

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica



**ANALISI DEL RAPPORTO SEGNALE-RUMORE DI
BIOSENSORI MAGNETORESISTIVI E SVILUPPO DELLA
RELATIVA ELETTRONICA DI LETTURA**

Relatore: Prof. Giorgio FERRARI
Correlatore: Ing. Giacomo GERVASONI

Tesi di Laurea Magistrale di:
Gaudenzia BAGNATI
Matricola: 814498

Anno Accademico 2014-2015

Indice

1	Sensori magnetoresistivi e applicazioni Lab-on-chip	1
1.1	I sensori MTJ	2
1.1.1	Principio di funzionamento e caratteristica R-H	2
1.1.2	Rumore 1/f negli MTJ	7
1.2	Progetto LOCSENS	11
1.2.1	Procedura di rivelazione	11
1.2.2	Readout dei sensori	13
1.2.3	Scelta della polarizzazione magnetica	17
1.2.4	Criticità dell'esperimento	19
1.3	Progetto UMANA	21
1.3.1	Simulazione dell'attività neuronale	23
1.3.2	Specifiche e set-up sperimentale	25
2	Analisi di rumore dei sensori magnetoresistivi	27
2.1	I dispositivi testati	28
2.1.1	Caratteristiche delle differenti tipologie di sensore	29
2.1.2	Condizioni di bias magnetico	33
2.1.3	Modellizzazione dello spettro di rumore	35
2.2	L'analizzatore di spettro a cross-correlazione	36
2.2.1	Principio di funzionamento	37
2.2.2	Scelta del front-end di lettura	39
2.2.3	Parametri di misura	41

2.3	Spettri di rumore dei sensori	44
2.3.1	Il rumore di tensione	46
2.3.2	Conversione degli spettri in risoluzione magnetica	47
2.3.3	Considerazioni sui risultati delle misure	47
3	Progetto LOCSENS e ottimizzazione del doppio lock-in	55
3.1	Selezione del sensore	56
3.2	Generazione del campo magnetico AC	56
3.2.1	Dimensionamento della bobina ideale	57
3.2.2	Scelta del set-up di generazione	61
3.2.3	Realizzazione pratica dei solenoidi	62
3.3	Lettura dei dispositivi	65
3.4	Alternative di progetto e sviluppi futuri	66
4	Progetto UMANA e generazione di campi magnetici AC tramite current lines	68
4.1	Caratteristiche del chip e selezione dei parametri di progetto	69
4.2	Opzioni di utilizzo delle current lines in frequenza	72
4.3	Lettura in tensione dei dispositivi con la scheda LOCSENS	74
4.3.1	Impatto della non-linearità dell'ossido su singola e doppia demodulazione	75
4.3.2	Studio del comportamento dell'ossido al variare del segnale DC sulla current line	78
4.3.3	Risposta del SiO_2 allo sweep di $f_{magnete}$	80
4.4	Lettura in corrente tramite amplificatore a transimpedenza e lock-in commerciale	82
4.4.1	Limiti di risoluzione sulla singola demodulazione	84
4.4.2	Interventi futuri per migliorare le prestazioni del sistema	85
5	Progettazione del front-end per la lettura in corrente dei sensori	86

5.1	Circuito per il pilotaggio in tensione dei dispositivi	91
5.2	Acquisizione e processing analogico	92
5.2.1	L'amplificatore a transimpedenza	94
5.2.2	Il percorso dummy: il preamplificatore e il DAC moltiplicatore	99
5.2.3	Sommatore e PGA	104
5.2.4	Filtraggio anti-aliasing e ADC	105
5.3	Circuito per il pilotaggio della linea di corrente	108
5.3.1	Stima dell'induttanza della linea	108
5.3.2	DAC e resistenza di polarizzazione	109
5.4	Circuito per il pilotaggio del generatore esterno di corrente	110
5.5	Simulazioni del front-end	111
5.5.1	Il readout differenziale e single-ended	111
5.5.2	L'alimentazione della current line	113

Bibliografia

117

Elenco delle figure

1.1	Livelli energetici della struttura Metallo/Ossido/Metallo [1]	3
1.2	Corrente di elettroni, in funzione della densità di stati di spin, in configurazione parallela e antiparallela delle magnetizzazioni [1].	4
1.3	Struttura semplificata della stack e dei contatti in oro dell'MTJ. Il tunneling avviene nella giunzione indicata a sinistra, mentre quella di destra, molto più estesa, funge da contatto ohmico. La presente configurazione, contraddistinta da uno scorrimento "a U" della corrente, consente di semplificare il processo litografico complessivo grazie alla deposizione di top e bottom contact in un unico step	5
1.4	Layout del chip [2]	6
1.5	Esempio di caratteristica R-H di un sensore MTJ, in cui è evidenziata l'area isteretica	7
1.6	Spettro di rumore di tensione al variare della corrente di alimentazione del sensore[3]	8
1.7	Dipendenza del coefficiente di Hooge dalla temperatura nelle condizioni di magnetizzazione parallela e antiparallela[4]	9
1.8	Dipendenza del coefficiente di Hooge dalla TMR(funzione dell'ossido tunneling) nel sensore saturato[3]	9
1.9	Dipendenza del coefficiente di Hooge da $\frac{dR}{dH}$ a T=300K e T=2K[4]	10
1.10	Dipendenza del coefficiente di Hooge dal braccio della curva caratteristica considerato[4]	11

1.11	Front-end della piattaforma LOCSENS, in cui si osservano la scheda con i 12 sensori (connessa al circuito analogico tramite spring contacts), il magnete, la microfluidica e il riscaldatore[5].	12
1.12	Procedura di detection: 1)Inserimento del sensore funzionalizzato; 2)Trasporto del campione biologico sopra il sensore; 3)Immissione delle beads in soluzione; 4)Washing.[5]	13
1.13	Architettura della scheda, che comprende due generatori di segnali sinusoidali (DAC e relativo amplificatore) per il pilotaggio in corrente dei dispositivi e del magnete e il circuito di lettura dei sensori (con MUX di selezione,INA a guadagno variabile e ADC). La generazione e il processing dei segnali acquisiti vengono gestiti digitalmente con un FPGA.[6]	14
1.14	Modulo dello spettro del segnale e successive operazioni di demodulazione per $f_{corrente}$ e $f_{magnete}$ [5]	15
1.15	Escursione del segnale demodulato in diverse condizioni di polarizzazione magnetica in risposta all'arrivo delle beads: nella porzione centrale (-5.5mT), dove il parametro $\frac{dR}{dH}$ è massimo, la variazione del segnale è minima[7]. . .	17
1.16	Curva R-H di un sensore MTJ con rappresentazione del contributo proporzionale a $\frac{d^2R}{dH^2} \Delta H_{DC}$ della risposta magnetoresistiva a $f_{corrente} + f_{magnete}$ a un campo magnetico H_{AC} fisso in diversi punti di magnetizzazione DC. Si noti come, a parità di segnale ΔH_{DC} dovuto alle beads, l'ampiezza delle sinusoidi segua l'andamento della derivata seconda (rappresentata sovrapposta alla caratteristica), giustificando la scelta del punto di lavoro sul ginocchio per la massimizzazione del segnale.	18

1.17	Curva R-H di un sensore MTJ con rappresentazione del contributo proporzionale a $\frac{dR}{dH}$ della risposta magnetoresistiva a $f_{corrente} + f_{magnete}$ a un campo magnetico H_{AC} fisso in diversi punti di magnetizzazione DC. Si noti come l'ampiezza delle sinusoidi si modifichi solo dove la derivata seconda della caratteristica non è nulla (dove $\frac{dR}{dH} _{H_{DC}}$ è variabile), mentre resti costante nella porzione di massima pendenza (dove $\frac{dR}{dH} _{H_{DC}}$ non cambia), in cui dunque il presente contributo è invariante rispetto all'entità del segnale dovuto alle beads.[5].	18
1.18	Rumore del canale di lettura nelle due diverse condizioni di guadagno dell'INA	22
1.19	Potenziale d'azione	24
1.20	Andamento del campo magnetico generato dal segnale neuronale[1]	25
2.1	Struttura multilayer verticale dei sensori MTJ, in cui sono evidenziati, oltre alla giunzione, gli strati deputati a fungere da buffer di corrente e la struttura antiferromagnetica che setta la magnetizzazione del fixed layer	29
2.2	Dipendenza esponenziale di resistenza a RA dei sensori dallo spessore di MgO	30
2.3	Curve R-H di dispositivi MTJ con spessore del free layer variabile da 14.45 a 16.05 Å. Si noti l'evoluzione dell'isteresi [8]	31
2.4	Esempio di stack di un sensore GMR	33
2.5	Immagine in scala delle dimensioni di contatti e stack degli MTJ	34
2.6	Configurazioni di scorrimento della corrente perpendicolare (MTJ) e parallelo (GMR) al piano sensibile	34
2.7	Schema concettuale dell'analizzatore di spettro a cross-correlazione	37
2.8	Front-end deputato alla lettura in tensione dei sensori; sono indicate tutte le possibili fonti di rumore[9]	39
2.9	Rete di polarizzazione dei DUT	42
2.10	Diagramma di funzionamento della singola catena di acquisizione	43
2.11	Relazioni caratteristiche normalizzate rispetto allo stato resistivo R_P di ciascun sensore	46

2.12	Spettri di rumore dei sensori nelle tre differenti condizioni di polarizzazione magnetica. Per ciascun DUT i punti di lavoro sono evidenziati sulla relativa caratteristica R-H	49
2.13	Sintesi dei valori di I_{DUT} e $\frac{dR}{dH}$ al variare della polarizzazione magnetica per le diverse tipologie di sensore	50
2.14	Spettri di rumore magnetico dei sensori nei tre diversi punti di lavoro	52
2.15	Spettri di rumore magnetico dei diversi tipi di sensori per $\frac{dR}{dH}_{MAX}$	53
2.16	Stima dei risultati raggiungibili dai diversi tipi di sensori per $\frac{dR}{dH}_{MAX}$ nei differenti contesti di biosensing affrontati	54
3.1	Caratteristica R-H dell'MTJ da 600 Ohm	57
3.2	Andamento delle linee di forza del campo magnetico generato dallo scorrimento della corrente negli avvolgimenti della bobina	58
3.3	Erogazione della corrente al coil in anello aperto con uno dei canali d'uscita dello Zurich	62
3.4	Ampiezza e fase del segnale di tensione sull'elettromagnete al variare di $f_{magnete}$	63
3.5	Ampiezza del segnale di tensione al variare di $f_{magnete}$ per due diverse tipologie di coil	64
4.1	Schema semplificato del sensore e della current line con indicate le principali dimensioni	70
4.2	Andamento del campo magnetico generato dal segnale neuronale[1]	71
4.3	Campo magnetico generato da un elemento infinitesimo della current line[1]	71
4.4	Struttura del chip per la movimentazione e la polarizzazione delle beads magnetiche, che avviene tramite erogazione di una corrente AC nei wires [10]	73
4.5	Set-up a quattro punte	74
4.6	Schema circuitale del chip e della generazione dei segnali	75
4.7	Caratterizzazione resistiva dell'ossido al variare della tensione DC applicata alla current line. Il wire si presenta sovrapposto centralmente per i sensori del chip 3 e decentrato per quelli del chip 6.	79

4.8	Andamento in frequenza della tensione ai capi dello strato di SiO_2 per le diverse tipologie di sensore	81
4.9	Andamento in frequenza dei rapporti IIarmonica/Iarmonica e IIIarmonica/Iarmonica per lo strato di ossido relativo alle diverse tipologie di sensore	83
5.1	Schema indicativo dei blocchi in cui si articola la scheda e dei suoi collegamenti con il chip dei sensori e l'alimentatore del magnete (in rosso) e con la XEM3010 che integra l'FPGA Spartan-3(in verde). Per comodità si è rappresentato l'unico DAC di generazione del segnale sui sensori in tutti i quattro canali	88
5.2	Architettura dell'FPGA nella precedente scheda LOCSENS. Rispetto a questo schema si implementerà il controllo di tre DAC per la generazione della corrente nel sensore e nella linea e per la gestione dell'alimentatore di potenza; di quattro ADC(uno per canale) e dei due DAC moltiplicatori del percorso dummy. Per quanto concerne le catene di segnale i presenti blocchi "G-INA selection" e "MUX control" saranno sostituiti da quelli utili alla selezione del guadagno dei PGA. I segnali <i>wire in</i> e <i>pipe out</i> si riferiscono alla comunicazione con il PC.	89
5.3	Circuito per il pilotaggio in tensione dei sensori	91
5.4	Implementazione dell'operazione di differenza tra il segnale acquisito sul sensore e quello dummy. Il percorso dummy si articola in un amplificatore a guadagno fisso seguito da un DAC moltiplicatore, la cui uscita dipende dal valore del reference e dalla codifica fornita digitalmente. Si noti la presenza di una catena finalizzata alla compensazione resistiva ed una atta ad emulare lo sfasamento del segnale entro il range $\pm 90^\circ$. La scelta delle resistenze through hole è finalizzata ad un eventuale primo bilanciamento grossolano delle due correnti che si confrontano nella terra virtuale del sommatore, che verrà poi rifinito tramite la gestione del DAC.	94

5.5	Primo stadio della catena di acquisizione. La capacità in ingresso dell'amplificatore include la somma del contributo di modo comune e di quello differenziale visto dal terminale invertente verso massa.	96
5.6	Rappresentazione qualitativa del modulo del guadagno d'anello con $R_{sensore}$ =500 Ohm	98
5.7	Rappresentazione qualitativa del modulo del guadagno d'anello con $R_{sensore}$ =10 kOhm.La distanza tra lo zero e la frequenza per cui si raggiunge la condizione limite per la stabilità (circa una decade) è indicativa di un margine di fase di circa 60 gradi.	98
5.8	Impedenza d'uscita vs. frequenza nell'AD745	99
5.9	Ladder R-2R in ingresso al reference del DAC, rappresentante la R_{eq} introdotta nel calcolo del suo rumore	100
5.10	Blocco costituito dall'AD5453 e dal THS4021. La capacità C1 in retroazione vale 1 pF.	101
5.11	Preamplificatore del percorso dummy e schema sintetico del DAC moltiplicatore	103
5.12	Schema indicante le due alternative di guadagno del sommatore configurabili esternamente (la capacità da 10 pF è funzionale alla compensazione nel caso $G=3$) e il PGA a valle nella catena che consente la duplice modalità di lettura. La figura sottostante riporta invece l'architettura del blocco preamplificatore+PGA utilizzato per gli altri tre canali.	105
5.13	Pin dell'integrato AD7983 con interfaccia seriale SPI compatibile	106
5.14	Implementazione del filtraggio anti-aliasing e dell'adattamento del segnale all'ingresso dell'ADC.	107
5.15	Modelli dell' induttanza per la spira circolare e per quella rettangolare.	108
5.16	Circuito di generazione della corrente nella linea	109
5.17	Circuito per il pilotaggio dell'alimentatore tra $\pm 10V$. Per semplicità sono stati omessi il filtro passa-basso e il buffer del reference.	110
5.18	SIMULAZIONE DIFFERENZIALE:tensione in uscita a piena dinamica discendente dall'applicazione di segnali inferiori a 1 mV in ingresso al sommatore	112

5.19	SIMULAZIONE SINGLE-ENDED:tensione in uscita e rumore equivalente in ingresso discendenti dall'applicazione di 50 mVAC su una resistenza da 500 Ohm	114
5.20	SIMULAZIONE SINGLE-ENDED:tensione in uscita e rumore equivalente in ingresso discendenti dall'applicazione di 50 mVAC su una resistenza da 10 kOhm	114
5.21	Simulazione della corrente e del rumore nella linea	115

Abstract

La possibilità di declinare sensori magnetoresistivi in applicazioni di biosensing ha consentito lo sviluppo di modalità di misura non invasive e ad alta risoluzione, in cui tuttavia il contributo di rumore dettato dai dispositivi stessi impone la necessità di una continua ottimizzazione a livello di sistema.

La duplice modulazione della corrente che alimenta i sensori e del campo magnetico su cui impatta il segnale d'interesse può offrire una soluzione per migliorare le prestazioni raggiungibili. A tale scopo in questa tesi è stato affrontato uno studio del rapporto segnale-rumore ottenibile con questi dispositivi e sono state approfondite le alternative utili alla generazione di campi magnetici ad alta frequenza, come la realizzazione di solenoidi e il ricorso a linee di corrente integrate su chip.

L'ottimizzazione del SNR consente di promuovere nuove modalità di utilizzo delle magnetoresistenze in ambito biomedicale, come ad esempio nel monitoraggio dell'attività neuronale: in tale contesto il campo magnetico, diversamente da quello elettrico, non subisce effetti di schermatura imputabili agli ioni in soluzione e si presta quindi ad essere rilevato più agevolmente. Per questa peculiare tipologia di misura sono state analizzate differenti alternative di set-up ed evidenziati i limiti così emersi, che hanno reso necessario lo sviluppo di un front-end di acquisizione in corrente a basso rumore, interamente gestibile entro una piattaforma portatile.

The possibility to devote magnetoresistive devices to biosensing applications has enabled the development of non-invasive, high resolution measuring methods. However the considerable level of noise added by the sensors calls for a continuous enhancement of their structure itself and of the electrical readout. Modulating both the current applied to the devices and the magnetic field, related to the signal of interest, may offer a solution to improve the achievable performances. According to this purpose in this thesis a study concerning the optimization of their signal-to-noise ratio was led, as well as an investigation on different approaches to generate high frequency magnetic fields, such as coils fabrication and the use of integrated-on-chip current lines.

Boosting the SNR helps promote new ways to employ magnetoresistances in the biomedical field, such as neuronal activity monitoring: in this context the magnetic field, unlike the electric one, isn't affected by screening effects due to ions in solution, and therefore it can be more easily detected. For this peculiar type of readout many set-up alternatives were analyzed and the limits thus emerged were highlighted: the consideration of these results justifies the development of a current-based acquisition, low noise front-end, entirely manageable within a portable platform.

Sommario

L'attività sperimentale svolta durante questa tesi è parte integrante dei progetti LOCSSENS e UMANA, entrambi coordinati dal Prof. Bertacco del dipartimento di fisica del Politecnico di Milano e incentrati sulla possibilità di declinare i sensori MTJ (Magnetic Tunnel Junction) in applicazioni di biosensing magnetico. In particolare l'esperimento LOCSSENS si basa sull'utilizzo di una piattaforma portatile volta alla rivelazione di contaminazioni batteriche in ambienti agroalimentari, sfruttando la possibilità di riconoscere un determinato tratto di DNA patogeno attraverso il suo legame con un particella label, la cui presenza viene individuata dai sensori. La tipologia di misura prevede sia la modulazione della corrente nelle giunzioni magnetoresistive sia quella del campo magnetico che li polarizza, e il mio intervento entro questo orizzonte ha riguardato il tentativo di massimizzare il rapporto segnale rumore del segnale risultante dalla doppia demodulazione, in particolare approfondendo le problematiche connaturate al rumore $1/f$ dei dispositivi e studiando eventuali soluzioni per la generazione di campi magnetici ad alta frequenza.

Il progetto UMANA (Ultrasensitive Magnetic Array for recording of Neuronal Activity), avviato durante il corso di questa tesi, è invece finalizzato allo sviluppo di un sistema per lo studio in vitro dell'attività elettrofisiologica delle colture neuronali. Mi sono occupata personalmente dello studio delle prestazioni raggiungibili, in termini di minimo campo magnetico risolvibile, con diverse tipologie di sensori magnetoresistivi, nonché dei limiti legati alla loro lettura in tensione. Alla luce dei risultati ottenuti ho quindi curato la progettazione

di un front-end analogico a basso rumore per la lettura in corrente degli MTJ, funzionale al pieno sfruttamento delle loro potenzialità.

Nel **Capitolo 1** vengono introdotti i sensori MTJ tramite una panoramica sui parametri di merito principali e sui contributi al loro rumore intrinseco. Sono poi descritti sinteticamente il sistema LOCSENS con le criticità emerse nella misura implementata e le specifiche che guideranno l'avvio del progetto UMANA.

Nel **Capitolo 2** trova spazio un'analisi di rumore di differenti tipi di magnetoresistenze, a valle della quale sono state ipotizzate delle relazioni di dipendenza sussistenti tra determinate loro caratteristiche fisiche e l'informazione contenuta nello spettro. Sono stati quindi stimati i limiti di risoluzione magnetica raggiungibili al variare del bias magnetico e della modalità di lettura dei sensori.

Il **Capitolo 3** è dedicato al dimensionamento di solenoidi volti alla stimolazione magnetica in AC delle giunzioni, tramite la quale si vorrebbe abbattere il contributo del loro flicker noise sul segnale doppiamente demodulato.

Nel **Capitolo 4** sono riportati gli esiti dei primi esperimenti condotti entro il contesto del progetto UMANA, basati sulla stimolazione magnetica dei sensori tramite linee di corrente integrate su chip volte ad emulare la dinamica dei segnali neuronali. Sono stati affrontati i limiti e le problematiche discendenti dalla lettura in tensione e da quella in corrente effettuata con la strumentazione tradizionale.

Il **Capitolo 5**, in conclusione, è incentrato sul progetto di un front-end analogico a basso rumore deputato a una lettura in corrente custom delle magnetoresistenze.

Capitolo 1

Sensori magnetoresistivi e applicazioni Lab-on-chip

I biosensori sono dispositivi contraddistinti dalla dipendenza di una loro peculiare proprietà fisica da una delle variabili del sistema biologico che sono deputati a monitorare. Tale comportamento consente di rivelare lo stimolo ottico, elettrochimico o magnetico di interesse e di convertirlo in un segnale ad esso proporzionale di natura elettrica, facilmente sottoponibile a condizionamento analogico e processazione nel dominio digitale.

La crescente compatibilità dimensionale tra tale tipologia di trasduttori e le entità biologiche analizzate nei tradizionali protocolli di laboratorio, nonché la convergenza tra le competenze multidisciplinari di scienza dei materiali, micro e nano tecnologie, biochimica ed elettronica, hanno condotto allo sviluppo di piattaforme portatili di analisi e diagnosi alla microscala basate sull'utilizzo sistematico dei biosensori. Questi sistemi lab-on-chip prevedono la compenetrazione di chip microfluidico, finalizzato a garantire la sopravvivenza e la mobilitazione del campione, sensore e catena di acquisizione ed elaborazione dell'informazione elettrica in un oggetto integrato volto a consentire misure veloci, non invasive e altamente sensibili.

1.1 I sensori MTJ

Entro l'orizzonte delle applicazioni lab-on-chip si inserisce il settore del biosensing magnetico, e questo lavoro di tesi è rivolto alla caratterizzazione e all'ottimizzazione del readout in diverse condizioni sperimentali di una particolare classe di dispositivi atti a convertire una variazione del campo magnetico esterno in un cambiamento del loro comportamento resistivo.

I sensori impiegati sono di tipo Magnetic Tunnel Junction (MTJ), sviluppati dal gruppo di ricerca di Nanomagnetismo per la Biologia e la Spintronica del Dipartimento di Fisica del Politecnico di Milano, e declinati in due differenti contesti di ricerca, che verranno in seguito illustrati più dettagliatamente. In generale nel progetto LOCSENS la grandezza fisica oggetto della rivelazione è la quantità di uno specifico tipo di DNA target presente nel campione fluidico in esame, mentre l'obiettivo del progetto UMANA consta nello studio dell'attività neuronale in vitro, in termini di intensità e risoluzione spazio-temporale degli spikes.

1.1.1 Principio di funzionamento e caratteristica R-H

Il core dei sensori magnetoresistivi a effetto tunnel è rappresentato da una giunzione metallo/ossido/metallo. In tale sistema all'equilibrio termodinamico i livelli di Fermi dei tre strati coincidono; tuttavia, dal momento che quello relativo all'ossido giace all'interno del gap, mentre nei metalli cade in corrispondenza della banda di conduzione, gli elettroni vedono una barriera di potenziale rappresentata dall'isolante. Qualora lo spessore di questo strato intermedio sia sufficientemente sottile la probabilità di tunneling tra i due layer metallici appare non trascurabile, e a riposo si contemplan pertanto due flussi di corrente di uguale intensità e verso opposto tra gli stessi. A seguito dell'applicazione di una differenza di potenziale, invece, è osservabile un passaggio netto di elettroni dal metallo a potenziale minore verso quello a potenziale maggiore, in quanto lo spostamento dei due livelli di Fermi degli elettrodi genera uno squilibrio tra le

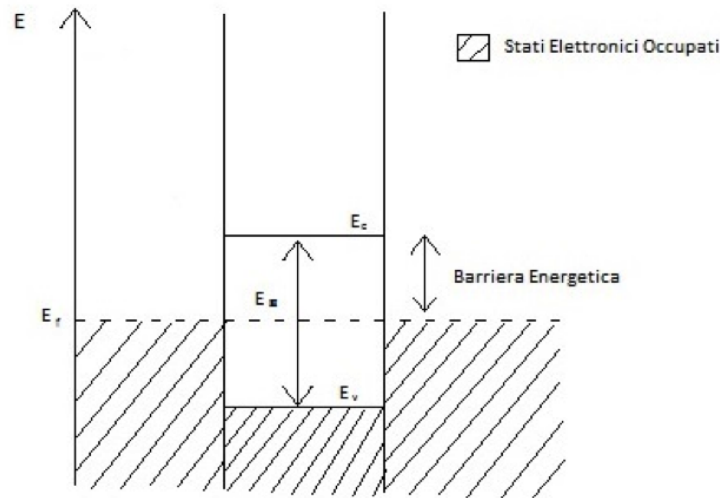


Figura 1.1: Livelli energetici della struttura Metallo/Ossido/Metallo [1]

rispettive popolazioni elettroniche. Le considerazioni finora proposte risultano indipendenti dalla natura degli strati metallici, e dunque valide anche nel caso in cui essi siano costituiti da materiale ferromagnetico.

Nella condizione particolare appena introdotta, in aggiunta, si evidenzia sperimentalmente che ruotando la magnetizzazione di uno di questi due layer tramite il ricorso a un campo magnetico esterno, mantenendo fissa quella dell'altro, la giunzione oppone una resistenza variabile alla corrente di tunnel. Quando le due magnetizzazioni sono equiverse (condizione nota come stato parallelo) la probabilità di tunneling è massima e quindi la resistenza opposta dal sensore alla corrente risulta minima, mentre se hanno verso opposto (stato antiparallelo) il dispositivo si presenta nella condizione più resistiva.

Tale comportamento, teorizzato per la prima volta da Jullière nel 1975, è giustificabile se si assume che gli elettroni conservino il loro spin nell'oltrepassare la barriera di isolante. Nei ferromagneti, infatti, si osserva una separazione degli stati elettronici in prossimità del livello di Fermi in base allo spin, e fondandosi sull'ipotesi ora avanzata si possono immaginare due canali conduttivi in parallelo di spin-up e spin-down. Il flusso di corrente complessivo sarà perciò definito

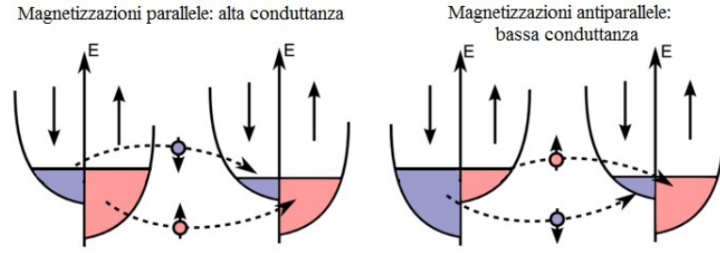


Figura 1.2: Corrente di elettroni, in funzione della densità di stati di spin, in configurazione parallela e antiparallela delle magnetizzazioni [1].

dalla somma di quattro contributi, indicativi della mole di elettroni che attraversano il layer ossidico nelle due direzioni opposte per entrambe le tipologie di spin:

$$J = J_{\uparrow 1 \rightarrow 2} + J_{\uparrow 2 \rightarrow 1} + J_{\downarrow 1 \rightarrow 2} + J_{\downarrow 2 \rightarrow 1} . \quad (1.1)$$

Assumendo per semplicità una temperatura prossima allo zero assoluto, gli unici elettroni che riescono a superare la barriera a seguito dell'applicazione di una ΔV a cavallo della giunzione sono quelli ad energia compresa tra $E_F - q\Delta V$ ed E_F : il livello di Fermi dell'elettrodo a cui viene imposta la tensione negativa si alza di una quantità $q\Delta V$, pertanto tali elettroni vedono, nell'altro strato ferromagnetico, stati liberi con pari energia. Come si deduce dall'immagine [1.2] la conduttanza del sensore si dimostra superiore se le due magnetizzazioni sono parallele, in quanto si contempla il maggior numero di elettroni liberi di effettuare il tunneling in corrispondenza del maggior quantitativo di stati disponibili ad accoglierli. Nel caso di magnetizzazioni antiparallele, invece, la massima disponibilità di elettroni liberi corrisponde al minor numero di stati occupabili, e viceversa.

Uno dei parametri caratteristici della giunzione, la TMR, è quindi descritto dall'escursione tra i valori R_P e R_{AP} , relativi agli stati parallelo e antiparallelo, rispetto alla resistenza minima espletata dal sensore quando non viene applicato

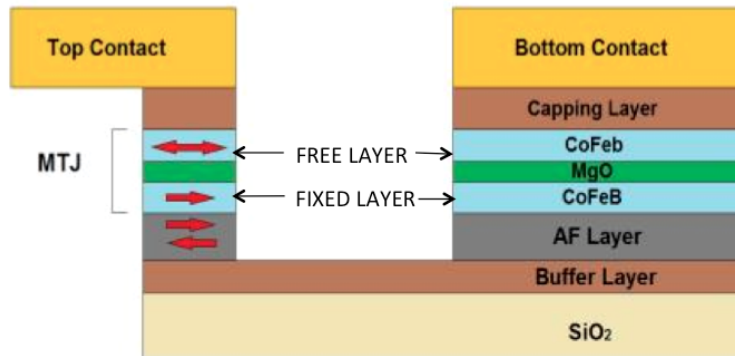


Figura 1.3: Struttura semplificata della stack e dei contatti in oro dell'MTJ. Il tunnelling avviene nella giunzione indicata a sinistra, mentre quella di destra, molto più estesa, funge da contatto ohmico. La presente configurazione, contraddistinta da uno scorrimento "a U" della corrente, consente di semplificare il processo litografico complessivo grazie alla deposizione di top e bottom contact in un unico step

alcun campo esterno:

$$TMR = \frac{R_{AP} - R_P}{R_P}. \quad (1.2)$$

I dispositivi MTJ impiegati nei due progetti LOCSENS ed UMANA sono costituiti da giunzioni CoFeB/MgO/CoFeB[Fig.1.3]; la magnetizzazione dello strato ferromagnetico inferiore, il fixed layer, è fissata lungo il suo lato corto tramite l'interazione con un costrutto antiferromagnetico sottostante, mentre quella del free layer superiore è lasciata libera di ruotare per consentire la procedura di rivelazione. Il campo magnetico a cui vengono sottoposti è infatti in grado di modificare l'orientazione relativa tra le due magnetizzazioni, alterando così il comportamento impedenziale della struttura per effetto magnetoresistivo.

I sensori vengono connessi a due pad in oro per poter essere contattati elettricamente: la corrente scorre attraverso un contatto nella giunzione dall'alto verso il basso, poi tramite un buffer conduttivo risale verticalmente fino a raggiungere il secondo contatto in oro.

Il chip completo[Fig.1.4] è costituito da dodici sensori trasversali, ognuno con un pad laterale, mentre il tredicesimo contatto, utilizzato per il segnale di massa,

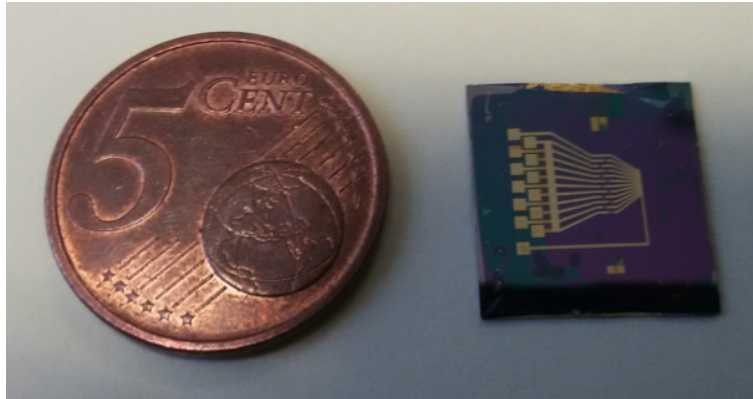


Figura 1.4: Layout del chip [2]

viene condiviso da tutti i dispositivi.

Un esempio di caratteristica R-H degli MTJ, riportata nella figura [1.5], ne illustra sinteticamente i parametri di merito distintivi, oggetto di un continuo processo di ottimizzazione da parte di svariati gruppi di ricerca. La già menzionata TMR, infatti, individua il range dinamico, mentre l'entità della variazione resistiva puntuale al cambiamento del campo esterno è quantificata dalla sensibilità $\frac{dR}{dH}$, ossia dalla derivata prima della curva, la quale dipende dal valore del campo trasversale con cui viene polarizzato il sensore. Occorre dunque impiegare un bias magnetico affinché la magnetoresistenza espliciti la pendenza desiderata in fase operativa.

Oltre alla massimizzazione della TMR e della sensibilità, comune obiettivo di studio in questo settore è la riduzione dell'isteresi, evidenziata graficamente dalla distanza tra le curve di andata e di ritorno tra i due stati resistivi saturati. Il comportamento isteretico del sensore si esplica nell'instaurazione di microcicli di natura magnetica interni alla caratteristica R-H, che causano sia una distorsione della risposta impedenziale rispetto all'andamento dipendente in maniera lineare dal campo che si attende, sia un'attenuazione della sua entità quando lo stimolo magnetico tenderebbe a ricondurre la giunzione verso lo stato a bassa resistenza.

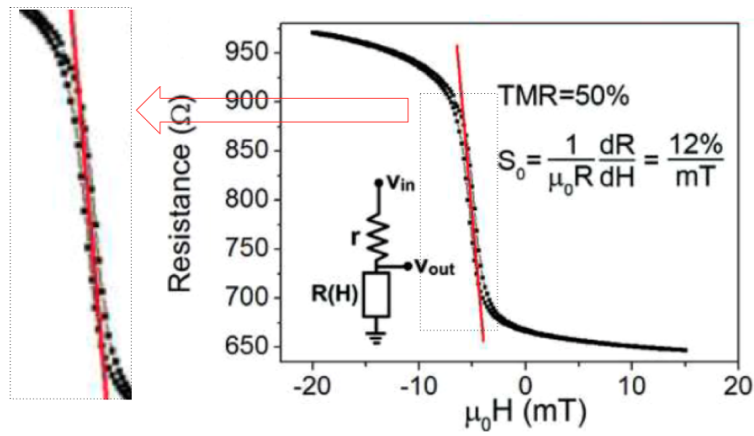


Figura 1.5: Esempio di caratteristica R-H di un sensore MTJ, in cui è evidenziata l'area isteretica

1.1.2 Rumore 1/f negli MTJ

I miglioramenti nei processi litografici di realizzazione dei dispositivi implementati allo stato dell'arte si sono dimostrati prioritariamente rivolti alla massimizzazione del segnale ottenibile, tramite l'intervento sulle figure di merito evidenziate in precedenza.

Tuttavia il principale ostacolo al raggiungimento di limiti di detection spinti a basse frequenze è, in molti casi, costituito dal rumore 1/f intrinseco dei sensori, il cui corner può raggiungere valori fino all'ordine dei MHz. La forma più sintetica atta a descrivere la potenza del rumore in tensione è riconducibile a un modello assimilabile a quello canonizzato da Hooge[Eq.1.3]:

$$S_V^{1/f} [V^2/Hz] = \frac{\alpha_H I^2 R^2}{A f} \quad (1.3)$$

Nella presente espressione A rappresenta l'area della giunzione, mentre α_H è definibile come coefficiente di Hooge modificato: tale costante accorpa le componenti magnetica ed elettronica del rumore flicker ed è stata analizzata in letteratura la sua dipendenza da alcuni parametri fisici del sensore e dalla temperatura.

L'1/f di natura elettronica appare correlato agli stati intrappolanti incontra-

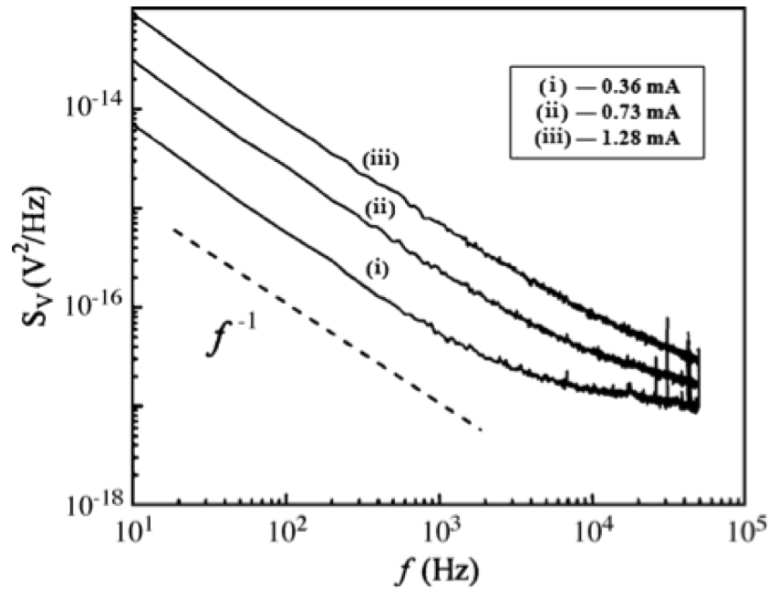


Figura 1.6: Spettro di rumore di tensione al variare della corrente di alimentazione del sensore[3]

ti dagli elettroni nella barriera di ossido e all'interfaccia con i layer metallici, in quanto questi difetti decrementano la mobilità dei portatori mentre scorre la corrente. Per visualizzare in maniera isolata il suddetto fenomeno è stato studiato l'andamento del coefficiente di Hooge al variare di alcuni fattori d'interesse misurando il sensore in condizione saturata, così da rimuovere le fluttuazioni lente di derivazione magnetica[11]. In particolare è stato appurato come il ricorso a una barriera di ossido cristallino permetta di abbattere il valore di α_H e contemporaneamente di incrementare la TMR [Fig.1.8]; inoltre si è dimostrata significativa la prassi di modulazione della corrente che viene iniettata nel sensore. Dal grafico [1.7] si desume poi che la saturazione nello stato resistivo antiparallelo è apparsa associata a prestazioni di rumore peggiori rispetto alla condizione opposta, e che esiste una relazione più che lineare tra il coefficiente di Hooge e la temperatura a cui opera il dispositivo.

Il rumore $1/f$ di origine magnetica è invece riconducibile ai "salti" incontrollati delle pareti dei domini magnetici tra stati oscillanti metastabili, evento connesso alla suscettibilità e alla struttura fisica del free layer. A tal proposito è

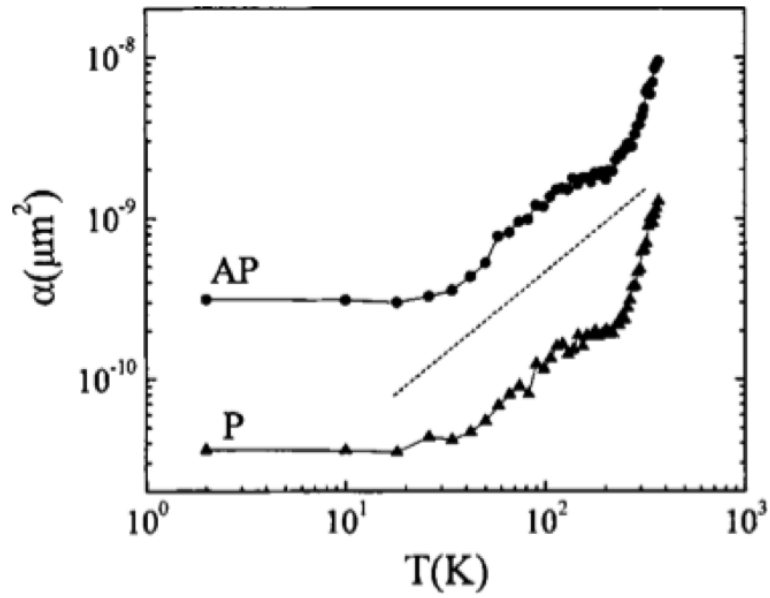


Figura 1.7: Dipendenza del coefficiente di Hooge dalla temperatura nelle condizioni di magnetizzazione parallela e antiparallela[4]

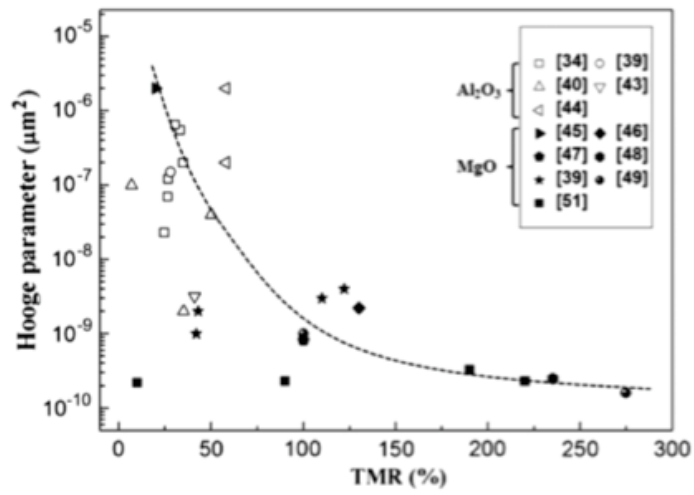


Figura 1.8: Dipendenza del coefficiente di Hooge dalla TMR(funzione dell'ossido di tunnelling) nel sensore saturato[3]

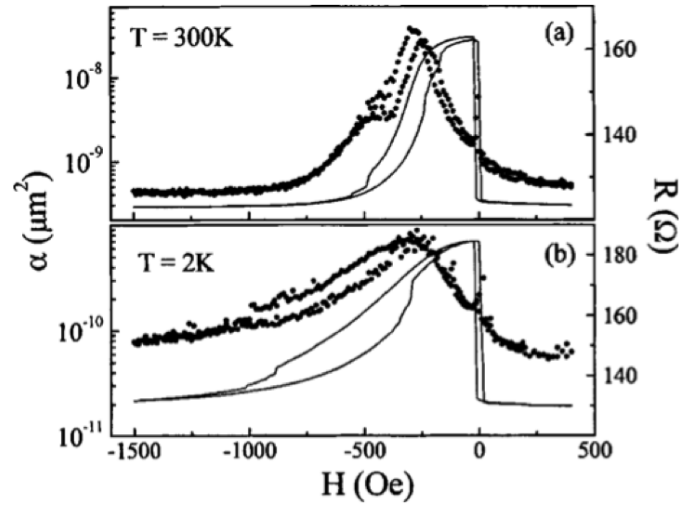


Figura 1.9: Dipendenza del coefficiente di Hooge da $\frac{dR}{dH}$ a $T=300\text{K}$ e $T=2\text{K}$ [4]

stata rilevata la proporzionalità diretta sussistente tra il coefficiente di Hooge e la derivata della caratteristica R-H [Fig.1.9] e con il campo di saturazione della giunzione, nonché la dissimmetria tra l'andamento di α_H nei tratti di andata e di ritorno della curva [Fig.1.10] e la comparsa di picchi in prossimità dell'inversione tra i due strati ferromagnetici[4][3].

Le puntualizzazioni elaborate finora si dimostrano senz'altro utili nel chiarificare quali criteri adottare in fase di fabbricazione in vista di minimizzare i contributi delle diverse fonti di rumore; tuttavia per riuscire ad apprezzare pienamente le potenzialità dei dispositivi e comprendere i limiti di risoluzione di campo magnetico raggiungibili nell'ipotesi di disporre di un'elettronica di lettura ideale occorre condurre un'analisi più sistematica.

Nel secondo capitolo verrà pertanto proposta una caratterizzazione dello spettro di rumore dei sensori nei vari punti di polarizzazione magnetica, rivolta a definire quantitativamente le prestazioni del singolo dispositivo in base alle condizioni sperimentali scelte nella misura specifica.

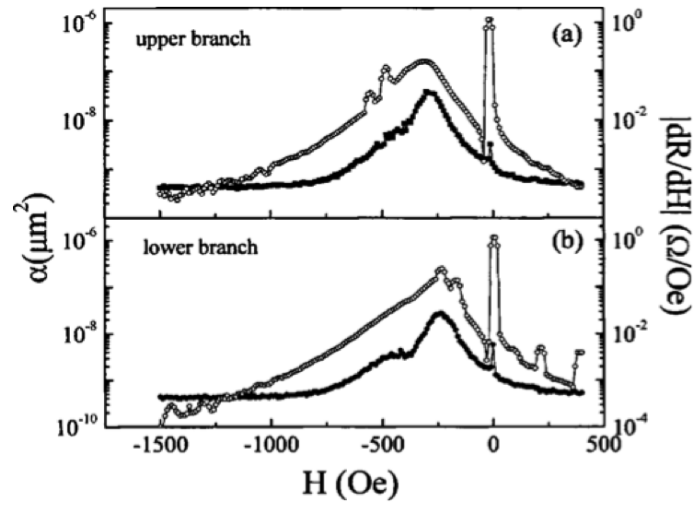


Figura 1.10: Dipendenza del coefficiente di Hooge dal braccio della curva caratteristica considerato[4]

1.2 Progetto LOCSENS

Il progetto LOCSENS, già ultimato prima dell'inizio del mio percorso di tesi, ha previsto la realizzazione di una piattaforma lab-on-chip atta a rilevare la presenza di contaminazioni batteriche in ambienti e attrezzature ad uso agroalimentare (in particolare del virus epatite E e dei batteri Salmonella e Listeria monocytogenes).

Il sistema consta in un'integrazione della microfluidica per il trasporto del campione biologico sopra i sensori, del chip disposable comprendente dodici MTJ (dei quali alcuni di controllo e altri funzionalizzati per la detection dei diversi patogeni), dell'elettromagnete volto a polarizzare e a stimolare in AC i dispositivi e dell'elettronica di pilotaggio, controllo e readout. Attualmente si ricorre ancora a un alimentatore di potenza esterno per fornire la corrente necessaria al magnete.

1.2.1 Procedura di rivelazione

Nella tipologia di misura implementata in LOCSENS gli MTJ lavorano in associazione a delle sfere superparamagnetiche, le quali fungono da label delle

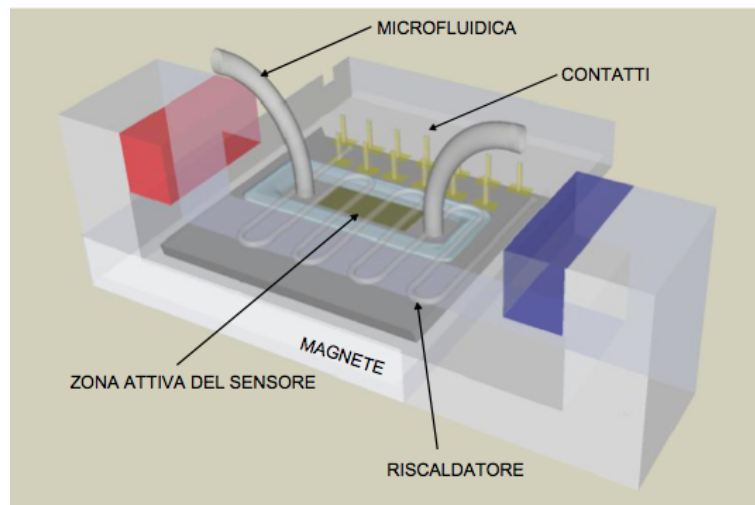


Figura 1.11: Front-end della piattaforma LOCSSENS, in cui si osservano la scheda con i 12 sensori (connessa al circuito analogico tramite spring contacts), il magnete, la microfluidica e il riscaldatore[5].

molecole d'interesse che si desidera individuare nel campione. Le beads influenzano infatti l'andamento del campo magnetico circostante, e la loro presenza può essere così agevolmente rilevata dagli MTJ.

A tal proposito la superficie dei sensori viene funzionalizzata fissando come probes le single strand di DNA complementari al target della detection[Fig.1.12-1]; successivamente si fa fluire il campione sopra il chip in modo che avvenga l'ibridizzazione tra probes e molecole target, le quali rimangono così immobilizzate sul dispositivo[1.12-2].

Vengono poi immesse in soluzione le beads magnetiche ricoperte con streptavidina [1.12-3], le quali si legano aslettivamente a tutte le single strand del campione: in fase di sample preparation si realizza il link tra queste ultime e la biotina, vitamina che espleta un'altissima affinità con la streptavidina.

Dopo uno step di washing permangono sopra il sensore solo le catene target che hanno subito il processo di ibridizzazione su di esso[1.12-4], quantificate dal legame anticorpo-antigene tra ciascuna di esse e una bead magnetica. L'escursione resistiva della giunzione risulterà proporzionale alla variazione di campo magnetico, generata a sua volta dal numero di sfere superparamagnetiche ancora

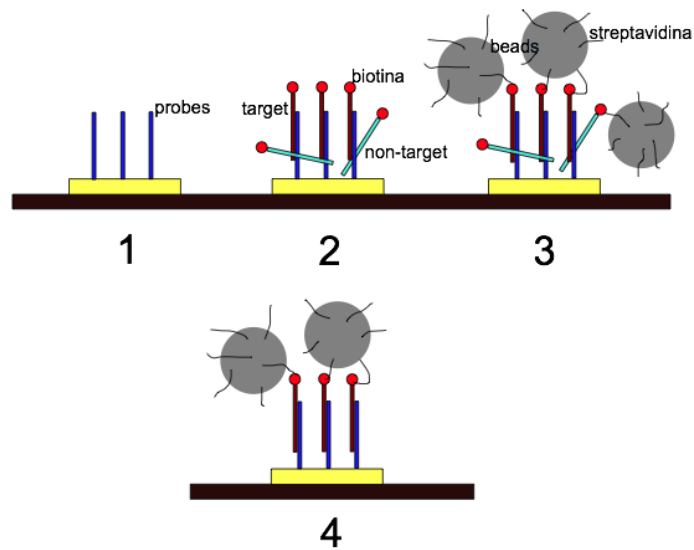


Figura 1.12: Procedura di detection: 1)Inserimento del sensore funzionalizzato; 2)Trasporto del campione biologico sopra il sensore; 3)Immissione delle beads in soluzione; 4)Washing.[5]

legate al campione a valle del lavaggio.

1.2.2 Readout dei sensori

La misura della magnetoresistenza degli MTJ avviene iniettando una corrente negli stessi e monitorando la tensione ai loro capi, che indicativamente deve essere mantenuta intorno ai 10 mV ai fini di non rompere l'ossido della giunzione. La scheda sviluppata per il progetto LOCSENS [Fig.1.13] consente di implementare una tecnica di doppio lock-in per ottimizzare la lettura dei dispositivi: il ricorso ad una corrente sinusoidale negli stessi, in particolare, permette di bypassare il rumore a bassa frequenza del canale di acquisizione; una seconda modulazione è invece applicata al campo magnetico. Le variazioni indotte dalle beads possono così essere osservate in AC piuttosto che in continua, smorzando l'effetto dell' $1/f$ magnetico e di eventuali disturbi magnetici.

La frequenza della corrente viene settata intorno ai 10 kHz per superare il corner dei componenti elettronici presenti nella catena di processing analogico, mentre $f_{magnete}$ è limitata a circa 100 Hz dalla banda dell'alimentatore collegato al

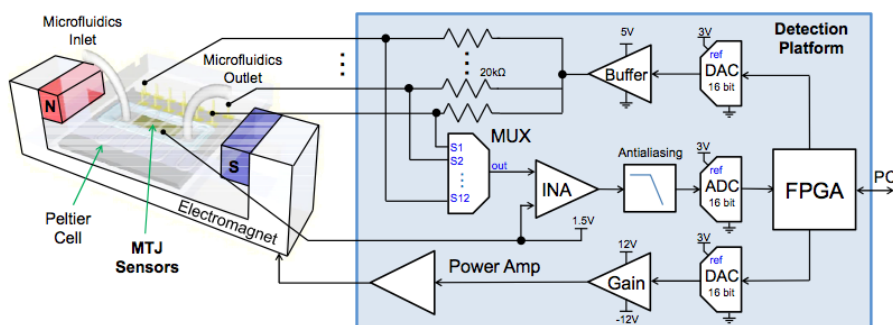


Figura 1.13: Architettura della scheda, che comprende due generatori di segnali sinusoidali (DAC e relativo amplificatore) per il pilotaggio in corrente dei dispositivi e del magnete e il circuito di lettura dei sensori (con MUX di selezione, INA a guadagno variabile e ADC). La generazione e il processing dei segnali acquisiti vengono gestiti digitalmente con un FPGA. [6]

magnete.

Il segnale di tensione acquisito viene poi demodolato una prima volta alla frequenza di modulazione della corrente e una seconda volta a quella del campo magnetico. A tal proposito in figura [1.14] è possibile visualizzare sinteticamente il modulo dello spettro dell'informazione proveniente dagli MTJ, localizzato a $f_{corrente} + f_{magnete}$ e $f_{corrente} - f_{magnete}$, e l'esito del processing successivo. Occorre tuttavia prestare attenzione al fatto che l'andamento della caratteristica R-H degli MTJ richiede la generazione di un campo magnetostatico al quale risulterà sovrapposta la componente modulata. Questi sensori rispondono infatti con la $\frac{dR}{dH}$ desiderata quando polarizzati in maniera opportuna, e la scelta di rinunciare al bias magnetico per servirsi del solo contributo in alternata significherebbe lavorare a ridosso della saturazione.

La massimizzazione della sensibilità della lettura non dipende però soltanto dall'entità dell'escursione magnetoresistiva ottenibile a parità di segnale magnetico, ma anche dalla modalità con cui impatta su quest'ultimo la presenza delle beads. Se, infatti, esse generassero soltanto un'informazione in AC si potrebbe concretamente giovare della modulazione del campo magnetico per smorzare l'effetto dell' $1/f$ sulla misura, ma queste label superparamagnetiche modificano sia la parte in AC sia quella in DC, inducendo una variazione tanto più pronunciata

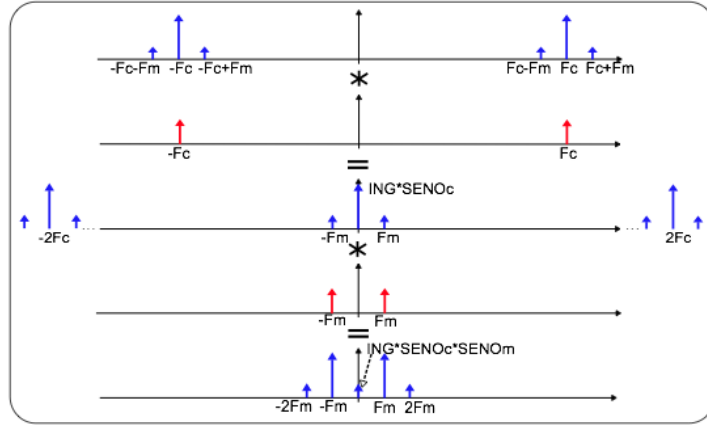


Figura 1.14: Modulo dello spettro del segnale e successive operazioni di demodulazione per $f_{corrente}$ e $f_{magnete}$ [5]

in continua quanto più risulta intenso il campo originato con il magnete. A causa della forte non linearità del sensore una variazione del campo magnetico in continua si riverbera infatti in una significativa modifica della sinusoide osservata a $f_{magnete}$. Questo comporta che, a prescindere dal valore di $f_{magnete}$, le lente fluttuazioni del flicker noise inevitabilmente sovrapposte all'informazione in DC portino a una modulazione dell'ampiezza del segnale a tale frequenza, inficiando così l'esito del doppio lock-in. Il limite di risoluzione sarà dettato dall'integrazione dello spettro di rumore degli MTJ nell'intorno di 0 Hz e non, come sperato, della frequenza di modulazione magnetica.

Per l'analisi dell'ampiezza delle sinusoidi acquisite ipotizziamo di gestire una variazione del campo magnetico determinata dalle beads e un'intensità della componente modulata a $f_{magnete}$ H_{AC} molto più piccole ($1 \div 10\%$) rispetto al valore H_{DC} del campo magnetostatico (qualche mT). Si osservi peraltro come, conseguentemente alla condizione $H_{AC} \ll H_{DC}$, l'effetto derivante dalla presenza delle sfere magnetiche è più marcato sulla componente statica: $\Delta H_{AC} \ll \Delta H_{DC}$. Ciò comporta, come vedremo, che il cambiamento del segnale a $f_{magnete}$ risulta dominato da quello del punto di lavoro indotto da ΔH_{DC} combinato alla forte non linearità del sensore, e non dalla componente ΔH_{AC} .

A valle delle precedenti assunzioni è allora lecito approssimare la magnetore-

sistenza con il suo sviluppo in serie di Taylor arrestato al secondo ordine. La tensione ai capi della giunzione è definita da:

$$A_V = A_I \sin(2\pi f_{corrente} t) \left(R_{DC} + \frac{dR}{dH} \Big|_{H_{DC}} (\Delta H_{DC} + H_{AC} \cos(2\pi f_{magnete} t)) \right) + \frac{d^2 R}{dH^2} \Big|_{H_{DC}} \frac{(\Delta H_{DC} + H_{AC} \cos(2\pi f_{magnete} t))^2}{2} \quad (1.4)$$

dove A_I è la corrente AC a frequenza $f_{corrente}$ che alimenta il dispositivo e R_{DC} la magnetoresistenza nominale dello stesso nel punto di bias magnetico scelto. L'informazione reperibile a $f_{corrente}$ è data da:

$$A_{V, f_{corrente}} = A_I \left(R_{DC} + \frac{dR}{dH} \Big|_{H_{DC}} \Delta H_{DC} \right) \quad (1.5)$$

in cui il termine di secondo grado $\frac{d^2 R}{dH^2} \Big|_{H_{DC}} \frac{(\Delta H_{DC})^2}{2}$ è stato ommesso in quanto di importanza irrilevante. Il prodotto $A_I R_{DC}$ costituisce la voce preponderante dell'equazione, ed il valore di tensione risultante deve dimostrarsi compatibile con il limite massimo di qualche decina di mV tollerabile dalla giunzione.

Il segnale a $f_{corrente} + f_{magnete}$ (o analogamente a $f_{corrente} - f_{magnete}$) è invece descrivibile con la seguente espressione:

$$A_{V, f_{corrente} + f_{magnete}} = \frac{A_I}{2} \left(\frac{dR}{dH} \Big|_{H_{DC}} \Delta H_{AC} + \frac{d^2 R}{dH^2} \Big|_{H_{DC}} \Delta H_{DC} H_{AC} + \Delta H_{DC} \Delta H_{AC} \right) \quad (1.6)$$

in cui il secondo contributo è quello prevalente. Si evince che la risposta magnetoresistiva alla modulazione del campo magnetico appena individuata sarà sensibilmente contenuta rispetto al valore assoluto dello stato impedenziale associato alla giunzione nell'intorno del punto di lavoro: pertanto il modulo dell'informazione a $f_{corrente}$ appare molto maggiore rispetto a quello osservabile a $f_{corrente} \pm f_{magnete}$. Questa considerazione legittima ulteriormente la decisione di adottare la tecnica del lock-in, che tramite il filtraggio a banda stretta intorno alla frequenza di interesse implementa l'estrazione del segnale utile anche in presenza di una spuria di grandezza preponderante a breve distanza spettrale.

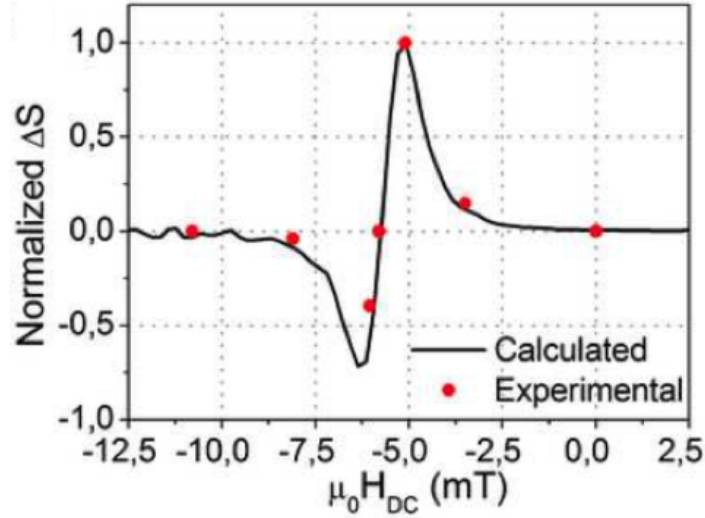


Figura 1.15: Escursione del segnale demodulato in diverse condizioni di polarizzazione magnetica in risposta all'arrivo delle beads: nella porzione centrale (-5.5mT), dove il parametro $\frac{dR}{dH}$ è massimo, la variazione del segnale è minima[7].

1.2.3 Scelta della polarizzazione magnetica

Ai fini di ottimizzare la sensibilità degli MTJ alle beads indipendentemente dalla localizzazione spettrale dell'informazione è stato studiato in maniera strutturata il loro comportamento in diverse condizioni di polarizzazione magnetica: in accordo con quanto riportato nella relazione [1.6] l'evidenza fenomenologica suggerisce di massimizzare il prodotto $\frac{d^2 R}{dH^2}|_{H_{DC}} H_{DC}$ [7]. La dipendenza di ΔH_{DC} da H_{DC} risulta intuitiva in quanto la presenza delle sfere superparamagnetiche si riverbera in un'alterazione del campo tanto più intensa quanto più è forte il bias magnetico stesso.

Il significato del termine $\frac{d^2 R}{dH^2}|_{H_{DC}}$ può invece essere chiarificato esaminando la figura[1.16] in cui, per semplicità, si è ipotizzato che la presenza delle beads provochi una variazione del solo campo DC applicato al sensore. Esplorando il tratto centrale della caratteristica, dove $\frac{dR}{dH}$ è pressochè costante e massima, la derivata seconda, indicativa del cambiamento di pendenza della curva e responsabile della correlazione diretta tra ΔH_{DC} e l'informazione a $f_{magnete}$, è quasi nulla e conseguentemente l'arrivo delle label superparamagnetiche non si

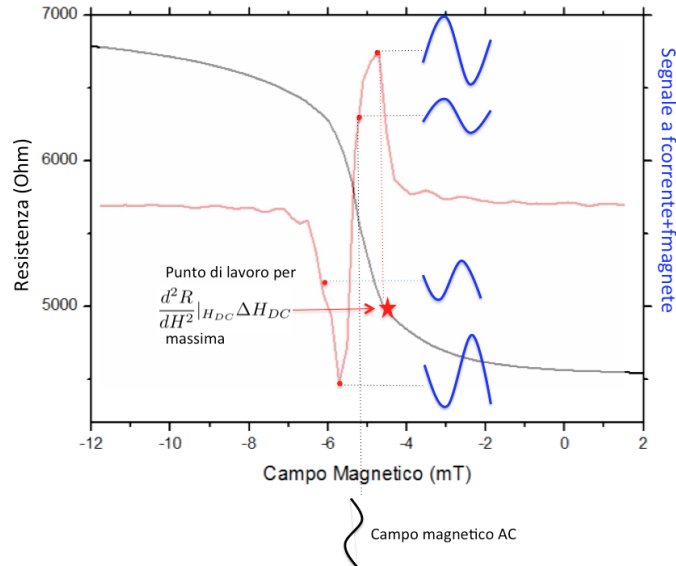


Figura 1.16: Curva R-H di un sensore MTJ con rappresentazione del contributo proporzionale a $\frac{d^2 R}{dH^2} \Delta H_{DC}$ della risposta magnetoresistiva a $f_{corrente} + f_{magnete}$ a un campo magnetico H_{AC} fisso in diversi punti di magnetizzazione DC. Si noti come, a parità di segnale ΔH_{DC} dovuto alle beads, l'ampiezza delle sinusoidi segue l'andamento della derivata seconda (rappresentata sovrapposta alla caratteristica), giustificando la scelta del punto di lavoro sul ginocchio per la massimizzazione del segnale.

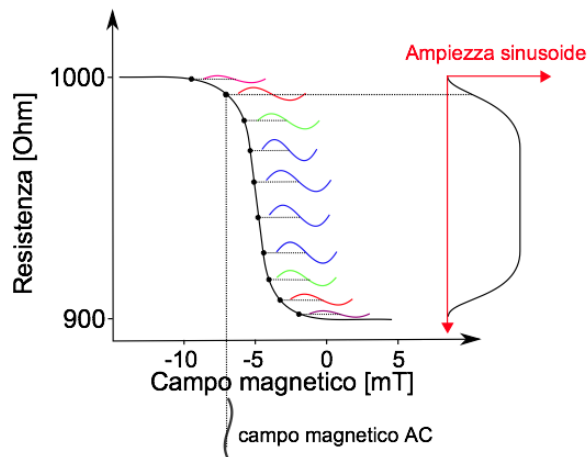


Figura 1.17: Curva R-H di un sensore MTJ con rappresentazione del contributo proporzionale a $\frac{dR}{dH}$ della risposta magnetoresistiva a $f_{corrente} + f_{magnete}$ a un campo magnetico H_{AC} fisso in diversi punti di magnetizzazione DC. Si noti come l'ampiezza delle sinusoidi si modifichi solo dove la derivata seconda della caratteristica non è nulla (dove $\frac{dR}{dH}|_{H_{DC}}$ è variabile), mentre resti costante nella porzione di massima pendenza (dove $\frac{dR}{dH}|_{H_{DC}}$ non cambia), in cui dunque il presente contributo è invariante rispetto all'entità del segnale dovuto alle beads.[5].

ripercuote in una modifica del segnale. La figura [1.17] riporta invece l'ampiezza della sinusoide prodotta dalle beads considerando unicamente il loro impatto su H_{AC} , direttamente proporzionale alla derivata della relazione R-H.

Alla luce delle precedenti riflessioni si seleziona quindi un punto di lavoro a $\frac{d^2R}{dH^2}$ sul ginocchio della curva caratteristica, a circa -3.5 mT, in prossimità dello stato resistivo saturato associato alla configurazione parallela dei due layer ferromagnetici. In questo punto, infatti, i due contributi evidenziati nelle figure [1.17] e [1.16] si sommano con lo stesso segno, realizzando la massimizzazione del segnale complessivo.

1.2.4 Criticità dell'esperimento

Il primo limite in cui si incorre nella prova LOCSENS consta nell'impatto dovuto alla presenza delle beads nel campione sia sul campo magnetostatico sia sulla componente in AC, fenomeno che non consente di sfruttare la potenzialità di bypassare il rumore 1/f di natura magnetica offerta dalla tecnica del doppio lock-in. Questa componente del flicker noise, infatti, si traduce in una fluttuazione casuale del campo magnetico che a motivo della marcata non linearità delle giunzioni sposta il punto di lavoro esattamente come le beads, modulando l'ampiezza del segnale a $f_{corrente} \pm f_{magnete}$: in altri termini il rumore 1/f è traslato a tale frequenza di misura e non si beneficia della sua reiezione tramite il lock-in.

La prassi sperimentale consolidata prevede di generare una piccola sinusoide a $f_{magnete}$ nell'intorno del punto di polarizzazione: le sfere superparamagnetiche alterano il valore del bias H_{DC} della quantità ΔH_{DC} , e l'informazione finale isolabile a $f_{corrente} + f_{magnete}$, come visto nella [1.6], è proporzionale a $H_{AC} \left(\frac{dR}{dH} \Big|_{H_{DC}} + \frac{d^2R}{dH^2} \Delta H_{DC} \right)$.

Assumendo la validità della relazione $\Delta H_{AC} \ll \Delta H_{DC}$ e quindi di trascurare le variazioni d'intensità della sinusoide a $f_{magnete}$ si deduce come il segnale utile sia dettato in maniera preponderante dal termine $\frac{d^2R}{dH^2} \Big|_{H_{DC}}$, sensibile alla corruzione dell'1/f. Se si sceglie di lavorare sul ginocchio della curva R-H il

contributo associato alla derivata prima diviene infatti omissibile .

Quanto appena riferito si propone come input per scandagliare due problematiche importanti.

Innanzitutto la non linearità del sensore e l'esigenza di una polarizzazione iniziale, dalle quali consegue la variazione ΔH_{DC} , precludono la possibilità di isolare il segnale magnetico derivante dalle beads in AC, e dunque di beneficiare del lock-in magnetico; secondariamente, ricordando come il rumore intrinseco del dispositivo dipenda dalla derivata della curva caratteristica $\frac{dR}{dH}$, non si ha conoscenza precisa circa la minima risoluzione raggiungibile dalla giunzione nel punto di bias magnetico iniziale e a valle della deposizione.

Il sensore ideale che si auspicherebbe di poter utilizzare dovrebbe pertanto presentare le seguenti caratteristiche:

-Punto di lavoro in $H_{DC} = 0$ ed isteresi minima, per rendere efficace la modulazione magnetica nell'abbattimento dell' $1/f$

-Sinusoide di stimolazione a $f_{magnete}$ "grande"(in grado di esplorare tutta la curva caratteristica fino al limite dei due livelli di saturazione), di cui le beads vadano a modificare l'ampiezza di qualche parte percentuale

-Derivata della curva R-H costante nel tratto di lavoro, che consentirebbe di pervenire a un segnale utile a $f_{corrente} \pm f_{magnete}$ dipendente soltanto dal valore di ΔH_{AC} e, dunque, di ottenere una risposta lineare in funzione del campo magnetico.

Infatti l'informazione in tensione risultante dalla doppia demodulazione in assenza di bias magnetico diverrebbe:

$$A_{V, f_{corrente+magnete}} = \frac{A_I}{2} \left(\frac{dR}{dH} \Big|_{H_{DC}} \Delta H_{AC} \right), \quad (1.7)$$

totalmente svincolata dalla proporzionalità con il termine ΔH_{DC} che precludeva la reiezione del flicker noise.

Assumendo di disporre di un MTJ perfezionato in accordo ai requisiti appena riferiti per sfruttare concretamente i benefici del doppio lock-in, uno step ulte-

riore da affrontare consta nel confronto, necessario, tra la risoluzione in tensione teoricamente raggiungibile da un sensore così ottimizzato e il limite dovuto al canale elettronico di lettura.

La figura[1.18] mostra una misura del rumore equivalente in ingresso alla catena di processing analogico[Fig.1.13] nel caso delle due diverse condizioni possibili di guadagno dell'INA, che ne costituisce il primo stadio amplificante.

In particolare quando si sceglie di imporre ai capi della magnetoresistenza una tensione inferiore a 10 mV e si seleziona $G=130$ il fondo è di circa $7,5 \text{ nVrms}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ picco-picco), mentre con valori superiori occorre settare $G=10$ per non saturare la dinamica in ingresso all'ADC (tra 0 e 3,3V). L'incremento che si osserva in questo secondo caso a $20 \text{ nVrms}/\sqrt{\text{Hz}}$ (approssimativamente $120 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ picco-picco) suggerisce come nel caso di guadagno contenuto il contributo dominante sia proprio rappresentato dal convertitore analogico-digitale alla fine del canale, che presenta $200 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ al suo ingresso.

Occorre in definitiva stabilire, a valle di un'analisi dettagliata delle prestazioni dei sensori, se entro il range di frequenze sfruttate per la modulazione magnetica il minimo campo risolvibile sia fissato da loro stessi o dall'elettronica. Nel primo caso una soluzione percorribile per migliorare il rapporto segnale-rumore sarebbe la generazione di sinusoidi a $f_{magnete}$ a più alta frequenza rispetto a quelle attualmente in uso (poche decine di Hz), in modo da pagare meno $1/f$ dei dispositivi. Nella seconda eventualità, diversamente, andrebbe progettato un sistema di readout a più basso rumore. Nei capitoli successivi sono illustrati i risultati di questa analisi.

1.3 Progetto UMANA

Il progetto UMANA(Ultrasensitive Magnetic Array for recording of Neuronal Activity) è nato durante il mio percorso di tesi con l'obiettivo di realizzare una piattaforma deputata allo studio dell'attività neuronale in vitro tramite l'ausilio

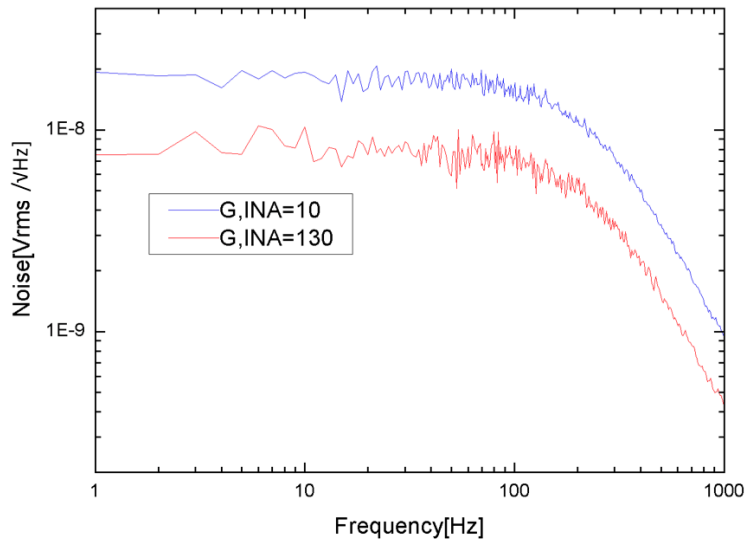


Figura 1.18: Rumore del canale di lettura nelle due diverse condizioni di guadagno dell'INA

di sensori magnetici, e di canonizzare così una tecnica applicabile nell'analisi di problematiche di rilevanza medica quali l'epilessia.

L'idea sottesa a questo nuovo esperimento è di crescere la coltura neuronale direttamente sui dispositivi, nonchè organizzarli in una struttura matriciale per condurre parallelamente più misure con elevata risoluzione spatio-temporale e in maniera non invasiva.

Allo stato attuale tali segnali elettrofisiologici vengono acquisiti principalmente attraverso due approcci differenti: utilizzando multielectrode arrays (MEAs) o la tecnica del patch clamp. Quest'ultima consiste nel far aderire una micropipetta alla cellula per convogliare al suo interno pochi canali ionici, così da rilevare eventuali variazioni di potenziale rispetto a un secondo elettrodo di riferimento a contatto con il liquido di coltura in cui è immersa. Il limite principale connesso al protocollo appena spiegato consta evidentemente nella sequenzialità delle misure, nella difficoltà di posizionare la micropipetta e nella necessità di penetrare il campione biologico con la strumentazione.

I multielectrode arrays sono invece dei chip articolati in una matrice di elettrodi metallici passivi o basati sulla tecnologia CMOS, al di sopra dei quali vengono

cresciute le colture da analizzare. Come nel caso del patch clamp viene letta un'informazione di natura elettrica, ma la struttura permette un readout parallelo grazie all'elevata densità degli elettrodi. Proprio questa caratteristica, tuttavia, determina anche uno svantaggio, poichè, a motivo del lento decadimento spaziale del campo elettrico generato dai neuroni, un singolo elettrodo è in grado di percepire stimoli provenienti da regioni collocate entro una certa distanza dalla sua posizione puntuale, impedendo così il raggiungimento di una risoluzione spaziale spinta[1].

Il ricorso alle magnetoresistenze consente pertanto di superare i constraints imposti dalle procedure tradizionali, pervenendo inoltre a una correlazione diretta tra la misura e il sito di provenienza del segnale in virtù del più rapido smorzamento spaziale del campo magnetico rispetto a quello elettrico.

L'ambizioso scopo finale di UMANA sarebbe quindi di visionare campi magnetici associati alla propagazione del potenziale d'azione lungo gli assoni ($\sim 10nT$) e la sinapsi centrale ($\sim 10 \div 100pT$), e presuppone di conseguenza sia la fabbricazione di sensori in grado di risolvere segnali di questo ordine di grandezza sia la progettazione di un sistema di acquisizione che non ne degradi le prestazioni.

1.3.1 Simulazione dell'attività neuronale

I neuroni comunicano tra di loro e con le cellule sensoriali e muscolari tramite il passaggio di un segnale elettrico lungo opportune fibre conduttrici delle quali sono dotati: i dendriti, che veicolano l'informazione verso il corpo centrale, e gli assoni, che invece trasmettono impulsi da esso verso le cellule bersaglio. In particolare gli stimoli nervosi si diramano attraverso scambi di ioni tra l'interno e l'esterno di tali strutture fibrose.

A riposo una generica porzione di assone o dendrite è sottoposta a un potenziale di -70 mV circa rispetto all'ambiente esterno alla cellula; quando viene ricevuta invece una sollecitazione sufficiente, ossia tale da determinare un incremento del potenziale fino a -55 mV, si attiva un meccanismo a feedback positivo che promuove l'ingresso di ioni carichi positivamente fino al raggiungimento del li-

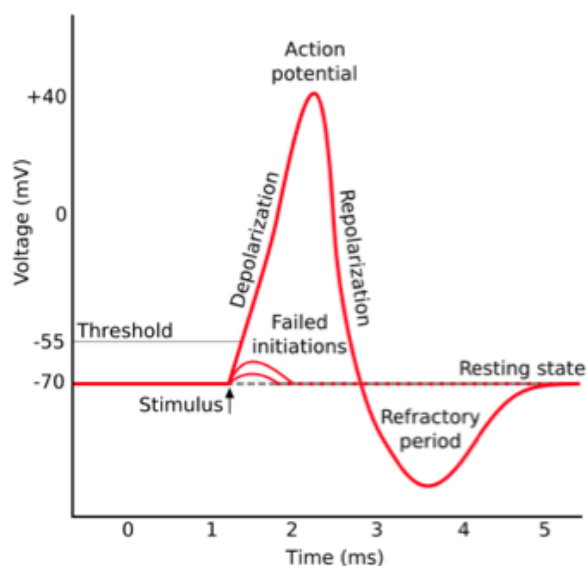


Figura 1.19: Potenziale d'azione

vello di picco di +35 mV [Fig.1.19]. In seguito il neurone sperimenta una fase di ripolarizzazione e un periodo di refrattarietà in cui appare insensibile a nuovi stimoli, per tornare infine alla condizione di riposo iniziale.

La curva che descrive l'andamento temporale del potenziale cellulare viene definita potenziale d'azione, ha durata di qualche ms e si propaga alla velocità di qualche m/s; si noti che l'intensità del segnale nervoso non è individuato dall'ampiezza della forma d'onda, che rimane costante indipendentemente dall'entità della stimolazione, bensì dalla frequenza di incidenza degli impulsi.

La distanza minima tra due eventi successivi è fissata dalla durata di depolarizzazione, ripolarizzazione e periodo refrattario: la durata tipica di questo ciclo è di circa 5 ms, conseguentemente il contenuto spettrale dell'informazione alla quale siamo interessati si estende approssimativamente dalla continua a qualche kHz.

Visualizzando in maniera semplice la diffusione del potenziale d'azione come movimento di densità di carica positiva lungo le fibre conduttrici [Fig.4.2], si è scelto di emularne la dinamica nelle misure preliminari adottando delle linee

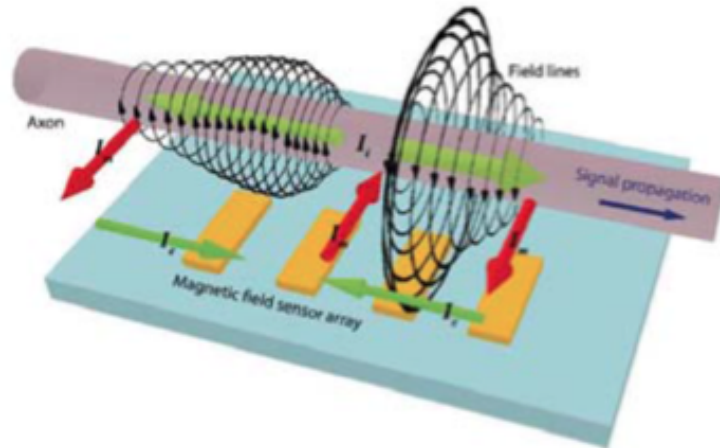


Figura 1.20: Andamento del campo magnetico generato dal segnale neuronale[1]

in oro di sezione micrometrica percorse da corrente, deposte tramite un passo litografico dedicato al di sopra degli MTJ. Il segnale erogato a questi wires integrati, idealmente volto a replicare la forma d'onda degli impulsi elettrofisiologici, sarà responsabile della generazione dello stimolo magnetico visto dalle giunzioni, non più quindi collocabile ad una specifica $f_{magnete}$: il readout potrà così essere effettuato tramite la singola demodulazione alla frequenza della corrente di alimentazione delle magnetoresistenze, scegliendo un filtraggio passabanda intorno ad essa commensurato al contenuto in frequenza degli spikes simulati dalle linee.

1.3.2 Specifiche e set-up sperimentale

Gli step principali in cui si è articolata la prima fase del progetto UMANA, che verranno dettagliati nel quarto capitolo, sono essenzialmente ricollegabili a due macroattività di ricerca.

Un primo filone concerne la revisione della stack dei sensori in vista del raggiungimento della risoluzione auspicata e l'ottimizzazione del punto di lavoro magnetico; il secondo, invece, appare incentrato sull'analisi delle prestazioni di un set-up sperimentale basato su quattro punte, con alimentazione delle linee in-

tegrate tramite kepcos power amplifier e lettura degli MTJ sia in tensione con la scheda LOCSENS sia in corrente con il lock-in commerciale HF2LI della Zurich Instruments. Lo studio del rumore intrinseco di diverse tipologie di dispositivi magnetoresistivi ha permesso di elaborare alcune considerazioni a proposito delle scelte attuate in fase di fabbricazione, mentre le problematiche e i limiti che si sono potuti riscontrare nelle misure effettuate con il set-up appena descritto hanno legittimato la progettazione di un nuovo front-end analogico per un readout in corrente a basso rumore delle giunzioni, che ha costituito la parte conclusiva della tesi.

Capitolo 2

Analisi di rumore dei sensori magnetoresistivi

Lo studio dello spettro di rumore dei sensori magnetoresistivi rappresenta una tappa imprescindibile nell'iter di revisione della loro struttura fisica e di selezione del bias magnetico nelle differenti condizioni di misura in cui vengono declinati.

La conoscenza del limite di risoluzione raggiungibile al variare della frequenza magnetica, fissato dal rumore di tensione, ha infatti permesso di relazionare il comportamento del singolo dispositivo con alcuni parametri d'interesse quali la composizione della struttura multistrato, lo spessore del free layer e la tipologia dell'ossido di tunnelling.

La conversione in termini di minimo campo magnetico rilevabile, operata considerando il valore puntuale di $\frac{dR}{dH}$ nella condizione di polarizzazione magnetica scelta, ha inoltre costituito la premessa necessaria a valutare quale criterio adottare da questo punto di vista ai fini di massimizzare il rapporto segnale-rumore. Il fitting degli spettri e la loro integrazione in una determinata banda di frequenze magnetiche, infine, consente di stimare la minima risoluzione raggiungibile nella prassi sperimentale specifica.

L'analisi è stata condotta tramite un analizzatore di spettro digitale a cross-correlazione, strumento con il quale è possibile sondare il rumore del dispositivo sotto indagine (device under test, DUT) più in basso del fondo dettato dal rumore bianco del front-end analogico grazie alla peculiare tecnica di lettura implementata.

Per la generazione del bias magnetico si è ricorsi a un elettromagnete alloggiato nell'analizzatore e alimentato esternamente, mentre il valore della corrente nei sensori è stato scelto nell'ottica di replicare i protocolli delle misure in cui vengono utilizzati, che prevedono di sottoporli a una tensione di circa 10 mV.

2.1 I dispositivi testati

I sensori testati con l'analizzatore di spettro risultano classificabili in tre tipologie: MTJ a giunzione CoFeB/MgO/CoFeB [Fig.2.1], fabbricati nel centro di micro-nano tecnologie PoliFab del Politecnico di Milano, contraddistinti da resistenza minima in configurazione parallela rispettivamente di 600 Ohm, 4 e 10 kOhm; MTJ con R_P pari a 120 Ohm e layer di AlOx invece che di MgO come ossido di tunnelling e; in ultimo, dei dispositivi basati sul fenomeno della Giant MagnetoResistance (GMR) con R_P di 600 Ohm. Questi ultimi si differenziano dagli MTJ per quanto concerne il fenomeno fisico sotteso alla variazione magnetoresistiva, nonché per la geometria della superficie sensibile rispetto al sito del campione biologico.

L'impostazione di una tensione di 10 mV ai capi dei sensori rende lecita la scelta di trascurare il rumore shot (che inizia ad apparire confrontabile a quello bianco per polarizzazioni superiori ai 50 mV [Eq.2.1]) e dunque, come verrà in seguito spiegato più dettagliatamente, di adottare un modello semplificato per l'interpretazione del loro comportamento in frequenza che prevede il raccordo tra componente $1/f$ e rumore termico a f_{corner} .

Sarà pertanto oggetto di interesse comprendere in che termini si riverberino le differenze tra le varie tipologie di dispositivo sull'informazione contenuta nel

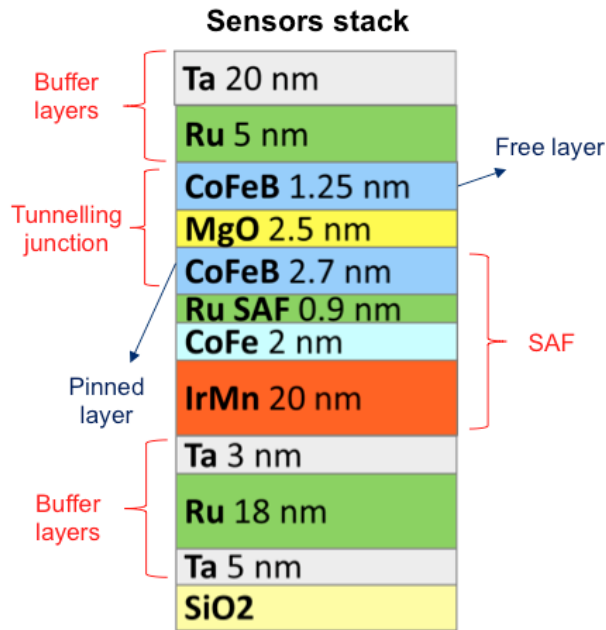


Figura 2.1: Struttura multilayer verticale dei sensori MTJ, in cui sono evidenziati, oltre alla giunzione, gli strati deputati a fungere da buffer di corrente e la struttura antiferromagnetica che setta la magnetizzazione del fixed layer

loro spettro.

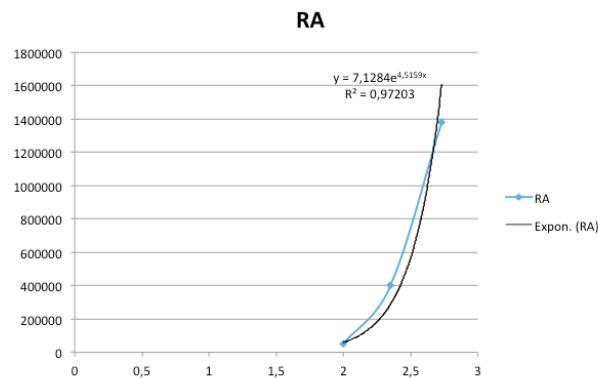
2.1.1 Caratteristiche delle differenti tipologie di sensore

2.1.1.1 MTJ con MgO di tunnelling

I sensori identificati dalla giunzione CoFeB/MgO/CoFeB, già descritti nel capitolo introduttivo di questa tesi, rappresentano la classe di dispositivi effettivamente declinati nelle misure sperimentali, rispetto ai quali gli MTJ con AlOx di tunnelling e i GMR sono stati studiati a titolo di confronto.

In vista dell'obiettivo di agire sul processo di fabbricazione stesso per incrementarne le prestazioni è imprescindibile arricchire quanto riportato in precedenza non soffermandosi più soltanto sui principali parametri di merito degli MTJ, bensì correlando queste grandezze con i criteri di dimensionamento adottati in fase realizzativa.

Innanzitutto dalla figura [2.2] si evince come il prodotto RA, o equivalentemente



MgO thickness (nm)	R (Ohm)
2	420
2,35	4K
2,73	10K

Figura 2.2: Dipendenza esponenziale di resistenza a RA dei sensori dallo spessore di MgO

mente la resistenza delle giunzioni, dipenda pressochè in maniera esponenziale dallo spessore del layer di MgO. Variazioni subnanometriche di estensione della barriera impattano sensibilmente sulla probabilità di tunnelling degli elettroni attraverso di essa, pertanto una regolazione fine dell'impedenza opposta alla corrente dal sensore richiede un controllo sull'altezza dell'ossido a livello del pm. L'isteresi riscontrabile nella relazione R-H e il valore del campo coercivo, ossia del bias magnetico necessario a polarizzare il sensore nella porzione lineare della curva, derivano invece dallo spessore del free layer [12]. E' stato appurato empiricamente che assottigliando tale strato al di sotto di un certo valore critico di circa 15\AA si perviene a curve caratteristiche sempre più lineari, meno isteretiche e a ridotto campo coercivo, a spese di un decremento della TMR [8] [Fig.2.3]. Tali evidenze appaiono imputabili alla transizione del free layer di CoFeB dal comportamento ferromagnetico a quello superparamagnetico: riducendo la sua estensione questo strato può infatti essere modellizzato come un singolo dominio continuo piuttosto che come insieme di cluster discreti contraddistinti da proprietà ferromagnetiche globali.

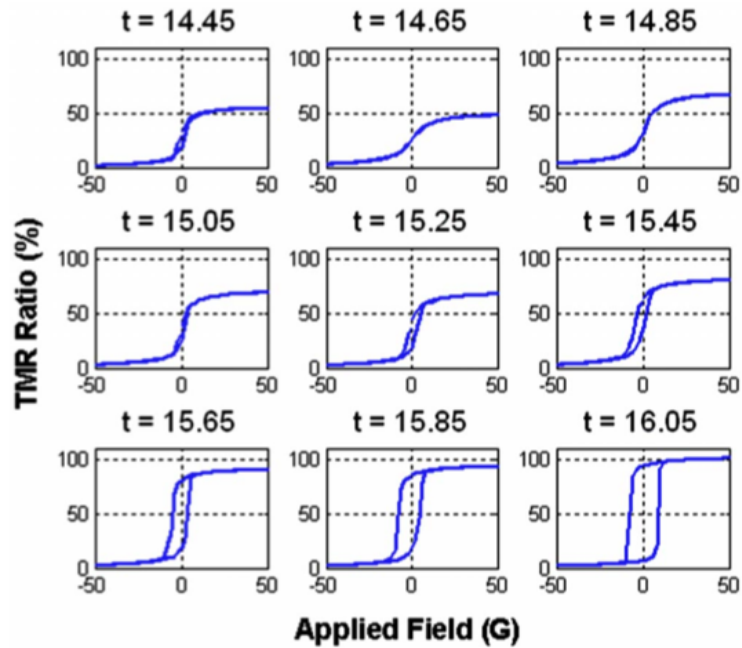


Figura 2.3: Curve R-H di dispositivi MTJ con spessore del free layer variabile da 14.45 a 16.05 Å. Si noti l'evoluzione dell'isteresi [8]

2.1.1.2 MTJ con AlOx di tunnelling

L'analisi di MTJ con barriera di AlOx richiede una premessa riguardante l'influenza della natura dell'ossido sulla corrente data dall'effetto tunnel.

Gli stati elettronici in banda di conduzione si separano non solo in base allo spin, ma anche a seconda della simmetria dell'orbitale, ciascuna contraddistinta da una polarizzazione specifica in termini di spin: tali caratteristiche vengono conservate dall'elettrone nell'attraversamento della barriera e da ciò consegue, come vedremo, la relazione tra la cristallinità dell'ossido e la TMR della giunzione. Specificatamente in un materiale ferromagnetico 3d si osservano orbitali ibridizzati spd, con simmetria chiamata Δ_1 e spin positivo; e orbitali d (simmetria Δ_2) e pd (Δ_5), presentanti invece spin negativo. Qualora siano tutti e tre coinvolti nell'attraversamento dello strato di ossido la polarizzazione di spin risultante apparirebbe pertanto attenuata dalla discordanza tra i vari contributi, con riduzione dell'entità della corrente e della TMR: questo regime, definito

di tunnelling totalmente incoerente, contraddistingue gli ossidi amorfi come l'AlOx.

Se invece il layer tra i due elettrodi ferromagnetici introduce un'anisotropia in grado di favorire certe simmetrie rispetto ad altre si attua una selezione degli stati che concorrono a definire la corrente totale: a livello pratico le differenti conformazioni sperimentano distanze di decadimento più o meno brevi nell'ossido, il cui spessore viene opportunamente dimensionato per promuovere dunque degli stati specifici, tutti con spin equiverso. L'effetto di filtraggio appena discusso si ottiene sperimentalmente con materiali cristallini come l'MgO, il cui impiego consente il raggiungimento di TMR superiori al 100 % , contro il 70 % conseguibile con l'AlOx.

L'ossido di allumina, di contro, vanta una maggiore stabilità che permette di ottenere layer di tunnelling molto sottili, rendendo agevole la fabbricazione di magnetoresistenze di basso valore.

2.1.1.3 GMR

I sensori GMR (Giant Magnetoresistance) sono identificati da una struttura modulare composta dall'alternanza di strati ferromagnetici e non magnetici, la cui resistenza elettrica discende dall'orientazione relativa tra le magnetizzazioni di layer ferromagnetici consecutivi. La loro variazione δR in risposta ad un mutamento del campo magnetico non è quindi più riconducibile al tunnelling degli elettroni attraverso una barriera, ma ad un fenomeno di scattering diffusivo spin-dipendente che si verifica tra gli strati ferromagnetici e la loro interfaccia. L'assenza dell'ossido e dunque la minore delicatezza di questi dispositivi rende superflua la deposizione di un capping layer protettivo spesso centinaia di nm, e l'estensione del medesimo può essere dimensionata soltanto ai fini di garantire l'isolamento tra la superficie e la soluzione contenente le entità biologiche da monitorare.

I GMR, in generale, vengono realizzati tramite un processo di fabbricazione più semplice, appaiono contraddistinti da livelli più modesti di rumore magnetico e

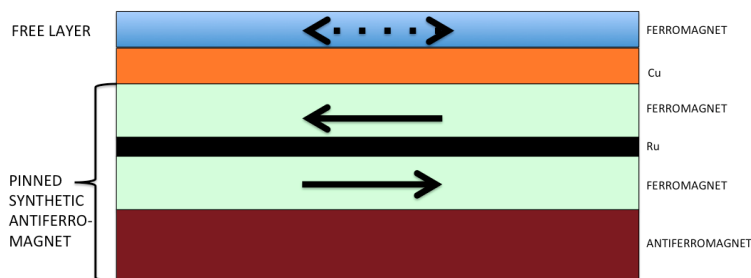


Figura 2.4: Esempio di stack di un sensore GMR

da una curva R-H a bassa coercività, ma non espletano TMR di entità comparabile agli MTJ MgO.

Come già chiarificato la corrente di tunnelling negli MTJ disponibili scorre perpendicolarmente alle giunzioni attraverso il buffer layer, rendendo necessaria la deposizione dei due contatti aurei, spessi 300 nm. Il campione biologico d'interesse è pertanto distanziato dalla superficie sensibile da questa profondità, con conseguente attenuazione del segnale magnetico che raggiunge la giunzione. Nei GMR considerati, invece, il percorso della corrente è planare e si dimostra sufficiente contattare le estremità del sensore senza servirsi di step litografici addizionali, minimizzando quindi anche la separazione tra sensore ed entità monitorata dallo stesso, che sarà dettata dal solo spessore del capping layer.

2.1.2 Condizioni di bias magnetico

Per tutte le tipologie di sensori in esame è stata condotta un'analisi di rumore sistematica in tre differenti condizioni di bias magnetico: 0 mT, 3.5 mT, 5 ÷ 7 mT. La logica sottesa a queste grandezze è di riuscire confrontare il caso di bias nullo, potenzialmente eligibile con dispositivi presentanti regione lineare centrata in $H_{DC} = 0$, con i punti di lavoro sfruttati negli attuali protocolli sperimentali di misura. L'assenza di polarizzazione rappresenta la condizione operativamente più comoda poichè non richiede un sistema di generazione del campo magnetostatico; inoltre, dal momento che in tale frangente il rumore magnetico ha un peso inferiore, ciò consente di sondare quale sia il limite fissato

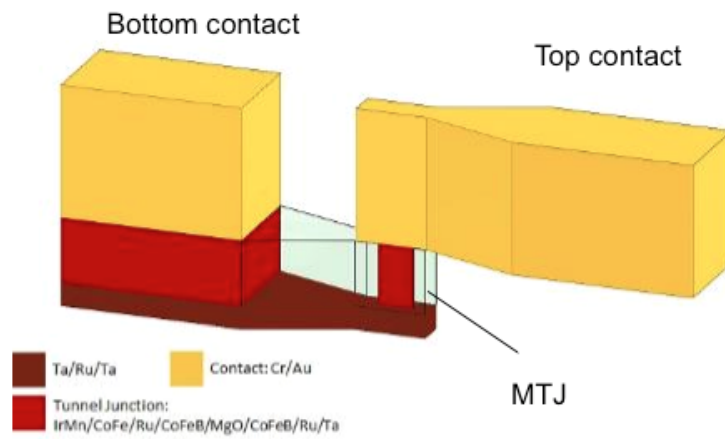


Figura 2.5: Immagine in scala delle dimensioni di contatti e stack degli MTJ

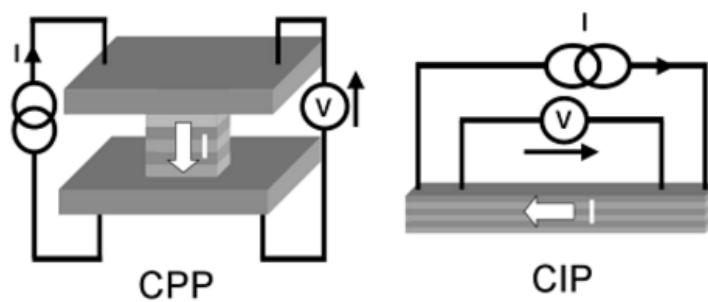


Figura 2.6: Configurazioni di scorrimento della corrente perpendicolare (MTJ) e parallelo (GMR) al piano sensibile

da quello elettronico per ciascun sensore.

Il valore di 3.5 mT rappresenta invece il caso che massimizza il prodotto $H_{DC} \frac{d^2 R}{dH^2}$ scelto nella prova LOCSENS, mentre entro la gamma 5 ÷ 7 mT si collocano le porzioni a $\frac{dR}{dH}_{MAX}$ dei vari sensori, dove si attende la maggiore escursione resistiva al variare del segnale magnetico ma anche un'enfatizzazione del rumore. Dal punto di vista pratico la generazione della polarizzazione è avvenuta alloggiando opportunamente entro il case dell'analizzatore di spettro un elettromagnete capace di indurre un campo di 3.5mT/A, connesso tramite un BNC ad un alimentatore esterno.

In particolare per originare 3.5 mT è stato utilizzato il canale ad alta potenza del Keithley 4200SCS (Sistema per la caratterizzazione di semiconduttori), che fornisce correnti DC fino a $\pm 1A$ a basso rumore, mentre per arrivare a 5 ÷ 7 mT occorrono correnti fino a $\pm 2A$ e tale soluzione non risulta più congrua. Si è allora ricorsi ad un alimentatore Agilent in grado di garantire $\pm 5A$ limitato in tensione a $\pm 6V$, intervallo più che sufficiente dato che l'elettromagnete mostra una resistenza di circa 1 Ohm. Lo spettro misurato a 3.5 mT polarizzando con il Keithley e con l'alimentatore Agilent è risultato sovrapponibile, verificando così che quest'ultimo non aggiunge rumore alla misura.

2.1.3 Modellizzazione dello spettro di rumore

La teorizzazione di un modello volto ad illustrare in maniera onnicomprensiva il rumore intrinseco di un sensore magnetoresistivo richiederebbe la quantificazione dei contributi bianco e 1/f sia di origine elettronica sia magnetica, nonché della componente shot e dell'RTN (Random Telegraph Noise), contraddistinto da andamento lorentziano alle basse frequenze.

Un approccio descrittivo mirato ad includere tutti i termini appena discussi potrebbe quindi essere complicato in maniera arbitraria dal punto di vista computazionale[3], tuttavia ai fini di questo studio si assume di considerare soltanto il rumore termico e l'1/f, che sperimentalmente si sono dimostrate le voci principali. Nell'ipotesi semplificativa di approssimare i rumori termico e shot a

generatori totalmente incorrelati, è possibile stimare il valore critico di tensione ai capi della giunzione al di sopra del quale quest'ultimo diviene dominante:

$$\begin{aligned} S_{I,shot} < S_{V,w}/R_{DUT} &\iff 2qI < 4kT/R_{DUT} \\ V_{DUT} = R_{DUT}I < 4kT/2q &\simeq 50mV. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Fissando pertanto 10 mV sui sensori è ragionevole ricondurre l'informazione contenuta nello spettro soltanto a $S_V^{1/f} [V^2/Hz] = \frac{\alpha_H I^2 R^2}{A f^\beta}$ prima di f_{corner} e a $S_{V,w} = 4kTR_{DUT}$ ad alta frequenza. L'esponente β , di valore unitario secondo il paradigma ideale del rumore 1/f, nelle giunzioni magnetoresistive viene fatto variare in realtà da 0.6 a 2 per il fitting dei dati.

2.2 L'analizzatore di spettro a cross-correlazione

In un tradizionale set-up di acquisizione a singolo canale il limite di sensibilità raggiungibile dalla misura è fissato dal rumore equivalente in ingresso del primo stadio di amplificazione: se il segnale non raggiunge questa soglia (SNR=1) rimane quindi immerso nelle barba di rumore del front-end e non è possibile rilevarlo.

I modesti valori resistivi di alcuni tra i sensori indagati (< 1 kOhm) implicano bassi livelli di rumore termico, difficilmente misurabili con sufficiente accuratezza dalla strumentazione tradizionale. A motivo di ciò l'intero studio di rumore è stato eseguito con un analizzatore di spettro a correlazione precedentemente sviluppato nel laboratorio del Prof. Sampietro.

La tecnica di cross-correlazione alla base del funzionamento dell'analizzatore utilizzato permette di risolvere grandezze al di sotto del livello di rapporto segnale-rumore unitario: l'informazione proveniente dal DUT viene elaborata in parallelo da due canali indipendenti, ed è così possibile trarre vantaggio dalla non correlazione tra i generatori equivalenti dei preamplificatori in ingresso alle due catene analogiche.

Si è deciso di perseguire una lettura in tensione del rumore dei dispositivi piut-

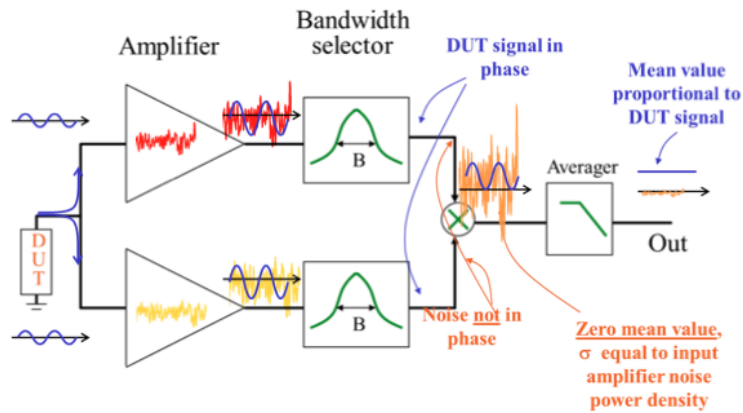


Figura 2.7: Schema concettuale dell'analizzatore di spettro a cross-correlazione

tosto che in corrente per via della loro limitata impedenza, come verrà in seguito giustificato più chiaramente.

2.2.1 Principio di funzionamento

L'operazione di cross-correlazione implementata nell'analizzatore avviene a valle della lettura sincrona del DUT da parte di due canali identici e indipendenti, che introdurranno inevitabilmente i rispettivi rumori elettronici nella misura. Dal momento che i contributi di rumore delle due catene risultano incorrelati l'esito della cross-correlazione tra i rispettivi segnali in uscita sarà dettato soltanto dall'informazione utile derivata dal DUT, uguale su entrambi i percorsi, mentre tutte le componenti incorrelate vengono abbattute, e idealmente eliminate assumendo di disporre di un tempo di acquisizione infinito.

In figura [2.7] viene proposto uno schema indicativo della strutturazione dello strumento: ciascun canale si articola in un preamplificatore seguito da un ADC e da un filtro passa banda che simboleggia l'operazione di DFT (Discrete Fourier Transform) eseguita nel dominio digitale, la quale concretizza simultaneamente N filtraggi a banda stretta, dove N rappresenta il numero di campioni acquisiti.

Definendo allora

$$v_1(n) = s(n) + w_1(n) \quad (2.2)$$

$$v_2(n) = s(n) + w_2(n) \quad (2.3)$$

con $s(n)$ segnale proveniente dal DUT e $w_1(n), w_2(n)$ i rumori incorrelati dei due canali, la funzione di cross-correlazione è esprimibile come

$$\begin{aligned} r_{v_1v_2}(\tau) &= \mathbf{E}[v_2(n)v_1(n + \tau)] \\ &= \mathbf{E}[(s(n) + w_1(n))(s(n + \tau) + w_2(n + \tau))] \quad (2.4) \\ &= r_s(\tau) + m_s(m_{w_1} + m_{w_2}) + m_{w_1}m_{w_2} \end{aligned}$$

dove m_s, m_{w_1}, m_{w_2} indicano, rispettivamente, il valor medio di $s(n), w_1(n), w_2(n)$.

La densità spettrale di potenza rilevabile tramite la misura si ottiene attraverso la trasformata di Fourier di questa quantità; dal momento che il rumore sulle due catene di acquisizione è a media nulla, come si evince dall'equazione [2.4] esso è a livello teorico completamente eliminabile.

Nella pratica la trasformata di Fourier viene calcolata su N campioni, rappresentanti N valori in frequenza discreti: si ripete tale procedura su N_B blocchi di dati per poi estrarre una media frequenza per frequenza per ridurre l'influenza delle fluttuazioni intorno allo zero dovute ai termini incorrelati.

Alla luce della descrizione di questo processo si può dunque comprendere quali siano i fattori limitanti nella sensitività dello strumento: il tempo di misura finito, responsabile delle oscillazioni casuali residue dovute al rumore incorrelato, e le componenti correlate sui due canali, che incidono sul valor medio piuttosto che sulla dispersione del segnale e non sono quindi cancellabili con questa tecnica.

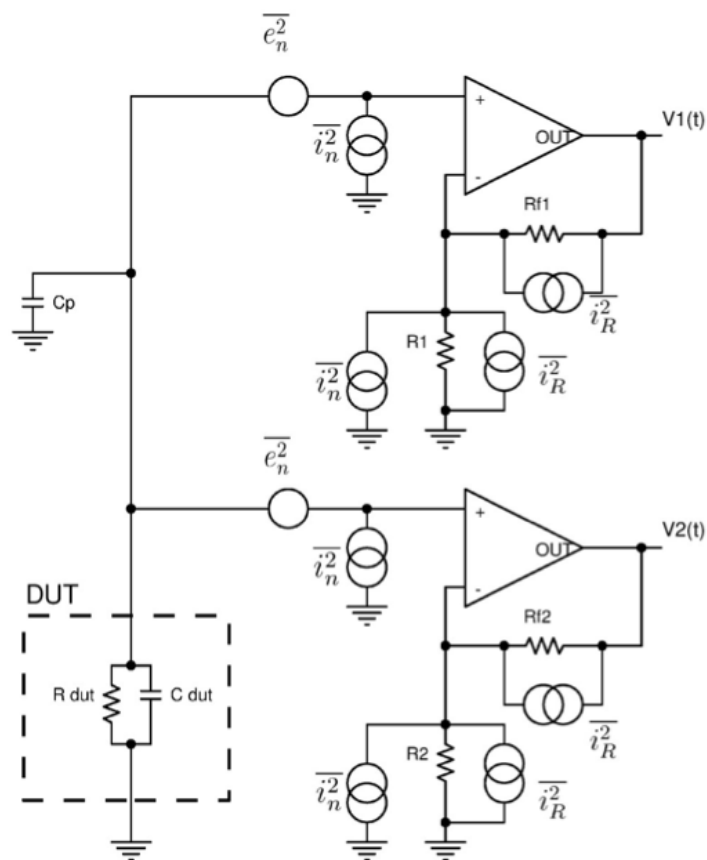


Figura 2.8: Front-end deputato alla lettura in tensione dei sensori; sono indicate tutte le possibili fonti di rumore[9]

2.2.2 Scelta del front-end di lettura

Si è deciso di adottare un tipo di readout in tensione dei DUT, piuttosto che in corrente, considerando che il range resistivo degli stessi appare confinato tra 100 Ohm e 10 kOhm circa: questo front-end si dimostra particolarmente idoneo per la misura di dispositivi a bassa impedenza, poichè minimizza il rumore correlato associato ai generatori equivalenti in ingresso dei due preamplificatori.

Riferendosi infatti alla figura [2.8] si definiscono le trasformate di Fourier dei

segnali in uscita ai due canali di lettura:

$$V_1(s) = [e_n G_1] + [i_{n+} Z_{DUT} G_1] + [R_{F1}(i_{n-} + i_{R1} + i_{RF1})] + [i_{n+} Z_{DUT} G_1] \quad (2.5)$$

$$V_2(s) = [e_n G_2] + [i_{n+} Z_{DUT} G_2] + [R_{F2}(i_{n-} + i_{R2} + i_{RF2})] + [i_{n+} Z_{DUT} G_2] \quad (2.6)$$

dove Z_{DUT} è il termine significativo dell'impedenza del DUT e della capacità parassita dei collegamenti tra esso e i terminali non invertenti dei preamplificatori, G_1 e G_2 i guadagni delle due catene di acquisizione:

$$\begin{aligned} Z_{DUT} &= \frac{R_{DUT}}{1 + sR_{DUT}(C_{DUT} + C_P)} \\ G_1 &= \left(1 + \frac{R_{F1}}{R_1}\right) \\ G_2 &= \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_2}\right). \end{aligned} \quad (2.7)$$

I contributi e_n, i_{n+}, i_{n-} costituiscono poi i generatori di rumore equivalente in ingresso in tensione e in corrente degli operazionali, mentre $i_{RF1}, i_{RF2}, i_{R1}, i_{R2}$ sono dovuti al termico delle resistenze in feedback.

Le precedenti espressioni devono la loro validità alla preliminare assunzione di indipendenza di tutti i generatori in esame; per semplicità è altresì lecito assumere in prima approssimazione $G_1 = G_2 = G$ e $i_{n+} = i_{n-} = i_n$.

Si può osservare come i termini i_{n+} , a causa della resistenza offerta dal DUT, siano responsabili della generazione di una caduta di tensione ai capi di esso che viene rilevata da entrambi i canali e simboleggia l'unica fonte di rumore correlato che non viene rigettata nella lettura.

In definitiva è utile disaccoppiare il rumore di tensione equivalente in ingresso, direttamente confrontabile con l'informazione traibile dal DUT, nelle componenti

correlata e incorrelata:

$$\tilde{v}_{n,correlated,in}^2 = 2\tilde{i}_n^2 |Z_{DUT}|^2 \quad (2.8)$$

$$\tilde{v}_{n,uncorrelated,in}^2 = \tilde{e}_n^2 + \tilde{i}_n^2 \frac{R_F^2}{G^2} + \frac{R_F^2}{G^2} \frac{4kT}{R} + \frac{R_F}{G^2} 4kT; \quad (2.9)$$

la prima si configura come limite ultimo di risoluzione teoricamente perseguibile, la seconda, invece, subisce un'attenuazione proporzionale alla durata dell'acquisizione.

2.2.3 Parametri di misura

2.2.3.1 Polarizzazione del DUT

I sensori magnetoresistivi testati tramite l'analizzatore sono stati polarizzati in corrente con il criterio di sottoporli a circa 10 mV di tensione, in accordo con la pratica consueta delle prove sperimentali in cui vengono impiegati.

A tal fine si è deciso di sfruttare direttamente l'uscita a $\pm 10V$ del DAC presente sulla mainboard dello strumento, generalmente deputato a fornire il bias necessario ai DUT, variando la resistenza di polarizzazione in funzione dell'impedenza del dispositivo analizzato. Nello specifico è stata scelta R_{BIAS} di 47 kOhm per R_{DUT} inferiore a 600 Ohm, e R_{BIAS} di 1 MOhm per gli MTJ da 4 e 10 kOhm [Fig.2.9].

Occorre notare che il rumore termico connaturato a questa resistenza è responsabile di una variazione di tensione ai capi del DUT che viene rilevata da entrambi i preamplificatori e costituisce pertanto un termine correlato ineliminabile nel readout: deve allora valere

$$\sqrt{\frac{4kTR_{DUT}^2}{R_{BIAS}}} \ll \sqrt{4kTR_{DUT}} \quad (2.10)$$

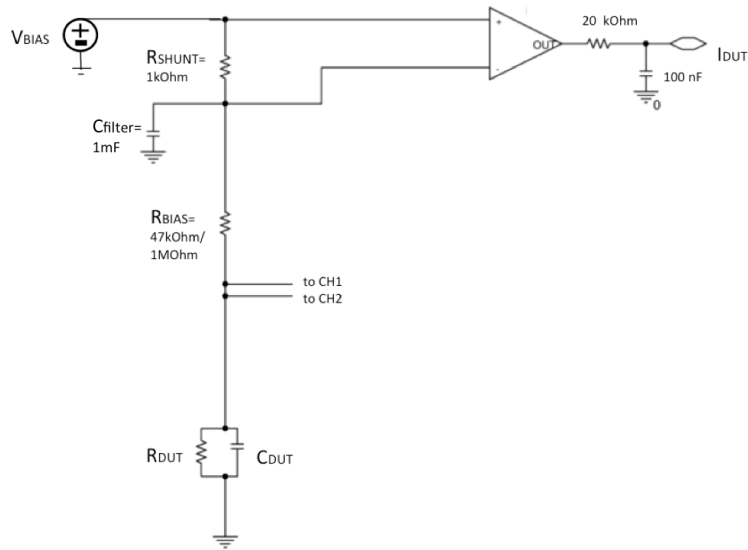


Figura 2.9: Rete di polarizzazione dei DUT

che si traduce banalmente nella condizione $R_{DUT} \ll R_{BIAS}$, già implicita nella logica di utilizzare quest'ultima per imporre la corrente nel sensore. Il resistore R_{SHUNT} da 1 kOhm visibile nella rete tra R_{BIAS} e il DUT svolge invece una duplice funzione: viene letto in tensione da un INA allo scopo di monitorare il valore della corrente di polarizzazione e forma, insieme alla capacità C_{FILTER} da 1 mF, un filtro passabasso passivo con polo a 160 mHz deputato ad attenuare il rumore proveniente dal generatore V_{BIAS} .

2.2.3.2 Gestione della modalità di acquisizione via software

I parametri inerenti alla durata dell'acquisizione e il setting dei gradi di libertà concessi dall'hardware sono gestibili tramite un'opportuna interfaccia grafica. Si è discusso in precedenza come la procedura della DFT avvenga su N_B blocchi da N campioni ciascuno, cosicché la durata globale della misura risulta:

$$T_M = N_B N T_C = \frac{N_B}{RBW} \quad (2.11)$$

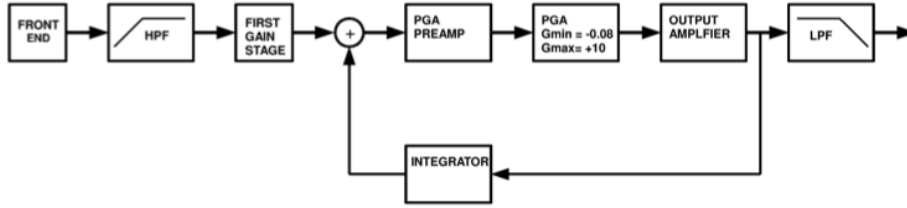


Figura 2.10: Diagramma di funzionamento della singola catena di acquisizione [9]

con T_C tempo di campionamento e RBW risoluzione in frequenza della densità spettrale di potenza rilevata. Selezionando pertanto N_B , n_{record} (dove $2^{n_{record}} = N$) e il sampling rate il software calcolare automaticamente T_M e RBW .

Va puntualizzato che la deviazione standard σ_S della densità spettrale di potenza S_W relativa al rumore incorrelato presente sul singolo canale è inversamente proporzionale al tempo di misura, come ribadito più volte:

$$\sigma_S = \frac{S_W}{\sqrt{2T_M RBW}} = \frac{S_W}{\sqrt{2N_B}}. \quad (2.12)$$

Nota $S_W \simeq 3.78 * 10^{-17} V^2/Hz$ è richiesto, in base all'espressione [2.12], un $N_B \geq 12$ per poter studiare magnetoresistenze fino a 100 Ohm (con termico di circa $1.27 \text{ nV}\sqrt{Hz}$); coerentemente a quanto riferito le variabili n_{record} e N_B per una specifica frequenza di campionamento sono state fissate entro i range, rispettivamente, $16 \div 22$ e $20 \div 40$, così da rendere trascurabile il contributo di S_W al rumore complessivo.

La figura (2.10) è esplicativa dei blocchi principali del canale di acquisizione: all'utente è lasciato agio di scegliere tra varie alternative possibili la singolarità del filtro passa alto in ingresso, funzionale alla rimozione dell'offset sul DUT, nonchè il guadagno del PGA ($0.08 \div 10$) e la dinamica dell'ADC a valle della catena ($\pm 0.1 \div \pm 10$), in modo da sfruttare in maniera ottimale tutti i bit offerti dalla conversione analogico-digitale.

Nel caso specifico dei sensori magnetoresistivi il polo dell'HPF è stato fissato

a 530 mHz, mentre gli altri parametri sono stati adattati di volta in volta in base all'escursione resistiva attesa del DUT e all'eventuale attivazione del passa basso antialiasing a 5 kHz in uscita, a sua volta a guadagno impostabile tra 1 e 100.

Infatti ad alta frequenza il teorema di Shannon impone una f_{max} utile a rilevare il segnale senza corruzione dovuta ad artefatti di aliasing, mentre a bassa frequenza il limite è dettato dal tempo necessario ad acquisire almeno due campioni per periodo. Questi due requisiti non possono essere soddisfatti in contemporanea per via della memoria finita dell'ADC: a 100 MS/s, con 32MByte per ciascun canale, essa viene saturata dopo circa 183 ms, stabilendo a $\simeq 5,46$ Hz la minima frequenza rilevabile a livello teorico.

La risoluzione di tale problematica richiede perciò la collocazione di un filtro analogico anti-aliasing al termine della catena che, qualora abilitato, permetta di adottare un sampling rate inferiore (fino a 100kS/s) e conseguentemente un tempo di readout più lungo, rendendo praticabile la misurazione del segnale fino al range dei mHz.

Un ulteriore beneficio offerto da questa alternativa consta poi nella velocizzazione dell'elaborazione dei dati quando non è richiesta una caratterizzazione ad alta frequenza del DUT. A tal proposito, per ottimizzare le tempistiche di lettura, ognuno degli spettri riportati nel paragrafo seguente rappresenta una fusione tra gli esiti ottenuti da due letture distinte, una con $f_{sampling}$ di 100 MHz e l'altra di 100 kHz.

2.3 Spettri di rumore dei sensori

Sulla base del modello proposto in precedenza [Par.2.1.3], gli spettri costruiti tramite l'analizzatore appaiono significativi del raccordo tra componente 1/f e rumore bianco, il quale rappresenta il limite ultimo di detection ad alta frequenza.

Il flicker noise, di entità direttamente proporzionale alla caduta di tensione sul

senso, non si dimostra connesso solo alla cinetica degli elettroni, ma soprattutto al comportamento magnetico intrinseco del DUT: la semplice modulazione della corrente di polarizzazione, grazie alla quale si bypassa l' $1/f$ di natura elettronica associato ai componenti della catena analogica, risulta pertanto insufficiente ad abbattearlo proprio a causa della complessità della sua natura.

La risoluzione in tensione raggiungibile da una misura arbitraria dei sensori consta nel valore ottenuto integrando lo spettro entro il range di frequenze magnetiche d'interesse: se per semplicità si assume quindi di "agganciarsi" a una sinusoide a una specifica $f_{magnete}$ e di effettuare l'operazione di readout con banda di 1 Hz intorno ad essa come nel caso del doppio lock-in, il minimo segnale che si riesce a risolvere (SNR=1) sarà quantificato dal valore dello spettro in quel punto.

Quanto appena riferito ha chiaramente validità per una lettura lineare della magnetoresistenza affine quella a cui si auspicherebbe di pervenire nell'esperimento LOCSENS, se cioè la variazione magnetica derivante dal campione biologico non si ripercuotesse in un mutamento del punto di lavoro. Se invece, come accade allo stato attuale, non è soddisfatto questo principio, nella misura si continua a pagare il rumore intrinseco rilevato intorno alla continua, senza beneficiare quindi della doppia demodulazione.

Per quanto riguarda invece il progetto UMANA, in cui lo stimolo magnetico originato dalla linea di corrente non è sinusoidale, un approccio elementare può constare nell'integrazione del rumore nella banda di 1 kHz, coerentemente alla dinamica temporale degli spikes neuronali emulati.

La conversione in termini di sensibilità magnetica avviene poi alla luce della conoscenza di $\frac{dR}{dH}$ nell'intorno dei punti di lavoro via via fissati: queste informazioni sono state tratte dalle curve rappresentanti la resistenza dei DUT in funzione del campo magnetico passando da $H_{DC}=0$ mT ad H_{MAX} , che descrivono il loro comportamento nella transizione dallo stato resistivo R_P a R_{AP} . Per semplicità, in questa analisi non è stata considerata la riduzione di sensibilità provocata dall'isteresi.

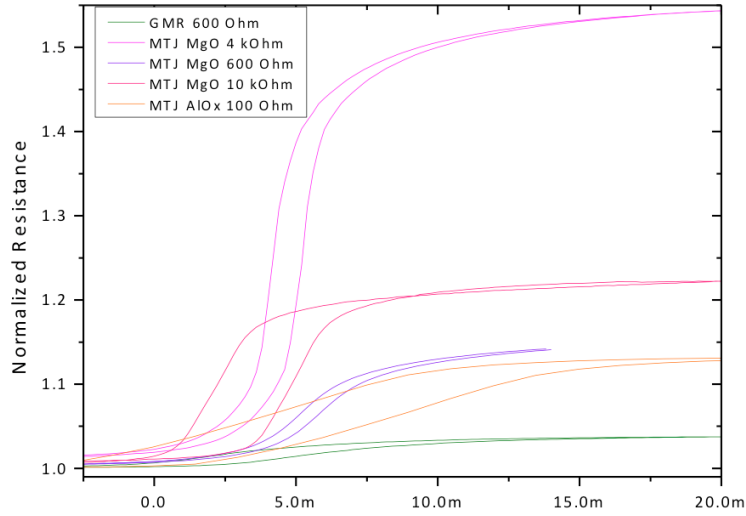


Figura 2.11: Relazioni caratteristiche normalizzate rispetto allo stato resistivo R_P di ciascun sensore

L'immagine [2.11] raffigura le curve caratteristiche dei sensori normalizzate sulla grandezza di R_P , e permette di apprezzare la variabilità osservabile nella pendenza del tratto lineare, nell'estensione dell'area isteretica e nell'escursione resistiva che qualificano le giunzioni.

2.3.1 Il rumore di tensione

La figura [2.12] riporta, per ciascuna classe di sensori analizzata, gli spettri di rumore in tensione sia con $H_{DC} = 0$ mT, sia con polarizzazione volta a garantire $\frac{d^2R}{dH^2} H_{DCMAX}$ secondo il modello elaborato per la prova LOCSENS, sia con $\frac{dR}{dH} MAX$.

Il fenomeno di accentuazione del rumore al crescere del parametro $\frac{dR}{dH}$, apprezzabile in tutti i DUT, conferma un trend già riscontrato in letteratura[4].

L'incorrenza di disturbi a bassa frequenza, tipicamente a 50 Hz e ai suoi multipli, hanno reso imprescindibile un'operazione di fitting delle curve preliminare al calcolo di qualsiasi stima di risoluzione quantitativa. Ai fini di effettuare questo processo è stata sfruttata la modellizzazione dello spettro spiegata nella sezione [2.1.3], dove per il termine proporzionale a $1/f^\beta$ si è impiegato β variabile tra

0.7 e 1.

2.3.2 Conversione degli spettri in risoluzione magnetica

Per ogni dispositivo studiato con l'analizzatore è stata scelta la corrente di polarizzazione con il criterio di sottoporre la giunzione a 10 mV nel caso di bias magnetico nullo. Quando veniva modificato il punto di lavoro rispetto a tale condizione si registrava il nuovo valore di tensione sul DUT per validare la variazione resistiva sulla base dei valori attesi secondo le curve caratteristiche. A valle di questa prassi è lecito pervenire alla traduzione in termini di rumore magnetico, che si fonda sul calcolo dell'equazione

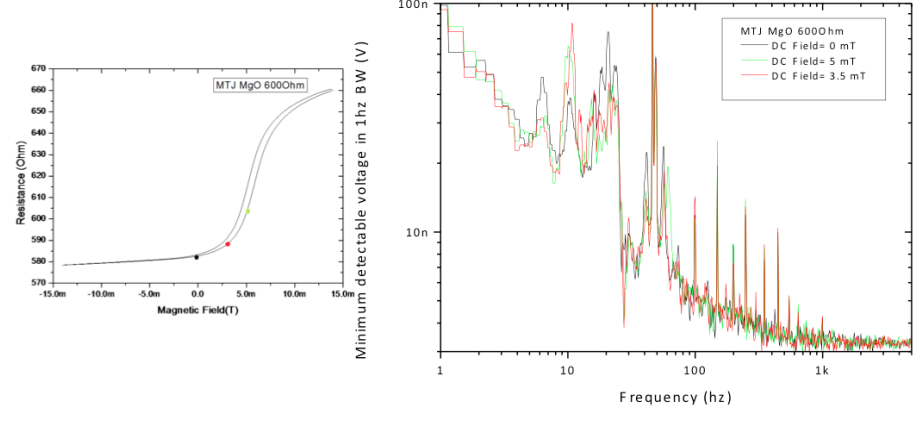
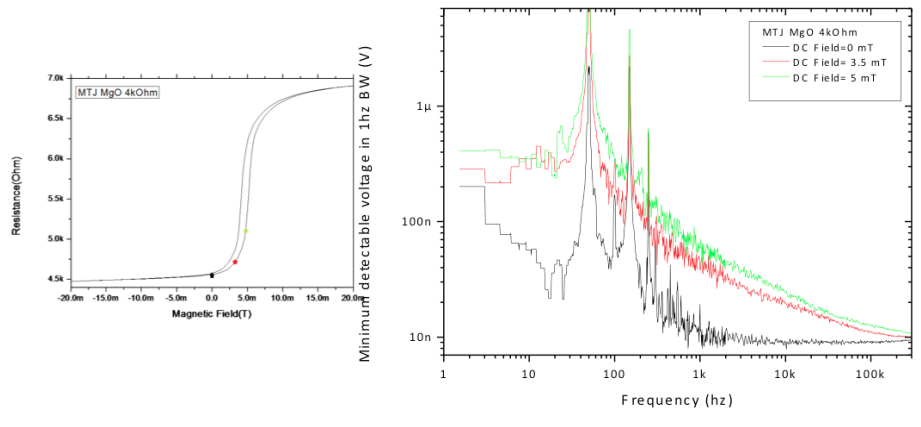
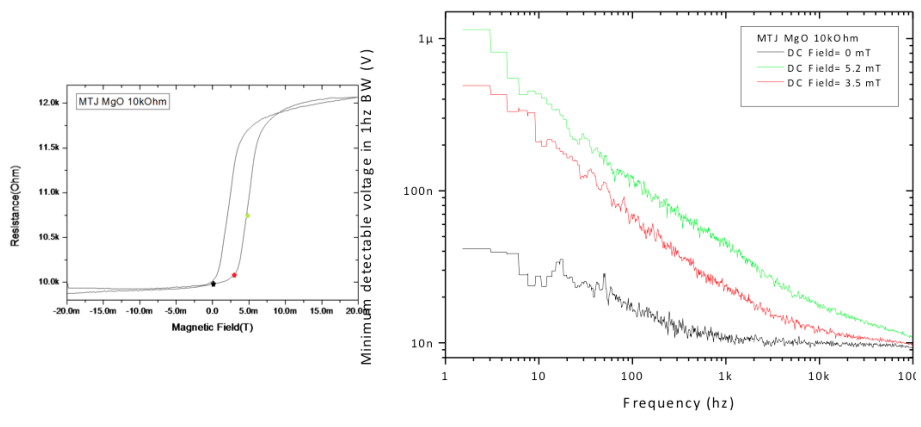
$$\delta H = \frac{\delta V}{I_{DUT} \frac{dR}{dH}}. \quad (2.13)$$

Gli spettri di rumore in termini di campo magnetico sono riportati nella figura [2.14]. Per quanto spiegato in precedenza essi rappresentano, frequenza per frequenza, il minimo segnale che è possibile discernere dal fondo di rumore del dispositivo nell'ipotesi di doppia demodulazione efficace con banda 1 Hz nell'intorno della specifica $f_{magnete}$, ossia considerando confinabile in AC tutta l'informazione magnetica acquisita.

Si può evincere come tutte le magnetoresistenze in esame, pur dimostrando massimo rumore di tensione per $\frac{dR}{dH}_{MAX}$, proprio in questo frangente garantiscano anche il miglior rapporto SNR raggiungibile: se si prescinde quindi dal peculiare esperimento biologico che sono volti a monitorare, ciò ne suggerirebbe indubbiamente l'utilizzo, anche nel caso di LOCSENS, proprio in tale condizione operativa.

2.3.3 Considerazioni sui risultati delle misure

La sovrapposizione grafica degli spettri di rumore magnetico delle giunzioni consente di apprezzare le prestazioni teoricamente espletabili da ciascun DUT e di confrontare quantitativamente i risultati ottenibili nei diversi casi.



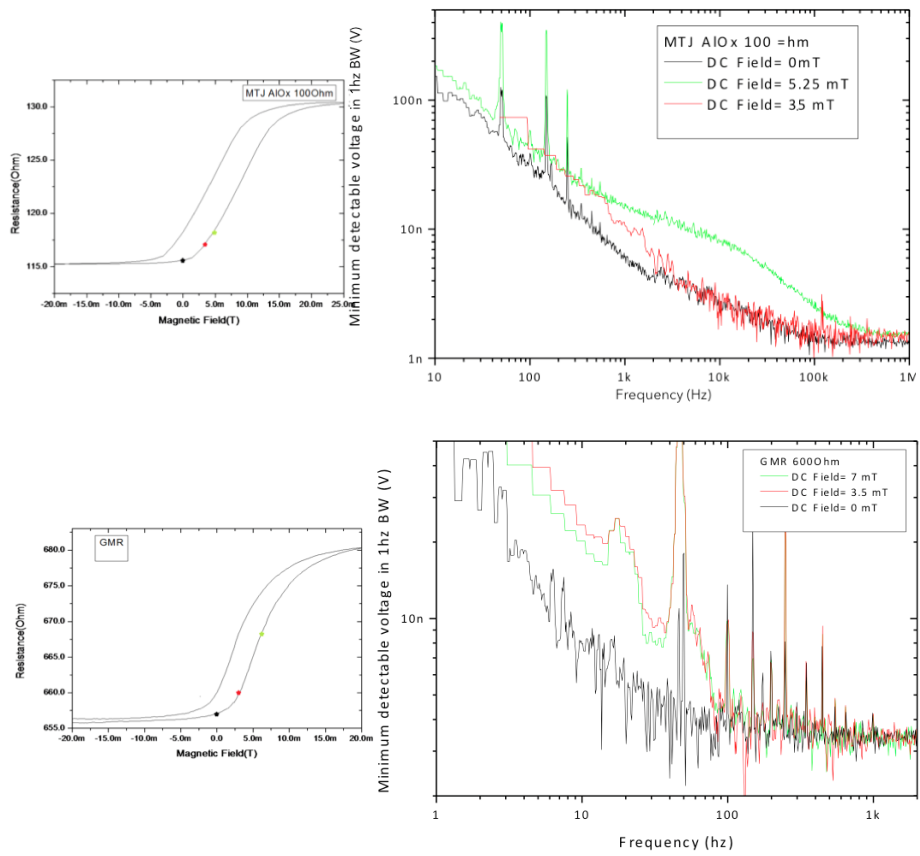


Figura 2.12: Spettri di rumore dei sensori nelle tre differenti condizioni di polarizzazione magnetica. Per ciascun DUT i punti di lavoro sono evidenziati sulla relativa caratteristica R-H

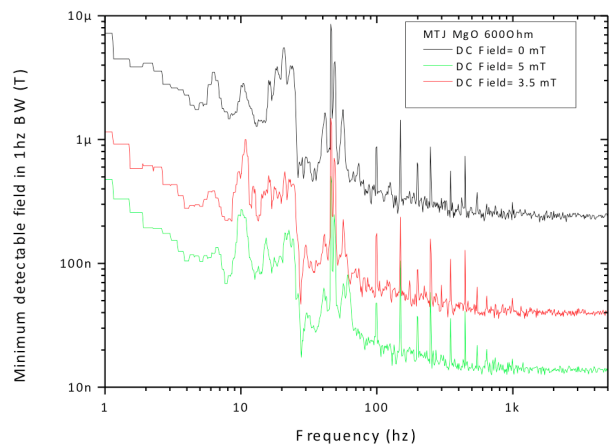
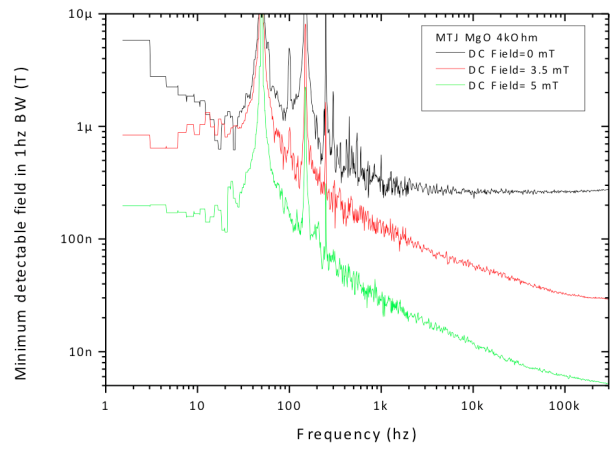
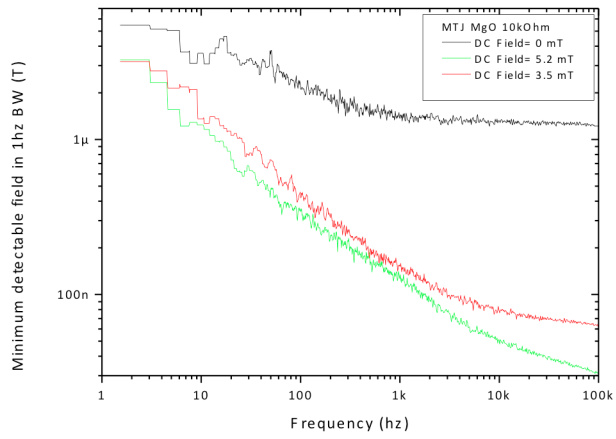
	I,bias [μ A]	dR/dH @Hdc=0 mT [10^4 *Ohm/T]	dR/dH @Hdc=3.5 mT [10^4 *Ohm/T]	dR/dH @Hdc=5/7 mT [10^4 *Ohm/T]
MTJ MgO 10 kOhm	1,033	1,39	21	66,84
MTJ MgO 4 kOhm	2,222	1,56	15,40	94,41
MTJ MgO 600 Ohm	17,118	0,08	0,47	1,39
MTJ AlOx 120 Ohm	88,695	0,07	0,10	0,11
GMR 600 Ohm	14,838	0,03	0,26	0,27

Figura 2.13: Sintesi dei valori di I_{DUT} e $\frac{dR}{dH}$ al variare della polarizzazione magnetica per le diverse tipologie di sensore

Il grafico [2.15] indica infatti il campo minimo rilevabile, con lettura a banda stretta, nelle diverse porzioni spettrali quando si sceglie di far lavorare il sensore con $\frac{dR}{dH}_{MAX}$, ossia dove è stata riscontrata la massimizzazione del rapporto segnale-rumore. E' stato tralasciato il caso dell'MTJ con AlOx di tunnelling, che oltre ad essersi dimostrato poco competitivo nella comparazione in materia di SNR, isteresi e TMR con gli altri sensori non tollera già valori leggermente superiori a 10 mV ai suoi capi, ponendo problemi di affidabilità.

Si nota come i dispositivi meno resistivi, che spianano al loro rumore termico entro il range dei 200/300 Hz, assicurano i limiti di risoluzione più contenuti alle basse frequenze finora esplorate nel progetto LOCSENS ($f < 100$ Hz) e potenzialmente eligibili per UMANA ($f < 10$ kHz), mentre gli MTJ da 4 e 10 kOhm raggiungono la loro f_{corner} a centinaia di kHz e diventano i sensori maggiormente performanti in tale regione dello spettro.

Per gli MTJ MgO è lecito supporre che, a seguito dell'assottigliamento del free layer negli esemplari da 600 Ohm finalizzato alla linearizzazione della loro caratteristica, la transizione verso il comportamento superparamagnetico di tale strato comporti la minimizzazione delle pareti di dominio, e con esse delle loro fluttuazioni.



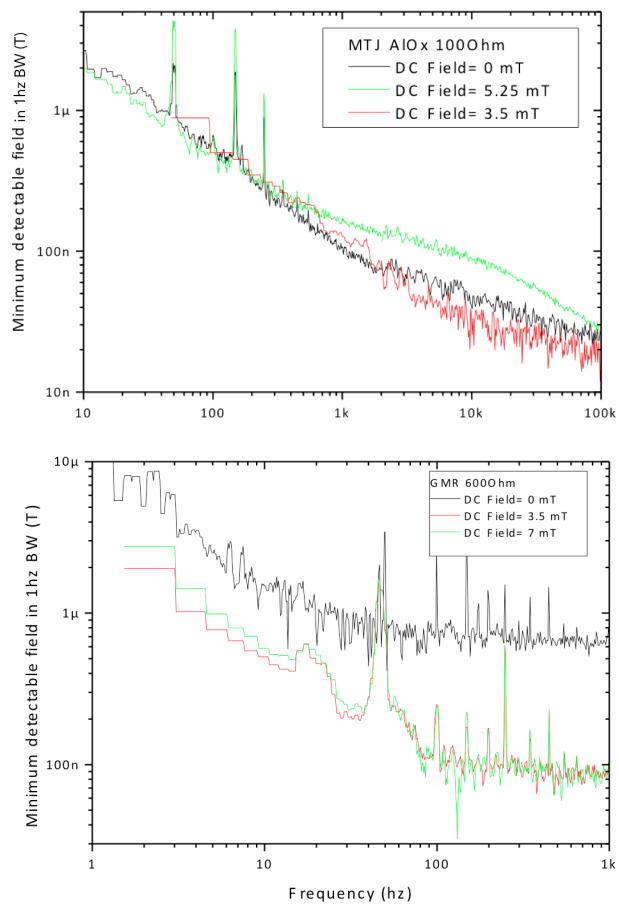


Figura 2.14: Spettri di rumore magnetico dei sensori nei tre diversi punti di lavoro

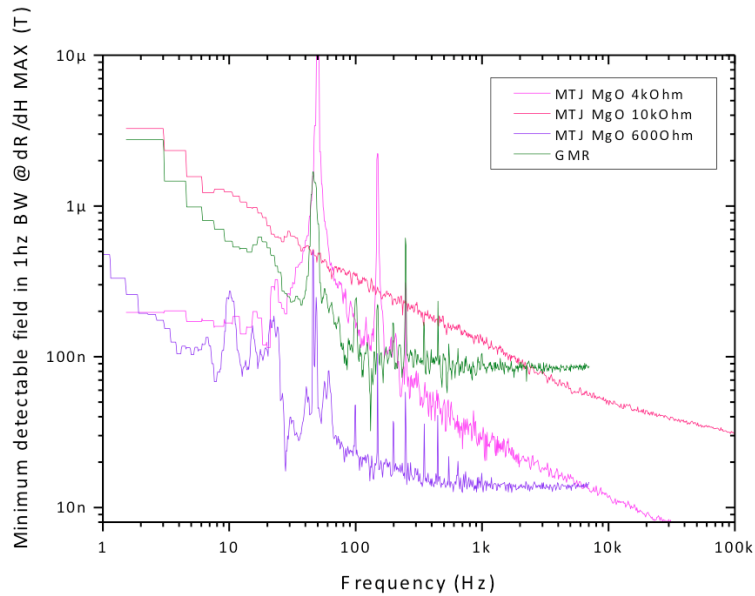


Figura 2.15: Spettri di rumore magnetico dei diversi tipi di sensori per $\frac{dR}{dH_{MAX}}$

A conclusione di questo studio sono stati integrati gli spettri di rumore magnetico con banda 1 Hz in continua e nell'intorno di $f_{magnete} = 1$ kHz per raffrontare i minimi segnali rilevabili, rispettivamente, dalla singola demodulazione a $f_{corrente}$ (o, più in generale, quando si osserva l'impatto di una variazione magnetostatica a $f_{corrente} \pm f_{magnete}$, come accade in LOCSENS) e da un doppio lock-in efficace (quando si osserva la sola informazione ΔH_{AC}). In particolare nel primo caso non si beneficia della reiezione dell' $1/f$ magnetico e il minimo campo misurabile è dato dall'integrazione dello spettro tra la DC (0.1 Hz) e 1 Hz, dove la giunzione risente massimamente del flicker noise.

La seconda riga della figura [2.16] è invece indicativa delle prestazioni raggiungibili sulla demodulazione a $f_{corrente}$ con filtraggio a banda 1 kHz, condizione potenzialmente rappresentativa dell'esperimento UMANA.

L'MTJ da 600 Ohm, che vanta la maggior estensione del tratto lineare della caratteristica R-H, si dimostra vincente nel confronto proposto: esso è peraltro il dispositivo meno soggetto all'isteresi, e qualora venisse considerato anche questo parametro addizionale ci si attenderebbe un ulteriore incremento del gap di

	GMR	MTJ MgO 600 Ohm	MTJ MgO 4 kOhm
DOPPIO LOCK-IN EFFICACE → Risoluzione @ 1khz (1 Hz BW)	3.75 nV (0.42ppm) 93.9 nT	3.24 nV (0.31ppm) 13.6 nT	61.15 nV (6.89 ppm) 29.17 nT
UMANA → Risoluzione 1hz-1khz BW	236.37nV (26.473ppm) 5.916 μT	196.71 nV (18.82ppm) 825.696 nT	8.628 μV (972.15ppm) 4.116 μT
LOCSENS → Risoluzione DC-1hz	139.4 nV (15.613ppm) 3.489 μT	102.3 nV (9.788ppm) 429.407 nT	3.343 μV (376.67ppm) 1.5947 μT

Figura 2.16: Stima dei risultati raggiungibili dai diversi tipi di sensori per $\frac{dR}{dH_{MAX}}$ nei differenti contesti di biosensing affrontati

performance a suo vantaggio rispetto alle altre giunzioni.

Il GMR, benchè appaia il meno prestazionale, è comunque d'interesse pratico poichè rappresenta l'unica tipologia di sensore che si avvale della contiguità tra piano sensibile e campione biologico [2.1.1.3], del quale può quindi cogliere lo stimolo magnetico senza attenuazioni.

La scelta di esprimere le quantità in esame in parti per milione consente di confrontare la sensibilità teorica garantibile dai sensori con le potenzialità dell'elettronica di readout, per comprendere quale sia l'oggetto limitante nella misura. A titolo di esempio il lock-in custom implementato nella piattaforma LOCSENS riesce a risolvere 1 ppm, mentre lo strumento commerciale in dotazione al laboratorio HF2LI della Zurich Instruments raggiunge circa 30 ppm. Questo argomento verrà riaffrontato più dettagliatamente nei prossimi capitoli, in vista di approdare a delle soluzioni in grado di ottimizzare separatamente ciascuno dei due esperimenti.

Capitolo 3

Progetto LOCSENS e ottimizzazione del doppio lock-in

La riflessione sulle criticità emerse nell'esperimento condotto tramite la piattaforma LOCSENS [Par.1.2.4] ha suggerito la necessità di agire sia sul processo di fabbricazione del sensore sia sui principali parametri di misura ai fini di giovare pienamente dei benefici offerti dal doppio lock-in.

Il criterio guida di questa attività consta nel ricorso ad un sensore polarizzabile in $H_{DC} = 0$ mT, contraddistinto da una porzione lineare della curva R-H a pendenza costante e centrata nel suddetto punto di lavoro, e nella stimolazione magnetica dello stesso attraverso una sinusoide H_{AC} "grande", ossia capace di esplorare l'intera regione compresa tra i due stati resistivi saturati.

A tal fine sono state condotte delle prove preliminari con il lock-in commerciale HF2LI della Zurich Instruments, sfruttando delle bobine opportunamente dimensionate per la generazione magnetica.

3.1 Selezione del sensore

Le conclusioni alle quali si era giunti a proposito delle figure di merito di un ipotetico dispositivo ideale sono riassumibili come segue:

-Punto di lavoro in $H_{DC} = 0$ mT. Ciò permette alle beads di causare unicamente una variazione di ampiezza ΔH_{AC} della sinusoide magnetica di stimolazione, veicolando così tutta l'informazione utile a $f_{corrente} + f_{magnete}$ [Eq.1.7]

-Tratto lineare della caratteristica centrato nello zero magnetico e ad elevato range dinamico, così da massimizzare l'ampiezza H_{AC} della sinusoide di stimolazione a $f_{magnete}$ con il quale viene percorso. Le beads sono responsabili di una perturbazione percentuale di tale valore, perciò dall'incremento di H_{AC} discende quello del segnale stesso.

-Pendenza $\frac{dR}{dH}$ costante e massima nella regione lineare: in tale situazione il limite di risoluzione garantibile dalla giunzione risulterebbe infatti minimo e stabile.

A livello pratico si è pensato di prendere in considerazione l'MTJ con R_P di circa 600 Ohm studiato nella sezione precedente il quale, benchè ancora lontano dall'adesione a queste specifiche, rappresenta il dispositivo più prestazionale disponibile allo stato dell'arte.

Il minimo campo magnetico da esso teoricamente rilevabile per $f_{magnete} > f_{corner}$ nelle condizioni fin qui descritte sarà:

$$\delta H = \frac{\sqrt{4kTR_{sens}}}{I_{sens} \frac{dR}{dH} H_{DC}=0mT} = \frac{3,046nV}{17.12\mu A * 0.07983 * 10^4 Ohm/T} \simeq 220nT. (3.1)$$

3.2 Generazione del campo magnetico AC

Ai fini di dare origine a una sinusoide magnetica di ampiezza controllata capace di stimolare il dispositivo sono stati definiti i parametri di un coil ideale, sia sulla base degli obblighi dimensionali sia della corrente massima gestibile con lo specifico set-up. In un secondo tempo, dopo aver giustificato l'inadeguatezza nelle misure ad alta frequenza dell'elettromagnete finora impiegato per polarizzare i

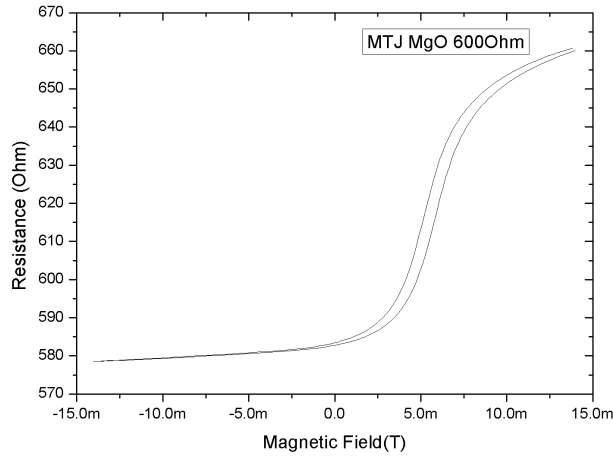


Figura 3.1: Caratteristica R-H dell'MTJ da 600 Ohm

dispositivi, sono state realizzate fisicamente delle induttanze ispirate al modello elaborato.

3.2.1 Dimensionamento della bobina ideale

L'impiego di un solenoide pilotabile in tensione a $f_{magnete}$ per modulare il campo magnetico a cui è sottoposta la giunzione sembra costituire la modalità più intuitiva per spostare l'informazione d'interesse a frequenze magnetiche superiori ai 100 Hz attuali.

Si consideri per semplicità il caso di un coil ideale con gap privo di traferro, di lunghezza infinita: il passaggio di una corrente attraverso i suoi avvolgimenti determina la generazione di un campo magnetico uniforme al suo interno e nullo fuori, diretto assialmente; è inoltre sufficiente invertire la polarità della corrente per invertire la direzione delle linee di forza[Fig.3.2] .

Questa modellizzazione elementare ci permette di pensare a un set-up in cui la bassetta del sensore viene inserita direttamente all'interno della bobina, così da sfruttare la coplanarità tra il campo da essa generato e lo spazio 2D a cui rispondono gli MTJ con la loro escursione magnetoresistiva.

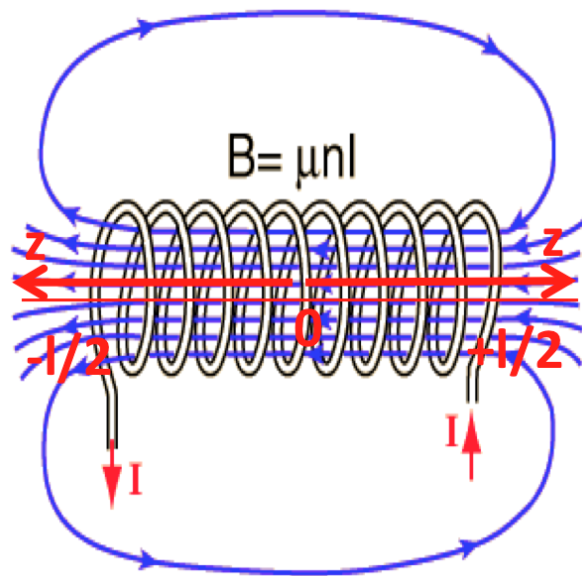


Figura 3.2: Andamento delle linee di forza del campo magnetico generato dallo scorrimento della corrente negli avvolgimenti della bobina

E' però opportuno approfondire quali siano i vincoli dimensionali e i fattori di perdita legati alle non idealità dell'oggetto in cui si incorre nella progettazione del sistema di misura complessivo.

In particolare a partire dalle formule del campo magnetico originato da un solenoide infinito si ricava la dipendenza del prodotto campo*frequenza dalla sua geometria:

$$B_{coilinfinito} = \mu_0 \frac{n}{l} I_{coil} \quad (3.2)$$

$$L_{coilinfinito} = \mu_0 \frac{n^2}{l} \pi a^2 \quad (3.3)$$

$$I_{coil} = \frac{V_{MAX}}{\omega L_{coil}} \quad (3.4)$$

$$\Rightarrow B_{coilinfinito} \omega = \frac{V_{MAX}}{\frac{n}{l} l \pi a^2} \quad (3.5)$$

dove L_{coil} ne indica l'induttanza, l la sua lunghezza, n il numero di spire e a il loro raggio. Si desidera massimizzare questo fattore in vista di pilotare il coil progettato con uno strumento operante in anello aperto, caso per cui si riesce a generare la massima sinusoide magnetica solo finchè non inizia a contare la

risalita induttiva dell'oggetto in frequenza, che impedisce di forzare la corrente voluta nelle sue spire.

Un primo vincolo è dettato da a , che deve valere almeno 1,3 cm per poter alloggiare il chip al suo interno, un secondo, invece, dal rapporto $\frac{n}{l}$, che deve essere tale da consentirne l'assimilazione ad un cilindro su cui scorre uniformemente la corrente. Per garantire ciò, scegliendo un filo da 1.3 mm di diametro (per motivi che verranno in seguito chiarificati), il caso limite per contenere il valore di questo rapporto risulta quello in cui gli avvolgimenti appaiono contigui ma non sovrapposti: pertanto $\frac{n}{l} = \frac{l/1.3mm}{l} = 1.3mm^{-1}$.

Fissata questa grandezza è allora necessario scegliere la lunghezza dell'induttore che consenta di soddisfare il trade-off tra l'esigenza di massimizzare il rapporto campo*frequenza e quella di continuare a riportarsi all'approssimazione di solenoide infinito.

In particolare passando all'adozione del modello di solenoide finito sottile

$$B_{z,coil\,finitosottile} = \frac{\mu_0 n}{2 l} I_{coil} \left(\frac{(z + l/2)}{\sqrt{a^2 + (z + l/2)^2}} - \frac{(z - l/2)}{\sqrt{a^2 + (z - l/2)^2}} \right) \quad (3.6)$$

si è derivata l'espressione della lunghezza minima atta a garantire un'intensità di campo al centro della bobina pari almeno al 90 % di quanto si ottiene nel caso ideale:

$$B_{z=0,coil\,finitosottile} = \frac{\mu_0 n}{2 l} I_{coil} \frac{1}{\sqrt{a^2 + l^2/4}} \quad (3.7)$$

$$\implies \frac{B_{z=0,coil\,finitosottile}}{B_{coil\,infinito}} = \frac{\frac{\mu_0 n}{2 l} I_{coil} \frac{1}{\sqrt{a^2 + l^2/4}}}{\mu_0 \frac{n}{l} I_{coil}} = 90\% \rightarrow l = 5,3684cm. \quad (3.8)$$

Ponendo $l=6$ cm si ripete poi il calcolo per il campo assiale agli estremi del coil, uguale al 53% circa rispetto alla posizione centrale:

(3.9)

$$B_{z=l/2,coilfinitosottile} = \frac{\mu_0 n}{2 l} I_{coil} \frac{1}{\sqrt{a^2 + l^2}} \quad (3.10)$$

$$\implies \frac{B_{z=l/2,coilfinitosottile}}{B_{z=0,coilfinitosottile}} = \frac{\sqrt{a^2 + l^2/4}}{\sqrt{a^2 + l^2}} = 53.256\%. \quad (3.11)$$

Globalmente quindi la sua entità verrà al più attenuata di un fattore 2 rispetto al solenoide infinito, a dipendenza della posizione del sensore entro il gap.

Uno fra i migliori candidati come filo per fabbricare gli avvolgimenti potrebbe essere il rame smaltato SWG 18 (AWG 16, da 1.25 mm nominali di diametro), dal momento che la sua ampacità permetterebbe di sfruttare tutta la dinamica teorica di ± 4 A del KEPCO, alimentatore di potenza in grado di erogare una corrente proporzionale a una tensione analogica (banda ± 6 kHz). Questa scelta, rispetto al caso del filo d'acciaio rivestito, consente infatti di abbattere la potenza dissipata per effetto Joule approssimativamente di un fattore 10, in maniera proporzionale al rapporto tra le resistività dei due materiali. Per le valutazioni numeriche si è assunto un diametro del filo di 1.3 mm, valore conservativo rispetto a quello della massima tolleranza stimata nel datasheet.

Una volta ultimata la definizione delle grandezze in gioco appare opportuno rivalutare l'entità del campo magnetico generato considerando ora il modello, più significativo del caso reale, di solenoide finito spesso.

Siano $a_1=1.3$ cm il raggio interno dell'induttore e $a_2=1.3\text{cm}+1.3\text{mm}=1.43\text{cm}$ quello esterno. La perdita registrata al centro dell'asse è pari all'1% circa:

$$B_{z,coilspesso} = \frac{\mu_0}{2(a_2 - a_1)} \frac{n}{l} I_{coil} \left[(z + l/2) \ln \left(\frac{(a_2 + \sqrt{a_2^2 + (z + l/2)^2})}{(a_1 + \sqrt{a_1^2 + (z + l/2)^2})} \right) - (z - l/2) \ln \left(\frac{(a_2 + \sqrt{a_2^2 + (z - l/2)^2})}{(a_1 + \sqrt{a_1^2 + (z - l/2)^2})} \right) \right] \quad (3.12)$$

$$\frac{B_{z=0,coilspezzo}}{B_{z=0,coilsottile}} = \frac{\frac{\mu_0}{2(a_2-a_1)} \frac{n}{l} I_{coil} l \ln \left(\frac{(a_2 + \sqrt{a_2^2 + (l/2)^2})}{(a_1 + \sqrt{a_1^2 + (l/2)^2})} \right)}{\frac{\mu_0}{2} \frac{n}{l} I_{coil} \frac{l}{\sqrt{a_1^2 + l^2/4}}} \simeq 99\%. \quad (3.13)$$

I valori di resistenza e induttanza di un solenoide così costruito costituiscono il fondamento per la rappresentazione dell'oggetto nell'analisi in frequenza:

$$R_{MAX} = \rho_{wire} 2\pi a n \simeq 55 m\Omega \quad (3.14)$$

$$L = \mu_0 \frac{n^2}{l} \pi a^2 \simeq 25 \mu H \quad (3.15)$$

dove $\rho_{wire} \simeq 0.01435 \text{ Ohm/m}$ e $n = 6 \text{ cm}/1.3 \text{ mm} \simeq 47$.

Infine l'intensità del campo $H_{AC,MAX}$ approssimativamente raggiungibile sull'asse con $\pm 4A$ di corrente, che sarà responsabile della stimolazione della giunzione magnetroresistiva, è quantificabile come

$$H_{MAX} = 0.5 \mu_0 \frac{n}{l} I_{MAX} \simeq \pm 2 mT. \quad (3.16)$$

3.2.2 Scelta del set-up di generazione

E' indispensabile premettere che in fase di progettazione del sistema deputato ad originare la sinusoide magnetica non era ancora stato condotto lo studio con l'analizzatore di spettro: pur essendo quindi noto il limite di risoluzione intrinseco del sensore, derivabile dalla conoscenza del rumore termico e di $\frac{dR}{dH}$ nell'intorno del punto di lavoro, non appariva ancora chiaro in che range di frequenze potesse essere effettivamente raggiunto.

In aggiunta, non disponendo del KEPCO in maniera continuativa, sono stati svolti degli esperimenti preliminari ricorrendo al lock-in commerciale HF2LI in dotazione al laboratorio, di cui un canale veniva impiegato per la generazione di un segnale AC a $f_{magnete}$ da erogare alla bobina.

Il primo fattore penalizzante legato allo strumento è dettato dal suo limite in corrente a $\pm 100 mA$, che causa un abbattimento di $H_{AC,MAX}$ di un fattore 40

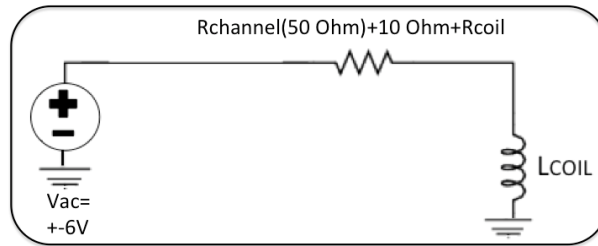


Figura 3.3: Erogazione della corrente al coil in anello aperto con uno dei canali d'uscita dello Zurich

rispetto alle stime precedenti [Eq.3.16]: si impostano dunque 6V sui 50 ohm in uscita al canale + 10 ohm messi in serie per arrivare a tale escursione massima [Fig.3.3].

Al crescere della frequenza del segnale applicato prevale il comportamento induttivo del coil, e si registra così una risalita lineare della tensione ai suoi capi. L'assenza di feedback sulla corrente impedisce di continuare a forzare nelle spire il valore desiderato di 100 mA, con conseguente decremento del segnale magnetico a valle della singolarità dettata da $\tau_{solenoid} = \frac{R}{L_{solenoid}}$. La perdita del segnale di corrente volto a originare il campo associata a questo fenomeno segue un andamento di 20 dB/dec e si configura come secondo importante limite del set-up: in tale regione spettrale si attende infatti una degradazione di 10 dB/dec del rapporto segnale/rumore nonostante l'abbattimento teorico del rumore 1/f di 10 dB/dec.

3.2.3 Realizzazione pratica dei solenoidi

Prima di procedere alla fabbricazione di eventuali induttori ispirati ai parametri canonizzati nel paragrafo [3.2.1] si è caratterizzato l'elettromagnete precedentemente adoperato sia per tracciare le curve R-H sia per polarizzare i dispositivi. A tal proposito è stato usato il lock-in impostando una sinusoide di escursione $\pm 5V$ sulla 50 Ohm in uscita al canale, e si è misurata la tensione ai capi dell'oggetto conducendo uno sweep della frequenza tra 1 Hz e 20 kHz.

Dalla figura [3.4] si osserva un aumento della caduta di tensione sull'oggetto

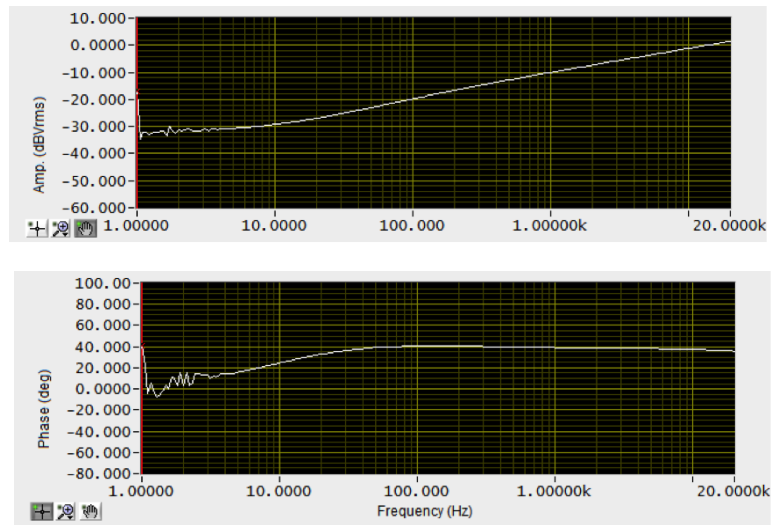


Figura 3.4: Ampiezza e fase del segnale di tensione sull'elettromagnete al variare di $f_{magnete}$

di +3dB già a meno di 10 Hz, imputabile all'elevata induttanza dovuta alla presenza di un nucleo ferromagnetico: da ciò discende l'impraticità nell'imporre la corrente voluta nelle spire già a pochi Hz, che rende l'elettromagnete non idoneo in AC. Inoltre il comportamento riscontrato non si dimostra assimilabile a quello di una bobina ideale, in quanto la pendenza dell'incremento del segnale non è a +20 dB/dec ma a circa +10dB/dec, forse a motivo delle perdite dovute al core metallico.

Per quanto concerne la realizzazione dei solenoidi, assumendo i 100 mA erogabili dallo Zurich come tetto massimo di corrente, è parso sufficiente usare del filo d'acciaio rivestito di differenti tipologie, contraddistinto da capacità di corrente inferiore rispetto al rame e da resistività circa 10 volte maggiore. Se si sceglie ad esempio un filo AWG 20 con diametro di 0.81 mm, approssimando per eccesso questo valore a 0.9 mm, il numero minimo di avvolgimenti, secondo la prassi indicata nel paragrafo [3.2.1], sale a circa 60.

Oltre a seguire la logica di dimensionamento sviluppata in precedenza occorre sottostare alla condizione $L_{coil} \gg 200$ nH, contributo indicante l'induttanza spuria connaturata ai cavi BNC che veicolano il segnale dal lock-in alla bobina. Sono stati costruiti vari tipi di induttori, differenti per quantità di spire ri-

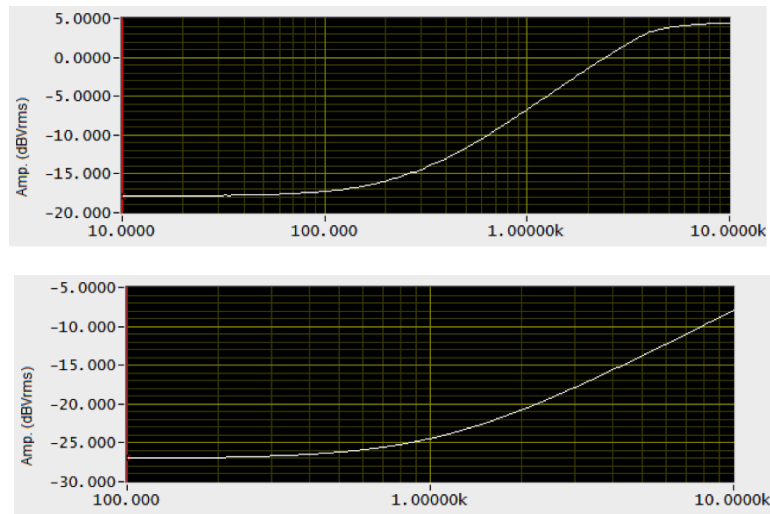


Figura 3.5: Ampiezza del segnale di tensione al variare di $f_{magnete}$ per due diverse tipologie di coil

spetto al valore minimo per l'assimilazione a cilindro continuo e per lunghezza, eventualmente ridotta al di sotto della soglia dei 6 cm con parziale sacrificio dell'aderenza al caso ideale. Gli oggetti così ottenuti presentano L_{coil} compresa tra 100 e 400 μH e $R_{coil} \sim 500$ mOhm.

I grafici in figura [3.5] riportano a titolo esemplificativo le caratterizzazioni in frequenza di due solenoidi. Va comunque puntualizzato come l'incremento di tensione non dipenda soltanto dalle caratteristiche impedenziali dell'oggetto in esame ma anche dalla modalità con la quale si forza la corrente, ossia dalla scelta del rapporto tra la resistenza in uscita al canale, utile alla polarizzazione, e quella del coil, valore che fissa la caduta sulla spira in continua. È allora possibile, in conclusione, ragionare in termini di frequenza alla quale la componente induttiva eguaglia quella resistiva per operare un confronto tra le diverse soluzioni implementate. Imponendo a tal proposito la condizione $R_{coil} = 2\pi f L_{coil}$ si perviene a una gamma di frequenze di $\sim 250 \text{ Hz} \div 1 \text{ kHz}$.

3.3 Lettura dei dispositivi

L'alimentazione del sensore viene gestita tramite un secondo canale d'uscita del lock-in, a cui viene aggiunta in serie una resistenza almeno dieci volte superiore a $R_{sensore}$ per convertire la tensione in corrente. L'ampiezza del segnale applicato è stata scelta in modo da mantenere, come di consueto, $V_{AC,sensore}$ al di sotto di 10 mV.

Il segnale acquisito dalla giunzione viene prima demodolato alla frequenza $f_{magnete}$, il risultato è reso poi disponibile, con un opportuno fattore di guadagno, su uno dei canali ausiliari analogici del lock-in per poter essere applicato al secondo input per la demodolazione a $f_{corrente}$. Invertendo l'ordine delle operazioni ed effettuando prima la demodolazione a $f_{corrente}$ si produce invece un grande segnale in continua con una piccola componente sinusoidale a $f_{magnete}$ ad esso sovrapposta, non più visualizzabile con la seconda demodolazione per $f_{magnete}$: pertanto si è sempre preferito seguire l'iter sopra descritto, al prezzo di perdere la possibilità di leggere l'informazione inerente al valore resistivo derivante dalla singola demodolazione a $f_{corrente}$.

Mentre il limite nella selezione della massima $f_{magnete}$ è definito, come si è visto, dalle prestazioni dell'induttanza, quello di $f_{corrente}$ discende dal polo legato alla magnetoresistenza dell'MTJ: nel caso in esame è possibile lavorare fino a 250 kHz, benchè appaia sufficiente limitarsi a poco più di 10 kHz per abbattere l' $1/f$ dell'elettronica. Si deve inoltre evitare di ricadere nel caso $f_{corrente} = Nf_{magnete}$, affinché non si verifichi coincidenza spettrale tra le armoniche di ordine superiore.

L'esito di questi esperimenti conferma una grande lontananza dall'obiettivo di ottimizzazione iniziale, in quanto è sintetizzabile nell'osservazione di un piccolo segnale a $f_{corrente} + f_{magnete}$ di cui non si riesce nemmeno a risolvere una variazione del 10 %.

Infatti, come già accennato [1.2.4], l'informazione minima che lo strumento consente di discernere dal rumore di fondo è quantificabile in circa 30 ppm con

banda 1 Hz: ciò si traduce, fissando 10 mV ai capi del dispositivo, in

$$\delta H = \frac{\delta V_{min}}{I_{sens} \frac{dR}{dH}_{H_{DC}=0mT}} = \frac{10mV * 33/10^6}{17.12\mu A * 0.07983 * 10^4 Ohm/T} \simeq 24\mu T \quad (3.17)$$

superiore di circa tre ordini di grandezza rispetto al LOD del sensore.

Simultaneamente va considerato che con $I_{coil} \leq \pm 100$ mA si perviene ad $H_{AC,MAX} \simeq 50 \mu T$, evidentemente confrontabile con il limite di risoluzione stabilito dall'elettronica.

In definitiva è stato chiarito come percorrendo questo iter non sia fattibile giungere alla generazione di una sinusoide magnetica "ampia" di cui il sensore rileva un piccolo cambiamento percentuale.

3.4 Alternative di progetto e sviluppi futuri

La consapevolezza della ridotta dinamica della sinusoide magnetica originabile con lo Zurich rende imprescindibile il ricorso ad un sistema di generazione atto ad erogare una corrente di entità superiore alla bobina. Il KEPCO, con $\pm 4A$, assicurerebbe il raggiungimento di un valore di picco di ± 2 mT, mantenibile anche in fase di risalita induttiva della tensione sul coil in virtù del feedback negativo sulla corrente.

Un vantaggio ulteriore correlato all'utilizzo del sistema LOCSENS è poi rappresentato dalla possibilità di leggere la parte per milione grazie alle performance del lock-in custom, il che si tradurrebbe, con il dispositivo in esame, in una risoluzione minima, in linea con quanto visto nella [3.17], di ~ 720 nT. Il rapporto $720nT/2mT$ suggerisce la possibilità di vedere una variazione di 3-4 parti su 10000 dell'ampiezza massima di H_{AC} , in maniera conforme all'impatto atteso sul segnale a $f_{magnete}$ da parte delle beads.

La banda del KEPCO impedisce di superare frequenze magnetiche di 5/6 kHz, ma alla luce dell'esito delle analisi di rumore affrontate è palese come in questo range gli MTJ da 600 Ohm raggiungano già il basello del loro rumore termico. Se invece si pianifica di ricorrere ad eventuali dispositivi più resistivi, sempre

polarizzabili in $H_{DC}=0$ mT e con spettro assimilabile a quello degli MTJ da 10 e 4 kOhm testati [2.14], tale limitazione, pur non consentendo di spingersi oltre la loro f_{corner} , permette comunque di pervenire a LOD in termini di campo dell'ordine di grandezza delle centinaia di nT. In futuro sarebbe in definitiva interessante concretizzare un'attività di questo tipo, eventualmente rinunciando a lavorare in assenza di polarizzazione magnetica (condizione che gioverebbe solo per l'esperimento specifico) e tornando a fissare il bias nel punto a derivata massima della curva R-H per sfruttare le migliori prestazioni garantibili dai sensori. Si guadagnerebbe così un'amplificazione di almeno un fattore 10 della $\frac{dR}{dH}$ e, conseguentemente, una riduzione proporzionale del più piccolo campo magnetico osservabile.

Capitolo 4

Progetto UMANA e generazione di campi magnetici AC tramite current lines

Il progetto UMANA si prefigge come goal finale quello di rilevare in tempo reale l'attività fisiologica di una coltura neuronale cresciuta on chip, ricorrendo a dodici sensori magnetici in parallelo. Nonostante il numero limitato di dispositivi gestibili simultaneamente rispetto al caso del sensing elettrico convenzionale, l'approccio magnetico che ci si prefigge di esplorare per la prima volta con UMANA presenta il vantaggio di non richiedere l'utilizzo di elettrodi per contattare i neuroni. Il campo magnetico, infatti, a differenza di quello elettrico non viene schermato dagli ioni contenuti in soluzione e si presta pertanto ad essere osservato anche a distanza maggiore.

La difficoltà connaturata a questa tipologia di misura innovativa discende dal basso stimolo magnetico prodotto dai segnali neuronali, non di rado inferiore

alle decine di nT che ad oggi rappresentano l'ordine di grandezza risolvibile dalle magnetoresistenze operanti a temperatura ambiente. Da tale considerazione discende la particolare attenzione prestata all'ottimizzazione del rapporto segnale-rumore.

Una prima fase di attività sperimentale è stata allora concepita in vista di sfruttare gli MTJ disponibili per leggere segnali, atti ad emulare gli spikes neuronali, compatibili con i loro LOD intrinseci.

Per riprodurre in maniera semplice la dinamica dei potenziali d'azione, in particolare, sono state impiegate delle linee di corrente deposte al di sopra dei sensori, come riportato nella figura [4.1].

4.1 Caratteristiche del chip e selezione dei parametri di progetto

A differenza del progetto LOCSENS, in cui era stato messo a punto un modello ottimizzato volto a guidare nella scelta della polarizzazione magnetica dei dispositivi, per questo nuovo esperimento ci si svincola dalla problematica legata alla ripercussione del segnale derivante dalle beads sia su H_{DC} che su H_{AC} , e conseguentemente è lecito pensare di far lavorare il sensore nella condizione che in assoluto ne massimizza il rapporto segnale-rumore.

Le giunzioni verranno quindi polarizzate, alla luce dei risultati presentati nel capitolo dedicato, nel punto a $\frac{dR}{dH}_{MAX}$, dal momento che il ricorso ad un $H_{DC} \neq 0$ mT per il bias non costituisce più una criticità per le misure.

La figura [4.1] fornisce un'idea quantitativa inerente alla struttura della current line cresciuta sul sensore. Il campo magnetico prodotto da un potenziale d'azione si dimostra proporzionale alla sua derivata, perciò ai fini di una sua emulazione consistente sarebbe opportuno replicare tale forma d'onda, il cui contenuto in frequenza è compreso tra la continua e qualche centinaio di Hz, a livello della linea.

Per i primi esperimenti si è però preferito accontentarsi di iniettarvi una sem-

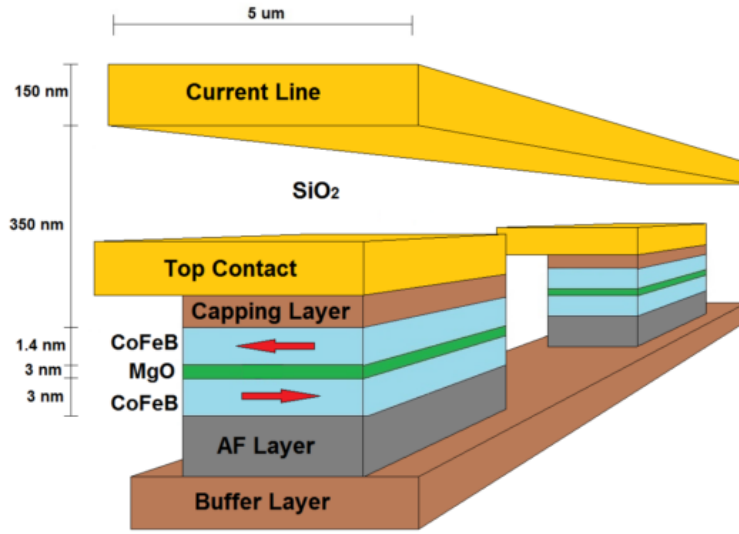


Figura 4.1: Schema semplificato del sensore e della current line con indicate le principali dimensioni

plice corrente in DC di entità nota e di leggere l'informazione derivante dalla singola demodulazione per $f_{corrente}$ (la corrente nel sensore viene sempre modulata per bypassare l'1/f associato ai componenti del front-end analogico). Viene poi valutato il campo magnetico acquisito in ottica comparativa a quello generato dai wires, calcolabile tramite lo sviluppo di un modello teorico che assimila queste strutture a nastri di lunghezza infinita e spessore trascurabile[1]. Si assume a tal proposito che il wire integrato sia infinitamente esteso lungo l'asse z , largo $b=5\mu\text{m}$ lungo x e a distanza $c=350\text{nm}$ dalla superficie del sensore in y [4.3].

La giunzione ferromagnete/ossido/ferromagnete si dimostrerà sensibile alla componente del campo così originato coplanare alla sua superficie, ossia

$$H_x = \frac{I}{2\pi b} \left(\arctan\left(\frac{x - \frac{b}{2}}{c}\right) - \arctan\left(\frac{x + \frac{b}{2}}{c}\right) \right) \quad (4.1)$$

Proprio a tal proposito sono state implementate due alternative in merito alla posizione relativa tra magnetoresistenza e wire: quella mostrata in figura, in cui

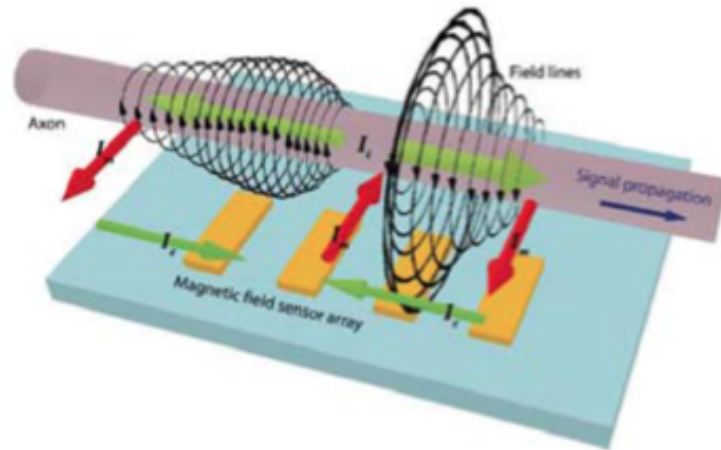


Figura 4.2: Andamento del campo magnetico generato dal segnale neuronale[1]

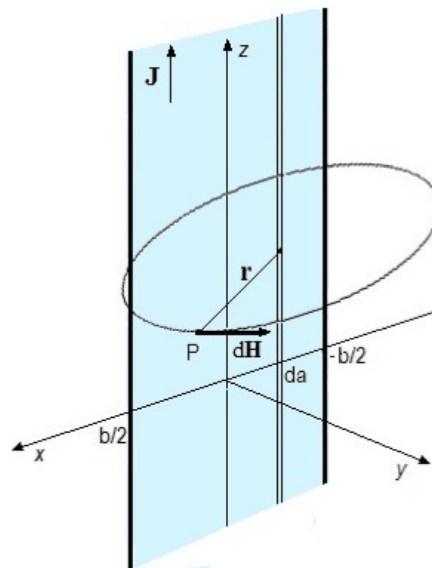


Figura 4.3: Campo magnetico generato da un elemento infinitesimo della current line[1]

i due sono allineati ($x=0$), ed una variante in cui la linea è decentrata ($x=5.5 \mu\text{m}$).

A parità di corrente iniettata la prima soluzione ha permesso di generare campi magnetici di circa un ordine di grandezza più intensi a livello del piano sensibile, in accordo ai valori stimabili con il modello appena introdotto. Considerando che una distanza di appena pochi μm si riverbera in più di un ordine di grandezza di differenza tra i campi magnetici rilevabili a parità di corrente, tale evidenza avvalorata la necessità di pervenire a un sistema ad elevata risoluzione spaziale, e per queste prime prove la scelta della configurazione simmetrica costituisce un vantaggio da sfruttare visto l'ampereaggio limitato erogabile al wire.

Infatti lo spessore nanometrico rende critica la dissipazione di potenza per effetto Joule da parte di questi oggetti, e fenomeni di elettromigrazione dell'oro sono occorsi già per poco più di 1 mA.

La stabilità del comportamento in frequenza delle current lines è stata validata entro tutto lo spettro di interesse ($f < 1 \text{ kHz}$) e, oltre, fino a 20 kHz circa, anche in presenza di liquido Neurobasal in cui vengono tipicamente cresciute le colture neuronali [1].

4.2 Opzioni di utilizzo delle current lines in frequenza

Le linee di corrente integrate sul chip, benchè realizzate allo scopo di replicare il potenziale d'azione, si propongono parallelamente come spunto per proseguire l'attività di ottimizzazione del doppio lock-in in maniera innovativa rispetto al ricorso alle bobine.

In letteratura esistono già svariati studi incentrati sull'impiego di strutture analoghe in combinazione a sensori magnetoresistivi e a microlabel come le beads. Ad esempio è stato osservato come sia efficace forzare una corrente continua nelle linee ai fini di focalizzare rapidamente le biomolecole presenti nel campione fluidico, legate in precedenza alle sfere superparamagnetiche, vicino all'area

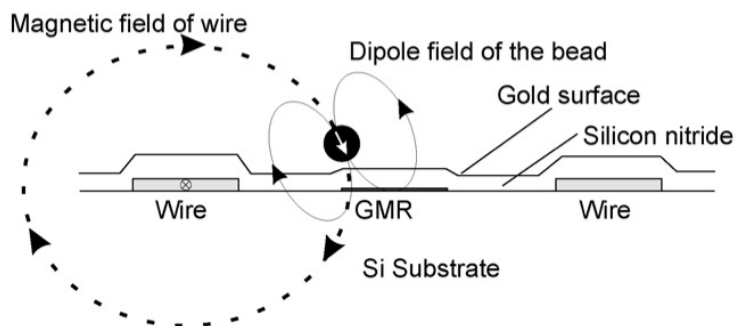


Figura 4.4: Struttura del chip per la movimentazione e la polarizzazione delle beads magnetiche, che avviene tramite erogazione di una corrente AC nei wires [10]

sensibile del chip [13].

In maniera invece più attinente all'iter di ricerca finora percorso esistono esperimenti nei quali sono stati alimentati wires integrati dello spessore approssimativo di 350 nm con correnti sinusoidali intorno al MHz, ampie fino a ± 25 mA [14][10]. Questa procedura era mirata sia a movimentare le beads sul chip, fornendo alle linee un segnale atto a creare una non uniformità spaziale di campo magnetico, sia a polarizzarle. In particolare la sinusoide magnetica in AC veniva originata dai wires perpendicolarmente al sensore, cosicché in assenza di particelle superparamagnetiche il campo misurato fosse nullo, mentre la variazione ΔH_{AC} a loro imputabile fosse convogliata nella sola direzione a cui sono sensibili le giunzioni. Nelle prove discusse l'obiettivo ultimo era di rilevare un'informazione posizione-dipendente connaturata alla singola bead.

L'approccio appena descritto non consta dunque, come nel caso LOCSENS, nella generazione di un grande campo AC che viene acquisito dal dispositivo con le sue eventuali variazioni percentuali, ma appare comunque significativo della possibilità di veicolare ad alta frequenza la grandezza magnetica da cui dipende l'escursione magnetoresistiva. Con il chip di cui si dispone [Fig.4.1], fissato a $\pm \sim 1$ mA il limite massimo di corrente nella linea, si potrà raggiungere, coerentemente al modello di nastro rettilineo infinito, $H_{AC} = \pm 100 \mu T$, con $f_{magnete} \leq 20$ kHz.

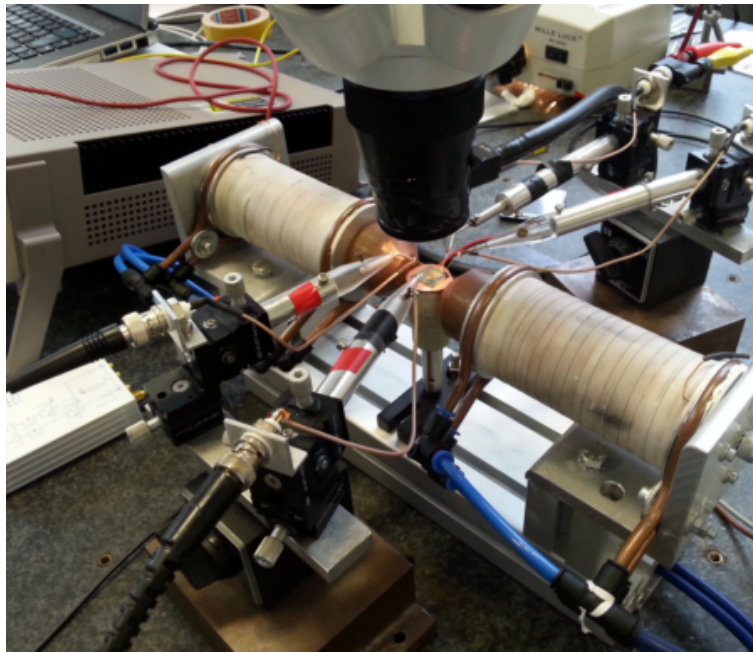


Figura 4.5: Set-up a quattro punte

4.3 Lettura in tensione dei dispositivi con la scheda LOCSENS

Gli esperimenti iniziali hanno previsto l'impiego di un set-up a quattro punte conduttive collegate ai BNC veicolanti i segnali di generazione per contattare i pad del sensore e le estremità della current line: il primo veniva pilotato in corrente tramite l'ausilio di una resistenza da 20 kOhm in serie e letto in tensione, secondo la procedura finora assodata.

La gestione dell'alimentazione in corrente del dispositivo e della linea, nonché dei segnali demodulati, è stata effettuata tramite la piattaforma LOCSENS, utile anche a comandare il KEPCO per imporre il bias magnetico necessario tramite due elettromagneti esterni.

Questa tipologia di acquisizione ha fatto emergere l'esigenza di riportarsi alla lettura in corrente della giunzione, in quanto sia con corrente DC nella linea sia incrementando $f_{magnete}$ compaiono disturbi ascrivibili al comportamento

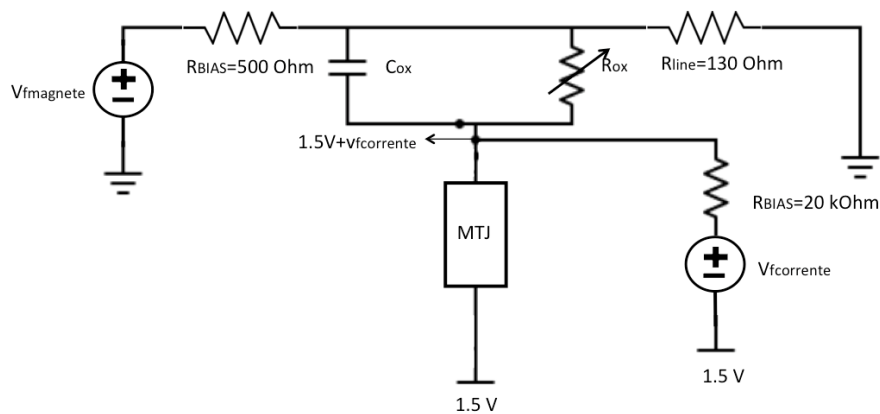


Figura 4.6: Schema circuitale del chip e della generazione dei segnali

non lineare dell'ossido interposto tra wire e contatti di entità preponderante rispetto ai segnali utili attesi, con conseguente corruzione della significatività dell'informazione rilevata sia a $f_{corrente}$ sia a $f_{corrente} + f_{magnete}$.

4.3.1 Impatto della non-linearità dell'ossido su singola e doppia demodulazione

L'analisi dello schema circuitale del chip consente di comprendere meglio come si presenti il segnale di tensione spurio derivante dal layer di SiO_2 , che inficia sia la semplice lettura resistiva dell'MTJ, esito della singola demodulazione per $f_{corrente}$, sia l'eventuale esito del doppio lock-in a $f_{corrente} + f_{magnete}$.

La current line e il top contact del dispositivo, polarizzato a 1.5V, sono separati da uno strato di 50 nm di SiO_2 . La linea è caratterizzata da un valore resistivo di 130 Ohm, confrontabile quindi con la resistenza di polarizzazione da 500 Ohm utilizzata per imporre la corrente DC o sinusoidale con frequenza $f_{magnete}$ nella medesima: ai capi dell'ossido si sviluppa così una caduta di tensione pari a $1.5V + \Delta V_{DC}$ o a $1.5V \pm \Delta V_{AC}$ della sinusoidale a $f_{magnete}$. Adottando un limite di corrente cautelativo di $500 \mu A$ per evitare l'evaporazione dell'oro è ragionevole assumere che questa componente indesiderata, sovrapposta a 1.5V, sia al più dell'ordine dei 65 mV.

Si è verificato come l'inversione della polarità della corrente nel wire, e quindi del verso del campo magnetico, che dovrebbe riflettersi in un cambio di segno nell'andamento magnetoresistivo rispetto al valore registrato nel punto di lavoro, non si riverberava in realtà nel mutamento atteso sul segnale, il quale si dimostrava invariante rispetto alla direzione della corrente invece di risentire di un incremento o di un'attenuazione rispetto alla baseline. Ciò ha suggerito di ipotizzare una dipendenza dell'informazione a $f_{corrente} + f_{magnete}$ dalla caduta di tensione sull'ossido più marcata rispetto alla relazione esistente con il campo magnetico misurato dal sensore.

Ai capi del layer ossidico, infatti, si sviluppa una tensione costante di un contributo a $f_{corrente}$ e di uno a $f_{magnete}$, che a motivo della non linearità dell'oggetto determinano l'insorgenza di termini spuri sulla doppia demodulazione. Un semplice modello teorico esplicativo del fenomeno permette di enfatizzare in che modo, assimilando il SiO_2 ad un resistore non lineare in cui si inietta parte del segnale localizzato a $f_{magnete}$ e alle sue armoniche superiori, compaiano effetti legati ai prodotti di intermodulazione che invalidano la misura. Specificatamente dalla non linearità di seconda armonica dipende la corruzione a $f_{corrente} + f_{magnete}$, mentre la terza armonica genera componenti a $f_{corrente}$ che compromettono la singola demodulazione:

$$\begin{aligned}
I_{Rossido} &= \frac{V_{sensore}}{(R_{serie} + R_{ossido})} \sin(\omega_{corrente}t) \\
&- \frac{V_{linea}}{(500Ohm + R_{linea})} \frac{R_{linea}}{R_{ossido}} \sin(\omega_{magnete}t) \\
&+ \alpha \left(\frac{V_{sensore}}{(R_{serie} + R_{ossido})} \sin(\omega_{corrente}t) - \frac{V_{linea}}{(500Ohm + R_{linea})} \frac{R_{linea}}{R_{ossido}} \sin(\omega_{magnete}t) \right)^2 \\
&+ \beta \left(\frac{V_{sensore}}{(R_{serie} + R_{ossido})} \sin(\omega_{corrente}t) - \frac{V_{linea}}{(500Ohm + R_{linea})} \frac{R_{linea}}{R_{ossido}} \sin(\omega_{magnete}t) \right)^3 ; \\
\frac{V_{sensore}}{(R_{serie} + R_{ossido})} &= I'; \\
\frac{V_{linea}}{(500Ohm + R_{linea})} \frac{R_{linea}}{R_{ossido}} &= I''; \\
(4.2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Rightarrow I_{Rossido} &= I' \sin(\omega_{corrente}t) - I'' \sin(\omega_{magnete}t) + \frac{\alpha I'^2}{2} [1 - \cos(2\omega_{corrente}t)] \\
&+ \frac{\alpha I''^2}{2} [1 - \cos(2\omega_{magnete}t)] - \alpha I' I'' [\cos(\omega_{corrente} - \omega_{magnete})t] \\
&- \cos((\omega_{corrente} + \omega_{magnete})t)] + \frac{\beta I'^3}{2} [\sin(\omega_{corrente}t) - \frac{1}{2}(\sin(3\omega_{corrente}t) \\
&- \sin(\omega_{corrente}t))] + \frac{\beta I''^3}{2} [\sin(\omega_{magnete}t) - \frac{1}{2}(\sin(3\omega_{magnete}t) - \sin(\omega_{magnete}t))] \\
&+ \frac{3\beta I'^2 I''}{2} [\sin(\omega_{magnete}t) - \frac{1}{2}(\sin((\omega_{magnete} + 2\omega_{corrente})t) + \sin((\omega_{magnete} \\
&+ 2\omega_{corrente})t))] - \frac{3\beta I' I''^2}{2} [\sin(\omega_{corrente}t) - \frac{1}{2}(\sin((\omega_{corrente} + 2\omega_{magnete})t) \\
&+ \sin((\omega_{corrente} + 2\omega_{magnete})t))]
\end{aligned}$$

$$\Delta V_{ossido} = I_{Rossido} R_{ossido} \quad (4.3)$$

Allo scopo di facilitare la comprensione dell'analisi è stato considerato il caso pessimo ($R_{ossido} \ll R_{sensore}$ e dunque dominante nel parallelo, visto dal generatore $V_{sensore}$, tra i due); in realtà è ragionevole assumere che si constati con maggiore probabilità la condizione contraria, e pertanto l'effetto di questi disturbi impatterà sul segnale utile proporzionalmente al rapporto tra le due resistenze:

$$\begin{aligned}
R_{ossido} &\gg R_{sensore} \\
R_{serie} &= 20k\Omega \simeq R_{sensore} \\
\Rightarrow I' &= \frac{V_{sensore}}{(R_{serie} + R_{ossido}) // R_{sensore}} \frac{R_{sensore}}{R_{ossido} + R_{sensore}} \\
&\simeq \frac{V_{sensore}}{2R_{ossido}} \\
(4.4)
\end{aligned}$$

E' inoltre visibile come al decrescere di R_{ossido} si possa ipotizzare una dipendenza via via meno trascurabile della grandezza a $f_{corrente}$ dal valore della stessa.

4.3.2 Studio del comportamento dell'ossido al variare del segnale DC sulla current line

Per riuscire a sondare più dettagliatamente il comportamento del SiO_2 nel caso di tensione DC applicata alla linea e al variare di $f_{magnete}$ si è scelto di polarizzare il top contact del sensore a 0V e di utilizzare la current line come elettrodo: sono stati testati in accordo a questo protocollo sia dispositivi contraddistinti da linea sovrapposta centralmente sia con linea decentrata.

Un primo studio è constato nella caratterizzazione del layer di ossido in continua con il Keithley, tramite l'applicazione di una rampa tra -1.5 e 1.5V al current wire.

Dai grafici [4.7] è possibile apprezzare come l'escursione resistiva sia estremamente variabile nei tre casi in esame, anche trascurando massimo e minimo osservati in due dei sensori nell'intorno dello zero, fenomeno forse ascrivibile a effetti di tunnelling, space-charge e conduzione per salti già riscontrati in letteratura [15].

Si evince che imponendo ai capi del SiO_2 valori di tensione tra 250mV e 1V circa la sua resistenza crolla entro un intervallo compreso tra i 2 e i 10 Mohm, con un conseguente impatto delle non-linearità sulla misura acquisita sulla giunzione fino a 1/100, se consideriamo i primi MTJ impiegati, presentanti R_P fino a 20-30 kOhm.

Le curve dimostrano andamento asimmetrico rispetto alla polarità del segnale applicato e il doppio sweep mette in luce un'isteresi più o meno pronunciata: questi aspetti meriterebbero maggiore attenzione ma esulano dagli obiettivi di questa trattazione.

È invece lecito ipotizzare di fissare il bias del top contact del sensore a 0V anche in fase di readout ed eventualmente di minimizzare il contributo resistivo della current line, così da lavorare con un ΔV_{ossido} minore, in grado di garantire una R_{ossido} sufficientemente elevata da risultare omissibile nel parallelo con $R_{sensore}$. Evidentemente, per esigenze di SNR, sarà necessario collocarsi nella

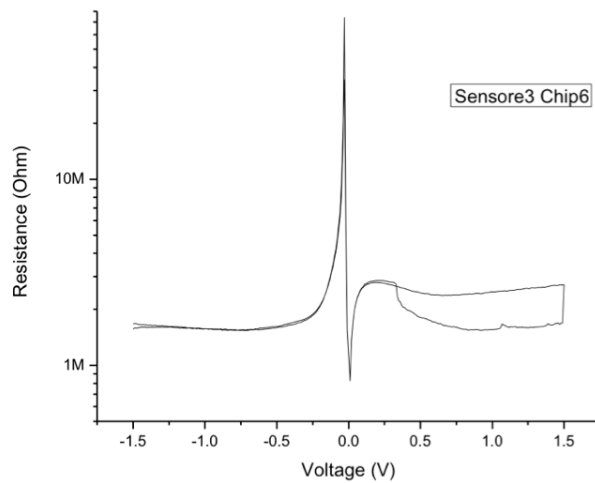
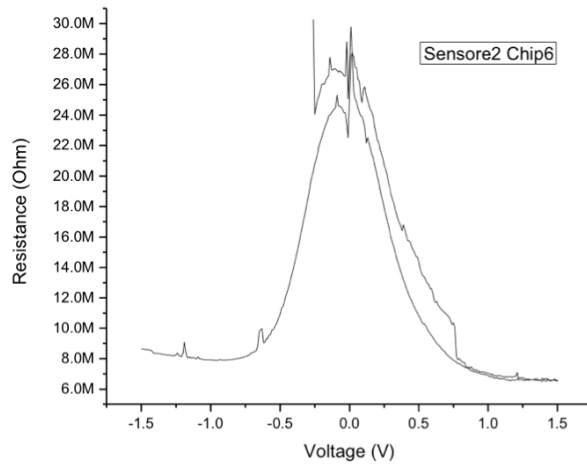
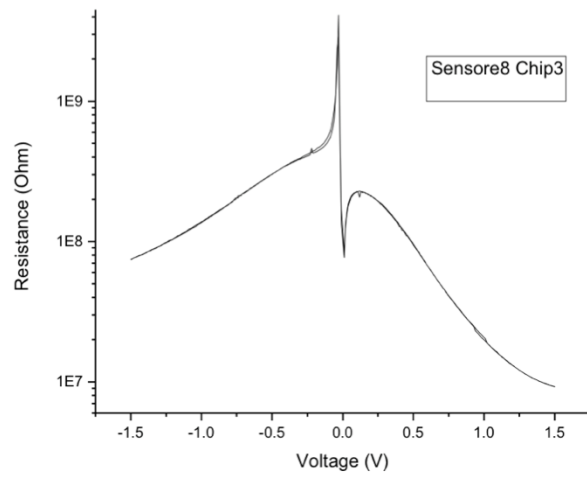


Figura 4.7: Caratterizzazione resistiva dell'ossido al variare della tensione DC applicata alla current line. Il wire si presenta sovrapposto centralmente per i sensori del chip 3 e decentrato per quelli del chip 6.

zona a massima pendenza delle curve caratteristiche: la derivata $\frac{dR_{ossido}}{dV_{innea}}$ e la massima ampiezza della sinusoide a $f_{magnete}$ costituiranno pertanto i constraints per il dimensionamento della sezione della linea.

4.3.3 Risposta del SiO_2 allo sweep di $f_{magnete}$

A valle dei precedenti risultati è stata condotta un'analisi in frequenza con il lock-in della Zurich Instruments, tramite uno sweep fino a 60/80/100 kHz ai capi del layer ossidico con ampiezza di picco della sinusoide a 50 mV, concepita per replicare una caduta di tensione simile a quella a cui il SiO_2 può essere sottoposto in fase di lettura del sensore.

La corrente $I_{Rossido}$ è stata condizionata con l'amplificatore a transimpedenza dhpca-100 a guadagno variabile prodotto dalla Femto, impostato con banda di 1 Mhz. In particolare si è scelto guadagno 10^4 per i dispositivi allineati alla current line e 10^5 per quelli decentrati, così da non saturare il canale di ingresso del lock-in in ambo le condizioni. Per la seconda tipologia di sensori è stata effettuata un'ulteriore prova con ampiezza 500 mV e guadagno 10^4 .

Le immagini [4.8] descrivono l'andamento spettrale della prima armonica filtrata a 100 mHz, delineando una risalita del segnale a cui è lecito associare, in accordo con la letteratura [15], una diminuzione resistiva a pendenza variabile tra +10 e +15dB/dec. A partire dai 20 kHz circa, invece, l'incremento a +20dB/dec appare riconducibile alla predominanza del comportamento della capacità in parallelo.

Soffermandosi sull'analisi del sensore 3 appartenente al chip 6 è interessante confrontare il trend del crollo della resistenza all'aumentare di $f_{magnete}$ per le due diverse ampiezze. Ad esempio ad 1 Hz si osservano con buona approssimazione -54 dBRMS per il caso dei 50 mV e -49 dBRMS per i 500 mV, rispettivamente indicativi di una $R_{ossido} \sim 370$ e 210 kOhm, minori di circa un fattore 5 rispetto ai valori in continua riscontrati con il Keithley e, come in DC, pressochè l'una il doppio dell'altra. Al crescere della frequenza la discrepanza tra le due grandezze si riduce poi fino a raggiungimento di ~ 84 e 60 kOhm a 60 kHz, dove appare

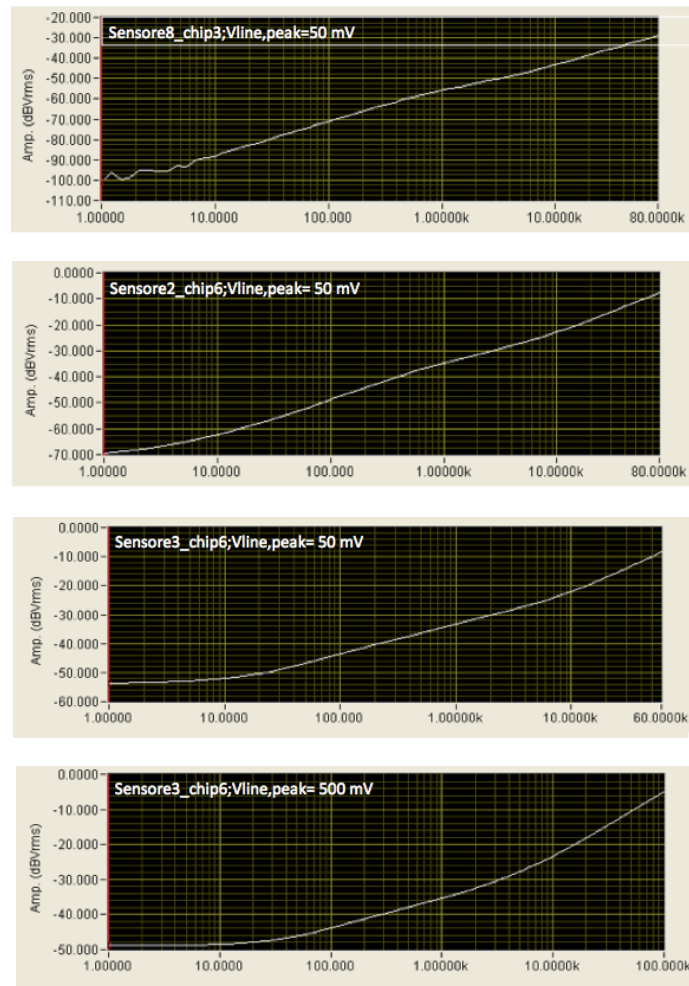


Figura 4.8: Andamento in frequenza della tensione ai capi dello strato di SiO_2 per le diverse tipologie di sensore

prevalente la componente capacitiva.

L'enfatizzazione della conducibilità e l'abbattimento di $\frac{dR_{ossido}}{dV_{ossido}}$ in frequenza si dimostrano peraltro riscontri fenomenologici già esplorati in letteratura e conaturati alla cinetica di intrappolamento e rilascio di carica da parte delle impurità dell'ossido, responsabile delle sue non-linearità osservabili fino a qualche kHz [15].

Coerentemente a quanto appena riferito le figure [4.9], rappresentanti l'andamento dei rapporti tra le ampiezze di II/I armonica e di III/I armonica versus $f_{magnete}$ a seguito dell'erogazione di una tensione sinusoidale con $V_{AC,peak}=50$ mV al current wire, sono indicativi dell'estrema mutevolezza del comportamento non lineare del SiO_2 entro la gamma dei kHz, in cui non è ancora intervenuta la capacità in parallelo.

Si noti come questi esperimenti, svolti senza alimentare con una corrente AC la giunzione ed effettuando uno sweep di $f_{magnete}$ ad ampiezza costante sulla linea, non si propongano di giustificare quantitativamente i coefficienti dei prodotti di intermodulazione, bensì di suggerire soltanto a livello qualitativo come si possa attendere un differente impatto delle armoniche di ordine superiore di $f_{magnete}$ al variare della stessa. Tale risultato complica ulteriormente la possibilità di salvaguardare la significatività dell'informazione derivante dal doppio lock-in mantenendo la lettura in tensione dei sensori.

4.4 Lettura in corrente tramite amplificatore a transimpedenza e lock-in commerciale

L'esigenza di bypassare la ripercussione delle non-linearità correlate al layer di ossido sugli esiti delle misure ha motivato il passaggio a un approccio di readout differente. La possibilità di minimizzare ΔV_{AC} ai capi del SiO_2 e, contemporaneamente, di impostare la tensione richiesta sulla giunzione rilevandone la corrente tramite la terra virtuale di un operazionale permette infatti di non subire l'interferenza del disturbo finora osservato, che penalizzava la risoluzione

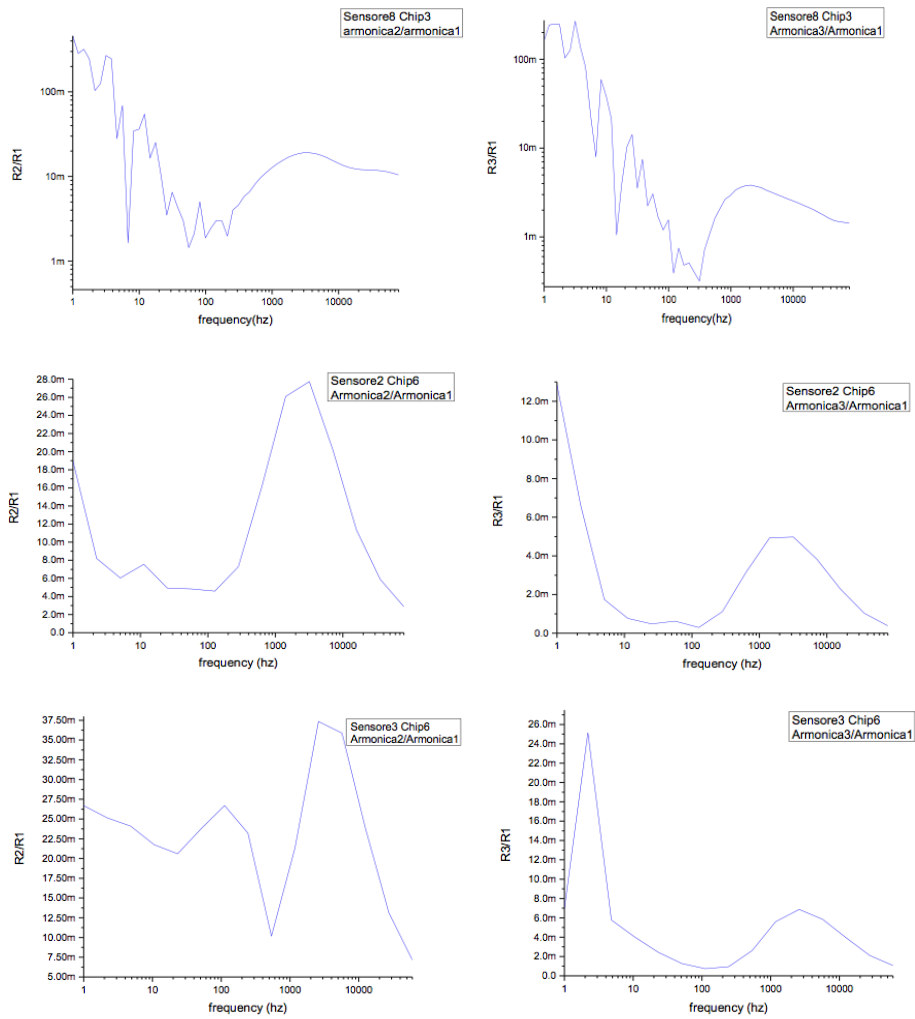


Figura 4.9: Andamento in frequenza dei rapporti IIarmonica/Iarmonica e IIIarmonica/Iarmonica per lo strato di ossido relativo alle diverse tipologie di sensore

ottenibile a circa $\Delta V_{MIN} \simeq V_{linea} \frac{R_{sensore}}{R_{ossido}}$.

A tal proposito sono state svolte delle prove fissando 10 mV sulle megnetoresistenze e acquisendone la corrente di tunnelling tramite un amplificatore a transimpedenza preposto al canale d'ingresso del lock-in commerciale della Zurich Instruments.

4.4.1 Limiti di risoluzione sulla singola demodulazione

La lettura in corrente delle giunzioni magnetoresistive si è basata sull'erogazione di un segnale in DC alla current line e sulla singola demodulazione dell'informazione acquisita per $f_{magnete}$, settata a 1.21 kHz.

Questo tipo di esperimento ha consentito di stabilire indicativamente quale fosse il minimo campo risolvibile dal sistema: la corrente nel wire veniva attenuata fino al limite di rilevabilità fissato dal dispositivo, e il valore della variazione magnetica associata all'escursione resistiva validato tramite il confronto con l'output atteso secondo il modello teorico di generazione elaborato.

Il LOD a cui si è pervenuti, di 50 μ T circa, si traduce in una corrente di $\sim 500 \mu$ A nella linea per i sensori centrati rispetto allo stesso, di ~ 10 mA per quelli a simmetria decentrata, il che suggerisce di accantonare questa seconda soluzione poichè per valori di corrente di tale portata iniziano a palesarsi effetti di evaporazione dell'oro.

Nonostante l'elettronica del lock-in utilizzato non permetta di vedere segnali inferiori a 32/33 ppm è la peculiare tipologia di MTJ testato a fissare il minimo campo magnetico che si riesce a discernere dal rumore: si è ricorsi a una giunzione molto resistiva ($R_P \sim 30$ kOhm), che ragionevolmente potrebbe esibire un LOD dell'ordine di qualche decina di μ T.

Sebbene l'esemplare in esame non sia stato oggetto di studio tramite l'analizzatore a cross-correlazione, è lecito proporre un paragone con l'MTJ da 10 kOhm esaminato, che rappresenta la tipologia ad esso più affine tra tutti i DUT considerati. Come si può dedurre infatti dagli spettri di rumore traslati nel dominio magnetico [Fig.2.14] esso appare contraddistinto da una risoluzione di circa 3

μT tra 0.1 e 1 Hz nel caso di $\frac{dR}{dH}_{MAX}$, valore che però non quantifica ancora il contributo peggiorativo rappresentato dall'isteresi.

E' necessario integrare il rumore intrinseco del DUT entro la banda appena identificata dal momento che, in assenza di modulazione di $f_{magnete}$, non si beneficia della reiezione dell' $1/f$ connaturato al doppia lock-in.

4.4.2 Interventi futuri per migliorare le prestazioni del sistema

Lo studio di rumore delle magnetoresistenze ha evidenziato come la massimizzazione dell'SNR richieda la realizzazione di dispositivi meno resistivi ed isteretici, e l'obiettivo ultimo di acquisire nitidamente segnali al di sotto del nT comporta l'adeguamento a questa scelta progettuale.

Se si ricorre tuttavia a giunzioni contraddistinte da un rumore di tensione intrinseco più modesto rispetto al caso di MTJ da decine di kOhm è immediatamente evincibile come lo strumento divenga l'elemento limitante nella misura. Un sensore da 600 Ohm con 10 mV ai suoi capi, ad esempio, permetterebbe di pervenire ad un $\Delta V_{DC,MIN}$ di ~ 100 nV (sempre frutto dell'integrazione dello spettro tra 0.1 e 1 Hz), mentre il lock-in non consente di scendere sotto i 300/400 nV.

Ciò avvalorava in definitiva l'idea di implementare un sistema ad hoc finalizzato ad un readout in corrente con precisione dell'ordine della parte per milione, che simultaneamente concretizzerebbe l'opportunità di approfondire l'ottimizzazione del doppio lock-in sfruttando le current lines per la generazione del campo a $f_{magnete}$.

Capitolo 5

Progettazione del front-end per la lettura in corrente dei sensori

L'esito delle prove preliminari del progetto UMANA condotte tramite il lock-in commerciale della Zurich ha palesato l'esigenza di mantenere la lettura in corrente dei sensori beneficiando però delle prestazioni più spinte dell'elettronica garantite da un sistema di acquisizione custom. Per assicurare maggiore flessibilità alla nuova piattaforma si è comunque conservata la possibilità di implementare la doppia modulazione come nell'esperimento LOCSENS, sfruttando in questo caso le current lines per originare la sinusoide magnetica fino a 100 kHz superando così il limite a ~ 100 Hz relativo alla precedente misura. Lo sviluppo di una modalità di lettura in grado di risolvere variazioni magnetoresistive dell'ordine della parte per milione tramite la tecnica del lock-in, scopo del sistema concepito, consentirebbe di ricorrere a dispositivi più prestazionali fissando come minimo segnale visualizzabile il loro rumore intrinseco, e non quello relativo alla catena di acquisizione.

Proprio in vista di questo obiettivo è stato progettato un nuovo front-end analo-

gico gestibile tramite lo stesso FPGA impiegato nella scheda LOCSENS, che si articola in quattro canali per il monitoraggio simultaneo di più dispositivi e in una catena per il pilotaggio della current line, mantenendo la parte già esistente deputata al controllo dell'alimentatore dell'elettromagnete. Lo schema generale include quindi:

- Tre percorsi di generazione, uno per l'erogazione della tensione alle giunzioni fino a 50 mV, uno per la regolazione dell'alimentatore di potenza deputato al controllo del campo magnetostatico (tra -10V e +10V) e uno per settare la corrente nella linea integrata (fino a 5 V)

- Un canale in grado di processare il segnale rilevato sia in maniera tradizionale sia in modalità differenziale rispetto all'informazione acquisita da un percorso dummy: esso include un preamplificatore a transimpedenza(TIA) seguito da un sommatore nella cui terra virtuale vengono confrontate le due grandezze, da un Programmable Gain Amplifier(PGA) e da un ADC a 16 bit

- Tre canali articolati in TIA+PGA+ADC per il readout standard

Il chip degli MTJ verrà incollato al di sotto di una PCB forata in corrispondenza dell'area di sensing, mentre al di sopra sarà collocato il pozzetto deputato a contenere la coltura neuronale, che risulterà così a diretto contatto con i dispositivi ma non con la basetta per motivi di biocompatibilità.

Il collegamento tra l'elettronica e la PCB avverrà in maniera integrata sulla scheda, in linea con l'obiettivo di approdare ad una piattaforma portatile in cui vengono abbattuti i termini capacitivi dettati dai cavi BNC.

La scheda è completamente controllata da un modulo commerciale (XEM3010 prodotto dalla Opal Kelly) che integra un FPGA. Esso costituisce il centro di elaborazione e monitoraggio dell'intera piattaforma, e verrà opportunamente programmato per gestire i convertitori analogico-digitale e digitale-analogico; implementare un lock-in digitale per demodulare e filtrare il segnale on-board; regolare la comunicazione e il trasferimento dell'informazione tra il PC e la scheda.

In figura [5.2] si può apprezzare una descrizione sintetica dell'architettura im-

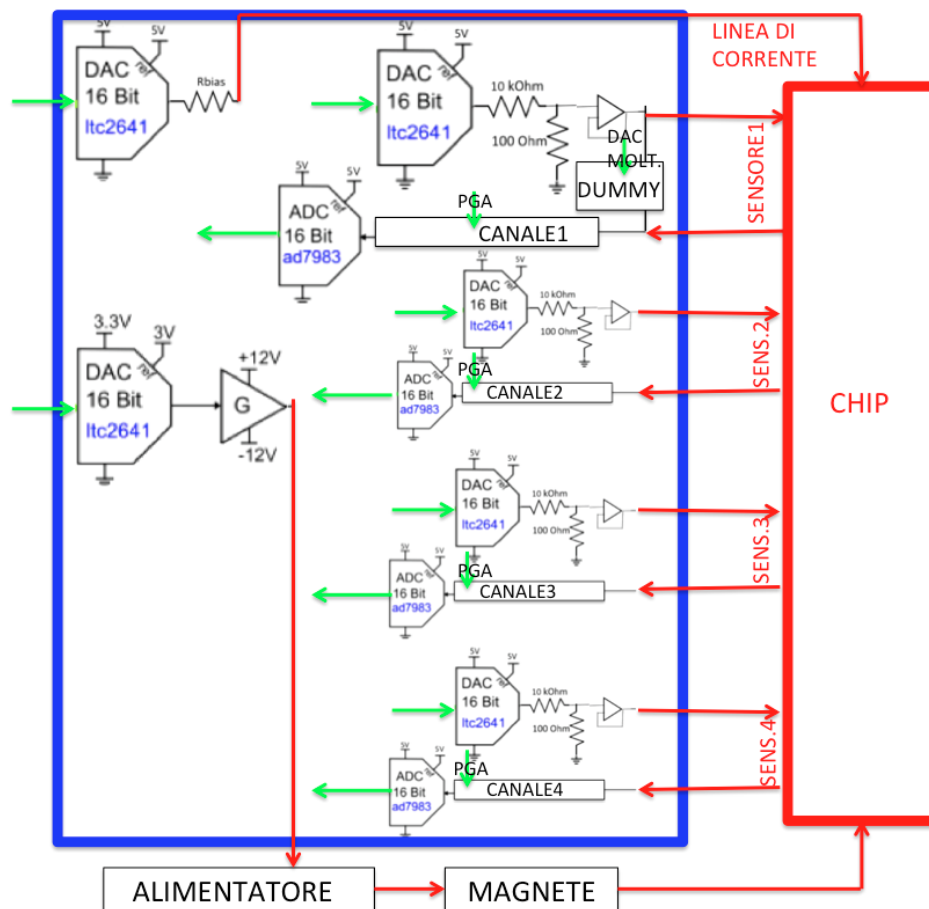


Figura 5.1: Schema indicativo dei blocchi in cui si articola la scheda e dei suoi collegamenti con il chip dei sensori e l'alimentatore del magnete (in rosso) e con la XEM3010 che integra l'FPGA Spartan-3(in verde). Per comodità si è rappresentato l'unico DAC di generazione del segnale sui sensori in tutti i quattro canali

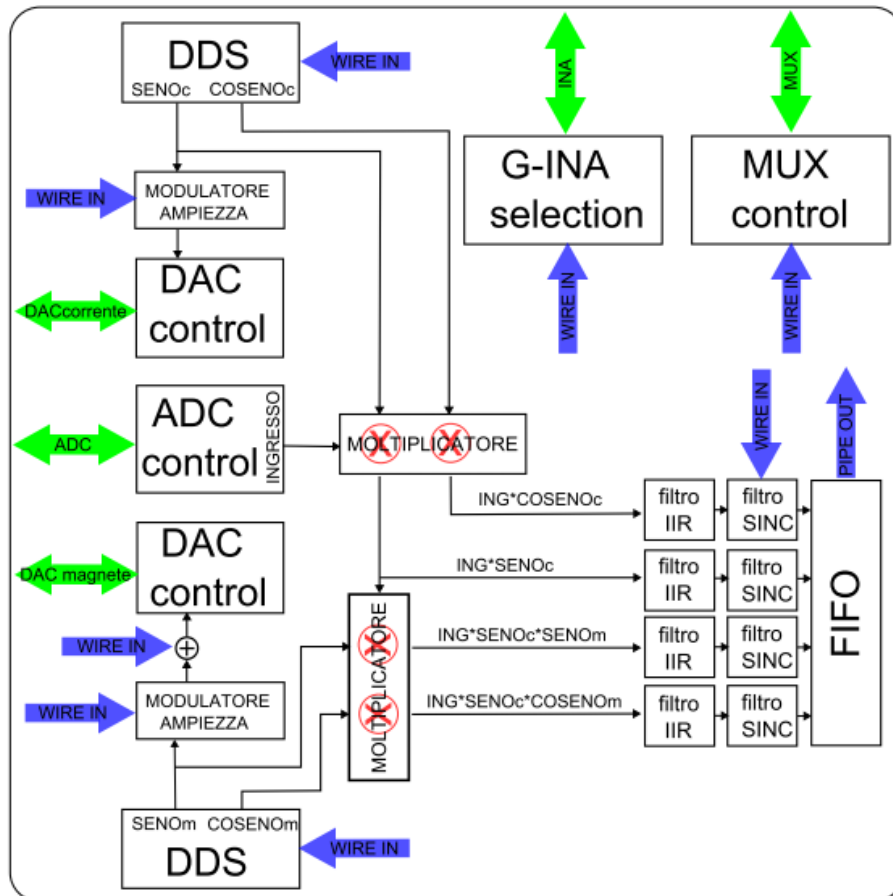


Figura 5.2: Architettura dell’FPGA nella precedente scheda LOCSSENS. Rispetto a questo schema si implementerà il controllo di tre DAC per la generazione della corrente nel sensore e nella linea e per la gestione dell’alimentatore di potenza; di quattro ADC (uno per canale) e dei due DAC moltiplicatori del percorso dummy. Per quanto concerne le catene di segnale i presenti blocchi "G-INA selection" e "MUX control" saranno sostituiti da quelli utili alla selezione del guadagno dei PGA. I segnali *wire in* e *pipe out* si riferiscono alla comunicazione con il PC.

plementata nell'FPGA nella piattaforma LOCSENS, in cui sono evidenziati i collegamenti con il resto del sistema (in verde) e con il PC(in blu). Nel nostro caso invece si osserveranno in particolare:

- Due generatori di sinusoidi indipendenti, ottenuti con la tecnica Direct Digital Synthesizer (DDS), dei quali uno viene utilizzato per la modulazione del campo magnetico attraverso la current line e l'altro per applicare la tensione sinusoidale sulle magnetoresistenze

- I modulatori di ampiezza e un sommatore per il condizionamento dei segnali che giungono alle unità di controllo dei DAC;

- Il controllo degli ADC per gestire l'acquisizione del segnale

- Due moltiplicatori per ottenere la parte in fase e in quadratura della corrente nel sensore

- Due ulteriori moltiplicatori utili qualora si volesse realizzare una misura come in LOCSENS, con una seconda demodulazione alla frequenza del campo magnetico

- I filtri passa basso a valle delle demodulazioni

- La memoria FIFO (First In First Out) per la trasmissione dei dati al calcolatore

- Un blocco deputato alla selezione dei guadagni dei PGA e alla trasmissione delle codifiche ai DAC moltiplicatori.

Il segnale di clock viene fornito all'FPGA, ai PGA, agli ADC e ai DAC dal PLL presente sulla scheda XEM3010. Esso lavora a 40MHz, ma in realtà soltanto i controlli degli ADC e del DAC effettuano operazioni a questa frequenza, mentre il resto del circuito viene fatto funzionare ad 1 MHz, che rappresenta la $f_{sampling}$ dei convertitori analogico-digitali.

Nel presente capitolo verrà proposta un'analisi più dettagliata dei componenti costitutivi del front-end sviluppato e saranno chiarite le scelte di progetto attuate.

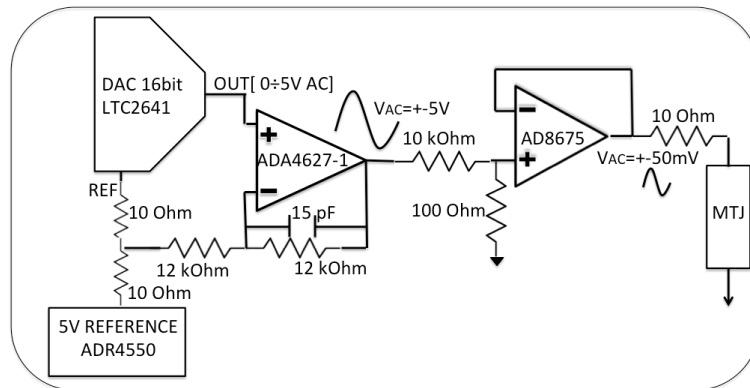


Figura 5.3: Circuito per il pilotaggio in tensione dei sensori

5.1 Circuito per il pilotaggio in tensione dei dispositivi

Ai fini di imporre una tensione sinusoidale di ampiezza opportuna ai sensori senza penalizzare la risoluzione raggiungibile dal convertitore è stata sfruttata l'uscita a piena dinamica del DAC, attenuata poi tramite una partizione resistiva ($100 \text{ Ohm}/(10 \text{ kOhm}+100 \text{ Ohm})$) utile anche ad abbattere il rumore del reference (da 100 a 1 nVpp circa).

Il buffer AD8675 a valle della riscalatura del segnale presenta una resistenza d'uscita di circa 20 Ohm a 6 MHz (banda in anello chiuso quando lavora a guadagno unitario); la 10 Ohm preposta al dispositivo realizza dunque una cancellazione polo-zero (con $f_p = \frac{1}{2\pi R_{out} C_{out}}$ e $f_z = \frac{1}{2\pi R_{out} C_{out}}$) che diviene essenziale qualora l'amplificatore fosse chiamato a pilotare grandi carichi capacitivi. Si utilizza un buffer a valle della partizione resistiva per ciascuno dei canali del sistema.

Come si può dedurre dall'immagine [5.3] l'ADA4627-1 è responsabile della traslazione dell'output del DAC dall'intervallo $0 \div 5 \text{ V}$ a $\pm 5 \text{ V}$, cosicchè le giunzioni risultano sottoposte ad un segnale bipolare, che facilita l'implementazione della lettura differenziale a valle. Si è deciso di ricorrere a questo amplificatore in quanto le sue specifiche si sono dimostrate compatibili con l'esigenza di non degradare il Gain Error e lo Zero Scale Error intrinseci del DAC; tuttavia è

stato necessario inserire una capacità in parallelo alla 12 kOhm in feedback per non incorrere in effetti di instabilità indesiderati discendenti dalla sua capacità in ingresso di 15 pF. Essa infatti introdurrebbe, se non compensata, un polo nel guadagno d'anello a $f_p = \frac{1}{2\pi 15pF * 12kOhm/2}$, frequenza minore dell'attraversamento dell'asse a 0 dB (a GBWP/2 \sim 10 MHz), con conseguente peggioramento del margine di fase.

Il reference ADR4550 della Analog Devices, utile a fornire il riferimento al DAC, è caratterizzato da un rumore equivalente di $95 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ filtrato internamente a 1 kHz, che alle frequenze operative del lock-in implementato ($f \geq 10 \text{ kHz}$) si dimostra di rilevanza secondaria sia se paragonato a quello del convertitore digitale-analogico sia rispetto ai contributi del sensore stesso e del primo stadio di acquisizione, rendendo superfluo un'eventuale filtraggio passa-basso.

La bassa resistenza aggiunta in serie al pin di reference è motivata dalla grande capacità ad esso associata, compresa tra 75 e 120 pF in base alla codifica.

5.2 Acquisizione e processing analogico

Il segnale in corrente è convertito in tensione tramite un amplificatore a transimpedenza la cui uscita può essere oggetto di un tipo di lettura standard, ovvero basata su una semplice amplificazione rivolta ad adattarlo alla dinamica d'ingresso dell'ADC, oppure processato in maniera differenziale rispetto all'informazione acquisita da un percorso dummy, atto a replicare le condizioni del sensore in assenza dello stimolo magnetico.

Questa seconda opzione, implementata per una sola delle quattro catene analogiche, è volta a ridurre l'ampiezza del segnale utile e conseguentemente il livello del rumore di fondo (con banda 1 Hz) del lock-in amplifier (LIA). Si è infatti constatato [16] che un lock-in digitale offre una risoluzione massima dell'ordine di 1-50 ppm a causa di fluttuazioni lente del segnale demodulato. Tali oscillazioni sono state associate alla modulazione di ampiezza della grandezza acquisita, imputabile al rumore 1/f dei riferimenti di tensione di DAC e ADC. Un ap-

proccio differenziale consente di ridurre l'entità dell'informazione elaborata dal lock-in, permettendo così di risolvere variazioni inferiori (1-50 ppm del piccolo segnale differenziale).

Tipicamente nelle applicazioni di sensing ad alta risoluzione, come quelle che prevedono il ricorso alle giunzioni magnetoresistive, il valore assoluto dell'impedenza è irrilevante, mentre contano le sue piccole variazioni. Quanto discusso giustifica la possibilità di cancellare il segnale associato alla condizione iniziale in cui si trova il dispositivo tramite un circuito addizionale di compensazione ad esso commensurato in modo idoneo, così da processare soltanto eventuali scostamenti dalla condizione simmetrica di partenza.

La cancellazione della baseline è eseguita a valle dell'amplificatore a transimpedenza per evitare di introdurre rumore al nodo d'ingresso. L'operazione di differenza è stata realizzata in corrente, come mostrato nella figura [5.4], per pervenire più efficacemente a un'ottima reiezione del modo comune anche a frequenze di centinaia di kHz.

A questo scopo la tensione all'output del TIA viene tradotta in corrente tramite una resistenza da 250 Ohm, mentre quella deputata alla rimozione della baseline è ottenuta con un blocco dummy controllabile digitalmente. Se quest'ultimo e la catena di segnale appaiono in condizione di matching tutta la corrente scorre attraverso entrambi i percorsi e il sommatore non amplifica alcun segnale, mentre se si verifica uno sbilanciamento si genera una grandezza bipolare che viene condizionata dal canale e demodulata con il LIA.

In particolare il trasferimento della sinusoide di riferimento applicata al dispositivo presenta, all'uscita del TIA, guadagno variabile entro il range $-3 \div -60$ in base alla specifica $R_{sensore}$ (500 Ohm \div 10 kOhm), mentre il percorso dummy in parallelo, sottoposto alla stessa tensione in ingresso, replica la configurazione del primo stadio attuando un'amplificazione fino a +40. Nella 250 Ohm scorre una $I_{segnale}$ $30 \text{ kOhm}/250 \text{ Ohm}=120$ volte superiore a quella circolante nella giunzione, a cui viene sottratta la corrente prodotta dal modulo dummy. Il segnale residuo è poi nuovamente convertito in tensione per mezzo di una resistenza da

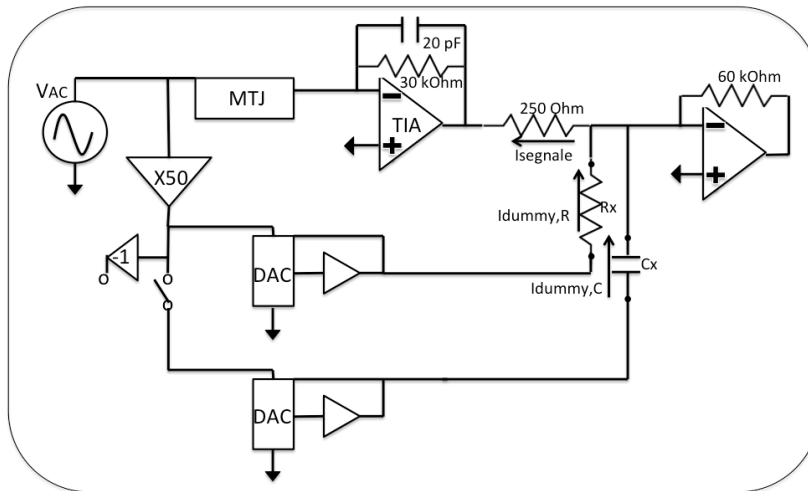


Figura 5.4: Implementazione dell'operazione di differenza tra il segnale acquisito sul sensore e quello dummy. Il percorso dummy si articola in un amplificatore a guadagno fisso seguito da un DAC moltiplicatore, la cui uscita dipende dal valore del reference e dalla codifica fornita digitalmente. Si noti la presenza di una catena finalizzata alla compensazione resistiva ed una atta ad emulare lo sfasamento del segnale entro il range $\pm 90^\circ$. La scelta delle resistenze through hole è finalizzata ad un eventuale primo bilanciamento grossolano delle due correnti che si confrontano nella terra virtuale del sommatore, che verrà poi rifinito tramite la gestione del DAC.

60 kOhm posta in feedback al sommatore e adattato alla dinamica d'ingresso dell'ADC da un PGA preposto al filtro antialiasing.

Qualora ci si accontenti di lavorare single-ended, invece, si seleziona una 750 Ohm in retroazione al sommatore allo scopo di limitare il suo output a valori minori di 10 V, limite massimo gestito dal PGA. Infine le tre catene che consentono il solo readout tradizionale, per le quali l'inserimento dello stadio funzionale all'operazione di confronto diviene superfluo, prevedono la gestione del condizionamento analogico dall'uscita del TIA all'ingresso dell'ADC unicamente settando il guadagno del PGA e del suo preamplificatore.

5.2.1 L'amplificatore a transimpedenza

Il primo stadio è stato concepito con l'idea di garantire la gestione di magnetoresistenze entro un intervallo affine a quello degli esemplari attualmente disponibili, ossia tra i 500 Ohm e i 10 kOhm, sviluppando ai loro capi una massima tensione di 50 mV.

Alla luce dell'analisi tramite LCR di alcuni dispositivi si è stimato di poter descrivere i loro parassitismi per mezzo di una capacità in parallelo di $60 \div 100$ pF. Questi valori appaiono coerenti con le dimensioni delle piste di collegamento e dello spessore dell'isolante ($\sim 3.7 \text{ mm} \times 0.2 \text{ mm}$ di area della pista tra pad e sensore e 50 nm di SiO_2), tuttavia la complessità del layout del chip, in cui è presente un contatto comune a tutti gli MTJ, richiederebbe una rappresentazione a parametri concentrati per uno studio d'impedenza accurato ed esplicativo. Sarebbe inoltre interessante approfondire l'impatto del grounding dei sensori non misurati nell'abbattimento di C_{stray} , altrimenti enfatizzata dalla presenza del substrato di silicio che non consente di isolare la singola giunzione.

A valle dell'elaborazione di questo modello occorre cercare un amplificatore a basso rumore con banda in anello chiuso superiore al MHz, che permetta di risolvere variazioni dell'ordine del contributo $\sqrt{4kTR_{sensore}}$ fino a 100 kHz circa. Per soddisfare la specifica sulla risoluzione target anche con i sensori più resistivi sono stati esclusi operazionali a bipolari a motivo del loro elevato rumore di corrente, ed è stato selezionato l'AD745 a JFET della Analog Devices. L'amplificatore considerato è contraddistinto da bassissimi livelli di rumore in ingresso ($2.9 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$ e $6.9 \text{ fA}\sqrt{\text{Hz}}$), e da banda a guadagno unitario di circa 20 MHz , congrua quindi a processare le sinusoidi del segnale di riferimento fino alle frequenze d'interesse. È stata scelta una resistenza in retroazione di $30 \text{ k}\Omega$ per assicurare un guadagno minimo pari a 3 nel caso estremo di $R_{sensore}$ da $10 \text{ k}\Omega$, comunque sufficiente a rendere trascurabili i contributi di rumore dei blocchi a valle, mentre G_{MAX} , con $R_{sensore}=500 \text{ }\Omega$, vale 60. L'entità della tensione sinusoidale in uscita al transimpedenza, assumendo V_{AC} ai capi della giunzione compresa tra 10 e 50 mV , varierà quindi tra $\pm 30 \text{ mV}$ e $\pm 3 \text{ V}$. Per esaminare il rumore introdotto dal front-end possiamo definire la densità spettrale di potenza del rumore in uscita del TIA per frequenze inferiori alla sua

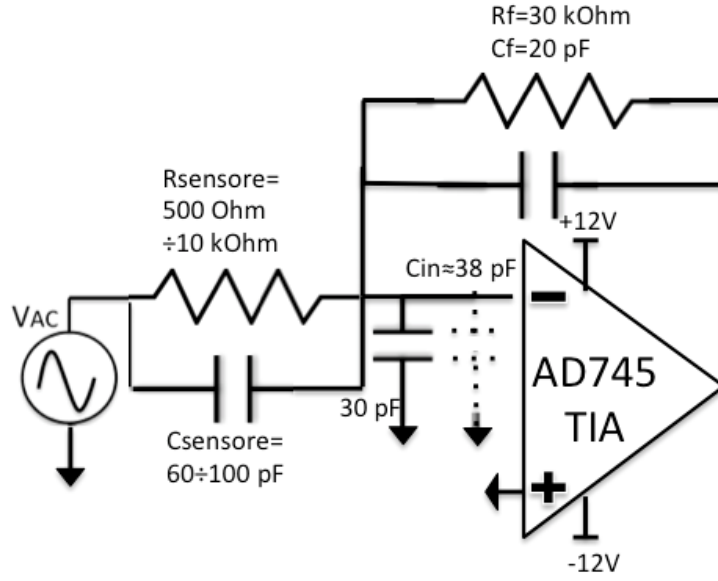


Figura 5.5: Primo stadio della catena di acquisizione. La capacità in ingresso dell'amplificatore include la somma del contributo di modo comune e di quello differenziale visto dal terminale invertente verso massa.

banda:

$$V_{noise,OUT}^2 = 4kTR_{sensore} \left(\frac{R_F}{R_{sensore}} \right)^2 + \overline{e_n^2} \left(1 + \frac{R_F}{R_{sensore}} \right)^2 + \left(\overline{i_n^2} + \frac{4kT}{R_F} + \frac{\overline{e_n^2} (2\pi f C_{TOT,in})^2}{3} \right) R_F^2, \quad (5.1)$$

per la quale si è assunta una $C_{TOT,in}$ insistente sul terminale invertente di 200 pF e una $f=250$ kHz discendente dal filtraggio anti-aliasing in seguito implementato. La grandezza così calcolata, riportata in tensione all'input, equivale a $4,1 nV\sqrt{Hz}$ per $R_{sensore}$ da 500 Ohm e $16 nV\sqrt{Hz}$ per 10 kOhm, risultati per i quali si evidenzia la prevalenza del white noise della sola magnetoresistenza.

Specificatamente, in accordo all'equazione [5.1] si perviene ai seguenti esiti quantitativi:

$$V_{noise,OUT}^2|_{R_{sensore}=500Ohm} = (170nV/\sqrt{Hz})^2 + (177nV/\sqrt{Hz})^2 + (27nV/\sqrt{Hz})^2$$

$$\text{e } V_{noise,OUT}^2|_{R_{sensore}=10kOhm} = (37.95nV/\sqrt{Hz})^2 + (11.6nV/\sqrt{Hz})^2 + (27nV/\sqrt{Hz})^2,$$

dai quali si deduce come il secondo contributo, legato a $\overline{e_n^2}$, inizi a contare solo quando $R_{sensore}$ è piccola, ai margini della gamma resistiva considerata.

L'ultimo termine, indicativo delle fluttuazioni in corrente imputabili sia all'operazionale sia alla rete di feedback, e pertanto indipendente da $R_{sensore}$, non diviene invece mai preponderante alle frequenze operative del sistema.

L'unica accortezza da adottare con l'AD745 riguarda la necessità di assicurare un guadagno in anello chiuso almeno uguale a 5 a tutela della stabilità. A tal fine, nota la sua capacità in ingresso di 38 pF e il range caratteristico dei parassitismi dei sensori [60 ÷ 100 pF], è stata utilizzata una C_F da 20 pF e una capacità addizionale verso massa da 30 pF: quest'ultima è funzionale a non incorrere in oscillazioni indesiderate del circuito in fase di accensione, prima che venga collegato il dispositivo.

Le singolarità discendenti dal dimensionamento della rete di feedback che impattano sul guadagno d'anello presentano costanti di tempo $\tau_{polo} = (R_{sensore} || R_F) (C_{IN,OPA} + C_F + C_{sensore} + 30pF)$ e $\tau_{zero} = R_F C_F$; lo zero, che costituisce il polo in closed loop, definisce la banda raggiungibile dal TIA ed è fissato a 265 kHz.

Se si studia il caso di una magnetoresistenza da 500 Ohm τ_{polo} genera un decremento da 0 a -20 dB/dec del guadagno d'anello approssimativamente tra 1.7 e 2.1 MHz (in base alla capacità del sensore), cioè quando viene pressochè raggiunto $G \simeq 5$: tale condizione, evidentemente, non si dimostra critica per la stabilità. Con $R_{sensore} = 10$ kOhm, invece, il polo interviene sul guadagno d'anello tra 110 e 140 kHz, prima dello zero: data pertanto $f_{zero} = 265$ kHz e $f_{G \simeq 5} \simeq 2$ MHz si lavora con margine di fase $\sim 60^\circ$.

La risalita non trascurabile della resistenza d'uscita dell'AD745 già a 100 kHz giustifica l'utilità di inserire un buffer all'interno dell'anello (AD8675), volto a pilotare a bassa impedenza la 250 Ohm che collega il primo stadio al sommatore. Si assicura così una maggiore accuratezza nella conversione in corrente.

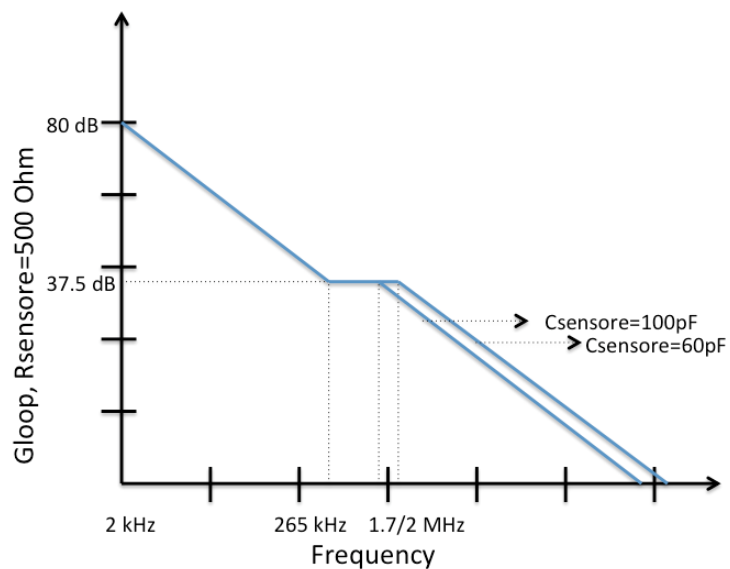


Figura 5.6: Rappresentazione qualitativa del modulo del guadagno d'anello con $R_{sensore} = 500 \text{ Ohm}$

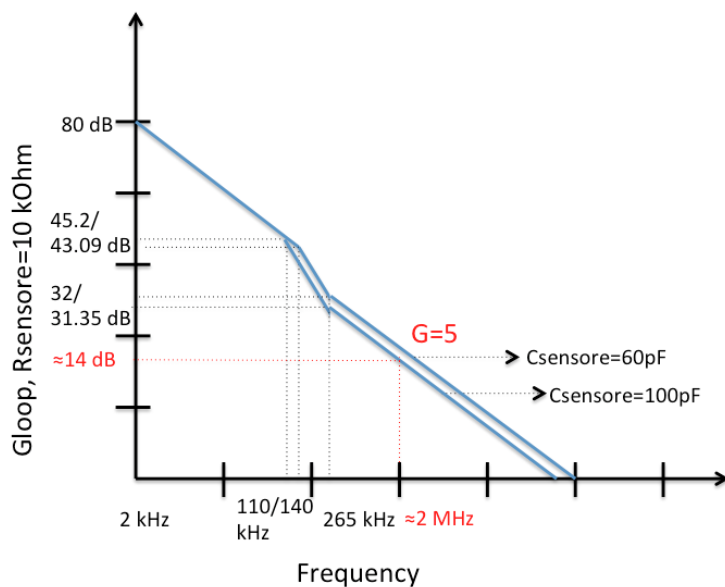


Figura 5.7: Rappresentazione qualitativa del modulo del guadagno d'anello con $R_{sensore} = 10 \text{ kOhm}$. La distanza tra lo zero e la frequenza per cui si raggiunge la condizione limite per la stabilità (circa una decade) è indicativa di un margine di fase di circa 60 gradi.

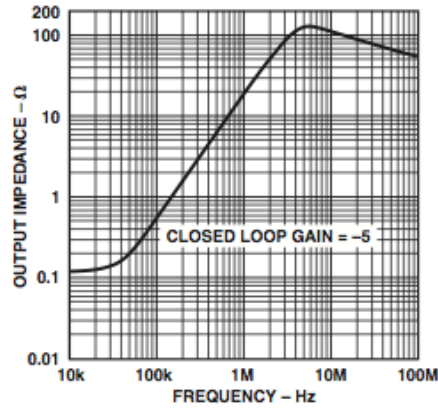


Figura 5.8: Impedenza d'uscita vs. frequenza nell'AD745

5.2.2 Il percorso dummy: il preamplificatore e il DAC moltiplicatore

La catena concepita per emulare la corrente che fluisce nella magnetoresistenza quando non viene rilevata alcuna stimolazione magnetica si articola in un preamplificatore a guadagno fisso seguito da due DAC moltiplicatori, uno deputato al bilanciamento del solo valore resistivo della giunzione e l'altro all'aggiustamento della fase.

Si consideri ora per semplicità soltanto la catena responsabile della compensazione resistiva: l'amplificazione complessiva deve consentire, per qualunque valore plausibile di $R_{sensore}$, di poter tradurre la sua uscita in una corrente $I_{DUMMY} \simeq I_{sensore}$ per mezzo di una resistenza di almeno 100 Ohm, affinché si possa trascurare il contributo resistivo dettato dalle connessioni.

Dal punto di vista del guadagno del segnale il convertitore può essere modellizzato come un buffer o un attenuatore, poichè introduce un fattore moltiplicativo α variabile tra 0 e 1 in base alla codifica fornita.

Tali osservazioni giustificano la scelta di $G=50$ per il preamplificatore, che permette al blocco dummy di riprodurre fino a questo valore massimo il condizionamento variabile della sinusoide in ingresso svolto dal TIA.

L'AD797, scelto quindi come primo blocco del circuito, è un operazionale a BJT

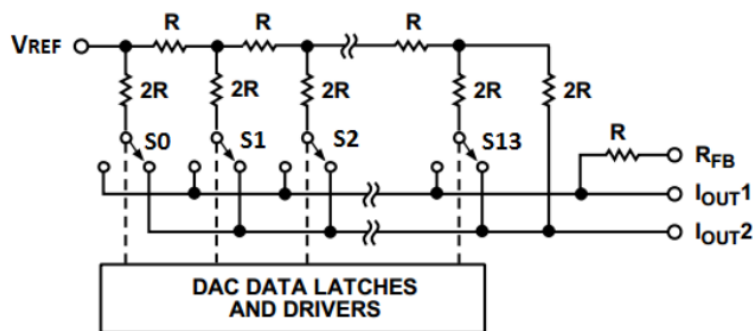


Figura 5.9: Ladder R-2R in ingresso al reference del DAC, rappresentante la R_{eq} introdotta nel calcolo del suo rumore

contraddistinto da $0.9 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$ e $2 \text{ pA}\sqrt{\text{Hz}}$ equivalenti in ingresso, che garantisce una banda di qualche MHz nella presente condizione di guadagno ad anello chiuso uguale a 50.

Esso riceve come input la medesima tensione in AC applicata al sensore, e dal momento che si dovrà pervenire ad una $I_{DUMMY} \simeq I_{sensore}$ per via del bilanciamento atteso, appare sufficiente paragonare il suo rumore equivalente ($0.9 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$) con quello del TIA ($2.9 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$) per verificare che le prestazioni della catena di acquisizione non vengono degradate.

Nel confronto è stata omessa per semplicità la componente dettata dal rumore del convertitore digitale-analogico successivo all'AD797, al più di entità paragonabile a quello dell'amplificatore stesso e dunque non in grado di invalidare quanto appena concluso.

Occorre ora approfondire il ruolo del DAC moltiplicatore nella realizzazione del matching di impedenza. Il segnale amplificato dall'AD797 entra infatti nel pin di reference dell'AD5453 a 14 bit della Analog Devices, basato su una rete R-2R per la riscalatura della tensione.

L'unità costituita da tale convertitore e dall'amplificatore THS4021 della Texas Instruments collegato al suo output, con feedback costante nella sola R_{fb} da 9 kOhm integrata nel DAC e da 1 pF per la compensazione, è stata ottimizzata nel corso di un altro progetto di tesi svoltosi presso il laboratorio del Prof.

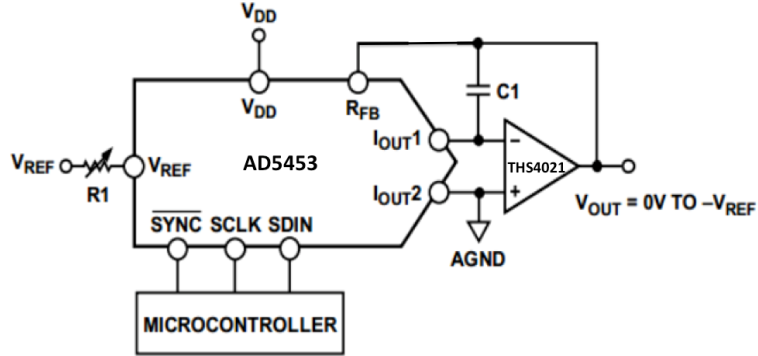


Figura 5.10: Blocco costituito dall'AD5453 e dal THS4021. La capacità C1 in retroazione vale 1 pF.

Sampietro[17]. Nell'ottica di descrivere sinteticamente il principio di funzionamento di questo blocco si supponga di calcolare la tensione al suo output come segue:

$$V_{OUT} = \frac{V_{ref}}{2} \sum_{n=0}^{13} \frac{b_n}{2^n} \quad (5.2)$$

con b_n indicante i valori logici dei 14 bit. La scheda FPGA di controllo della piattaforma, operante secondo un algoritmo di minimizzazione specifico, fornisce la codifica adeguata a raggiungere il miglior bilanciamento possibile con la corrente di segnale, con accuratezza $V_{ref}/2^{14}$.

Utilizzando per l'AD797 la retroazione proposta in figura [5.11] si stima un rumore in ingresso al DAC da esso derivante di $\sim 55nV\sqrt{Hz}$, equiparabile a quello intrinseco dello stesso ($\sim 57nV\sqrt{Hz}$) relativo alla condizione di guadagno unitario (tutti i bit pari a 1):

$$V_{noiseDAC,OUT}^2 = 4kTR_{eq} \left(\frac{R_{fb}}{R_{eq}} \right)^2 + 4kTR_{fb} + \tilde{e}_{n,DAC}^2 \left(1 + \frac{R_{fb}}{R_{eq}} \right)^2 = V_{noiseDAC,IN}^2, \quad (5.3)$$

dove R_{eq} simboleggia la resistenza equivalente vista al pin di reference (9 kOhm in questo caso), R_{fb} quella in feedback al THS4021 e $\tilde{e}_{n,DAC}$ è quantificabile, da datasheet, in $\sim 25nV\sqrt{Hz}$. Il caso appena discusso rappresenta in assoluto

il più sfavorevole per quanto concerne il rumore: con codifiche differenti, infatti, il DAC si comporta da attenuatore.

Nella scelta di R_X , responsabile della traduzione in corrente dell'uscita dell'unit dummy ci si prefigge l'obiettivo di soddisfare le seguenti condizioni:

-Ottenere una I_{DUMMY} uguale a $I_{SEGNALE}$, tra le quali avverrà l'operazione di differenza al nodo invertente del sommatore

-Assicurare a livello quantitativo che il DAC non aggiunga rumore al canale di acquisizione.

I suddetti requisiti possono essere formalizzati matematicamente come segue:

$$V_{AC,in} \frac{G_{DUMMY} * \alpha}{R_X} = V_{AC,in} \frac{30kOhm}{R_{sensore} * 250Ohm}; \quad (5.4)$$

$$\frac{\overline{e_{n,in,DAC}^2} * (1 + \alpha)}{R_X} < \sqrt{4kTR_{sensore}} \frac{30kOhm}{R_{sensore} * 250Ohm}; \quad (5.5)$$

con $G_{DUMMY}=50$ e $\overline{e_{n,in,DAC}^2} \sim 25nV\sqrt{Hz}$. Da quanto riportato discendono due vincoli sul valore di R_X :

$$R_X = \frac{G_{DUMMY} * \alpha}{30kOhm/250Ohm} R_{sensore}; \quad (5.6)$$

$$R_X \geq \frac{25nV/\sqrt{Hz} * (1 + \alpha)}{(30kOhm/250Ohm)\sqrt{4kT}} \sqrt{R_{sensore}}. \quad (5.7)$$

Con $R_{sensore} = 500$ Ohm si perviene a $0.214 < \alpha < 1$ e 45 Ohm $< R_X < 209$ Ohm, mentre con $R_{sensore} = 10$ kOhm $0.041 < \alpha < 1$ e 171 Ohm $< R_X < 4.17$ kOhm: selezionando dunque R_X intorno ai 180 Ohm si opera in maniera congrua entro tutto lo span di $R_{sensore}$ esaminato. Va tuttavia rimarcato che per

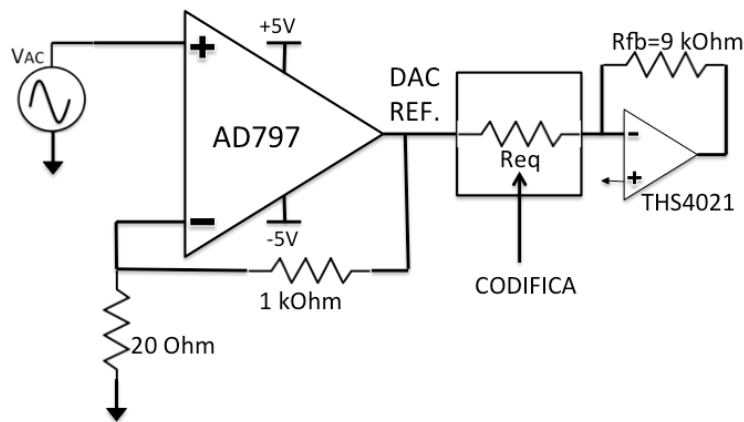


Figura 5.11: Preamplificatore del percorso dummy e schema sintetico del DAC moltiplicatore

magnetoresistenze inferiori al kOhm, indipendentemente dal dimensionamento del percorso dummy, il rumore in ingresso al TIA impedirà di risolvere variazioni resistive fino al limite auspicato di $\sqrt{4kTR_{sensore}}$.

La resistenza di conversione R_X resta comunque agevolmente modificabile dall'utente poichè si configura come una through-hole, da disconnettere qualora si voglia condurre una misura single-ended.

Tornando ad una prospettiva d'insieme di tutta questa porzione ausiliaria del circuito, è indispensabile motivare la presenza dei due DAC alla luce del riscontro della componente capacitiva associata ai dispositivi, che richiede un'ulteriore percorso di bilanciamento in parallelo a quello puramente resistivo. Le due operazioni di compensazione effettuate sono del tutto indipendenti: grazie alla tecnica del lock-in il convertitore "resistivo" agisce sulla parte in fase, quello "capacitivo" su quella in quadratura.

Il ramo dedicato all'aggiustamento della fase consente inoltre di introdurre uno sfasamento negativo tramite l'inversione di V_{AC} [Fig.5.4]: tale deviazione viene concretizzata tramite il controllo di una coppia di relè meccanici.

La sottrazione della baseline deve essere effettuata a monte dell'acquisizione, ed è stata proposta questa opzione soltanto per uno dei canali in quanto eminentemente

mente finalizzata ad un'analisi circa il limite di rivelazione offerto dal sensore, tramite la duplice demodulazione a $f_{corrente} + f_{magnete}$.

Il singolo lock-in a $f_{magnete}$ realizzato ai fini dell'esperimento biologico non giustifica invece l'implementazione di una struttura di tale complessità.

5.2.3 Sommatore e PGA

Il requisito principale dell'operazionale impiegato per il sommatore consta nella capacità di adattarsi a due condizioni di funzionamento molto differenti, in base alla tipologia di acquisizione che si vuole implementare.

Nel readout differenziale, infatti, lo scopo di questo stadio è di garantire un guadagno in tensione dall'uscita del TIA all'input del PGA abbastanza elevato da adattare un piccolo segnale alla dinamica d'ingresso di quest'ultimo (± 10 V); nella lettura single-ended, invece, l'amplificazione deve essere contenuta per non farlo saturare, ma comunque sufficiente a rendere ommissibile il contributo di rumore dell'ADC. In particolare, nella primo caso proposto, al suo ingresso si registrerà una sinusoide ampia qualche mV (nell'ipotesi di un matching d'impedenza al 90 %), e sembra quindi ragionevole fissare $G=240$. Se invece si disconnette il percorso dummy il segnale spazia tra ± 30 mV a ± 3 V (con 50 mV su $R_{sensore} = 500$ Ohm), quindi $G=3$ si dimostra un valore sufficientemente cautelativo sia per restare in dinamica anche con una grande tensione di partenza sia per non pagare i $200nV\sqrt{Hz}$ in ingresso al convertitore analogico-digitale anche qualora si debba dimensionare la catena a guadagno minimo complessivo. Il cambio di guadagno dal primo al secondo caso avviene sostituendo la resistenza in feedback al sommatore da 60 kOhm con una 750 Ohm. Il THS4631 della Texas Instruments si è rivelato un candidato eligibile per questo stadio a motivo della sua banda di circa 200 MHz a guadagno unitario, che assicura di poter processare segnali a centinaia di kHz anche con $G=240$, e della sua alimentazione bipolare a ± 12 V, utile a condizionare in maniera opportuna il segnale in ingresso al PGA. Quest'ultimo, il THS7001, consente di selezionare digitalmente un guadagno compreso tra 0.08(-22 dB) e 10(+20 dB), con risoluzione a step di

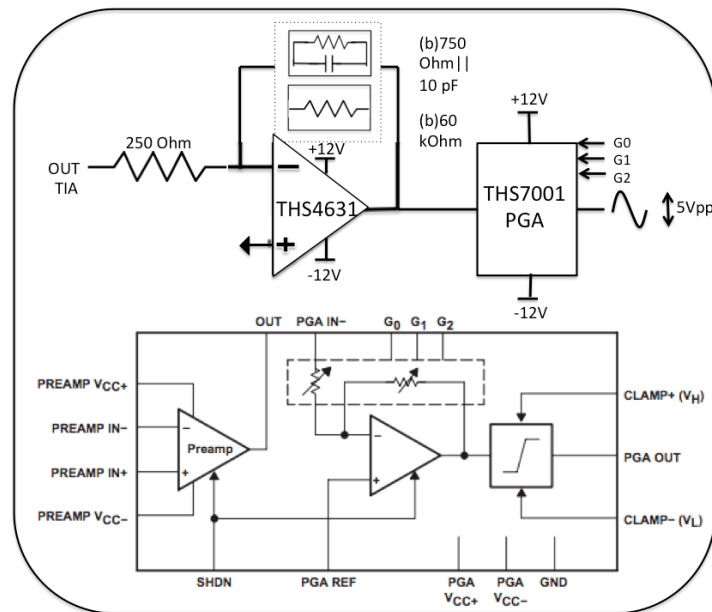


Figura 5.12: Schema indicante le due alternative di guadagno del sommatore configurabili esternamente (la capacità da 10 pF è funzionale alla compensazione nel caso $G=3$) e il PGA a valle nella catena che consente la duplice modalità di lettura. La figura sottostante riporta invece l'architettura del blocco preamplificatore+PGA utilizzato per gli altri tre canali.

6 dB, tramite la configurazione di tre bit. Tale dispositivo traduce la sinusoide processata dal sistema entro il range $\pm 2.5V$, compatibile con lo sfruttamento ottimale della dinamica in ingresso dell'ADC: tale ruolo si rivela fondamentale soprattutto nella lettura tradizionale dei sensori, in cui vi è una forte eterogeneità nell'ampiezza delle tensioni in uscita al sommatore. Per quanto concerne i due canali che realizzano soltanto questa tipologia standard di acquisizione si è pensato di snellirne l'architettura globale eliminando il THS4631 e sfruttando il convenzionale preamplificatore di cui è corredato il PGA per introdurre l'ulteriore fattore moltiplicativo desiderato nella catena, impostando a due il guadagno di questo componente.

5.2.4 Filtraggio anti-aliasing e ADC

L'andamento temporale degli impulsi neuronali suggerisce un contenuto spettrale inferiore al kHz, in base al quale basterebbe riuscire a gestire una $f_{max} \sim 10$

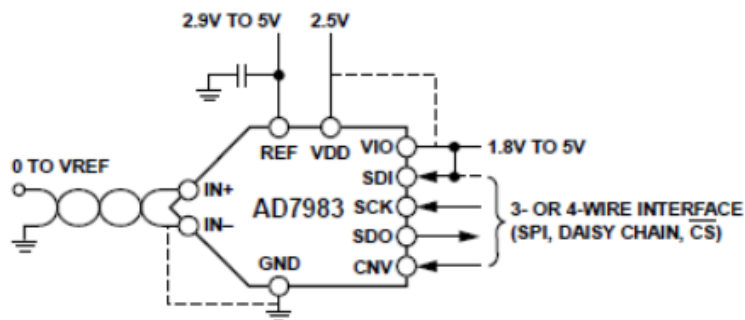


Figura 5.13: Pin dell'integrato AD7983 con interfaccia seriale SPI compatibile

kHz di modulazione della corrente nelle giunzioni magnetoresistive.

Ci si propone tuttavia di sfruttare le potenzialità del nuovo front-end anche per modulare il campo magnetico originato dalle current lines fino a 100 kHz: pertanto è stata fissata una frequenza di campionamento dell'ADC pari a 1 Msps, che rende necessaria l'implementazione di un filtraggio anti-aliasing di ordine abbastanza elevato.

Si è optato per un filtro di Butterworth del quarto ordine con taglio a 250 kHz, costituito da una cella attiva, utile anche a traslare il segnale da $-2.5 \div +2.5$ V a $0 \div +5$ V per accomodarlo all'ADC, e da un RLC passivo. Tale frequenza di taglio introduce un'attenuazione praticamente nulla a 100 kHz, mentre lo sfasamento dovrà essere compensato utilizzando fase e quadratura del lock-in. L'abbattimento dell'aliasing può invece essere apprezzato a 900 kHz, dove il filtraggio provoca un decremento del segnale di -44.5 dB.

Per il primo blocco è stato selezionato l'AD847, al cui morsetto non invertente è collegato un reference ADR4550 in comune al convertitore a valle per spostarne l'uscita di +2,5V.

Inerentemente alla selezione dell'ADC si è cercato un componente con transition-noise contenuto, così da non peggiorare le prestazioni di rumore degli stadi precedenti.

L'AD7983 della Analog Devices, un SAR (Successive Approximation Register) da 16 bit a interfaccia seriale basato su un DAC a redistribuzione di carica e su

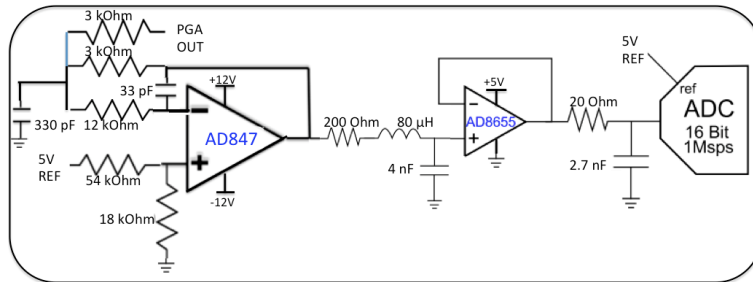


Figura 5.14: Implementazione del filtraggio anti-aliasing e dell'adattamento del segnale all'ingresso dell'ADC.

un comparatore [Fig.5.13], è contraddistinto da un valore del suddetto parametro pari a 0.52 LSB ($36 \mu\text{Vrms}$), che soddisfa i nostri requisiti. Il transition-noise identifica l'incertezza nel passaggio da una codifica alla successiva all'incremento del segnale in ingresso (spessore finito della regione di transizione), causato dal rumore termico delle resistenze e dal kT/C noise del circuito con cui è realizzato il convertitore [18]. Se supponiamo che tale rumore rms si distribuisca uniformemente su una banda f_{sampling} perveniamo ad una densità spettrale di rumore $V_{\text{noise}} = 36 \mu\text{Vrms} / \sqrt{f_{\text{sampling}}} = 36 \text{nVrms} / \sqrt{\text{Hz}} \sim 200 \text{nVpp} / \sqrt{\text{Hz}}$. Tale valore, riportato in ingresso al canale, non degrada i livelli precedentemente stimati [Par.5.2] nemmeno nel caso in cui, lavorando single-ended, si minimizza il guadagno in tensione globale.

Infatti impostando 50 mV su $R_{\text{sensore}} = 10 \text{ kOhm}$, compatibilmente con l'esigenza di non portare l'input del PGA a saturazione e di adattare il segnale alla dinamica del convertitore si avrà $G_{\text{tot}} = 3 \cdot 3 \cdot 5.01 = 45.09$, che tradurrà il rumore dell'ADC in circa $4.4 \text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ in ingresso al circuito, nettamente inferiori al limite del termico del sensore. Analogamente, replicando il presente discorso per $R_{\text{sensore}} = 500 \text{ Ohm}$ e considerando stavolta una tensione sinusoidale massima alla giunzione di 40 mV , già eccessiva in vista di salvaguardare l'integrità del layer di ossido, si deriva $G_{\text{tot}} = 60 \cdot 3 \cdot 0.32 = 57.6$, con cui si trovano $3.47 \text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ in ingresso, che non degradano il valore stimato in precedenza di $4.1 \text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}$. Come si evince dalla figura [5.14] l'ADC viene pilotato tramite l'AD8655 retroa-

SPIRA CIRCOLARE	$\mu_0 r \cdot \left(\ln \left(\frac{8r}{a} \right) - 2 + \frac{Y}{2} + O \left(a^2/r^2 \right) \right)$	r: Raggio della spira a: Raggio del filo
SPIRA RETTANGOLARE	$\frac{\mu_0}{\pi} \left(b \ln \left(\frac{2b}{a} \right) + d \ln \left(\frac{2d}{a} \right) - (b+d) \left(2 - \frac{Y}{2} \right) + 2\sqrt{b^2 + d^2} \right)$ $-\frac{\mu_0}{\pi} \left(b \cdot \operatorname{arsinh} \left(\frac{b}{d} \right) + d \cdot \operatorname{arsinh} \left(\frac{d}{b} \right) + O(a) \right)$	b, d: Lunghezza di bordo $d \gg a, b \gg a$ a: Raggio del filo

Figura 5.15: Modelli dell' induttanza per la spira circolare e per quella rettangolare.

zionato a buffer, che introduce una perdita nel SNR teoricamente raggiungibile dal convertitore inferiore al dB, seguito da un RC con polo a 2.94 MHz, in cui la bassa resistenza da 20 Ohm è deputata a tutelare le performance in AC, evitando un peggioramento della Total Harmonic Distortion (THD). L'AD7983 vanta inoltre il pregio di consumare poca corrente (tipicamente 4.2 mA con frequenza di campionamento 1.33 Msps), il che ne avvalorava la scelta in maniera ulteriore data la complessità della scheda e l'elevato numero di convertitori impiegati.

5.3 Circuito per il pilotaggio della linea di corrente

La progettazione dell'architettura del canale deputato alla regolazione della corrente da erogare alla linea integrata necessita la stima preliminare dell'induttanza associata a questo oggetto, che giustifica la modalità di generazione realizzata.

5.3.1 Stima dell'induttanza della linea

La current line, contraddistinta da una resistenza di circa 130 Ohm misurata sperimentalmente, forma con il suo circuito di pilotaggio, immediatamente adiacente alla PCB che alloggia il chip dei sensori, una spira con area quantificabile in 1-2 cm^2 , valore compatibile con le dimensioni della basetta. Considerando lo spessore della linea di circa 10 μm e adottando sia il modello a spira rettangolare sia quello a spira circolare si è ottenuta una $L_{linea,MAX}$ di circa 70 nH, che corrisponde ad una $R \sim 4.4$ Ohm a 10 MHz. Il risultato ottenuto rende l'ef-

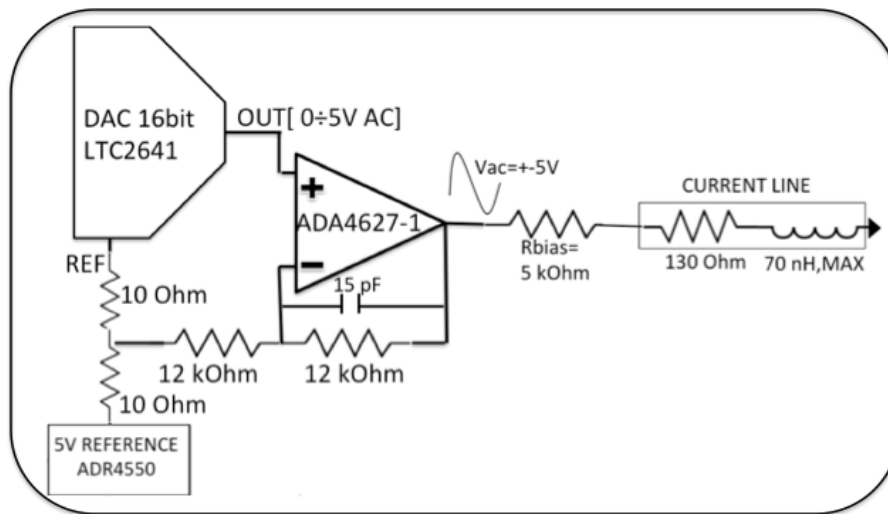


Figura 5.16: Circuito di generazione della corrente nella linea

fetto induttivo trascurabile entro il range di frequenze d'interesse per la misura, pertanto è parso sufficiente realizzare un traduttore tensione-corrente con una semplice resistenza R_{bias} molto maggiore di quella della linea di corrente [5.16].

5.3.2 DAC e resistenza di polarizzazione

La generazione della tensione da impostare sulla linea di corrente attraverso R_{bias} , come mostrato nella figura [5.16], è la stessa già implementata nella catena di acquisizione. Assumendo di alimentare il wire con una I_{max} di 1 mA per preservarlo da fenomeni di elettromigrazione dell'oro si è ricorsi a una resistenza di polarizzazione da 5 kOhm.

Dato il fattore di conversione di circa $0.1 \mu T / 1 \mu A$ da corrente nella linea a stimolo magnetico che si osserva in corrispondenza del piano di sensing, desunto dalle prove sui dispositivi a maggiore $\frac{dR}{dH}$ illustrate nel quarto capitolo, si può originare un campo magnetico massimo di $100 \mu T$. Con il target di vedere variazioni sul segnale doppiamente demodolato fino a 40 nT (limite relativo al sensore più prestazionale attualmente disponibile) occorre un rumore di corrente nella linea inferiore a $400 nA / \sqrt{Hz}$. Alla luce dei rumori equivalenti in ingresso

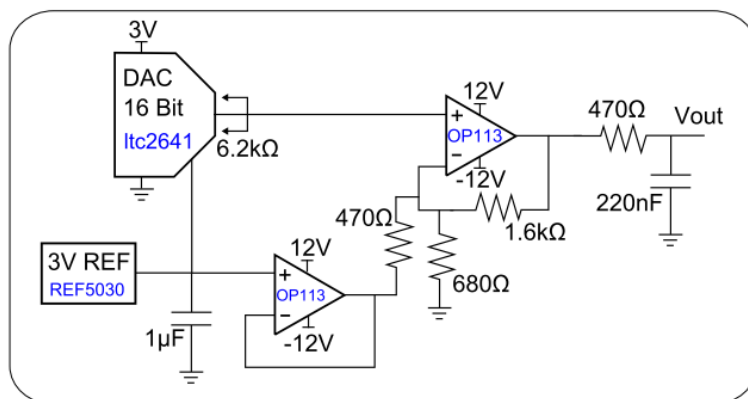


Figura 5.17: Circuito per il pilotaggio dell'alimentatore tra $\pm 10V$. Per semplicità sono stati omissi il filtro passa-basso e il buffer del reference.

all'ADA4627-1, ossia $6nV/\sqrt{Hz}$ e $1.6fA/\sqrt{Hz}$, oltre ai termini dovuti alla rete di feedback e a R_{BIAS} e ai $100nV/\sqrt{Hz}$ del reference del DAC, si perviene un rumore di $\sim 20,5pA/\sqrt{Hz}$ sul wire, quattro ordini di grandezza inferiore al constraint appena introdotto.

5.4 Circuito per il pilotaggio del generatore esterno di corrente

Il canale volto a pilotare l'alimentatore dell'elettromagnete per la generazione del campo magnetostatico con cui si fornisce il bias ai dispositivi non è stato modificato rispetto all'architettura già pensata per la scheda LOCSENS.

Per dare origine al segnale desiderato si è ricorsi sempre a un DAC ltc2641 della Linear Technology e ad un reference esterno REF5030 della Texas Instruments, la cui uscita è stata ulteriormente filtrata [19] per migliorarne le proprietà di rumore a bassa frequenza.

L'amplificazione viene eseguita per mezzo di due OP113 alimentati tra +12V e -12V con basso rumore 1/f (corner frequency di 10Hz): lo stadio guadagna circa 6.7 e le due resistenze in retroazione (una verso massa e l'altra verso 3V) sono funzionali a polarizzare correttamente l'uscita.

Essa viene poi filtrata con un RC passa basso con polo a $\sim 1.5\text{kHz}$: la $470\ \Omega$ si dimostra sufficientemente contenuta da permettere un efficace pilotaggio dell'alimentatore, il quale presenta $\sim 10\ \text{k}\Omega$ in ingresso.

5.5 Simulazioni del front-end

In maniera preliminare alla realizzazione della nuova scheda sono state effettuate delle simulazioni tramite PSpice per confrontare il trasferimento dei segnali e i livelli di rumore attesi nelle differenti condizioni operative con le grandezze finora stimate.

Gli MTJ sono stati modellizzati, per ciascuna prova, con una R_{sensore} sia da $500\ \Omega$ sia da $10\ \text{k}\Omega$, e in entrambe le condizioni si è aggiunta una capacità in parallelo alternativamente da 60 e da $100\ \text{pF}$. In particolare è stato emulato il funzionamento del canale di acquisizione sia in lettura differenziale sia in single-ended e l'erogazione della corrente alla linea da parte del relativo circuito di pilotaggio.

5.5.1 Il readout differenziale e single-ended

L'acquisizione differenziale del segnale è stata testata impostando in ingresso al sommatore un segnale sinusoidale fino a $1\ \text{mV}$ e fissando il suo guadagno a 240 , facendo lavorare il PGA con $G_{\text{MAX}}=-10$, con cui si ottiene una sinusoide a piena dinamica alla sua uscita [5.18].

In modalità single-ended, invece, fissato $G_{\text{SOMMATORE}}=3$ è stato studiato il dimensionamento nel caso più delicato per quanto concerne il rumore, ossia quello che richiede guadagno complessivo minimo: quando si applicano $50\ \text{mV}$ in AC ai capi della giunzione. Si selezionerà a tal proposito $G_{\text{pga}}=0.16$ con $R_{\text{sensore}}=500\ \Omega$, e $G_{\text{pga}}=5.01$ per $R_{\text{sensore}}=10\ \text{k}\Omega$: nella prima condizione si registrano circa $5.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ di rumore equivalente in ingresso (coerentemente alla stima teorica effettuata sul primo stadio di $4.1/\sqrt{\text{Hz}}$) [Fig.5.19], nel secondo $16\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (con $16\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ attesi)[Fig.5.20].

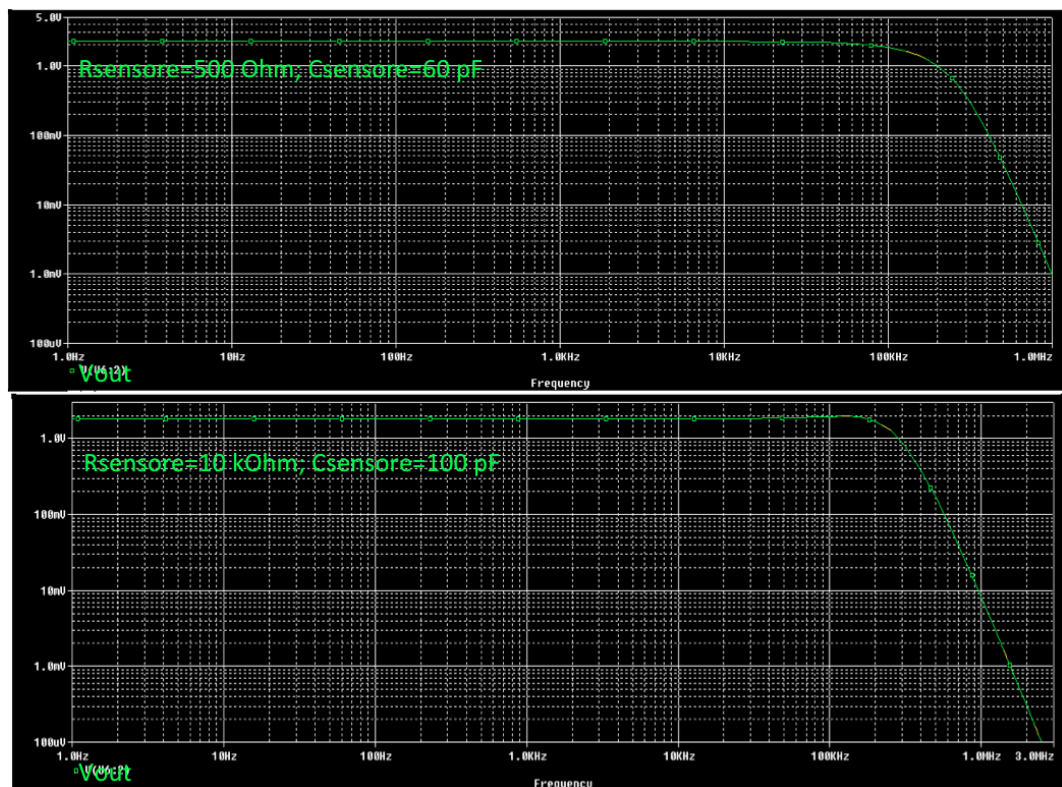


Figura 5.18: SIMULAZIONE DIFFERENZIALE:tensione in uscita a piena dinamica discendente dall'applicazione di segnali inferiori a 1 mV in ingresso al sommatore

E' tuttavia opportuno sottolineare che misurando una magnetoresistenza da 500 Ohm nella presente condizione di guadagno inizieranno a dominare le fluttuazioni dovute all'ADC, non quantificate dalla simulazione ($200nV/\sqrt{Hz}/(60*3*0.16) \simeq 7nV/\sqrt{Hz}$ in ingresso). Nella prassi sperimentale il limite di 50 mV viene però tipicamente raggiunto solo con i sensori più resistivi, e considerando una $V_{AC,MAX} = 40$ mV con $R_{sensore} = 500$ Ohm diviene lecito, come già visto [Par.5.2.4] duplicare il guadagno del PGA(0.32), abbattendo l'influenza del transition-noise del convertitore. Le funzioni di trasferimento, indipendentemente dal dimensionamento della catena esaminata, avvalorano la possibilità di processare sinusoidi fino al target fissato di 100 kHz.

5.5.2 L'alimentazione della current line

La simulazione della corrente fornita alla linea è stata condotta con l'idea di visualizzare il trasferimento quando il DAC genera una sinusoide pressochè rail-to-rail. Per replicare il comportamento del wire si è settata un'induttanza da 100 nH in maniera cautelativa rispetto alle grandezze calcolate in precedenza. Il rumore di corrente si dimostra caratterizzato da un valore inferiore di circa un fattore 10 a paragone di quello ipotizzato (circa $5pA/\sqrt{Hz}$ contro $20.5pA/\sqrt{Hz}$ calcolati), dal momento che la simulazione non accorpa il contributo preponderante che deriva dal reference del DAC, ma include solo la componente serie dell'ADA4627 ($\sim 6nV/\sqrt{Hz}$) e il $\sqrt{4kTR}$ della sua rete di feedback e di R_{BIAS} . La risalita osservabile nel range delle centinaia di kHz risulta quindi non critica e, comunque, al di fuori della regione spettrale d'interesse.

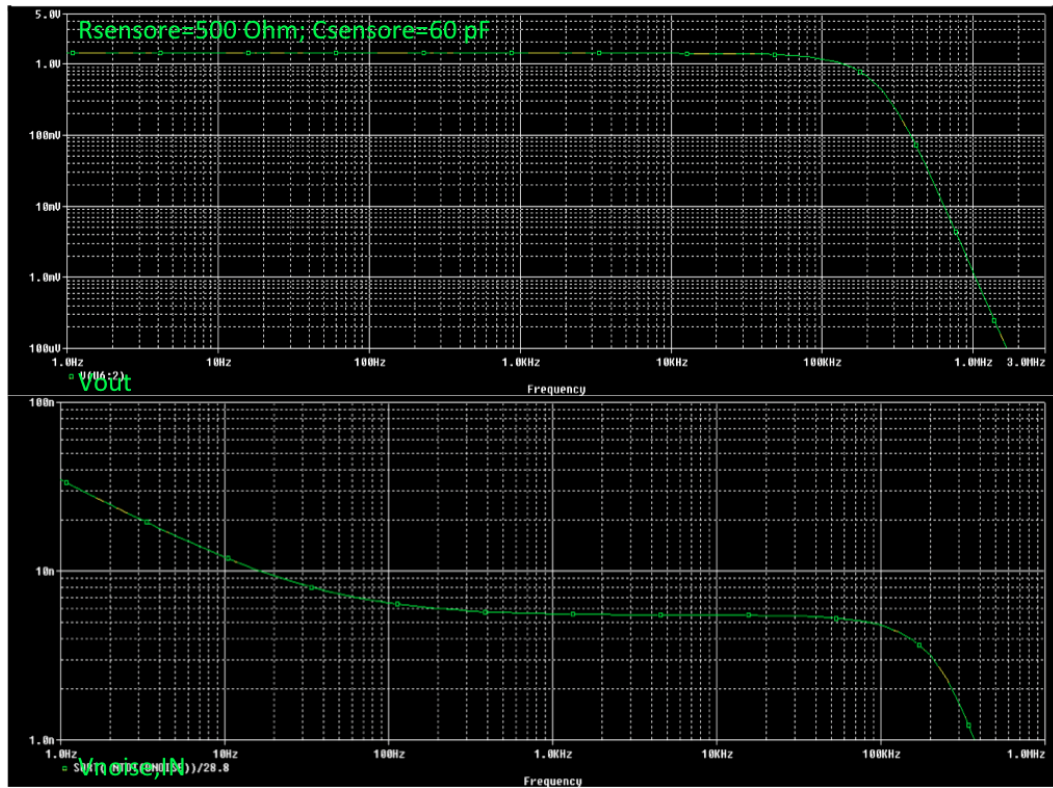


Figura 5.19: SIMULAZIONE SINGLE-ENDED:tensione in uscita e rumore equivalente in ingresso discendenti dall'applicazione di 50 mVAC su una resistenza da 500 Ohm

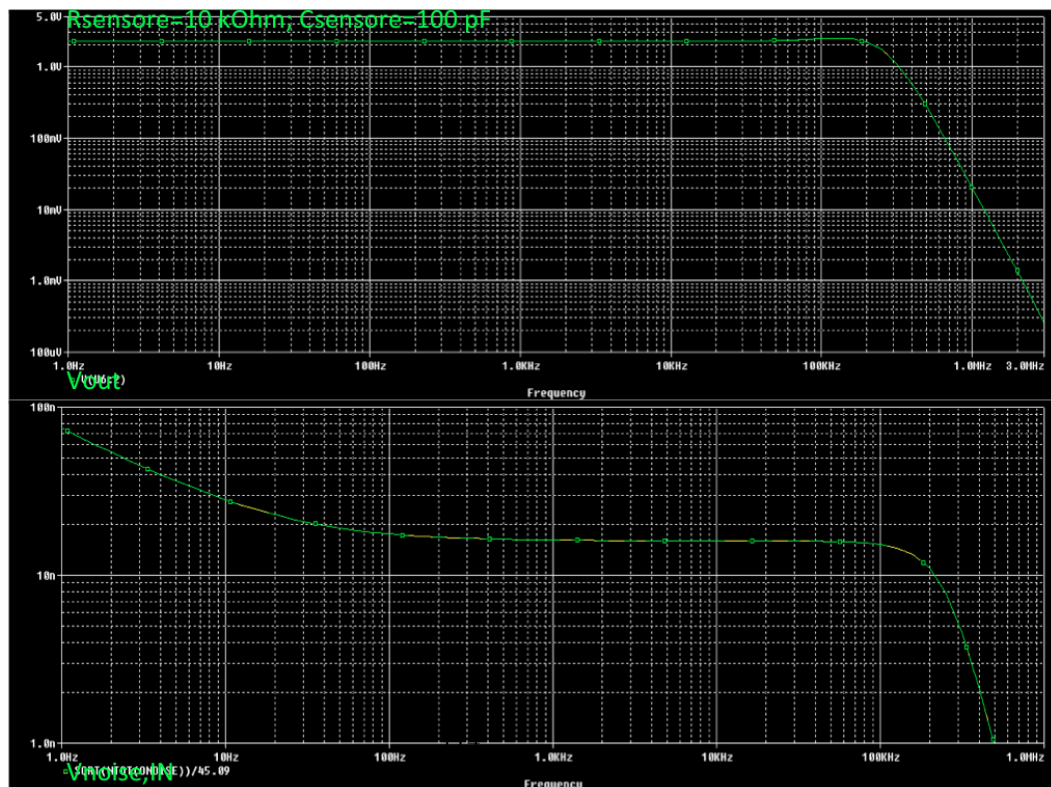


Figura 5.20: SIMULAZIONE SINGLE-ENDED:tensione in uscita e rumore equivalente in ingresso discendenti dall'applicazione di 50 mVAC su una resistenza da 10 kOhm

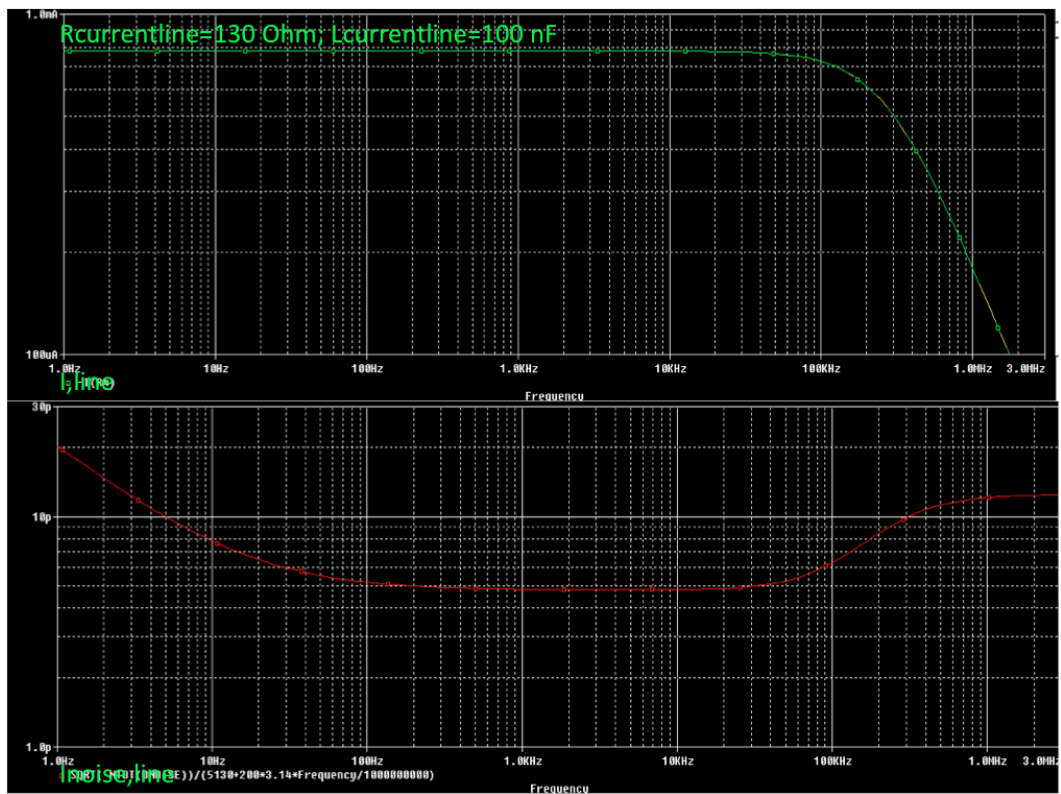


Figura 5.21: Simulazione della corrente e del rumore nella linea

Conclusioni e possibili sviluppi futuri

Nel presente lavoro di tesi è stata effettuata una caratterizzazione del rapporto segnale-rumore di differenti tipologie di magnetoresistenze, che ha consentito di evidenziare come nella massimizzazione del parametro studiato risultino degli elementi progettuali incisivi la linearità della relazione R-H e la scelta del punto di lavoro a $\frac{dR}{dH}_{MAX}$.

Alla frequenze magnetiche operative dei dispositivi nelle applicazioni di biosensing considerate, tipicamente inferiori al kHz, si sono rivelati più prestazionali gli MTJ MgO con free layer sottile, contraddistinti da un livello di rumore intrinseco che consente di rilevare un minimo campo magnetico, esito di una doppia demodulazione a banda stretta intorno a $f_{magnete}$ di 1 kHz, di circa 14 nT. Tale limite si dimostra compatibile con il contributo dovuto all'elettronica di lettura di un lock-in custom (~ 1 ppm).

Il ricorso a sensori più resistivi consentirebbe invece di pervenire a risoluzioni più spinte se fosse possibile modulare il campo magnetico oltre la loro f_{corner} , e a tal proposito è stata esaminata la possibilità di sviluppare un sistema di generazione magnetica in AC per il raggiungimento di frequenze superiori a quelle attuali.

La realizzazione di solenoidi gestiti da un lock-in commerciale ha però stabilito come miglior risultato perseguibile una sinusoide di $\pm 50 \mu\text{T}$ confinata entro

il range $100\div 300$ Hz: benchè ciò appaia insufficiente ai fini del perseguimento dell'obiettivo prefissato sarebbe comunque auspicabile pensare ad un utilizzo alternativo di questi coil in futuro.

Il ricorso ad un alimentatore in grado di erogare una maggior corrente negli avvolgimenti e a una lettura dei dispositivi utilizzando un lock-in ad alta risoluzione, come quello progettato durante la tesi, permetterebbe infatti di approfondire la problematica inerente all'impatto del rumore $1/f$ sul segnale doppiamente demodulato emersa in LOCSENS, confrontando a differenti $f_{magnete}$ il SNR riscontrato nell'esperimento con le beads e quello relativo a questa nuova modalità di stimolazione delle giunzioni.

Un'ulteriore opzione funzionale al raggiungimento di elevate frequenze magnetiche è offerta dal pilotaggio di current line integrate su chip.

Entro tale contesto sono stati esplorati gli effetti di corruzione sulla misura in tensione dei sensori dettati dalle non linearità del layer di ossido interposto tra gli stessi e la linea di corrente, a motivo dei quali il minimo segnale acquisibile diviene dell'ordine di qualche mV, a fronte di una risoluzione necessaria inferiore di circa tre ordini di grandezza.

L'esigenza di implementare una lettura in corrente che non risenta dell'impraticità nell'osservare segnali inferiori a ~ 30 - 40 ppm, condizione che si paga tipicamente con un lock-in commerciale, ha quindi promosso, come ultimo step della presente tesi, la progettazione di un front-end atto a leggere variazioni magnetoresistive di ~ 1 ppm in dispositivi con $R_{sensore}$ compresa tra 500 Ohm e 10 kOhm, intervallo coerente con quello delle giunzioni ad oggi disponibili.

In futuro verranno condotti i test della scheda, che costituirà il core di un innovativo sistema portatile deputato a monitorare con elevata risoluzione spaziale l'attività elettrica di colture neuronali.

Bibliografia

- [1] S. Piacentini, “Analisi della risposta di sensori MTJ a campi magnetici generati da linee di corrente,” Tesi al Politecnico, 2015.
- [2] G. Crippa, “Caratterizzazione di sensori MTJ per la detection di segnali neuronali,” Tesi al Politecnico, 2015.
- [3] Z. Q. Lei, G. J. Li, W. F. Egelhoff, P. T. Lai, and P. W. T. Pong, “Review of Noise Sources in Magnetic Tunnel Junction Sensors,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 3, pp. 602–612, 2011.
- [4] L. Jiang, E. R. Nowak, P. E. Scott, J. Johnson, J. M. Slaughter, J. J. Sun, and R. W. Dave, “Low-frequency magnetic and resistance noise in magnetic tunnel junctions,” *Physical Review B*, vol. 69, pp. 1–9, 2004.
- [5] G. Gervasoni, “Progetto e realizzazione di uno strumento a doppio lock-in per la rivelazione in tempo reale di beads magnetiche,” Tesi al Politecnico, 2013.
- [6] G. Gervasoni, M. Carminati, G. Ferrari, M. Sampietro, E. Albisetti, D. Petti, P. Sharma, and R. Bertacco, “A 12-channel dual-lock-in platform for magneto-resistive DNA detection with ppm resolution,” in *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pp. 316–319, 2014.
- [7] E. Albisetti, D. Petti, M. Cantoni, F. Damin, a. Torti, M. Chiari, and R. Bertacco, “Conditions for efficient on-chip magnetic bead detection via

- magnetoresistive sensors,” *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 47, pp. 213–217, 2013.
- [8] W. Shen, B. Schrag, A. Girdhar, M. Carter, H. Sang, and G. Xiao, “Effects of superparamagnetism in MgO based magnetic tunnel junctions,” *Physical Review B*, vol. 79, no. 014418, pp. 1–4, 2009.
- [9] P. Manicardi, “A modular instrument based on cross-correlation technique for noise measurement,” Tesi al Politecnico, 2013.
- [10] X. J. A. Janssen, L. J. V. Ijzendoorn, and M. W. J. Prins, “On-chip manipulation and detection of magnetic particles for functional biosensors,” *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 23, pp. 833–838, 2008.
- [11] J. M. Almeida, R. Ferreira, and P. P. Freitas, “1 / f noise in linearized low resistance MgO magnetic tunnel junctions,” *Journal of Applied Physics*, vol. 99, no. 10, 2006.
- [12] A. Guedes, M. J. Mendes, P. P. Freitas, and J. L. Martins, “Study of synthetic ferrimagnet-synthetic antiferromagnet structures for magnetic sensor application,”
- [13] H. Ferreira, N. Feliciano, L. Graham, L. Clarke, M. Amaral, and P. Freitas, “Rapid DNA hybridization based on ac field focusing of magnetically labeled target DNA,” *Journal of Applied Physics*, vol. 88, no. 10, 2005.
- [14] B. M. D. Boer, J. A. H. M. Kahlman, T. P. G. H. Jansen, H. Duric, and J. Veen, “An integrated and sensitive detection platform for magnetoresistive biosensors,” *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 22, pp. 2366–2370, 2007.
- [15] G. Dearnaley, A. Stoneham, and D. Morgan, “Electrical phenomena in amorphous oxide films,” *Reports on Progress in Physics*, vol. 33, pp. 1129–1191, 1970.

- [16] M. Carminati, G. Ferrari, G. Gervasoni, and M. Sampietro, “Differential configurations for the mitigation of slow fluctuations limiting the resolution of digital lock-in amplifiers.” Submitted to Review Scientific Instruments,2013.
- [17] E. Said, “Amplificatore per misure di capacità a nanoscala con compensazione automatica delle capacità parassite,” Tesi al Politecnico,2012.
- [18] W. Kester, “ADC Input Noise: The Good, The Bad, and The Ugly. Is No Noise Good Noise?,” Analog Dialogue,2006.
- [19] M. Oljaca and B. Baker, “How the voltage reference affects ADC performance, Part 3,” *Analog Applications*, pp. 5–9, 2009.