# POLITECNICO DI TORINO

Collegio di Ingegneria Elettrica

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica



Tesi di Laurea Magistrale Verifica e Testing di un sistema per il controllo di schermature attive

Relatori:

Ing. Vincenzo Cirimele Prof. Luca Giaccone Prof. Aldo Canova Studente: Salvatore Terra

ANNO ACCADEMICO 2019/2020

#### Abstract

Il presente lavoro di tesi si concentra sul testing di un prototipo di convertitore e controllo per l'alimentazione di schermature attive per campi magnetici a frequenza industriale. Il lavoro si è incentrato sulla verifica dell'hardware e del suo corretto funzionamento. Parte del lavoro è dedicato al setup delle sorgenti di campo e alla realizzazione di un sensore per la misura del campo magnetico sorgente da schermare. I segnali di ingresso vengono condizionati e successivamente elaborati tramite firmware implementato su una scheda prototipale Arduino Due basata su CPU SAM3X8E Arm Cortex-M3. Il micro controllore, fornisce in uscita gli indici di modulazione PWM che comandano le commutazioni di un ponte ad H responsabile della regolazione della corrente di schermatura per mitigare il campo.

# Ringraziamenti

# Sommario

Abstract 3
lingraziamenti
Elenco delle figure
lenco delle tabelle
. Introduzione
1.1 Cenni teorici su campi magnetici e varie sorgenti
1.2 Effetti dei campi magnetici sulla salute umana
1.3 Teoria sugli schermi passivi e attivi
1.4 Scopo della Tesi
2. Realizzazione e design dello schermo attivo
2.1 Analisi del metodo di comunicazione con la strumentazione Schwarzbeck
2.2 Realizzazione del sensore di campo magnetico
2.3 Algoritmo di controllo
2.4 Ottimizzazione preliminare
2.5 Design Hardware
2.6 Debug del prototipo
2.7 Implementazione Firmware
9. Test 44
Conclusioni
. Bibliografia
Allegato

# Elenco delle figure

Figura 1.1 Legislazione nei Paesi europei [5].	. 12
Figura 2.1 Bobine di Helmholtz per il sistema MagTest	. 16
Figura 2.2 Amplificatore di potenza del sistema MagTest	. 16
Figura 2.3 Rete di compensazione del ssitema MagTest[16]	. 17
Figura 2.4 Stringa di controllo per la rete di compensazione	. 18
Figura 2.5 Esempio di comunicazione della stringa di controllo tramite Matlab	. 19
Figura 2.6 Schema rappresentante la lettura del segnale dB/dt in ingresso	. 20
Figura 2.7 Sensore usato nei test.	. 20
Figura 2.8 Caratterizzazione del sensore di campo magnetico	. 20
Figura 2.9 Andamento lineare del modulo dell'impedenza nel range di frequenza 0 - 200 Hz	. 21
Figura 2.10 A sinistra viene mostrato l'andamento del modulo dell'impedenza rispetto alla frequenza ment	re
a destra viene mostrato l'andamento della fase dell'impedenza rispetto alla medesima frequenza	. 21
Figura 2.11 PCB utilizzato per il sistema di schermatura.	. 26
Figura 2.12 Schema delle connessione col microcontrollore.	. 27
Figura 2.13 Schematico del filtro LC sull'alimentazione	. 27
Figura 2.14 Schematico del secondo filtro LC.	. 28
Figura 2.15 Schematico del terzo filtro LC	. 28
Figura 2.16 Schematico dei due circuiti di condizionamento del segnale analogico di ingresso	. 29
Figura 2.17 In blu viene mostrata la forma d'onda della tensione letta dal sensore, mentre in arancione vier	ıe
mostrata la tensione amplificata tramite il secondo circuito di condizionamento	. 29
Figura 2.18 In blu viene mostrata la forma d'onda della tensione letta dal sensore, mentre in arancione vier	ne
mostrata la tensione amplificata tramite il primo circuito di condizionamento.	. 30
Figura 2.19 Schematico dell' H-bridge e del canale output sullo schermo.	. 30
Figura 2.20 Nuovo schematico completo della PCB	. 32
Figura 2.21 Schema per la comprensione dell'unità di controllo	. 33
Figura 2.22 Connessione della linea su ogni bobina [15]	. 35
Figura 2.23 Sopra: forma d'onda della corrente di schermatura con Choke e Condensatore di filtro. Sotto:	
forma d'onda senza Choke e senza Condensatore.	. 36
Figura 2.24 Estratto del codice che mostra come viene effettuata la misura degli stadi di sorgente e	
schermatura del sistema.	. 38
Figura 2.25 Estratto del codice dove si effettua il maxdetectSh(), si mostra come viene calcolato il valore	
max e la frequenza del segnale SH. In modo analogo viene programmata la funzione maxdetectSo()	. 38
Figura 2.26 Estratto del codice dove si effettua il maxdetectSh(), si mostra come viene calcolato il valore	_
max e la frequenza del segnale SH. In modo analogo viene programmata la funzione maxdetectSo()	. 39
Figura 2.27 Estratto del codice della funzione analysis().	. 40
Figura 2.28 Si mostra come viene controllata la forma d'onda PWM da mandare ai drivers dei MOSFET	. 41
Figura 2.29 Estratto dal codice per il calcolo della fase per aggiornare la PWM in uscita.	. 42
Figura 2.30 Schema dell'algoritmo di controllo.	. 42
Figura 2.31 Schema a blocchi dove si rappresentano e si spiegano varie funzioni del codice	. 43
Figura 3.1 Strumentazione usata per i test in laboratorio.	. 44
Figura 3.2 In azzurro la forma d'onda del segnale in ingresso mentre i viola si rappresenta la lettura della	
P W M sull'anello di schermatura.	. 45

Figura 3.3 Si mostra una lettura del segnale in cui si testa va funzione pwmrefreshisr()	45
Figura 3.4 Prime prove sull'acquisizione del segnale e riproduzione dello stesso isofrequenziale e in	
controfase.	46

# Elenco delle tabelle

Tabella 1.1 Valori di riferimento per i limiti ad esposizione pubblica ed esposizione professionale alla	
frequenza industriale 50 – 60 Hz.	. 11
Tabella 1.2 Esempi di limiti legislativi che non si basano sulla ICNIRP	. 12
Tabella 2.1 Codificazione per la scelta della capacità di compensazione.	. 18
Tabella 2.2 Specifiche principali del sensore utilizzato in tesi	. 22
Tabella 2.3 Tabella dove vengono mostrati i dati i test sul sensore.	. 22
Tabella 2.4 Vengono definiti i pin e i rispettivi nomi usati nel firmware e il loro utilizzo in tesi	. 37

#### 1. Introduzione

### 1.1 Cenni teorici su campi magnetici e varie sorgenti

Il campo magnetico è descritto dalle equazioni di Maxwell:

$$\operatorname{rot}\overline{H} = \overline{J} \tag{1.1}$$

$$\operatorname{div} B = 0 \tag{1.2}$$

L'induzione magnetica B è in relazione col campo magnetico H secondo l'equazione:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{1.3}$$

Il vettore induzione magnetica B si misura in tesla (T), il vettore campo magnetico H si misura in ampere al metro (A/m) mentre la permeabilità del mezzo viene espressa in henry al metro (H/m).

Applicando l'equazione (1.1) in forma integrale ad una superficie aperta qualunque  $\Omega$  avente la linea chiusa  $\Upsilon$  come contorno, si può concludere che la circuitazione del vettore campo magnetico sia uguale al flusso del vettore di densità di corrente J attraverso la superficie considerata:

$$\oint_{\gamma} \overrightarrow{H} dl = \int_{\Omega} \operatorname{rot} \overrightarrow{H} dS = \int_{\Omega} \overrightarrow{J} dS \tag{1.4}$$

Se J è localizzata entro un numero finito N di conduttori la relazione diventa:

$$\oint_{\gamma} \vec{H} dl = \int_{\Omega} \vec{J} N dS = \sum_{k=1}^{N} \vec{J}_k N dS = \sum_{k=1}^{N} \vec{I}_k$$
(1.5)

Dove  $\sum_{k=1}^{N} I_k$  rappresenta la somma algebrica di tutte le correnti che attraversano una superficie  $\Omega$  con contorno  $\Upsilon$ .

In presenza di campo elettromagnetico quasi stazionario, considerando un circuito fisso e indeformabile, si può definire la legge dell'induzione elettromagnetica:

$$\oint_{\Omega} \vec{E} dl = -\frac{d\bar{\Phi}}{dt}$$
(1.6)

Questa relazione implica che la circuitazione del vettore campo elettrico lungo una linea chiusa è pari alla derivata temporale del flusso magnetico concatenato dalla spira. Considerando più spire in serie, la legge può essere riscritta come:

$$\oint_{\Omega} E(t)dl = -N \frac{d\Phi_{Spira}(t)}{dt}$$
(1.7)

Dove con N si indica il numero di spire dall'avvolgimento che concatena il flusso. In pratica, quando un circuito elettrico è interessato da una variazione di flusso, viene generata una forza elettromotrice f.e.m. indotta.

In conclusione, nel dominio del tempo, la legge dell'induzione elettromagnetica può essere quindi riscritta come:

$$\vec{V} = N \frac{d\vec{\Phi}_{Spira}}{dt} = NS \frac{d\vec{B}}{dt}$$
 (1.8)

Si vuole adesso scrivere la legge dell'induzione equivalente nel dominio della frequenza, si pone quindi:

$$\frac{d}{dt} = j\omega = j2\pi f$$

L'andamento dell'induzione magnetica **B** si considera puramente sinusoidale, con tale ipotesi la formula (1.8) si può riscrivere come:

$$V_p = NS \frac{d\overline{B}}{dt} = 2\pi f NS \overline{B}$$
(1.9)

In questo modo si esprime il valore della tensione di picco sull'avvolgimento in funzione dell'induzione magnetica concatenata nell'avvolgimento.

I campi magnetici vengono suddivisi generalmente a seconda del valore della frequenza con cui vengono generati:

- campi ELF (Extremely Low Frequency) con frequenza 0 Hz 300 Hz;
- campi IF (Intermediate Frequency) con frequenza 300 Hz 10 MHz;
- campi RF (Radio Frequency) con frequenza 10 MHz 300 GHz.

La tesi si concentra su campi ELF a frequenza industriale pari a 50 - 60 Hz. Le sorgenti di tali campi sono costituiti da tutti i sistemi che forniscono energia elettrica, quindi:

- le linee aeree in media e alta tensione;
- linee in cavo in bassa, media e alta tensione;
- cabine elettriche di trasformazione e di distribuzione.

### 1.2 Effetti dei campi magnetici sulla salute umana

Gli effetti causati dall' esposizione umana ai campi magnetici sono soggetti di studio mondiale, in questa tesi vengono trattati sistemi di schermatura per campi magnetici prodotti da sorgenti connesse in rete alla frequenza industriale 50 - 60 Hz.

I campi magnetici in bassa frequenza possono interagire in diversi modi con il corpo umano e quindi produrre effetti diversi a seconda dell'intensità di corrente indotta sul corpo umano. Si possono distinguere due effetti principali:

- effetto biologico dovuto all'esposizione ad un campo magnetico capace di produrre una reazione fisiologica rilevabile nel corpo;
- effetto sanitario, un effetto dovuto all'incapacità del corpo di tornare in condizioni di equilibrio interno a causa delle interazioni con il campo magnetico esterno.

Gli effetti per esposizione di lunga durata ai campi, definiti effetti cronici, sono ancora motivo di ricerca: i risultati degli studi fino ad ora condotti hanno portato a considerazioni contrastanti tra i vari enti di ricerca.

Le esposizioni di breve durata ai campi magnetici sono state invece studiate ed approfondite. Queste producono sull'uomo degli effetti acuti immediati e facilmente quantificabili che si concludono al termine dell'esposizione. Tra gli effetti immediati più comuni si possono riscontrare:

- casi di riduzione della percezione visiva in presenza di campi magnetici di bassa intensità;
- contrazioni muscolari;
- extrasistole cardiache;
- riscaldamento del tessuto corporeo.

Gli effetti sulla salute relativi all'esposizione a breve termine costituiscono le basi per la linea guida ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) per campi prodotti a frequenza 0 – 300 GHz e dello standard IEEE [1] [2] riportati in Tabella 1.1. I limiti mostrati vengono riferiti ad una densità di corrente indotta minore di circa  $10 \frac{mA}{m^2}$ .

	ICNIRP 2010 [µT]	IEEE 2002 [µT]
Popolazione	200	904
Lavoratori	1000	2710

Tabella 1.1 Valori di riferimento per i limiti ad esposizione pubblica ed esposizione professionale alla frequenza industriale 50 – 60 Hz.

Non tutti i Paesi membri dell'Unione Europea si attengono alle prescrizioni dell'ICNIRP[14]. Idealmente si può pensare di avere:

• Gruppo 1 formato dai Paesi che adottano la linea guida ICNIRP come limite di riferimento nazionale tra cui Repubblica Ceca, Ungheria, Portogallo, Spagna, Francia, Norvegia e Danimarca;

- Gruppo 2 formato dai Paesi dove i limiti nazionali si basano sulla linea guida ICNIRP anche se si possono adottare limiti meno vincolanti come nel caso di Austria, Cipro, Irlanda, Malta, Paesi Bassi e Gran Bretagna;
- Gruppo 3 in cui vi sono i Paesi che adottano una politica più restrittiva per quanto riguarda i limiti di esposizione di campo come in Russia, Polonia e Italia.



Figura 1.1 Legislazione nei Paesi europei [5].

Paese	Limite per popolazione [µT]	Limite per lavoratori [µT]
Russia	10	100
Polonia	48	160

#### Tabella 1.2 Esempi di limiti legislativi che non si basano sulla ICNIRP.

La legislazione italiana si basa sulla "legge quadro sulla protezione dalle esposizioni a campi elettrici, magnetici ed elettromagnetici" del 22 Febbraio 2001 n.36 [4], che stabilisce i criteri ai fini

della protezione dai campi magnetici, definendone i limiti per proteggere la popolazione. Per campi magnetici prodotti da elettrodotti, la legge quadro stabilisce i seguenti limiti:

- $100 \ \mu\text{T}$  è il limite che non si deve superare in aeree accessibili all'uomo;
- 10 μT è il valore di attenzione medio del campo a cui si può essere esposti per una durata limitata a 24 ore. Tale limite è valido per luoghi pubblici come parchi giochi, abitazioni e scuole;
- 3  $\mu$ T è l'obbiettivo di qualità che deve essere garantito per la progettazione dei sistemi elettrici.

## 1.3 Teoria sugli schermi passivi e attivi

Le tecniche di schermatura per campi magnetici alla frequenza industriale 50 - 60 Hz generalmente sono suddivise in schermatura passiva e attiva.

Tra le due tecniche, la più diffusa risulta essere la tecnica passiva. In questa tecnica, la schermatura avviene ponendo una lastra che può essere in materiale ferromagnetico, o in materiale conduttivo o con materiale ibrido posta in prossimità delle sorgenti di campo. L'uso di materiali ad alta permeabilità magnetica permette la mitigazione dell'induzione magnetica mediante l'assorbimento del campo magnetico presente, mentre la presenza di materiale conduttivo risulta utile in quanto in esso circolano correnti che a loro volta generano un campo magnetico che mitiga il campo magnetico totale. Nello schermo passivo non sono presenti componenti attivi, da qui si deduce che le correnti si autoregolano in base alla sorgente di campo magnetico.

La tecnica di schermatura attiva invece, consiste nell'uso di una o più bobine percorse da una corrente, controllata in ampiezza e fase, in modo tale da ottenere una mitigazione del campo originario. La mitigazione avviene producendo, attraverso la corrente controllata, un campo magnetico schermante isofrequenziale e ad una certa fase rispetto a quello sorgente in modo tale da minimizzare il campo nel volume considerato.

La tecnica di schermatura attiva risulta particolarmente utile in presenza di edifici posti nelle vicinanze di linee elettriche aeree o stazioni MT/BT dove la realizzazione di schermi passivi risulta difficile. Tale tecnica risulta utile su edifici con diverse aperture, porte e finestre che necessitano di schermatura.

La complessità di questa tecnica sta nella realizzazione di un controllo di corrente sulle bobine di schermatura e nel posizionamento delle stesse. La corrente quindi, non è autoregolata come nel caso degli schermi passivi ma si regola attraverso un certo controllo descritto nei paragrafi successivi.

Per il funzionamento stand-alone del controllo risulta necessario predisporre un'alimentazione esterna.

Studiato il volume di spazio dove applicare la schermatura, bisogna conoscere la geometria della sorgente e la geometria del loop attivo in modo tale da ottenere il modello sul quale effettuare

un'ottimizzazione dei parametri del controllo di corrente per una buona mitigazione del campo magnetico.

Per produrre una buona mitigazione di campo magnetico in un determinato volume di spazio, è necessario conoscere la geometria della sorgente e la geometria del loop attivo in modo tale da ottenere il modello sul quale effettuare un'ottimizzazione dei parametri del controllo di corrente.

La geometria usata in tesi è descritta nei paragrafi successivi.

## 1.4 Scopo della Tesi

Il lavoro svolto in tesi riguarda la verifica e il testing di un sistema per il controllo di schermatura attiva già esistente implementato su PCB. Di questo sono state valutate delle modifiche sia sull'hardware che sul firmware:

- Debugging Hardware;
- Implementazione del firmware;
- Test sperimentali sul funzionamento dell'algoritmo di controllo.

# 2. Realizzazione e design dello schermo attivo

### 2.1 Analisi del metodo di comunicazione con la strumentazione Schwarzbeck

Inizialmente il sistema destinato a fare da sorgente di campo scelto era costituito dalle bobine di Helmholtz HHS 5215-10-2.5 della Schwarzbeck mostrate in Figura 2.1.



Figura 2.1 Bobine di Helmholtz per il sistema MagTest.

La Schwarzbeck mette a disposizione per i test di immunità magnetica un sistema chiamato MagTest e costituito da:

- Bobine di Helmholtz. Le bobine sono di forma quadra con lato 1.5 m, ciascuna di esse avvolta con 10 spire. Presentano una induttanza da 0.54 mH ciascuna e possono produrre max 400 A/m in un range di frequenza da 0 100 kHz;
- Amplificatore di potenza LFPA 9733. Permette di alimentare a 60 V<sub>pk</sub> 40 A<sub>pk</sub> in un range di frequenza 5 Hz 500 kHz, per frequenze maggiori i limiti cambiano in 40 V<sub>pk</sub> e 20 A<sub>pk</sub>;
- Rete di compensazione NFCN 9734.

L'amplificatore di potenza serve ad alimentare le bobine e può essere utilizzato nel range di frequenza 5 Hz – 1 MHz.



Figura 2.2 Amplificatore di potenza del sistema MagTest.

La rete di compensazione NFCN 9734 costituisce un sistema di capacità variabile in grado di fornire una compensazione dell'induttanza delle bobine di Helmholtz, quindi utile per il controllo delle correnti necessarie per produrre l'intensità di campo magnetico desiderato usando tensioni relativamente basse.



Figura 2.3 Rete di compensazione del sitema MagTest[16].

All'interno della rete si trovano 23 condensatori connessi in parallelo controllabili a gruppi di 4. I condensatori vengono attivati tramite la stringa di controllo spiegata in seguito.

Il sistema viene controllato tramite software MagTest della Schwarbeck. Per poter rendere maggiormente open source la comunicazione con gli strumenti, si è studiato un metodo per poter comunicare tramite software Matlab e tool Automation & Measurment.

La comunicazione avviene tramite porta **GPIB** (IEEE 488). Per il controllo della rete di compensazione viene implementata una stringa composta da 8 numeri esadecimali. Ciascuna cifra rappresenta un bit di attivazione per 4 diversi condensatori.

TUN	Bit	Function Beschreibung		Beschreibung	Description	
	31	Short	**	Kondensatoren Überbrückt	Bypass capacitors	
1	30	Damp	oing**	10 Ohm Dämpfungswiderstand	Damping resistor 10 Ohm	
	29	Overl	oad I**	Schutzschaltung: Überstrom	Overcurrent protection	
28 Overload V**		oad V**	Schutzschaltung:	Overvoltage protection		
		Descentt		Überspannung		
	27	Rese	rve**	Х	Х	
2	26	Rese	rve**	Х	Х	
1	25	Rese	rve**	Х	Х	
	24	Rese	rve**	X	Х	
	23	-	-			
3	22	C22	240 µF			
ľ	21	C21	120 µF			
	20	C20	60 µF			
	19	C19	32 µF			
4	18	C18	16 µF			
· ·	17	C17	8 µF			
	16	C16	4 µF			
	15	C15	2 µF			
5	14	C14	1 µF			
	13	C13	500 nF			
<u> </u>	12	C12	248 nF	Kondensatoren	Capacitors	
	11	011	128 NF			
6	10	010	04 NF 22 nF			
	8	C8	32 IIF 16 nF			
<u> </u>	7	C7	8 nF			
	6	C6	4 nF			
7	5	C5	2 nF			
	4	C4	1 nF			
	3	C3	500 pE			
	2	C2	240 pF			
8	1	C1	120 pF			
	0	CO	60 pF			

Tabella 2.1 Codificazione per la scelta della capacità di compensazione.



Figura 2.4 Stringa di controllo per la rete di compensazione.

Nell'esempio di Figura 2.5, viene mostrato un esempio di comunicazione con la rete di compensazione NFCN 9734 tramite Matlab in cui si vuole attivare solo il condensatore C0 da 60 pF.

📣 Test & Measurement Tool					
File View Tools Desktop Window Help					
Test & Measurement	PAD-4 (Schwar	beck Mess-Elektronik,NFCN	9734,30,1	.33)	Help
📣 Instrument Control Toolbox	Connection				Com
Hardware	Connection s	atus to primary address 4 (ad	ailent boar	rd 32): Connecter	Select
⊕ _ J Serial	Last identifica	tion request on 23-Jul-2019 1	- 14:53:39: Si	chwarzbeck Mess	open c
					that no
표 뤈 Bluetooth	Communicate	Configure Session Log			1. Click
■ <b>1</b> 2C	Sending data			Receiving data	instr
🖨 💵 GPIB	Data type:	ASCII	$\sim$	Data type:	2. Click
ialink-Board-0	Data format:	%s∖n	~	Data format:	read
□ agilent-Board-32	Data to write:		Size (optional):	3. Click	
PAD-4 (Schwarzbeck Mess-Elektronik, NFC)	TUN 0000000	1	~	Pernoncei	► Co
e - € VISA	Evaluata i	workspace before write		TUN 0000000	4 Click
with the second		i workspace before write			to sa
GPIB-VXI	Interpret o	lata as hex (0x)		Read data	See
「「「TCPIP (VXI-11)」		Query	Vrite	Read	infor
tienen der Bereiten der Bereit		query	The c	nead	This
	Action	Data			your
Interface Objects	Connecting to	GPIB32-4			5. Click
	Write	TUN?			instr
📲 🖗 Device Objects	Write (Query)	TUN?			
🗄 🛃 Instrument Drivers	Read (Query)	TUN 0000000			
	Write	TUN 00000001			
	<			>	
			_	7	

Figura 2.5 Esempio di comunicazione della stringa di controllo tramite Matlab.

#### 2.2 Realizzazione del sensore di campo magnetico

Il segnale di ingresso viene letto tramite un sensore realizzato per misurare campi magnetici in bassa frequenza, in particolare per frequenze industriali 50 - 60 Hz.

Il campo magnetico, come detto nei paragrafi precedenti, è una grandezza vettoriale variabile nel tempo sia in ampiezza che in direzione. Nel caso del sistema realizzato per i test, l'asse del campo magnetico è unica e definita, pertanto il sensore realizzato è di tipo mono assiale.

Il sensore è stato dimensionato in modo da fornire una tensione a circuito aperto di valori nel range 0.2 mV - 20 mV misurando dei valori di induzione magnetica di  $0.1 \mu T - 100 \mu T$ .

La bobina misura quindi un valore di tensione proporzionale a  $\frac{dB}{dt}$ . Il segnale viene successivamente amplificato con un sistema di condizionamento con amplificatore operazionale, spiegato nel dettaglio nei paragrafi successivi, per poi essere dato in ingresso all' ADC del microcontrollore, Figura 2.6, che elabora opportunamente la misura per poi dare in uscita il valore di picco della tensione.



Figura 2.6 Schema rappresentante la lettura del segnale dB/dt in ingresso.

Usando l'Equazione (1.9), scelta la sezione della bobina, è stato calcolato il numero di spire necessario per garantire una corretta misura nei range di induzione magnetica definito prima.

Il supporto della bobina è stato disegnato tramite software SolidWorks per poi essere stampato in materiale PLA (acido polilattico) tramite stampante 3D e poi avvolto con 500 spire.



Figura 2.7 Sensore usato nei test.

Prima dell'utilizzo della bobina è stata effettuata la caratterizzazione della sua impedenza per studiarne la risposta in frequenza. Caratterizzazione effettuata con un impedenzimetro HIOKI IM3536 sfruttando il metodo volt-amperometrico a 4 morsetti. E' stato effettuato uno sweep in frequenza da 4 Hz a 8 MHz di 1020 campioni distribuiti secondo una scala logaritmica. Il range di tensione di alimentazione del sensore durante la caratterizzazione impostato dallo strumento è stato pari 0.66 V– 0.57 V mentre quello di corrente è stato di 42 mA – 4.7 mA.



Figura 2.8 Caratterizzazione del sensore di campo magnetico.

Dai grafici in Figura 2.9 si nota come la bobina realizzata risulta adatta allo scopo della tesi in quanto nell'intorno della frequenza di lavoro 50 Hz la caratteristica risulti lineare e senza presenza di fenomeni di risonanza. Nell'intorno dei 100 kHz si nota invece un fenomeno di risonanza dovuta alle capacità tra le spire. In Figura 2.10 viene mostrato uno zoom dell'andamento del modulo dell'impedenza nel tratto lineare nell'intorno della frequenza industriale.



Figura 2.10 A sinistra viene mostrato l'andamento del modulo dell'impedenza rispetto alla frequenza mentre a destra viene mostrato l'andamento della fase dell'impedenza rispetto alla medesima frequenza.



Figura 2.9 Andamento lineare del modulo dell'impedenza nel range di frequenza 40 - 60 Hz.

La Tabella 2.2 descrive le principali specifiche costruttive ed elettriche del sensore realizzato per il testing del sistema.

Numero spire	500	spire
diametro conduttore	0.33	mm
Resistenza specifica del rame	0.0171	$\Omega mm^2m^{-1}$
Densità del rame	8.96	$kg \ dm^{-2}$
Frequenza	50	Hz
Induttanza	15.78	Ω
Resistenza	16.45	Ω
Impedenza	15.68	mH
fase	17.57	gradi
Area della bobina	0.0020	$m^2$

Tabella 2.2 Specifiche principali del sensore utilizzato in tesi.

In Tabella 2.3 vengono mostrati i risultati dei test sulla corretta misura del sensore. Viene prodotto un certo campo magnetico e vengono confrontati i valori di tensione misurata sul sensore con i valori attesi.

Campo magnetico prodotto ( $\mu$ T)	3.2	6	8.5	34.6
Tensione misurata (mV)	1.18	2	2.3	9.63
Tensione attesa (mV)	0.98	1.84	2.6	10.66

Tabella 2.3 Tabella dove vengono mostrati i dati i test sul sensore.

#### 2.3 Algoritmo di controllo

La densità di flusso magnetico **B** in un qualsiasi punto Q nello spazio in presenza di sorgente di campo magnetico **B**so e di sistema di schermatura **B**sH può essere scritta come:

$$\vec{B} = \vec{B}_{SO} + \vec{B}_{SH} \tag{2.1}$$

L'Equazione (2.1) presuppone che il campo magnetico generato dal sistema di schermatura attiva non modifichi in alcun modo il campo magnetico prodotto dalla sorgente. Ipotesi molto affidabile in quanto i componenti del sistema elettrico si possono essere considerare a corrente fissa.

Negli studi svolti in tesi viene considerata una sola componente spaziale j-esima del campo magnetico B. Nell'algoritmo di controllo utilizzato, la componente j-esima del campo magnetico viene scritta come:

$$\underline{B}^{j} = \underline{B}_{SO}^{j} + \underline{B}_{SH}^{j}$$
(2.2)

Nel caso in cui il campo magnetico sorgente viene generato da un insieme di correnti di numero  $N_{SO}$ , il primo addendo dell'equazione (2.2), può essere riscritto in modo tale che il j-esimo componente assuma il valore:

$$\underline{B}_{SO}^{j} = \sum_{k=1}^{N_{SO}} \alpha_{i}^{j} \underline{I}_{SO,k}$$
(2.3)

dove  $\alpha_i^j$  è un coefficiente che dipende esclusivamente dalla geometria della sorgente di campo magnetico.

Nei test effettuati la sorgente di campo magnetico è una bobina di Helmholtz, il campo è prodotto quindi da una sola corrente equivalente e l'Equazione (2.3) si può ancora semplificare nel modo seguente:

$$\underline{B}_{SO}^{j} = \alpha^{j} \underline{I}_{SO} \tag{2.4}$$

Una rappresentazione analoga viene utilizzata per formulare il campo magnetico generato dalla bobina dello schermo attivo:

$$\underline{B}_{SH}^{j} = \beta^{j} \underline{I}_{SH}$$
(2.5)

Anche in questo caso il coefficiente  $\beta^{j}$ , come il coefficiente precedente, dipende dalla geometria della bobina schermante. In definitiva, la formulazione del j-esimo componente del campo magnetico nel punto Q dello spazio dovuto all'intero sistema, sorgente e schermo, viene facilmente ricavata come:

$$\underline{B}_{Q}^{\ j} = \underline{B}_{SO}^{j} + \underline{B}_{SH}^{j} = \alpha^{j} \underline{I}_{SO} + \beta^{j} \underline{I}_{SH}$$
(2.6)

#### 2.4 Ottimizzazione preliminare

Per un corretto funzionamento del sistema di schermatura bisogna effettuare una calibrazione preliminare dei coefficienti reali usati nell'Equazione 2.6, denominati  $\alpha^{j} \in \beta^{j}$ , i quali dipendono entrambi dalla geometria della relativa sorgente di campo.

Come dati di input necessari all'ottimizzazione iniziale vengono considerati:

- la struttura della sorgente, in questo caso la geometria delle Helmholtz;
- la struttura del sistema di schermatura;
- posizione esatta del sensore di campo magnetico che rappresenta il punto Q.

Gli output dell'ottimizzazione, ovvero i due coefficienti reali, in generale vengono calcolati come:

$$\alpha_{k}^{j} = \frac{\underline{B}_{j,Qi}}{\underline{I}_{SO,k}} \bigg|_{I_{SO,k}=0 \forall h \neq k, I_{SH,h}=0 \forall h}$$
(2.7)

$$\beta_{k}^{j} = \frac{\underline{B}_{j,\underline{Q}_{i}}}{\underline{I}_{SH,k}} \bigg|_{I_{SH,k}=0 \forall h \neq k, I_{SO,k}=0 \forall h}$$

$$(2.8)$$

Ricordando che in tesi è presente un'unica componente di corrente di sorgente e un unico loop attivo di schermatura le equazioni (2.7, 2.8) possono essere riscritte come segue:

$$\beta^{j} = \frac{\underline{B}_{j,Q_{i}}}{\underline{I}_{SH,k}}\Big|_{I_{SO}=0}$$
(2.9)

$$\alpha^{j} = \frac{\underline{B}_{j,Qi}}{\underline{I}_{SO}}\Big|_{I_{SH}=0}$$
(2.10)

In questo modo si definisce il coefficiente reale della sorgente  $\alpha^{j}$  come il rapporto tra la componente j-esima del campo magnetico nel punto **Q** e la corrente proveniente dalla stessa considerando nulla la componente della corrente di schermatura.

Il coefficiente reale dello schermo  $\beta^{j}$  invece, in modo analogo, viene definito come il rapporto tra la componente j-esima del campo magnetico in **Q** e la corrente che attraversa il sistema di schermatura; considerando in questa seconda fase la corrente della sorgente nulla.

Per la soluzione del sistema di schermatura, è necessario definire un ultimo coefficiente che relazioni la corrente della sorgente con la corrente di schermatura. Tale coefficiente viene indicato col simbolo  $\gamma$  e calcolato come indicato nell'equazione (2.11):

$$\underline{I}_{SH} = \gamma^{j} \underline{I}_{SO} \tag{2.11}$$

Tramite il coefficiente  $\gamma$  quindi è possibile adattare la corrente da erogare nelle bobine del sistema di schermatura alla corrente misurata sulla sorgente, in modo tale da ottenere le due componenti di

campo magnetico una certa differenza di fase e avere una notevole mitigazione del campo magnetico nel punto  $\mathbf{Q}$ .

Si deduce che la nuova corrente di schermatura sia funzione della corrente misurata sulla sorgente in ingresso:

$$I'_{SH} = f(I_{SO})$$
 (2.12)

# 2.5 Design Hardware



Il sistema di schermatura è stato implementato sul PCB (Print Circuit Board) [5] di Figura 2.10.

Figura 2.11 PCB utilizzato per il sistema di schermatura..

Sulla board è montata una scheda Arduino due equipaggiata di microcontrollore Atmel SAM3X8E.



Figura 2.12 Schema delle connessione col microcontrollore.

Il PCB viene alimentato a 15V DC. L'alimentazione fornisce presenta una componente alternata residua della rete elettrica, per eliminarla è stato inserito un filtro LC in ingresso composto dalle induttanze  $L_3$ ,  $L_4$  da 10  $\mu$ H e dal condensatore da 18 mF.



Figura 2.13 Schematico del filtro LC sull'alimentazione.

In serie al primo viene inserito un filtro per sopprimere il rumore ad altra frequenza sull'alimentazione DC. Viene usato quindi un filtro integrato induttivo Murata BNX16 e un filtro LC con l'induttanza L<sub>5</sub> da 100  $\mu$ H, il condensatore C<sub>28</sub> da 1  $\mu$ F, Figura 2.13.



Figura 2.14 Schematico del secondo filtro LC.

Si predispone un sistema di regolazione della tensione DC, Figura 2.14, per l'alimentazione dei driver dei MOSFET. Viene usato un convertitore DC – DC che regola la tensione di alimentazione da 15V a 12V. La tensione ridotta viene mantenuta costante tramite un ultimo condensatore da 10  $\mu$ F. Tale sistema viene filtrato attraverso un filtro LC composto dall' induttanza L<sub>8</sub> da 100  $\mu$ H e dal condensatore C<sub>45</sub> da 100  $\mu$ F.



Figura 2.15 Schematico del terzo filtro LC.

Il sistema per la lettura del segnale di ingresso è composto da:

- Sonda di campo magnetico;
- 2 circuiti di condizionamento separati, entrambi connessi ad un amplificatore operazionale LM358P;
- 2 ingressi ADC di Arduino.

I due circuiti di condizionamento sono stati progettati in modo tale da ricevere lo stesso segnale di ingresso ai connettori  $B_{IN_1}$  e  $B_{IN_2}$ , Figura 2.16, amplificarlo con guadagno diverso per poi essere trasmesso agli ingressi analogici A0 e A1 del microcontrollore Figure 2.17, 2.18. Successivamente tramite firmware viene effettuato un check per stabilire quale segnale considerare come ingresso per l'algoritmo di controllo del loop attivo.

Sono stati dimensionati due circuiti di condizionamento per poter amplificare il segnale di ingresso in modo adeguato e poter leggere i valori di campo descritti precedentemente. In particolare, il primo condizionamento con guadagno 60 servirà per misure di campo magnetico di valore compreso nel range 10  $\mu$ T – 100  $\mu$ T leggendo 2 mV – 20 mV, mentre il secondo, con guadagno 400, sarà adottato per le misure di campo magnetico con valore compreso nell'intervallo 10  $\mu$ T – 0.1  $\mu$ T in corrispondenza di 0.2 mV – 2 mV.



Figura 2.16 Schematico dei due circuiti di condizionamento del segnale analogico di ingresso.



Figura 2.17 In blu viene mostrata la forma d'onda della tensione letta dal sensore, mentre in arancione viene mostrata la tensione amplificata tramite il secondo circuito di condizionamento.



Figura 2.18 In blu viene mostrata la forma d'onda della tensione letta dal sensore, mentre in arancione viene mostrata la tensione amplificata tramite il primo circuito di condizionamento.

Il sistema di controllo dell'uscita del sistema, Figura 2.19, è composto da:

- Uscite PWM di Arduino connesse successivamente a degli optoisolatori;
- 2 driver per MOSFET IR2104, un driver per ogni gamba di inverter;
- Ponte ad H;
- 1 sensore di corrente ad effetto hall LEM-CAS-25 per la misura della corrente nella bobina schermante, da utilizzare come input del sistema di controllo;
- 1 filtro LC in uscita composto da 2 induttori  $L_1$  e  $L_2$  da 56  $\mu$ H e un condensatore da 30  $\mu$ F. Filtro utile per limitare il ripple della forma d'onda dell'inverter funzionante 12 kHz.



Figura 2.19 Schematico dell' H-bridge e del canale output sullo schermo.

Per la realizzazione del ponte ad H sono stati usati:

- 4 n-MOSFET IR530N;
- 4 diodi veloci;
- 4 condensatori ceramici da 100 nF ciascuno;
- Nelle vicinanze dei MOSFET viene predisposto un sensore di temperatura connesso poi all'ADC del controllore.

In Figura 2.20 viene riportato il nuovo schematico completo del sistema per loop attivi con le modifiche effettuate durante il lavoro di tesi.





Figura 2.20 Nuovo schematico completo della PCB.

Il sistema, ad ogni ciclo del firmware, acquisisce in ingresso le misure effettuate sia lato sorgente che lato schermature e attraverso gli ingressi ADC vengono mandati per poi elaborarne i valori di picco. Elaborati tali valori si gestisce la corrente sullo schermo tramite il controllo del ponte ad H connesso alle uscite PWM di Arduino. La lettura degli ingressi ADC avviene con risoluzione in 12 bit come per le uscite PWM, quest'ultime commutano ad una frequenza di 12 kHz.

In Figura 2.20 viene rappresentato il funzionamento dell'hardware con uno schema a blocchi.



Figura 2.21 Schema per la comprensione dell'unità di controllo.

# 2.6 Debug del prototipo

Parte del lavoro di tesi è stato verificare il corretto funzionamento del prototipo esistente [5] per il controllo di schermatura attiva.

Osservando l'allegato, il prototipo di riferimento presenta:

- 3 canali di ingresso separati con 3 condizionamenti dedicati, uno per ogni canale. Blocco 6 dell'allegato;
- 3 canali di uscita predisposti ma non utilizzati in quanto si è scelto sempre di compensare il campo con un solo loop attivo. Blocco 7 dell'allegato;
- un sensore costituito da una bobina di sezione pari a 5 cm<sup>2</sup> avvolta con 1000 spire;
- Firmware implementato usando un solo canale di ingresso e quindi un solo amplificatore operazionale con guadagno 100 per la lettura del segnale di ingresso  $\frac{dB}{dt}$ ;
- Piano di massa comune per tutte le aree funzionali del circuito stampato. Ovvero non si ha la separazione tra il ground del circuito di potenza e quello del circuito di controllo. In seguito vengono esposti i problemi causati da questa scelta.

Vengono descritte le modifiche apportate al circuito durante il lavoro di tesi. Per la comprensione delle modifiche si tenga presente ancora l'allegato:

- I circuiti di condizionamento, visibili nei blocchi 1 e 2, dimensionati in prima fase per funzionare in modo separato vengono adesso connessi in parallelo in modo tale da ottenere:
  - $\circ$  due amplificatori con guadagni diversi, uno con guadagno 60 e uno 400, che ricevono in ingresso lo stesso segnale proveniente dal sensore. I due amplificatori operazionali di guadagno diverso garantiscono un range di misura più ampio rispetto al precedente, in uscita dal condizionamento con guadagno 60 si ha una lettura precisa di campi magnetici con valori 10 μT – 100 μT mentre dall'uscita del secondo condizionamento risulta precisa la misura per campi di valori nel range 0.1 μT – 10 μT;
  - tramite un check nel firmware si determina il valore di picco corretto da tenere in considerazione per la soluzione dell'algoritmo di controllo in funzione dell'intensità dell'induzione misurata dal sensore in ingresso;
  - è stata inserita una resistenza di retroazione all'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale utile al corretto funzionamento dello stesso.
- Nel blocco 3 è stata apportata una modifica nelle connessioni tra Arduino e i driver dei MOSFET:
  - nel primo prototipo, l'uscita PWM per i driver, è connessa ai pin 2 e 3 di Arduino; per rendere più semplice la codifica del firmware e poter usare librerie PWM open source si è optato per controllare i driver dei MOSFET attraverso i pin 6 e 7 che sono proprio i pin PWM del controllore.

La complicazione principale riscontrata nel primo prototipo è rappresentata dalla precedente scelta di non realizzare i piani di massa della scheda separati, ovvero progettarne un unico piano sia per il circuito potenza che per la parte elettronica.

A causa del piano di massa comune sono emersi diversi problemi durante le prove:

- riferimento di tensione flottante della tensione di gate dei MOSFET;
- possibili problemi di compatibilità elettromagnetica tra cui una scarsa propensione alla reiezione delle correnti di modo comune che ricircolano nel piano di massa.

La corrente di modo comune, anche se di valore relativamente trascurabile, può produrre un campo magnetico irradiato che interferisce col funzionamento del circuito stampato. Per limitare il più possibile il modo comune sono stati connessi ai due canali di uscita del segnale, visibile nell'allegato nel blocco 4, due Common Mode Choke (CMC). Il CMC non è altro che un anello di ferrite applicato come filtro per il rumore ad alta frequenza, causato dalle commutazioni dei MOSFET a 12 kHz, sulle linee consentendo il passaggio del segnale di fondamentale. Tale rumore se non filtrato può causare appunto problemi di interferenza nell'elettronica e nei circuiti elettrici del circuito stampato. Il funzionamento dei CMC è molto semplice, la corrente attraversa le linee nella stessa direzione, questo fa sì che il flusso magnetico sull'induttanza si sommi per creare un campo opposto che blocchi il rumore come mostrato in Figura 2.21.



Figura 2.22 Connessione della linea su ogni bobina [15].

Nella Figura 2.22, si può notare la differenza tra la forma d'onda della corrente erogata dalle bobine di schermatura in presenza e in assenza del CMC e del Condensatore di filtro.



Figura 2.23 Sopra: forma d'onda della corrente di schermatura con Choke e Condensatore di filtro. Sotto: forma d'onda senza Choke e senza Condensatore.

Un altro problema riscontrato durante il debug è stato la scelta legata all'alimentazione di Arduino nel suo funzionamento stand-alone. Osservando ancora l'allegato, nel blocco 5, si può vedere come Arduino viene alimentato tramite 15 V in uscita dal filtro induttivo della Murata.

L'alimentazione in funzionamento stand-alone è stata ridotta a 12 V in quanto il controllore se alimentato a tensione più elevate potrebbe danneggiarsi, come suggerito da datasheet, e rendere inefficace il sistema di schermatura attiva una volta installato.

### 2.7 Implementazione Firmware

Il firmware è stato scritto in linguaggio C++, e compilato tramite software IDE di Arduino.

Arduino due permette diverse risoluzioni di lettura e scrittura dei dati analogici, predefinita in generale a 8 bit. In tesi però si è optato per una risoluzione ADC e PWM a 12 bit. La risoluzione viene modificata nel codice facendo uso delle funzioni *analogReadResolution(12)* e *analogWriteResolution(12)*, in questo modo è possibile leggere e scrivere valori compresi tra 0 e 4095 e sfruttare al completo la risoluzione del DAC ed ottenere misure più accurate.

Per una maggiore comprensione dei pin usati di Arduino Due si fa riferimento alla Tabella 2.3.

A0	CH_CURRENT_SOURCE	analog channel of source current , in ingresso avrò il valore di B_1 amplificato con gain 60
A1	CH_CURRENT_SOURCE_2	analog channel of source current , in ingresso avrò il valore di B_1 amplificato con gain 400
A3	CH_CURRENT_SHIELD	analog channel of shield current loop1, in ingresso avrò valore di I_SH1 dal sensore di corrente
A8	NONAME	pin collegato al sensore di temperatura
A9	CH_CURRENT_SHIELD_LOOP2	analog channel of shield current loop2, in ingresso avrò valore di I_SH2
A10	CH_CURRENT_SHIELD_LOOP3	analog channel of shield current loop3, in ingresso avrò valore di I_SH3
5	PWM_PORT_LOOP2	le uscite PWM sono connesse a degli optoisolatori che mandano il segnale al driver dei MOSFET(gate del MOSFET della gamba 1 dell'HB2) lo uscite PWM sono connesso a degli optoisolatori che mandano il segnale al driver dei
6	PWM_PORT_LOOP1	MOSFET(gate del MOSFET della gamba 1 dell'HB1)
7	PWM_PORT2_LOOP1	le uscite PWM sono connesse a degli optoisolatori che mandano il segnale al driver dei MOSFET(gate del MOSFET della gamba 2 dell'HB1)
8	PWM_PORT2_LOOP2	MOSFET(gate del MOSFET della gamba 2 dell'HB2)
9	PWM_PORT_LOOP3	le uscite PWM sono connesse a degli optoisolatori che mandano il segnale al driver dei MOSFET(gate del MOSFET della gamba 1 dell'HB3) la uscita PWM sono connesse a degli ontoisolatori che mandano il segnale al driver dei
11	PWM_PORT2_LOOP3	MOSFET(gate del MOSFET della gamba 2 dell'HB3)
12	ENABLE_DRIVER_BRIDGE_LOOP1	pin che abilita l' HB1
15	ENABLE_DRIVER_BRIDGE_LOOP2	pin che abilita l' HB2
19	ENABLE_DRIVER_BRIDGE_LOOP3	pin che abilita l' HB3

Tabella 2.4 Vengono definiti i pin e i rispettivi nomi usati nel firmware e il loro utilizzo in tesi.

Il codice realizzato può essere diviso principalmente in quattro parti:

- 1. *Measure* (): in questa fase vengono acquisiti i valori di ingresso:
  - del segnale in ingresso dal sensore di campo magnetico  $\frac{dB}{dt}$ ,
  - dell'informazione di  $I_{Sh}$  generata dallo schermo;
  - istante di acquisizione del segnale di ingresso lato sorgente;
  - istante di acquisizione del segnale di ingresso lato schermo;

In Figura 2.23 viene rappresentata un estratto di codice dove si effettua la misura dei campioni riguardanti la tensione sul sensore di campo magnetico e la corrente che attraversa la bobina di schermatura.

```
//lettura dei 4200 campioni
while(i < samples) {
    //acquisizione valori S0 e SH
    time_temp_so=micros();
    value_temp_sh = analogRead (CH_CURRENT_SOURCE);
    time_temp_sh=micros();
    value_temp_sh = analogRead(CH_CURRENT_SHIELD);
    // salvataggio di tutti i valori misurati all'interno di opportuni vettori
    adcSource[i] = value_temp_so;//-Offset_So;
    adcShield[i] = value_temp_sh;//-Offset_Sh;
    timeSh[i]=time_temp_so;
    if(i==0) time_first_sample=micros();
    if(i==samples - 1) time_last_sample=micros();
    i++;
</pre>
```



- 2. Compute (): all'interno di questa funzione vengono chiamate altre due funzioni:
  - *maxdetectSo* (): funzione che calcola il valore di picco, frequenza e periodo della forma d'onda della sorgente;
  - *maxdetectSh* (): funzione che calcola il valore di picco, frequenza e periodo della forma d'onda dello schermo;

Il valore di picco delle forme d'onda viene calcolato in modo analogo sia sulla sorgente che schermo. Il valore utilizzato dall'algoritmo si ottiene dopo avere misurato 12 picchi consecutivi del segnale e dopo averne fatto la media, in modo tale da avere il valore più affidabile possibile. Periodo e frequenza dei segnali di sorgente e schermo vengono valutati sulla base dei passaggi per lo zero.

Nelle Figure 2.24, 2.25 viene mostrato una parte di codice dove si effettua il calcolo del valore di picco della forma d'onda e come ne vengono calcolati periodo e frequenza.

```
for (int i=2; i < samples; i++) {
    current_shield = adcShield[i] - offset_measure_I;
    if(current_shield > 0) { //if current > 0...
    counter_minus_0_sh = 0; //counter of samples with I<0 goes back to 0
    from_plus_to_minus_sh = true; //enable detection of switch from I>0 to I<0
    //detection of peak value of the sinusoid, and its exact time(the time is the num of interrupt occurred by the start of the second.
    if(current_shield > current_shield_max[index_sh_peak_max]) {
    current_shield_max[index_sh_peak_max] = timeSh[i];
    }
}
```



```
else if (from plus to minus sh) { //if I<0 and detecton from I>0 to I<0 in enabled
 counter_minus_0_sh ++;
  if (counter_minus_0_sh > 7) {
     time_current_shield_min[index_sh_peak_max] = timeSh[i];
     period_shield = time_current_shield_min[index_sh_peak_max] - time_current_shield_min[index_sh_peak_max-1];
     freq_sh = 1000000.0 / period_shield;
     if (current shield max[index sh peak max]>0) {
        current_shield_max_sum += current_shield_max[index_sh_peak_max];
       cont Ish++;
     }
     if(period_shield < 1000000){</pre>
     time_current_shield_sum += period_shield ;
     cont Tsh++ :
     ł
         current_shield_max_average = current_shield_max_sum / (cont_Ish);
         period_shield_average = time_current_shield_sum / (cont_Tsh);
         freq_sh_average = 1000000.0 / period_shield_average;
    index sh peak max++; //so, increment the counter of releved sinusoids.
    if(index_sh_peak_max == INDEX_PEAK_MAX){
     Serial.print("Corrente sul loop attivo: A "); Serial.println(current shield max average*A per bit factor);
     Serial.print("Frequenza del segnale schermante: Hz ");Serial.println(freq_sh_average);
     Serial.print("Periodo del segnale schermante: us ");Serial.println(period_shield_average);
```

Figura 2.26 Estratto del codice dove si effettua il maxdetectSh(), si mostra come viene calcolato il valore max e la frequenza del segnale SH. In modo analogo viene programmata la funzione maxdetectSo().

3. *Analysis* (): in questa funzione vengono calcolati i fasori del campo magnetico misurato in ingresso e quello della corrente presente nel loop attivo. Successivamente, come riportato in Figura 2.28, viene calcolato il fasore della corrente rappresentante la sorgente e infine la nuova corrente da iniettare nello schermo.

Calcolati i vari fasori descritti prima, vengono elaborati e restituiti in uscita dalla funzione i nuovi valori *amp\_isr*, *phi* e *pwm\_step* per poi usarli nella funzione **pwmrefreshIsr()**.

Il calcolo dei fasori viene implementato sul firmware in modo tali che:

• noti i coefficienti complessi  $\alpha$  e  $\beta$  ed elaborati già i valori di picco del campo magnetico della sorgente e quello della corrente di schermatura, secondo l'Equazione 2.6 viene effettuata l'analisi dei fasori considerandoli in notazione complessa e quindi il codice viene implementato per risolvere le equazioni 2.13, 2.14 e 2.15:

$$\underline{I}_{SO} = \frac{\operatorname{Re}(B_M) + j\operatorname{Im}(B_M) + (\operatorname{Re}(\beta) + \operatorname{Im}(\beta))(\operatorname{Re}(I_{SH}) + \operatorname{Im}(I_{SH}))}{\operatorname{Re}(\alpha) + \operatorname{Im}(\alpha)}$$
(2.13)

$$\underline{I}_{SO} = \operatorname{Re}(\underline{I}_{SO}) + j \operatorname{Im}(\underline{I}_{SO})$$
(2.14)

$$\underline{I}_{SH} = \operatorname{Re}(\underline{I}_{SH}) + \operatorname{Im}(\underline{I}_{SH}) = (\operatorname{Re}(\gamma) + \operatorname{Im}(\gamma))(\operatorname{Re}(\underline{I}_{SO}) + j\operatorname{Im}(\underline{I}_{SO}))$$
(2.15)

• calcolate le componenti della corrente di schermatura i valori vengono convertiti in valore di picco e valore della fase da aggiornare nel controllo per la nuova PWM.

```
//considero il fasore del campo misurato come il fasore di riferimento
 module_Bmeasured = current_source_max_average*uT_per_bit_factor; //risulato in microtesla
  //considero il fasore della corrente di schermatura con modulo Ish e come fase considero lo sfasamento tra sorgente e schermo
  module Ish = current shield max average*A per bit factor; //risultato in ampere
  deltatheta Sh to So = delta tempo average*360/period source; // mi restituisce la fase in radianti
  real Bm = module Bmeasured;
  real_Ish = module_Ish*cos(deltatheta_Sh_to_So);
  imag Ish = module Ish*sin(deltatheta Sh to So);
  //calcolo della parte reale e complessa della corrente che scorre nella sorgente, da questa poi vado a calcolare la nuova corrente di schermatura...
  real Iso = (module Bmeasured*real alpha + real Ish*(real alpha*real beta + imag alpha*imag beta) + imag Ish*(real alpha*imag beta + imag alpha*real beta))/
             /(real alpha*real alpha + imag alpha*imag alpha);
  imag_Iso = -(imag_alpha*module_Bmeasured + real_Ish*(real_alpha*imag_beta - imag_alpha*real_beta) + imag_Ish*(real_alpha*real_beta + imag_alpha*imag_beta))/
             /(real alpha*real alpha + imag alpha*imag alpha);
 //calcolo il valore della componente reale e complessa della nuova corrente di schermatura
 real Ish new = real gamma*real Ish - imag gamma*imag Ish;
  imag_Ish_new = imag_gamma*real_Iso + real_gamma*imag_Iso;
  //modulo e fase del nuovo fasore da dare allo schermo corretto del fattore gamma
 module_Ish_new = sqrt(real_Ish_new*real_Ish_new + imag_Ish_new*imag_Ish_new);
 deltatheta Sh new = atan2 (imag Ish new, real Ish new); //da il risultato in radianti
  amp_isr_new = module_Ish_new/A_per_ampisr;
//come aggiornare la fase
freq_new_pwm = freq_so_average;
new_phase = (deltatheta_Sh_new - deltatheta_Sh_to_So)*1000000/(360*FREQ);
phi = new phase;
pwm step new = 360.0 * freq new pwm / 1000000;
pwm_step = pwm_step_new;
```

Figura 2.27 Estratto del codice della funzione analysis().

4. *pwmrefreshIsr* (): in questa funzione viene calcolato il nuovo Duty cicle con cui produrre la PWM da dare ai driver di controllo dei MOSFET per ottenere la corretta corrente sul loop attivo di schermatura.

La funzione viene richiamata ogni 200 ms, questo significa che la scheda impiega 10 periodi per aggiornare la forma d'onda PWM per il controllo della corrente sul sistema di schermatura.

In Figura 2.27 viene mostrato come viene implementata la funzione pwmrefreshIsr ().

```
void pwmrefreshIsr() {
    //2 PWM SIGNALS
    value_pwm = (long int)(amp_isr * (float)isin_int(((micros() + phi)*pwm_step)));
    if (value_pwm>0) {
        if (status_pwm2) {pwm_write_duty( PWM_PORT2, 0);status_pwm2=false;status_pwm=true;}
        pwm_write_duty( PWM_PORT, value_pwm);
        }
    else {
        value_pwm = abs(value_pwm);
        if (status_pwm) {pwm_write_duty( PWM_PORT, 0);status_pwm=false;status_pwm2=true;}
        pwm_write_duty( PWM_PORT2, value_pwm);
        if (status_pwm) {pwm_write_duty( PWM_PORT, 0);status_pwm=false;status_pwm2=true;}
        pwm_write_duty( PWM_PORT2, value_pwm);
        }
    }
}
```

Figura 2.28 Si mostra come viene controllata la forma d'onda PWM da mandare ai drivers dei MOSFET.

In questa funzione viene quindi calcolato il nuovo Duty cicle come:

value\_pwm = (long int)(amp\_isr \* (float)isin\_int(((micros() + phi) \* pwm\_step)));

In rosso vengono segnati i valori, rispettivamente, del *value\_pwm* ovvero il Duty cicle, ampiezza della forma d'onda *amp\_isr* normalizzata al valore della tensione di alimentazione del ponte ad H, la fase *phi* è espressa in microsecondi che rappresenta la differenza di fase tra forma d'onda ingresso e quella di uscita utile a imporre la condizione di differenza di fase opportuna tra i due segnali e da *pwm\_step* dipende la frequenza della forma d'onda in uscita.

Nel dettaglio:

• *pwm\_step* rappresenta il valore in microsecondi della frequenza della forma d'onda in uscita, viene settato inizialmente con per la frequenza industriale 50 Hz, quindi risulta:

$$pwm\_step = \frac{360*FREQ}{1000000}$$
(2.16)

Il valore *pwm\_step* viene aggiornato ogni ciclo col nuovo valore della frequenza misurata sul segnale proveniente dalla sorgente di campo magnetico in modo tale da sincronizzare i due segnali.

• *phi* rappresenta il valore in microsecondi da fornire alla pwm per imporre una determinata fase al campo magnetico prodotto dal loop attivo rispetto a quello prodotto dalla sorgente.

Per ogni ciclo viene calcolato il valore del periodo del segnale di ingresso e la differenza di fase tra la forma d'onda del campo magnetico in ingresso e quella della corrente sull'anello attivo.

Nell'estratto in Figura 2.28, si rappresenta un caso specifico in cui il segnale viene prima messo in fase con quello sorgente, a seconda del check sulla differenza di fase tra schermo e sorgente, e poi

posto in controfase sommando mezzo periodo della sorgente. In questo modo viene calcolato *phi\_new* per aggiornare la PWM in uscita.

Figura 2.29 Estratto dal codice per il calcolo della fase per aggiornare la PWM in uscita.

• *amp\_isr* è il valore da cui dipende l'ampiezza della corrente schermante. Risulta:

$$amp\_isr = \frac{I_{SH}Z_{SH}}{V_{DC}}$$
(2.17)

Dove  $V_{DC}$  è la tensione di alimentazione del ponte ad H, mentre  $Z_{SH}$  è di 2.58  $\Omega$ , ovvero l'impedenza di una bobina di Helmholtz usata nei test. Il valore di *amp\_isr* viene aggiornato ogni ciclo dopo aver elaborato, tramite firmware, il valore di picco della nuova corrente utile a produrre il campo magnetico schermante.

In conclusione, come si vede in Figura 2.27, il valore *pwm\_value* viene dato come ingresso nella funzione *pwm\_write\_duty()* che viene gestita dalla libreria open source **pwm01.h**.

Lo schema a blocchi in Figura 2.29 descrive il funzionamento dell'algoritmo di controllo implementato in nella tesi per la realizzazione del loop attivo.



Nello schema in Figura 2.30 viene rappresentato il funzionamento del firmware con le varie routine e relative funzioni svolte.



Figura 2.31 Schema a blocchi dove si rappresentano e si spiegano varie funzioni del codice.

In questa versione del firmware il calcolo dei fasori delle varie grandezze elettriche in gioco viene svolto alla frequenza fondamentale, quindi non vengono considerati i vari contributi armonici che possono essere presenti sulla forma d'onda della sorgente. Considerazione giustificato dal fatto che le sorgenti di campi magnetici alla frequenza industriale come linee trifase o stazioni elettriche, per norma, devono lavorare in condizione di contributo armonico limitato e in alcuni casi anche nullo.

### 3. Test

Per i test svolti in tesi si è usato un sistema costituito da:

- due bobine di Helmholtz. Ognuna delle bobine è costituita da 40 spire in filo di rame smaltato e presenta una impedenza di 2.58  $\Omega$ . Le due bobine sono di forma quadrata di lato L = 0.4 m e sono distanziate tra loro d = 0.25 m.
- osservando la Figura 3.1, la bobina inferiore rappresenta la sorgente di campo;
- la bobina inferiore costituisce l'anello attivo di schermatura.
- Il sensore di campo magnetico viene posto in corrispondenza di uno degli angoli delle bobine di Helmholtz a 28 cm sopra la bobina sorgente e a 5 cm dal lato delle bobine.



Figura 3.1 Strumentazione usata per i test in laboratorio.

A seguire alcune immagini riguardanti i vari test in laboratorio.

Nelle Figure 3.2 e 3.3 si mostra un test per provare la routine per la realizzazione della PWM in controfase e alla stessa frequenza del segnale letto in ingresso.



Figura 3.2 In azzurro la forma d'onda del segnale in ingresso mentre i viola si rappresenta la lettura della PWM sull'anello di schermatura.



Figura 3.3 Si mostra una lettura del segnale in cui si testa va funzione pwmrefreshisr().

In Figura 3.4 si mostra come è stato svolto un test in cui: leggendo il campo magnetico col sensore realizzato in tesi e confrontandolo con la misura del campo magnetico col NARDA ELT 400, visibile in foto, di un campo prodotto all'interno delle due bobine di Helmholtz si realizza una PWM sincronizzata in frequenza e in controfase rispetto alla sorgente.



Figura 3.4 Prime prove sull'acquisizione del segnale e riproduzione dello stesso isofrequenziale e in controfase.

# 4. Conclusioni

In conclusione, per la fase di testing del sistema di schermatura attiva è stato realizzato un sensore di campo magnetico in grado di misurare campi magnetici, prodotti alla frequenza industriale, nel range  $0.1 \ \mu\text{T} - 100 \ \mu\text{T}$  fornendo tensioni sul range  $0.2 \ m\text{W} - 20 \ m\text{W}$ . Ne è stata studiata la risposta in frequenza attraverso caratterizzazione della sua impedenza e test sulla funzionalità delle misure di campo. Su scheda sono stati realizzati due circuiti di condizionamento con i quali amplificare il segnale proveniente dal sensore per poi trasmetterlo agli ingressi analogici di Arduino due. Tramite firmware viene scelto il riferimento migliore da usare per l'algoritmo di controllo.

E' stato messo a punto un metodo di comunicazione con il sistema chiamato Magtest della Schwarzbeck tramite il tool Automation & Measurment di Matlab. Nel dettaglio si è studiata la comunicazione per il controllo delle capacità della rete di compensazione.

Il lavoro principale in tesi si è concentrato sul debug di un prototipo già esistente di sistema di alimentazione di schermature attive. Sulla scheda del prototipo, oltre alle modifiche sul condizionamento del segnale analogico in ingresso, sono state apportate modifiche al firmware al fine di poter usufruire di librerie open source e modifiche hardware per evitare il danneggiamento della scheda di controllo.

Il problema principale riscontrato durante i test è stato la scelta precedente di avere un piano di massa comune tra il circuito di potenza e quello di segnale. Questo ha causato problemi di compatibilità tra cui una scarsa propensione alla reiezione delle correnti di modo comune, per tale motivo sono stati utilizzati degli anelli di ferriti come CMC per filtrare i possibili rumori ad alta frequenza dovuti alla commutazione dei mosfet.

In un possibile prototipo futuro si può pensare di realizzare un nuovo PCB con i piani di massa separati che permettano anche di risolvere il problema di stabilità della tensione dei gate dei mosfet.

### 5. Bibliografia

[1] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic and electromagnetic \_fields (up to 300 GHz)," Health Phys, vol. 74, no. 4, pp. 494 – 522, 1998.

[2] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic \_elds (1 Hz to 100 kHz)," Health Phys, vol. 99, no. 6, pp. 818 – 836, 2010.

[3] "C95.6 - standard for safety levels with respect to human exposure to electromagnetic fields, 0 - 3 khz."

[4] R. Italiana, "Legge quadro sulla protezione dalle esposizioni a campi elettrici, magnetici ed elettromagnetici," 2001.

[5] M.Manca, Active schield for low-frequency magnetic fields, PhD Thesis, Politecnico di Torino.

[6] "Measuring around 50 Hz", Luca Felletti, in http://www.vlf.it/.

[7] A. Canova and L. Giaccone, "A novel technology for magnetic-field mitigation: High magnetic coupling passive loop," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 3, pp. 1625 – 1633, 2011.

[8] A. Canova, D. Bavastro, F. Freschi, L. Giaccone, and M. Repetto, "Magnetic shielding solutions for the junction zone of high voltage underground power lines," Electric Power Systems Research, vol. 89, pp. 109 – 115, 2012.

[9] A. Canova, F. Freschi, L. Giaccone, A. Guerrisi, and M. Repetto, "Magnetic field mitigation of power lines by means of passive loop: technical optimization," COMPEL, vol. 31, no. 3, pp. 870 – 880, 2012.

[10] D. Bavastro, A. Canova, L. Giaccone, and M. Manca, "Numerical and experimental development of multilayer magnetic shields," Electric Power System Research, vol. 116, pp. 374 – 380, 2014.

[11] A. Canova, F. Freschi, M. Repetto, and M. Tartaglia, "Description of power lines by equivalent source system," COMPEL, vol. 24, pp. 893 – 905, 2005.

[12] D. Bavastro, A. Canova, L. Giaccone, and M. Manca, "An integral model for the computation of the magnetic field emission of mv/lv oil transformer," in 19th Conference of the Computation of Electromagnetics Fields (COMPUMAG 2013), Budapest, Hungary, 30 June - 4 July 2013.

[13] D. Bavastro, A. Canova, L. Giaccone, and M. Manca, "Integral and analytical models for evaluating the distance of compliance," Int. J. Numer. Model., vol. 27, pp. 590 – 599, May 2014.

[14] A. Canova, L. Giaccone, and V. Cirimele, "Active and passive shield for aerial power lines," in 25th International Conference on Electricity Distribution, Madrid 3-6 June 2019.

- [15] Hare Chris, A guide to understanding Common Mode Choke.
- [16] Schwarzbeck Mess-Elektronic, Guide to Compensation Network NFCN 9734.

Allegato

