

POLITECNICO DI MILANO

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



TORSIOMETRO ROTATIVO A TELEMETRIA DIGITALE BASATO SU ESTENSIMETRI

Relatore: **Prof. Ivan RECH**

Tesi di Laurea Magistrale di:

Davide SARZILLA Matr. 852203

Anno Accademico 2018/19

Un ringraziamento alla mia famiglia e agli amici che mi hanno sostenuto e dato preziosi consigli in questi anni.

Si ringrazia anche il prof. Ivan RECH per avermi affidato questo lavoro di tesi e il dottorando Ivan LABANCA per la disponibilità concessa, oltre a tutti gli studenti e dottorandi del laboratorio.

Indice generale

Indice generale.....	1
Elenco delle figure.....	4
Elenco delle tabelle.....	12
Sommario.....	13
Summary.....	15
1 Introduzione ai sensori basati su estensimetri per misurare la deformazione di parti meccaniche in movimento	17
1.1 L'estensimetro	17
1.1.1 Tipologie di estensimetri	18
1.1.2 Principio di funzionamento degli estensimetri elettrici a resistenza	21
1.2 Sensori basati sugli estensimetri per misurare una coppia di forze: i “torsimetri”	27
1.2.1 Tipologie di torsimetri	29
1.2.1.1 Sensori di coppia di reazione e loro applicazione	32
1.2.1.2 Sensori di coppia ad albero rotante e loro applicazione	33
1.2.2 Modalità di trasmissione fra trasmettitore e ricevitore in un	35

torsiometro	
1.2.2.1	Torsimetri rotativi con trasmissione del segnale mediante contatto elettrico realizzato con spazzole o anelli a scorrimento (slip-ring) 36
1.2.2.2	Torsimetri rotativi con trasmissione del segnale senza contatto 37
2	Circuito estensimetrico e catena di acquisizione 42
2.1	Introduzione al progetto: struttura, blocchi di cui è composto e loro collocazione 42
2.2	Circuito estensimetrico 47
2.2.1	Principio di funzionamento 47
2.2.2	Tipologia di estensimetro e misure meccaniche effettuate 51
2.3	Stadio di amplificazione e filtraggio 54
2.3.1	Introduzione 54
2.3.2	Introduzione ai singoli blocchi dello stadio 58
2.3.3	INA AD8221 e circuito estensimetrico: offset, noise e scelte di progettazione 61
2.3.3.1	Offset introdotto dal circuito estensimetrico e dall'INA 63
2.3.3.2	Noise introdotto dal circuito estensimetrico e dal primo stadi 66
2.3.4	Filtro passa alto del I ordine con OPA145:offset e noise 70
2.3.5	Filtro attivo passa basso del II ordine a retroazione multipla con OPA145 71
2.3.6	Analisi dei risultati ottenuti e confronto con quelli ricavati con le simulazioni 76
2.4	ADC e interfacciamento con il microcontrollore mediante SPI 76
2.4.1	Risoluzione e SNR reale dell'ADC 79
2.4.2	Interfacciamento SPI tra ADC e microcontrollore 80
2.5	NFC Sensor Transponder RF430FRL152H 86
2.5.1	Comunicazione NFC fra Transponder e Transceiver 89
2.5.2	Alcuni esempi di codice di programmazione per il RF430FRL152H 92

3	Circuito per la trasmissione di energia senza fili	98
3.1	Trasmettitore basato sul controller BQ500212A	100
3.1.1	Configurazione del chip BQ500212A	102
3.1.2	Modalità di comunicazione tra Tx e Rx per l'invio di potenza senza fili	104
3.1.3	Design dell'antenna su pcb per il circuito di trasmissione	110
3.1.4	Full-bridge coil drive	112
3.1.5	Gestione dell'alimentazione	115
3.2	Ricevitore basato sul controller BQ51013B	117
3.2.1	Configurazione del chip BQ51013B	119
3.2.2	Comunicazione tra BQ51013B e BQ500212A per l'invio di potenza in modalità wireless	120
3.2.3	Modulazione capacità e tecnica di backscattering	121
3.2.4	Design dell'antenna su pcb per il circuito di ricezione	123
4	Misure sperimentale	126
4.1	Misura segnale di uscita dello stadio di amplificazione e filtraggio	126
4.2	Verifica funzionamento del sistema di trasmissione di potenza wireless	130
4.2.1	Test del trasmettitore e ricevitore durante un trasferimento di potenza wireless	131
	Conclusioni	136
	Bibliografia	137

Elenco delle figure

1.1	Estensimetro elettrico a resistenza realizzato mediante litografia su strato metallico.	21
1.2	Parti di cui è composto un estensimetro elettrico a resistenza su strato metallico.	21
1.3	Sezione trasversale di un estensimetro elettrico a resistenza incollato all'oggetto da testare.	21
1.4	Struttura del filo metallico (o film metallico) di un estensimetro elettrico a resistenza.	22
1.5	Due forze F agenti sugli strain gauges modificano solo la resistenza di quello a sinistra.	22
1.6	Da sinistra verso destra: estensimetro monoassiale, biassiale, triassiale	24
1.7	Biassiali e triassiali non sovrapposti	24
1.8	Alcune tipologie di estensimetri biassiali e triassiali a seconda della disposizione del film metallico.	24
1.9	Figura 1.9 Parallelepipedo di lunghezza L , altezza H , larghezza W di sezione $S = W \cdot H$ soggetto a due forze F di verso opposto.	25
1.10	Rappresentazione del momento M prodotto dalla forza F con braccio $r \cdot \sin\theta$	28

Elenco delle figure

1.11	Distribuzione della deformazione all'interno di un pignone su cui agisce una coppia di forze.	28
1.12	Strain gauges (estensimetri) posizionati ai due lati opposti del pignone in rotazione, quando agisce una coppia di forze, per misurarne la deformazione.	29
1.13	Le frecce arancioni e blu rappresentano le forze agenti in quel punto quando viene applicata una coppia di forze all'albero motore.	29
1.14	Posizionamento dei quattro strain gauge per misurare con il maggior guadagno possibile le forze agenti in uno specifico punto.	30
1.15	Schema elettrico con quattro strain gauges connessi a ponte di Wheatstone. Si noti come gli estensimetri R1 e R3 subiscano una compressione lungo l'asse ortogonale, andando quindi ad incrementare la resistenza; mentre R2 e R4 sono soggetti ad una dilatazione che ne andrà a ridurre la resistenza nominale.	30
1.16	Sensori di coppia di reazione: nell'immagine a sinistra abbiamo il sensore, fissato mediante flange alla parete e al motore, per misurare la torsione dell'asse, mentre nell'immagine di destra il sensore è fissato sia alla parete che al freno per misurare la torsione subita da quest'ultimo [Interface Inc., 2014]. Come già citato in questi tipi di torsimetri avremo solo una breve rotazione dell'asse.	33
1.17	Sensore di coppia ad albero rotante. In questa tipologia di torsimetri il sensore (di colore blu) è connesso mediante flange agli alberi rotativi	34
1.18	Nell'immagine a sinistra il dispositivo in nero è il sensore vero e proprio che contiene gli strain gauges saldati sull'asse in grigio . Le flange (i due dischi) permettono di fissare l'asse alle parti in rotazione (come mostrato nell'immagine di destra). Questo è un torsimetro rotativo "a flangia" .	34
1.19	Torsimetro rotativo "ad albero". [Maftec.srl]	34
1.20	In alto: un torsimetro rotativo a flangia. In basso: sezione trasversale dello stesso.	36

Elenco delle figure

1.21	Schema circuitale che mostra la connessione fisica tra il circuito estensimetrico sulla parte mobile e il dispositivo ricezione dei dati (in rosso) presente sulla parte stabile.	36
1.22	Semplice schema circuitale del torsionmetro con trasformatore tra asse mobile e alloggiamento stabile.	38
1.23	Vista interna del sensore con trasformatore rotativo.	38
1.24	si nota che sulle pcb (in verde) sono presenti delle antenne circolari costituite da piste in rame.	40
2.1	A sinistra il sistema corona-pignone. A destra il solo pignone.	43
2.2	Schema a blocchi dell'intera circuiteria del torsionmetro rotativo a telemetria realizzato in questo progetto di tesi.	45
2.3	In alto a sinistra una rappresentazione grafica in 3D del pignone con i quattro strain gauges saldati (per avere un'idea più precisa della loro posizione e orientamento guardare la fig. 2.7). In alto a destra si vede il circuito elettronico del ricevitore con la propria antenna posta direttamente sulla PCB. Il ricevitore è situato circa 2-3mm sopra il pignone mediante rondelle in plastica e fissato con due viti tramite i fori bianchi. In basso viene mostrato anche il circuito trasmettitore che non si trova sul pignone ma su un alloggiamento fisso posto lì vicino e comunica con il ricevitore sottostante mediante un'antenna, sempre stampata in PCB.	45
2.4	Rappresentazione grafica in 2D che mostra i diversi blocchi di cui è composto il sistema di ricezione posto sul pignone e la loro collocazione.	46
2.5	Deformazioni misurate sul pignone quando agisce una coppia di forze da 1Nm. Test effettuato con il software ANSYS.	47
2.6	Vengono indicati i valori misurati lungo la circonferenza immaginaria di raggio 20mm dal centro del pignone. Test effettuato con il software ANSYS.	47

Elenco delle figure

- 2.7 Disegno del pignone realizzato con un software CAD. 48
- La parte grigia in tinta unita rappresenta la massima superficie che può essere dedicata al circuito elettronico.
- Si notino la disposizione dei quattro strain gauges sul pignone.
- 2.8 Schematico del ponte di wheatstone con cui sono connessi i quattro strain. 48
- Si noti che è diverso da quello descritto nel capitolo 1. Da ora in poi si prenda questo come riferimento.
- 2.9 La rappresentazione grafica del pignone in rotazione mostra come il 50
- punto di massima deformazione, così come tutti i punti in cui è stata misurata, rimane fisso nello spazio.
- 2.10 Deformazione (strain) misurata da un estensimetro durante una 50
- rotazione di 360° compiuta dal pignone.
- 2.11 Pattern dei quattro strain gauges utilizzati. 51
- 2.12 Il grafico mostra il rapporto tra la deformazione subita dal materiale e la 52
- sua variazione di resistenza. Si noti come la costante ha un G piuttosto alto e circa costante per ampi range di strain. Per il suddetto materiale si ha G tra 2,1 (leggera deformazione) a 1,9 (forte deformazione).
- 2.13 La prima immagine mostra la deformazione misurata dalla coppia di 53
- estensimetri 1 e 4 durante la rotazione del pignone, mentre sotto si raffigura la deformazione letta dagli estensimetri 2 e 3 posizionati sul lato opposto. La linea nera mostra un preciso istante temporale in cui si osservano i valori delle due coppie.
- 2.14 **In alto:** rappresentazione grafica del sistema di rapporti tra ruota e 55
- pignone con indicazioni sulle velocità angolari e tangenziali di ciascun componente. **In basso:** figurazione del pignone
- 2.15 **In alto:** risposta in frequenza del gain in uscita allo stadio di 56
- amplificazione con indicazione della banda del segnale V_o i cui limiti corrispondono alla minima e alla massima velocità di rotazione del pignone in cui si rilevano le misurazioni. Sia l'asse delle ascisse che delle ordinate sono lineari. **In basso:** stesso diagramma di bode rappresentato sopra ma con l'asse delle ascisse in dB. Entrambi i grafici sono stati

Elenco delle figure

	ottenuti mediante simulazione utilizzando il software Orcad Capture CIS della Cadence Design System Inc.	
2.16	Sopra: schema a blocchi di una parte del circuito presente sul ricevitore mobile che mostra la composizione dello stadio di amplificazione e il suo interfacciamento con il resto del sistema. Sotto: Schematico dello stadio amplificante completo di circuito estensimetrico in ingresso, voltage reference e voltage converter per fornire le tensioni richieste e il corrispettivo prototipo fisico realizzato e testato.	61
2.17	Schematico del circuito estensimetrico connesso al primo stadio basato sull'INA AD8221.	62
2.18	Circuito estensimetrico collegato agli ingressi dell'INA AD8221.	63
2.19	Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency ($G = 1$ to 1000). [6]	67
2.20	Gain vs. Frequency. [7]	67
2.21	Diagramma di bode del thermal noise delle resistenze R_8 e R_9 .	68
2.22	Filtro passa alto del I ordine con amplificatore operazionale OPA145.	70
2.23	A sinistra: l'andamento della densità di potenza del voltage noise dell'amplificatore operazionale OPA145. A destra: l'andamento in frequenza del gain e la fase in open loop del suddetto integrato [9].	71
2.24	Filtro attivo passa basso del II ordine a retroazione multipla di tipo Butterworth basato sull'amplificatore operazionale con OPA145.	72
2.25	Schematico che mostra l'ADC 8866 connesso mediante SPI al microcontrollore RF430FRL152H e la sua configurazione esterna.	77
2.26	Segnale nel tempo in ingresso al pin AINP dell'ADC.	79
2.27	Schema a blocchi dell'ADC ADS8866 [10].	80
2.28	Circuito equivalente in ingresso all'ADC ADS8866 durante la fase di hold [11].	80
2.29	Schema a blocchi che rappresenta una connessione SPI tra un "master" e tre "slave".	81

Elenco delle figure

2.30	Diagramma dei pin del microcontrollore RF430FRL152H. Le quattro linee in basso sono quelle utilizzate per la comunicazione SPI.	82
2.31	Schema a blocchi che mostra la connessione tra l'ADC ADS8866 (slave) e il microcontrollore RF430FRL152H (master).	82
2.32	Diagramma temporale nel caso l'ADC sia in modalità "3 wire". [12]	84
2.33	Schematico del modulo tag NFC basato sul RF430FRL152H. Le tre linee a sinistra dell'immagine si collegano all'ADC ADS8866 secondo quanto visto nella 2.25.	88
2.34	modulo del RFID transceiver eZ430-TRF7970A UART utilizzato per comunicare mediante RF con il NFC tag basato sul RF430FRL152H. [14]	89
2.35	Schema a blocchi che mostra il tag NFC presente sulla parte mobile (pignone) e il lettore RFID/NFC presente sulla parte fissa che comunica tramite radiofrequenza con il primo.	89
3.1	Schema a blocchi che rappresenta i due principali sistemi per la trasmissione di potenza wireless rispettando lo standard Qi della WPC e i chip utilizzati.	100
3.2	Sopra: schematico del circuito completo di trasmissione basato sul chip BQ500212A. Sotto: prototipo del suddetto circuito realizzato per eseguire dei test.	101
3.3	Schematico sulla configurazione del chip BQ500212A usata nel progetto.	102
3.4	Diagramma a blocchi del chip BQ500212A.	103
3.5	Diagramma di bode (in dB su entrambi gli assi) della tensione ai capi dell'antenna/induttanza, che di fatto costituisce un passa alto con un picco nella frequenza di risonanza data da $6,5\mu\text{H}$ e 660nF di capacità.	105
3.6	Andamento temporale del segnale in tensione V1_coil (in verde) e del segnale V2_coil (in rosso).	106

Elenco delle figure

3.7	In rosso lo spettro in frequenza di V2_coil con V1_coil visto come generatore di tensione in input. Asse delle ascisse e delle ordinate in dB.	106
3.8	Andamento temporale della tensione V_COMM+ con valor medio di 1,493V e un'oscillazione che va da 1,4590V a 1,5354V.	107
3.9	In viola si ha l'onda quadra a 160kHz a cui viene sovrapposto il segnale dati a 2kHz.	109
3.10	Esempio di trasmissione imposto dallo standard WPC di un pacchetto dati su segnale 2kHz.	110
3.11	Antenna circolare del trasmettitore realizzata su pcb.	111
3.12	Schematico del full-bridge drive coil per gestire la corrente che scorre nell'antenna del sistema di trasmissione.	114
3.13	Andamento temporale della corrente (in verde) che circola nell'antenna del circuito di trasmissione. In rosso si mostra la tensione V1_coil e in blu la V2_coil.	114
3.14	Schematico del circuito di alimentazione per il sistema di trasmissione.	115
3.15	Sopra: schematico del sistema ricevente basato sul chip BQ51013B. Sotto: prototipo del suddetto circuito realizzato su pcb.	117
3.16	Blocchi principali di cui è costituito il chip BQ51013B.	119
3.17	Una volta che il BQ51013B stabilisce la comunicazione con il BQ500212A la tensione V_{RECT} varia fino a che non si stabilizza alla threshold scelta di 5,11V. Da quel momento il chip di ricezione fornisce la tensione a 5V e corrente richiesta in uscita.	120
3.18	Nel mezzo del grafico si mostra l'andamento di V_{RECT} imposto dal BQ51013B quando non richiede più potenza al trasmettitore. V_{OUT} rimane fissa a 5V mentre la corrente in uscita viene portata a zero.	120
3.19	Backscattering modulation	121
3.20	Modulazione d'ampiezza mediante backscattering variando l'impedenza vista dall'onda incidente mediante la variazione della capacità.	123

Elenco delle figure

3.21	Circuito risonante dell'antenna del ricevitore.	125
4.1	Circuito estensimetrico connesso allo stadio di amplificazione e filtraggio con quattro resistenze fisse da 348Ω al posto degli estensimetri a cui si connette un generatore di funzioni.	127
4.2	Sopra si può osservare il sistema di trasmissione mentre sotto è presente il ricevitore. Ancora più sotto si trova il pignone e un supporto per garantire una distanza tra le due antenne identica a quella che si ha nel sensore completo.	131
4.3	Andamento temporale della tensione presente al pin Vout del TPS73133.	132
4.4	Andamento temporale della tensione presente al pin Vout del TPS73133 (in giallo) e di V1_coil (blu/azzurro).	133
4.5	Stessi segnali visti nella figura 4.4 (Vout del TPS73133 in giallo e V1_coil in blu/azzurro) ma è stata aumentata la risoluzione temporale per mostrare l'onda quadra da 160kHz.	133
4.6	Andamento temporale di V1_coil (giallo), V2_coil (blu/azzurro) e la differenza tra i due (rosso).	134

Elenco delle tabelle

2.1	<i>Tabella con tutti i tempi minimi e massimi caratteristici dell'ADC utilizzato nel progetto.[13]</i>	84
4.1	<i>Valori misurati nello stadio di amplificazione durante il test.</i>	128
4.2	<i>Andamento della tensione di picco in uscita allo stadio di amplificazione al variare della frequenza da 1Hz a 10kHz.</i>	129

Sommario

Una delle rivoluzioni portate dall'elettronica negli ultimi decenni è sicuramente nella sensoristica in cui ha permesso di sviluppare sensori di gran lunga più sensibili, accurati, affidabili, economici e duraturi rispetto al passato.

Il sensore di cui si andrà a parlare in questo progetto di tesi è il “sensore di coppia”, o “torque sensor” in lingua inglese, dalle quale prende il nome con cui è noto ossia “**torsiometro**”, e che forse gli si addice di più come termine visto che misura il momento meccanico, “*torque*” in lingua anglosassone, che deriva dal latino “torquere” che significa “arricciare”; ebbene sì, è il caso di una parola straniera che si avvicina di più al latino rispetto all'italiano.

Il **torsiometro** è uno strumento di misura utilizzato per rilevare la coppia, importante grandezza meccanica per molteplici applicazioni.

Misurare la coppia con alta precisione è fondamentale in molti ambiti: nell'automotive e nei mezzi di trasporto, per esempio, è utile misurare la coppia di forze che agisce sulle ruote o in parti in movimento per ricavare una serie di parametri e migliorare l'efficienza e il rendimento dei motori, per aumentarne la durata e l'affidabilità, così come la sicurezza del veicolo e il comfort del guidatore; oppure per misurare il momento meccanico in dispositivi dotati di organi rotanti utilizzati nei più disparati ambiti: dal macchinario utilizzato in un processo industriale, alle turbine di un aereo così come in un'apparecchiatura medica per la TAC.

Il progetto di tesi consiste nella progettazione e realizzazione “ex novo” di un **torsiometro rotativo a telemetria digitale** per misurare la coppia di forze agenti su un pignone mediante la misura della deformazione subita dal metallo.

Questi torsiometri presentano notevoli vantaggi e peculiarità, discussi più in dettaglio nel capitolo successivo, rispetto alle altre tipologie, ma anche sfide di progettazione non indifferenti, ad esempio l'utilizzo della trasmissione wireless di

Sommario

potenza (per gestire potenze nell'ordine dei watt), affermata solo recentemente nel modo consumer, per di più in un ambiente ostico per la comunicazione wireless data la forte presenza di metalli e con un ricevitore in movimento e non statico.

Nella prima parte si descrive la struttura di base di un torsionometro, le parti fondamentali di cui è composto un sensore di coppia moderno, le diverse tipologie ciascuna con i suoi punti di forza e limitazioni.

Nel capitolo si introduce anche il principale trasduttore utilizzato oggi nella maggior parte dei torsionometri: l'estensimetro.

La seconda parte inizialmente mostra la composizione dell'intero sistema, i blocchi di cui è composto e le loro funzionalità. Successivamente si concentra sul funzionamento del circuito estensimetrico e dell'intera catena di acquisizione annessa descrivendo lo stadio di amplificazione e di campionamento del segnale, motivando le scelte di progettazione fatte. Infine si passa all'elaborazione, memorizzazione e trasmissione dei dati via etere mediante radiofrequenza descrivendo il microprocessore e tutta la componentistica necessaria al suo funzionamento.

Il terzo capitolo tratta di una particolare parte del sistema: il circuito elettronico per il trasferimento di potenza wireless nell'ordine dei watt secondo il protocollo WPC.

Infine, nella quarta e ultima parte, si mostrano e si analizzano i dati raccolti nei test condotti sui circuiti realizzati.

Summary

One of the revolutions brought by electronics in recent decades is definitely in the sensors in which it has allowed to develop sensors that are far more sensitive, accurate, reliable, economical and long-lasting than in the past.

The sensor that will be discussed in this thesis project is the "torque sensor", or "torque sensor" in English, from which it takes the name with which it is known as "torque sensor", and that perhaps suits him more as a term since it measures the mechanical moment, "torque" in the Anglo-Saxon language, which derives from the Latin "torquere" which means "to curl"; yes, it is the case of a foreign word that is closer to Latin than Italian.

The torque meter is a measuring instrument used to detect torque, an important mechanical quantity for many applications.

Measuring torque with high precision is essential in many areas: in automotive and in transportation, for example, it is useful to measure the torque that acts on the wheels or in moving parts to derive a series of parameters and improve the efficiency and performance of engines, to increase durability and reliability, as well as vehicle safety and driver comfort; or to measure the mechanical moment in devices equipped with rotating organs used in the most disparate fields: from the machinery used in an industrial process, to the turbines of an airplane as well as to a medical device for the TAC.

The thesis project consists in the design and realization "ex novo" of a digital telemetry rotary torsionmeter to measure the torque of forces acting on a pinion by measuring the deformation undergone by the metal.

These torque meters have significant advantages and peculiarities, discussed in more detail in the following chapter, compared to other types, but also considerable design challenges, for example the use of wireless power transmission (to manage watt power), only recently became a consumer in the consumer, moreover in an

Summary

environment difficult for wireless communication given the strong presence of metals and with a receiver in motion and not static.

The first part describes the basic structure of a torque meter, the basic parts of which a modern torque sensor is composed, the different types each with its strengths and limitations.

The chapter also introduces the main transducers used today in most torque sensors: the strain gauge.

The second part initially shows the composition of the whole system, the blocks it is made of and its functionality. Subsequently, it concentrates on the functioning of the strain gauges circuit and of the entire annexed acquisition chain, describing the amplification and sampling stage of the signal, motivating the design choices made. Finally, the processing, storage and transmission of the data over the air is carried out using radiofrequency, describing the microprocessor and all the components necessary for its operation.

The third chapter deals with a particular part of the system: the electronic circuit for wireless power transfer in the order of watts according to the WPC protocol.

Finally, in the fourth and last part, the data collected in the tests carried out on the circuits made are shown and analyzed.

Capitolo 1

Introduzione ai sensori basati su estensimetri per misure di coppia su parti metalliche in movimento

Lo **stress** è una misura della quantità di pressione interna di un materiale quando una forza agisce su di essa. Più grande è la forza o minore è l'area su cui agisce, più è probabile che il materiale debba deformarsi (cambiare forma). Proprio come la pressione, misuriamo lo stress dividendo la forza che agisce in base all'area su cui agisce, quindi $\text{stress} = \text{forza} / \text{area}$.

La **tensione meccanica (strain)** è ciò che accade a causa dello stress. Se un materiale è stressato da una forza, spesso cambia forma. Lo **sforzo** è definito come il cambiamento di lunghezza che la forza produce diviso per la lunghezza originale del materiale. Quindi, se si tira un elastico lungo 10 cm e si allunga di 1 cm, la deformazione è $1/10 = 0,1$. [1]

1.1 L'estensimetro

L'**estensimetro** è uno strumento di misura utilizzato per rilevare piccole deformazioni dimensionali di un corpo sottoposto a sollecitazioni meccaniche o termiche (es. applicazione di carichi o variazioni di temperatura).

Conoscendo a priori le caratteristiche meccanico/fisiche del materiale, misurando le deformazioni si possono facilmente ricavare i carichi a cui il materiale è

sottoposto. Inoltre si possono rilevare la direzione e il verso di queste deformazioni, e di conseguenza il vettore delle forze applicato al materiale sotto esame [2].

1.1.1 Tipologie di estensimetri

Estensimetri meccanici (a leva meccanica):

In un estensimetro meccanico sono presenti in genere:

- due coltelli (o due afferraggi), disposti su di un'apposita incastellatura ad una distanza prefissata che costituisce la base di misura dell'estensimetro. Lo spostamento del coltello mobile rispetto al coltello fisso consente di determinare la deformazione.
- il trasduttore di misura, che trasforma lo spostamento tra i coltelli in un segnale amplificato;

Gli allungamenti da misurare, in campo elastico su materiali metallici, sono molto piccoli. Bisogna quindi ricorrere all'amplificazione per mezzo di viti micrometriche, leve e sistemi di leve o ingranaggi.

L'accuratezza è bassa (a causa anche di inerzia, attriti e deformazioni nei metalli dovuti alla variazione di temperatura che introducono errori nelle misure), sono piuttosto voluminosi e i costi di realizzazione sono alti rispetto a molti altri estensimetri. Inoltre gli attriti e l'inerzia non permettono misurare deformazioni dinamiche.

Per via di queste problematiche questi tipi di estensimetri sono ormai in disuso.

Estensimetri ottici (a leva ottica, fotoelastici, interferometrici):

Tra i primi ad essere realizzati, gli estensimetri ottici funzionavano riflettendo un raggio luminoso attraverso un sistema di specchi e prismi. La deformazione dell'elemento in esame disallinea il sistema ottico e il raggio viene riflesso con un angolo via via differente. Sebbene la sensibilità di questo sistema di misura poteva essere molto alta, il suo utilizzo poneva seri problemi pratici, specie per le dimensioni del sistema ottico che lo costituiva. Appena possibile è stato sostituito con sistemi di misura più pratici, ed oggi non è più utilizzato.

Estensimetri acustici: usano il principio della corda vibrante, ovvero il fatto che una corda vibrante emette onde sonore a differente frequenza a seconda della tensione della corda. Non più usati. [3]

Estensimetri elettrici:

L'estensimetro elettrico è un ottimo trasduttore, sia per l'elevata sensibilità, che consente di misurare anche deformazioni di $1/10^6$ $\mu\text{mm}/\text{mm}$), sia per la risposta in frequenza, dell'ordine del kHz. È un sensore più adatto a misure puntuali di deformazione, che per analisi di deformazioni a campo intero.

Estensimetro a semiconduttore:

sono costituiti da silicio fortemente drogato e si basano anch'essi sull'effetto "piezoresistivo".

Gli estensimetri a semiconduttore vengono realizzati mediante un processo di drogaggio del supporto che porta ad ottenere una pista conduttiva di forma analoga a quella dell'estensimetro a deposito metallico su film.

La sensibilità di questi sensori è molto più elevata rispetto agli estensimetri metallici e quindi forniscono un segnale molto più forte a parità di superficie utile. Hanno valori di gauge factor tra $100 \div 300$ (mentre per esempio quelli "elettrici a resistenza" hanno un gauge factor di massimo 3).

Dato che forniscono un segnale molto più forte a parità di superficie utile devono essere estremamente piccoli (valori tipici sono dell'ordine di 0.5 mm quadrati). Di contro sono molto sensibili alla variazione di temperatura ambientale e sono di difficile manipolazione a causa della loro piccola dimensione, hanno inoltre una non linearità maggiore di quelli "elettrici a resistenza" [4].

Estensimetro elettrico capacitivo:

la rilevazione degli spostamenti è ottenuta grazie alla variazione della capacità mediante l'aumento o diminuzione della distanza tra le due armature del condensatore. Da non confondere con i sensori piezoelettrici. Anche se questo strumento ha una buona sensibilità, è stato sostituito da sistemi più precisi e pratici da usare.

Estensimetro elettrico induttivo:

è alla base del **trasduttore di spostamento induttivo**, noto anche come **LVDT (Linear Variable Displacement Transducer)**, è un dispositivo elettromagnetico usato per la misura di piccoli spostamenti.

Il trasduttore è realizzato mediante un tubo composto da tre avvolgimenti in rame disposti parallelamente, quello centrale è detto primario mentre gli altri due secondari. All'interno, posto esattamente nel centro si trova un nucleo cilindrico ferromagnetico mobile (rappresentato dal colore blu), quest'ultimo è collegato al pistone che subirà lo spostamento. Il nucleo ferromagnetico attraversa interamente la spira centrale mentre solo parzialmente quelle ai lati.

L'avvolgimento **centrale (primario)** è collegato ad un generatore AC e, come noto, il passaggio di una corrente alternata genera un campo elettromagnetico alternato che a sua volta induce una forza elettromotrice sugli altri due avvolgimenti (**secondari**) posti accanto.

Nel caso in cui il nucleo cilindrico ferromagnetico sia perfettamente al centro la tensione indotta su ciascuno degli avvolgimenti **secondari** sarà la stessa ma avrà verso opposto, la tensione V_B sarà perciò nulla.

Se il pistone dovesse subire uno spostamento verso sinistra il cilindro ferromagnetico attraverserebbe maggiormente l'avvolgimento di sinistra e meno quello di destra, per cui la forza elettromotrice indotta sull'avvolgimento di sinistra sarebbe maggiore rispetto a quella di destra e ancora opposte tra loro, avrei quindi una $V_B \neq 0$ e con un certo verso, questo mi fornisce la misura dello spostamento e la sua direzione.

All'aumentare dello spostamento aumenta V_B .

Estensimetri elettrici a resistenza:

in passato erano costituiti da una griglia di sottilissimo filo metallico (solitamente costantana) rigidamente applicata su di un supporto di materiale plastico, oggi vengono realizzati con litografia su strato metallico. Il supporto viene poi incollato al materiale da testare e serve per proteggere e isolare elettricamente lo strato metallico dal resto.

Il filo dell'estensimetro segue le deformazioni della superficie a cui è incollato, allungandosi ed accorciandosi insieme ad essa; queste variazioni dimensionali causano una variazione della resistenza elettrica del filo grazie al forte effetto "piezoresistivo" di alcuni metalli, cioè alla loro capacità di variare la resistività in base alla deformazione subita. Misurando, tramite un ponte di Wheatstone o altro

sistema, tali variazioni, si può risalire all'entità della deformazione che le ha causate.

Sono di gran lunga i più diffusi grazie a bassi costi di produzione, un'ottima accuratezza/precisione, durata nel tempo e possono mantenere per lungo tempo la deformazione fornendo quindi misure accurate anche con forze applicate costanti per lunghi periodi.

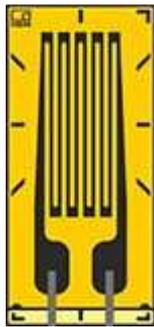


Figura 1.1 Estensimetro elettrico a resistenza realizzato mediante litografia su strato metallico.

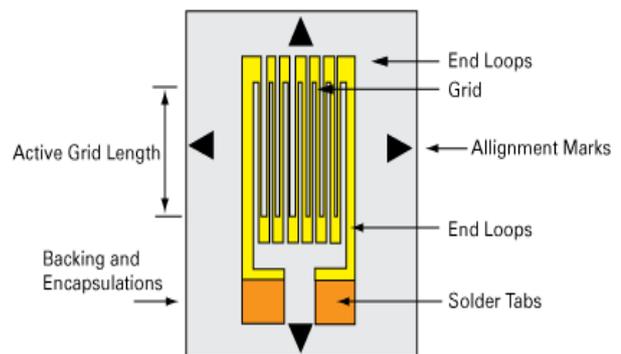


Figura 1.2 Parti di cui è composto un estensimetro elettrico a resistenza su strato metallico.

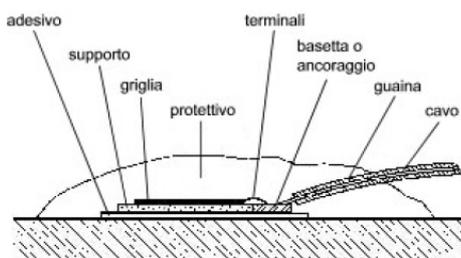


Figura 1.3 Sezione trasversale di un estensimetro elettrico a resistenza incollato all'oggetto da testare.

1.1.2 Principio di funzionamento degli estensimetri elettrici a resistenza

Negli estensimetri a deposito metallico su film si usa come elemento deformabile un elemento simile ad un circuito stampato che vede una sottile pista conduttrice solidale ad un supporto isolante costituito da un film plastico di modesto spessore.

La forma della pista conduttrice è tale da esaltare la dimensione totale lungo un asse e minimizzare quella lungo l'asse ortogonale.

All'estremità della pista conduttrice sono poi ricavate delle piazzole per il collegamento dei reofori di alimentazione e misura come si vede in basso nella figura 1.1.

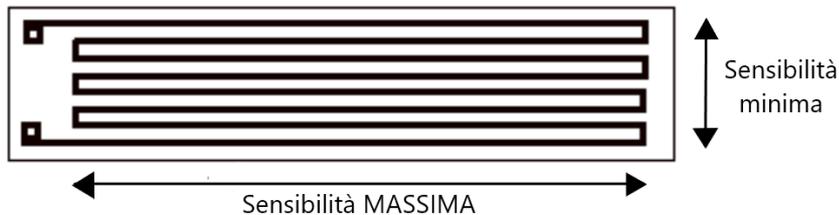


Figura 1.4 Struttura del filo metallico (o film metallico) di un estensimetro elettrico a resistenza.

Come si nota in figura 1.3, una forza che agisce lungo l'asse orizzontale provoca un allungamento del film metallico **molto maggiore** di una agente lungo l'asse verticale. In figura 1.4 le forze F che agiscono sull'estensimetro di sinistra ne provocano una variazione della resistenza, mentre su quello di destra no.

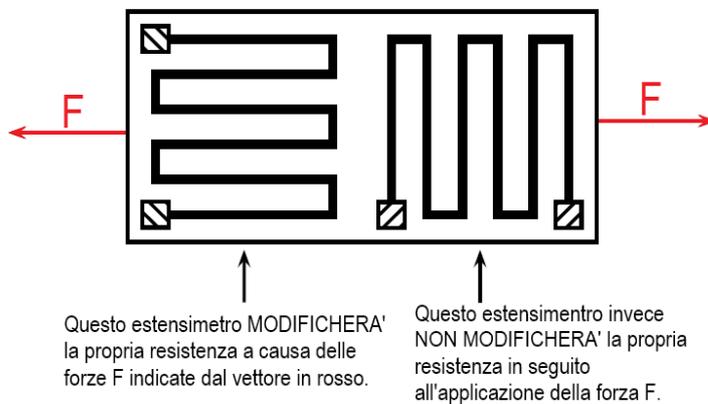


Figura 1.5 Due forze F agenti sugli strain gauges modificano solo la resistenza di quello a sinistra.

I valori nominali di resistenza per gli estensimetri a deposito metallico su film sono compresi fra 100Ω e $1k\Omega$, con delle tolleranze di produzione che possono essere valutate nell' $1\div 2\%$.

Sono sottili ($2\ \mu\text{m} \div 10\ \mu\text{m}$) e con tratti trasversali larghi in modo da non

risentire rispetto all'asse principale.

Estensimetro monoassiale

È il più semplice genere di estensimetro, in grado di valutare deformazioni in un'unica direzione. Si utilizza quando la direzione delle deformazioni è nota, ovvero chiaramente determinabile.

Per un estensimetro monoassiale, nel caso di materiali elastici lineari, il valore della tensione σ si calcola con la relazione:

$$\sigma = E \frac{\Delta L}{L} = E \varepsilon \quad (1.1)$$

Dove:

- σ [N/m²] [Pa] è detta “sforzo”, “stress”, o “tensione” (meccanica) ed è una forza riferita all'unità di superficie, quindi dimensionalmente è una pressione.
- E è il modulo di Young che indica il rapporto tra lo sforzo applicato e la deformazione che ne deriva, è una costante di proporzionalità, detta anche costante “elastica”, specifica per ogni materiale.
- ε è il “coefficiente di deformazione”, rappresenta la deformazione relativa subita dall'estensimetro: il rapporto tra la variazione di lunghezza e la lunghezza iniziale.

L'equazione 1.1 è detta **legge di Hooke**: l'allungamento subito da un corpo elastico è direttamente proporzionale alla forza ad esso applicata in base alla costante elastica E la quale dipende dalla natura del materiale.

Estensimetri multipli

Gli estensimetri multipli presentano un certo numero di griglie di misura su un supporto comune. Forme tipiche di estensimetri multipli sono estensimetri **doppi**, **catene** e **rosette**.

I loro vantaggi particolari derivano dal fatto che assicurano un'elevata accuratezza tra l'orientamento e la distanza di un estensimetro dall'altro, inoltre qualora serva misurare la deformazione in diverse direzioni è molto più facile ed economico incollare un solo estensimetro multiplo piuttosto che molti monoassiali.

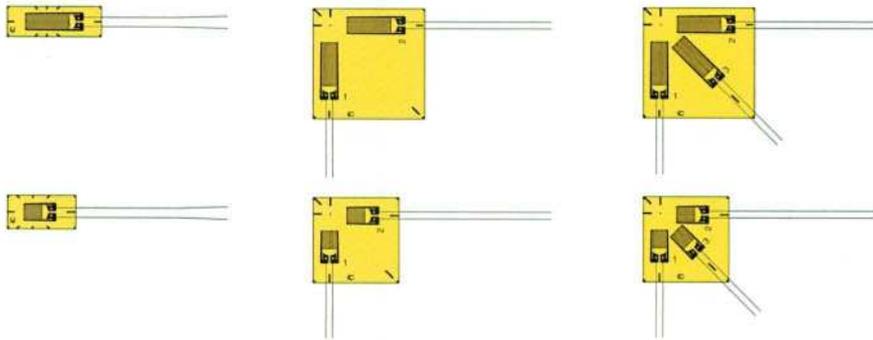


Figura 1.6 Da sinistra verso destra: estensimetro monoassiale, biassiale, triassiale

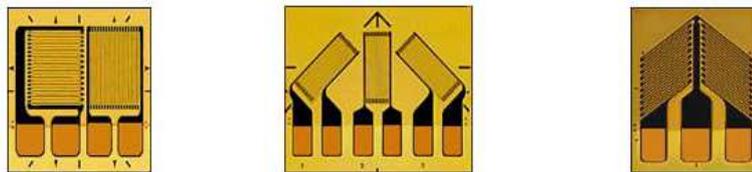
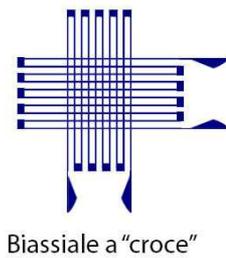
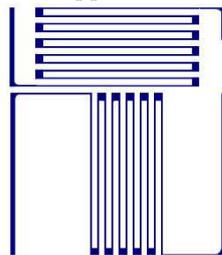


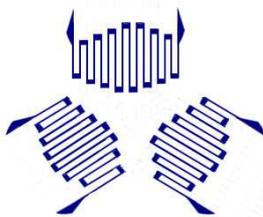
Figura 1.7 Biassiali e triassiali non sovrapposti



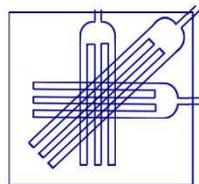
Biassiale a "croce"



Biassiale a 90 gradi



Triassiale a "delta"



Triassiale a 0° 45° 90°
ad angolo destro

Figura 1.8 Alcune tipologie di estensimetri biassiali e triassiali a seconda della disposizione del film metallico.

I biassiali e triassiali sono detti anche a "rosetta" e possono essere incrociati (rosette a croce) come quelli in figura 1.6 o separati come in figura 1.7.

1.1.1.1 Variazione della resistenza di un estensimetro elettrico a resistenza monoassiale

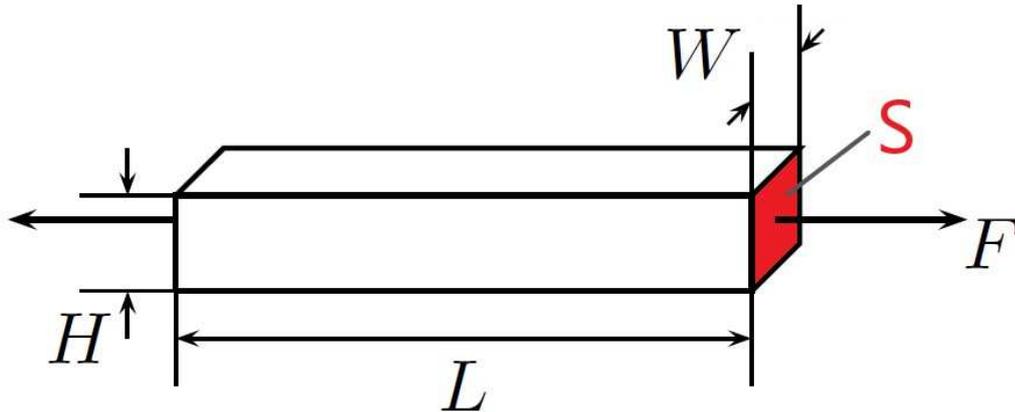


Figura 1.9 Parallelepipedo di lunghezza L , altezza H , larghezza W di sezione $S = W \cdot H$ soggetto a due forze F di verso opposto.

Per un estensimetro monoassiale, nel caso di materiali elastici lineari, il valore dello **stress** (o **sforzo**) σ si calcola con la relazione 1.1 (legge di Hooke) vista in precedenza.

La caratteristica di maggiore interesse nell'estensimetro è la sensibilità con cui la resistenza si modifica in conseguenza della deformazione.

Facendo riferimento alla struttura in figura 1.9 di lunghezza pari ad L in condizioni di riposo, si consideri di applicare una sollecitazione assiale di trazione: il parallelepipedo subirà una deformazione che varia a seconda dell'intensità della sollecitazione, delle caratteristiche del materiale e della geometria. La lunghezza subirà un'allungamento pari a ΔL .

Il rapporto $\Delta L/L$ costituisce l'indicazione della deformazione specifica subita dall'oggetto. Il valore del rapporto, indicato col simbolo ϵ , viene chiamato "strain". **ϵ [strain] è adimensionale ma viene comunemente misurato in microstrain ($\mu\epsilon$), dove $\mu\epsilon = \epsilon \cdot 10^6$.**

Ad esempio: $\epsilon = 10^{-3} \left[\frac{m}{m} \right] = 10^3 \frac{\mu m}{m} = 10^3 \mu\epsilon = 10^3 \mu\text{strain}$

$\epsilon = 10^{-6} = 1 \mu\text{strain}$

Un allungamento $\Delta L > 0$ comporta una contrazione della sezione S per cui avrò un $\Delta W < 0$ e un $\Delta H < 0$.

Definisco il parametro $V = \frac{-\Delta W}{W} / \frac{\Delta L}{L} = \frac{-\Delta H}{H} / \frac{\Delta L}{L}$ come “**rapporto di Poisson**”.

La resistenza del conduttore è espressa nella 1.3:

$$R = \rho * \frac{L}{S}$$

La variazione relativa di resistenza è:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{R} \left(\frac{\Delta R}{\Delta \rho} * \Delta \rho \right) + \frac{\Delta R}{\Delta L} * \Delta L + \frac{\Delta R}{\Delta S} * \Delta S = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta S}{S} \quad (1.4)$$

Ma la variazione dell'area S la posso vedere come:

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta W}{W} + \frac{\Delta H}{H} = -2V * \frac{\Delta L}{L} \quad (1.5)$$

Sostituendo la 1.5 nell'espressione 1.4 ottengo:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} (1 + 2V) + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (1.6)$$

In alcuni metalli (soprattutto Ni e leghe di Ni) si ha un forte effetto piezoresistivo, cioè una variazione di resistività causata dalla deformazione:

$$\rho = \rho_0 (1 + \beta \sigma) \quad (1.7)$$

Dove β è il coefficiente di piezoresistività.

Dalla 1.7 ricavo la 1.8:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \beta \sigma \quad (1.8)$$

Partendo dalla 1.6 mediante alcuni passaggi ricavo la 1.9:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} (1 + 2V) + \frac{\Delta \rho}{\rho} = \frac{\Delta L}{L} \left(1 + 2V + \frac{\Delta \rho}{\rho} \right) = \frac{\Delta L}{L} \left(1 + 2V + \frac{\beta \sigma}{\epsilon} \right) = \frac{\Delta L}{L} (1 + 2V + \beta E) = \frac{\Delta L}{L} * G$$

Dove:

$$G = (1 + 2V + \beta E) \quad (1.9)$$

G è definito come “**Gauge Factor**”, il quale rapporta la variazione della resistenza alla variazione della lunghezza del conduttore secondo la 1.10:

$$G = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta L}{L}} \quad (1.10)$$

$$\frac{\Delta R}{R} = G * \frac{\Delta L}{L} = G \epsilon \quad (1.11)$$

Il gauge factor è composto dal termine $(1+2V)$ definita come “**sensibilità geometrica**” e βE come “**sensibilità piezoresistiva**” dove per l'appunto β indica il coefficiente di piezoresistività.

1.2 Sensori basati sugli estensimetri per misurare una coppia di forze: i “torsimetri”

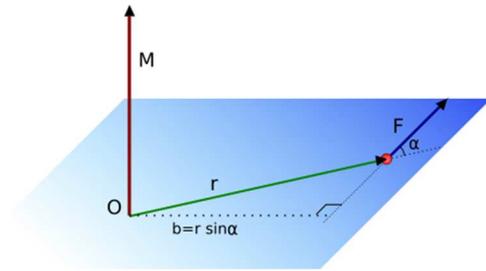
Un **sensore di coppia**, detto anche **trasduttore di coppia** o **torsimetro**, è un dispositivo per misurare e registrare la coppia di forze su un sistema rotante, come un motore, albero motore, cambio, trasmissione, o rotore, convertendo la deformazione meccanica in un segnale elettrico.

Quando sul sistema rotante agisce una coppia di forze si genera un momento meccanico (torque nella lingua inglese) secondo la formula 1.12. il quale genera delle deformazioni nell'oggetto.

$$\vec{M} = \vec{F} \times \vec{r} = F * r * \sin\theta \quad (1.12)$$

Dove:

- \vec{F} : forza applicata
- \vec{r} : braccio
- θ : angolo tra \vec{F} e \vec{r}



*Figura 1.10 Rappresentazione del momento M prodotto dalla forza F con braccio $r * \sin\theta$*

La coppia di forze agente sul sistema è quindi proporzionale alla sua deformazione. Basta quindi misurare quest'ultima per calcolare la forza.

Si possono calcolare anche altri parametri conoscendo la forza applicata, come la velocità o la potenza:

$$P = T * \omega \quad (1.13)$$

- P: Potenza [W]
- T: Coppia di forze (Torque) [N*m]
- ω : velocità angolare del sistema su cui agisce la coppia di forze [rad/s]

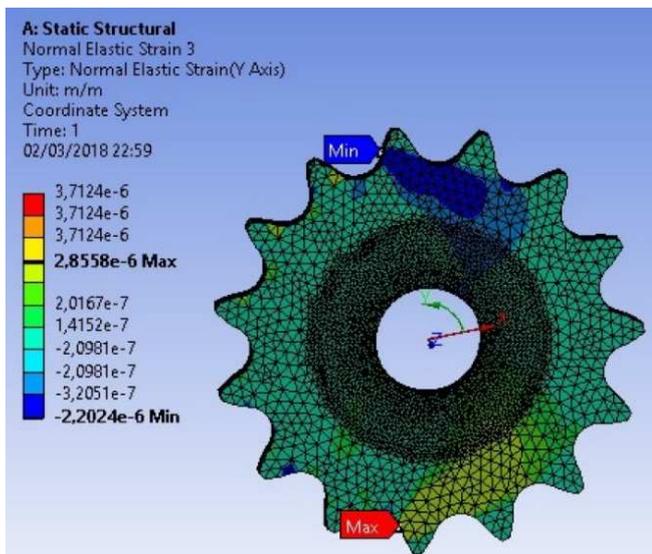


Figura 1.11 Distribuzione della deformazione all'interno di un pignone su cui agisce una coppia di forze.

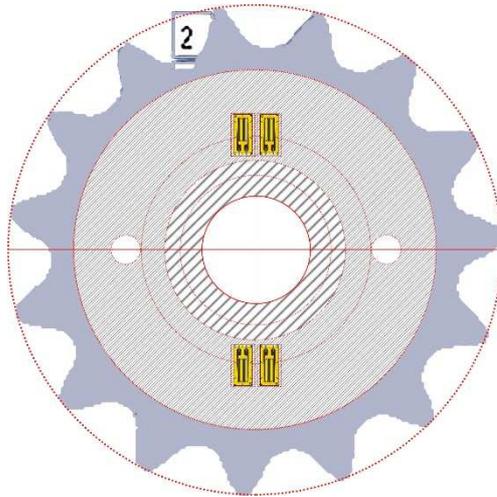


Figura 1.12 Strain gauges (estensimetri) posizionati ai due lati opposti del pignone in rotazione, quando agisce una coppia di forze, per misurarne la deformazione.

1.2.1 Tipologie di torsimetri

I sensori di coppia si dividono in due categorie di misurazione: **sensori di coppia di reazione (Reaction Torque Sensors)** e **sensori di coppia ad albero rotante (Rotating Shaft Torque Sensors)**.

In entrambi i casi ho un albero motore su cui sono montati quattro estensimetri a ponte di Wheatstone, tutti con lo stesso valore resistivo a riposo. In stato di quiete quindi V_0 è nullo.

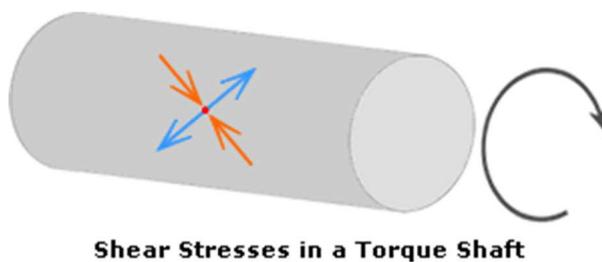


Figura 1.13 Le frecce arancioni e blu rappresentano le forze agenti in quel punto quando viene applicata una coppia di forze all'albero motore.

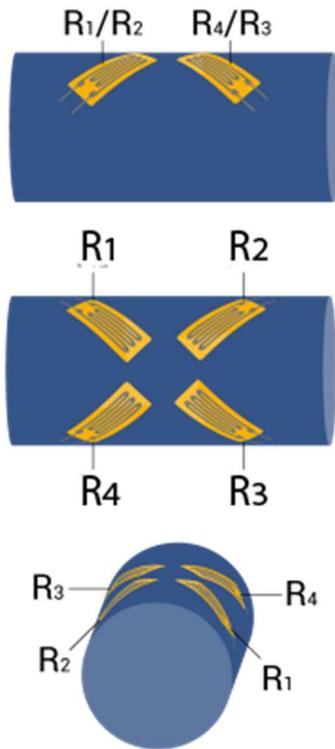


Figura 1.14 Posizionamento dei quattro strain gauge per misurare con il maggior guadagno possibile le forze agenti in uno specifico punto.

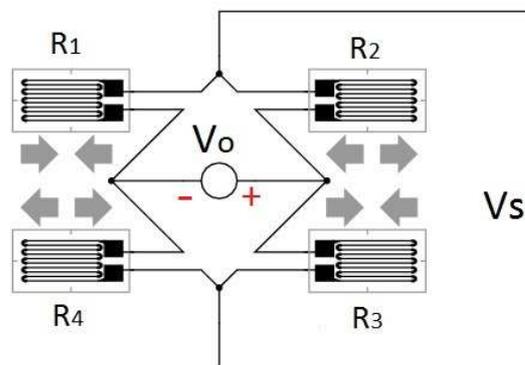
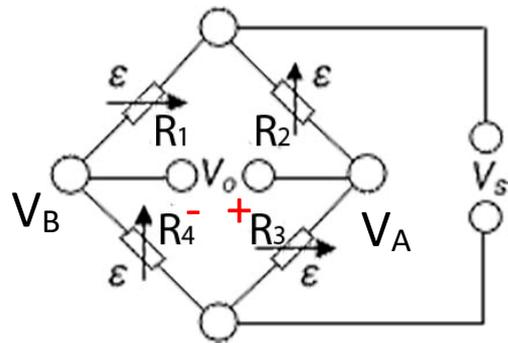


Figura 1.15 Schema elettrico con quattro strain gauges connessi a ponte di Wheatstone. Si noti come gli estensimetri R_1 e R_3 subiscono una compressione lungo l'asse ortogonale, andando quindi ad incrementare la resistenza; mentre R_2 e R_4 sono soggetti ad una dilatazione che ne andrà a ridurre la resistenza nominale.

Quando all'albero motore (o albero rotativo) viene applicata una coppia di forze si generano delle forze in ogni punto dell'oggetto e questo provoca una sua deformazione. Prendendo in considerazione il punto rosso in figura 1.13 si nota che ci sono due forze convergenti verso il punto e due divergenti. In ogni punto dell'albero motore avviene questo fenomeno e, quindi, mediante la configurazione a ponte di Wheatstone di quattro strain gauges (R_1 , R_2 , R_3 , R_4) disposta come in

figura ..., e facendo riferimento alla spiegazione al capitolo ..., si nota che R_1 e R_3 subiranno una compressione, il quale provoca un aumento della resistenza, mentre R_2 e R_4 avranno una dilatazione (diminuisce la resistenza).

Se R_1 e R_3 incrementano la loro resistenza è facile intuire che V_B aumenta mentre V_A diminuisce, questo porta ad una $V_O > 0$. Allo stesso tempo con le resistenze R_2 e R_4 che si riducono, V_O aumenta ulteriormente secondo la formula 1.14.

$$V_O = \frac{V_S}{4} * \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \quad (1.14)$$

Dove:

- ΔR rappresenta la variazione della resistenza dello strain gauge.
- R_1, R_2, R_3, R_4 il valore resistivo di ciascuno strain gauges a riposo.

La precedente formula è un'approssimazione ottenuta mediante i seguenti passaggi:

Tramite "partitore di tensione" ricavo la formula 1.15:

$$V_O = V_S * \frac{R_1 * R_3 - R_2 * R_4}{(R_1 + R_4) * (R_2 + R_3)} \quad (1.15)$$

Ipotizziamo di avere una deformazione **solo degli strain gauges 1 e 2** tale per cui R_1 aumenta mentre R_2 diminuisce. La nuova resistenza sarà espressa come $R + \Delta R$ (nel caso la resistenza aumenti si avrà $\Delta R > 0$, nel caso si riduca avrò $\Delta R < 0$), dove $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ rappresenta la resistenza degli strain gauges a riposo e, considerando anche che deformazioni per cui $\Delta R \ll R$, partendo dalla formula 1.15 otterrò la formula 1.16.

$$\begin{aligned} \frac{V_O}{V_S} &= \frac{(R + \Delta R_1) * R - (R + \Delta R_2) * R}{(R + \Delta R_1 + R) * (R + \Delta R_2 + R)} = \\ &= \frac{R * R + \Delta R_1 * R - R * R - \Delta R_2 * R}{(\Delta R_1 + 2R) * (\Delta R_2 + 2R)} = \frac{\Delta R_1 * R - \Delta R_2 * R}{2R * \Delta R_1 + \Delta R_1 * \Delta R_2 + 4R^2 + 2R * \Delta R_2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{R*(\Delta R_1 - \Delta R_2)}{2R*(\Delta R_1 + \Delta R_2) + \frac{\Delta R_1 * \Delta R_2}{R} + 4R^2} = \frac{\Delta R_1 - \Delta R_2}{2(\Delta R_1 + \Delta R_2) + \frac{\Delta R_1 * \Delta R_2}{R} + 4R} \sim \\
 &\sim \frac{\Delta R_1 - \Delta R_2}{4R} = \frac{1}{4} * \left(\frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} \right) \quad (1.16)
 \end{aligned}$$

Da notare che mentre $\Delta R_1 > 0$ per via della compressione, $\Delta R_2 < 0$, entrambi quindi incrementeranno la tensione V_o .

Per rendere le espressioni più compatte ho tenuto conto solo di ΔR dello strain gauge 1 e 2, ma allo stesso modo se tengo in considerazione anche la compressione dello strain 3 ($\Delta R_3 > 0$) e allungamento dello strain 4 ($\Delta R_4 < 0$) otterrò la formula 1.21.

Per quanto concerne la **temperatura**, essendo praticamente uniforme nella zona in cui sono posizionati gli strain gauges le ΔR saranno uguali e dello stesso segno per cui osservando la formula 1.21 la **V_o legata alla variazione di resistenza degli estensimetri, collegati a ponte di Wheatstone, causata dal cambiamento di temperatura è “nulla”**.

$\Delta R = \Delta R_1 = \Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4$ dovuta a una variazione di temperatura ΔT , avrò quindi:

$$V_o = \frac{V_s}{4} * \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) = \mathbf{0}$$

1.2.1.1 Sensori di coppia di reazione e loro applicazione

I **sensori per coppie di reazione** (detti anche **torsiometri statici**) sono strutture rigide senza parti mobili e sono generalmente montati in una posizione fissa. Come si può vedere in fig. 1.9 nell'immagine a sinistra abbiamo il sensore (in cui sono presenti gli strain gauges) fissato da una parte alla parete e dall'altra all'albero motore mediante delle flange. Avviando il motore per un breve lasso di tempo un capo del sensore subirà una leggera rotazione in base alla coppia di forze applicata provocando una deformazione rilevata dagli strain gauges. Si genererà una $V_o \neq 0$, già vista nel ponte di Wheatstone, che verrà poi amplificata e campionata mediante un'opportuna catena di amplificazione.

Le **applicazioni** per i sensori di coppia di reazione includono macchine per prove di torsione, prove di freni, studi di attrito sui cuscinetti, test dinamometrici e studi di viscosità e lubrificazione; utili per misure di **alte coppie**.

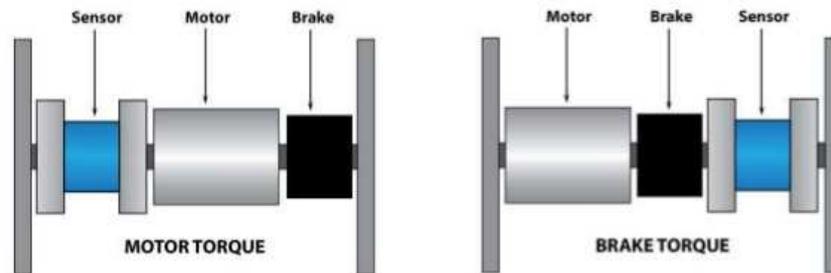
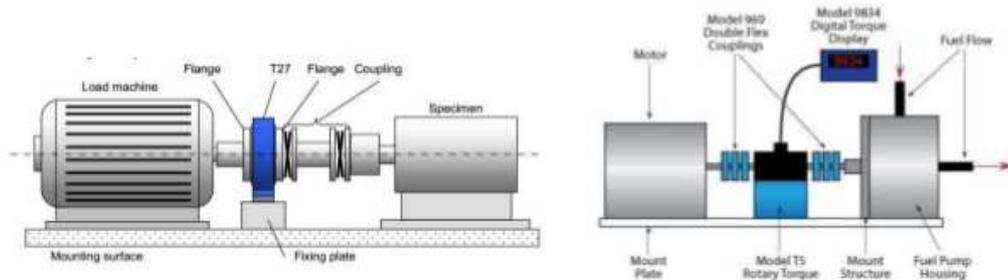


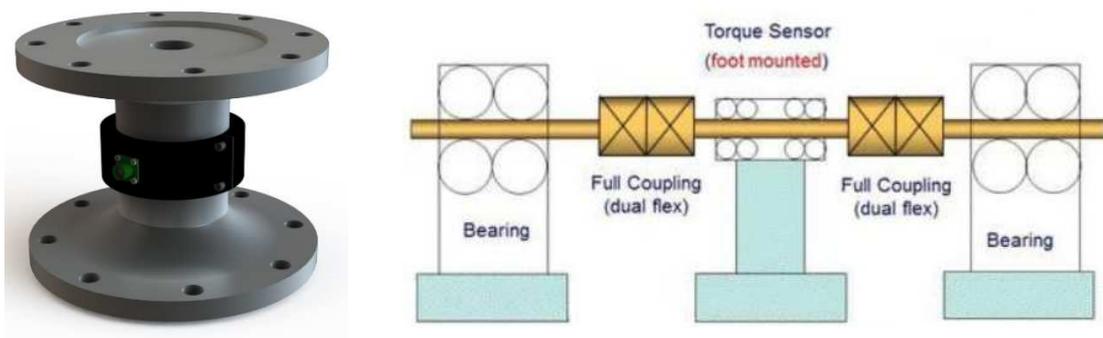
Figura 1.16: Sensori di coppia di reazione: nell'immagine a sinistra abbiamo il sensore, fissato mediante flange alla parete e al motore, per misurare la torsione dell'asse, mentre nell'immagine di destra il sensore è fissato sia alla parete che al freno per misurare la torsione subita da quest'ultimo [Interface Inc., 2014]. Come già citato in questi tipi di torsimetri avremo solo una breve rotazione dell'asse.

1.2.1.2 Sensori di coppia ad albero rotante e loro applicazione

I **sensori di coppia ad albero rotante** (detti anche **torsimetri rotativi**) invece utilizzano un asse rotativo collegato all'albero motore, libero di ruotare all'interno di un alloggiamento fisso. Sull'asse del sensore sono presenti gli estensimetri. Avviando il motore sia il suo albero che l'asse ruotano provocando una deformazione rilevata dagli strain gauges. Anche in questo caso si avrà una $V_0 \neq 0$ e il segnale sarà elaborato allo stesso modo come visto nei sensori di coppia di reazione. Le variazioni della velocità di rotazione e del carico influiscono sulla coppia misurata.



*Figura 1.17: Sensore di coppia ad albero rotante. In questa tipologia di torsimetri il sensore (di colore **blu**) è connesso mediante flange agli alberi rotativi*



*Figura 1.18: Nell'immagine a sinistra il dispositivo in **nero** è il sensore vero e proprio che contiene gli strain gauges saldati sull'asse in **grigio**. Le flange (i due dischi) permettono di fissare l'asse alle parti in rotazione (come mostrato nell'immagine di destra). Questo è un **torsimetro rotativo "a flangia"**.*



Figura 1.19: Torsimetro rotativo "ad albero". [Maftec.srl]

Le applicazioni per i sensori di coppia rotanti includono test sui motori elettrici, test sui motori per autoveicoli, test dinamometrici, misurazioni del treno di trasmissione e test del cambio.

Di norma questi tipi di torsimetri hanno fondo scala da 0 a 10000 Nm (con velocità angolare massima intorno ai 10000rpm) oppure da 0 a 30000 Nm (con velocità angolare massima intorno ai 6000rpm).

1.2.2 Modalità di trasmissione fra trasmettitore e ricevitore in un torsimetro

Senza dilungarci ulteriormente sui “sottogruppi” dei già citati tipi di torsimetri, è utile indicare **i due possibili modi per trasmettere/ricevere dati e fornire potenza al circuito elettronico sull’asse in rotazione.**

Come si nota nella fig. 1.20 gli estensimetri (strain gauges) e il circuito per l’amplificazione/acquisizione del segnale annessi si trovano sull’asse in movimento, ma i dati che acquisisco, per essere trasmessi nel mondo esterno, dovranno essere inviati ad un ricevitore/trasmettitore presente su una parte stabile del dispositivo.

Inoltre la circuiteria estensimetrica presente sulla parte mobile richiederà anche una certa potenza di alimentazione, anch’essa da trasmettere.

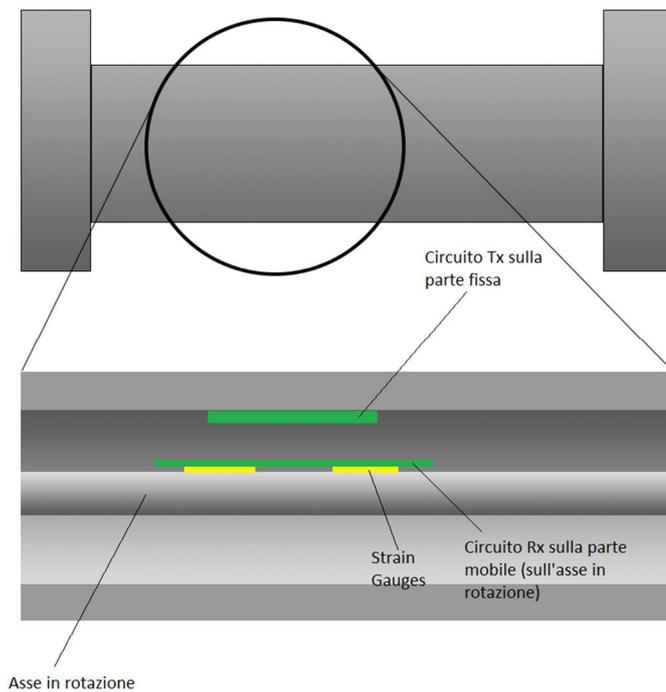


Figura 1.20: In alto: un torsionmetro rotativo a flangia.

In basso: sezione trasversale dello stesso.

Sarà quindi necessario trasmettere dati/alimentazione o mediante un contatto fisico (come i torsionometri che fanno uso delle “spazzole”, “brushes”) oppure via wireless (mediante “inductive coupling”).

1.2.2.1 Torsionometri rotativi con trasmissione del segnale mediante contatto elettrico realizzato con spazzole o anelli di scorrimento (slip-ring)

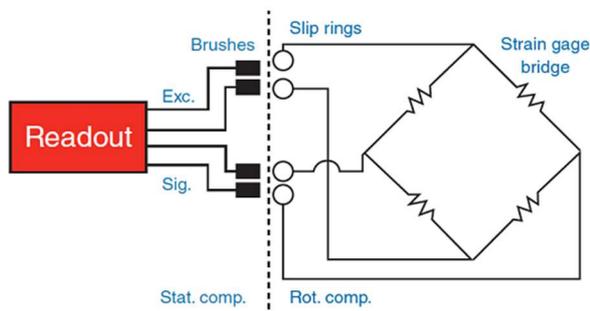


Figura 1.21: Schema circuitale che mostra la connessione fisica tra il circuito estensimetrico sulla parte mobile e il dispositivo ricezione dei dati (in rosso) presente sulla parte stabile.

Utilizzati per misure a basse velocità, questi sensori di coppia ad albero rotante utilizzano le tipiche “spazzole”, “brushes”, in grafite per realizzare un contatto elettrico tra il circuito posto sull’asse rotante e quello posto sulla parte ferma.

I vantaggi sono: i costi contenuti rispetto alle altre soluzioni, la semplicità di progettazione del circuito elettronico che non dovrà occuparsi della trasmissione del segnale tra le due parti, tempi di risposta elevati, possibilità di utilizzare tensioni sia AC che DC.

Gli svantaggi di questa soluzione sono gli stessi che possiedono i sistemi in cui sono presenti i cuscinetti in grafite: le spazzole si consumano a seguito dell’attrito e necessitano di sostituzione dopo un certo periodo di tempo. Al loro posto si possono usare gli “anelli di scorrimento” (slip-ring) per realizzare un contatto elettrico ma questi hanno la necessità di essere lubrificati periodicamente. Entrambe le soluzioni sono sconsigliate nel caso di misure con elevate velocità di rotazione, introducono attrito durante la rotazione dell’albero motore, soffrono con forti vibrazioni e in ambienti sporchi e oleosi; inoltre i questi contatti generano forti disturbi/rumore nel segnale.

Non mi dilungo ulteriormente visto la scarsa diffusione di questa tipologia e per il fatto che il torsionmetro discusso nella tesi sfrutta la trasmissione wireless.

1.2.2.2 Torsionometri rotativi con trasmissione del segnale senza contatto

Visti i problemi citati sopra è stato necessario introdurre sistemi per la trasmissione wireless per dati e potenza di alimentazione.

Esistono diverse soluzioni per questi tipi di torsionometri ognuna con certe peculiarità adatte ad un certo tipo di utilizzo, ciascuno con i suoi pro e contro.

Molti di questi torsionometri (come quelli *ottici*, *capacitivi*, *acustici SAW*, oppure quelli basati su *correnti indotte*, o sull’*effetto magnetoelastico* dei materiali ferromagneti, ecc...), non utilizzano estensimetri elettrici a resistenza e quindi non mi dilungherò a spiegarne il loro funzionamento.

Torsiometro con trasformatore rotante (rotary transformer torque sensor)

In questa tipologia la trasmissione di potenza e dati fra il circuito estensimetrico presente sulla parte mobile e l'elettronica presente sull'alloggiamento fisso è fatto mediante un trasformatore come si vede in fig. 1.23.

L'avvolgimento secondario è semplicemente una spira di filo in rame avvolta sull'asse rotativo mentre il primario è realizzato allo stesso modo ma sulla zona fissa. L'immagine 1.17 mostra la struttura appena descritta.

Da tener presente che di norma si usano due trasformatori distinti: uno per la trasmissione dei dati e uno per quella di potenza.

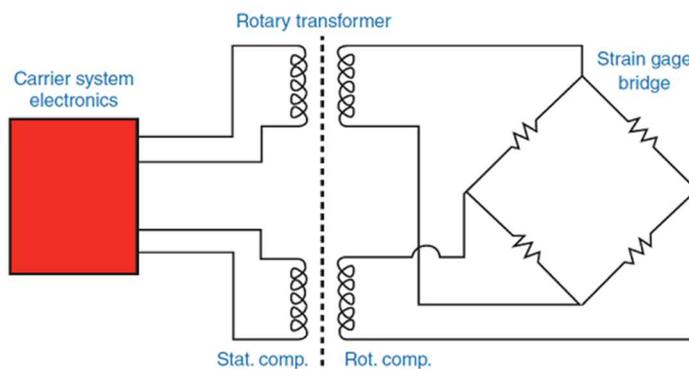


Figura 1.22: semplice schema circuitale del torsiometro con trasformatore tra asse mobile e alloggiamento stabile.

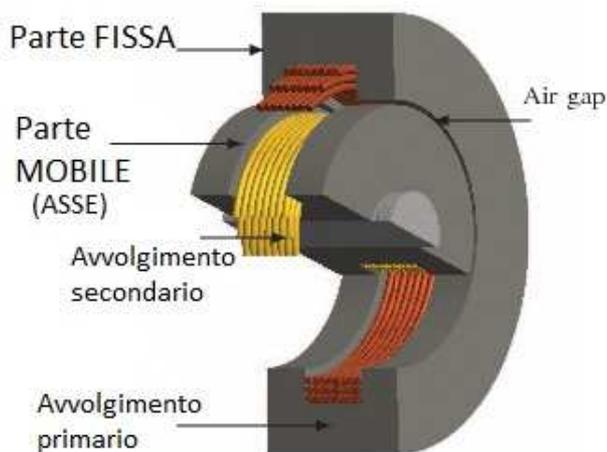


Figura 1.23: Vista interna del sensore con trasformatore rotativo.

Vantaggi:

- Si possono ottenere sensori con buona sensibilità a costi ragionevoli.
- Bassa inerzia

Svantaggi:

- Sensibile alle vibrazioni
- Necessita l'uso di corrente AC
- Questi trasformatori introducono noise
- Peso aggiuntivo sull'asse di rotazione a causa dell'avvolgimento in rame
- Basso tempo di risposta

Visti gli ultimi due motivi elencati questi sensori sono adatti per applicazioni a basse velocità [4].

Oltretutto questa soluzione non può essere applicata ovunque: si pensi ad un pezzo meccanico dove non è possibile posizionare un avvolgimento per realizzare un trasformatore. Ad esempio per un ingranaggio meccanico sarebbe necessario collegare un anello laterale dove avvolgere la spira, soluzione poco pratica per il peso aggiunto e la forza centrifuga a certe velocità di rotazione. Perfino su un asse cilindrico (la forma ideale per questa soluzione) per avere un air gap sottile (che costituisce il traferro del trasformatore) è impossibile fare un avvolgimento esterno all'asse, il quale introdurrebbe un certo spessore, perciò viene sempre praticato un taglio interno dove posizionarlo.

Torsiometro rotativo a telemetria (wireless telemetry torque sensor)

L'uso della telemetria RF elimina la necessità di anelli di scorrimento e cuscinetti oltre ad essere immune da polvere e accumulo di olio. I produttori automobilistici stanno puntando molto su questa tecnologia anche per sostituire i sensori di coppia che sfruttano gli infrarossi per il trasferimento dati. Nonostante quest'ultimi siano molto diffusi l'uso di infrarossi è poco consigliato negli ambienti in cui si accumula sporcizia e liquidi.

Presenta numerosi vantaggi oltre a quelli già citati: le antenne RF sono realizzate direttamente sulla pcb (come si vede in fig 1.24), questo rende il sistema per la trasmissione molto leggero considerando anche che sulla parte mobile si trova solo un circuito elettronico, il sistema può essere adattato per diverse forme di pezzi

meccanici, è affidabile anche ad alte velocità, e come già detto la trasmissione non soffre per la presenza di sporco di qualunque genere.

A volte, a seconda dello spazio disponibile o da altre necessità, si realizzano antenne mediante avvolgimenti di fili in rame come per i trasformatori ma richiedendo induttanze molto piccole sono comunque piccoli e piuttosto leggeri, anche se è preferibile realizzare antenne su pcb.

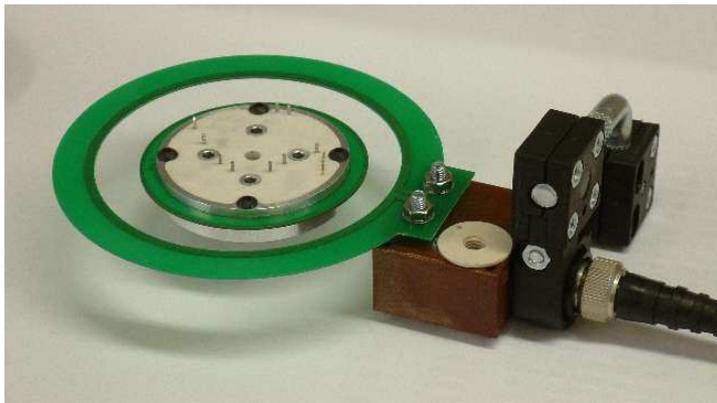


Figura 1.24: si nota che sulle pcb (in verde) sono presenti delle antenne circolari costituite da piste in rame.

Esistono due sottocategorie per questo tipo di trasduttori:

- a telemetria analogica
- a telemetria digitale

Il segnale digitale soffre meno i disturbi, noise, rispetto a quello analogico, si tenga conto anche della presenza di numerosi metalli che ostacolano, attenuano e distorcono il segnale, la trasmissione digitale è di gran lunga preferibile.

Lo svantaggio della telemetria digitale rispetto a quella analogica è la necessità di campionare e convertire il segnale fornito dal circuito estensimetrico direttamente sull'alloggiamento mobile (asse) del sensore prima di poterlo inviare, oltretutto è un circuito di maggiore complessità e di conseguenza richiede costi maggiori.

La trasmissione dei dati con la telemetria digitale è effettuata solitamente con frequenza portante a 13,56MHz secondo lo standard ISO15693 (molto utilizzato per la comunicazione tra NFC tag chip e RFID reader).

Per quanto riguarda il trasferimento di potenza si sfrutta il fenomeno dell'accoppiamento induttivo tra due induttanze realizzate sempre su pcb come quelle per la trasmissione dati (o mediante fili in rame).

Il sensore realizzato nel progetto di tesi e descritto di seguito fa parte di questa categoria.

Capitolo 2

Circuito estensimetrico e catena di acquisizione

2.1 Introduzione al progetto: struttura, blocchi di cui è composto e loro collocazione

Innanzitutto è bene aver presente il luogo in cui si colloca il sensore.

Nella figura 2.1 viene mostrato un pignone: altro non è che una ruota dentata, un ingranaggio, su cui è avvolta una catena di trasmissione.

Questo sistema corona-pignone è presente in molti mezzi di trasporto come in un'automobile, in una moto o, dove certamente lo avrete notato dato che è in bella vista, in una bicicletta, così come in macchinari industriali e altri dispositivi.



Figura 2.1: A sinistra il sistema corona-pignone. A destra il solo pignone.

Il sistema nel suo complesso è costituito essenzialmente da due parti:

- ❖ Un circuito posto sul pignone (parte mobile)
- ❖ Un circuito posto su un alloggiamento fisso

Il sistema posto sul pignone è composto essenzialmente dai seguenti blocchi:

- Un **CIRCUITO ESTENSIMETRICO** composto dai 4 strain gauges connessi a ponte di wheatstone.
- Un **CIRCUITO PER AMPLIFICARE E FILTRARE** il segnale V_o del ponte di wheatstone.
- Un **ADC** per campionare il segnale in uscita dal precedente blocco.
- Un **transponder basato sul microcontrollore RF430FRL152H** che si interfaccia con l'adc mediante il protocollo S.P.I. (Serial Peripheral Interface) per raccogliere, memorizzare e infine **inviare i dati**, mediante il protocollo di trasmissione NFC e **una propria antenna**, al trasmettitore collocato su una zona fissa, immobile (il modulo per trasmissioni NFC-RFID costituito dai chip TRF7970A e MSP430G2).
- Il **chip BQ51013B**, con annesso un circuito per il proprio funzionamento, **per la trasmissione di potenza** “senza fili”.

- Infine un **CIRCUITO DI ALIMENTAZIONE** collegato al blocco circuitale precedente dalla quale preleva la potenza necessaria per alimentare tutti i blocchi presenti sul ricevitore e fornire le corrette tensioni (tranne il chip RF430FRL152H che oltre a comunicare con il TRF7970A/MSP430G2 è in grado di alimentarsi con il segnale a radiofrequenza).

Il sistema collocato sulla zona immobile è costituito dai seguenti blocchi:

- **Un circuito basato sul chip BQ500212A** che comunica tramite radiofrequenza secondo lo standard WPC1.1 con il chip BQ51013B mediante l'accoppiamento induttivo tra due induttanze (le “antenne” dei corrispettivi chip).
- **Il trasmettore basato sui chip TRF7970A/MSP430G2** che comunica e alimenta, sempre tramite radiofrequenza e mediante la comunicazione NFC con standard ISO15693, il chip RF430FRL152H.

Lo schema a blocchi mostrato nella 2.2 presenta tutte le parti descritte in precedenza. Come si può notare sia il microcontrollore RF430FRL152H che il BQ51013B **comunicano e si alimentano mediante radiofrequenza** con i loro rispettivi blocchi di trasmissione.

Entrambi possiedono **la propria antenna** per la comunicazione realizzata direttamente su PCB (si osservi l'immagine 2.4).

Il BQ51013B si occupa inoltre di fornire un'alimentazione al resto del circuito presente sul pignone.

In seguito si descriverà in modo approfondito ciascun blocco elencato: il principio di funzionamento, le scelte effettuate nella progettazione, i dati raccolti e le eventuali problematiche sorte.

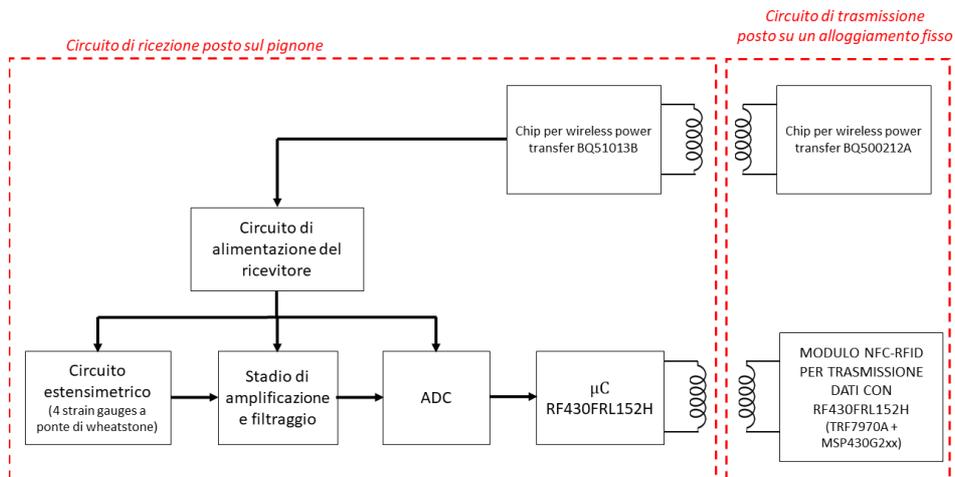


Figura 2.2: Schema a blocchi dell'intera circuiteria del torsionmetro rotativo a telemetria realizzato in questo progetto di tesi.

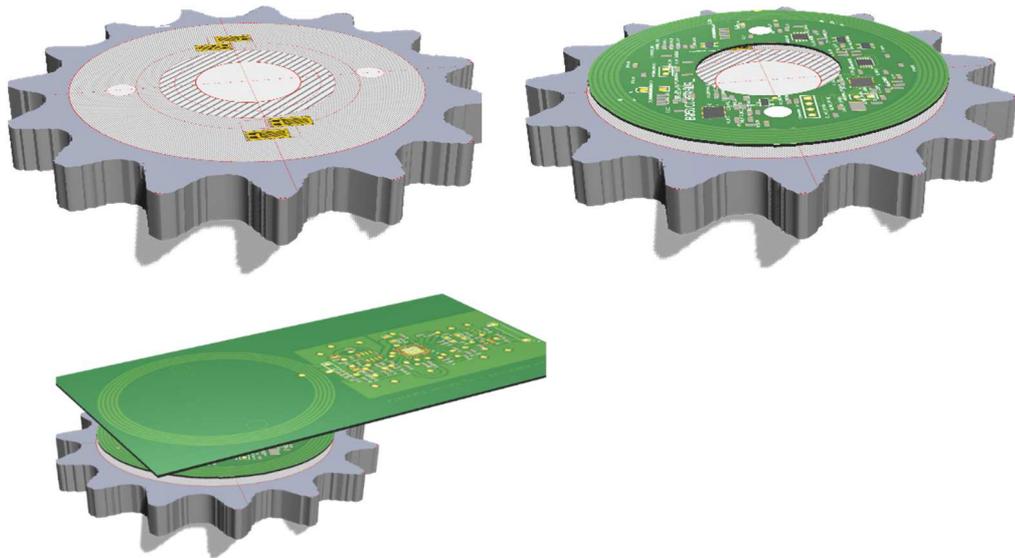


Figura 2.3: In alto a sinistra una rappresentazione grafica in 3D del pignone con i quattro strain gauges saldati (per avere un'idea più precisa della loro posizione e orientamento guardare la fig. 2.7).

In alto a destra si vede il circuito elettronico del ricevitore con la propria antenna posta direttamente sulla PCB. Il ricevitore è situato circa 2-3mm sopra il pignone mediante rondelle in plastica e fissato con due viti tramite i fori bianchi. **In basso** viene mostrato anche il circuito trasmettitore che non si trova sul pignone ma su un alloggiamento fisso posto lì vicino e comunica con il ricevitore sottostante mediante un'antenna, sempre stampata in PCB.

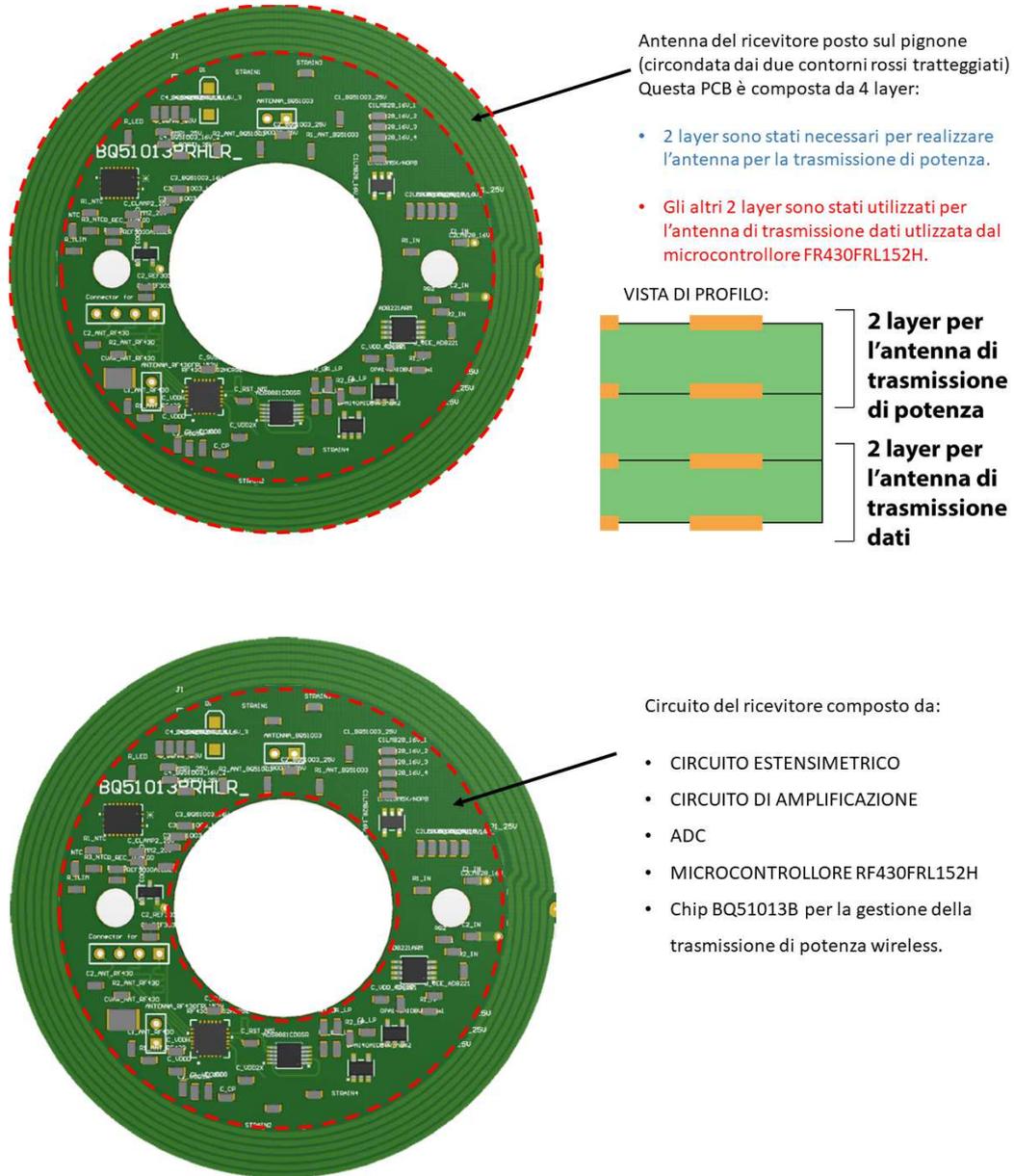


Figura 2.4: Rappresentazione grafica in 2D che mostra i diversi blocchi di cui è composto il sistema di ricezione posto sul pignone e la loro collocazione.

2.2 Circuito estensimetrico

2.2.1 Principio di funzionamento

Nella raffigurazione 2.5 e 2.6 viene mostrata la deformazione subita dal pignone durante la rotazione nel caso in cui agisce una coppia di forze, in questo caso specifico di 1Nm.

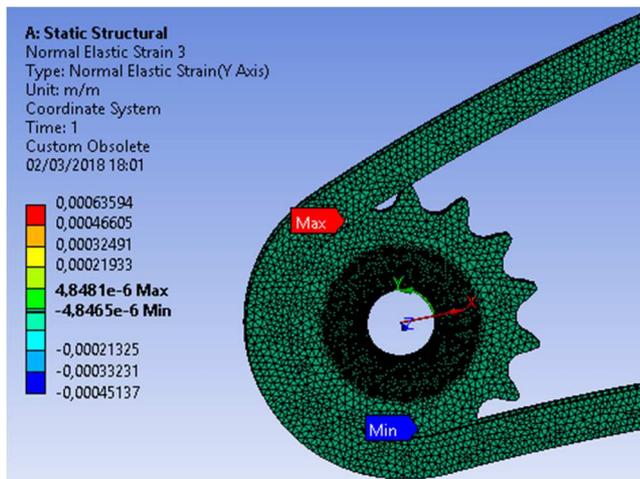


Figura 2.5: Deformazioni misurate sul pignone quando agisce una coppia di forze da 1Nm. Test effettuato con il software ANSYS.

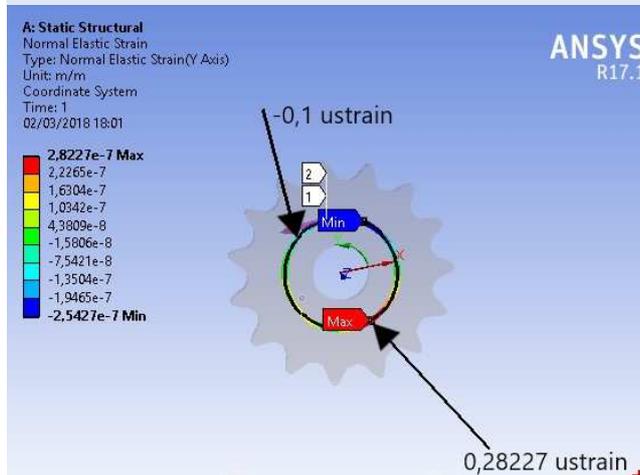


Figura 2.6: Vengono indicati i valori misurati lungo la circonferenza immaginaria di raggio 20mm dal centro del pignone. Test effettuato con il software ANSYS.

A sinistra sono indicati i valori più significativi di strain ϵ misurati.

Nel punto con la massima deformazione si ha 0,28227 μ strain mentre sul lato opposto si avrà una dilatazione, che indicheremo con il segno meno, di circa 0.13 μ strain.

I dati mostrati nella fig. 2.6 sono di maggior interesse perché mostrano valori significativi lungo una circonferenza di raggio 20mm partendo dal centro del pignone. Gli estensimetri sono collocati proprio a quella distanza dal centro come mostrato in fig. 2.7. Si osservi la posizione degli strain gauges nel ponte di wheatstone in fig. 2.8 poiché è diverso rispetto a quello visto nel capitolo 1. Da ora in poi si prenderà come riferimento quello nell'immagine 2.8, le formule del capitolo 1 sono quindi riadattate al nuovo schematico.

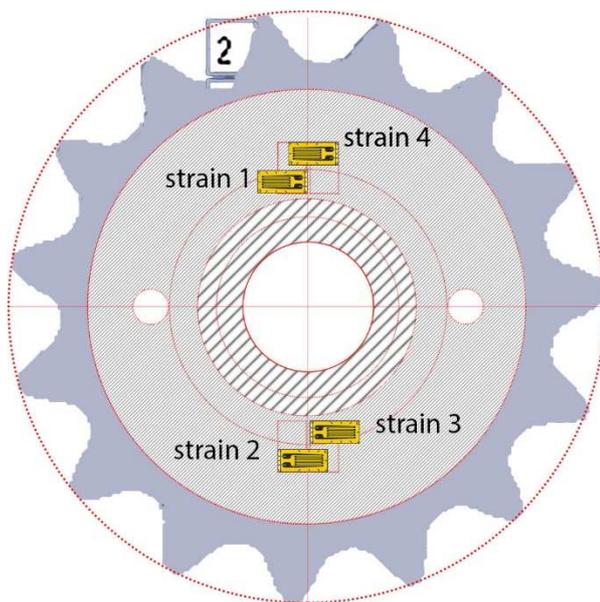


Figura 2.7: Disegno del pignone realizzato con un software CAD. La parte grigia in tinta unita rappresenta la massima superficie che può essere dedicata al circuito elettronico. Si notino la disposizione dei quattro strain gauges sul pignone.

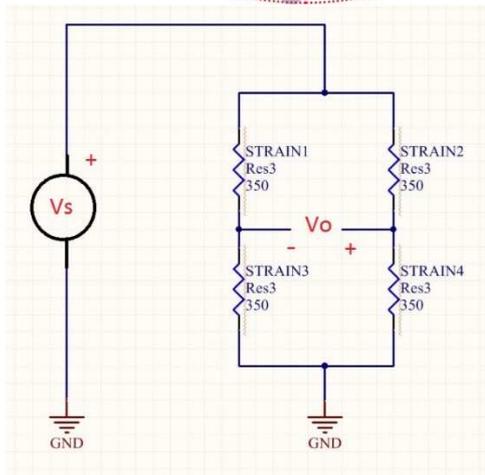


Figura 2.8: Schematico del ponte di wheatstone con cui sono connessi i quattro strain. Si noti che è diverso da quello descritto nel capitolo 1. Da ora in poi si prenda questo come riferimento.

Riprendendo la formula 1.14 e sostituendo il termine $\frac{\Delta R}{R}$ con la 1.11 ottengo l'equazione 2.1.

$$V_o = \frac{V_s}{4} * \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right) \quad (1.14)$$

$$\frac{\Delta R}{R} = G * \frac{\Delta L}{L} = G \varepsilon \quad (1.11)$$

$$V_o = \frac{V_s}{4} * (G \varepsilon_1 - G \varepsilon_2 + G \varepsilon_4 - G \varepsilon_3) \quad (2.1)$$

Dato che utilizzo quattro strain identici, con le stesse proprietà, il termine G sarà uguale per tutti: $G_1 = G_2 = G_3 = G_4 = G$, inoltre lo strain 1 e 4 si trovano circa nello stesso punto misurando la stessa deformazione e di conseguenza lo stesso ΔR ; allo stesso modo accade per gli strain 2 e 3. Avrò per cui $\varepsilon_1 = \varepsilon_4 = -\varepsilon_2 = -\varepsilon_3$, mentre in termini assoluti saranno uguali. Si ottiene così la 2.2.

$$V_o = \frac{V_s}{4} * (2 G \varepsilon_{1,4} - 2 G \varepsilon_{2,3}) \quad (2.2)$$

Utilizzare il segno negativo per gli estensimetri 2, 3 o per l'1 e il 4 è lo stesso visto che il pignone è in rotazione e ogni coppia di strain attraversa ciclicamente punti in compressione e punti in dilatazione e le due coppie sono sempre in posizioni distanti 180° l'una dall'altra.

Si noterà nella spiegazione in seguito che V_o varia in modo all'incirca sinusoidale e avrà sempre il massimo e il minimo valore uguali in termini assoluti e quest'ultimi i valori di interesse a cui si associa la coppia di forze che agisce sul pignone in movimento. I grafici e le spiegazioni in seguito chiariscono meglio il concetto.

Il grafico 2.10 mostra l'andamento dei valori di strain ε di un estensimetro.

L'asse delle ordinate rappresenta lo strain dell'estensimetro lungo i punti di una circonferenza con raggio 20mm. Sono per l'appunto i valori mostrati nell'immagine 2.6.

L'asse delle ascisse rappresenta questa circonferenza immaginaria di raggio 20mm (*lunghezza circonferenza = $2\pi R = 0,12566m$*) e prende come punto iniziale il luogo in cui rileva il valore di circa -0,13 μ strain, questo punto è indicato come 0m. Muovendosi **lungo la circonferenza** partendo dal punto 0 (e questa distanza è quella mostrata in metri lungo l'asse) si indicano i valori di strain in ciascun punto.

Ora quest'asse delle ascisse possiamo vederlo come un asse "temporale".

Partiamo dal caso in cui gli estensimetri 1, 4 si trovino esattamente nel punto di massima (0,28227 μ strain) mostrato in 2.9. Mentre il pignone ruota attorno alla catena, **il punto di massima, così come tutti gli altri, rimane sempre fissato nello stesso luogo spaziale**, è solo lo strain gauges (estensimetro) che si sposta nello spazio a seguito della rotazione. Il grafico 2.10 mostra appunto i valori di deformazione “visti” dallo strain gauge mentre si sposta lungo la circonferenza immaginaria.

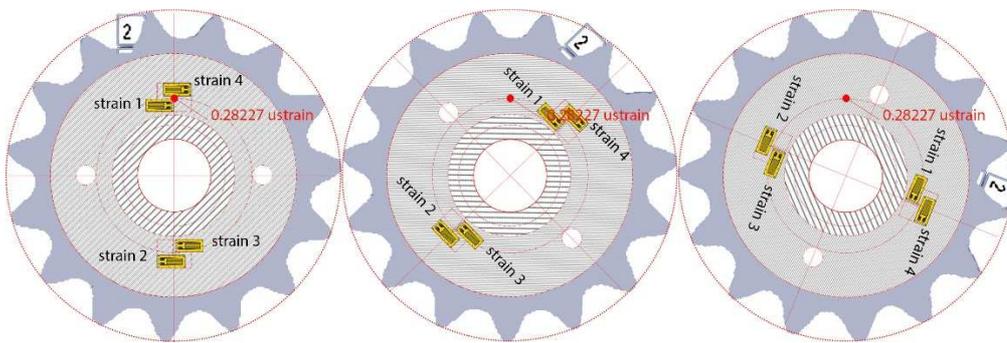


Figura 2.9: La rappresentazione grafica del pignone in rotazione mostra come il punto di massima deformazione, così come tutti i punti in cui è stata misurata, rimane fisso nello spazio.

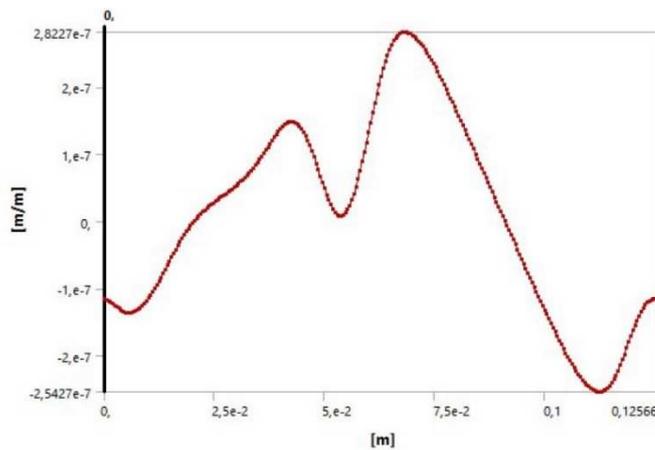


Figura 2.10: Deformazione (strain) misurata da un estensimetro durante una rotazione di 360° compiuta dal pignone.

Ora, osservando attentamente la fig. 2.11, nel momento in cui gli strain gauges 1 e 4 (raffigurati nel grafico in alto) si trovano nel punto di 0,28227 μ strain, gli

estensimetri 2 e 3 (raffigurati nel **grafico sotto**) si trovano nel punto opposto dove si ha deformazione $-0,13 \mu\text{strain}$.

Con la rotazione del pignone gli strain gauges 1 e 4 vedono valori di strain ε sempre più bassi, come si può notare nel primo andamento.

Nello stesso istante, nel grafico in basso, invece, si vede che la deformazione vista dagli estensimetri 2 e 3 partendo da $-0,13 \mu\text{strain}$ non fa altro che aumentare.

Secondo l'equazione 2.2 la V_o sarà "circa" una sinusoide (non è importante l'andamento in se ma i valori massimi/minimi rilevati).

2.2.2 Tipologia di estensimetro e misure meccaniche effettuate

Gli estensimetri utilizzati nel progetto sono "elettrici a resistenza realizzati mediante litografia su strato metallico", sono di tipo monoassiale e con pattern lineare mostrato nell'immagine 2.11.

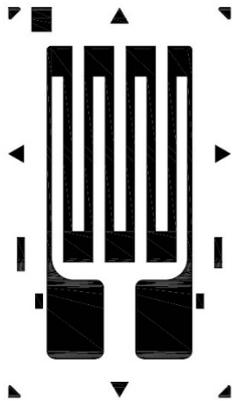


Figura 2.11: Pattern dei quattro strain gauges utilizzati.

Il materiale conduttivo è "costantana" poiché permette di mantenere circa costante il gage factor G dell'estensimetro in un ampio range di deformazione.

Osservando il grafico 2.12 si nota che con la costantana $\frac{\Delta R}{R}$ varia in modo proporzionale a ε anche con strain $\varepsilon = \frac{\Delta L}{L}$ del 2%. Si ricorda tramite l'equazione 1.10 che il rapporto tra $\frac{\Delta R}{R}$ e $\frac{\Delta L}{L}$ è per l'appunto G .

Il nostro estensimetro ha le seguenti caratteristiche: $R_0 = 350 \Omega$; $\frac{\Delta R}{R}_{MAX} = 0,15\%$ pari a $0,525 \Omega$; $G = 2.05$.

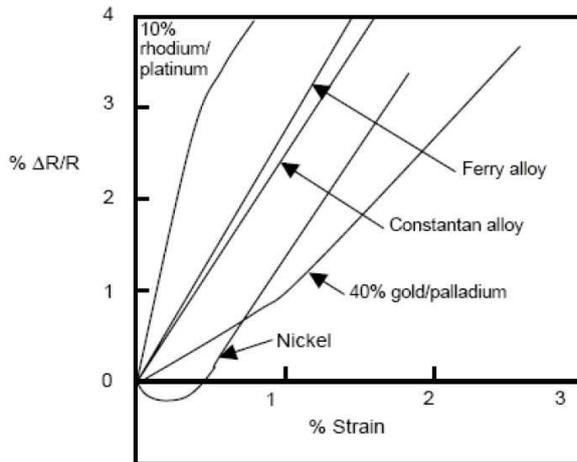


Figura 2.12: Il grafico mostra il rapporto tra la deformazione subita dal materiale e la sua variazione di resistenza. Si noti come la costantana ha un G piuttosto alto e circa costante per ampi range di strain. Per il suddetto materiale si ha G tra 2,1 (leggera deformazione) a 1,9 (forte deformazione).

Material	Gage Factor (GF)		Ultimate Elongation (%)
	Low Strain	High Strain	
Copper	2.6	2.2	0.5
Constantan*	2.1	1.9	1.0
Nickel	-12	2.7	--
Platinum	6.1	2.4	0.4
Silver	2.9	2.4	0.8
40% gold/palladium	0.9	1.9	0.8
Semiconductor**	~100	~600	--

* similar to "Ferry" and "Advance" and "Copel" alloys.
 ** semiconductor gage factors depend highly on the level and kind of doping used.

Prendendo in considerazione l'istante in cui $\epsilon_{1,4} = 0,28227 \mu strain$ (che corrisponde a una $\frac{\Delta R}{R} = 2,05 * 0,28227 * 10^{-6} = 5,786535 * 10^{-7} \Omega$ per ciascuno, e $\epsilon_{2,3} = -0,13 \mu strain$ (quindi $\frac{\Delta R}{R} = 2,05 * 0,13 * 10^{-6}$), $V_s = 3V$, $G = 2,05$ otterrò $V_o = 1,26773 \mu V$ secondo la 2.2.

$$V_o = \frac{V_s}{4} * (2 G \epsilon_{1,4} - 2 G \epsilon_{2,3}) = \frac{3V}{4} * (2 * 2,05 * 0,28227 * 10^{-6} - 2 * 2,05 * (-0,13 * 10^{-6})) = 1,26773 \mu V \quad (2.2)$$

Dopo una rotazione di 180° gli strain 2 e 3 si troveranno nel punto di max. con $\epsilon_{2,3} = 0,28227 \mu strain$ mentre $\epsilon_{1,4}$ sarà $-0,13 \mu strain$, di conseguenza:

$$V_o = -1,26773 \mu V$$

Questi due valori sono rispettivamente i massimi e i minimi di V_o e il suo andamento non è perfettamente sinusoidale quindi si hanno diverse armoniche nello spettro delle frequenze.

Lungo la catena di acquisizione sono presenti dei filtri che attenuano alcune di queste armoniche ma per la banda passante scelta non si ha nessun cambiamento dei massimi/minimi di V_o . **Da ora in poi, quindi, si considererà V_o come una sinusoide ideale** per semplificare alcune spiegazioni e scelte progettuali.

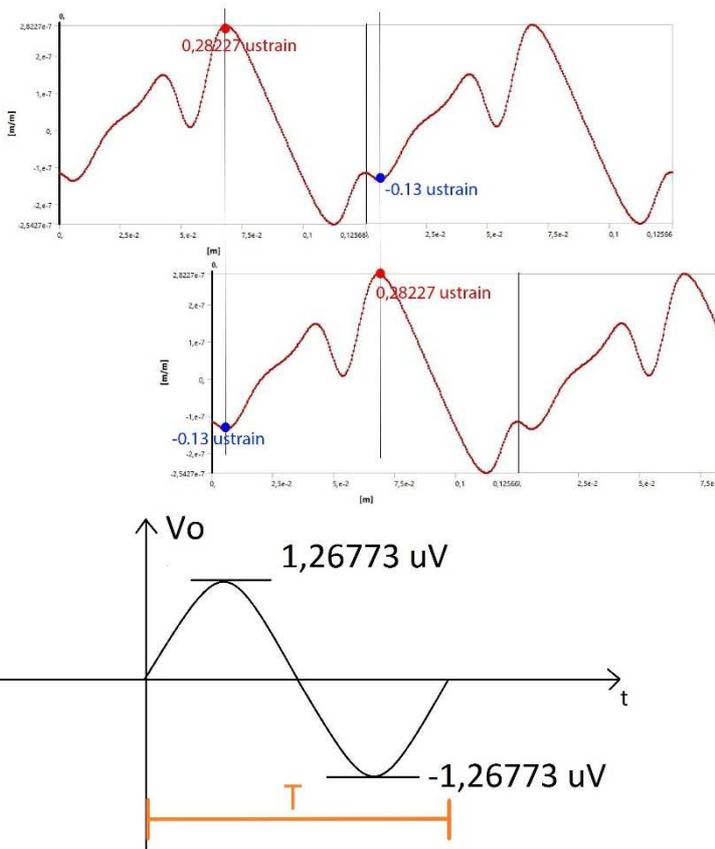


Figura 2.13: La prima immagine mostra la deformazione misurata dalla coppia di estensimetri 1 e 4 durante la rotazione del pignone, mentre sotto si raffigura la deformazione letta dagli estensimetri 2 e 3 posizionati sul lato opposto. La linea nera mostra un preciso istante temporale in cui si osservano i valori delle due coppie.

Con una coppia di forze da 10Nm è stata misurata una deformazione di $2,8227\mu\text{strain}$ nel punto di massima e nello stesso istante dal lato opposto uno strain di $1,3\mu\text{strain}$ per cui $V_o = 12,6773\mu\text{V}$, e dopo una rotazione di 180° del pignone, $V_o = -12,6773\mu\text{V}$

La linearità tra forza e deformazione si mantiene anche a 100Nm , per cui $V_o = 126,773 \mu\text{V}$ come valore massimo e $-126,773 \mu\text{V}$ di minimo.

2.3 Stadio di amplificazione e filtraggio

2.3.1 Introduzione

Come detto il segnale V_o può essere approssimato a una sinusoidale, ma a che frequenza? La frequenza dipende dalla velocità di rotazione del pignone.

Il torsiometro in questione è utilizzato su un motorino con la ruota di diametro 0,63662 m. Il torsiometro è progettato per eseguire misure accurate tra i 300 km/h e i 30 km/h.

Si ipotizzi che il motorino, quindi la ruota, viaggi alla velocità di 300km/h, questo vuol dire che $\omega_{RUOTA} = \frac{V_{TANG}}{R_{RUOTA}} = \frac{83,333 \text{ m/s}}{0,31831 \text{ m}} = 261,79825 \text{ rad/s}$. Mediante il rapporto di 1 a 3 tra la ruota e il pignone si ha una $\omega_{pignone} = \omega_{strain} = 3\omega_{RUOTA} = 785,39475 \text{ rad/s}$.

Considerando che gli strain sul pignone sono posizionati ad una distanza di 0,02 m dal centro si ha $V_{STRAIN} = \omega_{STRAIN} * 0,02 \text{ m} = 15,7079 \text{ m/s}$.

Il periodo della sinusoidale, che corrisponde al giro completo compiuto da un estensimetro, sarà di $T_{GIRO} = \frac{360^\circ}{\omega_{STRAIN} * \frac{180^\circ}{\pi}} = 8ms$, che in frequenza è 125Hz.

Nel caso il veicolo viaggi a una velocità di 30 km/h, seguendo gli stessi calcoli precedenti ottengo una $V_{STRAIN} = 1,57079 \text{ m/s}$ quindi $T_{GIRO} = 80 \text{ ms}$, $f = 12,5 \text{ Hz}$.

Per poter individuare il valore di picco del segnale si è deciso di ottenere circa 400 campioni per periodo, quindi, nel caso limite con sinusoidale a 125Hz di frequenza si richiede un periodo tra un campionamento e il successivo $T_{SAMPLE} = 20\mu s$ ($f_{SAMPLE} = 50kHz$).

Si osservi la figura 2.14 per una migliore comprensione.

Nel caso di una sinusoide ideale si avrebbe lo spettro in frequenza visto in fig. 2.15,

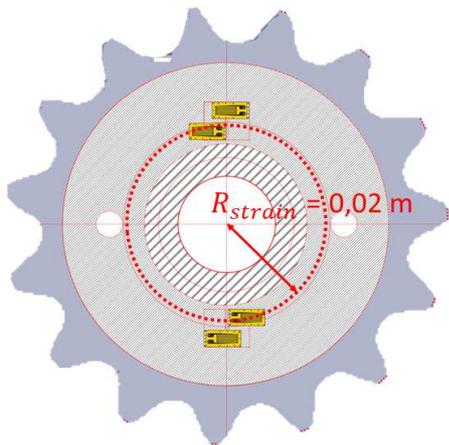
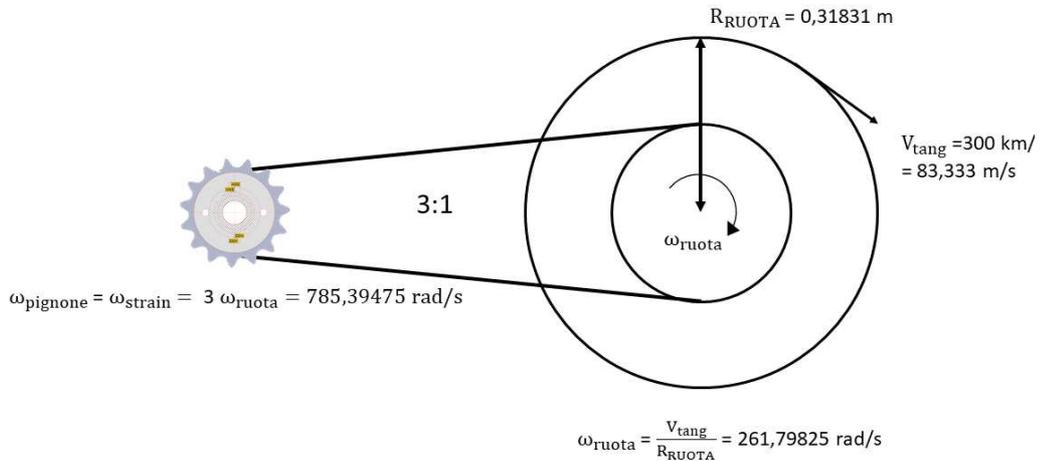


Figura 2.14: *In alto:* rappresentazione grafica del sistema di rapporti tra ruota e pignone con indicazioni sulle velocità angolari e tangenziali di ciascun componente.

In basso: figurazione del pignone

ma dovendo tener conto che il segnale V_o possiede molte armoniche oltre a quella principale, si è progettato il circuito di amplificazione per poter mantenere un gain con un'attenuazione di 3dB dal valore massimo a frequenza di 11kHz, inoltre, essendo gli errori di offset molto problematici, come si spiegherà in seguito, si filtra anche le basse frequenze con un'attenuazione di 3dB a circa 0,740Hz.

Il guadagno varia meno dell' 1% all'interno della banda 4,75Hz ÷ 2200 kHz. Si ricorda che si vuole conoscere esclusivamente i valori di picco di questo segnale V_o per poter ricavare la coppia di forze agenti sul pignone e visto che lo spettro in frequenza di questo segnale la cui energia è concentrata quasi del tutto

nell'armonica principale, la componente in DC è nulla, l'errore che si introduce nella misura è assolutamente trascurabile anche nel caso di minima o massima velocità di rotazione del pignone e molto inferiore a rispetto quelli introdotti nel campionamento con l'ADC.

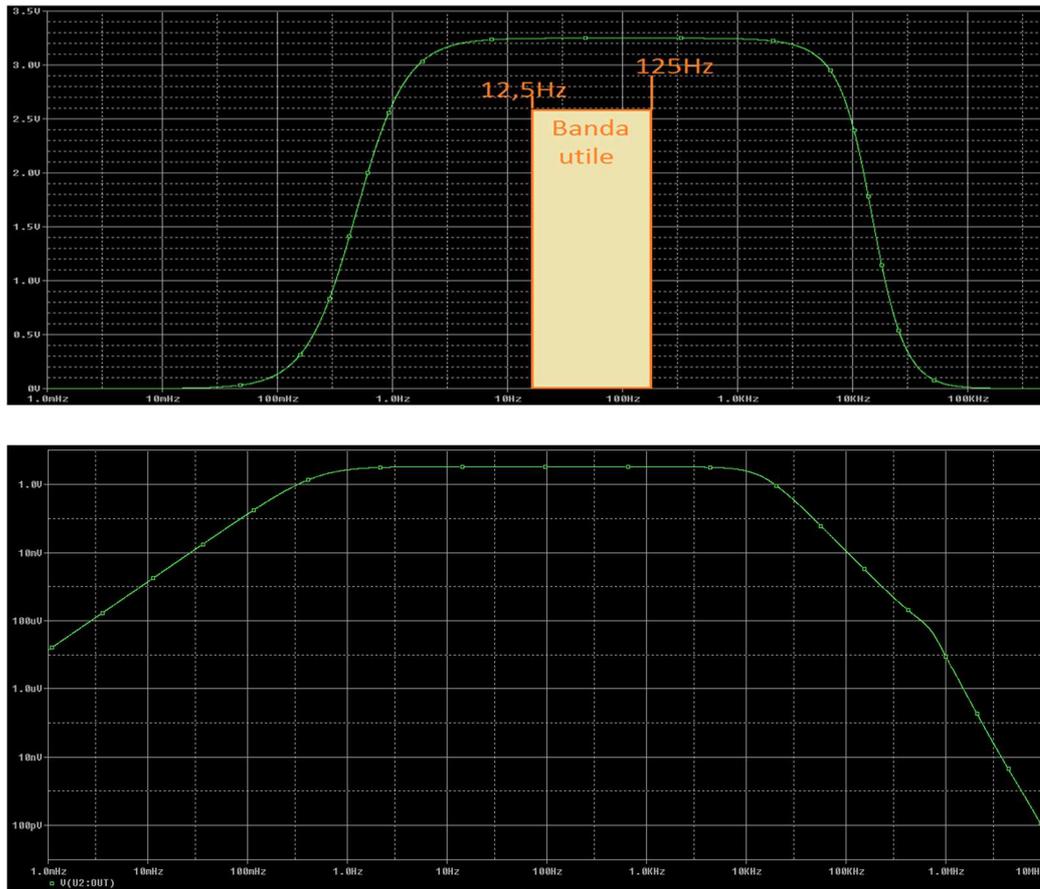


Figura 2.15: In alto: risposta in frequenza del gain in uscita allo stadio di amplificazione con indicazione della banda del segnale V_o i cui limiti corrispondono alla minima e alla massima velocità di rotazione del pignone in cui si rilevano le misurazioni. Sia l'asse delle ascisse che delle ordinate sono lineari.

In basso: stesso diagramma di bode rappresentato sopra ma con l'asse delle ascisse in dB.

Entrambi i grafici sono stati ottenuti mediante simulazione utilizzando il software Orcad Capture CIS della Cadence Design System Inc.

Nel caso il veicolo viaggi a 300km/h, l'energia del segnale V_o sarebbe concentrata quasi del tutto nell'armonica a 125Hz, con le altre che via via si attenuano allontanandosi da essa. In questo caso le armoniche a 2200Hz (oltre 17 volte i 125Hz) subirebbero un'attenuazione inferiore all'1%, mentre quelle a 11kHz (circa 90 volte i 125Hz) si ridurrebbero di 3dB.

Alla velocità minima di 30km/h avrei comunque un errore inferiore all'1% nella misura del valore di picco. Non era possibile ampliare la banda utile nelle basse frequenze per diversi motivi:

- bisognava ridurre il più possibile il **Flicker** noise che costituisce buona parte del noise complessivo presente nelle misure.
- Filtrare le basse frequenze non necessarie, sempre rispettando le specifiche richieste, è utile per eliminare tutti gli offset/errori in DC presenti e discussi in dettaglio in seguito.
- Per spostare i poli a frequenze più basse era necessario o aumentare le resistenze (questo avrebbe significato aumentare il white noise dove le impedenze in ingresso giocano un ruolo rilevante) oppure aumentare i valori dei condensatori (problematico per via dell'effetto piezoelettrico in cui le armature dei condensatori ceramici MLCC presenti nel circuito sul pignone in rotazione, a causa della forza centrifuga a cui sono sottoposti, si avvicinano cambiando il valore della capacità o, nel caso peggiore, si flettono fino a toccarsi provocando un cortocircuito che rompe il dielettrico). Nel progetto si noterà che il ricevitore presente sulla parte mobile non ha resistenze superiori a $1M\Omega$ e capacità oltre $1\mu F$.

Per quanto riguarda il limite della banda alle alte frequenze sono state fatte le seguenti scelte progettuali:

- L'ADC campionerà alla frequenza di 50kHz per cui, secondo il teorema di Shannon, f_{MAX} del segnale in uscita allo stadio di amplificazione dovrà essere molto minore di 25kHz. In questo caso f_{MAX} è 11kHz (dove si ha un'attenuazione di 3dB del gain).
- Aumentare eccessivamente la banda, che avrebbe costretto a frequenze di campionamento maggiori, non avrebbe apportato alcun beneficio nel ridurre l'errore di amplificazione del segnale V_o (come spiegato in precedenza), anzi, come è ben noto ampliare la banda utile oltre il necessario vuol dire

acquisire più rumore riducendo il SNR. Inoltre in questa banda tutti i dispositivi appartenenti allo stadio amplificante mantengono i loro massimi valori di CMRR e PSRR (si tratterà questo aspetto nello specifico in seguito per ogni componente scelto).

2.3.2 Introduzione ai singoli blocchi dello stadio

Lo stadio amplificate è evidenziato nella figura 2.16. Si compone di tre stadi: **un INA** la cui uscita si connette all'ingresso di un **filtro passa alto passivo del I ordine** che a sua volta ha l'uscita entrante in un **filtro passa basso attivo del II ordine a retroazione multipla di tipo Butterworth**.

Lo stadio necessita di una dual supply (positive supply di 5V e negative supply di -5V).

Come descritto nel capitolo 2, sezione 2.1, il BQ51013B fornisce l'alimentazione a tutti i dispositivi sul ricevitore, escluso il microcontrollore RF430FRL152H, con tensione positiva di 5V e massa. Si è reso necessario ricreare una tensione di -5V mediante uno switched-capacitor voltage converter (quello usato nel progetto è indicato con la sigla LM828) che, mediante quattro mosfet utilizzati come switch per controllare la carica/scarica dei condensatori di un circuito charge-pump, permette di ricreare una tensione in uscita uguale ma di segno opposto rispetto a quella in ingresso.

In seguito, nella sezione 2.3.3, dove verranno trattati offset e componenti in DC presenti, si giustificherà l'utilizzo di una dual supply al posto di una single supply.

Lo stadio ha un guadagno complessivo di circa 25600, per la precisione 25623,75.

Il primo stadio (INA) ha un guadagno pari a 716,94203 secondo l'equazione 2.3 indicata nel datasheet del produttore dove si è scelto una R_G è pari a 69Ω , il secondo è un passa-alto del I ordine passivo quindi $G=1$, mentre il terzo, filtro passa basso del II ordine, un gain da 35,74. Appunto $716,94203 * 1 * 35,74 \cong 25623$.

$$G = 1 + (49.4 \text{ k}\Omega/R_G) \quad (2.3) [5]$$

Questo gain è stato scelto per ricreare in ingresso all'ADC, che possiede una V_{REF} di 3,3V, un segnale poco al di sotto della suddetta tensione di riferimento quando in ingresso allo stadio ho la V_o massima pari a 126,773 μ V.

Per l'appunto $V_{INPUT\ ADC} = 126,773\mu V * 25623,75 = 3,2484 V$

La tensione V_{REF} dell'ADC è selezionabile mediante un partitore di tensione esterno, si osservi la formula 2.4.

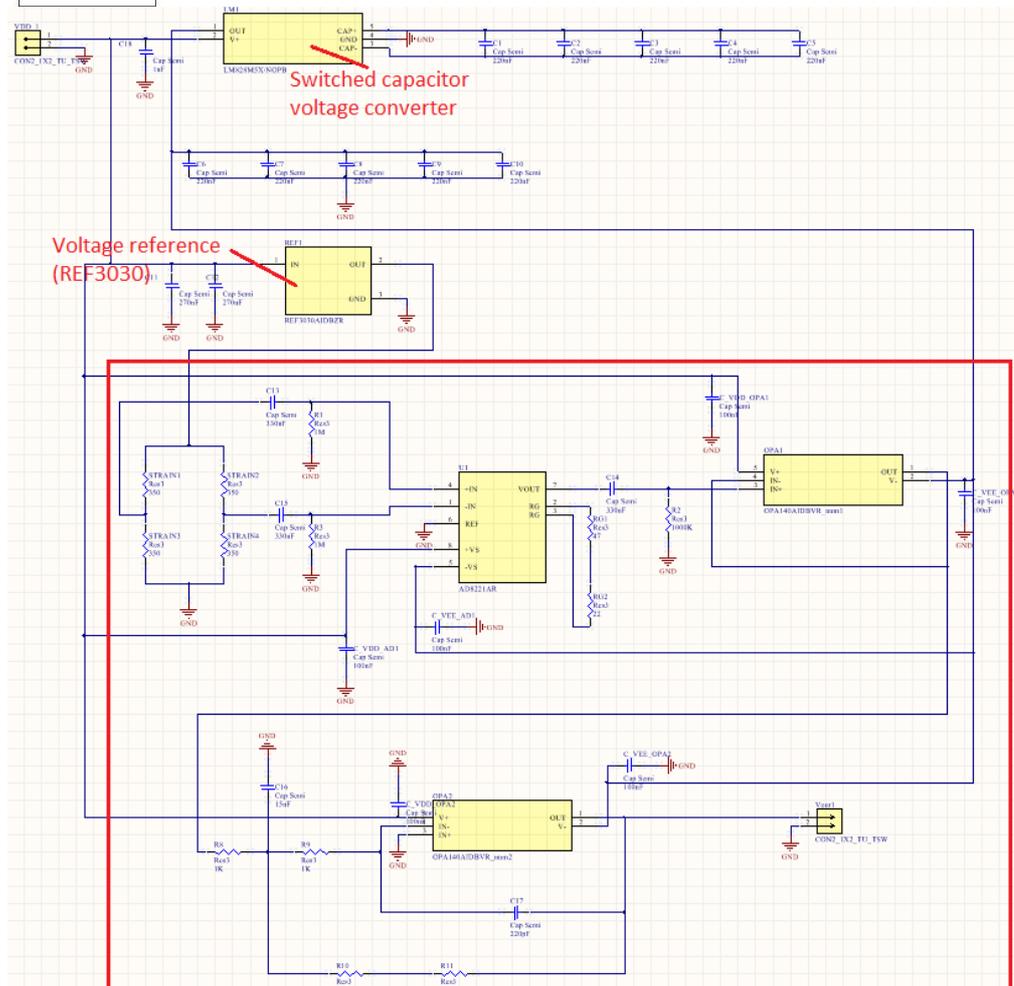
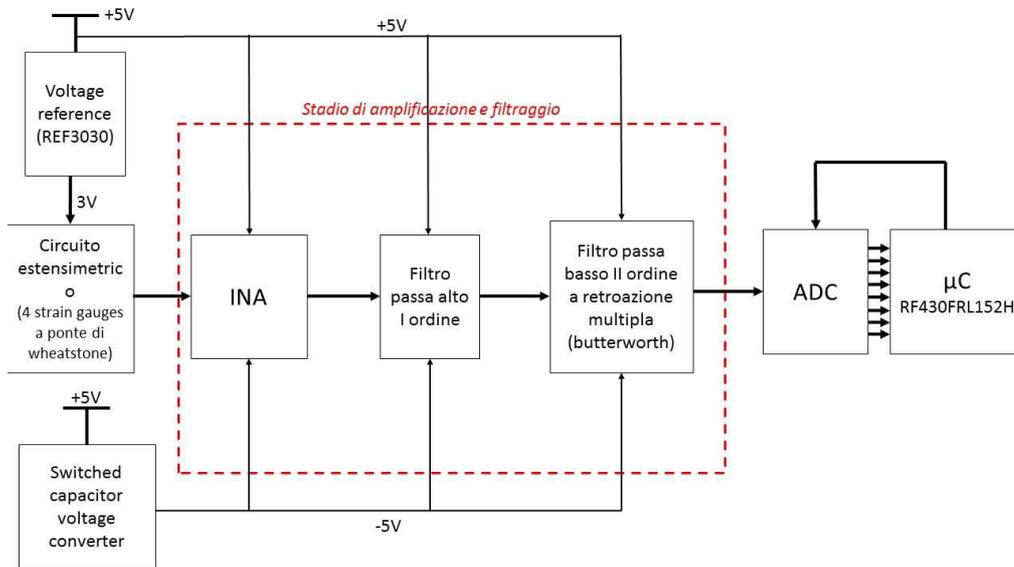
$$V_{REF} = 5V * \frac{560k\Omega}{560k\Omega + 270k\Omega + 27k\Omega + 4,7k\Omega} = 3,2494V \quad (2.4)$$

Se fosse stata usata una V_{REF} da 3,3V avrebbe richiesto uno stadio con gain pari a 26030,8 quindi avrei dovuto aumentare il guadagno dell'INA, il che sarebbe stato meglio evitarlo poiché l'INA riesce a mantenere al limite quello richiesto, circa 717, alla frequenza di 10kHz, oltre inizia già a ridursi a seguito della GBWP propria del componente, come indicato dal datasheet del produttore. Se fosse stato aumentato la riduzione sarebbe iniziata a frequenze ancora più basse.

Altra soluzione sarebbe stata incrementare il gain del filtro passa basso del II ordine a retroazione multipla ma anche questa scelta è problematica visto che **per questo tipo di filtri** maggiore è il guadagno maggiore sarà la sua incertezza/variazione rispetto a quello calcolato idealmente poiché basta una piccola variazione del valore dei componenti (per esempio la tolleranza delle resistenze e dei condensatori) rispetto a quello preso in considerazione, a provocare una rilevante variazione del gain. Inoltre per questo tipo di filtro sono stati utilizzati resistenze e capacità con "valori commerciali" molto diffusi, che ha permesso di contenere molto i costi, ma che si discostavano di poco da quelli calcolati provocando una variazione del gain rispetto a quello previsto.

In conclusione, è stata ridotta di poco la V_{REF} rispetto a quella massima ottenendo però una precisa coincidenza tra il valore massimo in uscita dallo stadio amplificante e la V_{REF} di 3,2494V utilizzando tutti i dispositivi nella banda con i massimi e costanti PSRR e CMRR e utilizzando tutti componenti con valori commerciali.

Capitolo 2



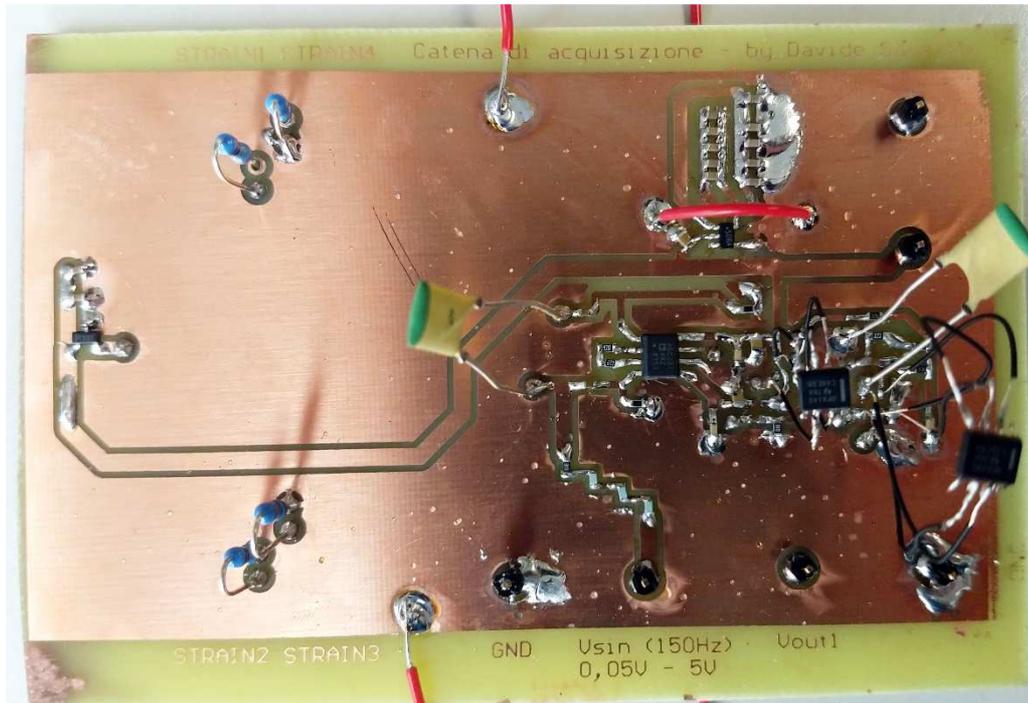


Figura 2.16: Sopra: schema a blocchi di una parte del circuito presente sul ricevitore mobile che mostra la composizione dello stadio di amplificazione e il suo interfacciamento con il resto del sistema.

Sotto: Schematico dello stadio amplificante completo di circuito estensimetrico in ingresso, voltage reference e voltage converter per fornire le tensioni richieste e il corrispettivo prototipo fisico realizzato e testato.

2.3.3 INA AD8221 e circuito estensimetrico: offset, noise e scelte di progettazione

Il primo stadio di amplificazione è costituito da un instrumentational amplifier poiché, per ridurre il più possibile il noise, è buona norma che il primo stadio sia quello che contribuisca maggiormente al guadagno di amplificazione totale. In figura 2.17 è mostrato lo schematico completo.

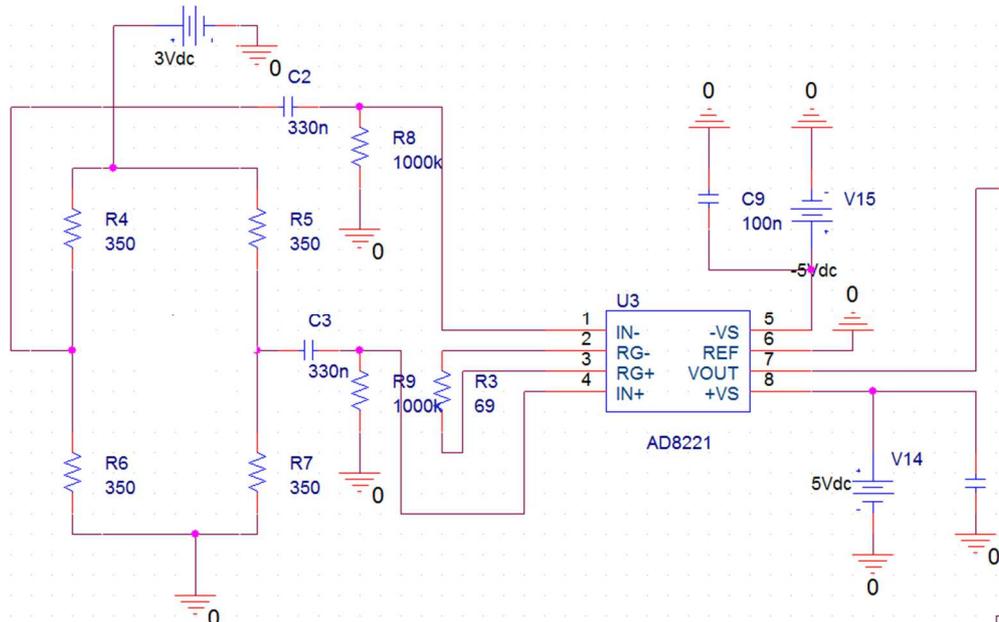


Figura 2.17: Schematico del circuito estensimetrico connesso al primo stadio basato sull'INA AD8221.

Essendo il segnale differenziale in ingresso molto piccolo, era necessario avere offset ridotti (seppur successivamente i componenti in DC vengono filtrati dal passa alto in ingresso all'INA e dal passa alto dello stadio successivo), alte impedenze di ingresso e soprattutto uguali.

Innanzitutto sono stati posti due filtri passa basso con capacità da 330nF e impedenza da 1MΩ. Ciascuno introduce un polo, vedasi l'equazione 2.5 e uno zero all'origine.

$$f_{\text{POLO}} = \frac{1}{2\pi \cdot 330\text{nF} \cdot (350\Omega + 1\text{M}\Omega)} = 0,4822\Omega \quad (2.5)$$

Era necessario introdurre già in ingresso allo stadio un filtro passa alto perché dato l'alto guadagno basta anche una piccola tensione di offset in ingresso che non solo introduca un errore nella misura ma addirittura faccia saturare gli amplificatori operazionali.

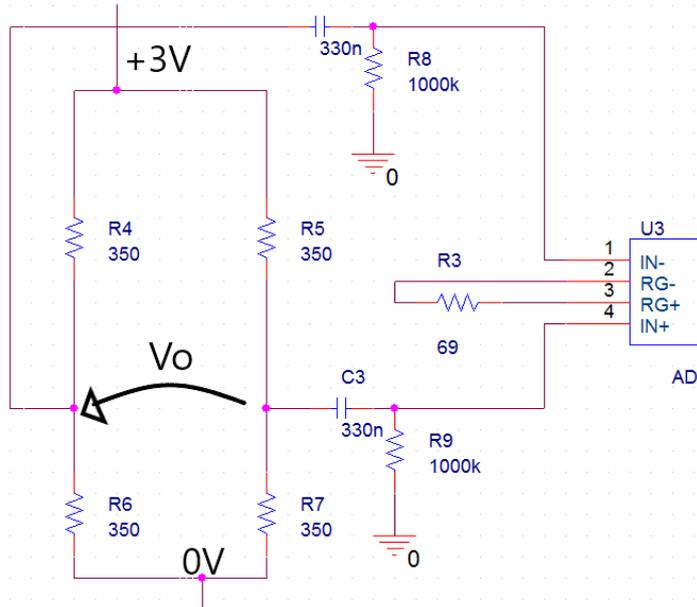


Figura 2.18:
Circuito
estensimetrico
collegato agli
ingressi dell'INA
AD8221.

2.3.3.1 Offset introdotto dal circuito estensimetrico e dall'INA

Si consideri l'equazione (1.14) vista nel capitolo 1, sezione 1.2.1.

Gli estensimetri possiedono una tolleranza di $\pm 0,15\%$ del loro valore nominale pari a 350Ω , quindi si può avere una variazione di $0,525\Omega$.

$$V_o = \frac{V_s}{4} * \left(\frac{\Delta R_6}{R_6} - \frac{\Delta R_4}{R_4} + \frac{\Delta R_5}{R_5} - \frac{\Delta R_7}{R_7} \right) \quad (1.14)$$

Considerando che le tensioni di alimentazione non sono sempre stabili ma possono avere anche piccole variazioni di qualche millivolt, si consideri il caso in cui V_s , pari di norma a $3V$, possa variare di circa $10mV$.

Nel caso peggiore in cui le gli estensimetri 6 e 5 presentino un'impedenza di $350\Omega + 0,525\Omega$ mentre il 4 e il 7 siano da $350\Omega - 0,525\Omega$ mentre V_s una variazione ΔV_s pari a $100mV$ avrei una deviazione di V_o di $150\mu V$ secondo la 2.6 che deriva dalla 1.14.

$$V_o = \Delta V_s * \left(\frac{350\Omega + 525\Omega - 350\Omega + 0,525\Omega}{2 * 350\Omega} \right) = 150\mu V \quad (2.6)$$

Considerando che la misura più piccola di V_o nel caso di un circuito ideale con una coppia di forze di $1Nm$ è di $1,26773\mu V$, una deviazione di $150\mu V$ è molto rilevante, inoltre **non è possibile eseguire una taratura** per compensare la tolleranza

degli strain gauges visto che i disturbi/rumore elettronico sulla V_s (cioè ΔV_s) è aleatorio.

Per questo motivo si è preferito introdurre il voltage reference per fornire una tensione stabile a 3V al ponte di wheatstone con un'accuratezza del 2% pari a 6mV che comunque mi provoca un'importante V_o di 9 μ V secondo la 2.6.

Oltretutto l'alimentazione di tutti i dispositivi presenti sul ricevitore sono forniti dal chip per il trasferimento di potenza wireless che fornisce una tensione di 5V piuttosto disturbata, introdurre un voltage reference per il circuito estensimetrico era quindi d'obbligo.

Da sottolineare che alla fine della catena di amplificazione è presente un ADC anch'esso alimentato dall'integrato REF3030 poiché l'accuratezza e precisione di un ADC sono normalmente influenzate dai possibili disturbi sull'alimentazione, specie su quella analogica, quindi era auspicabile fornire un'alimentazione stabile e quanto più precisa possibile.

Altro contributo ancora più rilevante è l'offset in ingresso introdotto dall'INA pari a 60 μ V, anch'esso non costante e imprevedibile.

Le correnti di bias invece non creano alcun problema. Si immagina il circuito in figura 2.18 senza i due filtri passa alto in ingresso: nel caso le I_{BIAS} fossero dello stesso valore e verso in entrambi gli input dell'INA avrei un offset nullo, mentre nel caso di input offset current pari a 1nA avrei 175nV, come indicato in 2.7, valore del tutto trascurabile.

$$V_{DIFF INPUT INA} = V_{IN+} - V_{IN-} = (350\Omega // 350\Omega) * 1nA = 175nV \quad (2.7)$$

Altro offset è la resistenza parassita introdotta dai collegamenti in rame tra gli strain gauges. La pcb del circuito estensimetrico è stata realizzata per fare in modo che le resistenze parassite introdotte da queste connessioni in rame fossero uguali nei dai due rami del ponte di wheatstone, in questo modo le impedenze parassite non hanno alcun effetto su V_o .

Purtroppo però, essendo gli strain gauges posti ai due capi opposti del pignone, si hanno resistenze parassite piuttosto rilevanti e una differenza di qualche decina di

$m\Omega$ fra i due rami sarebbe paragonabile alle ΔR degli estensimetri, generando una V_o importante e non voluta.

Tutti gli errori in DC citati precedentemente, vengono visti come segnale differenziale in ingresso all'INA quindi moltiplicati per circa 716 volte, vale a dire il gain del primo stadio già mostrato in precedenza.

Per tutti i motivi indicati sopra si è quindi reso necessario introdurre un filtro passa alto già in ingresso all'instrumentational amplifier per eliminare queste componenti in DC, ma non è sufficiente: l'offset dell'INA in ingresso a frequenza nulla, quindi con le capacità C_2 e C_3 "aperte", viene visto come segnale differenziale e amplificato, si hanno quindi $60\mu V * 716 = 43mV$ in uscita alla quale si devono sommare altri $300\mu V$.

Per i suddetti motivi si è dovuto introdurre un ulteriore filtro passa alto come secondo stadio per eliminare queste componenti.

Un'altra soluzione sarebbe stata sfruttare il pin V_{REF} dell'instrumentation amplifier per eliminare questo offset: sarebbe bastato utilizzare un partitore di tensione collegato ad un buffer a sua volta connesso al pin REF dell'INA.

Il problema è che con la tolleranza delle resistenze sarebbe difficile eliminare perfettamente questo offset, anche un solo mV in uscita sarebbe poi moltiplicato per 35,74 dagli altri stadi dandomi una tensione in ingresso all'ADC di 35,74mV. Nel caso di segnale V_o a $1,26773\mu V$ (corrispondente a $F=1Nm$) moltiplicato per circa 25600 otterrei 32,26mV in input all'ADC, quindi l'offset sarebbe rilevante e si dovrebbe programmare il μC che preleva i dati dell'ADC per "sottrarre" questa componente continua, oltre al fatto che il V_{os} dell'INA è sensibile alle variazioni di temperatura.

Con il semplice filtro passa alto come secondo stadio invece elimino semplicemente del tutto questo offset oltre a ridurre ulteriormente il flicker noise assieme al passa alto in ingresso al primo stadio. Si sottolinea ancora una volta che il noise incide fortemente sulla precisione della misura, come si vedrà in seguito, per cui ridurlo il più possibile rispettando le specifiche di velocità minima/massima è prioritario.

Il polo introdotto agli ingressi dell'INA è a 0,4822Hz ed è più che sufficiente per rispettare le specifiche richieste come misurare a velocità minime di 30km/h, inoltre per abbassare la frequenza del polo sarebbe stato necessario incrementare le

capacità C2 e C3 ma come già detto non è auspicabile usare condensatori con valori troppo elevati per il problema “piezoelettrico”.

Nemmeno aumentare il valore delle resistenze era possibile dato il contributo piuttosto rilevante delle impedenza R8 e R9 per il white noise.

Un ultimo appunto: tra i due ingressi dell’INA si ha una capacità parassita da 2pF che vede a ciascun nodo una resistenza da $(175\Omega // 1M\Omega) \cong 175\Omega$, quindi la resistenza totale vista è di 350Ω . Questo crea un polo a 227,364MHz, quindi assolutamente trascurabile.

2.3.3.2 Noise introdotto dal circuito estensimetrico e dal primo stadio

La formula 2.8 rappresenta il voltage thermal noise dovuto al solo INA e presente alla sua uscita, che per un gain di 716,94 è di circa $(7,5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}})^2$ nella banda di interesse mentre, mentre osservando la figura 2.20 si nota che con lo stesso gain si ha un polo a circa 11kHz. Sono chiaramente approssimazioni ma per ora interessa capire i contributi più rilevanti per il noise in uscita allo stadio di amplificazione. In seguito si mostreranno delle simulazioni che permettono di ottenere valori più precisi.

$$S_{V_n \text{ OUTPUT DEL SOLO INA}} = S_{V_n \text{ (INPUT)}} * G^2 + S_{V_n \text{ (OUTPUT)}} =$$

$$= \left(7,5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 * 716,94^2 * + \left(75 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 = \left(5,377573 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}\right)^2 \quad (2.8)$$

Nella 2.9 ottengo il **valore quadratico medio** del thermal noise del solo INA alla sua uscita.

$$V_{n^2 \text{ OUTPUT DEL SOLO INA}} = \left(5,370524 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}\right)^2 * 11000Hz * \frac{\pi}{2} = (706,869 \mu V_{RMS})^2$$

(2.9)

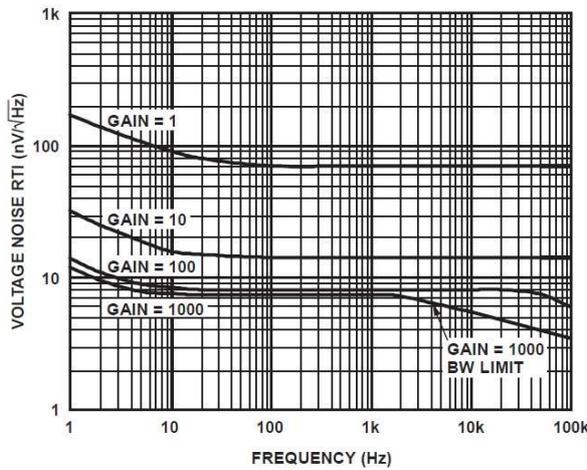


Figura 2.19: Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency ($G = 1$ to 1000). [6]

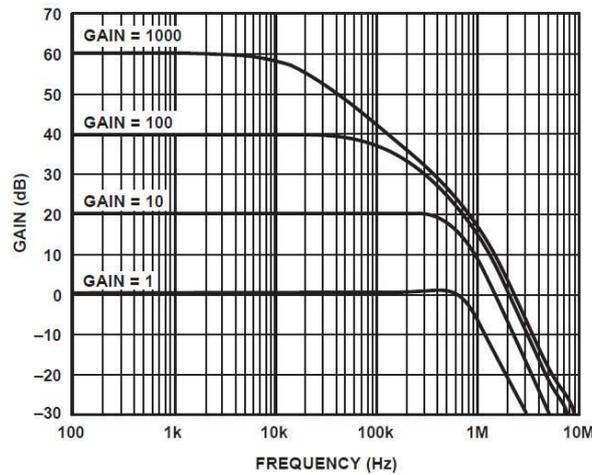


Figura 2.20: Gain vs. Frequency. [7]

Ora si passa a calcolare il thermal noise introdotto dal circuito estensimetrico.

Nel circuito estensimetrico in figura 2.18, su segnale, si ha R4 in parallelo con R6 mentre R5 in parallelo con R7, si avranno perciò due distinte resistenze ciascuna da 175Ω con un thermal noise indicato nella 2.10, dove K è la costante di Boltzmann mentre T la temperatura ambiente che si presuppone sia sui 30°C. La formula 2.11 mostra il thermal noise in uscita all'INA dovuto ai soli strain gauges sempre tenendo conto di una banda di circa 11kHz.

$$S_{Vn \text{ STRAIN GAUGES}} = 4KT * 175\Omega = \left(1,711245 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 \quad (2.10)$$

$$V_{n^2 \text{ STRAIN GAUGES OUTPUT INA}} = 2 * \left(1,711245 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 * 716,94^2 * 11000Hz * \frac{\pi}{2} = (228,0681 \mu V_{RMS})^2 \quad (2.11)$$

Infine si ha il noise prodotto dalle resistenze R_8 e R_9 di figura 2.18 di cui la formula 2.14 mostra il **valore quadratico medio** in uscita all'INA dovuto ad entrambe. La capacità C presente nelle formule 2.12 e 2.13 rappresenta le capacità C_2 e C_3 da 330nF.

$$S_{V_n (R_8 + R_9) \text{ INPUT INA}} = 2 * 4KT * 1M\Omega = \left(182,94 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 \quad (2.12)$$

$$S_{V_n \text{ DIFF. INPUT INA}} = S_{V_n (R_8 + R_9) \text{ INPUT INA}} * \left(\frac{1 + SC * \left(\frac{350\Omega}{2}\right)}{1 + SC * \left(\frac{350\Omega + 1M\Omega}{2}\right)}\right)^2 \quad (2.13)$$

La 2.13 mostra la presenza di uno zero a frequenza $f_z = 2755,93\text{Hz}$ e un di polo a $f_p = 0,4822\text{Hz}$, oltre a quello a 11kHz dovuto al GBWP dell'INA e al gain scelto di 716,94.

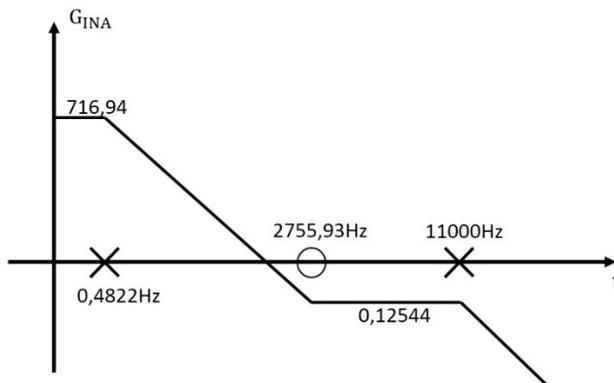


Figura 2.21: *Diagramma di bode del thermal noise delle resistenze R_8 e R_9 .*

La 2.14 è chiaramente un'approssimazione ma per eccesso. In seguito verranno mostrati risultati molto precisi calcolati mediante l'uso di simulatori.

$$V_{n^2 (R_8 + R_9) \text{ OUTPUT INA}} = \left(182,94 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 * 716,94^2 * 0,4822\text{Hz} * \frac{\pi}{2} + \left(182,94 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}\right)^2 * 0,12544^2 * 11000\text{Hz} * \frac{\pi}{2} = (114,187\mu V_{RMS})^2 \quad (2.14)$$

Infine nella 2.15 si sommano tutti i contributi e si ricava il white noise in tensione pari a $751,477\mu V_{RMS}$.

$$V_{n^2 \text{ TOTALE IN USCITA ALL'INA}} = V_{n^2 \text{ OUTPUT DEL SOLO INA}} + V_{n^2 \text{ STRAIN GAUGES OUTPUT INA}} +$$

$$+ Vn^2_{(R8 + R9) \text{ OUTPUT INA}} = (751,477\mu V_{\text{RMS}})^2 \quad (2.15)$$

Nel caso di V_o minimo pari a $1,26773\mu V * 716,94 = 908,8863\mu V$ ho un thermal noise pari a $751,477\mu V_{\text{RMS}}$, avendo di fatto un SNR poco maggiore di 1.

Il noise è stato calcolato per eccesso infatti per quanto riguarda il calcolo della tensione quadratica media dell'INA e degli strain gauges non si è tenuto conto della presenza del filtro passa alto in ingresso (oltre al fatto che dopo il primo stadio è presente un ulteriore filtro di questo tipo) inoltre se si osserva il grafico 2.19 si noterà che con un guadagno piuttosto alto di 717 la densità spettrale di potenza del thermal noise tende a scendere già a 1kHz fino ad arrivare a $(4nV/\sqrt{Hz})^2$ a 11kHz. Oltretutto i valori presenti nel datasheet si riferiscono al valore massimo.

Il current noise, invece, è del tutto trascurabile, centinaia di volte più piccolo di quello in tensione.

Lo slew rate minimo con gain da 100 a 500 in uscita al AD8221 è di $2V/\mu s$ [8], il quale è assolutamente sufficiente visto che nel caso di segnale V_o con ampiezza massima pari a $126,773\mu V$ amplificato di circa 717 volte con una frequenza di 11kHz si ha una variazione massima in tensione in uscita di $71,39\mu V/\mu s$, decisamente minore dei $2V/\mu s$.

L'INA è alimentato con una dual supply con tensione di +5V e -5V. A ciascun pin di alimentazione è collegato un condensatore da 100nF come capacità di disaccoppiamento.

2.3.4 Filtro passa alto del I ordine con OPA145: offset e noise

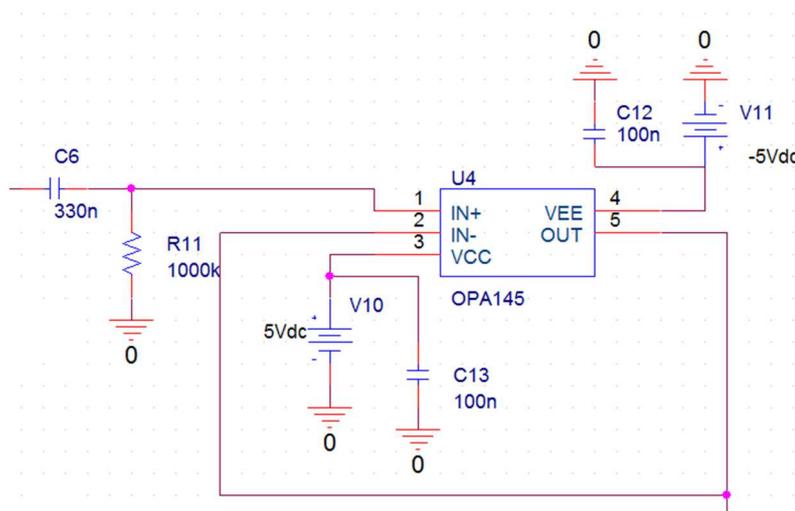


Figura 2.22:
Filtro passa
alto del I
ordine con
amplificatore
operazionale
OPA145.

In figura 2.21 viene mostrato il secondo stadio costituito da un semplice filtro passa alto del I ordine che introduce uno zero all'origine tramite la capacità C_6 e un polo calcolato nella 2.16.

$$f_p = \frac{1}{2\pi * 330nF * 1M\Omega} = 0,4823Hz \quad (2.16)$$

Come si vede è sostanzialmente simile al polo introdotto in ingresso all'INA, questo permette di avere una pendenza di 40dB/dec. attenuando maggiormente il 1/f noise (in seguito verranno comparate diverse soluzioni prese in esame durante la progettazione dello stadio e si noterà la forte influenza del flicker noise).

Tutti gli offset introdotti dall'integrato sono assolutamente trascurabili visto che è un passa alto.

Per quanto riguarda il noise si osservi la figura 2.23 che mostra l'andamento della densità spettrale del voltage noise tenendo conto sia del thermal noise che del flicker noise. Secondo i calcoli effettuati, tenendo conto di una banda tra 1Hz e 11kHz e di un gain unitario, si ha una tensione in uscita dovuta al solo noise dell'integrato con valore quadratico medio di $(1,3145\mu V_{RMS})^2$, quindi del tutto trascurabile

rispetto a quella dovuta allo stadio precedente (si ricorda che il gain è unitario e la banda è la stessa quindi possono essere comparati).

Anche questo integrato è alimentato in dual supply con tensioni di +5V e -5V e ciascun pin di alimentazione è anche connesso a massa tramite capacità di disaccoppiamento da 100nF.

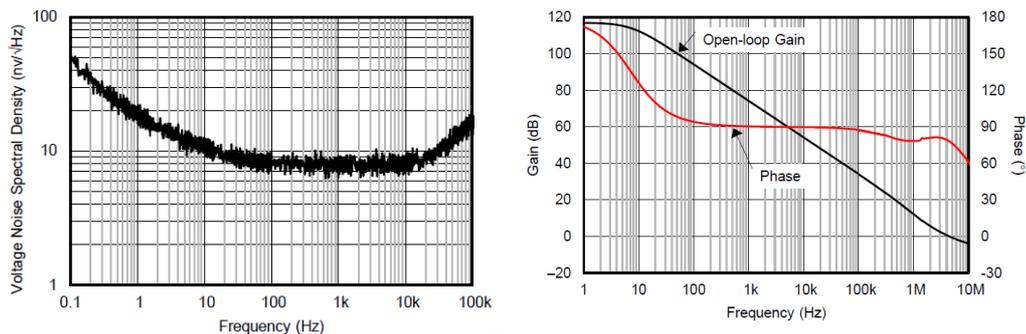


Figura 2.23: *A sinistra:* l'andamento della densità di potenza del voltage noise dell'amplificatore operazionale OPA145. *A destra:* l'andamento in frequenza del gain e la fase in open loop del suddetto integrato [9].

In uscita a questo stadio la massima variazione della tensione nel tempo con segnale di ampiezza massima, sinusoidale, e a frequenza di 125Hz, è pari a $71,39\mu\text{V}/\mu\text{s}$, decisamente al di sotto dello slew rate dell'integrato.

2.3.5 Filtro attivo passa basso del II ordine a retroazione multipla con OPA145

Come terzo stadio si ha un filtro attivo passa basso del II ordine a “retroazione multipla” di tipo Butterworth basato sempre sull'amplificatore operazionale con OPA145.

Si è scelto un filtro passa basso del secondo ordine per introdurre altri due poli a 15kHz oltre al polo a circa 11kHz dato dall'INA impostato con un gain di circa 717.

Questo ha permesso di attenuare il gain con una pendenza verso il basso maggiore rispetto al caso in cui si abbia il solo INA.

Come si è visto in precedenza il noise è il fattore più limitante quindi si deve sempre ricreare la banda sufficiente per il segnale utile e attenuare il più possibile al di fuori di essa.

Sia nei filtri a retroazione multipla che in quelli Sallen-Key si ha una certa dipendenza tra la variazione del gain e la tolleranza dei componenti. Nel caso dei filtri Sallen-Key questa variazione diventa sempre più forte all'aumentare del gain stesso, motivo per il quale se ne consiglia l'uso solo per guadagni non superiori a 3. I filtri a retroazione multipla, invece, possono essere usati per guadagni con valori superiori rispetto al Sallen-Key poiché, seppur soffrono anch'essi dello stesso problema, la variazione del guadagno dovuta alle tolleranze dei componenti è più contenuta.

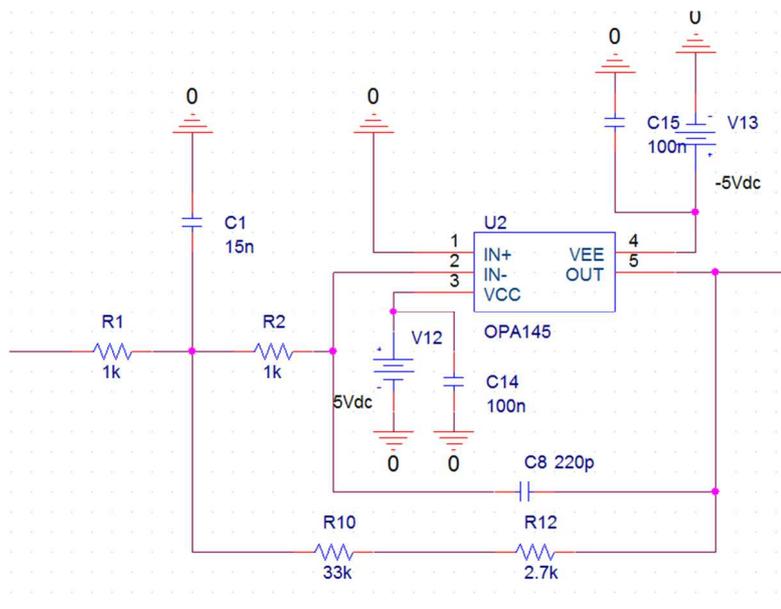


Figura 2.24:
*Filtro attivo
 passa basso del
 II ordine a
 retroazione
 multipla di tipo
 Butterworth
 basato
 sull'amplificator
 e operazionale
 con OPA145.*

La funzione di trasferimento di un passa basso del secondo ordine è mostrata nell'equazione 2.17, mentre nella 2.18 si ha funzione di trasferimento dello stadio utilizzato nel progetto.

$$H(s) = \frac{K}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2.17)$$

$$H(s) = \frac{\frac{R_{10}+R_{12}}{R_1}}{C_1 \cdot C_8 \cdot R_2 \cdot (R_{10}+R_{12}) \cdot s^2 + C_8 \cdot R_2 \cdot (R_{10}+R_{12}) \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}\right) \cdot s + 1} \quad (2.18)$$

Dal confronto tra la 2.18 e la 2.17 si ricavano i parametri: K (guadagno in valore assoluto in continua), quality factor Q e omega di risonanza ω_0 , elencati nella 2.19, 2.20 e 2.21.

$$K = \frac{R_{10}+R_{12}}{R_1} \quad (2.19)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 \cdot (R_{10}+R_{12}) \cdot C_1 \cdot C_8}} \quad (2.20)$$

$$Q = \frac{C_1}{\sqrt{R_2 \cdot (R_{10}+R_{12}) \cdot C_1 \cdot C_8 \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{10}+R_{12}}\right)}} \quad (2.21)$$

Per i parametri scelti si ha un gain di 35,7 in valore assoluto, una frequenza di taglio $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 15000\text{Hz}$ dove si ha un'attenuazione del gain pari a 6dB, quindi un guadagno dimezzato rispetto a quello nella banda passante, e un quality factor Q di $1/\sqrt{2}$ tipico di un filtro Butterworth considerando anche che il gain in banda passante è perfettamente piatto.

L'offset introdotto da quest'ultimo stadio non è filtrato lo si ritrova all'uscita complessiva dello stadio di amplificazione ma ha un valore di qualche decina di μV , assolutamente trascurabile rispetto al valore del segnale utile V_o che in uscita ha ampiezza minima pari a $1,26773\mu\text{V} \cdot 717 \cdot 35,7 = 32,45\text{mV}$.

Certamente i 32,45mV rappresentano l'ampiezza del segnale utile che dovrà essere ricavata mediante campionamento quindi bisogna fare il raffronto anche con la risoluzione dell'ADC pari a 122,08 μV , considerando la V_{REF} di 3,2494V e l'ENOB di 14,7.

Il LSB reale dell'ADC risulta di poco maggiore rispetto all'offset in uscita allo stadio di amplificazione ma soprattutto si tenga conto che la risoluzione richiesta nelle specifiche corrispondeva a quella di un ADC a 12 bit quindi con $\text{LSB} = 793,31\mu\text{V}$, ben al di sopra dell'offset presente in uscita.

Inoltre si è previsto fin dall'inizio del progetto di sfruttare il μC per eseguire alcuni calcoli e tecniche atti ad aumentare l'accuratezza delle misure (per esempio, vito che si deve conoscere il picco della sinusoide del segnale utile, memorizzare una serie di picchi in un certo periodo di tempo e farne la media).

Si noti che tutti i componenti utilizzati possiedono dei valori ampiamenti diffusi in commercio e non è sempre facile progettare un filtro del secondo ordine di questo tipo rispettando contemporaneamente le specifiche richieste per quanto riguarda il gain, il quality factor, la frequenza di taglio e allo stesso tempo far uso di componenti con "valori commerciali" piuttosto che con valori specifici ottenuti risolvendo semplicemente le equazioni.

Un ultima osservazione: la variazione della tensione nel tempo all'uscita della catena di amplificazione nel caso di segnale massimo con frequenza di 125Hz di forma sinusoidale è pari a $2,551\text{mV}/\mu\text{s}$, che risulta nettamente inferiore ai $20\text{V}/\mu\text{s}$ che l'operazionale utilizzato è in grado di gestire. Lo stesso discorso vale per la corrente massima erogabile dall'operazionale che può superare i 10mA mentre quella richiesta nel caso di segnale massimo è di $91\mu\text{A}$.

Noise introdotto dal filtro attivo passa basso del II ordine a retroazione multipla

Basandosi sempre sulla densità spettrale del voltage noise di figura 2.23 tra 1Hz e 11kHz riferito all'operazionale OPA145 utilizzato anche per questo stadio, e considerando un gain di 35,7 nella banda indicata, si ottiene un noise di $(37,587\mu\text{V}_{\text{RMS}})^2$. Per fare una comparazione con il primo stadio è necessario riconsiderare i voltage noise introdotti dall'INA e dalle impedenze e vedere il loro peso all'uscita dello stadio di amplificazione.

Riprendendo la densità spettrali del voltage noise del solo integrato AD8221 dell'equazione 2.11 viste nella sezione 2.3.3.2, di gran lunga più rilevante rispetto a quelle degli estensimetri e delle impedenze, ma considerando ora che a 11kHz ho una pendenza di circa 60db/dec. e un gain pari a 25623 si ottiene il valore

quadratico medio della tensione dovuta al noise del primo stadio è circa $(20,109\text{mV}_{\text{RMS}})^2$.

Quest'ultimo valore è di gran lunga maggiore di quello introdotto dal terzo stadio visto all'uscita della catena di amplificazione, che come detto è $(37,587\mu\text{V}_{\text{RMS}})^2$.

Per quanto riguarda quest'ultimo stadio analizzato non ci sono altre problematiche degne di nota che possano influire sull'accuratezza delle misurazioni.

Anche per il terzo stadio si utilizzata una dual supply +5V e -5V ciascuna con una capacità di disaccoppiamento da 100nF.

Un ultimo appunto: la scelta dei diversi integrati utilizzati per questa parte di progetto non è certamente casuale e si è tenuto conto di diversi fattori.

L'INA scelto è uno degli instrumentational amplifier con minor voltage noise ad un costo decisamente contenuto, mentre possiede caratteristiche nella media per quanto riguarda tensioni di offset, correnti di bias, $I_{\text{OS BIAS}}$ (e di queste non si hanno problematiche visto che sono tutte componenti in DC filtrate), CMRR, PSRR discreti e costanti nella banda di interesse, infine la GBWP è sufficiente per lo scopo richiesto.

Per il filtro attivo passa basso l'opamp utilizzato ha una tensione di offset, I_{BIAS} e $I_{\text{OS BIAS}}$ molto basse (necessario visto che per quest'ultimo stadio le componenti in DC non sono filtrate), una GBWP sufficiente che permette di poco di soddisfare il gain richiesto, basso noise (seppur meno rilevante per questo terzo stadio) e proprietà nella media che mi permettono di ottenere i risultati voluti.

Gli integrati scelti e i componenti utilizzati che possiedono valori molto diffusi in commercio hanno permesso di realizzare questa catena di amplificazione che rispecchia le specifiche richieste ad un costo molto contenuto.

2.3.6 Analisi dei risultati ottenuti e confronto con quelli ricavati con le simulazioni

Analizzando quanto emerso fino ad ora si nota che il noise incide fortemente sull'accuratezza della misura nel caso si abbia una V_o al ponte di wheatstone piuttosto piccola. Fra le diverse fonti del voltage noise quello introdotto dal solo instrumentational amplifier è dominante. In uscita all'intero stadio di amplificazione, e quindi subito in ingresso all'ACD, il voltage noise RMS è pari a circa $(20,2\text{mV}_{\text{RMS}})^2$, come indicato alla fine del capitolo 2.3.5, e questo significa avere nel caso di V_o minima, pari $1,26773\mu\text{V}$ moltiplicata per un gain di 25623, un SNR minimo, calcolato nella 2.22, di .

$$\text{SNR}_{\text{MINIMO}} = \frac{1,26773\mu\text{V} \cdot 25623}{20,2\text{mV}_{\text{RMS}}} = \frac{32,483\text{mV}}{20,2\text{mV}_{\text{RMS}}} = \mathbf{1,61} \quad (2.22)$$

Fino ad ottenere un SNR massimo di 161 nel caso di V_o massima pari a $126,773\mu\text{V}$.

Risultati migliori non era possibile ottenere e si ricorda che questo noise è stato calcolato a mano e approssimato per eccesso, mentre utilizzando il software Orcad Capture CIS della Cadence Design System Inc. per la simulazione di circuiti elettronici si è ottenuto un voltage noise RMS di 6mV_{RMS} (inferiore ai $20,2\text{mV}_{\text{RMS}}$ come era previsto) in uscita allo stadio amplificante, permettendo di aumentare il $\text{SNR}_{\text{MINIMO}}$ a **5,414**, oltre ad avere un $\text{SNR}_{\text{MASSIMO}}$ di circa **50**.

Nel capitolo 4 verranno trattati nel dettaglio i risultati ottenuti con il circuito reale e comparati con quelli ricavati dalle simulazioni.

Si riveda la figura 2.15 che mostra la risposta in frequenza del gain all'uscita dello stadio di amplificazione ottenuta mediante simulazione usando il software Orcad Capture CIS della Cadence Design System Inc.

2.4 ADC e interfacciamento con il microcontrollore mediante protocollo S.P.I.

Come mostrato nella figura 2.16 presente nella sezione 2.3.2 l'uscita dello stadio di amplificazione è connessa a un ADC (nel nostro caso il ADS8866 della Texas

Instruments Inc.) connesso a sua volta a un μC (il RF430FRL152H) mediante SPI (Serial Peripheral Interface).

Nella figura 2.25 viene mostrata la connessione tra μC e ADC oltre ai componenti necessari alla configurazione esterna di quest'ultimo.

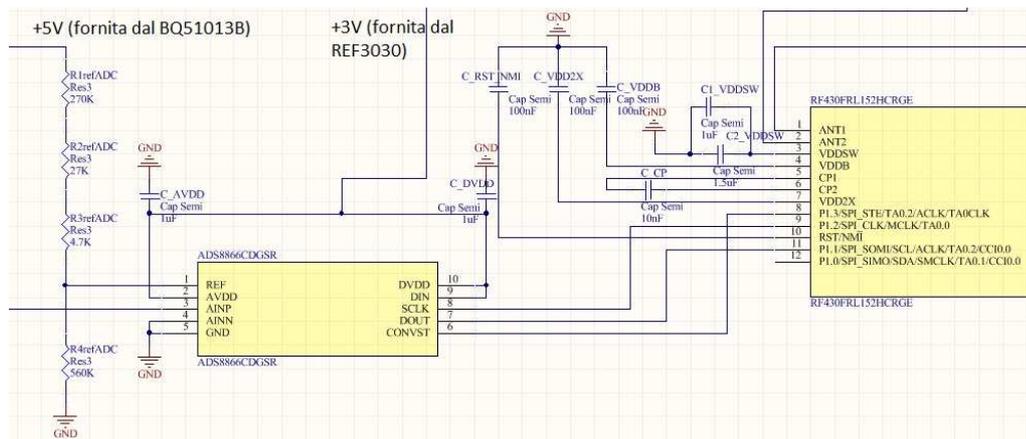


Figura 2.25: Schematico che mostra l'ADC 8866 connesso mediante SPI al microcontrollore RF430FRL152H e la sua configurazione esterna.

L'ADC 8866 è un ADC SAR, unipolar, single-ended input da 0V a V_{REF} , a 16 bit, con sample rate di 100kbps.

L'alimentazione analogica (indicata nello schematico di figura 2.25 come AV_{DD}) può andare da 2,7V a 3,6V, mentre quella digitale ha un range permesso da 1,65V a 3,6V (DV_{DD}). Come indicato dal produttore AV_{DD} e DV_{DD} possono essere uguali e connesse alla stessa alimentazione, nonostante di norma si consigli di tenere separate alimentazione analogica e digitale poiché quest'ultima, a causa delle brusche variazioni di tensione, può introdurre disturbi/noise nella la prima.

L'alimentazione è fornita dal voltage reference REF3030 che, come già indicato, fornisce una tensione di 3V con disturbi molto ridotti, con un'accuratezza dello 0,2% e con un calo di tensione massimo di circa 90mV dovuto alla corrente che deve fornire in uscita pari all'incirca a 8,9mA (circa 8,6mA per il circuito estensimetrico più 0,233mA richiesti dall'ADC nel caso di campionamento con massimo sample rate di 100kbps). AV_{DD} e DV_{DD} sono quindi connesse alla stessa alimentazione.

Accanto sia alla AV_{DD} che alla DV_{DD} è presente una capacità di disaccoppiamento da $1\mu\text{F}$ come consigliato dal produttore.

L'ADC ADS8866 possiede un clock interno utilizzato per gestire i tempi di conversione, inoltre, come si può anche vedere nell'immagine 2.26, possiede un S&H interno.

Sempre facendo riferimento alla figura 2.27, al pin AINP è collegata l'uscita dello stadio di amplificazione, quindi dove esce il segnale sinusoidale da campionare, mentre il pin AINN è connesso a massa.

Questo ADC è single-ended come già citato: il segnale sinusoidale da campionare entra al pin AINP, che accoglie segnali con range da $\text{GND} - 0,1\text{V}$ a $V_{REF} + 0,1\text{V}$, mentre il pin AINN va da $\text{GND} - 0,1\text{V}$ a $\text{GND} + 0,1\text{V}$.

Come si è già intuito, **mediante questo ADC si camperà solo la parte positiva della sinusoide** ma, come già ribadito, lo scopo è rilevare il valore massimo, l'ampiezza di questa sinusoide. Nel caso di coppia di forze agenti sul pignone pari a 100Nm il segnale V_o al circuito estensimetrico sarà circa una sinusoide con picchi di $+126,773\mu\text{V}$ nella parte positiva e $-126,773\mu\text{V}$ in quella negativa, pari a $+3,2484\text{V}$ e $-3,2484\text{V}$ rispettivamente in uscita alla catena di amplificazione, e di questi mi interessa solo il valore assoluto, non il segno, per ricavare la forza agente. Vengono eseguiti 200 campionamenti nella parte positiva della sinusoide e di questi si va a vedere quello con il valore maggiore.

Non era quindi assolutamente necessario utilizzare un ADC differenziale, anzi, considerando che ho componenti in DC molto piccoli e minori del noise voltage in RMS, anzi, nel periodo di tempo in cui la sinusoide è negativa ho comunque una tensione $\neq 0$ a causa del noise e potrebbe essere molto utile campionare quest'ultimo.

Nel caso di segnale sinusoidale a frequenza $12,5\text{Hz}$ (valore massimo) ogni periodo dura 80ms e, visto che non è assolutamente necessario fornire il valore della forza agente sul pignone ogni 80ms , si possono campionare molti periodi e fare una media dei valori massimi di ciascun periodo per ottenere una misura accurata.

Si ricorda che mediante ADC si camperà il segnale con periodo di tempo $T_{\text{SAMPLE}} = 20\mu\text{s}$ permettendo di ottenere 200 campionamenti per la parte positiva della

sinusoide tra cui individuo il valore massimo e poi, ripetendo lo stesso procedimento per molti periodi e ricavando per ciascuno il valore di picco, faccio la loro media.

Si osservi il grafico 2.26 per una migliore comprensione.

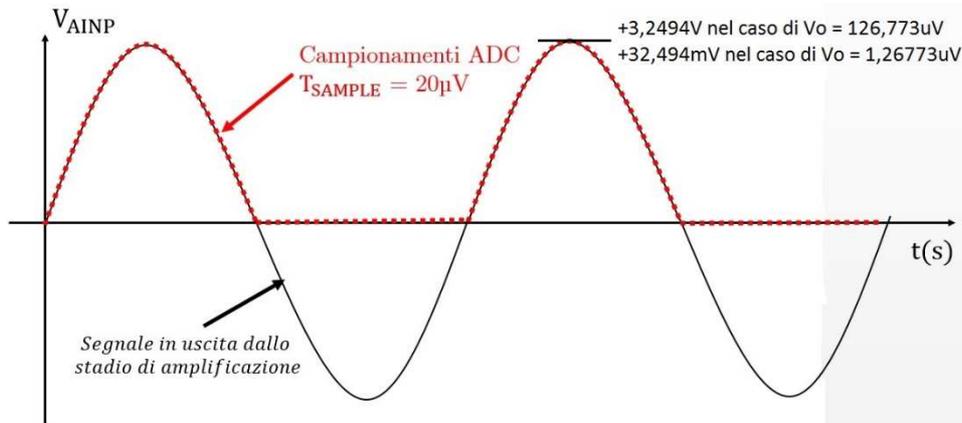


Figura 2.26: Segnale nel tempo in ingresso al pin AINP dell'ADC.

2.4.1 Risoluzione e SNR reale dell'ADC

La V_{REF} imposta all'ADC è ottenuta mediante partitore di tensione alimentato dal chip di potenza ricevitore BQ51013B che fornisce la tensione di $+5V$ a tutto il sistema presente sul pignone (la parte mobile). Come calcolato nella formula 2.4 nella sezione 2.3.2 la V_{REF} è pari a $3,2494V$. In aggiunta l'ADC possiede un filtro con polo a $16Hz$ per filtrare il noise su questo pin e ottenere un valore più stabile e preciso.

Il LSB è pari a $49,58\mu V$ **nel caso ideale** tenendo conto della V_{REF} stabilita e della risoluzione da 16bit. Questo implica un SNR_{IDEALE} da $98,08dB$ (pari a oltre $6,443 \cdot 10^9$) ma nel caso reale in cui l'ENOB (Effective Number Of Bits) è pari a $14,7$ ottenendo un $SNR_{REAL} = 90,254 dB$.

L'ENOB indicato è riferito al caso in cui la tensione di riferimento sia di **$3,2494V$** (quella scelta), seguendo le indicazioni fornite dal produttore nel datasheet del prodotto. **Di conseguenza il SNR_{REAL} indicato è quello del solo ADC** che tiene quindi conto del suo noise floor e non certamente del noise della catena di amplificazione connessa in ingresso.

La V_{REF} massima concessa dall'ADC è pari a 5V, ma come discusso in precedenza, il guadagno da 25623 dello stadio di amplificazione era il massimo che si poteva ottenere (rivedere tutte le scelte e motivazioni discusse), di conseguenza il valore massimo in uscita è pari a 3,2484V (da qui la scelta di impostare la V_{REF} a 3,2494V). L'ENOB varia in base alla tensione di riferimento ma **quello indicato fino ad ora, pari a 14,7**, si riferisce proprio alla $V_{REF} = 3,2494V$ scelta nel progetto e da qua in poi tutti i parametri dell'ADC forniti che variano in base alla tensione di riferimento saranno riferiti al valore scelto.

Per ora si evince che il SNR_{REAL} dell'ADC scelto è ben oltre il SNR del segnale in uscita dallo stadio di amplificazione.

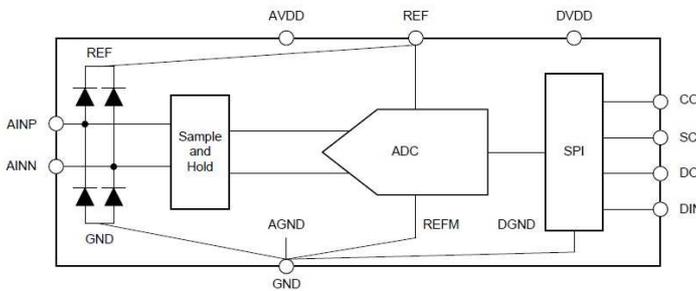


Figura 2.27:
Schema a blocchi dell'ADC ADS8866 [10].

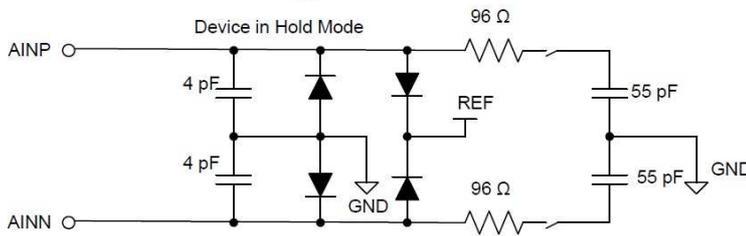


Figura 2.28:
Circuito equivalente in ingresso all'ADC ADS8866 durante la fase di hold [11].

2.4.2 Interfacciamento SPI tra ADC e microcontrollore

Il **Serial Peripheral Interface** (o **SPI**) è un sistema di comunicazione tra un microcontrollore e altri circuiti integrati o può essere utilizzato per far comunicare più microcontrollori tra loro.

La trasmissione avviene tra un dispositivo detto “*master*” e uno o più “*slave*”. Il master controlla il bus, emette il segnale di clock, decide quando iniziare e terminare la comunicazione.

Il bus SPI è di tipo seriale, sincrono (per la presenza di un clock che coordina la trasmissione e ricezione dei singoli bit e determina la velocità di trasmissione) e

full-duplex in quanto la comunicazione può avvenire contemporaneamente in trasmissione e ricezione.

Il sistema normalmente ha bisogno di 4 linee di connessione ciascuna con un proprio segnale:

- SCLK – SCK (**S**erial **C**lock) è il clock seriale che scandisce gli istanti di emissione e di lettura dei bit sulle linee di dati. È un segnale emesso dal master ed è quindi quest'ultimo a richiedere di volta in volta la trasmissione di una "parola".
- SDI–MISO–SOMI–DI SO: **S**erial **D**ata **I**nput, **M**aster **I**nput **S**lave **O**utput (ingresso per il master ed uscita per lo slave). Il segnale SDI/MISO è la linea attraverso cui il dispositivo (master o slave) riceve il dato seriale emesso dalla controparte.
- SDO–MOSI–SIMO–DO – **S**erial **D**ata **O**utput, **M**aster **O**utput **S**lave **I**nput (uscita dal master). Nello stesso fronte di clock in cui viene emesso il dato sulla linea SDI e viene ricevuto dal dispositivo, quest'ultimo pone il dato sulla linea SDO pronto per essere emesso.
- CS – SS – nCS – nSS – STE: **C**hip **S**elect, **S**lave **S**elect, emesso dal master per scegliere con quale dispositivo slave vuole comunicare (dalla figura, il segnale SS negato, si comprende che per comunicare con il dispositivo slave deve venire messo a livello logico basso). Il Chip Select (CS o SS) non è indispensabile in tutte le applicazioni, per esempio nel caso in cui il "master" abbia un solo "slave" con cui comunicare.

Lo schema 2.29 aiuta meglio a comprendere quanto appena descritto.

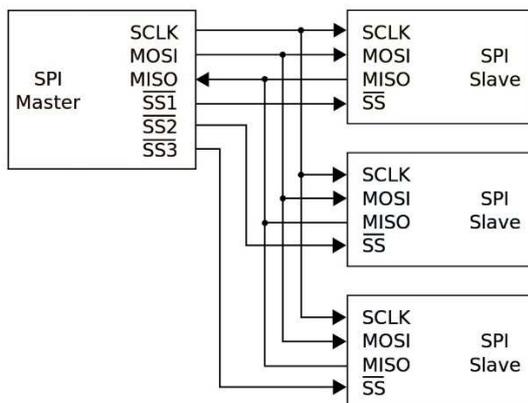


Figura 2.29: Schema a blocchi che rappresenta una connessione SPI tra un "master" e tre "slave".

Per quanto riguarda la connessione tra il ADS8866 e il μ C RF430FRL152H si veda l'immagine 2.30 e 2.31, dove sono indicati i termini di ciascuna linea, per comprendere meglio la spiegazione presentata di seguito visto che si utilizzeranno i termini presenti nelle immagini (si dia uno sguardo anche allo schematico del circuito elettronico 2.25 poiché rappresenta la stessa connessione esposta nella figura 2.31).

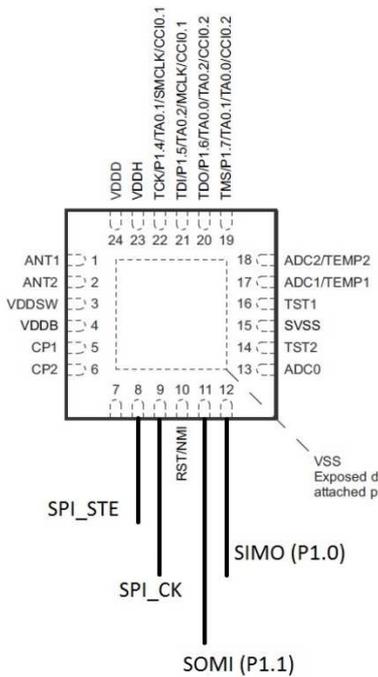


Figura 2.30: Diagramma dei pin del microcontrollore RF430FRL152H. Le quattro linee in basso sono quelle utilizzate per la comunicazione SPI.

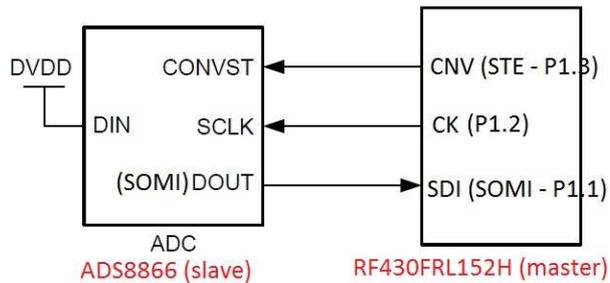


Figura 2.31: Schema a blocchi che mostra la connessione tra l'ADC ADS8866 (slave) e il microcontrollore RF430FRL152H (master).

Il microcontrollore RF430FRL152H costituisce il master in questa comunicazione, come si vede nella 2.31 esso invia il segnale di clock all'ADC per sincronizzare la comunicazione. D_{IN} dell'ADC viene messo a 1 (V_{DD}) per impostare la trasmissione SPI di tipo "3 wire mode".

Partiamo dal caso in cui l'ADC abbia già fatto una conversione (che chiameremo N) e abbia già i 16 bits da inviare al master (microcontrollore).

Il ADS8866 esegue la conversione utilizzando il suo clock interno da 16MHz, avendo quindi un $T_{CK} = 62,5ns$. Il tempo di conversione può andare dai 500ns ai 8800ns, non viene fornita una formula per capire come varia questo periodo di tempo.

L'ADC inizia una conversione quando il pin CONVST viene mandato a 1 dal master (μC), a quel punto quest'ultimo deve mantenere CONVST = 1 per almeno 8800ns poiché come detto l'ADC impiega al massimo questo periodo di tempo per la conversione (può impiegarci anche di meno ma questo dipende dall'ampiezza del segnale da campionare quindi, visto che t_{CONV} non è può essere stabilito a priori si aspetta poco oltre il tempo massimo sicuri che l'ADC avrà finito la conversione).

Dopo un periodo poco maggiore di 8800ns CONVST viene mandato a 0, lo slave (l'ADC), che ha finito la conversione, deve inviare i 16 bits al master (questo periodo è detto t_{ACQ}) attraverso il pin D_{OUT} connesso al SOMI del master.

Il tempo di acquisizione t_{ACQ} MINIMO gestibile da questo ADC (che si intende l'invio dei dati al master, cioè **l'acquisizione dei dati**) per una risoluzione a 16bit è di 1032,3ns secondo la formula 2.23.

$$t_{ACQ} = t_{CNV-DO} + (n^{\circ}bit) * T_{CK} + t_{QUIET} = 12,3ns + 16 * 62,5ns + 20ns = 1032,3ns$$

(2.23)

La formula 2.23 è quella dell'ADC e indica **il tempo minimo necessario** a quest'ultimo per inviare 16bit, infatti avendo T_{CK} di 62,5ns non sarebbe in grado di inviare ciascun bit in un tempo minore qualora il clock del master avesse una frequenza maggiore e un periodo minore di 62,5ns.

In questo caso, invece, non c'è da preoccuparsi poiché il master ha un clock massimo di 2MHz mentre l'adc è ben più veloce con uno da 16MHz.

Durante questa t_{ACQ} (il cui inizio è stato stabilito dal μC , master, abbassando CONVST a zero) il μC invia il segnale di clock allo slave, quest'ultimo quando vede il falling-edge rende disponibile (dopo $t_{H-CK-DO} = 3ns$) il bit da leggere. Al rising-edge dello stesso periodo di clock il master va a leggere questo bit.

Ad ogni ciclo di clock del master viene inviato e letto 1 bit nel modo appena descritto.

Dopo aver trasmesso l'ultimo bit l'ADC ha bisogno di 20ns prima di partire con una nuova conversione.

Il primo bit inviato nel periodo t_{ACQ} è il bit MSB mentre l'ultimo il LSB.

t_{ACQ} ha un tempo minimo consigliato pari a 1200ns (e non esattamente 1032,3ns) perchè l'ADC possa gestire l'invio di 16bits avendo un T_{CK} da 62,5ns, mentre non ha un tempo massimo, tutto dipende da quanto è veloce/lento il clock del master.

Quando l'ADC campiona utilizza il clock interno mentre quando deve inviare i 16 bits ottenuti dalla conversione lo fa comandato dal clock del microcontrollore (master).

Il grafico 2.32 e la tabella 2.33 di seguito aiuteranno la comprensione di quanto appena descritto.

3-WIRE OPERATION

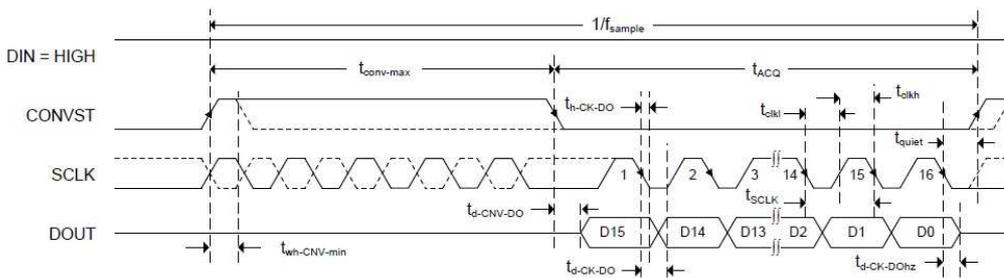


Figura 2.32: Diagramma temporale nel caso l'ADC sia in modalità "3 wire". [12]

PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{ACQ}	Acquisition time	1200			ns
t_{conv}	Conversion time	500		8800	ns
$1/f_{sample}$	Time between conversions	10000			ns
t_{wh-CNV}	Pulse duration: CONVST high	10			ns
f_{SCLK}	SCLK frequency			16	MHz
t_{SCLK}	SCLK period	62.5			ns
t_{clkl}	SCLK low time	0.45		0.55	t_{SCLK}
t_{clkh}	SCLK high time	0.45		0.55	t_{SCLK}
$t_{h-CK-DO}$	SCLK falling edge to current data invalid	3			ns
$t_{d-CK-DO}$	SCLK falling edge to next data valid delay			13.4	ns
$t_{d-CNV-DO}$	Enable time: CONVST low to MSB valid			12.3	ns
$t_{d-CNV-DOhz}$	Disable time: CONVST high or last SCLK falling edge to DOUT 3-state (\overline{CS} mode)			13.2	ns
t_{quiet}	Quiet time	20			ns

Tabella 2.1: Tabella con tutti i tempi minimi e massimi caratteristici dell'ADC utilizzato nel progetto.[13]

Ora si riprenda il dato già citato più volte $T_{\text{SAMPLE}} = 20\mu\text{s}$, **periodo necessario per ottenere 400 campioni per ogni periodo del segnale sinusoidale Vo.**

Il microcontrollore utilizzato in questo progetto di tesi è il RF430FRL152H che possiede una frequenza di clock interna massima di 2MHz.

Quindi ci si deve chiedere se questa frequenza sia sufficiente per permettermi di soddisfare il requisito di $T_{\text{SAMPLE}} = 20\mu\text{s}$.

Si è visto che la t_{CONV} dell'ADC è al massimo 8800ns, si approssimi per eccesso a 9 μs . Quindi la t_{ACQ} massima permessa è di 11 μs secondo la 2.24.

$$T_{\text{SAMPLE}} = t_{\text{CONV}} + t_{\text{ACQ}} = 9\mu\text{s} + t_{\text{ACQ}} = 20\mu\text{s} \quad (2.24)$$

Secondo il datasheet del RF430FRL152H ho un parametro detto $t_{\text{SU,MI(eUSCI)}}$ (detto SOMI input data setup time del μC) tale per cui t_{ACQ} può essere vista come in 2.25.

$$t_{\text{ACQ}} = (t_{\text{SU,MI(eUSCI)}} + 13,4\text{ns}) * 16 \quad (2.25)$$

Dove $t_{\text{SU,MI(eUSCI)}} + 13,4\text{ns}$ indica il periodo di clock del master, e 16 indica i 16 bit inviati durante la t_{ACQ} .

Con $t_{\text{ACQ}} = 11\mu\text{s}$ si ha $t_{\text{SU,MI(eUSCI)}} = 674,1\text{ns}$, da qui derivo la frequenza di clock f_{UCxCLK} con la 2.26.

$$f_{\text{UCxCLK}} = \frac{1}{2 * t_{\text{SU,MI(eUSCI)}}} = 741,7\text{kHz} \quad (2.26)$$

f_{UCxCLK} è quindi inferiore ai 2MHz massimi consentiti, quindi il microcontrollore RF430FRL152H unito all'ADC ADS8866 è in grado di soddisfare il requisito $T_{\text{SAMPLE}} = 20\mu\text{s}$.

Tutti gli altri parametri come SiNAD, SNR, THD, SFDR, alla frequenza di campionamento scelta, non influiscono quasi per nulla sull'accuratezza delle misure visto che ancora una volta a incidere su questo è il SNR del segnale in uscita dallo stadio di amplificazione che va dai 1,6 (2,07dB) ai 161 (22,07dB).

L'unico parametro di cui tener conto è l'offset introdotto dall'ADC che, per quanto riguarda la frequenza di campionamento scelta secondo la distribuzione gaussiana presente nel datasheet, si ha una probabilità del 66% di avere un offset in tensione al di sotto del mV.

I DNL (differential non linearity) ha una buona probabilità di esser intorno a 0,7 LSB mentre il INL (integral non linearity) a 0,9 LSB (sono tutte statistiche rappresentate da grafici con il parametro "frequenza" sull'asse delle ordinate).

Comunque 1LSB, considerando il SNR del solo ADC, non influisce sulle misure sempre tenendo conto degli errori introdotti dallo stadio che precede l'ADC.

2.5 NFC Sensor Transponder RF430FRL152H

Il RF430FRL152H utilizzato nel progetto è un Sensor Dynamic Transponder NFC (o Tag NFC), cioè un minuscolo chip che, mediante un'antenna esterna, è in grado di trasmettere dati utilizzando la comunicazione NFC rispettando lo standard ISO15693. Nel caso specifico la frequenza di risonanza utilizzata per la trasmissione a radiofrequenza è di 13,56MHz.

I Tag NFC come questo **non necessitano di alcuna alimentazione diretta**, perché vengono attivati direttamente dal campo magnetico del lettore NFC con la quale si interfacciano. Non è necessaria alcuna batteria per accendere il chip, né per eseguire operazioni di lettura o scrittura. Il chip di tag NFC dinamico attinge tutta la potenza necessaria per operare dal campo magnetico generato dal lettore NFC attraverso l'**accoppiamento induttivo** tra le antenne dei rispettivi chip. Si veda la rappresentazione di un sistema di questo tipo nello schema a blocchi 2.35.

Questo transponder può essere collegato a dei sensori esterni (oltre a possederne alcuni interni, ed è per questo che viene chiamato sensor transponder). Il chip dispone di ADC interni (adc sigma-delta da 14 bit di risoluzione) le cui prestazioni, però, non soddisfano i requisiti richiesti: due di questi sono dedicati rispettivamente alla misura di una resistenza e di temperatura mentre l'ultimo ha una frequenza di campionamento di 1Hz e accetta al massimo un segnale da 0,9V. Il RF430FRL152H possiede al suo interno un microcontrollore, il MSP430, la cui CPU ha un clock di

sistema da 2MHz, può essere alimentato anche mediante batteria e/o cavo con tensioni che vanno da 1,45V e 1,65V.

Il chip fornisce in uscita qualora servisse per alimentare dei componenti esterni anche una supply sul pin V_{DDH} . La tensione è ottenuta rettificando il segnale alternato prelevato dall'antenna, va da 1,8V a 3,6V con potenza massima erogabile di 1,116mW.

Inizialmente si pensava di realizzare sul pignone una circuiteria che necessitasse di una potenza uguale o inferiore a 1,116mW, in questo modo non sarebbe stato necessario progettare il sistema per il trasferimento di potenza wireless mediante i chip BQ500212A e BQ51013B poiché il RF430FRL152H sarebbe stato capace, oltre che alimentare se stesso mediante RF, di alimentare anche il resto dei dispositivi presenti sulla parte mobile. Lo stadio di amplificazione assieme al voltage reference, allo switched capacitor voltage converter e all'ADC consumano circa 47mW tra alimentazione in DC e massima ampiezza del segnale utile. Non sarebbe assolutamente possibile progettare un sistema come questo che richieda solo 1,116mW o meno, per questo è stato realizzato il sistema per il trasferimento di potenza wireless mediante i chip BQ500212A e BQ51013B (si riveda lo schema a blocchi 2.2 nella sezione 2.1).

Il RF430FRL152H fa parte del circuito elettronico posto sul pignone (parte "mobile"), ha il compito di interfacciarsi con l'ADC mediante protocollo di comunicazione SPI (si riveda la sezione 2.4.2), raccogliere ed elaborare i dati per poi inviarli mediante radiofrequenza al "lettore" NFC (denominato RFID reader o RFID transceiver), quest'ultimo invece è posizionato su una parte fissa, non sul pignone. Si riveda la figura 2.2 e 2.3 nel capitolo 2, sezione 2.1, dove si era già discusso sulle diverse parti di cui è composto il sistema e la loro collocazione.

Il "lettore" NFC è il "eZ430-TRF7970A UART Module", basato sul chip NFC Transceiver TRF7970A (di questo se ne discuterà più avanti).

Nell'immagine 2.33 si mostra lo schematico del modulo tag NFC basato sul RF430FRL152H connesso all'ADC ADS8866 secondo quanto trattato nella sezione 2.4, in basso il corrispettivo prototipo testato (quest'ultimo è un prodotto già realizzato e venduto dalla Texas Instruments Inc.). Si è preferito testare prima la configurazione mediante un prodotto già collaudato e venduto per poi procedere alla progettazione e realizzazione dell'antenna da posizionare sul sistema mobile

Capitolo 2

per questo progetto di tesi. Tutta la componentistica esterna ne permette il regolare funzionamento con alimentazione e trasmissione dati mediante radiofrequenza secondo le modalità indicate nella sezione 2.5.1 (il RF430FRL152H può anche essere connesso a una batteria o ad una normale alimentazione via cavo ma necessita di una configurazione diversa; queste due configurazioni non sono utilizzate nel progetto di tesi).

Può essere programmato anche via cavo mediante il protocollo JTAG.

Nella 2.34 si mostra il modulo eZ430-TRF7970A UART. Quest'ultimo non è stato possibile realizzarlo fisicamente per cui è stato utilizzato un altro modulo, il DLP-7970ABP, per poter comunicare con il tag NFC basato sul RF430FRL152H.

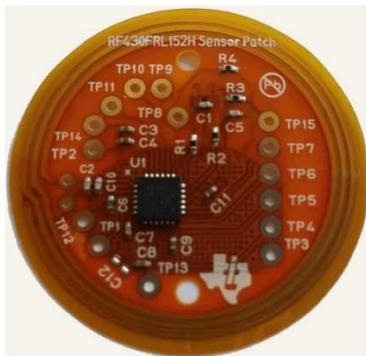
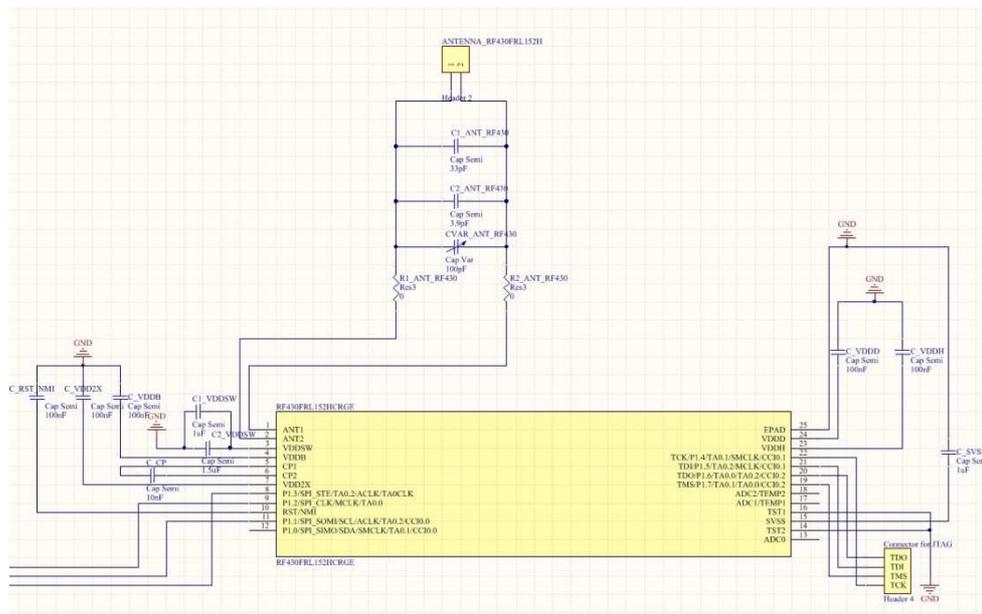


Figura 2.33: Schematico del modulo tag NFC basato sul RF430FRL152H. Le tre linee a sinistra dell'immagine si collegano all'ADC ADS8866 secondo quanto visto nella 2.25.



Figura 2.34: modulo del RFID transceiver ez430-TRF7970A UART utilizzato per comunicare mediante RF con il NFC tag basato sul RF430FRL152H. [14]

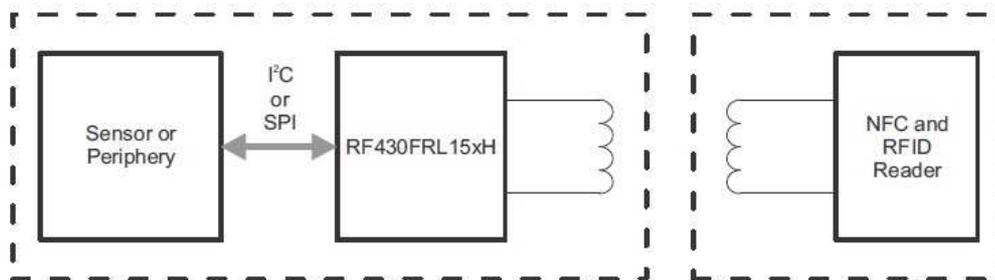


Figura 2.35: Schema a blocchi che mostra il tag NFC presente sulla parte mobile (pignone) e il lettore RFID/NFC presente sulla parte fissa che comunica tramite radiofrequenza con il primo.

Nell'immagine 2.33 si vedono i diversi pin di alimentazione ognuno con la propria capacità di bypass (disaccoppiamento) con valori che vanno dai 100nF ai 1 μ F.

I condensatori tra i pin ANT1 e ANT2 servono per introdurre determinati valori capacitivi per stabilire la corretta frequenza di risonanza (se ne parla in modo approfondito nella sezione 2.5.1).

I pin 9, 10, 11 sono connessi all'ADC ADS8866 per la trasmissione SPI secondo quanto già indicato e discusso nella sezione 2.4.2.

2.5.1 Comunicazione NFC fra Transponder e Transceiver

Il tag (transponder) NFC RF430FRL152H e il RFID reader (transceiver) comunicano tra loro mediante radiofrequenza, per la precisione la Near-Field Communication, sfruttando l'accoppiamento induttivo che si instaura tra induttanze (in questo caso sono le antenne dei rispettivi chip).

Per definizione due conduttori sono **accoppiati induttivamente** quando sono configurati in modo tale che una variazione di corrente attraverso un filo induca una tensione attraverso le estremità dell'altro filo attraverso l'induzione elettromagnetica. Una corrente alternata attraverso una spira (primario) crea un campo magnetico variabile attorno ad esso secondo la “legge di Ampere”. Una parte del campo magnetico variabile passerà attraverso la seconda spira (secondario) inducendo una forza elettromotrice (EMF o tensione) ai capi di essa secondo la legge dell'induzione di Faraday. L'accoppiamento induttivo tra due conduttori è rappresentato dalla “mutua induttanza”. Maggiore è l'accoppiamento/mutua induttanza maggiore è l'energia che il primario trasmette al secondario. Nell'equazione 2.27 viene mostrato il legame tra la legge di Faraday e la mutua induttanza. “f.e.m.” indica la forza elettromagnetica (tensione in DC) indotta ai capi del secondario (quindi ai capi dell'antenna connessa al RF430FRL152H), di/dt è la variazione della corrente nel tempo sul primario mentre M è la mutua induttanza che dimensionalmente è un'induttanza.

$$\text{f.e.m.} = -\frac{d\Phi_B}{dt} = -M \frac{di}{dt} \quad (2.27)$$

Come mostrato nella figura 2.33 tra i pin ANT1 e ANT2 del chip RF430FRL152H viene connessa l'antenna del tag NFC.

Le capacità C_1 e C_2 poste tra i due pin ANT1 e ANT2 sono le capacità di risonanza ($C = C_1 + C_2$) poste in parallelo che mi danno una capacità complessiva di 36,9pF ; esse, unite all'induttanza L posseduta dall'antenna realizzata su pcb permettono di stabilire la frequenza di risonanza secondo la formula 2.28.

$$f_{\text{RES}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 13,56\text{MHz} \quad (2.28)$$

Per una frequenza di 13,56MHz e una capacità di 36,9pF si richiede un'induttanza di 3,73μH.

Per realizzare tale antenna circolare con diametro molto minore della lunghezza d'onda della sinusoide con frequenza 13,56MHz, si osservi l'equazione 2.29 che mostra il valore di un'induttanza L in base alle caratteristiche della traccia in rame che si realizza su pcb.

$$L = N^2 * R * \mu_0 * \mu_r * \left[\ln\left(\frac{8R}{w+t}\right) - 2 \right] \quad (2.29)$$

N = numero di giri (spire)

R = raggio della spira = 27,5 mm in media considerando che viene realizzata ai lati del ricevitore presente sulla parte mobile (il pignone). Si riveda l'immagine 2.4 nella sezione 2.1.

μ_0 = Permeabilità elettromagnetica = $1,2566370614 \times 10^{-9}$ H/mm

μ_r = Permeabilità relativa = 0,9996 per quanto riguarda le pcb realizzate con materiale FR4)

w = larghezza della traccia

t = spessore traccia = 0,035 mm per la maggior parte delle tracce in rame realizzate su pcb.

Per ultimo si fa presente che lo spazio libero per alloggiare questa antenna è una corona di spessore 5mm.

Secondo quanto detto si è dovuto stabilire i parametri N e w per ottenere il valore di 3,73 μ H voluto.

Tuttavia si è dovuto tener conto di un altro parametro molto importante nelle trasmissioni in radiofrequenza: il quality factor Q .

La formula 2.30 mostra la relazione tra la frequenza di risonanza f_{RES} , l'induttanza dell'antenna L e la resistenza parassita R_S di quest'ultima (che di fatto può essere rappresentata come una resistenza in serie all'induttanza).

$$Q = \frac{2\pi f_{RES} * L}{R_S} = \frac{f_{RES}}{BW_{3dB}} = 67,129 \quad (2.30)$$

Si richiede una bandwidth per la trasmissione di circa 202kHz, quindi, considerando la f_{RES} scelta di 13,56MHz , è necessario avere una Q maggiore o uguale a 67,129. Di conseguenza si ha bisogno di una R_S possibilmente inferiore a 4,734 Ω .

Tenendo conto delle due formule 2.29 e 2.30 e dello spazio a disposizione è stata progettata l'antenna per il chip RF430FRL152H con una larghezza della traccia in rame pari a $w = 0,4$ mm e un numero di giri pari a $N = 5$. Questo a permesso di ottenere un'induttanza di 3,729 μ H e una resistenza parassita R_S (considerando la resistività del rame di $1,68 \times 10^{-8}$ Ω m) di 0,2073 Ω , permettendomi di ottenere una Q ben al di sopra del requisito minimo chiesto. Tutti gli altri parametri indicati in precedenza rimangono invariati.

Inoltre, tenendo conto che lo spazio libero per alloggiare la suddetta antenna è praticamente una corona di spessore 5mm come già ribadito, la distanza tra le 5

piste circolari di larghezza 0,4 mm possono essere distanziate l'una dall'altra fino a 0,75 mm permettendo di realizzare il tutto su un unico layer invece dei 2 previsti come si era accennato nell'immagine 2.4.

Un ultimo appunto: tra i pin ANT1 e ANT2 è presente anche un condensatore variabile per cambiare il valore della capacità complessiva C nella formula 2.28. Questo perché l'induttanza dell'antenna L ha un valore di $3,73\mu\text{H}$ quando si trova idealmente in uno spazio senza campi elettromagnetici esterni.

Nel momento in cui si stabilisce un accoppiamento induttivo tra antenne il valore delle loro induttanze cambia e questo, nel caso tutti gli altri parametri rimangano invariati, porta ad una variazione della frequenza di risonanza secondo la 2.28. Per poter ristabilire il valore prestabilito di f_{RES} in questa situazione è sufficiente agire sul valore delle capacità. Se per esempio l'induttanza in accoppiamento induttivo assume un valore inferiore rispetto a quello previsto, quindi un aumento di f_{RES} , basta aumentare la capacità totale C per ritornare alla frequenza voluta.

2.5.2 Alcuni esempi di codice di programmazione per il RF430FRL152H

Come già detto l'ADC interno del chip RF430FRL152H ha delle prestazioni assolutamente insufficienti per soddisfare il requisito di un campionamento ogni $20\mu\text{s}$ del segnale in uscita allo stadio di amplificazione, ne può sopportare oltre 0,9V in input.

Tuttavia, per imparare la programmazione del microcontrollore MSP430 presente all'interno del chip RF430FRL152H, sono state fatte delle prove (per esempio misurare la temperatura con la termoresistenza interna e l'uso dell'adc interno).

Di seguito si mostra il codice necessario per gestire l'adc interno del chip:

Innanzitutto imposteremo due variabili per mantenere la nostra lettura dell'ADC:

```
unsigned int ADC_Value = 0;
volatile float ADC_Volts = 0;
```

Ora si abilita l'ADC. Si imposta l'ADC per un funzionamento "unipolare" poiché misureremo solo una tensione positiva:

```
SD14CTL0 = SD14EN + VIRTGND;
SD14CTL1 = SD14UNI;
```

Si imposta il multiplexer sul canale 0 (il canale dell'ADC interno) e si eseguirà una conversione:

```
SD14CTL0 |= SD14SC; // Set Mux to channel 0

__delay_cycles(100);

ADC_Value= SD14MEM0; // read ADC value
```

Ora è il momento di convertire la lettura fatta dall'ADC. Visto che il RF430FRL152 è abbastanza limitato per quanto riguarda la memoria, sarà necessario eseguire alcuni ridimensionamenti dei dati. La formula per convertire questa tensione è mostrata sotto. Questa formula produrrà la tensione misurata in millivolt:

```
ADC_Volts = ((ADC_Value >> 8) * 900)/(16383 >> 8); //Convert ADC
value to a voltage
```

Di seguito il codice completo messo all'interno del ciclo main:

```
void main()
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;           // Stop watchdog
    // ROM RF13M module setup
    //The following three lines are needed for proper RF stack
    //operation
    DS = 1;                             // ROM variable
    needs to be initialized here
    asm ( " CALL #0x5CDA ");             // Call ROM function
    ( Initialize function pointers)
    asm ( " CALL #0x5CAC ");             // Call ROM function
    ( Check part configuration)
    initIS015693(CLEAR_BLOCK_LOCKS);
```

```
DeviceInit();

//Configure ADC
SD14CTL0 = SD14EN + VIRTGND;
SD14CTL1 = SD14UNI;

while(1)
{
    SD14CTL0 |= SD14SC; // Set Mux to channel 0
    __delay_cycles(100);
    ADC_Value= SD14MEM0; // read ADC value

    //Convert ADC value to a voltage
    ADC_Volts = ((ADC_Value >> 8) * 900)/(16383 >> 8);

    //Enter Low Power mode
    //__bis_SR_register(LPM3_bits + GIE);

}
}
```

Ora si mostra il codice per poter inviare via RF un valore campionato dall'ADC.

Prima di tutto bisogna configurare il chip per utilizzare lo stack RF, quindi dovremo preoccuparci solo della parte ADC dell'applicazione. Si alloca una porzione di FRAM per la memorizzazione del valore ADC:

```
//Allocate Memory to Store ADC
#define ADC_ADDRESS 0xF88C // Block 9
#pragma RETAIN(ADC_Read);
#pragma location = ADC_ADDRESS;
u16_t ADC_Read[2];
```

Ora si configura l'ADC come è stato fatto nell'esempio precedente. Questa volta si abilita un interrupt una volta che l'ADC avrà completato una conversione:

```
//Setup ADC
    SD14CTL0 = SD14EN + VIRTGND + SD14IE;
//ADC enabled, Virtual Ground enabled, Interrupt enabled.
    SD14CTL1 = SD14UNI + SD14INTDLY0;
// Unipolar mode, Interrupt triggered after first sample.
```

Quindi si imposta il chip per iniziare una conversione e poi si entra in modalità basso consumo per abilitare lo stack RF. Il seguente codice sarà caricato nel while () loop e nel main ():

```
SD14CTL0 |= SD14SC; //begin conversion
__bis_SR_register(LPM3_bits + GIE);
```

Ora è necessario aggiungere un ISR per l'interrupt ADC:

```
#pragma vector=SD_ADC_VECTOR
interrupt void ADC (void)
{
    switch(__even_in_range(SD14IV,4))
    {
        case SD14IV__NONE: // no interrupt pending
        {
            break;}

        case SD14IV__RES: //ADC Data available
        {
            SD14CTL0 &= ~SD14IFG;
//clear the data available interrupt
            ADC_Read[0] = SD14MEM0; //Read the ADC Data
            __bic_SR_register_on_exit(LPM4_bits);
            break;}

        case SD14IV__OV: //Memory Overflow
        {
            SD14CTL0 &= ~SD14OVIFG; //clear the overflow bit
            break;}

    }
}
```

Il programma completo sarà il seguente:

```
void main()
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;           // Stop watchdog
    // ROM RF13M module setup
    // The following three lines are needed for proper RF stack operation
    DS = 1;                             // ROM variable
    needs to be initialized here
    asm ( " CALL #0x5CDA ");             // Call ROM function
    ( Initialize function pointers)
    asm ( " CALL #0x5CAC ");             // Call ROM function
    ( Check part configuration)

    initISO15693(CLEAR_BLOCK_LOCKS);
    DeviceInit();

    //Setup ADC
    //ADC enabled, Virtual Ground enabled, Interrupt enabled.
    SD14CTL0 = SD14EN + VIRTGND + SD14IE;
    // Unipolar mode, Interrupt triggered after first sample.
    SD14CTL1 = SD14UNI + SD14INTDLY0;

    while(1)
    {
        SD14CTL0 |= SD14SC; //begin conversion
        __bis_SR_register(LPM3_bits + GIE);
    }
}

#pragma vector=SD_ADC_VECTOR
interrupt void ADC (void)
{
    switch(__even_in_range(SD14IV,4))
    {
        case SD14IV__NONE: // no interrupt pending
        {
            break;}
    }
}
```

```
        case SD14IV__RES: //ADC Data available
        {
            SD14CTL0 &= ~SD14IFG;
//clear the data available interrupt
            ADC_Read[0] = SD14MEM0; //Read the ADC Data
            __bic_SR_register_on_exit(LPM4_bits);
            break;}
        case SD14IV__OV: //Memory Overflow
        {
            SD14CTL0 &= ~SD14OVIFG; //clear the overflow bit
            break;}
    }
}
```

[15]

Questi codici sono stati compilati mediante il software Code Composer Studio versione 8.0 della Texas Instruments Inc.

Per testare il codice sono state utilizzate due demoboard: la RF430152HHEVM e la DLP7970ABP che, in questo caso, svolge lo stesso compito della TRF7970ABP.

La RF430152HHEVM è una board nata con lo scopo di testare le funzionalità del chip RF430FRL152H, possiede già un'antenna propria e tutti i componenti per far funzionare il chip in diverse modalità: alimentazione via RF, via cavo o mediante batteria, trasferimento dati wireless o wired, etc... Il sistema di ricezione presente sul pignone non può ospitare, per problemi di spazio, una circuiteria così estesa come quella di questa demoboard, per questo la demoboard è utilizzata **solo per eseguire dei test** mentre il circuito utilizzato nel progetto è quello nell'immagine 2.33.

Il codice può essere utilizzato sia in questa demoboard che nel circuito mostrato nella 2.33.

Per caricare il codice mediante una comunicazione a radiofrequenza nella demoboard RF430152HHEVM è stata utilizzata la demoboard DLP7970ABP. Anche quest'ultima è servita solo per eseguire dei test mentre il lettore RFID impiegato nel progetto è il modulo eZ430-TRF7970A UART.

Capitolo 3

Circuito per la trasmissione di energia senza fili

Il **trasferimento di energia senza fili** (o *wireless*) è la trasmissione di energia elettrica da un alimentatore elettrico a un carico elettrico senza l'utilizzo di cavi che fanno da conduttore.

La trasmissione di energia wireless è utile nel caso in cui connessioni con i normali fili risultino complesse o impossibili da realizzare. Il problema della trasmissione di energia elettrica senza fili differisce da quello delle telecomunicazioni senza fili come, ad esempio, la radio. Nel secondo caso infatti, la porzione di energia ricevuta diventa critica unicamente se è troppo debole per essere distinta dal segnale rispetto all'insieme dei rumori (noise). Con l'alimentazione wireless, l'efficienza è in assoluto il parametro più significativo. Una grande parte dell'energia inviata dall'impianto di generazione deve infatti arrivare al ricevitore per potere funzionare correttamente.

Le difficoltà incontrate nel trasmettere senza fili potenze dell'ordine dei watt ha permesso la diffusione di questa tecnica soltanto recentemente grazie a chip sempre più sofisticati dotati di microcontrollori avanzati necessari ad elaborare e scambiare dati tra trasmettitore e ricevitore per aumentare l'efficienza di trasmissione.

La più comune forma di trasferimento di energia wireless è effettuata utilizzando il metodo dell'induzione elettromagnetica (o accoppiamento induttivo) già accennato in precedenza.

Esistono diversi protocolli di trasmissione, quello utilizzato nel progetto si basa sullo standard Qi definito dal Wireless Power Consortium (WPC). Nello specifico

Qi è una interfaccia standard per la trasmissione di energia elettrica attraverso l'induzione elettromagnetica su una distanza massima di qualche centimetro.

Il trasferimento di potenza avviene sempre da una stazione base (trasmettitore) a un dispositivo mobile (ricevitore). A tale scopo, una stazione base contiene un sottosistema, denominato Power Transmitter, che comprende una bobina primaria e mentre il dispositivo mobile contiene un sottosistema, denominato ricevitore di potenza, comprende una bobina secondaria. La bobina primaria e la bobina secondaria formano le due metà di un trasformatore risonante senza nucleo [16].

Il Wireless Power Consortium (WPC) è un gruppo internazionale di aziende di diversi settori. Lo standard WPC è stato sviluppato per facilitare la compatibilità incrociata di trasmettitori e ricevitori conformi. Lo standard definisce i parametri fisici e il protocollo di comunicazione da utilizzare in alimentazione wireless [17].

Come già discusso all'inizio del capitolo 2, e come si mostra nello schema a blocchi 2.2, nell'immagine 2.3 e 2.4 nella sezione 2.1, la potenza per alimentare l'intero circuito presente sulla parte mobile (pignone) non può essere fornita dal chip RF430FRL152H, si è quindi reso necessario creare un sistema a se stante in grado di trasferire potenza nell'ordine delle centinaia di mW.

All'interno del sistema circuitale presente sul pignone si trova il ricevitore basato sul chip BQ51013B che fornisce tutta l'alimentazione sulla parte mobile (ad esclusione del RF430FRL152H). Mentre il sistema di trasmissione basato sul chip BQ500212A si trova sulla parte fissa. Il Tx trasferisce potenza al Rx, oltre a scambiarsi dati per migliorare l'efficienza di trasmissione.

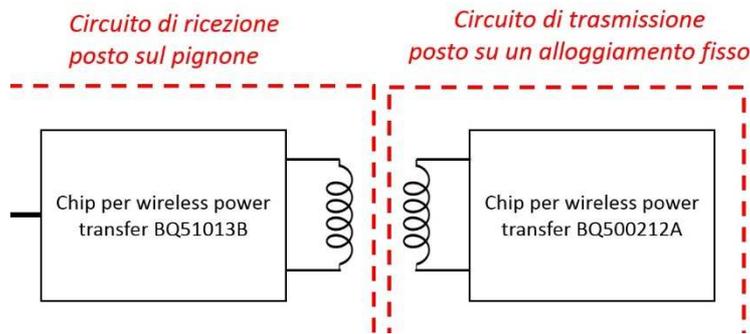
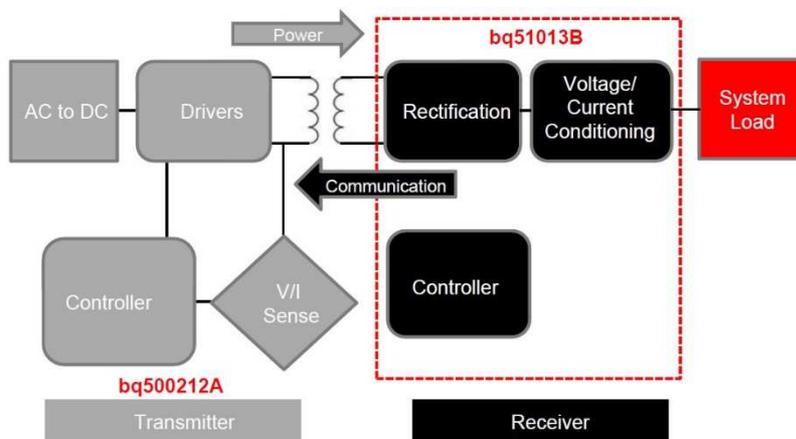


Figura 3.1: Schema a blocchi che rappresenta i due principali sistemi per la trasmissione di potenza wireless rispettando lo standard Qi della WPC e i chip utilizzati.



3.1 Trasmettitore basato sul controller BQ500212A

In figura 3.2 è mostrato sopra il circuito completo del trasmettitore mentre sotto si vede il prototipo realizzato per eseguire i test.

Mentre nelle immagini successive, 3.3, 3.4 e 3.5 si vedono i principali tre blocchi di cui è composto questo sistema.

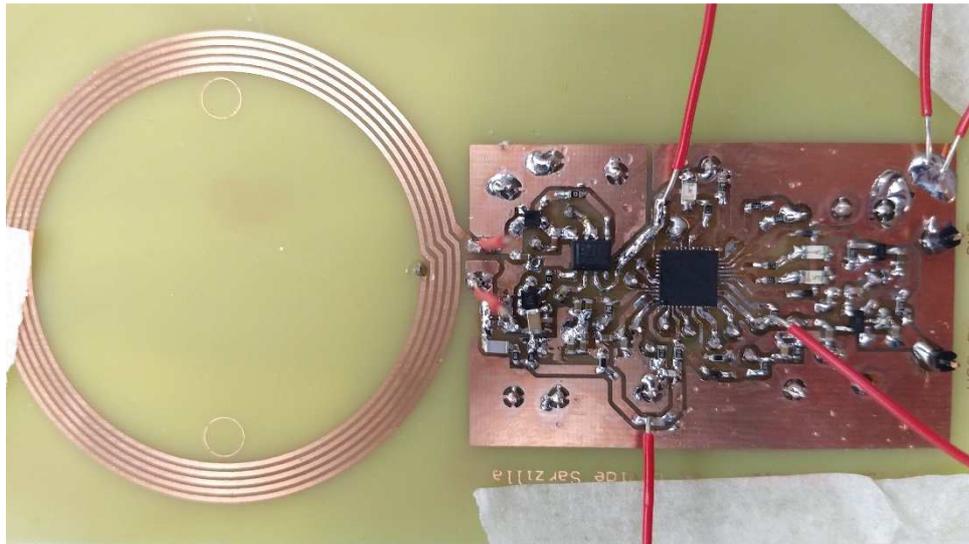
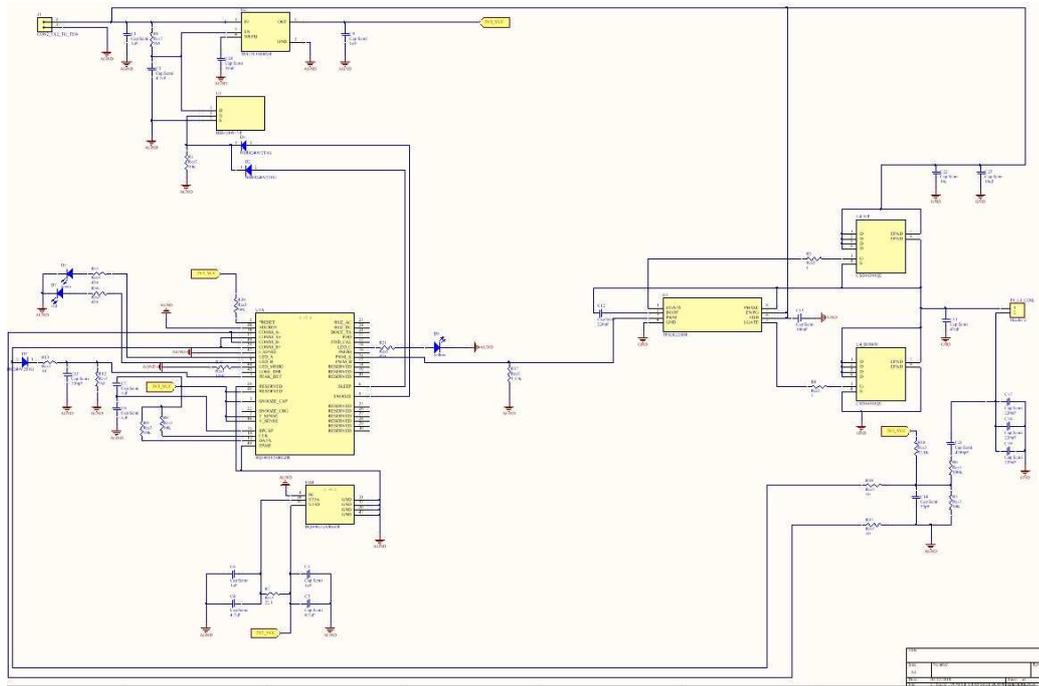


Figura 3.2: *Sopra:* schematico del circuito completo di trasmissione basato sul chip BQ500212A. *Sotto:* prototipo del suddetto circuito realizzato per eseguire dei test.

3.1.1 Configurazione del chip BQ500212A

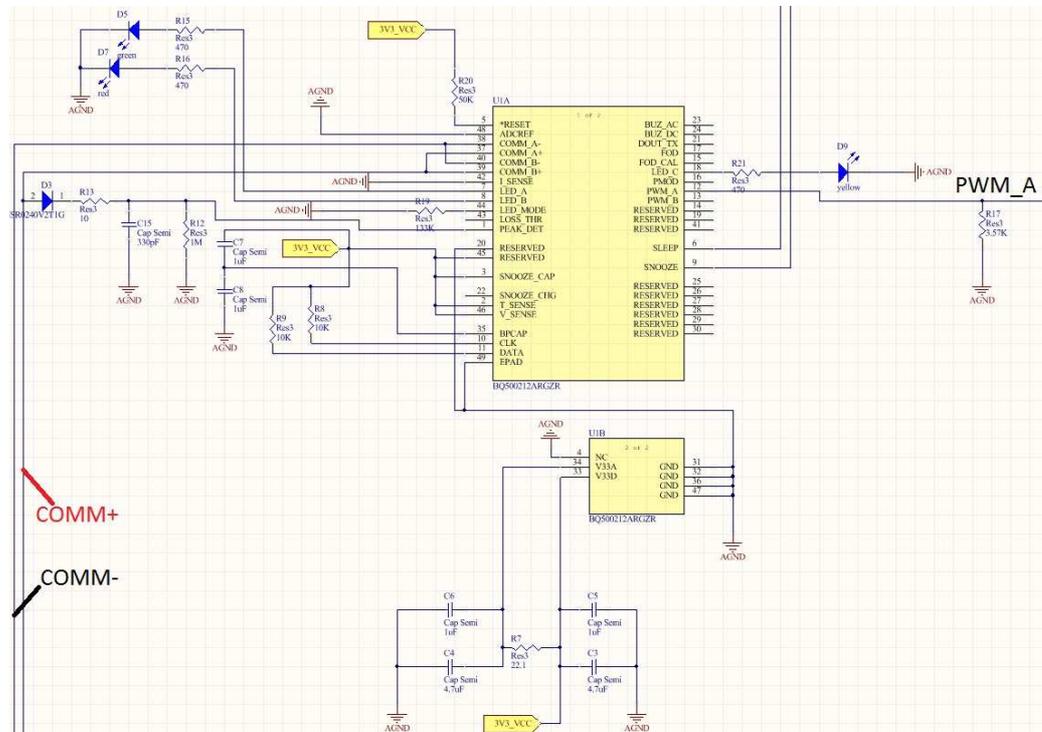


Figura 3.3: Schematico sulla configurazione del chip BQ500212A usata nel progetto.

Il Bq500212A è un chip che rispetta la certificazione Qi ed integra tutte le funzioni necessarie per controllare l'erogazione di energia wireless a un singolo ricevitore conforme al WPC1.1.

Bq500212A supporta sia il rilevamento di oggetti estranei (FOD) che il rilevamento di oggetti metallici parassiti (PMOD) per prodotti legacy monitorando continuamente l'efficienza del trasferimento di potenza stabilito, gestisce la perdita di potenza dovuta a oggetti metallici collocati nel campo di trasferimento di potenza wireless [18].

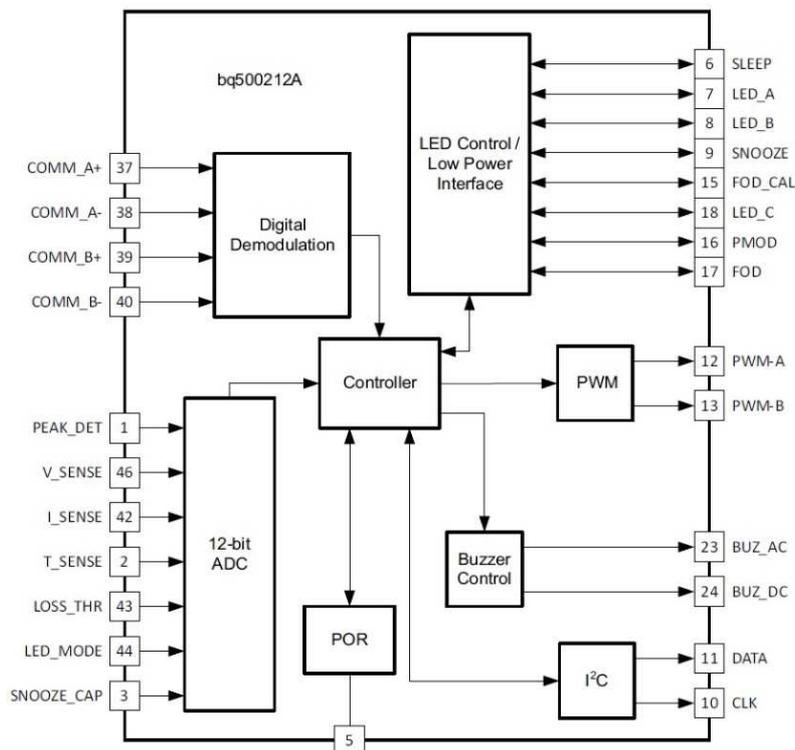


Figura 3.4:
Diagramma a blocchi del chip BQ500212A.

Il Bq500212A necessita di un'alimentazione di 3,3V sia per quella digitale che per quella analogica. Ciascuna ha delle capacità di disaccoppiamento (C_3 e C_5 per quella digitale, C_4 e C_6 per quella analogica) pari a $4,7\mu\text{F} + 1\mu\text{F} = 5,7\mu\text{F}$, con una resistenza da $22,1\Omega$ che crea assieme a C_4 e C_6 un polo a $1,26\text{kHz}$ sull'alimentazione analogica per filtrare i disturbi provenienti dalla digitale.

I due condensatori da C_7 e C_8 da $1\mu\text{F}$ sono anch'essi di "bypass" per un regolatore interno da $1,8\text{V}$ di alimentazione.

La resistenza R_{19} da $133k\Omega$ è per impostare un determinato comportamento dei led: a seconda del valore di questa capacità i led si accenderanno in modi e tempi diversi.

Il reset è attivo basso, quindi è connesso a $3,3V$ mantenendolo disattivato.

3.1.2 Modalità di comunicazione tra Tx e Rx per l'invio di potenza senza fili

Il pin 12, denominato PWM_A, genera un segnale PWM a frequenza di $157,232kHz$. Questo segnale viene inviato all'antenna di questo circuito di trasmissione che costituisce il coil primario, mentre il sistema ricevente sarà connesso al coil secondario, per la trasmissione wireless di potenza mediante accoppiamento induttivo. L'antenna non è altro che una spira in rame creata sulla pcb come già visto nella comunicazione tra tag NFC e reader RFID/NFC nel capitolo 2, sezione 2.5.1.

Questo segnale ad onda quadra arriva fino all'antenna che viene mostrata nella figura 3.5 ai cui capi ho le tensioni denominate V1_coil e V2_coil (in seguito si spiegheranno i motivi per cui questo segnale deve entrare nel circuito raffigurato nella 3.5, il full-bridge coil drive, prima di entrare nella spira).

Quest'antenna ha un'induttanza di $6,5\mu H$ quando è "accoppiata" a quella del ricevitore (si ricorda nuovamente che le induttanze delle spire in questo scenario variano rispetto al caso in cui non sono immerse in un campo elettromagnetico), per cui, assieme alle capacità C_{17} , C_{18} , C_{19} , che poste in parallelo danno una capacità di $660nF$, si ha un polo a $76,84kHz$ secondo la formula 3.1.

$$f_{POLO} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L*(C_{17}+C_{18}+C_{19})}} = 76,84kHz \quad (3.1)$$

La tensione ai capi dell'antenna/induttanza (V1_coil – V2_coil) è di fatto l'uscita di un passa-alto se si considera come input la tensione V1_coil con zero all'origine e polo a $76,84kHz$ dato dall'induttanza L da $6,5\mu H$ e la capacità di $660nF$, si osservi il diagramma di bode nella figura 3.5.

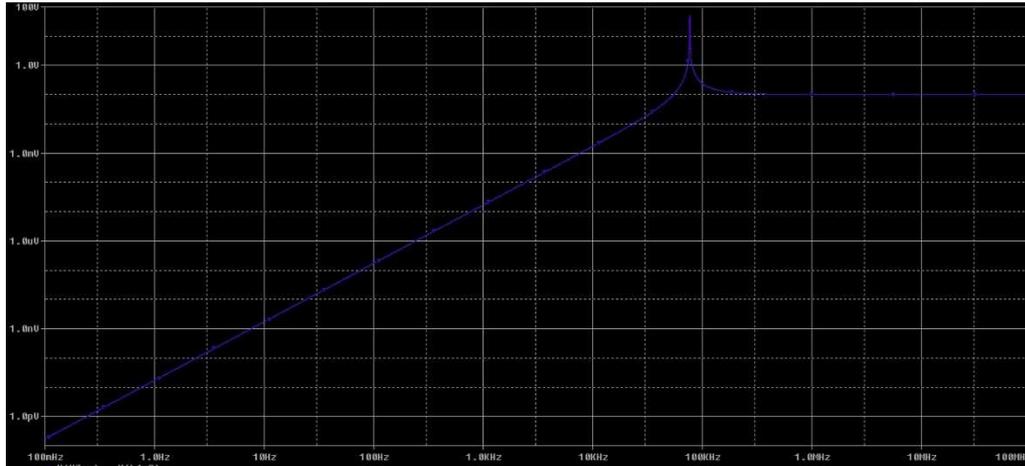


Figura 3.5: Diagramma di bode (in dB su entrambi gli assi) della tensione ai capi dell'antenna/induttanza, che di fatto costituisce un passa alto con un picco nella frequenza di risonanza data da $6,5\mu H$ e $660nF$ di capacità.

Questo significa che un'onda quadra con frequenza a circa 160kHz viene trasmessa interamente: sia la portante che tutte le armoniche a frequenze multiple.

Secondo lo standard WPC, la trasmissione wireless di potenza può avvenire nello spettro 110kHz ÷ 205kHz quindi non sarebbe lecito trasmettere tutte le armoniche nell'etere ma le antenne Tx e Rx sono molte vicine fra loro (qualche millimetro di distanza) quindi il campo elettromagnetico generato per trasmettere qualche centinaio di milliwatt a una distanza del genere è molto debole, ancor più le armoniche che di fatto non interferiscono con le trasmissioni nell'etere.

La tensione V2_coil, invece, è l'uscita di un passa-basso con polo a 76,84kHz il cui input è la V1_coil; V2_coil sarà una sinusoidale, un poco attenuata, poiché passerà soltanto la portante a 160kHz e quasi per nulla le armoniche a frequenze multiple. Di seguito nell'immagine 3.6 si mostra la V1_coil (verde) e V2_coil (rosso), mentre nella 3.7 il loro andamento nello spettro delle frequenze (i colori rimangono gli stessi).



Figura 3.6: Andamento temporale del segnale in tensione V1_coil (in verde) e del segnale V2_coil (in rosso).

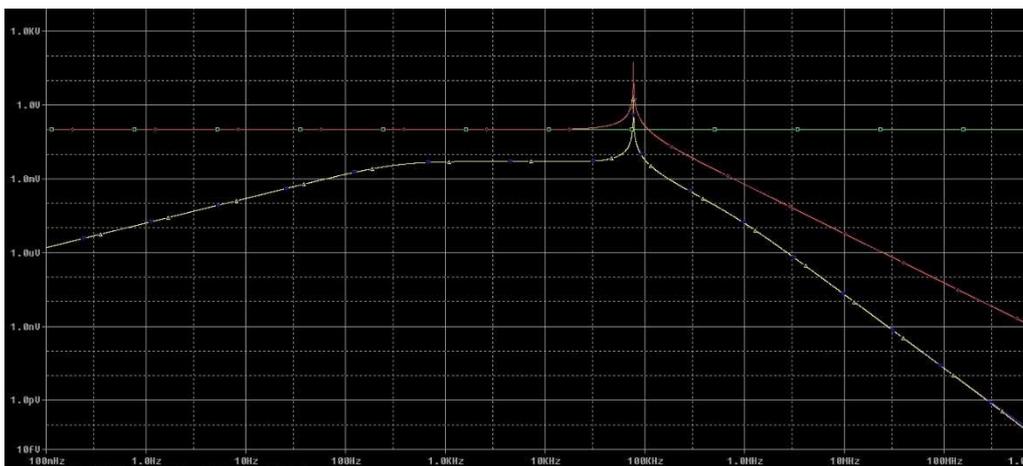


Figura 3.7: In rosso lo spettro in frequenza di V2_coil con V1_coil visto come generatore di tensione in input. Asse delle ascisse e delle ordinate in dB.

Ora si prenda in considerazione la tensione su COMM+ indicata nell'immagine 3.

Gli input COMM+ e COMM- del BQ500212A sono gli ingressi digitali con resistenze di pull-up di $1,5\text{M}\Omega$.

La connessione COMM+ va dall'antenna all'ingresso dei pin 37 e 39 (denominati rispettivamente COMM_A+ e COMM_B+) del chip. Dal COMM+ verso gli ingressi del chip si vede una resistenza da $0,75\text{M}\Omega$ (le due impedenze da $1,5\text{M}\Omega$ viste in parallelo).

Ora si consideri un circuito in cui $V2_coil$ è la tensione in ingresso e V_COMM+ quella di uscita. La capacità C_{21} da 4700pF introduce uno zero all'origine e un polo a 322,5Hz perché vede ai suoi capi una resistenza da circa 105k Ω (si consideri C_{14} aperto a quelle frequenze).

La sinusoide $V2_coil$ da 160kHz arriva a $COMM+$ ma è attenuata a causa del partitore resistivo dato dalla R_6 in serie ad un'impedenza di 5454 Ω dovuta al parallelo tra i 0,75M Ω , la R_{18} e la R_5 .

La sinusoide su V_COMM+ è quindi molto piccola, circa 0,052 volte la $V2_coil$ ma si sovrappone a una componente in DC pari a 1,493V data dal partitore resistivo tra R_{18} e R_5 .

Il segnale V_COMM+ che si ottiene è quello mostrato nella 3.8.

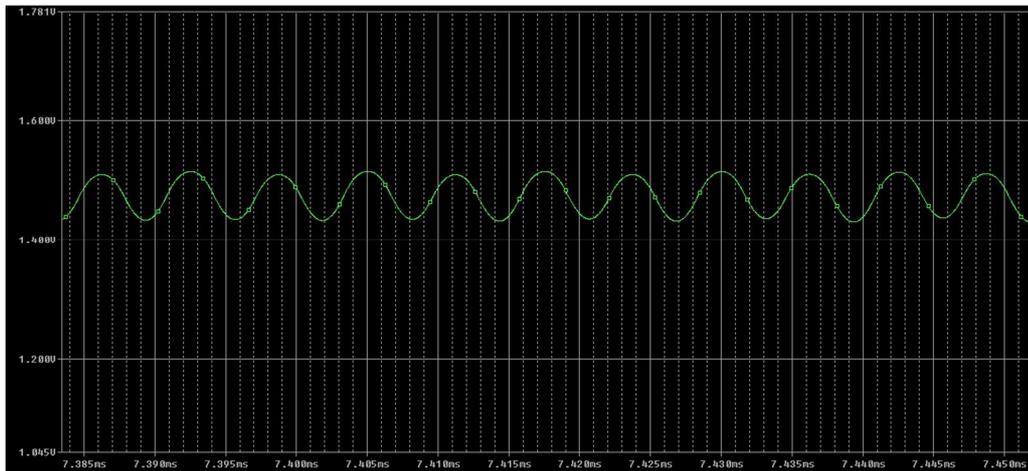


Figura 3.8: Andamento temporale della tensione V_COMM+ con valor medio di 1,493V e un'oscillazione che va da 1,4590V a 1,5354V.

Come lo standard WPC1.1 permette una trasmissione wireless di potenza nel range 110kHz ÷ 205kHz. Il chip BQ500212A può decidere di spostare la portante da 160kHz in un'altra frequenza nello spettro permesso. Se ci si sposta dai 160kHz è chiaro che la tensione $V2_coil$ cambia la propria ampiezza perché ci si avvicina/allontana dal polo di 76,84kHz (quello introdotto dall'antenna e dalla capacità di 660nF).

Allo stesso modo cambia l'ampiezza di V_COMM+ (la componente sinusoidale) mentre rimane invariato il valor medio di 1,493V.

Il chip BQ500212A riceve il segnale sul COMM+ e lo campiona, elimina la componente continua e in base all'ampiezza della componente in AC (la sinusoide) conosce la frequenza della portante dell'onda quadra PWM_A.

C'è quindi un'associazione tra la frequenza del segnale da trasmettere e l'ampiezza del segnale in ingresso al COMM+ (lo stesso di COMM_A+ che di COMM_B+).

Per individuare meglio l'ampiezza si utilizza un circuito che potremmo definire "peak detector" che va dalla linea COMM+ al pin PEAK_DET e che serve per individuare il valor massimo del segnale V_COMM+.

Variare la frequenza è ciò che permette di cambiare la potenza da trasmettere: secondo lo standard WPC più ci si allontana dalla frequenza di dei 100kHz minore sarà la potenza trasmessa. Come si vede nella figura 3.5, nonostante la frequenza di risonanza sia stata messa a 76,84kHz, più si aumenta la frequenza dell'onda quadra allontanandosi dai 100kHz minore sarà l'accoppiamento, quindi la potenza trasmessa.

Segnale dati tra Rx e Tx per lo scambio di informazioni

Oltre all'onda quadra da 160kHz c'è un segnale con frequenza massima da 2kHz utilizzato per scambiare dati/messaggi tra il BQ500212A (nel trasmettitore) e il BQ51013B (ricevitore). Si avrà di conseguenza la portante con una banda da 2kHz. Si guardi il segnale nel tempo (in viola) dove si può notare la successione di bit inviati (bit 0 si ha tensione nulla, bit 1 si ha quella massima) che costituiscono i dati/messaggi scambiati tra Tx e Rx.

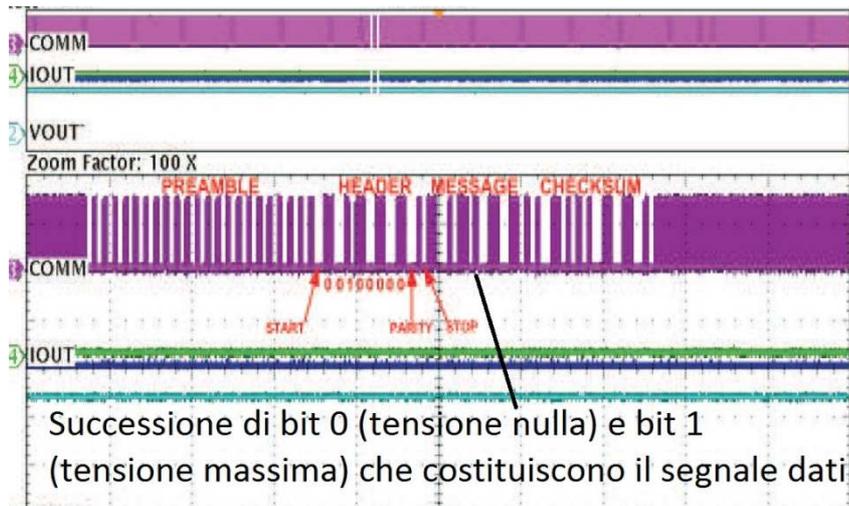


Figura 3.9:

In viola si ha l'onda quadra a 160kHz a cui viene sovrapposto il segnale dati a 2kHz.

Di seguito viene mostrata la modalità di codifica imposta dallo standard WPC.

Il ricevitore di potenza deve utilizzare uno schema di codifica bifase differenziale per modulare i bit di dati sul segnale di alimentazione. A tale scopo, il ricevitore di potenza deve allineare ciascun bit di dati ad un periodo intero t_{CLK} di 0,5ms (2kHz), l'inizio di un bit di dati deve coincidere con il fronte di salita del segnale di clock.

Il ricevitore di potenza deve utilizzare un formato seriale asincrono a 11 bit per trasmettere un byte di dati. Questo formato è costituito da un bit di avvio, 8 bit di dati del byte, un bit di parità e un bit di stop singolo. Il bit di inizio è uno 0.

Il primo bit di dati (il bit b_0) è il LSB, l'ultimo (b_7) il MSB. Il bit di parità è dispari. Ciò significa che il Power Receiver deve impostare il bit di parità su 1 se il byte di dati contiene un numero pari di bit 1. In caso contrario, il ricevitore di potenza deve impostare il bit di parità su 0. Il bit di stop è sempre 1. La Figura 3.10 mostra il formato del byte di dati, inclusa la codifica differenziale bifase di ogni singolo bit, utilizzando come esempio il valore 0x35.

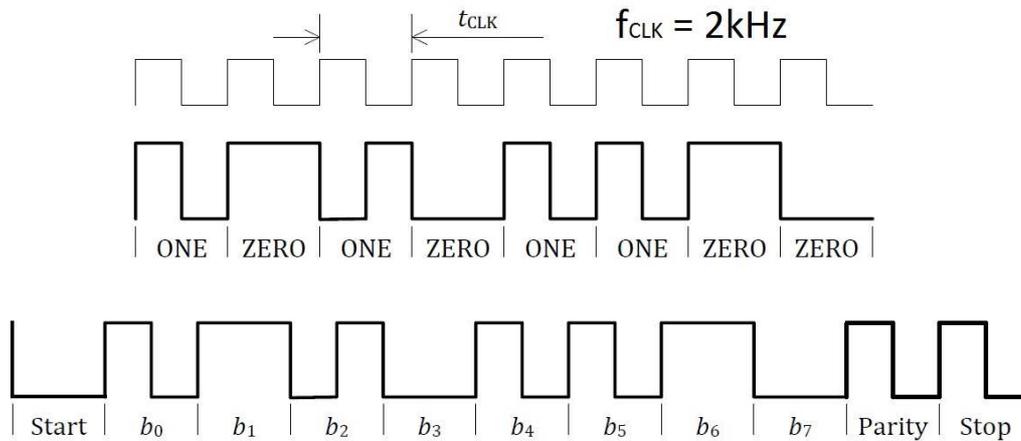


Figura 3.10: Esempio di trasmissione imposto dallo standard WPC di un pacchetto dati su segnale 2kHz.

E' sempre il chip del ricevitore ad inviare questi pacchetti di dati al trasmettitore mediante la tecnica di "backscattering" per la modulazione AM del segnale.

Di questa tecnica se ne parlerà in modo approfondito nella sezione 3. poiché è gestita dal ricevitore dal BQ51013B che verrà trattato in seguito.

3.1.3 Design dell'antenna su pcb per il circuito di trasmissione

L'antenna del circuito di trasmissione indicata nella figura 3.12, e mostrata fisicamente nell'immagine 3.11, è stata progettata allo stesso modo di quella del chip FR430FRL152H vista nel capitolo 2, sezione 2.5.1.

Si riprenda la formula 2.29 per il calcolo dell'induttanza di un'antenna circolare con raggio inferiore alla lunghezza d'onda del segnale a frequenza di risonanza.

Tutti i parametri per il calcolo dell'induttanza dell'antenna sono quelli già citati, come la larghezza della pista in rame "w", lo spessore "t", il numero di giri N.

L'induttanza richiesta è di $6,5\mu H$ ma si deve tener conto della vicinanza con il blocco metallico costituito dal pignone, per la precisione di 16mm, oltre che dell'accoppiamento induttivo con quella in ricezione.

Di conseguenza il valore fisico dell'induttanza richiesto risulta di circa $9,85\mu\text{H}$. Il circuito vedrà di fatto un valore di $6,5\mu\text{H}$, quindi tutti i calcoli precedenti sono corretti, poiché per i fenomeni indicati in precedenza l'induttanza cambia rispetto al valore calcolato idealmente con la formula 2.29.

Per ottenere $L_{\text{ANTENNA}} = 9,65\mu\text{H}$ sono stati stabiliti i seguenti parametri: $w=0,7\text{mm}$, $N=10$, distanza tra le tracce di $0,4\text{mm}$, raggio medio = $27,5\text{mm}$. Tutti gli altri parametri sono gli stessi di quelli già visti nel capitolo 2, sezione 2.5.1.

L'antenna ha un raggio massimo di 30mm e minimo di 25mm , come si vede in figura 3.11. E' stato necessario realizzare una pcb a due layer per soddisfare i requisiti.

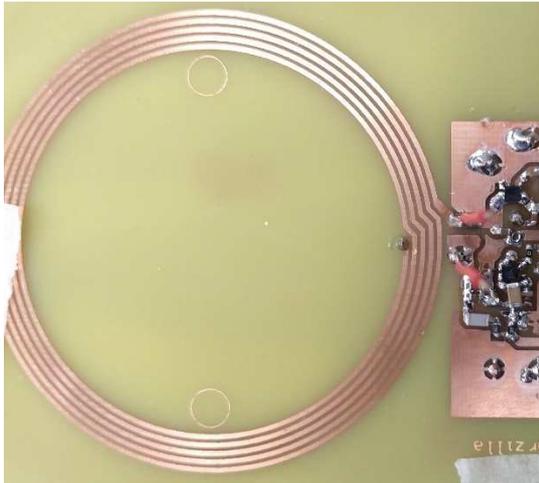


Figura 3.11: Antenna circolare del trasmettitore realizzata su pcb.

Il quality factor Q , secondo la formula 2.30 (capitolo 2, sezione 2.5.1), risulta essere $51,21$, tenendo conto che la resistenza parassita R_s dell'antenna è di $1,184\Omega$, mentre l'induttanza senza accoppiamento induttivo in free-air L_s è di $9,65\mu\text{H}$.

Da sottolineare che la f_{RES} utilizzata nel calcolo non è 160kHz ma 1MHz (è una specifica imposta dallo standard WPC).

E' richiesto almeno un $Q>77$ ma non è stato possibile raggiungerlo utilizzando antenne di questo tipo a causa della resistenza parassita sempre troppo elevata.

3.1.4 Full-bridge coil drive

Ci si potrebbe chiedere per quale motivo il segnale ad onda quadra del PWM_A non possa andare direttamente all'antenna del sistema di trasmissione ma debba passare per il circuito mostrato in figura 3.12.

Il motivo è semplice e lo si comprende subito con l'equazione 3.2.

$$V = L * \frac{di}{dt} \quad (3.2)$$

Conoscendo la tensione sull'antenna pari a $V1_coil - V2_coil$ e la sua induttanza L si scopre che si possono avere variazioni di corrente nel periodo di tempo $1/f_{RES}$ di quasi un ampere. Nel grafico 3.13 si mostra l'andamento della corrente rispetto nella spira. Il segnale è triangolare con picchi di 750mA e -750mA e valor medi nullo.

Il chip BQ5002121A non è in grado di fornire una tale corrente, per cui si è reso necessario realizzare questo circuito detto "full-bridge coil drive".

Il segnale ad onda quadra arriva all'input control pin del drive TPS28225 per pilotare due mosfet di potenza a canale N.

Il drive è attivo alto: quando l'onda quadra sul pin di input è a 3,3V manda il gate del n-mos CSD16301, situato in cima all'immagine 3.12, a 8,8V, questo manda il n-mos in zona di saturazione portando la tensione $V1_coil$ a +5V, quindi si ha una V_{GS} del n-mos di 3,8V. Nello stesso momento il n-mos situato in basso e connesso al pin LGATE del drive TPS28225 è spento perché la tensione sul suo gate è 0V, di conseguenza la sua V_{GS} è nulla.

Quando il segnale PWM_A va a zero il drive manda a zero la tensione sul gate del n-mos in alto, mentre porta a 5V quella del gate in basso, quest'ultimo quindi va in saturazione portando il punto $V1_coil$ a massa.

Questo si ripete ad ogni periodo dell'onda quadra.

I due n-mos sono in grado di sopportare fino a 40A.

Il TPS28225 quando cambia la tensione sui pin UGATE e LGATE per attivare/spegnere i mos mantiene l'uscita a zero per un periodo di 14ns, in questo modo per 14ns entrambi i mos sono spenti avendo una V_{GS} nulla. Questo impedisce problemi di cross-conduzione.

Se infatti il drive dovesse portare la tensione da 0V al valore massimo su uno dei pin e allo stesso tempo abbassare quella sull'altro pin ci sarebbe un momento in cui entrambi i mos hanno una $V_{GS} > V_T$ ed entrambi potrebbero condurre (nello specifico uno sarebbe in saturazione mentre l'altro in ohmica) creando di fatto un collegamento tra l'alimentazione a 5V e massa generando un flusso di corrente elevato.

La rampa di salita/discesa della tensione sui pin UGATE e LGATE è piuttosto ripida e questo provoca sulla tensione V1_coil forti spikes e oscillazioni per un breve periodo di tempo dopo il salto in tensione da 0 a 5V o viceversa.

Per attenuare il problema degli spikes sono state poste inizialmente delle resistenze tra i gate dei mos e i pin UGATE e LGATE (R_3 ed R_4) per allungare i tempi di caricamento delle capacità di gate dei n-mos ma anche con bassi valori d'impedenza i tempi di salita/discesa delle V_{GS} si allungavano permettendo ai mos di essere "accesi" contemporaneamente per un breve istante e provocando la cross-conduzione. Per non superare i 14ns si è reso necessario usare resistori nell'ordine di qualche ohm.

Sono stati eseguiti dei calcoli per conoscere l'aumento di temperatura dovuto a dissipazione di potenza dei dispositivi che costituiscono il full-bridge coil drive ed è risultato un aumento massimo di circa 0,5°C della T_J (considerando la potenza massima dissipata di $0,75A * 23m\Omega = 12,94mW$ dove $23m\Omega$ è la $R_{DS ON}$) degli n-mos rispetto alla temperatura ambiente, quindi del tutto trascurabile. Stesso dicasi per il TPS28225.

Il chip BQ500212A, secondo i calcoli effettuati, dissipa al massimo 198mW aumentando la temperatura del case di 5°C rispetto alla temperatura ambientale, quindi anche in questo caso trascurabile.

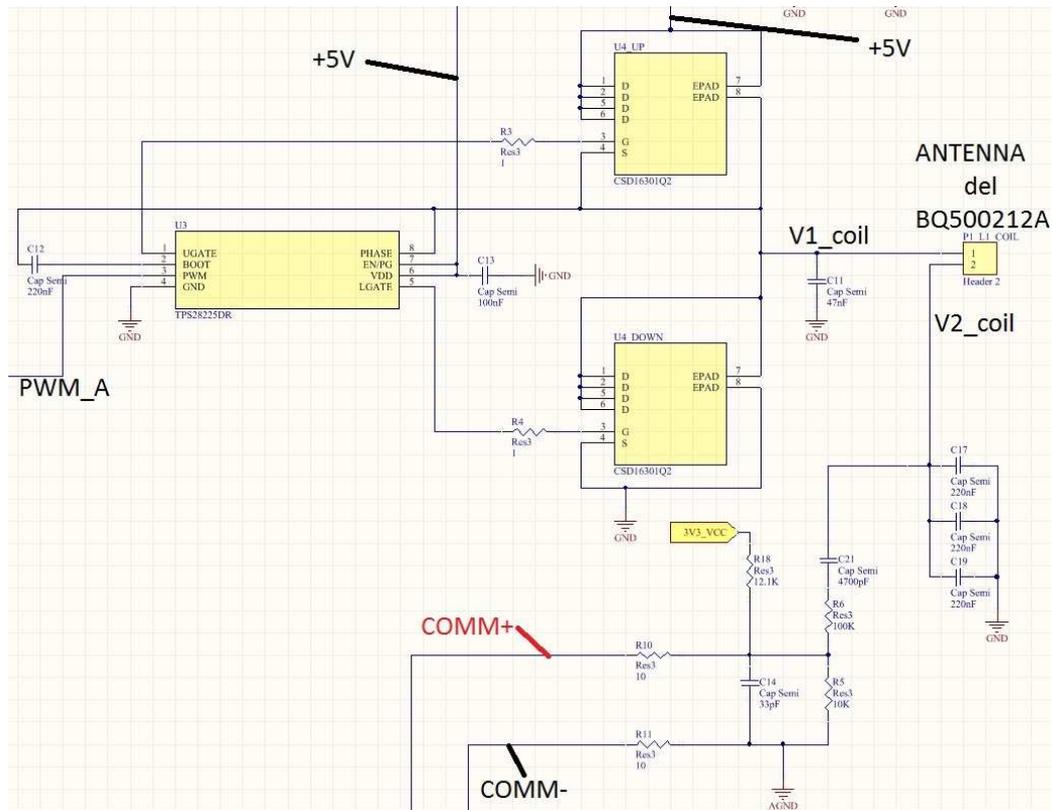


Figura 3.12: Schematico del full-bridge drive coil per gestire la corrente che scorre nell'antenna del sistema di trasmissione.

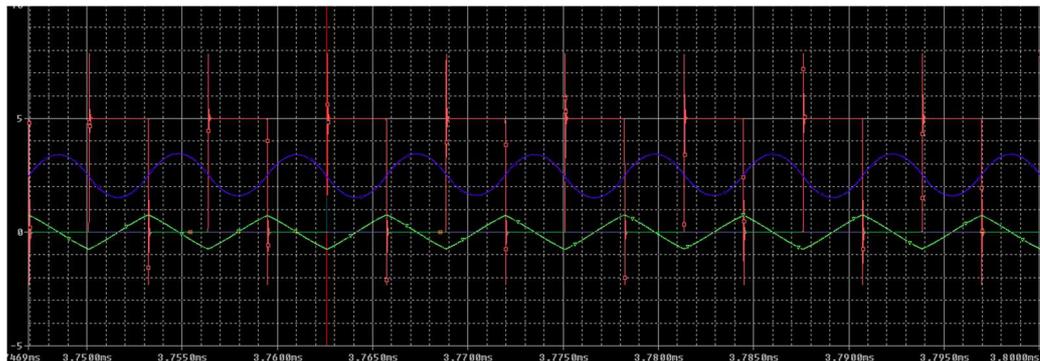


Figura 3.13: Andamento temporale della corrente (in verde) che circola nell'antenna del circuito di trasmissione. In rosso si mostra la tensione $V1_coil$ e in blu la $V2_coil$.

3.1.5 Gestione dell'alimentazione

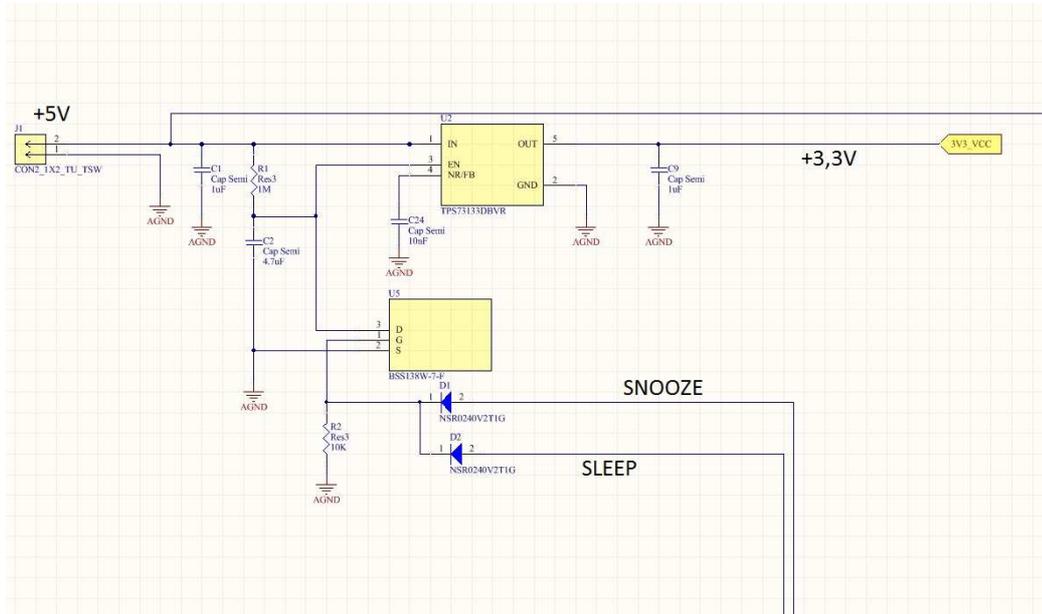


Figura 3.14: Schematico del circuito di alimentazione per il sistema di trasmissione.

Il circuito esposto nello schematico 3.14 serve per fornire le diverse tensioni di alimentazioni richieste (da 3,3V e da 5V) e per gestire alcune modalità di funzionamento del BQ500212A.

Il TPS73133 è un regolatore di tensione lineare con una bassa caduta sulla tensione.

Quando connesso l'intero sistema di trasmissione all'alimentazione la capacità C_2 si carica secondo una costante di tempo τ da 4,7s data dalla capacità e dalla resistenza R_1 .

Si chiami V_{EN} la tensione sul pin EN del TPS73133. Quando essa supera 1V il regolatore di tensione porta la sua uscita a 3,3V per alimentare il chip BQ500212A. Secondo la formula 3.3 per raggiungere i 1V partendo da 0V è necessario un tempo $t = 1,025s$, con τ da 4,7s

$$V_{EN} = 1V = 5V * (1 - e^{-t/\tau}) \quad (3.3)$$

Dopo circa 1s il sistema è attivo ma cosa succede ora?

Nel caso ci sia un ricevitore e le due antenne siano in accoppiamento induttivo il sistema funziona come già descritto in precedenza generando l'onda quadra sul PWM_A e gestendo la potenza (la corrente) da trasmettere al ricevitore.

Se invece non fosse presente un ricevitore o non si potesse stabilire una connessione tra Tx e Rx allora il chip BQ500212A avvia una modalità a “basso consumo” in cui emette soltanto ogni tot tempo un cosiddetto “ping”.

In pratica quando il circuito è attivo viene emessa la solita onda quadra a 160kHz per circa 125ms, ma se non riceve una risposta/messaggio da un possibile ricevitore a cui inviare potenza, si spegne per circa 1,025s, e poi di nuovo si riattiva per 125ms in cui invia l'onda quadra da 160kHz (quindi con un periodo di 6,25 μ s). Se non riceve una risposta si spegne di nuovo e il ciclo continua in questo modo. Questa modalità è fatta per risparmiare energia nel caso non ci sia un ricevitore disponibile per trasferire potenza.

Ma come vengono stabiliti questi tempi? Si guardi il circuito in figura 3.14. Quando il sistema è **attivo**, cioè il TPS73133 eroga in uscita 3,3V, il BQ500212A, oltre ad emettere l'onda quadra su PWM_A, aspetta per circa 125ms dopo di che emette un impulso sulla linea SLEEP: questo porta il n-mos BSS138W in saturazione e la capacità C_2 si scaricherà quasi immediatamente attraverso la $R_{DS(on)}$ del mos.

A questo punto la V_{EN} va a 0V e il TPS73133 annulla la tensione in uscita, il BQ500212A si spegne.

L'impulso SLEEP è breve, quindi una volta scaricata la capacità C_2 essa rinizierà subito a ricaricarsi e dopo un tempo di 1,025s la tensione V_{EN} sarà ritornata sopra 1,1V. Il TPS73133 riporta a 3,3V la tensione di uscita riaccendendo il BQ500212A. Nel frattempo la capacità continua a caricarsi e quindi il sistema rimane attivo per 125ms finché il chip non riemette l'impulso sulla linea SLEEP per far nuovamente scaricare la capacità e spegnere il sistema.

Regolando i valori del condensatore C_2 e della resistenza R_1 si può scegliere il tempo tra un ping e l'altro (cioè i 125ms di tempo in cui il sistema rimane attivo). Chiaramente se si riduce il tempo tra un ping e l'altro aumenterà la potenza dissipata complessiva, mentre se si allungano i tempi se ne consumerà di meno. Si ricorda che questa fase avviene quando non c'è un ricevitore a cui trasmettere, si è

praticamente in una fase di “stand-by”, quindi è inutile emettere molti ping in brevi periodi di tempo, comunque questo è una scelta del progettista.

Infine si fa notare che i condensatori C_9 e C_{24} sono capacità di bypass per il TPS73133.

3.2 Ricevitore basato sul controller BQ51013B

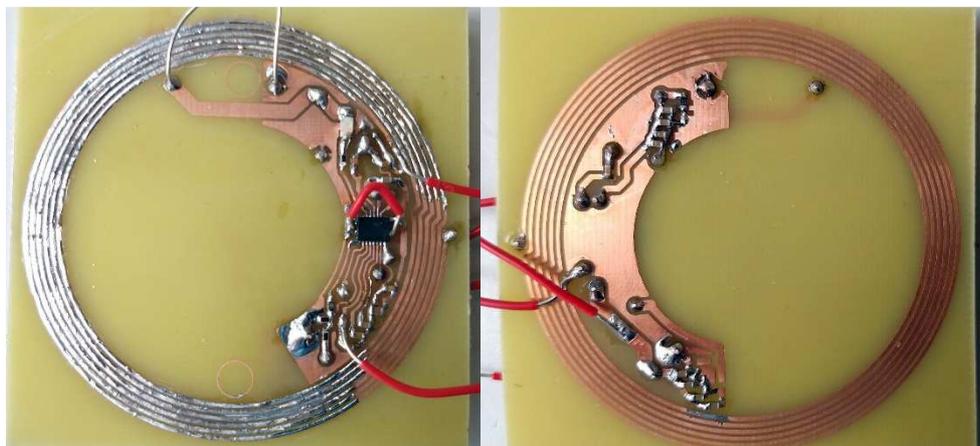
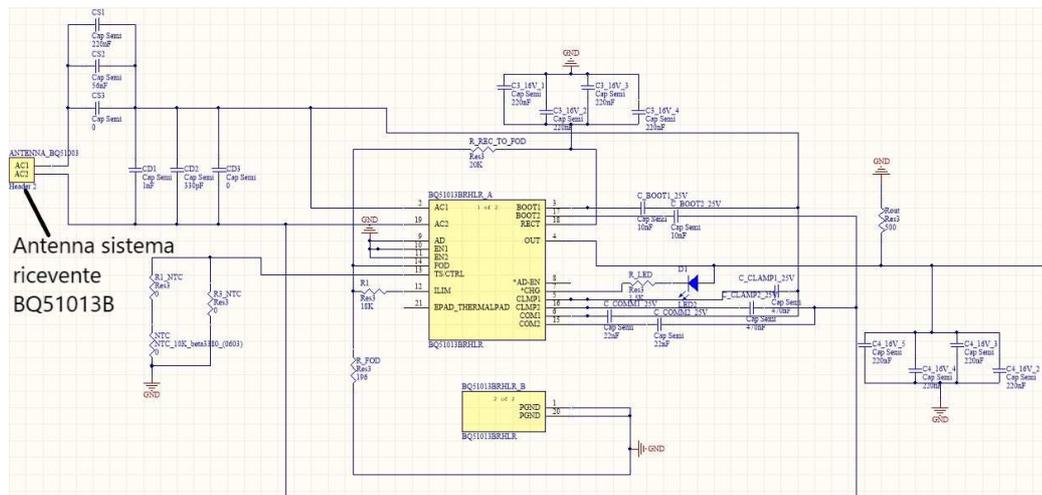


Figura 3.15: *Sopra:* schematico del sistema ricevente basato sul chip BQ51013B. *Sotto:* prototipo del suddetto circuito realizzato su pcb.

Nell'immagine 3.15 viene mostrato lo schema circuitale del sistema di ricezione basato sul chip BQ51013B per sistemi di trasferimento di potenza wireless.

Il BQ51013B si occupa anche di trasmettere il segnale dati a frequenza 2kHz al sistema di trasmissione per instaurare un "feedback", un controllo, per gestire al meglio il processo di trasferimento di energia.

Il BQ51013B soddisfa il protocollo Qi v1.2 della Wireless Power Consortium.

Il BQ51013B integra un raddrizzatore sincrono a bassa resistenza, un regolatore a basso dropout (LDO), un controllo digitale e loop accurati di tensione e corrente per garantire alta efficienza e bassa dissipazione di potenza.

Bq51013B include anche un controller digitale che calcola la quantità di energia ricevuta dal dispositivo mobile entro i limiti stabiliti dallo standard WPC v1.2. Il controller comunica quindi queste informazioni al trasmettitore (TX) per consentire a quest'ultimo di determinare se un oggetto estraneo è presente all'interno dell'interfaccia magnetica e di introduce un livello più elevato di sicurezza all'interno del campo magnetico. Questo metodo FOD (Foreign Object Detection) è parte dei requisiti della specifica WPC v1.2.

Nella 3.16 si mostra la struttura interna del chip in questione che può risultare utile nelle successive spiegazioni.

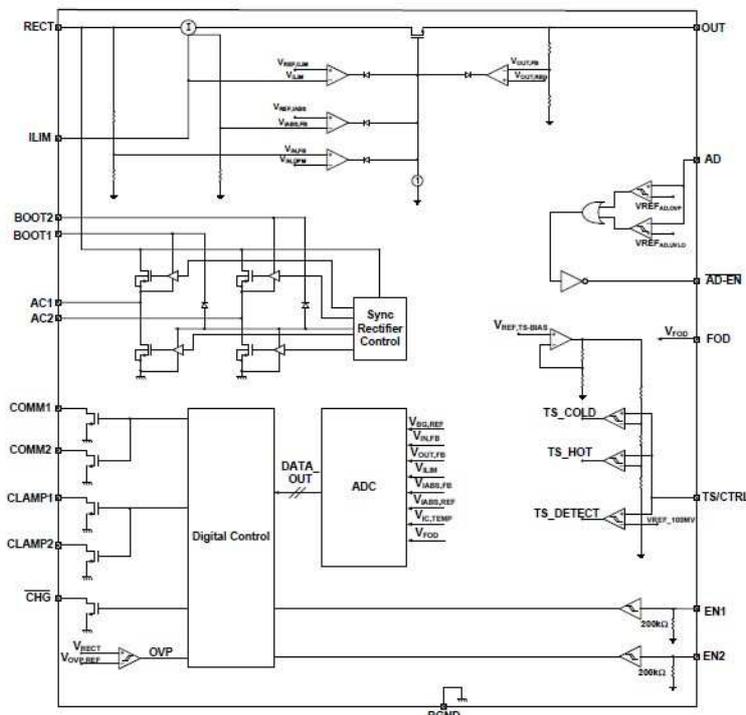


Figura 3.16: Blocchi principali di cui è costituito il chip BQ51013B.

3.2.1 Configurazione del chip BQ51013B

I condensatori C_3 e C_4 sono delle capacità di disaccoppiamento rispettivamente per la tensione V_{RECT} (tensione di riferimento di cui se ne parlerà in seguito) e per quella di uscita. Non potendo superare la soglia di $1\mu F$ per l'effetto piezoelettrico dei condensatori presenti sul pignone in movimento, si è reso necessario ottenere la capacità desiderata mettendo in parallelo diversi condensatori (riducendo così anche la ESR totale).

Il sistema ha una tensione di uscita pari a 5V in DC ottenuta rettificando la tensione ai capi dell'antenna ($V_{AC1} - V_{AC2}$) mediante un driver che controlla quattro N-mos a ponte H.

Quando si instaura un dialogo tra Tx e Rx per il trasferimento di potenza il chip BQ51013B misura la tensione al suo pin RECT e finchè c'è una differenza tra il valore misurato e la threshold V_{RECT} manda **messaggi di errore** al Tx (il sistema basato sul chip BQ500212A) il quale regolerà la potenza inviata variando la frequenza della portante del segnale trasmesso finchè la tensione tra AC1 e AC2 raddrizzata raggiunge il valore V_{RECT} di threshold scelto. A questo punto, ora

che la potenza fornita è quella corretta il BQ51013B abilita subito la V_{OUT} a 5V e fornendo la corrente richiesta dal carico.

In base alla configurazione scelta la V_{RECT} threshold è di 5,11V. Rx quindi comunicherà con Tx finché su AC1-AC2 avrà 5,11V circa.

Il BQ51013B ha bisogno di conoscere indicativamente anche la corrente che dovrà essere fornita in uscita: in questo caso l'intero sistema di amplificazione e filtraggio compreso l'ADC richiedono in totale all'incirca 38mW, con una variazione di qualche centinaio di μ W dovuti al segnale in AC, per cui con $V_{OUT} = 5V$ si necessita di una corrente di 7,6mA.

Mediante la resistenza R_{LIM} da 18k Ω e R_{FOD} da 196 Ω la corrente limite fornita dal chip è di 16,67mA. La corrente richiesta in uscita di 7,6mA è il 45% di quella massima imposta, questo determina una V_{RECT} threshold di 5,11V come già indicato. C'è un certa associazione tra la threshold da raggiungere sul pin RECT e la corrente che servirà fornire in uscita al carico. Infine i pin EN1, EN2 e AD sono posti a massa per impostare una trasmissione wireless tra il BQ500212A e il Q51013B.

3.2.2 Comunicazione tra BQ51013B e BQ500212A per l'invio di potenza in modalità wireless

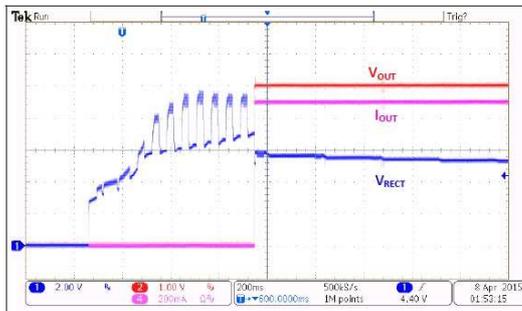


Figura 3.17: Una volta che il BQ51013B stabilisce la comunicazione con il BQ500212A la tensione V_{RECT} varia fino a che non si stabilizza alla threshold scelta di 5,11V. Da quel momento il chip di ricezione fornisce la tensione a 5V e corrente richiesta in uscita.

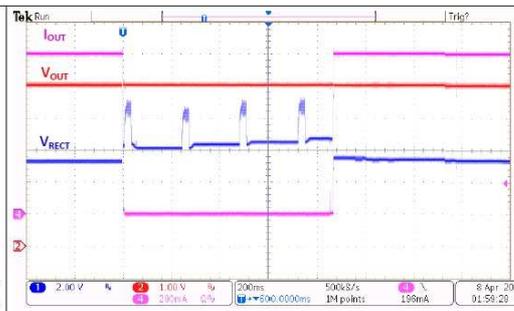


Figura 3.18: Nel mezzo del grafico si mostra l'andamento di V_{RECT} imposto dal BQ51013B quando non richiede più potenza al trasmettitore. V_{OUT} rimane fissa a 5V mentre la corrente in uscita viene portata a zero.

Inizialmente, quando il trasmettitore emette il cosiddetto “ping”, il BQ51013B risponde inviando una sequenza di bit di dati come già descritto nella sezione 3.1.2.

Il trasmettitore, in base alle risposte ricevute, cambia la frequenza della portante allontanandosi/avvicinandosi alla frequenza di risonanza (si riveda il principio dell'accoppiamento induttivo) e variando così la potenza trasmessa. Allo stesso tempo il BQ51013B vede cambiare la V_{RECT} come mostrato nel grafico 3.17 finché questa non si stabilizza attorno ai 5,11V di threshold.

A questo punto la potenza inviata è quella corretta e il BQ51013B porta la tensione di uscita a 5V e la corrente sarà quella richiesta dal carico e che è servita per scegliere la threshold di V_{RECT} .

3.2.3 Modulazione capacitiva e tecnica di backscattering

Per quanto riguarda l'invio di messaggi tra Rx e TX mediante una sequenza di bit dati se ne è già parlato nella sezione 3.1.2 ma fino ad ora non si è descritto come vengono generati ed inviati.

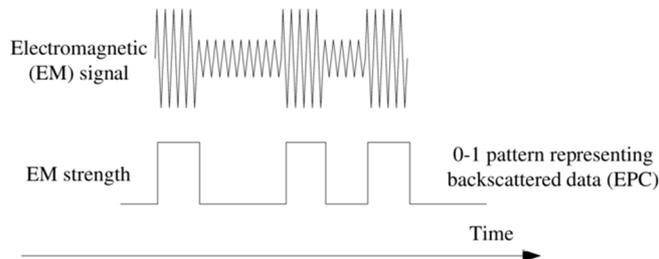


Figura 3.19:
Backscattering modulation

Il segnale dati è a 2kHz su portante da 160kHz (quella generata dal trasmettitore).

Come si vede nell'immagine 3.9 e 3.10 nella sezione 3.1.2, quando si vuole inviare il bit 1 il segnale ad onda quadra a 160kHz viene mantenuto inalterato per un tempo di 0,25ms e poi azzerato per un periodo di altri 0,25ms (nel complesso il tempo è stato di 0,5ms cioè 2kHz di frequenza). Per il successivo bit 1 si invertirà la sequenza. Nel caso si voglia inviare il bit 0 allora il segnale a 160kHz viene mantenuto così come è per 0,5ms.

Dato che il valore del bit viene identificato in base all'ampiezza della portante si è in presenza di una modulazione in ampiezza (AM).

La modulazione viene fatta mediante “backscattering” (letteralmente “retrodiffusione”).

L'onda trasmessa arriva all'antenna (induttanza) del ricevitore. Come mostra l'immagine 3.20, l'onda incidente (nero) sull'antenna del ricevitore vede una certa impedenza e se questa coincide con quella del mezzo di trasmissione il coefficiente di riflessione sarà pari a zero, di conseguenza tutta la potenza dell'onda incidente viene “raccolta” dal ricevitore.

Nel caso l'impedenza del ricevitore (carico) sia diversa da quella del mezzo di trasmissione il coefficiente di riflessione sarà $\neq 0$ e si avrà un segnale riflesso (rosso) che si va a sovrapporre a quello incidente cambiando la sua ampiezza.

L'onda nel mezzo di trasmissione è “stazionaria”. Il trasmettitore vede la tensione dell'onda ai capi della sua antenna: se i massimi/minimi rimangono gli stessi vuol dire che non c'è stata riflessione, se invece questi cambiano rispetto a come erano all'inizio della trasmissione allora vuol dire che c'è stata riflessione al ricevitore.

Il BQ500212A trasmette l'onda quadra, questa viene ricevuta dal BQ51013B. Quest'ultimo regola l'impedenza vista dall'onda quadra incidente cambiando a piacimento la capacità in serie all'induttanza dell'antenna.

Qualora l'onda quadra non debba cambiare (bit 0) l'impedenza sarà tale da avere coefficiente di riflessione nullo per l'onda quadra incidente. Per generare il bit 1, invece, per un certo periodo di tempo l'onda deve essere azzerata, quindi l'impedenza del ricevitore verrà cambiata mediante modulazione capacitiva così che l'onda riflessa si sovrapponga fino ad annullare l'onda stazionaria. Il BQ500212A vedrà cambiare la tensione ai capi della sua antenna, quindi di interpretare il bit 1.

Questa tecnica permette al ricevitore di trasmettere i dati senza consumare energia.

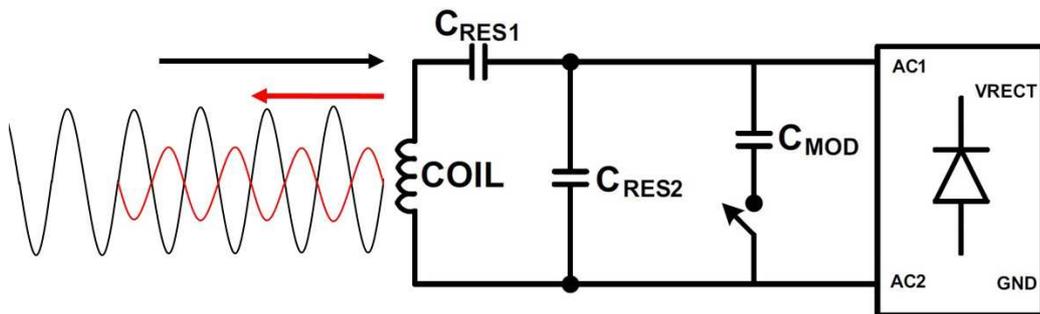


Figura 3.20: Modulazione d'ampiezza mediante backscattering variando l'impedenza vista dall'onda incidente mediante la variazione della capacità.

Il BQ51013B può eseguire sia modulazioni capacitive che resistive. Il sistema utilizzato sfrutta quella capacitiva.

Le capacità C_{COMM} sono preposte a svolgere questa funzione: sono connesse a dei mosfet interni al chip che vengono aperti/chiusi collegando a massa o lasciando floating questi condensatori e di conseguenza variando la capacità vista dall'antenna/induttanza del Rx, cioè variando l'impedenza.

3.2.4 Design dell'antenna su pcb per il circuito di ricezione

L'antenna del sistema ricevente è stata progettata allo stesso modo di quella del chip FR430FRL152H vista nel capitolo 2, sezione 2.5.1.

Si riprenda la formula 2.29 per il calcolo dell'induttanza di un'antenna circolare con raggio inferiore alla lunghezza d'onda del segnale a frequenza di risonanza.

Tutti i parametri per il calcolo dell'induttanza dell'antenna sono quelli già citati, come la larghezza della pista in rame "w", lo spessore "t", il numero di giri N.

L'induttanza richiesta è di $19,422\mu\text{H}$ ma si deve tener conto della vicinanza con il pignone sottostante, per la precisione di 3mm, oltre che dell'accoppiamento induttivo con quella in ricezione.

Di conseguenza il valore fisico dell'induttanza cambierà divenendo circa $22\mu\text{H}$. Il circuito vedrà di fatto un valore di $22\mu\text{H}$,

Viene progettata un'antenna circolare su pcb, come le precedenti già viste, e seguendo la formula 2.29 si ottiene un'induttanza di $19,422\mu\text{H}$ in free-space stabilendo i seguenti parametri: $w=0,6\text{mm}$, $N=12$, distanza tra le tracce di $0,3\text{mm}$, raggio medio = $27,5\text{mm}$. Tutti gli altri parametri sono gli stessi di quelli già visti nel capitolo 2, sezione 2.5.1.

L'antenna ha un raggio massimo di 30mm e minimo di 25mm , come si vede in figura 3.11. E' stato necessario realizzare una pcb a due layer per soddisfare i requisiti.

Di seguono si mostrano le formule 3.4 e 3.5 per il calcolo rispettivamente delle capacità in serie e in parallelo all'antenna/induttanza L_s .

Per L_s si intende il valore induttivo dell'antenna in free-space (quindi $19,422\mu\text{H}$), mentre per L 's nel caso di accoppiamento induttivo e riflessione causata dalla parte metallica sottostante (quindi $22\mu\text{H}$).

$$C_1 = [(f_s * 2\pi)^2 * L'_s]^{-1} \quad (3.4)$$

$$C_2 = [(f_d * 2\pi)^2 * L_s - \frac{1}{c_1}]^{-1} \quad (3.5)$$

Con una frequenza di risonanza di $f_s = 100\text{kHz}$, e non i 160kHz dell'onda quadra ricevente, e $f_d = 1\text{MHz}$ si ottengono C_1 (C_s) = 45nF e C_2 (C_d) = $1,3431\text{nF}$.

Queste capacità sono visibili nello schematico in figura 3.15.

Mentre per il quality factor Q si riveda la formula 2.30 nella sezione 2.5.1 del capitolo 2, dove, in questo caso, per l'antenna del Rx, i cui parametri sono stati elencati in precedenza, con $f_{\text{RES}} = 100\text{kHz}$, $L = 19,422\mu\text{H}$ e con una resistenza parassita R_s pari a $1,6584\Omega$ si ottiene $Q = 73,6$.

Sarebbe richiesto invece una Q di almeno 77.

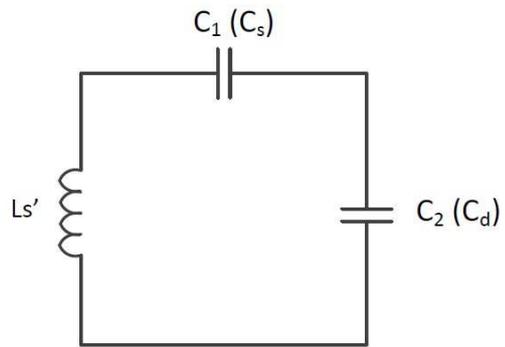


Figura 3.21: Circuito risonante dell'antenna del ricevitore.

Capitolo 4

Misure sperimentali

In questo capitolo si analizzeranno i risultati ottenuti durante i test dei prototipi realizzati e discussi nei capitoli precedenti.

I test sono stati svolti nel laboratorio SPADlab del Politecnico di Milano.

Gli strumenti utilizzati nei test sono i seguenti: un alimentatore da banco, un generatore di funzioni e un oscilloscopio.

4.1 Misura segnale di uscita dello stadio di amplificazione e filtraggio

I primi test effettuati riguardano il circuito analizzato nel capitolo 2, sezione 2.1 mostrato nell'immagine 2.16: lo stadio di amplificazione e filtraggio con in ingresso il circuito estensimetrico.

Il sensore è progettato per compiere le misure su un pignone in movimento, ciascun estensimetro misura una deformazione variabile nel tempo tale per cui il segnale V_o risulta circa una sinusoide, come è stato spiegato in modo dettagliato nel capitolo 2, ma non era possibile effettuare un test su un singolo blocco del sistema con il pignone in movimento.

L'unico modo per testare il sistema è stato quello di generare un segnale sinusoidale direttamente con un generatore di funzioni e, visto che questi strumenti non sono in grado di raggiungere valori nell'ordine dei μV come quelli di V_o , si è dovuto inserire un partitore di tensione nel circuito estensimetrico. Si osservi la figura 4.1.

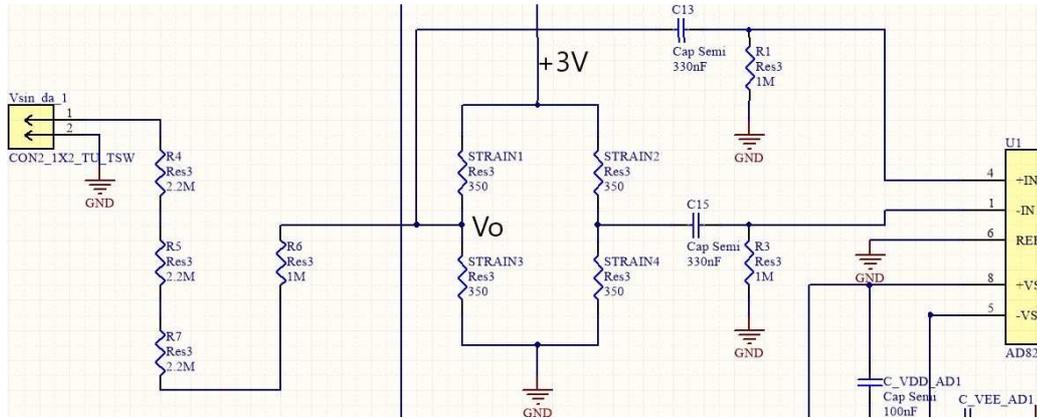


Figura 4.1: Circuito estensimetrico connesso allo stadio di amplificazione e filtraggio con quattro resistenze fisse da 348Ω al posto degli estensimetri a cui si connette un generatore di funzioni.

E' stata introdotta un'impedenza da $7,6M\Omega$ data dalle resistenze R_4 , R_5 , R_6 e R_7 in serie e quattro resistenze ad alta precisione da 348Ω ciascuna al posto degli estensimetri.

Quando la sinusoide in ingresso (V_{sin}) ha picchi di $55,38mV$ si ha una V_o di $1,26773\mu V$, mentre una V_{sin} con picco di $5,538V$ da una V_o con picco di $126,773\mu V$; questi sono esattamente i valori minimi e massimi di V_o nel caso di un ponte di wheatstone di estensimetri come quello utilizzato nel progetto.

Nel capitolo 2, sezione 2.3, si era visto come il noise del segnale in uscita allo stadio di amplificazione dipendeva principalmente dall'INA mentre il secondo contributo era dato dalle resistenze da $1M\Omega$ ai pin di ingresso dell'instrumentational amplifier. In questo caso, avendo aggiunto in ingresso altri $7,6M\Omega$ per poter effettuare dei test certamente si avrà più noise del previsto.

Si noti che la resistenza da $7,6M\Omega$ non influisce quasi per nulla sui poli/zeri già visti.

La frequenza della sinusoide è stata imposta a $300Hz$, frequenza in cui si ha il gain massimo, oltre a non essere un multiplo della frequenza della rete elettrica che può introdurre disturbi rendendo il test meno affidabile.

La tabella 4.1 riassume i dati raccolti.

La colonna V_o indica la tensione tra i due rami del ponte di wheatstone (la stessa vista nei capitoli precedenti), La colonna $V_{out_CALCOLATA}$ indica la tensione in uscita allo stadio di amplificazione e filtraggio calcolata semplicemente moltiplicando V_o per il gain conosciuto del circuito, pari a 25623.

$V_{out_MISURATA}$ è la tensione misurata sempre all'uscita dello stadio. Nella colonna del noise si mostra il valore del voltage noise RMS (root mean square) misurato e infine si calcola il SNR ottenuto facendo un rapporto tra $V_{out_MISURATA}$ e noise.

E' importante sottolineare che tutte i valori trascritti si riferiscono ai **picchi** di una sinusoide. Quindi per $V_o = 126,773\mu V$ si indica il picco della sinusoide a V_o .

La sinusoide ha valore medio nullo. Tutto ciò rispecchia perfettamente quanto già visto nei capitoli precedenti.

Tabella 4.1: Valori misurati nello stadio di amplificazione durante il test.

V_o	$V_{out_CALCOLATA}$	$V_{out_MISURATA}$	Noise	SNR
1,26773 μV	32,484mV	40mV	44mV	< 1
6,33865 μV	162,42mV	162,5mV	40mV	4
12,6773 μV	324,84mV	344mV	40mV	8,6
25,339485 μV	649,3mV	650mV	42mV	15,476
126,773 μV	3,2584V	3,27V	75mV	46,71

Il guadagno rispecchia perfettamente quanto previsto alla frequenza di 300Hz (in seguito si vedrà l'andamento del gain nello spettro delle frequenze), l'unico caso di differenza tra $V_{out_CALCOLATA}$ e $V_{out_MISURATA}$ è nel caso con V_o da 1,26773 μV ma essendo il SNR minore di 1 il segnale era talmente disturbato che è stato difficile misurare correttamente il segnale utile. Per quanto riguarda il SNR ci si aspettava un valore di 5 (si riveda il capitolo 2, sezione 2.3.6) per la misurazione più piccola ma si tenga conto che le resistenze da 7,6M Ω introdotte in ingresso, e non presenti nel sensore finale, incidono notevolmente sul noise finale senza contare che nel caso pratico oltre al noise elettronico si ha anche quello introdotto dai campi elettromagnetici esterni. Per finire, una tensione da qualche μV è talmente piccola che persino una connessione con strumenti da laboratorio come i connettori banana-coccodrillo può distorcere il segnale. E' stato osservato che, generando una sinusoide

di qualche decina di millivolt, il solo generatore di funzioni aveva un SNR di circa 4.

Ci si aspetta quindi che il sensore reale possieda effettivamente un SNR di circa 5 per il segnale più piccolo come previsto poiché non si avrebbero tutte le fonti di rumore citate. Mentre si ragguagliano un SNR di quasi 50 con V_o massima come previsto, e questo rafforza ancor più l'ipotesi descritta.

La tabella 4.2, invece mostra i valori di picco della sinusoide in uscita allo stadio facendo variare la frequenza del segnale V_{sin} da 1Hz a 10kHz.

***Tabella 4.2:** Andamento della tensione di picco in uscita allo stadio di amplificazione al variare della frequenza da 1Hz a 10kHz.*

Frequenza V_{sin} (Hz)	$V_{outMISURATA}$ (V)
1	2,63
10	3,3
70	3,3
100	3,3
300	3,27
1000	3,28
3000	3,17
7000	2,60
10000	2,06

I valori misurati e riportati nella tabella 4.2 rispecchiano perfettamente quanto previsto e mostrato nella simulazione riprodotta nell'immagine 2.15 nel capitolo 2, sezione 2.3.

In conclusione lo stadio di amplificazione e filtraggio quindi ha funzionato quindi come previsto.

Per quanto riguarda il campionamento e l'invio dei dati da parte del RF430FRL152H al DLP7970ABP purtroppo non è stato possibile eseguire dei test a causa di un problema sorto durante la programmazione.

Il codice compilato veniva caricato nel microcontrollore all'interno del chip RF430FRL152H mediante la demoboard DLP7970ABP sfruttando la radiofrequenza e non collegando il FR430FRL152H direttamente al pc.

Purtroppo durante l'ultimo caricamento una parte del programma compilato deve aver sovrascritto una parte di codice che si occupa di gestire la comunicazione mediante RF del chip con la demoboard, di conseguenza da quel momento in poi non era più possibile accedere in modo wireless al microcontrollore. La parte di codice sovrascritto infatti è situato nella memoria accessibile all'utente e purtroppo se il programmatore non fa attenzione il programma realizzato può andare a sovrascrivere questa parte essenziale al funzionamento della trasmissione wireless di dati, come è successo in questo caso.

4.2 Verifica funzionamento del sistema di trasmissione di potenza wireless

Nell'immagine 4.2 si mostrano i prototipi connessi a diversi strumenti da laboratorio per eseguire i test: un alimentatore e un oscilloscopio.

Sopra si può osservare il sistema di trasmissione discusso nel capitolo 3, sezione 3.1, basato sul chip BQ500212A, mentre sotto è presente il ricevitore trattato nel capitolo 3, sezione 3.2, che sfrutta il chip BQ51013B. Si può notare che quest'ultimo si trova appoggiato sopra il pignone poichè il test deve essere condotto rispecchiando la collocazione finale del sensore tenendo conto di tutti quegli aspetti, come riflessioni del campo elettromagnetico da parte del metallo, distorsioni del segnale, e quant'altro, che influiscono sul suo funzionamento.

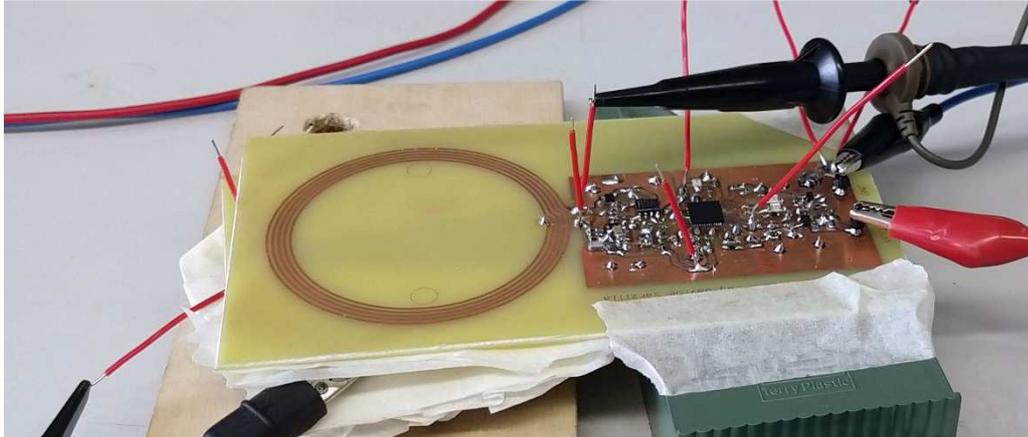


Figura 4.2: Sopra si può osservare il sistema di trasmissione mentre sotto è presente il ricevitore. Ancora più sotto si trova il pignone e un supporto per garantire una distanza tra le due antenne identica a quella che si ha nel sensore completo.

4.2.1 Test del trasmettitore e ricevitore durante un trasferimento di potenza wireless

Il primo circuito analizzato è il trasmettitore basato sul chip BQ500212A.

Prima di tutto si è misurata la tensione in uscita al TPS73133 che fornisce l'alimentazione di 3,3V ai diversi dispositivi. L'immagine 4.3 mostra che per circa 125ms la tensione è pari a 3,3V mentre per altri 1,025s è nulla (il sistema si spegne). Questo è il comportamento tipico che assume il Tx quando non ha un Rx a cui inviare potenza, come descritto nel capitolo 3, sezione 3.1.3.

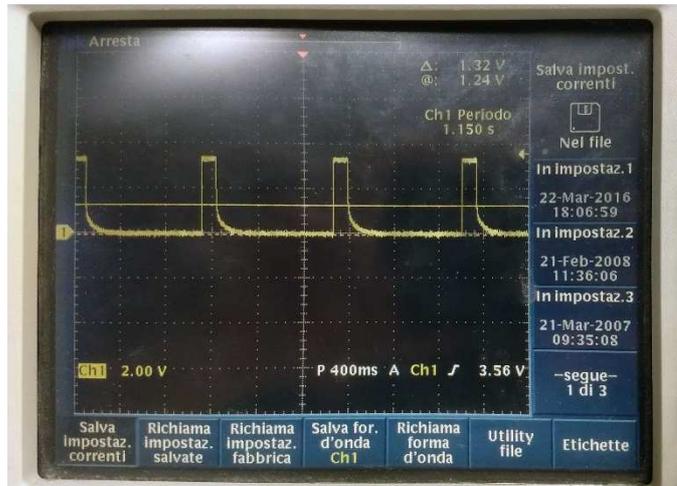


Figura 4.3: Andamento temporale della tensione presente al pin Vout del TPS73133.

E' stata poi misurata la tensione V1_coil e V2_coil (si riveda il capitolo 3, sezione 3.1, per conoscere a cosa si riferiscono i nomi citati di seguito), che corrispondono alle tensioni ai due capi dell'antenna del Tx.

L'immagine 4.4 mostra che quando il TPS73133 alimenta a 3,3V l'intero sistema (segnale in giallo) il BQ500212A emette l'onda quadra da 160kHz (per la precisione 157232Hz) al pin PWM_A, che tramite il full-bridge coil drive viene riprodotta al pin V1_coil con una tensione che oscilla tra 5V e 0V (blu/azzurro). Nell'immagine 4.5 si mostra un ingrandimento della 4.4 che evidenzia l'onda quadra con periodo di 6,36µs (157232Hz di frequenza) durante durante i 125ms in cui il sistema è alimentato.

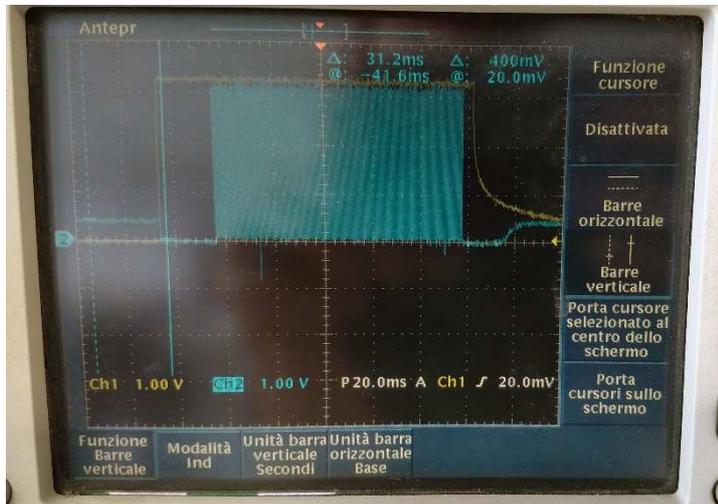


Figura 4.4: Andamento temporale della tensione presente al pin Vout del TPS73133 (in giallo) e di V1_coil (blu/azzurro).



Figura 4.5: Stessi segnali visti nella figura 4.4 (Vout del TPS73133 in giallo e V1_coil in blu/azzurro) ma è stata aumentata la risoluzione temporale per mostrare l'onda quadra da 160kHz.

Infine nell'immagine 4.6 vengono visualizzate le tensioni V1_coil (in "giallo") e V2_coil (in "blu/azzurro") mentre in "rosso" si mostra la differenza di potenziale ai capi dell'antenna (quindi V1_coil - V2_coil).

I segnali sono quelli previsti e discussi nel capitolo 3, sezione 3.1, l'unico appunto è un leggero sfasamento tra V1_coil e V2_coil causato dalla presenza del pignone

metallico; avvicinandolo/allontanandolo dalle antenne si notava una variazione della fase di V2_coil.

Sono inoltre presenti gli spikes su tutti e due i segnali analizzati come previsto.

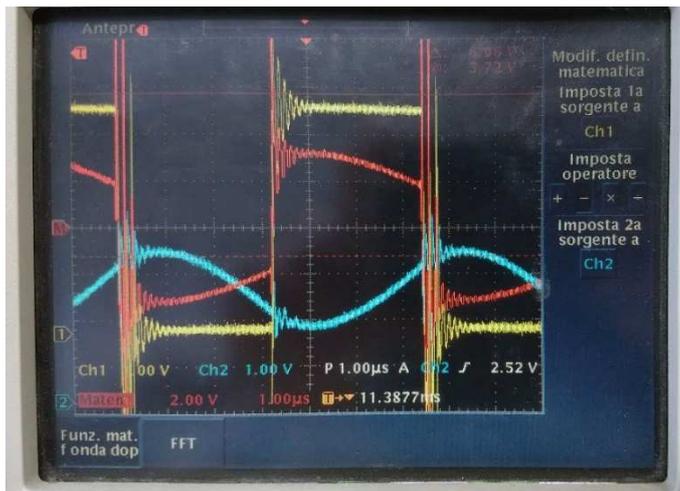


Figura 4.6:
Andamento temporale di V1_coil (giallo), V2_coil (blu/azzurro) e la differenza tra i due (rosso).

Il sistema di trasmissione quindi funziona come previsto ma si trova nella modalità definita “stand-by”, cioè quando non rileva un Rx a cui inviare potenza e funziona solo 125ms ad ogni intervallo di 1,25s (si riveda la sezione 3.1.3 nel capitolo 3). Il sistema quindi funziona, altrimenti non avremmo tutti i segnali previsti, ma non sta rilevando un ricevitore a cui inviare potenza o il Rx stesso risponde informando il Tx che non necessita di energia in quel momento (sezione 3.2.2, capitolo 3).

Per finire l’immagine 4.7 presenta il segnale sul pin V_RECT (in blu/azzurro) del chip BQ51013B presente sul sistema ricevente. Il dispositivo è acceso, si alimenta tramite RF inviata dal Tx poiché non è connesso a nulla ma dovrebbe anche ricevere la potenza per alimentare il carico connesso in uscita, cosa che non avviene, infatti il segnale V_RECT è esattamente quello che si dovrebbe avere quando il BQ51013B informa il trasmettitore di non inviare potenza. E’ la funzione descritta nella sezione 3.2.2 del capitolo 3 e mostrata nell’immagine 3.18 dove si osserva lo stesso andamento temporale della tensione RECT quando il BQ51013B non deve fornire potenza in uscita.

Nel complesso i due sistemi non stanno comunicando, agiscono come se non fosse necessario avviare un trasferimento di potenza. Si esclude la possibilità di aver configurato in modo non corretto i due chip altrimenti non si avrebbero nemmeno tutti i segnali previsti sui diversi pin controllati.

Il problema è dovuto al fatto che il quality factor Q delle due antenne è molto più basso di quello richiesto.

Infatti l'antenna del Tx ha una Q di 51,21 , quando invece sarebbe richiesto un valore di 90 o superiore, mentre quella del Rx possiede una Q di 73,6 , al posto dei 77 minimi richiesti.

Purtroppo non è stato possibile ottenere risultati migliori a causa della natura stessa dell'antenna, infatti ciò che non permette di avere un valore di Q elevato sono le resistenze parassite R_s . Essendo realizzate mediante piste in rame su pcb esse presentano una resistività molto maggiore rispetto a quelle costruite con avvolgimenti in fili di rame ma, come spiegato nell'introduzione, l'obbiettivo era proprio realizzare un sensore basato su antenne pcb con il vantaggio di avere un sistema molto più leggero e adattabile alla forma e allo spazio disponibile.

Conclusioni

La prima parte ha fatto da introduzione al mondo dei sensori di coppia basati sugli estensimetri presenti oggi sul mercato, ai loro vantaggi/svantaggi, allo stesso tempo si è descritto il funzionamento base degli strain gauges: le tipologie, ciascuna con le proprie peculiarità, come funzionano e come vengono utilizzati all'interno dei sensori.

Nella seconda parte si è analizzato il sistema che si occupa di amplificare il segnale ottenuto dal circuito estensimetrico per poi filtrarlo, campionarlo e infine elaborarne i dati ed inviarli mediante radiofrequenza dal dispositivo sul pignone in movimento ad uno presente in un alloggiamento fisso posto accanto.

Successivamente ci si è occupato della trasmissione di potenza senza fili per poter alimentare l'intero dispositivo mobile.

Infine, nella quarta e ultima parte, sono stati mostrati i dati raccolti nei diversi test per i diversi blocchi citati in precedenza comparandoli con quelli attesi.

Non è stato possibile ottenere un sensore funzionante completo per via dei problemi già citati: la sovrascrittura del codice per il funzionamento della trasmissione dati wireless del microcontrollore e la non corretta comunicazione tra il ricevitore e il trasmettitore per la trasmissione di potenza wireless.

Tuttavia questi problemi sono facilmente sistemabili, oltre al fatto che questo tipo di sensore è stato progettato da zero in ogni sua parte e soltanto recentemente ha preso piede questa tipologia grazie ai recenti sviluppi tecnologici soprattutto per quanto riguarda il trasferimento di energia senza fili. In futuro sicuramente ci sarà una maggiore diffusione di questi sensori grazie agli innumerevoli vantaggi che presentano rispetto agli altri e che sono stati mostrati nell'introduzione.

Bibliografia

- [1] Woodford, Chris. (2009/2015) Strain gauges. Retrieved from <https://www.explainthatstuff.com/straingauge.html>. 17
- [2] Stefano Baraldi, Estensimetri (2010), pag. 4. Istituto Tecnico Industriale Statale “Odone Belluzzi”. 18
- [3] Oskar Persson, Gustav Persson, Torque Sensor for Automotive Applications, An investigation of torque sensing techniques for drivetrain integration, Lund University, Maggio 2015, pp 14-16. 18
- [4] AzoSensors.com, Aprile 2015. 19
- [5] Precision Instrumentation Amplifier AD8221, pp 5, Analog Devices, Inc. 58
- [6] *Precision Instrumentation Amplifier AD8221, pp13, Analog Devices Inc.* 67
- [7] *Precision Instrumentation Amplifier AD8221, pp12, Analog Devices Inc.* 67
- [8] *Precision Instrumentation Amplifier AD8221, pp4, Analog Devices Inc.* 69
- [9] OPA145 High-Precision, Low-Noise, Rail-to-Rail Output, 5.5-MHz JFET Operational Amplifier, pp 9, *Texas Instruments Inc.* 71
- [10] 16-Bit, 100-kSPS, Serial Interface, microPower, Miniature, Single-Ended Input, SAR Analog-to-Digital Converter ADS8866, pp 16, *dicembre 2013, Texas Instruments Inc.* 80
- [11] 16-Bit, 100-kSPS, Serial Interface, microPower, Miniature, Single-Ended Input, SAR Analog-to-Digital Converter ADS8866, pp 16, *dicembre 2013, Texas Instruments Inc.* 80
- [12] 16-Bit, 100-kSPS, Serial Interface, microPower, Miniature, Single-Ended Input, SAR Analog-to-Digital Converter ADS8866, pp 5, *dicembre 2013, Texas Instruments Inc.* 84

Bibliografia

- [13] 16-Bit, 100-kSPS, Serial Interface, microPower, Miniature, Single-Ended Input, SAR Analog-to-Digital Converter ADS8866, pp 5, *dicembre 2013, Texas Instruments Inc.* 84
- [14] Immagine tratta dal datasheet TRF7970A + MSP430G2xx NFC/RFID Module Reference Design, pp 4, luglio 2014, Texas Instruments Inc. 89
- [15] EEWiki@digkey.com, Matthew Bon, febbraio 2016. 97
- [16] System Description Wireless Power Transfer, Volume I: Low Power, Part 1: Interface Definition, Version 1.0.1, pp 7, October 2010, Wireless Power Consortium. 99
- [17] bq500212A Low System Cost, Wireless Power Controller for WPC TX A5 or A11, pp 9, luglio 2016, Texas instruments Inc. 99
- [18] bq500212A Low System Cost, Wireless Power Controller for WPC TX A5 or A11, pp 1, luglio 2016, Texas instruments Inc. 103