



Ricerca di Sistema elettrico

Sviluppo di reti di sensori smart a basso costo per il monitoraggio delle condizioni di utilizzo effettivo dei motori elettrici asincroni negli ambienti industriali - supporto all'acquisizione, elaborazione ed analisi dei dati

G. Campobello, N. Donato, A. Segreto, S. Serrano



SVILUPPO DI RETI DI SENSORI SMART A BASSO COSTO PER IL MONITORAGGIO DELLE CONDIZIONI DI UTILIZZO EFFETTIVO DEI MOTORI ELETTRICI ASINCRONI NEGLI AMBIENTI INDUSTRIALI - SUPPORTO ALL'ACQUISIZIONE, ELABORAZIONE ED ANALISI DEI DATI

G. Campobello, N. Donato, A. Segreto, S. Serrano
Dipartimento di Ingegneria, Università degli Studi di Messina

Si ringrazia per il supporto alle attività: M.-A. Segreto, S. Beozzo, M. Artioli (ENEA)

Settembre 2017

Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA

Piano Annuale di Realizzazione 2016

Area: "Efficienza energetica e risparmio di energia negli usi finali elettrici e interazione con altri vettori energetici"

Progetto: D.3 "Processi e Macchinari Industriali"

Obiettivo: a.1 "Facility per la sperimentazione e verifica di motori elettrici ad alta efficienza"

Responsabile del Progetto: Ing. Ilaria Bertini, ENEA

Il presente documento descrive le attività di ricerca svolte all'interno dell'Accordo di collaborazione "*Sviluppo di reti di sensori smart a basso costo per il monitoraggio delle condizioni di utilizzo effettivo dei motori elettrici asincroni negli ambienti industriali - supporto all'acquisizione, elaborazione ed analisi dei dati*"

Responsabile scientifico ENEA: Ing. Maria-Anna Segreto

Responsabile scientifico Dipartimento di Ingegneria: Prof. Ing. Giuseppe Campobello

Ringraziamenti.

Si ringraziano gli studenti, i dottorandi e i borsisti che hanno collaborato alla realizzazione del progetto e la ditta WEVA per la collaborazione fornita nello sviluppo del software.

Indice

SOMMARIO.....	1
1 MOTORI ASINCRONI PER L'AUTOMAZIONE INDUSTRIALE.....	2
1.1INTRODUZIONE.....	2
1.2STRUTTURA E FUNZIONAMENTO.....	3
1.3AVVIAMENTO.....	9
1.4REGOLAZIONE DELLA VELOCITÀ.....	11
1.5DATI DI TARGA.....	11
BIBLIOGRAFIA.....	13
2 WSAN PER NELL'AUTOMAZIONE INDUSTRIALE.....	14
2.1ARCHITETTURA PROPOSTA.....	15
2.2MOTI.....	15
2.3ARCHITETTURA PROTOCOLLARE.....	16
2.4ACCESS GATEWAY.....	18
BIBLIOGRAFIA.....	19
3 METODOLOGIE DI MISURA DI TENSIONE E CORRENTE.....	21
3.1METODI VOLTAMPEROMETRICI.....	21
3.2RESISTENZA DI SHUNT.....	21
3.3TRASFORMATORE AMPEROMETRICO.....	25
3.4TRASFORMATORI VOLTMETRICI.....	26
3.5SENSORI DI CORRENTE AD EFFETTO HALL.....	27
BIBLIOGRAFIA.....	32
4 SENSOR BOARD.....	33
4.1PREMESSA GENERALE.....	33
4.2BLOCCO DI SENSING.....	33
4.3BLOCCO DI CONDIZIONAMENTO.....	38
4.4PROCEDURA DI CALIBRAZIONE.....	42
4.5DESCRIZIONE DEL CIRCUITO STAMPATO (PCB).....	43
BIBLIOGRAFIA.....	47
5 TECNICHE DI ELABORAZIONE.....	48
5.1TECNICHE NON PARAMETRICHE.....	49
5.2TECNICHE BASATE SU MODELLI PARAMETRICI DELLO SPETTRO BASATI SU FUNZIONI RAZIONALI.....	54
5.3TECNICHE BASATE SU MODELLI PARAMETRICI DELLO SPETTRO A RIGHE.....	56
5.4CONFRONTO DELLE TECNICHE MEDIANTE SIMULAZIONI MATLAB.....	60
BIBLIOGRAFIA.....	76
6 DESCRIZIONE APP.....	77
6.1INTERFACCIA GRAFICA E FUNZIONALITÀ DELLA APP.....	77
6.2DESCRIZIONE DEL CODICE.....	82
BIBLIOGRAFIA.....	84
7 TESTBED E MISURE SPERIMENTALI.....	85
APPENDICE A SCRIPT MATLAB PER IL CONFRONTO DELLE DIVERSE TECNICHE DI ELABORAZIONE.....	91
APPENDICE B SENSOR BOARD.....	94
SCHEMA CIRCUITALE.....	94
LISTA DEI COMPONENTI.....	95

Sommario

Il presente report tecnico descrive le attività svolte nell'ambito dell'accordo di collaborazione tra ENEA e il Dipartimento di Ingegneria dell'Università di Messina per il PAR 2016 e che hanno avuto come obiettivo la definizione e lo sviluppo di strumenti di supporto all'acquisizione, elaborazione ed analisi di dati per il monitoraggio delle condizioni di utilizzo effettivo dei motori elettrici asincroni.

In particolare, le attività hanno permesso di estendere la rete di sensori wireless, già precedentemente sviluppata dalla stessa unità di ricerca nell'ambito del PAR2015, con nuovi componenti e funzionalità che consentono il monitoraggio in tempo reale di motori asincroni.

Più precisamente, le attività hanno riguardato:

- 1) *il progetto e la realizzazione di una scheda elettronica (Sensor board)* in grado di interfacciare reti di sensori wireless con motori asincroni al fine di misurarne le principali grandezze fisiche di interesse (tensioni, correnti e velocità); in tale fase, al fine di selezionare i sensori più idonei per l'applicazione in oggetto, è stata dapprima effettuata una analisi dello stato dell'arte della sensoristica e delle metodologie di misura per tensioni e correnti alternate (si veda il Capitolo 3); nel Capitolo 4 sono fornite le necessarie informazioni relative alle scelte progettuali, agli schemi circuitali e al circuito stampato realizzato, nonché le procedure di calibrazione inerenti la scheda realizzata. La scheda in oggetto permette di interfacciare un motore trifase, o in alternativa tre motori monofase, con correnti fino a 50A; appositi potenziometri permettono di adattare la dinamica dei segnali acquisiti alla dinamica dei micro-controllori utilizzati nella rete di sensori wireless;
- 2) *analisi delle tecniche di elaborazione dei segnali* finalizzate al monitoraggio di motori; in particolare sono state analizzate e confrontate le principali tecniche per l'analisi spettrale; tali tecniche, descritte nel Capitolo 5, risultano fondamentali nell'ambito del monitoraggio di motori elettrici ai fini di valutare la distorsione armonica dei segnali e/o rilevare possibili guasti, possono inoltre essere impiegate per misurare la velocità di rotazione del motore, come descritto nel Capitolo 4;
- 3) *lo sviluppo di una App per dispositivi mobili*, descritta nel Capitolo 6, basata su sistema operativo Android, in grado di visualizzare i valori delle grandezze di interesse nel monitoraggio di motori asincroni (quali ad esempio i valori massimi ed efficaci di tensioni e correnti di fase) oltre che i risultati di post-elaborazioni inerenti le condizioni di utilizzo dei motori (potenza attiva, fattore di potenza, distorsione armonica);
- 4) *realizzazione dei firmware* necessari all'acquisizione dei segnali e configurazione dei *protocolli* di comunicazione per i nodi sensori wireless (si veda il Capitolo 2 per una descrizione dell'architettura realizzata); in particolare, il firmware è stato concepito in modo da poter configurare rapidamente la frequenza di campionamento dei segnali, il numero di misure inviate per pacchetto e il periodo di trasmissione dei pacchetti, oltre che i parametri relativi ai protocolli di comunicazioni wireless;
- 5) *realizzazione di un testbed* atto a validare il sistema realizzato con misure sperimentali; in particolare, nel Capitolo 7, sono riportate alcune misure sperimentali effettuate su un motore asincrono trifase prodotto dalla ABB.

Il sistema nel suo complesso rappresenta un prototipo di un sistema di misura distribuito, basato su reti di sensori wireless, che può essere efficacemente utilizzato per monitorare le condizioni di funzionamento di uno o più motori asincroni in tempo reale mediante dispositivi mobili convenzionali e di uso comune, quali ad esempio smartphone e tablet.

1 Motori asincroni per l'automazione industriale

Di seguito saranno fornite alcune informazioni di base sul funzionamento dei motori asincroni, ad oggi le macchine elettriche più utilizzate in ambito industriale.

Obiettivo del Capitolo è quello di partire dalla descrizione del principio di funzionamento del motore per determinare i legami tra le principali grandezze fisiche che ne descrivono le condizioni di funzionamento (coppia motrice, corrente assorbita e velocità) oltre che i fattori che ne determinano l'efficienza.

Verrà altresì fornita una sintetica descrizione sulle problematiche inerenti l'avviamento e, quindi, il controllo della velocità.

1.1 Introduzione

Il Motore Asincrono Trifase (MA3F), inventato nel 1885 da Galileo Ferraris [1], risulta essere, ancora oggi, fra le varie tipologie di motore, quello più economico, robusto ed affidabile [2].

Si tratta di un motore ad elevato rendimento che necessita di una ridotta manutenzione grazie alla non necessaria lubrificazione e, inoltre, non richiede particolari accorgimenti per l'avviamento. Per tali motivi, risulta essere il dispositivo più diffuso per generare forza motrice utilizzando energia elettrica.

Generalmente si tratta di dispositivi polifase (solitamente trifase) ma esistono anche realizzazioni monofase per applicazione di piccola potenza.

Il principio alla base del funzionamento è la generazione di un campo magnetico rotante dallo statore grazie a circuiti fissi attraversati da corrente elettrica.

I principali vantaggi dei motori asincroni rispetto ad altri tipi di motori elettrici sono:

- auto-avviamento;
- peso e dimensioni ridotte a parità di potenza;
- sviluppo spontaneo ed automatico di una coppia motrice atta a controbilanciare la coppia resistente applicata all'albero motore;
- sovraccaricabilità;
- ridotta manutenzione;
- semplicità di esercizio;
- elevato rendimento.

I principali svantaggi sono invece:

- corrente di spunto all'avviamento, con alimentazione diretta dalla rete, 4-10 volte maggiore della corrente assorbita a pieno carico con conseguente possibile caduta di tensione sulla rete di distribuzione;
- piccola coppia motrice sviluppata all'avviamento (detta coppia di spunto) a causa dello sfasamento tra corrente e tensione;
- velocità di rotazione, nel campo di funzionamento normale, sostanzialmente costante legata alla frequenza della corrente di alimentazione;
- coppia massima costante legata proporzionalmente al quadrato del rapporto tra il valore efficace della tensione di alimentazione e la frequenza.

Da quanto sopra elencato, non risulta quindi adatto in tutte quelle applicazioni in cui è necessario un attento controllo di velocità e coppia. Risulta essere, invece, vantaggioso in tutti quei contesti in cui non interessa variare la velocità dell'albero motore ed è invece richiesto un intensivo utilizzo, come ad esempio pompe, ventilatori, montacarichi, ascensori, gru, ecc. [3]. Si noti che nelle applicazioni prima elencate è spesso importante che la velocità resti pressoché costante al variare del carico che movimentata il motore (auto-regolazione).

L'impiego dei motori asincroni è stato reso più flessibile grazie all'utilizzo di inverter e modulatori di fase che consentono di comandare la frequenza di alimentazione del motore permettendo il controllo della velocità ad essa legata [4] [5] [6] .

Si tratta, comunque, di un controllo non efficiente come nel caso di motori in corrente continua (brushless o passo-passo).

Si noti, inoltre, che il motore asincrono può funzionare con un'alimentazione qualunque di tensioni polifase simmetriche, ma poiché la rete fornisce un'alimentazione trifase, nella pratica vengono realizzati quasi esclusivamente motori asincroni trifase. Esistono, come precedentemente detto, anche motori asincroni monofase ma sono poco diffusi.

Tali macchine possono essere utilizzate anche come generatori ma, tale utilizzo è poco diffuso se non come freno motore.

Il motore asincrono, in conclusione, può essere quindi considerato un utilizzatore trifase, alimentato direttamente dalla rete a tensione e frequenza costante, impiegato per azionare semplici meccanismi dove la velocità del rotore è sostanzialmente costante, non superando, generalmente, il 4% da vuoto a pieno carico.

1.2 Struttura e funzionamento

Così come per tutti i motori elettrici, anche i motori asincroni sono formati da una parte fissa esterna, detta *statore*, ed una interna libera di ruotare, solidale con l'*albero motore*, detta rotore (vedi Figura 1).

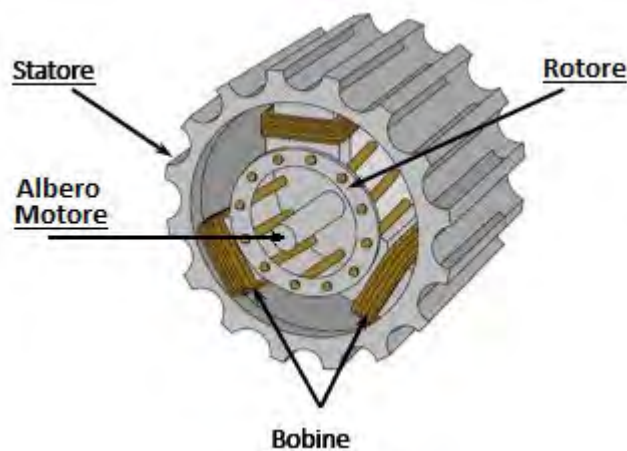


Figura 1 Struttura di un motore asincrono.

Tra statore e rotore è presente un'intercapedine d'aria, detta *traferro*. Si cerca di mantenere la dimensione del traferro la più piccola possibile per motivi legati al raffreddamento, ma vanno tenuti in considerazione l'eventuale presenza di giochi meccanici e imprecisioni in fase di costruzione che porterebbe ad uno sfregamento tra le parti. Lo statore, a sua volta, è contenuto nella *carcassa* che costituisce la struttura portante del motore e prevede la possibilità di essere fissata ad un supporto rigido.

Un importante fattore che influenza diversi aspetti costruttivi è il raffreddamento. All'aumentare della potenza crescono, infatti, le perdite e, quindi, il riscaldamento, ma la superficie disperdente della macchina non cresce secondo la stessa legge, per cui si avrà un aumento della temperatura. Ne deriva un limite superiore alla potenza erogata legata alle caratteristiche costruttive e alla dimensione del motore, al fine di non raggiungere temperature eccessive tali da portare al degradamento delle parti isolanti. Per

questo motivo, nelle macchine di elevata potenza, vengono lasciati degli spazi vuoti (*canali di raffreddamento*) lungo lo sviluppo assiale dello statore.

Bisogna ricordare che ogni materiale isolante ha una propria "vita", cioè un periodo temporale durante il quale le sue caratteristiche risultano idonee alle funzioni alle quali è deputato. La vita dell'isolante è tanto più breve quanto più alta è la temperatura a cui lavora, quindi, considerato che le comuni macchine elettriche sono destinate a funzionare alcune decine di anni, le temperature del motore non devono superare determinati valori che dipendono dalla "classe d'isolamento" dei materiali utilizzati.

Il principio di funzionamento del motore asincrono, come per qualsiasi altro motore elettrico, si basa sulle azioni meccaniche (forze) che si esercitano tra magneti/elettromagneti e correnti. Com'è noto dalla fisica, tali forze sollecitano i conduttori percorsi da corrente ed "immersi" in un campo magnetico. Quando la corrente che transita nel conduttore è perpendicolare alla direzione del campo magnetico, sul conduttore sarà esercitata una forza pari a:

$$F = i \cdot l \cdot B \quad (1)$$

dove i è la corrente che percorre un conduttore di lunghezza l immerso in un campo magnetico di intensità B .

In motori con principio di funzionamento più semplice, come quelli a corrente continua, il campo magnetico è fisso, generato da magneti permanenti. I motori asincroni, invece, si basano sull'impiego di un campo magnetico rotante la cui velocità angolare, di seguito indicata con ω_S , detta *velocità di sincronismo*, resta pressoché costante.

È possibile modellizzare il rotore, considerando una spira di materiale conduttivo libera di ruotare intorno ad un perno a velocità angolare pari a ω_R , immersa in un campo magnetico rotante; una coppia meccanica si può generare solo se nella spira circola corrente. Tale corrente, in un sistema siffatto, può esistere per induzione e può sostenersi solo se la spira ruota in maniera asincrona rispetto al campo rotante, cioè $\omega_R \neq \omega_S$; nasce, quindi, l'aggettivo "asincrono" adoperato per riferirsi a questa tipologia di motore. Visto che il rotore è sede esclusivamente di correnti indotte, tali motori sono detti anche "ad induzione".

In base alla relazione tra la velocità angolare della spira e del campo magnetico si possono distinguere i seguenti casi:

- se $0 < \omega_R < \omega_S$ la coppia motrice generata dalla corrente indotta sulla spira è concorde al verso di rotazione del campo magnetico; si ha, quindi, il funzionamento da motore;
- se $\omega_R > \omega_S$ la coppia generata è discorde al verso del campo magnetico; si ha il funzionamento da generatore;
- supponendo $\omega_S > 0$ e $\omega_R < 0$ si ha il funzionamento da freno.

Da generatore il motore si comporta come una sorta di freno con una coppia motrice che tende a rallentare la spira ma che produce energia elettrica, mentre nel funzionamento da freno si ha una consistente perdita di energia per effetto joule.

Ai fini della presente relazione, cioè l'utilizzo in applicazioni industriali, la prevalente tipologia di funzionamento è quella a motore; di seguito, quindi, sarà questa ad essere trattata.

Da quanto sopra detto è evidente la capacità di auto-regolarsi del motore asincrono, cioè di mantenere la stessa velocità angolare con una variazione della coppia al carico lasciando invariata l'alimentazione: raggiunta la velocità di equilibrio, l'aumento di una coppia resistente porterebbe ad una diminuzione della velocità del rotore, invece, il campo magnetico continuerebbe ad avere velocità angolare costante. L'aumento della differenza tra la velocità angolare del campo magnetico e del rotore ($\omega_S - \omega_R$), detta

pulsazione di scorrimento (ω_{SL}), causa l'aumento della corrente indotta nella spira che tenderà a riportarsi alla precedente velocità di scorrimento.

Analizziamo ora più nel dettaglio la relazione tra il numero di giri del campo magnetico rotante n_S e la frequenza nominale f di alimentazione.

In un MA3F, lo statore è costituito da un avvolgimento trifase costituito da p coppie di poli. Ciascuno dei tre avvolgimenti è sfasato spazialmente di 120° l'uno dall'altro. La velocità di sincronismo ω_S è legata al numero p e alla frequenza f ($\omega = 2\pi f$) di alimentazione dalla relazione:

$$\omega_S = 2\omega / p \text{ (rad/s)} \quad (2)$$

in termini di numero di giri al minuto si ha:

$$n_S = 120f / p \text{ (rpm)} \quad (3)$$

Indicando con n_R il numero di giri per minuto (rpm) del rotore si definisce *scorrimento* s la differenza delle due velocità normalizzata rispetto a n_S , cioè la velocità relativa del campo magnetico rotante rispetto al rotore:

$$s = (n_S - n_R) / n_S = (\omega_S - \omega_R) / \omega_S = \omega_{SL} / \omega_S \quad (4)$$

Lo scorrimento può assumere qualsiasi valore, ma nel funzionamento da motore si ha che $0 \leq s \leq 1$, in particolare se $s = 0$ il rotore va alla stessa velocità del campo magnetico e per $s = 1$ il rotore è fermo (sfasamento massimo).

Consideriamo un motore asincrono alimentato da un sistema trifase simmetrico (le fasi sfasate di 120°) di tensione con valore efficace e frequenza nominale.

Il motore inizierà a ruotare fino a portarsi ad una velocità prossima alla velocità di sincronismo. Si passerà, quindi, da uno scorrimento iniziale di $s = 1$ fino ad arrivare ad $s \approx 0$. Nel funzionamento a vuoto, cioè in assenza di una coppia resistente all'albero, il MA3F assorbe dalla rete di alimentazione una terna di correnti nominali comprese tra (20, 40)% del loro valore nominale.

Nei conduttori di statore sono indotte delle f.e.m. di valore efficace pari a:

$$E_S = k f N_S \phi \quad (5)$$

dove k è detto fattore di Kapp, f è la frequenza nominale, N_S il numero di avvolgimenti e ϕ il flusso del campo magnetico.

Sul rotore, invece, non saranno presenti f.e.m. indotte in quanto rotore e campo magnetico rotante girano, approssimativamente, alla stessa velocità, non generando variazioni di flusso e conseguente tensione indotta.

Oltre al flusso principale concatenato tra avvolgimenti di statore e rotore, è presente anche un flusso che si disperde, e quindi la tensione applicata alla j -esima fase statorica è:

$$\mathbf{V}_j = \mathbf{E}_j + R_j \mathbf{I}_{j0} + j X_j \mathbf{I}_{j0} \quad (6)$$

dove X_j è la reattanza dispersa dalla fase statorica e R_j è la resistenza di dispersione, entrambe attraversate la corrente \mathbf{I}_j .

In tali condizioni, e se il carico trifase è equilibrato, il MA3F assorbe le potenze, attiva e reattiva:

$$P_0 = 3 V \cdot I_0 \cos(\varphi_0) \quad \text{e} \quad Q_0 = 3 V \cdot I_0 \sin(\varphi_0) \quad (7)$$

La potenza attiva (P_0), nell'ipotesi di funzionamento a vuoto, è dovuta alle dispersioni nel conduttore statorico, a cicli di isteresi, a causa di correnti parassite, perdite meccaniche dovute ad attriti tra cuscinetti e ventilazione per la quasi totalità, mentre si considerano trascurabili le perdite nei circuiti rotorici.

Si definisce potenza apparente (S), nel caso di carico trifase equilibrato, la quantità:

$$S = 3 V I_0 \quad (8)$$

Si definisce, inoltre *fattore di potenza* (PF) di un sistema elettrico il rapporto fra il modulo del vettore potenza attiva (P_0) che alimenta un carico elettrico e il modulo del vettore potenza apparente (S) che fluisce nel circuito; in condizioni nominali, coincide con il coseno dell'angolo di sfasamento compreso tra i vettori tensione e corrente per cui è un numero adimensionale nell'intervallo chiuso tra 0 e 1.

$$PF = \frac{P_0}{S} = \frac{3 V \cdot I_0 \cos(\varphi_0)}{3 V \cdot I_0} = \cos(\varphi_0) \quad (9)$$

Il PF coincide col $\cos(\varphi)$, come mostra l'Equazione 9, solo in assenza di distorsioni armoniche.

Un indice utile per valutare in maniera globale il contenuto armonico della forma d'onda della corrente assorbita, è il Total Harmonic Distortion (THD), definito come:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^k I_i^2}}{I_1} \quad (10)$$

Dove I_1 è il valore efficace della componente fondamentale e k è il numero delle componenti armoniche. È possibile dimostrare che, in presenza di più armoniche, tra PF e $\cos(\varphi)$ esiste la seguente relazione:

$$PF = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (11)$$

Si noti che, in presenza di distorsione armonica, il PF non esprime più uno sfasamento tra tensione e corrente poiché non più sinusoidali.

Nei motori asincroni le armoniche producono, essenzialmente, l'aumento delle perdite Joule (nello statore) e la presenza di coppie pulsanti a livello di rotore, quindi il calo del rendimento meccanico.

In generale, quindi, la presenza di armoniche può causare il danneggiamento della macchina, o comunque un cattivo funzionamento, a causa di un eccessivo surriscaldamento.

Nel seguito della trattazione nel presente Capitolo assumeremo la distorsione armonica nulla o almeno trascurabile. Nei Capitoli successivi si mostrerà come sia possibile rilevare la presenza di distorsione armonica mediante tecniche di analisi spettrale.

Applicando una coppia resistente il motore funzionerà sotto carico. In questo caso l'albero rallenterà, la velocità di sincronismo aumenta inducendo delle correnti rotoriche, che genereranno una coppia motrice atta a contrastare il carico. Il motore raggiungerà quindi, in breve tempo, un nuovo punto di equilibrio ad una velocità minore di quella di sincronismo. Maggiore è la coppia resistente, tanto maggiore sarà lo scorrimento s .

Le f.e.m. rotoriche indotte, inoltre, varieranno la propria ampiezza e frequenza in modo proporzionale allo scorrimento:

$$f_s = sf \quad \text{e} \quad E_{js} = sE_{j0} \quad (12)$$

Si noti che quando il rotore ruota alla velocità di sincronismo ($s = 0$) non c'è nessuna variazione di flusso che può indurre delle tensioni-correnti rotoriche. Quando il rotore è fermo ($s = 1$), si ha la stessa frequenza e la stessa f.e.m., si ha cioè un comportamento da trasformatore.

Nel caso generico in cui $0 \leq s \leq 1$ le tensioni indotte presenti nel rotore, con frequenza f_s , genereranno a loro volta un altro campo magnetico rotante con velocità:

$$n = n_s - n_R \quad (13)$$

Il rotore, che ha la stessa velocità del campo magnetico rotante, darà origine ad un flusso nel traferro.

Anche per i motori asincroni, così come per ogni altra macchina, si definisce rendimento il rapporto tra la potenza resa, cioè quella utile, e la potenza fornita:

$$\eta = P_U / P \quad (14)$$

Si noti che la potenza utile è data dalla differenza tra la potenza fornita (P) e la somma di tutte le potenze perse (P_p).

Nei motori asincroni η è inversamente proporzionale al numero di poli. Valori tipici sono tra 0.65 per motori di ridotta potenza e 0.97 per motori con elevata potenza.

Poiché in un sistema meccanico rotante la coppia e la potenza sono legate alla velocità angolare dalla relazione generale:

$$\text{coppia} = \text{Potenza} / \text{velocità angolare} \quad (15)$$

a seconda della potenza e della pulsazione considerate è possibile definire le seguenti grandezze:

- coppia meccanica (C) definita come il rapporto tra la potenza convertita in meccanica (P_C) e la velocità angolare del rotore (ω_R)

$$C = P_C / \omega_R \quad (16)$$

- coppia trasmessa (C_T) definita come il rapporto tra la potenza trasmessa (P_T), data dalla differenza tra la potenza fornita e le perdite dello statore, e la velocità angolare di sincronismo (ω_S)

$$C_T = P_T / \omega_S \quad (17)$$

È possibile verificare che le due coppie assumono lo stesso valore:

$$C = C_T \quad (18)$$

È possibile, inoltre, definire le seguenti coppie:

- coppia d'attrito (C_A) definita come il rapporto tra la potenza persa per effetto meccanico (P_M) e la velocità angolare del rotore (ω_R)

$$C_A = P_M / \omega_R \quad (19)$$

- coppia utile (C_U) definita come il rapporto tra la potenza utile (P_U) e la velocità angolare del rotore (ω_R)

$$C_U = P_U / \omega_R \quad (20)$$

La coppia meccanica che il motore fornisce al carico (C) è proporzionale al quadrato del valore efficace della tensione e al numero dei poli p . Essa è nulla per $s = 0$ (sincronismo) e cresce all'aumentare di s sino a raggiungere il suo valore massimo (C_{MAX}).

Per $s = 1$ si ha coppia di spunto o di avviamento (C_{AVV}).

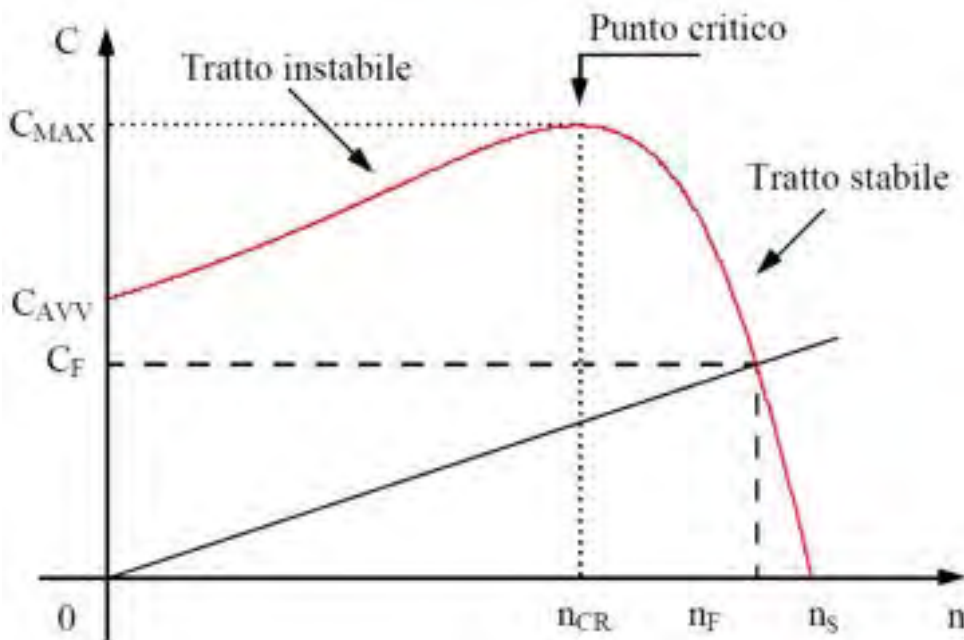


Figura 2 Caratteristica meccanica $C(\omega)$.

Analizziamo ora la Figura 2 nell'intervallo $0 \leq n \leq n_s$. Notiamo che essa si compone di due rami, il primo, quello ascendente, cui corrisponde un funzionamento instabile, l'altro discendente, cui corrisponde un funzionamento stabile: il punto di C_{MAX} segna il valore critico di confine tra queste due zone.

Il secondo tratto è stabile perché, ad ogni aumento della coppia resistente, il motore rallenta e si porta a funzionare stabilmente ad un nuovo scorrimento cui corrisponde una coppia motrice maggiore, di valore pari al nuovo valore della coppia resistente richiesta. Questa nuova condizione di equilibrio sarà raggiunta dopo una serie di oscillazioni intorno al punto di equilibrio, oscillazioni dipendenti dalla rapidità della variazione del carico, dall'inerzia delle masse ruotanti ed alla presenza di attriti e smorzamenti del moto. Nell'altro tratto, invece, ad ogni aumento della coppia resistente il motore rallenta, con conseguente diminuzione della coppia motrice ed ulteriore rallentamento, sicché, dopo poco, smaltita l'energia cinetica delle masse rotanti, il motore si ferma.

Il punto di normale funzionamento (anche detto punto di lavoro), caratterizzato dalle condizioni $n = n_F$ e $C = C_F$, si trova nel secondo tratto.

Poiché il secondo tratto della caratteristica è molto ripido, inoltre, a regime la velocità è pressoché costante al variare del carico ($0.03 \leq s \leq 0.1$).

1.3 Avviamento

La fase di avviamento consiste nel portare la velocità del motore da zero a quella nominale. Affinché il motore possa avviarsi ed accelerare, è necessario che la coppia di spunto sia superiore alla coppia resistente, sempre all'avviamento, del carico. Inizialmente il rotore è fermo e lo statore non alimentato; la tensione e la frequenza nominali del motore sono uguali a quelli della linea di alimentazione. Quando si chiude l'interruttore che collega la linea al motore (rotore fermo, $s = 1$) questo si comporta come un trasformatore chiuso in cortocircuito e nel primo istante di avviamento, come più volte ribadito, assorbe dalla linea la massima corrente, così elevata (4 ÷ 8 volte la corrente nominale) che può dar luogo a

diversi inconvenienti, tra i quali un eccessivo riscaldamento degli avvolgimenti e della linea, se l'avviamento è lento, ad un'elevata caduta di tensione lungo la linea, con problemi agli utilizzatori se questi sono particolarmente sensibili alla tensione, e, se anche l'avviamento fosse rapido, un intempestivo intervento delle protezioni sulla linea.

Si accennerà ora agli accorgimenti usati per ovviare a questi inconvenienti [8] .

Se il motore è a rotore avvolto, sarà dotato di anelli, spazzole e resistenze variabili sul circuito di rotore. Questa terna di resistenze è chiamata reostato d'avviamento ed avviamento reostatico il tipo di avviamento per tali motori.

La presenza di una elevata resistenza rotorica all'atto dell'avviamento e con tensione di alimentazione costante, ha un duplice scopo: da un lato l'impedenza rotorica aumenta di modulo con una conseguente diminuzione della corrente assorbita dal motore all'avviamento; dall'altro l'aumento della resistenza comporta una diminuzione dello sfasamento delle correnti rotoriche con conseguente aumento del valore della coppia di avviamento e quindi dell'accelerazione.

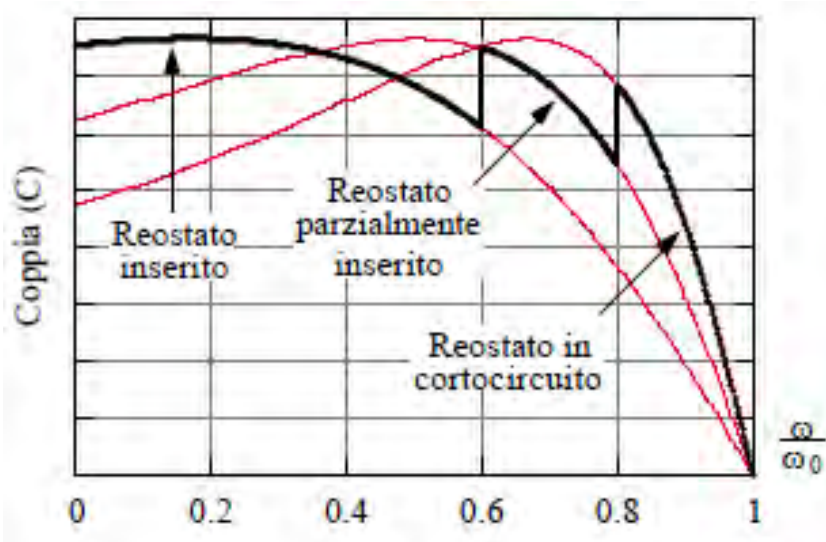


Figura 3 Caratteristica del reostato d'avviamento.

Il reostato, completamente inserito all'atto dell'avviamento, verrà gradualmente disinserito man mano che la velocità aumenta, si veda la Figura 3, e sarà escluso completamente quando la velocità avrà raggiunto quasi il suo valore nominale (80% circa).

Per i motori con rotore a gabbia (o con rotore in cortocircuito) non è possibile inserire resistenze nei circuiti rotorici per cui, all'avviamento, le correnti di spunto sono elevate. Ora, essendo il circuito fortemente induttivo (la gabbia rotorica è immersa nel ferro), le correnti sono notevolmente sfasate rispetto alle f.e.m., cioè piccola è la potenza assorbita e tale risulta anche la coppia motrice. Di conseguenza, si possono avere due tipi fondamentali di sistemi di avviamento.

Si ha avviamento diretto quando la potenza del motore è piccola (10 kW al massimo), per cui questi motori vengono avviati senza alcun accorgimento particolare perché la corrente di spunto risulta di piccola intensità, $(3 \div 6) I_N$, e, quindi, non crea problemi alla linea e la coppia di spunto è pressappoco uguale a quella nominale $(0.5 \div 1) C_N$. Si ha, invece, avviamento a tensione ridotta quando, non essendo possibile avere allo spunto correnti relativamente ridotte con coppie relativamente alte, si mira essenzialmente a limitare la corrente di spunto riducendo la tensione di alimentazione. In questo modo, però, si riduce anche la coppia di spunto che è proporzionale al quadrato della tensione applicata al motore, per cui questo metodo può essere usato solo quando la coppia resistente all'avviamento

presenta piccoli valori, oppure quando il motore possiede una coppia di spunto tanto elevata per cui la riduzione di tensione non pregiudica l'avviamento.

1.4 Regolazione della velocità

Il MA3F presenta la caratteristica di avere una velocità al variare del carico pressoché costante. In molti casi occorre variare la velocità del motore in un ampio campo con un determinato valore di momento motore (regolazione a coppia costante) oppure con una coppia inversamente proporzionale alla velocità (regolazione a potenza costante).

Considerando che la velocità del motore asincrono può essere espressa come:

$$n = 60f(1-s)/p \quad (21)$$

per variare la velocità di un MA3F, occorrerà variare o lo scorrimento, o il numero delle coppie polari, o la frequenza della linea di alimentazione.

Un modo per variare lo scorrimento consiste nell'aggiunta di resistenze in serie al rotore [7]. Ciò comporta un aumento dello scorrimento, cioè una diminuzione della velocità del motore, in quanto modifica la forma della caratteristica meccanica del motore. Tale variazione di velocità, però, dipende dal carico: sarà alta a carichi elevati, e trascurabile a bassi carichi. Qualunque diminuzione di velocità, inoltre, si traduce in un corrispondente aumento delle perdite, in calore, nelle resistenze addizionali con abbassamento del rendimento.

La variazione del numero delle coppie di poli [9] è realizzata costruendo l'avvolgimento statorico in modo da ottenere tale variazione con il semplice scambio di poche connessioni sulla morsettiera delle bobine di uno stesso avvolgimento con conseguente diminuzione della velocità.

In questo caso è indispensabile che il rotore sia a gabbia, potendo funzionare sotto un qualsiasi numero di poli, senza nessuna costruzione particolare. Questo sistema consente però di avere solo poche velocità diverse, due, e a salti, inoltre è da ricordare che aumentando il numero di poli diminuiscono il fattore di potenza ed il rendimento.

Per quanto riguarda la variazione della frequenza si noti che la rete di distribuzione è a frequenza fissa, per cui per avere una sorgente a frequenza variabile si ha la necessità di un convertitore di frequenza [4] [5] [6].

1.5 Dati di targa

Ogni MA3F, così come prescrivono le norme CEI, deve essere munito di una targa che indichi i valori nominali delle grandezze elettriche e meccaniche essenziali per la specificazione della macchina stessa. In tale targa vengono indicati tra l'altro:

- la tensione nominale che rappresenta la tensione concatenata di alimentazione statorica per la quale il motore è stato dimensionato;
- la frequenza nominale, che è la frequenza della rete di alimentazione;
- la velocità nominale, cioè la velocità di rotazione, in giri al minuto, del motore in condizioni nominali;

- la potenza nominale, ossia il valore della potenza meccanica, espresso in chilowatt, disponibile sull'asse del motore in condizioni nominali, cioè a tensione, frequenza e velocità nominali;
- la corrente nominale, cioè il valore della corrente assorbita dalla linea, per ogni fase statorica, in condizioni nominali;
- il fattore di potenza nominale, che rappresenta il coseno dell'angolo di sfasamento tra tensione e corrente, di ogni fase statorica, in condizioni nominali;
- il rendimento nominale, cioè il valore del rendimento in condizioni nominali;
- la coppia nominale, cioè il valore della coppia motrice, in newton × metro, sull'albero motore in condizioni nominali;
- il numero dei poli del campo magnetico di statore.

Vengono inoltre riportate altre informazioni come l'indicazione della casa costruttrice, il tipo di motore, il collegamento delle fasi, la classe d'isolamento, il grado di protezione IP (che indica il grado di protezione contro l'ingresso di sostanze solide, liquide ed aeriformi) dell'involucro. Se il rotore è avvolto, inoltre, compaiono anche la tensione e la corrente di rotore che si hanno allo spunto con resistenza di avviamento avente valore tale che la corrente di statore sia uguale a quella nominale, mentre, se il rotore è a gabbia, non vengono riportati i dati relativi al rotore.

I dati di targa del motore utilizzato nell'ambito dell'attività, prodotto dalla ABB, sono mostrati in Figura 4.

ABB Motors CE

Motor 3~ CLF ΔT80K IP55 IEC 34-1

		Hz	r/min	kW	A	cos φ
V 300-420 Y	220-240 Δ	50	2850	0.75	1.3/3.1	0.89
V 440-480 Y	250-280 Δ	60	3600	0.80	1.7/3	0.88

Figura 4 Dati di targa del motore utilizzato.

Bibliografia

- [1] G. Ferraris, "Atti della Reale Accademia delle Scienze di Torino", *Atti della R. Accademia delle Scienze di Torino*, vol. XXXIII, pp. 360-375, 1888.
- [2] G. Legnani, M. Tiboni, R. Adamini, D. Tosi, "Meccanica degli azionamenti. Azionamenti elettrici: Principi di funzionamento, accoppiamento con il carico, scelta del gruppo motore-riduttore, leggi di moto, controllo", *Esculapio*, Terza edizione, 2016.
- [3] X. Liang, O. Ilochonwu, "Induction Motor Starting in Practical Industrial Applications", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 47, Issue 1, Gennaio-Febbraio 2011.
- [4] J.-X. Shen, Z.-C. Sun, G.-Y. Zhou, M.-J. Jin, "Dual-inverter counteracting PWM schemes for iron loss reduction in twin-coil induction motors", *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-6, 2017.
- [5] S. Hegde, S. Angadi, A. B. Raju, "Speed control of 3-phase induction motor using volt/hertz control for automotive application", *IEEE International Conference on Circuits, Controls, Communications and Computing (I4C)*, pp. 1-5, 2016.
- [6] M. S. J. Asghar, H. Ashfaq, "Speed control of wound rotor induction motors by AC regulator based optimum voltage control", *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The First International Conference on*, Aprile 2004.
- [7] J. C. Lopez, O. D. F. Cediél, J. H. Mora, "A low-cost adjustable speed drive for three phase induction motor", *Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2017 IEEE Workshop on*, Giugno 2017.
- [8] J. A. Corral-Hernandez, J. Antonio-Daviu, J. Pons-Llinares, V. Climente-Alarcon, V. Francés-Galiana, "Transient-Based Rotor Cage Assessment in Induction Motors Operating With Soft Starters", *IEEE Transaction on Industry Applicationd*, vol. 51, Issue 5, pp. 3734-3742, Settembre-Ottobre 2015.
- [9] M. Osama, T. A. Lipo, "Modeling and analysis of a wide-speed-range induction motor drive based on electronic pole changing", *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 33, Issue 5, pp. 1177-1184, 1997.

2 WSAW per nell'automazione industriale

Obiettivo principale dell'automazione industriale è quello di accrescere il numero di risorse interconnesse (sensori, attuatori, basi di dati, ecc.) in modo che sistemi distribuiti e macchine intelligenti possano migliorare la visibilità globale, e quindi la gestione, del processo produttivo [1]. Oggi ciò è reso possibile grazie alla riduzione dei costi di CPU e memorie e più in generale dei sistemi embedded che permettono la realizzazione di macchine intelligenti a basso costo; a ciò si affianca la progressiva riduzione delle dimensioni e dei consumi energetici dei sistemi suddetti che permette di dislocare un maggior numero di dispositivi per unità di area.

Per definire tale rivoluzione sono stati conati i termini Industrial Internet of Things (IIoT) [2] e Industry 4.0 [3], nomi alternativi dati al paradigma dell'Internet of Things [4] quando specificatamente rivolti ai processi industriali. In particolare, la riduzione dei costi, la riduzione del time-to-market, la tracciabilità di merci e prodotti, la gestione in tempo reale dei processi, l'integrazione di nuove tecnologie (pur mantenendo la compatibilità con le tecnologie e i sistemi esistenti), l'aumento della produttività e della qualità dei prodotti, la maggiore tolleranza ai guasti, la riduzione dell'impatto ambientale (in termini di consumi energetici e di scarti di produzione) e un maggiore livello di sicurezza sono alcuni dei risultati attesi dall'introduzione di questo paradigma nel processo produttivo. Tutto ciò richiede, però, la disponibilità di dispositivi e macchine più efficienti e flessibili e soprattutto fra loro interconnesse, oltre che nuovi sistemi di gestione, distribuiti e facilmente fruibili dagli operatori.

Nel nuovo paradigma le macchine non devono più essere dei semplici utensili ma devono avere un certo livello di "intelligenza" ovvero devono essere in grado di monitorare i propri componenti e l'ambiente circostante, devono essere consapevoli delle proprie capacità e devono renderle disponibili, mediante appositi servizi, agli utenti/operatori al fine di permettere a questi ultimi di monitorare e configurare i parametri di funzionamento delle macchine stesse. Tutto ciò è oggi reso possibile grazie all'utilizzo dei protocolli Machine-to-Machine (M2M) [5].

Un operatore deve essere in grado di comunicare con la macchina al fine di specificarne i parametri che ne regolano il funzionamento in termini di consumi energetici e tempi dei cicli produttivi. In particolare gli operatori richiedono che i dispositivi siano plug-and-play in modo da semplificare e ridurre i tempi per le operazioni di installazione e set-up. In tale contesto sono fondamentali le reti di sensori e attuatori wireless (WSAN), quale strumento per fornire un accesso rapido a risorse e dati remoti, anche in condizioni di mobilità, oltre che per distribuire l'intelligenza del sistema.

Una WANS è essenzialmente composta da una moltitudine di dispositivi, detti nodi sensori (o mote), capaci di interagire con l'ambiente circostante e di comunicare tra loro al fine ultimo di monitorare e/o controllare un fenomeno fisico [6].

In questo capitolo sono descritte le diverse parti che compongono la WSAW oggetto del prototipo realizzato nell'ambito delle attività al fine di monitorare le grandezze elettriche e la velocità di uno o più motori asincroni mediante comuni dispositivi mobili quali smartphone e tablet.

2.1 Architettura proposta



Figura 5 Architettura proposta.

In Figura 5 sono evidenziati gli elementi principali che costituiscono il prototipo di WSN utilizzato per l'attività.

Il prototipo si basa sull'architettura di rete definita nel report tecnico [7].

In questo capitolo ci si limiterà quindi a descrivere brevemente i componenti dell'architettura, per motivi di leggibilità e autoconsistenza, rimandando al report suddetto per ulteriori approfondimenti.

I principali elementi che compongono la WSN sono:

- mote;
- pila protocollare;
- sensori e attuatori;
- access gateway.

Per ciascun elemento sopra elencato, di seguito sarà presentata una breve descrizione rimandando ai capitoli successivi gli aspetti progettuali ed implementativi, soprattutto per quanto riguarda la Sensor board descritta dettagliatamente nel Capitolo 4.

2.2 Mote

Per la realizzazione della rete di sensori wireless sono stati impiegati mote commerciali capaci di funzionalità di sensoristica, elaborazione e trasmissione dati.

Come primo fattore discriminante per la scelta dei mote da utilizzare si è deciso di optare per quelli equipaggiati da transceiver in grado di supportare il protocollo IEEE 802.15.4 [8], attualmente il principale protocollo per reti di sensori a livello fisico, utilizzato da standard internazionali come ZigBee [9], WirelessHart [10] e ISA-100 [11].

Fra i mote basati sullo standard 802.15.4, gli IRIS [12] prodotti da MEMSIC Inc. [13], risultano ad oggi la piattaforma più conveniente sia in termini di consumi che di range di copertura [7]. Va però osservato che gli IRIS non hanno sensori integrati (occorre aggiungere una sensor board) e non hanno un connettore USB o Ethernet (per la programmazione e per l'interoperabilità con PC e Tablet occorre quindi una terza scheda), inoltre, hanno una memoria RAM di soli 8KB che per alcune applicazioni risulta essere insufficiente.

Un'alternativa agli IRIS è la piattaforma TelosB [14], realizzata dallo stesso produttore, che integra in un'unica scheda mote, sensor board e programmatore. Entrambi i mote sono supportati dai principali sistemi operativi per WSN (TinyOS [15] e Contiky [16]) il che garantisce l'interoperabilità hardware e semplifica la realizzazione del software.



Figura 6 Iris (sinistra) e TelosB (destra).

A fronte delle suddette considerazioni, si è deciso di optare per l'utilizzo di entrambi i tipi di mote, sfruttando gli IRIS per l'interfacciamento con i motori e i TelosB per la realizzazione del gateway (il quale richiede una maggiore flessibilità e memoria).

Per l'implementazione dei codici e lo sviluppo dei firmware si è optato per TinyOS.

Al fine poi di interfacciare i mote con motori asincroni, è stata sviluppata una scheda elettronica (Sensor Board) che verrà descritta dettagliatamente nel Capitolo 4.

2.3 Architettura protocollare

L'architettura protocollare della WSN può essere descritta ricorrendo al modello OSI (Open Systems Interconnection) schematizzato in Figura 7.



Figura 7 Modello OSI (Open Systems Interconnection).

Lo standard ISO/OSI [17] descrive, in generale, l'architettura di una rete di calcolatori, suddividendo le funzionalità necessarie in sette strati sovrastanti (layer). Nelle reti di sensori wireless, però, la

separazione dei layer non è netta. Ciò scaturisce dalla necessità di creare protocolli di comunicazione efficienti, leggeri, capaci di supportare avanzate funzionalità di risparmio energetico e flessibili a cambiamenti della rete stessa. Diversi sono i protocolli oggi a disposizione per la realizzazione di WSN, si veda [7] per una loro disamina.

Lo stack protocollare specificatamente per il prototipo è mostrato nella Figura 5 (in basso a destra); di seguito, per ciascun protocollo utilizzato, sarà fornita una descrizione sintetica rimandando alla bibliografia e in particolare al report tecnico [7] per ulteriori approfondimenti..

A livello applicativo la WSN realizzata si basa sul protocollo *CoAP* (Constrained Application Protocol) [18] . È un protocollo pensato per estendere l'architettura REST [19] , più comunemente usata per l'implementazione dei servizi web anche alle comunicazioni M2M.

L'architettura del CoAP è di tipo client/server e il suo funzionamento è simile a quello del protocollo HTTP (HyperText Transfer Protocol); in particolare, un client CoAP può richiedere l'accesso ad una particolare risorsa di un server CoAP, identificandola mediante indirizzi URI. Gli scambi di messaggi sono asincroni e avvengono tramite il protocollo di livello di trasporto UDP.

Come l'HTTP anche CoAP si basa su un meccanismo di comunicazione di tipo request-response basato su quattro tipi di messaggi (GET, PUT, POST e DELETE). Esso però, introduce nuovi meccanismi di comunicazione pensati appositamente per dispositivi resource-constrained.

In particolare un meccanismo di *discovery* permette di conoscere le risorse messe a disposizione di un nodo (sensori, attuatori, parametri di configurazione ecc.) utilizzando un comune browser HTML. L'accesso alle risorse avviene poi con semplici messaggi GET e PUT.

Il CoAP permette quindi di interagire con i nodi sensori come con comuni pagine web. In particolare, messaggi di tipo PUT possono essere usati per configurare tutti i parametri di funzionamento di un nodo (per esempio il periodo di duty-cycling, le chiavi di cifratura, ecc.). Oltre al meccanismo di discovery, CoAP mette a disposizione anche un meccanismo di *observation* mediante il quale un nodo può marcare una risorsa come osservabile ed essere avvisato a seguito di sue variazioni.

A livello trasporto si è scelto il protocollo *UDP* (User Datagram Protocol) [20] , uno dei principali protocolli di trasporto per Internet. È un protocollo a pacchetto, usato di solito in combinazione con il protocollo di livello di rete IP.

È di tipo connectionless, cioè lo scambio di dati a pacchetto tra mittente e destinatario (o destinatari) non richiede l'operazione preliminare di creazione di un circuito, fisico o virtuale, su cui instradare l'intero flusso dati, inoltre, non gestisce il riordinamento dei pacchetti né la ritrasmissione di quelli persi, ed è perciò generalmente considerato di minore affidabilità, in compenso, è molto rapido (non c'è latenza per riordino e ritrasmissione) ed estremamente efficiente nel caso di applicazioni in real-time.

Per l'implementazione del livello rete sono stati utilizzati i protocolli *IPv6*, *RPL* e *6LowPAN*.

IPv6 è la versione dell'Internet Protocol designata come successore dell'IPv4 [22] . Tale versione del protocollo introduce alcuni nuovi servizi e semplifica molto la configurazione e la gestione delle reti IP. Altra caratteristica importante è il più ampio spazio di indirizzamento, infatti, IPv6 [23] riserva 128 bit

per gli indirizzi IP e gestisce 2^{128} (circa $3,4 \times 10^{38}$) indirizzi, mentre IPv4 riserva 32 bit per l'indirizzamento e gestisce 2^{32} (circa 4.3×10^9) indirizzi.

6LowPAN: è l'acronimo di IPv6 over Low-power Wireless Personal Area Networks [24]. Si tratta di un protocollo open source, finalizzato alla trasmissione di pacchetti IPv6 su reti IEEE 802.15.4.

Più nel dettaglio, il protocollo definisce le regole per lo scambio di informazioni fra il protocollo IPv6 (al livello rete) e lo strato MAC dell'IEEE 802.15.4, introducendo uno strato di adattamento che permette di comprimere l'header IPv6 di 40 byte in un header più compatto di soli 3 byte (a seconda del metodo di compressione scelto, anche l'header dei protocolli superiori UDP/TCP/ICMP può essere compresso, richiedendo complessivamente 7 byte).

Il protocollo si occupa, inoltre, della gestione e dell'assegnazione automatica degli indirizzi ai dispositivi. Una delle caratteristiche peculiari di 6LowPAN è, infatti, quella di poter assegnare dinamicamente ai dispositivi indirizzi brevi a 16 bit e, in combinazione con RPL, di implementare un instradamento gerarchico in reti multihop.

RPL: è l'acronimo di Routing Protocol for Low-power and Lossy networks [21]. È un protocollo di instradamento proattivo, specificatamente ideato per reti multihop basate su IPv6/6LowPAN. Esso permette alla rete di riconfigurarsi automaticamente anche a seguito di eventuali variazioni topologiche della rete stessa dovute all'aggiunta o eliminazione di un nodo. Ciò è possibile grazie all'utilizzo di particolari pacchetti, inviati periodicamente, che permettono ad ogni nodo di aggiornare la propria tabella di instradamento (ovvero i possibili percorsi verso gli altri nodi e le relative metriche). I tempi di latenza in caso di riconfigurazione di una rete sono dell'ordine di qualche minuto.

A livello fisico e MAC, in fine, è stato utilizzato il protocollo *IEEE 802.15.4*, specificatamente ideato per comunicazioni wireless a basso costo, bassa velocità e basso consumo energetico [25]. Lo standard prevede anche l'utilizzo di tecniche di duty-cycling, utili a ridurre i consumi energetici.

2.4 Access gateway

Nel prototipo realizzato, l'Access Gateway è costituito da un router wireless a basso costo (TP-Link MR3020 [27]), in cui è stato installato e configurato OpenWRT [28].

Il gateway ha due principali funzionalità:

- 1) realizza un firewall capace di controllare gli accessi alla WSN permettendo l'accesso alle risorse della WSN solo ai dispositivi autorizzati garantendo così un adeguato livello di sicurezza;
- 2) fornisce connettività WiFi; consente cioè la comunicazione tra i mote della WSN e i dispositivi autorizzati all'accesso, come ad esempio smartphone, tablet e PC che, generalmente, possiedono un'interfaccia WiFi ma non supportano il protocollo 802.15.4.

Per una descrizione più dettagliata dell'architettura si rimanda a [7].

Bibliografia

- [1] R. Beudert, L. Juergensen e J. Weiland, "Understanding smart machines: How they will shape the future", *Schneider-Electric*, 2015.
- [2] L. D. Xu, W. He, and S. Li, "Internet of things in industries: A survey", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 4, pp. 2233–2243, Nov 2014.
- [3] M. Wollschlaeger, T. Sauter, and J. Jasperneite, "The future of industrial communication: Automation networks in the era of the internet of things and industry 4.0", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 11, no. 1, pp. 17–27, March 2017.
- [4] L. Hou and N. W. Bergmann, "System requirements for industrial wireless sensor networks", in *2010 IEEE 15th Conference on Emerging Technologies Factory Automation (ETFA 2010)*, Sept 2010, pp. 1–8.
- [5] E. Vogli, M. B. Alaya, T. Monteil, L. A. Grieco, and K. Drira, "An efficient resource naming for enabling constrained devices in smartm2m architecture", in *2015 IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT)*, March 2015, pp. 1832–1837.
- [6] I. F. Akyildiz and I. H. Kasimoglu, "Wireless sensor and actor networks: research challenges," *Ad hoc networks*, vol. 2, no. 4, pp. 351–367, 2004.
- [7] G. Campobello, N. Donato, A. Segreto, S. Serrano, M.-A. Segreto, R. Guida, "Reti di sensori e attuatori per progetti M2M per l'efficientamento dei processi industriali", *deliverable RdS/PAR2015/073 progetto MiSE ENEA "Efficienza energetica nel settore industriale"*, Settembre 2016.
- [8] IEEE Std 802.15.4TM-2006: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), Ottobre 2006.
- [9] "ZigBee Alliance," <http://www.zigbee.org>.
- [10] "HART communication", <http://www.hartcomm.org>.
- [11] ISA-100, <https://isa100wci.org/>.
- [12] Iris: DataSheet, http://www.memsic.com/userfiles/files/Datasheets/WSN/IRIS_Datasheet.pdf.
- [13] MEMSIC, <https://www.memsic.com/>.
- [14] TelosB: DataSheet, http://www.memsic.com/userfiles/files/Datasheets/WSN/telosb_datasheet.pdf.
- [15] TinyOS, <http://tinyos.stanford.edu/tinyos-wiki>.
- [16] Contiky, <http://www.contiki-os.org/>.
- [17] H. Zimmermann, "Osi reference model the iso model of architecture for open systems interconnection", *IEEE Transaction on communications*, Vol. 28, N. 4, pp. 425-432, 1980.
- [18] RFC 7252, <https://www.rfc-editor.org/info/rfc7252>, Giugno 2014.
- [19] R. T. Fielding, "Architectural Styles and the Design of Network-based Software Architectures0", *Tesi di Dottorato, University of California, Irvine*, 2000.
- [20] RFC 768, <https://tools.ietf.org/html/rfc768>.
- [21] T. Tsvetkov, A. Klein, "Rpl: Ipv6 routing protocol for low power and lossy networks", *Network*, Vol. 59, 2011.
- [22] RFC 791, <https://tools.ietf.org/html/rfc791>.
- [23] RFC 8200, <https://tools.ietf.org/html/rfc8200>.
- [24] N. Kushalnagar, G. Montenegro, C. Schumacher, "Ipv6 over low-power wireless personal area networks (6lowpans): overview, assumptions, problem statement, and goals", Technical report, Intel Corp, 2007.

- [25] W. Ye, J. Heidemann, D. Estrin, "Medium access control with coordinated adaptive sleeping for wireless sensor networks", IEEE/ACM Transactions on Networking (ToN), Vol. 12, N. 3, pp. 493–506, 2004.
- [26] D. Xia, N. Vlajic, "Near-optimal node clustering in wireless sensor networks for environment monitoring", in Advanced Information Networking and Applications, 2007. AINA'07. 21st International Conference on, IEEE, pp. 632-641, 2007.
- [27] TL-MR3020: DataSheet, [http://static.tp-link.com/TL-MR3020\(EU\)_V3_Datasheet.pdf](http://static.tp-link.com/TL-MR3020(EU)_V3_Datasheet.pdf).
- [28] OpenWrt, <https://openwrt.org/>.

3 Metodologie di misura di tensione e corrente

La diffusione sul mercato di sistemi a microcontrollori e più in generale di sistemi embedded ha permesso di recente lo sviluppo di apparati di misura sempre più compatti ed efficienti.

Le periferiche dei microcontrollori, infatti, oltre a consentire l'implementazione di metodi tradizionali di misura, permettono l'interfacciamento di sensori e dispositivi in grado di soddisfare anche requisiti specifici delle applicazioni.

Gli stessi microcontrollori sono presenti nei nodi (mote) alla base nelle reti di sensori wireless (WSN). Risulta quindi naturale pensare di realizzare sistemi di misura distribuiti basati su WSN utilizzando le stesse soluzioni adottate per sistemi di misura convenzionali.

Di seguito vengono analizzati i principali metodi per la misura di tensione e corrente utilizzati nelle applicazioni che coinvolgono microcontrollori. Tale analisi ha permesso di scegliere la metodologia di misura e la tecnologia sensoristica più idonee per l'attività in oggetto inerente il monitoraggio di motori elettrici mediante WSN.

3.1 Metodi voltamperometrici

I metodi voltamperometrici [1] possono essere utilizzati per misurare tensione, corrente o il valore di resistenza elettrica. A titolo di esempio, per valutare la corrente che fluisce attraverso una resistenza di test di valore noto, si misura la caduta di tensione ai suoi capi e si applica la prima legge di ohm. Tale metodo, tra i più semplici, è però poco efficace nella misura di valori di correnti molto elevate, a causa dell'elevata dissipazione di potenza e per le conseguenti variazioni di resistività dovute all'auto-riscaldamento sulla resistenza di test.

3.2 Resistenza di Shunt

Le resistenze di Shunt sono i mezzi più versatili e convenienti per misurare la corrente. Il costo di una resistenza di Shunt varia da pochi centesimi a diversi euro: il prezzo è differenziato per valore, coefficiente di temperatura, potenza e dimensione. Il costo delle resistenze di Shunt aumenta se hanno coefficiente di temperatura bassi (TC) e per potenze più elevate, offrendo caratteristiche di precisione in piccoli package. A partire dalla legge di Ohm e conoscendo l'ordine di grandezza della corrente da misurare, è possibile progettare una resistenza di Shunt in molte applicazioni in maniera semplice e versatile. Nella scelta di un valore di resistenza di sensing basta conoscere la caduta di tensione a fondo scala attraverso la resistenza di sensing e il massimo della corrente attesa misurata per la specifica applicazione [2].

Quando possibile, la tensione ai capi della resistenza di sensing dovrebbe essere mantenuta al minimo per abbassare la potenza dissipata dall'elemento di rilevamento. La bassa potenza dissipata dalla resistenza di sensing limita il riscaldamento del resistore. Una piccola variazione della temperatura della resistenza del sensore produce una corrispondente variazione della resistenza rispetto a tutti i valori attuali di rilevamento. La stabilità e la precisione della resistenza di sensing rispetto a tutti i valori di corrente migliorano con una resistenza di shunt di valore costante.

Per la maggior parte delle applicazioni di rilevamento di corrente, il range dei valori di corrente da misurare sono noti. Il progettista sceglie quindi la caduta di tensione ammessa attraverso la resistenza di

Shunt. A titolo di esempio, assumiamo che la corrente misurata sia bidirezionale, che la tensione massima di Shunt sia $\pm 80\text{mV}$ e che il massimo valore di corrente misurato sia $\pm 100\text{A}$; il valore del resistore shunt (sense) è calcolato utilizzando l'Equazione 22.

$$E_{sense} = \frac{V_{shuntMAX}}{I_{meanMAX}} \quad (22)$$

Per questo esempio, la resistenza di Shunt, R_{sense} , è calcolata pari a $0,8\text{m}\Omega$. La Tabella 3.1 riporta un elenco di altri valori di resistenza di Shunt calcolati per una serie di valori di corrente di fondo scala. Il rate minimo di potenza per la resistenza di sensing viene calcolata nell'Equazione 23.

$$P_{ratingRES} = V_{shuntMAX} \cdot I_{meanMAX} \quad (23)$$

$I_{meanMAX}$	R_{shunt} / P_{rating} $V_{shuntMAX} = 80\text{mV}$
100 μA	800 Ω /8 μW
1mA	80 Ω /80 μW
10mA	8 Ω /800 μW
100mA	800m Ω /8mW
500mA	160m Ω /40mW
1A	80m Ω /80mW
5A	16m Ω /400mW
10A	8m Ω /800mW
50A	1.6m Ω /4W
100A	0.8m Ω /8mW
500A	0.16m Ω /40W

Tabella 3.1: Valori di resistenza di Shunt per una serie di valori di corrente di fondo scala.

Per l'esempio considerato, la potenza minima della resistenza di sensing è calcolata in 8W. È una regola generale moltiplicare per due il valore di potenza calcolato. Ciò previene il danneggiamento della resistenza di sensing, se la corrente che fluisce attraverso la resistenza di shunt è maggiore del valore della corrente massima misurata. Maggiore è il rapporto tra la potenza nominale del resistore di sensing scelto e la potenza calcolata del sistema, minore sarà il riscaldamento della resistenza in applicazioni ad alta corrente.

Il coefficiente di temperatura (TC) della resistenza di sensing degrada direttamente la precisione della misura di corrente.

La temperatura circostante la resistenza di sensing e la potenza dissipata dalla resistenza danno luogo ad un cambiamento del valore del resistore di sensing. La variazione della temperatura della resistenza rispetto alla quantità di corrente, che fluisce attraverso la resistenza, è direttamente proporzionale al

rapporto della potenza del resistore rispetto al valore di potenza dissipata. Un cambiamento nella temperatura della resistenza di sensing determina un cambiamento nel valore della resistenza sensoriale con conseguente cambiamento di precisione di misura per il sistema. La variazione di un valore di resistenza dovuta all'aumento della temperatura è calcolata utilizzando l'Equazione 24

$$\Delta R_{sense} = R_{sense} \cdot R_{senseTC} \cdot \Delta Temperature \quad (24)$$

$\Delta Temperature$ è la variazione della temperatura in Celsius, $R_{senseTC}$ è il valore del coefficiente di temperatura per una resistenza di sensing ed R_{sense} è il valore della resistenza di sensing alla temperatura iniziale.

La variazione della resistenza dell'elemento di sensing è direttamente proporzionale alla corrente che passa attraverso la resistenza.

Le dimensioni del package della resistenza di sensing determinano l'attitudine dell'elemento sensore a contrastare l'aumento della temperatura dovuto alla potenza dissipata dalla resistenza. Nella scelta della resistenza di sensing andrebbe inoltre considerata la resistenza termica, caratteristica del package, presente tra la resistenza e la temperatura al di fuori della resistenza, Θ_{ja} . Esso è infatti il parametro resistivo termico principale da considerare nel determinare l'aumento della temperatura in una resistenza. La Tabella 3.2 elenca le resistenze termiche dei dispositivi a montaggio superficiale(SMD) [3]

Resistore	Resistenza termica Θ_{ja} ($\Delta C/W$)
0406	30
2512	25
1206	32
0805	38
0603	63
0402	90

Tabella 3.2: Resistenza termica dei resistori SMD [4] .

La Tabella 3.2 conferma la conclusione intuitiva che esiste un aumento della temperatura nei package più piccoli con conseguente cambiamenti di resistenza maggiori.

Un resistore di sensing di $0.8m\Omega$ attraversato da 50A dissipa 2W. La variazione di resistenza viene calcolata usando l'Equazione 25.

$$\Delta Temperature = \Theta_{ja} \cdot I^2 \cdot R_{sense} \quad (25)$$

Nell'Equazione 25, $I^2 \cdot R_{sense}$ è la potenza dissipata dalla resistenza di shunt e Θ_{ja} è la resistenza termica del sensore scelto. Supponendo che una resistenza di sensing abbia un package 2512, la variazione della temperatura della resistenza è uguale a $50C^\circ$. Supponiamo che $R_{senseTC}$ sia $100ppm/C^\circ$. La variazione della resistenza, utilizzando l'Equazione 24, è calcolata come $4\mu\Omega$. Tale valore sembra irrisorio, ma per

interpretarlo in maniera corretta, bisogna confrontare la variazione con il valore di resistenza complessivo. Un valore di 50A di corrente modifica la resistenza dello 0,5% rispetto al valore nominale, con conseguente errore di misurazione del 0,5% dovuto alla variazione della resistenza di shunt.

La Figura 8 grafica l'errore di misura corrente dovuto all'autoriscaldamento della resistenza. I package più piccoli hanno meno materiale per impedire l'autoriscaldamento e quindi hanno evidenti limiti nella dissipazione in potenza. Un metodo per aumentare il potere dissipativo di una resistenza, mantenendo una piccola dimensione, è scegliere un package più largo. La resistenza termica di un pacchetto 0406 è circa uguale alla resistenza termica di un pacchetto 1206.

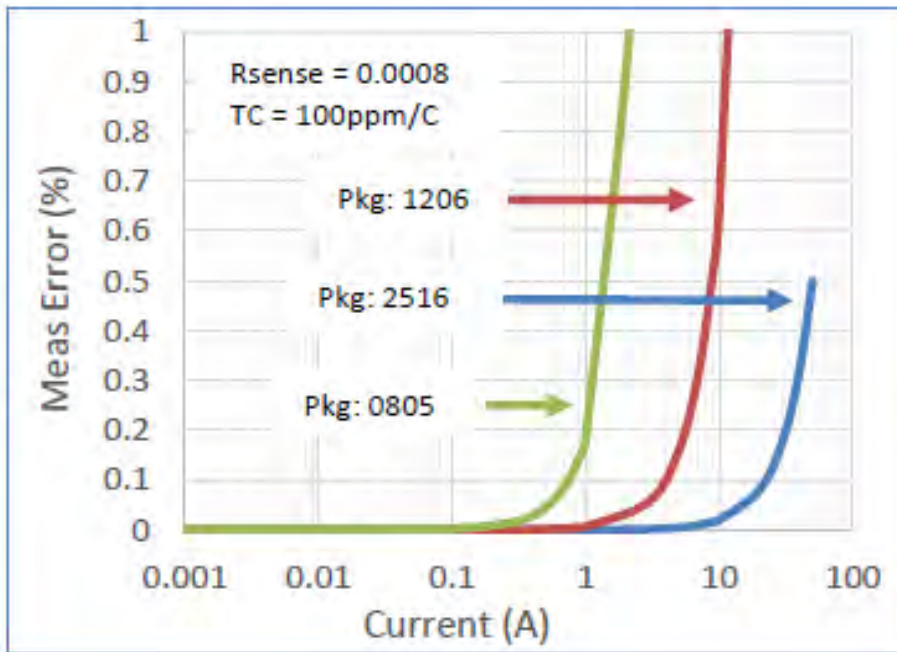


Figura 8 Diagramma dell'errore di misura di corrente causato dall'autoriscaldamento.

È spesso difficile trovare valori commerciali della resistenza di shunt per una corrente desiderata. Spesso il valore voluto della resistenza di shunt non esiste o il valore di potenza è troppo basso. Una possibile soluzione è l'utilizzo di due o più resistenze di shunt in parallelo per impostare l'intervallo di misurazione di corrente desiderato.

Supponiamo ad esempio che una resistenza di shunt da 0.8mΩ con una potenza di 8W non sia disponibile e che i valori di potenza e di resistenza di shunt disponibili per il design siano 1mΩ/4W, 2mΩ/4W e 4mΩ/4W.

In tal caso è possibile collegare in parallelo un resistore da 1mΩ e uno da 4mΩ (come illustrato in Figura 9) per creare il valore della resistenza shunt di 0,8mΩ.



Figura 9 Schema semplificato che illustra il parallelo di due resistori shunt per ottenere un valore di shunt desiderato.

Una soluzione completa deve prevedere il calcolo della potenza per ogni resistenza di shunt; questa operazione può essere effettuata mediante l'Equazione 26.

$$P_{shuntRES} = \frac{V_{shuntMAX}^2}{R_{sense}} \quad (26)$$

La potenza dissipata dalla resistenza da 1mΩ è di 6,4W, mentre 1.6W vengono dissipati dal resistore di 4mΩ. 1.6W supera il limite di rating di 1W per la resistenza di sensing da 1mΩ. Un altro approccio consiste nell'utilizzare tre resistenze di shunt in parallelo come illustrato nella Figura 10.

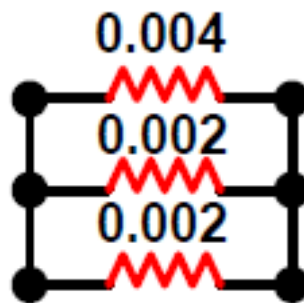


Figura 10 Aumentare il numero di resistori shunt in parallelo riduce il valore della Potenza Dissipata da ogni resistenza Shunt.

Utilizzando l'Equazione 26, la potenza dissipata da ogni resistenza di shunt corrisponde a 3,2 W per ogni resistore shunt da 2mΩ e 1,6W per la resistenza shunt da 4mΩ. In tal modo tutte le resistenze di shunt sono all'interno delle specifiche di potenza.

Una analisi più dettagliata comprende l'ottimizzazione del layout circuitale e la valutazione dei disturbi elettromagnetici [2] .

3.3 Trasformatore Amperometrico

I Trasformatori Amperometrici (TA) possono essere impiegati nella misura di correnti alternate con valori superiori a qualche decina di Ampere. Possono essere considerati dei riduttori di corrente se si considera che, essendo composti da due avvolgimenti, la corrente dell'avvolgimento secondario è proporzionale a quella del primario; il rapporto tra le spire in questi dispositivi è scelto in maniera opportuna, in modo che la corrente al secondario risulti di gran lunga inferiore a quella del primario ($I_2 = I_1 N_1 / N_2$) e possa quindi essere facilmente misurata.

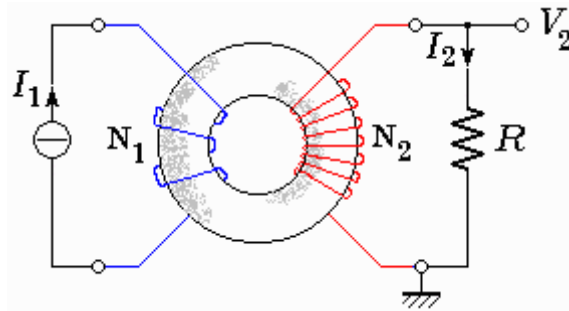


Figura 11 istema di principio di un trasformatore amperometrico.

Un **TA** in un circuito di misura presenta le seguenti proprietà:

- Isola galvanicamente il circuito/strumento di misura dal circuito su cui si sta eseguendo la misurazione;
- Se necessario riduce l'ampiezza del segnale di un fattore dato dal rapporto tra le spire;
- Converte l'intensità di corrente in una tensione quando lo strumento di misura ha un ingresso ad alta impedenza (strumento voltmetrico);
- Limita la dissipazione in potenza, presentando al primario una impedenza idealmente nulla [4] .

3.4 *Trasformatori voltmetrici*

Analogamente a quanto detto per i TA, possiamo identificare dei trasformatori che possano misurare valori di tensione (voltmetrici o TV). Tali dispositivi godono delle seguenti caratteristiche:

- possono riferire il segnale di tensione da applicare in ingresso al circuito di misura ad una massa indipendente da quella del circuito oggetto della misurazione;
- per valori di tensione elevati permettono di ridurre l'ampiezza del segnale di un fattore prestabilito.

Essendo il principio di funzionamento quello del trasformatore convenzionale si può affermare che, a vuoto, il rapporto fra le ampiezze della tensione in ingresso V_1 ed in uscita V_2 e' dato dal rapporto spire N_1 / N_2 [4] .

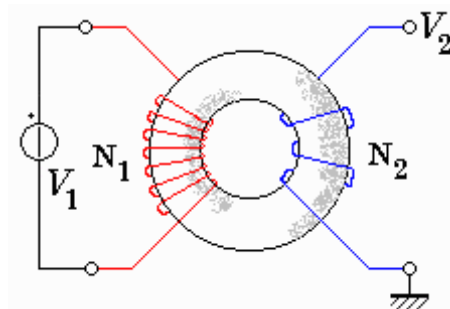


Figura 12 Sistema di principio di un trasformatore voltmetrico.

Ovviamente la situazione descritta è ideale, nella realtà il rapporto fra le ampiezze differisce dal semplice rapporto fra le spire pertanto il costruttore progetta gli avvolgimenti in maniera che il rapporto fra le ampiezze si avvicini il più possibile a quello nominale della macchina. Resta tuttavia una lieve aleatorietà nel valore del rapporto che può essere ulteriormente influenzato dalle condizioni operative: si introduce a questo scopo il parametro “incertezza di modulo”.

Anche la fase dei due segnali differisce da quella teorica che vede l'onda della tensione in uscita in fase con quella della tensione in ingresso. In questo caso l'angolo massimo di sfasamento fra ingresso ed uscita che può verificarsi nelle diverse condizioni operative viene indicato come “incertezza d'angolo”.

I dispositivi a trasformatore descritti in precedenza funzionano in un range di frequenze compreso tra i 40 Hz ed i 60 Hz, per valori di frequenza maggiori e per correnti elevate ad essi sono preferibili i sensori a effetto Hall.

3.5 Sensori di corrente ad effetto Hall

I sensori a effetto Hall sono generalmente impiegati per la misura di correnti e/o tensioni in applicazioni in cui bisogna coniugare basse perdite e valori di corrente elettrica molto elevati [5] [6]. Un sensore a effetto Hall utilizza la forza di un campo magnetico emesso da un conduttore nelle vicinanze per determinare il valore della corrente che passa attraverso un altro conduttore; in altre parole, tali dispositivi misurano a distanza la corrente indotta attraverso un conduttore misurando la grandezza del campo magnetico proveniente da un sistema più o meno complesso (una traccia, un generatore). Le applicazioni di misura inerenti correnti sopra 200A ricorrono all'impiego di questa famiglia di dispositivi poiché l'impiego dei metodi descritti in precedenza, che coinvolgono resistenze di sensing, avrebbero perdite di potenza troppo elevate, inficiando di fatto la misura.

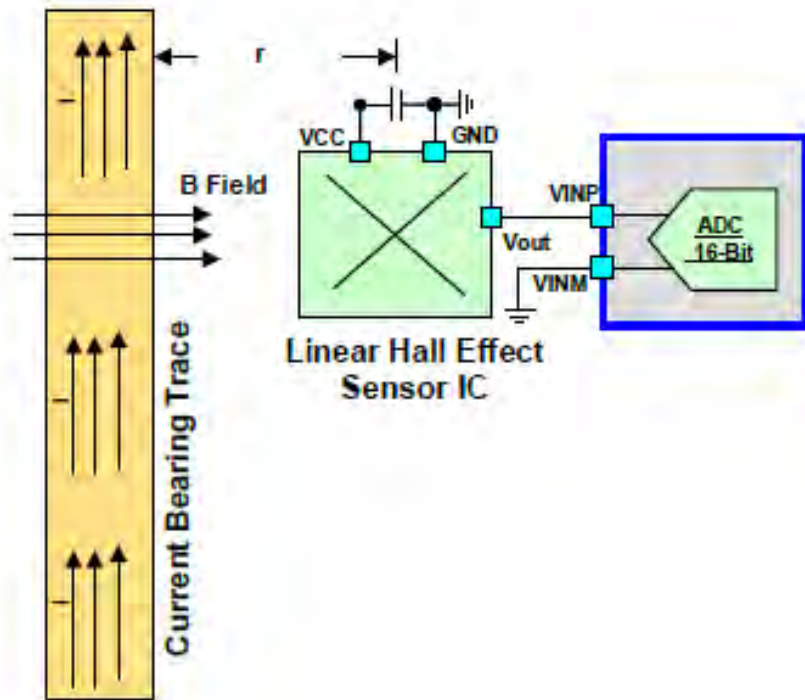


Figura 13 Esempio di un sensore.

La Figura 13 illustra il concetto di base di un'applicazione di misura di corrente di effetto Hall. Il circuito di Figura 13 misura la corrente attraverso la traccia misurando il campo magnetico B emesso dalla corrente che scorre nella traccia. Il campo B è direttamente proporzionale all'ampiezza e alla direzione della corrente che scorre attraverso la traccia. Il campo B è perpendicolare al flusso di corrente. La direzione del campo B rispetto al flusso di corrente è illustrata in Figura 14.

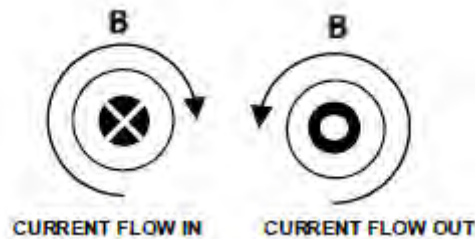


Figura 14 Flusso di corrente rispetto alla direzione del campo magnetico.

La relazione matematica tra la corrente e il campo magnetico è rappresentata dalla Equazione 27 per un filo. μ_0 è la permeabilità del campo magnetico. Il valore di permeabilità, μ_0 , dello spazio libero è uguale a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

Il valore r è la distanza in metri tra il conduttore e il sensore lineare a Effetto Hall. La variabile I è la corrente in Ampere che scorre attraverso il conduttore. B è il campo magnetico in Gauss.

$$I = \frac{2 \cdot \pi \cdot r \cdot B}{\mu_0} \quad (27)$$

Una traccia ha un'equazione leggermente diversa, ma per semplicità, qui si utilizza l'Equazione 27 per discutere la relazione tra i campi di corrente e quelli magnetici. Dalla Equazione 27, la forza del campo magnetico diminuisce quando la distanza tra il conduttore e il sensore aumenta. Un sensore lineare a effetto Hall converte il campo magnetico misurato in una corrente o una tensione. Il guadagno del sensore è in genere riportato come mV/G o mA/G. Alcuni produttori riportano il guadagno rapportato al Tesla (un Tesla è pari a 10.000 Gauss).

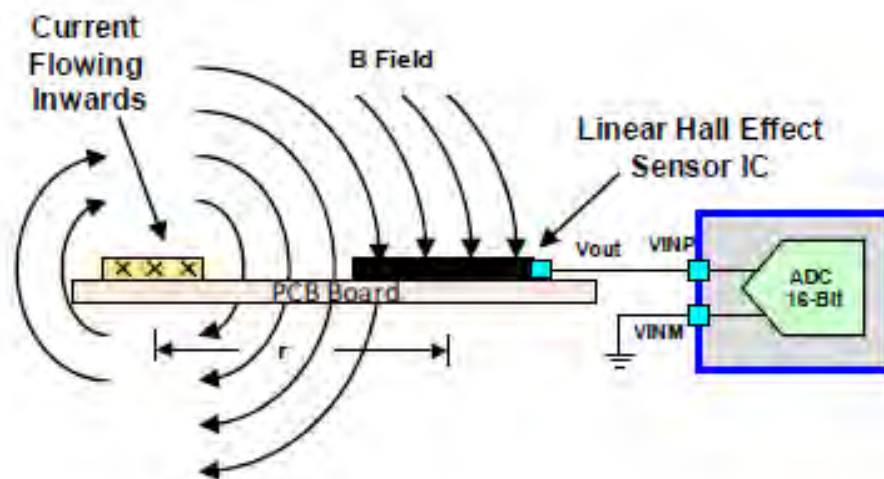


Figura 15 Profilo laterale del circuito di misura in Figura 14.

A titolo di esempio, supponiamo che una corrente di 200A scorra attraverso una traccia con una distanza di 0,03 m dal centro della traccia al centro del chip a effetto Hall. Qual è il campo magnetico atteso al centro del sensore? Se il sensore ha un guadagno di 5mV/G, quale è la tensione di uscita del sensore?

Utilizzando la relazione semplificata nell'Equazione 27, il campo magnetico è 13.33G. L'uscita dal sensore è calcolata per essere pari a 66,67mV.

I sensori lineari a effetto Hall sono circuiti attivi che traggono tra 3mA e 10mA di corrente. I livelli di rumore del sensore in media sono circa 25mV o 5G. Nelle applicazioni che presentano basse correnti o grandi distanze tracce-sensori, tali dispositivi non sono una buona scelta a causa del livello di rumore del sensore, così come la corrente estratta dal sensore. Nella misura di campi magnetici deboli è importante tenere conto dell'ambiente circostante. Un sensore lineare a effetto Hall misura il campo magnetico totale disponibile nella posizione impostata. Di conseguenza i campi magnetici di disturbo, dovuti a linee di campo concatenate con il dispositivo, cambieranno l'accuratezza della misura. Il sensore misurerà anche i cambiamenti nei campi magnetici ambientali. Un cambiamento nel campo magnetico ambientale potrebbe essere causato da una commutazione di un motore o da qualsiasi dispositivo che irradia energia. In tal caso è possibile frapporre uno schermo magnetico che racchiuda la traccia del cuscinetto corrente e il sensore a effetto Hall, in maniera da controllare il campo magnetico ambientale. La Figura 16 illustra un involucro in metallo, noto come gabbia di Faraday, che racchiude la traccia e il sensore.

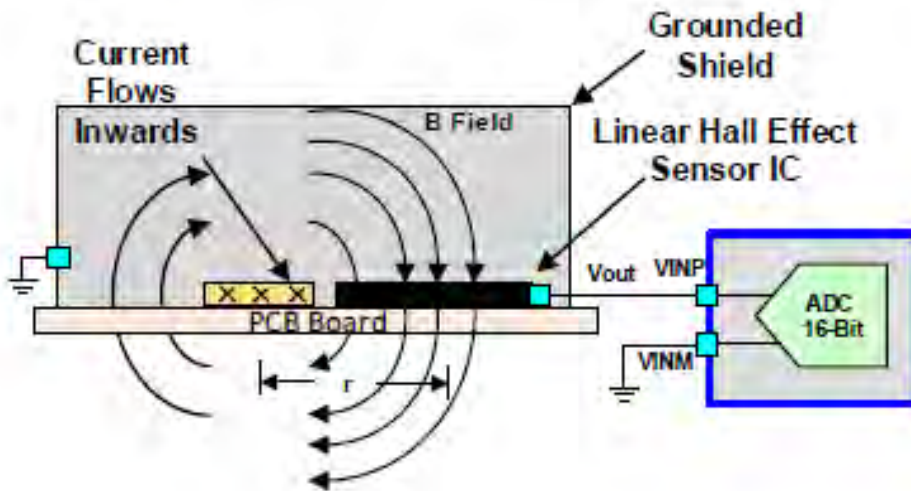


Figura 16 Schermatura del conduttore e del sensore migliorerà la misurazione per bassi valori di campo magnetico.

Lo schermo della Figura 16 deve essere connesso a ground.

Recentemente sono stati immessi sul mercato sensori effetto Hall che integrano il percorso della corrente di conduzione, forniscono schermature ambientali e i circuiti di compensazione della temperatura in un unico pacchetto. L'integrazione del percorso della corrente di conduzione semplifica il calcolo del guadagno tra la corrente che scorre attraverso il conduttore e la tensione di uscita. La soluzione a singolo chip semplifica la progettazione del circuito di misura e la sua applicazione, come può essere visto in Figura 17.

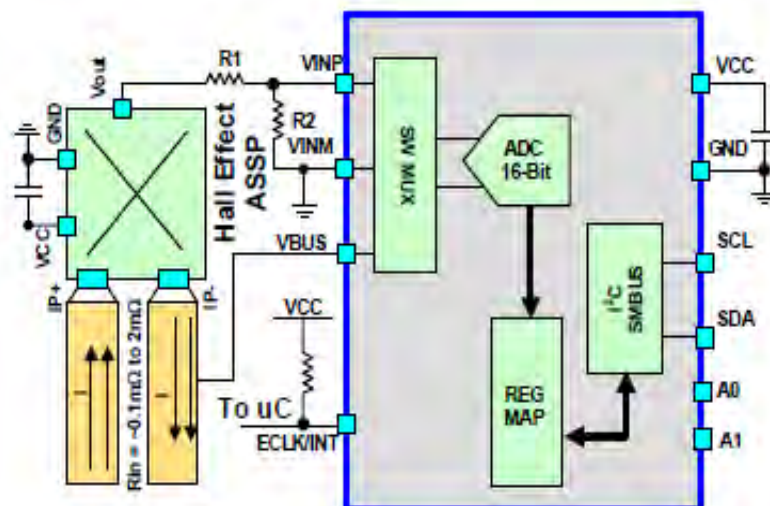


Figura 17 Un diagramma di circuito semplificato di un sensore di effetto Hall che integra il percorso di conduzione corrente.

Il percorso di conduzione integrato (IP +, IP-) ha una resistenza che va da 0.1mΩ a 2mΩ. Il sensing descritto nella Figura 17 non è un sistema lossless a causa della perdita associata al percorso di conduzione integrato.

Concludendo possiamo affermare che la tecnologia a effetto Hall consente un design più semplice, una maggiore precisione e una migliore immunità al rumore. Nel caso di sensori di corrente, l'applicazione consigliata è nella misura di valori elevati, considerando che tali dispositivi dissipano una potenza inferiore a quella riguardante le resistenze di shunt.

Per tali motivi, come sarà meglio chiarito nel prossimo Capitolo, si è scelto di adottare sensori a effetto Hall per il progetto in oggetto. Va però detto che tale soluzione comporta di contro costi superiori nella realizzazione delle schede di sensing.

Bibliografia

- [1] Renzo Frulla, Sensori e Trasduttori Industriali, Ed. il Rostro.
- [2] Intersil Application Notes.
<https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/whitepapers/amplifiers/current-sense-measurements.pdf>.
- [3] Vishay Application Notes (28844 and 60122) Thermal Management in Surface-Mounted Resistor Applications.
- [4] G. Zingales "Metodi e strumenti per le misure elettriche" Editore: UTET.
- [5] ABB Technical Catalog Current Sensors and Voltage Sensors,
[http://www02.abb.com/global/atabb/atabb104.nsf/0/4b9d658ae545650dc1257475002cd988/\\$file/Elektronische_Strom_Spannungswandler.pdf](http://www02.abb.com/global/atabb/atabb104.nsf/0/4b9d658ae545650dc1257475002cd988/$file/Elektronische_Strom_Spannungswandler.pdf).
- [6] LEM Technical Catalog Current Sensors and Voltage Sensors,
http://www.lem.com/images/stories/files/Markets/Industry/cae130621_1_web.pdf.

4 Sensor Board

4.1 Premessa generale

Come discusso nel Capitolo 1, le principali grandezze fisiche che caratterizzano il funzionamento di un motore sono la potenza elettrica e la velocità di rotazione. La potenza elettrica di un motore trifase, distinta nelle sue componenti attiva (P) e reattiva (Q), nell'ipotesi che il motore sia in condizioni nominali, ovvero alimentato da un terna simmetrica di tensioni e si comporti da carico equilibrato, può essere determinata utilizzando le relazioni seguenti

$$P=3 \cdot V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad Q=3 \cdot V \cdot I \cdot \sin(\varphi) \quad (28)$$

ovvero misurando il valore efficace della tensione di fase applicata al motore (V), il valore efficace della corrente assorbita (I) e lo sfasamento (φ) tra tensione e corrente.

I valori suddetti possono quindi essere ricavati dall'analisi delle forme d'onda di tensione e corrente, mediante un sistema di misura schematizzato in Figura 18. Nello schema a blocchi di Figura 18 sono riconoscibili, oltre al motore, altri tre sottosistemi (sensing, condizionamento e acquisizione) di seguito descritti.



Figura 18 Schema a blocchi del sistema di misura.

Il *blocco di sensing* permette, tramite opportuni trasduttori, di ottenere dei segnali legati alle tensioni e alle correnti del motore, disaccoppiando il motore dal resto del sistema di misura proteggendolo da eventuali sovratensioni; il *blocco di acquisizione*, costituito da un nodo sensore basato su un microcontrollore, ha il compito di memorizzare, elaborare ed eventualmente ritrasmettere i segnali acquisiti; tra i blocchi suddetti vi è poi un *blocco di condizionamento* che provvede ad adattare la dinamica dei segnali provenienti dal blocco di sensing alla dinamica del sistema di acquisizione.

Nell'ambito del progetto si è realizzata una scheda multicanale basata sullo schema suddetto, capace di acquisire fino a tre livelli di tensione e tre livelli di corrente contemporaneamente. Tale scheda può quindi essere utilizzata per misurare tensioni e correnti relative alle tre fasi di uno stesso motore trifase, permettendo di misurarne la potenza anche in condizioni non nominali; in alternativa la scheda può essere utilizzata per misurare contemporaneamente tensioni e correnti di più motori (fino a tre motori monofase o tre motori trifase in condizioni nominali).

4.2 Blocco di sensing

Come analizzato nel Capitolo 3, esistono vari metodi per misurare tensioni e correnti di un dispositivo. Il più comune ed immediato consiste nell'utilizzo di una resistenza di *shunt* in serie al dispositivo in modo da misurare la tensione ai capi della resistenza e risalire così al valore di tensione e corrente del dispositivo stesso. Questo metodo, seppur ottimale da un punto di vista dei costi, presenta diversi svantaggi tra cui la scarsa precisione di misura e il problema del non isolamento elettrico fra la parte di sensing e la parte di acquisizione che potrebbe comportare il danneggiamento del sistema di misura qualora il motore si trovasse in condizioni non nominali.

Per realizzare il sistema di sensing si è quindi optato per sensori ad effetto Hall, specificatamente LV-25P [1] per la misura delle tensioni e HAI5 50-P [2] per la misura delle correnti, prodotto entrambi dalla LEM.

Di seguito vengono fornite alcune informazioni sui sensori suddetti e sul dimensionamento degli elementi circuitali atti a determinarne le condizioni di funzionamento.

Il sensore di tensione LV-25P, prodotto dalla LEM, genera in uscita una tensione sinusoidale direttamente proporzionale alla tensione misurata.



Figura 19 LEM di tensione LV 25-P.

Il comportamento del dispositivo è simile a quello di un trasformatore al cui primario scorre, attraverso una resistenza R_1 opportunamente dimensionata, una corrente legata alla tensione da misurare. La corrente al secondario è proporzionale alla corrente al primario e al rapporto spire del trasformatore, pari a 2.5. La tensione d'uscita si ottiene da una resistenza R_M posta in uscita al sensore.

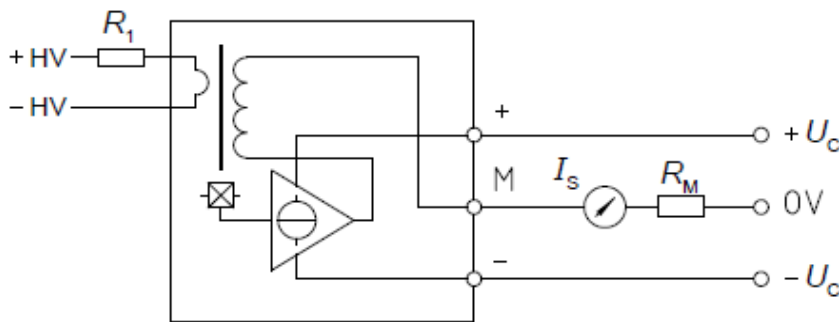


Figura 20 Schema di funzionamento del LEM LV 25-P.

La resistenza R_1 è stata dimensionata sulla base della corrente nominale al primario del trasformatore ($I_{PN} = 10 \text{ mA}$, indicata nei datasheet del dispositivo [1]). Più precisamente, assumendo una tensione massima efficace ai capi del motore pari a $V_{MAX} = 400 \text{ V}$, dalla legge di Ohm si ottiene:

$$R_1 = \frac{V_{MAX}}{I_{PN}} = \frac{400}{10 \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ k}\Omega \quad (29)$$

Si è quindi scelto per la resistenza R_1 il valore commerciale di 47 k Ω .

Infine, dovendo tale resistenza dissipare una potenza pari a :

$$P_1 = R_1 \cdot I_{PN}^2 = 47 \cdot 10^3 \cdot (10 \cdot 10^{-3})^2 = 4.7 \text{ W} \quad (30)$$

si è optato per una resistenza di tipo ceramico da 5W.

Per quanto riguarda la resistenza d'uscita R_M , il datasheet del dispositivo suggerisce di utilizzare valori compresi tra 100 e 350 Ω (valori suggeriti in corrispondenza di una tensione di alimentazione di $\pm 15V$). Si è quindi scelto il valore di 100 Ω per ridurre al minimo la potenza dissipata.

Sulla base dei valori di resistenza scelti si ha il seguente legame fra la tensione di fase del motore e la tensione in uscita al sensore:

$$V_{out} = I_s \cdot R_M = N \cdot I_{PN} \cdot R_M = \frac{V_M}{R_1} \cdot N \cdot R_M = \frac{V_M}{188} \quad (31)$$

Per cui, così dimensionato, il circuito di sensing ha come effetto quello di scalare il valore della tensione sul motore di un fattore pari a 188.

Per quanto riguarda i sensori di corrente, sono stati utilizzati i dispositivi HAIS 50-P prodotti dalla LEM [2]



Figura 21 LEM di corrente HAIS 50-P.

Si tratta di un sensore che necessita di alimentazione singola di +5 V e il cui principio di funzionamento si basa sull'effetto Hall (si veda il Capitolo 3). Tali sensori richiedono che la corrente da misurare, nel caso specifico la corrente di fase del motore, percorra un filo conduttore avvolto attorno al sensore stesso; il numero di avvolgimenti (N) determina il legame tra la corrente misurata e la tensione di uscita del sensore secondo la seguente relazione:

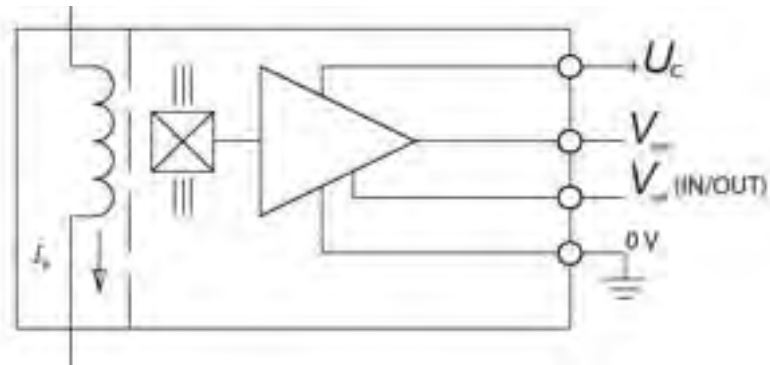


Figura 22 Schema di funzionamento del LEM HAIS -P.

$$V_{OUT} = V_{OE} + \left(0.625 \cdot \frac{I_P}{I_{PN}} \cdot N \right) \quad (32)$$

Nell'equazione suddetta I_P rappresenta la corrente misurata mentre I_{PN} rappresenta la corrente nominale massima al primario (pari a 50A per il dispositivo in questione), N è il numero di avvolgimenti del filo conduttore (scelto pari a 3), infine V_{OE} è una tensione di offset (pari a 2.5V).

$$V_{OUT} = V_{OE} + \left(0.625 \cdot \frac{I_P}{I_{PN}} \cdot N \right) = 2.5 + \frac{I_P}{26.67} \quad (33)$$

Così dimensionato il circuito di sensing ha come effetto quello di scalare il valore della corrente sul motore di un fattore pari a circa 26.67.

Oltre ai sensori suddetti, il blocco di sensing realizzato nell'ambito dell'attività mette a disposizione un circuito basato su un fotosensore che può essere impiegato per misurare la velocità di rotazione del motore.



Figura 23 Sistema di acquisizione della velocità.

Il circuito in questione (si veda la Figura 23) si compone di due parti: una prima parte, basata su un diodo LED alimentato a batterie, è montata in modo da essere solidale al motore (più precisamente è fissata al motore in modo che il LED sia perpendicolare all'asse di rotazione del motore stesso); la seconda parte, basata su una fotoresistenza, è solidale con la scheda di sensing e posizionata in modo tale che, per un particolare angolo di rotazione, la fotoresistenza sia allineata con il diodo LED. Come conseguenza dell'effetto fotoelettrico, la fotoresistenza avrà una riduzione del suo valore resistivo ogni qual volta

viene illuminata dal LED. Ne consegue che, a seguito della rotazione del motore, il valore della resistenza varierà periodicamente con un periodo pari al periodo di rotazione del motore stesso. Alimentando quindi la fotoresistenza e misurando la caduta di potenziale v_f ai suoi capi è possibile quindi risalire alla velocità di rotazione del motore. Più precisamente, indicando con T il periodo della tensione v_f , la velocità di rotazione in giri al minuto può essere ricavata semplicemente come:

$$n_s = \frac{60}{T} \quad (34)$$

Il periodo T può essere ricavato con tecniche di analisi spettrale (si veda a tal fine il Capitolo 5) determinando la frequenza f_{pmax} alla quale si ha il picco massimo dello spettro e calcolandone il reciproco.

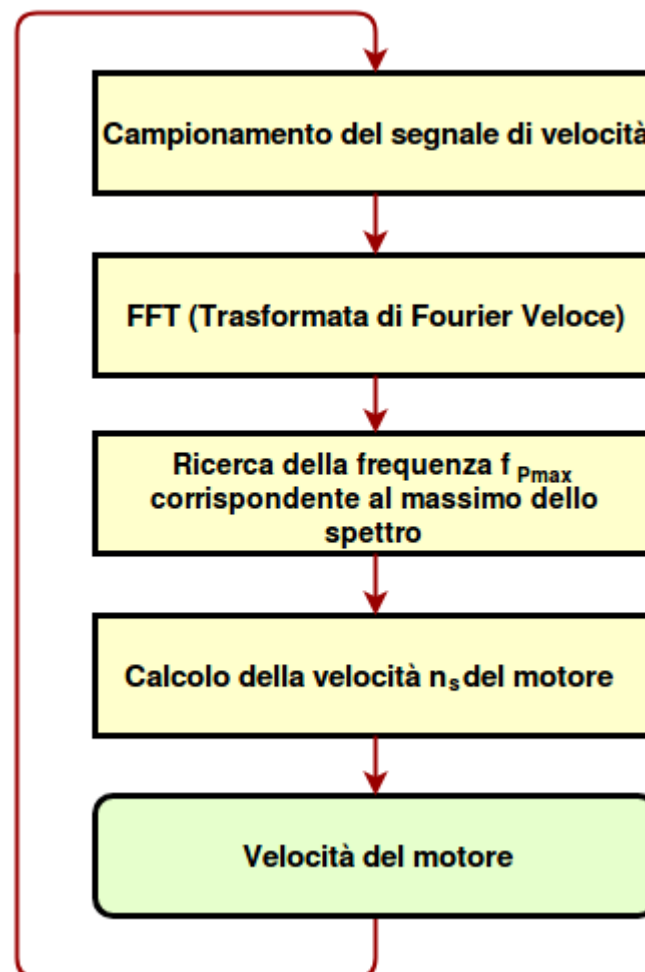


Figura 24 Diagramma di flusso della metodologia di misura.

Il diagramma di flusso di Figura 24 sintetizza la metodologia di misura adoperata. Le misure sperimentali hanno mostrato che l'allineamento fra fotoresistore e LED non è particolarmente critico ma che la misura può essere inficiata nel caso di ambienti particolarmente luminosi o in presenza di lampade a neon

(questi ultimi si comportano infatti come una sorgente di rumore a 50Hz). In tal caso la metodologia di misura rimane valida purché si sostituisca al LED un diodo ad infrarossi (IRED) e alla fotoresistenza un fotorilevatore ad infrarossi.

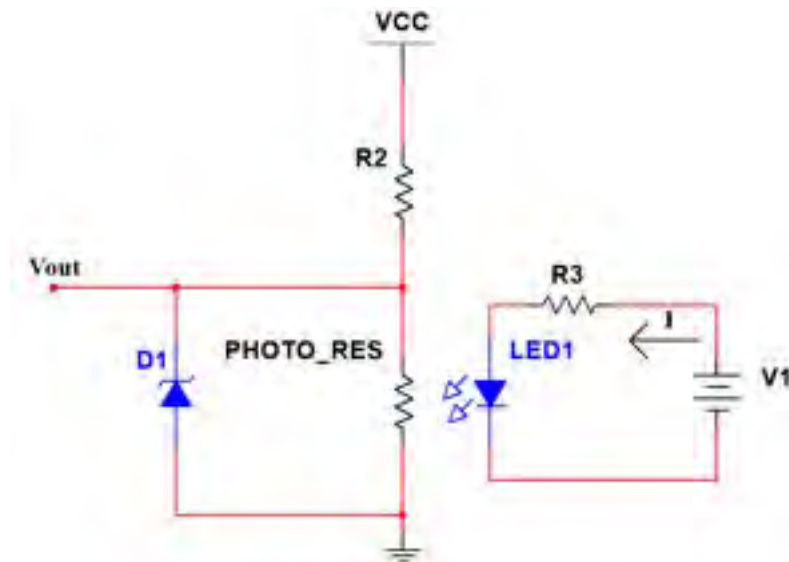


Figura 25 Misura della velocità per tramite di una fotoresistenza.

In Figura 25 è illustrato il circuito elettrico utilizzato. Il diodo LED è alimentato con due batterie AA da 1.5 V per tramite di una resistenza R_3 dimensionata in modo da avere ai capi del diodo LED una tensione di 2.2V in corrispondenza di una corrente di 15 mA. Nel calcolo si è tenuto conto che le due batterie possano essere parzialmente scariche ma tali da fornire una tensione minima di 2.7V:

$$R_3 = \frac{V_I - V_{LED}}{I} = \frac{2.7 - 2.2}{15 \cdot 10^{-3}} = 33 \ \Omega \quad (35)$$

Tenuto conto che il valore suddetto non è un valore commerciale, si è quindi adoperata una resistenza da 33 Ω . La resistenza R_2 in serie al fotoresistore è stata scelta pari a 10k Ω , in considerazione dei valori di resistenza del fotoresistore (compresi tra i 5k Ω e i 12k Ω in condizioni di illuminazione e di 1M Ω in condizioni di buio). Si noti che il fotoresistore può essere alimentato dallo stesso nodo sensore; in tal caso in uscita al blocco di sensing si ha una tensione di circa 3V in condizioni di buio e superiore ad 1V in condizione di illuminazione. Il diodo zener in parallelo alla fotoresistenza permette in ogni caso di collegare l'uscita del circuito direttamente ad un microcontrollore, limitando la tensione massima in uscita a 3.3V e proteggendo il sistema anche in caso di valori superiori dell'alimentazione.

4.3 Blocco di condizionamento

Il blocco di condizionamento ha il compito di rendere compatibili i segnali in uscita dal blocco di *sensing* con la dinamica del sistema di acquisizione dati; in particolare esso garantisce che tutti i segnali in ingresso al blocco di acquisizione siano compresi fra 0 e 3.3V.

Si ritiene importante ricordare che adattare i segnali alla dinamica del sistema di acquisizione, tipicamente basato su convertitori analogico-digitali (ADC), risulta importante al fine di ridurre l'effetto del rumore di quantizzazione. Nel caso specifico, il sistema di acquisizione è rappresentato da un microcontrollore con una dinamica degli ADC che va da 0 a 3.3V e con una risoluzione, sull'intero range,

di 10 bit. L'obiettivo finale del blocco di condizionamento è dunque quello di far rientrare i segnali esattamente nel range suddetto, in modo da sfruttare la massima risoluzione dell'ADC.

Lo schema a blocchi del circuito di condizionamento realizzato è illustrato in Figura 26. esso si compone di un traslatore di tensione, realizzato mediante un partitore resistivo, e da un amplificatore con guadagno variabile. Sia l'offset introdotto dal traslatore quanto il guadagno dell'amplificatore possono essere impostati attraverso opportuni potenziometri. Sono di seguito illustrati nel dettaglio i circuiti progettati per il blocco di condizionamento. Si illustrerà inoltre con un esempio, relativo ad un motore della ABB da 0.75kW con corrente massima di 3.1A, come occorre fissare il valore dei potenziometri in modo da raggiungere l'obiettivo suddetto.

Si ritiene opportuno evidenziare che, sebbene lo schema di Figura 26 sia valido quanto per i segnali di tensione quanto per quelli di corrente, è stato necessario dimensionare due differenti circuiti di condizionamento, essendo differenti le dinamiche dei segnali di corrente e di tensione all'uscita del blocco di sensing.



Figura 26 Schema a blocchi del circuito di condizionamento.

Il blocco di condizionamento realizzato per il sensore di corrente HAI5 50-P è illustrato in Figura 27 (per la parte di traslazione) e in Figura 28 (per la parte di amplificazione).

Il primo elemento del circuito di traslazione (Figura 27) è il condensatore C_1 , il quale ha lo scopo di eliminare la componente continua presente nel segnale in uscita al blocco di sensing (la componente $V_{OE}=2.5V$ dell'Equazione 33). E' stato scelto il valore di $1\mu F$ per evitare che il condensatore e le resistenze a valle si comportino da filtro attenuando il segnale da condizionare. Successivamente si ha un partitore di tensione per fissare il nuovo valore di *offset* desiderato sfruttando l'alimentazione di $+15V$.

Considerando l'Equazione 33 e i dati di targa del motore (che indicano un valore massimo della corrente I_P di 3.1A) è possibile asserire che il valore di picco atteso della componente sinusoidale del segnale all'uscita dell'unità di sensing sarà inferiore a $3.1/26.67=116mV$. Pertanto, avendo rimosso la componente continua, il segnale oscillerà al più tra $-116mV$ e $+116mV$.

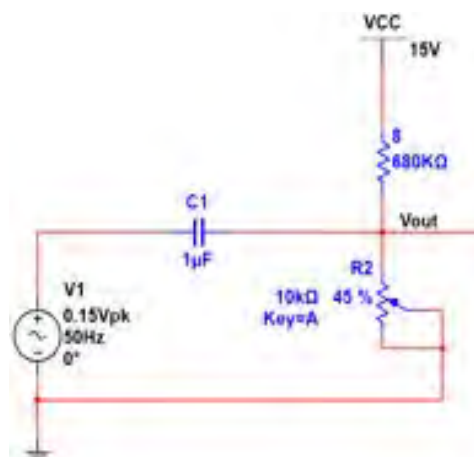


Figura 27 Schema circuitale per la traslazione del segnale corrente.

In pratica per realizzare la resistenza R_2 si è scelto di adoperare un potenziometro da 10k Ω e di regolare il valore di *offset* in fase di set-up; a tal fine è sufficiente misurare la tensione $V_{OUT,DC}$ in uscita al traslatore non alimentando il motore e variare la posizione del potenziometro finché non si ottiene l'offset desiderato. L'utilizzo di un potenziometro permette di riutilizzare il circuito realizzato anche per il monitoraggio di altri motori (con correnti fino a 5.8A lasciando lo stesso potenziometro o fino a 50A sostituendo il potenziometro da 10k Ω con uno da 100k Ω).

Il segnale V_{OUT} in uscita al traslatore, dato dalla somma della componente DC introdotta dal traslatore e della componente AC proveniente dal sensore di corrente, viene fornito in ingresso ad uno stadio di amplificazione, realizzato mediante un amplificatore operazionale LM741CN in configurazione non invertente (si veda la Figura 28).

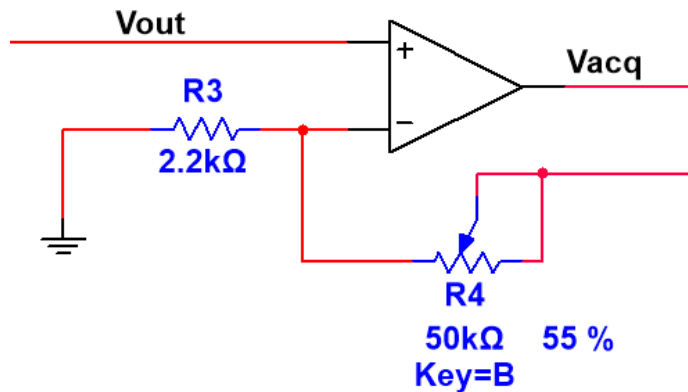


Figura 28 Schema circuitale dell'amplificatore non invertente.

Lo scopo del circuito è quello di fornire un segnale d'uscita fra 0 e 3.3 V. Analizzando il circuito in ipotesi di linearità si ha:

$$V_{ACQ} = V_{OUT} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (36)$$

Essendo V_{OUT} un segnale positivo che oscilla tra 0 e 232mV, per ottenere un segnale con tensione massima di 3.3V sarebbe possibile imporre una amplificazione pari a 14.22 ($3.3/0.232=14.22$). Al fine di considerare la possibile presenza di rumore si è deciso di ridurre l'amplificazione del 5% ovvero limitarne l'amplificazione a 13.5. Tale valore di amplificazione può essere ottenuto scegliendo come valori delle resistenze di retroazione $R_4=27.5k\Omega$ e $R_3=2.2k\Omega$.

Si ha infatti $V_{ACQ} = V_{OUT} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = 0.232 \cdot \left(1 + \frac{27.5 \cdot 10^3}{2.2 \cdot 10^3} \right) = 0.232 \cdot 13.5 = 3.13 \text{ V} < 3.3 \text{ V}$.

Anche in questo caso un trimmer è stato utilizzato al posto della resistenza R_4 , permettendo così di modificare il guadagno di amplificazione. Si noti che il trimmer può essere facilmente regolato in fase di set-up; a tal fine è sufficiente, dopo aver regolato l'offset del traslatore, misurare la tensione V_{ACQ} in uscita all'amplificatore e variare la posizione del potenziometro finché non si ottiene $V_{ACQ} = 1.56V$.

Si osservi infine che con i valori suddetti si ha il seguente legame fra la corrente misurata sul motore e la tensione in uscita al circuito di condizionamento

$$V_{ACQ} = \frac{I_P}{G_I} \quad \text{con } G_I = 26.67/13.5 = 1.98. \quad (37)$$

Pur trattandosi di una tensione, in seguito ci si riferirà a tale segnale come I_{acq} , ciò al fine di enfatizzare il fatto che il segnale è legato alla corrente di fase del motore.

Per quanto riguarda il circuito di condizionamento realizzato per il sensore di tensione LV 25-P, anche in questo caso si è adoperato un circuito a due stadi, un primo stadio di traslazione basato su un partitore resistivo (Figura 29) e un secondo stadio di amplificazione realizzato con un amplificatore in configurazione invertente (Figura 30).

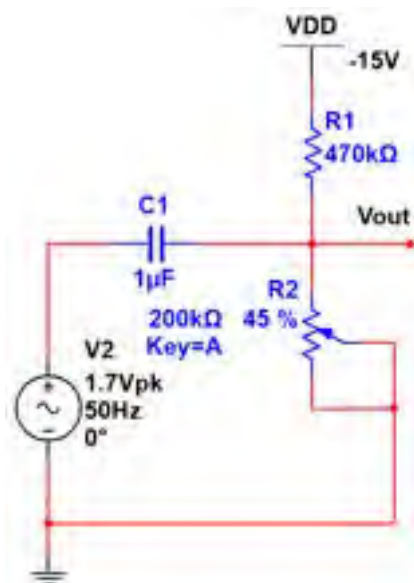


Figura 29 Circuito traslatore di tensione.

Il circuito è stato dimensionato considerando la tensione di alimentazione tipica per i motori trifase (pari a 230V efficaci fra fase e neutro e 400V fra due fasi) ovvero un valore di picco del segnale sinusoidale tra fase e neutro pari a $V_M=325V$. Pertanto, sulla base dell'Equazione 31, il valore massimo della tensione all'uscita del sensore di tensione, nell'ipotesi di motore con collegamenti a stella, sarà:

$$\frac{V_M}{188} = 1.73 \text{ V} \quad (38)$$

Il segnale viene traslato mediante un partitore di tensione progettato per introdurre un offset negativo superiore al valore suddetto ed avere un segnale $V_{OUT,DC} < 0$ in uscita al traslatore (si noti che ciò è necessario per ottenere un segnale positivo all'uscita del secondo stadio).

In particolare è stato scelto un offset pari a -2.4V che può essere realizzato scegliendo come valori di resistenza del partitore di Figura 29 $R_2=90k\Omega$ e $R_1=470k\Omega$, infatti

$$V_{OUT} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -15 \cdot \frac{90 \cdot 10^3}{(90 + 470) \cdot 10^3} = -2,4 \text{ V} \quad (39)$$

Il valore suddetto è stato scelto in modo tale che se il sistema venisse erroneamente utilizzato per misurare tensioni di linea anziché di fase si avrebbe in ingresso al sistema di acquisizione una tensione comunque superiore a -0.5V (al di sotto di tale valore si rischierebbe di danneggiare il sistema di acquisizione).

Considerando l'Equazione 31, e il valore di *offset* suddetto si avrà in uscita al traslatore una sinusoide i cui valori ricadono nel range -0,7 V e -4,15 V. Da qui si intuisce dunque che lo stadio amplificatore dovrà presentare un guadagno inferiore a uno in modo da attenuare i valori suddetti (oltre che invertirli di segno). A tale scopo è stato utilizzato un amplificatore operazionale LM741CN in configurazione invertente (si veda la Figura 30).

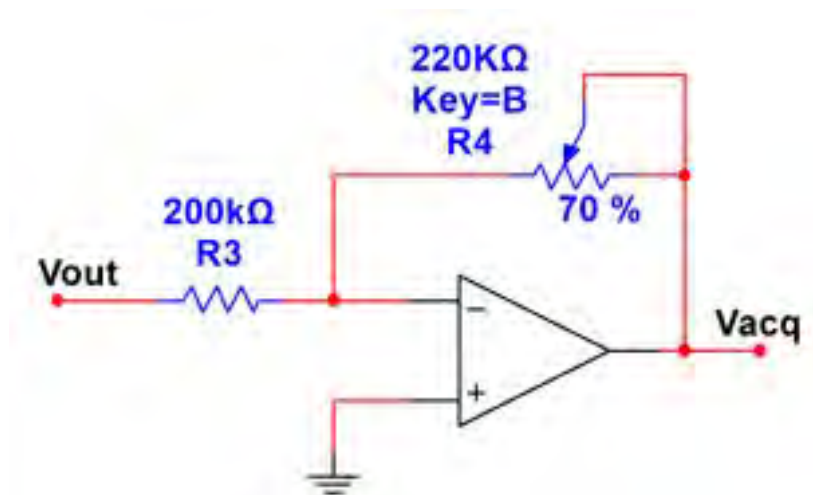


Figura 30 Schema circuitale dell'amplificatore invertente.

Analizzando il circuito di Figura 30 in ipotesi di linearità si ricava il seguente legame ingresso-uscita:

$$V_{acq} = -\frac{R_4}{R_3} \cdot V_{OUT} \quad (40)$$

Per ottenere un valore di tensione V_{acq} inferiore a 3,3V in uscita al blocco di condizionamento è possibile fissare come valori delle resistenze di retroazione pari a $R_4=154k\Omega$ e $R_3 =200k\Omega$. Si ha infatti

$$V_{acq,max} = -\frac{R_4}{R_3} \cdot V_{OUT,min} = -0,77 \cdot (-4,15) = 3,2V < 3,3V .$$

Si noti che il guadagno suddetto può essere imposto variando il potenziometro R_1 finché a motore spento la tensione in uscita al traslatore non risulta pari a -2.42V e successivamente variando il valore del potenziometro R_4 finché la tensione di uscita all'amplificatore invertente V_{acq} non risulti pari a 1.86V.

Si osservi infine che con le regolazioni suddette si ha il seguente legame fra la tensione misurata sul motore e la tensione in uscita al circuito di condizionamento

$$V_{acq} = \frac{V_M}{G_V} \quad \text{con } G_V = 188/0.77 = 244 \quad (41)$$

4.4 Procedura di calibrazione

I valori precedentemente determinati analiticamente possono essere facilmente ottenuti sperimentalmente regolando i potenziometri secondo la seguente procedura di calibrazione (da eseguire

a motore spento). Con riferimento alla Figura 31 dove è riportato lo schema circuitale del blocco di condizionamento riferito ad una delle fasi del motore, occorre:

- 1) variare il potenziometro OFF_TENS fino ad ottenere una tensione ai suoi capi pari a -2.42V;
- 2) variare il potenziometro AMP_TENS fino ad ottenere una tensione V_{acq} in uscita all'amplificatore pari a 1.86V;
- 3) variare il potenziometro OFF_COR fino ad ottenere ai suoi capi una tensione di 116mV;
- 4) variare il potenziometro AMP_COR fino ad ottenere in uscita all'amplificatore una tensione (I_{acq}) pari a 1.56V.

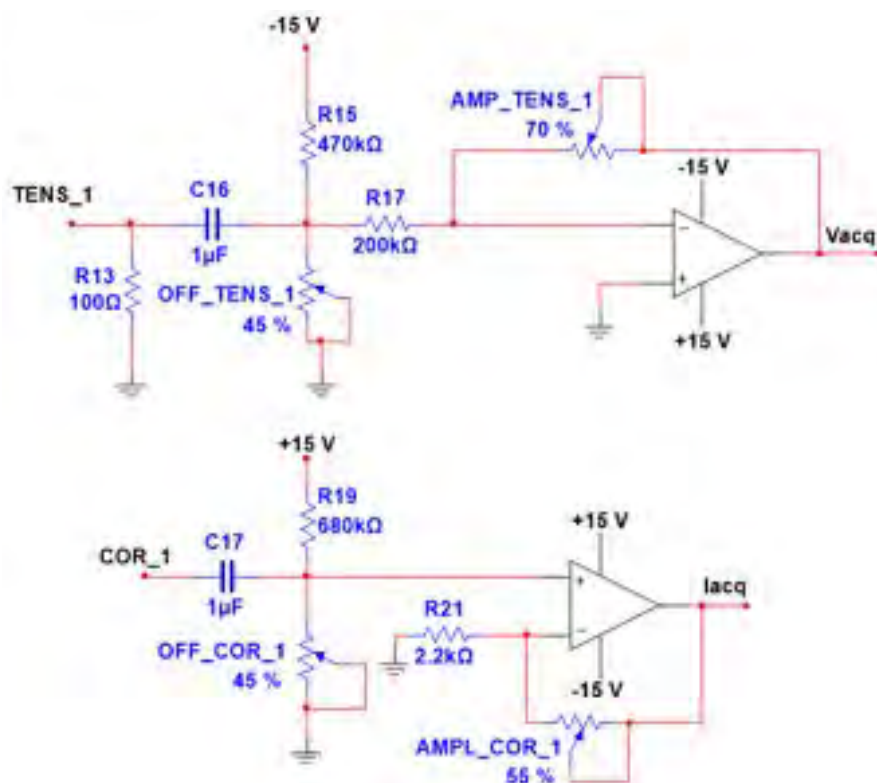


Figura 31 Schema circuitale del blocco di condizionamento.

4.5 Descrizione del circuito stampato (PCB)

A seguito del progetto del circuito suddetto si è passati alla sua realizzazione mediante circuito stampato (PCB). Il progetto del PCB è stato eseguito tramite un CAD elettronico. Il circuito stampato è stato realizzato su un substrato doppia faccia di tipo RF4 caratterizzato da uno spessore di 34 μm . Sono stati realizzati ad hoc i *footprint* dei sensori e dei connettori; questi ultimi sono stati disposti in maniera da rendere agevoli le varie connessioni con i dispositivi.

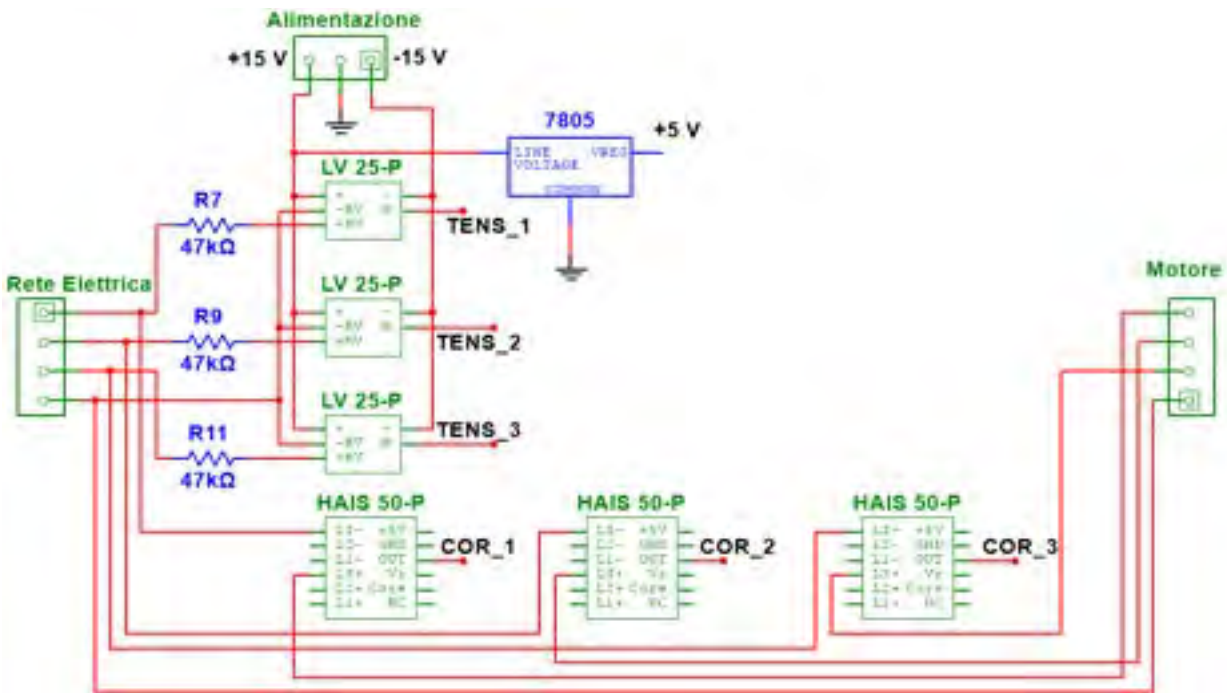


Figura 32 Connettori e segnali di interfaccia del blocco di sensing.

In Figura 32 sono mostrati i connettori e i relativi segnali di interfaccia fra il blocco di *sensing* e il mondo esterno (rete elettrica, motore e alimentazione duale ± 15). Si può notare come i sensori di corrente HAIS 50-P risultino connessi in serie al motore così che la corrente assorbita da quest'ultimo scorra anche nell'avvolgimento di ogni sensore, mentre i sensori di tensione LV 25-P sono connessi in parallelo alla rete trifase limitando la corrente assorbita per tramite delle resistenze da 47k Ω (come descritto nella Sezione 4.2). In figura è possibile anche notare un regolatore di tensione L7805CP utilizzato per ottenere la tensione di alimentazione di +5V necessaria ai sensori HAIS 50-P.

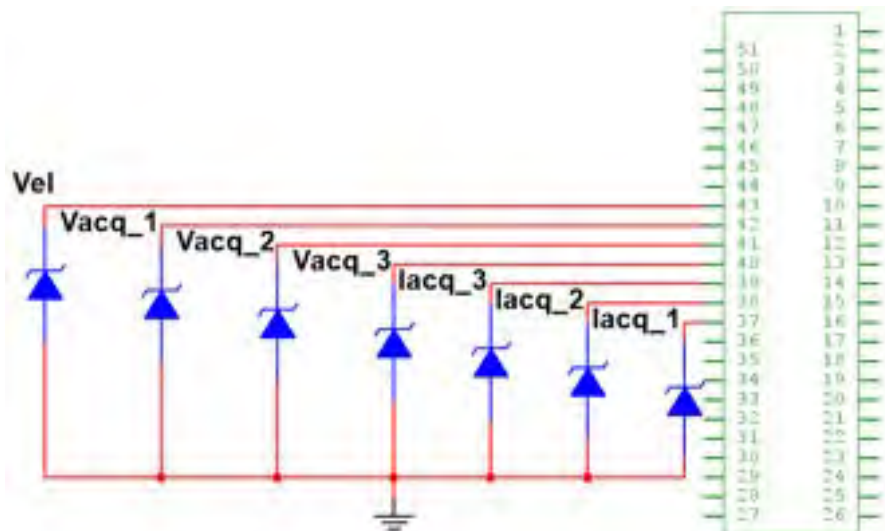


Figura 33 Connettori e segnali di interfaccia verso il blocco di acquisizione.

La Figura 33 mostra il connettore utilizzato per collegare la sensorboard al microcontrollore su un nodo sensore (nella fattispecie un socket Hirose a 51 pin). Per prevenire eventuali danni causati da sovratensioni, ad ogni uscita è stato collegato un diodo zener da 3,3V come protezione, in modo che sia sempre garantita una tensione uguale o inferiore alla massima ammissibile per il microcontrollore.

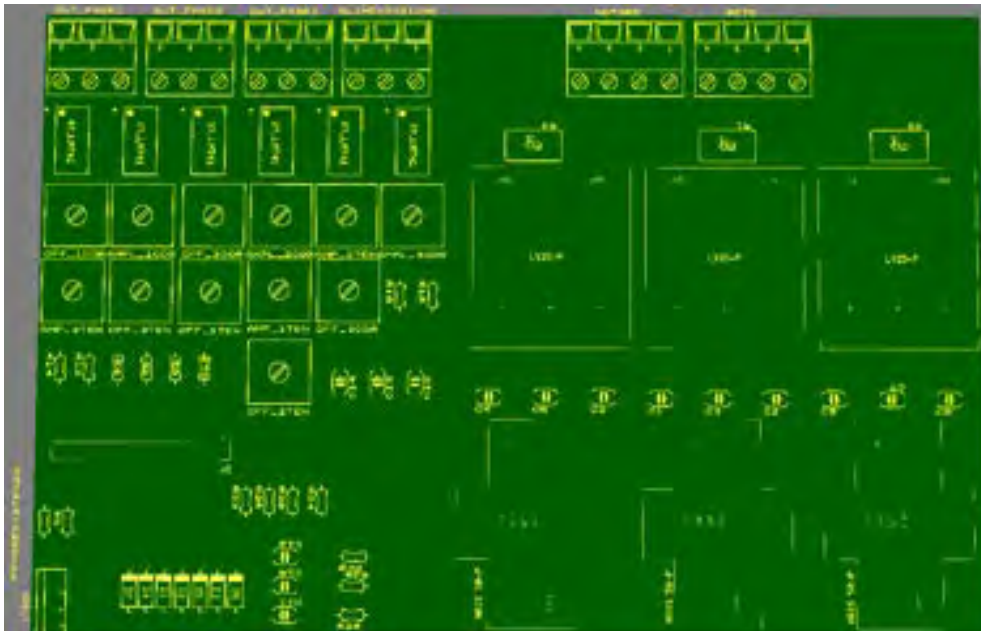


Figura 34 Posizionamento dei componenti sulla scheda.

In Figura 34 è possibile osservare il posizionamento dei componenti e dei connettori sulla scheda.

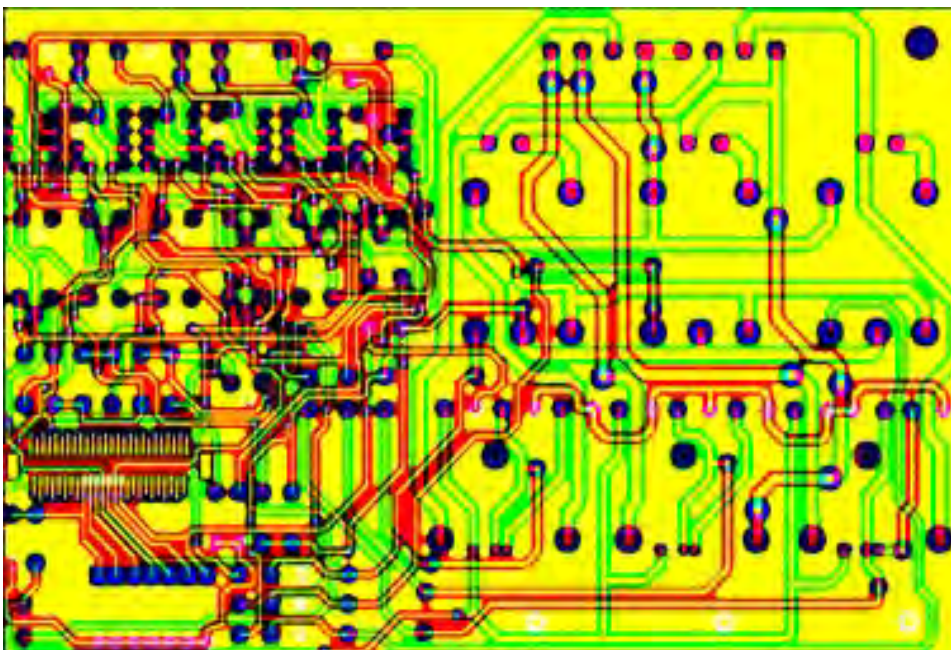


Figura 35 Layout del circuito stampato.

In Figura 35 è invece riportato il layout della scheda realizzata in cui sono visibili le piste realizzate per le interconnessioni; sin noti che sono stati sfruttati entrambi i layer, superiore ed inferiore, del substrato al fine di ottimizzare gli ingombri e ridurre al minimo il numero di jumper.

Nella Figura 36 è riportata una foto del prototipo realizzato. I quattro connettori posizionati nella sezione superiore sono dedicati all'alimentazione e ai segnali in uscita dal blocco amplificatore. Dal lato opposto invece si trovano i connettori relativi alla rete elettrica trifase e ai morsetti del motore. Si noti anche che la scheda è stata progettata in modo da massimizzare le distanze fra i componenti di potenza (ovvero il blocco di sensing posto a destra della scheda) e i componenti di segnale (ovvero i circuiti di condizionamento posti sulla sinistra della scheda). Tale soluzione riduce al minimo l'effetto delle interferenze dovute ai campi elettromagnetici prodotti dall'alimentazione trifase.

Si noti infine in basso a sinistra la fotoresistenza dedicata alla misura della velocità di rotazione del motore, posizionata nella parte più esterna della scheda in modo che possa essere facilmente allineata col LED sul motore (si veda la Sezione 4.2). Nella parte superiore destra è presente un foro per posizionare un distanziatore in modo da distanziare la scheda dalla base di appoggio.



Figura 36 Prototipo Sensor board vista dall'alto.

Bibliografia

- [1] Trasduttore di tensione LV 25-P: DataSheet,
http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf.
- [2] Trasduttore di corrente HAIS 50-P: DataSheet,
http://www.lem.com/docs/products/hais_50_400-p_and_50_150-tp.pdf.

5 Tecniche di elaborazione

L'analisi spettrale consiste nel determinare la distribuzione della potenza di un segnale alle diverse frequenze attraverso un insieme finito di misurazioni. Diverse sono le applicazioni delle tecniche di analisi spettrale nell'ambito del monitoraggio di motori elettrici; ad esempio per determinare la velocità di rotazione del motore [1] [2], per rilevare condizioni di malfunzionamento [3] [4] e per la misura della distorsione armonica dei segnali di alimentazione[5].

Di seguito vengono analizzate le principali tecniche note in letteratura per l'analisi spettrale, distinguendo fra tecniche di tipo non parametrico o parametrico. Come sarà chiarito meglio in seguito, gli approcci non parametrici non fanno alcuna assunzione sull'andamento dello spettro, viceversa gli approcci parametrici possono essere usati solo quando è disponibile una quantità di informazione sul segnale che ne permette la formulazione di un modello ovvero che permette di caratterizzare in maniera parametrica l'andamento dello spettro. In particolare, le metodologie di tipo parametrico effettuano delle supposizioni sulla tipologia del segnale d'ingresso che permettono di parametrizzare lo spettro e quindi di ridurre il problema della stima dello spettro a quello della stima dei parametri del modello assunto sul segnale di ingresso; essi ottengono in genere delle stime più accurate rispetto ai metodi non parametrici (ma solo quando il segnale d'ingresso soddisfa il modello assunto).

In entrambi i casi il problema dell'analisi spettrale consiste nel determinarne una stima dello spettro a partire da una sequenza di lunghezza finita di campioni del segnale. Ovviamente è desiderabile che la stima sia il più possibile "vicina" allo spettro effettivo. La limitazione principale per ottenere una stima accurata è dovuta spesso alla disponibilità limitata di campioni da poter elaborare. Questa limitazione può essere dovuta intrinsecamente al fatto che per la specifica applicazione risulta proibitivo ottenere un adeguato numero di campioni ma anche al fatto che il processo da analizzare può essere considerato stazionario in senso lato solo per brevi intervalli di osservazione. Entrambe le problematiche sono presenti in applicazioni inerenti il monitoraggio di motori elettrici per tramite di reti di sensori wireless. Infatti, i segnali non sono in genere stazionari poiché le condizioni di funzionamento del motore (coppia, velocità, alimentazione ecc.) variano nel tempo e le esigue risorse di memorizzazione dei nodi sensori limitano sensibilmente il numero di campioni che possono essere memorizzati; inoltre, al fine di ridurre i consumi di potenza e massimizzare il tempo di vita della rete di sensori, i nodi devono adottare tecniche di duty-cycling (ovvero spegnersi periodicamente); a ciò si aggiunge il fatto che la banda di comunicazione è limitata e condivisa dai nodi della rete, per cui un nodo potrà trasmettere solo per brevi periodi di tempo. Per cui, a differenza di quanto avviene con i comuni sistemi di misura, in una rete di sensori non è possibile pensare ad un monitoraggio continuo e le misure devono essere effettuate con un limitato numero di campioni. È possibile quindi affermare che l'analisi spettrale per il monitoraggio di motori elettrici per tramite di reti di sensori wireless è un problema complesso e richiede una attenta configurazione dei parametri in gioco oltre che delle scelte di compromesso fra accuratezza e costi.

Di seguito, dopo una descrizione delle principali tecniche di analisi spettrale note in letteratura, sono presentati i risultati di un confronto realizzato durante l'attività di ricerca mirato a selezionare la tecnica più idonea per applicazioni inerenti il monitoraggio di motori elettrici per tramite di reti di sensori wireless.

5.1 Tecniche non parametriche

In linea di principio le metodologie di tipo non parametrico [6] [7] fanno riferimento all'applicazione di un filtro passa banda con una stretta larghezza di banda la cui frequenza centrale viene fatta variare su tutta la banda d'interesse: la misura della potenza del segnale d'uscita al filtro permette di valutare la potenza del segnale d'ingresso su ciascuna delle sotto-bande.

Nel caso di segnali deterministici ad energia finita si parla di densità spettrale di energia e può essere ottenuta più facilmente attraverso la trasformata di Fourier tempo-discreta (DTFT) di una sequenza discreta di valori ottenuta dal campionamento del segnale tempo-continuo; si ritiene opportuno ricordare che il segnale deve essere preventivamente filtrato da un filtro analogico passa basso prima del campionamento (per evitare l'effetto dell'aliasing); il campionamento poi dovrà essere effettuato ad una frequenza pari almeno al doppio della componente in frequenza più alta del segnale continuo (teorema del campionamento di Shannon[8]).

La maggior parte dei segnali che si incontrano nelle applicazioni non sono però deterministici (non è noto il loro andamento nel futuro anche se è possibile fare delle assunzioni statistiche sulle possibili variazioni). Tali segnali sono formalmente studiati con la teoria dei processi stocastici che consistono di un insieme di possibili realizzazioni ognuna delle quali ha una associata probabilità di verificarsi. Dell'intero insieme di realizzazioni si può spesso osservare una sola realizzazione e quindi si potrebbe pensare di applicare la definizione per segnali deterministici. Questo però non è possibile perché le realizzazioni di un processo casuale, viste come una sequenza tempo-discreta, non hanno energia finita e quindi non può essere valutata la DTFT. I segnali casuali hanno spesso una potenza media finita e quindi potranno essere caratterizzati da una densità spettrale di potenza (PSD).

Per i processi stocastici a media nulla e stazionari in senso lato (stazionarietà del secondo ordine) può essere definita la sequenza di autocovarianza come funzione di un solo indice. Per questo tipo di processi è possibile dare due definizioni di densità spettrale di potenza:

1. DTFT della sequenza di autocovarianza;
2. limite del valore atteso della DTFT valutata su ogni realizzazione troncata a N elementi, per N tendente ad infinito;

le due definizioni coincidono nel caso in cui la sequenza di autocovarianza decade a zero rapidamente.

I più comuni metodi di stima dello spettro non parametrici sono il "periodogramma" e il "correlogramma". Entrambi i metodi permettono di ottenere un'elevata risoluzione quando si ha a disposizione un numero di campioni sufficientemente elevato ma non sono dei buoni stimatori in quanto la varianza del risultato è elevata e non diminuisce all'aumentare del numero dei campioni disponibili. Questa elevata varianza ha portato allo sviluppo di metodologie che permettono di abbassarla diminuendo però la risoluzione.

Il periodogramma si ottiene valutando il modulo quadro normalizzato della DTFT di una sequenza di lunghezza finita

$$\hat{\Phi}_p(\omega) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=1}^N y(n) e^{-j\omega n} \right|^2 \quad (42)$$

mentre il correlogramma si ottiene valutando la DTFT della stima della sequenza di autocovarianza ottenuta sempre a partire da una sequenza di lunghezza finita

$$\hat{\Phi}_c(\omega) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} \hat{r}(m) e^{-j\omega m} \quad (43)$$

dove la stima della sequenza di autocovarianza può essere ottenuta utilizzando una delle due seguenti equazioni:

$$\hat{r}(m) = \frac{1}{N-m} \sum_{n=m+1}^N y(n) y^*(n-m) \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (44)$$

$$\hat{r}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=m+1}^N y(n) y^*(n-m) \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (45)$$

e sfruttando la relazione

$$\hat{r}(-m) = \hat{r}^*(m) \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (46)$$

La stima dell'autocovarianza ottenuta con la prima forma sarà non polarizzata (unbiased) mentre quella ottenuta con la seconda forma sarà polarizzata (biased). Comunemente viene utilizzata la seconda forma per due diverse ragioni:

- per la maggior parte dei segnali stazionari la funzione di autocovarianza decresce piuttosto rapidamente quindi $r(m)$ è sufficientemente piccolo per grandi valori di m . Il valore della stima utilizzando la seconda forma sarà più piccolo rispetto a quello ottenuto con la prima forma (per N sufficientemente grande), inoltre per valori di m elevati la prima forma può stimare valori grandi ed errati di autocovarianza in quanto effettua la stima mediando solo pochi prodotti (in particolare un solo prodotto per $m=N-1$).
- la sequenza ottenuta con la seconda forma risulta semidefinita positiva mentre questo non è sempre vero quando si utilizza la prima forma. Questo risultato è particolarmente importante per la stima dello spettro di potenza perché una sequenza di autocovarianza non definita positiva può portare a valori negativi della stima dello spettro di potenza.

Si può dimostrare inoltre che utilizzando la seconda forma dello stima dell'autocovarianza la stima dello spettro ottenuta con il metodo del correlogramma coincide con quella ottenuta con il metodo del periodogramma.

In pratica non è possibile valutare la stima della densità spettrale di potenza su un dominio continuo di frequenze. La variabile della frequenza dovrà quindi essere campionata comunemente ad intervalli di ampiezza costante

$$\omega_k = \frac{2\pi}{N} k \quad 0 \leq k \leq N-1$$

e definito

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$

la stima dello spettro di potenza può essere ottenuta utilizzando la Discrete Fourier Transform (DFT).

$$\hat{\Phi}_p(\omega_k) = \hat{\Phi}_p(k) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=1}^N y(n) W^{nk} \right|^2 \quad (47)$$

$$\hat{\Phi}_c(\omega_k) = \hat{\Phi}_c(k) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} \hat{r}(m) W^{mk} \quad (48)$$

la valutazione della DFT può essere effettuata utilizzando algoritmi “veloci” che permettono di ridurre la complessità computazionale denominati Fast Fourier Transform (FFT) grazie ai quali la complessità può essere ridotta dall’ordine di N^2 moltiplicazioni e addizioni complesse all’ordine di

$$\frac{N}{r} \log_r(N)$$

moltiplicazioni e addizioni complesse (con r intero maggiore o uguale a 2 tale che $N=r^p$). Nel caso in cui N non è potenza di r l’algoritmo di FFT non può essere applicato nella sua forma diretta. Oltre alle metodologie di applicazione dell’algoritmo a fattore composito ($N=r^p s^q \dots$), esiste la possibilità di effettuare l’operazione di *zero-padding* allungando la sequenza originale con un numero di M elementi pari a 0 in maniera tale che risulti $L=N+M=r^p$. Lo *zero-padding* può essere utilizzato anche per rivelare dettagli dello spettro tempo continuo quando la frequenza di campionamento è troppo bassa in quanto permette di avvicinare le frequenze alle quali vengono calcolati i valori della stima dello spettro.

Per valutare le prestazioni di uno stimatore sono normalmente utilizzate le misure della polarizzazione e della varianza anche perché l’errore quadratico totale della stima sarà dato dalla somma della varianza e del quadrato della polarizzazione.

Nel caso in cui si utilizzi la stima polarizzata della sequenza di autocovarianza la stima dello spettro di potenza ottenuta con il correlogramma coincide con quella ottenuta con il periodogramma, possiamo quindi scrivere che

$$E[\hat{\Phi}_p(\omega)] = E[\hat{\Phi}_c(\omega)] = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} E[\hat{r}(m)] e^{-j\omega m} \quad (49)$$

dove sarà

$$E[\hat{r}(m)] = \left(1 - \frac{m}{N}\right) r(m) \quad m \geq 0 \quad (50)$$

$$E[\hat{r}(-m)] = E[\hat{r}^*(m)] = \left(1 - \frac{m}{N}\right) r(-m) \quad -m \leq 0 \quad (51)$$

quindi in definitiva

$$E[\hat{\Phi}_p(\omega)] = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|m|}{N}\right) r(m) e^{-j\omega m} \quad (52)$$

Definita la finestra triangolare o di *Bartlett*

$$w_B(m) = \begin{cases} 0 & |m| \geq N \\ \left(1 - \frac{|m|}{N}\right) & |m| < N \end{cases} \quad (53)$$

si può scrivere

$$E[\hat{\Phi}_p(\omega)] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w_B(m) r(m) e^{-j\omega m} \quad (54)$$

quindi la stima dello spettro di potenza ottenuta con il periodogramma corrisponde alla DTFT del prodotto della finestra di Bartlett per la sequenza di autocorrelazione. Ricordando che la DTFT del prodotto di due sequenze corrisponde al prodotto di convoluzione delle rispettive DTFT sarà

$$E[\hat{\Phi}_p(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Phi(\phi) W_B(\omega - \phi) d\phi \quad (55)$$

dove la trasformata della finestra di Bartlett (detto anche *kernel di Fejer*) sarà

$$W_B(\omega) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{\omega N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \right]^2 \quad (56)$$

La funzione di convoluzione è fondamentale per analizzare il comportamento dello stimatore dello spettro. Dato che l'obiettivo è quello di rendere la stima dello spettro il più possibile equivalente allo spettro stesso l'andamento della finestra nel dominio della frequenza dovrebbe corrispondere a quello di una delta di Dirac. L'ampiezza del lobo principale della funzione W_B è pari a $1/N$, di conseguenza non sarà una buona approssimazione della delta di Dirac per piccoli valori di N . Inoltre la funzione W_B contiene un numero elevato di lobi laterali. Ne segue che la polarizzazione della stima dello spettro mediante periodogramma sarà dovuta a due componenti: l'ampiezza non nulla del lobo principale e la presenza dei lobi laterali. L'effetto principale dell'ampiezza non nulla del lobo principale è quello di spalmare (*smearing*) e smussare il valore della stima dello spettro (si consideri la presenza di due picchi nello spettro a due frequenze diverse che distano meno di $1/N$, questi due picchi appariranno nella stima come un unico più ampio picco). A causa dello *smearing* il metodo del periodogramma non è in grado di avere una risoluzione inferiore a intervalli di frequenza pari a $1/N$ (che costituisce il limite di risoluzione spettrale). L'effetto principale dei lobi laterali nella stima dello spettro è quello di trasferire potenza dalle bande dove questa è concentrata nel segnale alle bande dove questa è più bassa. Questo effetto è chiamato dispersione (*leakage*). Entrambi gli effetti di *smearing* e *leakage* sono particolarmente critici in presenza di spettri con ampie variazioni d'ampiezza mentre diventano meno importanti quando lo spettro da stimare risulta particolarmente smussato nell'andamento.

Oltre al problema della polarizzazione, il periodogramma risulta uno stimatore spettrale inconsistente in quanto si può dimostrare che per un'ampia classe di segnali il valore medio e la deviazione standard dei valori ottenuti corrispondono entrambi al vero valore della densità spettrale di potenza anche se aumentiamo il numero di campioni utilizzati per effettuare la stima.

Per questo motivo sono utilizzati diversi metodi basati sul periodogramma che cercano di risolvere il problema dell'elevata varianza a scapito di un incremento della polarizzazione.

Il problema dell'elevata varianza è riconducibile alla scarsa accuratezza nella stima dei coefficienti di autocovarianza per valori di $|k|$ vicini a N e al numero elevato di valori errati che si sommano nel momento in cui si calcola la stima dello spettro utilizzando la trasformata. Il problema può quindi essere alleviato troncando la sommatoria della formula che permette di ottenere la stima dello spettro utilizzando un numero di coefficienti di autocovarianza stimati $M < N$:

$$\hat{\Phi}_{BT}(\omega) = \sum_{m=-(M-1)}^{M-1} w(m) \hat{r}(m) e^{-j\omega m} \quad (57)$$

in cui la sequenza $\{w(m)\}$ è pari, tale che $w(0)=1$, è decrescente dolcemente a 0 al crescere di $|k|$ ed è pari a 0 per $|k| > M$. Lo stimatore prende il nome dai suoi ideatori Blackman-Tukey. La finestra w viene chiamata *lag window*.

Considerando che la finestra è nulla per $|k| > M$, possiamo scrivere che

$$\hat{\Phi}_{BT}(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w(m) \hat{r}(m) e^{-j\omega m} \quad (58)$$

e quindi possiamo scrivere che

$$\hat{\Phi}_{BT}(\omega) = \hat{\Phi}_p(\omega) * W(\omega) \quad (59)$$

da cui si ricava che lo stimatore spettrale di Blackman-Tukey corrisponde a una media pesata localmente del periodogramma. La media pesata nelle vicinanze della frequenza permette di smussare le elevate fluttuazioni del periodogramma. Si ha però l'effetto collaterale di ridurre la risoluzione dello stimatore. Si può dimostrare che la risoluzione dello stimatore di Blackman-Tukey è di $1/M$ mentre la varianza è dell'ordine di M/N , di conseguenza è necessario scegliere il valore di M che dia il giusto compromesso tra risoluzione e varianza desiderati.

Per cercare di ottenere questo compromesso sono state proposte diverse tipologie di finestre. Queste possono essere di tipo parametrico o fisse. Fra le finestre di tipo fisse ricordiamo la finestra rettangolare (larghezza del lobo principale è di circa $1/M$, livello di potenza dei lobi laterali è di $-13dB$), la finestra di Bartlett (larghezza del lobo principale è di circa $2/M$, livello di potenza dei lobi laterali è di $-25dB$), la finestra di Hanning (larghezza del lobo principale è di circa $2/M$, livello di potenza dei lobi laterali è di $-31dB$), la finestra di Hamming (larghezza del lobo principale è di circa $2/M$, livello di potenza dei lobi laterali è di $-41dB$), la finestra di Blackman (larghezza del lobo principale è di circa $3/M$, livello di potenza dei lobi laterali è di $-57dB$). Tra le finestre di tipo parametrico ricordiamo quella di Chebyshev che è caratterizzata da livelli di picco dei lobi laterali costanti e quella di Kaiser che permette di ottenere livelli di potenza dei lobi laterali più bassi rispetto alle finestre fisse con la stessa larghezza del lobo principale.

Altri metodi possono essere utilizzati per ridurre la varianza della stima dello spettro.

Il metodo di Bartlett prevede di suddividere una sequenza di osservazione di lunghezza N in L finestre di lunghezza M e quindi mediare i risultati ottenuti della stima per ogni valore di frequenza. Il risultato di questa operazione sarà quello di ridurre la varianza di un fattore L ma contestualmente ridurre dello stesso fattore anche la risoluzione della stima dello spettro.

Il metodo di Welch è simile a quello di Bartlett dal quale differisce per il fatto che prevede la possibilità che le finestre possano essere sovrapposte e che le stesse vengano moltiplicate per la finestra prima del calcolo del periodogramma (nel dominio del tempo). La sovrapposizione delle finestre permette di ottenere una varianza più bassa senza ridurre di molto la risoluzione. Il metodo di Welch può essere facilmente implementato utilizzando l'FFT ed è uno dei metodi più frequentemente utilizzati per stimare lo spettro di potenza.

Il metodo di Daniell sfrutta la proprietà dei valori del periodogramma di corrispondere a variabili casuali incorrelate se valutate a diverse frequenze. La varianza della stima può quindi essere ridotta calcolando la media dei valori ottenuti utilizzando il periodogramma su piccoli intervalli di frequenza centrati nell'intorno della frequenza desiderata.

5.2 Tecniche basate su modelli parametrici dello spettro basati su funzioni razionali

I metodi di stima dello spettro basati sui modelli parametrici partono dalla considerazione che il segnale soddisfa un modello generale con un noto andamento e quindi effettuano la stima dei parametri che fanno parte del modello.

I metodi parametrici possono essere suddivisi in due grandi categorie: la prima che prevede modelli di rappresentazione dello spettro attraverso funzioni razionali, la seconda che considera spettri di tipo discreto (a righe) come ad esempio quelli generati da segnali sinusoidali immersi in rumore bianco. Possono essere considerati anche modelli di tipo misto che considerano contemporaneamente

componenti spettrali continue e discrete, come ad esempio quelli generati da segnali sinusoidali corrotti da rumore colorato.

Il teorema di Weierstrass [9] afferma che qualunque densità spettrale di potenza con andamento continuo può essere approssimata con un errore arbitrariamente piccolo da una funzione razionale della forma

$$\Phi(\omega) = \frac{\sum_{k=-m}^m \gamma_k e^{-j\omega k}}{\sum_{k=-n}^n \rho_k e^{-j\omega k}} \quad (60)$$

Non è difficile dimostrare che essendo la densità spettrale di potenza maggiore o uguale a zero, l'approssimazione mediante funzione razionale può essere scritta come

$$\Phi(\omega) = \left| \frac{B(\omega)}{A(\omega)} \right|^2 \sigma^2 \quad (61)$$

dove σ^2 è un numero reale positivo e $A(\omega)$, e $B(\omega)$ sono i polinomi

$$\begin{aligned} A(\omega) &= 1 + a_1 e^{-j\omega} + \dots + a_n e^{-jn\omega} \\ B(\omega) &= 1 + b_1 e^{-j\omega} + \dots + b_m e^{-jm\omega} \end{aligned} \quad (62)$$

La densità spettrale di potenza può quindi essere associata a un segnale ottenuto dal filtraggio di un rumore bianco $e(t)$ di potenza σ^2 attraverso un filtro con funzione di trasferimento razionale della forma

$$\Phi(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (63)$$

dal quale si ottiene il modello ARMA (*autoregressive moving average*)

$$y(t) + \sum_{i=1}^n a_i y(t-i) = \sum_{j=0}^m b_j e(t-j) \quad b_0 = 1 \quad (64)$$

Moltiplicando entrambi i membri dell'espressione precedente per $y^*(t-k)$ e calcolando il valore atteso si ottiene

$$r(k) + \sum_{i=1}^n a_i r(k-i) = \sum_{j=0}^m b_j E[e(t-j) y^*(t-k)] \quad (65)$$

Nel caso di sistemi stabili e causali l'equazione precedente può essere riscritta nella forma

$$r(k) + \sum_{i=1}^n a_i r(k-i) = 0 \quad \text{per } k > m \quad (66)$$

che costituisce la base della maggior parte degli stimatori della componente autoregressiva (AR) di tutti i processi ARMA.

La componente autoregressiva o segnale a soli poli è quella più utilizzata per la maggior parte di applicazioni in quanto può facilmente modellare segnali a banda stretta ponendo gli zeri del polinomio A in prossimità del circolo unitario e assumendo il polinomio B unitario. Fra i metodi che permettono di stimare lo spettro utilizzando solo un modello AR ricordiamo quello di *Yule-Walker* e quello dei *minimi quadrati*. Il metodo di *Yule-Walker* [10] [11] può essere risolto in maniera ricorsiva utilizzando gli algoritmi di *Levinson-Durbin* [12] [13] e di *Delsarte-Genin* [14].

Nel caso di spettri con andamenti più smussati è conveniente utilizzare la componente a media mobile (MA) del modello ARMA. Per la stima dei parametri di uno spettro MA il metodo più utilizzato è quello di *Durbin*.

Nel caso in cui lo spettro da stimare contiene sia delle componenti a banda stretta che andamenti smussati possono essere utilizzati i metodi di *Yule-Walker modificato* o il metodo dei *minimi quadrati a due fasi* per stimare sia la componente AR che la componente MA del modello.

5.3 Tecniche basate su modelli parametrici dello spettro a righe

In diverse applicazioni il segnale può essere descritto attraverso un modello sinusoidale della forma (spettro a righe)

$$x(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k e^{j(\omega_k t + \phi_k)} = \sum_{k=1}^n x_k(t) \quad x_k(t) = \alpha_k e^{j(\omega_k t + \phi_k)} \quad (67)$$

Dalle proprietà dell'esponenziale complesso si deduce che

$$E\{x_p(t) x_j^*(t-k)\} = \alpha_p^2 e^{j\omega_p k} \delta_{p,j} \quad (68)$$

da cui si ricava la funzione di autocovarianza del segnale

$$r(k) = E\{x(t) x^*(t-k)\} = \sum_{p=1}^n \alpha_p^2 e^{j\omega_p k} \quad (69)$$

La PSD può essere calcolata come trasformata di Fourier della funzione di autocovarianza

$$\Phi(\omega) = 2\pi \sum_{p=1}^n \alpha_p^2 \delta(\omega - \omega_p) \quad (70)$$

Si consideri il seguente vettore

$$a(\omega) = [1 e^{-j\omega} \dots e^{-j(m-1)\omega}] \quad (m \times 1) \quad (71)$$

e quindi la matrice

$$A = [a(\omega_1) \dots a(\omega_n)] \quad (m \times n) \quad (72)$$

dove m è un intero positivo da definire. Si può dimostrare che

$$\text{rango}(A) = n \quad \text{se } m \geq n \quad \text{e } \omega_k \neq \omega_p \quad \text{per } k \neq p \quad (73)$$

Si può scrivere

$$\tilde{y}(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ y(t-1) \\ \vdots \\ y(t-m+1) \end{bmatrix} = A [x_1(t) \dots x_n(t)]^T = A \tilde{x}(t) \quad (74)$$

Possiamo derivare la matrice di autocovarianza come

$$R = E\{\tilde{y}(t)\tilde{y}^*(t)\} = APA^* \quad \text{con } P = \begin{bmatrix} \alpha_1^2 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \alpha_n^2 \end{bmatrix} \quad (75)$$

Il metodo MUSIC (Multiple Signal Classification) [15] deriva dalla definizione della matrice di covarianza precedente. Si assuma che $m > n$ e che $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m$ siano gli autovalori di R ordinati in maniera non decrescente. Sia ancora $\{s_1, \dots, s_n\}$ l'insieme degli autovettori associati ai primi n autovalori e $\{g_1, \dots, g_{m-n}\}$ i rimanenti autovettori associati agli autovalori da $n+1$ a m . Dovendo essere il rango di R pari a n , gli ultimi $n-m$ autovalori dovranno essere nulli (o pari alla varianza del rumore nel caso in cui questo è presente). Si deduce quindi che, costruite le due matrici degli autovettori

$$S = [s_1, \dots, s_n] \quad (m \times n), \quad G = [g_1, \dots, g_{m-n}] \quad (m \times (m-n)) \quad (76)$$

sarà

$$RG = G \begin{bmatrix} \lambda_{n+1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \lambda_m \end{bmatrix} = 0 = APA^* G \quad (77)$$

da cui si deduce che

$$APA^* G = 0 \quad (78)$$

e siccome AP sarà una matrice con rango pari al numero delle colonne

$$A^* G = 0 \quad (79)$$

Considerata la matrice dei primi n autovalori

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \lambda_n \end{bmatrix} \quad (80)$$

possiamo scrivere

$$RS = S \Lambda = APA^* S \quad (81)$$

e ricavare che

$$S = APA^* S \Lambda^{-1} = A (PA^* S \Lambda^{-1}) \quad (82)$$

Si deduce quindi che le frequenze che generano il segnale sono le uniche soluzioni dell'equazione

$$a^*(\omega) G G^* a(\omega) = 0 \quad \text{per qualsiasi } m > n \quad (83)$$

Operativamente il metodo MUSIC può essere implementato in 2 passi per determinare la stima della PSD:

1. si calcola la matrice di covarianza di ordine m a partire da $N > m$ campioni del segnale; si effettua la decomposizione ai valori singolari per determinare gli autovalori e gli autovettori; si determinano gli autovettori S che costituiscono il segnale (deve essere noto n) e i rimanenti autovettori G (pari a $m-n$).
2. La stima dello spettro sarà data da

$$\hat{S}(\omega) = \frac{1}{a^*(\omega) G G^* a(\omega)} \quad \omega \in [-\pi, \pi] \quad (84)$$

e la stima delle frequenze che costituiscono il segnale sarà data dalla posizione dei picchi della funzione stessa.

Siano

$$A_1 = [I_{m-1} \ 0] A \quad (m-1) \times n \quad (85)$$

e

$$A_2 = [0 \ I_{m-1}]A \quad (m-1) \times n \quad (86)$$

con I_{m-1} matrice identica di dimensioni $(m-1) \times (m-1)$ e, $[I_{m-1} \ 0]$ e $[0 \ I_{m-1}]$ matrici di dimensione $(m-1) \times m$.

Si può verificare facilmente che

$$A_2 = A_1 D \quad (87)$$

dove D è la matrice diagonale

$$D = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{-j\omega_n} \end{bmatrix} \quad (88)$$

per cui la trasformazione (41) costituisce una rotazione. Il metodo di stima dello spettro ESPRIT (Estimation of Signal Parameters by Rotational Invariance Techniques) [16] si basa su questa trasformazione rotazionale.

Analogamente per quanto descritto per la matrice A , possiamo considerare le due matrici S_1 e S_2 costruite a partire dalla matrice S degli autovettori della matrice R di covarianza:

$$S_1 = [I_{m-1} \ 0]S \quad (m-1) \times n \quad (89)$$

e

$$S_2 = [0 \ I_{m-1}]S \quad (m-1) \times n \quad (90)$$

Dall'Equazione 82 avevamo ricavato che

$$S = AC \quad (91)$$

con C matrice $n \times n$ non singolare data da

$$C = APA^* S \Lambda^{-1} \quad (92)$$

possiamo quindi scrivere che

$$S_2 = A_2 C = A_1 D C = S_1 C^{-1} D C = S_1 \varphi \quad (93)$$

dove abbiamo posto

$$\varphi = C^{-1} D C \quad (94)$$

Possiamo quindi ricavare una stima della matrice di rotazione come

$$\varphi = (S_1^* S_1)^{-1} S_1^* S_2 \quad (95)$$

dato che φ e D avranno gli stessi autovalori il metodo ESPRIT sfrutta la stima di φ per calcolare le frequenze per le quali si massimizza la PSD del segnale come

$$\{w_k\}_{k=1}^n = -\arg(v_k) \quad (96)$$

dove $\{v_k\}$ sono gli autovalori della matrice φ .

La stima della matrice φ può essere ottenuta più semplicemente risolvendo il sistema di equazioni lineari

$$S_1 \varphi = S_2 \quad (97)$$

5.4 Confronto delle tecniche mediante simulazioni Matlab

Al fine di valutare il metodo ottimale per l'analisi spettrale nel contesto delle WSN sono stati realizzati gli algoritmi suddetti mediante *Matlab* [17] e sono state valutate le prestazioni in termini di errore della stima della frequenza nel caso di segnali periodici. Si ritiene opportuno precisare che nella scelta finale sull'algoritmo da implementare è stata tenuta in considerazione anche la complessità computazionale dei metodi.

Per il confronto si è considerato un nodo sensore capace di campionare ed inviare solo 16 campioni di un segnale ogni T secondi. Lo spettro del segnale oggetto del confronto risulta composto da una frequenza fondamentale f_0 , dalla 3^a armonica e da rumore bianco.

Il k -esimo burst di campioni è stato quindi modellato come di seguito

$$x_k[n] = A_0 + A_1 \cos(2\pi f_0(nT_s + kT) + \phi_1) + A_3 \cos(2\pi 3f_0(nT_s + kT) + \phi_3) + e[n] \quad n \in [0..15] \quad (98)$$

dove T_s è il periodo di campionamento pari a 2ms (reciproco della frequenza di campionamento $F_s=500\text{Hz}$), f_0 corrisponde alla frequenza della fondamentale scelta utilizzando una variabile casuale uniformemente distribuita nell'intervallo $[25..50]\text{Hz}$, ϕ_1 e ϕ_3 variabili casuali uniformemente distribuite nell'intervallo $[0..\pi]\text{rad}$ che costituiscono rispettivamente la fase della fondamentale e della 3^a armonica, A_0 , A_1 e A_3 rispettivamente componente continua e ampiezza della fondamentale e della terza armonica scelte in maniera tale che il loro rapporto sia pari a 10, T periodo di pacchettizzazione pari a 5s ed infine $\{e[n]\}$, se presente, rumore gaussiano bianco di specificata potenza in modo da ottenere il desiderato SNR rispetto alla fondamentale.

Nelle seguenti figure sono presentate alcune realizzazioni del segnale a diversi SNR

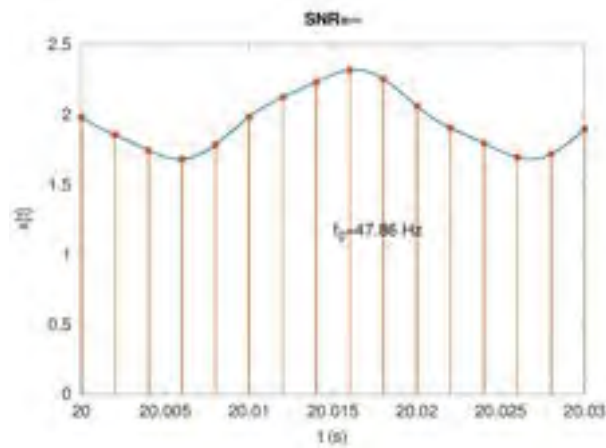


Figura 37 Realizzazione di un burst di segnale in assenza di rumore (SNR infinito).

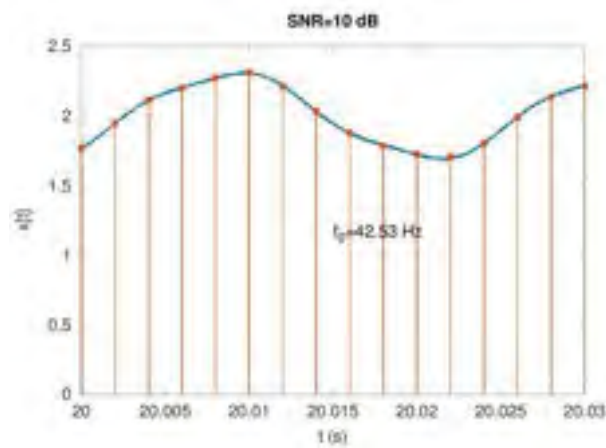


Figura 38 Realizzazione di un burst di segnale con SNR=10dB.

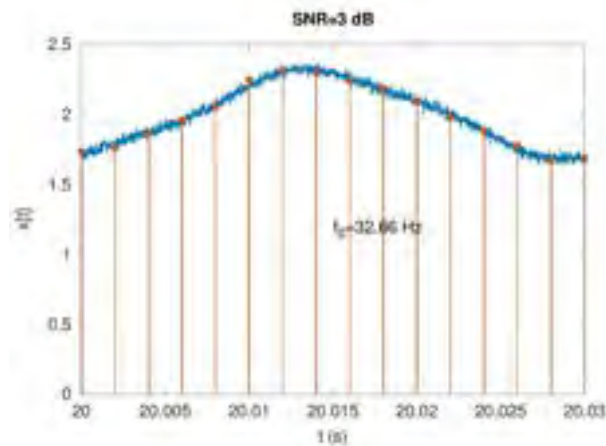


Figura 39 Realizzazione di un burst di segnale con SNR=3dB.

La stima dello spettro di potenza utilizzando il metodo di Welch è stata implementata utilizzando le finestre rettangolare, di Blackman, di Hamming, di Hanning e di Bartlett.

Le seguenti figure illustrano tipici andamenti dello spettro stimato su un'unica finestra di campioni con le diverse tipologie di finestre e uno zero-padding per la FFT in maniera da estendere la finestra a 1024 campioni (con f_0 è indicata la frequenza della fondamentale del segnale e con F_0 la relativa stima), il segnale è a SNR infinito.

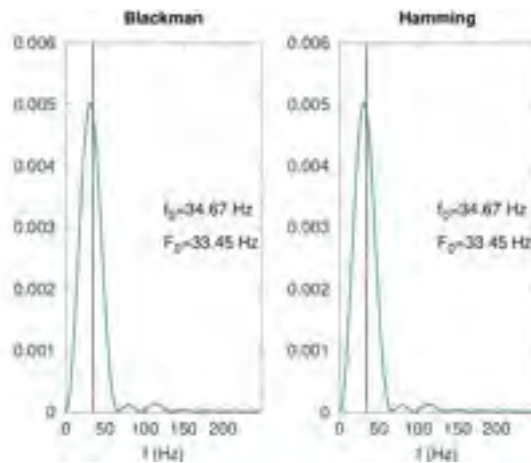


Figura 40 PSD di un periodogramma utilizzando le finestre di Blackman e Hamming e relativa stima della frequenza (SNR infinito).

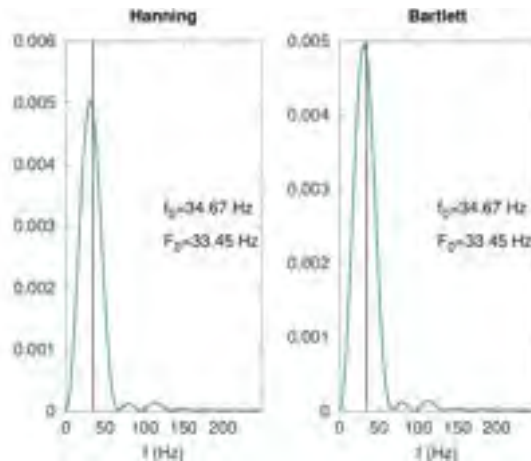


Figura 41 PSD di un periodogramma utilizzando le finestre di Hanning e Bartlett e relativa stima della frequenza (SNR infinito).

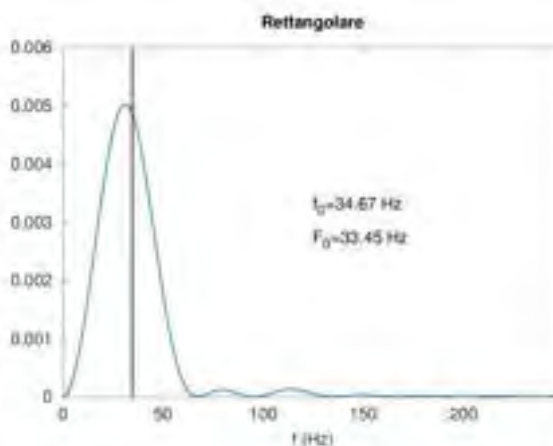


Figura 42 PSD di un periodogramma utilizzando la finestra rettangolare e relativa stima della frequenza (SNR infinito).

Si può osservare che la stima della frequenza risulta praticamente indipendente dal tipo di finestra utilizzata. Analoghi risultati si ottengono a diversi SNR.

Utilizzando questa tecnica è possibile aggiornare il valore della stima della frequenza aggiornando la media ogni qual volta si riceve un nuovo burst con un filtro a media mobile.

La seguente figura illustra l'andamento dell'errore quadratico medio della stima al crescere del numero di burst utilizzati considerando la finestra rettangolare a SNR infinito (analoghi andamenti si ottengono utilizzando le altre finestre e a diversi SNR). Nella figura con f_0 è indicata la frequenza della fondamentale del segnale e con F_0 la stima alla fine delle iterazioni.

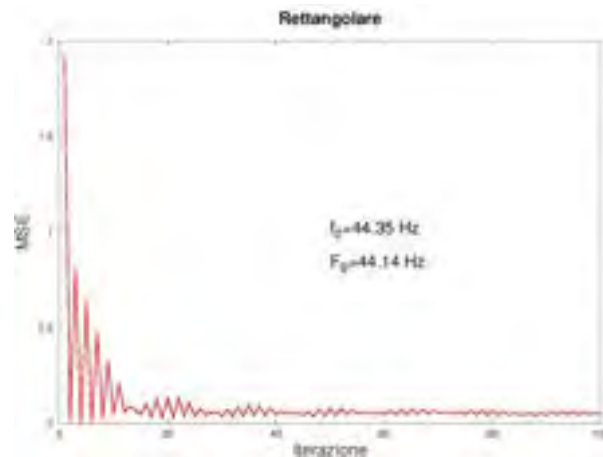


Figura 43 Andamento MSE utilizzando la media delle frequenza stimate utilizzando il metodo del periodogramma con finestra rettangolare (SNR infinito).

Una tecnica alternativa implementabile è quella di effettuare la stima della PSD utilizzando il metodo di Welch ogni qualvolta si riceve un nuovo burst di campioni e aggiornare il valore della frequenza stimata a partire da questa PSD.

Anche in questo caso non si osservano significative variazioni della stima al variare della finestra utilizzata e del SNR. Le seguenti figure illustrano l'andamento della PSD stimata con il metodo di Welch a SNR pari a 3dB.

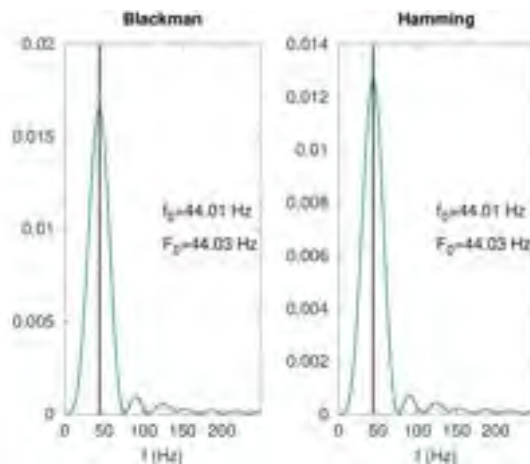


Figura 44 PSD ottenuta dopo 100 iterazioni utilizzando il metodo di Welch (finestre di Blackman e Hamming) e relativa stima della frequenza (SNR=3dB).

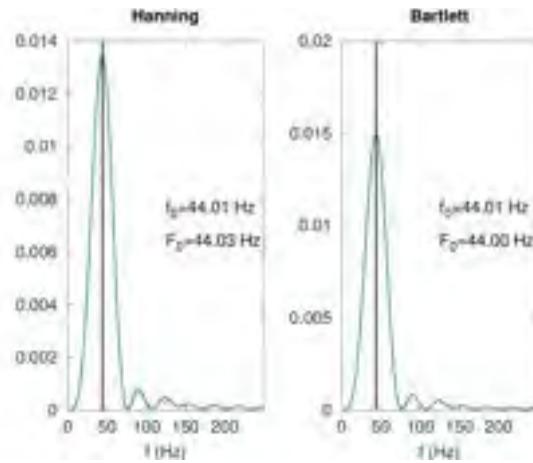


Figura 45 PSD ottenuta dopo 100 iterazioni utilizzando il metodo di Welch (finestre di Hanning e Bartlett) e relativa stima della frequenza (SNR=3dB).

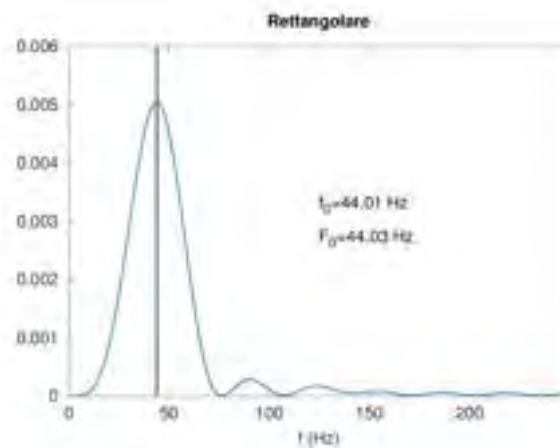


Figura 46 PSD ottenuta dopo 100 iterazioni utilizzando il metodo di Welch (finestra rettangolare) e relativa stima della frequenza (SNR=3dB).

La Figura 47 illustra l'andamento dell'errore quadratico medio della stima nelle precedenti condizioni al crescere del numero di burst utilizzati considerando la finestra rettangolare (andamenti analoghi si ottengono utilizzando le altre finestre).

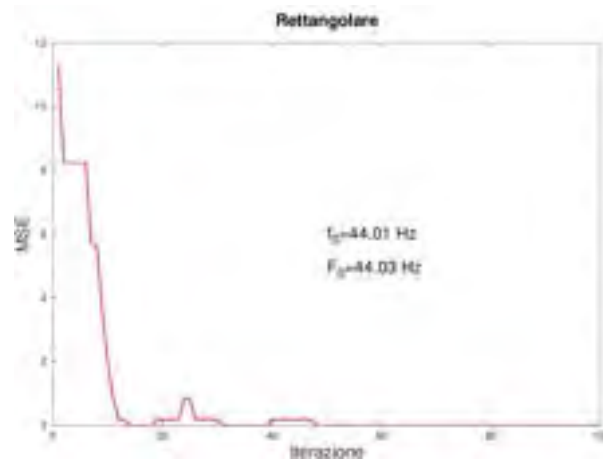


Figura 47 Andamento MSE utilizzando la media delle frequenza stimate utilizzando il metodo di Welch con finestra rettangolare (SNR=3dB).

Data la natura del segnale come modello parametrico è stato implementato esclusivamente un modello di tipo AR utilizzando il metodo di Yule-Walker e un numero di coefficienti pari a 4 (corrispondente al doppio delle armoniche presenti nel segnale). Si noti che in questo caso i valori della PSD sono stati normalizzati al valore massimo.

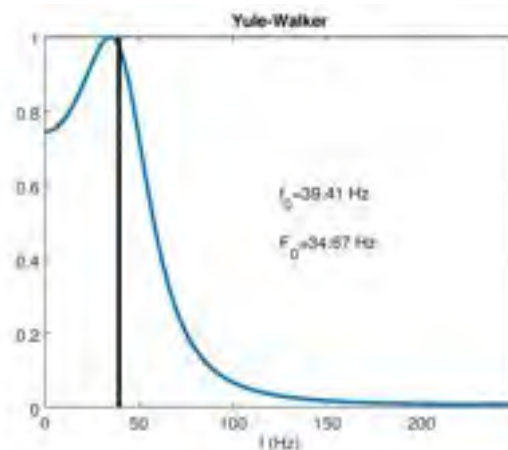


Figura 48 PSD normalizzata ottenuta utilizzando il metodo di Yule-Walker (SNR=3dB).

Come fatto precedentemente, utilizzando questa tecnica è possibile aggiornare il valore della stima della frequenza aggiornando la media ogni qual volta si riceve un nuovo burst con un filtro a media mobile.

La Figura 49 illustra l'andamento dell'errore quadratico medio della stima al crescere del numero di burst utilizzati considerando sempre un SNR pari a 3dB. Nella figura con f_0 è indicata la frequenza della fondamentale del segnale e con F_0 la stima alla fine delle iterazioni.

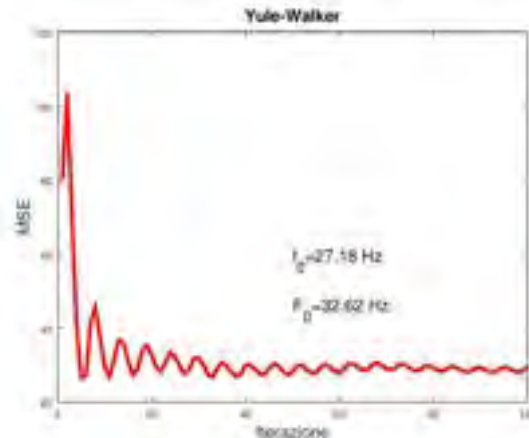


Figura 49 Andamento MSE utilizzando la media delle frequenza stimate utilizzando il metodo di Yule-Walker (SNR=3dB).

Si osservi che la stima ottenuta, nonostante tende a stabilizzarsi ad un valore costante, è alquanto lontana dal valore reale.

Anche in questo caso si può utilizzare la tecnica alternativa di aggiornare la stima della PSD ogni qualvolta si riceve un nuovo burst di campioni e aggiornare quindi il valore della frequenza stimata a partire da questa PSD mediata. Le seguente figura illustra l'andamento della PSD stimata con tale metodo a SNR pari a 3dB.

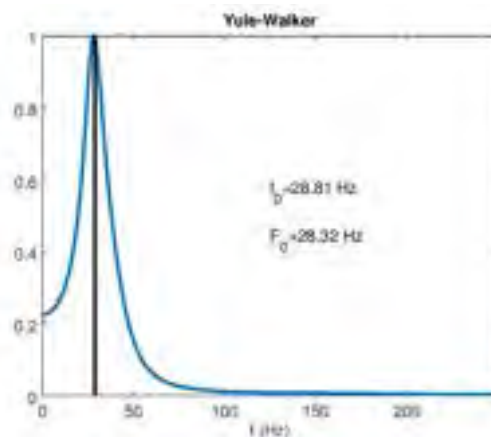


Figura 50 PSD ottenuta dopo 100 iterazioni utilizzando il metodo Yule-Walker e relativa stima della frequenza (SNR=3dB).

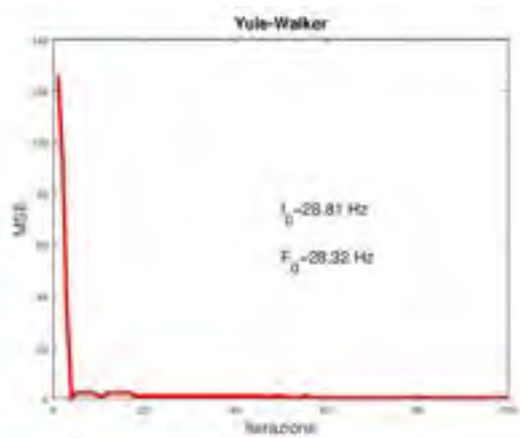


Figura 51 Andamento MSE utilizzando la stima della frequenza a partire dalla stima della PSD ottenuta con il metodo di Yule-Walker (SNR=3dB).

La Figura 51 illustra l'andamento dell'errore quadratico medio della stima al crescere del numero di burst utilizzati considerando sempre un SNR pari a 3dB. Nella figura con f_0 è indicata la frequenza della fondamentale del segnale e con F_0 la stima alla fine delle iterazioni.

In questo caso al crescere delle iterazioni si ottiene un errore sensibilmente più basso rispetto al precedente.

La Figura 52 e la Figura 53 mostrano rispettivamente un esempio di stima dello spettro di frequenza utilizzando il metodo dei minimi quadrati AR e l'andamento dell'errore quadratico medio della stima della frequenza valutata aggiornando la stessa per ogni nuovo burst di segnale ricevuto. L'ordine della matrice di autocorrelazione è stato posto sempre pari a 4 e il rapporto segnale rumore è sempre di 3dB.

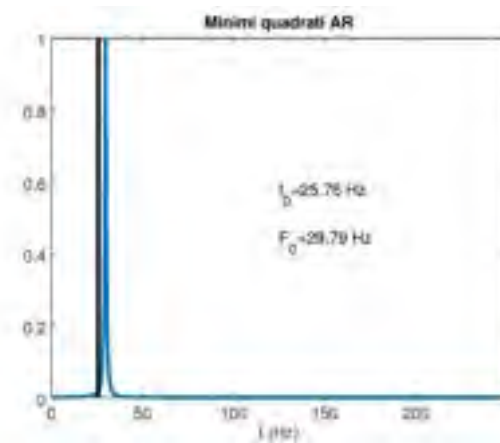


Figura 52 PSD normalizzata ottenuta utilizzando il metodo dei minimi quadrati AR (SNR=3dB).

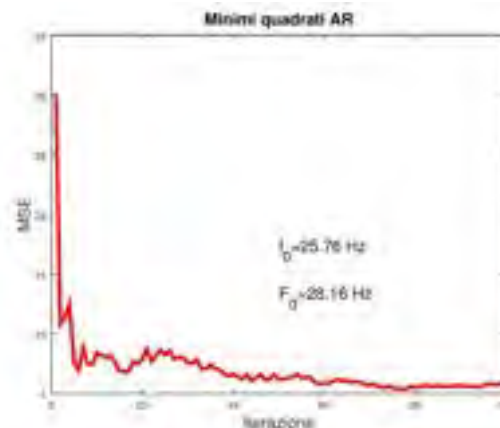


Figura 53 Andamento MSE utilizzando la media delle frequenza stimate utilizzando il metodo di dei minimi quadrati AR (SNR=3dB).

Le Figura 54 e la Figura 55 sono relative ai risultati ottenuti quando alla ricezione di un nuovo burst viene prima aggiornata la stima della PSD e poi stimato il valore della frequenza della fondamentale (le condizioni di rumore e l'ordine del modello è uguale a quello considerato nel caso precedente).

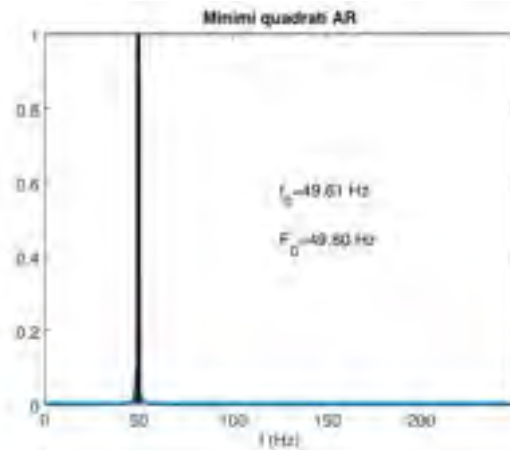


Figura 54 PSD ottenuta dopo 100 iterazioni utilizzando il metodo dei minimi quadrati AR e relativa stima della frequenza (SNR=3dB).

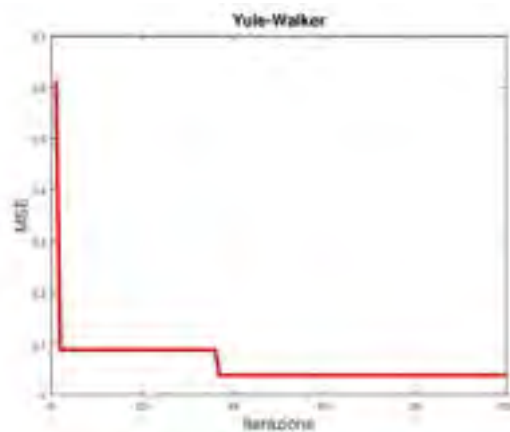


Figura 55 Andamento MSE utilizzando la stima della frequenza a partire dalla stima della PSD ottenuta con il metodo dei minimi quadrati AR (SNR=3dB).

Si noti che il metodo permette di ottenere una stima molto accurata della frequenza anche dopo pochi burst.

Anche i metodi MUSIC ed ESPRIT possono essere applicati utilizzando i due diversi approcci descritti precedentemente.

In particolare in questo caso può essere effettuata la stima della frequenza applicando i metodi sulla base della matrice R di autocovarianza calcolata per ogni burst e quindi aggiornando il valore stimato della frequenza alla ricezione di ogni nuovo burst. Viceversa si può effettuare alla ricezione di ogni burst l'aggiornamento della stima della matrice di autocovarianza R e quindi effettuare la stima della frequenza applicando i metodi alla matrice di autocovarianza aggiornata.

I risultati illustrati nella Figura 56 e nella Figura 57 sono relativi al metodo MUSIC considerando il primo approccio.

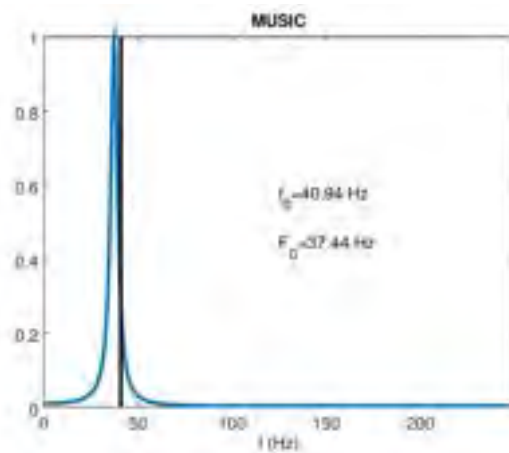


Figura 56 PSD normalizzata ottenuta utilizzando il metodo MUSIC (SNR=3dB).

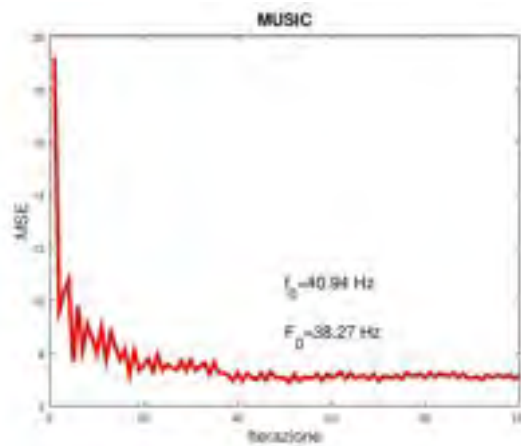


Figura 57 Andamento MSE utilizzando la media delle frequenza stimate utilizzando il metodo MUSIC (SNR=3dB).

Come è possibile vedere dall'analisi della precedente figura l'approccio non permette di ottenere risultati accurati della stima della frequenza.

La Figura 58 e la Figura 59 sono quelle relative al secondo approccio sempre per il metodo MUSIC

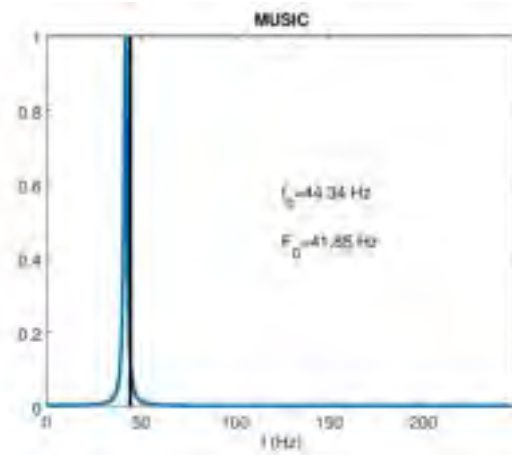


Figura 58 PSD ottenuta dopo 100 iterazioni utilizzando il metodo MUSIC e relativa stima della frequenza (SNR=3dB).

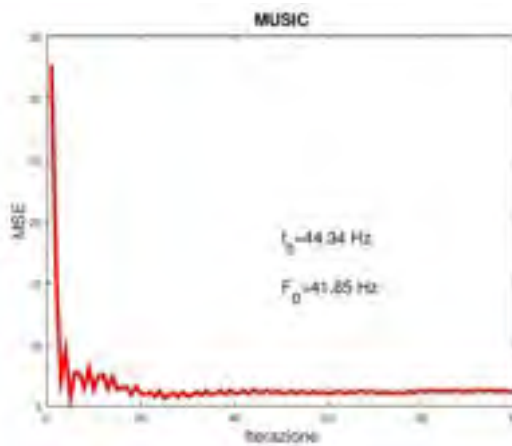


Figura 59 Andamento MSE utilizzando la stima della frequenza a partire dalla stima della PSD ottenuta con il metodo MUSIC (SNR=3dB).

Infine, la Figura 60 e la Figura 61 illustrano l'andamento della stima dello spettro di potenza e dell'errore quadratico medio della stima della frequenza al variare del numero di iterazioni utilizzando il metodo ESPRIT con il primo approccio.

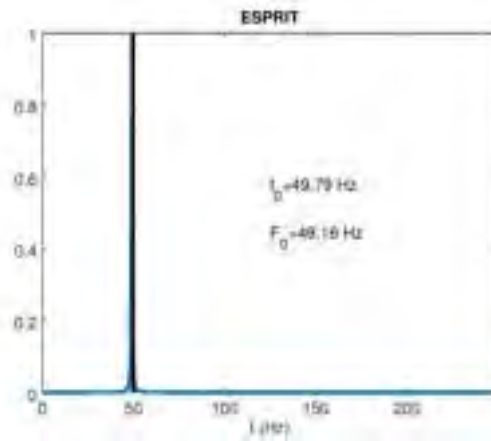


Figura 60 PSD normalizzata ottenuta utilizzando il metodo ESPRIT (SNR=3dB).

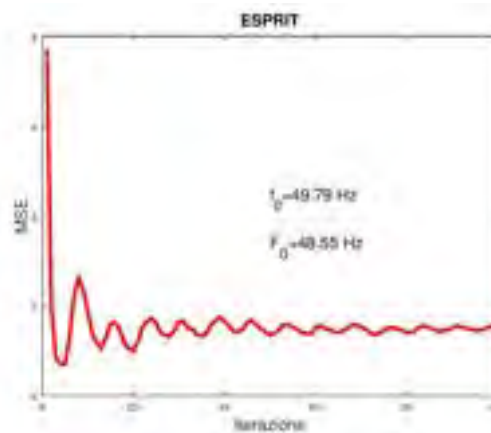


Figura 61 Andamento MSE utilizzando la media delle frequenza stimate utilizzando il metodo ESPRIT (SNR=3dB).

Si può osservare dai risultati che il metodo permette di ottenere una stima molto accurata della frequenza.

La Figura 62 e la Figura 63 sono sempre relative al metodo ESPRIT utilizzando però il secondo approccio.

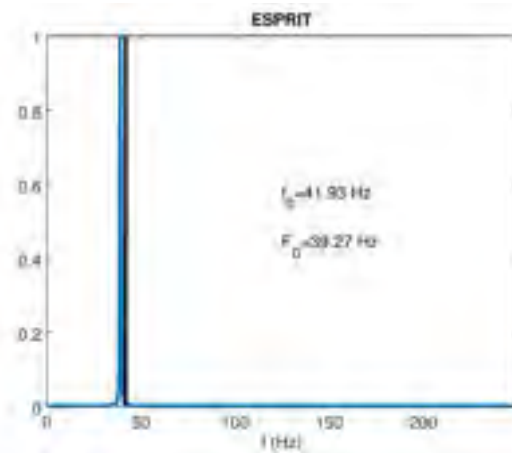


Figura 62 PSD ottenuta dopo 100 iterazioni utilizzando il metodo ESPRIT e relativa stima della frequenza (SNR=3dB).

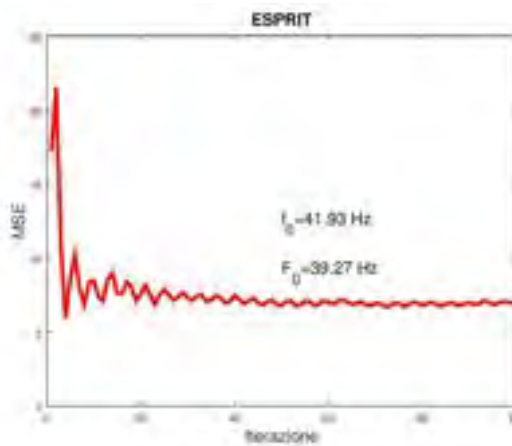


Figura 63 Andamento MSE utilizzando la stima della frequenza a partire dalla stima della PSD ottenuta con il metodo ESPRIT (SNR=3dB).

Si deve tenere presente che i risultati precedentemente illustrati devono essere considerati esemplificativi del comportamento di ogni stimatore in quanto valutati su un'unica realizzazione del processo.

La Figura 64 e al Figura 65 illustrano l'andamento dell'errore quadratico medio applicando le diverse metodologie (per il metodo del periodogramma e di Welch è stata considerata esclusivamente la finestra rettangolare) a una stessa realizzazione del segnale al variare del SNR.

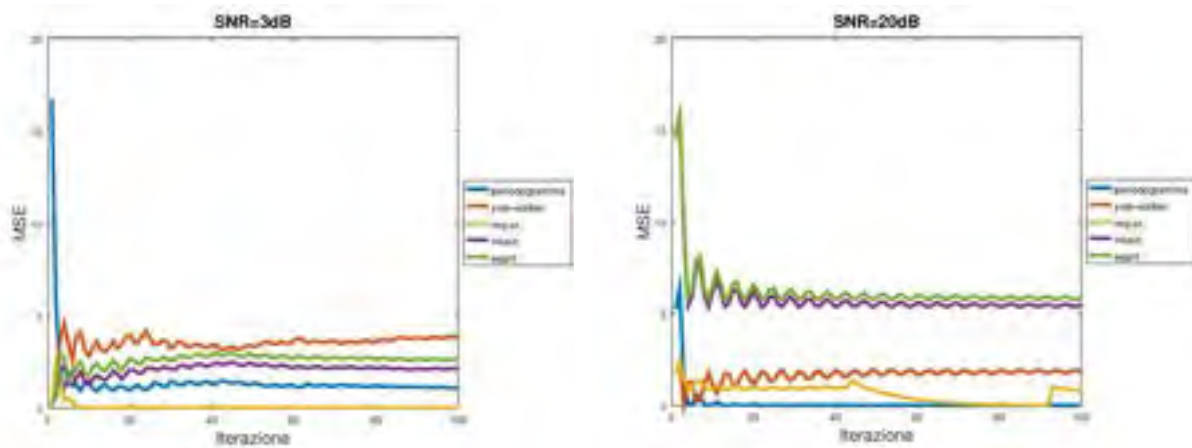


Figura 64 Confronto MSE fra i vari metodi calcolando la stima della frequenza su ogni burst e aggiornandola ad ogni nuovo burst ricevuto.

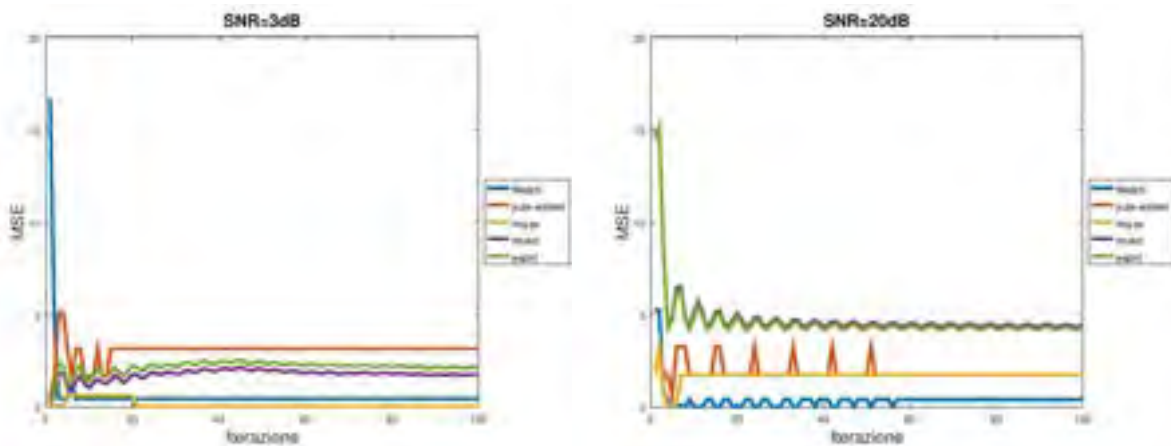


Figura 65 Confronto MSE fra i vari metodi calcolando aggiornando la stima della PSD ad ogni nuovo burst ricevuto e valutando su questa la frequenza della fondamentale.

Come si può osservare non vi è una sostanziale dipendenza della stima dal SNR. Inoltre la stima ottenuta con il metodo di Welch appare essere la migliore in tutte le condizioni.

I risultati suddetti hanno portato a scegliere il metodo di Welch per la realizzazione del sistema oggetto dell'attività di ricerca.

Bibliografia

- [1] K. D. Hurst and T. G. Habetler, "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1996, Vol. 11, N. 1, pp. 66-73.
- [2] J. CusidÓCusido, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero and A. GarcíaGarcia Espinosa, "Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, Vol. 55, N. 2, pp. 633-643.
- [3] S. H. Kia, H. Henao, G.-A. Capolino, "A High-Resolution Frequency Estimation Method for Three-Phase Induction Machine Fault Detection", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, Vol. 54, N. 4, pp. 2305-2314.
- [4] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "A fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1992, Vol. 39, N. 3, pp. 241-249.
- [5] Arrillaga, Jos. Power system harmonic analysis. John Wiley & Sons, 1997.
- [6] A. Ferrah, K. G. Bradley and G. M. Asher, "Sensorless speed detection of inverter fed induction motors using rotor slot harmonics and fast Fourier transform", *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992, pp. 279-286.
- [7] Blackman, R. B. and Tukey, J. W., "The Measurement of Power Spectra from the Point of View of Communications Engineering—Part I", *Bell System Technical Journal*, Vol. 37, N. 2, pp. 185-282.
- [8] Shannon, Claude Elwood. "Communication in the presence of noise", *Proceedings of the IRE* 37.1 (1949), pp. 10-21.
- [9] Hewitt, Edwin. "Certain generalizations of the Weierstrass approximation theorem", *Duke Math. J* 14.2 pp. 419-427, 1974.
- [10] Blackman, R. B. and Tukey, J. W., "The Measurement of Power Spectra from the Point of View of Communications Engineering—Part II", *Bell System Technical Journal*, Vol. 37, N. 2, pp. 485-569.
- [11] Yule, G. Udny, "On a method of investigating periodicities in disturbed series, with special reference to Wolfer's sunspot numbers", *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical or Physical Character*, 1926, pp. 267-298.
- [12] Walker, Gilbert, "On periodicity in series of related terms", *Proceedings of the Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, 1931, pp. 518-532.
- [13] Levinson, N., "The Wiener RMS (root mean square) error criterion in filter design and prediction and heuristic exposition of Wiener's mathematical theory of prediction and filtering", 1949.
- [14] Durbin, James, "Efficient estimation of parameters in moving-average models", *Biometrika*, 1959, pp. 306-316.
- [15] Delsarte, Philippe, and Yves Genin, "The split Levinson algorithm", *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing*, 1986, Vol. 34, N. 3, pp. 470-478.
- [16] Schmidt, Ralph, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 34, N. 3, pp. 276-280.
- [17] MATLAB and Signal Processing Toolbox Release 2012b, The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts, United States.
- [18] Roy, Robert, Arogyaswami Paulraj, and Thomas Kailath, "ESPRIT--A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise", *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing*, 1986, Vol. 34, N. 5, pp. 1340-1342.

6 Descrizione App

Nell'ambito dell'attività di ricerca è stata sviluppata un'applicazione (di seguito denominata App) in grado di elaborare i segnali provenienti dai nodi sensori e fornire in uscita i risultati di post-elaborazione utili a determinarne le condizioni di funzionamento di un motore asincrono. Come sarà descritto in seguito, la App è in grado di fornire informazioni relative ai valori efficaci e massimi delle tensioni e correnti del motore, alla potenza istantanea, al fattore di potenza, e agli spettri dei segnali, questi ultimi utili per rilevare condizioni di distorsione armonica e per determinare la velocità di rotazione del motore.

L'applicazione è stata sviluppata per dispositivi mobili (smartphone e tablet) basati su sistema operativo Android. Ciò permette di utilizzare l'applicazione anche a distanza dal motore e in condizioni di mobilità. In particolare, l'applicazione è stata testata su una tablet ASUS ZenPad 10, con sistema operativo Android 5.2 oltre che su PC con sistema operativo Linux Ubuntu 14.04.

Di seguito viene dapprima illustrata l'interfaccia grafica della App realizzata al fine di evidenziarne le funzionalità e successivamente sono forniti alcuni dettagli implementativi relativi al codice sviluppato.

6.1 Interfaccia grafica e Funzionalità della App

La App prevede una interfaccia grafica principale (si veda la Figura 66) da cui è possibile richiamare tutte le funzionalità.

A seguito dell'avvio dell'applicazione occorre eseguire preliminarmente la ricerca dei dispositivi attivi (nodi sensore) attraverso una operazione detta di *Discovery*.



Figura 66 Operazione di Discovery.

L'operazione di Discovery viene richiamata premendo il pulsante corrispondente posto in alto a sinistra nell'interfaccia grafica. A seguito di tale operazione, dopo un tempo di attesa dell'ordine di qualche minuto (dipendente dal numero di nodi della rete) la App restituisce un menu denominato "Lista Nodi" con l'elenco dei nodi sensore attivi, identificabili dal loro indirizzo IPv6 (fec0::xx).

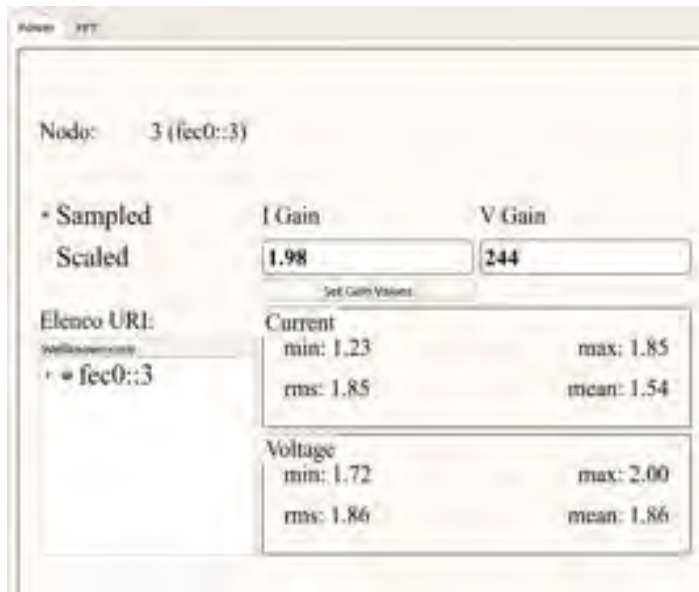


Figura 67 App in modalità Sampled.

Selezionando uno qualsiasi dei nodi attivi (con un doppio click/tap sul nodo desiderato), si ottiene una nuova finestra (mostrata in Figura 67) a partire dalla quale è possibile richiamare le altre funzioni della App e visualizzare i valori delle grandezze fisiche misurate dal nodo e i risultati di post elaborazione.

L'applicazione prevede due modalità di visualizzazione, denominate *Sampled* e *Scaled*.

La modalità può essere selezionata con un click/tap sul checkbox corrispondente (in alto a sinistra nell'interfaccia, si veda la Figura 67).

Nella modalità *Sampled* l'applicazione fornisce i valori minimo (min), massimo (max), medio (mean) ed efficace (rms) delle tensioni e delle correnti misurate all'ingresso del nodo sensore. Tale modalità si rivela particolarmente utile nella fase di calibrazione del sistema.

I valori suddetti sono determinati a partire dai valori x_i ricevuti dai nodi sensori sulla base delle relazioni seguenti:

$$X_i = \frac{x_i}{1024} \cdot V_{batt} \quad (99)$$

$$X_{mean} = \frac{\sum_i X_i}{N_s} \quad (100)$$

$$X_{min} = \min(X_i) \quad (101)$$

$$X_{max} = \max(X_i) \quad (102)$$

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i X_i^2}{N_s}} \quad (103)$$

dove N_s è il numero di campioni nel pacchetto, il fattore 1024 tiene conto del fatto che l'ADC dei nodi ha una risoluzione di 10bit (per cui i valori X_i sono compresi fra 0 e 1023) e V_{batt} è la tensione di alimentazione dei nodi (anch'essa inviata nel pacchetto con le altre misure acquisite).

L'utilizzo del fattore V_{batt} permette di scalare le misure in funzione della effettiva tensione delle batterie che alimentano i nodi. Diversamente si avrebbe un errore di misura legato alla carica effettiva delle batterie al momento della misura.

Si noti che i valori X_i nelle equazioni suddette rappresentano in realtà due serie di valori, una riferita alle correnti (I_i) e l'altra riferita alle tensioni (V_i), elaborate separatamente.

Nella modalità *Sampled* è possibile anche avere informazioni sui parametri di funzionamento dei nodi, in particolare ogni quanto è inviato un pacchetto (TxPeriod), quante misure sono presenti per ogni pacchetto (Nsamples) e il tempo di campionamento (Tsampling) con cui sono state effettuate le misure.

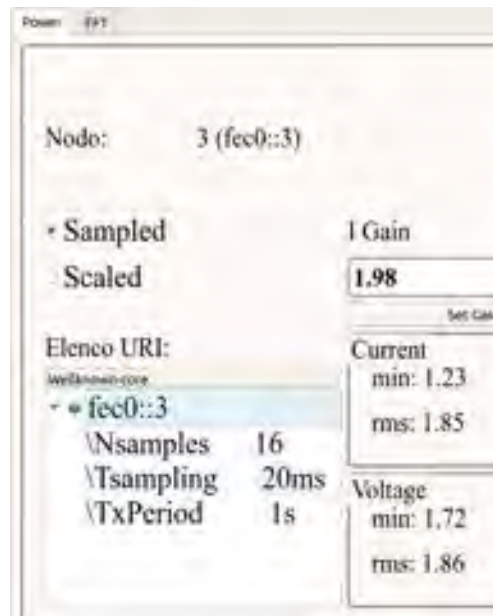


Figura 68 Parametri di configurazione di un nodo.

A tal fine è sufficiente selezionare l'indirizzo del nodo desiderato nella Lista Nodi (si veda la Figura 68 dove è stato selezionato il nodo fec0::3).

Al momento della stesura del report si sta estendendo l'applicazione in modo da poter modificare i valori dei parametri suddetti mediante il protocollo CoAP, facendo corrispondere i parametri a delle URI (per maggiori dettagli sulle URI e per il loro utilizzo si rimanda al report [1]).

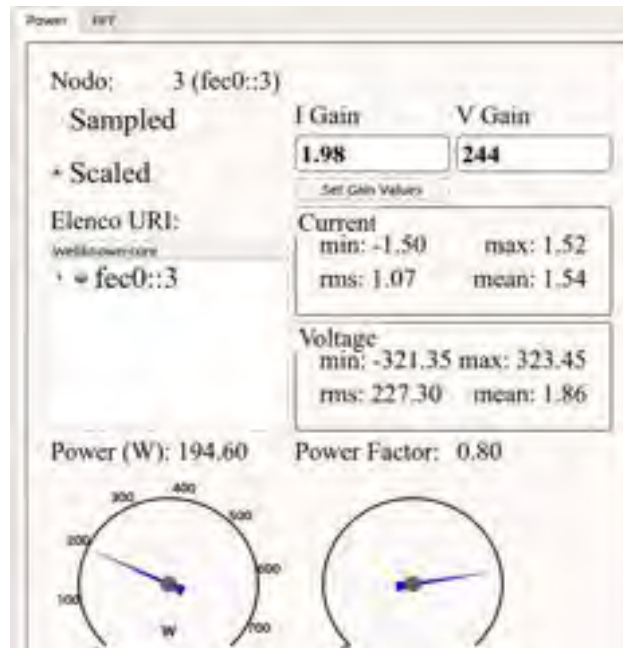


Figura 69 App in modalità Scaled.

Nella modalità *Scaled* la App visualizza invece i valori minimo (min), massimo (max) ed efficace (rms) di tensione e corrente effettive sul motore e fornisce inoltre informazioni sulla potenza istantanea e sul fattore di potenza (si veda la Figura 69).

Per determinare i valori suddetti la App utilizza i guadagni di scala ricavati nel Capitolo 4 ($G_i=1.98$ e $G_v=244$) ottenendo così preliminarmente i valori

$$X_{i,scaled} = (X_i - X_{mean}) \cdot G_X \quad (104)$$

Successivamente i valori di interesse vengono calcolati mediante le Equazioni 101-103 utilizzando i valori $X_{i,scaled}$ al posto degli X_i .

Si noti che, come conseguenza dell'Equazione 104 i valori rms in modalità *Scaled* rappresentano i valori efficaci delle sole componenti alternate.

A partire dai valori suddetti vengono inoltre calcolati:

- La potenza media istantanea (Power) mediante la relazione:

$$P = \frac{\sum_i V_i \cdot I_i}{N_s} \quad (105)$$

- Il Fattore di Potenza (Power Factor, PF), ricavato come:

$$PF = \frac{P}{I_{rms} \cdot V_{rms}} \quad (106)$$

I valori suddetti vengono anche visualizzati mediante widget (componenti grafici simili a tachimetri) per una più comoda lettura (si veda la Figura 69 in basso).

Infine, selezionando il menu FFT (si veda la Figura 70), la App esegue l'analisi spettrale dei segnali acquisiti e ne visualizza i risultati.

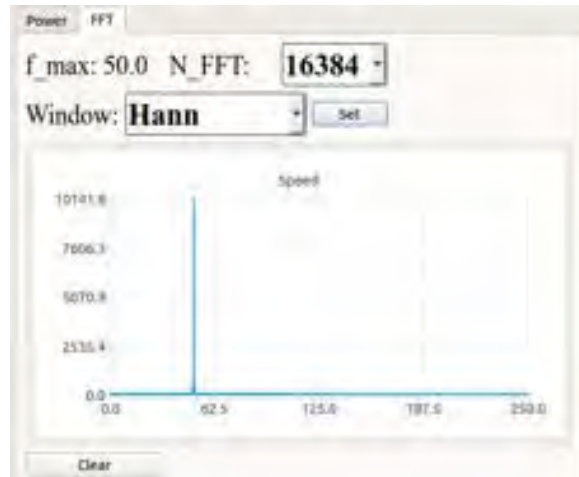


Figura 70 Interfaccia analisi spettrale.

L'analisi spettrale è effettuata mediante il metodo di Bartlett (ovvero di Welch con overlap nullo), descritto nel Capitolo 5.

Attraverso l'interfaccia grafica è possibile selezionare il numero di punti della FFT ed il tipo di finestra da utilizzare. In particolare i possibili valori selezionabili per il numero di punti della FFT sono dati dalle potenze di due comprese tra 2^3 (8) e 2^{14} (16384) mentre le possibili finestre selezionabili, al momento della stesura del report, sono: Rectangular, Hamming e Hann.

In Figura 70 è mostrato un esempio di spettro prodotto dalla App nel caso di un segnale sinusoidale a 50Hz, calcolato con un numero di punti pari a 16384 e con la finestra di Hann.

L'interfaccia grafica riporta in alto a sinistra anche il valore della frequenza alla quale corrisponde il picco nello spettro del segnale. Quest'ultima funzionalità si rileva utile per determinare la frequenza di rotazione del motore.

L'applicazione è stata testata con una tablet Asus ZenPad10 con sistema operativo Android 5.2.

In Figura 71 è mostrato il risultato fornito dalla App durante una misura in tempo reale della velocità di rotazione di un motore ottenuta con il metodo di misura descritto nel Capitolo 4; è possibile notare in alto a sinistra in Figura 71 il valore di 24.8Hz (a cui corrisponde una velocità di 1488 giri al minuto).



Figura 71 Risultato di un'analisi spettrale mediante la App finalizzato alla misura della velocità di rotazione.

6.2 Descrizione del codice

In questa sezione sono forniti alcuni dettagli implementativi inerenti la App realizzata.

L'applicazione è stata sviluppata in linguaggio C++ [2] e per l'implementazione dell'interfaccia grafica è stato utilizzato l'ambiente di sviluppo Open Source Qt SDK [3]. Qt SDK è un ambiente di sviluppo multi-piattaforma che permette di sviluppare sia applicazioni Desktop per sistemi operativi Windows, Linux e MacOS che applicazioni per dispositivi mobili basati su sistemi operativi Android e IOS.

Un diagramma a blocchi inerente le classi alla base dell'applicazione è riportato in Figura 72.



Figura 72 Architettura e classi della App.

La classe principale è stata denominata *MainWindow* e realizza l'interfaccia grafica mostrata in Figura 68. La *MainWindow* implementa in particolare il meccanismo di "Discovery", che consiste nell'esecuzione di

un metodo privato che invia pacchetti di tipo ping ai nodi ed aggiorna la lista dei nodi sulla base dei messaggi di ACK (Acknowledgment) ricevuti dai nodi attivi.

La classe `MainWindow` ha due classi figlie, denominate `NodeInfoDialog` e `UdpPacket`. La `NodeInfoDialog` si occupa delle operazioni di visualizzazione oltre che di effettuare tutte le elaborazioni necessarie per determinare i valori delle grandezze fisiche di interesse (valori efficaci, potenza, fattore di potenza, spettri ecc.). Come evidenziato nella Figura 72 per implementare le funzioni di analisi spettrale è stata utilizzata la libreria *realFFT* [4], una libreria open-source integrata nell'ambiente di sviluppo Qt.

La classe `UdpPacket` si occupa invece della gestione delle trasmissioni (basate sui protocolli CoAP, UDP e IPv6). In particolare la classe `UdpPacket` utilizza la libreria `Coap`, permette la gestione dei pacchetti e della messaggistica d'errore.

Il meccanismo di comunicazione tra le classi permette alla `App` la gestione di eventi concorrenti. Tale meccanismo è basato su una classe detta *sender* capace di emettere un "segnale" destinato ad una seconda classe, detta *receiver*. La classe *receiver*, riceve il segnale per tramite di uno "slot" collegato ad un metodo: conseguentemente alla ricezione di un segnale, la classe *receiver* esegue automaticamente il metodo corrispondente che permette quindi la gestione dell'evento stesso.

A titolo di esempio in Figura 73 viene illustrato come la classe `UdpPacket` utilizza questo meccanismo di gestione degli eventi concorrenti. In figura è possibile osservare come a seguito della ricezione di un pacchetto da uno dei nodi attivi, viene emesso un segnale `readyPacket()` ricevuto dallo slot `getPacket()`. Tramite tale metodo avviene l'elaborazione dei dati ovvero il calcolo dei valori delle grandezze fisiche (misurate direttamente o risultanti da post-elaborazioni). Si noti che il segnale `readyPacket()` viene emesso ogni qual volta è presente un pacchetto UDP/Coap nella coda messaggi per cui possono essere gestiti più nodi sensori contemporaneamente. A sua volta lo slot `getPacket()` emette un segnale `sendValues()` che permette di inviare i dati elaborati all'interfaccia grafica, avviando l'esecuzione di un metodo `updateValues()` implementato nella classe `NodeInfoDialog`. In tal modo è possibile aggiornare in tempo reale i valori mostrati dall'interfaccia grafica inerenti le grandezze fisiche misurate direttamente o risultanti da post-elaborazioni.

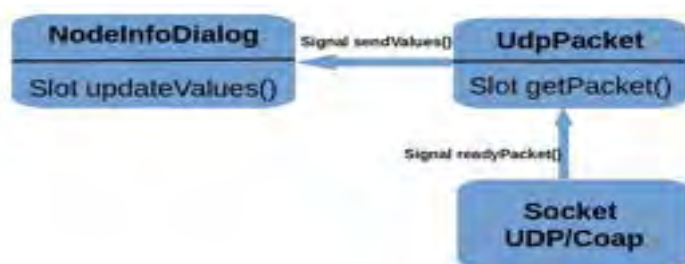


Figura 73 Descrizione del meccanismo di comunicazione fra classi.

Bibliografia

- [1] G. Campobello, N. Donato, A. Segreto, S. Serrano, M.-A. Segreto, R. Guida, “Reti di sensori e attuatori per progetti M2M per l’efficientamento dei processi industriali”, *deliverable Rds/PAR2015/073*.
- [2] B. Stroustrup, “The C++ Programming Language”, *Addison-Wesley*, Quarta Edizione, Aprile 2015.
- [3] QT SDK, <https://doc.qt.io/>.
- [4] “Spectrum Example”, *Qt Documentation*, <https://doc.qt.io/qt-5/qtmultimedia-multimedia-spectrum-example.html>.

7 Testbed e misure sperimentali

Nell'ambito dell'attività è stato implementato un testbed atto a validare, mediante misure sperimentali, il sistema precedentemente descritto e progettato per il monitoraggio di motori asincroni.

Il testbed realizzato si compone dei seguenti elementi:

- un motore asincrono trifase prodotto dalla ABB i cui dati di targa sono stati forniti nel Capitolo 1;
- la scheda di acquisizione (Sensor Board) descritta nel Capitolo 4;
- una rete di sensori wireless basata sull'architettura descritta nel Capitolo 2;
- una tablet ASUS ZenPad 10 su cui è stata installa la App descritta nel Capitolo 6.

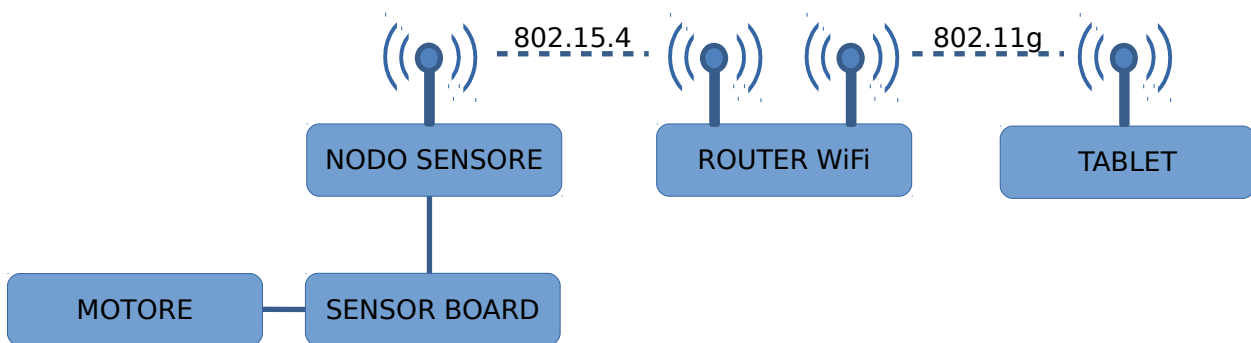


Figura 74 Schema a blocchi del testbed realizzato.

Uno schema a blocchi del testbed è riportato in Figura 74.

I segnali inerenti le grandezze fisiche che caratterizzano il funzionamento del motore (tensioni, correnti e velocità) sono acquisiti, per tramite della Sensor Board sviluppata, dai nodi sensori della rete wireless (nella fattispecie un mote IRIS prodotti dalla Memsic) e successivamente inviati, mediante un Router WiFi, al Tablet su cui è stata installa la App sviluppata, la quale effettua le necessarie elaborazioni (calcolo dei valori efficaci, analisi spettrale, ecc.) e ne visualizza i risultati.

Per le misure sono stati inoltre utilizzati:

- un oscilloscopio Keysight MSOX2012T
- un multimetro Keysight U1231A

Diversi set-up di misura hanno permesso di confrontare le misure effettuate col testbed realizzato con le misure contemporaneamente rilevate dalla strumentazione suddetta.

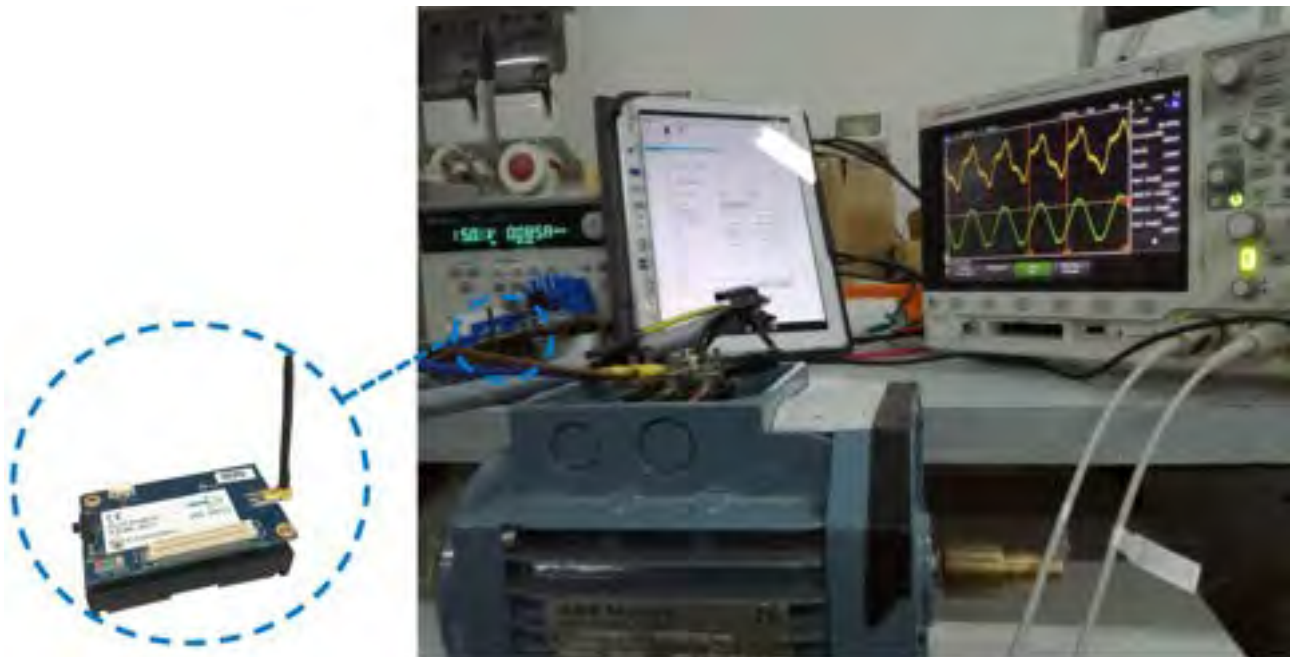


Figura 75 Testbed.

In Figura 75 è riportato uno dei set-up di misura realizzati; in Figura 75 è possibile vedere (da sinistra a destra) la scheda di acquisizione sviluppata collegata ad un nodo sensore IRIS (posto sotto la scheda e rappresentato ingrandito in basso a sinistra), il motore asincrono della ABB (in basso al centro), la tablet ASUS ZenPad 10 su cui è stata installata la App sviluppata (in alto a sinistra) e un oscilloscopio Keysight MSOX2012T (visibile in figura a destra e utilizzato al fine di validare le misure effettuate dal sistema realizzato).

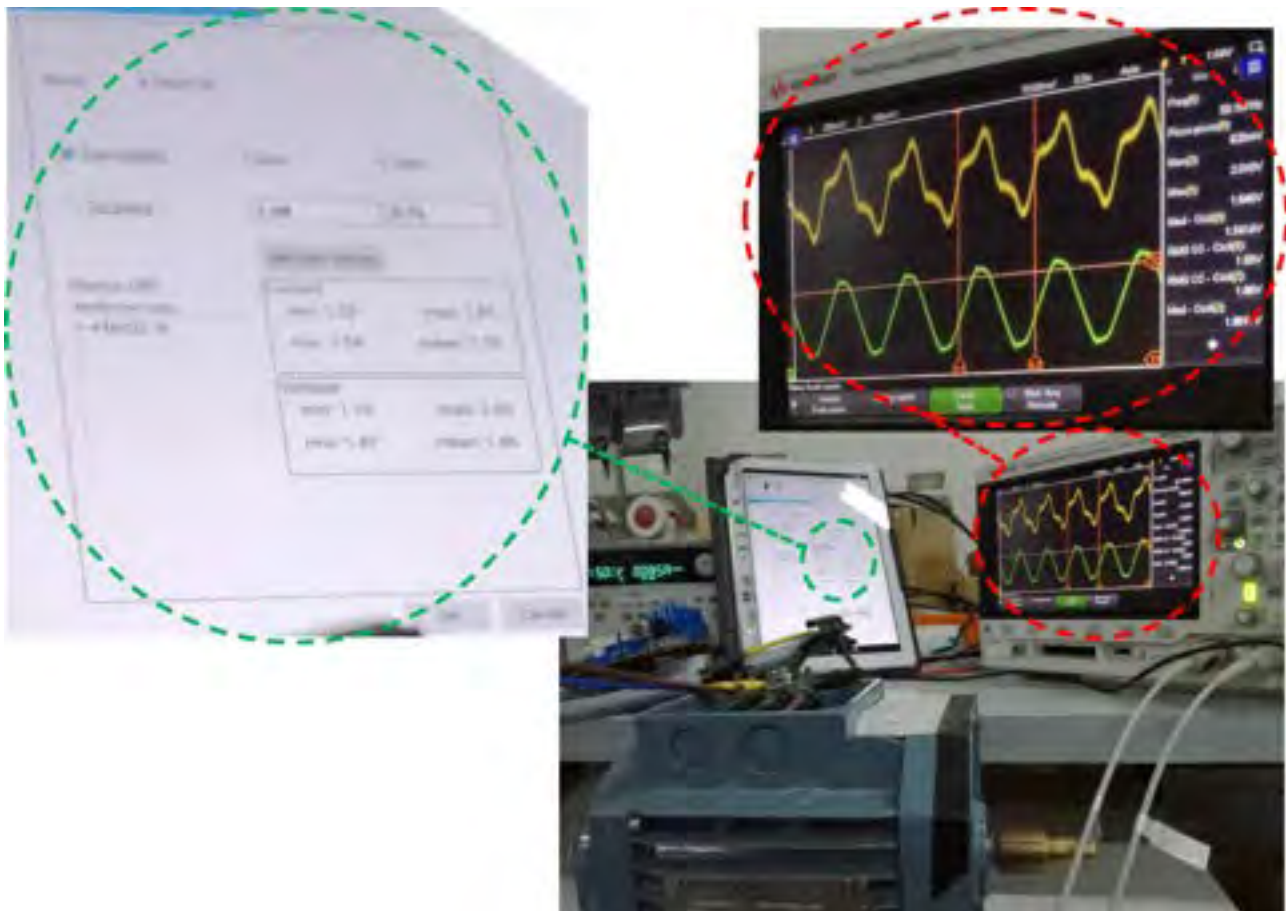


Figura 76 Testbed (App in modalità Sampled).

Nella Figura 76 è riportato lo stesso set-up di misura di Figura 75 dove, per maggiore leggibilità, sono stati ingranditi i risultati ottenuti da tablet e oscilloscopio.

In particolare, è possibile osservare i risultati forniti dalla App realizzata quando viene selezionata la modalità Sampled; in tale modalità, come precedentemente descritto nel Capitolo 6, l'applicazione fornisce i valori minimo, massimo, medio ed efficace delle tensioni e delle correnti all'ingresso del nodo sensore. Tale modalità si rileva particolarmente utile nelle fasi di calibrazione del sistema; in particolare, prima della misura sono stati regolati i potenziometri sulla Sensor Board per fissare offset e guadagni dell'elettronica di condizionamento in accordo con quanto descritto nel Capitolo 4 (si notino infatti i valori medi (mean) di tensione e corrente, rispettivamente pari a 1.86 e 1.53). Successivamente, alimentato il motore, sono stati misurati in diverse condizioni i valori efficaci (rms) e massimi (max) di tensione e corrente. In Figura 76 è possibile osservare come i risultati delle grandezze misurate dalla App siano in accordo con quelli mostrati dall'oscilloscopio Keysight MSOX2012T con una differenza dei valori dell'ordine di 0.01V. Tale scarto è pienamente giustificabile se si considera la risoluzione decisamente inferiore dell'ADC del nodo sensore (10bit) rispetto alla risoluzione dell'oscilloscopio e il fatto che il sistema sviluppato misura le grandezze con un numero decisamente inferiore di campioni (solo 16 campioni per pacchetto contro i diversi milioni di campioni usati dall'oscilloscopio).



Figura 77 Misura di tensioni e correnti di fase.

In Figura 77 sono mostrati i risultati di un secondo set-up di misura nel quale la App è stata impostata in modalità Scaled; in tale modalità la App determina, a partire dai dati ricevuti dal nodo sensore, i valori di tensione e corrente effettivi sul motore.

Si noti che i guadagni di scala (G_i e G_v , specificati in alto nell'interfaccia della App) sono stati fissati in accordo all'analisi effettuata nel Capitolo 4. Tali guadagni possono essere variati permettendo alla App di essere utilizzata con altre sensor board.

In Figura 77 è possibile altresì osservare come il valore della tensione di fase del motore misurata dal multimetro Keysight U1231A (21.48V) sia in accordo con il valore riportato dalla App (21.54V). Anche in questo caso lo scarto è legato alla risoluzione dell'ADC e al numero limitato di campioni utilizzati per la misura. Si precisa che le tensioni in questione sono volutamente inferiori a quelle nominali (230V); la misura si riferisce infatti ad un set-up di misura atto a simulare una condizione di funzionamento anomala o una fase di avvio del motore; tale condizione è stata realizzata alimentando il motore per tramite di un Variac Ci-eFfe-Gi che ha permesso di impostare la tensione di alimentazione del motore a circa il 10% del valore nominale.

La App in tale modalità fornisce inoltre informazioni sulla potenza istantanea e sul fattore di potenza.

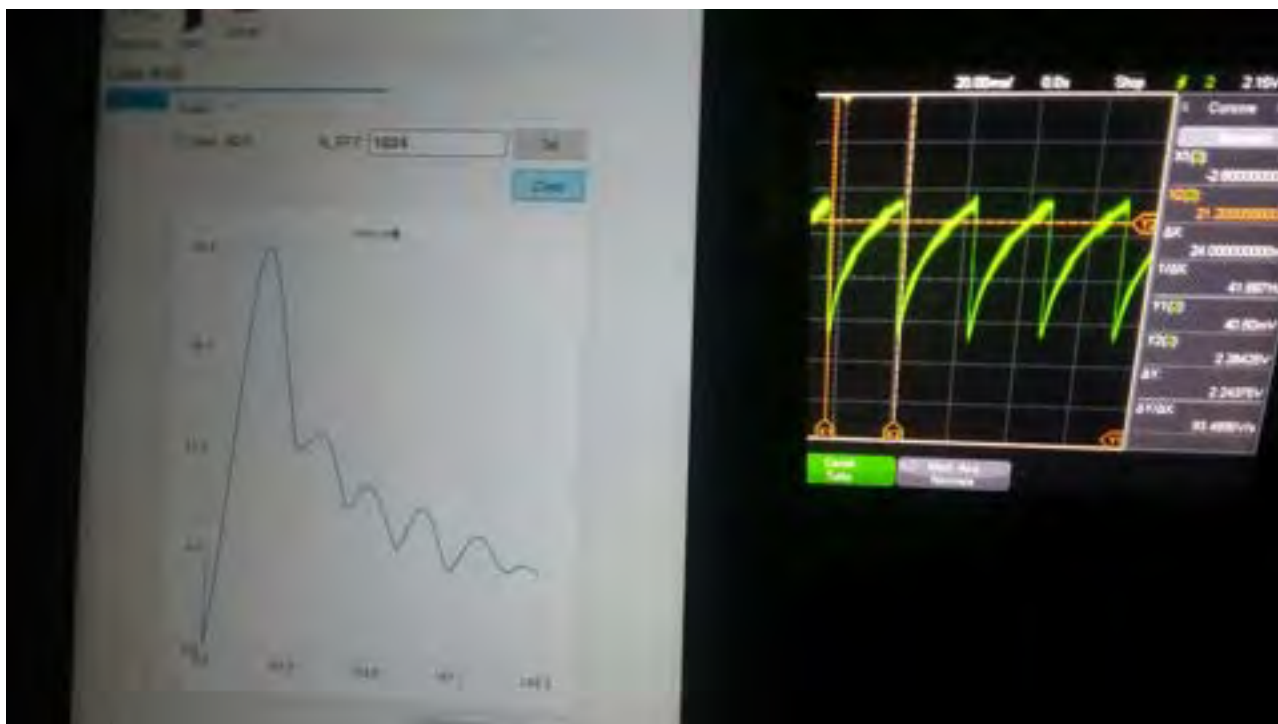


Figura 78 Misura della velocità di rotazione mediante tecniche di analisi spettrale.

Altri set-up di misura hanno riguardato la velocità di rotazione del motore, misurata mediante il sistema descritto nel Capitolo 4.

Come descritto nel Capitolo 1 la velocità di rotazione del motore v_R può essere determinata misurando il periodo T del segnale proveniente dalla fotoresistenza presente sulla Sensor Board sulla base dell'Equazione 34.

In Figura 78 è mostrata la misura del periodo del segnale suddetto effettuata mediante un oscilloscopio (a destra nella Figura 78 è riportata la distanza fra due picchi di minimo della forma d'onda pari a $T=\Delta x=24.0\text{ms}$ a cui corrisponde una frequenza di rotazione $1/T=41.67\text{Hz}$ ovvero una velocità di 2500 rpm);

La stessa velocità può essere determinata dalla App mediante tecniche di analisi spettrale, ovvero calcolando lo spettro del segnale mediante FFT e successivamente determinando la frequenza corrispondente al picco dello spettro (f_{max}). A sinistra nella Figura 78 è possibile osservare il valore di f_{max} calcolato dalla App (pari a 40 Hz) a cui corrisponde una velocità di rotazione di 2400rpm. Le due misure effettuate differiscono di circa il 4%. Si ritiene che tale errore sia ragionevole in considerazione del fatto che la metodologia di misura utilizzata ha un costo irrisorio (richiedendo solo una fotoresistenza, un led, due resistenze e due batterie AA) e considerando anche il fatto che i motori asincroni non nascono per applicazioni che richiedono un controllo di velocità accurato. In pratica spesso è necessario solo discriminare se il motore sta andando alla velocità nominale o se si è fermato ad esempio a causa di un guasto.

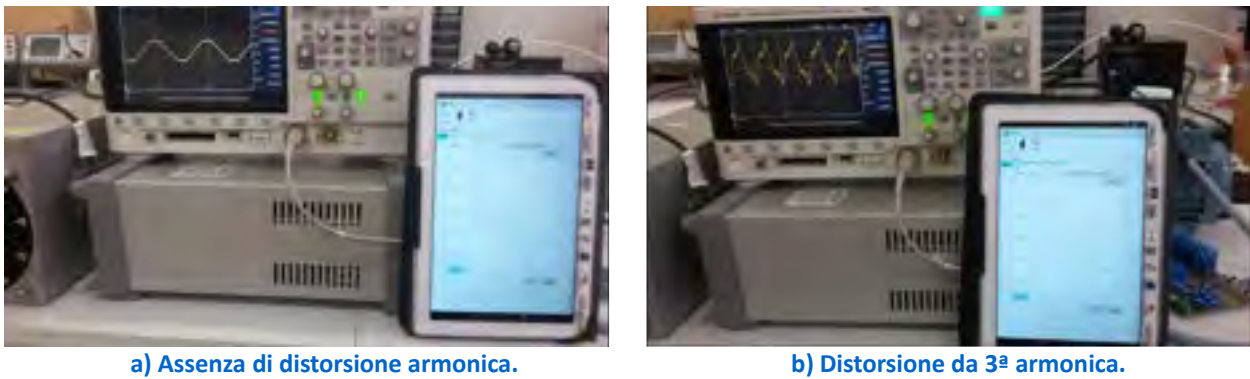


Figura 79 Analisi spettrale per la rilevazione di distorsione armonica.

Il sistema realizzato permette inoltre di determinare l'eventuale presenza di distorsioni armoniche indesiderate nelle tensioni di alimentazione o nelle correnti di fase.

In Figura 79 è mostrato lo spettro della tensione di fase (a) e della corrente di fase (b) in un set-up di misura dove al motore è stato collegato un carico non bilanciato.

Dalla Figura 79 è immediato osservare come nella tensione di fase non vi sia alcuna distorsione armonica, si ha infatti nello spettro un solo picco alla frequenza di 50Hz) mentre la corrente di fase ha una distorsione da terza armonica, riconoscibile da un secondo picco nello spettro alla frequenza di circa 150Hz.

In conclusione, gli strumenti sviluppati permettono di monitorare le condizioni di funzionamento di uno o più motori asincroni mediante dispositivi mobili convenzionali, quali ad esempio smartphone e tablet. Inoltre le misure sperimentali effettuate con il sistema sviluppato hanno confermato la possibilità di applicare efficacemente le reti di sensori wireless per il monitoraggio di motori asincroni, e ciò nonostante i notevoli limiti dei nodi sensori in termini di risorse computazionali e di memorizzazione.

Appendice A Script MatLab per il confronto delle diverse tecniche di elaborazione

```
% Chiudo tutte le eventuali immagini
close all
x0=2; % Valore medio segnale
Rip=100; % Numero di burst da simulare
Tpack=5; % Distanza fra i burst in secondi
fs=500; % Frequenza di campionamento
Ts=1/fs; % Periodo di campionamento
f0=50-25*rand(1); % Frequenza segnale sinusoidale
Ns=16; % Numero di campioni per burst
NFFT=1024; % Lunghezza dell'fft
DeltaF=fs/NFFT; % Passo in frequenza
A=[0.3 0 0.03]; % Ampiezza delle armoniche
phi=[rand(1) 0 rand(1)]*pi; % Fasi delle armoniche
Tend=Ns/fs-Ts; % Durata del burst in secondi
t=[0:Ts:Tend]'; % Istanti di campionamento del burst
f=[0:DeltaF:fs/2-DeltaF]'; % Frequenze
Fsum=zeros(NFFT/2,1); % Accumulatore PSD metodo di Welch

% Finestre da utilizzare e relativa energia metodo di Welch
label1={"Blackman", "Hamming", "Hanning", "Bartlett", "Rettangolare"};
w(:,1)=blackman(NFFT);
w(:,2)=hamming(NFFT);
w(:,3)=hanning(NFFT);
w(:,4)=bartlett(NFFT);
w(:,5)=ones(NFFT,1);
we=mean(w.^2);

% Rapporto segnale rumore (dB)
SNR=20;
if isinf(SNR)
    sigmaq=0;
else
    sigmaq=A(1)^2/2*10^(-SNR/10);
endif

% Con il metodo 1 (periodogramma) si calcola la stima della frequenza
% per ogni burst e poi si aggiorna il valore medio

% Stima della frequenza metodo 1
f0_ext1=zeros(5,1);
```

```

% Con il metodo 2 (Welch) si calcola la stima della PSD
% Aggiornando il valore medio per ogni burst
% La stima della frequenza si calcola sulla PSD stimata

% Stima della frequenza metodo 2
f0_ext2=zeros(5,1);

% MSE metodo 1
err1=zeros(5,Rip);
% MSE metodo 2
err2=zeros(5,Rip);

% Simula la trasmissione a burst di più pacchetti (uno ogni Tpack secondi)
for i=1:Rip
    % Segnale
    e=sqrt(sigmaq)*randn(size(t));
    x=x0*ones(size(t),1)+e; % Valore costante + eventuale rumore
    for i1=1:length(phi)
        % Sommo le varie armoniche (A e phi devono avere la stessa lunghezza)
        x=x+A(i1)*cos(2*pi*i1*f0.*(t+i*Tpack)+phi(i1));
    end
    x=x-mean(x); % Rimuove il valor medio
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    % Metodo di Welch
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    xw=[zeros(NFFT/2-Ns/2,1); x; zeros(NFFT/2-Ns/2,1)]; % zero padding
    xw=repmat(xw,1,5);
    % Calcolo il modulo quadro della FFT con lo zero-padding
    F=abs(fft(xw.*w)).^2/NFFT;
    F=F(1:NFFT/2,:); % Prelevo solo le frequenze positive
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    % Trovo la frequenza corrispondente al massimo della PSD su ogni PSD e poi
    % faccio la media
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    [m,ind]=max(F);
    f0_ext1=((i-1)/i)*f0_ext1+(1/i)*f(ind);
    err1(:,i)=(f0_ext1-f0).^2;
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    % Calcolo la PSD media e stimo la frequenza del valore massimo
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    Fsum=((i-1)/i)*Fsum+(1/i)*(F./we); % sommo i valori ottenuti
    [m,ind]=max(Fsum);
    f0_ext2=f(ind);
    err2(:,i)=(f0_ext2-f0).^2;
end

```

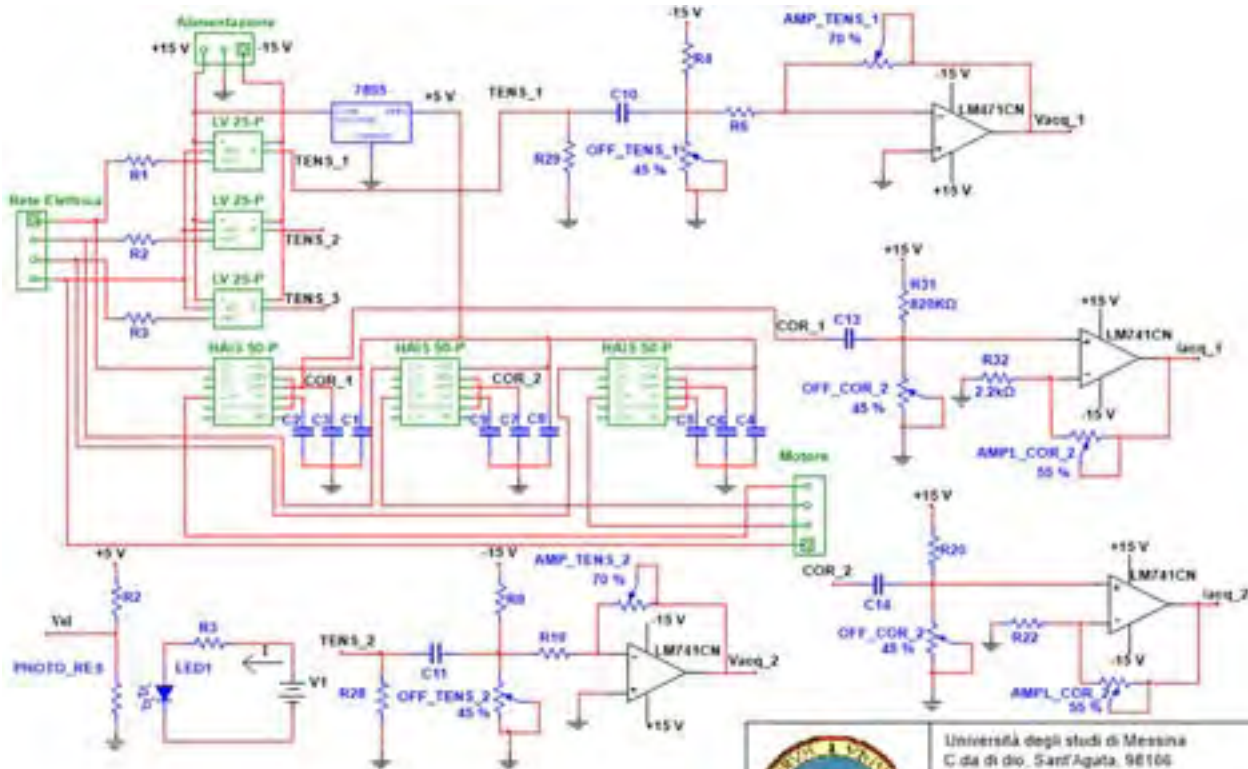
```
% Frequenza della fondamentale
f0
% Frequenza stimata con il metodo 1 alla fine delle ripetizioni
f0_ext1
% Frequenza stimata con il metodo 2 alla fine delle ripetizioni
f0_ext2


% Grafico MSE al variare delle ripetizioni con i due metodi
for i=1:5
    h1=figure;
    plot(err1(i,:), 'r');
    hold on;
    plot(err2(i,:), 'b');
    xlabel('Iterazione');
    ylabel('MSE');
    legend('Metodo 1', 'Metodo 2');
    title(label1(i));
end

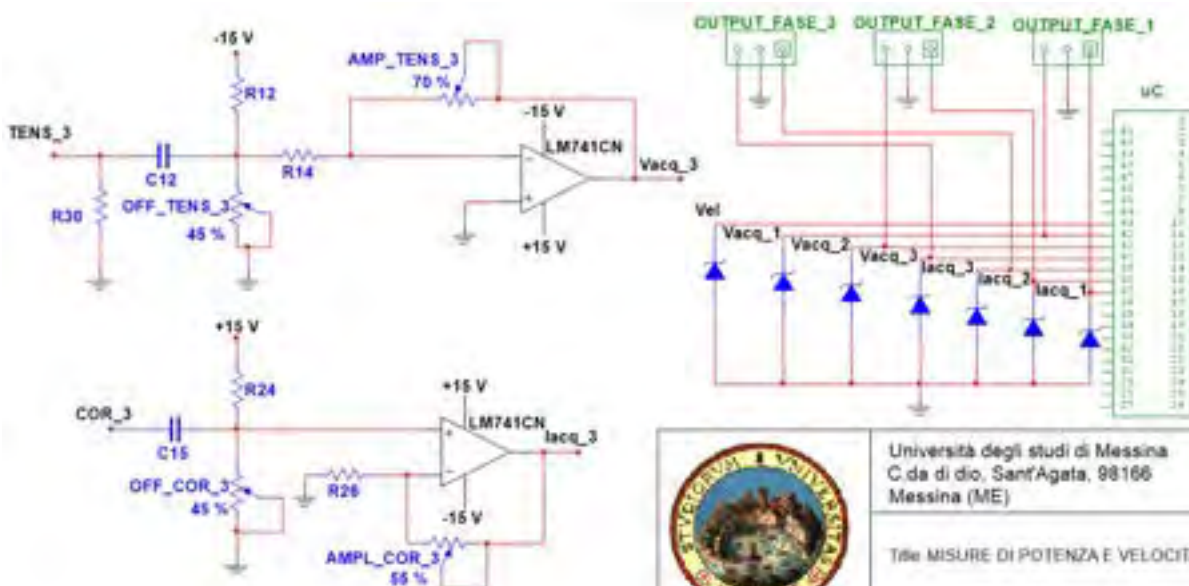
% Grafico PSD alla fine delle ripetizioni
figure;
for i1=1:2
    subplot(1,2,i1), plot(f,Fsum(:,i1));
    l1=axis(), axis([0 f(end) 0 l1(4)]);
    hold on, line([f0 f0],[0 l1(4)]);
    title(label1(i1));
    xlabel('f (Hz)');
end
figure;
for i1=3:4
    subplot(1,2,i1-2), plot(f,Fsum(:,i1));
    l1=axis(); axis([0 f(end) 0 l1(4)]);
    hold on, line([f0 f0],[0 l1(4)]);
    title(label1(i1));
    xlabel('f (Hz)');
end
figure;
for i1=5:5
    plot(f,Fsum(:,i1));
    l1=axis(); axis([0 f(end) 0 l1(4)]);
    hold on, line([f0 f0],[0 l1(4)]);
    title(label1(i1));
    xlabel('f (Hz)');
end
```


Appendice B Sensor board

Schema Circuitale



	Università degli studi di Messina C.da di dio, San'Agata, 98106 Messina (ME)
	Title MISURE DI POTENZA E VELOCITA'
	Sheet 1 of 2



	Università degli studi di Messina C.da di dio, San'Agata, 98106 Messina (ME)
	Title MISURE DI POTENZA E VELOCITA'
	Sheet 2 of 2

Lista dei componenti

3X LV 25-P	3X RESISTENZA 200 k Ω 1/2W
3X HAIS 50-P	3X RESISTENZA 2,2 k Ω 1/2W
6X LM741CM	3X RESISTENZA 100 Ω 1/2W
1X L7805CP	1X RESISTENZA 10 k Ω 1/2W
7X DIODO ZENER 3,3 V	3X RESISTENZA 47 k Ω 5W
1X LED BIANCO	1X FOTORESISTENZA NORPS-12
3X TRIMMER 10 k Ω 1/2W	6X CONDENSATORE 1 μ F
3X TRIMMER 200 k Ω 1/2W	6X CONDENSATORE 47 nF
3X TRIMMER 50 k Ω 1/2W	3X CONDENSATORE 4,7 nF
3X TRIMMER 220 k Ω 1/2W	4X CONNETTORE BUCHANAN A 3 VIE
3X RESISTENZA 680 k Ω 1/2W	2X CONNETTORE COMBICON MKDS
3X RESISTENZA 470 k Ω 1/2W	1X SOCKET 51 PIN HIROSE DF9B-51S-1V



Giuseppe Campobello nasce a Messina, Italia, nel 1975.

Riceve la Laurea in Ingegneria Elettronica (summa cum laude) e il Dottorato di Ricerca (Ph.D.) in "Tecnologie Avanzate per l'Ingegneria dell'Informazione" presso l'Università degli Studi di Messina, rispettivamente nel 2000 e nel 2004.

Dal 2004 al 2006 è stato titolare di contratti finalizzati ad attività di ricerca e professore a contratto della Facoltà di Ingegneria e della Facoltà di Scienze MM.FF.NN. dell'Università di Messina.

Nel 2006 è stato altresì assegnista di ricerca presso il Dipartimento di Matematica e Informatica dell'Università di Catania.

Nel dicembre del 2006 vince il concorso per Ricercatore Universitario del settore ING-INF/03 (Telecomunicazioni) presso l'Università degli Studi di Messina.

Attualmente afferisce al Dipartimento di Ingegneria dell'Università di Messina dove è Ricercatore Confermato a tempo pieno oltre che Professore Aggregato del settore Telecomunicazioni e responsabile del laboratorio di Comunicazioni Wireless.

L'attività di ricerca, svolta sia in ambito universitario che in collaborazione con aziende ed enti di ricerca, si inquadra principalmente nell'ambito delle reti di telecomunicazioni, dell'elaborazione numerica dei segnali e dell'elettronica digitale applicata alle telecomunicazioni. In particolare l'attività di ricerca più recente è focalizzata sulle reti di sensori wireless.

È autore di oltre trenta articoli scientifici apparsi su riviste internazionali o presentati a conferenze internazionali e revisore di diverse riviste internazionali della IEEE e della Elsevier.

È inoltre membro del Consiglio Scientifico del Gruppo Telecomunicazioni e Tecnologie dell'Informazione (GTTI) e del Microwave Engineering Center for Space Applications (MECSA).



Nicola Donato ha conseguito la laurea in Ingegneria Elettronica all'Università degli Studi di Messina ed il dottorato di ricerca all'Università degli Studi di Palermo.

Attualmente è professore Associato di Elettronica presso il dipartimento di Ingegneria dell'Università di Messina. È responsabile del laboratorio di Elettronica dei Sensori e dei Sistemi di Trasduzione (LESST). I suoi principali campi di ricerca riguardano la caratterizzazione e modellistica circuitale di dispositivi per applicazioni a microonde (0.05-40 GHz), la progettazione e realizzazione di sistemi di misura, lo sviluppo e caratterizzazione elettrica di sensori, la realizzazione di software per l'interfacciamento di strumentazione avanzata, lo studio delle

prestazioni elettriche e relativa modellizzazione circuitale di sensori di gas a film sottile (resistivi, capacitivi, BAW, SAW) e lo sviluppo e caratterizzazione di dispositivi organici ad eterogiunzione fotosensibili e celle fotovoltaiche ibride organico/inorganico.

È coautore di più di 120 pubblicazioni scientifiche, (H-index 18, cit. 1026, fonte Scopus). E' referee di numerose riviste internazionali quali IEEE Trans. IM e Sensors and Actuators; è inoltre componente dell'editorial board del Hindawi Journal of Sensors.

È componente del consiglio direttivo del MECSA (Microwave Engineering Center for Space Applications) e responsabile dell'unità di ricerca GMEE (Associazione Gruppo Misure Elettriche ed Elettroniche) di Messina.



Antonino Segreto nasce a Messina, Italia nel 1979.

Consegue la Laurea quinquennale in Ingegneria Elettronica nel 2011 e il Dottorato di Ricerca (Ph.D) in “Tecnologie avanzate per l’Optoelettronica, la Fotonica e Modellizzazione Elettromagnetica” nel 2015, entrambe presso l’Università degli Studi di Messina.

Dal 2015 ad oggi è collaboratore di ricerca presso il Dipartimento di Ingegneria dell’Università degli Studi di Messina.

L’attività di ricerca riguarda principalmente le reti di telecomunicazioni, l’elaborazione dei segnali e le reti di sensori wireless.



Salvatore Serrano è nato a Catania (Italia) nel 1972. Ha conseguito rispettivamente la laurea quinquennale in Ingegneria Informatica nel 1999 e il dottorato di ricerca in Ingegneria Informatica e delle Telecomunicazioni nel 2003 presso l’Università degli Studi di Catania. Dal 2005 al 2007 ha lavorato come assegnista di ricerca presso il Dipartimento di Ingegneria Informatica e delle Telecomunicazioni dell’Università degli Studi di Catania occupandosi di riconoscimento dello stato emotivo degli individui attraverso l’analisi del segnale vocale inserito in un’attività di ricerca supportata da Telecom Italia Mobile (TIM).

Attualmente è ricercatore a tempo indeterminato e professore aggregato del settore telecomunicazioni presso il Dipartimento di Ingegneria dell’Università degli Studi di Messina dove è anche responsabile del laboratorio “Telecomunicazioni”. L’attività di ricerca riguarda l’area dell’elaborazione del segnale (codifica e riconoscimento della voce, elaborazione di segnali biomedicali, elaborazione del segnale per le telecomunicazioni) e le reti di telecomunicazioni (wireless mesh network, voice over IP e wireless sensor network). È autore di oltre quaranta articoli scientifici apparsi su riviste internazionali o presentati a conferenze internazionali, revisore di diverse riviste internazionali e fa parte dell’Editorial Board della rivista International Journal of Distributed Sensor Networks (IJDSN).



Maria-Anna Segreto nasce a Messina nel 1975.

Consegue la laurea quinquennale in Ingegneria Civile-Edile nel 2005 con una tesi dal titolo "Sviluppo delle tecnologie per componenti edilizi innovativi opachi e trasparenti. Progettazione energetica di una scuola d'arte nell'area del Monte di Pietà a Messina." Dal 2005 ricercatrice presso ENEA, attualmente Responsabile Scientifico del laboratorio di Ricerca Industriale LAERTE, si occupa principalmente

in studi in ambito di efficientamento energetico in ambito civile e nei processi industriali. Membro della Commissione Ambiente dei Dottori Commercialisti di Bologna, membro del Comitato Tecnico Scientifico per la redazione del Piano Energetico Regionale in Emilia-Romagna, membro del Nucleo di Valutazione per i bandi sull'efficienza energetica per la Regione Emilia-Romagna. Ha svolto, inoltre, attività di valutazione delle proposte per l'accesso al meccanismo dei Certificati Bianchi ed ha all'attivo numerose partecipazioni a Progetti Europei in ambito energetico.



Simone Bezzo, nato il 04/12/1982 a Rovereto (TN). Diploma di Perito Industriale e Capotecnico in Elettronica e Comunicazioni presso l'Istituto Tecnico Industriale Aldini Valeriani di Bologna. Dal 16/04/2012 ad oggi lavora per l'Agenzia Nazionale per le Nuove tecnologie, l'Energia e lo sviluppo economico sostenibile (ENEA) presso la sede di Bologna come Tecnico di Laboratorio (CTER) nel Laboratorio Laerte per lo sviluppo di software e dispositivi elettronici per la ricerca in ambito di efficientamento energetico. Dal 2003 al 2008 Per la Carlo Gavazzi - Sensors Division come tecnico progettista con ruolo di Progettazione ed Industrializzazione per sensori elettrici e di sicurezza. Dal 2001 al 2003 presso Innovatech Srl come ricerca e

sviluppo per nuovi prodotti ed impiantistica nel settore domotico. Possiede esperienza nella progettazione e realizzazione di circuiti elettrici analogici e digitali e nella realizzazione di componentistiche meccaniche con utensili di precisione. Utilizzo di programmi di grafica, di progettazione CAD ed editing Audio-Video.



Marcello Artioli ha ricevuto la Laurea in Ingegneria Elettronica nel 1996 e il Dottorato in Elettrotecnica nel 2001 all'Università di Bologna. Dal 2001 al 2010 ha collaborato intensamente con il Dipartimento di Ingegneria Elettrica dell'Università di Bologna, come supporto alla didattica e alla ricerca. Dal 2011 è all'ENEA, l'Agenzia nazionale per le nuove tecnologie, l'energia e lo sviluppo economico sostenibile, nel laboratorio LAERTE che supporta e promuove l'efficienza energetica, l'energia rinnovabile, la sicurezza e la sostenibilità di edifici e processi.