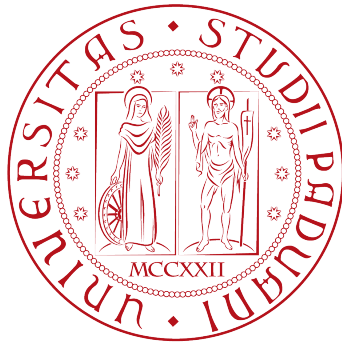


UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
Dipartimento di Ingegneria Industriale
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica



Il concetto di Plausibility e le sue applicazioni agli azionamenti elettrici

EDLab
Laboratorio di Azionamenti Elettrici

Relatore: Prof. Silverio Bolognani
Correlatore: PhD. Francesco Toso

Tesi di Laurea di:
Thomas Ubertoli, matricola 1128161

Anno Accademico 2017-2018

Ai miei genitori...

Indice

Sommario	v
1 Stato dell'arte	3
1.1 Single signal checking	4
1.2 Redundancy signal checking	5
1.3 Model based checking	6
2 Applicazioni nel settore automotive	9
2.1 Schema del progetto	10
2.2 Struttura della Plausibility check	11
2.2.1 Sensoristica	11
2.2.2 Meccanismo di individuazione	11
2.2.3 Meccanismo di correzione	13
2.2.4 Calcolo della confidenza del segnale	14
2.2.5 Attivazione dell'osservatore del veicolo	14
2.3 Risultati delle simulazioni	14
3 Applicazione agli azionamenti	17
3.1 Topologia degli azionamenti elettrici	17
3.2 Sensori utilizzati negli azionamenti	18
3.2.1 Misure delle grandezze elettriche	18
3.2.2 Misure di posizione e velocità	22
3.3 Ulteriori informazioni importanti per il controllo	24
4 Costruzione del modello Simulink	27
4.1 Dati e tipologia del motore	27
4.2 Stimatori	32
5 Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM	35
5.1 Tipologia degli errori di corrente	35
5.2 Analisi degli errori di misura di corrente	37
5.2.1 Errore di offset	37
5.2.2 Errore di guadagno	38

INDICE

5.3	Meccanismo di identificazione degli errori	40
5.3.1	Funzioni f_α ed f_β	40
6	Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM sensorless	47
6.1	Filtro Kalman Esteso	47
6.2	Applicazione del filtro di Kalman esteso al modello del motore SPM	49
6.3	Analisi degli errori di corrente	50
6.4	Meccanismo di identificazione degli errori	52
7	Meccanismo di Plausibility check	59
7.1	Plausibility check negli azionamenti	59
7.1.1	Single signal check	60
7.1.2	Redundant signal check	60
7.1.3	Model based check	61
7.1.4	Fault evaluation	61
7.1.5	Diagnosi e risoluzione dell'errore	62
7.2	Simulazioni	64
7.2.1	Errore di offset fase A	64
7.2.2	Errore di guadagno fase A	66
8	Conclusioni	69
A	Datasheet sensore di corrente	73
B	Datasheet sensore di posizione	77
C	Fault detection nel funzionamento a due sensori	81
	Bibliografia	83

Elenco delle figure

1.1	Topologia della funzione di plausibility check per un veicolo elettrico [3].	4
1.2	Calcolo dell'integrità della verifica del singolo segnale [3].	5
1.3	Calcolo integrità della verifica dei segnali ridondanti [3].	6
2.1	Topologia dell'osservatore per un sistema automotive [2].	10
2.2	Topologia della plausibility check per sistemi automotive [2].	11
2.3	Calcolo integrità della verifica del singolo segnale [3].	12
2.4	Calcolo integrità della verifica ridondante [3].	12
2.5	Risultati sperimentali [2].	15
2.6	Compensazione offset [2].	15
3.1	Topologia generale di un azionamento elettrico [4].	17
3.2	Funzionamento sensore ad effetto Hall [5].	19
3.3	Sensore ad effetto Hall a misura diretta del campo [5].	20
3.4	Sensore ad effetto Hall a compensazione di campo [2].	20
3.5	Partitore per la misura di tensione [6].	21
3.6	Composizione resolver [6].	23
3.7	Composizione encoder incrementale [6].	23
3.8	Funzionamento encoder incrementale [7].	24
4.1	Topologia azionamento SPM.	27
4.2	Controllo di corrente.	28
4.3	Controllo di corrente	29
4.4	Anti wind-up parametrico.	29
4.5	Comportamento dinamico motore SPM.	29
4.6	Modello dell'azionamento in simulink.	30
4.7	Sensore di corrente in simulink.	31
4.8	Modello dinamico encoder.	32
4.9	Stimatore semplice.	33
4.10	PLL.	33
4.11	QPLL.	34

ELENCO DELLE FIGURE

5.1	Percorso di misurazione di corrente.	36
5.2	Topologia modello parallelo.	40
5.3	Errore di Offset fase A.	41
5.4	Errore di Offset fase B.	42
5.5	Errore di Offset fase C.	42
5.6	Errore di guadagno fase A.	43
5.7	Errore di guadagno fase B.	44
5.8	Errore di guadagno fase C.	44
5.9	Diagramma di flusso riassuntivo.	46
6.1	Velocità meccaniche a confronto.	50
6.2	Errore tra posizione stimata e posizione reale.	51
6.3	Topologia del modello parallelo sensorless.	53
6.4	Diagramma di flusso riassuntivo.	54
6.5	Errore di offset fase A.	55
6.6	Errore di offset fase B.	55
6.7	Errore di offset fase C.	56
6.8	Errore di guadagno fase A.	56
6.9	Errore di guadagno fase B.	56
6.10	Errore di guadagno fase C.	57
7.1	Topologia della funzione di plausibility per un azionamento.	59
7.2	Valori efficaci delle correnti prima e dopo il guasto.	61
7.3	Valori medi delle correnti di fase prima e dopo il guasto.	62
7.4	Andamento della velocità meccanica.	63
7.5	Andamento del segnale di coppia.	63
7.6	Andamento della coppia per errore di offset.	64
7.7	Funzioni f_α ed f_β relative all'errore di offset fase A.	65
7.8	Andamento della coppia per errore di guadagno.	66
7.9	Funzioni f_α ed f_β relative all'errore di guadagno fase A.	67

Sommario

In questo lavoro di tesi si presenta la funzione di Plausibility checking ben nota nel campo automotive e la sua applicazione ai sensori degli azionamenti elettrici, più precisamente a quelli di corrente di fase. Per adattare questo concetto agli azionamenti elettrici è stato sviluppato un meccanismo di sensor fault detection per un motore sincrono a magneti permanenti con validità estendibile ad ogni configurazione rotorica. Alla fine dell'elaborato viene mostrata la composizione del processo di plausibility, evidenziando l'efficacia e le potenzialità nell'individuazione di errori e nel ripristino del funzionamento dell'azionamento.

Introduzione

Il concetto di plausibility checking è di fondamentale importanza per lo sviluppo di sistemi di controllo efficienti capaci di garantire un livello di sicurezza e di integrità del sistema stesso maggiore.

Il termine plausibility check può essere tradotto come verifica di attendibilità o plausibilità. È una funzione pensata per individuare dati fuorvianti, non attendibili o mancanti in modo da intervenire in tempi opportuni e isolare la propagazione dell'errore alla sua nascita. Si deve ben sottolineare la differenza tra i concetti di plausibility e accuracy. Un segnale, una misura, può essere plausibile anche se il processo di acquisizione del dato non è molto preciso. La verifica di accuratezza non risulta rilevante in questo processo in quanto non si vanno a valutare le precisioni con cui i dati vengono presi ma bensì la loro attendibilità. Gli oggetti da analizzare consistono solitamente in insieme di dati provenienti da sensori, risultati di elaborazioni del microprocessore, risultati di simulazioni di software FE ecc. . .

L'obiettivo della plausibility checking è quindi quello di aumentare l'affidabilità e la robustezza del sistema valutando la bontà dei dati in ingresso e segnalando eventuali errori e dati mancanti. Una volta identificato l'errore un secondo stadio può essere implementato in modo da poter localizzare il problema e iniziare una diagnosi per la successiva correzione.

Nell'ambito dei software agli elementi finiti l'articolo di Spruegel, Schröppel, Wartzack [1] spiega come l'implementazione della plausibility check possa essere un elemento chiave per aumentare l'attendibilità delle simulazioni. L'utilizzo di software FE per il virtual prototyping è uno step ben collaudato e integrato nello sviluppo di un prodotto industriale. Realizzare quindi un metodo, o un algoritmo in grado di esaminare la qualità dei risultati e valutare automaticamente quando una simulazione risulta attendibile o meno porterebbe ad un risparmio di tempo e denaro nei processi di progettazione. In questo lavoro viene presentata una verifica di attendibilità automatica ricavata da risultati di simulazioni empiriche.

Nel settore automotive l'applicazione di questa verifica diventa cruciale e i risultati della sua implementazione mostrano l'efficacia e la potenza di questo metodo. Con l'aumento del numero e della complessità dei sistemi di guida autonoma e la possibilità di controllare individualmente ogni motore

Introduzione

nei veicoli elettrici, l'affidabilità dei sensori diventa un fattore fondamentale. Per aumentare la sicurezza dei veicoli quindi la stima dello stato e dei suoi parametri del veicolo è sempre più rilevante. Nell'elaborato di Korte [2] si vede come il sistema di controllo del veicolo (vehicle observer) dipenda fortemente dai segnali di input provenienti dai sensori. Aumentando l'affidabilità dei dati di ingresso si riesce ad elevare le prestazioni in termini di sicurezza del sistema di controllo del veicolo rendendo l'apparato più sicuro come validato dai risultati delle simulazioni.

CAPITOLO 1

Stato dell'arte

Lo scopo della funzione di plausibility checking è quello di aumentare la robustezza e l'integrità del sistema rendendolo

- tollerante agli errori;
- affidabile;
- sicuro.

Per realizzare un processo con queste caratteristiche occorre che gli errori vengano individuati in maniera rapida e sensibile. Grazie alle informazioni riguardanti l'attendibilità dei sensori in ingresso e dei segnali di input, il sistema di controllo può gestire in maniera adeguata errori di misura, valutando la gravità dell'errore e il suo impatto sull'integrità del sistema stesso.

La struttura della funzione di plausibility checking per un sistema di controllo dinamico di un veicolo elettrico viene schematizzata come si vede in Figura 1.1.

La scalabilità e la struttura modulare rendono adattabile questa tecnica ad un vasto numero di applicazioni, come per esempio i sistemi di frenata (ESP), i sistemi di active steering, il controllo delle sospensioni o in qualsiasi sistema che utilizza i sensori del veicolo come segnali di input. Il processo di plausibility checking utilizza quindi tre moduli per l'osservazione:

- Monitoraggio singolo segnale;
- Redundancy based checking;
- Model based checking;

e uno per la combinazione e il calcolo dei risultati:

- Riconoscimento errori.

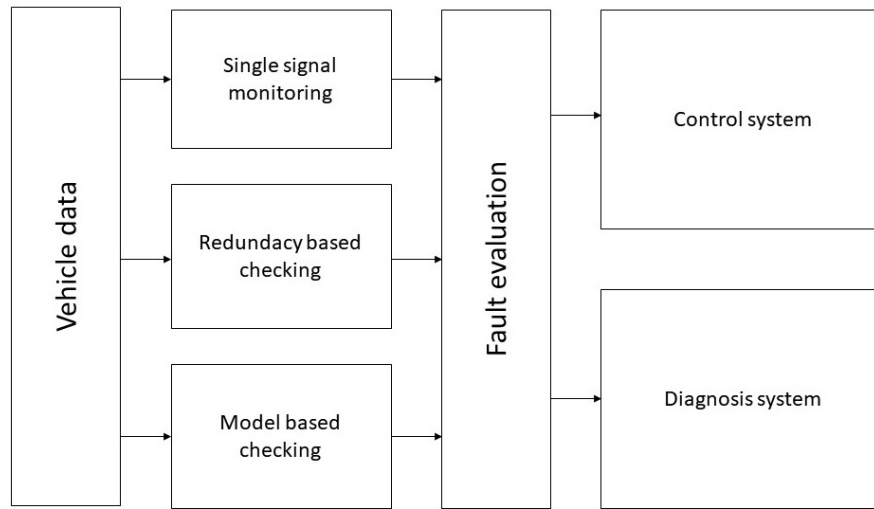


Figura 1.1: Topologia della funzione di plausibility check per un veicolo elettrico [3].

Mentre il monitoraggio del singolo segnale è applicato a tutti i segnali sotto osservazione, la verifica dei segnali ridondanti è utilizzata per segnali provenienti da più sorgenti. La verifica mediante il modello può essere adottata quando un segnale segue nel tempo una determinata legge fisica o matematica. Questo ultimo tipo di analisi viene implementata in segnali importanti legati ai requisiti di sicurezza del sistema. In ogni modulo di osservazione viene calcolato un valore di "integrità" del segnale osservato che rappresenta il suo grado di plausibilità. Questo valore può essere aumentato quando il segnale viene classificato come consistente (es. misura corretta del sensore) o diminuito nel caso venga individuata una degradazione dei dati.

Il valore di integrità dato dai tre blocchi di osservazione viene poi comunicato al modulo di fault evaluation, il quale mette insieme le informazioni con un meccanismo di somma pesata degli indici. Per ogni segnale osservato dalla funzione di plausibility check, viene determinato un livello di integrità di segnale che verrà poi analizzato e per identificare i dati corrotti.

I risultati del fault evaluation system sono quindi mandati al sistema di controllo e al sistema di diagnostica per valutare come rispondere al problema e adottare le eventuali contromisure.

Di seguito vengono spiegati in dettaglio i metodi utilizzati per l'individuazione degli errori.

1.1 Single signal checking

Il monitoraggio del singolo segnale viene applicato indipendentemente a tutti i segnali. In questo blocco vengono fatte analisi dei valori massimi e minimi della misura corrente, del gradiente del segnale e viene esaminato il livello del

rumore. Il processo di calcolo dell'integrità del segnale per il modulo single signal check può essere riassunto in questa maniera:

- Se la proprietà misurata del segnale (valore del segnale, gradiente, livello di rumore) non supera una soglia inferiore specifica, la plausibilità del segnale non viene intaccata, si considera quindi la misura attendibile definendo il valore di integrità = 0;
- Quando il valore di tale proprietà supera la soglia inferiore inizia la degradazione;
- Se il segnale oltrepassa anche la soglia superiore, l'integrità del segnale è deteriorata pesantemente, e il suo valore raggiunge il minimo di -1.

La figura seguente mostra il processo di calcolo del valore di integrità per questo modulo.

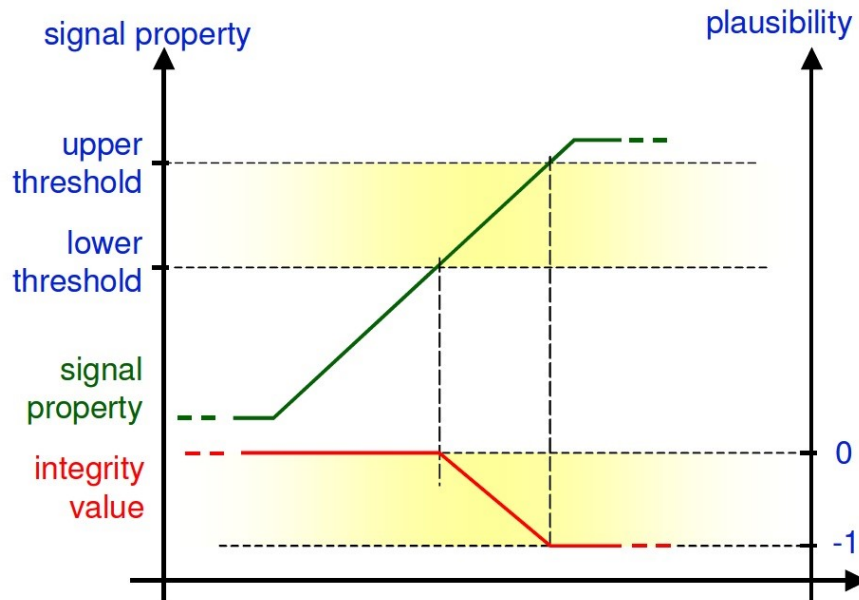


Figura 1.2: Calcolo dell'integrità della verifica del singolo segnale [3].

Il sistema è realizzato in modo che tutti gli indici di plausibilità calcolati siano normalizzati ottenendo quindi valori che stanno nel range 0÷1.

1.2 Redundancy signal checking

Al contrario del monitoraggio del singolo segnale, la verifica ridondante offre una maggiore precisione e velocità di individuazione degli errori. Questa tecnica richiede il numero più alto possibile di sensori ridondanti, i segnali quindi vengono analizzati e il valore di plausibilità viene generato dalla differenza tra i due segnali. La conseguenza lampante di questo approccio è la necessità di inserire nuovi sensori, non richiesti nel normale funzionamento, aumentando

quindi i costi del sistema.

Il calcolo del valore del deterioramento della plausibilità è basato sulla deviazione della misura del sensore. Si assume che una coppia di sensori diano in uscita segnali con una certa deviazione. Le ragioni della discrepanza delle misure possono essere imputate ai rumori dei segnali, alle tolleranze di costruzione e al montaggio dei sensori nel dispositivo in esame. Per tenere conto di queste imperfezioni, si imposta un valore di mezzo (*half threshold*) corrispondente al valore di deviazione atteso dai due sensori nel normale funzionamento. Il processo di calcolo diviene il seguente:

- Se la deviazione tra i segnali dei due sensori diventa maggiore di metà soglia inizia il deterioramento;
- La degradazione della misura raggiunge il suo massimo quando il valore di deviazione eguaglia il valore di soglia;
- Se la deviazione tra i due sensori è minore della deviazione attesa e impostata, si prende atto della migliore affidabilità dei sensori e il valore di attendibilità può essere aumentato; viene successivamente comandata un'ulteriore validazione del segnale.

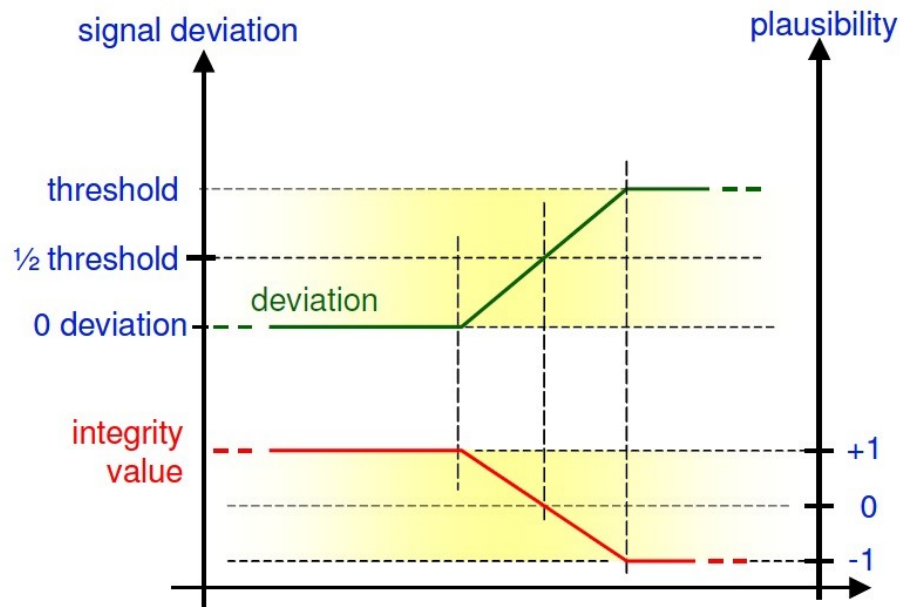


Figura 1.3: Calcolo integrità della verifica dei segnali ridondanti [3].

1.3 Model based checking

Questo modulo considera le interrelazioni tra segnali d'ingresso diversi con l'obiettivo di valutarne l'attendibilità delle misure. Ridondanze analitiche vengono stabilite attraverso descrizioni matematiche e modellizzazioni del sistema in esame in modo da costituire una base per il monitoraggio della

plausibilità del segnale.

I modelli utilizzati per simulare il sistema dipendono dal tipo di segnale da osservare e dalle richieste di sicurezza e sensibilità. La loro complessità è legata a questi requisiti e si può passare per esempio da semplici equazioni meccaniche a modelli di veicoli dinamici. Per un veicolo, nel caso di segnali provenienti da sensori di velocità di rotazione delle ruote, le relazioni tra numero di giri del motore, rapporto di trasmissione, rapporto differenziale, e la velocità delle ruote sterzanti possono consistere un primo semplice modello. Per verificare invece segnali riguardanti accelerazione laterale, tasso di imbardata e angolo di sterzo delle ruote si necessita di modelli complessi e dinamici.

Il valore di integrità per i segnali presi in considerazione è valutato tramite la differenza del segnale calcolato dal modello e dalle misure dei sensori, con un processo molto simile a quello dell'osservazione ridondante.

Come per il modulo di verifica di plausibilità con ridondanza, la model based plausibility checking può ridurre e aumentare l'indice di plausibilità:

- Se i segnali sono discordanti, l'integrità viene meno;
- Nel caso di buona correlazione tra valori misurati e risultati del modello, il valore di integrità viene aumentato.

CAPITOLO 2

Applicazioni nel settore automotive

Le tecnologie ADAS, acronimo di Advanced Driver Assistance Systems o sistemi avanzati di assistenza al conducente, sono un insieme di dispositivi tecnologici che garantiscono funzionalità e automazioni per ridurre o eliminare gli errori umani, prevenendo gli incidenti o riducendone la gravità. Si tratta di tecnologie in grado di rilevare alcuni oggetti, eseguire una classificazione di base, segnalare condizioni pericolose della strada e, in alcuni casi, rallentare o arrestare il veicolo.

Il parlamento europeo recentemente ha approvato la proposta di rendere obbligatori i sistemi di guida assistita su tutte le nuove auto. Nel dettaglio l'oggetto della proposta sono i sistemi di frenata autonoma in caso di emergenza con rilevamento di pedoni e altre dotazioni come il sistema di mantenimento della carreggiata di marcia.

I dispositivi da cui arrivano i dati sono numerosi, un elenco sintetizzante può essere:

- Foto/videocamere, radar, lidar e sistemi a ultrasuoni per la ricostruzione delle distanze e delle immagini;
- I collegamenti interni dell'autovettura;
- I collegamenti esterni alla vettura come ad esempio comunicazioni veicolo con veicolo (V2V) o con le infrastrutture quali la rete di telefonia cellulare o la rete dati wifi (V2X).

Tutti i diversi sensori sono collegati ad una centralina di rilevamento ECU (electronic control unit) che rappresenta il cervello del controllo motore ed è in grado di interpretare le informazioni provenienti dai sensori a bordo del veicolo e di pilotare i vari attuatori.

Con l'aumento del numero e della complessità dell'advanced driver assistance systems e della semplicità di controllo degli azionamenti controllabili

singolarmente nei veicoli elettrici (EV) l'affidabilità dei segnali dei sensori ottiene sempre più importanza nei veicoli odierni. Per migliorare la sicurezza, la stima dello stato del veicolo e dei suoi parametri diviene sempre più rilevante. Nella maggior parte delle applicazioni la correttezza delle informazioni inerenti lo stato del mezzo è assicurata grazie ad un vehicle observer, osservatore del veicolo. Essendo le performance degli osservatori dipendenti sostanzialmente dai loro segnali in input, l'applicazione della plausibility check sui dati provenienti da questi sensori risulta molto interessante. Nel lavoro di Korte et al. [2] i segnali verificati vengono utilizzati da un osservatore del veicolo di tipo adattivo, basato sulla tecnica del filtro di Kalman esteso. In questo modo le funzioni integrate del veicolo possono controllare gli attuatori elettrici con maggiore precisione al fine di migliorare le prestazioni di guida e ridurre al minimo il consumo di energia mediante un uso ottimale della trazione su strada.

2.1 Schema del progetto

La struttura dell'osservatore del veicolo è composta da 5 sottosistemi che svolgono funzioni differenti.

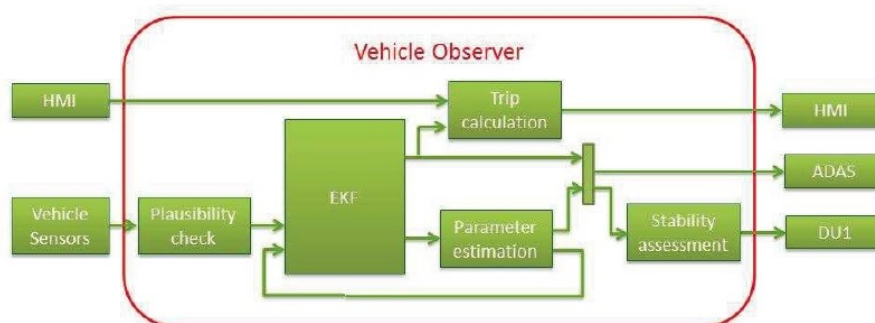


Figura 2.1: Topologia dell'osservatore per un sistema automotive [2].

- Plausibility check: è il primo ricevitore dei segnali provenienti dai sensori; ha il compito di analizzare i dati raccolti e di classificare i dati come attendibili o meno secondo i criteri esposti precedentemente.
- EKF (Extended Kalman Filter): in questo blocco viene stimato lo stato del veicolo richiesto per ottenere un controllo sicuro del mezzo; viene utilizzato il modello Dugoff Tire Model, un modello non lineare a doppia trazione e l'algoritmo del filtro di Kalman esteso.
- Stima dei parametri: viene eseguito il calcolo delle variabili del veicolo e dei parametri dell'ambiente esterno mediante l'utilizzo di equazioni dinamiche utilizzate per stimare situazioni di guida.
- Stability Assessment: vengono calcolati i limiti di stabilità rispetto allo stato corrente del veicolo e delle condizioni esterne.
- Trip calculation: per ultimo viene calcolata la distanza di guida del veicolo.

Viene ora analizzata con maggiore attenzione e interesse la struttura del blocco di plausibility check implementata in questo prototipo in modo da evidenziare le peculiarità di questo sottosistema e i vantaggi ottenuti dalla sua applicazione.

2.2 Struttura della Plausibility check

La struttura della plausibility check applicata in questa lavoro è la seguente:

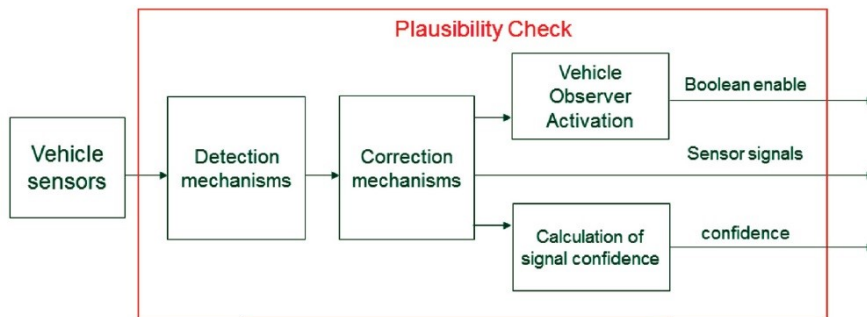


Figura 2.2: Topologia della plausibility check per sistemi automotive [2].

2.2.1 Sensoristica

Il blocco d'ingresso non facente parte della funzione vera e propria è quello dei segnali provenienti dai sensori. Il prototipo del veicolo sotto esame viene equipaggiato da dispositivi che osservano:

- lo yaw rate (tasso d'imbardata), essi misurano l'accelerazione longitudinale e laterale del veicolo;
- Angolo di sterzo, i sensori vengono montati sull'asse di sterzo;
- Velocità di rotazione delle ruote, i sensori vengono montati in ogni ruota, sono componenti già utilizzati per il sistema ABS.

2.2.2 Meccanismo di individuazione

Il blocco chiamato meccanismo di individuazione rappresenta l'insieme delle verifiche viste precedentemente dei segnali di sensori. In questa fase vengono effettuate le analisi sui segnali con i metodi di single signal check, redundant signals check e model based check. Queste tre sotto-funzioni vengono eseguite parallelamente e sono indipendenti le une dalle altre.

- Single signal check: la figura è generata dal risultato di una simulazione. Si assume che un segnale contenente un rumore normalmente tenda ad assestarsi ad un valore costante nel range dei valori attesi. Per un breve periodo l'integrità del segnale è ridotta in modo da monitorare la pendenza del segnale e quindi del gradiente. Quando il segnale ritorna al valore costante, il valore di integrità è aumentato nuovamente.

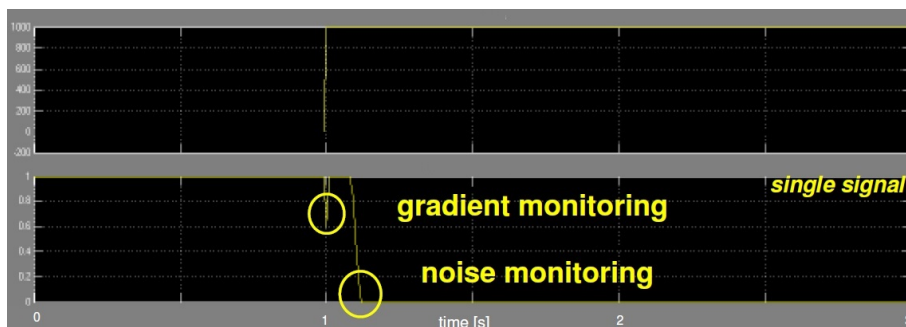


Figura 2.3: Calcolo integrità della verifica del singolo segnale [3].

- Redundant signal check: nella prima finestra vengono mostrati due segnali relativi al tasso di imbardata, uno dei due è corrotto da un segnale a rampa. Nella seconda finestra si vede come il metodo di monitoraggio del singolo segnale non sia in grado di individuare alcun errore, questo perché nessuna proprietà è violata. Nell'ultima casella si vede il risultato della verifica ridondante: il valore di attendibilità di entrambi i segnali è ridotto nella stessa maniera, questo perché l'algoritmo non conosce quale dei due segnali è degradato.

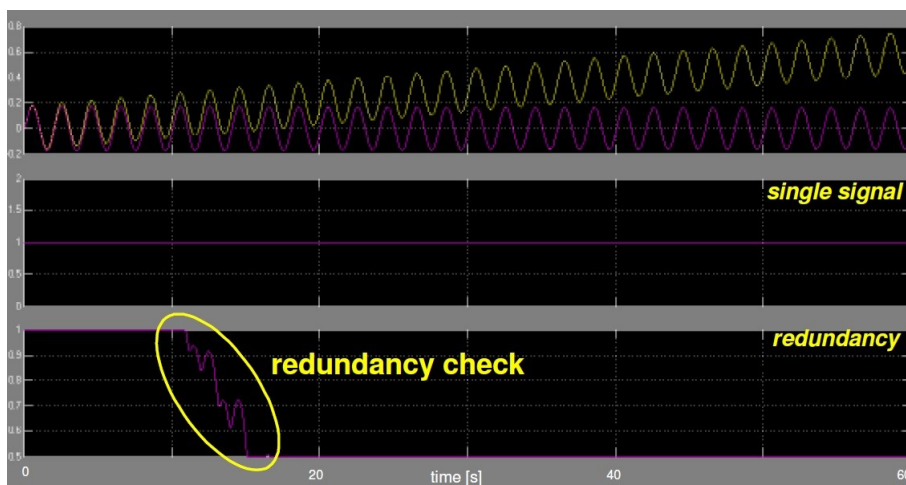


Figura 2.4: Calcolo integrità della verifica ridondante [3].

In questo progetto è stata presa la decisione di non inserire sensori ridondanti. Questo tipo di verifica viene eseguita analizzando la differenza della velocità di rotazione delle diverse ruote, vedendo questi segnali come ridondanti. L'analisi dei segnali viene eseguita quindi in due step: una prima individuazione della deviazione dei segnali e successivamente la determinazione del segnale deviante.

In aggiunta viene fatta la verifica della velocità dell'asse mediante l'utilizzo dei risultati delle verifiche della velocità delle ruote anteriori e posteriori. Nel caso in cui venga identificata una deviazione del segnale di

un asse, i segnali delle ruote posteriori vengono definiti come riferimento in modo da evitare errori dovuti allo slittamento in fase di accelerazione dell'asse di trazione.

- Model based check: il modello è stato sviluppato osservando che nelle manovre di curvatura le ruote esterne girano con velocità maggiore rispetto a quelle interne. Con questa linea guida è stata determinata una soluzione empirica di un sistema non lineare con 14 gradi di libertà basato sulla seguente formula che descrive la dipendenza tra velocità delle ruote e tasso di imbardata:

$$0.3 \cdot |\phi| - \Delta\omega_{max} \geq 0 \quad (2.2.1)$$

La differenza massima tra le velocità delle diverse ruote $\Delta\omega_{max}$ si è ipotizzata non maggiore di 0.3 volte il valore assoluto del tasso di imbardata. Essendo il modello sviluppato per un veicolo, il suo campo di validità è limitato a causa della variazione dei parametri durante situazioni di guida dinamiche. Quindi questa formula è valida fintanto che l'angolo di slittamento laterale è inferiore a 0.1047 radianti valore che copre comunque tutte le situazioni normali di guida [2].

2.2.3 Meccanismo di correzione

Il blocco del meccanismo di correzione ha la funzione di rimpiazzamento di segnali e compensazione dell'offset. Anche qui i blocchi sono eseguiti simultaneamente e lavorano in maniera indipendente. Il funzionamento di questo blocco è legato ai risultati del meccanismo di individuazione degli errori.

- Il rimpiazzamento dei segnali è progettato per trovare due possibili errori: segnali in ritardo e/o mancanti oppure segnali errati. La sostituzione dei segnali errati si basa sui risultati della verifica ridondante. In questa fase il segnale indice gestisce il rimpiazzamento del segnale prendendo come riferimento la media della velocità delle ruote;
- La maggior parte dei sensori utilizzati hanno problemi di offset causati dal deterioramento nel tempo del dispositivo o da errori di montaggio, per questo l'individuazione e la correzione di questa deviazione è molto importante per una stima affidabile e robusta. Il concetto sviluppato per la compensazione dell'offset durante un tempo d'attesa valido è legato a quest'equazione:

$$\hat{\zeta} = \frac{1}{t_{standstill}} \int u_i dt \quad (2.2.2)$$

dove $\hat{\zeta}$ è l'offset stimato, $t_{standstill}$ è il tempo di attesa valido e u_i è il segnale del sensore preso in analisi. In questo caso il tempo d'attesa è definito valido quando la velocità angolare di tutte e quattro le ruote è vicino al valore di soglia 0. Nel dettaglio il calcolo dell'offset è eseguito per l'accelerazione laterale e longitudinale e il tasso di imbardata. Per non compromettere il funzionamento del sistema ed evitare errori aggiuntivi legati a malfunzionamento dei sensori, i range di valori di compensazione dell'offset è limitato secondo intervalli specifici di ogni dispositivo, valori solitamente tabulati nei datasheet.

2.2.4 Calcolo della confidenza del segnale

Per riuscire a quantificare la robustezza e l'affidabilità della stima il blocco del calcolo della confidenza determina l'integrità della misura e la classifica in tre livelli:

- Livello performante: in questo livello sono ammesse differenze di coppia tra asse anteriore e posteriore; le informazioni provenienti dai segnali di accelerazione laterale e longitudinale potrebbero risultare non molto plausibili, ma non essendo segnali pesantemente influenti per il controllo del veicolo, un malfunzionamento su di essi non risulta critico.
- Livello di sicurezza: in questo livello sono ammesse solo coppie uguali per i motori elettrici; se l'angolo di sterzo e il tasso di imbardata vengono classificati come non attendibili dal meccanismo di individuazione, viene impressa la stessa coppia alle macchine elettriche visto che sono due segnali essenziali per la dinamica laterale del veicolo.
- Livello d'emergenza: appena la velocità angolare del veicolo risulta problematica, viene tolta immediatamente coppia, questo perché non si riesce ad avere una predizione esatta della velocità corrente del veicolo e l'applicazione di un valore di coppia "falso" potrebbe causare un incidente.

2.2.5 Attivazione dell'osservatore del veicolo

Per aumentare le performance e la durata dell'unità di calcolo, l'algoritmo di controllo dell'osservatore del veicolo non può essere eseguito continuamente. Il sistema ADAS non è attivo per basse velocità o in fermata e per questo il vehicle observer viene messo in funzione al di sopra di una certa velocità di soglia. Il blocco di attivazione dell'osservazione del veicolo ha quindi la funzione di gestire il sistema di controllo in modo da preservare l'unità di controllo.

2.3 Risultati delle simulazioni

Nella figura sottostante vengono mostrati i risultati di una manovra di accelerazione su un tratto rettilineo in una strada con sedimentazione scivolosa. In questo esperimento il pilota accelera al massimo mantenendo l'angolo di sterzo nullo. Nella parte alta sono messi a confronto le velocità angolari con e senza plausibility check. Nella parte bassa invece si mostrano la velocità del veicolo e il livello di confidenza.

2.3. Risultati delle simulazioni

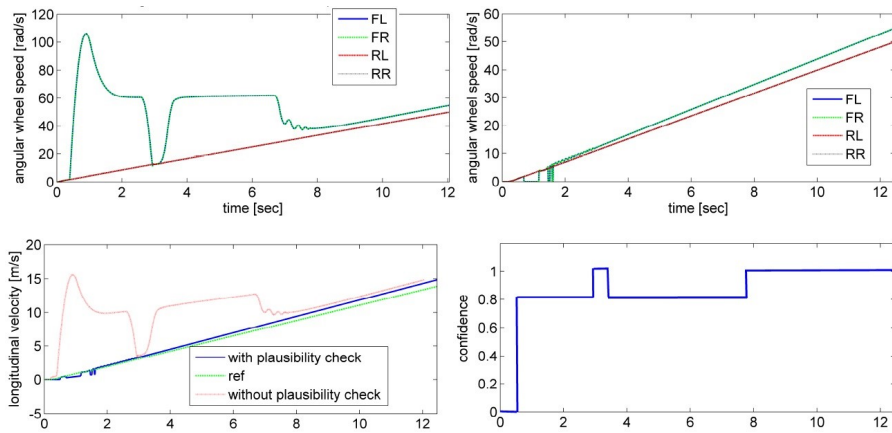


Figura 2.5: Risultati sperimentali [2].

Si può facilmente osservare come la funzione di plausibility check individui e corregga la deviazione tra velocità delle ruote posteriori e anteriori nei momenti di forte slittamento delle ruote. La migliore accuratezza della stima della velocità longitudinale da parte dell'osservatore del veicolo appare evidente anche senza un'analisi dettagliata. Il valore di confidenza diminuisce da 1 a 0.8 quando il segnale viene rimpiazzato.

Un'ulteriore analisi è stata condotta in modo da capire e testare la validità della compensazione di offset dei sensori. In questo esperimento il guidatore decelera da una certa velocità fino a fermarsi mantenendo una traiettoria rettilinea. Si assume che l'accelerazione laterale in questa manovra sia mediamente nulla.

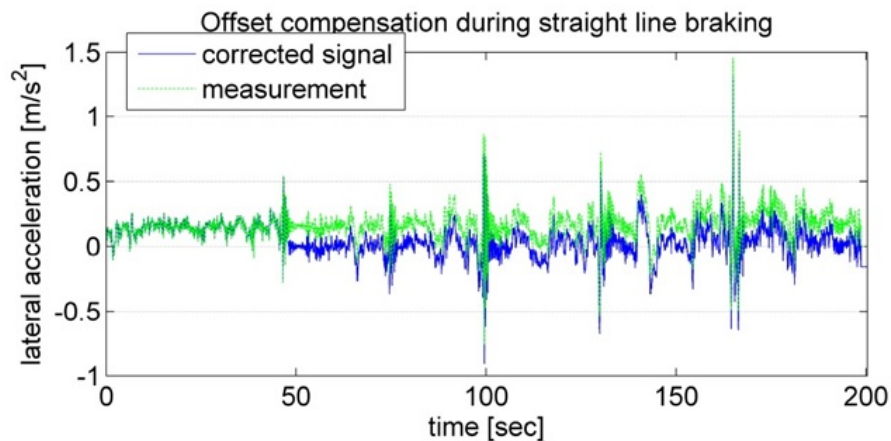


Figura 2.6: Compensazione offset [2].

Si può notare che la compensazione dell'offset abbassa il segnale misurato dal sensore e quindi il segnale corretto diviene mediamente nullo come atteso.

Applicazione agli azionamenti

3.1 Topologia degli azionamenti elettrici

Un azionamento elettrico moderno controllato in retroazione, capace di lavorare a diverse velocità è composto da alcuni elementi importanti:

- il motore elettrico;
- il convertitore elettronico di potenza;
- i sensori elettrici e meccanici;
- il sistema di controllo.

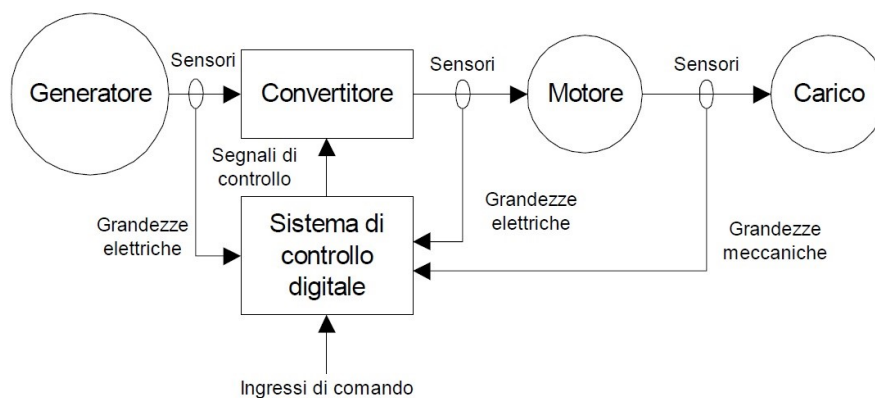


Figura 3.1: Topologia generale di un azionamento elettrico [4].

Il sistema di controllo deve essere pensato come composizione di controllori di movimento, regolatori di velocità o posizione più o meno validi per tutte le

Applicazione agli azionamenti

tipologie di azionamenti, e controllori della parte elettrica in grado di gestire e ottenere valori di tensione e corrente tramite il convertitore di potenza.

I sensori elettrici si riferiscono alle variabili di stato di tensione, corrente e flusso mentre i sensori meccanici sono legati alle misurazioni di posizione e/o velocità e coppia.

Le grandezze elettriche e meccaniche generalmente necessarie al controllo di un azionamento elettrico sono:

- Corrente;
- Tensione;
- Posizione/velocità;

Non meno importante è il controllo della temperatura dell'azionamento, in particolare del motore in modo da non perturbare le caratteristiche fisiche dei componenti e mantenere il dispositivo in sicurezza per il più lungo tempo possibile.

La misura di tali grandezze viene effettuata attraverso l'utilizzo di trasduttori che permettono di ottenere segnali elettrici a bassa potenza "proporzionali" a quelli effettivi. Segue un breve elenco delle tipologie di dispositivi utilizzati per ricavare le misure necessarie al controllo della macchina.

3.2 Sensori utilizzati negli azionamenti

3.2.1 Misure delle grandezze elettriche

Trasduttori ad effetto Hall

Un sensore ad effetto Hall è un trasduttore che varia la sua tensione di uscita in risposta ad un campo magnetico. Il principio di funzionamento di questi dispositivi si basa sull'effetto scoperto nel 1879 da Edwin Herbert Hall, e sinteticamente è rappresentato in Figura 3.2.

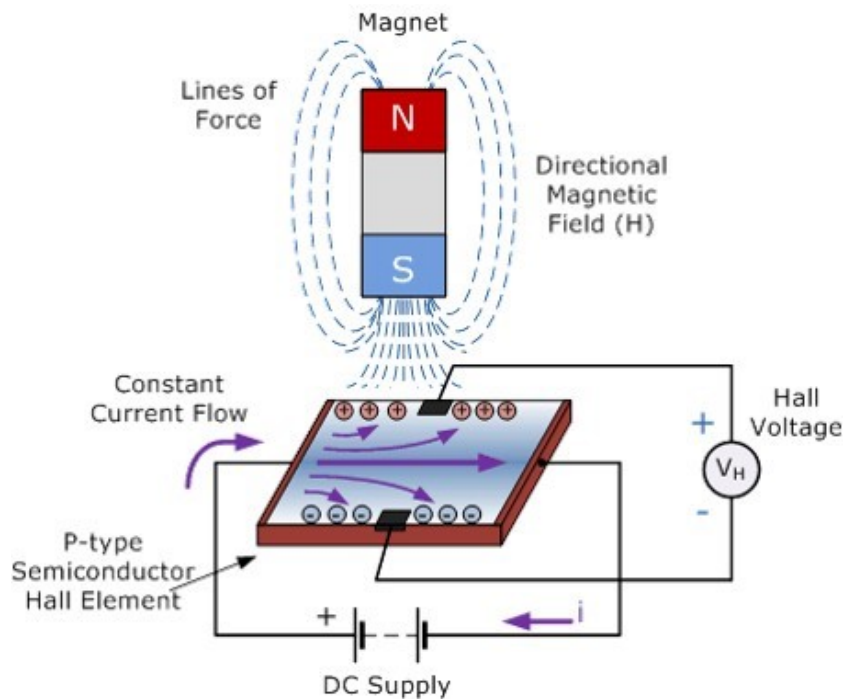


Figura 3.2: Funzionamento sensore ad effetto Hall [5].

Una sottile lastra di materiale semiconduttore di spessore d viene attraversata longitudinalmente da una corrente di controllo I_C . L'induzione magnetica B genera una forza di Lorentz F_L diretta perpendicolarmente ai portatori di carica che compongono la corrente I_C . Questo causa una variazione del numero e del tipo di portatori di carica agli estremi trasversali della lastra creando una differenza di potenziale V_H detta tensione di Hall[6]. La tensione di Hall risulta quindi:

$$V_H = \frac{K}{d} I_C B \quad (3.2.1)$$

dove K è la costante di Hall funzione del materiale della lastra.

Misura di corrente

Per la misura della corrente esistono due varianti per l'applicazione del trasduttore di Hall:

- A misura diretta del campo: il sensore ad effetto Hall è alloggiato su una piccola finestra del circuito magnetico toroidale aperto costituito da materiale ferromagnetico. Il nucleo concentra il campo magnetico generato dal cavo sotto analisi sul sensore, in questa maniera si riesce ad estrarre la misura di corrente. Viene poi messo in uscita un circuito elettronico con un amplificatore ad elevato guadagno per amplificare il segnale di output, eliminare l'offset e linearizzare la caratteristica. Il vettore induzione B viene generato dalla corrente I_P da misurare (corrente primaria). La corrente di controllo I_C viene fornita da una sorgente esterna.

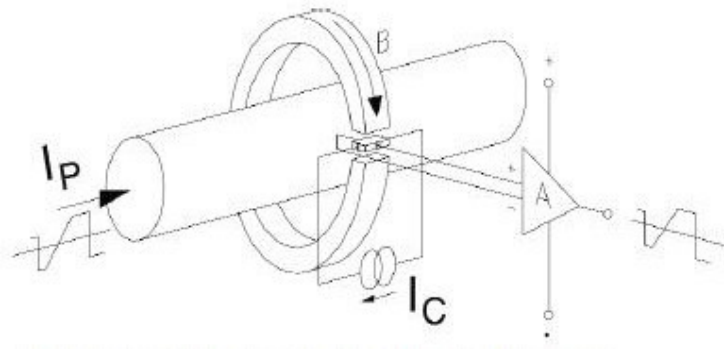


Figura 3.3: Sensore ad effetto Hall a misura diretta del campo [5].

In condizioni di linearità magnetica, la densità di flusso B è proporzionale a I_p :

$$B_{traferro} = k_1 I_p \quad (3.2.2)$$

E quindi:

$$V_H = \frac{K}{d} I_c k_1 I_p = k \cdot I_p \quad (3.2.3)$$

- A compensazione di campo: la struttura è simile a quella del sensore a misura diretta, con la differenza che il nucleo di ferrite viene equipaggiato con un avvolgimento formato da un elevato numero di spire pilotato in uscita da un amplificatore. Si crea quindi un circuito in retroazione a rivelazione di errore che si porta in condizione di segnale errore nullo. Il segnale errore è la differenza tra il campo impresso dal cavo che porta la corrente da misurare e quello generato dall'avvolgimento secondario[5].

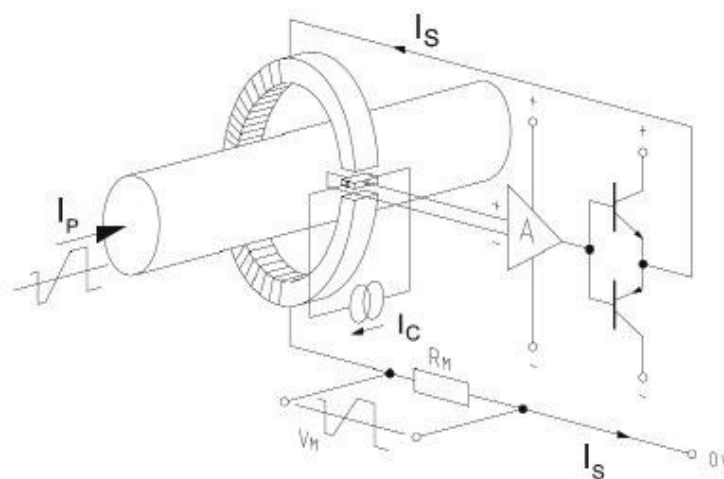


Figura 3.4: Sensore ad effetto Hall a compensazione di campo [2].

Non si misura V_H , ma si genera e misura la corrente I_S che annulla l'induzione B generata dalla corrente primaria I_P . Il dispositivo opera quindi con flusso magnetico risultante nullo: $B_P - B_S = 0$. L'entità della corrente I_S è notevolmente inferiore a I_P grazie all'elevato numero di spire:

$$I_S = \frac{N_P \cdot I_P}{N_S} \quad (3.2.4)$$

Le caratteristiche principali di questo tipo di sensori possono essere riassunte in questi punti [6]:

- Eccellente precisione
- Buona linearità
- Bassa deriva termica
- Buona risposta in frequenza (200 KHz)
- Bassi tempi di risposta
- Non producono alterazioni sul circuito da misurare
- Sopportano sovraccarichi elevati

Vengono presentati in appendice i datasheet di due sensori utilizzati in laboratorio a titolo di esempio.

Misura di tensione

Per la misura della tensione viene utilizzato il trasduttore ad effetto Hall a compensazione di campo con delle modifiche sul circuito di condizionamento:

- Trasduttore di corrente nel quale la corrente primaria viene generata a partire dalla tensione da misurare (partitore $R_1 - R_p$);
- Il numero di spire del circuito primario viene aumentato in modo da creare l'induzione magnetica B_P mediante una corrente di piccola entità;

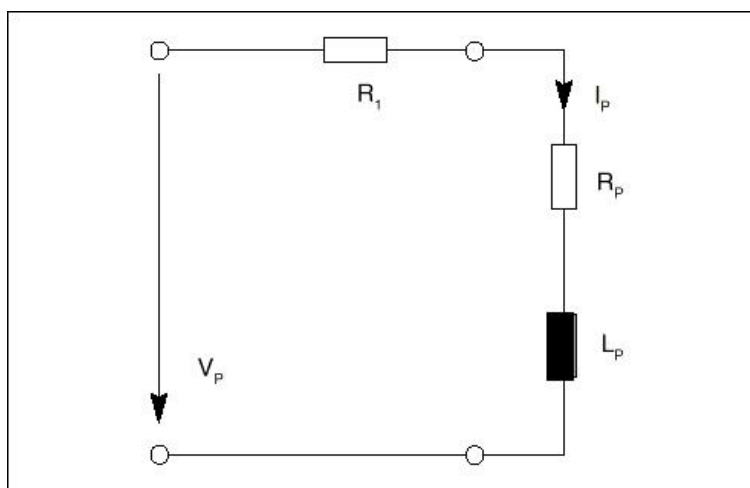


Figura 3.5: Partitore per la misura di tensione [6].

In appendice si riporta un datasheet di un tipico trasduttore ad effetto Hall (Voltage Transducer LV 25-P).

3.2.2 Misure di posizione e velocità

La posizione di un dispositivo meccanico in movimento è una delle grandezze più importanti da acquisire per il controllo di una macchina automatica.

Resolver

I resolver sono sensori assoluti di posizione angolare. Il principio di funzionamento del resolver si basa sulla variazione dell'accoppiamento tra due sistemi di avvolgimenti elettrici rotanti l'uno rispetto all'altro. È costituito da un rotore con un avvolgimento (circuito primario) alimentato tramite spazzole da una tensione sinusoidale (di ampiezza V_r) e da uno statore su cui sono presenti due avvolgimenti sfasati di 90° (circuiti secondari). Il rotore è alimentato da un generatore sinusoidale ausiliario che imprime un flusso al traferro. L'accoppiamento magnetico tra rotore e statore dipende dalla posizione relativa degli assi principali degli avvolgimenti. La collocazione a 90° elettrici degli avvolgimenti di statore assicura che quando l'accoppiamento è massimo con uno dei due avvolgimenti esso è nullo con l'altro [6]. Chiamato θ l'angolo tra l'asse dell'avvolgimento di rotore e quello del primo avvolgimento di statore ne seguono le seguenti equazioni:

$$V_r = V_M \sin \omega t \quad (3.2.5)$$

allora:

$$V_{S1} = K \cdot V_r \cos \theta \quad (3.2.6)$$

$$V_{S2} = K \cdot V_r \sin \theta \quad (3.2.7)$$

Le due tensioni di uscita risultano pertanto modulate sinusoidalmente con la posizione ed in quadratura tra loro. Il segnale di uscita disponibile in questo sensore è una coppia di tensioni alternate caratterizzate da:

- pulsazione pari a quella del segnale applicato al circuito primario;
- ampiezza dipendente dalla posizione del rotore ed in quadratura reciproca;
- fase rispetto alla portante concorde.

Il Resolver è un sensore di posizione molto affidabile, abbastanza preciso, non troppo costoso, in grado di essere applicato su sistemi in rotazione continua fornendo una informazione assoluta in un giro elettrico dell'asse di rotore ($1/p$ giri meccanici, dove p = numero di coppie polari del Resolver).

Esso trova attualmente la sua massima applicazione come sensore di posizione del rotore negli azionamenti con motore Brushless (sincrono a magneti permanenti) a campo sinusoidale [5].

Le caratteristiche principali di questo dispositivo sono:

- robustezza

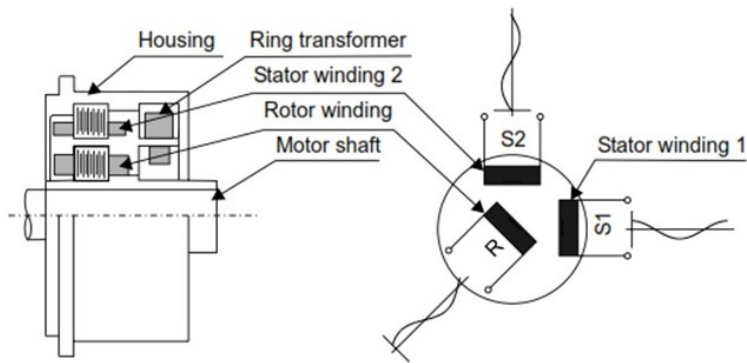


Figura 3.6: Composizione resolver [6].

- tecnologia elettromagnetica simile a quella realizzativa di un motore;
- insensibilità agli sbalzi di temperatura;
- si presta ad essere integrato all'interno del motore;
- necessità di un circuito di demodulazione e conversione digitale abbastanza complesso e costoso.

Encoder incrementale

L'encoder è un sensore per la misura della posizione e della velocità che fornisce un'uscita digitale. L'encoder è disponibile sia in versione per l'acquisizione di posizioni angolari che per l'acquisizione di spostamenti lineari, ma la versione per spostamenti angolari è molto più diffusa.

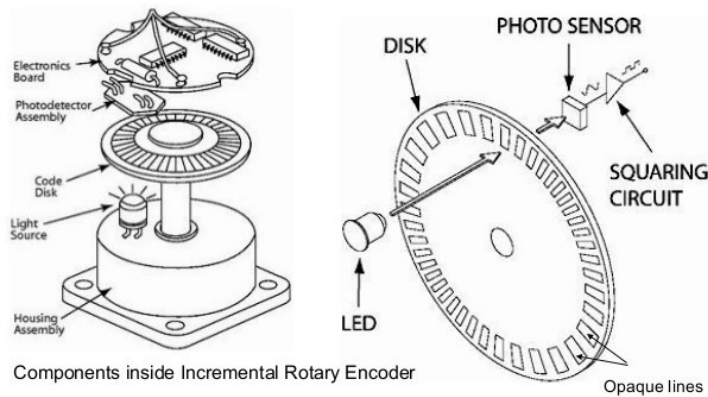


Figura 3.7: Composizione encoder incrementale [6].

Il disco dell'encoder incrementale è costituito da una corona circolare con due tracce in cui i settori trasparenti e opachi (in egual numero nelle due tracce) sono sfasati tra di loro. Rilevando il fascio di luce che viene fatto passare attraverso le feritoie si ottiene in uscita un'onda quadra per ciascuna traccia. La distanza

tra due feritoie è detta passo. Non essendoci una relazione tra una posizione e la configurazione di settori opachi e trasparenti, l'encoder incrementale non può fornire una informazione di posizione diretta, ma necessita di un circuito di conteggio che tenga il conto del numero di transizioni tra settori opachi e trasparenti avvenuti durante il movimento del sensore a partire da un certo stato iniziale. La frequenza dell'onda quadra in uscita è funzione della velocità di rotazione e del numero di feritoie. Se si usano due ghiera, 8 concentriche, con lo stesso numero di feritoie e sfasate di un quarto di passo, è possibile ottenere due onde quadre sfasate, analizzando queste due onde si può individuare il verso di spostamento. concentriche, con lo stesso numero di feritoie e sfasate di un quarto di passo, è possibile ottenere due onde quadre sfasate, analizzando queste due onde si può individuare il verso di spostamento[5].

L'uscita del dispositivo può essere la seguente:

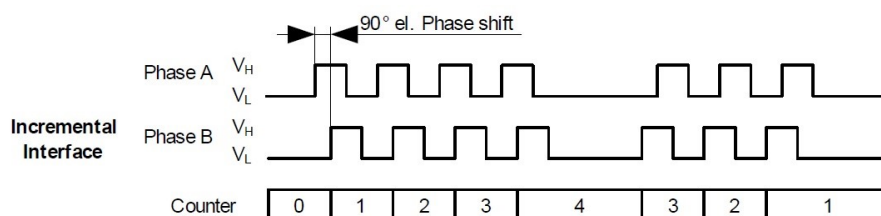


Figura 3.8: Funzionamento encoder incrementale [7].

L'unità di controllo deve utilizzare un registro contatore interno in modo da segnalare ogni volta che trova un fronte di salita del segnale B. La direzione del moto viene individuata vedendo se il segnale B è in ritardo o in anticipo rispetto al segnale A.

I pregi di questa tecnologia sono il basso costo invariante con l'aumento della risoluzione. La risoluzione è data dal rapporto $\frac{2\pi}{N}$, dove N è il numero di feritoie. La risoluzione può aumentare attraverso la cosiddetta moltiplicazione elettronica ottenuta sfruttando i fronti di salita e discesa dell'onda quadra. I difetti consistono nella necessità di un circuito esterno di conteggio del numero di giri, necessità di azzeramento, perdita delle informazioni in assenza di alimentazione.

3.3 Ulteriori informazioni importanti per il controllo

Ulteriori segnali per aumentare l'affidabilità e la sicurezza dell'azionamento devono essere considerati. Sicuramente la tensione, la corrente di linea, così come la posizione e la velocità rappresentano dei feedback fondamentali per sviluppare controlli in catena chiusa efficaci. Quando si prende in esame la sicurezza del sistema, si devono considerare ulteriori parametri in modo da aumentare la robustezza del controllo stesso. Si devono quindi effettuare delle verifiche su altre grandezze quali:

- Tensione BUS DC;

3.3. Ulteriori informazioni importanti per il controllo

- Temperatura del motore.

I sensori utilizzati per il monitoraggio della temperatura possono essere di vario tipo. Spesso vengono utilizzate le RTD (Resistive Temperature Detectors) come la PT100 che consistono in un filamento di metallo ad alta purezza come il platino, rame o nichel, avvolto in una bobina e la cui resistenza elettrica cambia in funzione della temperatura. La misura di temperatura, non è da considerarsi così precisa dato che la grandezza è locale e non investe tutte le parti della macchina. Non si può quindi utilizzarla come parametro solido e veritiero da utilizzare nei modelli della macchina, ma risulta utile monitorarla in modo da evitare situazioni di sovratemperatura che danneggerebbero l'isolamento dei materiali e le loro caratteristiche fisiche.

La tensione del BUS DC dà informazioni sullo stato della sorgente di potenza. A seconda dell'impianto e dell'applicazione cali di tensione su DC link possono suggerire problemi differenti. Per es. pensando l'alimentazione a monte del BUS DC costituita dalla tensione di rete collegata al raddrizzatore di tensione poi livellato da un condensatore, un improvviso calo di tensione potrebbe essere segno di un guasto sui cavi di distribuzione o il malfunzionamento del convertitore ecc...

Costruzione del modello Simulink

Per studiare l'applicabilità del concetto di plausibility agli azionamenti risulta utile inizialmente capire come il sistema risponda agli errori di misura dei sensori. Necessario è quindi sviluppare un modello dell'azionamento tramite il software MATLAB e Simulink.

4.1 Dati e tipologia del motore

In questo modello viene simulato l'azionamento del motore sincrono a magneti permanenti SPM presente in laboratorio EDLAB. La topologia del modello simulink è la seguente:

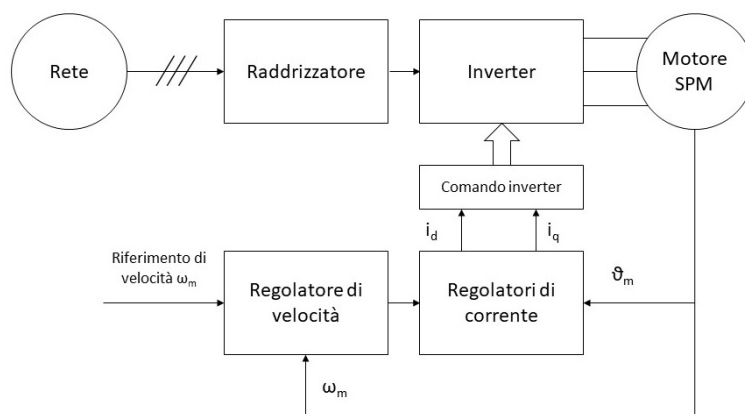


Figura 4.1: Topologia azionamento SPM.

Convertitore di potenza

Per una prima analisi non viene considerata la parte antecedente all'invertitore, in quanto non di principale interesse nello studio della dinamica del sistema. L'inverter viene quindi schematizzato con la funzione di trasferimento di un ritardo di $\frac{T_S}{2}$:

$$v_0(s) = \frac{1}{\frac{sT_S}{2} + 1} \quad (4.1.1)$$

Controllo di corrente

Il controllo di corrente è di tipo sincrono con modulatore PWM. Le uscite dei regolatori sono i riferimenti di tensione di asse diretto e in quadratura che vengono successivamente convertiti in segnali logici di controllo dal blocco della trasformazione di Park e il successivo blocco PWM. In ingresso sono disponibili i segnali di riferimento espressi nel sistema di riferimento sincrono. Si fa lavorare il motore in MTPA imponendo il riferimento $i_d=0$ A e il riferimento i_q calcolato dal regolatore di velocità. Il sistema di riferimento è sincrono con il rotore in modo che a regime i regolatori PI lavorino con grandezze continue e dunque presentino a regime errore nullo [4]

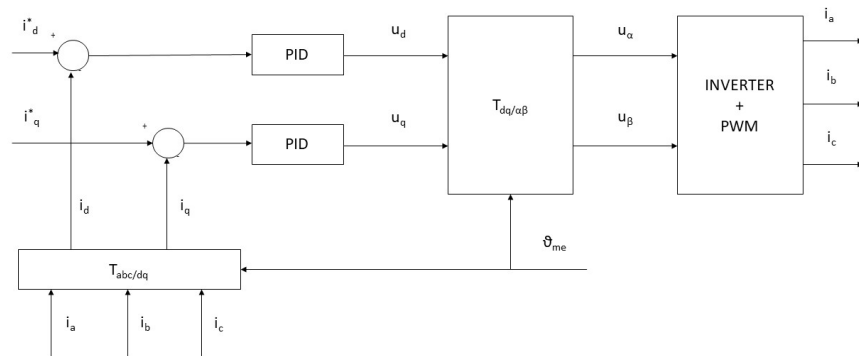


Figura 4.2: Controllo di corrente.

Regolatore di velocità

L'anello di velocità è costruito nella maniera seguente:

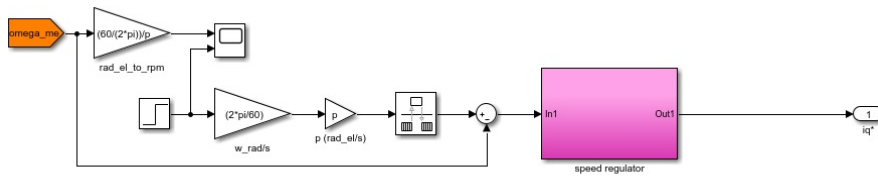


Figura 4.3: Controllo di corrente

Viene applicato un riferimento di velocità tramite un gradino, viene calcolato l'errore $\Delta\omega$ mediante il confronto tra velocità imposta e velocità in uscita dal sensore del motore e tramite il regolatore di velocità si porta questo errore nullo a regime. Il regolatore è un blocco PI con anti wind-up parametrico:

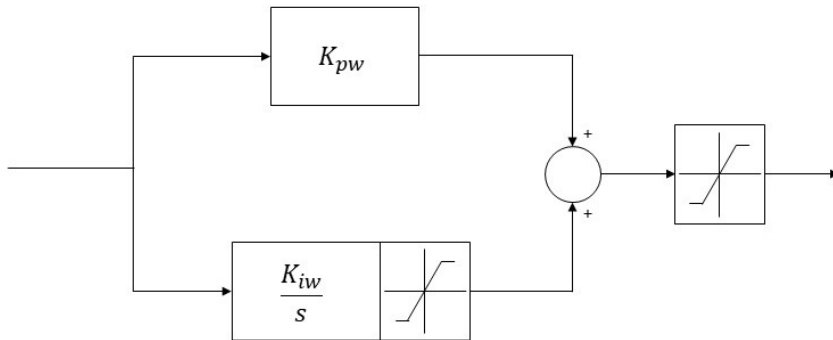


Figura 4.4: Anti wind-up parametrico.

In uscita quindi si ottiene il valore di riferimento della corrente in quadratura che servirà per comandare l'anello di corrente e generare le tensioni e i comandi degli interruttori per il blocco inverter.

Modello del motore SPM

Lo schema a blocchi del motore SPM è il seguente:

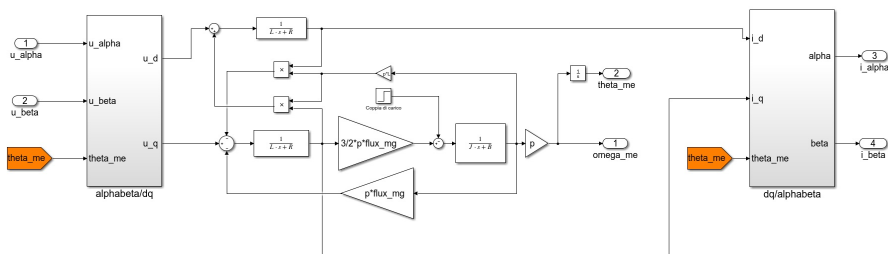


Figura 4.5: Comportamento dinamico motore SPM.

Costruzione del modello Simulink

Esso non è altro che la rappresentazione simulink delle ben note equazioni del motore SPM:

$$\begin{aligned} u_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_{me} Li_q \\ u_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_{me} Li_d + \omega_{me} \Lambda_{mg} \end{aligned} \quad (4.1.2)$$

Parametri e dati di macchina

I parametri del motore vengono caricati tramite uno script Matlab e sono relative all'azionamento utilizzato in laboratorio. Le informazioni indispensabili possono essere:

Parametro	Valore
R	1.9 Ω
H	3 · 10 ⁻³ H
p	4
Λ_{mg}	0.1 Vs
T_s	100 ⁻⁶ s
J	10 ⁻³ kgm ²
B	10 ⁻⁴ Nms

dove R è la resistenza statorica della macchina, L è l'induttanza sincrona, p sono le coppie polari, Λ_{mg} è il flusso del magnete, J è il coefficiente d'inerzia del rotore, B il coefficiente di attrito viscoso.

Il modello totale dell'azionamento creato con simulink viene quindi mostrato in figura:

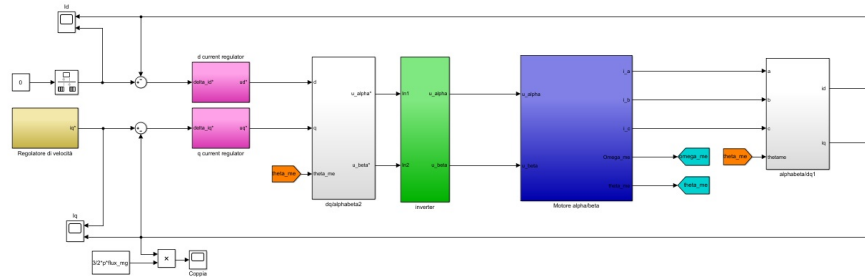


Figura 4.6: Modello dell'azionamento in simulink.

Si possono quindi distinguere i vari elementi spiegati precedentemente collegati tra loro e raggruppati in sottosistemi modo da ottenere un ordine mentale e visivo.

Una volta costruito il modello dell'azionamento si cerca di aggiustarlo secondo le necessità delle successive simulazioni. Vengono quindi costruiti altri blocchi in modo da simulare:

- i sensori di corrente;
- i sensore di posizione.

inoltre vengono aggiunti dei stimatori di posizione che verranno utilizzati successivamente per fare dei confronti sulle grandezze meccaniche.

Sensore di corrente

Il sensore Hall di corrente, per quanto inerisce questa analisi viene schematizzato in questa maniera:

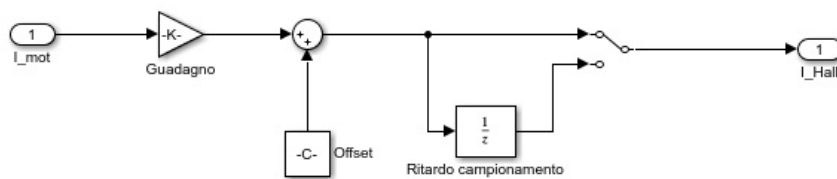


Figura 4.7: Sensore di corrente in simulink.

Non si va a ricreare il comportamento fisico del sensore, ma si modella il tutto ricreando i possibili malfunzionamenti e problemi che il dispositivo può subire. Si possono distinguere tre blocchetti fondamentali:

- Un guadagno: esso simula l'errore di scala che il sensore può avere. Quando il dispositivo funziona correttamente il valore di questo guadagno è uguale a 1;
- Offset: errore di offset DC. Dovrebbe essere pari a 0 nel normale funzionamento;
- Ritardo: dovuto alla serie di condizionamenti e conversione analogico digitale del dato.

Sensori di velocità e posizione

Per quanto riguarda l'encoder, l'uscita del dispositivo è legata al numero di conteggi delle feritoie viste dal sensore ottico. Ciò che esce dal sensore è quindi una rampa a gradini in cui l'altezza del quanto corrisponde ad una feritoia, invece la larghezza dello stesso quanto è legata al tempo di transizione tra quella precedente e la successiva, e quindi alla velocità. La velocità quindi si calcola come $\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$, cioè larghezza della feritoia diviso il tempo di passaggio tra una feritoia e l'altra.

Nel modello simulink viene rappresentato in questa maniera: Il modello quindi riceve in ingresso la posizione vera θ_{me} del motore, la quale viene quantizzata con gradini di ampiezza legata alla risoluzione dell'encoder, successivamente viene sommato il disturbo da analizzare. Il PI a valle è necessario per calcolare la velocità ω_{memis} da dare come feedback al regolatore di velocità. L'errore che si vuole simulare è quello del mancato conteggio di una feritoia o dello slittamento del dispositivo rispetto all'albero. Per modellizzare il primo punto si somma al segnale di uscita dell'encoder un'onda quadra alla frequenza meccanica, mentre per il secondo errore si moltiplica per una costante la rampa in modo da farla risultare meno ripida per un determinato intervallo di tempo.

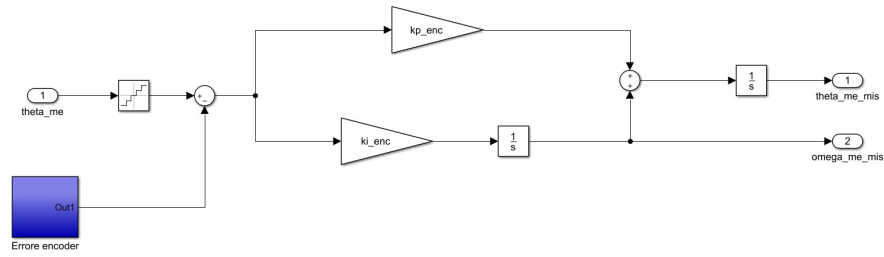


Figura 4.8: Modello dinamico encoder.

4.2 Stimatori

Vengono preparati come già menzionato ulteriori blocchi che verranno utilizzati come sensori virtuali di posizione. Serviranno nello studio successivo per capire quali sintomi provocano gli errori dei sensori di corrente sulla stima della posizione e per verificarne l’affidabilità degli estimatori stessi. Sono state scelte tre tipologie di soluzioni per stime sensorless.

Si parte dal bilancio delle tensioni di statore, scritto nel sistema di riferimento stazionario [4]:

$$\bar{u}^s = R\bar{i}^s + \frac{d\bar{\lambda}^s}{dt} \quad (4.2.1)$$

ove $\bar{\lambda}^s$ è il totale flusso statorico che vale:

$$\bar{\lambda}^s = \bar{\lambda}_{mg}^s + L\bar{i}^s; \quad (4.2.2)$$

Dalla prima equazione si può ricavare:

$$\frac{d\bar{\lambda}^s}{dt} = \bar{u}^s - R\bar{i}^s \quad (4.2.3)$$

Che integrata tra l’istante 0 e l’istante corrente t fornisce una stima del flusso dovuto al magnete come:

$$\bar{\lambda}_{mg}^s = \bar{\lambda}^s - L\bar{i}^s = \int_0^t (\bar{u}^s - R\bar{i}^s) dt - L\bar{i}^s; \quad (4.2.4)$$

Questa tecnica di ricostruzione del flusso viene usata come step preliminare per ogni tecnica di stima, ciò che effettivamente viene modificato è la ricostruzione dell’angolo e la velocità.

- Ricostruzione mediante elaborazione matematica: dal vettore stimato del flusso dovuto ai magneti permanenti si calcola il modulo e quindi con questo si divide il vettore stesso ottenendo quindi le funzioni seno e coseno cercate.

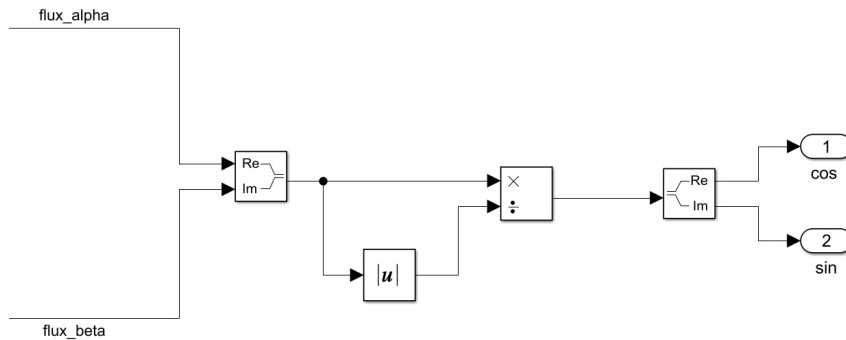


Figura 4.9: Stimatore semplice.

- Ricostruzione tramite PLL: viene utilizzata la tecnica del PLL con in cascata il PI e l'integratore.

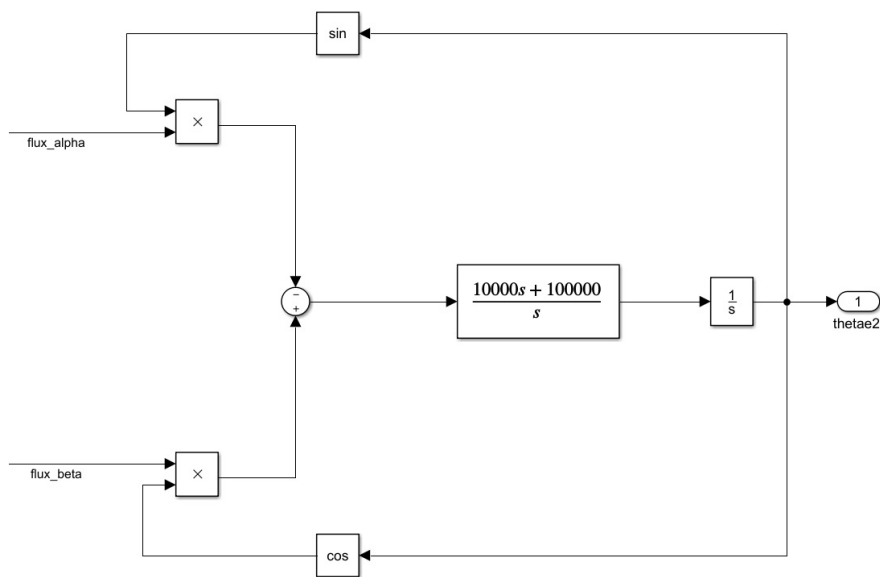


Figura 4.10: PLL.

A valle del nodo sommatore arriva il segnale:

$$\varepsilon(t) = \Lambda_{mg} \sin \theta_{me} \cos \tilde{\theta} - \Lambda_{mg} \cos \theta_{me} \sin \tilde{\theta} \quad (4.2.5)$$

e applicando qualche semplice regola di trigonometria risulta:

$$\varepsilon(t) = \Lambda_{mg} \sin (\theta_{me} - \tilde{\theta}) \quad (4.2.6)$$

e ponendo $\Delta\theta = \theta_{me} - \tilde{\theta}$:

$$\varepsilon(t) = \Lambda_{mg} \sin \Delta\theta \quad (4.2.7)$$

Costruzione del modello Simulink

che a regime, per piccole differenze angolari:

$$\varepsilon(t) = \Lambda_{mg} \Delta\theta \quad (4.2.8)$$

Il PI quindi porterà a zero questa differenza a regime e quindi da qui si riuscirà a ricavare la velocità e la posizione angolare elettrica.

- Ricostruzione tramite QPLL [8]:

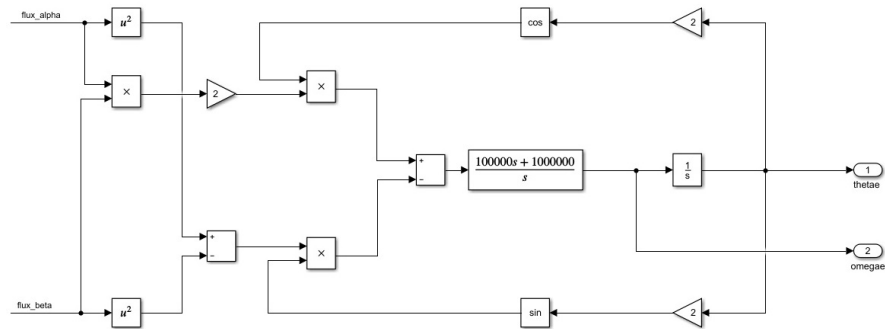


Figura 4.11: QPLL.

La differenza che arriva a monte del PI è la seguente:

$$\varepsilon(t) = 2\lambda_\alpha\lambda_\beta \cos 2\tilde{\theta} - (\lambda_\alpha^2 - \lambda_\beta^2) \sin 2\tilde{\theta} \quad (4.2.9)$$

dove $\lambda_\alpha = \Lambda_{mg} \cos \theta_{me}$ e $\lambda_\beta = \Lambda_{mg} \sin \theta_{me}$.

Continuando lo sviluppo si riesce a trovare l'espressione finale dell'errore che risulta essere:

$$\varepsilon(t) = \Lambda_{mg}^2 \sin 2\Delta\theta \quad (4.2.10)$$

che a regime, per differenze molto piccole risulta:

$$\varepsilon(t) = \Lambda_{mg}^2 2\Delta\theta \quad (4.2.11)$$

Il PI quindi porterà a zero questa differenza a regime e quindi da qui si riuscirà a ricavare la velocità e la posizione angolare elettrica.

CAPITOLO 5

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM

La fase di fault detection o riconoscimento degli errori dei sensori ricopre un ruolo fondamentale in questo lavoro. Lo scopo dell'applicazione della plausibility agli azionamenti è quello di rendere più sicuro e affidabile il sistema partendo da misurazioni ed elaborazioni di sensori e grandezze già conosciute. Il focus è centrato quindi non sulla precisione della misura, ma sulla verifica del buon funzionamento del sensore, in quanto se il dispositivo funziona correttamente si hanno tutte le informazioni per un controllo robusto del motore o dell'azionamento in generale.

Nella prima parte di questo capitolo si descrivono le principali teorie e studi legati al cosiddetto fault detection system riguardanti gli errori dei sensori ad effetto Hall di corrente. Viene poi sviluppato un sistema per determinare la tipologia dell'errore ed individuare il sensore guasto. In ottemperanza agli scopi di robustezza e sicurezza richiesti, si decide di utilizzare un sistema di misura composto da tre sensori, in modo da creare una ridondanza ed ottenere una maggiore affidabilità e sicurezza.

5.1 Tipologia degli errori di corrente

Il percorso di misurazione di corrente che va dalla grandezza elettrica fino al valore digitale elaborabile dal processore si può riassumere nella seguente figura:

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM

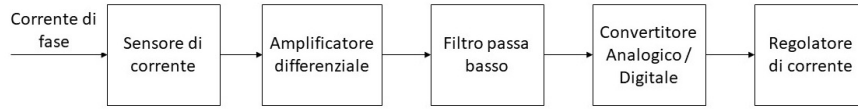


Figura 5.1: Percorso di misurazione di corrente.

Le correnti di statore vengono trasdotte in segnali di tensione dai sensori di corrente e trasformate in valori digitali attraversando il filtro passa basso e poi il convertitore analogico digitale.

L'amplificatore differenziale rimuove il rumore di fondo, mentre il filtro passa basso elimina il rumore di modo comune alle alte frequenze. Durante questo processo può verificarsi un errore di misura di corrente causato dalla non linearità e non accuratezza del sensore, dalla non idealità dell'amplificatore operazionale, e dagli errori dei componenti passivi. Questi errori aumentano la differenza tra corrente reale e misurata utilizzata dal sistema di controllo.

Gli errori possono essere quindi classificati in tre macro-categorie[9]:

- errore di scala;
- errore di offset;
- errore di discretizzazione.

Rappresentando la corrente misurata come i_{xs_mis} , si possono evidenziare i termini di corrente reale i_{xs} ed errore Δi_{cs} nella seguente maniera:

$$\begin{bmatrix} i_{as_mis} \\ i_{bs_mis} \\ i_{cs_mis} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{as} \\ \Delta i_{bs} \\ \Delta i_{cs} \end{bmatrix} \quad (5.1.1)$$

Come menzionato precedentemente, l'errore di corrente può essere suddiviso in tre categorie come si vede in 5.1.2:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{as} \\ \Delta i_{bs} \\ \Delta i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (k_a - 1)i_{as} \\ (k_b - 1)i_{bs} \\ (k_c - 1)i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_b \\ \delta_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_a \\ \varepsilon_b \\ \varepsilon_c \end{bmatrix} \quad (5.1.2)$$

Il primo termine indica l'errore di scala, il secondo termine l'errore di offset, mentre il terzo quello di discretizzazione. In questo caso k_a, k_b, k_c sono relativi ai guadagni dei sensori delle rispettive fasi A, B e C. Nel caso in cui non si presenti un errore di scala, il valore di k_x dovrebbe essere unitario.

L'errore di scala dei sensori delle tre fasi viene invece indicato con δ_a, δ_b e δ_c . In condizioni di buon funzionamento, il loro valore dovrebbe essere nullo.

L'ultimo termine $\varepsilon_a, \varepsilon_b$ e ε_c è relativo all'errore di discretizzazione proveniente dalle conversioni analogico digitali, e dal sistema di misura. Essi diventano più piccoli all'aumentare della risoluzione del convertitore ADC.

In questo lavoro per una prima analisi è stato scelto di approfondire la propagazione dei primi due errori nella dinamica dell'azionamento.

5.2 Analisi degli errori di misura di corrente

5.2.1 Errore di offset

Il primo errore di misurazione che si va ad analizzare è quello di offset. Le correnti di fase misurate si possono scrivere come:

$$\begin{aligned} i_{as_mis} &= i_{as} + \delta_a \\ i_{bs_mis} &= i_{bs} + \delta_b \\ i_{cs_mis} &= i_{cs} + \delta_c \end{aligned} \quad (5.2.1)$$

Passando ora al sistema di riferimento d-q secondo la canonica trasformata di Park, si riescono a calcolare le correnti misurate secondo l'asse diretto e in quadratura, le quali avranno una forma del tipo:

$$\begin{aligned} i_{ds_mis}^e &= i_{ds}^e + \Delta i_{ds}^e \\ i_{qs_mis}^e &= i_{qs}^e + \Delta i_{qs}^e \end{aligned} \quad (5.2.2)$$

dove:

$$\begin{aligned} \Delta i_{ds}^e &= \frac{2}{3} [\delta_a \cos \theta_{me} + \delta_b \cos(\theta_{me} - \frac{2}{3}\pi) + \delta_c \cos(\theta_{me} + \frac{2}{3}\pi)] \\ \Delta i_{qs}^e &= \frac{2}{3} [\delta_a \sin \theta_{me} + \delta_b \sin(\theta_{me} - \frac{2}{3}\pi) + \delta_c \sin(\theta_{me} + \frac{2}{3}\pi)] \end{aligned} \quad (5.2.3)$$

Si nota subito che nel caso l'errore di offset si manifesti su tutti e tre i sensori e sia della stessa entità, l'errore sulle correnti nel riferimento d-q si annulli. In questo lavoro però, si fa l'ipotesi che una sola tipologia di errore possa avvenire alla volta. Per cui supponendo che avvenga un errore di misura sulla fase A, si ottiene:

$$\begin{aligned} \Delta i_{ds}^e &= \frac{2}{3} [\delta_a \cos \theta_{me}] \\ \Delta i_{qs}^e &= \frac{2}{3} [\delta_a \sin \theta_{me}] \end{aligned} \quad (5.2.4)$$

Si vede quindi che i valori Δi_{ds}^e e Δi_{qs}^e oscillano alla frequenza elettrica di statore.

Grazie alle buone performance dei regolatori di corrente, si può assumere che le correnti misurate seguano esattamente i loro riferimenti, e quindi le correnti reali degli assi sincroni si possono calcolare come:

$$\begin{aligned} i_{ds}^e &= i_{ds_mis}^e - \Delta i_{ds}^e = i_{ds}^{e*} - \Delta i_{ds}^e \\ i_{qs}^e &= i_{qs_mis}^e - \Delta i_{qs}^e = i_{qs}^{e*} - \Delta i_{qs}^e \end{aligned} \quad (5.2.5)$$

in cui si indica con "*" il valore di riferimento.

Inserendo quindi l'espressione della corrente in quadratura nell'equazione di coppia si ottiene:

$$T_e = \frac{3}{2} p \Lambda_{mg} i_{qs}^e = \frac{3}{2} p \Lambda_{mg} (i_{qs}^{e*} - \Delta i_{qs}^e) = T_e^* - \Delta T_L \quad (5.2.6)$$

Nel caso di errore di offset sulla fase a si ottiene:

$$\Delta T_L = p \Lambda_{mg} [\delta_a \sin \theta_{me}] \quad (5.2.7)$$

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM

Quest'ultima espressione dimostra come un offset di corrente faccia oscillare la coppia del motore alla frequenza elettrica in un controllo a catena chiusa di corrente. Essendo che ΔT_L si comporta come un carico di disturbo agli occhi del controllore di velocità, anche la velocità del motore oscillerà alla stessa frequenza [10].

5.2.2 Errore di guadagno

Il secondo errore tipico di misurazione dei sensori è quello relativo al guadagno del segnale. Le correnti di fase in uscita dai dispositivi si possono scrivere come:

$$\begin{aligned} i_{as_mis} &= k_a i_{as} \\ i_{bs_mis} &= k_b i_{bs} \\ i_{cs_mis} &= k_c i_{cs} \end{aligned} \quad (5.2.8)$$

Dove i_{xs} è la corrente reale e k_x il guadagno di ogni sensore. Ovviamente in condizioni di buon funzionamento i valori di questi guadagni devono essere unitari.

L'errore di misurazione quindi diviene:

$$\begin{aligned} \Delta i_{as} &= (k_a - 1) i_{as} \\ \Delta i_{bs} &= (k_b - 1) i_{bs} \\ \Delta i_{cs} &= (k_c - 1) i_{cs} \end{aligned} \quad (5.2.9)$$

Sapendo che le correnti di fase hanno la forma:

$$\begin{aligned} i_{as} &= I \sin(\theta_{me}) \\ i_{bs} &= I \sin(\theta_{me} - \frac{2}{3}\pi) \\ i_{cs} &= I \sin(\theta_{me} + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (5.2.10)$$

ed eseguendo la trasformazione di Park si ottiene:

$$\begin{aligned} \Delta i_{ds}^e &= \frac{2}{3} I [(k_a - 1) \sin \theta_{me} \cos \theta_{me} + (k_b - 1) \sin(\theta_{me} - \frac{2}{3}\pi) \cos(\theta_{me} - \frac{2}{3}\pi) + \\ &\quad + (k_c - 1) \sin(\theta_{me} + \frac{2}{3}\pi) \cos(\theta_{me} + \frac{2}{3}\pi)] \\ \Delta i_{qs}^e &= -\frac{2}{3} I [(k_a - 1) \sin \theta_{me} \sin \theta_{me} + (k_b - 1) \sin(\theta_{me} - \frac{2}{3}\pi) \sin(\theta_{me} - \frac{2}{3}\pi) + \\ &\quad + (k_c - 1) \sin(\theta_{me} + \frac{2}{3}\pi) \sin(\theta_{me} + \frac{2}{3}\pi)] \end{aligned} \quad (5.2.11)$$

Utilizzando qualche semplice formula di trigonometria, ricordando:

$$\sin^2(x) = \frac{1 - \cos(2x)}{2}; \quad \sin(2x) = 2 \sin(x) \cos(x) \quad (5.2.12)$$

e considerando solamente l'errore della fase A si arriva a scrivere:

$$\begin{aligned} \Delta i_{ds}^e &= \frac{I}{3} (1 - k_a) \sin(2\theta_{me}) \\ \Delta i_{qs}^e &= \frac{I}{3} [(k_a - 1) + (1 - k_a) \cos(2\theta_{me})] \end{aligned} \quad (5.2.13)$$

Le correnti quindi presentano entrambe un ripple di frequenza doppia di quella elettrica [11], in particolare la corrente dell'asse in quadratura è risente inoltre di un valore di offset pari all'ampiezza dell'oscillazione. Anche la coppia quindi presenterà un ripple a frequenza doppia di quella di alimentazione pari a:

$$\Delta T_L = p\Lambda_{mg}I[(k_a - 1) + (1 - k_a) \cos(2\theta_{me})] \quad (5.2.14)$$

Essendo il primo termine costante, il controllore di velocità riuscirà a compensare l'errore a regime, e solamente il secondo termine causerà l'oscillazione di velocità della stessa frequenza dell'oscillazione di coppia.

Le teorie sugli errori di misurazione viste precedentemente sono state dimostrate per:

- velocità meccanica bassa, in modo che i regolatori di corrente funzionino nelle condizioni di idealità;
- riferimento di corrente fisso, in modo che non entri in azione il regolatore di velocità;
- funzionamento ad una velocità meccanica fissa.

Per come è stato progettato il modello, queste tre condizioni non sono soddisfatte, in quanto è presente l'anello di velocità che tramite l'errore di velocità calcolato dalla differenza del riferimento con il feedback elabora la corrente di riferimento da dare in ingresso all'anello di corrente di asse in quadratura. Eseguendo delle simulazioni si è notato che in caso di errore di offset o guadagno, è presente un'oscillazione alla frequenza f_e o $2f_e$, ma con ampiezza diversa da quella attesa dallo sviluppo della precedente teoria. Questa informazione risulterà sufficiente per discriminare la tipologia di errore di fault di misura.

5.3 Meccanismo di identificazione degli errori

Grazie alla teoria di Sul [9] vista precedentemente, si riesce a distinguere la tipologia di guasto del sensore. Ad un errore di offset corrisponde un ripple alla frequenza elettrica f_e sulla corrente diretta ed in quadratura, sulla coppia e sulla velocità, mentre nel caso di errore di guadagno si trova un'oscillazione di frequenza doppia di quella statorica, e un bias nella corrente i_q . In questa sezione viene spiegato il meccanismo sviluppato per identificare il sensore che sta dando problemi implementato nel modello Simulink.

5.3.1 Funzioni f_α ed f_β

In parallelo al modello del motore, che chiameremo reale, viene posto un secondo modello il quale riceve in ingresso i valori di u_d e u_q che sono equivalenti alle tensioni in uscita dall'inverter trasformate nel sistema di riferimento sincrono, la posizione θ_{me} che servirà per calcolare le correnti i_α ed i_β , e la velocità ω_{me} . Per ipotesi si considera che la posizione e la velocità non siano influenzate da errori, e possa verificarsi un guasto alla volta, sia in termine di tipologia che di fase.

A questo punto si definiscono le due funzioni f_α ed f_β relative ai residui delle due correnti:

$$\begin{aligned} f_\alpha &= i_{\alpha mis} - i_{\alpha t} \\ f_\beta &= i_{\beta mis} - i_{\beta t} \end{aligned} \quad (5.3.1)$$

Nel primo termine sono evidenziate le correnti i_α e i_β estrapolate dal modello reale, mentre con il pedice "t" sono indicate le correnti calcolate dal modello funzionante in parallelo privo dell'anello di coppia che verranno chiamate teoriche. Queste due funzioni risultano molto utili nell'identificazione del guasto, ed inoltre sono immediate da calcolare.

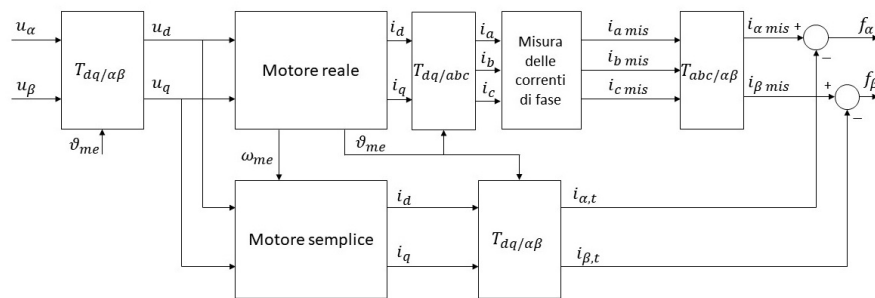


Figura 5.2: Topologia modello parallelo.

Analizzando i risultati delle simulazioni, si scopre che la differenza tra le correnti dei due modelli assume valori ben precisi a seconda della tipologia di guasto[12].

Per quanto riguarda l'offset di corrente:

5.3. Meccanismo di identificazione degli errori

Residuo	Offset A	Offset B	Offset C
f_α	$\frac{2}{3}\delta_a$	$-\frac{1}{3}\delta_c$	$-\frac{1}{3}\delta_b$
f_β	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}\delta_b$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}\delta_c$

Nel caso di un errore di guadagno si ottiene:

Residuo	Guadagno A	Guadagno B	Offset C
f_α	$\frac{2}{3}(k_a - 1)i_a$	$-\frac{1}{3}(k_b - 1)i_b$	$-\frac{1}{3}(k_c - 1)i_c$
f_β	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}(k_b - 1)i_b$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}(k_c - 1)i_c$

Si parte quindi simulando per primo l'errore di offset per ogni fase. Nella simulazione dall'istante $t = 3s$ viene inserito un bias di $0.5A$ pari a circa il 15% dell'ampiezza del segnale, sulla fase considerata. Si nota come le due funzioni f_α ed f_β cambino valore raggiungendo quello previsto. I risultati si possono riassumere nella maniera seguente:

Residuo	Offset A	Offset B	Offset C
f_α	0.333	-0.1667	-0.1667
f_β	0	0.288	-0.288

Vengono riportati i grafici delle due funzioni qui di seguito:

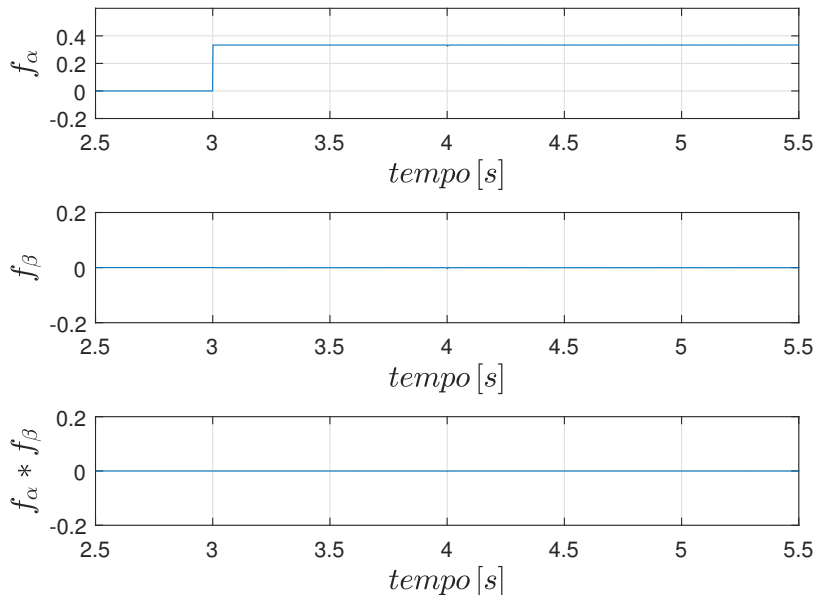


Figura 5.3: Errore di Offset fase A.

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM

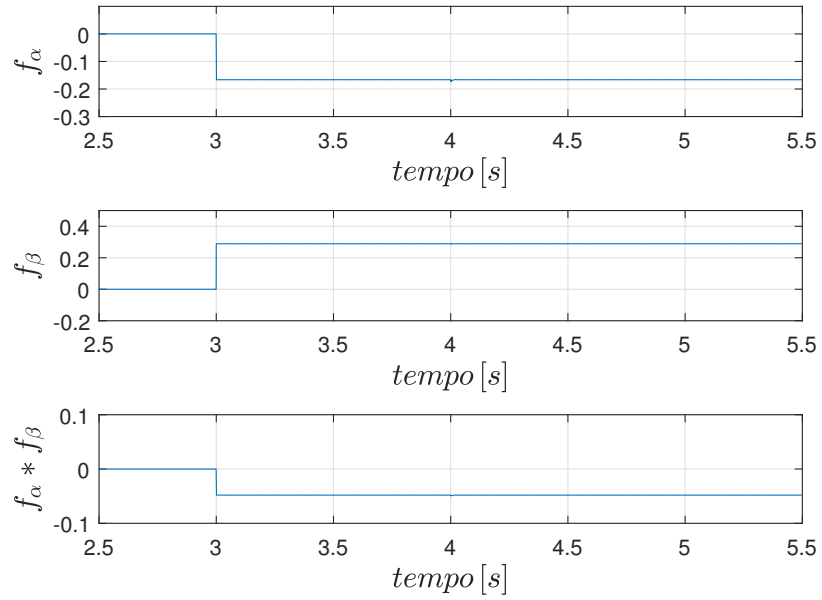


Figura 5.4: Errore di Offset fase B.

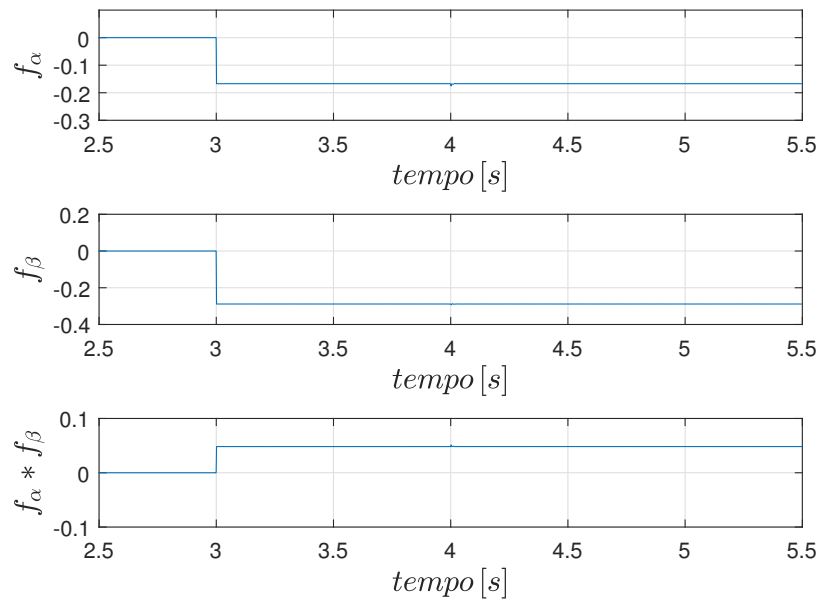


Figura 5.5: Errore di Offset fase C.

Per quanto riguarda gli errori di guadagno, si decide di inserire l'errore al

5.3. Meccanismo di identificazione degli errori

tempo $t = 4s$ inserendo il valore di $k = 1.5$. L'ampiezza della corrente pre-guasto vale $I = 3.32 A$, i risultati delle simulazioni sono i seguenti:

Residuo	Guadagno A	Guadagno B	Guadagno C
f_α	1.1	-0.55	-0.55
f_β	0	0.95	-0.95

Ovviamente le funzioni sono di tipo sinusoidale e il valore tabulato in tabella è relativo alla loro ampiezza.

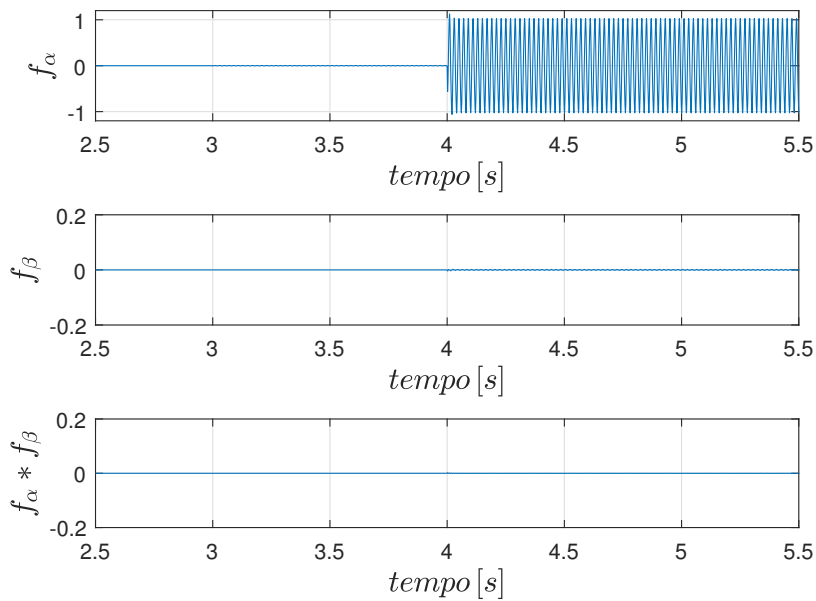


Figura 5.6: Errore di guadagno fase A.

[H]

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM

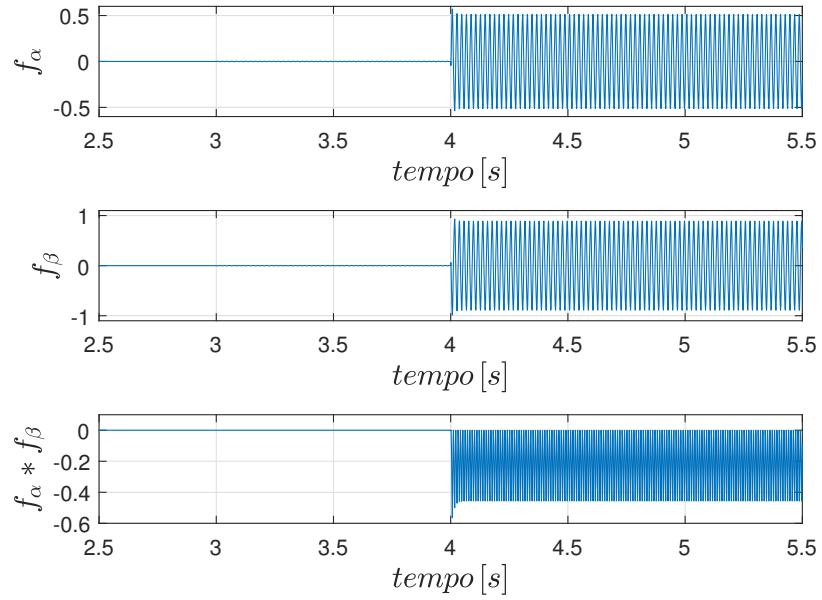


Figura 5.7: Errore di guadagno fase B.

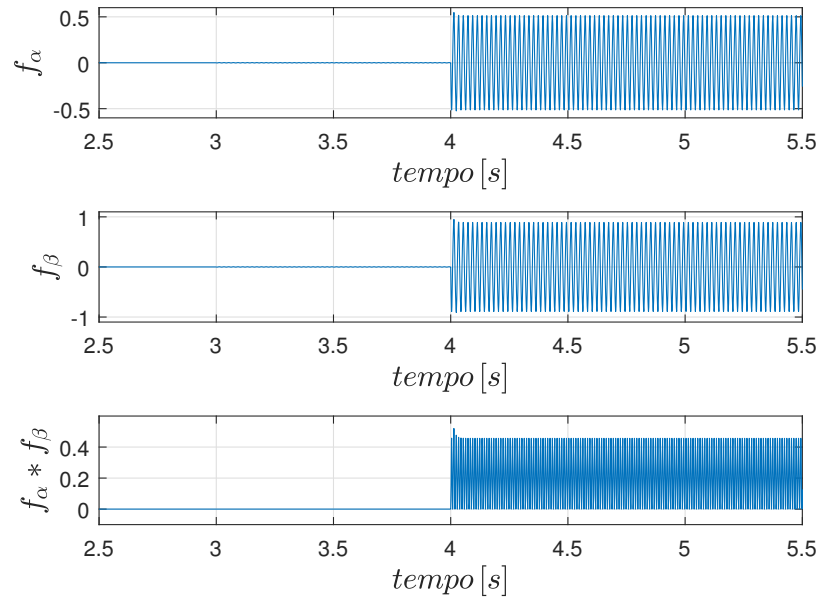


Figura 5.8: Errore di guadagno fase C.

Il meccanismo di individuazione degli errori è stato sviluppato analizzando

il comportamento di queste funzioni. Viene impostato un valore di soglia (thr) in modo da individuare l'esistenza problema. Ovviamente il valore thr deve essere calibrato inizialmente in modo da rendere meno sensibile il meccanismo nei confronti di rumori del segnale o disturbi esterni. Una soluzione potrebbe essere quella di calcolare f_α ed f_β per diverse velocità in modo da stabilire un valore di soglia solido che non faccia scattare il meccanismo continuamente.

Il processo di individuazione degli errori può essere riassunto in questi tre punti:

- $|f_\alpha| > thr$ e $|f_\beta| < thr \Rightarrow$ errore nel sensore della fase A;
- $|f_\alpha| > thr$ e $|f_\beta| > thr$ e inoltre $f_\alpha \cdot f_\beta < 0 \Rightarrow$ errore nel sensore della fase B;
- $|f_\alpha| > thr$ e $|f_\beta| > thr$ e inoltre $f_\alpha \cdot f_\beta > 0 \Rightarrow$ errore nel sensore della fase C.

Nel caso si verifichi una delle seguenti situazioni, viene abilitato un segnale enable che comunicherà la fase problematica. Una precisazione deve essere fatta nel caso di errori di guadagno, in quanto le funzioni "residuo" variano in maniera sinusoidale, per cui si otterrebbe una segnalazione dell'errore intermittente anche con un guasto costantemente presente. Per risolvere questo problema si è deciso semplicemente di mantenere il segnale di enable del sensore della fase guasta alto dal primo riscontro di errore, visto che i disturbi esterni vengono già filtrati dal valore di soglia preimpostato.

Arrivati a questo punto si conosce il sensore problematico, ma non il tipo di errore. Torna utile quindi la teoria vista precedentemente nella quale si evidenzia che:

- Nel caso di errore di offset di uno dei sensori, le correnti nel sistema sincrono presentano un'oscillazione alla frequenza f_e ;
- Nel caso di errore di guadagno invece, il ripple è del doppio della frequenza statorica $2f_e$.

Con questa informazione si può quindi discriminare la tipologia di errore in maniera alquanto semplice, infatti la frequenza elettrica è impostata precedentemente. Nel modello è stato creato un contatore che rileva il numero delle volte in cui il segnale di corrente i_d passa per lo zero supera con fronte positivo per un certo intervallo di tempo. Una volta ottenuto questo dato viene diviso per il tempo di abilitazione del sistema ottenendo la frequenza, e quindi la tipologia di guasto. Il sistema di conteggio per semplicità viene attivato quando l'errore viene individuato dal sistema di fault detection.

Questo processo può quindi essere riassunto nel seguente diagramma di flusso:

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM

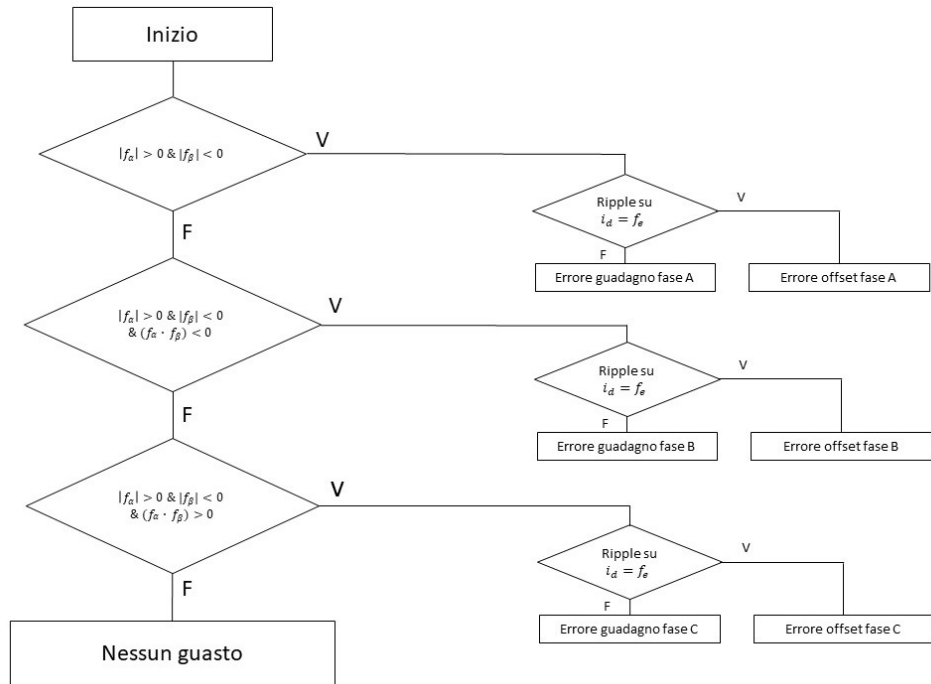


Figura 5.9: Diagramma di flusso riassuntivo.

CAPITOLO 6

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM sensorless

In questo capitolo si discute l'applicazione del metodo precedentemente creato ad azionamenti sensorless, cioè privi di sensori meccanici di velocità o posizione. Si utilizza quindi uno stimatore basato sul filtro di Kalman esteso per risalire alla velocità e alla posizione meccanica-elettrica partendo dalle tensioni e correnti nel riferimento stazionario $\alpha - \beta$.

6.1 Filtro Kalman Esteso

Il filtro di Kalman esteso è una procedura ricorsiva a tempo discreto per la stima ottima dello stato di sistemi non lineari, i cui principi derivano dalla Teoria dei sistemi stocastici. Il filtro di Kalman assume che il sistema sia affetto da un rumore aleatorio di sistema, da un rumore sulle grandezze misurate e, conseguentemente, da un rumore sullo stato stimato. Il filtro di Kalman esteso per la stima della posizione e della velocità rotoriche può essere delineato come segue. Partendo dalla descrizione nel tempo discretizzato del modello nell'intervallo che va dall'istante $(k - 1)T_s$ all'istante kT_s :

$$\begin{aligned}x_k &= x_{k-1} + [f(x_{k-1}) + Bu_{k-1}]T_s + v_{k-1} \\y_{k-1} &= Hx_{k-1} + \mu_{k-1}\end{aligned}\tag{6.1.1}$$

in cui \mathbf{x} è il vettore dello stato, \mathbf{u} quello degli ingressi (controllo) e y l'uscita (misura). La grandezza v_{k-1} è impiegata per rappresentare errori di modello, mentre μ_{k-1} rappresenta errori di misura. Tali vettori rumore sono indipendenti dallo stato e hanno matrici diagonali di covarianza, assunte costanti nel tempo, Q e R rispettivamente. Secondo la procedura del filtro di Kalman, la stima dello stato dell'istante kT_s si ottiene con i due seguenti passi:

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM sensorless

- Passo di predizione: in questo passo lo stato stimato in kT_s è ottenuto dal modello discreto del sistema noti l'ultimo stato stimato $\mathbf{x}_{k-1|k-1}$ e l'ingresso \mathbf{u}_{k-1} . Nello stesso passo di predizione si fa anche una stima a priori del matrice diagonale di covarianza P dello stato che sarà minimizzata dall'algoritmo del filtro al fine di ottenere una stima ottima.
- Passo di aggiornamento: in questo passo lo stato stimato a priori in kT_s è indicato con $\mathbf{x}_{k|k-1}$, è aggiornato sulla base delle misure eseguite all'istante di campionamento kT_s , per ottenere la migliore stima $\mathbf{x}_{k|k}$. A tale scopo allo stato è applicata una correzione proporzionale all'errore fra il valore di alcune grandezze misurate e quello predetto per le stesse e una aggiornamento della matrice di covarianza dello stato.

Il processo è quindi iterato con il nuovo e successivo passo di predizione a priori.

Per l'applicazione del filtro di Kalman alla stima della velocità e posizione rotorica di un motore sincrono con rotore isotropo, si può assumere il seguente vettore di stato e di ingresso:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega \\ \vartheta \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}. \quad (6.1.2)$$

e quindi si descrive il motore con le equazioni derivanti dal bilancio delle tensioni di statore, dal bilancio della coppia e dalla relazione posizione-velocità.

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\alpha + \omega_{me} \frac{\Lambda_{mg}}{L} \sin(\theta_{me}) + \frac{u_\alpha}{L} \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\beta - \omega_{me} \frac{\Lambda_{mg}}{L} \cos(\theta_{me}) + \frac{u_\beta}{L} \\ \frac{d\omega_{me}}{dt} &= \frac{1}{J}(m - m_L) \\ \frac{d\theta_{me}}{dt} &= \omega_{me} \end{aligned} \quad (6.1.3)$$

dove m è la coppia generata e m_L la coppia resistente in gioco. Tali espressioni sono sono tuttavia necessarie in quanto si può approssimare l'espressione dell'accelerazione assumendo $J \approx \text{inf}$, ottenendo quindi la matrice $\mathbf{f}(\mathbf{x})$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_\alpha + \omega_{me} \frac{\Lambda_{mg}}{L} \sin(\theta_{me}) + \frac{u_\alpha}{L} \\ -\frac{R}{L}i_\beta + \omega_{me} \frac{\Lambda_{mg}}{L} \cos(\theta_{me}) + \frac{u_\beta}{L} \\ 0 \\ \omega_{me} \end{bmatrix} \quad (6.1.4)$$

Ciò equivale ad introdurre un errore di modello che rientra nel rumore \mathbf{v}_k . L'approssimazione introdotta comporta che la velocità sia considerata costante nel passo di predizione a priori, e sarà compito del passo di aggiornamento recuperare l'errore commesso. In questa maniera si ha il vantaggio dell'eliminazione di ogni parametro meccanico e di ogni modellazione del carico stesso.

L'approssimazione è accettabile se la variazione di velocità rimanga piccola nell'intervallo di tempo T_s .

La stima della velocità e posizione mediante il filtro di Kalman esteso è una tecnica complessa e potente che si può combinare anche con la stima dei parametri del motore.

6.2 Applicazione del filtro di Kalman esteso al modello del motore SPM

Per verificare che l'EKF funzioni correttamente, inizialmente si sono effettuate delle simulazioni in modo da ritoccare i valori dei parametri delle matrici Q ed R finendo per utilizzare:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0.4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 16 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}; \quad (6.2.1)$$

mentre la matrice di inizializzazione P_0 vale:

$$\mathbf{P}_0 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 200 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix}; \quad (6.2.2)$$

Le simulazioni inizialmente vengono fatte con il filtro offline, e si nota che il segnale di posizione θ_{me} ha una differenza costante con la posizione stimata del filtro di Kalman θ_{me_EKF} . Per quanto riguarda la velocità stimata, il risultato non risente dell'errore $\Delta\theta$ e dei disturbi costanti del carico meccanico in quanto viene utilizzata la derivata della posizione stimata. Come si può notare, i valori stimati seguono con molta precisione i valori "reali" del motore.

A questo punto si attiva lo stimatore, rendendo quindi l'azionamento di tipo sensorless. Si vuole investigare sulla validità del meccanismo di identificazione degli errori sviluppato precedentemente per questo tipo di macchine.

Il primo problema è relativo al tuning dei parametri delle matrici R , Q e P_0 [13]. La matrice diagonale di covarianza P_0 rappresenta la varianza nella conoscenza delle condizioni iniziali. Variando P_0 , significa cambiare l'ampiezza del transitorio, mentre la durata del transitorio e le condizioni a regime non vengono toccate. La matrice Q rappresenta la descrizione statistica del modello dell'azionamento. Aumentando Q si aumenta la rumorosità del sistema o l'incertezza dei suoi parametri. La matrice R invece è correlata al rumore delle misure. Aumentando il valore degli elementi di questa matrice, significa dare poco credito alle misure, e quindi agli ingressi dello stimatore stesso. Per il buon funzionamento del sistema sotto le condizioni di errore è quindi necessario aumentare i parametri della matrice R , in modo che il filtro di Kalman si comporti bene e rimanga stabile. Si impostano quindi i seguenti valori:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1.5 & 0 \\ 0 & 1.5 \end{bmatrix}; \quad (6.2.3)$$

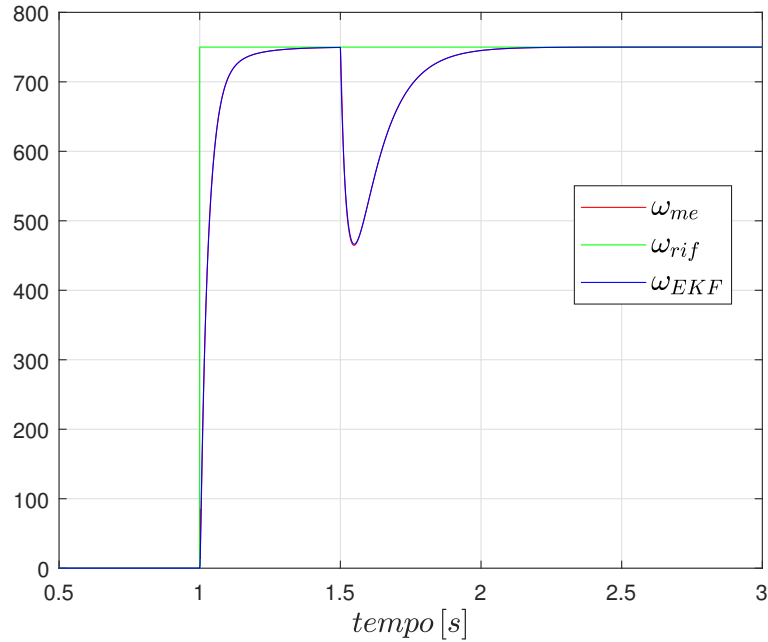


Figura 6.1: Velocità meccaniche a confronto.

6.3 Analisi degli errori di corrente

Come per il motore sensored sincrono a magneti permanenti, si vuole utilizzare le funzioni f_α ed f_β per discriminare la fase del sensore guasto e la frequenza del ripple nelle correnti sugli assi sincroni per determinare il tipo di errore.

Il metodo sviluppato precedentemente richiedeva un'ipotesi molto forte, si ipotizzava che sia velocità che posizione fossero esenti da errore. Quando si crea il modello del motore per farlo funzionare parallelamente, la posizione meccanica elettrica in ingresso sarà quella stimata che risulterà leggermente diversa da quella reale. Per quanto ottima sia la stima, sarà presente uno sfasamento tra la corrente di fase misurata e quella teorica, dovuta dalla differenza tra θ_{me} e $\theta_{me_stimato}$, come si nota dalla Figura 6.2

Questa differenza, crea uno sfasamento tra le correnti in uscita dal motore reale e quelle del modello, come viene mostrato di seguito. Questa breve analisi è stata eseguita per capire come il $\Delta\theta$ influisca nella trasformazione di Park. Definendo le posizioni come:

- θ_{me} posizione vera del motore;
- θ_{me_EKF} posizione stimata dal filtro di Kalman;

si può dire che $\theta_{me_EKF} = \theta_{me} + \Delta\theta$ e quindi $\theta_{me} = \theta_{me_EKF} - \Delta\theta$. All'uscita del motore si ottengono le correnti i_α e i_β che vengono trasformate dal riferimento

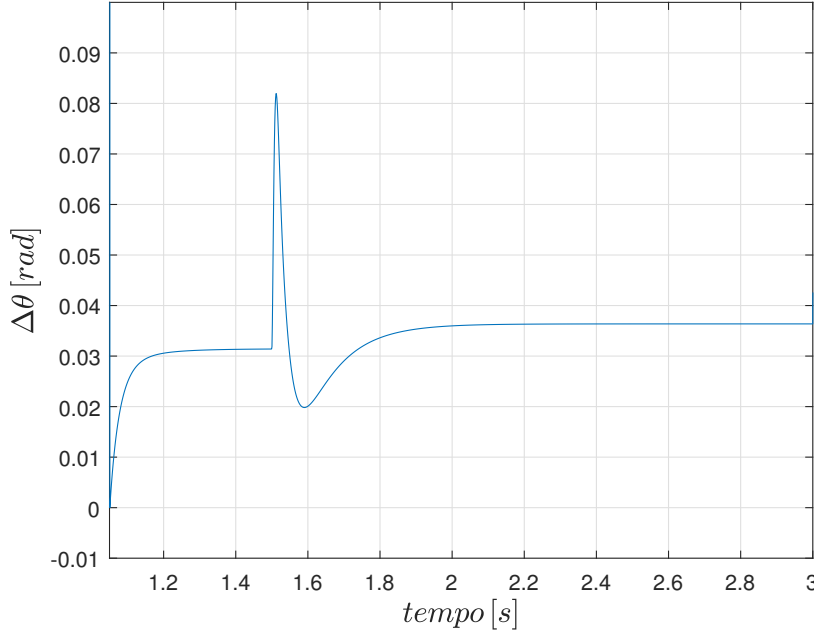


Figura 6.2: Errore tra posizione stimata e posizione reale.

dq con la classica matrice:

$$\mathbf{T}_{dq \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{me} & \sin \theta_{me} \\ -\sin \theta_{me} & \cos \theta_{me} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me} - \Delta\theta) & \sin(\theta_{me} - \Delta\theta) \\ -\sin(\theta_{me} - \Delta\theta) & \cos(\theta_{me} - \Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (6.3.1)$$

Nel modello teorico funzionante in parallelo invece, la trasformazione ha la forma:

$$\mathbf{T}_{dq \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me_EKF}) & \sin(\theta_{me_EKF}) \\ -\sin(\theta_{me_EKF}) & \cos(\theta_{me_EKF}) \end{bmatrix}. \quad (6.3.2)$$

Per cui, quando si vanno a calcolare le due funzioni residuo si ottiene:

$$\begin{aligned} f_\alpha &= i_\alpha - i_{\alpha t} = \\ &= I_d \cos \theta_{me} + I_q \sin \theta_{me} - I_d \cos(\theta_{me_EKF}) - I_q \sin(\theta_{me_EKF}) \end{aligned} \quad (6.3.3)$$

Sapendo che il riferimento di $I_d = 0$, e ricordando gli sviluppi asintotici di McLaurin delle funzioni seno e coseno per angoli molto piccoli:

$$\sin(x) = x - \frac{x^3}{3!} + \dots; \quad \cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \dots; \quad (6.3.4)$$

si ottiene:

$$\begin{aligned} f_\alpha &= I_q \sin \theta_{me} - I_q \sin(\theta_{me_EKF}) \\ &= I_q [\sin(\theta_{me_EKF} - \Delta\theta) - \sin(\theta_{me_EKF})] \\ &= I_q [\sin(\theta_{me_EKF}) \cos(\Delta\theta) - \cos(\theta_{me_EKF}) \sin(\Delta\theta) - \sin(\theta_{me_EKF})] \\ &= I_q [\sin(\theta_{me_EKF}) (1 - \frac{\Delta\theta^2}{2}) - \Delta\theta \cos(\theta_{me_EKF}) - \sin(\theta_{me_EKF})] \end{aligned} \quad (6.3.5)$$

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM sensorless

Semplificando lo sviluppo asintotico di ordine superiore al primo, e le parti comuni si ottiene quindi:

$$f_\alpha = -I_q \Delta\theta \cos(\theta_{me_EKF}) \quad (6.3.6)$$

Se si calcola con lo stesso procedimento la funzione f_β risulta:

$$f_\beta = I_q \Delta\theta \sin(\theta_{me_EKF}) \quad (6.3.7)$$

Nel caso in esame, la corrente $I_q = 3.346$ A, $\Delta\theta = 0.03767$ rad, e quindi gli "errori" di fondo delle due funzioni valgono:

$$\begin{aligned} f_\alpha &= -0.1246 \cos(\theta_{me_EKF}) \\ f_\beta &= 0.1246 \sin(\theta_{me_EKF}) \end{aligned} \quad (6.3.8)$$

In realtà questo contributo di errore è solamente relativo alla trasformazione finale delle correnti $\mathbf{T}_{dq \rightarrow \alpha\beta}$, per eseguire uno studio accurato bisognerebbe partire dalla trasformazione delle tensioni in ingresso $\mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}$, aggiungere l'errore tra velocità stimata e reale, e infine quello della trasformazione delle correnti. Nel corretto funzionamento del sistema il filtro di Kalman mostra grande efficacia nella stima della velocità, e i due segnali sono essenzialmente sovrapposti. Questo perché ω_{meEKF} viene ricostruita dalla derivata della posizione stimata, e quindi la differenza $\Delta\theta$ non si propaga. Quando però si inietta un'errore di misurazione in un sensore di corrente, come dimostrato precedentemente, si presentano dei ripple sulle correnti i_d ed i_q , le quali una volta riportate nel sistema $\alpha\beta$ entrano nello stimatore, e questo fa sì che si crei una componente oscillante nella differenza $\Delta\theta$. Si ottiene perciò uno sfasamento non più costante, ma fluttuante, che si ripercuote anche nella velocità stimata visto che:

$$\omega_{me_EKF} = \frac{d\theta_{me_EKF}}{dt} \quad (6.3.9)$$

Risulta quindi evidente che la distorsione delle funzioni f_α ed f_β dipenda in gran parte dall'imprecisione dello stimatore. Aumentare l'efficienza del filtro di Kalman è un'operazione complessa, e non interessante per lo studio in esame; si decide quindi di utilizzare in maniera diversa le funzioni dei residui in modo da trovare una soluzione funzionante primaria.

Un solido metodo di fault detection per macchine sensorless dovrà essere studiato nei lavori futuri in modo da sviluppare in maniera più corretta l'argomento.

6.4 Meccanismo di identificazione degli errori

Per individuare il malfunzionamento dei sensori di corrente, è necessario cambiare il meccanismo precedentemente realizzato a causa dello sfasamento tra la posizione stimata dal filtro di Kalman e la posizione reale del motore. Le correnti $i_{\alpha,t}$ e $i_{\beta,t}$ non sono più sinusoidi in fase con quelle reali, e quindi le operazioni viste prima perdono di significato. In ogni caso vengono utilizzate le funzioni f_α ed f_β , per cui il modello funzionante in parallelo viene mantenuto, come si può vedere dall'immagine sottostante:

6.4. Meccanismo di identificazione degli errori

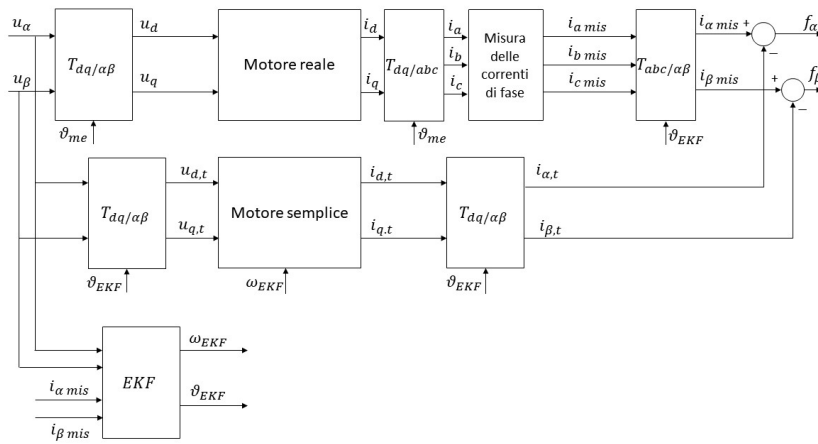


Figura 6.3: Topologia del modello parallelo sensorless.

Eseguendo quindi diverse simulazioni si sono presi in esame i valori efficaci delle funzioni, e si è visto che impostando come soglia errori del 20%, vi sono delle relazioni tra tipo di errore e fase del sensore guasto. Il meccanismo dunque è stato creato empiricamente e funziona in questa maniera:

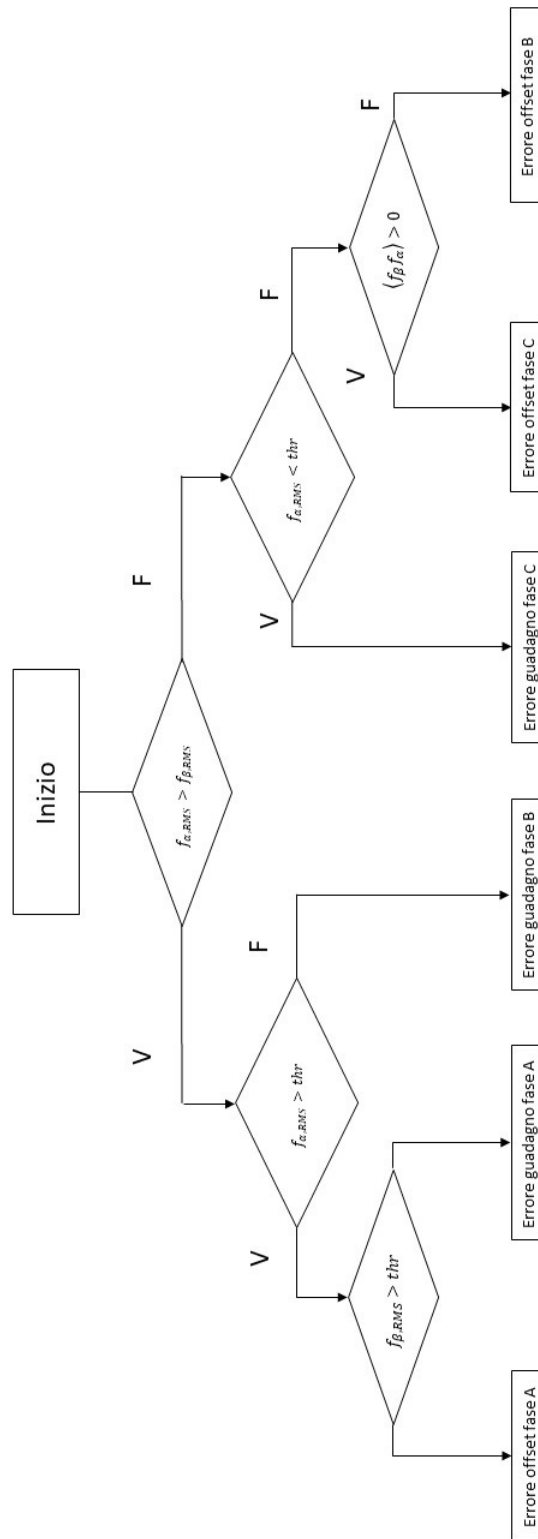


Figura 6.4: Diagramma di flusso riassuntivo.

6.4. Meccanismo di identificazione degli errori

I valori efficaci si possono calcolare in quanto si conosce la frequenza di lavoro a regime con esattezza. Il valore di soglia thr è il valore efficace che le due funzioni assumono prima di inserire l'errore del sensore, ed è la componente legata all'errore di stima del filtro di Kalman esteso. Vengono riportati qui sotto i risultati delle simulazioni imponendo per quanto riguarda gli errori di offset un bias DC pari a 0.5 A, mentre per gli errori di guadagno un $k_x = 1.2$.

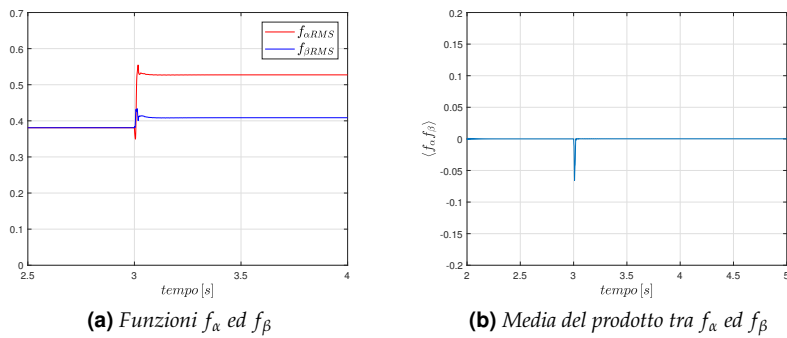


Figura 6.5: Errore di offset fase A.

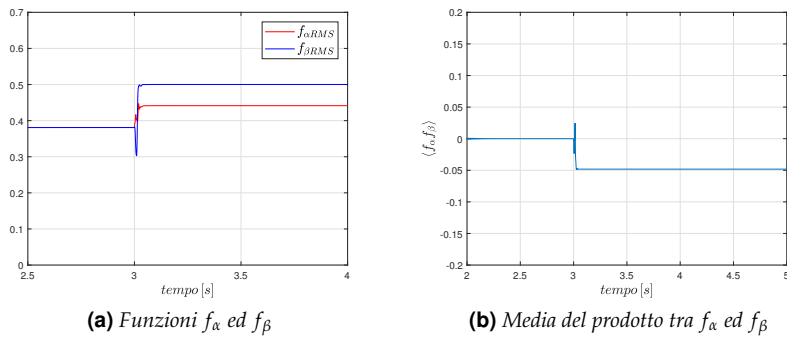


Figura 6.6: Errore di offset fase B.

Individuazione degli errori dei sensori di corrente motore SPM sensorless

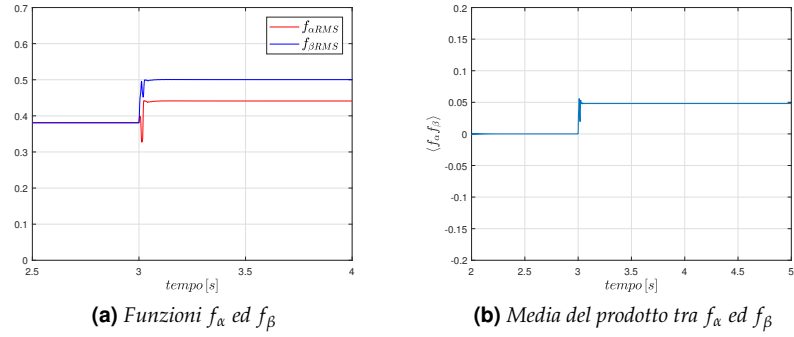


Figura 6.7: Errore di offset fase C.

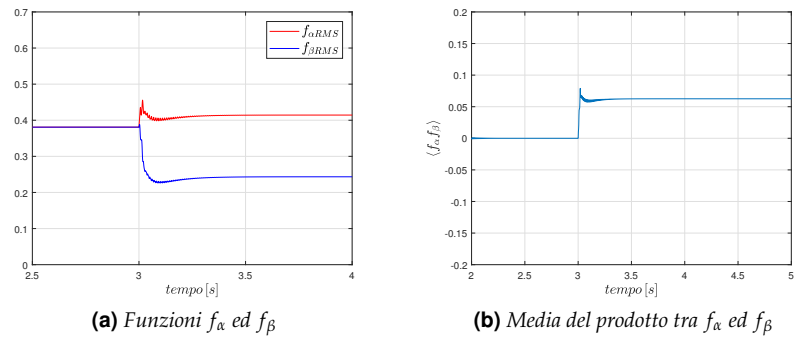


Figura 6.8: Errore di guadagno fase A.

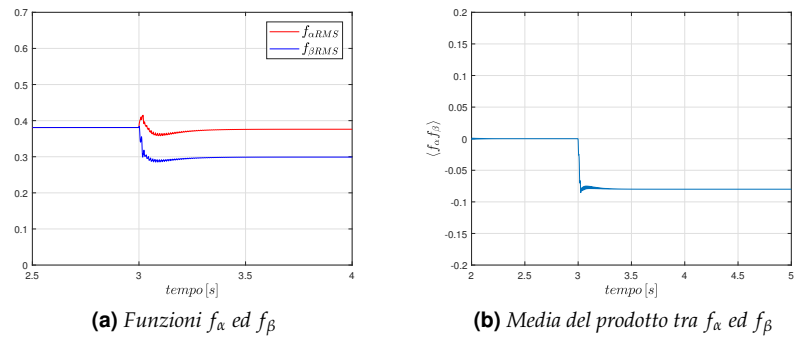


Figura 6.9: Errore di guadagno fase B.

6.4. Meccanismo di identificazione degli errori

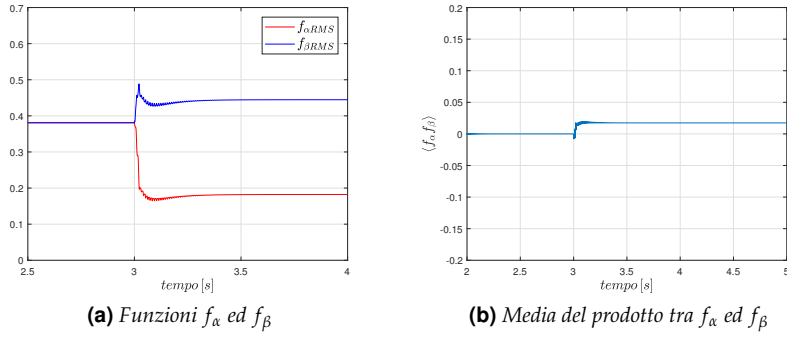


Figura 6.10: Errore di guadagno fase C.

Meccanismo di Plausibility check

In questo capitolo si propone lo sviluppo del metodo di valutazione dell'integrità del sistema cercando di seguire le linee guida descritte nei capitoli precedenti riguardanti la plausibility check.

7.1 Plausibility check negli azionamenti

Per la costituzione del processo di plausibility check di un azionamento, si vuole seguire la topologia precedentemente descritta nel lavoro di Korte per un veicolo elettrico [2]. La funzione è quindi descritta dal seguente schema a blocchi:

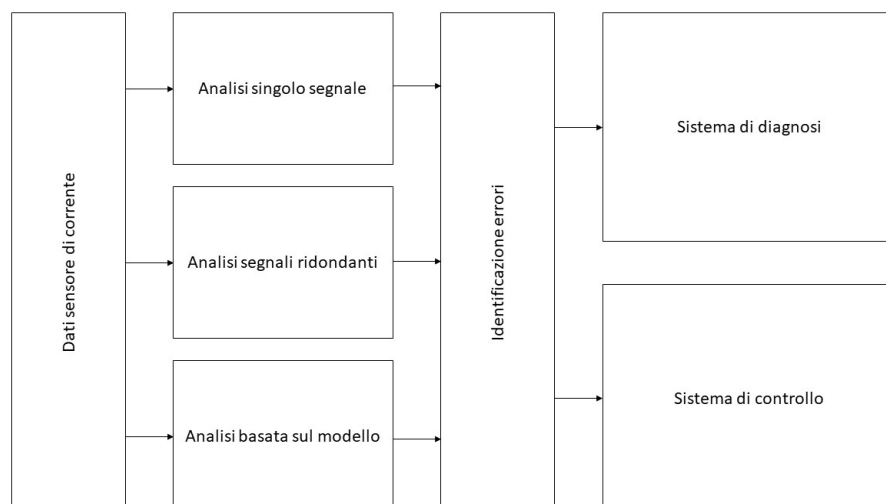


Figura 7.1: Topologia della funzione di plausibility per un azionamento.

Meccanismo di Plausibility check

I sensori di corrente danno in ingresso i dati per il funzionamento del processo, i quali vengono elaborati e trattati in parallelo dalle verifiche di singolo segnale, da quelle ridondanti e da quelle del modello. Una volta individuata la presenza di un errore viene avviato il metodo di fault detection che va a determinare la sede del problema. Successivamente il meccanismo di individuazione degli errori comunicherà ai sistemi di diagnosi e di controllo la tipologia di errore, in modo da prendere le contromisure ed aggirare il problema se possibile. Vengono ora descritti i vari blocchi con tanto di simulazione per la verifica dei risultati e del funzionamento del sistema. I risultati mostrati sono relativi al motore SPM, ma per l'azionamento sensorless valgono ugualmente.

7.1.1 Single signal check

Il monitoraggio del singolo segnale è applicato a tutti i segnali sotto osservazione indipendentemente. Per questa verifica esistono diverse possibilità, come l'analisi dei valori massimi e minimi, la verifica del valore medio, l'analisi del valore efficace e del livello del rumore. In questo lavoro si è scelto di portare l'attenzione su:

- analisi del valore medio: le correnti di fase hanno andamento sinusoidale, per cui a regime il loro valore medio deve essere uguale a zero nel corretto funzionamento;
- analisi del valore efficace: il valore efficace a regime deve essere un segnale costante e ben determinato. Dalla corrente di riferimento uscente dal regolatore si riesce a calcolare analiticamente il valore efficace atteso delle correnti. Se questo valore non è in linea con quello calcolato mentre il sistema era sano viene segnalato il flag.

In questo lavoro si suppone di conoscere il valore di corrente di riferimento durante il buon funzionamento del sistema. Quel valore viene utilizzato per il confronto con il valore efficace delle correnti di fase.

7.1.2 Redundant signal check

Per la verifica ridondante dei segnali si sfrutta il fatto di utilizzare tre sensori. Le correnti di fase nel corretto funzionamento assumono valori efficaci coincidenti; nel momento in cui si verifica il guasto in uno dei sensori, quest'affermazione non è più vera e quindi eseguendo la differenza tra i valori efficaci delle correnti si riesce a capire quando un problema esiste.

Le condizioni da monitorare sono quindi:

$$\begin{aligned}i_{a_RMS} - i_{b_RMS} &= 0 \\i_{b_RMS} - i_{c_RMS} &= 0 \\i_{c_RMS} - i_{a_RMS} &= 0\end{aligned}\tag{7.1.1}$$

Nella stessa maniera viene calcolata la differenza tra valori medi:

$$\begin{aligned}i_{a_mean} - i_{b_mean} &= 0 \\i_{b_mean} - i_{c_mean} &= 0 \\i_{c_mean} - i_{a_mean} &= 0\end{aligned}\tag{7.1.2}$$

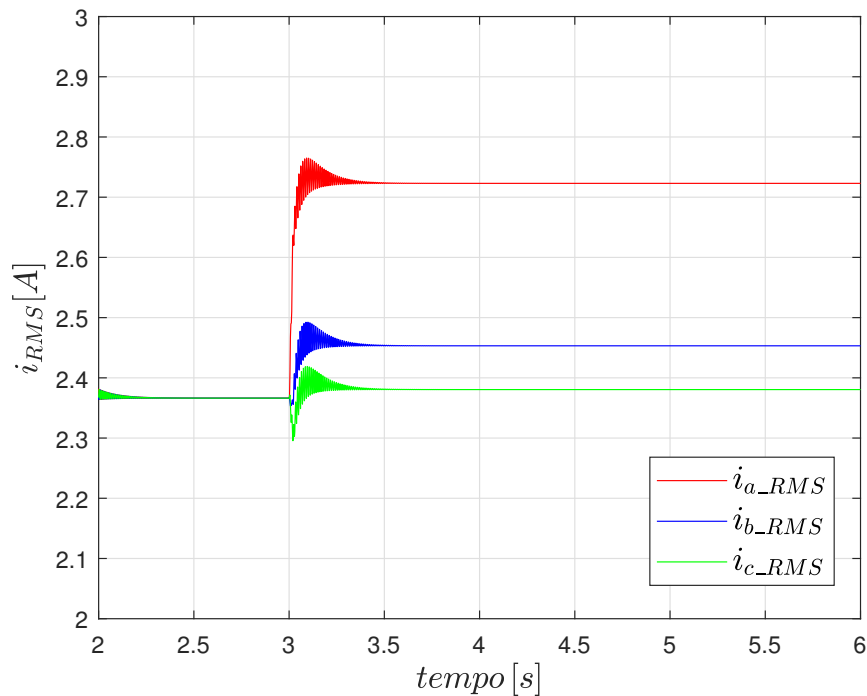


Figura 7.2: Valori efficaci delle correnti prima e dopo il guasto.

Come per la verifica del singolo segnale vengono eseguite queste due prove perché riescono a discriminare bene i due tipi di malfunzionamento. Calcolando la differenza dei valori efficaci si riuscirebbe ugualmente a notare il guasto, ma nel caso di errore di offset, il risultato sarebbe molto piccolo, e potrebbe essere schermato da valori di soglia imposti. Implementando questa verifica si riescono a riconoscere tutte le casistiche senza problemi. Durante il corretto funzionamento queste differenze risultano uguali a 0, non appena entra in gioco uno sbilanciamento queste funzioni assumono valori diversi, e quindi viene attivato il flag.

7.1.3 Model based check

In questa verifica si va a sfruttare l'equazione di Kirchhoff al nodo:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (7.1.3)$$

Durante il corretto funzionamento, questa condizione è verificata, nel momento in cui sorge l'errore invece la somma delle tre correnti non è più nulla e quindi viene attivato il flag.

7.1.4 Fault evaluation

Il metodo del fault evaluation utilizzato è quello descritto nel capitolo 6. Quando tutti e tre i blocchi di verifica comunicano l'esistenza di un problema,

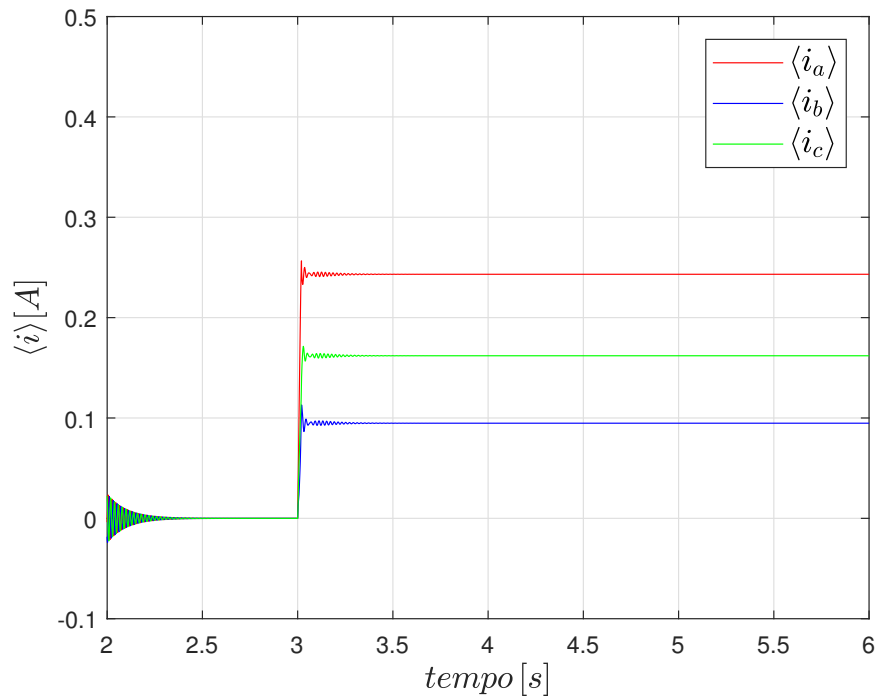


Figura 7.3: Valori medi delle correnti di fase prima e dopo il guasto.

il processo viene avviato al fine di localizzare l'errore del sistema di misura e segnalarlo ai blocchi di diagnosi e controllo.

7.1.5 Diagnosi e risoluzione dell'errore

Una volta che l'errore è stato identificato, l'informazione viene comunicata al blocco di diagnosi e recovery il quale cerca di ripristinare il buon funzionamento del sistema. Si va quindi a rimuovere la misura errata del sensore guasto sostituendola con la somma cambiata di segno degli altri due. L'azionamento torna a funzionare correttamente in maniera sicura come si vede per esempio dal grafico della velocità meccanica o della coppia.

Il passo successivo sarà quindi quello di resettare il sistema di plausibility salvando l'informazione del guasto e continuare a lavorare con due sensori di corrente. Il nuovo sistema di plausibility dovrà quindi monitorare i dati dei due sensori rimanenti, e in caso di un'ulteriore malfunzionamento arrestare tutto il sistema o avviare una serie di operazioni che vadano ad identificare l'entità dell'errore per poi correggerlo computazionalmente.

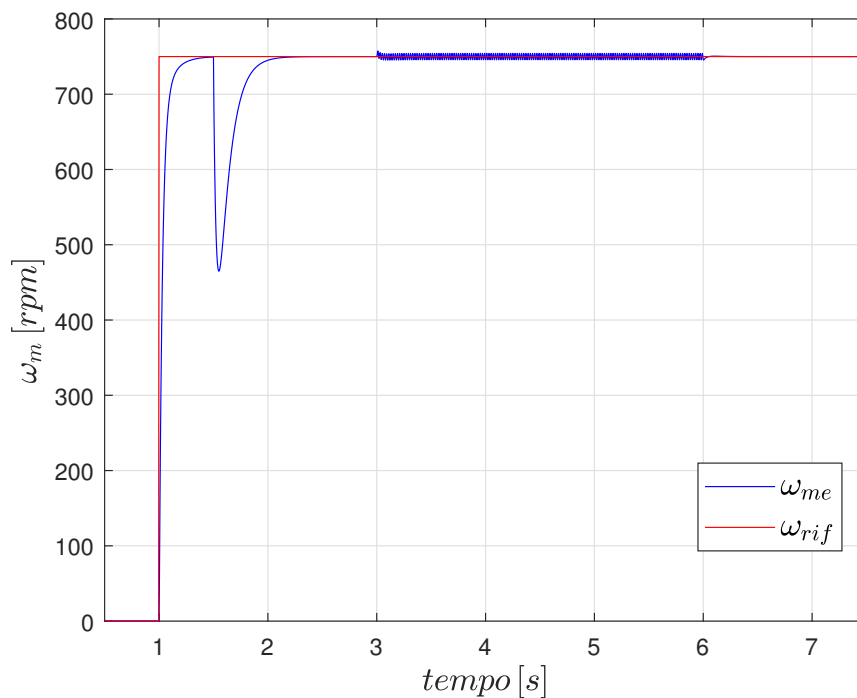


Figura 7.4: Andamento della velocità meccanica.

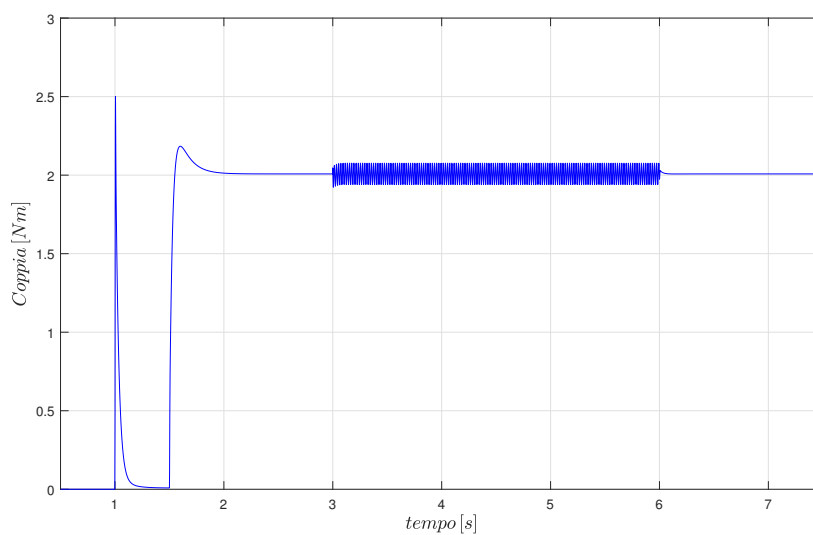


Figura 7.5: Andamento del segnale di coppia.

7.2 Simulazioni

Si mostrano ora per completezza i risultati delle simulazioni inserendo un'errore di offset nella prima prova e un errore di guadagno nella seconda.

7.2.1 Errore di offset fase A

In questa elaborazione viene inserito un errore di offset sulla misura del sensore della fase A del valore $\delta_a = 0.5$ A. L'azionamento viene avviato a $t = 1$ s con un riferimento di velocità $n = 750$ rpm. Al tempo $t = 1.5$ s viene inserita la coppia di carico del valore $m_L = 2$ Nm. Successivamente all'istante $t = 3$ s viene iniettato l'errore e si vede immediatamente come il sistema ne risenta.

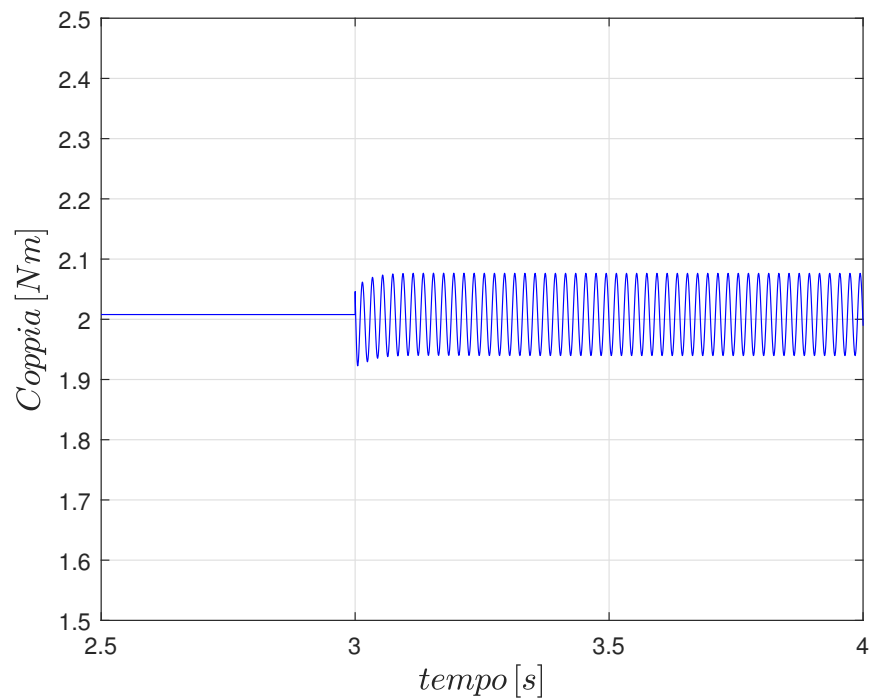


Figura 7.6: Andamento della coppia per errore di offset.

Analizzando il grafico della coppia si vede che quando viene inserito l'errore nasce un ripple alla frequenza elettrica, dovuto all'oscillazione della corrente in quadratura. Dopo un ritardo di 0.2 s, inserito in modo che l'errore non sia aleatorio ma persistente, viene attivato dai blocchi di verifica del segnale il meccanismo di fault detection che in breve tempo identifica il problema e lo comunica al sistema di diagnosi e recovery. Quest'ultimo grazie alle informazioni ricevute gestisce il problema eliminando il sensore non funzionante e sostituendo le sue informazioni con la somma delle altre due correnti di cui si conosce l'affidabilità, e il sistema torna a funzionare correttamente.

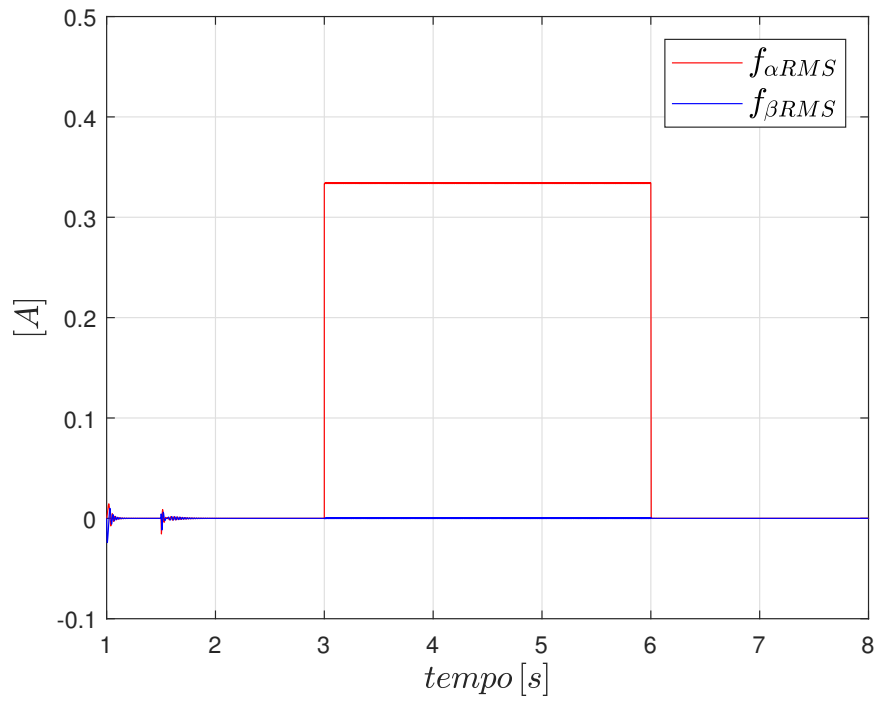


Figura 7.7: Funzioni f_{α} ed f_{β} relative all'errore di offset fase A.

7.2.2 Errore di guadagno fase A

In questa elaborazione viene inserito un errore di guadagno sulla misura del sensore della fase A moltiplicando per $k_a = 1.2$ la corrente i_a . L'azionamento viene avviato a $t = 1$ s con un riferimento di velocità $n = 750$ rpm. Al tempo $t = 1.5$ s viene inserita la coppia di carico del valore $m_L = 2$ Nm. Successivamente all'istante $t = 3$ s viene iniettato l'errore.

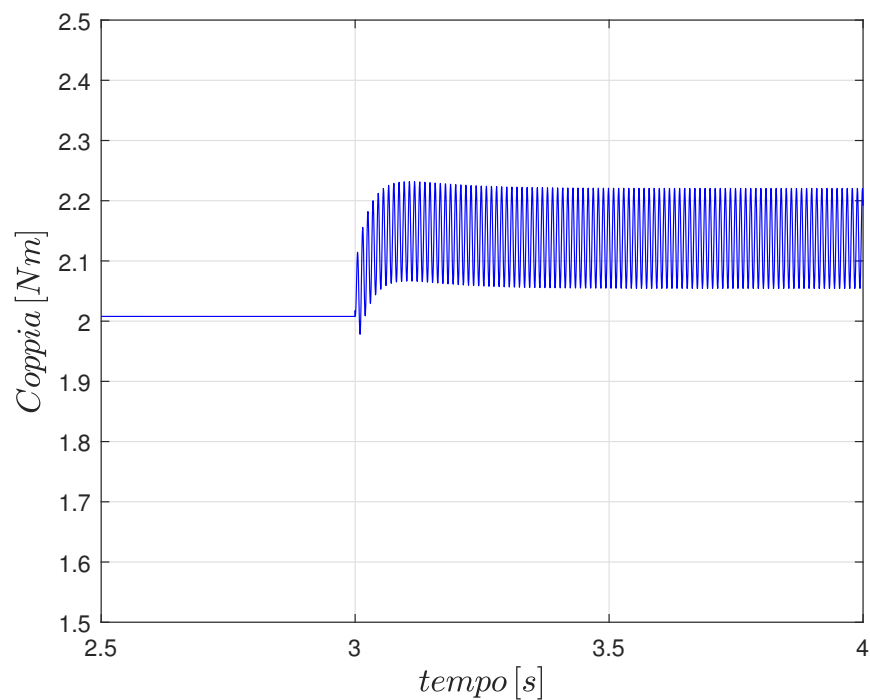


Figura 7.8: Andamento della coppia per errore di guadagno.

Analizzando il grafico della coppia si vede che quando viene inserito l'errore nasce un ripple al doppio frequenza elettrica e un offset, dovuto all'oscillazione della corrente in quadratura. Dopo un ritardo di 0.2 s, inserito in modo che l'errore non sia aleatorio ma persistente, viene attivato dai blocchi di verifica del segnale il meccanismo di fault detection che in breve tempo identifica il problema e lo comunica al sistema di diagnosi e recovery. Quest'ultimo grazie alle informazioni ricevute gestisce il problema eliminando il sensore non funzionante e sostituendo le sue informazioni con la somma delle altre due correnti di cui si conosce l'affidabilità, e il sistema torna a funzionare correttamente.

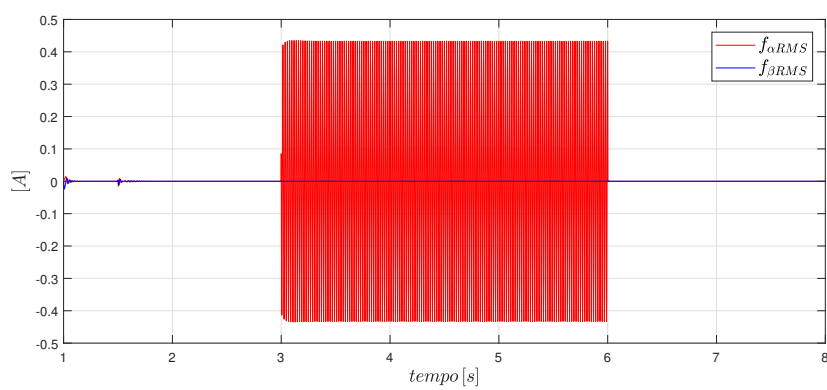


Figura 7.9: Funzioni f_{α} ed f_{β} relative all'errore di guadagno fase A.

CAPITOLO 8

Conclusioni

In questo lavoro di tesi è stata presentata la funzione di Plausibility checking ben nota nel campo automotive e la sua applicazione ai sensori degli azionamenti elettrici e più precisamente a quelli di corrente di fase. È stato sviluppato un meccanismo di fault detection per un azionamento con motore sincrono a magneti permanenti con validità estendibile ad ogni configurazione rotorica. È stato altresì sviluppato un meccanismo per un azionamento sensorless che richiede ulteriori approfondimenti prima di poterne affermare la piena affidabilità. Alla fine del percorso è stato composto il processo di plausibility, evidenziando l'efficacia e le potenzialità nell'individuazione di errori e nel ripristino del funzionamento dell'azionamento.

Questo sistema di verifica di attendibilità dei dati è stato pensato inizialmente per applicazioni che richiedono un livello di sicurezza N-1 ossia in modo che l'azionamento possa funzionare correttamente anche in condizioni di guasto di un misuratore di corrente. Settori che possono trarne beneficio possono essere per esempio gli azionamenti aeronautici, quelli dell'automotive e della trazione in generale e comunque tutti quei casi in cui si vuole avere una sicurezza e una robustezza maggiore consentendo un servizio continuativo anche se magari con ridotte prestazioni. Questo spiega lo studio effettuato con l'utilizzo di 3 sensori di corrente anziché due come solitamente si usa.

Questa tesi fa da apripista all'argomento visto che non esistono pubblicazioni riguardanti questa funzione legata agli azionamenti; molti altri aspetti vanno migliorati e investigati per apportare maggiori benefici e rendere l'argomento ancor più interessante e applicativo.

Nell'ultima fase del lavoro è stato creato il modello del sensore di posizione e sono stati predisposti e studiati i guasti che hanno maggiore probabilità di incidenza negli encoder. Uno degli step successivi potrà essere la creazione di un meccanismo di fault detection per il sensore meccanico in modo da inglobarlo nella funzione di plausibility check. Si è già intravisto che in caso di guasto si

Conclusioni

può rendere l'azionamento in grado di funzionare continuativamente sostituendo il sensore guasto con uno stimatore della posizione e velocità come il filtro di Kalman esteso descritto in un capitolo della tesi. Parlando di azionamenti sensorless si dovrà rafforzare il meccanismo di individuazione degli errori di corrente, magari risolvendo l'imprecisione del filtro di Kalman che si manifesta in caso di guasto o riducendola a valori accettabili.

Rimane aperta l'estensione di questi meccanismi ai sensori della tensione del Bus DC e a quelli di temperatura, in modo da aumentare ulteriormente la sicurezza del sistema solamente grazie ad algoritmi adibiti all'osservazione dei dati provenienti dai sensori.

APPENDICE **A**

Datasheet sensore di corrente

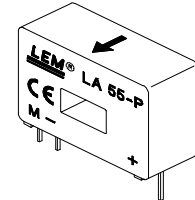
Current Transducer LA 55-P/SP1

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



16024



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A		
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 100	A		
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$			
		$T_A = 85^\circ\text{C}$			
		R_{Mmin} R_{Mmax}	R_{Mmin} R_{Mmax}		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	0 215	0 210
	@ $\pm 100 \text{ A}_{max}$	0 35	0 30	Ω	
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	0 335	30 330	Ω
	@ $\pm 100 \text{ A}_{max}$	0 95	30 90	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA		
K_N	Conversion ratio	1 : 2000			
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V		
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA		
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV		

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Special features

- $I_p = 0 \dots \pm 100 \text{ A}$
- $K_N = 1 : 2000$.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.65	%	
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.90	%	
e_L	Linearity error		< 0.15	%	
I_O	Offset current @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA	
I_{OM}	Residual current ¹⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.15	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.05	± 0.25	mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.05	± 0.30	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}		< 500	ns	
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of I_{PN}		< 1	μs	
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs	
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz	

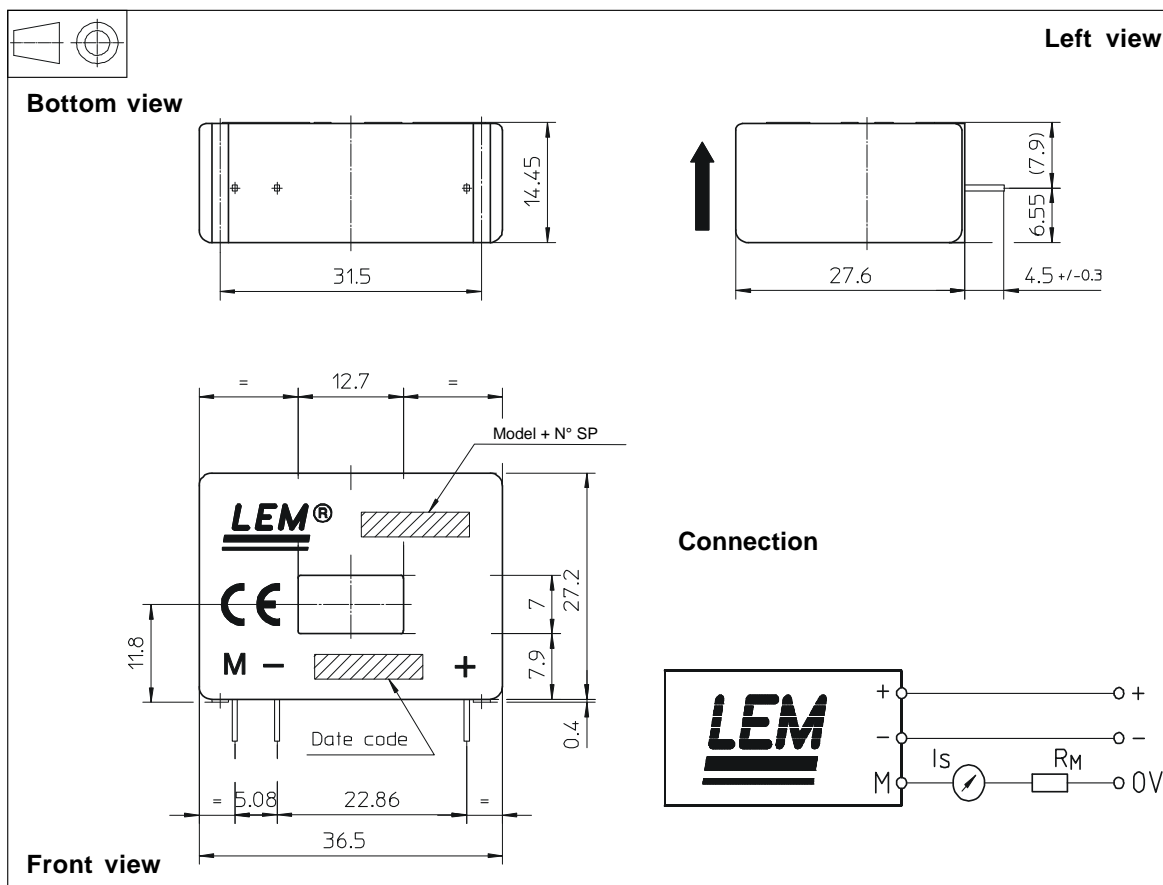
General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$	
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$	
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	145	Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	150	Ω
m	Mass Standards		18	g
			EN 50178 : 1997	

Notes : ¹⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit

²⁾ With a di/dt of 100 A/ μs .

Dimensions LA 55-P/SP1 (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7×7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
0.63 x 0.56 mm
- Recommended PCB hole 0.9 mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C .
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.

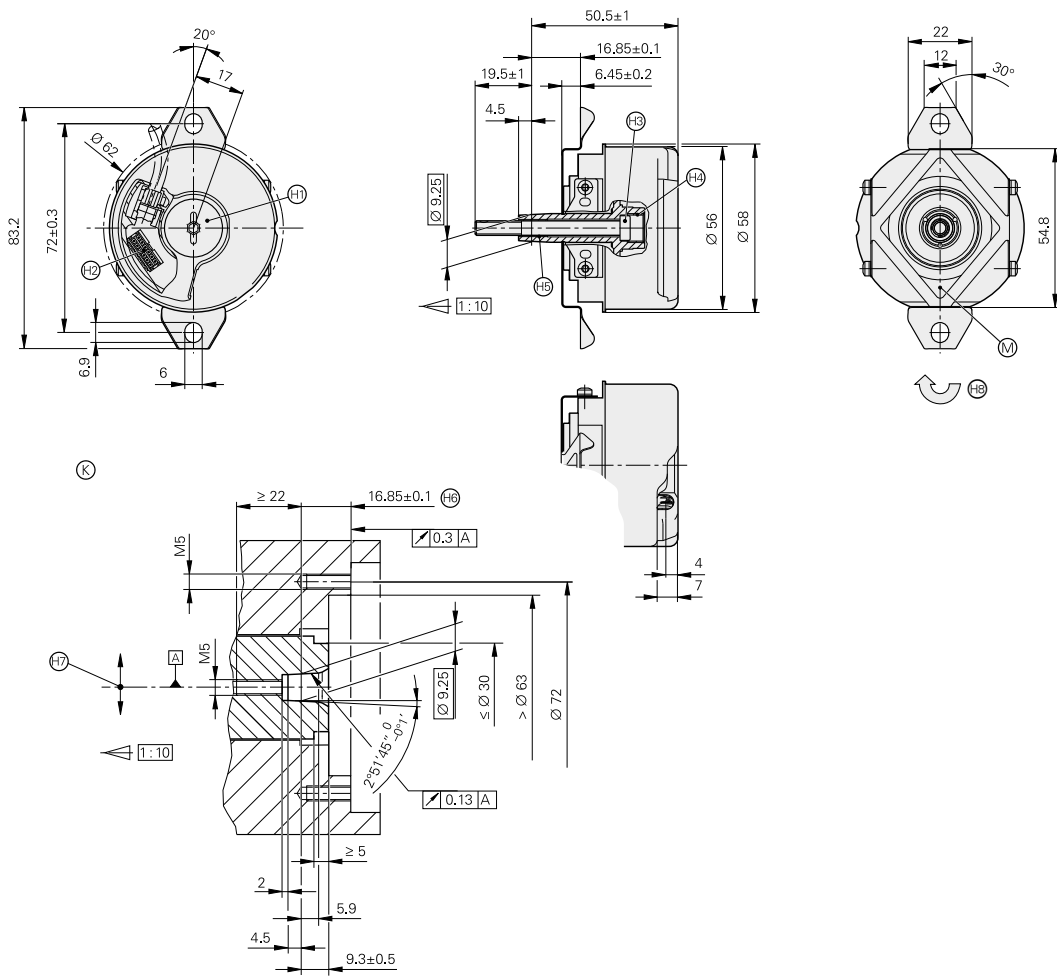
APPENDICE **B**

Datasheet sensore di posizione

ECN/ERN 1300 series

Rotary Encoders with integral bearings for elevator technology






- Simple installation
- Rigid shaft coupling
- Plane-surface coupling for large mounting tolerances
- Uniform dimensions for various interfaces



mm

 Tolerancing ISO 8015
 ISO 2768 - m H
 < 6 mm: ±0.2 mm

- ⊠ = Bearing of mating shaft
- ⊡ = Bearing of encoder
- ⊙ = Required mating dimensions
- ⊕ = Measuring point for operating temperature
- ⊖ = Screw plug, widths A/F 3 and 4, tightening torque 5+0.5 Nm
- ⊗ = 12-pin PCB connector
- ⊚ = Self-tightening screw M5 x 50 DIN 6912 SW4, tightening torque 5 +0.5 Nm
- ⊛ = M10 back-off thread
- ⊜ = M6 back-off thread
- ⊝ = Max. permissible tolerance with moving motor shaft ± 1.5
- ⊞ = Max. permissible static radial offset of motor shaft in indicated direction ± 0.13 mm
- ⊟ = Direction of scanning unit motion for output signals in accordance with interface description

	Absolute		Incremental	
	ECN 1325	ECN 1313	ERN 1387	ERN 1321
Interface¹⁾	EnDat 2.2		 1 V _{PP}	
Ordering designation	EnDat22	EnDat01	–	
Position values/rev	33554432 (25 bits)	8192 (13 bits)	Z1 track ³⁾	–
Elec. permissible speed/ Deviation ²⁾	≤ 12000 min ⁻¹ (for continuous position value)	≤ 1500 min ⁻¹ /± 1 LSB ≤ 12000 min ⁻¹ /± 50 LSB	–	
Calculation time t _{cal} Clock frequency	≤ 7 μs ≤ 8 MHz	≤ 9 μs ≤ 2 MHz	–	
Incremental signals ¹⁾	–	 1 V _{PP}	 1 V _{PP}	
Line count*/ system accuracy	2048/± 20"		2048/± 20"	1024/± 64" 2048/± 32" 4096/± 16" 5000/± 13"
Reference mark	–		One	
Cutoff frequency –3 dB	–	≥ 400 kHz	≥ 210 kHz	–
Scanning frequency Edge separation	–		–	≤ 300 kHz ≥ 0.35 μs
Electrical connection Via PCB connector	<i>Rotary encoder</i> : 12-pin <i>Temperature sensor⁴⁾</i> : 4-pin	12-pin	14-pin	12-pin
Voltage supply	3.6 V to 14 V DC		5 V ± 0.25 V	5 V ± 0.5 V
Power consumption ¹⁾ (maximum)	3.6 V: ≤ 600 mW 14 V: ≤ 700 mW		–	–
Current consumption	5 V: 85 mA (typical, without load)		≤ 130 mA (without load)	≤ 120 mA (without load)
Stator coupling	Plane-surface coupling			
Shaft	Taper shaft Ø 9.25 mm; taper 1:10			
Mech. permissible speed n	≤ 12000 min ⁻¹			
Starting torque	≤ 0.01 Nm (at 20 °C)			
Moment of inertia of rotor	2.6 · 10 ⁻⁶ kgm ²			
Permissible axial motion of measured shaft ⁵⁾	± 1.5 mm			
Radial runout of the measured shaft	0.13 mm (static, radial offset ± 0.13 mm)			
Vibration 55 to 2000 Hz Shock 6 ms	≤ 300 m/s ²⁶⁾ (EN 60 068-2-6) ≤ 2000 m/s ² (EN 60 068-2-27)			
Operating temperature	–40 °C to 115 °C		–40 °C to 120 °C	
Protection EN 60529	IP 40 when mounted			
Weight	Approx. 0.25 kg			

* Please select when ordering

¹⁾ See catalog: *Interfaces of HEIDENHAIN Encoders*

²⁾ Speed-dependent deviations between the absolute value and incremental signal

³⁾ One sine and one cosine signal per revolution

⁴⁾ Evaluation optimized for KTY 84-130

⁵⁾ Compensation of mounting tolerances and thermal expansion, no dynamic motion

⁶⁾ As per standard for room temperature; the following applies for operating temperature

Up to 100 °C: ≤ 300 m/s²
Up to 115 °C or 120 °C: ≤ 150 m/s²

Electrical connection

Pin layouts

ECN 1313 pin layout

17-pin coupling or flange socket M23						12-pin PCB connector							
	Voltage supply					Incremental signals ¹⁾				Absolute position values			
	7	1	10	4	11	15	16	12	13	14	17	8	9
	1b	6a	4b	3a	/	2a	5b	4a	3b	6b	1a	2b	5a
	U _P	Sensor U _P	0V	Sensor 0V	Internal shield	A+	A-	B+	B-	DATA	DATA	CLOCK	CLOCK
	Brown/Green	Blue	White/Green	White	/	Green/Black	Yellow/Black	Blue/Black	Red/Black	Gray	Pink	Violet	Yellow

Other signals	
	5
	6
	/
	/
	Brown ²⁾
	White ²⁾

Cable shield connected to housing; **U_P** = power supply voltage; **T** = Temperature
Sensor: The sensor line is connected in the encoder with the corresponding power line.
 Vacant pins or wires must not be used!

1) Only with ordering designations EnDat 01 and EnDat 02
 2) Only with output cables inside the motor
 3) Connections for external temperature sensor; connection in the M23 flange socket
 4) **ECI 1118 EnDat 22:** Vacant
 5) Only EnDat 22, except ECI 1118
 6) White with M23 flange socket / Green with M12 flange socket

ECN 1325 pin layout

8-pin coupling or flange socket M12					9-pin flange socket M23							
4-pin PCB connector		12-pin PCB connector										
	Voltage supply				Absolute position values				Other signals ³⁾			
	8	2	5	1	3	4	7	6	/	/	/	/
	3	7	4	8	5	6	1	2	/	/	/	/
	/	/	/	/	/	/	/	/	1a	1b	/	/
	1b	6a	4b	3a	6b	1a	2b	5a	/	/	/	/
	U _P	Sensor U _P ⁴⁾	0V	Sensor 0V ⁴⁾	DATA	DATA	CLOCK	CLOCK	T ⁵⁾	T ⁵⁾	T ^{3) 5)}	T ^{3) 5)}
	Brown/Green	Blue	White/Green	White	Gray	Pink	Violet	Yellow	Brown	Green	Brown	⁶⁾

APPENDICE C

Fault detection nel funzionamento a due sensori

Come spiegato precedentemente, una volta che il guasto di un sensore viene localizzato, il sistema capisce la fase di provenienza del problema e ristabilisce il buon funzionamento ricavando la misura della corrente come somma delle altre due cambiata di segno. In questo istante la funzione di plausibility viene resettata e si devono modificare alcune impostazioni in modo da aderire alle nuove condizioni di funzionamento. Per evitare sviluppi ridondanti si studia il caso in cui fallisca il sensore C.

$$\begin{bmatrix} i_{as_mis} \\ i_{bs_mis} \\ i_{cs_mis} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ -i_{as} - i_{bs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta i_{as} \\ \Delta i_{bs} \\ -\Delta i_{as} - \Delta i_{cs} \end{bmatrix} \quad (C.0.1)$$

Per questo motivo la verifica del model based checking deve essere disattivata, in quanto l'equazione:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (C.0.2)$$

sarà sempre verificata.

Per quanto riguarda gli altri due metodi di verifica, possono rimanere invariati in quanto l'errore viene percepito efficacemente. Il metodo di fault detection deve quindi essere discriminato a seconda della fase dell'errore eliminata. Per ogni casistica si devono analizzare le funzioni dei residui in modo da valutare la propagazione dell'errore ed inserire delle soglie adeguate.

Continuando dunque il percorso, ed ipotizzando un guasto nel sensore della fase C, le funzioni f_α ed f_β valgono nel caso di un errore di offset:

Residuo	Offset A	Offset B
f_α	δ_a	0
f_β	$\frac{1}{\sqrt{3}}\delta_a$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\delta_b$

Fault detection nel funzionamento a due sensori

mentre per un errore di guadagno:

Residuo	Guadagno A	Guadagno B
f_α	$(k_a - 1)i_a$	0
f_β	$\frac{1}{\sqrt{3}}(k_a - 1)i_a$	$\frac{2}{\sqrt{3}}(k_b - 1)i_b$

Il processo di individuazione degli errori può essere riassunto in questi tre punti:

- $|f_\alpha| > thr_2$ e $|f_\beta| < thr_2 \Rightarrow$ errore nel sensore della fase A;
- $|f_\alpha| < thr_2$ e $|f_\beta| > thr_2 \Rightarrow$ errore nel sensore della fase B;

La soglia quindi deve essere diversa da quella precedente e ricalcolata impostando per esempio un errore ammissibile del 10-20%. Quando l'errore viene identificato il sistema non può più funzionare e deve essere arrestato in sicurezza, in quanto il controllo manca di precisione e sicurezza.

Un'alternativa all'arresto immediato del sistema potrebbe sussistere nel riconoscimento del valore dell'errore, di offset o di guadagno che sia, in modo da aggiustare la misura. Questa alternativa potrebbe venire utilizzata in applicazioni in cui il blocco improvviso dell'azionamento creerebbe danni ingenti ed il suo arresto dovrà essere attuato con un transitorio più lento.

Bibliografia

- [1] Spruegel T.; Schröppel T.; Wartzack S. «GENERIC APPROACH TO PLAUSIBILITY CHECKS FOR STRUCTURAL MECHANICS WITH DEEP LEARNING». In: (2017), p. 10.
- [2] Matthias Korte et al. «Design of a Robust Plausibility Check for an Adaptive Vehicle Observer in an Electric Vehicle». In: *Advanced Microsystems for Automotive Applications 2012*. A cura di Gereon Meyer. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012, pp. 109–119.
- [3] Heiner Versmold e Martin Saeger. «Plausibility Checking of Sensor Signals for Vehicle Dynamics Control Systems». In: (2006), p. 5.
- [4] Bolognani Silverio. «Azionamenti per motori sincroni a magneti permanenti superficiali». In: (2008), p. 23.
- [5] Petrella Roberto. «I trasduttori utilizzati negli azionamenti elettrici: principi di funzionamento, caratteristiche e metodologie di utilizzo». In: (2008), p. 12.
- [6] Bamundo Rosario. «Sensori e Trasduttori». In: (2011), p. 42.
- [7] Infineon Technologies AG. «Position Feedback for Motor Control Using Magnetic Sensors». In: (2010), p. 17.
- [8] J. Liu Y. Zhang. «An Improved Q-PLL to Overcome the Speed Reversal Problems in Sensorless PMSM Drive». In: (2016), p. 5.
- [9] Jaejin Han, Byeong-Heon Kim e Seung-ki Sul. «Effect of current measurement error in angle estimation of permanent magnet AC motor sensorless control». In: *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEEC 2017 - ECCE Asia)*. 2017, pp. 2171–2176.
- [10] M. Kim, S. K. Sul e J. Lee. «Compensation of Current Measurement Error for Current-Controlled PMSM Drives». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.5 (2014), pp. 3365–3373.
- [11] Dae-Woong Chung e Seung-Ki Sul. «Analysis and compensation of current measurement error in vector-controlled AC motor drives». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 34.2 (1998), pp. 340–345.

BIBLIOGRAFIA

- [12] S. Diao et al. «Current sensor fault diagnosis in the stationary frame for PMSM drive in automotive systems». In: *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*. 2014, pp. 1–7.
- [13] S. Bolognani, L. Tubiana e M. Zigliotto. «Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.6 (2003), pp. 1741–1747.