

Università Politecnica delle Marche

FACOLTÀ DI INGEGNERIA Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Informatica e dell'Automazione

Tesi di laurea triennale

Modellazione e controllo di un motore elettrico con un approccio "Data Driven"

Modeling and control of a electrical motor using a "Data Driven" approach

Candidato: Pesaresi Asya Matricola 1084407 Relatore: Giuseppe Orlando Correlatore: Gianluca Ippoliti

Anno Accademico 2019/2020

RINGRAZIAMENTI

Ringrazio i professori Orlando e Ippoliti per il sostegno e la disponibilità preziosi.

Ringrazio tutta la mia famiglia, mia zia Rita e mia nonna Anna, mio padre per avermi sostenuto e per esser stato sempre orgoglioso di me, mio fratello per avermi regalato la leggerezza di cui necessitavo nei momenti di sconforto e infine mia madre per avermi accompagna in ogni passo di questo percorso e per essermi stata sempre accanto.

Un ringraziamento va anche a tutti i miei amici con cui ho festeggiato nei momenti felici ma anche con cui mi sono confidata nei momenti più demoralizzanti, in particolare volevo dire grazie a Simone che si è sempre interessato e mi ha sempre aiuto e sostenuto e a Chiara che anche se da lontano non ha mai perso occasione di farsi sentire vicina.

Dico grazie anche a Natalia e Martina mie compagne di corso e di studio ma anche di molto di più. Hanno reso la mia vita universitaria un'esperienza indimenticabile e sono state sempre un solido sostegno.

Un grazie speciale va a Matteo che è entrato nella mia vita da poco tempo ma che ha avuto un impatto decisivo in essa, è stato in grado di sostenermi e di rasserenare i momenti di ansia.

Infine il mio grazie più grande va a Camilla, mia più grande sostenitrice, ha vissuto in prima persona tutto il mio percorso, è stata un vero punto di riferimento.

INDICE

R	INGRA	ZIA	MENTI	2						
1	CONTROLLO CLASSICO5									
2	TEORIA MBC (Model Based Control)7									
3	AD.	ATT	ATIVO	11						
4	DD	C (Da	ata Driven Control)	13						
	4.1	MF	AC (Model Free Adaptive Control)	16						
5	II. T	ECN	NICA DI LINEARIZZAZIONE DINAMICA A TEMPO DISCRETO	19						
	5.1	III. 22	PROGETTAZIONE DEL SISTEMA MFAC E ANALISI DELLA STAF	BILITÀ						
	5.1.	1	Analisi e convergenza	26						
6	MO	DELL	O DEL PENDOLO	28						
7	IL N	ЛОТ	ORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI	29						
	7.1	Stru	ittura e principio di funzionamento	29						
	7.2 BRUS	PRI HLE	NCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL MOTORE C.C A SPAZZOLE E SS DC	, 31						
	7.3	FUN	NZIONAMENTO MOTORE BRUSHLESS	34						
	7.4	EQU	UAZIONI ELETTRICHE CIRCUITO STATORE	37						
8	API	PLIC	AZIONE	43						
	8.1	SIM	ULAZIONE DI UN PENDOLO	44						
	8.1.	1	Metodo CFDL-MFAC	44						
	8.1.	2	Metodo PFDL-MFAC	48						
	8.1.	3	CONCLUSIONI	52						
	8.2	SIM	IULAZIONE DI UN MOTORE ELETTRICO	53						
	8.2.	1	Metodo CFDL-MFAC	53						
	8.2.	2	Metodo PFDL-MFAC	58						
	8.2.	3	CONCLUSIONI	62						

ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1:rappresentazione schematica di un motore sincrono a magneti permanenti a due poli
Figura 2: circuito equivalente per un motore trifase visto dalle fasi di statore37
Figure 3:schema Simulink CFDL-MFAC pendolo45
Figure 4:schema Simulink CFDL-MFAC e PID pendolo
Figure 5:sforzo di controllo47
Figure 6:posizione
Figure 7:errore
Figure 8:schema Simulink PFDL-MFAC pendolo
Figure 9: Schema Simulink PFDL-MFAC e PID pendolo50
Figure 10: sforzo di controllo
Figure 11:posizione
Figure 12: errore
Figure 13: schema Simulink CFDL-MFAC motore55
Figure 14: Schema Simulink CFDL-MFAC e PID motore
Figure 15: sforzo di controllo
Figure 16: uscita
Figure 17: errore
Figure 18: schema Simulink PFDL-MFAC motore
Figure 19: schema Simulink PFDL-MFAC e PID motore
Figure 20: sforzo di controllo
Figure 21: uscita
Figure 22:errore

1 CONTROLLO CLASSICO

Il metodo di progettazione basato sulla teoria del controllo classico è un tipo di metodo per tentativi.

In generale come primo passo viene costruito un sistema di controllo del feedback introducendo un guadagno casuale.

Definiamo gli obiettivi di controllo, cioè specifiche che deve possedere l'uscita e le confrontiamo con la parte del sistema a ciclo chiuso da noi realizzato.

Le caratteristiche del sistema a circuito chiuso possono essere analizzate attraverso un'analisi grafica o simulazione al computer.

Se le specifiche non sono soddisfatte, il guadagno sarà alterato e si ricorrerà a un anticipo di fase e / o ritardo di fase.

Le caratteristiche del sistema ad anello chiuso vengono nuovamente analizzate rispetto alle specifiche e al guadagno.

Queste analisi e alterazioni dei parametri nel controller provvisorio vengono ripetuti fino a quando le specifiche sono soddisfatte.

Sebbene i requisiti dei prodotti, possono riguardare volume, peso, tipo di potenza da utilizzare e durata, la caratteristica del sistema a ciclo chiuso dal punto di vista di control engineering sono quelle considerate qui:

- stabilità (esterna o BIBO): a ingressi limitati corrispondono uscite limitate e otteniamo un sistema RAGGIUNGIBILE e OSSERVABILE
- fedeltà di risposta: l'uscita è fedele all'ingresso di riferimento
- sensibilità alle variazioni parametriche: l'influenza di variazioni dei parametri che definiscono le fdt del sistema da controllare e del controllore stesso sulla risposta del sistema controllato.

Negli anni il metodo di controllo classico ha lasciato spazio alle tecniche di controllo basate sui modelli (MBC) che prevedono un sistema di controllo automatico, a differenza del tradizionale anticipo, ritardo o feedback metodi di compensazione. Ovviamente è molto diverso da metodi di prova ed errore. Non solo il modello esatto

è di per sé utilizzabile, ma è un punto di partenza per quasi tutti i metodi di progettazione di classe superiore come controllo adattivo, controllo di disaccoppiamento, sistema temporale discreto, controllo intenso di sistemi di ritardo instabili e così via.

2 TEORIA MBC (MODEL BASED CONTROL)

Le tecniche di controllo basato su modello (MBC) sono ampiamente utilizzate nella progettazione del controllo di robot autonomi.

Questo perché la modellazione orientata al controllo, essendo il cuore delle tecniche MBC, consente una sintesi sistematica del controller che facilita il processo di progettazione e sviluppo, riducendo lo sforzo per i processi di messa a punto e calibrazione.

Nonostante risultati promettenti, una delle insidie di cui soffrono i progetti basati su MBC è la loro dipendenza dalla precisione del matematico modello del sistema.

Un modello mal derivato, dovuto alla conoscenza imprecisa del sistema e ai disturbi frequenti, possono influire negativamente sul successivo controller di sintesi, con conseguenti prestazioni inaccettabili.

Inoltre le dimensioni sempre maggiori degli impianti industriali e l'incremento della produzione aziendale hanno richiesto processi sempre più complessi, il che porterebbe all'invalidazione dei metodi tradizionali di controllo basati su modello (MBC) se non è disponibile un accurato modello del sistema.

I model based prevedono la costruzione di un modello matematico del processo dal quale poi poter derivare il controllore che deve essere il più possibile fedele al sistema reale e analizzare il sistema a ciclo chiuso sulla base del modello matematico ottenuto. Questa tecnica di controllo adotta due metodi per la modellazione di un processo quella dei principi primi e quella di identificazione del sistema. Il modello dei principi primi è derivato da una conoscenza approfondita della fisica del processo come leggi di conservazione: massa, energia, quantità di moto, infatti sono anche chiamati Modelli deterministici.

La teoria dell'identificazione può essere utilizzata per sviluppare un modello che prevede, al contrario dei principi primi, che il processo non venga visto nell'ottica delle leggi fisiche, bensì lo che lo si conosca solo tramite osservazioni quantitative, esperimenti e misurazioni.

La modellazione, sia dei principi primi che per identificazione dai dati, è un'approssimazione del vero sistema e qualche errore è inevitabile.

Esisto sempre delle dinamiche di cui non è possibile tener conto nel modello nel processo. Di conseguenza, il sistema di controllo a circuito chiuso, progettato su MBC che si pensa essere inalterabile, è intrinsecamente meno sicuro e meno robusto a causa di queste dinamiche non modellate.

Volendo aumentare la robustezza contro gli errori del modello ma al contempo preservare gli evidenti vantaggi del design MBC, si è lavorato a fondo per sviluppare una robusta teoria di controllo.

È stato quindi necessario ricercare metodi per descrivere gli errori del modello a partire dalla configurazione di sistemi a circuito chiuso. Questi includono descrizioni additive e moltiplicative e l'assunzione di limiti a priori sul rumore, sugli errori o sulle incertezze di modellazione.

Tuttavia, le descrizioni delle incertezze del modello su cui si basano i metodi di progettazione dei controlli non sono sempre coerenti con quelle derivate dalla

8

modellazione fisica.

La modellazione basata sui principi primi o sull' identificazione a partire dai dati ha ben poco da offrire in termini di quantificazione esplicita degli errori.

Il principale ostacolo nell'applicazione del model-based è la mancanza di descrizioni pratiche e adeguate dell'incertezza.

Inutile dire che è necessario un grande sforzo inziale per ottenere un modello molto accurato del il sistema sconosciuto.

Tuttavia, i ricercatori che vogliono stabilire una teoria di un controllo perfetto devono far fronte a ostacoli sia nella pratica che nella teoria.

Primo fra tutti, la dinamica e la robustezza non sono sempre descritte completamente: si tratta di una coppia imprescindibile di problemi che non possono essere risolti contemporaneamente all'interno del tradizionale quadro teorico MBC.

In secondo luogo, più accurato è il modello, maggiore sarà il carico di lavoro o il costo di progettazione del sistema di controllo.

Fino a ora, non esisteva un modo efficiente per produrre un modello accurato.

Una modellazione accurata può richiedere un lavoro più oneroso della progettazione del sistema di controllo.

Inoltre, non esistono mezzi per affrontare determinati tipi di complessità, in particolare se siamo in presenza parametri che variano rapidamente o le cui strutture cambiano nel tempo. Se la dinamica del sistema è di ordine troppo elevato, non possiamo utilizzarlo come modello di progettazione del sistema di controllo,

e anche se si riuscisse a ideare un controller in grado di supportare un sistema di

dimensioni e complessità elevata, si andrebbe in contro al rischio di ottenere un controllore difficile da utilizzare.

I controller di alto livello non sono adatti per l'uso pratico e questo causa una necessaria riduzione e semplificazione del modello o dell'ordine del controller.

L'ultimo inconveniente da prendere in considerazione è la persistenza dell'eccitazione o degli input, condizione imprescindibile per la modellazione.

Senza gli input costantemente eccitanti, non è possibile produrre un modello accurato e senza un modello accurato, la maggior parte dei risultati teorici ottenuti da uno schema di sistema di controllo a circuito chiuso, risultano essere instabili e poco accurati.

Essendo un sistema a ciclo chiuso, anche errori arbitrariamente piccoli in fase di modellazione avrebbero come conseguenza prestazioni fortemente negative sul sistema.

La necessità dell'adattamento nella legge di controllo cioè l'incertezza sui parametri dinamici e la scarsa conoscenza del carico vengono fronteggiate con l'uso dell'errore dinamico a ciclo chiuso;

infatti il controllo adattivo prevedere la riduzione a zero dell'errore senza l'identificazione dei parametri. Tuttavia il controesempio di Rohr ha dimostrato che i sistemi di controllo adattivo basati su alcune ipotesi fatte sul modello del sistema, possono mostrare alcuni comportamenti inattesi in presenza di dinamiche non modellate.

10

3 ADATTATIVO

Una nozione che definisce un sistema adattivo in ingegneria è il processo di adattamento, che non inaspettatamente trova il suo posto in molte altre discipline diverse, come biologia, economia e ricerca operativa.

Uno dei primi campi a utilizzare questa nozione è la biologia, in cui l'adattamento è considerato una caratteristica di un organismo che è stato favorito dalla selezione naturale.

La definizione di questa nozione che si trova nell'Oxford Dictionary of Science, "Qualsiasi cambiamento nella struttura o nel funzionamento di un organismo che lo renda più adatto al suo ambiente", si presta prontamente non solo agli organismi viventi ma anche a qualsiasi entità dotata di una qualche forma di capacità di apprendimento e di mezzi per cambiare il suo comportamento. Nella teoria del controllo, il termine "sistema di controllo adattivo" è stato introdotto da Drenick e Shahbender, e si riferisce a un sistema che controlla le proprie prestazioni di fronte ai cambiamenti imprevisti e incerti e adegua i parametri al fine di ottenere prestazioni migliori.

L'adattamento parametrico è definito come il caso in cui i parametri del sistema in esame o i parametri dei segnali di rumore non sono sufficientemente noti, mentre la struttura del sistema è buona. Tali sistemi adattivi sono in contrasto con i cosiddetti "sistemi commutazionali", definiti come i sistemi in cui avvengono cambiamenti strutturali a causa di modifiche nell'interconnessione tra sottosistemi.

Sulla base di tale delineazione tra sistemi adattivi parametrici e strutturali, la teoria del tradizionale controllo adattativo procede lungo le linee dei sistemi adattivi parametrici, utilizzando una continua regolazione dinamica dei parametri di controllo per convergere ad un sistema avente le prestazioni desiderate.

Questo processo è caratterizzato dal cosiddetto "doppio controllo". La comprensione e il controllo sono due attività strettamente correlate ma distinte.

Nel caso di sistemi adattivi definiti da Bellman e Kalaba, nessuna delle due azioni da sola è sufficiente per far fronte a un impreciso processo noto. Pertanto, si richiede l'acquisizione simultanea della conoscenza del processo

(attraverso la stima e l'identificazione del processo) e la determinazione delle azioni di controllo basate sulle conoscenze acquisite.

In molte altre letterature, il controllo adattivo è definito come la sintetizzazione l'input dell'impianto u (t) in modo che l'uscita dell'impianto segua l'output del modello di riferimento y_m (t) a condizione che la funzione di trasferimento dell'impianto sia sconosciuta.

In termini classici di controllo adattivo, l'adattamento è una procedura che prevede l'identificazione dei parametri dell'impianto o una sintonizzazione diretta dei parametri di controllo, per cambiare il compensatore, prefiltro e di conseguenza il percorso di feedback.

12

4 DDC (DATA DRIVEN CONTROL)

Con lo sviluppo della scienza e della tecnologia dell'informazione, processi pratici come quelli per l'industria metallurgica, elettronica, dei trasporti e logistica hanno subito cambiamenti significativi.

Questi settori hanno tecnologie e attrezzature di produzione su larga scala e come conseguenza processi di produzione sempre più complessi.

Modellare i processi usando il metodo dei principi primi o dell'identificazione è diventato sempre più difficile e quindi la tradizionale teoria MBC risulta essere poco pratica per i problemi di controllo di questo tipo di imprese.

Inoltre, molti processi industriali necessitano di generare e archiviare enormi quantità di dati di processo in ogni istante di ogni giorno.

Utilizzare questi dati, sia on-line che off-line, per progettare direttamente controllori, prevedere e valutare gli stati del sistema, valutare le prestazioni, prendere decisioni o persino diagnosticare i guasti, diventa un tema rilevante, soprattutto in mancanza di modelli di processo accurati.

Per questo motivo, la creazione e lo sviluppo della teoria del controllo data-driven (DDC) diventano attività urgenti sia in teoria che in applicazione.

Il controllo adattivo tradizionale si occupa dell'incertezza dei parametri dell'impianto, che altera il feedback disponibile. La maggior parte delle tecniche di controllo adattivo e le metodologie sono tipicamente applicate a strutture di sistemi lineari con parametri sconosciuti o che variano lentamente nel tempo.

Tuttavia, per sistemi pratici complessi, la struttura è spesso difficile da determinare e i parametri sono difficili da identificare, il che rende il controllo adattivo per la progettazione di applicazioni discutibile. Questo ci motiva a studiare approcci di controllo basati sui dati.

Essi si concentrano sulla progettazione del controller utilizzando semplicemente i dati di misurazione in ingresso e in uscita di un impianto.

Poiché questi approcci non richiedono un modello del macchinario la progettazione del controller, il processo di modellazione, le dinamiche non modellate e le ipotesi teoriche sulla dinamica scompaiono.

Ora esistono numerosi approcci di controllo basati sui dati, ma autori diversi li chiamano in modo diverso:

controllo data-based, data-driven, controllo adattivo senza modello (MFAC), controllo iterativo dell'apprendimento (ILC), controllo non falsificato (UC), regolazione del feedback del riferimento virtuale (VRFT) e sintonizzazione iterativa del feedback (IFT).

Forse il primo metodo di controllo basato sui dati è la procedura Ziegler – Nichols per la regolazione dei controllori PID.

Si basa, tuttavia, sulle risposte fornite dalla macchina in vari istanti temporali.

14

Inoltre, questo metodo è grafico e non può essere generalizzato ad altri metodi di controllo.

Per un'attività di controllo ripetibile su un intervallo di tempo finito, l'approccio basato sui dati tipicamente utilizzato è ILC.

È stato anche studiato l'approccio UC nell'ultimo decennio; esso ricorsivamente "falsifica" i controller che non soddisfano una specifica delle prestazioni, utilizzando direttamente i dati di misura I / O di un impianto.

Altri approcci di controllo basati sui dati, ad esempio, VRFT e IFT, possono essere classificati nell'ambito della regolazione dei parametri del controller.

VRFT è progettato per sistemi a tempo discreto, (SISO) single-input single-output lineare tempo-invariante (LTI) sconosciuti, senza ricorrere all'individuazione di un modello di processo.

In sostanza, il problema di progettazione del controllore si trasforma in un problema identificazione dei parametri del controller definendo un segnale di riferimento virtuale e supponendo che la struttura del controller sia nota.

IFT è suggerito anche per un Sistema tempo discreto sconosciuto SISO LTI.

Invece del controller one-shot che identifica i parametri mediante un segnale di riferimento virtuale, la progettazione del controller IFT richiede tre esperimenti in ogni iterazione attraverso un'ottimizzazione ricorsiva dei parametri del controller. Per questi due approcci, le questioni principali dal punto di vista delle applicazioni sono le problematiche per quanto riguarda l'attuazione e la stabilità.

4.1 MFAC (MODEL FREE ADAPTIVE CONTROL)

L'approccio MFAC è proposto per una classe di sistemi non lineari SISO a tempo discreto.

Invece di identificare un modello di un impianto, viene costruito un funzionamento dinamico equivalente lungo i punti di un modello di linearizzazione dinamica del sistema a circuito chiuso, utilizzando una nuova tecnica di linearizzazione dinamica con un nuovo concetto chiamato derivata pseudo-parziale (PPD).

La PPD variabile nel tempo potrebbe essere semplicemente stimata utilizzando i dati di misura I / O di un impianto controllato. Le tecniche di linearizzazione dinamica includono la linearizzazione dinamica della forma parziale (PFDL), la linearizzazione dinamica della forma compatta (CFDL) e linearizzazione dinamica in forma completa (FFDL).

I modelli di linearizzazione dinamica dei dati basati sull'approccio MFAC sono illustrati nei seguenti passaggi.

1) Scegliere uno dei modelli di dati tra CFDL, PFDL e FFDL.

2) Stimare il parametro variabile nel tempo PPD nel modello di dati di linearizzazione dinamica equivalente semplicemente utilizzando i dati di I / O di misura in linea.

3) Progettare l'algoritmo MFAC in base all'equivalente modello di dati di linearizzazione dinamica.

4) Aggiorna iterativamente il parametro PPD del controller.

5) Ripeti dal passaggio 2.

Rispetto ad altri schemi di controllo adattivo, l'approccio MFAC ha diversi pregi, che lo rendono adatto a molte applicazioni pratiche di controllo.

Innanzitutto MFAC dipende solo dai dati di misurazione in tempo reale dell'impianto controllato, il che implica che possiamo sviluppare un controller generale per una classe di processi pratici industriali in modo indipendente.

Secondo, MFAC non richiede alcun segnale di test esterno e alcun training di processo, necessari per le reti neurali basate sul controllo adattivo non lineare, risulta quindi essere un controller di costo inferiore.

Terzo, MFAC è semplice e facilmente implementabile con piccolo onere computazionale e ha una forte robustezza.

Inoltre, sotto alcune ipotesi pratiche, possono essere garantite la convergenza monotona e la stabilità BIBO (bounded-input bounded-output) dell'approccio MFAC basato su CFDL (o PFDL-MFAC), che sono le caratteristiche salienti rispetto agli approcci di controllo basati sui dati.

Infine, il prototipo MFAC è stato implementato con successo in molte applicazioni pratiche, ad es. industria chimica, controllo di motori lineari, processo di modellazione dell'iniezione, controllo del valore PH e così via.

Il contributo principale di questo lavoro è dimostrare la stabilità BIBO e la convergenza monotona dell'errore di tracciamento e verificare l'efficacia e i meriti di MFAC attraverso esperimenti comparativi sul sistema di un pendolo e di un motore elettrico.

5 II. TECNICA DI LINEARIZZAZIONE DINAMICA A TEMPO DISCRETO

SISTEMI NON LINEARI SISO

Il sistema non lineare SISO a tempo discreto da controllare è dato come segue:

$$y(k+1) = f((y(k), ..., y(k-n_y), u(k), ..., u(k-n_u))$$
(5.1)

dove y(k)e u(k) sono rispettivamente l'output e l'input del sistema al momento k, n_y e

 n_u sono gli ordini sconosciuti, ed è f(...) è una funzione non lineare sconosciuta.

Il sistema (1) è anche chiamato modello NARX.

I modelli Hammerstein ,Wiener, bilineare così come altri modelli di sistemi non lineari possono essere mostrati come casi speciali di (5.1).

Il PFDL del sistema non lineare (5.1) si basa sulle ipotesi seguenti:

Ipotesi 1: le derivate parziali di f(...) rispetto u(k), u(k + 1), ..., u(k - L) per controllare gli input sono continue, dove L è una costante positiva chiamata costante di lunghezza dell'ingresso di controllo di linearizzazione per il sistema non lineare a tempo discreto.

Ipotesi 2: il sistema (5.1) è una generalizzazione della condizione Lipschitz, che prevede:

 $|\Delta y(k+1)| \le b ||\Delta U_L(k)|| \text{ per ogni } k \in ||\Delta U(k)|| \neq 0$ dove $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$ per variazioni dell'uscita e $\Delta U(k) = [\Delta u(k), \dots, \Delta u(k-L+1)]^T$ $\operatorname{con} \Delta U(k - i) = u(k - i) - u(k - i - 1) \forall i = 0, ..., L - 1 e U(k) = 0 \forall k \le 0$ Da un punto di vista pratico, queste ipotesi imposte al sistema sono ragionevoli e accettabili.

L'ipotesi 1 è una condizione tipica della progettazione del sistema di controllo generale di sistemi non lineari.

L'ipotesi 2 impone una limitazione del limite superiore al tasso di variazione dell'output del sistema determinato dalle modifiche degli ingressi di controllo. Dal punto di vista dell' "energia", il tasso di cambiamento di energia all'interno di un sistema non può andare all'infinito se il i cambiamenti delle energie di input di controllo sono ad altitudini finite.

Teorema 1: considerando sistemi non lineari (5.1), che soddisfino le ipotesi 1 e 2, per ogni $||\Delta U_L(k)|| \neq 0$, deve esistere un vettore parametro, chiamato vettore PPD $\varphi_L(k) \in \mathbb{R}^L$, tale che il sistema (1) possa essere trasformato nel seguente modello PFDL equivalente:

 $\Delta \mathbf{y}(\mathbf{k}+1) = \boldsymbol{\varphi}_L^T(\mathbf{k}) \, \Delta \mathbf{U}(\mathbf{k}) \quad (5.2)$

dove $\varphi_L(k) = [\varphi_1(k), \dots, \varphi_L(k)] e \mid\mid \varphi_L(k) \mid\mid \le b, \forall k$

Nota 3: dalla dimostrazione del Teorema 1, possiamo vedere che $\varphi_L(k)$ è correlato agli ingressi e alle uscite del sistema.

Però, $\varphi_L(k)$ è in un certo senso un segnale "differenziale" e limitato per qualsiasi k, quindi possiamo considerare $\varphi_L(k)$ come un parametro che varia lentamente nel tempo, e la relazione rispetto all'ingresso di controllo può essere ignorata se $||\Delta U_L(k)|| \neq 0$ e la grandezza di $||\Delta U_L(k)||$ non è troppo grande, condizione che sarà garantita da un meccanismo di ripristino e da un parametro di progettazione regolabile nella funzione di indice di ingresso di controllo.

Nota 4: numerose simulazioni numeriche ed esperimenti hanno dimostrato che L potrebbe essere impostato come numero intero nell' intervallo da 1 alla somma degli ordini approssimati del sistema se n_y e n_u sono sconosciuti.

Dal punto di vista applicativo, potrebbe essere 1 per un sistema semplice e potrebbe essere il massimo per un sistema complesso. Se, L=1 il modello PFDL (5.2) diventa il modello CFDL.

 $\Delta y(k+1) = \phi_1(k) \Delta U(k) \quad (5.6)$

che è molto più facile e semplice per il design del controller e attuazione pratica.

Nota 6: il modello PFDL ha diversi vantaggi utili per la progettazione del sistema di controllo. In primo luogo, la tecnica di linearizzazione dinamica si basa solo sui dati I / O dell'impianto, non è quindi necessario nessun modello dinamico.

In secondo luogo, (5.2) è un modello equivalente di sistema (5.1).

È abbastanza diverso da altre forme di linearizzazione, come la linearizzazione di Taylor, nella quale sono omessi i termini di ordine superiore, e quindi avremo solo un modello approssimato dal punto di vista matematico.

Diversamente, il modello PFDL è una descrizione esatta con vettore parametro variabile nel tempo la cui esistenza è garantita dal teorema della media differenziale.

Terzo, è difficile ottenere un modello matematico applicabile a un sistema complesso. Anche se è disponibile un modello esatto, l'ordine potrebbe essere troppo alto, o forse la descrizione matematica troppo complessa visto che i parametri di struttura, ordine e modello potrebbero essere variabili nel tempo.

In questo caso il modello ottenuto è non più utilizzabile dal punto vista di progettazione del controller e sono necessarie altre semplificazioni del modello e procedure di riduzione dell'ordine del modello.

Tuttavia, il modello PFDL è semplice e i comportamenti dinamici di I/O del PPD possono essere facilmente stimati utilizzando i dati di misura raccolti nel sistema a circuito chiuso. Finalmente, il modello PFDL è lineare ed è caratterizzato da un parametro L variabile nel tempo ,può essere quindi utilizzato direttamente per la progettazione del sistema di controllo.

Quindi, molti metodi di analisi e progettazione di controller basati su modelli esistenti possono essere ispirati alla ricerca MFAC. Questa caratteristica rende l'approccio MFAC versatile rispetto ad altri approcci di controllo basati sui dati, ad esempio IFT, VRFT, ecc.

5.1 III. PROGETTAZIONE DEL SISTEMA MFAC E ANALISI DELLA STABILITÀ

Qui presenteremo come progettare lo schema MFAC utilizzando il modello PFDL proposto nella sezione precedente.

Il PFDL è un modello lineare con un parametro PPD variabile nel tempo.

Se è disponibile il vettore del parametro PPD, il modello di linearizzazione dinamica può essere utilizzato come modello reale dell'impianto, in seguito, tutte le teorie basate su modelli possono essere incorporate nel design del controller.

Per il controllore on-step ahead, potrebbe essere necessario uno sforzo di controllo eccessivo per portare y(k+1) a $y^*(k+1)$ in uno step, in particolare nelle prime fasi della regolazione dei parametri, dove $y^*(k+1)$ è il segnale di riferimento desiderato. Il controller ponderato one-step ahead, in generale, può guidare il monitoraggio dell'errore in condizioni stazionarie.

Quindi abbiamo usato la seguente funzione indice di input di controllo per progettare la legge di controllo:

$$J(u(k)) = |y^*(k+1) - y(k+1)|^2 + \lambda ||\Delta U(k)||^2 \quad (5.7)$$

dove λ è una costante positiva di ponderazione che stabilisce le restrizioni sul variare dell'ingresso di controllo.

Sostituendo (5.2) nella (5.7) e differenziandola rispetto a u(k) si ottiene l'algoritmo di controllo:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{\rho_1 \varphi_1(k)(y^*(k+1) - y(k))}{\lambda + |\varphi_1(k)|^2} - \frac{\varphi_1(k) \sum_{i=2}^L \rho_i \varphi_i(k) \Delta U(k-i+1)}{\lambda + |\varphi_1(k)|^2}$$
(5.8)

Dove $\llbracket \rho_{1,\dots,\rho_L} \rrbracket^T$ è un vettore della dimensione del passo, $\rho_i \in (0,1]$ con $i = 1, 2, \dots, L$ è aggiunto per rendere (5.8) più generale. Nota 7: è ovvio che λ non è solo un fattore di penalità su $\Delta U(k)$, ma anche una parte del denominatore in (5.8), ciò significa che il dominio di sostituzione del sistema (5.1) sostituito dal sistema (5.2) può essere limitato in un intorno ragionevole, impedendo al PPD $\varphi(k)$ di cambiare troppo rapidamente.

In effetti, è un parametro importante per la progettazione del sistema MFAC. L'analisi teorica mostra che la scelta adeguata di λ può garantire la stabilità o migliorare le prestazioni del sistema di controllo.

Nota 5: la legge di controllo (5.8) è progettata semplicemente da dati I / O di misura dell'impianto controllato, ha un modulo ricorsivo e non ha nessuna relazione con alcun modello esplicito di informazioni dinamico e strutturale sull'impianto.

Nota 6: poiché il parametro sconosciuto PPD $\varphi(k)$ varia nel tempo, la proiezione convenzionale o l'algoritmo dei minimi quadrati non riescono a seguirlo bene.

Quindi dovrebbero essere utilizzati alcuni algoritmi di stima dei parametri variabili nel tempo per stimare il PPD sconosciuto, come l'algoritmo di proiezione modificato ,l'algoritmo del minimo quadrato con un fattore di dimenticanza variabile nel tempo, e l'algoritmo dei minimi quadrati ricorsivi di leakage.

In questa tesi, utilizzo l'algoritmo di proiezione modificato per stimare il vettore PPD sconosciuto.

La funzione indice per la stima PPD sconosciuta è definita come:

 $J(\widehat{\varphi_L}(k)) = |y(k) - y(k-1) - \widehat{\varphi}^T(k) \Delta U(k)|^2 + \mu ||\widehat{\varphi_L}(k) - \widehat{\varphi_L}(k-1)||^2 \quad (5.9)$ dove $\mu > 0$ è un fattore di ponderazione e $\widehat{\varphi}(k)$ è la stima di $\varphi(k)$. Usando la condizione di ottimalità ottengo:

$$\widehat{\varphi_L}(\mathbf{k}) = \widehat{\varphi_L}(\mathbf{k}-1) + \frac{\eta \Delta U(k-1)(\Delta y(k) - \widehat{\varphi_L}^T(\mathbf{k}-1)\Delta u(k-1))}{\mu + ||\Delta U(k-1)||^2}$$
(5.10)

dove $\eta \in (0,2)$ è una costante della dimensione del passo.

Combinando la legge di controllo (8) e la stima dei parametri (10), lo schema PFDL-MFAC è progettato come segue:

$$\begin{split} \widehat{\varphi_{L}}(\mathbf{k}) &= \widehat{\varphi_{L}}(\mathbf{k}-1) + \frac{\eta \Delta U(k-1)(\Delta y(k) - \widehat{\varphi_{L}}^{T}(\mathbf{k}-1)\Delta u(k-1))}{\mu + ||\Delta U(k-1)||^{2}} \end{split}$$
(5.11)
$$\begin{split} \widehat{\varphi_{L}}(\mathbf{k}) &= \widehat{\varphi_{L}}(1) \text{ se } ||\widehat{\varphi_{L}}(k)|| <= \varepsilon \text{ o } ||\Delta U(k-1)|| <= \varepsilon \text{ o } \\ sign \, \widehat{\varphi_{1}}(\mathbf{k}) &\neq sign \, \widehat{\varphi_{1}}(\mathbf{k}) \qquad (5.12) \\ u(\mathbf{k}) &= u(\mathbf{k}-1) + \frac{\rho_{1}\varphi_{1}(k)(y^{*}(k+1) - y(k))}{\lambda + |\varphi_{1}(k)|^{2}} \\ &- \frac{\varphi_{1}(k)\sum_{i=2}^{L}\rho_{i}\varphi_{i}(k)\Delta U(\mathbf{k}-\mathbf{i}+1)}{\lambda + |\varphi_{1}(k)|^{2}} \qquad (5.13) \end{split}$$

dove ε è una piccola costante positiva e $\widehat{\varphi}_1(k)$ è il valore iniziale di $\widehat{\varphi}_L(k)$.

Nota 7: per far in modo che l'algoritmo di stima dei parametri abbia una maggiore capacità di tracciare parametri variabili nel tempo, bisogna utilizzare un meccanismo di ripristino come in (5.12).

Nota 8: lo schema di controllo (5.11) - (5.13) ha un vettore PPD L-dimensionale che deve essere aggiornato online ed è abbastanza diverso dal tradizionale sistema di controllo adattivo, in cui di solito ci sono 2n parametri del modello da stimare online, dove n indica l'ordine dell'impianto controllato.

Per un semplice Sistema non lineare SISO, L potrebbe essere impostato come 1, come discusso nella Nota 4.

In questo caso, il numero di parametri del controller che necessitano di essere aggiornati online è solo uno. Pertanto, il PFDL-MFAC schema (5.11) - (5.13) diventa il seguente CFDL-MFAC più semplice schema:

$$\widehat{\varphi}_{1}(\mathbf{k}) = \widehat{\varphi}_{1}(\mathbf{k}-1) + \frac{\eta \Delta U(k-1)(\Delta y(k) - \widehat{\varphi}_{1}^{T}(\mathbf{k})(\mathbf{k}-1)\Delta u(k-1))}{\mu + ||\Delta U(k-1)||^{2}}$$
(5.14)

 $\widehat{\varphi}_{1}(\mathbf{k}) = \widehat{\varphi}_{1}(1) ||\widehat{\varphi}(k)|| \le \varepsilon \text{ o } ||\Delta U(k-1)|| \le \varepsilon \text{ o } sign\widehat{\varphi}_{1}(\mathbf{k}) \neq sign \widehat{\varphi}_{1}(1)$ (5.15)

$$u(\mathbf{k}) = u(\mathbf{k} - 1) + \frac{\rho_1 \varphi_1(k) \left(y^*(k+1) - y(k) \right)}{\lambda + |\varphi_1(k)|^2} - \frac{\varphi_1(k) \sum_{i=2}^L \rho_i \varphi_i(k) \Delta U(\mathbf{k} - \mathbf{i} + 1)}{\lambda + |\varphi_1(k)|^2}$$
(5.16)

Nota 12: dallo schema PFDL-MFAC (11) - (13) e dallo schema CFDL-MFAC (14) - (5.16), possiamo vedere che gli schemi MFAC non hanno relazioni con alcun modello dinamico esplicito o implicito o con informazioni strutturali dell'impianto e i parametri PPD vengono stimati utilizzando solo i dati I / O misurati del sistema controllato. Questo è il motivo per cui chiamiamo senza modello il controllo adattivo.

5.1.1 Analisi e convergenza

Per la stabilità e la convergenza dello schema PFDL-MFAC (5.11) - (5.13), si dovrebbe fare un'altra ipotesi.

Assunzione 3: il primo elemento del vettore PPD $\hat{\varphi}_1(k) > \zeta \forall k$, dove ζ è un positivo arbitrariamente piccolo costante.

Senza perdita di generalità, assumiamo $\widehat{\phi}_1(k)$ > ζ .

Nota 13: La maggior parte dei sistemi pratici soddisfa questa condizione e il suo significato pratico è ovvio; ovvero, l'uscita dell'impianto dovrebbe aumentare (o diminuire) quando aumenta l'ingresso di controllo corrispondente. Ad esempio, il sistema di controllo dei serbatoi dell'acqua, il sistema di controllo della temperatura e così via.

6 MODELLO DEL PENDOLO



 $J\ddot{\theta}(t) = -M g l \sin(\theta) - b\dot{\theta} + u(t)$

La variabile θ e l'angolo descritto in figura, ed è l'uscita da controllare, u(t) è il segnale di controllo, cioè la coppia fornita dal motore che muove il giunto.

Il parametro J è il momento di inerzia del pendolo, M la massa, l la lunghezza, g l'accelerazione di gravità, b il coefficiente di attrito.

I valori dei parametri sono i seguenti:

$$M = 2.24 \ kg, l = 0.3 \ m, J = 0.058 \ kg \cdot m^2, g = 9.81 \ m \cdot s^{-2},$$
$$b = 0.0014 \ kg \cdot m^2 \cdot s^{-1}$$

7.1 Struttura e principio di funzionamento

I motori sincroni a magnete permanente, o brushless sinusoidali, sono impiegati sempre più diffusamente in ambito industriale nel settore della robotica e specialmente negli azionamenti di piccola e media potenza, fino a qualche decina di kW (presentano una piccola inerzia e banda passante notevolmente superiore rispetto ai motori a collettore). Essi sono essenzialmente destinati ad azionamenti ad elevate prestazioni, in cui le particolari specifiche giustificano il loro costo che è solitamente elevato per la presenza di magneti permanenti in particolar modo se vengono adoperati magneti di pregio a terre rare (in genere neodimio-ferro-bor), posizionati nell'elemento mobile (rotore). Il primo notevole vantaggio di questa tipologia di motore è l'assenza delle spazzole, come ci suggerisce il nome brushless, essendo queste il "punto debole" di un motore elettrico poichè necessitano di un'elevata manutenzione.

L'assenza di spazzole elimina anche la principale fonte di rumore elettromagnetico presente nei motori elettrici in corrente continua.

Bisogna considerare, inoltre, che a differenza del motore sincrono tradizionale, un motore a magneti permanenti stabilisce la presenza di una sezione sempre attiva, costituendo i magneti una sorgente di campo anche a motore non alimentato.

Non si può cioè, per un tale tipo di macchina, annullare il campo magnetico di eccitazione tramite l'interruzione di tutte le alimentazioni esterne.

Un altro vantaggio di non poco conto è rappresentato da prestazioni dinamiche più elevate nonostante, a parità di potenza, abbiano dimensioni più piccole.

7.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL MOTORE C.C A SPAZZOLE E BRUSHLESS DC

Un motore a c.c. a spazzole è composto da uno statore (la parte fissa, solidale al supporto) cavo e vuoto al centro su cui è collocato il circuito di eccitazione e da un rotore avvolto (la parte mobile) ubicato all'interno dello statore.

Il rotore è formato da una serie di lamierini sovrapposti di materiale ferromagnetico separati fra loro da un materiale isolante, la loro funzione è quella di limitare l'insorgere di correnti parassite prodotte dalle variazioni di flusso.

I lamierini di forma circolare presentano nella parte esterna denti e cave (sede degli avvolgimenti) che a coppie di due, contengono n spire collegate in serie chiamato matassa.

Ogni matassa è collegata in serie con le altre, ha due terminali collegati a due lamelle di rame destinate al contatto periodico.

L'insieme delle lamelle necessariamente isolate tra loro è montato su un tamboro solidale all'albero in modo da formare una superficie cilindrica sulla quale strisciano le spazzole.

Il dispositivo sopra descritto prende il nome di collettore.

L'avvolgimento rotorico (indotto) è alimentato dall'esterno attraverso le spazzole su cui scorre una tensione di armatura Va che genera una corrente di armatura Ia che percorrerà le spire sul rotore ed è immerso in un campo magnetico (statore). Il collettore a lamelle, insieme alle spazzole, funge da commutatore automatico dell'alimentazione sugli avvolgimenti rotorici, in quanto per la legge di Lorentz, sulle spire di rotore si manifestano forze meccaniche che danno origine a una coppia che porta il rotore in rotazione, a patto che siano alimentati sia lo statore che il rotore. Si osserva che il massimo valore della forza di Lorentz si ha quando la corrente scorre perpendicolarmente alle linee del campo magnetico.

Tutto ciò comporta delle limitazioni del motore a spazzole rispetto al brushless, prima fra le altre, la limitazione sulla tensione che si può applicare al rotore che deriva dalle limitazioni sull'isolamento che si può realizzare fra le lamelle.

Inoltre il brushless è vantaggioso anche in termini di vita utile del motore.

Infatti i contatti striscianti, ovvero le spazzole, sono componenti fisici ad azione meccanica, quindi costantemente soggetti a usura e la loro durata utile è pertanto limitata. Elevate velocità, vibrazioni e fattori simili rappresentano sollecitazioni supplementari che incidono significativamente sulla durata delle spazzole.

In compenso nei motori CD brushless l'assenza di attrito meccanico permette di evitare i rischi di scintillio, ossia la formazione di scintille sul commutatore.

Nel confronto diretto con i motori a spazzole, i motori DC brushless presentano diversi vantaggi anche per quanto riguarda le prestazioni.

Questi possono variare in base alle applicazioni e assumere caratteristiche diverse, di norma però comprendono un'elevata coppia di avviamento, un controllo estremamente preciso e più resistente alle oscillazioni di carico, nonché velocità più elevate.

32

Nel motore brushless il collettore viene sostituito da un commutatore elettronico controllato e questo rende possibile lo scambio delle posizioni tra rotore e statore, ovvero il campo viene ora generato da magneti permanenti posti sul rotore, mentre gli avvolgimenti sono realizzati sullo statore.

Un'evoluzione ha portato alla realizzazione di questa macchina con tre avvolgimenti statorici posti a 120° meccanici.

7.3 FUNZIONAMENTO MOTORE BRUSHLESS

Questa tipologia è essenzialmente una macchina sincrona a commutazione elettronica con magneti permanenti sul rotore;

ciò significa che la commutazione è realizzata per via interamente elettronica attraverso l'impiego di led-fototrasistor (controllano la trasmissione della luca tra diodo e sensore costituito appunto dal fototrasistor) o di sensori a effetto hall (rilevano la posizione misurando l'ampiezza e la polarità del campo magnetico del rotore).

Il motore brushless è costituito da un rotore rotante su cui alloggiano dei magneti permanenti (è il circuito induttore) che viene inserito all'interno di uno statore fisso (è il circuito di indotto) e distanziato da quest'ultimo da uno spessore(trasferro) d'aria. Lo statore e il rotore presentano entrambi forma cilindrica come si può vedere dalla fig.1 e sono costituiti da materiale ferromagnetico laminato.



Figura 1:rappresentazione schematica di un motore sincrono a magneti permanenti a due poli

La notazione adottata per indicare il verso di avvolgimento delle spire è "X" se entrante, "•" se uscente.

L'avvolgimento di statore è realizzato con un numero di avvolgimenti di fase che varia, nella maggior parte dei casi, da tre a sei; variando il numero di questi avvolgimenti varia il numero di commutazioni per giro. Per la trattazione del principio di funzionamento si fanno le seguenti ipotesi:

l'avvolgimento di statore è di tipo trifase;

le tre fasi sono reciprocamente sfasate nello spazio di $2\pi/3$ (120 gradi) e ciascuna fa capo ad una coppia di morsetti indicati con aa',bb',cc', attraverso i quali `e possibile fornire loro l'alimentazione da una sorgente trifase esterna.

I conduttori che compongono ciascuna fase sono collegati in serie e distribuiti lungo le cave statoriche ricavate secondo la direzione delle generatrici del cilindro di statore, omesse per chiarezza nel disegno. I conduttori di ogni fase formano la matassa della fase.

L'insieme delle cave sono suddivise in coppie di poli (nel nostro caso p=2).

7.4 EQUAZIONI ELETTRICHE CIRCUITO STATORE



Figura 2:circuito equivalente per un motore trifase visto dalle fasi di statore

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + \frac{d\lambda_a(t, \theta_{me})}{dt}$$

$$V_b(t) = R_b i_b(t) + \frac{d\lambda_b(t, \theta_{me})}{dt}$$
(7.1)

$$V_c(t) = R_c i_c(t) + \frac{d\lambda_c(t, \theta_{me})}{dt}$$

La tensione di ogni avvolgimento di fase è rappresentata dalla somma fra la caduta di tensione resistiva sugli avvolgimenti e la variazione temporale del flusso concatenato alla fase stessa (forza elettromotrice).

 θ_e è la posizione elettrica del rotore data dal prodotto fra il numero di coppie polari p

e l'angolo meccanico del rotore, e

- $V_a(t)$, $V_b(t)$, $V_c(t)$ sono le tensioni di fase;

- $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ sono le correnti di fase;

- λ_a , λ_b , λ_c sono i flussi magnetici concatenati di ogni fase;

- R_s è la resistenza di fase che è supposta essere uguale per tutte e tre le

fasi, chiamata anche resistenza di statore $(R_a = R_b = R_c = R_s)$.

Supponendo che la macchina sia magneticamente lineare (i.e. niente saturazione del materiale ferromagnetico), possiamo applicare la sovrapposizione degli effetti al flusso concatenato e scomporlo in due componenti,

la prima dovuta al magnete permanente, la seconda alle correnti statoriche.

$$\begin{cases} \lambda_a = \lambda_{a,mg} + \lambda_{a,i} \\ \lambda_b = \lambda_{b,mg} + \lambda_{b,i} \\ \lambda_c = \lambda_{c,mg} + \lambda_{c,i} \end{cases}$$
(7.2)
$$\Rightarrow \lambda = \lambda_{mg} + \lambda_i$$

In particolare, applicando il principio di sovrapposizione degli effetti scriviamo l'andamento del flusso ipotizzando la sola presenza dei PM (a vuoto); il flusso concatenato su ciascuna fase avrà quindi un andamento cosinusoidale, in quanto il magnete, girando assieme al rotore presenta un asse polare variabile nel tempo. Infatti considerando la fase a per esempio: quando l'asse polare del rotore è a 90° (θ_{me}) il flusso concatenato dalla fase è nullo, mentre quando l'asse polare del rotore è a 0° il flusso è massimo:

$$\begin{cases} \lambda_{a,mg} = \Lambda_{mg} \cos \theta_{me} \\ \lambda_{b,mg} = \Lambda_{mg} \cos(\theta_e - 2/3\pi) \\ \lambda_{b,mg} = \Lambda_{mg} \cos(\theta_e - 4/3\pi) \end{cases}$$
(7.3)
$$\Rightarrow \overrightarrow{\lambda_{mg}} = \Lambda_{mg} e^{j\theta_{me}}$$

dove Λ_{mg} è il valore massimo del flusso concatenato per effetto dei magneti permanenti e θ_{me} è l'angolo meccanico-elettrico del rotore formato dall'asse polare rispetto l'asse "a".

Andiamo ora a considerare l'effetto delle sole correnti sugli avvolgimenti, ipotizzando dapprima un motore con rotore isotropo e circuito ferromagnetico lineare.

La componente di flusso concatenato dipendente dalle correnti statoriche può essere a sua volta scomposta nel seguente modo:

$$\begin{cases} \lambda_{a,i} = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c \\ \lambda_{b,i} = L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c \\ \lambda_{c,i} = L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c \end{cases}$$
(7.4)

Date le ipotesi assunte, gli auto concatenamenti, rappresentati dai termini: L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} non dipendono né dalle correnti, né dalla posizione angolare del rotore, possiamo quindi assumerli tutti e tre costanti e pari a L_{ss} .

Se consideriamo i mutui concatenamenti, rappresentati dai termini: L_{ab} , L_{ac} , L_{ba} , L_{bc} , L_{ca} , L_{cb} , data la disposizione ciclica e uniforme, e assumendo sempre rispettate le ipotesi precedenti, posso considerarli tutti uguali tra loro e pari a L_{Mss} .

Per costruzione:
$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{ss}$$
 auto induttanze e
: $L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} := L_{Mss}$ le mutue induttanze.

Ricordiamo però che queste mutue induttanze, relative a flussi di diverse fasi hanno segno negativo:

 $L_{MSS} = -|L_{MSS}|$ possiamo scrivere le fasi come:

$$\begin{cases} \lambda_{a,i} = L_{ss}i_a + L_{Mss}(i_b + i_c) \\ \lambda_{b,i} = L_{ss}i_b + L_{Mss}(i_a + i_c) \\ \lambda_{c,i} = L_{ss}i_c + L_{Mss}(i_b + i_a) \end{cases}$$
(7.5)

Utilizzando la legge di Kirchhoff: $i_a + i_b + i_c = 0$ avrò $i_c + i_b = -i_a$ (così come per le altre due correnti) e ottengo:

$$\lambda_{a,i} = (L_{ss} - L_{Mss})i_a = (L_{ss} + |L_{Mss}|)i_a = L\,i_a$$

facendo le stesse operazioni anche per $\lambda_{b,i} \in \lambda_{c,i}$:

$$\begin{cases} \lambda_{a,i} = L \, i_a \\ \lambda_{b,i} = L \, i_b \\ \lambda_{c,i} = L \, i_c \end{cases}$$
(7.6)
$$\Longrightarrow \lambda_i = L \, i$$

Sostituendo la (7.6) e la (7.5) nella (7.2) e quest'ultima nella (7.1) si ricava:

$$\begin{cases}
V_a = R i_a(t) + \frac{d(L i_a + \lambda_{a,mg})}{dt} \\
V_b = R i_b(t) + \frac{d(L i_b + \lambda_{b,mg})}{dt} \\
V_c = R i_c(t) + \frac{d(L i_c + \lambda_{c,mg})}{dt}
\end{cases}$$
(7.7)

Tale equazione riscritta in forma di sistema ha la seguente forma:

$$\begin{cases} V_{a} = R \ i_{a}(t) + L \frac{d \ i_{a}}{dt} + e_{a} \\ V_{b} = R \ i_{b}(t) + L \frac{d \ i_{b}}{dt} + e_{b} \\ V_{c} = R \ i_{c}(t) + L \frac{d \ i_{c}}{dt} + e_{c} \end{cases}$$
(7.8)

dove e_a, e_b, e_c sono le forze elettromotrici definite come:

$$\begin{cases} e_a = \frac{d \lambda_{a,mg}}{dt} = \omega_{me} \Lambda_{mg} \cos(\theta_{me} + \frac{\pi}{2}) \\ e_b = \frac{d \lambda_{b,mg}}{dt} = \omega_{me} \Lambda_{mg} \cos(\theta_{me} + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c = \frac{d \lambda_{c,mg}}{dt} = \omega_{me} \Lambda_{mg} \cos(\theta_{me} + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$
(7.9)

dove $\omega_{me} = \frac{d \theta_{me}}{dt} \dot{e} \, la \, velocit \dot{a} \, elettromeccanica \, espressa \, in \, rad/s$

 Λ_{mg} rappresenta il massimo flusso concatenato di ogni fase dovuto al magnete permanente. Le tre equazioni in (7.9) viene riscritta come:

$$\overrightarrow{\lambda_{mg}} = \Lambda_{mg} \ e^{j\theta_{me}}$$

Dalla espressione sopra è possibile scrivere la forza contro-elettromotrice in notazione vettoriale:

$$\vec{e} = \frac{d\lambda_{mg}}{dt} = \frac{d\Lambda_{mg}}{dt} e^{j\theta_{me}} = i\Lambda_{mg}\omega_{me}e^{j\theta_{me}} = j\omega_{me}\overline{\lambda_{mg}}$$

quindi l'equazione di bilancio diventa:

$$V = R \ i + L \frac{d \ i}{dt} + j \ \omega_{me} \overrightarrow{\lambda_{mg}}$$

Si noti che l'equazione precedente è scomponibile in due componenti ortogonali, ovvero la parte reale(α) e quella immaginaria(β), in modo molto semplice ottenendo:

$$\begin{cases} V_{\alpha} = R \, i_{\alpha} + L \, \frac{d \, i_{\alpha}}{dt} - \omega_{me} \lambda_{mg\beta} \\ V_{\beta} = R \, i_{\beta} + L \, \frac{d \, i_{\beta}}{dt} + \omega_{me} \lambda_{mg\alpha} \end{cases}$$
(7.10)

8 APPLICAZIONE

In questo capitolo vengono esposti due esempi pratici di sistemi SISO a tempo discreto applicando il metodo di controllo CFDL-MFAC e successivamente PFDL-MFAC. Per ogni simulazione saranno inseriti due schemi *Simulink*, uno contenente solamente di metodo di controllo CFDL (e PFDL) e il secondo che include quest'ultimo e in aggiunta anche il classico metodo di controllo PID in modo tale da compare gli andamenti dei due controllori.

Per entrambe le simulazioni dovranno essere rispettati dei range entro i quali saranno contenuti alcuni parametri.

 $\lambda > 0, \ \mu > 0, \ \eta \in (0,2], \ \rho \in (0,1].$

8.1 SIMULAZIONE DI UN PENDOLO

Vengono applicati i metodi precedentemente descritti a un pendolo, che verrà controllato in modo tale da regolare l'angolo a un valore costante di $\pi/_6$.

8.1.1 Metodo CFDL-MFAC

```
!function [phi_i,u_i,DeltaU_usc,Deltay,yPPD_i1]= fcn( e, y_i, y_i1,yPPD_i, phi_i_11,u_i1,DeltaU1,epsil
Deltay=y_i1-y_i;
phi_i_l=phi_i_11;
DeltaU=DeltaU1;
phi_i=phi_i_1+ (etastima*DeltaU*(Deltay-phi_i_1'*DeltaU)/(mistima+norm(DeltaU)^2));
if (norm(phi_i)<=epsistima) || norm(DeltaU)<=epsistima || (sign(phi_i(:,1))) ~= sign(phi11)
phi_i(:,1)=phi11;
end
DeltayPPD_phi_i'*DeltaU;
yPPD_i1 = yPPD_i+DeltayPPD;
u_i=u_i1+(ro*phi_i(:,1)*e/(lambda+phi_i(:,1)^2));
DeltaU_usc=DeltaU_1;
```

function y_i1 = fcn(u_i, y_i, y_i_1, M, g, l, b, J)

 $y_{i1} = ((-M*g*l*sin(y_i_1) -b*y_i + u_i)/J);$

Nello schema *Simulink* viene utilizzato un blocco *Matlab Function* per realizzare il controllore CFDL-MFAC e il processo, vengono posti dei *Scope* per poter visualizzare l'andamento di variabili, uscite e ingressi;

inoltre sono utilizzati dei blocchi Unit Deltay Z⁻¹ al fine di ottenere i passi di campionamento precedenti e la costante *Yopt* che conterrà il riferimento ($\pi/_6$).

ro = 1;	
epsistima = 10^-5;	
etastima = 0.1;	
phi11 = 0.8;	
mistima = 0.01;	
lambda = 1.5;	
M = 2.24;	
g = 9.81;	
1 = 0.3;	
b = 0.0014;	
J = 0.058;	
Tc = 0.1;	
Yopt = pi/6;	

8.1.1.1 Schema CFDL-MFAC



Figure 3:schema Simulink CFDL-MFAC pendolo

8.1.1.2 Schema CFDL-MFAC e PID

I valori del PID sono: P=5, I=10, D=0.28, N=30.



Figure 4:schema Simulink CFDL-MFAC e PID pendolo

									PID Controller MATLAB Controlleriu
6									
5									
۰ 									
W									
0	10	20	30	40	50	60	10 I	80	10

Figure 5:sforzo di controllo



Figure 6:posizione



Figure 7:errore

8.1.2 Metodo PFDL-MFAC

```
Function [phi_i,u_i,DeltaU_usc,Deltay,yPPD_i1]= fcn( e, y_i, y_i1,yPPD_i, phi_i_11, phi_i_12,u_i1,u_
Deltay=y_i1-y_i;
phi_i_l=[phi_i_11,phi_i_12];
DeltaU=[DeltaU1,DeltaU2];
phi_i=phi_i_1+ (etastima*DeltaU*(Deltay-phi_i_1*DeltaU)/(mistima+norm(DeltaU)*2));
if (norm(phi_i)<=epsistima) || norm(DeltaU)<=epsistima || (sign(phi_i(:,1))) ~= sign(phi11)
phi_i(:,1)=phi11;
phi_i(:,2)=phi12;
end
DeltayPPD=phi_i*DeltaU;
yPPD_i1 = yPPD_i+DeltayPPD;
u_i=u_i1+(ro*phi_i(:,1)*e/(lambda+phi_i(:,1)*))-phi_i(:,1)*(ro1*phi_i(:,2)*DeltaU(2)/(lambda+phi2))
DeltaU_1=u_i1.j
DeltaU_2=u_i1-u_i2;
DeltaU_usc=[DeltaU_1,DeltaU_2];
```

```
Function y_i1 = fcn(u_i,y_i,y_i_1,M, g, J, b, 1)
y i1=((-M*g*l*sin(y i 1) -b*y i +u i)/J);
```

Nello schema *Simulink* viene utilizzato un blocco *Matlab Function* per realizzare il controllore PFDL-MFAC e il processo, vengono posti dei *Scope* per poter visualizzare l'andamento di variabili, uscite e ingressi;

inoltre sono utilizzati dei blocchi Unit Deltay Z⁻¹ al fine di ottenere i passi di campionamento k-2 e la costante *Yopt* che conterrà il riferimento $(\pi/6)$.

ro = 0.99; ro1= 0.99; epsistima = 10^-5; etastima = 0.01; phi11 = 0.99; phi12 = 0; mistima = 0.1; lambda = 3; M= 2.24; l = 0.3; J = 0.058; g = 9.81; b = 0.0014; Yopt = pi/6; Tc = 0.1;

8.1.2.1 Schema PFDL-MFAC



Figure 8:schema Simulink PFDL-MFAC pendolo

8.1.2.2 chema PFDL-MFAC e PID

I valori del PID sono: P=5, I=10, D=0.28, N=30.



Figure 9: Schema Simulink PFDL-MFAC e PID pendolo

										PID Controller MATLAB Controller/u_i
ĺ										
0										
5										
ŕ										
3	W									
2										
0										
1		10 1	20	0	40	50 (10	70 1	90 1	10

Figure 10: sforzo di controllo



Figure 11:posizione



Figure 12: errore

8.1.3 CONCLUSIONI

Analizzando i risultati possiamo concludere che l'errore dopo alcuni secondi converge a zero e rimane costante.

Una scelta diversa dei parametri, come ad esempio un ρ maggiore di 0.3 o tempi di campionamento molto piccoli, porta a grafici divergenti oppure per valori di λ troppo elevati si otterrà uno sforzo di controllo ingente.

Per alcuni valori si verificano delle singolarità, in particolar modo se andiamo ad aumentare notevolmente il tempo di simulazione, questo è comune in quanto trattiamo metodi di controllo adattativi.

La scelta dei parametri è il risultato di un compromesso fra un tempo di salita e la sovra elongazione.

8.2 SIMULAZIONE DI UN MOTORE ELETTRICO

In questa sezione vengono applicati i metodi di controllo a un motore elettrico, che verrà controllato in modo tale da regolare la velocità angolare a un valore costante di

150 *rad/s*.

La funzione di trasferimento del processo a tempo discreto è la seguente:

 $\omega_e(k+1) = A \,\omega_e(k) + B \,K_T \,i_a(k)$

Dove K_T rappresenta la costante di coppia, i_q la corrente dello statore e ω_e la velocità angolare del rotore.

Function y_i1 = fcn(u_i,y_i,B,K, A)
y_i1 = (A*y_i+B*K*u_i);

8.2.1 Metodo CFDL-MFAC

```
!function [phi_i,u_i,DeltaU_usc,Deltay,yPPD_i1]= fcn( e, y_i, y_i1,yPPD_i, phi_i_11,u_i1,DeltaU1,epsil
Deltay=y_i1-y_i;
phi_i_l=phi_i_11;
DeltaU=DeltaU1;
phi_i=phi_i_1+ (etastima*DeltaU*(Deltay-phi_i_1'*DeltaU)/(mistima+norm(DeltaU)^2));
if (norm(phi_i)<=epsistima) || norm(DeltaU)<=epsistima || (sign(phi_i(:,1))) ~= sign(phi11)
phi_i(:,1)=phi11;
end
DeltayPPD_phi_i'*DeltaU;
yPPD_i1 = yPPD_i+DeltayPPD;
u_i=u_i1+(ro*phi_i(:,1)*e/(lambda+phi_i(:,1)^2));
DeltaU_1=u_i1;
DeltaU_usc=DeltaU_1;
```

```
ro = 0.0000174;
epsistima = 10^-7;
etastima = 0.0001;
phi11 = 0.0071;
mistima = 60;
lambda =400;
Yopt=150;
K=0.0368;
J =11*10^-7;
B=909.0877;
A=0.9999;
Tc = 10^-3;
```

Nello schema *Simulink* viene utilizzato un blocco *Matlab Function* per realizzare il controllore CFDL-MFAC e il processo, vengono posti dei *Scope* per poter visualizzare l'andamento di variabili, uscite e ingressi;

inoltre sono utilizzati dei blocchi Unit Deltay Z^{-1} al fine di ottenere i passi di campionamento precedenti e la costante *Yopt* che conterrà il riferimento (150 rad/s).

8.2.1.1 Schema CFDL-MFAC



Figure 13: schema Simulink CFDL-MFAC motore

8.2.1.2 Schema CFDL-MFAC e PID

I valori del PID sono: P=0.003, I=0.02, D=0, N=10.



Figure 14: Schema Simulink CFDL-MFAC e PID motore

0.45					PID Controller
0.4					
0.35					
0.3					
0.25					
0.2					
0.15					
.0.1					
0.05					
0	5 1	10	16	80	8

Figure 15: sforzo di controllo



Figure 16: uscita



Figure 17: errore

8.2.2 Metodo PFDL-MFAC

```
function [phi_i,u_i,DeltaU_usc,Deltay,yPPD_i1]= fcn(e, y_i, y_i1,yPPD_i, phi_i_11, phi_i_12,u_i1,u
      Deltay=y_i1-y_i;
     phi_i_1=[phi_i_11,phi_i_12];
      DeltaU=[DeltaU1,DeltaU2];
     phi_i=phi_i_1+ (etastima*DeltaU*(Deltay-phi_i_1'*DeltaU)/(mistima+norm(DeltaU)^2));
    if (norm(phi_i)<=epsistima) || norm(DeltaU)<=epsistima || (sign(phi_i(:,1))) ~= sign(phi11)</pre>
       phi_i(:,1)=phi11;
       phi_i(:,2)=phi12;
    end
    DeltayPPD=phi_i'*DeltaU;
    yPPD_i1 = yPPD_i+DeltayPPD;
    u_i=u_i1+(ro*phi_i(:,1)*e/(lambda+phi_i(:,1)^2))-phi_i(:,1)*(ro1*phi_i(:,2)*DeltaU(2)/(lambda+ph
  DeltaU 1=u i-u i1;
  DeltaU_2=u_i1-u_i2;
  DeltaU usc=[DeltaU 1,DeltaU 2];
   ro = 0.000174;
   ro1=0.1;
   epsistima = 10^-7;
   etastima = 0.0001;
   phi11 = 0.00067;
   phi12 = 0.4;
   mistima = 60;
   lambda = 430;
   Yopt=150;
```

K=0.0368; J =11*10^-7; B=909.0877; A=0.9999;

 $Tc = 10^{-3};$

8.2.2.1 Schema PFDL-MFAC



Figure 18: schema Simulink PFDL-MFAC motore

8.2.2.2 Schema PFDL-MFAC e PID

I valori del PID sono: P=0.003, I=0.02, D=0, N=10.



Figure 19: schema Simulink PFDL-MFAC e PID motore

0.45					5	PID Controller MATLAB Controllenu
0.4						
0.35						
0.3						
0.25						
0.2-						
0.15						
0.1						
0.05						
- °L						

Figure 20: sforzo di controllo



Figure 21: uscita



Figure 22:errore

8.2.3 CONCLUSIONI

Analizzando i risultati possiamo concludere che l'uscita è caratterizzata da tempo di salita piuttosto elevato ma risulta comunque essere robusto e stabile oltre che semplice da implementare.

L'errore risulta convergere dopo lo stesso intervallo di tempo in cui l'uscita arriva a valore di regime.

Dai test effettuati possiamo dedurre che una diminuzione del valore di λ comporterebbe un aumento delle oscillazioni, tanto più pronunciato quanto sia piccolo il valore assegnato.

Si è quindi scelto di assegnare un valore elevato a questo particolare parametro.

Questo è stato possibile poiché, contrariamente a quanto possa accadere in altri tipi di sistemi, l'aumentare di λ non ha effetti decisi sullo sforzo di controllo, che notiamo essere comunque molto piccolo (dell'ordine di 10⁻⁴).

Le simulazioni condotte sul modello Simulink che implementa le equazioni non lineari del sistema, mostrano quindi che si è raggiunto l'obiettivo prefissato, nonché applicare le tecniche di controllo Data Driven CFDL-MFAC e PFDL-MFAC alla funzione discretizzata di un motore elettrico e questo sarà tanto più vero nella realtà quanto meglio sono stati stimati i parametri che caratterizzano il motore.

Lista della variabili Simulink

Variabile	Simbolo	Variabile	Simbolo	
<i>y</i> *(<i>k</i> +1)	Yopt	$\widehat{arphi}(k)$	phi_i	
<i>y(k+1)</i>	y_il	$\hat{\varphi}(k-1)$	phi_i_l	
<i>y(k)</i>	<i>y_i</i>	$\widehat{\varphi_1(1)}$	phi11	
<i>u(k+1)</i>	u_i1	$\widehat{\varphi_2(1)}$	phi12	
<i>u(k)</i>	u_i	$\Delta u(k)$	DeltaU	
ρ	ro	$\Delta y(k)$	Deltay	
ρ_1	rol	Tempo di campionamento	Тс	
η	etastima	λ	lambda	
μ	mistima	ε	epsistima	

Riferimenti bibliografici

- 1. Model Free Adaptive Control Zhongsheng Hou Shangtai Jin Theory and Applications
- 2. A Novel Data-Driven Control Approach for a Class of Discrete-Time Nonlinear Systems Zhongsheng Hou and Shangtai Jin
- 3. Model-Free Adaptive Control Algorithm with Data Dropout Compensation Fashan Yu,1 Zhongsheng Hou,2 and Hongwei Zhang1
- 4. Data-Driven Adaptive Sliding Mode Control of Nonlinear Discrete-Time Systems WithDrescribed Performance IEEE TRANSACTIONS ON SYSTEMS, MAN, AND CYBERNETICS:SYSTEMS, VOL. 49, NO. 12, DECEMBER 2019
- 5. Studio e implementazione di un algoritmo Sensorless per la stima delle posizione e velocità di un Brushless SPM Ringed-pole per la regolazione di velocità di un motore Diesel, tesi di Favero Alessandro
- 6. Calcolo analitico della coppia elettromagnetica di macchine sincrone IPM Vshape, tesi di Andrea Gays
- 7. Studio e analisi di metodi di controllo Data Driven per sistemi non lineari a tempo discreto,tesi di Giorgio Antonini
- 8. A Quasi-Sliding Mode Approach for Robust Control and Speed Estimation of PM Synchronous Motors Maria Letizia Corradini, Senior Member, IEEE, Gianluca Ippoliti, Sauro Longhi, Senior Member, IEEE, and Giuseppe Orlando