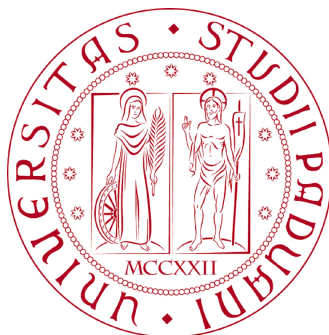


Università degli studi di Padova



Laurea Magistrale in Ingegneria
dell'Automazione

**Criteria di limitazione dei riferimenti
di tensione nei controlli di corrente
per azionamenti elettrici.**

Relatore: **prof. Silverio Bolognani**
Correlatore: **dott. Virginia Manzolini**

Laureanda: **Adela Mihalachi**

Anno accademico 2016-2017

Indice

Introduzione	5
1 Macchina SPM	7
1.1 Introduzione	7
1.2 Struttura e principio di funzionamento	7
1.3 Equazioni elettriche e modello del motore SPM	7
2 Controllori di corrente	13
2.1 Introduzione	13
2.2 Controllore PID	14
2.3 Controllore PID digitale	15
2.4 Controllo PI di corrente	16
2.4.1 Controllo PI di corrente in $\alpha\beta$	17
2.4.2 Controllo PI di corrente in dq	17
2.5 Controllo Predittivo	19
2.6 Controllo Predittivo di corrente	19
2.6.1 Controllo predittivo di corrente in $\alpha\beta$	20
2.6.2 Controllo predittivo di corrente in dq	22
3 Stima parametrica	25
4 Algoritmi di limitazione	27
4.1 Introduzione	27
4.2 Regioni di limitazione delle tensioni di riferimento	27
4.3 Primo algoritmo di limitazione	30
4.4 Secondo algoritmo di limitazione	33
4.5 Limitazione di tensione nel controllo predittivo	35
4.6 Limitazione di tensione nel controllo PI	38
5 Simulazioni	41
5.1 Introduzione	41
5.1.1 Schemi Simulink	42
5.2 Simulazione della tensione limitata nei controlli Predittivo e PI . .	43

5.2.1	Simulazione della limitazione di tensione nel controllo Pre- dittivo sincrono	43
5.2.2	Simulazione della limitazione di tensione nel controllo PI sincrono	49
5.2.3	Simulazione della limitazione di tensione nel controllo Pre- dittivo stazionario	53
5.3	Stima parametrica	54
Conclusioni		57
Appendice		59
5.3.1	Schemi Simulink	59
5.3.2	Funzioni Matlab	60
Bibliografia		71

Introduzione

Nel corso degli ultimi anni il settore industriale ha compiuto un passaggio considerevole nell'utilizzo di azionamenti elettrici in corrente alternata controllati da convertitori statici a modulazione.

In virtù del forte sviluppo nel campo della tecnologia dei componenti elettronici, la tendenza tecnologica in atto dimostra di sapere soddisfare crescenti esigenze di velocità, accelerazione, precisione ed affidabilità richieste dal mercato. Per questo motivo sono state sviluppate e sono in continuo studio nuove tecniche per controllare e regolare la velocità e la corrente (quindi la coppia) degli azionamenti in corrente alternata.

Nel presente elaborato si affronta il controllo di corrente per azionamenti trifase. In particolare si propongono due tecniche di limitazione di tensione di riferimento prodotta dai controllori di corrente, tecniche anti wind-up, più precisamente nel controllo Predittivo e nel controllo tradizionale PID.

L'interesse allo studio deriva dal fatto che nel controllo trifase di corrente si hanno almeno due anelli di corrente le cui azioni anti wind-up devono essere adeguatamente coordinate per ottenere prestazioni dinamiche elevate.

La tensione limitata farà quindi da input per il convertitore statico che successivamente alimenterà il motore.

Come macchina elettrica si è scelto un motore sincrono con rotore isotropo (SPM); questo verrà descritto nel primo capitolo dove si otterrà il modello matematico che la caratterizza.

Nel Capitolo 2 verranno illustrati, a livello teorico, il controllore di corrente PI e il controllore di corrente Predittivo.

Si sa che l'efficacia e la precisione del controllo Predittivo dipendono dall'accuratezza nella conoscenza di certi parametri elettrici; per questo, in seguito, si realizzerà una tecnica di stima dei suddetti parametri (Capitolo 3).

Nel Capitolo 4 vengono implementati i due algoritmi di limitazione di tensione di riferimento e, successivamente, vengono abbinati ai due regolatori implementati nel Capitolo 2.

Infine, nell'ultimo Capitolo si modellerà tutta la teoria prima riportata in un ambiente di programmazione MATLAB/Simulink, per simulare la validità del

funzionamento dei controllori di corrente (Predittivo e PI), dei due algoritmi di limitazione e della stima parametrica.

Per non appesantire l'elaborato, in una appendice finale vengono riportati i diversi schemi e tutti i codici di programmazione creati per poter simulare le soluzioni studiate al fine di apprezzare le prestazioni di ogni implementazione realizzata.

Capitolo 1

Macchina SPM

1.1 Introduzione

Nel presente capitolo si intende dare una breve panoramica degli aspetti costruttivi e di funzionamento del motore oggetto di studio, in modo da ricavare le equazioni che descrivono il comportamento dinamico, per ottenere un modello rappresentativo del motore. Tutto ciò costituirà la base di partenza per gli aspetti specifici presi in esame nei prossimi capitoli.

1.2 Struttura e principio di funzionamento

Il motore sincrono a magneti permanenti (PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor), detto anche brushless sinusoidale o brushless AC, è un tipo di motore elettrico in corrente alternata in cui il periodo di rotazione è sincronizzato con la frequenza della tensione di alimentazione, solitamente trifase.

Dal punto di vista costruttivo, questo tipo di motore elettrico è formato da un rotore su cui si trovano diversi poli magnetici di polarità alterna creati da magneti permanenti o da avvolgimenti alimentati in corrente continua, anche detta corrente di eccitazione, e da uno statore su cui sono presenti gli avvolgimenti del circuito di alimentazione. L'interazione fra conduttori percorsi da correnti e campi magnetici compongono il principio di funzionamento dei sistemi elettrodinamici. Per capire meglio il funzionamento di questo tipo di macchina analizzeremo in seguito le equazioni elettriche del motore.

1.3 Equazioni elettriche e modello del motore SPM

Successivamente si ricavano le equazioni elettriche di una macchina SPM idealizzata, ovvero si assume l'assenza di correnti parassite e perdite nel ferro. Nei motori SPM l'avvolgimento dello statore è di tipo trifase. Le equazioni generali

di bilancio delle tensioni u_a , u_b , u_c , delle sue fasi a , b , c , si possono scrivere nel seguente modo:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= Ri_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \\ u_b(t) &= Ri_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \\ u_c(t) &= Ri_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt} \end{aligned} \quad (1.1)$$

dove i_a , i_b , i_c , sono le correnti che percorrono le fasi, R è la resistenza di fase, che si suppone essere uguale per tutte le tre fasi, ed λ_a , λ_b , λ_c , sono i flussi magnetici concatenati con ciascuna fase.

Il flusso concatenato da ciascuna fase è composto da due termini: flusso dovuto alle correnti di fase e quello prodotto dal magnete permanente che verranno approfonditi di seguito.

a) flusso dovuto alle correnti statoriche

Si assume l'ipotesi di isotropia della struttura, avvolgimenti di fase simmetrici e assenza di filo neutro dell'avvolgimento statorico.

Dalle ipotesi precedenti è facile verificare che:

- le autoinduttanze di fase sono uguali tra loro come pure le mutue induttanze: $L_a = L_b = L_c = |L_{ss}|$, $L_{Mab} = L_{Mac} = L_{Mbc} = -|L_{Mss}|$.
- ad ogni istante la somma delle tre correnti di fase è nulla: $\forall t, i_a + i_b + i_c = 0$.

infine il flusso concatenato prodotto negli avvolgimenti risulta:

$$\begin{aligned} \lambda_a(t) &= L_a i_a(t) + L_{Mab} i_b(t) + L_{Mac} i_c(t) = L_{ss} i_a(t) - |L_{Mss}| (i_b(t) + i_c(t)) \\ &= (L_{ss} - |L_{Mss}|) i_a(t) = L i_a(t) \\ \lambda_b(t) &= L_b i_b(t) + L_{Mab} i_a(t) + L_{Mbc} i_c(t) = L_{ss} i_b(t) - |L_{Mss}| (i_a(t) + i_c(t)) \\ &= (L_{ss} - |L_{Mss}|) i_b(t) = L i_b(t) \\ \lambda_c(t) &= L_c i_c(t) + L_{Mbc} i_b(t) + L_{Mac} i_a(t) = L_{ss} i_c(t) - |L_{Mss}| (i_b(t) + i_a(t)) \\ &= (L_{ss} - |L_{Mss}|) i_c(t) = L i_c(t) \end{aligned} \quad (1.2)$$

dove $L = L_{ss} + |L_{Mss}|$ è l'induttanza sincrona.

b) flusso prodotto dal PM

Scegliendo opportunatamente l'angolo elettrico $\theta_{me} = p\theta_m$, il flusso prodotto dal magnete permanente viene rappresentato nel seguente modo:

$$\begin{aligned}\lambda_{mg,a} &= \Lambda_{mg} \cos(\theta_{me}) \\ \lambda_{mg,b} &= \Lambda_{mg} \cos\left(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \lambda_{mg,c} &= \Lambda_{mg} \cos\left(\theta_{me} - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (1.3)$$

dove Λ_{mg} è il massimo flusso concatenato con ciascuna fase per effetto del magnete permanente.

La terna di grandezze espressa dalla (1.3) è priva della componente omopolare quindi si può associare ad essa un vettore spaziale:

- nel sistema di riferimento stazionario $\alpha\beta$ fisso con lo statore:

$$\lambda_{mg,\alpha\beta} = \Lambda_{mg} e^{j\theta_{me}} \quad (1.4)$$

- nel sistema di riferimento dq sincrono con il rotore:

$$\lambda_{mg,dq} = \lambda_{mg,\alpha\beta} e^{-j\theta_{me}} = \Lambda_{mg} \quad (1.5)$$

espressioni che saranno utilizzate in seguito.

Si uniscono i due contributi dei flussi, quindi possiamo scrivere:

$$\begin{aligned}\lambda_a &= Li_a + \Lambda_{mg} \cos(\theta_{me}) \\ \lambda_b &= Li_b + \Lambda_{mg} \cos\left(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \lambda_c &= Li_c + \Lambda_{mg} \cos\left(\theta_{me} - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (1.6)$$

Infine si sostituisce (1.6) nella (1.1) ottenendo le equazioni generali di bilancio delle tensioni in abc .

$$\begin{aligned}u_a(t) &= Ri_a(t) + L \frac{di_a}{dt} + \lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} + \frac{\pi}{2}\right) \\ u_b(t) &= Ri_b(t) + L \frac{di_b}{dt} + \lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c(t) &= Ri_c(t) + L \frac{di_c}{dt} + \lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (1.7)$$

Di seguito si ricorre ad una semplificazione nel modello della macchina sincrona a magneti permanenti, ovvero si riduce l'avvolgimento trifase di statore (a, b, c) nel bifase equivalente (α, β) (o (d, q)) mediante una trasformazione di fase. Utilizzando questa trasformazione e applicando (1.4) e (1.5), la (1.7) diventa una espressione vettoriale che può essere interpretata in:

- un sistema di riferimento stazionario $\alpha\beta$ fisso con lo statore:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R\mathbf{i}_{\alpha\beta} + L\frac{d\mathbf{i}_{\alpha,\beta}}{dt} + j\omega_{me}\Lambda_{mg}e^{j\theta_{me}} \quad (1.8)$$

separando la parte reale u_α ed immaginaria u_β si ottiene:

$$\begin{cases} u_\alpha = Ri_\alpha + L\frac{di_\alpha}{dt} - \omega_{me}\lambda_{\beta,mg} \\ u_\beta = Ri_\beta + L\frac{di_\beta}{dt} + \omega_{me}\lambda_{\alpha,mg} \end{cases} \quad (1.9)$$

- e un sistema di riferimento dq sincrono con il rotore:

$$\mathbf{u}_{dq} = R\mathbf{i}_{dq} + L\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} + j\omega_{me}L\mathbf{i}_{dq} + j\omega_{me}\lambda_{mg} \quad (1.10)$$

avendo come parte reale u_d ed immaginaria u_q :

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} - \omega_{me}Li_q \\ u_q = Ri_q + L\frac{di_q}{dt} + \omega_{me}Li_d + \omega_{me}\lambda_{mg} \end{cases} \quad (1.11)$$

Sono state ottenute le equazioni principali del motore (1.8) e la (1.10) (scritte in due sistemi di riferimento diversi); queste rappresentano, in termini dinamici, il comportamento e le variazioni nel tempo delle varie grandezze che interessano la macchina.

Ora si vuole ricavare altre due equazioni mancanti (1.13) e la (1.14) che completano la descrizione del modello del motore SPM.

La coppia meccanica sviluppata dal motore può essere ottenuta moltiplicando (1.11) rispettivamente per $i_d dt$ e $i_q dt$ e sommando membro a membro le due equazioni ne deriva che:

$$\underbrace{(u_d i_d + u_q i_q) dt}_i = \underbrace{(R i_d^2 + R i_q^2) dt}_{ii} + \underbrace{L i_d di_d + L i_q di_q}_{iii} + \underbrace{\omega_{me} \lambda_{mg} i_q dt}_{iv} \quad (1.12)$$

dove (i) è l'energia elettrica fornita al motore nel tempo dt ; (ii) è l'energia trasformata in calore sulle resistenze degli avvolgimenti; (iii) è l'energia immagazzinata nel campo magnetico; (iv) è l'energia meccanica sviluppata;

In base alle relazioni ottenute, l'espressione della coppia elettromagnetica può essere scritta come segue:

$$m = \frac{3}{2} p \lambda_{mg} i_q \quad (1.13)$$

Si prenda in esame anche l'equazione che rappresenta il carico meccanico:

$$m = B\omega + J \frac{d\omega}{dt} + m_L \quad (1.14)$$

Infine sono state ottenute tutte le equazioni per poter tracciare lo schema a blocchi per il motore sincrono a magneti permanente di tipo isotropo, mostrato in Fig. 1.1.

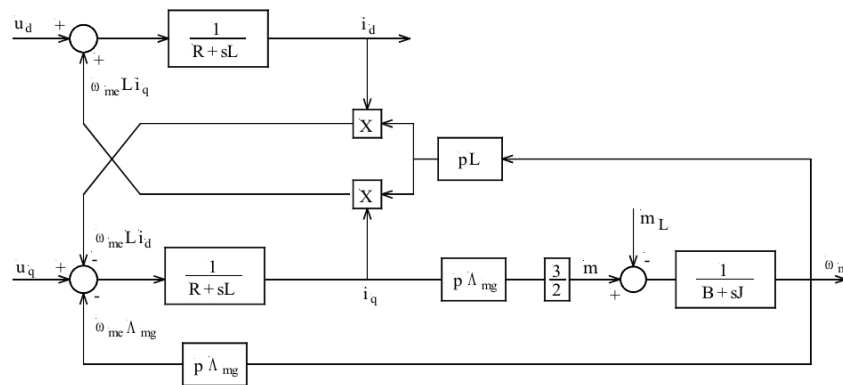


Figura 1.1 Schema a blocchi del motore sincrono a magneti permanenti isotropo.

Capitolo 2

Controllori di corrente

2.1 Introduzione

Dopo aver richiamato gli aspetti importanti e aver studiato la modellistica di un motore sincrono con rotore isotropo, si vuole ora stabilire dei criteri per comandare questa macchina.

Nello specifico, per ottenere rapide risposte di coppia, diverse operazioni ad elevate prestazioni, le macchine SPM sono spesso controllate da algoritmi vettoriali che utilizzano regolatori di corrente ad alta dinamica. Nella Fig. 2.1 si può osservare come la corrente che arriva al motore venga regolata dal controllo di coppia dell'azionamento.

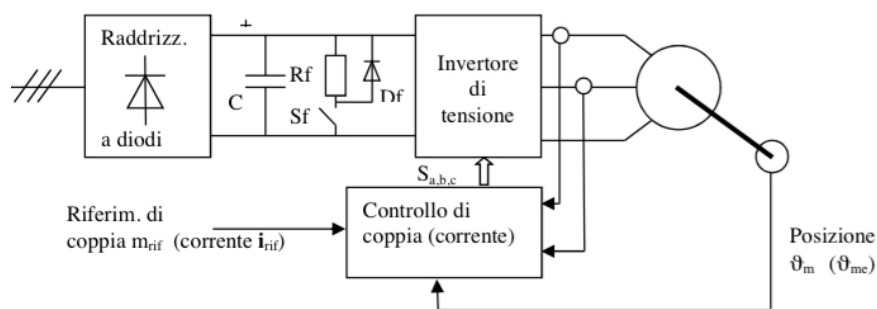


Figura 2.1 Schema di principio di azionamento di una macchina SPM.

Di seguito in questo elaborato si sceglie di analizzare e testare il regolatore tradizionale PI e il regolatore di corrente predittivo per raggiungere l'obiettivo proposto, inoltre si vedrà come quest'ultimo abbia prestazioni superiori rispetto ai PI.

2.2 Controllore PID

I regolatori PID sono i controllori lineari in tempo invariante più diffusi in ambito industriale.

Questi godono di un successo notevole, grazie ai seguenti aspetti: alla loro capacità di regolare un'ampia gamma di processi industriali di diversa natura, alla loro struttura standard che porta ad usufruire di una convenienza ed economicità considerabile e soprattutto alla loro implementazione che non necessita della conoscenza di un modello dettagliato del processo da controllare.

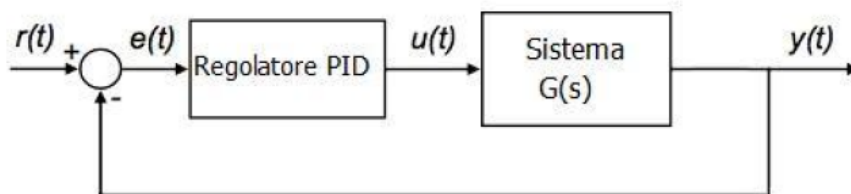


Figura 2.2 Controllore PID.

Nella Fig. 2.2 viene riportato il diagramma a blocchi di un sistema di controllo, con controllore PID.

Facendo riferimento alla Fig. 2.2, il sistema di controllo acquisisce la misura da controllare $y(t)$, la confronta con un valore di riferimento $r(t)$, ottenendo un errore $e(t)$. L'errore viene infine elaborato dal regolatore PID, successivamente questo emette in uscita un segnale di controllo $u(t)$ fornito in ingresso al sistema da controllare.

Lo scopo del regolatore PID è quello di generare un segnale di ingresso al sistema di controllo che "vive" entro certe specifiche richieste dall'ipotesi, quali: una certa banda passante, un tempo di assestamento, un range di sovraelongazione, errore a regime, etc.

L'equazione caratteristica del controllore PID a tempo continuo è esprimibile nella seguente forma:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \\
 &= K_P \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

dove K_P, K_I, K_D rappresentano, rispettivamente, i guadagni costanti proporzionale, integrativo e derivativo, $T_i = \frac{K_P}{K_I}$ rappresenta la costante di tempo

dell'azione integrale (o di reset) e $T_d = \frac{K_D}{K_P}$ la costante di tempo dell'azione derivativa.

Variando i parametri K_P, K_I, K_D , che descrivono la dinamica del regolatore, si riescono a soddisfare le ipotesi sollecitate. Le azioni derivativa e/o integrale possono essere assenti quindi, in base alle richieste desiderate, si possono progettare anche regolatori di tipo: P, PI o PD.

2.3 Controllore PID digitale

Nel nostro caso il sistema da controllare è il motore sincrono SPM (descritto nel capitolo 1), di cui si vuole regolare la corrente attraverso un regolatore **PID digitale**, ovvero implementato in tempo discreto.

A partire dal controllore PID in tempo continuo, si realizza anche il regolatore PID in tempo discreto mediante una trasformazione che mappa il dominio continuo sul dominio discreto, ovvero si realizza un'operazione di discretizzazione.

L'azione di discretizzazione può essere effettuata utilizzando diversi metodi come: Eulero all'indietro, Eulero in avanti, Tustin, etc.

Di seguito si procede con l'implementazione del regolatore digitale, partendo dall'equazione (2.1) del controllore PID a tempo continuo:

$$u(t) = K_P \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.2)$$

Passando nel dominio delle frequenze l'equazione (2.2) diventa:

$$U(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i} \frac{1}{s} + T_d s \right) E(s) \quad (2.3)$$

Infine si scrive la funzione di trasferimento $G(s)$ che lega la trasformata dell'ingresso $E(s)$ e quella dell'uscita $U(s)$ del regolatore PID.

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} \quad (2.4)$$

Per eseguire la discretizzazione si sceglie un opportuno periodo di campionamento T_c e si applica il metodo di Eulero all'indietro. Quindi la (2.4) può essere scritta come:

$$G(z) = G(s) \Big|_{\left(s = \frac{1-z^{-1}}{T_c} \right)} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i} \frac{T_c}{(1-z^{-1})} + T_D \frac{(1-z^{-1})}{T_c} \right) \quad (2.5)$$

Infine si può scrivere l'equazione a tempo discreto che descrive il regolatore PID in forma digitale.

$$u(k) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i} \frac{T_c}{(1 - z^{-1})} + T_D \frac{(1 - z^{-1})}{T_c} \right) e(k) \quad (2.6)$$

Nella Fig. 2.3 viene rappresentato il controllore digitale mediante uno schema a blocchi ottenuto dall'espressione (2.6) appena ricavata. Questo in seguito verrà implementato con i parametri opportuni per regolare la macchina descritta in questo lavoro.

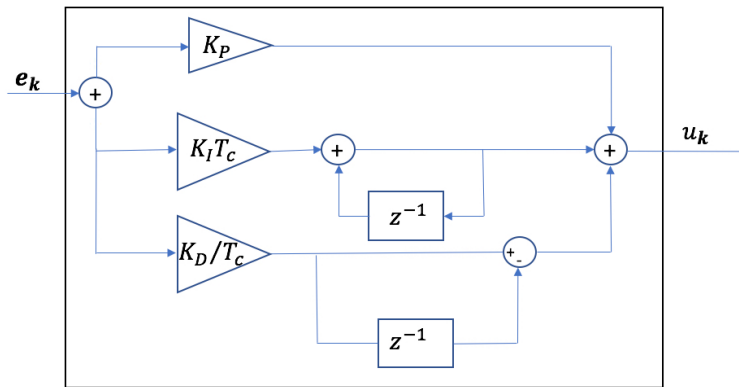


Figura 2.3 Controllore PID digitale.

2.4 Controllo PI di corrente

Si ricorda che la macchina che sta per essere comandata è un motore sincrono a magnete permanente con rotore isotropo, caratterizzato da un set di equazioni che sono state rappresentate in due sistemi di riferimento diversi: uno solidale con lo statore e un altro solidale con il rotore. In seguito progetteremo separatamente per ogni sistema di riferimento dei regolatori PID digitali.

In realtà, per questo tipo di macchine, e in base alle ipotesi che verranno formulate, basterebbe un regolatore di tipo PI pertanto la parte derivativa verrà omessa. D'ora in poi si farà comunque riferimento a tutto il procedimento esposto nel paragrafo precedente, inoltre si aggiunge la condizione $K_D = 0$.

Nella Fig. 2.4 viene riportato lo schema a blocchi del controllo PI di corrente per un motore SPM.

Con riferimento alla Fig. 2.4, i regolatori PI di corrente stazionari o sincroni (in base al sistema di riferimento in cui si scrivono le equazioni) confronteranno le correnti di riferimento con quelle misurate dal motore, ottenendo gli errori da elaborare. Di seguito verrà visto che, in base ai sistemi di riferimento adottati, i regolatori PI digitali si comportano diversamente.

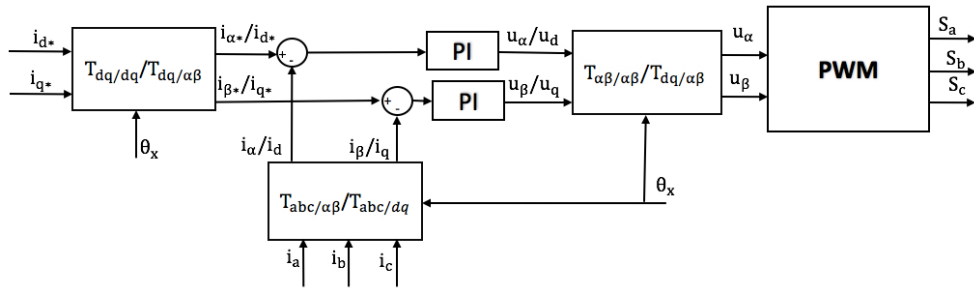


Figura 2.4 Controllo PI di corrente per un motore SPM.

2.4.1 Controllo PI di corrente in $\alpha\beta$

In generale nei controllori stazionari il sistema di riferimento nel quale il controllo PI lavora è fisso con lo statore. Come è stato già spiegato, la corrente e la tensione in un sistema di riferimento $\alpha\beta$ si presentano come un vettore composto da due componenti: componente reale e componente immaginaria. Per ognuna di queste si progetta un regolatore PI, come si può notare nello schema in Fig. 2.5. Si osserva che le tre correnti misurate dal motore si presentano in un sistema di riferimento trifase. Queste, prima di essere confrontate con le correnti di riferimento, vengono tradotte nel sistema $\alpha\beta$. Di seguito, le uscite di un regolatore PI sono delle tensioni applicate all'inverter e poi convertite tramite blocco PWM in segnali logici di comando che generano le tre correnti di fase misurate. Nonostante l'utilizzo di un regolatore Proporzionale Integrativo a regime, le correnti misurate non seguiranno mai quelle desiderate con errore nullo. Questo svantaggio è dovuto al fatto che PI in questo caso elabora un segnale non costante; ovvero una grandezza sinusoidale.

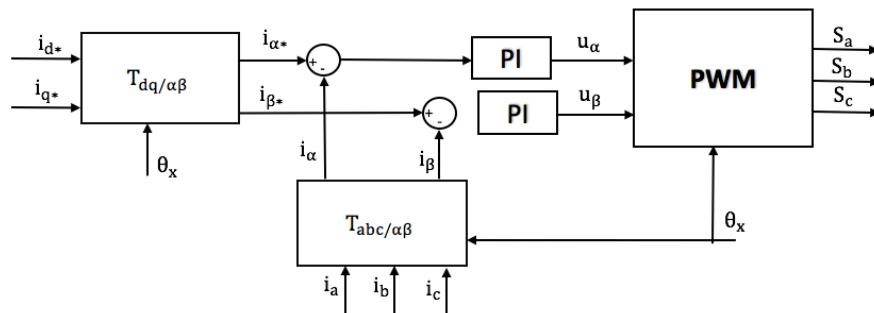


Figura 2.5 Controllo PI di corrente, con controllore PI in $\alpha\beta$.

2.4.2 Controllo PI di corrente in dq

Nei controllori di corrente PI sincroni si assume un sistema di riferimento in rotazione rispetto allo statore con velocità $\omega_{me} = \frac{d\theta_{me}}{dt}$, cioè fisso con il rotore.

Nella Fig. 2.6 viene riportato uno schema simile a quello precedente, tranne che per l'ambito di applicazione di un sistema di riferimento sincrono.

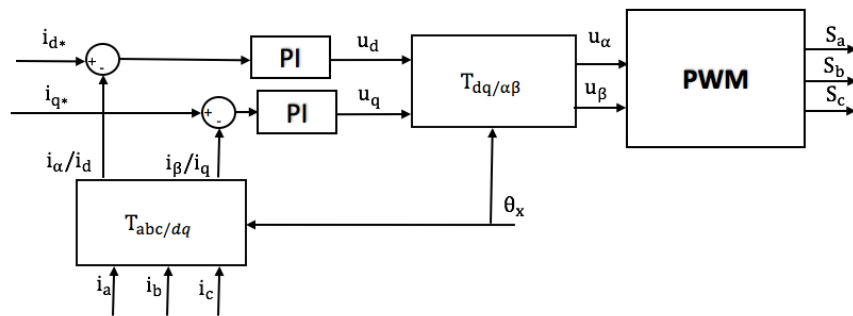


Figura 2.6 Controllo PI di corrente, con controllore PI in dq .

Si segua il ragionamento espresso precedentemente: considerando di conoscere la parte reale ed immaginaria del riferimento vettoriale di corrente, i regolatori PI sincroni generano i segnali logici di comando dal confronto tra le correnti desiderate e le correnti misurate, entrambe rappresentate nello stesso sistema di riferimento sincrono dq .

In questo caso i controllori PI lavorano con segnali costanti nel tempo continuo, dunque presenteranno a regime errori nulli, ovvero le correnti misurate si avvicineranno a quelle desiderate.

2.5 Controllo Predittivo

Il controllo predittivo è una strategia di controllo molto diffusa nelle industrie di processo. La sua vasta applicazione è dovuta ai suoi numerosi vantaggi: è un metodo conveniente per essere applicato nel caso di problemi di controllo multivariabili (MIMO: multi input-multi output), è in grado di gestire diversi vincoli applicate sulle variabili di ingresso ed uscita, inoltre è un metodo che usa una tattica di controllo che è continuamente aggiornata per tenere d'occhio le variazioni delle condizioni di lavoro del processo.

La logica del suo funzionamento consiste in una predizione del comportamento del sistema su un opportuno orizzonte temporale, utilizzando un modello dinamico del processo e le misure disponibili.

Si riportano di seguito i passi principali che implementano questo tipo di controllo:

- si identifica un modello dinamico del processo, uno schema temporale di predizione con un opportuno tempo di campionamento T_c e un riferimento per descrivere l'uscita desiderata sull'orizzonte di predizione;
- si aggiungono eventuali vincoli sulle variabili di ingresso;
- ad ogni istante di campionamento si predicono le uscite future.

Spesso le uscite future calcolate in precedenza, sono valutate utilizzando una funzione di costo. La configurazione che minimizza la funzione costo viene selezionata e applicata. Quindi un ulteriore passo, se si desiderasse l'ottimizzazione di questo controllo è :

- valutare la funzione costo per ogni previsione, scegliendo la configurazione ottimale che verrà applicata in seguito.
- infine si esamina se l'uscita predetta segue il riferimento desiderato.

2.6 Controllo Predittivo di corrente

In questa sezione viene implementato il controllo predittivo per regolare la corrente della macchina presa in considerazione.

In generale esistono diverse tecniche per implementare questo tipo di controllo, al tipologia utilizzata in questo elaborato e come descritta precedentemente. Partendo dalle equazioni del modello della macchina verranno previsti i valori futuri delle correnti di carico per tutti i vettori di tensione che il convertitore di potenza può generare.

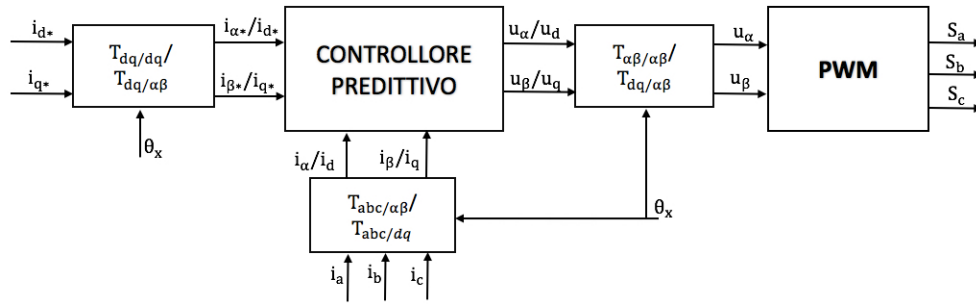


Figura 2.7 Controllo predittivo di corrente.

Nella Fig. 2.7 viene riportato il diagramma a blocchi del controllo predittivo di corrente.

In base al sistema di riferimento prescelto (si faccia riferimento alla Fig. 2.7) o stazionario $\alpha\beta$ o sincrono con il rotore dq , si progetterà il controllore predittivo. Successivamente viene descritto il principio di funzionamento assunto per questo regolatore di corrente.

L'algoritmo di controllo viene implementato in tempo discreto, quindi si indicherà con T_c il tempo di campionamento ¹ e con k l'istante di tempo attuale. Facendo riferimento allo schema temporale, dalla Fig. 2.8, e supponendo di essere nell'intervallo k -esimo compreso fra $(k)T_c$ e $(k + 1)T_c$, i parametri noti nell'istante k sono: la corrente \mathbf{i}_k misurata, la tensione di riferimento all'inverter \mathbf{u}_k calcolata al passo precedente e che alimenta il motore nell'istante k -esimo, la velocità $\omega_{me|k}$ e la posizione del motore $\theta_{me|k}$ misurate.

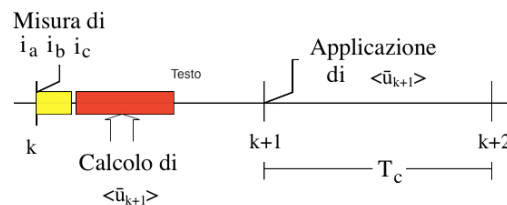


Figura 2.8 Diagramma temporale dell'algoritmo di controllo predittivo.

Lo scopo dell'algoritmo di controllo consiste nel calcolare il vettore di tensione \mathbf{u}_{k+1} da applicare al motore all'istante $k + 1$ in modo che i valori futuri delle correnti all'istante $k + 2$ si avvicinino il più possibile alle correnti di riferimento.

2.6.1 Controllo predittivo di corrente in $\alpha\beta$.

Ora ci si posiziona in un sistema di riferimento fisso con lo statore $\alpha\beta$. L'analisi del funzionamento del controllo predittivo in un sistema stazionario

¹ T_c coincidente con il periodo T_s di switching dell'invertitore

si realizza partendo dalle equazioni generali di bilancio delle tensioni in $\alpha\beta$ e, applicando la strategia descritta prima, derivano i valori futuri delle correnti e delle tensioni, grandezze predette che interessano la macchina.

Date:

$$u_\alpha = Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{sen}(\theta_{me}) \quad (2.7)$$

$$u_\beta = Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{cos}(\theta_{me}) \quad (2.8)$$

si possono ricavare le derivate:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} u_\alpha - \frac{R}{L} i_\alpha + \frac{1}{L} \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{sen}(\theta_{me}) \quad (2.9)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} u_\beta - \frac{R}{L} i_\beta - \frac{1}{L} \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{cos}(\theta_{me}) \quad (2.10)$$

Considerando lo sviluppo in serie di Taylor delle correnti all'istante k .

$$i_{\alpha_{k+1}} = i_{\alpha_k} + \left(\frac{di_\alpha}{dt} \right)_k T_c + \frac{1}{2} \left(\frac{d^2 i_\alpha}{dt^2} \right)_k T_c^2 + \dots \quad (2.11)$$

$$i_{\beta_{k+1}} = i_{\beta_k} + \left(\frac{di_\beta}{dt} \right)_k T_c + \frac{1}{2} \left(\frac{d^2 i_\beta}{dt^2} \right)_k T_c^2 + \dots \quad (2.12)$$

Infine scrivano le correnti all'istante $k+1$ come sviluppo in serie di Taylor troncato al primo ordine:

$$i_{\alpha_{k+1}} = i_{\alpha_k} + \left(\frac{di_\alpha}{dt} \right)_k T_c \quad (2.13)$$

$$i_{\beta_{k+1}} = i_{\beta_k} + \left(\frac{di_\beta}{dt} \right)_k T_c \quad (2.14)$$

Sostituendo la (2.9) e la (2.10) nelle (2.13) e (2.14) si ottengono:

$$\begin{aligned} i_{\alpha_{k+1}} &= i_{\alpha_k} + \frac{T_c}{L} u_{\alpha_k} - \frac{R}{L} T_c i_{\alpha_k} + \frac{T_c}{L} \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{sen}(\theta_{me}) \\ &= \left(1 - \frac{R}{L} T_c \right) i_{\alpha_k} + \frac{T_c}{L} u_{\alpha_k} + \frac{T_c}{L} \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{sen}(\theta_{me}) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} i_{\beta_{k+1}} &= i_{\beta_k} + \frac{T_c}{L} u_{\beta_k} - \frac{R}{L} T_c i_{\beta_k} - \frac{T_c}{L} \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{cos}(\theta_{me}) \\ &= \left(1 - \frac{R}{L} T_c \right) i_{\beta_k} + \frac{T_c}{L} u_{\beta_k} - \frac{T_c}{L} \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{cos}(\theta_{me}) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Conoscendo le correnti all'istante $k+1$ date dalle equazioni (2.15) e (2.16), si possono trovare le componenti del vettore di tensione all'istante $k+1$:

$$u_{\alpha_{k+1}} = Ri_{\alpha_{k+1}} + L \left(\frac{I_{\alpha(ref)} - i_{\alpha_{k+1}}}{T_c} \right) - \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{sen}(\theta_{me}) \quad (2.17)$$

$$u_{\beta_{k+1}} = Ri_{\beta_{k+1}} + L \left(\frac{I_{\beta(ref)} - i_{\beta_{k+1}}}{T_c} \right) + \omega_{me} \Lambda_{mg} \text{cos}(\theta_{me}) \quad (2.18)$$

dove sono state prese in considerazione le ulteriori condizioni:

$$i_{\alpha_{k+2}} \cong I_{\alpha(ref)}$$

$$i_{\beta_{k+2}} \cong I_{\beta(ref)}$$

- che la stima delle componenti della corrente $i_{\alpha_{k+2}}$ e $i_{\beta_{k+2}}$ coincida con il valore della corrente desiderata.

$$\omega_{me,k} \cong \omega_{me,k+1} \cong \omega_{me}$$

- che la velocità varia molto lentamente all'interno di un intervallo di campionamento T_c , per cui è possibile applicare un'approssimazione assumendo una velocità costante tra due successivi istanti di tempo.

2.6.2 Controllo predittivo di corrente in dq

In questo paragrafo si realizzerà il controllo predittivo in un sistema di riferimento sincrono con il rotore dq , che verrà implementato tramite passaggi analoghi a quelli svolti per il caso precedente.

In base a quanto detto, le equazioni generali di bilancio delle tensioni scritte in un sistema di riferimento dq risultano essere come segue:

$$u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_{me} Li_q \quad (2.19)$$

$$u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_{me} Li_d + \omega_{me} \lambda_{mg} \quad (2.20)$$

da cui si possono estrarre le derivate:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L} - \frac{Ri_d}{L} + \omega_{me} i_q \quad (2.21)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L} - \frac{Ri_q}{L} - \omega_{me} i_d - \frac{\omega_{me} \lambda_{mg}}{L} \quad (2.22)$$

Anche in questo caso si scrivano le correnti all'istante $k + 1$ come sviluppo in serie di Taylor troncato al primo ordine:

$$i_{d_{k+1}} = i_{d_k} + \left(\frac{di_d}{dt} \right)_k T_c \quad (2.23)$$

$$i_{q_{k+1}} = i_{q_k} + \left(\frac{di_q}{dt} \right)_k T_c \quad (2.24)$$

Infine, sostituendo la (2.21) e la (2.22) nelle (2.23) e (2.24) si arriva a scrivere le correnti predette:

$$\begin{aligned} i_{d_{k+1}} &= i_{d_k} + \frac{T_c}{L} u_{d_k} - \frac{R}{L} T_c i_{d_k} + T_c \omega_{me} i_{q_k} \\ &= \left(1 - \frac{R}{L} T_c \right) i_{d_k} + \frac{T_c}{L} u_{d_k} + T_c \omega_{me} i_{q_k} \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} i_{q_{k+1}} &= i_{q_k} + \frac{T_c}{L} u_{q_k} - \frac{R}{L} T_c i_{q_k} - T_c \omega_{me} i_{d_k} - \frac{T_c}{L} \omega_{me} \Lambda_{mg} \\ &= \left(1 - \frac{R}{L} T_c \right) i_{q_k} + \frac{T_c}{L} u_{q_k} - T_c \omega_{me} i_{d_k} - \frac{T_c}{L} \omega_{me} \lambda_{mg} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Di seguito si procede con il calcolo delle tensioni future, cioè nell'istante $k+1$, conoscendo le correnti all'istante $k+1$ date dalle equazioni (2.25) e (2.26):

$$u_{d_{k+1}} = R i_{d_{k+1}} + L \left(\frac{I_{d(ref)} - i_{d_{k+1}}}{T_c} \right) - \omega_{me} L i_{q_{k+1}} \quad (2.27)$$

$$u_{q_{k+1}} = R i_{q_{k+1}} + L \left(\frac{I_{q(ref)} - i_{q_{k+1}}}{T_c} \right) + \omega_{me} L i_{d_{k+1}} + \omega_{me} \lambda_{mg} \quad (2.28)$$

Come assunto precedentemente anche qui vengono applicate le ulteriori condizioni:

$$\begin{aligned} i_{d_{k+2}} &\cong I_{d(ref)} \\ i_{q_{k+2}} &\cong I_{q(ref)} \\ \omega_{me,k} &\cong \omega_{me,k+1} \cong \omega_{me} \end{aligned}$$

con la spiegazione analoga prima esposta.

Capitolo 3

Stima parametrica

Si è visto che i controllori PI e predittivo sono due algoritmi di controllo dotati di una struttura predefinita, che viene sintonizzata modificando i valori di alcuni parametri. Dalle caratteristiche prima citate dei suddetti controllori, si riesce a dedurre che il regolatore PI risulta essere un regolatore più semplice dal punto di vista computazionale e della sua struttura implementativa, rispetto al regolatore predittivo. Infatti questo richiede una struttura più complessa facendo uso dei calcoli comunque semplici ma più elaborati e più numerosi.

Un altro aspetto importante da prendere in considerazione è che l'applicazione di un PI non necessita della conoscenza di un modello dettagliato del sistema da controllare; invece l'applicazione del predittivo richiede una buona conoscenza sia del modello sia dei parametri che lo descrivono.

Questa notevole differenza tra i due regolatori verrà analizzata nel capitolo seguente e simulata sulla macchina nel capitolo successivo.

Spesso alcuni parametri che descrivono il motore sono approssimati oppure addirittura mancano nel catalogo questa inconvenienza si riflette sul controllo della macchina; per questo motivo e di grande interesse realizzare un algoritmo di identificazione dei parametri.

Dalla teoria si sa che l'efficacia del controllore predittivo dipende dall'accuratezza nella conoscenza dei parametri elettrici del motore, il contrario per il controllore PI, la precisione di tali persiste anche in assenza di questi valori.

Sia che si faccia uso di questi parametri sia che no, comunque è di grande interesse avere una conoscenza globale della macchina, di conseguenza verrà riportato un algoritmo di identificazione dei parametri valido per entrambi i regolatori prima citati. L'algoritmo stimerà i due parametri elettrici: l'induttanza L e il flusso Λ_{mg} del motore.

Sfruttando ancora l'equazione di bilancio della tensione statorica di asse d e q scritta per l'intervallo tra $k - 1$ e k nel caso del controllore predittivo (uguale

per quanto riguarda il controllore PI, dove k è l'istante attuale e $k - 1$ è l'istante realizzata al passo precedente), quanto segue:

$$u_{d_{k-1}} = Ri_{d_{k-1}} + L \left(\frac{i_{d_k} - i_{d_{k-1}}}{T_c} \right) - \omega_{me} Li_{q_{k-1}} \quad (3.1)$$

$$u_{q_{k-1}} = Ri_{q_{k-1}} + L \left(\frac{i_{q_k} - i_{q_{k-1}}}{T_c} \right) + \omega_{me} Li_{d_{k+1}} + \omega_{me} \lambda_{mg} \quad (3.2)$$

Le due equazioni (3.1) e (3.2) appartengono al passato, dunque sono noti tutte le grandezze misurate e di conseguenza, dall'equazione (3.1) si riesce a identificare l'induttanza L e dalla (3.2) il flusso Λ_{mg} , valori che vengono riportati:

$$L = \frac{u_{d_{k-1}} - Ri_{d_{k-1}}}{\left(\frac{i_{d_k} - i_{d_{k-1}}}{T_c} \right) - \omega_{me} i_{q_{k-1}}} \quad (3.3)$$

$$\lambda_{mg} = \frac{u_{q_{k-1}} - Ri_{q_{k-1}} - L \left(\frac{i_{q_k} - i_{q_{k-1}}}{T_c} \right) - Li_{d_{k+1}} \omega_{me}}{\omega_{me}} \quad (3.4)$$

I due valori elettrici, L e λ_{mg} come si è visto, vengono usati nel modello del controllore predittivo e di conseguenza una stima sbagliata di questi due, condiziona i risultati del regolatore. Tra gli svantaggio del controllore predittivo, si annovera anche la necessità di eseguire un controllo accurato e lineare della tensione così da poter impiegare il suo valore di riferimento al posto della misura. Nonostante i suoi svantaggi il controllore predittivo sopra illustrato possiede una dinamica veloce e tende ad annullare l'errore della grandezza controllata ad ogni passo.

Nel modello generale del regolatore PI non si riscontrano i due parametri elettrici, si incontrano però i guadagni descrittivi K_p e K_i ; questi necessitano di una progettazione per far sì, che il controllore PI risulti essere un regolatore preciso azzerando l'errore e seguendo il riferimento impostato.

I guadagni possono essere progettati usando diverse tecniche, metodi che fanno uso dei parametri elettrici o che non ne fanno uso. Una tecnica che permette di non usare questi parametri consiste nel tirare a mano i guadagni affinché si ottengano le ipotesi richieste; questo metodo alcune volte chiede più tempo ma in cambio dà l'opportunità di ottenere un controllo con pochi parametri. Altre tecniche che calcolano i guadagni si basano sui diagrammi di Bode, Nyquist, luogo delle radici, etc. queste invece sollecitano di possedere i parametri elettrici, quindi se non sono disponibili si possono stimare utilizzando l'algoritmo proposto sopra.

L'algoritmo di identificazione dei parametri appena esposto verrà testato sulla macchina nel capitolo 5, dove verranno messi a confronto i risultati dei controllori che saranno implementati con i parametri stimati e con i parametri "precisi".

Capitolo 4

Algoritmi di limitazione

4.1 Introduzione

Nei capitoli precedenti sono state analizzate due strategie di controllo molto diverse tra loro, ma con un unico scopo, ovvero quello di controllare la corrente del motore. La corrente regolata succesivamente verrà implementata in diversi calcoli che permetteranno di giungere all'obiettivo di questo elaborato, ovvero la destinazione è di definire dei limiti di tensione al motore tali che ad eventuali variazioni di tensione nel tempo questa resti in un range ben stabilito.

Questo capitolo si concentrerà sulla implementazione dello scopo di questo scritto. Prima di iniziare si faccia un piccolo passo indietro, cioè precisare da dove arriva la tensione e come questa si manifesta, quindi si inizia con un breve richiamo dell'alimentazione del motore e la modulazione PWM. Si proseguirà con la rappresentazione della regione su cui si vuole limitare le tensioni di riferimento del motore; le tensioni verranno divise in due contributi che permetteranno di facilitare lo studio dei suddetti margini. In seguito verranno implementati due algoritmi diversi che limiteranno le tensioni nel range desiderato, ed infine le due tecniche saranno collegate ai controllori di corrente analizzati nei capitoli precedenti.

4.2 Regioni di limitazione delle tensioni di riferimento

Si ricorda che il presente oggetto di studio è un motore sincrono a magneti permanente con rotore isotropo che viene alimentato da un invertitore trifase di tensione.

L'inverter in base ai comandi ricevuti dal controllore di corrente genera uno dei

suoi 8 possibili stati, questi in seguito producono una terna di tensioni di uscita che può essere rappresentata da un vettore di stato, infine le tensioni forniscono le tre correnti al motore.

Gli 8 stati possibili di conduzione vengono rappresentati con 8 vettori, 2 vettori nulli di tensione (\mathbf{u}_0 e \mathbf{u}_7) e 6 vettori attivi ($\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3, \mathbf{u}_4, \mathbf{u}_5, \mathbf{u}_6$) rappresentati in Fig.4.1 sul piano complesso.

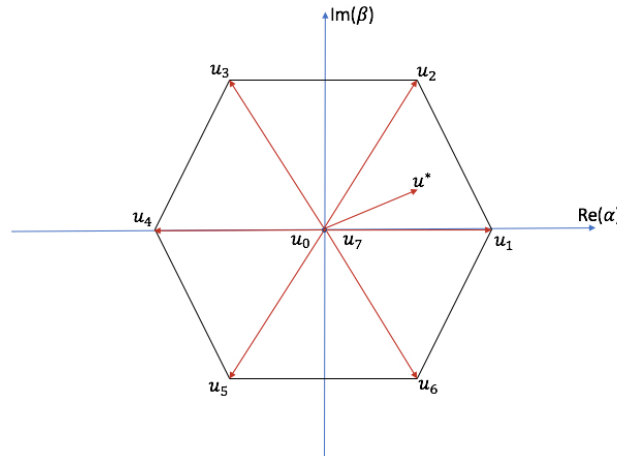


Figura 4.1 Vettori di tensione generati da un inverter.

I vettori attivi hanno un'ampiezza costante pari a $\frac{2}{3}U_{dc}$ ¹ e costituiscono la stella delle tensioni di fase dell'inverter, tale che i loro estremi occupano i vertici di un esagono regolare come mostrato nella Fig.4.1.

Alimentando la macchina con un inverter a tensione impressa si ha che il vettore spaziale di tensione può occupare solo 7 posizioni (6 vettori attivi più un vettore nullo) e "salta" dall'una all'altra in corrispondenza di ogni commutazione, mentre il sistema di controllo calcola un vettore spaziale che si muove con continuità nel piano complesso assumendo qualunque valore.

Si ipotizza di regolare le tensioni tramite la modulazione PWM² sfruttando la rappresentazione vettoriale; questa tecnica permette di ottenere che un determinato vettore di tensione \mathbf{u}^* , anche se non può essere seguito con continuità, possa almeno essere ottenuto "in media" nel tempo T ³.

Infine tramite questa tecnica si riescono a generare i vettori di tensione contenuti entro l'esagono, e se si presentano dei casi in cui qualche vettore è esterno all'esagono, insorgono fenomeni di saturazione.

¹ U_{dc} - tensione continua in ingresso all'inverter.

²PWM - Pulse Width Modulation

³ T - Periodo di modulazione.

Con riferimento a quanto detto precedentemente si vuole "modificare" la regione di controllo reale delle tensioni, ovvero che i vettori medi di tensione che possono essere generati da un inverter in un periodo PWM non sono più contenuti in un **esagono**, ma dentro ad un **cerchio** come mostrato nella Fig.4.2.

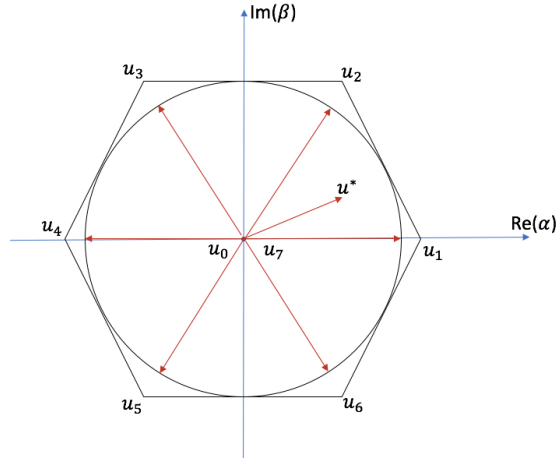


Figura 4.2 Vettori di tensione limitati generati da un inverter.

Verrà assunto che il raggio del cerchio sarà pari alla dimensione massima che può avere il vettore di tensione dell'inverter. La difficoltà che emerge consiste nel limitare il vettore di tensione ogni volta che si presenta con un'ampiezza maggiore, ovvero sta oltrepassando il raggio del cerchio.

In seguito verranno realizzati dei criteri di limitazione dei riferimenti di tensione che saranno abbinati ai regolatori di corrente per ottenere la regione di controllo desiderata. Prima si vuole realizzare una divisione del vettore spaziale di tensione di riferimento in due contributi come mostrato nella (4.1), dove successivamente questa trasformazione risulterà molto utile e facilita l'implementazione della limitazione vincolata.

$$\mathbf{u}^* = \mathbf{u}_{SS} + \mathbf{u}_{\Delta} \quad (4.1)$$

I due criteri di limitazione che stanno per essere progettati useranno la seguente logica: se il vettore di tensione di riferimento \mathbf{u}^* si presenta con un'ampiezza che sta dentro il limite di tensione, come mostrato nella Fig.4.3 sulla sinistra, questo verrà applicato direttamente all'ingresso dell'inverter, altrimenti il vettore \mathbf{u}^* viene limitato. Si faccia riferimento all'immagine allineata a destra nella Fig.4.3 e si noti che sono presentate due limitazioni diverse per il vettore \mathbf{u}^* , le due limitazioni proposte hanno modulo uguale e fasi diverse.

La limitazione "ottima", e in seguito desiderata viene rappresentata dal vettore in rosa, dove ha un'ampiezza pari al raggio del cerchio e mantiene la fase del vettore \mathbf{u}_{Δ} .

Anche il vettore di colore verde ha un'ampiezza uguale al raggio U_{lim} però mantiene la fase del vettore di tensione di partenza \mathbf{u}^* . Questa limitazione verrà usata solo nel caso in cui la prima limitazione risultasse inefficace, ovvero lo si considera come una soluzione che appartiene ad un piano B, questo viene applicato solo quando il piano A fallisce.

Il piano B si genera dal fatto che durante l'implementazione dei due algoritmi sono state incontrate diverse cause che potrebbero portare al fallimento della prima limitazione. Queste cause in seguito sono state studiate dove è stato possibile limitare il vettore di tensione di riferimento mettendo in pratica il piano A, circa il 99% dei casi usando il primo algoritmo, e circa il 90% dei casi impiegando il secondo, nei casi restanti si applica il piano B.

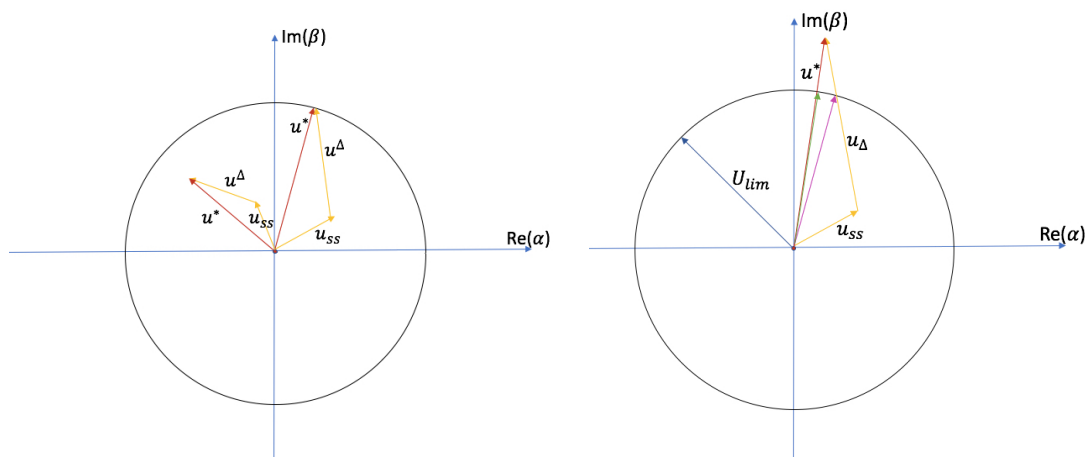


Figura 4.3 Limiti di tensione.

4.3 Primo algoritmo di limitazione

Il primo algoritmo di limitazione si basa sul teorema di Carnot, che consiste nel applicare una formula per calcolare la misura di un lato di un triangolo a partire dalle misure degli altri due lati e dell'angolo tra essi compreso. La misura del lato che si calcolerà sarà la "nuova" ampiezza del vettore \mathbf{u}_Δ ovvero il "nuovo" modulo di \mathbf{u}_Δ . Infine, il vettore di tensione limitato che si attende non sarà altro che la somma dei due contributi \mathbf{u}_{SS} e \mathbf{u}_Δ , con quest'ultimo cambiato in modulo.

In seguito viene riportato l'intero concetto.

Si faccia riferimento alla Fig.4.4, il vettore di tensione di riferimento in rosso viene limitato ad un'ampiezza pari al raggio del cerchio conservando la fase di \mathbf{u}_Δ , prendendo una "nuova" forma che viene rappresenta in rosa nella stessa figura e può essere scritta come segue:

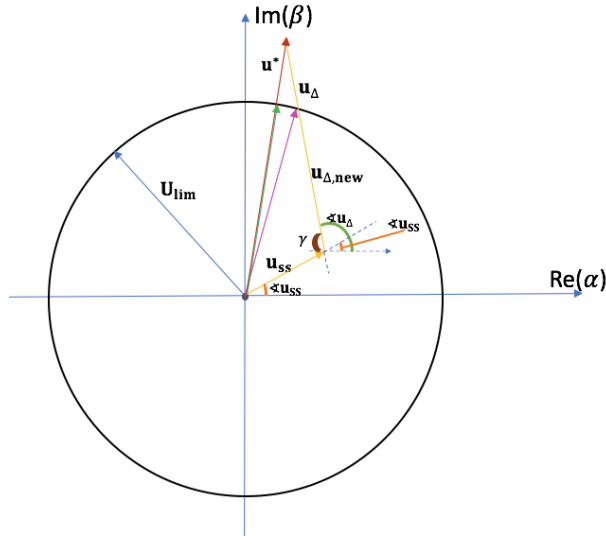


Figura 4.4 Limite di tensione.

$$\mathbf{u}^* = \mathbf{u}_{\Delta,new} + \mathbf{u}_{SS}. \quad (4.2)$$

Si osserva che la componente che viene "penalizzata" è \mathbf{u}_{Δ} questa diventa $\mathbf{u}_{\Delta,new}$. Quest'ultimo, assieme al vettore \mathbf{u}_{SS} e il "nuovo vettore" ⁴ \mathbf{u}^* (vettore di colore rosa) formano un triangolo.

Dopo aver individuato il triangolo si può concludere che: se si riesce a calcolare la lunghezza del vettore $\mathbf{u}_{\Delta,new}$, si hanno tutti i requisiti necessari per trovare la tensione di riferimento limitata.

La lunghezza del vettore $\mathbf{u}_{\Delta,new}$ si rileva applicando il teorema di Carnot, prima però si individua l'angolo compreso tra $\mathbf{u}_{\Delta,new}$ e \mathbf{u}_{SS} . Faccendo riferimento alla Fig.4.4 e mettendo in pratica la teoria degli angoli si riesce a trovare l'angolo γ :

$$\gamma = \pi - \angle \mathbf{u}_{\Delta} + \angle \mathbf{u}_{SS}. \quad (4.3)$$

In seguito si applica il teorema di Carnot e si procede con il calcolo della lunghezza del vettore $\mathbf{u}_{\Delta,new}$:

$$U_{lim}^2 = |\mathbf{u}_{SS}|^2 + |\mathbf{u}_{\Delta,new}|^2 - 2|\mathbf{u}_{\Delta,new}||\mathbf{u}_{SS}|\cos(\gamma) \quad (4.4)$$

$$|\mathbf{u}_{\Delta,new}| = |\mathbf{u}_{SS}|\cos(\gamma) \pm \sqrt{(|\mathbf{u}_{SS}|\cos(\gamma))^2 - (|\mathbf{u}_{SS}|^2 - U_{lim}^2)}$$

In conclusione all'ampiezza appena ricavata $|\mathbf{u}_{\Delta,new}|$ si associa la fase di \mathbf{u}_{Δ} e si identifica il vettore di tensione di riferimento limitato:

⁴"nuovo vettore" \mathbf{u}^* sta per il vettore \mathbf{u}^* limitato

$$\mathbf{u}_{\Delta, new} = |\mathbf{u}_{\Delta, new}| \text{sen}(\angle \mathbf{u}_{\Delta}) + j |\mathbf{u}_{\Delta, new}| \text{cos}(\angle \mathbf{u}_{\Delta}) \quad (4.5)$$

$$\mathbf{u}^* = \mathbf{u}_{\Delta, new} + \mathbf{u}_{SS}.$$

L'algoritmo appena illustrato, nonostante offra la soluzione desiderata, presenta anche alcune debolezze. Per esempio, nella sua implementazione è stata usata una radice, se si crea una situazione che porta un valore negativo sotto la radice, l'algoritmo può risultare inefficiente. Per evitare questi punti deboli e garantire una sicurezza alla macchina si realizza una seconda limitazione. Come è stato accennato in precedenza questa verrà usata se l'algoritmo di Carnot non darà un esito positivo.

Nella Fig.4.4 la seconda limitazione viene rappresentata dal vettore di colore verde, questo non è altro che il vettore di tensione di riferimento di partenza \mathbf{u}^* limitato in modulo fino al bordo del cerchio.

In termini vettoriali questo sarà rappresentato nel seguente modo:

$$\mathbf{u}^* = \mathbf{U}_{lim} \text{sen}(\angle \mathbf{u}^*) + j * \mathbf{U}_{lim} \text{cos}(\angle \mathbf{u}^*) \quad (4.6)$$

Si illustra nella Fig.4.5 uno schema che riassume l'intero algoritmo; questo schema sarà utile per implementare un codice in linguaggio di programmazione Matlab per realizzare delle simulazioni sulla macchina.

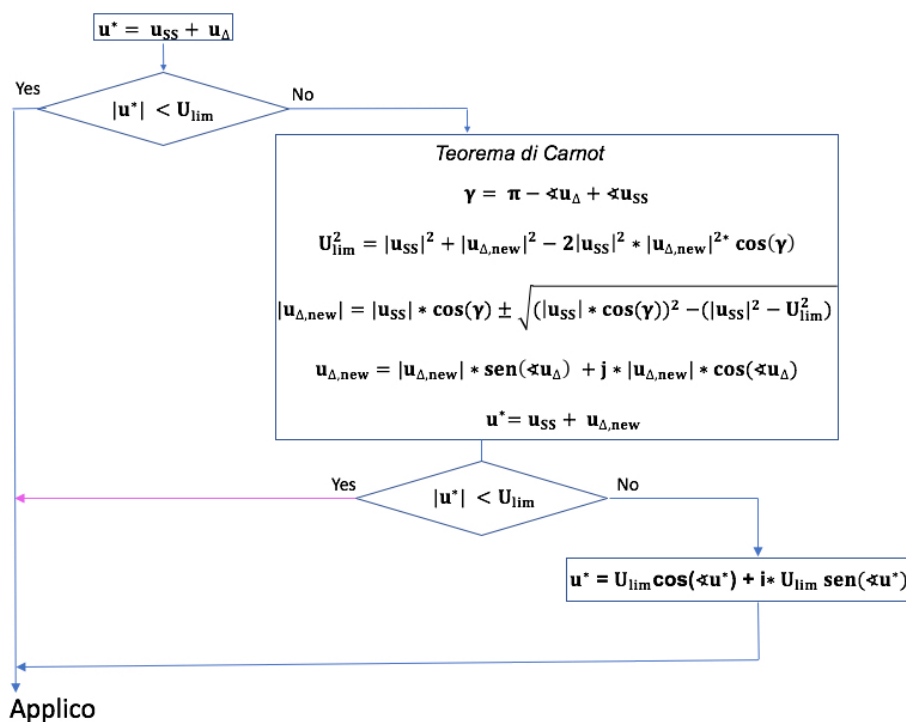


Figura 4.5 Primo algoritmo di limitazione.

4.4 Secondo algoritmo di limitazione

Il secondo algoritmo di limitazione viene schematizzato nella Fig.4.6. Come si può vedere l'algoritmo viene implementato facendo uso di vari cicli loop.

Il frammento di codice che appartiene ad ogni ciclo viene eseguito in base ad una istruzione e ad un numero limitato N di interazioni che vengono prima verificate.

Il valore n sta in un registro contatore e viene incrementato ad ogni ciclo eseguito (e l'incremento può essere effettuato fino ad N).

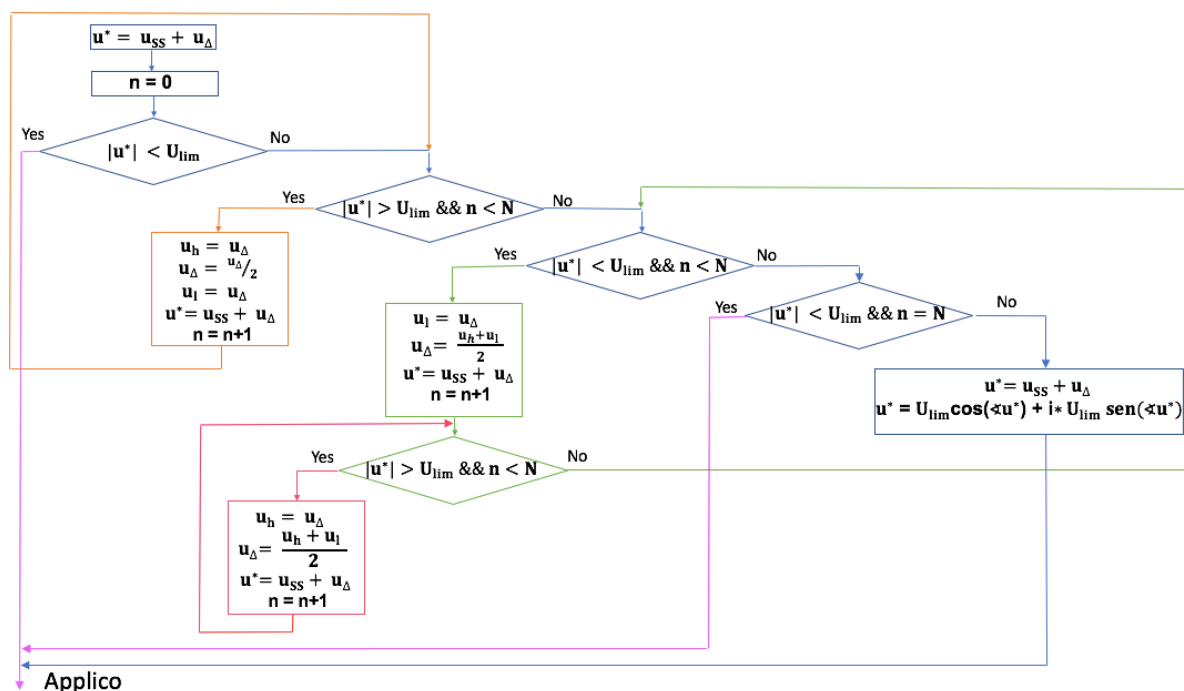


Figura 4.6 Secondo algoritmo di limitazione.

Seguendo lo schema, il primo passo consiste nell'aggiornamento del vettore di tensione di riferimento \mathbf{u}^* e del numero intero n . Se la lunghezza del vettore di tensione di riferimento non sorpassa il raggio del cerchio U_{lim} , la tensione di riferimento applicata sarà quella iniziale, altrimenti si va al secondo passo.

Il secondo passo: divide a metà il vettore di tensione \mathbf{u}_Δ , aggiorna il vettore \mathbf{u}^* di tensione di riferimento, salva la tensione \mathbf{u}_Δ prima e dopo la divisione rispettivamente nelle due variabili \mathbf{u}_h , \mathbf{u}_l e incrementa il numero di interazioni. Questo passo compone un ciclo (nella Fig.4.6 viene rappresentato con il colore arancione) che viene eseguito finché il modulo di $|\mathbf{u}^*|$ non ha una lunghezza inferiore al raggio del cerchio e il numero di interazioni a disposizione è più grande di n .

Dopo aver ottenuto $|\mathbf{u}^*| < \mathbf{U}_{lim}$ e si ha ancora a disposizione interazioni da eseguire ($\mathbf{n} < \mathbf{N}$), si procede con il terzo passo rappresentato nella Fig.4.6 con il colore verde.

Questo consente di avvicinare $|\mathbf{u}^*|$ a \mathbf{U}_{lim} nel caso in cui dopo la divisione, \mathbf{u}_Δ sia diventato troppo piccolo e successivamente si è ridotto $|\mathbf{u}^*|$.

Usando le due variabili \mathbf{u}_h e \mathbf{u}_l , dove rispettivamente \mathbf{u}_h è uguale all'ultimo valore di \mathbf{u}_Δ tale per cui risultava $|\mathbf{u}^*| > \mathbf{U}_{lim}$ e \mathbf{u}_l è uguale a \mathbf{u}_Δ appena aggiornato, ovvero nel primo giro del loop \mathbf{u}_Δ assumerà $\mathbf{u}_h/2$, valore che ha fatto diventare vera la seguente condizione $|\mathbf{u}^*| < \mathbf{U}_{lim}$.

Realizzando la media dei suddetti valori: $\mathbf{u}_\Delta = \frac{\mathbf{u}_h + \mathbf{u}_l}{2}$ si riesce a maturare il vettore \mathbf{u}_Δ , dove ulteriormente si aggiorna il vettore di tensione di riferimento $\mathbf{u}^* = \mathbf{u}_{SS} + \mathbf{u}_\Delta$ e il vettore $\mathbf{u}_l = \mathbf{u}_\Delta$.

Si resta nel terzo loop affinché risulta vera la seguente condizione: $|\mathbf{u}^*| < \mathbf{U}_{lim}$ e $\mathbf{n} < \mathbf{N}$.

Quando almeno una delle due condizioni non è soddisfatta si esce da questo ciclo, e tale uscita rileva il quarto e quinto passo che vengono eseguiti in base ai vincoli impostati.

Il quarto passo (nella Fig.4.6 rappresentato con il colore rosso) viene svolto solo nel caso in cui $\mathbf{n} < \mathbf{N}$ e il vettore \mathbf{u}_Δ è stato maturato troppo e successivamente $|\mathbf{u}^*|$ risulta ancora una volta superiore a \mathbf{U}_{lim} . Il seguente passo descrive un ciclo che ha lo scopo di diminuire il vettore \mathbf{u}_Δ . Si salva nella variabile \mathbf{u}_l , penultimo valore di \mathbf{u}_Δ calcolato al terzo passo, questo rimane fissa ad ogni esecuzione dell'attuale loop, invece per quanto riguarda la variabile \mathbf{u}_h , questa viene aggiornata con l'ultimo valore \mathbf{u}_Δ ottenuta al terzo passo. Successivamente \mathbf{u}_Δ si riduce applicando la seguente media: $\mathbf{u}_\Delta = \frac{\mathbf{u}_h + \mathbf{u}_l}{2}$, ed infine si aggiornano i due vettori \mathbf{u}^* e \mathbf{u}_h con il vettore \mathbf{u}_Δ appena calcolato. Il ciclo viene eseguito affinché l'affermazione $|\mathbf{u}^*| > \mathbf{U}_{lim}$ e $\mathbf{n} < \mathbf{N}$ risulta vera, altrimenti si esce da questo ciclo e si torna al terzo passo.

Il quinto passo consiste in una condizione $|\mathbf{u}^*| < \mathbf{U}_{lim}$ e $\mathbf{n} = \mathbf{N}$, ovvero si verifica che la lunghezza del vettore di tensione di riferimento \mathbf{u}^* stia dentro al cerchio e il valore del contatore \mathbf{n} coincida con il numero di interazioni \mathbf{N} ; se l'affermazione risulta Vera allora si conclude che si è ottenuto il limite di tensione di riferimento desiderata, cioè uno dei vettori in rosa riportati nella Fig.4.7; questi risultano limitati in modulo e mantengono la fase del vettore \mathbf{u}_Δ iniziale, altrimenti se l'affermazione risulta Falsa viene messo in pratica il piano B. Il piano B in questo algoritmo ha un comportamento leggermente diverso rispetto al primo algoritmo presentato. Il vettore di tensione di riferimento viene limitato in modulo pari alla ampiezza del raggio del cerchio \mathbf{U}_{lim} , però non mantiene più

la fase del vettore di tensione di partenza \mathbf{u}^* ma la fase del vettore di tensione \mathbf{u}^* "elaborato" ai passi precedenti. Il vettore \mathbf{u}^* "elaborato" risulta molto vicino alla prima limitazione, quella desiderata.

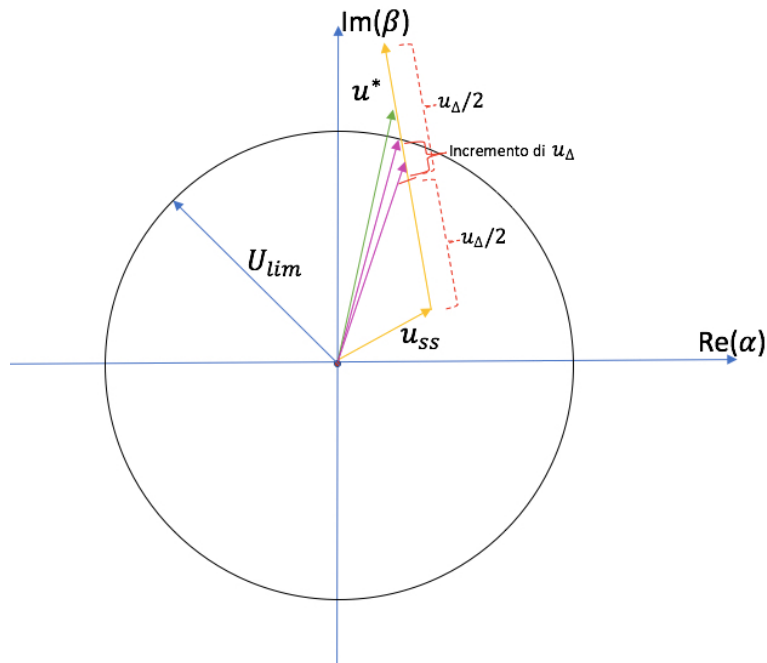


Figura 4.7 Limite di tensione implementando secondo algoritmo di limitazione.

4.5 Limitazione di tensione nel controllo predittivo

In questa sezione si riprende il modello del controllo predittivo, dove successivamente si vuole aggiungere la limitazione del vettore di tensione implementata con i due algoritmi esposti precedentemente. L'unione di questi due rappresenta il corpo del presente elaborato, dove nel prossimo capitolo testerà la nostra macchina.

Con riferimento al capitolo 2 paragrafo 2.6 si supponga di essere nell'intervallo k dove si conosce la corrente \mathbf{i}_k , in questo istante si predice il vettore di tensione \mathbf{u}_{k+1} tale che verrà applicato a partire dall'istante $k + 1$ in modo che all'istante $k + 2$ il vettore spaziale di corrente coincida con il suo riferimento \mathbf{i}_{k+2}^* .

Nella figura 4.8 si osserva: per aver ottenuto un vettore di corrente \mathbf{i}_{k+1} si è applicato il vettore di tensione \mathbf{u}_k e per produrre ulteriormente la corrente desiderata \mathbf{i}_{k+2}^* si deve applicare il vettore di tensione \mathbf{u}_{k+1} , quest'ultimo non deve oltrepassare il limite ammesso, nel caso in cui succedesse esso viene limitato.

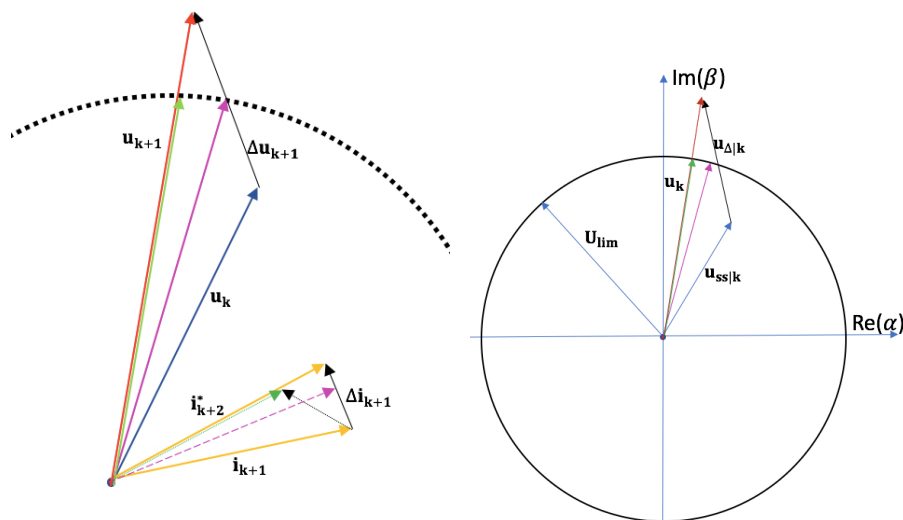


Figura 4.8 Vettori di tensione.

Si nota che tra i due vettori di corrente persiste un'errore di corrente $\Delta \mathbf{i}_{k+1}$, successivamente i due vettori di tensione differiscono per un "valore" dipendente da questo errore di corrente.

Se si limitasse \mathbf{u}_{k+1} soltanto in modulo mantenendo la sua fase di partenza, quest'ultimo produrrebbe il vettore di corrente in colore verde tratteggiato come mostrato nella figura. Invece se si limitasse come mostrato dal vettore rosa, ovvero limitato in modulo e mantenendo la fase del vettore dipendente dall'errore di corrente, allora questo fornirebbe una corrente (vettore rosa tratteggiato) che mantiene la direzione dell'errore di corrente.

Di conseguenza limitare il vettore di tensione in modulo mantenendo la fase del vettore dipendente dall'errore di corrente risulta essere più conveniente perché la corrente che si fornisce con tale tensione limitata è molto più "vicina" a quella desiderata e conserva la direzione dell'errore.

Con riferimento a quanto detto prima, il vettore di tensione predetto ad ogni istante k successivamente verrà diviso in due parti: la prima sarà **indipendente dall'errore di corrente**, che verrà indicato con \mathbf{u}_{SS} (il pedice "ss" sta per "steady state"), e la seconda **dipendente dall'errore di corrente** \mathbf{u}_{Δ} , quindi si può scrivere:

$$\mathbf{u}_k = \mathbf{u}_{SS|k} + \mathbf{u}_{\Delta|k} \quad (4.7)$$

Si nota nella Fig 4.8 che il vettore $\mathbf{u}_{SS|k}$ sta sempre dentro al cerchio: si consideri di trovarsi nell'istante k , il punto di lavoro al passo precedente ($k - 1$)

è stato raggiunto applicando un vettore di tensione all'interno del cerchio; se così non fosse, non sarebbe stato possibile raggiungere quel punto, ovvero il vettore $\mathbf{u}_{SS|k}$ è necessario per mantenere il punto di lavoro che sta all'interno del cerchio.

In conseguenza a quanto detto prima l'unico contributo che oltrepassa il bordo del cerchio è il vettore di tensione dipendente dall'errore di corrente.

Si può concludere quindi che dopo aver realizzato il controllo predittivo, ovvero dopo aver predetto il vettore di tensione, questo verrà limitato nel range richiesto prima di essere riportato in uscita applicando gli algoritmi di limitazione descritti in precedenza; tali algoritmi limiteranno ulteriormente il vettore spaziale di tensione di riferimento agendo soltanto sul contributo dipendente dall'errore di corrente.

Successivamente si vuole ottenere le espressioni dei due vettori $\mathbf{u}_{SS|k}$ e $\mathbf{u}_{\Delta|k}$ nel sistema di riferimento sincrono dq .

Si riscrive l'equazione di tensione vettoriale nell'istante $k + 1$ nel sistema di riferimento rotante (dq) sincrono con il rotore:

$$\mathbf{u}_{k+1} = R\mathbf{i}_{k+1} + L\frac{d\mathbf{i}_{k+1}}{dt} + j\omega_{me}L\mathbf{i}_{k+1} + j\omega_{me}\lambda_{mg} \quad (4.8)$$

si ricorda che si è ipotizzato che la corrente predetta all'istante $k + 2$ coinciderà con la corrente desiderata \mathbf{I}_{ref} .

La corrente all'istante $k + 2$ può essere espressa nel seguente modo:

$$\mathbf{i}_{k+2}^* = \mathbf{i}_{k+1} + \Delta\mathbf{i}_{k+1} \quad (4.9)$$

dove $\Delta\mathbf{i}_{k+1}$ rappresenta l'errore di corrente.

Si introduce il valore medio del vettore spaziale di corrente:

$$\langle \mathbf{i}_{k+1} \rangle = \frac{\mathbf{i}_{k+1} + \mathbf{i}_{k+2}^*}{2} \quad (4.10)$$

e la \mathbf{i}_{k+2}^* viene scritta come mostrato nella equazione (4.9), ottenendo la seguente espressione:

$$\langle \mathbf{i}_{k+1} \rangle = \frac{\mathbf{i}_{k+1} + \mathbf{i}_{k+1} + \Delta\mathbf{i}_{k+1}}{2} = \mathbf{i}_{k+1} + \frac{\Delta\mathbf{i}_{k+1}}{2} \quad (4.11)$$

In aggiunta si introduce il valore medio del vettore di corrente (4.11) nel modello del controllo predittivo (4.8), dove successivamente si otterrà il valore medio del vettore spaziale di tensione di riferimento diviso in due contributi: il primo indipendente dall'errore di corrente e il secondo dipendente dall'errore di corrente.

$$\begin{aligned}
\langle \mathbf{u}_{k+1} \rangle &= R \langle \mathbf{i}_{k+1} \rangle + L \left(\frac{\mathbf{i}_{k+2} - \mathbf{i}_{k+1}}{T_c} \right) + j\omega_{me} L \langle \mathbf{i}_{k+1} \rangle + j \langle \omega_{me} \rangle \lambda_{mg} \\
&= R \left(\mathbf{i}_{k+1} + \frac{\Delta \mathbf{i}_{k+1}}{2} \right) + L \left(\frac{\mathbf{i}_{k+1} + \Delta \mathbf{i}_{k+1} - \mathbf{i}_{k+1}}{T_c} \right) \\
&\quad + j\omega_{me} L \left(\mathbf{i}_{k+1} + \frac{\Delta \mathbf{i}_{k+1}}{2} \right) + j\omega_{me} \lambda_{mg} \\
&= (R \mathbf{i}_{k+1} + jL\omega_{me} \mathbf{i}_{k+1} + j\omega_{me} \lambda_{mg}) + \Delta \mathbf{i}_{k+1} \left(\frac{R}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{jL\omega_{me}}{2} \right) \\
&= \mathbf{u}_{SS|k+1} + \mathbf{u}_{\Delta|k+1}
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Una volta ottenuto il valore medio del vettore spaziale di tensione composto dai due contributi desiderati, ovvero $\langle \mathbf{u}_{k+1} \rangle = \underbrace{\mathbf{u}_{SS|k+1}} + \underbrace{\mathbf{u}_{\Delta|k+1}}$, si applica uno degli algoritmi di limitazione per limitare il vettore di tensione di riferimento.

Il vettore di tensione limitato $\langle \mathbf{u}_{k+1} \rangle_{lim} = \mathbf{u}_{SS|k+1} + (\mathbf{u}_{\Delta|k+1})_{lim}$ verrà successivamente portato in uscita, ovvero verrà applicato all'istante $k+1$ in modo tale che all'istante $k+2$ il vettore spaziale di corrente coincida con il suo riferimento \mathbf{i}_{k+2}^* .

4.6 Limitazione di tensione nel controllo PI

In questa sezione si limita la tensione di riferimento che si presenta all'uscita del controllore PI. Anche in questo caso come nel controllo predittivo, si desidera esprimere il vettore di tensione di riferimento come somma dei due contributi: \mathbf{u}_{Δ} e \mathbf{u}_{SS} .

Per i controllori PI non è più valido assumere che il vettore \mathbf{u}_{Δ} sia dipendente dall'errore di corrente e \mathbf{u}_{SS} indipendente dall'errore di corrente.

In seguito si manterrà comunque la tensione divisa in due contributi, ma il valore che questi due assumono dipendono dal funzionamento del controllore PI.

Successivamente verrà riportato una breve parte teorica riguardante le uscite del controllo PI che farà ottenere le espressioni \mathbf{u}_{Δ} e \mathbf{u}_{SS} .

Si faccia riferimento alla Fig. 4.9, dove viene rappresentato la risposta al gradino di un controllore PI di corrente.

Quando il segnale controllato arriva a regime l'errore è zero e successivamente l'uscita del blocco proporzionale risulta nulla, invece l'uscita del blocco integrativo coinciderà con l'area A .

Stesso funzionamento viene applicato alla corrente misurata della nostra macchina, questa quando arriva a regime assume un certo valore (corrente desiderata); la corrente a regime si ottiene applicando la tensione \mathbf{u}_{SS} che coincide con l'area A e in seguito si vuole rimanere in questo stato.

Di conseguenza se si vuole restare in tale stato, si mantiene questo vettore di corrente (che è quello desiderato) avendo in uscita al blocco integrativo la tensione \mathbf{u}_{SS} e in uscita al blocco proporzionale il vettore \mathbf{u}_{Δ} , che risulterà nullo in quanto si desidera l'errore nullo.

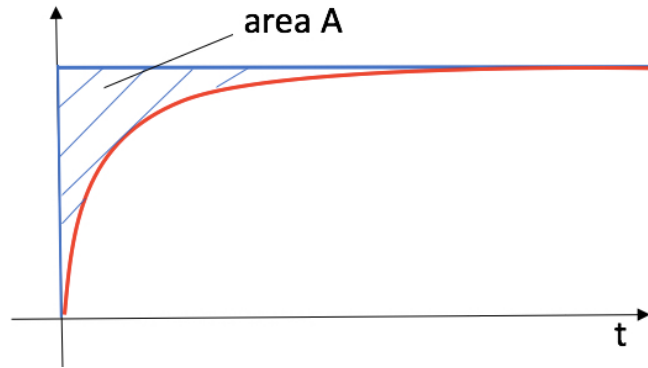


Figura 4.9 Risposta al gradino di un controllore PI di corrente

In base a quanto detto prima il vettore di tensione di riferimento nel sistema di riferimento sincrono con il rotore può essere interpretato nel modo seguente:

$$\mathbf{u}_{dq} = \underbrace{R\mathbf{i}_{dq} + jL\omega_{me}\mathbf{i}_{dq} + j\omega_{me}\lambda_{mg}}_{\frac{T_c}{K_i} \frac{1}{1-z^{-1}} e^{(k)}} + \underbrace{L \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt}}_{K_{PE}^{(k)}} \quad (4.13)$$

ovvero il primo contributo lo si imposta uguale all'uscita del blocco integrativo, invece il secondo contributo all'uscita del blocco proporzionale, entrambi blocchi appartenenti al controllo PI digitale come mostrato nella Fig. 4.10 .

dove si compone il vettore \mathbf{u}_{dq} , ovvero:

$$\mathbf{u}_{dq} = \underbrace{(\mathbf{u}_{d|\Delta} + j\mathbf{u}_{q|\Delta})}_{\mathbf{u}_{\Delta}} + \underbrace{(\mathbf{u}_{d|SS} + j\mathbf{u}_{q|SS})}_{\mathbf{u}_{SS}} \quad (4.14)$$

Successivamente, il vettore di tensione di riferimento viene limitato con i due algoritmi presentati nel capitolo 4.

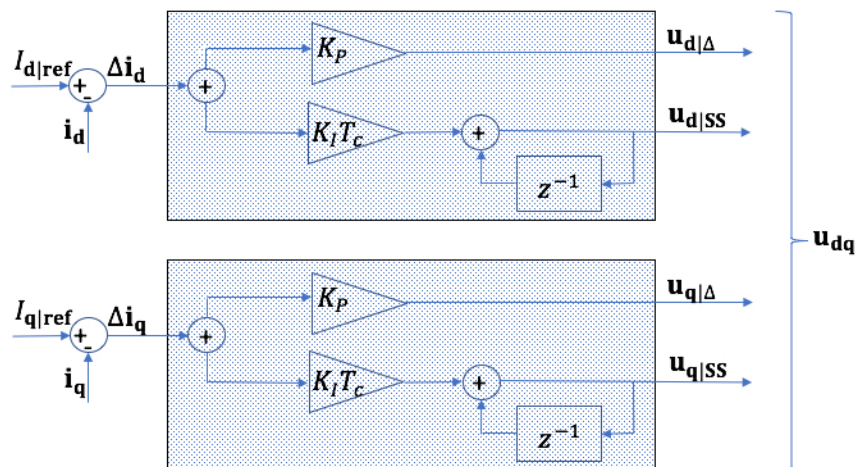


Figura 4.10 Il vettore di tensione di riferimento in uscita al controllore PI digitale.

Capitolo 5

Simulazioni

5.1 Introduzione

In questo capitolo andremo ad applicare in un ambiente di simulazione la teoria vista nei precedenti paragrafi, usando il tool Simulink di MATLAB.

Prima si vuole riportare i parametri che descrivono la macchina SPM e che successivamente saranno necessari per realizzare le simulazioni.

Questi parametri vengono scritti in una lista che una volta compilata fa assumere alle variabili presenti nei modelli Simulink i valori scritti.

```
1 %% DATI MOTORE
2 %parametri elettrici
3 R=1.9;           %Resistenza [ohm]
4 L=20e-3;        %Induttanza [H]
5 Lambda=0.1;    %Flusso dei magneti [Vs]
6 2p=8;          %numero di poli
7
8 %parametri meccanici
9 J=18e-4;        %Momento d'inerzia [Kgm^2]
10 B=1e-4;        %Coeff d'attrito [Nms]
11 mL=0;         %Coppia di carico [Nm]
12 n = 200;      %Velocita meccanica del motore [rad/s]
13
14 %valori nominali della macchina
15 f=1e4;         %Frequenza di switching [Hz]
16 Tc=1/f;       % Tempo di campionamento [s]
17 U_lim = 100;  % Limite di tensione [V]
```

5.1.1 Schemi Simulink

In questa sezione vengono riportati due modelli Simulink, uno implementato con il controllo predittivo e un altro implementato con il controllo PI, dove successivamente verranno usati per simulare i grafici che verranno mostrati in questo capitolo.

Entrambi i controllori presenti in questi schemi sono sincroni, gli altri due schemi che implementano i controllori stazionari sono riportati nell'Appendice A.

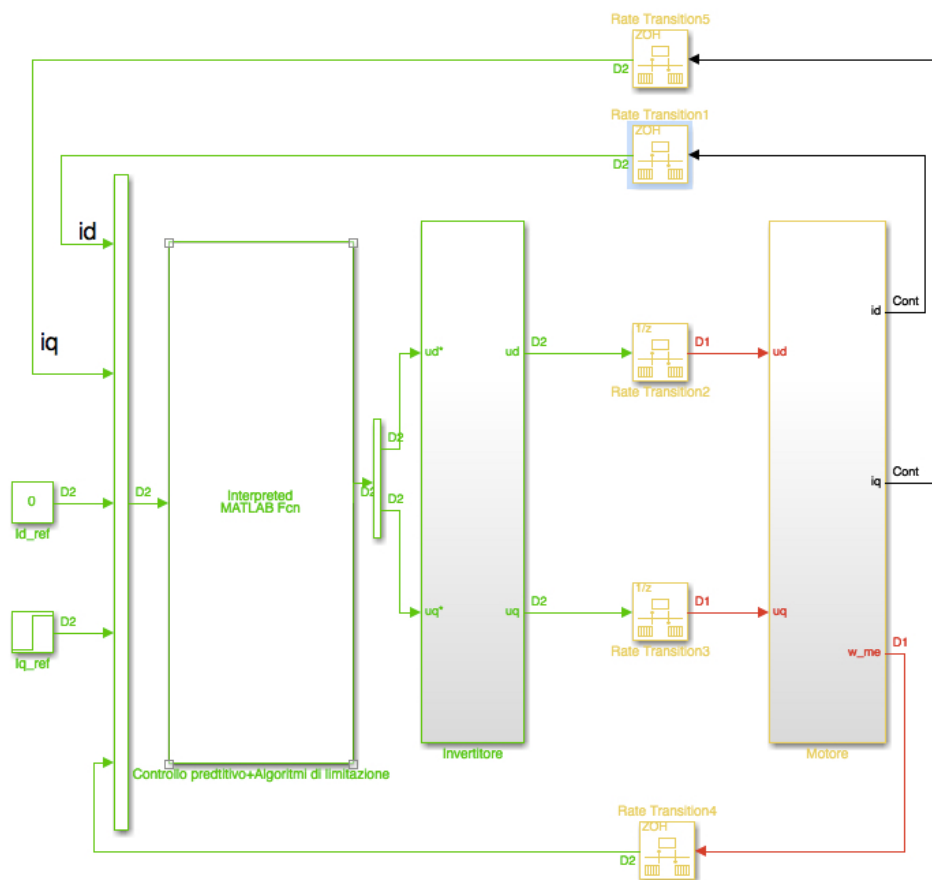


Figura 5.1 Schema a blocchi del motore controllato con il controllo predittivo.

Nella Fig. 5.23 viene riportato lo schema Simulink dove il motore viene controllato da un controllore predittivo; il controllo predittivo e gli algoritmi di limitazione di tensione vengono realizzati tramite funzioni (*Matlabfunction*) che stanno dentro al blocco "Interpreted MATLAB Fcn", e in seguito le funzioni vengono riportati nell'Appendice A.

Nella Fig. 5.24 viene riportato lo schema Simulink dove il motore viene controllato da due regolatori PI, qui si osserva che le uscite dei regolatori entrano in un blocco funzione, tale funzione implementa i due algoritmi di limitazione che limita la tensione di riferimento. La funzione in seguito viene riportata nell'Appendice A.

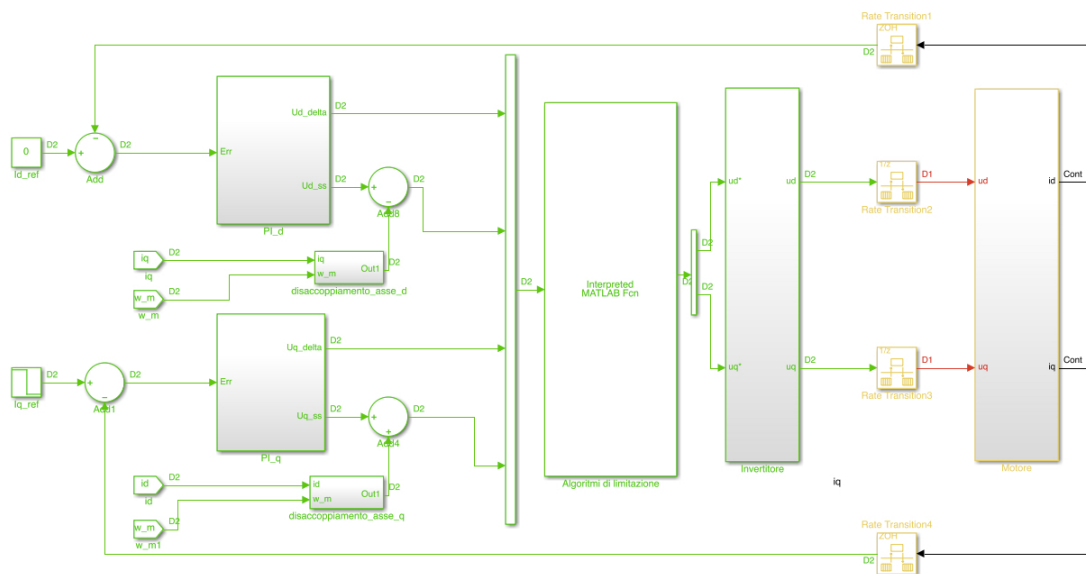


Figura 5.2 Schema a blocchi del motore controllato con il controllo PI.

5.2 Simulazione della tensione limitata nei controlli Predittivo e PI

In seguito si verifica la validità dei controllori e degli algoritmi di limitazione descritti precedentemente. Tutte le simulazioni che verranno presentate in questo paragrafo sono ottenute con i due schemi Simulink appena mostrati, dove hanno come input i seguenti parametri che resteranno invariati per tutte le prove:

- Velocità meccanica del motore: 200 rad/s.
- Corrente nell'asse diretto $d = 0$ A.
- Corrente nell'asse in quadratura $q = 2$ A (gradino di ampiezza 2, che parte al tempo 0.1s).
- Coppia di disturbo = 0 Nm;
- Costante $N = 5$ (costante usata nel secondo algoritmo di limitazione);

5.2.1 Simulazione della limitazione di tensione nel controllo Predittivo sincrono

Facendo uso del primo schema Simulink dove il motore viene regolato dal controllo predittivo sincrono si ottengono i seguenti grafici.

Nella Fig. 5.3 (a) vengono riportate le due correnti in quadratura (rosso - riferimento di corrente i_q , blu - corrente i_q misurata), per quanto riguarda il

riferimento di corrente nell'asse d e la corrente i_d misurata, risultano entrambe nulle dalle ipotesi appena imposte, quindi si sceglie di fare a meno di riportarle.

Nella Fig. 5.3 (b) si osserva come la corrente i_{dq} segua perfettamente il riferimento. Il vettore di tensione (in modulo) necessario da applicare al motore per produrre il vettore di corrente i_{dq} viene mostrato nella Fig. 5.4, si faccia attenzione che assume un valore superiore a $450V$, ovvero questa tensione elevata ci permette al controllore di predire la tensione in un passo come si vede nella stessa figura (b).

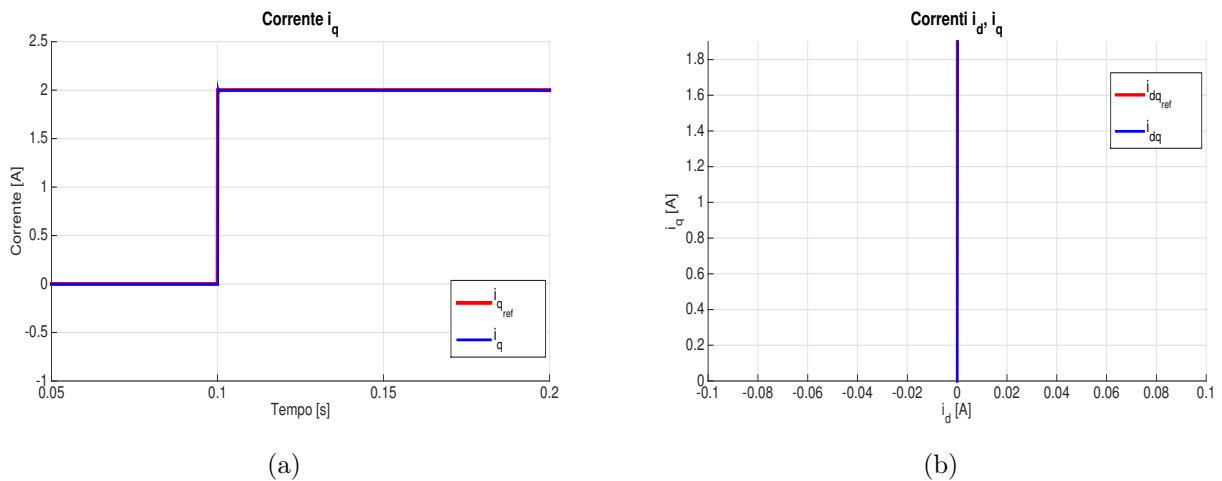


Figura 5.3 Correnti a) i_q , b) i_{dq} .

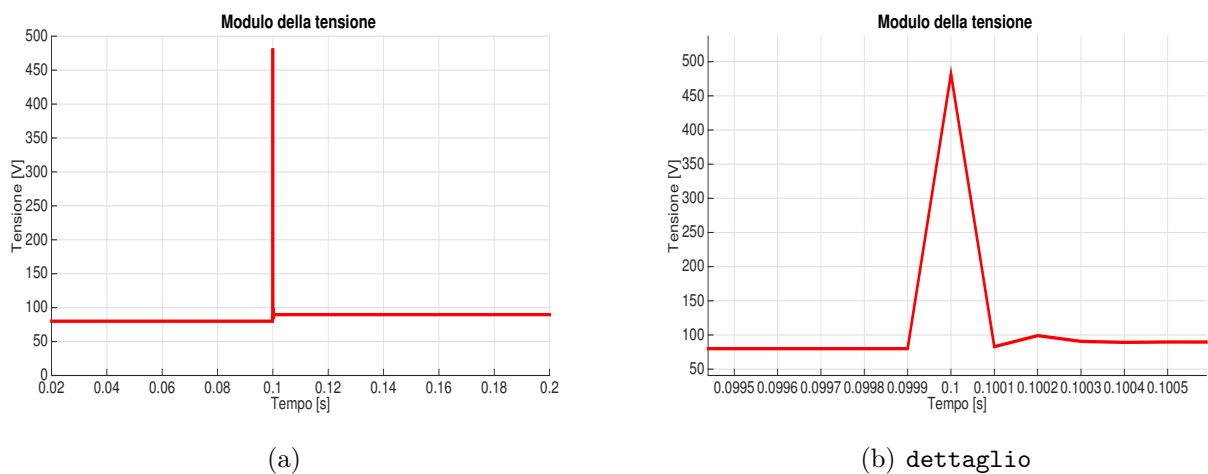


Figura 5.4 Modulo della tensione.

In seguito si realizzano le stesse simulazioni però si introduce un limite di tensione; il limite scelto è di $100V$, ovvero $U_{lim} = 100V$.
Vengono così simulati gli stessi grafici con due algoritmi di limitazioni diversi e ulteriormente si vedrà come entrambi limitano correttamente la tensione.

● Simulazioni con il primo algoritmo di limitazione

Si nota nella Fig. 5.5 (a) come la corrente in quadratura segua con una buona precisione il riferimento di corrente, che inoltre implica anche un buon inseguimento del riferimento per il vettore di corrente i_{dq} (Fig. 5.5 (b)).

Osservando la Fig. 5.6 si può vedere come il primo algoritmo di limitazione limita la tensione a 100V come richiesto.

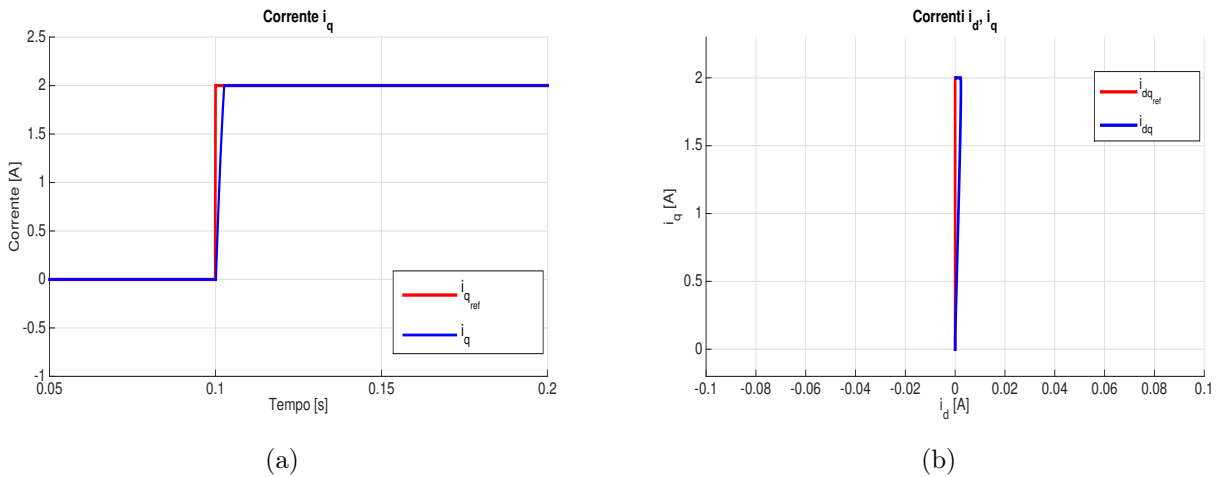


Figura 5.5 Correnti a) i_q , b) i_{dq} .

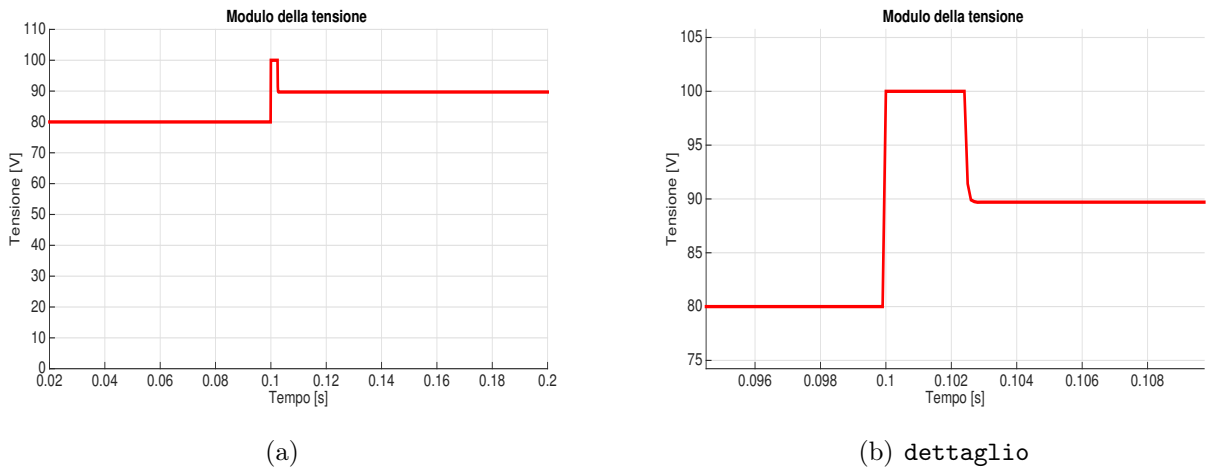
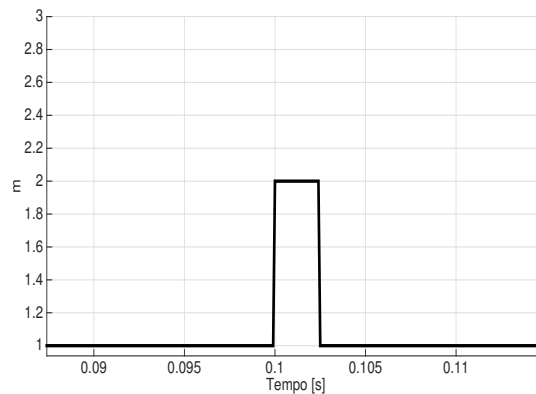


Figura 5.6 Modulo della tensione limitata.

Facendo riferimento alla Fig. 5.7 viene riportato l'andamento di una costante m , questa indica in ogni istante di tempo quale ciclo sta eseguendo l'algoritmo di limitazione; $m = 1$ denota che la tensione sta dentro al range richiesto quindi l'algoritmo porta in uscita tale vettore di tensione, $m = 2$ indica che la tensione sorpassa U_{lim} ovvero che l'algoritmo sta eseguendo il ciclo che implementa il Teorema di Carnot, e infine $m = 3$ individua il ciclo che implementa il piano B.



(a)

Figura 5.7 Costante m .

Si osserva nella Fig. 5.7 che nell'istante in cui la tensione viene limitata risulta: $m = 2$, quindi si conclude che il primo algoritmo di limitazione sta limitando il vettore di tensione in modulo pari alla U_{lim} mantenendo la fase del vettore dipendente dall'errore di corrente, ovvero si realizza la limitazione desiderata. E' di grande interesse notare che m non assume mai il valore 3.

● Simulazioni con il secondo algoritmo di limitazione

Si prova ora a simulare gli stessi grafici con il secondo algoritmo di limitazione descritto nel capitolo 4.

Nella Fig.5.8 (a) viene riportato l'andamento della corrente i_q , si nota nella stessa Fig.5.8 (b) come il vettore di corrente \mathbf{i}_{dq} segua il riferimento però non realizza più un inseguimento perfetto come in precedenza, questo è dovuto al fatto che la tensione in certi istanti viene limitata applicando il piano B. La tensione limitata viene riportata nel grafico della Fig. 5.9.

Nel secondo algoritmo la costante $m = 5$ individua il ciclo che implementa il piano B, le altre costanti invece individuano i cicli che implementano il piano A.

Si può notare nella Fig. 5.10 come l'algoritmo di limitazione 2, in certi istanti di tempo, va a eseguire il ciclo del piano B, ovvero $m = 5$.

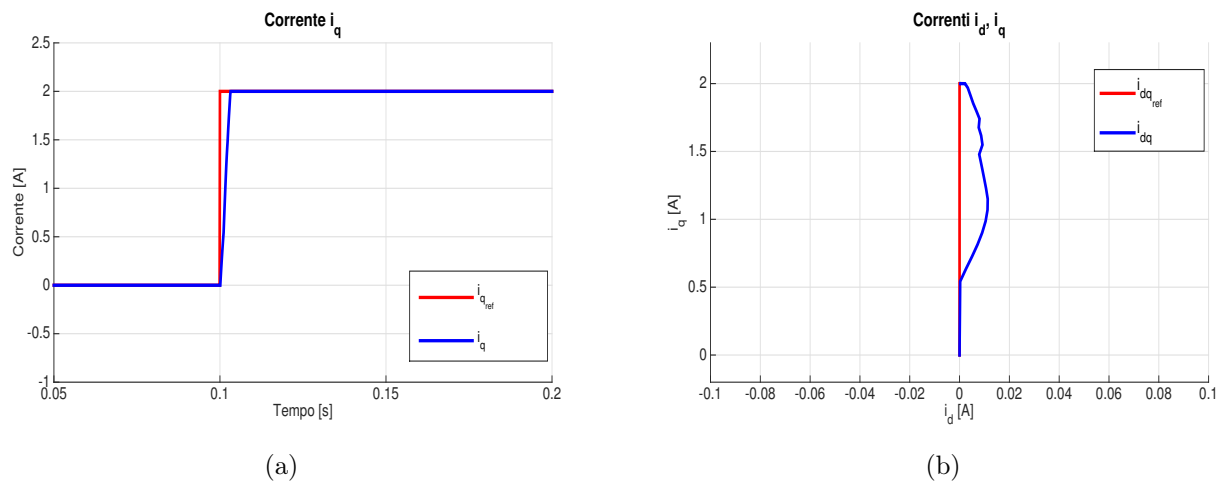


Figura 5.8 Correnti a) i_q , b) i_{dq} .

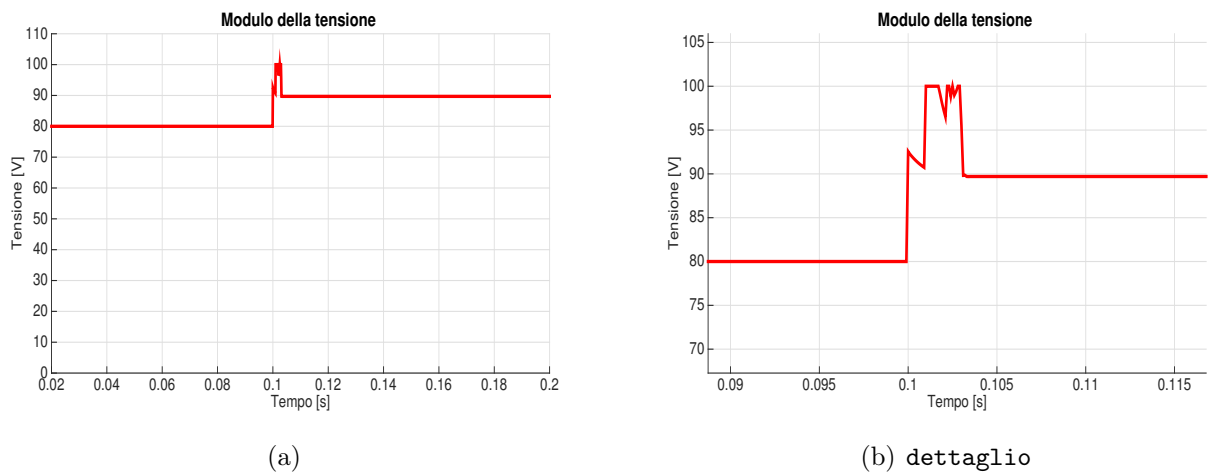


Figura 5.9 Modulo della tensione limitata.

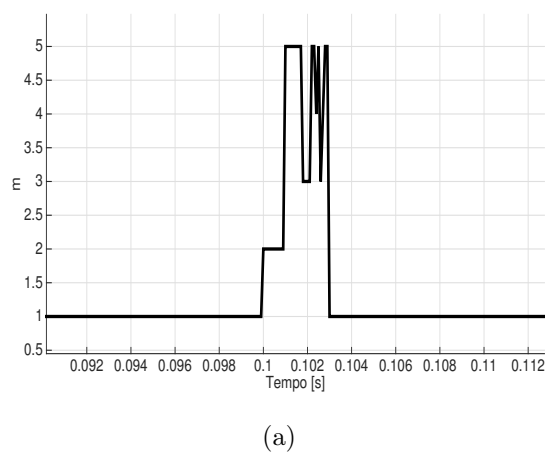


Figura 5.10 Costante m .

5.2.2 Simulazione della limitazione di tensione nel controllo PI sincrono

In seguito si realizzano le stesse risposte simulate per il controllo predittivo cambiando il regolatore, ovvero facendo uso del secondo schema Simulink in cui il motore viene controllato dai regolatori PI sincroni.

Si osserva come le simulazioni ottenute usando i regolatori PI sono leggermente diversi rispetto a quelli in cui si usa il controllo predittivo.

Anche qui la corrente misurata nell'asse diretto d è nulla perchè si è assunto un riferimento di corrente $i_{d_{ref}}$ nullo. Invece la corrente i_q misurata si riporta nella Fig. 5.3 (a); questa, nonostante avesse un picco di sovraelongazione, insegue comunque bene il riferimento $i_{d_{ref}}$. Questo picco di sovraelongazione in realtà ritarda di poco l'inseguimento del segnale a regime come si può apprezzare nella Fig. 5.3 (b).

Il modulo della tensione presente in uscita dei regolatori di corrente ha un valore maggiore a $200V$, il suo andamento viene riportato nella Fig. 5.12.

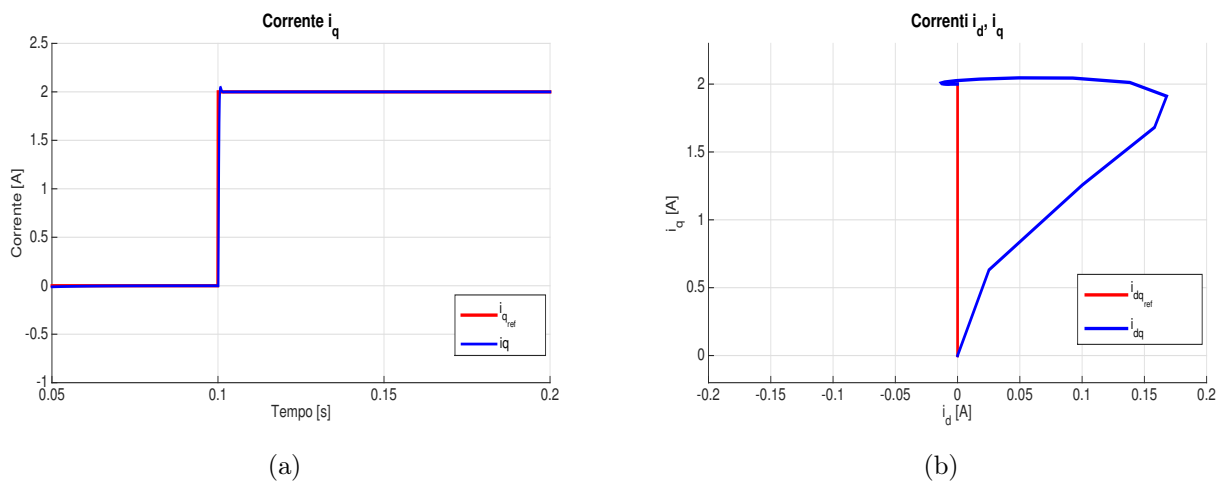
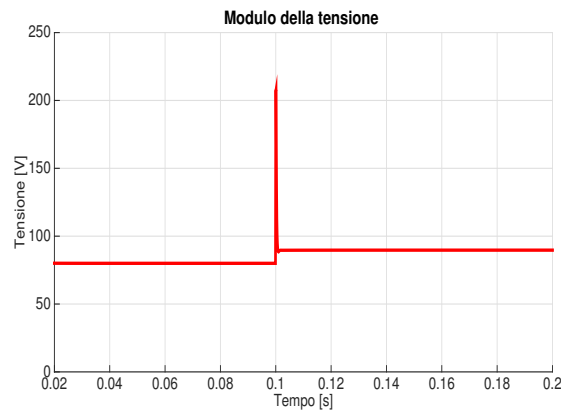


Figura 5.11 Correnti a) i_q , b) i_{dq} .

Successivamente si realizzeranno le stesse simulazioni prima descritte, aggiungendo gli algoritmi di limitazione che limiteranno il vettore di tensione ad un'ampiezza pari ha U_{lim} .



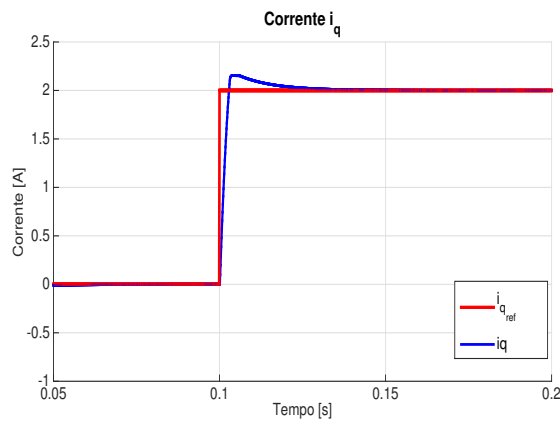
(a)

Figura 5.12 Modulo della tensione.

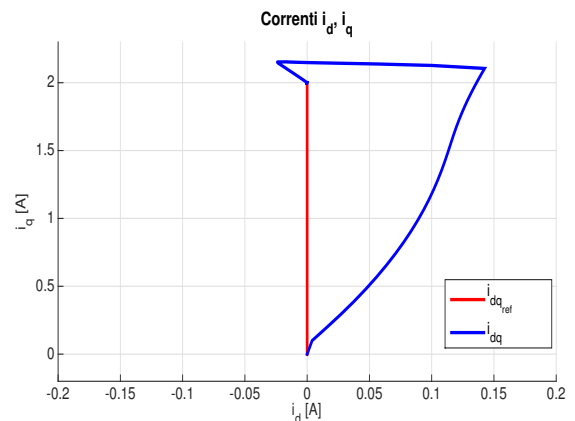
● Simulazioni con il primo algoritmo di limitazione

Si nota subito (Fig. 5.13 (a), (b)) che anche qui come in precedenza il picco di sovralongazione introduce un piccolo ritardo nell'inseguimento della corrente i_q e della corrente i_{dq} .

Si osserva nella Fig. 5.14 come il primo algoritmo di limitazione rende la tensione non superiore ai 100V. Uguale al caso in cui veniva usato il controllo predittivo, l'algoritmo di limitazione 1 non mette mai in pratica il piano B. Nella Fig. 5.15 si nota che la costante m assume soltanto i valori 2 e 1, e mai il valore 3 che rappresenta la costante che identifica il piano B.



(a)



(b)

Figura 5.13 Correnti a) i_q , b) i_{dq} .

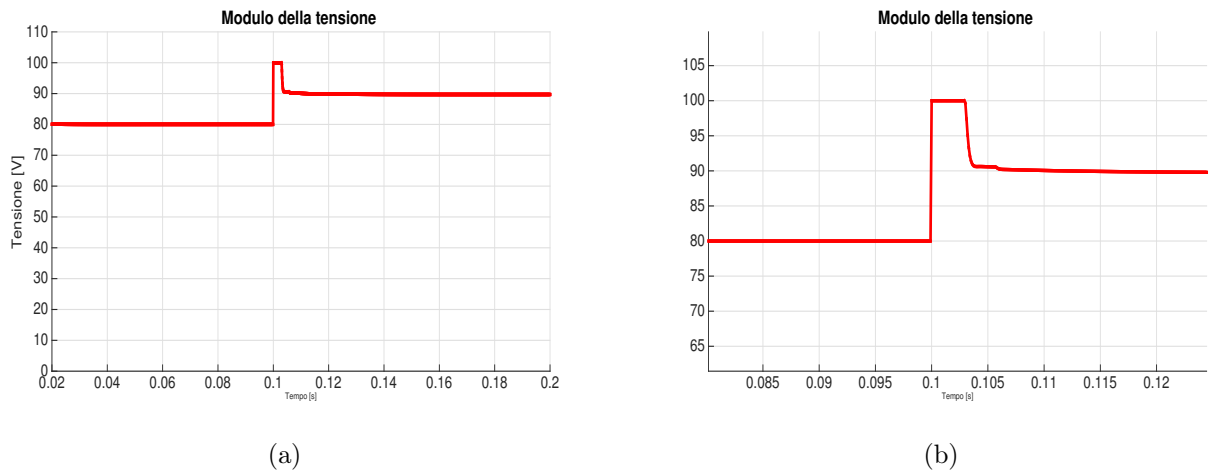


Figura 5.14 *Modulo della tensione limitata.*

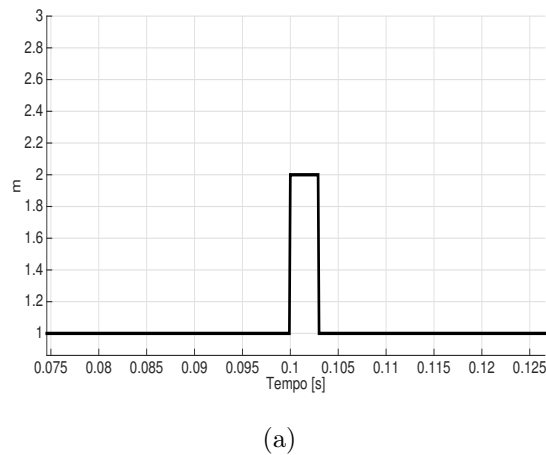


Figura 5.15 *Costante m.*

● **Simulazioni con il secondo algoritmo di limitazione**

Nei grafici riportati di seguito si osserva un netto peggioramento rispetto alle prestazioni ottenuti con il primo algoritmo di limitazione, ciò è dovuta al fatto che il secondo algoritmo, in certe istanti, limita la tensione implementando il piano B (Fig. 5.18). E' di grande interesse sottolineare che quando si usa il piano B il vettore di tensione viene limitato in modulo mantenendo la fase del vettore di tensione "elaborato" precedentemente dall'algoritmo, ovvero la limitazione ottenuta può risultare molto vicino alla limitazione desiderata.

L'inseguimento delle corrente (Fig. 5.17 (a), (b)) ha un ritardo con la spiegazione analoga esposta nel primo algoritmo di limitazione.

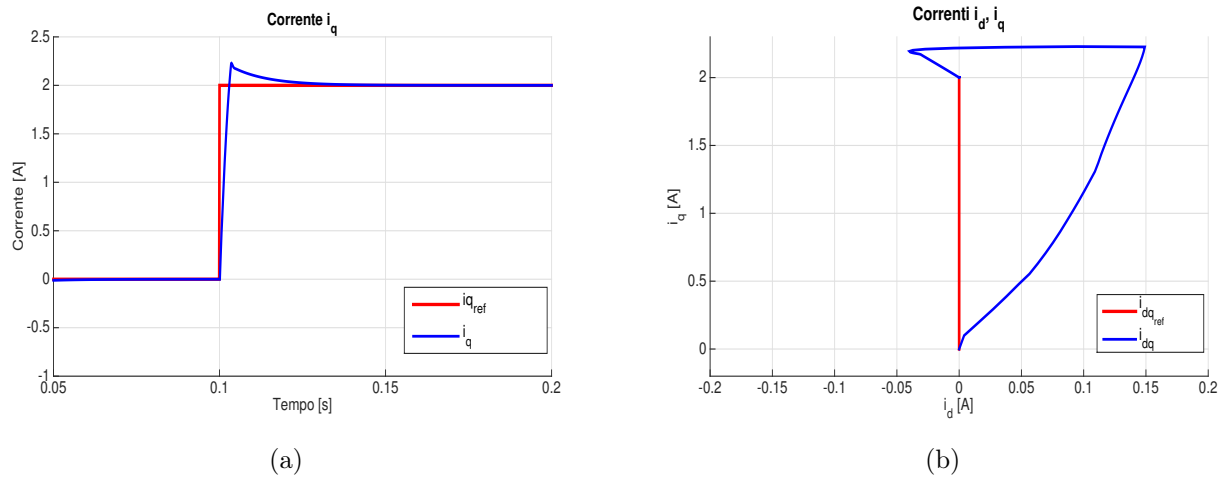


Figura 5.16 Correnti a) i_q , b) i_{dq} .

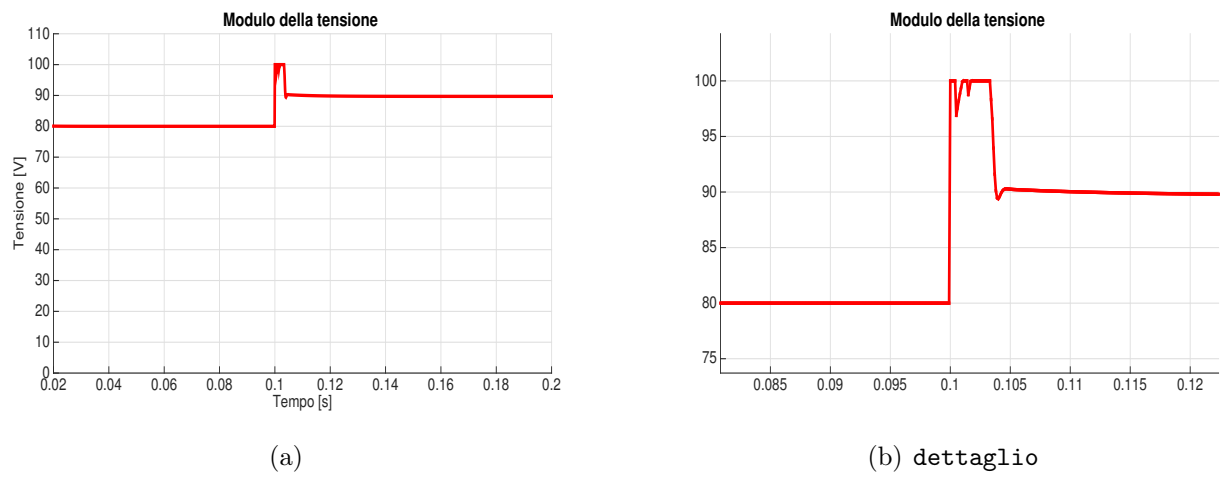


Figura 5.17 Modulo della tensione limitata.

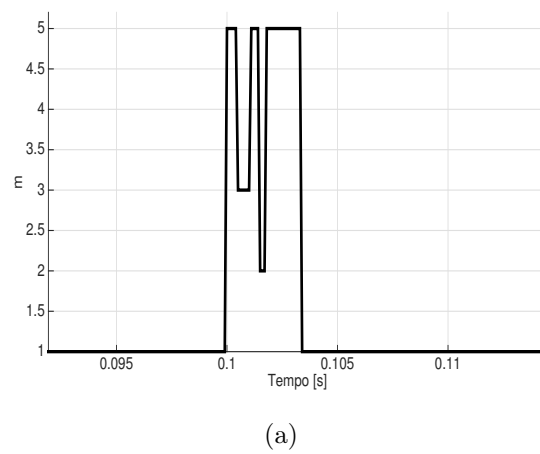


Figura 5.18 Costante m .

5.2.3 Simulazione della limitazione di tensione nel controllo Predittivo stazionario

In questo paragrafo si vuole analizzare le prestazioni del controllo predittivo stazionario.

I grafici sono stati ottenuti simulando il modello Simulink implementato per questo controllo, ovvero la teoria descritta nel capitolo 2 paragrafo 2.6.1, viene implementata in una funzione e questa successivamente viene "inserita" nel modello Simulink. Lo schema Simulink ha come input i seguenti parametri:

- Velocità meccanica del motore: $\omega_m = 5 \text{ rad/s}$, $\omega_m = 200 \text{ rad/s}$.
- Corrente nell'asse diretto $d = 0 \text{ A}$.
- Corrente nell'asse in quadratura $q = 5 \text{ A}$.
- Coppia di disturbo = 0 Nm .

Nella Fig. 5.19 si riportano i grafici ottenuti, applicando al motore una velocità costante pari a $\omega_m = 5 \text{ rad/s}$. Si osserva come sia la corrente i_d che la corrente i_q hanno un inseguimento perfetto, ciò conferma come il controllo predittivo sincrono con $\omega_m = 5 \text{ rad/s}$ riesca ad inseguire con errore a regime nullo un segnale sinusoidale.

Purtroppo non si può affermare la stessa cosa quando si applica al motore una velocità meccanica più grande, come si può notare nei grafici riportati nella Fig. 5.20 dove si è assunto $\omega_m = 200 \text{ rad/s}$.

Si può subito notare un ritardo nell'inseguimento del riferimento e una riduzione di ampiezza, ovvero una perdita di guadagno. Questo è dovuto al fatto che si è assunto in ogni istante di tempo una velocità elettrica costante.

Si supponga di essere nell'istante k , con la velocità e la posizione elettrica del motore: $w_{me,k}$, $\theta_{me,k}$;

Nell'istante successivo $k + 1$, si ha una velocità $w_{me,k+1} = w_{me,k} + \alpha_k Tc$, essendo α_k l'accelerazione, e una posizione elettrica pari a: $\theta_{me,k+1} = \theta_{me,k} + w_{me,k} Tc$.

Nell'impostazione fatta l'accelerazione è trascurata facendo l'approssimazione $w_{me,k} \simeq w_{me,k+1}$, così come pure si trascura il termine " $w_{me,k} Tc$ ".

È evidente che per velocità alte queste approssimazioni non sono accettabili e si dovrebbe ricorrere a formulazioni più complicate del controllo predittivo.

Questo giustifica l'uso preferenziale del controllo sincrono.

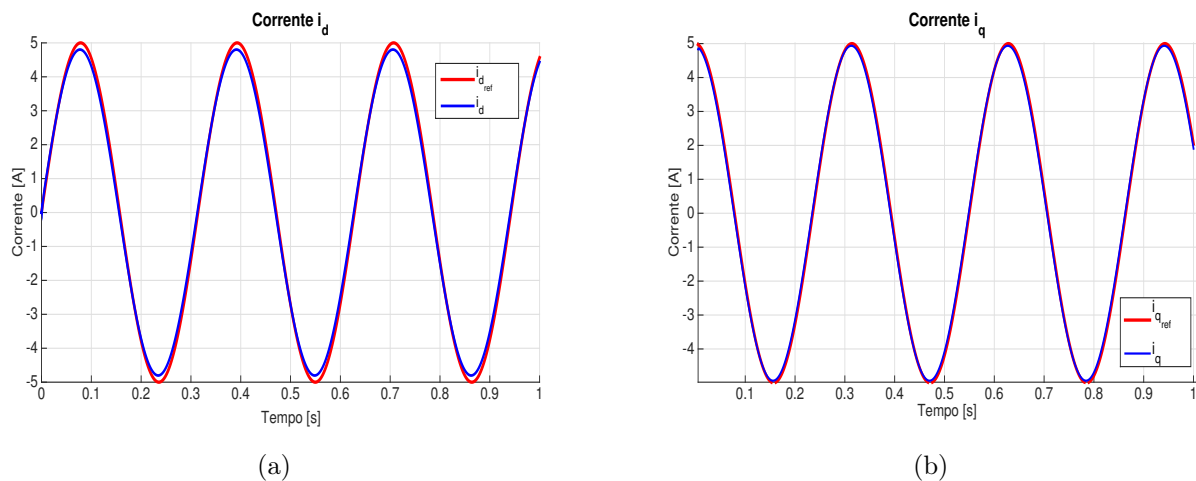


Figura 5.19 Correnti i_d , i_q ($\omega_m = 5\text{rad/s}$).

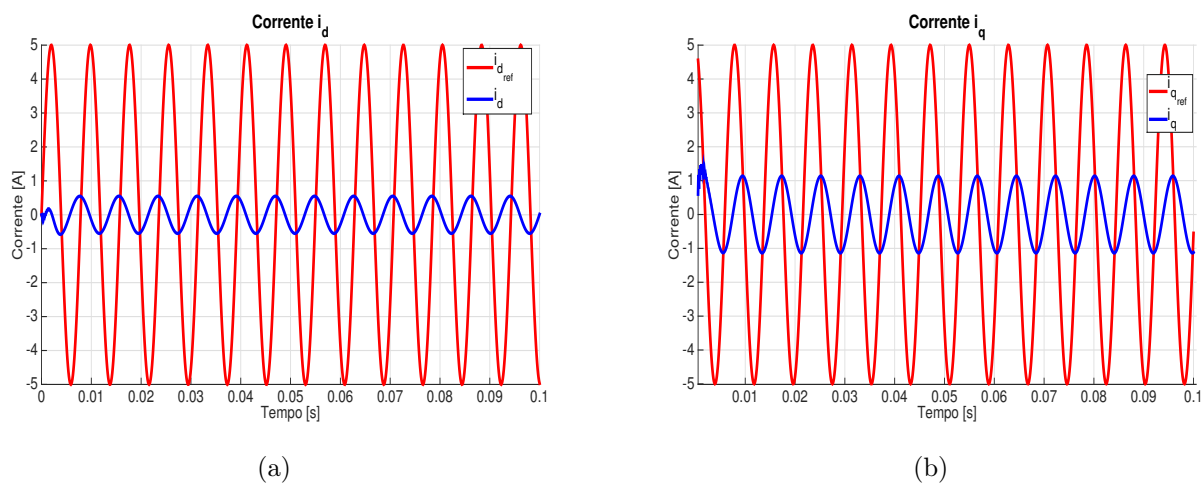


Figura 5.20 Correnti i_d , i_q ($\omega_m = 5\text{rad/s}$).

5.3 Stima parametrica

Nel seguente paragrafo vengono presentate le simulazioni ottenute implementando l'algoritmo di identificazione dei parametri realizzato e discusso nel capitolo 3.

L'algoritmo che stima i due parametri elettrici induttanza L e flusso Λ_{mg} del motore viene incorporato in una funzione matlab riportata nell' *Appendice A*. In seguito la funzione viene implementata nei due modelli Simulink mostrati precedentemente, più precisamente dentro al blocco "*Interpredet MATLAB Fcn*" dove si ottengono le simulazioni.

Per apprezzare di più la stima realizzata, si mettono a confronto le risposte ottenute in due situazioni diverse: nella prima situazione si realizza il controllo con tutti i parametri noti e corretti, invece nella seconda situazione si realizza il controllo usando qualche parametro stimato e si vedrà come questo convergerà al

valore "corretto" grazie all'algoritmo implementato.

Nella Fig. 5.21 (a) viene riportato in blu l'andamento dell'induttanza che sta implementando il controllo predittivo assumendo un valore corretto, ovvero l'induttanza L che usa il controllo coincide con l'induttanza del motore - L_{motore} . Invece la risposta in rosso rappresenta l'induttanza stimata che usa il controllo predittivo, ovvero nel controllo si è assunto una induttanza iniziale $L \neq L_{motore}$ e si noti come in pochi istanti l'algoritmo di identificazione fa sì che L coincida con L_{motore} .

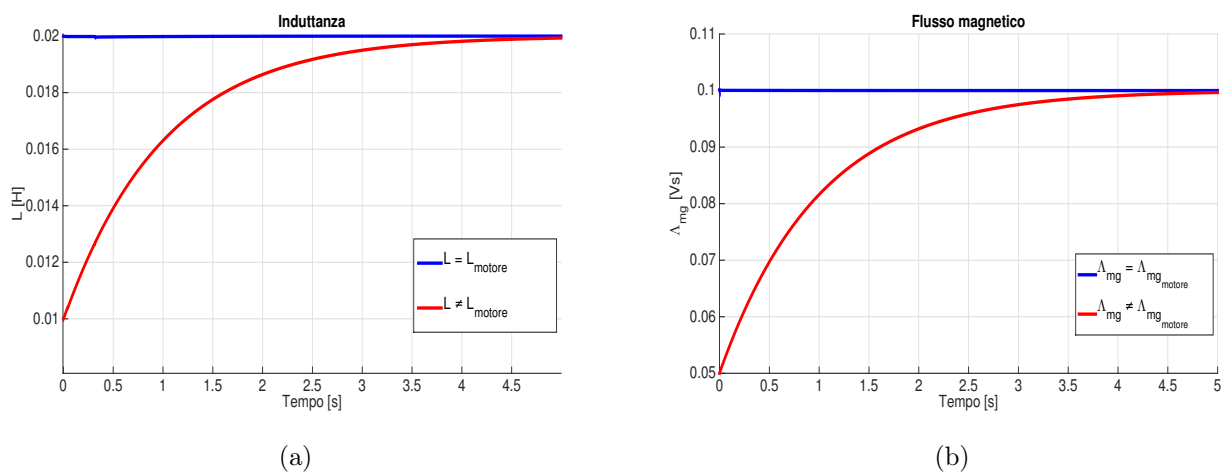


Figura 5.21 *L'induttanza e il flusso magnetico del motore controllato con il controllo predittivo.*

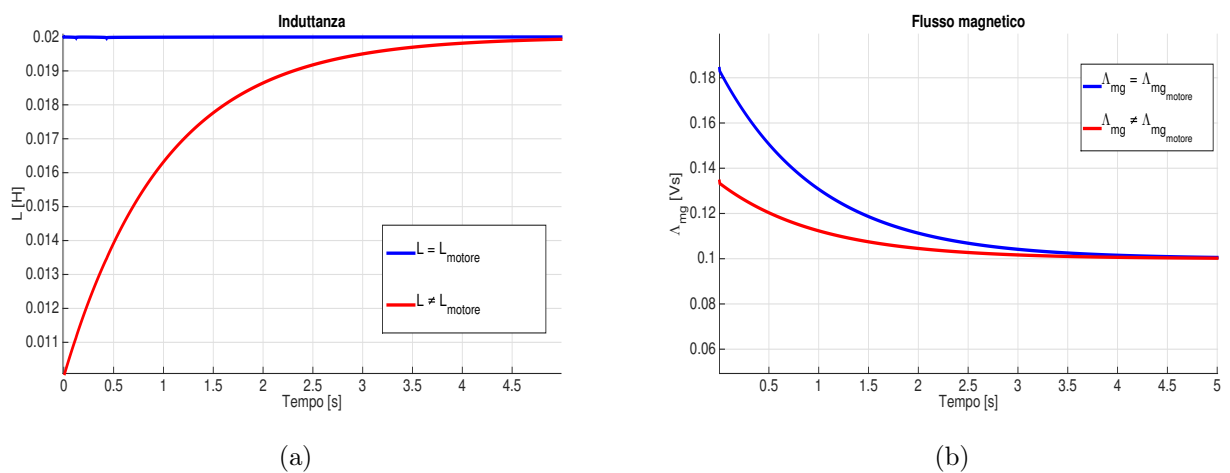


Figura 5.22 *L'induttanza e il flusso magnetico del motore controllato con il controllo PI.*

Ugualmente a quanto detto prima si realizza anche il confronto tra le risposte del flusso magnetico che sta implementando il controllo predittivo nelle due

situazioni prima presentate, ovvero nel primo caso $\lambda_{mg} = \lambda_{mg_{motore}}$ e nel secondo $\lambda_{mg} \neq \lambda_{mg_{motore}}$; come si può vedere nella Fig.5.21 (b) il flusso magnetico viene stimato correttamente.

Come si è menzionato nel capitolo 3, lo stesso algoritmo di identificazione dei parametri può essere implementato nei controlli PI dove successivamente le stime sono riportate nella Fig.5.22 e si nota che i due parametri elettrici induttanza L e flusso magnetico Λ_{mg} vengono stimati correttamente.

Conclusioni

Questa tesi ha trattato lo studio e la progettazione di criteri di limitazione del riferimento di tensione prodotto dai controllori di corrente progettati secondo diverse strategie di controllo destinate ad azionamenti a corrente impressa con motore in corrente alternata, sincrono con rotore isotropo. Si sono considerati controlli di corrente Predittivi e tradizionali PI.

Per entrambe le tecniche di controllo si sono individuate due diversi algoritmi per la limitazione del riferimento di tensione da loro prodotto al fine di soddisfare i limiti fisici dell'invertitore.

Si è osservato come il primo algoritmo progettato (che prevede il calcolo del limite per via analitica) limiti il vettore di tensione nel modo appropriato; invece il secondo algoritmo (che prevede invece il più semplice calcolo della tensione limite per via iterativa) in certe situazioni, dopo aver finito il numero N di iterazioni da eseguire, si possa trovare ancora fuori dal range richiesto ed a seguito di ciò il vettore di tensione in tali situazioni viene forzatamente in maniera non ottimizzata. Merita sottolineare con riferimento al secondo algoritmo di limitazione che avendo fissato $N = 5$ il vettore di tensione sicuramente entrerà almeno in una interazione dentro al valore limite e quindi qualora si debba in seguito operare un limitazione forzata per i motivi sopra citati, il vettore prescelto non sarà molto diverso da quello ottimale. In altre parole, si può affermare che con il secondo algoritmo, anche se il vettore viene limitato forzatamente con la procedura di soccorso, l'errore che si commette sulla limitazione è molto piccolo rispetto alla limitazione compiuta con la procedura iterativa aumentando il numero di iterazioni.

Un altro risultato della tesi importante e da rimarcare è come si comportano i controllori di corrente quando si applica uno degli algoritmi di limitazione progettati. Nel controllo predittivo si è visto che nel caso in cui non ci sia la limitazione, il riferimento viene raggiunto in un solo passo. Questo è dovuto al fatto che il controllo ha una banda passante molto elevata, ovvero ha tutta la tensione che serve per realizzare la giusta escursione di corrente affinché alla fine di tale passo si ottenga la corrente desiderata. Invece si nota che quando sono presenti i limitatori di tensione, il controllo non è in gradi di realizzare la necessaria risposta in un passo ma la soddisfa dopo alcuni passi (anche qualche decina) per ottenere la corrente misurata vicina a quella desiderata.

Per quanto riguarda invece il controllo PI, questo senza la limitazione si presenta con una banda passante più bassa rispetto a quella del controllo predittivo, come ci si aspetta, sia quando sono applicati i limitatori di tensione, sia quando non sono presenti. Questo fa sì che la corrente misurata inseguia il riferimento di corrente con una dinamica più lenta. In conclusione dai grafici si ha conferma che il PI ha una dinamica più lenta rispetto al regolatore predittivo.

Appendice

5.3.1 Schemi Simulink

In questa sezione vengono riportati due modelli Simulink, uno implementato con il controllo predittivo stazionario e un altro implementato con il controllo PI stazionario.

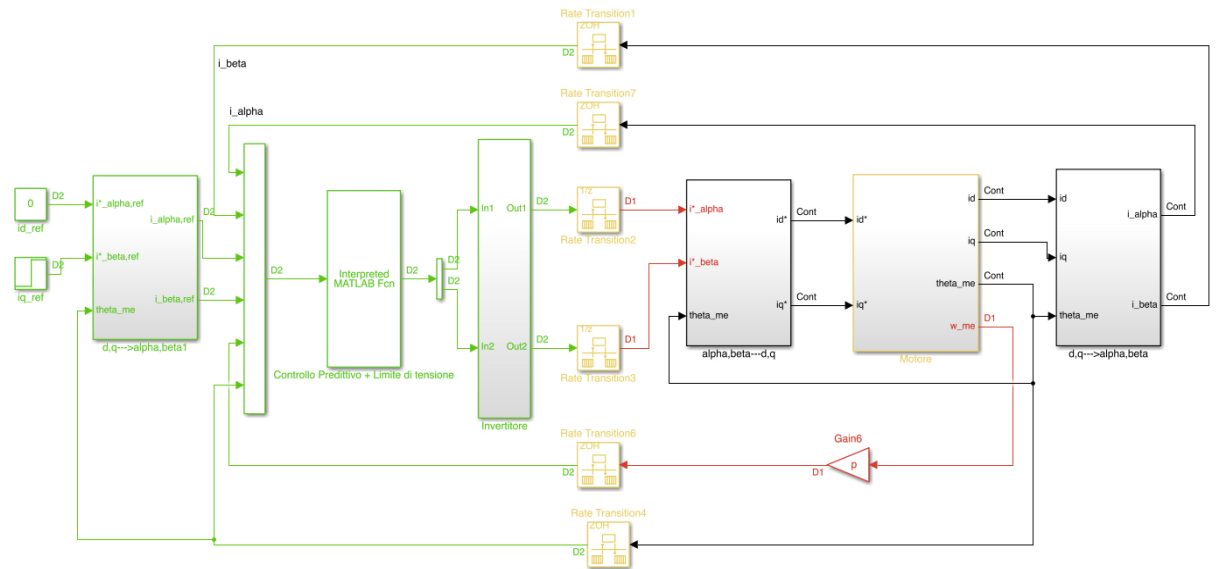


Figura 5.23 Schema a blocchi del motore controllato con il controllo predittivo stazionario.

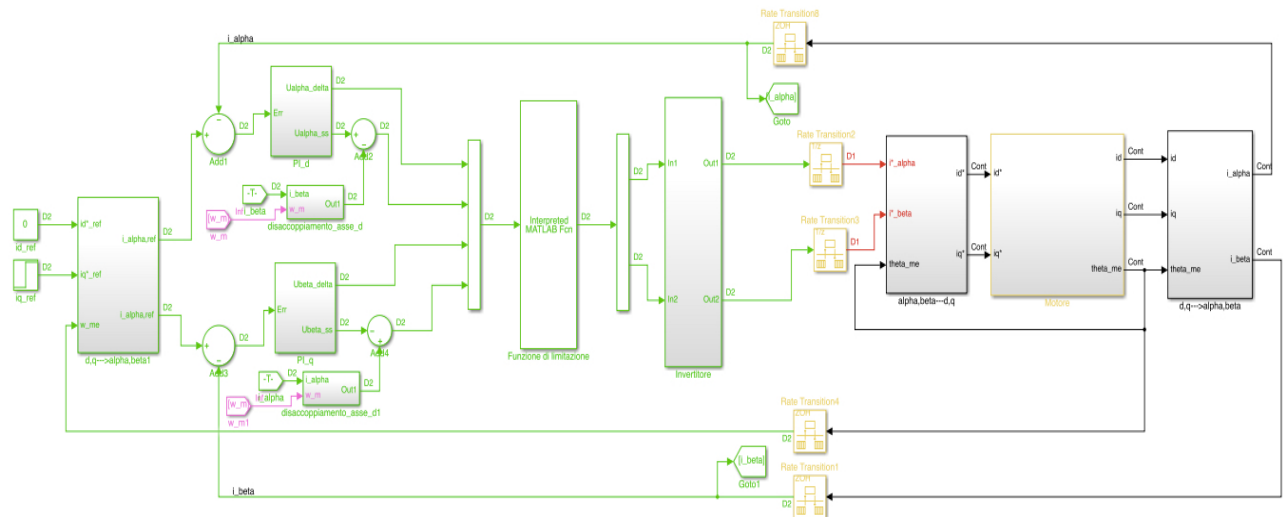


Figura 5.24 Schema a blocchi del motore controllato con il controllo PI stazionario.

5.3.2 Funzioni Matlab

In questa sezione vengono mostrate le funzioni più importanti che sono stati implementati per realizzare il seguente elaborato.

1. Funzione che realizza il Controllo Predittivo sincrono

```

1 function out = fcn_controllo_predittivo(in)
2 id1=in(1);      %corrente id misurata
3 iq1=in(2);      %corrente iq misurata
4 Id_ref = in(3); %corrente id di riferimento
5 Iq_ref = in(4); %corrente iq di riferimento
6 wme = in(5);    % velocità elettrica del motore
7 m = 0;          % costante m
8
9 %% Acquisisce le variabile salvate al passo precedente
10 persistent ud_prec uq_prec
11 if isempty (ud_prec)
12     ud_prec = 0;
13 end
14 if isempty(uq_prec)
15     uq_prec = 0;
16 end
17
18 ud1 = ud_prec; %tensione ud predetta al passo precedente (ud_k)
19 uq1 = uq_prec; %tensione uq predetta al passo precedente (uq_k)

```

```

20
21 %% Predizione di corrente e tensione
22 id2 = (1-R*Tc/L)*id1+Tc*ud1/L+Tc*wme*iq1; %corrente id predetta (
    id_k+1)
23 iq2 = (1-R*Tc/L)*iq1+Tc*uq1/L - wme*Tc*(id1+Lambda/L); %corrente
    iq predetta (iq_k+1)
24 ud2 = R*id2+L*(Id_ref-id2)/Tc-wme*L*iq2; %tensione predetta (ud_k
    +1)
25 uq2 = R*iq2+L*(Iq_ref-iq2)/Tc+wme*(L*id2+Lambda); %tensione
    predetta (uq_k+1)
26 %% Vettori di tensione e corrente
27 i_2 = id2 + j*iq2; %corrente predetta
28 I_ref = Id_ref + j*Iq_ref; %corrente di riferimento
29 i_delta = I_ref-i_2;
30
31 u_stat = R*i_2 + j*L*wme*i_2 + j*wme*Lambda; %vett. di tensione
    u_ss
32 u_delta = i_delta*(R/2 + L/Tc + j*L*wme/2); %vett. di tensione
    u_delta
33
34 u = u_delta + u_stat; %vettore di tensione
35
36 ud1 = real(u); %tensione ud_k+1
37 uq1 = imag(u); %tensione uq_k+1
38
39 ud_prec = ud1; %salvo la tensione ud_k+1
40 uq_prec = uq1; %salvo la tensione uq_k+1
41
42 out = [real(u) imag(u)];
43 end

```

2. Funzione che realizza il Controllo Predittivo stazionario

```

1 function out = fcn_alpha_modificato(in)
2 i_alpha=in(1); %corrente i_alpha misurata
3 i_beta=in(2); %corrente i_beta misurata
4 I_alpha_ref = in(3); %corrente i_alpha di riferimento
5 I_beta_ref = in(4); %corrente i_beta di riferimento
6 wme = in(5); %velocita elettrica
7 theta_me = in(6); %posizione elettrica
8

```

```

9  %% Acquisisce le variabile salvate al passo precedente
10 persistent u_alpha_prec u_beta_prec
11
12 if isempty (u_alpha_prec)
13     u_alpha_prec = 0;
14
15 end
16
17 if isempty(u_beta_prec)
18     u_beta_prec = 0;
19 end
20
21 u_alpha = u_alpha_prec;
22 u_beta = u_beta_prec;
23
24 %% Predizione di corrente e tensione
25 i_alpha_k = (1-R*Tc/L)*i_alpha+Tc*u_alpha/L+Tc*wme*Lambda*sin(
        theta_me);
26 i_beta_k = (1-R*Tc/L)*i_beta+Tc*u_beta/L - wme*Tc*Lambda*cos(
        theta_me);
27
28 u_alpha_k = R*i_alpha_k+L*(I_alpha_ref-i_alpha_k)/Tc-wme*Lambda*
        sin(theta_me);
29 u_beta_k = R*i_beta_k+L*(I_beta_ref-i_beta_k)/Tc+wme*Lambda*cos(
        theta_me);
30 %% Aggiorna e salva i vettori ottenuti
31
32 u_alpha = u_alpha_k;
33 u_beta = u_beta_k;
34
35 u_beta_prec = u_beta;
36 u_alpha_prec = u_alpha;
37
38 out = [u_alpha u_beta];
39
40 end

```

3. Funzione che realizza gli Algoritmi di limitazione di tensione di riferimento

```

1 function out = fcn(in)

```

```

2 ud_delta = in(1); %ud_delta
3 ud_stat = in(2); %ud_ss
4 uq_delta = in(3); %uq_delta
5 uq_stat = in(4); %uq_ss
6
7 %% Vettori dei tensione e corrente
8
9 U_lim = 100; %raggio del cerchio
10 u_delta = ud_delta + 1i*uq_delta; %vettore di tensione u_delta
11 u_stat = ud_stat + 1i*uq_stat; %vettore di tensione u_ss
12 abs_u_stat = abs(u_stat); %modulo di u_ss
13
14
15 %%%%%%%%%%% Algoritmo di limitazione 1 %%%%%%%%%%%
16 %% Fase dei vettori u_delta e u_stat
17 %Fase del vettore u_delta
18 f = imag(u_delta);
19 e = real(u_delta);
20
21 fase_delta = 0;
22
23 if e == 0 && f>0
24     fase_delta = pi/2;
25 end
26 if e == 0 && f<0
27     fase_delta = -pi/2;
28 end
29 if e == 0 && f==0
30     fase_delta = 0;
31 end
32 if e > 0
33     fase_delta = atan(f/e);
34 end
35 if e<0 && f>=0
36     fase_delta = atan(f/e)+pi;
37 end
38 if e < 0 && f<0
39     fase_delta = atan(f/e)-pi;
40 end
41

```

```
42 %%Fase u_ss
43 d = imag(u_stat);
44 c = real(u_stat);
45
46 fase_stat = 0;
47
48 if c == 0 && d>0
49     fase_stat = pi/2;
50 end
51 if c == 0 && d<0
52     fase_stat = -pi/2;
53 end
54 if c == 0 && d==0
55     fase_stat = 0;
56 end
57 if c > 0
58     fase_stat = atan(d/c);
59 end
60 if c<0 && d>=0
61     fase_stat = atan(d/c)+pi;
62 end
63 if c < 0 && d<0
64     fase_stat = atan(d/c)-pi;
65 end
66
67 %Angola gamma
68 gamma = pi + fase_stat - fase_delta;
69 u_stat = abs_u_stat*cos(fase_stat)+1i*abs_u_stat*sin(fase_stat);
70
71
72 %% Teorema di Carnot
73 U_lim = 100; %raggio del cerchio
74 u = u_delta + u_stat; %vettore di tensione
75
76 DELTA = 4*abs(u_stat)^2*cos(gamma)^2 - 4*(abs(u_stat)^2 - U_lim^2)
77     ;
78 Im_DELTA = imag(sqrt(DELTA));
79
80 if abs(u) <= U_lim
81     u = u_delta + u_stat;
```



```
81     m = 1;
82 end
83
84 if (abs(u) >= U_lim && Im_DELTA == 0)
85     u_delta_modulo = (2*abs(u_stat)*cos(gamma)+sqrt(DELTA))/2;
86     u_delta = u_delta_modulo*cos(fase_delta) + 1i*u_delta_modulo*
87         sin(fase_delta);
88     u = u_delta + u_stat;
89     m =2;
90 end
91 %% Fase del vettore u
92
93 b = imag(u);
94 a = real(u);
95
96 if a == 0 && b>0
97     fase = pi/2;
98 end
99 if a == 0 && b<0
100     fase = -pi/2;
101 end
102 if a == 0 && b==0
103     fase = 0;
104 end
105 if a > 0
106     fase = atan(b/a);
107 end
108 if a<0 && b>=0
109     fase = atan(b/a)+pi;
110 end
111 if a < 0 && b<0
112     fase = atan(b/a)-pi;
113 end
114 %% Algoritmo di limitazione 1 (Piano B)
115 if abs(u)>U_lim
116     u_real = U_lim*cos(fase);
117     u_im = U_lim*sin(fase);
118     u = u_real + 1i*u_im;
119     m = 3;
```

```
120 end
121
122 %%%%%%%%%%% Algoritmo di limitazione 2 %%%%%%%%%%%
123
124
125 u_delta = ud_delta + j*uq_delta;
126 u_stat = ud_stat + j*uq_stat;
127 u = u_delta + u_stat;
128
129
130 U_lim = 100;
131 u = u_delta + u_stat;
132 N = 5;
133 n = 0;
134
135 if abs(u) <= U_lim
136     u = u_delta + u_stat;
137     m =1;
138 end
139
140 while abs(u) > U_lim && n<N
141     u_h = u_delta;
142     u_delta = u_delta/2;
143     u = u_delta + u_stat;
144     n = n+1;
145     m =2;
146 end
147
148 while abs(u)<U_lim && n<N && n>0
149     u_l = u_delta;
150     u_delta = (u_h+u_l)/2;
151     u = u_delta + u_stat;
152     n = n+1;
153     m =3;
154     while abs(u)>U_lim && n<N
155         u_h = u_delta;
156         u_delta = (u_h+u_l)/2;
157         u = u_delta + u_stat;
158         n = n+1;
159         m =4;
```

```
160         end
161     end
162
163     %% Fase di u
164
165     b = imag(u);
166     a = real(u);
167
168     if a == 0 && b>0
169         fase = pi/2;
170     end
171     if a == 0 && b<0
172         fase = -pi/2;
173     end
174     if a == 0 && b==0
175         fase = 0;
176     end
177     if a > 0
178         fase = atan(b/a);
179     end
180     if a<0 && b>=0
181         fase = atan(b/a)+pi;
182     end
183     if a < 0 && b<0
184         fase = atan(b/a)-pi;
185     end
186     %% Algoritmo di limitazione 2 (Piano B)
187     if abs(u)>U_lim %&& n>=N
188         u_real = U_lim*cos(fase);
189         u_im = U_lim*sin(fase);
190         u = u_real + j*u_im;
191         m = 5;
192     end
193
194     ud1 = real(u); %tensione ud_k+1
195     uq1 = imag(u); %tensione uq_k+1
196
197     out = [ud uq ];
198     end
```

4. Funzione che realizza la Stima dei parametri elettrici

```
1 function out = fcn_stima(in)
2 id1=in(1);
3 iq1=in(2);
4 Id_ref = in(3);
5 Iq_ref = in(4);
6 wme = in(5);
7
8 persistent ud0_prec uq0_prec ud_prec uq_prec id0_prec iq0_prec
   Lambda_prec L_prec1
9 if isempty (ud0_prec)
10     ud0_prec = 0;
11 end
12 if isempty(uq0_prec)
13     uq0_prec = 0;
14 end
15 if isempty (ud_prec)
16     ud_prec = 0;
17 end
18 if isempty(uq_prec)
19     uq_prec = 0;
20 end
21 if isempty (id0_prec)
22     id0_prec = 0;
23 end
24 if isempty(iq0_prec)
25     iq0_prec = 0;
26 end
27
28 if isempty (L_prec1)
29     %L_prec1 = 2.5e-3;
30     L_prec1 = 20e-3;
31 end
32 if isempty(Lambda_prec)
33     %Lambda_prec = 0.05;
34     Lambda_prec = 0.05;
35 end
36
37 %% Aggiorna le variabile salvate
```

```

38 ud0 = ud0_prec;
39 uq0 = uq0_prec;
40
41 ud1 = ud_prec;
42 uq1 = uq_prec;
43
44 id0 = id0_prec;
45 iq0 = iq0_prec;
46
47 L1 = L_prec1;
48 Lambda = Lambda_prec;
49
50 %% Predizione di corrente e tensione
51 id2 = (1-R*Tc/L1)*id1+(Tc*ud1)/L1+Tc*wme*iq1;
52 iq2 = (1-R*Tc/L1)*iq1+(Tc*uq1)/L1 - wme*Tc*(id1+Lambda/L1);
53
54 ud2 = R*id2+(L1*(Id_ref-id2))/Tc-wme*L1*iq2;
55 uq2 = R*iq2+(L1*(Iq_ref-iq2))/Tc+wme*(L1*id2+Lambda);
56
57 %% %% Stima dei parametri elettrici
58 if ((id0&&iq0) || (id0&&iq0&&id1&&iq1)) == 0
59     L_new=20e-3; %H
60     Lambda_s=0.1; %Vs
61 else
62     L_new = (ud0-R*id0)/(((id1-id0)/Tc)-wme*iq0); %H
63     Lambda_s = (uq0-R*iq0-L_new*(((iq1-iq0)/Tc) + wme*id0) )/(wme);
64     %Vs
65 end
66 %% % Filtro Passa Basso
67 t = 1;
68 L_out = (Tc/(Tc+t))*L_new + (t/(Tc+t))*L1;
69 Lambda_out = (Tc/(Tc+t))*Lambda_s + (t/(Tc+t))*Lambda;
70
71 %% Salvo le variabili ottenute
72 ud0 = ud1;
73 uq0 = uq1;
74 ud0_prec = ud0;
75 uq0_prec = uq0;
76

```

```
77 ud1 = ud2;
78 uq1 = uq2;
79 uq_prec = uq1;
80 ud_prec = ud1;
81
82 id0 = id1;
83 iq0 = iq1;
84 id0_prec = id0;
85 iq0_prec = iq0;
86
87
88 L1 = L_out;
89 L_prec1 = L1;
90
91 Lambda = Lambda_out;
92 Lambda_prec = Lambda;
93
94 out = [L1 Lambda ];
95 end
```

Bibliografia

[1] - S. Bolognani. Dispense delle lezioni del corso di azionamenti elettrici, anno accademico 2016/2017, Università degli Studi di Padova.

[2] - M. Preindl e S. Bolognani - Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM-VSI Drive Systems - IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 28, Issue: 2, Feb. 2013).

[3] - <https://it.wikipedia.org>