

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA AEROSPAZIALE
CORSO DI LAUREA TRIENNALE

TESI DI LAUREA
in
CONTROLLI AUTOMATICI

**MODELLIZZAZIONE DINAMICA DI UN MOTORE BRUSHLESS DC PER
USO PROPULSIVO SU DRONI**

CANDIDATO:
Stefano D'Erasmus

RELATORE:
Prof. Matteo Zanzi

Anno Accademico 2012/13

Sessione III

INDICE

1	STATO DELL'ARTE	11
1.1	REQUISITI E SPECIFICHE PRATICHE	11
1.2	MOTORI BRUSLESS	13
1.2.1	MODALITÀ COSTRUTTIVE	15
1.2.2	PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL MOTORE BRUSHLESS DC.....	17
1.2.3	MODELLO MATEMATICO DEL BLDC	28
1.3	TECNICA DI CONTROLLO TRAPEZOIDALE CON ESC	31
2	ANALISI FISICA DEL MOTORE ELETTRICO NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV	34
2.1	ANALISI DEL MOTORE ELETTRICO	34
2.2	FUNZIONAMENTO	36
3	MODELLO DEL MOTORE ELETTRICO NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV.....	41
3.1	MODELLO MATEMATICO.....	41
3.2	MODELLO SIMULINK DEL MOTORE NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV.....	50
3.2.1	SIMULINK.....	50
3.2.2	IL MODELLO DINAMICO DEL MOTORE ELETTRICO NTM PROP DRIVE 35-36A 1800 KV.....	57
4	RISULTATI DELLE SIMULAZIONI	65
5	CONCLUSIONI	69
5.1	RACCOANDAZIONI.....	69

INDICE DELLE FIGURE

Figura 1: diagramma riassuntivo dell'esperienza svolta [1]	8
Figura 2: FPV 168 [2].....	9
Figura 3: Motore elettrico NTM Prop Drive 35-36A 1800KV [2]	10
Figura 4: struttura dei magneti in macchine brushless [3].....	16
Figura 5: sezione del motore brushless d.c. [3].....	17
Figura 6: delle correnti e delle f.c.e.m. nel motore brushless trapezoidale [3]	18
Figura 7: azionamento inverter-motore brushless d.c. e modello di un motore a due poli	19
Figura 8: andamento delle correnti in un motore brushless d.c. [3].....	19
Figura 9: tra la metà dell'intervallo "A" e la fine dell'intervallo "A" [3]	20
Figura 10: intervallo "B" [3]	21
Figura 11: modello motore a due poli con sola fase u [3].....	21
Figura 12: andamento dell'induzione al traferro e del flusso concatenato con la fase u [3].....	22
Figura 13: andamento della f.c.e.m. nella spira della fase u [3].....	23
Figura 14: due spire della fase u sfasate di 30° [3].....	23
Figura 15: flussi concatenati e f.c.e.m. sulle due spire della fase u [3]	24
Figura 16: f.c.e.m. risultante sulle due spire in serie della fase u [3]	24
Figura 17: flussi concatenati e f.c.e.m. in tre spire della fase u [3]	25
Figura 18: f.c.e.m. e correnti nelle tre fasi [3]	26
Figura 19: f.c.e.m., correnti, potenza e coppia del motore brushless dc [3].....	27
Figura 20: circuito equivalente di un motore brushless dc [3].....	28
Figura 21: circuito equivalente motore brushless d.c. (supponendo di essere nell'intervallo di conduzione delle fasi $u=a$ e $v=b$).....	30
Figura 22 [3].....	31
Figura 23 [3].....	32
Figura 24: schema del motore elettrico NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV [1].....	34
Figura 25: smontaggio del motore elettrico [5]	35
Figura 26: schema elettrico di statore motore brushless 12 poli [1]	35
Figura 27: schema elettrico equivalente di statore motore brushless a 12 poli [1].....	36
Figura 28: fase uno [1].....	37
Figura 29: circuito equivalente della prima fase [1].....	37
Figura 30 [1].....	38
Figura 31: fase due [1]	39
Figura 32: fase tre [1]	39
Figura 33: schema delle varie fasi di polarizzazione al variare del tipo di alimentazione [1]	40
Figura 34: circuito elettrico equivalente della prima fase, nel quale non viene tenuto conto della tensione flottante [1]	41
Figura 35: circuito equivalente della prima fase, con impedenze Z_1 e Z_2 [1]	42
Figura 36: circuito equivalente della prima fase, con impedenza totale [1].....	43
Figura 37: circuito equivalente della seconda fase, nel quale non viene tenuto conto della tensione flottante [1].....	45
Figura 38: funzione sinusoidale $K_{ea}(\theta)$ [4]	48
Figura 39: funzione sinusoidale $K_{eb}(\theta)$ [4].....	48
Figura 40: funzione sinusoidale $K_{ec}(\theta)$ [4]	49
Figura 41 [4].....	51
Figura 42 [4].....	51
Figura 43 [4].....	52
Figura 44 [4].....	53

Figura 45 [4].....	53
Figura 46 [4].....	54
Figura 47 [4].....	54
Figura 48 [4].....	55
Figura 49 [4].....	56
Figura 50: modello dinamico dell'NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV [4].....	57
Figura 51: blocco A [4]	58
Figura 52: interno blocco A [4]	58
Figura 53: blocco B [4]	59
Figura 54: interno blocco B [4]	59
Figura 55: blocco C [4]	60
Figura 56: interno blocco C [4]	60
Figura 57: if block [4]	61
Figura 58: matlab function [4]	61
Figura 59: mod(u,72), prendendo in esempio un angolo che va da 0° a 216° [4].....	62
Figura 60: blocchetto per conversione deg-rad [4].....	62
Figura 61: MATLAB function e Multiport Switch per il controllo delle coppie [4]	63
Figura 62 [4].....	64
Figura 63: coppia Ca prodotta dal blocco A [4]	65
Figura 64: coppia Cb prodotta dal blocco B [4]	66
Figura 65: coppia Cc prodotta dal blocco C [4].....	66
Figura 66: coppia totale in ingresso al blocchetto 6 [4]	67
Figura 67: velocità angolare in rpm [4].....	67
Figura 68: angolo theta in deg [4]	68

INDICE DELLE TABELLE

Tabella 1: caratteristiche dell' FPV 168	10
Tabella 2: rapporto potenza peso dell'aeromodello, in base alla sua categoria.....	11

LISTA DEI SIBOLI

E = campo elettrico [N/q]

B = campo magnetico [T = Tesla]

ω = velocità angolare [rad/sec]

r.p.m. = giri al minuto [giri/min]

f.c.e.m. = forza contro elettromotrice [V = Volt]

f.e.m. = forza elettromotrice [V = Volt]

P = potenza [W = Watt]

C = coppia [N * m]

V = tensione [V = Volt]

R = resistenza [Ω]

L = induttanza [H = Henry]

i = intensità di corrente [A = Ampere]

$J =$ momento d'inerzia [Kg/m^2]

$b =$ coefficiente d'attrito viscoso [adimensionale]

$Z =$ impedenza [Ω]

INTRODUZIONE

L'attività di tesi in esame è stata svolta presso i laboratori universitari situati nell'hangar dell'ex aeroporto Luigi Ridolfi di Forlì, sotto la supervisione del professor. Matteo Zanzi, nelle vesti di mio relatore. In principio sono stati puntualizzati, con concisione e chiarezza, gli obbiettivi, acquisendo alcuni elementi formativi essenziali che hanno permesso di contestualizzare in modo repentino il tipo di esperienza che sarebbe stata affrontata nei mesi successivi.

Lo scopo della seguente dissertazione è lo studio e la realizzazione di un modello dinamico, in simulink, del sistema propulsivo di un aeromodello, dotato di un autopilota e di un'elettronica di bordo. Tali caratteristiche consentono al drone, di effettuare delle operazioni di volo in piena autonomia.

Le motivazione che ci hanno portato fino allo studio in esame, sono presto spiegate nel diagramma di figura 1.

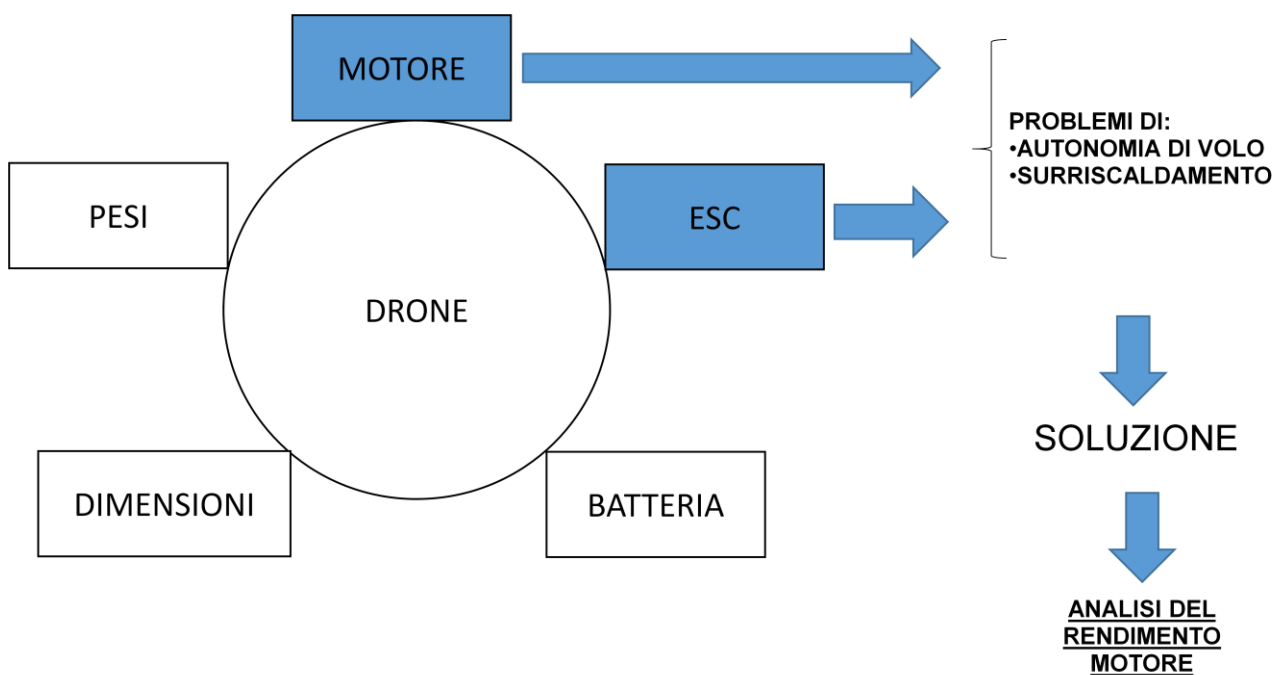


Figura 1: diagramma riassuntivo dell'esperienza svolta [1]

Come si può osservare dalla fig. 1, il drone in oggetto, è caratterizzato da una serie di componenti (motore, esc e batteria) e caratteristiche (pesi e dimensioni, tabella 1) che, combinate in maniera opportuna, gli permettono di assolvere in pieno i compiti ad esso affidati.

A seguito di un certo numero di test eseguiti sul drone, sono emerse delle problematiche relative alla bassa autonomia di volo e al surriscaldamento dell'esc, che ne provocava l'immediata rottura.

La causa di tutto ciò si può attribuire alla non ottimale combinazione batteria-esc-motore.

Per ovviare a tali problematiche, si è pensato di studiare il rendimento propulsivo del motore elettrico, mediante la realizzazione di un modello dinamico dello stesso. Il modello dinamico ha lo scopo di simulare, con l'utilizzo di un software, tutti i relativi parametri di funzionamento del motore brushless, quali:

- Correnti,
- Coppie,
- Angoli ,
- Velocità angolari,
- Ecc....

Con la possibilità di poter simulare anche le correnti assorbite dal motore, di conseguenza, è possibile dimensionare tutti i dispositivi che vanno ad alimentarlo, quali batteria ed ESC.

Non essendo presente, nella letteratura e su internet, alcun tipo di informazioni sulla realizzazione di un modello simile, si è provveduto, innanzitutto, alla sua realizzazione in simulink.

Il motore elettrico oggetto dello studio è un motore brushless in corrente continua (DC) o trapezoidale, caratterizzato da un andamento idealmente trapezoidale delle forze contro-elettromotrici (f.c.e.m) indotte negli avvolgimenti di statore.

Possiamo vedere che, oltre al suo funzionamento, esaminato con attenzione più avanti, questa tipologia di motore presenta una struttura semplice, un'elevata densità di potenza e un elevato rendimento.

Per queste particolari qualità è tra i migliori candidati per applicazioni nella trazione elettrica di velivoli a bassa/media velocità.

Il modello di UAV scelto è l'FPV 168.



Figura 2: FPV 168 [2]

Tale modello presenta le seguenti caratteristiche:

Caratteristica	Valore
Apertura Alare	1660 mm
Lunghezza	1190 mm
Diametro supporto motore	58 mm
Peso a vuoto	1300 g
Possibili controlli di superficie	Motore, Alettoni, Elevatore, Timone, Flaps, Carrello

Tabella 1: caratteristiche dell' FPV 168

Si è deciso per prove effettuate in campo, di fare a meno del controllo sulla ruota sterzante del carrello.

Per quanto riguarda la scelta del motore elettrico, essa dipenderà dal modello di aereo scelto. Per il modello UAV FPV 168 è consigliato l'utilizzo del motore NTM Prop Drive 35-36A 1800KV con peso pari a 120g.



Figura 3: Motore elettrico NTM Prop Drive 35-36A 1800KV [2]

1 STATO DELL'ARTE

1.1 REQUISITI E SPECIFICHE PRATICHE

Le cose più importanti da tenere sempre presenti prima di scegliere un motore, sono il suo peso e le sue dimensioni. Credo ci sia un'unanimità sul fatto che peso extra aggiunto ad un modello, per fargli raggiungere il corretto centro di gravità, sia indispensabile. A tal proposito si preferisce avere un motore più grande, più pesante e più potente rispetto, ad un piccolo motore meno potente che obbliga all'aggiunta di massa di piombo nel modello, al fine di bilanciarlo. A volte non vi è altra scelta che utilizzare il piombo, ma non bisogna dimenticare il rapporto tra il peso del motore e il centro di gravità del modello. Le dimensioni di un motore sono altrettanto importanti.

A tal proposito appongo di seguito una tabella (tab. 2) che, riporti il valore legato al rapporto tra le prestazioni (in Watt) del velivolo e la massa dello stesso (in kg); tenendo conto che, tale rapporto, deve essere sempre maggiore di uno.

Rapporto potenza/peso (W/Kg)	Categoria del velivolo
50-100 W/Kg	Motoveleggiatori da termica
100-150 W/Kg	Motoveleggiatori veloci
150-200 W/Kg	Trainer e modelli slow flyer
200-250 W/Kg	Acrobatici sport e modelli da riproduzione veloci
250-300 W/Kg	Acrobatici avanzati e modelli da velocità
300-350 W/Kg	Modelli 3D a basso carico alare e modelli a ventola intubata
350-450 W/Kg e oltre	Modelli 3D Unlimited

Tabella 2: rapporto potenza peso dell'aeromodello, in base alla sua categoria.

Nel presente caso in studio, si ha a che fare con un modello trainer o modello slow flyer, caratterizzato da un rapporto potenza-peso compreso tra 150 e 200 W/Kg.

Sapendo che il modello ha una massa pari a 3,265 Kg, si ha che, la potenza sviluppata dal motore sarà data dalla seguente espressione:

$$P_{\text{motore}} = 3.265 \text{ Kg} \times 150 \text{ W/Kg} = 489 \text{ W} \approx 500$$

Nelle fasi preliminari del progetto, bisogna tener conto del fatto che esistono due tipologie di motori nell'ambito dell'aeromodellismo dinamico:

- INRUNNER
- OUTRANNER

I motori **inrunner** sono costruiti con magneti fissati direttamente all'albero, che è circondato da avvolgimenti di rame. Poiché i magneti sono vicino all'albero, esso gira molto velocemente. Ciò significa che produce elevati regimi di rotazione con basse coppie. Ma, questo elevato regime di rotazione può essere convertito in coppia con un riduttore.

Gli inrunner sono più efficienti e potenti, ma necessitano di un riduttore per utilizzare eliche di grandi dimensioni. Essi producono elevati giri per Volt (kV) rispetto agli outranner; e quindi, sono adatti per modelli che richiedono un'elica piccola, che giri ad alta velocità.

Inoltre, è da considerare che, i riduttori sono una spesa extra per il modello, che richiedono manutenzione e inoltre possono essere rumorosi.

Invece, i motori **outranner** sono costruiti con avvolgimenti in rame nella parte interna. L'albero è fissato in modo solidale con una "campana" (o telaio), che contiene i magneti e che ruota intorno agli avvolgimenti di rame. Poiché il peso della campana e dei magneti, sono distanziati dall'albero, essi agiscono come un volano.

Gli outranner producono generalmente regimi di rotazione inferiore e coppia superiore rispetto agli inrunner, proprio a causa del modo in cui sono realizzati. Ciò consente, ad un outranner, di utilizzare eliche più grandi montate direttamente sull'albero, senza quindi l'utilizzo del riduttore. Ciò significa risparmio economico, nessuna manutenzione e funzionamento più silenzioso.

Questi fattori sopravanzano gli elevati livelli di efficienza e di potenza degli inrunner, rendendo gli outranner consigliabili per la maggior parte delle applicazioni modellistiche.

Il coefficiente kV, menzionato precedentemente, è il numero di giri al minuto a cui un motore elettrico ruoterà per ogni Volt applicato, in assenza di un carico (ovvero senza elica).

Applicando la stessa tensione, un inrunner a elevato kV con un'elica di piccolo diametro, sarebbe perfetto per un modello ad alta velocità, come un modello phylon; mentre un motore a basso kV con un'elica di grande diametro, sarebbe invece adatto per sviluppare trazione, vale a dire, per portare velocemente un motoalante in quota o per manovre 3D di potenza, come il volo appeso all'elica.

La costante kV è determinata dal numero di avvolgimenti o spire che circondano lo statore.

In sostanza, più avvolgimenti ci sono e più basso sarà il kV e viceversa.

Il valore di kV ha due principali implicazioni.

A parità di tensione applicata, un motore ad elevato kV girerà più veloce di un motore con basso kV. Questo significa che, si può utilizzare un motore ad elevato kV se si è limitati nella scelta della

tensione della batteria. Un esempio di questa situazione si trova nelle competizioni per alianti, che utilizzano batterie a sette celle, del tipo:

- 7 NiMh
- NiCd

Ogni cella riesce ad erogare una tensione di 1.2 Volt e quindi, la tensione erogata dall'intero pacco di 7 celle è di 8.4 Volt. Un motore a kV basso non potrebbe produrre abbastanza giri/min a 8.4 Volt per essere competitivo, per cui viene utilizzato un motore a maggiore kV.

Se non si è limitati ad una particolare tensione (come nel caso in studio) invece, un motore a basso kV può essere utilizzato ad un regime più alto applicando una tensione maggiore. Motori outrunner di grandi dimensioni con un kV di 200-300 sono un buon esempio di motori a basso kV utilizzabili ad alta tensione.

1.2 MOTORI BRUSLESS

I motori brushless (senza spazzole) o BLDC, risultano concettualmente e costruttivamente molto simili ai motori a collettore (infatti, mediante l'utilizzo di circuiti elettronici di commutazione si riesce a duplicare le caratteristiche di coppia-corrente di un motore a magneti permanenti in c.c. convenzionale), si ha, però, che la loro applicazione industriale è un fatto molto recente (inizio anni 70 del secolo scorso). Si può inoltre affermare che il loro utilizzo, su larga scala nel campo delle piccole potenze (cioè al di sotto di 1KW), ha stentato abbastanza ad affermarsi a causa della persistente competitività dei motori a collettore; infatti l'introduzione sul mercato dei magneti a terre rare ha permesso di migliorare le prestazioni non solo dei motori brushless, ma di tutti gli altri motori a magneti permanenti. Solo recentemente, anche grazie al sempre più diffuso uso dei microprocessori, l'impiego dei motori brushless ha assunto una dimensione notevole soprattutto nel settore della robotica. I motori brushless a magneti permanenti trovano vasta applicazione in ambito industriale e nel campo della robotica, quali:

- Impianti di condizionamento;
- Elettrodomestici;
- Computer;
- Pompe;
- Laser;
- Applicazioni ad alta velocità come le centrifughe.....

Questa varietà d'impieghi mostra la versatilità del sistema.

Il loro crescente utilizzo è legato principalmente ad alcune ottime caratteristiche che riescono a contraddistinguerli, quali:

- Alta densità di potenza;
- Elevata coppia di spunto;
- L'assenza del commutatore meccanico e dei supporti alle spazzole riduce la lunghezza del motore, e ciò porta vantaggi non solo in termini di semplice risparmio di spazio, ma anche in termini di riduzione della distanza tra i cuscinetti, che determina una più grande rigidità, permettendo velocità più elevate;
- La riduzione del commutatore, riduce anche l'inerzia;
- Facilità di controllo;
- L'efficienza risulta più alta di quella di un motore a commutazione convenzionale di uguale taglia grazie anche all'assenza della frizione delle spazzole.

Queste sono alcune delle qualità che rendono i motori a magneti permanenti altamente competitivi rispetto sia ai motori ad induzione, sia ai convenzionali motori in corrente continua. Fin da quando sono stati introdotti i motori in corrente continua, che assicurano ottime performance e semplicità nel controllo, è emersa la volontà di sostituirli con motori aventi prestazioni analoghe, in assenza però del sistema spazzole-collettore. Le spazzole ed il collettore richiedono infatti costante manutenzione e, inoltre, la formazione di archi elettrici (scintillio al collettore) non può essere permessa in zone pericolose e il sistema impone severi limiti di velocità al motore. Con lo sviluppo dei dispositivi di commutazione elettronica, è sembrato naturale che i motori brushless potessero sostituire gli analoghi componenti di commutazione meccanica, i quali sono parte integrante dei motori in corrente continua convenzionali.

E' da sottolineare che il motore brushless in DC è un motore in c.c. solo nel nome ma, certe considerazioni costruttive, tuttavia, rimangono le stesse in entrambi i motori. Infatti, le induttanze degli avvolgimenti devono essere ridotte al valore minimo, per permettere una migliore commutazione.

Il BLDC non solo sostituisce in motori in c.c., ma anche i motori in corrente alternata, perché libera l'utente dai problemi legati alla frequenza di linea o dai costosi supporti di potenza. Le spazzole tendono anche a produrre RFI (interferenza alle radiofrequenze). Questo problema è meno avvertito nei brushless, dove non è necessaria alcuna azione di filtraggio nei riguardi delle armoniche di basso ordine associate alla commutazione.

Un altro vantaggio della configurazione brushless è costituito dalla maggiore sezione trasversale disponibile per l'avvolgimento di potenza o armatura, che permette il miglioramento della

conduzione del calore, attraverso la struttura stessa. Ciò può portare anche ad un incremento del carico elettrico e della coppia specifica, che porta ad un incremento delle prestazioni.

Lo svantaggio è che, la massima velocità del motore brushless è limitata dalla capacità dei magneti di sopportare la forza centrifuga: nei motori più piccoli con basse velocità di rotore, i magneti possono essere vincolati al nucleo del rotore, che è solitamente massiccio.

Per velocità periferiche di rotore elevate è necessario fare ricorso a strutture di mantenimento, che rendono necessario un aumento del traferro, senza peraltro che ciò incida sulle prestazioni del motore.

1.2.1 MODALITÀ COSTRUTTIVE

Com'è abbastanza ovvio, lo scopo principale del motore brushless è quello di eliminare i problemi che la commutazione meccanica presenta. Ricordiamo, infatti, che la presenza del sistema collettore-spazzola comporta:

- perdite elettriche causate dalla caduta di tensione al contatto tra la spazzola e il collettore;
- perdite meccaniche dovute all'attrito durante la commutazione;
- produzione di scintille durante la commutazione da una lamella a un'altra a causa dell'induttanza del circuito stesso.

L'eliminazione di questi inconvenienti comporta un miglioramento delle prestazioni del motore in termini di più alta velocità e minor usura dei materiali e quindi minor esigenza di manutenzione.

Ricordo, inoltre che, come si è già detto, la generazione del flusso di eccitazione viene effettuata mediante magneti permanenti collocati sul rotore (a sua volta situato nella parte interna del motore) e il circuito di armatura si trova sullo statore (disposto nella parte esterna del motore); questi fatti comportano alcuni vantaggi. Il primo è di tipo termico. Nel motore brushless, infatti, a differenza di quello a collettore, l'avvolgimento di potenza si trova sullo statore e, quindi, è più facile rimuovere il calore dallo statore stesso in quanto quest'ultimo è a diretto contatto con l'ambiente esterno e, quindi, facilmente raffreddabile con dispositivi a fluido. Conseguentemente, sigillando lo statore è possibile costruire motori atti anche al funzionamento sommerso.

Un altro vantaggio è dato da una notevole riduzione del momento d'inerzia del rotore. Si può, infatti, diminuire sensibilmente il peso del rotore, con conseguente riduzione delle dimensioni complessive della macchina, adottando particolari magneti permanenti ad alto flusso per unità di peso (ad esempio quelli a terre rare).

Questi magneti presentano, rispetto agli altri normalmente utilizzati (ad esempio quelli ceramici), caratteristiche magnetiche notevolmente più spinte, ma anche un costo molto più elevato dovuto a una limitata disponibilità mondiale delle materie prime che li compongono. Dal punto di vista

costruttivo si possono ottenere ottimi risultati utilizzando strutture rotoriche con tegole magnetiche incurvate oppure con sbarrette magnetiche; tali realizzazioni consentono di ottenere distribuzioni realistiche d'induzione come quella in figura 2.

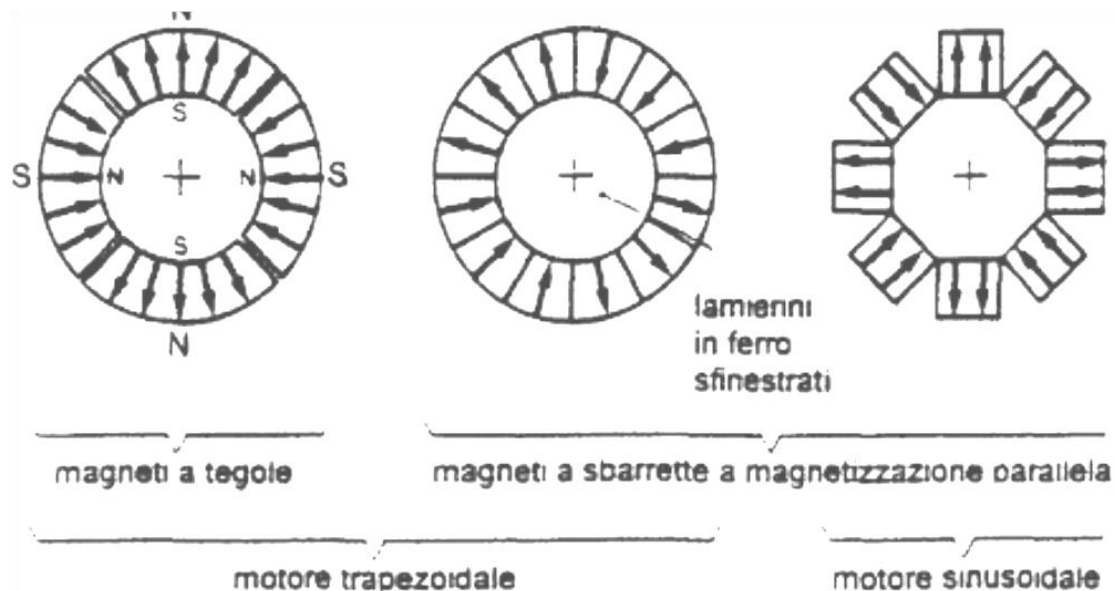


Figura 4: struttura dei magneti in macchine brushless [3]

I magneti permanenti sono costituiti da ferriti, per i motori di prestazioni dinamiche meno elevate, oppure da terre rare (leghe di Samario-Cobalto e di Neodimio-Ferro-Boro) per i motori destinati a prestazioni dinamiche particolarmente spinte. Per garantirne la tenuta meccanica, essi vengono incollati e trattenuti al nucleo del rotore mediante opportuni bendaggi di fibre di vetro e di carbonio. Con queste tecniche, non è possibile tuttavia ottenere piccoli traferri e pertanto si deve accettare una lieve perdita di induzione.

Le tegole magnetiche incurvate sono caratterizzate, rispetto alle barrette magnetiche, da minori problemi di tenuta meccanica pur presentando, una volta costruiti, un raggio di curvatura che non ne consente l'applicazione a rotori di diametri diversi, imponendo così un' indesiderata diversificazione della produzione.

Per quanto riguarda lo statore, la fabbricazione è simile a quella dello statore di un motore sincrono tradizionale ed è quindi agevolmente automatizzabile. L'avvolgimento di statore è realizzato con un numero di avvolgimenti di fase che varia, nella maggior parte dei casi, da tre a sei; variando il numero di questi avvolgimenti varia il numero di commutazioni per giro. Solitamente tale avvolgimento reca sensori di temperatura che consentono un'efficace protezione termica. Viceversa, com'è ben noto, tale problema risulta difficilmente risolvibile nei motori a collettore dato che

collocare i sensori termici sul rotore e, soprattutto, rendere le uscite disponibili sullo statore non è cosa semplice.

Infine, per quanto riguarda il posizionamento statore-rotore, è opportuno osservare che, benché nella maggioranza dei casi la disposizione sia costituita da statore e rotore cilindrici e statore esterno, è a volte adottata anche la costruzione inversa, cioè con statore interno. Ciò consente una notevole uniformità di rotazione dovuta all'aumento del momento d'inerzia del rotore, ma si prendono i vantaggi relativi alla dissipazione termica. Pertanto, una disposizione di questo tipo può risultare utile quando sono richieste costanti di tempo meccaniche elevate, ad esempio per filtrare ondulazioni di coppia.

1.2.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL MOTORE BRUSHLESS DC

In un motore a c.c. a spazzole, l'avvolgimento rotorico (indotto) è alimentato dall'esterno attraverso le spazzole e le lamelle di collettore. La rotazione del rotore determina lo spostamento relativo delle spazzole sul collettore e la conseguente alimentazione delle spire opportune. Il collettore a lamelle, insieme alle spazzole, funge da commutatore automatico dell'alimentazione sugli avvolgimenti rotorici. Nel motore brushless il collettore viene sostituito da un commutatore elettronico controllato e questo rende possibile lo scambio delle posizioni tra rotore e statore, ovvero il campo viene ora generato da magneti permanenti posti sul rotore, mentre gli avvolgimenti sono realizzati sullo statore. Un'evoluzione ha portato alla realizzazione di questa macchina con tre avvolgimenti statorici posti a 120° meccanici.

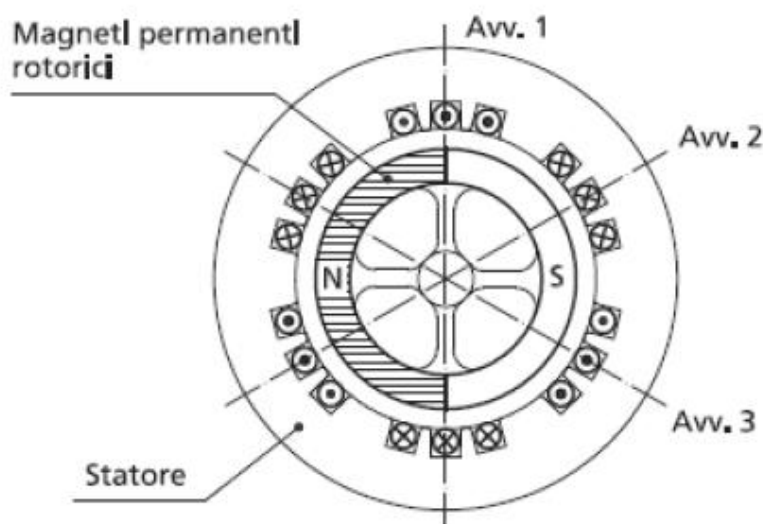


Figura 5: sezione del motore brushless d.c. [3]

Il brushless trapezoidale ha una magnetizzazione del rotore tale che, una volta posto in rotazione, produce sugli avvolgimenti statorici una f.e.m. indotta con un caratteristico profilo trapezoidale. Tale sarà dunque il profilo della f.c.e.m. (E) durante l'esercizio della macchina. I tre avvolgimenti statorici, posti a 120° meccanici, vedranno E con i rispettivi ritardi temporali.

Alimentando il motore e pilotando opportunamente le correnti in modo che siano come nella fig. 5 si nota come in ogni istante il prodotto E·I, equivalente alla potenza meccanica e dunque legato alla coppia, è dovuto a due avvolgimenti per volta ed è costante. Dunque:

$$P = 2 \cdot E \cdot I \quad (1.1)$$

Il motore per funzionare ha bisogno di un circuito di comando che tenga conto della posizione angolare dell'albero, tramite alcuni sensori (effetto Hall), che vanno correttamente posizionati sullo statore.

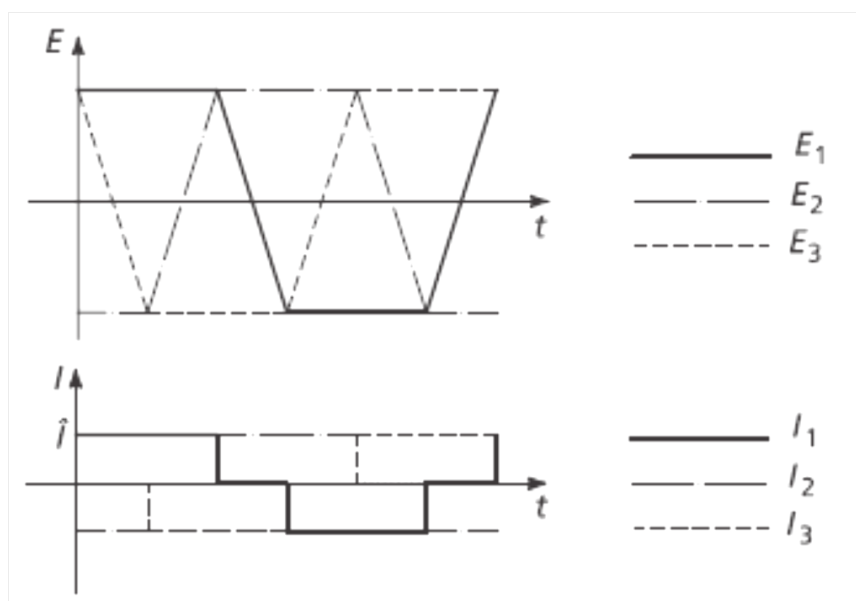


Figura 6: delle correnti e delle f.c.e.m. nel motore brushless trapezoidale [3]

Al fine di creare un campo magnetico di statore rotante e di generare la coppia massima, il convertitore di potenza alimenta due fasi alla volta che, vengono determinate in base all'informazione di posizione fornita dai sensori. Per semplicità di trattazione, si considera un motore a due poli dove, si assume che la corrente sia positiva se entra nelle fasi del motore, come da usuale convenzione dell'utilizzatore.

La coppia è prodotta grazie all'iterazione tra il campo magnetico degli avvolgimenti statorici e il campo prodotto dai magneti permanenti. La coppia massima si ha quando i due campi sono a 90°

l'uno rispetto all'altro. Per avere il movimento, il campo magnetico prodotto dagli avvolgimenti statorici deve shiftare di posizione man mano che il rotore ruota. Si presentano quindi sei stati differenti ogni 60° della posizione rotorica.

Vediamo di seguito il principio di funzionamento di un motore trapezoidale a due poli, evidenziando le modalità di creazione del moto rotorico, in riferimento alle correnti di fase imposte dal pilotaggio dell'inverter. Denominiamo i tre avvolgimenti di fase con u, v, w.

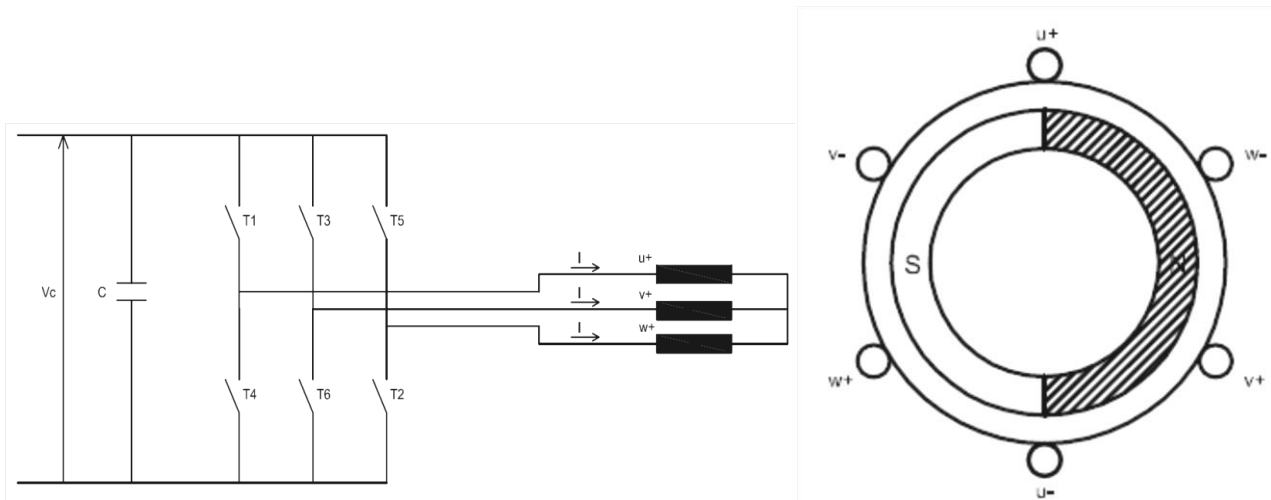


Figura 7: azionamento inverter-motore brushless d.c. e modello di un motore a due poli

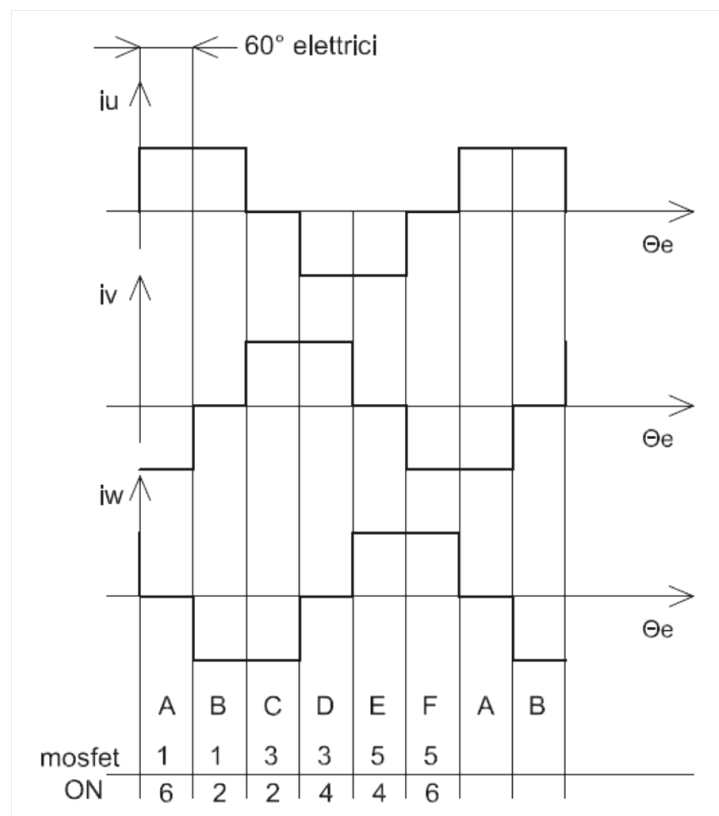


Figura 8: andamento delle correnti in un motore brushless d.c. [3]

Notiamo che le correnti di fase sono in funzione degli angoli elettrici.

Definiamo con l'angolo meccanico θ_m , che individua la posizione del rotore, l'angolo formato dal vettore del flusso del magnete (ovvero il vettore posizionato sull'asse di rotore passante per il centro del polo nord, che indica la posizione ove il flusso è massimo) con l'asse della fase u di statore.

L'angolo elettrico θ_e è legato alla posizione θ_m dalla relazione $\theta_e = p\theta_m$, con p = numero di coppie polari. Intuitivamente se vi sono p coppie polari, le grandezze elettromagnetiche si ripetono p volte nel corso di una rotazione meccanica completa del rotore.

Nel caso in questione, in cui vi sono 2 poli e ,quindi ,una sola coppia polare, angoli elettrici e angoli meccanici si considerano uguali.

Le correnti statoriche creano un campo magnetico individuato dai due poli fittizi N' ed S', le cui linee di forza sono rappresentate dalle ellissi (regola della vite). N' attira S' (il polo sud del rotore) e respinge N, mentre S' attira N e respinge S, generando così una coppia C che fa ruotare il rotore in senso orario di 30° tra la metà e la fine dell'intervallo "A".

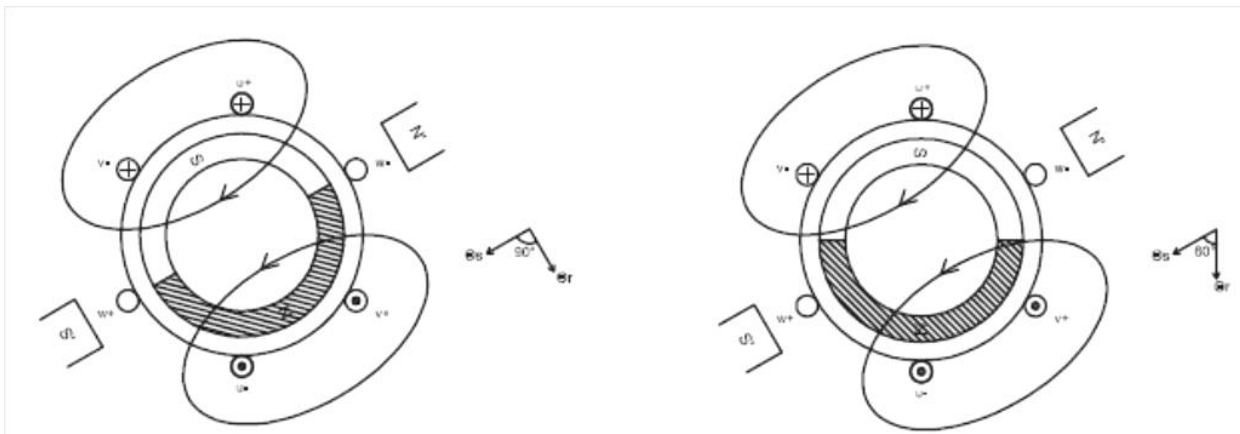


Figura 9: tra la metà dell'intervallo "A" e la fine dell'intervallo "A" [3]

All'inizio dell'intervallo "B", il campo statorico avanza di 60° elettrici, a seguito della commutazione delle fasi attuata dall'inverter sulla base delle informazioni di posizione rotorica, ottenuta da tre sensori di prossimità ad effetto Hall. Lo sfasamento tra il flusso di statore e il flusso di rotore, passa istantaneamente da 60° a 120° ; a seguito lo sfasamento inizierà poi a diminuire a causa dell'attrazione, con il vettore del flusso rotorico, che tende naturalmente a sovrapporsi a quello statorico, raggiungendo il valore 90° a metà intervallo. Quando lo sfasamento si riporta nuovamente a 60° , viene raggiunta la condizione di fine intervallo "B" e avviene una nuova commutazione degli interruttori.

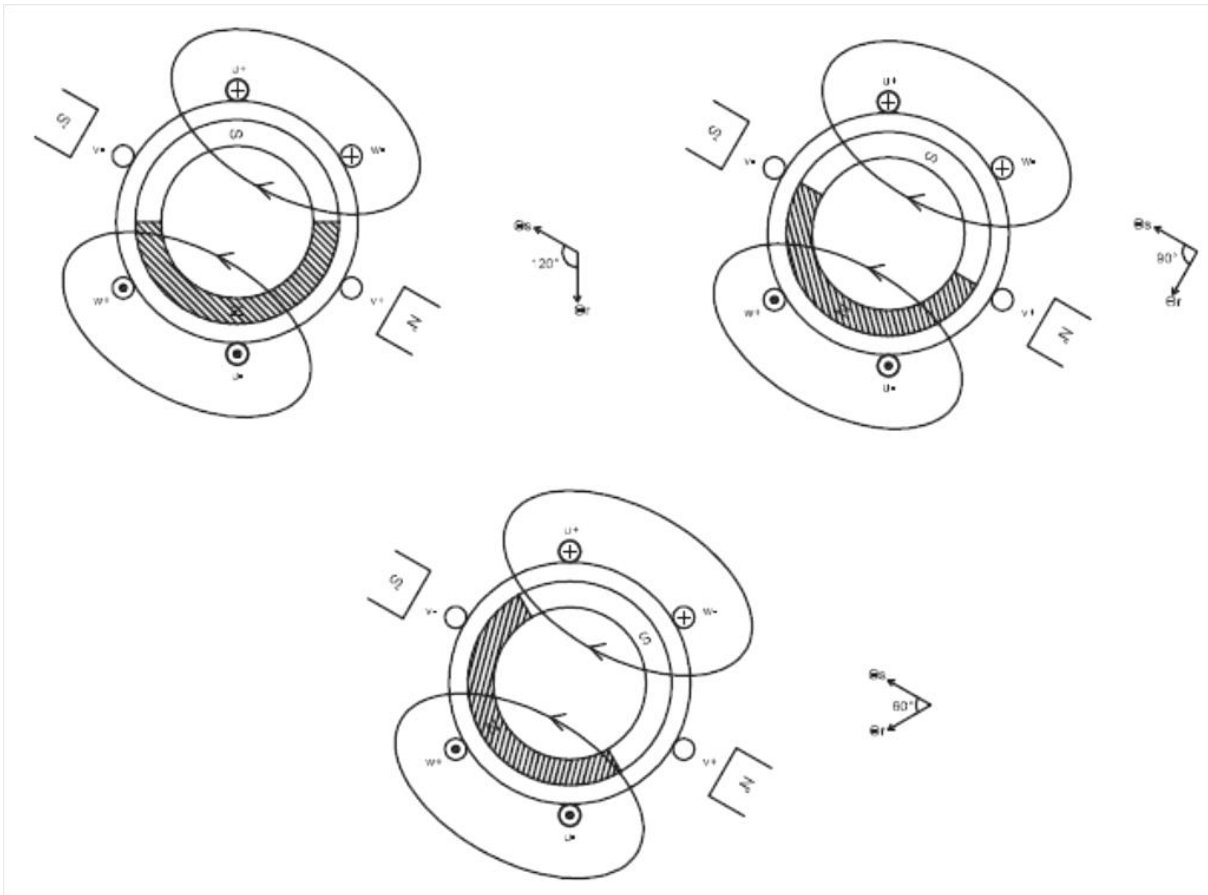


Figura 10: intervallo "B" [3]

Questo meccanismo si ripete per ogni intervallo e dunque il campo statorico può assumere solo sei distinte posizioni.

La f.c.e.m. di un motore brushless dc ha una forma trapezoidale, quando viene messo in rotazione. Per ricavare questo andamento è sufficiente considerare lo stesso motore a due poli e supporre che il motore stia ruotando a velocità costante ω_m .

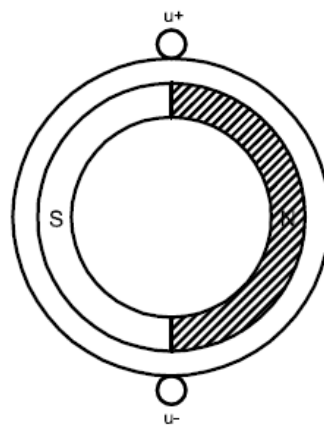


Figura 11: modello motore a due poli con sola fase u [3]

Partiamo dall'andamento del flusso concatenato con una spira dell' avvolgimento di fase u, al variare della posizione angolare. Tale flusso varia linearmente, dato che l'induzione magnetica è costante sotto ogni passo polare e il suo valore massimo vale:

$$\Lambda_{max} = B \cdot \pi \cdot r \cdot l \quad (1.2)$$

Dove:

- r è il raggio;
- l è la lunghezza assiale del motore.

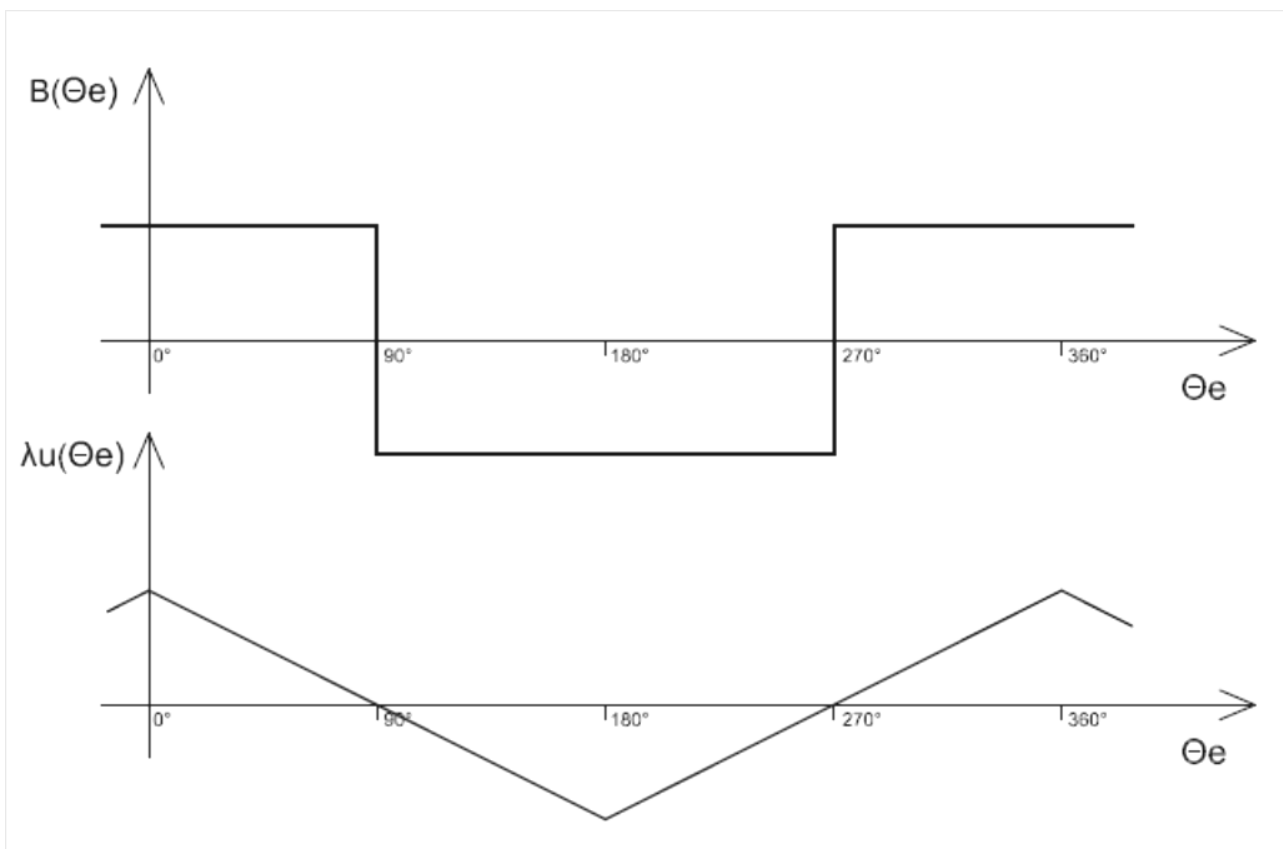


Figura 12: andamento dell'induzione al traferro e del flusso concatenato con la fase u [3]

Per trovare la f.c.e.m. si deriva il flusso concatenato nel tempo. Risultata:

$$e = -\frac{d\lambda(\vartheta_e)}{dt} = -\frac{d\lambda(\vartheta_e)}{d(\vartheta_e)} \cdot \frac{d(\vartheta_e)}{dt} = -\frac{d\lambda(\vartheta_e)}{d(\vartheta_e)} \cdot \omega_e = -\frac{B \cdot \pi \cdot r \cdot l}{\frac{\pi}{2}} \cdot \omega_e = -2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot \omega_e \quad (1.3)$$

Che avrà segno positivo se il flusso concatenato ha pendenza negativa e viceversa:

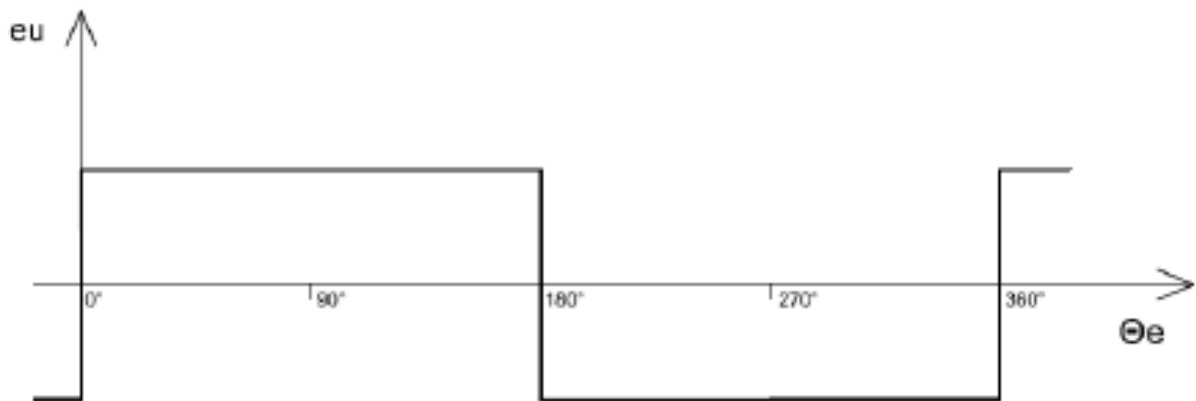


Figura 13: andamento della f.c.e.m. nella spira della fase u [3]

Immaginando ora l'avvolgimento u formato da 2 spire in serie, sfasate spazialmente di 30°, la seconda spira avrà lo stesso andamento del flusso concatenato alla f.c.e.m., ma che sarà sfasato in ritardo di 30°.

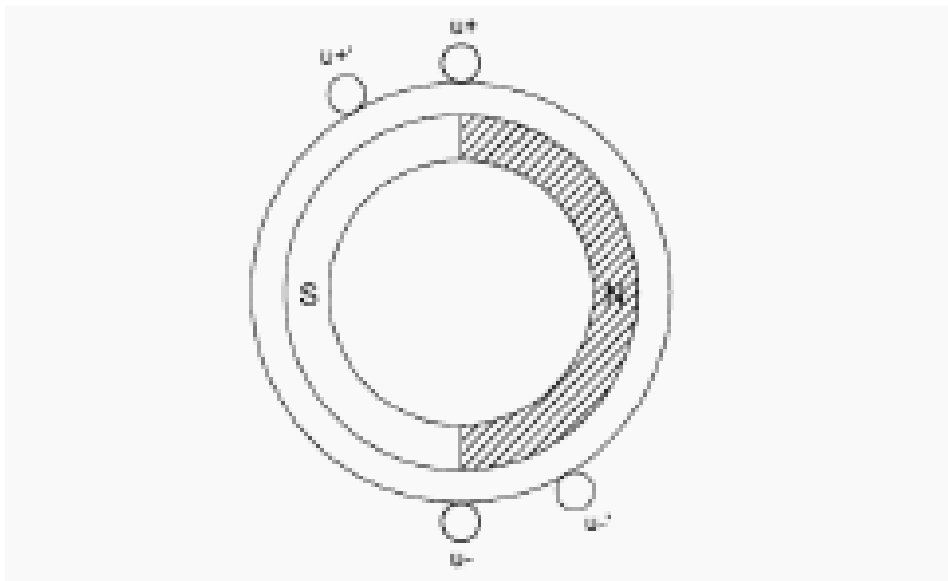


Figura 14: due spire della fase u sfasate di 30° [3]

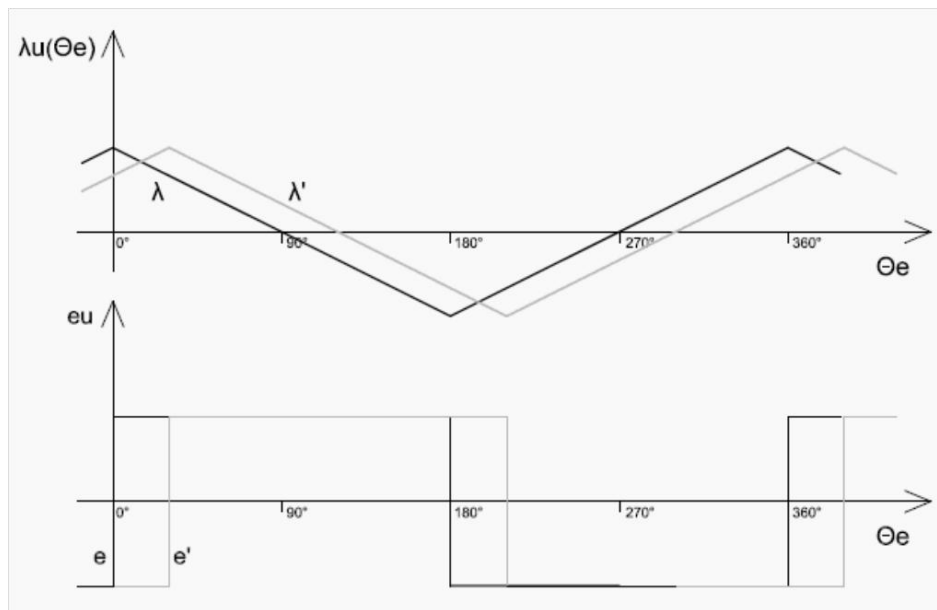


Figura 15: flussi concatenati e f.c.e.m. sulle due spire della fase u [3]

Le f.c.e.m. totale indotta nell'avvolgimento sarà dunque la somma delle f.c.e.m. indotte nelle singole spire. L'effetto prodotto dalla somma di più onde quadre, crea una forma d'onda a gradini, che, nel nostro caso in esempi, è a tre livelli.

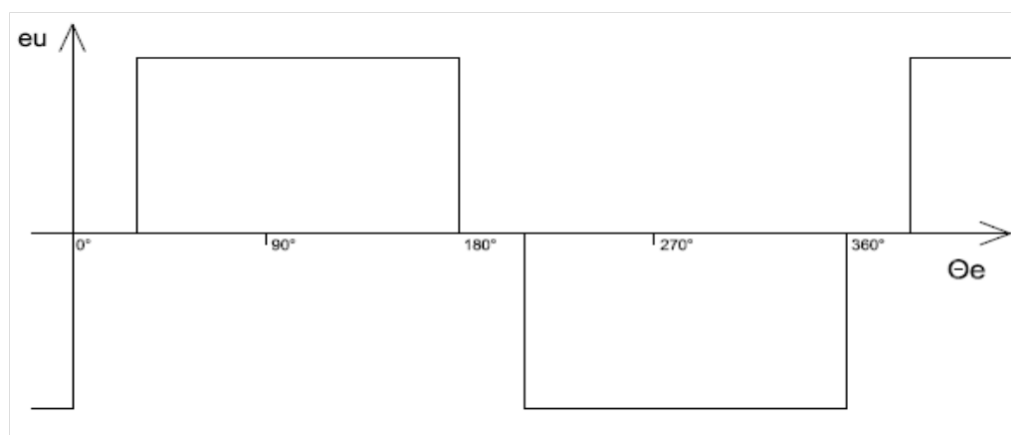


Figura 16: f.c.e.m. risultante sulle due spire in serie della fase u [3]

Nella pratica ogni avvolgimento contiene più spire disposte in più cave, in modo da coprire 60° della superficie statorica. Iterando il procedimento appena spiegato, si ricava che la tensione indotta ai capi dell'avvolgimento u, sarà pari alla somma delle varie tensioni indotte e siccome le variazioni non possono essere tanto rapide e perfettamente a gradino, per tali motivi si assume la caratteristica forma trapezoidale.

Di seguito vengono presentate le forme d'onda dei flussi e f.c.e.m. in un avvolgimento con tre spire:

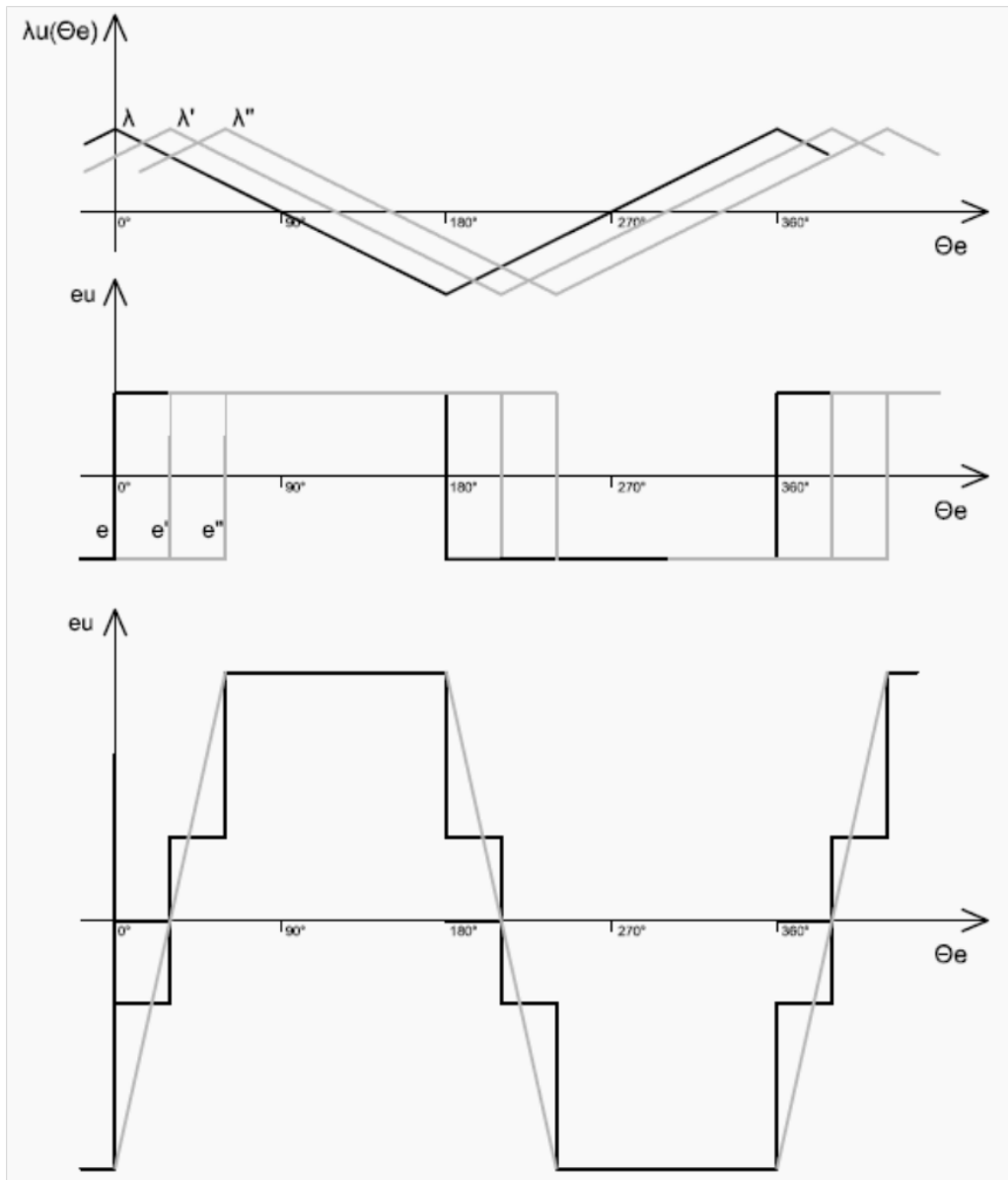


Figura 17: flussi concatenati e f.c.e.m. in tre spire della fase u [3]

Supponendo che il numero di spire totali presente nell'avvolgimento sia pari a N , la tensione totale sarà pari a:

$$E = 2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot \omega_e \cdot N = K_e \cdot \omega_e = K_e \cdot p \cdot \omega_m = K \cdot \omega_m \quad (1.4)$$

Da quest'ultima espressione si nota come la f.e.c.m. dipenda linearmente dalla velocità angolare.

L'andamento di questa tensione sarà di tipo trapezoidale: la tensione rimarrà costante al valore $+E$ o $-E$ per intervalli di 120° alternati da tratti di variazione lineari della durata di 60° .

Per le altre due fasi v e w si avrà lo stesso andamento di f.e.c.m., sfasato però di 120° e 240° rispettivamente, essendo i due avvolgimenti sfasati spazialmente dei suddetti angoli.

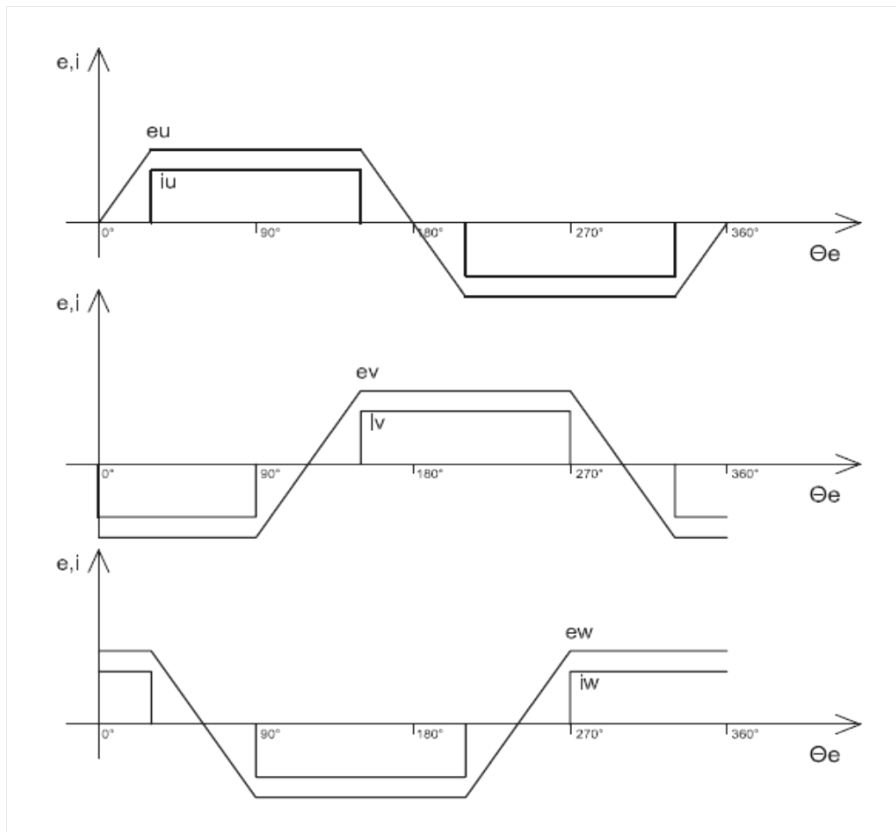


Figura 18: f.c.e.m. e correnti nelle tre fasi [3]

Supponiamo di alimentare le fasi di statore con una terna di correnti ad onda quadra ad ampiezza costante. L'obiettivo è quello di mantenere la potenza elettrica, che verrà poi trasmessa al rotore, costante in modo tale per cui anche la coppia sviluppata sia costante per una fissa velocità angolare. Il compito del sistema di controllo, è fare in modo che le correnti di alimentazione possano soddisfare questa condizione. Come si nota in fig. 18, le correnti devono essere sincronizzate con gli intervalli in cui le corrispondenti f.c.e.m. assumono il valore massimo e dello stesso segno. Quindi assumono valore positivo o negativo in periodi limitati a 120° e nulle nei periodi in cui la f.c.e.m. sale o scende.

In questo modo ovviamente quando la corrente è nulla, la f.c.e.m. non da alcun contributo alla coppia. Si intuisce che affinché il sistema funzioni correttamente, è fondamentale una precisa sincronizzazione in modo che, corrente e f.c.e.m. non si sfasino mai. La sincronizzazione tra correnti e f.c.e.m. è imposta da sensori di posizione rotorica che rilevano la posizione istantanea del flusso generato dai magneti, da cui ci si può a sua volta ricavare il valore delle f.c.e.m. e in base a ciò stabiliscono la corretta distribuzione delle correnti di fase.

La potenza elettromeccanica è dunque costante e pari a:

$$P = 2 \cdot E \cdot I \quad (1.5)$$

Perchè ogni 60° ci sono due fasi di conduzione e quindi due fasi che contribuiscono alla potenza. Quindi la coppia risulta costante nel tempo e indipendente dalla posizione angolare di rotore, vale:

$$C = \frac{P}{\omega_m} = \frac{2 \cdot (2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot \omega_m \cdot N) \cdot I}{\omega_m} = \frac{2 \cdot (2 \cdot B \cdot r \cdot l \cdot p \cdot \omega_m \cdot N) \cdot I}{\omega_m} = 2 \cdot K \cdot I = K_t \cdot I \quad (1.6)$$

Da quest'ultima espressione si nota come la coppia dipende linearmente dalla corrente. Di seguito si riporta l'andamento delle f.c.e.m., delle correnti, della potenza istantanea e della coppia:

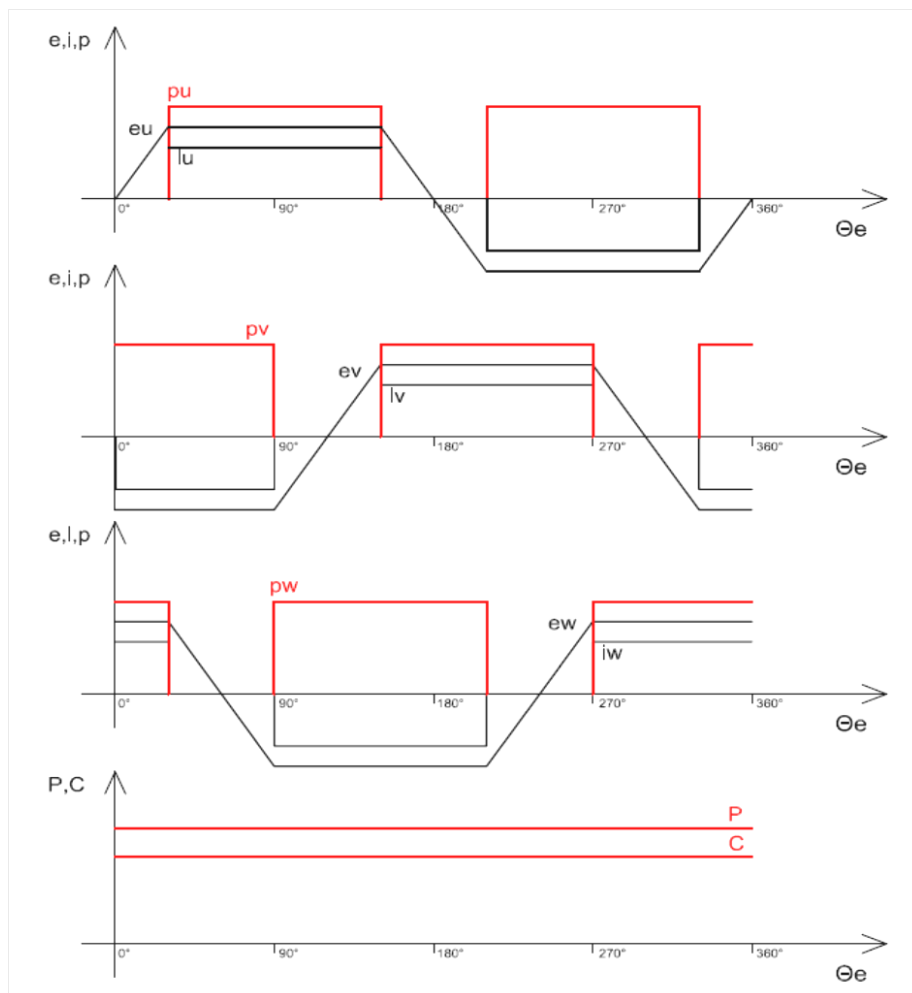


Figura 19: f.c.e.m., correnti, potenza e coppia del motore brushless dc [3]

Come si può osservare dalla fig. 18, ad ogni istante temporale solo due fasi producono una coppia (potenza), mentre non vi è coppia generata nella regione in cui la f.c.e.m. ha l'attraversamento per lo

zero. Sommando i contributi delle varie fasi, si ottiene che la potenza e la coppia risultano idealmente costanti (in situazione di velocità costante); nella pratica ciò non avviene poiché tensioni indotte e correnti di fase non sono esattamente come rappresentati. Le f.c.e.m. indotte risentono dell'induzione al traferro che non è perfettamente squadrata, mentre il convertitore di potenza non è in grado di fornire una corrente perfettamente rettangolare sia perché i componenti presentano tempi di commutazione non nulli, sia per la presenza dell'induttanza di fase di ciascun avvolgimento.

1.2.3 MODELLO MATEMATICO DEL BLDC

Il BLDC ha una forza controelettrica trapezoidale e, quindi, sono necessarie correnti di statore con forma d'onda quasi quadra per produrre una coppia elettrica costante (tipicamente, sono usati controlli ad isteresi o PWM controllati in corrente per mantenere le correnti che fluiscono nel motore, più vicine possibile ai valori di riferimento).

A causa della forma trapezoidale della forza controelettrica (f.c.e.m.) e la conseguente variazione non sinusoidale delle induttanze di macchina con l'angolo rotore, non è necessaria una trasformazione delle equazioni di macchina da coordinate di fase a coordinate d,q.

Per una macchina trifase isotropa i parametri L ed M di auto e mutua induttanza degli avvolgimenti di statore sono uguali per le tre fasi, così come le resistenze e risultano costanti (indipendenti dall'angolo di rotore). Un circuito equivalente del motore BLDC, avente gli avvolgimenti di fase collegati a stella con centro stella isolato, è quindi schematizzato in fig. 19. Poiché sia i magneti permanenti sul rotore, sia l'acciaio hanno elevata resistenza, le correnti indotte nel rotore sono trascurabili e non è perciò necessario modellare alcun avvolgimento smorzatore.

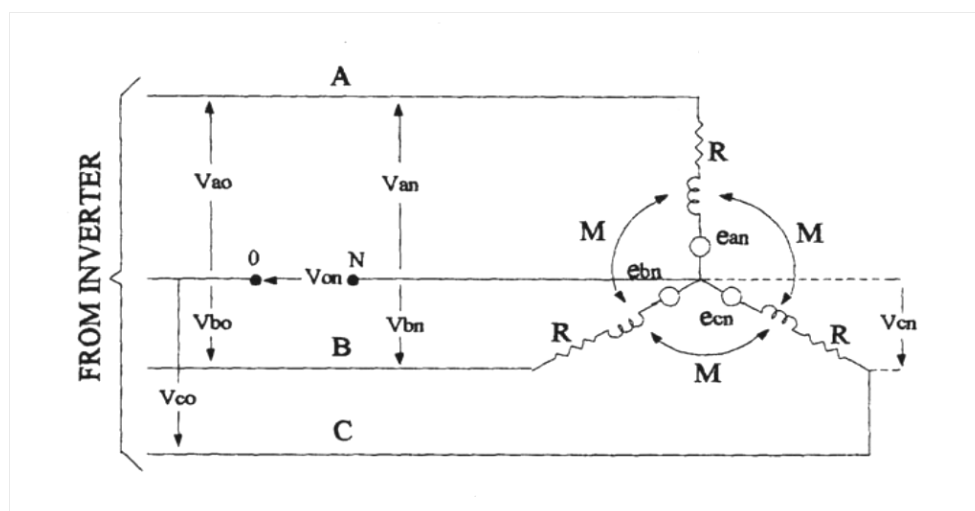


Figura 20: circuito equivalente di un motore brushless dc [3]

Le equazioni di macchina, in coordinate di fase a,b,c sono le seguenti:

$$\begin{cases} v_a = R \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} + M \cdot \frac{di_b}{dt} + M \cdot \frac{di_c}{dt} + e_a \\ v_b = R \cdot i_b + M \cdot \frac{di_a}{dt} + L \cdot \frac{di_b}{dt} + M \cdot \frac{di_c}{dt} + e_b \\ v_c = R \cdot i_c + M \cdot \frac{di_a}{dt} + M \cdot \frac{di_b}{dt} + L \cdot \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases}$$

Equazione 1-1: equazioni di macchina, in coordinate a,b,c.

Dove,

$$\begin{cases} e_a = K_{ea}(\theta)\omega \\ e_b = K_{eb}(\theta)\omega \\ e_c = K_{ec}(\theta)\omega \end{cases}$$

Equazione 1-2: tensione contro elettromotrice del rotore.

Con:

- K_{ea}, K_{eb}, K_{ec} : sono delle funzioni dipendenti da θ , che introducono una coppia.
- ω : velocità angolare del motore.

In un sistema trifase (senza il neutro), le equazioni precedenti (eq. 1-7) si possono scrivere:

$$\begin{cases} v_a = R \cdot i_a + (L - M) \cdot \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_b = R \cdot i_b + (L - M) \cdot \frac{di_b}{dt} + e_b \quad \mathbf{(1.9)} \\ v_c = R \cdot i_c + (L - M) \cdot \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases}$$

Ovvero, in forma matriciale:

$$[v] = R \cdot [i] + (L - M) \cdot \frac{d[i]}{dt} + [e] \quad \mathbf{(1.10)}$$

La macchina presenta quindi, una costante di tempo equivalente $\tau = (L_{eq}/R)$, con $L_{eq} = (L-M)$. Supponendo una commutazione istantanea tra le fasi, ed un'alimentazione tale che in ogni istante circoli corrente solo in due fasi in serie, si può derivare il circuito equivalente di fig. 20, in cui

compaiono i valori concatenati della tensione di alimentazione e della f.c.e.m.. Tale circuito è analogo a quello di una macchina a corrente continua, per cui, come detto, il motore brushless DC può essere considerato come una macchina a corrente continua convenzionale a magneti permanenti, posti sul rotore. Mentre la commutazione delle correnti, realizzata elettronicamente con un convertitore statico anziché con un dispositivo meccanico, avviene sullo statore.

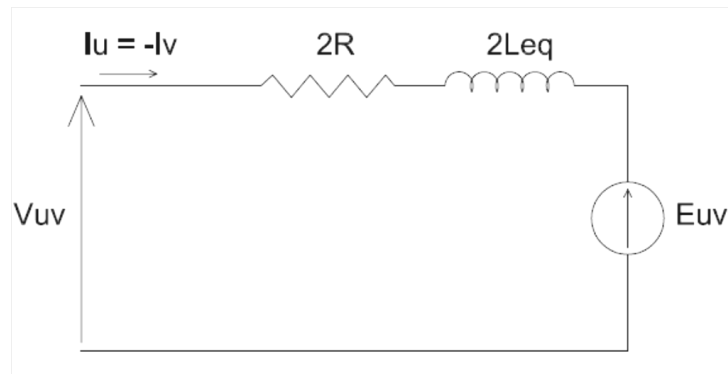


Figura 21: circuito equivalente motore brushless d.c. (supponendo di essere nell'intervallo di conduzione delle fasi u=a e v=b)

La potenza elettrica istantanea trasmessa al rotore vale:

$$p(t) = e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t) \quad (1.11)$$

Mentre la coppia istantanea risulta essere uguale a:

$$C_e(t) = n_p \cdot \frac{p(t)}{\omega_r} = n_p \cdot \frac{e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) + e_c(t) \cdot i_c(t)}{\omega_r} \quad (1.12)$$

In cui ω_r rappresenta la velocità elettrica di rotore ed n_p il numero di coppie polari.

L'equazione meccanica del motore è quindi:

$$\frac{J}{n_p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_L - \frac{B}{n_p} \omega_r$$

Equazione 1-3: equazione meccanica del motore

Avendo indicato con J il momento d'inerzia complessivo, B il coefficiente d'attrito viscoso e C_L la coppia di carico applicata all'albero. Si noti che l'espressione 1-13, non tiene conto della cosiddetta coppia di "cogging", che risulta dall'iterazione tra magneti e lo statore magneticamente anisotropo, per la presenza delle cave. Per contrastare tale coppia, che si manifesta anche in assenza di

alimentazione dello statore, devono venire opportuni interventi di carattere costruttivo (inclinazione dei magneti o delle cave di statore).

1.3 TECNICA DI CONTROLLO TRAPEZOIDALE CON ESC

La tecnica di controllo trapezoidale è la prima che è stata sviluppata ed è ancora largamente usata per la sua semplicità, specie per applicazioni dove poco importa se la coppia sviluppata è affetta da ondulazioni. Essa viene utilizzata in pratica solo per i brushless trapezoidali, la cui struttura elettromagnetica è tale da generare a regime f.c.e.m. di forma idealmente trapezoidale, con parte piatta dell'onda pari a 120° o 60° elettrici (a seconda di f.e.m. di fase o concatenate).

Tale tecnica di controllo è caratterizzata dal fatto che l'inverter alimenta, quindi, solo due fasi per volta del motore, con correnti aventi a regime andamenti idealmente rettangolari (di ampiezza regolabile ed estensione pari a 120° elettrici) con valore nullo negli intervalli in cui la corrispondente f.c.e.m. di fase è variabile, vedi figg. 21.

La corrente di ciascuna fase assume quindi i seguenti stati successivi:

- positiva per un terzo del periodo,
- nulla per un sesto,
- negativa per un terzo e
- nulla per un sesto.

La corrente viene controllata attraverso due dei terminali, con il terzo elettricamente disconnesso dall'alimentazione.

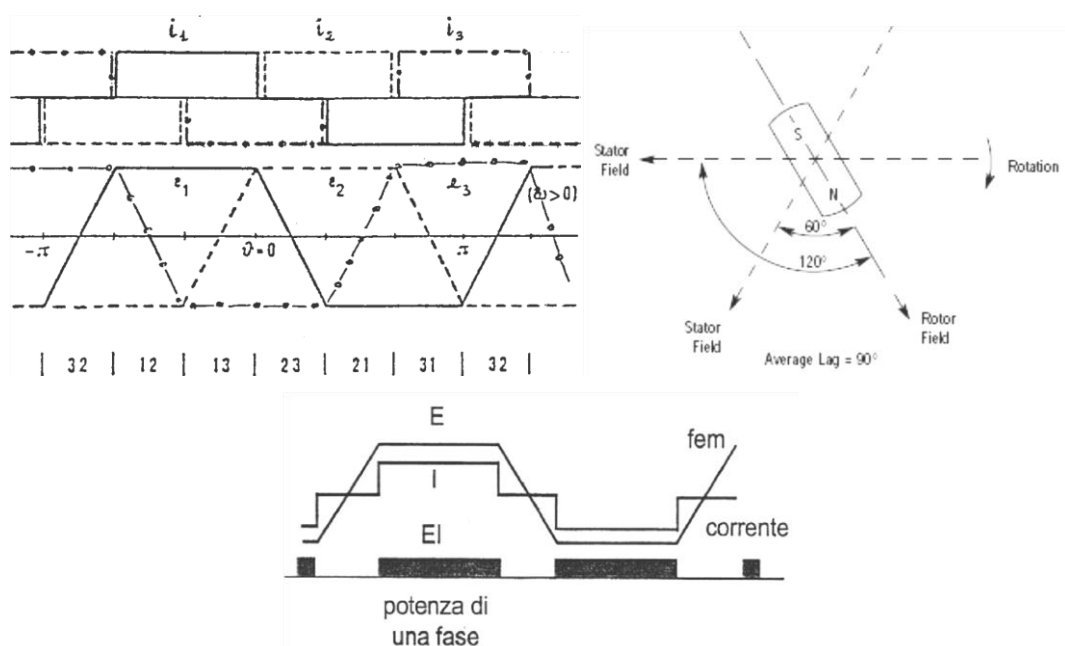


Figura 22 [3]

Pertanto nel motore brushless con controllo trapezoidale, dato che si ha sempre una fase concorrente positiva, una con corrente negativa ed una con corrente nulla, il vettore rappresentativo del campo magnetico statorico, non si muove con continuità ma può assumere solo 6p posizioni spaziali figg. 22.

Ne consegue che il vettore rappresentativo del campo rotante statorico, non può mantenersi ortogonale a quello rotorico, ma il relativo sfasamento assume valori variabili con continuità tra 120° e 60° elettrici, seguiti da una variazione a gradino da 60° a 120° figg. 22.

Pertanto per il controllo della commutazione delle fasi è sufficiente individuare il "sesto" di angolo giro elettrico, in cui si trova il vettore rappresentativo del campo magnetico rotorico, utilizzando sensori di posizione a bassa risoluzione e basso costo, come un encoder incrementale oppure sensori ON-OFF ad effetto Hall.

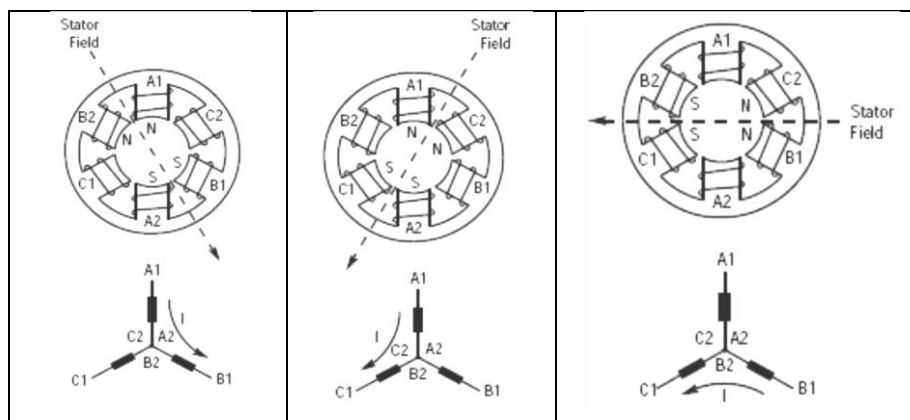


Figura 23 [3]

Nel caso in studio, tale controllo viene effettuato, in maniera indiretta, dall'ESC.

Il controllo elettronico della velocità (detto anche ESC, regolatore o variatore) serve per alimentare il motore e farlo girare alla velocità richiesta dai comandi della radio.

Ci sono due tipi principali di ESC: per motori a spazzole (brushed) o per motori senza spazzole (brushless). Per la scelta è necessario pensare alle caratteristiche necessarie, come il freno e il soft-start. Si avrà bisogno del freno se si utilizza un'elica pieghevole e del soft-start se si utilizza un riduttore e un interruttore on/off per la throttle.

La cosa più importante da considerare nella scelta dell'ESC è la combinazione con il motore usato.

È bene utilizzare un ESC che sopporti una corrente più alta rispetto alla corrente massima a cui girerà il motore, come assicurazione contro il sovraccarico dell'ESC che lo porterebbe alla rottura, causando l'incontrollabilità del modello. Spesso viene dichiarato un "burst rating" per l'ESC, ciò significa che è possibile utilizzarlo ad un amperaggio superiore dichiarato per un periodo di tempo

limitato, anche se superare tale limite potrebbe inevitabilmente a problemi e rotture. Gli aeromodelli più accorti preferiscono avere un ESC capace di sopportare correnti dal 10% al 20% superiori di quella che si prevede di utilizzare (che è la I_{max} motore), a seconda della qualità dell'ESC scelto.

A tal proposito, ci sarà bisogno di uno strumento di misura per misurare la corrente e la tensione in gioco nel sistema propulsivo, al fine di verificare che non si stia stressando la batteria, ESC o il motore.

Impostare una tensione di taglio (cut-off) sull'ESC a non meno di 3 Volt per cella, per assicurarsi di non dover sovraccaricare e/o danneggiare in modo reversibile il pacco LiPo.

2 ANALISI FISICA DEL MOTORE ELETTRICO NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV

2.1 ANALISI DEL MOTORE ELETTRICO

Il motore elettrico utilizzato in questa esperienza, l'NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV di fig. 1, può essere schematizzato come segue:

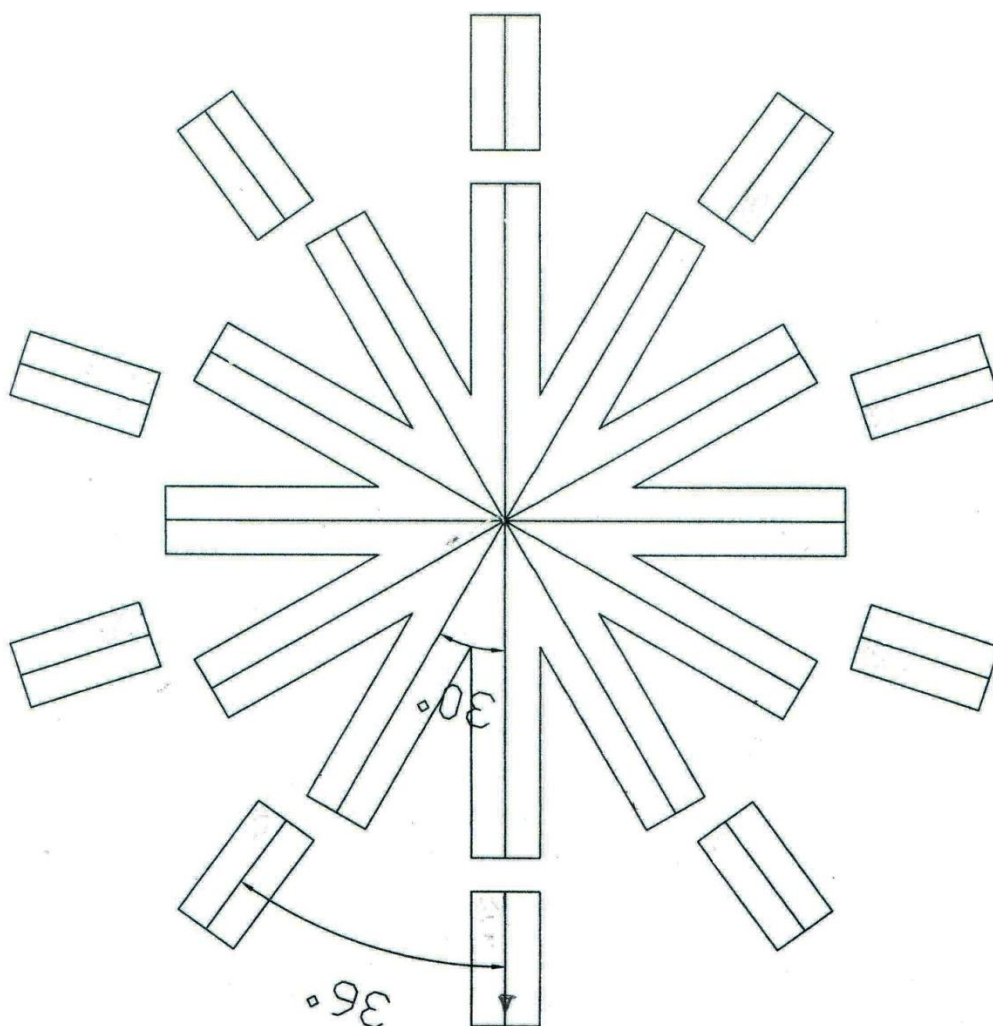


Figura 24: schema del motore elettrico NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV [1]

Come si può facilmente evincere dallo schema di fig. 24, esso è caratterizzato da 10 poli sul rotore, distanziati l'uno dall'altro con un angolo di 36° e 12 poli sullo statore, distanziati nella stessa maniera ma con un angolo di 30° .

In seguito, al fine di ottenere una maggiore conoscenza costruttiva del motore e nello specifico dello statore, esso è stato completamente smontato (fig. 25).

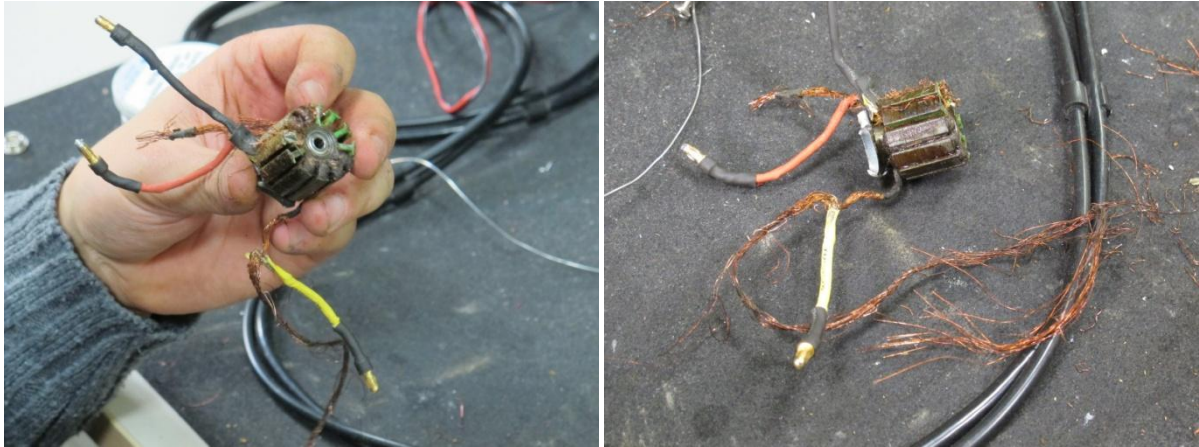


Figura 25: smontaggio del motore elettrico [5]

In seguito, è stato analizzato il circuito elettrico che lo componeva fig. 26:

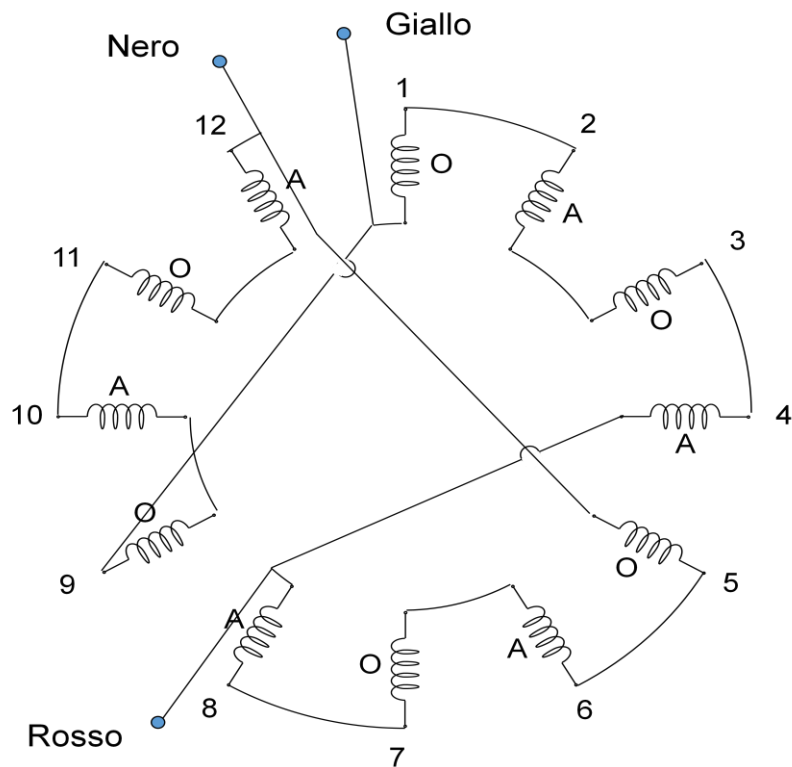


Figura 26: schema elettrico di statore motore brushless 12 poli [1]

Tale circuito, disegnato in maniera più chiara, risulta essere un circuito a forma triangolare nel quale valgono le equazioni menzionate nel cap. 1.2.3:

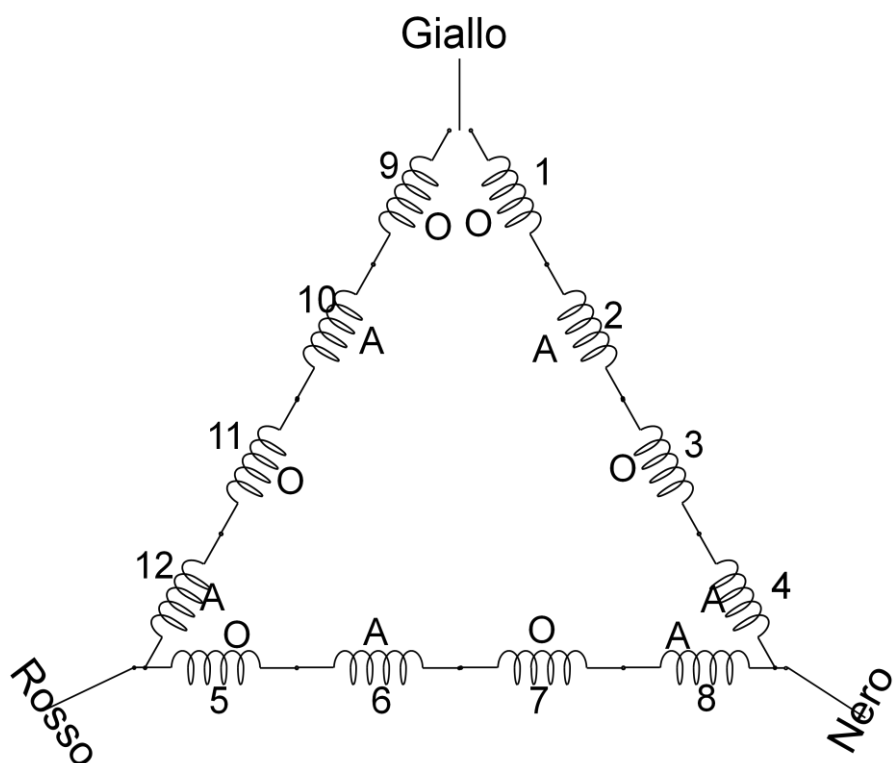


Figura 27: schema elettrico equivalente di statore motore brushless a 12 poli [1]

Esso è costituito da tre rami collegati in modo da formare un triangolo. Ogni ramo contiene quattro resistenze e quattro induttanze, collocate in serie l'una rispetto all'altra.

I tre vertici del triangolo, che rappresenta il circuito di fig. 27, sono collegati a tre morsetti distinti da tre colori: GIALLO, NERO, ROSSO.

2.2 FUNZIONAMENTO

I tre morsetti menzionati nel capitolo precedente, vengono alimentati in maniera opportuna dal sistema di controllo o ESC, di modo che si generino le correnti e quindi le coppie motrici che mettono in rotazione il rotore.

A tal proposito, l'alimentazione può essere suddivisa in tre fasi:

Fase 1: Il morsetto giallo, viene alimentato con una tensione pari a 15 Volt e il morsetto nero con tensione pari a 0 Volt.

Per quanto riguarda il morsetto rosso, esso, non è collegato alla linea di alimentazione e quindi la sua tensione assume un valore FLOTTANTE pari a 7.5 Volt (fig. 28).

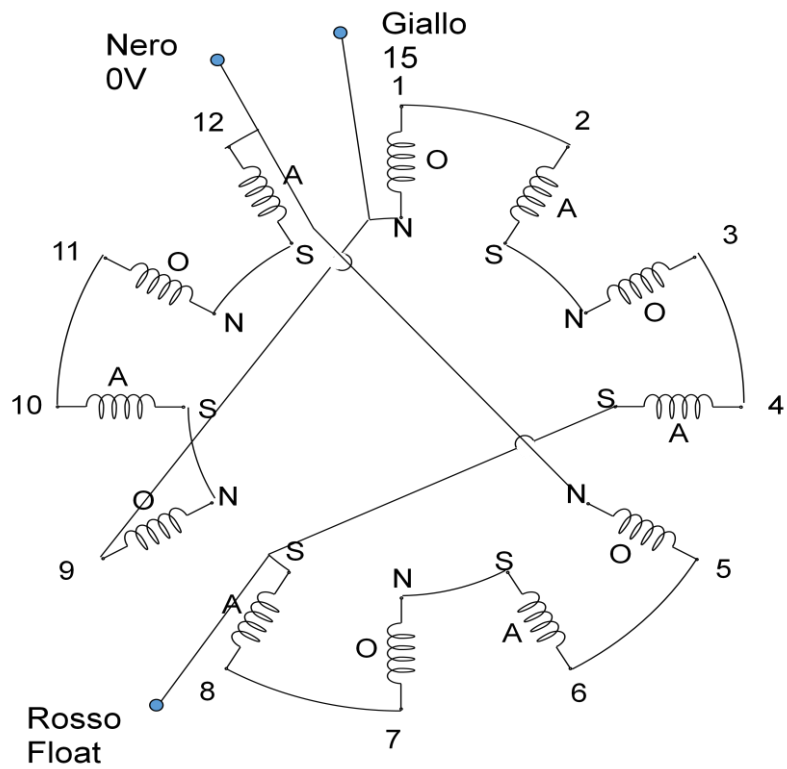


Figura 28: fase uno [1]

Il fatto che il morsetto rosso assuma un valore non nullo (flottante), è presto spiegato dalla fig. 29.

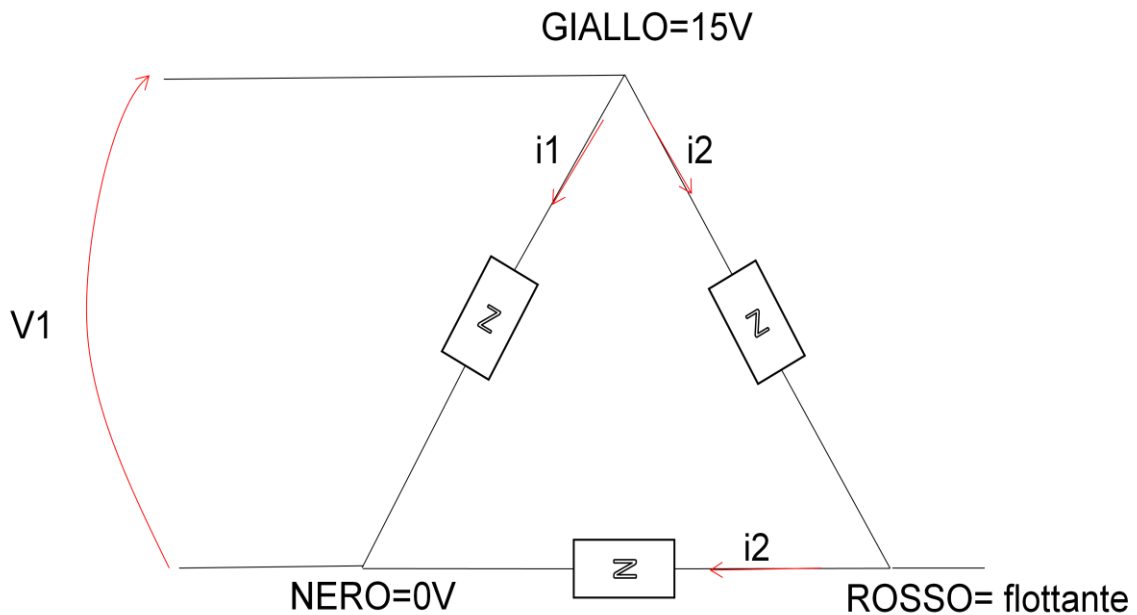


Figura 29: circuito equivalente della prima fase [1]

Lo schema, di fig. 29, presenta nei tre rami di circuito, le tre impedenze equivalenti Z, tutte uguali fra loro; essendo le resistenze e le induttanze tutte uguali fra loro.

I rami compresi tra i morsetti NERO-ROSSO e GIALLO-ROSSO, essendo attraversati dalla stessa corrente, i_2 , presentano anche la stessa tensione, chiamata V_2 ; mentre il ramo compreso tra i morsetti GIALLO-NERO presentano una tensione V_1 e una corrente i_1 , (fig.30).

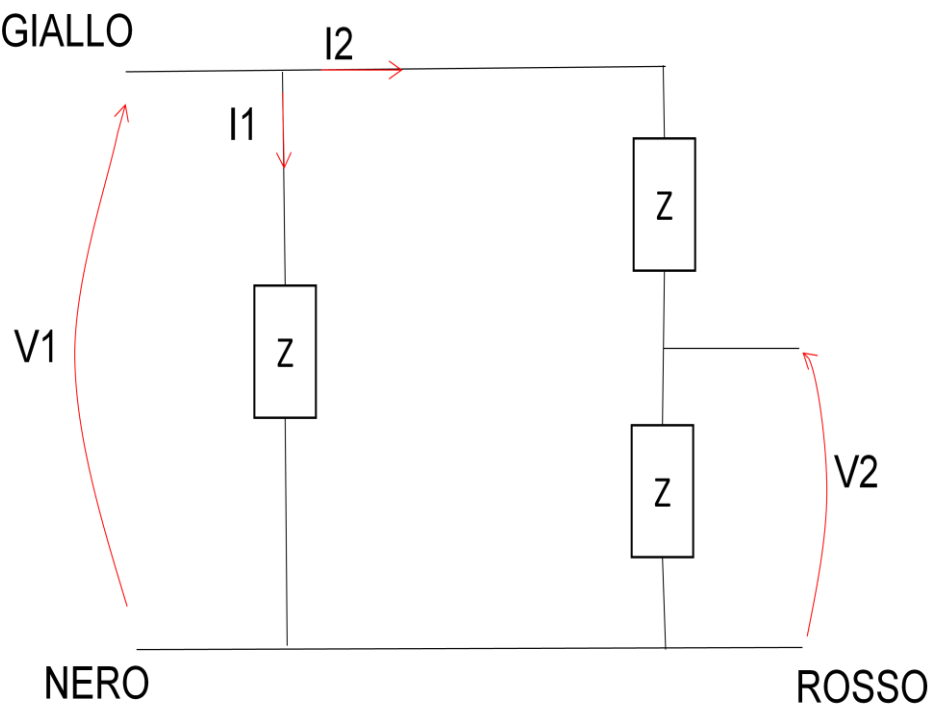


Figura 30 [1]

La tensione V_2 , di fig. 30, è la tensione flottante che si presenta in questa prima fase. Essa sarà data dalla seguente relazione:

$$V_2 = \frac{Z}{Z + Z} V_1 = \frac{1}{2} V_1 = \frac{15}{2} = 7.5 V \neq 0V$$

Equazione 2-1

Fase 2: Il morsetto nero, viene alimentato con una tensione pari a 15 Volt e il morsetto rosso con tensione pari a 0 Volt, mentre il morsetto giallo è flottante (fig. 31).

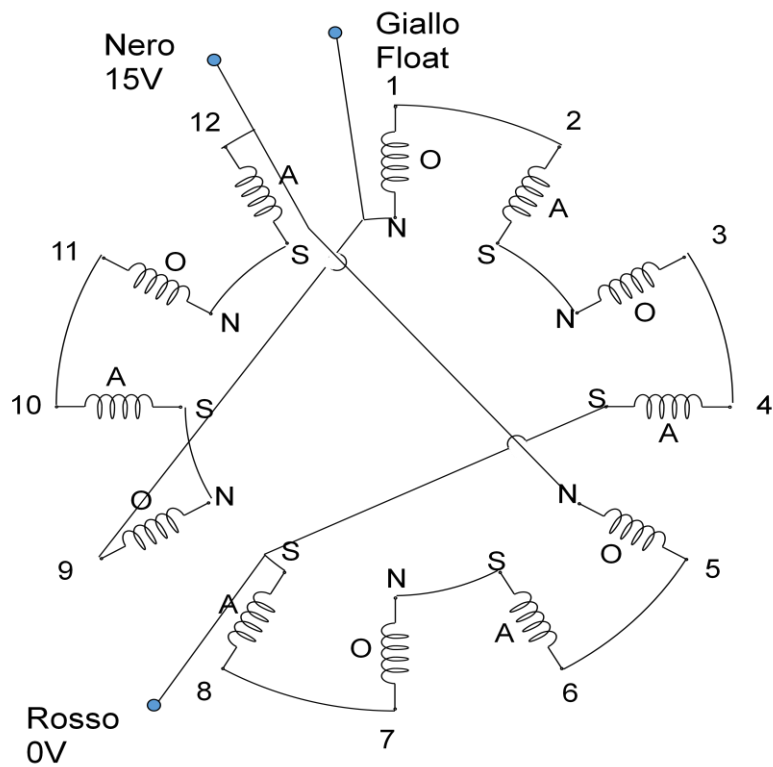


Figura 31: fase due [1]

Fase 3: Il morsetto rosso, viene alimentato con una tensione pari a 15 Volt e il morsetto giallo con tensione pari a 0 Volt, mentre il morsetto nero è flottante (fig. 32).

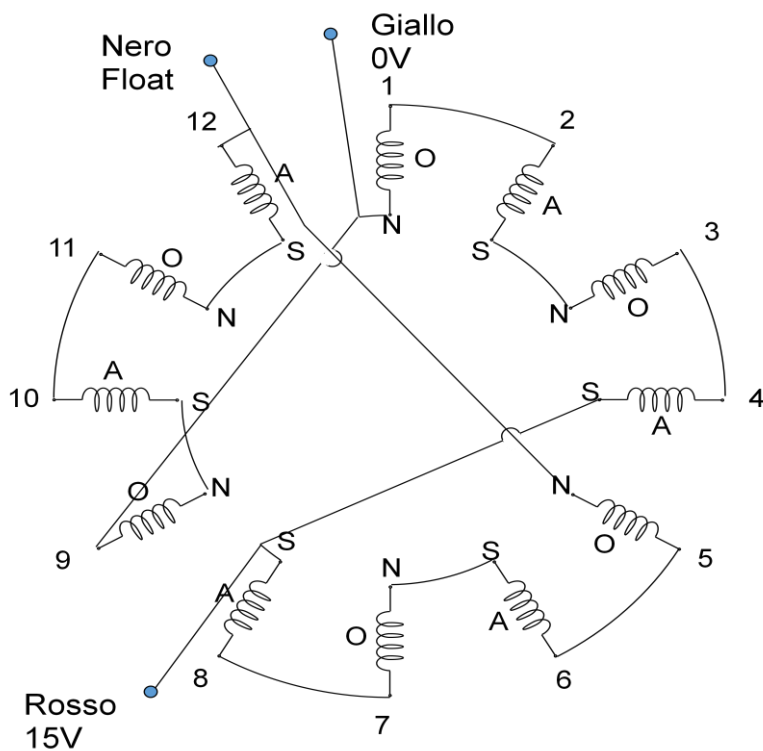


Figura 32: fase tre [1]

Le tre fasi posso essere riassunte con lo schema di figura 33, nella quale sono anche rappresentate le varie fasi di polarizzazione al variare dell'alimentazione ai tre morsetti.

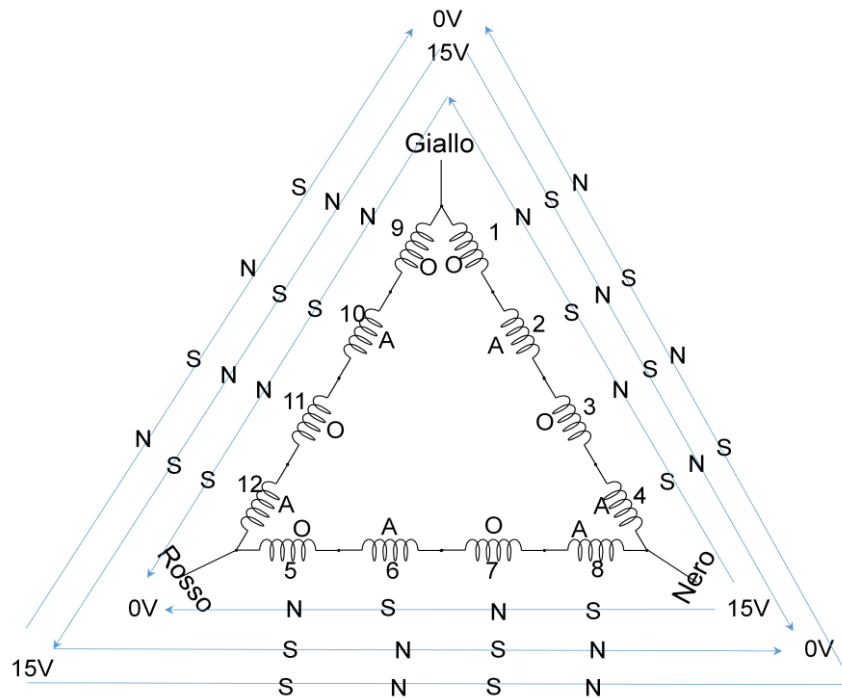


Figura 33: schema delle varie fasi di polarizzazione al variare del tipo di alimentazione [1]

3 MODELLO DEL MOTORE ELETTRICO NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV

3.1 MODELLO MATEMATICO

Considerando la prima fase (fig. 28), nella quale:

- v_g (alto) = 15 V;
- v_n (basso) = 0 V;
- v_r (non specificato, perché flottante) = 7.5 V.

Il circuito elettrico equivalente a tale fase, risulta essere:

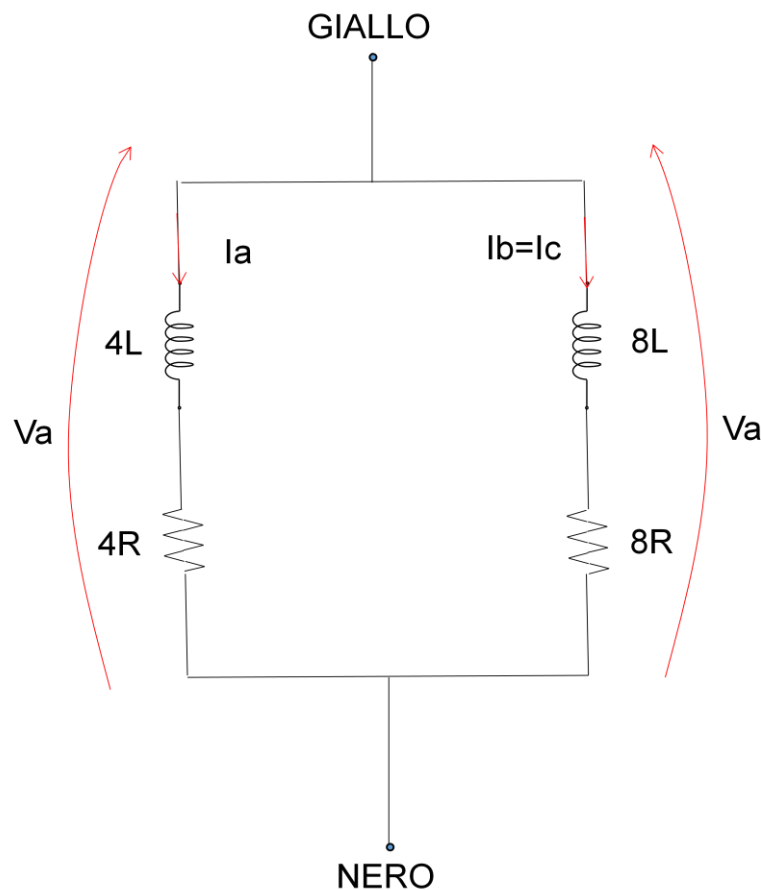


Figura 34: circuito elettrico equivalente della prima fase, nel quale non viene tenuto conto della tensione flottante [1]

Lo schema elettrico di fig. 34 è caratterizzato da due rami, posti in parallelo, dove nel ramo di sinistra passa la corrente i_a , mentre nel ramo di destra passa un'unica corrente $i = i_b = i_c$.

Inoltre, essendo presenti un certo numero di induttanze, si ha che il ramo di sinistra è caratterizzato da un'impedenza equivalente Z_1 , mentre il ramo destra è caratterizzato da un'impedenza equivalente Z_2 .

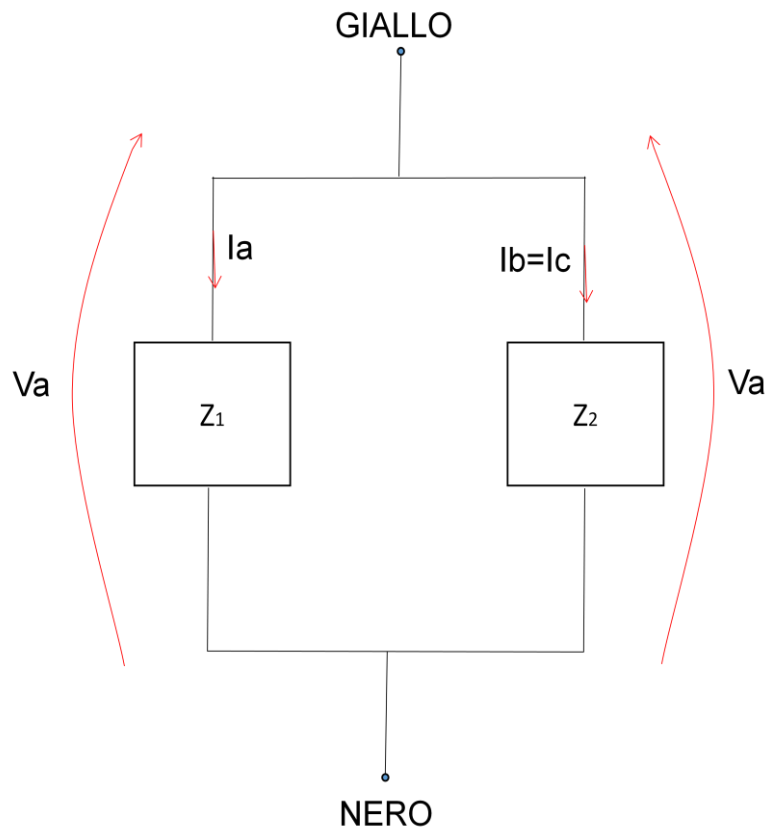


Figura 35: circuito equivalente della prima fase, con impedenze Z_1 e Z_2 [1]

Dove

$$Z_1 = 4R + 4LS \quad (3.1)$$

e

$$Z_2 = 8R + 8LS = 2Z_1 \quad (3.2)$$

Si calcola il parallelo tra le due impedenze, Z_{tot} :

$$Z_{tot} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{2Z_1 Z_1}{3Z_1} = \frac{2}{3} Z_1 = \frac{8}{3} R + \frac{8}{3} LS \quad (3.3)$$

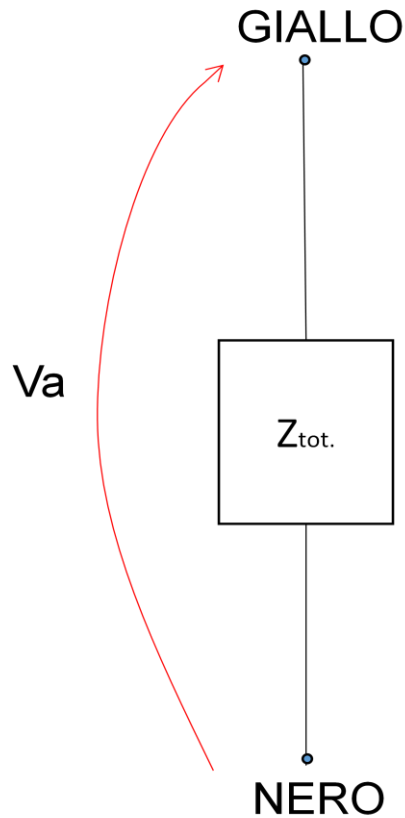


Figura 36: circuito equivalente della prima fase, con impedenza totale [1]

Quindi,

$$v_a = v_g - v_n = \frac{8}{3}Ri_a + \frac{8}{3}L \frac{di_a}{dt} + K\omega \quad (3.4)$$

Dove v_a è la tensione venuta a generarsi tra il morsetto giallo e il morsetto nero.

Facendo riferimento alla figura 34, avremo che la I_a (la corrente che passa nel ramo di sinistra) sarà uguale a:

$$\frac{V_a(S) - K\Omega(S)}{4R + 4LS} = I_a(S) \quad (3.5)$$

Mentre per il ramo di destra, sarà percorso da una corrente $i_b = i_c$, che sarà data dalla seguente relazione:

$$\frac{V_a(S) - K\Omega(S)}{8R + 8LS} = I_b(S) = I_c(S) \quad (3.6)$$

Prendo l'eq. 3.5 e la riscrivo in maniera più estesa:

$$V_a(S) - K\Omega(S) = 4I_a(S)R + 4I_a(S)LS \quad (3.7)$$

Poi, per passare dal campo dei numeri immaginari al campo dei numeri reali, si applica l'inverso della trasformata di Laplace e quindi detrasformo l'eq. 3.7;

$$v_a - K\omega = 4i_a R + 4 \frac{di_a}{dt} LS \quad (3.8)$$

Dopodiché, vengono effettuate le stesse operazione anche per l'eq. 3.6.

$$-v_a + K\omega = 8i_b R + 8 \frac{di_b}{dt} LS \quad (3.9)$$

Inoltre, sapendo che $i_b = i_c$, è lecito scrivere che:

$$-v_a + K\omega = 8i_c R + 8 \frac{di_c}{dt} LS \quad (3.10)$$

E' possibile osservare che nelle equazioni 3.9 e 3.10, il segno di v_a e $K\omega$ è stato modificato perché il verso della tensione, nel ramo di destra, è opposto rispetto alla tensione del ramo di sinistra.

In definitiva, la prima fase di alimentazione (fig. 28) è descritta dal seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{4L} (v_a - 4Ri_a - K\omega) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{8L} (-v_a - 8Ri_b + K\omega) \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{8L} (-v_a - 8Ri_c + K\omega) \end{cases} \quad (3.11)$$

In seguito, tale sistema di equazioni, verrà rappresentato in simulink da un blocco subsystem chiamato blocco A.

Passando alla seconda fase (fig. 31), essa sarà caratterizzata dallo schema elettrico equivalente di figura 37.

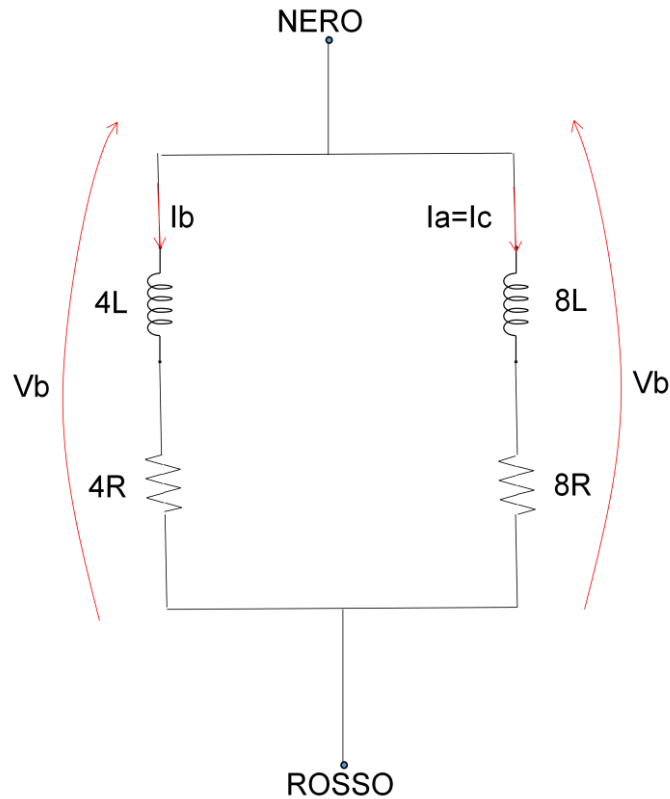


Figura 37: circuito equivalente della seconda fase, nel quale non viene tenuto conto della tensione flottante [1]

Effettuando una serie di passaggi matematici, del tutto simili a quelli che sono stati eseguiti nella fase uno, è possibile ottenere il seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{4L}(v_b - 4Ri_b - K\omega) \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{8L}(-v_b - 8Ri_a + K\omega) \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{8L}(-v_b - 8Ri_c + K\omega) \end{cases} \quad (3.12)$$

Allo stesso modo tale sistema di equazioni verrà rappresentato in simulink da un blocco subsystem, chiamato blocco B.

Saltando i vari passaggi matematici, per non essere troppo tedioso, è possibile creare un terzo blocco subsystem, chiamato blocco C, che è la rappresentazione del sistema di equazioni (eq. 3.13) che descrivono la fase tre di alimentazione (fig. 32).

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{4L}(v_c - 4Ri_c - K\omega) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{8L}(-v_c - 8Ri_b + K\omega) \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{8L}(-v_c - 8Ri_a + K\omega) \end{cases} \quad (3.13)$$

I sistemi di equazioni, 3.11, 3.12 e 3.13, serviranno come base per costruire la parte di controllo del modello dinamico in simulink.

Essi vengono collegati in modo tale che, quando ad esempio il blocco C viene attivato, esso dovrà avere come input iniziale le correnti del blocco (il blocco B), che è stato precedentemente disattivato e quindi:

- Per quanto riguarda il blocco A (eq. 3.11), le sue condizioni iniziali saranno:

$$\begin{cases} i_a(0-) = i_2 \\ i_a(t) = i_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_b(0-) = \frac{i_1 + i_2}{2} \\ i_b(t) = i_2 \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\begin{cases} i_c(0-) = \frac{i_1 + i_2}{2} \\ i_c(t) = i_2 \end{cases}$$

- Per il blocco B (eq. 3.12) si ha:

$$\begin{cases} i_b(0-) = i_2 \\ i_b(t) = i_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_a(0-) = \frac{i_1 + i_2}{2} \\ i_a(t) = i_2 \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} i_c(0-) = \frac{i_1 + i_2}{2} \\ i_c(t) = i_2 \end{cases}$$

- Mentre per il blocco C (eq.3.13) si ha:

$$\begin{cases} i_c(0^-) = i_2 \\ i_c(t) = i_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_b(0^-) = \frac{i_1 + i_2}{2} \\ i_b(t) = i_2 \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{cases} i_a(0^-) = \frac{i_1 + i_2}{2} \\ i_a(t) = i_2 \end{cases}$$

A tal punto, viene ripresa l'eq. 1.13, che descrive l'equilibrio meccanico del motore elettrico

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_L - B\omega_r \quad (3.17)$$

La medesima possiamo ritrovarla scritta in maniera estesa.

$$\dot{\omega} = \frac{K_{ea}(\vartheta)i_a + K_{eb}(\vartheta)i_b + K_{ec}(\vartheta)i_c - C_L - B\omega_r}{J} \quad (3.18)$$

Dove, come detto nei capitoli precedenti $K_{ea}(\vartheta), K_{eb}(\vartheta), K_{ec}(\vartheta)$, sono delle quantità dipendenti dall'angolo theta. Esse, infatti, individuano tre funzioni sinusoidali sfasate l'una rispetto all'altra di $1/3$ e aventi segno negativo.

$$K_{ea}(\vartheta) = -K \sin(5\vartheta) \quad (3.19)$$

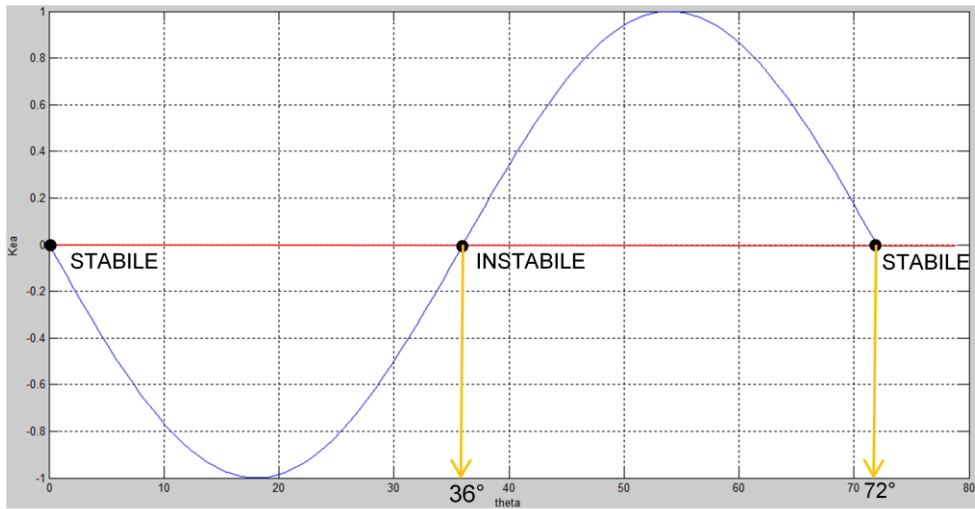


Figura 38: funzione sinusoidale $K_{ea}(\vartheta)$ [4]

$$K_{eb}(\vartheta) = -K \sin\left(5\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.20)$$

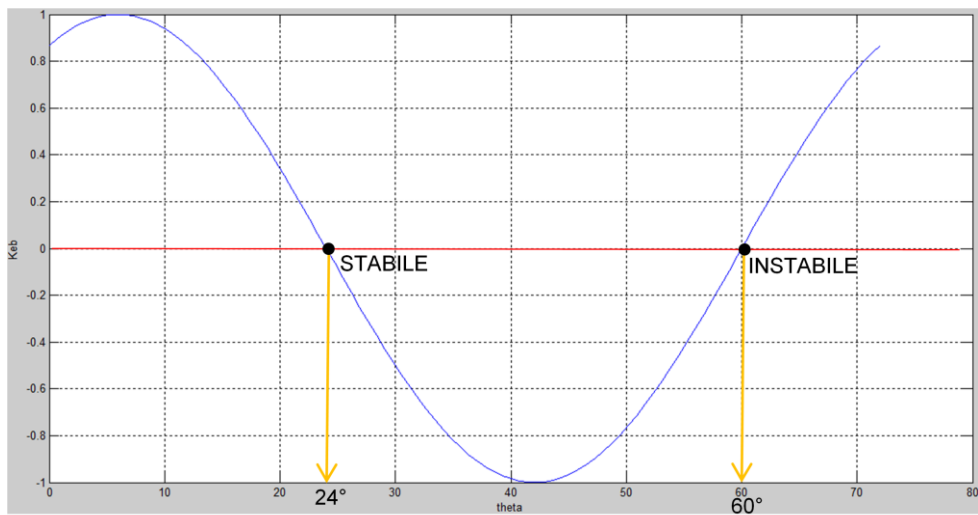


Figura 39: funzione sinusoidale $K_{eb}(\vartheta)$ [4]

$$K_{ec}(\vartheta) = -K \sin\left(5\vartheta - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (3.21)$$

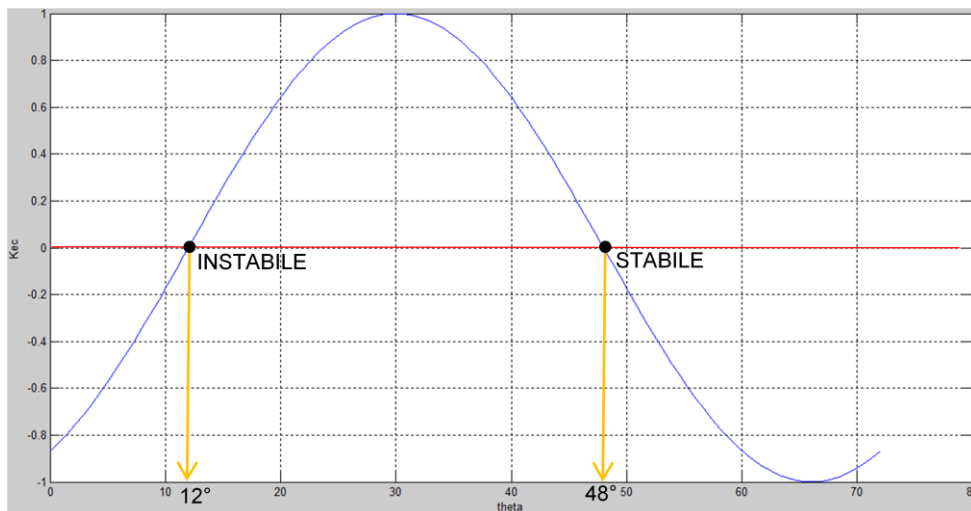


Figura 40: funzione sinusoidale $K_{ec}(\vartheta)$ [4]

Dove K è una costante di interazione elettromagnetica.

La necessità di determinare queste tre funzioni nasce dal fatto che ciascuna delle tre fasi (fig. 28, fig. 31, fig. 32), genera una coppia che permette al rotore di effettuare una rotazione di 72° , raggiungendo un punto di stabilità.

Inoltre, sapendo che ogni 72° vi è un punto di stabilità, di conseguenza, in un solo giro del rotore si hanno $360^\circ/72^\circ=5$ punti di stabilità.

Ad ogni singola fase è associata una coppia, ed essendo tre le fasi che si ripetono in maniera ciclica, avremo, allo stesso modo, tre coppie sfasate anch'esse di $1/3$ l'una rispetto all'altra:

$$C_a = -K i_a \sin(5\theta) \quad (3.22)$$

$$C_b = -K i_b \sin\left(5\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.23)$$

$$C_c = -K i_c \sin\left(5\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \quad (3.24)$$

3.2 MODELLO SIMULINK DEL MOTORE NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV

3.2.1 SIMULINK

Simulink, prodotto dalla Mathworks inc. è un programma per la simulazione di sistemi dinamici. Estende la potenzialità di Matlab, aggiungendo molte funzioni specifiche e mantenendo le caratteristiche generali.

Simulink viene utilizzato attraverso due fasi: quella di definizione del modello da simulare e quella di analisi del sistema stesso. Spesso questi due passi vengono eseguiti sequenzialmente modificando i parametri del sistema al fine di ottenere il comportamento desiderato.

Affinché la definizione del modello possa essere immediata, Simulink utilizza un ambiente a finestra, chiamata Block diagram windows, attraverso cui creare i modelli semplicemente impiegando il mouse.

L'analisi del modello avviene sia scegliendo le opzioni dal menù di Simulink, che riutilizzando i comandi Matlab attraverso la Matlab Command Windows. I risultati della simulazione sono disponibili durante la fase di simulazione stessa, mentre l'esito finale è disponibile nello spazio di Matlab.

Per aprire Simulink si deve digitare all'interno della Matlab Command Window il comando:

```
>> simulink
```

Che provoca la visualizzazione della finestra (Simulink Library Browser) contenete le icone delle librerie standard di Simulink, vedi fig. 41.

L'istruzione New della tendina File apre un nuovo file Simulink, mentre Open carica un file Simulink salvato precedentemente. Creando un nuovo file si apre una seconda finestra in cui costruire il modello del sistema da simulare. I blocchi possono essere copiati dalla prima finestra alla seconda trascinandoli col mouse nella posizione desiderata. Tali blocchi possono essere connessi tra loro da linee disegnate col mouse. Tenendo premuto il tasto sinistro, partendo dall'uscita di un blocco, si genera una linea che collega i due blocchi, mentre premendo il tasto destro posizionati su una connessione preesistente, si genera una diramazione per collegare un altro blocco.

Lo schema viene salvato utilizzando le istruzioni Save e Save as della tendina File.

Ciascuna icona della fig. 41 contiene i blocchi relativi alla libreria a cui si riferisce.

Per aprire una libreria basta cliccare due volte sulla relativa icona oppure premere il tasto destro del mouse per aprire la libreria in una nuova finestra.

In seguito verranno descritti alcuni dei blocchi maggiormente utilizzati per la realizzazione del modello del motore elettrico, contenuti in ciascuna libreria.

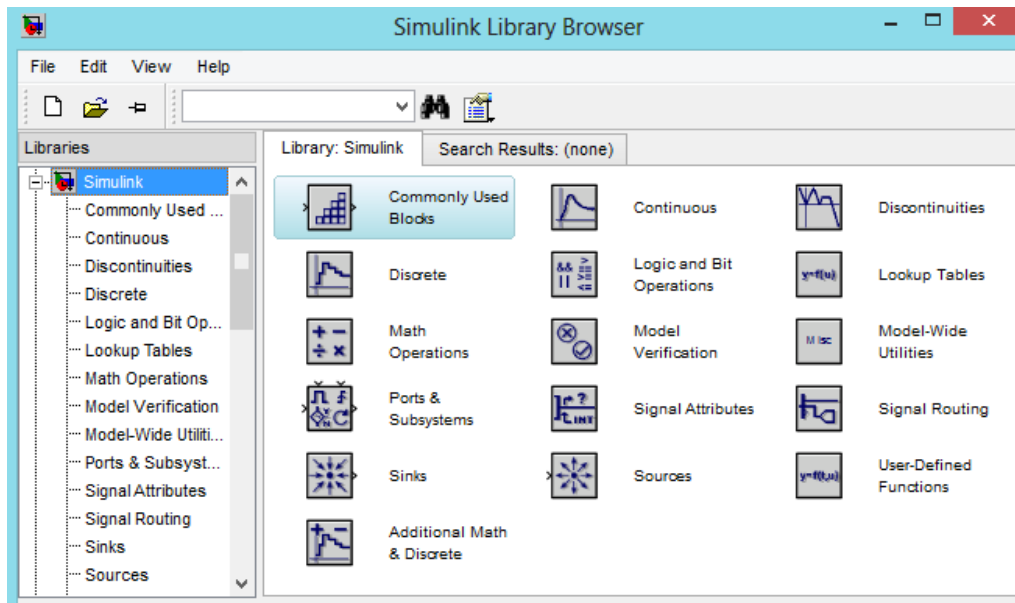


Figura 41 [4]

Sources

Contiene alcuni generatori di segnale come si vede nella fig. 42.

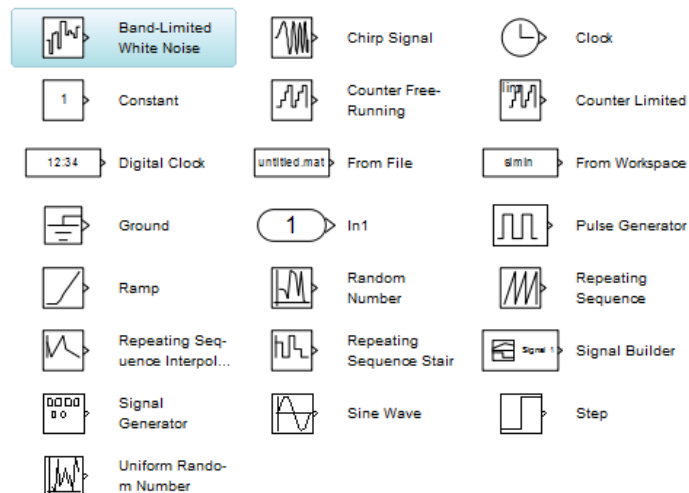


Figura 42 [4]

- Constant: genera un valore costante programmabile.
- Signal Generator: generatore dei segnali sinusoidali, onde quadre, denti di sega e segnali casuali. Si possono impostare ampiezze e frequenze.

- Step: genera un gradino di ampiezza prefissata, specificando il valore iniziale e quello finale.
- Sine Wave: genera un'onda sinusoidale di ampiezza, frequenza e fase determinata.
- Discrete Pulse Generator: genera impulsi ad intervalli regolari, specificando l'ampiezza, il periodo, e ritardo di fase come interi multipli del tempo di campionamento.
- Pulse Generator: genera impulsi, specificando il periodo in secondi, il duty cycle (percentuale del periodo), l'ampiezza e l'istante di partenza.
- Clock: generatore della base dei tempi.

Sinks

Contiene alcuni rilevatori di segnale, come si vede nella fig. 43.

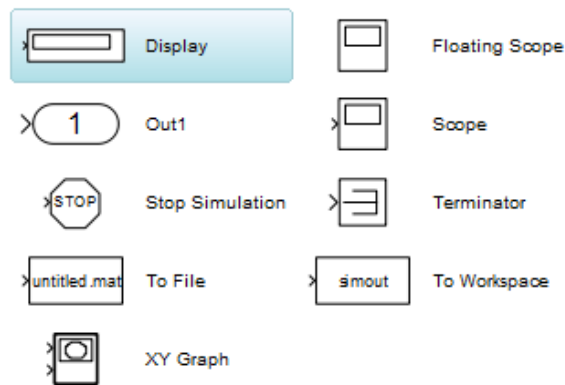


Figura 43 [4]

- Scope: visualizza in funzione del tempo il segnale di ingresso applicato.
- XY Graph: visualizza un grafico (x,y) utilizzando la finestra grafica di Matlab. Il primo ingresso corrisponde all'ascissa del grafico e generalmente coincide con la base dei tempi. Si possono introdurre i valori del range del grafico.
- Display: display numerico dei valori dell'ingresso. Si specifica il formato del parametro da visualizzare.

Discrete

Contiene i blocchi necessari all'analisi dei sistemi lineari tempo-discreto fig. 44.

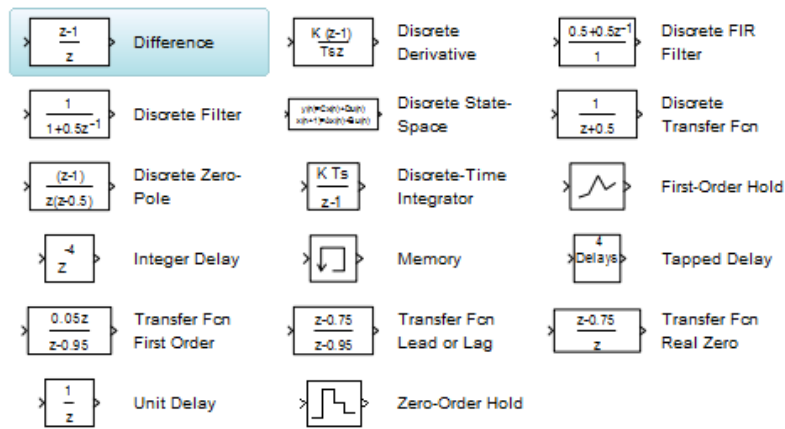


Figura 44 [4]

Continuus

Contiene i blocchi necessari all'analisi dei sistemi lineari tempo-continui evidenziati nella fig. 45.

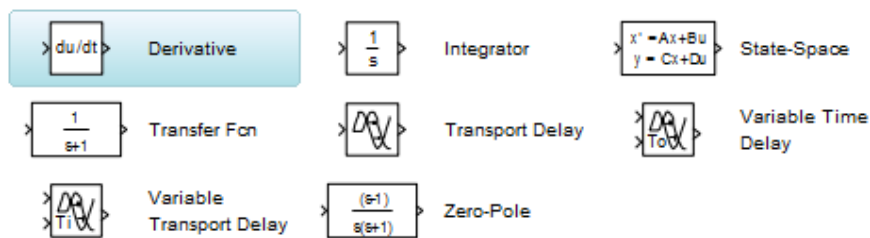


Figura 45 [4]

- integrator: calcola l'integrazione tempo continua del segnale d'ingresso, stabilite le condizioni iniziali ed eventuali limiti superiori ed inferiori di saturazione.
- Transfer Fcn: espressione per la funzione di trasferimento, in cui il numeratore viene rappresentato da una matrice e il denominatore da un vettore. Il numero delle uscite eguaglia il numero delle righe della matrice al numeratore, i cui elementi sono i coefficienti del polinomio secondo potenze decrescenti di s . anche il vettore al denominatore rappresenta i coefficienti del polinomio secondo potenze decrescenti di s .
- Memory: rappresenta un ritardo di durata unitaria. L'uscita coincide con il valore assunto precedentemente dall'ingresso. Occorre specificare le condizioni iniziali.

Nonlinear

Contiene i blocchi che svolgono funzioni non lineari fig. 46.

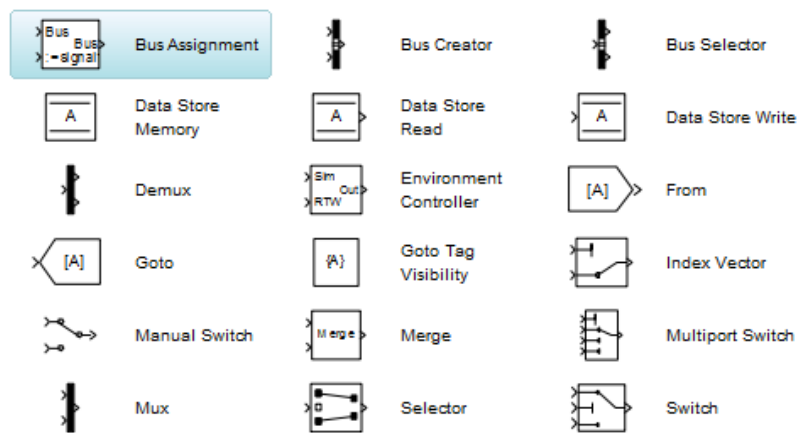


Figura 46 [4]

- Switch: l'uscita coincide con il primo ingresso, quando il secondo ingresso è maggiore od uguale ad una certa soglia, altrimenti assume i valori del terzo ingresso.
- Manual Switch: commutatore regolabile col mouse senza parametri.
- Multiport Switch: coincide con gli ingressi secondo i valori arrotondati assunti dal primo di questi.

Math

Contiene blocchi per le funzioni matematiche e relazioni logiche fig. 47.

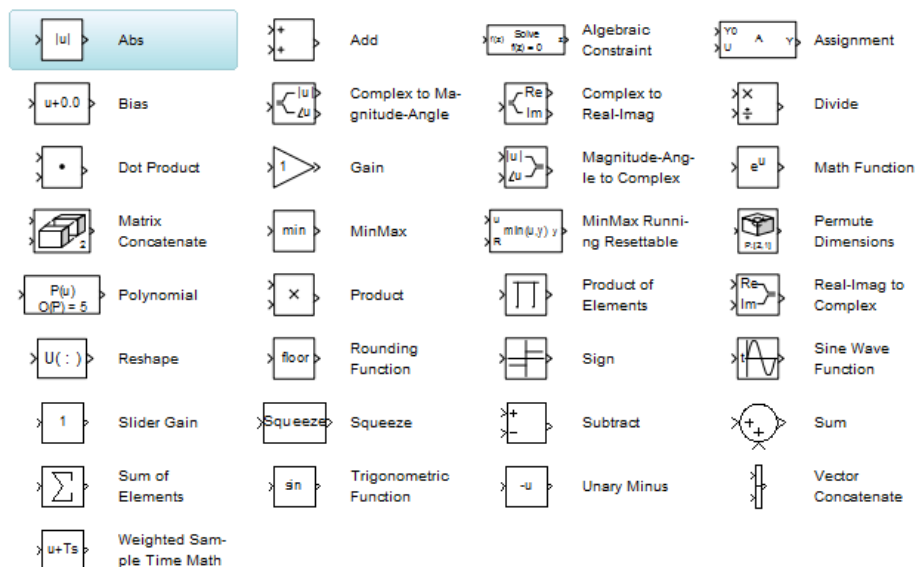


Figura 47 [4]

- Sum: effettua la somma o la differenza degli ingressi. Si deve inserire la lista dei segni con cui ogni ingresso entra nel blocco.
- Product: moltiplica o divide gli ingressi. Occorre specificare il numero di ingressi.
- Gain: guadagno scalare o vettoriale. Si imposta il guadagno k e il blocco calcola l'uscita y dato l'ingresso u secondo l'espressione $y = k \cdot u$
- Math Function: implementa funzioni matematiche come quelle logaritmiche, esponenziali, potenze e modulo.

Function & Tables

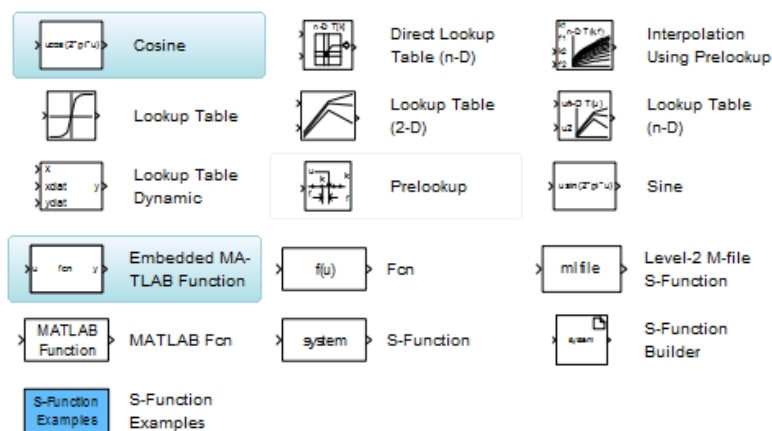


Figura 48 [4]

- Fcn: permette di specificare una funzione arbitraria dell'ingresso u , $y=f(u)$.
- MATLAB function: passa i valori dell'ingresso ad una funzione Matlab affinché possa essere valutata. La funzione Matlab deve restituire un vettore la cui lunghezza deve essere definita.

Signal & Systems

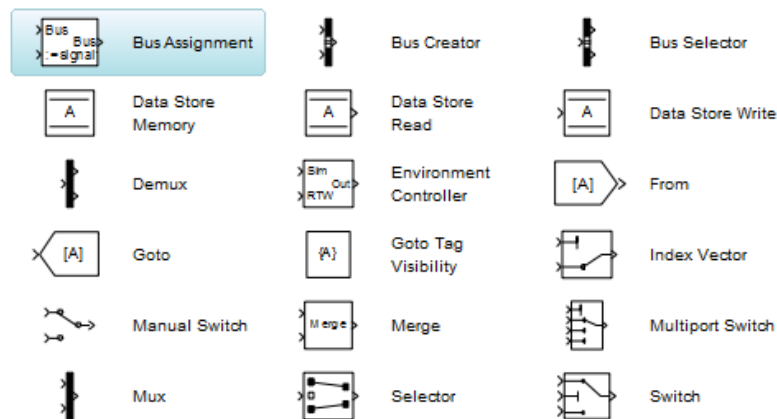


Figura 49 [4]

- In: fornisce una porta d'ingresso per un modello. Occorre specificare il tempo di campionamento.
- Out: fornisce una porta d'uscita per un modello. Quando il modello non è disabilitato, occorre fornire il corrispondente valore dell'uscita.
- Enable: il blocco viene posto all'interno di un modello affinché sia abilitato.
- Mux: raggruppa scalari o vettori in un vettore di dimensioni maggiori.
- Demux: disaggrega i vettori d'ingresso in scalari o vettori di dimensione inferiori.

3.2.2 IL MODELLO DINAMICO DEL MOTORE ELETTRICO NTM PROP DRIVE 35-36A 1800 KV

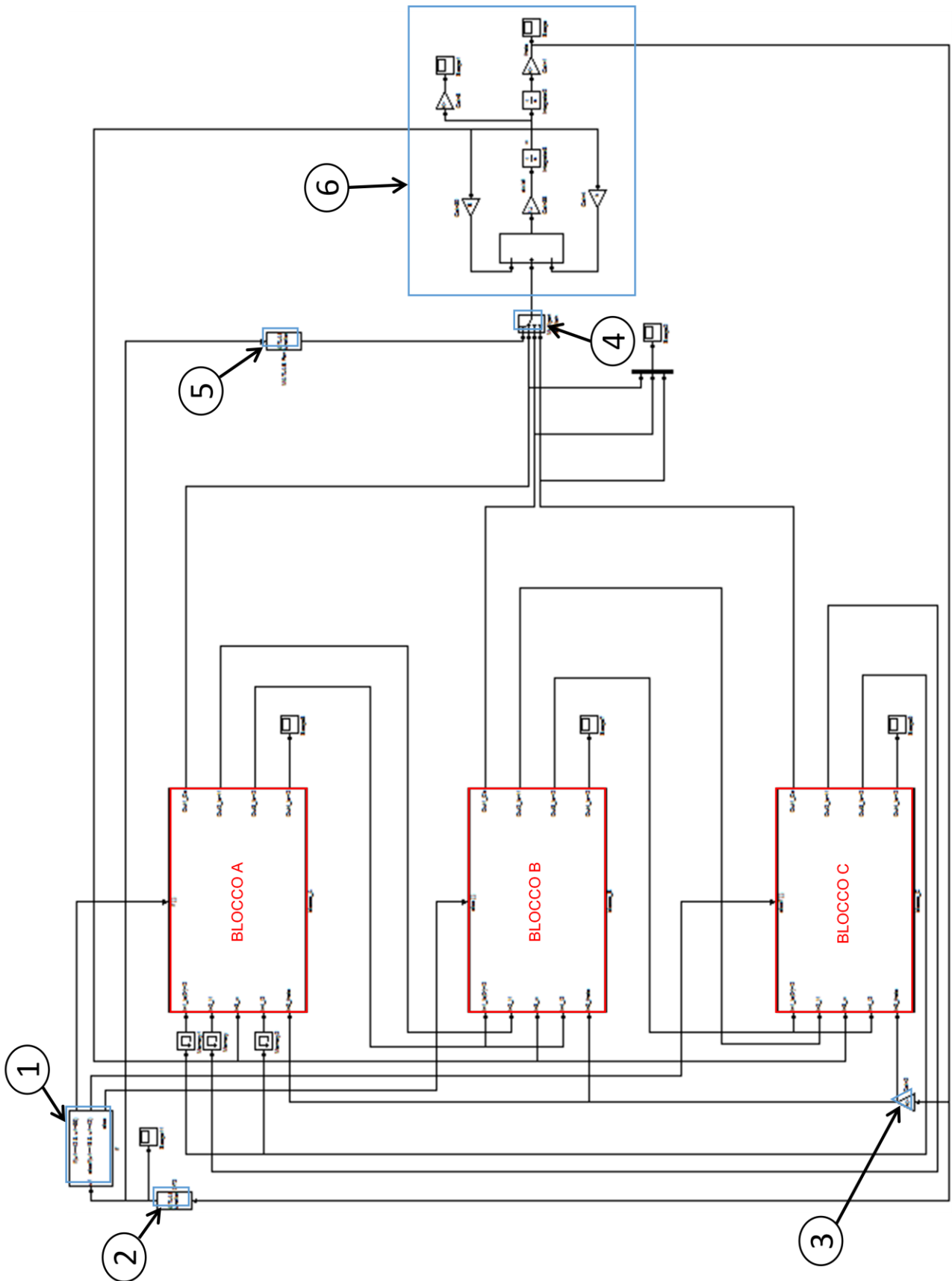


Figura 50: modello dinamico dell'NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV [4]

Di seguito, verranno descritti i vari blocchetti simulink, che vanno a comporre il modello dinamico del motore elettrico (fig. 50). In particolare, le tre figure evidenziate di rosso, come accennato nel capitolo 3.1, sono i blocchi A, B e C, costruiti sulla base dei tre sistemi di equazioni 3.11, 3.12 e 3.13.

I tre blocchi sono strutturalmente molto simili e vengono attivati/disattivati in maniera ciclica dal blocchetto 1(figura 57), mediante l'action port.

- **BLOCCO A**

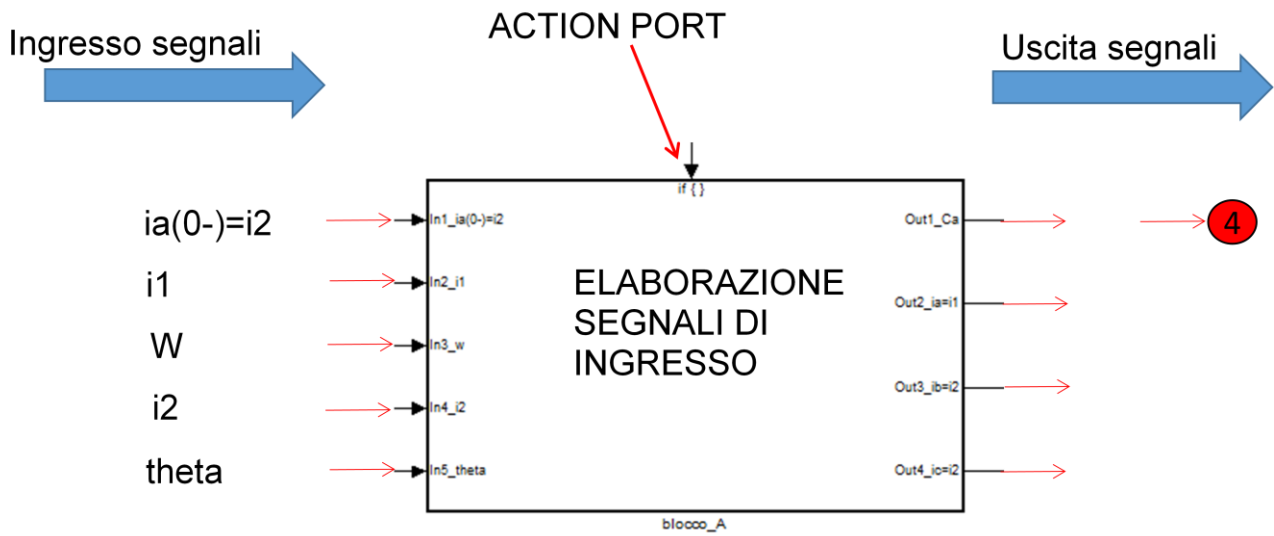


Figura 51: blocco A [4]

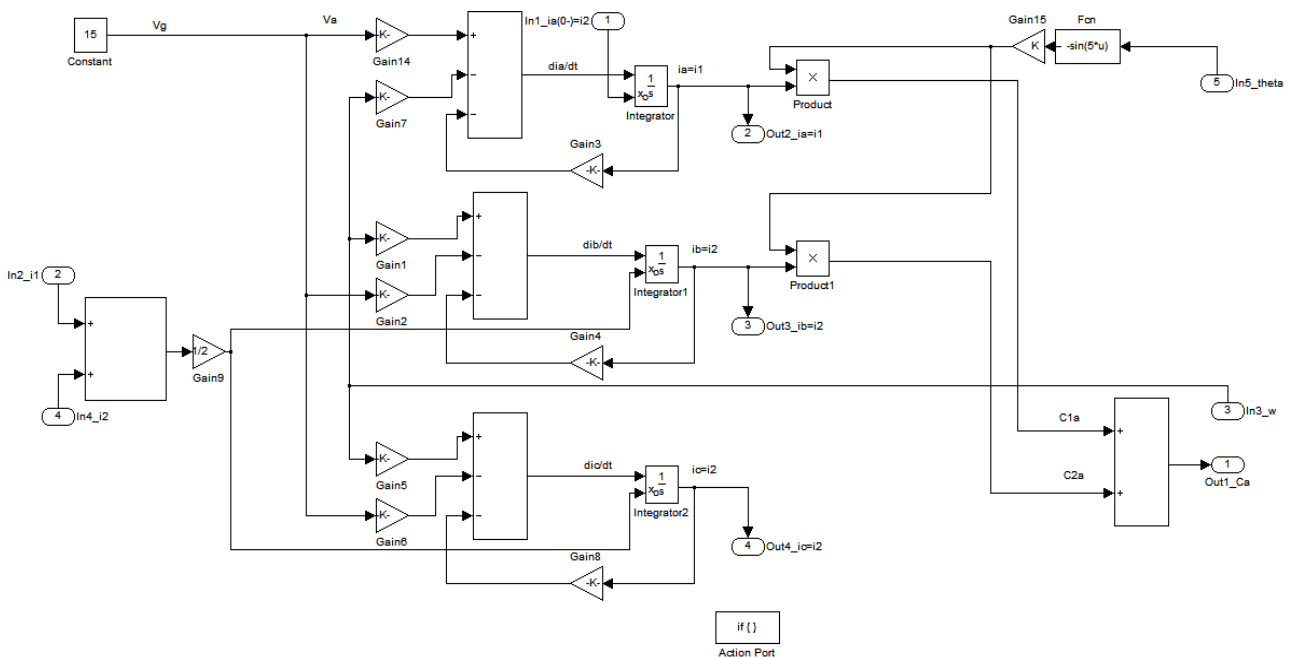


Figura 52: interno blocco A [4]

- BLOCCO B**

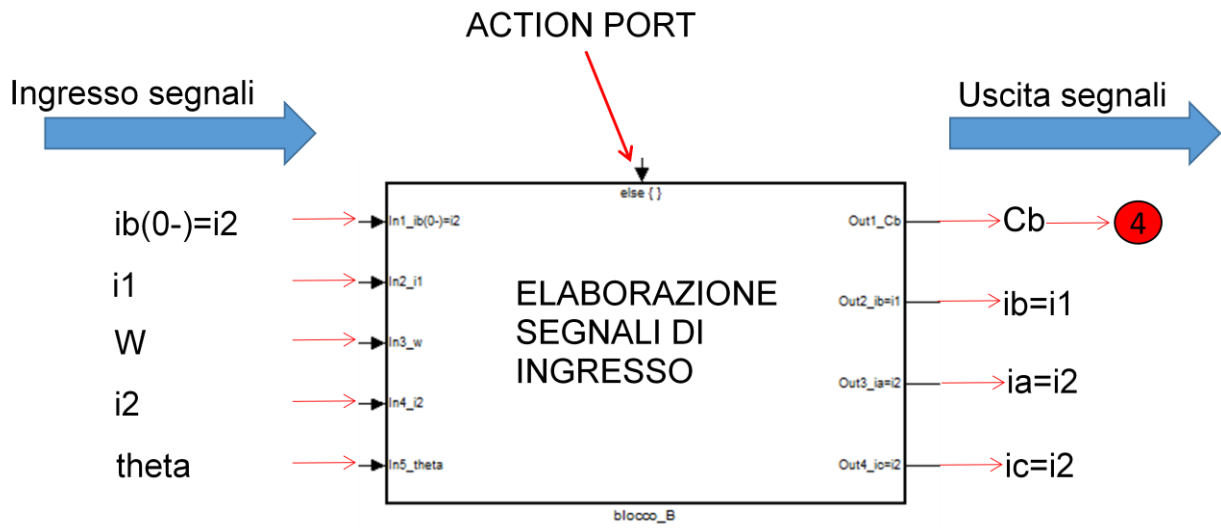


Figura 53: blocco B [4]

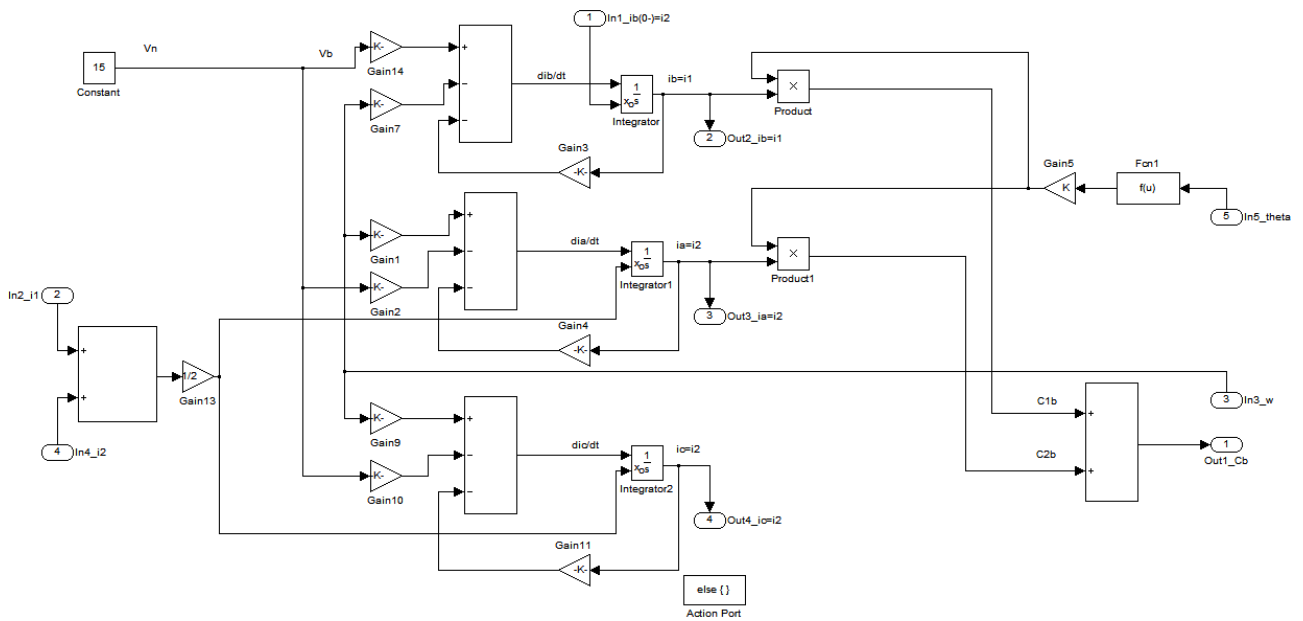


Figura 54: interno blocco B [4]

- **BLOCCO C**

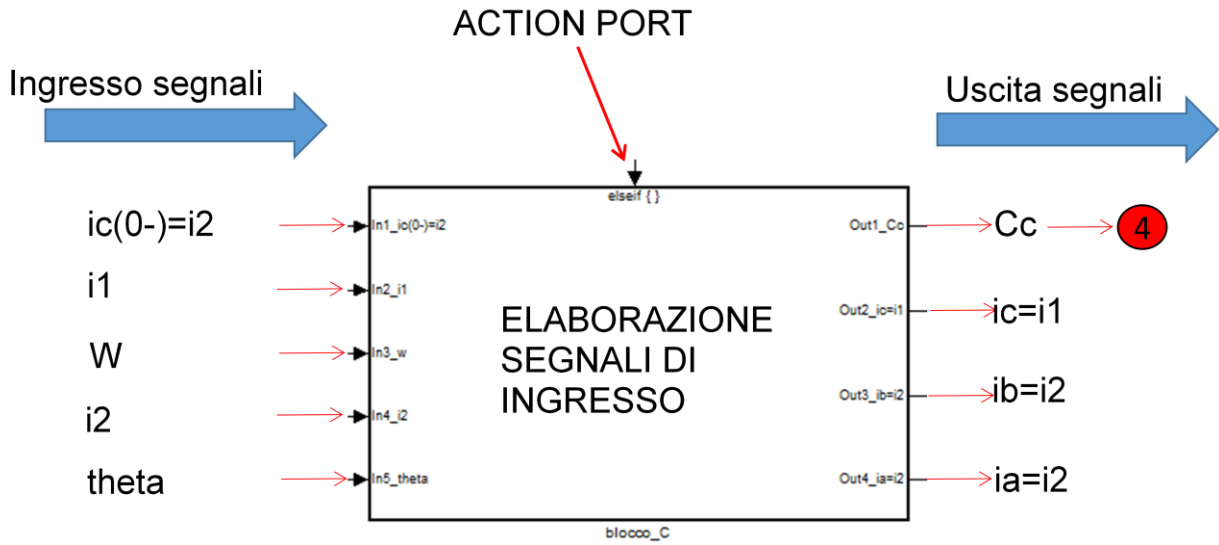


Figura 55: blocco C [4]

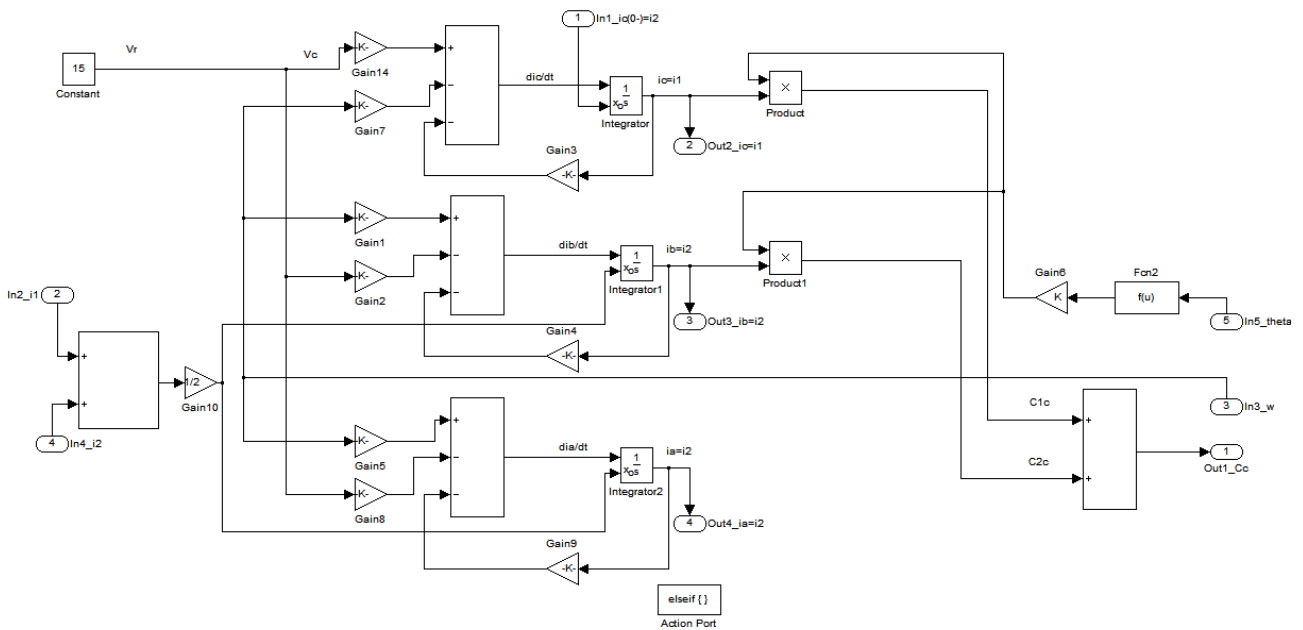


Figura 56: interno blocco C [4]

Di seguito verranno descritti i blocchetti evidenziati dalle linee azzurre in figura 50.

- **BLOCCHETTO 1: if block**



Figura 57: if block [4]

L'ingresso al blocchetto 1 è l'angolo theta. Tale ingresso è stato precedentemente modificato dal blocchetto 2, in modo da poter garantire la ciclicità di accensione e spegnimento dei blocchi A,B,C. Di seguito, verrà mostrato il funzionamento dell'if block mediante il linguaggio matlab.

```

if u1>=42 & u1<66
    %% se questa prima espressione è verificata, allora il blocchetto if,
    %% aziona il subsystem A (il blocco A) collegato ad esso.
else if u1>=18 & u1<42
    %% se questa seconda espressione è verificata, allora il blocchetto if,
    %% aziona il subsystem C (il blocco C) collegato ad esso.
else
    %% se non sono verificate le altre due condizioni, allora viene
    %% azionato il blocco B
end

```

- **BLOCCHETTO 2: MATLAB function**

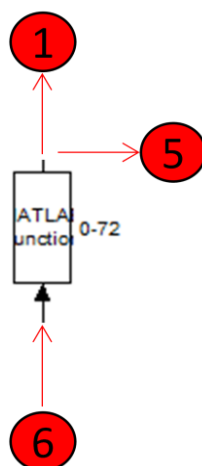


Figura 58: matlab function [4]

Esso preleva il segnale, ovvero l'angolo theta (in gradi), dal blocchetto 6 e lo elabora in modo da poterlo riportare in un range limitato tra 0° e 72° (figura 59).

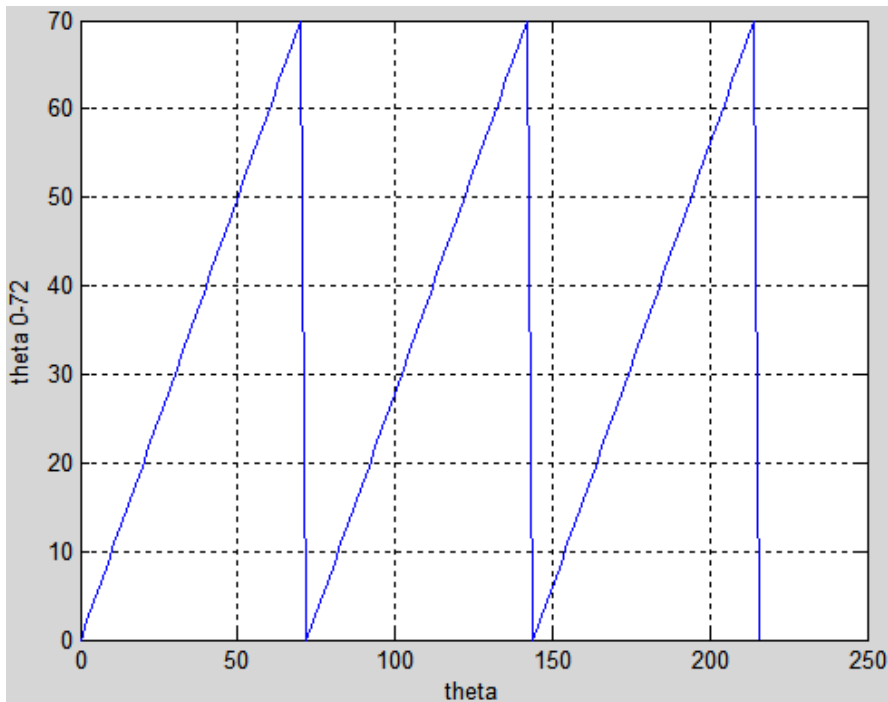


Figura 59: $\text{mod}(u,72)$, prendendo in esempio un angolo che va da 0° a 216° [4]

L'elaborazione avviene mediante una funzione matlab chiamata "mod". In particolare, viene prelevato il segnale theta (in gradi) e diviso per 72; dopodiché, la funzione mod preleva il resto di tale divisione, che è un valore compreso tra 0° e 72° , e lo invia ai blocchetti 1 e 5.

- **BLOCCETTO 3: Gain (guadagno)**

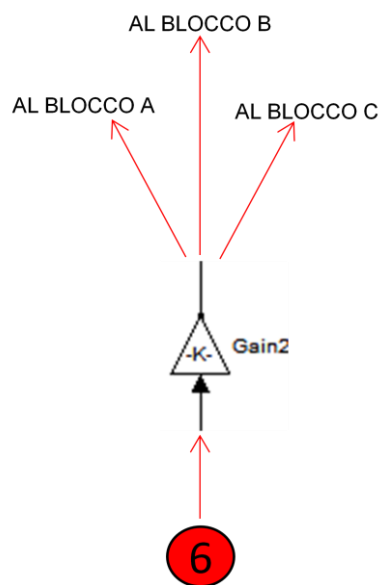


Figura 60: blocchetto per conversione deg-rad [4]

All'ingresso preleva il segnale theta in gradi e lo elabora in modo da trasformarlo in radianti. All'uscita, il segnale elaborato viene inviato ai tre blocchi (A,B,C), per calcolare le coppie (equazioni 3.22, 3.23, 3.24).

- **BLOCCHETTI 4 E 5: MATLAB function (bloc. 5) e Multiport Swith (bloc. 4)**

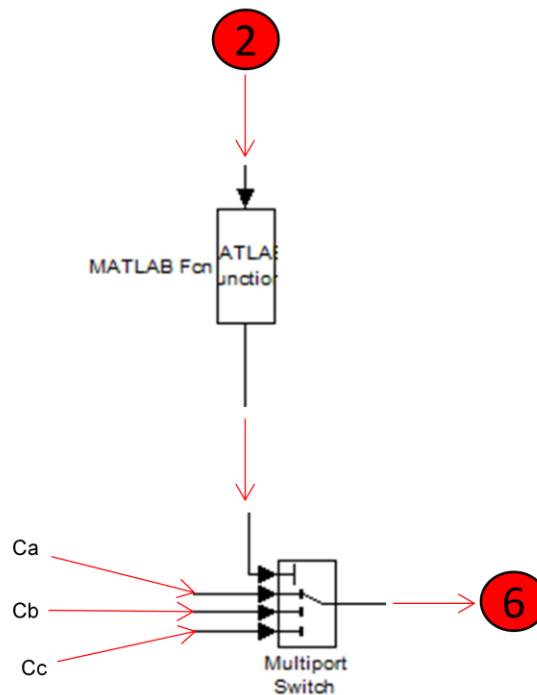


Figura 61: MATLAB function e Multiport Switch per il controllo delle coppie [4]

I due blocchetti di figura 61, rendono possibile il controllo delle coppie in uscita dai tre blocchi A,B e C, in modo da poterle far passare (una alla volta) solo quando il relativo blocco, che le ha generate, è attivo.

Ad esempio: quando il blocco A è acceso, allora, i due blocchetti 4 e 5 faranno in modo di inviare al blocchetto 6 solo la coppia generata dal blocco A, ovvero Ca e così via.

In particolare, il blocchetto 4 (Multiport Switch) viene controllato da un blocchetto 5 (MATLAB function) mediante una function, chiamata **switc_h** che riporta le seguenti righe di programma:

```
function y=switc_h(theta)
if theta>=42 & theta<66
    y=1;
elseif theta>=18 & theta<42
    y=3;
else
    y=2;
end
```

- **BLOCCHETTO 6:**

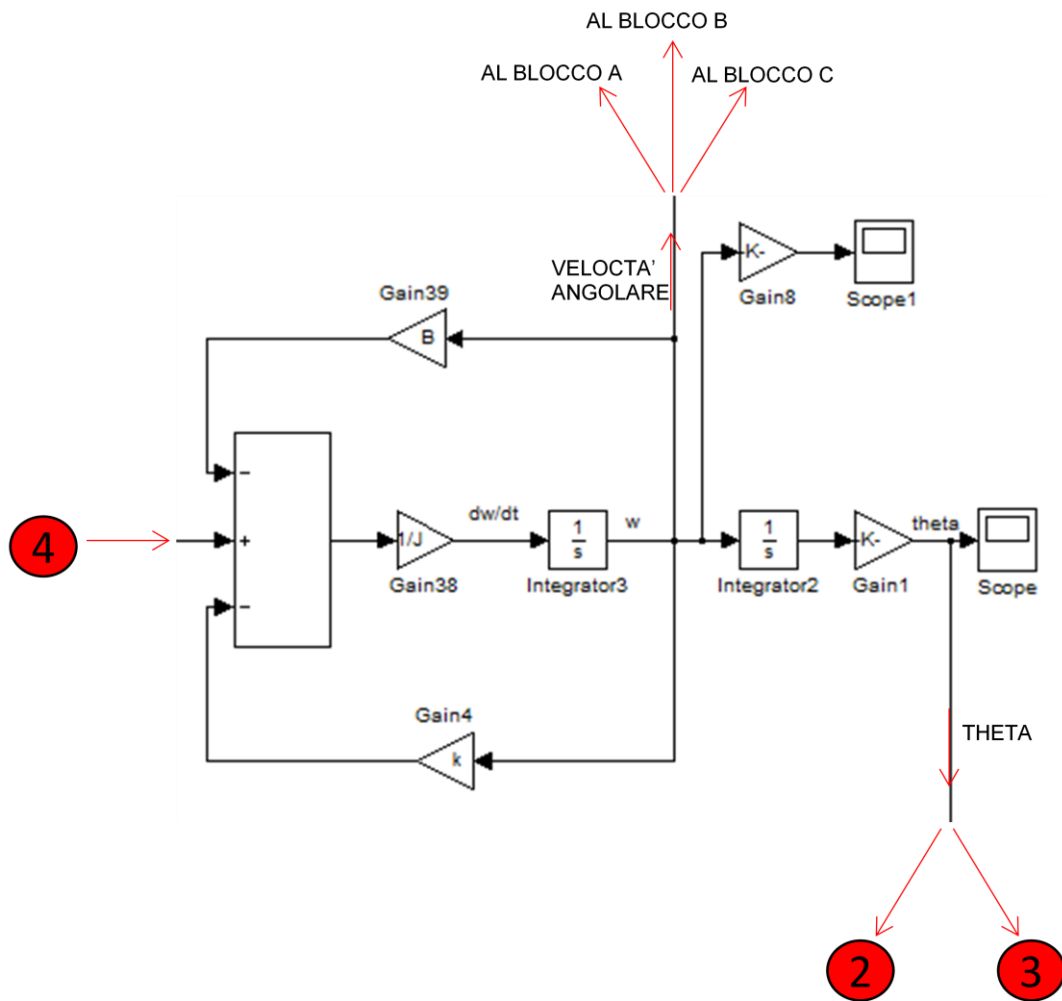


Figura 62 [4]

Tale blocchetto preleva il segnale di coppia dal blocchetto 4 e lo elabora secondo l'eq. 3.18 ricavando, in primis, un'accelerazione angolare (dw/dt) e poi, mediante l'utilizzo di due integratori, vengono ricavate la velocità angolare (w) e infine l'angolo theta.

4 RISULTATI DELLE SIMULAZIONI

I parametri immessi nella simulazione sono:

- Start time: 0.0 sec.;
- Stop time: 10 sec.;
- Solver options:
 - Type: Fixed-step
 - Solver: ode4 (Runge-Kutta)
 - Fixed-step size (fundamental sample time): 0.01 sec.

Inoltre, è stato creato un file matlab che riporta i valori di inizializzazione della simulazione:

```
clear all
clc
%%inizializzazione motore brushless
R=2*10^-3; %%resistenza
L=10^-5; %%induttanza
J=5.7; %%momento d'inertia del rotore
B=2.15*10^(-5); %%coefficiente di attrito viscoso
K=0.664; %%costante di interazione elettromagnetica
k=10^-3; %%costante della coppia di carico
```

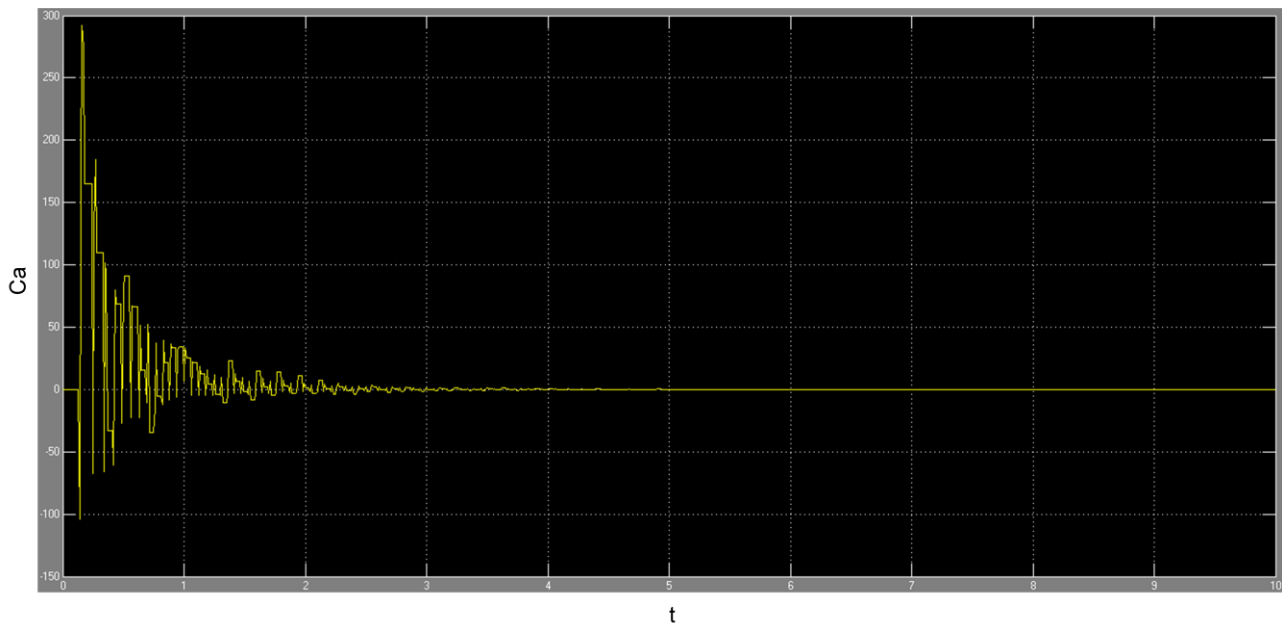


Figura 63: coppia Ca prodotta dal blocco A [4]

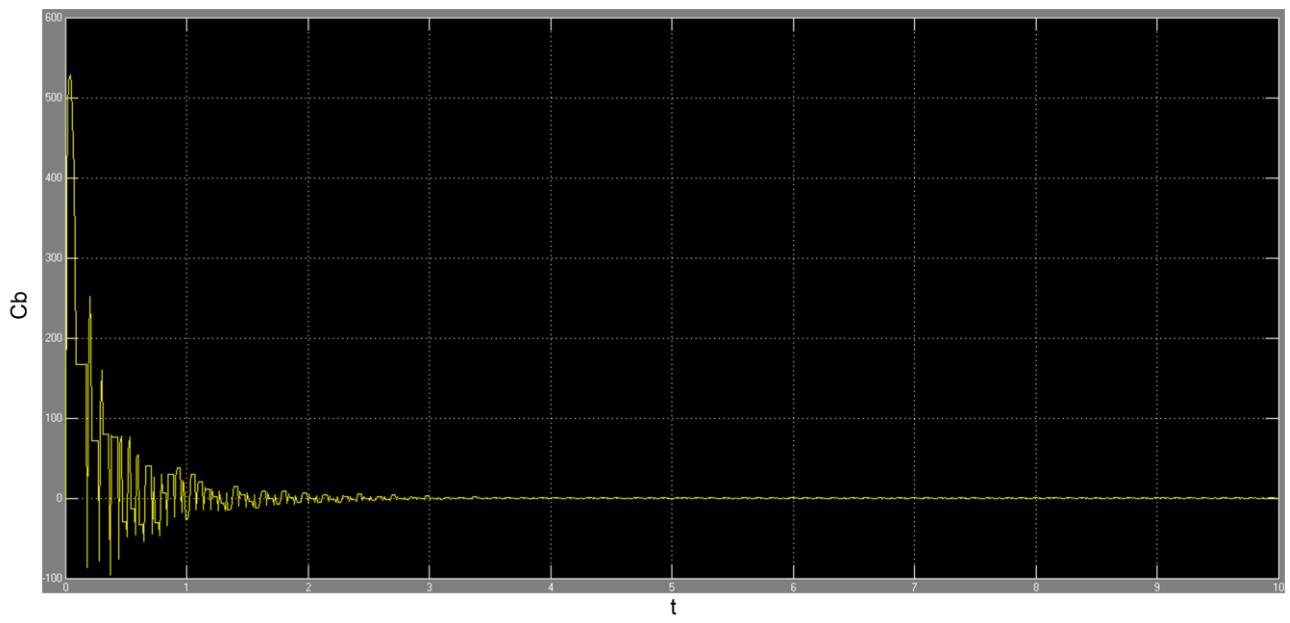


Figura 64: coppia C_b prodotta dal blocco B [4]

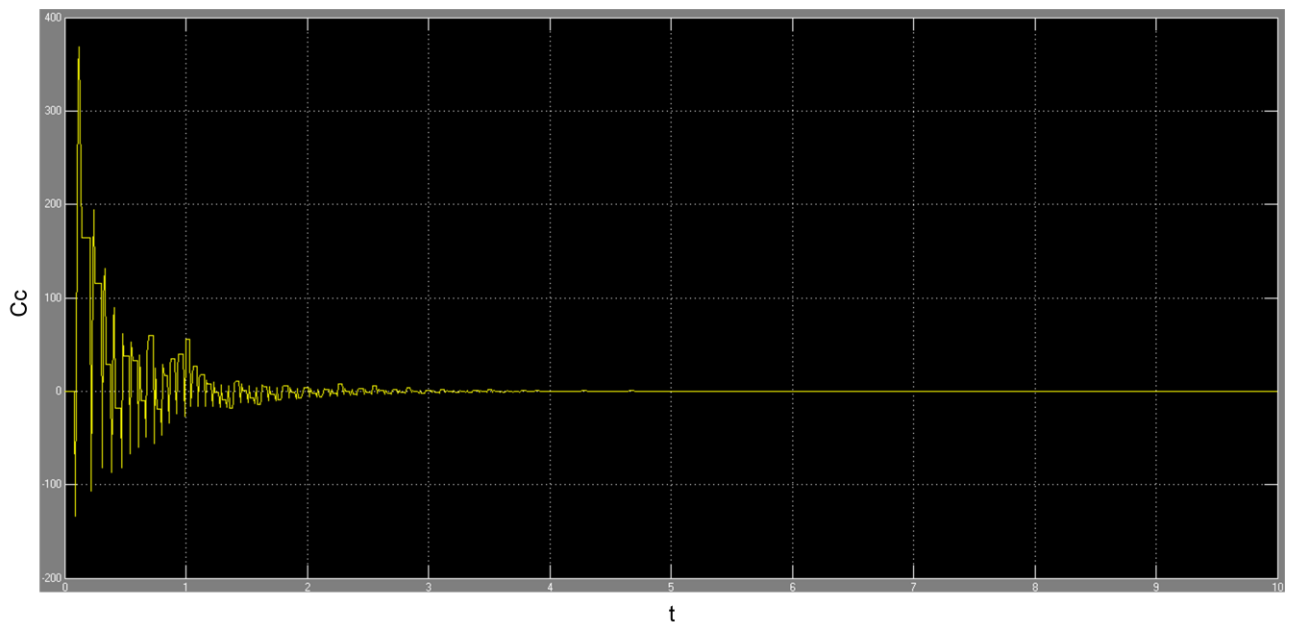


Figura 65: coppia C_c prodotta dal blocco C [4]

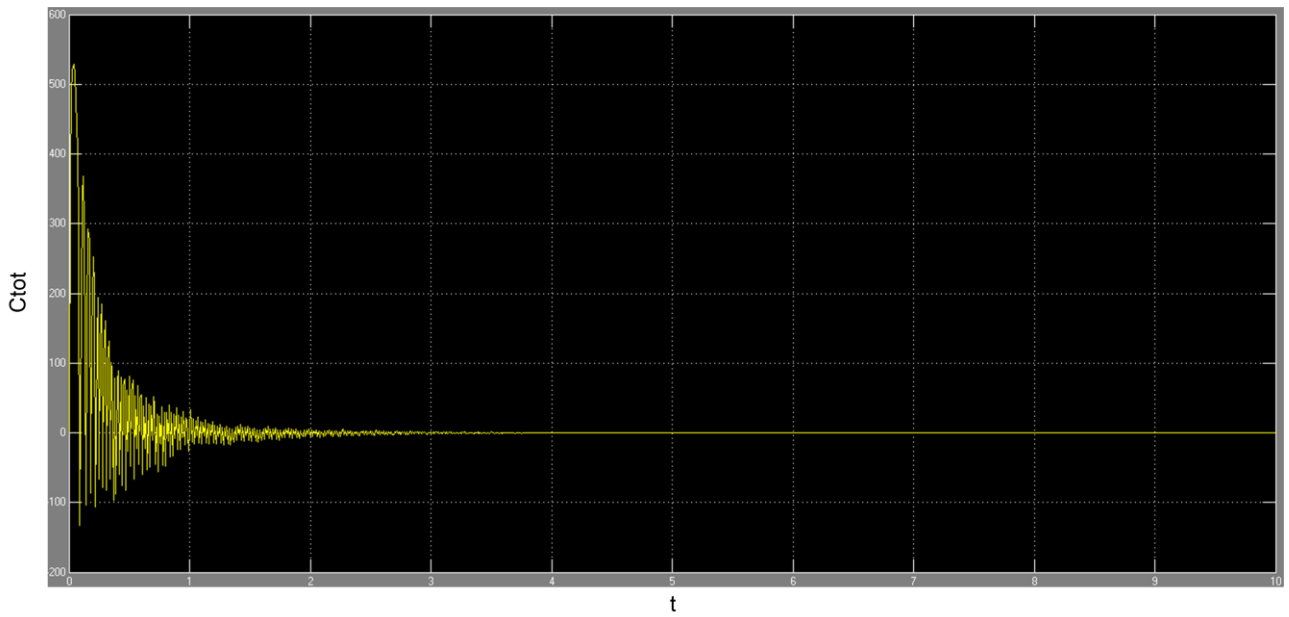


Figura 66: coppia totale in ingresso al blocchetto 6 [4]

Come si nota, le tre coppie di figg. 63, 64, 65, 66, hanno un andamento oscillante nell'intorno dello zero e che a un certo periodo di tempo esso si smorza, ottenendo un'oscillazione molto piccola ma non nulla.

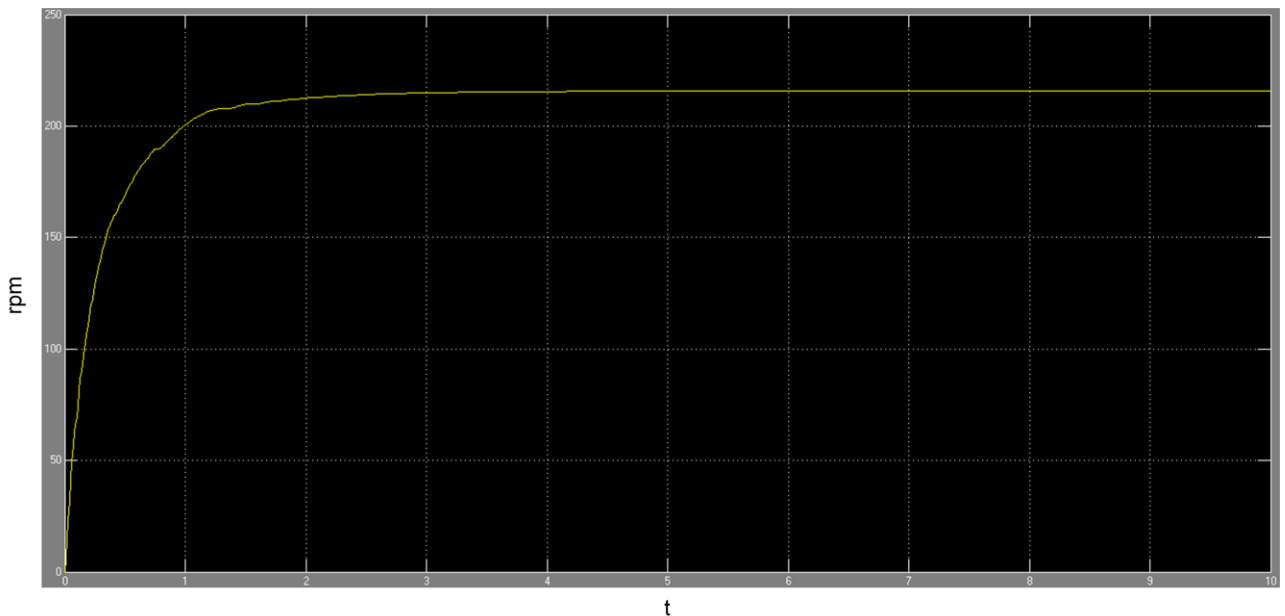


Figura 67: velocità angolare in rpm [4]

Il numero di giri ottenuti in simulazione (fig.67), è poco più di 200 giri/min, che però, vengono raggiunti con un transitorio di pochissimi secondi (circa 3 sec.).

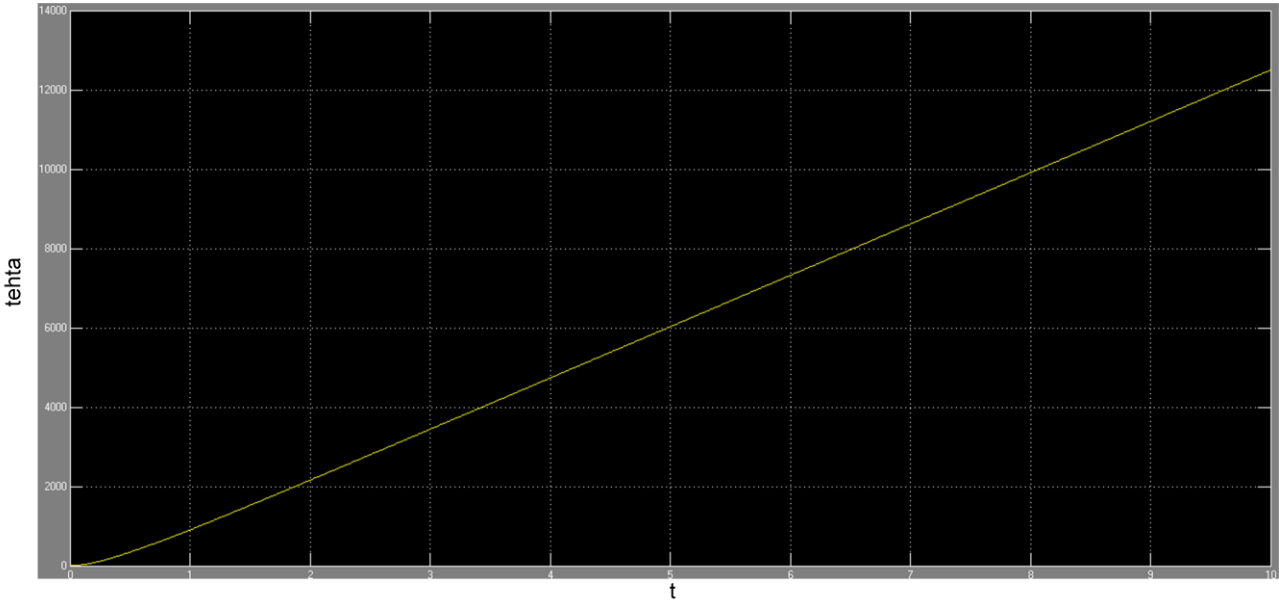


Figura 68: angolo theta in deg [4]

5 CONCLUSIONI

Come si evince dal grafico di figura 67, il numero di giri raggiunge dei valori troppo bassi, se paragonati al numero di giri realmente raggiunti dal motore, NTM PROP DRIVE 35-36A 1800KV, in fase di volo. Infatti, il simulatore raggiunge un massimo di circa 200 giri/min, che sono ben poco rispetto ai 20.000 giri/min raggiunti dal motore elettrico in volo stazionario.

Per tale motivo, i risultati ottenuti dalla simulazione sono insufficienti e non attendibili per la stima del surriscaldamento e dell'autonomia. Questo è dovuto dal fatto che non essendo coerente la velocità di rotazione ottenuta dal simulatore con quella ottenuta nella realtà, si ha che anche i valori delle correnti non sono esatti. Ciò sicuramente falsa i valori sul surriscaldamento e sull'autonomia che si sarebbero ottenuti.

5.1 RACCOANDAZIONI

Partendo dal presupposto che la struttura del modello vada bene e quindi, al fine di ottenere una simulazione il più reale possibile, si raccomanda nei futuri sviluppi di:

- Cambiare i parametri di inizializzazione;
- Modificare il tipo di controllo dell'alimentazione.

BIBLIOGRAGIA

Testi di riferimento per la teoria:

- **I COMPONENTI DELL'AUTOMAZIONE; G.Bertoni, M.E.Penati, S.Simonini**
- **CONTROLLO INNOVATIVO DI AZIONAMENTO BRUSHLESS DC PER TRAZIONE; Universita degli studi di Padova Facoltà di ingegneria (<http://tesi.cab.unipd.it/37671/>)**
- **MOTORI ELETTRICI; dispense di Tecnologie dei Sistemi di Controllo - A. Bemporad - A.a 2007/08**

Fonti delle immagini:

[1]:immagini e grafici realizzati con appositi programmi office

[2]:immagini scaricate da fonte online (www.hobbyking.com)

[3]:immagini scaricate da fonte online (<http://tesi.cab.unipd.it/37671/>)

[4]:immagini prese da "MATLAB R2009a"

[5]:immagini da fotocamera