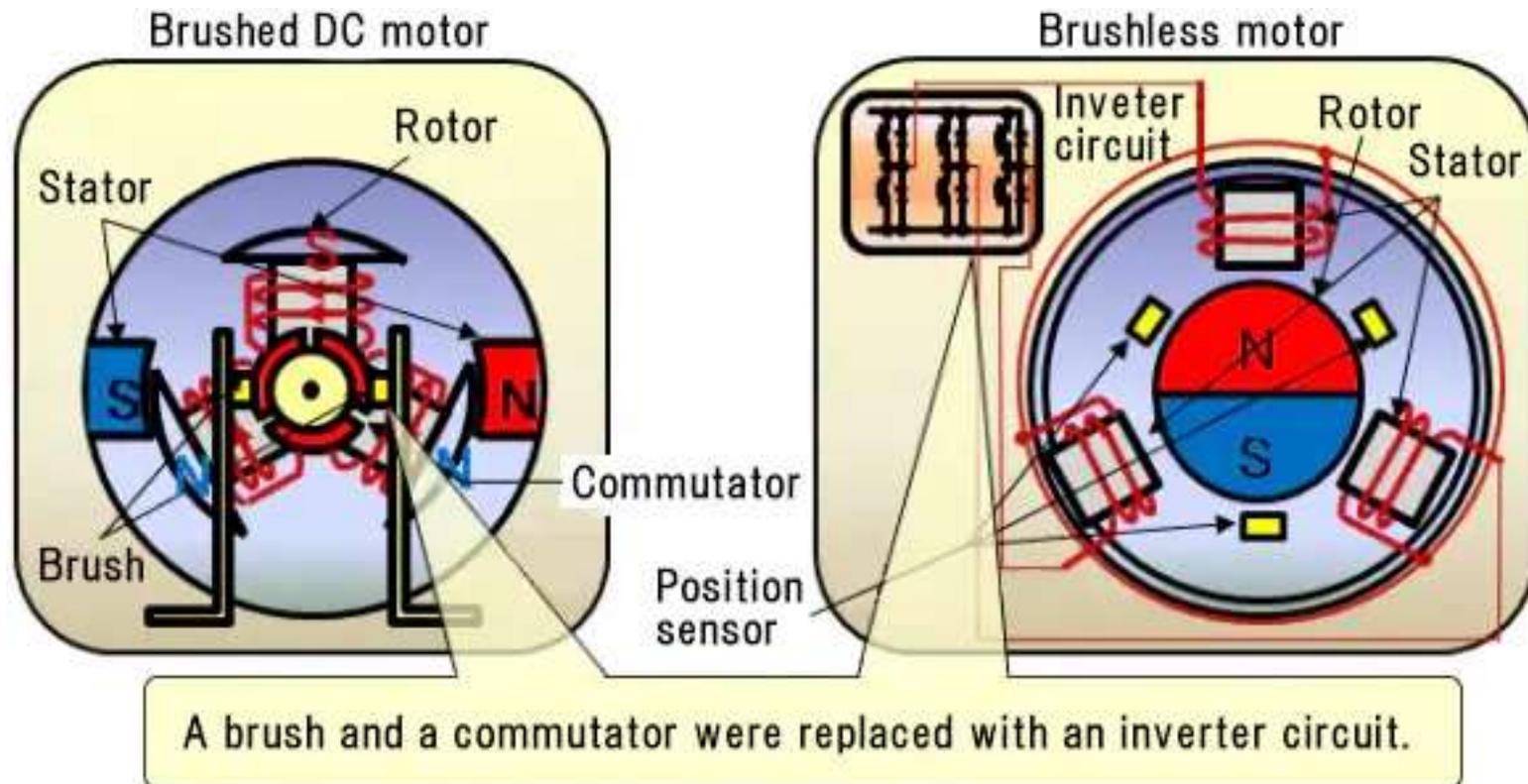


AZIONAMENTI CON MOTORI BRUSHLESS DC

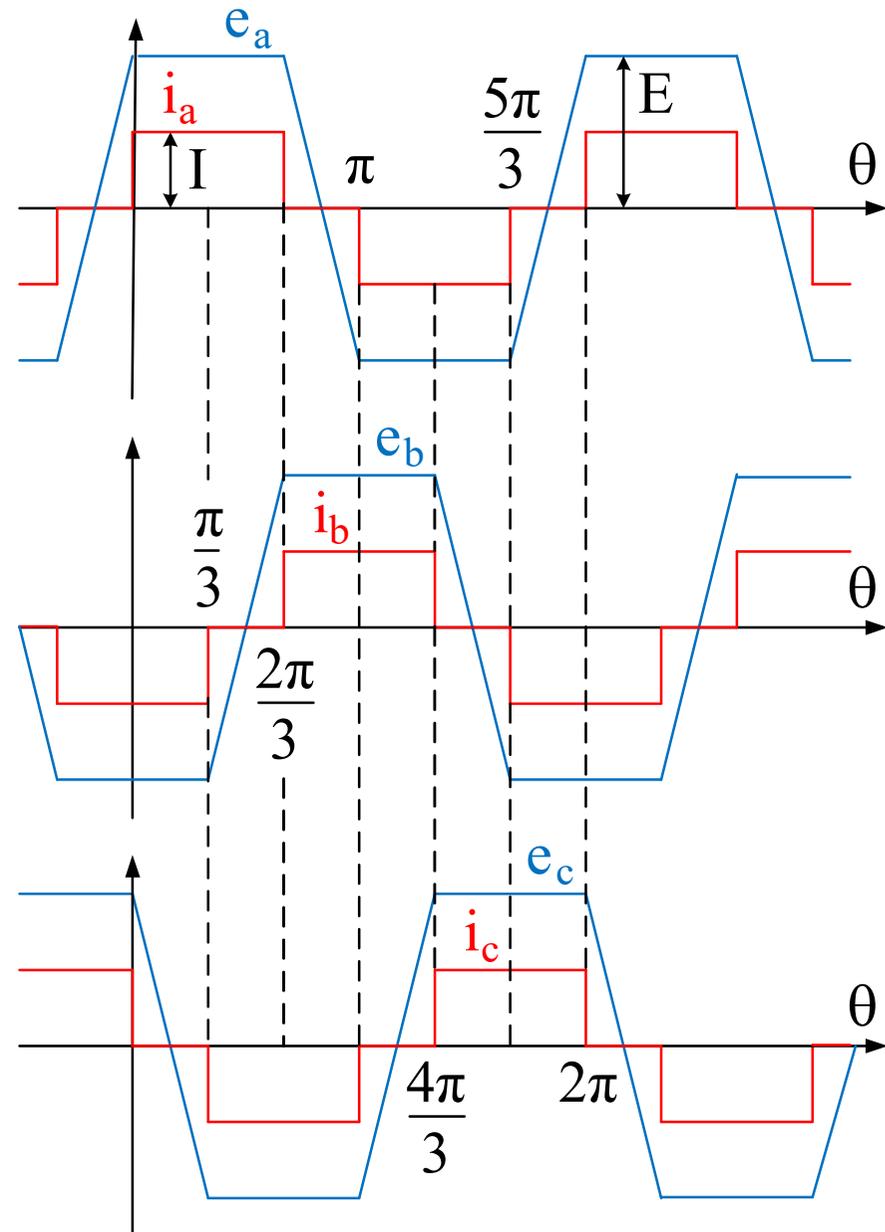
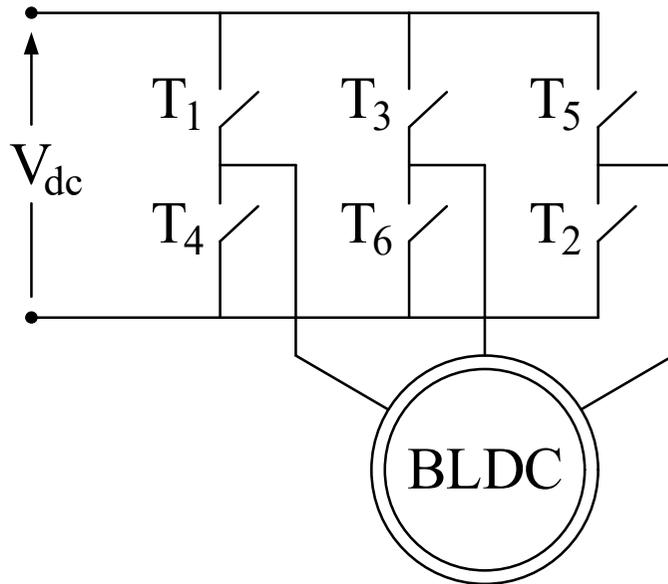
Prof. Simone CASTELLAN

AZIONAMENTI BRUSHLESS DC

I motori brushless DC (BLDC) sono anche detti "motori a commutatore elettronico", nel senso che l'invertitore svolge lo stesso ruolo che ha il collettore nei motori a corrente continua. La definizione include quindi anche il convertitore e il suo controllo, per cui è più corretto parlare di azionamenti brushless DC.



ALIMENTAZIONE E CONTROLLO DEI BLDC



$$E = 2NB_{m0}r lp \omega_m = k_t \omega_m$$

N : numero spire avv. di statore,

B_{m0} : induzione dei magneti,

r, l : raggio e lunghezza macchina,

p : numero di coppie polari.

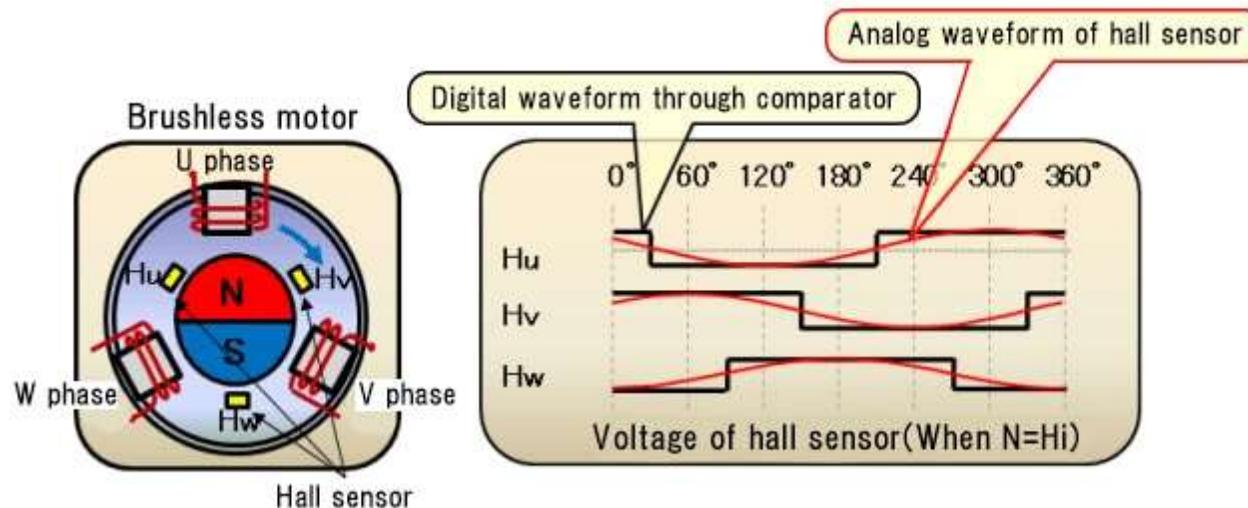
Pot. elettr. convertita in meccanica:

$$P_{em} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = 2EI$$

ALIMENTAZIONE E CONTROLLO DEI BLDC

Dall'esame della figura della dia precedente si osserva che le correnti nelle tre fasi devono essere sincronizzate con l'andamento delle f.e.m. indotte nella macchina. Poiché le correnti di fase sono forzate mediante un invertitore a tensione impressa, ne consegue che le commutazioni degli interruttori dell'invertitore devono essere sincronizzate con le f.e.m..

La sincronizzazione è garantita da una semplice apparecchiatura costituita da tre sonde ad effetto Hall sollecitate da una coppia (Nord e Sud) di piccoli magneti installati sull'albero del motore. Le sonde sono inserite nello statore e disposte a 120° una rispetto all'altra.



ALIMENTAZIONE E CONTROLLO DEI BLDC

Ipotizzando che le commutazioni della corrente siano ideali e sincronizzando opportunamente la chiusura degli interruttori elettronici dell'invertitore con le f.e.m. della macchina si può ottenere una coppia elettromagnetica del motore costante al variare della posizione del rotore.

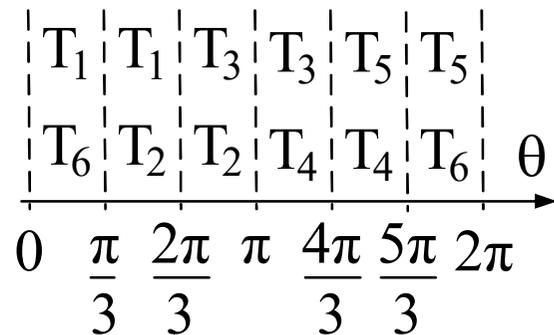


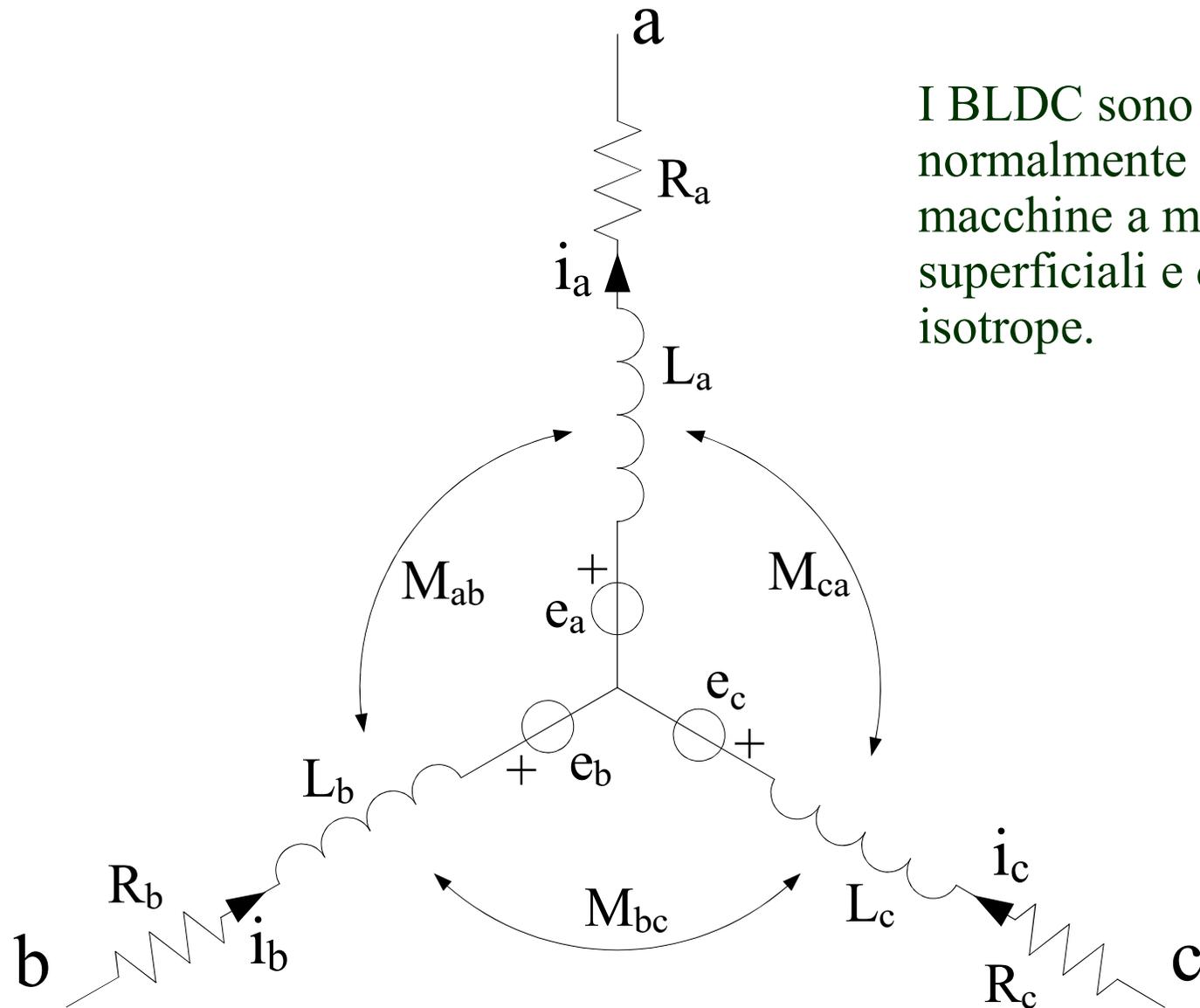
Tabella indicante gli interruttori dell'invertitore che devono essere chiusi in funzione della posizione angolare del rotore (angoli della dia 8).

Utilizzando le relazioni della dia 8, la coppia elettromagnetica risulta:

$$C = \frac{P_{em}}{\omega_m} = \frac{2EI}{\omega_m} = \frac{2k_t \omega_m I}{\omega_m} = 2k_t I$$

Si ottiene quindi una coppia elettromagnetica del motore costante e proporzionale al valore dell'ampiezza della corrente di fase che circola negli avvolgimenti di statore.

MODELLO CIRCUITALE DEI BLDC



I BLDC sono normalmente macchine a magneti superficiali e quindi isotrope.

MODELLO CIRCUITALE DEI BLDC

$$v_i = R_i i_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad i = a, b, c$$

$$\lambda_a = L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + \lambda_{a,m}$$

$$\lambda_b = L_b i_b + M_{ba} i_a + M_{bc} i_c + \lambda_{b,m}$$

$$\lambda_c = L_c i_c + M_{ca} i_a + M_{cb} i_b + \lambda_{c,m}$$

Avvolgimenti tutti uguali:

$$L_a = L_b = L_c = L_s$$

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{bc} = -|M|$$

Dato che la macchina è costruita con i tre avvolgimenti di statore tutti uguali e considerando che il centro stella è isolato, quindi $i_a + i_b + i_c = 0$, risulta:

$$\lambda_a = (L_s + |M|)i_a + \lambda_{a,m}$$

$$\lambda_b = (L_s + |M|)i_b + \lambda_{b,m}$$

$$\lambda_c = (L_s + |M|)i_c + \lambda_{c,m}$$

$$\lambda_a = L i_a + \lambda_{a,m}$$

$$\lambda_b = L i_b + \lambda_{b,m}$$

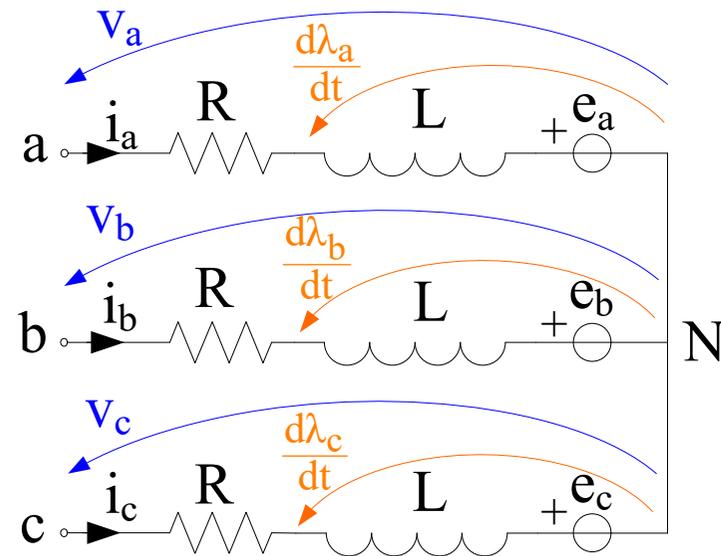
$$\lambda_c = L i_c + \lambda_{c,m}$$

avendo posto $L = L_s + |M|$.

MODELLO CIRCUITALE DEI BLDC

Sostituendo i flussi nell'equazione di tensione iniziale e considerando che $d\lambda_{i,m}/dt = e_i$ ($i = a, b, c$) e che, dato che la macchina è costruita con i tre avvolgimenti di statore tutti uguali, $R_a = R_b = R_c = R$, si ottiene:

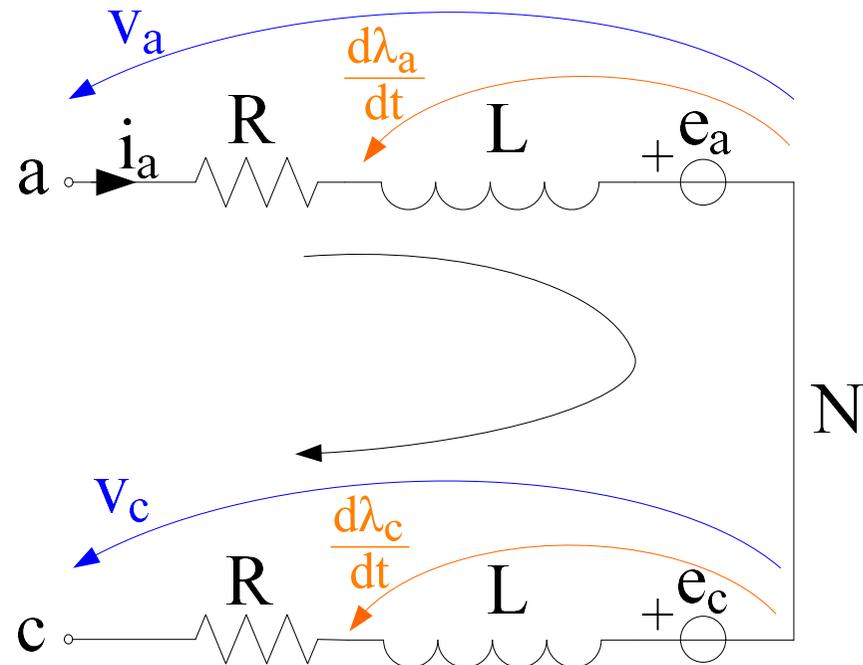
$$v_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a$$
$$v_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b$$
$$v_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c$$



Come mostrato nella tabella della dia 10, nell'ipotesi di funzionamento ideale, un ramo dell'inverter trifase ha entrambi gli interruttori aperti. In questo caso si parla di funzionamento "due fasi-on" e quindi vanno prese in considerazione solo due equazioni alla volta, a rotazione, lungo tutto un angolo giro della traiettoria angolare $\theta = \omega_m t$ percorsa dal rotore.

CIRCUITO EQUIVALENTE DEL BLDC

Sia V_{dc} la tensione di alimentazione in continua dell'invertitore.
 Nel caso di funzionamento "due fasi-on", per la configurazione nella quale conducono le fasi a e c si ha:



$$v_{ac} = V_{dc} = v_a - v_c = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a - Ri_c - L \frac{di_c}{dt} - e_c$$

Poiché $i_c = -i_a$ risulta: $v_{ac} = V_{dc} = 2Ri_a + 2L \frac{di_a}{dt} + e_a - e_c$

POTENZA ASSORBITA DAL MOTORE

Sostituendo le equazioni della dia 13 nell'espressione della potenza $p(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$ e tenendo conto che $L di_a/dt \cdot i_a = d(Li_a^2/2)/dt$, si ottiene:

$$p(t) = \underbrace{R(i_a^2 + i_b^2 + i_c^2)}_{(1)} + \underbrace{\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L(i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) \right]}_{(2)} + \underbrace{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}_{(3)}$$

Il primo membro della relazione precedente è la potenza totale assorbita dal motore. Al secondo membro si riconoscono tre gruppi di termini con il seguente significato:

- 1) perdite per effetto Joule sulle resistenze di statore,
- 2) variazione di energia magnetica immagazzinata negli avvolgimenti,
- 3) potenza elettrica convertita in meccanica e disponibile all'albero al lordo delle perdite meccaniche.

La coppia elettromagnetica prodotta dal motore è quindi:

$$c(t) = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} = p \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega}$$

CARATTERISTICA MECCANICA

Le equazioni di tensione in regime stazionario sono:

$$V_a = RI_a + E_a$$

$$V_b = RI_b + E_b$$

$$V_c = RI_c + E_c$$

Durante la rotazione del rotore vanno considerate due equazioni alla volta, a seconda della posizione angolare.

Si consideri ad esempio l'arco $\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3$ in cui sono chiusi gli interruttori T_1 e T_2 . Vanno quindi considerate la prima e la terza equazione. Sottraendo membro a membro e considerando che in quell'intervallo angolare $I_a = -I_c = I$ e che $E_a = -E_c = E$ (vedi dia 8), si ottiene:

$$V_a - V_c = R(I_a - I_c) + E_a - E_c \quad \rightarrow \quad V_{dc} = 2RI + 2E$$

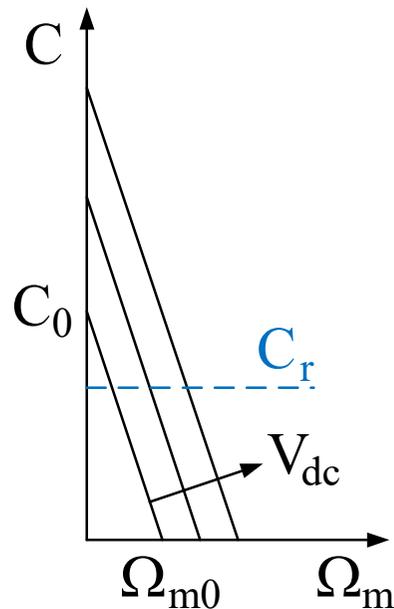
da cui, ricordando che $E = k_t \cdot \Omega_m$, si ricava:

$$I = \frac{V_{dc} - 2k_t \Omega_m}{2R}$$

CARATTERISTICA MECCANICA

Da quanto ricavato nella diapositiva precedente e ricordando l'espressione della coppia in funzione della corrente (dia 10), si ricava la seguente espressione della caratteristica meccanica del motore in funzione della tensione di alimentazione V_{dc} :

$$C = \frac{k_t V_{dc}}{R} - \frac{2k_t^2}{R} \Omega_m$$



Fissato un certo valore di tensione si possono determinare i due punti caratteristici della retta che lega la coppia C alla velocità Ω_m :

- 1) $\Omega_m = 0 \rightarrow C_0 = k_t \cdot V_{dc} / R$ (coppia di spunto),
- 2) $C = 0 \rightarrow \Omega_{m0} = V_{dc} / 2k_t$ (velocità a vuoto).

Incrociando la caratteristica meccanica del motore con quella del carico (C_r) si osserva che nel BLDC si può variare la velocità variando (in maniera proporzionale nel caso di caratteristica del carico lineare) la tensione di alimentazione del motore.

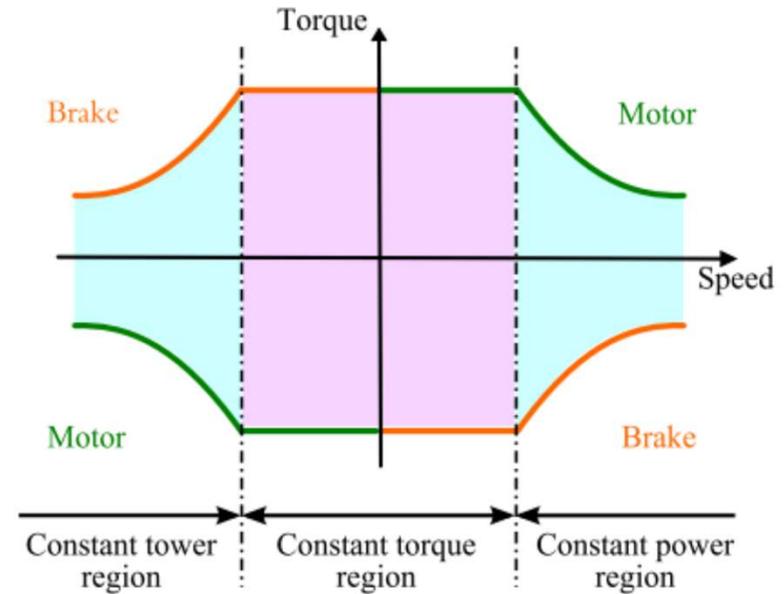
LIMITI DI FUNZIONAMENTO

Limiti di coppia dovuti a

- sollecitazioni meccaniche;
- *limiti di corrente* legati a
 - sollecitazioni termiche,
 - limiti del commutatore elettronico,
 - rischio di smagnetizzazione dei magneti permanenti.

Limiti di velocità dovuti a

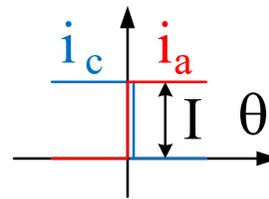
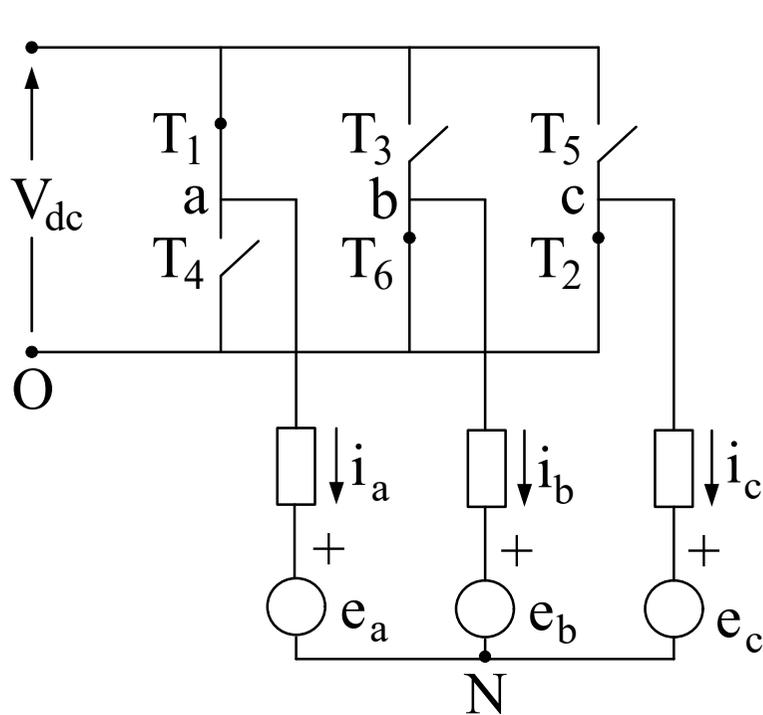
- sollecitazioni meccaniche;
- *limiti di tensione* legati a
 - isolamento,
 - f.e.m. indotta prodotta dal motore.



Il limite fra regione a coppia costante e quella a potenza costante è la velocità base $\Omega_{m,b}$, che di solito coincide con la velocità nominale $\Omega_{m,N}$, cioè quella che si ha in funzionamento nominale (coppia nominale, potenza nominale, corrente nominale, tensione nominale). Nei BLDC non viene normalmente definita $\Omega_{m,N}$, ma si definisce $\Omega_{m,b}$ come quella velocità per la quale la f.e.m. indotta $2E$ è uguale alla tensione di alimentazione V_{dc} .

COMMUTAZIONI DELLA CORRENTE

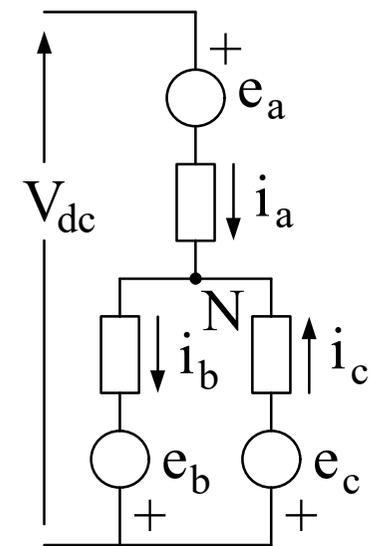
Con riferimento al grafico della dia 8 si consideri la commutazione che avviene in $\theta = 0$. In tale istante si ha la commutazione della corrente positiva entrante tra le fasi c (di seguito detta 'fase in uscita') e a (detta 'fase in entrata'). Tuttavia la commutazione non può essere istantanea e quindi quando l'interruttore T_5 viene aperto la corrente i_c scorre attraverso il diodo di ricircolo di T_2 ; pertanto in $\theta = 0^+$ conducono T_1 , T_6 e T_2 .



$$v_a = V_{dc} + v_{ON}$$

$$v_b = v_{ON}$$

$$v_c = v_{ON}$$



Verso effettivo
delle correnti
 $i_a + i_c = i_b$

COMMUTAZIONI DELLA CORRENTE

Dalle equazioni delle tensioni della dia precedente e della dia 13 si ricava:

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a = V_{dc} + v_{ON}$$

In $\theta = 0^+$ si ha

$$Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b = v_{ON}$$

$$e_a = E$$

$$Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c = v_{ON}$$

$$e_b = -E$$

$$e_c = E \cdot (1 - 6\theta/\pi)$$

Sommando le tre equazioni si ottiene:

$$R(i_a + i_b + i_c) + L \frac{d}{dt}(i_a + i_b + i_c) + e_a + e_b + e_c = V_{dc} + 3v_{ON}$$

Infine, dato che la somma delle tre correnti è zero, risulta:

$$v_{ON} = \frac{1}{3}(e_a + e_b + e_c - V_{dc})$$

Lo studio delle commutazioni viene fatto con le seguenti semplificazioni:

- 1) si considera e_c costante e pari a E (questo può essere considerato vero solo per intervalli di commutazione piccoli),
- 2) si trascura la caduta di tensione resistiva (questa semplificazione è ragionevole quando la velocità non è troppo piccola).

COMMUTAZIONI DELLA CORRENTE

Sostituendo $e_a=E$, $e_b=-E$, $e_c=E$ nelle equazioni della dia precedente risulta:

$$v_{ON} = \frac{E - V_{dc}}{3} \quad \rightarrow \quad \begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= \frac{2}{3} (V_{dc} - E) \\ L \frac{di_b}{dt} &= \frac{2}{3} \left(2E - \frac{V_{dc}}{2} \right) \\ L \frac{di_c}{dt} &= -\frac{2}{3} \left(E + \frac{V_{dc}}{2} \right) \end{aligned}$$

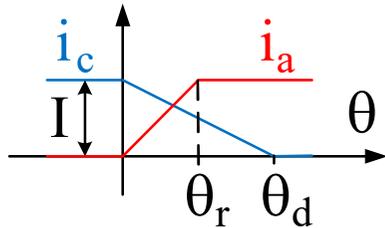
Conviene ora esprimere le equazioni in funzione dell'angolo di rotazione del rotore (in "unità elettriche") $\theta = \omega t$. Quindi, sostituendo θ/ω al posto di t e considerando ω costante nell'intervallo di commutazione, si ottiene:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{d\theta} &= \frac{2}{3\omega L} (V_{dc} - E) \\ \frac{di_b}{d\theta} &= \frac{2}{3\omega L} \left(2E - \frac{V_{dc}}{2} \right) \\ \frac{di_c}{d\theta} &= -\frac{2}{3\omega L} \left(E + \frac{V_{dc}}{2} \right) \end{aligned}$$

Integrando e considerando le condizioni iniziali delle correnti $i_a(0)=0$, $i_b(0)=-I$, $i_c(0)=I$, risulta:

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= \frac{2}{3\omega L} (V_{dc} - E)\theta \\ i_b(\theta) &= -I + \frac{2}{3\omega L} \left(2E - \frac{V_{dc}}{2} \right) \theta \\ i_c(\theta) &= I - \frac{2}{3\omega L} \left(E + \frac{V_{dc}}{2} \right) \theta \end{aligned}$$

COMMUTAZIONI DELLA CORRENTE



Dal grafico risulta evidente il significato degli angoli θ_r e θ_d :

$$\theta_r: i_a(\theta_r) = I \rightarrow \frac{2}{3\omega L} (V_{dc} - E)\theta_r = I \rightarrow \theta_r = \frac{3}{2} \omega L I \frac{1}{V_{dc} - E}$$

$$\theta_d: i_c(\theta_d) = 0 \rightarrow I - \frac{2}{3\omega L} \left(E + \frac{V_{dc}}{2} \right) \theta_d = 0 \rightarrow \theta_d = \frac{3}{2} \omega L I \frac{1}{E + \frac{V_{dc}}{2}}$$

In relazione ai valori di θ_r e θ_d si possono avere tre condizioni:

1) $\theta_r < \theta_d$, 2) $\theta_r = \theta_d$, 3) $\theta_r > \theta_d$.

Ponendo la seconda condizione si ha $V_{dc} - E = E + V_{dc}/2$, da cui risulta $E = V_{dc}/4$.

In tal modo si deduce anche che le tre condizioni sugli angoli θ_r e θ_d si traducono in altrettante condizioni sulle tensioni:

1) $E < V_{dc}/4$, 2) $E = V_{dc}/4$, 3) $E > V_{dc}/4$.

Le condizioni sulla tensione a loro volta si traducono in condizioni sulla velocità.

COMMUTAZIONI DELLA CORRENTE

Dalla dia 17 si ricava $V_{dc} = 2k_t \cdot \Omega_{m0}$ (cioè la tensione di alimentazione V_{dc} è scelta in base alla velocità Ω_{m0} del motore).

Ricordando inoltre che $E = k_t \cdot \Omega_m$ (dia 8) e sostituendo nelle tre condizioni della dia precedente, si ottengono tre condizioni sulla velocità:

- 1) $\Omega_m < \Omega_{m0}/2$,
- 2) $\Omega_m = \Omega_{m0}/2$,
- 3) $\Omega_m > \Omega_{m0}/2$.

Nella *condizione* (1) (bassa velocità) la corrente crescente nella fase entrante (fase *a* nel caso considerato) conclude il suo transitorio prima che la corrente nella fase uscente raggiunga il valore nullo.

Nella *condizione* (2) i transitori delle due correnti si concludono contemporaneamente.

Nella *condizione* (3) (alta velocità) la corrente crescente nella fase entrante raggiunge il valore finale dopo che la corrente nella fase uscente ha concluso il suo transitorio.

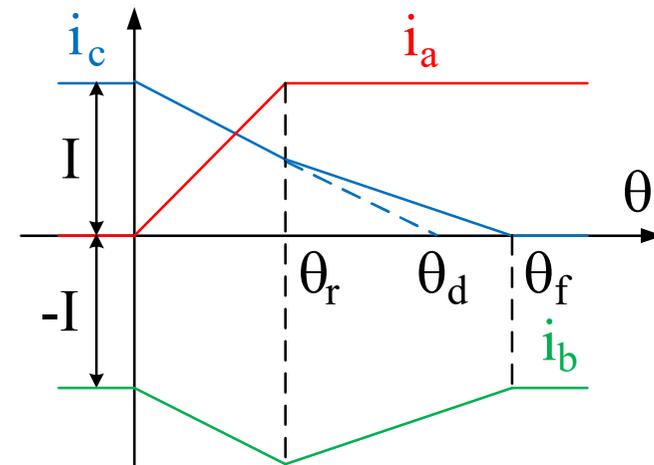
COMMUTAZIONI A BASSA VELOCITA'

In questo caso si verifica la condizione (1) della diapositiva precedente, cioè $\theta_r < \theta_d$ e $\Omega_m < \Omega_{m0}/2$. In θ_r i_a ha esaurito il suo transitorio mentre i_c non si è ancora azzerata. Quindi per $\theta > \theta_r$ e fino a quando $i_c \neq 0$, cioè fino a θ_f (angolo di fine commutazione), continuano a condurre tre fasi contemporaneamente, ma i_a non aumenta più e quindi $di_a/d\theta = 0$. Pertanto, a partire dalle equazioni della dia 20 e con le due ipotesi fatte nella stessa diapositiva, si possono ricavare le derivate delle correnti in funzione di θ :

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{d\theta} &= 0 \\ \frac{di_b}{d\theta} &= \frac{1}{\omega L} (E + v_{ON}) \\ \frac{di_c}{d\theta} &= \frac{1}{\omega L} (-E + v_{ON}) \end{aligned}$$

Sommando membro a membro si ricava $v_{ON} = 0$; sostituendolo poi nelle equazioni precedenti, si ottiene che nell'intervallo angolare $\theta_r < \theta < \theta_f$ le derivate di i_b e i_c sono:

$$\frac{di_b}{d\theta} = \frac{E}{\omega L}, \quad \frac{di_c}{d\theta} = -\frac{E}{\omega L}$$



COMMUTAZIONI A BASSA VELOCITA'

La condizione iniziale di $i_c(\theta)$ è $i_c(\theta_r)$, ricavata sostituendo θ_r della dia 22 nell'espressione di $i_c(\theta)$ della dia 21:

$$i_c(\theta_r) = I \frac{V_{dc} - 4E}{2(V_{dc} - E)}$$

Ricordando che per $\theta_r < \theta_d$ si ha $E < V_{dc}/4$, risulta $i_c(\theta_r) > 0$. Sostituendo le espressioni di V_{dc} ed E in funzione rispettivamente di Ω_{m0} e Ω_m (riportate nella dia 23) si ottiene:

$$i_c(\theta_r) = I \frac{\Omega_{m0} - 2\Omega_m}{\Omega_{m0} - \Omega_m}$$

Integrando l'ultima equazione della dia precedente, si può determinare $i_c(\theta)$. Sostituendo inoltre l'espressione di E in funzione di Ω_m si ottiene:

$$i_c(\theta) = i_c(\theta_r) - \frac{E}{\omega L} (\theta - \theta_r) = i_c(\theta_r) - \frac{k_t}{pL} (\theta - \theta_r) \quad \theta_r < \theta < \theta_f$$

Si osservi che la pendenza di $i_c(\theta)$ nell'intervallo angolare $0 < \theta < \theta_r$ ($(2E + V_{dc})/3\omega L$) è maggiore rispetto a quella nell'intervallo $\theta_r < \theta < \theta_f$ ($E/\omega L$).

COMMUTAZIONI A BASSA VELOCITA'

Sempre durante la commutazione a bassa velocità, la corrente della fase b (quella non interessata dalla commutazione) si ricava dalla relazione $i_b(\theta) = -(i_a(\theta) + i_c(\theta))$, che è somma di due espressioni funzioni lineari di θ . Essa è costituita da due tratti, uno discendente nell'intervallo $0 < \theta < \theta_r$ e uno ascendente nell'intervallo $\theta_r < \theta < \theta_f$; parte dal valore $-I$ e torna, al termine delle commutazioni, al valore $-I$ (vedi grafico della dia 24).

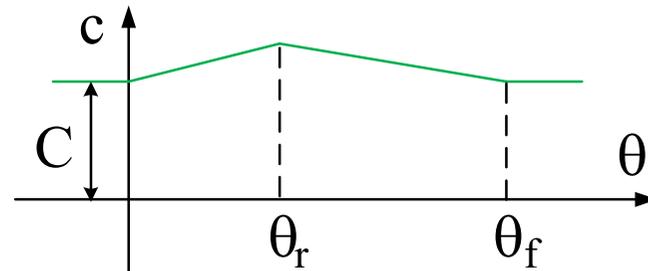
Nell'intervallo di commutazione che si sta studiando si ha $e_a = E$, $e_b = -E$, $e_c = E$ (ipotesi semplificativa della dia 20). Sostituendo nell'espressione della coppia della dia 15 e considerando che $i_a(\theta) + i_c(\theta) = -i_b(\theta)$, con un paio di passaggi si ricava:

$$c(\theta) = \frac{E}{\Omega_m} [i_a(\theta) - i_b(\theta) + i_c(\theta)] = -\frac{2E}{\Omega_m} i_b(\theta) = -2k_t i_b(\theta)$$

La coppia può in questo caso essere espressa in funzione della sola i_b . Questo può essere generalizzato per tutte le commutazioni, affermando che la coppia può essere espressa in funzione della sola corrente della fase non interessata dalla commutazione.

COMMUTAZIONI A BASSA VELOCITA'

Dunque la coppia segue l'andamento della corrente $i_b(\theta)$, come rappresentato nel seguente grafico:



$$C = 2k_t \cdot I$$

A bassa velocità la commutazione provoca quindi un aumento della coppia istantanea (funzione della posizione θ del rotore). Questo fenomeno si ripete ad ogni commutazione, dunque sei volte per ogni angolo giro percorso da un polo del magnete del rotore (angolo in unità elettriche), cioè ogni $2\pi/p$ radianti in unità meccaniche.

"Macroscopicamente" questo fenomeno provoca:

- un aumento della coppia media (rispetto a quella ideale $C = 2k_t \cdot I$),
- Una ondulazione di coppia.

Le ampiezze di entrambi questi effetti dipendono dalla velocità: aumentano con il diminuire della velocità al di sotto del valore $\Omega_{m0}/2$.

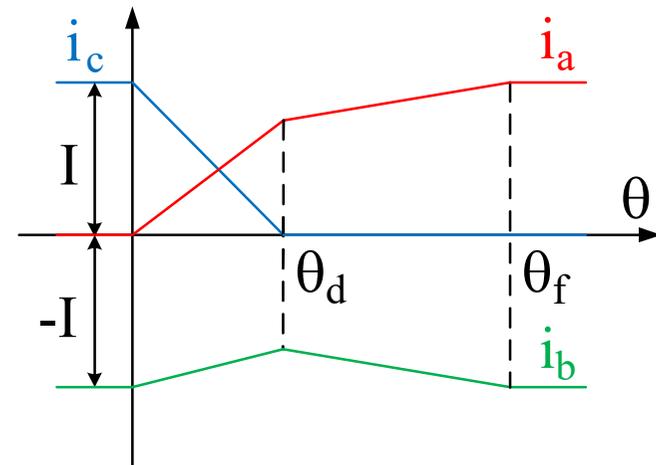
COMMUTAZIONI AD ALTA VELOCITA'

In questo caso si verifica la condizione (3) della dia 23, cioè $\theta_r > \theta_d$ e $\Omega_m > \Omega_{m0}/2$. In questo caso in θ_d la corrente i_c della fase uscente si è annullata (ha terminato il suo transitorio) mentre i_a (della fase entrante) non ha ancora raggiunto il valore finale I . In θ_d dunque la fase c non conduce più; pertanto la corrente nel motore entra nella fase a (attraverso T_1), esce dalla fase b (attraverso T_6) e non interessa la fase c . Per $\theta > \theta_d$ conducono quindi solo due fasi.

Considerando le equazioni di tensione del motore si osserva che il centro stella N del motore si trova ad un potenziale rispetto al punto O che è metà della tensione di alimentazione, cioè $v_{ON} = -V_{dc}/2$. Pertanto, a partire dalle equazioni della dia 20 e con le due ipotesi fatte nella stessa dia, nell'intervallo $\theta_d < \theta < \theta_f$ si ha:

$$\frac{di_a}{d\theta} = \frac{V_{dc} - 2E}{2\omega L}, \quad \frac{di_b}{d\theta} = \frac{2E - V_{dc}}{2\omega L}$$

Si osservi che ovviamente le due pendenze sono uguali ed opposte, infatti $i_a(\theta) > 0$ (entrante nel motore) e $i_b(\theta) < 0$ (uscente dal motore).



COMMUTAZIONI AD ALTA VELOCITA'

Integrando le equazioni della dia precedente si ottiene:

$$\begin{aligned} i_a(\theta) &= i_a(\theta_d) + \frac{V_{dc}-2E}{2\omega L} (\theta - \theta_d) \\ i_b(\theta) &= -i_b(\theta_d) - \frac{V_{dc}-2E}{2\omega L} (\theta - \theta_d) \end{aligned} \quad \theta_d < \theta < \theta_f$$

Il valore di $i_a(\theta_d)$ si ottiene sostituendo il valore di θ_d della dia 22 nella espressione di $i_a(\theta)$ della dia 21:

$$i_a(\theta_d) = I \frac{2(V_{dc}-E)}{2E+V_{dc}}$$

Oppure in funzione della velocità si ha:

$$i_a(\theta_d) = I \frac{2\Omega_{m0}-\Omega_m}{\Omega_{m0}+\Omega_m}$$

E anche:
$$i_a(\theta) = i_a(\theta_d) + \frac{k_t}{pL} \frac{\Omega_{m0}-\Omega_m}{\Omega_m} (\theta - \theta_d) \quad \theta_d < \theta < \theta_f$$

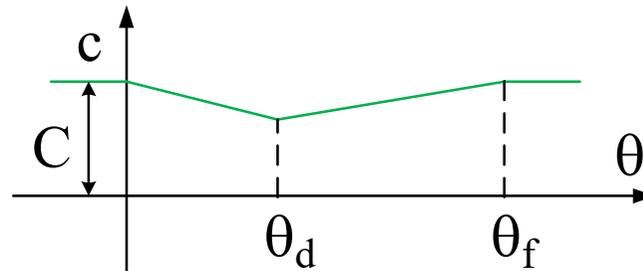
Si osservi che la pendenza di $i_a(\theta)$ per $\theta > \theta_d$ è proporzionale a $V_{dc} - 2E$. Man mano che aumenta la velocità E aumenta e $V_{dc} - 2E$ diminuisce (al limite, per $\Omega_m = \Omega_{m0}$ $E = 1/2$ e $V_{dc} - 2E = 0$, cioè $i_a(\theta)$ ha pendenza nulla e quindi non raggiunge mai il valore finale I).

COMMUTAZIONI AD ALTA VELOCITA'

Per velocità elevate l'angolo di fine commutazione θ_f potrebbe diventare molto grande tanto che la corrente i_a potrebbe non riuscire a raggiungere il valore finale I prima che inizi la commutazione successiva. La commutazione successiva a quella allo studio è la $T_6 \rightarrow T_2$ (dalla fase b alla fase c "negative") e inizia in $\theta = \pi/3$, quindi per $\theta_f > \pi/3$ si verifica la condizione suddetta.

Con un ragionamento analogo al caso a bassa velocità, si può trovare la corrente $i_b(\theta)$, il cui andamento è rappresentato nella figura della dia 28.

Anche in questo caso la coppia è proporzionale alla corrente $i_b(\theta)$, per cui il suo andamento è rappresentato dal grafico della figura seguente:



$$C = 2k_t \cdot I$$

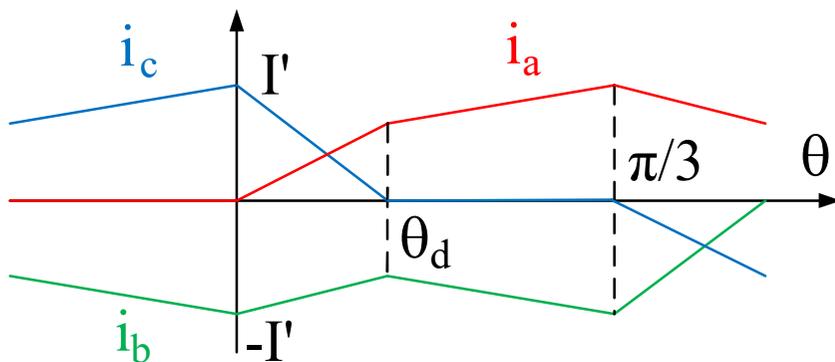
COMMUTAZIONI AD ALTA VELOCITA'

"Macroscopicamente" in questo caso la commutazione provoca:

- una diminuzione della coppia media (rispetto a $C = 2k_t \cdot I$),
- Una ondulazione di coppia (in senso "negativo").

Le ampiezze di entrambe questi effetti dipendono ancora dalla velocità: aumentano con l'aumentare della velocità al di sopra del valore $\Omega_{m0}/2$.

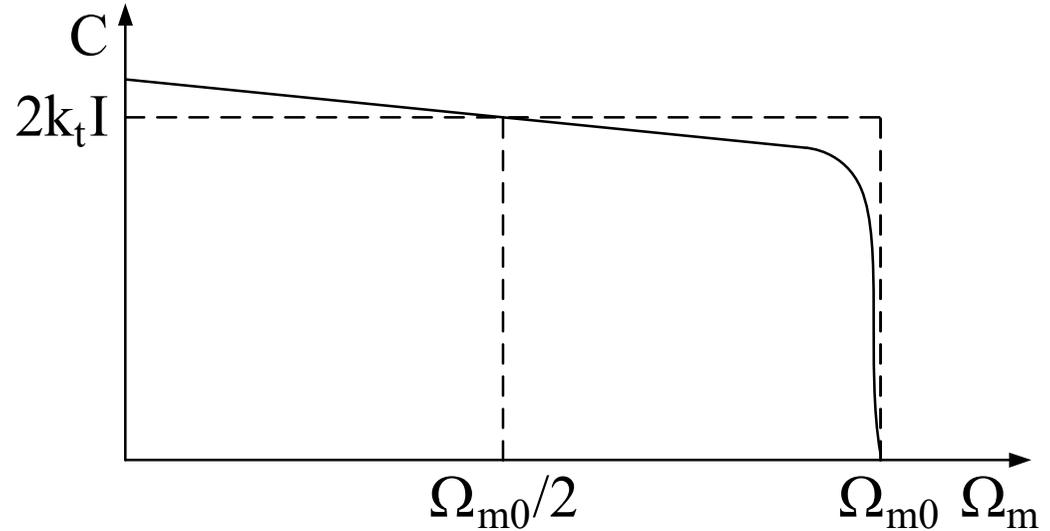
Per velocità molto elevate (prossime a Ω_{m0}) avviene che θ_f tende a diventare più grande di $\pi/3$ e la commutazione non riesce ad esaurirsi completamente, per cui la corrente finale della fase entrante non raggiunge il valore I . Si prospetta la situazione rappresentata in figura, dove la corrente raggiunge un valore $|I'| < |I|$.



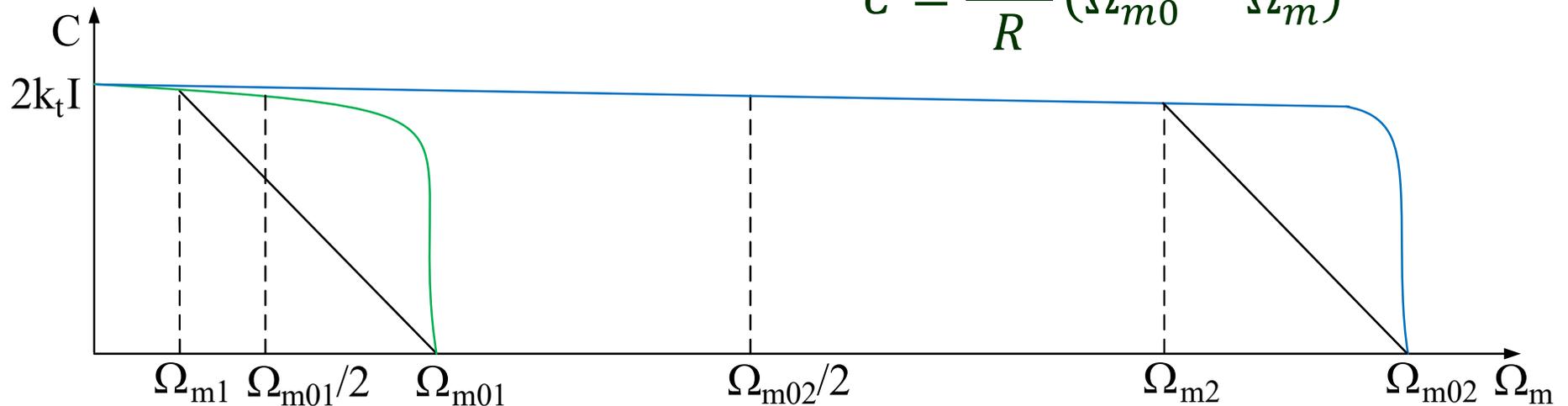
In queste condizioni la coppia diventa molto minore del valore atteso $2k_t I$ in quanto il valore di corrente I non viene raggiunto a causa della lentezza delle commutazioni.

EFFETTI DELLE COMMUTAZIONI

In base alle considerazioni fatte precedentemente, si può tracciare un grafico $C-\Omega_m$ in cui è riportata la caratteristica ideale a corrente costante (tratteggiata) e quella reale:



$$C = \frac{2k_t^2}{R} (\Omega_{m0} - \Omega_m)$$



SCHEMI DI CONTROLLO

È stato detto che il BLDC deve essere alimentato forzando delle correnti continue a tratti in ciascuna fase con un certo profilo sincronizzato con le corrispondenti f.e.m. indotte. Il controllo dovrà dunque svolgere due operazioni:

- a) imporre una opportuna ampiezza della corrente (in base alla coppia che il motore deve sviluppare),
- b) selezionare istante per istante (ovvero angolo per angolo di rotore del motore) la combinazione di interruttori dell'invertitore da far intervenire (e quindi una opportuna sequenza temporale di commutazioni).

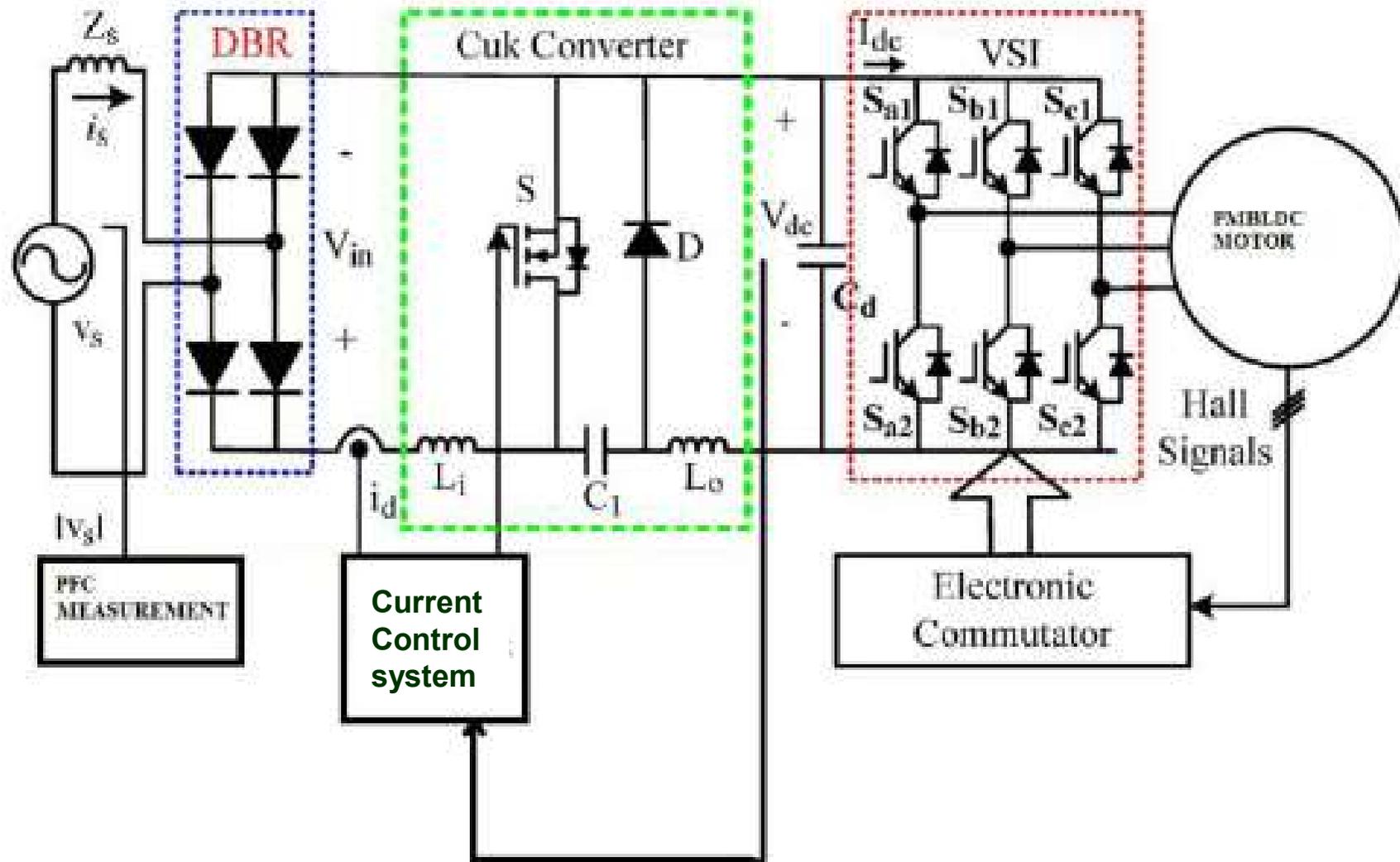
Si può considerare che le due operazioni avvengano a livelli diversi: quello più esterno il primo, più interno il secondo. L'ampiezza delle correnti sarà imposta tramite dei regolatori di corrente, mentre la configurazione degli interruttori tramite una logica di controllo. Le correnti saranno forzate dalla tensione V_{dc} (lato continua del convertitore) e poi opportunamente convogliate nel motore dal convertitore stesso.

SCHEMI DI CONTROLLO

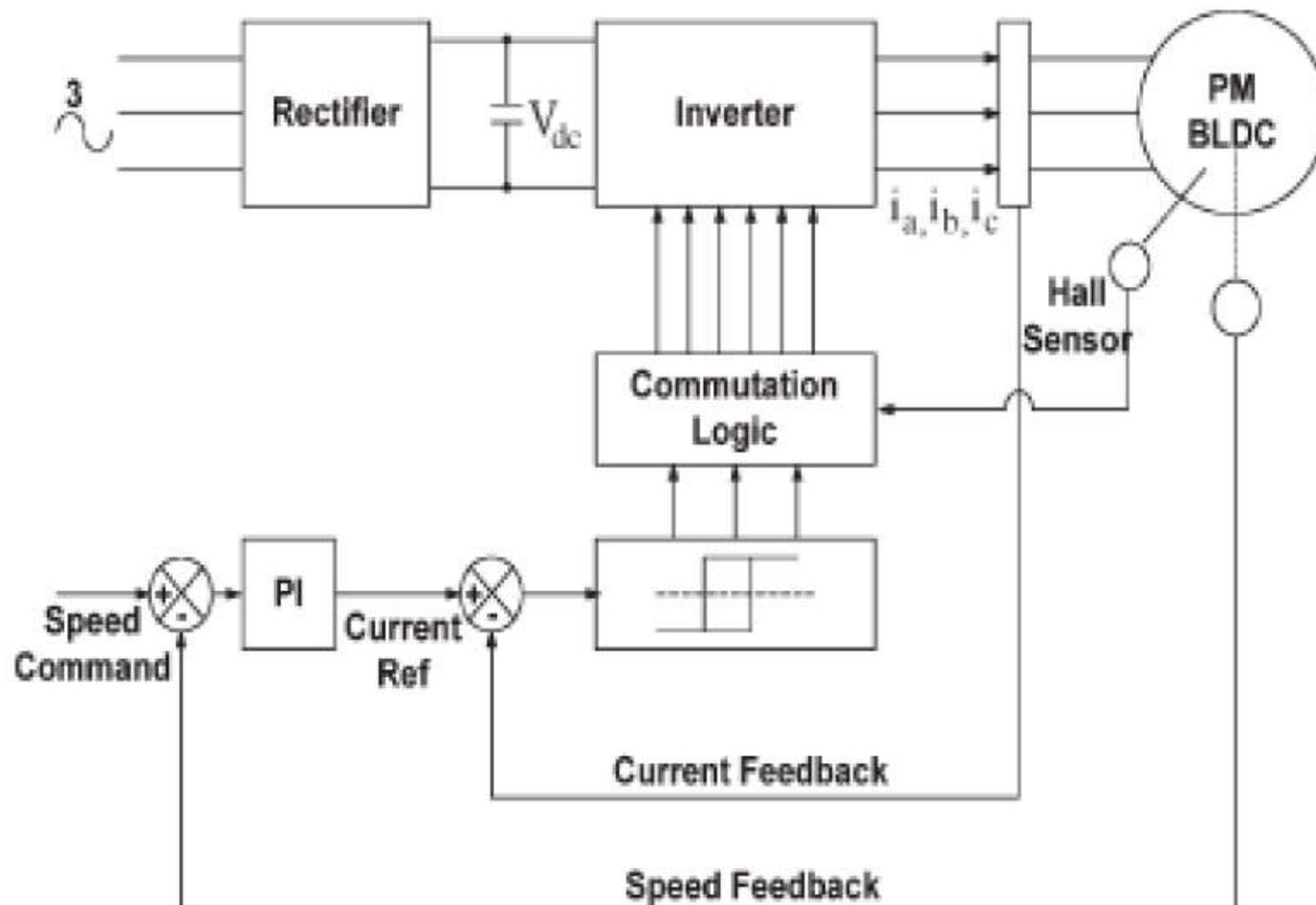
Le due operazioni suddette possono essere svolte in due modi alternativi:

- i) in maniera separata ed indipendente, in tal caso l'ampiezza della corrente è imposta agendo sulla tensione continua V_{dc} di alimentazione del convertitore cc/ca tramite un convertitore cc/cc di ingresso (come ad esempio un chopper controllato in corrente), mentre l'operazione b) viene svolta dal convertitore cc/ca il quale svolge quindi la sola funzione di commutatore elettronico (questa metodologia è usata nel caso di motori di piccola taglia);
- ii) in maniera combinata, in tal caso le due operazioni sono svolte entrambe dal convertitore cc/ca (tenendo fissa e costante la tensione continua V_{dc}) e quindi gli interruttori del convertitore cc/ca si occupano anche di modulare la tensione richiesta dal regolatore di corrente.

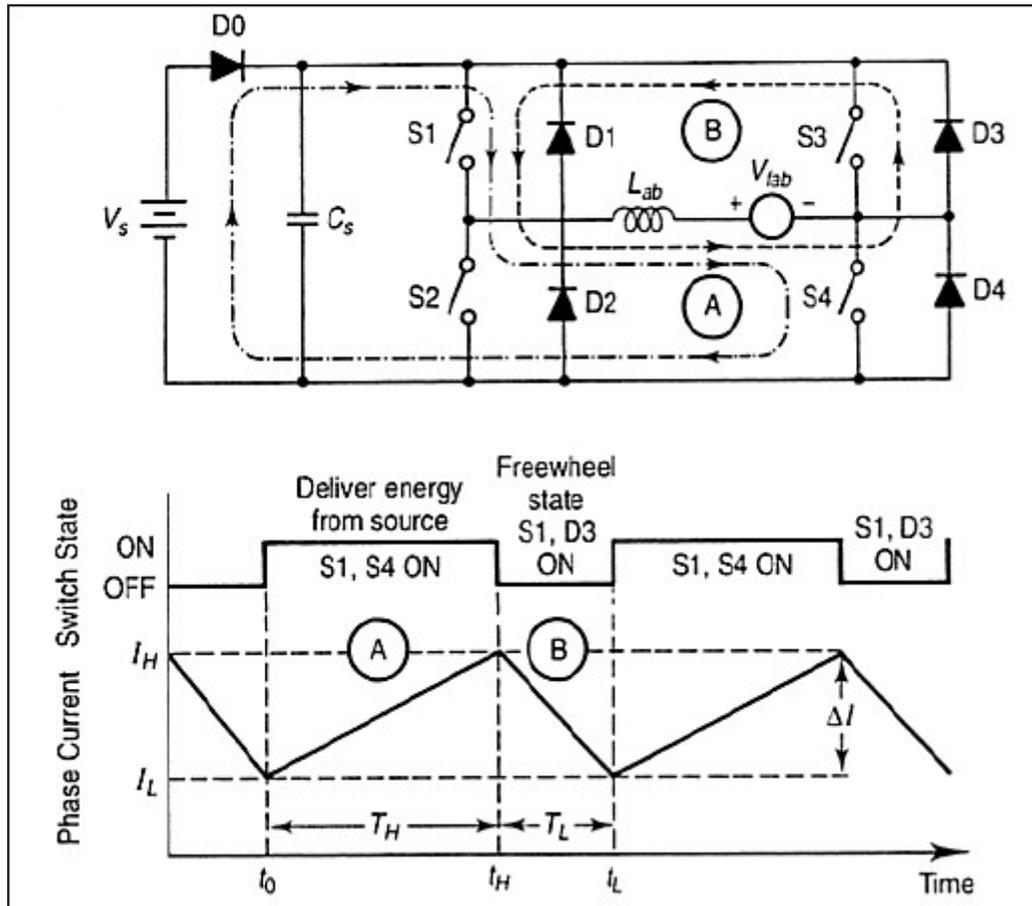
SCHEMA DI CONTROLLO "SEPARATO"



SCHEMA DI CONTROLLO “COMBINATO”



MODALITA' DI COMMUTAZIONE

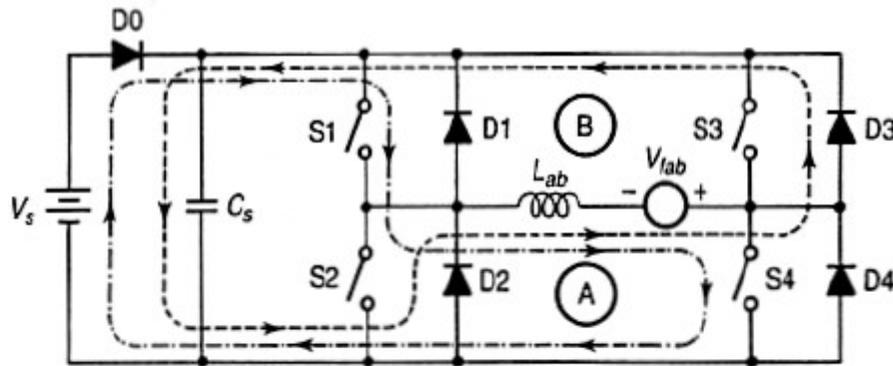


In questo caso si modula tramite la commutazione del solo interruttore S_4 . C'è una soluzione analoga in cui si commuta il solo interruttore S_1 , mantenendo S_4 sempre in conduzione. In tal caso l'intervallo A rimane inalterato (quello indicato in figura), mentre nell'intervallo B (S_1 OFF) la corrente ricircola via D_2, S_4 .

Nella figura si hanno: $L_{ab} = L_a + L_b = 2L$

$$V_{ab} = e_{ab} = e_a - e_b$$

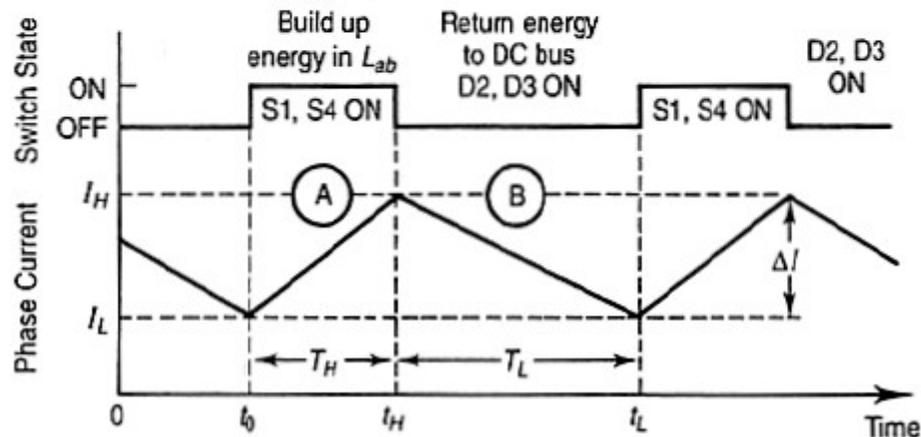
MODALITA' DI COMMUTAZIONE



Nella figura si hanno:

$$L_{ab} = L_a + L_b = 2L$$

$$V_{ab} = e_{ab} = e_a - e_b$$



In questo caso si modula tramite la commutazione contemporanea dei due interruttori S1 e S4.

SCHEMA DI CONTROLLO "TRE-FASI-ON"

