



Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino

Appunti universitari

Tesi di laurea

Cartoleria e cancelleria

Stampa file e fotocopie

Print on demand

Rilegature

NUMERO : 223

DATA : 05/03/2012

A P P U N T I

STUDENTE : Cirimele

MATERIA : Azionamenti Elettrici

Prof. Vagati

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

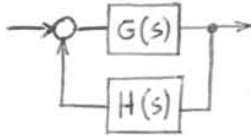
ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTIE NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.

INDICE

◦ Azionamento - Elementi caratteristici - Asse e mandrini	pag. 1
◦ Controllo di azionamento - Accoppiamento tachimetrico	pag. 8
◦ Accoppiamento motore-carico	pag. 16
◦ Risposta al disturbo additivo - Regolatore PI - Wind-up	pag. 22
◦ Ripple tachimetrico	pag. 27
◦ Sequenza progettuale del PI nell'anello di velocità	pag. 34
◦ Osservatore di carico - Dote - Luenberger	pag. 37
◦ Osservatore di moto - Accelerometro di Ferraris	pag. 43
◦ Materiali magnetici permanenti - Tipologie - Impiego	pag. 46
◦ Controllo di macchina - Osservatore di flusso - Controllo di corrente	pag. 53
◦ Servomotori in corrente continua	pag. 59
◦ Convertitori per servomotori DC - Modulazione	pag. 62
◦ Azionamento brushless - Generalità - Difetti del servomotore DC - Tecniche di comando	pag. 71
◦ Modellistica motore brushless trapezio	pag. 76
◦ Modellistica motore brushless sinusoidale	pag. 87
◦ Legame flusso-correnti	pag. 94
◦ Espressione generale della coppia	pag. 101
◦ Brushless trapezio: analisi della commutazione tra due correnti	pag. 110
◦ Schema di controllo	pag. 128
◦ Tachimetro brushless	pag. 139
◦ Comando di coppia brushless sinusoidal	pag. 143
◦ Trasformazione assi fissi - assi rotanti, bifase-trifase	pag. 149
◦ Controllo di macchina brushless sinusoidale	pag. 153
◦ Modulazione delle tensioni inverter trifase	pag. 166

REGOLE PER IL TRACCIAMENTO DEL LUOGO DELLE RADICI

1) n° rami l.d.r = n° poli della f.d.t. ad anello aperto $G(s) \cdot H(s)$



2) Asse $\text{Re} \in$ l.d.r se n° poli + n° zeri a destra del punto considerato è dispari

3) Ciascun ramo parte da un polo e finisce in uno zero.
* Se n° poli \geq n° zeri ci sarà qualche ramo che va ad ∞

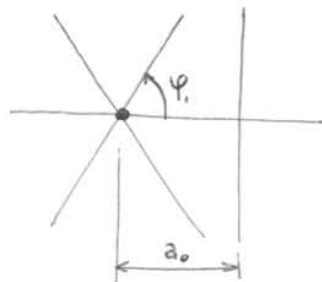
4) Il l.d.r. è simmetrico rispetto all'asse Re

5) Se n° poli $>$ n° zeri esistono dei rami che tendono ad ∞ avvicinandosi a degli asintoti

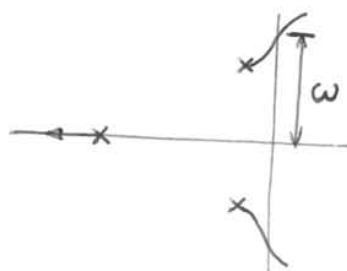
$$\varphi = \frac{K \cdot 360^\circ + 180^\circ}{(n^\circ \text{ poli}) - (n^\circ \text{ zeri})} \quad \text{con } K = 0, 1, \dots, (n^\circ \text{ poli} - n^\circ \text{ zeri} - 1)$$

6) Il punto da cui partono le due semirette (asintoti) si trova sull'asse Re ad una distanza dall'origine data da

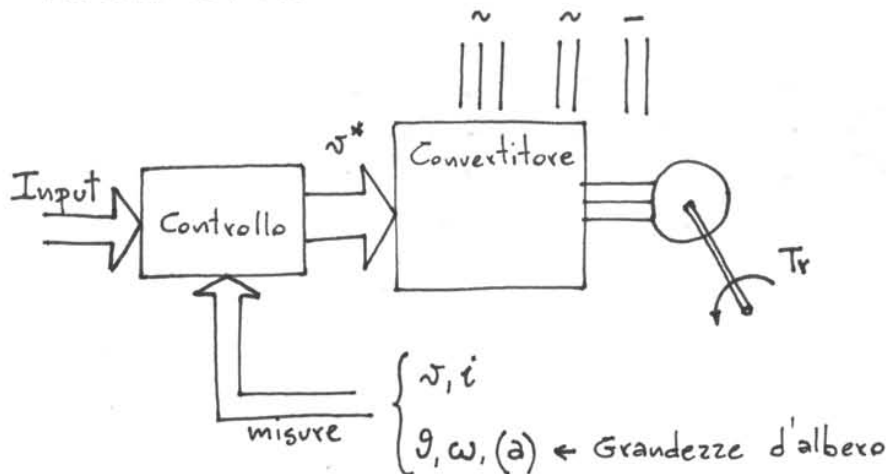
$$a = \frac{\sum \text{Re}(p_i) - \sum \text{Re}(z)}{(n^\circ \text{ poli}) - (n^\circ \text{ zeri})}$$



7) ω si ricava imponendo $G(s)H(s) = \pm 180^\circ$



AZIONAMENTO



Elementi caratteristici

- * Range di potenza → Interessa per la scelta dei componenti del convertitore (MOSFET → IGBT)
- * Range di velocità → Interessa soprattutto sapere se è previsto il funzionamento a velocità nulla.
- * Quadranti di funzionamento → Influisce sul tipo e la complessità del convertitore (es. reversibilità)
- * Tipo di carico → Andamento di coppia e velocità.
Di interesse il caso a potenza costante
⇒ Fa risparmiare sul convertitore, ma dipende dal tipo di motore e dalla possibilità di essere deflussato.

$$P \propto VI$$

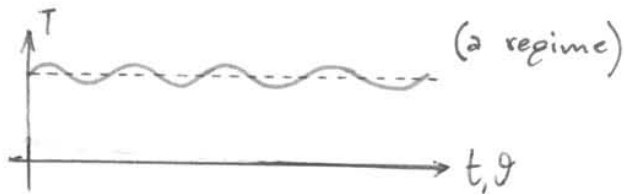
Se $T \uparrow \Rightarrow I \uparrow \Rightarrow$ Per non far crescere V occorre ridurre il flusso

Il carico può anche essere ciclico.

- * Prestazioni dinamiche → $\omega(t)$ deve inseguire $\omega^*(t)$ ed essere insensibile a T_r

\uparrow
mandrini

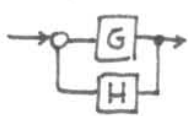
\uparrow
Assi
- * Efficienza e costo.



③ N.B. Il ripple è periodico mentre il rumore è aleatorio

Il ripple è generato da

- Fattori costruttivi del motore → cave ⇒ È funzione dell'angolo meccanico
- Imperfezioni dello schema di controllo.

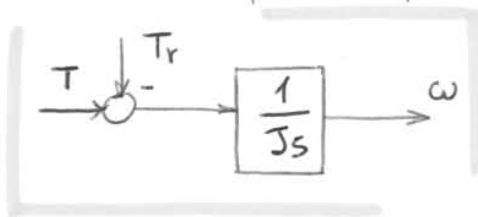


$$G_{eq} = \frac{1}{H + \frac{1}{G}} = \frac{G}{1 + GH} \Rightarrow \text{Per } G \rightarrow \infty \quad G_{eq} = H^{-1}$$

⇒ Se disturbo la retroazione tutto si propaga in catena diretta.

TIPO DI CARICO

Il modello più semplice è puramente inerziale



$$T - T_r = J \frac{d\omega}{dt} \xrightarrow{z} T - T_r = sJ\omega$$

In realtà questo modello può essere complicato dalla presenza di elasticità, oscillazioni torsionali, risonanze.

Anche l'inerzia, tipicamente in applicazioni di robotica, può essere fortemente variabile

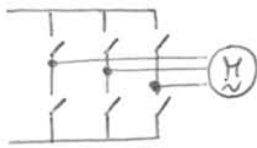
es.



L'acc. nat. è quella che si ottiene senza carico e forneudo la coppia nominale. ⑤

- Il convertitore è dimensionato in (k)VA \Rightarrow il worste-case si ha per la tensione massima (ω_{max}) e la corrente di sovraccarico (T_{max})
← Praticamente non si hanno mai entrambi

La peggiore condizione di lavoro si ha a velocità zero!



- Se il motore gira ($\Rightarrow \omega \neq 0$) gli switch aprono e chiudono ciclicamente
- Se il motore è fermo ($\Rightarrow \omega = 0$), ma si eroga coppia, lavora solo una gamba \Rightarrow sovraccarico

Al convertitore viene inoltre chiesto di:

- Lavorare sui 4 quadranti elettrici
- Essere in grado di passare da un quadrante all'altro nel minor tempo possibile.

T_{max} \leftarrow Imposta da vincoli termici (sovraccaricabilità)

ω_{max} \leftarrow Imposta da vincoli meccanici (tip. cuscinetti) e di alimentazione

pende dal rapporto $\frac{\omega_{max}}{\omega_{base}}$ ← Nel caso del motore DC ⇒

⑦

Importante: il motore non trae alcun beneficio dal deflussaggio
 → Si deflussa solo per alleggerire il dimensionamento del convertitore.

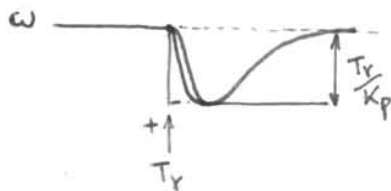
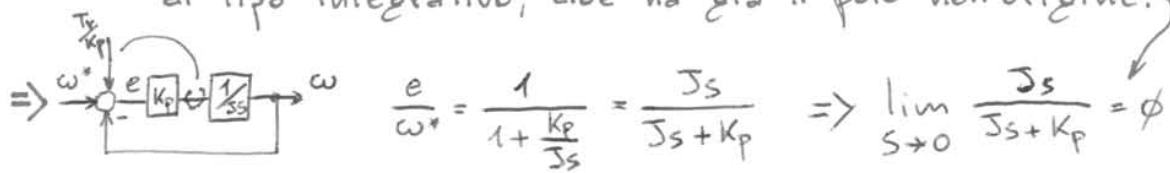
Occorre ricordare che il deflussaggio è possibile dove è richiesta meno coppia ad alta velocità ⇒ Non va bene negli azionamenti tipo asse.

Il deflussaggio fa sorgere problemi di controllo poiché il coeff. $K_T = K\phi$ [Nm/A], che è uno dei guadagni dell'anello di velocità, varia ⇒ varia anche la banda dell'anello ⇒ Se diminuisco il flusso, il guadagno K dell'anello deve aumentare.

In realtà non si riesce a conoscere T_r → se ne fa una stima e si controlla la velocità prima che questa scenda.

⇒ È importante notare che, se deflusso da 1 a 5, in un motore DC, il convertitore si sottodimensiona da 5 a 1.
 Se lo faccio su un motore AC, il convertitore si sottodimensiona solo di 2-3 a causa della reazione di indotto.

Il termine integrale permette di recuperare alla presa di carico → L'errore a regime è già nullo perché il carico $\frac{1}{s}$ è già di tipo integrativo, cioè ha già il polo nell'origine. ⑨



- solo prop.
- con PI

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{Js}{Js + K_p} = \frac{1}{K_p}$$

Alle alte frequenze ($s \rightarrow \infty$) agisce il solo K_p .

⇒ la stabilità è dettata \times in misura preponderante dal guadagno proporzionale.

• Compensatore feedforward

Viene affiancato al regolatore PI per alleviarne il compito specie in transitorio dove il PI è lento.

Si basa su un modello approssimato del carico ⇒ per via di questa approx e poiché la T_r è quasi sempre incognita, non è possibile compensare il sistema con il solo feedforward.

Quanto visto è valido per risposte alle piccole variazioni → si fa riferimento ad un modello linearizzato

Quando si richiede la massima corrente all'invertor, questo limita la coppia alla T_{max} ⇒ si lavora in dinamica saturata

In queste condizioni, l'anello di velocità è inoperante e la dinamica dell'azionamento dipende solo da parametri fisici sui quali è impossibile intervenire con provvedimenti controllistici.

Data T_{max} è fissata la massima accelerazione come $\dot{\omega}_{max} = \frac{T_{max}}{J}$

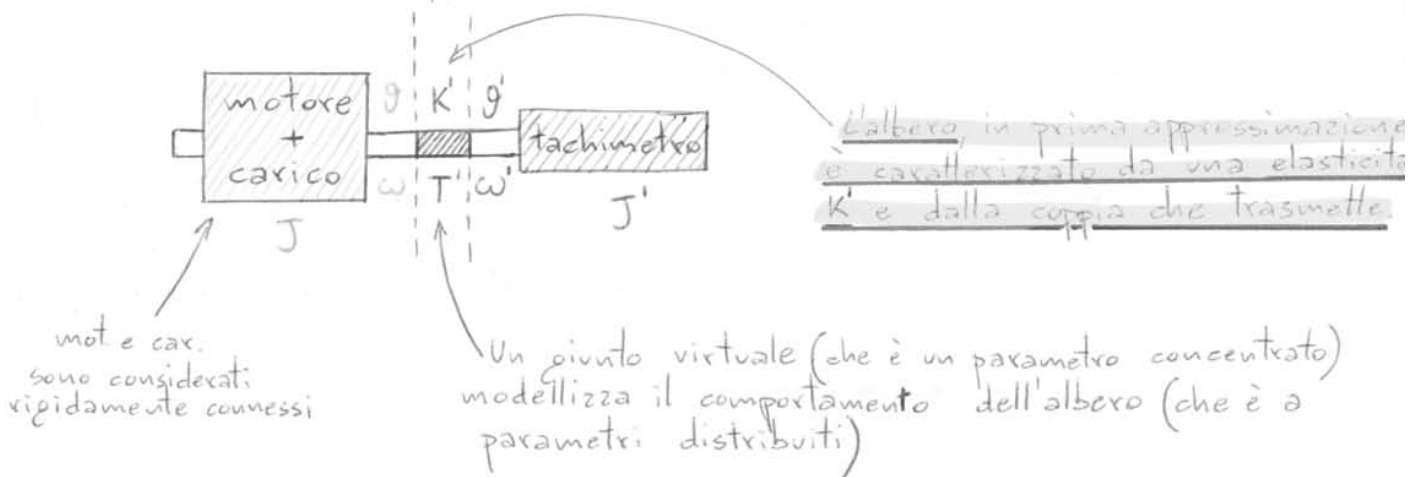
Detta "dinamica" saturata è appunto dipendente da soli parametri fisici.

Solitamente però si tende ad accoppiare l'inerzia del carico con quella del motore (interponendo rapporti di riduzione si crea un accoppiamento tra le due inerzie) \Rightarrow L'accoppiamento verso il carico è meno critico rispetto a quello con il tachimetro.

C dipende cmq dal rapporto tra i momenti d'inerzia

In un servomotore la retroazione si prende dalla parte opposta al carico (così ho solo poli), ma per sistemi più grandi, per forza di cose, la retroazione viene "presa" lato carico (compaiono sia poli che zeri)

Elasticità nell'accoppiamento tachimetrico



Posso ricavare 2 equazioni:

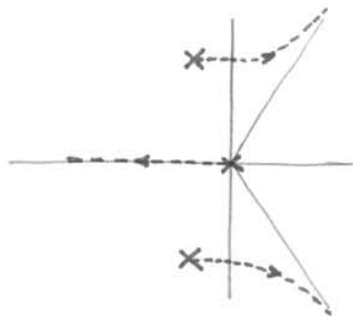
- $T' = J' \ddot{\theta}'$ \rightarrow Dice semplicemente che la coppia trasmessa e applicata al tachimetro, serve ad accelerare o decelerare il tachimetro stesso.
- $T' = K'(\theta - \theta')$ \rightarrow La coppia trasmessa è anche quella che provoca la deformazione $(\theta - \theta')$ a causa dell'elasticità K'

Mettendo a sistema le 2 eq.:

$$J' \ddot{\theta}' = K' \theta - K' \theta' \xrightarrow{\text{Laplace}} s^2 J' \theta' + K' \theta' = K' \theta \Rightarrow \frac{\theta'}{\theta} = \frac{K'}{K' + J' s^2}$$

Sapendo che $\frac{\theta'}{\theta} = \frac{\omega'}{\omega}$

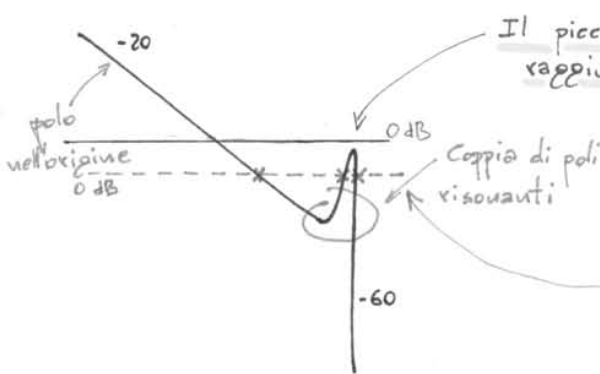
$$\Rightarrow \left[\frac{\omega'}{\omega} = \frac{K'}{K' + J' s^2} = \frac{1}{1 + \frac{J'}{K'} s^2} \right] = \text{f.d.t. dell'albero che torce}$$



Questo implica che è possibile aumentare K_p senza destabilizzare il sistema fino a raggiungere l'asse immaginario. (13)

In termini di equazioni significa far comparire un termine smorzante $\rightarrow T = K'(s-s') + f'(s-s')$ con f' = coeff. di attrito viscoso

Osservando il fenomeno su Bode



Il picco dovuto alle risonanze è sì limitato, ma può raggiungere ampiezze elevate (anche 20÷40 dB)

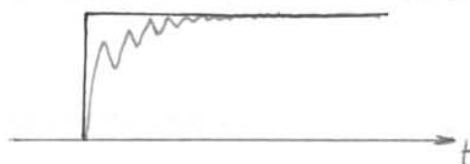
↳ si rischia l'instabilità già per bassi valori di K_p anche se la frequenza dei poli risonanti è alta

Infatti, quanto + l'accoppiamento meccanico è ben fatto, tanto meno le risonanze risultano smorzate:

- * Accoppiamento ben fatto \Rightarrow risonanza a frequenze elevate \Rightarrow picco più alto
 - * Accoppiamento non accurato \Rightarrow risonanza a freq. più basse \Rightarrow picco meno ampio
- ~ confrontabile con la banda del controllo di macchina

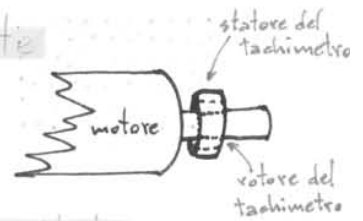
Nella risposta al gradino, alla risposta esponenziale che compete alla pulsazione di banda $\omega_b = K_p/s$, si sovrappone una oscillazione dovuta ai due poli risonanti vicini all'asse immaginario.

Aumentando il guadagno, il sistema diventa sì più veloce, ma le oscillazioni diventano più grosse.



Attenzione: usare il filtro è un buon provvedimento, ma la cosa più efficace da fare è curare meccanicamente l'accoppiamento!

- * Il tachimetro deve essere collegato direttamente sull'albero del motore per minimizzare l'elasticità torsionale K'

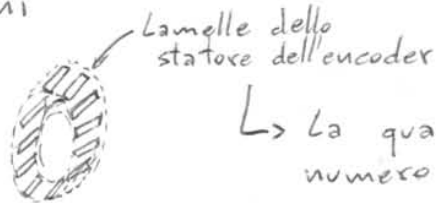


- * Il montaggio deve essere il più vicino possibile al motore in quanto l'elasticità non dipende solo dal diametro dell'albero, ma anche dalla lunghezza della parte che torce.

- * Il sensore deve avere momento di inerzia J' il più basso possibile (se J' fosse nullo tutti i problemi evidenziati non sussisterebbero)

La tendenza attuale è volta verso l'uso degli encoder → sono di plastica (basso J')

Il limite degli encoder è dato dalla quantizzazione ⇒ essendo a campionamento spaziale, se il motore gira piano si hanno pochi campioni



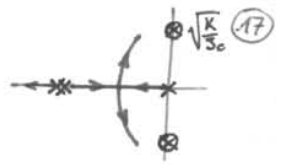
↳ La quantizzazione dipende anche dal loro numero

È possibile usare dei resolver: sorta di trasformatori ad accoppiamento variabile.

Chi meglio di tutti può garantire che tali provvedimenti vengano eseguiti al meglio è il costruttore.

↳ Difatti ciò che contraddistingue un motore da un servomotore è proprio la presenza del sensore

* $J_m \gg J_c \Rightarrow J_{eq} \approx J_c \Rightarrow$ zeri e poli coincidono



$$J_{eq} = \frac{J_m J_c}{J_c (1 + \frac{J_c}{J_m})}$$

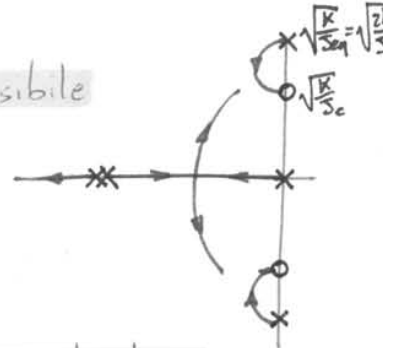
\Rightarrow il pericolo di instabilità è remoto

(ci sono sempre le oscillazioni per i poli vicini all'asse Im)
(grandi e poco smorz.)

* $J_m = J_c \Rightarrow J_{eq} = \frac{J_c}{2}$

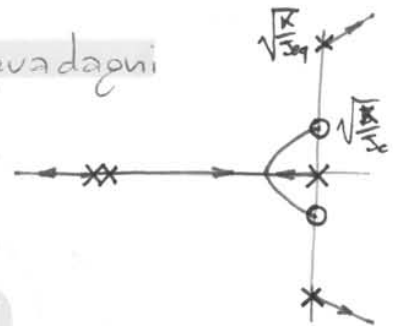
\Rightarrow la stabilità non è compromessa ed è possibile rendere stabile e smorzato il sistema (coda a parte)

vedi pag. 23



* $J_m \ll J_c \Rightarrow J_{eq} = J_m \Rightarrow$ poli e zeri abbastanza lontani

\Rightarrow c'è pericolo di instabilità per guadagni elevati

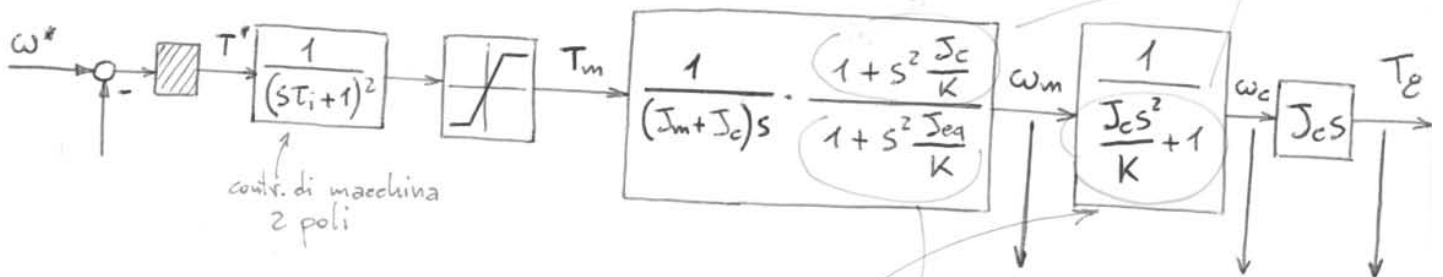


Se retroazione $\omega_m \Rightarrow$

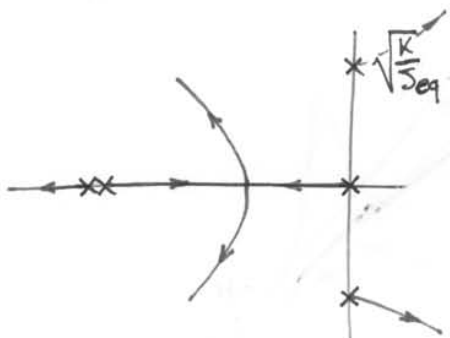
Conviene avere J_c il più piccolo possibile

Vediamo invece cosa accade se retroazione ω_c .

si elidono



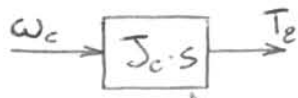
$$\frac{\omega_c}{\omega_m} = \frac{\frac{K}{s} \cdot \frac{1}{J_c s}}{1 + \frac{K}{s} \cdot \frac{1}{J_c s}} = \frac{\frac{K}{J_c s^2}}{\frac{J_c s^2 + K}{J_c s^2}} = \frac{1}{1 + s^2 \frac{J_c}{K}}$$



Se retroazione $\omega_c \Rightarrow$ conviene avere J_m il più piccolo possibile

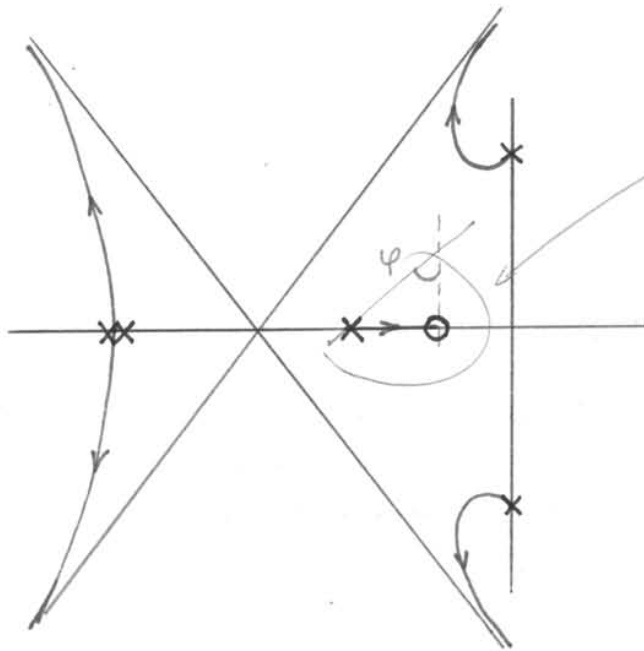
In questo modo i poli sull'asse Im vanno alla frequenza più alta possibile \Rightarrow diventano trascurabili in prima appross.

2° metodo → misuro la coppia T_e .

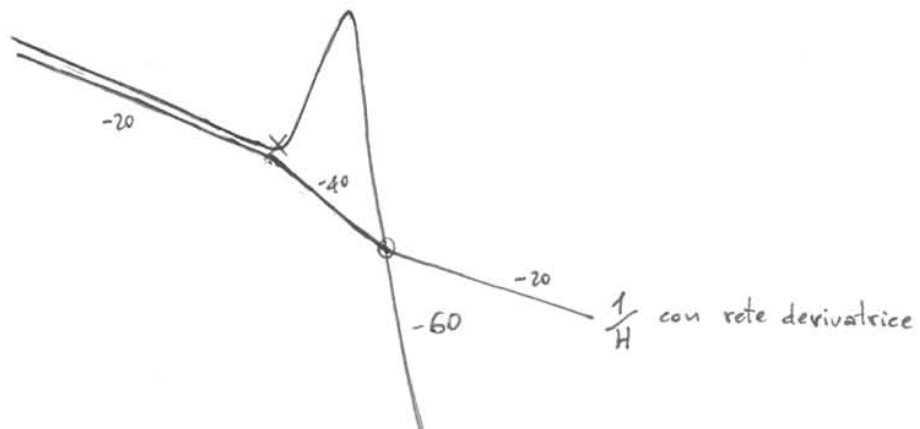


Introduco uno zero nell'origine che cancella il polo

⇒ Si introduce una rete derivatrice che "attira" i poli immaginari tendendo a mantenerli nel semipiano sinistro

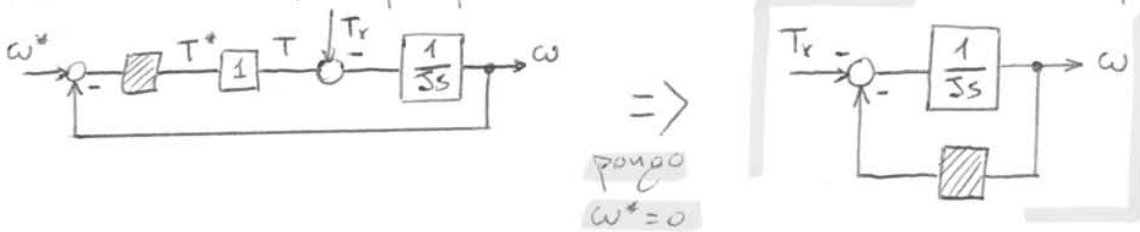


Rete derivatrice (introduce del margine di fase, φ)



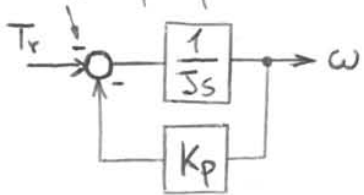
RISPOSTA AL DISTURBO ADDITIVO

Una delle caratteristiche richieste al controllo è quella di essere insensibile (quanto più possibile) ai disturbi additivi → tipicamente T_r

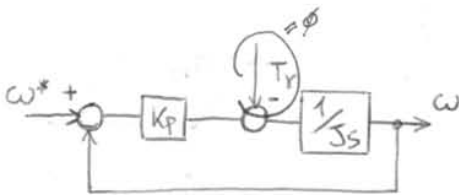


Studiamo che cosa questo comporta in termini di regolatore.

Reg. proporzionale



$$\frac{\omega}{T_r} = \frac{\frac{1}{Js}}{1 + \frac{K_p}{Js}} = -\frac{1}{K_p} \frac{\omega}{\omega^*}$$

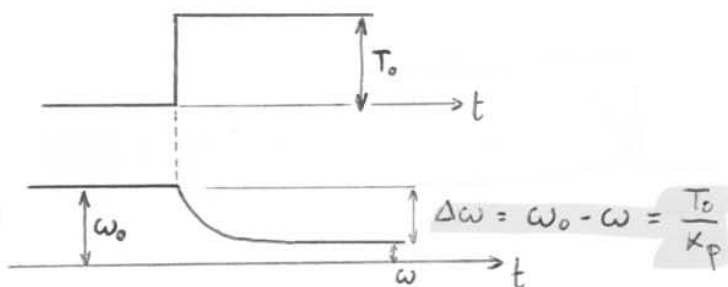


$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K_p}{Js}}{1 + \frac{K_p}{Js}}$$

Vorrei che fosse $\phi = 0$
→ lo sarebbe solo se $K_p \rightarrow \infty$

⇒ Per minimizzare l'effetto di T_r occorre che K_p sia il più grande possibile

Supponiamo che il sistema giri alla velocità ω_0 → Se applichiamo un gradino di coppia $T = T_0$, la velocità varierà secondo un andamento esponenziale con $\tau = J/K_p$ (sistema del 1° ordine) → la velocità si porta ad un valore più basso ω in modo permanente



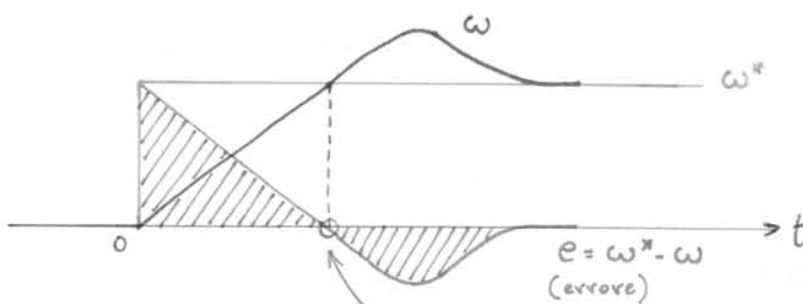
Nella pratica si impone che la variazione $\Delta\omega$ non superi una certa soglia (es. 5-10% di ω_{nom}) con riferimento anche al valore nominale di coppia (es. $\Delta\omega < 5\%$ con $T_r = 90\% T_0$)

WIND-UP

È un fenomeno non lineare che nasce dall'effetto combinato della presenza del regolatore PI (che comunque è necessario per la reiezione al disturbo additivo) e dalla saturazione di coppia (necessaria per rispettare i limiti termici, specie del convertitore)

In saturazione, la parte integrale del compensatore, "accumula errore" in eccesso \Rightarrow questo accumulo deve essere smaltito quando l'errore cambia di segno.

Perché per smaltire occorre del tempo e, durante questo tempo, il sistema, pur avendo raggiunto il valore impostato, continua a procedere nella direzione sbagliata.

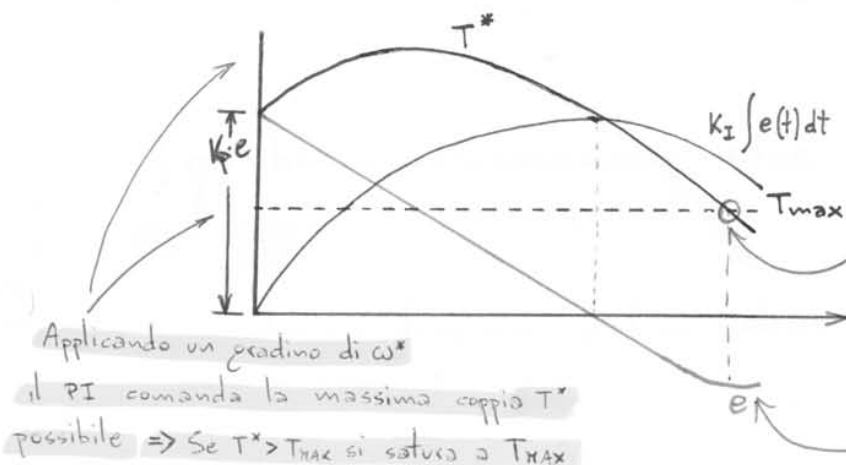


Attenzione
Le aree \blacktriangle e \blacktriangledown sono circa uguali

$$T^* = K_p \cdot e + K_I \int_0^t e(t) dt$$

In questo punto la parte proporzionale $K_p e$ si è annullata (è nullo l'errore), ma resta la parte integrale

\Rightarrow finché questo errore in eccesso non viene riassorbito, non è possibile eseguire la coppia richiesta \rightarrow il sistema resta in saturazione.



Quando $T = T_{max}$ il sistema torna in linearità (si rientra dalla saturazione) \Rightarrow si ricomincia a seguire il riferimento

Il punto in cui si annulla l'errore di velocità è spostato tanto + a destra quanto + era l'errore accumulato.

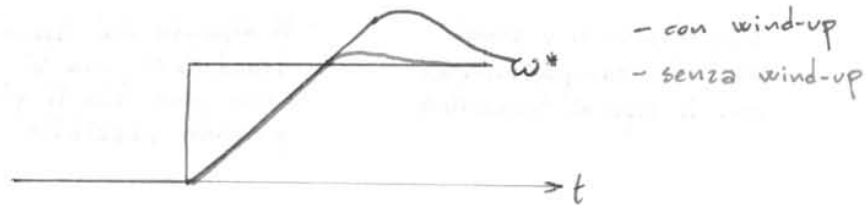
Nei controlli analogici è previsto un apposito circuito anti-wind-up, che limita $\int e(t)dt \rightarrow$ sostanzialmente uno zener in parallelo all'integratore che lo satura ad un certo livello di tensione.

Nei controlli digitali si limita il K_I via software

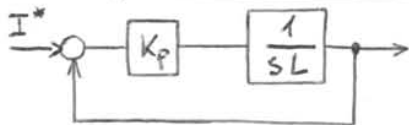
\Rightarrow Occorre fare attenzione \rightarrow non si può semplicemente ridurre K_I , altrimenti rallentiamo il recupero alla presa di carico

Il wind-up è un fenomeno che riguarda sempre l'anello di velocità (non quello di corrente), ma non è un evento sistematico

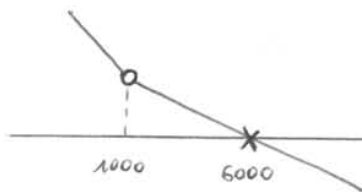
\rightarrow se il massimo della parabola $K_I \int e \cdot dt$ fosse inferiore a T_{max} , non avremmo wind-up $\Rightarrow \omega$ cambia derivata quando l'errore si annulla, ma arriverebbe comunque sull'asintoto dall'alto



Es. (anello di corrente)



$L = 5 \text{ mH}$
 $\omega_b = 1 \text{ kHz} \approx 6000 \text{ rad/s}$



\rightarrow mettiamo lo zero del PI 6 volte più a sinistra della banda

$$\frac{K_P}{L} = 6000 \Rightarrow K_P = 30$$

$$\frac{K_I}{K_P} = 1000 \Rightarrow K_I = 30'000$$

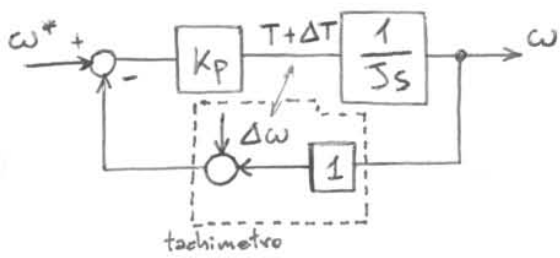
$T_{sat} \leftrightarrow V_{max} \text{ (300V)}$

$\omega_{max} \leftrightarrow I_{max} \text{ (20A)}$

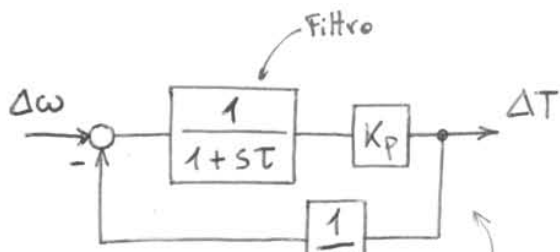
$S \leftrightarrow L$

$$\Rightarrow K_I = \frac{V_{max}^2}{I_{max}^2} \cdot \frac{2}{L} = 90'000$$

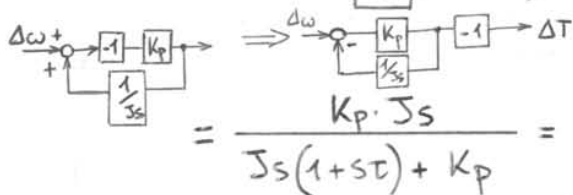
$30'000 < 90'000 \Rightarrow$ Non c'è wind-up!



Si potrebbe pensare di mettere un filtro, ma si comprende subito come questo provvedimento non possa risolvere completamente la questione poiché la frequenza del ripple varia con la velocità.

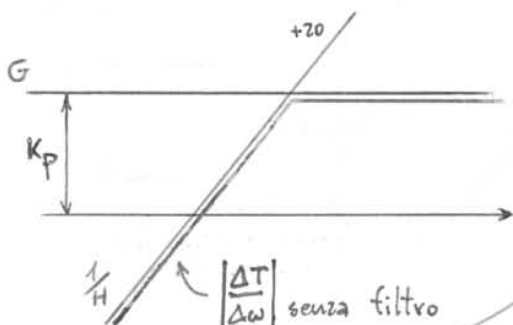


$$\frac{\Delta T}{\Delta \omega} = \frac{K_p}{1 + sT} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_p}{1 + sT} \cdot \frac{1}{Js}} = \frac{\frac{K_p}{1 + sT}}{Js(1 + sT) + K_p} = \frac{K_p}{(1 + sT)Js}$$



$$= \frac{K_p \cdot Js}{Js(1 + sT) + K_p} = \frac{Js}{1 + \frac{J}{K_p}s(1 + sT)} = \frac{Js}{1 + s \frac{J}{K_p} + s^2 \frac{J}{K_p} T} = \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2$$

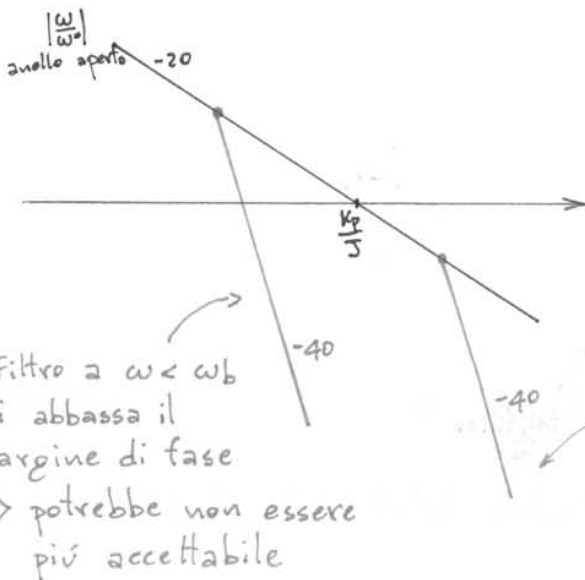
Senza filtro si ha



$$\frac{2\zeta}{\omega_0} s \rightarrow \begin{cases} \frac{2\zeta}{\omega_0} = \frac{J}{K_p} \\ \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{JT}{K_p} \end{cases}$$

$\omega_0 = \omega_b = \frac{K_p}{J} \leftarrow$ Per avere buon smorzamento ($\zeta = 0.5$)
 $\tau = \frac{J}{K_p}$

Vediamo cosa capita per le diverse posizioni del filtro



Filtro a $\omega < \omega_b$
 \Rightarrow si abbassa il margine di fase
 \Rightarrow potrebbe non essere più accettabile

Filtro a frequenza maggiore della banda
 \Rightarrow interferisco poco con il margine di fase

$\Delta \omega = h \omega \sin k \omega t \Rightarrow |\Delta \omega| = \omega h$
 $\Rightarrow \Delta T = \Delta \omega \cdot f dt \left(\frac{\Delta T}{\Delta \omega}\right)$
 cioè all'aumentare di ω aumenta l'ampiezza del ripple di coppia

Nella definizione dell'azionamento, si può imporre che $|\Delta T|$ non superi una certa percentuale della coppia nominale (30)

$$\Rightarrow |\Delta T|_{\max} = r T_0 \quad \text{con } r \text{ in p.u.}$$

La pulsazione elettrica per la quale ΔT risulta pari al suo valore massimo è uguale alla pulsazione di banda

$$\Rightarrow \omega_e = \omega_b = \frac{K_p}{J}$$

$$\Delta \omega = h \omega \sin K \omega t \rightarrow |\Delta \omega| = h \omega \Rightarrow |\Delta \omega|_{\omega_b} = h \left(\frac{\omega_b}{K} \right)$$

$$|\Delta T|_{\omega_b} = K_p |\Delta \omega|_{\omega_b} = |\Delta T|_{\max}$$

Mettendo a sistema le relazioni trovate otteniamo:

$$\begin{cases} |\Delta T|_{\max} = K_p \cdot h \cdot \frac{\omega_b}{K} \\ |\Delta T|_{\max} = r \cdot T_0 \end{cases} \Rightarrow \boxed{r T_0 = K_p \cdot h \cdot \frac{\omega_b}{K} = \frac{h}{K} \cdot \frac{1}{J} \cdot K_p^2 = |\Delta T|_{\max}}$$

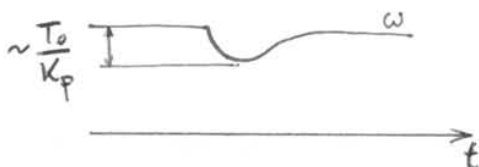
$\omega_b = \frac{1}{J}$

\Rightarrow Il ripple di coppia cresce con il quadrato di K_p

\Rightarrow Occorre avere K_p basso!

Come esigenza opposta si ha la presa di carico \rightarrow a fronte del gradino di T_r si vuole limitare la perdita di velocità.

Anche in questo caso si può imporre che la diminuzione di velocità ~~non superi~~ conseguente ad una coppia di carico nominale sia pari ad una data percentuale della vel. nom. ω_0



$$\Rightarrow \frac{T_0}{K_p} = c \cdot \omega_0$$

↑
valore in p.u.
della vel. nominale

\Rightarrow Per una buona presa di carico occorre avere K_p alto!

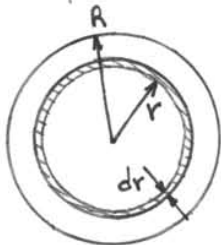
$$r = c = \frac{T_0}{J \omega_b \omega_0} \quad \omega_b = \left(\frac{T_0}{J}\right)^{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\omega_0 \cdot h}\right)^{\frac{1}{3}}$$

$$p.u. = \frac{T_0}{J \omega_0 \left(\frac{T_0}{J}\right)^{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\omega_0 \cdot h}\right)^{\frac{1}{3}}} = \frac{T_0}{J} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot \left(\frac{T_0}{J}\right)^{-\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{1}{\omega_0 \cdot h}\right)^{-\frac{1}{3}} =$$

$$= \left(\frac{T_0}{J}\right)^{\frac{1}{3}} \cdot \left(\frac{K}{h}\right)^{-\frac{1}{3}} \cdot \omega_0^{-\frac{2}{3}}$$

- * Fare $\frac{K}{h}$ piccolo aiuta sia ad avere bande larghe che ripple piccoli
- * $\frac{T_0}{J}$ alto favorisce la banda, ma limita meno il ripple.

Il rapporto $\frac{T_0}{J}$ dipende dalle dimensioni del motore, ma anche dal tipo di motore.



$$J = \mu \int_0^R 2\pi r^3 dr \Rightarrow J \propto D^4$$

All'aumentare delle dimensioni della macchina la densità di corrente scende

$$F \propto B I_{cava} \cdot L$$

$$I_{cava} \propto A_{cava} \cdot \delta$$

$$A_{cava} \propto D^2$$

$$\delta \propto \sqrt{\frac{1}{D}} = D^{-\frac{1}{2}}$$

$$\Rightarrow F \propto D^2 \cdot D^{-\frac{1}{2}} = D^{\frac{3}{2}}$$

$$T \propto F \cdot D \Rightarrow T \propto D^{\frac{3}{2}} \cdot D = D^{2.5}$$

All'aumentare delle dimensioni del motore (D), la coppia cresce meno velocemente del momento d'inerzia

$$\omega_b \propto \left(\frac{T}{J}\right)^{\frac{2}{3}} \propto \left(\frac{D^{2.5}}{D^4}\right)^{\frac{2}{3}} = (D^{5/2} \cdot D^{-4})^{\frac{2}{3}} = (D^{-3/2})^{\frac{2}{3}} = D^{-1} \Rightarrow \omega_b \propto D^{-1}$$

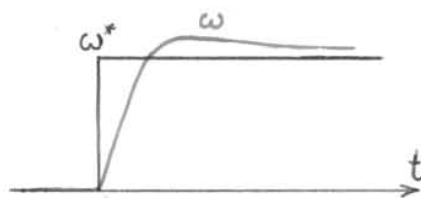
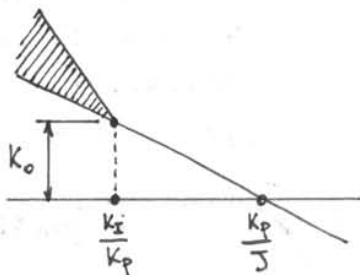
Per migliorare la banda conviene un motore "leggero"
 ⇒ es. meglio un brushless che ha il rotore cavo e non un

SEQUENZA PROGETTUALE DEL PI (nell'anello di velocità) (34)

- 1 → Si fissa K_p in funzione del compromesso tra presa di carico e l'ondulazione di coppia ammissibile
- 2 → Si dimensiona K_I , avendo previsto un adeguato provvedimento anti wind-up e in modo del tutto indipendente dall'eventuale feed-forward.

K_I si sceglie in modo che lo zero del regolatore (K_I/K_p) sia posizionato ad una pulsazione più bassa di quella di cross-over per non "disturbare" il margine di fase, ma questo comporta la comparsa (inevitabile) dell'"effetto coda"

⇒ applicando un ingresso a gradino ω^* , la risposta è data dalla sovrapposizione di due esponenziali, il secondo dei quali ha una costante di tempo molto più lenta del primo e produce così una "coda", ossia una lentezza della ω nel portarsi al valore dell'asintoto (ritardamento)

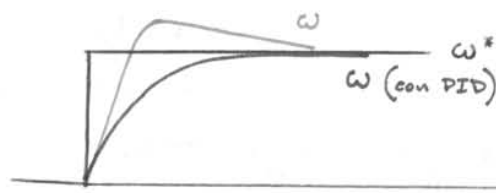


L'ampiezza della coda (o meglio, l'ampiezza del residuo riferita al tempo zero) è $\cong \frac{1}{K_0}$.

Idealmente si vorrebbe avere lo zero proprio nel punto di cross-over, ma per fare questo occorre compensare il ritardo di fase introdotto dallo zero, con una rete derivatrice, che, "anticipando" la fase

⇒ Si può fare ricorso ad un regolatore PID

Questa riduzione di ω_b comporta una risposta più lenta al gradino di ω^* (36)



L'effetto è comunque positivo perché, pur con un piccolo rallentamento della risposta dinamica, si riesce ad eliminare la coda e, al contempo, a massimizzare la reiezione al disturbo additivo $\left(\frac{K_I}{K_P} = \frac{K_P}{J}\right)$ migliorando la presa di carico



Attenzione: l'uso del regolatore PID e i benefici che ne derivano sono validi solo se J resta costante!

↳ se fisso una certa banda, per posizionare bene la rete, occorre che, fissato K_P , J resti costante

Nella gran parte degli azionamenti industriali, J resta costante. I casi in cui non è vero sono due:

- Cambio di carico

Ad esempio, per l'azionamento che muove un nastro trasportatore il momento d'inerzia dipende da cosa ci metto sopra

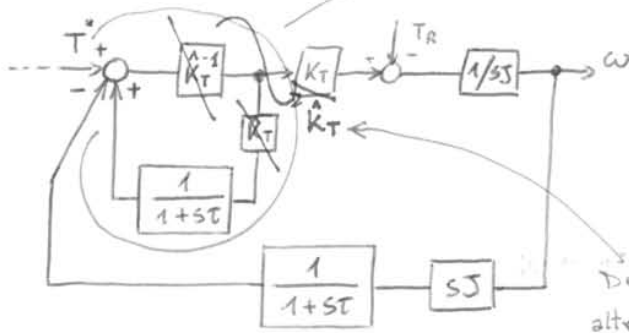
⇒ tutti i guadagni degli anelli di controllo vanno ritirati

Lo stesso vale per i parametri del modello del feed-forward che soffre più o meno degli stessi problemi.

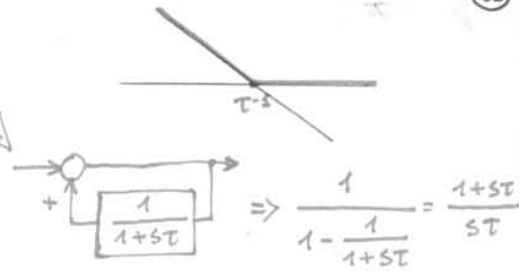
- Variazione continua

L'esempio più immediato è quello dei robot: J varia con alta dinamica secondo le leggi del moto.

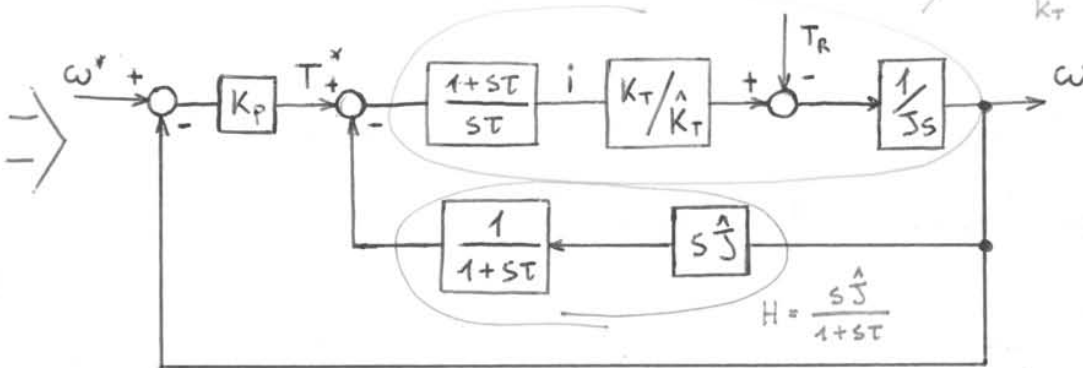
Sdoppio la retroazione



Deve comparire $\frac{1}{\hat{K}_T}$ altrimenti non confronto due coppie



$$G = \frac{K_T}{\hat{K}_T} \frac{1+sT}{sT} \frac{1}{sJ}$$



$$\Rightarrow \frac{\omega}{T} \Big|_{\text{closed loop}} = \frac{\frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{1+sT}{sT} \cdot \frac{1}{sJ}}{1 + \frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{1+sT}{sT} \cdot \frac{sJ}{1+sT}} = \frac{\frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{1+sT}{sT} \cdot \frac{1}{sJ}}{1 + \frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{J}{J} \cdot \frac{1}{sT}} = \frac{\frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{1+sT}{sT} \cdot \frac{1}{sJ}}{\frac{sT + \beta}{sT}}$$

$$= \frac{1}{sJ} \cdot \frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{1+sT}{\beta+sT}$$

Anche perché \hat{K}_T si ricava con buona precisione

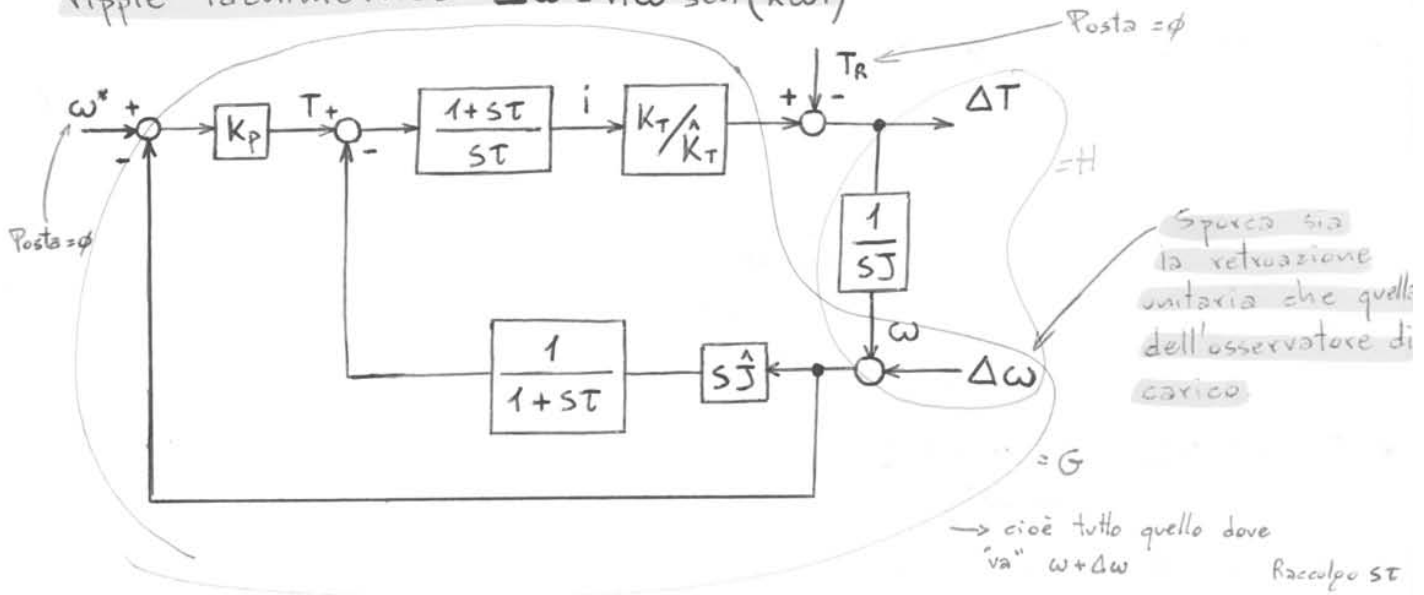
$$\beta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{\hat{J}}{J}$$

β dà delle info su quanto è stato il modello \rightarrow poiché $K_T/\hat{K}_T \approx 1$, mi dice di quanto è stato \hat{J}

$\beta = 1$

Ho un solo polo nell'origine ($1/sJ$) \Rightarrow La compensazione non è vista dall'anello di velocità e, al contempo, riesco ad eliminare il disturbo

Occorre però valutare anche il caso in cui sia presente un ripple tachimetrico $\Delta\omega = h\omega^* \sin(k\omega t)$



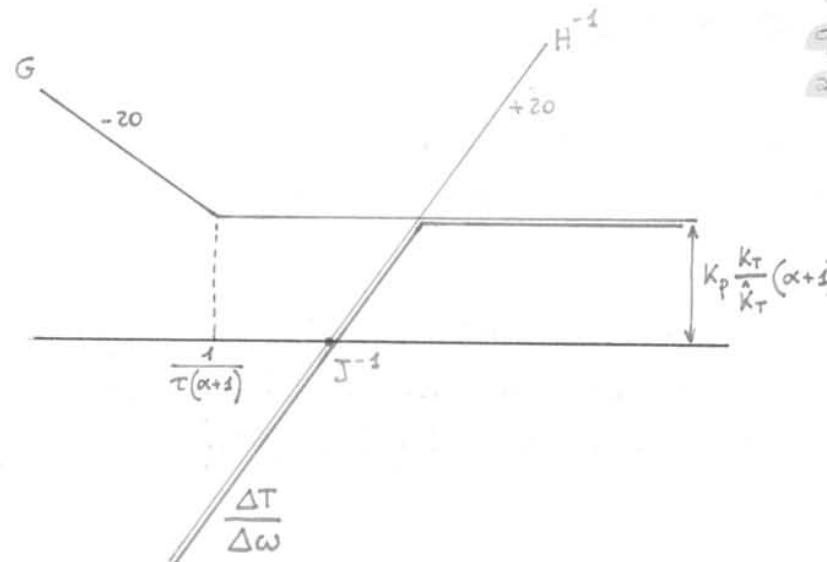
$$G = \left(K_p + \frac{s\hat{J}}{1+sT} \right) \cdot \frac{1+sT}{sT} \cdot \frac{K_T}{\hat{K}_T} = \frac{K_p + K_p sT + s\hat{J}}{1+sT} \cdot \frac{1+sT}{sT} \cdot \frac{K_T}{\hat{K}_T} = \frac{K_p (1 + sT + s\hat{J}/K_p)}{sT} \cdot \frac{K_T}{\hat{K}_T}$$

$$\frac{\Delta T}{\Delta\omega} = K_p \cdot \frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{(1 + sT(1 + \hat{J}/K_p T))}{sT} = K_p \frac{K_T}{\hat{K}_T} \cdot \frac{1 + sT(1 + \alpha)}{sT}$$

$$H = \frac{1}{sJ}$$

$\alpha \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\hat{J}}{K_p T}$

α dà info su quanto sono vicino al cross-over

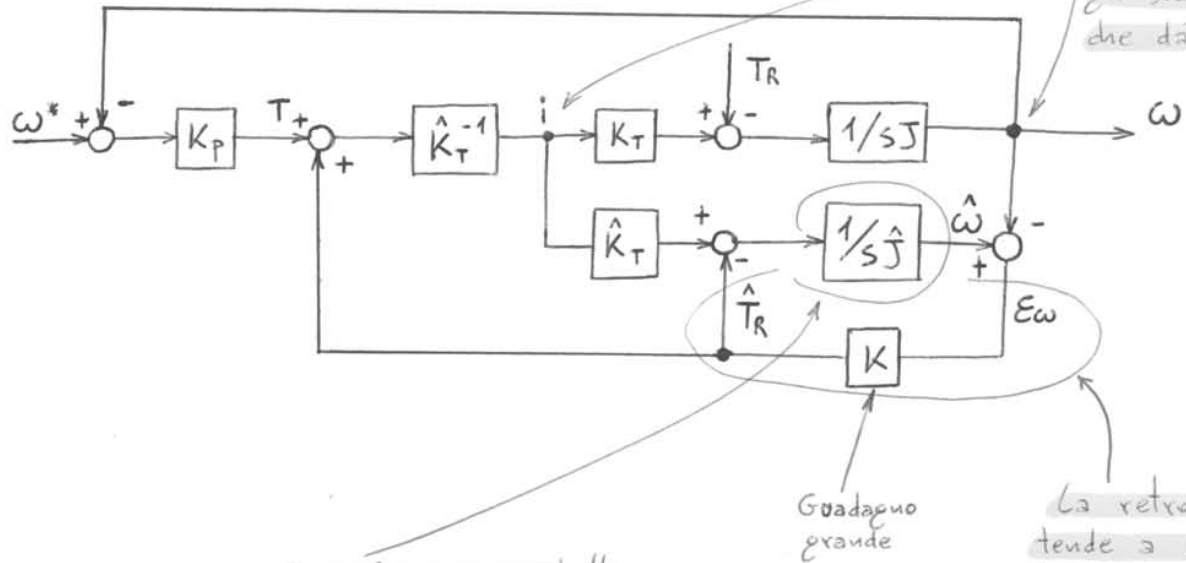


Il guadagno del ripple di coppia alle alte frequenze aumenta!

$$\Rightarrow \left. \frac{\Delta T}{\Delta\omega} \right|_{max} = K_p \frac{K_T}{\hat{K}_T} (\alpha + 1)$$

Osservatore di carico di Luenberger

42

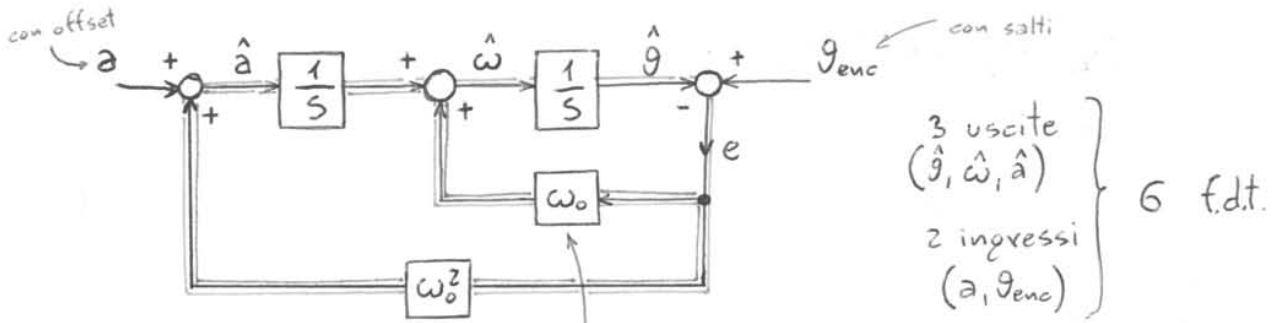


Non fa un modello inverso come Dote ($\frac{1}{sJ}$ invece di sJ)

La retroazione tende a correggere il momento di inerzia in modo che l'errore E_{ω} diventi nullo

I due osservatori, di Dote e di Luenberger, sono equivalenti a patto che si imponga

$$\frac{K}{\hat{J}} \equiv \tau^{-1}$$



Impongo un legame tra i poli in modo che si abbia uno smorzamento $\xi = 0.5$

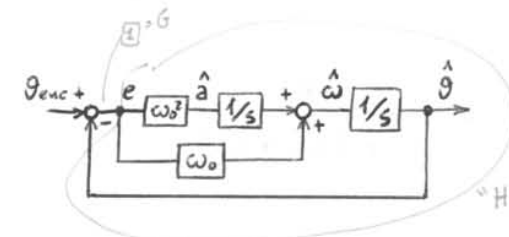
Valutiamo le diverse f.d.t.

* $a=0$

$$L_{\omega} \frac{\hat{\omega}}{e} = \omega_0 + \frac{\omega_0^2}{s} = \frac{(s + \omega_0) \omega_0}{s}$$

$$L_{\omega} \frac{e}{g_{enc}} = \frac{1}{1 + \left(\omega_0 + \frac{\omega_0^2}{s}\right) \frac{1}{s}} = \frac{1}{1 + \frac{\omega_0(s + \omega_0)}{s^2}} = \frac{s^2}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2}$$

tutto $\times s^2$



$$* \frac{\hat{a}}{g_{enc}} = \omega_0^2 \cdot \frac{e}{g_{enc}} = \frac{\omega_0^2 s^2}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2}$$

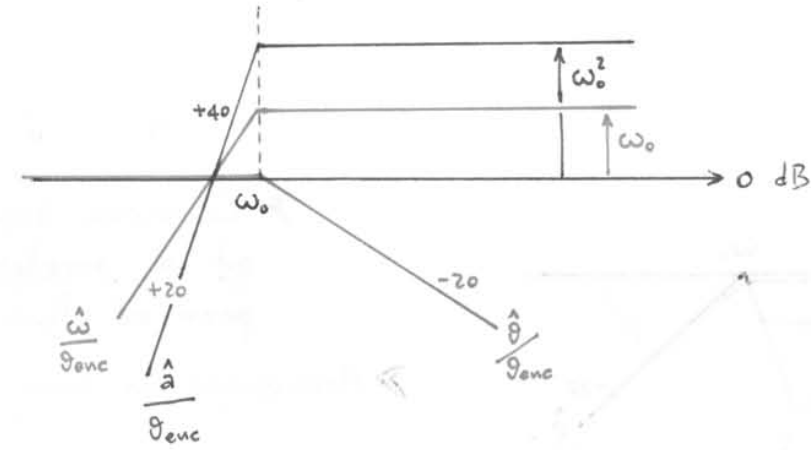
2 zeri nell'origine $\Rightarrow +40$
2 poli complessi in ω_0

$$* \frac{\hat{\omega}}{g_{enc}} = \frac{\hat{\omega}}{e} \cdot \frac{e}{g_{enc}} = \frac{(s + \omega_0) \cdot \omega_0}{s} \cdot \frac{s^2}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2} = \frac{s \omega_0 \cdot (s + \omega_0)}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2}$$

1 zero origine
2 poli ω_0
1 zero ω_0

$$* \frac{\hat{g}}{g_{enc}} = \frac{1}{s} \cdot \frac{\hat{\omega}}{g_{enc}} = \frac{\omega_0 (s + \omega_0)}{s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2}$$

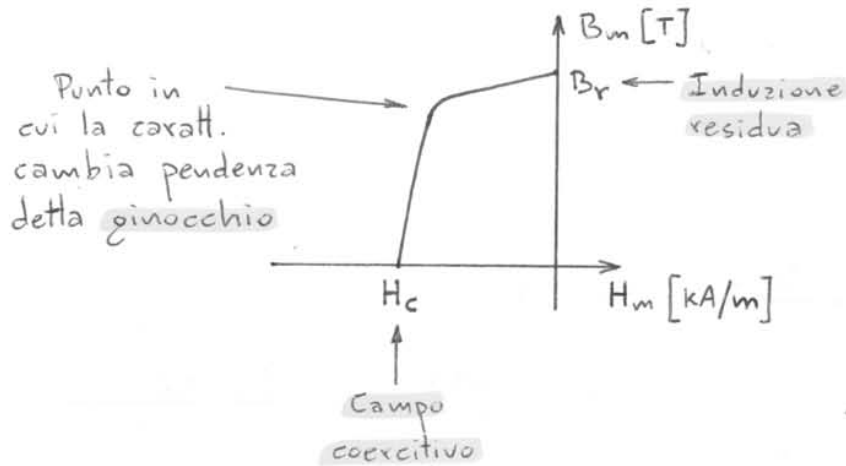
2 poli ω_0
1 zero ω_0



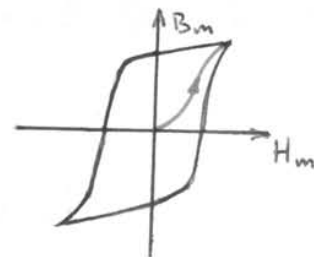
MATERIALI MAGNETICI PERMANENTI

Si tratta di materiali ferromagnetici ~~ad alta isteresi~~ caratterizzati da un ciclo di isteresi ad alta induzione residua (B_r) ed alto campo coercitivo.

Il quadrante nel quale vengono impiegati è il secondo:



La caratteristica fa parte di un ciclo di isteresi che viene raggiunto nella prima fase di magnetizzazione

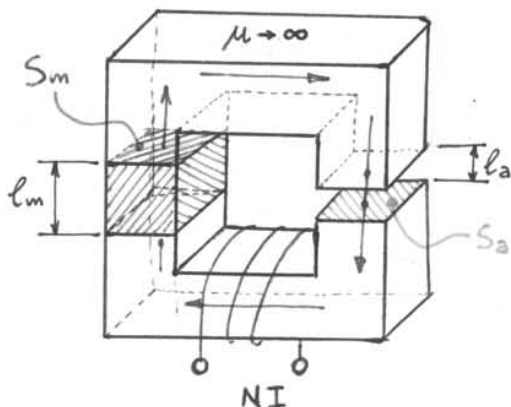


Con i nuovi materiali, la magnetizzazione viene effettuata quando questi sono stati già montati.

Consideriamo un circuito magnetico ideale nel quale è inserito il magnete.

Quest'ultimo è descritto da 2 coppie di parametri:

- Grandezze geometriche → S_m : superficie di passaggio del flusso
- l_m : spessore del magnete misurato lungo le linee di campo.



- Grandezze magnetiche (punto di lavoro)
- H_m
- B_m

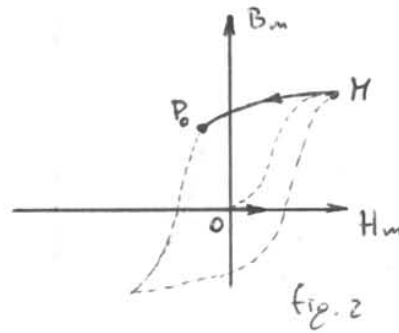
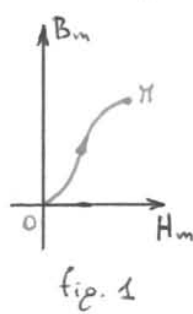
Il traferro rappresenta il carico magnetico del circuito ed è anch'esso descritto da una coppia di grandezze l_a, S_a e B_a, H_a .

L'avvolgimento invece, modella una forza magneto-motrice introdotta nel circuito dall'esterno.

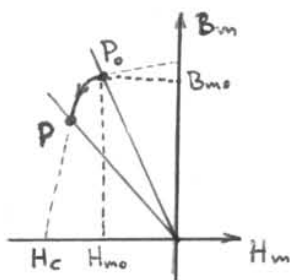
Per magnetizzare il magnete posto nel circuito ideale considerato, è necessario iniettare corrente nella spira.

Come conseguenza il punto di lavoro si sposta da O a M secondo la curva di magnetizzazione (fig. 1)

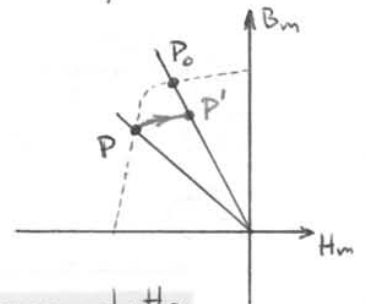
Se si annulla la corrente, il punto di lavoro si sposta in P_0 (punto di lavoro a vuoto) seguendo il ciclo di isteresi caratteristico del magnete. (fig. 2)



Se aumentasse il traferro, cambierebbe il carico, quindi cambia l'angolo α della retta di carico andando a lavorare in P .



Se P si trova oltre il ginocchio, una volta che riporto il magnete nelle condizioni originarie, non torno in P_0 , ma vado a lavorare su un ciclo di isteresi parallelo più basso



Superando il ginocchio esco da quella che viene detta zona di reversibilità \Rightarrow perdo parte dell'energia che era accumulata nel magnete e non riesco a recuperarla.

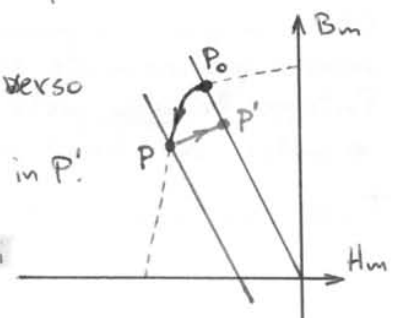
Per evitare che accada questo, alcuni materiali vanno magnetizzati nel circuito magnetico definitivo di lavoro; in questo modo il circuito di magnetizzazione non deve essere aperto e il traferro non viene modificato.

Una parziale smagnetizzazione può avvenire per effetto di una f.m.m. esterna.

Supponendo $NI < \emptyset$, la retta di carico trasla verso sinistra andando a lavorare in P .

Annullando la corrente, non torno in P_0 , ma in P' .

Questo fenomeno può presentarsi nei magneti dei motori, anche localmente in un solo punto



Uno dei problemi tipici di tutti i materiali magnetici è l'essere sensibili alle variazioni di temperatura.

Al variare della temperatura si presentano 2 fenomeni:

* Fenomeno reversibile detto deriva termica

Che comporta delle variazioni della caratteristica di magnetizzazione e si esprime in termini di variazione di B_r (%) al variare della temperatura ($^{\circ}C$)

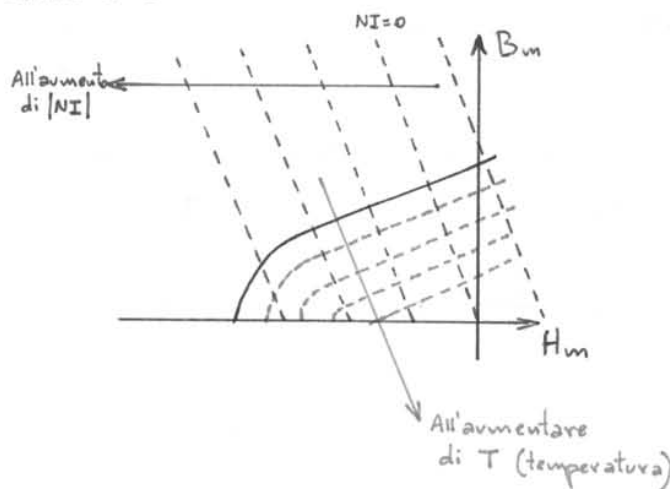
Ferrite $-2\%/^{\circ}C$; SmCo $-0.5\%/^{\circ}C$; NdFeB $-1\%/^{\circ}C$ All'aumentare di T, B_r diminuisce

* Fenomeno irreversibile

All'aumentare ulteriore della temperatura non è più possibile tornare alla magnetizzazione di partenza.

Questo fenomeno termina nel punto di Curie dove cessa ogni magnetizzazione.

L'effetto congiunto della temperatura e della f.m.m. può portare a smagnetizzazione



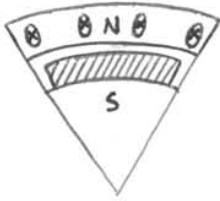
Notare: la smagnetizzazione può essere (anzi lo è quasi sempre) solo locale → tipicamente si smagnetizza una delle due estremità del magnete.

Spostiamo l'attenzione dal magnete in sé al suo impiego motoristico analizzando qualche applicazione più significativa.



Questo comporta problemi ad alta dinamica seguito da una saturazione nel ferro che porta il coefficiente K_T a variare con la corrente. (52)

Motore brushless SHPM (Surface Mounted Permanent Magnet)



Poiché la posizione di conduttori e magneti è scambiata, per il magnete cambia un po' la forma della f.m.m., ma le considerazioni restano analoghe a quelle fatte per il motore DC.

Motore sincrono a magneti permanenti IPM (Interior Perm. Magn.)



Motori di tipo anisotropo usati talvolta in azionamenti di tipo brushless.

I magneti non sono disposti sulla superficie, ma sono annegati nel rotore.

Anche in questo caso, come per il motore DC a concentrazione di flusso, esiste una rilevante reazione di indotto (sostenuta in questo caso dalle correnti di statore) che dà luogo ad alta L_a e fenomeni di saturazione.

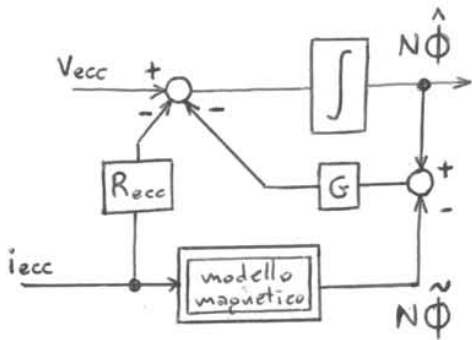
Conclusioni:

- L'uso di magneti permanenti permette di eccitare le macchine senza le perdite che invece si avrebbero con gli avvolgimenti di eccitazione
- Si realizzano macchine più leggere e meno ingombranti
- I materiali moderni si avvicinano molto a quelli ideali specie le terre rare. I problemi più rilevanti sono quelli di costo
- La progettazione richiede cura per evitare la smagnetizzazione: è un problema localizzato e difficile da individuare
- Occorre risolvere adeguatamente problemi meccanici come la lavorazione, la centrifugazione etc.
- Per via del costo ridotto, le ferriti si pongono come buon compromesso tra le leghe e le terre rare.

Il primo punto è che
il secondo punto è che
il terzo punto è che
il quarto punto è che
il quinto punto è che

Osservatore di flusso

Combina le stime del modello magnetico e dell'integrale di tensione ottenendo accuratezza dinamica.



* Il modello magnetico non tiene conto delle correnti parassite e non lavora in transitorio

* L'equazione $V_{ecc} = R_{ecc} \cdot i_{ecc} + \frac{dN\Phi}{dt}$ considera le correnti parassite e lavora in trans.

* Segue l'integratore che, in anello aperto può creare problemi in AC, l'integrale di una sinusoide converge, ma in DC, integrare una costante implica fare una rampa => non converge!

* Quello che si fa è chiudere in controreazione l'integratore con un guadagno G.

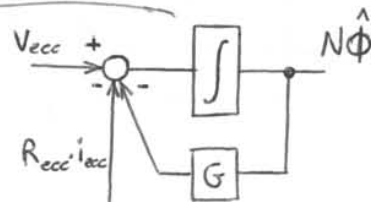
Tarando G opportunamente riesco a mettere insieme le due stime e recuperare eventuali offset dell'integratore.

* Con G non ho più un integratore puro, ma introduco un certo sfasamento:

$$\frac{N\hat{\Phi}}{V_{ecc}} = \frac{\frac{1}{s}}{1 + \frac{G}{s}} = \frac{1}{s + G}$$

$$e = \frac{d}{dt}(N\Phi) \Rightarrow e = sN\Phi \quad \text{reale}$$

$$\Rightarrow \frac{N\hat{\Phi}}{sN\Phi} = \frac{1}{s + G} \Rightarrow \frac{N\hat{\Phi}}{N\Phi} = \frac{s}{s + G}$$

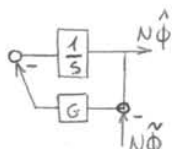


Passa alto



Il che dimostra come, per la dinamica (alta freq.) vada bene il modello con stima della f.e.m.

Allo stesso modo



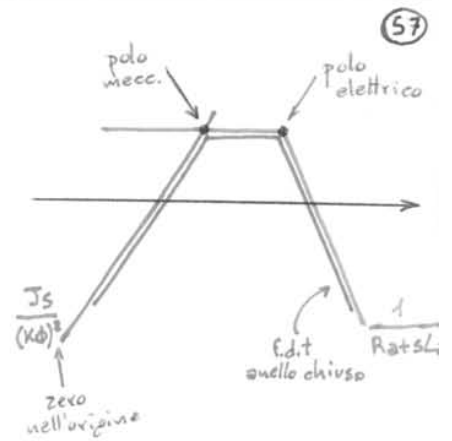
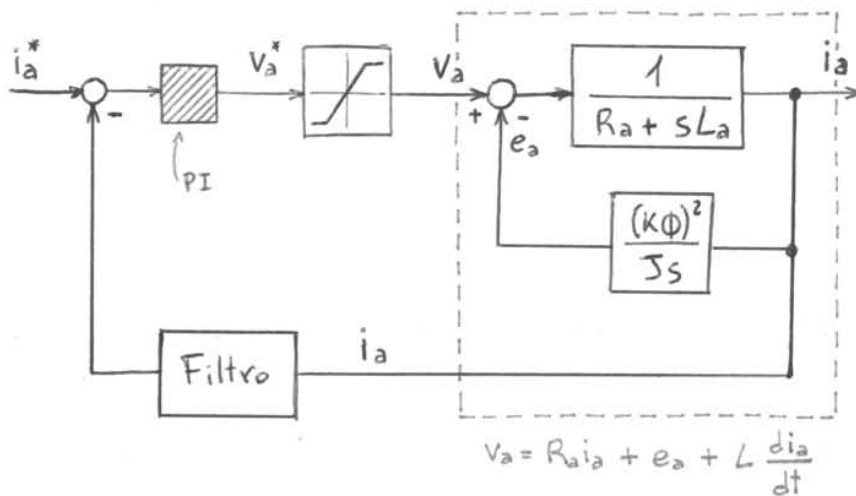
$$\frac{N\hat{\Phi}}{N\tilde{\Phi}} = \frac{G/s}{1 + G/s} = \frac{G}{s + G}$$

Passa basso



Controllo di corrente di armatura

Serve per controllare la coppia

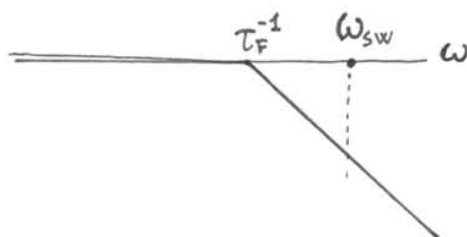


La banda dell'anello di corrente è legata direttamente alla frequenza di commutazione degli interruttori statici

→ es. $f_{comm} = 10 \text{ KHz} \Rightarrow f_{banda} = 1 \div 2 \text{ KHz}$ (banda maggiore in analogico)

Il filtro serve a limitare l'effetto dell'ondulazione di corrente prodotto dalle commutazioni del convertitore per evitare che "sporchino" il segnale (o i segnali) di controllo.

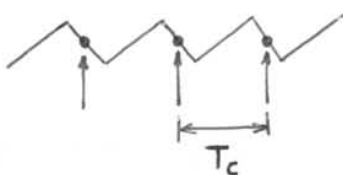
In analogico si usa un semplice passa-basso



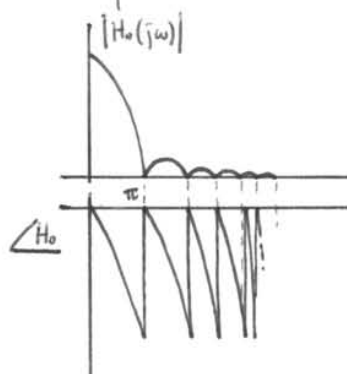
$$\frac{1}{1 + s\tau_F}$$

Ponendo τ_F^{-1} una decade prima della frequenza di switching, attenuo di 10 volte il ripple.

In digitale si usa la ZOH (zero-order-hold) ⇒ concetto generale: se campiona sempre nello stesso punto non vedo il ripple



$$H_o(s) = \frac{1 - e^{-T_c s}}{s}$$



SERVOMOTORI DC

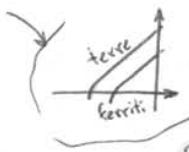
(59)

Questi motori hanno una struttura tipicamente isotropa e tipicamente costituito da ferrite o terre rare.

È curioso notare come, a fronte di un rapporto $\frac{B_{sat, terre}}{B_{sat, ferriti}} = 2$, si abbia solo una differenza del 25% sulle densità di coppia.

- * Ferriti $\approx 0.5 \text{ Nm/Kg}$
- * Terre rare $\approx 0.7 \text{ Nm/Kg}$

Questo perché, a parità di saturazione a circa 1.6 T,



avendo valori di induzione più bassi, il flusso da condurre si abbassa

⇒ occorre avere denti più stretti ⇒ la cava diventa più grande ⇒ posso mettere più conduttori ⇒ a parità di perdite per effetto Joule riesco a far passare più corrente ⇒ riesco a compensare un po' quello che perdo avendo valori più bassi di induzione al traferro

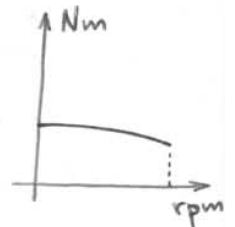


Attualmente in commercio, i ^{servo}motori DC, presentano dimensioni standard del diametro esterno (80, 115, 145 mm) e diverse lunghezze del pacco attivo da cui dipende la taglia della macchina, cioè la coppia che è in grado di produrre.

Questi servomotori sono soggetti ad alcune limitazioni:

* Limitazione coppia continuativa

In base alla temperatura max ammessa, sono fissati i watt dissipabili. Ad $\omega=0$ si hanno solo perdite nel rame mentre, al crescere di ω diventano sempre più rilevanti quelle nel ferro.



* Limite smagnetizzazione

Occorre evitare che i magneti permanenti che costituiscono lo statore, si smagnetizzino anche nelle condizioni più gravose di carico e temper.

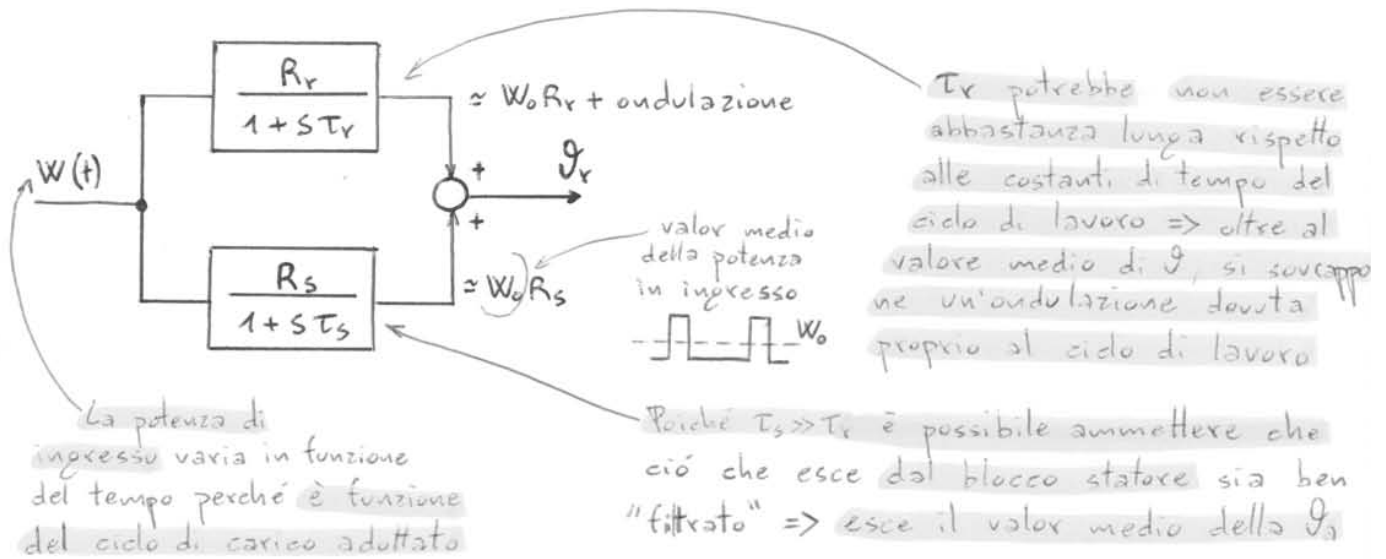
⇒ si impone un limite alla corrente e di conseguenza alla coppia



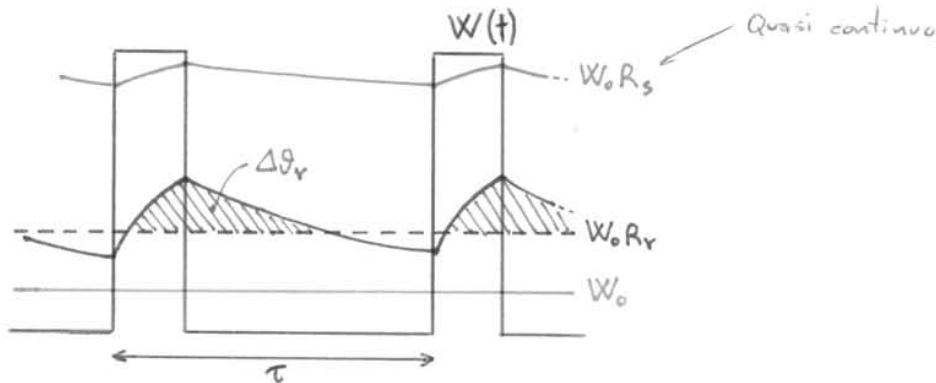
$\tau_s = R_s C_s$ $\tau_r = R_r C_r$

poiché $C_s \approx (4 \div 5) C_r$, mentre R_r e R_s sono confrontabili (pur se $R_r < R_s$)

$\Rightarrow \tau_s \gg \tau_r$ con un ordine di grandezza di differenza



\Rightarrow La temperatura di armatura è data dalla somma di due contributi



Si può avere una sovratemperatura $\Delta\theta_r$ ^{transitoria} rispetto a quanto calcolato come $W_0(R_r + R_s)$ che dipende dal duty-cycle della potenza e dal grado di sovraccarico.

Generalmente $\Delta\theta_r$ può essere trascurato per applicazioni tipo asse.

CONVERTITORI PER ^{MOTORI} DC SERVO

In generale tutti i componenti elettronici usati nelle strutture di conversione possono assumere due stati: ON e OFF.

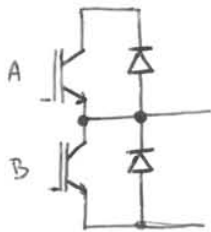
In ON (chiuso) si ha $i \neq 0$ e $v \approx 0$ (2-3V) $\Rightarrow p \approx 0$

In OFF si ha $i \approx 0$, $v \neq 0 \Rightarrow p \approx 0$ potenza istantanea

Le fasi transitorie di chiusura e apertura (commutazione) devono essere più rapide possibili per evitare dissipazioni intollerabili.

Si tratta sempre di strutture a tensione impressa (VSI) che controllano la corrente e sono controeazionate in corrente.

Il componente fondamentale dei convertitori a tensione impressa è la gamba di inverter:

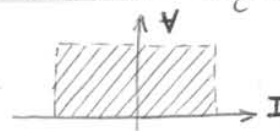


* Con A in ON e B in OFF \rightarrow corrente positiva

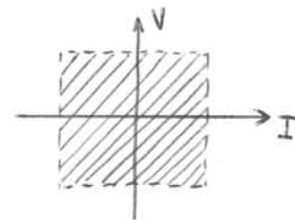
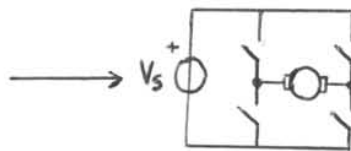
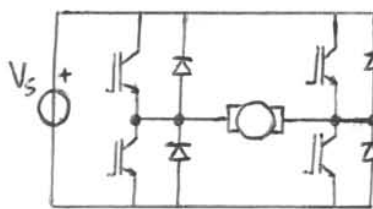
* Con B in ON e A in OFF \rightarrow corrente negativa

* Tensione sempre positiva

* 2 quadranti di corrente



In realtà, volendo usare tutti e 4 i quadranti, la struttura usata è quella che accoppia 2 gambe di inverter: ponte ad H

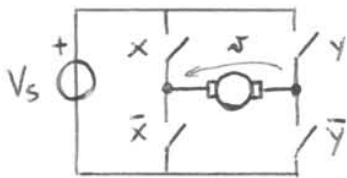


Si possono avere diverse tecniche di comando:

- bipolare o unipolare per la tensione
- unidirezionale o bidirezionale per la corrente

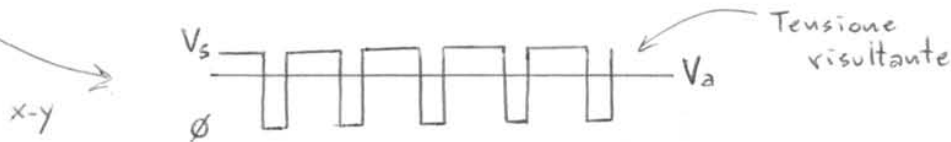
La tecnica di comando unipolare consiste nel "choppare" una sola variabile (relativa ad una gamba), con l'altra permanentemente a zero \Rightarrow si comanda una sola gamba e un solo polo del motore.

Con la tecnica bipolare, attraverso l'uso di entrambe le variabili si commutano entrambe le gambe.



$\Rightarrow (1,0) \Rightarrow \nu \geq \phi, \nu = V_s$
 $(0,0), (1,1) \Rightarrow \nu = \phi$
 $(0,1) \Rightarrow \nu < \phi$ ma con $\nu^* < \phi$

Per ottenere $\nu = \phi$ è sufficiente portare il valore della modulante prossimo a zero in modo da restringere il più possibile la zona in cui si ha lo stato (1,0)

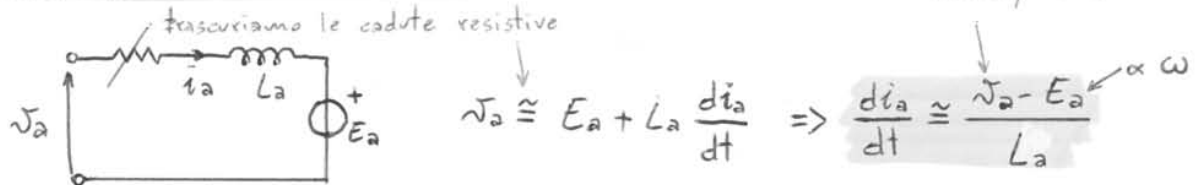


\Rightarrow Rispetto al segnale ν^* , c'è una amplificazione pari a V_s/V_T

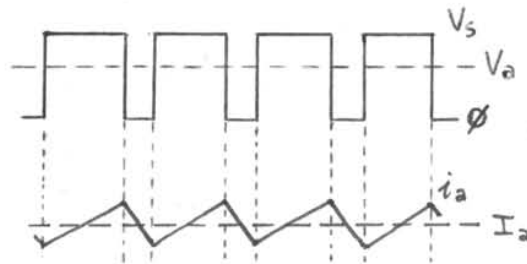
La frequenza dell'ondulazione è doppia di quella di ν_T .

La tensione evolve tra ϕ e V_s . (0, con $\nu^* < 0$, tra 0 e $-V_s$)

Questa oscillazione di tensione provoca, naturalmente, una oscillazione di corrente

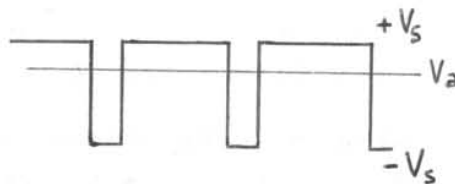
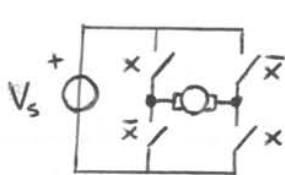


Essendo di_a/dt sempre una costante \Rightarrow la corrente ha andamento triangolare.



La corrente è tanto più filtrata quanto più è alta la frequenza di modulazione e la induttanza di armat.

* Singola modulante



$x=1 \Rightarrow \nu = V_s$

$x=0 \Rightarrow \nu = -V_s$

In questo caso l'ondulazione di corrente è decisamente più alta perché la frequenza è uguale a quella della portante (cioè la metà risp. al caso con doppia modulante) e l'ampiezza dell'oscillazione di tensione è doppia (da $-V_s$ a $+V_s$)

In conclusione, occorre fare attenzione che:

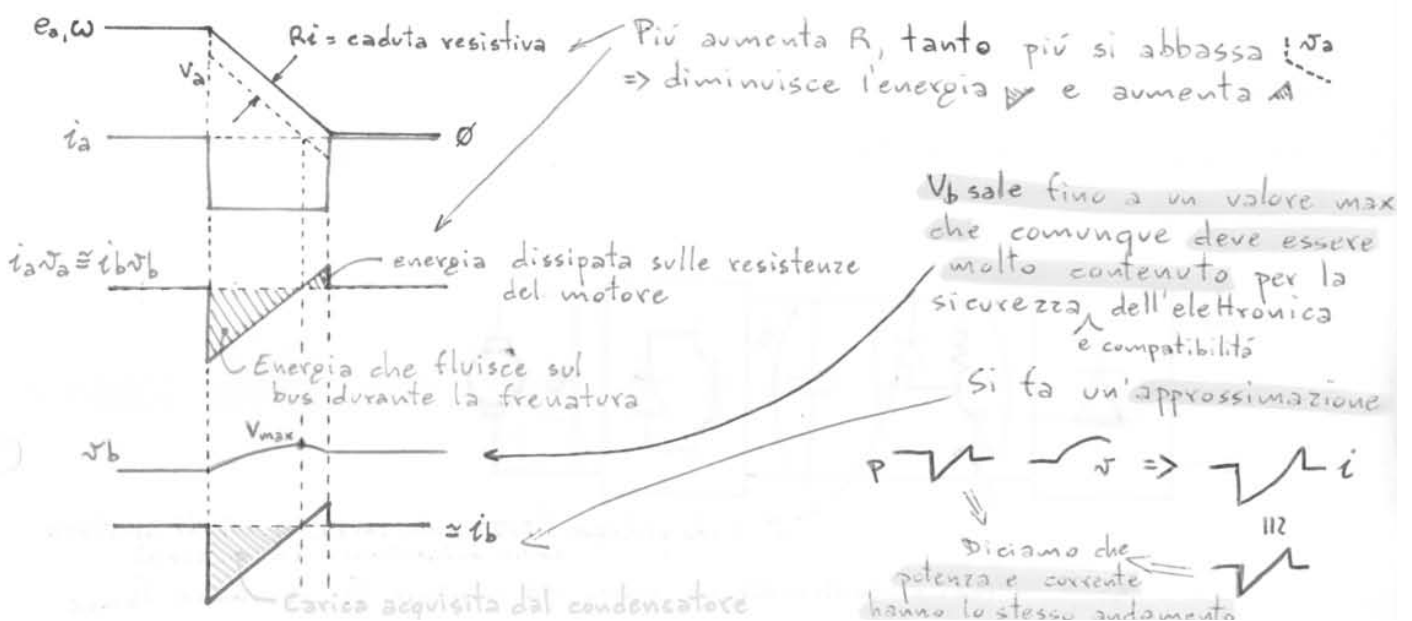
- * La tecnica di modulazione minimizzi i ripple
 ⇒ f_{mod} fissa, portante triangolare, doppia modulante
- * La frequenza di modulazione garantisca un buon filtraggio di Δi_a in base alla L_a
 ⇒ Non possiamo pensare di aumentare indefinitamente L_a perché implicherebbe un alto flusso non utilizzato ai fini della conversione elettromeccanica
 ⇒ il miglior provvedimento da prendere è aumentare f_{mod}
- * Il condensatore garantisca un buon filtraggio sul bus del ripple di tensione Δv_b e sopporti il valore efficace Δi_b .

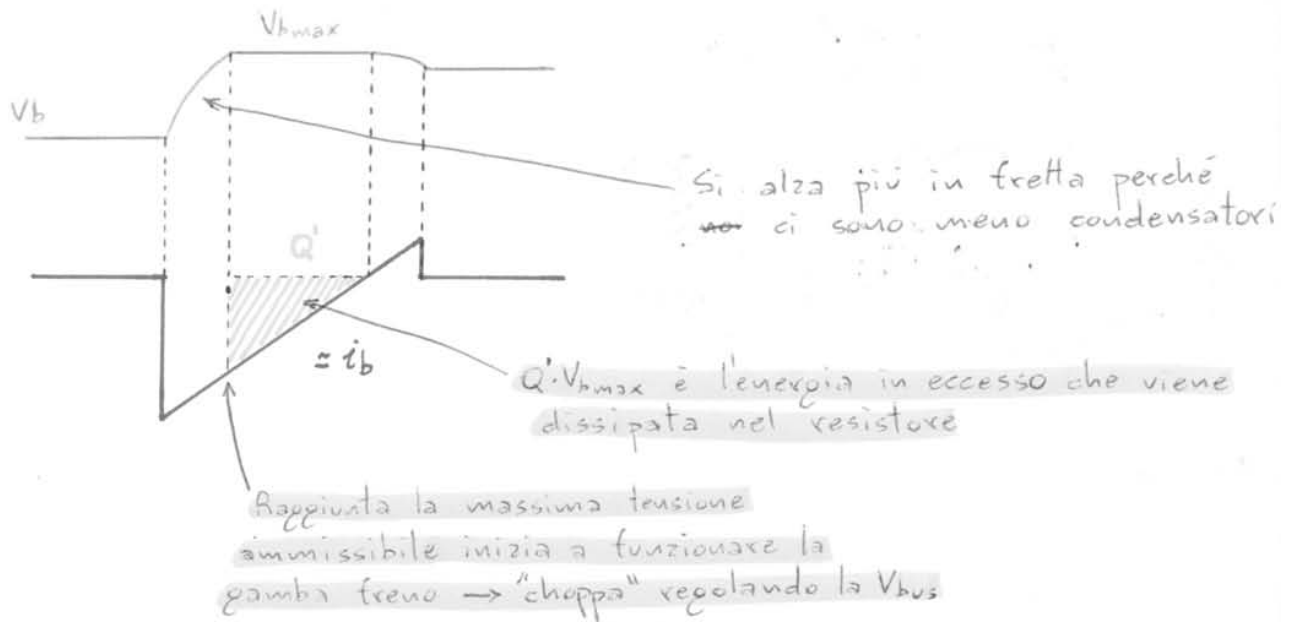
Flussi di energia

In genere si alimenta il chopper con un ponte a diodi anche se si sta tendendo sempre più verso l'alimentazione da inverter (FEC - Front End Converter) per la reversibilità verso rete.

Nel caso di ponte a diodi (non reversibile), in un azionamento tipo asse, l'energia cinetica del motore e del carico in frenatura, può essere accumulata su un condensatore oppure dissipata su un resistore di frenatura.

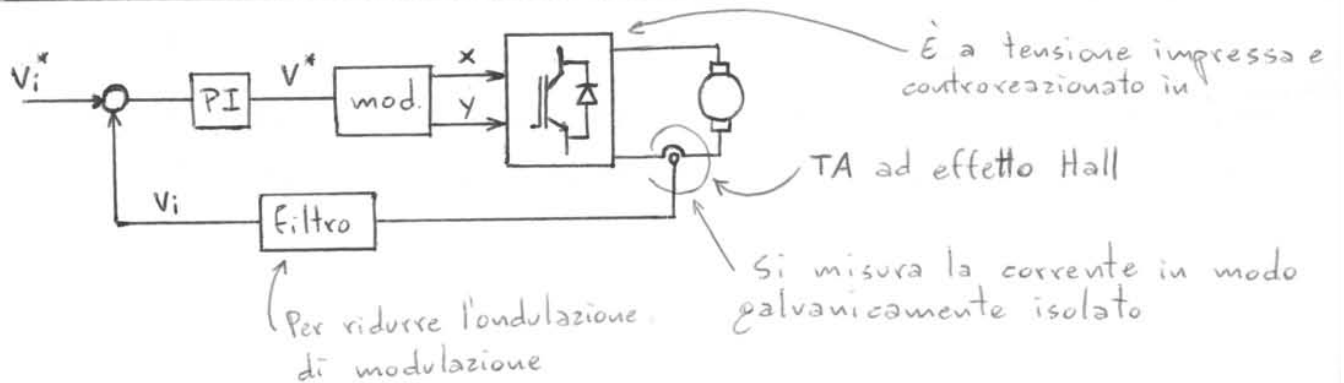
Guardiamo cosa succede frenando dalla massima velocità a zero.



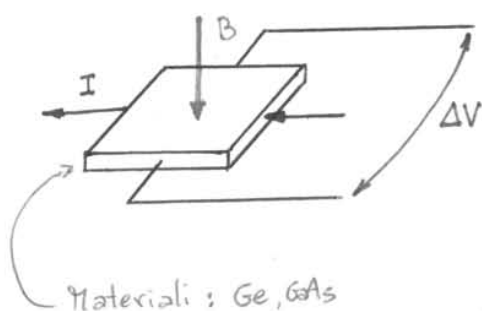


Il resistore è dimensionato sulla potenza media ⇒ dipende comunque dal duty-cycle e dal ciclo di lavoro.

Controllo di corrente di armatura

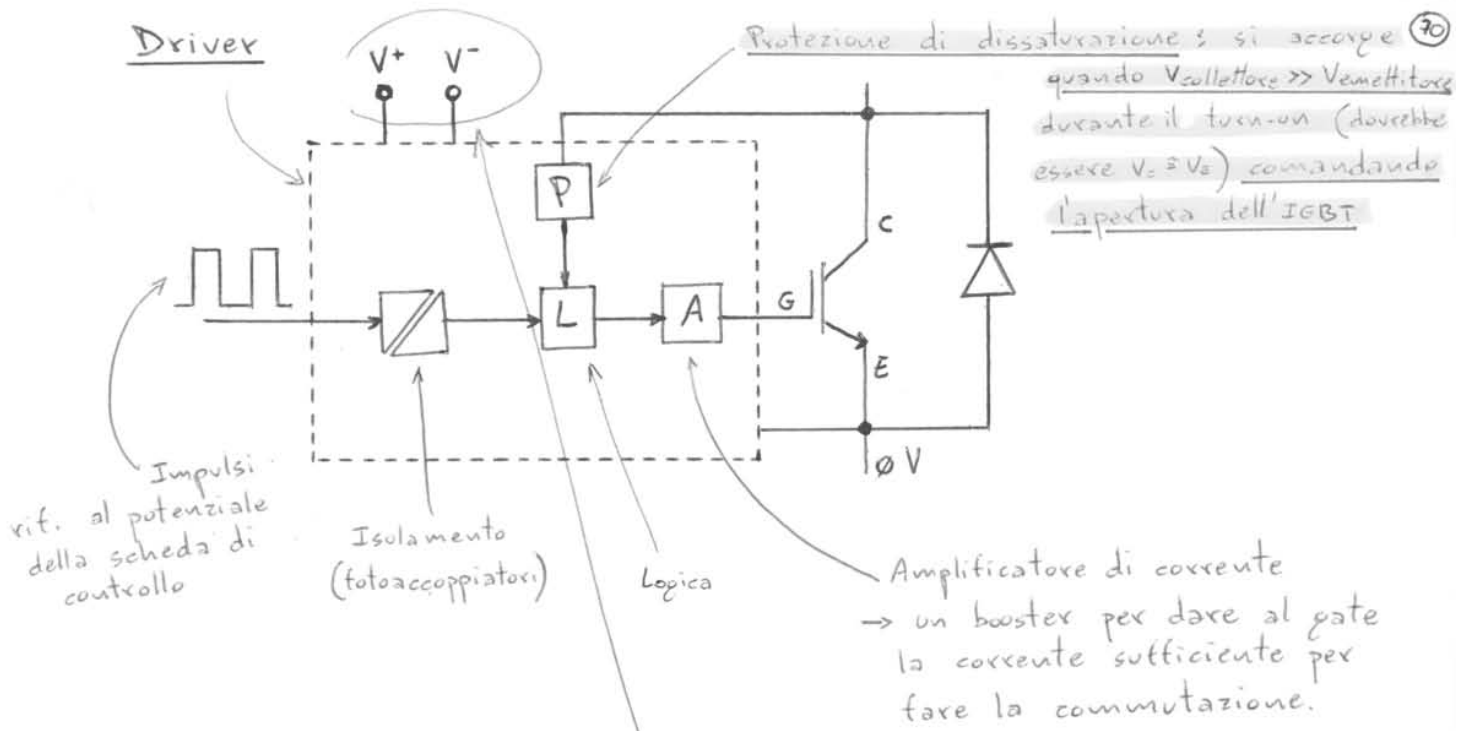


TA ad effetto Hall



Effetto Hall: se un materiale è percorso da una corrente in una certa direzione ed è investito da un campo magnetico in direzione ortogonale a quella della corrente, presenta una d.d.p. ΔV lungo la terza direzione ortogonale.

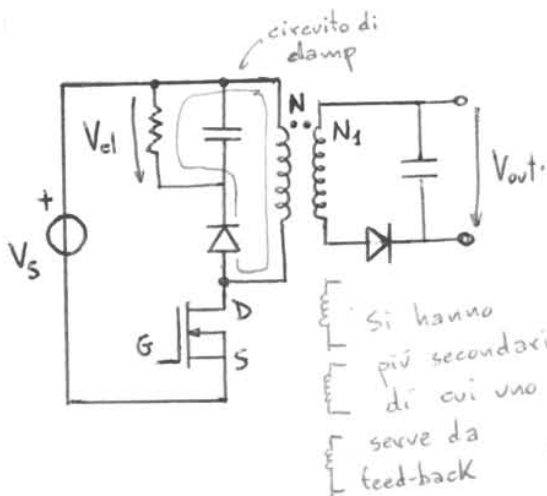
⇒ Se la corrente è mantenuta costante, la tensione diventa una lettura indiretta dell'induzione magnetica.



Tensioni di alimentazione dei driver riferite agli ϕV del driver che coincidono con l'emettitore del transistor.

Poiché la V_E varia da pochi ϕV alle centinaia di V e $V^+ e V^-$ devono continuare ad essere nello stesso rapporto con la $V_E \Rightarrow$ occorrono alimentazioni sospese

Per realizzare le alimentazioni sospese si usa un DC/DC di tipo fly-back collegato al bus di potenza che garantisce l'alimentazione dei driver anche in caso di guasto.



Quando il MOSFET è ON, sul primario ha la tensione di bus V_s con il + in alto → anche sul secondario ha il + in alto, ma il diodo impedisce il passaggio di corrente. Quando il MOSFET è in OFF, la corrente fluisce nel circuito di clamp cambiando la polarità anche al circuito secondario → il diodo lascia circolare corrente andando a caricare il condensatore.

⇒ regolando il Duty-cycle del mosfet possiamo mantenere costante V_{out} che va ad alimentare i driver.

$$V_{out} = \frac{N_1}{N} \left(V_s \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)$$

AZIONAMENTO BRUSHLESS


Generalità

Definizione: azionamento facente uso di motore sincrono a magneti permanenti (isotropo), azionato in anello chiuso (autocommutato)

I motori tipicamente usati vengono indicati con la sigla SMPM → Surface-Mounted Permanent-Magnet.

Gli azionamenti brushless si sono posti come sostitutivi dei servomotori DC. Vediamo il perché

Difetti del servomotore in DC

- * Commutatore a lamelle: dà problemi di affidabilità e, di conseguenza, di manutenzione. Comporta anche problemi di sovraccarico come indicano le curve ad andamento iperbolico sulla caratteristica 
- * Generazione di calore sul rotore: in quanto l'avvolgimento si trova sul rotore. Per poter essere smaltito, il calore deve passare da rotore a statore e solo dopo all'esterno. Questo implica una maggiore difficoltà specie nei casi di esecuzione chiusa (cioè senza ventilazione interna).
- * Rapporto coppia/momento d'inerzia: il motore DC ha il rotore pieno e con tanto rame ⇒ il momento di inerzia è elevato.

Vantaggi dello schema brushless

- * Commutazione elettronica: gli avvolgimenti sono sullo statore ⇒ la commutazione si sposta dalle lamelle agli interruttori statici.
- * Calore generato sullo statore: il che facilita la dissipazione specie nel caso di esecuzione chiusa. Si dice gergalmente che il brushless è a "rotore freddo".

frequenza elettrica relativa alle perdite per correnti parassite⁽⁷³⁾ e per isteresi.

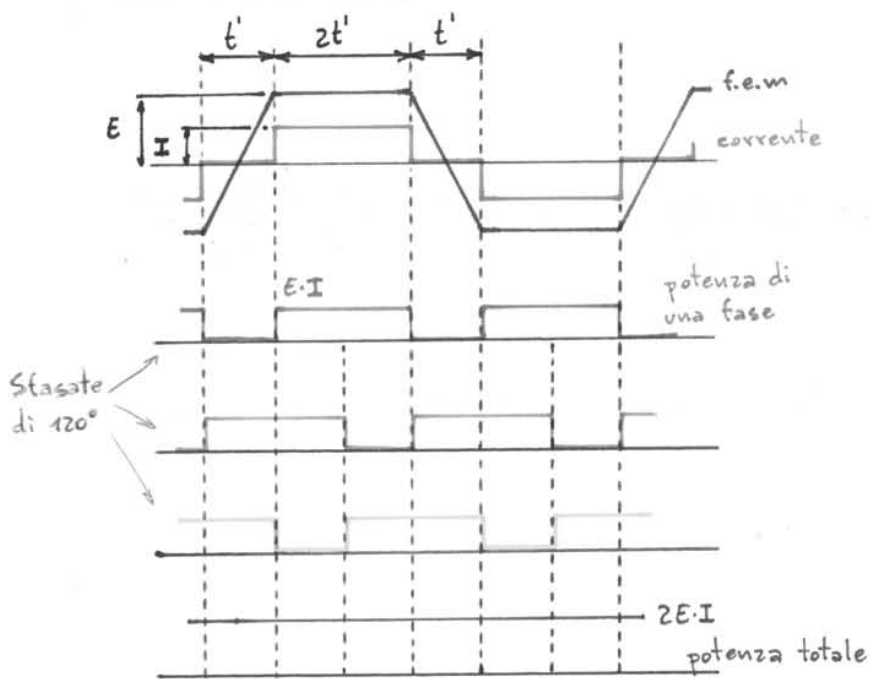
Tecniche di comando

Le tecniche di comando sono di 2 tipi: trapezia e sinusoidale

Lo scopo di entrambe le tecniche è ottenere una coppia che sia indipendente dalla posizione angolare del rotore.

Per perseguire tale scopo si agisce sulla progettazione del motore (che sarà ottimizzato per una delle due tecniche) e sul controllo delle correnti.

Tecnica trapezia



Con la tecnica di modulazione trapezia, la macchina viene realizzata in modo che a $\omega = \text{cost}$ (a vuoto e a regime) la forma d'onda delle f.e.m. indotte sia trapezia con la parte costante di durata doppia rispetto a quelle oblique.

Per la corrente si fa in modo che si mantenga costante quando la f.e.m. è costante e vada a zero quando la tensione varia.

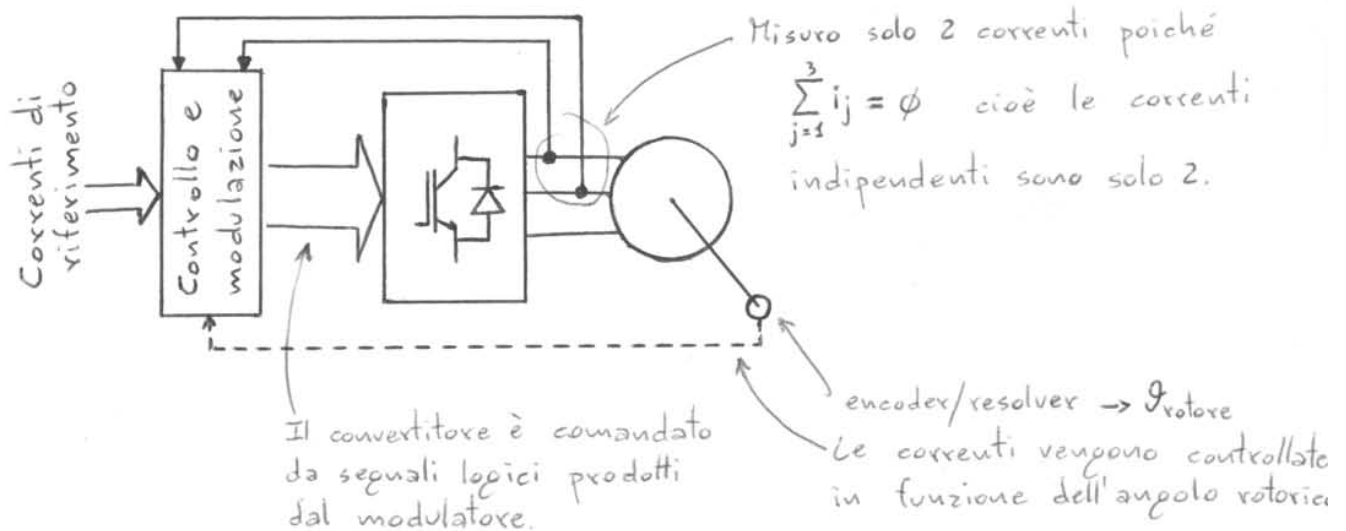
⇒ La potenza gestita da una fase avrà andamento impulsivo mentre la potenza totale, ottenuta dalla somma delle potenze gestite dalle tre fasi, sarà costante e pari a $2 \cdot E \cdot I$ (dette E e I i valori massimi di f.e.m. e corrente)

Anche la coppia sarà costante pari a $T = \frac{P}{\omega_m} = \frac{2EI}{\omega_m}$ indipendentemente dalla posizione angolare.

Nella pratica non si riesce ad avere una f.e.m. trapezoidale né una corrente a gradini per via dei fenomeni induttivi sempre presenti.

Struttura del controllo di macchina

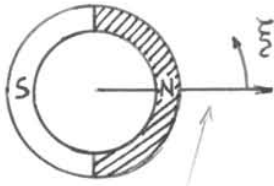
75



Esistono due principali tipologie realizzative che si sono succedute cronologicamente:

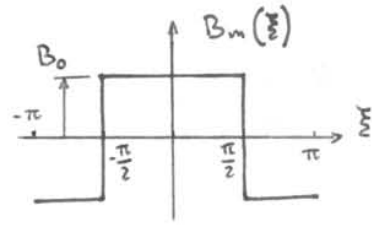
- Controllo analogico: modula le tensioni di comando impostate dal controllo con tecniche PWM
- Controllo digitale (diretto): converte in digitale (A/D) i segnali di corrente (analogici) e di posizione (già predisposti al digitale).
Il ~~convertitore~~ controller è completamente digitale ed applica tecniche tipo space-vector.

Per il rotore definiamo una distribuzione di induzione



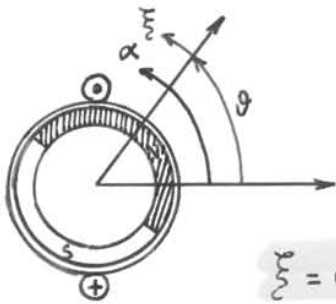
Coordinata rotorica

Riferimento convenzionalmente centrato con la mezzeria del polo nord.



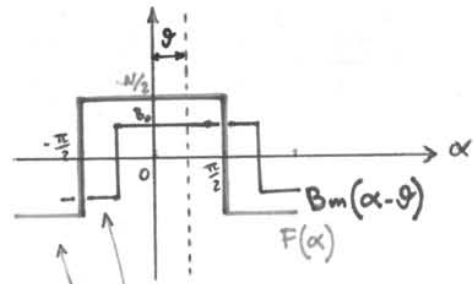
Caso ideale di magnetizzazione radiale.

Una volta definiti rotore e statore, è possibile "accoppiarli"



$$\theta = \alpha - \gamma$$

theta è la differenza angolare tra i due assi di riferimento



Il prodotto FB varia con gamma

Il massimo flusso concatenato si ottiene quando le due forme d'onda sono in fase, cioè $\gamma = 0$ e vale

$$N\Phi = NB_0 \pi r \ell$$

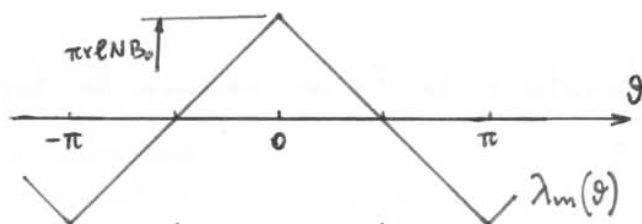
n° di spire dell'avvolgimento

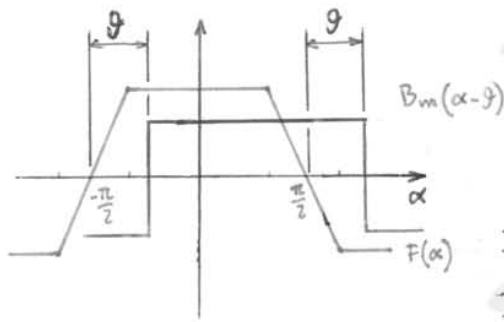
Flusso al traferro

superficie del semi-cilindro che compete ad uno dei poli



Essendo l'andamento del flusso concatenato, dato dal prodotto delle aree di due onde quadre che si sfasano, questo sarà lineare





Per simmetria posso dire che

$$\int_{-\pi}^{\pi} = 2 \int_{-\pi/2}^{\pi/2}$$

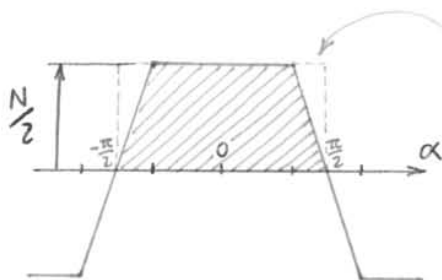
Inoltre, invece di integrare tra $-\pi/2$ e $\pi/2$, posso traslare l'intervallo di integrazione della quantità ϑ .

Nell'intervallo $-\pi/2 + \vartheta, \pi/2 + \vartheta$, l'induzione è costante pertanto $B_m(\alpha - \vartheta) = B_0$ esce dall'integrale:

$$\lambda_m(\vartheta) = rI \int_{-\pi}^{\pi} F(\alpha) B_m(\alpha - \vartheta) d\alpha = 2 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F(\alpha) B_m(\alpha - \vartheta) d\alpha = 2 B_0 \int_{-\pi/2 + \vartheta}^{\pi/2 + \vartheta} F(\alpha) d\alpha$$

← È funzione di ϑ in quanto lo sono i suoi estremi di integrazione

⇒ È come se avessimo una finestra di integrazione che scorre di ϑ rispetto alla forma d'onda:



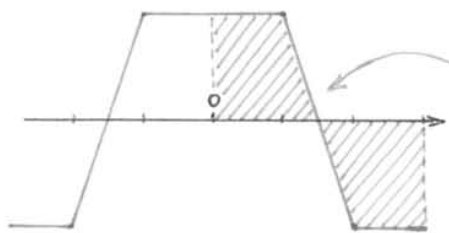
$$\vartheta = 0 \Rightarrow \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F(\alpha) d\alpha = \frac{N}{2} \cdot \frac{5}{6} \cdot \pi$$

Per $\vartheta = 0$ si ha ancora il max

$$B = \pi, \quad b = \pi - 2 \cdot \frac{\pi}{6} = \frac{2}{3}\pi, \quad h = N/2 \Rightarrow \text{Area} = \left(\pi + \frac{2}{3}\pi\right) \cdot \frac{N}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{5}{3}\pi \cdot \frac{N}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{N}{2} \cdot \frac{5}{6} \pi$$

Rispetto al caso con avvolgimento concentrato perdo i due triangoli

⇒ Rispetto agli $\frac{N}{2}\pi$ di prima, compare $\frac{5}{6}$



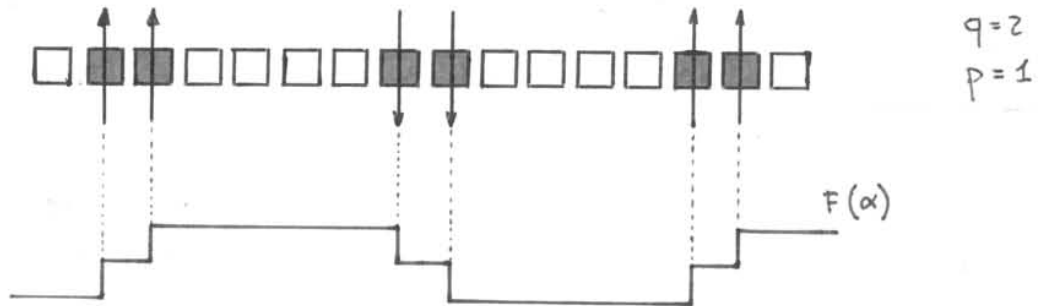
$$\vartheta = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \int_0^{\pi/2 + \pi/2} F(\alpha) d\alpha = 0$$

Shiftando l'intervallo di integrazione, trovo il minimo per $\vartheta = \frac{\pi}{2}$

Diagrammando il risultato ottenuto per tutte le "finestre" di integrazione, trovo l'andamento del flusso concatenato che è quasi tutto lineare ad esclusione dei punti di massimo dove l'andamento è parabolico.

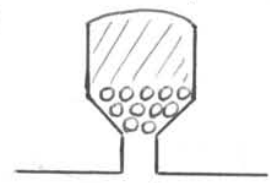
Nella pratica però subentrano delle non idealità.

Innanzitutto vediamo che i conduttori non sono disposti al traferro, ma sono contenuti nelle cave. Ogni fase occupa q cave all'andata e q al ritorno per ciascuna coppia di poli



La forma d'onda di $F(\alpha)$ disegnata è fedele a quello che succede realmente in quanto i conduttori sono sì disposti nelle cave, ma l'apertura delle cave è abbastanza stretta

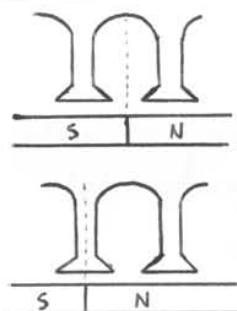
⇒ da un punto di vista magnetico, tutto avviene come se i conduttori fossero concentrati su un arco di lunghezza pari all'apertura della cava.



Questa $F(\alpha)$, o meglio la presenza delle cave, introduce dei problemi nell'affacciamento rotore-statore che compaiono anche quando il motore non è alimentato.

Questi problemi si traducono in un'ondulazione di coppia detta cogging torque o coppia di impuntamento.

Questo fenomeno è caratteristico dei motori a magneti permanenti ed è dovuto alla diversa situazione locale magnetica al variare della posizione del rotore.



Le due posizioni di affacciamento dei magneti hanno diversa energia: la posizione preferenziale è sul minimo.

Per attuare lo skewing su rotore occorrerebbe sagomare i magneti in modo da creare una configurazione ad elica, ma sarebbe un provvedimento costoso.

Per farlo sullo statore si inclinano progressivamente i lamierini. In questo caso compaiono dei problemi per l'avvolgimento automatico...

➤ Stepping del rotore

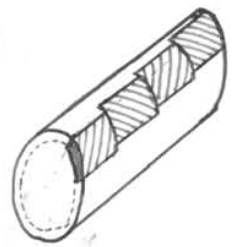
Si tratta di una sorta di skewing di tipo discreto



Se divido il rotore in due parti con rotazione della seconda parte di $\frac{1}{2}$ passo cava rispetto alla prima, riesco ad eliminare la prima armonica.

In realtà, eliminando la prima, ho come effetto indesiderato, un incremento della seconda.

Dividendo il rotore in 4 parti e ruotando ciascuna di $\frac{1}{4}$ di passo-cava, riesco ad eliminare sia la prima che la seconda armonica.



➤ Rotore dissimetrico



Shifto una coppia di magneti di $\frac{1}{2}$ passo-cava.

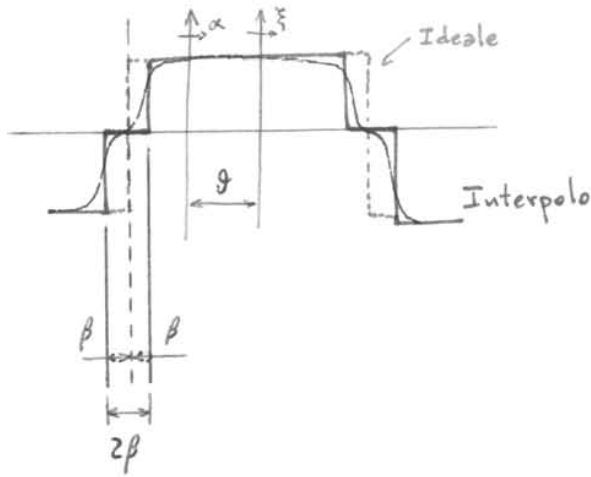
➤ Cava dispari

Mettendo un numero dispari di cava per paio/poli, rinuncio alla proprietà di simmetria per le forme d'onda, ma, se prima avevo solo armoniche dispari, con questo provvedimento avrei solo armoniche pari.

➤ Falsa cava

È un intaglio al di sotto del dente che permette di attenuare di molto la prima armonica aumentando di poco la seconda ⇒ Se faccio lo skewing, devo eliminare solo la 2^a armonica ⇒ Inclino solo $\frac{1}{2}$ passo-cava ⇒ Uso la bobinatrice automatica





Per portare fuori l'induzione dall'integrale (cioè per centrare la zona costante) occorre prestare attenzione al fatto che la zona a $B_m = \text{cost}$ non è più lunga π , ma solo $\pi - 2\beta \Rightarrow$ occorre riscrivere l'integrale come:

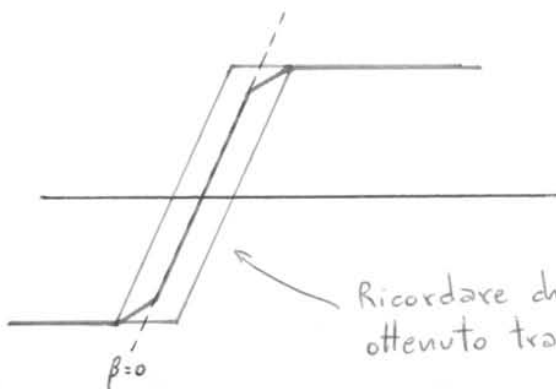
$$\lambda_m = 2r l B_0 \int_{-\frac{\pi}{2} + \vartheta + \beta}^{\frac{\pi}{2} + \vartheta - \beta} F(\alpha) d\alpha \rightarrow \text{f.e.m.} = \frac{d\lambda_m}{d\vartheta} \cdot \omega$$

\Rightarrow Per trovare la f.e.m. applico nuovamente il teorema di derivazione di un integrale

$$\frac{\partial}{\partial \vartheta} \int_{a(\vartheta)}^{b(\vartheta)} F(\alpha, \vartheta) d\alpha = \frac{db}{d\vartheta} F(b) - \frac{da}{d\vartheta} F(a) + \frac{\partial F}{\partial \vartheta} = \frac{\partial F}{\partial \vartheta} = 0$$

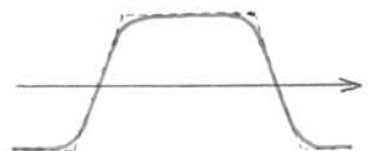
$\frac{d}{d\vartheta} \left(\frac{\pi}{2} + \vartheta - \beta \right) = 1 \rightarrow F\left(\frac{\pi}{2} + \vartheta - \beta\right)$
 $\frac{d}{d\vartheta} \left(-\frac{\pi}{2} + \vartheta + \beta \right) = 1 \rightarrow F\left(-\frac{\pi}{2} + \vartheta + \beta\right)$

$= 1 \cdot F\left(\frac{\pi}{2} + \vartheta - \beta\right) - 1 \cdot F\left(-\frac{\pi}{2} + \vartheta + \beta\right) \Leftarrow$ Sono due forme d'onda trapezoidali che si sottraggono con uno sfasamento pari a 2β *



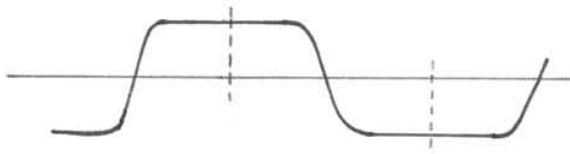
Ricordare che questo risultato è ottenuto tramite un'interpolazione

\Rightarrow La deformazione della $B_m(\xi)$ provoca un arrotondamento degli spigoli della f.e.m.



MODELLISTICA DEL BRUSHLESS SINUSOIDALE

Fisicamente, la disposizione dei conduttori e quella dei magneti è fatta simmetricamente rispetto al traferro \Rightarrow questa simmetria si ripercuote sulle forme d'onda di F e B_m



- La semionda positiva è uguale ed opposta alla semionda negativa
- La semionda è simmetrica rispetto alla mezzeria

Viste queste proprietà, è possibile descrivere le due forme d'onda tramite una serie di Fourier di soli coseni o soli seni (dipende dalla scelta dello zero) con sole armoniche dispari.

$$F(\alpha) = \sum_{\substack{h=1 \\ \text{dispari}}}^{\infty} F_h \cos h\alpha \quad , \quad B_m(\xi) = \sum_{\substack{k=1 \\ \text{dispari}}}^{\infty} B_{mk} \cos k\xi$$

Tali funzioni sinusoidali costituiscono un insieme ortonormale godono cioè della seguente proprietà:

l'integrale sul periodo (inteso della 1^a armonica) del prodotto di due armoniche differenti è nullo indipendentemente dal reciproco sfasamento.

Questo ci permette di dire che per eliminare un'armonica da $\lambda_m(\theta)$, basta eliminarla o dalla $F(\alpha)$ o dalla $B_m(\xi)$

Per dimostrarlo, partiamo dall'espressione generale del flusso concatenato al traferro

$$\lambda_m(\theta) = r_l \int_{-\pi}^{\pi} F(\alpha) B_m(\alpha - \theta) d\alpha = r_l F_h B_{mk} \int_{-\pi}^{\pi} \cos h\alpha \cdot \cos k(\alpha - \theta) d\alpha$$

$\xi = \alpha - \theta$

Trasformiamo il prodotto di due coseni in una somma

$$\cos\alpha \cdot \cos\beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta))$$

↑ somma degli argomenti;
 ↑ differenza degli argomenti;

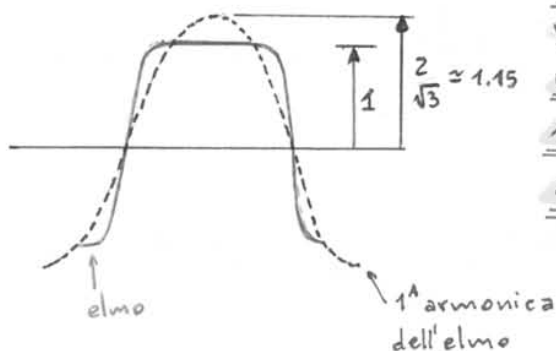
Questo provvedimento complica un po' i problemi di isolamento in quanto in una cava vanno a coesistere conduttori di fasi differenti (quindi a potenziale differente).

Attenzione perché, nell'attuare tutti questi provvedimenti non occorre eliminare le terze armoniche (cioè le armoniche dispari multiple di 3).

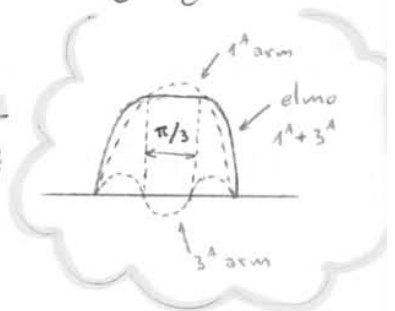
Infatti, se su $\lambda_m(\vartheta)$ è presente una 3^a armonica, questa non contribuisce alla generazione di coppia \Rightarrow non danno luogo a ripple.

La ragione sta nel fatto che le 3^e armoniche di f.m.m sono in fase tra loro e formano quindi una terna omopolare, ma, essendo gli avvolgimenti del brushless collegati a stella senza neutro, è impossibile che esistano correnti omopolari \Rightarrow non potendo esistere interazione tra f.m.m omopolare e correnti omopolare, non viene generato alcun contributo in termini di coppia.

Se, idealmente, riuscissimo ad eliminare tutte le armoniche salvo le terze, la F ideale tenderebbe alla forma detta pergalmente "elmo".



Con una distribuzione a elmo si ottiene un incremento del 15% della prima armonica.



Fissato il numero N di spire per fase, qualunque $F(\alpha)$ sarà ampia $N/2$ ($N/2p$ per $p > 1$).

Distribuyendo i conduttori in modo da ottenere l'elmo anziché distribuirli sinusoidalmente, otteniamo una prima armonica F_1 più alta del 15%.