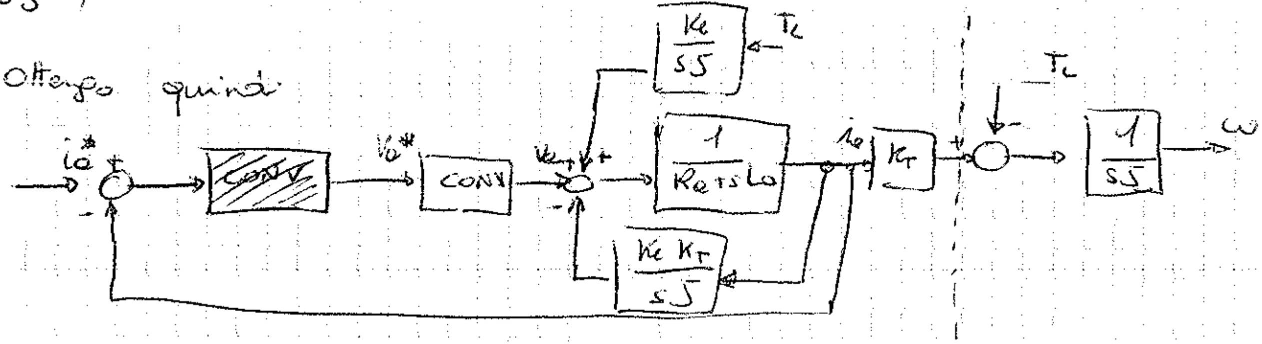
Spostiamo K_e a sx (a monte dell $\frac{1}{sJ}$)

$K_e \rightarrow \frac{K_e}{sJ}$

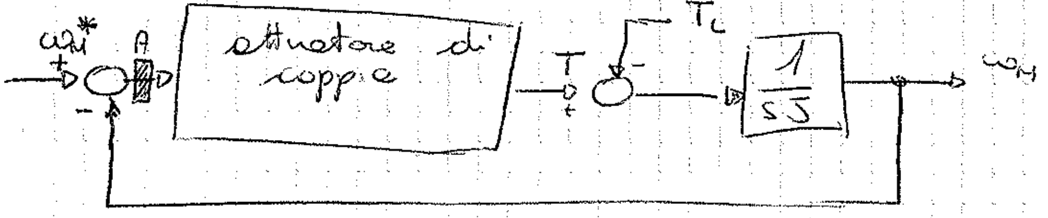
Spostiamo $\frac{K_e}{sJ}$ davanti alla derivazione e sposto ancora

$\left(\text{deriv} + \frac{K_e}{sJ}\right)$ davanti a K_T.

Ottengo quindi



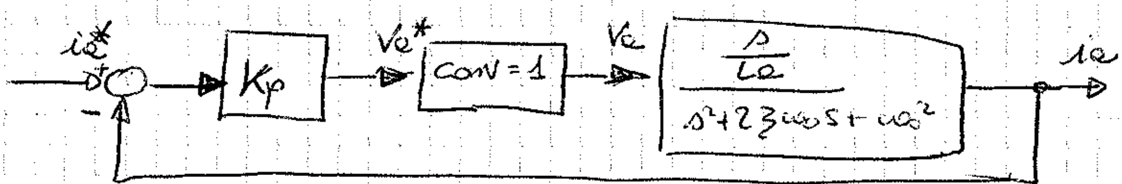
Questo blocco si chiama anche attuatore di coppia (fino a deriv. di T_L esclusa)
I disturbi sono dovuti a T_L che entra nell'anello di corrente, ma anche in quello di velocità



A: regolatore di velocità.

Per prima cosa bisogna studiare l'attuatore di coppia.

Occupiamoci ora dell'anello di corrente (o di coppia)



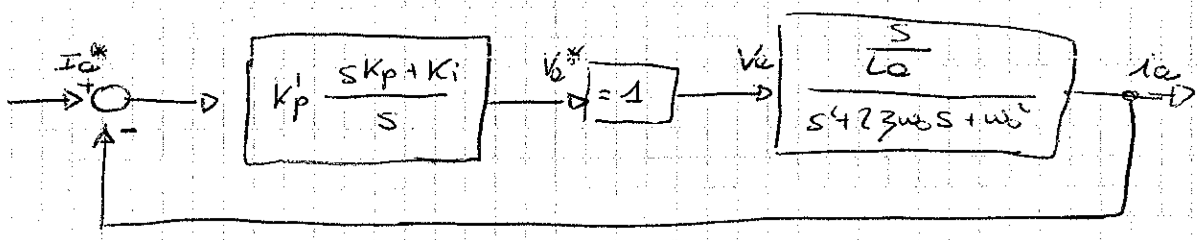
consideriamo $T_L = 0$
Questa rete (che è la più semplice che si può pensare) funziona?
Supponiamo di entrare con $i_a^*(t) = I_a^* u(t)$

$$\lim_{t\to\infty} i_a^*(t) = \lim_{s\to 0} s \cdot \frac{I_a^*}{s} \frac{\frac{s}{L_a} \cdot K_p}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \cdot \left(\frac{1}{1 + K_p \frac{s/L_a}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}} \right) = 0$$

Quindi questo schema non funziona.

$$\lim_{t\to\infty} \omega_m(t) = \frac{K_p I_a^*}{K_e}$$

Il problema è che non ho la corrente che voglio io.
Cambiamo la rete di regolazione (Passiamo da P a PI)



l'ingresso $I_a^*(s) = \frac{I_a}{s}$

$$\lim_{t\to\infty} i_a(t) = \lim_{s\to\infty} \cancel{s}\frac{I_a^*}{\cancel{s}}\cdot\frac{A(s)}{1+A(s)} = I_a^* \frac{1}{1+\frac{\omega_0^2 L_a}{K'_p K_i}}$$

$$A(s) = K'_p \frac{sK_p+K_i}{s} \frac{\frac{s}{L_a}}{s^2+2\zeta\omega_0 s+\omega_0^2}$$

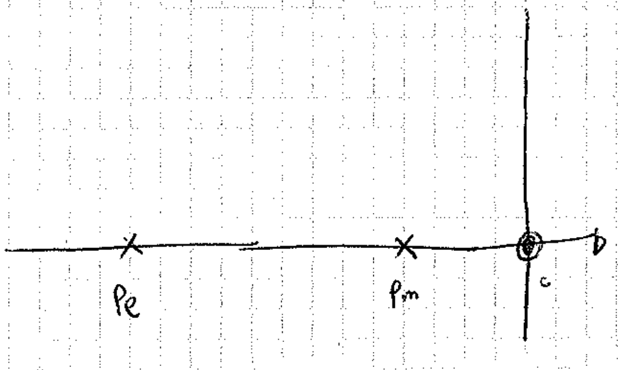
$$\lim_{s\to 0} A(s) = K'_p \frac{\cancel{s}K_p+K_i}{\cancel{s}} \frac{\cancel{s}/L_a}{s^2+2\zeta\omega_0 s+\omega_0^2} = \frac{K'_p K_i}{L_a \omega_0^2}$$

Per $t\to\infty$ i_a è sempre minore i_a^*. Il sistema risponde con un errore che è sempre determinabile. Se $K'_p K_i$ è sufficientemente grande l'errore è piccolo.

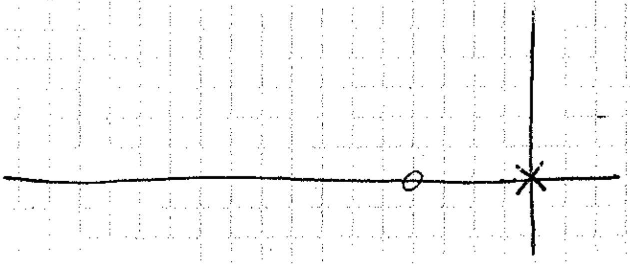
Come scegliamo ~~gli~~ i parametri K'_p, K_p e K_i.

Analizziamo il luogo delle radici.

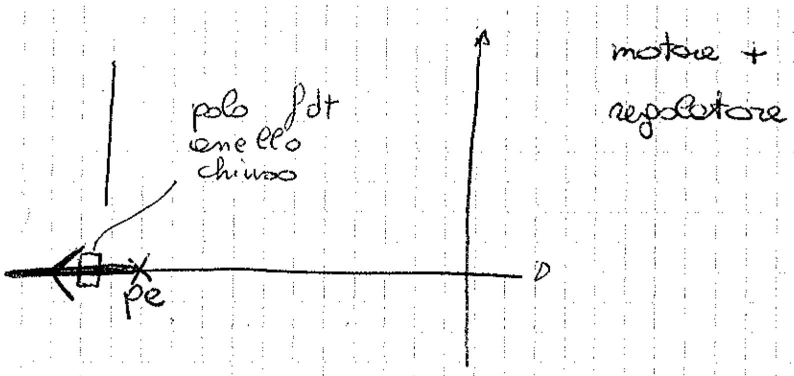
motore



regolatore $K'_p \cdot \frac{sK_p+K_i}{s}$



$\frac{-K_i}{K_p} = p_m$ così cancello il polo più vicino all'origine.



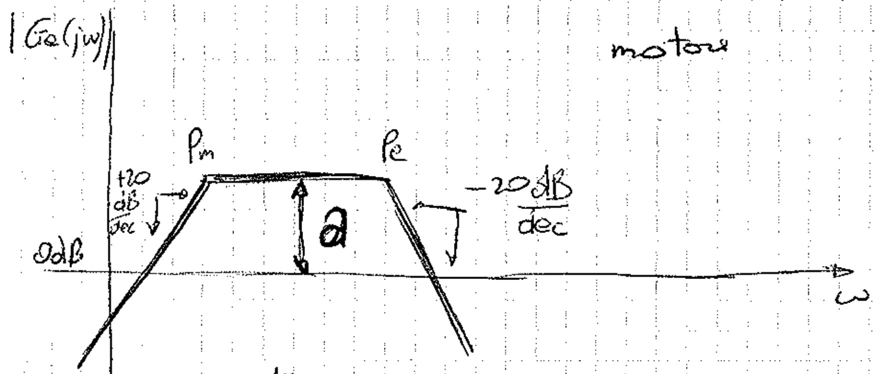
Abbiamo trasformato un sistema del 2° ordine in un sistema del 1° ordine. Guardando il luogo delle radici non ci sono problemi di instabilità. Vorrei un K'_p alto.

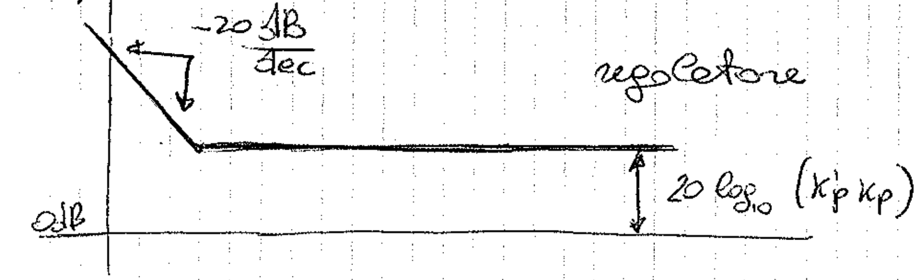
il polo meccanico del motore dipende dai parametri del motore. $p_m = p_m(K_e, K_t, R_a, L_a, J)$

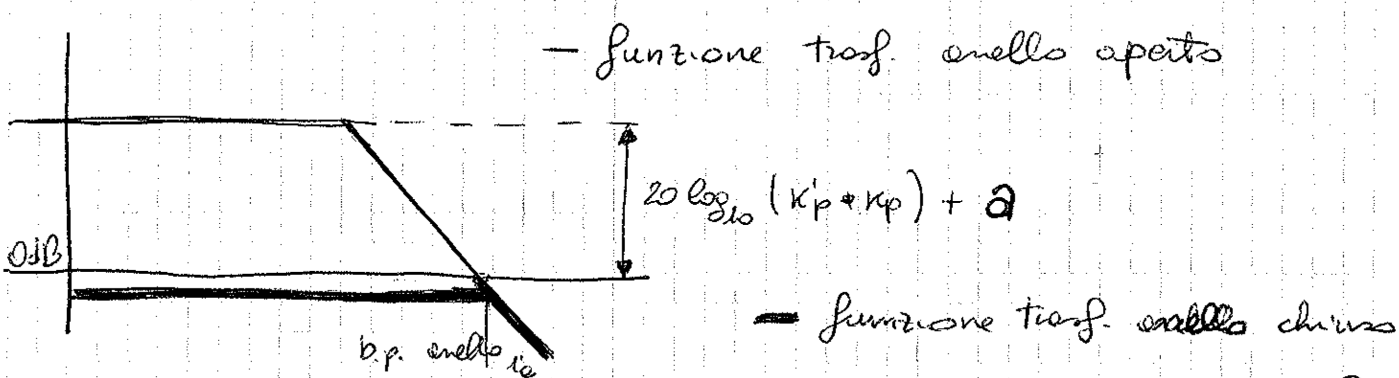
il problema è che $R_a = R_a(T)$ e $J \neq$ costante
temperatura

I poli nelle applicazioni reali non stanno mai fermi.

Analizziamo il sistema utilizzando il diagramma di Bode.







Problema 1: quanto vale la distanza rispetto all'asse 0 dB?

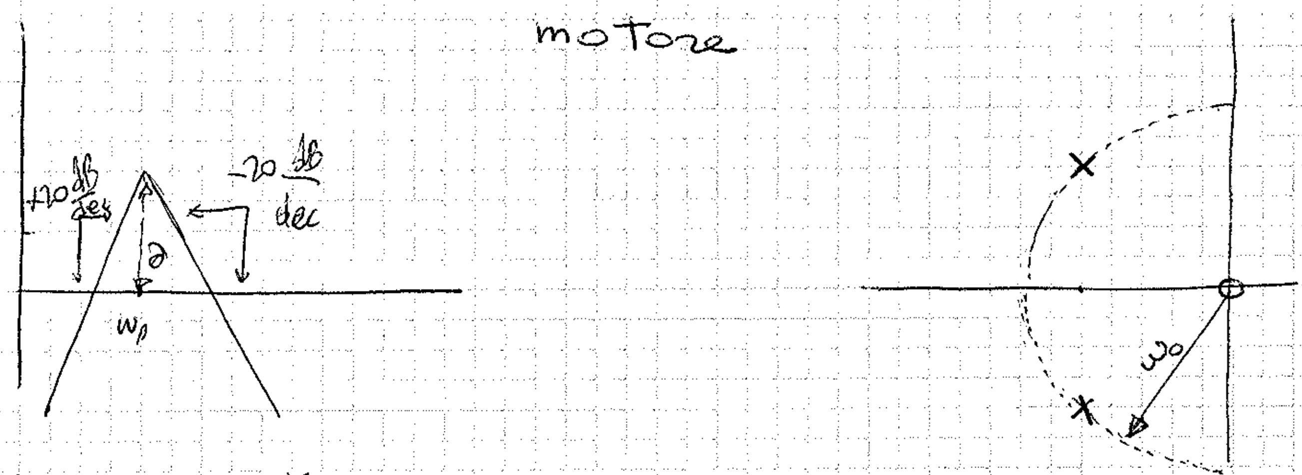
la distanza vale $20\log_{10}\left(\dfrac{1}{1+\dfrac{\omega_0^2 L_a}{K'_p K_p}}\right)$

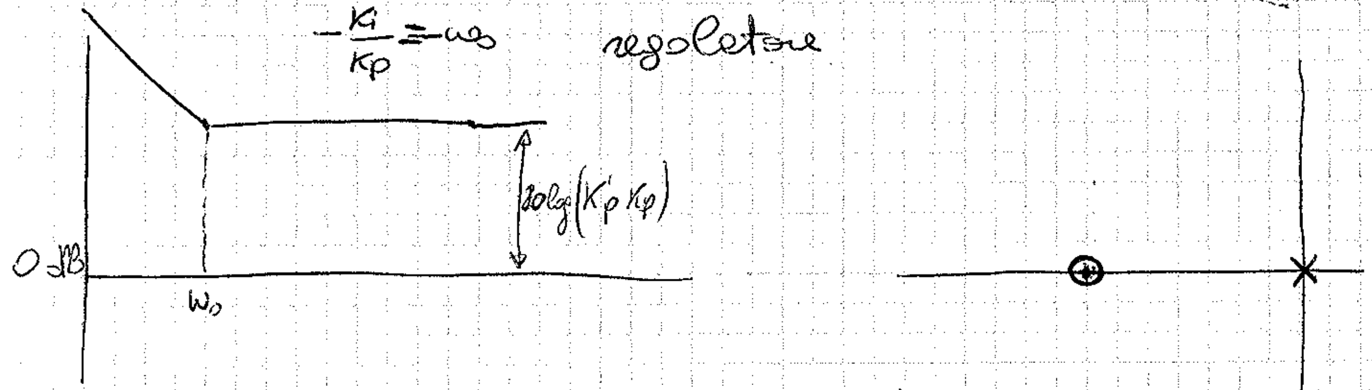
la fdt anello chiuso è una funzione del 1° ordine.

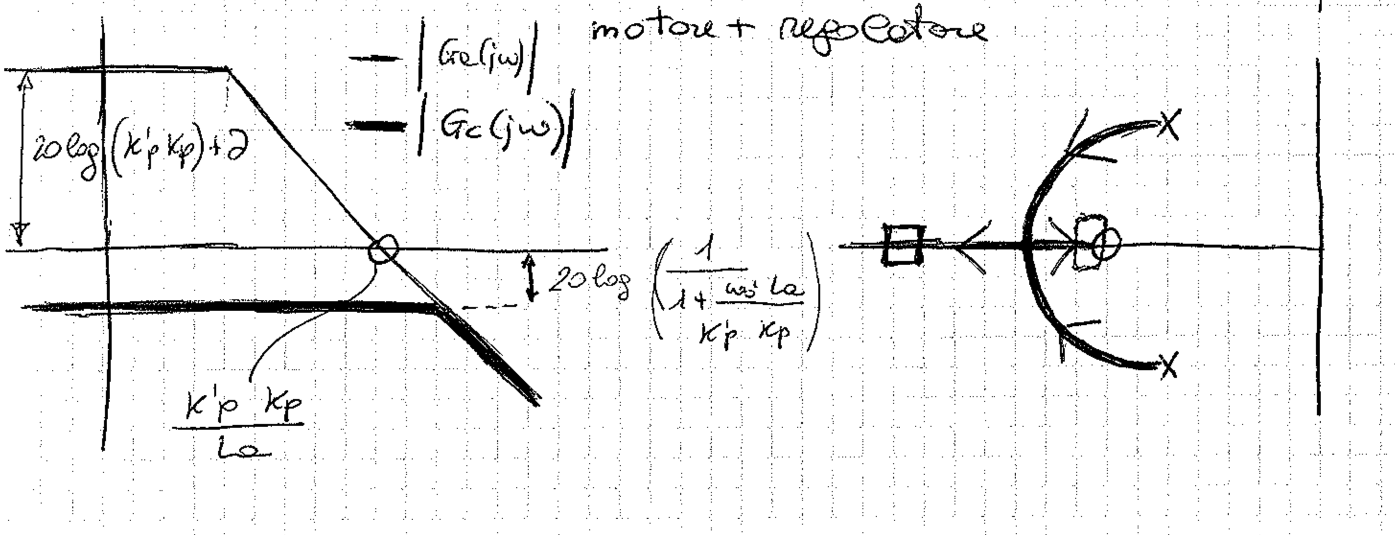
Dove sarà la banda passante? Diciamo che la banda passante anello di corrente è vicina alla pulsazione in cui la fdt anello aperto taglia l'asse 0 dB.

$$|G_a(j\omega)| = 1 \qquad \omega_c = \frac{K'_p K_p}{L_a}$$

Se il motore ha i poli complessi coniugati...
Analizzo il diagramma di Bode





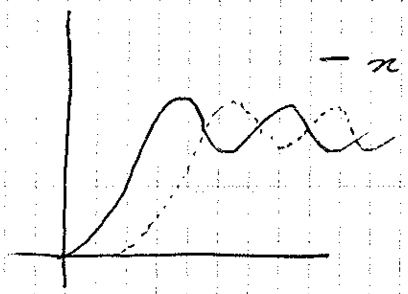


in questo sistema non ci sono problemi perché è troppo ~~reale~~ ideale

Studiamo un blocco di ritardo.

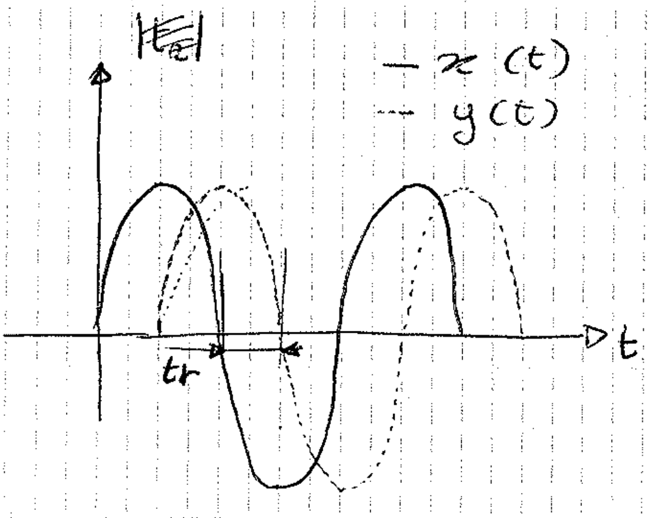
$$x(t) \longrightarrow \boxed{\text{Ritardo}} \longrightarrow y(t)$$

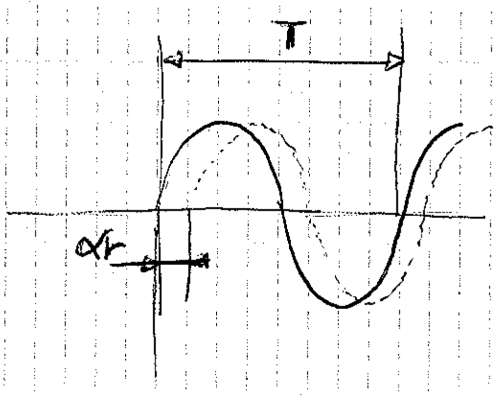
Il blocco è caratterizzato da un tempo di ritardo t_r = cost.



Gli ingressi non sono funzioni qualsiasi, ma sono funzioni sinusoidali.

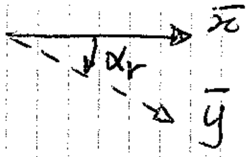
Disegnamo il Diag. di Bode del sistema che produce il ritardo.





$$\alpha_r = 2\pi \frac{t_r}{T} = \frac{2\pi f}{\underbrace{1/t_r}_{\omega_0}} = \frac{\omega}{\omega_0}$$

ω_0 è costante e dipende da t_r

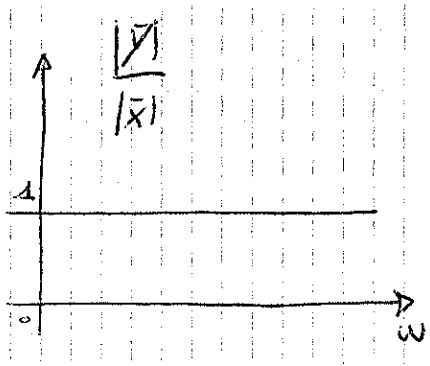


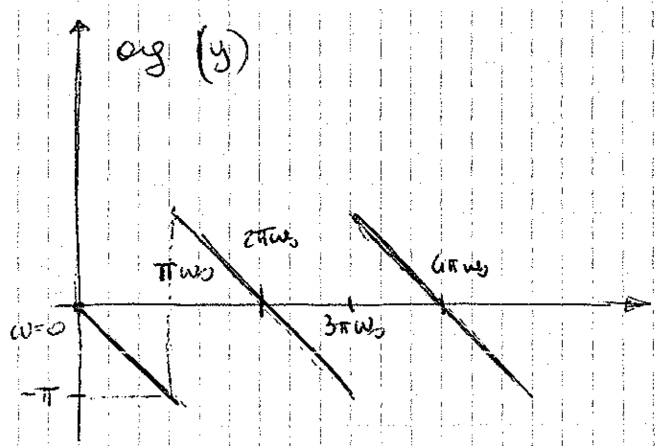
Possiamo scrivere che $\bar{y} = |\bar{x}| e^{-j\frac{\omega}{\omega_0}}$

$$\frac{|\bar{y}|}{|\bar{x}|} = 1 \qquad \arg(y) = \arg(x) - \frac{\omega}{\omega_0}$$

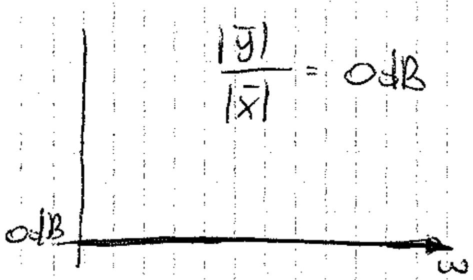
ω = pulsazione ingresso

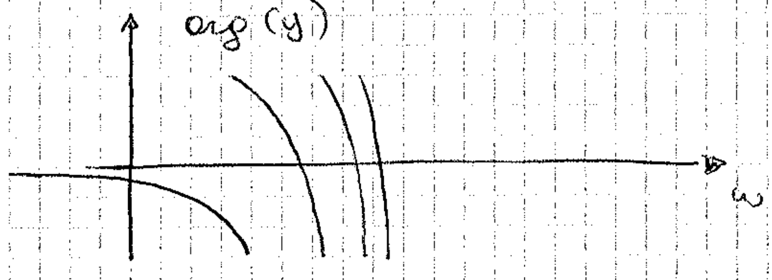
rappresentiamo il rapporto dei moduli sugli assi cartesiani





Rappresentiamo $|\bar{y}|/|\bar{x}|$ su scala bilogaritmica. Disegno su scala log. le puls. e su scala lineare le fasi dei due segnali.





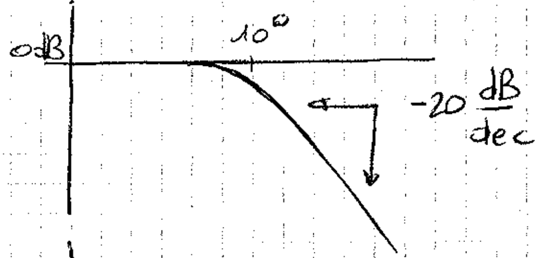
Vogliamo trovare un modello della rete di ritardo più semplice.
A noi interessa per $\omega < \omega_0$

Rappresentiamo un filtro passa basso del 1° ordine con un polo in ω_0

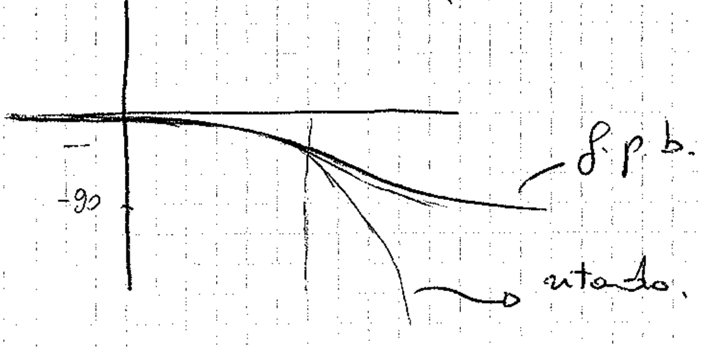
$$\frac{1}{\frac{s}{\omega_0}+1}$$

Confrontiamo la funzione ritardo e filtro del 1° ordine

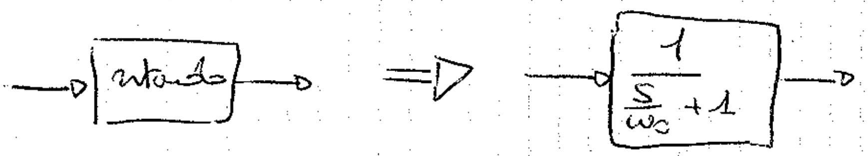
Dopo 10° le funzioni sono diverse, ma per $\omega/\omega_0 < 1$ sono abbastanza simili.



Il ritardo per $\omega=\omega_0$ è di $1 rad \simeq 57°$
il filtro passa basso in $\omega=\omega_0$ ha fase $-45°$.



Trasformiamo il blocco ritardo con il filtro passa basso del 1° ordine.



con $\omega_0 = \frac{1}{t_2}$

Come si comporta un convertitore reale?

Lo scopo del convertitore è alimentare un motore DC.
Tutti i convertitori dotati di diodi o SCR saranno chiamati commutati da rete.

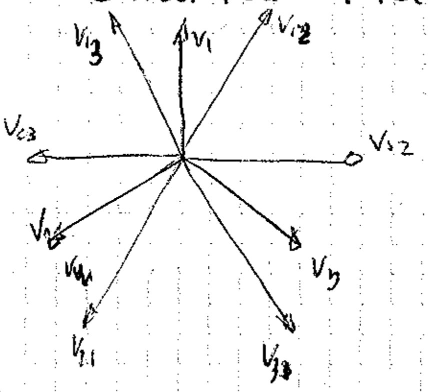
I convertitori si dividono in:

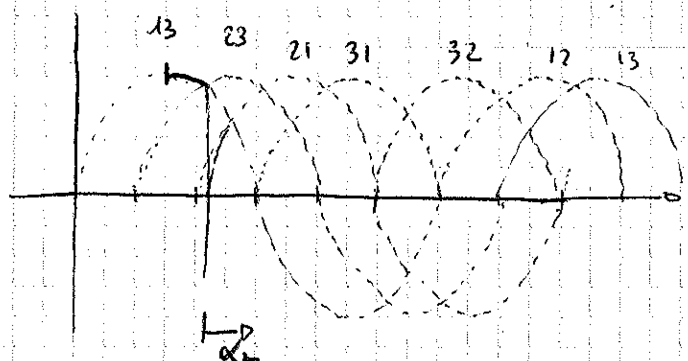
- trifase (total controllato, semi-controllato)
- monofase (total controllato, semi-controllato)

} Commutati da rete

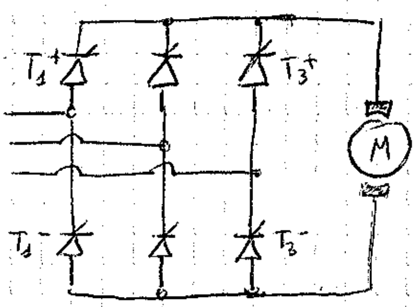
- chopper 4 quadranti

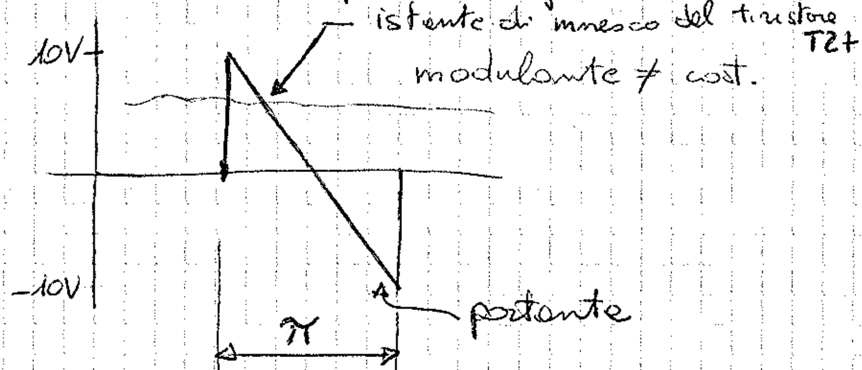
Convertitore total-controllato





punto dove la 21 passa per 0 con pendenza positiva





La portante viene generata all'interno del sistema di controllo.
La portante viene confrontata con la modulante.
Per ogni istante di tempo la modulante è uguale

$$\frac{V_0^*(t)}{\frac{3}{\pi}\sqrt{2}\,V_u} \cdot 10\,V$$

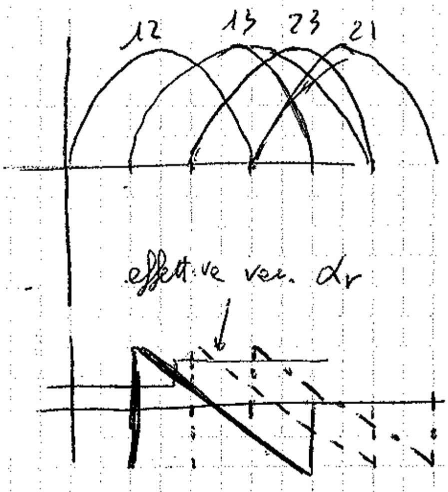
V_{LL}: valore efficace della linea trifase

$\frac{3}{\pi}\sqrt{2}V_{LL}$: valore max di tensione media in dc in uscita al convertitore.

$$-\frac{3}{\pi}\sqrt{2}V_{LL} \le V_d^*(t) \le \frac{3}{\pi}\sqrt{2}\,V_{LL}$$

$$-10\,V \le \text{modulante} \le 10\,V$$

Per ogni tiristore faccio una portante che va ad incrociarsi una sola modulante.



— portante tiristore T_3^-
--- portante tiristore T_2^+
-•- portante tiristore T_1^-
— modulante

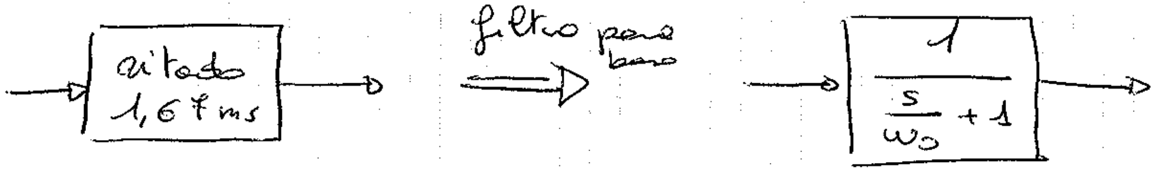
Supponiamo che il ponte dia il 40% della tensione e d'un tratto vogliamo che passi al 80% con un gradino

Prima impulsavo con α_{r1} ora con $\alpha_{r2} < \alpha_{r1}$

Qual è l'istante in cui il controllo decide di cambiare tensione? All'istante del gradino della modulante.
L'effetto della variazione si sente all'incrocio della portante ~~modulante~~ di T_2+ e la modulante.
Tra l'istante in cui vario la tensione e quello in cui decido di variarla si ha un ritardo. Il ritardo è variabile quindi ci sarà:
- ritardo minimo: 0
- ritardo massimo: $\frac{20}{6}$ ms $= 3,33$ ms

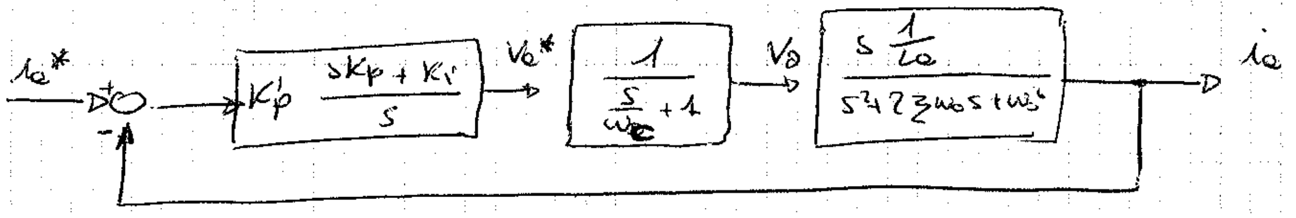
Il ritardo medio è $\frac{0+20/6}{2} = 1,67$ ms
Per i calcoli usiamo il ritardo medio

Posso rappresentare il convertitore total controllato come un blocco che effettua un ritardo di 1,67 ms



$$\omega_0 = \frac{1}{t_r} = \frac{12}{0{,}02} = 600 \ \frac{rad}{s} = 95{,}5$$

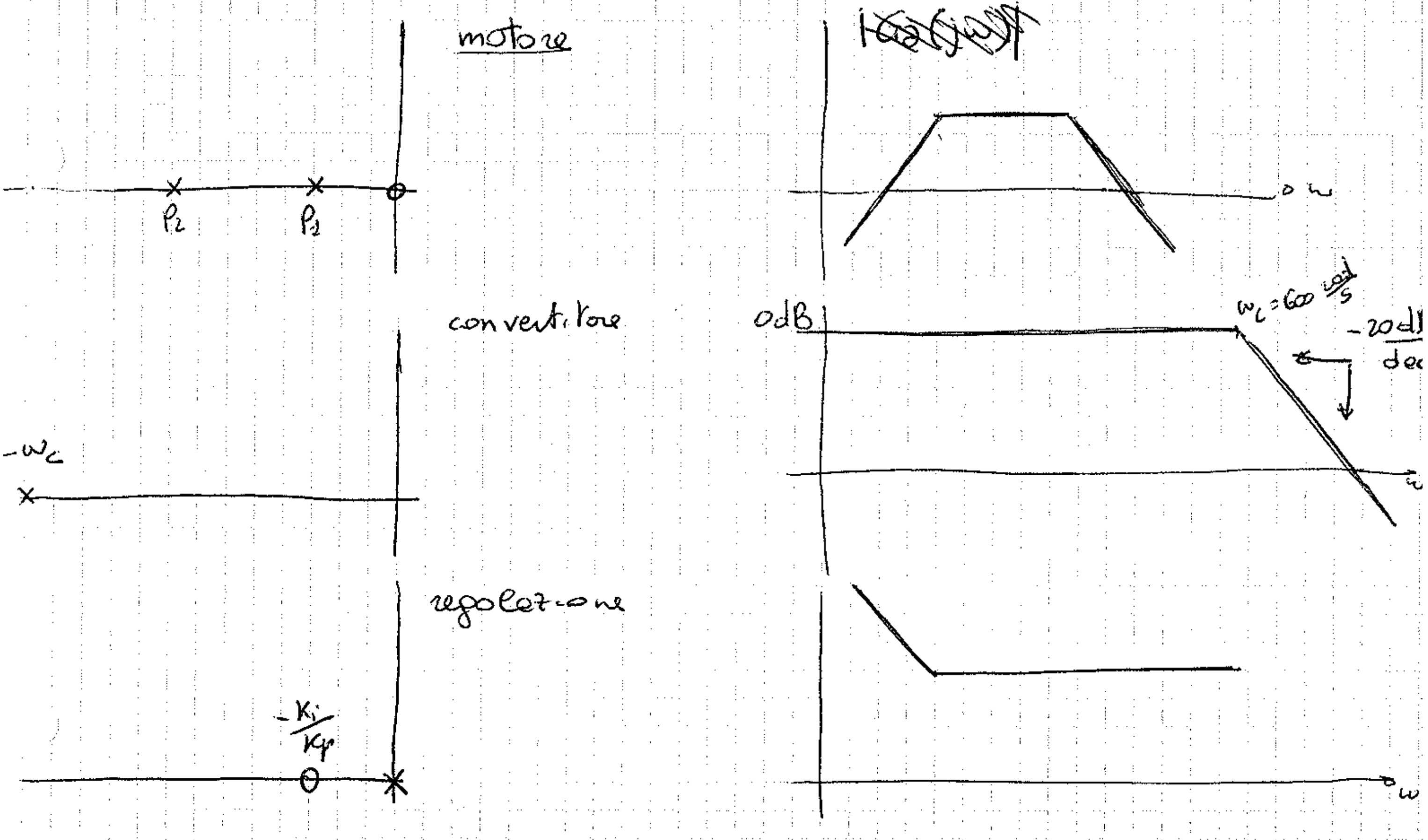
Dobbiamo capire cosa capita se al posto del convertitore ideale inseriamo p.c. 3φ total controllato.

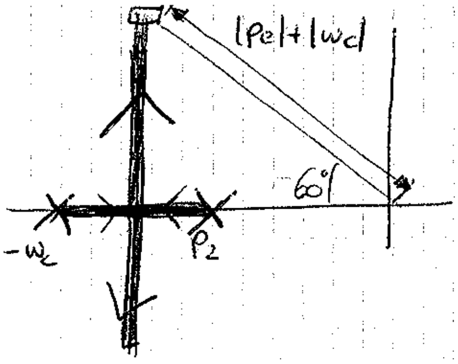


$\omega_c = 600$ rad/s

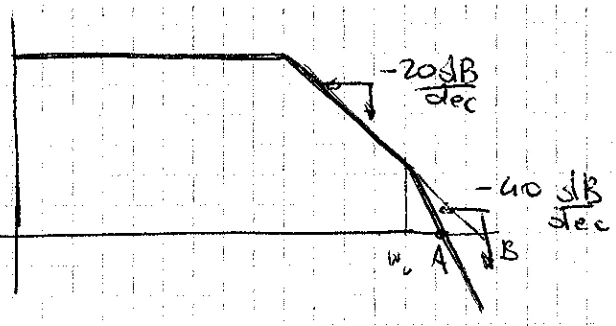
di solito i poli del motore p_1 e p_2 sono minori in modulo rispetto a ω_c ($\omega_c > |p_1|$, $\omega_c \geq |p_2|$). Ciò significa che ω_c è più lontano dall'origine di p_1 e p_2.

Valutiamo il luogo delle radici ed i diagrammi di Bode:



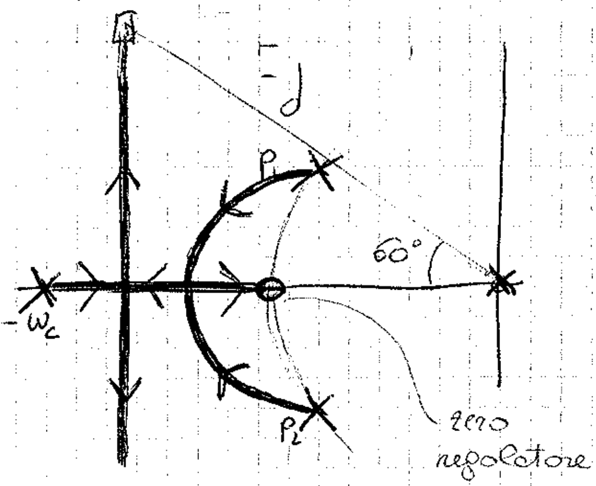


Sistema complessivo



Non si può più aumentare K'_p a piacimento, altrimenti si rischia di avere i poli sotto smorzati.

Luogo delle radici nel caso di poli complessi coniugati



$d \approx |\omega_0| + |\omega_c|$ ipotesi che ω_0 e $-\omega_c$ siano lontani.

Il diag. di Bode mi dice che la fdt taglia l'asse 0dB con pendenza $-40 \frac{dB}{dec}$, non va bene. Devo fare in modo che l'asse 0dB passi per la pendente $-20 \frac{dB}{dec}$ (sposto 0dB verso l'alto). Cioè K'_p diminuisce.

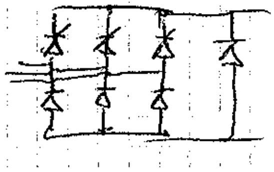
Il punto A è ragionevolmente vicino alla banda passante. Il punto A deve trovarsi ad una pendenza 0dB. Se il convertitore è ideale il ~~punto banda~~ sarebbe vicino a B. Il convertitore quindi limita la banda passante infatti non può essere maggiore di 600 rad/s.

Considerazione sul convertitore:

- tot. contr. $3\phi = \frac{6 \cdot 2}{0{,}02}$

6 n° impulsi al periodo
2 dovuto alla media
0,02 : 50Hz

- semi controllato 3ϕ (3T + 3d + ricircolo)

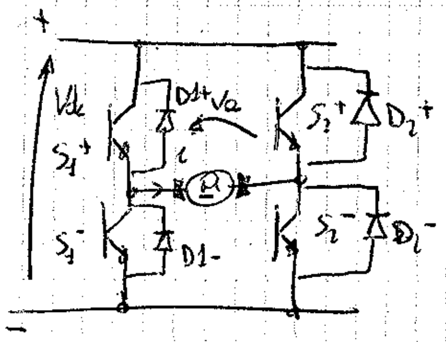


$$\omega_c = \frac{3 \cdot 2}{0{,}02} = 300 \ \frac{rad}{s}$$

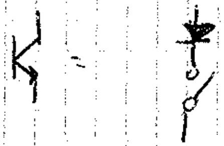
totel controlleto monofese e semicontrolleto monofese ho solo 2 istanti in cui posso impulsare. Il problema è ancora più complicato.

l'unico modo per alzare la ω_c l'unico modo cambiare tipo di convertitore. Bisogna impiegare un chopper (ponte H). Il vantaggio è che la freq. di commutazione non dipende dalla frequenza di rete, ma dai componenti del chopper.

Chopper a quadranti (ponte H)



V_{dc} = costante



Posso avere quattro possibilità per la gestione del motore

V_a	i_a	
+	+	S_{1+}, S_{2-}
+	−	D_{1+}, D_{2-}
−	+	D_{1-}, D_{2+}
−	−	S_{2+}, S_{1-}

$V_a > 0$ se $S_{1+} = S_{2-} = ON$ qualsiasi sia il verso della corrente

$V_a < 0$ se $S_{1-} = S_{2+} = ON$

Non bisogna mai chiudere tutti gli S_1 o tutti gli S_2

Definiamo T_s il periodo di commutazione (o di switching)

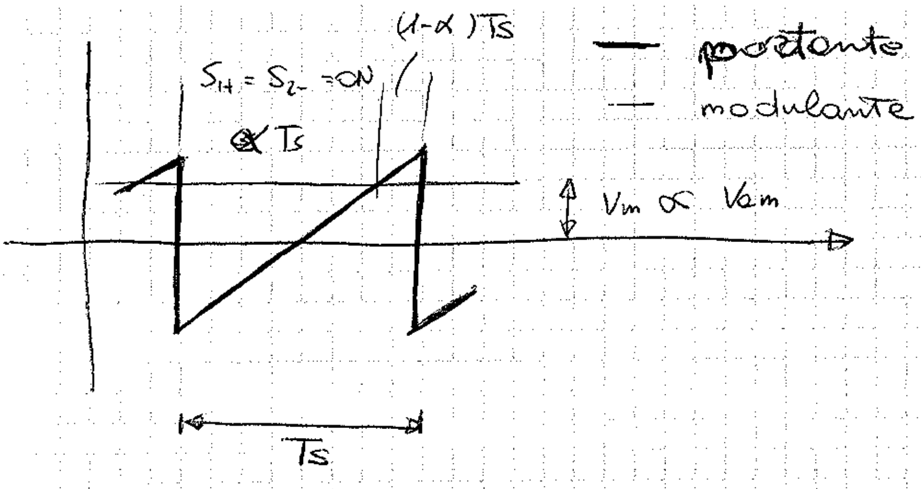
Vogliamo fare in modo che V_a medio ai capi del motore sia uguale a V_{am} e tale che $-V_{dc} \leq V_{am} \leq V_{dc}$

$$V_{am} = \alpha T_s V_{dc} - (1+\alpha) T_s V_{dc} \quad , \quad 0 \leq \alpha \leq 1$$

αT_s $\quad S_{1+} = S_{2-} = ON$

$(1-\alpha) T_s$ $\quad S_{1-} = S_{2+} = ON$

Come possiamo fare una cosa del genere con una portante e una modulante.



Se modulante è > di portante chiudo S_{1+} e S_{2-}, altrimenti S_{1-} e S_{2+}

Il comando di variare la tensione V_m è un gradino. Anche in questo caso si ha un ritardo dovuto alla commutazione.

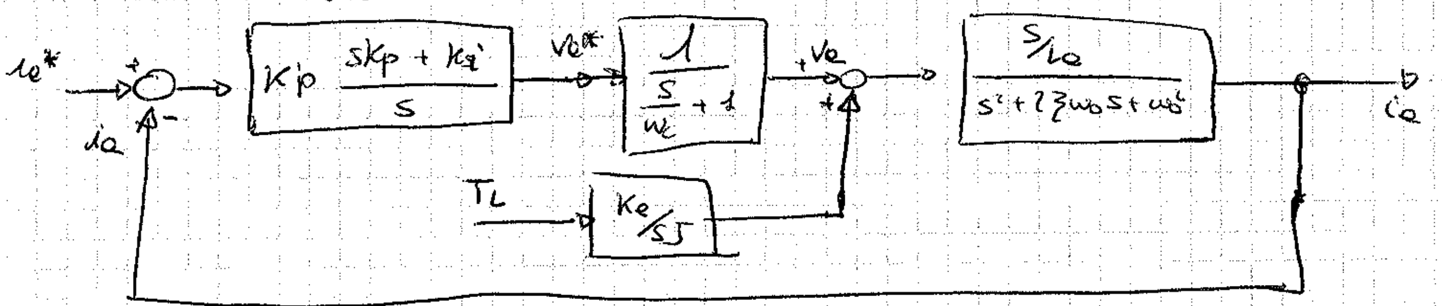
$0 \le \text{ritardo} \le T_s$. La differenza ~~differen~~ importante rispetto ai commutatori da rete è che la rete non centra nulla e T_s dipende dai componenti impiegati nel chopper.

Definiamo il ritardo medio $\frac{T_s}{2}$.

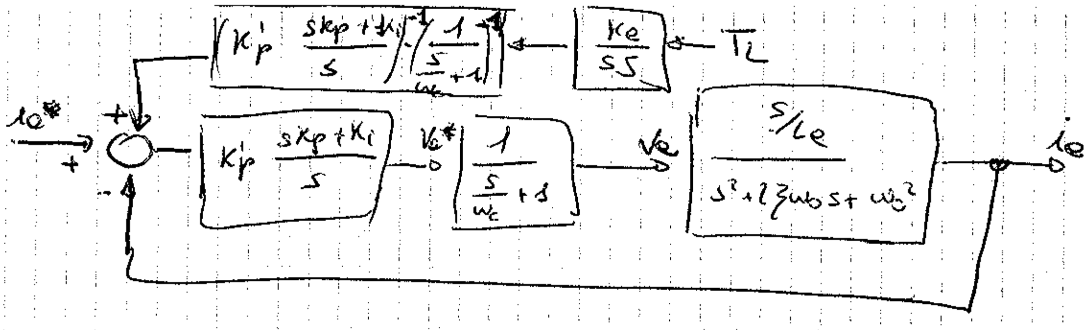
T_s può essere dell'ordine $100\,\mu s$, cioè $\frac{1}{T_s} = 10\,kHz$.

In questo caso $\frac{1}{\frac{s}{\omega_c}+1}$ ha il polo a $20000\ \frac{rad}{s} = 3184\ Hz$

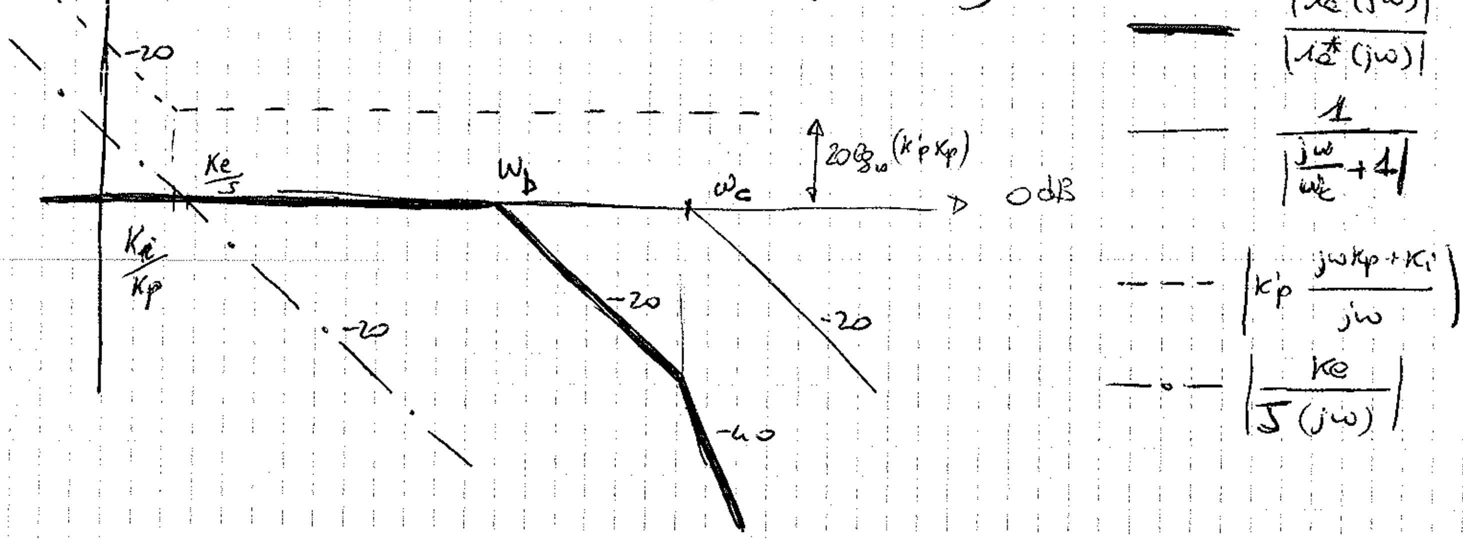
Torniamo a considerare l'anello di corrente



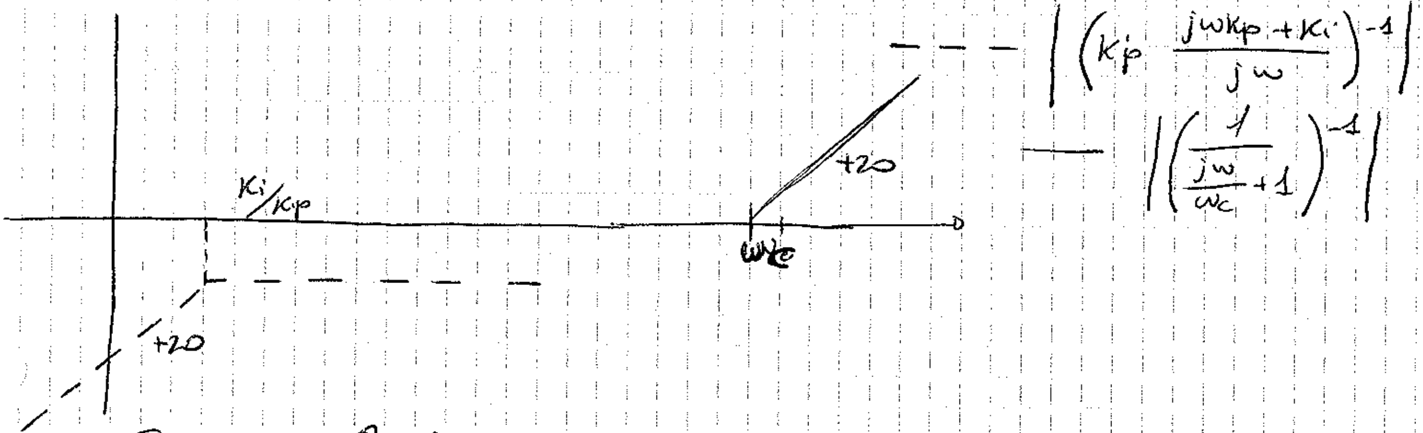
Dobbiamo considerare anche T_L. T_L è un disturbo.
Il sistema senza disturbo si comporta come un sistema del 1° ordine.
Per studiare il disturbo spostiamo T_L nel punto dove entra il comando.



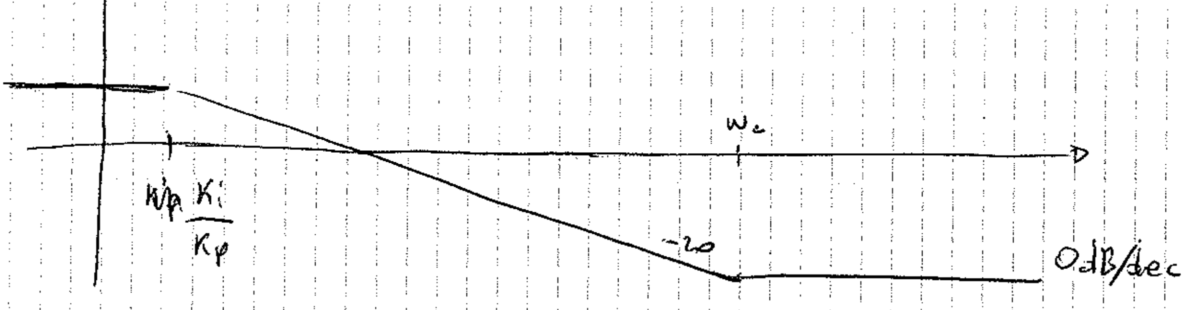
Consideriamo solo il disturbo ($i_e^* = 0$)



Di solito $K_e/J < \frac{K_i}{K_p}$

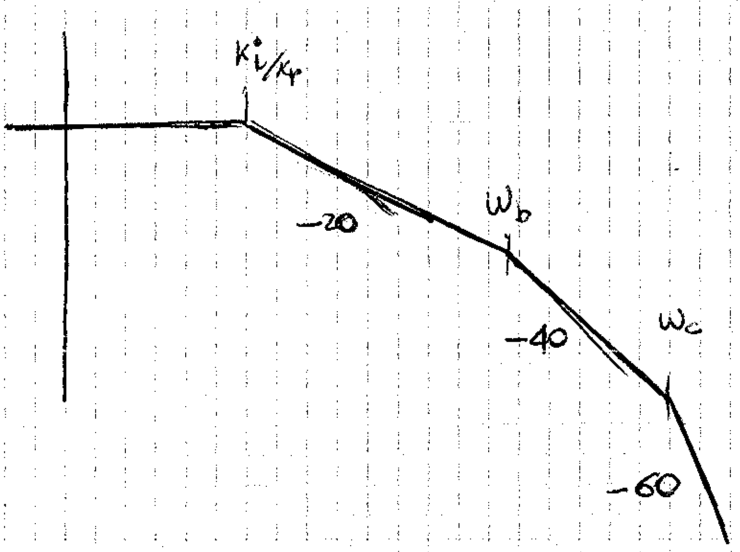


Sommiamo le funzioni



Questo è il perché per cui viene moltiplicato con T_L prima di entrare nell'anello di somma.
Per avere bassi disturbi serve $(K'_p K_p)$ alto

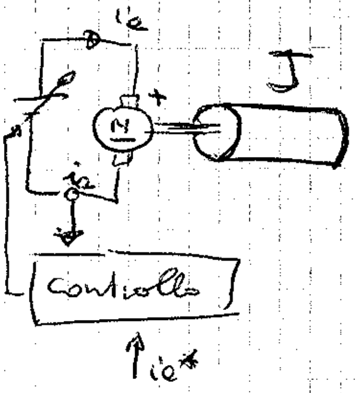
Ora sommo anche la funzione dell'anello chiuso



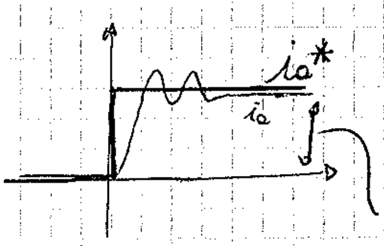
$$= \frac{|i_a(j\omega)|}{|T_L(j\omega)|}$$

NOTE: $\frac{|i_a(j\omega)|}{|i_a^*(j\omega)|} \neq 0\,dB = 20\log_{10}\left(\frac{1}{1+\frac{\omega_b^2 L_a}{K_i K_p}}\right)$

Ora considero il caso



Cosa succede se i_a^* è un gradino che dice che vuole una corrente di 1 A



$$\frac{1}{1+\frac{\omega_b^2 L_a}{K_i K_p}} \cdot 1A \simeq 1A$$

Dopo il transitorio di corrente freno il motore.