



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA



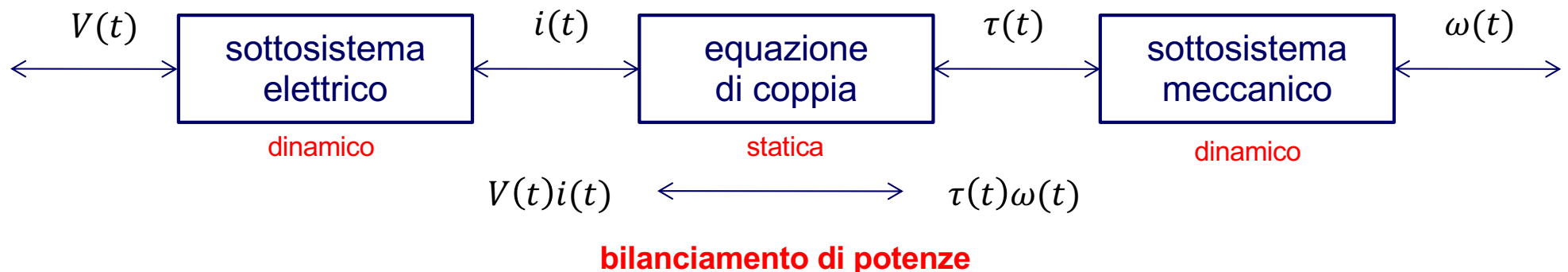
Attuazione e controllo del moto

Automazione

Alessandro De Luca

Sistemi di movimentazione automatica

- ❑ azionamenti elettrici e attuatori elettromeccanici per il moto
- ❑ trasduttori
 - ➔ dispositivi che convertono energia da una forma in un'altra (elettrica in meccanica o viceversa, termica in meccanica o viceversa, ...)
 - ➔ **sensori**
 - misurano grandezze fisiche e le convertono in un dominio proprio (elettrico, pneumatico o idraulico) utile per elaborare il contenuto informativo
 - ➔ **attuatori**
 - trasformano informazione di comando in potenza nel dominio fisico del sistema sui quali agiscono
- ❑ **trasduttori elettromeccanici**
 - ➔ sottosistemi elettrico e meccanico accoppiati da un campo elettromagnetico
 - ➔ **generatori**: conversione energia meccanica \Rightarrow elettrica
 - ➔ **motori**: conversione energia elettrica \Rightarrow meccanica



Gli azionamenti elettrici sono dispositivi per la

- ❑ conversione controllata di energia elettrica in meccanica
- ❑ trasduzione “di potenza”
 - ➔ imposizione del moto ad un carico meccanico

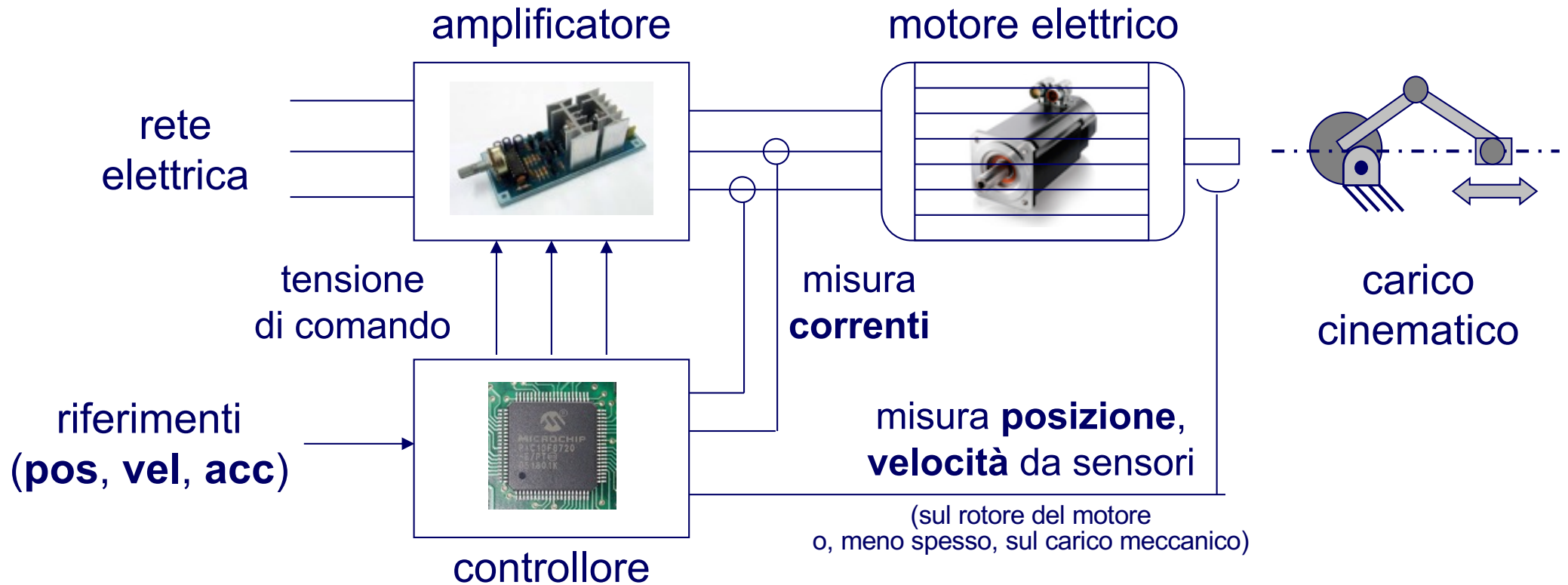
Tre componenti fondamentali

- ❑ **amplificatore/convertitore di potenza**
 - ➔ piccole potenze: amplificatori analogici lineari
 - ➔ grandi potenze: componenti elettronici di tipo switching (migliore rendimento) comandati con tecniche di modulazione (PWM)
- ❑ **motore elettrico**
 - ➔ diverse tipologie: alimentato in corrente continua (DC) o alternata (AC), brushless, passo-passo (stepper), asincrono (a induzione), sincrono, ...
- ❑ **controllore**
 - ➔ leggi a feedback (ad es., PID) e generazione di riferimenti

Azionamenti elettrici

- attua la tensione richiesta dal comando proveniente dal controllo

- parti in moto relativo interagenti magneticamente
- motori rotatori (decisamente i più diffusi) o lineari
- con trasmissioni/riduttori del moto

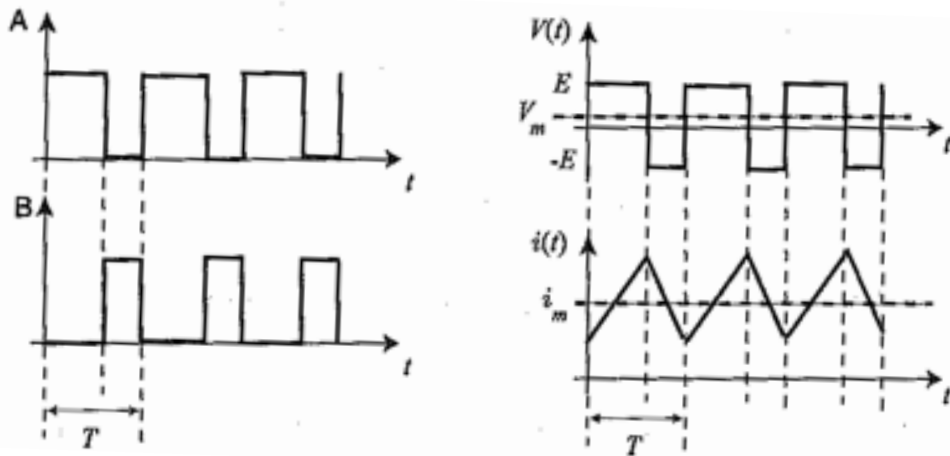
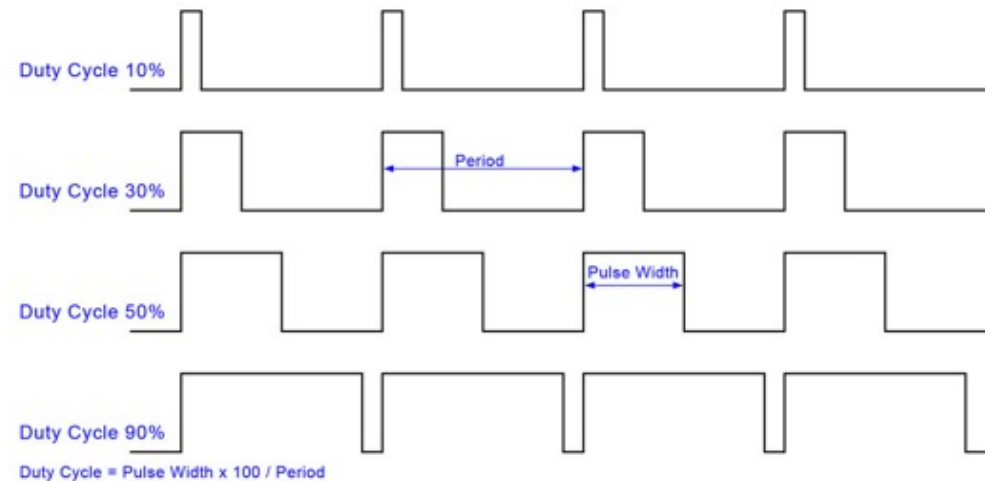
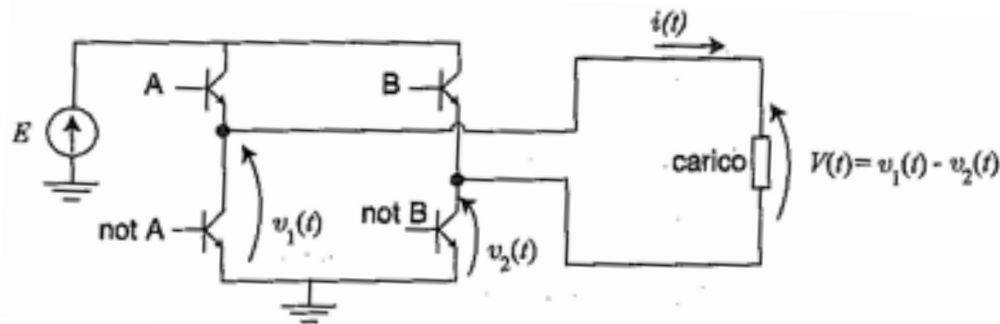


- tipicamente digitale
- regolazione o ...
- ... inseguimento di posizione o velocità
- controllo di coppia

Duty cycle in PWM

Amplificatore di potenza con componenti elettronici di tipo switching

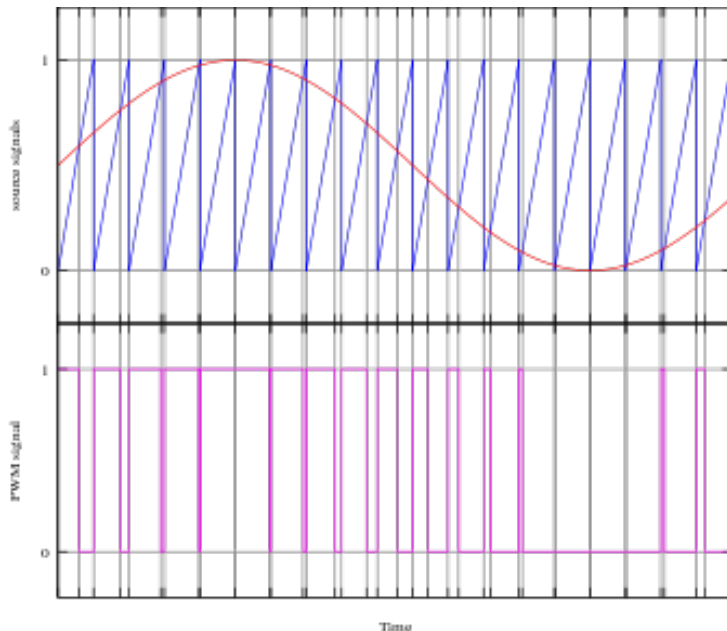
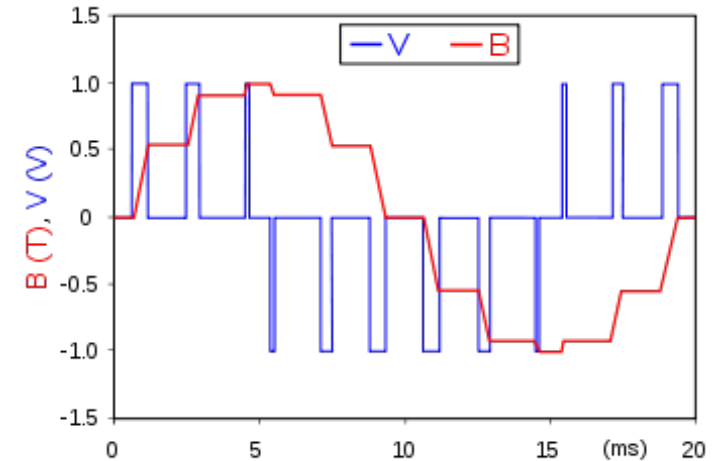
- dalla tensione costante E si generano, mediante 4 interruttori on/off, due onde quadre in contro-fase (A e B, e i loro negati) di durata variabile (e complementare) nel periodo T
- grazie alla “modulazione” degli interruttori, si fornisce al motore una tensione media V_m pari a una frazione desiderata di $E \Rightarrow V_m$ è **proporzionale al duty cycle** ($= T_{on}/T$ %)



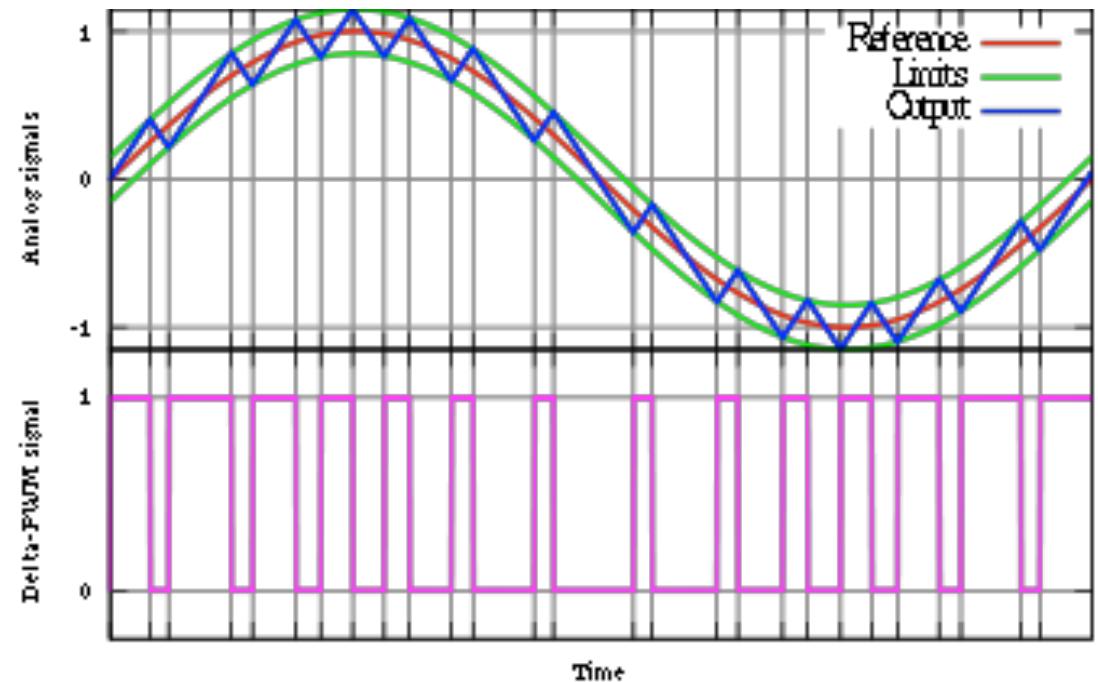
- bassa potenza dissipata dagli **switch** negli stati ON e OFF (solo durante un transitorio di 100ns c'è sia tensione che corrente)
- elevata frequenza $f=1/T$ (ad es., 50 KHz) rispetto alle variazioni desiderate di V_m

- modulazione a larghezza di impulso (Pulse Width Modulation = **PWM**)
- nelle figure, varie implementazioni di schemi PWM

PWM nel **pilotaggio di un motore AC**:
la sequenza di impulsi V a durata variabile genera una variazione (\approx sinusoidale) della densità di flusso magnetico B nel motore

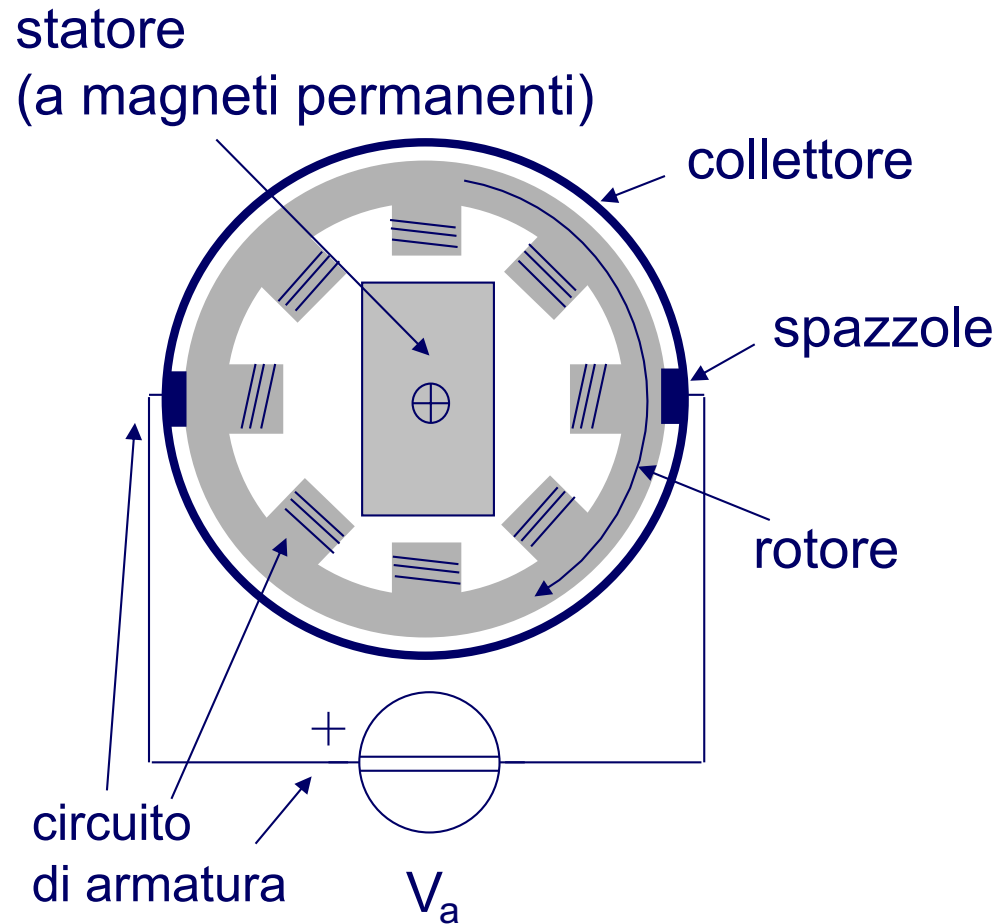


metodo dell'intersezione: si genera un onda quadra PWM corrispondente ad un dato segnale (la sinusoide in rosso), confrontando il segnale con una onda, ad es. a dente di sega (ON quando il segnale è più alto, OFF else)

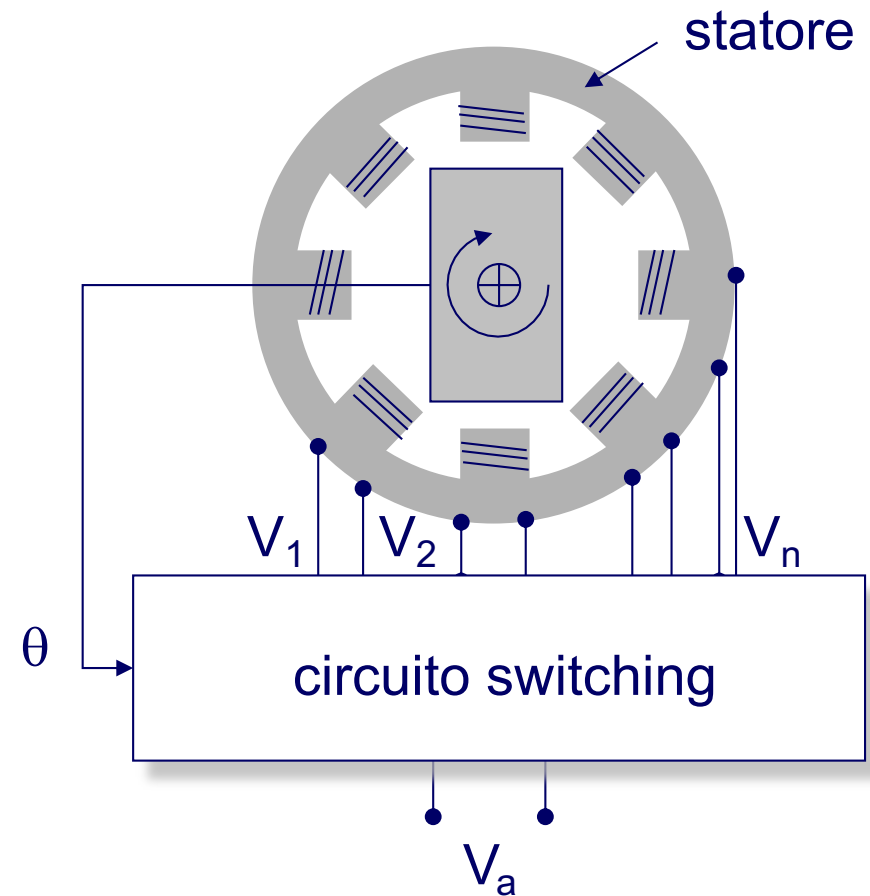


metodo delta: il segnale (la sinusoide in rosso) è integrato e confrontato ai valori limite (segnale \pm offset); l'uscita PWM commuta ON/OFF ogni volta che si raggiunge un limite (invertendo anche l'integrazione)

Nei motori elettrici, due schemi realizzativi di principio



motore con spazzole
alimentato in corrente continua

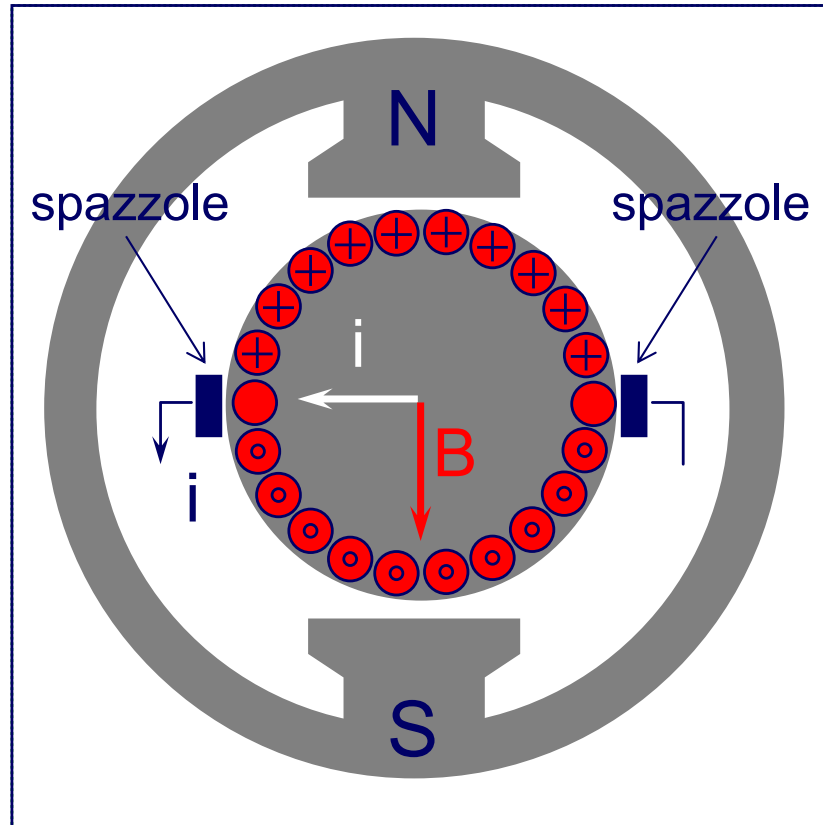


motore sincrono "brushless"
pilotato con elettronica switching

Caratteristiche generali

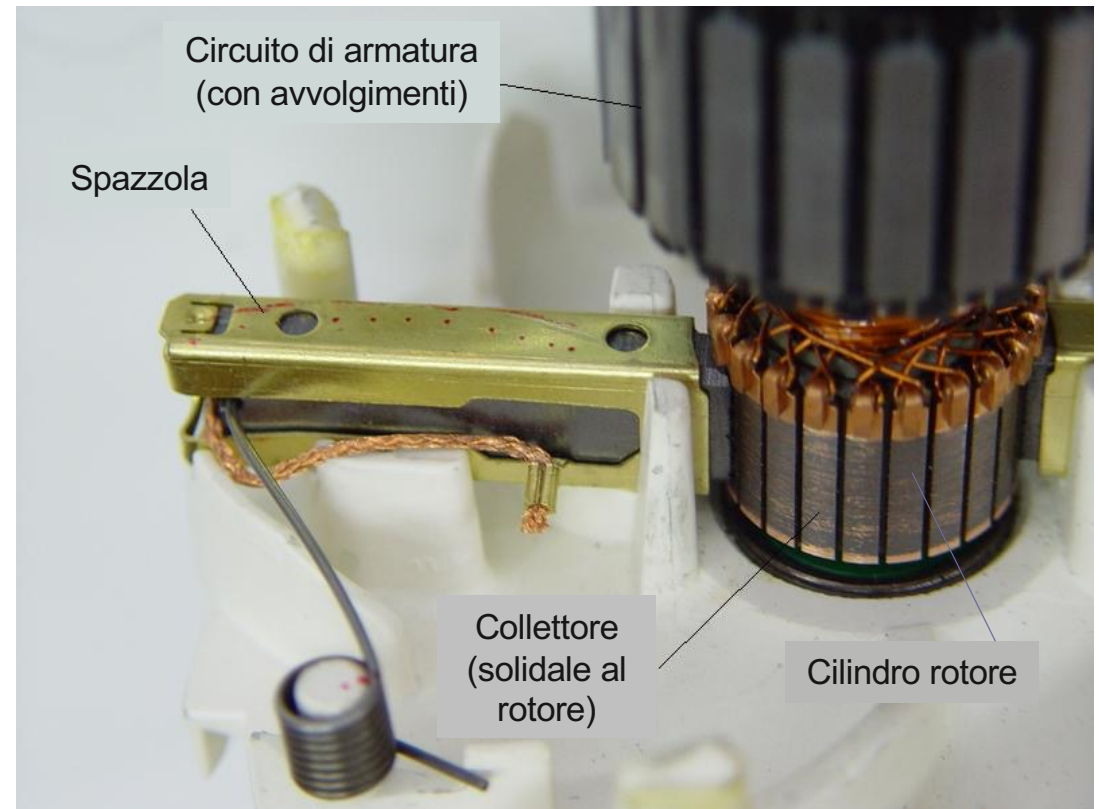
- ❑ circuito di rotore a collettore
- ❑ alimentabile in corrente continua (Direct Current = DC)
- ❑ diverse configurazioni: qui a magneti permanenti
- ❑ largo utilizzo, anche se in progressivo calo
- ❑ costruzione complessa, ma modello matematico semplice
 - ➔ altri motori, più semplici dal punto di vista costruttivo e meno costosi, hanno modelli matematici più complessi ma che con opportune elaborazioni possono essere ricondotti ad una forma molto simile a quella del motore DC

avvolgimenti e collettore (con spazzole)



convenzione
per le correnti i
nelle spire:

entrante uscente

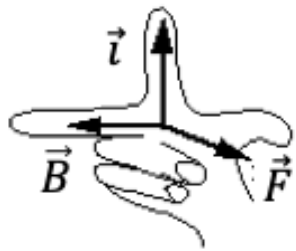


$i = i_a =$ corrente di alimentazione
sul circuito d'armatura

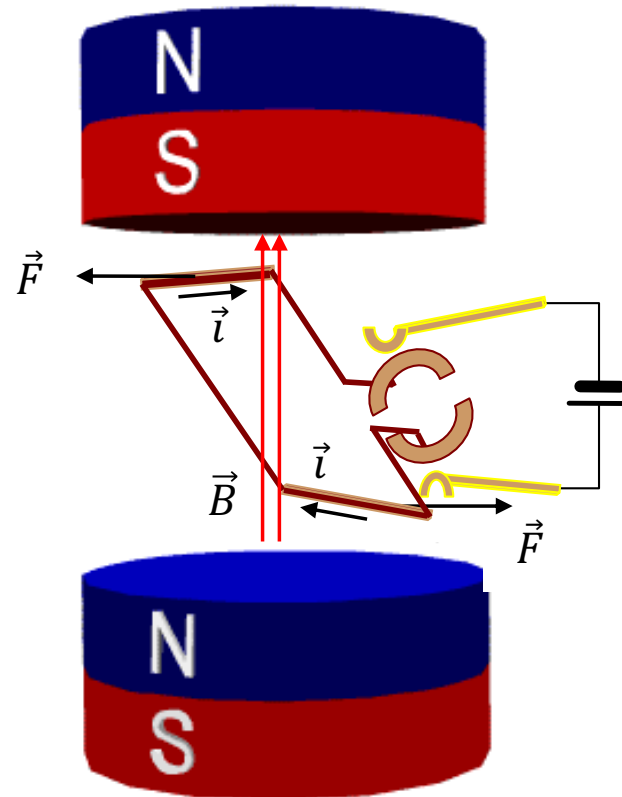
basato sulla legge di Lorentz

- campo magnetico B costante (con verso da polo N a polo S)
- corrente i costante e perpendicolare al campo magnetico

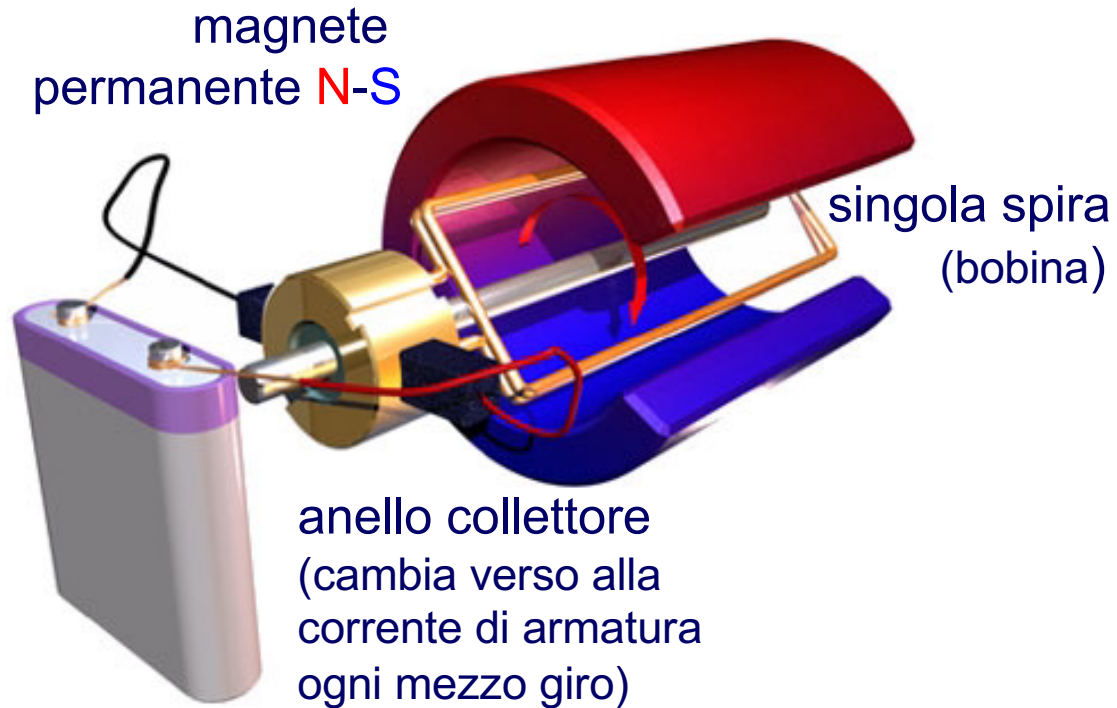
$$\vec{F} = L(\vec{i} \times \vec{B})$$



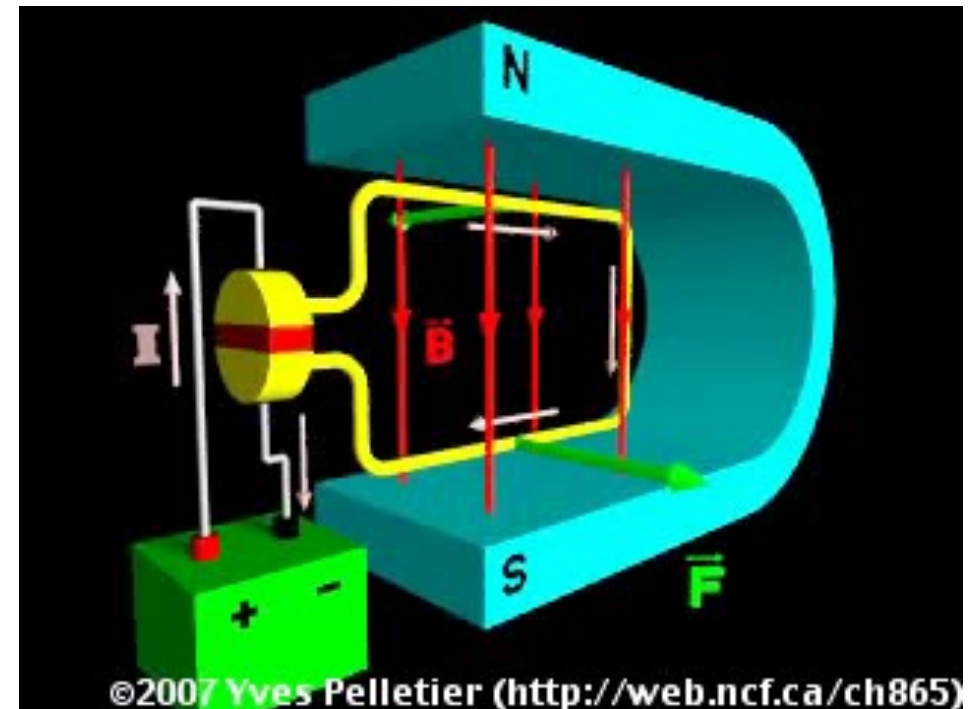
regola della mano destra
per il prodotto vettore:
indice \times medio = pollice



video



alimentazione in corrente continua (c.c.)



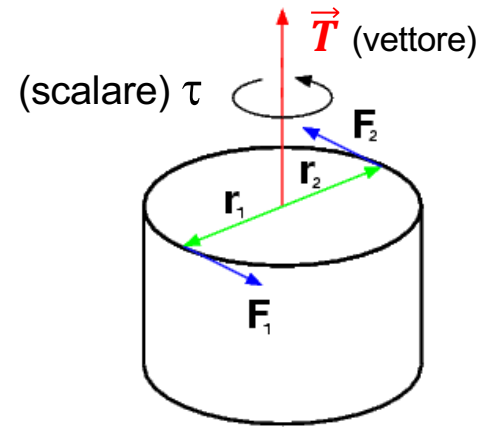
$$\vec{F} = L(\vec{i} \times \vec{B})$$

vedi anche altro video su <https://www.youtube.com/watch?v=LAtPHANefQo>

utilizzando una sola spira

□ momento torcente (coppia)

$$\vec{T} = (\vec{r}_1 \times \vec{F}_1 + \vec{r}_2 \times \vec{F}_2)$$

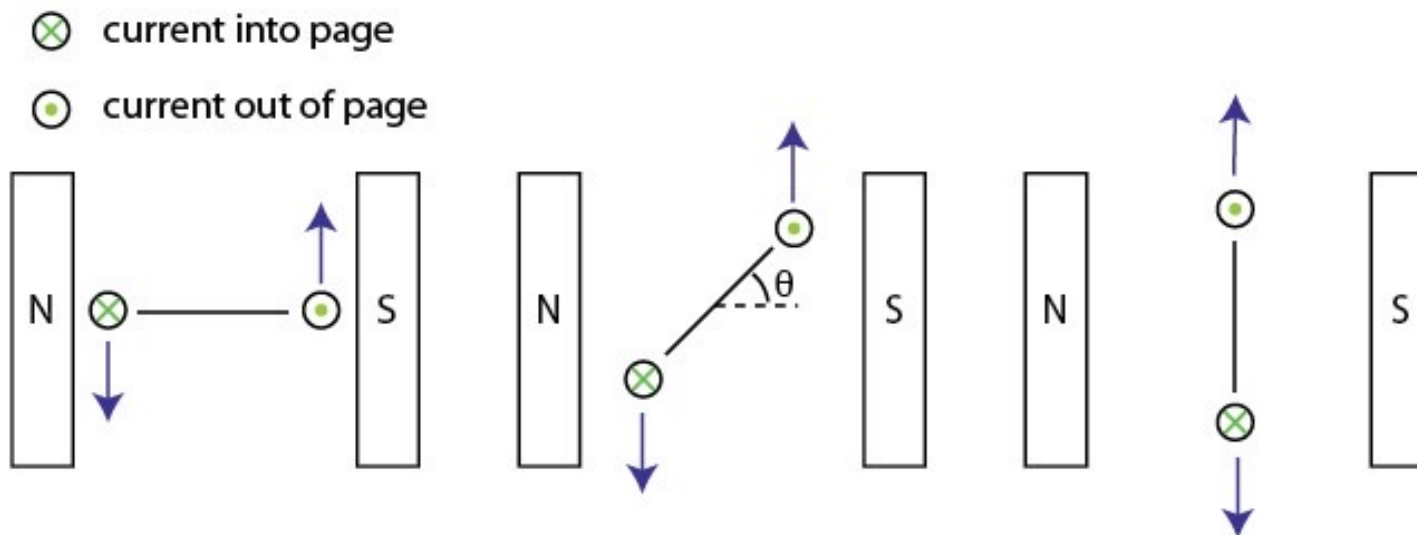


notazione per la **coppia scalare**:

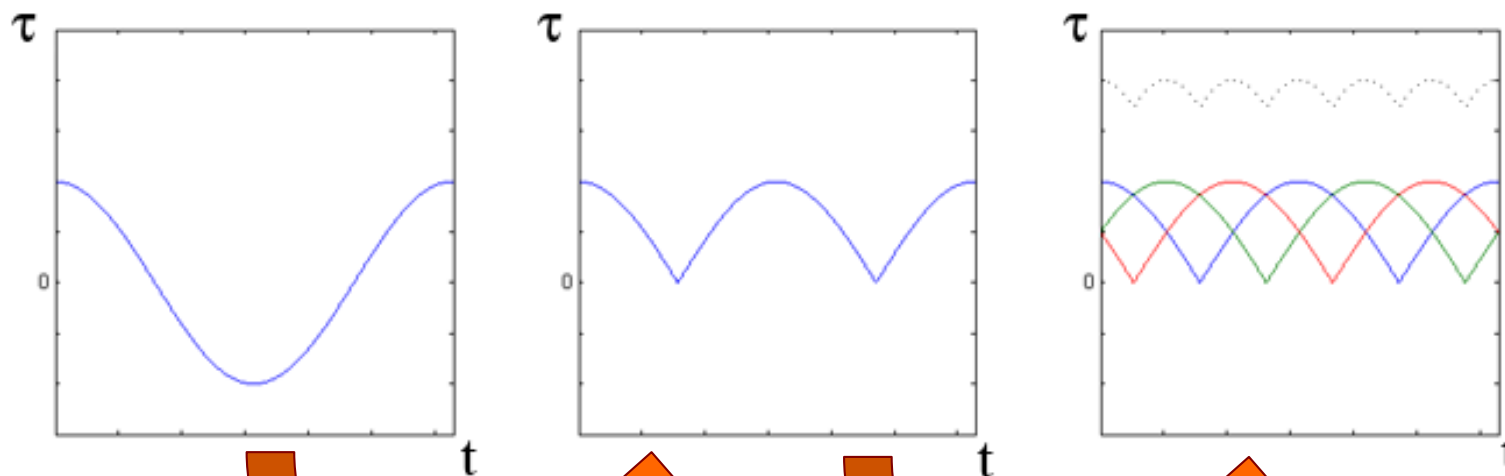
$$\tau = \pm |\vec{T}|$$

intensità del **vettore** di coppia con segno (per convenzione, positiva se in senso antiorario)

□ nel caso di una singola spira, la coppia va a zero a multipli di 180° al variare dell'angolo tra la forza generata e il braccio di rotazione



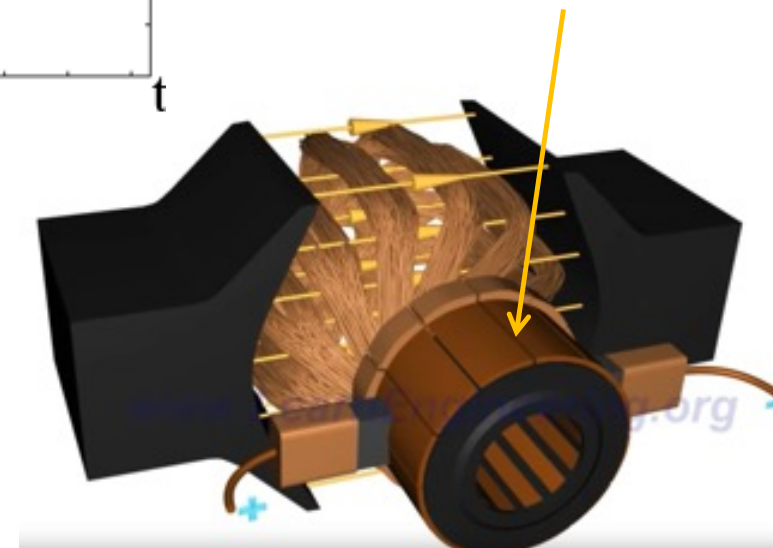
- ❑ il commutatore permette di avere una coppia sempre nello stesso verso di rotazione, ma non elimina le oscillazioni (“**ripple**”)
- ❑ per limitare il ripple di coppia (e aumentare il valore della coppia prodotta) si usano $N \gg 1$ spire (“**poli**” di una bobina)



commutatore

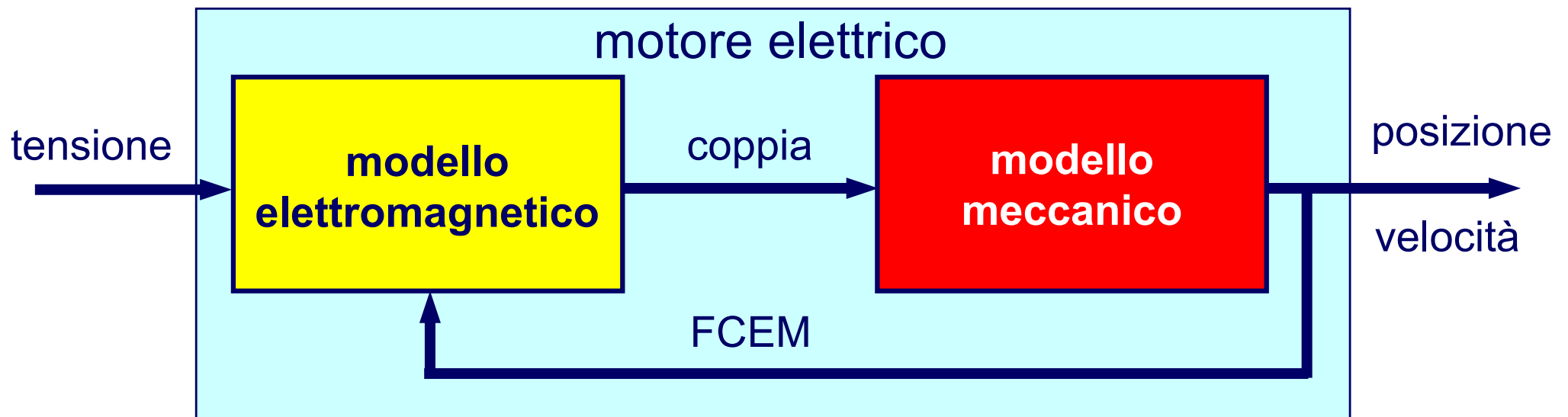
più spire (sfasate)

anello del
collettore con
 2^N fasi



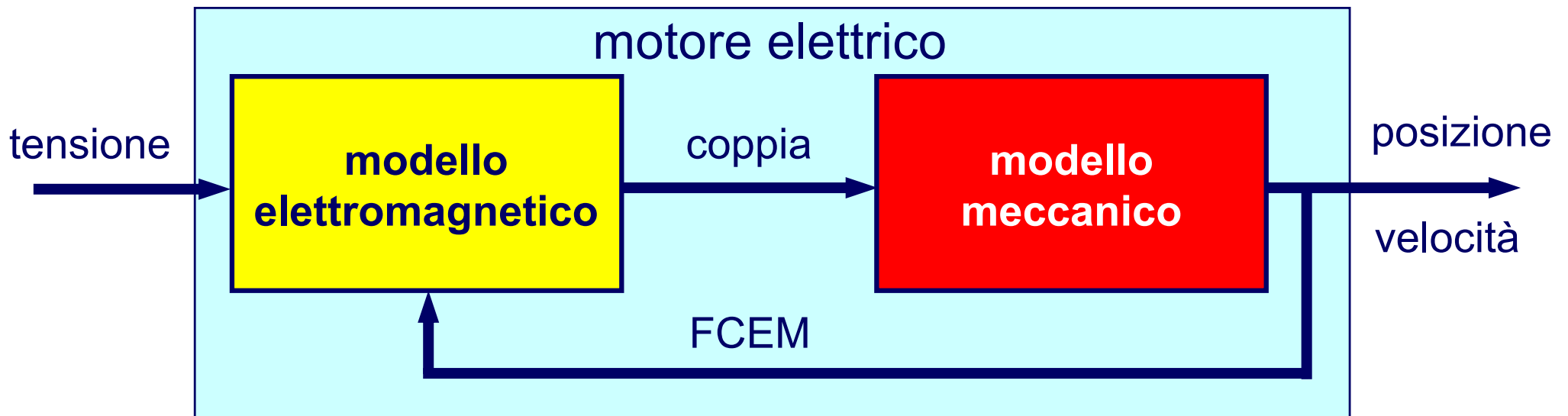
Motore DC: modellistica

- ❑ modello elettromagnetico: equazione di bilancio circuitale (tensioni nella “maglia” di ingresso)
- ❑ produce una coppia **proporzionale** alla corrente
- ❑ modello meccanico: equazione di bilancio delle forze (qui, coppie)
- ❑ è sempre presente una forza contro-elettromotrice (FCEM o “Back EMF”) proporzionale alla velocità (per il bilancio energetico)



Motore DC: limiti fisici

- nella modellistica ci si limita a un comportamento nel dominio **lineare**, tenendo presente che gli azionamenti elettrici hanno limiti di
 - ✓ tensione massima
 - ✓ corrente massima
- che si traducono in limiti per
- ✓ velocità massima per il motore
 - ✓ coppia efficace (o rms = root mean square) e coppia di picco massima erogabile dal motore



Valore medio, efficace, di picco

- definizioni standard per variabili continue, periodiche (di periodo T)

$$y_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) dt \quad \text{valore medio}$$

$$y_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [y(t)]^2 dt} \quad \text{valore efficace}$$

$$y_{peak} = \max_{t \in T} |y(t) - y_{avg}| \quad \text{valore di picco}$$

- per segnali sinusoidali (con componente in continua)

$$u(t) = U_0 + U \sin \omega t \quad \Leftrightarrow \quad U > 0 \quad T = \frac{2\pi}{\omega} \quad \textcircled{4}$$

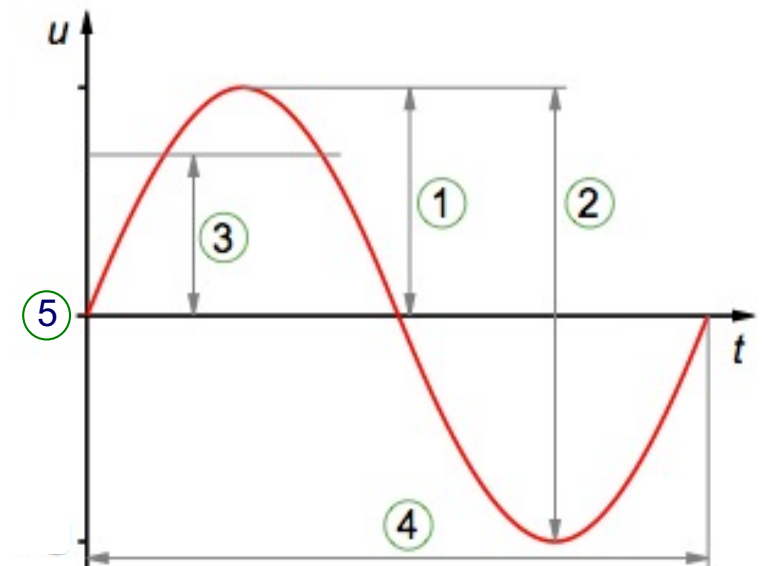
$$u_{peak} = U - |U_0| \quad \textcircled{1} \qquad u_{avg} = U_0 \quad \textcircled{5}$$

$$u_{peak-to-peak} = 2U \quad \textcircled{2}$$

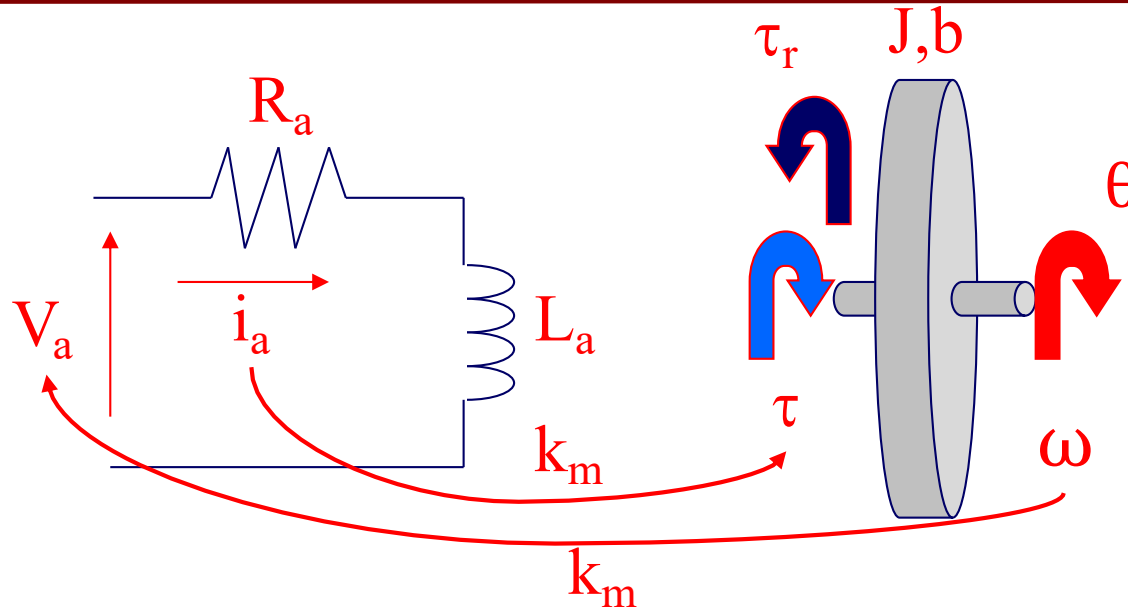
$$(u - U_0)_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [U \sin \omega t]^2 dt} = \dots = \frac{U}{\sqrt{2}} \quad \textcircled{3}$$

$$\Rightarrow u_{rms} = \sqrt{U_0^2 + \frac{U^2}{2}}$$

relazione tra valore efficace del segnale sinusoidale e sua componente continua



Motore DC: modello matematico



* = stesso valore numerico usando le unità SI !!

□ parametri

R_a resistenza di armatura

L_a induttanza di armatura

k_m coefficiente* di coppia e FCEM

J inerzia del rotore

b coefficiente di attrito viscoso

□ variabili

i_a corrente di armatura

ω velocità del rotore

θ posizione del rotore

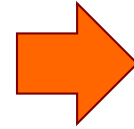
V_a tensione di ingresso

τ coppia prodotta dal motore

τ_r coppia di carico (disturbo)

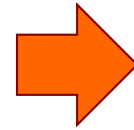
Motore DC: modello matematico

$$L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - R_a i_a - k_m \omega$$



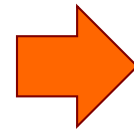
modello elettrico

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m i_a - b\omega - \tau_r$$



modello
meccanico

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$



Motore DC: modello matematico

$$L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - R_a i_a - k_m \omega \quad \rightarrow$$

FCEM

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m i_a - b\omega - \tau_r \quad \rightarrow$$

coppia prodotta

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \rightarrow$$

integratore

bilanciamento di potenze nell'accoppiamento

$$P_{elet} = V_{cem} i_a = \tau \omega = P_{mecc}$$

$$\tau = k_m i_a \quad k_m \left[\frac{\text{Nm}}{\text{A}} \right]$$

coppia prodotta dal motore

$$\tau \omega = k_m i_a \omega = V_{cem} i_a$$

$$V_{cem} = k_m \omega \quad k_m [\text{V} \cdot \text{s}]$$

Motore DC: regime a tensione costante

- supponiamo di alimentare il motore con una **tensione V_a costante**
- dopo un transitorio, si raggiunge una situazione di regime (*perché?*) con corrente costante e velocità angolare costante
- si possono valutare allora le **caratteristiche statiche** del motore (ad es., la velocità di regime ω^* o la capacità di bilanciare una coppia τ_r^* sul carico)

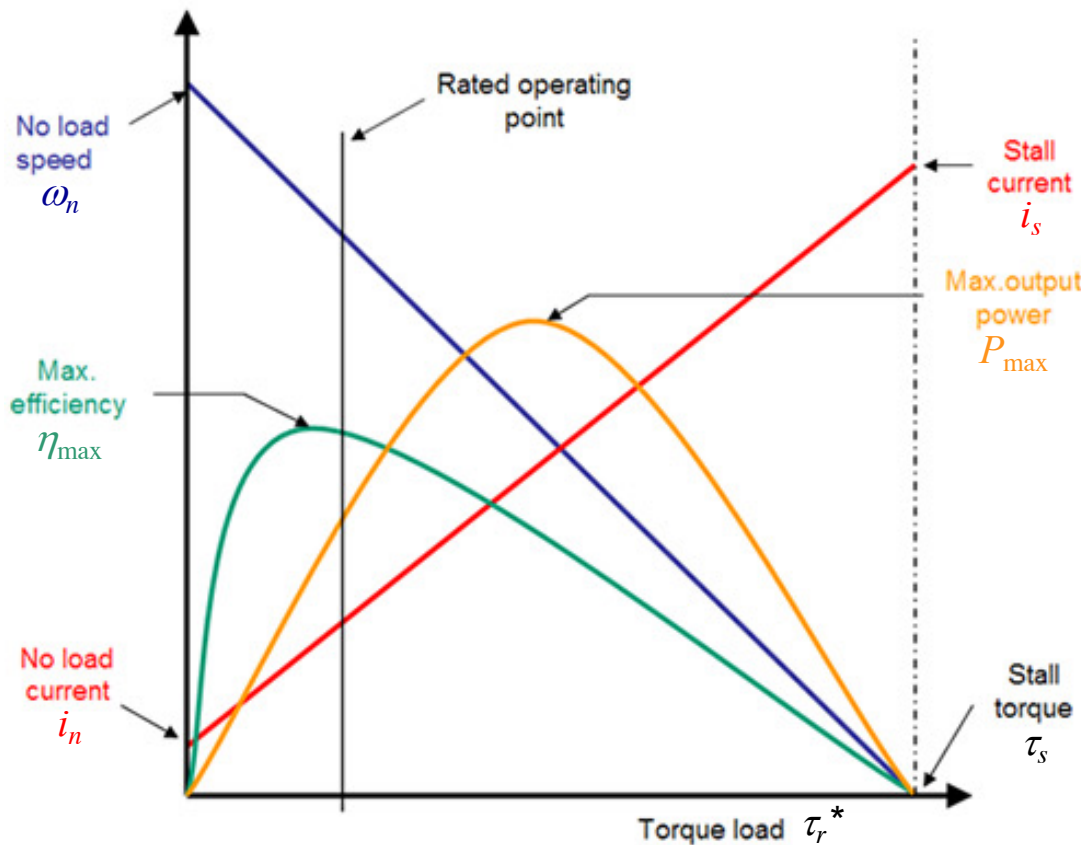
$$\frac{di_a}{dt} = 0 \Rightarrow V_a - R_a i_a - k_m \omega = 0 \quad \frac{d\omega}{dt} = 0 \Rightarrow k_m i_a - b\omega - \tau_r = 0$$

- risolvendo il sistema algebrico, si hanno le relazioni di regime

$$\omega^* = \left(b + \frac{k_m^2}{R_a}\right)^{-1} \left(\frac{k_m}{R_a} V_a - \tau_r^*\right) \quad \tau_r^* = \frac{k_m}{R_a} V_a - \left(b + \frac{k_m^2}{R_a}\right) \omega^* \quad i_a^* = \frac{1}{R_a} \left(b + \frac{k_m^2}{R_a}\right)^{-1} (bV_a + k_m \tau_r^*)$$
$$= \frac{1}{R_a} (V_a - k_m \omega^*)$$

⇒ se ne possono tracciare gli andamenti ('affini', ossia lineari con offset) in funzione di τ_r^* o di ω^*

Motore DC: caratteristiche statiche



- coppia e corrente di stallo (= al max carico)

$$\tau_s = \tau_r^* \Big|_{\omega^*=0} = \frac{k_m}{R_a} V_a \quad i_s = i_a^* \Big|_{\omega^*=0} = \frac{V_a}{R_a}$$

- velocità e corrente a carico nullo

$$\omega_n = \omega^* \Big|_{\tau_r^*=0} = \left(b + \frac{k_m^2}{R_a} \right)^{-1} \tau_s \quad i_n = i_a^* \Big|_{\tau_r^*=0} = \frac{b}{k_m} \omega_n$$

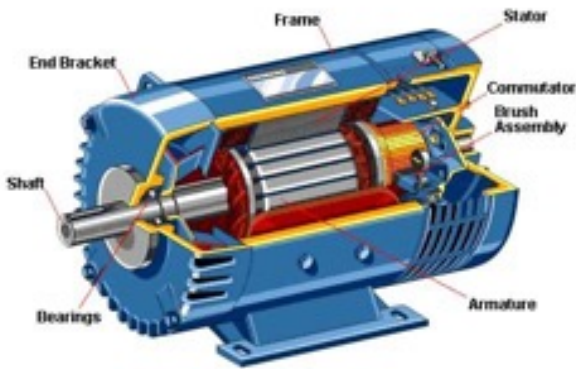
- potenza in uscita a regime (quadratica)

$$\begin{aligned} P^* &= \tau_r^* \omega^* = \tau_s \omega^* - \left(b + \frac{k_m^2}{R_a} \right) \omega^{*2} \\ &= \left(b + \frac{k_m^2}{R_a} \right)^{-1} \left(\tau_s \tau_r^* - \tau_r^{*2} \right) \end{aligned}$$

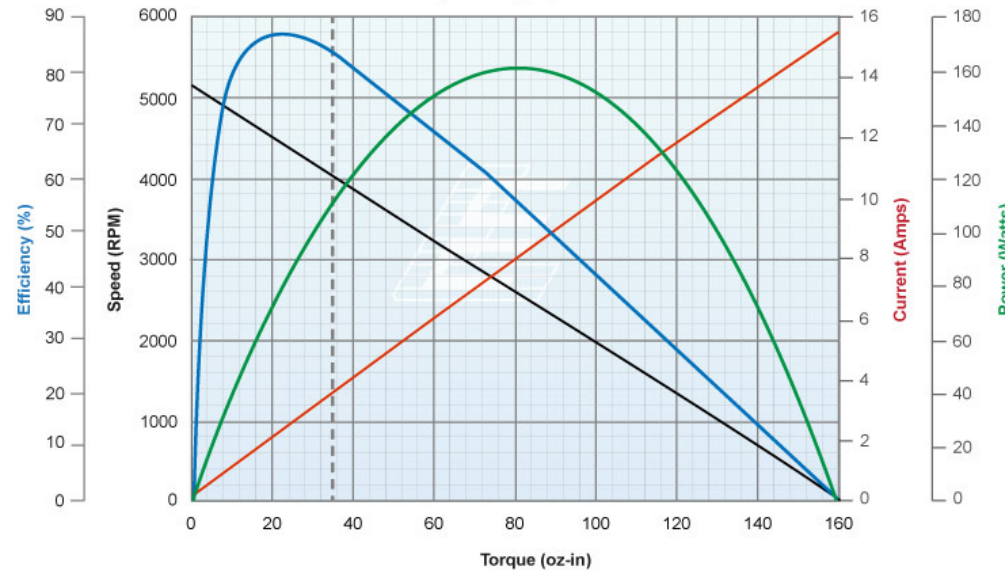
- la massima potenza si ha quando $\frac{dP^*}{d\tau_r^*} = 0 \Rightarrow \tau_r^* = \frac{\tau_s}{2}$ (per $\omega^* = \frac{\omega_n}{2}$) $\Rightarrow P_{\max} = \frac{\tau_s \omega_n}{4}$

- l'efficienza è data da $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\tau_r^* \omega^*}{V_a i_a^*}$ (non lineare), con valore massimo η_{\max} pari a ... (esercizio)

Motore DC: caratteristiche statiche



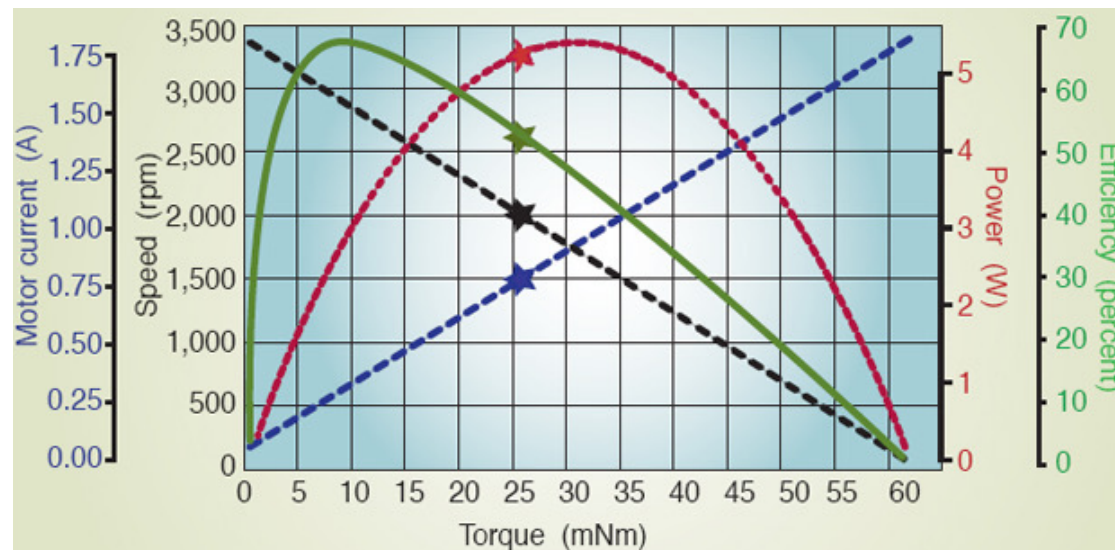
BL24B28-04 (BLDC Motor)
36VDC, 3.9 Amps, BL100-RO



motore di
media taglia
160W

a regime, per tensione applicata V_a costante

conversione SI \Leftrightarrow US
1 Nm = 141.61 oz-in
100 oz-in = 0.70 Nm



motore di
piccola taglia
5.5W

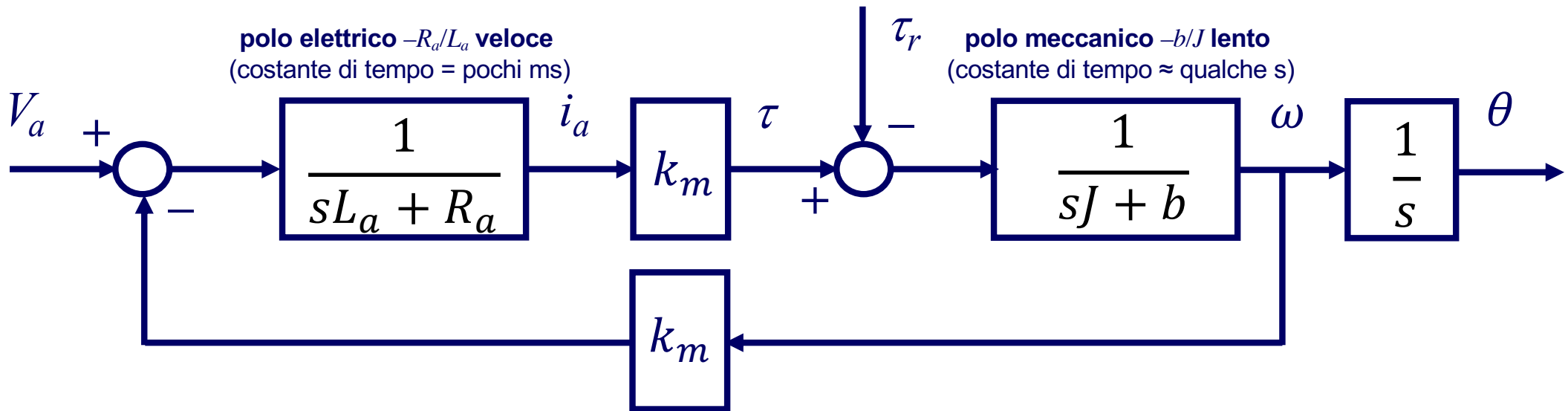
Schema a blocchi del motore DC

$$L_a \frac{di_a}{dt} = V_a - R_a i_a - k_m \omega \quad \Rightarrow \quad \frac{i_a}{V_a - k_m \omega} = \frac{1}{sL_a + R_a}$$

nel dominio
della trasformata
di Laplace

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m i_a - b\omega - \tau_r \quad \Rightarrow \quad \frac{\omega}{k_m i_a - \tau_r} = \frac{1}{sJ + b}$$

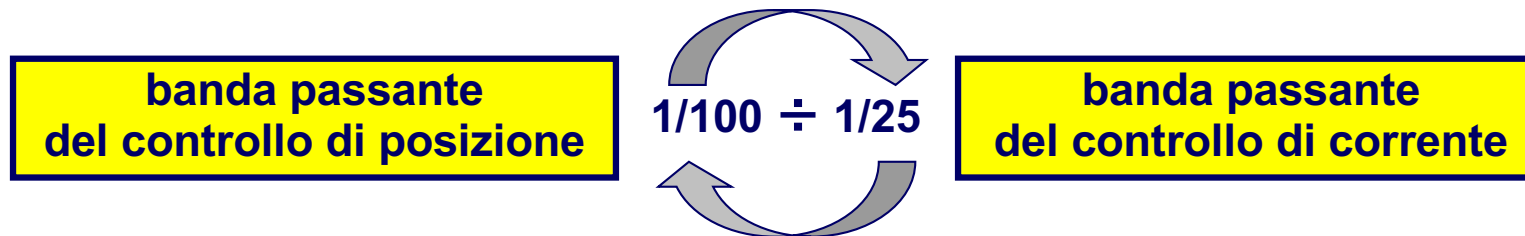
$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \Rightarrow \quad \frac{\theta}{\omega} = \frac{1}{s}$$



Domande classiche: $G(s) = \omega(s)/V_a(s)$? Stabilità (ad anello aperto)? “Luogo delle radici” al variare di $k_m > 0$?

Progetto del controllore

- obiettivi di controllo
 - ➔ stabilità (meglio, *robusta*: anche in condizioni operative incerte)
 - ➔ *inseguimento* di un riferimento desiderato di posizione $\theta_{rif}(t)$
 - ➔ *reiezione* dei disturbi di coppia non nota $\tau_r(t)$
- progetto “centralizzato” o “in cascata” (per successivi anelli/loop) del controllore
 - ➔ difficile il primo, vantaggioso il secondo sotto l’ipotesi di *idealità* degli anelli interni
 - ➔ tre anelli di **feedback** (e azioni di feedforward) su **corrente**, **velocità** e **posizione**
- separazione dinamica



- limitazioni nell’implementazione
 - ➔ saturazioni ‘fisiche’ di tensione e corrente
 - ➔ rumori
 - ➔ limite inferiore sul tempo di campionamento
 - ➔ banda dell’anello di corrente tipicamente $0.5 \div 1 \times 10^4$ rad/sec
 - ➔ banda dell’anello di posizione circa 400 rad/sec

Azioni di controllo in avanti (feedforward)

□ richiami sull'uso del feedforward

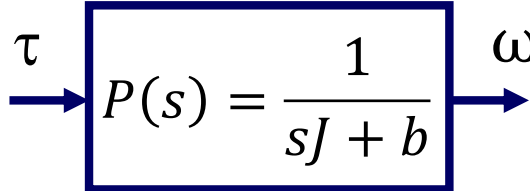
- ➔ comandi ad anello aperto per compensare **disturbi noti** e/o per eseguire in modo accurato **traiettorie di riferimento note e arbitrarie** (ma sufficientemente “smooth”)
- ➔ sono definiti in **condizioni nominali** (è richiesta in generale un'accurata conoscenza del modello e dei parametri del processo)
- ➔ i comandi sono basati sulla **inversione ingresso-uscita** del modello dinamico del processo di interesse (ad anello aperto o ad anello chiuso)
- ➔ per sistemi dinamici lineari, tale inversione può effettuarsi nel dominio del tempo o nel dominio di Laplace (o anche di Fourier, se gli andamenti sono periodici)
- ➔ i comandi in avanti si calcolano in modo diretto per processi stabili o instabili, ma senza zeri o **solo con zeri “a fase minima”** (\Rightarrow asintotica stabilità del sistema inverso)
- ➔ non si ha un “vincolo di causalità” per il processo inverso, proprio perché l'andamento completo del riferimento (o del disturbo compensato) è **noto a priori**
- ➔ per la riproduzione **esatta** (da $t = 0$ in poi) di una traiettoria di riferimento in uscita, è necessario che il sistema (processo e eventuale controllore) si trovi in un ben definito stato iniziale, funzione della traiettoria desiderata e delle sue derivate all'istante $t = 0$
- ➔ il feedforward non viene **quasi mai usato da solo**, ma in combinazione con una legge di controllo in feedback che garantisca la stabilità del sistema ad anello chiuso

Combinazione di feedback e feedforward

- uso combinato del controllo in feedback e dei comandi di feedforward
 - ➔ in presenza di **parametri incerti** (ad esempio, note solo delle stime approssimate \hat{J} , \hat{b} dell'inerzia J e del coefficiente viscoso b) e/o per condizioni iniziali non “matched” con quelle richieste, il **feedforward** calcolato darà luogo ad **errori**
 - ➔ la sola azione in **feedback**, oltre a permettere stabilità ad anello chiuso, fornisce già **riproduzione** di classi di riferimenti **canonici** (di tipo polinomiale e sinusoidali)
 - **senza** necessità di conoscere i valori dei parametri del processo
 - **senza** necessità di conoscere le ampiezze dei riferimenti
 - **solo** a regime permanente (cioè a valle di un periodo transitorio)
 - ➔ l'azione di **feedback** garantirà **stabilità asintotica** e **robustezza** di comportamento rispetto a incertezze e/o errori iniziali, mentre le azioni di **feedforward** miglioreranno le **prestazioni**, in particolare per la riproduzione di **riferimenti con andamento temporale complesso**
 - ➔ due **schemi alternativi** per l'aggiunta dell'azione di feedforward al controllo in feedback
 - ➔ illustriamo questi concetti in un problema di controllo della velocità angolare ω , quando l'ingresso è la coppia τ (è un sotto-caso parziale del controllo del motore DC)

Esempio di uso del feedforward

- inversione ad anello aperto nel controllo di velocità

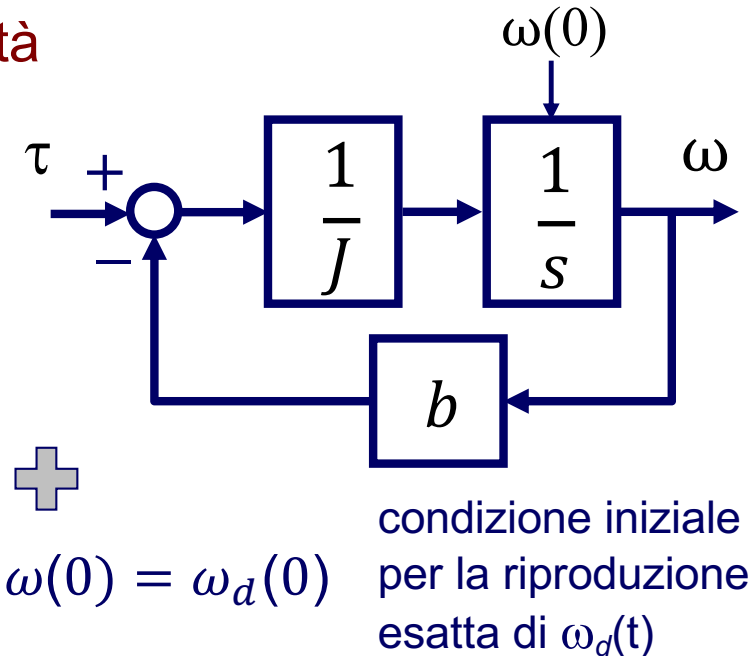
$$J\dot{\omega} + b\omega = \tau$$


nel dominio del tempo

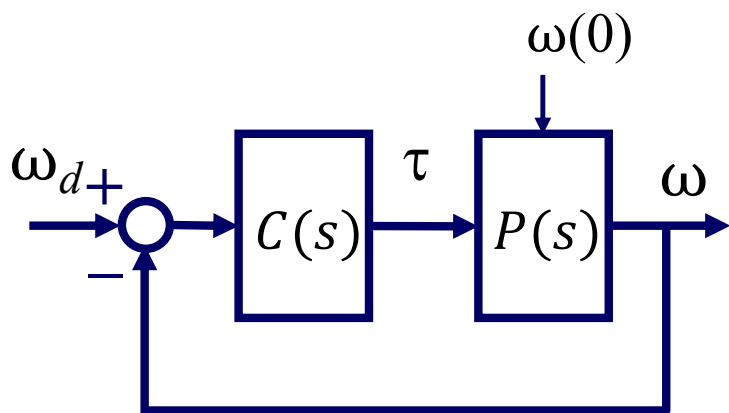
$$\omega = \omega_d(t) \Rightarrow \tau = \tau_d(t) = J\dot{\omega}_d(t) + b\omega_d(t)$$

con Laplace \Downarrow

$$\tau_d(s) = P^{-1}(s)\omega_d(s) = (Js + b)\omega_d(s)$$



- controllore PI (ad es., per avere errore nullo a regime per velocità ω_d costante)



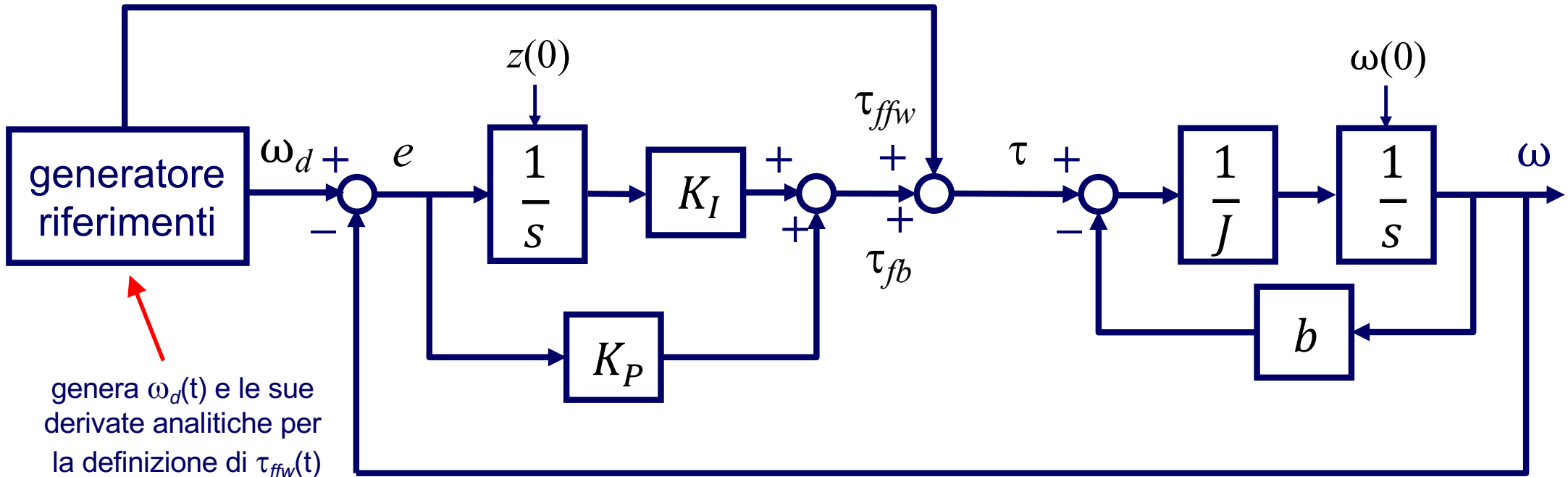
$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = \frac{K_P s + K_I}{s} \quad F(s) = P(s)C(s) \quad K_F = \frac{K_I}{b}$$

$$W(s) = \frac{F(s)}{1 + F(s)} = \frac{K_P s + K_I}{Js^2 + (b + K_P)s + K_I} \quad K_W = W(0) = 1$$

$$W_e(s) = 1 - W(s) = \frac{(Js + b)s}{Js^2 + (b + K_P)s + K_I} \quad W_e(0) = 0$$

Esempio di uso del feedforward

- controllo PI in feedback e aggiunta dell'azione di feedforward a livello di coppia



$$\omega = \omega_d(t) \Rightarrow \tau_{ffw}(t) = J\dot{\omega}_d(t) + b\omega_d(t)$$

$$PI \Rightarrow \tau_{fb}(t) = K_P(\omega_d(t) - \omega(t)) + K_I \int_0^t (\omega_d(\sigma) - \omega(\sigma)) d\sigma \quad \left. \vphantom{\int_0^t} \right\} \tau = \tau_{fb} + \tau_{ffw}$$

+

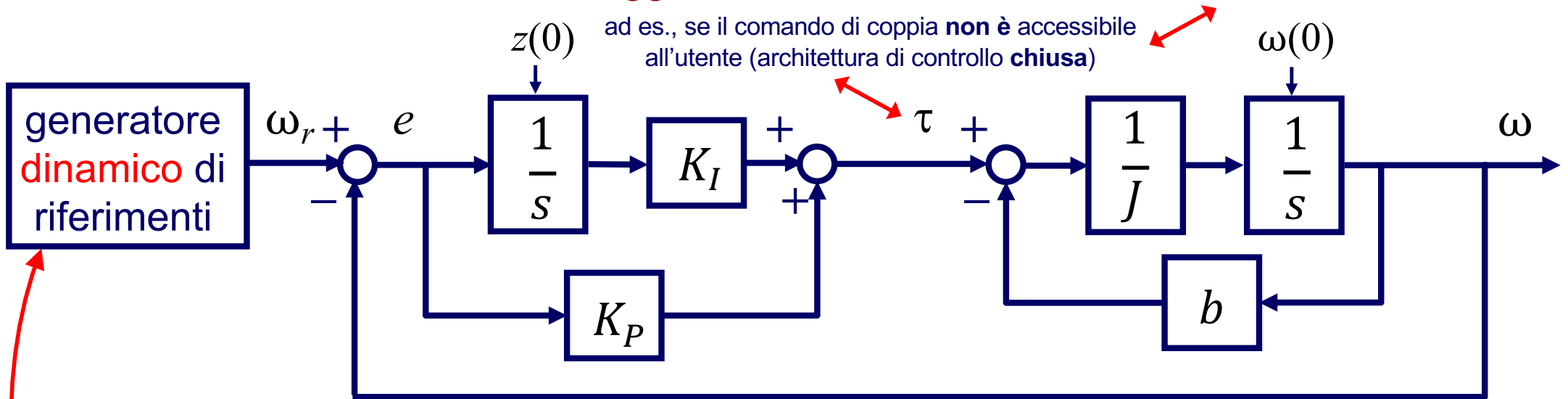
condizioni iniziali degli integratori
(stati del processo e del controllore)
per la riproduzione esatta di $\omega_d(t)$

$$\omega(0) = \omega_d(0)$$

$$z(0) = 0$$

Esempio di uso del feedforward

- controllo PI in feedback con aggiunta del feedforward a livello di riferimento



$$\omega = \omega_d(t) \quad \& \quad W(s) = \frac{\omega(s)}{\omega_r(s)} = \frac{K_P s + K_I}{J s^2 + (b + K_P) s + K_I} \quad \Rightarrow \quad \omega_r(s) = W^{-1}(s) \omega_d(s)$$

$$\Rightarrow (K_P s + K_I) \omega_r(s) = (J s^2 + (b + K_P) s + K_I) \omega_d(s)$$

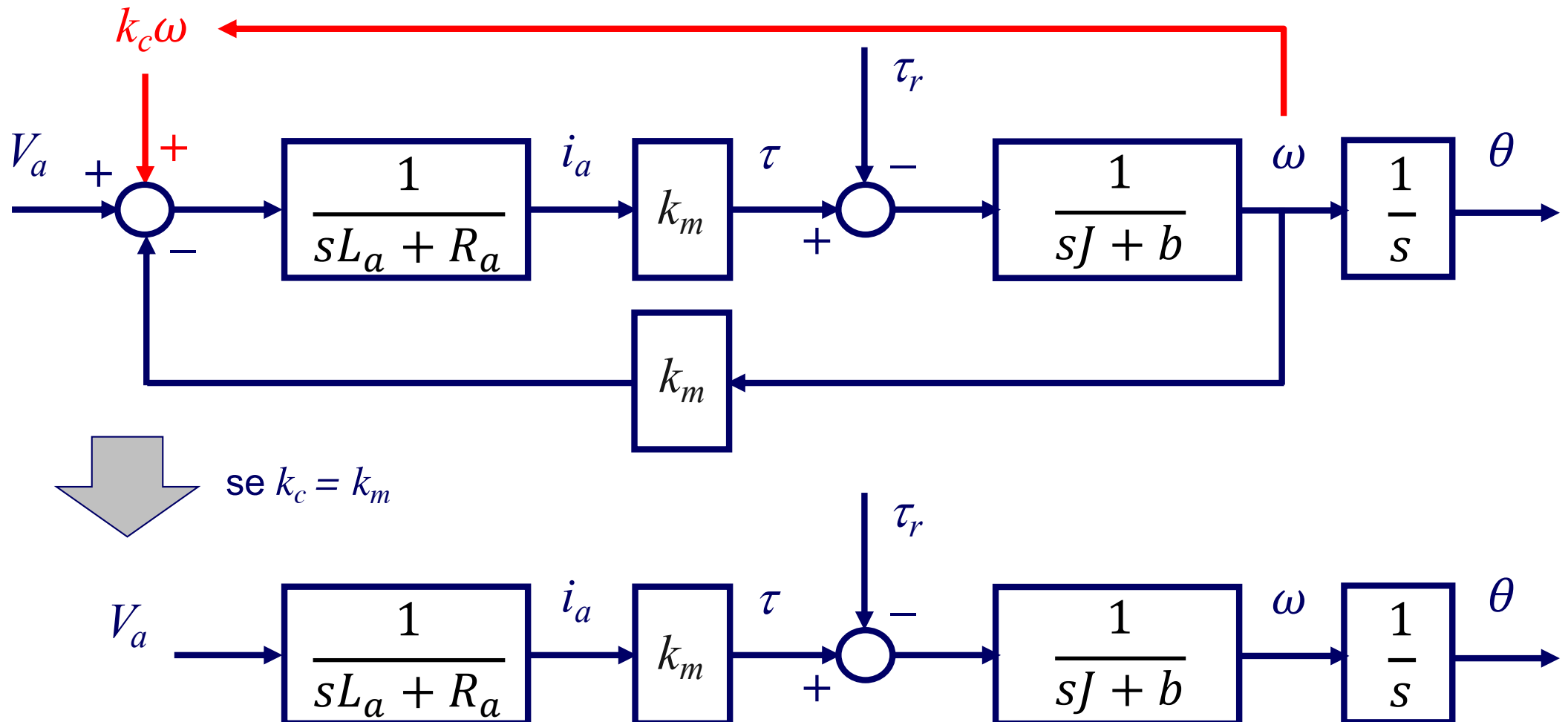
$$\Rightarrow \dot{\omega}_r(t) = \frac{1}{K_P} \left(J \ddot{\omega}_d(t) + (b + K_P) \dot{\omega}_d(t) + K_I (\omega_d(t) - \omega_r(t)) \right)$$

\oplus condizioni iniziali per la riproduzione esatta di $\omega_d(t)$
 $\omega(0) = \omega_d(0)$
 $\omega_r(0) = \omega_d(0)$
 $z(0) = \frac{1}{K_I} (J \dot{\omega}_d(0) + b \omega_d(0))$

Controllo del motore DC

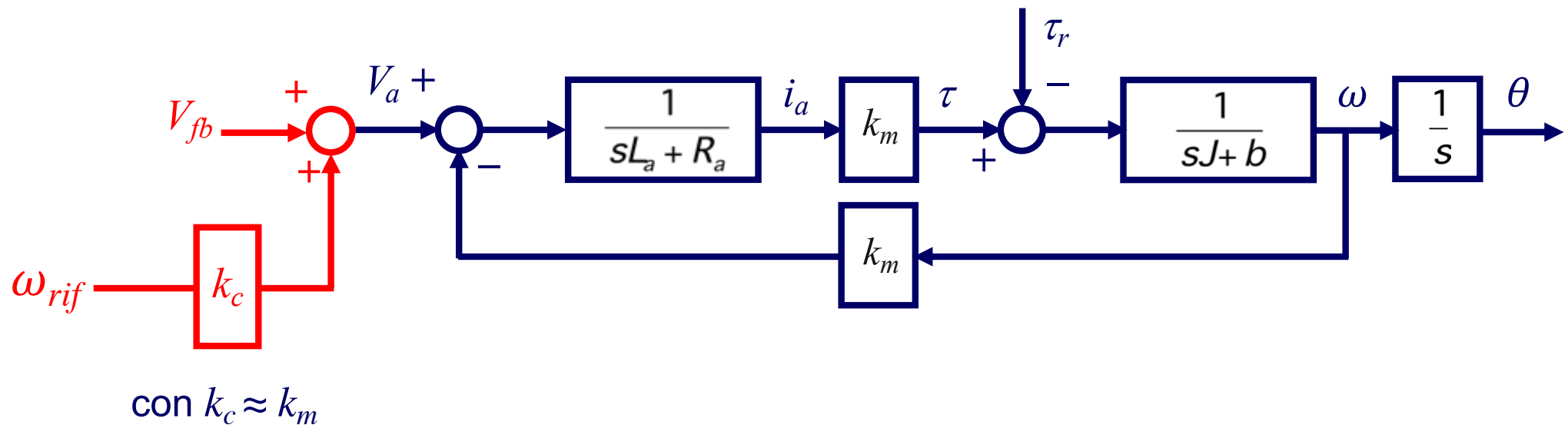
cancellazione via *feedback* della FCEM attuale

- ❑ la corrente risente anche del modello meccanico e del disturbo di coppia
- ❑ cancellazione con retroazione positiva (problemi di *instabilità* quando $k_c > k_m$)



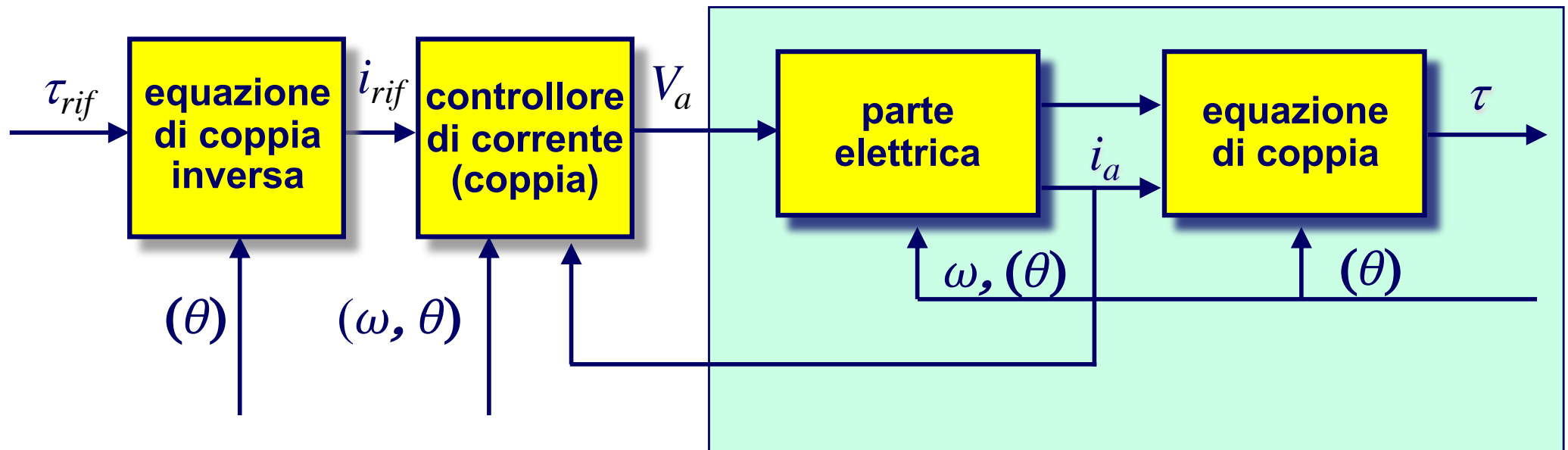
compensazione via *feedforward* della FCEM nominale

- azione in avanti per compensare, almeno in modo approssimato, il fenomeno



1° anello (più interno) di corrente (o di coppia)

- risente degli effetti dell'amplificatore
- risente direttamente della natura del motore
- usa la relazione coppia-corrente statica (non si ha una misura diretta di coppia)



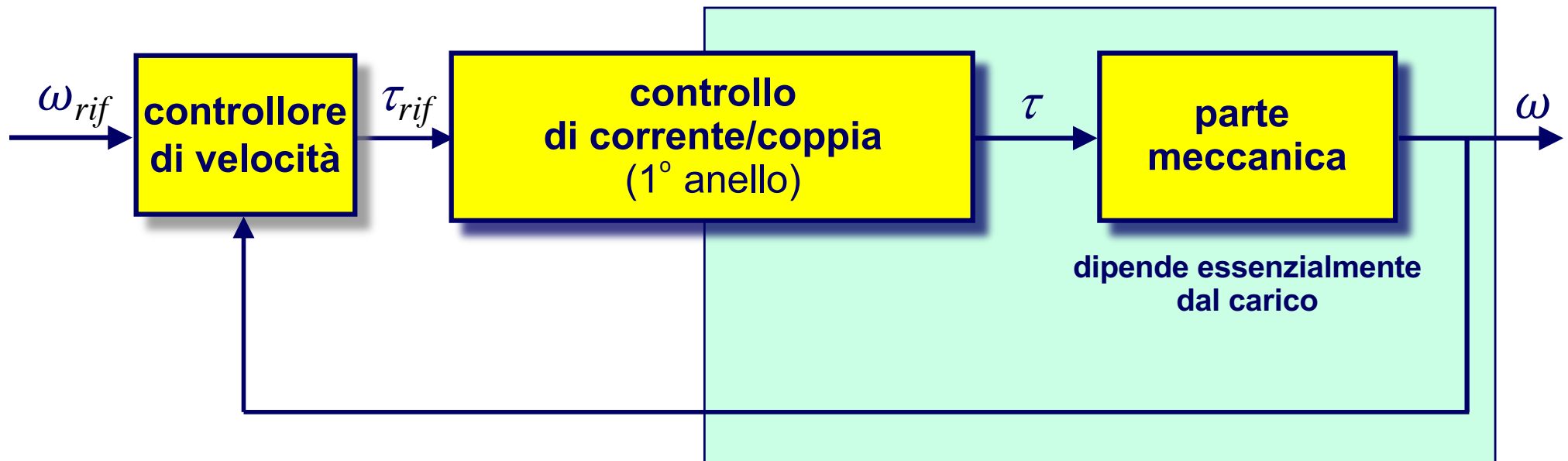
per un motore DC:

$$i_{rif} = \tau_{rif} / k_m$$

(le dipendenze tra parentesi sono a volte presenti in motori elettrici di natura diversa, ad es., AC brushless)

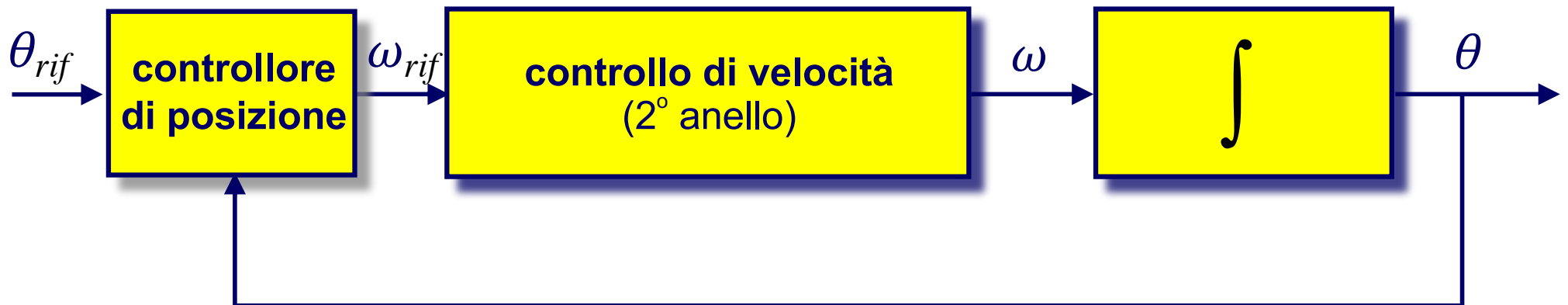
2° anello (intermedio) di velocità

- l'anello più interno è visto come un attuatore "ideale" (o quasi) di coppia
- risente indirettamente della natura del motore
- risente direttamente della natura meccanica del carico



3° anello (esterno) di posizione

- il secondo anello interno è visto come un attuatore “ideale” (o quasi) di velocità
 - risente indirettamente della natura elettrica del motore
 - risente indirettamente della natura meccanica del carico
- } schema di controllo puramente **cinematico**



- nel progetto effettivo
 - ➔ si parte dall'anello più esterno (assumendo gli anelli interni come ideali) e si procede verso quelli interni
 - ➔ l'uscita di comando di un anello esterno è l'ingresso di riferimento per l'anello immediatamente più interno

Che tipo di regolatori si usano **nei diversi loop** di controllo?

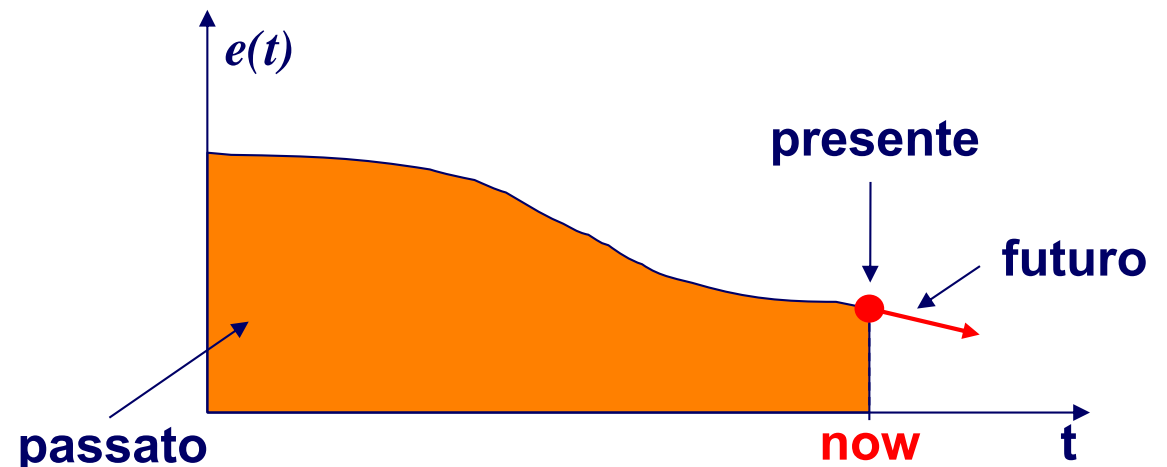
❑ caratteristiche desiderate

- ➔ basso costo
- ➔ standardizzazione
- ➔ semplicità della legge (algoritmi complessi non servono, le limitazioni maggiori sono imposte dalla tecnologia)
- ➔ semplicità di taratura dei parametri (tuning)

❑ soluzione più comune \Rightarrow regolatori PID

Quali informazioni sul segnale di errore $e(t)$ si introducono nell'azione di controllo?

- ❑ presente: $e(t)$
- ❑ passato: $\int e(t)dt$
- ❑ futuro: $de(t)/dt$



Regolatore Proporzionale-Integrale-Derivativo (PID)

- produce in generale tre azioni, ciascuna proporzionale a
 - ➔ errore istantaneo (azione P)
 - ➔ integrale del segnale di errore (azione I)
 - ➔ (stima) della derivata del segnale di errore (azione D)
- è ampiamente usato in automazione (**standard**)
 - ➔ semplice da tarare (solo tre parametri)
 - ➔ con procedure automatiche (che non usano in genere informazioni sul modello)
 - ➔ comportamento piuttosto robusto rispetto a incertezze
- è un sistema dinamico (se l'azione integrale è effettivamente presente)

$$e(t) = y_{rif}(t) - y(t)$$

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)$$

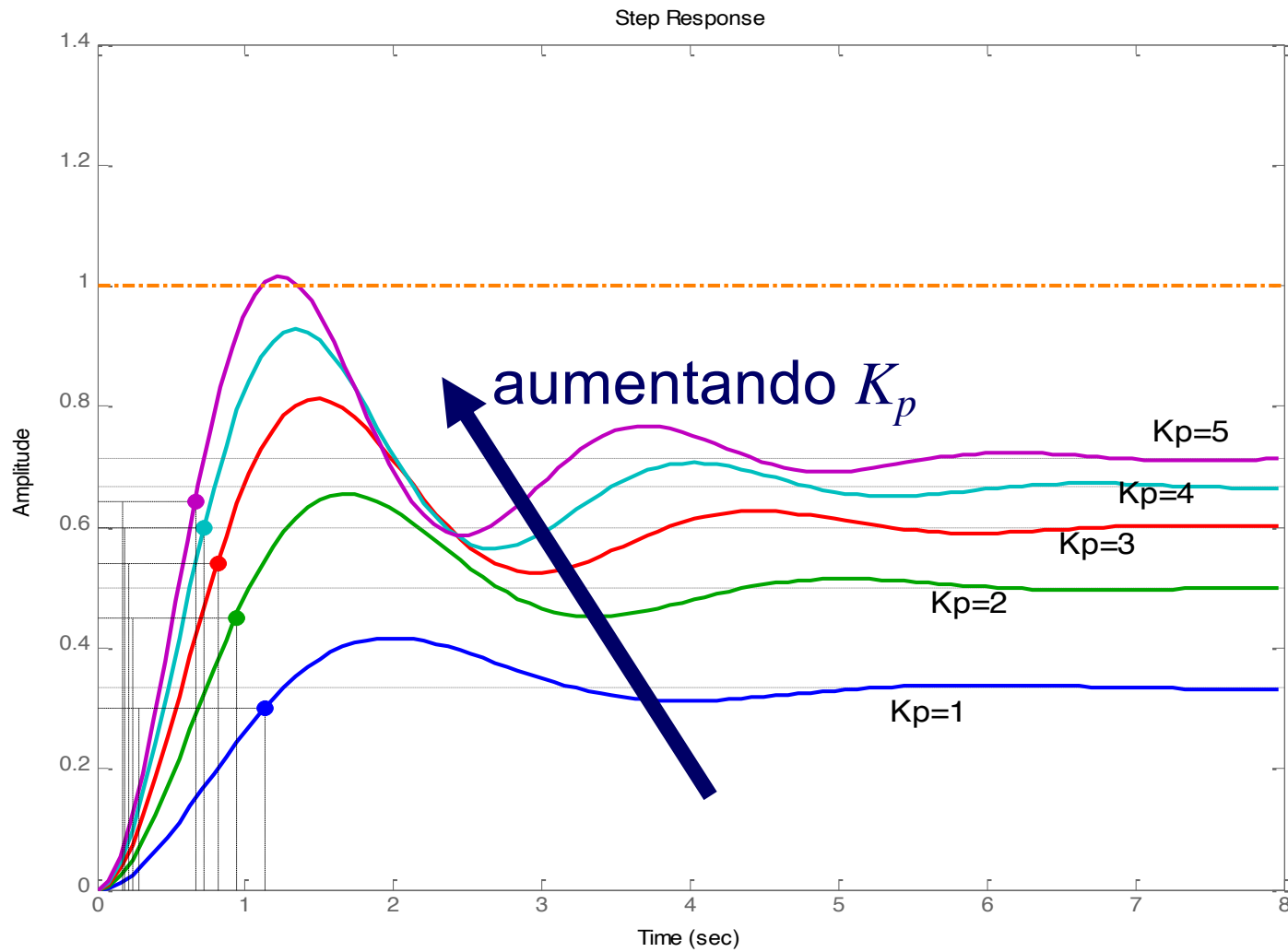
T_i = tempo di
integrazione
($K_i = K_p / T_i$)

T_d = tempo di
derivazione
($K_d = K_p T_d$)

Azione P

- ❑ accelera il comportamento transitorio del sistema
- ❑ **riduce** l'errore a regime
 - ➔ per avere errore a regime nullo, il guadagno K_p dovrebbe essere infinito (per avere un'azione non trascurabile anche in presenza di errore molto piccolo)
 - ➔ per questo motivo si introduce l'azione integrale...
 - ➔ ...a meno che il processo non abbia già un'azione integrale al suo interno (sistema di controllo di tipo 1) \Rightarrow errore a regime in risposta a un gradino è nullo per qualsiasi K_p
- ❑ svantaggio: tende a destabilizzare il sistema all'aumento del guadagno K_p

Azione P



Azione I

- azione diversa da zero anche quando $e(t) = 0$
- **annulla** l'errore a regime per riferimenti costanti
 - equivale ad un guadagno proporzionale infinito per segnali costanti (a frequenza nulla)
- svantaggio: tende a destabilizzare il sistema al diminuire del tempo di integrazione T_i

Azione PI

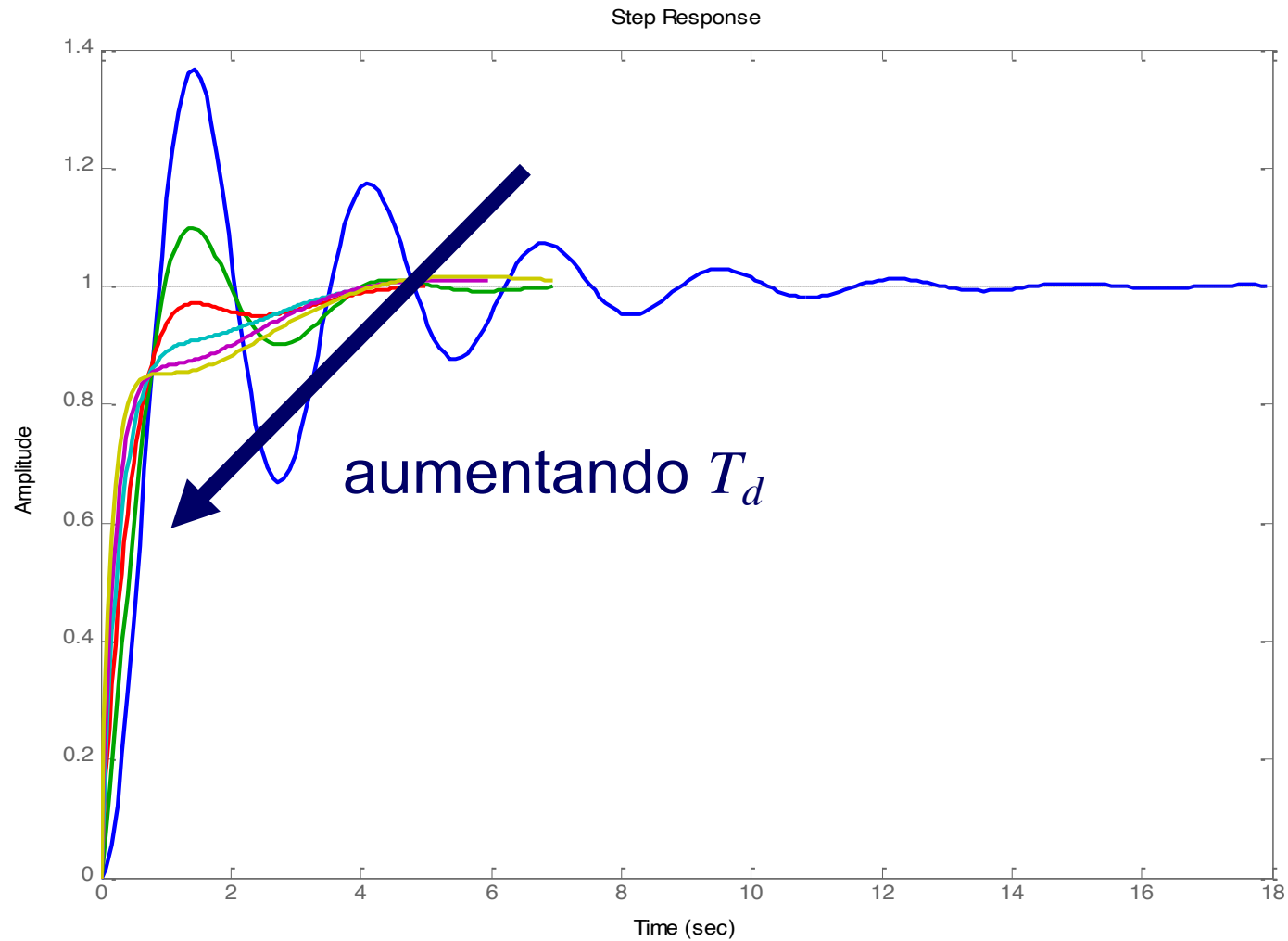
- \approx guadagno + polo in $s=0$ + rete anticipatrice opportuna

$$C(s) = \frac{K}{s} \frac{1+\tau_a s}{1+(\tau_a/m_a)s} \xrightarrow{m_a \gg \tau_a} C(s) = \frac{K}{s} (1 + \tau_a s) = (K\tau_a) + \frac{K}{s} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

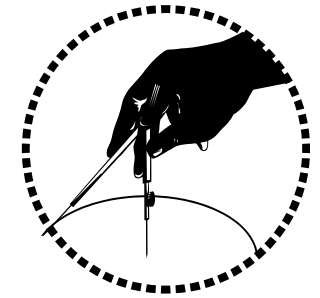
Azione D

- azione basata su stima dell'evoluzione futura del sistema
 - ➔ per motivi di causalità, si può solo “approssimare” la derivata del segnale di errore
- **anticipa** l'errore, evitando che l'uscita si allontani dal riferimento a causa della brusca variazione data dall'azione proporzionale
 - ➔ simile all'azione di una rete anticipatrice (zero/polo) nella sintesi in frequenza, con il polo molto in alta frequenza
- tende a stabilizzare il sistema
- svantaggio: rallenta la risposta del sistema

Azione D



regole di massima sulle singole azioni di controllo

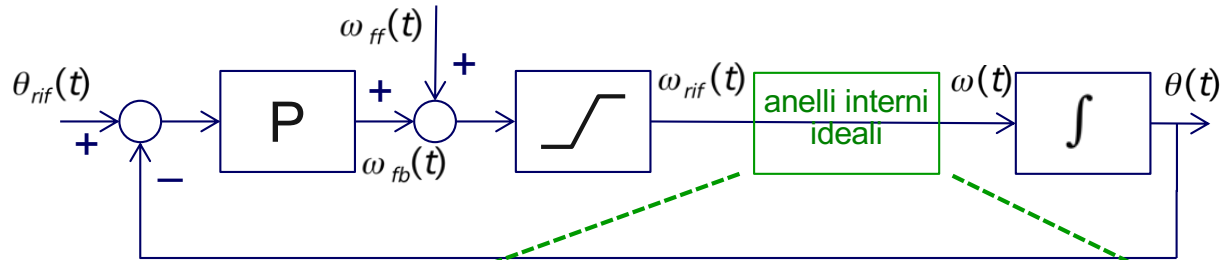


aumentando l'azione	prontezza di risposta	margin di stabilità	errore a regime
P $K_p \uparrow$	aumenta	diminuisce	diminuisce
I $T_i \downarrow$	diminuisce	diminuisce	nullo (se azione presente)
D $T_d \uparrow$	diminuisce	migliora (se azione presente)	ininfluente

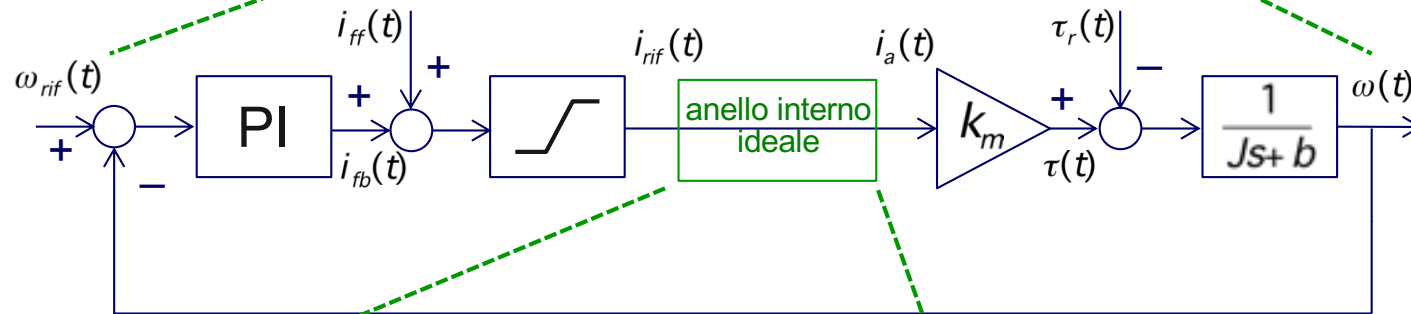
N.B. In seguito, si vedranno metodi empirici di 'auto-tuning'/sintonizzazione dei guadagni e possibili implementazioni digitali dei PID

Progetto dei singoli anelli per un motore DC

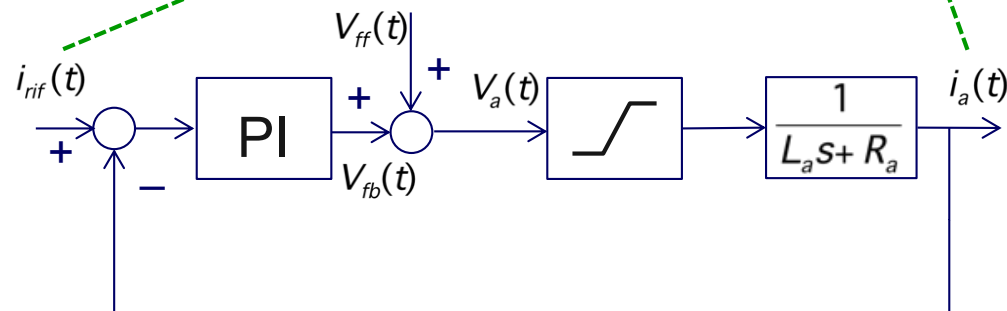
- nell'ipotesi di separazione dinamica, si procede a ritroso dall'anello più esterno: posizione \Rightarrow velocità \Rightarrow corrente



- \Rightarrow regolatore **P** di posizione
- \Rightarrow il processo è un integratore (sistema di tipo 1!)

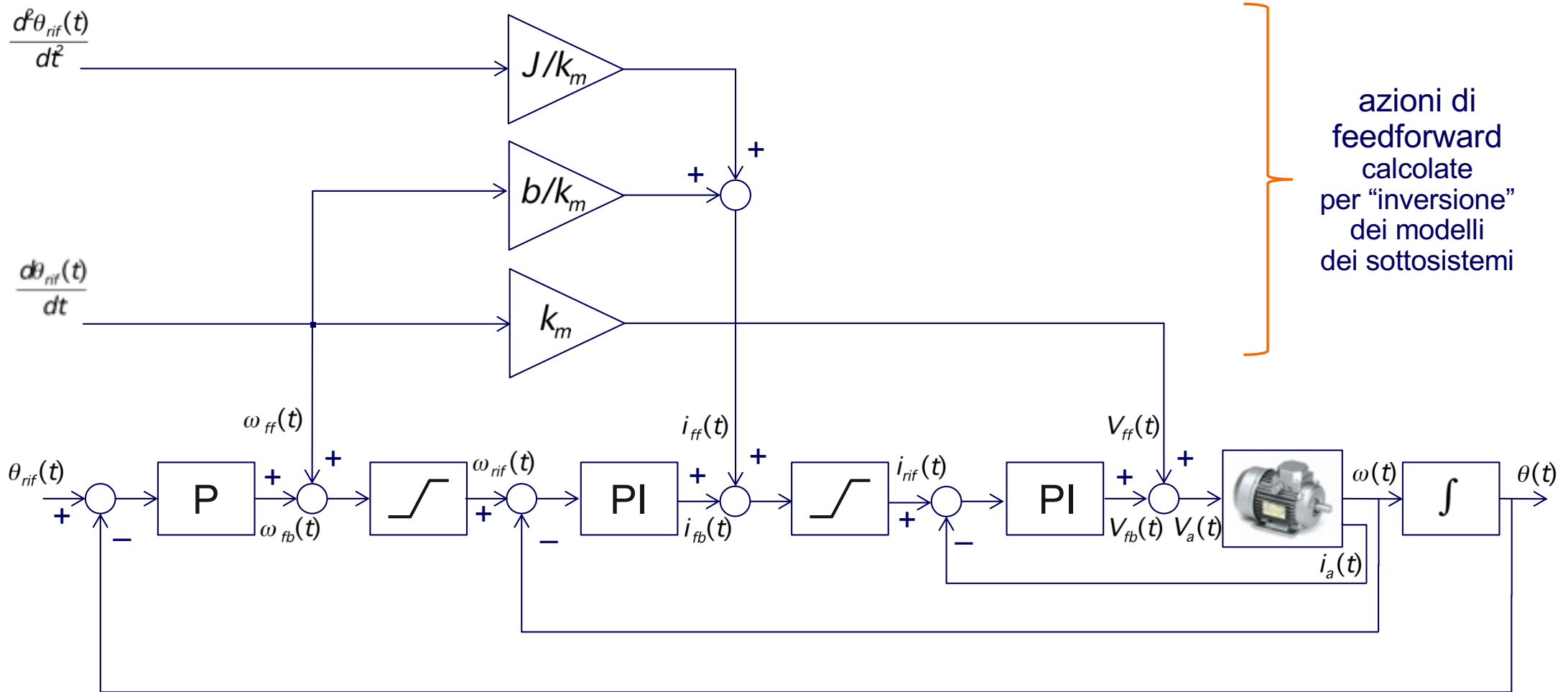


- \Rightarrow regolatore **PI** di velocità
- \Rightarrow azione integrale per reiezione del disturbo (di coppia)

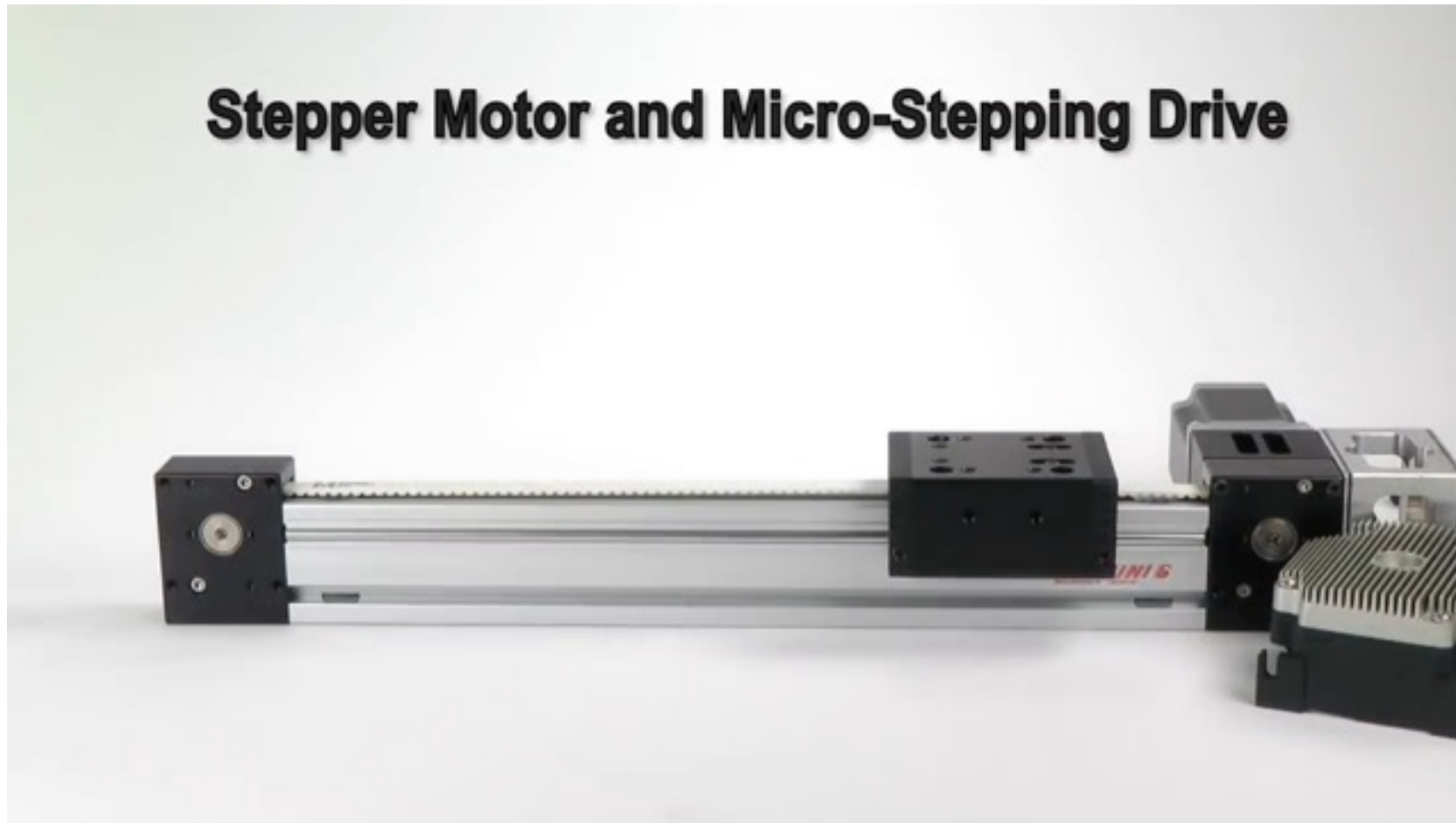


- \Rightarrow regolatore **PI** di corrente
- \Rightarrow azione integrale per robustezza a incertezze dei parametri elettrici

Schema di controllo finale di un motore DC



- ❑ **anelli di feedback:** PI su corrente; PI su velocità; P su posizione
- ❑ **compensazioni (feedforward):** per inseguimento di traiettoria e rimozione FCEM



video
(+ audio!)

Prestazioni di un motore passo-passo e di un motore DC di taglia analoga

- a bassa, media e alta velocità v
- se si comanda $v > 105\% v_{\max}$, lo stepper motor “perde il passo” e si blocca ...
- il motore DC mantiene un buon comportamento anche per $v = 120\% v_{\max}$

Sincronizzazione dei moti

- se abbiamo più assi (arbitrariamente complessi) da muovere in modo coordinato, utilizziamo un solo attuatore o più attuatori?

video



video



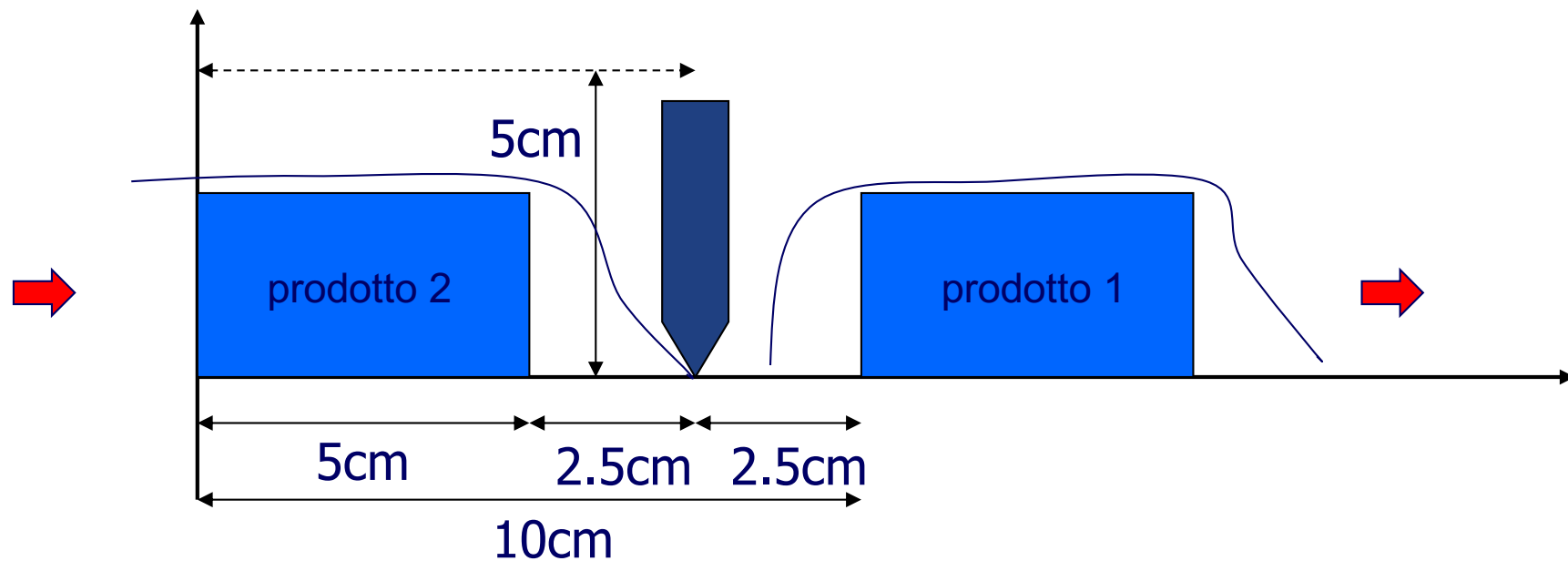
Automi della Maison Roulet-Decamps, costruiti nel XIX-XX secolo
Musée de l'Automate, Soulliac sur Dordogne, France
<http://www.musee-automate.fr>

(ogni automa ha un solo motore ... e trasmissioni a camme o elastiche)

Sincronizzazione dei moti

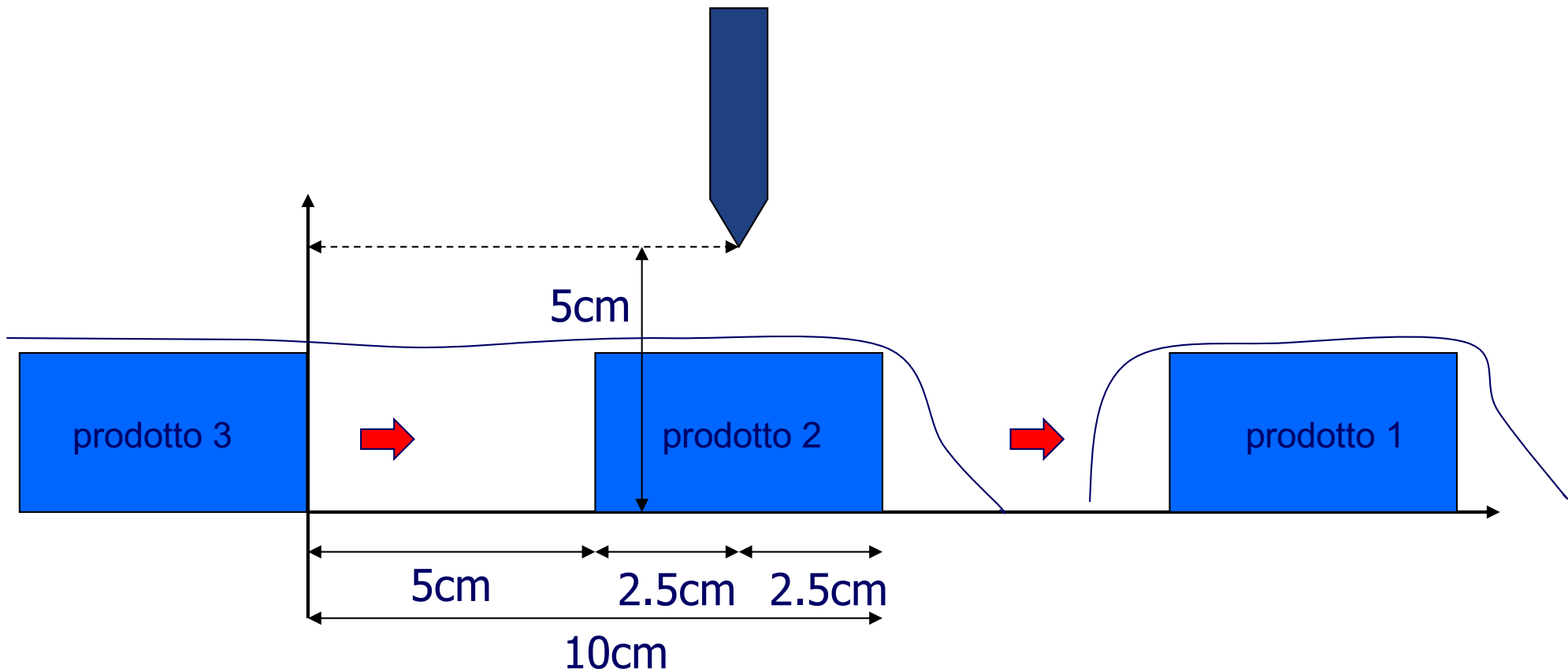
- se abbiamo più assi da muovere in modo coordinato, utilizziamo un solo attuatore o più attuatori?

problema di movimentazione sincronizzata:
taglierina di pellicola per avvolgere prodotti su nastro trasportatore



Sincronizzazione dei moti

problema di movimentazione sincronizzata:
taglierina di pellicola per avvolgere prodotti su nastro trasportatore

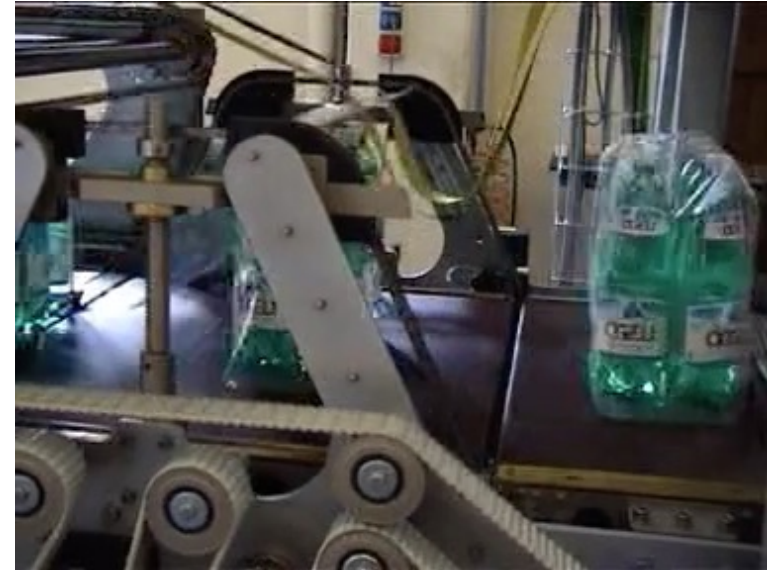


Sincronizzazione dei moti

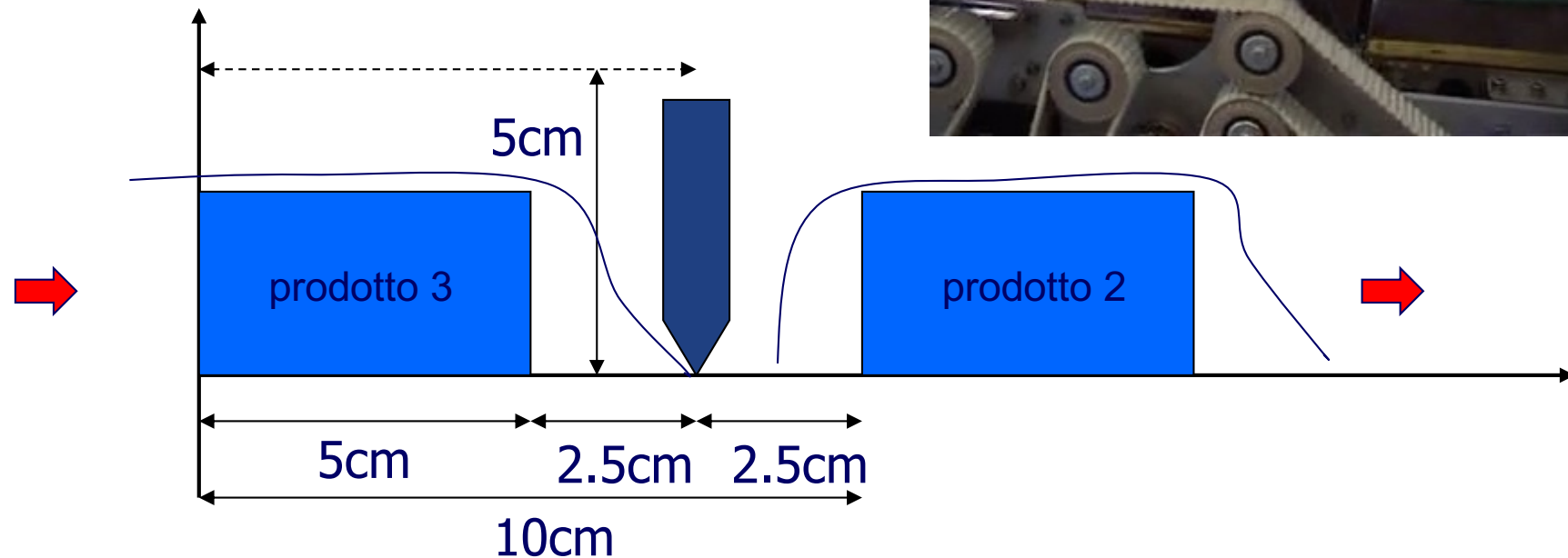
problema di movimentazione sincronizzata:
taglierina di pellicola per avvolgere prodotti su nastro trasportatore



esempio di prodotto:
pacco di 6 bottiglie
di acqua minerale
"imballate" in plastica



video

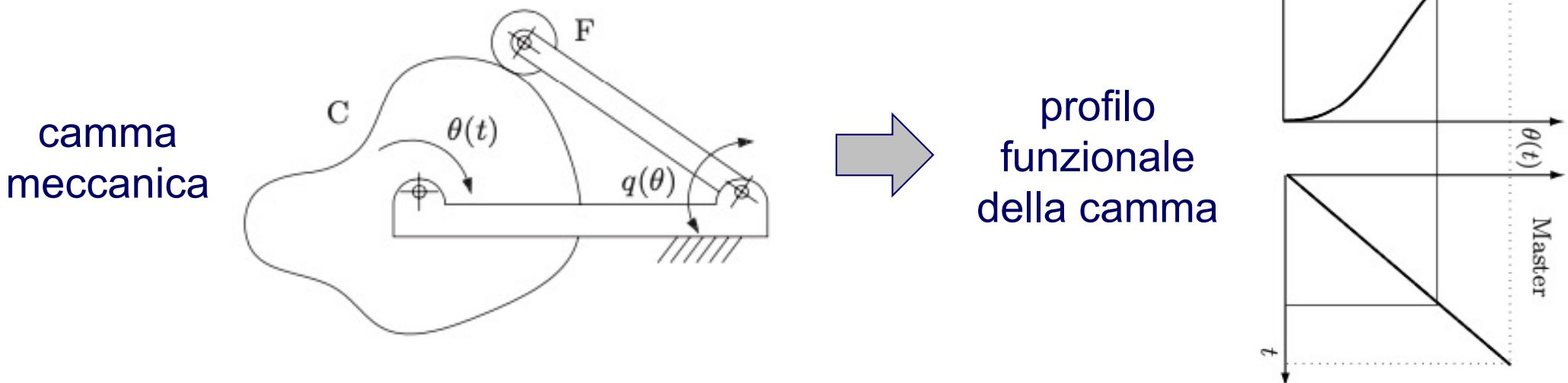


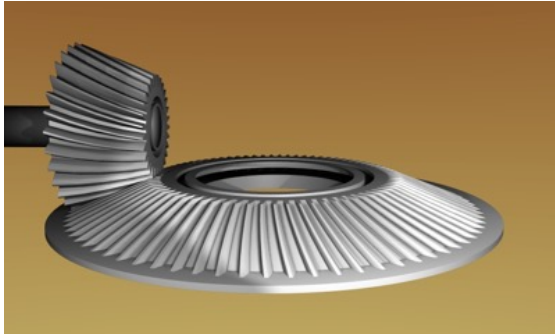
Sincronizzazione dei moti

Obiettivo: coordinare il movimento delle diverse parti meccaniche in un sistema mecatronico (dalla meccanica, all'elettronica, all'automatica...)

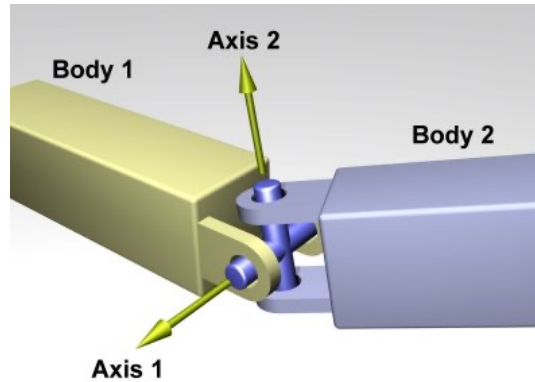
Inizialmente la distribuzione del moto era demandata a una serie di dispositivi meccanici (**camme** e **catene cinematiche**) azionati da un'unica sorgente di moto (motore elettrico a **velocità costante**)

- ❑ soluzione robusta e affidabile, ma estremamente rigida
 - ➔ cambio formato = cambio parti meccaniche
- ❑ macchine automatiche **mono-attuatore**





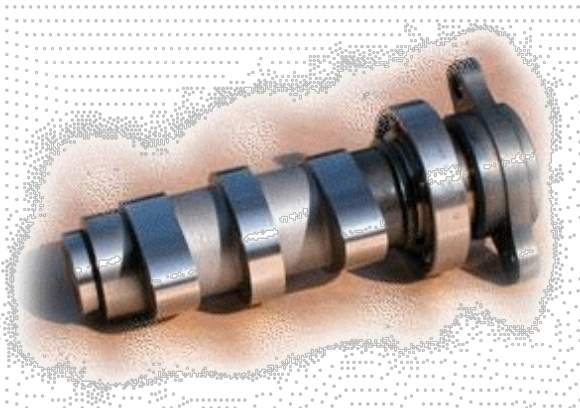
ruotismi



giunti



manovellismi



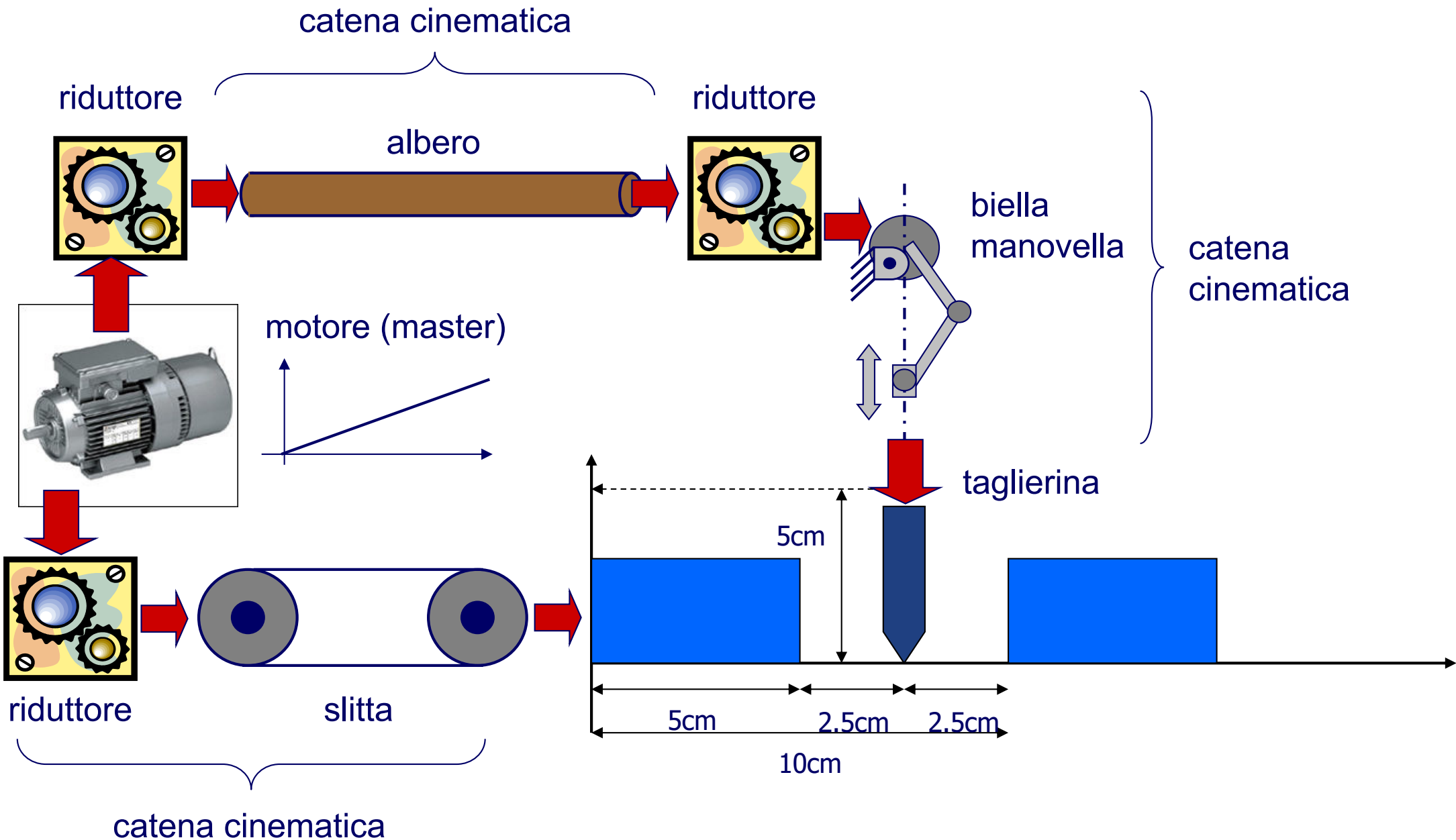
camme



cinghie/pulegge



cremagliere

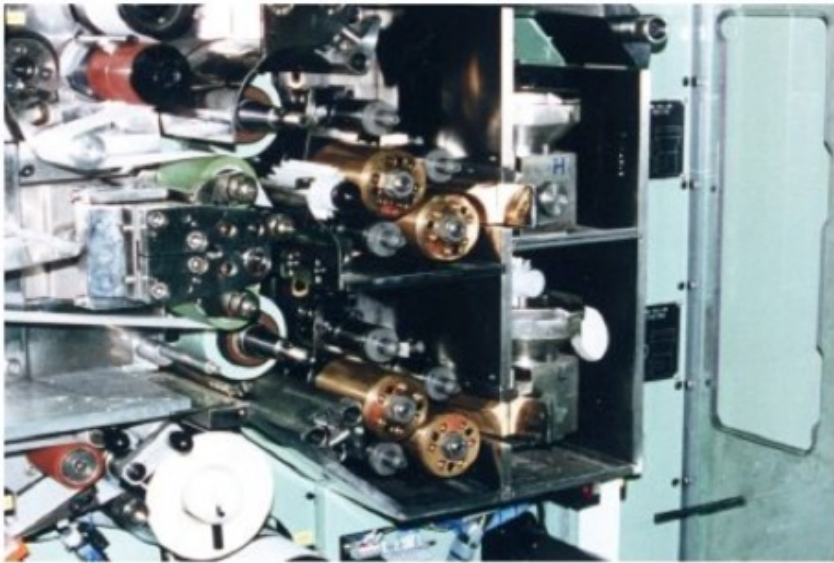


Sincronizzazione dei moti

Dalla metà degli anni 1980 si è adottata una soluzione basata sul controllo elettronico del moto mediante retroazione

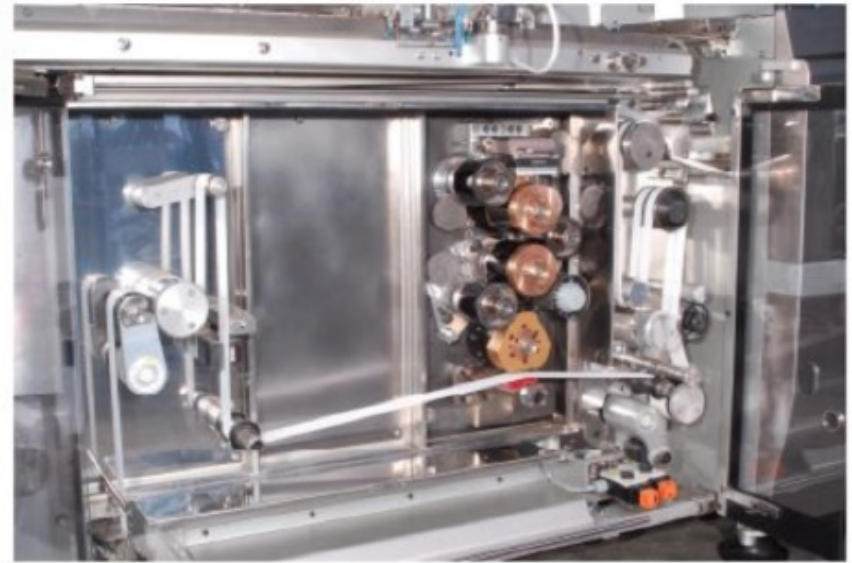
asservire assi elettrici a riferimenti di posizione impostati via software

- ❑ asse principale (master) a cui sono sincronizzati **uno** o **più** assi secondari (slave) con profili di moto gestiti via software
- ❑ sincronizzazione basata sul concetto di “camma elettronica”
- ❑ macchine automatiche **pluri-attuatore** (integrate)



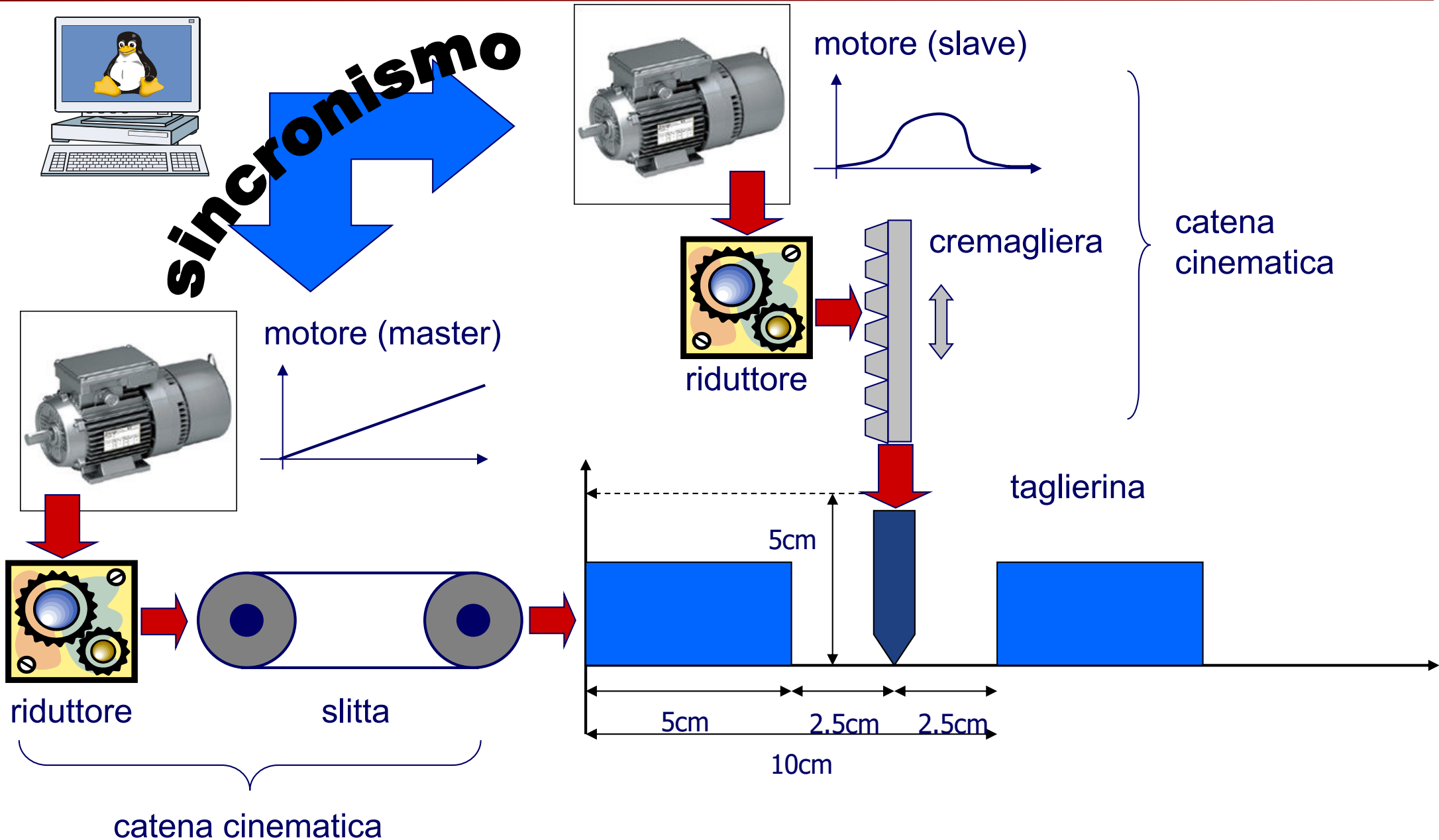
ieri

G.D



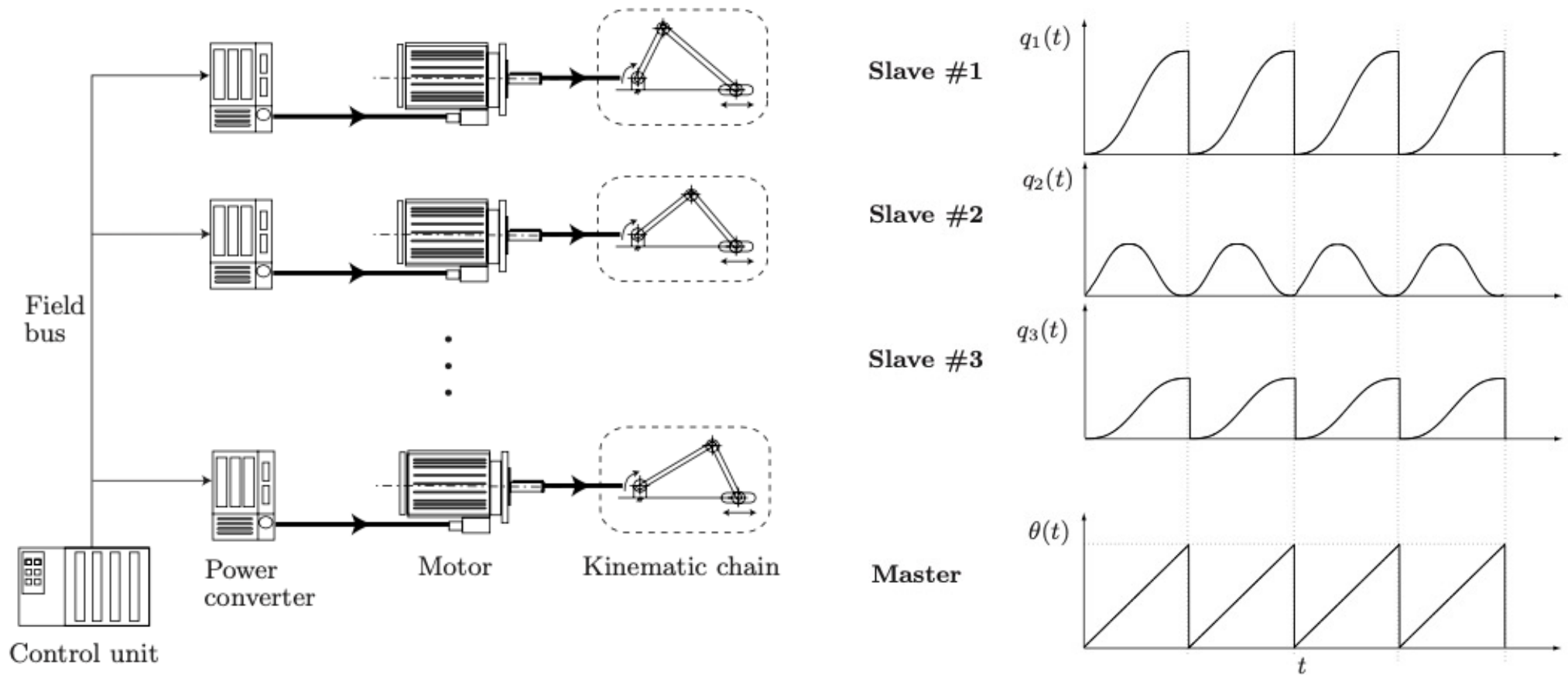
oggi

Sincronizzazione dei moti



Sincronizzazione multi-asse

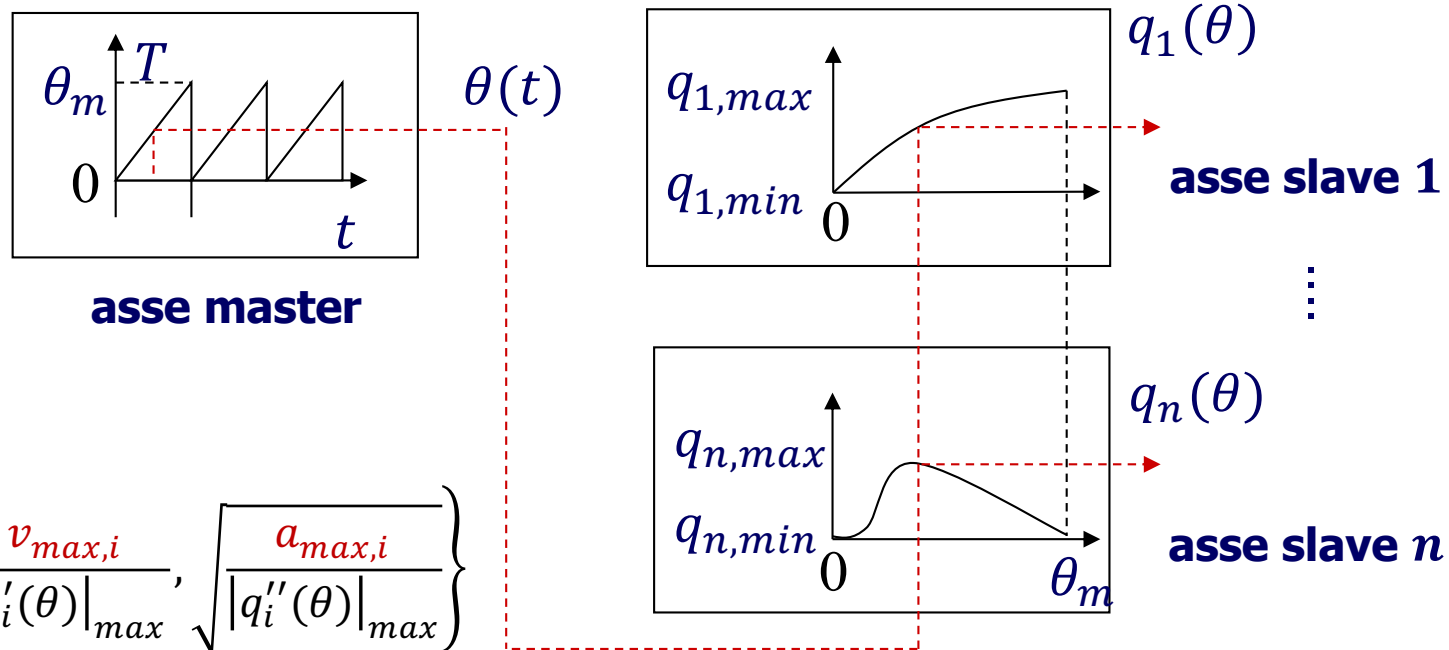
- sincronizzazione eseguita completamente a livello software
- tipicamente, con un profilo di moto $\theta(t)$ di un attuatore **master** (reale o virtuale) e profili dei motori **slave** definiti in modo parametrico: $q_i(t) = q_i(\theta(t))$, $i = 1, \dots, n$



Sincronizzazione multi-asse

□ sincronizzazione master-slave

- asse motore master si muove spesso a **velocità costante** v_m
- profili di moto degli assi dei motori slave **parametrizzati** sul profilo di moto master
- problema di inseguimento della traiettoria per un motore elettrico



massima velocità del master ...

$$v_m = \min_{i=1, \dots, n} \left\{ \frac{v_{max,i}}{|q'_i(\theta)|_{max}}, \sqrt{\frac{a_{max,i}}{|q''_i(\theta)|_{max}}} \right\}$$

... se in presenza di vincoli di velocità massima $|\dot{q}_i(t)| \leq v_{max,i}$
e accelerazione massima $|\ddot{q}_i(t)| \leq a_{max,i}$ sugli assi slave

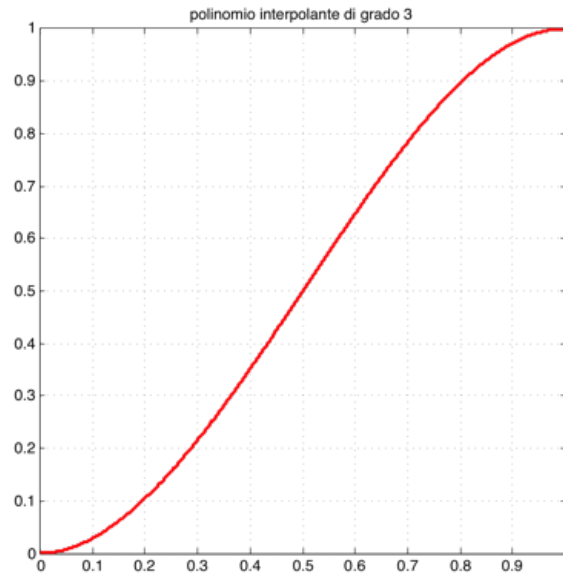
- ❑ leggi orarie $\theta = \theta(t)$ (rispetto al tempo, per il **master**)
- ❑ leggi parametriche $q = f(\theta)$ (rispetto al parametro, per gli **slave**)
- ❑ trattazione **comune**
 - ➔ leggi polinomiali: $q = f(\theta) = a_0 + a_1\theta + a_2\theta^2 + \dots + a_n\theta^n$
 - ➔ doppia normalizzazione
$$\theta \in [\theta_i, \theta_f] \Rightarrow \theta_N = \frac{\theta - \theta_i}{\theta_f - \theta_i} \in [0,1] \quad q \in [q_i, q_f] \Rightarrow q_N = q_i + (q_f - q_i) f_N(\theta_N)$$
$$\Rightarrow f_N(0) = 0, f_N(1) = 1$$
 - ➔ condizioni (sulle derivate) al contorno (valori iniziali e finali)
 - casi notevoli: cubica, quintica (con derivate nulle), cicloidale, ...
 - ➔ leggi trapezoidali: combinazione di tratti a derivata costante
 - casi notevoli: trapezio in “velocità”, in “accelerazione” (a doppia esse)
 - ➔ spline (polinomi cubici a tratti) per interpolazione di n punti
 - ➔ analisi “spettrale” in frequenza (continuità \Leftrightarrow vibrazioni)

- profili binormalizzati di una cubica e una quintica (con derivate nulle al contorno)

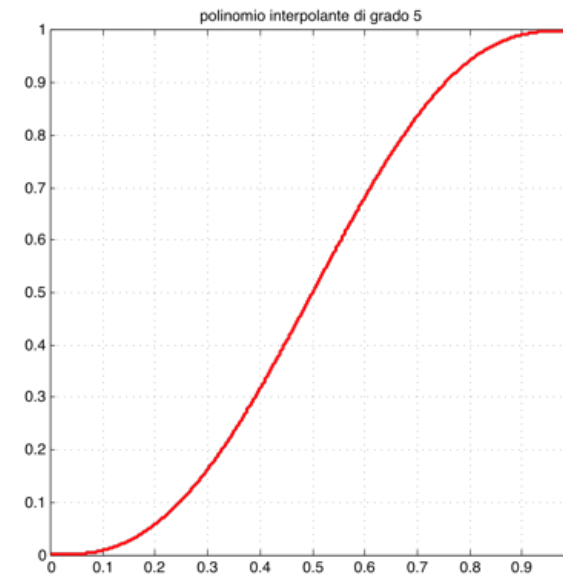
$$f_N(\theta_N) = 3\theta_N^2 - 2\theta_N^3$$

$$f_N(\theta_N) = 10\theta_N^3 - 15\theta_N^4 + 6\theta_N^5$$

posizione



posizione



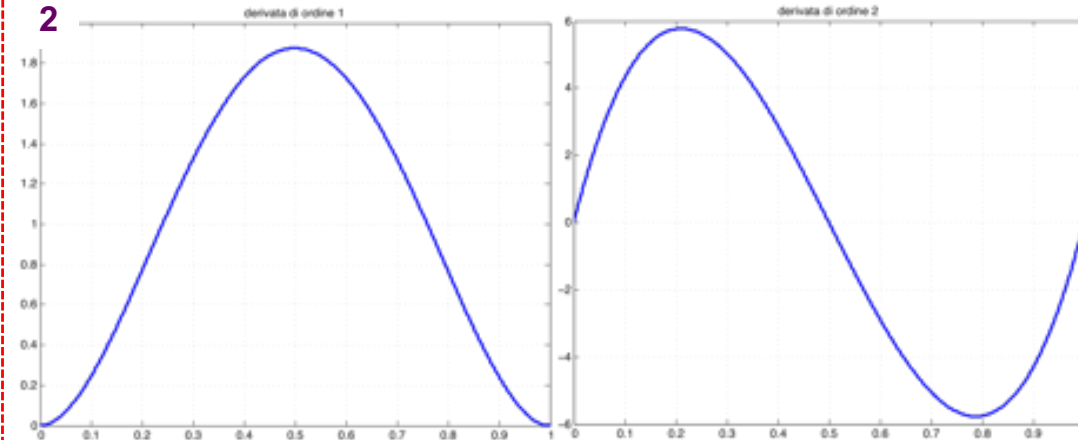
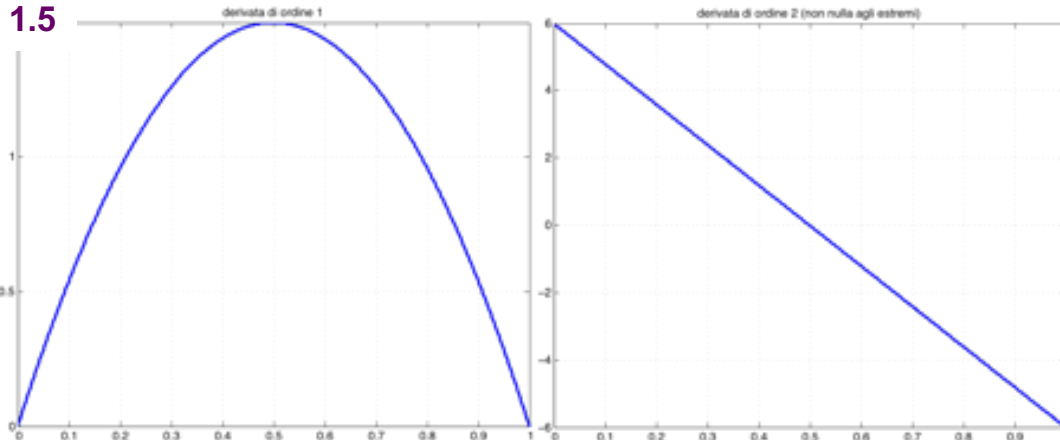
se le derivate fossero
rispetto al tempo...

“velocità”

“accelerazione”

“velocità”

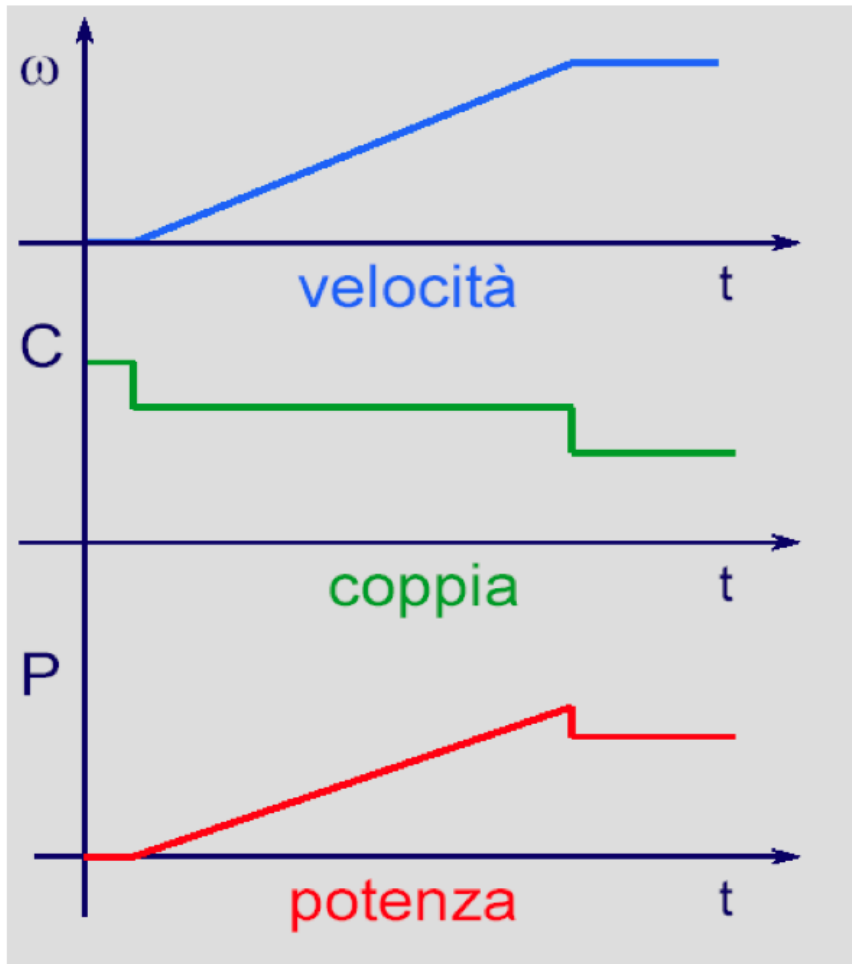
“accelerazione”



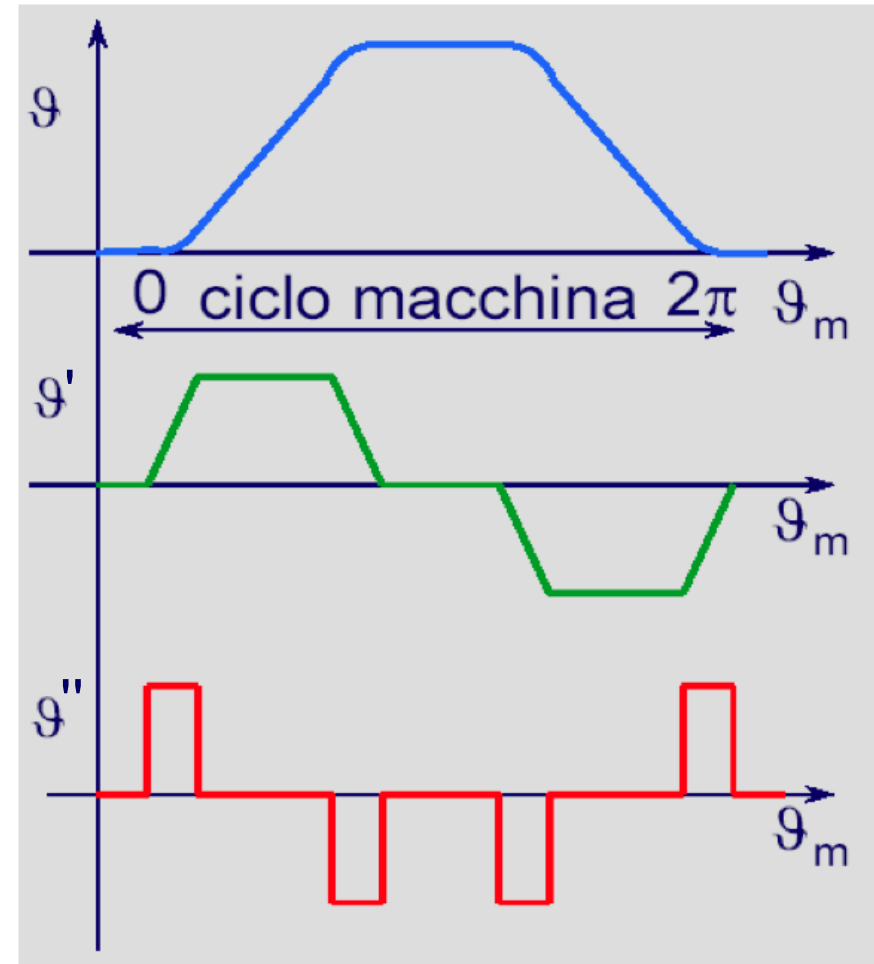
Profili per moti uniformi o ciclici

□ moto **uniforme**, ad es. rampa di velocità da fermo \Rightarrow a velocità costante di regime

□ moto **ciclico**, ad es. profilo “a doppia esse” (ritorna alla posizione iniziale)



legge oraria (**nel tempo**)



legge parametrica (**nello spazio**)

Cambio di sincronizzazione

- effetto di cambi di velocità $\dot{\theta}(t) = v_m$ del **master** (**costante** sui cicli) sul moto di due **slave**

- due cicli **lenti** con $v_m = 360^\circ/\text{s}$ + due cicli **veloci** con $v_m = 720^\circ/\text{s}$ (al **doppio** della velocità)

- slave a profilo cicloidale [—] $\theta_N = \frac{\theta}{360^\circ} \in [0,1]$

$$q_N(\theta_N) = 360^\circ \left(\theta_N - \frac{1}{2\pi} \sin 2\pi\theta_N \right)$$

- slave a doppio profilo polinomiale quintico [— —]

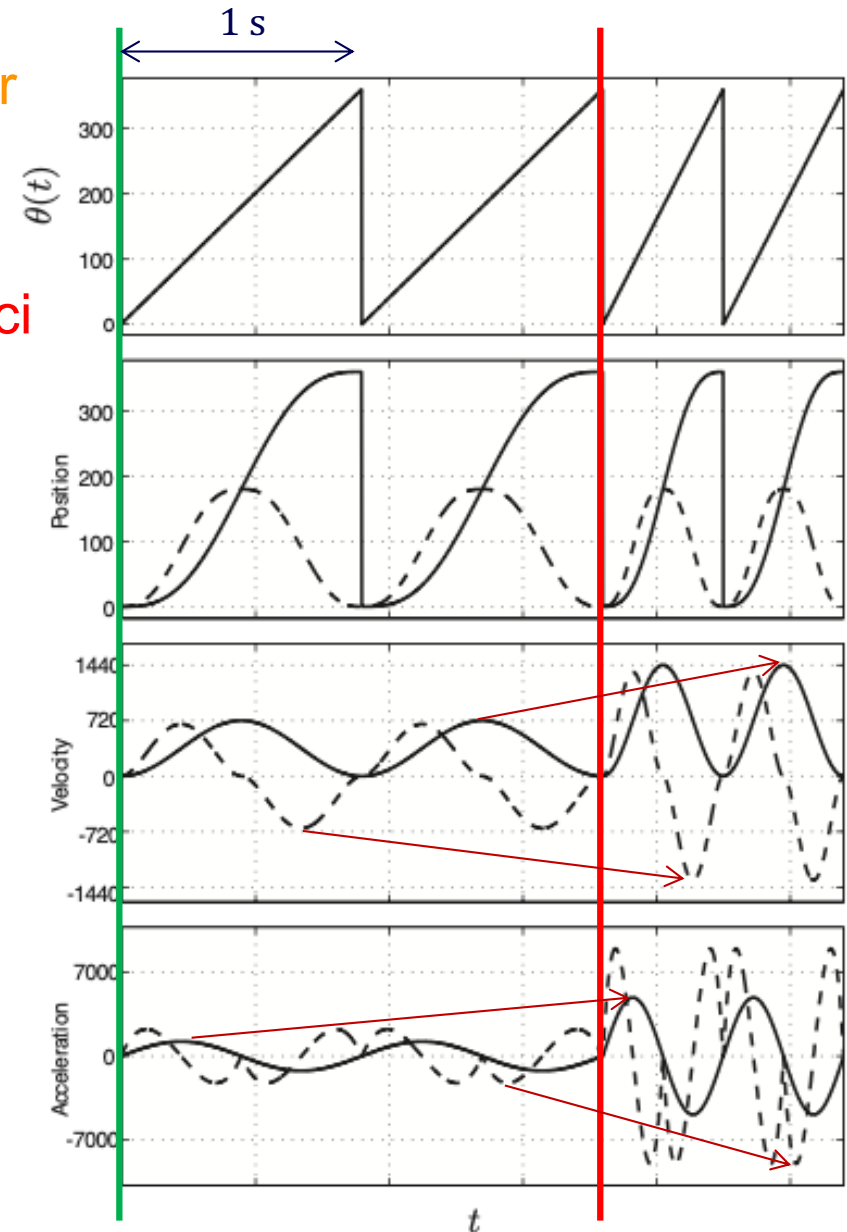
$$q_{N1}(\theta_{N1}) = 180^\circ (10\theta_{N1}^3 - 15\theta_{N1}^4 + 6\theta_{N1}^5)$$

$$q_{N2}(\theta_{N2}) = 180^\circ - 180^\circ (10\theta_{N2}^3 - 15\theta_{N2}^4 + 6\theta_{N2}^5)$$

$$\theta_{N1} = \frac{\theta}{180^\circ} \in [0,1] \quad \theta_{N2} = \frac{\theta - 180^\circ}{180^\circ} \in [0,1]$$

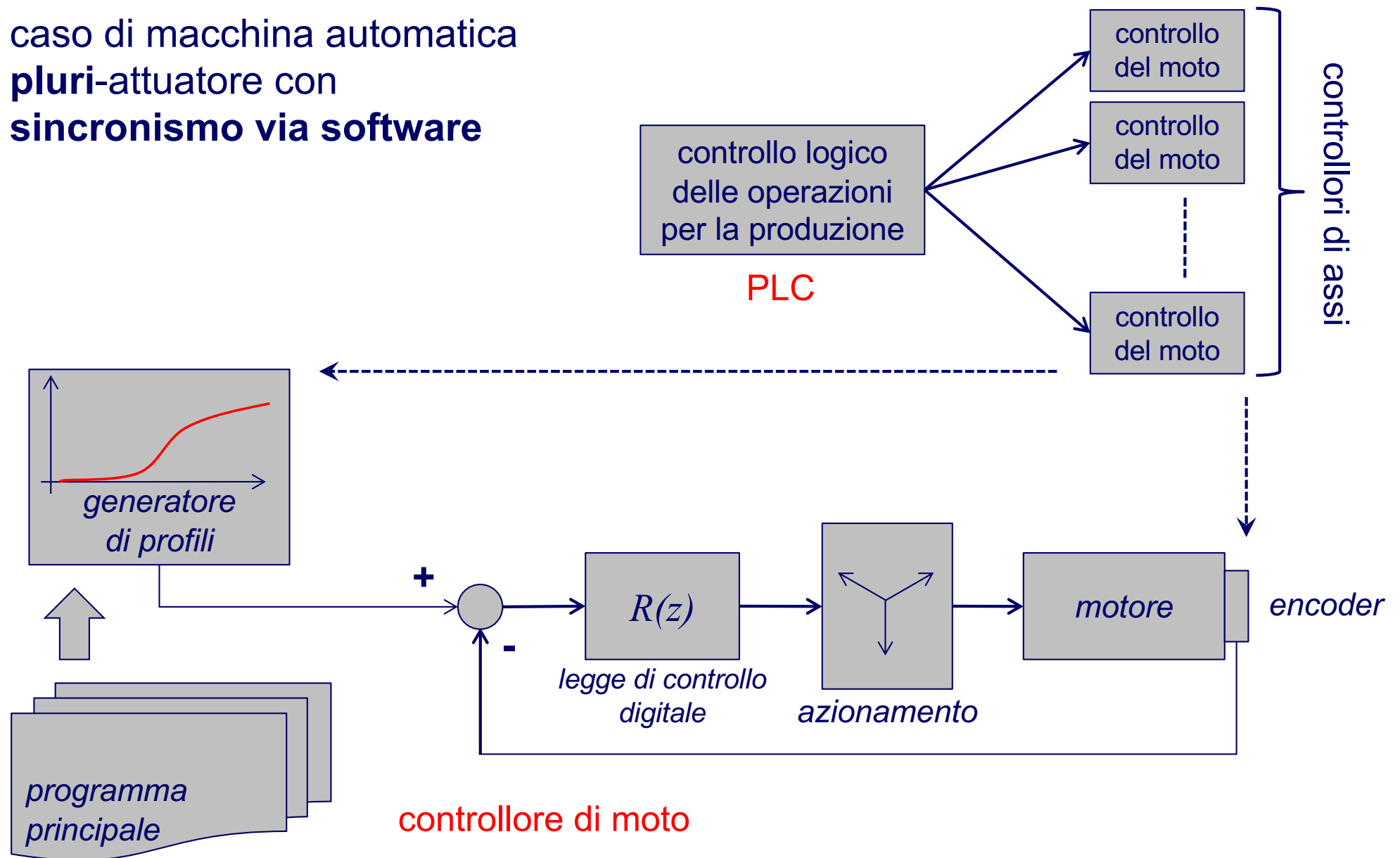
- ... sugli **slave**: velocità $\times 2$, accelerazione $\times 4$

Master



Controllo assi di una macchina automatica

- caso di macchina automatica **pluri-attuatore con sincronismo via software**



Azionamenti e controllori del moto

Principali produttori (in ordine alfabetico)

❑ www.beckhoff.com

BECKHOFF



❑ www.br-automation.com (ABB)

❑ www.controltechniques.com (Nidec)

**CONTROL
TECHNIQUES**

❑ www.rockwellautomation.com (Allen-Bradley)

**Rockwell
Automation**

❑ www.schneider-electric.com

**Schneider
Electric**

❑ www.automation.siemens.com

SIEMENS
Ingenuity for life

Sezioni 5.1-5.5.1



TITOLO

**Sistemi di automazione industriale
Architetture e controllo**

AUTORI

Claudio Bonivento
Luca Gentili
Andrea Paoli

EDITORE

McGraw-Hill

**... sincronizzazione
dei moti**

AUTORI

Luigi Biagiotti
Claudio Melchiorri

EDITORE

Springer

