



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI TRIESTE



Dipartimento di
Ingegneria
e Architettura

AZIONAMENTI ELETTRICI

a.a. 2026/2027 – 9 CFU

Matteo Olivo, PhD – *matteo.olivo@units.it*

CONTROLLI SCALARI DELLA MACCHINA ASINCRONA

CONTROLLO DI VELOCITA' del MOTORE ASINCRONO

Ci sono vari modi per variare la velocità di un motore asincrono: alcuni più efficienti e versatili di altri.

Si possono suddividere in due categorie a seconda che l'azione di controllo venga svolta agendo sullo statore o sul rotore.

Controllo da statore

All'interno di questa categoria ci sono due modalità: *controllo della tensione* e *controllo della frequenza*.

Il controllo della frequenza, a cui è sempre associato anche il controllo dell'ampiezza della tensione o della corrente, è il metodo oggi più diffuso ed usuale per cui verrà trattato successivamente in maniera approfondita.

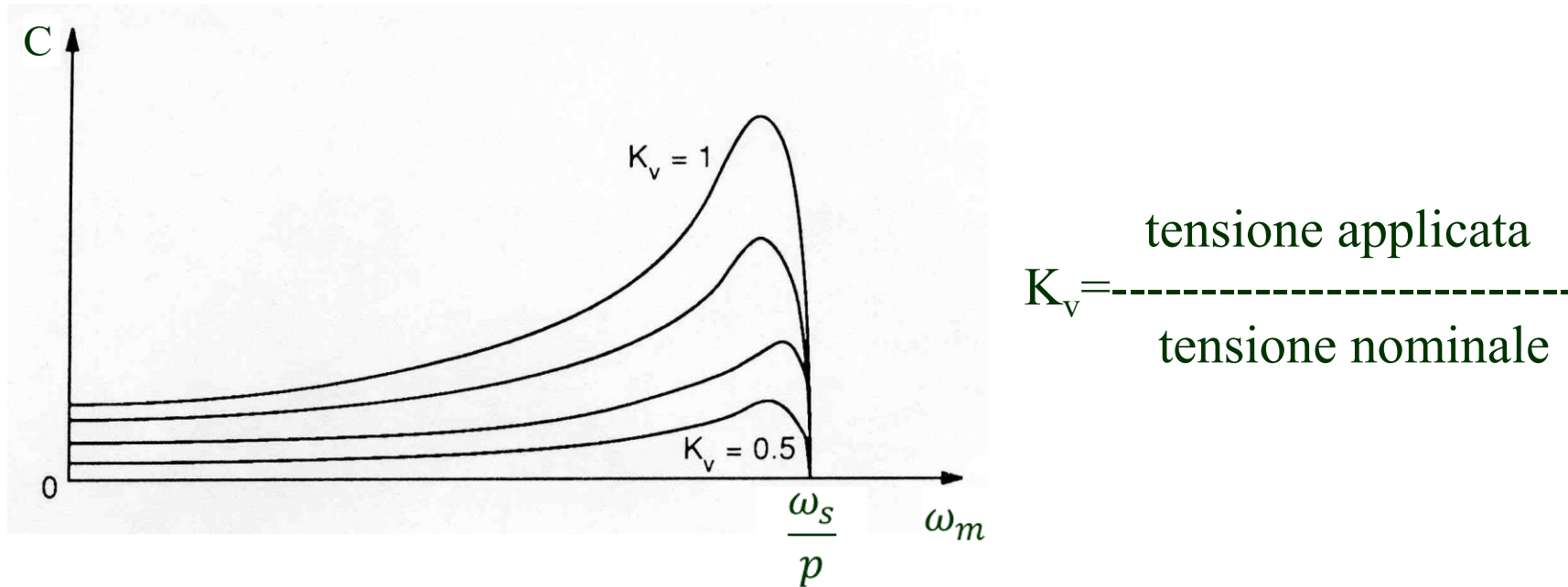
CONTROLLO della TENSIONE di STATORE

Questa tecnica implica la variazione dell'ampiezza della tensione applicata agli avvolgimenti di statore mantenendo costante la frequenza.

Dalle relazioni notevoli si osserva che la pulsazione di scorrimento corrispondente alla coppia massima dipende dalla frequenza di alimentazione ω_s ma non dall'ampiezza della tensione.

Mentre il valore della coppia massima dipende dal quadrato dell'ampiezza della tensione di statore e da ω_s . Per cui variando l'ampiezza della tensione di statore si ha una diminuzione del picco di coppia il quale è posizionato sempre in corrispondenza alla stesso valore di pulsazione di scorrimento.

CONTROLLO della TENSIONE di STATORE

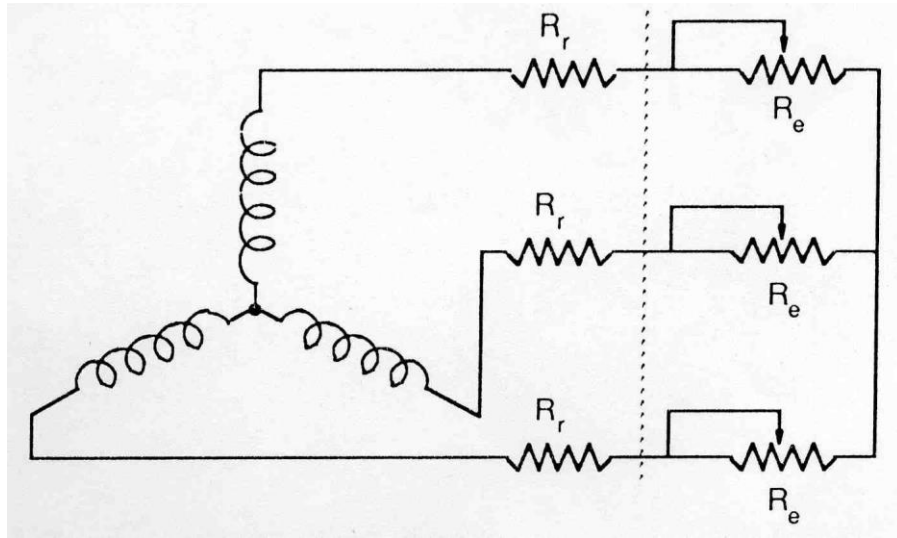


Dal grafico si osserva che al diminuire dell'ampiezza della tensione applicata aumenta la pendenza del tratto stabile della caratteristica (cioè aumenta lo scorrimento del punto di funzionamento) di coppia del motore per cui si ha una piccola variazione della velocità meccanica.

Questo metodo ammette un campo di variazione della velocità molto limitato. Inoltre non è un metodo molto efficiente (si veda l'espressione del rendimento in funzione dello scorrimento).

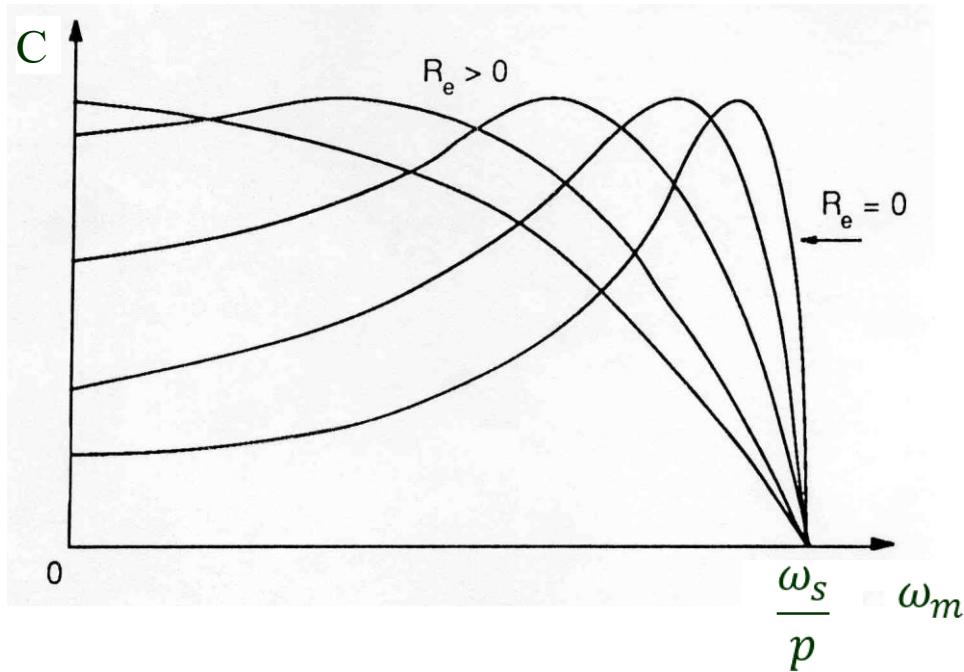
CONTROLLO dal ROTORE

Si basano sullo schema seguente



L'inserimento di una resistenza ausiliaria variabile, in serie con l'avvolgimento di rotore permette di aumentare la resistenza di rotore stessa. Questo diminuisce la costante di tempo di rotore τ_r . Dalle relazioni notevoli si osserva che così aumenta la pulsazione di scorrimento ω_{sce} corrispondente al picco di coppia, mentre il valore della coppia massima rimane inalterato. L'effetto è di diminuire la pendenza del tratto stabile della caratteristica di coppia (in maniera molto più marcata rispetto a quello ottenuto con la variazione dell'ampiezza della tensione di alimentazione).

CONTROLLO dal ROTORE



Dal grafico si osserva che all'aumentare di R_e la caratteristica di coppia si piega a sinistra per cui riesce ad ottenere una variazione della velocità meccanica.

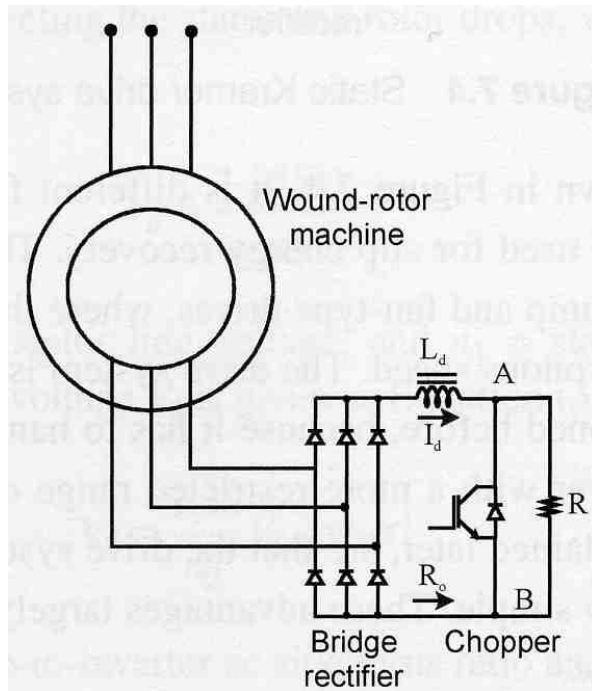
Il principale difetto è la drastica diminuzione del rendimento a causa dell'aumento dello scorrimento ovvero alla dissipazione di potenza sulle resistenze di rotore.

Un'altra controindicazione è la necessità di avere accessibile i terminali degli avvolgimenti di rotore del motore (anelli e spazzole).

CONTROLLO dal ROTORE

Da un punto di vista energetico l'inserimento di resistenze aggiuntive agli avvolgimenti di rotore è equivalente al prelievo di energia dal rotore del motore asincrono.

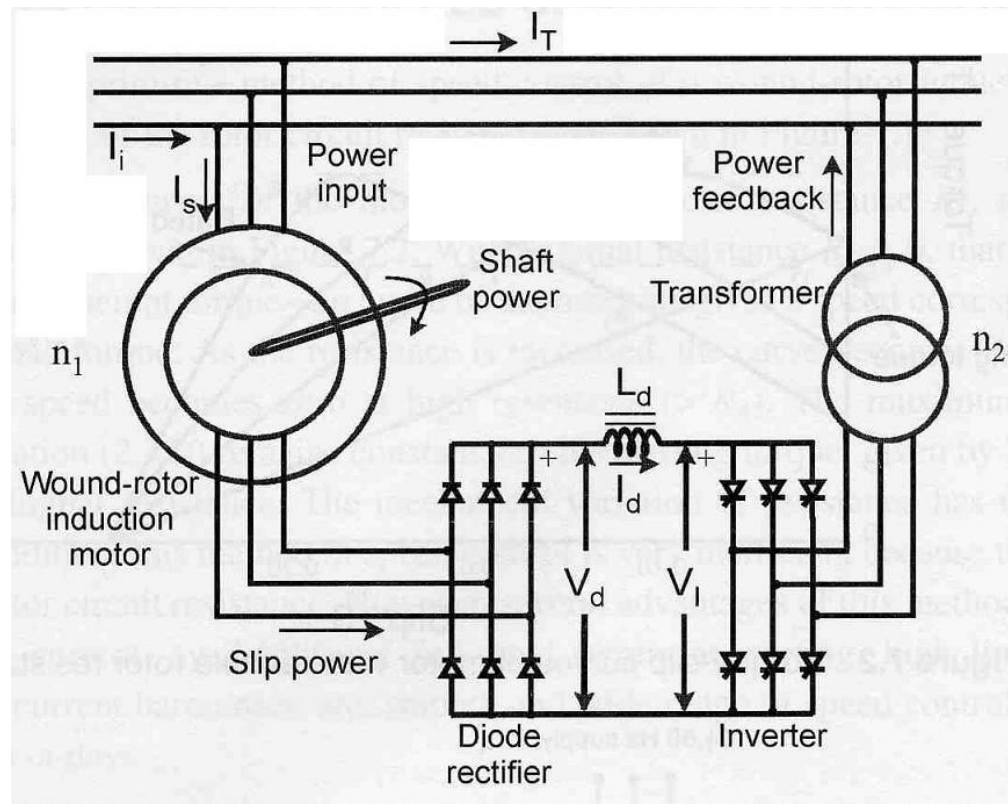
Un altro modo per dissipare potenza sul rotore è quello di usare un raddrizzatore a ponte connesso al rotore e un chopper collegato ad un resistore di dissipazione.



La velocità del motore è controllata variando il rapporto di parzializzazione (duty-cycle) del chopper. Si ottiene così una variazione virtuale della resistenza di rotore. Il controllo elettronico della resistenza di rotore è migliore rispetto a quello di tipo meccanico, ma rimane la scarsa efficienza del metodo.

CONTROLLO dal ROTORE

Invece di dissipare la potenza prelevata dal rotore su un resistore, essa può essere recuperata e re-immessa in rete per mezzo di un opportuno sistema costituito da un raddrizzatore e da un invertitore



Il sistema è noto col nome di Kramer (o cascata iposincrona in quanto il motore funziona con velocità inferiori a quella di sincronismo).

CONTROLLO dal ROTORE

Il sistema è convenientemente usato in impianti di grossa potenza in particolare in applicazioni in cui l'escursione di velocità è limitata ad una campo vicino (ma inferiore) alla frequenza di sincronismo (iposincrono).

Il sistema ha diversi vantaggi:

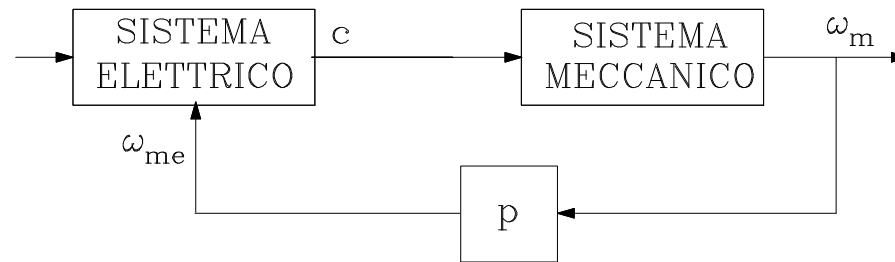
- è molto efficiente
- il convertitore ha potenza limitata in quanto è coinvolto dalla sola potenza del rotore
- il controllo è molto semplice, simile a quello di un motore a c.c.

Questi vantaggi sono tali da far superare l'inconveniente di dover usare un motore asincrono a rotore avvolto con anelli e spazzole.

Se al posto di un raddrizzatore a diodi si usa un ponte di tiristori il sistema funziona sui quattro quadranti (e prende il nome di sistema Scherbius).

DINAMICA DEL MOTORE ASINCRONO

Il motore asincrono è un sistema elettromeccanico formato da due sottosistemi interagenti: quello elettrico e quello meccanico.



Il sistema elettrico ha come ingresso le tensioni (o le correnti) di alimentazione e come uscita la coppia elettromagnetica.

Il sistema meccanico ha come ingresso la coppia elettromagnetica e come uscita una grandezza meccanica (per esempio la velocità).

Pertanto il sistema elettrico agisce su quello meccanico per mezzo della coppia elettromagnetica (azione in avanti) mentre il sistema meccanico agisce su quello elettrico per mezzo della velocità che appare nelle fem mozionali presenti nelle equazioni che descrivono il funzionamento del sistema elettrico (azione indietro o retroazione).

Il sistema meccanico è spesso un sistema lineare del primo ordine, il sistema elettrico è invece un sistema più complicato.

DINAMICA DEL MOTORE ASINCRONO

Si supponga di alimentare il sistema elettrico in tensione e si assuma che gli effetti della retroazione del sistema meccanico siano trascurabili. Ciò significa assumere costante la velocità del motore e, quindi, trattarla alla stregua di un parametro nelle equazioni del sistema elettrico. Il sistema elettrico è formato da due circuiti mutuamente accoppiati, uno lungo l'asse d e l'altro lungo l'asse q . Ciascuno dei due circuiti è un sistema lineare del secondo ordine e quindi il sistema elettrico è un sistema lineare del quarto ordine. Si può dimostrare che il suo comportamento dinamico è oscillatorio smorzato con ampiezza e frequenza delle oscillazioni che dipendono dai parametri elettrici della macchina e dalla velocità.

Si assuma ora che la velocità del motore sia una grandezza variabile. Nell'ipotesi che il sistema meccanico sia del primo ordine, il sistema complessivo è un sistema non lineare del quinto ordine. Se si linearizzano le equazioni del sistema con la tecnica dei piccoli segnali si può dimostrare che, in certe condizioni, il comportamento del sistema può diventare instabile.

DINAMICA DEL MOTORE ASINCRONO

La dinamica del sistema meccanico è in genere molto più lenta della dinamica del sistema elettrico.

SOLLECITAZIONE A GRADINO (ingresso con elevata dinamica)

Se si applica una sollecitazione a gradino ai morsetti di un motore funzionante in regime permanente la conseguente risposta dinamica del motore può essere suddivisa in due fasi.

Nella prima fase il sistema elettrico evolve in modo indipendente dal sistema meccanico pervenendo ad una condizione di funzionamento in regime permanente prima che la velocità sia variata apprezzabilmente. Il comportamento del sistema complessivo è dunque imposto dalla dinamica del sistema elettrico.

Quando la variazione di velocità diventa apprezzabile il sistema elettrico ne risente ed evolve attraverso condizioni di funzionamento in regime permanente (successivi stati di equilibrio): è la seconda fase.

DINAMICA DEL MOTORE ASINCRONO

Nella seconda fase della risposta dinamica il comportamento del sistema complessivo è imposto dalla dinamica del sistema meccanico.

Il fenomeno termina quando il sistema elettrico e quello meccanico si portano a funzionare nelle condizioni corrispondenti alla sollecitazione applicata.

L'azione del sistema elettrico su quello meccanico è quindi assimilabile ad un comando di coppia.

Nella prima fase tale comando di coppia ha la dinamica del sistema elettrico e dunque esso viene filtrato dal sistema meccanico. Tale effetto di filtraggio termina quando finisce la prima fase.

Infatti durante la seconda fase il comando di coppia assume proprio la dinamica del sistema meccanico.

L'azione del sistema meccanico su quello elettrico è invece assimilabile alla lenta deriva di un parametro (la velocità).

DINAMICA DEL MOTORE ASINCRONO

SOLLECITAZIONE CON DINAMICA INTERMEDIA

Se invece si applica al motore una sollecitazione variabile più lentamente della dinamica del sistema elettrico ma più velocemente della dinamica del sistema meccanico, il sistema elettrico evolve attraverso condizioni di regime permanente in cui la velocità, come nella seconda fase del fenomeno precedentemente analizzato, gioca il ruolo di un parametro soggetto ad una lenta deriva mentre il comportamento del sistema complessivo è dettato unicamente dalla dinamica del sistema meccanico.

DINAMICA DEL MOTORE ASINCRONO

Negli azionamenti la dinamica della risposta di coppia determina la dinamica della risposta di velocità. Pertanto si può fare riferimento alla risposta di coppia per caratterizzare le prestazioni dinamiche di un azionamento.

Nelle applicazioni in cui la risposta di coppia può avere una dinamica più lenta di quella del sistema elettrico, si comanda il motore asincrono con grandezze variabili lentamente e il sistema elettrico evolve attraverso condizioni di regime permanente.

In queste applicazioni sono impiegate le tecniche **scalari di controllo**.

Esse sono caratterizzate dal fatto che le equazioni di controllo sono ricavate dalle equazioni elettriche del motore in regime sinusoidale.

TECNICHE SCALARI DI CONTROLLO

In un invertitore di tensione V_s e ω_s sono le grandezze di comando.

Nelle moderne applicazioni la pulsazione è scelta in modo che il motore ruoti alla velocità desiderata mentre l'ampiezza della tensione è scelta in modo da utilizzare al meglio il circuito elettromagnetico del motore.

Di solito si opera per mantenere costante e pari al valore nominale il flusso di magnetizzazione al variare di ω_s e quindi della velocità. In queste condizioni il motore è in grado di sviluppare la coppia nominale al variare di ω_s e, nel contempo, mantenere le perdite magnetiche al loro valore nominale.

Flussi maggiori produrrebbero perdite magnetiche eccessive.

Con flussi minori il motore non svilupperebbe la coppia nominale ma sarebbe sede di perdite magnetiche minori.

Nel seguito si assumerà di agire su V_s per mantenere il flusso di magnetizzazione costante e pari al valore nominale.

TECNICHE SCALARI DI CONTROLLO

Si consideri il circuito equivalente a “T” del motore.

Se si trascura la caduta di tensione sull'impedenza di statore si riconosce che la tensione V_s deve variare in modo proporzionale a ω_s .

Questa tecnica di controllo del motore asincrono è chiamata V/f.

Essa è applicabile per pulsazioni ω_s comprese tra zero e il valore nominale, valore a cui corrisponde la tensione nominale. Oltre questo valore di ω_s , la tensione sul motore non può più salire e il flusso cala al crescere di ω_s .

TECNICHE SCALARI DI CONTROLLO

Quando il motore sia alimentato in corrente le grandezze di comando sono il valore di picco I_s e la pulsazione ω_s della terna di correnti.

L'ampiezza della corrente è scelta anche in questo caso in modo da mantenere costante e pari al valore nominale il flusso di magnetizzazione.

Se si trascura la caduta di tensione sull'induttanza di dispersione di rotore si riconosce che I_s deve variare in modo proporzionale alla pulsazione elettrica di scorrimento ω_{sce} .

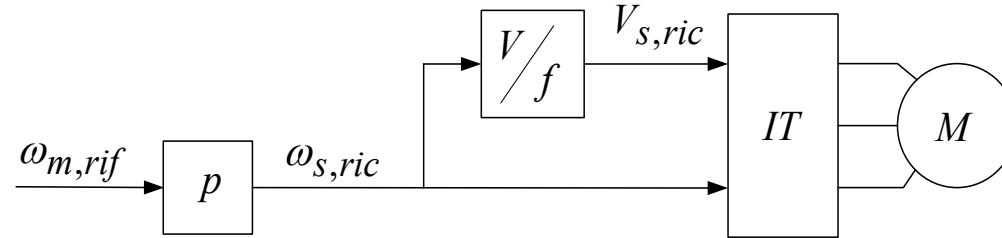
Questa tecnica di controllo del motore asincrono è chiamata I- ω .

Essa è applicabile per pulsazioni ω_{sce} comprese tra zero e il valore nominale, valore a cui corrisponde la corrente nominale. Oltre questo valore di ω_{sce} , la corrente nel motore non può più salire e il flusso cala al crescere di ω_{sce} .

Le tecniche V/f e I- ω costituiscono **le tecniche scalari di controllo**; esse utilizzano come grandezze di comando pulsazione e ampiezza della tensione o della corrente di alimentazione del motore.

TECNICA di CONTROLLO V/f

Si consideri un azionamento formato da un invertitore trifase di tensione e da un motore asincrono. La tecnica V/f consente di controllare a catena aperta la velocità del motore per mezzo dello schema costruttivo



Il controllo di velocità avviene imponendo $\omega_{m,rif}$ pari al valore della velocità desiderata, la pulsazione delle tensioni è allora

$$\omega_{s,ric} = p \omega_{m,rif}$$

A vuoto la velocità del motore coincide praticamente con $\omega_{m,rif}$, mentre a carico si ha

$$\omega_m = \frac{\omega_s}{p} - \omega_{sc}$$

ω_{sc} è la pulsazione di scorrimento in unità meccaniche.

A carico si ha dunque un errore sulla velocità di uscita il quale dipende dal carico stesso

$$\omega_{m,rif} - \omega_m = \omega_{sc}$$

LEGGE V/f

Dal circuito equivalente del motore asincrono in regime sinusoidale

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_{\sigma s} \bar{I}_s + j\omega_s \bar{A}_m$$

Imponendo che il modulo del flusso di magnetizzazione sia uguale al valore nominale A_{mN} e calcolando il modulo di V_s si ottiene la legge V-f

Se si trascura la caduta di tensione sull'impedenza di statore si ha

$$V_s \cong \omega_s A_{mN}$$

e la legge V/f è una costante di valore $2\pi A_{mN}$.

La relazione è verificata con buona approssimazione quando ω_s è sufficientemente elevata in modo che la f.e.m. indotta nell'induttanza di magnetizzazione sia preponderante rispetto alla caduta di tensione sull'impedenza di statore.

LEGGE V/f a vuoto

Per semplificare la legge V-f e osservando che nella pratica il flusso di statore ha un'ampiezza poco diversa da quella del flusso di magnetizzazione, si può operare in modo da mantenere costante l'ampiezza del flusso di statore anziché del flusso di magnetizzazione

$$\bar{\Lambda}_s = L_{\sigma s} \bar{I}_s + \bar{\Lambda}_m = \bar{\Lambda}_{\sigma s} + \bar{\Lambda}_m$$

L'equazione di statore si può scrivere (vedi circ. equiv a “Γ”)

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Lambda}_s$$

Inizialmente, si consideri il funzionamento del motore a vuoto, da cui $\bar{I}_s = \bar{\Lambda}_s / L_s$:

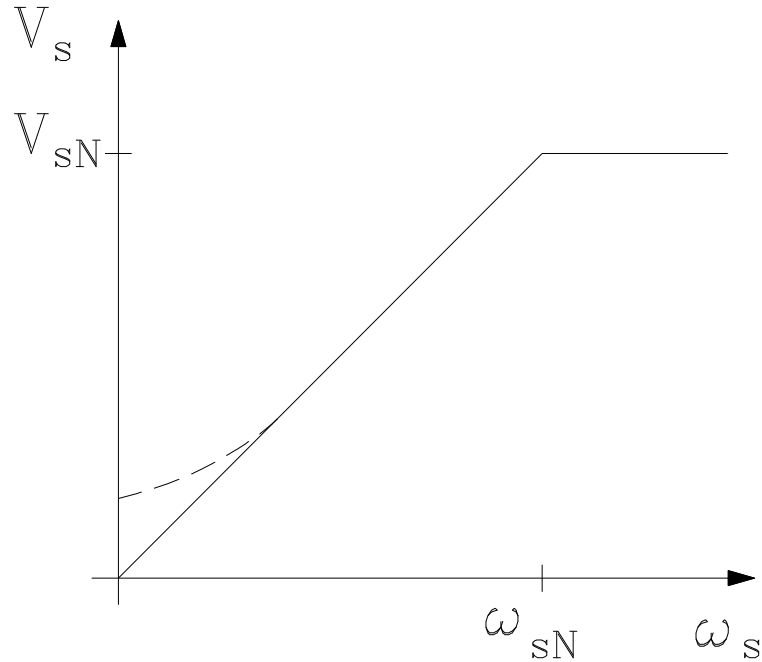
Il modulo della tensione di statore diventa

$$V_s = \omega_s \Lambda_{sN} \sqrt{\left(\frac{1}{\tau_s \omega_s}\right)^2 + 1} = R_s \frac{\Lambda_{sN}}{L_s} \sqrt{1 + (\tau_s \omega_s)^2}$$

Λ_{sN} è il valore nominale del flusso di statore

LEGGE V/f a vuoto

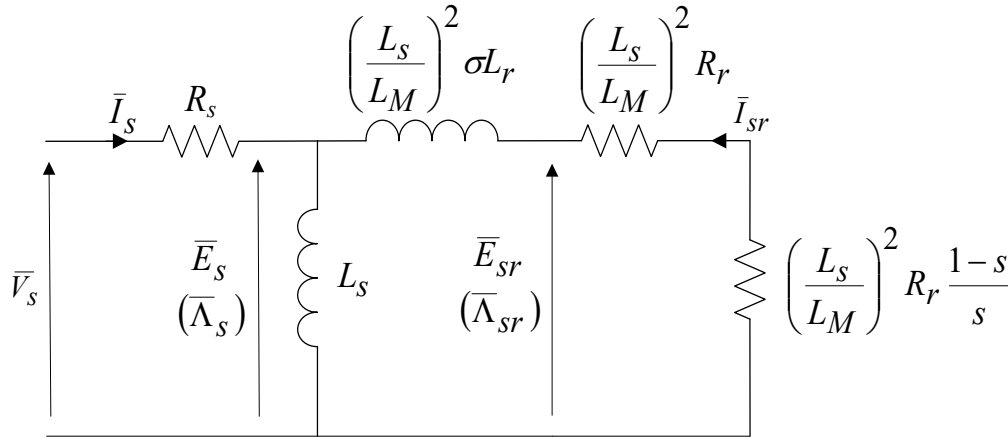
La relazione precedente fornisce la legge V-f a vuoto ed è tracciata nel grafico sottostante (linea tratteggiata)



La curva continua si ottiene ponendo $R_s=0$, ossia trascurando la caduta di tensione sulla resistenza di statore. La figura mostra che le due curve differiscono apprezzabilmente solo per piccoli valori di ω_s mentre per $\omega_s \gg 1/\tau_s$ sono pressochè coincidenti

LEGGE V/f a carico

Nel funzionamento a carico, la legge V-f può essere calcolata utilizzando il circuito equivalente a “Γ” del motore asincrono.



$$\bar{I}_s = \frac{\bar{\Lambda}_s}{L_s} + \frac{j\omega_s \bar{\Lambda}_s}{\left(\frac{L_s}{L_M}\right)^2 \left(\frac{R_r}{s} + j\omega_s \sigma L_r\right)}$$

$$\bar{I}_s = \frac{1 + j\omega_{sce} \tau_r}{1 + j\omega_{sce} \sigma \tau_r} \frac{\bar{\Lambda}_s}{L_s}$$

da cui, ricordando che $\bar{V}_s = R_s + j\omega_s \bar{\Lambda}_s$, si ottiene:

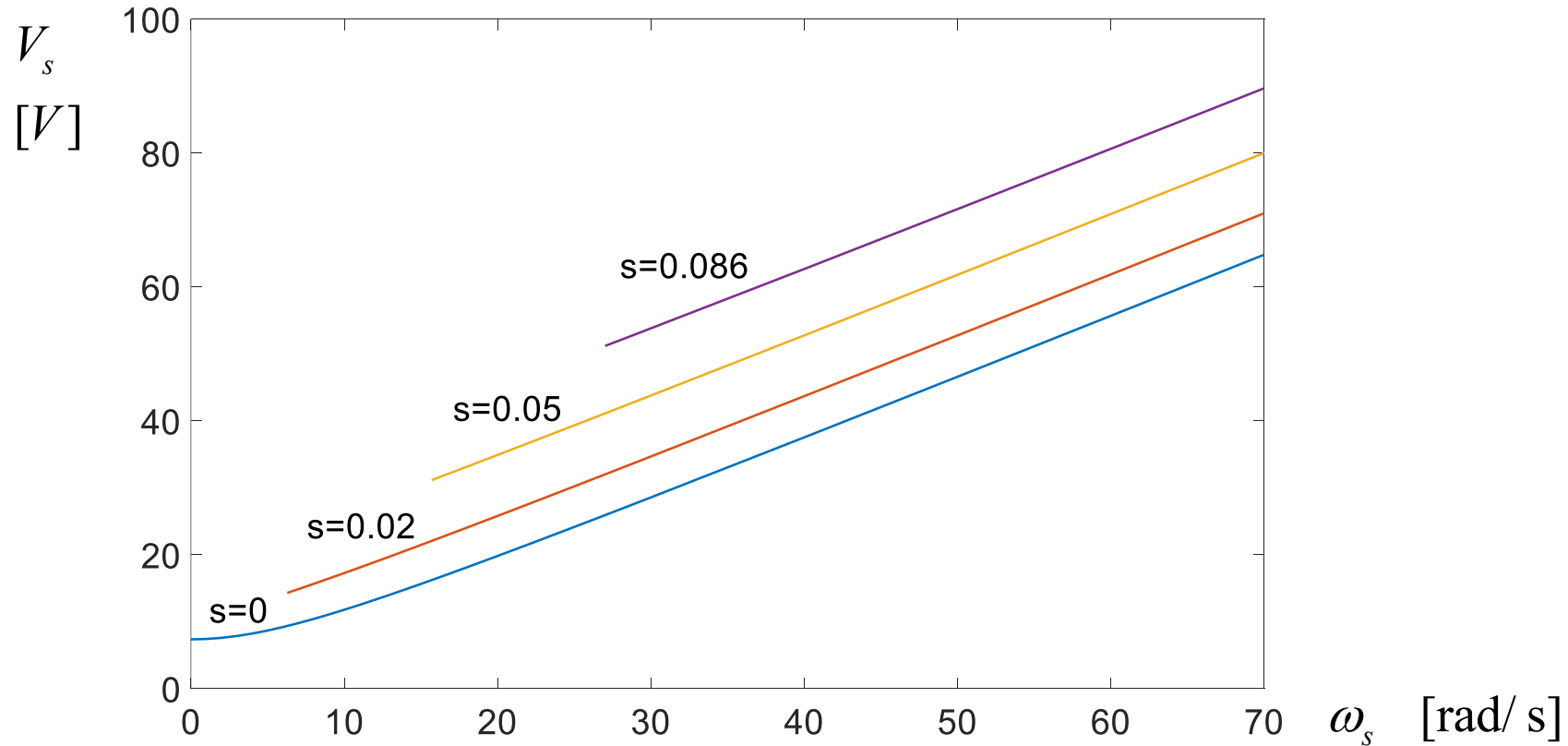
$$V_s = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\omega_s \tau_s} - \sigma \omega_{sce} \tau_r\right)^2 + \left(1 + \frac{1}{\omega_s \tau_s} \omega_{sce} \tau_r\right)^2}{1 + (\sigma \omega_{sce} \tau_r)^2}} \omega_s \Lambda_{sN}$$

LEGGE V/f a carico

La relazione precedente fornisce la legge V-f in una generica condizione di funzionamento.

Essa mostra che V_s dipende, oltre che da ω_s , anche dalla pulsazione di scorrimento (in unità elettriche) ω_{sce} e quindi dal carico.

Inoltre mostra che la legge V-f dipende dai parametri del motore.



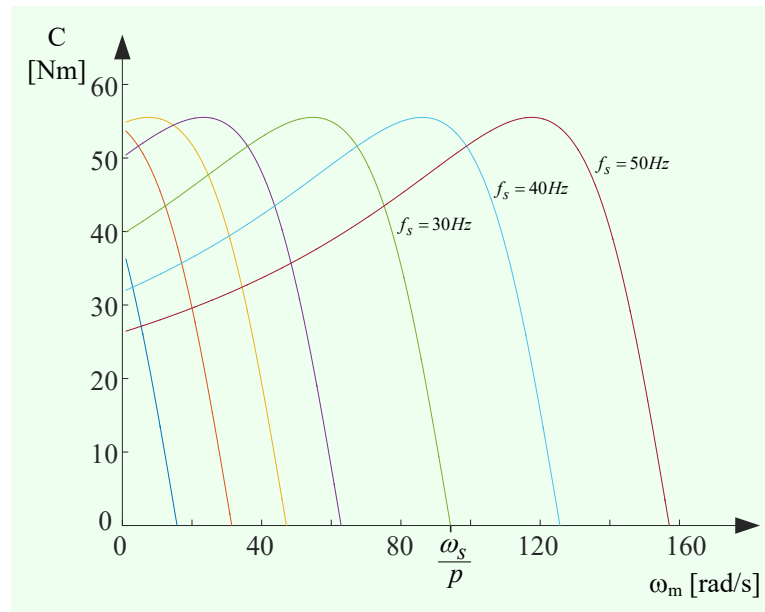
COPPIA ELETTROMAGNETICA

L'espressione della coppia elettromagnetica è

$$C = \frac{3}{2} p \frac{1}{L_s} \frac{\omega_{sce} \tau_r (1 - \sigma)}{1 + (\sigma \omega_{sce} \tau_r)^2} A_{sN}^2$$

L'espressione della coppia è **indipendente da ω_s** .

Ciò significa che nel funzionamento a *flusso di statore costante* la forma della caratteristica meccanica rimane inalterata al variare di ω_s mentre la sua posizione trasla in senso orizzontale in modo da attraversare l'asse delle velocità in corrispondenza della velocità a vuoto ω_s/p .



COMPENSAZIONE DELLA VELOCITA'

Per aumentare la precisione del controllo di velocità senza inserire un trasduttore di velocità si può eseguire la compensazione dell'errore che è dato da ω_{sc} .

A tal fine si misura la corrente assorbita dal motore e si calcola ω_{sce} in funzione della corrente. Assumendo che il flusso di statore sia uguale al valore nominale, si ha

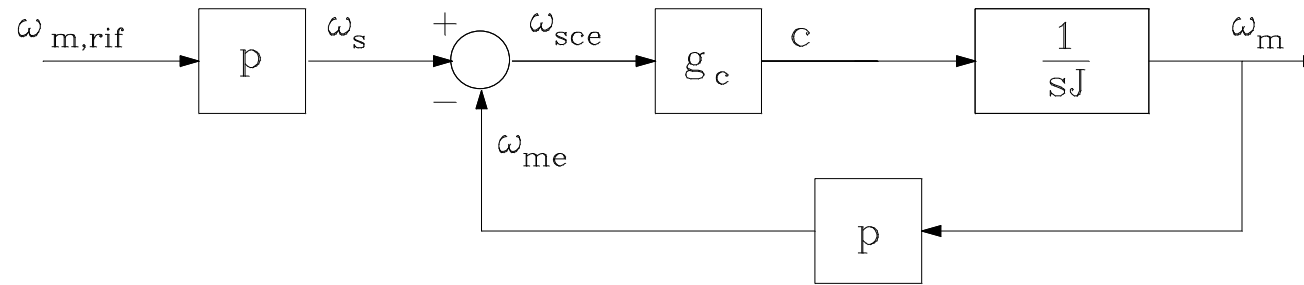
$$\hat{\omega}_{sce} = \frac{1}{\tau_r} \sqrt{\frac{\left(\frac{L_s I_s}{\Lambda_{sN}}\right)^2 - 1}{1 - \left(\frac{\sigma L_s I_s}{\Lambda_{sN}}\right)^2}}$$

La pulsazione di statore è quindi calcolata mediante

$$\omega_{s,ric} = p\omega_{m,rif} + \hat{\omega}_{sce}$$

SCHEMA A BLOCCHI

Nell'ipotesi che la dinamica di ω_s sia sufficientemente lenta e che il flusso di statore sia costante e pari al valore nominale l'azionamento può essere rappresentato con lo schema di funzionamento seguente



g_c e' un blocco statico che esprime la relazione tra la coppia e ω_{sce} . Linearizzando l'espressione della coppia attorno ad un punto di lavoro P caratterizzato da un assegnato valore di ω_{sce} , si ha

$$g_c = \left. \frac{\partial C}{\partial \omega_{sce}} \right|_P$$

g_c e quindi anche lo schema a blocchi (e la descrizione del funzionamento tramite f.d.t.) dipendono dal punto di lavoro.

SCHEMA A BLOCCHI

Per valori di ω_{sce} tali che $\omega_{sce}\sigma\tau_r \ll 1$, l'equazione della coppia si semplifica in

$$C \cong \frac{3}{2} p \frac{1}{L_s} \omega_{sce} \tau_r (1 - \sigma) A_{sN}^2$$

e inoltre g_c diventa

$$G_c = \frac{3}{2} p \frac{1}{L_s} \tau_r (1 - \sigma) A_{sN}^2$$

Il valore di g_c così ottenuto è indipendente dal punto di lavoro.

La condizione di lavoro suddetta significa operare nel tratto stabile della caratteristica di coppia del motore (quello che può essere assunto appunto come tratto lineare della caratteristica).

PREGI E DIFETTI

Pregi del controllo V/f:

- Semplicità costruttiva (non servono trasduttori elettromeccanici nè, almeno nella sua versione classica, elettrici)
- Semplicità dell'algoritmo (legge V/f semplice)
- Robustezza (la legge V/f, almeno quella usualmente utilizzata, non contiene parametri del motore)

Difetti del controllo V/f:

- Scarsa dinamica (tecnica scalare)
- Errore intrinseco di velocità dipendente dal punto di lavoro
- Degrado delle prestazioni di coppia alle basse velocità (causa c.d.t. resistive di statore)
- Problema della variazione (“salti”) del riferimento di velocità (vedi dia seguente)

LIMITI del CONTROLLO V/f

Lo schema mette in evidenza un inconveniente dell'azionamento considerato.

Si supponga che la dinamica di ω_s sia più veloce della dinamica del sistema meccanico ma non di quella del sistema elettrico.

In tal caso può accadere che la pulsazione di scorrimento ecceda i limiti di funzionamento. In particolare, se ω_{sce} diventa maggiore del valore nominale la corrente del motore cresce oltre il valore nominale.

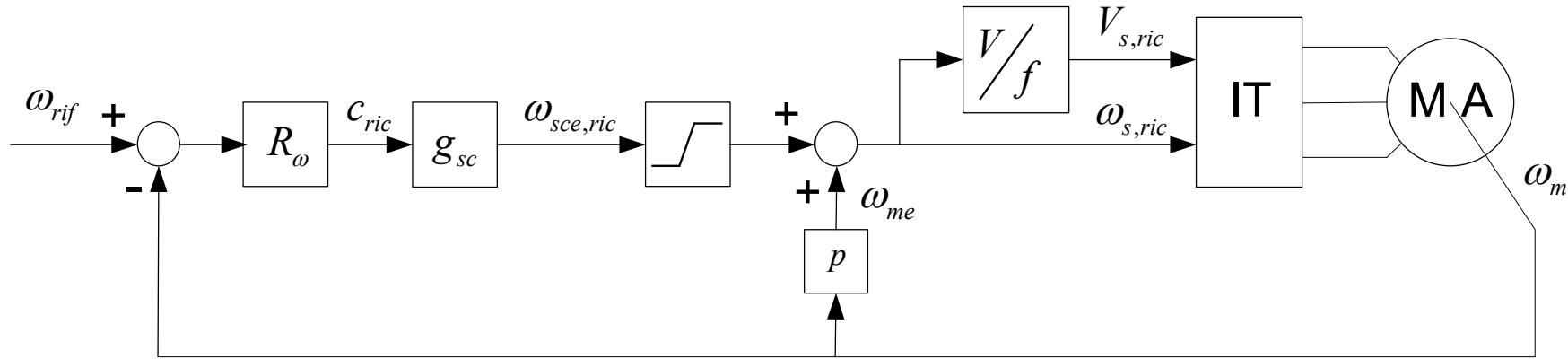
Se ω_{sce} diventa maggiore della pulsazione di scorrimento di coppia massima, il funzionamento dell'azionamento potrebbe anche diventare instabile.

Per evitare questi inconvenienti, si fa variare la velocità di riferimento (e quindi ω_s) a rampa con pendenza pari all'accelerazione stimata del carico.

Qualora poi la dinamica di ω_s sia più veloce anche della dinamica del sistema elettrico, la relazione tra pulsazione di scorrimento e coppia non è più rappresentabile con un guadagno e per analizzare il comportamento dell'azionamento è necessario ricorrere alle equazioni del motore in regime transitorio.

CONTROLLO DI VELOCITA' A CATENA CHIUSA

Lo schema precedente può essere inserito in un controllo a catena chiusa



$$g_{sc} = \frac{1}{g_c}$$

$$G_{sc} = \frac{L_s}{\frac{3}{2} p \tau_r (1 - \sigma) \Lambda_{sn}^2}$$

Nelle ipotesi dette in precedenza, g_{sc} diventa costante e indipendente dal punto di lavoro (diventa G_{sc}) per cui spesso viene inglobato nel regolatore di velocità.

Questo schema ha anche il vantaggio di rendere disponibile la richiesta di pulsazione di scorrimento che quindi può essere limitata.

Esso è noto anche come *controllo di scorrimento*.

LEGGE V/f (semplificazione)

La legge V/f (a vuoto e a carico) considerata in precedenza mantiene il flusso di statore "perfettamente" costante ma ha alcune controindicazioni pratiche:

- è complicata da realizzare a causa della sua complessità,
- è fortemente dipendente dai parametri del motore i quali non sono mai noti con precisione assoluta.

Ci si accontenta allora di utilizzare delle leggi più semplici ciascuna delle quali però ha delle controindicazioni.

LEGGE V/f

(semplice proporzionalità)

Una prima soluzione è quella di scegliere una semplice legge di proporzionalità

$$V_s = K \omega_s$$

dove

$$K = \frac{V_{sN}}{\omega_{sN}}$$

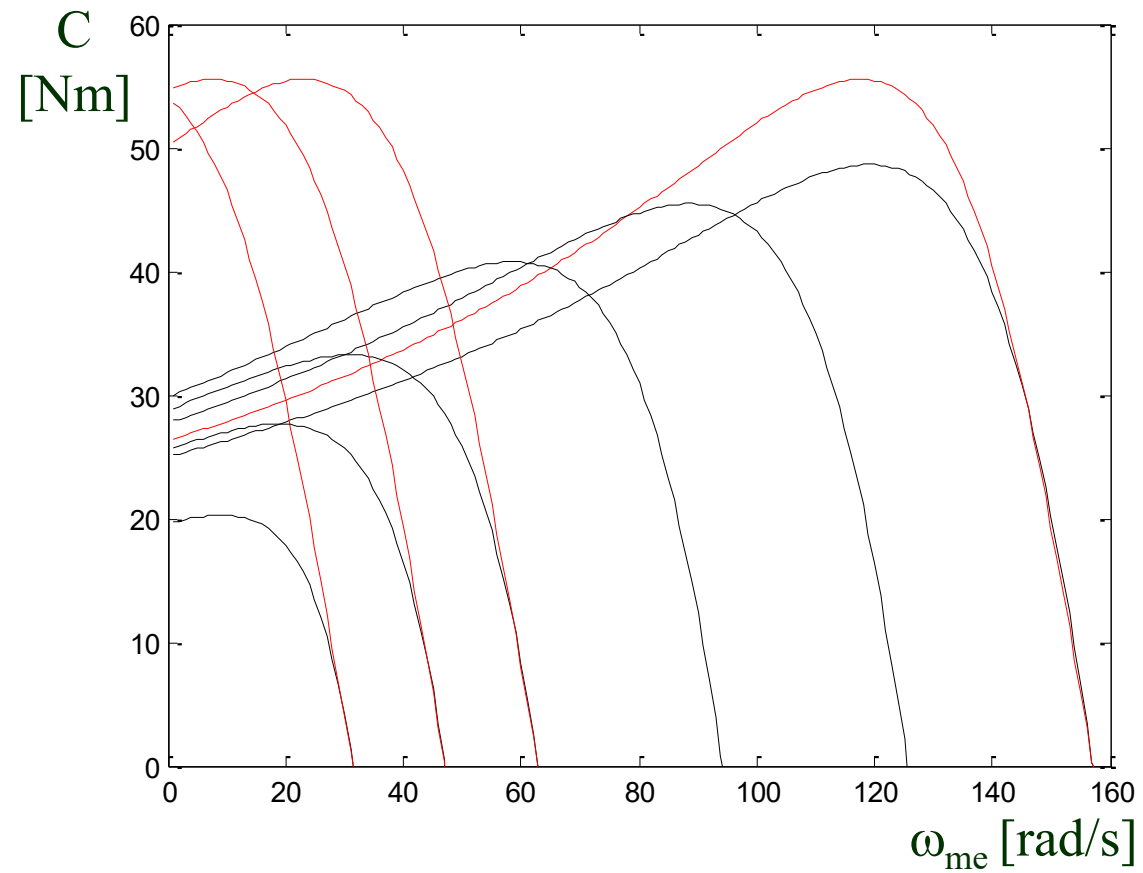
Legge molto semplice che però a bassa velocità comporta una diminuzione del flusso di statore a causa della c.d.t. sulla resistenza di statore (basta osservare il circuito equivalente a “Γ”).

Nella figura successiva sono riportate:

- in rosso, le caratteristiche di coppia al variare di ω_s con flusso di statore costante;
- in nero, le caratteristiche di coppia al variare di ω_s quando si usi la legge V/f semplicemente proporzionale. Si vede chiaramente l'effetto della c.d.t. sulla R_s a basse frequenze (velocità).

LEGGE V/f

(semplice proporzionalità)

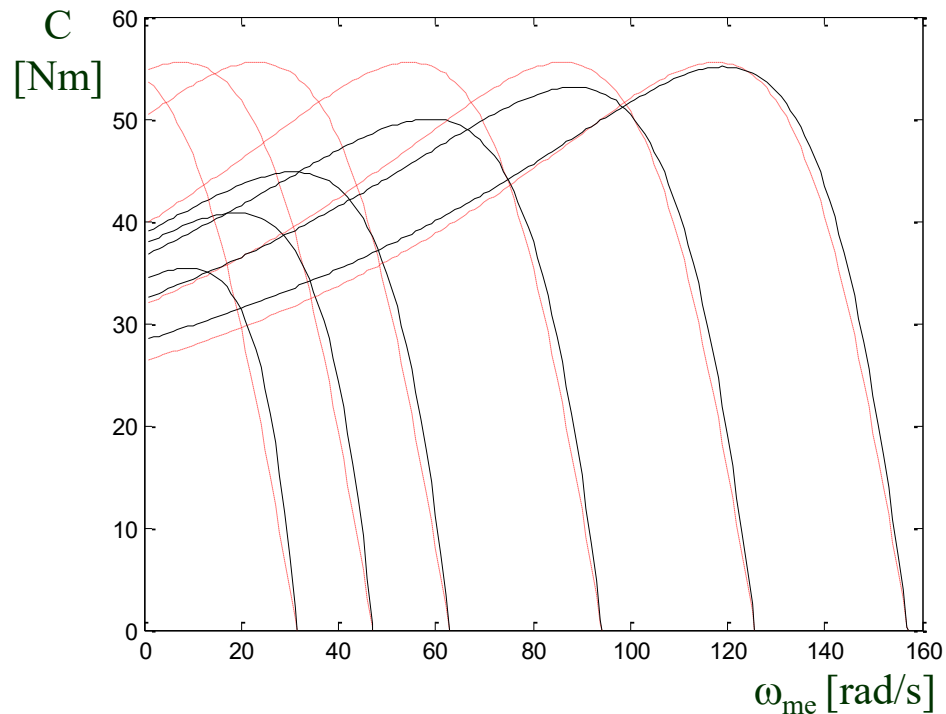


LEGGE V/f (con “boost” di tensione)

Per compensare la c.d.t. sulla R_s si può introdurre una legge del tipo

$$V_s = K\omega_s + V_{s0}$$

Il “boost” di tensione V_{s0} agisce soprattutto a basse velocità.

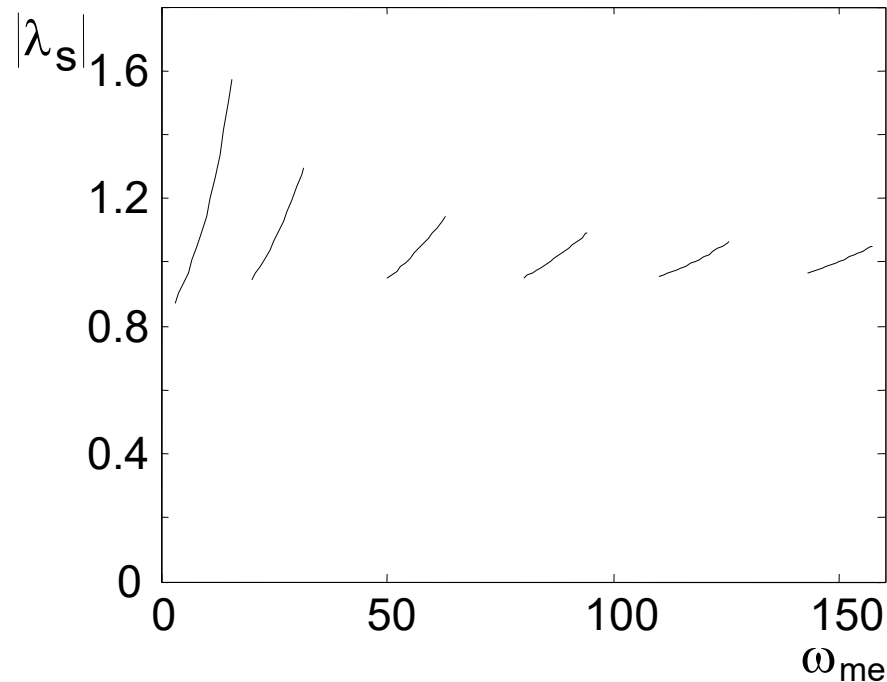


Il grafico mostra le caratteristiche di coppia (in nero linea continua) al variare di ω_s con questa legge V/f.

LEGGE V/f

(con “boost” di tensione)

Questa legge però ha una importante controindicazione:
una notevole differenza del valore dell'ampiezza del flusso fra il funzionamento a vuoto e a carico
(vedi grafico sottostante).



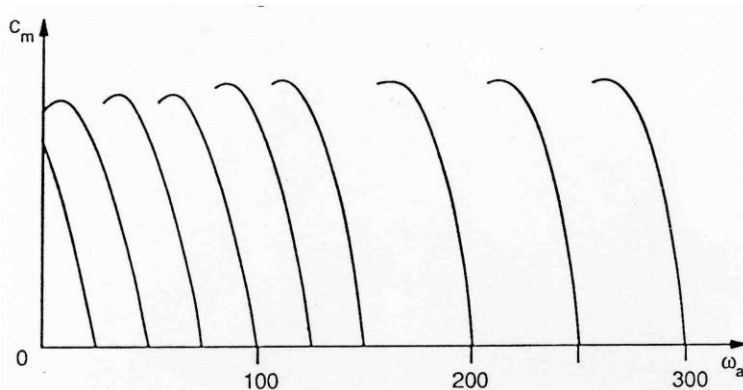
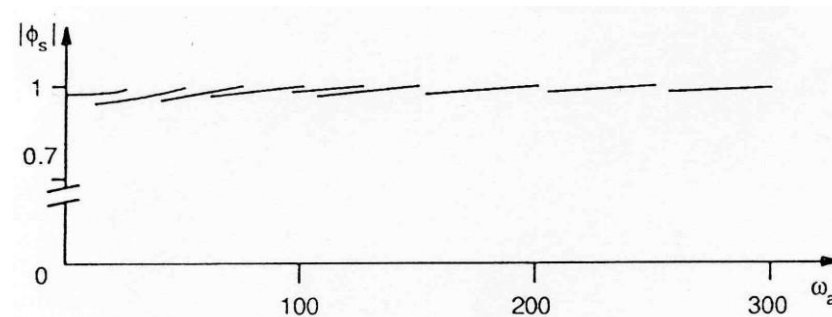
LEGGE V/f

(con compensazione di corrente)

Per cercare di porre rimedio al difetto del “boost” di tensione si può usare una legge in cui il “boost” di tensione sia proporzionale alla corrente di statore, così come è in realtà la c.d.t. su R_s .

$$V_s = K\omega_s + K_i I_s$$

Al posto della I_s conviene usare la I_{dc} , in quanto essa, di solito, è già misurata per motivi di protezione dell’invertitore.



CONTROLLO DI FLUSSO E COPPIA

Si è visto che l'adozione di leggi V/f semplificate comporta variazioni dell'ampiezza del flusso di statore.

Ma anche la legge V/f corretta non garantisce appieno la costanza del flusso che può subire delle variazioni a causa di variazione del carico, variazioni della tensione di linea, variazioni dei parametri del motore.

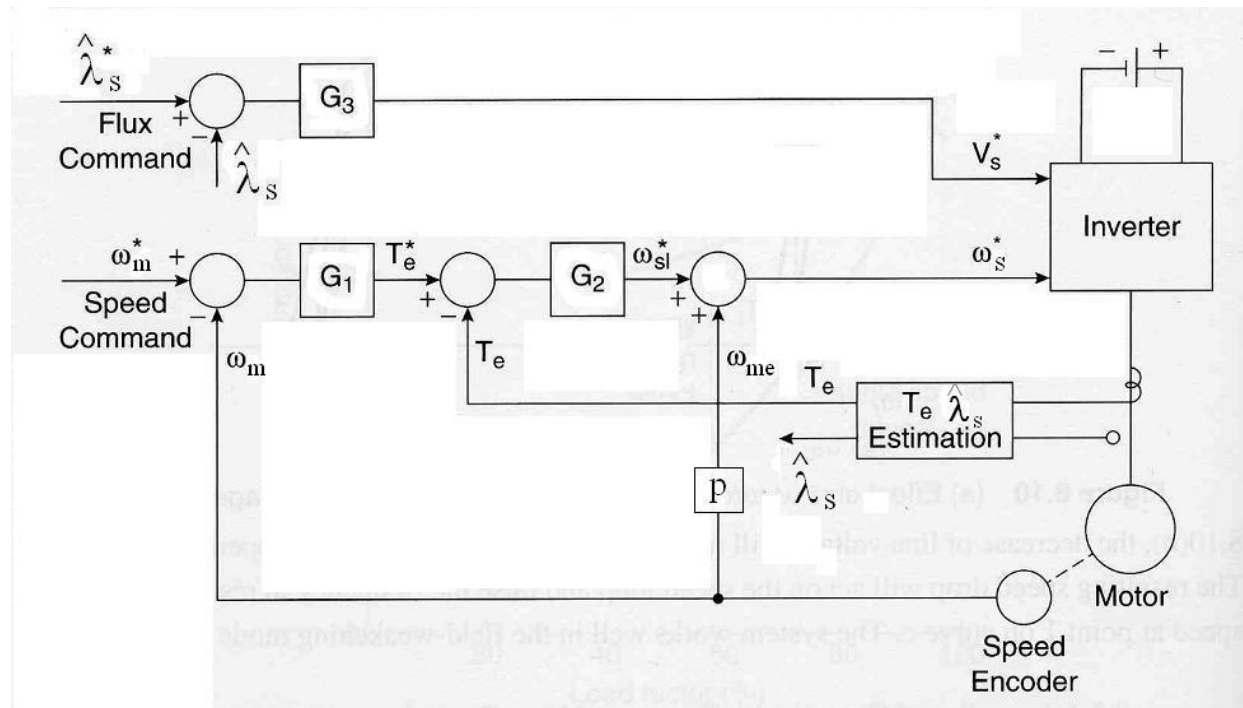
Nel controllo di scorrimento visto precedentemente, nelle circostanze suddette, varia il valore g_c del legame tra pulsazione di scorrimento e coppia (ipotizzato costante).

Un modo per superare questi problemi è quello di adottare uno schema con due anelli: uno di flusso ed uno di coppia, all'esterno di quest'ultimo si realizza poi l'anello di velocità.

I valori di flusso e coppia da portare in reazione possono venire stimati per mezzo del modello di tensione del motore asincrono.

Se il controllo di coppia chiede un aumento della pulsazione ω_s , mantenendo costante il comando del flusso, consegue un aumento proporzionale della tensione V_s attraverso il controllo del flusso. Quando V_s raggiunge e supera il valore nominale la tensione deve rimanere costante e si entra nella modalità con indebolimento di campo.

CONTROLLO DI FLUSSO E COPPIA

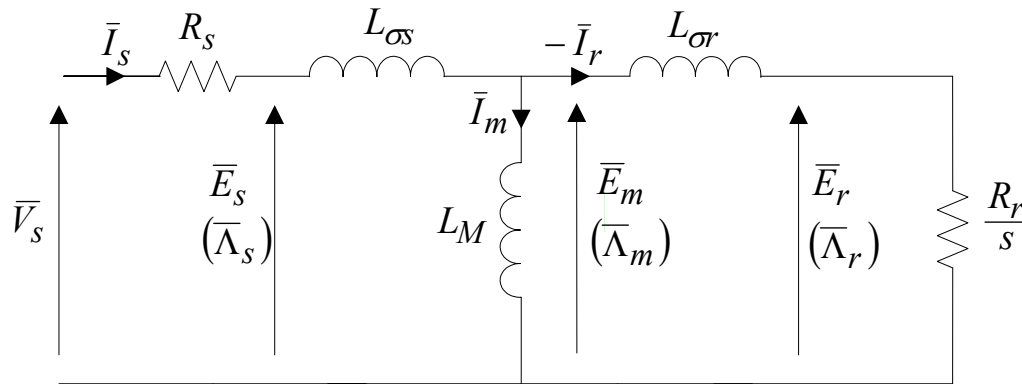


In indebolimento di campo il flusso di riferimento deve essere diminuito man mano che la velocità aumenta.

Poiché il controllo del flusso è più lento di quello di coppia, quando sia richiesta, nel controllo scalare, una variazione di ω_s , inizialmente si ha una diminuzione del flusso finché esso non viene compensato dal controllore del flusso (più lento di quello di coppia). Questa interazione rende lenta anche la risposta di coppia (problema superato con il controllo ad orientamento di campo).

MOTORE ASINCRONO ALIMENTATO A CORRENTE IMPRESSA

Il funzionamento di un motore asincrono alimentato con una terna impressa di correnti sinusoidali di ampiezza costante può essere analizzato utilizzando il circuito equivalente a “T”.



Si noti che l'impedenza di statore è influente sul funzionamento dal momento che è percorsa da una corrente impressa.

La corrente di magnetizzazione è data da

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s \frac{1 + j\omega_{sce} \frac{L_{\sigma r}}{R_r}}{1 + j\omega_{sce} \tau_r}$$

per una data corrente di statore, la corrente di magnetizzazione dipende dalla pulsazione di scorrimento.

MOTORE ASINCRONO ALIMENTATO A CORRENTE IMPRESSA

L'espressione della coppia è

$$C = \frac{3}{2} p \frac{1}{R_r} \frac{\omega_{sce} L_M^2}{1 + (\omega_{sce} \tau_r)^2} I_s^2$$

Pulsazione elettrica di scorrimento di coppia massima

$$\omega_{sce,M} = \frac{1}{\tau_r}$$

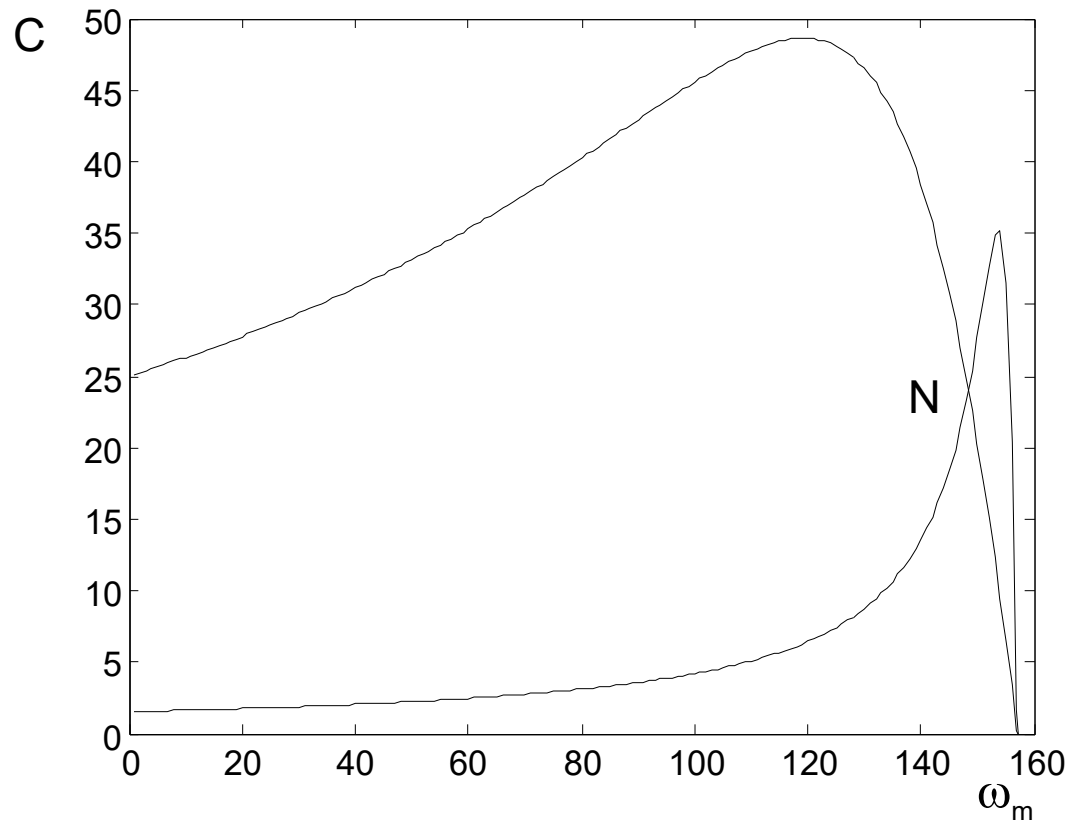
il corrispondente valore della coppia è

$$C_M = \frac{3}{2} p \frac{L_M^2}{2L_r} I_s^2 = \frac{3}{2} p \frac{1}{L_s} \frac{1-\sigma}{2\sigma} \sigma L_s^2 I_s^2$$

La seconda relazione mostra che la coppia massima si raggiunge in corrispondenza di una pulsazione di scorrimento molto più piccola di quella relativa al funzionamento a tensione impressa.

MOTORE ASINCRONO ALIMENTATO A CORRENTE IMPRESSA

Caratteristica meccanica di un motore asincrono alimentato con la corrente nominale.



A titolo di confronto è riportata anche la caratteristica meccanica del motore alimentato con la tensione nominale e il punto N di funzionamento nominale.

MOTORE ASINCRONO ALIMENTATO A CORRENTE IMPRESSA

Si supponga che l'ampiezza della corrente impressa nello statore del motore sia uguale al valore nominale $I_{s,N}$. Tale valore è 3-7 volte maggiore della corrente di magnetizzazione nominale. I valori più elevati caratterizzano i motori più “tradizionali” mentre i valori inferiori si hanno per motori usati nei controlli vettoriali (orientamento di campo).

Perciò il valore massimo della coppia per l'alimentazione a corrente impressa è inferiore a quello relativo al motore alimentato a tensione impressa (entrambi ai valori nominali) per motori usati nel controllo vettoriale (come è quello dell'esempio precedente). Viceversa, è superiore nel caso di motori “tradizionali”.

In ogni caso l'analisi della caratteristica meccanica mostra che il punto N cade nel tratto a pendenza positiva (tratto instabile) della caratteristica e quindi il motore non può funzionare a corrente di statore costante in questo punto (se non opportunamente controllato).

MOTORE ASINCRONO

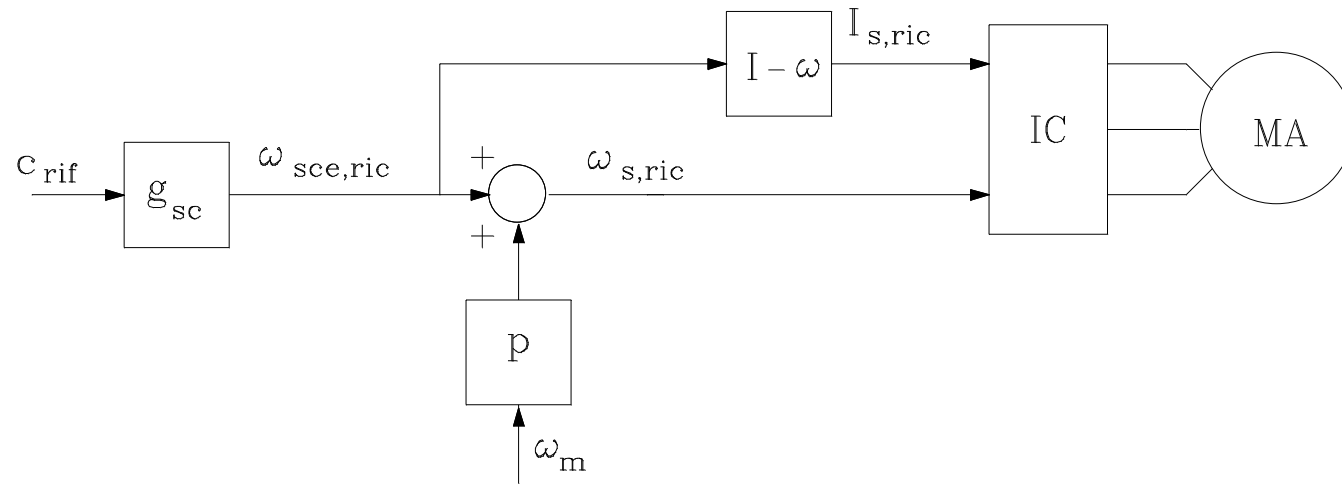
ALIMENTATO A CORRENTE IMPRESSA

- Nel tratto che va dal punto N fino al punto di funzionamento a vuoto, ossia per velocità di scorrimento $\omega_{sc} = \omega_{sce}/p$ (p =numero di coppie polari) che vanno da $\omega_{sc,N}$ a zero (dove $\omega_m = \omega_s/p$), la corrente di magnetizzazione del motore è maggiore del valore nominale (vedi la relazione I_m - I_s precedente). Ciò porta il circuito magnetico a lavorare in saturazione con un conseguente aumento delle perdite magnetiche. Pertanto il funzionamento del motore asincrono alimentato con la corrente nominale non è accettabile a meno che l'ampiezza della corrente non venga variata in funzione della pulsazione di scorrimento in modo che la corrente di magnetizzazione non superi il valore nominale. Questa tecnica di controllo del motore asincrono è detta I - ω . Si noti che quando il circuito magnetico lavora in saturazione l'induttanza di magnetizzazione si riduce e la caratteristica meccanica effettiva del motore si abbassa.
- Nel tratto cosiddetto stabile della caratteristica, ossia per velocità di scorrimento che vanno da $\omega_{sc,M}$ a zero, il motore possederebbe un'ottima regolazione di velocità in quanto la ripida pendenza della caratteristica comporta una piccola variazione di velocità da vuoto a carico.

CONTROLLO DI COPPIA

Si consideri un azionamento formato da un motore asincrono trifase alimentato da un invertitore di corrente (o da un invertitore di tensione controllato in corrente).

La tecnica $I-\omega$ consente di controllare la coppia del motore per mezzo del seguente schema costruttivo:



IC rappresenta l'alimentazione in corrente e g_{sc} è un blocco statico.

Nel seguito si suppone che IC imponga esattamente ed istantaneamente in uscita i valori di ω_s e I_s richiesti.

CONTROLLO DI COPPIA

La pulsazione elettrica di scorrimento delle correnti è determinata in funzione della coppia che si desidera far sviluppare al motore mentre l'ampiezza delle correnti è calcolata in modo da mantenere il flusso di magnetizzazione costante e pari al valore nominale.

La pulsazione delle correnti è ottenuta sommando la pulsazione elettrica di scorrimento alla velocità del motore in unità elettriche.

Lo schema richiede pertanto la conoscenza della velocità del motore anche se non esegue un controllo di velocità.

LEGGE I- ω

Corrente di magnetizzazione che mantiene il flusso di magnetizzazione costante e pari al valore nominale:

$$I_{mN} = \frac{\Lambda_{mN}}{L_M}$$

Legge I- ω

$$I_s = \frac{1}{L_M} \sqrt{\frac{1 + (\omega_{sce} \tau_r)^2}{1 + \left(\omega_{sce} \frac{L_{\sigma r}}{R_r} \right)^2}} \Lambda_{mN}$$

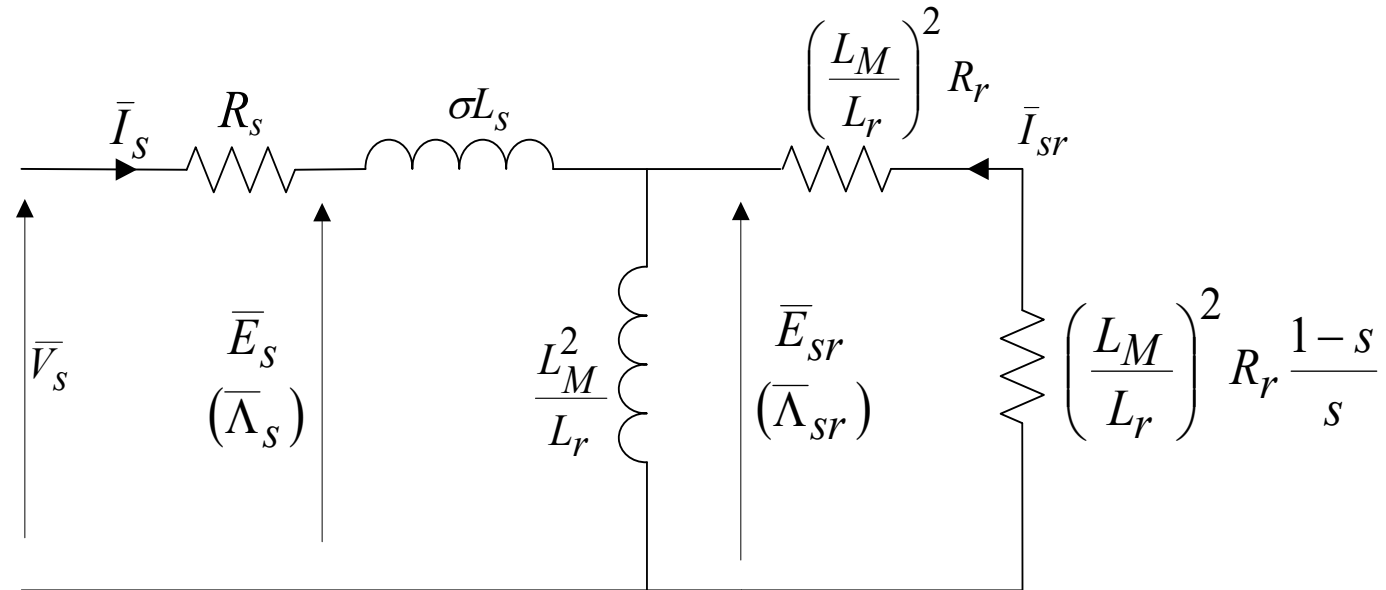
Per semplificare la relazione precedente e osservando che in pratica il flusso di rotore ha un'ampiezza poco diversa da quella del flusso di magnetizzazione

$$\overline{\Lambda}_r = L_{\sigma r} \overline{I}_{sr} + \overline{\Lambda}_m = \overline{\Lambda}_{\sigma r} + \overline{\Lambda}_m$$

si può operare in modo da mantenere costante l'ampiezza del flusso di rotore anzichè del flusso di magnetizzazione.

LEGGE I- ω

Il calcolo della legge I- ω in queste condizioni può essere eseguito per mezzo del circuito equivalente del motore asincrono a “ Γ ”-rovescia



Espressione della corrente di statore in funzione del flusso di rotore

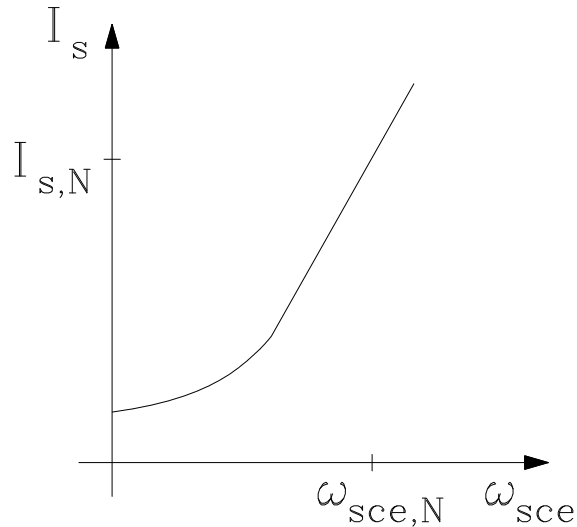
$$\bar{I}_s = \frac{L_M / L_r}{L_M^2 / L_r} \bar{\Lambda}_r + j \frac{\omega_{sce} \tau_r}{L_M} \bar{\Lambda}_r = \frac{\bar{\Lambda}_r}{L_M} (1 + j \omega_{sce} \tau_r)$$

LEGGE I- ω

Ampiezza della corrente di statore necessaria per mantenere il flusso di rotore al valore nominale Λ_{rN}

$$I_s = \frac{1}{L_M} \sqrt{1 + (\omega_{sce} \tau_r)^2} \Lambda_{rN}$$

Questa è la legge I- ω

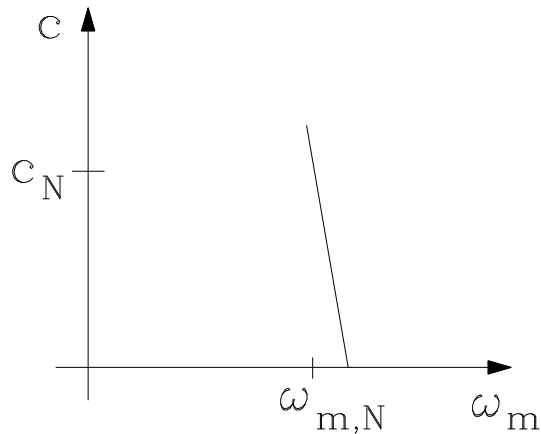


COPPIA ELETTROMAGNETICA

Espressione della coppia elettromagnetica in funzione del flusso di rotore

$$C = \frac{3}{2} p \frac{\omega_{sce}}{R_r} \mathcal{A}_r^2$$

Mantenendo il flusso di rotore costante, la coppia risulta proporzionale alla pulsazione di scorrimento ω_{sce} e la caratteristica meccanica del motore diventa lineare.



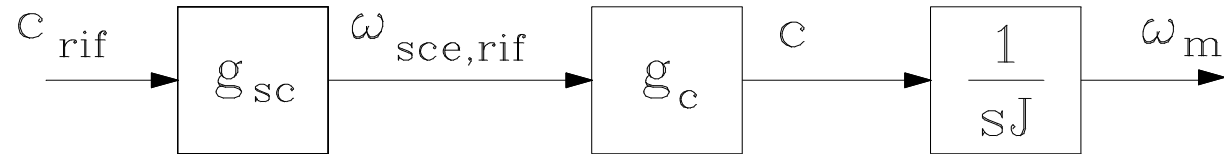
Ciò comporta che la curva di coppia non ha massimo e quindi non c'è il pericolo di incorrere nell'instabilità statica.

Quindi il blocco g_{sc} dello schema del controllo di coppia è un guadagno costante pari a

$$G_{sc} = \frac{R_r}{\frac{3}{2} p \mathcal{A}_{rN}^2}$$

SCHEMA A BLOCCHI DELL'AZIONAMENTO

Il controllo di coppia può essere rappresentato con lo schema a blocchi di funzionamento seguente



g_c è un blocco statico che esprime la relazione intercorrente tra la coppia e la pulsazione elettrica di scorrimento.

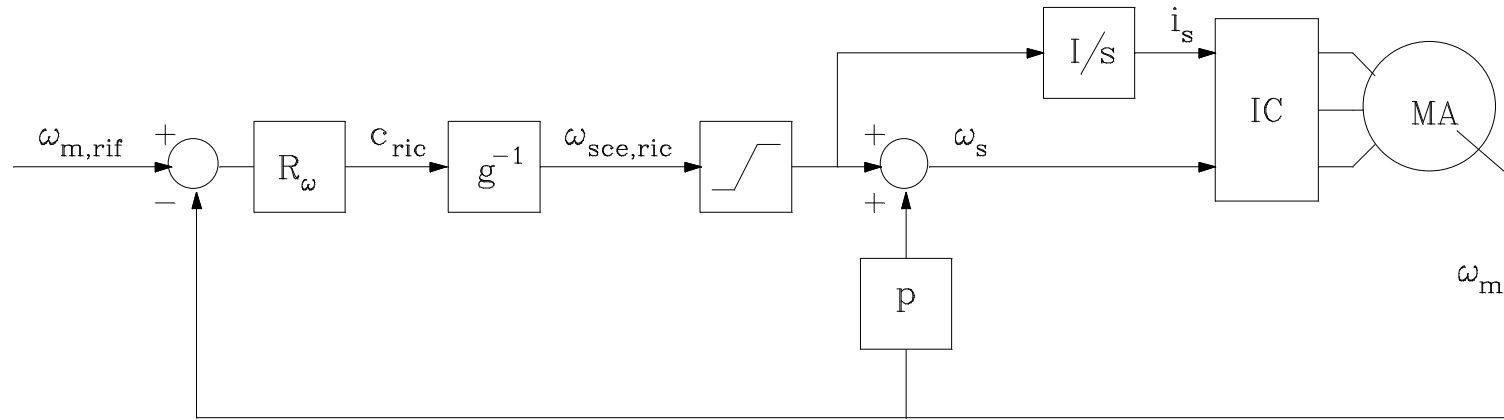
Nell'ipotesi che la dinamica di ω_s sia sufficientemente lenta (compatibile con il controllo scalare) e che il flusso di rotore sia pari al valore nominale si ha

$$g_c = \frac{3}{2} p \frac{A_{rN}^2}{R_r} = G_{sc}^{-1}$$

in tal caso

$$C = C_{rif}$$

CONTROLLO DI VELOCITA' A CATENA CHIUSA



Il funzionamento di questo schema è analogo a quello del controllo di scorrimento V/f. In questo caso

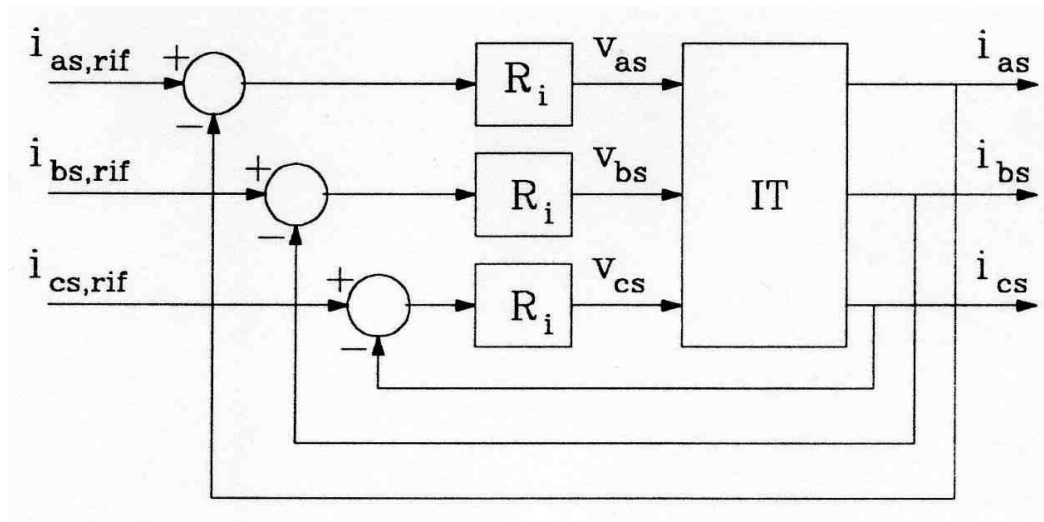
$$g^{-1} = \frac{R_r}{\frac{3}{2} p \mathcal{A}_{rN}^2}$$

INVERTITORE “IC”

Negli schemi con motore alimentato a corrente impressa compare un blocco “IC” (Invertitore di Corrente). Che cosa è e come si realizza.

IC è un invertitore che si comporta come un generatore di corrente: impone la corrente all'uscita e la tensione è conseguenza del tipo di carico applicato.

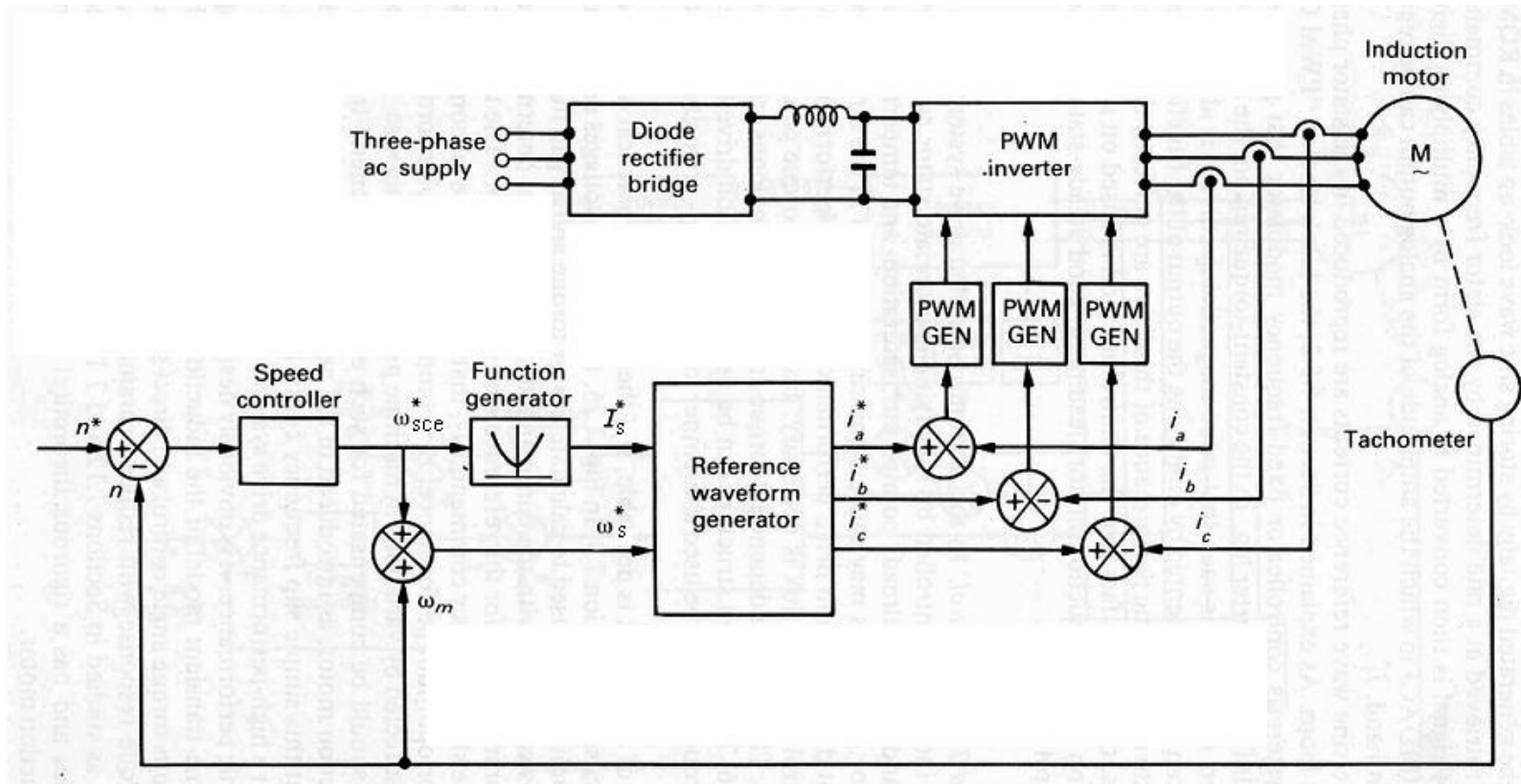
Al giorno d'oggi lo schema più usato per realizzare l'invertitore di corrente è il seguente:



È realizzato con un “IT” (Invertitore di Tensione) in cui ciascuna fase comprende un regolatore di corrente. L'uscita dei regolatori R_i è la tensione di riferimento della fase, che entra in un modulatore PWM.

CONTROLLO DI SCORRIMENTO PER M.A. A CORRENTE IMPRESSA

Uno schema costruttivo (di principio) più completo del controllo di scorrimento per motore asincrono alimentato a corrente impressa è



CONTROLLO DI FLUSSO E COPPIA PER M.A. A CORRENTE IMPRESSA

