



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria
dell'Energia Elettrica

**Analisi comparativa di motori a
riluttanza sincrona per applicazioni
a velocità variabile**

Relatore:
Chiar.mo Prof.
Bianchi Nicola

Laureando:
Brancalion Matteo
Matr: 1082202

Anno Accademico 2017-2018

Ringraziamenti

Desidero innanzitutto ringraziare il professor Nicola Bianchi, relatore, per la disponibilità dimostrata durante gli anni di corso e la guida fornita in tutti i mesi del lavoro di tesi, senza la quale essa non avrebbe mai preso vita.

Grazie al software cloud online Simscale sono state effettuate le simulazioni meccaniche necessarie a questa tesi: una menzione è parsa doverosa.

Ringrazio tutti i colleghi di corso e i professori dei corsi degli anni passati, nella speranza che proseguino o possano ora ricoprire in questa società il ruolo che essi meritano.

Ringrazio infine tutti coloro che mi hanno fornito supporto nel periodo della stesura, amici più o meno lontani, e i miei genitori, a cui dedico questa tesi e a cui non potrò mai rendere conto abbastanza.

Indice

1	Introduzione	6
1.1	Intro: Macchine a riluttanza sincrona (SynRM)	6
1.1.1	Rappresentazioni ed espressioni analitiche: Coppia di riluttanza e fattore di potenza	8
2	Analisi preliminare	13
2.0.1	induttanze e distribuzione dell'induzione	16
2.0.2	MTPA	20
2.0.3	coppia massima e ripple di coppia	21
2.0.4	rendimento e power factor (PF)	29
2.0.5	Osservazioni conclusive	29
3	Analisi comparativa: bassa velocità	30
3.1	Condizioni della simulazione	30
3.1.1	Condizioni d'alimentazione	30
3.1.2	Geometrie delle configurazioni al variare del numero di poli	33
3.1.3	Avvolgimenti	37
3.1.4	Perdite nel ferro	38
3.2	Risultati delle simulazioni	39
3.2.1	Analisi parametriche	39
3.2.2	Caratteristica di magnetizzazione	43
3.2.3	Simulazioni a potenza costante ($I_{slot} \propto p, B_g \approx C$)	44
3.2.4	Simulazioni a coppia costante ($I_{slot} \propto \sqrt{p}$)	47
3.2.5	Bassa induzione, deflussaggio e velocità variabile	50
3.3	Osservazioni conclusive	52
4	Analisi comparativa: alta velocità	53
4.1	Analisi meccanica degli sforzi	53
4.1.1	Stress piano e Sforzo piano	54
4.1.2	Criteri di rottura	55
4.1.3	Approssimazione ad un disco piano: velocità massima	57
4.1.4	Simulazioni meccaniche e condizioni al contorno	58
4.2	Risultati delle simulazioni	60
4.2.1	Deflussaggio ad alte velocità	68
4.2.2	Osservazioni conclusive	69
5	Conclusioni	70
6	Appendice	72

Indice delle variabili

Le grandezze vettoriali sono in grassetto con relative componenti. Eventuali grandezze omesse sono descritte ove impiegate.

- α_i^e = angolo elettrico delle correnti
- γ = angolo di coppia tra flussi e correnti
- γ_{ij} = tensione di taglio
- ϵ_j = j-esima componente di deformazione
- η = rendimento
- θ_m = angolo elettrico di posizione rotorica
- θ_r = angolo elettrico generico nel rif. "r" (d-q)
- θ_s = angolo elettrico generico nel rif. fisso dell'asse d (fase A) di statore
- θ_{pol} = parametro di ampiezza polare
- Λ_{mg} = flusso concatenato magnetizzante
- $\lambda^r = \lambda_d + j\lambda_q$ = flusso concatenato di reazione nel rif. "r" (d-q)
- ρ = densità
- σ_j = j-esima tensione normale, componente dello stress meccanico
- σ_{crit} = valore di stress critico
- φ = angolo di fase (PF: fattore di potenza)
- φ_i = angolo di fase (IPF: fattore di potenza interno)
- ϕ = vari termini di flusso
- ξ = rapporto di salienza
- ω_m = velocità angolare meccanica in $(\text{rad})s^{-1}$ o giri/min
- ω_{max} = velocità angolare meccanica massima in $(\text{rad})s^{-1}$ o giri/min
- ω_{me} = velocità angolare elettrica in $(\text{rad})s^{-1}$
- $B_g = B_d + B_q$ = induzione al traferro
- D = diametro interno dello statore
- \mathbf{E} = tensore di deformazione
- E = f.e.m d'avvolgimento in rms (nel capitolo 3, in val. eff.)
- E = modulo di Young (nel capitolo 4)
- e_m^r = f.e.m forza elettro-motrice nel rif. "r" (d-q)

- F_j j-esima componente di una forza
- $F_{c,j}$ j-esima componente di una forza centrifuga
- $f_\alpha = \alpha \cdot f$ frequenza nominale elevata del fatt. moltiplicativo α
- $f.m.m.$ = generica forza magnetomotrice
- $\mathbf{i}^r = i_d + j i_q$ = corrente d'avvolgimento magnetizzante di simulazione nel rif. "r" (d-q)
- I = corrente d'avvolgimento magnetizzante in rms (val. eff.)
- I_s = corrente d'avvolgimento in rms (val. eff.)
- I_{slot} = corrente di cava in rms (val. eff.)
- $\mathbf{i}_s^r = \mathbf{i}^r + \mathbf{i}_0^r$ = corrente d'avvolgimento nel rif. "r" (d-q)
- \mathbf{i}_0^r = corrente d'avvolgimento dispersa nel ferro nel rif. "r" (d-q)
- k_{fill} = coefficiente di riempimento cava (area conduttori di cava su area di cava)
- k_{sat} = coefficiente di saturazione
- K_s = densità di corrente lineare storica
- K_w = coefficiente d'avvolgimento
- \mathbf{L} = induttanza sincrona nel rif. "r" (d-q) (matrice)
- L = lunghezza longitudinale di macchina
- L_d = induttanza diretta nel rif. "r" (d-q)
- L_{lam} = lunghezza longitudinale di una laminazione
- L_{sal} = lunghezza longitudinale delle salienze
- L_{sez} = larghezza interassiale dei segmenti di rotore
- L_q = induttanza in quadratura nel rif. "r" (d-q)
- $l = l_d + l_q$ = funzione di permeanza in m^{-1}
- M = parametro di configurazione (simulazioni a bassa velocità)
- M_{dq} = induttanza incrociata nel rif. "r" (d-q)
- "MTPA" = angolo di carico ottimale (max torque per ampère)
- N = numero di conduttori serie di fase
- n_c = numero di conduttori di cava
- n_r = numero di separazioni per polo
- p = coppie polari di macchina
- $Q = 6pq$ = numero di cave statoriche (3 fasi)

- q = numero di cave statoriche per polo e per fase
- $R = D/2$ = raggio interno di rotore
- R_s = resistenza d'avvolgimento nel rif. "r" (d-q)
- \mathbf{T} = tensore degli sforzi
- T_{em}, T = coppia elettro-motrice (include le perdite meccaniche)
- $\mathbf{u} = (u_x, u_y, u_z)$ = vettore degli spostamenti
- U e U_d = lavoro e lavoro di deformazione
- $U_s = U_{sd} + U_{sq}$ = (f.m.m) tensione magneto-motrice statorica
- U_r = (f.m.m) tensione magneto-motrice rotorica
- Vol = volume complessivo di rotore (nel capitolo 3)
- Vol_j = j-esimo volume di una laminazione
- \mathbf{v}^r = tensione d'avvolgimento nel rif. "r" (d-q)
- v = coefficiente di Poisson

Capitolo 1

Introduzione

Un confronto tra diverse geometrie di macchine a riluttanza sincrona (SynRM) è stato effettuato in questa tesi con lo scopo di evidenziare osservazioni di carattere generale, preferenze e possibili limitazioni nella scelta costruttiva di macchine per alte e basse velocità operative.

Tre diverse generiche soluzioni (rotore a barriere di flusso, rotore segmentato e rotore a poli sporgenti) sono state messe a confronto nell'analisi per un differente numero di poli.

In particolare sono state effettuate osservazioni sulle prestazioni del rotore a barriere, geometria genericamente preferita per l'alto valore di salienza e di coppia specifica, in relazione ad un progressivo distanziamento dal campo ottimale "standard" dei motori a basse velocità operative e basso numero di poli.

1.1 Intro: Macchine a riluttanza sincrona (SynRM)

Oggetto dell'analisi di questa tesi sono i motori a riluttanza sincrona (SynRM): si tratta di motori sincroni, la cui induzione magnetica prodotta risulta isofrequenziale alla velocità rotorica, muniti di un unico avvolgimento statorico, responsabile anche dell'eccitazione, e privi al rotore sia di avvolgimenti d'eccitazione dedicati che di magneti permanenti.

La coppia ricavabile risulta unicamente dal dimensionamento di un opportuna configurazione rotorica responsabile di una differenza nelle induttanze dei circuiti magnetici degli assi diretto ed in quadratura.

Tale configurazione, a differenza di quella di un motore ad induzione ad avvolgimenti distribuiti, risulta "anisotropa" ossia geometricamente simmetrica unicamente rispetto a due assi privilegiati (diretto "d" e in quadratura "q", o polare ed interpolare).

Durante il funzionamento di un SynRM il rotore tende ad allinearsi con il campo magnetico, allo stesso modo di un qualsiasi oggetto ferromagnetico anisotropico posto al suo interno. Il rotore, comportandosi come un dipolo magnetico, è soggetto a forze contrapposte alle estremità lungo la direzione longitudinale (asse diretto "d"), proporzionali al disallineamento dal campo magnetico: si ha coppia se è presente un angolo tra questa direzione e la direzione del campo magnetico.

All'interno di un motore sincrono il campo magnetico è mobile: il "riallineamento" del rotore di un SynRM al campo è perciò *continuo*.

La coppia motrice presenta dunque una dipendenza dall'angolo di disallineamento tra asse diretto rotorico e campo come anche dall'angolo delle correnti, considerandone il campo magnetico generato.

Configurazioni "più anisotropiche" (a maggior valore di rapporto di salienza " ξ " come verrà mostrato in seguito) risultano in valori superiori di coppia.

L'ottimizzazione del motore a riluttanza è dunque sostanzialmente affidata alla geometria del rotore, con lo scopo di ottenerne un adeguato equilibrio tra anisotropia realizzabile e resistenza alla saturazione del nucleo ferromagnetico, e all'adeguata disposizione di cave e avvolgimenti statorici, quest'ultima principalmente per ridurre il ripple come verrà mostrato dalle considerazioni del par. 2.0.3.

Nel caso più comune si crea un rotore "a barriere" ricavando in lamiera delle cavità curvilinee (barriere), in numero variabile e opportunamente dimensionate e disposte, in grado di "deviare" il flusso riducendone la componente ortogonale (in quadratura) senza influire eccessivamente sulla componente longitudinale (diretta) e senza indurre eccessiva saturazione nel ferro rotorico.

L'ottimizzazione di questo rotore dipende da molteplici variabili, difficili da considerare assieme, per cui spesso si riduce il problema scegliendo configurazioni di un'unico tipo (numero di barriere, barriere di un certo "tipo", a fronte curvo o segmentato, o di forma simile) o operanti entro un campo limitato di caratteristiche (numero di poli, velocità, coppia massima, tipo di avvolgimenti impiegati) o si adottano altre assunzioni semplificative.

Alternative a questa configurazione esistono e sono generalmente più semplici in realizzazione: si tratta di geometrie "a segmenti", in numero pari ai poli di macchina, in grado di convogliare il flusso rotorico e creare un percorso preferenziale, a conti fatti realizzando un'anisotropia rotorica, o a "poli sporgenti", simili a quelle di una macchina sincrona a poli sporgenti privata degli avvolgimenti d'eccitazione.

L'ottimizzazione di queste due configurazioni risulta notevolmente più semplice per l'assenza delle particolari geometrie delle barriere. Essa è di fatto stata effettuata nel Capitolo 3, in cui una generica configurazione di rotore a barriere, non ottimizzata, è stata confrontata con configurazioni *ottimizzate*. Le prestazioni di tali alternative sono tuttavia generalmente secondarie di quelle del rotore a barriere (in un campo operativo "standard"), per quanto verrà mostrato nel Capitolo 1 in termini di efficienza e vibrazioni (ripple) di coppia.

Dato che l'ottimizzazione tra le tre diverse configurazioni non ha legami particolari e riguarda parametri diversi le analisi proposte in questa tesi, condotte in termini parametrici, si propongono di studiare comportamenti e casi in cui una geometria risulti preferenziale rispetto ad un'altra, indagando al di fuori del campo operativo "standard" dei motori a bassa velocità e basso numero di poli, con conseguente risparmio nella ricerca di soluzioni ottimali, in particolare in eventuali casi in cui ottimizzare un rotore a barriere si rivelasse controproducente.

1.1.1 Rappresentazioni ed espressioni analitiche: Coppia di riluttanza e fattore di potenza

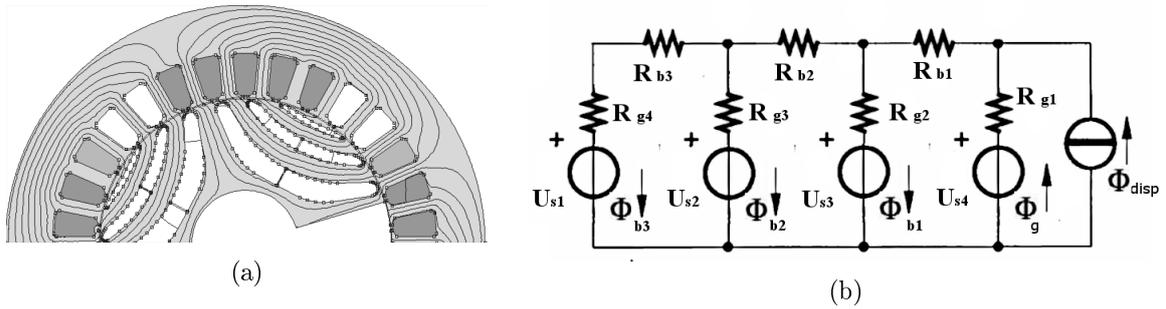


Figura 1.1: (a) Simulazione di un SynRM a carico: andamento di flussi e correnti (b) circuito magnetico di un SynRM a 3 barriere

È stato menzionato nell'introduzione che il SynRM opera con rotore "disallineato" rispetto al campo magnetico mobile. Di fatto il rotore, grazie alla propria configurazione anisotropica, è in grado di "deviare" il flusso rispetto al percorso tipico in un rotore simmetrico (ad esempio in un motore ad induzione).

È riportata in fig. 1.1a, ricavata da una simulazione, una tipica condizione di carico di un SynRM a barriere, in cui è visibile sia l'andamento delle linee di flusso sia l'andamento delle correnti in cava (le cave evidenziate in grigio più scuro hanno corrente in cava di maggior intensità, positiva o negativa, mentre le cave in bianco hanno correnti pressoché nulle).

I flussi non concatenano esclusivamente le cave alimentate, come farebbero altrimenti in un rotore isotropo privo di cavità: le linee di flusso seguono piuttosto le barriere (a fondo bianco) e il loro ingresso nello statore risulta sfasato rispetto all'andamento delle correnti.

In fig. 1.1b è rappresentata la struttura del circuito magnetico di un SynRM a barriere con le considerazioni ricavate da [4, 5]. Ne risulta descritto l'effetto delle barriere, le quali ripartiscono il flusso in varie maglie che includono le riluttanze all'airgap (le varie " R_g ") e le riluttanze realizzate da una o più barriere (le varie " R_b "), nel caso dei flussi ϕ_{b1} , ϕ_{b2} e ϕ_{b3} , o nessuna riluttanza di barriera nel caso dei flussi ϕ_g e ϕ_d : i primi tre flussi sono i flussi in uscita dai segmenti interni al rotore, ϕ_g è il flusso in ingresso all'airgap (complessivo) e ϕ_d è il termine introdotto per includere i flussi dispersi quali i flussi a "zig-zag" tra segmenti e statore.

In modo analogo il circuito magnetico di un motore SynRM a poli salienti o segmentato si può considerare come il caso del circuito di fig. 1.1b con un'unica barriera e un'unica riluttanza ϕ_{b1} .

In totale assenza di barriere o anisotropia rotorica non sarebbe presente alcuna riluttanza ($R_b = 0$): la macchina non avrebbe modo di "deviare" i flussi rispetto all'andamento delle correnti: ciò non realizzerebbe alcuna coppia motrice, come verrà evidenziato da successive formule.

Caratteristica principale del SynRM è l'assenza di magneti permanenti ed avvolgimenti d'eccitazione. Ne derivano alcune considerazioni analitiche che definiscono le caratteristiche tipiche di questi motori, qui brevemente riassunte.

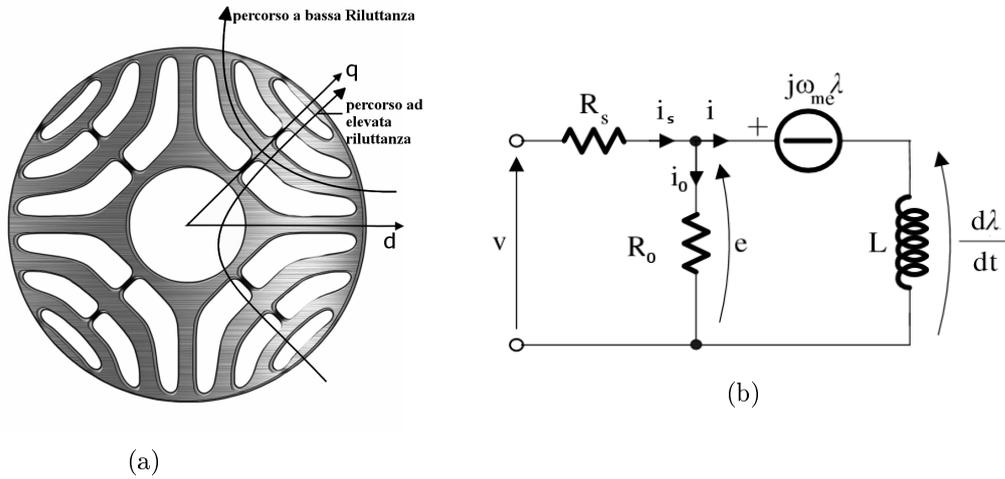


Figura 1.2: (a) Lamierino (sezione trasversale) di rotore a barriere di motore SynRM: gli assi (ortogonali) del riferimento "r" d-q corrispondono agli assi evidenziati in figura (b) rappresentazione circuitale del SynRM nel riferimento "r"

Come ricavabile dalla teoria degli azionamenti (rif. [6]) è possibile rappresentare un motore sincrono di fasi a,b,c tramite le due equazioni della tensione e dei flussi, date nel riferimento "r" solidale agli assi polare e interpolare (assi d e q) del rotore, associando a terne delle grandezze di fase un unico fasore *fisso* nel riferimento, mobile alla velocità di sincronismo (ω_{me}).

Gli assi d polare e q interpolare di rotore sono dati come in 1.2a. Si riportano in merito le espressioni seguenti

$$\mathbf{v}^r = R_s \mathbf{i}_s^r + \mathbf{e}^r \quad (1.1)$$

$$\mathbf{e}^r = \mathbf{e}_m^r + j\omega_{me}(L_\sigma \mathbf{i}_s^r) = \frac{d\boldsymbol{\lambda}^r}{dt} + j\omega_{me}(\boldsymbol{\lambda}^r + \Lambda_{mg}); \quad (\Lambda_{mg} = 0) \quad (1.2)$$

con \mathbf{v}^r fasore della tensione assorbita ed \mathbf{e}_m^r f.e.m. forza elettromotrice prodotta, entrambe riportate al riferimento d-q, \mathbf{i}_s^r correnti d'avvolgimento e $\boldsymbol{\lambda}^r$ flusso di magnetizzazione all'airgap di reazione, dovuto alle correnti statoriche.

Il circuito elettrico in fig. 1.2b, deducibile dai circuiti [6, fig. 1,10], è corrispondente alle eq. (1.1) e (1.2) per un SynRM.

R_s è la resistenza di fase, mentre il termine R_0 rappresenta le perdite nel ferro.

La corrente d'avvolgimento si suddivide in corrente magnetizzante i e corrente dispersa i_0 nelle perdite nel ferro di statore e rotore.

L'induttanza sincrona L è data dalla somma di un'induttanza di magnetizzazione L_m (flussi concatenati che percorrono il circuito magnetico statore-rotore) e di un induttanza di dispersione L'_σ (ricavata da L_σ , induttanza statorica di dispersione in eq. (1.2), riportata a rotore).

Il termine Λ_{mg} non in grassetto indica invece il flusso (costante) dato da avvolgimenti dedicati o magneti predisposti, allineato con l'asse polare d: in questa tipologia di macchina esso è nullo.

Trascurando in eq. (1.2) il termine transitorio " $d\lambda/dt$ " ne consegue che la f.e.m di macchina risulta unicamente dalla variazione angolare $j\omega_{me}$ del flusso concatenato di reazione, prodotto dagli stessi avvolgimenti statorici.

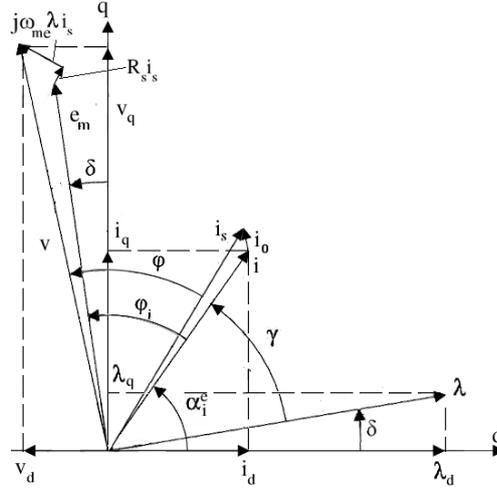


Figura 1.3: Diagramma fasoriale (riferimento sincrono d-q) di un motore SynRM

Secondo la teoria nel riferimento d-q così scelto valgono le relazioni:

$$\mathbf{x}^r = x_d + jx_q$$

per tutte le grandezze del tipo \mathbf{x}^r .

Dato il flusso $\boldsymbol{\lambda}^r = \lambda_d + j\lambda_q$ rielaborando l'espressione della f.e.m. ottengo

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^r &= j\omega_{me}\boldsymbol{\lambda}^r = j\omega_{me}(\lambda_d + j\lambda_q) \\ &= j\omega_{me}(L_d i_d + jL_q i_q) \end{aligned} \quad (1.3)$$

con corrente $\mathbf{i}^r = i_d + ji_q$ e induttanze *apparenti*

$$\begin{aligned} L_d &= \frac{\lambda_d(i_d)}{i_d} = L_{dm} + L_\sigma \\ L_q &= \frac{\lambda_q(i_q)}{i_q} = L_{qm} + L_\sigma \end{aligned} \quad (1.4)$$

ricavate assumendo, a fini di semplificazione, l'assenza del fenomeno della saturazione incrociata ($\partial\lambda_d/\partial i_q = 0$): si assume la macchina come sovrapposizione di due differenti circuiti magnetici (di assi diretto d e quadratura q) alimentati dalle correnti i_d e i_q tali per cui la corrente del circuito di asse diretto non può influire sulla saturazione del circuito di asse in quadratura e viceversa.

Se fosse verificata l'uguaglianza $L_d = L_q = L$, corrispondente ad un rotore privo di salienza, si avrebbe $\boldsymbol{\lambda}^r = L \cdot \mathbf{i}^r$: il fasore delle correnti sarebbe allineato al fasore dei flussi.

La rappresentazione, data dalla teoria degli azionamenti, per cui si descrivono correnti di fase e flussi con singoli fasori di componenti vettoriali d-q, corrisponde alla semplificazione di ridurre il comportamento della macchina a quello di una spira (1 solo avvolgimento), composta da due conduttori distanti " D ", distanza pari al diametro interno di statore, e

percorsi da una corrente continua $|\mathbf{i}^r|$ moltiplicata per un fattore "3p/2 derivato dalla trasformazione teorica, soggetto al campo magnetico allineato con λ .

Data l'espressione della Forza di Lorentz applicata a ciascun filo della spira ricavo l'espressione della coppia: essa è data dal prodotto vettoriale

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3p}{2} [\boldsymbol{\lambda} \wedge \mathbf{i}^r] \\ &= \frac{3p}{2} [\lambda_d i_q - \lambda_q i_d] \end{aligned} \quad (1.5)$$

Quest'espressione è generale (valida anche in presenza di saturazione e saturazione incrociata).

Nel caso invece di riconsiderare le induttanze apparenti in assenza dei suddetti effetti posso riscriverla come:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \cdot [\Lambda_{mg} i_q + (L_d(i_d) - L_q(i_q)) \cdot i_d i_q] \quad (1.6)$$

Con $\Lambda_{mg} i_q = 0$ termine trascurabile di coppia cilindrica.

La coppia agente sul rotore, proporzionale a $L_d - L_q$ è una coppia di riluttanza, unicamente funzione della geometria e dell'alimentazione dell'avvolgimento statorico.

È possibile riscrivere la (1.6) anche come

$$T_{(ril)} = \frac{3}{2} p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_d i_q = \frac{3}{2} p \cdot (L_d - L_q) \cdot I^2 \cdot \sin(2\alpha_i^e)] \quad (1.7)$$

con I modulo della corrente d'avvolgimento (a meno del termine i_0) in valor efficace (rms) e relativo α_i^e angolo elettrico delle correnti rispetto all'asse d.

Il parametro significativo $\xi = L_d/L_q$ è definito "rapporto di salienza".

Dal riferimento [6] è stata ricavata la relazione tra questo fattore e il fattore di potenza "interno" IPF. Esso è definito in [6] come l'angolo tra la f.e.m \mathbf{e}_m e la corrente magnetizzante \mathbf{i} .

Se si trascurano le resistenze R_s ed R_m e l'induttanza di dispersione L_σ , facendo riferimento alla fig. 1.3, gli angoli φ_i e φ coincidono ($i_0 = 0$) ed il fattore IPF è pari al fattore di potenza PF standard effettivamente proporzionale alla potenza elettrica erogata, calcolato tra la fondamentale della tensione \mathbf{v} e della corrente d'avvolgimento \mathbf{i}_s .

Con queste assunzioni la relazione tra salienza e IPF è estendibile anche al PF: ne risulta

$$\begin{aligned} PF &= \cos(\varphi) \approx \cos(\varphi_i) \\ &= \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_i^e + \delta\right) = \cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{\frac{L_d i_d}{L_q i_q} - \frac{i_q}{i_d}}{\frac{L_d}{L_q} - 1} \right) \right] \end{aligned} \quad (1.8)$$

Come riportato in [6] questa funzione ha un massimo per $\tan(\alpha_i^e) = i_q/i_d = \xi$ pari a

$$IPF_{max} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} = 1 - \frac{2}{\xi + 1} \quad (1.9)$$

Il fattore di potenza cresce al crescere del parametro ξ . Esso tende ad essere basso per questo tipo di macchine.

Con riferimento al diagramma vettoriale di fig. 1.3, come da successive osservazioni sui risultati delle simulazioni, identifico un angolo di coppia γ , angolo tra correnti e flussi, basso per queste macchine, circa sotto i 30° , crescente con la saturazione, aumentando con essa la riluttanza di asse diretto.

Secondo le considerazioni che verranno effettuate in par. 2.0.2 l'angolo ottimale MPTA (massima coppia su corrente) delle correnti, dato α_i^e in fig. 1.3, varia tra 45° e 60° gradi a seconda della saturazione.

Come conseguenza l'angolo di sfasamento φ è sovente pari a 20° - 40° gradi il che fornisce un fattore di potenza generalmente ridotto.

Il rendimento può essere ricavato assumendo le perdite nel rame d'avvolgimento preponderanti ($P_{loss} = P_{cu}$) su tutte le altre perdite, come verificato in [8].

$$\eta = \left(1 + \frac{P_{cu}}{\omega_{me} \cdot T}\right)^{-1} \quad (1.10)$$

$$P_{loss} \approx P_{cu} = 3R_s I_s^2$$

da cui ricavo

$$\eta \approx \left(1 + \frac{1}{\frac{\omega_{me}}{3 \cdot R_s} \cdot \left(\frac{T}{I_s^2}\right)}\right)^{-1} \quad (1.11)$$

approssimazione valida per basse velocità che evidenzia il rendimento dipendente unicamente (date frequenza e resistenza d'avvolgimento) dal rapporto T/I_s^2 proporzionale alla differenza $L_d - L_q$.

Da queste osservazioni analitiche risultano descritte le caratteristiche tipiche dei motori SynRM, il cui principale svantaggio è un basso PF.

Un confronto con i motori asincroni (IM) è stato realizzato in [7, 8]. In [7] da simulazioni effettuate a parità di configurazione statorica (e volumi) è stata calcolata una coppia media superiore del 10%-15% rispetto ad un IM di pari dimensioni: il SynRM ha maggior coppia specifica.

Dall' eq. (1.11) intuisco che non sussistono altri parametri in grado di influenzare il rendimento oltre alla resistenza degli avvolgimenti. Il rotore è inoltre privo di avvolgimenti e con tali mancano le perdite d'avvolgimento presenti invece in un motore IM.

In [8] è verificato un calo delle perdite complessive del 40% in un motore SynRM ad alta efficienza rispetto ad un motore asincrono di analoghe dimensioni, risultando in un'efficienza superiore ($\eta \approx 92.5\%$ nel SynRM rispetto a $\eta \approx 89.7\%$) a patto di alimentare entrambi con un controllo elettronico adeguato.

Senza avvolgimenti rotorici migliora anche il comportamento termico della macchina.

Capitolo 2

Analisi preliminare

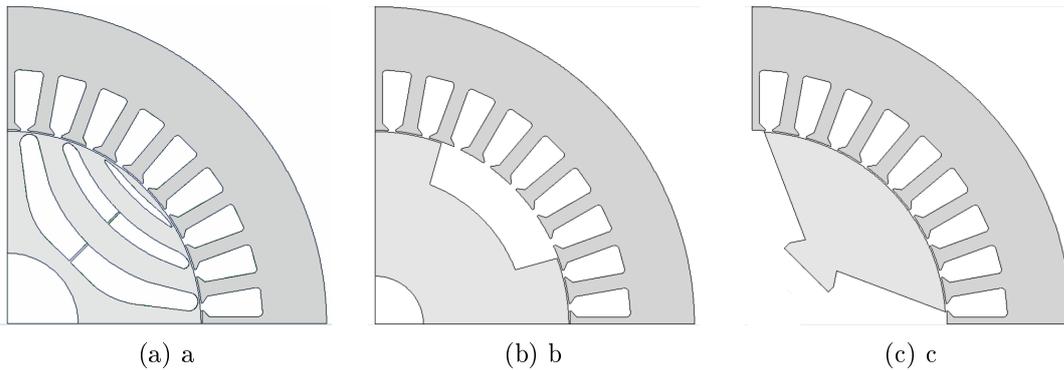


Figura 2.1: Confronto tra geometrie a basso numero di poli ($2p = 4$, 1500 rpm, rotore (a) a barriere, (b) a poli sporgenti, (c) segmentato)

Un confronto con un software ad elementi finiti (Fem) è stato realizzato per tre configurazioni di un generatore a 4 poli alimentato a frequenza di rete (1500) rpm.

Come conseguenza della particolare tipologia di macchine si può ricondurre il confronto ad un numero ridotto di parametri come esposto dalle osservazioni che seguono. Le geometrie sono valutate sulla base della coppia erogata/coppia su corrente d'avvolgimento generabile (T_s/I_s) e relativo ripple e delle induttanze d'avvolgimento diretta L_d ed in quadratura L_q . La simulazione è stata effettuata per statore con 36, 30 e 24 cave, valutando poi la dipendenza del ripple e del fattore di potenza dal numero di cave per ogni geometria rotorica.

dati dello statore

Diametro esterno: 180 mm

Diametro interno D: 110 mm

Apertura delle cave al diametro D: 2.2 mm

Larghezza del dente: 4.15 mm (36 cave), 5 mm (30 cave), 6.2 mm

Larghezza sezione corona: 28.04mm (36 cave), 28.10 mm (30, 24 cave)

In tabella è riportata la disposizione degli avvolgimenti per numero di cave. Nella simulazione è posto $n_c = 1$ conduttore a cava.

n.cave	correnti simulazioni				
36	150 A	300 A	450 A	1100 A	2200 A
30	180 A	360 A	540 A	1320 A	2640 A
24	225 A	450 A	675 A	1650 A	3300 A

Tabella 2.1: Correnti di simulazione in base alle cave, con 1 conduttore a cava

Il confronto per tutte le configurazioni è stato effettuato a valori di coppia comparabili. Con un unico conduttore a cava e come ricavabile dall'eq. (1.7) simile condizione è realizzata se tra coppie di simulazioni a Q e Q' cave

$$I_{sQ'} = \frac{Q}{Q'} \cdot I_{sQ} \quad (2.1)$$

Come criterio per il dimensionamento dello statore è stato posto di mantenere costante il rapporto tra passo di cava e sezione denti di statore e con tale il rapporto tra induzione al dente e al traferro, comparabile per ogni configurazione.

L'airgap è il medesimo in tutte le configurazioni e pari a 0.4mm (in grado di generare la medesima induzione a parità di amperspire di f.m.m).

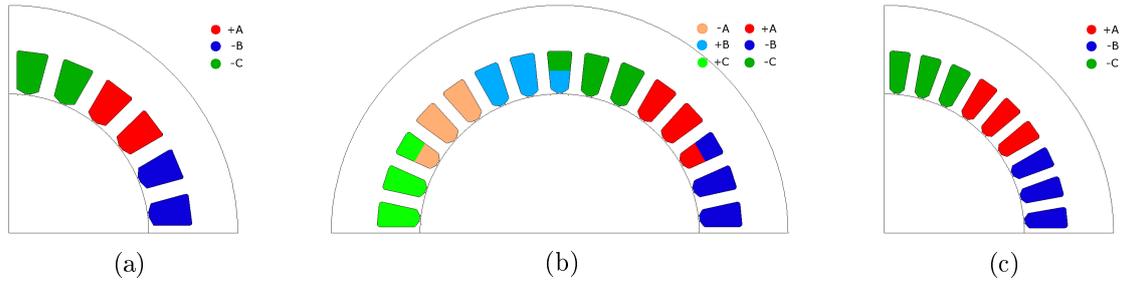


Figura 2.2: Disposizione degli avvolgimenti delle fasi in cava (a) Q = 24 cave (b) Q = 30 cave (c) Q = 36 cave. Le sezioni date indicano le sezioni utilizzate nelle simulazioni ((a) antiperiodica, (b) periodica, (c) antiperiodica)

dati del rotore

Diametro esterno: 109.2 mm

Le configurazioni rotoriche sono qui brevemente descritte:

- Rotore a barriere: rotore a 3 barriere di spessori (10 mm, 20 mm, 30 mm), e diametro d'albero 35 mm. Le barriere sono del tipo "Zhukovski" con una leggera segmentazione della barriera più interna.
- Rotore segmentato: rotore composto da segmentazioni di corona circolare di ferro, di sezione massima interassiale 27 mm (asse q interpolare), che coprono un arco di 82.6°, munite di giunzioni di sezione 5.93 mm ed inserite in un involucro di materiale non magnetico.
- Rotore a poli salienti: rotore di diametro esterno (alle estremità dei poli) 109.2 mm e diametro interno (alla base delle sporgenze polari) 85 mm (sezione interassiale di 28.85

mm). Le salienze coprono un arco di 40° . L'albero, di materiale non magnetico, ha diametro 27.3 mm

Il processo adottato è stato il medesimo in tutte le simulazioni (individuazione dell'MTPA a rotore fisso e successiva analisi a motore variabile e angolo di carico = MTPA).

Con i dati in seguito ricavati è stato verificato che i valori delle induttanze nelle varie parti di macchina rispettano i range tipici dei generatori sincroni. La fig. riporta

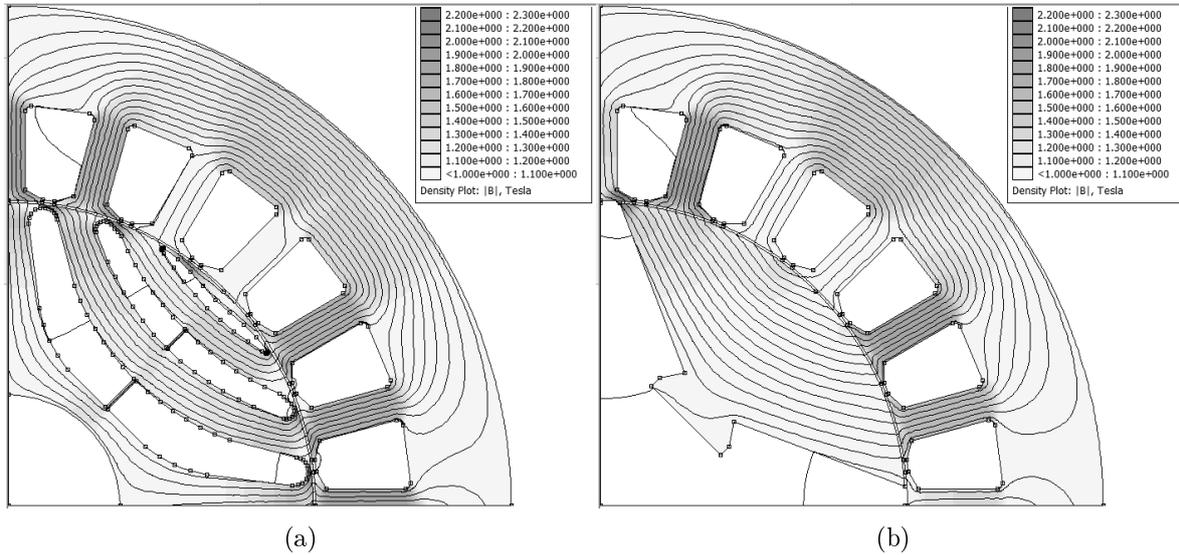


Figura 2.3: Induzione nel ferro a carico (MTPA, $Q = 24$) (a) barriere, $\alpha_i^e = 52.6$ barriere, (b) a poli sporgenti, (c) segmentato)

2.0.1 induttanze e distribuzione dell'induzione

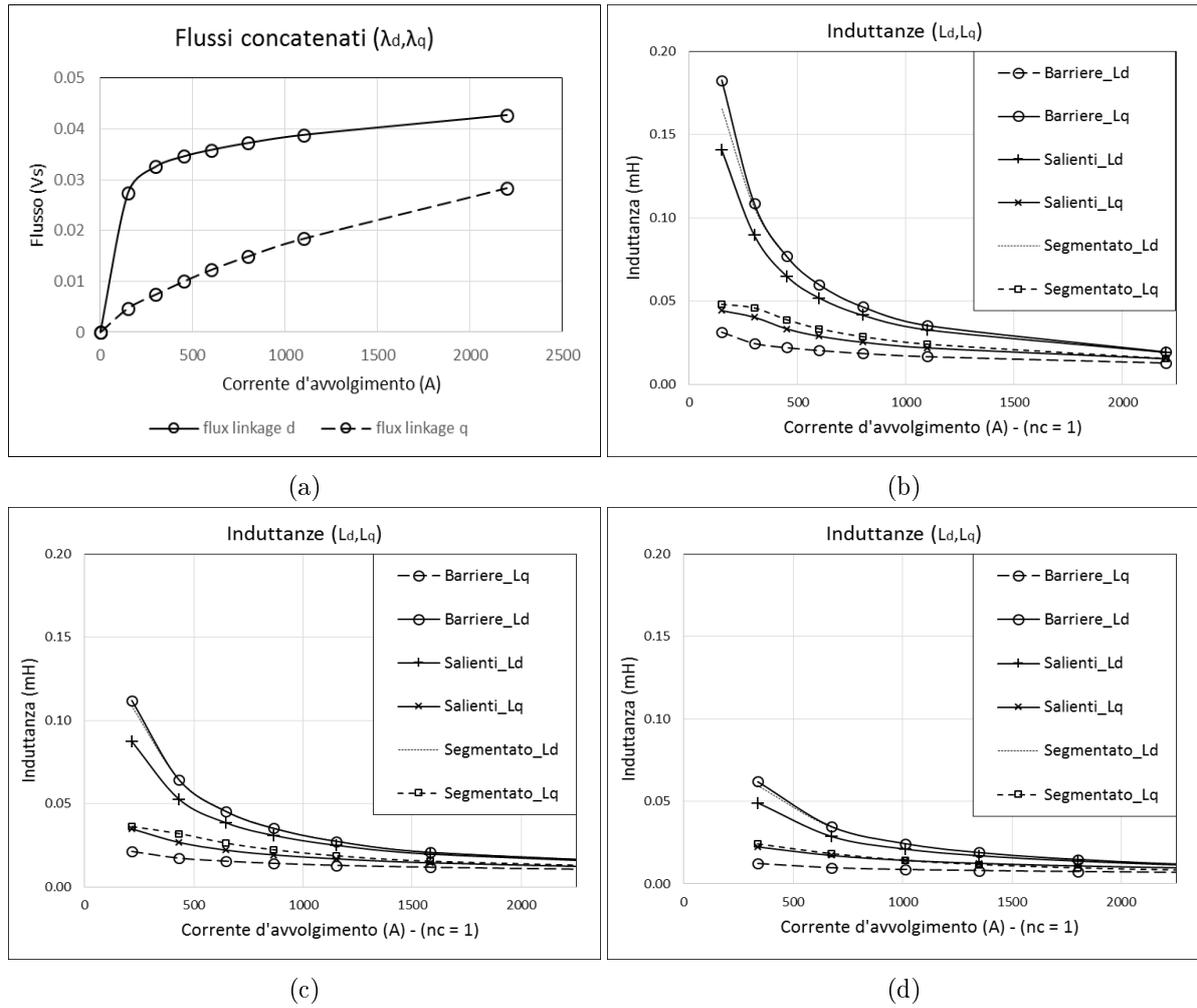


Figura 2.4: (a) Andamento dei flussi λ_d e λ_q ed induttanze L_d ed L_q per configurazioni e numero di cave (b) $Q = 36$ cave (c) $Q = 30$ cave (d) $Q = 24$ cave

Dalla figura 2.4a ricavo l'andamento tipico dei flussi (diretto e quadratura) per una macchina a riluttanza sincrona.

Come si può osservare L_q , legata al flusso concatenato λ_q interpolare che attraversa le barriere *in aria* rimane pressoché costante, mentre L_d cala con la saturazione.

Le induttanze per tipo di rotore in funzione della corrente sono state ricavate come in figura 2.4

Per 4 poli il rotore a barriere presenta il salto $L_d - L_q$ più elevato.

Il rotore segmentato ha valori di induttanza L_d comparabili con il rotore a barriere. Ciò non vale per l'induttanza L_q compatibilmente con il fatto che non ha cavità per ridurre il flusso in quadratura, di fatto risultando peggiore del rotore a poli salienti.

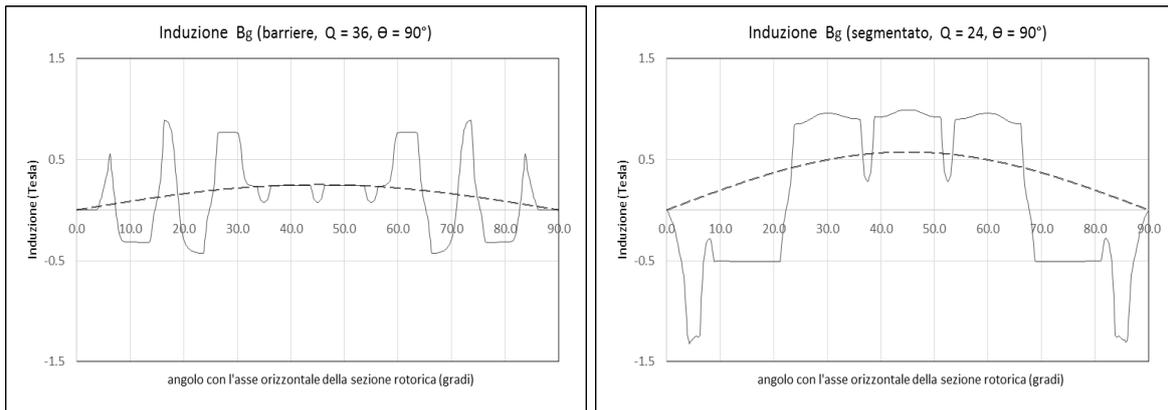
Il rotore a poli salienti ha invece L_d più ridotta.

Confrontando le fig. 2.4b e 2.4c e dai dati della tab 2.2 noto la dipendenza delle induttanze

dal numero di cave (a minor numero di cave si hanno maggiori induttanze). Dunque per (1.6) a parità di condizioni la coppia dovrebbe aumentare con il numero di cave.

La dipendenza dal numero di cave non è la medesima per le configurazioni. Mentre per l'induttanza diretta L_d non si notano differenze significative nella dipendenza dal numero di cave (come ricavabile dai dati in tab. 2.2 confrontando i termini tra parentesi) per l'induttanza in quadratura L_q si hanno due casi

- A bassa saturazione (Sim. 1 in tab. 2.2) il rotore a barriere presenta maggior dipendenza dal numero di cave delle altre configurazioni
- In saturazione (Sim. 1) è invece il rotore segmentato a presentare maggior dipendenza



(a) a

(b) b

Figura 2.5: Andamento dell'induzione B_g al traferro, motore a $2p = 4$ poli, (a) rotore a barriere, $Q = 36$ cave, $I = 450$ A e (b) rotore segmentato, $Q = 24$ cave, $I = 1012.5$ A, angolo delle correnti $\alpha_i^e = 90^\circ$

Il comportamento di L_q è spiegabile dalle distribuzioni dell'induzione di fig. 2.5

Osservando le figure noto come agli ingressi delle cave corrispondano "cavità" periodiche nella distribuzione dell'induzione.

Il rotore a poli salienti presenta un traferro significativo (dove si individua la maggioranza del flusso) esclusivamente in una porzione del medesimo, corrispondente alla sezione angolare coperta dai poli, al contrario delle altre due configurazioni.

Ne risulta che nel rotore a poli salienti in generale le cave hanno minor influenza.

L'andamento dell'induzione per il rotore a barriere è invece rappresentato dal grafico di fig. 2.5a il quale mostra un andamento "oscillante" nel traferro con in flusso che aggira le barriere in entrata ed uscita dalle sezioni del ferro rotorico (flusso a "zig-zag"). Le cave interagiscono non più "bucando" la distribuzione con le cavità (tranne che nella parte centrale ed in misura minore) ma alterando l'andamento al traferro di queste oscillazioni.

Nel rotore segmentato invece l'oscillazione è unica: il flusso in quadratura entra nel segmento lungo l'asse q ne esce alle estremità, come mostrato in fig. 2.5b dal segno di B_g . È dunque qui invece rilevante l'effetto delle cavità nell'andamento precedentemente descritte.

Si possono così definire due interazioni con le cave: (1) l'annullamento o la riduzione dell'induzione dato dalle "cavità" (2) e le oscillazioni del flusso denti-sezioni rotoriche.

Si faccia riferimento ai dati di tab 2.2 riportati dalle simulazioni. A fianco di ogni valore calcolato è messo (tra parentesi) il rapporto al caso a $Q = 24$ cave per misurare la

Simulazioni: induttanze								
Poli	Sim. 1	barriere	segmenti	salienti	Sim. 2	barriere	segmenti	salienti
Ld - induttanza diretta								
36	150 A	0.183 (2.95)	0.165 (2.78)	0.141 (2.87)	450 A	0.077 (3.16)	0.076 (3.15)	0.065 (3.09)
30	216 A	0.112 (1.81)	0.109 (1.83)	0.087 (1.78)	648 A	0.045 (1.86)	0.046 (1.88)	0.039 (1.83)
24	337 A	0.062 (1.00)	0.059 (1.00)	0.049 (1.00)	1012 A	0.024 (1.00)	0.024 (1.00)	0.021 (1.00)
Lq - induttanza in quadratura								
36	150 A	0.031 (2.60)	0.048 (1.99)	0.044 (1.98)	450 A	0.022 (2.58)	0.039 (2.74)	0.033 (2.35)
30	216 A	0.021 (1.77)	0.036 (1.51)	0.035 (1.56)	648 A	0.016 (1.80)	0.026 (1.86)	0.022 (1.56)
24	337 A	0.012 (1.00)	0.024 (1.00)	0.022 (1.00)	1012 A	0.009 (1.00)	0.014 (1.00)	0.014 (1.00)
ξ - rapporto di salienza								
36	150 A	5.79 (1.13)	3.45 (1.40)	3.18 (1.45)	450 A	3.47 (1.22)	1.98 (1.15)	1.95 (1.31)
30	216 A	5.22 (1.02)	3.00 (1.21)	2.50 (1.14)	648 A	2.93 (1.03)	1.74 (1.01)	1.74 (1.17)
24	337 A	5.10 (1.00)	2.47 (1.00)	2.20 (1.00)	1012 A	2.83 (1.00)	1.72 (1.00)	1.48 (1.00)

Tabella 2.2: Valori delle induttanze in mH per configurazione e rapporti relativo al caso a Q = 24 cave (tra parentesi)

dipendenza dei valori dall'aumento delle cave.

Quando la saturazione è ridotta anche l'induzione è bassa: un effetto di annullamento (1) è meno rilevante rispetto ad un effetto di oscillazione (2). Come conseguenza il rotore **a barriere** presenta la più rilevante dipendenza di Lq dal numero di cave. (Sim. 1: valore "(2.60)" a Q = 36 cave)

Quando la saturazione è elevata il numero di cave è più rilevante nel rotore **a poli segmentati** (Sim. 2: valore "(2.74)" a Q = 36 cave).

Dai dati della tab 2.2 è ricavabile il valore *medio* delle induttanze per configurazione.

In realtà le induttanze della macchina sono funzione della posizione rotorica.

Volendo analizzare detto comportamento sono state effettuate ulteriori simulazioni a *rotore mobile* e angolo di carico nullo con $I = i_d = 30A$.

È stata osservata una variazione nelle induttanze in un arco elettrico $\alpha_{var}^c = q\alpha_c^c$ corrispondente alle cave occupate da una fase, con $\alpha_c^e = p\alpha_c^m$ angolo elettrico di cava, essendo la configurazione simmetrica per le tre fasi.

Con i dati a disposizione è possibile modellizzare il generatore come un sistema di induttanze. Si considera il caso assenza di saturazione e si riporta il modello *aprossimativo* descritto in dettaglio in [3] da cui risultano definiti i flussi λ_q e λ_d

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(\nu) & M_{dq}(\nu) \\ M_{dq}(\nu) & L_q(\nu) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_q} = \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_d}$$

$$L_d(\theta) = L_{d0} + \Delta L_d \cdot \cos(Q\theta_m) \quad (2.2)$$

$$L_q(\theta) = L_{q0} - \Delta L_q \cdot \cos(Q\theta_m) \quad (2.3)$$

$$M_{dq}(\theta) = -\Delta M_{dq} \cdot \sin(Q\theta_m) \quad (2.4)$$

Le equazioni (2.2), (2.3) e (2.4) descrivono l'andamento delle induttanze (statoriche) nel riferimento dq rotorico. Come riportato in [3, p. 2] i termini ΔL_d , ΔL_q e ΔM_{dq} indicano la variazione delle induttanze dipendente dal disallineamento tra gli "ingressi" dei segmenti

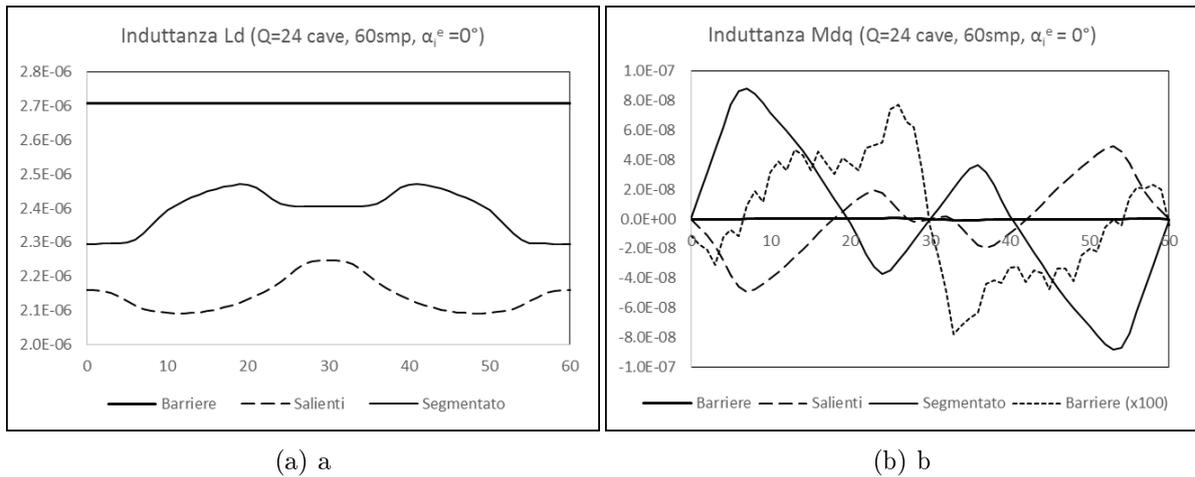


Figura 2.6: Andamento delle induttanze (a) L_d e (b) M_{dq} in funzione della posizione rotorica

rotorici (si intendono tali le sezioni a gap minimo e permeabilità maggiore) e i denti di statore. Quando segmenti e denti sono allineati, L_d è massima e L_q è minima.

L'approssimazione del modello è data dal considerare un'unica armonica delle funzioni delle induttanze, di periodo $2\pi/Q$: la variazione è da considerarsi relativa a quest'armonica.

Nelle fig. 2.6a e 2.6b sono riportati gli andamenti di L_d e M_{dq} ricavati dalle simulazioni come rapporti

$$L_d = \frac{\lambda_d}{i_d}; \quad M_{dq} = \frac{\lambda_q}{i_d}; \quad (i_q = 0)$$

La differenza tra il rotore a barriere e le altre configurazioni è mostrata dai grafici: per il rotore a barriere $\Delta L_{d,barriere} = 0$ e $\Delta M_{dq,barriere}$ è circa due ordini di grandezza inferiore rispetto a quella delle altre configurazioni. Il motivo è dovuto al fatto che la soluzione a barriere mantiene un gap uniforme in tutti i 90 gradi (elettrici) di un polo. Si nota inoltre come l'ampiezza dell'arco "di distacco" tra le sezioni rotorica e statorica conta poco: il rotore segmentato (diversamente dal rotore a poli salienti) è per la quasi totalità della propria sezione a distanza di gap dallo statore, eppure $\Delta L_{d,segmentato} \approx \Delta L_{d,salienti}$.

Il comportamento del rotore a barriere è da considerarsi "migliore": la variazione locale delle induttanze avrà influenza diretta sul ripple di coppia come verrà mostrato in par. 2.0.3.

2.0.2 MTPA

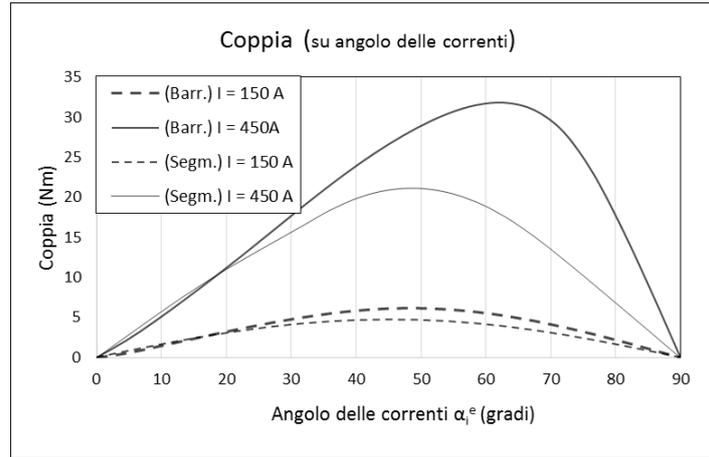
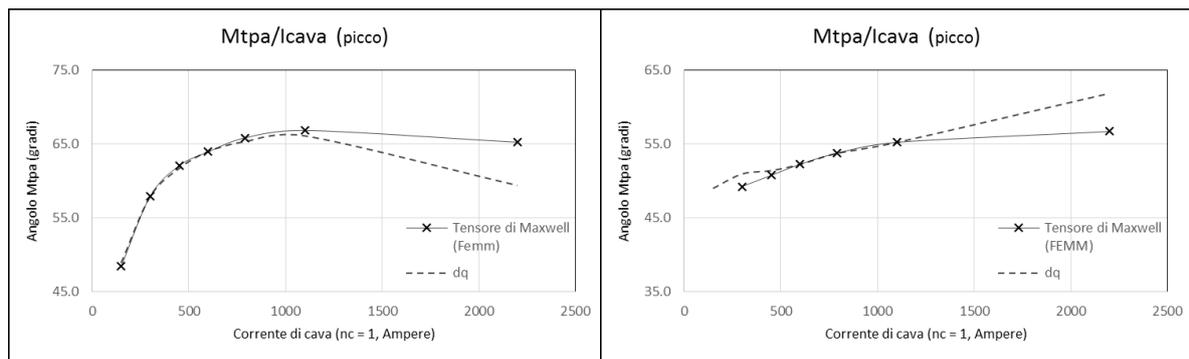


Figura 2.7: Variazione della coppia su variazione dell'angolo delle correnti α_i^e per due configurazioni (Barriere e Segmentato) e due correnti d'avvolgimento

Una prima simulazione a rotore fisso è stata effettuata per individuare l'angolo delle correnti statoriche a cui corrisponde coppia massima (MTPA) in dipendenza dall'intensità delle medesime.



(a) a

(b) b

Figura 2.8: MTPA per corrente di cava, statore a $Q = 36$ cave ($2p = 4$, 1500 rpm, rotore (a) a barriere, (b) a poli sporgenti)

Dall'espressione 1.7 ricavo

$$\frac{\partial T}{\partial \alpha_i^e} \propto 2 \cos(2\alpha_i^e) = 0 \quad \text{per} \quad \alpha_i^e = \frac{\pi}{2}$$

dove l'angolo di coppia massima per qualunque motore a riluttanza sincrona in assenza di saturazione tenderebbe a $\pi/2$, mentre la coppia si annulla per $i_d, i_d = 0$ (asse polare o interpolare allineato con l'asse degli avvolgimenti di fase).

Tuttavia, come precedentemente osservato, in presenza di saturazione il termine $L_d - L_q$ non è più costante ma funzione della corrente d'avvolgimento.

All'aumentare della saturazione cala la permeabilità magnetica del percorso di asse diretto (fig. 2.4a) mentre quella in quadratura è già ridotta (percorso in buona parte in aria.) Il

massimo dell'eq. (1.7) si sposta a valori più elevati dell'angolo di carico α_i^e come riportato in fig.2.8a e 2.8b.

L'angolo ottimale MTPA cresce in misura maggiore per il rotore a barriere. La coppia (e dunque l'MTPA) è ricavata dalle simulazioni in due modi: (1) come risultato dei termini nell'eq. 1.5 ricavati dalla simulazione (coppia "dq" nelle figure), (2) dall'integrale del tensore di Maxwell, operazione di femm.

Nelle simulazioni a $Q = 24$ e $Q = 30$ cave è presente una differenza nel MTPA ottenuto nei due metodi di circa $3^\circ - 6^\circ$ gradi. La coppia calcolata dal tensore di Maxwell ha riportato differenze anche significative: tali sono state attribuite all'alto ripple di alcune di queste configurazioni (descritto al par. successivo) per cui la coppia risulta molto dipendente dalla posizione rotorica.

Le simulazioni a rotore mobile ovviano a tale problema.

Si è deciso di avviare tali con angolo di carico ottimale $\alpha_i^e = \text{media degli MTPA ricavati da (1) e (2)}$.

2.0.3 coppia massima e ripple di coppia

Con i dati dei punti MTPA per le diverse configurazioni sono state avviate le simulazioni a carico con rotore mobile per ricavare i valori di coppia massima e il relativo ripple.

Il valore della coppia media è legato alla differenza $L_d - L_q$ che ciascuna configurazione rotorica è in grado di realizzare come ricavato dall'eq. (1.7). Ci si attende dunque che la soluzione a barriere sia in qualunque caso migliore e la soluzione a poli salienti la peggiore.

Per quanto concerne invece il ripple di coppia si può mostrare come esso sia strettamente legato anche alla configurazione statorica, nello specifico distinguendone un contributo in armoniche di periodo di pulsazione pari o multiplo dell'angolo di cava ("slot harmonics" come descritto in [4]).

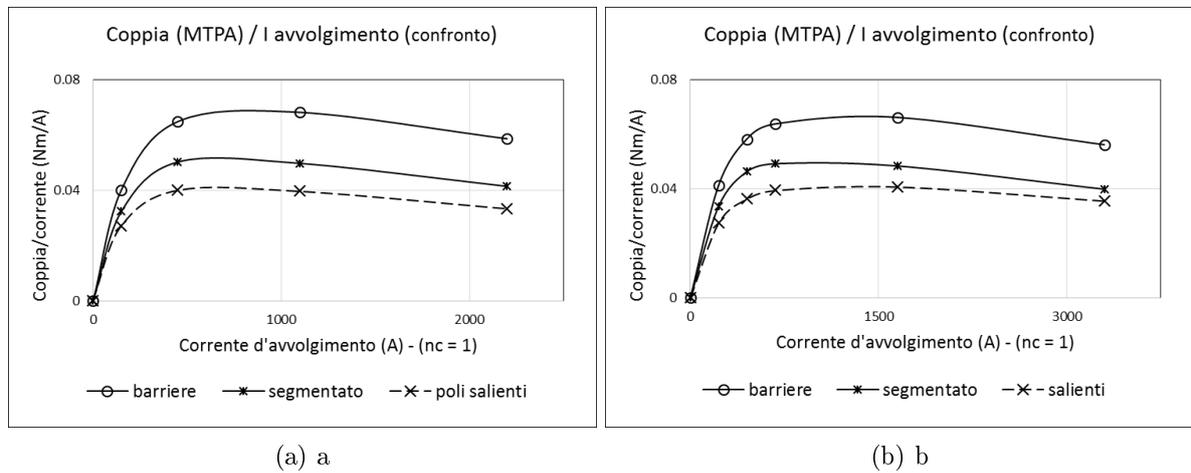


Figura 2.9: Risultati delle simulazioni a carico: confronto del parametro coppia/corrente d'avvolgimento tra varie configurazioni (MTPA), generatore a $2p = 4$ poli, statore a (a) $Q = 36$ e (b) $Q = 24$ cave

Simulazioni: coppia massima (MTPA)				
Poli	Correnti d'avvolgimento			
	150/180/225 A	450/540/675 A	1100/1650 A	2200/3300 A
	Rotore a barriere			
36	6.013 Nm	29.145 Nm	74.901 Nm	128.890 Nm
24	6.180 Nm	28.656 Nm	72.696 Nm	123.337 Nm
30	6.035 Nm	28.942 Nm		
	Rotore segmentato			
36	4.848 Nm	22.573 Nm	54.638 Nm	91.084 Nm
24	5.017 Nm	22.094 Nm	53.100 Nm	87.501 Nm
30	4.862 Nm	22.319 Nm		
	Rotore a poli salienti			
36	4.045 Nm	17.995 Nm	43.588 Nm	73.332
24	4.108 Nm	17.705 Nm	44.727 Nm	78.080 Nm
30	4.030 Nm	17.819 Nm		

Tabella 2.3: Coppia max. su configurazione per gruppi di correnti "c1/c2/c3" o "c1/c2" (c1 relativo a Q = 36 cave, c2 relativo a Q = 30 cave, c3 relativo a Q = 24 cave)

Come si vede dalla fig 2.9 l'esito del confronto dei valori di coppia massima tra geometrie per questa velocità e numero di poli è praticamente indipendente sia dall'alimentazione sia dal numero di cave.

Con le dimensioni date per configurazioni scelte il rotore a barriere è sempre migliore e il rotore a poli sporgenti sempre peggiore in ogni simulazione.

Le curve della fig 2.9 (Coppia/corrente d'avvolgimento in Nm/A) rivelano inoltre la dipendenza della coppia dalla corrente intuibile dall'eq. (1.7): l'andamento è lineare, dapprima crescente poi calante con la saturazione, infine di nuovo lineare per valori di corrente molto al di sopra dei normali limiti di funzionamento (>1000 A).

L'effetto della variazione numero di cave è invece analizzabile dai dati ricavati del ripple. La dipendenza dei risultati del ripple è tuttavia, al contrario dei valori ricavati di coppia massima, anche ragione dello specifico legame che ogni configurazione rotorica stabilisce, in ogni singola simulazione, con ogni configurazione statorica.

Con lo scopo di illustrarne meglio il comportamento sono riportate qui di seguito considerazioni analitiche in merito.

Si consideri innanzitutto il modello delle induttanze di macchina presentato nel par. 2.0.1 con le dovute assunzioni. Dall'eq. (1.5) posso scrivere, come ricavato più sinteticamente in rif. [9, eq. 13, p. 4] dalle considerazioni generali riportate in rif. [3, eq. 9, p. 3]

$$T(\theta_m) = \frac{3p}{2} \left[\lambda_d i_q - \lambda_q i_d + \frac{1}{2} \left(i_q \frac{\partial \lambda_q}{\partial \theta_m} + i_d \frac{\partial \lambda_d}{\partial \theta_m} \right) \right] \quad (2.5)$$

All'usuale espressione della coppia risulta aggiunto un termine secondario, con derivate parziali, dipendente dalla posizione rotorica.

Nei rif. [3, eq. 25, p. 5] e [9, eq. 14, p. 4] ne è ricavata un'espressione complessa per la coppia, simile alla (1.7) con l'inclusione di termini di ripple funzione della prima armonica delle induttanze (eq. (2.2), (2.3) e (2.4)) e dunque della posizione rotorica.

$$T(\theta_m) = \frac{3p}{2} [(L_{d0} - L_{q0})i_d i_q + (\Delta L_d + \Delta L_q)i_d i_q \cdot \cos(Q\theta_m) - \Delta M_{dq}(i_d^2 - i_q^2) \cdot \sin(Q\theta_m)] \quad (2.6)$$

Ignorando il primo termine, rappresentante il valor medio di coppia, è osservabile come il ripple risulta composto da (1) una componente "a carico" *proporzionale* alla coppia media, di andamento cosinusoidale, e da (2) una componente "a vuoto" (presente anche se $i_d = 0$, ossia ad angolo di carico nullo) proporzionale a ΔM_{dq} , di andamento sinusoidale, (3) ed è inoltre eventualmente da una componente aggiuntiva, non considerata dal modello analitico, dipendente dalla saturazione come menzionato in [3].

Come già mostrato in par. il rotore a barriere ha ΔL_d e ΔL_q pressoché nulli: il termine a carico (1) è trascurabile. Con lo stesso accorgimento si riduce anche la componente (3) come riportato in [3].

Il ripple del rotore a barriere è dunque inferiore che quello delle altre configurazioni e considera la sola componente a vuoto (2).

L'articolo [4] illustra ulteriormente le relazioni tra cave di statore e rotore a barriere legate alla componente a vuoto. Nello specifico si considera il "numero di separazioni" (della permeanza rotorica) per polo $n_r = 4n_b + 2$ con n_b numero di barriere.

Per un rotore a barriere a configurazione simmetrica posso scrivere le seguenti espressioni:

$$B_g(\theta_r, \theta_m) = \mu_0 l(\theta_r, \theta_m) [U_s(\theta_r, \theta_m) - U_r(\theta_r, \theta_m)] \quad (2.7)$$

$$l(\theta_r, \theta_m) = l_0 + \sum_h l_h \cdot \cos(6qh(\theta_r + \theta_m)) \quad (2.8)$$

$$X_d = [X(\theta_r, \theta_m) - X(\pi - \theta_r, \theta_m)]/2 \quad (2.9)$$

$$X_q = [X(\theta_r, \theta_m) + X(\pi + \theta_r, \theta_m)]/2 \quad (2.10)$$

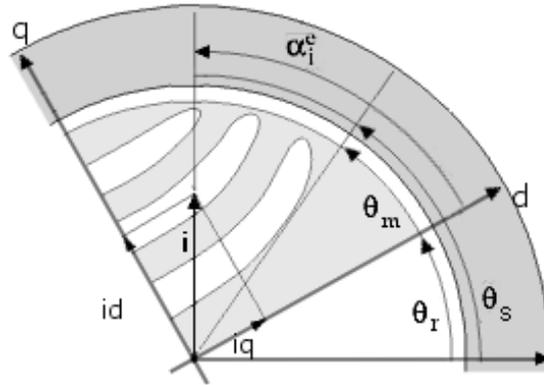


Figura 2.10: Sistema di riferimento con gli angoli descritti dalle eq. 2.7, 2.8

La (2.7) è la legge di Ampère che definisce l'induzione al traferro a partire dalla differenza tra forze magneto-motrici: $U_s(\theta_r, \theta_m)$ è la f.m.m statorica e $U_r(\theta_r, \theta_m)$ è la f.m.m di reazione rotorica.

Sia l'andamento dell'induzione sia il ripple di coppia dipendono dall'andamento della permeanza del traferro direttamente collegato alla distribuzione delle cave: l'eq. (2.8) descrive la funzione di permeanza relativa $l(\theta_r, \theta_m)$ data quale scomposizione di Fourier di armoniche di " $6qh$ " - esimo ordine multiplo del numero di cave statoriche per polo.

Il termine θ_r rappresenta la coordinata angolare rotorica rispetto alla quale voglio calcolare l'induzione. θ_m è invece la posizione rotorica ossia il disallineamento tra gli assi diretti d degli avvolgimenti di statore (fase A) e del rotore.

Le relazioni (2.9) e (2.10) rappresentano invece le *funzioni* legate dalla relazione

$X(\theta_r, \theta_m) = X_d + X_q$ come descritte in [4] (nota: *a meno* del versore \hat{j}) delle componenti diretta ed in quadratura della variabile X come osservate *entrambe* dall'asse diretto.

Con queste relazioni una funzione *pari* di tipo $X = \hat{X} \cdot \cos(\theta_r)$ è unicamente una componente diretta X_d e una funzione *dispari* di tipo $X = \hat{X} \cdot \sin(\theta_r)$ è unicamente una componente in quadratura X_q .

Tali relazioni derivano dalla simmetria della macchina e valgono per le variabili induzione e le f.m.m, posto che la f.m.m rotorica U_r ha solo componente diretta.

Anche per la permeanza valgono simili relazioni: tuttavia nel rif. [4] è considerata permeanza di asse diretto la permeanza del *circuito* magnetico di asse diretto e ciò analogamente per la permeanza in quadratura. Ciò equivale a scomporre $l(\theta_r, \theta_m)$ in

$$\begin{aligned} l_d &= - \sum_h l_h \sin(3hpq\theta_m) \cdot \sin(3hpq\theta_r) \\ l_q &= l_0 + \sum_h l_h \cos(6qh\theta_m) \cdot \cos(6qh\theta_r) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Si nota come la componente diretta così scomposta con questa convenzione sia dispari e quella in quadratura sia pari.

Se inserisco l'eq. (2.8) in (2.7) e calcolo B_d e B_q dalle relazioni (2.9) e (2.10) considerando i termini di (2.11) ottengo

$$B_d = l_q U_{sd} + l_d [U_{sq} - U_r] \quad (2.12)$$

$$B_q = l_d U_{sd} + l_q [U_{sq} - U_r] \quad (2.13)$$

Noto che le induzioni diretta ed in quadratura dipenderebbero rispettivamente dalle f.m.m diretta ed in quadratura se $U_{sq} = U_r$.

Posso ricavare i flussi *concatenati* dall'integrale dei prodotti $B_d U_{sd}$ e $B_q U_{sq}$ a meno del modulo della corrente (nel riferimento solidale a d-q la corrente ha due componenti " i_d " e " i_q " costanti). Con le U_{sd} e U_{sq} considero dunque la distribuzione degli avvolgimenti.

$$\lambda_d = \int_{-\pi}^{\pi} U_{sd} \cdot (l_q U_{sd} + l_d U_{sq}) d\theta_r - \int_{-\pi}^{\pi} l_d U_{sd} U_r d\theta_r \quad (2.14)$$

$$\lambda_q = \int_{-\pi}^{\pi} U_{sq} \cdot (l_d U_{sd} + l_q U_{sq}) d\theta_r - \int_{-\pi}^{\pi} l_q U_{sq} U_r d\theta_r \quad (2.15)$$

Com'è stato notato al paragrafo 2.0.1 esistono una componente a carico ed una a vuoto del ripple. Direttamente dalle eq. (2.14) e (2.15), dato che per considerazioni generali teoriche non sussiste coppia se la reazione rotorica è nulla $U_r = 0$, affermo che la componente a vuoto è legata al secondo degli integrali delle espressioni dei flussi concatenati.

Il ripple a vuoto è dunque proporzionale ai termini " $l_d \cdot U_{sd} \cdot U_r$ " e " $l_q \cdot U_{sq} \cdot U_r$ ".

I riferimenti [4, 5] riportano espressioni della f.m.m statorica o tensione magnetica, ricavata dall'integrale di linea al traferro della densità delle correnti $K_s(\theta_r)$. Essa assume un'andamento a gradini con un gradino aggiunto ad ogni nuovo gruppo di n_c conduttori di cava sottesi dall'arco di ampiezza θ_r .

In generale essa è data come in rif. [5]:

$$\begin{aligned} U_s(\theta_r) &= \int K_s(\theta_r) \frac{D}{2} d\theta_r = \\ &= \sum_n -\frac{\hat{K}_h}{n} \frac{D}{2p} \cos(np\theta_r + (n-1)p\theta_m - \alpha_i^e) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Per ogni armonica $n > 1$.

Con l'assunzione di considerare solo il contenuto armonico dipendente dalle cave (armoniche di cava o "slot harmonics") ed ignorarne il contenuto residuo ("belt harmonics") l'eq. (2.16) può essere ricondotta alle componenti d e q come in rif. [4].

$$\begin{aligned} U_{sd}(\theta_r) &= U_{s1} \cos(\alpha_i^e) \cos(\theta_r) + \sum_h (-1)^h [U_{s(6qh+1)} \cdot \cos(6qh\theta_m - \alpha_i^e) \cos((6qh+1)\theta_r) \\ &\quad - U_{s(6qh-1)} \cdot \cos(6qh\theta_m + \alpha_i^e) \cos((6qh-1)\theta_r)] \\ U_{sq}(\theta_r) &= U_{s1} \sin(\alpha_i^e) \sin(\theta_r) + \sum_h (-1)^h [U_{s(6qh+1)} \cdot \sin(6qh\theta_m - \alpha_i^e) \sin((6qh-1)\theta_r) \\ &\quad - U_{s(6qh-1)} \cdot \sin(6qh\theta_m + \alpha_i^e) \sin((6qh-1)\theta_r)] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Per le sole armoniche di ordine $j = 6qh \pm 1$ - esimo con $h = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Detto contenuto armonico è dovuto alle cave e dunque, una volta definita geometria dello statore, riducibile *esclusivamente* tramite l'opportuna accordanza del dimensionamento della geometria del rotore.

Le armoniche residue ("belt harmonics") invece non dipendono esclusivamente dalle cave quanto più dalla forma d'onda in uscita della f.m.m e dall'avvolgimento. Esse sono riducibili con un'opportuna distribuzione dei conduttori dell'avvolgimento statorico utilizzando avvolgimenti a passi raccorciati

Come osservabile e come riportato in [4] i prodotti " $l_d \cdot U_{sd}$ " e " $l_q \cdot U_{sq}$ " nell'integrale di (2.14) ed (2.15) generano armoniche (di θ_r) di ordine " $6qh \pm 1$ " modulate da funzioni sinusoidali di " $6qh\theta_m$ ".

Nel rif. [4] sono considerati due casi limite.

Se il numero di cave a polo è pari al numero di separazioni a polo ($6qh = n_r$) la macchina è un circuito magnetico in cui denti di statore e laminazioni rotoriche sono in pari numero e hanno lo stesso angolo di disallineamento, da cui la reazione rotorica U_r avrà armoniche dello stesso ordine di U_s . Ne risulta il caso peggiore di un'armonica di ripple di pulsazione minima " $6q\theta_m$ " ($h=1$) multipla del numero di cave a polo, la stessa della permeabilità, come riportato in [4, pag.760, 2° colonna].

Se invece il numero di cave a polo è alto (idealmente $n_r \rightarrow +\infty$) la macchina si comporta come un motore a riluttanza a laminazione trasversale. Con le dovute considerazioni teoriche

su questa tipologia di motori effettuate in [4] dopo calcoli ne risulta un'armonica di pulsazione minima " $12q\theta_m$ " ($h=1$), doppia che nel caso precedente [4, pag.760, 2°colonna].

Nel rif. [4] è descritto e valutato infine un criterio per ridurre in misura parziale il numero di armoniche di cava nel generatore a barriere, dato assumendo di ridurre al minimo il ripple nei due casi limite descritti.

Tale è dato dallo scegliere un rapporto cave/barriere tale per cui

$$6q \pm 1 \neq n_r \pm 1 \quad (2.18)$$

per una qualunque combinazione di segni dei termini ± 1 , ossia per cui le armoniche prodotte dalle $3pq$ cave per polo e dalle n_r separazioni per polo siano di ordine sempre diverso per qualunque h .

L'integrale dell'eq. (2.14) è, in generale, un'integrale tra funzioni multiple di $6q$ e n_r . Se il criterio di eq.(2.18) è rispettato ne risultano, tra gli altri termini, coppie di integrali armoniche con una differenza di pulsazione $\pm h\theta_r s^{-1}$ che per alti valori d'ordine d'armonica è approssimabile come un'euguale sfasamento, in positivo o negativo, di una frazione di angolo di cava dei termini moltiplicativi integrali: in misura parziale dunque detti prodotti si compensano.

Si valutano ora i risultati delle simulazioni in ragione anche del rapporto tra numero di cave e n_r nel rotore a barriere, il quale con 3 barriere e $2p=4$ poli ha $n_r = 14$ separazioni a polo.

n.cave	correnti avv.			$3pq/n_r$
24	225 A	450 A	675 A	12/14
barriere	2.122 Nm (34.3%)	6.034 Nm (34.6%)	10.314 Nm (36%)	
segmentato	5.706 Nm (113.7%)	15.533 Nm (112.1%)	25.372 Nm (114.8%)	
poli salienti	4.329 Nm (105.4%)	12.996 Nm (119.5%)	21.859 Nm (123.5%)	
30	180 A	360 A	540 A	15/14
barriere	1.109 Nm (18.4%)	2.648 Nm (15.2%)	4.547 Nm (15.7%)	
segmentato	2.204 Nm (45.3%)	3.205 Nm (23.4%)	5.377 Nm (24.1%)	
poli salienti	2.189 Nm (54.3%)	3.596 Nm (33.2%)	5.273 Nm (29.6%)	
36	150 A	450 A		18/14
barriere	1.194 Nm (19.9%)	7.175 Nm (24.6%)		
segmentato	5.206 Nm (107.4%)	27.919 Nm (51%)		
poli salienti	4.288 Nm (106%)	19.126 Nm (106.3%)		

Tabella 2.4: Ripple di coppia per varie configurazioni e alimentazioni

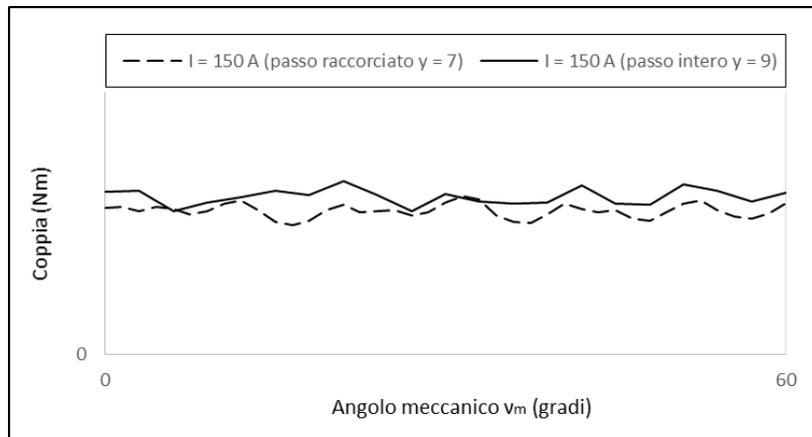


Figura 2.11: Ripple in una simulazione a $Q = 36$ cave e corrente d'avvolgimento $I = 150$ A, rotore a barriere

I valori del ripple di coppia sono riportati in tab. 2.4 Il rotore a barriere presenta un ripple più contenuto, mentre le altre configurazioni mostrano valori notevoli: il termine del ripple "a carico" è rilevante. Si suppone di poterne ridurre il ripple utilizzando avvolgimenti a passo raccorciato anziché intero come quello disposto nelle simulazioni.

L'avvolgimento a 30 cave e $q = 2.5$ frazionario presenta ripple più ridotti in tutte le configurazioni.

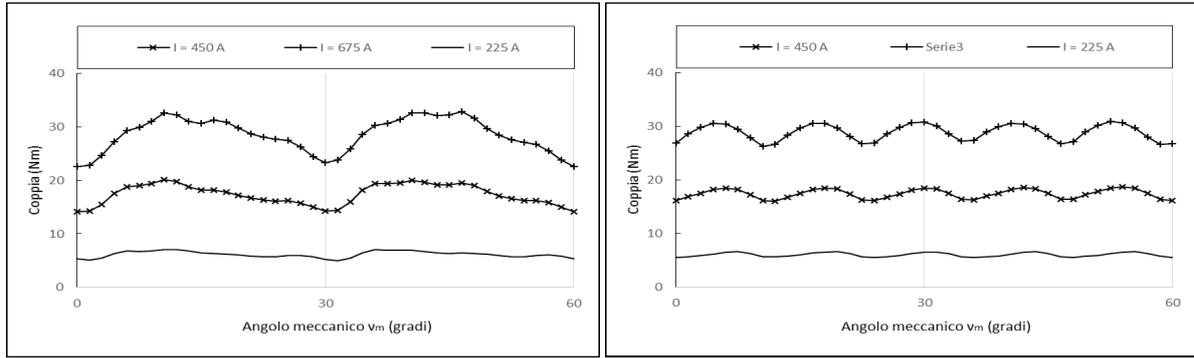
Il rotore a barriere presenta il ripple più elevato con $Q = 24$ cave. Esso risulta invece particolarmente ridotto nelle altre configurazioni, con la soluzione ottimale a $Q = 30$ cave (rapporto tra $3pq$ e $n_r = "15/14"$ come riportato in tab. 2.4).

Ciò verifica le osservazioni analitiche: le soluzioni a $Q = 30$ e $Q = 36$ cave rispettano infatti il criterio dell'eq. (2.18) descritto in [4], al contrario della soluzione a $Q = 24$ cave.

Come mostra la fig. 2.11 l'effetto del raccorciamento, posto ad un angolo di raccorciamento ideale a ridurre il contenuto armonico (angolo di raccorciamento $40^\circ \approx 26^\circ - 36^\circ$ ideali) a $Q = 36$ cave non è così efficiente nel rotore a barriere, anzi riduce la coppia media e non riduce il ripple.

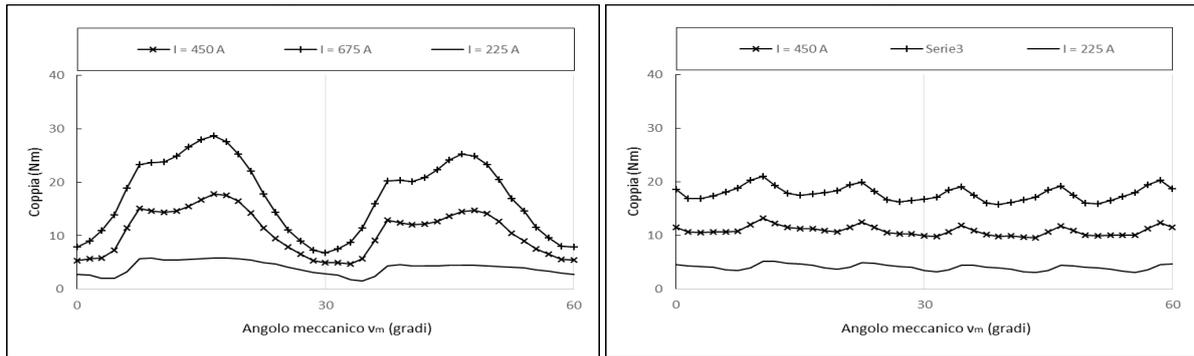
(grafici di sinistra) **Statore a $Q = 24$ cave**

(grafici di destra) **Statore a $Q = 30$ cave**



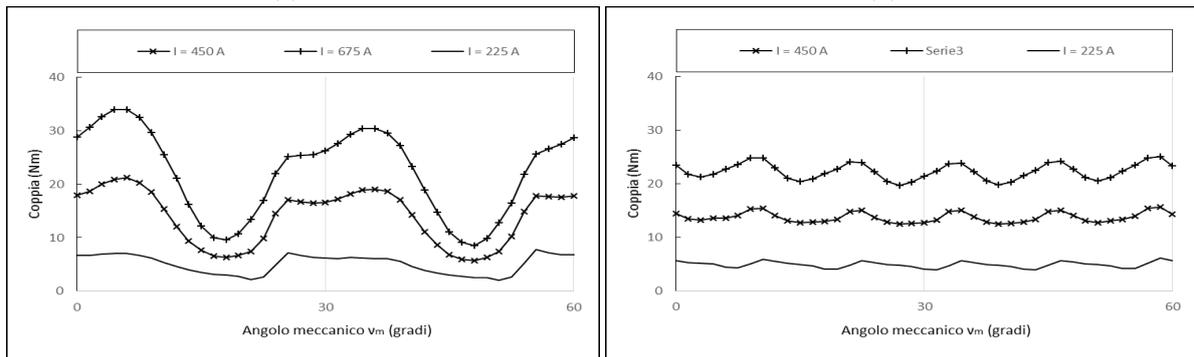
(a) 5a

(b) 5b



(c) 5c

(d) 5d



(e) 5e

(f) 5f

Figura 2.12: Coppia (MTPA) su variazione dell'angolo meccanico del rotore, $2p = 4$ poli, configurazioni (a) a barriera $Q = 24$, (b) a barriera $Q = 30$, (c) a poli sporgenti, (e) segmentato e (d) confronti tra le coppie

Nelle fig. 2.12 sono riportati i valori di coppia in dipendenza dalla posizione rotorica entro l'arco da 0° a 60° , che include le spire di una fase, entro il quale per simmetrie di macchina i valori di coppia si ripetono.

Sono messe a confronto le simulazioni per $Q = 30$ cave e $Q = 24$ cave.

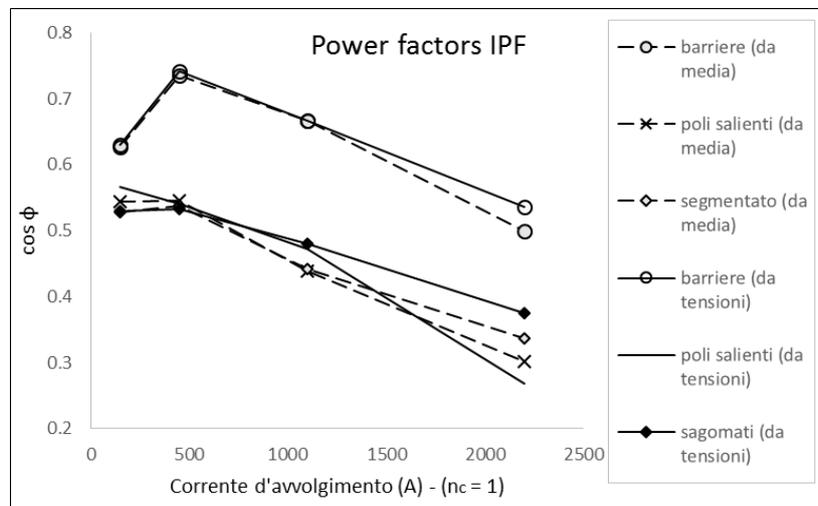
Il ripple nel caso a $Q = 24$ cave ha pulsazione $12s^{-1}$, corrispondente al passo di cava, mentre con $Q = 30$ cave ha pulsazione $30s^{-1}$, multiplo di 5, eventualmente riducibile con il raccorciamento.

2.0.4 rendimento e power factor (PF)

Il power factor (IPF) è stato approssimativamente ricavato in due modi dai dati delle simulazioni. In figura 2.13a sono riportati i risultati ottenuti (1) calcolando la media dell'angolo tra flusso e corrente per alcuni punti ("da media") e (2) individuando l'angolo corrispondente all'intersezione tra le curve di tensione ottenute da trasformazioni e l'asse delle ordinate ("da tensioni"), angolo che riporta valori simili. Dato che le tensioni per i motori a poli salienti e segmentato risentono di cospicue distorsioni (ripple) i valori in quest'ultimo caso si discostano leggermente da quelli calcolati "in media".

Il power factor risulta comparabile per le configurazioni a poli salienti e segmentato. Cala con la saturazione (a corrente d'avvolgimento $I = 450$ A avevamo circa il gomito della curva di magnetizzazione λ_d) e non cresce in assenza (tra $I = 150$ A e $I = 450$ A).

Al contrario il power factor del generatore a barriere è crescente (pre-saturazione) e raggiunge un massimo elevato ($\varphi = 0.742$ a $I = 450$ A) per poi mantenersi sopra i valori delle altre configurazioni.



(a) 5b

2.0.5 Osservazioni conclusive

Con analisi preliminari per generatori a $2p=4$ poli sono state effettuate diverse osservazioni. La configurazione a barriere si è rivelata migliore sotto molti aspetti: in particolare nella possibilità che questa soluzione costituisce di realizzare elevati rapporti di salienza $\xi = L_d/L_q$ senza introdurre nel rotore un gap discontinuo, responsabile di un ripple tanto più elevato quanto più alta la coppia per il termine dipendente da ΔL_d e ΔL_q nell'eq. (2.6).

Le sezioni nel ferro del rotore a barriere non saturano preventivamente rispetto alle altre configurazioni. Si può osservare in tal proposito che la sezione complessiva del ferro lungo l'asse interpolare (a 45 gradi) non è troppo inferiore a quella delle altre due configurazioni: il rotore a barriere "spartisce" la regione "in aria" necessaria a creare salienza.

La dipendenza dei parametri di macchina dalle configurazioni è stata analizzata.

La coppia media risente unicamente dell'alimentazione e della differenza $L_d - L_q$. Il ripple invece dipende strettamente dalla conformazione geometrica del circuito magnetico di macchina, dal legame tra cave e sezioni rotoriche in ferro/in aria e dalla disposizione degli avvolgimenti in cava.

Capitolo 3

Analisi comparativa: bassa velocità

Nel capitolo precedente è stato descritto il comportamento di un unico motore a riluttanza a $2p = 4$ poli a partire dalla dipendenza di precise caratteristiche (coppia, ripple di coppia, induttanze, fattore di potenza) da differenti configurazioni e condizioni di simulazione.

In questo capitolo e nel successivo l'analisi agli elementi finiti è stata estesa per motori a differente velocità nominale.

L'alta velocità nei motori presuppone il collegamento ad un inverter ed un'elevazione della frequenza operativa dai 50hz di rete, essendo il valore massimo di velocità raggiungibile dato pari a $f \cdot 60/p$ giri/min.

L'analisi dei motori SynRM a bassa velocità corrisponde invece al confronto delle precedenti configurazioni del rotore (a barriere, segmentato e a poli salienti) ad un aumento del numero di poli ($2p = 8, 12$ e 16 poli).

Si è dunque reso necessario identificare un processo e dei criteri per generare geometrie "simili" a maggior numero di poli a partire dalle configurazioni a $2p = 4$. Esso è riassunto in par. 3.1.2. Sono stati successivamente definiti alcuni parametri per ottimizzare le configurazioni.

Le simulazioni sono state effettuate con uno statore delle medesime dimensioni dell'analisi a $2p = 4$, con avvolgimenti a $Q = 24$ e $Q = 36$ cave.

3.1 Condizioni della simulazione

3.1.1 Condizioni d'alimentazione

Scopo dell'analisi è l'individuazione di configurazioni ottimali in condizioni operative simili. Essa si è concentrata sul valore di coppia massima (MTPA) raggiunto da ogni configurazione.

La geometria del ferro e degli avvolgimenti non è sufficiente a definire il problema poiché rimangono ancora non definite le condizioni del confronto.

È stato necessario definire tali condizioni relativamente alla corrente di cava (del tipo $I_{slot} = f(p)$), unica variabile di input nel simulatore, in dipendenza dal numero dei poli.

Data I la corrente d'avvolgimento e n_c il numero di conduttori in cava sono state definite tre possibili diverse condizioni di alimentazione nelle simulazioni

1. Corrente di cava costante $I_{slot} = n_c \cdot I = K$ (condizione a **carico elettrico costante**)
2. Corrente di cava proporzionale a p , $I_{slot} \propto p$ (condizione a **potenza costante**)
3. Corrente di cava proporzionale a \sqrt{p} , $I_{slot} \propto \sqrt{p}$ (condizione a **coppia costante**)

I diversi valori di I_{slot} coincidono con differenti scenari di confronto delle configurazioni secondo le considerazioni che seguono, legate alle espressioni di potenza, coppia meccanica e f.e.m d'avvolgimento.

La potenza è descritta dalla relazione meccanica

$$P_n = T \cdot \omega_m \quad (3.1)$$

Ne deriva che a parità di potenza a velocità ridotte siano corrisposte coppie prodotte più elevate in misura inversamente proporzionale.

Come riportato in [13] è possibile esprimere la coppia in relazione al prodotto di carico elettrico e carico magnetico

$$T = LD^2 \cdot K_s \cdot B_g = Vol \cdot m \frac{NI}{\pi D} \cdot B_g = \frac{Q \cdot Vol}{\pi D} \cdot I_{slot} \cdot B_g \quad (3.2)$$

La f.e.m. indotta sull'avvolgimento è data

$$E = 2N \cdot K_w \cdot \phi f = 2N \cdot K_w \cdot B_g \frac{LD}{p} \cdot f \quad (3.3)$$

Infine è riportata da [13] la generica espressione dell'induzione

$$B_g = \frac{f.m.m.}{R(g)} \quad (3.4)$$

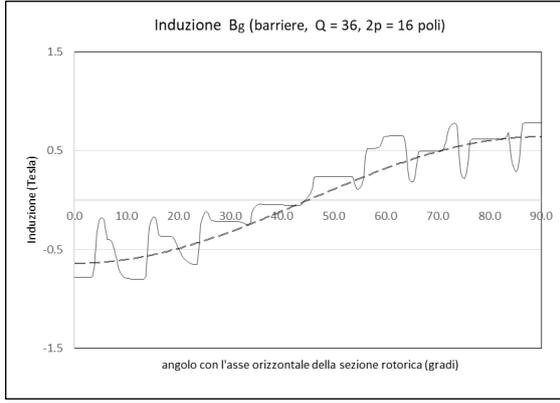
La (3.4) fa riferimento al circuito magnetico di un polo.

Nelle macchine SynRM l'unico circuito è l'avvolgimento d'indotto: la f.m.m., responsabile dell'induzione, in assenza di saturazione è proporzionale alla corrente di cava.

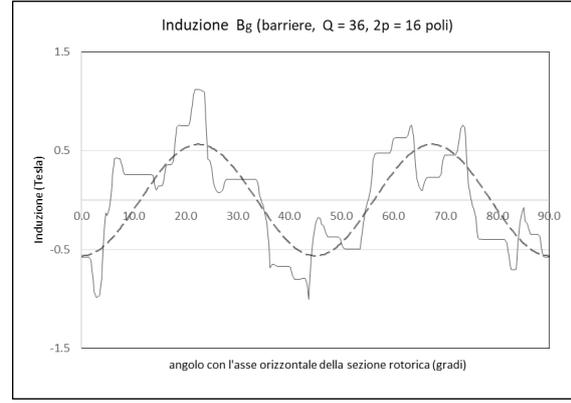
La (3.4) implica dunque

$$B_g \approx \propto \frac{I_{slot}}{p} \quad (3.5)$$

È stata verificata nelle simulazioni una simile relazione, seppur in termini approssimativi

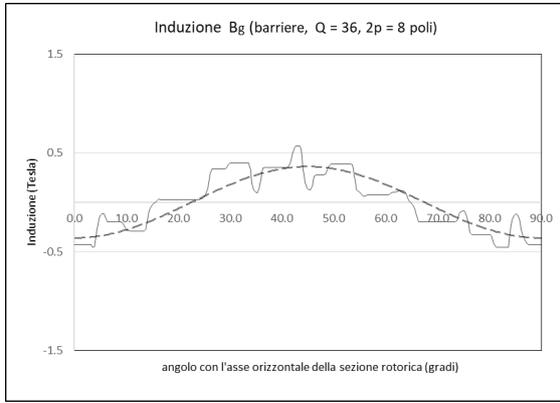


(a)

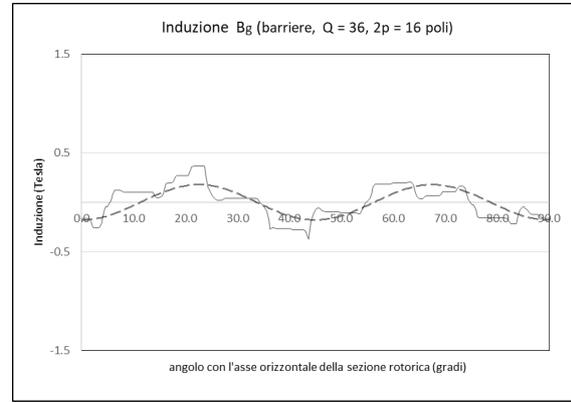


(b)

Figura 3.1: Induzione al traferro (rotore a barriere, $Q = 36$) a diverse condizioni di simulazione nel punto MTPA e $\theta_m = 0^\circ$ (a) $2p = 4$ poli, $B_g = 0.6415$ T (b) $2p = 16$ poli, $I_{slot} \propto p$, $B_g = 0.5645$ T



(a)



(b)

Figura 3.2: Induzione al traferro (rotore a barriere, $Q = 36$, $M = 1$) a diverse condizioni di simulazione (a) $2p = 8$ poli, $I_{slot} \approx Cost.$, $B_g = 0.3615$ T (b) $2p = 16$ poli, $I_{slot} \approx Cost.$, $B_g = 0.1792$ T

È possibile collegare le precedenti relazioni (eq. (3.1), (3.2), (3.3) ed (3.4)) alle tre condizioni d'alimentazione, a seguito di quanto osservato nelle simulazioni.

Con (2) $I_{slot} \propto p$, risultando l'induzione B_g di ampiezza circa invariabile col numero dei poli come mostrato in fig. 3.1, la coppia risulta essa stessa proporzionale a p per la (3.2). Ciò verifica la condizione a **potenza costante** (al variare del numero di poli) nell'eq (3.1).

Se invece vale (3) $I_{slot} \propto \sqrt{p}$ l'induzione risulta *circa* $B_g \propto 1/\sqrt{p}$. Ciò verifica la condizione a **coppia costante** (al variare del numero di poli).

Se infine (1) I_{slot} è costante verifico una condizione di **carico elettrico costante**. Definita una densità di corrente standard (ad es. $J_{stat} = 4A/mm^2$) la cava risulterà occupata dai conduttori per un medesimo coefficiente di riempimento " k_{fill} ".

I risultati dei diversi scenari di simulazione implicano considerazioni differenti.

Tutti gli scenari sono relativi a simulazioni a *volume costante*. Ciò equivale ad associare le diverse condizioni ad una condizione di confronto tra macchine del medesimo volume. Il caso (3) è considerato più significativo dal punto di vista della teoria in quanto, come riportato in [13], sono riportate nella pratica delle macchine sincrone relazioni del tipo

$$LD^2 = C_d \cdot T \quad (3.6)$$

le quali associano a macchine di volume simile coppie di valore simile (il volume complessivo del motore rimane invariato nelle simulazioni)¹.

I risultati della coppia sono tuttavia variabili e valutati a partire dai valori di coppia originali del caso a $2p = 4$, pur restando entro una fascia ristretta di valori.

La variazione di corrente di cava del caso (3), crescente col numero di poli, è più contenuta che nel caso (2) e ritenuta in grado di rispettare i limiti usuali di carico elettrico presenti nelle macchine.

Il caso (2) ha generato a volte, per un alto numero di poli, risultati al limite o oltre i limiti usuali di carico elettrico. Ciò tuttavia corrisponde all'idea di creare macchine compatte ad alta coppia specifica (una caratteristica dei SynRM). Nel caso (1) si ha la massima variazione del carico elettrico e la minima variazione del carico magnetico ($B_g \approx \text{cost}$). Si suppone di disporre di un adeguato raffreddamento nei motori ad alta coppia specifica.

Il caso (1) è considerato il limite opposto del caso (2). L'induzione B_g nei motori ad alto numero di poli cala drasticamente, la coppia cala in misura proporzionale a $1/p$ e la potenza in misura proporzionale a $1/p^2$, per cui questo caso non è stato considerato di interesse pratico (calando sia velocità e la coppia all'aumentare del numero dei poli).

3.1.2 Geometrie delle configurazioni al variare del numero di poli

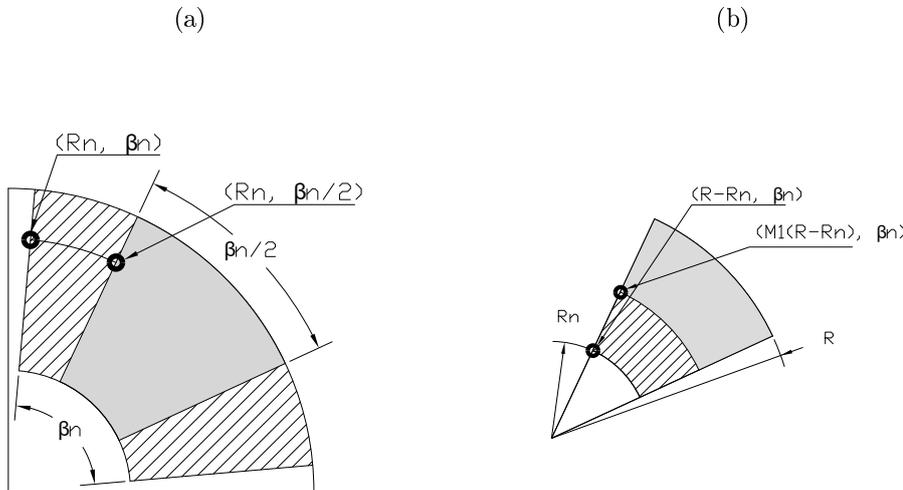


Figura 3.3: Trasformazioni lineari dei nodi nello script per la variazione del numero di poli, (a) trasformazione T_β (b) trasformazione T_r

¹in realtà tuttavia ad una relazione di questo tipo è di norma associata anche una relazione che correla diametro e lunghezza del ferro al numero di poli

Le configurazioni a 8, 12 e 16 poli sono direttamente ricavate da trasformazioni lineari, applicate a nodi di simulazione, delle configurazioni a 4 poli, tramite vari script (Femm Luascript).

Ad ogni generico nodo $n(r_n, \beta_n)$ di una configurazione a p poli, di coordinate polari r_n radiale e β_n angolare, con $\beta_n = 0$ corrispondente all'asse interpolare, è applicata dapprima una trasformazione angolare del tipo

$$T_\beta(r_n, \beta_n) : (r_n, \beta_n) \longrightarrow (r_n, \beta_n \cdot (2/p)) \quad (3.7)$$

la quale riduce le distanze angolari dei punti dall'interasse in ragione dell'aumento del numero dei poli.

A questa trasformazione segue negli script una trasformazione radiale del tipo

$$T_r(R - r_n, \beta_n) : (R - r_n, \beta_n) \longrightarrow (M_1 \cdot (R - r_n), \beta_n) \quad (3.8)$$

con $M_1 = (1 - M) + M \cdot (2/p)$ ed M parametro variabile tra 0 e 1 ²

Per $M = 0$ la trasformazione T_r radiale non ha alcun effetto. Le configurazioni risultano unicamente da T_β .

Per $M = 1$ le sezioni trasversali del ferro risultano ridotte circa in ragione del numero dei poli, in accordanza con la relazione del flusso

$$\phi = B_g \frac{DL}{p} \quad (3.9)$$

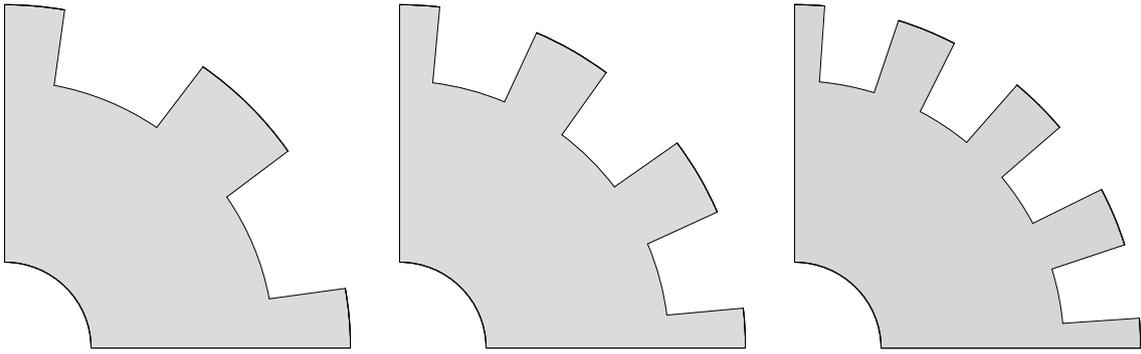
La riduzione è approssimativa: le sezioni più interne sono maggiormente affette dalla trasformazione T_r mentre i nodi al raggio R non ne sono affetti.

Le configurazioni più significative sono esposte nelle figure che seguono. Per altre configurazioni si faccia riferimento al par. 3.2.1.

Sono state considerate, in analisi differenti:

- 16 configurazioni per il rotore a barriere, 12 delle quali sono mostrate in fig. (è trascurata la configurazione a $M = 1.15$, molto simile alla $M = 1$, introdotta al par. 3.2.1 da considerazioni successive)
- differenti configurazioni per il rotore segmentato, con lo scopo di individuare prestazioni ottimali secondo quanto considerato in par. 3.2.1
- 4 configurazioni per il rotore a poli salienti, una delle quali valida per $2p = 16$ descritta a par. 3.2.1. È stata comunque effettuata un'analisi variando sia M che l'ampiezza dei poli

²sono possibili valori negativi di M nella configurazione a poli salienti come riportato in par. 3.2.1

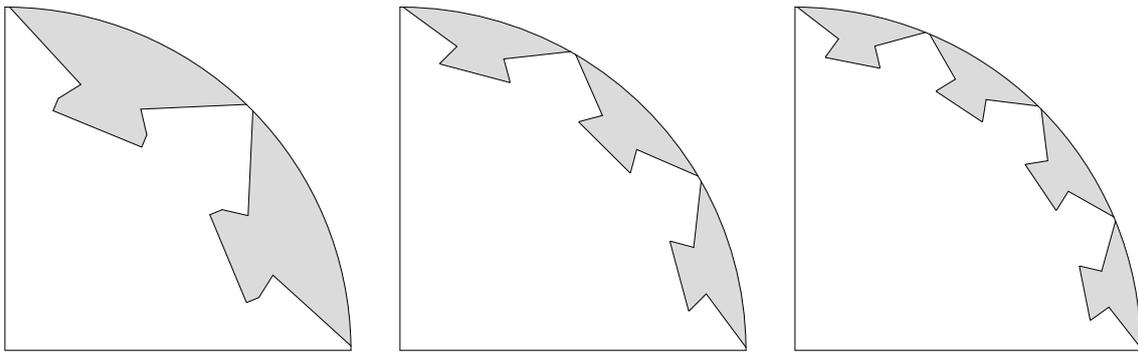


(a) $M = 0$

(b) $M = 0$

(c) $M = 0$

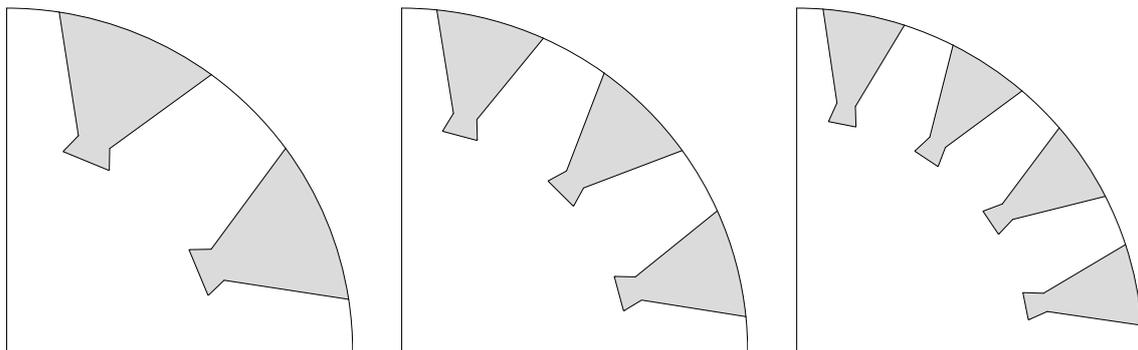
Figura 3.4: Configurazioni del rotore a poli sporgenti per 8, 12 e 16 poli



(a) $M = 1$

(b) $M = 1$

(c) $M = 0.925$

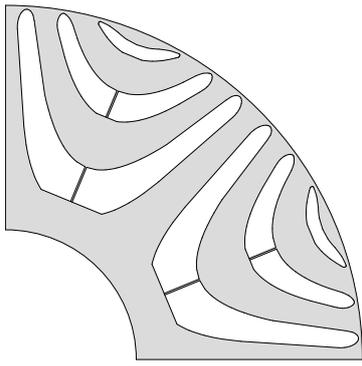


(d) $M = 0.5$

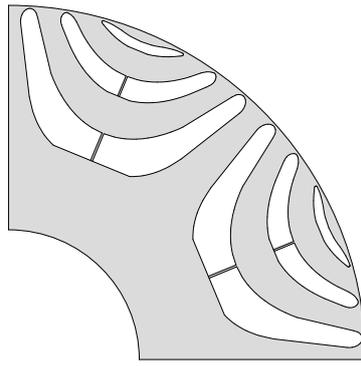
(e) $M = 0.5$

(f) $M = 0.5$

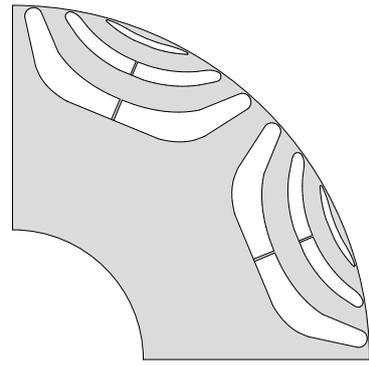
Figura 3.5: Configurazioni del rotore segmentato per 8, 12 e 16 poli



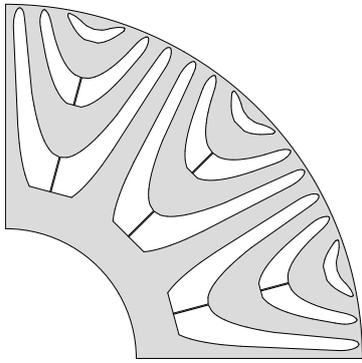
(a) $M = 0$



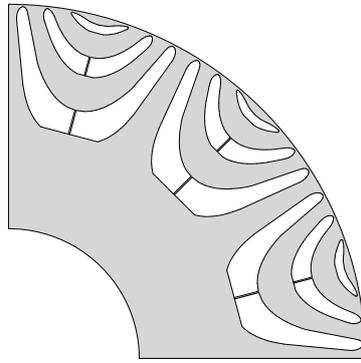
(b) $M = 0.5$



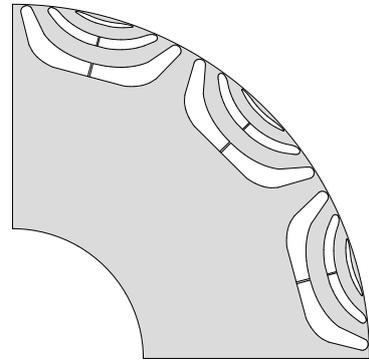
(c) $M = 1$



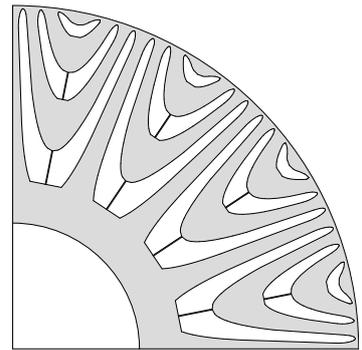
(d) $M = 0$



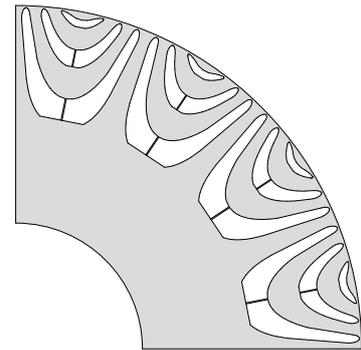
(e) $M = 0.5$



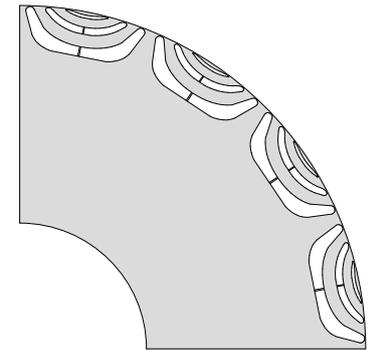
(f) $M = 1$



(g) $M = 0$



(h) $M = 0.5$



(i) $M = 1$

Figura 3.6: Configurazioni del rotore a barriera per 8, 12 e 16 poli

3.1.3 Avvolgimenti

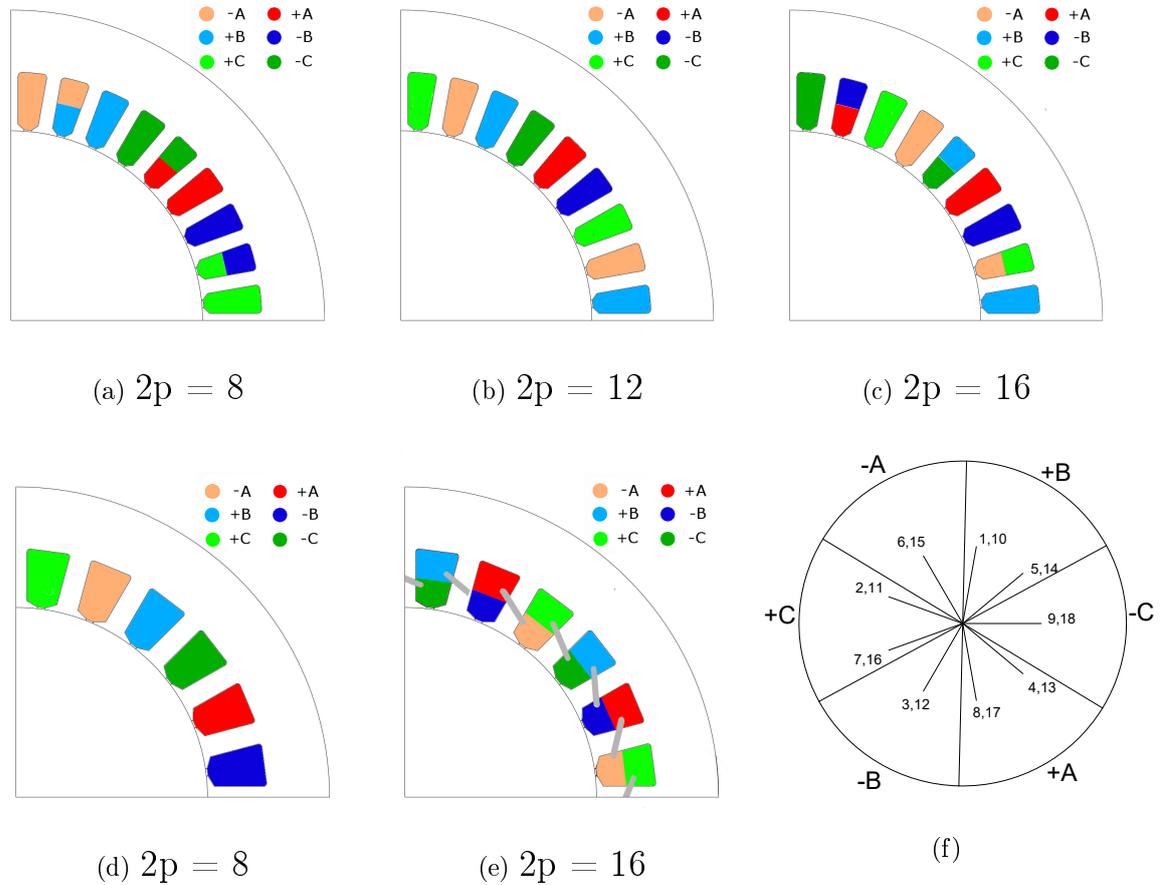


Figura 3.7: Avvolgimenti nella simulazione, (f) stella di cava (primo strato) dell'avvolgimento (c) con $Y_q = 2(2.25)$

Le disposizioni degli avvolgimenti nelle simulazioni sono riportate in fig. 3.7. Esse sono state individuate con il metodo vettoriale a stella di cava. Per le configurazioni (a), (c) ed (e) di fig. 3.7 con il numero Q di cave dato sono necessari avvolgimenti a doppio strato a numero di cave per polo e per fase q frazionario, mentre l'avvolgimento per $Q = 24$ cave e $2p = 12$ poli non è realizzabile (non è stata effettuata la simulazione per questo numero di poli).

Tutti gli avvolgimenti considerati sono a passo intero ³ come nel caso a $2p = 4$ poli.

L'avvolgimento del caso (c) è distribuito a cave frazionarie con $Y_q = 2.25$ e $q = 0.75$. Il numero di cave per polo e per fase è inferiore a 1 ed il numero di poli è prossimo al numero di denti di cava. L'effetto di ciò (e la validità del confronto tra risultati nel caso a $2p = 16$ poli a $Q = 36$ cave) è discusso nelle simulazioni.

L'avvolgimento del caso (e) di fig. 3.7 è invece di tipo concentrato *a matasse non sovrapposte*. Le matasse risultano fisicamente separate e avvolte attorno a singoli denti all'interno della macchina, come visibile in fig. 3.7e.

³negli avvolgimenti a passo frazionario è stato scelto il passo pari alla parte intera del rapporto $Q/2p$

Un avvolgimento distribuito prevede l'occupazione di più cave da parte degli avvolgimenti di fase e presuppone un numero sufficientemente elevato di cave nel motore con lo scopo di creare una distribuzione di f.m.m a gradini quanto più sinusoidale possibile, con conseguente minor distorsione nella tensione prodotta.

Un avvolgimento è invece concentrato quando prevede l'impiego per ciascuna fase di una singola matassa conduttrice, occupante un'unica cava, per polo (tale può sempre essere composta da più conduttori).

Solitamente gli avvolgimenti concentrati sono anche frazionari, ossia a numero di cave per polo e per fase $q < 1$.

L'avvolgimento concentrato a matasse separate coincide con l'avvolgimento frazionario che verifica la condizione $q \approx 0.5$.

Diversi articoli [12, 14] riportano l'impiego di tale avvolgimento concentrato nei SynRM come frutto di diversi vantaggi quali una maggior potenza specifica, una migliore disposizione dei conduttori con conseguente minor involuppo dei conduttori oltre il volume di cava (fonte sia di perdite addizionali dovute ad induttanze di dispersione sia di maggiori perdite resistive) e altri vantaggi legati al controllo delle macchine. Tramite tale avvolgimento è possibile aumentare il fill factor nelle cave e con esso la corrente d'alimentazione e la coppia realizzabile.

In generale lo svantaggio principale degli avvolgimenti concentrati è la qualità della forma d'onda della f.m.m, la quale risulta invece a gradino singolo e dunque fonte di un elevato contenuto armonico oltre la fondamentale. Ciò è causa di ulteriori perdite nel ferro e la soluzione risulta non ottimale per alte velocità operative.

Il caso a $q \approx 0.5$ è particolarmente critico, con un coefficiente d'avvolgimento della fondamentale piuttosto basso $K_w = 0.866$ e un conseguente calo della coppia (verificato anche nelle simulazioni). Tuttavia, come riportato in [14], il peso di un motore a riluttanza di pari volume risulta inferiore per il minor volume degli avvolgimenti.

Gli avvolgimenti concentrati sono meglio utilizzati per motori ad elevato numero di poli come quelli considerati in quest'analisi.

3.1.4 Perdite nel ferro

Il programma utilizzato nelle simulazioni ignora il contributo di potenza delle perdite nel ferro. Ciò potrebbe introdurre differenze dai risultati dipendenti dalle configurazioni non considerate.

Tuttavia nel par. 3.2.3 delle simulazioni a potenza costante (in cui si hanno i massimi valori di induzione al traferro alle minime sezioni per $2p = 16$) è mostrato come non vi siano differenze significative nelle distribuzioni dei valori di induzione nel ferro di polo per valori di correnti di cava pari a $I_{slot} = 150$ A per $Q = 36$ cave e $I_{slot} = 225$ A per $Q = 24$ cave. Le perdite nel ferro risultano invece significative per elevate frequenze e per alte velocità.

3.2 Risultati delle simulazioni

3.2.1 Analisi parametriche

Parametri ottimali

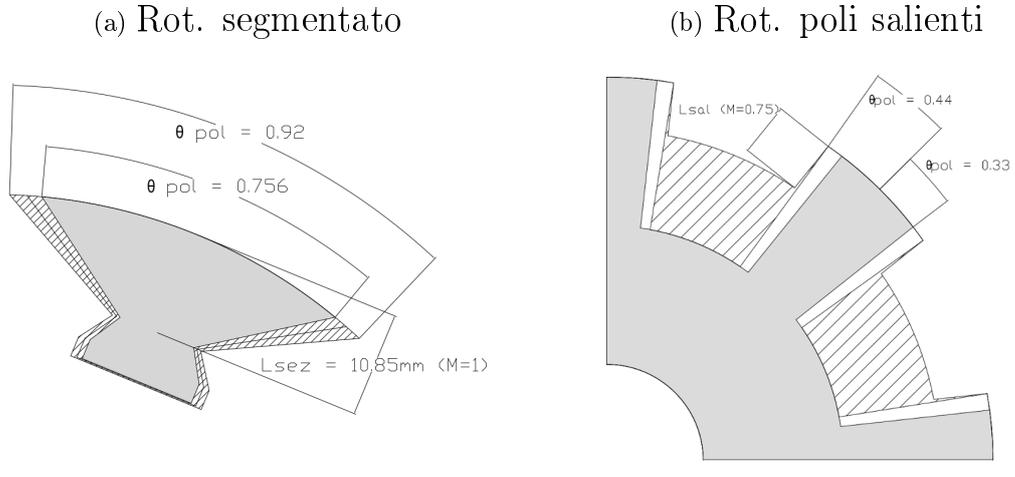


Figura 3.8: Parametri (M e θ_{pol} angolare) delle configurazioni ($2p = 8$ poli in figura)

θ_{pol}	segmentato				salienti		
	ampiezza arco	M	L_{sez} (mm)		M	L_{sal} (mm)	
	$2p = 4$		$2p = 8$	$2p = 16$		$2p = 8$	$2p = 16$
0.966	87°	1	10.85	2.9	0.75	7.6	5.3
0.92	82.6°	0.95	11.7	4.1	0.375	9.85	8.7
0.874	78.6°	0.925	12.1	4.65	0	12.1	12.1
0.44	40°	0.9	12.5	5.25	-0.75	16.65	18.9
0.33	30°	0.5	18.7	14.6	-1.5	21.2	25.7

Tabella 3.1: Parametri M e θ_{pol} e corrispondenti dimensioni nelle configurazioni

Con le configurazioni date e le osservazioni effettuate in questo paragrafo i parametri a cui i risultati delle simulazioni fanno riferimento sono riportati in tabella (per le coppie di parametri "a - b" è stato scelto, di volta in volta in ogni simulazione, il parametro che rendeva valori di coppia superiori)

M ottimale	θ_{pol} ottimale							
2p	4	8	12	16	4	8	12	16
barriere	1	1.15	1 - 1.15	1 - 1.15				
segmentato								
($I_{slot} \leq 75 \cdot p$)	1	1	1 - 0.95	0.925	0.96	0.96	0.96 - 0.92	0.96 - 0.92
($I_{slot} \geq 75 \cdot p$)	1	1	0.95	0.925	0.92	0.92	0.92	0.92 - 0.874
salienti	0	0	0	0	0.4	0.4	0.4	0.4 - 0.3

Tabella 3.2: Valori ottimali dei parametri M e θ_{pol}

Rotore Segmentato

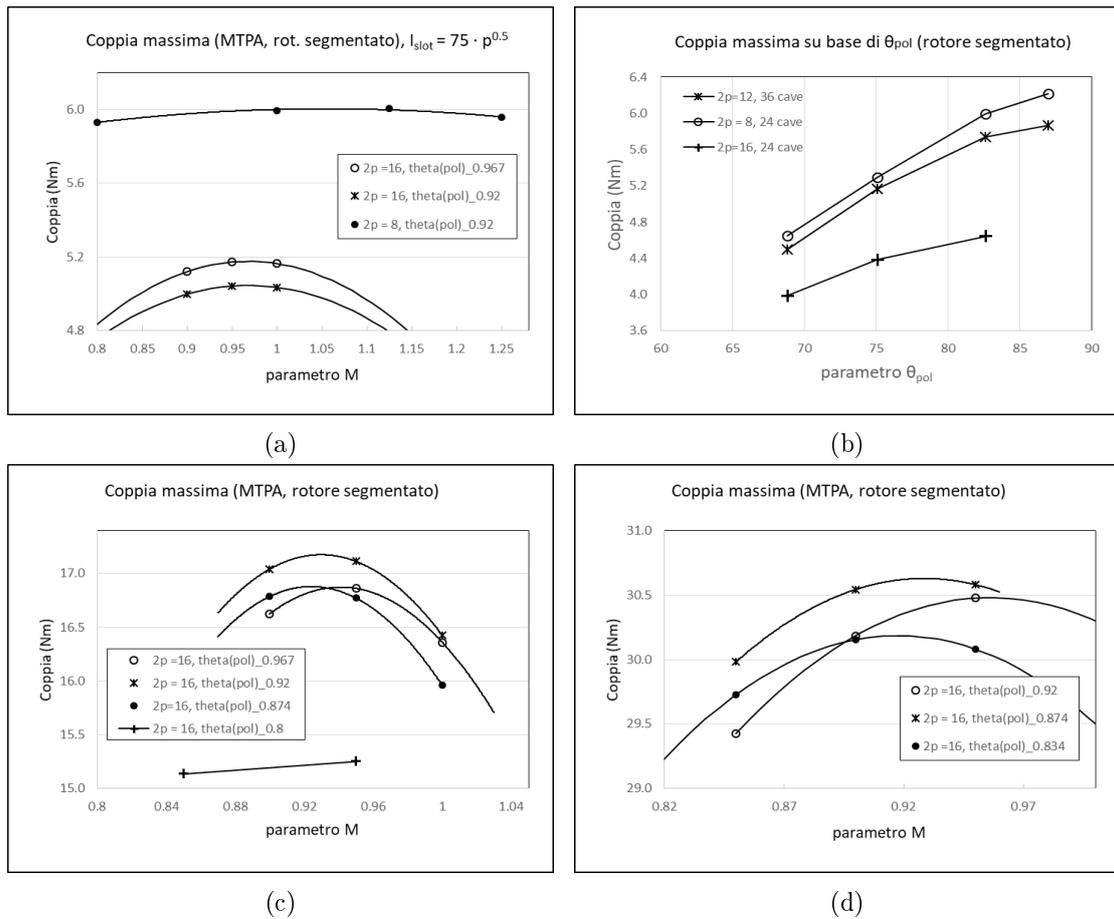


Figura 3.9: Variazione della coppia nel rotore segmentato (a) nelle simulazioni a coppia costante ($I_{slot} = 75 \cdot \sqrt{2p}$) e con bassa saturazione (b) per grandi variazioni di θ_{pol} e $M = 1$ ($I_{slot} = 75 \cdot \sqrt{2p}$) (c) per $2p = 16$ poli a potenza costante e $I_{slot} = 600$ A (d) per $2p = 16$ poli a potenza costante e $I_{slot} = 960$ A

I parametri modificabili del rotore segmentato nelle simulazioni che seguono sono due

- L'ampiezza d'arco dei segmenti (espansioni polari) definita dal parametro $\theta_{pol} < 1$ ($\theta_{pol} = 1$ corrisponde nel rotore a $2p = 4$ a segmenti di 90° che occupano tutta la circonferenza rotorica al traferro)
- Lo spessore trasversale dei segmenti lungo l'asse interpolare, legato a M

Sono state dapprima effettuate simulazioni per $M = 1$ e $M = 0.5$ e diversi valori di θ_{pol} . Come osservabile dalla fig. 3.9b e come ricavato dai risultati di diverse simulazioni a numero di poli variabile e in condizioni di correnti medio-basse ($I_{slot} < 75 \cdot p^{0.5}$, condizione che risulta in correnti di cava al massimo pari a $I_{slot} = 150$ A nel motore a $2p = 4$ poli) l'arco polare ottimale risulta sempre il più grande possibile, con $\theta_{pol} \approx 1$. Ciò è osservabile anche dalle curve interpolative di fig. 3.9a, che riportano invece alcuni risultati in funzione di M. Le curve, per $2p = 16$ e $2p = 8$ poli, sono traslate verticalmente a valori tanto più elevati quanto più θ_{pol} si approssima a 1.

Il valore ottimale di M in fig. 3.9a risulta $0.9 < M < 1.05$ ma i risultati non variano in misura considerevole entro questi valori.

Se si confrontano questi risultati con le fig. 3.9c e 3.9b, relative a due simulazioni a potenza costante sul motore a $2p = 16$ poli e a carico magnetico superiore, è invece osservabile come l'angolo ottimale risulti inferiore al valore massimo e calante con la corrente di cava. Per corrente di cava $I_{slot} = 75 \cdot p = 600$ A l'ampiezza ottimale dei segmenti è ottenuta per $\theta_{pol} = 0.92$ (83° nel rotore a 4 poli). Con $I_{slot} = 120 \cdot p = 960$ A, in condizioni di piena saturazione, il valore ottimale cala a $\theta_{pol} = 0.874$ (78.6° nel rotore a 4 poli)

Si osserva come il valore ottimale del rotore a $2p = 16$ poli è stimabile circa pari a $M = 0.925$ in ogni condizione. I risultati non dipendono da questo valore tanto quanto dipendono da θ_{pol} .

Ciò conferma quali ottimali, per la configurazione a rotore segmentato, i parametri esposti nella tab. 3.2 riassuntiva.

Rotore a Barriera

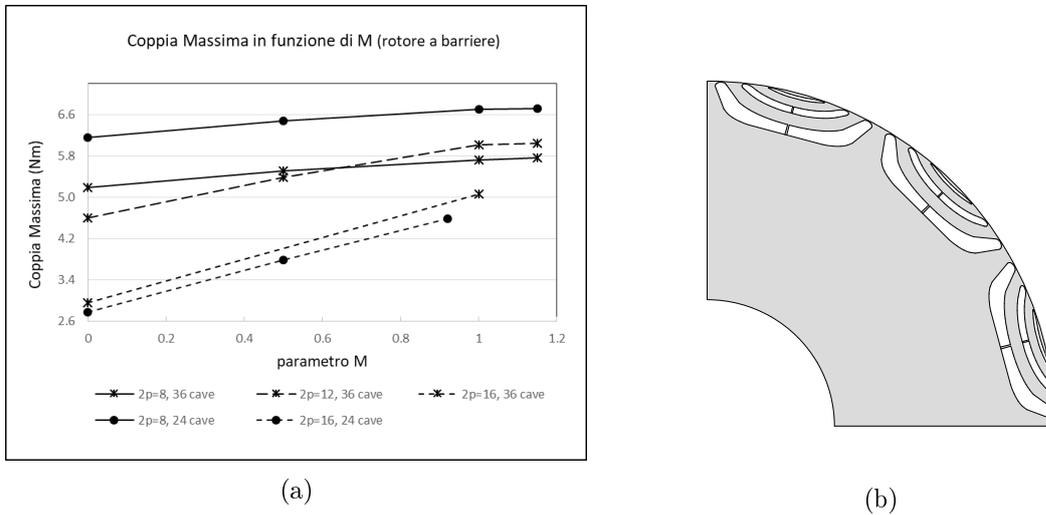


Figura 3.10: (a) Coppia massima (MTPA) al variare del parametro M (simulazioni a coppia costante, $I_{slot} \propto \sqrt{p}$) (b) rotore a barriera a $2p = 12$ poli e $M = 1.15$

Il rotore a Barriera in queste simulazioni viene fatto dipendere unicamente dal parametro M . È stato dimostrato dai risultati delle simulazioni che le configurazioni ottimali sono ottenute per $M \approx 1 - 1.15$, come riportato in fig. 3.10 dai dati delle simulazioni a coppia costante. Aumentare ulteriormente M porta le laminazioni a saturazione e le barriere ad essere inefficaci a convogliare i flussi (per configurazioni a $2p = 16$ poli, e talvolta $2p = 12$, e corrente nominale $M = 1$ dà risultati migliori).

Poiché tale risulta ottimale, i risultati delle simulazioni che seguono per il motore a barriera fanno riferimento ai valori di coppia ottenuti per $M = 1$ o $M = 1.15$, quale risultasse migliore.

Rotore a Poli Salienti

I parametri modificabili del rotore a poli salienti nelle simulazioni che seguono sono anch'essi due

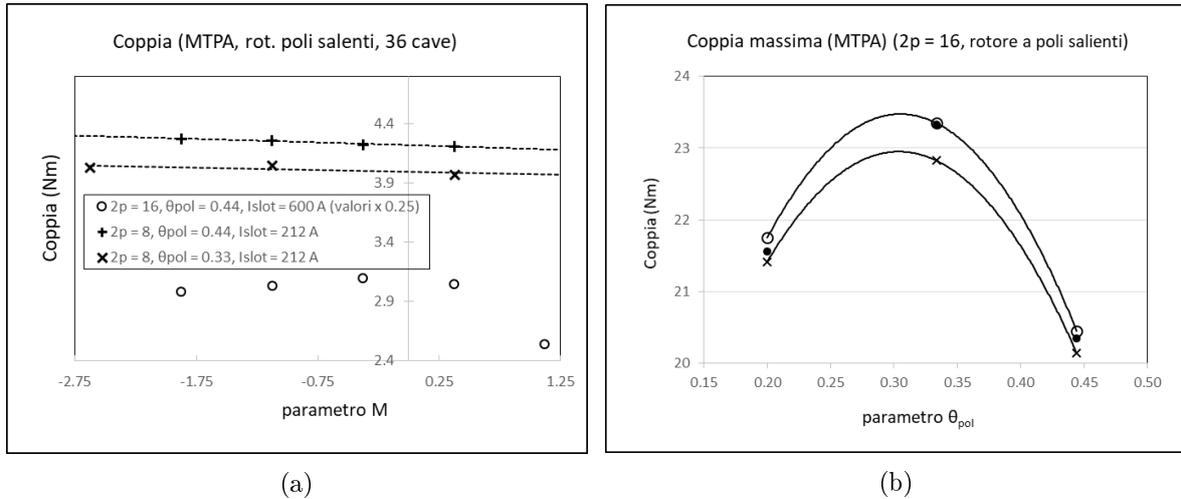


Figura 3.11: Rotore a poli salienti, (a) simulazioni a $I_{slot} = 75 \cdot \sqrt{2p}$ A (rette a tratti) a confronto con la simulazione a $2p = 16$ poli e $I_{slot} = 75 \cdot p$ A (cerchi), (b) simulazioni a $2p = 16$ poli e $I_{slot} = 120 \cdot p$ per tre valori di M

- L'ampiezza d'arco delle salienze e la larghezza delle espansioni polari definita dal parametro $\theta_{pol} < 1$ ($\theta_{pol} = 1$ corrisponde)
- La lunghezza delle espansioni polari e delle salienze legati a M

Il grafico di fig. 3.11a riporta la variazione di coppia in base al raggio interno di rotore. Più esso è ridotto più risultano sporgenti le salienze e le barriere create dagli spazi interstiziali tra salienze e nucleo interno (valore di L_{sal} di fig. 3.8b e in tab. 3.2).

Il comportamento a basso numero di poli ($2p = 4$ e $2p = 8$ poli in figura) mostra un valore ottimale di $\theta_{pol} \approx 0.4 - 0.5$ (posto arbitrariamente pari a "0.44" nelle simulazioni effettuate), corrispondente ad espansioni polari che occupano metà dello spazio al traferro. La lunghezza ottimale delle barriere è idealmente la massima possibile, ma la coppia non varia in misura significativa (esiste comunque un margine di L_{sal} minimo per creare salienza).

A valori più elevati di θ_{pol} lo spazio tra espansioni polari, responsabile della salienza ($L_d - L_q$), si riduce e la coppia cala. A valori più ridotti cala il flusso raccolto dalle espansioni polari.

Quando il numero $2p$ dei poli è alto tuttavia esso tende a essere prossimo al numero Q di cave. I flussi di ogni polo concatenano al più una o due cave e occupano singoli denti. Non è dunque necessario avere espansioni polari ampie.

Un possibile criterio è dimensionare i poli con un'ampiezza pari all'apertura dei denti di cava, come mostrato in fig. 3.12a. Tale criterio è rispettato a $2p = 16$ poli per $\theta_{pol} = 0.33$

In fig. 3.11b sono mostrati i risultati di alcune simulazioni per $I_{slot} = 960$ A. Ponendo $\theta_{pol} = 0.33$ ottengo non solo la coppia massima ma un ripple notevolmente ridotto, come ricavato da risultati, a dispetto del fatto che per $2p = 4$ poli il ripple aumentava al ridursi delle sezioni polari.

Ridurre ulteriormente θ_{pol} peggiora le prestazioni.

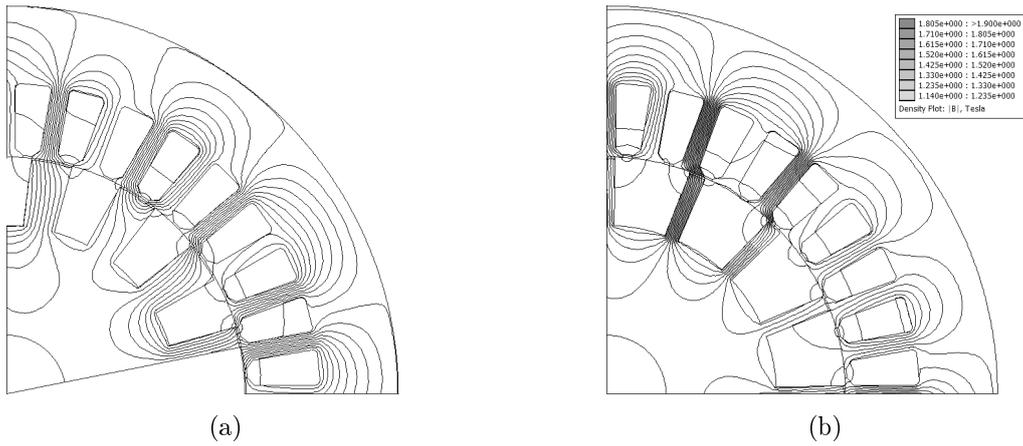
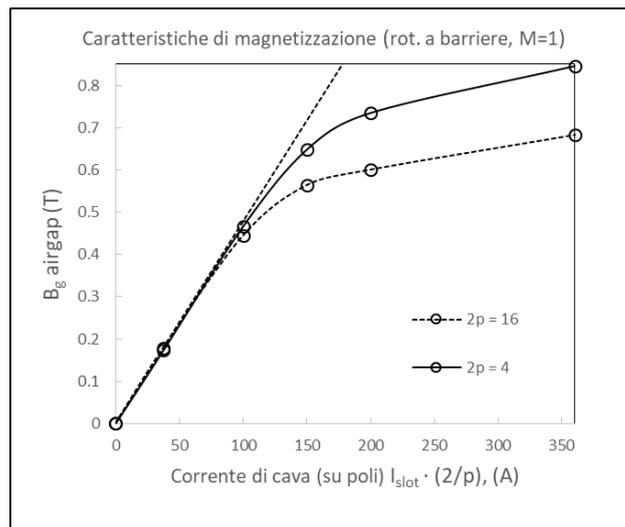


Figura 3.12: Configurazioni a poli salienti a $2p = 16$ poli con (a) $\theta_{pol} = 0.33$ e (b) $\theta_{pol} = 0.2$

3.2.2 Caratteristica di magnetizzazione

Figura 3.13

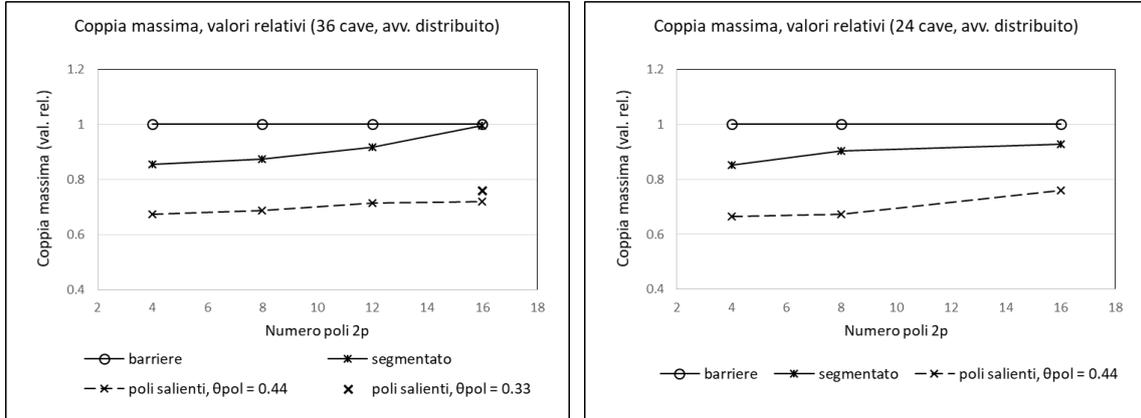


È qui riportata la variazione della caratteristica di magnetizzazione del motore con configurazione a barriera per $2p = 4$ poli e $2p = 16$ poli, utilizzata nelle considerazioni che seguono.

3.2.3 Simulazioni a potenza costante ($I_{slot} \propto p$, $B_g \approx C$)

(a) $I_{slot} = 75 \cdot p$ A ($Q = 36$)

(b) $I_{slot} = 112.5 \cdot p$ A ($Q = 24$)



(c) $I_{slot} = 120 \cdot p$ A ($Q = 36$)

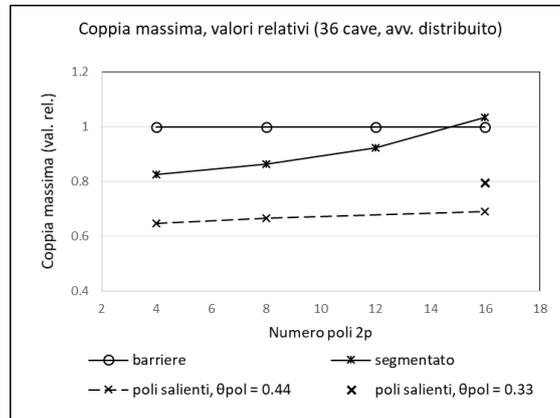


Figura 3.14: fig. (a), (b) e (d) valori di coppia massima (MTPA) *relativa* (in rapporto alla coppia della config. a barriere) al variare del numero di poli delle configurazioni *ottimali* (c) confronto tra caratteristiche di magnetizzazione

n.cave	36	$75 \cdot p$ A		24	$112.5 \cdot p$ A	
2p	barriere	segmentato	salienti	barriere	segmentato	salienti
4	6.01 Nm	5.14 Nm	4.04 Nm	6.18 Nm	5.26 Nm	4.11 Nm
8	11.14 Nm	9.74 Nm	7.65 Nm	12.32 Nm	11.14 Nm	8.29 Nm
12	16.80 Nm	15.41 Nm	12.02 Nm			
16	17.28 Nm	17.20 Nm	12.41 Nm	15.00 Nm	13.91 Nm	11.40 Nm

Tabella 3.3: Valori ottimali di coppia (simulazioni a $I_{slot} = 75 \cdot p$ A e $I_{slot} = 112.5 \cdot p$ A)

n.cave	36	75 · p A	
2p	barriere	segmentato	salienti
4	12.85 Nm	10.62 Nm	8.3 Nm
8	22.62 Nm	19.55 Nm	15.10 Nm
12	31.30 Nm	28.93 Nm	
16	29.55 Nm	30.60 Nm	20.44 Nm

Tabella 3.4: Valori ottimali di coppia (simulazioni a $I_{slot} = 120 \cdot p$ A)

La simulazione a potenza costante è stata effettuata con diverse alimentazioni corrispondenti a diversi valori di induzione al traferro, circa costanti all'aumentare del numero dei poli. La prima di esse, per la quale risulta l'induzione al traferro delle fig. 3.1 in par. 3.1.1 (circa pari a $B_g \approx 0.6$ T), effettuata per $Q = 24$ e $Q = 36$ cave, ha riportato i risultati esplicitati nelle fig. 3.14a e 3.14b e in tab. 3.3.

La seconda simulazione è stata effettuata per $Q = 36$ cave con un'alimentazione superiore (fig. 3.14c). Con quest'alimentazione l'induzione (carico magnetico) è aumentato, circa pari a $B_g \approx 0.78$ T.

In tab. 3.3 e 3.4 sono riportati i valori delle coppie ottenute in condizioni di MTPA delle diverse configurazioni, a valori ottimali dei parametri M e θ_{pol} per ognuna di esse.

I valori di coppia assumono un andamento lineare all'aumentare dei poli per $2p \leq 12$ mentre aumentano di poco o calano nel caso a $2p = 16$ poli.

L'effetto è stato attribuito a due fattori, il primo dei quali dato dalla saturazione. Come riportato dal grafico di fig. 3.13, che confronta le caratteristiche di magnetizzazione di un motore a barriere a $2p = 4$ e $2p = 16$ poli, la corrente di saturazione cala con l'aumento del numero dei poli.

In secondo luogo gli avvolgimenti a numero di poli $2p = 16$ risultano frazionari.

In quest'ultimo caso il numero di poli si avvicina al numero di denti di statore e i percorsi magnetici di macchina concatenano in misura variabile una o due cave, in modo non più regolare come a minor numero di poli.

Nei grafici di fig. 3.14 sono riportati i valori delle tab. 3.3 e 3.3 posti in rapporto al valore di coppia della configurazione a barriere corrispondente ad ogni dato numero di poli (la retta dei valori della configurazione a barriere è la costante $y = 1$ nel grafico). Essi sono definiti "valori *relativi* di coppia", distinti dai valori reali di coppia, per il resto delle considerazioni che seguono, a fini semplificativi.

Sono state effettuate le seguenti osservazioni

1. dalle fig. 3.14a e 3.14c, con configurazione a $Q = 36$ cave, si osserva l'andamento crescente dei valori relativi di coppia della configurazione a rotore segmentato all'aumentare del numero di poli. Gli andamenti, non lineari, sono piuttosto simili e a pendenza crescente. Il motore a barriere a $2p \approx 14 - 16$ poli risulta meno performante del motore segmentato
2. Osservando invece la fig. 3.14b, relativa a $Q = 24$ poli, noto un andamento crescente con un calo della pendenza. Ciò significa che, al contrario di quanto osservato in precedenza nell'analisi del motore a $2p = 4$ poli, all'aumento del numero di poli è introdotta una *dipendenza* dei valori di coppia dal numero di cave, data in condizioni di parziale saturazione. La configurazione a rotore segmentato a $Q = 24$ cave non risulta ottimale.

I risultati dei grafici di fig. 3.14a e 3.14b verranno confrontati in seguito con quelli ottenuti nelle successive simulazioni.

3. La configurazione a poli salienti ha andamento costante a $Q = 36$ cave ed è in ogni caso meno performante. In alcuni grafici è riportato un indicatore (croce) corrispondente ad una prova di una configurazione con $\theta_{pol} = 0.33$ (salienze di arco pari all'arco dei denti di statore), valore ottimale per la quale sono stati ottenuti risultati migliori ma in ogni caso non superiori a quelli del rotore segmentato.

n.cave	36	avv. distribuito		24	
2p	8	12	16	8	16
n_s	9	6	4.5	6	3
ripple	3.65 Nm	17.57 Nm	4.31 Nm	12.515 Nm	4.01 Nm

Tabella 3.5: Ripple del rotore segmentato, con avvolgimenti a passo intero, e numero di cave per coppia polare (calcolato come differenza fra valori di coppia max-min in 30 punti dei valori delle simulazioni a $I_{slot} = 75 \cdot p$ A e $I_{slot} = 112.5 \cdot p$ A)

Le analisi sono state effettuate per valori di coppia massima. Non sono state effettuate analisi esaustive sul ripple dato che esso risente anche di altri parametri (avvolgimenti a passo raccorciato, larghezza dei denti). Sono stati tuttavia riportati i valori in tab. del ripple del motore segmentato (calcolato come in cap. 2) per un'osservazione.

Per quanto affermato in par. 2.0.3 è possibile che vi sia una combinazione ideale numero di poli-cave tale per cui in cui il ripple del rotore segmentato risulti inferiore al ripple del rotore a barriere. Ciò può dipendere dalla differenza che ha il rotore segmentato dal rotore a barriere per quanto riguarda il numero di separazioni a polo (parametro n_r introdotto in par. 2.0.3).

Per il rotore segmentato vale $n_r = 4 \cdot n_b + 2 = 4$ (il rotore segmentato ha mezza barriera sull'asse d, $n_b = 0.5$), mentre per il rotore a barriere vale $n_r = 14$.

In tab. 3.5 è riportato il parametro n_s , numero di cave per coppia polare. Si nota come il ripple raggiunge valori di picco per $Q = 36$ e $2p = 12$ poli e per $Q = 24$ e $2p = 8$ poli, in cui $n_r + 2 = n_s$, e valori notevolmente inferiori per il numero di poli successivo, per cui $n_r \pm (1 - 0.5) = n_s$.

Dalle analisi effettuate è possibile concepire che anche per $2p < 14$, per valori in cui un rotore a barriere abbia una coppia poco superiore al rotore segmentato, vi siano in tal senso ugualmente vantaggi nella scelta di quest'ultima configurazione, estendendo così il campo di utilità del rotore segmentato.

Nelle fig. 3.15a e 3.15b sono riportati i valori di induzione nel ferro per la simulazione a $M = 1$ e $2p = 16$ poli.

L'induzione raggiunge valori pari a $B_g \approx 1.5$ T nella seconda laminazione del rotore a barriere. Come conseguenza è possibile pensare che vi sia almeno una laminazione con $1.5 < B_g < 1.8$ T, con perdite nel ferro. Tuttavia osservando le figure è visibile come il volume del ferro saturato sia prevalentemente quello di statore, in modo simile per entrambe le configurazioni.

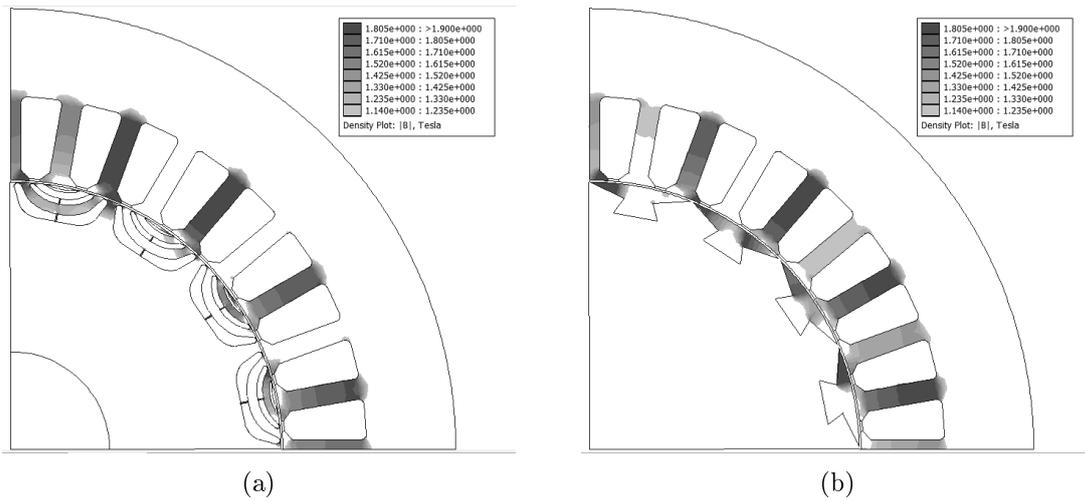
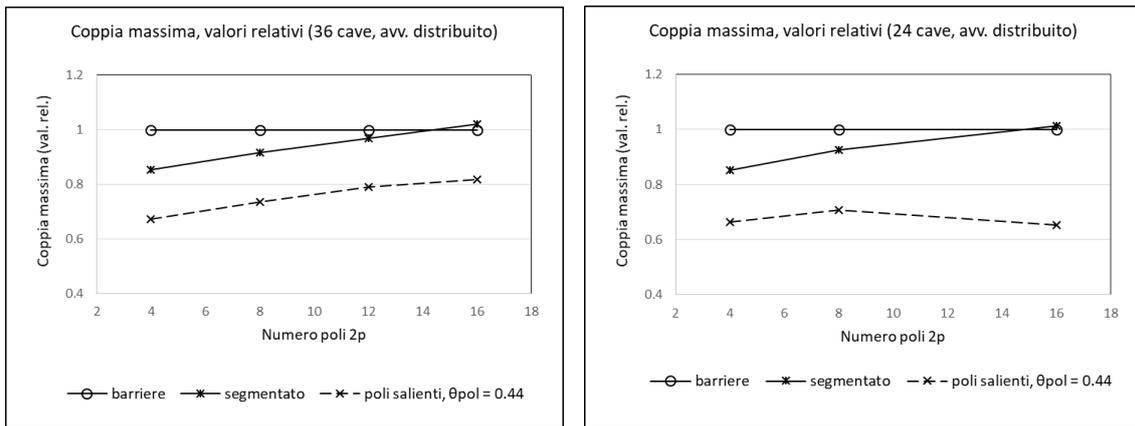


Figura 3.15: Valori d'induzione nella simulazione a $120 \cdot p$ A ($M = 1$ e $2p = 16$ poli)

3.2.4 Simulazioni a coppia costante ($I_{slot} \propto \sqrt{p}$)

(a) $I_{slot} = 75 \cdot \sqrt{2p}$ A ($Q = 36$)

(b) $I_{slot} = 112.5 \cdot \sqrt{2p}$ A ($Q = 24$)



(c) $I_{slot} = 37.5 \cdot \sqrt{2p}$ A ($Q = 36$)

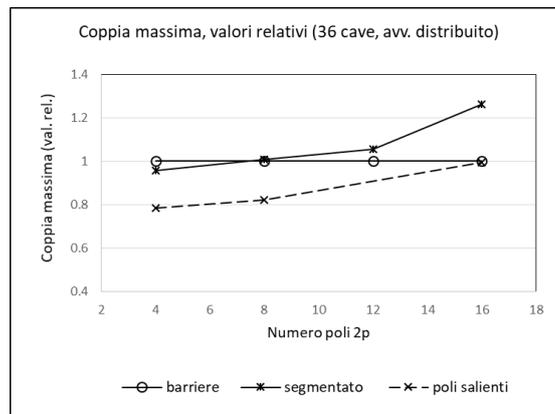


Figura 3.16: Coppia massima (MTPA) *relativa* (in rapporto alla coppia della config. a barriere) al variare del numero di poli delle configurazioni *ottimali*

n.cave	36	75 · p A		24	112.5 · p A	
2p	barriere	segmentato	salienti	barriere	segmentato	salienti
4	6.01 Nm	5.14 Nm	4.04 Nm	6.18 Nm	5.26 Nm	4.11 Nm
8	5.76 Nm	5.28 Nm	4.23 Nm	6.73 Nm	6.22 Nm	4.76 Nm
12	6.05 Nm	5.86 Nm	4.78 Nm			
16	5.06 Nm	5.16 Nm	4.14 Nm	4.59 Nm	4.64 Nm	3.00 Nm

Tabella 3.6: Valori ottimali di coppia (simulazioni a $I_{slot} = 75 \cdot \sqrt{2p}$ A e $I_{slot} = 112.5 \cdot \sqrt{2p}$ A)

n.cave	36	75 · p A	
2p	barriere	segmentato	salienti
barriere	segmentato	salienti	
4	1.45 Nm	1.39 Nm	1.14 Nm
8	1.30 Nm	1.31 Nm	1.07 Nm
12	1.79 Nm	1.90 Nm	
16	1.04 Nm	1.31 Nm	1.03

Tabella 3.7: Valori ottimali di coppia (simulazioni a $I_{slot} = 37.5 \cdot \sqrt{2p}$ A)

Le simulazioni a coppia costante mostrano il diverso comportamento di motori, in base al numero di poli, per un prescritto carico meccanico. Sono state realizzate per un carico elettrico "nominale" ($I_{slot} = 75 \cdot \sqrt{p}$ A), con $Q = 24$ e $Q = 36$ cave, e un carico ridotto ($I_{slot} = 37.5 \cdot \sqrt{p}$ A) con $Q = 36$.

Il carico magnetico (induzione al traferro) cala come " $1/\sqrt{p}$ " come affermato al par. 3.1.1.

La fig. 3.16 mostra i valori di coppia massimi *relativi*, posti in rapporto al valore di coppia del rotore a barriere (unitario nei grafici).

Sono state effettuate ulteriori osservazioni

1. gli andamenti di fig. 3.16a e 3.16b, corrispondenti a corrente nominale e con poca saturazione, sono circa uguali e *lineari*. Non c'è dipendenza dal numero di cave per valori di corrente non elevati (salvo per la configurazione a poli salienti, per ragioni di geometria, a $2p = 16$ poli).
2. Dai dati nelle tab. 3.6 e 3.7, che riportano gli effettivi valori di coppia, si notano valori massimi per avvolgimenti a $q = 1$, dati a $2p = 12$ poli (per $Q = 36$) e $2p = 8$ poli (per $Q = 24$). Gli altri avvolgimenti tuttavia non riportano un valore di coppia significativamente differente dal caso a $2p = 4$ poli *eccetto* che per il rotore a barriere a $2p = 16$ poli e *ogni* configurazione a $Q = 24$ cave e $2p = 16$ poli, per i quali la coppia cala drasticamente (valori evidenziati in tabella in **grassetto**).
3. a corrente nominale il rotore segmentato euguaglia in prestazioni il rotore a barriere per un numero di poli inferiore, dato circa $2p = 14$, che nel caso a potenza costante con alimentazione $I_{slot} = 75 \cdot p$ A. Dato che l'induzione è calata e confrontando questo risultato con la simulazione a potenza costante con alimentazione superiore $I_{slot} = 120 \cdot p$ A ne deriva che esiste in realtà un *range*, definibile per i valori di corrente di cava e di induzione, in cui il rotore a barriere risulta preferibile. Esso dipende varia al variare del numero di poli. Ciò è descritto al par. 3.2.5 successivo.

4. dalla fig. 3.16c si osserva un comportamento differente delle configurazioni per correnti ridotte. In primo luogo varia il rapporto tra le coppie anche a $2p = 4$ poli.
L'andamento dei valori relativi di coppia è lineare per $2p < 12$.
A $2p = 16$ e con avvolgimento frazionario le prestazioni del motore a barriere calano significativamente.
5. il rotore a poli salienti, di norma sottoperformante, raggiunge le prestazioni del rotore a barriere a correnti ridotte per $2p = 16$.

Dall'osservazione (1) a carico nominale può essere definita una legge

$$T_x = (K_x p + C_x) \cdot T \quad (3.10)$$

che associa ai valori di coppia T_x della generica configurazione "x" (T_{barr} è relativa al rotore a barriere) coefficienti di proporzionalità che esprimono il legame con p.
In fig. 3.16a la pendenza delle curve del rotore segmentato e a poli salienti è circa la stessa: il rotore segmentato risulterebbe in ogni caso superiore al rotore segmentato (C_x superiore).
In merito a quanto osservato in (2) i valori peggiori di coppia si hanno a $2p = 16$ poli per avvolgimenti a q frazionario. I risultati mostrano tuttavia una significativa differenza.

n.cave	36	75 · p A			24	112.5 · p A	
(2p = 16/2p = 4)	barriere 0.84	segmentato 1.00	salienti 1.02	barriere 0.74 Nm	segmentato 0.88 Nm	salienti 0.73 Nm	

Tabella 3.8: Rapporti fra valori di coppia a $2p = 16$ e $2p = 4$ poli

A $q = 0.5$ (avvolgimento concentrato a matasse separate) ogni valore di coppia è inferiore. Ciò è imputabile al basso coefficiente d'avvolgimento (pari a $K_w = 0.866$) proprio di questo tipo di avvolgimenti, notando però che per tale calano peso e perdite resistive, come affermato in precedenza.

A $q = 0.75$, nel caso a $Q = 36$ cave, è invece unicamente il rotore a barriere a risentirne. Confrontando queste affermazioni con il punto (2) delle precedenti simulazioni a potenza costante posso notare che il rotore a barriere *non è adatto* agli avvolgimenti frazionari tanto quanto la configurazione a rotore segmentato.

Quest'affermazione non è necessariamente legata al solo elevato numero dei poli, per i quali è verosimile che gli avvolgimenti tendano ad essere a q frazionario (pena un eccessivo numero di cave). Per quanto osservato in (1) l'andamento lineare dei valori relativi di coppia si verifica già a q intero.

Per $2p \approx 14 - 16$ poli a corrente nominale e per $2p > 4$ poli a corrente ridotta la configurazione a rotore segmentato risulta ottimale, preferibile rispetto alla configurazione a barriere.

3.2.5 Bassa induzione, deflussaggio e velocità variabile

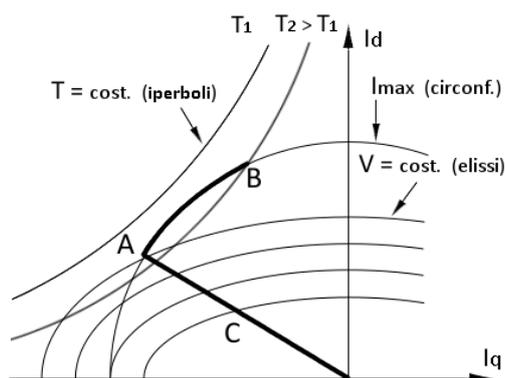


Figura 3.17: Regolazione del motore a riluttanza (grafico dalla teoria degli azionamenti). Il punto B si ha per velocità superiori alla nominale, il punto C (deflussaggio) per velocità inferiori

Dai risultati delle simulazioni a coppia costante (a carico ridotto) è emerso che il rotore a barriere, al crescere di p , risulta meno performante del rotore segmentato a bassi valori di B_g induzione al traferro. Ciò assume importanza relativamente ad un funzionamento a *velocità variabile*, in cui la frequenza della tensione d'alimentazione è variata e regolata da un inverter per permettere al motore l'adattamento ad un range di velocità operative.

Con la variazione della frequenza è necessario infatti rispettare alcuni criteri operativi.

- correnti d'alimentazione non troppo elevate rispetto alla corrente nominale
- tensione d'alimentazione costante all'aumentare della frequenza

Valori elevati di correnti portano il motore a problemi di natura termica e ad un funzionamento in saturazione, risultando sia in valori di coppia non più proporzionali alla corrente (cala la salienza), come mostrato dai risultati delle simulazioni a potenza costante, sia a perdite nel ferro più rilevanti (non mostrato dai risultati delle simulazioni). Le perdite nel ferro aumentano inoltre con la frequenza.

Tensioni sovranominali, alle quali le dimensioni degli isolamenti non risultino adeguate, possono invece provocare costocircuiti. Supponendo di trascurare gli effetti della saturazione, alimentando il motore con una frequenza $f_\alpha = \alpha f$, superiore o inferiore alla frequenza nominale f , sono date le relazioni, ricavate dalle (3.3) e (3.2), che indicano come variano la f.e.m e la coppia alla frequenza data rispetto ai valori E e T a frequenza nominale.

$$\begin{aligned}
 E_\alpha(f_\alpha) &= \alpha \cdot E \cdot \frac{B_{g,\alpha}}{B_g} \propto \alpha \cdot E \cdot \frac{I_{slot,\alpha}}{I_{slot}} \\
 T_\alpha(f_\alpha) &= T \cdot \left(\frac{I_{slot,\alpha}}{I_{slot}} \right)^2
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Al calo della frequenza ($\alpha < 1$) in caso di funzionamento a coppia costante è necessario ridurre la tensione pena l'aumento delle correnti di cava I_{slot} e della coppia.

All'aumentare della frequenza ($\alpha > 1$) devo invece ridurre la corrente d'alimentazione, in ragione di α , pena l'insorgimento di tensioni superiori al valore nominale. Ciò comporta, per velocità ridotte, un funzionamento a correnti ridotte (e B_g bassi) in caso il motore scelto sia

progettato per una velocità coerente col numero di poli (diverso eventualmente è il caso in cui il motore sia già progettato per una previsto funzionamento combinato con un inverter e per una velocità ed una tensione superiori).
È necessario dunque operare il motore in deflussaggio.

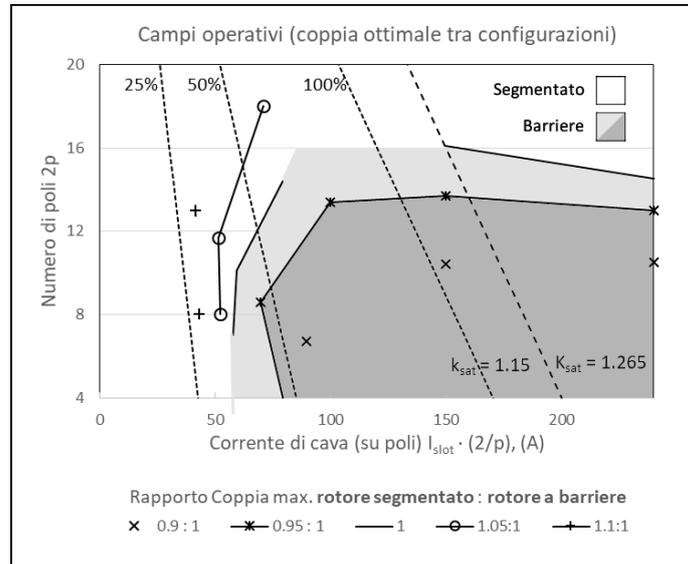


Figura 3.18: Zone di funzionamento e campi operativi (valore ottimale di coppia max. MTPA del rotore segmentato in rapporto al corrispondente valore per poli e corrente d'alimentazione del rotore a barriere)

In fig. 3.18 sono mostrati, riordinati in funzione di corrente d'alimentazione e numero di poli, i dati estrapolati dagli andamenti dei grafici ottenuti dalle simulazioni. Le rette a tratti oblique corrispondono ai valori di corrente di supposti alimentazioni parziali (25%, 50%). La retta a corrente nominale ("100%" in fig.) corrisponde ad un fattore di saturazione dato pari a $K_{sat} = 1.15$, valore spesso impiegato per i generatori sincroni. Le rette a fattore di saturazione costante derivano da interpolazioni lineari effettuate a partire dalle caratteristiche di magnetizzazione di fig. 3.13. Il fattore di saturazione, a un dato valore di B_g , è definito come rapporto fra le amperspire necessarie A_{stot} per realizzare tale valore d'induzione nel circuito ferromagnetico di macchina e le amperspire necessarie in aria A_{sg} .

$$k_{sat} = \frac{A_{stot}}{A_{sg}} \quad (3.12)$$

Anche se i valori di corrente d'alimentazione corrispondenti a questi carichi risultano indicativi, alimentando il motore in saturazione il rendimento cala in misura rilevante. Non sono state fatte interpolazioni (salvo un valore della spezzata a rapporto "1.05:1" nel grafico) per $2p > 16$ poli per presunta imprecisione dei risultati (non essendo state effettuate simulazioni oltre tale numero di poli).

Il rotore a barriere risulta ottimale nella regione scura in basso a destra del grafico (la zona più chiara indica una coppia al massimo superiore del 5%).

Il grafico introduce ulteriori considerazioni anche per motori a barriere con numero di poli inferiore ai $2p < 14 - 16$ considerati precedenza.

Al 25% del carico ($\alpha = 4$) e $2p = 8$ poli la coppia prodotta da una configurazione a poli segmentato supera di più del 10% la coppia di un motore a barriere. Con carichi tra il 50% ed il 25% il rotore segmentato risulta in molti casi migliore del rotore a barriere.

Coppie superiori del 10% con la configurazione a barriere si ottengono invece *esclusivamente* per numero di poli $2p < 10$ con $\alpha \approx < 2$ (punti a rapporto "0.9 : 1" in basso a destra nel grafico).

Maggiore è il numero di poli minore è l'aumento di velocità conveniente per la configurazione a barriere. Come conseguenza, definito un campo di velocità operative, un motore a barriere risulta conveniente per un funzionamento a velocità variabile se è scelto per un valore di velocità massimo o al limite pari a $\omega_{m,max}/\alpha$ con $\alpha < 2$.

Le fig. mostrano invece la diversa relazione tra coppia massima e ripple delle configurazioni per un elevato numero di poli ($2p = 16$). Il rotore a barriere ha ripple proporzionale al valore di coppia (ossia al parametro M) mentre il rotore segmentato risulta migliore sotto entrambi i punti di vista. Simile comportamento tuttavia non è riportato per un numero di poli poco inferiore ($2p = 12$).

3.3 Osservazioni conclusive

Diverse simulazioni sono state trattate in questo paragrafo. Le configurazioni a rotore segmentato e poli salienti, semplici da ottimizzare, sono state confrontate con configurazioni "simili" ricavate dalla lamiera di un rotore a barriere a $2p = 4$ poli (commerciale) tramite trasformazioni lineari. Di queste ultime non è stata effettuata ottimizzazione, data la complessità e il numero dei parametri coinvolti (numero, tipologia e distanza tra le barriere, numero di poli) ma è comunque stato individuato un criterio valido in senso generale e necessario per ottenere configurazioni ottimali ($M \approx 1 - 1.15$, corrispondente a regioni occupate dalle barriere poste in ragione del numero di poli)

Le prime analisi parametriche riportano la dipendenza delle configurazioni dai due parametri M e θ_{pol} , di cui il primo risulta fonte di significative differenze nei risultati.

Alcune successive simulazioni hanno mostrato un andamento di tipo *lineare* con il numero $2p$ dei poli dei valori di coppia prodotti delle configurazioni semplici in relazione alla configurazione a barriere. Il rotore segmentato mostra una significativa dipendenza da $2p$ mentre il rotore a poli salienti è sempre meno performante del segmentato a velocità basse.

A $2p \geq 16$ poli e corrente nominale il rotore segmentato risulta preferibile al rotore a barriere. Solo sotto i $2p = 10$ poli la geometria a barriere risulta significativamente migliore (del 10%)

Il rotore a barriere non è inoltre adatto ad avvolgimenti frazionari, come mostrato nelle simulazioni a coppia costante.

A bassi valori di induzione e 50% della corrente nominale il rotore segmentato risulta migliore in misura analoga. La salienza dipende, in sostanza, anche dal numero di poli e dal carico elettrico/magnetico. Quest'ultima osservazione introduce un limite nei criteri di progetto di motori a velocità variabile: il motore a barriere *non è ottimale* per il funzionamento in deflussaggio con $\alpha > 2$.

Le osservazioni effettuate in questo paragrafo sono di carattere generale ma ne risultano in ogni caso evidenziati possibili fattori problematici nella scelta e nell'ottimizzazione di un rotore a barriere, in primis un elevato numero di poli.

Capitolo 4

Analisi comparativa: alta velocità

I principali limiti operativi di una configurazione ad alta velocità sono di tipo costruttivo. Ad alte velocità diventa rilevante l'azione della forza centrifuga. La configurazione a barriere, ottimale a $2p = 4$ poli e corrente nominale come mostrato in cap. 2, è quella che ne risente in misura maggiore dato che con le barriere il rotore risulta composto di laminazioni unite da giunti laterali, sui quali si riversa l'intero carico meccanico creato dalle medesime

Le laminazioni necessitano, per velocità superiori, di giunti di raccordo *addizionali*, posti lungo l'asse interpolare, in grado di assorbire parte di questo carico. Questi giunti devono essere dimensionati per la velocità operativa, alla minima sezione possibile sufficiente a tollerare gli sforzi meccanici in quanto, convogliando parte del flusso attraverso le barriere, riducono la coppia prodotta dal motore.

Sono dunque state confrontate configurazioni del rotore a barriere dimensionate per resistere a diverse velocità operative (20000 giri/min, 30000 giri/min e 35000 giri/min), con le altre configurazioni (segmentato e poli salienti) precedentemente introdotte, con unico numero di cave statoriche pari a $Q = 36$ cave.

4.1 Analisi meccanica degli sforzi

Sul rotore in moto, considerato un riferimento inerziale, agiscono la forza centrifuga, di natura meccanica e proporzionale alla velocità del riferimento, che forze di trazione e compressione prodotte dagli avvolgimenti, ricavabili dalle simulazioni dal tensore degli sforzi di Maxwell, sulle singole laminazioni.

Il contributo alle tensioni meccaniche di questi sforzi è considerabile separatamente secondo il principio di sovrapposizione degli effetti. Da valutazioni effettuate esso è risultato ignorabile per le velocità date (sopra i 20000 giri/min).

Le forze agenti in un volume definito di materiale creano una distribuzione di tensioni (stress) su esso. Il legame tra forze di volume $\mathbf{F} = (F_x, F_y, F_z)$ e stress, rappresentato dalla matrice *simmetrica* \mathbf{T} di tensioni normali σ_j e tensioni di taglio γ_{ij} alle superfici elementari interne al volume, è definito dall'equazione di moto (seconda legge di Newton) descritta nel dominio

$$\nabla \cdot \mathbf{T} + \mathbf{F} = 0, \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \sigma_x & \gamma_{xy} & \gamma_{xz} \\ \gamma_{xy} & \sigma_y & \gamma_{yz} \\ \gamma_{xz} & \gamma_{yz} & \sigma_z \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

La matrice \mathbf{T} , in virtù della simmetria, è anche più semplicemente definibile come tensore degli sforzi $\mathbf{T} = (\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z, \gamma_{xy}, \gamma_{xz}, \gamma_{yz})$.

Le lamine di rotore compongono un insieme di masse rotanti a materiale omogeneo (lo stesso materiale in tutti i punti) e isotropo (lo stesso comportamento in ogni direzione).

In rif. [17] sono date le relazioni costitutive (legge di Hooke) per un materiale isotropo. In particolare vale

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E}[(1 + \nu)\sigma_x - \nu(\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z)] \quad (4.2)$$

$$\varepsilon_y = \frac{1}{E}[(1 + \nu)\sigma_y - \nu(\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z)] \quad (4.3)$$

$$\varepsilon_z = \frac{1}{E}[(1 + \nu)\sigma_z - \nu(\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z)] \quad (4.4)$$

dalle quali è possibile ricavare le componenti del tensore di deformazione

$\mathbf{E} = (\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z, \varepsilon_{xy}, \varepsilon_{xz}, \varepsilon_{yz})$ dal tensore degli sforzi, legata allo spostamento fisico delle singole parti, dato per ogni punto come $\mathbf{u} = (u_x, u_y, u_z)$ dalla relazione di congruenza

$$\mathbf{E} = 0.5 [\nabla \mathbf{u} + \nabla \mathbf{u}^T] \quad (4.5)$$

Dato, come anticipato, l'acciaio del rotore un materiale omogeneo e isotropo l'equazione ... può essere ridotta il comportamento meccanico è descritto dalle costanti E del modulo di Young ($E = 220000N$ per l'acciaio) e dalle equazioni di Beltrami-Michell esposte in rif[]

$$\begin{aligned} \nabla^2 \sigma_j + \frac{1}{1 + \nu} \frac{\partial^2}{\partial j^2} (\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z) + \frac{\nu}{1 - \nu} \left(\frac{\partial F_x}{\partial x} + \frac{\partial F_y}{\partial y} + \frac{\partial F_z}{\partial z} \right) + 2 \frac{\partial F_j}{\partial j} &= 0 \\ \nabla^2 \gamma_{ij} + \frac{1}{1 + \nu} \frac{\partial^2}{\partial j \partial i} (\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z) + \left(\frac{\partial F_i}{\partial j} + \frac{\partial F_j}{\partial i} \right) &= 0 \end{aligned} \quad (4.6)$$

La forza centrifuga per unità di massa $\mathbf{F} = (x\omega^2,)$ si esercita sulle sezioni rotoriche nel piano xy. Posto di trascurare il contributo di altre eventuali componenti trasversali, essendo la forza centrifuga prevalente sulle altre, si può supporre che $F_z = 0$.

È possibile semplificare il problema distinguendo due casi, qui di seguito descritti.

4.1.1 Stress piano e Sforzo piano

Nelle condizioni di **Stress piano** valgono le relazioni

$$\sigma_z = 0 \quad \gamma_{yz} = 0 \quad \gamma_{zx} = 0 \quad \mathbf{T} = f(x, y) \quad (4.7)$$

corrispondenti all'assenza di componenti trasversali dello stress di asse z e dall'unica dipendenza dalle coordinate nel piano xy.

Queste condizioni sono verificate per lamine sottili.

Al caso limite di una lamina di spessore infinitesimo infatti l'equazione del moto (4.1) diventa a conti fatti un'equazione *planare* definita in un'area piuttosto che in un volume: dato che le uniche componenti agenti sono coplanari a essa non possono esistere tensioni ortogonali.

Nelle condizioni di **Sforzo piano** valgono invece le relazioni

$$u_z = 0 \quad \frac{\partial(\cdot)}{\partial z} = 0 \quad (4.8)$$

$$\varepsilon_z = 0 \quad \varepsilon_{xz} = 0 \quad \varepsilon_{yz} = 0 \quad \mathbf{E} = f(x, y) \quad (4.9)$$

L'eq. (4.8) implica l'eq. (4.9) secondo la relazione di congruenza (4.5). Lo spostamento delle parti meccaniche è nullo in direzione trasversale ed è nullo e con esso la deformazione in tale direzione.

Tali condizioni sono equivalenti a porre la deformazione \mathbf{E} invariante rispetto all'asse z . Dalla relazione di congruenza ricavo infatti.

$$\varepsilon_x = \frac{\partial u_x}{\partial x}, \quad \varepsilon_y = \frac{\partial u_y}{\partial y}, \quad \varepsilon_{xy} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x} \right) \quad (4.10)$$

L'approssimazione di Sforzo piano è equivalente al caso limite di un volume a sezione fissa di lunghezza infinita lungo l'asse z : la soluzione del problema è in quel caso la medesima in ogni sezione indipendentemente dalla coordinata di asse z . Tale approssimazione è applicabile a corpi la cui dimensione lungo l'asse z risulta più rilevante delle altre, tipicamente all'albero motore.

Essendo il volume rotorico (a meno dell'albero) costituito da un impacco di *laminazioni* la condizione di Stress piano sarebbe applicabile come condizione al contorno delle simulazioni meccaniche. Tuttavia è anche vero che esse costituiscono un volume unico e connesso: per questo e per motivi di semplicità legati al simulatore utilizzato è stata adottata la condizione di Sforzo piano nelle simulazioni, come menzionato di seguito.

4.1.2 Criteri di rottura

Nelle simulazioni meccaniche i risultati sono stati valutati seguendo in maniera indicativa tre differenti criteri descrittivi della rottura e dello snervamento dei materiali esposti dalla teoria. Di seguito essi sono esposti con le rispettive limitazioni.

Criterio della massima tensione normale o di Rankine

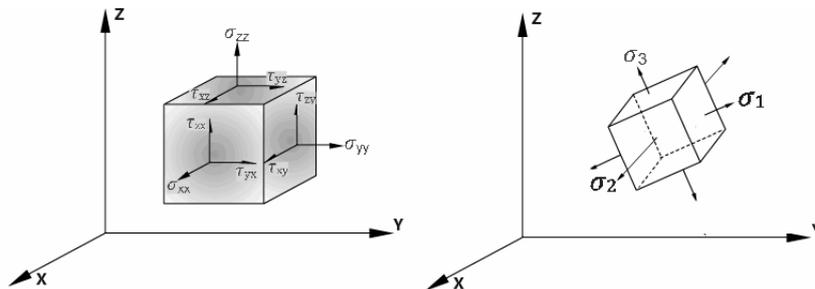


Figura 4.1: Tensioni nel sistema x,y,z e tensioni principali (σ_1 , σ_2 e σ_3)

Questo criterio, solitamente il più cautelativo, è risultato più semplificato per la costruzione di modelli iniziali delle simulazioni.

È necessario definire il riferimento di tensioni ortogonali *principali*, come in fig. 4.1, diagonalizzando (puntualmente) la matrice \mathbf{T} degli sforzi. Ciò equivale a ridurre il volume complessivo a volumi cubici elementari allineati alle tensioni normali nel materiale in modo tale che ne siano assenti sforzi di taglio.

Dati σ_{rc} e σ_{rt} i carichi limite di rottura o snervamento (eventualmente moltiplicati per un fattore cautelativo) rispettivamente a compressione e a trazione del materiale il criterio, per la tensione *principale* j -esima, si esplicita nella forma

$$\sigma_j < \sigma_{rt}, \quad -\sigma_j < \sigma_{rc} \quad (4.11)$$

Questo criterio è stato utilizzato per dimensionare la larghezza dei giunti interni alle barriere. In tali la direzione privilegiata (direzione in cui lo stress normale è massimo) è proprio quella radiale allineata ai giunti.

Criterio dell'energia di distorsione o di Von Mises

Il criterio di Von Mises lega lo snervamento del materiale all'*energia di deformazione* massima immagazzinabile dal medesimo prima di una deformazione permanente.

L'energia complessiva immagazzinata è data dalla somma di energia di deformazione ed energia di volume.

Dato un cubetto elementare di materiale (i cui lati siano solidali agli assi delle tensioni j -esime *principali* del riferimento) l'energia di volume è associata unicamente all'alterazione di volume (trasformazione da cubi a cubi) mentre l'energia di deformazione è invece legata all'alterazione delle proporzioni relative dei lati a parità di volume. Il lavoro compiuto dalle tensioni interne al materiale nella direzione j -esima è dato come

$$U_j = \frac{\sigma_j \varepsilon_j}{2} \quad (4.12)$$

Il lavoro totale in tutte le direzioni, ricavato sostituendo alle ε_j i risultati delle (4.2), (4.3) e (4.4).

$$\begin{aligned} U &= \frac{\sigma_1 \varepsilon_1}{2} + \frac{\sigma_2 \varepsilon_2}{2} + \frac{\sigma_3 \varepsilon_3}{2} \\ &= \frac{1}{E} \frac{\sigma_1(\sigma_1 - \nu\sigma_2 - \nu\sigma_3) + \sigma_2(\sigma_2 - \nu\sigma_1 - \nu\sigma_3) + \sigma_3(\sigma_3 - \nu\sigma_1 - \nu\sigma_2)}{2} \\ &= \frac{1}{E} \left[\frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2}{2} - \nu(\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2\sigma_3 + \sigma_1\sigma_3) \right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

L'alterazione di volume è associabile ad una tensione "media" agente uniformemente in *ogni* direzione del cubetto elementare. Essa è data

$$\sigma_m = \frac{\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3}{3} \quad (4.14)$$

L'energia di volume è ricavabile dalla (4.13) sostituendo ad ogni tensione elementare la tensione media.

$$U_v = \frac{3\sigma_m^2 - 6\nu\sigma_m^2}{2E} = \frac{1 - 2\nu}{E} (\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z)^2 \quad (4.15)$$

Il criterio di **Von Mises** si esplicita dunque nella relazione

$$U_d = U - U_v = \frac{1+v}{3E}[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 - (\sigma_1\sigma_2 + \sigma_1\sigma_3 + \sigma_3\sigma_2)] = \frac{1+v}{3E} \cdot \sigma_{eff}^2 < U_{crit} \quad (4.16)$$

Con U_{crit} energia critica di rottura (a trazione). Ne risulta definito un valore di tensione efficace tale per cui $\sigma_{eff} < \sigma_{crit}$

Criterio della massima tensione tangenziale o di Tresca

Questo criterio suppone le forze tangenziali come sole responsabili dello snervamento del materiale. L'approssimazione è in molti casi in accordo con i risultati sperimentali per materiali duttili.

Le tensioni di Taglio risultano definite dalle tensioni principali j-esime come

$$T_{ij} = \frac{1}{2}(\sigma_i - \sigma_j) \quad (4.17)$$

Il criterio di **Tresca** in 3 dimensioni è dunque dato

$$\max \left[\frac{1}{2}|\sigma_1 - \sigma_2|, \frac{1}{2}|\sigma_3 - \sigma_2|, \frac{1}{2}|\sigma_1 - \sigma_3| \right] < \sigma_{crit} \quad (4.18)$$

4.1.3 Approssimazione ad un disco piano: velocità massima

In questo paragrafo è riportato un calcolo preliminare legato ad un limite meccanico ricavato analiticamente dalle osservazioni teoriche espone in [14, 15, 16].

Tale è il limite di velocità massima operativa ω_m applicato al caso di un disco piano di materiale uniforme con carico di rottura massimo permissibile σ_{crit} .

È possibile considerare il caso di lamiere a dischi piani come approssimativo per un dato diametro D.

Il calcolo e le considerazioni teoriche sono espone in dettaglio in Appendice.

La distribuzione di tensioni in un disco piano in un sistema a coordinate cilindriche (r, θ, z) è descritta dalle seguenti equazioni

$$\begin{aligned} \sigma_r &= \frac{(3+v)}{8} \cdot \rho\omega_m^2(R^2 - r^2) \\ \sigma_\theta &= \frac{(3+v)}{8} \cdot \rho\omega_m^2\left(R^2 - \frac{(1+3v)}{3+v}r^2\right) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Dove σ_r è la tensione radiale e σ_θ la tensione angolare.

Le componenti date in (4.19) sono effettivamente sostituibili nella (4.16), ponendo $r = 0$ per ottenere il valore massimo di stress, come

$$\sigma_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{(\sigma_r - \sigma_\theta)^2 + \sigma_\theta^2 + \sigma_r^2} = \frac{3+v}{8} \cdot \rho\omega_m^2 R^2 \quad (4.20)$$

Sostituendo in (4.20) il limite σ_{crit} ottengo un'espressione di velocità massima, valida per un **disco piano** di raggio R

$$\omega_{max} = \sqrt{\frac{8\sigma_{crit}}{(3+v)\rho R^2}} \quad (\text{disco piano}) \quad (4.21)$$

Con modulo di Young $E = 220000N$, coefficiente di Poisson $v = 0.28$, densità $\rho = 7860Kg/m^3$, carico di rottura $\sigma_{crit} = 200Mpa$ e raggio d'albero $\bar{r} = 20$ mm (caso peggiore di albero di dimensioni pari a quelle della configurazione a 1500 giri/min, esso influisce poco sul calcolo) è stata ricavata dalla (4.21)

$$\omega_{max} = 45491/s = 43438 \text{ giri/min} \quad (4.22)$$

Il valore di $\omega_{max} = 43438$ giri/min rappresenta un limite di velocità per un corpo che occupa tutto il volume definito dal raggio R. La tensione ha una distribuzione simmetrica: a questa velocità essa è massima in tutte le direzioni.

Le configurazioni a rotore segmentato e a barriere occupano minor volume reale, realizzando minor carico meccanico complessivo, ma le sezioni soggette agli sforzi sono inferiori che nel caso a disco piano. In quest'ultimo caso esse sono invece *massime*, date dalle sezioni cilindriche radiali.

Ne risulta che il valore di ω_{max} per queste due configurazioni è probabilmente un limite. Per realizzare motori a velocità superiori sono necessari criteri meno restrittivi, materiali più resistenti o volumi più ridotti.

La configurazione a poli salienti è invece sostanzialmente descritta solo da una forma a raggio variabile tra un valore R di raggio al traferro, relativo alle salienze, e un raggio interno \bar{r} . Nell'eq. (4.21) un valore di R ridotto aumenta il limite di velocità ammissibile.

Si è supposta l'individuazione di un "raggio equivalente" R_{eq} della configurazione a poli salienti in grado di riportare tale configurazione al caso di un disco piano: tale raggio risulterebbe compreso tra R e \bar{r} posto in modo tale da riportare in quest'ultima configurazione lo sforzo *medio* esercitato sulla configurazione a poli salienti.

In tal caso, qualora le salienze fossero dimensionate per tollerare gli sforzi, il limite di $\omega_{max} = 43438$ giri/min potrebbe essere raggiunto o superato. Ciò pone il rotore a poli salienti come possibile candidato per valori di velocità superiori, limitando al contempo il campo delle analisi effettuate in questo capitolo per il rotore a barriere.

4.1.4 Simulazioni meccaniche e condizioni al contorno

Uno script Matlab è stato utilizzato per il dimensionamento preliminare dei giunti di 3 configurazioni del rotore a barriere per velocità di 20000 giri/min, 30000 giri/min e 35000 giri/min.

Assunte le laminazioni tra barriere come corpi rigidi è possibile calcolare lo sforzo radiale agente sui tre giunti (esterno, intermedio e interno) come sforzo generato dal volume complessivo a monte di ciascuno di essi.

Il giunto esterno risente dell'azione centrifuga sulla laminazione più esterna. Il giunto interno risente invece dello sforzo complessivo agente sulle tre laminazioni sovrastanti le barriere, risultando più ampio.

È ricavata l'intensità della forza centrifuga $F_{c_j} = F_{c_{vol,j}} \cdot Vol_j$, da uno script e l'opportuna mesh al PDE Modeler di Matlab, agente sulla j-esima laminazione a partire da quella più esterna. Data F_{j_j} la forza centrifuga agente sul j-esimo giunto a partire da quello più esterno la formula adottata per ricavare la larghezza del j-esimo giunto è data come

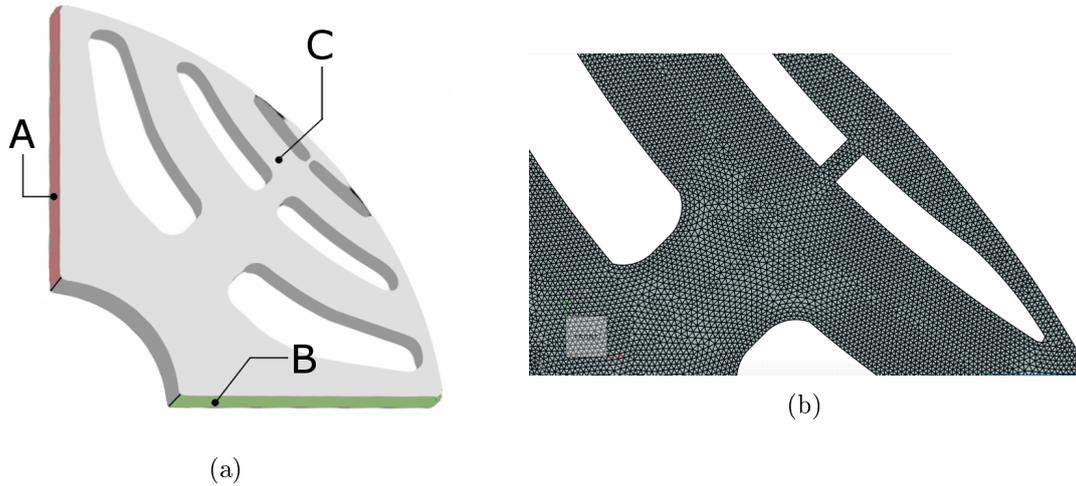


Figura 4.2: (a) Aree delle boundaries (condizioni al contorno) del dominio di simulazione meccanica (Simscale) e (b) precisione della mesh

$$l_j = \frac{1}{L_{lam} \cdot \sigma_{crit}} \cdot \left(\sum_1^j Fc_j + \sum_1^j Fj_{j-1} \right) \quad (4.23)$$

Tale formula corrisponde al criterio della massima tensione normale, più cautelativo, in quanto sono sommate delle forze agenti in direzione *radiale*, la quale è la direzione principale (normale), e se ne assume un'azione uniforme sulla sezione del giunto.

velocità	20000 giri/min	30000 giri/min	35000 giri/min
giunto centr. esterno	0.3 mm	0.7 mm	0.95 mm
giunto centr. intermedio	2.2 mm	5 mm	8.9 mm
giunto centr. interno	5.5 mm	14 mm	21.2 mm

Tabella 4.1: dimensioni preliminari dei giunti ottenuti da uno script (con i calcoli al PDE modeler di Matlab e criterio della massima tensione normale)

Tale dimensionamento preliminare è effettuato unicamente sui giunti centrali.

Sono successivamente stati inseriti dei modelli CAD, con giunti centrali delle dimensioni di tab. 4.1, in un simulatore agli elementi finiti (Simscale) e ne sono state valutate le tensioni meccaniche efficaci corrispondenti ai criteri della massima tensione normale e Von Mises nei punti del dominio.

Nel simulatore è necessario definire sufficienti condizioni al contorno sulle superfici del dominio. Sfruttando la simmetria del problema il dominio è riducibile alla sola sezione polare, di 90°, adottando le seguenti condizioni alle facce

- A- $\sigma_x = 0$: per simmetria la componente orizzontale dello stress si annulla lungo questa superficie
- B- $\sigma_y = 0$: per simmetria la componente orizzontale dello stress si annulla lungo questa superficie
- C- $u_z = 0$: condizione di **Sforzo piano** sulle facce parallele alla sezione

La condizione di **Sforzo piano** è stata adottata nella simulazioni in Simscale .

Dopo sufficienti simulazioni sono state valutate come adeguate all'analisi le configurazioni del rotore a barriere di fig. 4.7, con giunti delle dimensioni minime in grado di sostenere sforzi fino a circa $\sigma_r = 200Mpa$ secondo il criterio di Von-Mises.

4.2 Risultati delle simulazioni

20000 giri/min

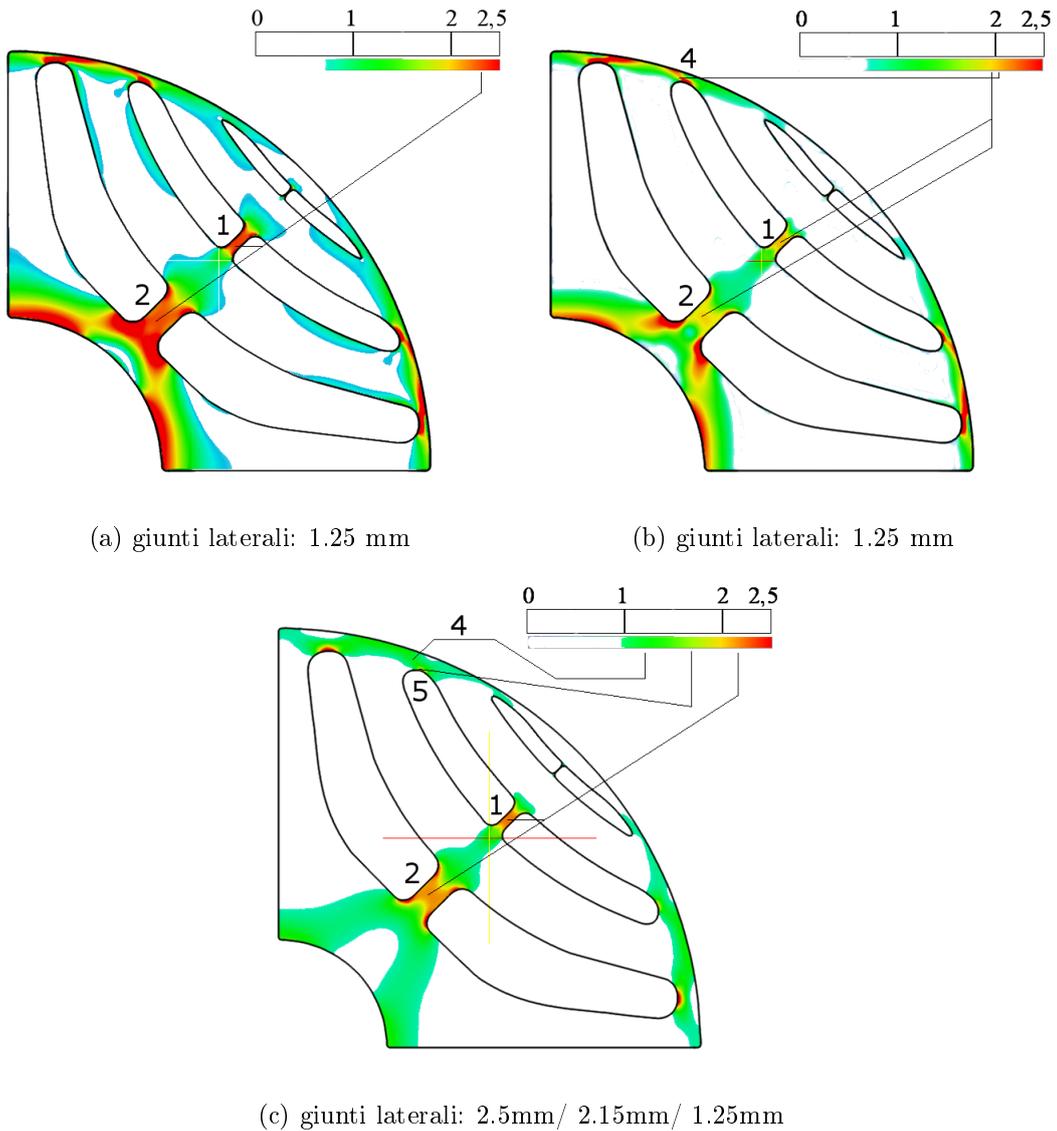
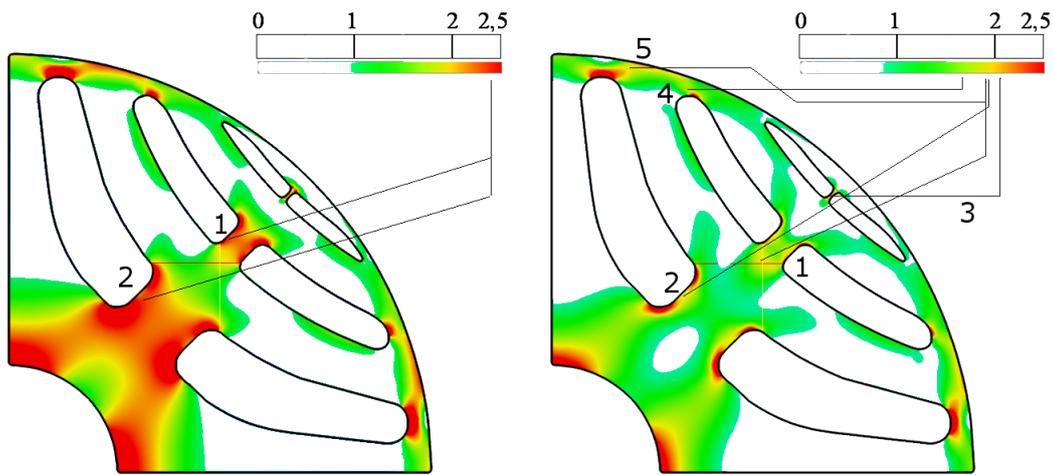


Figura 4.3: Simulazioni meccaniche del rotore a barriere a 20000 giri/min, valori di stress secondo i criteri (a) Massimo stress normale (b) Von-Mises

fig.	4.3a	4.3b	4.3c
	Max. stress	Von-Mises	
1- giunto centrale intermedio	231 Mpa	192 Mpa	216 Mpa
2- giunto centrale interno	231 Mpa	196 Mpa	216 Mpa
3- giunto centrale esterno		202 Mpa	202 Mpa
4- tra giunti		200 Mpa	121 Mpa
5- picco al 2° giunto laterale			169 Mpa

Tabella 4.2: Valori di stress nei punti in fig.4.3

30000 giri/min



(a) giunti laterali: 2.5mm/ 2.15mm/ 1.25mm (b) giunti laterali: 2.5mm/ 2.15mm/ 1.25mm

Figura 4.4: Simulazioni meccaniche del rotore a barriera a 30000 giri/min, valori di stress secondo il criterio (a) della Massima tensione normale (b) di Von-Mises, con giunti centrali di 9.5 mm/ 3.7 mm/ 0.6 mm

fig.	4.4a	4.4b
	Max. stress	Von-Mises
1- giunto centrale intermedio	240 Mpa	192 Mpa
2- giunto centrale interno	240 Mpa	196 Mpa
3- giunto centrale esterno		207 Mpa
4- tra giunti laterali/al 2° giunto laterale		168 Nm
5- vicino al 1° giunto laterale		192 Nm

Tabella 4.3: Valori di stress nei punti in fig.4.5

35000 giri/min

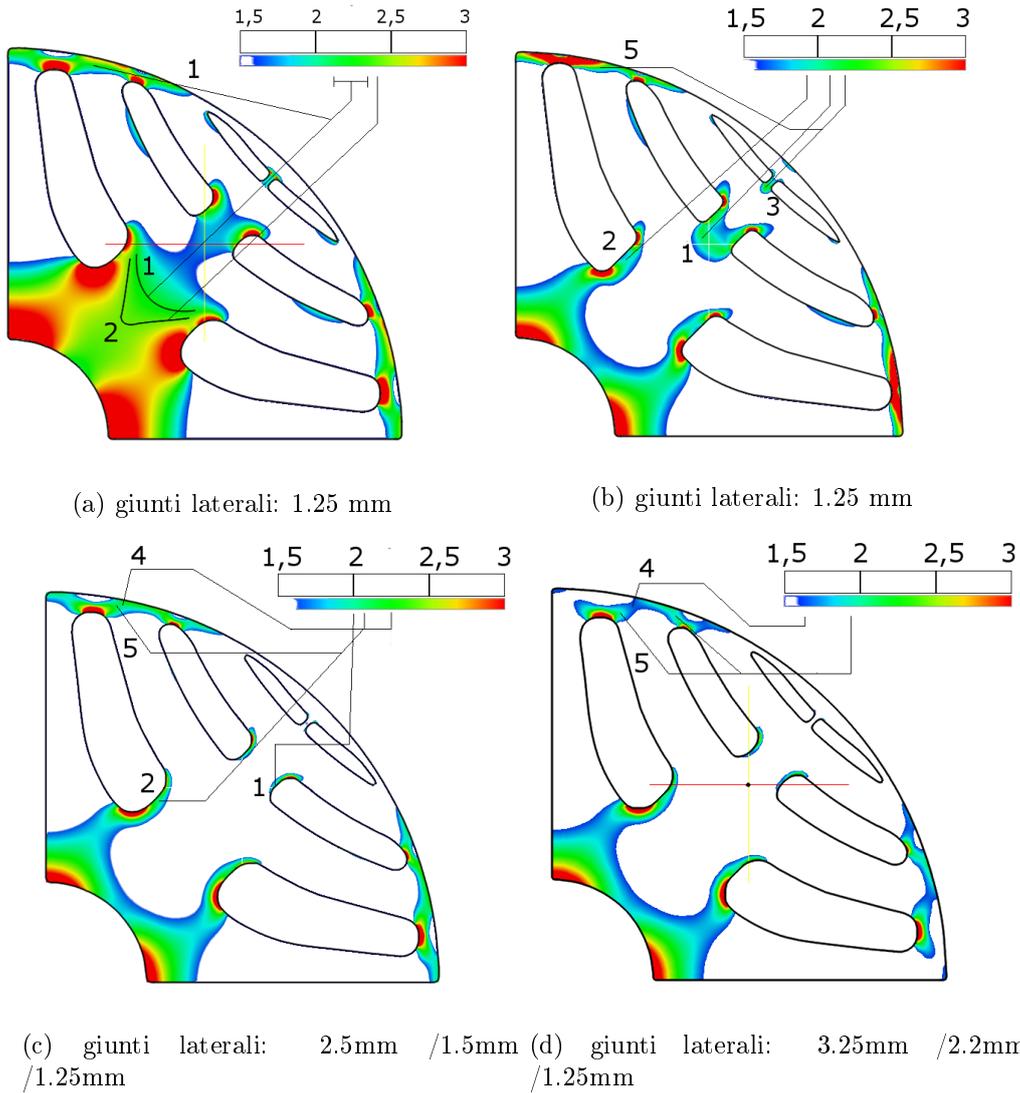


Figura 4.5: Simulazioni meccaniche del rotore a barriere a 35000 giri/min, valori di stress secondo il criterio (a) della Massima tensione normale (b, c, e) di Von-Mises, con giunti centrali di 15 mm/ 6.5 mm (a, c, d) o 5.15mm (b)/ 1 mm

fig.	4.5a	4.5b	4.5c	4.5d
	Max. stress	Von-Mises		
1- giunto centrale intermedio	225 Mpa	207 Mpa	207 Mpa	
2- giunto centrale interno	240 Mpa	193 Mpa	206 Mpa	
3- giunto centrale esterno		219 Mpa		
4- tra giunti laterali/al 2° giunto laterale	225 Mpa		206 Mpa	164 Mpa
5- vicino al 1° giunto laterale			225 Mpa	197 Mpa

Tabella 4.4: Valori di stress nei punti in fig.4.5

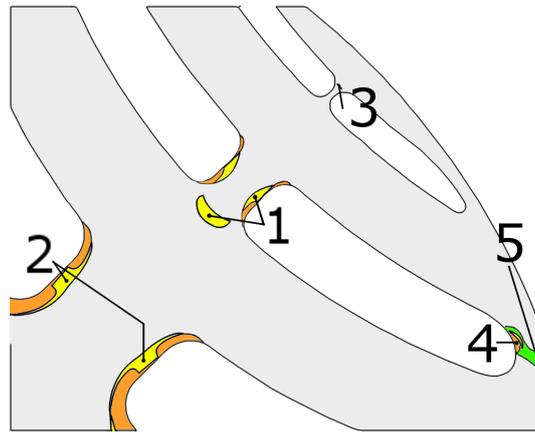


Figura 4.6: Zone di stress massimo, (in arancio) valori di picco dati ai raccordi -ignorati- (in giallo) valori massimi considerati nel dimensionamento (in verde) zona di valori "tra giunti laterali"

Le immagini riportate, relative alle simulazioni in Simscale, hanno permesso il dimensionamento dei giunti. Ai punti indicati nelle medesime sono corrisposti i valori di stress mostrati nelle tabelle esse sottostanti. Le immagini riportate per ogni numero di giri sono date a giunti centrali correttamente dimensionati: ne è perlopiù stata variata l'ampiezza dei giunti laterali.

Le tab. 4.4, 4.3 e 4.2 sono relative ai massimi di stress riscontrati, di cui sono riportati solo i valori più significativi.

Picchi del valore di stress, riportati in rosso nei grafici (zone in arancio in fig. 4.6), sarebbero in realtà concentrati nei punti di raccordo tra giunti e laminazioni. Si può notare il confronto tra la figura 4.5b e 4.5c, della simulazione a 35000 giri/min, in cui è stato variato il raccordo del giunto dentrale interno, portandolo da 1.7 mm a 2.7 mm: il valore di picco del raccordo superiore sparisce, ma aumenta al contempo leggermente il valore di stress (Von-Mises) a lato della mezzeria del giunto (seconda riga di tab. 4.4). Tale è il valore massimo di stress nel giunto esclusi i raccordi.

A 20000 giri/min si considera il problema già in parte arginato con i raccordi di fig. 4.3b, in cui le zone di picco sono appena visibili salvo che al giunto interno per i raccordi inferiori. Ad un numero superiore di giri è probabilmente necessario uno studio dei contorni barriere, non considerabile nelle analisi effettuate.

Si è dunque presunto di ignorare i valori di picco dei raccordi nei giunti centrali e di considerare invece il massimo dei valori in un qualunque altro punto interno o nei pressi di essi.

Tali valori per i giunti centrali (in giallo in fig. 4.6) si rilevano

1. a lato della metà del giunto o sotto il giunto centrale intermedio
2. a lato della metà del giunto centrale interno
3. nel giunto centrale esterno

Il criterio di Von-Mises evidenzia valori di massimo stress in questi punti circa pari a $\approx 200\text{Mpa}$.

Il criterio della Massima tensione normale invece sovrastima questo valore nei punti critici (225 – 240 Mpa). Osservando tuttavia i valori di stress nelle fig. 4.4a e 4.5a nei punti centrali

dei giunti noto valori inferiori, attorno ai $200 - 220\text{Mpa}$.

A conclusione delle analisi effettuate, i giunti centrali sono stati dimensionati secondo il criterio di **Von-Mises**, meno cautelativo rispetto al criterio della Massima tensione normale, con lo scopo di individuare delle possibili dimensioni *minime* dei giunti per la configurazione a barriera, le quali risultino in massimi valori di coppia per una data velocità. In questo modo eventuali casi in cui altre configurazioni risultassero migliori del rotore a barriera, in termini di coppia più elevata, riporterebbero risultati veri con un certo margine.

Il dimensionamento dei giunti laterali si è invece rivelato più problematico ed è stato effettuato in termini approssimativi.

In essi sussistono valori di picco dello stress alle estremità esterne delle barriere.

In riferimento alla fig. 4.6 sono riportate due zone (4) e (5) di valori considerate nelle figure dei risultati delle simulazioni

4. tra giunti laterali o in una zona di connessione tra diametro esterno del rotore e secondo giunto laterale (in verde), valore meno elevato
5. in prossimità del primo o secondo giunto laterale (in giallo), valore più elevato

Non è invece riportato il valore di picco reale dei giunti.

Le fig. 4.3c, 4.4b e 4.5d mostrano la distribuzione di stress per il massimo dei valori di ampiezza dei giunti laterali dato nelle simulazioni. Essi non sono stati ampliati ulteriormente. Come osservabile dalle fig. 4.3c, 4.4b e 4.5d è necessario ampliare il primo giunto laterale (dal margine sinistro del dominio) in misura considerevole dalle dimensioni originali (ad esempio raddoppiandolo da 1.25 mm a 2.5 mm per 20000 poli) per arginarne il valore di picco di stress entro una zona ridotta. È invece sufficiente mantenere il secondo giunto laterale a dimensioni di 2-2.2 mm per ottenere per esso un analogo risultato, mentre il terzo giunto, della laminazione più esterna, non è esposto a valori di stress rilevanti.

Nelle tab. 4.3 e 4.4 dai risultati delle simulazioni delle succitate figure, ad esclusione della fig. 4.3c relativa a 20000 giri/min, si notano, per le zone di valori (4) tra giunti e vicino al secondo giunto, valori di stress $\approx 168\text{Mpa}$, e per le zone (5) vicino al primo giunto valori di stress $\approx 200\text{Mpa}$. Rispetto alla simulazione a giunti appena inferiori l'ampiezza del giunto nella simulazione a 35000 giri/min è aumentata del $\approx 50\%$ (da 1.5 mm a 2.2 mm) e i valori (4) e (5) sono calati del $\approx 20\%$ (da 206 Mpa a 164 Mpa e da 225 Mpa a 197 Mpa). Il secondo giunto sembra ideale a 2.2 mm di ampiezza, con valore di stress in zona (4) raggiunto pari a 168 Mpa.

Con l'intento di riportare anche i valori (5), relativi al primo giunto, a circa 168 Mpa e con quanto appena osservato si è pensato di ampliare ulteriormente le ampiezze del primo giunto del $\approx 50\%$, portandolo a 2.75 mm nel rotore a 30000 giri/min e a 4 mm nel rotore a 35000 giri/min.

Al fine di chiarire eventuali incertezze riguardo al valore di ampiezza adeguato per i giunti laterali si è pensato di studiarne l'effetto del dimensionamento sugli andamenti del valore di coppia, come qui di seguito esposto.

L'analisi è stata effettuata su due diversi tipi di configurazioni rotoriche, di seguito menzionate come TIPO A e TIPO B, esposte in fig. 4.7 e fig. 4.8.

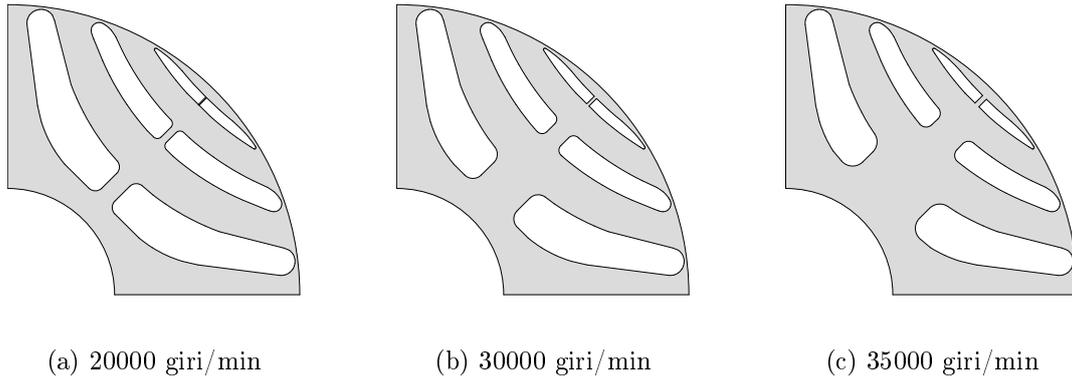


Figura 4.7: Configurazioni del rotore a barriere di TIPO A a $2p = 4$ poli dimensionate per varie velocità

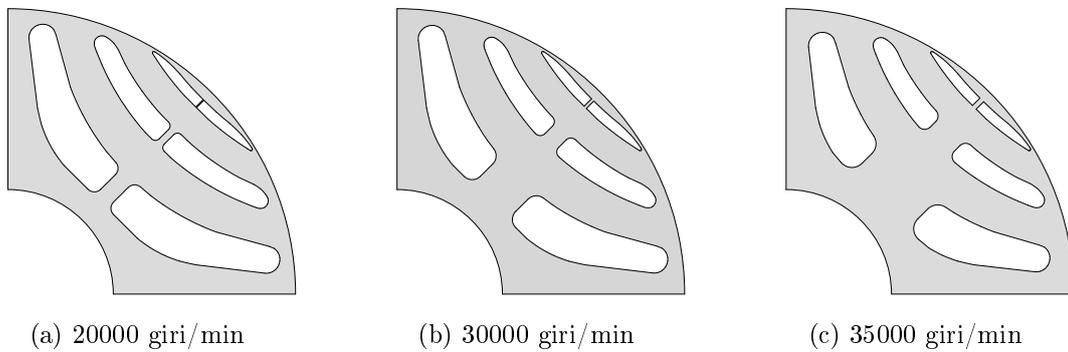


Figura 4.8: Configurazioni del rotore a barriere di TIPO B a $2p = 4$ poli dimensionate per varie velocità

velocità	20000 giri/min	30000 giri/min	35000 giri/min
giunto centr. esterno	0.2 mm	0.6 mm	1 mm
giunto centr. intermedio	1.4 mm	3.7 mm	6.5 mm
giunto centr. interno	3.5 mm	9.5 mm	15 mm
giunti lat. (Tipo B)	2.5/2/1.25 mm	3/2.15/1.25 mm	4/2.2/1.25 mm

Tabella 4.5: Valori di coppia del rotore a barriere per varie velocità

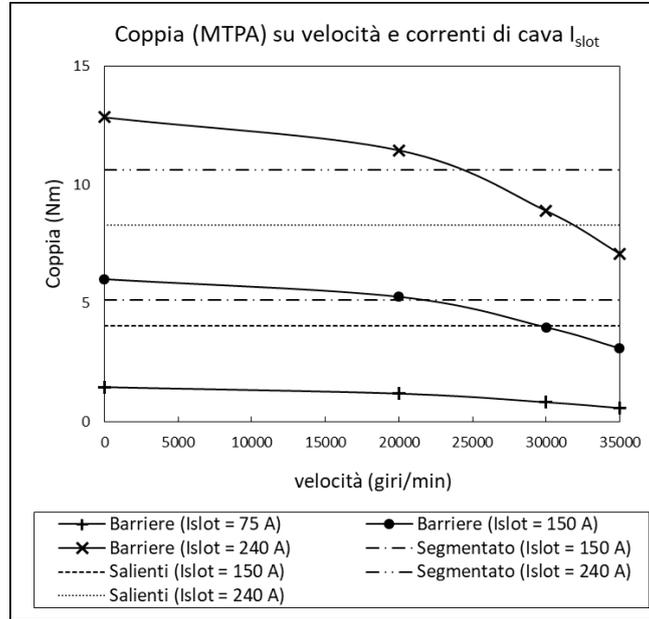
Le fig. 4.8, relative alle configurazioni di TIPO B, rappresentano l'adattamento del rotore a barriere a $2p = 4$ poli per le velocità date: sono inseriti i giunti centrali, opportunamente dimensionati, e sono ridimensionati i giunti laterali.

Le fig. 4.7 sovrastanti, relative alle configurazioni di TIPO A, riportano invece le medesime dimensioni dei giunti centrali ma i giunti laterali non sono stati ridimensionati e sono stati lasciati agli 1.25 mm di ampiezza adeguati alla configurazione a bassa velocità.

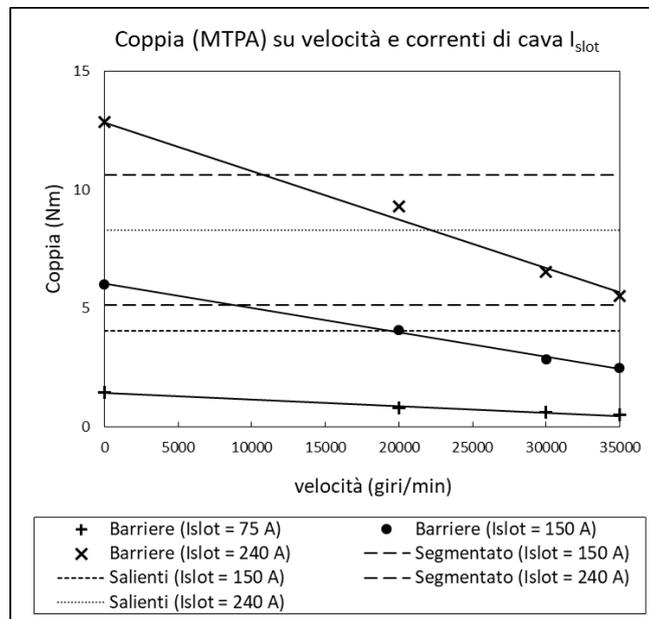
Le configurazioni di TIPO B sono realisticamente dimensionate, al contrario delle configurazioni di TIPO A.

Dato che i giunti in generale riducono l'ampiezza delle barriere, e conseguentemente i valori di coppia, si considereranno i valori di coppia risultanti dalle configurazioni di TIPO B, come un realistico *minimo* di valori, e i valori di coppia delle configurazioni di TIPO A come un *massimo* ideale dei medesimi.

La differenza tra i tipi di configurazione e l'effetto dei giunti laterali sono mostrati nei grafici seguenti.



(a) TIPO A



(b) TIPO B

Figura 4.9: Valori di coppia (MTPA) delle configurazioni a confronto

velocità	1500 giri/min	20000 giri/min		30000 giri/min		35000 giri/min	
I_{slot}		Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B	Tipo A	Tipo B
75 A	1.45 Nm	1.18 Nm	0.77 Nm	0.81 Nm	0.58 Nm	0.57 Nm	0.51 Nm
150 A	6.01 Nm	5.27 Nm	4.09 Nm	3.98 Nm	2.85 Nm	3.09 Nm	2.49 Nm
240 A	12.84 Nm	11.45 Nm	9.29 Nm	8.90 Nm	6.54 Nm	7.09 Nm	5.53 Nm

Tabella 4.6: Valori di coppia del rotore a barriera per varie velocità

I risultati delle simulazioni comparative sono riportati in tab. 4.5 e nei grafici di fig. 4.9. Sono stati confrontati i valori di coppia di tab. 4.5 con i valori di coppia delle configurazioni a $2p = 4$ poli e 36 cave a rotore segmentato e a poli salienti per valori di corrente di cava di 75 A, 150 A e 240 A, ricavati nel capitolo precedente. La fig. 4.10 riporta i valori di coppia *relativi* ai valori delle configurazioni ottimali del rotore a barriera a 1500 giri/min, privo di giunti addizionali.

Appare evidente che per un valore di velocità tra i 10000 giri/min e i 30000 giri/min il rotore a barriera perde coppia rispetto alle altre configurazioni. Precisamente

- per le configurazioni "ideali" di TIPO A (a giunti laterali non dimensionati) il limite operativo si aggira tra 21000 giri/min a 150 A e 24000 giri/min a 240 A, rispetto ad una configurazione *ottimale* a rotore segmentato, e a 30000 giri/min a 150 A e 240 A rispetto alla configurazione a poli salienti
- per le configurazioni di TIPO B (a giunti laterali dimensionati) il limite operativo si aggira tra 10000 giri/min a 150 A e 12000 giri/min a 240 A, rispetto ad una configurazione *ottimale* a rotore segmentato, e a 20000 giri/min a 150 A e 22000 giri/min a 240 A rispetto alla configurazione a poli salienti

I valori di coppia del rotore segmentato, ricavate dalle analisi nei capitoli precedenti, sono sempre superiori dei valori del rotore a poli salienti. La scelta del rotore segmentato risulterebbe dunque preferibile, ma anche tale configurazione ha dei vincoli meccanici che potrebbero rivelarsi influenti sul valore di coppia allo stesso modo del rotore a barriera. È necessario infatti che la sezione minima dei segmenti, corrispondente al punto di annessione tra segmenti e giunti d'incastro con il rotore non magnetico, non sia sufficientemente ridotta per evitarne la rottura. È inoltre necessario che i giunti d'incastro siano sufficientemente resistenti ed in grado di contrapporre la sufficiente reazione vincolare alle forze centrifughe, pena il distacco dell'impacco di lamierini ferromagnetici dal rotore interno. La forma dei segmenti deve inoltre tendere a quella ottimale (per $M = 1$ come mostrato nel capitolo precedente).

Questi criteri sono tra loro contrapposti. Pur non avendo fatto ulteriori analisi meccaniche è possibile affermare che le configurazioni a segmenti per alte velocità, più robuste, risultano in valori di coppia inferiori a quelli proposti nel grafico di fig. 4.9.

Ad alte velocità è dunque meglio impiegabile il rotore a poli salienti: la sua struttura risulta molto adattabile, sia secondo i parametri esposti nel par. 3.2.1 che nella forma delle salienze, e non ha punti deboli strutturali, essendo sia privo sia di "giunzioni" collaterali, presenti invece nel rotore a barriera, che di "parti" connesse ad altre come le rotore segmentato. Si considera questo anche in luce delle osservazioni fatte al par. 3.2.1 per cui un motore a poli salienti non ha bisogno che di una lunghezza delle salienze L_{sal} sufficiente, data per $-0.25 < M < 0.25$.

Diversi articoli di progetto di motori per altissime velocità riportano di fatto strutture del tipo a poli salienti [18], [19].

4.2.1 Deflussaggio ad alte velocità

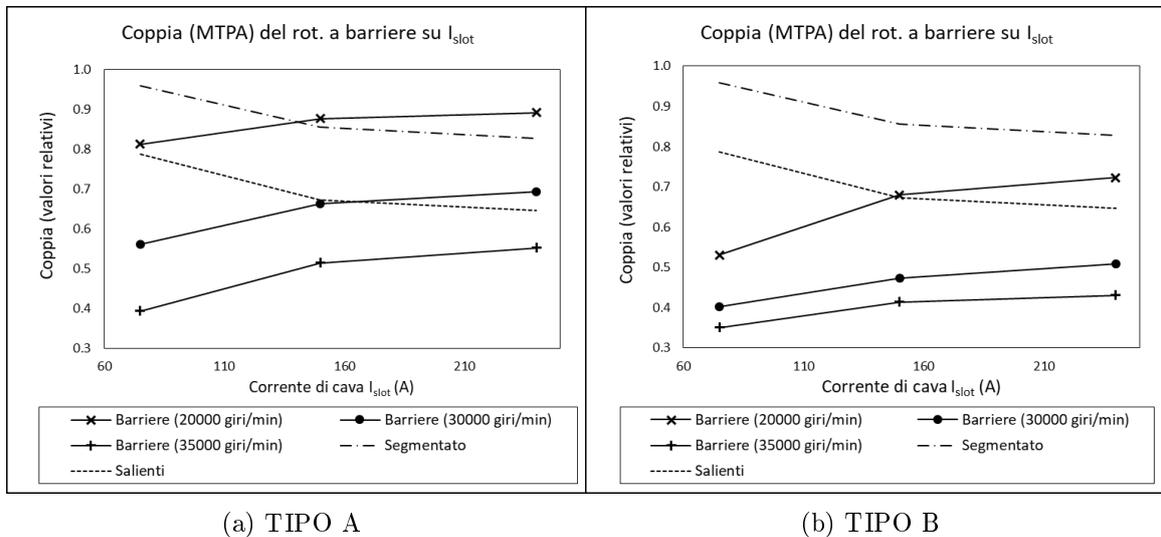


Figura 4.10: Valori di coppia delle configurazioni *relativi*, in rapporto ai valori di coppia della configurazione a barriere a basse velocità (15000 giri/min)

In par. 3.2.5 è stato considerato il comportamento del rotore a barriere a bassi carichi magnetici (basse correnti d'alimentazione) e basse velocità.

Le fig. 4.10 completano simile analisi per le alte velocità. Si tratta degli andamenti dei valori di coppia *relativi* ai valori del rotore a barriere standard già menzionati precedentemente, per le velocità date nella simulazione.

Si può assumere come nominale il valore di corrente corrispondente a $k_{sat} = 1.15$, dato per $2p = 4$ poli pari a 170 A dal grafico di fig. 3.13

Le configurazioni "ideali" di TIPO A del rotore a barriere risponderebbero ad un funzionamento a frequenza $f_\alpha = \alpha f$ in modo peggiore al rotore segmentato per $\alpha \approx 1.5$ e peggiore al rotore a poli salienti $\alpha \approx 2$. Le configurazioni di TIPO B non possono praticamente operare in deflussaggio.

Elemento di nota dell'analisi sta nel fatto che l'aggiunta di giunti nella configurazione a barriere, prima quelli centrali nei rotori di TIPO A poi quelli laterali nei rotori di TIPO B, contribuisce significativamente al peggioramento del funzionamento ad alimentazioni parziali. I giunti sono in grado di peggiorare tale configurazione anche per velocità inferiori ai 10000 giri/min, non considerate dall'analisi.

4.2.2 Osservazioni conclusive

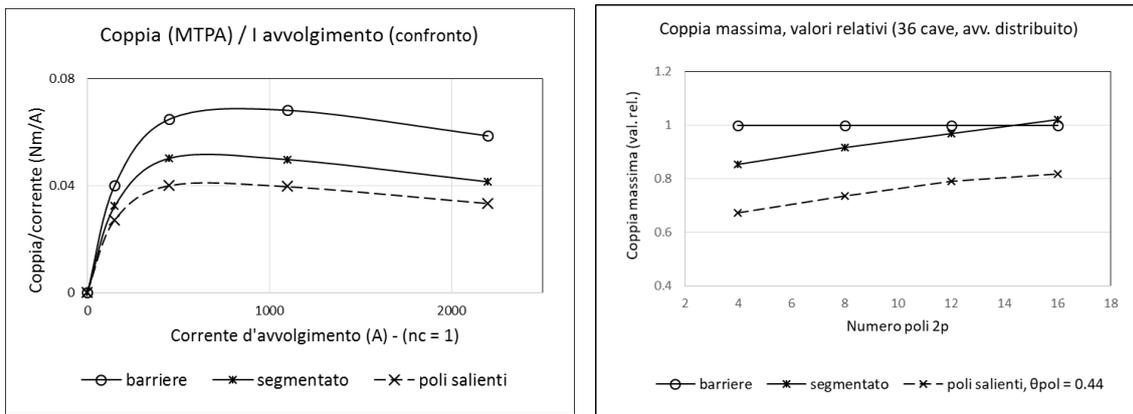
Nei capitoli antecedenti è stata evidenziata l'adattabilità della struttura a barriere per un campo d'impiego piuttosto ampio e per numero di poli variabile. Salvo strutture a $2p = 12$ e $2p = 16$ poli il rotore a barriere risulta una soluzione comunque impiegabile, a patto di poterne rispettare prerogative meccaniche e trarne beneficio rispetto al più semplice rotore segmentato.

In questo capitolo è mostrato il limite operativo principale del rotore a barriere, dato per velocità elevate (10000-30000 giri/min).

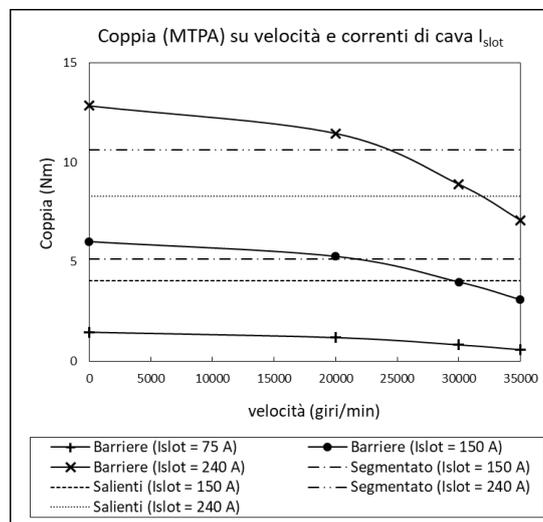
È inoltre mostrato il campo d'impiego di configurazioni a poli salienti, prima obsolete, dato per velocità superiori a 30000 giri/min. La soluzione che essi costituiscono risulta semplice e non ne è richiesta ottimizzazione, salvo che in configurazioni a velocità estreme per problemi di natura strutturale.

Capitolo 5

Conclusioni



(a) Simulazione a $2p = 4$ poli a 1500 giri/min (b) Simulazione a $2p > 4$ poli a <1500 giri/min



(c) Simulazioni a $2p = 4$ poli, 20000 - 35000 giri/min

Figura 5.1: Valori di coppia delle configurazioni *relativi*, in rapporto ai valori di coppia della configurazione a barriere a basse velocità (1500 giri/min)

Sono state effettuate diverse conclusioni dai differenti tipi di analisi comparative condotte, riportate in dettaglio nei paragrafi "Osservazioni conclusive" al termine di ogni capitolo. Il lavoro di tesi è stato svolto in differenti casi significativi, complessivamente strutturato come analisi di tipo parametrico.

La configurazione a barriere da cui è ricavata ogni altra (tramite script o modelli) è la medesima, tratta di una lamiera commerciale di un motore a barriere a $2p = 4$ poli. Pur in assenza di ottimizzazione delle configurazioni a barriere nel singolo caso di simulazione, messe tuttavia le medesime a confronto con configurazioni *ottimali* delle geometrie di rotore a poli salienti e segmentato, da ogni analisi e da ogni capitolo è stato tratto almeno un grafico mostrante un *comportamento* descrittivo dell'esito dei confronti effettuati.

Tali grafici più significativi di ogni analisi sono mostrati in queste conclusioni, in fig. 5.1.

Nel **Capitolo 1**, relativo all'analisi a $2p = 4$ poli e 1500 giri/min (basso numero di poli e basse velocità), sono state variate in maggior misura la corrente d'alimentazione ed il numero delle cave statoriche ($Q = 24$, $Q = 30$ e $Q = 36$).

La fig. 5.1a riporta per ogni configurazione delle curve di coppia (date in rapporto alla corrente d'avvolgimento) del tutto simili. Il rotore a barriere è preferibile in qualunque caso. Le caratteristiche di coppia sono collegate in relazione a quella che appare una *traslazione* di valori, legata al valore della differenza $Ld - Lq$, ottimale nel rotore a barriere.

Nel **Capitolo 2**, relativo all'analisi a più poli, sono state confrontate configurazioni ottimali (ma non ottimizzate). La fig. 5.1b ne è stata ricavata. Essa riporta i valori di coppia *relativi* posti in rapporto al valore di coppia del rotore a barriere in ogni singolo caso di simulazione. Gli andamenti qui riportati, corrispondenti ad un caso di macchina operante *assenza di saturazione* (o a saturazione ridotta), risultano lineari, proporzionali al numero di poli. Tale relazione è del tutto indipendente sia dai reali valori di coppia delle configurazioni di ogni simulazione, sia dalle specificità geometriche delle medesime.

Il rotore segmentato è sempre migliore del rotore a poli salienti. Si può ipotizzare che l'andamento lineare sia mantenuto anche per $2p > 16$ poli: in tal caso si può affermare come un rotore a barriere risulti meno effettivo, rispetto a configurazioni alternative, in misura "proporzionale" al numero di poli.

Nel **Capitolo 3** è stato ricavato il grafico di fig. 5.1c, relativo a configurazioni di TIPO A, dato in assenza di dimensionamento dei giunti laterali. Esso mostra il limite superiore del funzionamento del rotore a barriere nonché la caratteristica di coppia delle geometrie dimensionate per adattarlo all'aumento della velocità operativa.

I grafici qui riportati possono essere utilizzati come riferimento a valutare l'**entità** dell'utilità dell'ottimizzazione di varie configurazioni (effettuata ad esempio con algoritmi genetici). Qualora essa risultasse in lunghi tempi di calcolo e prestazioni appena superiori rispetto a quelle mostrate dai grafici e ottenute in questi capitoli la scelta di condurvi un'indagine approfondita potrebbe risultare sconveniente.

Ulteriori osservazioni sono state effettuate in merito al carico magnetico e al tipo di avvolgimento adoperato in relazione alle configurazioni, in particolare

- sulla sconvenienza dell'accoppiamento tra configurazione a barriere e avvolgimenti a cave frazionarie
- sul calo delle prestazioni della configurazione a barriere a carichi magnetici ridotti, risultante in un funzionamento in deflussaggio eventualmente sconveniente a basse velocità e particolarmente sconveniente ad alte velocità, a fronte di quanto ottenibile tramite altre configurazioni

Capitolo 6

Appendice

Soluzione per un disco piano in coordinate polari e condizioni al contorno

In questo paragrafo è descritto un approccio analitico all'individuazione degli sforzi in lamine di rotore sottoposte a forza centrifuga. Data una generica funzione $f(x, y)$ è possibile esprimerne le derivate in coordinate polari $f(r, \theta)$ secondo le equazioni (da rif, a meno del termine in z)

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{y}{x} \right) \quad (6.1)$$

È possibile riscrivere l'equazione del moto in coordinate cilindriche. In rif [14], [15, cap. 4] e [16, section. 4] è descritto un approccio per la risoluzione di simili problemi assiasimetrici.

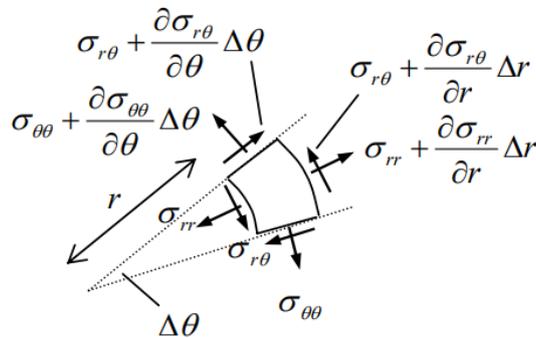


Figura 6.1: tensioni in un segmento cilindrico elementare in coordinate polari

È possibile esprimere le eq. (4.1) di equilibrio in coordinate polari, applicandole direttamente alla fig.6.1 come descritto in [16, section. 4.2, pag. 60-61]

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sigma_r}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial \gamma_{r\theta}}{\partial \theta} + \frac{1}{r} (\sigma_r - \sigma_\theta) + f &= 0 \\ \frac{\partial \gamma_{r\theta}}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial \sigma_\theta}{\partial \theta} + \frac{2\gamma_{r\theta}}{r} + f &= 0 \end{aligned} \quad (6.2)$$

ipotizzando di risolvere il problema per dischi piani (lamine di un rotore privo di salienza) valgono le relazioni $\gamma_{r\theta} = 0$ e $\sigma_\theta = \sigma_\theta(r)$, nel caso di considerare simmetria assialsimmetrica, e sono inoltre rispettate le condizioni di **Stress piano**, ossia $\sigma_z = 0$. Le (6.2) si semplificano nell'unica espressione:

$$\frac{\partial \sigma_r}{\partial r} + \frac{1}{r}(\sigma_r - \sigma_\theta) + f = 0 \quad (6.3)$$

Per le medesime considerazioni valgono le relazioni di congruenza [16]

$$\begin{aligned} \varepsilon_\theta &= \frac{u}{r} + \frac{1}{r} \frac{\partial u_r}{\partial \theta} \\ \varepsilon_r &= \frac{\partial u_r}{\partial r} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Le relazioni costitutive (4.2), (4.3) e (4.4) rimangono invece inalterate nella forma a patto di sostituire le coordinate del sistema cartesiano (x, y, z) con coordinate polari r, θ, z .

$$\varepsilon_r = \frac{1}{E}[(1 + \nu)\sigma_r - \nu(\sigma_r + \sigma_\theta)] \quad (6.5)$$

$$\varepsilon_\theta = \frac{1}{E}[(1 + \nu)\sigma_\theta - \nu(\sigma_r + \sigma_\theta)] \quad (6.6)$$

$$\varepsilon_z = \frac{1}{E}[-\nu(\sigma_r + \sigma_\theta)] \quad (6.7)$$

Posso ricavare le componenti della tensione dalle eq. precedenti: sottraendo membro a membro i termini di (6.5) da quelli di (6.7) ricavo

$$\sigma_r = \frac{E}{1 + \nu}(\varepsilon_r - \varepsilon_z) \quad (6.8)$$

Sottraendo membro a membro i termini di (6.6) da quelli di (6.7) ricavo

$$\sigma_\theta = \frac{E}{1 + \nu}(\varepsilon_\theta - \varepsilon_z) \quad (6.9)$$

Sommando membro a membro le (6.5) e (6.6) e sostituendo dalla (6.7) ricavo

$$\varepsilon_z = \frac{\nu}{1 - \nu}(\varepsilon_\theta + \varepsilon_r) \quad (6.10)$$

Sostituendo la (6.10) nelle (6.8) e (6.9) e sostituendo dalle relazioni di congruenza ottengo infine

$$\begin{aligned} \sigma_r &= \frac{E}{1 + \nu} \left[\varepsilon_r + \frac{\nu}{1 - \nu}(\varepsilon_r + \varepsilon_\theta) \right] = \frac{E}{1 - \nu^2}(\varepsilon_r + \nu\varepsilon_\theta) = \frac{E}{1 - \nu^2} \left(\frac{\partial u_r}{\partial r} + \nu \frac{u_r}{r} \right) \\ \sigma_\theta &= \frac{E}{1 + \nu} \left[\varepsilon_\theta + \frac{\nu}{1 - \nu}(\varepsilon_r + \varepsilon_\theta) \right] = \frac{E}{1 - \nu^2}(\varepsilon_\theta + \nu\varepsilon_r) = \frac{E}{1 - \nu^2} \left(\frac{u_r}{r} + \nu \frac{\partial u_r}{\partial r} \right) \end{aligned} \quad (6.11)$$

Sostituendo infine le (6.11) nell'equazione di equilibrio a stress piano (6.3) ottengo

$$\begin{aligned} \frac{E}{1-v^2} \left[\left(\frac{\partial^2 u_r}{\partial r^2} + v \frac{\partial u_r}{r \partial r} - v \frac{u_r}{r^2} \right) + \frac{1}{r} (1-v) \left(\frac{\partial u_r}{\partial r} - \frac{u_r}{r} \right) \right] + \rho \omega_m^2 r &= 0 \\ \frac{E}{1-v^2} \left[\frac{\partial^2 u_r}{\partial r^2} + \frac{\partial u_r}{r \partial r} - \frac{u_r}{r^2} \right] + \rho \omega_m^2 r &= 0 \end{aligned} \quad (6.12)$$

Sia dato il generico volume cilindrico solido j-esimo, di materiale con modulo di Young E_j e coefficiente di Poisson v_j . La soluzione generale di quest'equazione è del tipo [15, 16]

$$u_{r,j} = C_{1,j} r + \frac{C_{2,j}}{r} - \frac{1-v_j^2}{8E_j} \rho \omega_m^2 r^3 \quad (6.13)$$

Dalla quale, tramite le (6.11), ricavo infine le relazioni

$$\begin{aligned} \frac{\partial u_r}{\partial r} &= C_{1,j} - \frac{C_{2,j}}{r^2} - \frac{3(1-v_j^2)}{8E_j} \rho \omega_m^2 r^2 \\ \sigma_{r,j} &= E_j \left[\frac{C_{1,j}}{1-v_j} - \frac{C_{2,j}}{(1+v_j)r^2} \right] - \frac{3+v_j}{8} \rho \omega_m^2 r^2 \\ \sigma_{\theta,j} &= E_j \left[\frac{C_{1,j}}{1-v_j} + \frac{C_{2,j}}{(1+v_j)r^2} \right] - \frac{1+3v_j}{8} \rho \omega_m^2 r^2 \end{aligned} \quad (6.14)$$

È necessario definire il valore delle costanti $C_{1,j}$ e $C_{2,j}$. Sono dunque necessarie due condizioni al contorno per *ogni* j-esimo volume, corrispondenti a due condizioni di contorno alle superfici laterali delimitanti tale volume.

È possibile applicare per problemi differenti le condizioni qui di seguito elencate. Nel caso ipotetico di un motore, definito dai due volumi delle lamiera, a corona cilindrica, e interno all'albero, a sezione cilindrica considerando come riportato in [14] a fini semplificativi l'albero come un secondo disco soggetto a stress piano.

1. In nessun punto (in particolar modo al volume del disco centrale) vale $u_{r,j}(0) \neq \infty$
2. Tra facce di contatto di volumi j e $j+1$, di raggio $r = \bar{r}$, valgono i vincoli $u_{r,j}(\bar{r}) = u_{r,j+1}(\bar{r})$ (vincolo sugli spostamenti) e $\sigma_{r,j}(\bar{r}) = \sigma_{r,j+1}(\bar{r})$ (vincolo di equilibrio meccanico delle tensioni)
3. Sulle facce *esterne* libere da reazioni vincolari vale $\sigma_{r,j} = 0$

Il problema a due volumi $j=1,2$ di un motore (albero e lamiera) è risolvibile in maniera analoga a quanto mostrato in [14].

Se ne considera innanzitutto una semplificazione, corrispondente al caso di un unico volume a disco, composto dalla somma delle sezioni di albero e lamiera, definito da un unico materiale per cui valgano $E_j = E$ e $v_j = v$. Il modulo di Poisson, del resto, non varia significativamente per materiali utilizzati (ferro e acciaio).

Applicando la condizione (1) al centro del volume ottengo per necessità $C_{2,1} = C_2 = 0$. Applicando invece la condizione (3) alla superficie esterna del disco ottengo la relazione

$$C_{1,1} = C_1 = \frac{(1-v)(3+v)}{8E} \rho \omega_m^2 R^2 \quad (6.15)$$

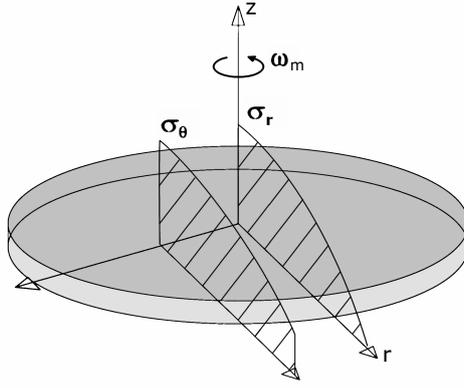


Figura 6.2: Distribuzioni delle tensioni meccaniche in condizioni di stress piano in un disco uniforme di raggio R

Dalle (6.14) e (6.15) ricavo la distribuzione delle tensioni meccaniche, il cui andamento è riportato in 6.2

$$\begin{aligned}\sigma_r &= \frac{(3+v)}{8} \cdot \rho \omega_m^2 (R^2 - r^2) \\ \sigma_\theta &= \frac{(3+v)}{8} \cdot \rho \omega_m^2 \left(R^2 - \frac{(1+3v)}{3+v} r^2 \right)\end{aligned}\quad (6.16)$$

È possibile ricavarne un limite di velocità strutturale dai criteri di rottura come riportato in par. 4.1.3.

La distribuzione di tensioni nel caso più complesso disco-anello (lamiera-albero) è trattata in [14]. La superficie interna di contatto tra i due volumi deve essere sottoposta a *pre-compressione* per mantenere il contatto reciproco e la condizione di distacco tra disco e anello diventa in questo caso più significativa della rottura meccanica ai fini del limite di velocità.

In [14] è specificato che la relazione 4.21 di par. 4.1.3 può essere adattata per il caso disco-anello. Per un anello piano di raggio esterno R calettato ad un disco di raggio \bar{r} essa è data

$$\omega_{max} = \sqrt{\frac{4\sigma_{crit}}{\rho[(1-v)\bar{r}^2 + (3+v)R^2]}} \quad (\text{disco} - \text{anello}, \bar{r} - R) \quad (6.17)$$

Bibliografia

- [1] Claudiu Oprea, Arkadiusz Dziechciarz, Claudia Martis, "*Comparative Analysis of Different Synchronous Reluctance Motor Topologies*", Department of Electrical Machines and Drives Technical University of Cluj-Napoca Cluj-Napoca, Romania, 10-13 June 2015
- [2] Jorma Haataja, "*A Comparative Performance Study of Four-Pole Induction Motors and Synchronous Reluctance Motors in Variable Speed Drives*", Lappeenranta University of Technology, Doctoral Thesis, Lappeenranta, Finland, 2003
- [3] A. Fratta, G. P. Troglia, A. Vagati, F. Villata, "*Evaluation of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines*", IEEE-IAS Annual meeting, Toronto (Canada), October 1993, Vol. I, pp. 163-170.
- [4] Alfredo Vagati, Fellow, IEEE, Michele Pastorelli, Giovanni Franceschini, and Stefan Cornel Petrache "*Design of Low-Torque-Ripple Synchronous Reluctance Motors*" IEEE Transaction on industry application, VOL. 34, NO. 4, July/August 1998
- [5] Nicola Bianchi, Member IEEE, Silverio Bolognani, Member IEEE, Diego Bon, and Michele Dai Pr e, Student Member IEEE "*Torque Harmonic Compensation in a Synchronous Reluctance Motor*" IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, pag. 466, VOL. 23, NO. 2, JUNE 2008
- [6] Reza Rajabi Moghaddam, Freddy Magnussen, Chandur Sadarangani, Heinz Lendenmann, "*New theoretical approach to the synchronous reluctance machine behavior and performance*" Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, ICEM, 6-9 Sept. 2008, Vilamoura, Portugal, pp.
- [7] Aldo Boglietti, Senior member IEEE, Michele Pastorelli, Department of Electrical Engineering Politecnico di Torino, "*Induction and synchronous reluctance motors comparison*" Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, 10-13 Nov. 2008, Orlando, FL, USA, pp. 2041-2044.
- [8] Pavel Matyska Dept. of Electrical Power Engineering, Czech Technical University, Technicka 2, 166 27 Praha, Czech Republic, "*Advantages of Synchronous Reluctance Motors*" Transactions on Electrical Engineering, Vol. 3 (2014), No. 2, pp. 44-47
- [9] M. Muteba, Member, IEEE, B. Twala, Senior Member, IEEE and D. V. Nicolae, Member, IEEE, "*Torque Ripple Minimization in Synchronous Reluctance Motor Using a Sinusoidal Rotor Lamination Shape*", XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), 4-7 Sept. 2016, Lausanne, Switzerland, pp. 608-613
- [10] P. J. Lawrenson, L. A. Agu, "*Theory and performance of polyphase reluctance machines*", XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Proceedings

of the Institution of Electrical Engineers, Volume: 111, Issue: 8, August 1964, pp. 1435-1445

- [11] P.J. Lawrenson, S.K. Gupta, "*Developments in the performance and theory of segmental-rotor reluctance motors*", Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Volume: 114, Issue: 5, May 1967, pp. 645 - 653
- [12] Ayman M. EL-Refaie, "*Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 57, Issue: 1, Jan. 2010, pp. 107 - 121
- [13] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani "*Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche*", CLEUP, gennaio 2001
- [14] René Larssonneur "*Design and control of active magnetic bearing systems for high speed rotation*", tesi di dottorato, supervisor: Schaufelberger Walter, Schweitzer Gerhard, Swiss Federal Institute of Technology, Zurigo, 1990
- [15] E.J. Hearn "*Mechanics of Materials 2, an Introduction to the Mechanics of Elastic and Plastic Deformation of Solids and Structural Materials (Third Edition)*", Elsevier, 1997
- [16] Piaras Kelly "*Solid Mechanics Lecture Notes, part II*", online book, The University of Auckland, 2013
- [17] Stefano Lenci "*Lezioni di meccanica strutturale*", Pitagora editrice Bologna, 2004
- [18] M. Besharati, J. Widmer, G. Atkinson, V. Pickert School of Electrical and Electronic Engineering Newcastle University, UK, Jamie Washington Höganäs AB, Sweden "*Super-high-speed switched reluctance motor for automotive traction*", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 29 October 2015, IEEE, Montreal, QC, Canada, pp. 5241 - 5248
- [19] L.Morel, H.Fayard, R. Vives Fos, A. Galindo, G Abba "*Study of ultra high speed switched reluctance motor drive*", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, 8-12 Oct. 2000, Rome, Italy, pp. 87-92