

**POLITECNICO DI MILANO**

Facoltà di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea Specialistica in  
Ingegneria dell'Automazione



METODOLOGIA PER LA RIPARAMETRIZZAZIONE DI MOTORI  
ASINCRONI PER VEICOLI IBRIDI ED ELETTRICI

Relatore: Ch.mo Prof. Ferdinando MAPELLI

Tesi di Laurea Specialistica di:  
Endri BERHAMI Matr. 735401

Anno Accademico 2010 - 2011

## INDICE GENERALE

<b>INTRODUZIONE</b>	<b>4</b>
<b>LA METODOLOGIA DI RIPARAMETRIZZAZIONE</b>	<b>7</b>
2.1 OBIETTIVO DELLA RIPARAMETRIZZAZIONE DI UN MOTORE ASINCRONO	8
2.1.1 <i>Campo di operatività di un motore asincrono</i>	8
2.1.2 <i>Cosa si richiede dal motore di un veicolo automobilistico</i>	9
2.1.3 <i>La riparametrizzazione</i>	12
2.2 OBIETTIVO DEL PROGRAMMA DI CALCOLO E LA SUA STRUTTURA	15
2.2 POSSIBILI STRUTTURE DI AVVOLGIMENTO E DIFFERENZE	18
2.2.1 <i>Collegamento a stella (Y)</i>	18
2.2.2 <i>Collegamento a triangolo (D)</i>	19
2.3 CALCOLO DEL FLUSSO E DELLE SPIRE	24
2.3.1 <i>Campo magnetico negli avvolgimenti distribuiti</i>	25
2.4 CONDUTTORI	35
2.5 CALCOLO DEL CIRCUITO MAGNETICO	38
2.5.1 <i>Forze magnetomotrici</i>	42
2.5.2 <i>Calcolo della corrente di magnetizzazione</i>	45
2.6 PERDITE DI UN MOTORE ASINCRONO	47
2.6.1 <i>Perdite rame statore</i>	48
2.6.2 <i>Perdite ferro statorico e rotorico</i>	48
2.6.3 <i>Perdite resistive rotore</i>	52
2.6.4 <i>Perdite meccaniche</i>	54
<b>CIRCUITO EQUIVALENTE DELLA MACCHINA ASINCRONA</b>	<b>55</b>
3.1 CIRCUITO EQUIVALENTE A 5 PARAMETRI	56
3.1.1 <i>Dal trasformatore al motore asincrono</i>	56
3.2 LE RESISTENZE DI STATORE E DI ROTORE	60
3.2.1 <i>Resistenza di fase statorica</i>	60
3.2.2 <i>Resistenza di fase rotorica</i>	61
3.3 CALCOLO DELLE REATTANZE	62
3.3.1 <i>Reattanza di magnetizzazione</i>	63

3.3.2	<i>Reattanze di dispersione</i>	64
3.4	CALCOLI SUL CIRCUITO EQUIVALENTE	67
3.4.1	<i>Scorrimento e tensione indotta nominali</i>	67
3.4.2	<i>Coppia e potenza del motore</i>	68
3.4.3	<i>Fattore di potenza e rendimento a carico variabile</i>	71
	<b>ALGORITMO DEL PROGRAMMA DI RIPARAMETRIZZAZIONE</b>	<b>74</b>
4.1	SEQUENZA DEI CALCOLI	75
4.2	DIMENSIONAMENTO TERMICO	77
4.2.1	<i>Motorcad</i>	79
4.3	COLLEGAMENTO DEL PROGRAMMA DI CALCOLO CON MOTORCAD	80
4.3.1	<i>Input per Motorcad</i>	81
4.3.2	<i>Feedback da Motorcad</i>	83
4.3.3	<i>Cooperazione</i>	83
	<b>ESEMPI E CASI APPLICATIVI</b>	<b>84</b>
5.1	VALIDAZIONE MEDIANTE MOTORE DI 90 kW	85
5.1.1	<i>Geometria e dati di targa</i>	85
5.1.2	<i>Risultati mediante il programma di riparametrizzazione</i>	86
5.1.3	<i>Confronto dati</i>	89
5.2	VALIDAZIONE MEDIANTE MOTORE DI 21 kW (PER USO VEICOLO ELETTRICO)	91
5.2.1	<i>Geometria e dati di targa</i>	91
5.2.2	<i>Risultati mediante il programma di riparametrizzazione</i>	92
5.1.3	<i>Confronto dati</i>	97
5.3	VALIDAZIONE MEDIANTE MOTORE DI 1.1 kW	98
5.3.1	<i>Geometria e dati di targa</i>	98
5.3.2	<i>Risultati mediante il programma di riparametrizzazione</i>	99
5.3.3	<i>Confronto dati</i>	104
5.3.4	<i>Riparametrizzazione</i>	104
	<b>CONCLUSIONI</b>	<b>110</b>
	<b>LISTA DEI SIMBOLI</b>	<b>112</b>
	<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>116</b>

# Introduzione

Il veicolo elettrico è ormai una realtà tecnologica anche se non ancora diffusa su larga scala. Infatti, in un confronto di prestazioni tra un veicolo a combustione e uno elettrico si può vedere quanto quest'ultimo ha bisogno di migliorare. Le cause di queste limitazioni sono differenti. In questa tesi si discuterà di un elemento in particolare, che è il motore elettrico.

Quello che i costruttori di questi veicoli richiedono a un motore elettrico sono principalmente: alta densità di potenza, basso costo di produzione, alto rendimento e affidabilità. Oggi giorno, il motore "ottimo" per le applicazioni automobilistiche non esiste, in quanto tipi diversi di motori eccellono in ambiti differenti. La questione del motore elettrico più adatto ai veicoli elettrici è alla base di un ampio dibattito sia nell'ambito accademico che industriale.

L'ultimo decennio l'elettronica di potenza ha fatto passi giganteschi aumentando le potenze relative alle frequenze per i driver dei motori e abbassandone i costi. Questi sviluppi hanno favorito i motori AC (*Alternative Current*) brushless (spazzole assenti) e hanno limitato l'uso dei motori DC (*Direct Current*). Quest'ultimi necessitano di spazzole, le quali rendendo questa tipologia di motore fragile e meno affidabile nel lungo termine.

I due motori principali a corrente alternata sono il motore sincrono a magneti permanenti e il motore a induzione, chiamato anche motore asincrono. Il motore PM (*Permanent magnet*) è più diffuso nei veicoli elettrici grazie ad una densità di potenza e un rendimento più elevato dei motori asincroni. Però questi ultimi sono molto più robusti e quindi hanno un'alta affidabilità e una struttura meccanica molto semplice. Questa semplice struttura meccanica fa sì che il motore asincrono abbia un costo di produzione nettamente più basso di qualsiasi



altro tipo di motore esistente. Questa è una conseguenza anche della standardizzazione nella produzione dei motori asincroni.

I punti deboli del motore asincrono, come bassa densità di potenza o anche bassa coppia di spunto, a volte sono più legate all'uso storico che alle possibilità fisiche di queste macchine. Infatti, il tipico uso del motore asincrono è nelle industrie dove i driver per il controllo del motore non si usavano e il motore si alimentava direttamente con le tensioni di rete. Questo si può vedere anche dai dati di targa tipici dei motori asincroni dove:

- la tensione di alimentazione varia, in relazione della potenza della macchina, dalla tipica tensione di una rete trifase fino a raggiungere i kilovolt;
- la frequenza nominale è uguale alla frequenza della rete elettrica (50 Hertz);
- il motore veniva flussato in sottosaturazione per avere un controllo più semplice e perché non esistevano vincoli di spazio o di peso complessivo del motore.

Per accoppiare il veicolo ibrido o elettrico ad un motore asincrono progettato per uso industriale, si devono modificare i parametri del motore in attinenza con le esigenze di questo veicolo. Uno dei vincoli più limitanti è la tensione massima che l'inverter può dare al motore. Questo è legato con la tensione massima che possono dare le batterie che solitamente è più bassa della tensione di rete. Altra limitazione è il peso di questo motore che deve essere tenuto al minimo possibile, anche se questo impone un abbassamento del rendimento a causa di un flussaggio ai limiti della saturazione.

In questa tesi si spiega un possibile metodo per la riparametrizzazione dei motori asincroni convenzionali usando strutture di lamiera già industrializzate per abbassare i costi di produzione. Inoltre, si calcolano tutte le proprietà generate dalla struttura di avvolgimento mediante il programma di calcolo, avendo così un metodo di progettazione veloce per i motori già in uso nell'industria odierna. Il dato più importante in questa riparametrizzazione è la densità di potenza, ricavando una struttura finale del motore dalla quale si può ricavare fino a tre volte la potenza nominale per quale era inizialmente progettato. Questo porta al bisogno di progettare un sistema di raffreddamento più potente che tipicamente è realizzato ad acqua. Come risultato finale si ottiene un motore con prestazioni simili a quelle di un PM ma con un prezzo ridotto con un'affidabilità più alta. L'aspetto negativo è la perdita di qualche percento in rendimento.

Nel secondo capitolo del presente lavoro viene presentata l'idea principale della riparametrizzazione di un motore asincrono convenzionale, i pregi e i difetti di questa modifica. Inoltre viene presentato il nocciolo del programma di calcolo

con le possibili strutture di un motore asincrono. i calcoli principali in questo capitolo sono la struttura di avvolgimento, calcolo del flusso e del circuito magnetico. In fine si conclude con vari calcoli sulle perdite del motore.

Nel terzo capitolo principalmente si ricava il circuito equivalente a 6 parametri mediante il quale si possono costruire le caratteristiche principali del motore asincrono.

Nel quarto capitolo si discute dell'algoritmo del programma di riparametrizzazione mediante dei diagrammi che spiegano la sequenza dei calcoli del programma e la sua connessione con il programma Motorcad.

Nel quinto capitolo si sono eseguiti dei calcoli di riparametrizzazione di esempi e casi applicativi per verificare il corretto funzionamento del programma. In particolare si è eseguito il calcolo di un motore con gli parametri originali e con i nuovi parametri ipotetici richiesti, per trarre le principali conclusioni da questa operazione.

# La metodologia di riparametrizzazione

In questo capitolo si espone l'obiettivo principale della riparametrizzazione di un motore asincrono. In seguito si mostra una panoramica completa della struttura del programma di calcolo, dove vengono discussi tutti i passi principali nel calcolo della struttura del motore. Tutto ciò viene compiuto in modo da avere una valutazione del "comportamento della macchina".

Per comportamento della macchina si intende:

- la struttura elettrica (avvolgimenti, densità di corrente e cadute di tensione)
- Flussaggio macchina (densità di flusso e coppia erogata)
- circuito magnetico (forze magnetomotrici e corrente a vuoto)
- Potenza persa, trasformata in energia termica che riscalda il motore

I precedenti fattori verranno spiegati in dettaglio nelle prossime sezioni.

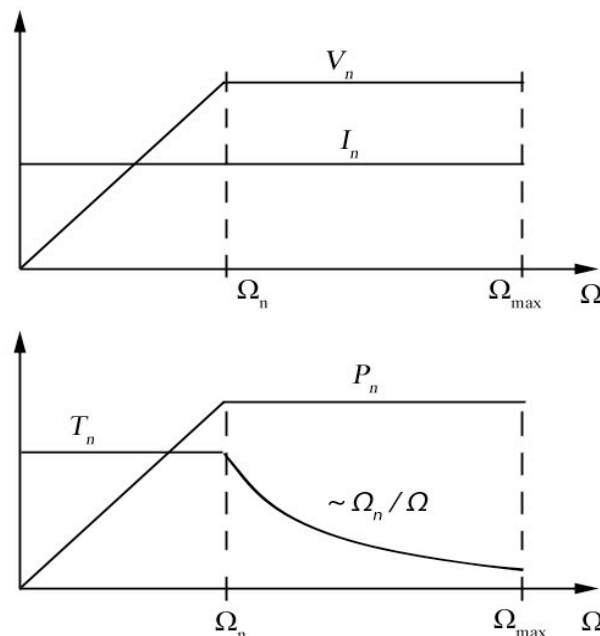
### 2.1 Obiettivo della riparametrizzazione di un motore asincrono

Ogni motore viene progettato per una precisa funzione la quale richiede delle proprietà uniche. Il tipico uso del motore asincrono è nelle industrie, dove viene usato solitamente con una velocità costante e dove la sua robustezza e affidabilità sono le caratteristiche più apprezzate. Nel campo veicolistico, altre caratteristiche diventano fondamentali, come la alta densità di potenza ed un alto intervallo di velocità ammissibili. Nei seguenti paragrafi si discute di queste diversità:

- il campo di operatività a tensione e frequenza variabili di un motore asincrono con tipici parametri di uso industriale;
- parametri richiesti da un motore usato per trazione veicolistica;
- una possibile soluzione per la riparametrizzazione dei motori asincroni.

#### 2.1.1 Campo di operatività di un motore asincrono

I principali dati di targa di un motore elettrico sono la potenza, la tensione e la velocità nominali. La *figura 2.1* ci mostra come questi dati variano al variare della velocità del motore.



**Figura 2.1** Campo di operatività di un motore asincrono a frequenza e tensione variabili.

Il campo di operatività mostrato in figura è come risultato di due relazioni principali che sono valide per ogni tipo di motore elettrico.

La prima relazione è tra la coppia e il flusso macchina. Questa relazione dice che la coppia varia proporzionalmente con il flusso della macchina. Siccome il motore elettrico viene progettato con un certo valore di flusso massimo non superabile, questo valore insieme al valore della corrente massima incide nella coppia massima che questa macchina può erogare.

La seconda relazione è tra la tensione indotta e la derivata del flusso. Rappresentando i vari coefficienti strutturali di una macchina asincrona come uno solo ( $k$ ), possiamo dire che la tensione indotta ai morsetti del motore è:

$$E = k \cdot \phi \cdot \Omega \quad (2.1)$$

Siccome questa tensione non deve superare la tensione  $V_n$ , che l'inverter collegato al motore può dare, possiamo dire che il prodotto del flusso per la velocità del motore è limitata dalla tensione dell'inverter.

Come conseguenza di questa limitazione nasce il metodo di deflussaggio per le velocità  $\Omega_n < \Omega < \Omega_{\max}$ . Questo metodo ci dice che per tenere una tensione indotta  $E < V_n$ , dopo la velocità nominale si abbassa il flussaggio della macchina con un rapporto di  $\Omega_n / \Omega$ . In fine possiamo dire che la potenza resa dalla macchina, come prodotto di coppia per velocità, non varia per questo intervallo di velocità.

I motori asincroni parametrizzati per le industrie hanno come tipici dati di targa, tensione e frequenza pari a quelle della rete elettrica ( $f_n = 50\text{Hz}$   $V_n = 380\text{V}$ ).

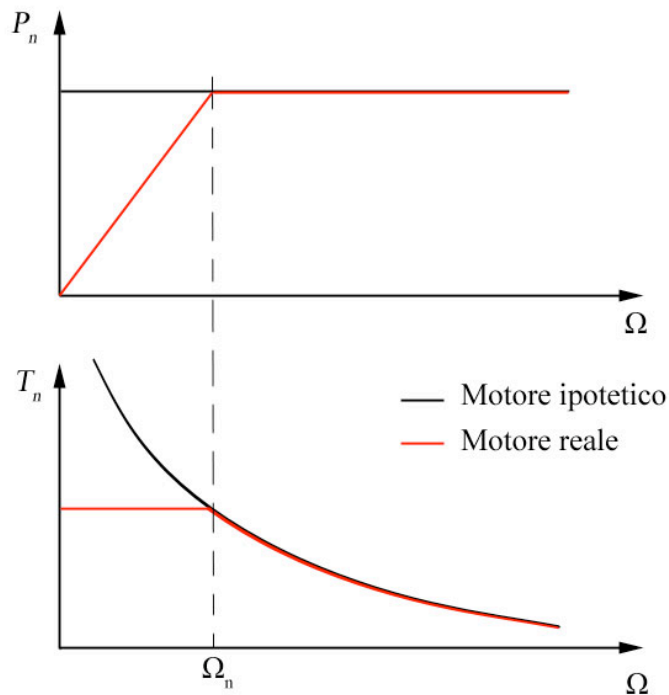
Avendo questi dati di targa si elimina la necessità di uno inverter e di un controllo abbassando così i prezzi.

### 2.1.2 Cosa si richiede dal motore di un veicolo automobilistico

Il veicolo per come viene usato e per definizione richiede di avere una potenza massima erogabile per un intervallo più ampio possibile di velocità. Nel caso ipotetico di una macchina che può erogare la sua potenza nominale ad ogni velocità risulterebbe una coppia come mostrata in *figura 2.2*.

Come risultato a bassissime velocità il motore ipotetico avrebbe una coppia molto elevata. In realtà il limite del flusso macchina e della corrente massima erogabile dall'inverter limitano la coppia massima erogabile. Quindi la potenza nominale viene erogata solo per un intervallo limitato di velocità. Siccome il veicolo automobilistico richiede delle coppie alte a bassa velocità e la possibilità

di raggiungere alte velocità tenendo immutata la potenza del motore, possiamo concludere che le richieste di questo veicolo tendono al motore ipotetico, cioè richiedono una potenza nominale erogabile per un intervallo di velocità più esteso possibile.

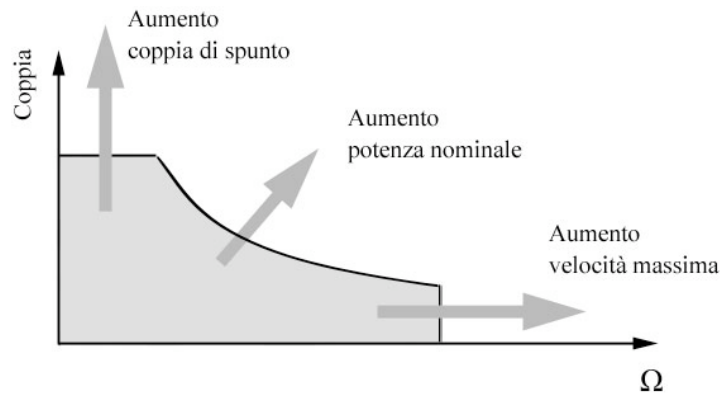


**Figura 2.2** Grafici di potenza e coppia di un motore ipotetico (potenza nominale erogabile ad ogni frequenza) e un motore reale

Riassumendo le caratteristiche principali di un motore elettrico per uso veicolistico possiamo nominare tre punti principali:

- Alta coppia nominale a basse velocità;
- Alto intervallo di velocità ammissibili per il rotore;
- Alta densità di potenza;

Questi sono i tre punti su cui si agisce nella metodologia proposta. I valori di coppia massima, velocità massima e potenza possono essere variati come mostrato nel grafico della coppia in *figura 2.3*.



**Figura 2.3** Grafico qualitativo della coppia di un motore asincrono e le 3 qualità da migliorare in questo motore.

Le estensioni di superficie di campo di operatività nella *figura 2.3* sono limitate dai vincoli creati dalle proprietà dei materiali usati.

La coppia massima viene limitata dal flussaggio massimo del motore. Questo flusso deve passare per il circuito magnetico creato dal ferro di statore e di rotore del motore asincrono. I materiali ferromagnetici hanno una caratteristica a gomito che indica il punto di saturazione magnetica del materiale. Nel caso di un flussaggio più alto del normale, si crea una densità di flusso sopra il gomito della caratteristica magnetica del ferro. Come risultato la corrente che serve per creare una tale densità di flusso cresce quasi esponenzialmente diventando quindi irrealistica.

Come conseguenza logica di questo ragionamento, il flussaggio della macchina, e quindi la coppia, può essere aumentato se:

- si usa un materiale ferromagnetico con buone proprietà magnetiche. In particolare, la caratteristica deve avere un gomito di saturazione di flusso a un'alta induzione.
- Si ha un motore con elevate sezioni delle parti ferromagnetiche. Quindi diminuire l'induzione nella macchina mantenendo la stessa quantità di flusso.

I limiti sulla massima velocità sono creati da due tipologie di vincoli che possiamo chiamarle: vincoli meccanici e vincoli di rendimento.

I vincoli meccanici sono creati dai stress e vibrazioni meccaniche che ad alte velocità diventano importanti. Questi vincoli possono essere colmati in parte migliorando il bilanciamento del rotore o diminuendo il suo diametro. Come conseguenza i motori per uso veicolistico hanno una forma allungata dove il rapporto tra diametro traferro e lunghezza assume valori  $D_t / L = 2 \div 3$ .

I vincoli dal punto di vista del rendimento sono causati principalmente dalle perdite nel ferro causata dalla isteresi e dalle correnti parassite le quali aumentano notevolmente con la frequenza. Queste perdite possono in parte essere controllate scegliendo delle lamiera di un materiale ferromagnetico con piccole perdite per effetto isteresi. Invece per diminuire le perdite causate dalle correnti parassite, si deve diminuire lo spessore delle lamiera.

### 2.1.3 La riparametrizzazione

La densità di potenza è il problema principale del motore asincrono. Per ovviare a questo problema dobbiamo aumentare la coppia nominale o la frequenza nominale di questo motore. La coppia siccome correlata direttamente dal flusso, è un vincolo molto più restrittivo della velocità nominale, in quanto materiali con caratteristiche magnetiche speciali sono costosi e comunque limitati nell'aumento delle prestazioni. Quindi si sceglie di aumentare la frequenza nominale del motore senza alterare la coppia nominale. Il risultato che si ha è lo spostamento dell'intervallo di deflussaggio in frequenze più alte. Questo può essere compreso dalla formula principale che definisce il punto di inizio del deflussaggio:

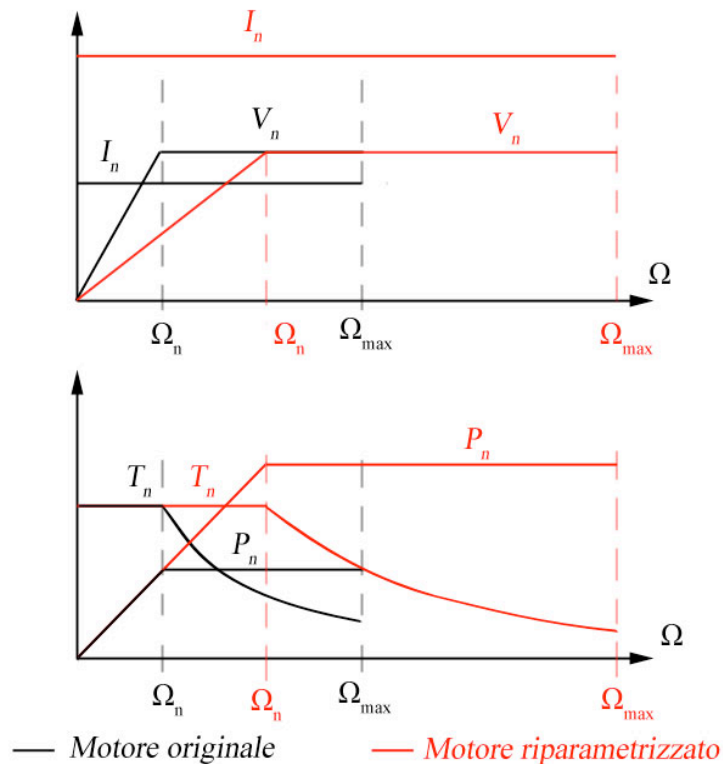
$$V_n \approx E = k \cdot \phi \cdot f_n \quad (2.2)$$

Se si altera la struttura dell'avvolgimento del motore in modo da avere un coefficiente, per esempio  $k' = k / 2$ , allora possiamo usare la tensione nominale con la stessa coppia e con una nuova frequenza:

$$V_n \approx E = k' \cdot \phi \cdot f_n' \quad (2.3)$$

Dove la frequenza si è raddoppiata, e quindi anche la potenza nominale. Nella *figura 2.4* vengono mostrati i grafici qualitativi del campo di operatività prima e dopo la riparametrizzazione del motore.





**Figura 2.4** Campo di operatività a frequenze e tensioni variabili nel caso di un motore con i parametri originali e quelli modificati.

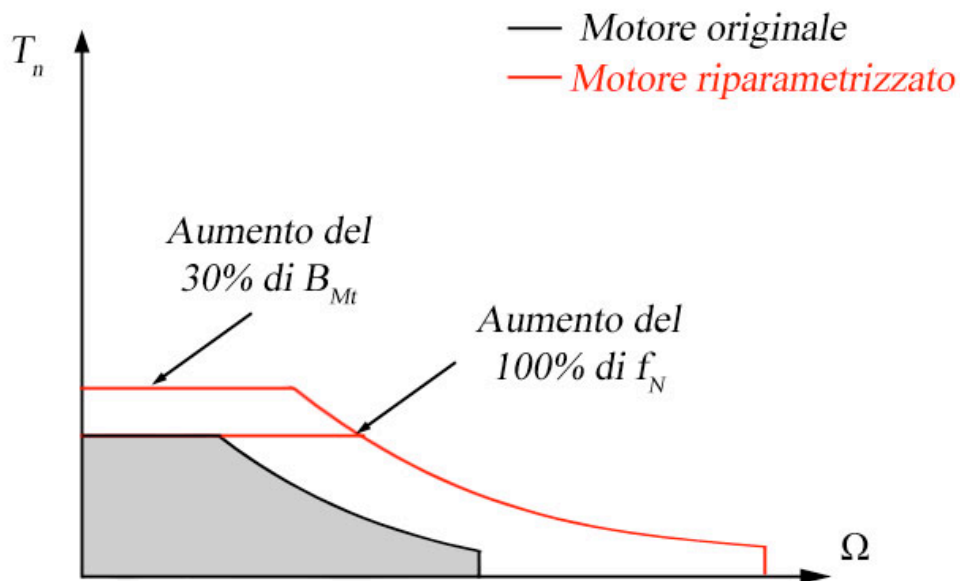
In questo caso si è ipotizzato che la tensione di alimentazione del motore rimanga invariata. Solitamente, nei casi di motori usati per i veicoli, la tensione massima è limitata dalle proprietà delle batterie. Nei tipici casi di automobili elettriche o ibride la tensione massima di alimentazione varia dai 100 ai 300 V. Quindi in questi casi la riparametrizzazione viene usata per due motivi:

- aumentare la potenza nominale resa del motore;
- Diminuire la tensione indotta nominale sotto quella di alimentazione.

Come vediamo dai grafici di *figura 2.4*, con la riparametrizzazione abbiamo ottenuto due delle 3 caratteristiche principali che deve avere un motore per uso veicolistico, che sono l'alta potenza per unità di massa ed un ampio intervallo di velocità ammissibili. Una semplice soluzione per l'ultima caratteristica, alta coppia di spunto, è l'aumento dell'induzione al traferro. I tipici valori di induzione dei motori costruiti in modo convenzionale sono di circa 0.72-0.78 T. La causa principale di questi limiti è il raffreddamento del nucleo ferromagnetico e di conseguenza anche il rendimento. Nel caso di

riparametrizzazione per uso su i veicoli elettrici di questi motori, si tende ad aumentare l'induzione fino ai limiti della struttura di raffreddamento. I valori di induzione raggiunti sono di circa 0.94-1.05 T. Così facendo si ha un aumento proporzionale del flusso e di conseguenza anche della coppia nominale. In *figura 2.5* sono mostrate le curve caratteristiche di coppia di un motore convenzionale e dello stesso motore riparametrizzato con una frequenza nominale raddoppiata e induzione al traferro aumentata di circa il 30%.

Le perdite nel materiale ferromagnetico sono strettamente correlate sia con la frequenza che con l'induzione. Come conseguenza questo tipo di riparametrizzazione ha come effetto principale un notevole aumento delle perdite nel nucleo ferro magnetico. Queste perdite devono essere smaltite ed un semplice raffreddamento mediante la convezione con l'aria che lo circonda non basta. Siccome tali perdite sono concentrate nel ferro statorico e quindi nella parte esterna del motore, un raffreddamento ad acqua circolante nell'involucro del motore è il sistema più conveniente.

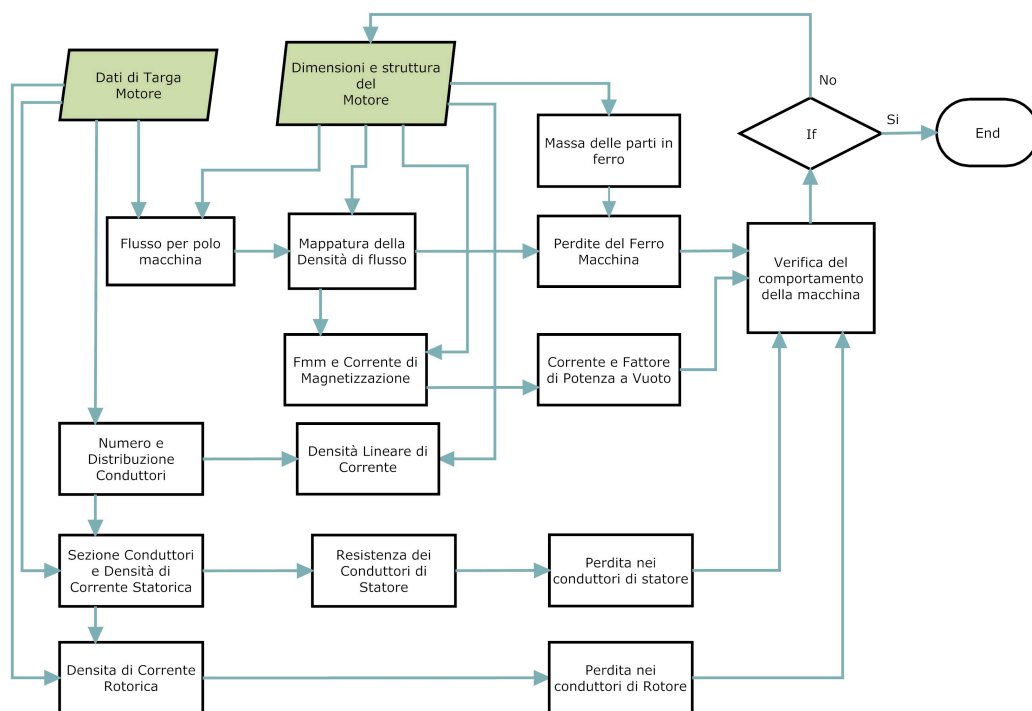


**Figura 2.5** Caratteristica della coppia del motore con i parametri originali e quelli del motore riparametrizzato.

2.2 Obiettivo del programma di calcolo e la sua struttura

La riparametrizzazione di un motore asincrono modifica una grande parte delle caratteristiche e delle proprietà del motore. Calcolando solo la tensione indotta e la nuova struttura delle spire sarebbe un calcolo incompleto siccome serve una visione accurata di ogni aspetto della trasformazione del motore. Nel programma creato si ricavano i dati principali del funzionamento del motore. Iniziamo quindi con la descrizione del programma di calcolo.

Per spiegare la struttura del programma di calcolo useremo uno schema a blocchi, mostrato nella *figura 2.6*. In questo schema le frecce indicano il flusso delle informazioni, invece i blocchetti bianchi indicano le operazioni di calcolo. I blocchetti verdi indicano gli input del programma.



**Figura 2.6** Schema a blocchi del programma di calcolo completo. Le frecce visualizzano le relazioni principali tra le operazioni dei blocchetti.

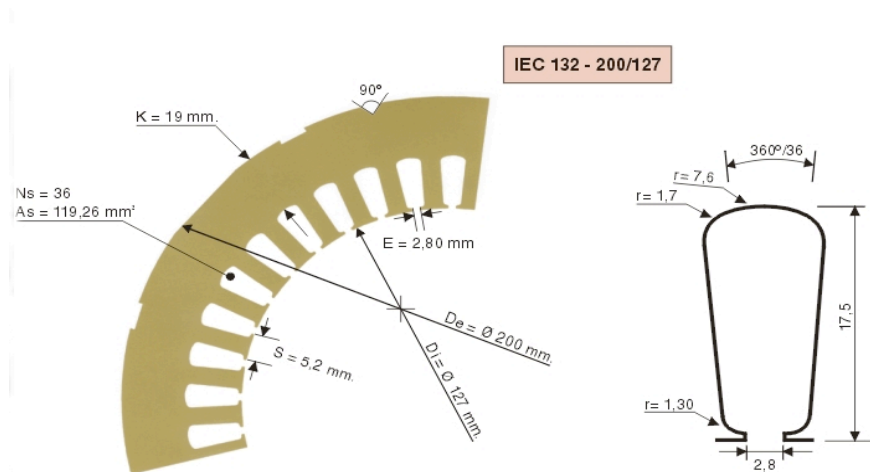
Per capire la struttura del programma di calcolo si deve prima spiegare quali sono gli “input” e gli “output” del sistema. L’insieme degli input può essere diviso in questo modo:

- Dati di targa e parametri.

- Dimensione e struttura fisica del motore.

Si suppone che i dati di targa siano la richiesta base delle proprietà del motore. Quindi si vuole riparametrizzare un motore con tensione, potenza, e frequenza nominali date. In più si possono fissare altri parametri che sono indirettamente collegati alle prestazioni del motore come la densità di flusso massima nel traferro.

Per *Dimensione e struttura fisica del motore* si intende la forma con tutte le dimensioni riportate della lamiera più altre misure relative alla lunghezza del motore o alla dimensioni del rotore, insieme alla struttura del avvolgimento



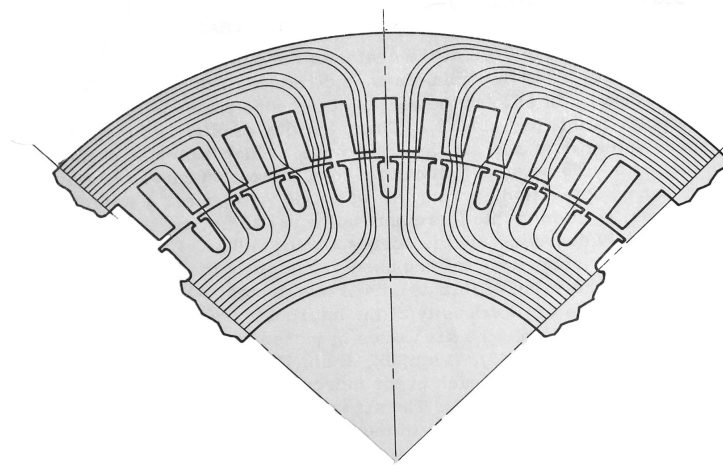
**Figura 2.7** Lamiera dello statore di un motore con tutte le dimensioni geometriche specificate. Figura presa dal catalogo di VMF s.p.a. Prodotto conforme allo standard IEC 132.

interno dello statore. Le lamiere e le loro dimensioni sono solitamente date dai produttori e sono standardizzate. Se si deve fare una scelta di lamierino e si comincia decidendo il diametro al traferro del motore. Una volta scelto il diametro al traferro e dato il numero di poli della macchina le possibili varianti sono limitate avendo adottato lamiere standardizzate.

L'avvolgimento interno dello statore è un input normalmente non indicato dall'acquirente. Questo fa sì che ci sia un parametro modificabile a piacere dal progettista.

Dai dati di targa in relazione con la struttura di avvolgimento si può trovare il numero di spire per singola cava, uno dei parametri principali. Questo dato è direttamente correlato con la sezione del cavo e di conseguenza con la resistenza e la relativa caduta di tensione.

I blocchetti *Flusso per polo macchina* e *Mappatura della densità di flusso* ci danno una visuale di come circola il flusso nel ferro di statore e di rotore. Tali quantità di flusso servono al blocchetto *Fmm e corrente di magnetizzazione* con la quale possiamo calcolare la corrente e il fattore di potenza a vuoto della macchina asincrona. Tutti questi dati ci servono alla fine per sapere il livello di saturazione del circuito magnetico del motore e quindi capire anche le perdite causate dal ferro macchina.



**Figura 2.8** Visualizzazione qualitativa delle linee di flusso di un motore asincrono a 4 poli, dalla quale si ricava anche il circuito magnetico

Data la potenza e la tensione nominale del motore si può calcolare la corrente che passa per ogni singolo conduttore. Dai blocchetti *Sezione conduttori e densità di corrente statorica* e *Densità di corrente rotorica* possiamo calcolare le perdite causate dal rame dei conduttori di statore e dall'alluminio usato per la gabbia di scoiattolo nel rotore.

In definitiva i dati più importanti calcolati con i quali possiamo visualizzare il comportamento del motore sono elencati di seguito:

- Sezione conduttore
- Flusso per polo
- Coppia nominale
- Corrente di magnetizzazione
- Angolo macchina a vuoto
- Densità di corrente statorica
- Densità di corrente rotorica

- Perdite e rendimento

Mediante questi dati possiamo verificare se la struttura di avvolgimento con i dati di targa da noi richiesti è compatibile con le dimensioni scelte del motore, sulla base dei valori assunti dai dati su menzionati.

### 2.2 Possibili strutture di avvolgimento e differenze

La corrente alternata che serve per creare il campo magnetico rotante passa tra un sistema complesso di avvolgimenti di conduttori distribuito in modo periodico nella periferia del ferro di statore. L'avvolgimento trifase consiste in una struttura di spire che si ripete in modo identico per ogni fase. Questi avvolgimenti sono sfasati in modo identico tra di loro. Gli avvolgimenti di statore sono costruiti da tre circuiti, uno per ogni fase, facenti capo da un estremo alla linea di alimentazione. Gli estremi dei tre circuiti vengono collegati in modo da realizzare la stella o il triangolo.

#### 2.2.1 Collegamento a stella (Y)

Ogni elemento di fase, avvolgimento, carico, ecc., è sottoposto ad una tensione  $V_f$  che è  $(1/\sqrt{3})$  volte quella concatenata  $V_{f-f}$  che caratterizza il valore della tensione di alimentazione.

Affinché in ciascun elemento circoli una corrente di valore  $I_f = I(A)$ , è necessario che ciascuna impedenza presenti un valore:

$$Z_Y = \frac{V_{f-f}}{\sqrt{3} \cdot I} (\Omega) \quad (2.4)$$

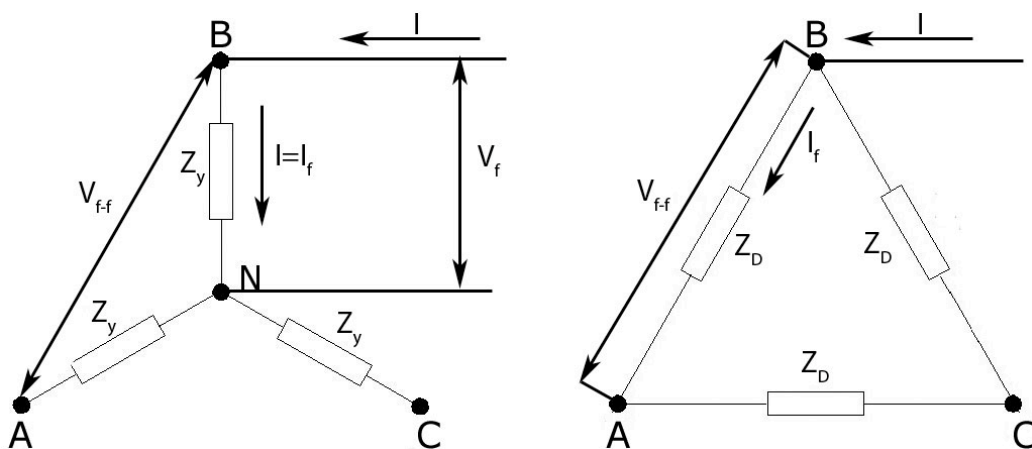


Figura 2.9 Trasformazione stella-triangolo

### 2.2.2 Collegamento a triangolo (D)

Ogni elemento di fase è sottoposto all'intera tensione concatenata  $V_{f-f}$  e cioè ( $V_f = V_{f-f}$ ), mentre il valore dell'intensità di corrente circolante nelle impedenze del sistema assume un valore:

$$I_f = \frac{I}{\sqrt{3}} (A) \quad (2.5)$$

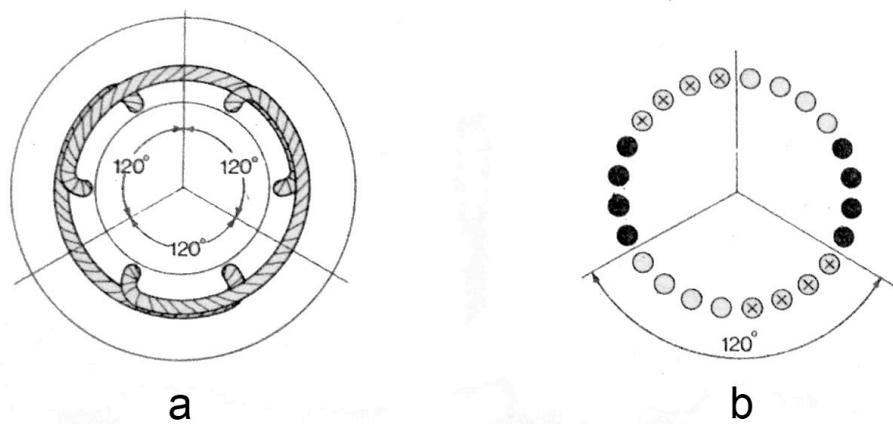
cioè ( $1/\sqrt{3}$ ) la intensità della corrente di linea. Il valore dell'impedenza sarà in questo caso:

$$Z_D = \sqrt{3} \frac{V_{f-f}}{I} (\Omega) \quad (2.6)$$

A parità di corrente e tensione delle tre fasi la relazione tra le impedenze delle due strutture è:

$$Z_D = 3 \cdot Z_Y (\Omega) \quad (2.7)$$

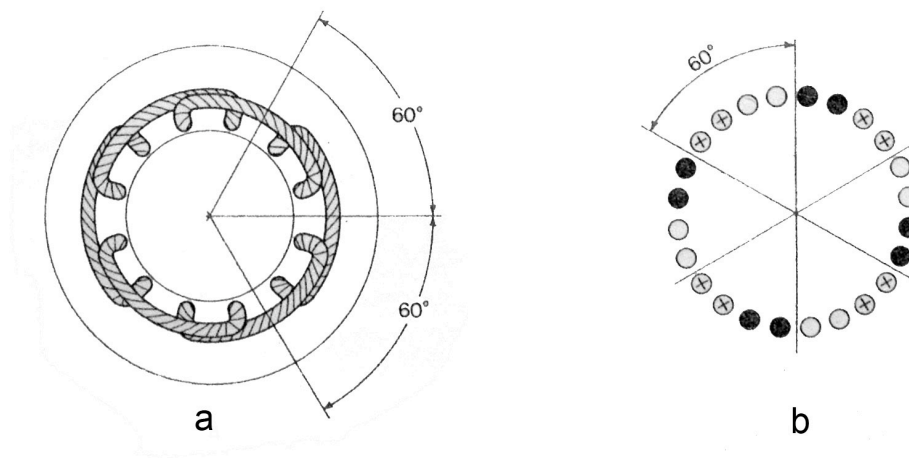
Ciò vuole dire che in linea di massima, se si devono realizzare tre avvolgimenti o tre resistenze per un sistema trifase, nel caso di connessione a stella, la lunghezza di conduttore sarà  $L_Y(m)$  e la sua sezione  $s_{cY}(mm^2)$ . A parità di tensione e corrente quindi a parità di potenza, nel caso di connessione a triangolo una possibile struttura è:



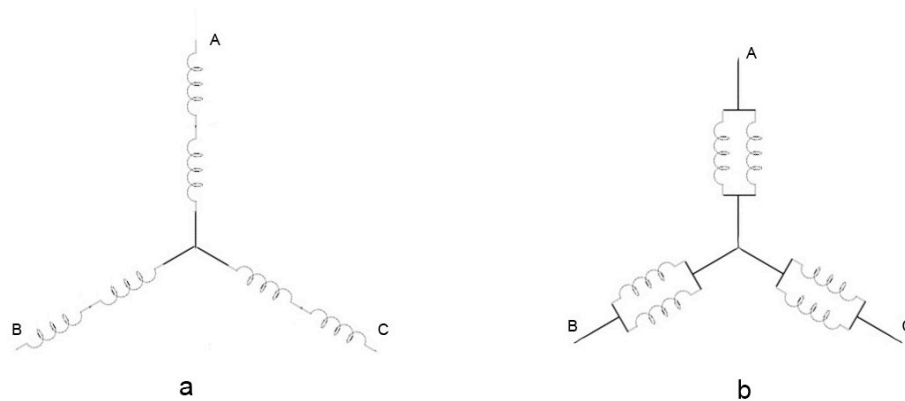
**Figura 2.10** Disposizione frontale dell'avvolgimento statorico di un motore a due poli. Per semplicità visiva non si è usato nessun raccorciamento ma solo una ripartizione dell'unica bobina in 4 cave

$$L_D = \sqrt{3} \cdot L_Y(m) \quad e \quad s_{cD} = \frac{s_{cY}}{\sqrt{3}} (mm^2) \quad (2.8)$$

Questo calcolo non ci dice la struttura migliore, ma solo una proprietà che in variazione delle spire, della potenza e altre esigenze del motore può essere un vantaggio o svantaggio. Per esempio, se abbiamo avvolgimenti da 100 spire con collegamento a stella, in triangolo il numero di spire aumenta di 1.73 volte.



**Figura 2.11** Disposizione frontale dell'avvolgimento statorico di un motore a quattro poli. Nella figura a) è indicata per semplicità una cava per polo e per fase. Nella figura b) è schematizzato il caso in cui per ogni fase siano previste 2 cava per polo (complessivamente 24

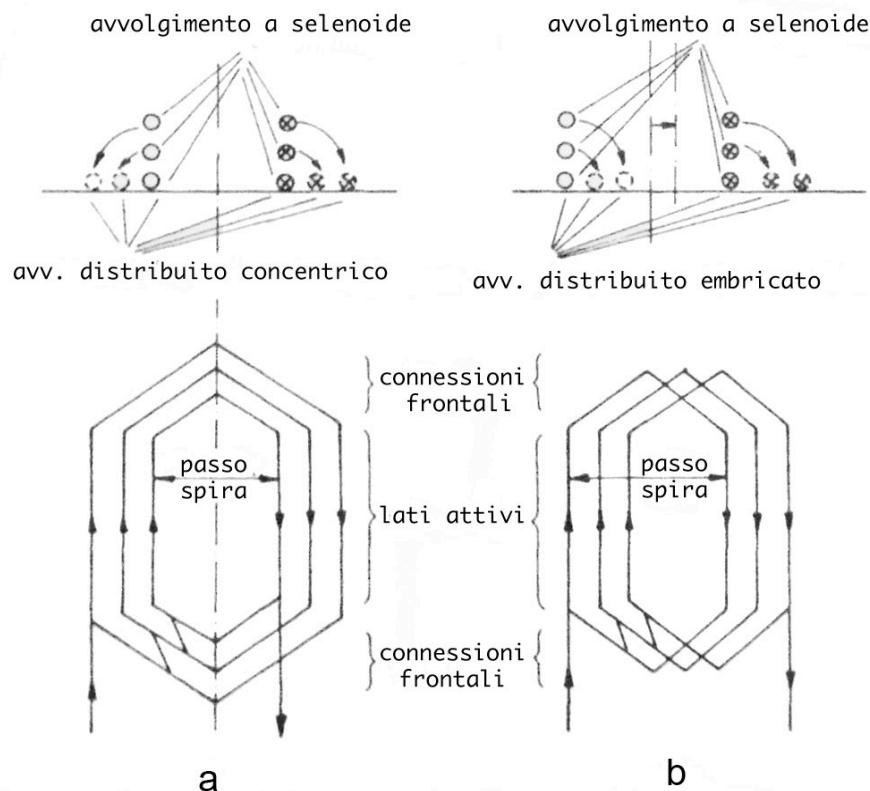


**Figura 2.12** Possibili avvolgimenti del motore a 4 poli in collegamento a stella. Nella figura a) viene visualizzata la struttura con gli avvolgimenti in serie (poli in serie). Nella figura b) viene rappresentata la struttura dei poli in parallelo



A parità di potenza se si sceglie una soluzione con meno spire si avrà una sezione di conduttore maggiore. Ci sono molte altre proprietà che cambiano come il fattore di potenza o il rendimento. In pratica il collegamento a stella è preferito nel caso del motore automobilistico perché occupa meno spazio la realizzazione del collegamento di centro stella rispetto al collegamento a triangolo che implica la realizzazione di tre nodi anziché uno.

Un'altra proprietà è il numero di paia poli del motore. Gli assi geometrici di ogni avvolgimento devono trovarsi a  $120^\circ$  elettrici uno dall'altro. Questi corrispondono a  $120^\circ$  geometrici solo se si parla di un motore due poli (un paio polo), come mostrato in *figura 2.3*. Se il numero di poli del motore è un multiplo di due allora gli assi degli avvolgimenti devono formare fra loro un angolo uguale a  $\frac{120^\circ}{p/2}$ , con  $p$  uguale al numero di poli. In *figura 2.11* viene mostrato un esempio di statore a 4 poli.



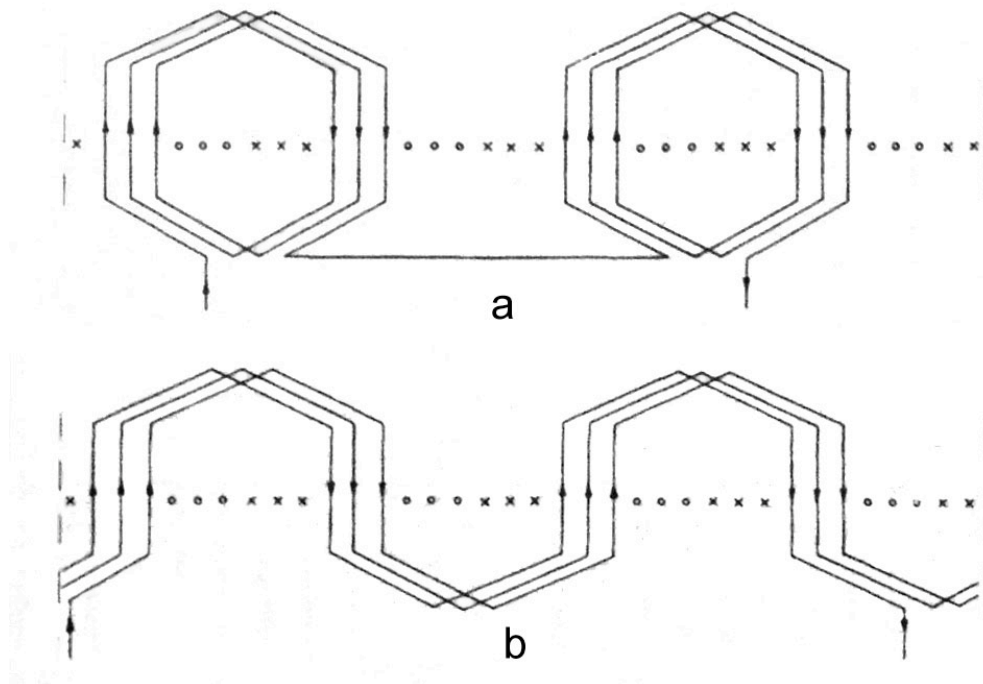
**Figura 2.13** Derivazione di un avvolgimento distribuito da una solenoide. a) avvolgimento distribuito concentrico b) avvolgimento distribuito embricato

Un paio poli in più implica avere un avvolgimento in più per ogni fase. I due avvolgimenti si possono collegare insieme in parallelo o in serie a seconda delle richieste del costruttore. In *figura 2.12* si possono vedere schematizzate queste due possibilità

Le spire di un singolo avvolgimento possono essere divise in gruppi creando così un avvolgimento distribuito. Ci sono due alternative di distribuzione delle spire:

- Avvolgimento distribuito concentrico
- Avvolgimento distribuito conseguente (o embricato)

Queste due alternative non cambiano dal punto di vista del campo magnetico rotante che si crea, come si può facilmente vedere dalla direzione della corrente nei conduttori in *figura 2.14*. Esistono piccole differenze nelle induttanze di dispersione che si creano e nella lunghezza complessiva del conduttore che però si possono tranquillamente trascurare. L'esempio in figura rappresenta il caso di un avvolgimento diviso in tre gruppi creando così un avvolgimento distribuito.



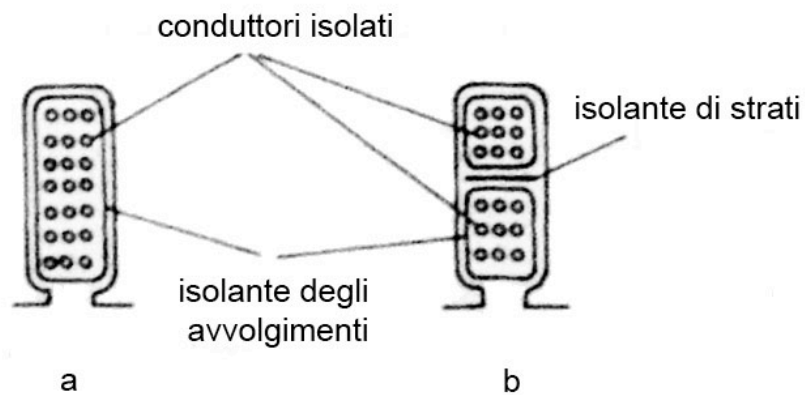
**Figura 2.14** Le due possibilità di avvolgimento. a) Avvolgimento a matasse b) Avvolgimento ondulato

Esiste una seconda ramificazione di questi due gruppi:

- Avvolgimento a matasse
- Avvolgimento ondulato

Mediante l'avvolgimento ondulato si può accorciare di poco la lunghezza complessiva del conduttore. Nei casi in cui si hanno due strati e si raccorcia il passo, usare il metodo ondulato diventa difficile e quindi si usa l'avvolgimento a matasse. Si creano così 4 possibilità diverse per avvolgere un motore senza cambiare le sue prestazioni.

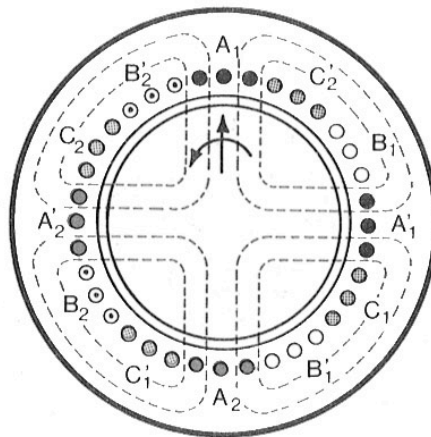
Se il numero di conduttori in una cava è uguale al numero di spire dell'avvolgimento base, allora questa struttura si chiama a *strato singolo*. In molti casi i conduttori in una cava sono il doppio delle spire del singolo avvolgimento e questi conduttori appartengono a due avvolgimenti diversi. Questa struttura si chiama a *doppio strato*. Mediante la struttura a doppio strato si può implementare il raccorciamento che consiste nel raccorciare l'angolo elettrico di  $180^\circ$  che formano i due lati attivi dell'avvolgimento. In *figura 2.15* possiamo vedere la sezione di una cava nei casi di singolo e doppio strato.



**Figura 2.15** sezione degli avvolgimenti di una cava nei casi di a) un strato e b) due strati.

### 2.3 Calcolo del flusso e delle spire

Uno dei vincoli principali per la costruzione della macchina è il massimo valore di densità di flusso che si può avere al traferro. Questo vincolo ci aiuta a calcolare il flusso massimo per polo. L'intuizione dietro a questo calcolo si può facilmente avere, osservando la *figura 2.16*, dove si è rappresentata una macchina a 4 poli.



**Figura 2.16** Rappresentazione schematica del flusso di un motore a 3 fasi, 4 poli e distribuzione dell'avvolgimento in 3 cave

Per calcolare il flusso per polo dobbiamo ipotizzare una densità di flusso costante in tutta la frazione di perimetro del singolo polo. Quindi il flusso massimo per polo in questa condizione è:

$$\phi = B_t \cdot S = B_t \cdot k_s \cdot \frac{D_t \cdot \pi}{poli} \quad (2.9)$$

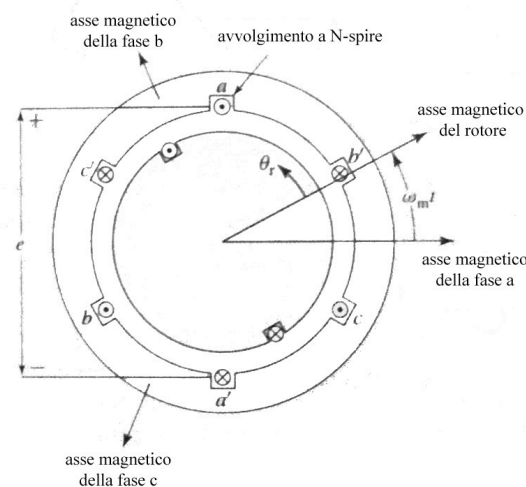
Da qua il flusso medio si può trovare come integrale della densità di flusso, ipotizzando quest'ultima variabile di avere un andamento sinusoidale nel traferro.

$$\phi = L_0 \cdot k_s \cdot \int_{-\pi/poli}^{+\pi/poli} B_{Mt} \cdot \cos\left(\frac{poli}{2} \theta_r\right) \quad (2.10)$$

risolvendo la (2.10) si ha:

$$\phi = \frac{2}{\text{poli}} \cdot L_0 \cdot k_s \cdot B_{Mt} \cdot D_t \quad (2.11)$$

I dati che ci servono per calcolare il flusso per polo del motore sono quindi il numero poli, lunghezza del motore, coefficiente di stipamento, diametro traferro e densità di flusso massima al traferro. Questi dati sono già stati scelti quando si è scelta la forma di lamierino da usare già standardizzata da una generica azienda.

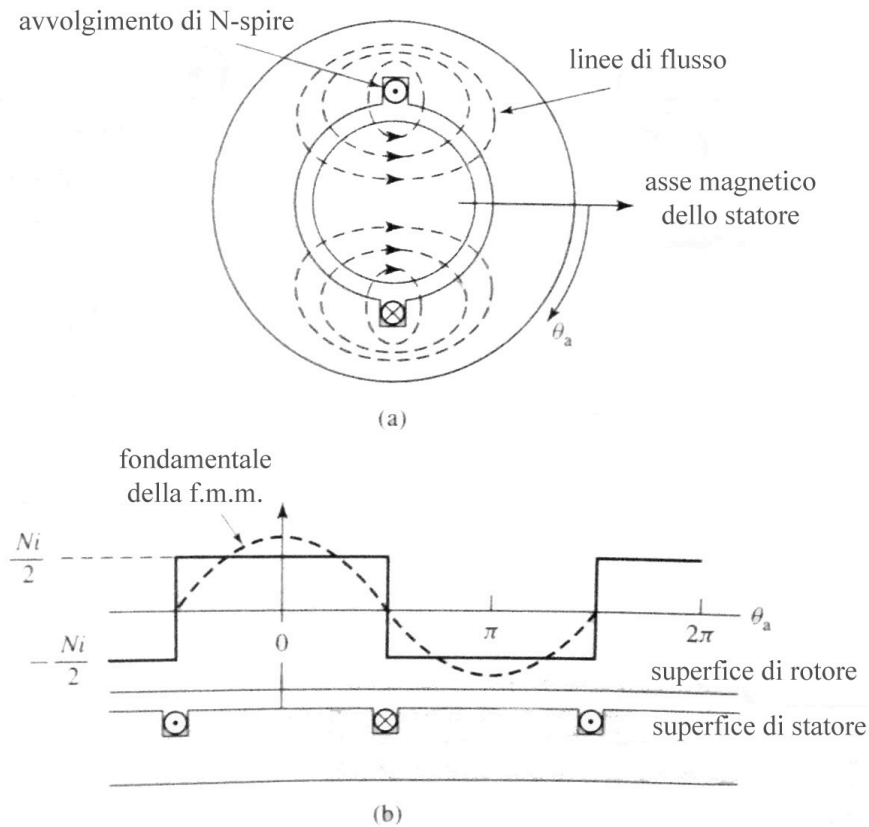


**Figura 2.17** Sezione di un motore alternato a 3 fasi, dove si mostra l'angolo tra il campo magnetico del rotore e quello dello statore

### 2.3.1 Campo magnetico negli avvolgimenti distribuiti

I motori di media e grande taglia solitamente sono costruiti ad avvolgimenti distribuiti. Questo rende i motori più efficienti e soprattutto fa girare il motore in modo più fluido, diminuendo così gli stress meccanici e i rumori. Un'altra conseguenza positiva è il fatto che i calcoli del motore risultano molto più facili, avendo la possibilità di utilizzare i fasori per quasi tutti i valori vettoriali nell'analisi di un motore asincrono. Questo si capisce dalla *figura 2.18*, dove il campo magnetico ha una forma a rettangolo incrociato, ben diversa dalla sinusoidale, nel caso di spire concentrate.

La densità di flusso avrà la stessa forma del campo magnetico nel traferro siccome le due variabili sono correlate da un coefficiente costante  $\mu_0$ .

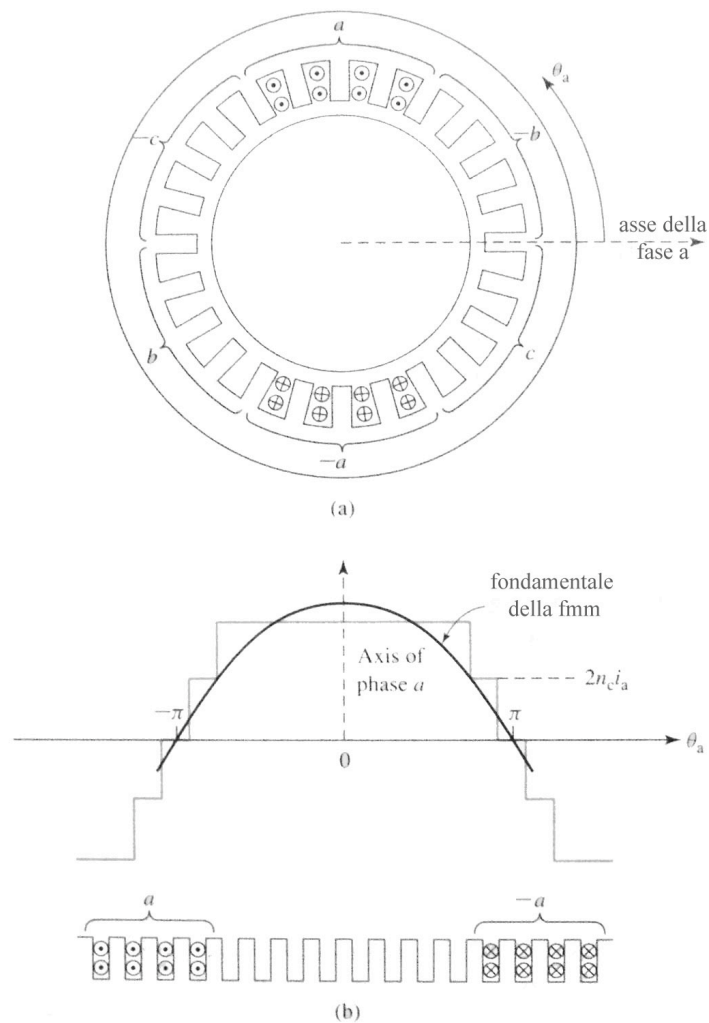


**Figura 2.18** a) Vista schematica del flusso prodotto da un avvolgimento concentrato (senza distribuzione) in una macchina con un traferro uniforme. b) Forza magnetomotrice prodotta al traferro e la sua fondamentale.

Nel caso dei motori ad avvolgimento distribuito il campo magnetico, di conseguenza anche la densità di flusso al traferro, cambierà a più piccoli gradini avvicinandosi così alla sinusoide. La forma diventa sempre più simile ad una sinusoide con l'aumentare della distribuzione delle spire. La *figura 2.19* è un esempio del campo magnetico creato da un avvolgimento di un motore a due poli distribuito in 4 cave adiacenti.

Sia la distribuzione dei avvolgimenti che il raccorciamento sono utili nei motori però hanno i loro effetti soprattutto nella relazione tra il flusso e la f.e.m. indotta. Prima di tutto possiamo affermare che la distribuzione e/o il raccorciamento introducono un coefficiente tra il flusso e il flusso concatenato, il quale poi appare anche nella relazione con la f.e.m. indotta.

Il flusso concatenato del motore generico rappresentato in *figura 2.17* varia in



**Figura 2.19** Forza magnetomotrice di un avvolgimento distribuito per un sistema a 3 fasi, 2 poli e 4 cave per lato polo.

modo cosinusoidale con l'angolo tra l'asse magnetico degli avvolgimenti dello

statore e del rotore. Ipotizzando che il rotore gira ad una velocità costante  $\omega_m$ , il flusso concatenato con l'avvolgimento statorico della fase-a è:

$$\psi_a = k_w N_{ph} \phi \cos\left(\left(\frac{poli}{2}\right) \omega_m t\right) \quad (2.12)$$

dove si è scelto in modo arbitrario che in  $t = 0$ , l'asse magnetico della fase-a coincida con la direzione della densità di flusso massima. La relazione tra l'angolo meccanico e quello elettrico è:

$$\omega_e = \left(\frac{poli}{2}\right) \cdot \omega_m \Rightarrow \psi_a = k_w N_{ph} \phi \cos(\omega_e t) \quad (2.13)$$

Dalla legge di Faraday, la tensione indotta nella fase-a è:

$$e_a = \frac{d\psi_a}{dt} = k_w N_{ph} \frac{d}{dt}(\phi \cos(\omega_e t)) = -\omega_e k_w N_{ph} \phi \sin(\omega_e t) \quad (2.14)$$

Siccome nel nostro caso ci serve solo il funzionamento a regime della macchina, calcoliamo il valore massimo ed efficace della tensione. Il valore massimo di tensione della fase-a è quindi:

$$E_{\max} = \omega_e k_w N_{ph} \phi = 2\pi f_e k_w N_{ph} \phi \quad (2.15)$$

Il valore efficace nel caso di una sinusoide è uguale a:

$$E_{rms} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_e k_w N_{ph} \phi = \sqrt{2}\pi f_e k_w N_{ph} \phi \quad (2.16)$$

Il caso studiato nella precedente equazione rappresenta l'esempio mostrato anche in *figura 2.18*, dove si ha un motore asincrono a 2 poli. Nel caso generico si studia la tensione indotta nel singolo avvolgimento. Questi avvolgimenti avranno un determinato numero di spire che chiameremo  $N_{fps}$ , che significa numero di spire per fase, per polo e per strato. Siccome d'ora in poi si parlerà solo di tensioni in valore efficace, omettiamo il pedice rms.

$$E_{fps} = \sqrt{2}\pi f_e k_w N_{fps} \phi \quad (2.17)$$

Questa equazione viene usata per il dimensionamento del motore elettrico, nello specifico per trovare il numero di conduttori per singolo avvolgimento in base alla tensione nominale data dai *Dati di Targa* del motore. Risolvendo per  $N_{fps}$  avremmo:

$$N_{fps} = \frac{E_{fps}}{\sqrt{2}\pi f_e k_w \phi} \quad (2.18)$$

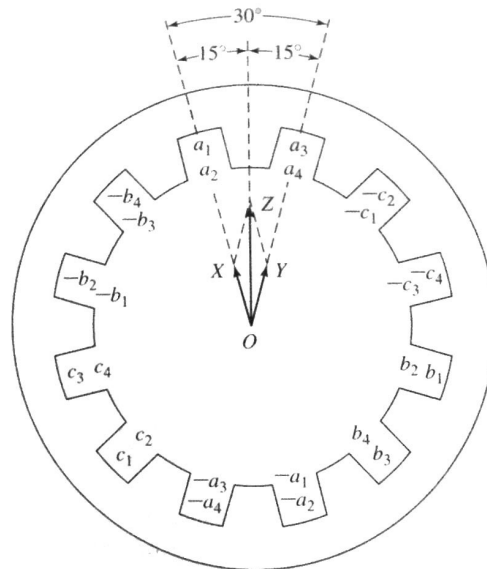


Per calcolare il numero di spire dobbiamo sapere la tensione che avremmo nel singolo avvolgimento, la frequenza elettrica nominale e il coefficiente causato dalla distribuzione e dal raccorciamento delle spire.

Cominciamo con la frequenza nominale del motore. Di solito nei motori elettrici viene indicata la velocità nominale con cui gira il motore in rpm (giri al minuto). Conoscendo il numero di poli del motore, il quale può essere interpretato come un possibile riduttore di velocità, possiamo trovare la frequenza nominale del motore. La relazione è:

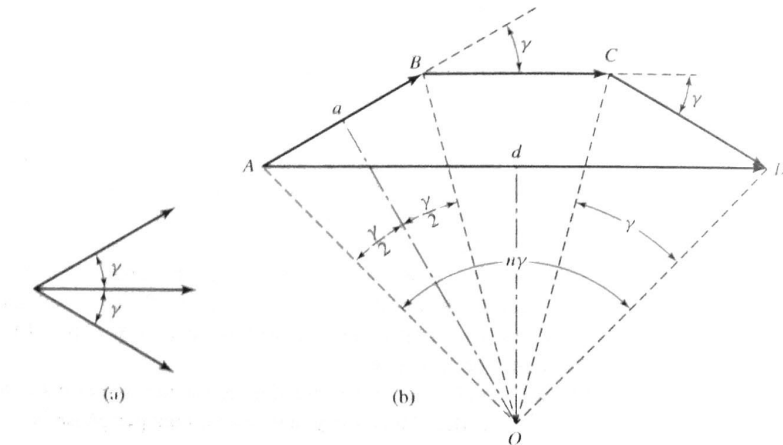
$$\begin{cases} \omega_m = \frac{RPM}{60} 2\pi \\ \omega_m = \left(\frac{2}{poli}\right) \omega_e \Rightarrow f_e = \left(\frac{poli}{2}\right) \frac{RPM}{60} \\ \omega_e = 2\pi f_e \end{cases} \quad (2.19)$$

Per capire il coefficiente di distribuzione delle spire analizzeremo un semplice esempio di struttura di statore fatto da 2 poli, 2 cave per avvolgimento a doppio strato come mostrato in *figura 2.20*. Tipicamente, un lato di una avvolgimento, per esempio  $a_1$ , è posizionato al fondo della cava e l'altro lato  $-a_1$  è posizionato alla cima della cava di fronte.



**Figura 2.20** Avvolgimento di statore distribuito in 2 cave per un motore a 2 poli e fasi, senza raccorciamento con un diagramma dei fasori di tensione.

L'effetto finale della distribuzione delle spire come in *figura 2.20* è che le tensioni degli avvolgimenti di  $a_1$  e  $a_2$  non sono in fase con quelli degli



**Figura 2.21** a) Fasori delle tensioni indotte dalle spire. b) Somma di questi fasori

avvolgimenti di  $a_3$  e  $a_4$ . Quindi la somma vettoriale dei due fasori di tensione è minore della loro somma scalare. Siccome i calcoli che si fanno sono scalari allora dobbiamo trovare un coefficiente che uguagli la tensione come somma scalare con il valore assoluto della somma delle tensioni vettoriali. La *figura 2.21* rende più visivo il calcolo con un esempio di tre cave per avvolgimento.

Ogni cava avrà lo stesso numero di spire quindi i valori assoluti dei fasori di tensione sono uguali:

$$AB = BC = CD \quad (2.20)$$

$$OA = \frac{Aa}{\sin(\gamma/2)} = \frac{AB}{2\sin(\gamma/2)} \quad (2.21)$$

$$OA = \frac{Ad}{\sin(n\gamma/2)} = \frac{AD}{2\sin(n\gamma/2)} \quad (2.22)$$

Se uguagliamo le due equazioni troviamo la relazione tra la somma vettoriale di tutte le tensioni ( $AD$ ) e la singola tensione di un avvolgimento, per esempio ( $AB$ ):

$$AD = AB \frac{\sin(n\gamma/2)}{\sin(\gamma/2)} \quad (2.23)$$

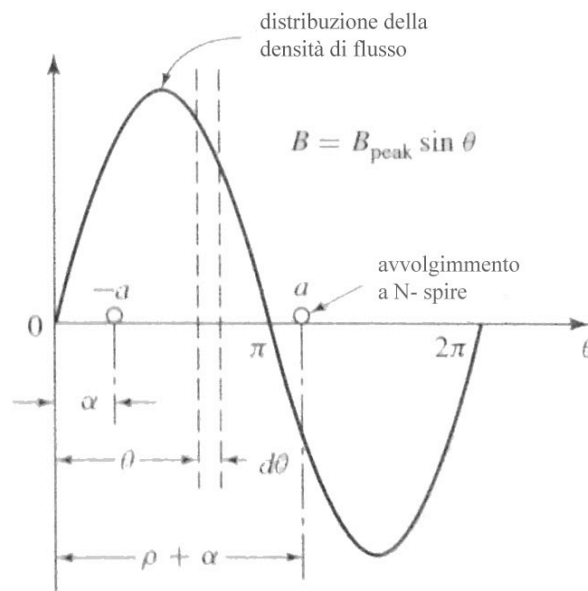
Siccome la somma scalare degli fasori di tensione è  $n(AB)$ , di conseguenza il fattore di riduzione causata dalla distribuzione delle spire è:

$$k_d = \frac{AD}{n \cdot AB} = \frac{\sin(n\gamma/2)}{n \sin(\gamma/2)} \quad (2.24)$$

Da sottolineare che  $\gamma$  è l'angolo elettrico tra due cave adiacenti quindi:

$$\gamma = \left(\frac{poli}{2}\right) \gamma_{mec} = \left(\frac{poli}{2}\right) \frac{2\pi}{3 \cdot poli \cdot n} \quad (2.25)$$

Dove per  $\gamma_{mec}$  si intende l'angolo meccanico (o geometrico) tra due cave adiacenti.



**Figura 2.22** Avvolgimento raccorciato immerso in un campo sinusoidale.

Il coefficiente di raccorciamento può essere determinato calcolando il flusso concatenato all'avvolgimento accorciato. Supponiamo per facilità di conti di avere un avvolgimento concentrato (quindi  $k_d = 1$ ). Come si è mostrato prima, nel traferro abbiamo una densità di flusso che varia sinusoidalmente con l'angolo geometrico della macchina. Come si vede dalla *figura 2.22* i due lati attivi della spira ( $a - a$ ) distano  $\rho$  radianti elettrici invece di  $\pi$  radianti nel caso di raccorciamento assente.

Il flusso concatenato all'avvolgimento a è:

$$\psi_a = N_c B_{mt} L_0 k_s r \left( \frac{2}{poli} \right) \int_{\rho+\alpha}^{\alpha} \sin \theta d\theta \quad (2.26)$$

Risolvendo:

$$\psi_a = N_c B_{mt} L_0 k_s r \left( \frac{2}{poli} \right) (\cos(\alpha + \rho) - \cos(\alpha)) \quad (2.27)$$

Siccome  $\alpha$  è un angolo che varia nel tempo, è stato sostituito con  $\omega t$ . La parte di sottrazione dei cose si può trasformare in questo modo:

$$\cos(\omega t + \rho) - \cos(\omega t) = -2 \cos\left(\frac{\pi - \rho}{2}\right) \cos\left(\omega t - \left(\frac{\pi - \rho}{2}\right)\right) \quad (2.28)$$

Quindi come risultato finale della tensione indotta istantanea abbiamo:

$$e = \frac{d\psi_a}{dt} = \omega N_c B_{mt} L_0 k_s r \left( \frac{4}{poli} \right) \cos\left(\frac{\pi - \rho}{2}\right) \sin\left(\omega t - \left(\frac{\pi - \rho}{2}\right)\right) \quad (2.29)$$

Lo sfasamento della tensione istantanea non ci interessa quanto la tensione efficace che in questo caso è uguale al calcolo fatto prima eccetto un fattore moltiplicativo:

$$E = \sqrt{2} \pi f_e k_r N_c \phi \quad (2.30)$$

Dove il fattore di raccorciamento:

$$k_r = \cos\left(\frac{\pi - \rho}{2}\right) = \sin\left(\frac{\rho}{2}\right) \quad (2.31)$$

In conclusione usando la sovrapposizione degli effetti, nel caso di avvolgimenti con distribuzione di spire e raccorciamento, la tensione indotta è:

$$E = \sqrt{2} \pi f_e k_r k_d N_c \phi = \sqrt{2} \pi f_e k_w N_c \phi \quad (2.32)$$

Con  $k_w$  chiameremo il fattore di Winding (avvolgimento), che è il prodotto del fattore di distribuzione delle spire con il fattore di raccorciamento:

$$k_w = k_d k_r \quad (2.33)$$

L'unica informazione che manca a questo punto è la tensione nel singolo avvolgimento al livello più base. Questa tensione deve essere ricostruita dalla tensione concatenata che ritroviamo.

1. Se l'avvolgimento è a stella, la tensione nella singola fase è:

$$(V_f = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{f-f}) \quad (2.34)$$

Se l'avvolgimento è a triangolo allora la tensione della singola fase:

$$(V_f = V_{f-f}) \quad (2.35)$$

2. Se gli  $p$  poli sono collegati in serie, la tensione per polo è:

$$V_{fp} = \frac{V_f}{(p/2)} \quad (2.36)$$

Se gli  $n$  poli sono collegati in parallelo allora la tensione per polo è:

$$V_{fp} = V_f \quad (2.37)$$

3. Se si usa una struttura a due strati dove questi strati sono in serie:

$$V_{fps} = \frac{V_{fp}}{2} \quad (2.38)$$

In caso contrario, cioè strati in parallelo o avvolgimento ad unico strato:

$$V_{fps} = V_{fp} \quad (2.39)$$

Si considera ora qual è la percentuale della tensione totale della singola spira che viene usata per creare il flusso che poi si concatena al rotore. Quindi, va identificata la caduta di tensione causata dall'induttanza di dispersione. In modo generico possiamo scrivere:

$$V_{fps} = k_v E_{fps} \quad (2.40)$$

Ci sono due metodi per calcolare questa caduta di tensione non inserendo quindi le cadute causate dalla resistenza del conduttore o il flusso non concatenato al rotore (flusso di dispersione).

1. Nelle macchine create conforme alle normative internazionali hanno un coefficiente  $k_v$  standardizzato e quindi noto. Nel nostro caso si riparametrizza un motore per dare più potenza quindi esiste un'alta possibilità che questo coefficiente cambi notevolmente.
2. Nell'ipotesi di avere i 5 parametri del circuito equivalente si può trovare la caduta di tensione causata dall'induttanza di magnetizzazione.

La soluzione scelta in questo programma di calcolo è una soluzione ricorsiva. Siccome per trovare i parametri del circuito equivalente serve la caduta di tensione  $E_{fps}$ , si sceglie un  $k_v$  stimato in modo approssimato mediante il quale si trovano i parametri del circuito equivalente, dal quale si ricalcola questo coefficiente.

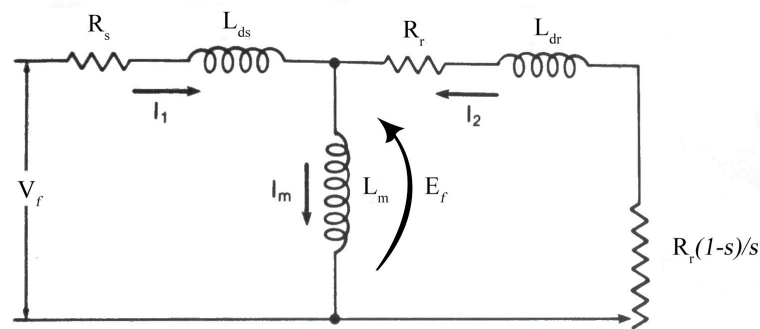


Figura 2.23 Circuito equivalente a 5 parametri di un motore asincrono

Dopo aver calcolato tutti i dati prima discussi, si mette tutto nella formula che lega la tensione e il flusso con il numero di spire da usare:

$$N_{fps} = \frac{E_{fps}}{\sqrt{2\pi} f_e k_w \phi} = \frac{k_v V_{fps}}{\sqrt{2\pi} f_e k_w \phi} \quad (2.41)$$

Normalmente da questa formula si calcola un  $N_{fps}$  che non è un numero intero. La soluzione a questo problema è approssimare il numero di conduttori per cava e per strato per arrotondamento e fissare questo nuovo valore calcolato. Come secondo passo si deve ricalcolare il flusso mediante la (2.42) per vedere la variazione che inserisce questo arrotondamento:

$$\phi = \frac{k_v V_{fps}}{\sqrt{2\pi} f_e k_w N_{cs} n_c} \quad (2.42)$$

Il flusso fa variare anche la densità di flusso che viene ricalcolata dalla (2.43) in questo modo:

$$B_{mt} = \frac{\phi}{\frac{2}{poli} \cdot L_0 \cdot k_s \cdot D_t} \quad (2.43)$$

## 2.4 Conduttori

Dopo aver fissato il numero di conduttori per il singolo avvolgimento, si deve trovare la sezione massima che si può usare per questi avvolgimenti. La sezione massima è limitata dalla dimensione della sezione della cava già scelta in precedenza.

$$S_{cond} = \frac{S_{cava} C_r}{N_{cs} n_{str}} \quad (2.44)$$

Mediante questa formula possiamo trovare la sezione massima, o limite, per il conduttore che verrà usato. Si può usare anche una sezione più piccola ma siccome vogliamo tenere le perdite del rame dei conduttori al minimo usiamo la massima sezione per ridurre le perdite per effetto joule.

Il coefficiente di riempimento della cava ci da il valore effettivo della sezione della cava che si può usare:

$$S_{eff\ cav} = C_r S_{cava} \quad (2.45)$$

Nella formula sopra scritta  $C_r$  è stato trovato in via sperimentale e quindi solitamente si prende come un dato direttamente correlato dalla sezione del filo come in tabella.

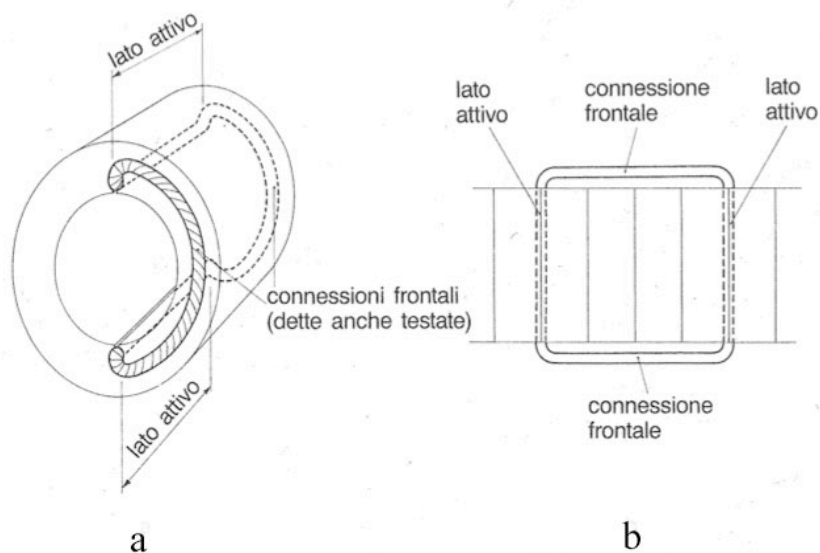
Tensione	Tipo di avvolgimento	Diametro del conduttore	Coefficiente di riempimento
Fino a 500 volt	Matasse a Filo tondo	0.5	0.27-0.35
		0.8	0.30-0.38
		1.0	0.32-0.40
		1.5	0.34-0.42
		2.0	0.36-0.44
		3.0	0.39-0.47
		4.0	0.42-0.48
	Sbarre isolate	-	0.6-0.65

**Tabella 2.1** Coefficienti di riempimento per diversi valori di diametro di conduttori

La sezione del conduttore  $S_{cond}$  ha un secondo limite che dipende dalla apertura della cava semichiusa. Questo limite può venire aggirato usando dei conduttori di sezione più piccola in parallelo avendo la somma delle sezioni uguale a  $S_{cond}$  prima calcolato. Il secondo aspetto positivo di questa azione è il fatto che le correnti Eddy (correnti parassite) nei conduttori diminuiscono ulteriormente, controllando così l'aumento della resistenza di statore alle alte frequenze. L'unico fattore negativo dell'usare conduttori con sezione più piccola in parallelo è il coefficiente di riempimento della cava, il quale diminuisce ulteriormente con il diminuire della sezione del conduttore, come mostrato in tabella.

Un altro dato importante è la lunghezza complessiva del conduttore per un singolo avvolgimento. Questa lunghezza ci servirà dopo anche per calcolare la resistenza del singolo avvolgimento.

Come possiamo vedere dalla *figura 2.24* l'avvolgimento di un motore è composto da due lati attivi e due connessioni frontali. Per questo calcolo la formula usata è molto approssimata siccome la lunghezza delle spire dipende anche dal tipo di avvolgimento che è stato discusso nel paragrafo 2.3.



**Figura 2.24** Elementi di una bobina di avvolgimento statorico. a) Rappresentazione prospettica. b) Rappresentazione sviluppata su un piano



Una formula abbastanza usata per calcolare la lunghezza del singolo avvolgimento è:

$$L_{avv} = 2 \cdot N_{cs} n_c (L_0 + 1.5 \cdot \tau) \quad (2.46)$$

Dove  $\tau$  è il passo del motore :

$$\tau = \frac{\pi \cdot D_t}{poli} \quad (2.47)$$

Sapendo alla fine la lunghezza dell'avvolgimento e la sezione del conduttore, si può calcolare la resistenza complessiva dalla quale si troverà alla fine anche la resistenza statorica da usare come parametro del circuito equivalente.

Il materiale quasi sempre usato per fare gli avvolgimenti è il rame. Questo a causa delle sue proprietà elettriche che sono tra le migliori di tutti i materiali. Infatti il rame ha la resistività più bassa dopo l'oro e l'argento che sono materiali molto costosi in confronto al rame.

La resistività del rame a temperatura ambiente ( $20 \text{ }^\circ\text{C}$ ) è di  $0.0171 \left[ \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \right]$ .

Il motore avrà una temperatura a regime molto più alta della temperatura ambiente, quindi si deve ricalcolare la resistività del rame alla temperatura di lavoro. Questa resistività aumenta, con buona approssimazione, in modo lineare con la temperatura. Una retta che interpola bene i dati della resistività a temperature (in gradi celsius) diverse è:

$$\rho_{cu}(T_{lav}) = \rho_{cu}(T_{amb}) \cdot \left( \frac{235 + T_{lav}}{235 + T_{amb}} \right) \quad (2.48)$$

La resistenza dell'avvolgimento a temperatura di regime è:

$$R_{avv} = \rho_{cu}(T_{lav}) \frac{L_{avv}}{S_{cond}} \quad (2.49)$$

Per verificare la densità di corrente nei singoli conduttori ci serve una stima approssimativa della corrente che passa nel singolo conduttore. Questa corrente può essere calcolata in questo modo:

$$I_N = \frac{P_N}{\sqrt{3} \cdot V_{f-f} \cdot \cos \varphi \cdot \eta} \quad (2.50)$$

Questa corrente viene divisa per il numero di percorsi in parallelo della struttura di avvolgimento del motore.

1. Se l'avvolgimento è a stella, la corrente richiesta ai morsetti è:

$$I_{lato} = I_n \quad (2.51)$$

Se l'avvolgimento è a triangolo:

$$I_{lato} = I_n / \sqrt{3} \quad (2.52)$$

2. Se gli  $n$  poli sono collegati in serie, la corrente per polo è:

$$I_{polo} = I_{lato} \quad (2.53)$$

Se i poli sono collegati in parallelo allora la corrente per polo è:

$$I_{polo} = (2 / p) \cdot I_{lato} \quad (2.54)$$

3. Se si usa una struttura a due strati dove questi strati sono in serie o avvolgimento ad un unico strato:

$$I_{strato} = I_{polo} \quad (2.55)$$

In caso contrario, cioè i due strati in parallelo:

$$I_{strato} = 2 \cdot I_{polo} \quad (2.56)$$

Quindi la densità di corrente nei conduttori di statore è pari a:

$$J_s = \frac{I_{strato}}{S_{cond}} \quad (2.57)$$

I tipici valori della densità di corrente per questi motori si aggirano tra  $5 \div 6 \text{ A/mm}^2$ . Nei casi più estremi, quando si ha un raffreddamento ad acqua, questo valore può arrivare fino a  $10 \div 12 \text{ A/mm}^2$ .

### 2.5 Calcolo del circuito magnetico

La macchina elettrica è un dispositivo per la trasformazione dell'energia elettrica in energia meccanica. Questa trasformazione avviene mediante un campo magnetico rotante creato nell'interno della macchina stessa. Invece il trasformatore non trasforma la forma di energia da elettrica in meccanica, però comunque fa uso degli stessi componenti che servono per la creazione del motore elettrico. Infatti, sia i motori che i trasformatori usano il materiale ferromagnetico per modellare e indirizzare il campo magnetico che agisce come il mezzo per il trasferimento e la conversione dell'energia. Normalmente per avere un apprendimento corretto della teoria dei campi elettromagnetici si devono studiare le equazioni di Maxwell. Nel nostro caso però, avere una comprensione profonda delle leggi di Maxwell non è necessario. Le tecniche per l'analisi dei circuiti magnetici, che rappresentano approssimazioni algebriche

delle soluzioni esatte della teoria dei campi magnetici, sono ampiamente usate nello studio dei dispositivi elettromeccanici.

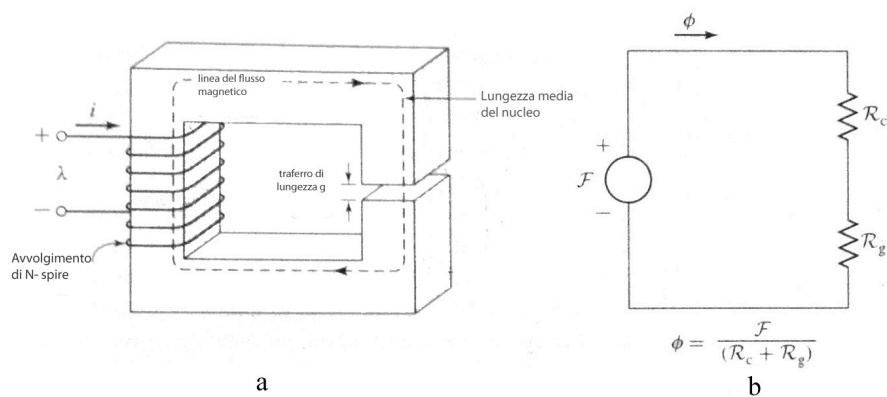
Iniziamo con una ipotesi che i casi discussi in questa tesi che le frequenze e le dimensioni coinvolte in questo studio sono tali da trascurare i termini correlati con le correnti di spostamento. I termini trascurati hanno a che fare con la creazione dei campi magnetici dai campi elettrici e vice versa trascurando così la radiazione di energia mediante il campo elettromagnetico. Come conseguenza abbiamo la relazione tra campi magnetici quasi statici e le correnti che le hanno create.

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{a} \quad (2.58)$$

$$\oint_s \vec{B} \cdot d\vec{a} = 0 \quad (2.59)$$

Queste equazioni ci dicono che l'integrale dell'intensità del campo magnetico di una linea chiusa è uguale alla corrente totale che passa dentro tale linea, e che non può esistere una sorgente puntiforme per la densità di flusso. Quindi ogni superficie chiusa ha 0 come somma della densità di flusso che attraversa questa superficie.

La seconda ipotesi semplificativa è la possibilità di ridurre la geometria complessa della soluzione dei campi magnetici da 3 dimensioni ad una sola dimensione, rendendo possibile l'uso di circuiti equivalenti detti circuiti magnetici.

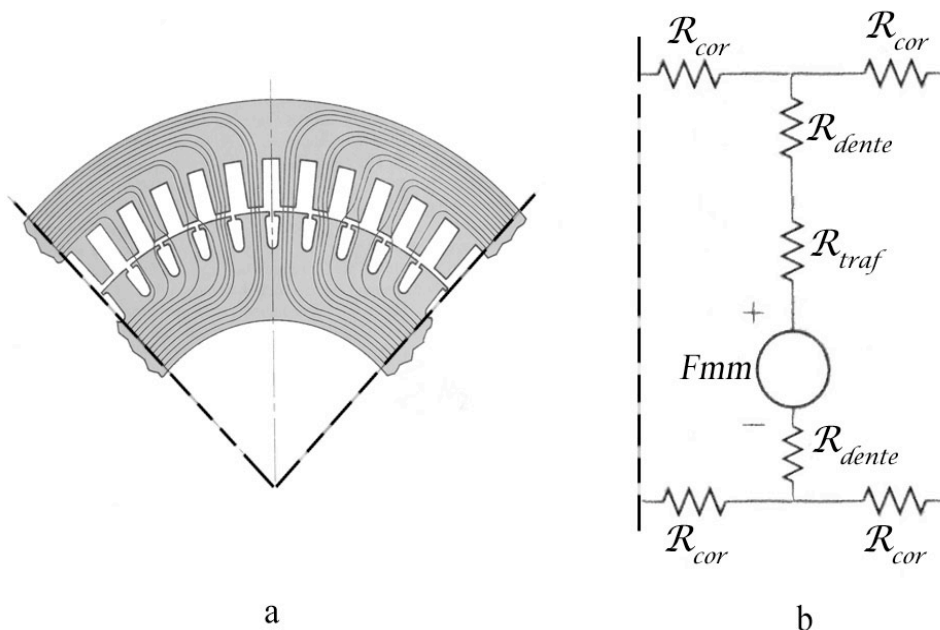


**Figura 2.25** a) Circuito magnetico con traferro. b) Analogia con i simboli di un circuito elettrico.

Il circuito magnetico più semplice viene mostrato in *figura 2.25*. L'equivalente della sorgente di tensione è la forza magnetomotrice creata dalla corrente moltiplicata per il numero spire ( $Ni$ ). Invece della corrente si ha il flusso

magnetico ( $\phi$ ). L'equivalente della resistività è l'inverso della permeabilità del materiale in cui passa il flusso magnetico. Il problema principale in questi circuiti è che ad eccezione della permeabilità dell'aria ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [Tm/A]$ ), la permeabilità dei materiali ferromagnetici varia con la densità di flusso. Quindi sono elementi non lineari nel circuito magnetico.

Mediante i circuiti magnetici possiamo facilmente correlare il flusso che passa in una certa geometria di materiali con parametri noti alla corrente che ha creato questo flusso. Siccome il flusso che deve circolare per ogni polo è già stato calcolato, si deve calcolare la geometria del materiale in cui passa questo flusso. Una volta calcolata la geometria del circuito magnetico si può trovare la forza magnetomotrice totale e quindi la corrente che serve per creare questa fmm. Questa corrente si chiamerà corrente di magnetizzazione o corrente a vuoto.



**Figura 2.26** a) Sezione assiale di un motore dove vengono descritte qualitativamente le linee di flusso. b) Circuito magnetico schematizzato con le rispettive riluttanze.

Per trovare la forza magnetomotrice in ogni parte del circuito magnetico si deve prima calcolare la densità di flusso su ogni parte del circuito magnetico.

- Densità di flusso nella corona statore

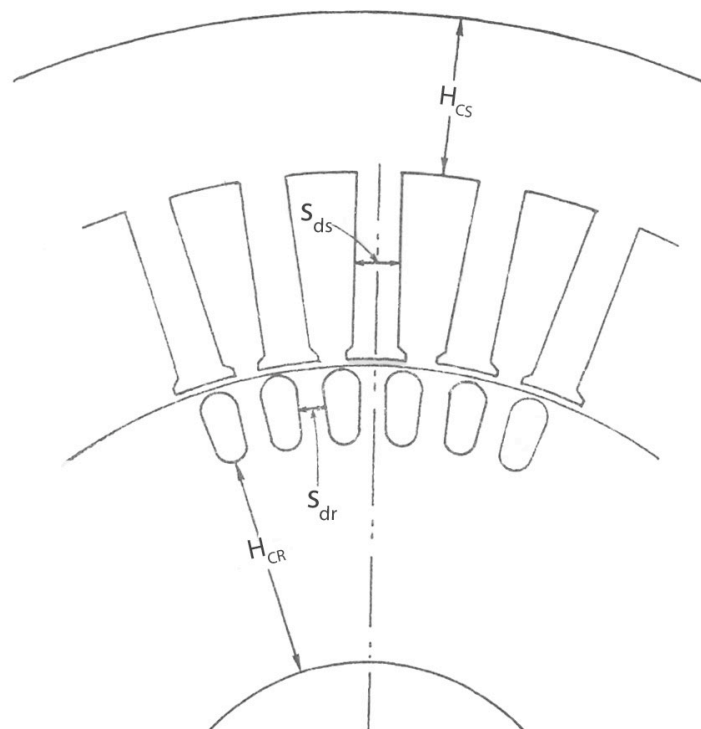
Il flusso massimo che passa per la corona di statore è uguale alla metà del flusso massimo per polo. Quindi la densità di flusso nella corona statore è:

$$B_{Mcs} = \frac{\phi}{2 \cdot H_{cs} \cdot L_0 \cdot k_s} \quad (2.60)$$

- Densità di flusso nella corona rotore

Nello stesso modo come nel statore, il flusso nel rotore si divide in due parti e passa per una sezione di ferro lunga quanto la lunghezza effettiva del rotore ed alta quanto l'altezza rotore, come mostrato in figura.

$$B_{Mcr} = \frac{\phi}{2 \cdot H_{cr} \cdot L_0 \cdot k_s} \quad (2.61)$$



**Figura 2.27** Sezione assiale di un motore con le dimensioni principali per calcolare le densità di flusso nelle diverse parti del motore

- Densità di flusso nei denti di statore

Nel caso di densità di flusso dei denti di rotore o statore si fa il calcolo mediante il flusso massimo per polo siccome si ipotizza che abbia una distribuzione sinusoidale e quindi nel dente più vicino al centro del polo passerà mediamente più flusso. La formula approssimativa è:

$$B_{Mds} = \frac{\pi}{2} \frac{\phi}{n_{ps} \cdot s_{ds} \cdot L_0 \cdot k_s} \quad (2.62)$$

- Densità di flusso nei denti di rotore

La formula usata sopra per i denti di statore si può usare anche in questo caso cambiando solo i parametri:

$$B_{Mdr} = \frac{\pi}{2} \frac{\phi}{n_{pr} \cdot s_{dr} \cdot L_0 \cdot k_s} \quad (2.63)$$

Nei calcoli appena fatti, per chiudere il circuito manca solo la densità di flusso al traferro ( $B_{Mt}$ ), il quale era un dato già deciso dal costruttore all'inizio del progetto.

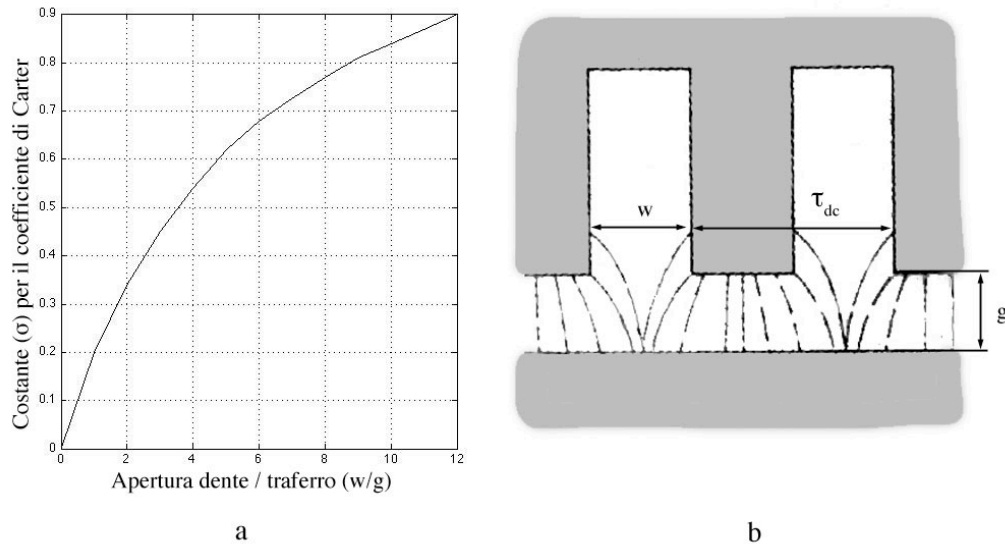
### 2.5.1 Forze magnetomotrici

Si procede ora con il calcolo delle forze magnetomotrici. La prima FMM da calcolare è quella del traferro che, diversamente dalle altre parti del circuito, si svolge in aria.

Se la superficie interna dello statore non fosse interrotta allora le linee di flusso nel traferro avrebbero tutte una direzione radiale. Nel nostro caso però, si parla di cave semichiusure e non completamente chiuse. Questa struttura crea un disturbo nelle linee di flusso nel traferro, come visibile in *figura 2.28b*. L'effetto complessivo di questa non-uniformità è un lieve aumento del percorso delle linee di flusso. Questo cambiamento viene bilanciato da un coefficiente calcolato mediante la geometria del dente e della cava nello statore. Per cave semichiusure il coefficiente di carter si può trovare in questo modo:

$$k_c = \frac{\tau_{dc}}{\tau_{dc} - \sigma \cdot w} \quad (2.64)$$

Dove la costante  $\sigma$ , viene calcolata dal grafico in *figura 2.28a*.



**Figura 2.28** a) Andamento della costante  $\sigma$ , richiesta per calcolare il coefficiente di carter. b) Deformazione delle linee di flusso nel traferro nel caso di cave aperte.

Dopo aver calcolato il coefficiente di carter si calcola la forza magnetomotrice che serve per tenere la densità di flusso come desiderata:

$$F_{mm_{tr}} = \frac{B_{mt} \cdot g \cdot k_c}{\mu_0} \quad (2.65)$$

La formula appena usata per il traferro non è direttamente sfruttabile per le altre parti del circuito magnetico siccome la permeabilità del materiale ferromagnetico ( $\mu_{fe}$ ) varia in dipendenza della densità di flusso che passa in essa. In *figura 2.29* è mostrata la caratteristica magnetica (grafico della relazione tra intensità di campo magnetico e la densità di flusso) di un tipico materiale ferromagnetico usato per le lamiere dei motori elettrici.

Una possibile soluzione in questo caso è trovare l'intensità del campo magnetico e moltiplicarla per la lunghezza in cui questo valore di intensità vale in approssimazione:

$$F_{mm} = H(B) \cdot l \quad (2.66)$$

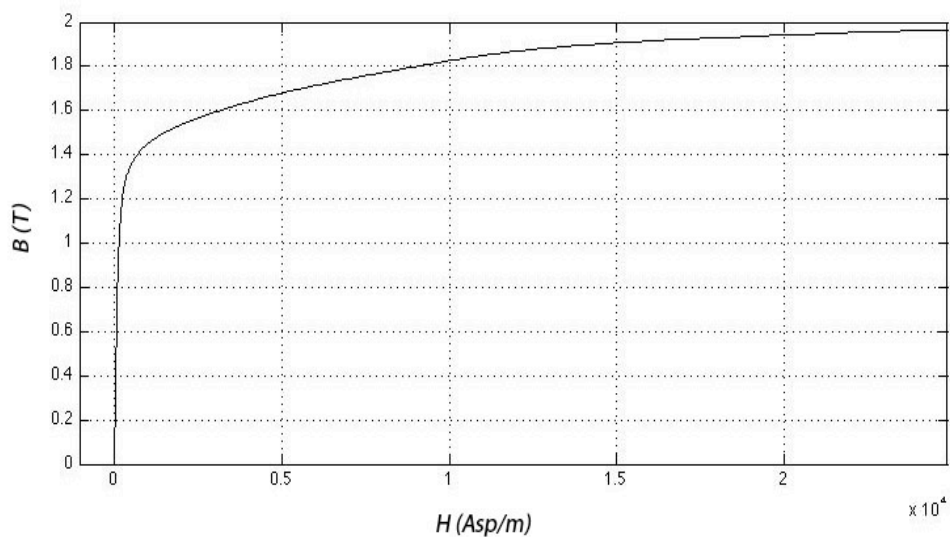
Questa formula è senza pedici siccome vale per tutte le part ferromagnetiche del motore. Infatti questo calcolo è la semplificazione ulteriore di una delle equazioni di maxwell dove:

$$\oint_c \vec{H} d\vec{l} = \int_s \vec{J} \cdot d\vec{a} \Rightarrow \oint_c \vec{H} d\vec{l} = Fmm = Ni \quad (2.67)$$

Sommando tutte le forze magnetomotrici delle parti che formano il contorno chiuso si ha:

$$Fmm_{tot} = Fmm_{tr} + Fmm_{cs} + Fmm_{ds} + Fmm_{cr} + Fmm_{dr} \quad (2.68)$$

Una volta trovata la forza magnetomotrice totale, possiamo calcolare la corrente che serve per magnetizzare la macchina. Questa corrente si chiama corrente di magnetizzazione. Il modo in cui calcolare questa corrente viene esposto nel seguente paragrafo.

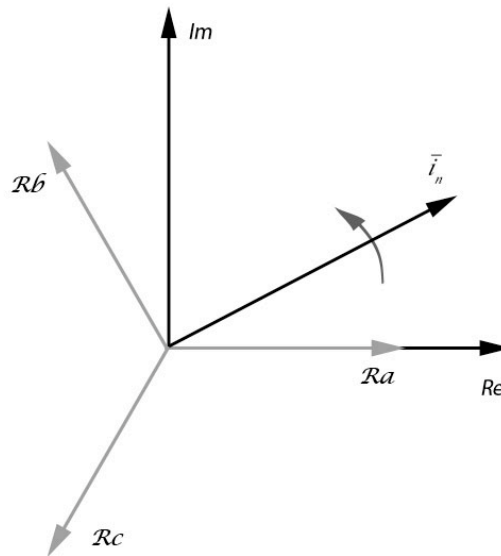


**Figura 2.29** Caratteristica magnetica tipica del ferro usato per creare il nucleo dei motori elettrici. Lamiere a grani non orientati.



### 2.5.2 Calcolo della corrente di magnetizzazione

Prima di cominciare la descrizione dei calcoli supporremo di essere in un caso di correnti equilibrate e le studieremo mediante il caso fasoriale, dove ogni asse di una fase di corrente è sfasato di  $2\pi/3$  rispetto agli altri, come mostrato in figura 2.30.



**Figura 2.30** Fasori delle tre correnti sfasate di  $120^\circ$  e fasore naturale della corrente in un istante generico.

La somma vettoriale delle tre correnti crea un fasore chiamato “fasore naturale di corrente”,  $\bar{i}_n$  [7]. Questo fasore gira con la frequenza di rete ed ha un valore assoluto costante. Per calcolare il valore assoluto di questo vettore prendiamo in considerazione il momento quando questo fasore è sovrapposto alla asse reale e quindi anche all’asse della fase A. Dal sistema di equazioni:

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ |\bar{i}_n| = i_A + i_B \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.69)$$

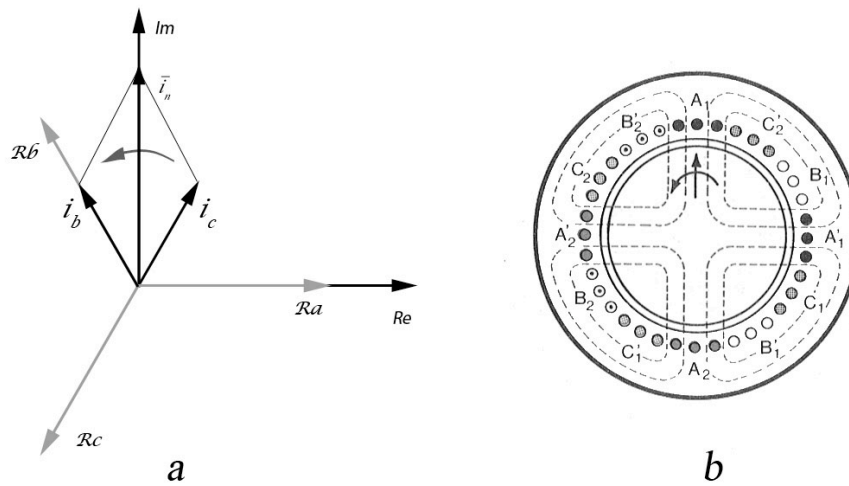
troviamo il valore assoluto del fasore naturale di corrente:

$$|\bar{i}_n| = i_{A,B,C \max} \quad (2.70)$$

La corrente di magnetizzazione serve per creare quella forza magnetomotrice tale da compensare tutte le cadute di fmm create dalle parti rimanenti del circuito magnetico. Quindi dobbiamo avere una corrente tale nelle spire tale che:

$$N_{spire} \cdot I_{\mu} \cdot k_{generico} = Fmm_{tot} \quad (2.71)$$

Questa eguaglianza vale in ogni istante di tempo. Per rendere più facili i conti possiamo supporre di fotografare l'istante quando la corrente della fase A sia nulla. In questo caso da semplici calcoli possiamo vedere che:



**Figura 2.31** Rappresentazione fasoriale e fisica del motore nell'istante in cui la corrente di fase A è nulla.

$$i_B = -i_C = \frac{1}{\sqrt{3}} |\bar{i}_n| = \frac{\sqrt{3}}{2} i_{A,B,C \max} \quad (2.72)$$

Questa relazione ci dà la corrente che passa nelle fasi B e C relativamente alla corrente massima di fase quando la corrente di fase A è nulla. Dalla equazione della forza magnetomotrice:

$$Fmm_{tot} = (i_B - i_C) \cdot N_{fp} \cdot k_w \quad (2.73)$$

Sostituendo le correnti con il valore efficace della corrente di fase:

$$I_{\mu-Y} = \frac{Fmm_{tot}}{\sqrt{6} \cdot N_{fp} \cdot k_w} \quad (2.74)$$

Questa formula è valida solo nel caso di una macchina a due poli o poli collegati in serie. Per il caso di poli collegati in parallelo la formula diventa:

$$I_{\mu-Y} = \frac{(p/2) \cdot Fmm_{tot}}{\sqrt{6} \cdot N_{fp} \cdot k_w} \quad (2.75)$$

La corrente di magnetizzazione appena trovata vale per il caso di un collegamento a stella. Nel caso di un collegamento a triangolo la corrente di magnetizzazione di fase diventa:

$$I_{\mu-D} = \sqrt{3} \cdot I_{\mu-Y} \quad (2.76)$$

Questa corrente servirà nel prossimo capitolo per calcolare i parametri del circuito equivalente del motore asincrono.

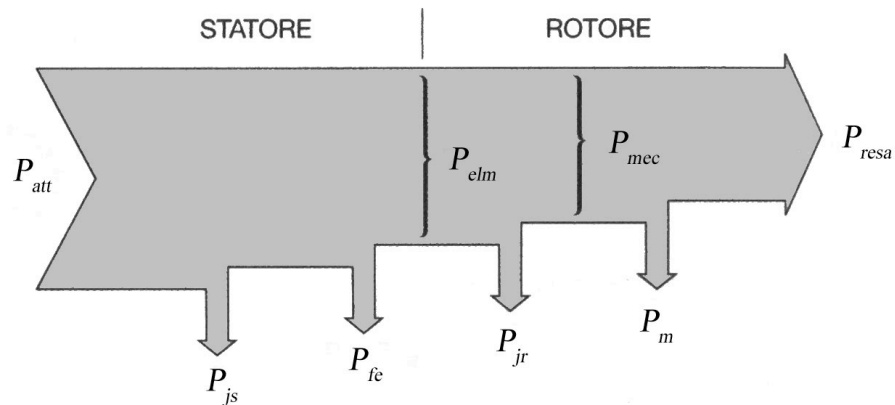
## 2.6 Perdite di un motore asincrono

Capire la ragione delle singole perdite di un motore elettrico è uno dei punti più importanti sullo studio di questo motore. Calcolare le perdite serve soprattutto per capire il rendimento del motore. Infatti, per avere una stima del rendimento si devono sapere le perdite complessive del motore e la sua potenza resa. Per potenza resa si definisce la potenza che da il motore al suo albero.

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_p} = \frac{P_r}{P_{tot}} \quad (2.77)$$

Normalmente la potenza resa del motore dipende dalla richiesta di potenza la quale dipende dall'utilizzo del motore. Quando la potenza resa varia, cambia anche il rendimento della macchina. Dall'esperienza si è visto che il rendimento è massimo in condizioni di potenza resa uguale alle nominale. Siccome il motore è stato dimensionato per dare la potenza nominale, di solito si calcola il rendimento per tale regime. L'unico dato che manca per calcolare il rendimento sono le perdite complessive del motore. Per calcolare queste perdite dobbiamo prima avere una visuale dei tipi di perdite del motore asincrono. Da quanto la potenza elettrica entra nei morsetti del motore le perdite si possono classificare come mostrato in *figura 2.32*.

Calcolare le perdite singolarmente serve anche per capire se il motore è stato progettato in modo corretto. Come tipico esempio si possono vedere le perdite del ferro. Se queste perdite sono molto alte relativamente alla potenza totale persa, allora vuol dire che stiamo sovrasaturando il ferro o le frequenze di lavoro sono troppo alte. Per capire meglio queste perdite le vediamo una ad una.



**Figura 2.32** Flusso della potenza attiva e le perdite nelle diverse zone del motore

### 2.6.1 Perdite rame statore

Le perdite nei conduttori degli avvolgimenti di statore sono causati dalla resistenza che blocca l'attraversamento della corrente, dissipando così energia in forma di calore. Questo effetto chiamato diversamente effetto Joule viene calcolato in questo modo:

$$P_{Js} = 3 \cdot R_s \cdot I_N^2 \quad (2.78)$$

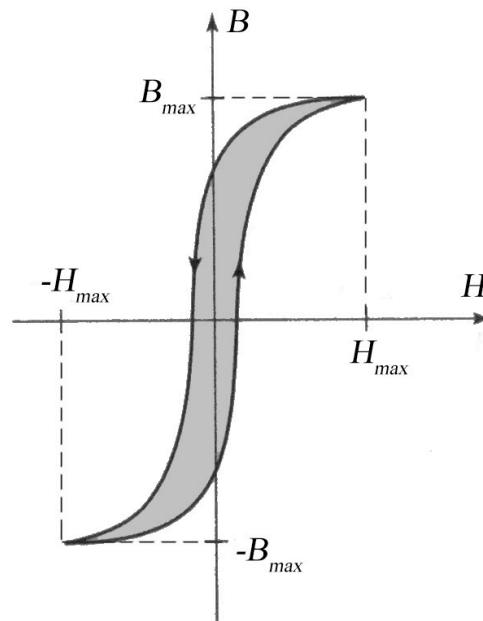
Il calcolo della resistenza di statore ( $R_s$ ) deriva dalla resistenza di avvolgimento ( $R_{avv}$ ). Siccome ( $R_s$ ) è un parametro del circuito equivalente viene calcolato nel terzo capitolo. La moltiplicazione per tre avviene per il fatto che ci sono tre avvolgimenti simmetrici dove quindi passa una corrente identica e sfasata di  $120^\circ$ .

### 2.6.2 Perdite ferro statorico e rotorico

Nei nuclei magnetici delle macchine elettriche si verificano perdite di potenza attiva dovute principalmente a due fenomeni legati alla variabilità nel tempo del flusso magnetico: isteresi magnetica e correnti parassite ("eddy currents"), perdite che si trasformano in calore e che nel loro complesso, costituiscono quasi tutte le perdite nel ferro. È importante sottolineare che queste perdite sono nulle nel caso di flusso magnetico costante.

### Perdite per isteresi magnetica

L'isteresi è la caratteristica di un sistema di reagire in ritardo alle sollecitazioni applicate e in dipendenza dello stato precedente. L'isteresi magnetica è usata per descrivere il comportamento di alcuni materiali magnetici e ferromagnetici. Il



**Figura 2.33** Isteresi di un materiale ferromagnetico. La superficie in grigio è l'energia persa per un ciclo.

fenomeno dell'isteresi è ben noto nei materiali ferromagnetici. Quando un campo magnetico ( $H$ ) viene applicato ad un materiale di questo tipo, si ha una sorta di memorizzazione. Il problema dell'isteresi è il fatto che il materiale che fa un ciclo completo di magnetizzazione spende un'energia uguale alla superficie interna del grafico  $B$ - $H$  di un ciclo completo. Quindi si cerca di avere un materiale ferromagnetico con il ciclo dell'isteresi magnetica più piccola possibile. In *figura 2.33* viene mostrato l'andamento tipico di una isteresi magnetica.

Da questa figura possiamo capire i fattori da cui dipende la perdita per isteresi:

- Tipo di materiale, in base al quale cambiano la forma e le dimensioni del ciclo di isteresi e, quindi, il valore dell'energia persa per ogni ciclo.

- Valore dell'induzione massima raggiunta durante il ciclo, all'aumentare del quale il ciclo di isteresi diventa più largo, e quindi, cresce il valore della perdita.
- Frequenza del campo magnetico, il cui aumento determina un maggior numero di cicli descritti nell'unità di tempo, e per tanto, un maggior valore di perdita per isteresi.

Una tipica formula che descrive in modo approssimato le perdite nel ferro causate dall'isteresi magnetica è:

$$P_i = C_i \cdot f^\alpha \cdot B_M^\beta \quad (2.79)$$

I coefficienti  $\alpha$  e  $\beta$  cambiano in variazione del materiale usato. Queste perdite sono per unità di massa, ( $W / kg$ ).

### Correnti parassite

La legge di Faraday stabilisce che quando un circuito elettrico si concatena con un flusso magnetico variabile nel tempo, nel circuito viene indotta una tensione che si impone alla variazione del flusso ed è data da:

$$e = \frac{d\phi}{dt} \quad (2.80)$$

Se tale tensione agisce in un circuito chiuso di resistenza  $R$ , determina la circolazione di una corrente  $i = e / R$ .

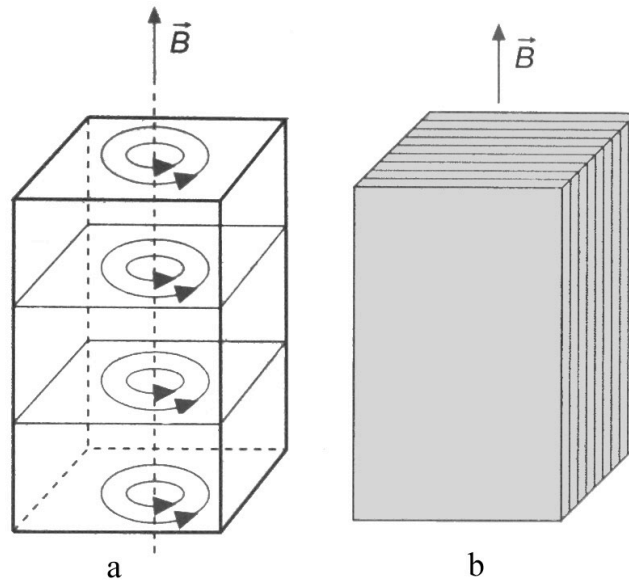
Il materiale ferromagnetico, pur non essendo un conduttore in senso stretto, ha tuttavia una non trascurabile conducibilità, cosicché l'intero nucleo può essere considerato come un insieme di conduttori chiusi che, sottoposti ad un flusso variabile, diventano sedi di tensioni e correnti indotte, circolanti su piani perpendicolari alle linee di flusso e quindi normali alla direzione del vettore  $\vec{B}$ .

Tali correnti sono dette correnti parassite, in quanto non hanno un ruolo nel funzionamento della macchina e danno origine ad una perdita di potenza per effetto Joule.

E' possibile dimostrare analiticamente che la perdita specifica per correnti parassite è:

$$P_{cp} = C_{cp} \cdot f^2 \cdot B_M^2 \quad (2.81)$$

Dove dentro il coefficiente  $C_{cp}$  sono inglobate lo spessore della lamiera e la sua resistività.



**Figura 2.34** a) Correnti a forma di vortice create a causa di un flusso variabile. b) Nucleo di ferro creato da lamierini per ridurre le correnti parassite

Le perdite resistive  $RI^2$ , (1) contribuiscono al riscaldamento del motore, (2) abbassano l'efficienza, (3) riducono il magnetizzazione del ferro.

Per diminuire il più possibile questo effetto si usano lamiere sottili isolate per creare il nucleo ferromagnetico. In più si cerca di trovare un materiale ferromagnetico con una resistività relativamente alta, in modo da abbassare le correnti parassite.

Sommando le potenze perse per isteresi e per correnti parassite si ottiene la perdita nel ferro totale, riferita all'unità di massa, a seconda del valore dei coefficienti. Essa è detta perdita nel ferro specifica ed è data da:

$$P_{fs} = P_i + P_{cp} = C_i \cdot f^\alpha \cdot B_M^\beta + C_{cp} \cdot f^2 \cdot B_M^2 \quad (2.82)$$

Nei calcoli pratici è piuttosto difficile l'applicazione di questa formula, siccome non sono generalmente noti i valori dei coefficienti  $C_i$  e  $C_{cp}$ . I produttori di materiali magnetici forniscono però un particolare valore di perdita specifica, determinato sperimentalmente mediante un'apposita misura.

Solitamente i produttori forniscono la perdita totale specifica di un tipo di lamiera, per una certa densità di flusso, tipicamente per  $B = 1T$  o  $1.5T$ . Questi dati vengono rilevati per le frequenze più usate, tipicamente  $50Hz$ .

$$P_{fs} = P_0(B_0, f_0) \cdot \left( \frac{B_M}{B_0} \right)^2 \quad (2.83)$$

Dove ci viene data una tabella di valori di  $P_0$  in funzione di solitamente  $B = 1T$  e  $1.5T$  e di qualche frequenza  $f_0$ . Nei casi più fortunati il fornitore fornisce dei grafici che indicano la potenza persa specifica per frequenze diverse e densità di flusso variabile. In questo caso si usano direttamente i dati dei grafici per trovare i valori precisi.

Siccome solitamente i valori della densità di flusso sono diversi nella parte della corona di statore e nei suoi denti, i calcoli per le perdite vengono fatte singolarmente calcolando anche la massa totale del ferro nella corona e nei denti di statore. Quindi La formula complessiva delle perdite totali viene mostrata nella (2.84).

$$P_{fs} = P_{fds} + P_{fcs} = P_0(B_0, f_N) \cdot \frac{B_{Mds}}{B_0} + P_0(B_0, f_N) \cdot \frac{B_{Mcs}}{B_0} \quad (2.84)$$

Teoricamente i calcoli e gli ragionamenti fatti nei paragrafi soprastanti per lo statore valgono anche per il rotore. La differenza è nella velocità con la quale gira il motore. Siccome il campo magnetico gira alla velocità angolare  $\omega_m$ , invece il rotore gira ad una velocità angolare uguale ad  $s \cdot \omega_m$ , dove a regime lo scorrimento prende un valore massimo di qualche centesimo. Dai calcoli si può capire che la velocità con cui gira il campo magnetico dentro il rotore è molto piccola (di solito gira ad una frequenza massima di qualche hertz). Questo fa diminuire le perdite nel ferro rotorico drasticamente. Per questa ragione vengono trascurate.

### 2.6.3 Perdite resistive rotore

Le perdite resistive nel rotore sono più difficili da calcolare che nel caso del rotore. Questo avviene a causa della struttura del rotore che non ha avvolgimenti definiti come lo statore. Per trovare la potenza persa per effetto joule dobbiamo sapere la corrente che circola nelle barre e negli anelli del rotore. Una formula che stima questa corrente è:

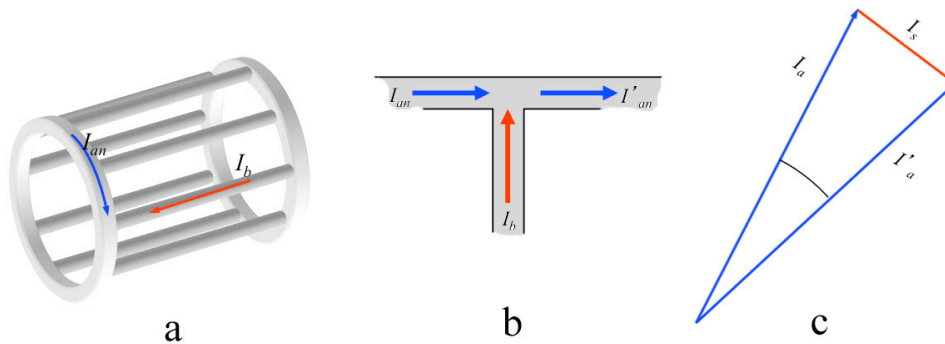
$$I_b = k_i \frac{2 \cdot 3 \cdot N_{st} \cdot k_w}{N_{rot}} I_N \quad (2.85)$$



Nel caso di  $k_i = 1$ , il rotore e il statore avrebbero la stessa caduta di forza magnetomotrice. Nella realtà sappiamo che la fmm nel rotore è più piccola di quella di statore. Una formula empirica per il coefficiente  $k_i$  è la seguente [4]:

$$k_i = 0.8 \cdot \cos(\varphi_n) + 0.2 \quad (2.86)$$

La corrente di una generica barra può essere vista come la differenza della corrente di anello del segmento precedente con quella antecedente. In *figura 2.35* vengono rappresentate queste due correnti sia nelle barre sia in forma vettoriale.



**Figura 2.35** a) Rotore a gabbia di scoiattolo. b) nodo bilancio correnti di anello e barre. c) Implementazione della legge di Kirchhoff per le correnti in forma vettoriale.

Dove  $\alpha$  è l'angolo elettrico tra due cave adiacenti, e il suo valore è:

$$\alpha = \frac{\pi(p/2)}{N_{rot}} \quad (2.87)$$

Applicando quindi la legge di Kirchhoff ai nodi e la forma vettoriale di queste correnti, la corrente di anello  $I_{an}$  può essere trovata come segue:

$$I_b = I_{an} - I'_{an} = 2 \cdot I_{an} \sin(\alpha) \quad (2.88)$$

Risolvendo per la corrente dell'anello nella (2.86), e inserendo la (2.85) si ha:

$$I_{an} = I_b \frac{1}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi(p/2)}{N_{rot}}\right)} \quad (2.89)$$

Trovate le due correnti che circolano nel rotore, la potenza totale persa per effetto Joule è pari a:

$$P_{rot} = N_{rot} \cdot R_{barre} \cdot I_b^2 + 2 \cdot R_{anello} \cdot I_{an}^2 \quad (2.90)$$

La resistenza della barra viene calcolata dalla resistività dell'alluminio:

$$R_{barra} = \rho_{al}(T_{lav}) \frac{l_{barra}}{S_{barra}} \quad (2.91)$$

Nel caso degli anelli di rotore la resistenza stimata è:

$$R_{anello} = \rho_{al}(T_{lav}) \frac{\pi D_{an}}{S_{anello}} \quad (2.92)$$

Dove  $D_{an}$  è il diametro medio degli anelli di rotore e viene calcolata come la media del diametro esterno ed interno dell'anello.

Invece per la resistività dell'alluminio alla temperatura di lavoro si deve fare un calcolo simile a quello fatto per i conduttori di rame. Diversamente dal caso del statore dove i conduttori sono di rame puro, i rotor non possono usare l'alluminio nello stato puro siccome ha delle proprietà meccaniche non adatte alle coppie esercitate sul rotore. Per questa causa vengono solitamente usate delle leghe dell'alluminio. I tipici valori delle resistività di queste leghe sono  $\rho_{al 20^\circ} = 3 \div 3.5 \cdot 10^{-8} \Omega m$ . Come nel caso del rame, si può trovare una stima della resistività nella temperatura di lavoro mediante questa formula:

$$\rho_{al}(T_{lav}) = \rho_{al}(T_{amb}) \cdot \left( \frac{211 + T_{lav}}{211 + T_{amb}} \right) \quad (2.93)$$

#### 2.6.4 Perdite meccaniche

Queste perdite sono causate da forze d'attrito statiche e dinamiche create principalmente dai cuscinetti che tengono l'albero del rotore, dalla ventola e dalle alette del rotore le quali fanno parte del circuito rotorico e servono per raffreddarlo. Anche queste perdite possono essere calcolate in modo teorico ma nei calcoli approssimativi si tende a dare un valore a priori di circa 1% della potenza nominale resa.

# **Circuito equivalente della macchina asincrona**

In questo capitolo si spiega l'importanza del circuito equivalente per la macchina asincrona. Per trarne dati e informazioni che ci fanno comprendere meglio il funzionamento del motore che si sta analizzando si devono calcolare tutti i parametri di questo circuito. Quindi si spiegano in conseguenza tutti i calcoli per trovare questi parametri. Per concludere si evidenziano le informazioni principali tratte da questo circuito e come queste informazioni si collegano con la parte rimanente del programma di calcolo.

### 3.1 Circuito equivalente a 5 parametri

Lo scopo e il grande valore dei circuiti equivalenti delle macchine asincrone è quello di presentare un dispositivo elettromagnetico, costituito da un arrangiamento complesso di percorsi interconnessi elettrici e magnetici, da un semplice circuito elettrico. I parametri concentrati di questo circuito rappresentano sia le resistenze apparenti che le induttanze associate con i percorsi diversi della corrente o del flusso all'interno della macchina.

Il circuito equivalente di regime per una fase di un motore asincrono polifase è sufficientemente semplice da permettere un facile calcolo non solo delle correnti di fase e fattore di potenza, ma anche di coppia, potenza, perdite e rendimento. Tutto questo viene calcolato con un sorprendente grado di precisione se i parametri sono calcolati o misurati con una precisione adeguata. Infatti, la facilità di calcolo è tale che le previsioni delle prestazioni possono essere fatte con poco più di un'aritmetica mentale.

Il metodo degli elementi finiti viene comunemente utilizzato nel calcolo delle reattanze del circuito equivalente e in grado di fornire prestazioni di stima abbastanza precisa. Il vantaggio di questa tecnica è che la saturazione può essere valutata, anche se la non linearità conseguente spesso crea lunghi tempi di calcolo.

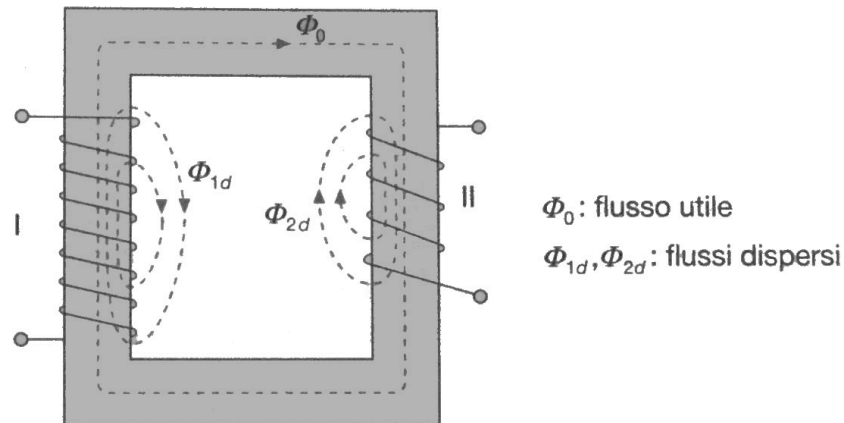
#### 3.1.1 Dal trasformatore al motore asincrono

Per ricavare il circuito equivalente del motore asincrono trifase si può far riferimento a quello del trasformatore, dato che la macchina asincrona può essere vista come un trasformatore il cui primario è il circuito statorico e il secondario è quello rotorico. Il motore asincrono trifase che si studia si ipotizza di avere un sistema di resistenze ed induttanze completamente simmetrico. Per semplificare il più possibile questo circuito rappresenta solo una fase del motore. Quindi cominciamo la ricostruzione di questo circuito dal trasformatore monofase.

Il trasformatore monofase è la struttura più facile esistente che serve per trasmettere l'energia elettrica da un circuito all'altro mediante il campo magnetico. La *figura 3.1* schematizza il trasformatore monofase.

In particolare in questa figura si possono vedere oltre al flusso utile  $\phi_0$  che si concatena con tutte le spire di entrambi gli avvolgimenti, gli flussi dispersi  $\phi_1$  e  $\phi_2$ . L'effetto della dispersione del flusso magnetico è la diminuzione del flusso

utile rispetto al trasformatore ideale e quindi la diminuzione della tensione indotta in entrambi gli avvolgimenti. Nel circuito equivalente si tiene conto di questa diminuzione inserendo delle induttanze nel circuito equivalente, chiamate induttanze di dispersione.



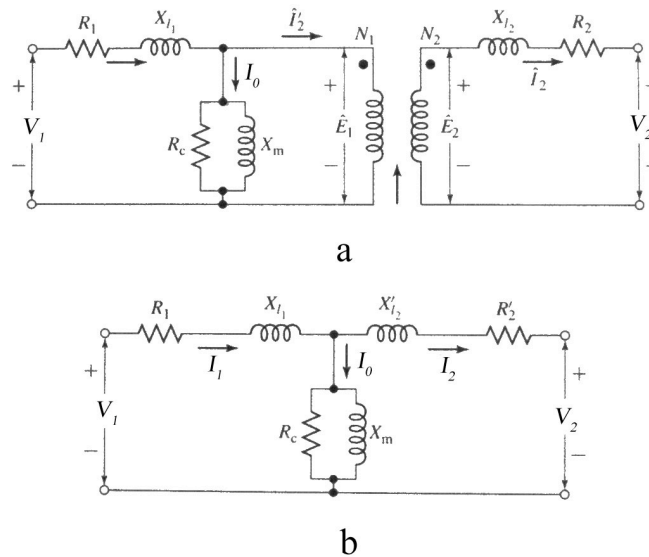
**Figura 3.1** Trasformatore con flusso utile e flussi dispersi schematizzati

Un altro punto importante per la rappresentazione precisa del trasformatore, e quindi anche del motore asincrono, è la rappresentazione delle perdite e delle distorsioni del nucleo magnetico. Occorre tener conto delle perdite di potenza attiva nel ferro e della riluttanza nel nucleo.

Le perdite del ferro calcolabili come descritto nel *capitolo 2* possono essere viste come perdite causate da una resistenza che ha come differenza di potenziale la tensione indotta causata dalla variazione del flusso concatenato.

Secondo, sappiamo che per magnetizzare un nucleo di riluttanza non nulla occorre una fmm a sua volta creata da una corrente di magnetizzazione. Supponendo di alimentare il trasformatore sul lato primario, con il secondario aperto, si trova questa corrente. Che è una delle proprietà più importanti per i motori in generale. Come risultato finale avremmo il circuito equivalente del trasformatore fatto come in *figura 3.2*.

Dalla *figura 3.2 a* il trasformatore attuale può essere visto come l'equivalente di un trasformatore ideale con in più le impedenze esterne. Se riferiamo tutte le quantità al primario, il trasformatore ideale viene spostato alla destra del circuito equivalente. Il circuito equivalente viene poi disegnato di solito come nella *figura 3.2 b* con il trasformatore ideale non visibile e con tutte le tensioni, correnti e impedenze riferite al primario.



**Figura 3.2** Circuito equivalente di un trasformatore. a) trasformatore ideale separato dagli effetti del trasformatore reale. b) Secondario riportato al primario eliminando così il trasformatore ideale dal circuito

Il circuito equivalente del motore asincrono assomiglia molto al circuito sopra discusso. Ci sono però delle sostanziali differenze:

- La frequenza rotorica è diversa da quella statorica e variabile con lo scorrimento;
- Il motore non alimenta un carico elettrico sul secondario, dato che le fasi rotoriche sono chiuse in corto circuito;
- Il rapporto di trasformazione  $E_1/E_2$  non è più costante essendo  $E_2$  variabile con lo scorrimento

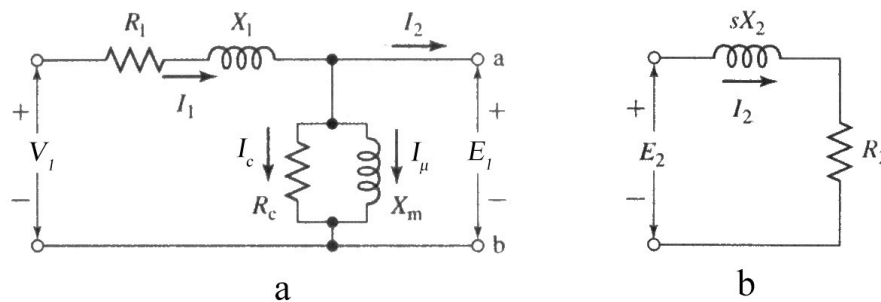
Per capire meglio questo circuito nel caso del motore asincrono vediamo singolarmente la parte statorica e poi quella rotorica.

Consideriamo per prima il circuito di statore. Il flusso rotante al traferro genera forze elettromotrici equilibrate nelle fasi dello statore. La differenza tra questa fem indotta e la tensione nei morsetti indica la caduta di tensione causata dalla resistenza e dalla reattanza di dispersione dello statore.

$$V_1 = E + I_1(R_1 + jX_{ds}) \quad (3.1)$$

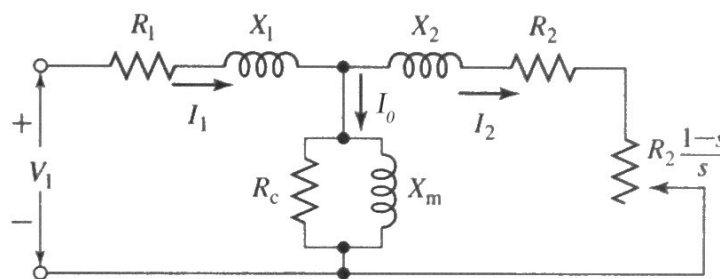
Il flusso che passa la traferro viene creato dalla forza magnetomotrice a sua volta creata dalla correnti che passano nel statore e nel rotore. La corrente di statore può essere divisa in due parti,  $I_2$  che produce la fmm creata dalla

corrente di rotore e  $I_\mu$  la quale è la corrente addizionale dello statore che crea il flusso al traferro. C'è una terza ramificazione della corrente di statore,  $I_p$  la quale è una corrente in fase con la tensione. Questa corrente rappresenta le perdite del nucleo di ferro.



**Figura 3.3** a) Circuito equivalente dello statore di un motore asincrono. b) Circuito equivalente del rotore di un motore asincrono.

Il rotore di un motore ad induzione è cortocircuitato, e quindi la impedenza vista dalla tensione indotta è semplicemente la impedenza creata dal circuito del rotore. Come risultato finale possiamo dire che il circuito di rotore può essere rappresentato come in figura sopra. La reattanza  $X_2$  è la reattanza del rotore alla frequenza dello statore. Siccome la frequenza attuale del rotore è  $f_r = s \cdot f_e$ , allora possiamo rappresentare la reattanza così come visibile in figura. La tensione indotta in figura non è la reale tensione indotta del rotore, ma quella moltiplicata per il rapporto di trasformazione che ci sarebbe se il rotore fosse bloccato. Quindi con una frequenza di rotore pari alle frequenze di statore. In



**Figura 3.4** Circuito equivalente finale dove si sono divise le perdite rotore dalla potenza meccanica in uscita.

questo modo l'unica differenza tra questa tensione e la tensione indotta allo statore è il rapporto di scorrimento. Moltiplicando la tensione indotta e tutto il circuito del rotore per lo scorrimento, possiamo collegare i due circuiti avendo così il risultato finale.

Se dividiamo la resistenza del rotore:

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2 \frac{1-s}{s} \quad (3.2)$$

Possiamo attribuire i specifici significati ai due elementi. La resistenza  $R_2$  ci dà direttamente la potenza che viene erogata realmente dal rotore per effetto Joule, invece la parte rimanente ci dà la potenza resa più le perdite meccaniche.

### 3.2 Le resistenze di statore e di rotore

Da questo paragrafo cominciamo a calcolare i parametri del circuito equivalente sopra discusso. La resistenza statorica è il parametro più facile da trovare siccome viene rappresentato senza nessun coefficiente che alteri il suo valore.

#### 3.2.1 Resistenza di fase statorica

La resistenza dell'avvolgimento  $R_{avv}$  trovata nella sezione conduttori del capitolo precedente ci dà la resistenza per singolo strato di un paio poli e di una fase. Quindi per trovare la resistenza statorica da usare nel circuito equivalente dobbiamo fare questa operazione:

- Se si usa una struttura a due strati dove questi strati sono in serie:

$$R_{polo} = N_{str} \cdot R_{avv} \quad (3.3)$$

In caso contrario, cioè strati in parallelo:

$$R_{polo} = \frac{R_{avv}}{N_{str}} \quad (3.4)$$

Nel caso di un solo strato:

$$R_{polo} = R_{avv} \quad (3.5)$$

- Se gli  $p$  poli sono collegati in serie, la resistenza per fase è:

$$R_{fase} = \left(\frac{p}{2}\right) R_{polo} \quad (3.6)$$



Se gli  $p$  poli sono collegati in parallelo allora:

$$R_{fase} = \left( \frac{2}{p} \right) R_{polo} \quad (3.7)$$

- Se l'avvolgimento è a stella, la resistenza da mettere nel circuito equivalente è:

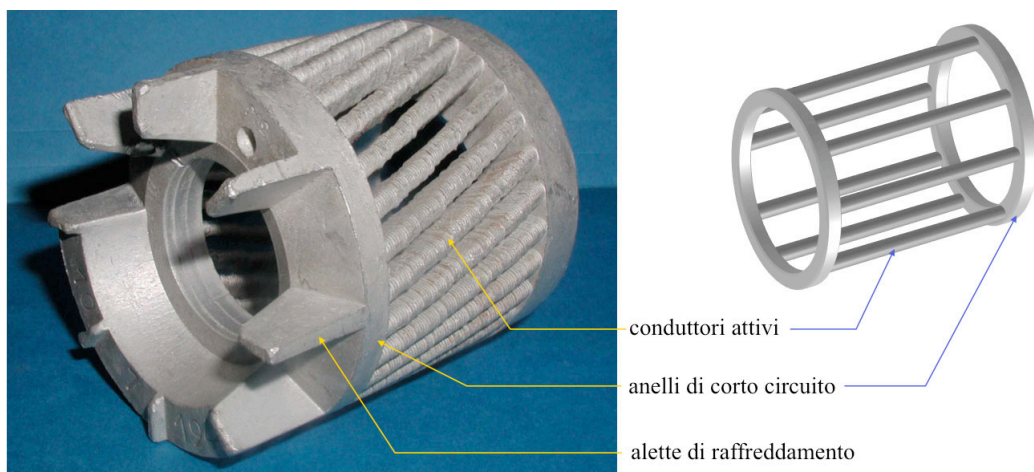
$$R_1 = R_{fase} \quad (3.8)$$

Se l'avvolgimento è a triangolo:

$$R_1 = \frac{R_{fase}}{3} \quad (3.9)$$

### 3.2.2 Resistenza di fase rotorica

La resistenza della fase di rotore per il circuito equivalente è molto più difficile da trovare siccome è stata moltiplicata per il rapporto tra la tensione indotta allo statore e la tensione indotta nel rotore nel caso di una frequenza uguale. Questo calcolo sarebbe molto facile nel caso di un motore avvolto siccome il rapporto di tensioni indotte sarebbe uguale al rapporto di spire. Questo calcolo non è più valido nel caso di un motore a gabbia di scoiattolo. Esistono molti metodi in parte empirici per il calcolo di questa resistenza, dove quasi tutti partono dalla resistenza della barre e degli anelli della gabbia di rotore.



**Figura 3.5** Rotore a gabbia di scoiattolo in alluminio pressofuso di un motore asincrono.

Un possibile calcolo della resistenza rotorica di fase è di unire le due resistenze in una equivalente per le barre  $R_{be}$ . Questo si può fare uguagliando le potenze in gioco:

$$R_{be} I_b^2 = R_{barra} I_b^2 + 2 \cdot R_{an-Seg} I_{an}^2 \quad (3.10)$$

Nel calcolo della potenza persa nel rotore nel capitolo precedente si è calcolato la resistenza totale dell'anello di rotore. In questo calcolo invece, serve solo un segmento dell'anello. Questo segmento deve essere uguale per ogni barra, quindi come risultato si ha:

$$R_{an-Seg} = \frac{R_{anello}}{N_{rot}} \quad (3.11)$$

Conoscendo la relazione tra la corrente di anello e quella di barra, si raggiunge al risultato finale che lega la resistenza di una barra equivalente a quella reale ed alla resistenza di anello:

$$R_{be} = R_{barra} + \frac{R_{an-seg}}{2 \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi(p/2)}{N_{rot}} \right)} \quad (3.12)$$

Riportando i valori trovati allo statore [4] abbiamo:

$$R_2 = 12 \cdot \frac{(k_w N_{st})^2}{N_{rot}} R_{be} \quad (3.13)$$

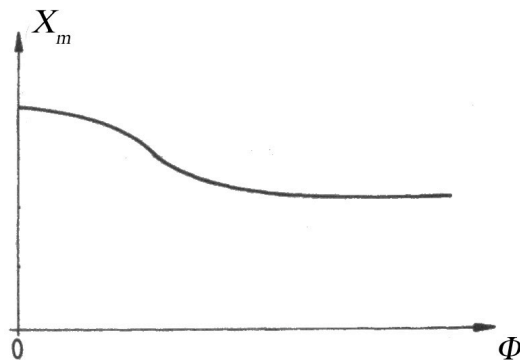
Il valore di resistenza rotorica  $R_2$  è il parametro da mettere nel circuito equivalente del motore asincrono.

### 3.3 Calcolo delle reattanze

Per completare il circuito equivalente servono le reattanze di statore e rotore. Queste reattanze sono create fisicamente dalle induttanze, dove il legame tra di loro è semplicemente:

$$X_i = 2\pi f \cdot L_i \quad (3.14)$$

Come si può vedere la reattanza varia proporzionalmente con la frequenza. Nel caso ideale, permeabilità del ferro costante, l'induttanza sarebbe costante quindi un dato da memorizzare e usare in ogni condizione di funzionamento del motore. In realtà questo non è vero siccome in variazione del flussaggio della macchina cambiano anche le induttanze. In *figura 3.6* viene mostrato un andamento qualitativo dell'induttanza di magnetizzazione in variazione del flussaggio.



**Figura 3.6** Variazione della reattanza con l'aumento del flusso e quindi con il crescere della saturazione del ferro.

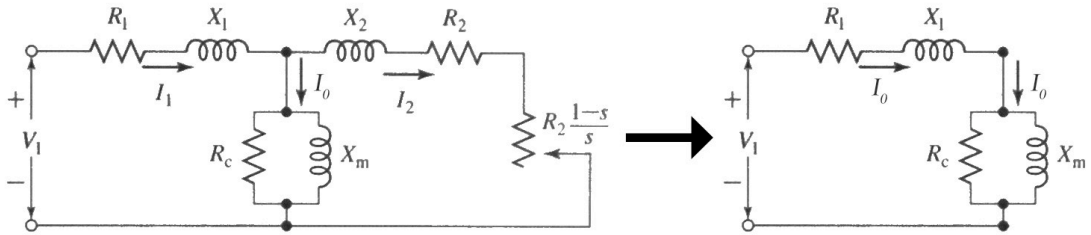
### 3.3.1 Reattanza di magnetizzazione

Per trovare la reattanza di magnetizzazione si può fare un ragionamento a ritroso, cioè trovare questo valore mediante la corrente di magnetizzazione già calcolata in precedenza e la caduta di tensione indotta. Come si può vedere le quantità, sia tensione indotta sia corrente di magnetizzazione sono correlate con il grado di flussaggio della macchina e quindi facilmente calcolabili. Si ipotizza quindi un esperimento “virtuale” dove il rotore sta girando, mediante un meccanismo esterno non correlato con il motore, alla stessa frequenza del campo magnetico creato dallo statore. Così facendo non si induce tensione nel rotore siccome vede una quantità di flusso costante. Come risultato la macchina non crea coppia e quindi la corrente che circola nel circuito di statore serve solo a mantenere il campo magnetico desiderato. Questo ragionamento è ancora più facile da capire mediante il circuito a 5 parametri riportato in figura...

La formula dello scorrimento è così fatta:

$$s = \frac{\omega_m - \omega_{rot}}{\omega_m} \quad (3.15)$$

Nel caso in questione  $\omega_m = \omega_{rot}$  e quindi lo scorrimento  $s=0$ . Da questo risultato vediamo che la resistenza nel circuito secondario,  $R_2/s$ , diventa infinito, o in altre parole il secondario diventa un circuito aperto. La figura ... visualizza il circuito così semplificato.



**Figura 3.7** Semplificazione del circuito equivalente nel caso di scorrimento che tende a 0

Nel circuito di *figura 3.7* c'è un'ultima incognita che è la reattanza di dispersione. Questo valore verrà calcolato nel prossimo paragrafo e per il momento si ipotizza di essere noto.

Dal semplice circuito possiamo trovare quello che chiameremo  $X_{tot} = X_{ds} + X_m$ . L'equazione vettoriale di questo circuito è:

$$\bar{v}_f = \bar{i}_\mu (R_1 + j(X_{ds} + X_m)) \tag{3.16}$$

In valori assoluti la equazione viene trasformata in questo modo:

$$V_f = I_\mu \sqrt{R_1^2 + (X_{ds} + X_m)^2} \tag{3.17}$$

Da dove possiamo ricavare la reattanza di magnetizzazione:

$$X_{tot} = X_m + X_{ds} = \sqrt{\left(\frac{V_f}{I_\mu}\right)^2 - R_1^2} \tag{3.18}$$

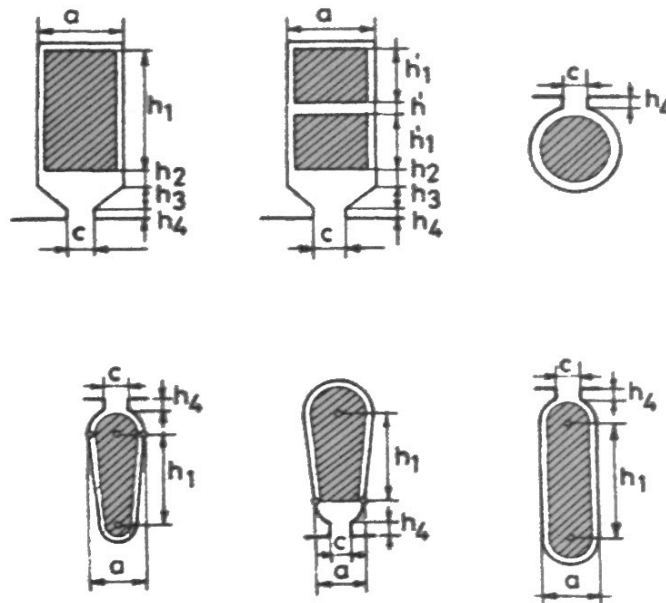
### 3.3.2 Reattanze di dispersione

Come detto prima per calcolare le reattanze dobbiamo sapere le induttanze di dispersione e la frequenza del circuito elettrico. Il calcolo delle induttanze di dispersione è uno dei calcoli più difficili da fare siccome si basa su formule in parte empiriche. Queste formule derivano dalla geometria del motore in generale, ma soprattutto dalla geometria delle cave di rotore e di statore.

Queste induttanze si creano a causa di linee di flusso create dalla corrente di statore che non concatenano le cave del rotore e viceversa. La reattanza totale di dispersione possiamo vederla come somma di diverse reattanze:

- Reattanza dovuta al flusso di dispersione entro le cave
- Reattanza dovuta al flusso disperso nella testata
- Reattanza dovuta ad comportamenti del flusso al traferro

L'induttanza è un parametro che ci dice quanto flusso si crea per quantità di corrente che passa in un conduttore. Siccome la permeabilità dell'aria è molto più alta di quella del ferro, possiamo dire che le induttanze del motore dipendono prima di tutto dalla geometria e in particolare dai varchi di aria da dove il flusso deve passare.



**Figura 3.8** Diverse geometrie di cava con diverse misure da inserire in formule teoriche che approssimano la reattanza della singola cava.

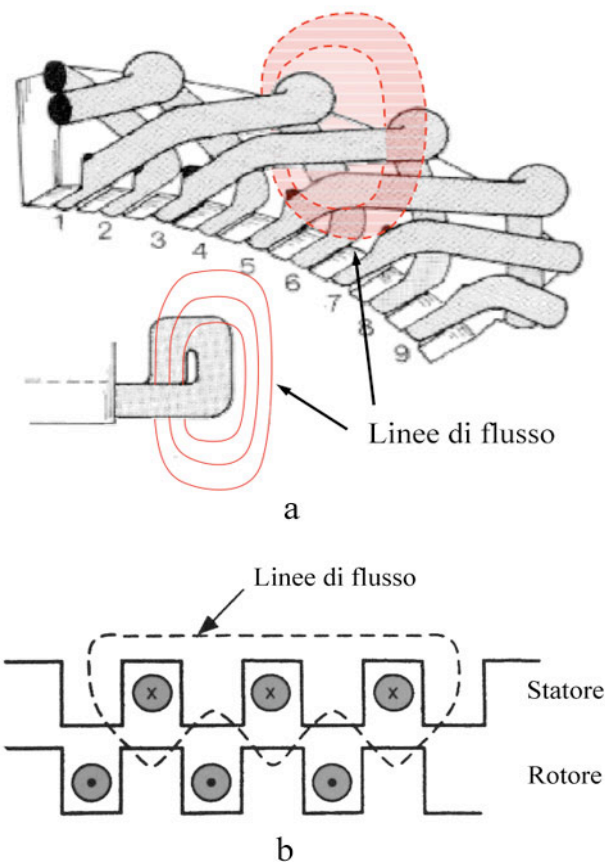
L'induttanza di dispersione entro le cave è causata dalle linee di flusso che si chiudono dentro la cava stessa. Questa induttanza dipende principalmente dall'apertura ma anche dalla forma della cava. In *figura 3.8* vengono visualizzata delle tipiche forme.

Le reattanze dovute alle connessioni frontali, dette anche testate, sono causate dal flusso che concatena le spire dello statore come mostrato in *figura 3.9a*. Nel

caso delle macchine di piccola potenza (sotto i 100 kW) questo calcolo diventa ancora più difficile.

Nel traferro ci sono diversi tipi di reattanze, una di queste è la reattanza creata dall'effetto zig-zag mostrato anche in *figura 3.9b*.

Siccome queste reattanze non dipendono dalla potenza della macchina e variano poco con il cambiamento della struttura delle spire possiamo usare valori



**Figura 3.9** a) Linee di flusso di dispersione nelle testate. b) Linee di flusso di dispersione a zig-zag.

standardizzati che solitamente vengono espressi come percentuale della reattanza di magnetizzazione.

Nel nostro caso useremo come ipotesi i valori di  $X_{ds} = X_{dr} = 0.035 \cdot X_m$ . Questi valori sono quelli con valore di approssimazione più elevata. Però dal punto di vista delle perdite di potenza e cioè anche del rendimento della macchina influiscono poco.

### 3.4 Calcoli sul circuito equivalente

Il circuito equivalente, ormai completo dei suoi parametri, si può usare per avere ulteriori informazioni sul comportamento del motore. Anche se questi calcoli valgono per il caso a regime alla frequenza nominale, possiamo comunque avere una stima del comportamento per tutta la ragione di frequenze.

#### 3.4.1 Scorrimento e tensione indotta nominali

Nel circuito equivalente la suddivisione della resistenza  $R_2/s$  in  $R_2$  e  $R_2(1-s)/s$  divide anche le perdite di potenza di rotore per effetto joule dalla potenza resa della macchina più le perdite meccaniche. Infatti, la potenza persa dal rotore può essere scritta come:

$$P_{rot} = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (3.19)$$

Invece nel caso di rappresentazione del rotore ad una sola resistenza paria a  $R_2/s$  la potenza persa per effetto joule è:

$$P_{elm} = \frac{3 \cdot R_2 \cdot I_2^2}{s} \quad (3.20)$$

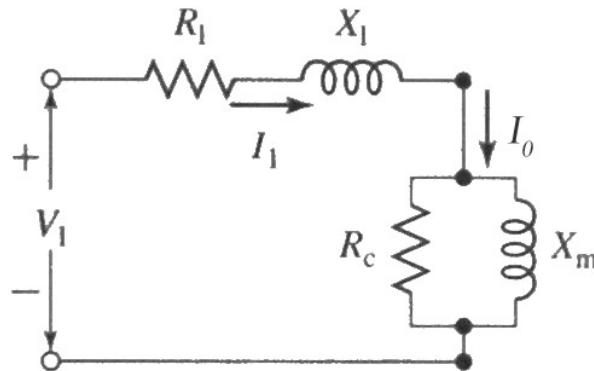
$P_{elm}$  rappresenta la potenza che viene trasportata dallo statore al rotore mediante il campo elettromagnetico. Questa potenza può essere vista come somma di tre componenti:

$$P_{elm} = P_{rot} + P_{mec} + P_N \quad (3.21)$$

Da queste tra ultime formule possiamo ricavare  $s$  come rapporto di potenze:

$$s = \frac{3 \cdot R_2 \cdot I_2^2}{3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 / s} = \frac{P_{rot}}{P_{elm}} = \frac{P_{rot}}{P_{rot} + P_{mec} + P_N} \quad (3.22)$$

Nel calcolo della reattanza di magnetizzazione non si è preso in considerazione la perdita di potenza per isteresi e correnti parassite nel ferro della macchina. Nel caso di macchine dove il ferro viene sfruttato al massimo, limite di saturazione ferro, queste perdite sono elevate e quindi si devono tener conto. Nel caso di velocità rotore sincrona alla velocità del campo magnetico, il circuito equivalente diventerebbe come quello mostrato in *figura 3.11*.



**Figura 3.10** Circuito equivalente con resistenza delle perdite magnetiche e rotore con velocità di sincronismo.

In questo caso le incognite nel circuito diventano 3, reattanza di magnetizzazione, resistenza perdite ferro e tensione indotta. Per trovare queste incognite si deve risolvere il seguente sistema:

$$\begin{cases} E = \frac{(R_c // jX_m)}{(R_c // jX_m) + R_1 + jX_1} V_f \\ X_m = \frac{E}{I_\mu} \\ R_{fe} = \frac{E^2}{P_{fe}} \end{cases} \quad (3.23)$$

Questo calcolo serve per ricalcolare in modo preciso  $R_{fe}$  e  $X_m$ . La tensione indotta deve essere calcolata quando la macchina sta funzionando a pieno regime. Questo calcolo diventa:

$$E = \frac{(R_c // jX_m) // (jX_2 + R_2 / s)}{(R_c // jX_m) // (jX_2 + R_2 / s) + R_1 + jX_1} V_f \quad (3.24)$$

### 3.4.2 Coppia e potenza del motore

La potenza resa dal motore può essere descritta dal punto di vista meccanico o quello elettrico:

$$P_{resa} = T_{alb} \cdot \omega_{mec} (1-s) = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \cdot \left( \frac{1-s}{s} \right) - P_{mec}$$

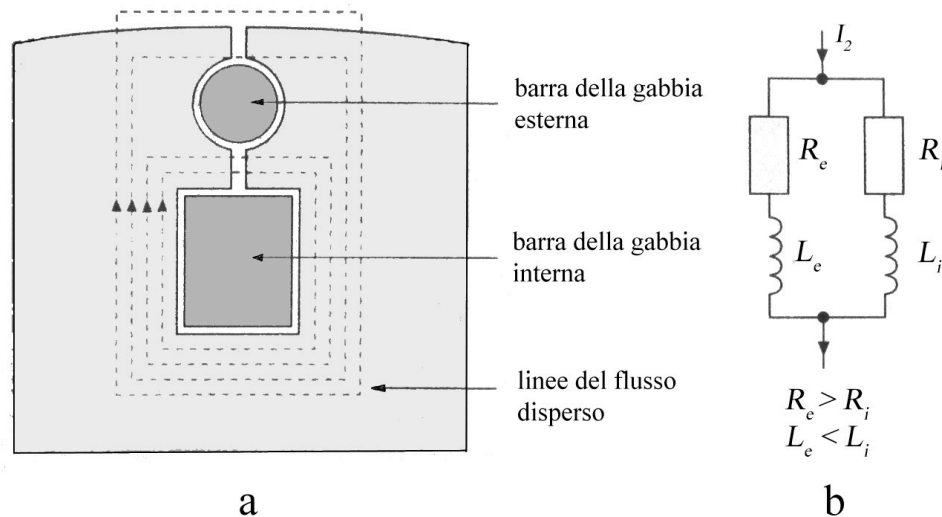


Al cambiare del valore di scorrimento cambia anche la corrente che passa nel rotore  $I_2 = I_2(s)$ . Per trovare l'andamento della potenza a valori di scorrimento diversi si deve fare una sequenza di calcoli ripetitiva per ogni valore di  $s$  con questo ordine:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Per valori diversi di } s : \\ 1) \quad E(s) = \frac{(R_c // jX_m) // (jX_2 + R_2 / s)}{(R_c // jX_m) // (jX_2 + R_2 / s) + R_1 + jX_1} V_f \\ 2) \quad I_2(s) = \frac{E(s)}{(jX_2 + R_2 / s)} \\ 3) \quad P_{resa}(s) = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2(s) \cdot \left( \frac{1-s}{s} \right) - P_{mec} \end{array} \right. \quad (3.25)$$

Trovata la potenza resa al variare dello scorrimento, la coppia è facilmente calcolabile in questo modo:

$$T_{alb}(s) = \frac{P_{resa}(s)}{\omega_{mec} \cdot (1-s)} \quad (3.26)$$



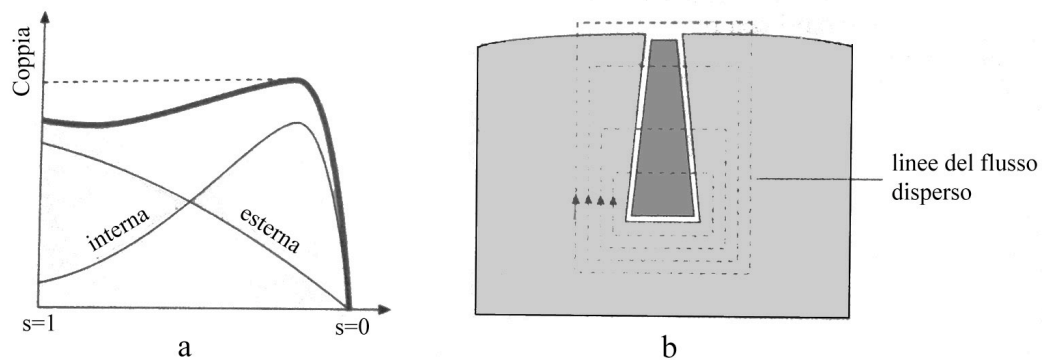
**Figura 3.11** Rotore a doppia gabbia. a) Sezione trasversale con rappresentazione delle linee di flusso disperse. b) Trasformazione della parte del circuito equivalente rotorico a due impedenze in parallelo.

Da notare che questi calcoli sono precisi quando si ha un rotore ad una sola gabbia do scoiattolo o solo per valori di  $s$  prossimi a 0. Nel caso di rotorì a doppia gabbia il circuito di rotore deve essere modificato come mostrato in *figura 3.11*.

Le due gabbie vengono costruite in modo da presentare caratteristiche elettriche diverse, precisamente:

- La gabbia esterna presenta maggiore resistenza elettrica di quella interna, a causa della minore sezione di conduttori. Tale diversità può essere ottenuta anche impiegando materiali diversi.
- La gabbia interna presenta maggiore induttanza di dispersione, dato che ogni conduttore si concatena con un maggior numero di linee di flusso disperso rispetto a quella esterna, in quanto le linee di flusso sono più dense per i percorsi lontani dal traferro, di minore riluttanza.

Il risultato finale è quello di avere due impedenze in parallelo dove la reattanza della gabbia esterna è molto più bassa di quella interna e viceversa per le resistenze delle barre. Quindi la corrente nel rotore passa quasi totalmente dalla gabbia esterna per livelli di scorrimento alti, invece per scorrimenti bassi passa dalla gabbia interna. L'andamento qualitativo della coppia risulta essere come mostrata in *figura 3.12a*.

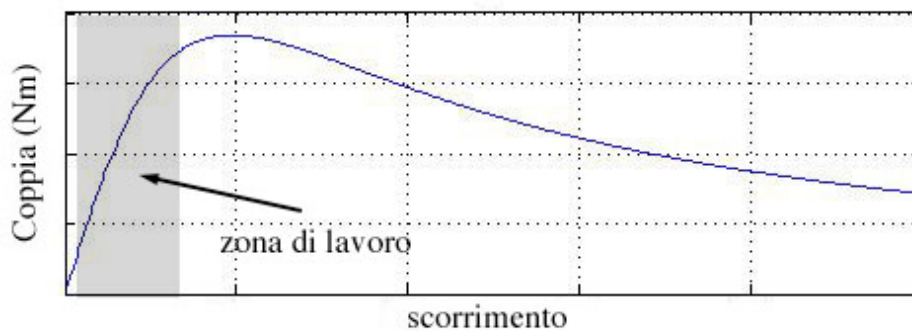


**Figura 3.12** a) Coppia creata dalla gabbia di barre esterne, da quelle interne e la loro somma. b) Sezione di una barra alte e le linee del flusso disperso

Con il rotore a barre alte, detto anche a cave profonde mostrato in *figura 3.12b*, si ottiene sostanzialmente lo stesso effetto della doppia gabbia. All'avviamento la corrente si addensa maggiormente sulla parte esterna della barra, per spostarsi poi gradualmente verso quella interna.

### 3.4.3 Fattore di potenza e rendimento a carico variabile

Prima di calcolare le due proprietà del motore dobbiamo definire cosa si intende per un carico variabile. In questo caso il carico varierà mediante lo scorrimento del rotore e non cambiando la tensione di alimentazione. Come detto in precedenza la coppia e la potenza calcolata in relazione della variazione dello scorrimento sono poco attendibili per valori di scorrimento alti. Sappiamo che nel caso in considerazione si suppone che questo motore sia accoppiato con un driver il quale fa lavorare il motore solo nella zona di regime mostrata in *figura 3 14*.



**Figura 3.13** Caratteristica della coppia di un motore asincrono in relazione allo scorrimento. In grigio viene evidenziata la zona di un tipico funzionamento di questo motore

Da questa figura possiamo capire che la zona di studio varia da  $s=0$  per il quale abbiamo un carico nullo fino al valore di scorrimento per il quale abbiamo la coppia massima,  $s = s(T = T_{\max})$ .

Usando la sequenza di calcoli per la potenza nel *paragrafo 3.4.2* e aggiungendo i calcoli per le potenze perse nel circuito intero si ha:

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{Per valori di } s = 0 \text{ fino a } s = s(T = T_{\max}): \\
 1) \quad E(s) = \frac{(R_c // jX_m) // (jX_2 + R_2 / s)}{(R_c // jX_m) // (jX_2 + R_2 / s) + R_1 + jX_1} V_f \\
 2) \quad I_2(s) = \frac{E(s)}{(jX_2 + R_2 / s)} \\
 3) \quad P_{resa}(s) = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2(s) \cdot \left( \frac{1-s}{s} \right) - P_{mec} \\
 4) \quad P_{rame-s} = 3 \cdot R_1 \cdot I_n^2(s) \\
 5) \quad P_{rot} = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2(s) \\
 6) \quad \eta = \frac{P_{resa}}{P_{resa} + P_{rame-s} + P_{fe} + P_{rot} + P_{mec}}
 \end{array} \right\} \quad (3.27)$$

Da notare che le perdite meccaniche e le perdite dovute dal ferro vengono ipotizzate costanti siccome la velocità della macchina, da carico nullo a carico massimo, cambia di poco, tipicamente meno del 10%. Lo stesso accade con il flussaggio della macchina.

Il fattore di potenza definisce il rapporto di potenza reattiva con la potenza totale. Un primo metodo per calcolare questo fattore è:

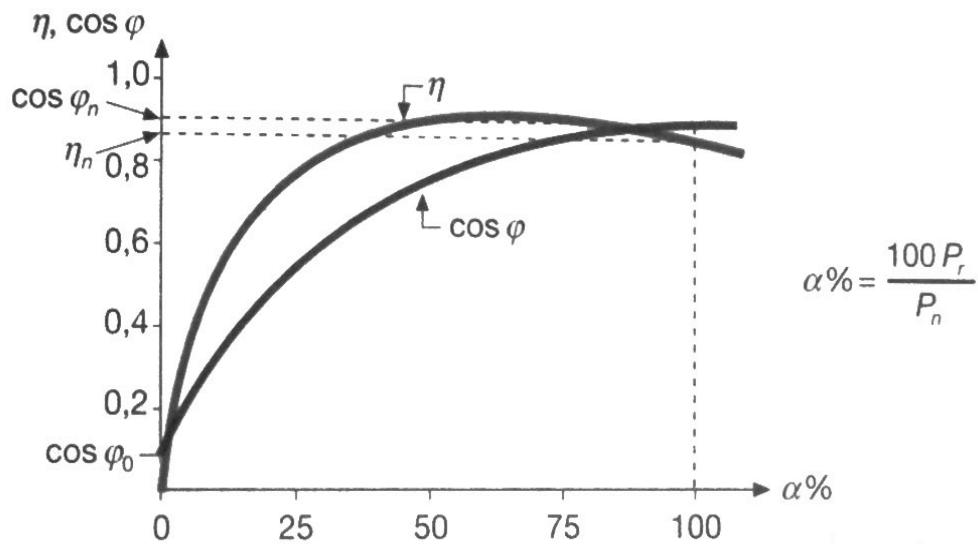
$$\cos(\varphi) = \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{Q}{P_{attiva}} \right) \right) \quad (3.28)$$

Dove con  $Q$  rappresentiamo la potenza reattiva. Nel nostro caso tutti i parametri del circuito sono noti quindi possiamo calcolare questo fattore come:

$$\cos(\varphi) = \frac{R_{eq}}{|Z_{eq}|} \quad (3.29)$$

Con  $Z_{eq}$  abbiamo rappresentato la impedenza equivalente del circuito vista dai morsetti in cui si applica la tensione di fase.

$$Z_{eq} = R_{eq} + jX_{eq} = (R_c // jX_m) // (jX_2 + R_2 / s) + R_1 + jX_1 \quad (3.30)$$



**Figura 3.14** Andamento del rendimento e del fattore di potenza in funzione della potenza resa.

Mettendo anche il calcolo del fattore di potenza nella sequenza di calcoli vista prima possiamo trovare come cambia questo fattore da carico nullo, macchina a vuoto, fino al carico massimo. L'andamento qualitativo del rendimento e del fattore di potenza sono mostrati nella *figura 3.14*.

# **Algoritmo del programma di riparametrizzazione**

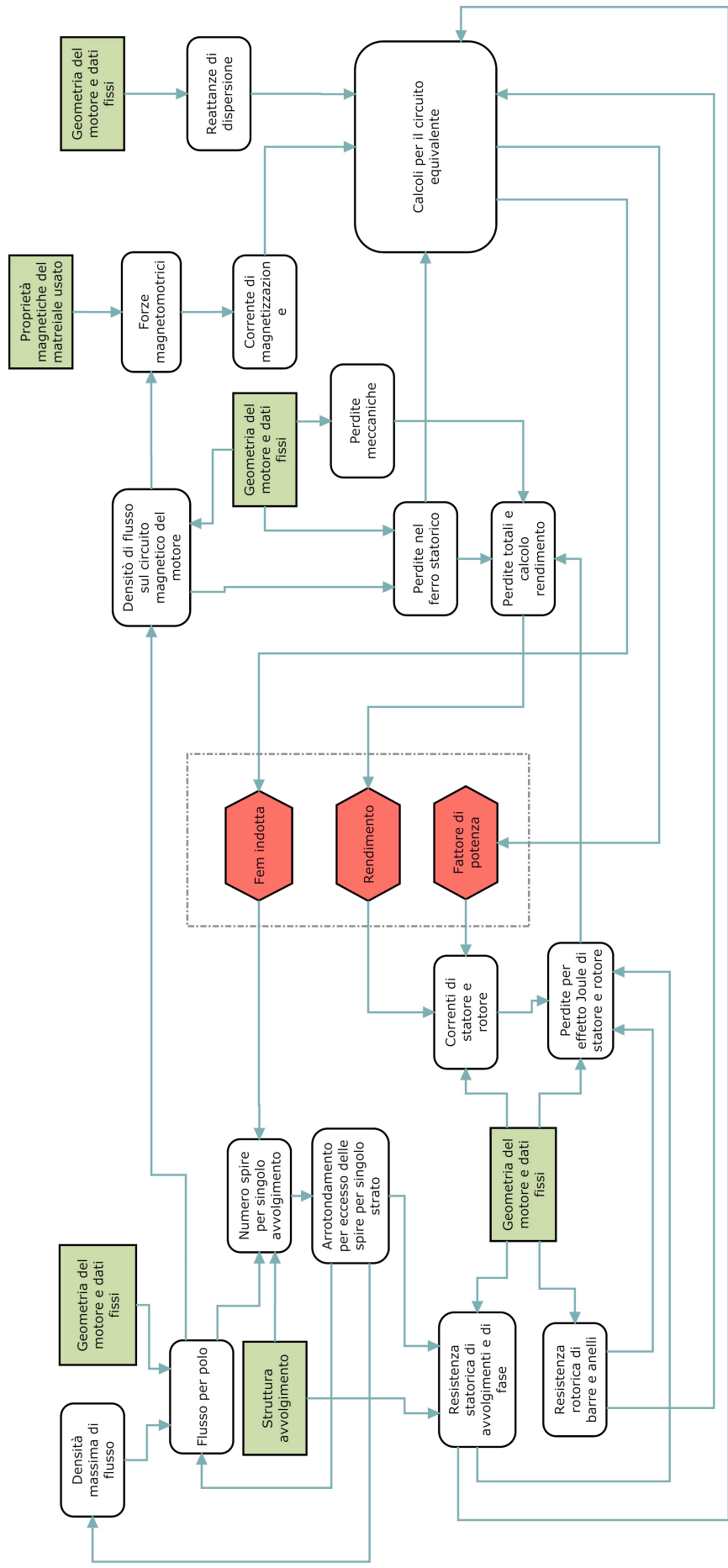
In questo capitolo si spiega la struttura del programma per la riparametrizzazione dei motori asincroni. In più si introduce il calcolo termico a parametri concentrati mediante circuiti equivalenti, in particolare si presenta il programma Motorcad tramite il quale si studierà la parte termica del motore. In fine, si analizza la cooperazione tra i due programmi per una valida parametrizzazione anche della parte termica.

#### 4.1 Sequenza dei calcoli

In questo paragrafo si descrive in modo più dettagliato l'algoritmo del programma di calcolo e quindi la sequenza di calcoli. L'idea principale in cui si basa questo algoritmo è il feedback di informazioni già calcolate. In sintesi l'idea è di usare dati stimati per far partire la sequenza di calcoli la quale mediante dei loop nel programma stesso corregge questi dati stimati. Nella *figura 4.1* Viene mostrato il diagramma del algoritmo di questo programma. In questo diagramma sono mostrati solo i calcoli principali dell'algoritmo, i quali incidono nei parametri e quindi nelle caratteristiche del motore. Ci sono molti altri calcoli che servono solo per capire meglio il funzionamento del motore e che quindi non servono come feedback al programma. Il diagramma della *figura 4.1* È composto da frecce e blocchetti. Le frecce indicano il flusso delle informazioni e collegano il blocchetto che calcola la informazione con il blocchetto, fine freccia, che usa questa informazione per ulteriori calcoli. I blocchetti rappresentano i calcoli con i quali si possono produrre le eventuali informazioni di output.

I blocchetti bianchi sono quelli normali, i quali richiedono delle informazioni di input per ricavare altre informazioni che trasmetteranno come output. I blocchetti verdi sono le informazioni sul motore da progettare. Queste informazioni sono i vincoli del programma, cioè quei dati i quali non possono essere variati quindi neanche aggiornati. Infatti, i blocchetti pieni non hanno degli input ma solo output. Nel diagramma della *figura 4.1* Vengono mostrati solo i blocchetti principali di questo tipo per non far addensare e per rendere più visibile la struttura dell'algoritmo. I dati più importanti di questo tipo sono la geometria del rotore e dello statore con tutte le dimensioni del nucleo di ferro e le dimensioni della gabbia di scoiattolo in alluminio. In più sono i parametri principali dei dati di targa che si vuole riparametrizzare come, la potenza, la tensione e la frequenza nominale. Gli altri dati di targa vengono calcolati dal programma di calcolo. In fine in questa tipologia di dati ci sono anche le proprietà dei materiali, come la caratteristica magnetica delle lamiere o le resistività del rame e dell'alluminio.

I blocchetti rossi contengono le informazioni stimate, e quindi quelle informazioni che per prime vengono aggiornate. In questo programma queste informazioni stimate sono la tensione indotta, il fattore di potenza e il rendimento. Il fattore di potenza e la tensione indotta vengono esplicitamente calcolati dal circuito equivalente, invece il rendimento può essere calcolato mediante il circuito equivalente o semplicemente dal calcolo delle singole perdite



**Figura 4.1** Diagramma della sequenza dei calcoli principali del programma



#### 4.2 Dimensionamento termico

Ci sono parecchi componenti di perdite nelle macchine elettriche. Queste includono, tra gli altri, perdite per effetto Joule nei conduttori di statore e rotore; perdite causate dall'effetto isteresi e dalle correnti parassite nel materiale ferromagnetico del motore; perdite addizionali causate da effetti trascurati nel funzionamento del motore e le perdite meccaniche come frizione cuscinetto e le perdite causate dalla ventilazione. Tutto il calore che si produce entro la macchina a causa delle perdite di potenza deve essere interamente ceduto dalla macchina stessa all'ambiente esterno se il regime termico è quello permanente.

L'aumento di temperatura all'interno della macchina deve essere limitato per due ragioni: stress meccanico e il deterioramento dei materiali isolanti.

- L'aumento della temperatura è accompagnato da espansione quando il materiale non è vincolato. Se  $\alpha_T$  è il coefficiente di dilatazione termica lineare a qualsiasi temperatura  $T$ , si può scrivere:

$$(3.31) \quad \varepsilon = \frac{\Delta l}{l} = \alpha_T \cdot \Delta T \quad (4.1)$$

Se il materiale è vincolato, quindi non può espandersi liberamente, ogni aumento di temperatura viene poi accompagnato da un  $\sigma$  stress meccanico dato da:

$$\sigma = \varepsilon \cdot E \quad (4.2)$$

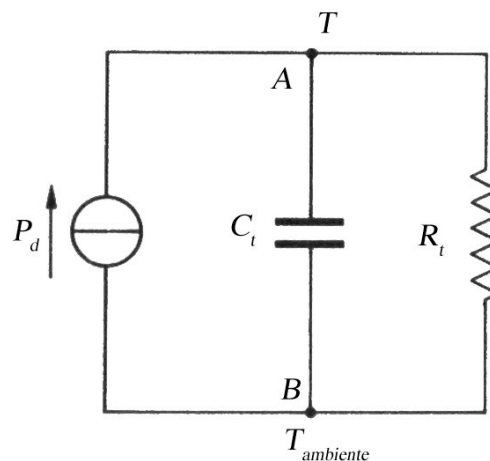
Dove  $E$  è il modulo di Young. L'aumento di temperatura deve essere quindi limitato tale da mantenere le sollecitazioni meccaniche entro i valori consentiti. In una gabbia di rotore a barra alta, per esempio, il classico *skin effect*, fa sì che la corrente sia distribuita in maniera non uniforme nella barra, specialmente durante la frenatura e l'accelerazione. Questa corrente, e di conseguenza il calore, tende a concentrarsi nella parte superiore delle barre. Come conseguenza delle temperature diverse nelle barre sorge uno stress meccanico interno della barra. Queste sollecitazioni devono essere considerate nella determinazione della temperatura massima ammissibile nel rotore.

- La vita dei materiali isolanti è significativamente ridotta se agiscono a temperature superiori al limite di esercizio consigliata. Come regola generale, la vita di un isolamento è quasi dimezzata per ogni aumento di  $10^\circ\text{C}$  nella temperatura di esercizio. Quindi trovare i possibili punti ad alta temperatura all'interno della macchina è un fattore molto importante nel definire i limiti di potenza che può erogare la macchina.

Siccome la trasmissione della potenza termica assomiglia molto alla trasmissione della potenza elettrica e siccome gli ingegneri è più facile capire e studiare un circuito elettrico, lo studio termico dei motori viene tipicamente fatto mediante dei circuiti equivalenti elettrici. Nel caso di trasmissione di una certa potenza  $P_d$  dissipata da un materiale all'ambiente esterno, la formula che lega questa perdita con la differenza di temperature è qui sotto riportata:

$$P_d = \lambda_t \cdot A \cdot (T_e - T_a) \quad (4.3)$$

Questa formula dice che la potenza dissipata da una certa superficie di dimensioni  $A$  dipende dalla differenza di temperatura tra quella dell'ambiente e la temperatura esterna della superficie del materiale, tutto ciò moltiplicato per il coefficiente di trasmissione termica  $\lambda_t$ . Trasformando questa semplice relazione in un equivalente elettrico, avremmo il circuito mostrato in *figura 4.2*.

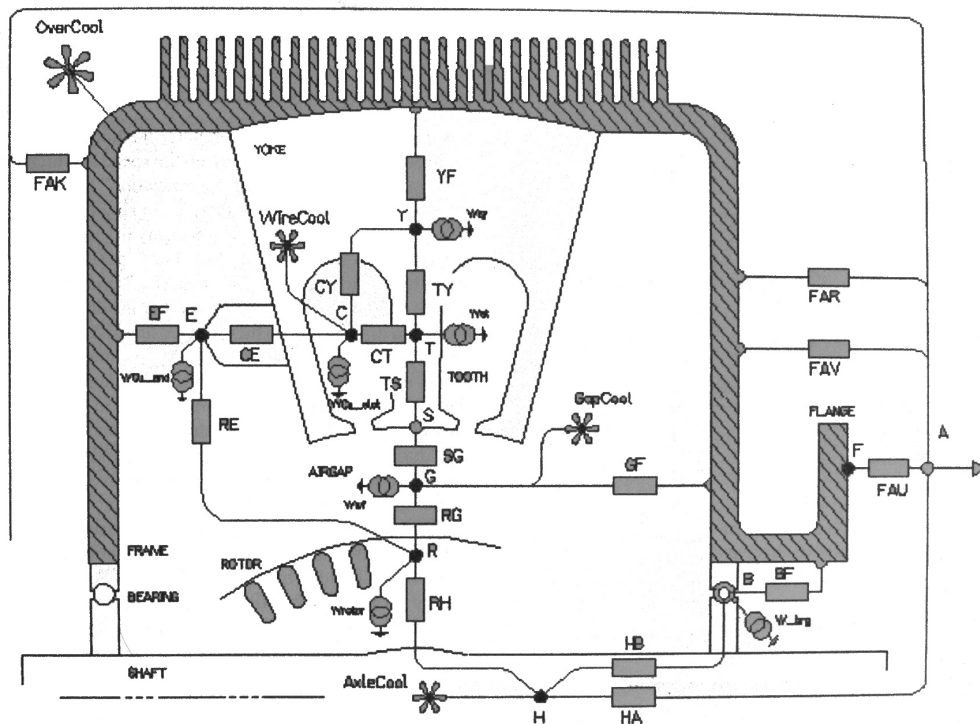


**Figura 4.2** Rete termica equivalente di un corpo ad una sola costante di tempo ( $\tau_t = R_t C_t$ ) riscaldate da perdite costanti.

Dove la temperatura è l'equivalente della tensione, la potenza termica è l'equivalente della corrente e la resistenza termica è l'equivalente di quella elettrica. In questi circuiti si può studiare anche i transitori e non solo il funzionamento a regime, mettendo delle capacità termiche. Da sottolineare che lo studio dei transitori è approssimato siccome il trasferimento del calore tra i corpi non è propriamente lineare.

L'esempio mostrato sopra è un caso estremamente semplificato il quale non rende ciò che vogliamo per il caso del motore asincrono. Soprattutto nel caso

della riparamentrizzazione, dove aumenta la possibilità di avere differenze di temperature molto alte anche per elementi all'interno del motore abbastanza vicini. Quindi quello che si richiede è un programma che calcoli in maniera molto dettagliata le temperature interne di un motore a regime. Se nel semplice esempio citato prima ci sono solo due temperature, quindi due nodi, per le quali il trasferimento della potenza viene semplificato all'estremo, nei casi di motori elettrici per avere una buona stima delle temperature si ricavano dei modelli con decine di nodi. In figura 4.3 viene mostrato un tipico circuito termico di un motore elettrico. In questo circuito le impedenze (resistenze più le specifiche capacità termiche) vengono mostrati dai rettangoli. I doppi cerchi rappresentano le sorgenti di potenza termica.

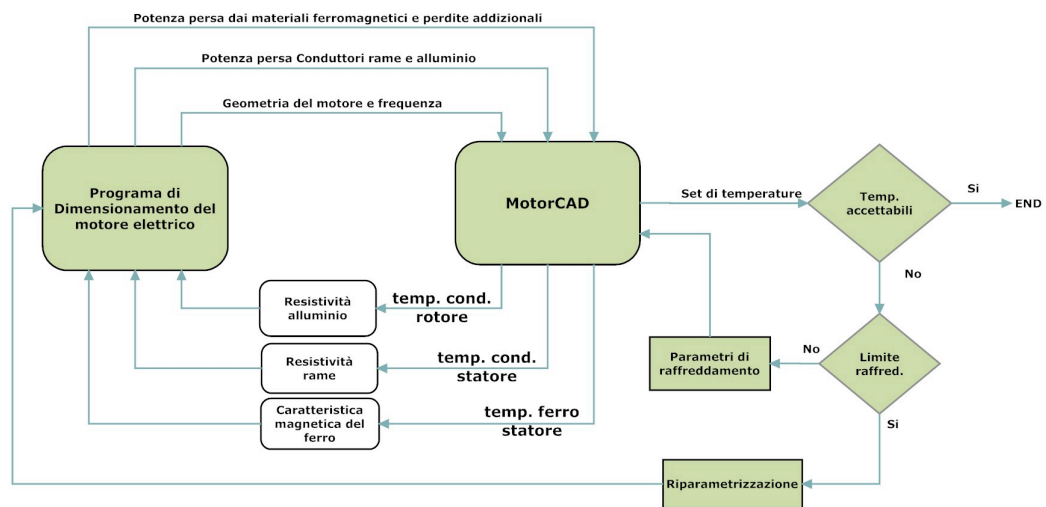


**Figura 4.3** Modello di circuito equivalente termico a 10 nodi il quale rappresenta il trasferimento di calore all'interno del motore e tra il motore e l'ambiente

#### 4.2.1 Motorcad

Motorcad è un software dedicato interamente all'analisi termica di motori elettrici e generatori. Questo programma si basa sullo studio di un sistema a





**Figura 4.5** Schema a blocchi della comunicazione tra il programma di riparametrizzazione e Motorcad

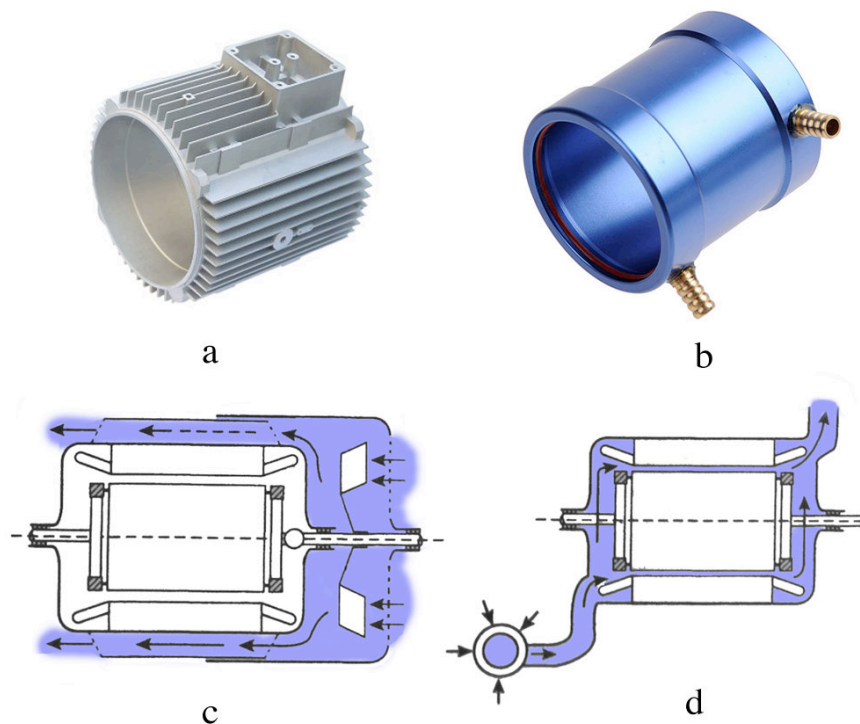
#### 4.3.1 Input per Motorcad

In Motorcad servono come input le potenze perse dal motore, siccome queste potenze descrivono la quantità di energia trasformata in calore per una certa quantità di tempo. Per calcolare le temperature dei singoli nodi, come detto prima si devono calcolare tutte le resistenze termiche tra questi nodi. Per far ciò servono le aree di contatto tra elementi diversi e anche le masse per calcolare le capacità termiche. Per queste ragioni è di vitale importanza trasmettere tutte le informazioni geometriche.

In più, il sistema di raffreddamento è uno dei elementi che influisce fortemente nelle temperature dei nodi del motore. Questi sistemi di raffreddamento possono essere suddivisi in due categorie:

- *Raffreddamento diretto delle parti attive*: il fluido usato è tipicamente l'aria rendendo così possibile un raffreddamento a circuito chiuso o anche a circuito aperto (*figura 4.6d*). In questi casi le parti attive vengono direttamente investite dal flusso d'aria circolante e quindi raffreddate.

- *Raffreddamento indiretto*: solitamente viene usato quando il fluido refrigerante è un liquido ad alta conducibilità termica e ad un'alta capacità termica. I liquidi usati sono tipicamente miscele di acqua con altre sostanze e quindi hanno una alta viscosità in confronto all'aria e in più diventa rischioso usare l'acqua per un raffreddamento interno fidandosi solo del isolante, siccome l'acqua conduce l'elettricità. In *figura 4.6b* viene rappresentato un raffreddamento indiretto a liquido. Da sottolineare che nella progettazione di motori ad alte potenze specifiche, si possono verificare delle perdite e quindi una mappa di temperature anche meno uniforme dei motori standardizzati. In questi casi usare un raffreddamento indiretto può diventare rischioso.



**Figura 4.6** a) Involucro di alluminio per raffreddamento mediante convezione. b) Involucro per raffreddamento ad acqua. c) Raffreddamento indiretto. d) Raffreddamento diretto delle parti attive.

Come ultimo la frequenza è un dato che può anche essere trascurato, siccome cambia solo parzialmente i valori convettivi tra i diversi nodi, aumentando i moti turbolenti del fluido all'interno del motore. Questa analisi regge però solo quando il raffreddamento principale del motore avviene mediante la ventola di

raffreddamento o dalle alette di raffreddamento del rotore. Nei motori ad alta densità di potenza, solitamente, il raffreddamento viene realizzato mediante liquidi di raffreddamento o mediante sistemi di ventilazione esterni che non dipendono dalla velocità dell'albero motore.

#### 4.3.2 Feedback da Motorcad

Nella *figura 4.5* vediamo i 3 principali feedback che avvengono da Motorcad. Queste sono le temperature dei conduttori di statore e rotore e la temperatura del ferro statorico. Le temperature dei conduttori influiscono direttamente nella resistività dei materiali usati. Aumentando così le perdite per effetto Joule e diminuendo il rendimento. Quindi si ricalcola la resistività dei conduttori di rotore e statore in funzione alla temperatura nota dall'analisi termica.

Il terzo feedback esiste a causa della teoria dei materiali magnetici la quale dice che ogni materiale ha la sua temperatura di smagnetizzazione. Il termine di smagnetizzazione vuol dire diminuzione della permeabilità magnetica del materiale. Questo effetto aumenterebbe la corrente di magnetizzazione aumentando così le perdite per effetto Joule e diminuendo il rendimento totale della macchina. Questo feedback viene mostrato solo in teoria siccome solitamente i costruttori non danno sufficienti informazioni sul cambiamento delle proprietà magnetiche. Infatti questo effetto solitamente viene trascurato siccome la temperatura di smagnetizzazione completa (temperatura di Curie) del ferro è di  $769\text{ }^{\circ}\text{C}$ , ben superiore alla tipica temperatura di regime di un motore.

#### 4.3.3 Cooperazione

La cooperazione dei due programmi ha come obiettivo finale di trovare le temperature a regime nei vari elementi del motore asincrono. Dopo il confronto delle temperature ricavate con quelle massime ammissibili dagli isolamenti e dagli costruttori della parte meccanica del motore, si può dire che il motore è stato convalidato. Nel caso di temperature raggiunte dai calcoli più alte di quelle ammissibili si devono cambiare i parametri di raffreddamento come la portata del fluido refrigerante o anche il tipo di raffreddamento usato. Nel caso limite dove anche mediante il raffreddamento non si raggiungono le temperature desiderate, implica che la riparametrizzazione fatta è troppo "estrema" e quindi si deve riparametrizzare, per esempio abbassando la potenza nominale richiesta.

## Esempi e casi applicativi

In questo capitolo si presentano tre esempi di motori asincroni. Si inizia con un motore con 90 kW di potenza nominale, parametrizzato in modo convenzionale per uso industriale con frequenze nominali di 50 Hz. Il secondo esempio è un motore di 21 kW ad alta densità di potenza, raffreddato ad acqua e parametrizzato per uso veicolistico. Attraverso questi due esempi si verifica il corretto funzionamento del programma per la riparametrizzazione e di Motorcad. Nel ultimo caso viene studiato un motore da 1.1 kW. Per tale motore si trovano tutte le caratteristiche e le proprietà termiche, le quali si confrontano con quelle dello stesso motore riparametrizzato per dare una potenza nominale doppia.



### 5.1 Validazione mediante motore di 90 kW

In questo primo caso di validazione si è preso in considerazione un motore già progettato e con parametri abbastanza convenzionali. Di questo motore è noto mediante calcoli il suo funzionamento e anche le principali caratteristiche. La validazione viene realizzata ipotizzando di sapere solo la geometria e i principali dati di targa.

#### 5.1.1 Geometria e dati di targa

Nella tabella 5.1 vengono mostrate le principali dimensioni del motore asincrono.

Diametro esterno statore ( $D_e$ )	0.498 m	Lunghezza assiale dell'indotto ( $L_0$ )	0.412 m
Diametro interno statore ( $D_r$ )	0.367 m	Diametro albero motore ( $D_a$ )	0.264 m
Altezza della corona statore ( $H_{cs}$ )	25 mm	Altezza della corona rotore ( $H_{cr}$ )	25 mm
Numero cave statore ( $n_{cs}$ )	96	Numero cave rotore ( $n_{cr}$ )	114
Spessore dente statore ( $s_{ds}$ )	5.29 mm	Spessore dente rotore ( $s_{dr}$ )	4.5 mm
Lunghezza dente statore ( $l_{ds}$ )	36 mm	Lunghezza dente rotore ( $l_{dr}$ )	26.4 mm
Sezione cava statore ( $S_{cs}$ )	315 mm <sup>2</sup>	Sezione cava rotore ( $S_{cr}$ )	114 mm <sup>2</sup>
Coefficiente di stipamento lamiere ( $k_s$ )	0.93	Sezione anello rotore ( $S_{an-rot}$ )	571 mm <sup>2</sup>
Apertura tra dente-dente ( $w$ )	3 mm	Altezza traferro ( $g$ )	0.75 mm

**Tabella 5.1** Dimensioni del motore di 90 kW

Supponendo che questo sia un esempio di utilizzo del programma, si sono ripresi i dati di targa originali del motore da utilizzare come dati di input. Per avere gli stessi risultati dobbiamo fissare il valore ipotizzato d'induzione al traferro. Nella tabella 5.2 sono rappresentati i parametri richiesti e la struttura di avvolgimento dello statore.

Potenza nominale ( $P_N$ )	90 kW
Tensione nominale concatenata ( $V_N$ )	380 V
Frequenza nominale ( $f_N$ )	50 Hz
Collegamento fasi ( $Y-D$ )	D
Numero e collegamento poli ( $p$ )	8 parallelo
Numero e collegamento strati ( $n_{str}$ )	2 parallelo
Densità di flusso al traferro ( $B_{Mt}$ )	0.75 T

**Tabella 5.2** Dati di targa e altri parametri principali del motore di 90 kW

### 5.1.2 Risultati mediante il programma di riparametrizzazione

Nella tabella 5.3 sono rappresentati i risultati principali del dimensionamento e le proprietà del circuito magnetico attraverso le quali si può vedere la saturazione magnetica della macchina.

Numero conduttori per cava e per strato ( $N_{cs}$ )	16	Induzione massima traferro ( $B_{Mt}$ )	0.71 T
Sezione conduttore ( $s_{cond}$ )	3.9 mm <sup>2</sup>	Induzione massima corona statore ( $B_{Mcs}$ )	1.43 T
Flusso per polo ( $\phi$ )	27.4 mWb	Induzione massima dente statore ( $B_{Mds}$ )	1.61 T
Corrente nominale di fase ( $I_n$ )	176 A	Induzione massima corona rotore ( $B_{Mcr}$ )	1.43 T
Corrente magnetizzante di fase ( $I_\mu$ )	39 A	Induzione massima dente rotore ( $B_{Mdr}$ )	1.59 T

Perdite rame statore ( $P_{js}$ )	1.6 kW	FMM traferro ( $FMM_{tr}$ )	490 A/spira
Perdite alluminio rotore ( $P_{rot}$ )	1.3 kW	FMM corona statore ( $FMM_{cs}$ )	105 A/spira
Perdite ferro nei denti di statore ( $P_{fds}$ )	593 W	FMM dente statore ( $FMM_{ds}$ )	95 A/spira
Perdite ferro nella corona statore ( $P_{fcs}$ )	734 W	FMM corona rotore ( $FMM_{cr}$ )	71 A/spira
Perdite meccaniche e addizionali ( $P_{ar}$ )	1-2% $P_N$	FMM dente rotore ( $FMM_{dr}$ )	62 A/spira
Densità di corrente storica ( $J_s$ )	3.2 A/mm <sup>2</sup>	Densità di corrente rotorica ( $J_r$ )	2.3 A/mm <sup>2</sup>

**Tabella 5.3** Caratteristiche principali del motore di 90 kW

Nella tabella 5.4 sono rappresentati i parametri del circuito equivalente. Attraverso questo circuito si sono calcolati i seguenti grafici i quali ci danno le caratteristiche principali del comportamento del motore. In seguito si possono vedere le proprietà principali come: coppia, potenza, rendimento e fattore di potenza.

Resistenza di fase storica ( $R_1$ )	0.053 $\Omega$
Resistenza di fase rotorica ( $R_2$ )	0.062 $\Omega$
Resistenza perdite ferro ( $R_c$ )	101 $\Omega$
Induttanza di dispersione storica ( $L_{ds}$ )	1.1 mH
Induttanza di dispersione rotorica ( $L_{dr}$ )	1 mH
Induttanza di magnetizzazione ( $L_m$ )	29.7 mH

**Tabella 5.4** Parametri del circuito equivalente del motore di 90 kW.

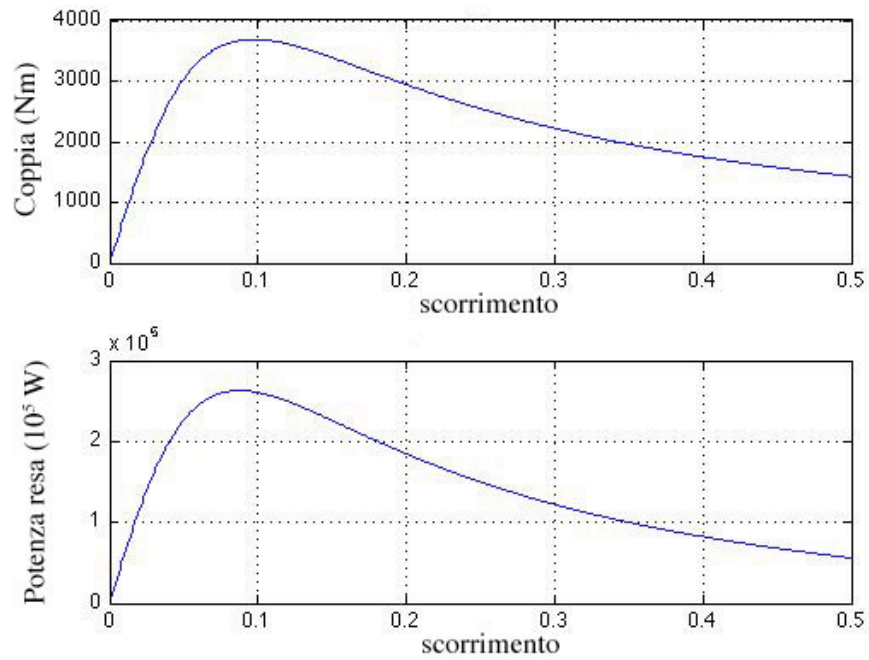


Figura 5.1 Andamento della coppia e della potenza resa in funzione dello scorrimento.

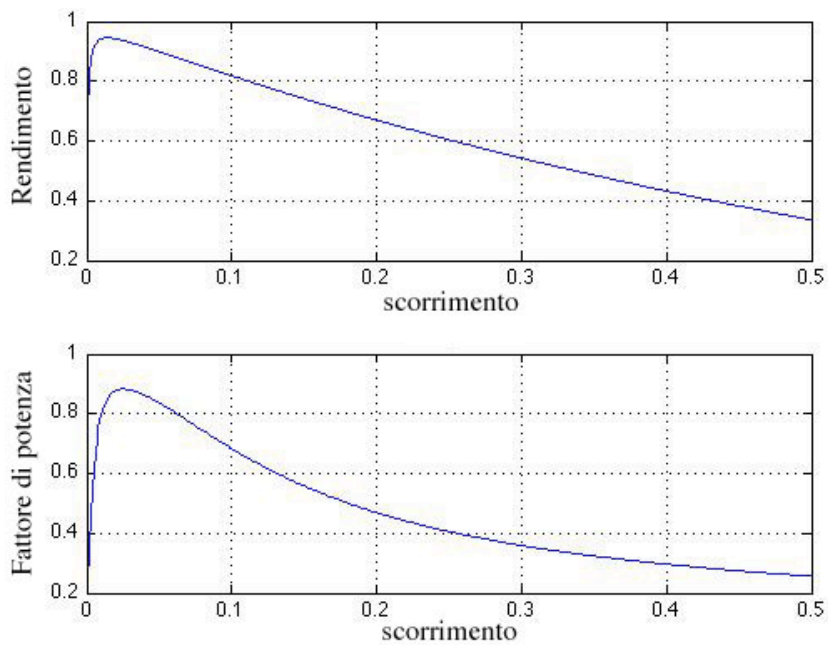
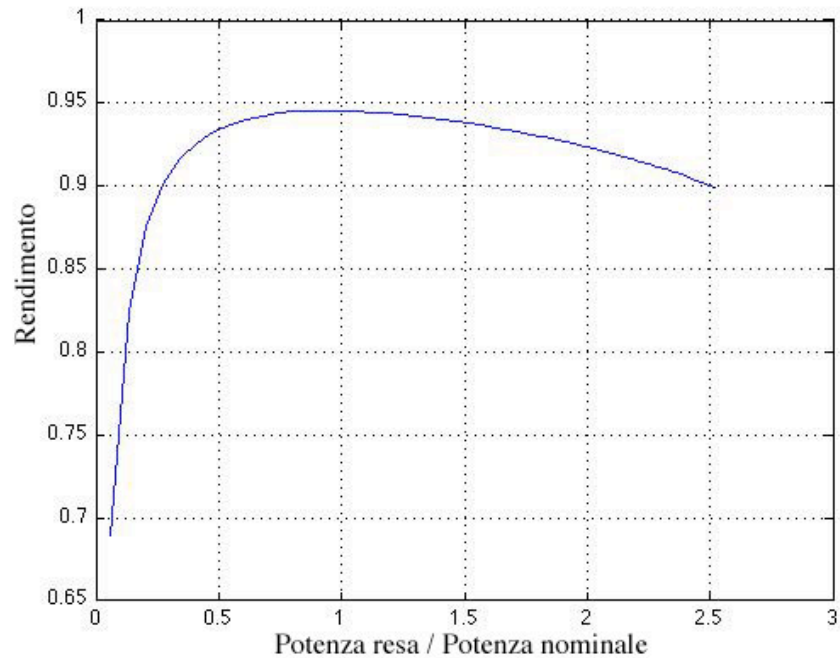


Figura 5.2 Andamento del rendimento e del fattore di potenza in funzione dello scorrimento.



**Figura 5.3** Andamento del rendimento in funzione della frazione di carico.

Dai grafici si può vedere che lo scorrimento a potenza nominale è di circa 0.015. Il rendimento raggiunto a questa potenza è di circa 94% che corrisponde anche al valore massimo ottenibile. Il fattore di potenza in questo regime è di circa 0.85 invece il valore massimo raggiungibile è di 0.88 ad un valore di scorrimento di circa 0.025. Questo vuol dire che il motore è stato dimensionato per lavorare al punto di rendimento massimo. Il diametro del singolo conduttore in questo caso è molto più piccolo dell'apertura tra i denti quindi si può anche non suddividere in conduttori di sezione più piccola. La massa totale del motore è di circa 600 kg, da cui si ha una densità di potenza di circa 150W/kg.

### 5.1.3 Confronto dati

Nella tabella 5.5 vengono confrontati i risultati principali ottenuti dal programma di riparametrizzazione con i dati originali.

	Originali	Programma
Numero conduttori per cava e per strato ( $N_{cs}$ )	16	16

Corrente nominale ( $I_N$ )	162	176
Corrente di magnetizzazione ( $I_\mu$ )	34	39
Scorrimento nominale ( $s_N$ )	0.014	0.015
Coppia nominale ( $C_N$ )	1145 Nm	1160 Nm
Fattore di potenza nominale ( $\cos\varphi$ )	0.84	0.85
Rendimento nominale ( $\eta$ )	0.95	0.94

**Tabella 5.5** Confronto dati

Il dato più importante, il quale completa la struttura di avvolgimento dello statore, è il numero di conduttori per cava e per strato. Questo dato viene uguale a quello originale. La variazione più alta tra i dati originali e quelli calcolati mediante il programma si trova nella corrente nominale. Le perdite meccaniche prese in considerazione dal programma sono più alte del previsto e di conseguenza richiedono una corrente più alta. La corrente di magnetizzazione è un altro dato che varia notevolmente. Ciò è causato in gran parte dalla caratteristica di magnetizzazione delle lamiere di questo motore, le quali non sono note.

### 5.2 Validazione mediante motore di 21 kW (per uso veicolo elettrico)

Questo motore è già parametrizzato per uso su veicolo elettrico. A differenza dei motori convenzionali, questo motore usa delle lamiere con una caratteristica di magnetizzazione superiore a quelle convenzionali. Per questa ragione la densità di flusso al traferro può raggiungere valori di  $B = 1T$ . Così facendo si aumenta la coppia massima erogabile. Tale aumento della densità di flusso aumenta anche la perdite nel ferro. Per questa ragione viene raffreddato ad acqua.

#### 5.2.1 Geometria e dati di targa

Diametro esterno statore ( $D_e$ )	0.2 m	Lunghezza assiale dell'indotto ( $L_0$ )	0.175 m
Diametro interno statore ( $D_t$ )	0.125 m	Diametro albero motore ( $D_a$ )	0.045 m
Altezza della corona statore ( $H_{cs}$ )	20 mm	Altezza della corona rotore ( $H_{cr}$ )	18 mm
Numero cave statore ( $n_{cs}$ )	36	Numero cave rotore ( $n_{cr}$ )	28
Spessore dente statore ( $s_{ds}$ )	6.2 mm	Spessore dente rotore ( $s_{dr}$ )	9 mm
Lunghezza dente statore ( $l_{ds}$ )	17.5 mm	Lunghezza dente rotore ( $l_{dr}$ )	22 mm
Sezione cava statore ( $S_{cs}$ )	108 mm <sup>2</sup>	Sezione cava rotore ( $S_{cr}$ )	67.5 mm <sup>2</sup>
Coefficiente di stipamento lamiere ( $k_s$ )	0.95	Sezione anello rotore ( $S_{an-rot}$ )	250 mm <sup>2</sup>
Apertura tra dente-dente ( $w$ )	2.5 mm	Altezza traferro ( $g$ )	0.5 mm

**Tabella 5.6** Dimensioni del motore da 21 kW

Questo caso è un tipico esempio di motore parametrizzato per uso su veicoli elettrici, dove la tensione massima è limitata e la frequenza nominale è superiore alla media. Nella tabella 5.7 vengono rappresentati questi valori e altri.

Potenza nominale ( $P_N$ )	21 kW
Tensione nominale concatenata ( $V_N$ )	140 V
Frequenza nominale ( $f_N$ )	100 Hz
Collegamento fasi ( $Y - D$ )	Y
Numero e collegamento poli ( $p$ )	4 parallelo
Numero e collegamento strati ( $n_{str}$ )	2 parallelo
Densità di flusso al traferro ( $B_{Mt}$ )	1.2 T

**Tabella 5.7** Dati di targa e altri parametri principali del motore di 21 kW

### 5.2.2 Risultati mediante il programma di riparametrizzazione

Numero conduttori per cava e per strato ( $N_{cs}$ )	4	Induzione massima traferro ( $B_{Mt}$ )	1.2 T
Sezione conduttore ( $s_{cond}$ )	5.4 mm <sup>2</sup>	Induzione massima corona statore ( $B_{Mcs}$ )	1.9 T
Flusso per polo ( $\phi$ )	13 mWb	Induzione massima dente statore ( $B_{Mds}$ )	2.1 T
Corrente nominale di fase ( $I_n$ )	110 A	Induzione massima corona rotore ( $B_{Mcr}$ )	2.1 T
Corrente magnetizzante di fase ( $I_\mu$ )	66 A	Induzione massima dente rotore ( $B_{Mdr}$ )	1.9 T



Perdite rame statore ( $P_{js}$ )	300 W	FMM traferro ( $FMM_{tr}$ )	580 A/spira
Perdite alluminio rotore ( $P_{rot}$ )	250 W	FMM corona statore ( $FMM_{cs}$ )	110 A/spira
Perdite ferro nei denti di statore ( $P_{fds}$ )	200 W	FMM dente statore ( $FMM_{ds}$ )	95 A/spira
Perdite ferro nella corona statore ( $P_{fcs}$ )	350 W	FMM corona rotore ( $FMM_{cr}$ )	71 A/spira
Perdite meccaniche e addizionali ( $P_{ar}$ )	2-3% $P_N$	FMM dente rotore ( $FMM_{dr}$ )	62 A/spira
Densità di corrente storica ( $J_s$ )	5 A/mm <sup>2</sup>	Densità di corrente rotorica ( $J_r$ )	3.5 A/mm <sup>2</sup>

**Tabella 5.8** Caratteristiche principali del motore di 21 kW

Resistenza di fase storica ( $R_1$ )	8.1 m $\Omega$
Resistenza di fase rotorica ( $R_2$ )	8.9 m $\Omega$
Resistenza perdite ferro ( $R_c$ )	9.2 $\Omega$
Induttanza di dispersione storica ( $L_{ds}$ )	0.056 mH
Induttanza di dispersione rotorica ( $L_{dr}$ )	0.056 mH
Induttanza di magnetizzazione ( $L_m$ )	1.6 mH

**Tabella 5.9** Parametri del circuito equivalente del motore di 21 kW

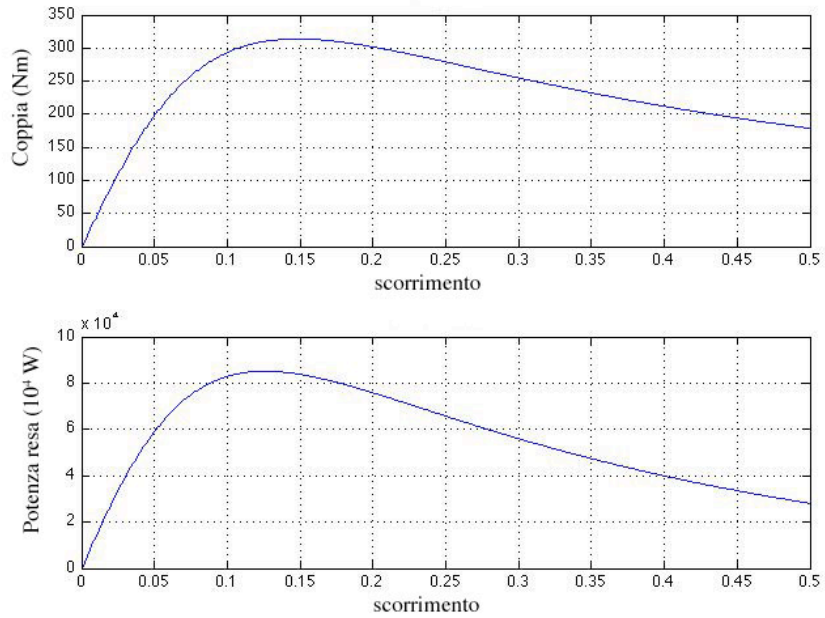


Figura 5.4 Andamento della coppia e della potenza resa in funzione dello scorrimento.

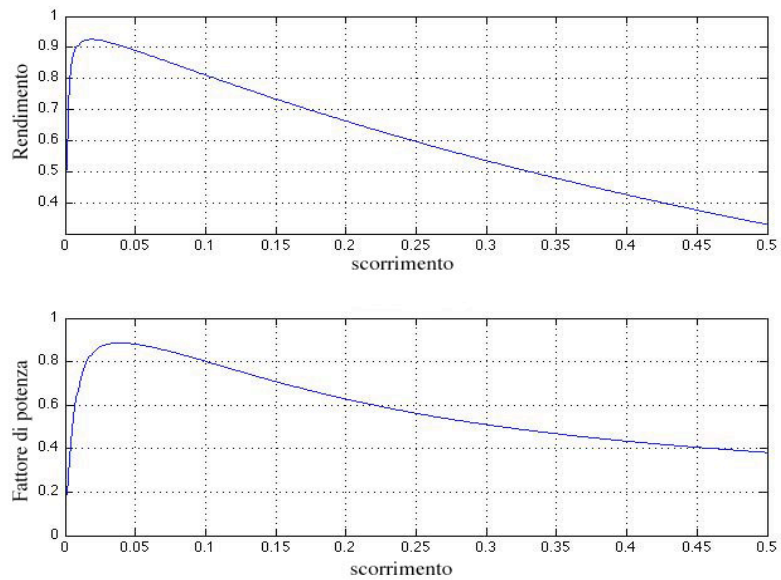
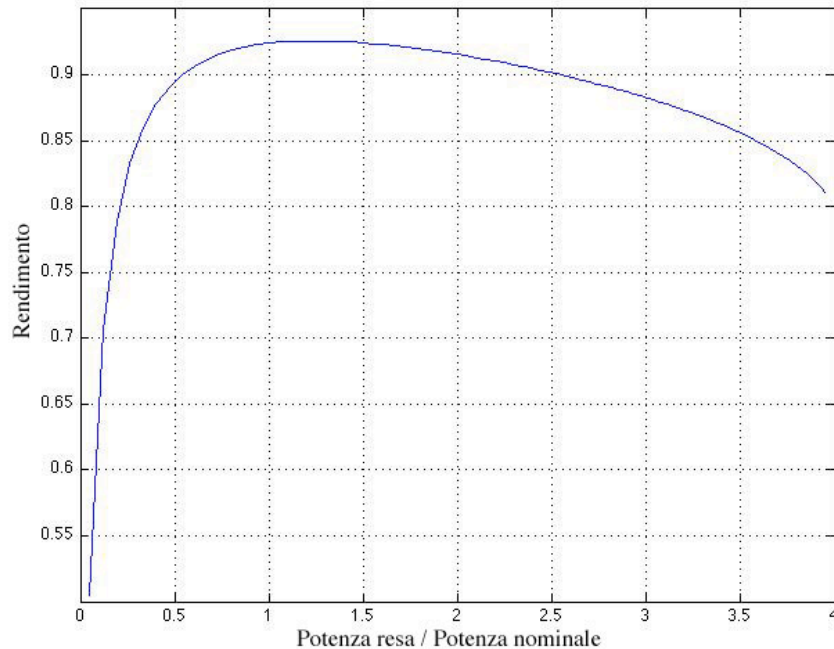


Figura 5.5 Andamento del rendimento e del fattore di potenza in funzione dello scorrimento.



**Figura 5.6** Andamento del rendimento in funzione della frazione di carico.

Una delle caratteristiche particolari di questo motore è il basso numero di conduttori per cava. Ciò aumenta notevolmente la sezione del conduttore. In questi casi esiste il rischio di avere il diametro del conduttore più grande dell'apertura tra i due denti. Infatti in questo esempio si ha una sezione  $s_{cond} = 5.4 \text{ mm}^2$ . Da questa sezione si può calcolare il diametro del conduttore:

$$D_{cond} = \sqrt{\frac{4 \cdot s_{cond}}{\pi}} = 2.6 \text{ mm} \Rightarrow D_{cond} > w (= 2.5 \text{ mm})$$

Ciò implica che si devono usare un certo numero di conduttori in parallelo. Questa soluzione viene usata non solo per avere la certezza di inserire le spire nelle cave ma anche per agevolare il montaggio il quale viene fatto manualmente.

Su questo motore si è usato il programma Motorcad per fare uno studio termico a regime. La figura 5.7 mette in mostra le temperature principali del motore.



### 5.1.3 Confronto dati

Nella tabella 5.10 sono confrontati i risultati principali ottenuti dal programma di riparametrizzazione con i dati originali.

	Originali	Programma
Numero conduttori per cava e per strato ( $N_{cs}$ )	4	4
Corrente nominale ( $I_N$ )	115	110
Corrente di magnetizzazione ( $I_\mu$ )	60	66
Coppia nominale ( $C_N$ )	69 Nm	70 Nm
Fattore di potenza nominale ( $\cos\varphi$ )	0.83	0.85
Rendimento nominale ( $\eta$ )	0.92	0.93

**Tabella 5.10** Confronto dati

Il numero di conduttori per cava e per strato viene uguale alla struttura originale, e con ciò si completano le incognite sulla struttura del motore. La differenza più ampia la si può vedere sulla corrente di magnetizzazione. Le cause di questa differenza sono principalmente concentrate nella caratteristica di magnetizzazione e nelle perdite di ferro, le quali sono state ipotizzate. Queste incognite fanno variare sia il fattore di potenza che il rendimento macchina.

### 5.3 Validazione mediante motore di 1.1 kW

Con questo esempio si vuole verificare il corretto funzionamento dei programmi e in più si calcola una possibile riparametrizzazione di questo motore dove si cerca di raddoppiare la potenza nominale senza cambiare il sistema di raffreddamento. In sintesi si vuole avere più potenza con un semplice riavvolgimento del motore.

#### 5.3.1 Geometria e dati di targa

Nella tabella 5.11 vengono mostrate le principali dimensioni del motore asincrono di 1.1 kW.

Diametro esterno statore ( $D_e$ )	0.152 m	Lunghezza assiale dell'indotto ( $L_0$ )	0.11 m
Diametro interno statore ( $D_t$ )	0.096 m	Diametro albero motore ( $D_a$ )	0.033 m
Altezza della corona statore ( $H_{cs}$ )	14.2 mm	Altezza della corona rotore ( $H_{cr}$ )	17.2 mm
Numero cave statore ( $n_{cs}$ )	24	Numero cave rotore ( $n_{cr}$ )	30
Spessore dente statore ( $s_{ds}$ )	6.8 mm	Spessore dente rotore ( $s_{dr}$ )	5.1 mm
Lunghezza dente statore ( $l_{ds}$ )	14 mm	Lunghezza dente rotore ( $l_{dr}$ )	14.3 mm
Sezione cava statore ( $S_{cs}$ )	87.4 mm <sup>2</sup>	Sezione cava rotore ( $S_{cr}$ )	44.8 mm <sup>2</sup>
Coefficiente di stipamento lamiere ( $k_s$ )	0.93	Sezione anello rotore ( $S_{an-rot}$ )	100 mm <sup>2</sup>
Apertura tra dente-dente ( $w$ )	2.5 mm	Altezza traferro ( $g$ )	0.25 mm

**Tabella 5.11** Dimensioni del motore da 1.1 kW.

Questo motore non è stato progettato per uso veicolistico. Ciò si può vedere dai parametri di targa e dalla struttura dell'avvolgimento esposti nella tabella 5.12:

Potenza nominale ( $P_N$ )	1.1 kW
Tensione nominale concatenata ( $V_N$ )	380 V
Frequenza nominale ( $f_N$ )	50 Hz
Collegamento fasi ( $Y-D$ )	D
Numero e collegamento poli ( $p$ )	4 serie
Numero e collegamento strati ( $n_{str}$ )	1
Densità di flusso al traferro ( $B_{Mt}$ )	0.75 T

**Tabella 5.12** Dati di targa e altri parametri principali del motore di 1.1 kW

### 5.3.2 Risultati mediante il programma di riparametrizzazione

Nella tabella 5.13 vengono rappresentati i risultati principali del dimensionamento:

Numero conduttori per cava e per strato ( $N_{cs}$ )	112	Induzione massima traferro ( $B_{Mt}$ )	0.75 T
Sezione conduttore ( $s_{cond}$ )	0.27 mm <sup>2</sup>	Induzione massima corona statore ( $B_{Mcs}$ )	1.3 T
Flusso per polo ( $\phi$ )	3.7 mWb	Induzione massima dente statore ( $B_{Mds}$ )	1.4 T
Corrente nominale di fase ( $I_n$ )	2.5 A	Induzione massima corona rotore ( $B_{Mcr}$ )	1.1 T
Corrente magnetizzante di	0.8 A	Induzione massima dente	1.5 T

fase ( $I_\mu$ )		rotore ( $B_{Mdr}$ )	
Perdite rame statore ( $P_{Js}$ )	105 W	FMM traferro ( $FMM_{tr}$ )	180 A/spira
Perdite alluminio rotore ( $P_{rot}$ )	42 W	FMM corona statore ( $FMM_{cs}$ )	21 A/spira
Perdite ferro nei denti di statore ( $P_{fds}$ )	15 W	FMM dente statore ( $FMM_{ds}$ )	10 A/spira
Perdite ferro nella corona statore ( $P_{fcs}$ )	25 W	FMM corona rotore ( $FMM_{cr}$ )	5 A/spira
Perdite meccaniche e addizionali ( $P_{ar}$ )	2-3% $P_N$	FMM dente rotore ( $FMM_{dr}$ )	20 A/spira
Densità di corrente storica ( $J_s$ )	5.2 A/mm <sup>2</sup>	Densità di corrente rotorica ( $J_r$ )	2.1 A/mm <sup>2</sup>

**Tabella 5.13** Caratteristiche principali del motore di 1.1 kW

Resistenza di fase storica ( $R_1$ )	5.5 $\Omega$
Resistenza di fase rotorica ( $R_2$ )	10 $\Omega$
Resistenza perdite ferro ( $R_c$ )	3 k $\Omega$
Induttanza di dispersione storica ( $L_{ds}$ )	43 mH
Induttanza di dispersione rotorica ( $L_{dr}$ )	70 mH
Induttanza di magnetizzazione ( $L_m$ )	1.4 H

**Tabella 5.14** Parametri del circuito equivalente del motore di 1.1 kW

Mediante i parametri del circuito equivalente rappresentiamo i grafici delle caratteristiche principali di questo motore.



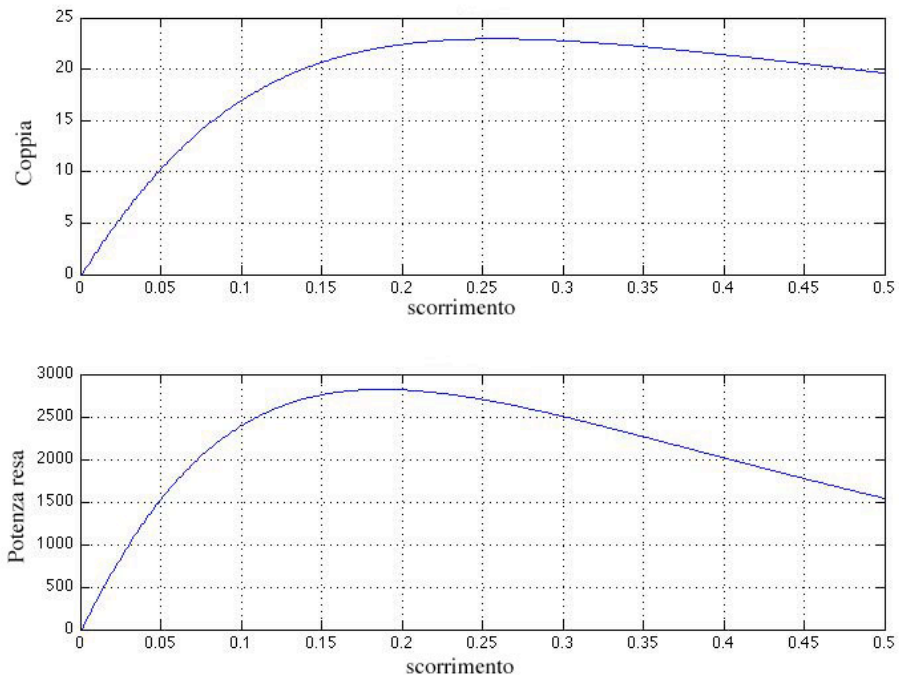


Figura 5.7 Andamento della coppia e della potenza resa in funzione dello scorrimento.

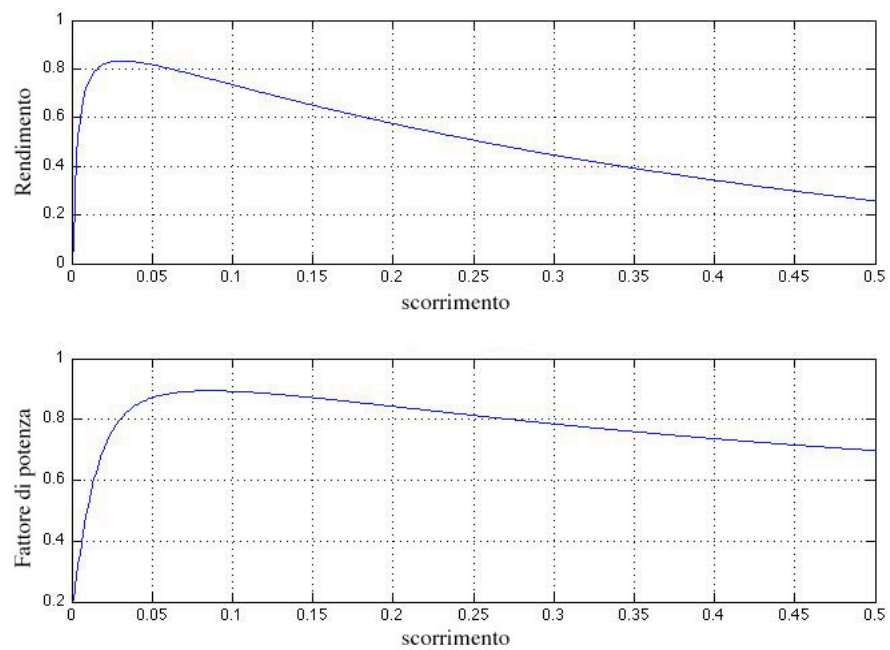


Figura 5.8 Andamento del rendimento e del fattore di potenza in funzione dello scorrimento.

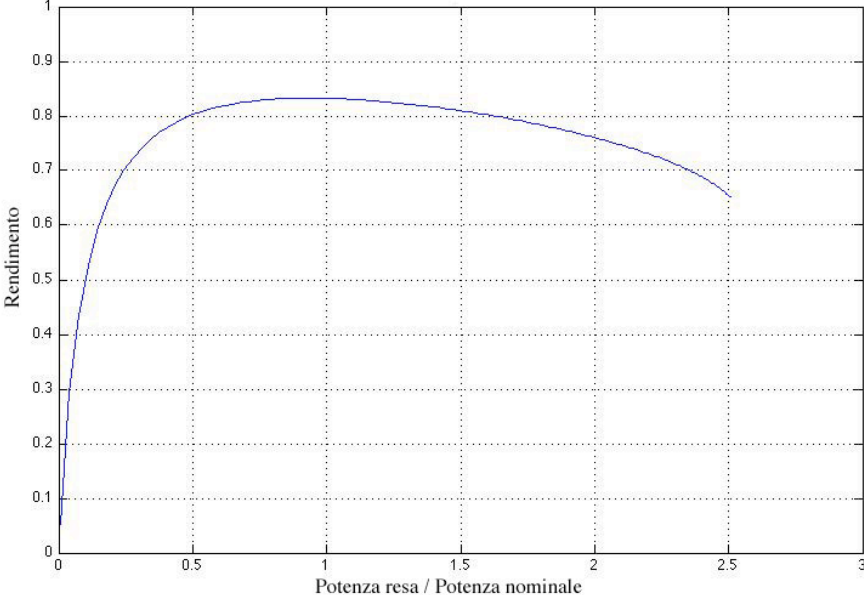
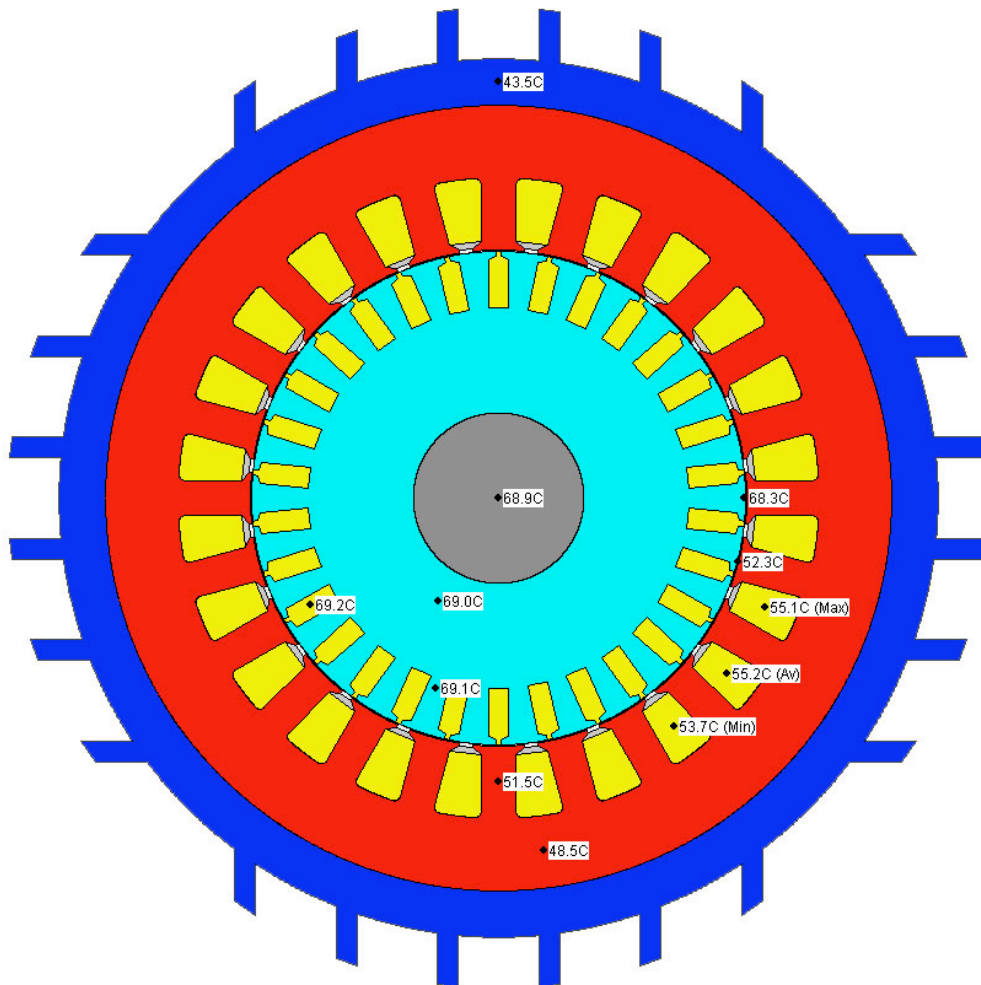


Figura 5.9 Andamento del rendimento in funzione della frazione di carico.



**Figura 5.2** Sezione trasversale del motore con le temperature dei nodi principali.

Dai risultati ottenuti si può dire che i valori più significativi sono le differenze tra le perdite di rame e quelle di ferro. Da ciò si può concludere che le numerose spire degli avvolgimenti e la struttura di questi avvolgimenti fanno sì che ci sia una alta perdita nei conduttori. Invece le piccole perdite nel ferro esprimono un circuito magnetico non sufficientemente sfruttato. In questo caso l'involucro di alluminio ha delle alette per aumentare la superficie in contatto con l'aria dell'ambiente e quindi per diminuire le resistenze termiche. I bassi valori delle temperature ci dimostrano quanto questo motore non viene sfruttato nel migliore dei modi. Infatti il peso complessivo di circa 14 kg ci indica una densità di potenza di circa 80W/kg, quasi la metà del primo caso.

### 5.3.3 Confronto dati

Nella tabella 5.15 sono confrontati i risultati principali ottenuti dal programma di riparametrizzazione con i dati originali.

	Originali	Programma
Numero conduttori per cava e per strato ( $N_{cs}$ )	118	112
Corrente nominale ( $I_N$ )	2.7	2.6 A
Corrente di magnetizzazione ( $I_\mu$ )	1 A	0.8 A
Scorrimento nominale ( $s_N$ )	0.036	0.034
Coppia nominale ( $C_N$ )	7.3 Nm	7.2 Nm
Fattore di potenza nominale ( $\cos\phi$ )	0.83	0.82
Rendimento nominale ( $\eta$ )	0.81	0.83

**Tabella 5.15** Confronto dati

In questo caso vediamo che il valore principale calcolato (numero di conduttori per cava e per strato) è diverso. La variazione emerge fondamentalmente a causa dell'elevato numero di spire e della tensione indotta calcolata. Infatti la tensione indotta in questo caso è di circa 91% della tensione di rete invece nei casi di progettazione si ipotizza una caduta di tensione indotta di circa 96-97%. Questa percentuale in realtà cade con la corrente nominale. Infatti in casi di macchine di piccola potenza la caduta di tensione nelle resistenze aumenta.

### 5.3.4 Riparametrizzazione

Da quanto visto, il motore da 1.1 kW è un tipico motore convenzionale da uso industriale con una minima densità di potenza. Si vuole calcolare il funzionamento di questo motore raddoppiando la potenza nominale e variando altri parametri e dati di targa. Mediante il programma di calcolo si

riparametrizza questo motore cambiando i dati di targa principali come mostrato nella tabella 5.16 .

Potenza nominale ( $P_N$ )	2.2 kW
Tensione nominale concatenata ( $V_N$ )	140 V
Frequenza nominale ( $f_N$ )	100 Hz
Collegamento fasi ( $Y-D$ )	Y
Numero e collegamento poli ( $p$ )	4 parallelo
Numero e collegamento strati ( $n_{str}$ )	1
Densità di flusso al traferro ( $B_{Mt}$ )	0.8 T

**Tabella 5.16** Dati di targa e altri parametri principali del motore riparametrizzato

Nella tabella 5.17 vengono rappresentati i risultati principali della riparametrizzazione del motore di 1.1 kW (2.2 kW) :

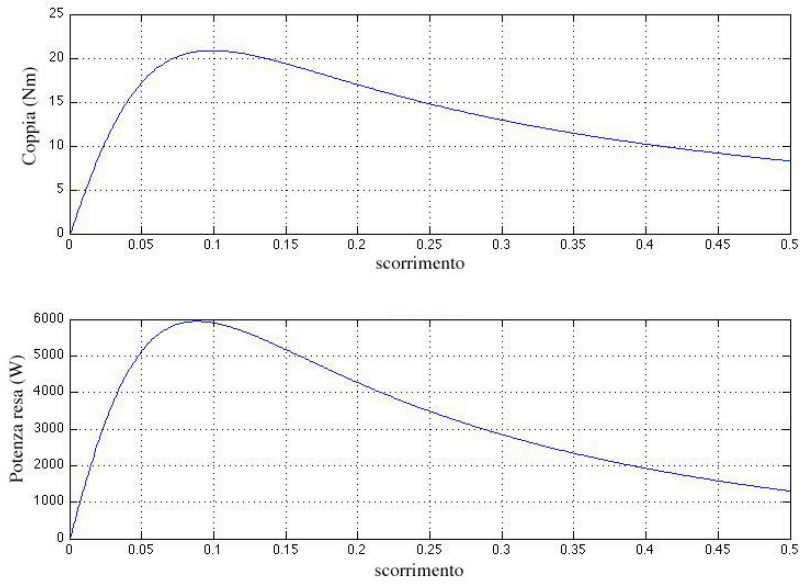
Numero conduttori per cava e per strato ( $N_{cs}$ )	24	Induzione massima traferro ( $B_{Mt}$ )	0.78 T
Sezione conduttore ( $s_{cond}$ )	1.28 mm <sup>2</sup>	Induzione massima corona statore ( $B_{Mcs}$ )	1.3 T
Flusso per polo ( $\phi$ )	3.8 mWb	Induzione massima dente statore ( $B_{Mds}$ )	1.4 T
Corrente nominale di fase ( $I_n$ )	11.4 A	Induzione massima corona rotore ( $B_{Mcr}$ )	1.1 T
Corrente magnetizzante di fase ( $I_\mu$ )	4.5 A	Induzione massima dente rotore ( $B_{Mdr}$ )	1.5 T
Perdite rame statore ( $P_{Js}$ )	75 W	FMM traferro ( $FMM_{tr}$ )	185 A/spira

Perdite alluminio rotore ( $P_{rot}$ )	40 W	FMM corona statore ( $FMM_{cs}$ )	24 A/spira
Perdite ferro nei denti di statore ( $P_{fds}$ )	40 W	FMM dente statore ( $FMM_{ds}$ )	11 A/spira
Perdite ferro nella corona statore ( $P_{fcs}$ )	55 W	FMM corona rotore ( $FMM_{cr}$ )	5 A/spira
Perdite meccaniche e addizionali ( $P_{ar}$ )	3-4% $P_N$	FMM dente rotore ( $FMM_{dr}$ )	20 A/spira
Densità di corrente storica ( $J_s$ )	4.5 A/mm <sup>2</sup>	Densità di corrente rotorica ( $J_r$ )	2 A/mm <sup>2</sup>

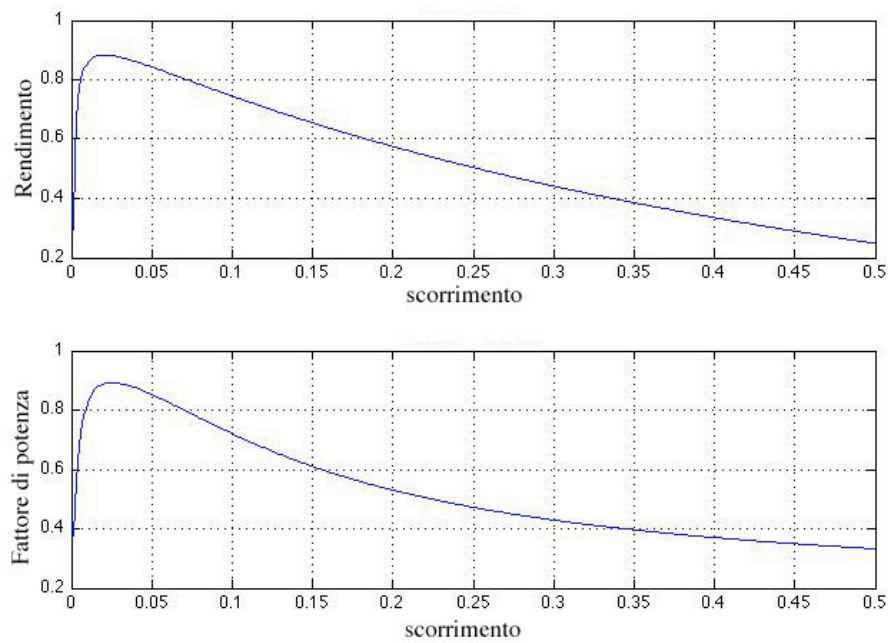
**Tabella 5.17** Caratteristiche principali del motore riparametrizzato

Resistenza di fase storica ( $R_1$ )	0.19 $\Omega$
Resistenza di fase rotorica ( $R_2$ )	0.12 $\Omega$
Resistenza perdite ferro ( $R_c$ )	235 $\Omega$
Induttanza di dispersione storica ( $L_{ds}$ )	0.8 mH
Induttanza di dispersione rotorica ( $L_{dr}$ )	1.1 mH
Induttanza di magnetizzazione ( $L_m$ )	27 mH

**Tabella 5.18** Parametri del circuito equivalente del motore riparametrizzato



**Figura 5.10** Andamento della coppia e della potenza resa in funzione dello scorrimento.



**Figura 5.11** Andamento del rendimento e del fattore di potenza in funzione dello scorrimento.

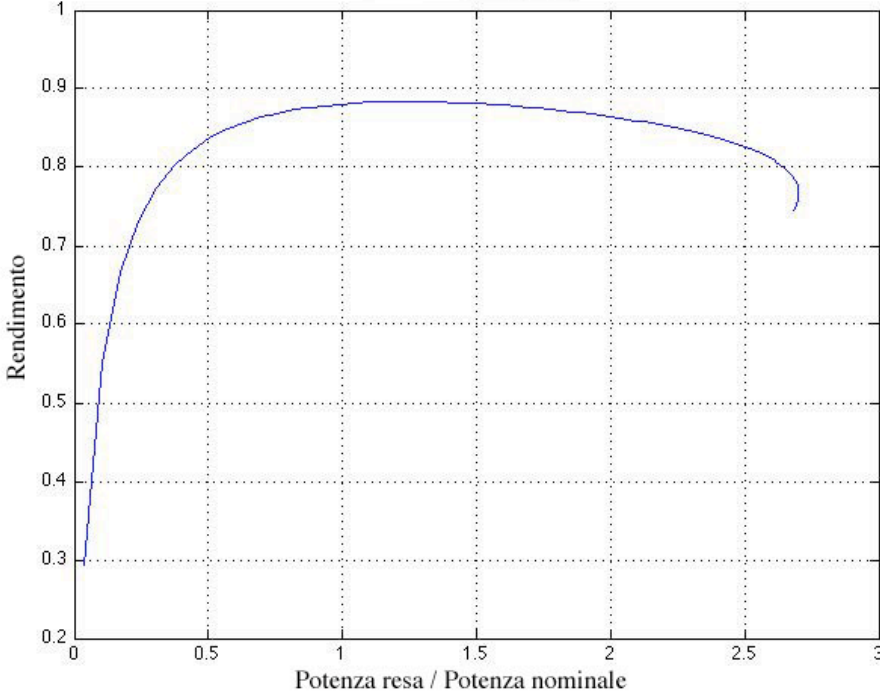
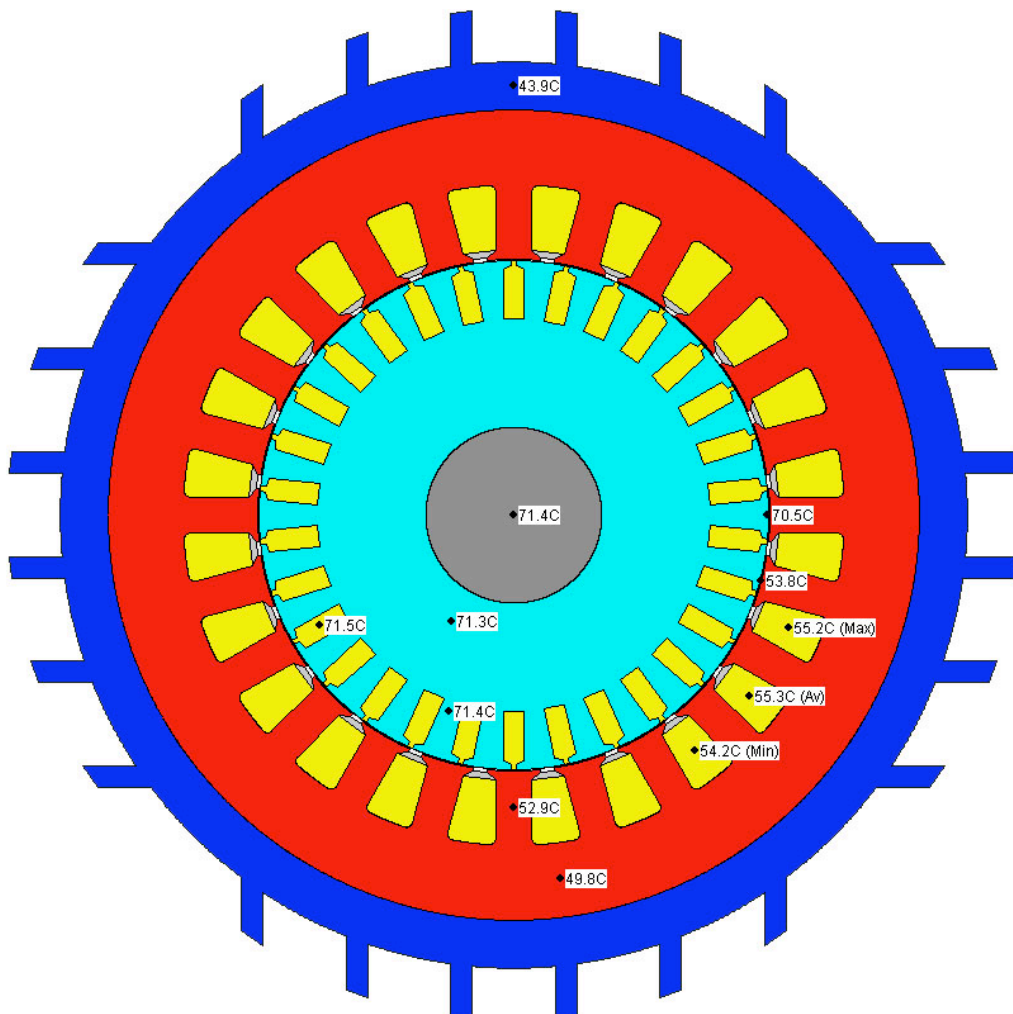


Figura 5.12 Andamento del rendimento in funzione della frazione di carico.





**Figura 5.3** Sezione trasversale del motore riparametrizzato con le temperature dei nodi principali.

Dopo la riparametrizzazione si può vedere che il risultato principale è una distribuzione più equa delle perdite di motore. Queste perdite sono aumentate ma comunque non raddoppiate, quindi si è migliorato anche il rendimento del motore. La coppia nominale è rimasta di circa 7 Nm e lo scorrimento si è abbassato da 0.032 a circa 0.016. Infine, per le temperature si vede un lieve aumento abbastanza uniforme su tutti i nodi (di circa 2 °C), tutto ciò senza cambiare l'involucro e quindi la struttura di raffreddamento.

# Conclusioni

Nella seguente tesi si è studiato un possibile metodo per la riparametrizzazione dei motori asincroni a gabbia di scoiattolo per uso su veicoli ibridi ed elettrici. Questa riparametrizzazione viene fatta principalmente per due ragioni:

- *Aumentare la compatibilità con le limitate tensioni delle batterie elettriche.* Nei veicoli elettrici per esempio, le tensioni massime fornite si aggirano tra i 100-300 V diversamente dalla tensione concatenata della rete trifase la quale in Europa è di 380 V;
- *Aumentare la densità di potenza del motore.* Un motore asincrono parametrizzato in modo convenzionale ha una densità di potenza di circa 100-150 W/kg. Mediante la riparametrizzazione possiamo superare i 500 W/kg.

Per riparametrizzare questi motori si è creato un programma mediante il quale si calcolano tutte le informazioni richieste per l'operazione. In più, usando questo programma, si verifica anche il corretto funzionamento del motore con i nuovi parametri. In sintesi si è automatizzato il processo del calcolo per la riparametrizzazione di un motore asincrono.

Per avere una verifica termica si è studiato ed implementato anche un possibile metodo di collaborazione del programma con il software Motorcad. Tale software è indirizzato esclusivamente ad uno studio termico dei motori elettrici.

I problemi principali incontrati durante il lavoro sottostante a questa tesi erano la mancanza di informazioni esaustive sui materiali magnetici impiegati nei motori. Siccome la riparametrizzazione di questi motori serve essenzialmente

per portare ai limiti le loro capacità, diventa di vitale importanza conoscere i limiti dei materiali usati.

In fine, si è riscontrato che il programma di calcolo per la riparametrizzazione abbia un errore di circa 5 %. Questo errore è dovuto a questi aspetti:

- calcolo approssimato dell'induttanza di dispersione;
- aver considerato ideale e quindi sinusoidale la forma della forza magnetomotrice;
- mancata conoscenza della esatta caratteristica di magnetizzazione e delle altre proprietà dei lamierini come la potenza persa specifica causata dall'isteresi e le correnti parassite.

Il programma di calcolo potrebbe evolvere ed essere migliorato riguardo a questi aspetti:

- integrazione della parte di calcolo termico;
- esecuzione di misure dirette sul lamierino per la ricostruzione della caratteristica magnetica e della cifra di perdita in variazione della frequenza e dell'induzione;
- validazione mediante un programma F.E.M. sia per la parte elettromagnetica che per quella termica.
- calcolo dei coefficienti esatti per le reattanze di dispersione mediante la geometria del motore;
- introduzione degli effetti dovuti alle armoniche create dalla struttura di avvolgimento e le rispettive perdite.

Concludendo si vuole evidenziare il fatto che con il metodo proposto si riescono ad utilizzare i motori asincroni basati su struttura magnetica convenzionale, e quindi a basso costo, per i veicoli elettrici adattando i parametri di avvolgimento alle richieste del settore. Si ottiene in questo modo macchina elettrica economica e molto robusta. Mediante l'analisi e il programma ottenuto in questa tesi si descrive un metodo completo per la riparametrizzazione di questi motori.

# Lista dei Simboli

$B_{Mt}$	Massima densità di flusso nel traferro
$B_{Mcs}$	Massima densità di flusso nella corona di statore
$B_{Mcr}$	Massima densità di flusso nella corona di rotore
$B_{Mds}$	Massima densità di flusso nei denti di statore
$B_{Mdr}$	Massima densità di flusso nei denti di rotore
$C_r$	Coefficiente di riempimento cava di statore
$C_i$	Coefficiente perdite isteresi per $f$ e $B$ fissate
$C_{cp}$	Coefficiente perdite per correnti parassite per $f$ e $B$ fissate
$\cos \varphi$	Angolo macchina
$D_a$	Diametro dell'asse che passa nel rotore
$D_t$	Diametro del traferro
$f$	Frequenza nominale
$Fmm_{tr}$	Forza magnetomotrice nel traferro
$Fmm_{cr}$	Forza magnetomotrice nella corona di rotore
$Fmm_{cs}$	Forza magnetomotrice nella corona di statore
$Fmm_{dr}$	Forza magnetomotrice nei denti di rotore

---

$F_{mm_{ds}}$	Forza magnetomotrice nei denti di statore
$g$	Altezza del traferro
$H_{cs}$	Altezza della corona di statore
$I_N$	Corrente nominale (rms)
$I_{lato}$	Corrente ad ogni lato del triangolo o della stella (rms)
$I_{polo}$	Corrente per fase e per polo
$I_{strato}$	Corrente per fase per polo e per strato
$I_{\mu}$	Corrente di magnetizzazione (rms)
$J_s$	Densità di corrente di statore
$J_r$	Densità di corrente di rotore
$k_d$	Fattore di distribuzione spire
$k_r$	Fattore di raccorciamento spire
$k_w$	Fattore di avvolgimento
$k_s$	Coefficiente di stipamento delle lamiere
$k_v$	Frazione di tensione contrastata dalla forza elettromotrice
$k_c$	Coefficiente di Carter
$L_0$	Lunghezza assiale dell'indotto
$L_{avv}$	Lunghezza dell'avvolgimento per fase per polo e per strato
$n_{pr}$	Numero denti per polo di statore
$n_{ps}$	Numero denti per polo di rotore
$n_{str}$	Numero strati macchina
$n_c$	Numero di cave statore per fase e per polo
$N_{dr}$	Numero dei denti di rotore
$N_{fps}$	Numero di spire per fase per polo e per strato
$p, poli$	Numero poli macchina

---

$P_N$	Potenza Nominale del motore
$P_r$	Potenza resa (uscente all'albero del motore)
$P_{tot}$	Potenza totale (entrante nel motore)
$P_p$	Somma delle potenze perse nel motore
$P_{Js}$	Perdite di rame statore
$P_i$	Perdite ferro per isteresi
$P_{cp}$	Perdite ferro per correnti parassite
$P_{fs}$	Perdite nel ferro di statore
$P_{fds}$	Perdite ferro nei denti di statore
$P_{fcs}$	Perdite ferro nella corona di statore
$R_{avv}$	Resistenza dell'avvolgimento per fase per polo e per strato
$R_s$	Resistenza storica di fase
$s_{ds}$	Spessore del dente di statore
$s_{dr}$	Spessore del dente di rotore
$S_{cs}$	Sezione di cava statore
$S_{cr}$	Sezione di cava rotore
$S_{cond}$	Sezione conduttore di statore
$S_{cava}$	Sezione di cava statore
$S_{eff\ cava}$	Sezione di cava effettiva
$T_{amb}$	Temperatura ambiente
$T_{lav}$	Temperatura a regime
$V$	Tensione nominale concatenata (rms)
$V_f$	Tensione di fase (rms)
$V_{f-f}$	Tensione di fase concatenata (rms)
$V_{fp}$	Tensione per fase e per polo (rms)

---

$V_{fps}$	Tensione per fase per polo e per strato (rms)
$w$	Apertura tra denti adiacenti nello statore
$\gamma_{mec}$	Angolo meccanico (o geometrico) tra due cave adiacenti
$\gamma$	Angolo elettrico tra due cave adiacenti
$\psi_a$	Flusso concatenato all'avvolgimento
$\phi$	Flusso massimo per polo
$\tau$	Passo del motore
$\rho_{cu}$	Resistività del rame
$\rho_{al}$	Resistività dell'alluminio
$\mu_0$	Permeabilità dell'aria
$\eta$	Rendimento macchina

# Bibliografia

- [1] P. L. Chapman, P. T. Krein, *Motor Re-Rating for Traction Applications – Field Weakening Revisited*, Grainger Center for Electric Machinery and Electromechanics, 2005.
- [2] Paul L. Cochran *Polyphase Induction Motors*, prima edizione, Marsel Dekker Inc. , stati uniti d’America, 1989.
- [3] Paolo Andrenelli *Progetto e Disegno di Macchine Elettriche*, prima edizione, Edizioni Cremonese, Italia, 1981.
- [4] Ion Boldea / Syed A. Nasar *The Induction Machine Handbook*, prima edizione, CRC Press, stati uniti d’America, 2002.
- [5] Hamid A. Toliyat / Gerald B. Kilman *Handbook of Electric Motors*, seconda edizione, Marcel Dekker Inc. , stati uniti d’America, 2004.
- [6] A. E. Fitzgerald / Charles Kingsley, jr. e Stephens D. Umans *Electric Machinery*, sesta edizione, McGraw-Hill, Singapore, 2003.
- [7] Renato Manigrasso / Ferdinando Luigi Mapelli e Marco Mauri *Azionamenti Elettrici Parte I*, prima edizione, Pitagora Editrice Bologna, Italia, 2007.
- [8] Enrico Levi *Polyphase Motors*, prima edizione, John Wiley & Sons, stati uniti d’America, 1984.