

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria dei Processi Industriali

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Dipartimento di Elettrotecnica



Impiego ed analisi dei motori a magneti permanenti nei sistemi per la mobilità

Relatore: Prof. Brenna Morris

Tesi di Laurea Specialistica di:

Avigni Riccardo Matr. 735210

D'Adda Fabio Matr. 737801

Anno Accademico 2010-2011

Sommario

| | |
|--|----|
| INTRODUZIONE ALL'UTILIZZO DEI MAGNETI PERMANENTI..... | 11 |
| 1. CLASSIFICAZIONE DEI MAGNETI PERMANENTI E CARATTERISTICHE..... | 12 |
| 1.1 Magneti in terre rare..... | 13 |
| 1.2 Proprietà principali di un magnete..... | 13 |
| 1.3 Geometria, dimensioni e tolleranze..... | 14 |
| 1.4 Considerazioni meccaniche..... | 15 |
| 1.5 Rivestimenti e resistenza alla corrosione..... | 15 |
| 1.6 Testing..... | 17 |
| 1.7 Magnetizzazione..... | 17 |
| 1.8 Considerazioni costruttive..... | 18 |
| 1.9 Adesivi..... | 18 |
| 1.10 Stabilità dei magneti..... | 18 |
| 1.11 Tempo..... | 19 |
| 1.12 Temperatura..... | 19 |
| 1.13 Variazioni di riluttanza e campi smagnetizzanti..... | 20 |
| 1.14 Il ciclo di isteresi..... | 20 |
| 1.15 Caratteristica Φ (M) del magnete permanente..... | 23 |
| 2. MODELLO DELLA MACCHINA SINCRONA A MAGNETI PERMANENTI..... | 29 |
| 2.1 Vettori spaziali..... | 29 |
| 2.2 Modello elettrico trifase..... | 32 |
| 2.3 Modello in coordinate bifase di statore..... | 34 |
| 2.4 Modello in coordinate bifase di rotore sincrone..... | 36 |
| 2.5 Equazione della coppia..... | 38 |
| 2.6 Equazioni meccaniche..... | 39 |
| 2.7 Classificazioni e caratteristiche delle macchine a magneti permanenti..... | 39 |
| 3. ANALISI DELLE PERDITE PER CORRENTI PARASSITE..... | 43 |
| 3.1 Introduzione..... | 43 |

| | | |
|-------|---|----|
| 3.2 | Ipotesi..... | 45 |
| 3.3 | Confronto tra magneti isolati e magneti non isolati..... | 46 |
| 3.4 | Magnetizzazione e smagnetizzazione dei magneti permanenti. | 49 |
| 3.4.1 | Anello di rotore..... | 50 |
| 3.4.2 | Magnetismi..... | 53 |
| 3.5 | Analisi della densità delle correnti parassite..... | 55 |
| 3.5.1 | Magnete..... | 55 |
| 3.5.2 | Anello rotorico..... | 57 |
| 3.6 | Conclusioni. | 58 |
| 4. | CARATTERISTICHE DI UN AZIONAMENTO DI TRAZIONE. | 59 |
| 4.1 | Caratteristica meccanica resistente e limite di un azionamento. | 61 |
| 4.2 | Adattamento della caratteristica meccanica limite di un azionamento..... | 63 |
| 4.3 | Sviluppo dei sistemi di trazione IPM per veicoli elettrici ibridi e plug-in. | 65 |
| 4.3.1 | Introduzione..... | 66 |
| 4.3.2 | Analisi. | 67 |
| 4.3.3 | Coppia del motore. | 70 |
| 4.3.4 | Modalità di funzionamento a regime. | 71 |
| 4.3.5 | Applicazioni. | 74 |
| 4.3.6 | Conclusioni..... | 77 |
| 5. | MOTORI A MAGNETI PERMANENTI PER DISPOSITIVI A VELOCITÀ VARIABILE. | 78 |
| 5.1 | Introduzione. | 78 |
| 5.2 | Commutazione degli avvolgimenti statorici..... | 79 |
| 5.3 | Progetto del motore..... | 82 |
| 5.3.1 | Progetto del rotore incluso il bendaggio..... | 82 |
| 5.3.2 | Avvolgimento di statore. | 84 |
| 5.3.3 | Disturbo di coppia. | 85 |
| 5.4 | Disposizione della commutazione. | 88 |
| 5.4.1 | Requisiti..... | 88 |
| 5.4.2 | Uso dell'indebolimento di campo..... | 89 |
| 5.4.3 | Contattori..... | 90 |
| 5.4.4 | Semiconduttori. | 91 |
| 5.5 | Esempio di progettazione..... | 92 |
| 5.5.1 | Dati generali di un motore prototipo. | 92 |
| 5.5.2 | Magnetismi e bendaggi. | 93 |
| 5.5.3 | Implementazione pratica della inclinazione. | 95 |

| | | |
|-----------|---|------------|
| 5.6 | Conclusioni. | 96 |
| 6. | PROGETTAZIONE ANALITICA DI MOTORI E GENERATORI SINCRONI A MAGNETI PERMANENTI. | 97 |
| 6.1 | Introduzione. | 97 |
| 6.2 | I materiali dei magneti permanenti. | 97 |
| 6.3 | Collocamento dei magneti permanenti..... | 98 |
| 6.4 | Progettazione del magnete permanente..... | 99 |
| 6.5 | Circuito elettromagnetico..... | 100 |
| 6.6 | Calcolo del circuito magnetico..... | 101 |
| 6.7 | Algoritmo di calcolo. | 104 |
| 6.8 | Simulazione con il metodo degli elementi finiti (FEM). | 105 |
| 6.9 | Costruzione del prototipo..... | 105 |
| 6.10 | Prova del motore. | 107 |
| 6.11 | Fem a vuoto..... | 108 |
| 6.12 | Densità di flusso..... | 110 |
| 6.13 | Flusso dei magneti..... | 111 |
| 6.14 | Conclusioni. | 111 |
| 7. | PROGETTO DI UN MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI PER LE METROPOLITANE. | 112 |
| 7.1 | Premessa..... | 112 |
| 7.2 | Introduzione. | 112 |
| 7.3 | Metodo di progetto del PMSM sotto la massima coppia per ampere. | 114 |
| 7.3.1 | Equazioni. | 114 |
| 7.3.2 | Procedura di progetto..... | 115 |
| 7.3.3 | Esempio di progetto..... | 115 |
| 7.4 | Analisi FEM sotto la massima coppia per ampere..... | 117 |
| 7.5 | Esperimento..... | 119 |
| 7.6 | Conclusioni. | 120 |
| 8. | ANALISI DELLE PROBLEMATICHE DEI MOTORI A MP UTILIZZATI PER LA TRAZIONE..... | 121 |
| 8.1 | Inverter. | 121 |
| 8.2 | Principio di funzionamento. | 121 |
| 8.2.1 | Inverter trifase ad onda quadra. | 122 |

| | | |
|-------------------|---|-----|
| 8.2.2 | Inverter a modulazione PWM..... | 124 |
| 8.3 | Problematiche relative all’impiego degli inverter nelle macchine a magneti permanenti. | 126 |
| 8.4 | Accorgimenti per limitare le situazioni di guasto..... | 129 |
| 8.5 | Macchine tolleranti ai guasti..... | 129 |
| 8.6 | Funzionamento da generatore..... | 131 |
| CONCLUSIONI | | 133 |
| BIBLIOGRAFIA..... | | 135 |

Indice figure.

| | | |
|-------------|--|----|
| Figura 1.1 | Magneti di varie forme | 14 |
| Figura 1.2 | Effetto sulla placcatura in nichel dopo 20 ore a 130°C, 260 kPa e 95% di umidità.. | 17 |
| Figura 1.3 | Ciclo d’isteresi magnetica e caratteristica di prima magnetizzazione. E’ evidenziata la zona di lavoro dei magneti permanenti..... | 21 |
| Figura 1.4 | Ciclo d’isteresi di un materiale magneticamente duro adatto per la produzione dei magneti permanenti | 22 |
| Figura 1.5 | Magnetizzatore per magneti permanenti | 22 |
| Figura 1.6 | Magnete permanente come utilizzatore e modello circuitale | 24 |
| Figura 1.7 | Magnete permanente come bipolo generatore..... | 24 |
| Figura 1.8 | Caratteristica di magnetizzazione $\Phi(M)$ del magnete permanente e retta di carico .. | 25 |
| Figura 1.9 | Effetto dell’isteresi magnetica sulla variazione della retta di carico di un magnete permanente | 25 |
| Figura 1.10 | Stabilizzazione della traiettoria di lavoro di un magnete permanente la cui retta di carico varia fra due stati | 26 |
| Figura 1.11 | Caratteristica di lavoro di un magnete permanente lineare | 26 |
| Figura 1.12 | Circuito equivalente del magnete permanente (Φ_s, Λ_s) e del carico esterno (Λ_{ext}) | 27 |
| Figura 1.13 | Circuito magnetico in ferro e traferro alimentato da un magnete permanente..... | 27 |
| Figura 1.14 | Punto di lavoro del magnete permanente ed energia U accumulata nella permeanza di carico Λ_{ext} | 28 |

| | |
|---|----|
| Figura 2.1 Circuito equivalente visto dalle fasi di statore | 32 |
| Figura 2.2 Fasi equivalenti nel riferimento di statore | 35 |
| Figura 2.3 Fasi equivalenti nel riferimento di rotore..... | 36 |
| Figura 2.4 Classificazione delle macchine sincrone in base al principio di produzione della coppia | 40 |
| Figura 2.5 Percorsi del flusso magnetico di asse d (rosso) e q (blu) di rotore di una macchina SPMSM e di un IPMSM..... | 41 |
| Figura 2.6. Caratteristiche della potenza al variare di ψ_{dmin} | 42 |
| Figura 3.1 Spazi frazionati con avvolgimenti concentrati..... | 43 |
| Figura 3.2 Spaccato della macchina analizzata | 45 |
| Figura 3.3 Curve BH dell'acciaio dolce e acciaio con laminazione al silicio..... | 45 |
| Figura 3.4 Perdita nei magneti isolati e non isolati | 47 |
| Figura 3.5 Perdita nei magneti e sugli anelli di rotore con magneti isolati..... | 47 |
| Figura 3.6 Perdite nei magneti e nell'anello con i magneti non isolati | 48 |
| Figura 3.7 Perdite negli anelli con magneti non conduttivi e con magneti conduttivi isolati e non isolati | 49 |
| Figura 3.8 Perdite nell'anello di rotore con magneti magnetizzati e smagnetizzati..... | 50 |
| Figura 3.9 Confronto tra le perdite a circuito aperto e la differenza di perdita a carico tra magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati | 51 |
| Figura 3.10 Perdite nell'anello di rotore con magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati; Curva BH lineare | 52 |
| Figura 3.11 Perdite nell'anello di rotore con curva BH lineare e non lineare in due situazioni equivalenti | 53 |
| Figura 3.12 Perdite nei magneti con magneti magnetizzati e smagnetizzati..... | 54 |
| Figura 3.13 Perdite nell'anello di rotore con magneti magnetizzati e smagnetizzati..... | 54 |
| Figura 3.14 Distribuzioni delle correnti parassite nell'anello di rotore massiccio..... | 55 |
| Figura 3.15 Distribuzione spaziale della densità delle correnti parassite nei magneti permanenti non isolati | 56 |
| Figura 3.16 Distribuzione spaziale della densità delle correnti parassite in una rete di magneti permanenti isolati | 57 |
| Figura 3.17 Distribuzione spaziale della densità delle correnti parassite nell'anello di rotore con magneti permanenti non isolati | 57 |

| | |
|---|----|
| Figura 4.1 Diagramma di trazione | 60 |
| Figura 4.2 Caratteristica meccanica resistente | 61 |
| Figura 4.3 Caratteristica meccanica limite..... | 62 |
| Figura 4.4 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} = T_{r-max}$ e $\omega_{rn} = \omega_{r-max}$ | 63 |
| Figura 4.5 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} > T_{r-max}$ e $\omega_{rn} = \omega_{r-max}$ | 64 |
| Figura 4.6 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} > T_{r-max}$ e $\omega_{rn} < \omega_{r-max}$ | 64 |
| Figura 4.7 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} > T_{r-max}$ e $\omega_{rn} < \omega_{r-max}$ | 65 |
| Figura 4.8 Storia dello sviluppo dei magneti permanenti | 69 |
| Figura 4.9 Motore IPM e schemi di progetto..... | 71 |
| Figura 4.10 Circuito equivalente di Norton di un motore IPM..... | 72 |
| Figura 4.11 Diagramma fasoriale delle correnti di un motore IPM..... | 72 |
| Figura 4.12 Diagramma vettoriale delle correnti di assi d e q di un motore IPM..... | 73 |
| Figura 4.13 Distribuzione della densità di flusso del magnete | 74 |
| Figura 4.14 Motore/Generatore IPM per auto ibride | 75 |
| Figura 4.15 Sistema di trasmissione ibrida | 75 |
| Figura 4.16 Schema per motori/generatori, convertitori dc/dc e batteria | 76 |
| Figura 4.17 Rapporto coppia/massa del magnete | 76 |
| Figura 5.1 Curve qualitative degli sforzi di attrazione di un motore SMPM a 4 poli con due parti di avvolgimento per fase..... | 81 |
| Figura 5.2 Soluzioni incrociate per un motore a magneti permanenti a 4 poli..... | 82 |
| Figura 5.3 Sequenza della configurazione con incremento della velocità per fasi aventi ognuna due avvolgimenti..... | 84 |
| Figura 5.4. Disturbo di coppia del motore preso in esempio senza inclinazione quando viene ruotato di un passo polare (7.5°). | 86 |
| Figura 5.5 Disturbo di coppia e coppia media per il motore in esempio senza inclinazione per differenti larghezza dell'angolo magnetico α | 87 |
| Figura 5.6 Configurazione per commutare gli avvolgimenti di statore | 89 |
| Figura 5.7 Segmenti a forma di magneti..... | 94 |
| Figura 5.8 Sezione trasversale del rotore del motore preso in esempio con diversi magneti rettangolari | 95 |
| Figura 5.9 Superficie del rotore con magneti asimmetrici (assi verticali)..... | 95 |
| Figura 6.1 Collocamento in superficie o incorporato dei magneti..... | 98 |

| | |
|---|-----|
| Figura 6.2 Circuito a riluttanza equivalente per un PMSG con magneti montati in superficie | 100 |
| Figura 6.3 Dispersione di flussi nelle regioni di confine dei magneti permanenti..... | 101 |
| Figura 6.4 Algoritmo di calcolo. | 104 |
| Figura 6.5 Prototipo di rotore di magnete permanente sincrono..... | 106 |
| Figura 6.6 Schema del banco di prova | 107 |
| Figura 6.7 Dispersione di flusso tra magneti dello stesso polo..... | 108 |
| Figura 6.8 Fem per fase nella simulazione a elementi finiti e prototipo..... | 109 |
| Figura 6.9 Fem a vuoto..... | 109 |
| Figura 6.10 Densità di flusso della macchina..... | 110 |
| Figura 6.11 Densità di flusso nel traferro nel funzionamento a vuoto dovuto ai magneti permanenti | 111 |
| Figura 7.1 Esempio delle caratteristiche di controllo dei motori sincroni a magneti permanenti utilizzati per la trazione delle metropolitane | 113 |
| Figura 7.2 L_d , L_q e Φ_a numero degli strati dei magneti | 113 |
| Figura 7.3. Alimentazione del PMSM con inverter. | 115 |
| Figura 7.4 Diagramma di flusso del progetto schematico..... | 116 |
| Figura 7.5 Sezione trasversale dei due strati dei magneti permanenti | 117 |
| Figura 7.6 Distribuzione della densità di flusso nel funzionamento a vuoto | 118 |
| Figura 7.7 La forza controelettromotrice a vuoto..... | 118 |
| Figura 7.8 Coppia nelle condizioni valutate..... | 119 |
| Figura 7.9 Distribuzione della densità di flusso al carico valutato | 119 |
| Figura 7.10 Risultati dell’analisi della coppia di un PMSM | 120 |
| Figura 7.11 Risultati sperimentali di una coppia PMSM | 120 |
| Figura 8.1 Inverter trifase..... | 123 |
| Figura 8.2 Andamento delle tensioni nell’inverter trifase..... | 123 |
| Figura 8.3 Controllo e forme d’onda dell’inverter trifase PWM; V_{ABJ} : armonica fondamentale della tensione V_{AB} | 125 |
| Figura 8.4 Percorso della corrente verso la linea in corrente continua in un certo istante t..... | 126 |
| Figura 8.5 Circuito di Behn-Eschemburg..... | 127 |
| Figura 8.6 Diagrammi vettoriali di tre casi tipici di carico | 128 |
| Figura 8.7 Correnti di corto-circuito..... | 129 |
| Figura 8.8 Convertitore trifase con ponti ad H..... | 130 |

Figura 8.9 Separazione tra le fasi..... 130
Figura 8.10 Possibile rimedio al corto-circuito 132

Indice tabelle.

Tabella 1.1 Tipi di rivestimento per magneti permanenti NdFeB 16
Tabella 1.2 Coefficienti di temperatura reversibile 19
Tabella 1.3 Temperature operative massime e di Curie..... 20
Tabella 3.1 Parametri del prototipo della macchina oggetto della nostra analisi 46
Tabella 4.1 Induttanze di assi d e q..... 74
Tabella 5.1 Possibili configurazioni delle parti di avvolgimento dello statore..... 80
Tabella 5.2 Induttanza e tensione nominale delle diverse configurazioni 81
Tabella 5.3 Correnti e perdite nelle commutazioni dei tiristori per il motore presentato
nell'esempio 92
Tabella 6.1 Fem per fase 108
Tabella 6.2 Densità di flusso..... 110
Tabella 6.3 Flusso dei magneti permanenti 111
Tabella 7.1 Specifiche di una macchina tipica..... 116

INTRODUZIONE ALL'UTILIZZO DEI MAGNETI PERMANENTI

Lo sviluppo e la diffusione degli azionamenti elettrici a magneti permanenti sono stati possibili grazie al largo impiego dell'elettronica di potenza ampiamente utilizzata al giorno d'oggi.

La robotica, la generazione, il condizionamento dell'aria e recentemente anche la trazione elettrica sono solo alcuni esempi nei quali tale tecnologia trova applicazione.

L'elevato costo di questi materiali potrebbe rappresentare oggi un elemento sfavorevole per il loro impiego, soprattutto nel settore della trazione elettrica. Tuttavia l'efficienza delle macchine a magneti permanenti è indubbia dato l'alto fattore di potenza e la totale assenza di spazzole. Infatti il campo di eccitazione, non essendo fornito da un avvolgimento rotorico alimentato tramite contatti striscianti, ma da magneti permanenti disposti sul rotore comporta l'assenza del collettore e delle spazzole.

L'eliminazione di questi due elementi fa sì che non ci siano più le problematiche di usura e manutenzione, l'assenza di perdite rotoriche e la semplificazione dei sistemi di raffreddamento portando ad un incremento del rendimento elettrico; inoltre il peso e il volume ridotto consentono maggiori accelerazioni comportando un aumento delle prestazioni meccaniche. Le velocità nominali raggiunte mediante l'impiego di magneti secondo la loro configurazione ibrida sono assai più elevate rispetto agli altri tipi di motori sia in corrente continua che in corrente alternata. Tutti questi fattori concorrono a preferire l'uso di questi motori.

In questa tesi si cercherà di analizzare i principali aspetti teorici e pratici della macchina sincrona a magneti permanenti, funzionante come motore.

Si partirà da una panoramica sui materiali a magneti permanenti, per poi passare alla modellizzazione della macchina. Successivamente si tratterà il problema delle correnti parassite e si analizzerà l'azionamento di trazione.

Infine si proporranno i motori MP utilizzati per dispositivi a velocità variabile, la progettazione analitica di motori e generatori sincroni a magneti permanenti, il progetto di un motore sincrono a MP per le metropolitane ed una trattazione su alcune problematiche dei motori MP.

1. CLASSIFICAZIONE DEI MAGNETI PERMANENTI E CARATTERISTICHE

La scelta di un magnete permanente è un'operazione complicata; ci sono molti fattori da considerare, più o meno semplici, per la buona riuscita di un progetto. Non bisogna quindi sorprendersi se spesso, trascurando questi fattori, si verificano spiacevoli inconvenienti nel passaggio dalla fase di progetto alla realizzazione vera e propria di un prodotto.

In questo capitolo si cercheranno di mettere in evidenza gli aspetti generali da considerare qualora si vogliano impiegare i magneti permanenti.

I materiali magnetici duri attualmente più diffusi sono:

AlNiCo – sono leghe composte di alluminio, nichel e cobalto. Fin dalla loro scoperta il prodotto di energia è andato via via aumentando, specialmente con l'introduzione della sua forma anisotropa. Le caratteristiche principali sono un'elevata densità di flusso, superiore al tesla, un'ottima stabilità termica e costi di fabbricazione ridotti. Tuttavia presentano un'estrema durezza e fragilità e una bassa forza coercitiva che ne stanno sempre più limitando l'utilizzo in applicazioni dove sono richieste alte induzioni residue e costi molto contenuti, mentre si ripiega su altri materiali per prodotti di maggiore qualità.

Ferriti - si distinguono dagli altri materiali perché ceramici e non metallici, ma non per questo rappresentano i più elevati prodotti di energia disponibili. Le induzioni residue sono basse e inoltre sono fragili e difficili da lavorare. Hanno comunque avuto un elevato successo, che le ha portate a coprire oltre la metà del mercato mondiale dei magneti, grazie agli elevati valori di coercività e ai costi minimi. La caratteristica di demagnetizzazione è pressoché lineare e ciò ne agevola l'impiego nelle macchine elettriche e in molte altre applicazioni. Per limitare la tendenza alla smagnetizzazione alle basse temperature, cosa poco gradita nel settore automobilistico, e migliorare al contempo le proprietà magnetiche delle ferriti, alcuni produttori aggiungono elementi quali cobalto e lantanio, o un composto dei due, alle polveri base.

1.1 Magneti in terre rare.

SmCo – sono ottenuti dalla combinazione di samario e cobalto e la loro scoperta negli anni '60 del secolo scorso permise di combinare i vantaggi dei magneti in AlNiCo e in ferrite: un'elevata induzione residua e coercività. Inoltre hanno una notevole stabilità termica. A causa della natura strategica del cobalto, il cui prezzo subisce consistenti variazioni, e del costo iniziale del samario, lo sviluppo di questi materiali è tutt'oggi ridotto e il loro impiego è limitato a quelle applicazioni dove sia richiesto un certo livello di miniaturizzazione dei componenti.

NdFeB – i magneti in neodimio, ferro e boro, nella loro forma sinterizzata, sono i più performanti attualmente commercializzati con prodotti di energia BH compresi tra 183÷414 kJ/m³. Nel processo di sinterizzazione una lega cristallina di NdFeB viene ridotta in polveri delle dimensioni inferiori al micron all'interno di un laminatoio; quindi vengono sottoposte le stesse polveri a un intenso campo magnetico e pressate nella forma base. Il blocco risultante è poi sinterizzato fondendo il materiale in un metallo solido. Le leghe NdFeB sinterizzate sono meccanicamente più resistenti e meno fragili rispetto agli altri magneti. Le materie grezze Nd e Fe sono molto abbondanti in natura e quindi il costo è nettamente inferiore rispetto al SmCo.

Mentre la domanda per i materiali magnetici soft non ha subito notevoli variazioni nel corso degli anni, la domanda mondiale di magneti permanenti è cresciuta in media del 9% ogni anno nell'ultimo ventennio. In particolare quella relativa ai magneti NdFeB (legati e sinterizzati) sta crescendo con tassi del 12÷15% l'anno, a spese soprattutto della quota di mercato occupata dalle ferriti. I magneti permanenti in NdFeB tendono perciò a sostituirsi ai tradizionali magneti in ferrite, AlNiCo e SmCo in molti campi di applicazione: motori elettrici, dispositivi elettroacustici, strumenti di misura, equipaggiamenti dell'industria automobilistica e petrolchimica, apparecchiature elettromedicali. Una forte influenza nello sviluppo dei magneti in NdFeB fu dovuta all'espansione di apparecchiature elettroniche di largo consumo, come computer e telefoni cellulari.

1.2 Proprietà principali di un magnete.

I parametri fondamentali che caratterizzano un MP sono sostanzialmente, la forza coercitiva H_C , l'induzione residua B_r e il prodotto di energia BH. L'importanza da attribuire a queste proprietà dipende dalle condizioni operative di un magnete, tenendo conto delle condizioni di esercizio tipiche e di quelle estreme.

Tipicamente le tabelle riportano le proprietà dei magneti riferite alla temperatura ambiente, ma se si pensa di lavorare a temperature elevate bisogna tenere in considerazione la riduzione della densità di flusso e la resistenza alla demagnetizzazione.

Alcuni produttori forniscono le massime temperature ammissibili ma talvolta sono indicazioni confuse e poco attendibili. Inoltre alcuni fattori di progetto specifici, come la geometria del circuito magnetico o la presenza di campi esterni smagnetizzanti influiscono notevolmente sui limiti termici.

1.3 Geometria, dimensioni e tolleranze.

La taglia e la forma dei MP variano molto in base all'applicazione a cui sono destinati. Esistono MP a forma di disco, blocchi, arcuati, ad anello etc. Le dimensioni spaziano dai piccoli magneti per orologi a quelli di grossa taglia per motori industriali.

Per la realizzazione di un progetto di solito bisogna raggiungere un compromesso tra configurazione dei magneti, limiti sulle tolleranze e il corrispondente aumento di costi. Ad esempio nella realizzazione di un motore sarebbero preferibili magneti di forma obliqua o elicoidale (skewed) per ridurre la coppia d'impuntamento (cogging torque) ma il costo di lavorazione per realizzare magneti con queste caratteristiche comprometterebbe la convenienza finale della macchina.

Altri conflitti nella scelta entrano in gioco, ad esempio, quando si vogliono confrontare magneti ad arco con quelli ad anello.

Per i motori brushless gli anelli sono più semplici da assemblare sul rotore; tuttavia realizzare anelli con tolleranze ristrette richiede in questo caso un aumento della spesa. Bisogna però dire che i magneti ad anello sono più facili da disporre in una configurazione che riduca il cogging. In generale quindi per ridurre le tolleranze è necessaria una lavorazione aggiuntiva: si verrà a spendere sia per il materiale in sé sia per la sua rimozione.



Figura 1.1 Magneti di varie forme

1.4 Considerazioni meccaniche.

I magneti permanenti sono piuttosto fragili a vari livelli. Le ferriti e le leghe SmCo sinterizzate sono estremamente delicate, mentre NdFeB sinterizzato è più robusto. E' pertanto importante tenere presente che i magneti non dovrebbero mai essere localizzati in strutture che li sottopongono a sforzi meccanici o ancora dotarli di filettature/agganci per fissarli, dato che l'unico compito di un magnete è quello di produrre flusso.

1.5 Rivestimenti e resistenza alla corrosione.

In base al tipo di materiale scelto varia molto la scelta della protezione dalla corrosione. Ferrite, AlNiCo e SmCo sono in genere stabili al riguardo e raramente richiedono un rivestimento speciale per proteggerli. Le leghe NdFeB ad alta densità sono invece molto reattive e pertanto vanno protette.

Vale la pena ricordare però che anche i magneti più stabili possono trarre benefici da un rivestimento, qualora vi siano preoccupazioni riguardo all'aspetto estetico, la protezione contro la perdita di particelle magnetiche o semplicemente per maneggiarli.

I rivestimenti sono raggruppabili in due categorie: **metallici** e **organici**.

I *rivestimenti metallici* consistono nel ricoprire con materiali come nichel, rame, latta (lamiera di ferro con un sottile strato di stagno sulla superficie) o una combinazione dei tre stratificati. In questa categoria rientrano anche i depositi di ioni metallici, ad esempio alluminio o cadmio, particolarmente adatti qualora non si possa eccedere troppo nelle tolleranze.

I *rivestimenti organici* consistono nell'applicazione di vernici speciali o in trattamenti di e-coating che permettono alle leghe NdFeB di ottenere risultati notevoli anche in presenza di spruzzi salini.

La pessima resistenza alla corrosione dei magneti in NdFeB ne limitò notevolmente la diffusione agli albori della sua commercializzazione. Il processo di corrosione in questi materiali comincia con la diffusione di ossigeno, vapore acqueo o idrogeno lungo i bordi di grano. In particolare l'idrogeno, che non si trova naturalmente nell'aria, si forma come sottoprodotto della reazione di corrosione quando l'ossigeno viene strappato dalle molecole d'acqua.

Paradossalmente un'altra sorgente d'idrogeno è introdotta dai processi di elettrolisi o placcatura, preparatori al rivestimento del magnete. Il processo di ossidazione, che si conclude con la formazione di Nd_2O_3 , comporta un aumento di volume e la perdita di polveri che danneggiano il magnete in modo irreversibile. Il deterioramento avviene anche alla presenza di: solventi alcalini organici o acidi, liquidi conduttivi (acqua salata), oli e gas corrosivi (Cl , NH_3). Esistono due soluzioni per contenere la corrosione del NdFeB:

Rivestimenti - la tabella 1.1 mostra i tipi di rivestimento più diffusi e le relative applicazioni.

Migliorare le proprietà intrinseche del materiale - dapprima drogando il materiale con alcuni elementi di transizione come Co, Ga, Mo o V. Quindi limitando la concentrazione di Nd. Quest'ultimo aspetto inizialmente non era correlato con l'ossidazione e quindi si eccedeva nell'uso di Nd.

Di solito si applicano entrambi questi metodi, avendo particolare cura nella scelta dei materiali utilizzati, preparando e rivestendo correttamente le superfici. In altre parole il rivestimento da solo non basta; esistono casi in cui il rivestimento resta integro ma il magnete sottostante è distrutto.

| Rivestimento | Spessore [μm] | Applicazione |
|----------------------|----------------------------|-----------------------------------|
| Alluminio-Cromatura | 7÷19 | Motori e Sensori |
| Resine Epossidiche | 40÷80 | Altoparlanti, Risonanza Magnetica |
| Elettrodeposizione | 20÷30 | Motori Industriali |
| Placcatura in Nichel | 10÷20 | Altoparlanti, Motori e Sensori |

Tabella 1.1 Tipi di rivestimento per magneti permanenti NdFeB

La qualità del rivestimento è solitamente testata dal produttore del magnete ma per avere un'indicazione definitiva sulla resistenza del magnete, la soluzione migliore è quella di testarlo in condizioni di servizio o in un ambiente che le riproduca adeguatamente. Esistono test di stress che sottopongono il magnete a condizioni estreme di temperatura, pressione, umidità e alla presenza di sostanze saline. Spesso un tipo di rivestimento si dimostra efficace nei test effettuati su campioni di laboratorio ma, passando alla produzione su larga scala, i risultati sono insoddisfacenti e si rende necessario intensificare i controlli di qualità sui prodotti.



Figura 1.2 Effetto sulla placcatura in nichel dopo 20 ore a 130°C, 260 kPa e 95% di umidità

1.6 Testing.

Ci sono due filosofie per testare i magneti. La prima consiste nel verificare le proprietà intrinseche del magnete e di compararle con i dati forniti dal costruttore. Siccome i metodi usati sono simili, il costruttore e il cliente si troveranno d'accordo quando il magnete non rispetta le specifiche. Tuttavia la verifica delle proprietà intrinseche difficilmente riesce a prevedere le prestazioni finali del magnete e spesso ha un effetto distruttivo sui componenti. L'altro approccio pertanto consiste nel testare il magnete nelle stesse condizioni in cui sarà utilizzato. Questo permette di prevedere bene il comportamento del magnete ma è difficile metterlo in relazione alle proprietà intrinseche date dal costruttore. Entrambi i metodi hanno quindi vantaggi e svantaggi e di solito si cerca un compromesso tra le due possibilità.

1.7 Magnetizzazione.

Lo scopo della magnetizzazione è quello di saturare completamente il magnete, altrimenti le sue proprietà magnetiche decadrebbero in modo poco prevedibile. Una volta che il magnete è magnetizzato è più difficile maneggiarlo, pertanto c'è la tendenza a rimandare questo passo alla fine o dopo l'assemblaggio.

Tuttavia la magnetizzazione a prodotto assemblato è più difficile essendo più complicato esporlo a campi sufficientemente elevati per la saturazione. In generale si procede applicando campi sempre più intensi al prodotto assemblato e, quando il flusso in uscita non cresce più, si ritiene che il magnete sia saturato.

1.8 Considerazioni costruttive.

Oltre agli aspetti riguardanti la magnetizzazione, considerazioni aggiuntive vanno fatte quando ci si occupa dell'assemblaggio dei magneti. Se la magnetizzazione avviene dopo averli montati non si presentano preoccupazioni particolari nella fase di assemblaggio; se invece è richiesto il montaggio, ad esempio di grossi magneti in terre rare in uno stato di pre-magnetizzazione, bisogna considerare le elevate forze di attrazione che si sviluppano. Occorre prestare attenzione affinché i magneti non si attirino tra loro o con altri materiali ferromagnetici (esempio utensili metallici come chiavi o cacciaviti) finché non siano propriamente posizionati. Ciò anche per evitare seri danni alle persone coinvolte nelle fasi di montaggio.

1.9 Adesivi.

Molte tipologie di adesivi sono usate per i magneti, dai ciano acrilati agli epossidici strutturali. La scelta dipende dal materiale con cui sono accoppiati e dalle condizioni atmosferiche cui saranno esposti. Oltre alla resistenza meccanica e alla compatibilità chimica tra i materiali, lo spessore dell'adesivo e la sua tolleranza dovrebbero essere tenuti in conto nelle considerazioni progettuali.

1.10 Stabilità dei magneti.

La capacità dei magneti di sostenere un campo magnetico è dovuta ai domini magnetici che sono bloccati nella loro posizione dall'anisotropia del materiale.

Una volta rimosso il campo magnetizzante iniziale, i domini restano nella loro posizione finché non agiscono forze esterne superiori a quelle che li tengono fissi. L'energia richiesta per alterare il campo prodotto dai magneti varia molto per ogni tipo di materiale. La stabilità può essere descritta come *“la possibilità di ottenere dal magnete le stesse prestazioni lungo tutta la sua vita”*.

Fattori che influenzano la stabilità sono il tempo, la temperatura, i cambiamenti di riluttanza, campi smagnetizzanti, radiazioni, stress e vibrazioni.

1.11 Tempo.

L'effetto del tempo sui magneti permanenti moderni è minimo; i cambiamenti maggiori si hanno immediatamente dopo la magnetizzazione. Questi cambiamenti, noti come strisciamenti magnetici, si verificano a causa di domini instabili che risentono delle fluttuazioni termiche e, riducendone il numero, si riducono anche le variazioni. Da questo punto di vista il comportamento migliore lo mostrano i magneti in terre rare mentre l'AlNiCo può perdere al massimo il 3% della propria densità di flusso dopo 100.000 ore di vita.

1.12 Temperatura.

Esistono tre effetti dovuti alla temperatura:

Perdite reversibili - sono quelle perdite che spariscono quando il magnete ritorna alla sua temperatura originaria e non possono essere eliminate dalla stabilizzazione dei magneti. Le perdite reversibili sono descritte dal coefficiente di temperatura reversibile T_c , come mostra la tabella 1.2, espresso in percentuale per grado centigrado. E' a causa della significativa differenza tra il coefficiente di temperatura di B_r rispetto H_c che la curva di smagnetizzazione presenta un ginocchio alle elevate temperature. T_c B_r H_c .

| Materiale | T_c di B_r | T_c di H_c |
|-----------|----------------|----------------|
| NdFeB | -0.12 | -0.6 |
| SmCo | -0.04 | -0.3 |
| AlNiCo | -0.02 | 0.01 |
| Ferriti | -0.2 | 0.3 |

Tabella 1.2 Coefficienti di temperatura reversibile

Perdite irreversibili ma recuperabili - sono definite come una parziale smagnetizzazione del magnete a causa della presenza di alte o basse temperature e, a differenza delle reversibili, sono recuperabili solo con la rimagnetizzazione. Nel progettare il circuito magnetico si deve pertanto evitare che il magnete si trovi a lavorare ad alte temperature in un punto oltre il ginocchio per evitare appunto questo genere di perdite.

Perdite irreversibili e irrecuperabili - si verificano quando sono presenti temperature talmente elevate da cambiare la struttura chimica del magnete. Nella tabella 1.3 sono riportate le temperature di Curie T_{CURIE} , oltre la quale i domini magnetici sono disposti in modo disordinato e il materiale perde il proprio magnetismo, e la temperatura operativa massima T_{max} che rappresenta il limite pratico da non oltrepassare per evitare danni.

| Materiale | T_{CURIE} [°C] | T_{max} [°C] |
|-----------|-------------------------|-----------------------|
| NdFeB | 310 | 150 |
| SmCo | 750 | 300 |
| AlNiCo | 860 | 540 |
| Ferriti | 460 | 300 |

Tabella 1.3 Temperature operative massime e di Curie

Spesso si preferisce demagnetizzare parzialmente i magneti a elevate temperature, al fine di stabilizzarli e garantire un flusso costante quando si troveranno a operare a temperature inferiori.

Ai magneti in NdFeB impiegati nei veicoli elettrici è richiesto di funzionare a temperature massime di 180°C e questo è reso possibile sostituendo al neodimio una quantità significativa di disprosio D_y che, essendo molto meno abbondante del neodimio, provoca un aumento del costo del magnete.

1.13 Variazioni di riluttanza e campi smagnetizzanti.

Il loro effetto sarà analizzato meglio in seguito, tuttavia per contenere gli effetti delle variazioni di riluttanza si usa spesso stabilizzare i magneti sottoponendoli alle stesse variazioni di riluttanza del circuito magnetico in cui sono inseriti.

1.14 Il ciclo di isteresi.

L'elemento caratteristico dei materiali ferromagnetici è il ciclo di isteresi (figura 1.3).

I materiali laminati, legati al silicio (cosidetti teneri) hanno un campo magnetico coercitivo H_c relativamente piccolo e un ciclo d'isteresi di area piccola (basse perdite).

I materiali magneticamente duri, ossia con elevato campo coercitivo H_C , sono adoperati per la produzione di magneti permanenti (figura 1.4).

Un materiale magneticamente duro viene sottoposto ad una magnetizzazione molto intensa e unidirezionale in un apparecchio detto magnetizzatore, costituito, essenzialmente da un elettromagnete con un nucleo di ferro dolce, laminato, sul quale è avvolto un solenoide di N spire percorso da corrente i , avente un traferro nel quale viene introdotto il materiale magnetico duro da sottoporre a magnetizzazione intensa (figura 1.5).

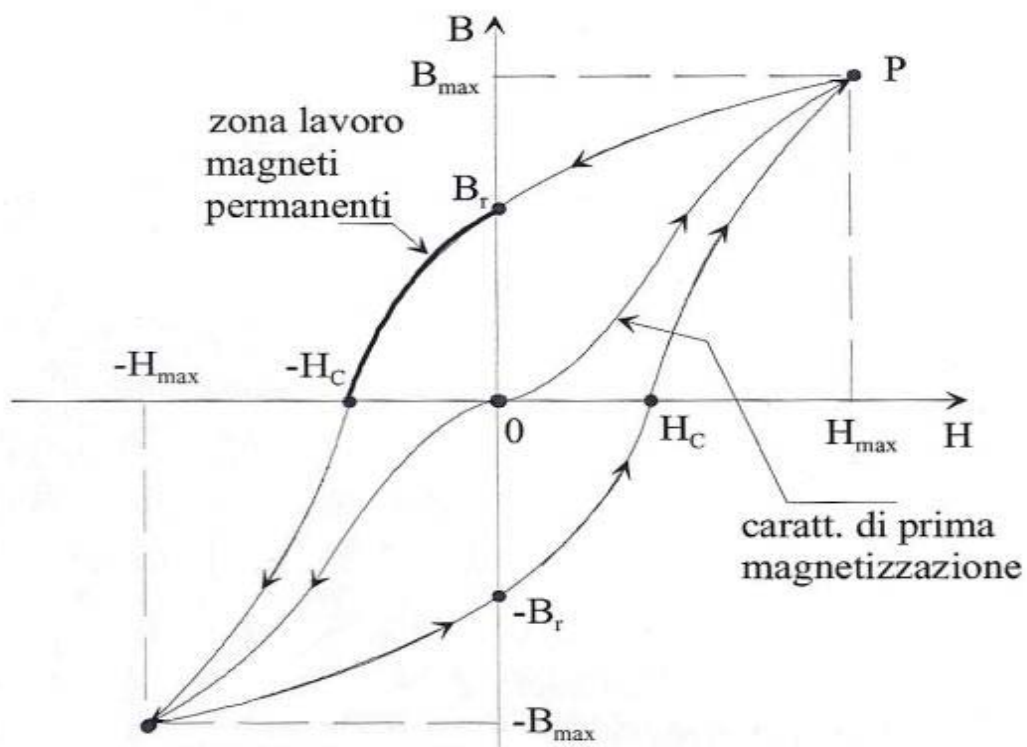


Figura 1.3 Ciclo d'isteresi magnetica e caratteristica di prima magnetizzazione. E' evidenziata la zona di lavoro dei magneti permanenti

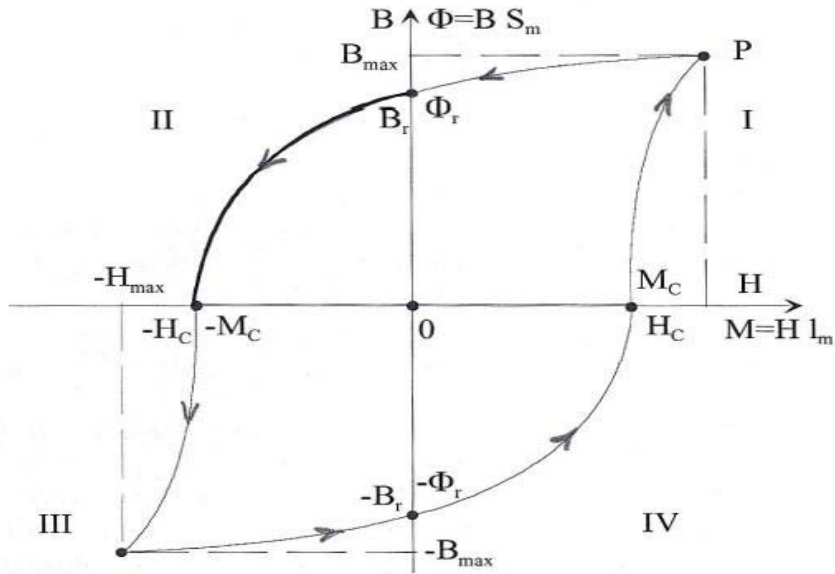


Figura 1.4 Ciclo d'isteresi di un materiale magneticamente duro adatto per la produzione dei magneti permanenti

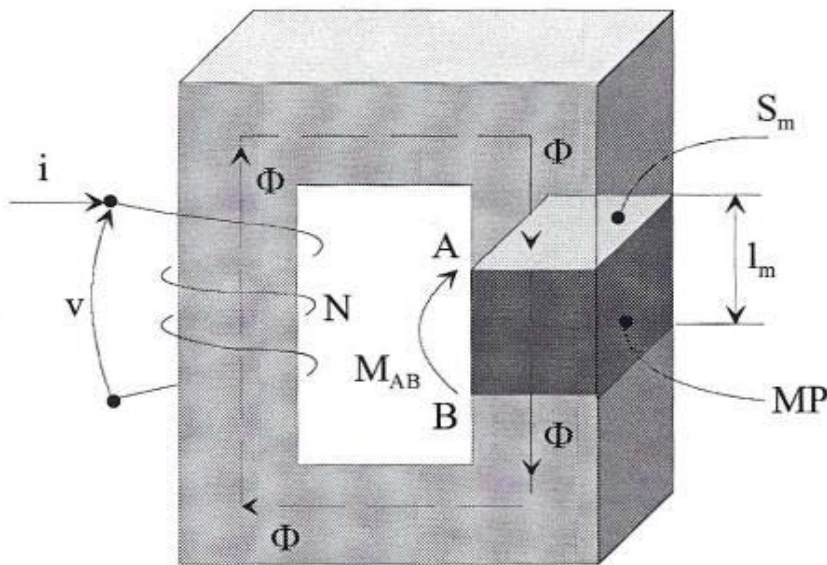


Figura 1.5 Magnetizzatore per magneti permanenti

Trascurando la c.d.t.m. sul tronco in ferro dolce, assumendo quindi una elevata permeabilità del tronco di flusso in ferro laminato, la totale tensione magnetica della sorgente $M_s = Ni$ uguaglia, la c.d.t.m. sul magnete permanente per cui il campo H in esso vale:

$$H \approx \frac{Ni}{l_m}$$

L'induzione è proporzionale al flusso:

$$B = \frac{\Phi}{S_m}$$

1.15 Caratteristica Φ (M) del magnete permanente.

Riducendo la corrente i del magnetizzatore dal valore massimo a zero, il flusso Φ si riduce dal valore massimo al valore di flusso residuo $\Phi_r = B_r S_m$.

La tensione magnetica sul magnete permanente vale:

$$M_{AB} = Ni = Hl_m$$

e si riduce a zero per $i = 0$.

Il modello circuitale del magnete permanente con versi di misura del flusso e della tensione magnetica associati come in un utilizzatore è riportato in figura 1.6.

Considerando invece flusso e tensione magnetica del magnete permanente come in un bipolo generatore, si ha la rappresentazione in figura 1.7.

Togliendo il magnete permanente (MP) dal magnetizzatore, il punto di funzionamento P si muove lungo la caratteristica $\Phi(M)$ del magnete fino al punto di intersezione con la retta di carico fissata dalla permeanza del circuito (o campo) magnetico alimentato dal magnete (figura 1.8).

La retta di carico ha equazione:

$$\Phi = \Lambda_{ext} M$$

dove Λ_{ext} è la permeanza del circuito magnetico esterno che costituisce il carico della sorgente costituita dal magnete permanente.

Mentre si estrae il magnete dal magnetizzatore, la permeanza del circuito di richiusura visto dai terminali del magnete si riduce dal valore iniziale ∞ a valori sempre minori tendenti ad un valore minimo corrispondente al magnete in aria.

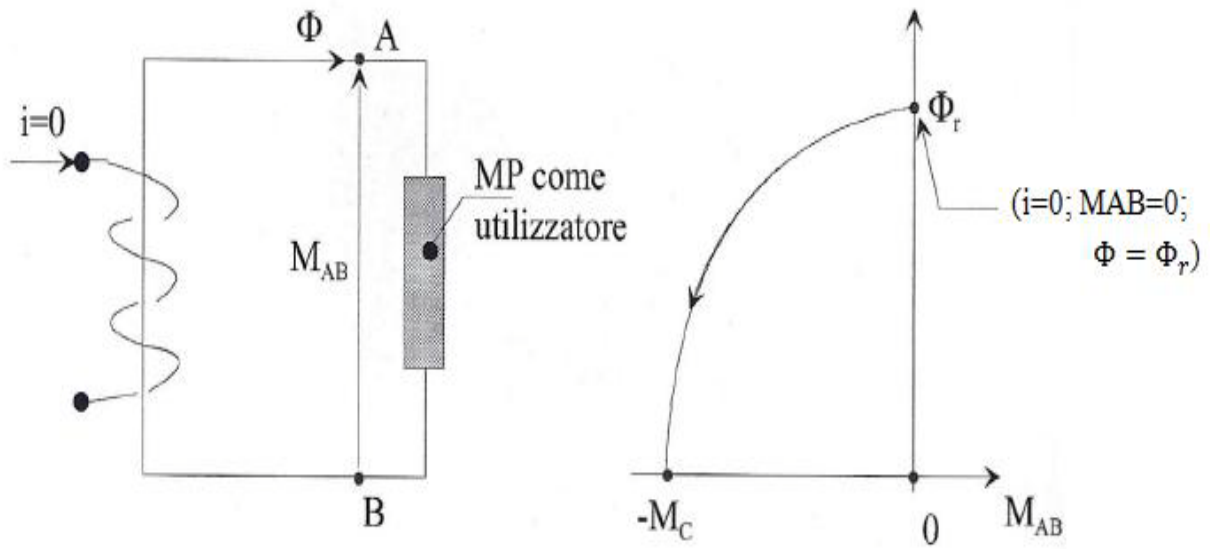


Figura 1.6 Magnete permanente come utilizzatore e modello circuitale

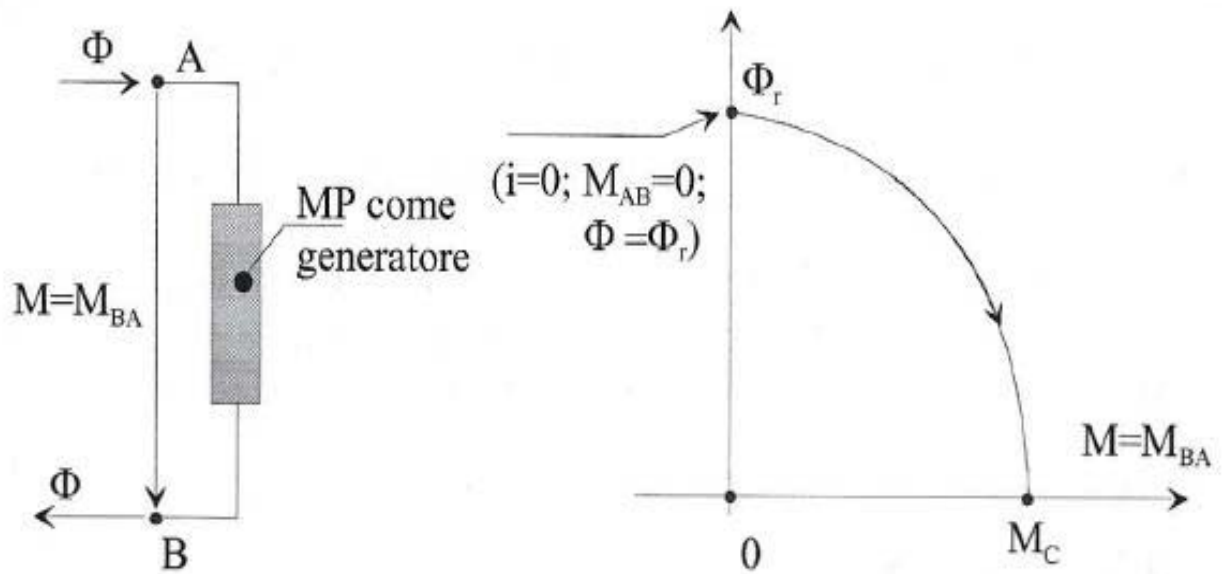


Figura 1.7 Magnete permanente come bipolo generatore

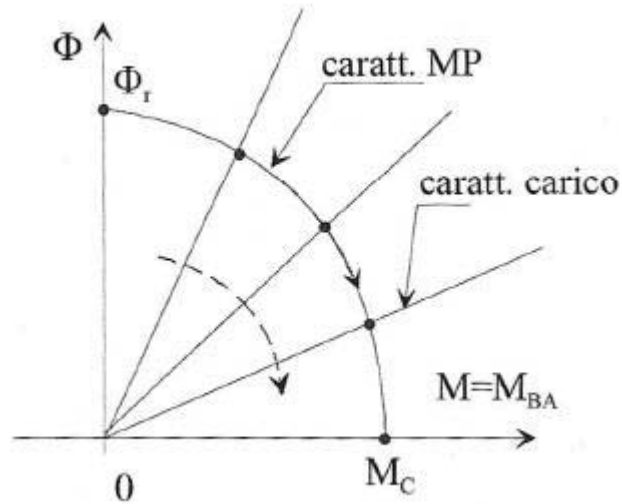


Figura 1.8 Caratteristica di magnetizzazione $\Phi(M)$ del magnete permanente e retta di carico

Se dopo aver ridotto la permeanza del circuito di richiusura del magnete da ∞ ad un generico valore finito si incrementa nuovamente la pendenza della retta di carico, la traiettoria del punto di funzionamento nella risalita è diversa da quella della discesa per effetto dell'isteresi magnetica (figura 1.9).

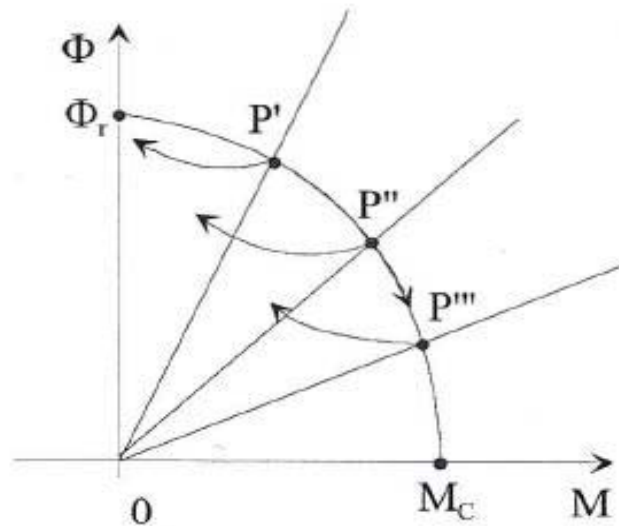


Figura 1.9 Effetto dell'isteresi magnetica sulla variazione della retta di carico di un magnete permanente

Alternando fra due rette di carico 1 e 2, la traiettoria di lavoro si stabilizza nell'intorno di una retta s (figura 1.10).

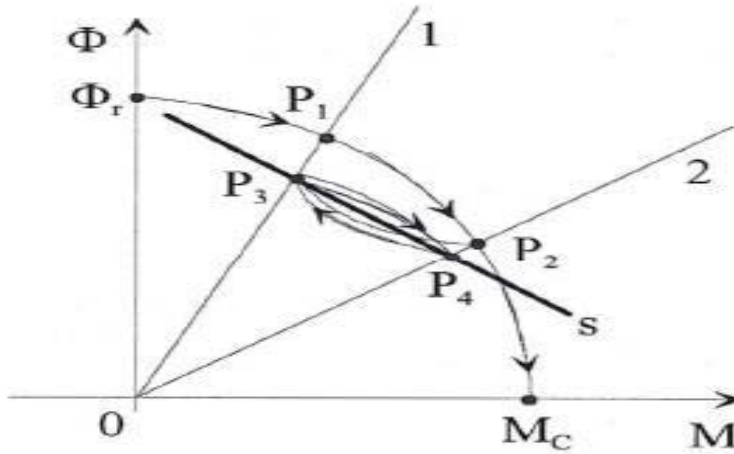


Figura 1.10 Stabilizzazione della traiettoria di lavoro di un magnete permanente la cui retta di carico varia fra due stati

Alcuni materiali magnetici (terre rare) presentano una caratteristica di smagnetizzazione abbastanza lineare con valori di forza magnetica coercitiva H_c molto elevati e permeabilità dell'ordine della permeabilità del vuoto μ_0 .

In tal caso, per una variazione della retta di carico da 1 a 2 e poi di nuovo a 1, il punto di funzionamento P si muove lungo la retta di equazione (figura 1.11):

$$\Phi = \Phi_r - \Lambda_s M$$

che è l'equazione della caratteristica del magnete permanente lineare.

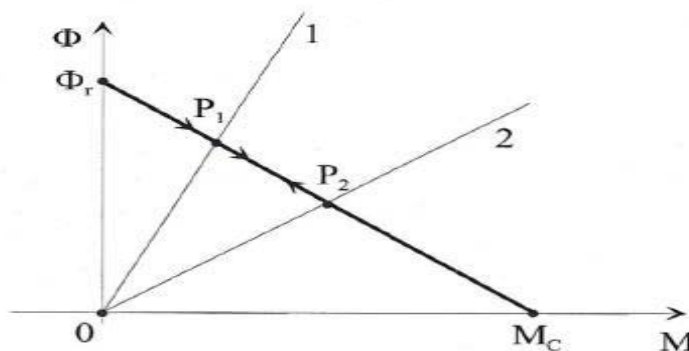


Figura 1.11 Caratteristica di lavoro di un magnete permanente lineare

Ad essa si può associare il circuito equivalente mostrato in figura 1.12.

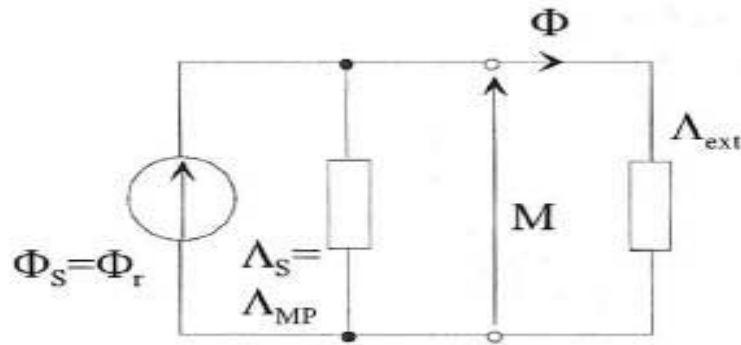


Figura 1.12 Circuito equivalente del magnete permanente (Φ_s, Λ_s) e del carico esterno (Λ_{ext})

Tutti i ragionamenti relativi al funzionamento ed al dimensionamento dei magneti permanenti possono essere fatti mediante il corrispondente modello circuitale.

Il magnete permanente è equivalente ad una sorgente di flusso costante $\Phi_s = \Phi_r$ in parallelo ad una permeanza $\Lambda_s = \Lambda_{MP} = \mu_m \frac{S_m}{l_m}$.

Il magnete permanente può alimentare un generico circuito magnetico con ferro e traferri di permeanza equivalente Λ_{ext} .

Si supponga di alimentare un circuito magnetico con ferro scarsamente saturo e traferro in serie, talché si possa assumere $\mu_f = \infty$, ossia si possa trascurare la c.d.t.m. del ferro rispetto a quella del traferro (figura 1.13).

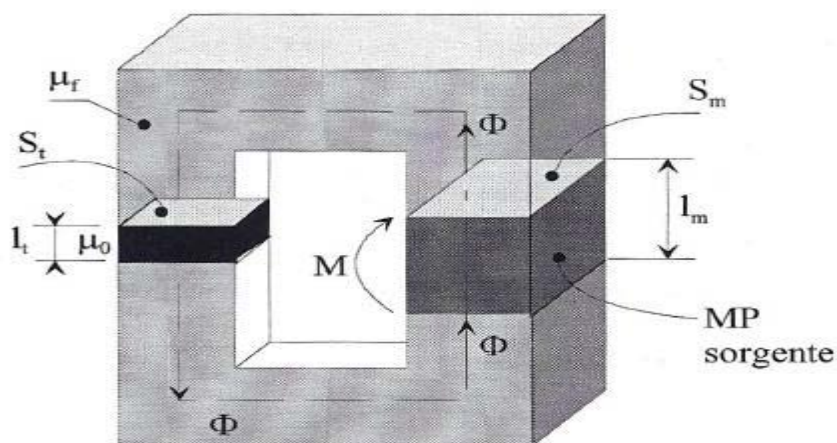


Figura 1.13 Circuito magnetico in ferro e traferro alimentato da un magnete permanente

Il punto di lavoro del magnete permanente e l'energia U accumulata nel traferro possono essere visualizzate mediante la figura 1.14.

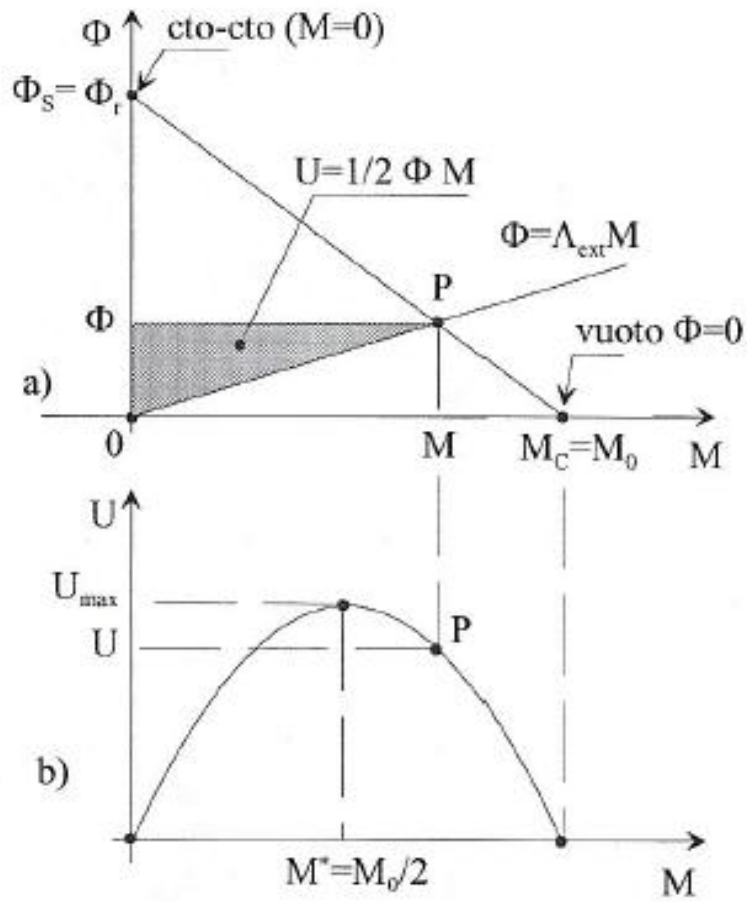


Figura 1.14 Punto di lavoro del magnete permanente ed energia U accumulata nella permeanza di carico Λ_{ext}

2. MODELLO DELLA MACCHINA SINCRONA A MAGNETI PERMANENTI

2.1 Vettori spaziali.

Viene di seguito mostrato il modello matematico di una macchina sincrona a magneti permanenti interni. Tale modello può essere applicato anche alle macchine a magneti superficiali con una scelta adeguata dei parametri. L'oggetto di tale descrizione è tuttavia limitato alle sole macchine a flusso radiale essendo queste molto più diffuse rispetto a quelle a flusso assiale e trasversale.

Si fa l'ipotesi di utilizzo della macchina come motore anche se in certe applicazioni essa funziona da generatore.

Si sono fatte le semplificazioni seguenti per ricavare il modello:

- la saturazione magnetica non viene considerata.
- il magnete permanente viene assunto come avente flusso totale di ampiezza costante, con curva di demagnetizzazione lineare.
- il flusso dei magneti, la densità degli avvolgimenti e la risultante induttanza delle fasi di statore hanno una distribuzione sinusoidale al variare dell'angolo.
- gli avvolgimenti distribuiti sono rappresentati mediante bobine concentrate.
- le tre fasi di statore sono identiche, disposte simmetricamente e connesse a stella.
- le lunghezze d'onda e gli spessori di penetrazione del campo elettromagnetico sono considerati molto più grandi delle dimensioni fisiche del motore (non viene considerato l'effetto pelle), così che resistenza ed induttanza siano costanti al variare della frequenza.
- le perdite nel ferro (per isteresi e correnti parassite) sono trascurate, pertanto lo sono anche le correnti indotte nel rotore.
- le costanti di tempo meccaniche sono molto più grandi di quelle elettriche.

- viene trascurata la deriva dei parametri con la temperatura, che equivale ad affermare di trovarsi in condizioni di temperatura costante.

In corrente alternata le quantità funzioni del tempo vengono espresse mediante l'utilizzo dei numeri complessi.

La corrente $i(t)$ può essere espressa come:

$$i(t) = I(\cos \Phi + j \sin \Phi) = Ie^{j\Phi}$$

essendo I il valore di picco della corrente considerata e $\Phi = \omega t + \varphi$ l'angolo di fase.

Trattandosi di un sistema trifase avremo tre correnti istantanee a, b, c .

$$i_a(t) = I \cdot \cos(\omega t + \vartheta)$$

$$i_b(t) = I \cdot \cos(\omega t + \vartheta - \frac{2}{3}\pi)$$

$$i_c(t) = I \cdot \cos(\omega t + \vartheta + \frac{2}{3}\pi)$$

Analizziamo lo statore di una macchina con avvolgimenti trifase. Per ipotesi, ogni avvolgimento è formato da una singola bobina che crea una forza magnetomotrice sinusoidale.

Definiamo quindi la forza magnetomotrice m_s creata dalle correnti come:

$$m_s(\theta, t) = N_{SE} \left[i_a(t) \cdot \cos(\theta) + i_b(t) \cdot \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + i_c(t) \cdot \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \right]$$

essendo θ l'angolo tra gli assi di riferimento e N_{SE} il numero equivalente di spire.

Scritta in un'altra forma l'equazione diventa:

$$m_s(\theta, t) = N_{SE} \cdot \text{Re}\{[i_a(t) + \alpha \cdot i_b(t) + \alpha^2 \cdot i_c(t)] \cdot e^{-j\theta}\}$$

con $\alpha = e^{\frac{j2\pi}{3}}$.

Si definisce il vettore spaziale delle correnti statoriche:

$$\bar{i}_s(t) = [i_a(t) + \alpha \cdot i_b(t) + \alpha^2 \cdot i_c(t)] = |\bar{i}_s| \cdot e^{j\alpha_s}$$

In modo simile le equazioni dei vettori spaziali di flusso e tensione sono:

$$\bar{\psi}_s(t) = [\psi_a(t) + \alpha \cdot \psi_b(t) + \alpha^2 \cdot \psi_c(t)]$$

$$\bar{v}_s(t) = [v_a(t) + \alpha \cdot v_b(t) + \alpha^2 \cdot v_c(t)]$$

Definiamo la potenza trifase P come:

$$P = 3 \cdot \text{Re}\{\bar{V} \cdot \underline{I}\} = \frac{3}{2} \cdot VI \cos \varphi$$

Dove \bar{V} è il fasore delle tensioni di fase, \underline{I} è il complesso coniugato del fasore delle correnti di fase, V e I sono i valori di picco delle medesime grandezze.

Siccome si usano i vettori spaziali per rappresentare l'intero sistema trifase, la potenza dovrebbe essere espressa senza considerare il numero delle tre fasi, ovvero:

$$P = \text{Re}\{\bar{v} \cdot \underline{i}\} = VI \cos \varphi$$

Supponendo l'assenza di componenti omopolari è possibile esprimere il legame tra le tre correnti:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0$$

Pertanto una delle tre correnti è funzione delle altre, pertanto è eliminabile. Si può considerare un sistema bifase equivalente composto da una parte reale e una parte immaginaria:

$$\bar{i}_s(t) = \text{Re}\{\bar{i}_s\} + j\text{Im}\{\bar{i}_s\} = i_{s\alpha}(t) + ji_{s\beta}(t)$$

2.2 Modello elettrico trifase.

Passiamo ora ad analizzare il modello matematico del motore a magneti permanenti visto dai terminali delle fasi di statore, per valori fissati dell'angolo elettrico θ_r e della velocità angolare elettrica ω_r .

Le relative variabili meccaniche θ_m e ω_m sono legate alle precedenti mediante in numero n di coppie polari:

$$\vartheta_r = n\vartheta_m \qquad \omega_r = n\omega_m$$

Per il rotore il riferimento convenzionale è l'asse del magnete mentre per lo statore coincide con l'asse a .

Data la periodicità della definizione dell'angolo nulla cambia se si considera θ_r o $\theta_r + \frac{2\pi}{n}$.

E' possibile rappresentare ciascuna fase tramite il circuito elettrico equivalente mostrato in figura 2.1, costituito da un generatore di fem, un'autoinduttanza e una resistenza.

Nei generatori vengono compresi sia termini relativi alle mutue induttanze sia un contributo dovuto alla variazione di flusso del magnete, concatenato da ciascuna fase, a seguito di variazioni della posizione.

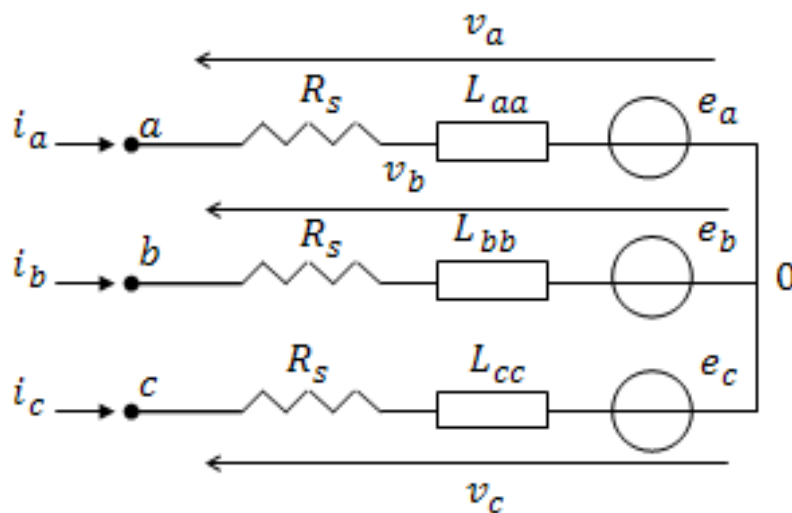


Figura 2.1 Circuito equivalente visto dalle fasi di statore

Le autoinduttanze sono date da:

$$\begin{aligned}
 L_{aa} &= L_{s\sigma} + L_{s0} + L_g \cos(2\vartheta_r) \\
 L_{bb} &= L_{s\sigma} + L_{s0} + L_g \cos\left(2\vartheta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \\
 L_{cc} &= L_{s\sigma} + L_{s0} + L_g \cos\left(2\vartheta_r - \frac{2}{3}\pi\right)
 \end{aligned}$$

dove L_{s0} è l'induttanza media, $L_{s\sigma}$ l'induttanza di dispersione e L_g il valore massimo del termine dipendente dall'angolo di rotore (in questo caso ha valore negativo).

Esprimiamo anche le mutue induttanze:

$$\begin{aligned}
 L_{ab} = L_{ba} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_g \cos\left(2\vartheta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\
 L_{bc} = L_{cb} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_g \cos(2\vartheta_r) \\
 L_{ca} = L_{ac} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_g \cos\left(2\vartheta_r + \frac{2}{3}\pi\right)
 \end{aligned}$$

Considerando un vettore per le tensioni di fase e per le correnti:

$$v_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \qquad i_{abc} = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$$

si possono esprimere le equazioni dei tre rami in forma compatta come:

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + p\psi_{abc}$$

dove si è definito:

$$\psi_{abc} = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^T = L_{abc} i_{abc} + \psi_{MP\ abc}$$

per i flussi totali concatenati di ciascun avvolgimento.

La matrice delle induttanze \mathbf{L}_{abc} ha la forma:

$$L_{abc}(2\vartheta_r) = \begin{bmatrix} L_{aa}(2\vartheta_r) & L_{ab}(2\vartheta_r) & L_{ac}(2\vartheta_r) \\ L_{ba}(2\vartheta_r) & L_{bb}(2\vartheta_r) & L_{bc}(2\vartheta_r) \\ L_{ca}(2\vartheta_r) & L_{cb}(2\vartheta_r) & L_{cc}(2\vartheta_r) \end{bmatrix}$$

mentre il vettore dei flussi concatenati dovuti al magnete permanente è:

$$\psi_{MP\ abc} = \psi_{MP} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_r) \\ \cos(\vartheta_r + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\vartheta_r - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

pertanto, andando a distinguere le tensioni autoindotte da quelle dovute alle mutue induttanze, si ottiene:

$$e_{abc} = p(M_{abc}(\vartheta_r)i_{abc} + \psi_{MP\ abc})$$

con:

$$M_{abc}(2\vartheta_r) = \begin{bmatrix} 0 & L_{ab}(2\vartheta_r) & L_{ac}(2\vartheta_r) \\ L_{ba}(2\vartheta_r) & 0 & L_{bc}(2\vartheta_r) \\ L_{ca}(2\vartheta_r) & L_{cb}(2\vartheta_r) & 0 \end{bmatrix}$$

$$e_{abc} = [e_a \quad e_b \quad e_c]^T$$

Si può notare che le tre equazioni della tensione non sono linearmente indipendenti, siccome le tensioni e le correnti di fase rispettano dei vincoli ulteriori imposti dalle leggi di Kirchhoff:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \qquad v_a + v_b + v_c = 0$$

E' quindi possibile ridurre a due dimensioni la formulazione del modello elettrico al fine di poter utilizzare sistemi di assi ortogonali solidali, ad esempio, con lo statore o col rotore.

2.3 Modello in coordinate bifase di statore.

Considerando un sistema di riferimento α, β solidale con lo statore e avente l'ascissa α coincidente con la fase a è utile applicare la trasformazione di Park su assi fissi come mostrato in figura 2.2.

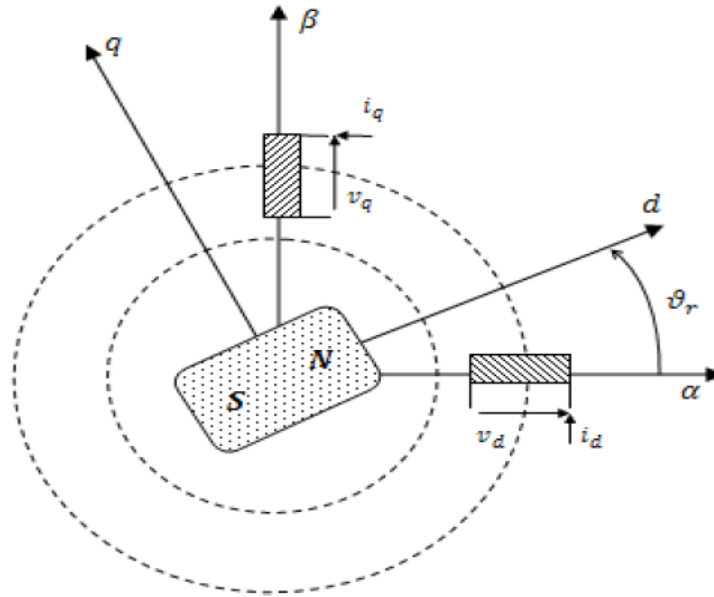


Figura 2.2 Fasi equivalenti nel riferimento di statore

Esplicitiamo qui il modello semplificato:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

o in forma matriciale:

$$v_{s\alpha\beta} = R_s i_{s\alpha\beta} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix} \psi_{s\alpha\beta}$$

Mentre i flussi concatenati delle due fasi ortogonali sono:

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s\sigma} + \frac{3}{2}L_{s0} + \frac{3}{2}L_g \cos(2\vartheta_r) & -\frac{3}{2}L_g \cos(2\vartheta_r) \\ -\frac{3}{2}L_g \cos(2\vartheta_r) & L_{s\sigma} + \frac{3}{2}L_{s0} - \frac{3}{2}L_g \cos(2\vartheta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \psi_{MP} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_r) \\ \sin(\vartheta_r) \end{bmatrix}$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_{\alpha\beta} i_{s\alpha\beta} + \psi_{MP\alpha\beta}$$

In alternativa è possibile ricorrere alla rappresentazione mediante vettori spaziali:

$$\bar{v}_s^s = R_s \cdot \bar{i}_s^s + p\bar{\psi}_s^s$$

$$\bar{\psi}_s^s = L_s \cdot \bar{i}_s^s + \psi_{MP} \cdot e^{j\theta_r}$$

2.4 Modello in coordinate bifase di rotore sincrono.

Le stesse considerazioni viste per il riferimento di statore possono essere fatte spostando il sistema di riferimento in una direzione identificata dall'angolo di rotore, applicando cioè una trasformazione di Park su assi rotanti.

Come noto, il modello elettrico di una macchina sincrona trifase è spesso costruito proiettando le grandezze trifase su due assi, che sono usualmente solidali con lo statore (assi α, β) o col rotore (assi d, q). Generalmente, il controllo è realizzato nel riferimento di rotore.

Lo schema relativo al rotore è rappresentato in figura 2.3.

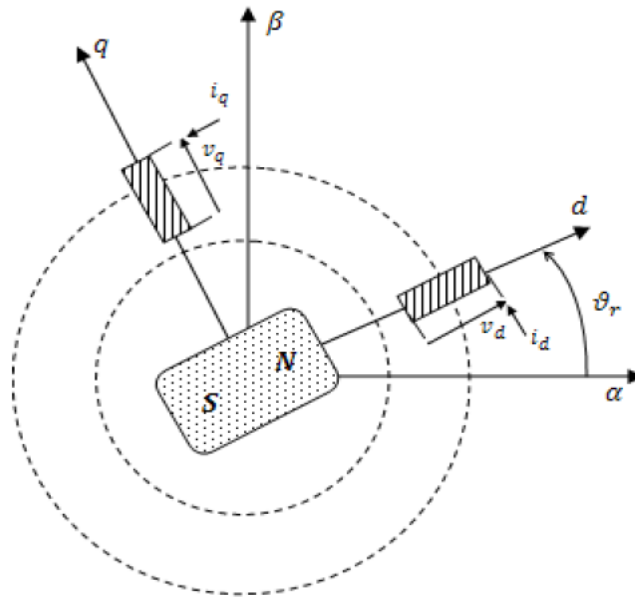


Figura 2.3 Fasi equivalenti nel riferimento di rotore

E' possibile passare dal sistema di assi di riferimento α, β alla coppia di assi solidali rotorici mediante la relazione:

$$\bar{v}_s^r = \bar{v}_s^s \cdot e^{-j\theta_r}$$

$$\bar{i}_s^r = \bar{i}_s^s \cdot e^{-j\theta_r}$$

Riscriviamo le equazioni della tensione:

$$\vec{v}_s^r = R_s \cdot \vec{i}_s^r + p \left(L_s \cdot \vec{i}_s^r \right) + j\omega_r \cdot (L_s \cdot \vec{i}_s^r + \psi_{MP})$$

In forma cartesiana:

$$\vec{v}_s^r = v_{sd} + jv_{sq} \qquad \vec{i}_s^r = i_{sd} + ji_{sq}$$

Alla fine otteniamo le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \end{aligned}$$

In forma matriciale:

$$v_{s \, dq} = R_s i_{s \, dq} + \begin{bmatrix} p & -\omega_r \\ \omega_r & p \end{bmatrix} \psi_{s \, dq}$$

Le equazioni del flusso diventano invece:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{MP} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\psi_{s \, dq} = L_{s \, dq} i_{s \, dq} + \psi_{MP \, dq}$$

avendo posto:

$$\begin{aligned} L_{sq} &= \frac{3}{2} L_{s0} + L_{s\sigma} + \frac{3}{2} L_g \\ L_{sd} &= \frac{3}{2} L_{s0} + L_{s\sigma} - \frac{3}{2} L_g \end{aligned}$$

Si noti come, nella formulazione su assi rotanti, il vettore di flusso dovuto al magnete abbia componente q nulla, essendo solidale con l'asse d del rotore.

2.5 Equazione della coppia.

La coppia elettromagnetica T_e di una macchina AC viene espressa tramite un vettore ricavabile dal seguente prodotto vettoriale:

$$\bar{T}_e = \frac{3}{2} n \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s$$

n è il numero di coppie polari.

Flussi e correnti sono considerati come vettori nel piano α, β :

$$\begin{aligned}\bar{\psi}_s &= \psi_{s\alpha} \bar{i} + \bar{\psi}_{s\beta} \bar{j} \\ \bar{i}_s &= i_{s\alpha} \bar{i} + \bar{i}_{s\beta} \bar{j}\end{aligned}$$

La coppia è quindi ortogonale al piano:

$$\bar{T}_e = \frac{3}{2} n (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \bar{k}$$

Poiché il flusso e la corrente sono grandezze complesse, l'asse z è privo di significato. E' lecito quindi considerare la coppia una quantità scalare.

Essa è ottenuta come prodotto scalare tra il vettore coppia e il versore k :

$$T_e = \bar{T}_e \cdot \bar{k} = \frac{3}{2} n (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

Notiamo come la coppia dipenda unicamente dall'angolo dei vettori e non dal sistema di riferimento.

Nel sistema di riferimento solidale col rotore l'equazione diventa:

$$T_e = \frac{3}{2} n (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} n [\psi_{MP} i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}]$$

Può essere comodo introdurre il parametro ξ definito come rapporto di salienza:

$$\xi = \frac{L_{sq}}{L_{sd}}$$

L'equazione diventa:

$$T_e = \frac{3}{2}n[\psi_{MP}i_{sq} - L_{sd}(\xi - 1)i_{sd}i_{sq}]$$

2.6 Equazioni meccaniche.

Il modello della macchina risulta completo se si considerano anche le variabili meccaniche e le loro relazioni con quelle elettriche. Esse sono variabili di stato, non vengono quindi imposte ma sono soggette all'evoluzione nel tempo.

Occorre tenere conto anche di queste ulteriori relazioni:

$$\begin{aligned}\omega_r &= p\vartheta_r \\ T_e - T_r &= \frac{J}{n}p\omega_r\end{aligned}$$

dove p è il simbolo di derivata, J il momento d'inerzia.

Come accade nella realtà il rendimento non è unitario essendoci perdite come quelle per effetto Joule (cadute resistive) e quelle meccaniche (nella coppia di carico T_r).

Altre perdite da includere (trascurabili in quanto presenti in minore entità) sono quelle causate dalle correnti parassite nel rotore, dall'isteresi magnetica e dai flussi dispersi.

2.7 Classificazioni e caratteristiche delle macchine a magneti permanenti.

Come mostrato nell'equazione seguente, la coppia è formata da due termini, uno dovuto all'allineamento del magnete, l'altro dato dalla differenza tra induttanza di asse d e quella di asse q .

$$T_e = \frac{3}{2}n[\psi_{MP}i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd}i_{sq}]$$

La tensione ai morsetti è invece data da:

$$V_a = \sqrt{(R_s i_{sd} - \omega L_{sd} i_{sd})^2 + (R_s i_{sq} + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \psi_{MP})^2}$$

La figura 2.4 mostra il rapporto tra coppia di riluttanza e coppia magnetica per diverse configurazioni di macchine sincrone, classificate in base al principio di generazione della coppia.

La macchina sincrona a magneti superficiali (SPMSM), nella quale i magneti a forma arcuata sono montati sulla superficie del nucleo rotorico, è una macchina a magneti permanenti pura poiché è presente solo la coppia del magnete.

La macchina sincrona a riluttanza (SynRM) invece non è una macchina a magneti permanenti e la coppia è generata solo dall'anisotropia del rotore.

Nella classificazione delle macchine a magneti superficiali rientrano anche le cosiddette Inset SPMSM, ma si tratta in realtà di una macchina ibrida con salienze magnetiche.

Le macchine a magneti interni (IPMSM) sono anch'esse macchine ibride, ma i magneti sono disposti internamente al rotore.

Quest'ultima tipologia può essere a sua volta suddivisa in macchine PM con coppia di riluttanza (zona II) e macchine a riluttanza con coppia magnetica (zona III) sulla base del principio prevalente nella produzione della coppia.

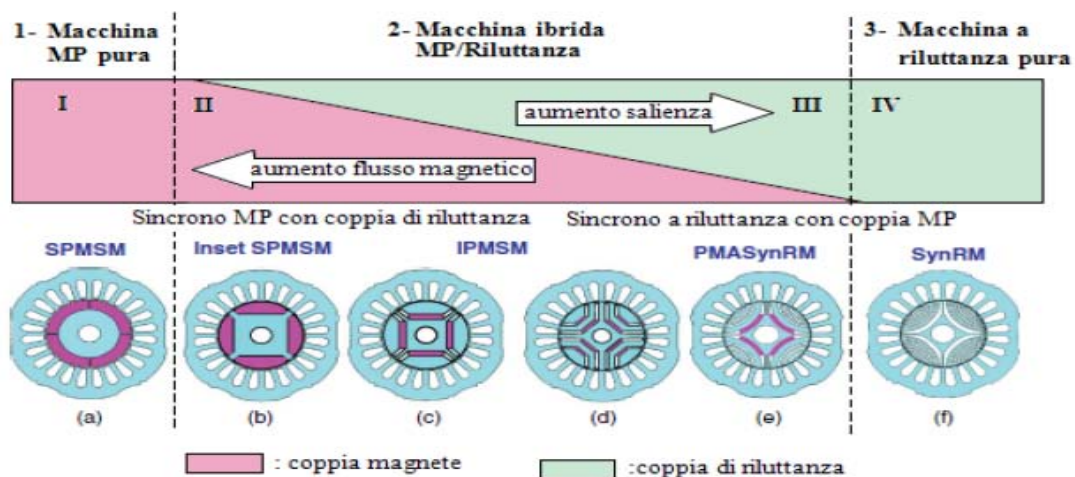


Figura 2.4 Classificazione delle macchine sincrone in base al principio di produzione della coppia

I motori a magneti superficiali possono essere considerati, da un punto di vista magnetico, dei motori isotropi con un elevato spessore di traferro, in quanto i magneti hanno una permeabilità relativa circa pari a $1,02 \div 1,2$. Le induttanze di magnetizzazione secondo l'asse diretto (l'asse diretto coincide con l'asse di un polo nord) e in quadratura di rotore (l'asse in quadratura o interpolare è a 90 gradi elettrici, essendo i gradi elettrici uguali ai gradi meccanici per il numero di paia di poli al traferro n) sono di conseguenza uguali (vedi figura 2.5). Inoltre, a causa dell'elevato traferro, l'induttanza di magnetizzazione è piccola e quindi gli effetti della reazione di armatura sono trascurabili. La costante di tempo elettrica di statore è anch'essa piccola.

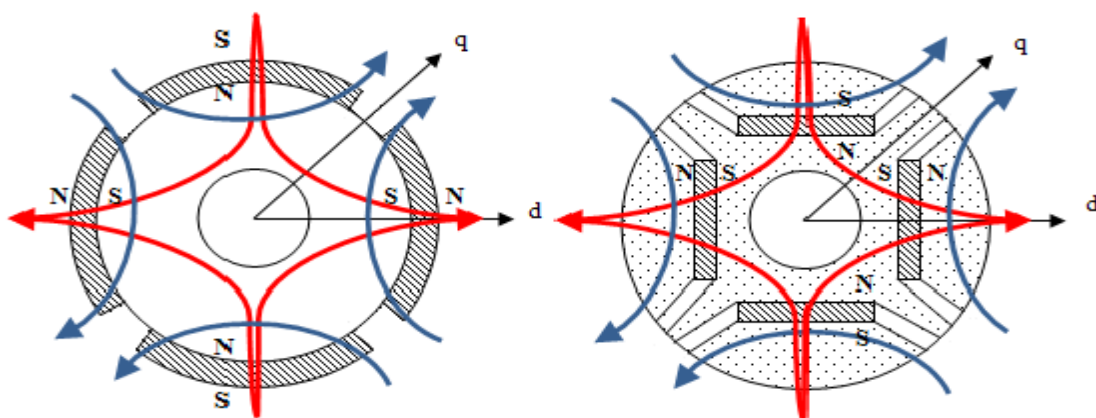


Figura 2.5 Percorsi del flusso magnetico di asse d (rosso) e q (blu) di rotore di una macchina SPMSM e di un IPMSM

I motori a magneti interni hanno una struttura meccanica più robusta, il che li rende particolarmente adatti ad applicazioni ad alta velocità, poiché i magneti sono fisicamente protetti all'interno del rotore. Benché tali motori abbiano un rotore con una struttura geometrica isotropa, non possono essere considerati isotropi da un punto di vista del circuito magnetico. Infatti, poiché la permeabilità dei materiali magnetici ceramici o delle terre rare è prossima a quella dello spazio vuoto, lo spessore del magnete costituisce un ampio traferro lungo il percorso del flusso magnetico secondo l'asse diretto. Il percorso del flusso magnetico secondo l'asse in quadratura, invece, non subisce apprezzabili variazioni di permeanza, perché ciascun magnete è ricoperto da una scarpa polare di acciaio dolce ad alta permeabilità (figura 2.5).

È importante sottolineare come in un PMSM a magneti annessi l'induttanza di magnetizzazione secondo l'asse in quadratura sia maggiore rispetto a quella secondo l'asse diretto, al contrario di quanto avviene in una macchina sincrona a poli salienti convenzionale.

Le macchine a magneti interni IPMSM sono preferite a quelle a magneti superficiali a causa di tutta una serie di altri vantaggi.

Si possono usare magneti di forma squadrata invece di quelli arcuati che sono più costosi, delicati e difficili da fissare al rotore.

La presenza di un'anisotropia magnetica di sufficiente entità ne consente lo sfruttamento per la produzione di coppia e per il funzionamento a campo indebolito,

permettendo di ottenere un range di funzionamento a potenza costante esteso alle alte velocità. Per di più le macchine IPMSM hanno una struttura molto versatile che lascia molti gradi di libertà nella progettazione sia per la parte meccanica sia per la caratteristica coppia-velocità.

Le prestazioni fornite da una PMSM dipendono dai parametri della macchina e dallo schema di controllo. Il profilo di coppia e potenza in funzione della velocità, così come il funzionamento a potenza costante, dipendono dal minimo flusso di asse d definito come:

$$\psi_{d_{min}} = \psi_{MP} - L_{sd}I_c$$

dove I_c è la corrente di ceiling.

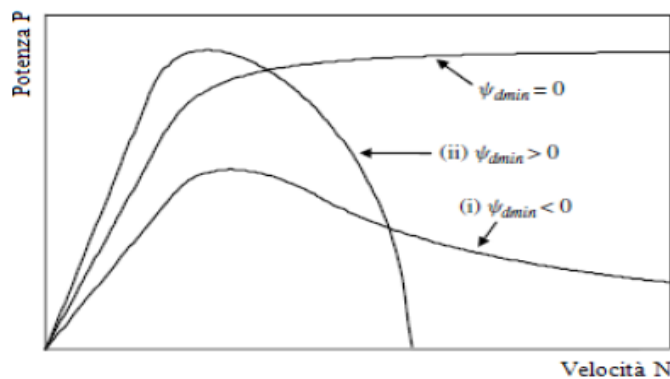


Figura 2.6. Caratteristiche della potenza al variare di $\psi_{d_{min}}$.

La figura 2.6 raffigura l'andamento tipico della potenza al variare della velocità e del flusso $\psi_{d_{min}}$. Quando $\psi_{d_{min}} < 0$, la massima velocità teoricamente raggiungibile è infinita ma la potenza massima decresce al decrescere di $\psi_{d_{min}}$; se $\psi_{d_{min}} > 0$ la velocità massima è limitata mentre la potenza massima è maggiore rispetto al caso $\psi_{d_{min}} < 0$. Il caso migliore per l'impiego in trazione è $\psi_{d_{min}} = 0$ in quanto si presenta una zona a potenza costante estesa a velocità infinite e al contempo la potenza massima non è troppo sacrificata. Per un azionamento di trazione il parametro $\psi_{d_{min}}$ deve essere scelto in modo che sia il più possibile prossimo allo zero. Infatti nel primo tratto della caratteristica si ha funzionamento a potenza variabile linearmente con la velocità mentre nel secondo tratto la potenza rimane pressoché costante all'aumentare della velocità.

3. ANALISI DELLE PERDITE PER CORRENTI PARASSITE

3.1 Introduzione.

Tutte le applicazioni che utilizzano macchine brushless a magneti permanenti e che richiedono basse velocità e coppie elevate utilizzano motori aventi un rotore composto da tanti magneti come mostrato in figura 3.1. Queste macchine trifasi hanno un numero di spazi Q e di poli $2n$ molto simile, in generale $Q = 2n \pm 1$ e $Q = 2n \pm 2$ (dove Q è un multiplo intero di 3); un aspetto molto interessante perché è dovuto al loro alto fattore di avvolgimento quando sono avvolti attorno al dente (avvolgimento concentrato).

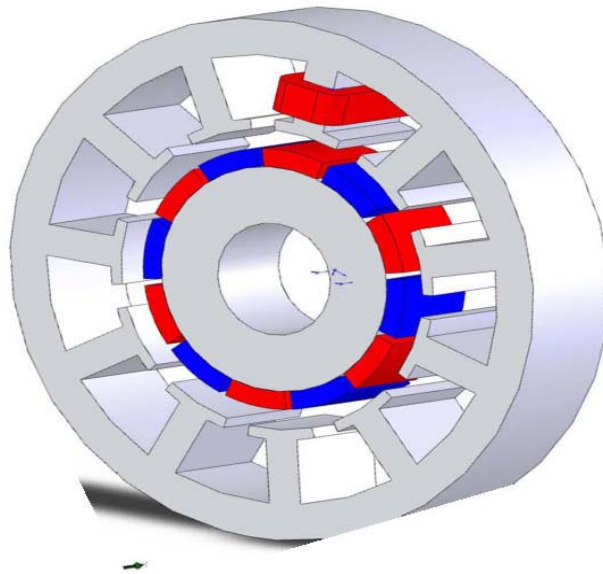


Figura 3.1 Spazi frazionati con avvolgimenti concentrati

Tuttavia pur avendo alcuni vantaggi di performance come un minore avvolgimento finale o un miglioramento dell'indebolimento del flusso, questi tipi di macchine possono avere un basso costo di fabbricazione.

Il processo per creare un avvolgimento concentrato è più facile dell'avvolgimento distribuito. In aggiunta se l'anello di chiusura del rotore in acciaio laminato è sostituito da un anello massiccio, il costo può essere ulteriormente ridotto.

Essendoci un alto contenuto armonico sullo statore, le perdite nel rotore dovute alle correnti parassite possono significativamente incrementare in queste macchine comportando un surriscaldamento dei magneti permanenti, causando una irrimediabile smagnetizzazione.

Queste perdite nel rotore si verificano sugli anelli del rotore, sui magneti o sul *manicotto* metallico il quale contiene il magnete permanente quando sono montati sulla superficie.

In questo capitolo si tratteranno solo le perdite nei magneti permanenti e negli anelli massicci del rotore.

Normalmente per l'analisi delle correnti parassite si assume per l'anello di chiusura del rotore un'alta permeabilità mentre per un anello massiccio si utilizza una permeabilità lineare.

In questa trattazione si userà il metodo degli elementi finiti per analizzare le correnti parassite nell'anello di chiusura del rotore e per i magneti permanenti. L'anello del rotore prodotto con un acciaio dolce ha una curva BH non lineare.

Qui si analizzerà l'influenza di una caratteristica non lineare di un materiale nell'indurre le correnti parassite.

Di seguito sono studiati due differenti tipi di disposizione per i magneti permanenti:

- Magneti isolati
- Magneti non isolati

In entrambe le disposizioni i magneti sono isolati dall'anello di rotore.

Nel caso di magneti isolati ogni segmento di un polo magnetico di rotore è isolato elettricamente dagli altri (in generale ogni polo non è diviso in due differenti segmenti) mentre nel caso di magneti non isolati tutti i poli magnetici sono nello stesso anello multi polarizzato.

In questo capitolo saranno messi a confronto le perdite nei magneti e nell'anello di rotore per entrambe le configurazioni: isolate e non isolate.

Un possibile effetto dei magneti permanenti sulle perdite dell'anello sarà di seguito studiato.

Normalmente, le perdite a circuito aperto sono molto piccole rispetto alle perdite a carico. Questo può condurre a pensare che il magnete può essere considerato come un pezzo conduttivo senza magnetismo residuo, in generale come un magnete permanente non magnetizzato.

Questa ipotesi sarà trattata più avanti quando il rotore presenta un anello di chiusura massiccio ed è realizzato con un acciaio dolce.

Infine, vengono svolte le analisi spaziali della distribuzione della densità delle correnti parassite per esaminare l'influenza dell'isolamento del magnete permanente e la natura delle correnti parassite, al fine di capire se l'isolamento svolge una funzione di resistenza limitando le correnti parassite nei magneti permanenti e nell'anello di rotore.

In questa trattazione si impiegherà una macchina con 12 spazi/10 poli e un singolo strato d'avvolgimento (figura 3.2). [1]

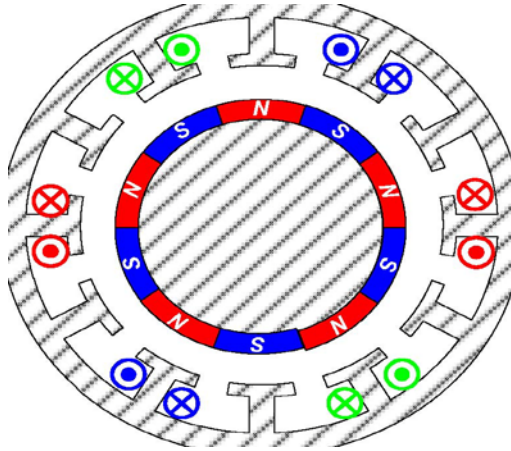


Figura 3.2 Spaccato della macchina analizzata

3.2 Ipotesi.

L'anello di rotore è considerato d'acciaio dolce. Questo tipo di materiale è molto economico rispetto all'acciaio con l'aggiunta di silicio ed è molto più conveniente ai fini produttivi.

La figura 3.3 compara le curve BH di questi due materiali:

- Acciaio dolce AISI 1110
- Acciaio con laminazione al silicio M800-50

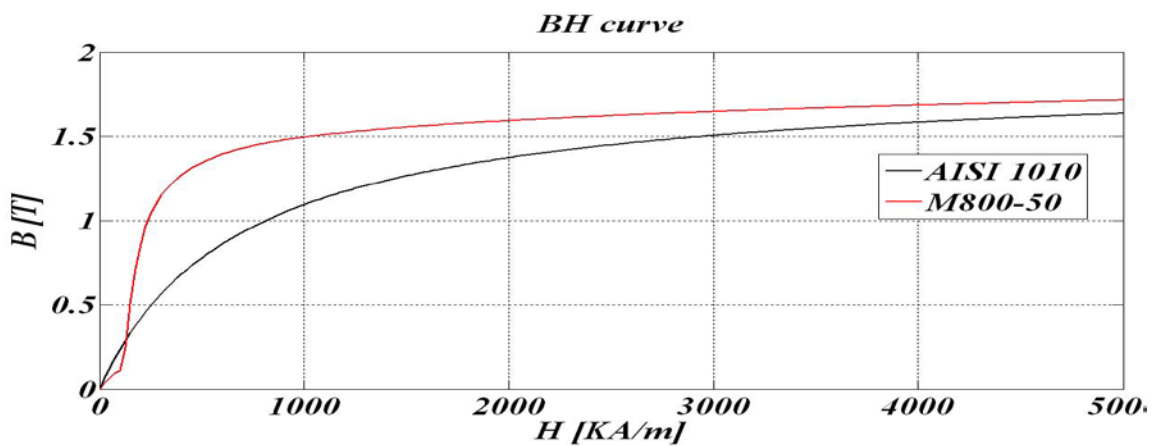


Figura 3.3 Curve BH dell'acciaio dolce e acciaio con laminazione al silicio

Da un certo punto di vista, la permeabilità dell'acciaio dolce è chiaramente più bassa rispetto all'acciaio col silicio e in altre parole il flusso di saturazione è anche più piccolo. Come si vedrà più avanti una caratteristica BH non lineare sarà un importante fattore.

Per quanto riguarda i magneti permanenti, in questo capitolo sono stati usati i magneti costruiti con il materiale NdFeB. Il magnetismo residuo dei magneti è di 1,2 T e la permeabilità relativa e resistività sono rispettivamente 1,05 e $1,5 \mu\Omega m$.

La velocità valutata e il momento torcente dei prototipi di motore a raffreddamento naturale che sono oggetto della nostra trattazione sono 400 rpm e 5,5 Nm, la corrispondente densità di corrente di linea è 7308,887 A spire/m.

La tabella 3.1 riassume alcuni parametri:

| | |
|-----------------------|------------------------------------|
| Pole number | 10 |
| Slot number | 12 |
| Stack length | 50 mm |
| Airgap length | 1 mm |
| Slot opening | 2 mm |
| Stator Outer Diameter | 100 mm |
| Magnet outer diameter | 55,2 mm |
| Magnet thickness | 3 mm |
| Magnet remanence | 1,2 T |
| Magnet conductivity | $6,68 \times 10^5 (\Omega m)^{-1}$ |
| Series turn per phase | 132 |

Tabella 3.1 Parametri del prototipo della macchina oggetto della nostra analisi

Il metodo degli elementi finiti in 2D è impegnato per considerare le correnti parassite del campo di reazione. L'effetto finale delle correnti parassite è trascurato e le correnti parassite sono assunte tali che fluiscono attraverso la lunghezza assiale della macchina.

3.3 Confronto tra magneti isolati e magneti non isolati.

In questo paragrafo, sono analizzate le perdite dei magneti e dell'anello di chiusura del rotore.

Le perdite sono state elaborate con magneti permanenti con circuito aperto e a carico.

I risultati sono mostrati in figura 3.4 dove sono dati in percentuale rispetto alla potenza nominale [1]. Come si può vedere, le perdite negli anelli magnetici (magnet non isolati) sono molto più alte rispetto a quelle relative ai magneti isolati.

Sebbene in entrambi i casi la conduttività dei magneti sia la stessa, l'isolamento tra i poli è effettivamente efficace contro le perdite perché limita il flusso di corrente.

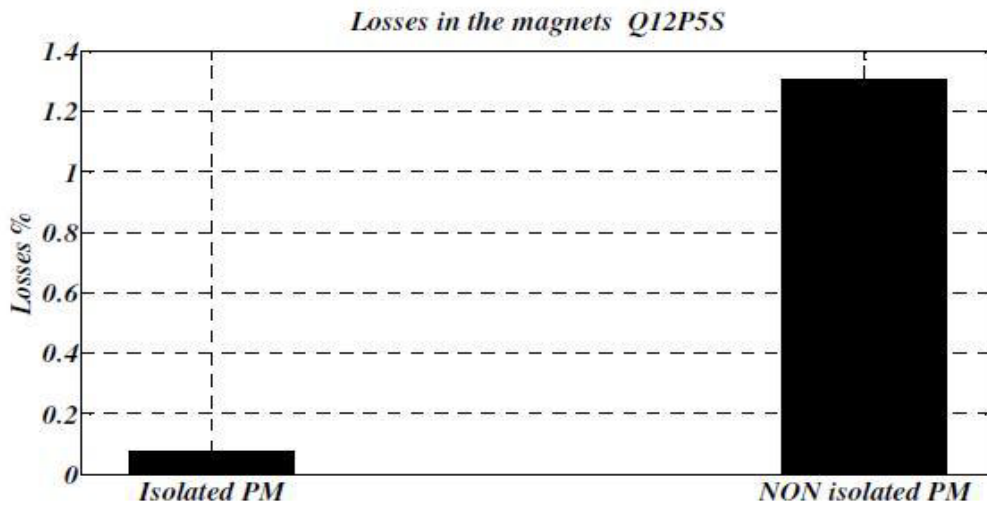


Figura 3.4 Perdita nei magneti isolati e non isolati

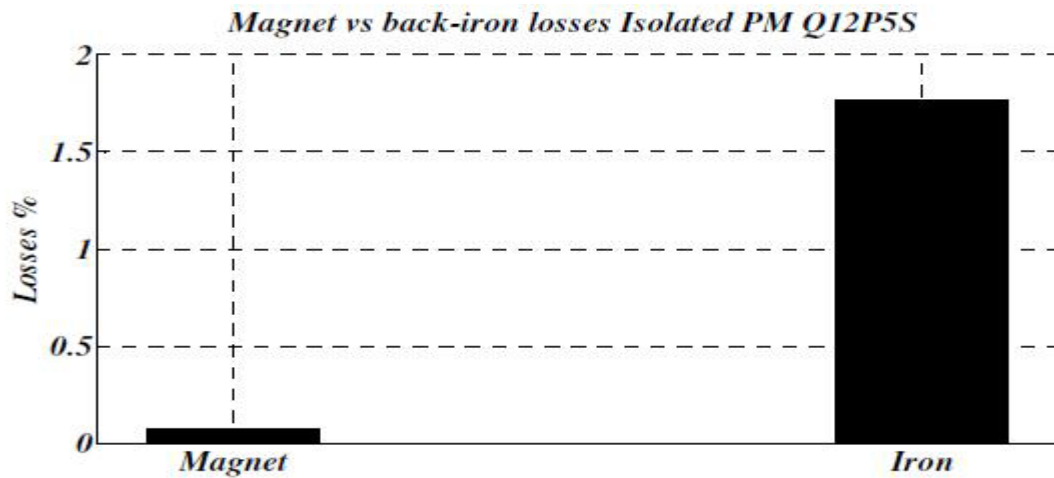


Figura 3.5 Perdita nei magneti e sugli anelli di rotore con magneti isolati

Se le perdite sull'anello di rotore vengono comparate con le perdite dei magneti permanenti quando i magneti sono isolati (figura 3.5), si può vedere che il maggior contributo alle perdite si ha chiaramente dall'anello di rotore in quanto le perdite nei magneti sono molto piccole.

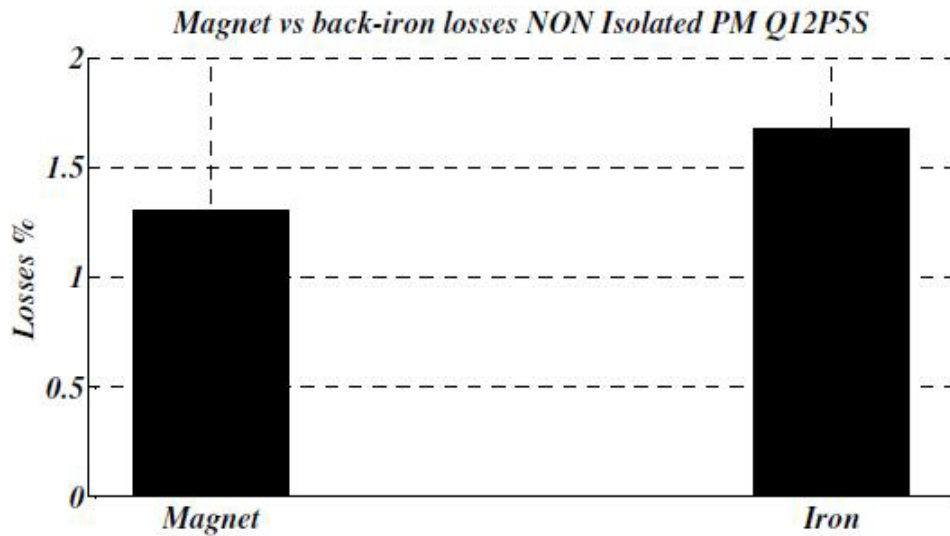


Figura 3.6 Perdite nei magneti e nell'anello con i magneti non isolati

Nella figura 3.6 si comparano le perdite nei magneti e nell'anello con i magneti non isolati.

In questo caso, la differenza tra le perdite nei magneti e nell'anello, è molto piccola.

Anche se le perdite nell'anello di rotore quando il magnete non è isolato sono praticamente uguali a quando i magneti sono isolati, le perdite nei magneti permanenti si incrementano considerevolmente.

In molti casi per ridurre le perdite nei magneti permanenti e nell'anello di rotore si usa un involucro conduttivo.

Fondamentalmente, le correnti parassite inducono nell'involucro conduttivo un campo magnetico che si oppone al campo magnetico prodotto dalle correnti dello statore. In questo caso, la totale densità di flusso che arriva ai magneti e all'anello di rotore è più piccola e le loro perdite diventeranno più ridotte.

Per studiare se i magneti permanenti siano o meno una barriera per l'anello di rotore, è stata svolta una simulazione con magneti non resistivi [1]. Il risultato ottenuto evidenzia il fatto che non potendoci essere correnti parassite indotte nei magneti, viene rimosso il possibile effetto di barriera.

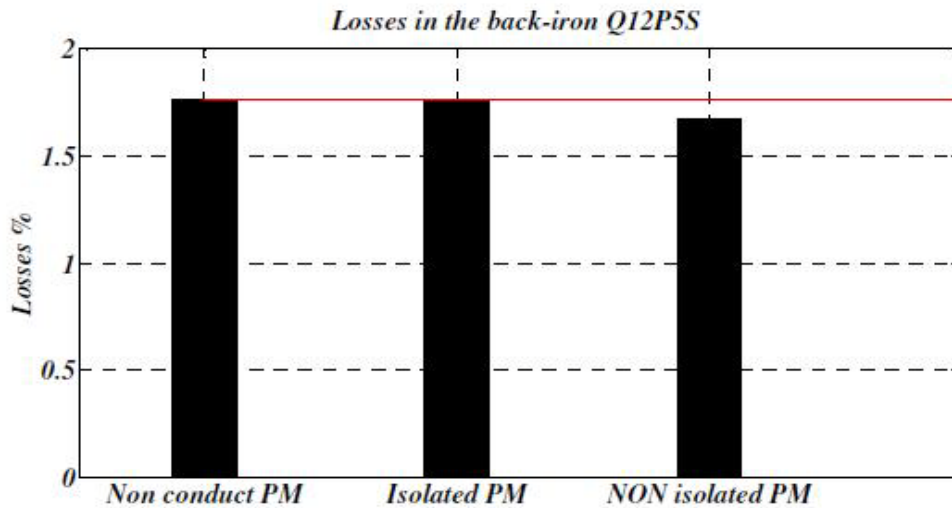


Figura 3.7 Perdite negli anelli con magneti non conduttivi e con magneti conduttivi isolati e non isolati

Anche se si può osservare nella figura 3.7 una differenza nelle perdite dell'anello dipendente dal fatto che i magneti siano isolati o no, le perdite per i magneti conduttivi sono quasi uguali alle perdite per i magneti non conduttivi.

I magneti non isolati schermano leggermente l'anello di rotore ma l'effetto è più piccolo rispetto alle perdite del magnete (figura 3.4).

3.4 Magnetizzazione e smagnetizzazione dei magneti permanenti.

Quando la macchina è a carico ci sono due principali sorgenti di perdita sul rotore:

- Il punto di lavoro dei magneti permanenti cambia a causa delle cave di statore, a seconda della posizione del rotore in quanto la riluttanza tra statore e rotore cambia. Come risultato, c'è una variazione della densità di flusso nel traferro e le correnti parassite sono indotte nei magneti permanenti e nell'anello di chiusura del rotore.
- Le armoniche asincrone della densità di flusso rispetto al rotore dovute alla distribuzione spaziale della densità di corrente dello statore inducono le perdite per correnti parassite.

Se la macchina viene simulata con magneti permanenti magnetizzati, le perdite includono entrambi gli elementi: l'effetto delle cave e le perdite dovute alle armoniche spaziali della densità di corrente lineare dello statore. Nel caso in cui le perdite siano calcolate con magneti permanenti smagnetizzati, le uniche componenti di perdita sono le perdite indotte dalle correnti di statore. Come vedremo più avanti, la curva BH non lineare dell'acciaio dolce crea un terzo contributo oltre le altre due sorgenti di perdita.

3.4.1 Anello di rotore.

In questo paragrafo vengono comparate le perdite che si creano quando si impiegano magneti magnetizzati o smagnetizzati. Da una prima analisi appare che questa differenza rimane costante sia per i magneti isolati che non isolati. Perciò sono riportati solo i risultati per i magneti isolati. In figura 3.8 vengono mostrate le perdite nell'anello per magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati quando sono isolati.

Le perdite nell'anello di rotore con i magneti permanenti magnetizzati sono alte rispetto ai magneti permanenti smagnetizzati. Come menzionato prima, le perdite con i magneti permanenti smagnetizzati non contengono le perdite dovute al cambiamento dei punti operativi dei magneti permanenti, quindi può essere più logico considerare che la differenza dovrebbe corrispondere a questa sorgente di perdita.

Tuttavia, tenendo conto che la curva BH dell'acciaio dolce è sostanzialmente lineare, c'è un'altra possibilità per spiegare questa differenza di perdita.

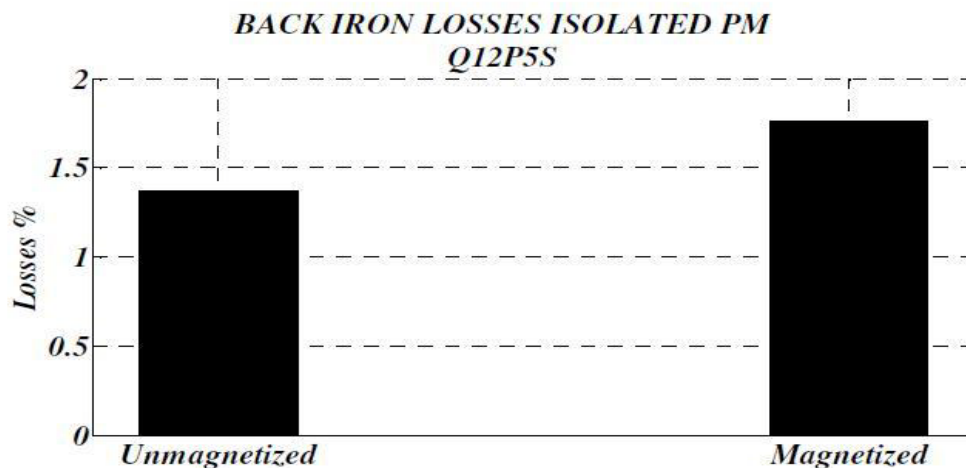


Figura 3.8 Perdite nell'anello di rotore con magneti magnetizzati e smagnetizzati

La densità di flusso dei magneti permanenti potrebbe cambiare il punto di lavoro dell'acciaio dolce nella curva BH, e conseguentemente cambia operativamente la permeabilità dell'acciaio dolce e la distribuzione della corrente parassita. Come risultato, questo nuovo punto di lavoro può incrementare le perdite per correnti parassite.

Per esaminare quale causa sia più corretta, sono state eseguite due simulazioni [1]. Nella prima sono state calcolate le perdite a circuito aperto (in assenza di corrente) allo scopo di confermare se l'incremento delle perdite sia dovuto all'influenza delle cave di statore nel campo del magnete permanente.

Successivamente, la macchina è simulata a carico ma in questo caso la curva BH dell'acciaio dolce è definita da una curva lineare allo scopo di studiare se il cambiamento del punto di lavoro sia la ragione dell'incremento delle perdite.

La figura 3.9 mostra le perdite nell'anello di rotore a circuito aperto. I risultati sono comparati con la differenza trovata tra le perdite a carico con magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati.

E' ovvio che il valore è molto più piccolo rispetto alla differenza trovata a carico con la magnetizzazione e smagnetizzazione dei magneti permanenti. Per cui, si può concludere che l'effetto delle cave sulle perdite dell'anello di rotore è irrilevante e la differenza delle perdite sull'anello con magneti magnetizzati e smagnetizzati non è dovuto all'effetto delle cave.

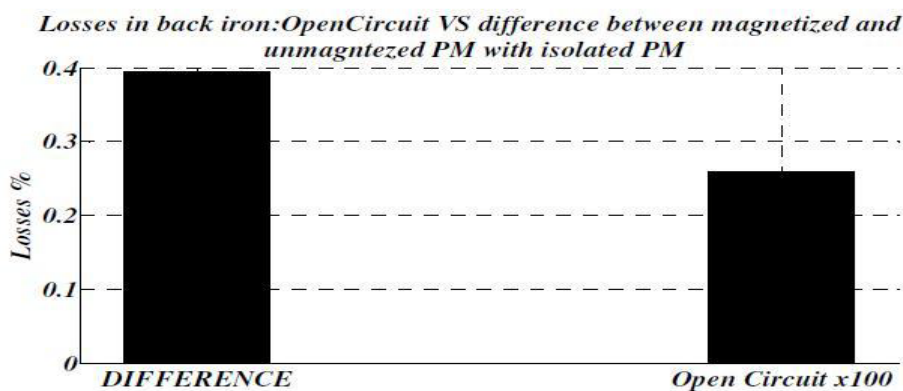


Figura 3.9 Confronto tra le perdite a circuito aperto e la differenza di perdita a carico tra magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati

Sono state fatte due simulazioni usando per l'anello di rotore una curva BH lineare. Una delle simulazioni è stata eseguita con un "alto valore di permeabilità". Il valore della permeabilità è stato scelto dalla simulazione con la curva non lineare di BH e magneti permanenti smagnetizzati. In questo caso, il punto di lavoro nella curva BH è basso dove la permeabilità è più lineare e relativamente alta.

Il valore della permeabilità non è lo stesso all'interno dell'anello di rotore così è stato scelto un valor medio ($\mu_r = 800$). Similarmente alla simulazione in “alta permeabilità”, nella simulazione in “bassa permeabilità”, il valore della permeabilità è stato scelto con una curva BH non lineare e a magneti permanenti magnetizzati ($\mu_r = 350$). Prima di analizzare i risultati della simulazione la differenza tra le permeabilità in entrambi i casi fa pensare che all'interno dell'anello rotorico qualcosa cambierà e quindi risulterà un incremento delle perdite.

Nella figura 3.10 si comparano le perdite nell'anello rotorico con i magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati.

A differenza della simulazione con una curva BH non lineare (figura 3.8), con la curva BH lineare non c'è differenza tra le perdite quando è usato un magnete permanente magnetizzato e o un magnete permanente smagnetizzato.

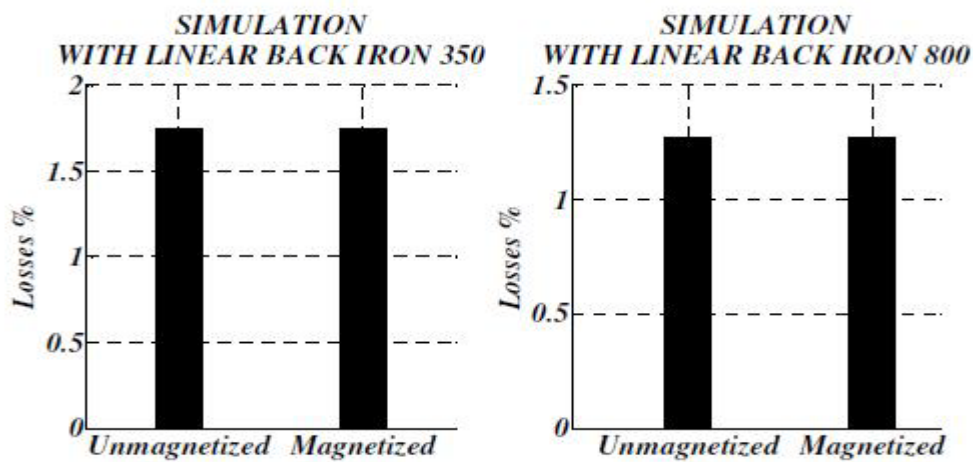


Figura 3.10 Perdite nell'anello di rotore con magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati; Curva BH lineare

Nella figura 3.11 sono paragonate le perdite nell'anello rotorico con curve BH lineare e non lineare. Da un certo punto di vista, le perdite con la curva BH non lineare e magneti permanenti magnetizzati sono molto simili alle perdite ottenute con la simulazione a “bassa permeabilità”. In altre parole, le perdite sull'anello rotorico con la simulazione ad “alta permeabilità” sono equivalenti ai risultati ottenuti dalla simulazione con magneti permanenti non lineari e smagnetizzati.

Da questi risultati si conclude che il magnete permanente posiziona il punto di lavoro dell'acciaio dolce in modo che le perdite rotoriche si incrementino.

Perciò, le differenze trovate nelle simulazioni con magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati sono dovuti al cambio dei punti di lavoro nell'acciaio dolce.

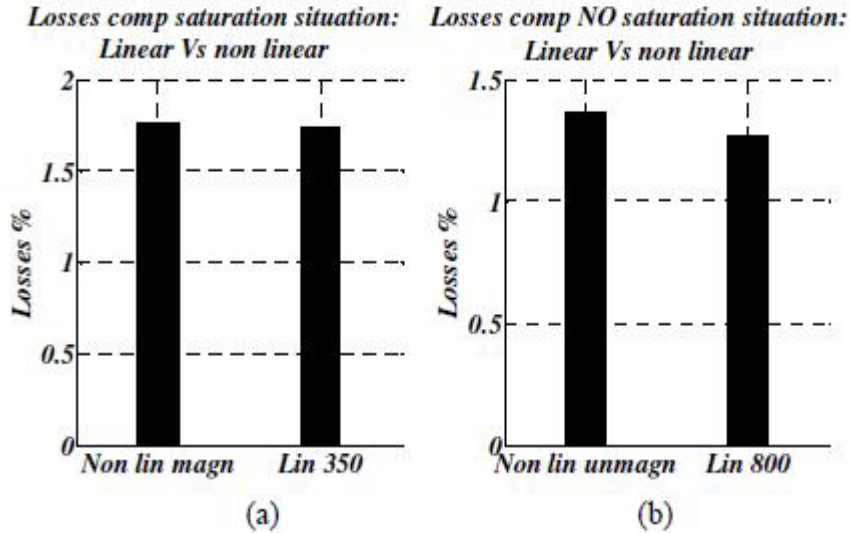


Figura 3.11 Perdite nell'anello di rotore con curva BH lineare e non lineare in due situazioni equivalenti

(a) Magneti permanenti magnetizzati (b) Magneti permanenti smagnetizzati

3.4.2 Magneti.

Nella figura 3.12 vengono comparate le perdite nei magneti permanenti quando sono magnetizzati e smagnetizzati.

Come è mostrato in figura 3.12, le perdite con magneti magnetizzati e smagnetizzati sono molto simili. Le maggiori perdite con magneti permanenti magnetizzati sarebbero dovute all'effetto del traferro.

Tuttavia, dato che si osservano basse perdite con i magneti permanenti magnetizzati, la differenza è dovuta al cambio dei punti operativi dell'anello di rotore fatto con acciaio dolce, come nel nostro caso.

L'effetto finale è lievemente differente. Quando il magnete è smagnetizzato, il punto operativo della curva BH è tale che le correnti parassite indotte non siano alte abbastanza da creare un campo di reazione che scherma la densità di flusso dei magneti permanenti.

Invece con i magneti permanenti magnetizzati, le correnti parassite aumentano ed anche il loro campo di reazione. In questa situazione le perdite per i magneti permanenti diminuiscono perché la densità di flusso nei magneti permanenti è ridotta dalla reazione del campo delle correnti parassite nell'anello rotorico.

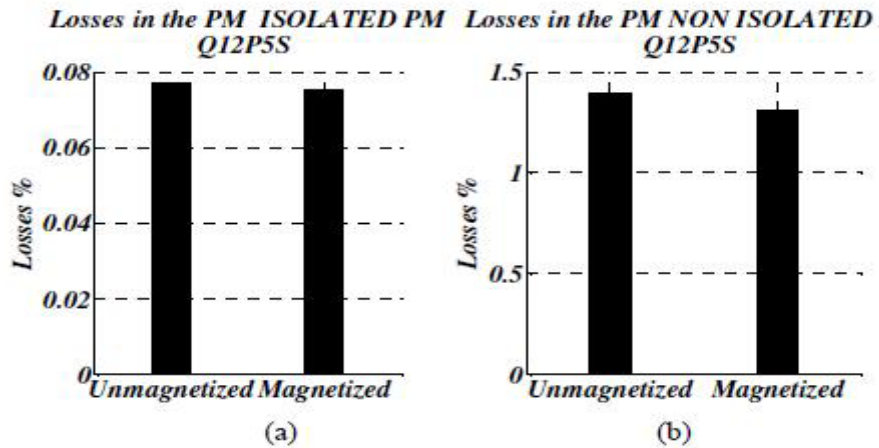


Figura 3.12 Perdite nei magneti con magneti magnetizzati e smagnetizzati
(a) Magneti isolati (b) Magneti non isolati

Nella figura 3.13 sono mostrate le perdite dei magneti con magneti permanenti magnetizzati e smagnetizzati ma in questo caso l'anello di rotore non è conduttivo.

Con l'anello di rotore non conduttivo, l'effetto scudo scompare e le perdite dei magneti incrementano leggermente. Senza questo effetto, le perdite nei magneti con magneti magnetizzati e smagnetizzati sono uguali e questo conferma che la magnetizzazione dei magneti permanenti incrementa con l'effetto scudo dell'anello di rotore.

Anche se le correnti parassite con un anello conduttivo massiccio riducono le perdite nei magneti, tale riduzione non è alta abbastanza da considerarla come soluzione per ridurre le perdite per correnti parassite nei magneti.

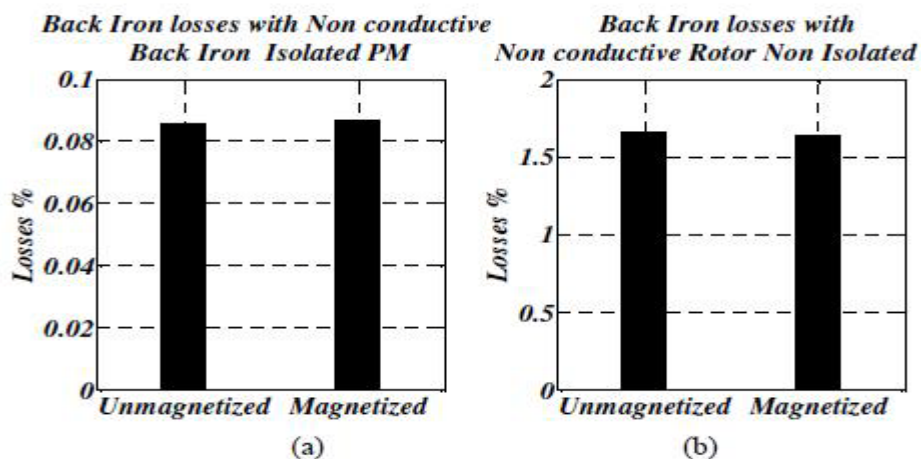


Figura 3.13 Perdite nell'anello di rotore con magneti magnetizzati e smagnetizzati
(a) Magneti isolati (b) Magneti non isolati

3.5 Analisi della densità delle correnti parassite.

Per una migliore comprensione della generazione delle correnti parassite nell'anello di rotore e nei magneti permanenti, verrà analizzata la distribuzione della densità delle correnti parassite.

Tutte le immagini presentate sono state elaborate nello stesso istante temporale.

Per prima cosa, al fine di confermare che le perdite per correnti parassite nell'anello solido di rotore sono state analizzate con magneti permanenti magnetizzati, vengono visualizzate nella figura 3.14 le perdite nell'anello di rotore con magneti magnetizzati e smagnetizzati. Come si può vedere, quando il magnete permanente è magnetizzato, all'interno le perdite si incrementano e anche sulla superficie, dove le perdite per correnti parassite sono anch'esse indotte ad incrementare.

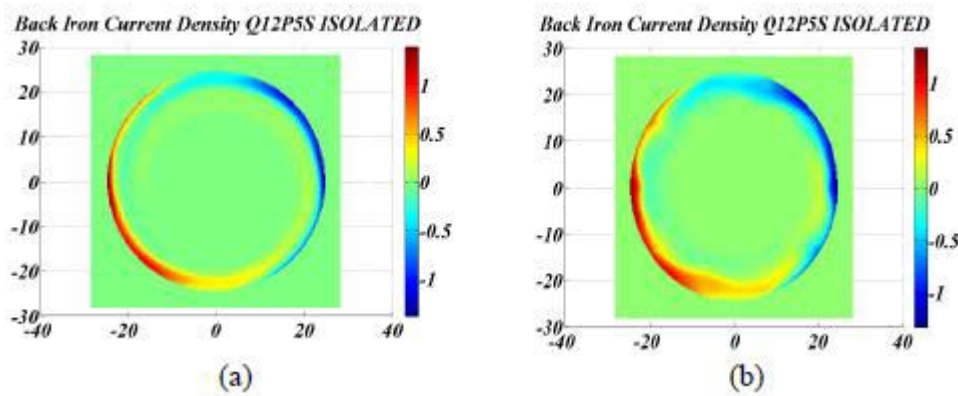


Figura 3.14 Distribuzioni delle correnti parassite nell'anello di rotore massiccio

- (a) Magneti smagnetizzati
- (b) Magneti magnetizzati

3.5.1 Magnete.

Nella precedente sezione, è stato mostrato che le perdite nei magneti variano leggermente, che dipendono dal caso in cui la magnetizzazione dei magneti permanenti sia considerata o meno e la differenza è così piccola da non essere apprezzabile nei disegni dove è mostrata la densità delle correnti parassite. Così è perché i risultati mostrati più avanti sono solo i risultati delle simulazioni con magneti permanenti magnetizzati.

Se noi focalizziamo la nostra attenzione sul meccanismo della creazione delle correnti parassite esse possono essere riassunte come segue:

- Ogni armonica della densità di corrente dello statore crea una densità di flusso armonico
- Queste armoniche hanno una velocità relativa rispetto al rotore
- Dipendendo dalla ampiezza e dalla frequenza di ogni armonica; l'armonica della corrente parassita è creata nei magneti come nell'anello rotorico.

Quando le correnti parassite possono fluire liberamente, la distribuzione spaziale delle correnti sarà direttamente definita dalla distribuzione spaziale delle linee di densità di corrente dello statore.

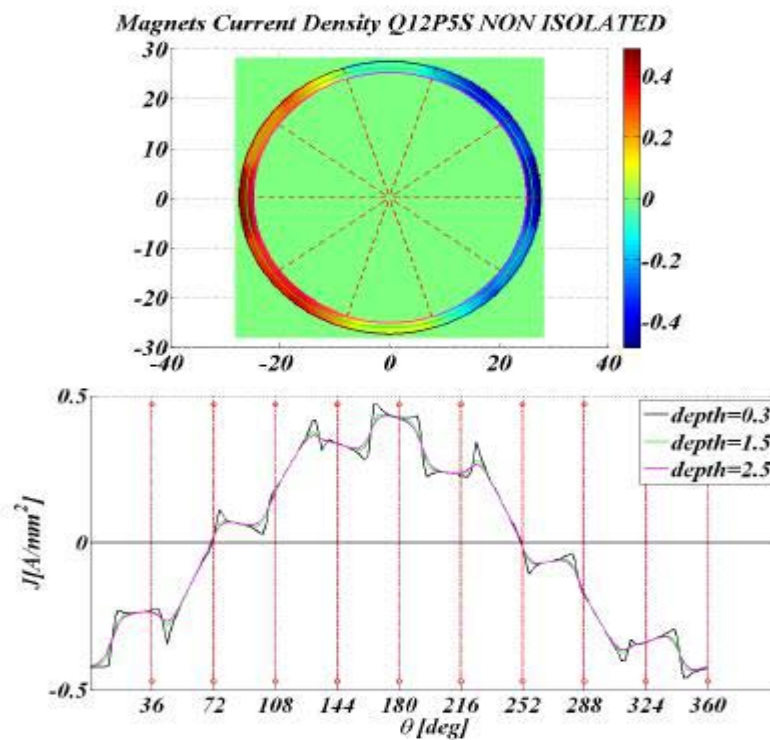


Figura 3.15 Distribuzione spaziale della densità delle correnti parassite nei magneti permanenti non isolati

In figura 3.15, le correnti parassite sono distribuite con la componente principale liberamente distribuita attraverso l'anello magnetico.

Ma, se sono impiegati i magneti permanenti isolati, la zona della corrente parassita è definita dall'isolamento elettrico tra i singoli poli magnetici, come mostrato in figura 3.16. Le zone sono tagliate e le distribuzioni cambiano. Il risultato chiaro di questa distribuzione è la diminuzione delle perdite per correnti parassite nei magneti.

In entrambi i casi, è evidente che le correnti parassite sono indotte in tutto lo spessore radiale del magnete e l'effetto pelle è trascurabile.

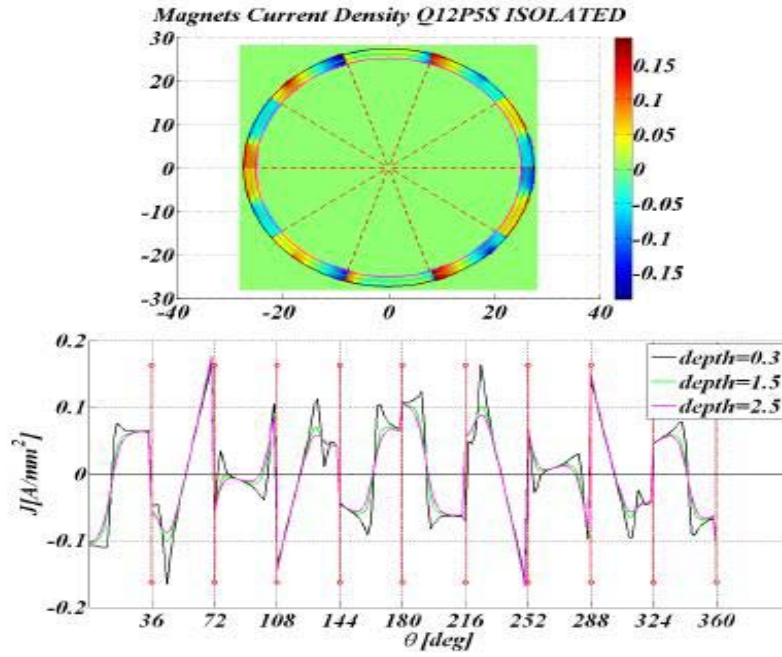


Figura 3.16 Distribuzione spaziale della densità delle correnti parassite in una rete di magneti permanenti isolati

3.5.2 Anello rotorico.

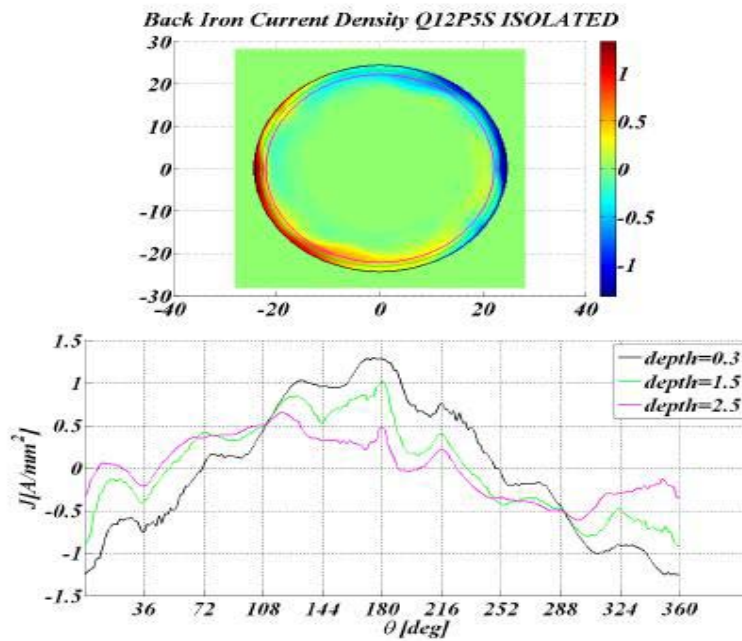


Figura 3.17 Distribuzione spaziale della densità delle correnti parassite nell'anello di rotore con magneti permanenti non isolati

Le perdite nell'anello rotorico sono quasi le stesse per i magneti permanenti isolati e non isolati così la distribuzione delle correnti parassite viene solamente riportata per il caso dei magneti permanenti isolati.

La distribuzione delle correnti parassite nell'anello rotorico è molto simile alla distribuzione dei magneti permanenti non isolati. Lo spazio armonico in entrambi i casi sembra essere lo stesso; ma la distribuzione della corrente parassita nell'anello rotorico massiccio, fa sì che all'interno dell'anello in direzioni radiale la grandezza della densità di corrente parassita sia la più bassa. Anche se questo accade nei magneti permanenti, la ricaduta sull'anello rotorico è più veloce. Questo accade perché l'induzione dovuta alla corrente parassita nell'anello rotorico dipende fortemente dallo spessore.

3.6 Conclusioni.

In questo capitolo le simulazioni con gli elementi finiti sono state eseguite per ottenere una migliore comprensione della generazione delle correnti parassite nell'anello rotorico e nei magneti.

Quando i magneti permanenti sono isolati, le perdite magnetiche sono molto piccole rispetto ai poli magnetici non isolati elettricamente, ad esempio un anello magnetico, perché l'isolamento tra i poli taglia le principali armoniche spaziali della densità delle correnti parassite.

La densità delle correnti parassite analizzate mostra chiaramente che le correnti parassite nei magneti tendono a contrastare l'effetto che le ha generate mentre nell'anello rotorico questo non accade.

Questo implica tre fattori:

- Nei magneti permanenti le correnti indotte non danno alcun effetto alle correnti parassite nell'anello rotorico.
- Le perdite nell'anello rotorico interessano anche quelle nei magneti permanenti. Tuttavia questo effetto è così piccolo che potrebbe essere trascurato.
- Le correnti parassite nell'anello rotorico sono molto sensibili ai cambi del punto di lavoro nella curva BH nell'acciaio dolce: questo perché le macchine con rotore massiccio in acciaio dolce sono state analizzate con magneti permanenti magnetizzati.

4. CARATTERISTICHE DI UN AZIONAMENTO DI TRAZIONE.

Per una scelta efficace dell'azionamento elettrico applicato alla trazione occorre conoscere la sua caratteristica meccanica limite in modo da soddisfare le prestazioni richieste. E' necessario tracciare in modo qualitativo la caratteristica meccanica resistente.

Di seguito vengono riportate le principali fasi di moto presenti in un'applicazione di trazione:

Avviamento

L'avviamento è la fase nella quale la velocità varia con continuità dal valore nullo a quello di regime v_r .

Si possono distinguere due fasi:

- Da 0 a v_a , nella quale la forza di trazione è mediamente uguale a F_a . L'accelerazione è costante.
- Da v_a a v_r in cui attraverso gli inverter si cerca di seguire la caratteristica meccanica naturale dei motori; quindi a potenza costante si diminuisce la coppia e si aumenta la velocità. L'accelerazione diminuisce gradualmente fino a zero.

Regime

Nella quale la velocità è mantenuta costante al valore di regime.

Coasting

In questa fase la marcia avviene per inerzia ovvero la forza di trazione è nulla, al veicolo risultano applicate le sole forze resistenti al moto (rotolamento, aria etc..) e non si è fatta intervenire la frenatura.

Di conseguenza in questa fase la velocità inizia a ridursi.

Frenatura

La sola decelerazione di coasting darebbe luogo a spazi d'arresto eccessivi.
 Si applica quindi una forza frenante F_f tale che si porti la velocità dal valore v_f al valore 0.

Arresto

Si ha quando la velocità è nulla. (Punto t_0)

Queste cinque fasi sono rappresentate nella figura 4.1.

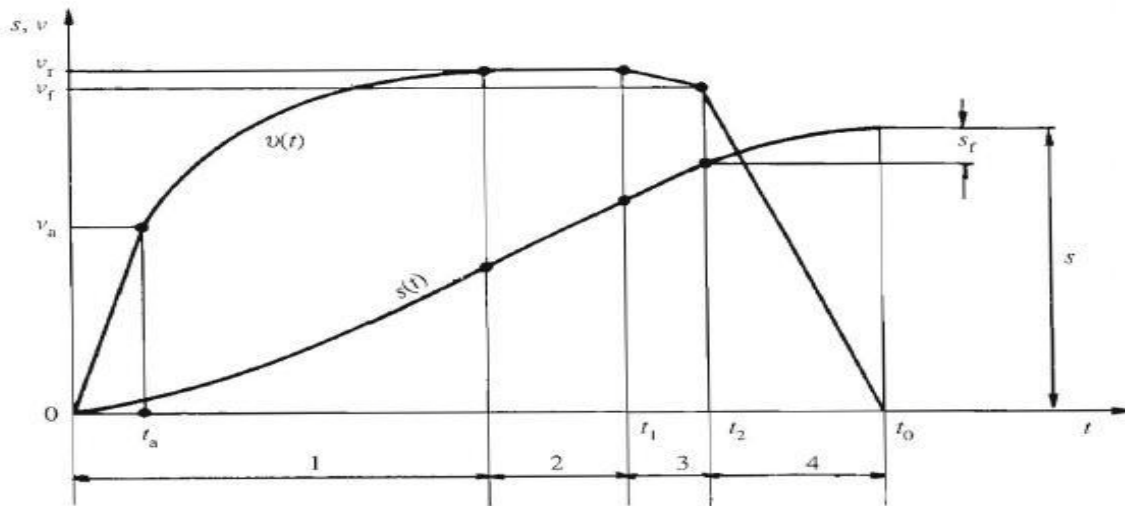


Figura 4.1 Diagramma di trazione

- 1) Avviamento
- 2) Regime
- 3) Marcia per inerzia (Coasting)
- 4) Frenatura ($t_f = t_0 - t_2$)

$v(t)$ = velocità treno

$s(t)$ = spazio percorso

Noto il valore della velocità di regime e della durata delle varie fasi di moto si possono calcolare i valori di accelerazione richiesti.

Esaminiamo la legge di equilibrio meccanico all'asse dell'azionamento:

$$T_e - T_r = j_{tot} \cdot p \omega_r$$

T_e è la coppia prodotta dall'azionamento.

T_r è la coppia resistente risultante riportata all'asse della macchina.

J_{tot} è il momento complessivo riportato all'asse della macchina.

ω_r è la velocità di rotazione della macchina.

Al variare dell'accelerazione o decelerazione richiesta al veicolo deve corrispondere un'adeguata variazione di coppia motrice o frenante T_e fornita dall'azionamento. Pertanto la coppia erogata dall'azionamento deve essere maggiore di quella resistente per consentire di soddisfare le richieste dei parametri. Le dimensioni dell'azionamento dovranno essere proporzionali alle potenze impiegate.

4.1 Caratteristica meccanica resistente e limite di un azionamento.

Esaminiamo l'andamento tipico della caratteristica meccanica resistente che presenta un andamento crescente con la velocità (figura 4.2).

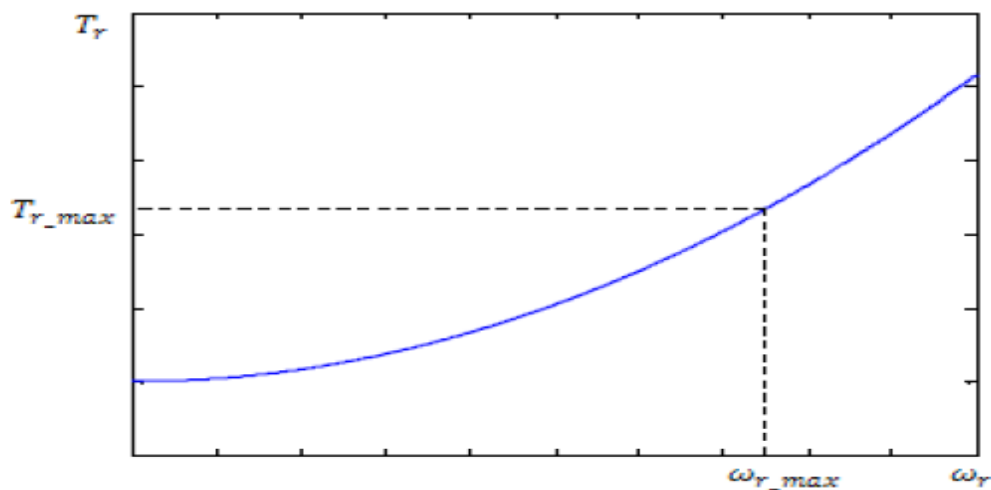


Figura 4.2 Caratteristica meccanica resistente

Al fine di evitare danni, in ogni azionamento è necessario stabilire dei valori massimi dei suoi parametri come potenza, tensione, corrente che non devono essere superati. Nell'ambito meccanico ciò significa avere una coppia elettromagnetica nominale T_{en} e una velocità nominale ω_m .

Per valori di velocità minori ω_r l'azionamento è in grado di sviluppare la coppia nominale ovvero opera in *modalità normale* o a *coppia costante*. In corrispondenza della velocità nominale, sviluppa la coppia nominale, eroga la potenza nominale P_n e assorbe la corrente nominale I_n .

Con opportune tecniche di controllo è tuttavia possibile aumentare la velocità oltre a quella nominale, diminuendo la coppia allo stesso tempo: la potenza sviluppata risulta pari alla nominale senza oltrepassare i limiti di tensione e corrente. In questo caso si dice che l'azionamento opera nella *modalità estesa* o a *potenza costante*.

La figura 4.3 riporta l'andamento coppia - velocità in quest'ultimo caso.

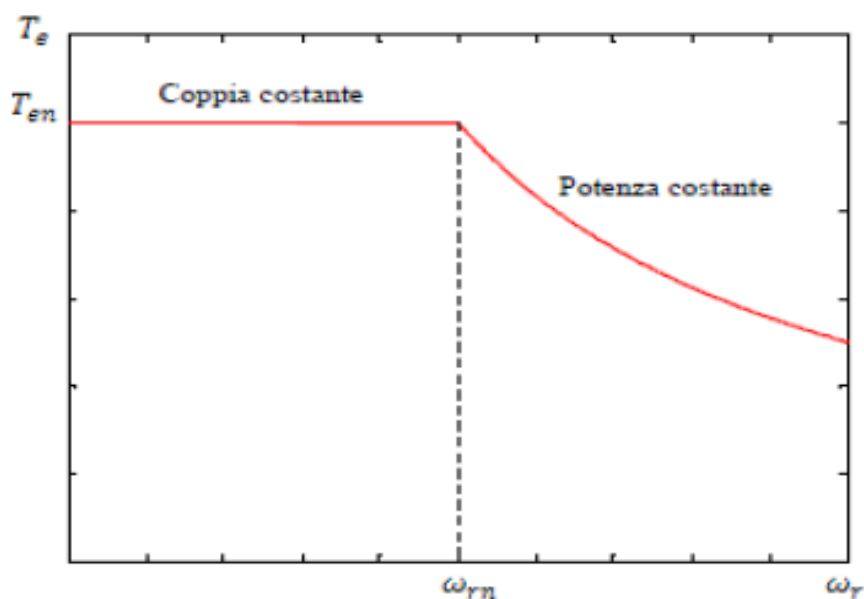


Figura 4.3 Caratteristica meccanica limite

4.2 Adattamento della caratteristica meccanica limite di un azionamento.

In figura 4.4 si è fatto in modo che la velocità nominale ω_{rn} e la coppia nominale T_{en} della caratteristica meccanica limite dell'azionamento coincidano rispettivamente con la velocità massima $\omega_{r,max}$ e la coppia resistente massima $T_{r,max}$ della caratteristica meccanica resistente, cioè che l'azionamento sia stato dimensionato con una potenza nominale P_n pari a quella massima di carico a regime P_{max} .

Si ha così la certezza che la coppia motrice sia sempre maggiore della resistente di un margine sufficiente a vincere la forza d'inerzia per consentire al veicolo di accelerare su tutto l'intervallo di velocità. Le prestazioni in termini di accelerazione saranno limitate dalla massima coppia sviluppabile dall'azionamento ovvero T_{en} .

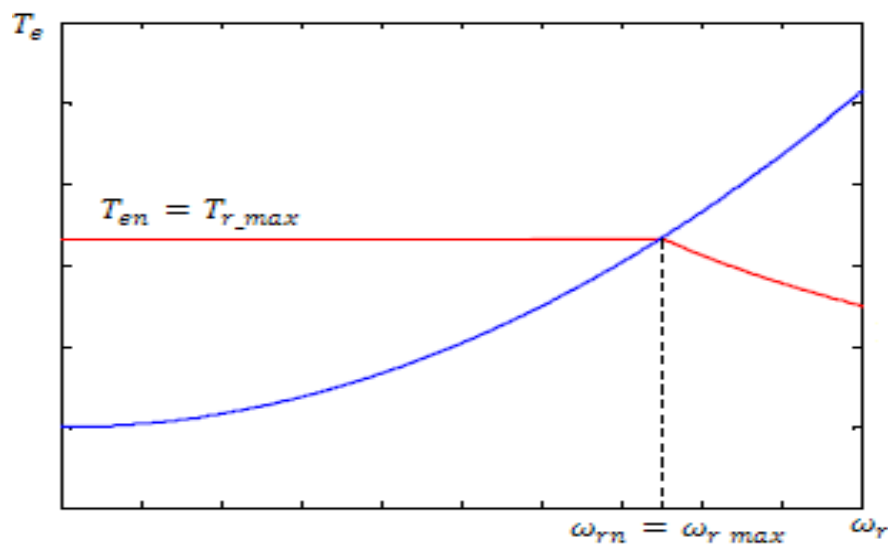


Figura 4.4 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} = T_{r,max}$ e $\omega_{rn} = \omega_{r,max}$

Per migliorare le prestazioni in accelerazione occorre operare in modo che la curva si modifichi come mostrato nelle figure 4.5, 4.6 e 4.7, dove è stata aumentata la coppia nominale T_{en} sviluppata dalla macchina, con un aumento della potenza nominale P_n .

Si migliorano quindi le prestazioni di accelerazione nelle fasi di avviamento e frenatura ma al prezzo di dover sovradimensionare l'azionamento rispetto alla fase di regime. Questa soluzione si adatta bene alle applicazioni in cui le fasi di avviamento e frenatura sono preponderanti

rispetto a quella di regime: grossi veicoli su gomma o rotaia a breve percorrenza come il trasporto urbano o metropolitano ne sono esempi.

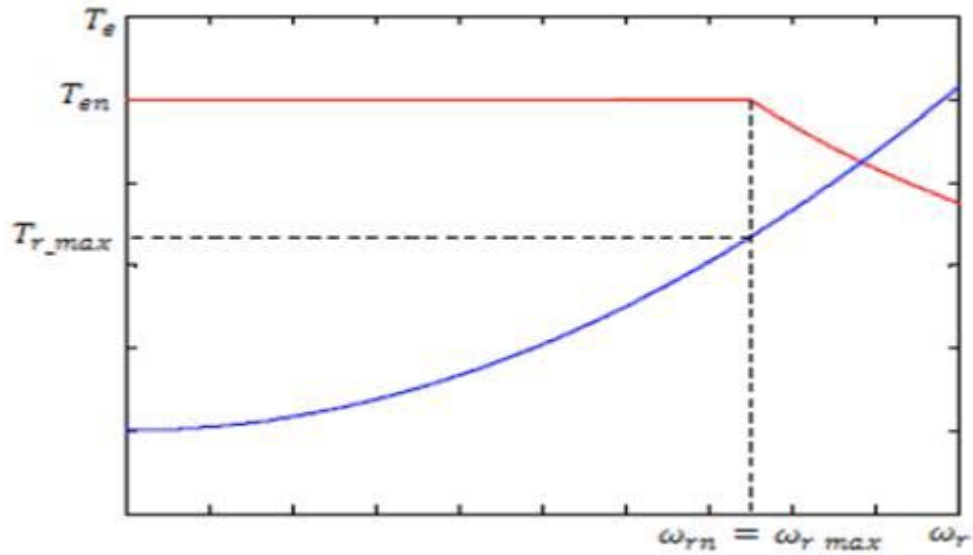


Figura 4.5 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} > T_{r\ max}$ e $\omega_m = \omega_{r\ max}$

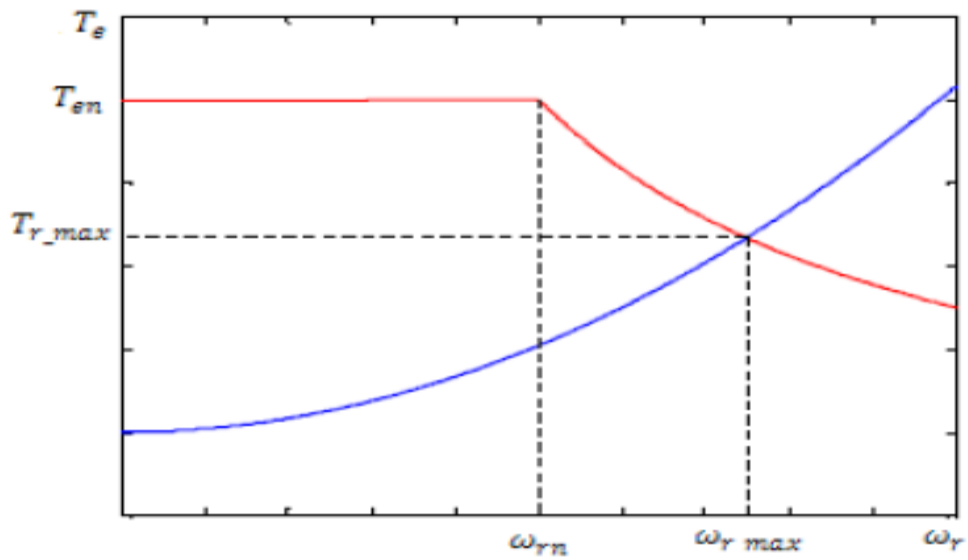


Figura 4.6 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} > T_{r\ max}$ e $\omega_m < \omega_{r\ max}$

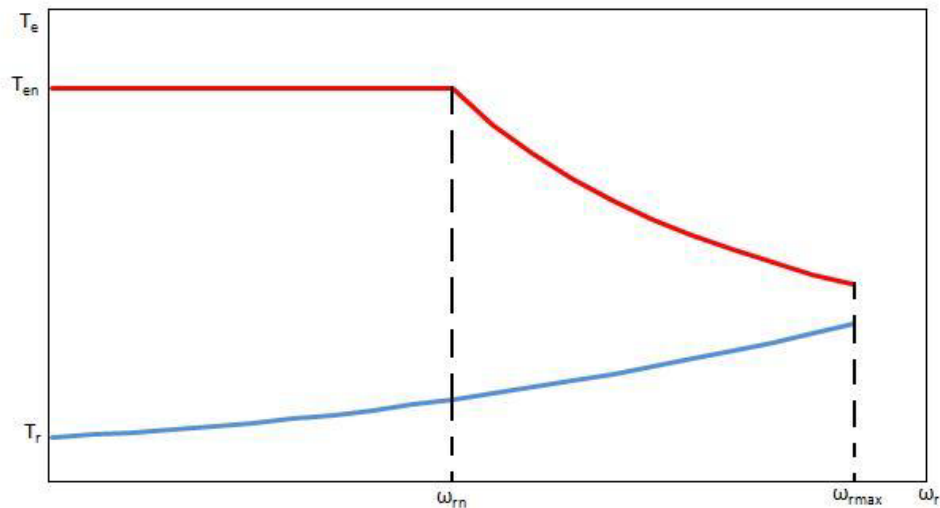


Figura 4.7 Caratteristiche meccaniche con $T_{en} > T_{r-max}$ e $\omega_{rn} < \omega_{r-max}$

4.3 Sviluppo dei sistemi di trazione IPM per veicoli elettrici ibridi e plug-in.

Gli ultimi quindici anni sono stati un periodo stimolante con straordinari progressi nello sviluppo delle macchine elettriche a magneti permanenti interni (IPM). Nel corso di questo periodo, le macchine sincrone a magneti permanenti interni (IPMSM) hanno ampliato la loro presenza in nicchie di mercato specializzate nell'automazione per dispositivi a trazione elettrica efficienti dal punto di vista energetico per la più recente generazione di veicoli ibridi – elettrici (HEV).

Le potenze nominali dei motori IPM disponibili e dei generatori IPM per il recupero dell'energia sono aumentate all'incirca di pochi ordini di grandezza durante questo ultimo periodo.

Un esame più accurato rivela che molti differenti sviluppi della conoscenza tecnologica e le forze di mercato hanno contribuito, a volte casualmente, ad accelerare lo sviluppo della tecnologia di impressionanti unità di IPMSM. Lo scopo della trattazione seguente è fornire una spiegazione di massima dei vari fattori che hanno condotto all'attuale stato dell'arte della tecnologia IPM, e illustrare il suo successo applicativo nell'industria automobilistica e ferroviaria.

4.3.1 Introduzione.

Al giorno d'oggi dai consumatori vengono richieste macchine ad alta efficienza energetica e affidabili. Tra le molte scelte concorrenti di nuovi modelli di macchine, sono emerse le automobili come mezzo di trasporto rispettose dell'ambiente a basse emissioni, le quali riducono il riscaldamento globale. Nel corso dei 10 anni passati, la tecnologia di macchine a magneti permanenti interni (IPM) è maturata come dispositivi di trazione per moderni veicoli ibridi elettrici energeticamente efficienti, complessi ma economici.

I requisiti fondamentali di un comando per quanto riguarda i motori e i generatori IPM per la trazione e le applicazioni per il recupero di energia in frenatura nei veicoli ibridi elettrici sono:

- Una grande coppia e una più alta densità di energia
- Una coppia elevata a basse velocità per la partenza e la salita
- Alta potenza ad alte velocità di guida
- Massima efficienza a coppia e velocità elevate
- Un vasto intervallo di velocità a potenza costante che superi 2-4 volte la velocità di base
- Un ottimo compromesso tra la coppia di picco del motore e le caratteristiche nominali dell'inverter
- Una capacità di sovraccarico a breve termine, tipicamente due volte la coppia nominale per un breve periodo
- Oscillazioni di coppia contenute, basso rumore acustico
- Ottima progettazione degli avvolgimenti statorici
- Progettazione del rotore con orientamento a V dei magneti
- Riduzione della saturazione magnetica dovuta ai limiti di accoppiamento trasversale e basso contenuto armonico complessivo
- Basse perdite nel rame e nel ferro ad alte velocità
- Alta affidabilità in ogni condizione operativa
- Peso minimo e dimensioni più ridotte
- Basso consumo di carburante (litri/km)
- Nuova tecnologia ICE del motore con alimentazione ibrida (benzina/diesel e gas naturale compresso)
- Accensione di carica e compressione omogenea (HCCI) di diesel e benzina
- Rispetto dell'ambiente
- Guida tranquilla e confortevole
- Migliore potenza nella batteria e autoricarica a breve impulso

- Sensori intelligenti e interfacce
- Minima dispersione di flusso magnetico
- Minima smagnetizzazione del magnete alla reazione di armatura
- Limite di temperatura e corrosione superficiale dei magneti
- Minimo ingranaggio e presa più diretta
- Frenata rigenerativa e breve ciclo di carica
- Trasmissione ibrida
- Apparato di pannelli solari
- Divisione in serie e parallelo del sistema di trasmissione
- Trasferimento senza giunture tra il motore e il dispositivo elettrico
- Migliore manutenzione della batteria
- Autoricarica tramite il generatore IPM
- Controllo disgiunto della ricarica della batteria per mezzo del generatore IPM durante la guida
- Manutenzione minima e alta efficienza
- Minore complessità e facilità di utilizzo
- Costi più bassi di inizio esercizio

Lo scopo di questa esposizione è fornire una breve introduzione alla recente diffusione di applicazioni di trazione ad alta efficienza e alte prestazioni basate sull'impiego dei magneti permanenti interni (IPM). Le caratteristiche dei motori IPM includono una diffusa e ampia applicazione nei veicoli ibridi elettrici, i quali sono solo uno dei molti articoli della trazione nelle moderne automobili atti al risparmio di energia elettrica.

4.3.2 Analisi.

Il principio di funzionamento di ogni motore elettrico di trazione deriva dalla forza di *Lorenz*. Un conduttore percorso da corrente posto in un campo magnetico è soggetto ad una forza data dalla regola *BLI*.

I primi motori di trazione erano principalmente a spazzola. I comuni motori sincroni non sono particolarmente adatti alla trazione, dato che lo statore è alimentato da tre tensioni di fase simmetriche e il campo di rotore è fornito da una corrente continua di eccitazione attraverso anelli di scorrimento. Questi motori a spazzole sono stati successivamente sostituiti da motori a induzione a gabbia di scoiattolo con controllo mediante tiristori.

I motori a induzione collegati ad un inverter trifase sono robusti e alimentati singolarmente.

Comunque, essi non possono funzionare alla velocità di sincronismo N_s , e la velocità del rotore N_r diminuisce con il carico nella regione normale di stabilità della curva coppia-velocità.

Le tecniche di controllo in questo caso sono relativamente più complicate. Quindi essendo un motore a induzione un dispositivo di controllo intrinsecamente inefficiente non è molto adatto per le applicazioni di trazione automobilistica.

Gli svantaggi di un motore dc tradizionale, con il motore sincrono alimentato in modo doppio e il motore ad induzione alimentato singolarmente potrebbero essere superati mediante l'impiego di un motore sincrono a magneti permanenti interni senza spazzole alimentato singolarmente in modo permanente.

Un motore IPM può presentare un avviamento ad induzione ma un funzionamento sincrono ad alta efficienza. Durante l'avviamento deve essere superata la coppia resistente del magnete.

Vi sono diverse sfide da superare come ad esempio:

- Creare una variazione delle induttanze di asse d e q senza variare il traferro
- Variare e controllare l'eccitazione permanente del rotore di un motore di trazione IPM
- Superare la coppia resistente grazie a sensori di posizione o dispositivi privi di sensori
- Un'ottima variazione della coppia elettrica e della coppia di riluttanza per specifiche applicazioni
- Riduzione del costo, peso e dimensioni di un IPM
- Un convertitore intelligente e un inverter per comandi di trazione IPM

Nell'ambito della trazione, si stanno risolvendo molti problemi di progettazione e funzionamento, particolarmente per veicoli elettrici e ibridi elettrici.

La potenza P_d sviluppata in un motore sincrono con poli salienti a 2 poli e 3 fasi è data da:

$$P_d = \frac{3V_p E_0}{X_d} \sin \delta + \frac{3V_p^2 (X_d - X_q)}{2X_d X_q} \sin(2\delta)$$

dove V_p è la tensione per fase ai morsetti, E_0 è la tensione di eccitazione per fase; X_d e X_q sono rispettivamente le reattanze per fase di asse d e q, δ l'angolo tra V_p e E_0 .

Nelle macchine sincrone tradizionali a poli salienti, lo spessore del traferro lungo l'asse diretto d è più piccolo mentre quello lungo l'asse in quadratura q è più grande.

Esiste dunque una variazione fisica del traferro, che a sua volta causa un cambiamento del valore di riluttanza del motore non appena questo inizia a ruotare.

La precedente equazione può essere riscritta così:

$$P_d = P_e \sin \delta + P_r \sin(2\delta)$$

$$\text{Dove, } P_e = \frac{3V_p E_0}{X_d} \text{ e } P_r = \frac{3V_p^2 (X_d - X_q)}{2X_d X_q}.$$

P_e è la componente della potenza di picco dovuta dall'eccitazione di campo in dc e P_r è la componente della potenza di picco dovuta alla variazione di riluttanza del traferro. Quest'ultima viene anche chiamata riluttanza di potenza.

Il contributo di ogni componente di potenza alla potenza totale P_d è importante per la buona progettazione di un motore sincrono a poli salienti. Per valori fissati dei parametri è ovvio che il primo termine dell'equazione di P_d è massimo quando $\delta=90^\circ$, e il secondo termine è minimo per $\delta=45^\circ$. Il motore sincrono a poli salienti sviluppa una potenza più stabile per un certo livello di eccitazione, poiché la totale potenza di picco sviluppata P_d è più grande di ogni componente P_e e P_r . La sfida per i progettisti di un motore IPM è creare una variazione d'induttanza del motore mantenendo costante lo spessore di traferro. Ciò è stato realizzato inserendo magneti permanenti in vari modi e orientamenti di polarità sotto la gabbia di conduzione o sepolti all'interno del rotore IPM in modo tale da rendere possibili le variazioni di induttanza della macchina mantenendo però uniforme lo spessore del traferro.

Per qualche specifica applicazione, come i dispositivi di trazione dei veicoli ibridi elettrici, le gabbie di conduzione a scoiattolo possono essere evitate.

La coppia sviluppata T_d viene ottenuta dividendo P_d per la velocità angolare di sincronismo.

Un motore IPM sviluppa la coppia di funzionamento sia grazie all'eccitazione del magnete permanente sia alla variazione d'induttanza. Questo elemento distintivo sarà sfruttato per la trazione nel funzionamento ad alte velocità sia nei veicoli plug-in che in quelli ibridi elettrici.

Deve anche essere notato che i generatori IPM utilizzano questa variazione di riluttanza per produrre più potenza per la ricarica della batteria di un veicolo ibrido elettrico, quando esso si sta muovendo lungo una discesa.

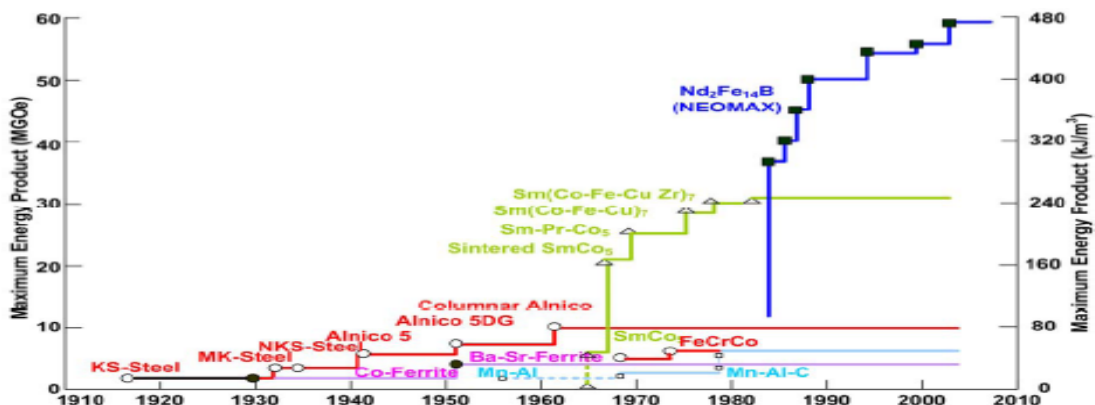


Figura 4.8 Storia dello sviluppo dei magneti permanenti

La storia dello sviluppo dei motori di trazione IPM è legata al progresso dei materiali a magnete permanente ad alta energia nel corso degli ultimi 50 anni. La figura 4.8 illustra una breve storia dello sviluppo dei materiali a magneti permanenti. Negli anni '50 il materiale più promettente era il magnete AlNiCo (Alluminio Nickel Cobalto); successivamente negli anni '60 è la volta dei magneti a ferrite di Bario, e negli anni '70 i magneti Samario Cobalto. L'ultima innovazione risale agli anni '80 quando i magneti Neodimio Boro Ferro (NdBFe) si rendono disponibili sul mercato. Al giorno d'oggi in tutto il mondo vengono regolarmente prodotti e commercializzati da vari produttori magneti NdBFe con valori di energia più alta. Le proprietà critiche dei magneti permanenti per i motori IPM sono una forza coercitiva H_c molto alta, un'alta densità di flusso magnetico residuo B_r e un prodotto di energia $(BH)_{max}$ più elevato. Tutti i materiali a magneti permanenti ad eccezione del NdBFe non vengono considerati sufficientemente adatti ai motori di trazione IPM ad alta efficienza.

4.3.3 Coppia del motore.

La coppia sviluppata T_d per un motore IPM può anche essere espressa tramite gli assi di riferimento d e q:

$$T_d = \frac{3p}{2} [\lambda_m i_q + (L_q - L_d) i_d i_q]$$

Dove, λ_m è il flusso concatenato dovuto all'eccitazione del magnete permanente, L_d e L_q sono le induttanze di asse d e q; i_d e i_q le correnti degli assi d e q, p il numero di paia poli. Si noti come l'equazione sia abbastanza non lineare dato che λ_m , L_d , L_q , i_d e i_q non sono in genere costanti. Tutte queste cinque grandezze variano durante le condizioni di funzionamento dinamico.

E' da notare che il primo termine dell'equazione di coppia sopra esposta sia identico al motore in corrente continua ad eccitazione separata. Esso è definito come coppia elettrica. E' importante per il controllo vettoriale indiretto di un motore IPM.

Il secondo termine dell'equazione è la coppia di riluttanza.

L'utilizzo efficiente di questa componente della coppia di riluttanza è più problematico per le operazioni di intenso indebolimento di flusso e i miglioramenti in efficienza dei veicoli plug-in, ibridi elettrici e locomotive elettriche.

L'analisi con gli elementi finiti è un requisito per fissare la determinazione dei parametri dei motori IPM nel funzionamento ad alte velocità con grande efficienza impiegando inverter intelligenti e sistemi di controllo.

La figura 4.9 a forma di V mostra, con relative dimensioni, il motore IPM e gli schemi di progetto raffiguranti il flusso.

L'ottimizzazione della progettazione del sistema di azionamento a motore può essere effettuata con vari metodi.

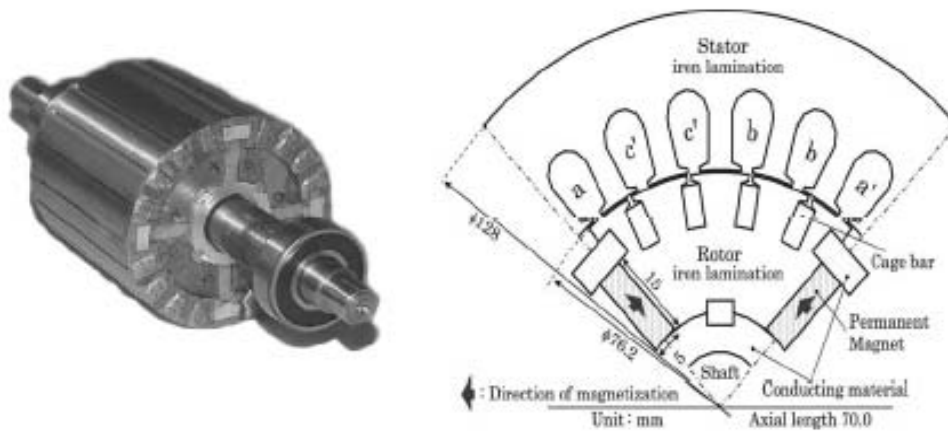


Figura 4.9 Motore IPM e schemi di progetto

4.3.4 Modalità di funzionamento a regime.

Il funzionamento di un motore sincrono viene convenzionalmente spiegato utilizzando il modello circuitale equivalente di fase di Thevenin.

La tensione di fase V_p applicata e la tensione di eccitazione E_0 al traferro dovuta all'eccitazione del magnete nel rotore del motore è legata alla reattanza serie X , trascurando le cadute resistive di statore.

Il triangolo dei fasori di tensione è governato dalla legge di Kirchoff delle tensioni. Ai fini di una migliore comprensione della corrente equivalente nel rotore, l'equivalente di Thevenin può essere sostituito dal suo duale modello circuitale equivalente di Norton.

La figura 4.10 mostra il circuito equivalente di fase di Norton per un motore IPM. Il triangolo dei fasori di corrente del circuito equivalente di Norton di un motore sincrono è stabilito dalla legge di Kirchoff delle correnti ossia $I_f + I_s = I_m$.

Dove I_s è la corrente statorica per fase, I_m la corrente di magnetizzazione per fase e I_f il fasore di corrente derivante dall'eccitazione del rotore a magneti permanenti.

E' abbastanza ben risaputo che un motore sincrono tradizionale può essere utilizzato con un fattore di potenza variabile regolando la corrente continua di campo negli avvolgimenti di campo del rotore. Ciò non è possibile per i motori sincroni IPM.

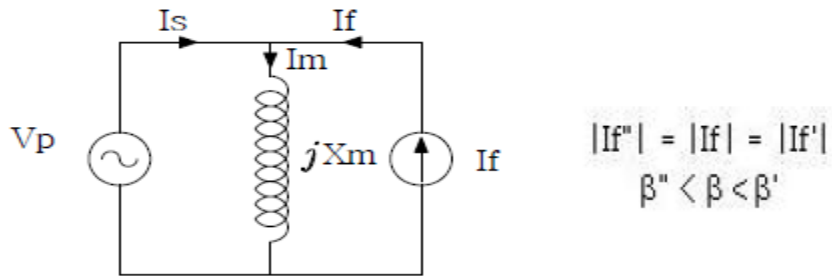
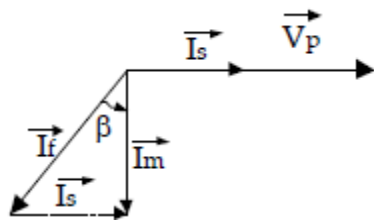
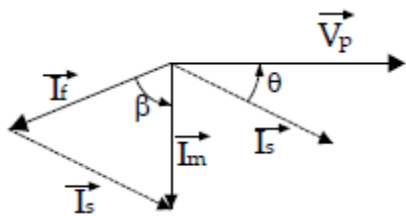


Figura 4.10 Circuito equivalente di Norton di un motore IPM

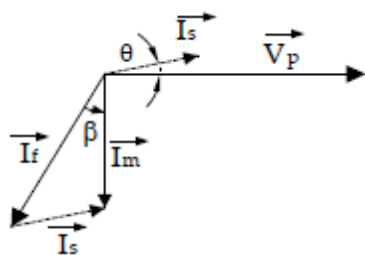
A differenza delle macchine tradizionali a filo avvolto, il rotore di un motore IPM viene eccitato permanentemente. Il magnete permanente del rotore può essere modellizzato con un generatore equivalente di corrente.



(a) Fattore di potenza unitario



(b) Fattore di potenza in ritardo



(c) Fattore di potenza in anticipo

Figura 4.11 Diagramma fasoriale delle correnti di un motore IPM

La corrente di eccitazione I_f dovuta ai magneti permanenti per un motore IPM è costante. Comunque, il motore IPM può venire impiegato mediante il controllo dell'angolo tra la corrente di magnetizzazione I_m e la corrente costante di eccitazione I_f .

Ciò viene illustrato con il triangolo dei fasori delle correnti. Un motore IPM può operare con fattore di potenza unitario, in ritardo o in anticipo variando l'angolo β , come mostrato in figura 4.11. Questo elimina un altro vincolo per le sue vaste e diffuse applicazioni nell'industria come il fattore di potenza variabile per quanto riguarda i motori sincroni IPM eccitati singolarmente e permanentemente.

La figura 4.12 mostra un metodo alternativo di variare il fattore di potenza di un motore sincrono IPM.

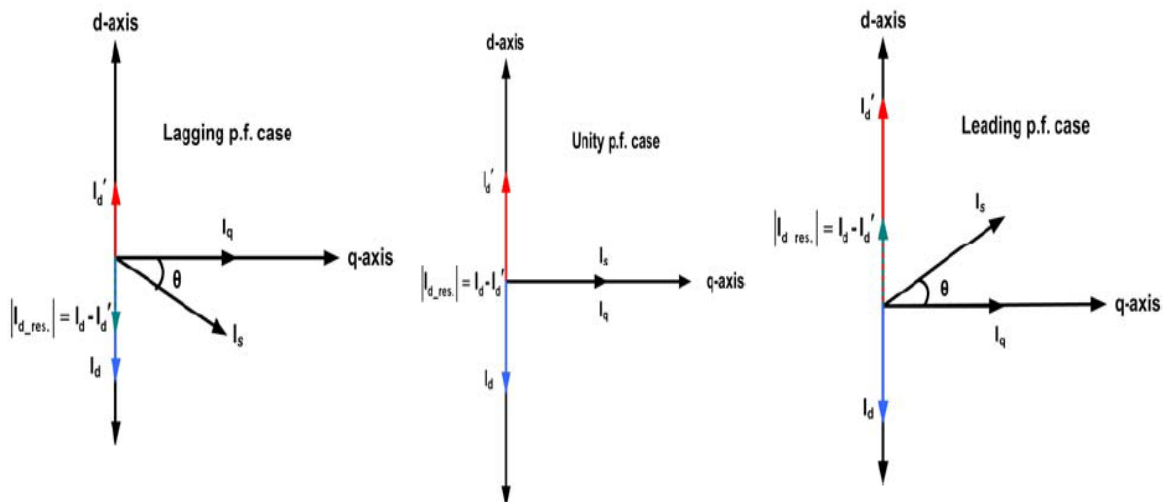


Figura 4.12 Diagramma vettoriale delle correnti di assi d e q di un motore IPM

Le componenti di asse diretto d e in quadratura q della corrente statorica possono essere controllate mediante una tecnica indiretta di controllo vettoriale (indebolimento di campo), in cui la corrente di asse d viene variata in modo da funzionare con un fattore di potenza in ritardo, unitario o in anticipo come mostrato in figura 4.12.

In figura 4.13 vengono rappresentati le griglie degli elementi finiti e i contorni della densità di flusso magnetico per un quadrante del rotore di figura 4.9.

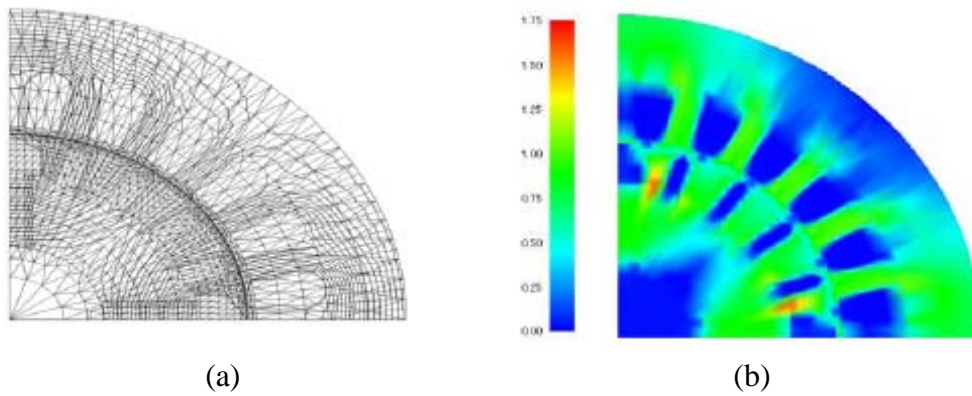


Figura 4.13 Distribuzione della densità di flusso del magnete: (a) griglie degli elementi finiti e (b) contorni della densità di flusso magnetico

Nella caratterizzazione di un motore IPM deve essere precisato che il fattore di efficienza e di potenza così come il loro prodotto è migliore del 35% circa rispetto a quello di un motore a induzione nominalmente identico. L'aspetto dell'efficienza energetica è un elemento chiave per le applicazioni di larga diffusione dei motori IPM ad alta prestazione nei mezzi di trazione.

4.3.5 Applicazioni.

I motori IPM con un modulo di elettronica di potenza intelligente vengono ora impiegati per gravosi cicli di carico di lavoro, i quali includono compressori per aria condizionata, veicoli elettrici e ibridi elettrici, mezzi di trazione. Le caratteristiche nominali coprono un intervallo che va da pochi kW a pochi MW.

Queste due categorie di motori IPM vengono sempre più impiegate per applicazioni di risparmio energetico sia nei plug-in che nei veicoli elettrici.

La tabella 4.1 contiene valori tipici di induttanza di assi d e q per i rotor IPM retti e di forma a V. I tipi di rotore a V vengono preferiti per i plug-in e le applicazioni di veicoli ibridi elettrici, dove la componente di riluttanza di coppia è critica per funzionamenti ad alta velocità con indebolimento di campo.

| Axis | Straight IPM | V- IPM |
|--------------|--------------|---------|
| d-axis L_d | 1.06 mH | 0.86 mH |
| q-axis L_q | 2.26 mH | 2.23 mH |
| $L_q - L_d$ | 1.20 mH | 1.37 mH |
| L_q / L_d | 2.13 | 2.59 |

Tabella 4.1 Induttanze di assi d e q

La figura 4.14 mostra un'illustrazione di un set di generatori/motori IPM da 50 kW per auto ibride elettriche commerciali.

Il sofisticato e intelligente controllo in un veicolo ibrido elettrico rappresenta la chiave per un utilizzo di successo dei motori IPM.

Moduli di elettronica di potenza ad alta efficienza così come le nuove batterie ibride di metallo nichelato sono le tecnologie avanzate per questi veicoli.

Il progetto di sistemi ibridi include un motore a benzina o ibrido benzina/diesel, un nuovo sistema di trasmissione, un motore di trazione IPM, un generatore IPM, un modulo convertitore/inverter, unità di batterie e controllo.

La figura 4.15 esplica lo schema completo di trasmissione di un sistema ibrido per un modello popolare di veicolo. Questa trasmissione innovativa è orientata ad ottenere la massima efficienza del carburante e, nei motori IPM, è essenziale un alto grado di comfort di guida per soddisfare le caratteristiche di potenza richiesta per le automobili ad alte prestazioni.



Figura 4.14 Motore/Generatore IPM per auto ibride

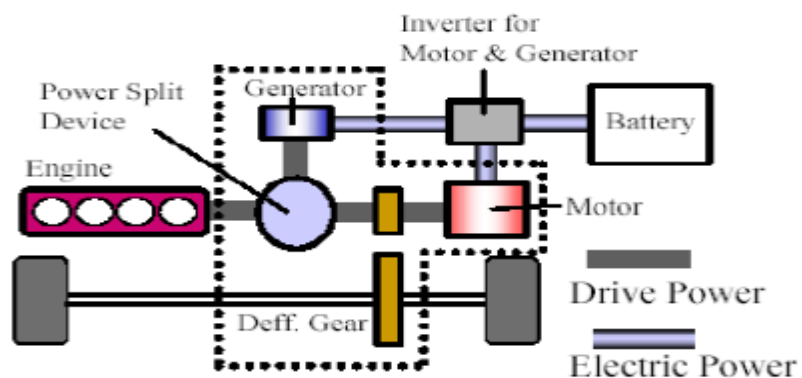


Figura 4.15 Sistema di trasmissione ibrida

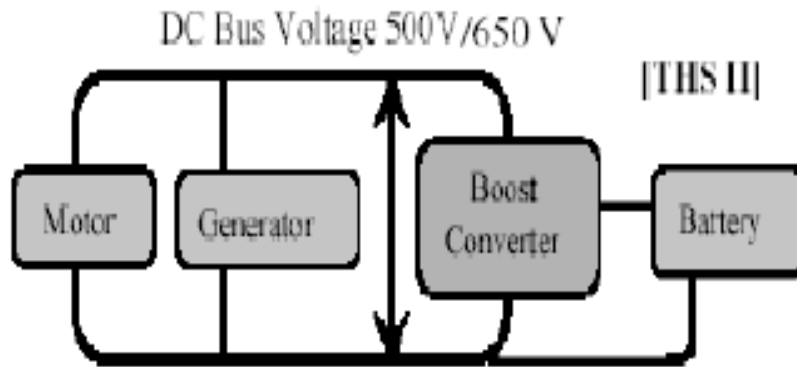


Figura 4.16 Schema per motori/generatori, convertitori dc/dc e batteria

La figura 4.16 mostra lo schema di un motore di trazione IPM, il generatore IPM, il convertitore dc/dc e la batteria di sistema.

La figura 4.17 mostra graficamente i contributi della coppia elettrica dovuta al magnete permanente e della coppia di riluttanza prodotta all'interno del rotore per i modelli della Toyota Prius'00 e Prius'10 del 2000 e 2010 rispettivamente.

Questo conferma la scelta migliore della tecnologia dei motori IPM per i veicoli ibridi elettrici.

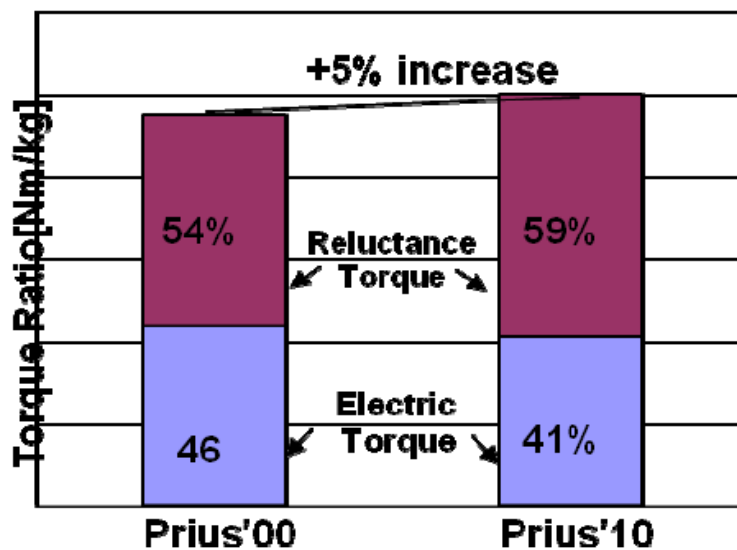


Figura 4.17 Rapporto coppia/massa del magnete

4.3.6 Conclusioni.

Questa trattazione ha fornito una breve introduzione agli emergenti motori sincroni a magneti permanenti interni ad alta efficienza. Sono state date espressioni semplici per la potenza e la coppia.

Sono state spiegate le caratteristiche del progetto di un rotore per specifiche applicazioni.

E' stato descritto il funzionamento dei motori IPM a fattore di potenza variabile mediante l'ausilio del circuito equivalente di Norton e i diagrammi fasoriali.

E' stato citato un esempio di applicazione di trazione di successo.

L'apice dei mezzi a motori IPM include la sua applicazione di vasta diffusione sia nei plug-in che nei veicoli ibridi elettrici, i quali sono solo uno dei molti articoli dei mezzi a motore in ac nelle automobili.

5. MOTORI A MAGNETI PERMANENTI PER DISPOSITIVI A VELOCITÀ VARIABILE.

5.1 Introduzione.

Allo stato dell'arte odierno, nel campo dei dispositivi a velocità variabile (per esempio dispositivi a trazione), sono utilizzati motori a induzione con inverter.

I vantaggi dei dispositivi a motore ad induzione sono robustezza, economicità, bassa manutenzione e semplicità di costruzione. E'anche possibile usare un singolo inverter per parecchi motori in parallelo.

Questo porta a leggere differenti valutazioni nei motori.

Un grande vantaggio dei dispositivi con motori ad induzione è la possibilità di ottenere una relativa larga gamma di indebolimento di campo.

Perciò un motore e inverter può essere usato per la maggior parte delle basse classi.

I recenti miglioramenti dei materiali magnetici permanenti, insieme con i bassi costi portano ad un incremento di interesse dei sistemi con motori sincroni a inverter con campo a magneti permanenti.

Questi motori hanno minori perdite rispetto ai motori asincroni perché non necessitano di correnti di magnetizzazione e non ci sono perdite nell'avvolgimento rotorico.

Perciò si può ottenere una più alta densità di potenza.

Un maggior svantaggio risiede nella difficoltà di usare il campo indebolito a causa della relativa bassa induttanza nella direzione della magnetizzazione risultando una grande componente della corrente di smagnetizzazione.

Assumendo che la corrente sia limitata al valore nominale, la velocità non può essere incrementata molto sopra la velocità base.

Questo problema è specialmente pronunciato su motori con magneti permanenti montati in superficie (SMPM) a motivo dell'effetto del traferro.

D'altronde i motori SMPM hanno un'alta densità di potenza in relazione al materiale magnetico richiesto che, per quanto riguarda il costo, rappresenta la voce più alta.

Sono stati cercati differenti metodi per superare questo problema per motori SMPM con alimentazione da inverter. Per esempio una speciale costruzione del rotore così come un induttore esterno sono stati suggeriti da Leitgeb.

In alcuni casi la gamma di velocità può essere incrementata da un controllore adatto ma probabilmente non per la maggior parte dei motori SMPM usati per la trazione.

Tuttavia nessuno di questi metodi sembrava essere la soluzione ideale per applicazioni di trazioni, quindi sono richiesti ulteriori metodi.

In questo capitolo viene studiato un metodo alternativo per estendere il campo dei motori a magneti permanenti con indebolimento di campo.

Lo scopo è quello di ottenere una vasta e sufficiente gamma di campi indeboliti come per esempio per le applicazioni di trazione.

L'estensione della gamma delle velocità è ottenuta connettendo differenti gruppi di bobine dell'avvolgimento statorico in differenti configurazioni.

E' stata studiata la possibile estensione della gamma di velocità e di conseguenza sono stati derivati i requisiti per il progetto dell'avvolgimento. Inoltre sono stati indagati speciali requisiti sul progetto del motore includendo un esame del disturbo di coppia.

I motori che hanno dimensioni, potenze in uscita e gamma di velocità adatte per dispositivi di trazione presentano forze centrifughe molto alte. Perciò è richiesto un bendaggio del rotore per motori SMPM utilizzati nelle applicazioni di trazione.

La progettazione analitica del rotore fu presentata in anteprima quando si prese in considerazione l'effetto della richiesta del bendaggio.

Questo progetto è basato su metodi presentati da Slemon.

La disposizione della riconnessione dell'avvolgimento è considerata tenendo in conto sia gli interruttori meccanici che gli interruttori a semiconduttori. Viene mostrato un esempio di motore SMPM con la commutazione degli avvolgimenti insieme con i suggerimenti per l'implementazione pratica.

5.2 Commutazione degli avvolgimenti statorici.

La permeabilità dei materiali magnetici è molto bassa comparata col ferro ($\mu_r \approx 1.05$ per *NdFeB*) facendo così risultare un relativo traferro molto largo e lungo.

Perciò l'induttanza sull'asse diretto L_d risulta molto bassa per una gamma molto limitata del campo di deflussaggio per i motori SMPM ad inverter perché è richiesta un'alta corrente per ottenere un sufficiente e forte campo che si oppone al campo dei magneti.

La corrente per un funzionamento permanente è usualmente limitata al valore nominale; la coppia, producendo una corrente, deve essere di conseguenza abbassata.

Il risultato è spesso un indebolimento di campo che consente solo un piccolo incremento percentuale di velocità non sufficiente per la maggior parte delle applicazioni.

| Winding parts per phase | Number of possible connections | Number of switches |
|-------------------------|--------------------------------|--------------------|
| 1 | 2 | 5 |
| 2 | 4 | 14 |
| 3 | 6 | 23 |
| 4 | 14 (12) | 38 |

Tabella 5.1 Possibili configurazioni delle parti di avvolgimento dello statore

Gli studi, concepiti per superare questo problema, sono fatti al fine di arrivare a commutare differenti gruppi di bobine, dell'avvolgimento statorico, in differenti configurazioni.

Esiste una vasta gamma di combinazioni serie-parallelo e connessioni triangolo-stella.

La caratteristica di una configurazione è la tensione indotta a differenti velocità di base. Anche le induttanze sono differenti. Nella tabella 5.1 sono elencate il numero di possibili connessioni insieme con il numero di commutazioni richieste. Per un motore standard con una sola parte per fase è possibile solo la connessione triangolo-stella. Per quattro parti di avvolgimento per fase due hanno le stesse proprietà in due casi. Si può vedere che il numero degli interruttori aumenta rapidamente con il numero di bobine per fase. La tabella 5.2 mostra l'induttanza ottenuta e la tensione indotta nominale e come si verifica sul terminale. Se si hanno tre parti di avvolgimento per fase si possono utilizzare anche le combinazioni di connessioni serie-parallelo che consistono in due parti di avvolgimento connesse in parallelo e nel terzo in serie a loro.

Per quanto riguarda la realizzazione pratica, è di particolare interesse il motore a 4 poli con due parti di avvolgimento per fase.

La divisione di una fase in due parti è abbastanza semplice perché i due circuiti separati sono comunque usati in molti casi.

Se il numero di spire viene scelto appropriatamente e le bobine sono accessibili separatamente, la commutazione degli avvolgimenti può essere implementata abbastanza facilmente.

Se lo stesso principio fosse usato per un motore a 6 poli con tre parti di avvolgimento per fase, le combinazioni parallelo-serie produrrebbero una distribuzione asimmetrica del campo dovuta a differenti correnti nelle parti dell'avvolgimento.

| Winding parts per phase | Configuration | Inductance ratio | Voltage ratio |
|-------------------------|------------------------------|------------------|---------------------|
| 2 | Y - series | $L=L_0$ | $U=U_0$ |
| | Δ - series | $L=L_0/3$ | $U=U_0/\sqrt{3}$ |
| | Y - parallel | $L=L_0/4$ | $U=U_0/2$ |
| | Δ - parallel | $L=L_0/12$ | $U=U_0/(2\sqrt{3})$ |
| 3 | Y - series | $L=L_0$ | $U=U_0$ |
| | Y - series - parallel | $L=L_0/2$ | $U=U_0/\sqrt{2}$ |
| | Δ - series | $L=L_0/3$ | $U=U_0/\sqrt{3}$ |
| | Δ - series - parallel | $L=L_0/6$ | $U=U_0/\sqrt{6}$ |
| | Y - parallel | $L=L_0/9$ | $U=U_0/3$ |
| | Δ - parallel | $L=L_0/27$ | $U=U_0/(3\sqrt{3})$ |

Tabella 5.2 Induttanza e tensione nominale delle diverse configurazioni

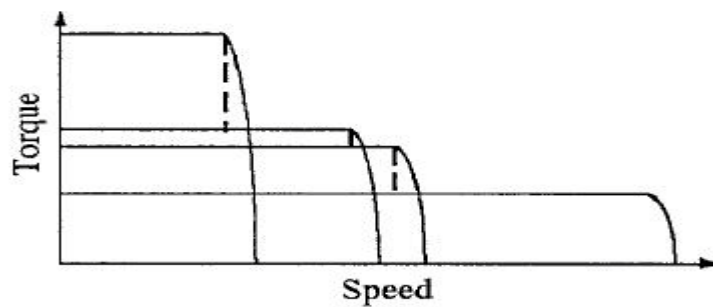


Figura 5.1 Curve qualitative degli sforzi di attrazione di un motore SMPM a 4 poli con due parti di avvolgimento per fase

Ciò può essere risolto avvolgendo tre bobine di una fase nella stessa cava.

Tuttavia questa soluzione non è molto pratica. Per macchine a 8 poli sono possibili diverse configurazioni ma per le applicazioni per motori utilizzati nella trazione sono preferibili motori a 4 poli.

Conseguentemente in questo studio vengono considerati solo motori a 4 poli con due parti di avvolgimento per fase.

In figura 5.1 sono illustrati i risultati delle curve degli sforzi di trazione per un motore SMPM a 4 poli.

Se per cambiare la configurazione degli avvolgimenti viene usato un metodo idoneo, la gamma delle prevedibili estensioni dell'indebolimento di campo sarebbe sufficiente per molte applicazioni. L'effetto è simile a un commutatore meccanico. Perciò la disposizione può essere considerata come alcuni tipi di riduttori elettrici.

5.3 Progetto del motore.

5.3.1 Progetto del rotore incluso il bendaggio.

In generale sono possibili due tipi di motori SMPM: il puro montaggio superficiale e la costruzione dell'inserimento superficiale (figura 5.2).

Mentre il tipo di montaggio superficiale è pressoché non saliente, il tipo ad inserimento superficiale ha un'importante rilevanza a causa della bassa permeabilità dei magneti.

Perciò può essere raggiunta una maggiore coppia massima, causata dalla riluttanza. Un altro beneficio della struttura ad inserimento superficiale consiste nel fatto che il momento di coppia delle forze trasmesso sul magnete è trasferito al nucleo del rotore attraverso il ferro compreso tra i magneti. Inoltre la superficie del rotore può essere liscia: questo è piuttosto importante per l'uso di una fasciatura. Uno svantaggio dell'inserimento superficiale è un'alta perdita di flusso magnetico. Inoltre la salienza comporta un più alto disturbo di coppia. Da questo studio ci si focalizza sui grandi motori dove i bendaggi non possono essere omessi, dove il tipo ad inserimento superficiale presentava più benefici significativi ed era automaticamente selezionato per un'analisi futura.

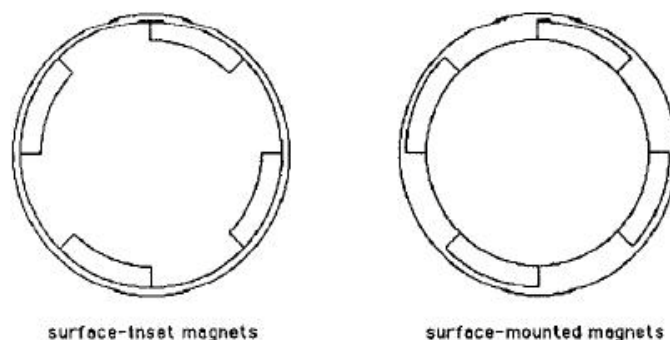


Figura 5.2 Soluzioni incrociate per un motore a magneti permanenti a 4 poli

Slemon e altre persone presentarono metodi per progetti analitici di motori SMPM.

Nei motori a trazione le forze centrifughe diventano così forti che i bendaggi del rotore (bendaggi con fibre di vetro) sono richiesti definitivamente per tenere i magneti sulla superficie. Se il traferro meccanico non può essere ridotto si può aggiungere alla lunghezza del traferro magnetico.

Conseguentemente sono richiesti magneti più spessi conducendo a delle forze centrifughe più alte e quindi bendaggi più spessi.

Tuttavia per materiali magnetici con alta densità di energia (per esempio NdFeB) e induzioni di traferro normali può essere trovata una soluzione.

La lunghezza del magnete diventa:

$$l_m = \frac{k_c g k_B}{\mu_0 H_c k_B \left(\frac{1}{k_\alpha \hat{B}_{1g}} - \frac{1}{B_r} \right) - k_c \pi^3 \delta_m n_{max}^2 R^2 \frac{\alpha}{90^\circ}}$$

e lo spessore del bendaggio richiesto è:

$$d_B = \frac{g}{\frac{\mu_0 H_c k_B}{\frac{\alpha}{90^\circ} k_c \pi^3 \delta_m n_{max}^2 R^2} \left(\frac{1}{k_\alpha \hat{B}_{1g}} - \frac{1}{B_r} \right) - 1}$$

In queste equazioni le variabili sono:

- k_c Fattore di Carte
- g Lunghezza del traferro meccanico
- k_B Serraggio del materiale di bendaggio, massima forza per attraversamento sezione d'aria
- H_c Forza coercitiva del materiale magnetico
- B_r Densità del flusso residuo del materiale magnetico
- $k_\alpha = \pi/(4\sin\alpha)$
- B_{1g} Valore di picco della densità del flusso fondamentale del traferro
- δ_μ Densità massica del materiale magnetico
- n_{max} Velocità massima in giri al secondo
- α larghezza dell'angolo magnetico (polo a 90°)
- R Raggio del rotore
- μ_0 Permeabilità del vuoto

La comparazione con l'analisi degli elementi finiti è stata eseguita per convalidare l'equazione. E' stato raggiunto un buon accordo tra l'induzione del traferro dall'analisi degli elementi finiti e il valore analitico assunti.

5.3.2 Avvolgimento di statore.

Come accennato sopra la divisione della fase in due bobine è abbastanza semplice nelle macchine a 4 poli.

Due bobine separate per fase a lati opposti del motore creano un campo a 4 poli. Se le bobine non sono connesse internamente, questo tipo di costruzione può essere utilizzata per creare avvolgimenti di statore commutabili.

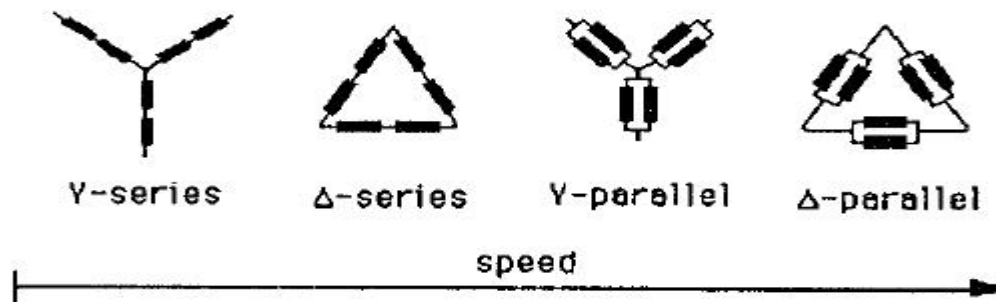


Figura 5.3 Sequenza della configurazione con incremento della velocità per fasi aventi ognuna due avvolgimenti

Usualmente gli avvolgimenti sono progettati con due avvolgimenti collegati in parallelo.

I benefici sono minori conduttori per cava e una più semplice connessione al terminale. In questo caso la configurazione ad avvolgimenti commutabili per la più bassa velocità è la connessione a stella (collegati in serie) come si può notare in figura 5.3 e nella tabella 5.2.

Quindi l'avvolgimento può essere progettato per questa configurazione per le velocità basi.

Applicando un metodo standard presentato da Slemon [1] può essere calcolato il numero dei conduttori per cava N_{S1} .

Questo può condurre ad un valore piuttosto basso di N_{S1} . Per i motori a trazione utilizzati per le metro può essere richiesto $N_{S1} = 3$.

Alcuni collegamenti non sono usati abitualmente per gli avvolgimenti che vengono collegati tra loro perché sono sconvenienti al fine realizzativo.

Comunque, un avvolgimento non è irrealistico se si sceglie un'appropriata composizione di diversi avvolgimenti. Oltretutto un avvolgimento unico è preferibile per le bobine commutabili con un basso numero di conduttori per cava.

Riguardo la classe di isolamento dovremmo notare che la piena tensione concatenata si verifica in una singola bobina ad alta velocità.

5.3.3 Disturbo di coppia.

Nei motori a magneti permanenti montati sulla superficie l'onda del flusso al traferro è quasi rettangolare: questo causa usualmente un alto disturbo di coppia.

Sono state eseguite diverse indagini sulla pendolazione di coppia nei motori a magneti permanenti montati sulla superficie e sono state create delle proposte per ridurle.

Oltre al disallineamento, il primo metodo è aggiustare la larghezza dell'angolo magnetico rispetto alla cava di rotore.

Anche una traslazione rotazionale di un paio di poli magnetici rispetto ad un altro può ridurre le pendolazioni di coppia in una macchina a 4 poli.

Un'appropriata combinazione può in aggiunta ridurre la pulsazione di coppia alla commutazione.

Molte indagini erano tuttavia limitate dal fatto che i motori avevano dei magneti permanenti montati su superfici non salienti o consideravano solo l'interazione dei magneti con il nucleo dello statore.

La discretizzazione deve essere molto fine per questo scopo specialmente nel traferro.

E' stato impiegato un metodo adattabile di maglia ed è stata presa in considerazione la saturazione.

La coppia è stata calcolata per mezzo dell'integrazione di tensione di Maxwell.

Solo la pulsazione del motore è stata esaminata e la forma d'onda della corrente è assunta sinusoidale.

Per ottenere il disturbo di coppia durante il transitorio il rotore è stato ruotato in sincronismo con il flusso generato dalla corrente statorica.

Questo è stato effettuato ruotando geometricamente il rotore e il flusso statorico generato in un preciso passo temporale dalle correnti di valore istantaneo.

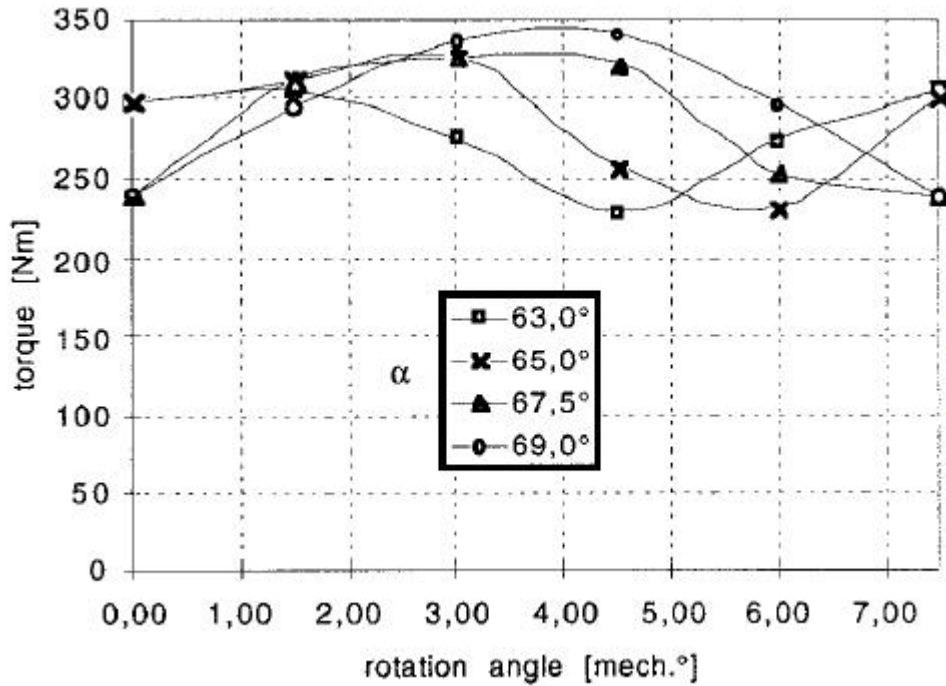


Figura 5.4. Disturbo di coppia del motore preso in esempio senza inclinazione quando viene ruotato di un passo polare (7.5°).

In questo modo sono stati considerati entrambi gli effetti dell'incastro come quelli della distribuzione degli avvolgimenti.

E' stato trovato che il disturbo di coppia causato dagli spazi armonici della cava è molto forte rispetto a quello causato dallo spazio armonico causato dal nastro di cava.

La frequenza di quest'ultimo componente è $6\omega_s$ ed esso potrebbe essere ridotto da una frazione del passo dell'avvolgimento statorico. Per ragioni pratiche e grazie alla bassa importanza questo non è esaminato in questo studio.

La frequenza del disturbo di coppia causato dalle armoniche delle cave è $\frac{Q}{2} \cdot \omega_s$ per motori a 4 poli, dove Q è il numero di cave.

L'intensità di queste pulsazioni è stata trovata molto alta.

Per l'esempio del motore che ci riguarda (vedere sotto) il disturbo mostrato in figura 5.4 è stato ottenuto quando il rotore è ruotato di una cava. Sono stati considerati differenti valori per larghezza dell'angolo magnetico α .

La figura 5.5 mostra il valore principale e la massima deviazione di questo disturbo di coppia in dipendenza su α .

Si può vedere che la massima differenza di coppia risiede nel range del 30%.

Potrebbe non essere raggiunta una sufficiente riduzione da una variazione della larghezza dell'angolo magnetico α .

Differenti interconnessioni tra rotore e statore contribuiscono alla pulsazione della coppia torsionale della cava nell'inserimento superficiale dei motori PM specialmente:

- a) Riluttanza tra magneti e cave statoriche
- b) Forze elettromagnetiche tra rotore e cave dello spazio armonico dello statore
- c) Riluttanza tra rotore saliente e cave dello spazio armonico dello statore

Inoltre l'effetto della saturazione locale nella punta del dente non è necessariamente trascurabile.

Nei motori a superficie montata pura il contributo c) è trascurato.

Inoltre è stata eseguita l'analisi degli elementi finiti senza le correnti statoriche per analizzare la quantità di coppia di arresto a).

Come presentato prima questa può essere fortemente ridotta variando la larghezza dell'angolo magnetico α .

Tuttavia nel caso peggiore è stato rilevato un picco di disturbo di 12,5 Nm che, in confronto al totale delle pulsazioni di coppia (75–100 Nm), è abbastanza piccolo.

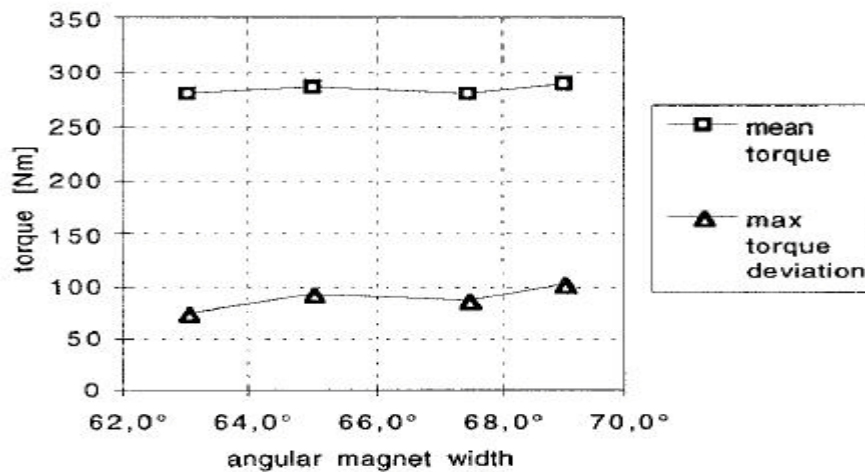


Figura 5.5 Disturbo di coppia e coppia media per il motore in esempio senza inclinazione per differenti larghezza dell'angolo magnetico α

Quindi devono essere ridotti i contributi al disturbo di coppia causati da b) e c). Il metodo più appropriato per questo scopo sembra essere l'introduzione di torsioni.

Come mostrato per esempio inclinando lo statore o il rotore si ha lo stesso effetto.

La quantità ottimale di torsione sembra essere una sola cava per la considerazione delle armoniche di cava.

Le considerazioni pratiche sono fatte sotto.

Un altro metodo per la riduzione dei disturbi di coppia è la modifica della forma della corrente così che la coppia imposta in aggiunta cancelli le pulsazioni per quanto possibile.

Questi risultati si traducono in speciali requisiti per gli inverter: tali requisiti possono creare conflitti con quelli richiesti per le applicazioni di trazione.

Tuttavia questa tecnica potrebbe essere usata per favorire la repressione della pulsazione di coppia.

Dalla figura 5.4 è inoltre evidente che il calcolo della produzione di coppia dei motori a magneti permanenti aventi l'inserimento di superficie usando i metodi degli elementi finiti, è critica.

Se viene analizzata una sola posizione l'errore può essere abbastanza grande.

Questo è dovuto al fatto che le curve di rumore sono spostate in fase per differenti valori della larghezza dell'angolo magnetico.

Conseguentemente la coppia sarà calcolata in posizioni diverse per ottenere il valore medio.

5.4 Disposizione della commutazione.

5.4.1 Requisiti.

Durante l'esecuzione della commutazione non sarà prodotta nessuna coppia.

Nell'idea dei multi motori, per esempio metropolitane, i differenti motori possono essere commutati a differenti istanti concedendo abbassamenti di coppie meno significativi.

Inoltre sarebbero minimizzate le perdite nella commutazione e le loro dimensioni meccaniche, magari includendo un dispositivo di raffreddamento. Le disposizioni delle bobine e le commutazioni sono mostrate nella figura 5.6 per due parti di avvolgimento per fase.

Per la connessione a stella sono sufficienti due contatti.

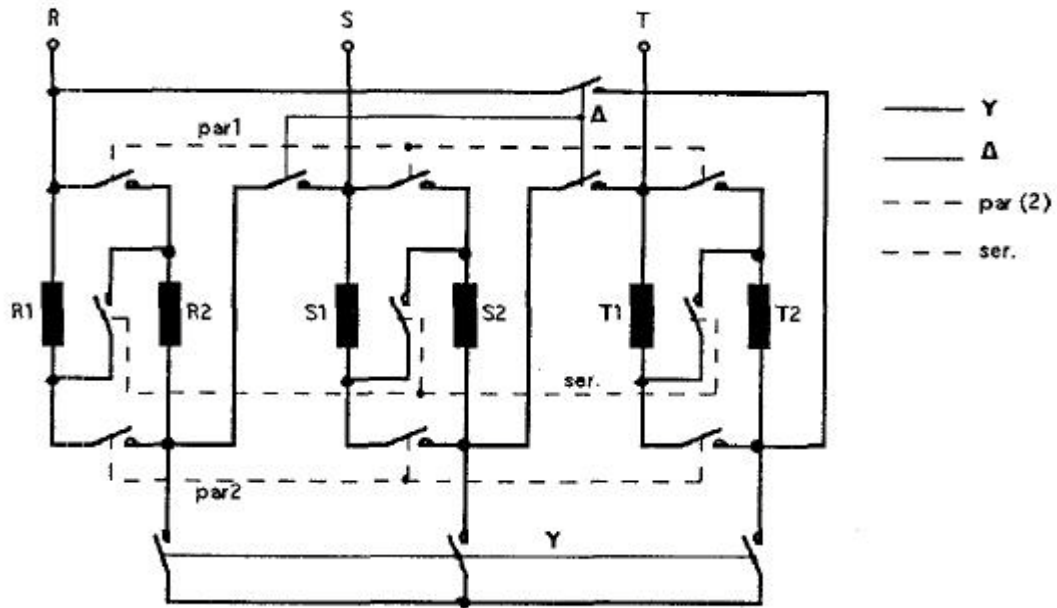


Figura 5.6 Configurazione per commutare gli avvolgimenti di statore
(2 parti di avvolgimento per fase)

Per entrambe le commutazioni, potrebbero essere usati la commutazione meccanica (contattori) o semiconduttori (per esempio tiristori in antiparallelo).

Nella commutazione meccanica potrebbero essere combinati parecchi contatti.

Sarebbero richiesti un minimo di due contattori dove viene usata rispettivamente una connessione triangolo-stella e una connessione serie-parallelo.

L'uso di contattori aggiunge una minima perdita addizionale al contrario della commutazione con i semi-conduttori. D'altronde l'uso dei semi-conduttori richiede una minima manutenzione. Inoltre essi risultano molto più veloci e presentano un più breve calo di coppia durante la commutazione.

5.4.2 Uso dell'indebolimento di campo.

Per ottenere la massima prestazione per l'intero campo di velocità, il sistema di comando intraprende un'operazione di indebolimento di campo quando la velocità di base è superata.

Accelerando ulteriormente, la coppia diminuisce fino a quando la configurazione successiva è in grado di fornire di più.

A questo punto l'avvolgimento viene commutato nella configurazione seguente.

Da questo metodo le curve degli sforzi di trazione corrispondono alle 4 curve contenute nella figura 5.1.

Allo scopo di ridurre le dimensioni e l'usura della commutazione dei contatti è preferibile una commutazione in assenza di corrente.

Dal momento che l'eccitazione dei motori a magneti permanenti non può essere ridotta, la tensione dell'inverter deve essere uguale alla forza controelettrica in modulo e in fase.

L'operazione di indebolimento di campo non può essere molto lunga perché la tensione controelettrica è più alta rispetto alla massima tensione possibile dell'inverter.

Riducendo la componente della corrente del campo opposto risulta un ritorno di potenza dal motore alla linea in corrente continua.

Se invece la riconnessione è eseguita non appena la velocità base viene raggiunta questo problema viene omesso.

Dalla figura 5.1 si può percepire che la perdita in termini di prestazione non è molto significativa. Il risultato è che le curve dello sforzo di trazione diventeranno a forma di gradini (linea tratteggiata in figura 5.1).

In tutti i casi è richiesta un'isteresi per evitare il ripetersi della commutazione.

5.4.3 Contattori.

Dopo aver ridotto la corrente, implicando la diminuzione della coppia, prima di chiudere il triangolo i contattori della connessione stella interrompono il circuito.

Allora la riconnessione in serie-parallelo può essere eseguita in assenza di corrente anche se è stato utilizzato l'indebolimento di campo.

Prima della chiusura del triangolo deve essere controllata la tensione e l'angolo della tensione dell'inverter corrispondente alla nuova configurazione dell'avvolgimento con i contattori della stella chiusi. Dopo la riconnessione sia l'angolo di carico che la corrente possono essere incrementati per riguadagnare coppia. Dalla figura 5.3 è evidente che la riconnessione triangolo-stella si verifica per ogni commutazione, mentre la riconnessione serie-parallelo si verifica solo nella combinazione con riconnessioni a triangolo-stella. Perciò la riconnessione serie-parallelo è sempre senza corrente. Conseguentemente i contattori triangolo-stella devono essere di categoria AC-3, ma i contattori della serie-parallelo possono essere di categoria AC-1 che risultano in dispositivi più piccoli. In categoria AC-3 vengono richieste la più alta corrente d'interruzione e la capacità di chiusura in paragone alla conduzione come in categoria AC-1.

Se l'operazione di indebolimento di campo viene evitata i contattori AC-1 sono sufficienti per tutte le commutazioni.

Inoltre le possibili correnti nei contattori triangolo e parallelo sono inferiori rispetto agli altri (figura 5.6). Il basso tempo di capacità di sovraccarico dei motori non è limitato dai contattori.

5.4.4 Semiconduttori.

Se le valvole a semiconduttori sono usate per la commutazione la soluzione più adatta sembra essere quella di utilizzare due tiristori in anti-parallelo per ogni contatto. Essi sono appropriati perché la caduta di tensione è abbastanza bassa e in questa applicazione non ci sono alte richieste di frequenza di commutazione.

Per lo spegnimento è sufficiente aspettare il successivo passaggio della corrente per lo zero. Nella gamma di potenza interessata la coppia di tiristori è disponibile in un singolo modulo. Il tempo di commutazione del tiristore può essere abbastanza veloce se viene comparato con quello dei contattori.

Perciò la durata della coppia è molto breve. I maggiori svantaggi sono le perdite nei semiconduttori. Per la corrente I_s una prima valutazione delle perdite per commutazione P_s può essere trovata con:

$$P_s = v_{T0} \cdot I_s + r_T \cdot I_s^2$$

con la tensione v_{T0} e la resistenza r_T come parametri del circuito equivalente dei tiristori. Le perdite di commutazione sono state trascurate perché la commutazione non è frequente. La tabella 5.3 mostra i risultati per l'esempio di un motore presentato sotto (I = corrente di fase, $v_{T0} = 0,9$ V, $r_T = 2$ m Ω).

Queste perdite sono molto più basse rispetto le perdite rotoriche di un corrispondente motore asincrono. Perciò l'idea è ancora interessante. Il rapporto tra la potenza del motore e le perdite dei semiconduttori è migliore per la maggior parte dei motori o motori per trazione perché vengono significativamente impiegati nell'alta tensione. Ovvero, la caduta di tensione sui tiristori sarà approssimativamente la stessa causata da più alte correnti in combinazione con la maggior parte dei moduli dei tiristori. La caduta di tensione relativa è in questo modo più bassa. Per essere in grado di sfruttare la piena capacità di sovraccarico dei motori sono richiesti grandi moduli di tiristori.

| Connection | Conducting | Current per switch | Total Losses |
|---------------------|---------------------------|---------------------------------|--------------|
| Y - serial | 2*Y 3*serial | I I | 610 W |
| Δ - serial | 3* Δ 3*serial | $I/\sqrt{3}$ $I/\sqrt{3}$ | 560 W |
| Y - parallel | 2*Y 6*parallel | I $I/2$ | 580 W |
| Δ - parallel | 3* Δ 6*parallel | $I/\sqrt{3}$ $I/(2\sqrt{3})$ | 530 W |

Tabella 5.3 Correnti e perdite nelle commutazioni dei tiristori per il motore presentato nell'esempio
(I – corrente di Fase)

5.5 Esempio di progettazione.

5.5.1 Dati generali di un motore prototipo.

I risultati presentati in questo capitolo sono stati applicati ad un progetto di un motore prototipo [1].

(I dati presentati qui sono anche basati sulla figura 5.4 e 5.5 e tabella 5.3).

L'indagine è focalizzata sul progetto del motore e la sostituzione del normale indebolimento di campo dall'avvolgimento commutato. Per semplicità è stato ipotizzato un nucleo standard di statore.

I parametri sono un po' adattati per la disponibilità delle strutture di laboratorio.

Come discusso sopra, un motore a 4 poli con due parti di avvolgimento per fase è più pratico.

I dati del motore selezionato erano questi:

- Potenza nominale $P_n = 45 \text{ kW}$
- Tensione nominale $U_n = 325 \text{ V}$
- Raggio statore interno $R_s = 117,5 \text{ mm}$
- Lunghezza nucleo ferro $L = 200 \text{ mm}$
- Altezza d'albero $H = 225 \text{ mm}$
- Numero dei poli $p = 4$
- Traferro $g = 1 \text{ mm}$
- Numero di cave $Q = 48$

- | | |
|----------------------------------|--------------------------------------|
| • Numero di cave per polo e fase | $q = 4$ |
| • Velocità base (la più bassa) | $n_{\text{base}} = 1500 \text{ rpm}$ |
| • Velocità massima | $n_{\text{max}} = 3000 \text{ rpm}$ |
| • Numero di conduttori per polo | $N_{s1} = 6$ |
| • Densità di flusso nel traferro | $\check{B}_{1g} = 0.8 \text{ T}$ |
| • Larghezza angolo magnetico | $\alpha = 63^\circ \text{ (mecc)}$ |

Come è tipico per questa taglia di motore sarà usato un avvolgimento combinato. Il basso numero di conduttori per cava richiede molti fili in parallelo per conduttore. La produzione è più complicata ma possibile.

5.5.2 Magneti e bendaggi.

Partendo dai dati forniti il progetto del rotore è stato eseguito assumendo magneti inseriti in superficie. La larghezza dell'angolo magnetico di $\alpha = 63^\circ$ è stata testata ma il valore finale differisce di poco a causa dei compromessi pratici come presentato sotto. In pratica lo spessore del bendaggio può essere scelto solo in vari passaggi secondo lo spessore del materiale del bendaggio usato. Una benda di fibra di vetro è stata scelta con uno spessore di circa 0,3 mm. Il fattore della forza di bendaggio per questi materiali parte da un minimo di $K_b = 6.10 \text{ (N/m}^2 \text{)}$. La temperatura ottimale per l'indurimento del materiale di bendaggio non può essere utilizzata perché questo potrebbe danneggiare i magneti. Lo svantaggio dei magneti NdFeB è la loro sensibilità alle alte temperature. Nei moderni motori per trazione le temperature piuttosto alte sono abbastanza comuni e per questo rispetto sarebbero preferibili i magneti SmCo ma essi sono molto più cari se comparati con i magneti NdFeB. Perciò sono stati scelti i materiali NdFeB con le più alte temperature di durata.

Il materiale selezionato ha i seguenti dati (a 100° C):

- | | |
|------------------------------|--------------------------|
| • Densità del flusso residuo | $B_r = 1 \text{ T}$ |
| • Campo di forza coercitivo | $H_c = 800 \text{ kA/m}$ |

I dati dei risultati meccanici del rotore sono:

- | | |
|--|-----------------------------|
| • Lunghezza del magnete (spessore) | $l_m = 3,0 \text{ mm}$ |
| • Spessore del bendaggio (1 strato) | $d_B = 0,3 \text{ mm}$ |
| • Raggio rotore esterno | $R_{R0} = 116,5 \text{ mm}$ |
| • Raggio esterno del nucleo del rotore | $R_{Rc} = 116,2 \text{ mm}$ |

Un'analisi con gli elementi finiti ha mostrato un accordo molto buono sulla densità di flusso ottenuta nel traferro \tilde{B}_{1g} con i valori prescritti. Sono raccomandate alcune modifiche a causa delle limitazioni nella produzione dei magneti e per ragioni di costi elevati. Il presente progetto presenta magneti con una larghezza tangenziale di più di 40 volte il loro spessore e una lunghezza di più di 65 volte lo spessore. Ovviamente tali magneti non possono essere prodotti o manipolati in un singolo pezzo. Di solito viene impiegata una pressione uniaassiale utilizzando una pressa idraulica per la costruzione dei magneti. La massima dimensione di un pezzo di magnete è limitata dalla massima forza che la pressa idraulica può dare: ciò richiede che il polo sia diviso a pezzi e precisamente in parecchi segmenti (per esempio 16 pezzi per polo). In tutti i casi il materiale è pressato e sinterizzato in grandi dimensioni fino ad ottenere i pezzi magnetici finali. Per ottenere le misure finali è richiesta una rettifica. Un campo magnetico prodotto da una bobina orienta i grani mentre sono pressati. Se la magnetizzazione è eseguita alla fine della produzione la direzione dei grani non può essere più cambiata perché il materiale è stato sinterizzato.

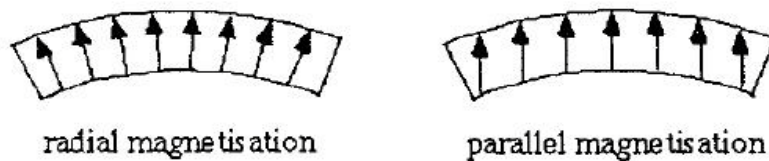


Figura 5.7 Segmenti a forma di magneti

Conseguentemente la direzione della magnetizzazione dei magneti sarà la stessa dell'orientamento del campo mentre è pressata. In questo modo i segmenti di magnete magnetizzati radialmente possono essere ottenuti abbastanza facilmente (figura 5.7). La produzione di magneti a forma di segmento (figura 5.7) richiede molta più rettifica e il rapporto tra il materiale grezzo e il materiale finale è molto scarso. Perciò questi sono abbastanza cari. La soluzione più economica è quella di usare piccoli magneti rettangolari. Al fine di avere un rotore liscio senza presenza di angoli è richiesta una maggior restrizione. Qualsiasi bordo potrebbe inevitabilmente causare la conseguente rottura sotto tensione. Una superficie sufficientemente liscia è difficile da ottenere perfino usando segmenti di magneti sagomati. Una soluzione possibile ed economica può essere l'uso di molti magneti rettangolari incollati sul rotore. Successivamente l'intero rotore è modificato per ottenere una superficie liscia (figura 5.8). I piccoli intervalli triangolari tra i magneti sono ridotti se il numero dei pezzi è incrementato ed essi sono riempiti con colla. Questi metodi portano anche a un magnetismo radiale del polo.

Per semplificare la costruzione si è ipotizzato che tutti i pezzi abbiano le stesse dimensioni. Questo porta ad una scelta limitata dell'angolo magnetico perché la larghezza di un singolo pezzo non può essere arbitraria. Per il prototipo di motore α risulta pari a $63,8^\circ$. Una parte della sezione trasversale del rotore è mostrata in figura 5.8.

5.5.3 Implementazione pratica della inclinazione.

Come discusso sopra è possibile inclinare o le cave dello statore o i magneti del rotore. Inclinando le cave dello statore creiamo problemi all'inserimento automatizzato degli avvolgimenti dello statore. Inclinando i magneti con una torsione rispetto all'asse del rotore risultano problemi meccanici di produzione. La figura 5.9 mostra i risultati di una superficie rotorica.

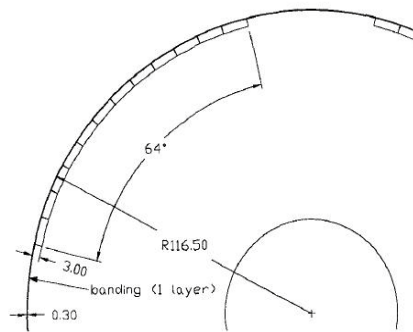


Figura 5.8 Sezione trasversale del rotore del motore preso in esempio con diversi magneti rettangolari

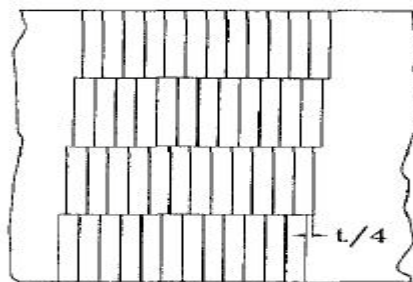


Figura 5.9 Superficie del rotore con magneti asimmetrici (assi verticali)

Per questo rotore sono stati selezionati 4 pezzi magnetici in direzione assiale aventi una lunghezza di 50 mm per pezzo. Per ottenere una corrispondente angolazione a uno spazio inclinato t , ogni parte deve così essere distorta di $t/4$. Questo è equivalente a una torsione di $\Delta\varphi = 1.875^\circ$ ($Q = 48, t = 7.5^\circ$) per passo rispetto all'albero di $\Delta x = 3.8 \text{ mm}$ per passo sulla superficie del rotore.

Notare che la traslazione tra il primo e l'ultimo magnete non è un pieno passo polare. Nel presente esempio di inclinazione di passo, il rotore può essere visto come 4 parti separate con ognuna un quarto della lunghezza. Allora la prima e la terza fila di magneti cancellano le loro fondamentali e le armoniche dispari della pulsazione. Lo stesso si applica per la seconda e quarta fila. Allo stesso modo la prima e la seconda fila annullano la loro seconda armonica come la terza e la quarta fila. Infine le armoniche rimanenti sono solo la quarta e i suoi multipli. In appendice sono mostrati analiticamente che, per una forma arbitraria di curva di disturbo di coppia e un equidistante passo inclinato con un numero arbitrario di passi, rimangono solo gli ordini delle armoniche e i suoi multipli. Le loro ampiezze sono invariate. L'analisi è anche corretta per $s = 1$ (nessuna distorsione) dove il disturbo originale è ottenuto e $s \rightarrow \infty$ (normale distorsione) quando tutti gli spazi armonici sono annullati.

5.6 Conclusioni.

Per connettere differenti gruppi di bobine dello statore nelle differenti configurazioni può esserci la possibilità di superare la difficoltà dell'indebolimento di campo nei motori PMSM alimentati da inverter. Specialmente per applicazioni di trazione usando motori a 4 poli possono essere costruiti interessanti unità. La commutazione degli avvolgimenti può essere vista come un tipo di riduttore elettrico. Gli svantaggi sono l'incremento complesso del sistema e gli inerenti cali di coppia. In motori a trazione le forze centrifughe possono far necessitare di bendaggi. In parecchi aspetti sembra essere preferibile l'inserimento di tipi di magneti sulla superficie. Anche per quanto riguarda le implementazioni nella pratica, questa costruzione è vantaggiosa quando sono usati bendaggi a fibre. Investigando sul disturbo degli spazi armonici, si vede che viene richiesta probabilmente l'inclinazione. Si consiglia un passo inclinato dei magneti rotorici per ottenere un'adeguata costruzione di produzione. Il rimanente disturbo è analizzato per un'arbitraria forma della curva della coppia di disturbo e per un passo inclinato equidistante con un arbitrario numero di passi. E' dato un esempio di un motore prototipo. Per la commutazione possono essere usati sia la commutazione meccanica (contattori) che i semiconduttori (tiristori). I vantaggi dei contattori consistono nel basso costo, bassa complessità, alta capacità di sovraccarico e non è richiesta nessuna aggiunta di raffreddamento. Il vantaggio della commutazione con i tiristori consiste nelle alte velocità e bassa manutenzione.

6. PROGETTAZIONE ANALITICA DI MOTORI E GENERATORI SINCRONI A MAGNETI PERMANENTI.

6.1 Introduzione.

Negli anni passati, le applicazioni di macchine sincrone a magneti permanenti sono cresciute esponenzialmente. Le due ragioni principali che stanno motivando questo sviluppo straordinario sono la scoperta di nuovi materiali con migliori caratteristiche magnetiche e la riduzione del costo. Inoltre, le macchine costruite con magneti permanenti presentano molti vantaggi come: nessuna perdita di rotore, nessuna necessità di una sorgente esterna per creare il campo magnetico di rotore, una grande coppia per unità di volume e nessun bisogno di manutenzione del rotore. Tutte queste portano all'utilizzo delle macchine a magneti permanenti in molte applicazioni come: le turbine eoliche, le navi a propulsione, gli ascensori, gli attuatori a guida diretta, la trazione ferroviaria, le applicazioni di automazione, i veicoli elettrici ibridi, e altro. La progettazione di queste macchine è basata sulla corretta caratterizzazione del circuito magnetico. Le linee di carico e le riluttanze del circuito magnetico sono i parametri più importanti da calcolare. Per quanto riguarda le caratteristiche dei magneti, esse variano secondo il punto di lavoro della macchina, e ciò deve essere preso in considerazione per sceglierli. Dall'altra parte, le riluttanze del circuito magnetico sono legate alla saturazione della macchina e variano con essa.

6.2 I materiali dei magneti permanenti.

La scelta dei magneti permanenti dipende dal loro costo, dalla densità del flusso residuo e dalla coercività. Oggigiorno, l'utilizzo di materiale di terre rare è ampiamente diffuso nelle macchine elettriche a magneti permanenti. La sperimentata riduzione di costo e la loro buona caratteristica magnetica, rendono questo materiale magnetico la migliore scelta per il nostro scopo. All'interno di questa categoria possono essere impiegati il NdFeB e il SmCo.

Il cobalto a terre rare e i magneti NdFeB presentano una curva di demagnetizzazione interamente lineare attraverso il secondo quadrante e il ginocchio presso il punto di forza coercitiva si colloca nel terzo quadrante del ciclo B-H alla temperatura ambiente. I materiali a magneti permanenti, come il SmCo, hanno un ginocchio ancora nel secondo quadrante, perciò se la densità di flusso viene ridotta oltre una determinata soglia, qualche polarizzazione sarà persa permanentemente. La scelta dei materiali magnetici è influenzata dal tipo di prestazione così come da considerazioni economiche. Se l'aspetto più importante è un basso costo, i materiali migliori risultano le ferriti, mentre se viene richiesta un'alta prestazione e un'alta coppia allora la scelta ricade sui magneti a terre rare. Nel nostro caso sono stati scelti i materiali NdFeB allo scopo di ottenere il miglior compromesso tra le prestazioni e il costo.

6.3 Collocamento dei magneti permanenti.

In base alle differenti esigenze funzionali viene preferita una certa collocazione piuttosto che un'altra. Le collocazioni più comuni per posizionare i magneti sono sulla superficie del rotore o incorporate nel rotore (figura 6.1).

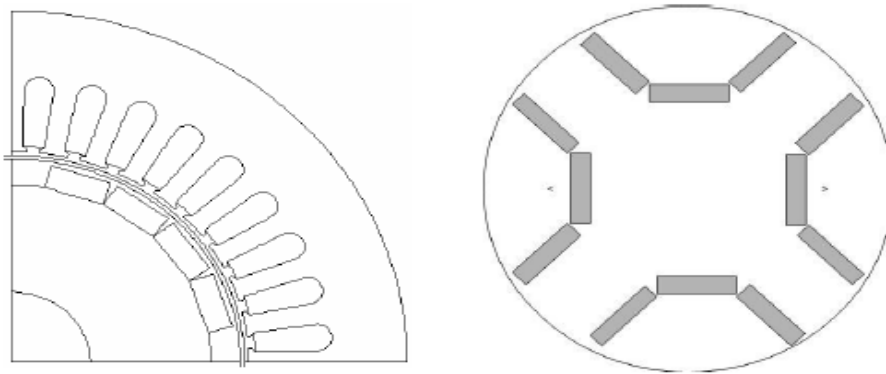


Figura 6.1 Collocamento in superficie o incorporato dei magneti

I magneti incorporati possiedono il vantaggio di concentrare il flusso magnetico perciò possono essere impiegati magneti più economici (la ferrite invece delle terre rare) per creare lo stesso flusso magnetico nel traferro. Un altro vantaggio è quello di ottenere una forma d'onda di flusso quasi sinusoidale con una progettazione appropriata della superficie rotorica. D'altra parte, per le macchine a bassa velocità sono opportune diverse posizioni dei magneti sulla superficie.

L'obiettivo è trovare la migliore coppia per costo di materiale attivo in base alla configurazione del magnete. In conclusione la soluzione migliore è collocare magneti curvi seguiti da magneti dritti posizionati uno accanto all'altro (figura 6.1).

In questa trattazione si è optato per la configurazione di superficie per diverse ragioni:

- La semplicità nella costruzione del rotore
- Il flusso fornito dai magneti a terre rare è sufficiente per un prototipo di macchina

6.4 Progettazione del magnete permanente.

Il volume del magnete è proporzionale alla potenza del motore secondo la seguente equazione:

$$P_{max} = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{\xi}{k_f \cdot k_{ad} \cdot (1 + \varepsilon)} \cdot f \cdot B_r \cdot H_c \cdot V_M$$

dove:

- k_f : rapporto tra l'ampiezza della prima armonica e il massimo valore della componente normale di armatura della densità di flusso magnetico di reazione
- k_{ad} : fattore della reazione di armatura di asse d
- ε : relazione tra le fem indotta a vuoto e la tensione di rete.
- f : frequenza di rete
- B_r : densità di flusso magnetico residuo
- H_c : forza coercitiva
- V_{PM} : volume del magnete
- ξ : coefficiente di utilizzo del magnete. Definisce la relazione tra la capacità massima del magnete e il punto di lavoro, definito come:

$$\xi = \frac{E_f \cdot I_{AK}}{E_r \cdot I_{ac}}$$

dove:

- E_f : fem indotta dal flusso di eccitazione del rotore a vuoto
- I_{AK} : massima corrente possibile di armatura di demagnetizzazione
- E_r : fem corrispondente a B_r
- I_{ac} : corrente di armatura corrispondente a H_c

Una volta definito il volume del magnete la sua altezza è calcolata per mezzo della lunghezza della macchina.

6.5 Circuito elettromagnetico.

In figura 6.2 è mostrato il circuito equivalente a riluttanza per una macchina sincrona a magneti superficiali.

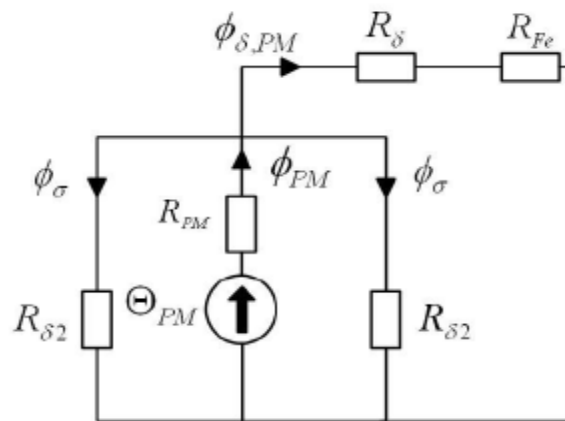


Figura 6.2 Circuito a riluttanza equivalente per un PMSG con magneti montati in superficie

dove:

- $\Phi_{\delta,PM}$: flusso magnetico del traferro
- Φ_{PM} : totale flusso magnetico dei magneti permanenti
- R_{PM} : riluttanza dei magneti
- Φ_{σ} : flussi addizionali di dispersione (figura 6.3)
- $R_{\delta 2}$: riluttanza di traferro tra due magneti
- R_{δ} : riluttanza di traferro tra magnete e statore
- R_{Fe} : riluttanza dello statore in ferro (denti di statore e giogo)

In figura 6.3 viene raffigurato il vettore di flusso nel traferro.

Come si può vedere, ai bordi dei magneti è presente una dispersione di flusso (σ) che non raggiunge lo statore. La quantità di flusso disperso è direttamente proporzionale alla riluttanza.

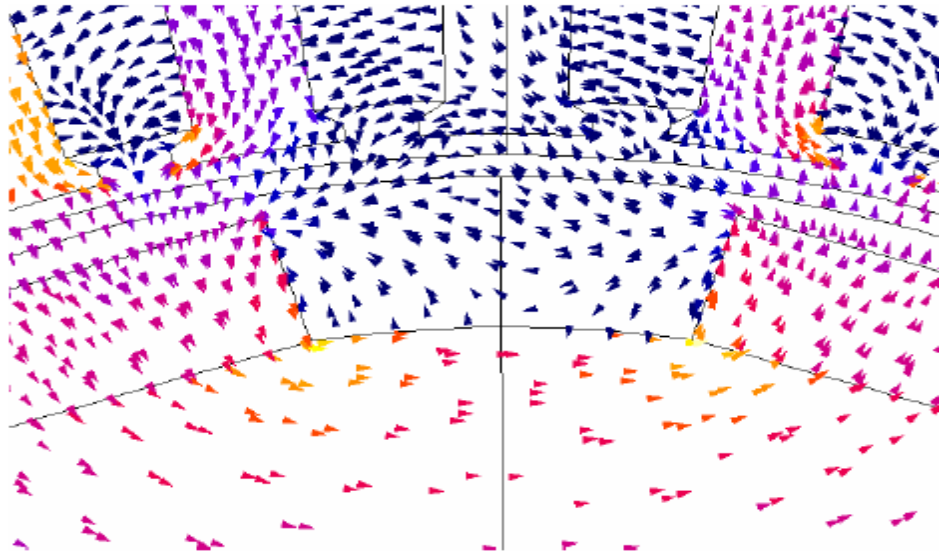


Figura 6.3 Dispersione di flussi nelle regioni di confine dei magneti permanenti

6.6 Calcolo del circuito magnetico.

Come si può vedere in figura 6.2, il flusso totale della macchina è proporzionale alla riluttanza totale della macchina.

Con questa relazione è possibile determinare il flusso della macchina.

La riluttanza di traferro è data da:

$$R_{\delta} = \frac{\delta_{0PM}}{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot L_i}$$

dove:

- δ_{0PM} : traferro nel lato superiore del magnete permanente
- μ_0 : permeabilità dell'aria
- τ_p : passo polare
- L_i : lunghezza effettiva del rotore

La riluttanza del magnete:

$$R_{PM} = \frac{h_m}{\mu_0 \cdot \mu_{PM} \cdot l_p \cdot L_i}$$

dove:

- h_m : altezza dei magneti
- μ_{PM} : permeabilità dei magneti
- l_p : larghezza dei magneti

La riluttanza di dispersione nei magneti permanenti:

$$R_{\delta 2} = \frac{l_m}{\mu_0 \cdot \mu_{PM} \cdot (\tau_p - h_m) \cdot L_i}$$

I denti di statore e le riluttanze di giogo variano in base all'induzione in queste parti della macchina. Il modo per calcolare questa riluttanza è attraverso un processo iterativo.

Inizialmente viene considerata la riluttanza del nucleo di ferro, e con questo valore, il flusso del traferro dovuto ai magneti permanenti è calcolato secondo la formula di ξ :

$$\phi_{\delta PM}(i) = \frac{\Theta_{PM}}{R_{PM} + R_{\delta} + R_{Fe(i)} + \frac{R_{PM}}{R_{\delta 2}} \cdot (R_{\delta} + R_{Fe(i)})}$$

dove:

- $R_{Fe(i)}$: riluttanza dei denti e del giogo di statore in ogni iterazione
- Θ_{PM} : forza magnetomotrice dei magneti

Poiché nei materiali magnetici NdFeBo la curva di smagnetizzazione è una linea retta, la forza magnetomotrice come essere espressa come:

$$\Theta_{PM} = H_c \cdot l_m$$

dove:

- H_c : forza coercitiva dei magneti permanenti
- l_m : lunghezza trasversale del magnete

Il flusso dipende dalle “cadute di tensione magnetica” lungo i diversi percorsi di flusso.

Nel giogo e nei denti di statore, le cadute di tensione magnetica sono:

$$\Theta_{t(i)} = H_{t(i)} \cdot y_s \qquad \Theta_{s(i)} = H_{s(i)} \cdot \tau_s$$

dove:

- $\Theta_{t(i)}$ e $\Theta_{s(i)}$: forza magnetomotrice nei denti e giogo di statore
- y_s : altezza dei denti di statore
- τ_s : passo polare a metà distanza tra la parte superiore della scanalatura statorica e il diametro esterno
- $H_{t(i)}$ e $H_{s(i)}$: forza coercitiva dei denti e del giogo di statore. Dipende rispettivamente dalle densità di flusso dei denti e del giogo.

Una volta calcolate le cadute di tensione magnetica, viene determinato il valore delle riluttanze nel ferro dei denti e del giogo secondo la seguente formula:

$$R_{Fe(i)} = \frac{\Theta_{t(i)}}{\Phi_{PM}} + \frac{\Theta_{s(i)}}{\frac{\Phi_{PM}}{2}}$$

Con questo nuovo valore di riluttanza, il flusso di traferro $\Phi_{\delta PM(i)}$ è calcolato tramite l'equazione precedente. L'iterazione viene ripetuta fino a che le differenze delle densità di flusso tra un passo e il successivo stanno sotto una quantità stabilita.

Infine la fem di fase viene calcolata come:

$$E_{PM} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot f \cdot k_f \cdot N_1 \cdot \Phi_{\delta PM}$$

dove:

- k_f : fattore di avvolgimento
- N_1 : numero totale di avvolgimenti per fase.

6.7 Algoritmo di calcolo.

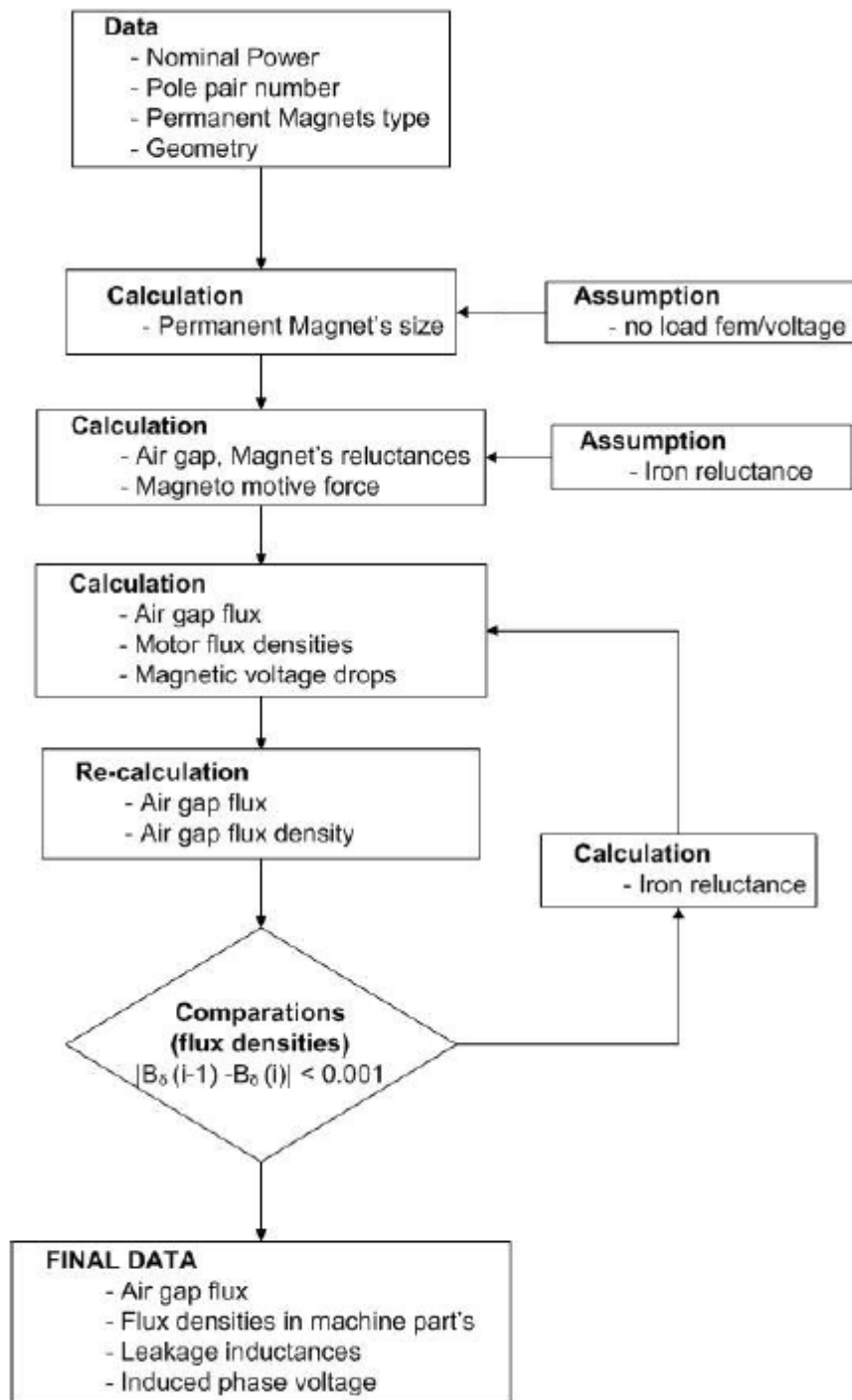


Figura 6.4 Algoritmo di calcolo.

Tutti i passaggi descritti precedentemente vengono espressi nell'algoritmo mostrato in figura 6.4. Dopo il dimensionamento dei magneti permanenti, vengono determinate le riluttanze del circuito. Nel primo passo le riluttanze del giogo e dei denti di statore vengono scelte come percentuale della riluttanza di traferro (per esempio il 20%). Nel primo passo viene ottenuto un flusso di traferro, e con esso, le differenti densità di flusso. Ora vengono calcolate le cadute di tensione magnetica per ricavare la riluttanza del ferro. Questo ciclo viene ripetuto fino a che le differenze tra le densità di flusso sono più piccole di un valore predefinito (0,001 per esempio). Una volta noti i valori di densità e flusso, vengono determinati gli altri parametri.

6.8 Simulazione con il metodo degli elementi finiti (FEM).

Il metodo analitico è adatto solo per l'esame delle caratteristiche globali della macchina, ma non fornisce informazioni affidabili riguardo le sue proprietà nel dettaglio. Tale metodo mostra informazioni persino sui più piccoli dettagli delle caratteristiche di macchina, e anche, sulla sua non linearità. Comunque, i calcoli con il FEM impiegano molto tempo e l'ottimizzazione dei numerosi parametri del motore richiede un certo dispendio di tempo (per questo viene utilizzato il calcolo analitico). Per la simulazione di un generatore sincrono a magneti permanenti, ci si è serviti del pacchetto software FLUX 2D v9.2 di Cedrat. Nell'analisi è stata introdotta una precisa geometria del prototipo.

6.9 Costruzione del prototipo.

Per la costruzione del prototipo di un generatore sincrono a magneti permanenti, è stato impiegato lo statore di un motore asincrono, progettando un nuovo rotore dove i magneti erano incollati (figura 6.5) [1].

I dati elettrici e geometrici del motore asincrono precedente sono:

- Potenza nominale = 0,75 kW
- Tensione di fase = 220 V
- Corrente nominale = 3,3 A
- Fattore di potenza = 0,81
- Velocità nominale = 1395 r.p.m.

- Frequenza = 50 Hz
- Numero di fasi = 3
- Numero di poli = 4
- Numero di cave statoriche = 36
- Diametro esterno di statore = 125 mm
- Diametro interno di statore = 75 mm
- Lunghezza del ferro = 70 mm
- Avvolgimenti per cava = 67

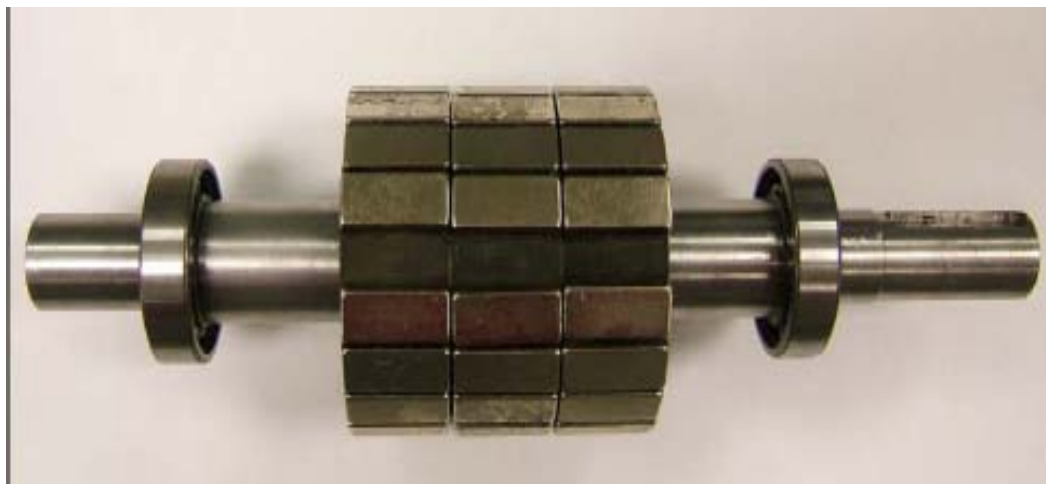


Figura 6.5 Prototipo di rotore di magnete permanente sincrono

Come si può vedere in figura 6.5, sono stati utilizzati piccoli magneti permanenti, dodici per polo, invece di quelli di grande dimensione. Ci sono state due ragioni per l'uso di questa configurazione. La prima riguardo il fatto che i magneti piccoli sono più semplici da trattare e anche più economici di quelli grandi. La seconda riguardo il fatto che questa configurazione permette la divisione del rotore in tre parti. Ognuna di esse può essere spostata separatamente dalle altre, permettendo di testare la macchina con un tipo di configurazione a "rotore asimmetrico". Anche se non è possibile prendere questa in considerazione nell'algoritmo, e persino nel software di simulazione, ci si aspetta che questa prova dia informazioni interessanti circa l'influenza di un rotore asimmetrico nella macchine a magneti permanenti.

6.10 Prova del motore.

Allo scopo di verificare i risultati ottenuti sia dal calcolo analitico che dal metodo degli elementi finiti, il prototipo di macchina costruito e fabbricato è stato applicato ad un banco di prova per realizzare le misurazioni [1]. Il banco di prova è stato realizzato come mostrato in figura 6.6. Il PMSG è collegato tramite accoppiamento meccanico ad una macchina asincrona di 4 kW. Tale macchina è guidata da un convertitore di frequenza e controllata dal sistema DSpace per ottenere la velocità desiderata. Il valore di velocità viene misurato da un codificatore incrementale. Nella macchina sono state collocate tre termocoppie per monitorare la temperatura degli avvolgimenti, come mostrato sul lato sinistro. I dati ottenuti dall'analizzatore di potenza Yokogawa PZ4000 sono stati trasferiti al PC. L'uscita del sensore di coppia FGP CD1095 è stata visualizzata utilizzando il software ControlDesk.

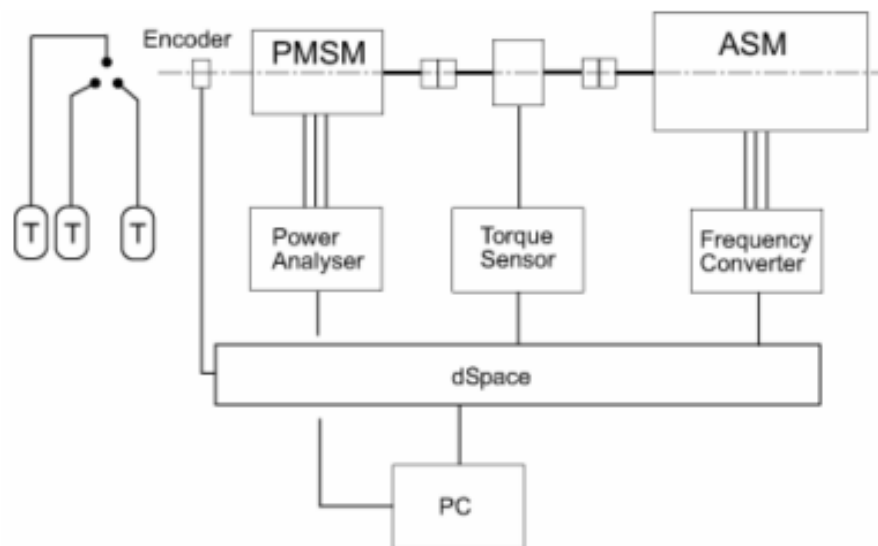


Figura 6.6 Schema del banco di prova

Vengono ora confrontati ed analizzati i risultati dell'algoritmo, della simulazione con il metodo degli elementi finiti e del banco di prova.

6.11 Fem a vuoto.

Con un funzionamento della macchina come generatore, otteniamo le fem indotte per fase come mostrato in tabella 6.1:

| Algorithm | Flux 2D | Prototype |
|-----------|---------|-----------|
| 195 | 179.5 V | 175.15 |

Tabella 6.1 Fem per fase

La differenza tra i dati dell'algoritmo, della simulazione degli elementi finiti e del prototipo reale è dovuta al modo con cui i magneti sono definiti nell'algoritmo. In altre parole, nell'algoritmo, viene supposto che il passo polare sia completamente coperto con i magneti. Infatti, è presente un piccolo traferro tra i magneti dello stesso polo, causando una dispersione di flusso come si può vedere in figura 6.7. Modificare l'effetto di questi "traferri dei magneti" non è cosa semplice. L'effetto nella densità di flusso di traferro non è solo una riduzione nel suo valore ma una variazione nella direzione del flusso, che è possibile solo nell'analisi con il metodo degli elementi finiti.

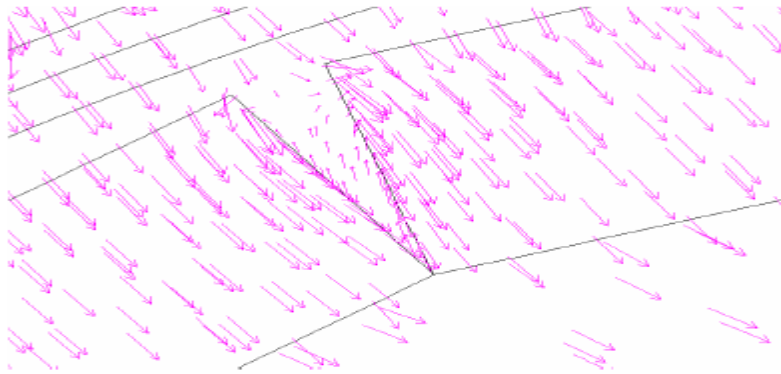


Figura 6.7 Dispersione di flusso tra magneti dello stesso polo

Nella figura 6.8, sono visualizzate le forme d'onda della fem per fase ottenuta dalla simulazione con il metodo degli elementi finiti e provando il prototipo.

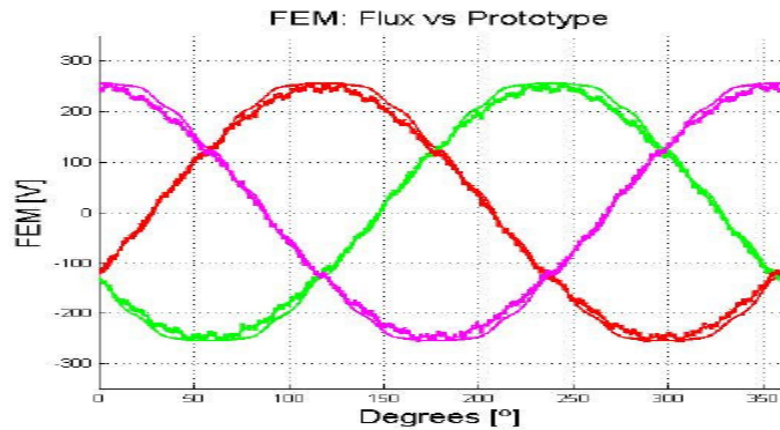


Figura 6.8 Fem per fase nella simulazione a elementi finiti e prototipo

Le linee più sottili sono quelle dell'analisi con il metodo degli elementi finiti, e le altre forme d'onda sono il risultato della prova a vuoto. Nella visualizzazione di entrambe le forme d'onda, sono notevoli gli effetti dei magneti descritti nel paragrafo precedente. In figura 6.9, viene raffigurata la relazione tra la fem e la velocità di rotore. Dal punto di vista analitico, la fem varia linearmente con la velocità rotorica. Non appena la velocità aumenta, diventa più importante la frequenza di rotazione nella formula della fem rispetto al valore del flusso. Dal momento in cui ci sono dispersioni di flusso che non possono essere prese in considerazione nell'algorithm, crescono le differenze tra i valori dei dati della prova e i calcoli analitici. Man mano che la velocità diminuisce risulta più significativo il flusso e di conseguenza la differenza visualizzata è più contenuta.

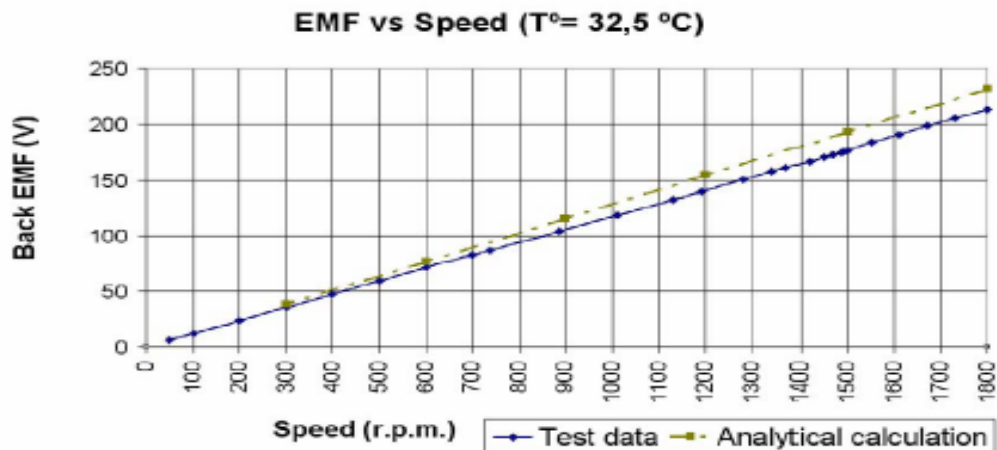


Figura 6.9 Fem a vuoto

6.12 Densità di flusso.

Sebbene durante la prova non sia possibile controllare questa importante variabile, il risultato dell'algoritmo può essere confrontato con il valore della simulazione con il metodo degli elementi finiti, come mostrato nella tabella 6.2.

| | Algorithm | Flux 2D |
|-------------|-----------|---------|
| Teeth | 1.233 T | 1.13 T |
| Stator Yoke | 1.602 T | 1.534 T |

Tabella 6.2 Densità di flusso

Come ci si aspettava, a causa dei traferri tra i magneti c'è un calo di flusso che influenza i valori di induzione nelle parti statoriche. In figura 6.10 viene visualizzata la densità di flusso ottenuta mediante la simulazione con il metodo degli elementi finiti.

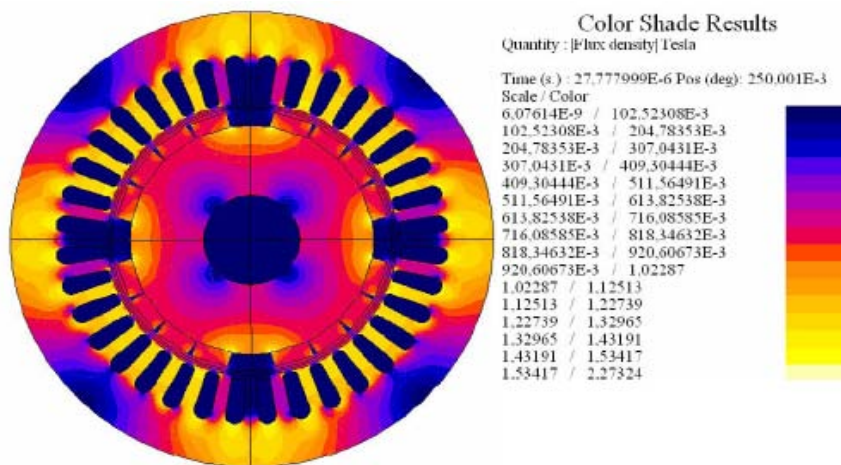


Figura 6.10 Densità di flusso della macchina

In figura 6.11, può essere osservato il valore della densità di flusso nel traferro nel caso di funzionamento a vuoto. Le ondulazioni presenti in cima alla forma d'onda della densità di flusso sono dovute a due effetti. Uno è dovuto alla dispersione di flusso nei magneti dello stesso polo, e l'altro, alla variazione delle riluttanze causata dall'apertura delle cave di statore. Tutti questi effetti esercitano un'influenza sulla fem indotta, come è stato detto precedentemente.

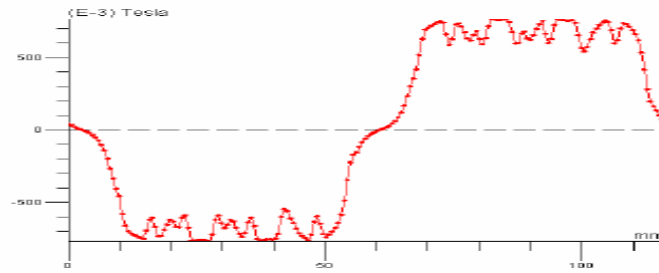


Figura 6.11 Densità di flusso nel traferro nel funzionamento a vuoto dovuto ai magneti permanenti

6.13 Flusso dei magneti.

Un altro parametro di disturbo è il flusso del magnete permanente. Questo flusso è direttamente proporzionale alla riluttanza del circuito, come è stato espresso nelle formula di $R_{\delta 2}$. Il suo valore è mostrato nella tabella 6.3. Il valore del prototipo non viene misurato direttamente, ma calcolato dall'espressione della fem a vuoto (E_{PM}).

| Algorithm | Flux 2D | Prototype |
|-----------|----------|-----------|
| 0.796 W | 0.754 Wb | 0.712 Wb |

Tabella 6.3 Flusso dei magneti permanenti

6.14 Conclusioni.

E' stato descritto un algoritmo basato sul calcolo delle riluttanze del circuito magnetico al fine di progettare generatori sincroni a magneti permanenti. Allo scopo di verificare l'algoritmo è stato costruito un prototipo, modificando il rotore di un motore asincrono, e simulato secondo il metodo degli elementi finiti. I risultati ottenuti dall'algoritmo sono stati molto simili a quelli del prototipo reale e alla simulazione. Si è stabilita l'importanza dell'effettiva geometria del magnete permanente. Il traferro tra i magneti dello stesso polo, crea una dispersione di flusso. Questi traferri non sono presi in considerazione nell'algoritmo, ragione per cui compaiono alcune differenze nei risultati. I risultati ottenuti realizzano una buona approssimazione di quelli reali, il che significa che l'uso dell'algoritmo è un buon mezzo per fare calcoli veloci con risultati accettabili. Per calcoli più precisi occorre utilizzare il metodo degli elementi finiti.

7. PROGETTO DI UN MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI PER LE METROPOLITANE.

7.1 Premessa.

Questo capitolo tratta il progetto di un motore sincrono a magneti permanenti perché questi motori hanno un'alta efficienza, alto fattore di potenza, alta densità di potenza e miglior rendimento dinamico [1]. Per questi motivi c'è un aumento d'attenzione per l'applicazione di questi motori utilizzati per sistemi di trazione. In questo capitolo viene utilizzato un metodo di progetto basato sulla massima coppia per ampere e utilizzando un motore sincrono a magneti permanenti interni di 303 kW avente sul rotore due strati di magneti permanenti. Verrà progettato questo tipo di motore. Inoltre verrà presentato un nuovo metodo di simulazione fatto dalla ansoft software. Le conclusioni dell'esperimento faranno capire che questo metodo analitico produce dei risultati molto accurati.

7.2 Introduzione.

Con l'aumento dell'interesse mondiale sulla conservazione della energia c'è un bisogno di incrementare l'efficienza delle macchine elettriche in particolare le macchine in corrente alternata in quanto si vuole ottenere alta efficienza, alto fattore di potenza, alta densità di potenza e miglior rendimento dinamico. C'è sempre una particolare attenzione per le applicazioni dove si utilizzano i motori sincroni a magneti permanenti soprattutto impiegati nei veicoli elettrici per la loro alta efficienza e il ridotto peso. Queste caratteristiche sono preferibili per motori a trazione utilizzati per veicoli ferroviari. La figura 7.1 mostra un esempio delle caratteristiche progettuali per i motori utilizzati nella trazione di metropolitane.

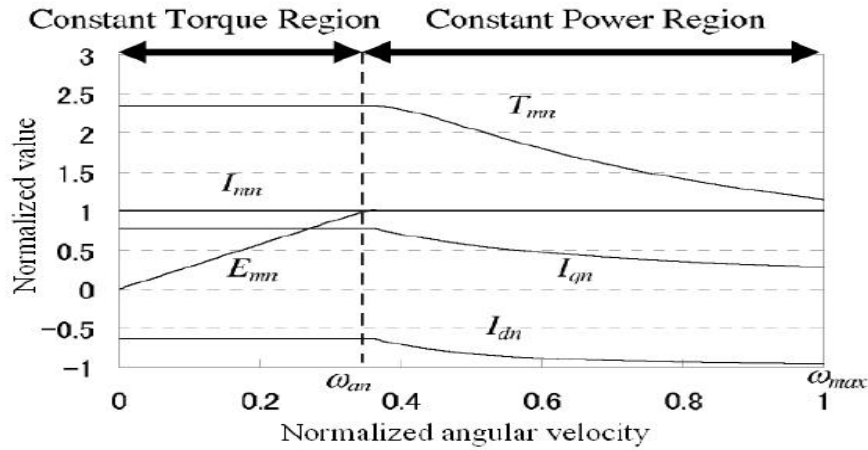


Figura 7.1 Esempio delle caratteristiche di controllo dei motori sincroni a magneti permanenti utilizzati per la trazione delle metropolitane

I motori sincroni a magneti permanenti interni sono stati ampiamente adoperati nei sistemi di trazione per l'esistenza della coppia di riluttanza. E' stato anche trovato che la configurazione di due strati di magneti permanenti ha un buon rendimento nella regione a coppia costante e potenza costante (figura 7.2). In anni recenti, il metodo di progetto è stato anche eseguito in vari campi della trazione, ma il metodo di controllo non può essere considerato. Nella trattazione, riporteremo un metodo di progetto considerando come metodo di controllo della massima coppia per ampere. Nel frattempo, sarà utilizzato un nuovo metodo degli elementi finiti (FEM) basato sul controllo del vettore per determinare il rendimento del motore. Il conseguente risultato ha un grande accordo con i risultati sperimentali.

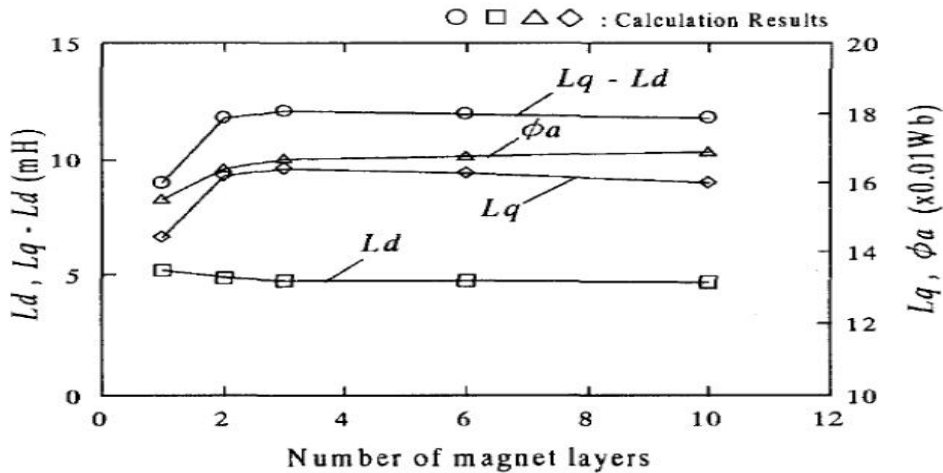


Figura 7.2 L_d , L_q e Φ_a numero degli strati dei magneti

7.3 Metodo di progetto del PMSM sotto la massima coppia per ampere.

7.3.1 Equazioni.

Nel PMSM la forza elettromagnetica a vuoto (fem) può essere espressa come:

$$E_0 = 4,44NK_{w1}f\Phi_{\delta 0}$$

$$\Phi_{\delta 0} = K_f \frac{b_{m0}B_r A_m \pi D_{i1} L_{ef}}{\sigma_0} \alpha_i$$

Dove $K_f = 4/\pi \cdot \sin(\frac{\alpha_i \pi}{2})$, B_r è il magnetismo residuo, A_m è l'area della sezione trasversale del magnete permanente per polo, K_{w1} è il fattore di avvolgimento, b_{m0} è il punto di lavoro del magnete permanente non a carico, N è il numero di spire per fase, p è il numero di paia poli e α_i è un arco di polo del passo polare, D_{i1} è il diametro interno dello statore. L_{ef} è la lunghezza effettiva dello statore, σ_0 è il coefficiente delle perdite a vuoto. Un diagramma schematico di un PMSM alimentato da un inverter è raffigurato in figura 7.3.

La massima tensione concatenata fondamentale $V_{L-L(rms_max)}$ è:

$$V_{L-L(rms_max)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{DC}$$

Nel sistema coordinato dq, la tensione del motore può essere espressa come:

$$u_d = -\omega L_q i_q + R_1 i_d$$

$$u_q = \omega L_d i_d + e_0 + R_1 i_q$$

$$V_{L-L(rms)} = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq V_{L-L(rms_max)}$$

Dove $e_0 = \sqrt{3} \cdot E_0$, $\omega = 2\pi f$ e L_d e L_q sono le rispettive riluttanze dell'asse d e dell'asse q, R_1 è la resistenza di fase dell'avvolgimento statorico.

La coppia elettromagnetica può essere calcolata come:

$$T_{em} = p \left(\frac{e_0}{\omega_f} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right)$$

Dalla figura 7.1 può essere trovato che L_q dei due strati è circa 1,35 volte del singolo strato e L_d non è cambiato, così i due strati possono essere evidenziati dal K_q , come un unico strato, K_q può essere espresso come:

$$K_q = \frac{1}{\pi} \left(\frac{1}{C_g} (\alpha_i \pi - \sin(\alpha_i \pi)) + \pi(1 - \alpha_i) + \sin(\alpha_i \pi) \right)$$

Dove $C_g \approx 1 + h/g$, h è lo spessore del magnete permanente, g è lo spessore del traferro.

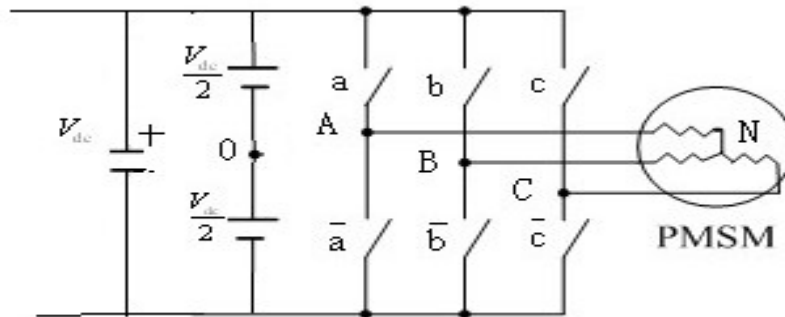


Figura 7.3. Alimentazione del PMSM con inverter.

7.3.2 Procedura di progetto.

Uno diagramma di flusso schematico del progetto applicato in questo studio è raffigurato in figura 7.4. Con le specifiche guida dell'unità e le specifiche dell'inverter, sono eseguiti studi sui parametri del rendimento del motore progettato per avere due strati di IPMSM, inoltre è stato fatto un controllo sulla demagnetizzazione con un certo margine di sicurezza per assicurare l'assoluta protezione magnetica.

7.3.3 Esempio di progetto.

Da questo metodo è stato progettato un IPMSM [1]. Le principali specifiche sono elencate in tabella 7.1, la figura 7.5 è il modello geometrico.

| | | | |
|---------------------|------|----------------------|-------|
| Rated Power (kW) | 303 | Rated Voltage (V) | 1134 |
| Phase | 3 | Frequency (Hz) | 129,2 |
| Poles | 8 | Efficiency | 93% |
| Power Factor | 0,81 | D _{i1} (mm) | 325 |
| D ₁ (mm) | 470 | L _{ef} (mm) | 180 |
| D ₂ (mm) | 322 | K _{aq} | 0,53 |
| Conductors per Slot | 14 | L _q (mH) | 2,47 |
| L _d (mH) | 1,43 | | |

Tabella 7.1 Specifiche di una macchina tipica

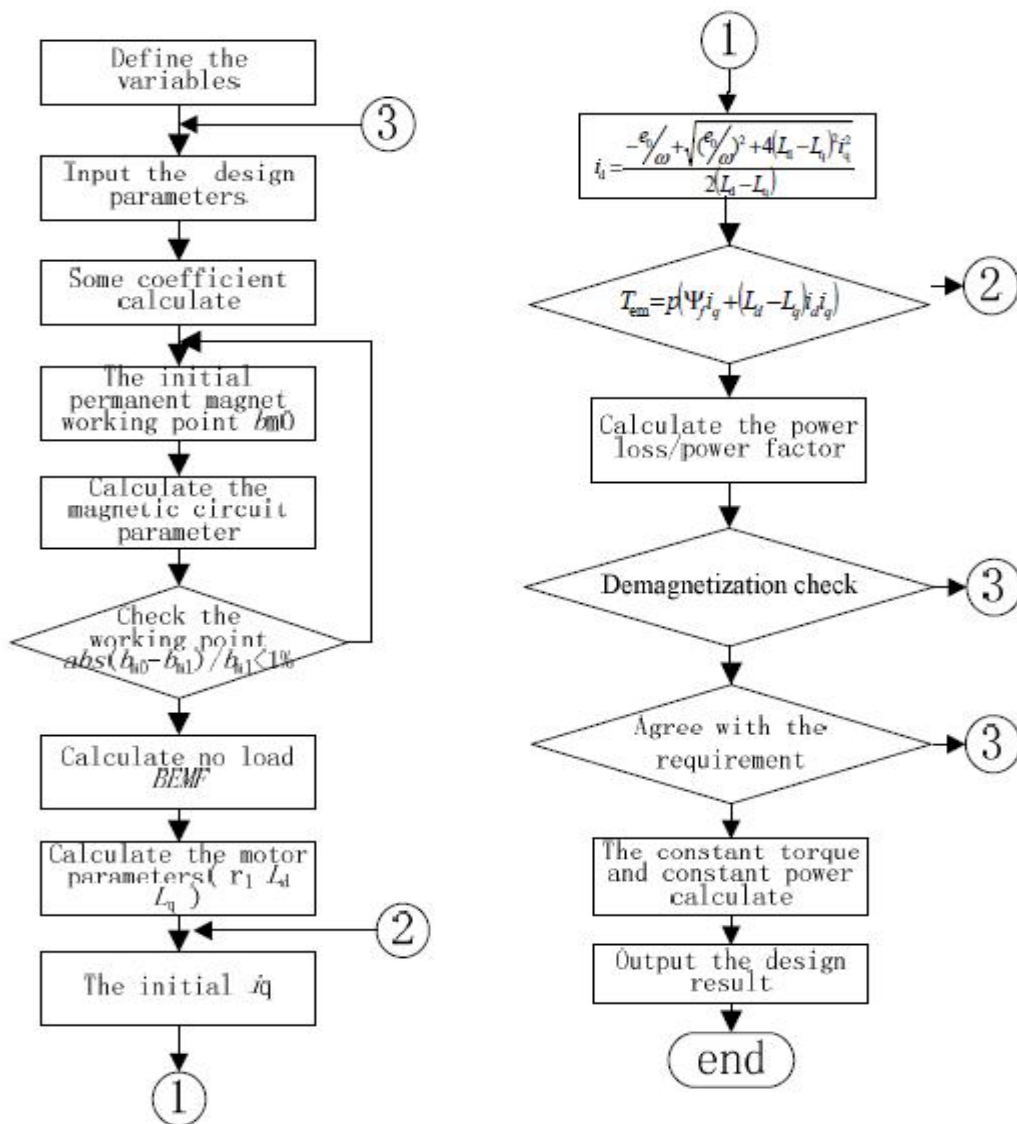


Figura 7.4 Diagramma di flusso del progetto schematico

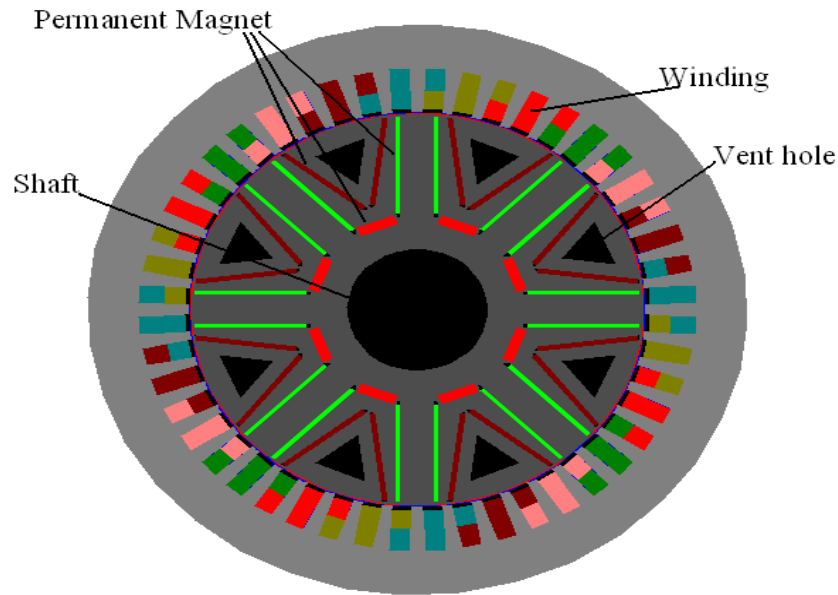


Figura 7.5 Sezione trasversale dei due strati dei magneti permanenti

7.4 Analisi FEM sotto la massima coppia per ampere.

A causa della complessa configurazione rotorica il circuito magnetico equivalente non può essere espresso sotto condizioni accurate, è necessaria l'analisi FEM. Come tutti sappiamo, nella simulazione FEM l'angolo di carico è difficile da valutare. In questo trattato viene presentato da ansoft un controllo vettoriale della fem con il metodo di simulazione. Nell'ansoft la variabile intrinseca P divide la posizione del rotore in modo accurato, così all'inizio si crea l'asse d in accordo con l'asse della fase a e la corrente di fase sarà ottenuta attraverso l'equazione sottostante.

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Dove, $\theta = p \cdot P - \text{floor}(p \cdot \frac{P}{360}) \cdot 360$, P è la posizione del rotore.

Sotto la massima coppia ampere, i_d e i_q hanno una relazione implicita:

$$i_d = \frac{-\frac{e_0}{\omega} + \sqrt{\left(\frac{e_0}{\omega}\right)^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)}$$

La distribuzione di flusso e la forza controelettrica a vuoto alla velocità nominale di 1938 giri sono raffigurate rispettivamente nelle figure 7.6 e 7.7. La tensione di linea è 752 V (RMS). L'uso del metodo FEM del controllo vettoriale, permette di rappresentare la coppia alla relativa corrente di $I_d = 80$ A, $I_q = 216$ A in figura 7.8. La coppia media è 1545 Nm. Il valore teorico è 1492 Nm. L'errore di calcolo è solo del 3.4%. La figura 7.9 mostra la distribuzione del flusso al carico nominale.

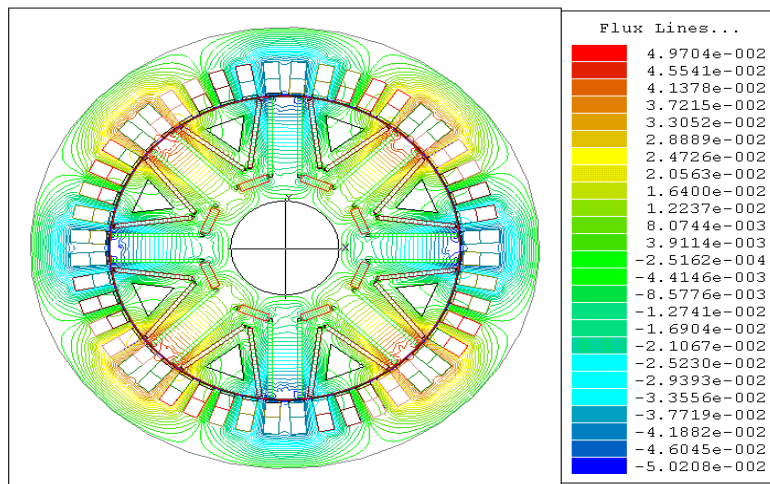


Figura 7.6 Distribuzione della densità di flusso nel funzionamento a vuoto

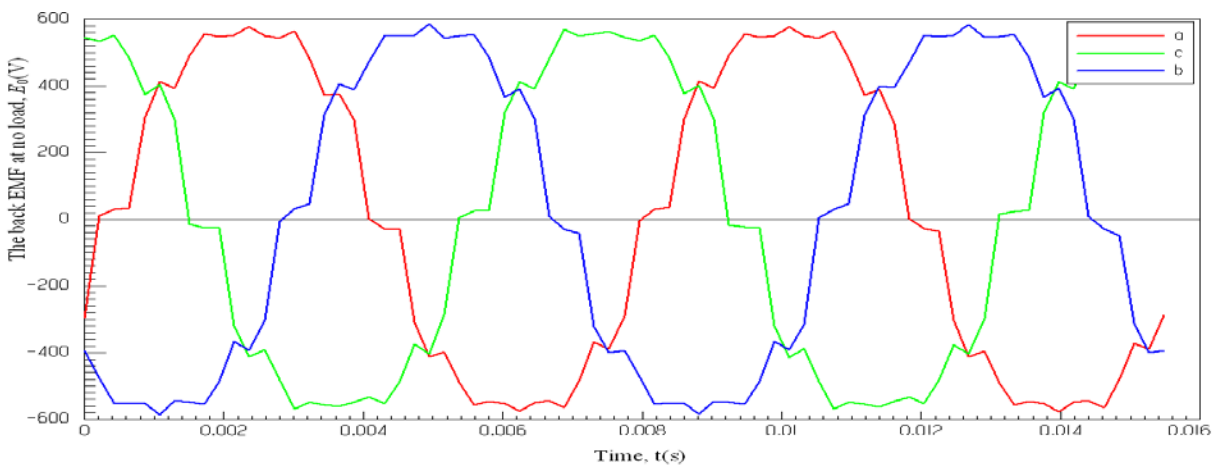


Figura 7.7 La forza controelettrica a vuoto

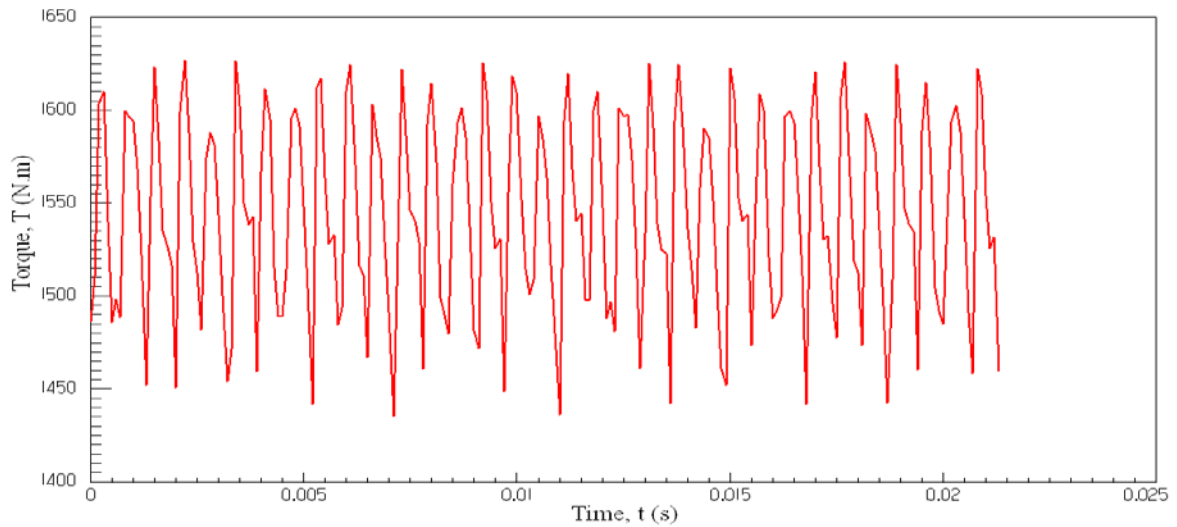


Figura 7.8 Coppia nelle condizioni valutate

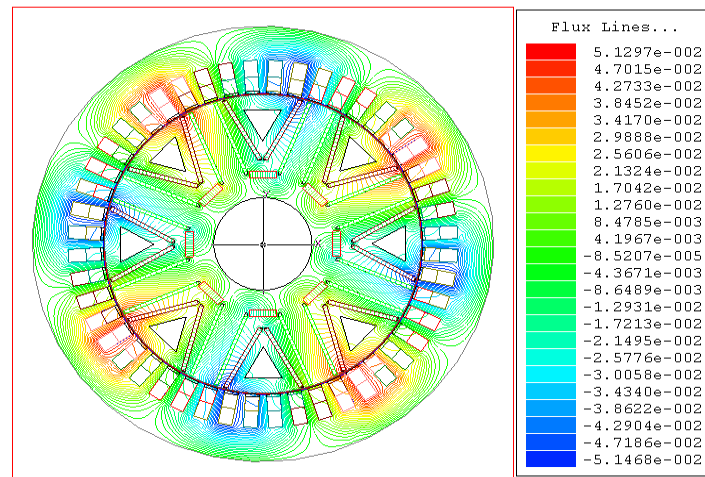


Figura 7.9 Distribuzione della densità di flusso al carico valutato

7.5 Esperimento.

All'inizio i motori per trazione erano progettati e sperimentati con motori sincroni a magneti permanenti da 2.1 kW, 1500 giri [1]. Dalle figure 7.10 e 7.11 si può dedurre che l'analisi di coppia risulta in grande accordo con il risultato dell'esperimento. L'errore è solo del 4,5%. Così può essere dimostrato che il progetto e il metodo di simulazione FEM sono molto affidabili.

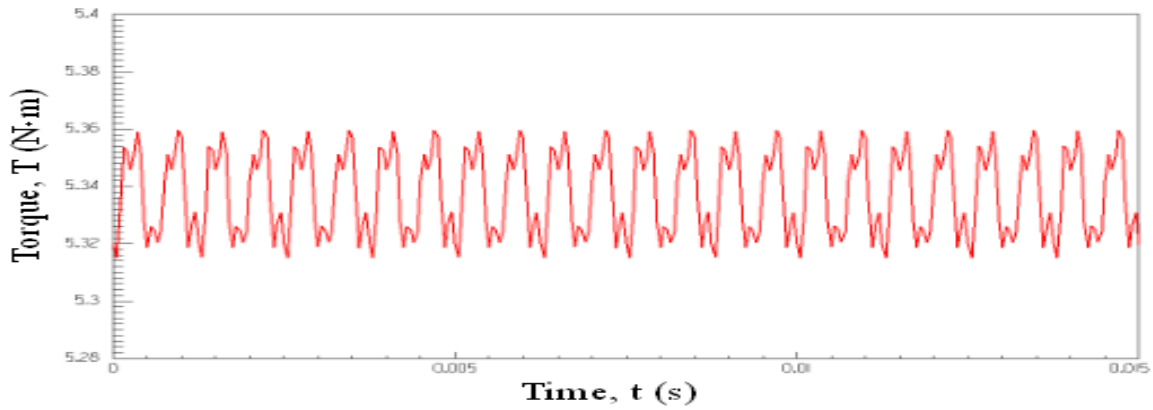


Figura 7.10 Risultati dell'analisi della coppia di un PMSM

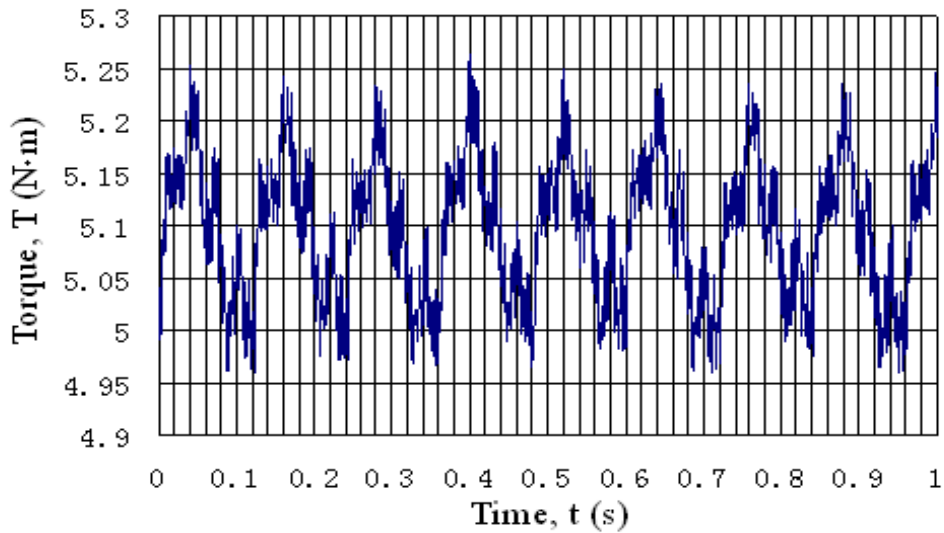


Figura 7.11 Risultati sperimentali di una coppia PMSM

7.6 Conclusioni.

In questo capitolo è stato presentato un metodo di progetto di un IPMSM basato sulla massima coppia per ampere; attraverso il metodo con due strati di magneti permanenti, è stato progettato un IPMSM da 303 kW. Attraverso le variabili intrinseche P dell'ansoft software, in questo capitolo è stato presentato un nuovo metodo di simulazione FEM. Usando il presente metodo FEM, sono stati analizzati motori sincroni a magneti permanenti di 2,1 kW e 1500 giri/min. I risultati sperimentali dimostrano che il metodo di analisi ha un'alta precisione. L'errore è solo del 3.4 %.

8. ANALISI DELLE PROBLEMATICHE DEI MOTORI A MP UTILIZZATI PER LA TRAZIONE

I motori a magneti permanenti utilizzati per la trazione hanno come abbiamo visto un inverter a monte in quanto la linea d'alimentazione del veicolo è in corrente continua. Perciò prima di parlare delle problematiche di questi motori occorre fare un breve accenno su questo componente. Verrà trattato nei suoi aspetti fondamentali e verranno inoltre accennate le due tecniche principali di controllo del gate dei tiristori. In seguito verrà trattato il problema della fem a vuoto nel momento in cui l'inverter si rompa. Questo problema per i locomotori adoperati per l'alta velocità è molto sentito perché il motore a MP nel momento in cui l'inverter si rompe si comporta come generatore e ciò comporta una serie di problematiche se il motore non è stato progettato nel modo corretto.

8.1 Inverter.

In questo paragrafo verrà trattato l'inverter e la sua applicazione nei sistemi di trazione a magneti permanenti con alcune problematiche caratteristiche di questo elemento. Prima di ciò è tuttavia opportuno illustrare il principio di funzionamento dell'inverter, apparecchiature essenziali nei sistemi in questione.

8.2 Principio di funzionamento.

L'inverter fa parte della categoria dei convertitori dc/ac ossia apparecchi che trasformano grandezze continue in entrata in grandezze alternate in uscita. Nel caso in esame una tensione e una corrente continua viene convertita in una terna simmetrica di tensioni e correnti variabili in modulo e frequenza. Esistono due grandi categorie di inverter: a tensione impressa e a corrente impressa.

In questa sede si considera solo la prima suddivisa a sua volta in inverter monofase e trifase, entrambi con controllo ad onda quadra e PWM (Pulse Width Modulation). Nello studio ci si concentra sugli inverter trifasi. In questi convertitori sono generalmente impiegati valvole controllate (qui sono utilizzati tiristori e diodi).

8.2.1 Inverter trifase ad onda quadra.

Lo schema dell'inverter trifase è riportato in figura 8.1; esso è costituito da sei valvole controllate T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 e T_6 aventi in antiparallelo sei diodi di ricircolo $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$: questi ultimi sono necessari al ricircolo della corrente essendo in presenza di circuiti induttivi. L'intera struttura è alimentata dalla tensione continua V , di valore costante. Il condensatore C è indispensabile per mantenere costante il valore di tensione nel caso ci siano delle oscillazioni nell'alimentazione. Ad ogni valvola controllata viene inviato un opportuno segnale di accensione: ciascuna valvola conduce per un tempo t_1 pari al periodo di accensione; allo spegnimento si crea una tensione indotta data dalla relazione $v = L \frac{di}{dt}$. La corrente passa dal valore che aveva poco prima dello spegnimento a 0: la sua variazione è pertanto elevata, di conseguenza lo sarà anche v . In assenza di diodi di ricircolo saremmo in presenza di sollecitazioni insopportabili tali da danneggiare i rami dell'inverter. Grazie ai diodi la corrente generata dalla tensione indotta è libera di smorzarsi. Come si vede dalla figura 8.2 ogni valvola controllata dispari presenta un istante di accensione ritardato rispetto alla valvola precedente di $2/3$ del periodo t_1 e $1/3$ del periodo totale T (pari a $2t_1$). Le valvole dispari e pari si accendono (quindi conducono) in maniera alterna per un periodo t_1 : per lo stesso ramo dell'inverter, quando la valvola dispari conduce la valvola pari è bloccata (e viceversa). E' possibile determinare l'andamento delle tensioni in uscita mediante una legge alle maglie. Esse fanno riferimento al punto N, morsetto negativo della linea in corrente continua. La generica tensione concatenata V_{kh} viene ottenuta per sottrazione nel seguente modo:

$$V_{KH} = V_{KN} - V_{HN} \text{ (legge alle maglie).}$$

Nel caso particolare abbiamo:

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN};$$

$$V_{BC} = V_{BN} - V_{CN};$$

$$V_{CA} = V_{CN} - V_{AN};$$

E' possibile variare la frequenza f_{VALV} di commutazione delle valvole, modificando anche il periodo T : cambierà anche la frequenza delle forme d'onda in uscita ma l'ampiezza rimane costante e pari a V .

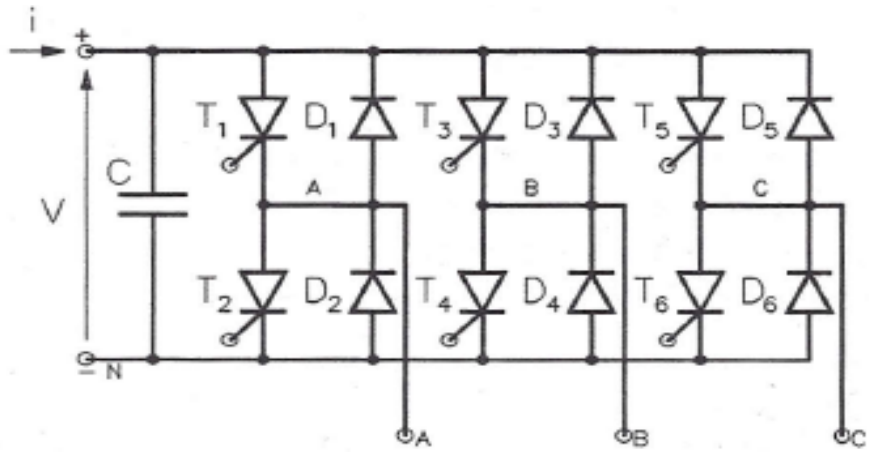


Figura 8.1 Inverter trifase

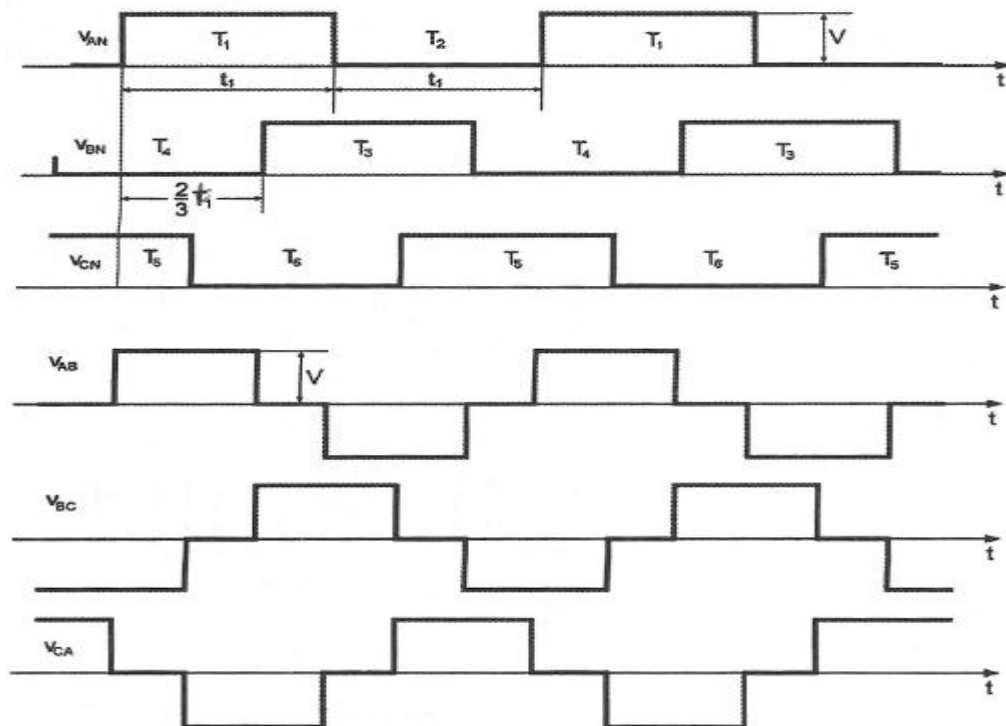


Figura 8.2 Andamento delle tensioni nell'inverter trifase

8.2.2 Inverter a modulazione PWM.

Come detto in precedenza, il controllo ad onda quadra dell'inverter consente di variare la frequenza del segnale in uscita ma non la sua ampiezza. Con un controllo di tipo PWM è possibile variare anche l'ampiezza. Lo schema è identico al caso precedente, cambia il tipo di controllo. Un dispositivo elettronico invia alle valvole controllate due forme d'onda:

- un'onda triangolare v_t (detta portante) di valore massimo v_{Mt} costante e frequenza $f_t = 1/T_t$;
- tre tensioni alternate sinusoidali di controllo v_{ca} , v_{cb} , v_{cc} (dette modulanti) sfasate tra loro di 120° con valore massimo v_{Mc} regolabile e frequenza $f_c = 1/T_c$;

La frequenza della portante è maggiore della frequenza della modulante ($f_t > f_c$).

Vengono definiti i seguenti rapporti:

- rapporto di modulazione di ampiezza: $m_a = V_{Mc}/V_{Mt} > 1$;
- rapporto di modulazione di frequenza: $m_f = f_t/f_c > 1$;

Il controllo viene effettuato mediante il confronto delle tensioni sinusoidali modulanti di controllo con la tensione triangolare portante v_t .

L'andamento delle tensioni di uscita V_{AN} , V_{BN} e V_{CN} è stabilito mediante il confronto tra la portante e le modulanti v_{ca} , v_{cb} e v_{cc} rispettivamente.

Tensione V_{AN} .

Considerando unicamente la portante e la modulante v_{ca} si ha:

- per $v_{ca} > v_t$, T_1 ON e T_2 OFF $\rightarrow V_{AN} = V$;
- per $v_{ca} < v_t$, T_1 OFF e T_2 ON $\rightarrow V_{AN} = 0$;

Tensione V_{BN} .

Considerando unicamente la portante e la modulante v_{cb} si ha:

- per $v_{cb} > v_t$, T_3 ON e T_4 OFF $\rightarrow V_{BN} = V$;
- per $v_{cb} < v_t$, T_3 OFF e T_4 ON $\rightarrow V_{BN} = 0$;

Tensione V_{CN} .

Considerando unicamente la portante e la modulante v_{cc} si ha:

- per $v_{cc} > v_t$, T_5 ON e T_6 OFF $\rightarrow V_{CN} = V$;
- per $v_{cc} < v_t$, T_5 OFF e T_6 ON $\rightarrow V_{CN} = 0$;

Le tensioni concatenate V_{AB} , V_{BC} e V_{CA} si ottengono allo stesso modo del caso di controllo ad onda quadra. Per brevità nella figura 8.3 sono mostrate solamente le tensioni V_{AN} , V_{BN} e V_{AB} . Come si vede, a differenza del caso precedente, i tempi di conduzione delle valvole non sono tutti uguali tra loro ma diversificati a causa della differente tecnica di controllo. Le forme d'onda delle tensioni concatenate contengono delle armoniche che devono essere opportunamente filtrate. Con V_{ABI} viene indicata la tensione contenente la sola armonica fondamentale. La regolazione della frequenza d'uscita viene fatta agendo sul segnale modulante, mentre la regolazione dell'ampiezza dipende dalla frequenza della portante e dal valore della tensione continua di alimentazione V .

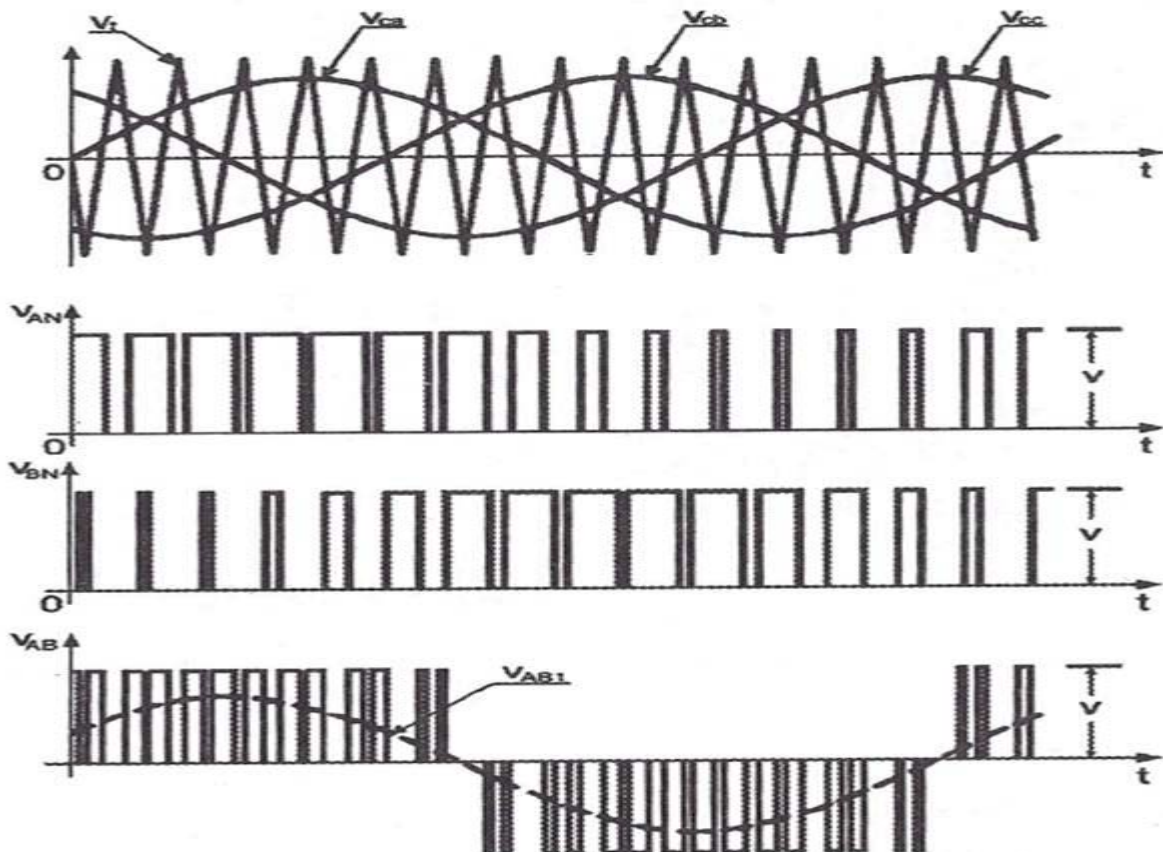


Figura 8.3 Controllo e forme d'onda dell'inverter trifase PWM; V_{ABI} : armonica fondamentale della tensione V_{AB}

8.3 Problematiche relative all'impiego degli inverter nelle macchine a magneti permanenti.

Nei sistemi di trazione gli avvolgimenti di statore vengono percorsi dalla corrente alternata tramite l'inverter trifase a partire da una sorgente di tensione continua. Siamo in presenza di funzionamento della PMSM come motore quando viene fornita una coppia motrice. In alcune fasi di marcia del veicolo, ad esempio nella fase di *coasting*, non viene più fornita tale coppia in modo che il mezzo proceda per inerzia: il flusso magnetico rotorico agisce anche in assenza del campo statorico. Si passa dal funzionamento da motore a quello da generatore, ossia il rotore trascinato dal mezzo in movimento è interessato dal campo magnetico dei magneti permanenti: la rotazione induce negli avvolgimenti statorici una fem a vuoto che può raggiungere valori considerevoli. Se tale tensione supera quella continua di alimentazione dell'inverter si ha passaggio di corrente dallo statore alla linea in continua attraverso i diodi di ricircolo (figura 8.4); l'entità di tale corrente potrebbe danneggiare i rami del convertitore. Il passaggio dal funzionamento da motore a quello da generatore, oltre che nella situazione sopra descritta, si verifica anche nel caso in cui si verifica un guasto in uno degli inverter che alimentano i motori: il guasto è tale per cui il convertitore colpito non fornisce più potenza elettrica alla macchina (difetto di accensione delle valvole). Occorre quindi che il valore dell'eventuale fem sia sempre inferiore a quello della tensione continua di alimentazione.

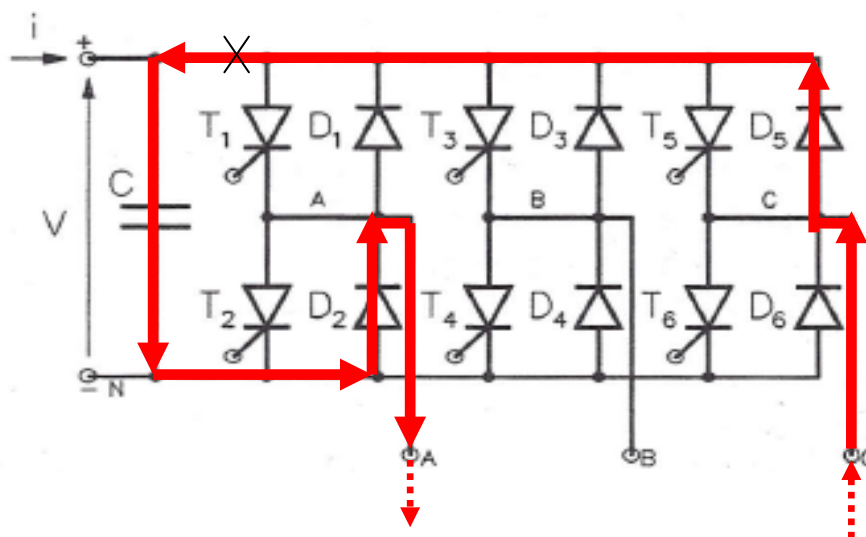


Figura 8.4 Percorso della corrente verso la linea in corrente continua in un certo istante t

Nel caso in cui avvenga un guasto per cui il circuito dell'inverter venga interrotto a monte (segnato con una X in figura 8.4) sarebbe impedita la circolazione della corrente proveniente dalle fasi statoriche del motore: tra esse si viene a creare una forza elettromotrice E_0 .

Tale tensione è legata alla velocità di rotazione del rotore mediante una relazione di proporzionalità:

$$E_0 = k\Phi_0 n$$

dove:

k è una fattore costante di proporzionalità,

n è la velocità del rotore in giri/minuto,

Φ_0 è il flusso a vuoto generato dai magneti permanenti.

Tale relazione è valida fino a che non avviene la saturazione del nucleo magnetico: in tal caso la tensione crescerà molto meno e non in misura proporzionale. In ogni caso per velocità elevate la tensione raggiungerebbe valori inaccettabili tali da danneggiare l'inverter: in generale è quindi importante contenerla entro certi limiti.

Le correnti statoriche, creando un flusso di campo statorico interagente con quello rotorico, fanno in modo che la tensione a carico sia differente rispetto quella a vuoto: il suo valore potrebbe tuttavia essere superiore alla tensione continua di alimentazione dell'inverter. Occorre quindi dimensionare i magneti permanenti in modo che il flusso da essi creato, nel caso di funzionamento da generatore, non innalzi la tensione oltre i limiti già specificati (si ha diminuzione della coppia elettromagnetica) oppure agire sul rapporto di salienza.

Per capire gli effetti che si verificano nel funzionamento da generatore, nel passaggio da vuoto a carico, si considera il seguente schema detto di Behn-Eschemburg relativo ad una fase statorica (figura 8.5).

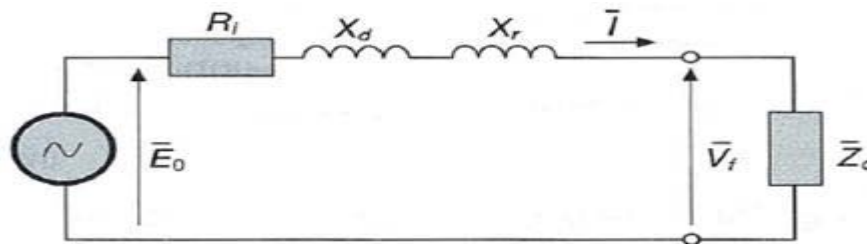


Figura 8.5 Circuito di Behn-Eschemburg

Dove:

\bar{Z}_c è l'impedenza del carico,

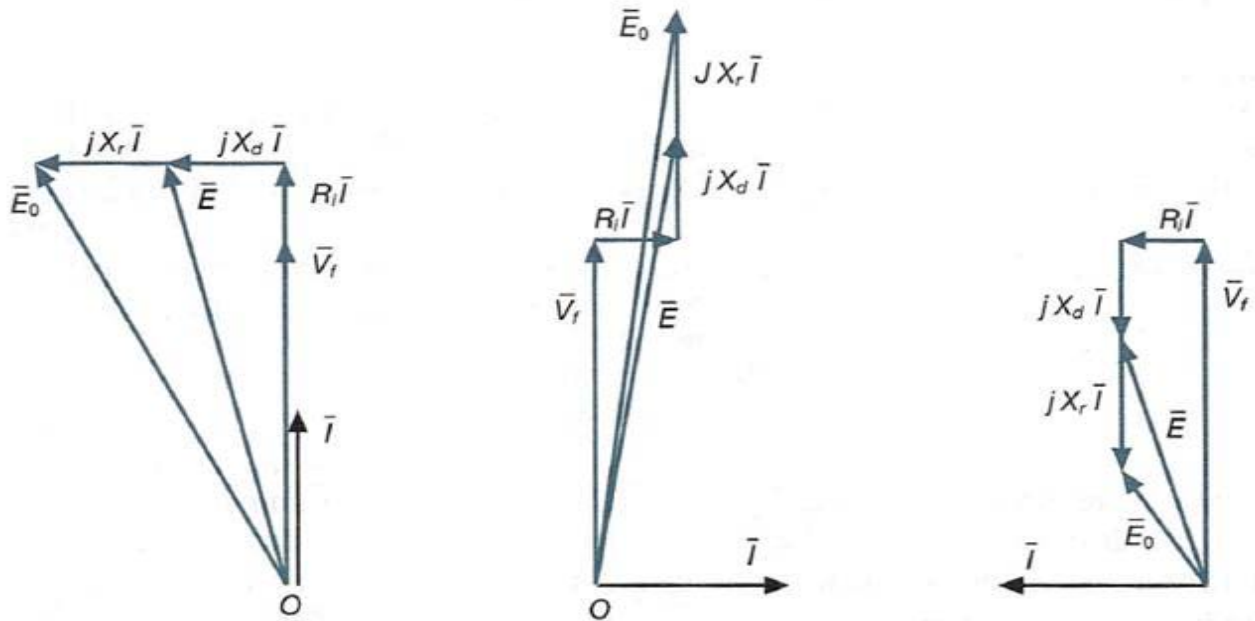
\bar{V}_f è la tensione ai morsetti,

R_i è la resistenza degli avvolgimenti statorici,

X_d è la reattanza di dispersione,

X_r è la reattanza di reazione.

Nello schema è stata introdotta la reattanza fittizia X_r che tiene conto della variazione di tensione da vuoto a carico (reazione d'indotto o di armatura). In base alla natura del carico possono presentarsi tre differenti situazioni come mostrato in figura 8.6.



a) Carico puramente resistivo b) Carico puramente induttivo c) Carico puramente capacitivo

Figura 8.6 Diagrammi vettoriali di tre casi tipici di carico

I carichi reali vengono rappresentati dal generico diagramma fasoriale: siamo in presenza di carichi di tipo ohmico - induttivo (corrente in ritardo rispetto alla tensione di un angolo φ) oppure carichi ohmico - capacitivi (corrente in anticipo rispetto alla tensione di un angolo φ). L'angolo φ tende a 0° se la componente resistiva del carico prevale su quella induttiva - capacitiva, mentre tende a $\pm 90^\circ$ se prevale la componente induttiva - capacitiva su quella resistiva. Un altro guasto tipico è il corto-circuito di due valvole dell'inverter (ad esempio T_1 e T_2) che si verifica quando per un'anomalia nel comando delle valvole si accendono entrambe contemporaneamente: non ricevendo più potenza il motore a magneti permanenti si comporta da generatore facendo circolare nelle fasi statoriche una corrente di forte intensità tale da smagnetizzare i magneti. Anche nel lato corrente continua circola un'elevata corrente; entrambe si richiudono nel ramo cortocircuitato.

Tale situazione è raffigurata in figura 8.7.

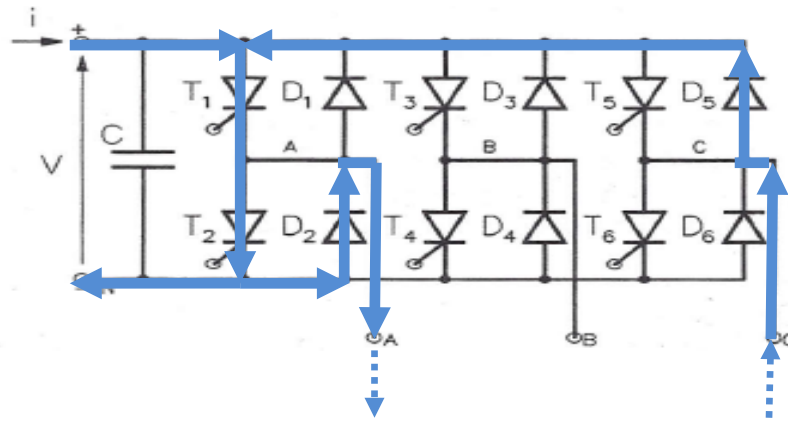


Figura 8.7 Correnti di corto-circuito

Occorre dunque prevedere dei sistemi di protezione: ad esempio è possibile collocare degli interruttori statici sulle fasi statoriche e un interruttore magnetotermico sul lato continua.

8.4 Accorgimenti per limitare le situazioni di guasto.

La presenza di guasti può arrecare serie conseguenze all'integrità della macchina: le alte correnti in gioco e il conseguente flusso possono smagnetizzare i magneti permanenti, distruggere l'inverter ed esercitare coppie frenanti anziché motrici. Vediamo di seguito alcuni accorgimenti per evitare tali situazioni.

8.5 Macchine tolleranti ai guasti.

In generale queste macchine presentano aspetti a volte contraddittori e contrari alle regole di buona progettazione: ad esempio esse sono più costose e meno efficienti.

Una classe di queste macchine è rappresentata dai motori progettati per ridurre la probabilità di guasto.

Separazione elettrica tra le fasi – in caso di guasto è possibile rendere accessibili le terminazioni di ciascuna fase tramite un ponte ad H (figura 8.8). Grazie a questa configurazione il motore è in grado di operare anche con una fase in corto circuito in quanto questa non viene più alimentata dal corrispondente ponte del convertitore. Deve essere assicurata la resistenza al

corto circuito del convertitore per il tempo necessario a rilevare il guasto. Lo svantaggio consiste nel dimensionare l'inverter per un 15% di potenza in più rispetto a quello tradizionale.

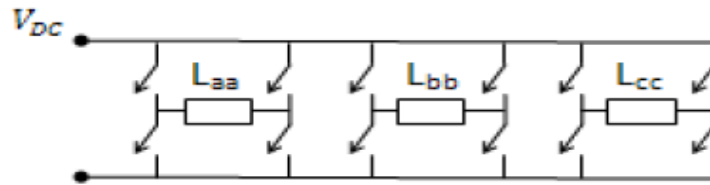


Figura 8.8 Convertitore trifase con ponti ad H

Separazione fisica tra le fasi – per evitare la possibilità di un guasto fase-fase, le bobine di una fase vengono avvolte su un singolo dente per cui ogni cava contiene bobine della stessa fase (figura 8.9). In questo modo è assai difficile il contatto tra bobine di fasi differenti. Con questo accorgimento viene inoltre migliorato l'isolamento termico. Uno svantaggio tipico è la presenza di un alto contenuto armonico nella forza magnetomotrice che provoca un aumento delle perdite nel rotore, del ripple di coppia, del rumore e del rischio di smagnetizzare i magneti. Occorre quindi sovradimensionare questi ultimi con relativi aumenti di costo.

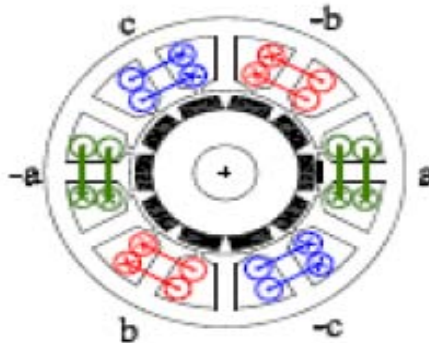


Figura 8.9 Separazione tra le fasi

Induttanza di fase abbastanza grande – è possibile limitare l'intensità delle correnti di corto circuito ed evitare così un eccessivo riscaldamento grazie a un'induttanza di dispersione di valore abbastanza grande. Per ottenere ciò occorre agire sulla geometria delle cave. La potenza apparente di dimensionamento viene aumentata in modo che in condizioni normali la caduta di tensione induttiva sia pari alla forza controelettromotrice. La macchina può così ostacolare l'eccitazione fornita dai magneti in caso di guasto.

Mutua induttanza tra le fasi trascurabile – mantenendo basso il valore delle mutue induttanze è possibile evitare che le fasi sani inducano correnti nella sezione di guasto. Ogni bobina deve essere avvolta intorno ad un singolo dente e occorre scegliere il numero delle cave in funzione del numero dei poli.

8.6 Funzionamento da generatore.

Quando l'inverter si rompe, la macchina a MP viene trascinata dal moto del treno e questo fa sì che si comporti da generatore. Inoltre il fatto che l'inverter vada fuori uso comporta che non ci sia più la reazione d'indotto e ciò fa sì che la fem a vuoto E_0 possa assumere valori molto pericolosi. Questo problema assume una rilevanza particolare per i locomotori ad alta velocità e lo si può capire attraverso la formula della fem:

$$E = k \cdot n \cdot \Phi$$

dove:

- k = costante dipendente dai dati d'avvolgimento del motore
- n = velocità veicolo
- Φ = flusso del magnete permanente

L'aumentare della velocità n , a parità del flusso Φ del magnete e della costante k , comporta un aumento della fem E . Questo, in una situazione di funzionamento priva di guasti all'inverter, non comporta alcun pericolo perché la reazione d'indotto causando un effetto smagnetizzante mantiene la fem a valori normali e tollerabili; ma in una situazione di guasto dell'inverter la situazione che si presenta nel motore non è la più idonea per un funzionamento ottimale soprattutto se si dovesse presentare una situazione di cortocircuito come si può vedere nella figura 8.7. Se si dovesse presentare questa situazione si otterrebbe una smagnetizzazione dei magneti sul rotore in quanto la tensione E , non essendoci più la reazione d'indotto, assumerebbe valori molto elevati facendo circolare una corrente elevata che a sua volta genererebbe un flusso molto elevato causando la smagnetizzazione completa del rotore e rendendo il motore inutilizzabile. Per i tram e le metro la velocità media è molto bassa quindi la E non assumerà valori alti ma per i locomotori utilizzati nell'alta velocità la E può assumere valori molto elevati dovuti alla velocità molto alta. Questo è uno dei motivi per cui nella trazione ad alta velocità questi motori fanno ancora molta fatica ad essere impiegati.

Un possibile rimedio potrebbe consistere nel posizionare un interruttore magneto – termico trifase sulle fasi di statore prima del motore come mostrato in figura 8.10.

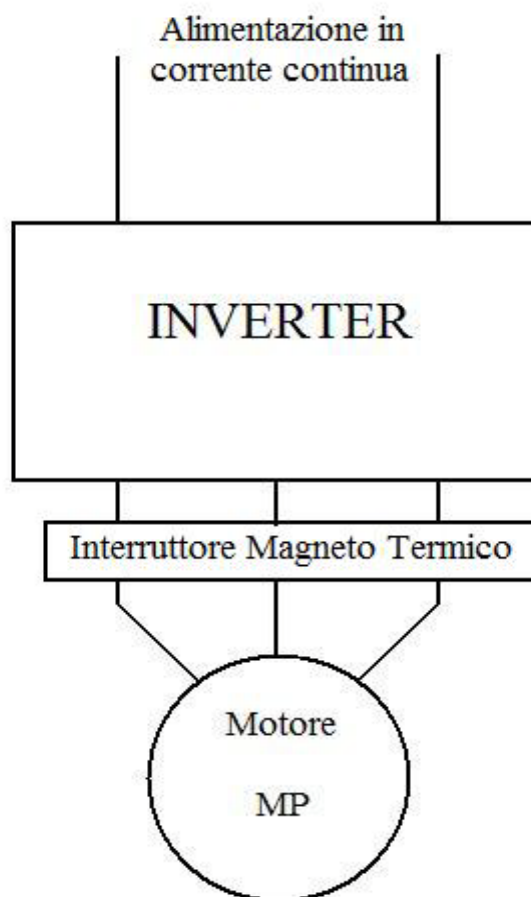


Figura 8.10 Possibile rimedio al corto-circuito

Così facendo, in presenza di un corto circuito, si otterrà una tempestiva apertura delle fasi statoriche e una conseguente eliminazione della possibilità di una smagnetizzazione del rotore.

CONCLUSIONI

Alla fine di questa tesi si sono visti molti aspetti della macchina a MP utilizzata nella trazione elettrica e in altre applicazioni per la mobilità ed è quindi molto utile riassumere i vantaggi e gli svantaggi al fine di avere un quadro riassuntivo chiaro e completo. Di seguito vengono riassunti gli argomenti trattati e vantaggi/svantaggi principali.

Gli argomenti oggetto di questa tesi sono stati:

- sviluppo attuale della tecnologia dei magneti permanenti,
- analisi dei materiali impiegati,
- modello matematico,
- analisi delle perdite,
- caratteristiche di un azionamento di trazione,
- utilizzo dei magneti nei veicoli elettrici e Plug-in,
- motori a magneti permanenti per dispositivi a velocità variabile,
- progettazione analitica di motori e generatori,
- progetto di un motore sincrono a magneti permanenti per le metropolitane.

Vantaggi principali.

Gli elementi a favore dell'utilizzo delle macchine a magneti permanenti sono l'alta affidabilità, l'alto fattore di potenza, la totale assenza di spazzole e del collettore a lamelle che comporta la eliminazione delle problematiche relative all'usura e alla manutenzione del collettore, l'assenza di perdite rotoriche nel rame, la semplificazione dei sistemi di raffreddamento, la riduzione di peso e volume, le maggiori accelerazioni, velocità raggiunte superiori alla nominale mediante la configurazione ibrida dei magneti, il generale aumento del rendimento, coppie di spunto di valore elevato e conseguenti ridotti tempi di partenza ed infine correnti di avviamento contenute.

Svantaggi principali.

I principali svantaggi consistono nell'elevato costo di questa macchine a quelle tradizionali, la grande sensibilità ai guasti sia della parte elettrica che elettronica e ciò comporta ad avere una macchina più delicata, la complessa scelta dei materiali magnetici utilizzati a causa delle sollecitazioni e condizioni critiche di funzionamento, il rischio di smagnetizzare i magneti in caso di corto circuito che comporta ad una scelta molto attenta dei sistemi di protezione, la difficoltà nel posizionamento dei magneti sul rotore al fine di assicurare la coppia sincrona ed infine ci sono delle problematiche nel magnetizzare i magneti in base al materiale del magnete stesso.

Questa tesi ha voluto dimostrare come queste macchine, anche se molto particolari, riescano ad assicurare prestazioni migliori e più affidabili e che esse possano ancora essere migliorate sotto molti aspetti; questo comporterà un utilizzo massiccio nel prossimo futuro non solo nel campo della trazione ma anche in campi dove oggi vengono impiegati altri tipi di motore.

BIBLIOGRAFIA

CAPITOLO 1

- [1] S.R. Trout, G.D. Wooten, “*Selection and Specification of Permanent Magnet Materials*”, Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Technology Conference, pagg. 59–63, ISSN: 0362-2479, ISBN: 0-7803-7935-7, 2003.
- [2] G. Marchesi, “*Nuovi materiali magnetici per l’ingegneria*”, Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Università di Padova, pagg. 1–5.
- [3] S.R. Trout , “*Optimum Corrosion Protection of Nd-Fe-B Magnets*”, www.spontaneousmaterials.com/Papers/Corrosion.pdf.
- [4] “*Magneti permanenti*”, dispense del corso di Macchine Elettriche Speciali, www.etec.polimi.it, A.A. 2006/07.
- [5] J.F. Bell, “*Permanent Magnet Materials*”, IEE Colloquium on Permanent Magnet Machines and Drives, pagg. 1–4, 1993.
- [6] www.magnetsales.com/Design/DesignG_frames/DesignG_2.htm
- [7] Cesare Mario Arturi “*Campi Elettrici, Magnetici e di Conduzione – Introduzione ai Metodi Computazionali*” pagg. 279–286, Maggioli Editore.

CAPITOLO 2

- [1] J. Luukko, “*Direct torque control of permanent magnet synchronous machines-analysis and implementation*”, Lappeenranta University of Technology, Electrical Engineering, pagg. 9–15, ISSN: 1456-4491, ISBN: 951-764-438-8, 2000.
- [2] S. Morimoto, “*Trend of Permanent Magnet Synchronous Machines*”, Transactions on Electrical and Electronic Engineering, IEEJ Trans, pagg. 101–108, 2007.
- [3] www.diegm.uniud.it/petrella/Azionamenti%20Elettrici%20II/Complementary%20stuff%20-%20Tesi%20sensor-less.pdf, DIEGM Università di Udine, pagg. 1–11.

CAPITOLO 3

- [1] “*Analysis of Rotor Eddy Current Loss in Fractional Slot Permanent Magnet Machine with Solid Rotor Back-Iron*” G. Ugalde, Z.Q. Zhu, J. Poza, A. Gonzalez.

CAPITOLO 4

- [1] Francesco Perticaroli “*Sistemi Elettrici per i Trasporti*”, ISBN 88-408-1035-8, pag. 62.
[2] M.S.D. Acampa, “*Caratteristiche di funzionamento e tecniche di controllo di azionamenti con motori brushless a magneti permanenti*” , Università degli studi di Napoli Federico II, pagg. 6–12, Codice Identificativo: 1949, 2008.
[3] “*Recent Status on IPM Traction Drives for Plug-in and Hybrid Electric Vehicles*”, Dr. M. A. Rahman Life Fellow, IEEE Memorial University of Newfoundland St. John’s, Newfoundland, A1B 3X5 Canada

CAPITOLO 5

- [1] “*Alternative to Field – Weakening of Surface – Mounted Permanent – Magnet Motors for variable – Speed Drives*” Eckart Nipp Royal Institute of Technology, EKC S - 100 44 Stockholm, Sweden.

CAPITOLO 6

- [1] I. Elósegui, M. Martínez-Iturralde, A. García Rico, J. Flórez
“*Analytical design of synchronous permanent magnet motor/generators*”
TECNUN, University of Navarra
J.M. Echeverría, L. Fontán
CEIT.

CAPITOLO 7

- [1] “*Design of a Permanent Magnet Synchronous Motor and Performance Analysis for Subway*” Qiping Shen, Ning Sun, Guoxin Zhao, Xueyan Han, Renyuan Tang, National Engineering Research Center for Rare Earth Permanent Magnet Machine, Shenyang University of Technology, China

CAPITOLO 8

- [1] Mario Ubaldini, “*Macchine elettriche*”, ISBN 88-85040-86-1, pagg. 359–361, 364.
- [2] Gaetano Conte, “*Macchine elettriche e laboratorio*”, ISBN 978-88-203-3819-0, pagg. 308–309.
- [3] N. Bianchi, S. Bolognani, “*Fault-Tolerant PM Motors in Automotive Applications*”, IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, pagg. 747–755, ISBN: 0-7803-9280-9, 2005.
- [4] B.C. Mecrow, A.G. Jack e J.A. Haylock, “*Fault tolerant permanent magnet machine drives*”, 7th International Conference on Electrical Machines and Drives, pagg. 433–437, ISBN: 0-85296-648-2, 1995.