



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Elettronica

Analisi e simulazione di macchine elettriche rotanti tramite il software Pyleecan

Analysis and simulation of rotating electrical machines using the Pyleecan software

Relatore:

Prof. Stefano Squartini

Correlatore:

Prof. Emanuele Principi

Tesi di laurea di:

Jacopo Neri

Anno accademico 2020/2021

Abstract

Le problematiche legate all'aumento della domanda globale di energia elettrica e al suo consumo hanno incrementato la ricerca di azionamenti ad alta efficienza inducendo la tecnologia delle macchine elettriche classiche a necessari miglioramenti, anche a livello etico morale e quindi di rispetto verso ciò che la natura stessa ci offre.

Il lavoro scelto consiste dunque nell'analisi e simulazione di macchine elettriche rotanti tramite il software basato su Python, Pyleecan: Python Library for Electrical Engineering Computational Analysis. L'obiettivo è stato quello di proseguire la ricerca di soluzioni associate alla mobilità elettrica. Nello specifico esaminare questo nuovo strumento, così da ottenere andamenti e dati numerici sperimentali delle diverse grandezze fisiche, per una più flessibile analisi della conversione e utilizzo dell'energia. Dalla configurazione teorica e geometrica della macchina d'interesse, lo scopo finale sarà quello di eseguire diverse simulazioni su una molteplicità di macchine. In particolare: sincrona a riluttanza; sincrona a magneti permanenti superficiali ed interni; asincrona a doppia alimentazione (Doubly Fed Induction Motor) e quindi ricavare i risultati in termini della coppia elettromagnetica, densità di flusso magnetico al traferro, correnti, forze elettromotrici con l'accoppiamento automatizzato con il software FEMM e confrontarli con gli argomenti teorici studiati, nonché dalla letteratura scientifica.

Il risultato che si intende perseguire sarà un tentativo di confronto delle tecniche da adottare per il calcolo di grandezze fisiche su macchine elettriche rotanti. Nello specifico tra i metodi matematici semplificabili e le tecniche basate sull'analisi degli elementi finiti magnetici affidabili, le quali allo stesso tempo richiedono ingenti risorse computazionali e sono quindi poco adatte quando è necessario esplorare un gran numero di varianti di progetto.

Assicura quindi un approfondimento delle conoscenze riguardanti le macchine elettriche rotanti e acquisizione di nuove legate allo studio.

Indice

| | |
|--|--|
| Capitolo 1, Introduzione | |
| 1.1 Che cos'è Pyleecan?..... | |
| 1.2 Programmazione ad oggetti (OOP)..... | |
| 1.3 Gestione comandi grafici | |
| 1.4 Multi-simulazione..... | |
| 1.5 Metodo degli elementi finiti magnetici (FEMM) | |
| | |
| Capitolo 2, Prerequisiti..... | |
| 2.1 Linguaggio di programmazione..... | |
| 2.2 Creazione della variabile d'ambiente..... | |
| 2.3 Ambiente di sviluppo (IDE) | |
| 2.4 Installazione & Avvio..... | |
| 2.5 Interfaccia grafica utente (GUI) | |
| | |
| Capitolo 3, Principi e leggi generali..... | |
| 3.1 Introduzione..... | |
| 3.2 Trasformatore | |
| 3.3 Macchine elettriche rotanti | |
| 3.4 Macchina a corrente continua | |
| 3.5 Macchina asincrona | |
| 3.6 Macchina sincrona | |
| 3.7 Macchina sincrona a riluttanza | |
| | |
| Capitolo 4, Simulazione | |
| 4.1 Definizione della macchina..... | |
| 4.2 Modulo magnetico..... | |

| | |
|--|--------------|
| 4.3 Iterazione su più punti operativi..... | |
| 4.4 Modulo elettrico | |
| 4.5 Calcolo forza superficiale del traferro basato sul tensore di sollecitazione di Maxwell | |
| 4.6 Risoluzione al problema di ottimizzazione | |
| 4.7 Risultati FEMM | |

Appendice A

| | |
|--|--------------|
| A.1 Considerazioni teoriche della macchina sincrona a magneti permanenti | |
| A.2 Link collegamento cartella OneDrive relativi ai risultati della macchina sincrona a magneti permanenti ricavati con il metodo agli elementi finiti | |
| A.3 Metodo di calcolo analitico della coppia per macchine SPM basato sulla teoria della funzione di avvolgimento | |
| A.4 Considerazioni teoriche della macchina asincrona a doppia alimentazione | |
| A.5 Link collegamento cartella OneDrive relativi ai risultati della macchina asincrona a doppia alimentazione ricavati con il metodo agli elementi finiti | |

Appendice B.....

| | |
|--|--------------|
| B.1 Considerazioni analitiche sulla densità di flusso al traferro | |
|--|--------------|

Appendice C.....

| | |
|--|--------------|
| C.1 Considerazioni analitiche sulla coppia elettromagnetica | |
|--|--------------|

Conclusioni

Ringraziamenti

Elenco figure

Riferimenti

CAPITOLO 1

Introduzione

1.1 Che cos'è Pyleecan?

È un'iniziativa nata nel condividere idee con la comunità ed ottenere da ogni utente il suo riscontro per modificare dinamicamente la fase di sviluppo di diversi progetti. Presenta come logo un cavalluccio marino illustrato dalla figura 1.1 ed è uno strumento in grado di fornire un banco lavoro di simulazione flessibile per la progettazione multi-fisica ed ottimizzazione di macchine elettriche e azionamenti basati su open source. Il fine è quello di promuovere la ricerca applicata e lo sviluppo nella mobilità elettrica nelle energie sostenibili fornendo un quadro di sviluppo orientato agli oggetti di macchine elettriche e modelli di azionamenti.

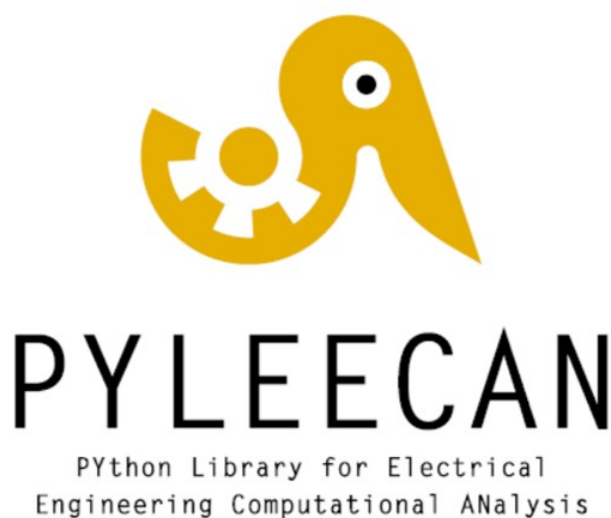


Fig 1.1 Logo Pyleecan www.pyleecan.org

Fin dall'inizio EMOYS, società privata, ha inizialmente sviluppato un modello orientato agli oggetti di macchine elettriche basato su Python all'interno del software commerciale Manatee dedicato alla veloce progettazione di macchine elettriche in termini elettromagnetici e vibro-acustici. Tale contributo iniziale ha dato il via all'open-source e gratuito Pyleecan, flessibile e con la possibilità di essere accoppiato con quasi tutti i software. La licenza Apache, permissiva (senza copyleft) sotto la quale è posto Pyleecan, ne consente un utilizzo anche in un software close-source commerciale. Uno degli obiettivi del progetto Pyleecan è quello di diventare un catalizzatore per la ricerca sulle

macchine elettriche applicate alla mobilità sostenibile, per una più efficiente produzione di energia, azionamenti elettrici rispettosi dell'ambiente e non destinati ad essere utilizzati in armi militari o in applicazioni di difesa.

1.2 Programmazione ad oggetti (OOP)

Pyleecan utilizza il principio dell'Oriented Object Programming il cui logo rappresentato in figura 1.2: un paradigma di programmazione basato sul concetto di **oggetti**.



Fig 1.2 Logo OOP

Il vantaggio principale, oltre alla precisione, consiste nel definire una parte del codice (ogni fisica, calcolare il flusso, come disegnare slot...) come “scatole nere” / “oggetti” con formati d’ingresso e uscita predefiniti; è basato sul fatto che esiste una serie di oggetti che interagiscono a vicenda, scambiandosi messaggi ma mantenendo ognuno il proprio stato ed i propri dati.

Il punto dell’OOP è guadagnare in astrazione utilizzando concetti di alto livello: questi oggetti, **programmati come classi e identificati come etichette**, rappresentano oggetti reali che si trovano nelle macchine elettriche come lamierini, magneti, avvolgimenti, ecc... e vengono definiti dai loro **attributi** (valore che li qualifica, ad esempio il numero di slot di uno statore) e dei loro **metodi** (valori che possono interagire con gli attributi dell’oggetto, ad esempio metodo per calcolare la superficie di un lamierino di statore). In Pyleecan, tale principio viene utilizzato per definire una simulazione combinando più oggetti insieme, sottolineando che ogni oggetto è dedicato ad un particolare calcolo con un particolare modello. Una classe è un modello che elenca gli attributi e metodi, consiste in una nuova struttura dati con codice incorporato; si dice che ogni oggetto è un’istanza da una particolare classe.

- Il **codice** orientato agli oggetti di Pyleecan è suddiviso in tre oggetti principali che sono composti da più sotto-oggetti:

L'oggetto **“Machine”**: memorizza tutti i dati della topologia della macchina elettrica e abilita il calcolo delle quantità "intrinseche". Lo si può pensare come un oggetto fisico: la macchina elettrica con la sua laminazione, avvolgimento, proprietà specifiche del materiale ecc...

L'oggetto **“Simulation”**: definisce cosa simulare quando si associa la macchina elettrica con oggetti di azionamento (quest'ultimi memorizzano l'hardware dell'azionamento elettrico e parametri software) e come eseguire la simulazione (ipotesi di modellazione).

L'oggetto **“Output”**: memorizza tutti i risultati del calcolo e fornisce post-metodi di elaborazione (per risparmiare un po' di tempo nello sviluppo del codice, Pyleecan include un generatore di codice automatizzato; esso costruisce le centinaia classi Python secondo file.csv che le descrivono completamente).

- I **file** di Pyleecan sono ordinati in diverse cartelle secondo le seguenti regole:

La cartella **"Classes"**: contiene tutte le classi create dal generatore di codice, ordinate in sottocartelle per tipo (Machine, Slot, Simulation...).

La cartella **“Methods”**: contiene tutti i metodi delle classi ordinate nella sottocartella per tipologia (Machine, Slot, Simulation, Output...). Questi metodi vengono importati e assegnati alla classe corretta durante la generazione automatica del codice. I metodi di una classe possono essere ordinati anche in cartelle separate.

La cartella **"GUI"**: contiene il codice per l'interfaccia utente grafica.

La cartella **“Function”**: contiene funzioni generali che possono essere utilizzate da diversi metodi (ad esempio calcolo FFT, interazione con altri software...).

La cartella **“Tests”**: contiene tutti i test e i casi di validazione. Le sottocartelle seguono l'organizzazione delle cartelle testate (Classes, Methods, GUI...).

Pyleecan include anche una libreria di materiali multi-fisica; essa è composta da diversi oggetti materiali che vengono immagazzinati e possono essere facilmente caricati per essere utilizzati in qualsiasi macchina. La figura 1.3 introduce l'organizzazione dell'oggetto **“Material”**, il quale è suddiviso in diversi sotto-oggetti, uno per ogni fisica (elettrico, magnetici, strutturali, di trasferimento di calore ed economici). Per quanto riguarda il parametro magnetico, Pyleecan offre tre diversi oggetti a seconda del tipo di materiale: “normale”, “magnete” e “laminazione”.

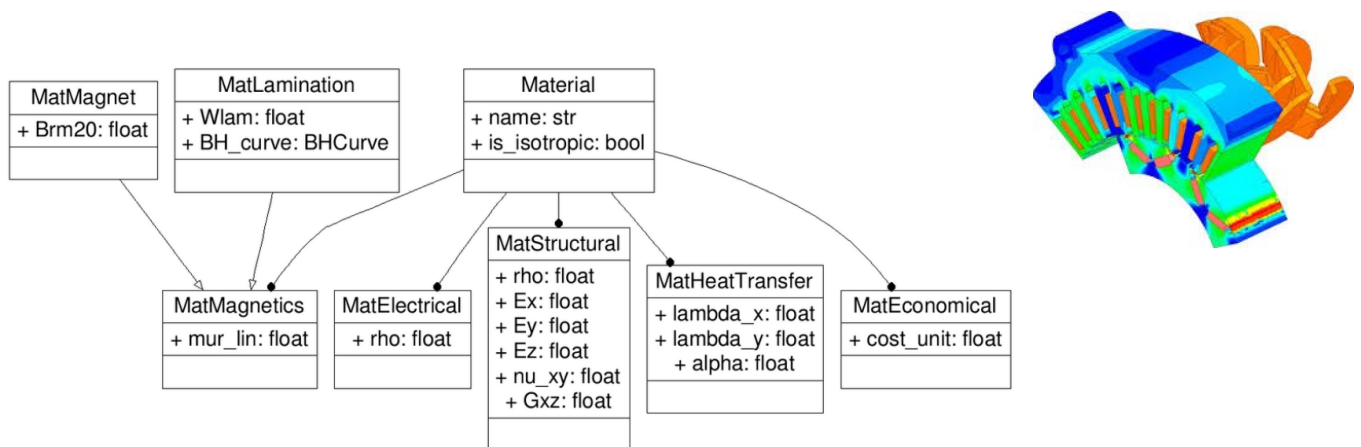


Fig 1.3 Organizzazione degli oggetti materiali

Per incoraggiare la ricerca in ingegneria elettrica, Pyleecan contiene un gran numero di oggetti ognuno dei quali fornisce un punto di ingresso alla ricerca: un modo semplice e standard per riprogettare parte della simulazione. Pertanto, un contribuente può concentrarsi su un singolo oggetto senza conoscere nel dettaglio tutta l'architettura di Pyleecan, concentrandosi su quelli più interessanti al proprio scopo (*Lavoro di Scripting*).

Ad oggi, il progetto Pyleecan è ospitato su GitHub all'indirizzo <https://github.com/Eomys/pyleecan>.

Il **modellatore geometrico** di Pyleecan è organizzato attorno alle classi “**Machine**”, “**Lamination**”, “**Slot**” e alle rispettive figlie. Le classi della macchina dettagliano e raccolgono tutte le parti della macchina (statore, rotore, albero, telaio...).

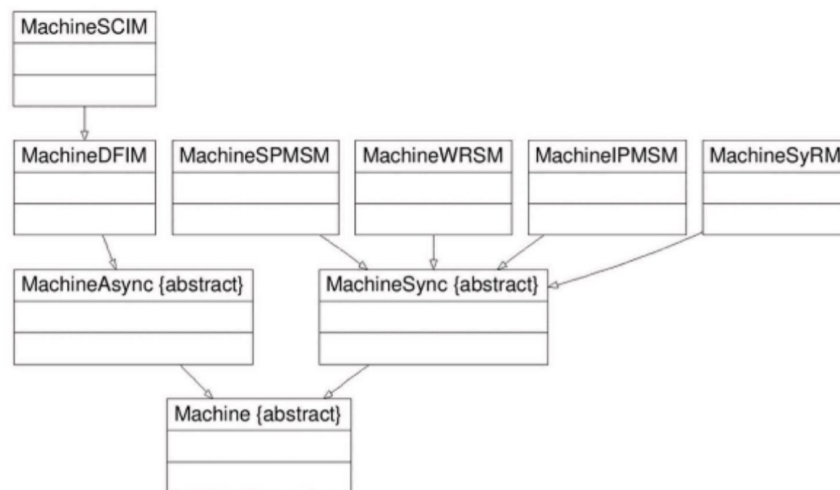


Fig 1.4 Organizzazione delle classi di macchine

La figura 1.4 mostra la relazione tra le classi “Machine”: dal basso (padre == caso generale) verso l'alto (figli == caso particolare). OOP consente di creare un collegamento tra oggetti simili e riutilizzare il lavoro di scripting dei loro metodi per “eredità”: una classe figlia che eredita da una

classe genitore prende tutti i suoi attributi e metodi; si possono quindi definire ulteriori metodi o ridefinire metodi ereditati nella classe figlia.

La classe “Lamination” rappresenta un cilindro base senza magnete né avvolgimento, una laminazione cilindrica liscia. Essa ha due figlie: “LamSlot” (cilindro con fessura sul foro di laminazione) e “LamHole” (un cilindro con fori al suo interno); corrispondono a lamierini con fori vuoti all’interno o fessure vuote lungo il raggio del lamierino, come rappresentato dalla figura 1.5:



Fig 1.5 Oggetto “LamHole” a sinistra, oggetto “LamSlot” a destra

La differenza tra il foro e una fessura: una fessura è sempre aperta, definita dal raggio del foro di laminazione, mentre un foro è di forma chiusa a sé, definita all’interno della laminazione.

Come mostrato in figura 1.6, a loro volta: “LamSlot” ha due figlie, “LamSlotWind” (lamierini con fessure/cave contenenti avvolgimenti) e “LamSlotMag” (lamierini con magneti all’interno delle fessure); “LamHole” ha due figlie, “LamHoleMag” (lamierini con fori contenenti magneti) e “LamHoleWind” (lamierini con avvolgimenti nei suoi fori).

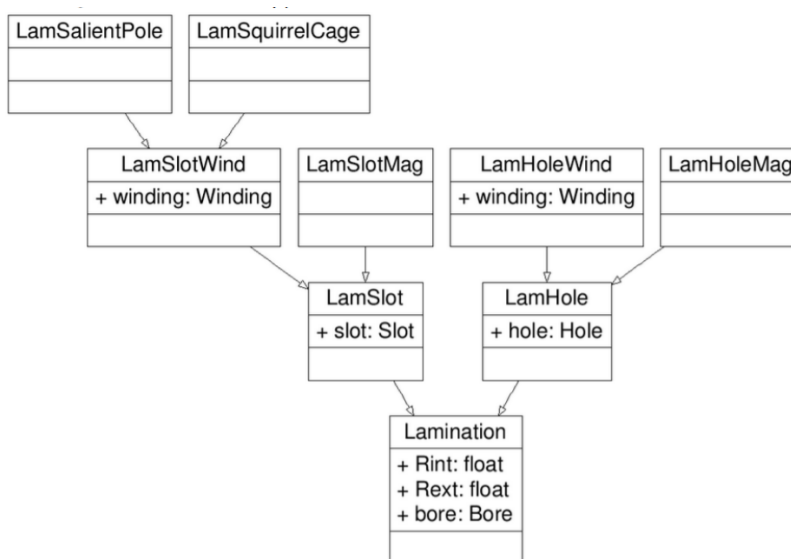


Fig 1.6 Organizzazione delle classi di laminazione

La figura 1.7 rappresenta come vengono organizzate le interfacce “Slots” e “Holes”. Per quanto riguarda quindi le classi “Lamination”, “Slot” e “Hole”, vengono organizzate a seconda che siano destinate a contenere un avvolgimento, un magnete o nulla.

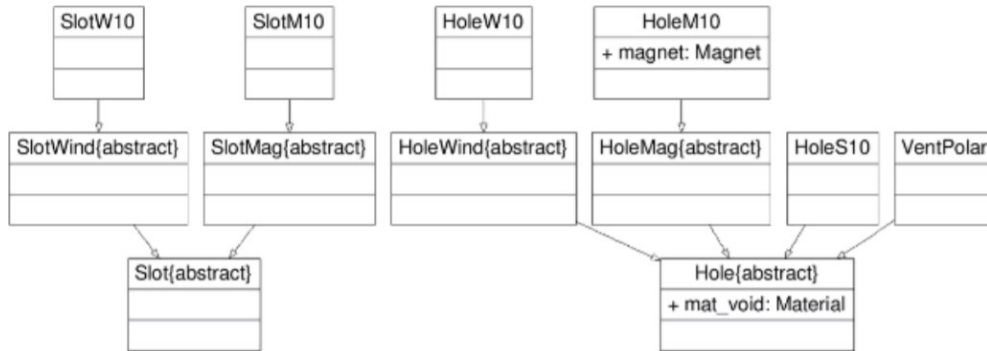


Fig 1.7 Organizzazione delle classi “Slot” e “Hole”

Tale modellatore è organizzato attorno al metodo “**build_geometry**” che restituisce un elenco di oggetti di superficie “Surface” necessari per disegnare l’oggetto. Essi sono definiti da un’etichetta, un punto di riferimento (in coordinate complesse) all’interno della superficie e un elenco di oggetti “Line” corrispondenti ai bordi della superficie; quest’ultimi definiscono diversi modi per passare da un punto all’altro (arco o segmento).

Tale metodo (e i suoi figli: “Slot build_geometry”, “Slot build_geometry”, “LamSlot build_geometry”, “Machine build_geometry”) è implementato negli oggetti “Machine”, “Lamination”, “Slot”. Ogni tipo di slot ha il proprio metodo che restituisce un diverso insieme di linee in base alla sua geometria parametrica. Alcuni metodi includono parametri per la simmetria: per disegnare solo la metà/ un quarto di macchina, Pyleecan ruota/copia solo metà/un quarto della fessura e vengono aggiunte solo la metà/un quarto della prima e dell’ultima linea del raggio del foro. Questo comportamento è adatto per considerare anche oggetti di superficie per avvolgimenti, fori e magneti se necessario. Ciò significa che qualsiasi geometria può essere facilmente tagliata per includere qualsiasi tipo di simmetria a seconda della fisica utilizzata. In questo metodo globale, viene chiamato il metodo di stampa locale di ciascuna parte della macchina, utilizzando i metodi “build_geometry” corrispondenti.

1.3 Gestione comandi grafici

Pyleecan ha metodi di stampa incorporati generici che consentono di tracciare facilmente campi simulati o sperimentali (con conversioni di unità supportate), sovrapposizione di andamenti in tempi diversi (con normalizzazioni disponibili), confrontare sullo stesso grafico un elenco di campi e anche trasformate di Fourier; quest’ultime, descritte dalla Fast Fourier Transform (FFT): è una trasformata, ma di fatto va considerato come un algoritmo. Non è una trasformata indipendente (che

vive di vita propria), ma un procedimento che implementa la Discrete Fourier Transform (DFT) che a sua volta una versione discretizzata e analizzata sul singolo periodo della Discrete Time Fourier Transform (DTFT). Quindi una rappresentazione della vera trasformata di Fourier da poter analizzare in maniera corretta e senza approssimazioni, riducendo la loro numerosità computazionale e quindi il costo, la memoria utilizzata dal processore con stesse prestazioni.

Queste flessibilità sono fornite dal modulo “**SciDataTool**”, che permette la visione dei risultati in grafici in formato 2D, 3D, 4D. Il comando di plot richiede l'asse del campo lungo il quale tracciare, titoli e legende vengono generati automaticamente. Esistono due principali comandi trama, che possono essere applicati a qualsiasi oggetto “DataTime”, “DataFreq” o “VectorField” da tale modulo:

- “plot_2D_Data”: campo in funzione di una dimensione (tempo, angolo, frequenze, numero d'onda, fase);
- “plot_3D_Data”: campo in funzione di due dimensioni;

“SciDataTool” fornisce anche funzioni di grafico generiche, che possono essere utili per formattare facilmente altri grafici o grafici di dati che non sono memorizzati in un oggetto:

- “plot_2D”: grafico in funzione di una dimensione;
- “plot_3D”: grafico in funzione di due dimensioni;
- “plot_4D”: grafico in funzione di tre dimensioni;

L'oggetto d'uscita incorpora diversi grafici per visualizzare i risultati.

1.4 Multi-simulazione

Possibilità di eseguire una multi-simulazione in Pyleecan, definita come un elenco di simulazioni, tutte basate su una simulazione di riferimento con variazioni dei suoi parametri e di aggiungere una nuova topologia (slot/cava/fori, per gli avvolgimenti...) in Pyleecan o risolvere problemi già esistenti, in Open Source su GitHub.

Per definire una multi-simulazione in Pyleecan, prima la simulazione di riferimento deve essere definita come un oggetto “Simulation”. Quindi un oggetto “VarParam” viene impostato per descrivere le proprietà dell'oggetto di simulazione di riferimento; esso definisce come generare l'elenco di simulazione, come parallelizzare (o meno) il calcolo e quali dati raccogliere.

Scegliere quale metodo implementare:

- “build_geometry”: definisce i bordi dello slot;
- “build_geometry_wind”: definisce le superfici per l'avvolgimento;
- “check”: controlla i vincoli dello slot;
- “comp_angle_opening”: calcola l'angolo di apertura della fessura;
- “comp_height”: calcola l'altezza dello slot;
- “comp_height_wind”: calcola l'altezza della parte di avvolgimento;
- “comp_surface”: calcola la superficie dello slot;
- “comp_surface_wind”: calcola la superficie della parte di avvolgimento;

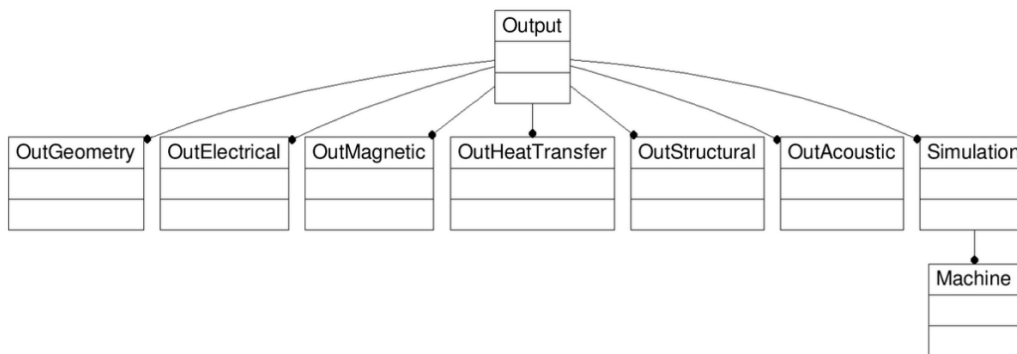


Fig 1.8 Organizzazione della classe di “Output”

La filosofia dell’oggetto “Output”, come si può notare dalla figura 1.8 è quella di contenere tutto ciò che esce dal processo di simulazione, compreso il modo in cui è stata eseguita la simulazione stessa; quindi, l’uscita contiene anche gli ingressi “Machine” e “Simulation”. Il suo obiettivo principale è quello di memorizzare tutti i dati rilevanti per un’ulteriore post-elaborazione, visualizzazione o salvataggio.

1.5 Metodo degli elementi finiti magnetici (FEMM)

Pylecan include un accoppiamento con il software FEMM: Finite Element Method Magnetics; è un pacchetto di elementi finiti scaricabile dal sito <https://www.femm.info/wiki/Download> e disponibile solo su Windows per definire automaticamente una geometria, per la risoluzione di problemi planari e assiali simmetrici 2D nella magnetica e nell’elettrostatica a bassa frequenza.

Lo scopo è definire un problema magnetostatico non lineare, risolverlo e post processarlo per ottenere la distribuzione della densità di flusso magnetico all’interno dell’intera macchina elettrica. Esso viene costruito attorno un modellatore di geometrie e consente di ottenere solo una parte simmetrica della laminazione, come nell’esempio in figura 1.9:

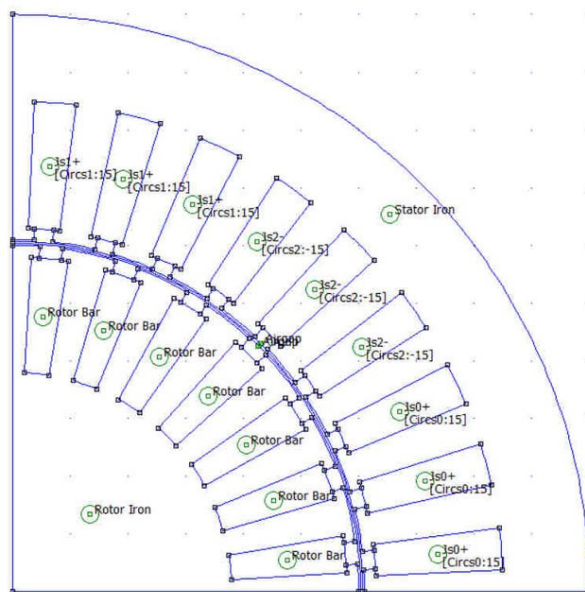


Fig 1.9 Esempio modello FEMM con simmetria ottenibile con Pyleecan

Essa mostra che le simmetrie risultano disponibili in modo nativo nell'accoppiamento FEMM chiamando "build_geometry" con i parametri d'ingresso corretti. In molte macchine elettriche rotanti, la simmetria può essere impiegata per analizzare solo una frazione, piuttosto che l'intera macchina. Può essere particolarmente vantaggioso impiegare la simmetria nei casi in cui devono essere eseguite analisi multiple, ad esempio caratterizzando il collegamento del flusso delle fasi del motore rispetto alla posizione di rotazione. Le condizioni al contorno periodiche incorporate in FEMM consentono proprio questo tipo di analisi. Tuttavia, l'approccio per applicare condizioni al contorno periodiche a questo tipo di problema potrebbe non essere ovvio. Quando si disegnano le linee in FEMM, Pyleecan controlla se la linea ha etichetta che richiede di impostare una condizione al contorno.

I risultati ottenuti in merito al modello ad elementi finiti FEMM (file ".fem") e linee del campo magnetico associate (file ".ans"), relative alle macchine d'interesse simulate vengono riportati poi nel paragrafo 4.7 del quarto capitolo per quanto riguarda la macchina sincrona a riluttanza e nei link associati all'interno dell'appendice A per la macchina sincrona a magneti permanenti e asincrona a doppia alimentazione.

L'accoppiamento GMSH (GNU MESH: generatore di maglie ad elementi finiti) utilizza "build_geometry" per ottenere una superficie che definisce una parte simmetrica della laminazione, la quale viene disegnata, copiata/ruotata per ottenere la laminazione 2D completa e quindi la pila (stack) di laminazione 3D. Se un collaboratore ottimizza una topologia o introduce una nuova funzionalità nel metodo "build_geometry", tutta la comunità di Pyleecan può usarla direttamente senza alcun lavoro aggiuntivo.

Il principio di Pyleecan è quello di consentire all'utente di scegliere tra diversi modelli per calcolare le stesse quantità; al momento i software FEMM e GMSH hanno tale accoppiamento con il software.

CAPITOLO 2

Prerequisiti

2.1 Linguaggio di programmazione

Pyleecan viene sviluppato in **Python**, per tre ragioni principali: è un linguaggio di programmazione, non efficiente come il C++, ma fornisce funzionalità di scripting avanzate che sono utili durante l'esecuzione di calcoli scientifici; è gratuito ed utilizzato molto nella comunità scientifica; potente, diretto e facile da interpretare. Presenta come logo un pitone, rappresentato dalla figura 2.1 sottostante.



Fig 2.1 Logo Python

Ha strutture dati efficienti di alto livello e un approccio semplice ma efficace per la programmazione orientata agli oggetti. L'elegante sintassi e la digitazione dinamica di Python, insieme alla sua natura interpretata, lo rendono un linguaggio ideale per lo scripting e lo sviluppo rapido di applicazioni in molte aree sulla maggior parte delle piattaforme in commercio. È stato scelto per essere aggiornato con gli ultimi sviluppi del linguaggio, dei suoi pacchetti principali, l'utilizzo della GUI e così da non incorrere ad eventuali errori. Per installare l'ultima versione di Python, una volta scaricato il programma di installazione dal sito, è necessario eseguirlo e seguire le semplici istruzioni.

2.2 Creazione della variabile d'ambiente

Successivamente è necessario installare **Anaconda**: un gestore di variabili d'ambiente (environments) e di distribuzione pacchetti Python strettamente connessi come da figura 2.2. Una volta installato dal sito, lo si lancia dal menu start di Windows scrivendo "AnacondaPrompt". Così da procedere con la

creazione dell'environment "pyleecan_env" digitando il seguente comando rivolto al sistema operativo:

```
conda create -n pyleecan_env python=3.8
```

e l'attivazione della variabile stessa, con:

```
conda activate pyleecan_env
```



Fig 2.2 Relazione tra software

Pyleecan utilizzerà altri pacchetti scientifici Python come "NumPy" (libreria che fornisce un oggetto array multidimensionale, per il calcolo scientifico), "Matplotlib" (libreria per la creazione di grafici), ecc... Per installare questi pacchetti risulta conveniente usare **pip**: un gestore di pacchetti Python, già installato con quest'ultimo. Di seguito è possibile trovare elencati tutti i pacchetti utilizzati:

- ddt
- pytest
- definitions
- cloudpickle
- numpy
- scipy
- matplotlib
- pyfemm
- mock
- gmsh-sdk
- pandas
- PySide2
- Xlrd
- deap
- SciDataTool
- pyvista
- meshio
- h5py

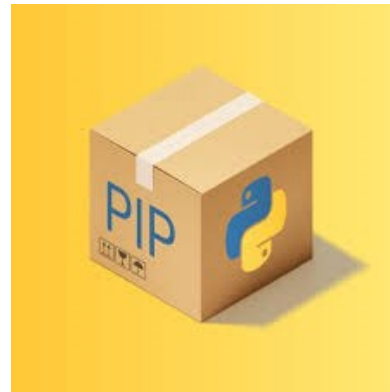


Fig 2.3 Pacchetti Python

Per installare tutti questi pacchetti, bisogna copiarli in un file di testo (requirements.txt), inserirlo nella cartella della variabile ed infine installarli sul "AnacondaPrompt" digitando:

```
python -m pip install -r requirements.txt
```

OSS: Se vengono visualizzati messaggi relativi al non ritrovamento del file, è possibile rimediare eseguendo precedentemente la seguente riga di codice:

```
pip freeze > requirements.txt
```

per l'installazione dei pacchetti d'interesse senza errori.

2.3 Ambiente di sviluppo (IDE)

Il prossimo strumento necessario è un IDE (Integrated Development Environment) sul quale poter scrivere il nostro codice: **PyCharm**, il cui logo viene riportato in figura 2.4. È un ambiente di sviluppo integrato Python dedicato che fornisce una vasta gamma di strumenti essenziali per gli sviluppatori, strettamente integrati per creare un ambiente conveniente per lo sviluppo produttivo di Python.



Fig 2.4 Logo PyCharm

Esso supporta la creazione di ambienti virtuali per Python con Anaconda e per l'appunto prima di avviare la GUI, è necessario impostare la variabile d'ambiente. Il percorso nel mio caso è

`C:\Users\jacop\Anaconda3\envs\pyleecan_env\Lib\sitepackages\PySide2\plugins\platforms`

inserito attraverso: Sistema => Impostazioni di sistema avanzate => Variabili d'ambiente => Variabili di sistema => Nuova; come mostrato in figura 2.5.

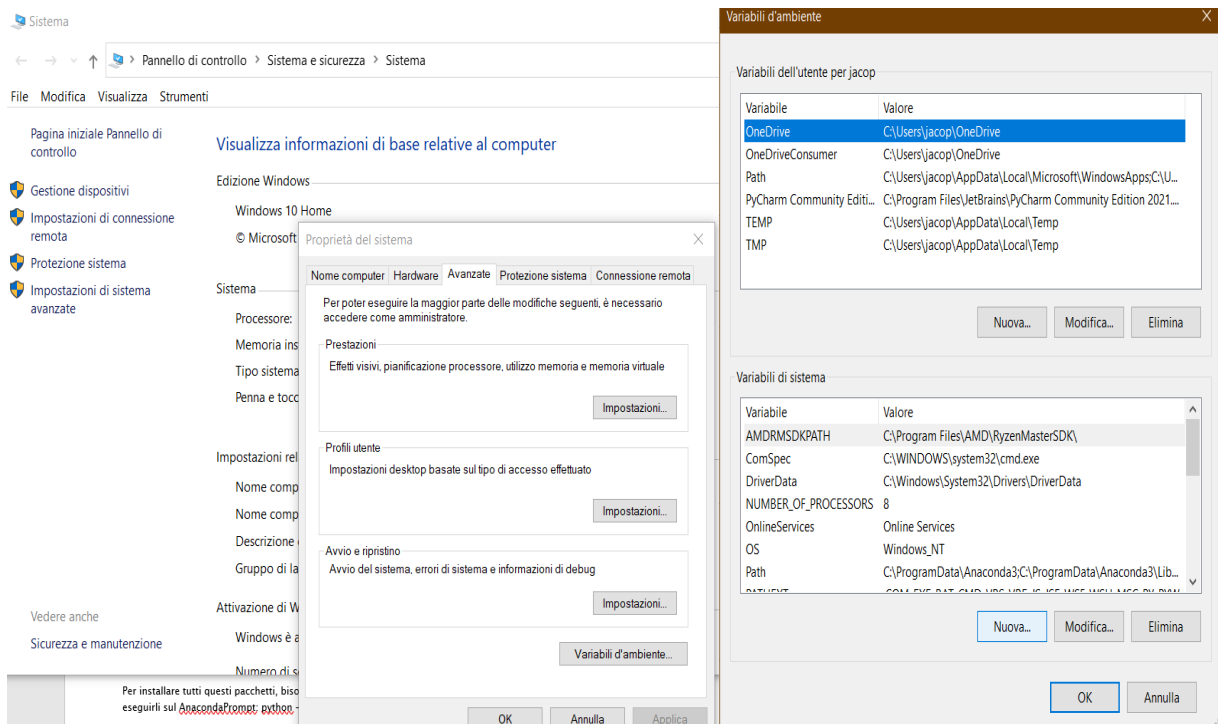


Fig 2.5 Impostazione della variabile d'ambiente

Successivamente seguendo come riferimento le figure 2.6 e 2.7, su PyCharm premere la combinazione di tasti Ctrl+Alt+S per aprire le Impostazioni/Preferenze del progetto e proseguire su Progetto <nome progetto> | Interprete di Python e scegliere: add (aggiungi). Di conseguenza, selezionare Conda Environment => New Environment

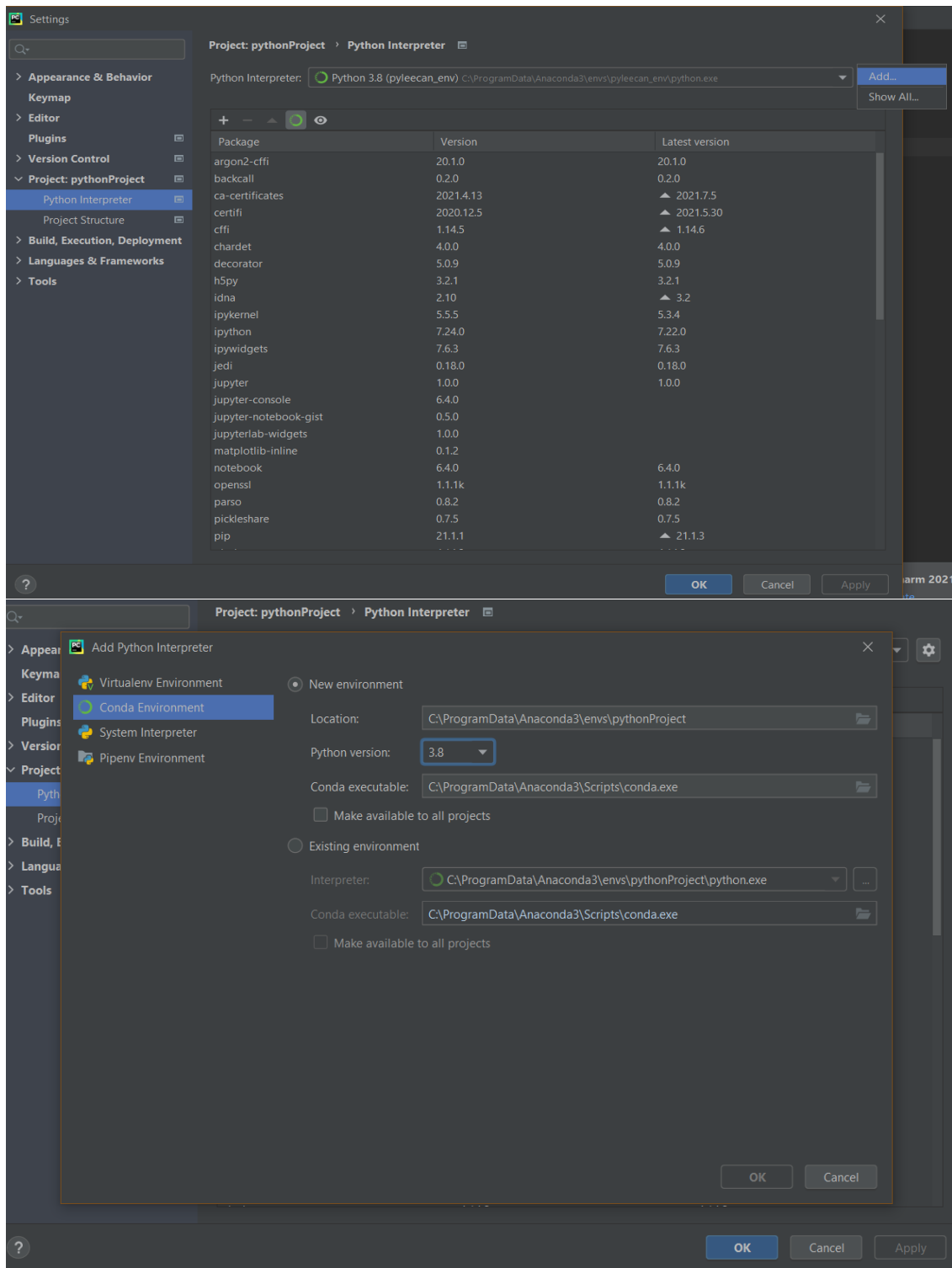


Fig 2.6 & Fig 2.7 Impostazione dell'interprete Python

2.4 Installazione & Avvio

La successiva riga di comando installerà Pyleecan sul computer, insieme a tutte le dipendenze necessarie:

```
pip install pyleecan
```

Per lanciare la GUI, il comando corretto è:

```
python -m pyleecan
```

Dopo qualche secondo, verrà aperta automaticamente la schermata mostrata in figura 2.8:

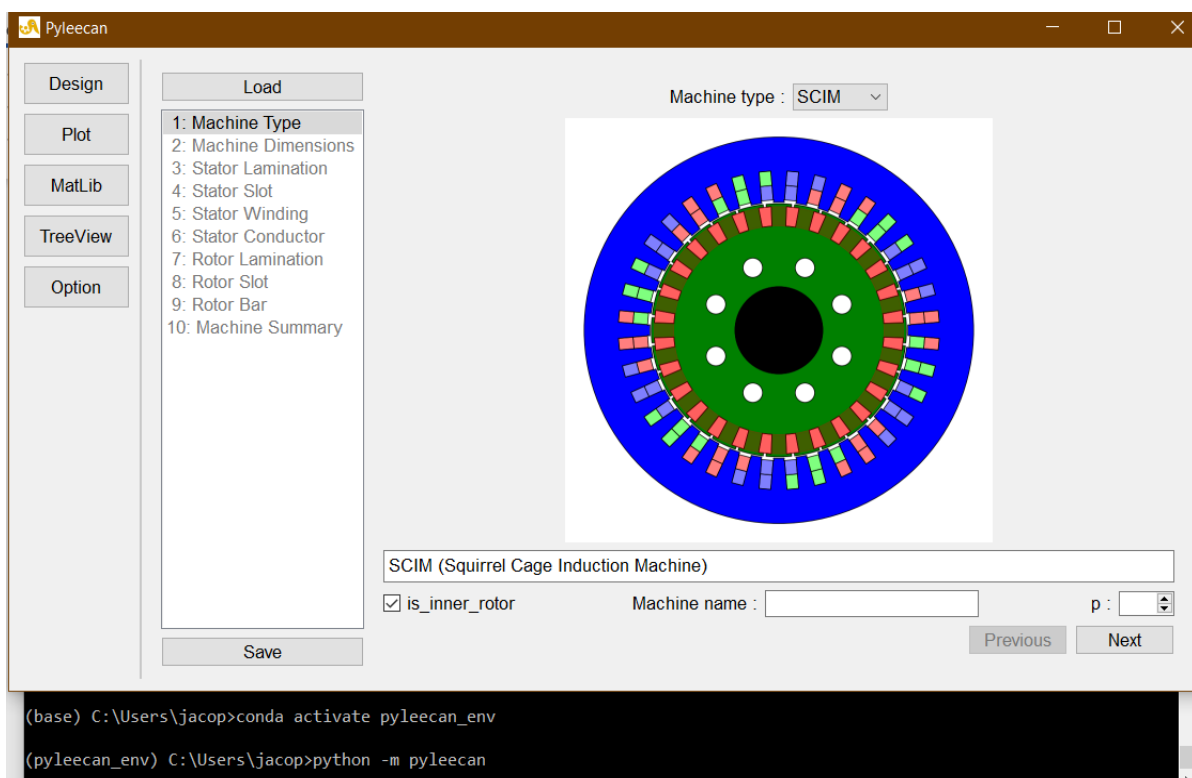


Fig 2.8 Prima schermata della GUI di Pyleecan

È possibile finalmente lanciare alcuni test per verificare che tutto funzioni correttamente:

```
python -m pytest -m "not long"
```

Tale comando potrebbe fallire a causa della mancanza di permessi ad alcune cartelle anche se lancia la console con i privilegi di amministratore. Non è un problema, il tutto funziona correttamente.

OSS: Personalmente parlando, procedendo in maniera empirica, ho inizialmente cercato di scaricare Pyleecan utilizzando il normale Prompt dei Comandi (CMD) offerto da Windows. Dopo due settimane di svariati tentativi e fallimenti con lunghe ore di attesa, sono stato costretto a chiedere aiuto al professor Squartini, il quale mi ha interfacciato con il professor Principi che a sua volta mi

ha risolto il problema indirizzandomi verso la procedura sopra citata e risolvendo i miei eventuali dubbi nel proseguimento della stesura della tesi.

2.5 Interfaccia utente grafica (GUI)

Pyleecan gestisce la modellazione geometrica delle principali macchine a flusso radiale 2D, i cui esempi di modelli vengono riportati in figura 2.9, come:

- macchine sincrone a magneti permanenti superficiali o interni (SPMSM, IPMSM);
- macchine sincrone a riluttanza (SynRM);
- macchine sincrone a rotore avvolto e macchine sincrone a poli salienti (WSRM);
- macchine ad induzione a gabbia di scoiattolo e a doppia alimentazione (SCIM, DFIM);
- macchine a riluttanza commutata (SRM);

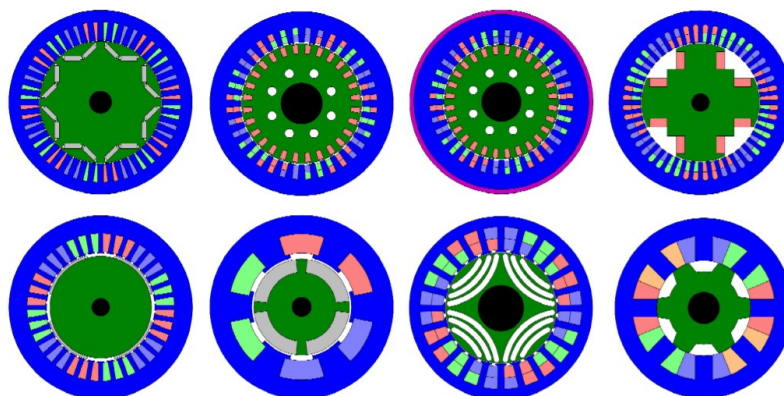


Fig 2.9 Esempi di topologie di macchine modellate con Pyleecan

Ogni macchina elettrica definita in Pyleecan può essere disegnata automaticamente in FEMM per calcolare la coppia, il flusso del traferro e la forza elettromotrice; può essere definita direttamente nello script Python, oppure utilizzando l'interfaccia utente grafica (GUI) che consente l'interazione uomo-macchina. Quest'ultima permette di caricare o definire passo per passo in modo intuitivo tutte le caratteristiche della macchina quali:

- topologia e dimensioni;
- materiali costitutivi;
- avvolgimento;

Ogni parametro è spiegato da una schermata descrittiva (tooltip) e la macchina può essere visualizzata in anteprima in ogni fase del progetto. In base alla tipologia scelta cambia ovviamente l'interfaccia e le caratteristiche tecniche, quindi gli ingressi geometrici da inserire.

Di seguito viene riportato un esempio di rappresentazione dell'interfaccia grafica, descritta per il design della tipologia di macchina di riferimento alla tesi: ***Sincrona a riluttanza***.

Analizzando la figura 2.10, partendo dalla sinistra troviamo cinque opzioni sulle quali poter lavorare:



Fig 2.10 Inizio progettazione della macchina

- La prima viene denominata DESIGN: Fase di progettazione macchina elettrica. A sua volta suddiviso in:

1: Machine Type =>

Scelta del tipo di macchina, del numero di coppie polari, rotore esterno o interno e scelta del nome. Possibilità di caricare una macchina. “.json” e quindi riprogettarla.

2: Machine Dimensions =>

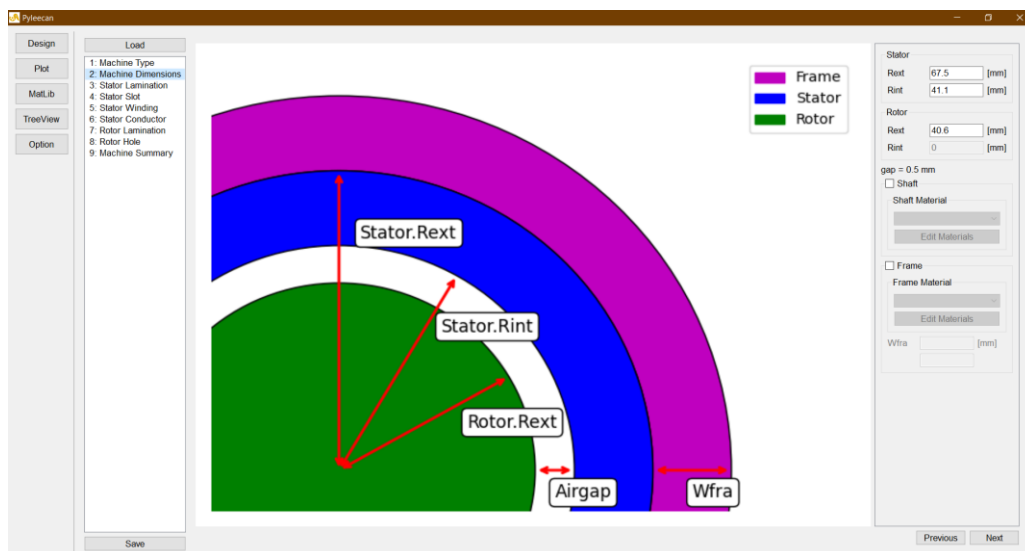


Fig 2.11 Impostazione delle dimensioni della macchina

Inserimento parametri geometrici raccolti da articoli scientifici che si avvicinassero alle caratteristiche volute: raggi interni ed esterni sia del rotore che dello statore; larghezza del traferro

meccanico (distanza tra il raggio del foro dello statore e il raggio del foro del rotore); materiale dell'albero e telaio se richiesto, come mostrato in figura 2.11.

3: Stator Lamination: =>

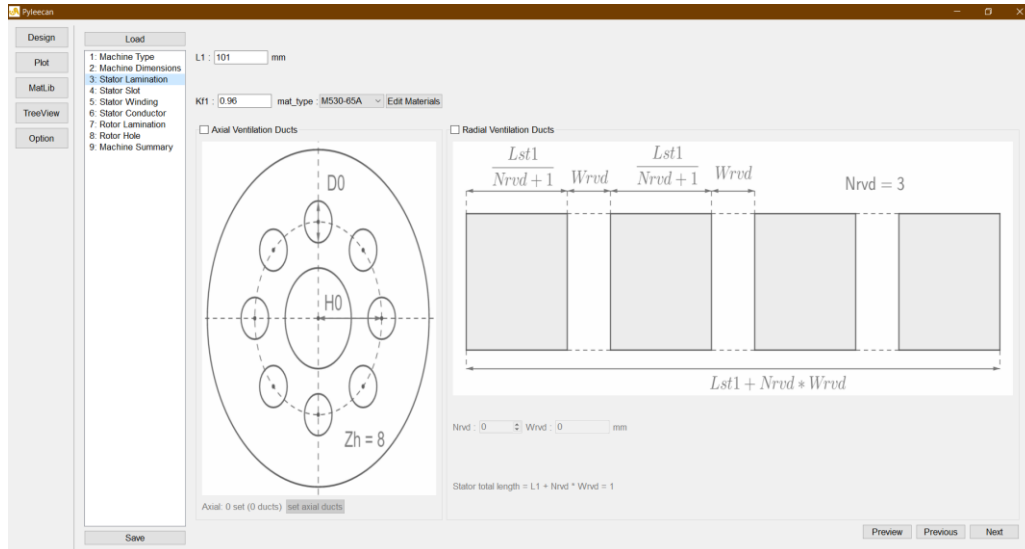


Fig 2.12 Impostazione della laminazione dello statore

In merito allo statore, dalla figura 2.12 è possibile notare i diversi ingressi da inserire:

L1, lunghezza attiva del pacco di lamelle senza condotti di ventilazione radiali ma comprensivi di strati isolanti tra i fogli di laminazione;

Kf1, impilamento della laminazione / fattore di imballaggio e scelta del tipo di materiale;

con possibilità di inserimento dei condotti di ventilazione assiali o radiali.

4: Stator Slot =>

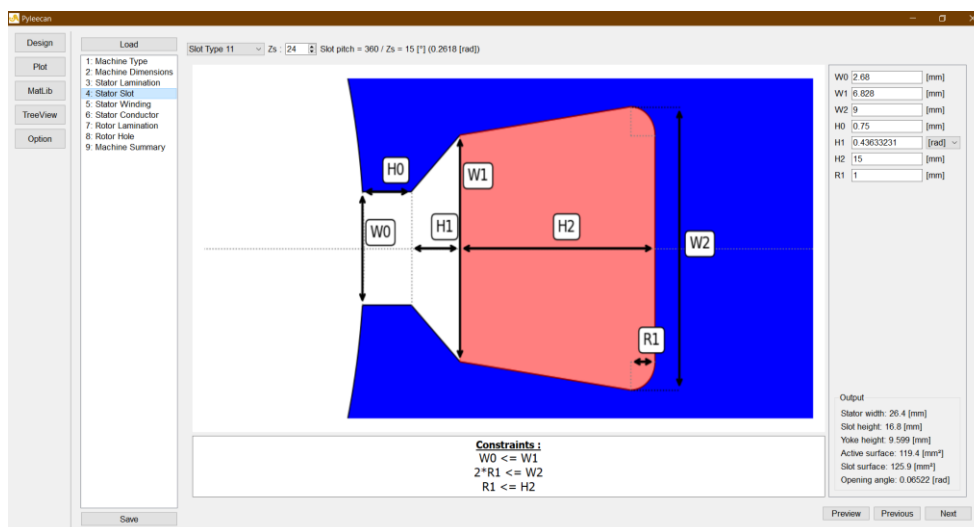


Fig 2.13 Impostazione slot statore

Si procede con la scelta del tipo di slot tra quelli proposti da Pyleecan, ognuno con le proprie caratteristiche geometriche da inserire e costrizioni da rispettare, altrimenti il tutto non funzionerà a priori. In figura 2.13 viene mostrata la schermata di settaggio fessure dello statore, nello specifico:

Z_s , indica il numero di slot dello statore \Rightarrow Passo dello slot: $360/Z_s$ [$^\circ$ o rad]

Come uscite si ottengono: larghezza dello statore, altezza della fessura/slot, altezza del giogo, superficie attiva, superficie della fessura e angolo di apertura.

5: Stator Winding \Rightarrow

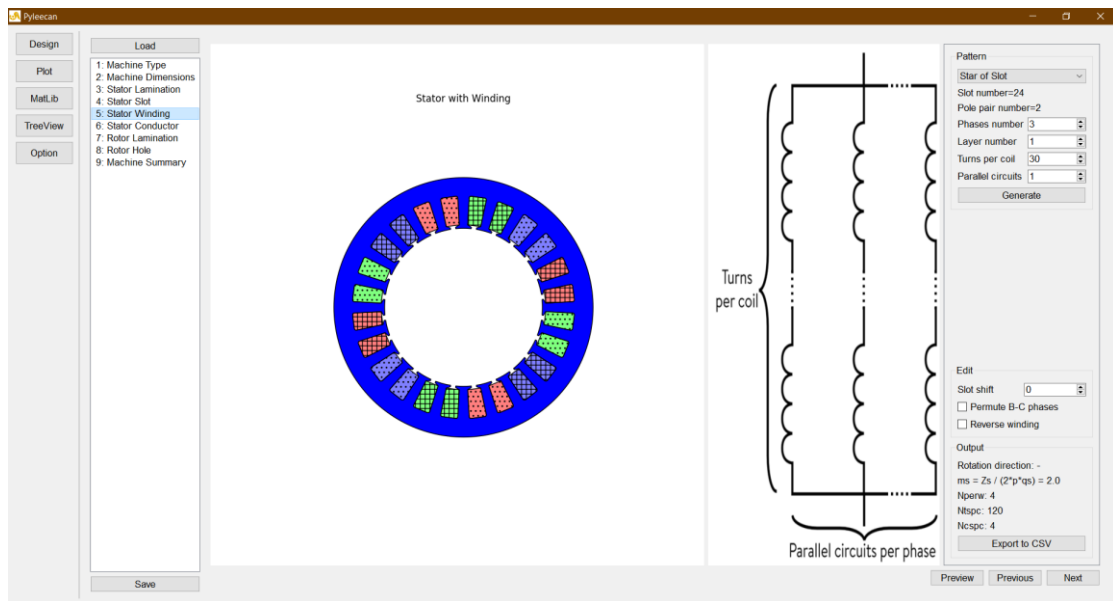


Fig 2.14 Impostazione dell'avvolgimento dello statore

Definizione del modello: stella dello slot per la creazione o definito già dall'utente. Vengono ritrovati valori già definiti come il numero di slot e numero coppie polari e vaoluri da inserire come il muero di fasi ($q_s = 3$), numero di strati (se più di 1, si definisce il passo della bobina), numero di giri per bobina, circuiti paralleli per fase (m_s); dopo di che si clicca \Rightarrow Generate. E' possibile modificare lo spostamento di slot, permutare le fasi B-C e selezionare l'avvolgimento inverso.

Come uscite, Pyleecan ci da la direzione di rotazione in .senso orario o antiorario (+/-); $m_s = Z_s / (2p * q_s)$; N_{perw} (periodicità dell'avvolgimento); N_{tspc} (numero di avvolgimenti in serie per ogni fase); N_{cspc} (numero di bobine in serie per ogni circuito parallelo) Cliccare poi \Rightarrow Export to CSV e Previw. Come mostrato in figura 2.14.

6: Stator Conductor =>

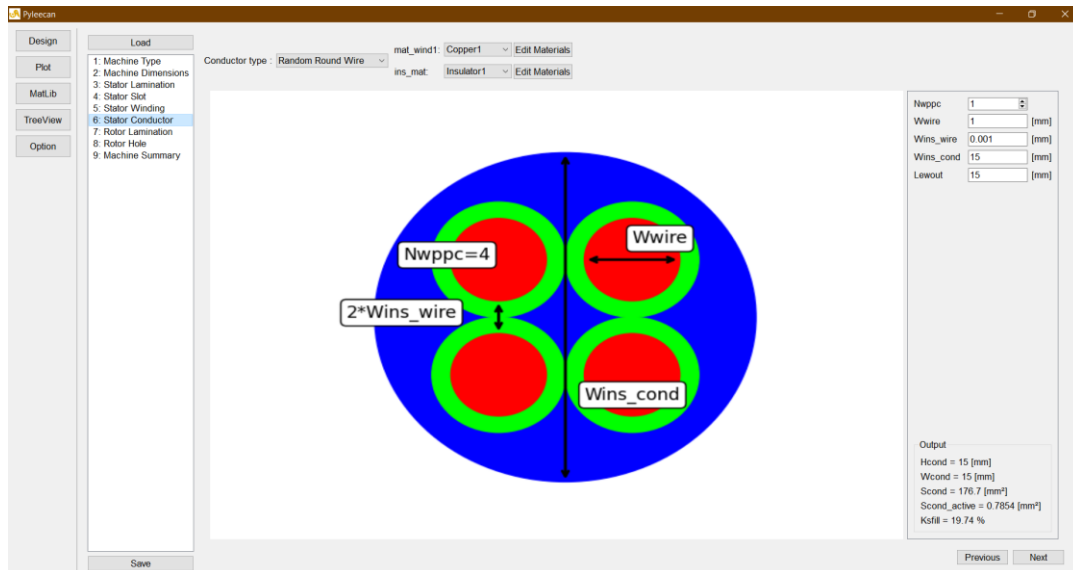


Fig. 2.15 Scelta del tipo di conduttore

La figura 2.15 evidenzia la scelta del tipo di conduttore: preformato rettangolare oppure filo tondo casuale. In entrambi i casi, scelto il tipo di materiale, si inseriranno gli ingressi richiesti come il numero di avvolgimenti di fili casuali, tangenziali oppure radiali in parallelo per ogni bobina, diametro di un singolo filo con e senza isolante. In uscita si ottengono i valori di altezza, lunghezza e superficie.

Di seguito vengono presentate le interfacce grafiche relative al rotore:

7: Rotor Lamination =>

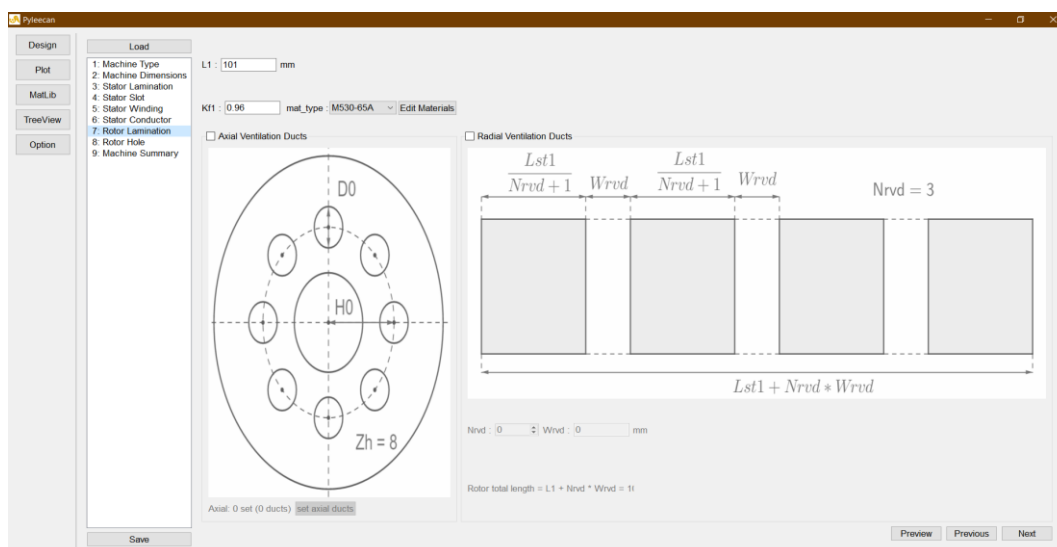


Fig 2.16 Impostazione del conduttore del rotore

8: Rotor Hole => Dalla figura 2.17 si procede con la scelta del tipo di foro.

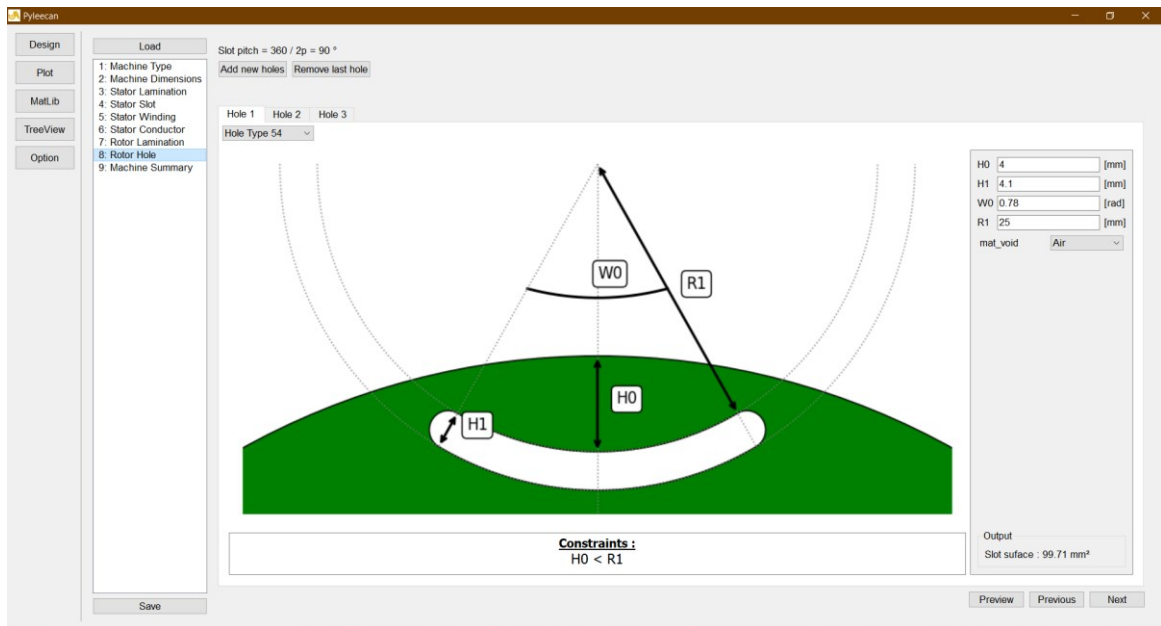


Fig 2.17 Impostazione dei fori del rotore

Il termine Slot pitch, indica il passo della fessura = $360/2p$; possibilità di aggiungere o rimuovere fori; Inserimento in ingresso dei parametri geometrici e scelta materiale, ottenendo come uscita la superficie dello slot [mm²].

11: Machine Summary =>

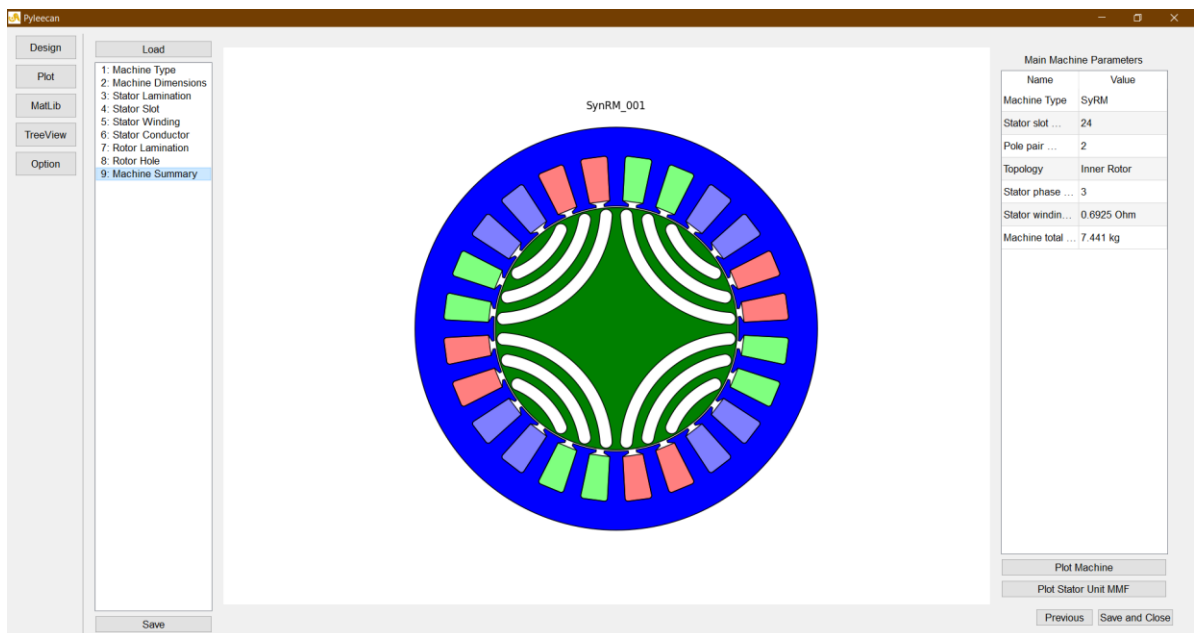


Fig 2.18 Vista di riepilogo della macchina

Infine, si ottiene un resoconto finale della macchina ottenuta prima di salvarla, dalla figura 2.18 si notano le colonne “Name” e “Value” che mettono in evidenza le caratteristiche principali della macchina.

- Ritornando alla schermata iniziale, la seconda opzione è dedicata al PLOT come raffigurato in figura 2.19: grafico del modello della macchina.

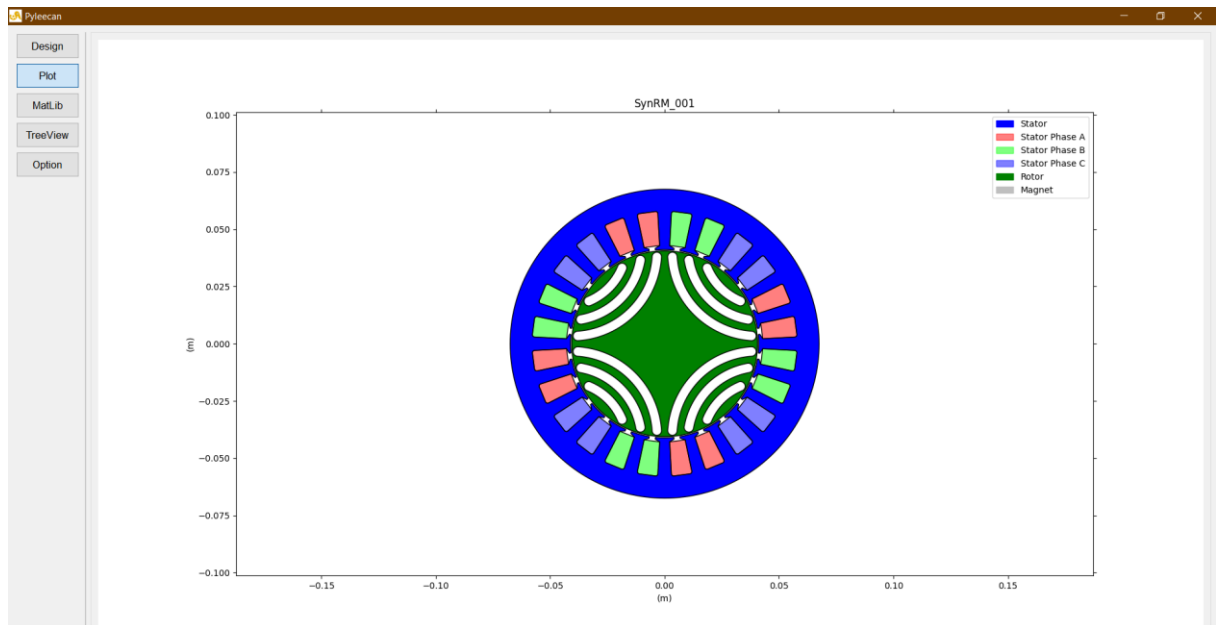


Fig 2.19 Grafico del modello della macchina

- La terza è intitolata MATLIB e rappresentata dalla figura 2.20: Libreria dei materiali e Proprietà.

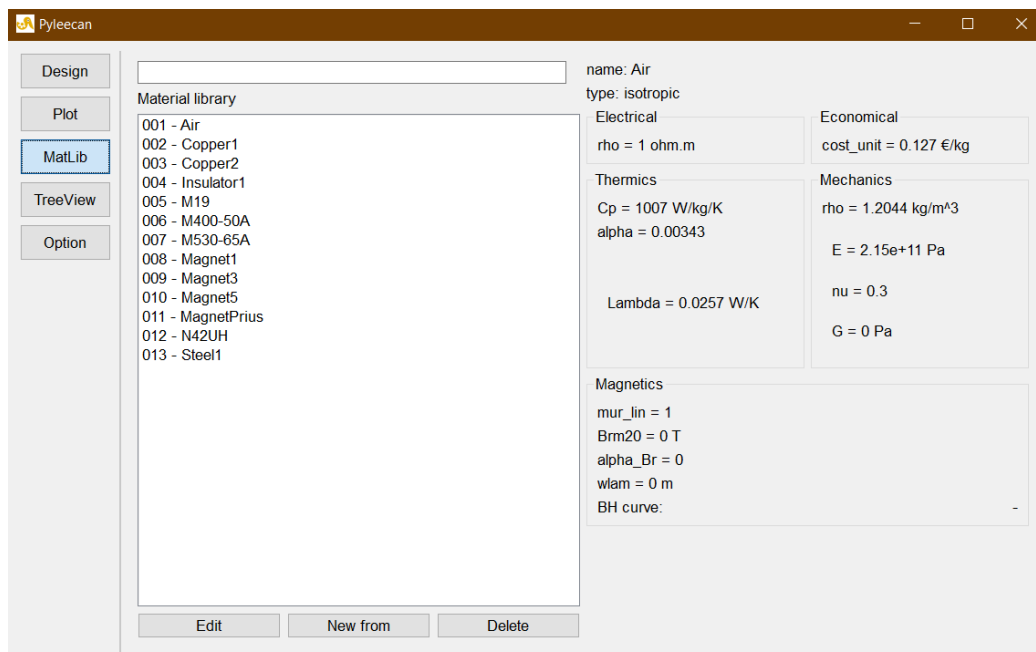
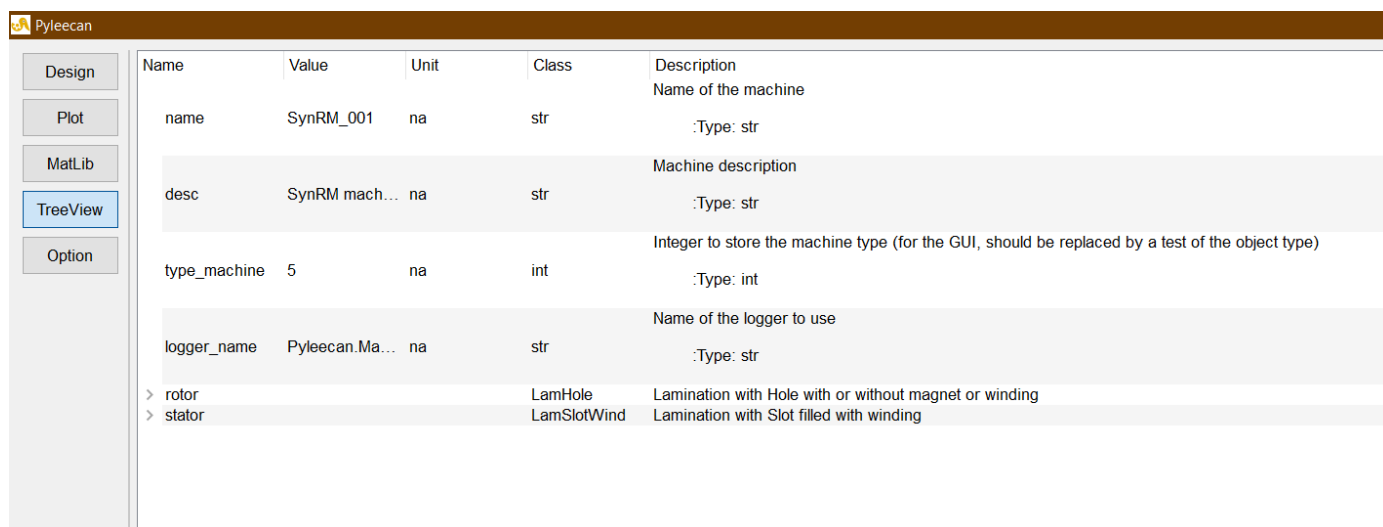


Fig 2.20 Libreria dei materiali e proprietà

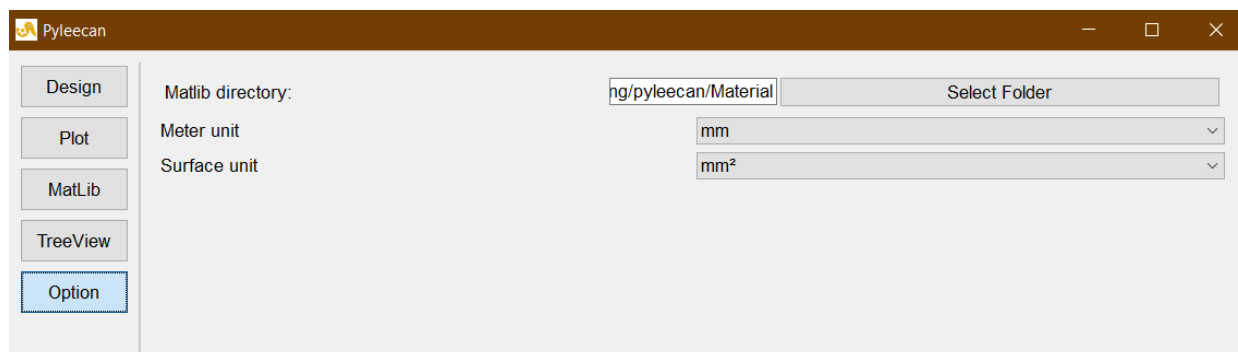
- La quarta opzione è dedicata al TREEVIEW in figura 2.21:



| Name | Value | Unit | Class | Description |
|--------------|----------------|------|-------------|--|
| name | SynRM_001 | na | str | Name of the machine :Type: str |
| desc | SynRM mach... | na | str | Machine description :Type: str |
| type_machine | 5 | na | int | Integer to store the machine type (for the GUI, should be replaced by a test of the object type) :Type: int |
| logger_name | Pyleecan.Ma... | na | str | Name of the logger to use :Type: str |
| > rotor | | | LamHole | Lamination with Hole with or without magnet or winding |
| > stator | | | LamSlotWind | Lamination with Slot filled with winding |

Fig 2.21 Descrizione oggetto

- L'ultima scheda è OPTION mostrata in figura 2.22, dove è possibile selezionare la cartella e unità di misura.



Matlib directory:

Meter unit:

Surface unit:

Fig 2.22 Directory di scelta e unità di misura

I percorsi sui quali lavorare per eseguire vari tentativi di progettazione macchina sono

- *C:\ProgramData\Anaconda3\envs\pyleecan_env\Lib\site-packages\pyleecan\Data\Machine:* cartella di varie macchine, dalla quale l'opportuno codice in PyCharm associato estrae il file json interessato e così proseguire con la simulazione;
- *C:\Users\jacop\AppData\Roaming\pyleecan\Machine:* cartella finale dell'insieme di macchine progettate con Pyleecan;

CAPITOLO 3

Principi e leggi generali

Prima di impostare la simulazione vera e propria della macchina sincrona a riluttanza ed osservarne i relativi risultati di Pylecan, si riportano gli argomenti teorici così da poterci eseguire confronti, osservazioni ed approfondimenti.

3.1 Introduzione

L'*elettrotecnica* la si può intendere come l'analisi dei fenomeni elettro-magnetici: interazione di avvolgimenti elettrici in presenza di materiali magnetici in condizione statiche e dinamiche, quindi trasformazioni elettromagnetiche-meccaniche e viceversa (funzionamento da motore e da generatore). Si occupa della produzione, trasporto, distribuzione ed utilizzazione dell'energia elettrica nei vari campi d'impiego seguendo leggi fondamentali che permettono di comprendere il funzionamento di tutte le apparecchiature usate nella progettazione di impianti elettrici.

Nozioni Fondamentali:

Una corrente elettrica percorrendo un conduttore, come mostrato in figura 3.1, oltre a produrre un effetto termico di Joule, produce

- un'azione magnetica a distanza su un'altra corrente o su un ago magnetico;
- una forza elettromotrice (f.e.m) indotta in un circuito separato ogni qual volta sussiste una variazione del flusso magnetico;

L'agente fisico attraverso il quale la corrente trasmette la sua azione a distanza sarà chiamato *campo magnetico* H , si può dunque concludere la corrente elettrica ed il campo magnetico rappresentano una stessa realtà fisica.

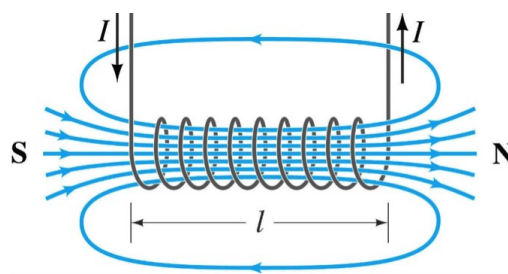


Fig 3.1 Fenomeni elettro-magnetici

Sperimentazione pratica e basilare, su cui si basano questi fenomeni elettromagnetici è la *legge di Faraday-Lenz*, descritta dalla figura 3.2: una variazione del campo magnetico concatenato con un circuito elettrico induce in questo una forza elettromotrice la cui intensità massima è tanto più grande quanto maggiore è l'entità e la velocità di variazione. L'esperienza mostra che il verso di tale f.e.m. indotta è tale da produrre nella spira chiusa una corrente che a sua volta genererà un campo magnetico di senso contrario alla variazione del campo induttore.

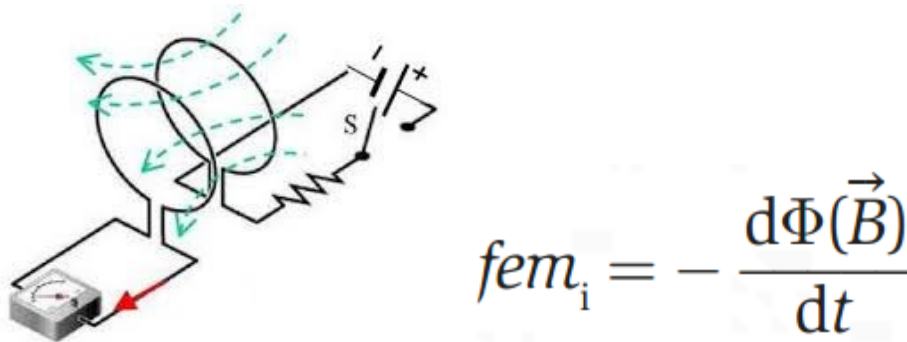


Fig 3.2 Legge di Faraday-Lenz

La conoscenza della forma, della natura e delle sollecitazioni rende possibile l'individuazione delle grandezze che definiscono il campo magnetico in ogni punto della regione, ovvero il campo magnetico \vec{H} e quindi anche l'induzione magnetica \vec{B} (nota la relazione $B = \mu_0 \cdot H$, con costante di proporzionalità la permeabilità magnetica nel vuoto): funzioni del punto e del tempo, legate tramite le **equazioni di Maxwell** ai vettori campo elettrico \vec{E} ed ovviamente all'induzione elettrica \vec{D} associata (nota la relazione $D = \epsilon_0 \cdot E$, con costante di proporzionalità la costante dielettrica nel vuoto)

$$\text{rot } \vec{E} = \nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

$$\text{rot } \vec{H} = \nabla \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$$

$$\text{div } \vec{D} = \nabla \cdot \vec{D} = \rho$$

$$\text{div } \vec{B} = \nabla \cdot \vec{B} = 0$$

In base alla concezione della materia, gli elettroni muovendosi negli spazi atomici e molecolari danno luogo a due effetti magnetici diversi:

- Nel moto lungo le proprie orbite originano una azione magnetica orbitale;
- Nel moto di rotazione su stessi originano una azione magnetica di spin (momento angolare intrinseco);

Tali azioni, per ciascuna molecola, si sommano dando origine ad un'azione risultante assimilabile ad una corrente molecolare equivalente (diversa a seconda del tipo di materiale). Quando la materia non

è investita da alcun campo magnetico esterno, dal punto di vista microscopico i piani delle correnti molecolari equivalenti sono orientati in tutte le direzioni fornendo un effetto risultante nullo; al contrario, in presenza di un campo magnetizzante esterno, tali correnti acquistano un orientamento fornendo un'azione magnetica macroscopica diversa da zero: **polarizzazione magnetica della materia**, la quale avviene secondo due meccanismi diversi:

- “Precessione di Larmor”: il campo magnetico esterno determina un'alterazione del moto orbitale degli elettroni con effetto risultante di senso opposto al campo magnetizzante e tendente quindi a ridurre l'entità del campo esterno. Tutti i materiali sono sede di tale fenomeno, con effetti di piccola entità e difficilmente misurabili;
- “Polarizzazione per orientamento”: il campo magnetico esterno tende ad orientare le correnti molecolari equivalenti secondo la propria direzione producendo un effetto magnetico risultante concorde con il campo induttore che aumenta fino a raggiungere la saturazione magnetica. Tale entità prevale rispetto all'effetto di Larmor, pur presente, per cui globalmente si magnetizzano nello stesso senso del campo induttore;

Successivamente viene indicato con H il valore del campo magnetico induttore esterno e con H_p il valore del campo magnetico di polarizzazione che nasce per orientamento all'interno del materiale; nello spazio vuoto intramolecolare i due campi si sommeranno dando origine ad un campo risultante $H_{ris} = H + H_p$. Si può pensare che il campo magnetico esterno H dia origine nel materiale ad un'induzione B , legata al valore del campo per mezzo della permeabilità magnetica del materiale μ , dando quindi origine ad un'induzione: $B = \mu_0 \cdot H_{ris} = \mu_0 \cdot (H + H_p)$, con $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m] valore costante della permeabilità magnetica nel vuoto.

Confrontando le due espressioni di B si ricava

$$\mu \cdot H = \mu_0 (H + H_p) \Rightarrow H_p = ((\mu - \mu_0) / \mu_0) \cdot H$$

La quantità $\chi_m = (\mu - \mu_0) / \mu_0$ prende il nome di *suscettività magnetica*: costante di proporzionalità adimensionale che quantifica il grado di polarizzazione magnetica del materiale in seguito all'applicazione di un campo magnetico; da essa si può ricavare:

$$\mu = \mu_0 (1 + \chi_m): \text{Permeabilità magnetica del mezzo};$$

$$\mu_r = 1 + \chi_m: \text{Permeabilità magnetica relativa e viceversa } \chi_m = \mu_r - 1;$$

Per ipotesi, mezzo isotropo (stesse proprietà in tutte le direzioni) si ottiene $B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H$

Classificazione dei materiali:

- **Diamagnetici**: hanno correnti molecolari equivalenti mediamente nulle quindi subiscono soltanto la precessione di Larmor: Rame, Argento, Vetro, Acqua $\chi_m < 0$, $\mu_r < 1$, $\mu < \mu_0$;
- **Paramagnetici**: hanno correnti molecolari equivalenti mediamente non nulle che tendono ad orientarsi nella direzione del campo magnetizzante annullando, essendo maggiori, l'effetto

Larmor sempre presente generando così un campo risultante maggiore di quello induttore:
Alluminio, Platino, Ebanite $\chi_m > 0$, $\mu_r > 1$, $\mu > \mu_o$;

- **Ferromagnetici:** si polarizzano per orientamento come i paramagnetici ma con campi interni di polarizzazione intensissimi: Ferro, Cobalto, Nichel ed alcune loro leghe. $\chi_m \gg 0$, $\mu_r \gg 1$, $\mu \gg \mu_o$

Quest'ultimi hanno la proprietà di magnetizzarsi molto intensamente sotto l'azione di un campo magnetico esterno e di restare a lungo magnetizzati quando il campo si annulla, diventando così magneti. Presentano una suscettività magnetica e quindi una permeabilità magnetica che sono: molto grandi, funzioni della temperatura, variano entro ampi limiti in funzione del campo induttore, dipendono dai trattamenti meccanici, termici e magnetici precedenti. Questo comportamento si pensa sia dovuta alla presenza in tali materiali di microzone chiamate "domini di Weiss" al cui interno le molecole presentano un medesimo orientamento magnetico anche in assenza di un campo induttore. In condizioni normali i domini sono orientati in modo disordinato per cui la polarizzazione è mediamente nulla. In presenza di un campo magnetizzante tali tendono ad orientarsi nella direzione del campo esaltando l'effetto di questo e quindi la relativa induzione B; aumentando gradualmente il campo induttore il fenomeno d'orientamento dei domini non avviene con continuità ma a scatti fino a raggiungere l'orientamento totale cioè la saturazione. In fase di riduzione del campo induttore, lo scatto non avviene per i medesimi valori incontrati durante l'aumento ma con un certo ritardo, per cui la curva di magnetizzazione in discesa ha un certo ritardo anzi, annullato il campo induttore, il materiale manterrà una certa induzione residua B_R ; per annullarla bisogna invertire il campo magnetizzante e il valore del campo inverso necessario per farlo prende il nome di Campo Coercitivo H_c .

Misurando sperimentalmente in un provino di materiale ferromagnetico, inizialmente del tutto smagnetizzato, i valori di B al variare di H da zero fino ad un valore massimo H_M si può tracciare la curva di prima magnetizzazione che ha l'andamento di figura 3.3. Riducendo, a partire del valore di H_M , il campo fino a zero e quindi invertendone il verso per farlo poi aumentare con valori negativi fino a $-H_M$ si noterà che l'induzione raggiungerà un valore $-B_M$ esattamente uguale in valore assoluto, ma di segno contrario, a quello raggiunto in corrispondenza di $+H_M$. Riportando infine il valore del campo a $+H_M$ l'induzione ritornerà al valore di $+B_M$ con un andamento simmetrico rispetto l'origine degli assi.

Il ciclo così ottenuto prende il nome di *ciclo d'isteresi*.

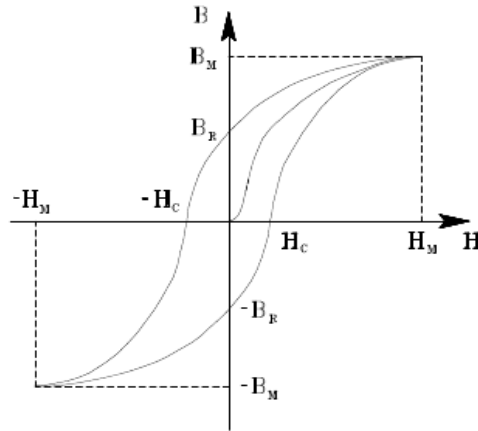


Fig 3.3 Ciclo di Isteresi

A seconda della natura del materiale ferromagnetico in esame, cioè del tipo di lega, il ciclo di isteresi può assumere varie forme con valori di induzione residua e campo coercitivo molto diversi.

Rilevando per un certo provino una serie di cicli d'isteresi simmetrici e concentrici con valori crescenti di H_M , il luogo dei punti estremi (H_M, B_M) prende il nome di curva di magnetizzazione normale. L'andamento della curva di prima magnetizzazione e di quella di magnetizzazione normale, conferma che la permeabilità μ non è costante ma varia in funzione del valore di H o di B . Tenendo presente che in ogni punto risulta $\mu = B/H = \text{tg}(\alpha)$ e quindi si può costruire per punti l'andamento della permeabilità al variare di H . Il metodo descritto dal ciclo di isteresi è quello di misurare il campo di induzione magnetica in funzione del campo magnetico.

Si consideri ora un anello di materiale ferromagnetico attorno al quale sia uniformemente avvolto un solenoide percorso dalla corrente I , come quello di figura 3.4.

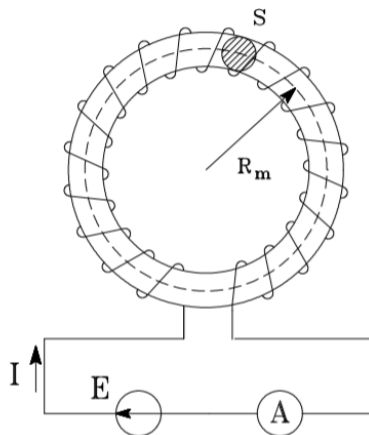


Fig 3.4 Anello ferromagnetico avvolto da un solenoide percorso da corrente

La forza magnetomotrice $N \cdot I$ genera un campo le cui linee di forza si sviluppano prevalentemente all'interno del solenoide cioè nel ferro; ne segue che il flusso di induzione magnetica B si chiude totalmente nel ferro. Se la sezione del solenoide è piccola rispetto al suo diametro, B sarà costante in tutta la sezione S . Risulterà quindi il flusso $\Phi = B \cdot S$ costante attraverso ogni sezione dell'anello.

Applicando il teorema della circuitazione ad una qualsiasi circonferenza interna dell'anello si ottiene:

$$F = N \cdot I = \int H \cdot dl.$$

Poiché $H = B/\mu = \Phi/\mu S$ implica che $N \cdot I = \int (\Phi/\mu S) \cdot dl$ e avendo riscontrato che il flusso è costante si ottiene: $NI = \Phi \int (1/\mu S) \cdot dl$.

L'espressione $\mathcal{R} = \int (1/\mu \cdot S) \cdot dl$ [\mathcal{R}] = [H^{-1}] prende il nome di *riluttanza magnetica* del percorso del flusso che a sua volta viene chiamato circuito magnetico.

Ottenendo in conclusione $F = \Phi \cdot \mathcal{R}$. Quest'ultima equazione ha carattere generale, vale per tutti i circuiti magnetici e costituisce la *legge di Hopkinson*: in un circuito magnetico la forza magnetomotrice è uguale al prodotto della riluttanza del circuito per il flusso equivalente alla legge di Ohm per i circuiti elettrici ($V = R \cdot I$), ove si stabilisca una corrispondenza tra la forza magnetomotrice F e la forza elettromotrice E , tra il flusso Φ e la corrente elettrica I , tra la resistenza ohmica R e la riluttanza magnetica \mathcal{R} .

Queste interazioni tra fenomeni elettrici e magnetici trovano applicazione nelle macchine elettriche in commercio, le quali soddisfano la maggior parte delle nostre esigenze quotidiane. Lo schema in figura 3.5 riassume le principali classificazioni.

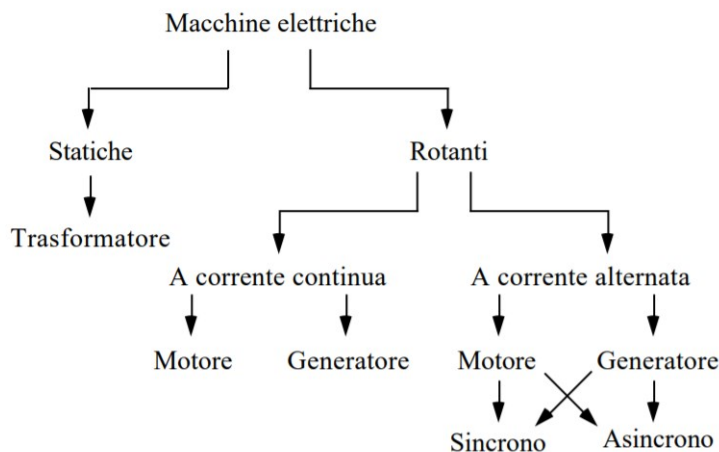


Fig 3.5 Principali classificazioni delle macchine elettriche

3.2 Trasformatore

Alla base esiste il trasformatore macchina elettrica statica rappresentato dalla figura 3.6, il cui funzionamento è fondato sul principio d'induzione elettromagnetica.

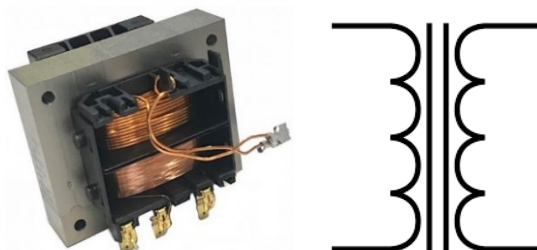


Fig 3.6 Trasformatore fisico e simbolo elettrico

Tra gli utilizzi più significativi troviamo:

- il trasporto economico della potenza elettrica, ricorrendo a linee di trasmissione funzionanti a tensioni maggiori sia di quelle convenienti per i generatori sia di quelle idonee alla distribuzione ai carichi utilizzatori, reso possibile da trasformatori capaci di elevare o ridurre le ampiezze delle tensioni senza significative perdite di potenza;
- il livello di tensione al quale gli enti erogatori forniscono l'energia elettrica agli utenti è spesso diverso da quello richiesto dai dispositivi contenuti nelle apparecchiature elettriche. Anche in questo caso si ottiene la tensione opportuna per mezzo di trasformatori;
- in talune applicazioni in cui occorre ottenere il massimo trasferimento di potenza da un generatore ad un determinato carico, si può impiegare un trasformatore che realizza l'adattamento di impedenza;
- per trasferire potenza tra due parti di una rete elettrica, mantenendole elettricamente isolate, si interpone un trasformatore, detto trasformatore di isolamento, che è un componente essenziale per garantire la sicurezza di dispositivi e impianti utilizzatori collegati a reti in bassa tensione;

Un trasformatore è caratterizzato da un insieme di grandezze fisiche, chiamate valori nominali descritti in figura 3.5, ovvero i valori efficaci della tensione e della corrente previsti per il normale funzionamento della macchina; il *valore efficace* si riferisce ad una grandezza elettrica alternata e non è nient'altro che quel valore che, in corrente continua produrrebbe lo stesso effetto termico di Joule e quindi la stessa quantità di calore.

| | |
|----------|----------------------------------|
| V_{1n} | tensione nominale primaria [V] |
| V_{2n} | tensione nominale secondaria [V] |
| I_{1n} | corrente nominale primaria [A] |
| I_{2n} | corrente nominale secondaria [A] |
| P_n | potenza nominale [VA] |
| f_n | frequenza nominale [Hz] |
| n | rapporto di trasformazione |

Fig 3.7 Tabella valori nominali trasformatore

Definiscono i limiti operativi della macchina; infatti, se si eccedono le tensioni nominali si possono causare saturazione magnetica e cedimento degli isolamenti; se si eccedono le correnti nominali si possono causare eccessivo riscaldamento degli avvolgimenti o anche cedimento meccanico dovuto agli sforzi elettrodinamici.

Tra valori nominali di tensione e corrente sussistono, per definizione, le relazioni:

$$V_{1n}/V_{2n} = n \quad ; \quad I_{1n}/I_{2n} = 1/n$$

n : rapporto di trasformazione/spire = N_1/N_2

La potenza nominale ha significato di potenza apparente ed è pertanto misurata in VA; essa è legata alle tensioni e correnti nominali dalle relazioni:

$$P_n = V_{1n} I_{1n} = V_{2n} I_{2n} \quad ; \quad P_n = \sqrt{3} V_{1n} I_{1n} = \sqrt{3} V_{2n} I_{2n}$$

TRASFORMATORI MONOFASI

TRASFORMATORI TRIFASI

Nel caso monofase, è un doppio bipolo in grado di assorbire potenza ad una porta e di renderla pressoché integrale all'altra, modificando i livelli di tensione e corrente, utilizzato come convertitore statico di energia elettrica ad altissimo rendimento e rendendo così possibile la generazione, il trasporto e l'utilizzazione di tale energia nella forma più idonea dal punto di vista tecnico ed economico.

Esso è costituito da due o più induttori concatenati (avvolgimenti primario e secondario) con uno stesso circuito magnetico ad elevata permeabilità, detto nucleo ferromagnetico; costituito da lamierini di acciaio di silicio a bassa cifra di perdita, ricoperti di vernice isolante, che vengono tagliati e impaccati per ottenere sezioni utili desiderate nei diversi tratti del circuito magnetico.

Esistono nuclei a:

- “colonne”, raffigurato in figura 3.8, i flussi delle tre colonne, per non dare luogo a flussi dispersi fuori dal nucleo, devono soddisfare alla prima legge di Kirchhoff per le reti magnetiche $\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C = 0$. Soluzione più frequentemente adottata, semplice ed economica;

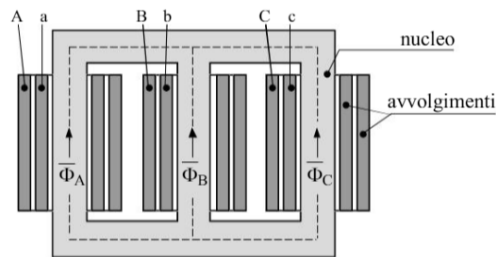


Fig 3.8 Nucleo ferromagnetico a colonne

- “mantello”, raffigurato dalla figura 3.9, i tratti di circuito magnetico lungo i quali sono alloggiati gli avvolgimenti prendono il nome di colonne, i tratti di raccordo sono detti gioghi.

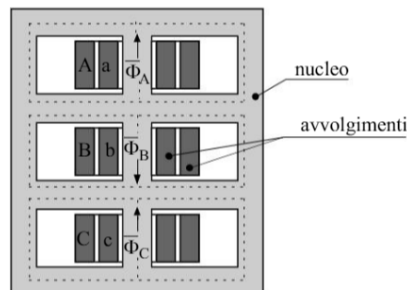


Fig 3.9 Nucleo ferromagnetico a mantello

Per ragioni costruttive i nuclei laminati presentano sempre un certo numero di giunti, tratti d'aria che costituendo dei traferri, devono essere di minimo spessore possibile per minimizzare la riluttanza del circuito magnetico. Gli avvolgimenti sono costituiti da conduttori di rame o di alluminio, isolati esternamente e avvolti per realizzare bobine formate da più spire, montate coassialmente alle colonne del nucleo ferromagnetico. Esse devono essere isolate tra loro e rispetto ad ogni altra parte del trasformatore, può essere realizzato mediante materiale isolante impregnato in resina: “isolamento in aria” per piccola o media potenza; oppure inserendo il nucleo e gli avvolgimenti in un contenitore metallico pieno d'olio “isolamento in olio” per grandi potenze. Il trasformatore dissipa potenza sia nel nucleo ferromagnetico, a causa dell'isteresi e correnti parassite, che negli avvolgimenti, per effetto Joule; tale per cui tra quest'ultimi sono presenti opportuni canali per il passaggio di un fluido refrigerante.

- Modelli per il trasformatore monofase:

Si consideri un trasformatore avente N_1 spire al primario e N_2 spire al secondario, avvolte attorno al nucleo ferromagnetico come schematizza la figura 3.10.

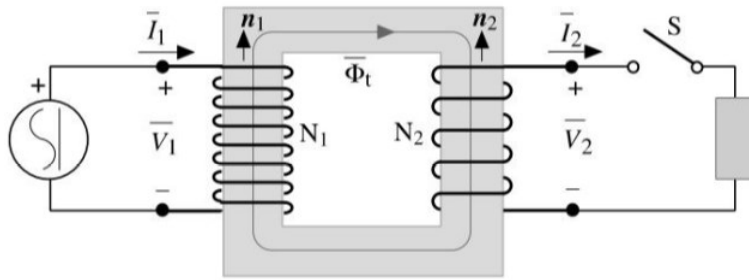


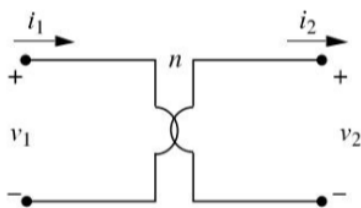
Fig 3.10 Rappresentazione analitica trasformatore monofase

Alimentando il primario con la tensione sinusoidale $v_1(t)$ e lasciando il secondario aperto o chiuso sul carico, si ottengono rispettivamente le condizioni di funzionamento a vuoto e di funzionamento a carico.

Per lo studio del suo funzionamento è utile introdurre il concetto di **trasformatore ideale**, caratterizzato dalle seguenti condizioni:

- la riluttanza del nucleo è nulla ($\mathfrak{R}=0$), ovvero la permeabilità del materiale di cui esso è costituito è infinita ($\mu = \infty$);
- le perdite nel nucleo, per isteresi e correnti parassite, sono nulle;
- l'accoppiamento tra gli avvolgimenti è perfetto, cioè i due avvolgimenti sono concatenati con lo stesso flusso;
- le resistenze degli avvolgimenti sono nulle ($R_1 = 0, R_2 = 0$);

È un doppio bipolo, schematizzato dalla figura 3.11, caratterizzato dalle seguenti equazioni costitutive:



$$v_1(t) = n v_2(t) \quad i_1(t) = i_2(t)/n$$

$$V_1 = n V_2 \quad I_1 = I_2/n$$

Fig 3.11 Doppio bipolo ideale in circuito aperto

La potenza istantanea erogata a secondario dal trasformatore ideale è uguale alla potenza istantanea assorbita a primario (conservazione delle potenze): la potenza istantanea erogata a secondario vale $p_2(t) = v_2 i_2 = (v_1/n) (n i_1) = v_1 i_1 = p_1(t)$. Si deduce che tale proprietà vale anche con riferimento alla potenza complessa. $\dot{S}_2 = \vec{V}_2 \cdot \vec{I}_2^* = \frac{\vec{V}_1}{n} \cdot n \cdot \vec{I}_1^* = \vec{V}_1 \cdot \vec{I}_1^* \Rightarrow Q_1 = Q_2$

Si può affermare che esso è trasparente alle potenze attiva, reattiva e alla potenza istantanea, pari a zero, se i morsetti della seconda porta del trasformatore ideale vengono chiusi su un'impedenza esterna \dot{Z}_{2e} , come mostrato dalla figura 3.12 sottostante.

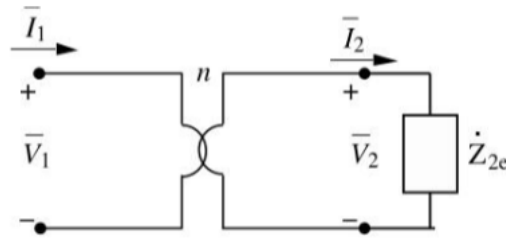


Fig 3.12 Doppio bipolo ideale chiuso su un'impedenza esterna

Da essa è possibile estrarre le equazioni costitutive associate:

$$\dot{Z}_{2e} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{I}_2} \quad \dot{Z}_{1eq} = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = \frac{n \cdot \bar{V}_2}{\frac{1}{n} \bar{I}_2} = n^2 \frac{\bar{V}_2}{\bar{I}_2} = n^2 \cdot \dot{Z}_{2e}$$

e dedurre che l'impedenza equivalente alla porta 1 è n^2 volte l'impedenza connessa alla porta 2; questa proprietà del trasformatore ideale è detta *trasferimento di impedenza*. La potenza nominale del sistema viene ottenuta solamente quando l'impedenza del carico è uguale all'impedenza di uscita del generatore. Se esse sono diverse, si può operare il cosiddetto adattamento di impedenza interponendo tra generatore e carico un trasformatore con opportuno rapporto di trasformazione.

I **trasformatori reali** sono progettati per avere, per quanto possibile, proprietà simili a quelle per il trasformatore ideale; essi non verificano nessuna delle quattro condizioni di idealità, ma il suo comportamento può essere dedotto da quello del trasformatore ideale rimuovendole una ad una.

Si consideri anzitutto la permeabilità del nucleo ferromagnetico non sia infinita, per l'ipotesi dell'accoppiamento perfetto: tutte le N_1 spire primarie e tutte le N_2 spire secondarie sono attraversate dal medesimo flusso di induzione magnetica $\Phi_t(t)$ sinusoidale nel tempo. Passando alle rappresentazioni fasoriali, il flusso concatenato con l'avvolgimento primario Φ_{c1} e con l'avvolgimento secondario Φ_{c2} risultano rispettivamente $\Phi_{c1} = N_1 \Phi_t$ e $\Phi_{c2} = -N_2 \Phi_t$ ottenendo dunque

$$\vec{V}_1 = \vec{E}_1 = j\omega \overrightarrow{\Phi_{c1}} = j\omega N_1 \overrightarrow{\Phi_t} \quad \vec{V}_2 = \vec{E}_2 = -j\omega \overrightarrow{\Phi_{c2}} = -j\omega N_2 \overrightarrow{\Phi_t}$$

Rapporto di trasformazione: $n = V_1/V_2 = N_1/N_2$

Nell'analisi del *funzionamento a vuoto*, quando la corrente secondaria è nulla, la corrente primaria verifica la legge di Hopkinson, in forma simbolica impone: $N_1 I_{1\mu} = \mathfrak{R} \cdot \Phi_t$ con $I_2=0$; tale corrente primaria $I_{1\mu}$ prende il nome di corrente magnetizzante; essendo $\mathfrak{R} \neq 0$, essa è non nulla e in fase con Φ_t .

$$\vec{V}_1 = j\omega N_1 \overrightarrow{\Phi_t} = j\omega(N^2_1/\mathfrak{R}) I_{1\mu} = j\omega L_1 I_{1\mu} = jX_{10} I_{1\mu}$$

Quindi il trasformatore con secondario a vuoto si comporta a primario come un bipolo di impedenza $j\omega L_1 = jX_{10}$ corrispondente all'induttanza dell'avvolgimento primario, come è illustrato in figura 3.13.

Nell'analisi del *funzionamento a carico*, quando la corrente secondaria è non nulla, le correnti primaria e secondaria devono verificare la seconda legge di Kirchhoff per i circuiti magnetici.

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = \mathfrak{R} \cdot \Phi_t \quad \text{con } I_2 \neq 0 \quad ; \quad I_1 = I_{1\mu} + (N_2/N_1) I_2$$

$$V_1 = n V_2 \quad ; \quad I_1 = I_{1\mu} + (1/n) I_2 = I_{1\mu} + I_{12}$$

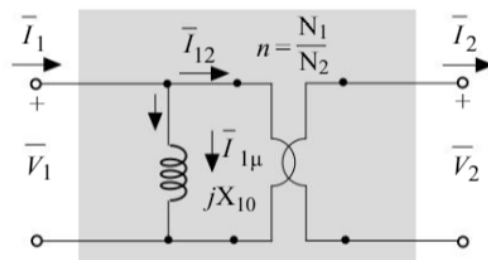


Fig 3.13 Trasformatore con permeabilità magnetica non infinita

Per considerare le perdite di isteresi e correnti parassite che si producono nel nucleo ferromagnetico, alla corrente magnetizzante $I_{\mu 1}$, in quadratura rispetto alla tensione primaria, va aggiunta la componente I_{a1} in fase con essa: $I_{10} = I_{\mu 1} + I_{a1}$, tale corrente prende il nome di corrente a vuoto.

$$\vec{V}_1 = n \vec{V}_2$$

$$\vec{I}_1 = I_{10} + \frac{1}{n} \vec{I}_2 = \vec{I}_{10} + \vec{I}_{12}$$

quindi viene aggiunta la resistenza R_{10} in parallelo alla porta primaria, come è possibile visionare dalla figura 3.14. Pertanto, il modello di trasformatore qui considerato si comporta in modo ideale per quanto riguarda le tensioni alle porte, che sono proporzionali tra loro tramite il rapporto di trasformazione n , ma non per le correnti alle porte, a causa della corrente a vuoto I_{10} .

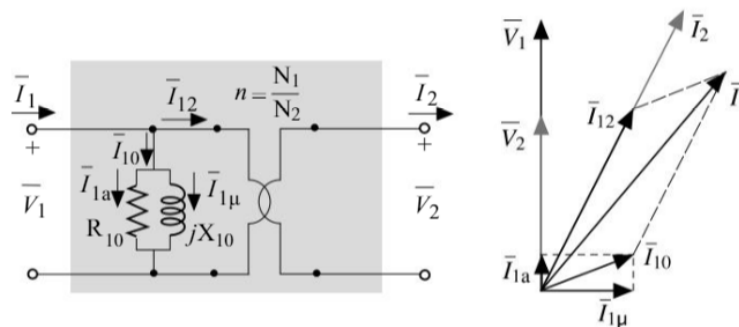


Fig 3.14 Trasformatore con perdite per isteresi e correnti parassite non nulle

L'accoppiamento non perfetto tra gli avvolgimenti è dovuto a linee di flusso che abbandonano il nucleo per richiudersi attraverso percorsi in aria, concatenandosi con un solo avvolgimento. Indicando sempre con $\Phi_t(t)$ il flusso di mutua induzione concatenato con entrambi gli avvolgimenti, vanno ora considerati anche: il flusso di dispersione del primario Φ_{1d} prodotto dal primario e non concatenato con il secondario; il flusso di dispersione del secondario Φ_{2d} prodotto dal secondario e non concatenato con il primario. Ammettendo che ciascun flusso di dispersione sia concatenato con tutte le spire del relativo avvolgimento, a tali flussi si possono associare le induttanze di dispersione:

$$L_{1d} = (N_1 \Phi_{1d}) / I_1 \quad ; \quad L_{2d} = (N_2 \Phi_{2d}) / I_2$$

Si definiscono anche la reattanza di dispersione a primario $X_1 = \omega L_{1d}$ e la reattanza di dispersione a secondario $X_2 = \omega L_{2d}$ che, inserite in serie alle porte primaria e secondaria del circuito equivalente, tengono conto delle cadute di tensione induttive dovute a Φ_{1d} e Φ_{2d} .

Rimuovendo l'ultima ipotesi, si devono considerare le resistenze non nulle R_1 e R_2 degli avvolgimenti, che provocano dissipazione di potenza in presenza di corrente. Esse, in serie alle porte primaria e secondaria del circuito equivalente, permettono di tenere conto delle cadute di tensione resistive associate a tali dissipazioni.

Eliminate tutte le ipotesi di idealità, si perviene al circuito equivalente completo del **trasformatore reale** di figura 3.15:

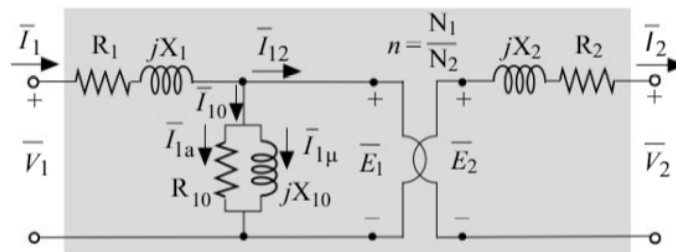


Fig 3.15 Trasformatore con accoppiamento imperfetto e resistenze avvolgimento non nulle

Dove le f.e.m. indotte dal solo flusso di mutua induzione $\Phi_t(t)$ valgono

$$\vec{E}_1 = j\omega N_1 \vec{\Phi}_t$$

$$\vec{E}_2 = j\omega N_2 \vec{\Phi}_t$$

e coincidono con le tensioni alle porte del trasformatore ideale del circuito equivalente; a causa delle cadute di tensione induttive e resistive degli avvolgimenti esse non coincidono con le tensioni V_1 e V_2 effettivamente presenti alle porte del trasformatore reale, che valgono quindi

$$\vec{V}_1 = \vec{E}_1 + (R_1 + jX_1)\vec{I}_1$$

$$\vec{V}_2 = \vec{E}_2 - (R_2 + jX_2)\vec{I}_2$$

Applicando al circuito equivalente completo rispettivamente la seconda e la prima legge di Kirchhoff, si nota che esso segue la seguente coppia di relazioni fasoriali tra le tensioni e correnti alle porte

$$\vec{V}_1 = (R_1 + jX_1)\vec{I}_1 + n(R_2 + jX_2)\vec{I}_2 + n\vec{V}_2$$

$$\vec{I}_1 = I_{10} + \frac{1}{n}\vec{I}_2 = \vec{I}_{10} + \vec{I}_{12}$$

Queste equazioni illustrate fasorialmente dalla figura 3.16, descrivono il comportamento del trasformatore reale che pertanto risulta diverso da quello del trasformatore ideale sia per quanto riguarda le tensioni alle porte, che non sono proporzionali tra loro a causa delle cadute di tensione induttive e resistive, sia per quanto concerne le correnti alle porte, che non lo sono a causa della corrente a vuoto I_{10} .

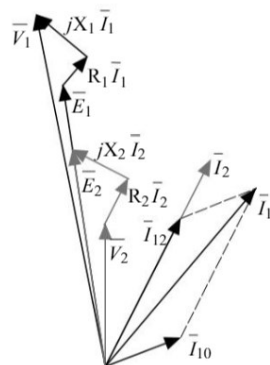


Fig 3.16 Diagramma fasoriale trasformatore reale

Il funzionamento a vuoto, si ha quando il secondario è aperto: allora è $I_2 = 0$ e quindi $I_{12} = 0$; alla porta primaria si avrà $I_1 = I_{10}$; in questa condizione la tensione secondaria $V_2 = V_{20}$.

L'impedenza $R_1 + jX_1$ e l'impedenza $\dot{Z}_{10} = \frac{jX_{10}R_{10}}{R_{10} + jX_{10}}$ ($R_{10} // jX_{10}$)

risultano in serie, essendo entrambe percorse dalla corrente I_{10} . Nei trasformatori di potenza si ha $Z_{10} \gg \sqrt{(R_1^2 + jX_1^2)}$. Tale condizione permette, con ottima approssimazione, di trascurare l'impedenza $R_1 + jX_1$ nel funzionamento a vuoto, sicché l'impedenza a primario praticamente coincide con la Z_{10} , che perciò è detta impedenza a vuoto a primario. Anche all'impedenza $R_2 + jX_2$, avente corrente nulla, può essere sostituito un cortocircuito; vale dunque il circuito equivalente a vuoto presentato in figura 3.17.

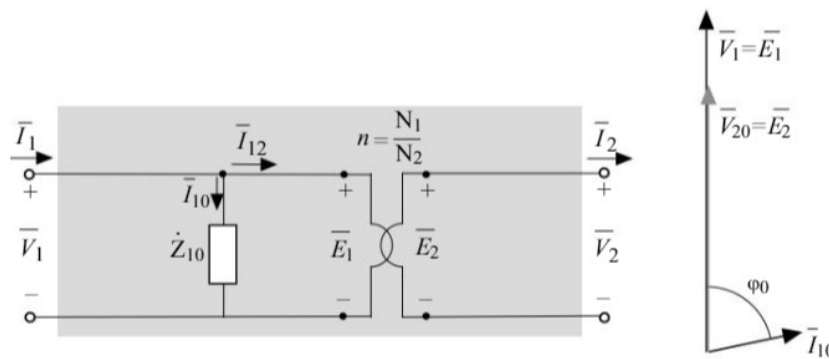


Fig 3.17 Circuito trasformatore reale equivalente a vuoto e rappresentazione fasoriale associata

Mostra come il comportamento dipende esclusivamente dal nucleo ferromagnetico, che determina Z_{10} ; in particolare la potenza attiva assorbita a vuoto dal trasformatore corrisponde alle perdite nel ferro, mentre la potenza reattiva serve a magnetizzare il nucleo.

In base alle assunzioni precedenti, trascurando la piccola caduta di tensione prodotta dalla corrente I_{10} sull'impedenza $R_1 + jX_1$, le tensioni alle porte verificano le relazioni:

$$\vec{V}_1 = \vec{E}_1 = n\vec{E}_2 = n\vec{V}_{20} \quad \Rightarrow \quad n = \frac{\vec{V}_1}{\vec{V}_{20}}$$

quindi il trasformatore reale a vuoto si comporta come un trasformatore ideale con ottima approssimazione per quanto riguarda le tensioni, ma non per le correnti, essendo $I_{10} \neq 0$ con $I_2 = 0$.

Il funzionamento in cortocircuito, si ha quando il secondario è appunto cortocircuitato come è visivamente raffigurato dalla figura 3.18 e quindi per forza di cose si ha $V_2 = 0$; in questa condizione le correnti a primario e secondario sono dette di cortocircuito e sono indicate con $I_1 = I_{1cc}$ & $I_2 = I_{2cc}$. Per facilitare la comprensione, conviene considerare il circuito che si ottiene, applicando al circuito equivalente completo, la proprietà del trasformatore ideale: trasferimento d'impedenza, per la quale l'impedenza a secondario $R_2 + jX_2$ può essere sostituita con l'impedenza $R_{12} + jX_{12}$ posta a primario, avente parametri $R_{12} = n^2 \cdot R_2$ e $X_{12} = n^2 \cdot X_2$.

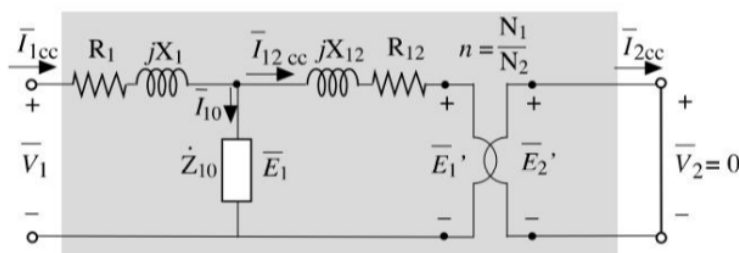


Fig 3.18 Circuito trasformatore reale equivalente in corto circuito

La tensione alla porta primaria del trasformatore ideale è nulla $E_1' = nV_2 = 0$ e quindi le impedenze Z_{10} e $R_{12} + jX_{12}$ risultano in parallelo, perché entrambe sono sottoposte alla tensione E_1 . Nei trasformatori di potenza si ha $Z_{10} \gg \sqrt{R_{12}^2 + jX_{12}^2}$. Tale condizione permette, con ottima approssimazione, di trascurare l'impedenza Z_{10} (come se avesse modulo infinito); così le impedenze $R_1 + jX_1$ e $R_{12} + jX_{12}$ risultano in serie, dando luogo all'impedenza equivalente:

$$\dot{Z}_{1c} = R_{1c} + jx_{1c} \quad \text{ove} \quad R_{1c} = R_1 + R_{12} \quad X_{1c} = X_1 + X_{12}$$

costituisce l'impedenza vista alla porta del primario quando il secondario è in cortocircuito e perciò viene chiamata impedenza di cortocircuito a primario; vale dunque il circuito presentato in figura 3.19.

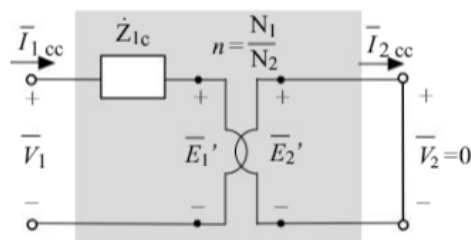


Fig 3.19 Circuito equivalente in corto circuito semplificato

Applicando il trasferimento d'impedenza a Z_{1c} , posta a primario del trasformatore ideale, può essere sostituita con Z_{2c} posta a secondario

$$\dot{Z}_{2c} = R_{2c} + jX_{2c} = \dot{Z}_{1c}/n^2 \quad \text{ove} \quad R_{2c} = R_{1c}/n^2 \quad X_{2c} = X_{1c}/n^2$$

detta impedenza di cortocircuito a secondario del trasformatore; vale dunque il circuito semplificato di figura 3.20.

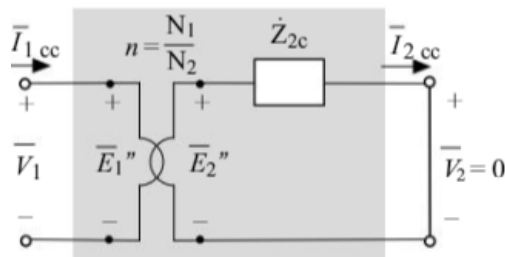


Fig 3.20 Circuito equivalente in corto circuito con trasferimento d'impedenza

Dunque, nel funzionamento in cortocircuito il comportamento dipende esclusivamente dagli avvolgimenti, che determinano Z_{1c} e Z_{2c} ; in particolare la potenza attiva assorbita in cortocircuito dal trasformatore coincide con le perdite nel rame.

Dato che si ha $I_1 \approx I_{12}$, le correnti alle porte verificano le relazioni:

$$\vec{I}_{1cc} = \vec{I}_{12cc} = \frac{\vec{I}_{2cc}}{n} \Rightarrow n = \vec{I}_{2cc} / \vec{I}_{1cc}$$

quindi il trasformatore in cortocircuito si comporta come un trasformatore ideale con ottima approssimazione per quanto riguarda le correnti, ma non per le tensioni, essendo $V_1 \neq 0$ con $V_2 = 0$.

Nel funzionamento a carico è sempre possibile applicare il trasferimento d'impedenza, sostituendo $R_2 + jX_2$ con $R_{12} + jX_{12}$ posta a primario. Inoltre, a carico la tensione primaria V_1 e la f.e.m. primaria E_1 sono quasi uguali; così pure la corrente primaria I_1 e la corrente secondaria riportata a primario I_{12} sono quasi uguali. Pertanto, si introduce un errore modesto se si sposta l'impedenza Z_{10} a monte dell'impedenza $R_1 + jX_1$, ponendola in parallelo alla porta primaria; così, l'impedenza a vuoto risulta sottoposta alla tensione $V_1 \approx E_1$ mentre $R_1 + jX_1$ ha corrente $I_1 \approx I_{12}$.

Con tale modifica $R_1 + jX_1$ e $R_{12} + jX_{12}$ risultano in serie e possono essere sostituite dalla loro somma, ovvero dall'impedenza di cortocircuito a primario Z_{1c} ottenendo così il circuito di figura 3.21.

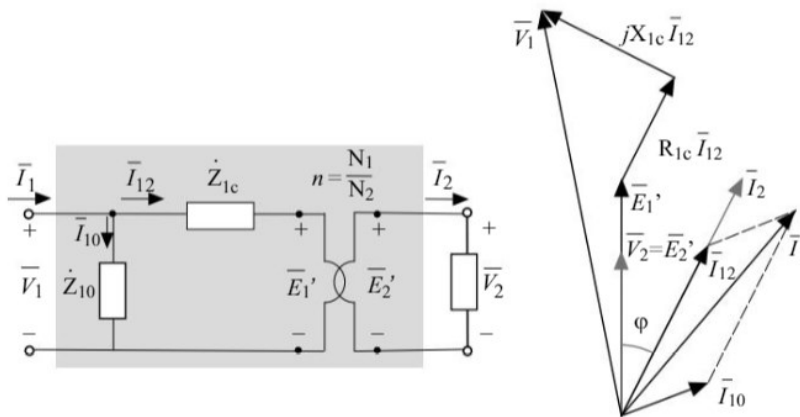


Fig 3.21 Circuito trasformatore reale equivalente a carico e rappresentazione fasoriale associata

Il trasferimento di impedenza permette di sostituire l'impedenza Z_{1c} posta a primario del trasformatore ideale con l'impedenza di cortocircuito a secondario $Z_{2c} = Z_{1c}/n^2$ ottenendo il circuito di figura 3.22.

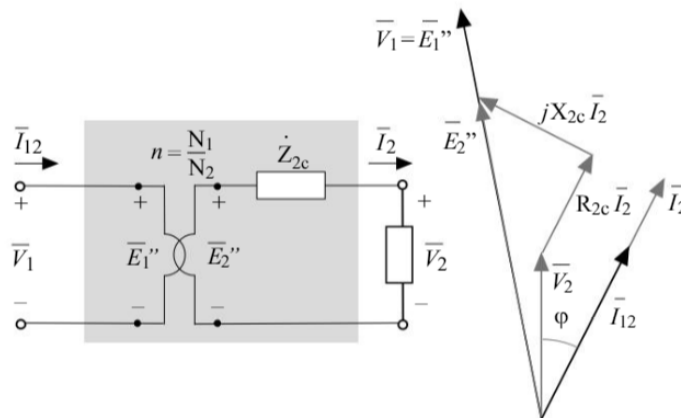


Fig 3.22 Circuito trasformatore reale equivalente a carico con trasferimento d'impedenza e rappresentazione fasoriale associata

I trasformatori reali presentano essenzialmente due tipi di perdite:

- perdite nel rame (P_{Cu}), che si manifestano negli avvolgimenti per effetto Joule e dipendono dalla condizione di carico, esprimibili come: $P_{Cu} = R_{1c} I_1^2 = R_{2c} I_2^2$
- perdite nel ferro (P_{Fe}), che si manifestano nel nucleo ferromagnetico per isteresi e correnti parassite e dipendono dalla sola tensione di alimentazione; sono esprimibili come: $P_{Fe} = V_1^2 / R_{10}$

Di conseguenza, per una data potenza attiva P_u erogata a secondario (ed assorbita dal carico), il trasformatore assorbe a primario la potenza $P_a > P_u$ con rendimento:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_u}{P_u + P_{Cu} + P_{Fe}}$$

funzione della condizione di carico, ossia della corrente secondaria I_2 e dello sfasamento ϕ tra la tensione e corrente secondarie. A parità di I_2 , cresce al crescere del fattore di potenza $\cos\phi$; a parità di $\cos\phi$, cresce al crescere di I_2 fino ad un determinato valore minore della corrente nominale, oltre il quale diminuisce lentamente.

I principali parametri che caratterizzano il funzionamento di un trasformatore vengono chiamati *dati di targa* perché sono riportati in una targa applicata al trasformatore stesso; essa tipicamente comprende:

- costruttore, numero di matricola e anno di fabbricazione;
- marchi di conformità normativa (quali il marchio europeo CE);
- i principali valori nominali ($P_n, V_{1n}, V_{2n}, f_n \dots$);

- $v_{cc}\%$; $\cos\phi_{cc}$;
- tipo di raffreddamento (indicato con sigle quali ONAN = Olio Naturale Aria Naturale);
- tipo di servizio;
- peso;

Per la trasformazione di un sistema trifase di tensioni e correnti, si possono utilizzare tre trasformatori monofase identici, uno per ciascuna fase, oppure un solo trasformatore trifase. Quest'ultimo dispone di una terna di avvolgimenti primari, una terna di avvolgimenti secondari e di un solo nucleo ferromagnetico; tali avvolgimenti disposti a coppie lungo le colonne del nucleo in modo da garantire mutuo accoppiamento elevato.

Per illustrare semplicemente la differenza tra i sistemi di alimentazione *monofase* e *trifase*, si consideri un canoista solitario in canoa. Può solo muoversi in avanti mentre la sua pagaia si muove attraverso l'acqua, quando la solleva per preparare il colpo successivo, la potenza fornita alla canoa è pari a zero. Ora si immagini la stessa canoa con tre canoisti, se i loro colpi sono sincronizzati in modo tale che ciascuno sia separato da $1/3$ di un ciclo, allora la canoa riceve una propulsione costante e coerente attraverso l'acqua. Entrambi i casi, si riferiscono ad unità che utilizzano la corrente alternata AC; con essa il flusso di corrente è costantemente in direzioni alternate. La differenza sostanziale è la costanza della consegna dell'elettricità. In un sistema di alimentazione trifase simmetrico, tre conduttori portano ciascuno una corrente alternata della stessa ampiezza di frequenza e tensione rispetto ad un riferimento comune (Terra/Neutro) ma con una differenza di fase di $1/3$ di un ciclo (120°) tra loro; al termine del ciclo completo di 360° ognuna delle tre fasi ha raggiunto un picco di tensione due volte, come illustra bene la figura 3.11 sottostante:

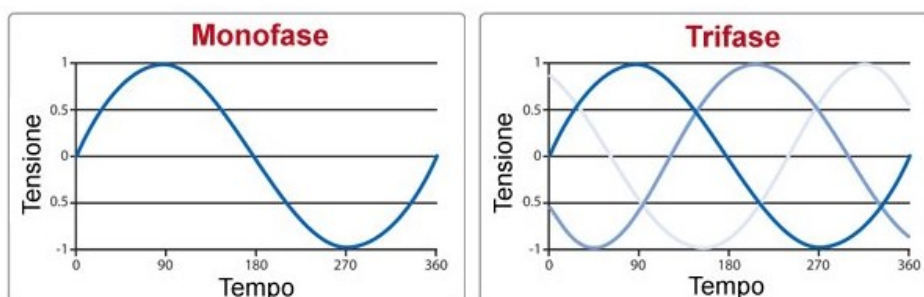


Fig 3.23 Differenza fra un'alimentazione monofase e trifase

Quando la curva della monofase passa attraverso lo zero, la potenza fornita è pari a zero; perciò, nella trifase il livello di potenza fornito nel corso del tempo rimane costante e questo ritardo tra fasi consente di produrre un campo magnetico rotante in un motore elettrico.

3.3 Macchine elettriche rotanti

Come è possibile vedere dalla figura 3.24, sono costituite da due parti, una fissa detta **statore** ed una che può ruotare attorno ad un asse, detta **rotore**. Generalmente il rotore, calettato sull'albero che trasmette la potenza meccanica, è infilato nello statore che a sua volta è ancorato ad un involucro metallico sul quale sono montati gli scudi di estremità e i cuscinetti che supportano albero e rotore. Esse appartengono a tre tipi fondamentali: **sincrono**, che opera in regime sinusoidale e con velocità di rotazione costante; **asincrono**, che funziona sempre in regime sinusoidale con una velocità di rotazione dipendente dal campo magnetico interno alla macchina e variabile con il carico; **a corrente continua**, che opera in regime stazionario, poiché l'energia viene fornita o prodotta in corrente continua.

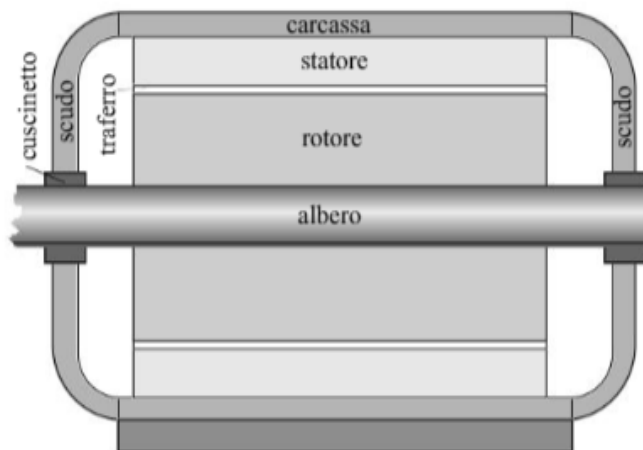
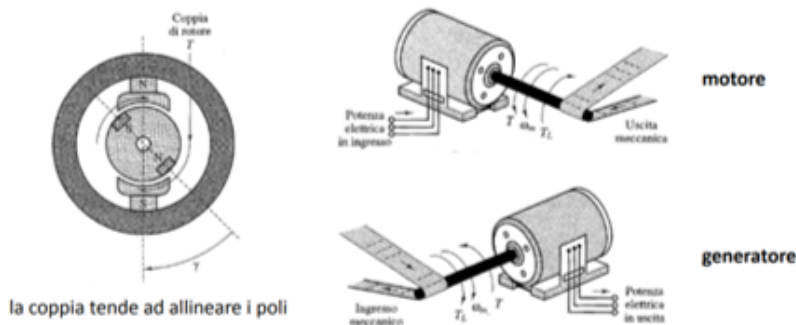


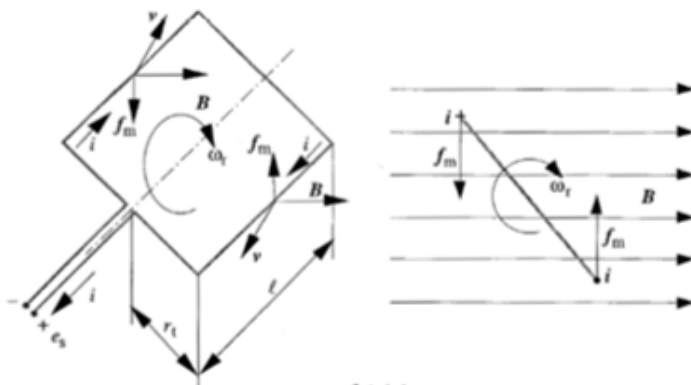
Fig 3.24 Struttura di una generica macchina elettrica rotante

Da un punto di vista magnetico, le due parti che costituiscono la macchina sono chiamate a svolgere due funzioni diverse. In una di esse (chiamata **induttore**) ha la funzione di creare un campo magnetico, grazie alla corrente di eccitazione che scorre nei suoi avvolgimenti o grazie ai magneti permanenti; nell'altra (chiamata **indotto**) è sede di forze elettromotrici create dal campo rotante di induttore e nei suoi avvolgimenti, chiusi in cortocircuito o collegati alla rete elettrica, scorrono le correnti d'indotto, esse interagendo con il campo magnetico di induttore, danno luogo alla coppia elettromeccanica e quindi alla conversione dell'energia. Dalla figura 3.25 è possibile notare come viene generata la tensione elettrica voluta, funzionamento come **generatore**, o viene fatta circolare una corrente che può essere fornita da una rete di alimentazione elettrica esterna alla macchina o prodotta inducendo forze elettromotrici in avvolgimenti chiusi, in modo da sviluppare le azioni elettrodinamiche che consentono il funzionamento da **motore**; il funzionamento di tali macchine si basano dunque sulla generazione del campo magnetico rotante.



$$\vec{F}_m = qvB \sin(\alpha) = i \cdot l \cdot B \sin(\alpha)$$

Calcolo per una macchina elementare:



v,i versi del generatore

fem indotta $e_s(t) = -\frac{d\phi(t)}{dt} = 2r_l l \omega_r B$

B componente radiale del campo

coppia elettromeccanica $C = 2r_l i l B$

B componente radiale del campo

$$P_g = e_s i = 2r_l l \omega_r B i$$

potenza elettrica

$$P_m = C \omega_r = 2r_l l \omega_r B i$$

potenza meccanica

$$\begin{cases} P_m = P_g > 0 & \text{generatore} \\ P_m = P_g < 0 & \text{motore} \\ P_m = P_g = 0 & \text{a vuoto} \end{cases}$$

Fig 3.25 Funzionamento da generatore e motore

Il modo più semplice di produrre un campo magnetico rotante consiste nel dotare il rotore di un magnete avente asse magnetico ortogonale all'albero di macchina e metterlo in rotazione alla velocità angolare ω_r . Come si può vedere dalla figura 3.26, il magnete può essere costituito da un avvolgimento percorso da corrente continua (a) oppure da un magnete permanente (b).

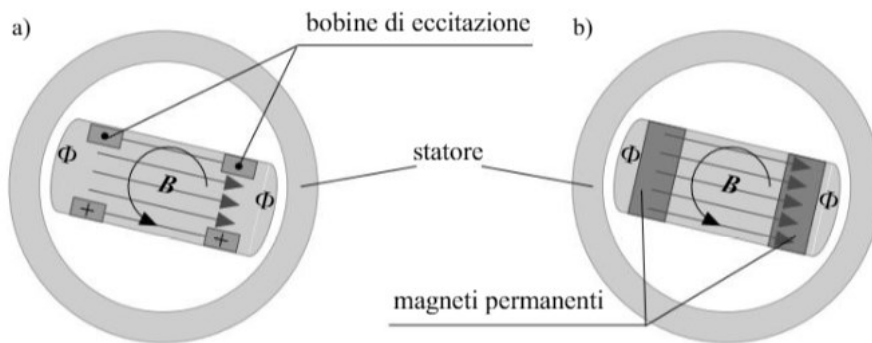


Fig 3.26 Tipi di magneti

Nel primo caso è ovviamente necessario portare all'avvolgimento rotante la corrente continua, prodotta da un generatore esterno fisso, tramite un sistema di contatti striscianti. Il magnete realizza una coppia polare con un polo Nord e un polo Sud e quindi produce un campo magnetico rotante con l'albero alla velocità angolare $\omega = \omega_r$.

Il campo rotante può anche essere prodotto da tre induttori fissi sullo statore di macchina, percorsi da un sistema trifase equilibrato di correnti. In questo caso non è necessario il sistema di contatti striscianti. Il numero di induttori e di fasi può anche essere superiore a tre. Si consideri un induttore rettilineo magneticamente isolato, percorso dalla corrente sinusoidale $i(t) = I_M \cos(\omega t)$. Esso produce, lungo il suo asse, un campo magnetico $H(t)$, cui corrisponde l'induzione $B(t)$ avente direzione assiale fissa e valore $B(t) = B_M \cos(\omega t)$ proporzionale al valore istantaneo della corrente.

Si può visivamente osservare dalla figura 3.27 che questo campo magnetico può essere considerato come risultante di due vettori di ampiezza costante $B_M/2$, rotanti l'uno in senso orario e l'altro in senso antiorario, con velocità angolari costanti ω :

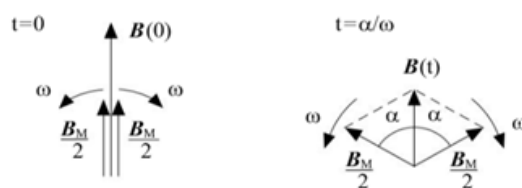
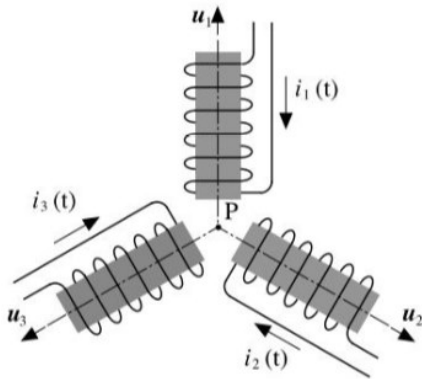


Fig 3.27 Decomposizione vettoriale

In ogni istante i due vettori controrotanti si compongono dando luogo ad un vettore di direzione fissa, coincidente con l'asse dell'induttore, e di ampiezza variabile con legge sinusoidale e pulsazione ω .

Si considerino ora tre induttori uguali, fissi e simmetricamente disposti nello spazio come illustrato in figura 3.28, con gli assi complanari e convergenti nel punto P, a 120° l'uno dall'altro, con tre vettori u_1, u_2 e u_3 paralleli agli assi.



I tre induttori siano percorsi da una terna simmetrica diretta di correnti:

$$i_1(t) = I_M \cos(\omega t)$$

$$i_2(t) = I_M \cos(\omega t - 2\pi/3)$$

$$i_3(t) = I_M \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

Fig 3.28 Tre induttori identici, fissi e disposti simmetricamente nello spazio

Nell'intorno del punto P, i campi di induzione magnetica B_1, B_2 e B_3 sono paralleli a u_1, u_2 e u_3 , hanno intensità proporzionali ai valori istantanei delle correnti e sono quindi variabili nel tempo con legge sinusoidale di uguale ampiezza B_M e pulsazione ω :

$$B_1(t) = B_M \cos(\omega t) \mu_1$$

$$B_2(t) = B_M \cos(\omega t - 2\pi/3) \mu_2$$

$$B_3(t) = B_M \cos(\omega t - 4\pi/3) \mu_3$$

A ciascuno di essi si può applicare la scomposizione in due vettori controrotanti. Se il mezzo ha comportamento lineare, si può affermare che il campo complessivo è la risultante delle tre coppie di vettori. La situazione per $t = 0$ viene analizzata in figura 3.29, dove:

- il vettore B_1 , parallelo all'asse della bobina 1, è composto dai vettori controrotanti che, all'istante $t = 0$, sono paralleli all'asse della bobina;
- il vettore B_2 , parallelo all'asse della bobina 2, è composto dai vettori controrotanti che sono in ritardo di $2\pi/3$ rispetto a quelli relativi alla bobina 1 e perciò, all'istante considerato $t = 0$, il vettore che ruota in senso orario forma un angolo di $-2\pi/3$ con l'asse della bobina 2, mentre il vettore che ruota in senso antiorario forma un angolo di $+2\pi/3$ con l'asse della bobina stessa; pertanto, in $t = 0$ tali vettori rotanti sono rispettivamente paralleli agli assi delle bobine 1 e 3;
- il vettore B_3 , parallelo all'asse della bobina 3, è composto dai vettori controrotanti che sono in ritardo di $4\pi/3$ rispetto a quelli relativi alla bobina 1 e perciò, all'istante considerato $t = 0$, il vettore che ruota in senso orario forma un angolo di $-4\pi/3$ con l'asse della bobina 3, mentre il vettore che ruota in senso antiorario forma un angolo di $+4\pi/3$ con l'asse della bobina stessa; pertanto, in $t = 0$ tali vettori rotanti sono rispettivamente paralleli agli assi delle bobine 1 e 2.

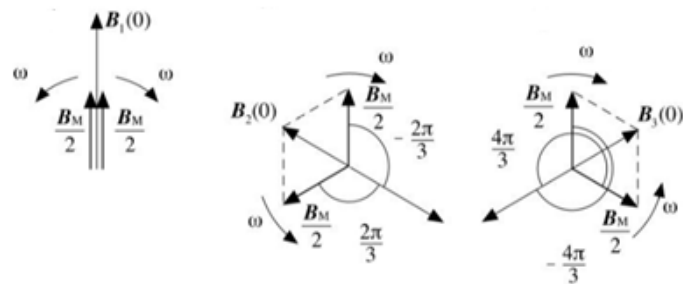


Fig 3.29 Situazione per $t = 0$

Il campo magnetico complessivo nell'intorno di P è dato dalla somma dei vettori B_1 , B_2 e B_3 ; dalla sovrapposizione delle tre coppie di vettori rotanti si ottengono due terne di vettori: una costituita dai vettori rotanti sincroni in senso orario e l'altra costituita dai vettori rotanti sincroni in senso antiorario.

Dalla figura 3.30, è possibile osservare come i tre vettori che ruotano in senso antiorario, essendo di uguale ampiezza e simmetricamente disposti a 120° , danno risultante nulla in ogni istante; invece, i tre vettori che ruotano in senso orario con velocità angolare ω , avendo in ogni istante uguale ampiezza, direzione e verso, danno come risultante un vettore pure rotante in senso orario con velocità angolare ω e di ampiezza costante pari a $3B_M/2$.

È questo il campo di induzione magnetica complessivamente prodotto dalle tre bobine: si tratta di un campo magnetico rotante nel senso di successione ciclica delle fasi; per invertire il verso di rotazione del campo è sufficiente utilizzare una terna inversa di correnti, ovvero scambiare tra loro le correnti con cui sono alimentate due bobine.

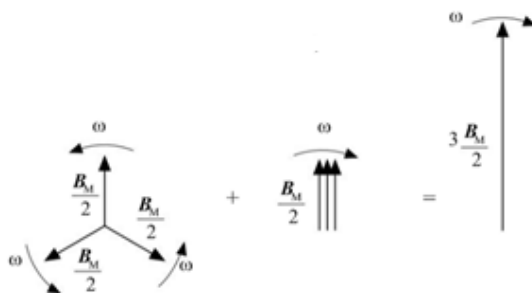


Fig 3.30 Campo di induzione magnetica globale

Lo statore è una corona cilindrica fatta in modo da costituire un circuito magnetico ad elevata permeabilità, che canalizza efficacemente le linee di B. I tre avvolgimenti sono posizionati simmetricamente sulla faccia interna della corona cilindrica che costituisce lo statore. All'interno dello statore viene posto il rotore, che è un cilindro, costruito sempre con materiale ad elevata permeabilità. Quando sono alimentati con una terna simmetrica di correnti, gli avvolgimenti producono a traferro una distribuzione di induzione B con direzione prevalentemente radiale e modulo della componente di andamento pressoché sinusoidale lungo la coordinata angolare; la distribuzione di campo B ruota intorno all'asse della corona cilindrica con velocità angolare pari alla

pulsazione ω delle correnti negli avvolgimenti; nel seguito la velocità angolare del campo magnetico rotante ottenuto in questo modo verrà indicato col simbolo ω_c .

OSS: Per una maggiore comprensione e visibilità di ciò che accade, viene riportato tale link di collegamento <http://www.sandroronca.it/CampoMagneticoRotante/CampoRotanteTrifase.html>.

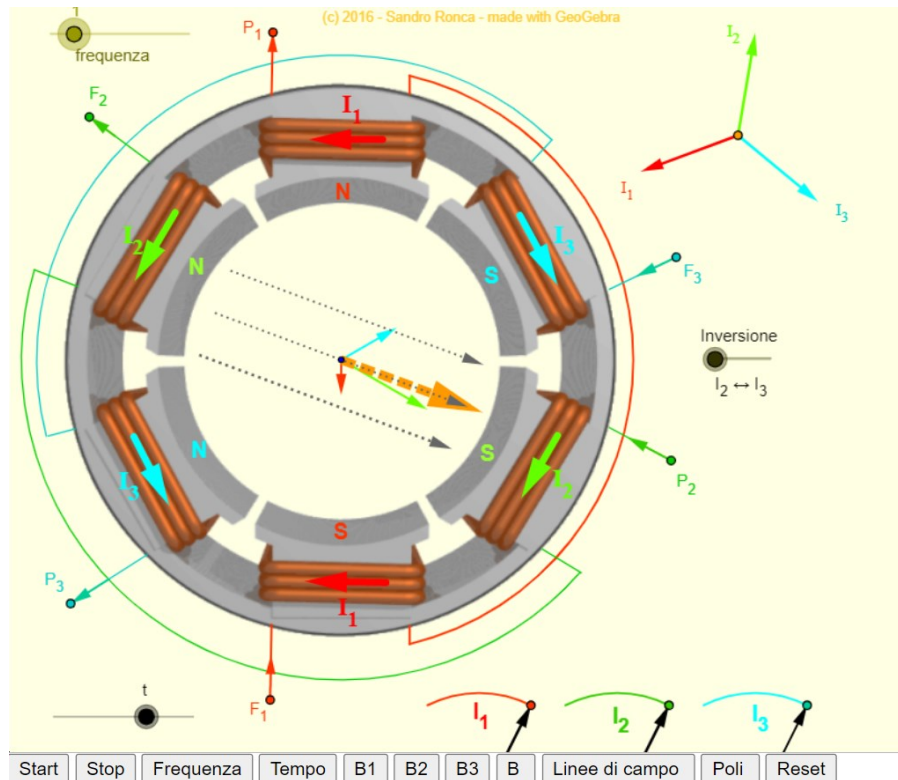


Fig 3.31 Campo magnetico rotante trifase

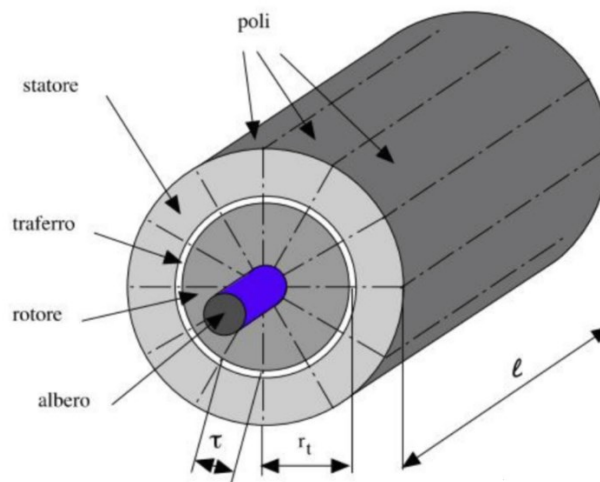
Esso rappresenta un'animazione grafica del campo magnetico rotante trifase, a conferma di quanto spiegato precedentemente; un'anteprima viene proposta dalla figura 3.31.

Oltre a quanto analizzato, si può realizzare sul rotore (con elettromagneti o magneti permanenti) un numero di magneti (e quindi di coppie polari p) maggiore di uno, in tal caso il campo magnetico prodotto ruota ad una velocità angolare ω , legata a quella ω_r del rotore da: $\omega = \omega_r p$. Analogamente, se lungo la coordinata angolare azimutale vengono posizionate in sequenza p terne di avvolgimenti (con p maggiore di uno), alimentate dalla stessa terna di correnti, si crea una distribuzione di induzione al traferro avente p periodi lungo la circonferenza; la velocità angolare del campo rotante ω_c è legata alla pulsazione ω delle correnti da: $\omega_c = \omega/p$ dove p è sempre il numero di coppie polari.

In generale è indifferente quale delle due parti della macchina svolga la funzione di induttore (e reciprocamente di indotto); la scelta avviene in base al criterio di rendere meno complesse le configurazioni circuitali, di ridurre le perdite elettriche o meccaniche. Per massimizzare il flusso Φ di ciascun polo, rotore e statore sono realizzati in ferro ad alta permeabilità e il traferro è il più sottile possibile, compatibilmente con il gioco necessario tra parti fisse e parti rotanti e tenuto conto delle

esigenze funzionali della macchina; in tal modo si ottengono circuiti magnetici a bassa riluttanza, che canalizzano l'induzione magnetica e fanno in modo che essa attraversi il traferro in direzione prevalentemente radiale. Nei tratti di circuito magnetico soggetti a induzione periodicamente variabile, per minimizzare le perdite per isteresi si utilizzano materiali ferromagnetici dolci, mentre per minimizzare le perdite per correnti parassite essi vengono realizzati in acciaio lamellato.

L'induttore è realizzato con elettromagneti oppure con magneti permanenti: questi producono il campo di induzione che attraversa il traferro, alternativamente diretto dallo statore al rotore e viceversa lungo lo sviluppo azimutale del traferro; il numero delle alternanze definisce il numero $2p$ dei poli, ovvero il numero p delle coppie polari, che si susseguono con polarità alternate, come schematicamente illustra la figura 3.32. Le coppie polari, identiche tra di loro salvo che per la posizione angolare, sono caratterizzate dallo stesso valore di flusso polare Φ . Ciascun polo occupa un settore angolare cilindrico di lunghezza e di ampiezza angolare $2\pi/2p$: la lunghezza dell'arco al traferro $\tau = 2\pi r_t/2p$ è detta semi-passo polare.



- l = lunghezza utile del circuito magnetico in direzione assiale,
- r_t = raggio (medio) al traferro;
- p = numero di coppie polari;
- τ = semipasso polare.

Fig 3.32 Geometria generica della macchina elettrica

Il flusso polare ϕ può essere espresso come prodotto della superficie al traferro di un polo per il valore medio dell'induzione B_m : $\phi = \tau \cdot l \cdot B_m$

L'induttore può avere due diverse geometrie:

- In figura 3.33, viene rappresentato a *poli salienti*. Presenta $2p$ poli tra loro identici, ciascuno costituito da un nucleo polare ed una scarpa polare; sui nuclei polari sono montate le bobine di eccitazione oppure costituiti da magneti permanenti.

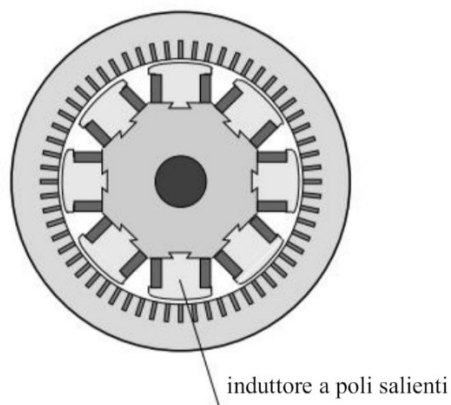


Fig 3.33 Induttore a polo saliente

- La figura 3.34 invece illustra l'induttore *liscio* di forma cilindrica, lungo la sua superficie laterale affacciata al traferro sono presenti scanalature longitudinali (cave d'induttore), nelle quali sono alloggiati i conduttori dell'avvolgimento di eccitazione, oppure magneti permanenti.

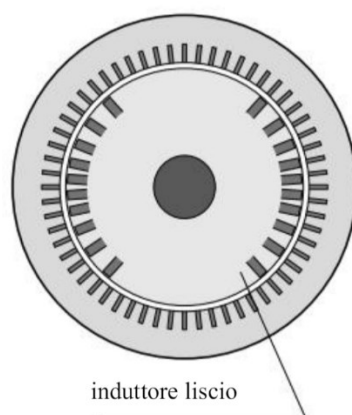


Fig 3.34 Induttore liscio

L'indotto è sempre di tipo liscio ed è costituito da più conduttori di indotto alloggiati in scanalature longitudinali (cave di indotto) realizzate in corrispondenza della superficie del ferro rivolta al traferro. Gli avvolgimenti di indotto (o di armatura) sono ottenuti dall'interconnessione dei conduttori di indotto per mezzo dei collegamenti di testata.

Per connettere a componenti fermi i conduttori presenti nel rotore (tanto che costituiscano l'induttore oppure l'indotto), si ricorre a contatti striscianti costituiti da anelli, realizzati in materiale conduttore e calettati sull'albero, da esso isolati e connessi ai terminali degli avvolgimenti posti nel rotore, e spazzole. Le spazzole sono dotate di elementi elastici che esercitano pressione contro gli anelli per minimizzare la caduta di tensione nel contatto e di corde in rame per il collegamento con i terminali. I contatti striscianti producono perdite per attrito e perdite per effetto Joule; inoltre, richiedono una frequente manutenzione, come la sostituzione delle spazzole e rettifica o sostituzione degli anelli.

Le macchine elettriche rotanti sono dei convertitori elettromeccanici. La potenza meccanica P_{mecc} è trasmessa attraverso l'albero di macchina e vale sempre: $P_{mecc} = C \cdot \omega_r$. La potenza elettrica è trasmessa attraverso la morsettiera. La conversione elettromeccanica riguarda la potenza attiva P , che vale rispettivamente:

$$P = V \cdot I \text{ per una macchina in corrente continua}$$

$$P = V \cdot I \cdot \cos\varphi \text{ per una macchina monofase}$$

$$P = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \cdot \cos\varphi \text{ per una macchina trifase}$$

Dove φ è l'angolo di sfasamento tra i valori efficaci della tensione V e della corrente I .

In un convertitore elettromeccanico, la potenza elettrica convertita P_g è uguale alla potenza meccanica convertita P_m . A causa di diversi fenomeni di perdita, la potenza elettrica ai morsetti è diversa dalla potenza elettrica convertita, $P \neq P_g$; analogamente la potenza meccanica scambiata attraverso l'albero è diversa dalla potenza meccanica convertita, $P_{mecc} \neq P_m$. Queste perdite di potenza possono essere così classificate:

- P_{Cu-i} perdite per effetto Joule negli avvolgimenti di indotto;
- P_{Cu-e} perdite per effetto Joule negli avvolgimenti di induttore;
- P_{Fe} perdite per correnti parassite e per isteresi nel ferro di indotto e di induttore;
- P_{attr} perdite meccaniche di attrito ai cuscinetti ed eventualmente ai contatti striscianti;
- P_{ven} perdite meccaniche di ventilazione;

La somma di tali potenze può essere indicata con P_{diss} ; essa fa sì che la potenza erogata (potenza utile P_u , sia essa meccanica o elettrica) sia sempre inferiore a quella assorbita P_a (elettrica o meccanica).

Nel funzionamento da generatore, la potenza utile è la potenza attiva erogata ai terminali, $P_u = P$, e la potenza assorbita è la potenza attiva fornita dal motore primo, $P_a = P_{mecc}$. Quindi il rendimento vale:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P}{P_{mecc}} = \frac{P}{P + P_{diss}}$$

Nel funzionamento da motore la potenza utile è quella meccanica fornita all'utenza, $P_u = P_{mecc}$ e la potenza assorbita è la potenza attiva assorbita ai terminali, $P_a = P$. Quindi il rendimento vale:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_{mecc}}{P} = \frac{P_{mecc}}{P_{mecc} + P_{diss}}$$

Sia nel funzionamento da generatore che da motore, il rendimento è generalmente tanto maggiore quanto maggiore è la potenza nominale. Inoltre, tipologie diverse di macchina presentano rendimenti diversi, a parità di potenza nominale.

3.4 Macchina a corrente continua

Le macchine elettriche a corrente continua C.C. vengono principalmente utilizzate come motori; come si può notare dalla figura 3.35 sono costituite da:

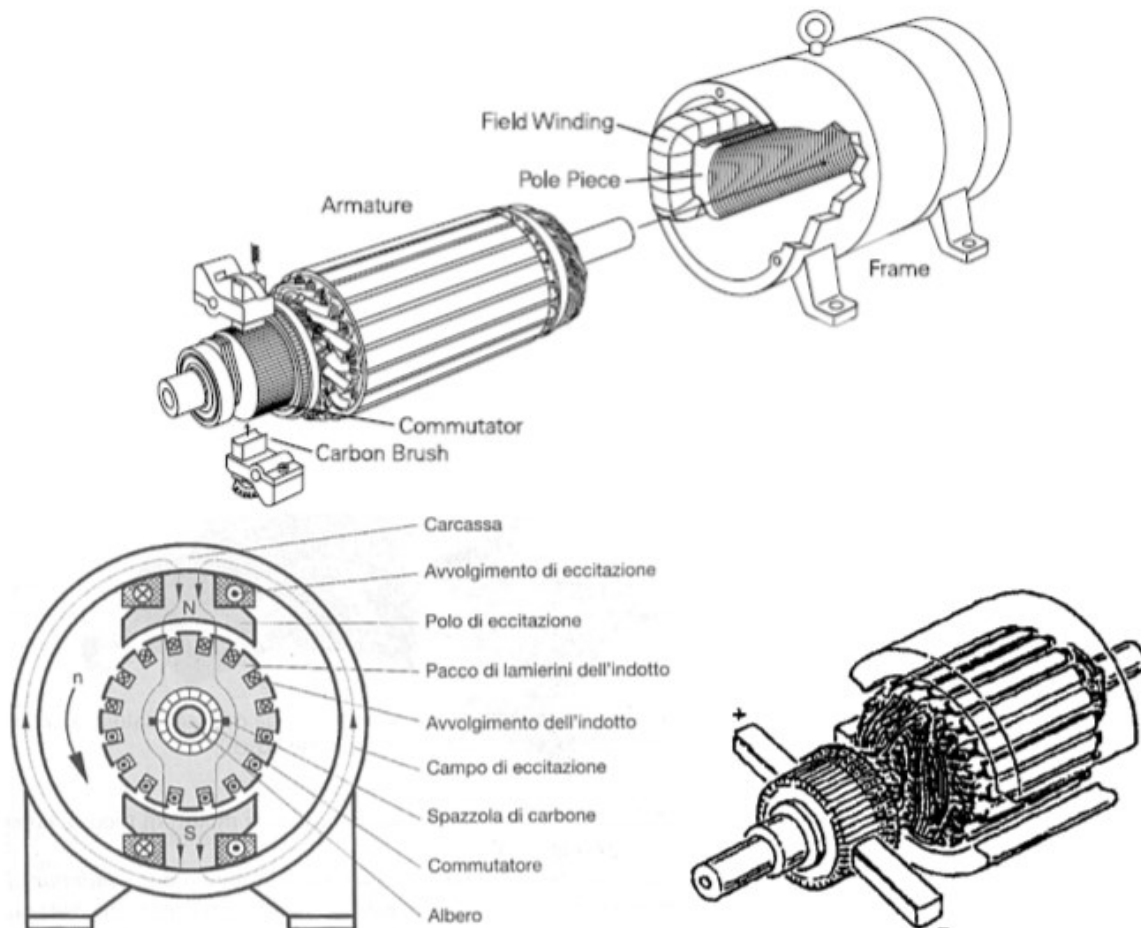


Fig 3.35 Elementi costitutivi della macchina elettrica in corrente continua

- uno statore cilindrico cavo di materiale ferromagnetico dolce massiccio, all'interno del quale vi sono dei poli salienti realizzati con magneti permanenti oppure con materiale ferromagnetico dolce su cui sono disposte delle bobine percorse da corrente continua (avvolgimento di eccitazione o induttore);
- un rotore di materiale ferromagnetico dolce laminato, coassiale allo statore e separato da esso da un traferro, con cave uniformemente distribuite lungo la sua periferia esterna, nelle quali è disposto un avvolgimento di tipo chiuso (avvolgimento di armatura o indotto), connesso alle lamelle di rame di un commutatore; nell'armatura si verifica la conversione elettromeccanica di energia, attraverso dei contatti striscianti costituiti da spazzole di grafite pressate sul commutatore;

- un commutatore coassiale al rotore, costituito da lamelle di rame isolate fra di loro da fogli di mica, su cui sono appoggiate a pressione mediante molle delle spazzole, in genere di grafite per consentire un buon contatto elettrico minimizzando gli attriti, che consentono di collegare il circuito di armatura rotante ad un circuito esterno fisso; commutatore e spazzole sono le sole parti di macchina che richiedono manutenzione, oltre ai cuscinetti;

Si prenda in considerazione il caso illustrato dalla figura 3.36 sottostante:

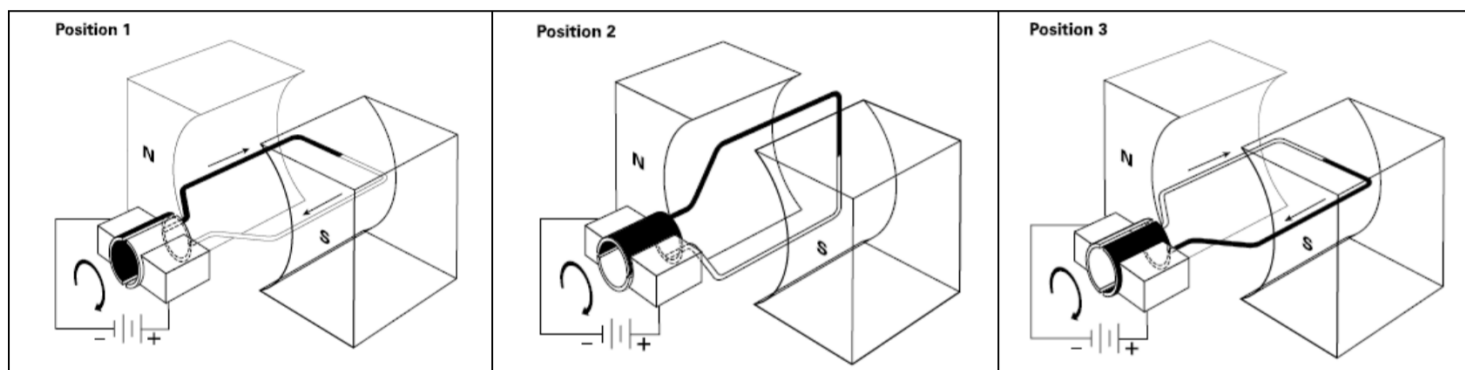


Fig 3.36 Schema di funzionamento di una macchina a corrente continua

in cui lo statore è costituito da due magneti permanenti e il rotore da una spira i cui estremi sono saldati ad un commutatore circolare, costituito due lamelle di rame tra loro isolate e connesse elettricamente tramite due spazzole ad un generatore di corrente continua, Con riferimento a tale schema elementare di macchina a corrente continua si nota che:

- nella prima posizione la metà nera (bianca) della spira è in contatto, tramite lamella e spazzola, con il morsetto negativo (positivo) della tensione di alimentazione e la corrente che la attraversa esce dal (entra nel) commutatore;
- nella seconda posizione la spira è cortocircuitata;
- nella terza posizione è la metà bianca (nera) della spira in contatto, tramite lamella e spazzola, con il morsetto negativo (positivo) della tensione di alimentazione e la corrente che la attraversa esce dal (entra nel) commutatore;

Ne consegue che con un avvolgimento rotorico costituito da molte spire ed un commutatore costituito da numerose lamelle, l'azione congiunta di spazzole e commutatore produce una configurazione spaziale delle correnti e quindi del campo magnetico rotorico praticamente invariabile durante il funzionamento. Gli avvolgimenti rotorici sono collegati al commutatore, con la funzione di interruttore elettronico rotante che trasmette loro energia eccitando ciascuna bobina a turno creando una forza di rotazione costante: vengono accese e spente in sequenza, creando un campo magnetico rotante che interagisce con il campo magnetico statorico per generare coppia che provoca la rotazione per effetto delle forze di attrazione e interazione tra poli magnetici.

Se si applica una d.d.p. costante tra le spazzole la conseguente corrente si divide in parti uguali nelle vie interne dell'avvolgimento rotorico, che è disposto in modo tale che tutti i conduttori situati in un passo polare risultino percorsi dalla corrente in un dato verso, mentre quelli situati nei due passi polari contigui sono percorsi dalla corrente in verso opposto.

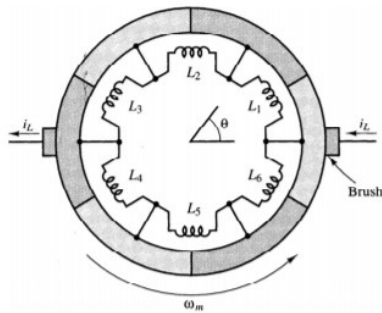


Fig. M6-6

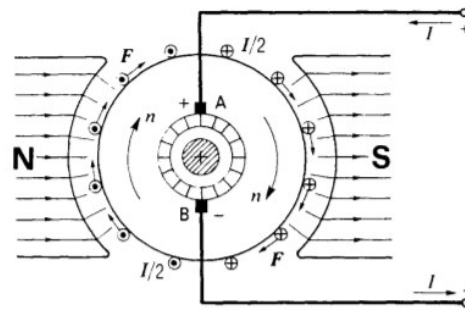


Fig. M6-7

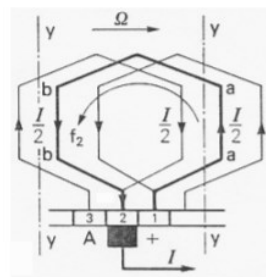
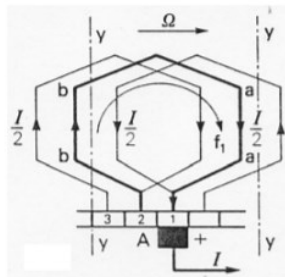


Fig 3.37 Interazioni elettromagnetiche all'interno della macchina in corrente continua

Ogni conduttore dell'indotto quindi, a causa dell'interazione tra la corrente che lo attraversa e il flusso di statore è sollecitato da una forza la cui direzione è normale a quelle della corrente e del campo di eccitazione statorico e il cui verso è definito dalla regola della mano destra (B, I, F) come descritto nell'appendice C, dando così origine ad una coppia motrice risultante $C = k_t \Phi I_a$ che porta in rotazione il rotore. Quando l'indotto ruota l'azione congiunta delle spazzole e del commutatore determina una continua variazione delle connessioni tra il circuito esterno di alimentazione e le spire dell'avvolgimento di armatura, tale da determinare una distribuzione spaziale delle correnti alternate rotoriche praticamente immutabile nel tempo qualsiasi sia la velocità del rotore e quindi un campo magnetico di armatura spazialmente fisso e sempre ortogonale a quello di statore pure esso spazialmente fisso, in quanto prodotto da magneti permanenti fissati sullo statore o da correnti continue circolanti in bobine disposte sui poli statorici. Ne consegue che la coppia motrice, se si trascurano le piccole oscillazioni causate dal fenomeno della commutazione, si mantiene, in condizioni di regime stazionario, pressoché costante nel tempo.

Per effetto della rotazione si induce poi nel circuito di armatura una forza elettromotrice. $E = k_e \Phi \Omega$, che agisce in verso opposto alla corrente assorbita dall'indotto. Nel funzionamento a carico il campo di armatura comporta un fenomeno di parziale smagnetizzazione del campo di eccitazione a causa della non linearità del materiale ferromagnetico; l'uso di avvolgimenti compensatori disposti sulle espansioni polari rende però praticamente trascurabile tale fenomeno, consentendo quindi di poter

considerare sempre il flusso di macchina costante e i campi magnetici di statore e di rotore disaccoppiati. Tali poli consentono di ridurre sensibilmente il problema dello scintillamento al commutatore, rendendo la posizione ottimale delle spazzole indipendente sia dal carico che dalla direzione di rotazione. In assenza di tali poli ausiliari, infatti al variare del carico e/o del senso di marcia e quindi della distribuzione del campo magnetico, per limitare il fenomeno dannoso dello scintillamento le spazzole dovrebbero essere continuamente ed opportunamente spostate in modo tale da far avvenire sempre la commutazione nella regione tra i poli statorici in cui il campo magnetico è nullo e quindi nel momento in cui la corrente che deve essere commutata è nulla.

I pregi dei motori in continua derivano dalla notevole semplicità con cui è possibile regolare velocità e coppia, quindi in maniera indipendente coppia e flusso di eccitazione, e dalla varietà di caratteristiche meccaniche ottenibili, in relazione al tipo di connessione tra i circuiti di eccitazione e di armatura.

3.5 Macchina asincrona

È una macchina elettrica rotante che può funzionare sia come generatore che come motore basata sul concetto di campo magnetico rotante. Funzionante in regime sinusoidale, ma con una velocità di rotazione del rotore variabile con il carico; in particolare, la velocità del rotore è sempre inferiore alla velocità del campo magnetico generato dagli avvolgimenti di statore, da cui l'asincronismo.

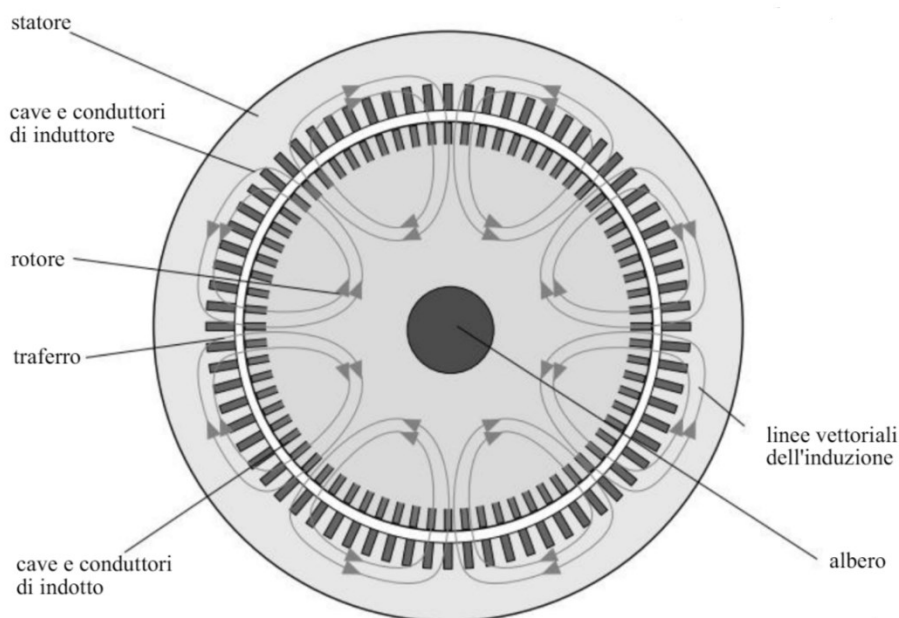


Fig 3.38 Sezione trasversale di una macchina asincrona con rotore avvolto avente quattro coppie di poli

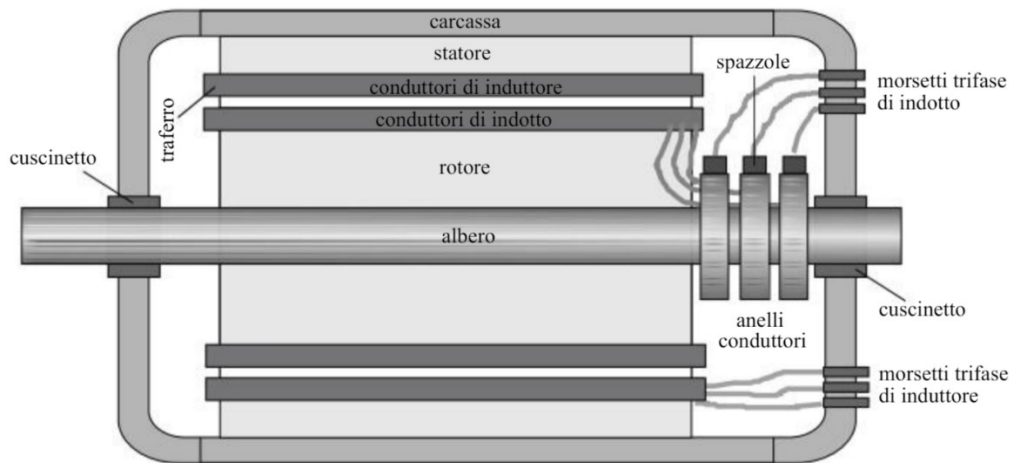


Fig 3.39 Sezione longitudinale di una macchina asincrona con rotore avvolto

Dalla figura 3.38 si può notare che lo statore fisso non è altro che una corona cilindrica esterna, costituita da un circuito magnetico ad elevata permeabilità che canalizza efficacemente le linee d'induzione, laminato e presenta lungo la superficie interna le cave che alloggiavano i tre avvolgimenti di statore. Tale parte di macchina costituisce di norma l'induttore che ha la funzione di creare un campo magnetico grazie alla corrente di eccitazione che scorre in questi suoi avvolgimenti statorici disposti l'uno rispetto all'altro di 120° con collegamento a stella o triangolo, dove la loro periodicità determina il numero p di coppie polari ($2p$ di poli).

All'interno dello statore viene posto il rotore, che è un cilindro mobile, costruito sempre con materiale ad elevata permeabilità che costituisce l'indotto, anch'esso laminato e presenta lungo la superficie esterna avvolgimenti di rotore; in relazione alla tipologia dell'avvolgimento di rotore, le macchine asincrone possono essere a rotore avvolto mostrato dalla figura 3.39 o a gabbia di scoiattolo in figura 3.40. Nel primo tipo di macchina il rotore contiene tre avvolgimenti analoghi a quelli di statore, con uguale numero di poli, connessi a stella e i tre terminali liberi possono essere collegati in cortocircuito, oppure a tre anelli metallici, calettati sull'albero, i quali, tramite tre spazzole e relativi contatti striscianti, consentono di collegare gli avvolgimenti di rotore ad un reostato di avviamento; nel secondo tipo, ogni cava alloggia un conduttore o sbarra, normalmente in alluminio pressofuso. Tutte le sbarre sono collegate tra loro in corrispondenza di ciascuna testata mediante due anelli che le chiudono permanentemente in cortocircuito.

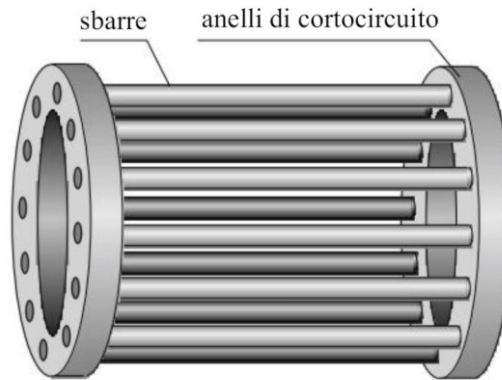


Fig 3.40 Sbarre conduttrici in un rotore a gabbia di scoiattolo

Il rotore è dunque sede di forze elettromotrici create dal campo rotante di induttore e nei suoi avvolgimenti, chiusi in cortocircuito o collegati alla rete elettrica, scorrono le correnti d'indotto: queste correnti danno luogo ad un altro campo magnetico rotante generato sul rotore. Quest'ultimo, coerentemente con la legge di Lenz, ha verso opposto a quello generato dallo statore, di conseguenza il rotore opponendosi è costretto a mettersi in movimento e quindi ruotare con la stessa velocità del campo magnetico rotante di statore, danno luogo alla coppia elettromeccanica e quindi alla conversione dell'energia.

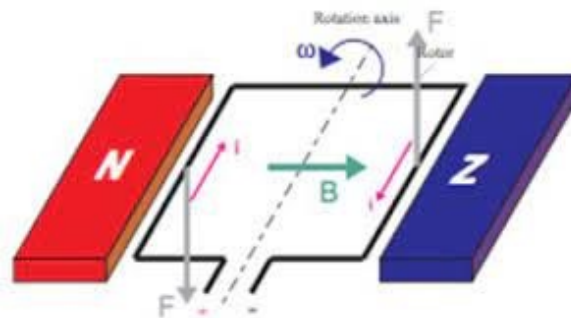


Fig 3.41 Coppia elettromagnetica

Tale coppia, rappresentata dalla figura 3.41, tende a far diminuire la velocità relativa tra campo statorico e rotore; si osserva un'accelerazione fino al raggiungimento di una velocità molto prossima a quella di sincronismo ma non coincidente a causa delle perdite meccaniche.

In una macchina asincrona i valori nominali individuano i parametri operativi ai quali corrisponde il funzionamento ottimale della macchina. I principali valori nominali della macchina asincrona sono elencati dalla tabella di figura 3.42 sottostante.

| | |
|---------------------|--|
| P_n | potenza nominale [W] |
| $V_n = \sqrt{3}E_n$ | tensione concatenata nominale [V] |
| I_n | corrente nominale [A] |
| $\cos\varphi_n$ | fattore di potenza nominale |
| f_n | frequenza nominale [Hz] |
| p | numero di coppie polari |
| n_n | velocità nominale di rotazione [giri/minuto] |
| C_n | coppia nominale all'albero [Nm] |

Fig 3.42 Valori nominali macchina asincrona

Tensione e corrente nominali hanno significato di valori efficaci e la potenza nominale ha valore di potenza elettrica convertita in potenza meccanica. Trascurando le perdite, valgono le relazioni:

$$P_n = \sqrt{3}V_n I_n \cos \varphi_n = 3E_n I_n \cos \varphi_n = C_n \frac{2\pi}{60} n_n$$

Si consideri ora una macchina asincrona trifase avente numero di coppie polari pari a p e rotore avvolto, assumendo che gli avvolgimenti statorici e rotorici siano collegati a stella. Quando i tre avvolgimenti statorici sono alimentati con una terna simmetrica di correnti sinusoidali di pulsazione ω , essi danno origine ad una distribuzione complessiva di induzione magnetica a traferro avente periodicità pari al passo polare che ruota rigidamente, ossia senza deformarsi, attorno all'asse del motore con frequenza fissa e in direzione azimutale con velocità angolare: $\omega_c = \omega/p$; tale distribuzione, prende il nome di campo magnetico rotante statorico. La velocità di rotazione di tale magnetico rotante (o velocità di sincronismo) si esprime normalmente in giri al minuto: $n_c = 60 \omega_c / 2\pi = 60\omega/2\pi p = 60f/p$ ove $f = \omega/2\pi$ è la frequenza di alimentazione; dunque, il campo ruota tanto più lentamente quanto maggiore è il numero di poli.

Tale macchina può essere considerata come una generalizzazione del trasformatore trifase:

Consideriamo inizialmente una macchina con *rotore fermo e avvolgimenti rotorici aperti*, in modo che le correnti di indotto siano nulle. Il campo magnetico rotante, prodotto dagli avvolgimenti di statore alimentati con una terna simmetrica di correnti a frequenza f , induce sia negli avvolgimenti di statore che in quelli di rotore un sistema di forze elettromotrici sinusoidali a frequenza f , come:

$$E_{is} = -j\omega k_s N_s \Phi_0$$

$$E_{ir} = -j\omega k_r N_r \Phi_0$$

dove

- “ ω ” pulsazione di alimentazione;
- “ Φ_0 ” flusso polare;

- “ N_s ” numero di conduttori in serie per fase di statore;
- “ N_r ” numero di conduttori in serie per fase di rotore;
- “ k_s ” fattore di avvolgimento di statore;
- “ k_r ” fattore di avvolgimento di rotore;

Tali equazioni mostrano che le forze elettromotrici (f.e.m.) indotte stanno tra loro in rapporto costante. Pertanto, la macchina asincrona trifase, a rotore fermo, si comporta come un trasformatore trifase i cui primari e secondari sono costituiti rispettivamente dagli avvolgimenti statorici e rotorici.

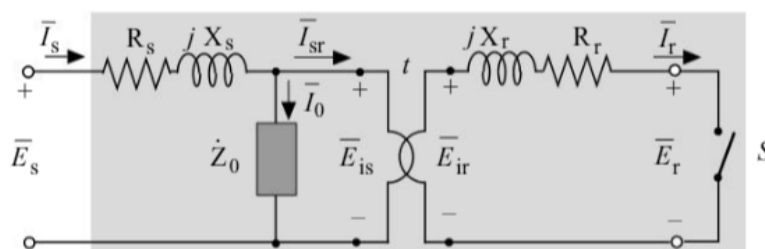


Fig 3.43 Circuito equivalente di una macchina asincrona con rotore fermo

La situazione viene illustrata dalla figura 3.43 con l'interruttore S aperto, del tutto identico a quello di un trasformatore a vuoto. In esso E_s ed E_r rappresentano le tensioni stellate, presenti ai terminali dell'avvolgimento di statore (il primario) e dell'avvolgimento di rotore (il secondario), R_s e R_r sono le resistenze, $X_s = \omega L_{sd}$ e $X_r = \omega L_{rd}$ e reattanze di dispersione degli avvolgimenti rispettivamente di statore e di rotore; Z_0 è l'impedenza a vuoto di statore. Può quindi essere definito il rapporto di trasformazione del motore asincrono con avvolgimenti statorici e rotorici trifasi:

$$t = E_{is} / E_{ir} = K_s N_s / k_r N_r$$

Avendo assunto gli avvolgimenti rotorici aperti, si ha $I_r = I_{sr} = 0$ e la corrente di statore, detta corrente a vuoto, vale: $I_0 = E_{is} / Z_0$; la corrispondente tensione stellata applicata all'avvolgimento statorico è quindi: $E_s = E_{is} + (R_s + jX_s) I_s$

Se invece il rotore è libero di ruotare, le correnti che si manifestano negli avvolgimenti rotorici (correnti di indotto) interagiscono con l'induzione magnetica generando forze elettrodinamiche e una coppia elettromeccanica che, coerentemente con la legge di Lenz, tende a ridurre la variazione del flusso concatenato e quindi a far ruotare il rotore nella direzione del campo magnetico rotante. Se il rotore è libero di ruotare, esso viene accelerato e tende a portarsi al sincronismo, ossia a raggiungere una velocità di rotazione uguale a quella del campo rotante $\omega_m = \omega_c$: in questa condizione gli avvolgimenti di rotore non sono più sottoposti a variazioni di flusso concatenato e quindi si annullano tanto le loro forze elettromotrici che le loro correnti; si realizza così ancora una condizione simile al funzionamento a vuoto di un trasformatore.

Per analizzare il comportamento della macchina alla generica velocità di rotazione del rotore (indicata con n_r se espressa in giri al minuto e con ω_r se espressa in radianti al secondo) è utile introdurre un parametro denominato *scorrimento*, che esprime la differenza relativa tra la velocità del campo rotante n_c e quella del rotore n_r :

$$s = n_c - n_r / n_c = \omega_c - \omega_r / \omega_c$$

$$\Rightarrow n_r = n_c(1-s), \quad \omega_r = \omega_c(1-s) = \omega/p(1-s)$$

Tra la velocità di rotazione del rotore e lo scorrimento sussistono le seguenti relazioni, valide in condizioni particolari:

- con rotore fermo, $n_r = 0 \Leftrightarrow s = 1$
- alla velocità di sincronismo, $n_r = n_c \Leftrightarrow s = 0$

Quando il rotore è in moto, la velocità relativa tra rotore e campo magnetico determina la frequenza f_s con cui varia l'induzione nel rotore stesso; tale frequenza può essere espressa in funzione dello scorrimento con la relazione: $f_s = s \cdot f$. Le f.e.m. indotte nel rotore e le reattanze di dispersione secondarie, essendo proporzionali alla frequenza, sono pure esprimibili in funzione dello scorrimento:

- (moto) $E_{ir} = s \cdot E_{ir}$ (fermo)
- (moto) $X_r = s \cdot X_r$ (fermo)

Di conseguenza, il circuito equivalente della macchina asincrona con avvolgimenti di rotore in corto circuito e rotore in rotazione, illustrato dalla figura 3.44.

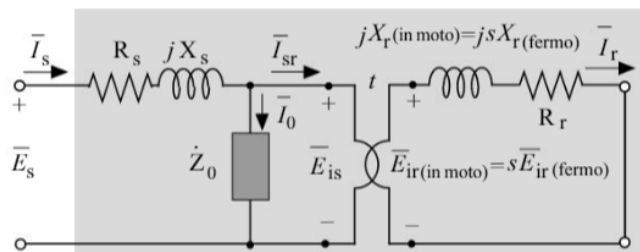


Fig 3.44 Circuito equivalente di una macchina asincrona con avvolgimenti di rotore in corto circuito e rotore in movimento

Usando identità algebriche, la corrente rotorica può essere riscritta anche come:

$$\vec{I}_r = \frac{s\vec{E}_{ir}}{R_r + jsX_r} = \frac{\vec{E}_{ir}}{\frac{R_r}{s} + jX_r} = \frac{\vec{E}_{ir}}{R_r + R_r(1-s)/s + jX_r}$$

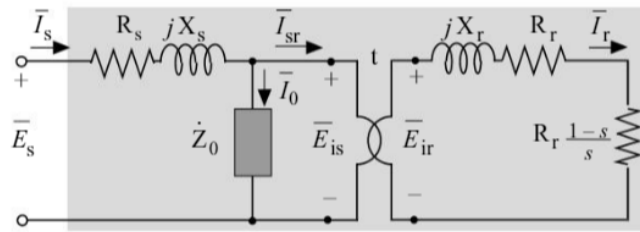


Fig 3.45 Circuito equivalente di una macchina asincrona con avvolgimenti di rotore in corto circuito e rotore in movimento utilizzando identità algebriche

Si deduce che il funzionamento con rotore in moto è descritto da una rete equivalente simile a quella con rotore fermo e in cortocircuito, ma dove si è introdotta una resistenza aggiuntiva rotorica pari a $R_r(1-s)/s$, come mostrato in figura 3.45. La corrente di statore vale: $I_s = I_0 + I_{sr} = I_0 + (1/t)I_r$.

Come per il trasformatore statico, lo schema equivalente può essere riportato al primario, eliminando il trasformatore ideale e sostituendo alla resistenza e reattanza del rotore le corrispondenti grandezze riportate a statore: $R_{sr} = t^2 R_r$, $X_{sr} = t^2 X_r$, $R_{sr}(1-s)/s = t^2 R_r(1-s)/s$, si ottiene allora rete equivalente monofase riportata a primario visibile in figura 3.46.

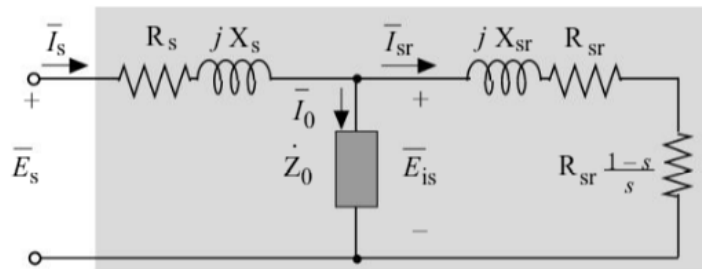


Fig 3.46 Rete equivalente monofase riportata a primario con il trasferimento d'impedenza

Dei due termini resistivi che le compongono, il primo indipendente da s , costituisce la resistenza dell'avvolgimento rotorico; il secondo, $R_{sr}(1-s)/s$, dipende dallo scorrimento s , e quindi dalla velocità di rotazione del rotore. Si verifica facilmente che:

–quando il rotore è in moto alla velocità di sincronismo ($n_r = n_c$, $s=0$), $R_{sr}(1-s)/s$ diverge e quindi la corrente secondaria si annulla: si ritrovano lo schema e le condizioni di funzionamento a vuoto.

–quando il rotore è fermo ($n_r = 0$, $s=1$), $R_{sr}(1-s)/s$ risulta nulla e quindi la macchina è in cortocircuito: si ritrovano lo schema e le condizioni di funzionamento in cortocircuito.

Trascurando la caduta di tensione dovuta alla circolazione della corrente a vuoto I_0 nell'impedenza di statore $Z_s = R_s + jX_s$, il circuito equivalente monofase può essere semplificato, portando l'impedenza Z_0 a monte dell'impedenza Z_s , ottenendo il circuito in figura 3.47.

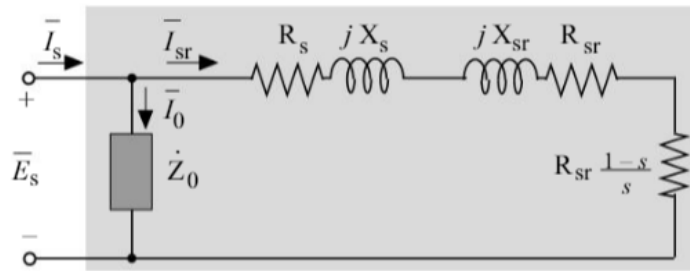


Fig 3.47 Circuito equivalente monofase semplificato di una macchina asincrona

Ne consegue che la corrente di rotore riportata a statore vale:

$$I_{sr} = E_s / R_s + R_{sr} + R_{sr}(1-s)/s + j(X_s + X_{sr}).$$

Affinché esista coppia meccanica, il rotore deve ruotare attorno al proprio asse con una velocità angolare ω_m diversa da ω_c ; da qui l'asincronismo. Dal grafico di figura 3.48 è possibile notare che:

Se $0 < \omega_m < \omega_c$ (scorrimento positivo: $0 < s < 1$) la coppia esercitata dalla spira è concorde con il verso di rotazione del campo magnetico e la macchina funziona da motore: potenza erogata, positiva.

Se $\omega_m > \omega_c$ (scorrimento negativo: una volta raggiunto il punto di sincronismo a $s = 0$, la macchina viene ulteriormente accelerata applicando all'albero una coppia motrice esterna) la coppia esercitata è di segno discorde con il verso di rotazione del campo magnetico e la macchina funziona da generatore: potenza assorbita, negativa.

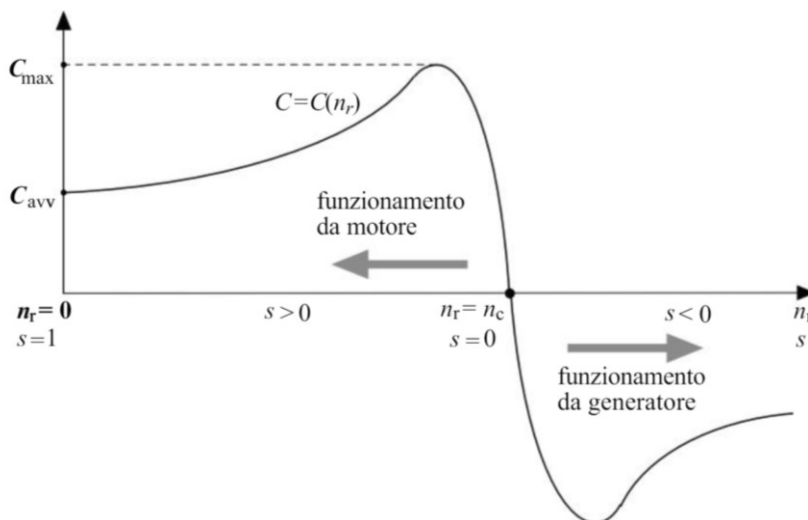


Fig 3.48 Funzionamento macchina asincrona come motore o generatore in funzione del segno di scorrimento

Il rotore segue, pertanto, la rotazione del campo magnetico ad una velocità minore in modo tale che scaturisca un moto relativo di scorrimento tra campo magnetico induttore e avvolgimenti d'indotto

ed in quest'ultimi circolino correnti di intensità tale da sviluppare una coppia motrice capace di mantenere il rotore in rotazione.

3.6 Macchina sincrona

È una macchina elettrica in cui la velocità di rotazione del rotore è strettamente legata alla frequenza delle tensioni presenti ai terminali degli avvolgimenti di statore. A differenza di quanto avviene nelle macchine asincrone e a corrente continua, l'induttore è posto nel rotore e l'indotto nello statore e a tale disposizione si fa riferimento nel seguito. Il rotore è realizzato in modo da generare una configurazione di campo magnetico stazionario, che ruota in modo solidale al rotore quando questo è in rotazione, investendo anche lo statore. Nel rotore sono presenti avvolgimenti percorsi da corrente continua, chiamati avvolgimenti di eccitazione, oppure magneti permanenti costituiti da materiali magnetici duri; essi sono resi solidali all'albero dal nucleo magnetico, realizzato con materiale ad elevata permeabilità magnetica, disposto in modo da produrre un intenso campo magnetico radiale a traferro. Il numero di coppie polari N-S del nucleo magnetico viene denominato p , visibile dalla figura 3.49.

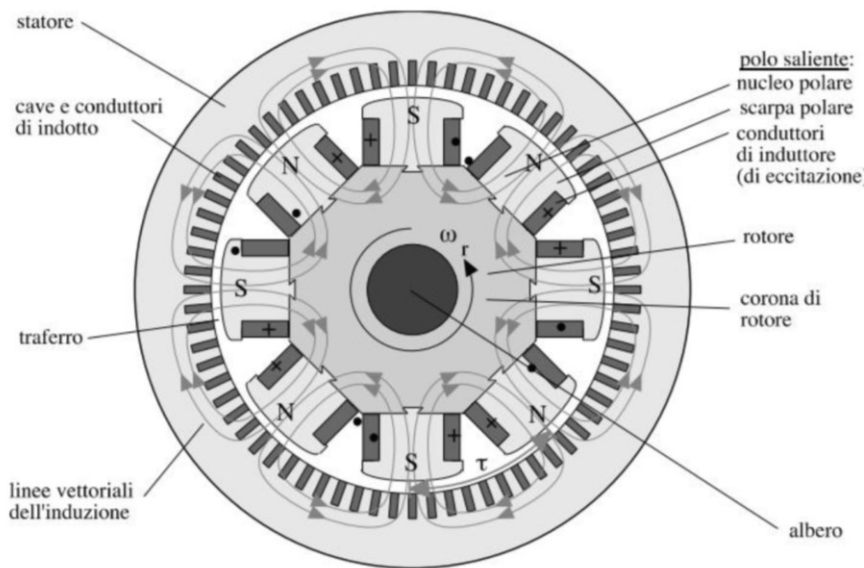


Fig 3.49 Sezione trasversale di una macchina sincrona a quattro coppie di poli

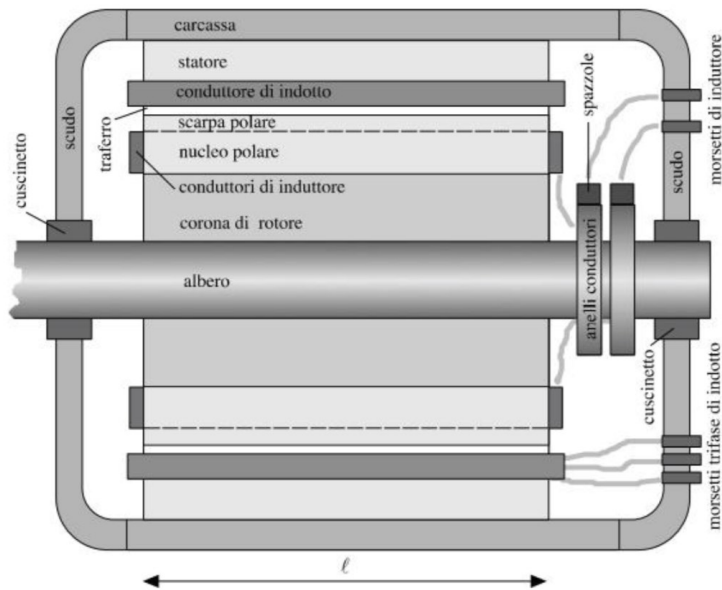


Fig 3.50 Sezione longitudinale di una macchina sincrona

In tal modo, il rotore costituisce una struttura magnetica periodica avente un numero di poli pari a $2p$. Nel caso del rotore a poli salienti, i conduttori degli avvolgimenti di eccitazione sono disposti intorno ai nuclei polari, formando $2p$ bobine identiche tra loro. Nel caso del rotore liscio, i conduttori degli avvolgimenti di eccitazione sono disposti in cave longitudinali e connessi tra di loro sulle due testate di macchina; la distribuzione delle cave e le connessioni tra i conduttori sono tali da realizzare due bobine identiche. Gli avvolgimenti di eccitazione sono connessi in serie e vengono alimentati tramite due anelli con contatti striscianti (spazzole) come illustrato dalla figura 3.50, spesso mediante uno specifico generatore in corrente continua denominato dinamo eccitatrice, che viene calettata sullo stesso albero; le macchine in cui il rotore viene magnetizzato per mezzo di magneti permanenti sono prive di anelli e spazzole e vengono chiamate brushless.

Lo statore è la parte fissa della macchina e ha la forma di un cilindro cavo. È costituito di materiale ferromagnetico, attraverso il quale si richiudono le linee del campo magnetico prodotto dal rotore. Essendo sede di induzione magnetica periodicamente variabile, è costituito da un pacco di lamierini di acciaio al silicio. Sulla faccia interna dello statore sono presenti cave longitudinali uniformemente spaziate, che alloggiano i conduttori di indotto, collegati sulle due testate di macchina per realizzare tre avvolgimenti. I terminali degli avvolgimenti sono connessi (a stella o a triangolo) ad una rete in regime sinusoidale trifase. Si può anche realizzare un alternatore monofase collegando un solo avvolgimento ad una rete in regime sinusoidale monofase. I conduttori di induttore e di indotto sono generalmente in rame, per minimizzare le perdite per effetto Joule. Nell'induttore (che funziona in DC) possono venire impiegati conduttori di sezione elevata; nell'indotto (che funziona in AC), per ridurre la dissipazione per effetto pelle, si ricorre a più conduttori sottili, isolati, sottoposti alla stessa induzione media e connessi in parallelo alle estremità.

| | |
|-------|--|
| P_n | potenza nominale [VA, W] |
| V_n | tensione concatenata nominale di indotto [V] |
| I_n | corrente nominale di indotto [A] |
| f_n | frequenza nominale [Hz] |
| I_e | corrente di eccitazione [A] |
| V_e | tensione di eccitazione [V] |
| n_n | velocità nominale di rotazione [giri/minuto] |
| C_n | coppia nominale all'albero [Nm] |

Fig 3.51 Valori nominali macchina sincrona

I valori di tensione e corrente nominali di indotto, presenti nella tabella di figura 3.51, hanno significato di valori efficaci. Nel caso degli alternatori la potenza nominale ha significato di potenza elettrica apparente erogata ed è espressa in volt-ampere (VA); nel caso dei motori ha invece significato di potenza resa all'albero ed è espressa in watt (W).

Per gli alternatori trifasi vale la relazione: $P_n = \sqrt{3}V_n I_n$

Invece per i motori sincroni si ha:

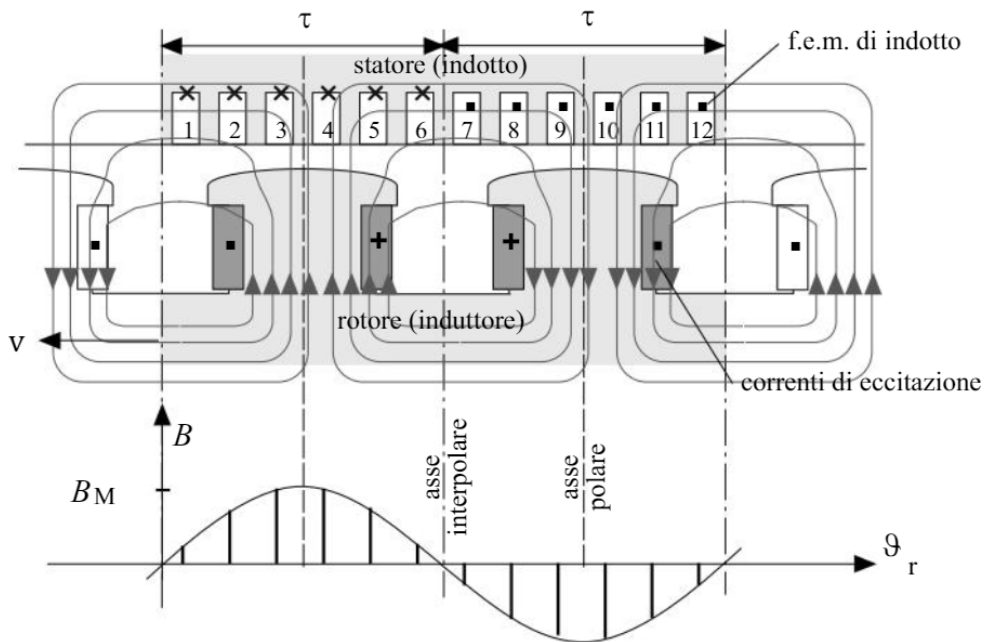
$$P_n = C_n 2\pi n_n / 60$$

Facciamo riferimento ad un alternatore trifase con collegamento delle fasi di statore a stella, analizzando nello specifico:

- Induzione al traferro nelle macchine con rotore a poli salienti: ANISOTROPO

L'induttore è alimentato a corrente di eccitazione I_e costante; ciascuna delle $2p$ bobine di eccitazione, aventi N_e spire percorse dalla corrente di eccitazione I_e , produce la forza magnetomotrice di eccitazione $N_e I_e$ che ha le dimensioni di una corrente elettrica ma non corrisponde alla corrente che passa nell'induttore che genera il flusso, ma appunto al suo prodotto per il numero di avvolgimenti misurata nel Sistema Internazionale in ampere-spire, non rappresenta altro che la legge di Hopkinson $f.m.m. = \mathcal{R} \cdot \Phi$ sinteticamente osservata nel paragrafo 3.2 inerente al trasformatore. Dato che le bobine sono uguali e collegate in anti-serie, nel circuito magnetico costituito da rotore, traferro e statore, esse producono un'induzione B con linee vettoriali come quelle in figura 3.16.

La figura 3.52 rappresenta un settore (rettificato) corrispondente ad una coppia di poli di una macchina sincrona. (θ_r la coordinata angolare di un sistema di riferimento solidale con il rotore; distribuzione della componente radiale dell'induzione al traferro).



Simboli di f.e.m. e correlati: x = entranti positive; • = uscenti positive

Fig 3.52 Profilo rettificato di una macchina sincrona con rotore a poli salienti

Ciascuna linea vettoriale si sviluppa nel ferro di rotore e di statore attraversando due volte il traferro e concatena la f.m.m. $2N_e I_e$. Poiché la permeabilità del ferro è molto maggiore di quella dell'aria, la tensione magnetica lungo i tratti in ferro si può trascurare, perciò ciascuno dei due tratti di traferro è sottoposto alla tensione magnetica $N_e I_e$. La f.m.m. $2N_e I_e$ concatenata con ciascuna linea è pari alla somma delle tensioni magnetiche nei due tratti di traferro, per la seconda legge di Kirchhoff. Vale quindi la relazione:

$$\sum_{k=1}^N U_{P_k P_{k+1}} = \sum_{k=1}^{N_{avv}} (f.m.m.)_k \quad \Rightarrow \quad U_{T1} + U_{T2} = \mathfrak{R}\phi + \mathfrak{R}\phi = 2 \frac{d}{\mu_0 S} B \cdot S = 2N_e I_e$$

$$\downarrow$$

$$B(\vartheta_r) = \frac{\mu_0 N_e I_e}{d(\vartheta_r)} \quad \text{Componente radiale dell'induzione al traferro}$$

Il profilo delle scarpe polari di rotore è sagomato in modo che le linee vettoriali nei tratti di traferro abbiano lunghezze $t = t(\theta_r)$ tali da fornire un andamento dell'induzione magnetica $B(\theta_r)$ pressoché sinusoidale lungo l'angolo $\Delta\theta_r = 2\pi/p$; quindi, con p periodi lungo l'intera circonferenza di traferro; essa è quindi esprimibile come:

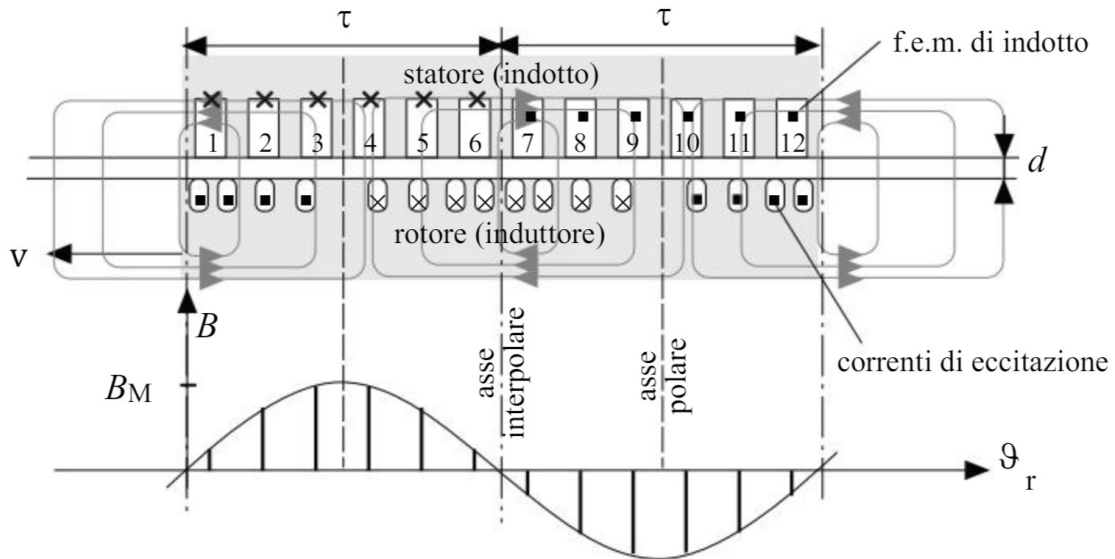
$$B(\theta_r) = B_M \sin(p\theta_r)$$

B_M è il valore massimo, che si presenta in corrispondenza dell'asse di simmetria di ciascun polo, detto asse polare, ove il traferro ha spessore minimo. L'induzione si annulla in corrispondenza dell'asse

mediano tra due poli, detto asse interpolare. La distanza tra i due assi inter-polari successivi, misurata lungo il traferro, viene denominata semi-passo polare τ .

- Induzione al traferro nelle macchine a rotore liscio: ISOTROPO

Nelle macchine a rotore liscio, in figura 3.53, lo spessore del traferro risulta costante lungo la coordinata angolare θ_r :



Simboli di f.e.m e correlati: x = entranti positive; • = uscenti positive

Fig 3.53 Profilo rettificato di una macchina sincrona con rotore liscio

Si presenta come esempio una coppia di poli in una macchina a rotore liscio e mostra come le linee vettoriali dovute alle f.m.m. di eccitazione si sviluppano nel ferro attraversando due volte il traferro. In questo caso la lunghezza d dei tratti di linee al traferro non varia con θ_r , essendo il rotore liscio. Tuttavia, linee vettoriali diverse concatenano f.m.m. diverse e la distribuzione dei conduttori di induttore alloggiati nelle cave non è uniforme; ciò produce un andamento di $B(\theta_r)$ pressoché sinusoidale, espresso ancora dalla relazione precedente.

Consideriamo ora un rotore avente una velocità di rotazione n (giri/min), corrispondente ad una velocità angolare $\omega_r = 2\pi n/60$ (rad/sec). Per valutare le interazioni elettromagnetiche tra rotore e statore si può notare che l'induzione magnetica prodotta dal rotore dà luogo ad un flusso che si concatena con ciascuno dei tre avvolgimenti di statore. Gli avvolgimenti dello statore sono costituiti da spire conduttrici isolate, distribuite nelle cave di statore, in modo che ogni spira ricopra una superficie di lunghezza l e di larghezza pari ad un semi-passo polare τ . Quando il rotore ruota, il flusso concatenato con ciascuno degli avvolgimenti di statore ha quindi un andamento variabile nel tempo con legge sinusoidale $\phi_0(t)$ ed ha una fase dipendente dalla posizione angolare delle spire dell'avvolgimento considerato. Dato che ogni spira dell'avvolgimento di statore copre una superficie

pari al semi-passo polare τ per la lunghezza della macchina l , il massimo flusso concatenato con una spira risulta pari al flusso di un polo di induttore (flusso polare) ϕ_{OM} :

$$\phi_{OM} = \tau \cdot l \cdot B_M \cdot \frac{2}{\pi}$$

dove B_M è il massimo dell'induzione al traferro mentre, con andamento sinusoidale $B_m = B_M \frac{2}{\pi}$ è il valor medio dell'induzione magnetica su un semi-passo polare τ . Per effetto della rotazione del rotore, il flusso concatenato con ogni spira situata sullo statore varia in maniera sinusoidale con pulsazione $\omega = 2\pi f$. In una macchina avente una sola coppia polare ($p = 1$), il flusso concatenato con una spira compie una sinusoide completa ad ogni giro del rotore; quindi, la pulsazione del flusso e della f.e.m. indotta $\omega = 2\pi f$ coincide con la velocità di rotazione angolare del rotore ω_r . Se invece il numero di coppie polari è $p > 1$, le sinusoidi complete sono p per ogni giro e la pulsazione elettrica ω dipende dalla velocità angolare di rotazione del rotore ω_r e dal numero di coppie polari p secondo la relazione: $\omega = 2\pi f = \omega_r p$. Di conseguenza, la f.e.m. indotta in uno degli avvolgimenti di statore, ottenuto collegando in serie le matasse appartenenti ad una fase, è sempre esprimibile come funzione sinusoidale:

$$e(t) = \sqrt{2} E_{i0} \sin(\omega t + \alpha) = - \frac{dk_s N_s \phi_0(t)}{dt} = \sqrt{2} \omega k_s \phi_0 \sin(\omega t + \alpha)$$

dove ϕ_0 è il valore efficace del massimo flusso concatenato pari a $\phi_{OM} / \sqrt{2}$, N_s è il numero totale dei conduttori delle matasse dell'avvolgimento di statore collegate in serie e il coefficiente adimensionale k_s tiene conto della distribuzione spaziale delle diverse matasse. Definendo poi un fasore rappresentativo del flusso polare $\vec{\Phi}_0 = \Phi_0 e^{j0}$, si può esprimere la tensione indotta in uno degli avvolgimenti in forma fasoriale come: $E_{i0} = -j\omega k_s N_s \vec{\Phi}_0$

Le tensioni indotte nei tre avvolgimenti dello statore saranno sfasate di 120° tra loro, cosicché:

$$\begin{aligned} \vec{E}_A &= -j\omega k_s N_s \vec{\Phi}_0 e^{j0} = \vec{E}_{i0} e^{j0} \\ \vec{E}_B &= -j\omega k_s N_s \vec{\Phi}_0 e^{-j2p/3} = \vec{E}_{i0} e^{-j2p/3} \\ \vec{E}_C &= -j\omega k_s N_s \vec{\Phi}_0 e^{-j4p/3} = \vec{E}_{i0} e^{-j4p/3} \end{aligned}$$

Dato che di solito si esprime la velocità di rotazione, invece che in rad/sec, in giri/min $n = 60\omega_r/2p$, si può dedurre che tra frequenza $f = \omega/2p$ delle f.e.m. d'indotto e velocità di rotazione del campo rotante (e del rotore) n sussiste il legame: $n = 60f/p$.

FUNZIONAMENTO A VUOTO: Il funzionamento a vuoto si realizza quando la macchina è eccitata ($I_e \neq 0$) e sono nulle le correnti di indotto. Il flusso polare Φ_0 dipende solo dalla corrente di eccitazione I_e (ovvero dalla f.m.m dei magneti di rotore). Per piccoli valori della corrente I_e , il materiale ferromagnetico di rotore e statore presenta elevata permeabilità, e quindi il flusso Φ_0 e la tensione

E_{i0} , che sono tra loro proporzionali, crescono linearmente con la corrente I_e . Infatti, in tali condizioni la riluttanza del circuito magnetico è determinata essenzialmente dal traferro ed è costante (caratteristica di traferro).

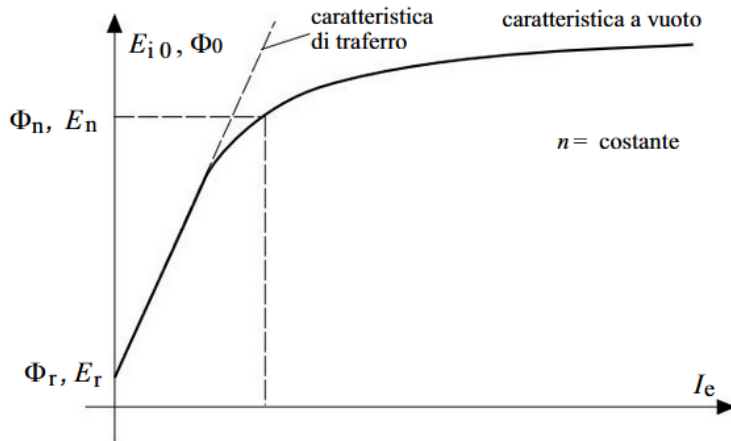


Fig 3.54 Caratteristica dell'eccitazione

Maggiori correnti di eccitazione producono flussi polari ed induzioni più elevate, e quindi tensioni a vuoto E_{i0} più grandi. In tali condizioni, tuttavia, la saturazione del ferro ne riduce la permeabilità e la relazione tra tensione E_{i0} e corrente I_e diventa marcatamente non lineare. Se la macchina ha funzionato almeno una volta, il magnetismo residuo dovuto al comportamento isterico del materiale ferromagnetico produce un flusso residuo sufficiente a generare una piccola tensione a vuoto E_r anche con $I_e = 0$. Per tale motivo la caratteristica, presentata in figura 3.54, non parte dall'origine degli assi.

FUNZIONAMENTO A CARICO: Il funzionamento a carico si ottiene connettendo i terminali di statore ad una rete in regime sinusoidale trifase, in modo che si producano correnti sinusoidali; avendo assunto gli avvolgimenti di indotto collegati a stella, la terna delle correnti degli avvolgimenti o correnti di indotto, è data da una terna di correnti sfasate dell'angolo φ rispetto alla corrispondente f.e.m. a vuoto. Le correnti di indotto applicano al circuito magnetico una terna di f.m.m. che prende il nome di reazione di indotto e che si somma a quella di eccitazione, modificando la distribuzione spaziale dell'induzione al traferro: la distribuzione risultante di $B(\alpha)$ rimane comunque approssimativamente sinusoidale con periodicità 2τ e sincrona con il rotore, ma risulta deformata in funzione dell'intensità e dello sfasamento delle correnti di indotto.

Nel funzionamento a carico, tenendo conto che il flusso polare Φ_0 viene modificato, sia in modulo che in fase, per effetto del flusso di reazione di indotto Φ_r , la f.e.m. indotta, diviene:

$$E_i = -j\omega k_s N_s \Phi \quad ; \quad \Phi = \Phi_0 + \Phi_r$$

Con buona approssimazione, la reazione di indotto corrisponde ad una f.e.m. addizionale in ritardo temporale di un angolo elettrico pari a $\pi/2$ rispetto alla corrente di indotto. Pertanto, la f.e.m. indotta risulterà essere esprimibile come l'effetto di un'opportuna reattanza equivalente di reazione di indotto

X_i . $E_i = E_{i0} - jX_i I$. A tale effetto si somma ovviamente quello della resistenza elettrica degli avvolgimenti R e quello della reattanza relativa al flusso di dispersione $X = \omega L$ (corrispondente alla quota di flusso prodotto dalle correnti di indotto che non si concatena con l'induttore). Pertanto, la tensione risultante su una fase nel funzionamento a carico è esprimibile in forma fasoriale come:

$$E = E_i - (R + jX) I = E_{i0} - jX_i I - (R + jX) I$$

Definendo reattanza sincrona X_s la somma $X + X_i$, risulta che la tensione ai capi di un avvolgimento di statore a carico, è esprimibile semplicemente come:

$$E = E_{i0} - (R + jX_s) I$$

Essendo sempre la resistenza $R \ll X_s$, risulta anche $E = E_{i0} - jX_s I$ che costituisce un'espressione semplificata della tensione ai terminali degli avvolgimenti di indotto della macchina sincrona, la quale evidenzia che la tensione differisce dalla f.e.m. a vuoto per effetto della reazione di indotto, in modo dipendente dalle condizioni di carico.

COMPORAMENTO ELETTRICO: in base alle equazioni ottenute, i tre avvolgimenti di indotto (collegati a stella) possono essere rappresentati come in figura 3.55.

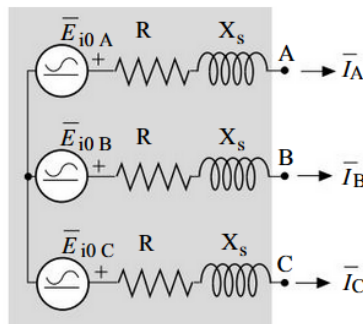


Fig 3.55 Modello elettrico equivalente

Se il comportamento della macchina trifase è simmetrico ed equilibrato, si può utilizzare lo schema equivalente raffigurato in figura 3.56

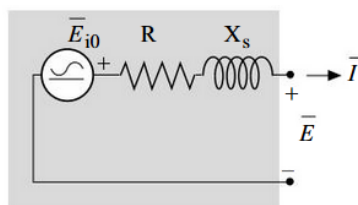


Fig 3.56 Schema equivalente monofase

al quale corrisponde il diagramma fasoriale di figura 3.57

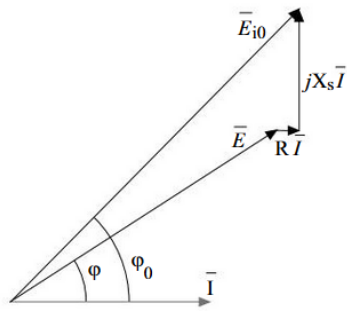


Fig 3.57 Diagramma fasoriale

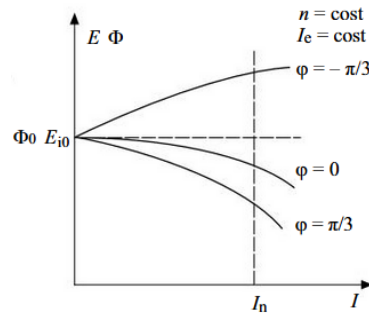


Fig 3.58 Grafico di relazione tra E ed E_{i0}, dipendente da I e phi

ove φ è lo sfasamento tra la tensione stellata E e la corrente di linea I. Da questo diagramma si deduce la relazione tra i valori efficaci della tensione a carico E ed a vuoto E_{i0} ; la differenza tra i due dipende dalle condizioni di carico (valore efficace I della corrente erogata e suo sfasamento φ), come illustrato in figura 3.58. La tensione a carico può essere maggiore della tensione a vuoto quando il carico è ohmico-capacitivo ($\varphi < 0$). Il comportamento della macchina, in funzionamento da generatore, è tanto migliore quanto più si avvicina a quello di un generatore ideale di tensione sinusoidale, nel quale la tensione erogata è indipendente dal carico. Per ottenere questo, la macchina è dotata di un regolatore che, acquisendo una misura di tensione ai terminali, regola in retroazione la corrente di eccitazione, che a sua volta modifica la E_{i0} in modo tale da riportare la E al valore desiderato.

COMPORTAMENTO ELETTROMECCANICO: Nel funzionamento a carico gli avvolgimenti di indotto scambiano potenza elettrica con la rete in regime sinusoidale alla quale sono connessi; in funzionamento simmetrico ed equilibrato, le f.e.m. e le relative correnti, danno luogo alla potenza elettrica generata (costante nel tempo):

$$P_g = 3E_{i0}I \cos(\varphi)$$

Questa potenza elettrica viene generata dalla conversione della potenza meccanica assorbita dalla macchina, la quale, trascurando gli attriti, è pari al prodotto della coppia elettromeccanica (resistente) per la velocità angolare di rotazione del rotore ω_r : $P_m = C \cdot \omega_r = P_g$

D'altra parte, la potenza elettrica (attiva e reattiva) erogata ai terminali della macchina vale rispettivamente:

$$P = 3EI \cos(\varphi) \text{ \& } Q = 3EI \sin(\varphi)$$

ove E è il valore efficace delle tensioni stellate e I quello delle correnti di linea. Se trascuriamo anche le perdite per effetto Joule e per isteresi e correnti parassite interne alla macchina, la potenza elettrica generata P_g deve coincidere con la potenza attiva erogata P. Sotto tali ipotesi si ha dunque: $P_m \approx P_g \approx P$. La coppia elettromeccanica resistente vale allora:

$$C = P_m / \omega_r \approx P_g / \omega_r \approx P / \omega_r \approx 3EI \cos(\varphi) / \omega_r$$

Nelle macchine sincrone, oltre alle perdite per effetto Joule negli avvolgimenti di statore, alle perdite per isteresi e alle perdite per correnti parassite, occorre tener conto anche delle perdite P_{ecc} nella macchina eccitatrice che alimenta l'induttore. Tuttavia, la potenza della macchina eccitatrice è sempre una frazione modesta della potenza nominale della macchina sincrona e di conseguenza le perdite P_{ecc} sono relativamente piccole. Il **rendimento** dipende dalle dimensioni della macchina e anche dalle condizioni di carico, ossia dal valore efficace e dallo sfasamento φ della corrente di linea. A titolo di esempio, rendimenti a pieno carico e con fattore di potenza unitario per macchine di diversa potenza nominale sono indicati in tabella dalla figura 3.59:

| | | | | | | |
|------------------------------|----|----|-----|-----|-------|--------|
| P_n potenza nominale [kVA] | 25 | 50 | 100 | 500 | 2.500 | 10.000 |
| η rendimento [%] | 89 | 91 | 92 | 94 | 95 | 98 |

Fig 3.59 Rendimenti a pieno carico e con fattore di potenza unitario per macchine di diversa potenza nominale

COMPORAMENTO DINAMICO: Quando una macchina sincrona è connessa ad una rete trifase con tensione concatenata e frequenza imposte, si può considerare lo schema equivalente monofase e trascurando la resistenza R si ottiene lo schema di figura 3.60, ove la corrente ai terminali vale

$$I = (E_{i0} - E) / jX_s = -j\Delta E / X_s.$$

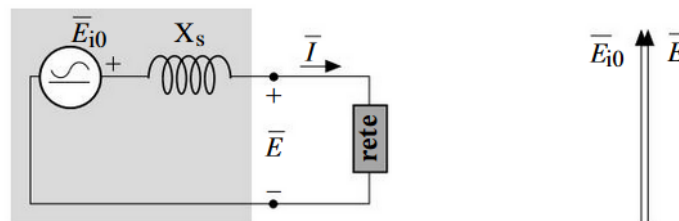


Fig 3.60 Circuito equivalente semplificato

Funzionamento a vuoto: Se la f.e.m. indotta a vuoto E_{i0} uguaglia la tensione E della rete, la corrente I è nulla e nulle sono pure le potenze attiva e reattiva erogate. In questa condizione (trascurando le perdite), la potenza meccanica assorbita all'albero è nulla e l'eccitazione produce una terna di f.e.m. a vuoto pari alle tensioni stellate della rete.

Funzionamento da generatore: Se il generatore alimenta un carico resistivo, la corrente I è in fase con E , la f.e.m. indotta E_{i0} anticipa sulla tensione stellata E (angolo $\delta > 0$) e i due valori efficaci sono quasi uguali, cosicché la potenza erogata P è positiva e la macchina funziona da generatore. Per mantenere questa condizione di funzionamento con velocità angolare costante è necessario l'equilibrio delle coppie: essendo la coppia elettromeccanica resistente della macchina elettrica $C > 0$, al suo albero deve essere collegato un motore primo che, applicando un'uguale coppia motrice, tenga

in rotazione la macchina, fornendo la potenza meccanica necessaria. (esempi: carico ohmico-induttivo ha un effetto smagnetizzante, per compensare il quale la macchina deve essere sovraeccitata aumentando E_{i0} e la corrente di eccitazione I_e . Viceversa, un carico ohmico-capacitivo ha un effetto magnetizzante, per compensare il quale la macchina deve essere sottoeccitata riducendo E_{i0} e la corrente di eccitazione I_e).

Funzionamento da motore: Se la f.e.m. indotta E_{i0} ritarda sulla tensione stellata E (angolo $\delta < 0$) e i due valori efficaci sono quasi uguali, la corrente I risulta non nulla e circa in opposizione di fase rispetto a E , cosicché la potenza erogata P è negativa e la macchina funziona da motore. Per mantenere questa condizione di funzionamento con velocità angolare costante è necessario l'equilibrio delle coppie: essendo la coppia elettromeccanica resistente della macchina elettrica $C < 0$, al suo albero deve essere collegato un carico meccanico che, applicando un'uguale coppia resistente, ne freni la rotazione, assorbendo la potenza meccanica che il motore rende disponibile.

I diagrammi fasoriali in figura 3.61 riassumono le funzioni principali dette in precedenza:

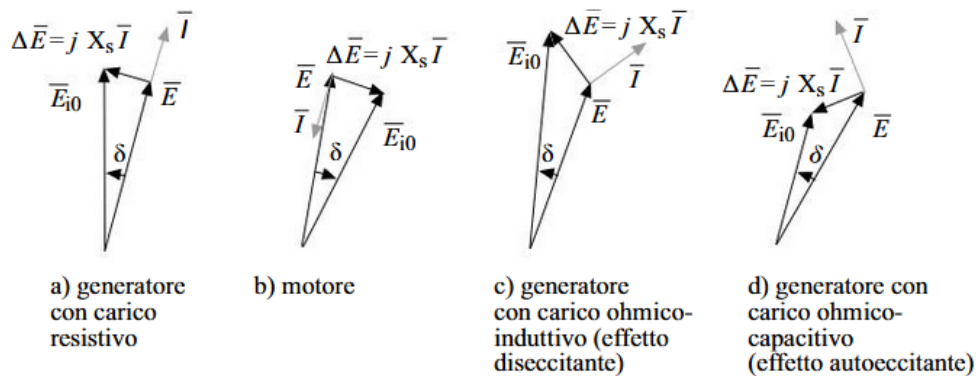


Fig 3.61 Diagramma di fase delle operazioni principali di una macchina elettrica sincrona

Nella generica condizione di funzionamento illustrata dal diagramma fasoriale di figura 3.62, per i valori efficaci vale la relazione $\Delta E = X_s I$, ed inoltre si deduce $X_s I \cos\varphi = E_{i0} \sin\delta$, ovvero $I \cos\varphi = E_{i0} \sin\delta / X_s$; sostituendo si ottiene una nuova espressione della coppia elettromeccanica resistente C :

$$C \cong (3E_{i0}E / \omega_r X_s) \sin\varphi$$

La coppia meccanica fornita dal motore primo (nel funzionamento da generatore) o applicata dal carico meccanico (nel funzionamento da motore) è indipendente da δ ($dC/d\delta = 0$) ed è quindi costante e rappresentata in figura 3.63 da segmenti orizzontali. I due punti di equilibrio compresi nelle aree grigie sono punti di equilibrio stabile: infatti, una deviazione dall'equilibrio dovuta ad una temporanea perturbazione è seguita da un ritorno nella posizione di equilibrio. Questo non avviene al di fuori delle aree grigie. Ciò significa che, nel campo di variazione di δ corrispondente all'area grigia ($-p/2 \leq \delta \leq p/2$), ove $dC/d\delta > 0$, l'equilibrio è stabile.

Variazioni dell'equilibrio meccanico: consideriamo una macchina funzionante da generatore, collegata ad una rete elettrica e tenuta in rotazione (a velocità costante $n = 60$ f/p e angolo $0 < \delta < p/2$) mediante un motore primo esterno. In tali condizioni il motore primo fornisce al rotore una coppia motrice positiva esattamente pari alla coppia elettromeccanica resistente.

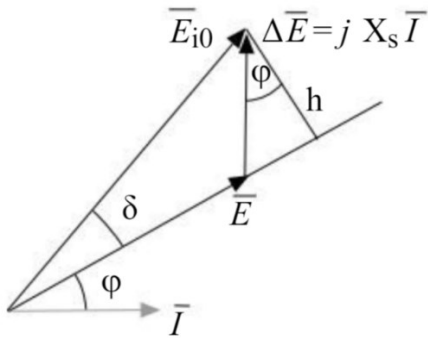


Fig 3.62 Rappresentazione del diagramma fasoriale associato

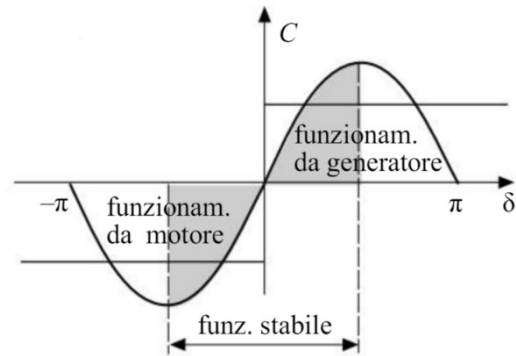


Fig 3.63 Andamento della coppia elettromeccanica resistente in funzione dell'angolo δ

Se, per qualche ragione, la coppia motrice fornita dalla turbina aumenta, il rotore tende ad accelerare e l'angolo δ tra il vettore E_{i0} e il vettore E aumenta, come è possibile notare dal diagramma di figura 3.64(a). Di conseguenza, aumenta anche la potenza elettrica attiva e così pure la coppia elettromeccanica resistente della macchina C , cosicché si raggiunge una nuova situazione di equilibrio. Questo è vero solamente se la coppia motrice rimane inferiore al valore massimo della coppia resistente (che si ottiene per $\delta = p/2$); se la coppia motrice supera tale valore, la macchina perde il sincronismo, la coppia elettromeccanica si annulla e l'alternatore accelera fino all'intervento di una protezione. Se invece la coppia motrice fornita dalla turbina diminuisce, il rotore tende a decelerare, δ diminuisce e si instaura nuovamente una situazione di equilibrio con una coppia resistente più bassa. Nel funzionamento da motore, invece, lo statore viene alimentato con una terna di correnti trifasi e si instaura un campo magnetico rotante, che trascina il flusso di rotore, il quale risulta in ritardo. L'angolo δ tra il vettore E_{i0} e il vettore E risulta negativo ($\delta < 0$), la macchina produce una coppia motrice uguale alla coppia meccanica resistente entrambe negative, condizione illustrata dalla figura 3.64(b). In tali condizioni la macchina assorbe potenza elettrica e la converte in potenza meccanica, mantenendo in rotazione l'albero a velocità costante. Se C_m aumenta, l'angolo δ diviene ancor più negativo. Di conseguenza la coppia C cresce in valore assoluto e si raggiunge una nuova situazione di equilibrio, in cui la macchina assorbe una potenza elettrica maggiore. Questo è vero solamente se la coppia meccanica resistente rimane in modulo inferiore al valore massimo della coppia elettromeccanica (che si ottiene per $\delta = -p/2$); se la coppia resistente supera in modulo tale valore, la macchina perde il sincronismo, la coppia elettromeccanica si annulla e il motore si ferma.

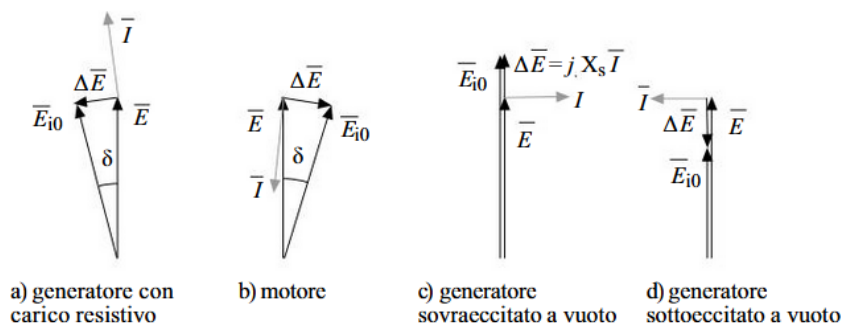


Fig 3.64 Diagramma fasoriale delle funzioni in sovraeccitazione

Si supponga ora che la macchina stia funzionando a vuoto e che, per qualche ragione, la corrente di eccitazione venga aumentata: E_{i0} aumenta rimanendo in fase con E e pure ΔE risulta in fase con E , situazione illustrata dalla figura 3.64(c). La corrente I , che è comunque in quadratura in ritardo su ΔE , risulta in ritardo anche su E ($\varphi \approx \pi/2$): la reazione di indotto ha effetto smagnetizzante, tale da opporsi all'incremento di f.e.m. Se viceversa la corrente di eccitazione diminuisce, E_{i0} riduce il valore efficace e la tensione ΔE risulta in opposizione di fase su E , condizione illustrata dalla figura 3.64(d); la corrente I risulta in quadratura in anticipo su E ($\varphi \approx -\pi/2$): la reazione di indotto ha effetto magnetizzante, tale da opporsi al decremento di f.e.m.. Quindi la macchina, entro i limiti indicati, è stabile sia rispetto all'equilibrio meccanico che all'equilibrio elettrico, perché ad ogni variazione reagisce portandosi spontaneamente in una nuova condizione di equilibrio. In particolare, l'adeguamento ad un nuovo equilibrio meccanico avviene attraverso un transitorio nel quale la velocità di rotazione presenta fluttuazioni smorzate intorno alla velocità di sincronismo n (dette oscillazioni pendolari).

Variando lo sfasamento δ tra le terne di f.e.m. indotte a vuoto e di tensioni ai terminali, è possibile variare la potenza meccanica convertita in elettrica o viceversa e quindi la potenza attiva scambiata. Invece variando la corrente di eccitazione, e quindi il valore efficace della f.e.m. indotta a vuoto, è possibile variare la potenza reattiva scambiata. Gli alternatori sono tipicamente connessi a reti trifasi che ammettono limitate variazioni nei livelli di tensione e ancora più limitate variazioni di frequenza; si può quindi assumere che frequenza e tensione ai terminali dell'alternatore siano fissate. Tali vincoli impongono due condizioni:

- *equilibrio meccanico:* la potenza meccanica fornita dal motore primo e convertita in potenza elettrica generata P_g deve essere adeguata alla potenza elettrica $P = 3VI\cos\varphi$ erogata ai terminali, in base alle esigenze di carico;
- *equilibrio elettrico:* la f.e.m. indotta a vuoto, e quindi la corrente di eccitazione, devono essere regolate in modo da ottenere i particolari valori di I e φ imposti dalle esigenze di carico;

La macchina sincrona permette di modificare con ampia flessibilità la potenza elettrica scambiata. Dato che in generale le condizioni di carico (cioè le potenze attiva e reattiva richieste) variano in

continuazione, tali regolazioni devono essere garantite con continuità tanto al motore primo che all'eccitatrice.

Avviamento: dato che la velocità di rotazione della macchina sincrona è proporzionale alla frequenza, $n = 60 f/p$, essa deve essere costante quando i terminali sono connessi ad una rete in corrente alternata a frequenza fissata. In tal caso la macchina sincrona può essere avviata accoppiandola meccanicamente ad un motore che la acceleri fino alla velocità di sincronismo, dopo di che essa può essere collegata alla rete (manovra di parallelo). Nel caso degli alternatori questa funzione è svolta dallo stesso motore primo che fornisce la potenza meccanica. I motori sincroni non possono essere avviati mediante connessione diretta alla rete, in quanto, a rotore fermo o a velocità inferiore a quella di sincronismo, la coppia elettromeccanica è nulla. In passato i motori sincroni venivano avviati facendoli funzionare come macchine asincrone oppure mediante un piccolo motore ausiliario. Attualmente la quasi totalità dei motori sincroni sono alimentati tramite inverter trifasi, che forniscono tensioni alternate di frequenza variabile: incrementando tale frequenza da zero fino al valore desiderato, si ottiene una velocità di sincronismo che cresce progressivamente. Inoltre, a motore avviato, la regolazione della frequenza permette di variare a piacere la velocità di regime. Regolando il valore efficace e la fase delle tensioni sia durante l'avviamento che a regime, si ottengono coppie di valore voluto alle diverse velocità.

CONDENSATORE ROTANTE: Se una macchina sincrona è sovraccitata, essa eroga potenza reattiva positiva, $Q > 0$, ovvero assorbe potenza reattiva negativa: si comporta quindi come un carico capacitivo nel quale la potenza reattiva capacitiva può essere regolata, a parità di valore efficace delle tensioni ai terminali, sovraccitandola opportunamente. In tali condizioni di funzionamento, un generatore sincro può fungere da condensatore rotante contribuendo al rifasamento delle reti trifasi di trasmissione e distribuzione dell'energia elettrica.

3.7 Macchina sincrona a riluttanza

Nello specifico la macchina d'interesse progettata in Pyleecan è una sincrona a riluttanza, in quanto è possibile acquisire sostanziali miglioramenti, in termini di rendimento.

Si trattano di motori sincroni, ragion per cui l'induzione magnetica prodotta risulta isofrequenziale alla velocità rotorica, privi però al rotore sia di avvolgimenti d'eccitazione dedicati che di magneti permanenti, con conseguente limitazione delle perdite per effetto Joule ai soli avvolgimenti statorici; ciò facilita il raffreddamento e consente una maggiore prestazione specifica. Il motore a riluttanza variabile risulta un motore robusto ed economico (il rotore può semplicemente essere un pezzo di ferro magnetico opportunamente sagomato); la sua elevata affidabilità è legata al fatto che il guasto di una spira di statore comporta solo una diminuzione di coppia e non la messa fuori servizio dell'intero motore.

La coppia ricavabile risulta unicamente dal dimensionamento di un opportuna configurazione rotorica responsabile dell'anisotropia, ossia geometricamente simmetrica unicamente rispetto a due assi

privilegiati (diretto "d" e in quadratura "q", o polare ed interpolare), dovuta alla diversità tra la riluttanza legata al circuito magnetico di asse "d" e quella legata al circuito magnetico di asse "q"; in particolare, la prima risulterà essere minore della seconda, poiché il circuito magnetico presenta un percorso principalmente in ferro, a parte il piccolo tratto in aria dovuto al traferro. La coppia elettromagnetica sviluppata è dunque dovuta esclusivamente alla struttura anisotropa del rotore.

Il principio di funzionamento di un SynRM si basa sul diverso valore di riluttanza e quindi di dimensione che si presentano sugli assi "d" e "q" del rotore, il quale tende ad allinearsi con il campo magnetico, allo stesso modo di un qualsiasi oggetto ferromagnetico anisotropico posto al suo interno. Esso, comportandosi come un dipolo magnetico, è soggetto a forze contrapposte alle estremità lungo la direzione longitudinale (asse diretto "d"), proporzionali al disallineamento dal campo magnetico: si ha coppia se è presente un angolo appropriato fra la via di minima riluttanza rotorica con asse "d" e la direzione del campo magnetico statorico. Nella posizione di riluttanza minima, la coppia elettromagnetica è nulla; quando invece è presente una coppia di carico diversa da zero, l'asse polare rotorico abbandona la posizione di minima di riluttanza e si sfasa in ritardo, rispetto al campo d'armatura, di un certo angolo tale da rendere la coppia motrice di riluttanza pari alla coppia resistente del carico. In un motore a riluttanza il campo risultante al traferro è sostenuto dal solo sistema di correnti d'armatura; pertanto, la macchina dovrà assorbire dalla rete una componente di potenza reattiva non trascurabile e lavora in genere ad un fattore di potenza alquanto basso.

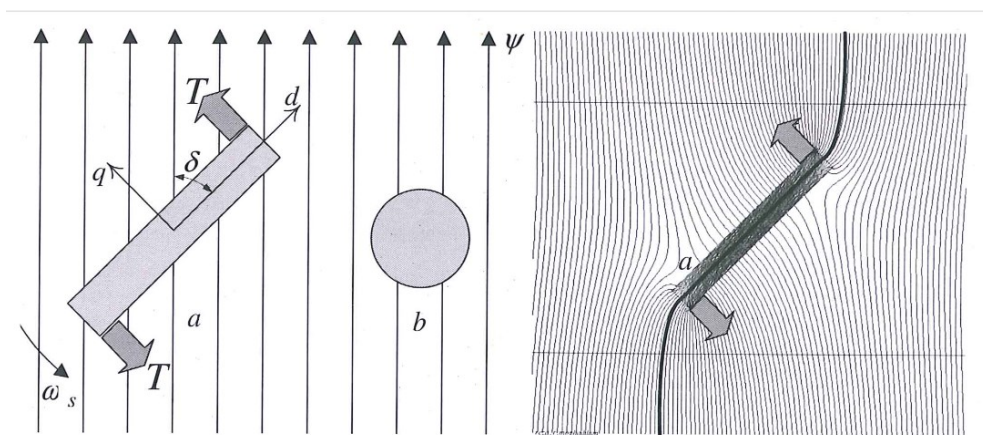


Fig 3.65 Oggetto con geometria anisotropa immerso in un campo magnetico

Per focalizzare al meglio tale comportamento è possibile analizzare la figura 3.65: il flusso Ψ provoca una coppia se l'angolo δ tra l'asse "d" e il flusso non è nullo e quindi si ottiene la massima coppia quando l'asse "q" è allineato con il campo. Quindi all'interno del motore si crea un campo rotante che per il principio appena descritto trascina con sé il rotore: il "riallineamento" del rotore di un SynRM al campo è perciò continuo. La coppia motrice presenta dunque una dipendenza dall'angolo di disallineamento tra asse diretto rotorico e campo, se l'angolo è diverso da zero, allora si ha conversione elettromeccanica (come anche dall'angolo delle correnti, considerandone il campo magnetico generato).

Rispetto all'asincrono, il motore sincrono a riluttanza consente un incremento di coppia specifica (riferita al peso) dell'ordine del 15% e un aumento del rendimento medio dell'ordine del 5%.

Inserendo piccole quantità di magneti permanenti nel rotore, è possibile aumentare considerevolmente il fattore di potenza della macchina e ridurre, di conseguenza, il dimensionamento dell'inverter; motori ibridi a magneti permanenti e a riluttanza variabile promettono una dinamica molto rapida e quindi un controllo molto preciso, ideale per un veicolo elettrico. È possibile inoltre, in questo modo, estendere ulteriormente la zona di regolazione di indebolimento di campo ed aumentare la coppia specifica a valori comparabili con quelli dei motori brushless a magneti permanenti.

In tabella di figura 3.66 sono riportati i vantaggi e gli svantaggi:

| Vantaggi | Svantaggi |
|---|---|
| ASSENZA DI MANUTENZIONE | CONTROLLO COSTOSO |
| ASSENZA DI PERDITE ROTORICHE | COPPIA RIDOTTA RISPETTO AD UN SINCRONO |
| ASSENZA DI MANUTENZIONE | CONTROLLO COSTOSO |
| MOTORE ROBUSTO | MACCHINA PIÙ INGOMBRANTE DI UNA A MAGNETI PERMANENTI |
| COSTO MINORE RISPETTO AD UN MOTORE AC PM | NECESSITÀ DI UN CONTROLLO DI POSIZIONE |
| TENSIONE A VUOTO MOLTO BASSA | ELEVATO RIPPLE DI COPPIA |
| ELEVATA VELOCITÀ DI LAVORO | RUMOROSITÀ DOVUTA AD ONDULAZIONI DELLA COPPIA |

Fig 3.66 Vantaggi e svantaggi dei motori sincroni a riluttanza

Il motore a riluttanza si avvia come un normale motore asincrono fino a raggiungere valori molto prossimi alla velocità di sincronismo. A questo punto il rotore, per la propria disomogeneità magnetica, è soggetto a una coppia sincronizzante che lo porta al passo del campo magnetico. Raggiunto il sincronismo il rotore ruota rigidamente a questa velocità, essendo collegato direttamente al rapporto tensione frequenza qualunque sia il carico applicato purché inferiore alla coppia massima. Per carichi superiori, il motore perde il passo e continua a ruotare con un certo scorrimento producendo un caratteristico rumore. In questo caso è sufficiente ridurre il carico applicato per riportarlo in passo. Normalmente i motori sincroni a riluttanza possono venire avviati alimentandoli direttamente oppure a tensione ridotta; in ogni caso per garantire l'entrata in passo è necessario fare attenzione al carico e al momento d'inerzia applicato.

Capitolo 4

Simulazione

4.1 Definizione della macchina

Apprese le nozioni teoriche, si procede con la compilazione del proprio codice in uno script Python per eseguirci la simulazione voluta. Il primo passo è la definizione della macchina, dalla GUI Pyleecan o direttamente dall'IDE PyCharm in base alla complessità, quindi progettare o caricare una macchina e salvarla in formato “. json” per essere poi inserita nel codice.

Ripartendo quindi dalla figura 2.18 riportata

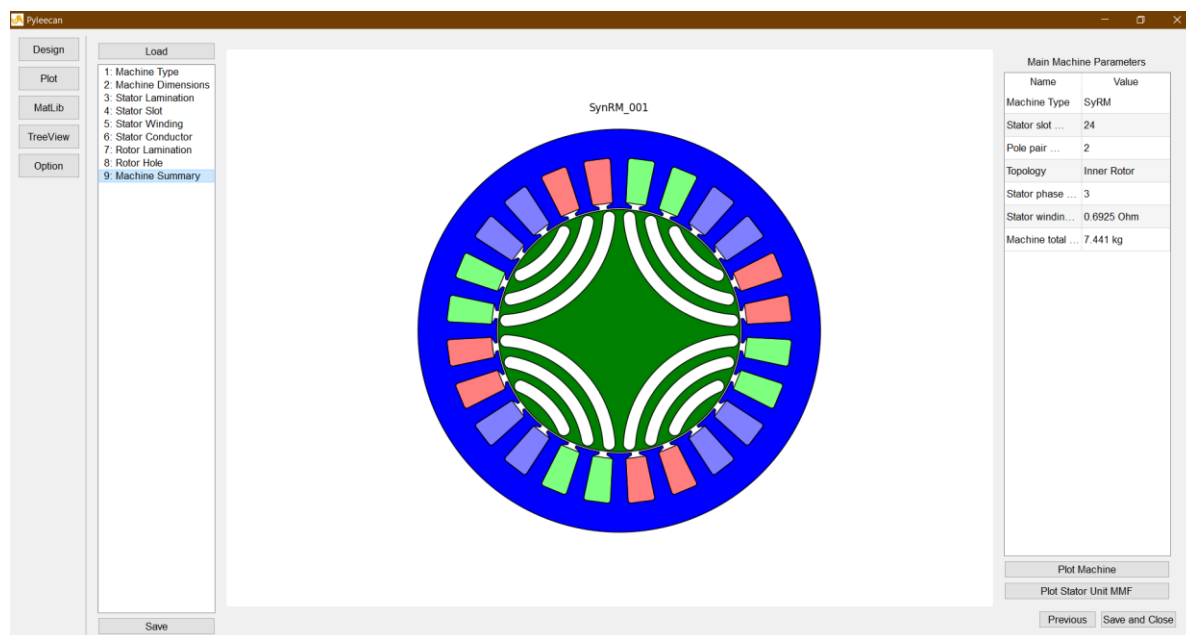


Fig 2.18 Vista di riepilogo della macchina

la quale mostra un sommario della macchina progettata e presa come riferimento per poterci effettuare le simulazioni volute. Si procede elencando le sue specifiche principali:

- Tipo di macchina: SynRM (Macchina sincrona a riluttanza)
- Numero cave/slot di statore: 24

- Numero di coppia di poli: 2
- Topologia: rotore interno senza cave/slot
- Numero di fasi dello statore: 3
- Resistenza dell'avvolgimento dello statore: 0.6925 Ohm
- Massa totale della macchina: 7.441 kg

Una volta definita la macchina ed ottenuto in questo caso il file “SynRM_001.json”, nella stesura del codice si eseguono *meccanismi di importazione*: consentono a un file o a un modulo Python di accedere allo script da un altro file o modulo Python. Per utilizzare un oggetto bisogna prima importarlo e l’istruzione “import” aggiunge quest’ultimo nell’ambito corrente del programma (ad esempio, se si desidera utilizzare funzionalità matematiche, è necessario prima importare il pacchetto matematico. Questo perché devi definire tutto ciò che si vuole usare in Python prima di usarli). Python offre una sintassi più sofisticata per l’importazione del codice, includendo anche la parola chiave “from”. In questo formato, viene specificato il modulo o codice desiderato insieme al luogo dove si trova.

Queste prime righe di codice mostrano le *informazioni sulla versione utilizzata*:

```
from datetime import date

print("Running date:", date.today().strftime("%B %d, %Y"))
import pyleecan

print("Pyleecan version:" + pyleecan.__version__)
import SciDataTool

print("SciDataTool version:" + SciDataTool.__version__)
```

Running date: August 02, 2021

Versione Pyleecan: 1.3.0

SciDataTool versione: 1.4.1

Si prosegue con il *caricamento* della macchina d’interesse, tracciamento modello macchina presentato in figura 4.1 e *salvataggio* immagine in formato .png su una directory a scelta.

```
import matplotlib.pyplot as plt

# new_obj.resample('M').sum().plot(kind="bar")
plt.show()

# Load the machine
from os.path import join
from pyleecan.Functions.load import load
from pyleecan.definitions import DATA_DIR

DFIM_A = load(join(DATA_DIR, "Machine", "SynRM_001.json"))
DFIM_A.plot()
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My1.png')
```

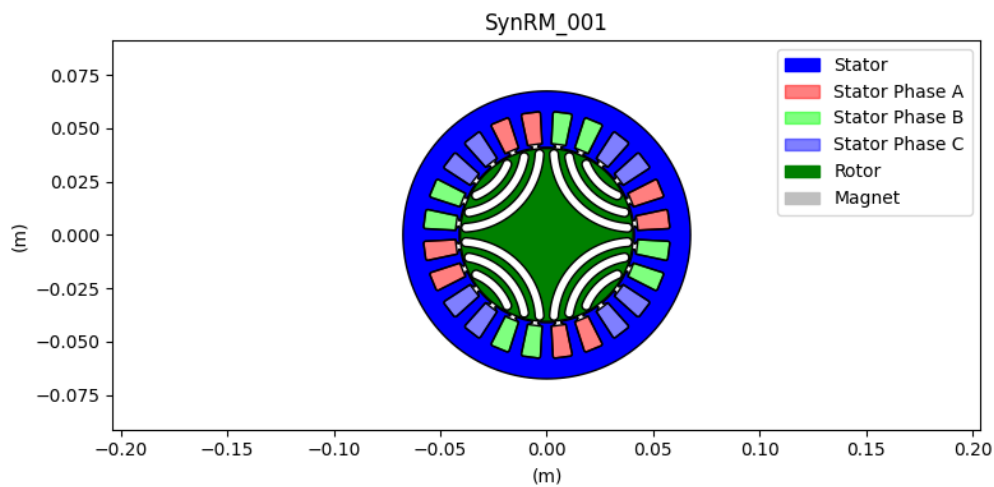


Fig 4.1 Modello macchina SynRM_001

Grazie alla architettura di programmazione di Pyleecan, la simulazione viene definita attraverso l'uso di diversi oggetti:

- Simul: 5 fisiche sequenziali => Elettrico, Elettromagnetico, Trasferimento termico, Meccanica strutturale, Acustica. Ciò viene illustrato dalla figura 4.2, dove è possibile notare che ognuna di esse prende l'uscita del precedente come suo ingresso.

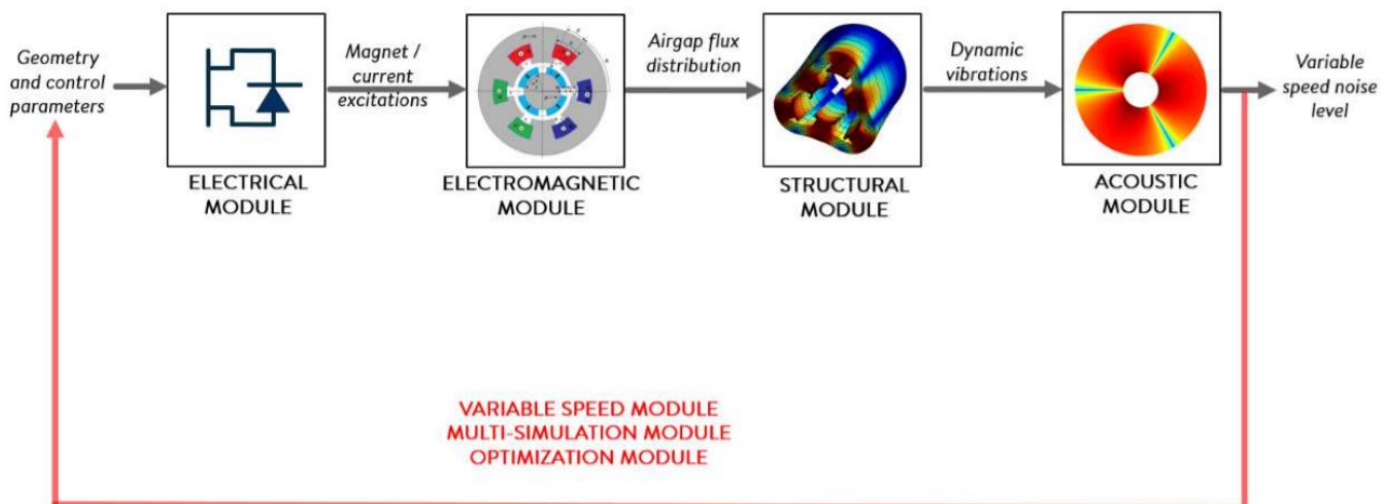


Fig 4.2 Organizzazione del modulo Pyleecan

- MagFEMM: Densità flusso magnetico al traferro
-

che ne definiscono le proprietà e vincoli specifici, per avviare la simulazione vera e propria.

Il punto di partenza della prima simulazione viene definita tramite l'oggetto "InputCurrent" per forzare l'uscita elettrica, impostando

- la discretizzazione angolare e temporale
- velocità del rotore
- correnti di statore

così da modellare il convertitore come un semplice generatore di onde che può alimentare la macchina elettrica con forme d'onda sinusoidali di tensione o corrente sinusoidale. In questo esempio le correnti di statore vengono applicate in funzione del tempo per ciascuna fase; la corrente sinusoidale può essere definita anche con I_0/I_q : rapporto fra la parte reale ed immaginaria della corrente di riferimento I_0_{rms} , come vedremo più avanti.

```
from os.path import join
from numpy import ones, pi, array, linspace, cos, sqrt

from pyleecan.Classes.Simul import Simul
from pyleecan.Classes.InputCurrent import InputCurrent
from pyleecan.Classes.MagFEMM import MagFEMM
# Create the Simulation
simu_femm = Simul(name="FEMM_simulation", machine=DFIM_A)
p = simu_femm.machine.stator.winding.p
qs = simu_femm.machine.stator.winding.qs

# Defining Simulation Input
simu_femm.input = InputCurrent()

# Rotor speed [rpm]
simu_femm.input.N0 = 2000

# time discretization [s]
time = linspace(start=0, stop=60 / simu_femm.input.N0, num=32 * p,
endpoint=False) # 32*p timesteps
simu_femm.input.time = time

# Angular discretization along the airgap circumference for flux density
calculation
simu_femm.input.angle = linspace(start=0, stop=2 * pi, num=2048, endpoint=False)
# 2048 steps

# Stator currents as a function of time, each column correspond to one phase [A]
I0_rms = 250 / sqrt(2)
felec = p * simu_femm.input.N0 / 60 # [Hz]
rot_dir = simu_femm.machine.stator.comp_rot_dir()
Phi0 = 140 * pi / 180 # Maximum Torque Per Amp

Ia = (
    I0_rms
    * sqrt(2)
    * cos(2 * pi * felec * time + 0 * rot_dir * 2 * pi / qs + Phi0)
)
Ib = (
    I0_rms
    * sqrt(2)
```

```

        * cos(2 * pi * felec * time + 1 * rot_dir * 2 * pi / qs + Phi0)
    )
    Ic = (
        I0_rms
        * sqrt(2)
        * cos(2 * pi * felec * time + 2 * rot_dir * 2 * pi / qs + Phi0)
    )
    simu_femm.input.Is = array([Ia, Ib, Ic]).transpose()

```

Per il salvataggio di più immagini vengono riportate queste due righe di codice:

```

import matplotlib.pyplot as plt
plt.rcParams.update({'figure.max_open_warning': 0})

```

4.2 Modulo magnetico

Per la configurazione del modulo magnetico, utilizziamo l'oggetto “MagFEMM” che calcola la densità di flusso del traferro chiamando FEMM, dove:

- “I0_rms”: massima corrente;
- “Phi0”: coppia massima per ampere;
- “Id_ref = (I0_rms*exp(1j*Phi0)).real”: parte reale della massima corrente;
- “Iq_ref = (I0_rms*exp(1j*Phi0)).imag”: parte immaginaria della massima corrente;
- “simu.input.Nt_tot = 50”: Numero di passi temporali;
- “simu input.Na_tot = 2048”: Discretizzazione spaziale;
- “simu input.N0 = 2000”: Velocità rotore [rpm];

Lo scopo del modulo magnetico è quello di calcolare il flusso in base alle correnti imposte. Dalla figura 4.3 è possibile osservare come la classe magnetica astratta ha sua volta tre figlie: “MagPMMF”, “MagSDM” e “MagFEA”.

Tutte e tre le classi implementeranno un metodo “comp_flux_airgap” diverso e successivamente il metodo “comp_torque”. Per il modello FEA, esiste una classe per ogni software FEA; ad esempio, la coppia può essere calcolata indipendentemente dal modello utilizzato per calcolare il flusso. Per definire la geometria della macchina all'interno un software FEA, si utilizza il metodo “build_geometry()” della macchina. Restituisce un elenco di tutti gli oggetti di superficie necessari per disegnare la macchina (avvolgimento, laminazione, magneti, vuoto d'aria...). Tutti questi oggetti superficie vengono dunque identificati da una etichetta che consente di sapere il tipo di superficie (statore, avvolgimento, magnete, traferro...).

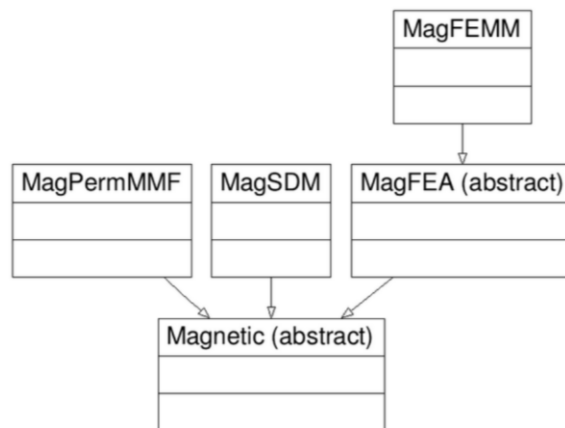


Fig 4.3 Organizzazione della classe del modulo magnetico

Gli oggetti “*type_BH_stator*” e “*type_BH_rotor*” all’interno del codice sottostante, consentono di selezionare come modellare la curva B(H) dei lamierini in FEMM; i parametri del materiale ed in particolare la curva sono impostati direttamente nel materiale di laminazione della macchina.

```

from pyleecan.Classes.MagFEMM import MagFEMM

simu_femm.mag = MagFEMM(
    type_BH_stator=0, # 0 to use the material B(H) curve,
    # 1 to use linear B(H) curve according to mur_lin,
    # 2 to enforce infinite permeability (mur_lin=100000)
    type_BH_rotor=0, # 0 to use the material B(H) curve,
    # 1 to use linear B(H) curve according to mur_lin,
    # 2 to enforce infinite permeability (mur_lin=100000)
    file_name="", # Name of the file to save the FEMM model
)

# Only the magnetic module is defined
simu_femm.elec = None
simu_femm.force = None
simu_femm.struct = None
  
```

L'accoppiamento Pyleecan con FEMM permette di definire la macchina con simmetria e con fascia scorrevole per ottimizzare i tempi di calcolo. Verrà calcolata la periodicità angolare e temporale della macchina e (nel caso particolare) verrà disegnato solo 1/4 della macchina (4 simmetrie + antiperiodicità):

```

simu_femm.mag.is_periodicity_a = True
simu_femm.mag.is_periodicity_t = True
  
```

Pyleecan consente di parallelizzare la chiamata a FEMM semplicemente impostando:

```

simu_femm.mag.nb_worker = 4 # Number of FEMM instances to run at the same time
(1 by default)
  
```

Al termine della simulazione, la mesh/maglia e la soluzione possono essere salvati nell'oggetto "Output" con:

```
simu_femm.mag.is_get_meshsolution = True # To get FEA mesh for latter post-  
procesing  
simu_femm.mag.is_save_meshsolution_as_file = False # To save FEA results in a  
dat file
```

La simulazione può essere avviata con:

```
out_femm = simu_femm.run() #run simulation
```

Ad ognuno di esse, vengono riportati i risultati background di PyCharm:

```
C:/Users/jacop/PycharmProjects/pythonProject1/SynRM.
```

```
py
```

```
2 Running date: August 02, 2021
```

```
3 Pyleecan version:1.3.0
```

```
4 SciDataTool version:1.4.1
```

```
5 [14:54:10] Starting running simulation  
FEMM_simulation (machine=SynRM_001)
```

```
6 [14:54:10] Starting Magnetic module
```

```
7 [14:54:11] Solving time step 9 / 16 in FEMM
```

```
8 [14:54:11] Solving time step 13 / 16 in FEMM
```

```
9 [14:54:11] Solving time step 1 / 16 in FEMM
```

```
10 [14:54:11] Solving time step 5 / 16 in FEMM
```

```
11 [14:54:18] Solving time step 6 / 16 in FEMM
```

```
12 [14:54:18] Solving time step 10 / 16 in FEMM
```

```
13 [14:54:20] Solving time step 2 / 16 in FEMM
```

```
14 [14:54:20] Solving time step 14 / 16 in FEMM
```

```
15 [14:54:23] Solving time step 11 / 16 in FEMM
```

```
16 [14:54:23] Solving time step 7 / 16 in FEMM
```

```
17 [14:54:25] Solving time step 3 / 16 in FEMM
```

```
18 [14:54:26] Solving time step 15 / 16 in FEMM
```

```
19 [14:54:28] Solving time step 8 / 16 in FEMM
```

```
20 [14:54:30] Solving time step 12 / 16 in FEMM
```

```
21 [14:54:31] Solving time step 4 / 16 in FEMM
```

```
22 [14:54:32] Solving time step 16 / 16 in FEMM
```

```
23 [14:54:38] End of simulation FEMM_simulation
```

```
24 (16,)
```

- 64
- 26 WARNING:root:VTK requires 3D points, but 2D points given. Appending 0 third component.

Quando si esegue la simulazione, una finestra FEMM viene automaticamente aperta di sottofondo e dalla quale si può osservare in tempo reale la definizione delle superfici e disegno della macchina, come mostrato in figura 4.4. Dal codice scritto in Python, tale simulazione calcolerà 32*p/8 tempi diversi aggiornando la condizione al contorno della corrente e banda scorrevole.

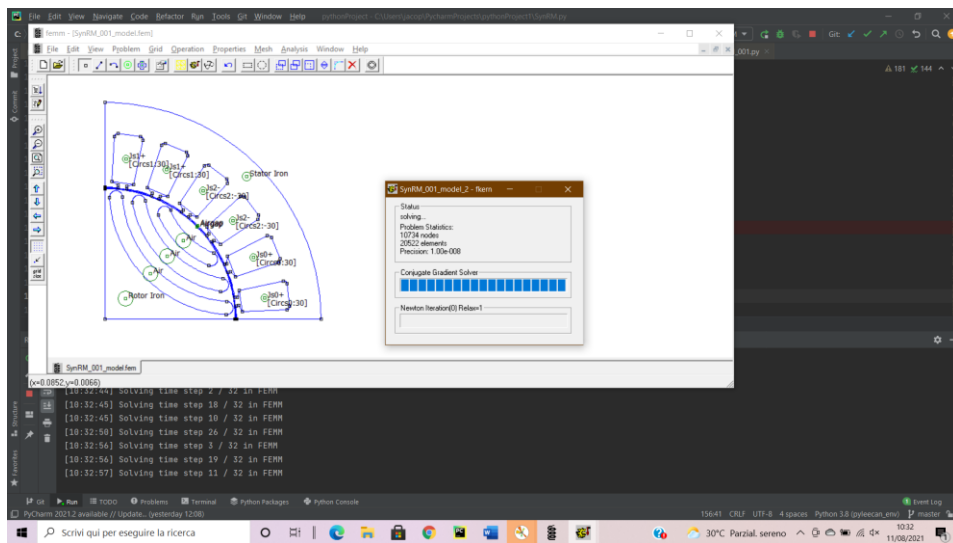


Fig 4.4 Schermata di sfondo FEMM

Una volta terminata la simulazione, viene restituito un oggetto “Output”. I risultati vengono memorizzati nella parte dell'uscita magnetica e possono essere chiamati diversi grafici. Questo “*out_femm.mag*” contiene:

- “*Time*”: asse temporale magnetico;
- “*Angle*”: posizione magnetica;
- “*B*”: densità di flusso del traferro (contiene componenti radiali e tangenziali);
- “*Tem*”: coppia elettromagnetica;
- “*Tem_av*”: coppia elettromagnetica media;
- “*Tem_rip_pp*”: ondulazione di coppia picco-picco;
- “*Tem_rip_norm*”: ondulazione di coppia picco-picco normalizzata in base alla coppia media;
- “*Phi_wind_stator*”: flusso dell'avvolgimento dello statore;
- “*emf*”: forza elettromotrice;

Tramite un'adeguata combinazione di tali oggetti è possibile illustrare le rappresentazioni grafiche ottenute ad un preciso istante di tempo di 469μs della densità del flusso sia radiale che tangenziale del traferro al variare però dell'angolo e le relative FFT in funzione del numero d'onda, raffigurate dalle figure 4.5, 4.6, 4.7, 4.8 sottostanti. Tali grandezze vengono calcolate utilizzando il metodo

analitico/teorico e il metodo degli elementi finiti che sono in grande accordo; le unità di misura in gioco sono:

- **Tesla [T]:** un'unità di misura derivata del sistema internazionale (SI); utilizzata per misurare l'induzione magnetica, ossia la densità del flusso magnetico al traferro;
- **Numero d'onda:** il numero di oscillazioni che un'onda compie nell'unità di spazio e quindi l'inverso della lunghezza d'onda: La sua unità di misura nel Sistema Internazionale il metro alla meno uno (m^{-1}) $\bar{\nu} = \frac{1}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda}$;
- **Radiante [rad]:** unità di misura dell'ampiezza degli angoli del Sistema internazionale di unità di misura. Rappresenta l'angolo compreso tra la direzione del campo magnetico statorico e la normale alla superficie considerata. Tale misura viene definita come il rapporto tra la lunghezza dell'arco di circonferenza tracciato dall'angolo e la lunghezza del raggio di tale circonferenza (essendo il rapporto tra due grandezze omogenee, è un numero puro); o in **grado d'arco [°]:** unità di misura per gli angoli, dove ognuno di essi rappresenta una 360-esima parte dell'angolo giro;

Possono essere tracciate scrivendo le successive righe di codice:

```
# Radial magnetic flux
out_femm.mag.B.plot_2D_Data("angle", "time[1]", component_list=["radial"])
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My2.png')
```

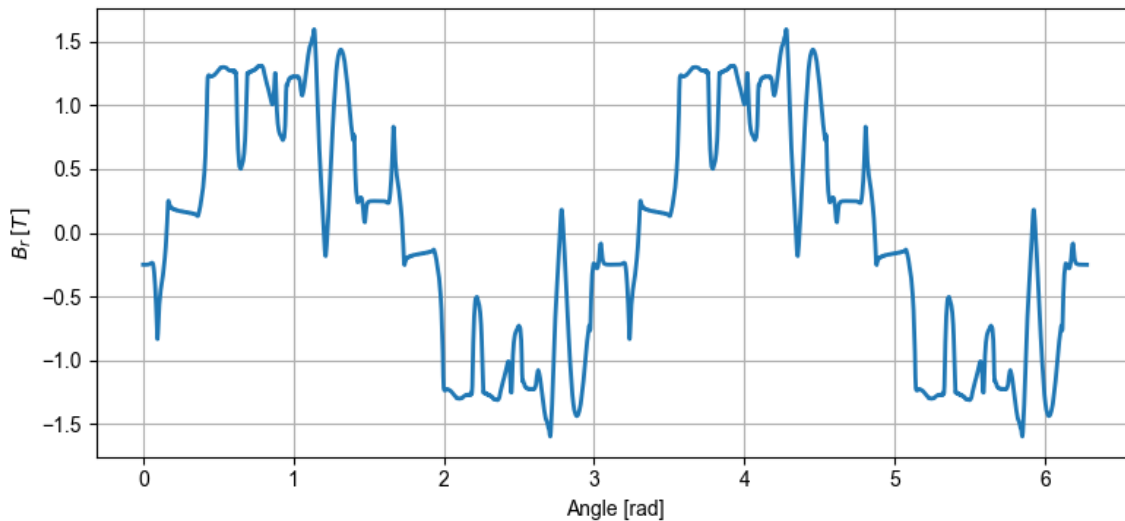


Fig 4.5 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di 469 μ s

```

out_femm.mag.B.plot_2D_Data("wavenumber=[0,76]", "time[1]",
component_list=["radial"])
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My3.png')

```

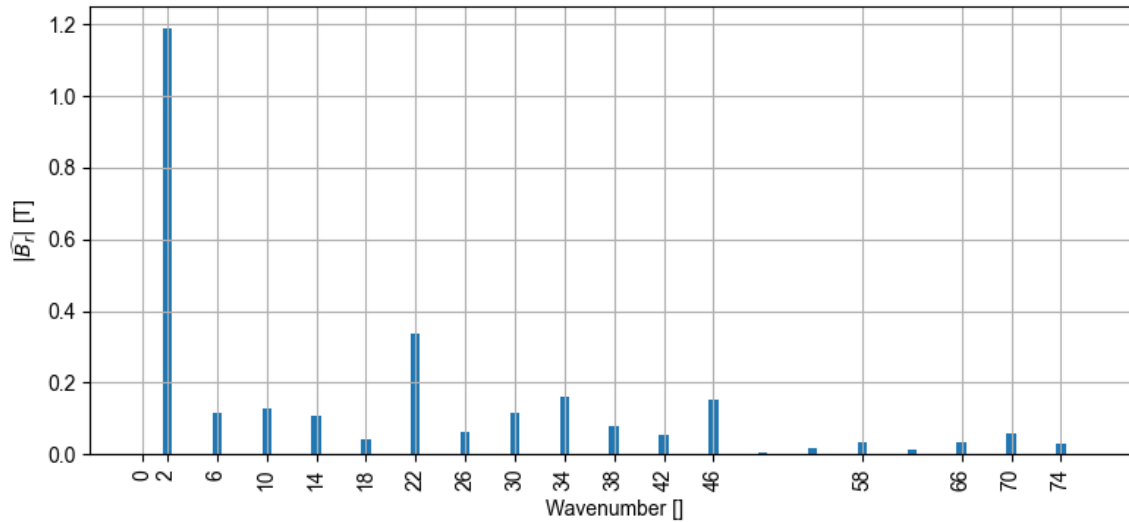


Fig 4.6 FFT della densità del flusso radiale del traferro sul numero d'onda per un tempo di 469 μ s

```

# Tangential magnetic flux
out_femm.mag.B.plot_2D_Data("angle", "time[1]", component_list=["tangential"])
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My4.png')

```

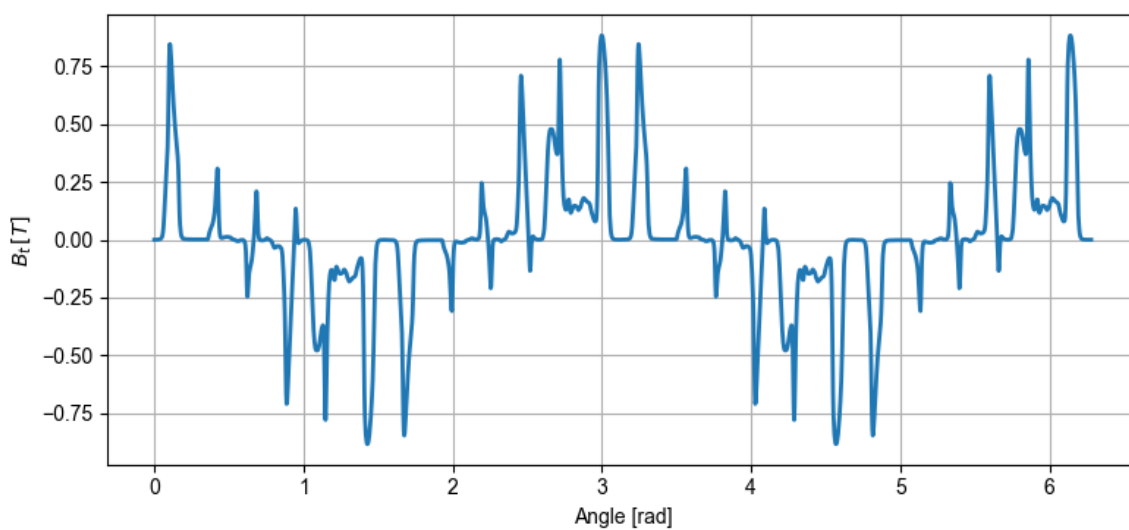


Fig 4.7 Densità di flusso tangenziale del traferro su angolo per un tempo di 469 μ s

```

out_femm.mag.B.plot_2D_Data("wavenumber=[0,76]", "time[1]",
component_list=["tangential"])
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My5.png')

```

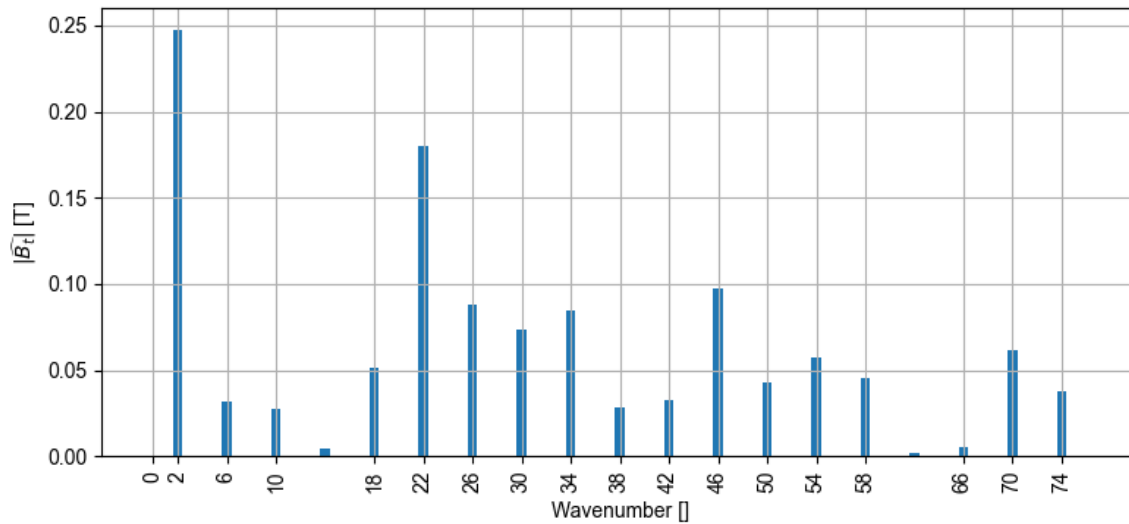


Fig 4.8 FFT della densità del flusso tangenziale del traferro sul numero d'onda per un tempo di 469 μ s

I metodi matematici dicono che se nel motore, il flusso viene prodotto da una distribuzione degli avvolgimenti di statore ipotizzata sinusoidale, allora anche la densità del flusso magnetico avrà un andamento pressoché sinusoidale come parzialmente confermano i risultati grafici ottenuti, magari leggermente diversi nota la natura più conforme con la realtà della programmazione oggetti.

La coppia può essere tracciata con:

```
out_femm.mag.Tem.plot_2D_Data("time")
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My6.png')
print(out_femm.mag.Tem.values.shape)
print(simu_femm.input.Nt_tot)
```

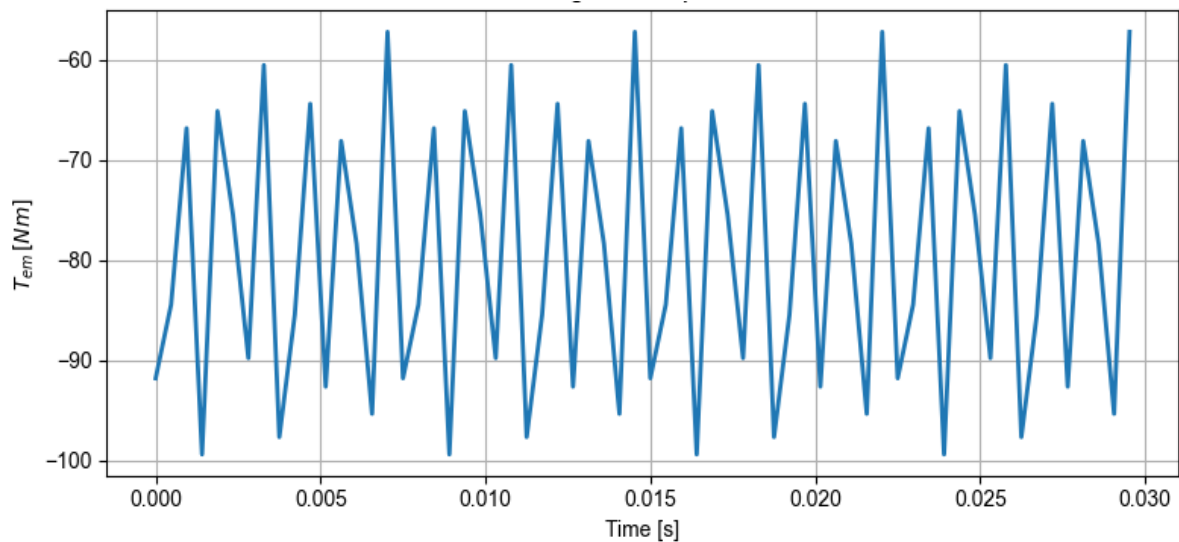


Fig 4.9 Coppia elettromagnetica nel tempo

OSSERVAZIONE:

In questo caso viene calcolata la coppia elettromagnetica in funzione del tempo. Essa viene tipicamente utilizzata per ricavare la potenza del motore tramite una formula fisica che utilizza il valore di coppia insieme con quello di rotazione a cui è stato rilevato, come è stato possibile assumere durante l'apprendimento del terzo capitolo inerente alla teoria e dove è stato opportunamente riportato nell'appendice C per una sua più adeguata valutazione riguardante il trasferimento di energia e perdite.

Osservando l'andamento della coppia elettromagnetica in funzione dell'angolo δ , discusso precedentemente nel terzo capitolo tramite la figura 3.63 sottostante riportata, si noti che il segno della coppia è positivo nel funzionamento da generatore e negativo nel funzionamento da motore.

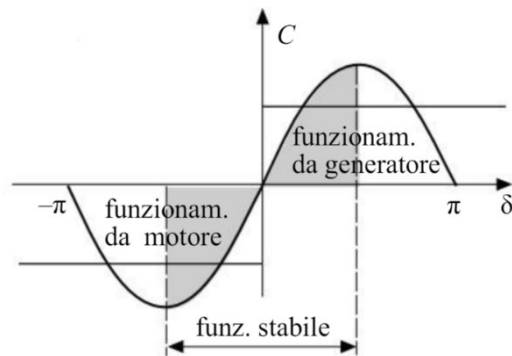


Fig 3.63 Andamento della coppia elettromeccanica resistente in funzione dell'angolo δ

Rispettivamente per angoli di carico con sfasamento angolare $\delta > 0$ tra la forza elettromotrice indotta E_{i0} che anticipa sulla tensione stellata E e $\delta < 0$ sempre tra E_{i0} e E , questa volta in ritardo. Si osservi quindi, dalla figura 4.9, come la macchina simulata offre prestazioni di funzionamento da motore, noti i valori sperimentali di coppia negativi con relativo significato teorico.

Se la mesh (maglia) è stata salvata nell'oggetto di uscita (`mySimu.mag.is_get_meshsolution = True`), può essere tracciata come in figura 4.10 con:

```
out_femm.mag.meshsolution.plot_contour(label="B", group_names="stator core")
```

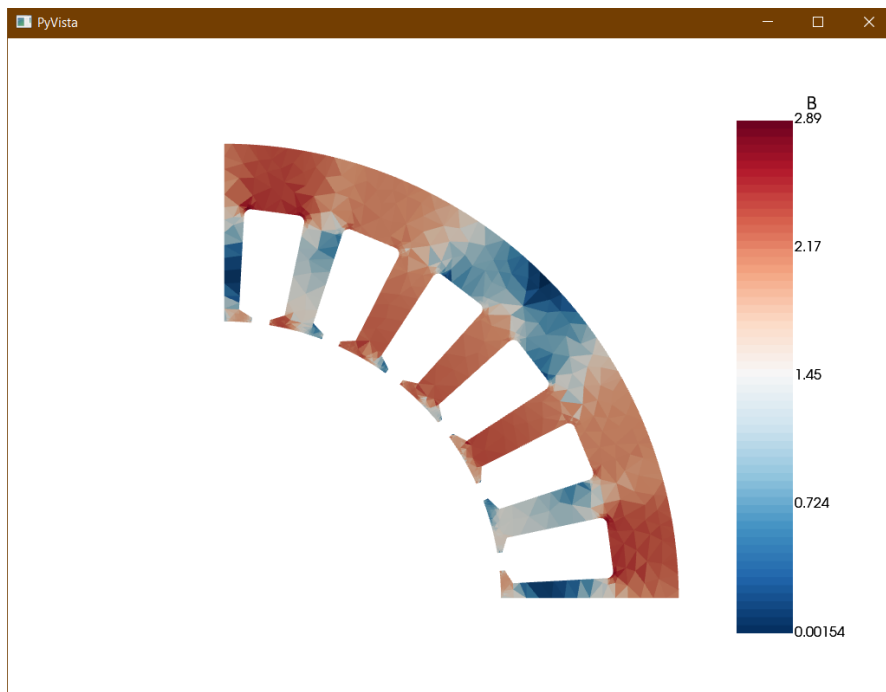


Fig 4.10 Trama di maglia

Da essa si riesce a distinguere bene le zone di superficie nelle quali l'induzione magnetica si è addensata, quindi quei tratti di riluttanza minima e viceversa. Al fine di continuare la simulazione è necessario chiudere quest'ultima finestra.

Successivamente vengono eseguite *due simulazioni magnetiche* simili a quella eseguita precedentemente: con correnti imposte e a circuito aperto.

```
# Import Pyleecan modules
from numpy import exp, sqrt, pi
from os.path import join
from pyleecan.Classes.Simul import Simul
from pyleecan.Classes.InputCurrent import InputCurrent
from pyleecan.Classes.MagFEMM import MagFEMM
from pyleecan.Classes.ForceMT import ForceMT
from pyleecan.Classes.Output import Output
from pyleecan.Functions.load import load
from pyleecan.definitions import DATA_DIR

# Load the machine
SynRM = load(join(DATA_DIR, "Machine", "SynRM_001.json"))

# Simulation initialization
simu = Simul(name="FEMM_periodicity", machine=SynRM)

# Definition of the enforced output of the electrical module
simu.input = InputCurrent(
    Na_tot=252 * 8,
    Nt_tot=50 * 8,
    N0=1000,
)
# Set Id/Iq according to I0/Phi0
simu.input.set_Id_Iq(I0=250 / sqrt(2), Phi0=140 * pi / 180)

# Definition of the magnetic simulation: with periodicity
simu.mag = MagFEMM(is_periodicity_a=True, is_periodicity_t=True, nb_worker=4)
simu.force = ForceMT(is_periodicity_a=True, is_periodicity_t=True)

# Definition of the open-circuit simulation
simu2 = simu.copy()
simu2.input.Id_ref = 0
simu2.input.Iq_ref = 0

# Run simulations
out = simu.run()
out2 = simu2.run()
```

```
2 [13:33:15] Starting running simulation
FEMM_periodicity (machine=SynRM_001)
3 [13:33:15] Starting Magnetic module
4 [13:33:18] Solving time step 1 / 100 in FEMM
5 [13:33:19] Solving time step 76 / 100 in FEMM
6 [13:33:19] Solving time step 26 / 100 in FEMM
7 [13:33:19] Solving time step 51 / 100 in FEMM
8 [13:33:35] Solving time step 27 / 100 in FEMM
```

```
207 [13:38:00] Solving time step 100 / 100 in FEMM
208 [13:38:02] Starting Force module
209 [13:38:02] End of simulation FEMM_periodicity
210 DEBUG:matplotlib.font_manager:findfont: Matching
Arial:style=normal:variant=normal:weight=normal:
stretch=normal:size=10.0.
```

A differenza di quanto eseguito prima, viene mostrata la sintassi per tracciare rapidamente e senza restrizioni, la coppia e la densità di flusso del traferro ottenuti alla fine della simulazione a correnti imposte presa di riferimento e salvate con le figure 4.11 e 4.12:

```
# Plot the torque as a function of time
```

```
out.mag.Tem.plot_2D_Data("time")
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My7.png')
out.mag.B.plot_2D_Data("angle")
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My8.png')
```

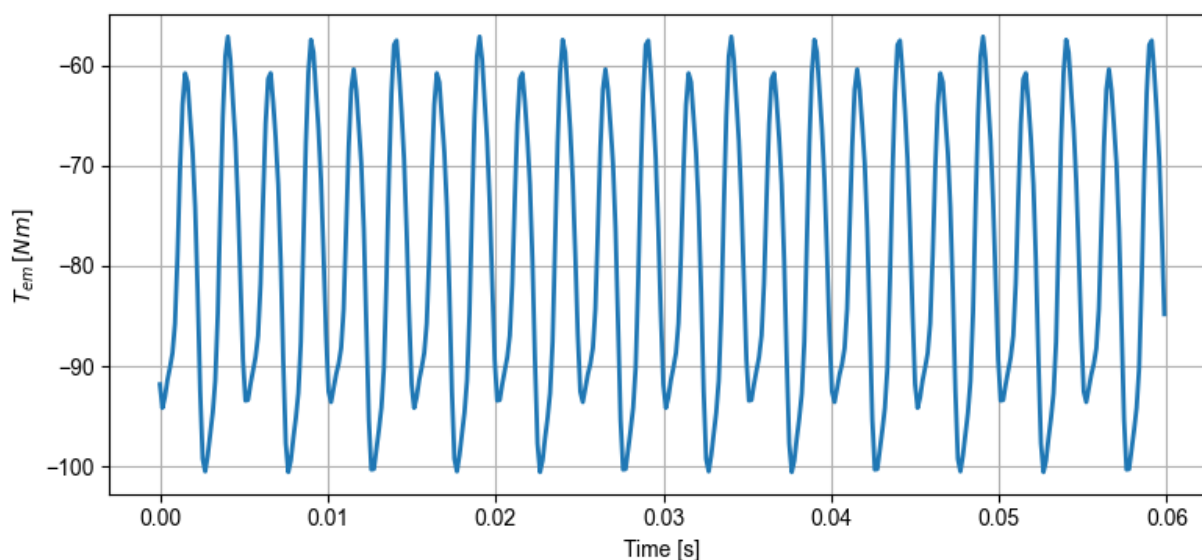


Fig 4.11 Coppia elettromagnetica nel tempo

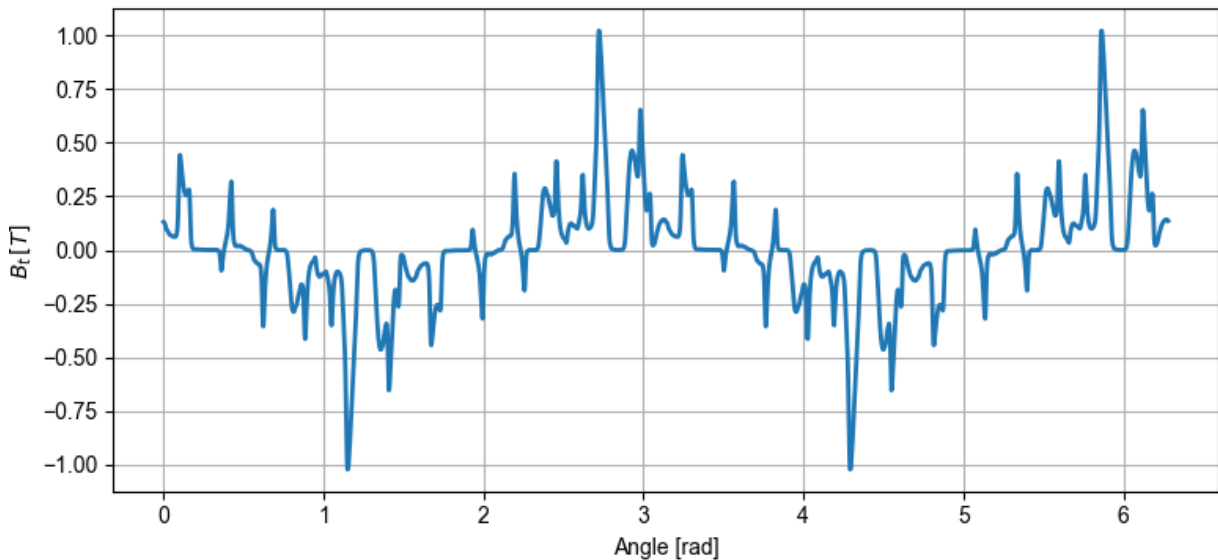


Fig 4.12 Densità di flusso tangenziale del traferro su angolo per un tempo di 0s

Come immaginabile che sia, confrontando le figure a disposizione, vengono ritrovati gli stessi risultati ottenuti ma questa volta valutando ad un determinato istante temporale di 0s e diversa scala di rappresentazione per ciascuno dei due assi: per la misura della coppia si osservi l'asse x (tempo) con scala dei tempi raddoppiata; aumento del range di osservazione dell'asse y e minima traslazione angolare lungo l'asse x (angolo), per il calcolo della densità di flusso tangenziale.

Per utilizzare una delle funzioni di stampa citate nel paragrafo 2.4 del secondo capitolo, è sufficiente eseguire l'importazione:

```
from SciDataTool.Functions.Plot.plot_2D import plot_2D
```

I caratteri e i colori possono essere definiti automaticamente da "config_dict", utilizzando "dict_2D" o "dict_3D":

```
from pyleecan.Functions.Plot import dict_2D, dict_3D
```

Per uno studio dedicato, è possibile tracciare un solo periodo o antiperiodo della coppia elettromotrice in funzione del tempo, come mostrato in figura 4.13, nell'intervallo di interesse. Si esegue:

```
# Plot the torque along the smallest period of time
out.mag.Tem.plot_2D_Data("time[smallestperiod]", **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My11.png')
```

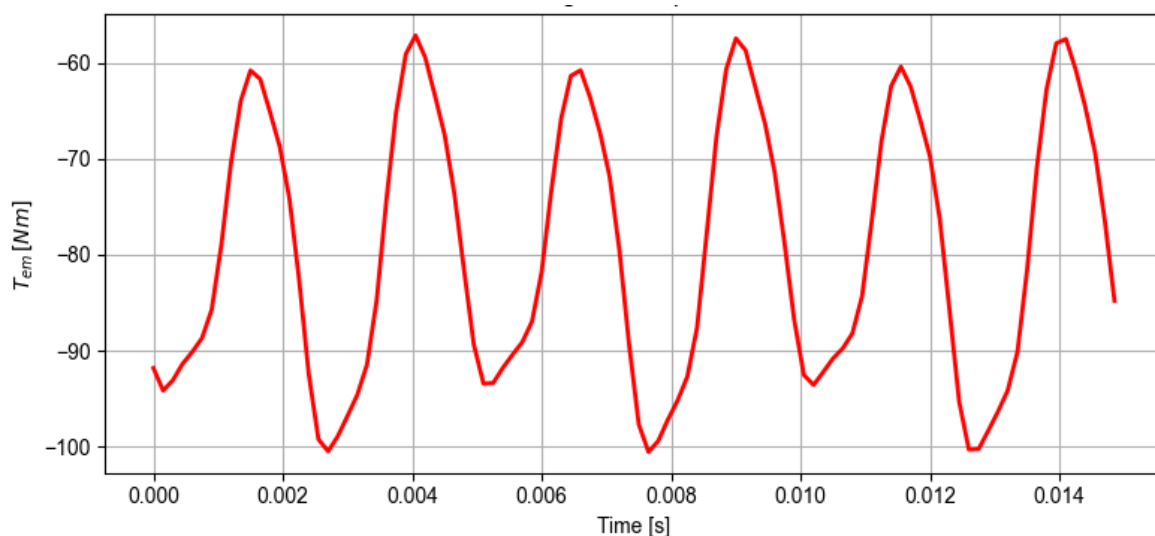


Fig 4.13 Coppia elettromagnetica nel tempo osservata su un periodo di tempo più piccolo

Invece per tracciare entrambe le componenti della densità di flusso magnetico al traferro, ma in funzione del tempo per un angolo di zero radianti, come in figura 4.14 e 4.15, si compila:

```
# Plot all components of flux density: tangential & radial
out.mag.B.plot_2D_Data("time", **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure SynRM\My12.png')
```

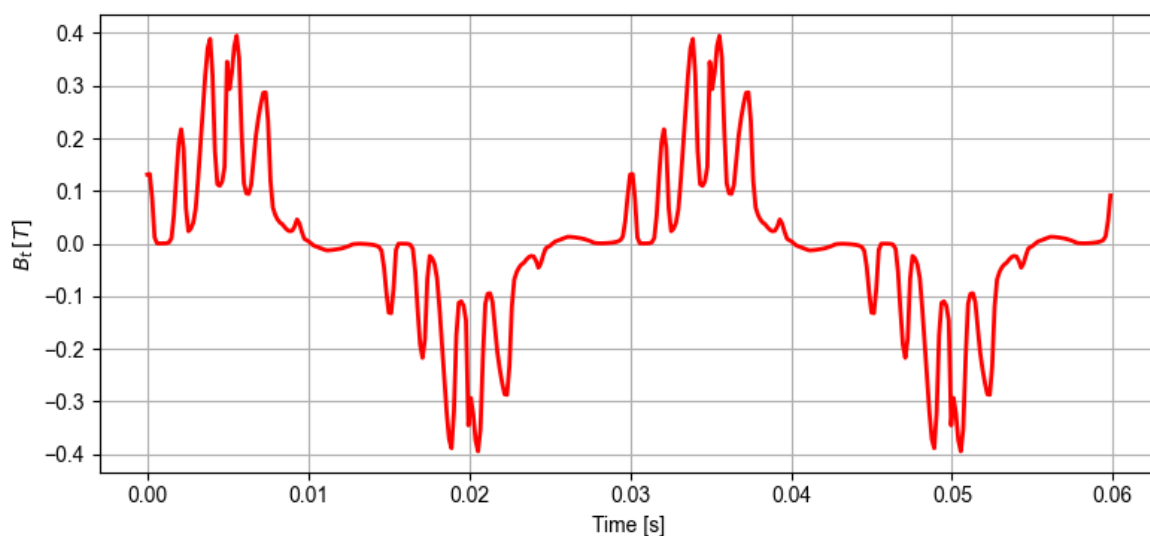


Fig 4.14 Densità di flusso tangenziale del traferro nel tempo per angolo 0 rad

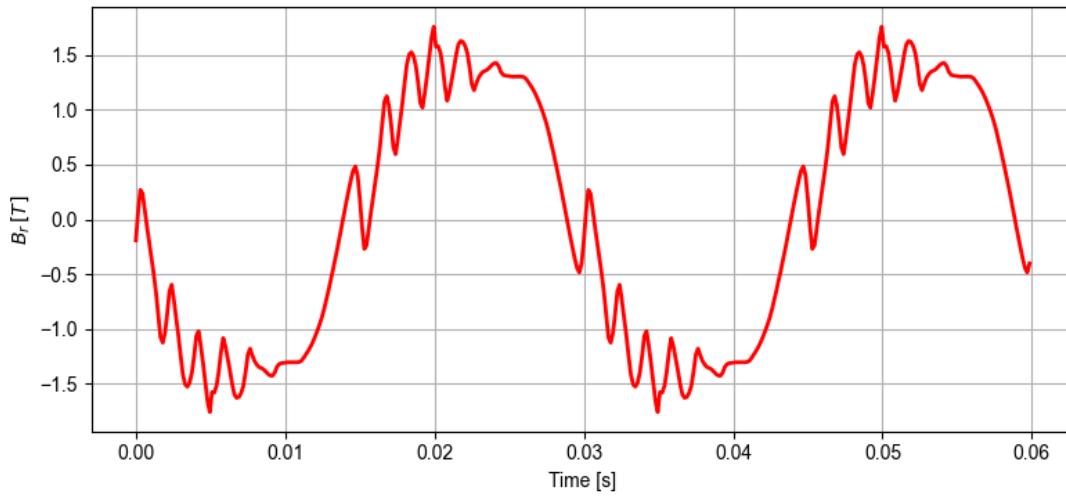


Fig 4.15 Densità del flusso radiale del traferro nel tempo per un angolo di 0 rad

Per tracciare solo uno o più componenti specifici, è possibile utilizzare il parametro “component_list”, eseguendo

```
# Plot only radial flux density
```

```
out.mag.B.plot_2D_Data("time", component_list=["radial"], **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My13.png')
```

ed ottenere la figura 4.16 sottostante, la quale mette in evidenza la sola induzione magnetica radiale in funzione dell'angolo in un determinato istante di tempo $t=0s$.

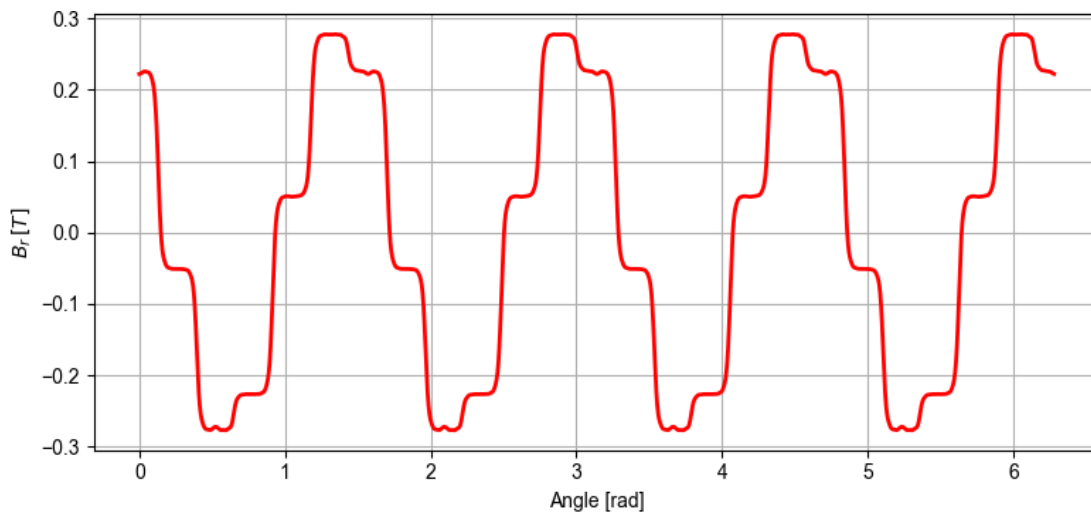


Fig 4.16 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di 0s

Nei grafici precedenti, la densità di flusso è stata affettata con un angolo di zero radianti (fetta per impostazione predefinita), ma potremmo voler tagliare con un'altra angolazione come illustrato dalla figura 4.17:

```
# Plot for angle = 90° = π/2
out.mag.B.plot_2D_Data("time", "angle=90{°}", component_list=["radial"],
**dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My14.png')
```

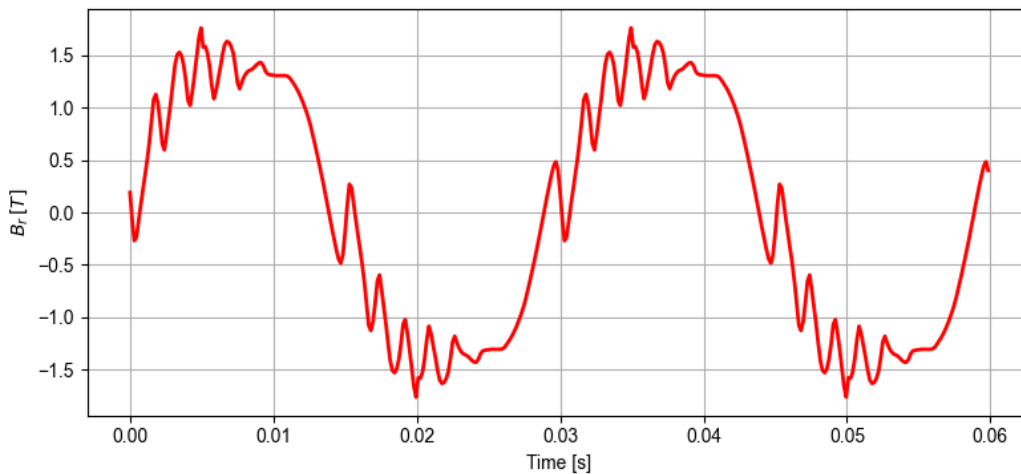


Fig 4.17 Densità del flusso radiale del traferro nel tempo per un angolo di 90°

Possiamo anche sovrapporre più fette di tempi diversi, come è possibile osservare dalla figura 4.18:

```
# Plot for 3 slices of time
out.mag.B.plot_2D_Data("angle", "time[0,20,40]", component_list=["radial"],
**dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My15.png')
```

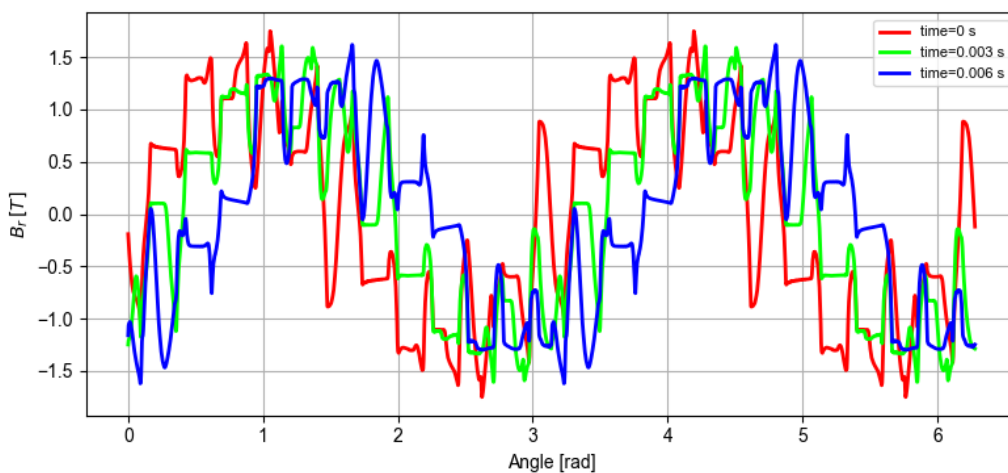


Fig 4.18 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per i tempi [0; 0,003; 0.006] s

Da un campo definito nel dominio del tempo o spazio, è possibile tracciare direttamente il suo spettro. Quest'ultimo viene rappresentato dalla FFT, in questo esempio della densità di flusso magnetico radiale al traferro in funzione della frequenza e numero d'onda rispettivamente per un angolo di zero radianti nel dominio dello spazio e un tempo di zero secondi nel dominio del tempo, descritte dalle figure 4.19 e 4.20.

```
# Plot time fft
out.mag.B.plot_2D_Data("freqs", component_list=["radial"], **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My16.png')
```

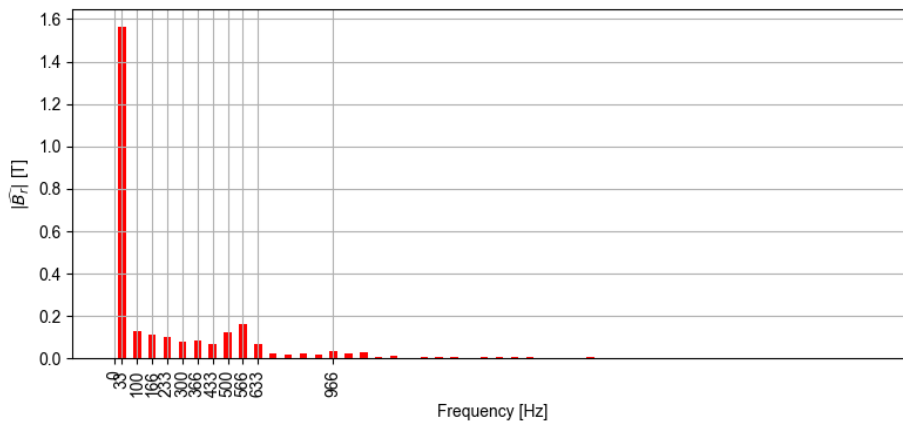


Fig 4.19 FFT della densità del flusso radiale del traferro sulla frequenza per un angolo di 0 rad

```
# Plot space fft
out.mag.B.plot_2D_Data("wavenumber=[0,200]", component_list=["radial"],
**dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My17.png')
```

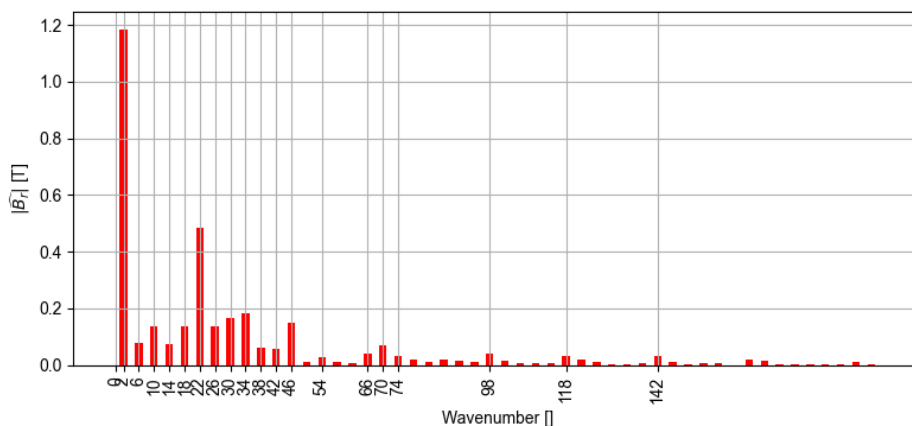


Fig 4.20 FFT della densità del flusso radiale del traferro sul numero d'onda per un tempo di 0 s

Infine, i numeri d'onda (asse x) principali possono essere etichettati automaticamente, come da figura 4.21, eseguendo:

```
# Deactivate automatic ticks
out.mag.B.plot_2D_Data("wavenumber=[0,200]",is_auto_ticks=False,component_list=[
"radial"],**dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My18.png')
```

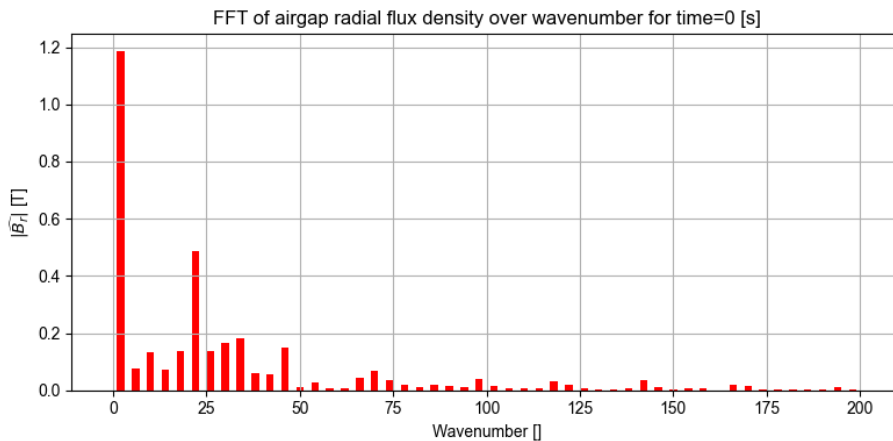


Fig 4.21 FFT della densità del flusso radiale del traferro sul numero d'onda etichettato per un tempo di 0 s

Nell'esempio seguente verrà illustrata un'altra caratteristica interessante, ovvero la conversione del flusso dell'avvolgimento dello statore da Weber in Maxwell ($1 \text{ Wb} = 1 \cdot 10^8 \text{ Mx}$) graficato dalle figure 4.22 e 4.23. Si esegue:

```
# Original plot
out.mag.Phi_wind_stator.plot_2D_Data("time", "phase", **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My20.png')
```

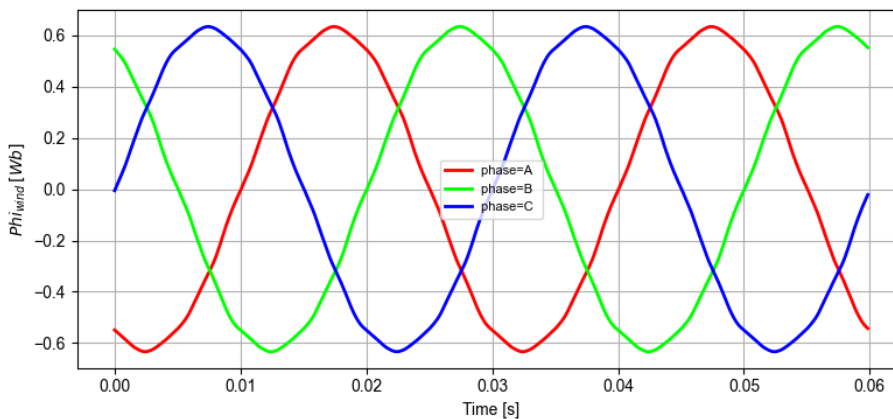


Fig 4.22 Flusso dell'avvolgimento statorico nel tempo per le fasi [A, B, C] in [Wb]


```
# Conversion into Maxwells
```

```
out.mag.Phi_wind_stator.plot_2D_Data("time", "phase", unit="Mx", **dict_2D)  
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM_001\My21.png')
```

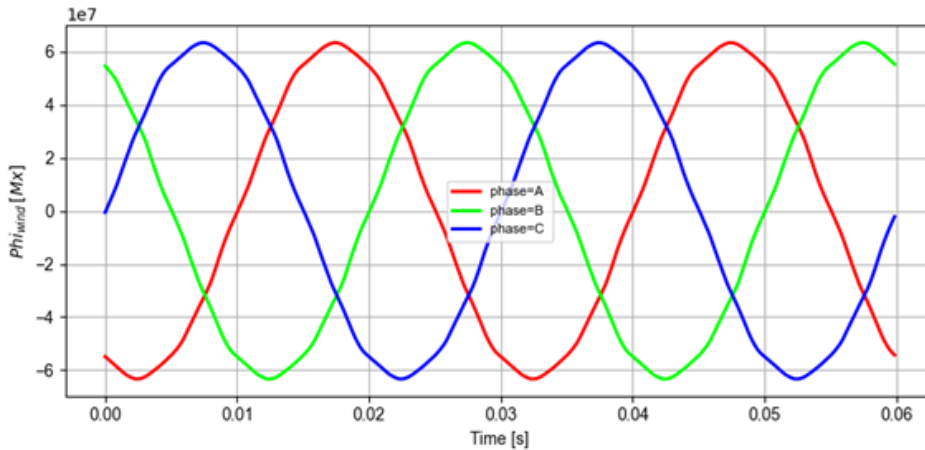


Fig 4.23 Flusso dell'avvolgimento statorico nel tempo per le fasi [A, B, C] in [Mx]

In quest'ultimo esempio, convertirò l'asse dell'angolo in gradi e per la densità di flusso del traferro da Tesla in Gauss ($1\text{ T} = 1 \cdot 10^4\text{ G}$) graficato dalle figure 4.24 e 4.25. Si esegue:

```
# Original plot
```

```
out.mag.B.plot_2D_Data("angle", component_list=["radial"], **dict_2D)  
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My22.png')
```

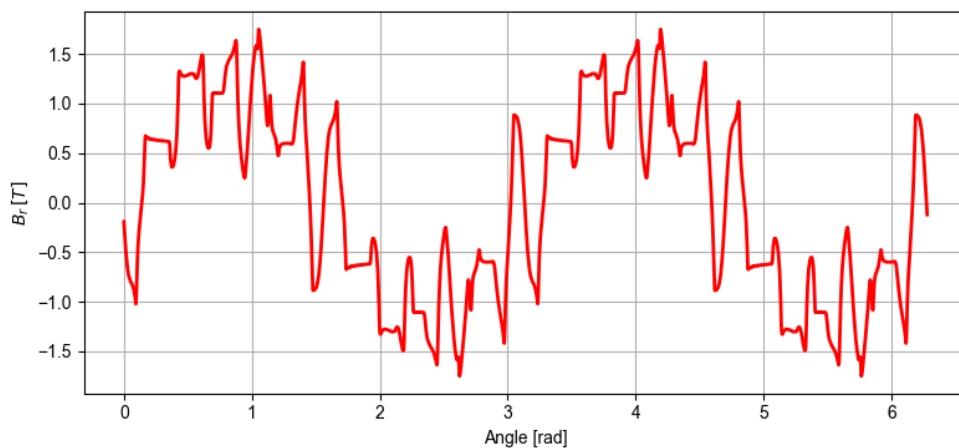


Fig 4.24 Densità di flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di 0s in [T]

```
out.mag.B.plot_2D_Data("angle{°}", component_list=["radial"], unit="G",  
**dict_2D)  
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My23.png')
```

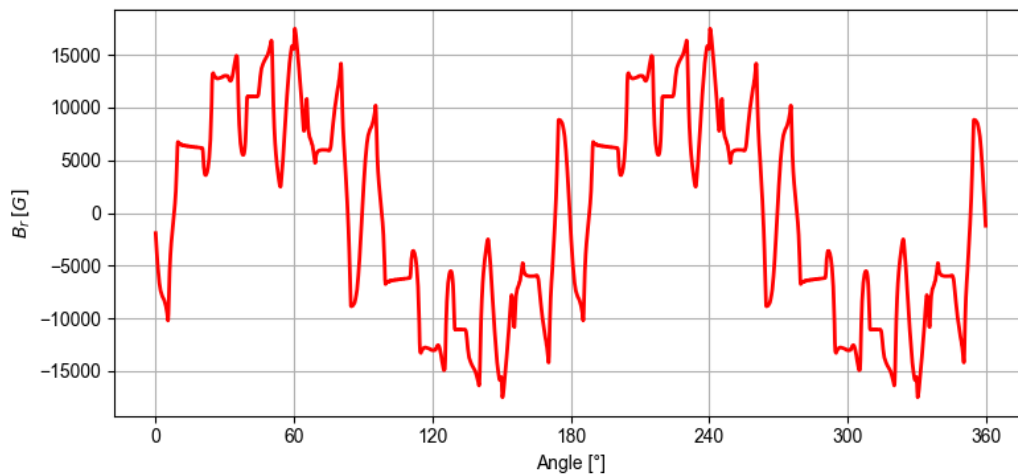


Fig 4.25 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di 0s in [G]

Pyleecan permette inoltre di confrontare facilmente più campi, anche se definiti su discretizzazioni diverse; per fare ciò, i comandi plot hanno un parametro “data_list” con il quale nell’esempio seguente verrà confrontata la densità di flusso magnetico radiale al traferro della simulazione di riferimento, con quella a circuito aperto (praticamente d’intensità nulla), ottenendo la figura 4.26:

```
#compare simu and simu2
out.mag.B.plot_2D_Data("time", component_list=["radial"],
data_list=[out2.mag.B], legend_list=["Reference", "Open-circuit"], **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure SynRM\My24.png')
```

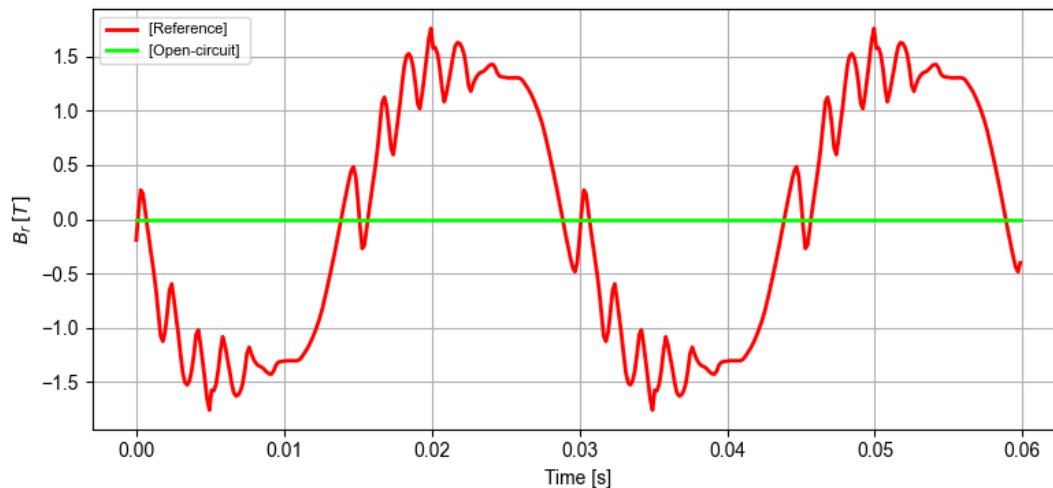


Fig 4.26 Confronto tra densità del flusso radiale del traferro nel tempo per un angolo di 0 rad

Possiamo anche confrontare gli spettri, come illustrato dalla figura 4.27:

```
out.mag.B.plot_2D_Data(
    "freqs<1000", component_list=["radial"], data_list=[out2.mag.B],
    legend_list=["Reference", "Open-circuit"],
    **dict_2D
)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My25.png')
```

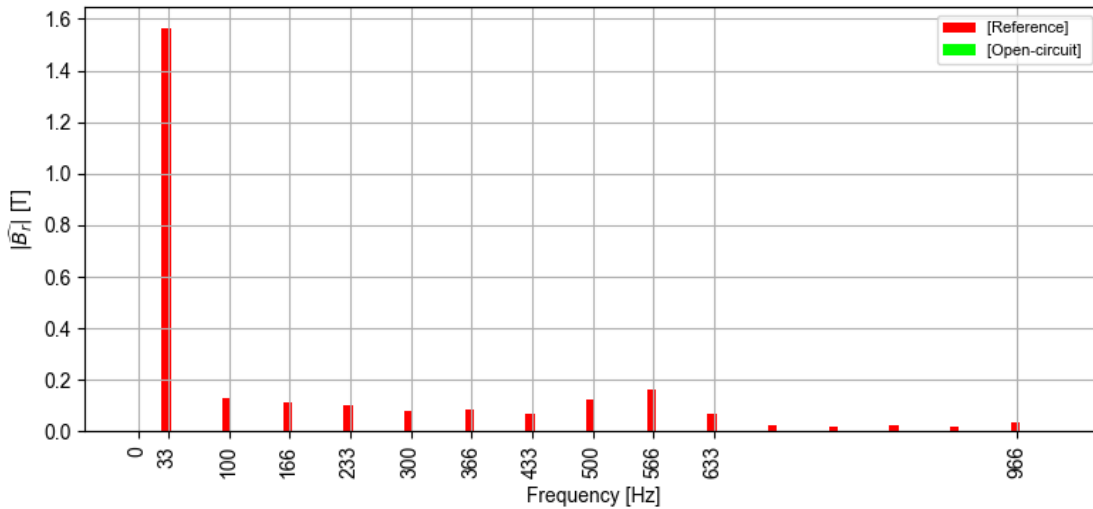


Fig 4.27 Confronto della densità del flusso radiale del traferro FFT sulla frequenza per un angolo di 0 rad

Come mostrato in figura 4.28, i grafici 3D (per i dati definiti su almeno due assi) possono essere creati anche utilizzando il comando “plot_3D_Data”:

```
# from mpl_toolkits.mplot3d import Axes3D
from mpl_toolkits import mplot3d
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plot

# fig = plt.figure.Figure()
fig = plt.figure()
ax = fig.add_subplot(111, projection='3d')

# 3D surface plot
out.mag.B.plot_3D_Data("time", "angle{°}", component_list=["radial"], **dict_3D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My27.png')
```

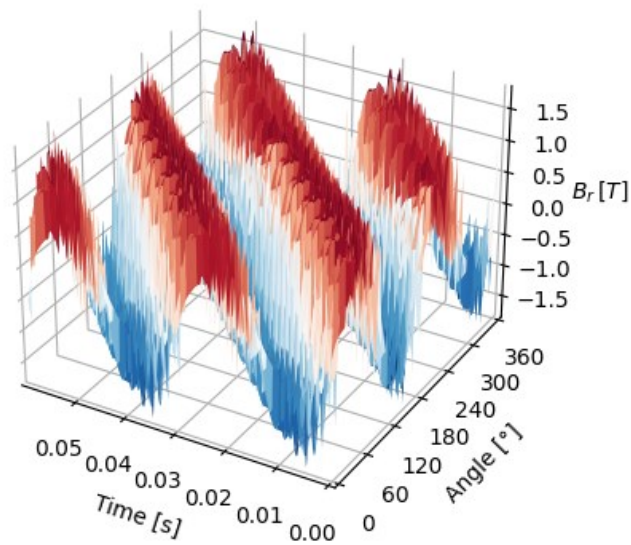


Fig 4.28 Grafico superficiale della densità del flusso radiale del traferro nel tempo e nell'angolo

Per visualizzare questa superficie dall'alto, utilizzare “is_2D_view”, così da ottenere la figura 4.29:

```
# 2D surface plot
out.mag.B.plot_3D_Data("time", "angle{°}", component_list=["radial"], is_2D_view=
True, **dict_3D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My28.png')
```

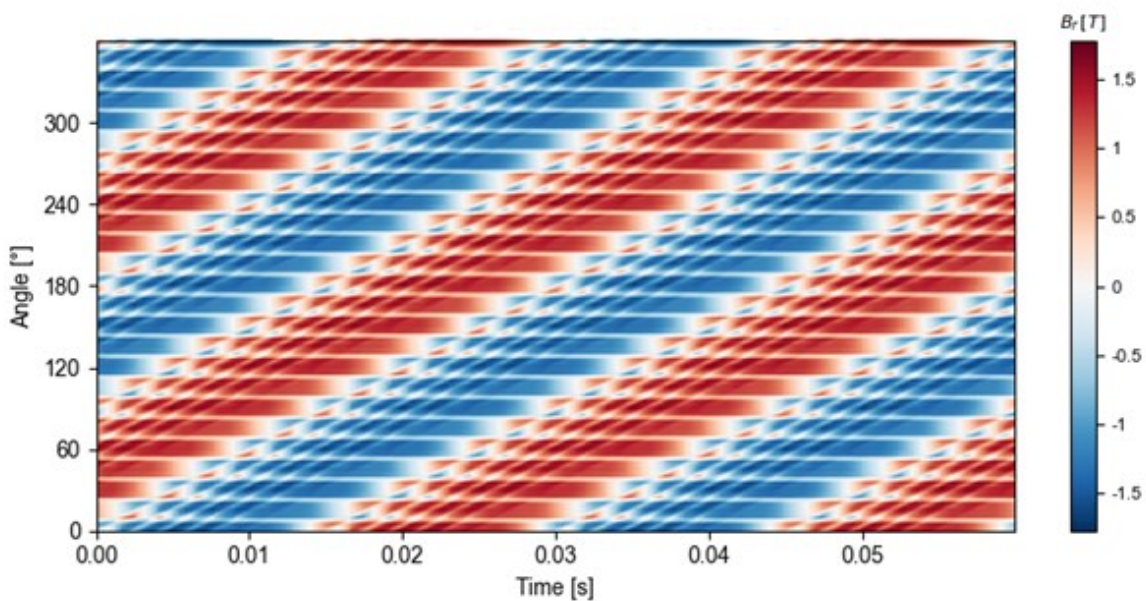


Fig 4.29 Grafico di superficie dall'alto della densità del flusso radiale del traferro nel tempo e nell'angolo

È sempre possibile tracciare un singolo periodo, come in figura 4.30:

```
# 2D surface plot over one period
```

```
out.mag.B.plot_3D_Data("time[smallestperiod]", "angle[smallestperiod]{°}", component_list=["radial"], is_2D_view=True, **dict_3D)  
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My29.png')
```

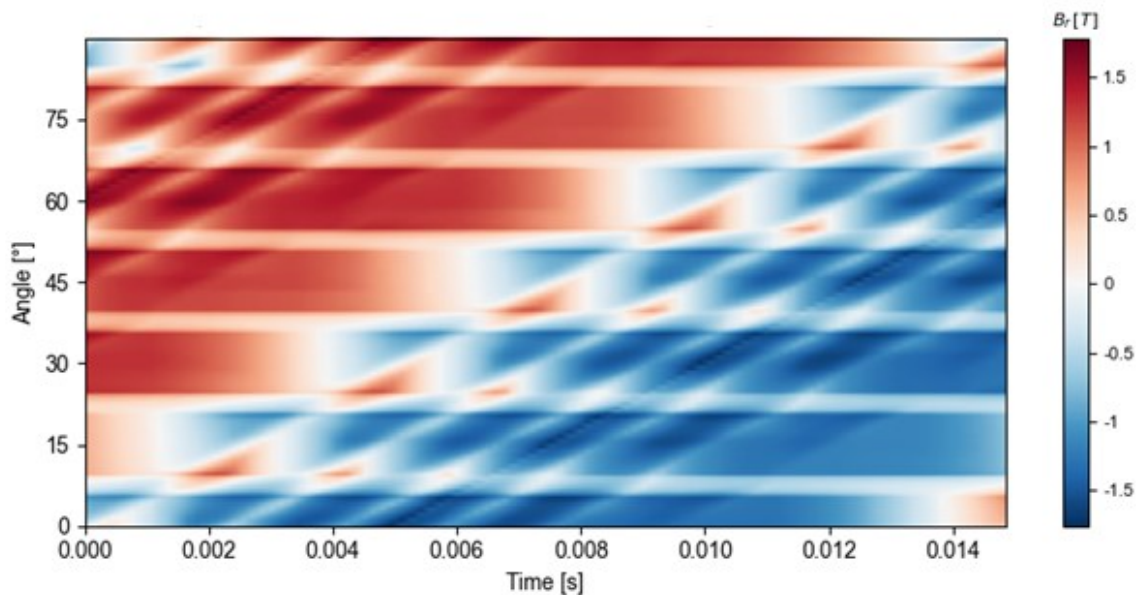


Fig 4.30 Grafico di superficie dall'alto su un periodo di densità di flusso radiale del traferro nel tempo e angolo

Anche le trasformate di Fourier 3D si basano sul comando “plot_3D_Data”, come illustrato in figura 4.31 e compilando il seguente codice:

```
# 3D stem plot of 2D fft
```

```
out.mag.B.plot_3D_Data(  
    "freqs->elec_order=[0,10]", "wavenumber->space_order=[-10,10]", N_stem=50,  
    component_list=["radial"], **dict_3D)  
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My30.png')
```

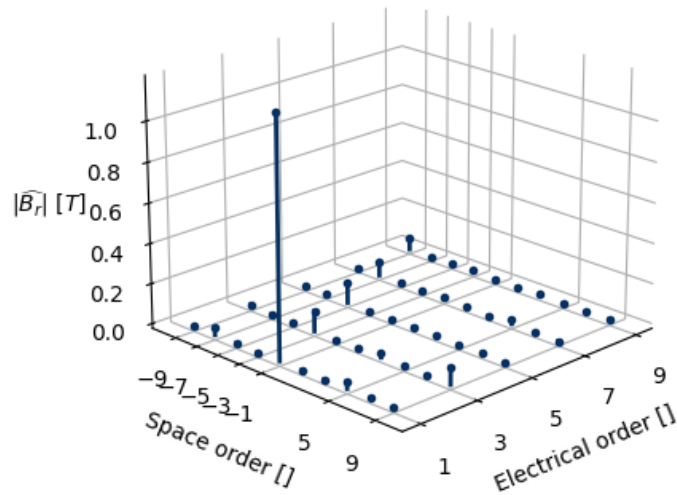


Fig 4.31 FFT della densità del flusso radiale del traferro su frequenza e numero d'onda in 3D

Può essere visualizzato come in figura 4.32, anche in 2D:

```
# 2D plot of 2D fft
```

```
out.mag.B.plot_3D_Data(
    "freqs->elec_order=[0,10]",
    "wavenumber->space_order=[-10,10]",
    N_stem=50,
    component_list=["radial"],
    is_2D_view=True,
    **dict_3D
)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My31.png')
```

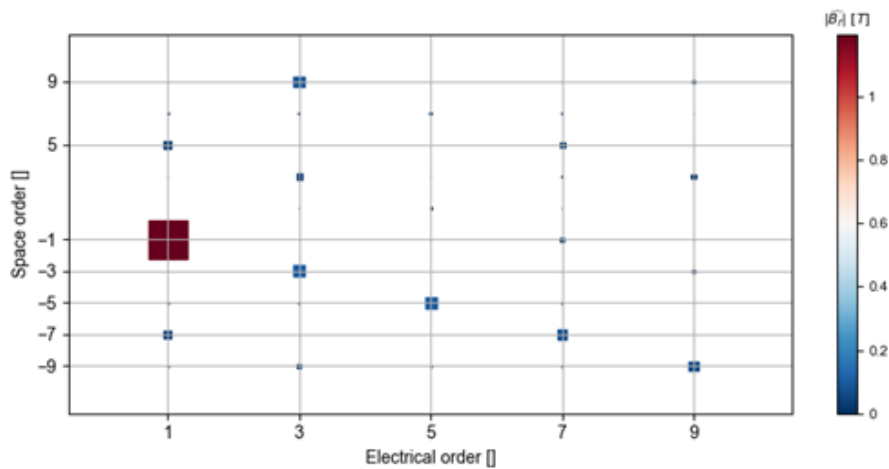


Fig 4.32 FFT della densità del flusso radiale del traferro su frequenza e numero d'onda in 2D

Molti grafici sono stati realizzati utilizzando la densità del flusso magnetico, ma sono ovviamente applicabili a qualsiasi dato di uscita 2D, come la forza calcolata utilizzando la forza superficiale del traferro, mostrato in figura 4.33. Si procede compilando:

```
out.force.AGSF.plot_3D_Data(
    "freqs->elec_order=[0,10]",
    "wavenumber->space_order=[-10,10]",
    N_stem=50,
    component_list=["radial"],
    is_2D_view=True,
    **dict_3D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My32.png')
```

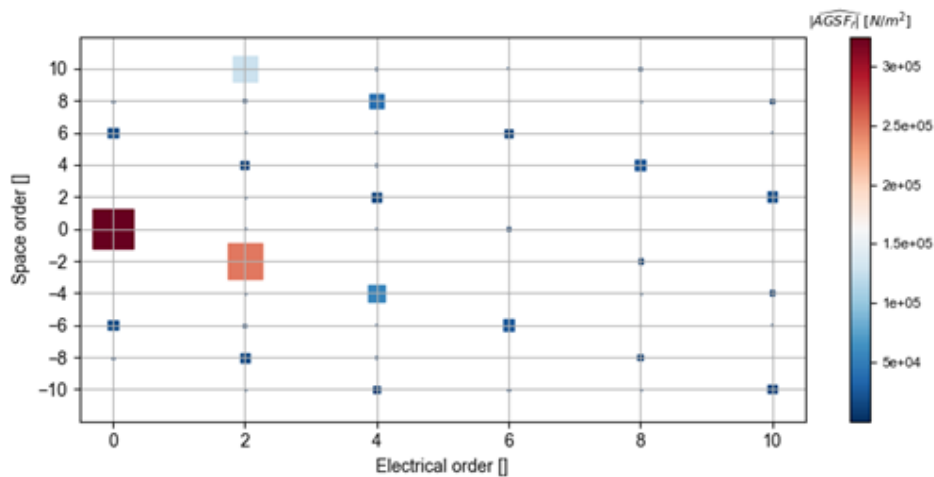


Fig 4.33 FFT della forza superficiale del traferro radiale su frequenza e numero d'onda in 2D

OSSERVAZIONE: Armoniche di elevata intensità, della densità di flusso magnetico del traferro delle macchine elettriche rotanti, possono creare forme d'onda di tensione distorte e agiscono come forze eccitanti che possono causare vibrazione indesiderate. La sua valutazione accurata nei piccoli traferri è importante perché è la regione critica della macchina, riguardante il trasferimento di energia e perdite; ragion per cui una sua analisi matematica viene allegata all'appendice B.

4.3 Iterazione su più punti operativi

Di seguito viene illustrato come utilizzare gli oggetti "InputCurrent" e "VarLoadCurrent" per eseguire una simulazione magnetica su più punti operativi partendo dall'impostazione del punto di lavoro questa volta dal rapporto Id/Iq o I0_rms/Phi0, strettamente legati fra loro.

L'oggetto "InputCurrent" permette di creare un oggetto "OutElec" che corrisponde all'uscita del modulo elettrico e all'ingresso del modulo magnetico; in questo caso viene utilizzato per definire il punto di partenza con una corrente sinusoidale definita con Id_ref e Iq_ref:

```
# Initialization of the Simulation
simu_op = Simul(name="tuto_Id_Iq", machine=SynRM)

# Definition of the magnetic simulation (FEMM with symmetry and sliding band)
simu_op.mag = MagFEMM(
    type_BH_stator=0,
    type_BH_rotor=0,
    is_periodicity_a=True,
    is_periodicity_t=True,
    nb_worker=4,
    Kgeo_fineness=1,
)
# Run only Magnetic module
simu_op.elec = None
simu_op.force = None
simu_op.struct = None

from pyleecan.Classes.InputCurrent import InputCurrent
from numpy import sqrt, exp, pi

# Definition of a sinusoidal current
simu_op.input = InputCurrent()
# I0, Phi0 to set
I0_rms = 250 / sqrt(2) # Maximum current [Arms]
Phi0 = 140 * pi / 180 # Maximum Torque Per Amp
# Compute corresponding Id/Iq
Id_ref = (I0_rms * exp(1j * Phi0)).real
Iq_ref = (I0_rms * exp(1j * Phi0)).imag
# Setting the values
simu_op.input.Id_ref = Id_ref # [Arms]
simu_op.input.Iq_ref = Iq_ref # [Arms]

# (Id_ref, Iq_ref) (-135.488051049254, 113.62986941801093)
```

Per la discretizzazione della corrente e il calcolo magnetico possono essere impostati con tempo e angolo, come fatto in precedenza, oppure impostando i seguenti parametri:

```
simu_op.input.Nt_tot = 128 # Number of time step
simu_op.input.Na_tot = 2048 # Spatial discretization
simu_op.input.N0 = 2000 # Rotor speed [rpm]
```

Quando viene definito "Nt_tot," il vettore temporale viene impostato automaticamente su:

```
linspace(0, 60 / N0 * Nrev, Nt_tot)
```

Quando viene definito "Na_tot", il vettore angolare viene impostato automaticamente su:

```
linspace(0, 2 * pi, Na_tot)
```


L'ingresso è ora completamente definito, la simulazione può ora essere eseguita ottenendo i risultati relativi ai grafici di grandezze come flusso, coppia e corrente; illustrati dalla figura 4.34 fino alla 4.36, pressoché uguali a quelli precedenti a conferma della flessibilità con cui avviene la scelta del metodo da eseguire. Si esegue:

```
Nrev = 1
N0 = 2000
Nt_tot = 128
Na_tot = 2048

from pyleecan.Functions.Plot import dict_2D

out_op = simu_op.run()

# Plot the flux
out_op.mag.B.plot_2D_Data("angle", **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure SynRM\My32.png')
```

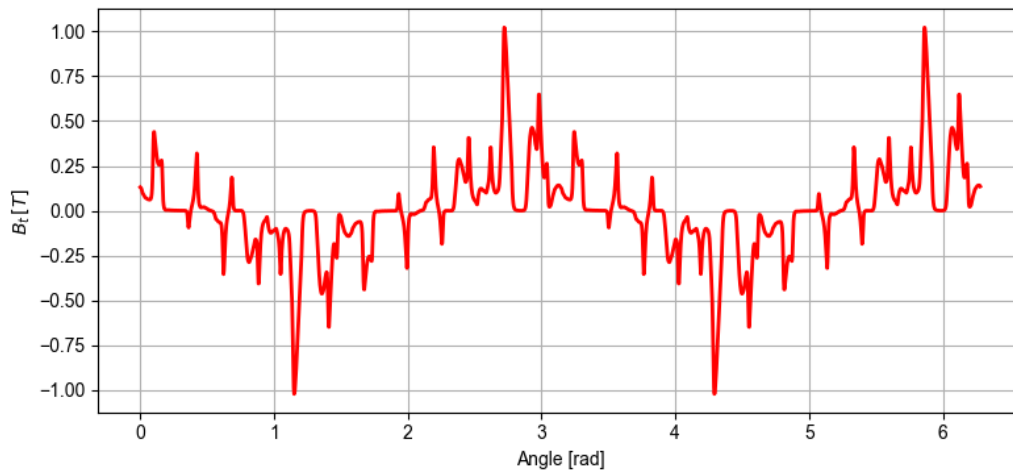


Fig 4.34 Densità di flusso tangenziale del traferro su angolo per tempo 0s con Id/Iq

```
# Plot the torque
out_op.mag.Tem.plot_2D_Data("time", **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My33.png')
```

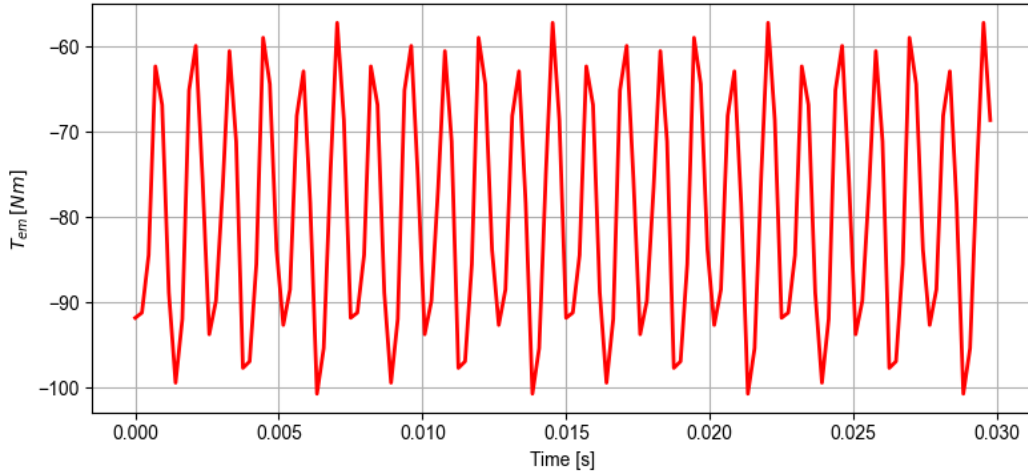


Fig 4.35 Coppia elettromagnetica con Id/Iq

```
# Plot the current
out_op.elec.get_Is().plot_2D_Data("time", "phase", **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My34.png')
```

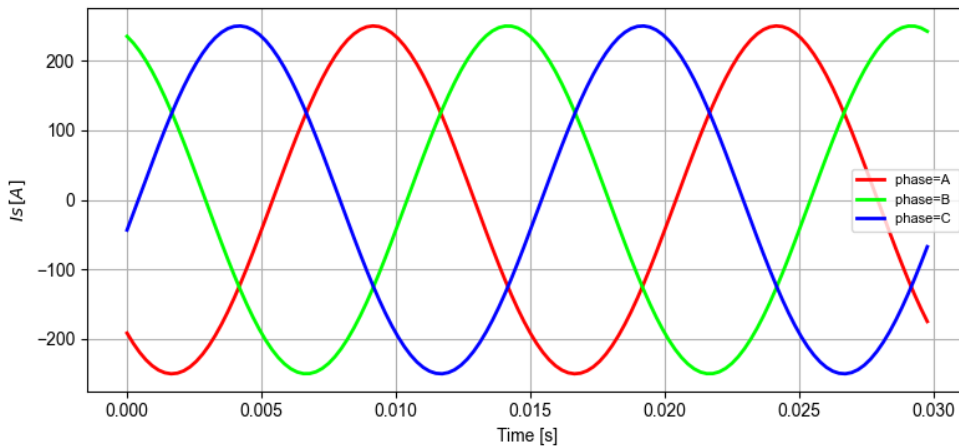


Fig 4.36 Corrente statorica nel tempo per le fasi [A, B, C] con Id/Iq

```
2936 DEBUG:matplotlib.colorbar:Setting pcolormesh
2937 [07:04:29] Starting running simulation tuto_Id_Iq (
      machine=SynRM_001)
2938 [07:04:29] Starting Magnetic module
2939 [07:04:32] Solving time step 17 / 32 in FEMM
2940 [07:04:32] Solving time step 1 / 32 in FEMM
2941 [07:04:32] Solving time step 9 / 32 in FEMM
2942 [07:04:32] Solving time step 25 / 32 in FEMM
2943 [07:04:37] Solving time step 10 / 32 in FEMM
2944 [07:04:38] Solving time step 18 / 32 in FEMM
2945 [07:04:38] Solving time step 2 / 32 in FEMM
2946 [07:04:38] Solving time step 26 / 32 in FEMM
2947 [07:04:42] Solving time step 11 / 32 in FEMM
2948 [07:04:43] Solving time step 19 / 32 in FEMM
2949 [07:04:43] Solving time step 3 / 32 in FEMM
2950 [07:04:44] Solving time step 27 / 32 in FEMM
2951 [07:04:47] Solving time step 12 / 32 in FEMM

2952 [07:04:48] Solving time step 20 / 32 in FEMM
2953 [07:04:48] Solving time step 4 / 32 in FEMM
2954 [07:04:49] Solving time step 28 / 32 in FEMM
2955 [07:04:52] Solving time step 13 / 32 in FEMM
2956 [07:04:53] Solving time step 21 / 32 in FEMM
2957 [07:04:53] Solving time step 5 / 32 in FEMM
2958 [07:04:54] Solving time step 29 / 32 in FEMM
2959 [07:04:57] Solving time step 14 / 32 in FEMM
2960 [07:04:58] Solving time step 6 / 32 in FEMM
2961 [07:04:59] Solving time step 30 / 32 in FEMM
2962 [07:04:59] Solving time step 22 / 32 in FEMM
2963 [07:05:03] Solving time step 15 / 32 in FEMM
2964 [07:05:04] Solving time step 31 / 32 in FEMM
2965 [07:05:05] Solving time step 7 / 32 in FEMM
2966 [07:05:05] Solving time step 23 / 32 in FEMM
2967 [07:05:08] Solving time step 16 / 32 in FEMM
2968 [07:05:09] Solving time step 8 / 32 in FEMM
2969 [07:05:10] Solving time step 32 / 32 in FEMM
2970 [07:05:12] Solving time step 24 / 32 in FEMM
2971 [07:05:16] End of simulation tuto_Id_Iq
```

Il punto operativo può essere definito anche direttamente con il rapporto tra la corrente massima e la coppia massima per ampere $I0_rms / \Phi0$ con:

```
from numpy import pi

simu_op.input.set_Id_Iq(I0=I0_rms, Phi0=Phi0)
print("Id: " + str(simu_op.input.Id_ref))
print("Iq: " + str(simu_op.input.Iq_ref))
```

Id: -135.4188051049254 Iq: 113.62986941801093

Presumendo che ogni simulazione di Pyleecan sia quasi statica e venga eseguita su un singolo punto operativo (velocità fissa), per eseguire una simulazione su più punti operativi sono necessari due passaggi: prima definire una simulazione che funzioni correttamente su un singolo punto operativo (come quella definita sopra) e successivamente definire un oggetto “VarLoadCurrent”.

Quest’ultimo è definito con una matrice, dove ogni riga corrispondente ad un punto di lavoro e le colonne sono: (N0, I0, Phi0) se `type_OP_matrix==0` ; (N0, Id, Iq) se `type_OP_matrix==1`. Tale oggetto consentirà di eseguire la simulazione precedente N_simu volte modificando il valore di Phi0.

Una quarta colonna può essere aggiunta impostando `is_torque=True`. Consente di definire la coppia di riferimento per il punto operativo. La coppia di riferimento e il vettore dell'angolo di corrente sono:

```
from numpy import linspace, array, pi

Tem_av_ref = array([79, 125, 160, 192, 237, 281, 319, 343, 353, 332, 266, 164,
22]) # Yang et al, 2013
Phi0_ref = linspace(60 * pi / 180, 180 * pi / 180, Tem_av_ref.size)
N_simu = Tem_av_ref.size

from pyleecan.Classes.VarLoadCurrent import VarLoadCurrent
from numpy import zeros, ones, linspace, array, sqrt, arange

varload = VarLoadCurrent(is_torque=True)
varload.type_OP_matrix = 0 # Matrix N0, I0, Phi0

# Creating the Operating point matrix
OP_matrix = zeros((N_simu, 4))

# Set N0 = 2000 [rpm] for all simulation
OP_matrix[:, 0] = 2000 * ones((N_simu))

# Set I0 = 250 / sqrt(2) [A] (RMS) for all simulation
OP_matrix[:, 1] = I0_rms * ones((N_simu))

# Set Phi0 from 60° to 180°
OP_matrix[:, 2] = Phi0_ref

# Set reference torque from Yang et al, 2013
OP_matrix[:, 3] = Tem_av_ref

varload.OP_matrix = OP_matrix
```

```
print(OP_matrix)
```

```
# All the simulation use the same machine  
# No need to draw the machine for all OP  
varload.is_reuse_femm_file = True
```

```
2974 [[2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.04719755e+00 7.  
90000000e+01]  
2975 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.22173048e+00 1.  
25000000e+02]  
2976 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.39626340e+00 1.  
60000000e+02]  
2977 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.57079633e+00 1.  
92000000e+02]  
2978 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.74532925e+00 2.  
37000000e+02]  
2979 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.91986218e+00 2.  
81000000e+02]  
2980 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.09439510e+00 3.  
19000000e+02]  
2981 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.26892803e+00 3.  
43000000e+02]  
2982 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.44346095e+00 3.  
53000000e+02]  
2983 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.61799388e+00 3.
```

La simulazione originale verrà duplicata N_simu volte con il valore dell'oggetto "InputCurrent" aggiornato secondo la matrice:

```
simu_vop = simu_op.copy()  
simu_vop.var_simu = varload  
  
# Speed-up computation (set reference simu as first OP)  
simu_vop.input.set_OP_from_array(varload.OP_matrix, varload.type_OP_matrix)  
  
Xout = simu_vop.run()
```

2987 [07:05:17] Starting running simulation tuto_Id_Iq (machine=SynRM_001)
2988 [07:05:17] Computing reference simulation for Variable Load
2989 [07:05:17] Starting Magnetic module
2990 [07:05:18] Solving time step 1 / 32 in FEMM
2991 [07:05:18] Solving time step 25 / 32 in FEMM
2992 [07:05:19] Solving time step 9 / 32 in FEMM
2993 [07:05:19] Solving time step 17 / 32 in FEMM
2994 [07:05:25] Solving time step 26 / 32 in FEMM
2995 [07:05:25] Solving time step 10 / 32 in FEMM
2996 [07:05:25] Solving time step 2 / 32 in FEMM
2997 [07:05:26] Solving time step 18 / 32 in FEMM
2998 [07:05:31] Solving time step 3 / 32 in FEMM
2999 [07:05:32] Solving time step 11 / 32 in FEMM
3000 [07:05:32] Solving time step 19 / 32 in FEMM
3001 [07:05:32] Solving time step 27 / 32 in FEMM
3002 [07:05:37] Solving time step 4 / 32 in FEMM
3003 [07:05:37] Solving time step 12 / 32 in FEMM
3004 [07:05:38] Solving time step 20 / 32 in FEMM
3005 [07:05:38] Solving time step 28 / 32 in FEMM
3006 [07:05:43] Solving time step 5 / 32 in FEMM
3007 [07:05:44] Solving time step 13 / 32 in FEMM
3008 [07:05:44] Solving time step 21 / 32 in FEMM
3009 [07:05:44] Solving time step 29 / 32 in FEMM
3010 [07:05:49] Solving time step 6 / 32 in FEMM
3011 [07:05:50] Solving time step 14 / 32 in FEMM
3012 [07:05:50] Solving time step 30 / 32 in FEMM
3013 [07:05:51] Solving time step 22 / 32 in FEMM
3014 [07:05:55] Solving time step 7 / 32 in FEMM
3015 [07:05:56] Solving time step 15 / 32 in FEMM
3016 [07:05:57] Solving time step 23 / 32 in FEMM
3017 [07:05:57] Solving time step 31 / 32 in FEMM
3018 [07:06:02] Solving time step 16 / 32 in FEMM

```
3019 [07:06:02] Solving time step 8 / 32 in FEMM
3020 [07:06:03] Solving time step 32 / 32 in FEMM
3021 [07:06:03] Solving time step 24 / 32 in FEMM
3022 [07:06:09] Variable Load Reference Results: N0=2000
    [rpm], Id=88.39 [Arms], Iq=153.1 [Arms], I0=176.8
    [A], Phi0=1.047 [], Tem_av_ref=79 [N.m], Tem_av=90
    .55 [N.m], Tem_rip_pp=51.1 [N.m], Tem_rip_norm=0.
    5643 [-]
3023 [===
    ] 7%
3024 [07:06:09] Variable Load: Using same FEMM file for
    all simulation (C:\ProgramData\Anaconda3\envs\
    pyleecan_env\Lib\site-packages\pyleecan\Results\
    tuto_Id_Iq\Femm\SynRM_001_model.fem)
3025 [07:06:09] Running simulation 1/13 with N0=2000 [
    rpm], Id=88.39 [Arms], Iq=153.1 [Arms]
3026 [07:06:09] Simulation matches reference one:
    Skipping computation
3027 [07:06:09] Variable Load Results: N0=2000 [rpm], Id
    =88.39 [Arms], Iq=153.1 [Arms], I0=176.8 [A], Phi0=
    1.047 [], Tem_av_ref=79 [N.m], Tem_av=90.55 [N.m],
    Tem_rip_pp=51.1 [N.m], Tem_rip_norm=0.5643 [-]
3028 [=====
    ] 14%
3029 [07:06:09] Running simulation 2/13 with N0=2000 [
    rpm], Id=60.46 [Arms], Iq=166.1 [Arms]
3030 [07:06:09] Starting Magnetic module
3031 [07:06:09] Solving time step 1 / 32 in FEMM
3032 [07:06:10] Solving time step 9 / 32 in FEMM
3033 [07:06:10] Solving time step 17 / 32 in FEMM
3034 [07:06:10] Solving time step 25 / 32 in FEMM
3035 [07:06:16] Solving time step 10 / 32 in FEMM
3036 [07:06:16] Solving time step 18 / 32 in FEMM
3037 [07:06:17] Solving time step 26 / 32 in FEMM
3038 [07:06:17] Solving time step 2 / 32 in FEMM
3039 [07:06:23] Solving time step 19 / 32 in FEMM
3040 [07:06:24] Solving time step 27 / 32 in FEMM
3041 [07:06:24] Solving time step 11 / 32 in FEMM
3042 [07:06:24] Solving time step 3 / 32 in FEMM
3043 [07:06:29] Solving time step 20 / 32 in FEMM
3044 [07:06:32] Solving time step 28 / 32 in FEMM
```

.....

.....

```
3441 [07:16:43] Solving time step 20 / 32 in FEMM
3442 [07:16:43] Solving time step 28 / 32 in FEMM
3443 [07:16:47] Solving time step 5 / 32 in FEMM
3444 [07:16:48] Solving time step 21 / 32 in FEMM
3445 [07:16:48] Solving time step 29 / 32 in FEMM
3446 [07:16:48] Solving time step 13 / 32 in FEMM
3447 [07:16:52] Solving time step 6 / 32 in FEMM
3448 [07:16:54] Solving time step 22 / 32 in FEMM
3449 [07:16:54] Solving time step 14 / 32 in FEMM
3450 [07:16:55] Solving time step 30 / 32 in FEMM
3451 [07:16:58] Solving time step 7 / 32 in FEMM
3452 [07:16:59] Solving time step 23 / 32 in FEMM
3453 [07:16:59] Solving time step 15 / 32 in FEMM
3454 [07:17:00] Solving time step 31 / 32 in FEMM
3455 [07:17:03] Solving time step 8 / 32 in FEMM
3456 [07:17:04] Solving time step 16 / 32 in FEMM
3457 [07:17:04] Solving time step 24 / 32 in FEMM
3458 [07:17:05] Solving time step 32 / 32 in FEMM
3459 [07:17:09] Variable Load Results: N0=2000 [rpm], Id
    =-176.8 [Arms], Iq=0 [Arms], I0=176.8 [A], Phi0=3.
    142 [], Tem_av_ref=22 [N.m], Tem_av=-0.327 [N.m],
    Tem_rip_pp=11.48 [N.m], Tem_rip_norm=-35.1 [-]
3460 [=====
    ] 100%
3461 [07:17:09] End of simulation tuto_Id_Iq
```

Pyleecan estrarrà automaticamente alcuni valori da ogni simulazione. Questi valori sono tutti raccolti in “xoutput_dict”:

```
print("Values available in XOutput:")
print(Xout.xoutput_dict.keys())

print("\nI0 for each simulation:")
print(Xout["I0"].result)
print("\nPhi0 for each simulation:")
print(Xout["Phi0"].result)
```



```

3462 Values available in XOutput:
3463 dict_keys(['N0', 'Id', 'Iq', 'I0', 'Phi0', '
    Tem_av_ref', 'Tem_av', 'Tem_rip_pp', 'Tem_rip_norm
    '])
3464
3465 I0 for each simulation:
3466 [176.77669529663686, 176.77669529663686, 176.
    77669529663683, 176.77669529663686, 176.
    77669529663683, 176.77669529663686, 176.
    77669529663686, 176.77669529663686, 176.
    77669529663686, 176.77669529663686, 176.
    77669529663683, 176.77669529663683, 176.
    77669529663686]
3467
3468 Phi0 for each simulation:
3469 [1.0471975511965976, 1.2217304763960306, 1.
    3469 3962634015954636, 1.5707963267948966, 1.
    7453292519943295, 1.9198621771937625, 2.
    0943951023931957, 2.2689280275926285, 2.
    443460952792061, 2.6179938779914944, 2.
    7925268031909276, 2.9670597283903604, 3.
    141592653589793]

```

Qualsiasi parametro in uscita può essere tracciato in funzione di un altro; ad esempio, i grafici riportati dalle figure 4.37 e 4.38, rappresentano rispettivamente la coppia elettromagnetica in funzione della massima coppia per ampere e la parte reale in funzione della parte immaginaria della corrente di riferimento.

```

fig1 = Xout.plot_multi("Phi0", "Tem_av")
fig2 = Xout.plot_multi("Id", "Iq")

```

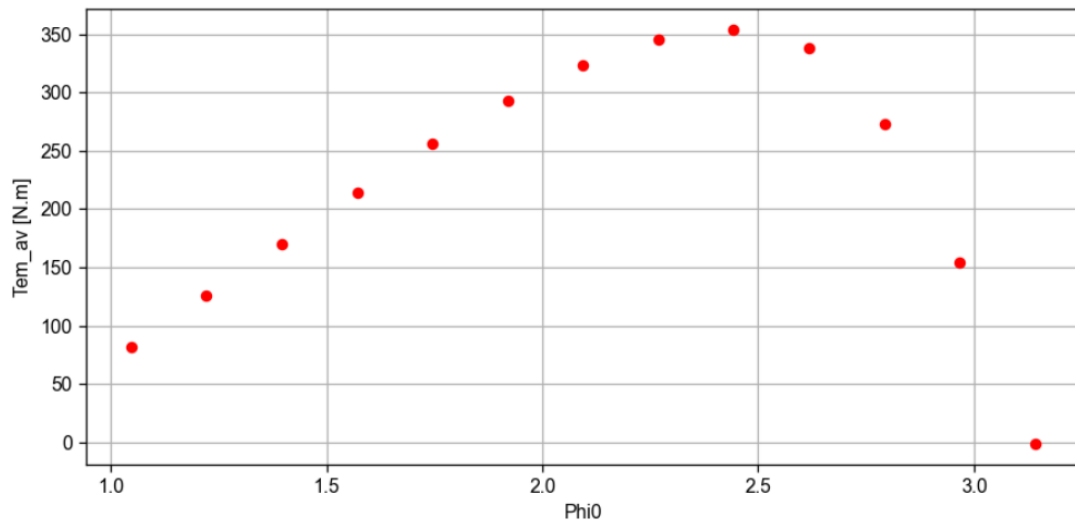


Fig 4.37 La coppia in funzione della coppia massima per ampere

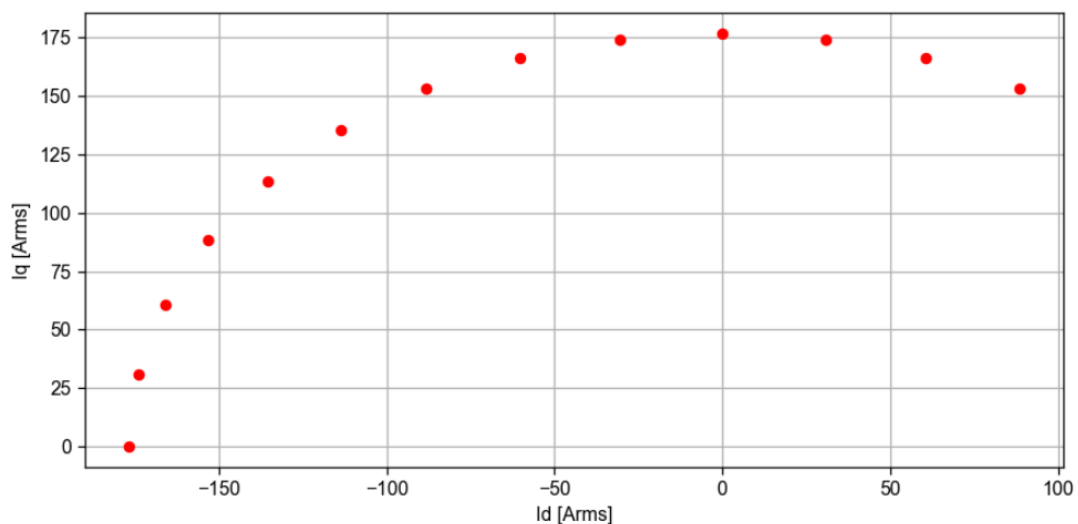


Fig 4.38 La parte reale in funzione della parte immaginaria della corrente di riferimento

Infine, la coppia media calcolata può essere confrontata graficamente con la figura 4.39 ottenuta con quella nella pubblicazione di Yang et al, in funzione dell'angolo di corrente:

```

from SciDataTool.Functions.Plot.plot_2D import plot_2D
from pyleecan.definitions import config_dict
from numpy import array

plot_2D(
    array([x * 180 / pi for x in Xout.xoutput_dict["Phi0"].result]),
    [Xout.xoutput_dict["Tem_av"].result,
    Xout.xoutput_dict["Tem_av_ref"].result],
    legend_list=["Pyleecan", "Yang et al, 2013"],

```

```

xlabel="Current angle [°]",
ylabel="Electrical torque [N.m]",
title="Electrical torque vs current angle",
**dict_2D
)

plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My35.png')

```

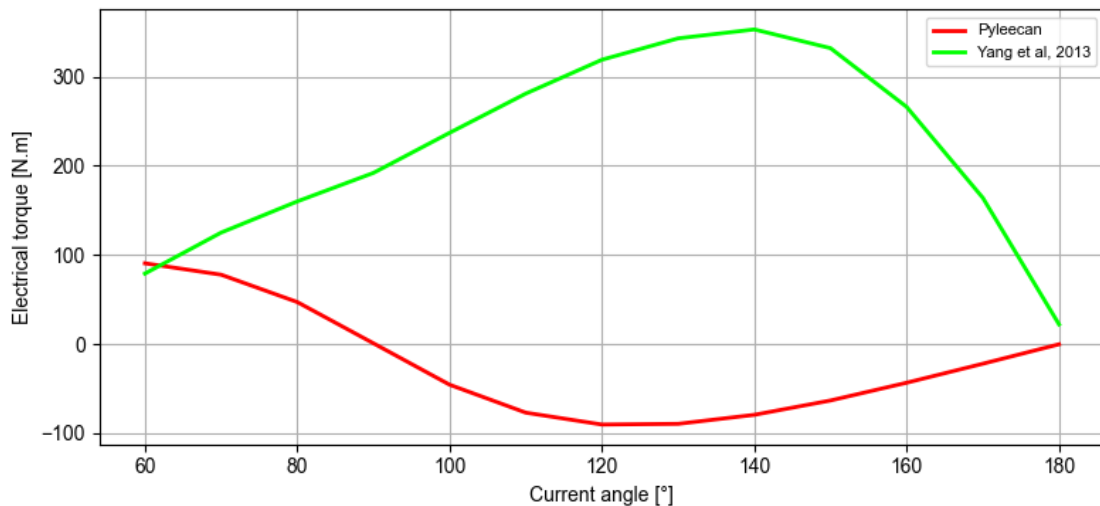


Fig 4.39 Coppia elettrica in funzione dell'angolo di corrente

4.4 Modulo elettrico

Ulteriore metodo di calcolo di correnti, tensioni e coppie con il circuito equivalente elettrico (CEE), utilizzato per il calcolo del rapporto U_d/U_q o I_d/I_q .

I parametri della CEE vengono prima calcolati in base agli oggetti "FluxLinkFEMM" e "IndMagFEMM" che consentono di calcolare il collegamento di flusso e le induttanze magnetiche utilizzando simulazioni FEMM (con simmetrie e numero di passi temporali). Per il calcolo del collegamento di flusso, le correnti sono impostate su 0A.

Analizzati i circuiti di figura 4.40 e noti i parametri della EEC, la coppia elettrica viene calcolata come

$$T_{em} = P - RI^2 / \Omega; \text{ dove } P = q_s / 2R (VI^*) \text{ inteso come potere magnetico.}$$

Diciamo $W = P - RI^2$ la potenza del motore e Ω la sua velocità angolare, allora la coppia T è esposta dalla relazione $W = T \cdot \Omega$.

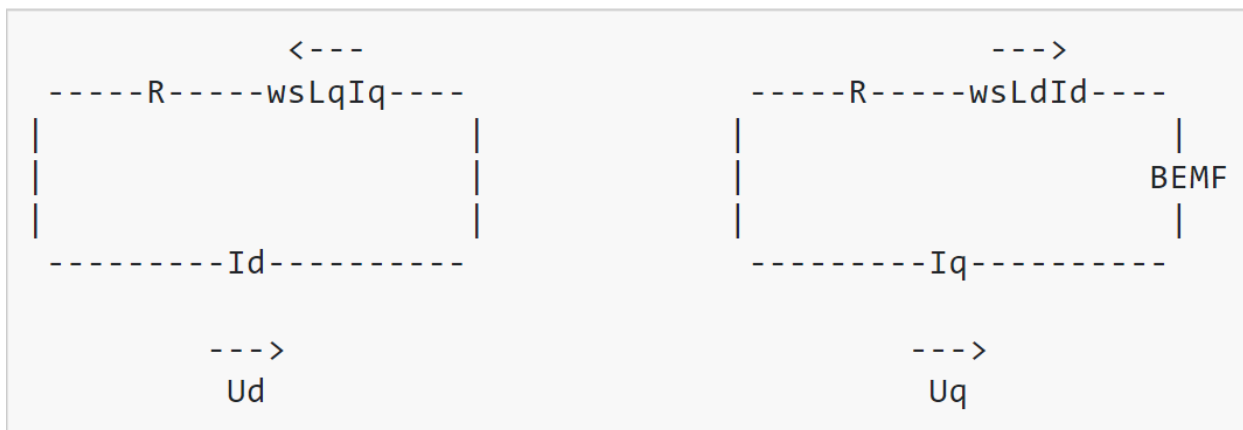


Fig 4.40 Circuito elettrico equivalente (CEE)

Il modulo elettrico include informazioni sul come controllare la macchina (Informazioni su guida e controllo) e come modellare la reazione al controllo della macchina (Calcolo parametri del circuito equivalente). Il suo obiettivo è calcolare le correnti (rotore e statore) per ogni fase e la velocità in funzione del tempo; è organizzato intorno a tre oggetti e le rispettive figlie:

“Electrical”: le figlie di questo oggetto selezionano il flusso di lavoro e il punto operativo (OP) del modulo.

“Drive”: genera il segnale di potenza della macchina (tensione o corrente).

“EEC”: calcolo di ogni parametro dell'EEC e risoluzione.

La scelta del circuito elettrico equivalente è legata alla topologia di macchina e ai parametri di controllo. Esso descrive il legame tra la coppia elettromagnetica T_{em} e le variabili di controllo, che possono essere tensioni V o correnti I .

I parametri CEE possono includere resistenza equivalente, induttanze, sorgenti di corrente e tensione. Quindi per ogni circuito equivalente ci possono essere più versioni a seconda della complessità.

```

from pyleecan.Classes.Simul import Simul
from pyleecan.Classes.Electrical import Electrical
from pyleecan.Classes.EEC_PMSM import EEC_PMSM
from pyleecan.Classes.FluxLinkFEMM import FluxLinkFEMM
from pyleecan.Classes.IndMagFEMM import IndMagFEMM

# Initialization of the Simulation
simu = Simul(name="tuto_elec", machine=SynRM)

# Definition of the magnetic simulation (FEMM with symmetry and sliding band)
simu.elec = Electrical(
    eec=EEC_PMSM(
        indmag=IndMagFEMM(is_periodicity_a=True, Nt_tot=50),
        fluxlink=FluxLinkFEMM(is_periodicity_a=True, Nt_tot=50),
    )
)
# Run only Electrical module
simu.mag = None

```

```
simu.force = None
simu.struct = None
```

Il punto di partenza della simulazione è definito con “InputElec” o “InputCurrent”, essi creeranno un oggetto "OutElec" e lo inizieranno con i valori forniti per Ud/Uq o Id/Iq rispettivamente.

```
from pyleecan.Classes.InputCurrent import InputCurrent
from numpy import sqrt, exp, pi
```

```
# Definition of a sinusoidal current
simu.input = InputCurrent()
I0_rms = 250/sqrt(2) # Maximum current [Arms]
Phi0 = 140*pi/180 # Maximum Torque Per Amp
```

```
Id_ref = (I0_rms*exp(1j*Phi0)).real
Iq_ref = (I0_rms*exp(1j*Phi0)).imag
```

```
simu.input.Id_ref = Id_ref # [Arms]
simu.input.Iq_ref = Iq_ref # [Arms]
```

```
simu.input.Nt_tot = 50 # Number of time steps
simu.input.Na_tot = 2048 # Spatial discretization
simu.input.N0 = 2000 # Rotor speed [rpm]
```

```
(Id_ref, Iq_ref)
(-135.488051049254, 113.62986941801093)
```

```
out = simu.run()
```

```
3470 [07:17:10] Starting running simulation tuto_elec (
      machine=SynRM_001)
```

```
3471 [07:17:10] Starting Electric module
```

```
3472 [07:17:10] INFO: Compute flux linkage with FEMM
```

```
3473 [07:17:43] INFO: Compute dq inductances with FEMM
```

```
3474 [07:19:27] End of simulation tuto_elec
```

```
# Print voltage and torque
print("Ud: "+str(out.elec.Ud_ref))
print("Uq: "+str(out.elec.Uq_ref))
print("Tem: "+str(out.elec.Tem_av_ref))
```

```
3475 Ud: -187.9492457177578
```

```
3476 Uq: -82.37182735975375
```

```
3477 Tem: -79.49228715082505
```

La multi-simulazione è simile a quella vista in precedenza, la differenza è che ora stiamo calcolando la coppia elettrica invece della coppia magnetica. Di seguito troviamo le figure 4.41 e 4.42 rappresentanti la corrente e tensione di statore delle tre fasi A, B, C, calcolate con il modulo elettrico:

```

from pyleecan.Functions.Plot import dict_2D
# Plot the currents
out.elec.get_Is().plot_2D_Data("time", "phase", **dict_2D)

plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My36.png')

```

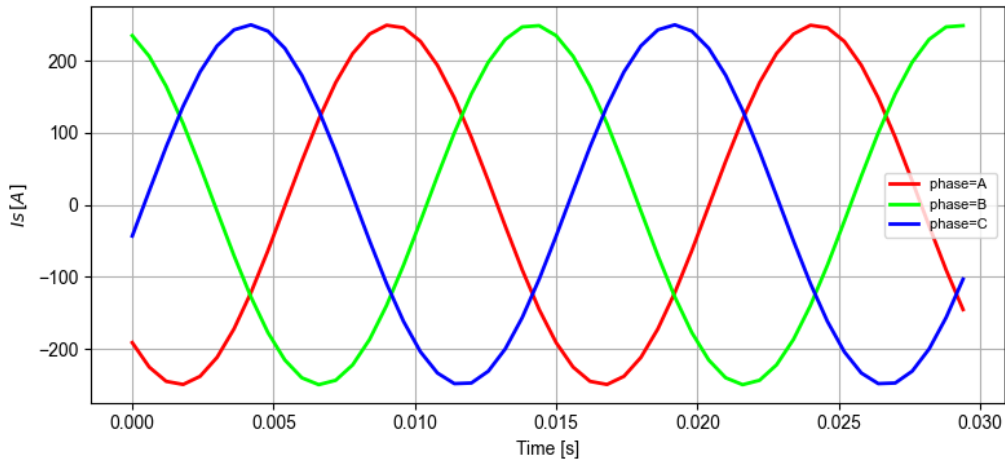


Fig 4.41 Corrente storica nel tempo per le fasi [A, B, C] con modulo elettrico

```

# Plot the voltages
out.elec.Us.plot_2D_Data("time", "phase", **dict_2D)

plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My37.png')

```

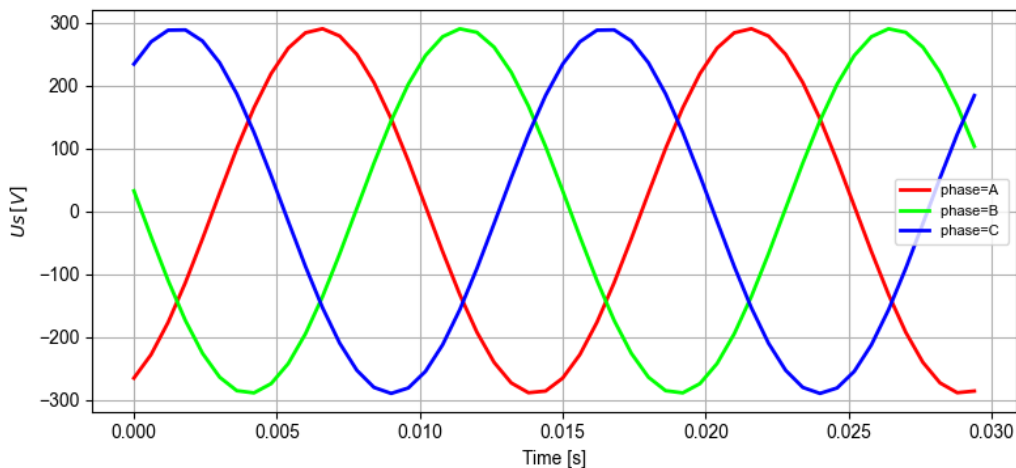


Fig 4.42 Tensione storica nel tempo per le fasi [A, B, C] con modulo elettrico

La coppia di riferimento e il vettore dell'angolo di corrente ricavati sono:

```

from numpy import linspace, array, pi
Tem_av_ref = array([79, 125, 160, 192, 237, 281, 319, 343, 353, 332, 266, 164,
22]) # Yang et al, 2013

```

```

Phi0_ref = linspace(60 * pi / 180, 180 * pi / 180, Tem_av_ref.size)
N_simu = Tem_av_ref.size

from pyleecan.Classes.VarLoadCurrent import VarLoadCurrent
from numpy import zeros, ones, linspace, array, sqrt, arange

varload = VarLoadCurrent(is_torque=True)
varload.type_OP_matrix = 0 # Matrix N0, I0, Phi0

# Creating the Operating point matrix
OP_matrix = zeros((N_simu,4))

# Set N0 = 2000 [rpm] for all simulation
OP_matrix[:,0] = 2000 * ones((N_simu))

# Set I0 = 250 / sqrt(2) [A] (RMS) for all simulation
OP_matrix[:,1] = I0_rms * ones((N_simu))

# Set Phi0 from 60° to 180°
OP_matrix[:,2] = Phi0_ref

# Set reference torque from Yang et al, 2013
OP_matrix[:,3] = Tem_av_ref

varload.OP_matrix = OP_matrix
print(OP_matrix)

```

```

3478 [[2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.04719755e+00 7.
90000000e+01]
3479 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.22173048e+00 1.
25000000e+02]
3480 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.39626340e+00 1.
60000000e+02]
3481 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.57079633e+00 1.
92000000e+02]
3482 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.74532925e+00 2.
37000000e+02]
3483 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 1.91986218e+00 2.
81000000e+02]
3484 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.09439510e+00 3.
19000000e+02]
3485 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.26892803e+00 3.
43000000e+02]
3486 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.44346095e+00 3.
53000000e+02]
3487 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.61799388e+00 3.
32000000e+02]
3488 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.79252680e+00 2.
66000000e+02]
3489 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 2.96705973e+00 1.
64000000e+02]
3490 [2.00000000e+03 1.76776695e+02 3.14159265e+00 2.
20000000e+01]]

```

```

# Run multisimulation
simu2 = simu.copy()
simu2.var_simu = varload
Xout = simu2.run()
3491 [07:19:27] Starting running simulation tuto_elec (
machine=SynRM_001)
3492 [07:19:27] Reference Operating point is not in
OP_matrix, one extra simulation will be computed
3493 [07:19:27] Computing reference simulation for
Variable Load
3494 [07:19:27] Starting Electric module
3495 [07:19:27] Variable Load Reference Results: N0=2000
[rpm], Id=-135.4 [Arms], Iq=113.6 [Arms], I0=176.8
[A], Phi0=2.443 [], Tem_av_ref=-79.49 [N.m]
3496 [===
] 7%
3497 [07:19:27] Running simulation 1/13 with N0=2000 [
rpm], Id=88.39 [Arms], Iq=153.1 [Arms]
3498 [07:19:27] Starting Electric module
3499 [07:19:27] INFO: Compute dq inductances with FEMM
3500 [07:21:10] Variable Load Results: N0=2000 [rpm], Id
=88.39 [Arms], Iq=153.1 [Arms], I0=176.8 [A], Phi0=
1.047 [], Tem_av_ref=90.23 [N.m]
3501 [=====
] 14%
3502 [07:21:10] Running simulation 2/13 with N0=2000 [
rpm], Id=60.46 [Arms], Iq=166.1 [Arms]
3503 [07:21:10] Starting Electric module
3504 [07:21:10] INFO: Compute dq inductances with FEMM
3505 [07:23:05] Variable Load Results: N0=2000 [rpm], Id
=60.46 [Arms], Iq=166.1 [Arms], I0=176.8 [A], Phi0=
1.222 [], Tem_av_ref=77.53 [N.m]
3506 [=====
] 21%
3507 [07:23:05] Running simulation 3/13 with N0=2000 [
rpm], Id=30.7 [Arms], Iq=174.1 [Arms]
3508 [07:23:05] Starting Electric module
3509 [07:23:05] INFO: Compute dq inductances with FEMM
3510 [07:25:21] Variable Load Results: N0=2000 [rpm], Id
=30.7 [Arms], Iq=174.1 [Arms], I0=176.8 [A], Phi0=1
.396 [], Tem_av_ref=46.86 [N.m]
3511 [=====
] 28%
3512 [07:25:21] Running simulation 4/13 with N0=2000 [
rpm], Id=0 [Arms], Iq=176.8 [Arms]

```



```

3559 [07:41:41] Variable Load Results: N0=2000 [rpm], Id
      =-176.8 [Arms], Iq=0 [Arms], I0=176.8 [A], Phi0=3.
      142 [], Tem_av_ref=-0.2999 [N.m]
3560 [=====
      ] 100%
3561 [07:41:41] End of simulation tuto_elec

```

Una volta eseguita la simulazione, la coppia può essere tracciata e confrontata nuovamente con quella di Yang et al, ottenendo risultati identici:

```

# Plot torque as a function of Phi0
from SciDataTool.Functions.Plot.plot_2D import plot_2D
from numpy import array

plot_2D(
    array([x*180/pi for x in Xout.xoutput_dict["Phi0"].result]),
    [Xout.xoutput_dict["Tem_av_ref"].result, Tem_av_ref],
    legend_list=["Pyleecan", "Yang et al, 2013"],
    xlabel="Current angle [°]",
    ylabel="Electrical torque [N.m]",
    title="Electrical torque vs current angle",
    **dict_2D
)

plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My38.png')

```

Come illustrato dalla figura 4.43:

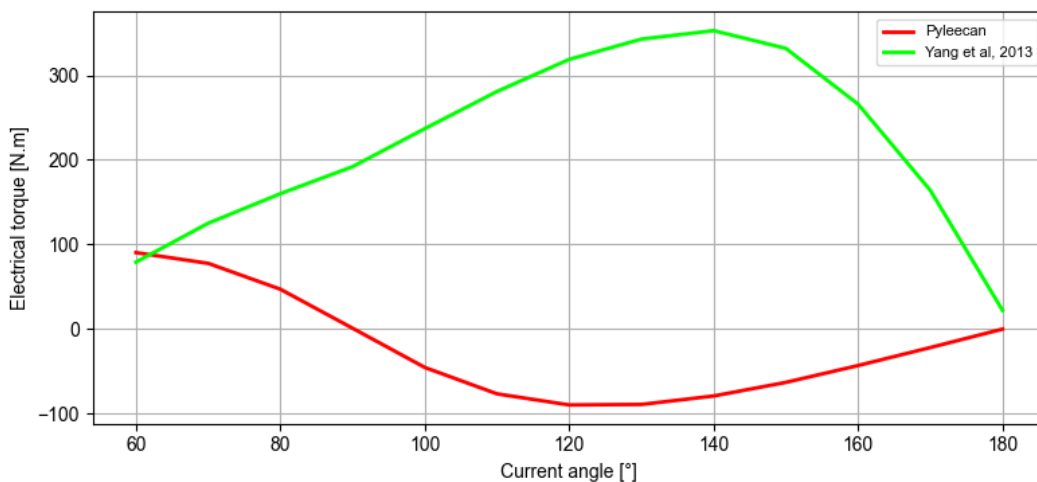


Fig 4.43 Coppia elettrica in funzione dell'angolo di corrente con modulo elettrico

4.5 Calcolo forza superficiale del traferro basato sul tensore di sollecitazione di Maxwell

Le forze magnetiche hanno due origini, uno è dovuto alla magnetostrizione e l'altra spiegato dal metodo del tensore degli sforzi di Maxwell; quest'ultimo dimostra che la forza esercitata su un materiale è proporzionale alla densità magnetica del flusso al quadrato, inteso come variazione di quantità di moto di un campo elettromagnetico. Esso permette di calcolare le forze elettromagnetiche agenti su un oggetto interessato dal campo, per la progettazione vibro-acustica di macchine elettriche sotto eccitazione elettromagnetica.

Per calcolare la coppia al traferro, il tensore degli sforzi di Maxwell può essere integrato su una circonferenza entro il traferro, moltiplicando il risultato per la lunghezza dei conduttori attivi, L_{stk} , secondo l'equazione sottostante, dove g è l'ampiezza del traferro, B_r e B_θ sono le componenti radiale e azimutale dell'induzione e r indica il generico raggio. Si moltiplica per il numero di coppie polari p , nel caso si studi solo una porzione della macchina corrispondente a due poli.

$$T_{Mxw} = \frac{L_{stk}}{g\mu_0} p \int_{Lg} r B_r B_\theta dl$$

Il codice da compilare è il seguente:

```
from numpy import exp, sqrt, pi
from os.path import join
from pyleecan.Classes.Simul import Simul
from pyleecan.Classes.InputCurrent import InputCurrent
from pyleecan.Classes.MagFEMM import MagFEMM
from pyleecan.Classes.ForceMT import ForceMT
from pyleecan.Classes.Output import Output
from pyleecan.Functions.load import load
from pyleecan.definitions import DATA_DIR

# Load the machine
SynRM = load(join(DATA_DIR, "Machine", "SynRM_001.json"))

# Simulation initialization
simu = Simul(name="FEMM_periodicity", machine=SynRM)

# Definition of the enforced output of the electrical module
simu.input = InputCurrent(
    Na_tot=252 * 8,
    Nt_tot=50 * 8,
    N0=1000,
)
# Set Id/Iq according to I0/Phi0
simu.input.set_Id_Iq(I0=250 / sqrt(2), Phi0=140*pi/180)

# Definition of the magnetic simulation: with periodicity
simu.mag = MagFEMM(is_periodicity_a=True, is_periodicity_t=True, nb_worker=4)
simu.force = ForceMT(is_periodicity_a=True, is_periodicity_t=True)
```

```
# Run simulations
out = simu.run()
```

```
3562 [07:41:41] Starting running simulation
      FEMM_periodicity (machine=SynRM_001)
3563 [07:41:41] Starting Magnetic module
3564 [07:41:48] Solving time step 26 / 100 in FEMM
3565 [07:41:48] Solving time step 1 / 100 in FEMM
3566 [07:41:48] Solving time step 51 / 100 in FEMM
3567 [07:41:48] Solving time step 76 / 100 in FEMM
3568 [07:41:53] Solving time step 27 / 100 in FEMM
3569 [07:41:54] Solving time step 2 / 100 in FEMM
3570 [07:41:54] Solving time step 77 / 100 in FEMM
3571 [07:41:54] Solving time step 52 / 100 in FEMM
3572 [07:41:57] Solving time step 28 / 100 in FEMM
3573 [07:41:59] Solving time step 53 / 100 in FEMM
3574 [07:41:59] Solving time step 3 / 100 in FEMM
3575 [07:41:59] Solving time step 78 / 100 in FEMM
3576 [07:42:03] Solving time step 29 / 100 in FEMM
3577 [07:42:04] Solving time step 54 / 100 in FEMM
3578 [07:42:04] Solving time step 4 / 100 in FEMM
3579 [07:42:05] Solving time step 79 / 100 in FEMM
3580 [07:42:08] Solving time step 30 / 100 in FEMM
3581 [07:42:09] Solving time step 55 / 100 in FEMM
3582 [07:42:10] Solving time step 5 / 100 in FEMM
3583 [07:42:10] Solving time step 80 / 100 in FEMM
3584 [07:42:14] Solving time step 56 / 100 in FEMM
3585 [07:42:14] Solving time step 31 / 100 in FEMM
3586 [07:42:15] Solving time step 6 / 100 in FEMM
3587 [07:42:15] Solving time step 81 / 100 in FEMM
3588 [07:42:19] Solving time step 57 / 100 in FEMM
3589 [07:42:19] Solving time step 32 / 100 in FEMM
3590 [07:42:21] Solving time step 7 / 100 in FEMM
3591 [07:42:21] Solving time step 82 / 100 in FEMM
3592 [07:42:23] Solving time step 58 / 100 in FEMM
3593 [07:42:24] Solving time step 33 / 100 in FEMM
3594 [07:42:26] Solving time step 8 / 100 in FEMM
3595 [07:42:27] Solving time step 83 / 100 in FEMM
```

```

3637 [07:43:22] Solving time step 44 / 100 in FEMM
3638 [07:43:23] Solving time step 94 / 100 in FEMM
3639 [07:43:23] Solving time step 19 / 100 in FEMM
3640 [07:43:26] Solving time step 70 / 100 in FEMM
3641 [07:43:26] Solving time step 45 / 100 in FEMM
3642 [07:43:29] Solving time step 20 / 100 in FEMM
3643 [07:43:29] Solving time step 95 / 100 in FEMM
3644 [07:43:32] Solving time step 46 / 100 in FEMM
3645 [07:43:34] Solving time step 71 / 100 in FEMM
3646 [07:43:34] Solving time step 21 / 100 in FEMM
3647 [07:43:34] Solving time step 96 / 100 in FEMM
3648 [07:43:36] Solving time step 47 / 100 in FEMM
3649 [07:43:38] Solving time step 72 / 100 in FEMM
3650 [07:43:39] Solving time step 22 / 100 in FEMM
3651 [07:43:39] Solving time step 97 / 100 in FEMM
3652 [07:43:41] Solving time step 48 / 100 in FEMM
3653 [07:43:44] Solving time step 23 / 100 in FEMM
3654 [07:43:44] Solving time step 73 / 100 in FEMM
3655 [07:43:45] Solving time step 98 / 100 in FEMM
3656 [07:43:46] Solving time step 49 / 100 in FEMM
3657 [07:43:48] Solving time step 24 / 100 in FEMM
3658 [07:43:49] Solving time step 74 / 100 in FEMM
3659 [07:43:51] Solving time step 99 / 100 in FEMM
3660 [07:43:51] Solving time step 50 / 100 in FEMM
3661 [07:43:53] Solving time step 25 / 100 in FEMM
3662 [07:43:55] Solving time step 75 / 100 in FEMM
3663 [07:43:56] Solving time step 100 / 100 in FEMM
3664 [07:43:59] Starting Force module
3665 [07:43:59] End of simulation FEMM_periodicity

```

La classe astratta “Force” consentirà di definire diversi modi di calcolare le forze.

La classe “ForceMT” ereditaria è dedicata al calcolo della forza superficiale del traferro basato sul tensore di sollecitazione di Maxwell. Qui, otteniamo i risultati di una simulazione magnetica senza alcun calcolo della forza, la quale può essere ricavata analiticamente nota la relazione stretta tra flusso magnetico, forza superficiale e coppia valutate nelle appendici B e C.

Il modulo “Force” viene inizializzato ed eseguito da solo:

```

from pyleecan.Classes.Simul import Simul
from pyleecan.Classes.ForceMT import ForceMT

# Create the Simulation
mySimu = Simul(name="Tuto_Force")
mySimu.parent = out
mySimu.force = ForceMT()

```

```
# Run only the force module
mySimu.force.run()
```

```
3666 [07:43:59] Starting Force module
3667 DEBUG:matplotlib.colorbar:locator: <matplotlib.
colorbar._ColorbarAutoLocator object at
0x00000020874480220>
3668 DEBUG:matplotlib.colorbar:Using auto colorbar
locator <matplotlib.colorbar._ColorbarAutoLocator
object at 0x00000020874480220> on colorbar
3669 DEBUG:matplotlib.colorbar:Setting pcolormesh
3670 DEBUG:matplotlib.colorbar:locator: <matplotlib.
colorbar._ColorbarAutoLocator object at
0x00000020873E233A0>
3671 DEBUG:matplotlib.colorbar:Using auto colorbar
```

Una volta terminata la simulazione, i risultati vengono memorizzati nell'uscita "myResults.force" e da esso possiamo chiamare diversi grafici illustrati dalla figura 4.44 fino alla 4.47. Questo oggetto contiene:

- "Time": Asse dei tempi
- "Angle": Asse di posizione angolare
- "AirGapSurfaceForce": metodo di calcolo della *densità di forza della superficie magnetica*, espressa in $[N/m^2]$; consiste nel calcolare le forze della superficie magnetica su un guscio cilindrico nel mezzo del traferro.

```
from pyleecan.Functions.Plot import dict_2D, dict_3D
out.force.AGSF.plot_2D_Data("angle{°}", **dict_2D)
plt.savefig('C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My39.png')
```

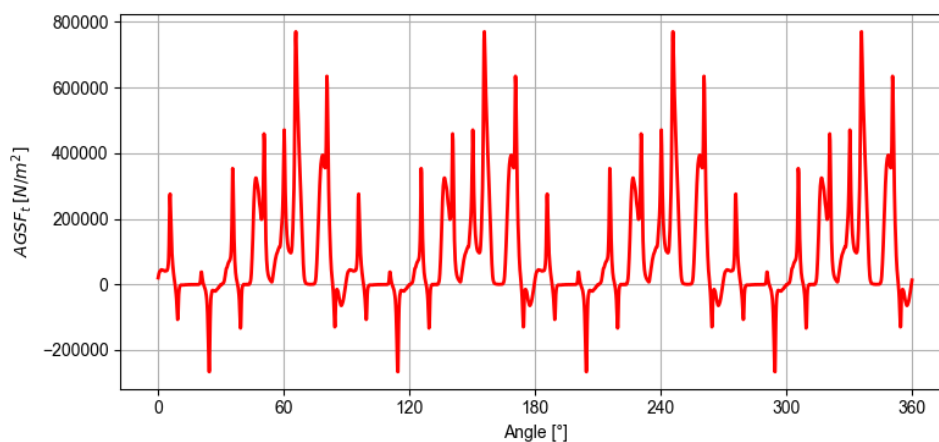


Fig 4.44 Forza superficiale del traferro tangenziale sull'angolo per un tempo di 0s

```

out.force.AGSF.plot_2D_Data("wavenumber=[0,78]", **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My40.png')

```

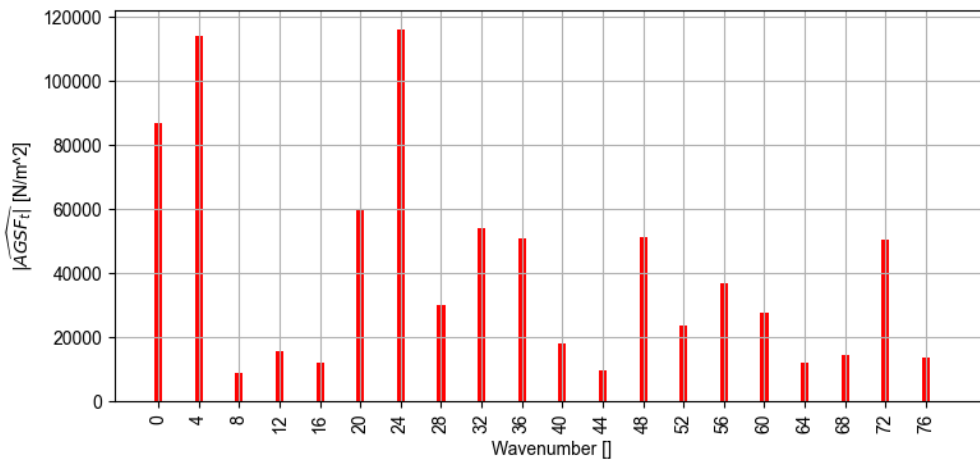


Fig 4.45 FFT della forza superficiale del traferro tangenziale sul numero d'onda per un tempo di 0s

```

from numpy import pi
#-----
# Plot the air-gap force as a function of time with the time fft
out.force.AGSF.plot_2D_Data("time","angle[10]", is_auto_ticks=False, **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_BMW\My41.png')

```

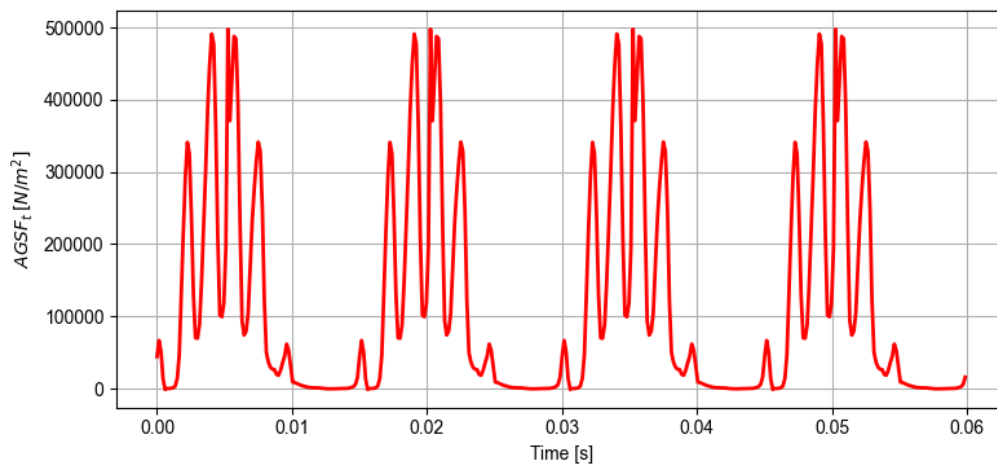


Fig 4.46 Forza superficiale del traferro tangenziale nel tempo per un angolo di 0,0312 rad

```

out.force.AGSF.plot_2D_Data("freqs=[0,4000]", is_auto_ticks=False, **dict_2D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My42.png')
#-----

```

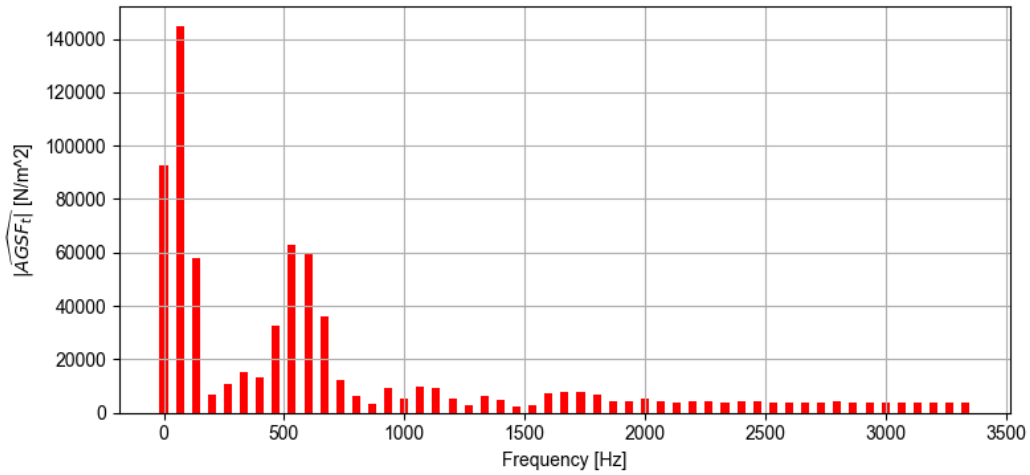


Fig 4.47 FFT della forza superficiale del traferro tangenziale sulla frequenza per un angolo di 0 rad

Il grafico in figura 4.48 mostra la forza di superficie al traferro radiale nel tempo e l'angolo:

```

# Plot the tangential force as a function of time and space
out.force.AGSF.plot_3D_Data("time", "angle{°}", is_2D_view=True, **dict_3D)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My43.png')

```

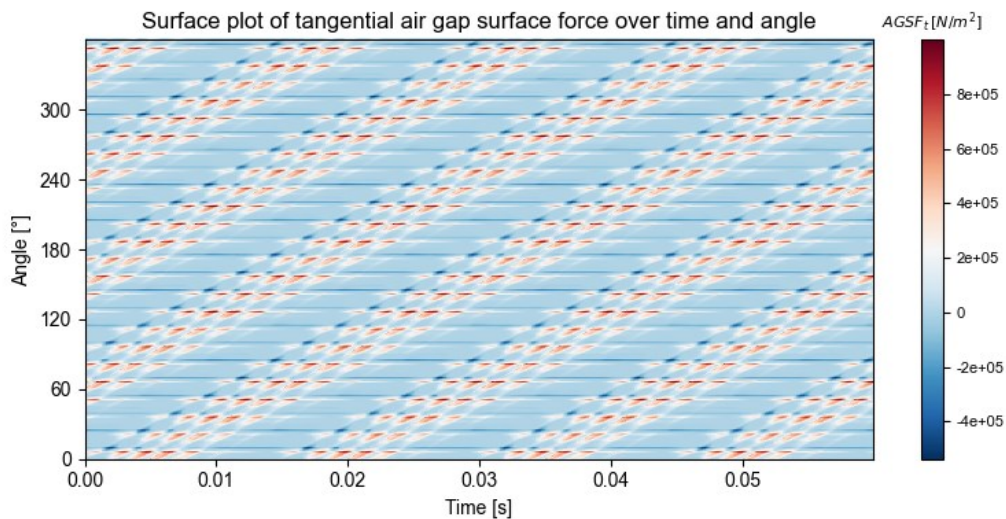


Fig 4.48 Grafico della forza superficiale del traferro tangenziale nel tempo e nell'angolo

4.6 Risoluzione al problema di ottimizzazione

Introduce i diversi oggetti da definire che consentono di parametrizzare ogni aspetto dell'ottimizzazione, nel caso d'interesse: *massimizzare la coppia media e minimizzare la prima armonica di coppia variando l'apertura della cava dello statore e il raggio esterno del rotore e aggiungendo un vincolo sull'ondulazione di coppia.*

L'oggetto "OptiProblem" contiene le caratteristiche al problema:

- la simulazione e macchina su cui eseguire l'iterazione;
- la variabile di progetto per variare alcuni parametri della simulazione (es. corrente di ingresso, topologia della macchina);
- le funzioni obiettivo da minimizzare per la simulazione;
- alcuni vincoli (facoltativo);

Per definirlo, si imposta prima una simulazione di riferimento. Ogni valutazione di ottimizzazione copierà la simulazione di riferimento, imposterà il valore delle variabili di progetto ed eseguirà la nuova simulazione;

```
from numpy import ones, pi, array, linspace
from pyleecan.Classes.Simul import Simul
from pyleecan.Classes.Output import Output
from pyleecan.Classes.InputCurrent import InputCurrent
from pyleecan.Classes.ImportMatrixVal import ImportMatrixVal
from pyleecan.Classes.MagFEMM import MagFEMM
from pyleecan.Functions.load import load
from pyleecan.definitions import DATA_DIR
from os.path import join

# Import the machine from a script
SynRM = load(join(DATA_DIR, "Machine", "SynRM_001.json"))
rotor_speed = 2000 # [rpm]

# Create the Simulation
simu_ref = Simul(name="EM_SDFIM_AL_001", machine=SynRM)

# Defining Simulation Input
simu_ref.input = InputCurrent()

# time discretization [s]
simu_ref.input.Nt_tot = 16

# Angular discretization along the airgap circonference for flux density
calculation
simu_ref.input.Na_tot = 1024

# Rotor speed as a function of time [rpm]
simu_ref.input.N0 = rotor_speed

# Stator currents as a function of time, each column correspond to one phase [A]
simu_ref.input.Id_ref = -100 # [A]
simu_ref.input.Iq_ref = 200 # [A]

# Definition of the magnetic simulation (is_mmfr=False => no flux from the
```



```

magnets)
simu_ref.mag = MagFEMM(
    type_BH_stator=0, # 0 to use the B(H) curve,
                        # 1 to use linear B(H) curve according to mur_lin,
                        # 2 to enforce infinite permeability (mur_lin
=100000)
    type_BH_rotor=0, # 0 to use the B(H) curve,
                    # 1 to use linear B(H) curve according to mur_lin,
                    # 2 to enforce infinite permeability (mur_lin
=100000)
    file_name = "", # Name of the file to save the FEMM model
    is_periodicity_a=True, # Use Angular periodicity
    is_periodicity_t=True, # Use time periodicity
    Kmesh_fineness = 0.2, # Decrease mesh precision
    Kgeo_fineness = 0.2, # Decrease mesh precision
)

# We only use the magnetic part
simu_ref.force = None
simu_ref.struct = None

```

Per impostare il problema di ottimizzazione, definiamo alcune funzioni obiettivo utilizzando l'oggetto "OptiObject": definizione degli obiettivi. Ogni funzione dell'obiettivo è memorizzata nell'attributo *keeper* di un "OptiObjective": una funzione impostata sia con una stringa (obbligatoria per poter salvare l'oggetto) che direttamente con una funzione (la funzione verrà scartata al momento del salvataggio). Prende un oggetto di uscita e ne restituisce uno minimizzato, in base a ciò che è stato richiesto.

Raccogliamo le funzioni obiettivo in un elenco:

```

from pyleecan.Classes.OptiObjective import OptiObjective
import numpy

def harm1(output):
    """Return the first torque harmonic """
    harm_list = output.mag.Tem.get_magnitude_along("freqs")["T_{em}"]

    # Return the first torque harmonic
    return harm_list[1]

my_obj = [
    OptiObjective(
        name="Maximization of the average torque",
        symbol="Tem_av",
        unit="N.m",
        keeper="lambda output: -abs(output.mag.Tem_av)",
    ),
    OptiObjective(
        name="Minimization of the first torque harmonic",
        symbol="Tem_h1",
        unit="N.m",
        keeper=harm1,
    ),
]

```

Il primo obiettivo minimizza il "-abs(output.mag.Tem_av)" e quindi massimizza la coppia media ed è impostato con una stringa; il secondo obiettivo è impostato come una funzione.

Utilizziamo l'oggetto "OptiDesignVar" per la definizione delle variabili di progetto. Per definire una variabile di progetto, dobbiamo specificare diversi attributi:

- "name" per definire il nome della variabile di progetto;
- "symbol" per accedere alla variabile / for plot (deve essere univoco);
- "unit" per definire l'unità variabile;
- "type_var" per specificare il tipo di variabile:
 - *intervallo* per variabili continue;
 - *impostato* per variabili discrete;
- "space" per impostare il limite della variabile;
- "setter" per accedere alla variabile nell'oggetto "simu";
- "get_value" per definire la variabile per la prima generazione, la funzione prende lo spazio nell'argomento e restituisce il valore della variabile;

Memorizziamo le variabili di progetto in un dizionario che sarà nell'argomento del problema. Per questo esempio, definiamo due variabili di progetto:

1. apertura cava statore: può essere qualsiasi valore compreso tra 0 e la larghezza della cava;
2. raggio esterno del rotore: può essere uno dei quattro valori specificati [99,8%, 99,9%, 100%, 100,1%] del raggio esterno del rotore predefinito;

```
from pyleecan.Classes.OptiDesignVar import OptiDesignVar
import random

# Design variables
my_design_var = [
    OptiDesignVar(
        name="Stator slot opening",
        symbol = "SW0",
        unit = "m",
        type_var="interval",
        space=[
            0 * simu_ref.machine.stator.slot.W2,
            simu_ref.machine.stator.slot.W2,
        ],
        get_value="lambda space: random.uniform(*space)", # To initiate randomly
the first generation
        setter="simu.machine.stator.slot.W0", # Variable to edit
    ),
    OptiDesignVar(
        name= "Rotor ext radius",
        symbol = "Rext",
        unit = "m",
        type_var="set",
        space=[
            0.998 * simu_ref.machine.rotor.Rext,
            0.999 * simu_ref.machine.rotor.Rext,
            simu_ref.machine.rotor.Rext,
            1.001 * simu_ref.machine.rotor.Rext,
        ],
        get_value="lambda space: random.choice(space)",
        setter = "simu.machine.rotor.Rext"
    ),
]
```

La classe “OptiCponstraint” consente di definire ulteriori vincoli. Per ogni vincolo dobbiamo definire i seguenti attributi:

- “*name*”;
- “*type_const*”: tipo di vincolo;
 - “*==*”
 - “*<=*”
 - “*<*”
 - “*>=*”
 - “*>*”
- “*value*”: valore da confrontare;
- “*get_variable*”: funzione che accetta l'uscita come argomento e restituisce il valore del vincolo;

```
from pyleecan.Classes.OptiConstraint import OptiConstraint
my_constraint = [
    OptiConstraint(
        name = "const1",
        type_const = "<=",
        value = 700,
        get_variable = "lambda output: abs(output.mag.Tem_rip_pp)",
    )
]
```

Se necessario, è possibile creare la nostra funzione di valutazione definendo una funzione che accetta solo un'uscita in argomento.

Per questo esempio manteniamo quello predefinito che chiama il metodo “simu.run”.

```
from pyleecan.Classes.OptiProblem import OptiProblem

# Problem creation
my_prob = OptiProblem(
    simu=simu_ref,
    design_var=my_design_var,
    obj_func=my_obj,
    constraint = my_constraint,
    eval_func = None # To keep the default evaluation function (simu.run)
)
```

Pyleecan separa la definizione del problema e del risolutore per essere in grado di creare risolutori diversi che utilizzano gli stessi oggetti. La classe “OptiGenAlgNsga2” consente di risolvere il nostro problema utilizzando l'algoritmo genetico NSGA-II; esegue l'ottimizzazione e restituisce un oggetto “OutputMultiOpti” che contiene i risultati, graficati dalla figura 4.49 alla 4.52.

```

3673 07:44:02 Starting optimization...
3674     Number of generations: 8
3675     Population size: 16
3676
3677 07:44:02  gen      0: simu 1/16 ( 0.00%),      0
      errors.
3678 Design Variables: SW0: 5.46e-03, Rext: 4.05e-02
3679 [07:44:02] Starting running simulation
      EM_SDFIM_AL_001 (machine=SynRM_001)
3680 [07:44:02] Starting Magnetic module
3681 [07:44:09] Solving time step 1 / 4 in FEMM
3682 [07:44:10] Solving time step 2 / 4 in FEMM
3683 [07:44:12] Solving time step 3 / 4 in FEMM
3684 [07:44:13] Solving time step 4 / 4 in FEMM
3685 [07:44:15] End of simulation EM_SDFIM_AL_001
3686 Objectives: Tem_av: -1.12e+02, Tem_h1: 2.31e-01
3687
3688 07:44:15  gen      0: simu 2/16 ( 6.25%),      0
      errors.
3689 Design Variables: SW0: 7.67e-03, Rext: 4.05e-02
3690 [07:44:15] Starting running simulation
      EM_SDFIM_AL_001 (machine=SynRM_001)
3691 [07:44:15] Starting Magnetic module
3692 [07:44:21] Solving time step 1 / 4 in FEMM
3693 [07:44:23] Solving time step 2 / 4 in FEMM
3694 [07:44:24] Solving time step 3 / 4 in FEMM
3695 [07:44:26] Solving time step 4 / 4 in FEMM
3696 [07:44:27] End of simulation EM_SDFIM_AL_001
3697 Objectives: Tem_av: -1.20e+02, Tem_h1: 4.09e-01
3698
3699 07:44:27  gen      0: simu 3/16 (12.50%),      0
      errors.
3700 Design Variables: SW0: 2.03e-04, Rext: 4.06e-02
3701 [07:44:27] Starting running simulation
      EM_SDFIM_AL_001 (machine=SynRM_001)
3702 [07:44:27] Starting Magnetic module
3703 [07:44:34] Solving time step 1 / 4 in FEMM
3704 [07:44:35] Solving time step 2 / 4 in FEMM

```

```

-----8      generazioni,      di      cui      16      simulazioni      ciascuna-----
5055 08:09:48 gen      7: simu 14/16 (81.25%),      0
      errors.
5056 Design Variables: SW0: 8.58e-03, Rext: 4.06e-02
5057 [08:09:48] Starting running simulation
      EM_SDFIM_AL_001 (machine=SynRM_001)
5058 [08:09:48] Starting Magnetic module
5059 [08:09:54] Solving time step 1 / 4 in FEMM
5060 [08:09:55] Solving time step 2 / 4 in FEMM
5061 [08:09:57] Solving time step 3 / 4 in FEMM
5062 [08:09:58] Solving time step 4 / 4 in FEMM
5063 [08:10:00] End of simulation EM_SDFIM_AL_001
5064 Objectives: Tem_av: -1.24e+02, Tem_h1: 8.30e-01
5065
5066 08:10:00 gen      7: simu 15/16 (87.50%),      0
      errors.
5067 Design Variables: SW0: 7.71e-03, Rext: 4.06e-02
5068 [08:10:00] Starting running simulation
      EM_SDFIM_AL_001 (machine=SynRM_001)
5069 [08:10:00] Starting Magnetic module
5070 [08:10:06] Solving time step 1 / 4 in FEMM
5071 [08:10:08] Solving time step 2 / 4 in FEMM
5072 [08:10:09] Solving time step 3 / 4 in FEMM
5073 [08:10:11] Solving time step 4 / 4 in FEMM
5074 [08:10:12] End of simulation EM_SDFIM_AL_001
5075 Objectives: Tem_av: -1.20e+02, Tem_h1: 1.90e-01
5076
5077 08:10:12 gen      7: simu 16/16 (93.75%),      0
      errors.
5078 Design Variables: SW0: 8.95e-03, Rext: 4.06e-02
5079 [08:10:12] Starting running simulation
      EM_SDFIM_AL_001 (machine=SynRM_001)
5080 [08:10:12] Starting Magnetic module
5081 [08:10:18] Solving time step 1 / 4 in FEMM
5082 [08:10:20] Solving time step 2 / 4 in FEMM
5083 [08:10:21] Solving time step 3 / 4 in FEMM
5084 [08:10:23] Solving time step 4 / 4 in FEMM
5085 [08:10:24] End of simulation EM_SDFIM_AL_001
5086 Objectives: Tem_av: -1.26e+02, Tem_h1: 6.10e-01
5087
5088 08:10:24 gen      7: Finished,      0 errors,      0
      infeasible.

```

5089

5090 WARNING:matplotlib.axes._axes:*c* argument looks like a single numeric RGB or RGBA sequence, which should be avoided as value-mapping will have precedence in case its length matches with *x* & *y*. Please use the *color* keyword-argument or provide a 2D array with a single row if you intend to specify the same RGB or RGBA value for all points.

5091 WARNING:matplotlib.axes._axes:*c* argument looks like a single numeric RGB or RGBA sequence, which should be avoided as value-mapping will have precedence in case its length matches with *x* & *y*. Please use the *color* keyword-argument or provide a 2D array with a single row if you intend to specify the same RGB or RGBA value for all points.

5092

5093 Process finished with exit code 0

5094

Durante l'algoritmo l'oggetto visualizza alcuni dati contenenti:

- numero di errori: fallimento durante l'esecuzione della funzione obiettivo;
- numero di irrealizzabili: numero di individui con violazioni dei vincoli;

“OutputMultiOpti” ha diversi metodi per visualizzare alcuni risultati:

- “*plot_generation*”: per tracciare individui in 2D;
- “*plot_pareto*”: per tracciare il fronte di Pareto in 2D;

```
from pyleecan.Classes.OptiGenAlgNsga2Deap import OptiGenAlgNsga2Deap

# Solve problem with NSGA-II
solver = OptiGenAlgNsga2Deap(problem=my_prob, size_pop=16, nb_gen=8,
p_mutate=0.5)
res = solver.solve()

import matplotlib.pyplot as plt

# Create a figure containing 4 subfigures (axes)
fig, axs = plt.subplots(2,2, figsize=(8,8))

# Plot every individual in the fitness space
```

```

res.plot_generation(
    x_symbol = "Tem_av", # symbol of the first objective function or design
variable
    y_symbol = "Tem_h1", # symbol of the second objective function or design
variable
    ax = axs[0,0] # ax to plot
)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My44.png')

```

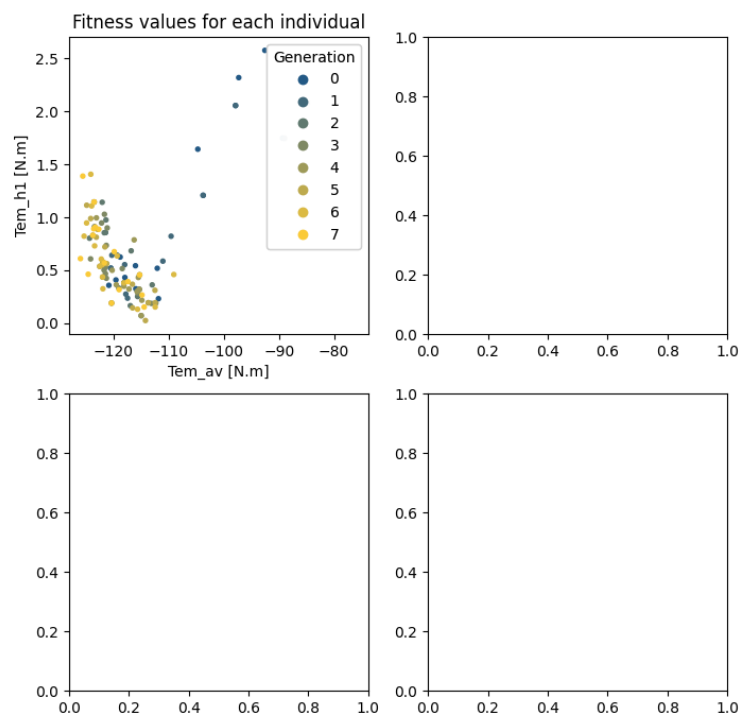


Fig 4.49 Tracciamento di ogni singola generazione di coppia nello spazio di forma

```

# Plot every individual in the design space
res.plot_generation(
    x_symbol = "SW0",
    y_symbol = "Rext",
    ax = axs[0,1]
)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My45.png')

```

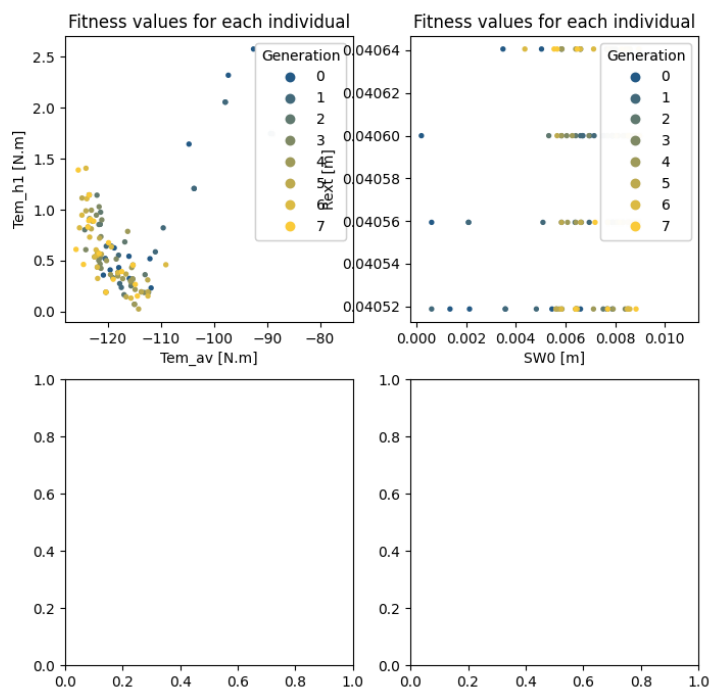


Fig 4.50 Tracciamento di ogni singola dimensione di generazione nello spazio di progettazione


```

# Plot pareto front in fitness space
res.plot_pareto(
    x_symbol = "Tem_av",
    y_symbol = "Tem_h1",
    ax = axs[1,0]
)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My46.png')

```

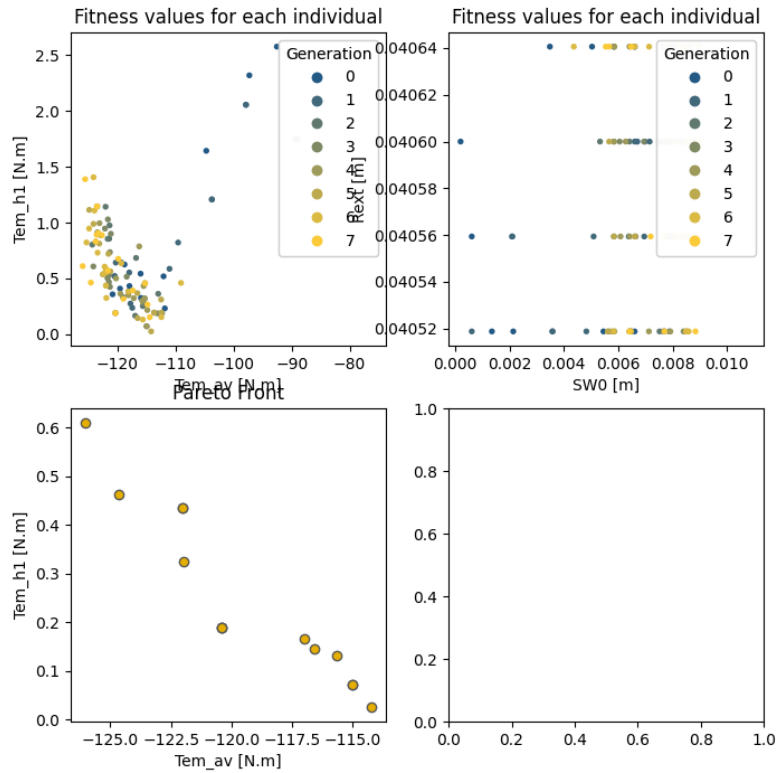


Fig 4.51 Tracciamento della coppia del fronte di Pareto nello spazio forma

```

# Plot pareto front in design space
res.plot_pareto(
    x_symbol = "SW0",
    y_symbol = "Rext",
    ax = axs[1,1]
)
plt.savefig(r'C:\Users\jacop\PycharmProjects\Figure_SynRM\My47.png')

fig.tight_layout()

```

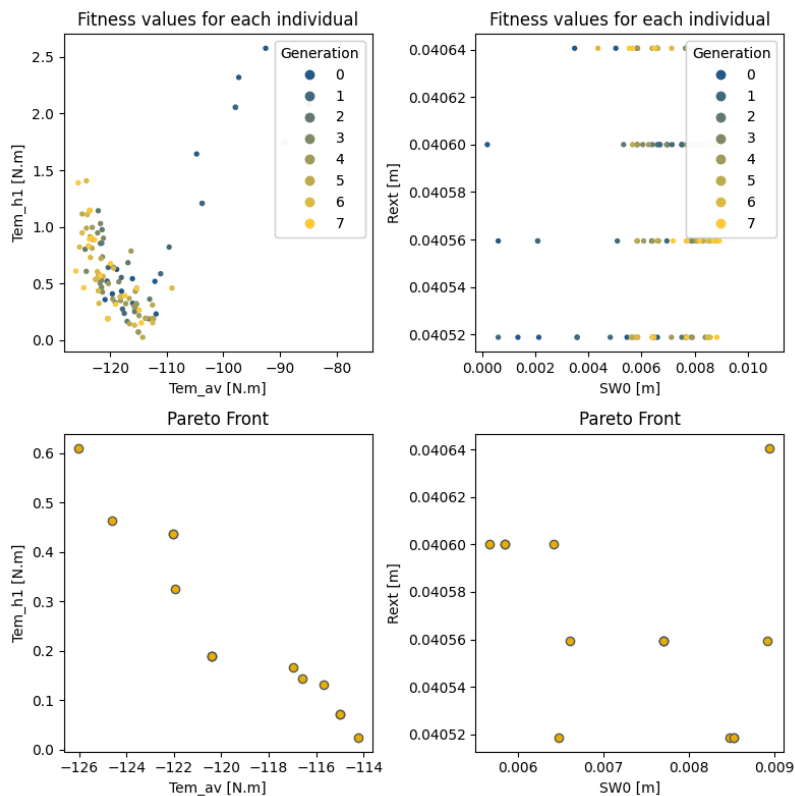


Fig 4.52 Tracciamento della dimensione del fronte di Pareto nello spazio di progettazione

L'ottimizzazione multi-obiettivo o ottimizzazione Pareto è una zona di criteri multipli decisionali che si occupa di problemi di ottimizzazione matematici coinvolgendo più di una funzione obiettivo da ottimizzare contemporaneamente. Viene definito un ordine parziale di dominio e decidere quindi quale funzione domina rispetto ad un'altra, fino ad arrivare alle proposte migliori. Così facendo si riducono le proposte da poter confrontare: ottimizzazione dei processi e aumento delle prestazioni fino ad individuare quel ristretto numero di cause che spesso conducono al raggiungimento di grandi risultati, riducendo al minimo i costi e sforzi e massimizzando in velocità e comfort.

Nel caso d'interesse le funzioni obiettivo sono:

“Tem_av”: coppia media;

“Tem_h1”: prima armonica di coppia;

e

“SW0”: larghezza dell'istmo della fessura/apertura della cava dello statore;

“Rext”: raggio esterno del rotore;

Generalmente le migliori funzioni sono quelle che tendono verso la destra del quadrante cartesiano, ma non esiste un'unica soluzione che ottimizzi simultaneamente ogni obiettivo. In tal caso, esse si dicono in conflitto, ed esiste un numero (possibilmente infinito) di soluzioni Pareto-ottime. Una soluzione è detta non dominata, se nessuna delle funzioni obiettivo può essere migliorata di valore senza degradare alcuni degli altri valori oggettivi. Senza ulteriori informazioni del cliente sulle preferenze, tutte le soluzioni Pareto ottimali sono considerate ugualmente buone. I ricercatori studiano i problemi di ottimizzazione multi-obiettivo da diversi punti di vista e, quindi, esistono diverse filosofie di soluzione e obiettivi quando li impostano e li risolvono. L'obiettivo può essere quello di trovare un insieme rappresentativo di soluzioni Pareto ottimali e/o quantificare i compromessi nel soddisfare i diversi obiettivi e/o trovare un'unica soluzione che soddisfi le preferenze soggettive di un decisore umano.

4.7 Risultati FEMM

L'Applicazione FEMM gratuita, come già accennato, è un programma destinato a fornire agli utenti uno strumento per la soluzione di problemi bidimensionali asimmetrici e planari utilizzando le tecniche matematiche del metodo degli elementi finiti. Otteniamo i file di output “. fem”, illustrati dalla figura 4.53 relativi al modulo magnetico, dalla figura 4.54 associati al modulo elettrico e file di output “.ans” descritti dalle figure 4.55 relativi al modulo magnetico, dalla figura 4.56 associati al modulo elettrico. Ricavabili dal percorso:

C:\ProgramData\Anaconda3\envs\pyleecan_env\Lib\site-packages\pyleecan\Results\tuto_elec\Femm

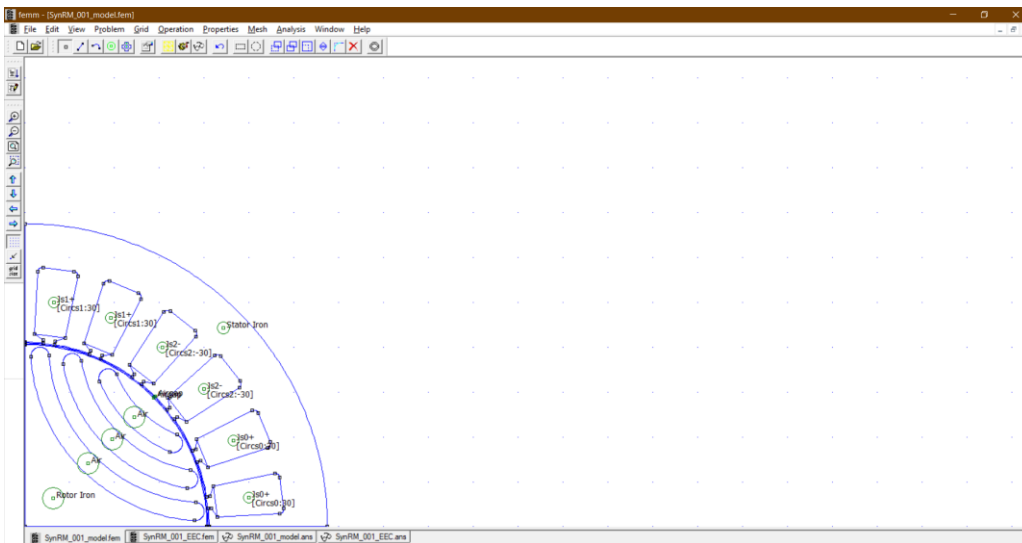


Fig 4.53 Risultati file “.fem” con modulo magnetico

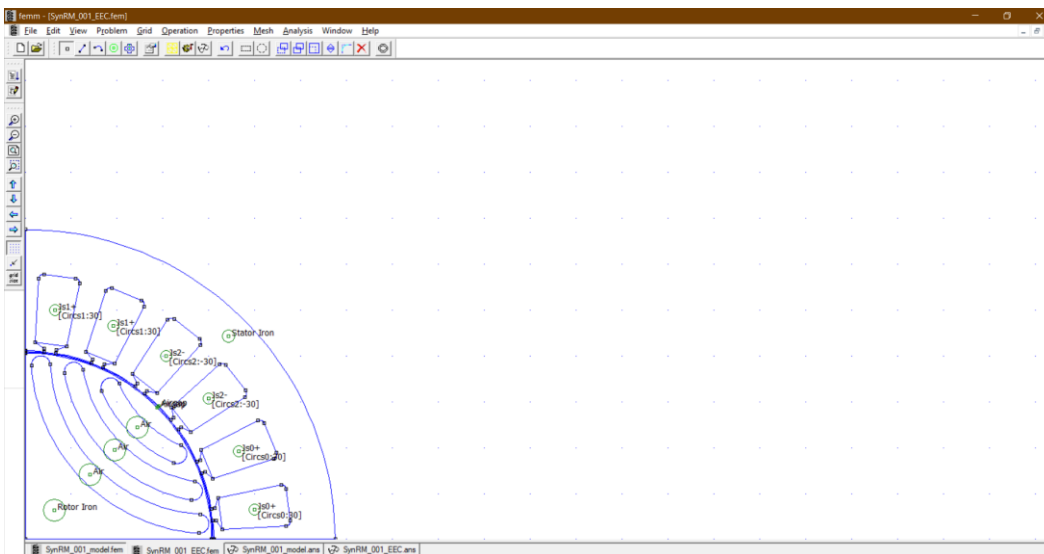


Fig 4.54 Risultati “file .fem” con modulo elettrico

“*fem*”: contenente il modello per l'analisi degli elementi finiti, il quale viene creato automaticamente all'interno della cartella dell'area di lavoro.

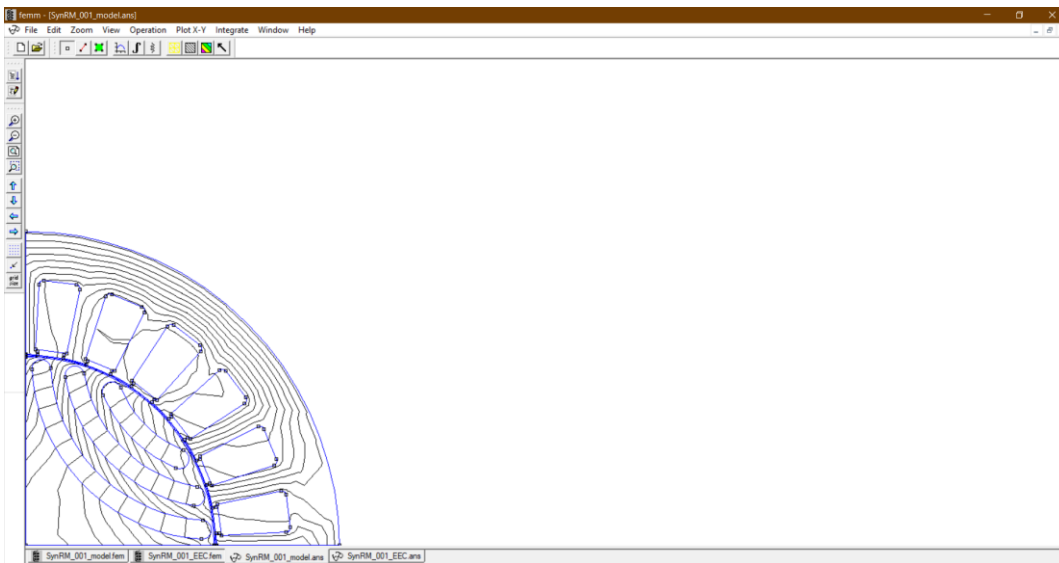


Fig 4.55 Risultati file “.ans” con modulo magnetico

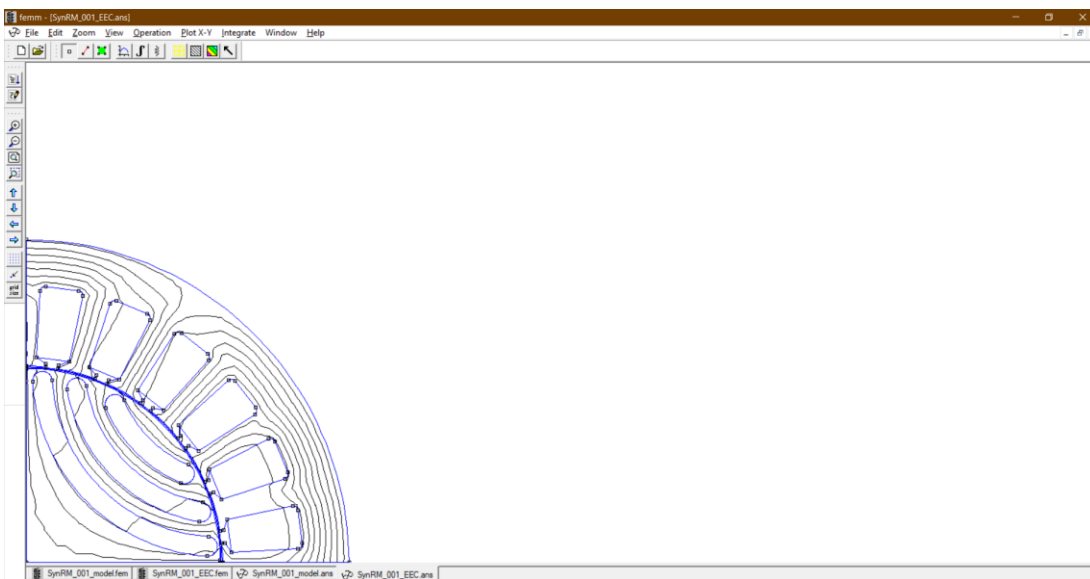


Fig 4.56 Risultati file “.ans” con modulo elettrico

“.ans”: i file di risposta/answer verranno salvati nella directory di lavoro corrente; mostrano le linee del campo magnetico, che dovrebbero piegarsi attorno al bersaglio.

Appendice A

In aggiunta a quanto già discusso, di seguito vengono riportate le nozioni teoriche e i link dei risultati grafici Pyleecan relativi alle macchine messe a disposizione dallo strumento e associati alle simulazioni eseguite in precedenza: *sincrona a magneti permanenti* e *asincrona a doppia alimentazione*.

A.1 Considerazioni teoriche della macchina sincrona a magneti permanenti

Il motore sincrono a magneti permanenti (PMSM) di figura A.1, è un motore sincrono la cui eccitazione del campo magnetico costante è fornita da magneti permanenti con una forma d'onda sinusoidale.



Fig A.1 Motore sincrono a magneti permanenti

Tali magneti consentono di generare coppia a velocità zero, offrendo una densità di coppia elevata e un funzionamento ad alta efficienza, ma richiedono un inverter a controllo digitale. L'azionamento sinusoidale richiede un feedback della posizione del rotore dal motore precisa e un algoritmo di commutazione dell'inverter complesso.

I motori sincroni a magnete permanente, o brushless sinusoidali, sono destinati ad azionamenti ad elevate prestazioni. La conversione elettromeccanica che essi attuano segue il principio di funzionamento dei sistemi elettrodinamici in cui però i conduttori su cui agiscono le forze sono collocati nella parte fissa (statore) ed il rotore viene posto in movimento per il principio fisico di reazione.

Lo statore ed il rotore sono entrambi a forma di corona cilindrica di materiale ferromagnetico laminato e separati da un traferro in aria. Sul rotore trovano posto i magneti permanenti; dato che essi presentano generalmente una permeabilità magnetica differenziale molto simile a quella dell'aria, a seconda della loro disposizione e della forma del rotore si possono ottenere strutture di rotore isotrope o anisotrope dal punto di vista magnetico, che caratterizzano rispettivamente i motori brushless SPM (surface permanent magnet) e IPM (interior permanent magnet).

Il motore a magneti permanenti può essere considerato come una macchina sincrona in cui l'avvolgimento di eccitazione del rotore è sostituito dal magnete permanente. Ci sono due principali vantaggi nell'utilizzo dei magneti permanenti per creare il flusso di eccitazione:

- spazio richiesto dai magneti ridotto;
- non è necessario alimentare alcun avvolgimento di eccitazione;

Questi due vantaggi fanno sì che questa tipologia di motori presentino un elevato rendimento ed un elevato rapporto coppia/volume, spesso superiore a quelli di altro tipo. Il campo di potenze raggiunto da tali motori si estende da qualche frazione a milioni di Watt e presentano la possibilità di essere concepiti nelle forme più svariate. Sono costituiti da un rotore nel quale sono posizionati i magneti permanenti e uno statore con avvolgimento polifase, generalmente trifase. Tali avvolgimenti sono alimentati da correnti sinusoidali sincronizzate con i corrispondenti flussi concatenati dovuti al magnete. Lo statore dei motori a magnete permanente è lo stesso utilizzato negli asincroni, mentre il rotore può assumere diverse tipologie a seconda di come viene posizionato il magnete. I motori a magneti permanenti si distinguono sostanzialmente in tre categorie, mostrate in figura A.2:

- a magneti superficiali (Surface PM, (a));
- a magneti inseriti superficialmente (Inset PM, (b));
- a magneti interni (Interior PM, (c));

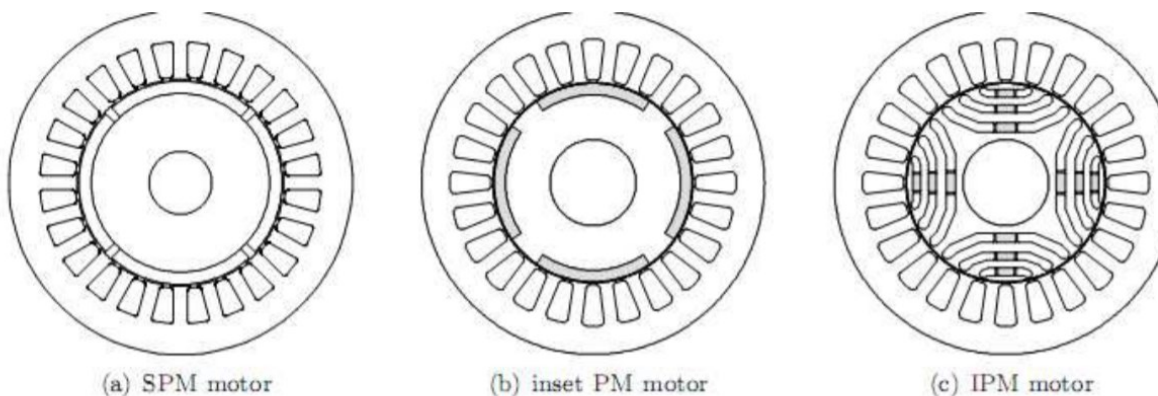


Fig A.2 Possibili configurazioni del rotore di un motore a magneti permanenti

Il motore a magneti interni (IPM), essendo i magneti inseriti internamente al lamierino di rotore nel quale vengono ricavati appositi alloggiamenti, presenta percorsi a diversa riluttanza. Nei motori a magnete permanente superficiale (SPM) i magneti sono montati sulla superficie del rotore con polarità alternata. Dato che la permeabilità dei magneti è prossima a quella dell'aria, tali motori sono isotropi.

4.2 Link collegamento cartella OneDrive relativi ai risultati della macchina sincrona a magneti permanenti ricavati con il metodo agli elementi finiti

superficiali SPMSM: <https://1drv.ms/u/s!Ak384wpzOEkhj-Mf43k9fxVomVy2jw?e=eguY14>

interni IPMSM: <https://1drv.ms/u/s!Ak384wpzOEkhj-QJ5JLkkoHxc8dUw?e=R76hZB>

4.3 Metodo di calcolo analitico della coppia per macchine SPM basato sulla teoria della funzione di avvolgimento

Uno dei problemi nel calcolo delle prestazioni delle macchine a magneti permanenti di superficie (SPM) è la veloce valutazione della loro coppia dalle grandezze di progetto. Sebbene il calcolo possa essere eseguito da mezzo di analisi agli elementi finiti, è preferibile l'uso di metodi analitici o numericamente assistiti in quanto permette di ottenere risultati immediati e senza preparazione del modello geometrico della macchina. Per questo scopo, il calcolo analitico della coppia tramite il tensore di sollecitazione di Maxwell è una possibile soluzione. Tuttavia, è stato sottolineato in letteratura come questo approccio possa dare risultati piuttosto imprecisi a causa della sua alta sensibilità ai valori del campo magnetico tangenziale del flusso d'aria.

Viene riportata una derivazione dell'espressione di coppia del motore SPM relativamente semplice in cui nessun componente tangenziale viene coinvolto. Essa deriva dal trattamento dei magneti permanenti come avvolgimenti di campo fittizi e modellandoli attraverso la teoria della funzione di avvolgimento. Affinché l'approccio della funzione di avvolgimento si applichi, è necessario che i magneti permanenti siano modellati come un circuito di campo equivalente che trasporta una corrente di eccitazione costante I_f . Il circuito di campo equivalente deve essere tale che, trasportando la corrente I_f , produce lo stesso campo di traferro dei magneti permanenti.

Nell'ipotesi di magnetizzazione radiale uniforme, il campo prodotto dal magnete permanente è lo stesso di quello generato da una densità di corrente superficiale uniforme j_s che scorre sulle superfici laterali del magnete come illustrato dalla figura A.3:

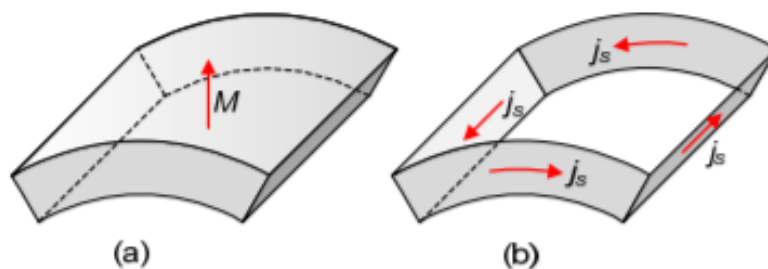


Fig A.3 Magnete permanente di superficie. (a); Densità di corrente superficiale equivalente. (b)

La densità di corrente equivalente j_s ha lo stesso valore della magnetizzazione radiale M , quindi possiamo scrivere:

$$j_s = M = \mu_r H_c \frac{h + \delta}{h + \mu_r \delta}$$

dove H_c è la coercività/intensità del magnete permanente, h è l'altezza del magnete, μ_r la sua permeabilità relativa e δ è la larghezza del traferro.

$$I_f = j_s h = M h = \mu_r H_c \frac{h + \delta}{h + \mu_r \delta} h$$

- Calcolo della coppia tramite la teoria della funzione di avvolgimento

Per il circuito di campo equivalente è possibile introdurre una funzione di avvolgimento $W_f(\xi)$ che è definita come segue

$$W_f(\xi) = \frac{h + \delta}{I_f} \frac{B_r(\xi)}{\mu_0}$$

dove ξ è una coordinata angolare misurata lungo il traferro e $B_r(\xi)$ è la densità di flusso radiale che appare sulla circonferenza media del traferro, quando il circuito di campo equivalente porta la corrente I_f .

Quando il rotore è in posizione x , l'autoinduttanza dell'avvolgimento di campo equivalente $L(x)$ può essere definita come:

$$L(x) = \frac{R L \mu_0}{\delta + h} \int_0^{2\pi} W_f(\xi)^2 P(\xi - x) d\xi$$

dove L è la lunghezza del nucleo assiale e $P(\xi)$ denota la funzione di permeabilità del traferro, che include l'intaglio dello statore.

Nell'ipotesi di statore insaturo, nuclei di rotore e quando il rotore è a posizione x , la coppia elettromagnetica può essere espressa in termini di derivata dell'induttanza rispetto a x come segue:

$$T(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{d}{dx} L(x) \right] I_f^2.$$

La sostituzione produce:

$$T(x) = \frac{RL\mu_0 I_f^2}{2(\delta+h)} \int_0^{2\pi} W_f(\xi)^2 \left[\frac{d}{dx} P(\xi-x) \right] d\xi$$

Infine:

$$T(x) = \frac{RL(\delta+h)^2}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} B_r(\xi)^2 \left[\frac{d}{dx} P(\xi-x) \right] d\xi$$

Si può vedere che la corrente equivalente I_f si annulla nell'espressione della coppia. Al contrario, due le funzioni incognite di x compaiono, ovvero: la densità di flusso radiale del traferro a vuoto $B_r(x)$ della macchina nell'ipotesi del traferro senza slot e la funzione di permeanza $P(x)$.

In alternativa, $P(x)$ può essere calcolato anche con una singola analisi ad elementi finiti magnetostatica.

Le funzioni $B_r(x)^2$ e $P(x)$ possono essere espresse come espansioni in serie di Fourier:

$$B_r^2(x) = \sum_{m=0,1,2,\dots} b_m \cos(2pmx)$$

$$P(x) = \sum_{n=0,1,2,\dots} p_n \cos(znx)$$

dove p è il numero di coppie di poli e z è il numero di cave di statore. La coppia diventa:

$$T(x) = \frac{RL(\delta+h)^2}{2\mu_0} \sum_{\substack{m=0,1,2,\dots \\ n=0,1,2,\dots}} \int_0^{2\pi} b_m p_n n z \cos(2pm\xi) \sin[zn(\xi-x)] d\xi$$

In base all'identità

$$\int_0^{2\pi} \cos(2pm\xi) \sin[zn(\xi - x)] d\xi = \begin{cases} -\pi \sin(nzx) & \text{if } nz = 2pm \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases},$$

può essere messo nella forma finale:

$$T(x) = -\frac{\pi RLz(\delta + h)^2}{2\mu_0} \sum_{\substack{m=0,1,2,\dots \\ n=0,1,2,\dots}} b_m p_n n \delta_{nz,2pm} \sin(znx)$$

dove $\delta_{i,j}$ è il delta di Kronecher, che è uguale a 1 se $i=j$, nullo altrimenti. Quest'ultima equazione ha il vantaggio di non includere alcun integrale ed essendo facile da calcolare numericamente una volta che i parametri di Fourier b_m e p_n sono conosciuti.

4.4 Considerazioni teoriche della macchina asincrona a doppia alimentazione

Visto l'approfondimento, effettuato in passato con il professor Piazza riguardante le macchine elettriche a doppia alimentazione e sullo sfruttamento della risorsa eolica, di seguito viene riportata la teoria associata.

La Doubly Fed Induction Generator/Machine (DFIG/M) è essenzialmente una macchina asincrona già introdotta nel paragrafo 3.5 del terzo capitolo, con rotore avvolto che viene allacciata alla rete sia con lo statore che con il rotore. Come è facile osservare dalla figura A.4, gli avvolgimenti statorici sono connessi direttamente alla rete di alimentazione e rimangono sincronizzati per tutto il tempo; mentre gli avvolgimenti rotorici vengono alimentati dalla rete attraverso un convertitore di frequenza per la connessione perché la frequenza delle correnti di fase rotoriche, è diversa da quella di rete e pari a quella di scorrimento, così da adattarsi alla velocità effettiva di rotazione e non far uscire la macchina dalla sua zona di funzionamento.

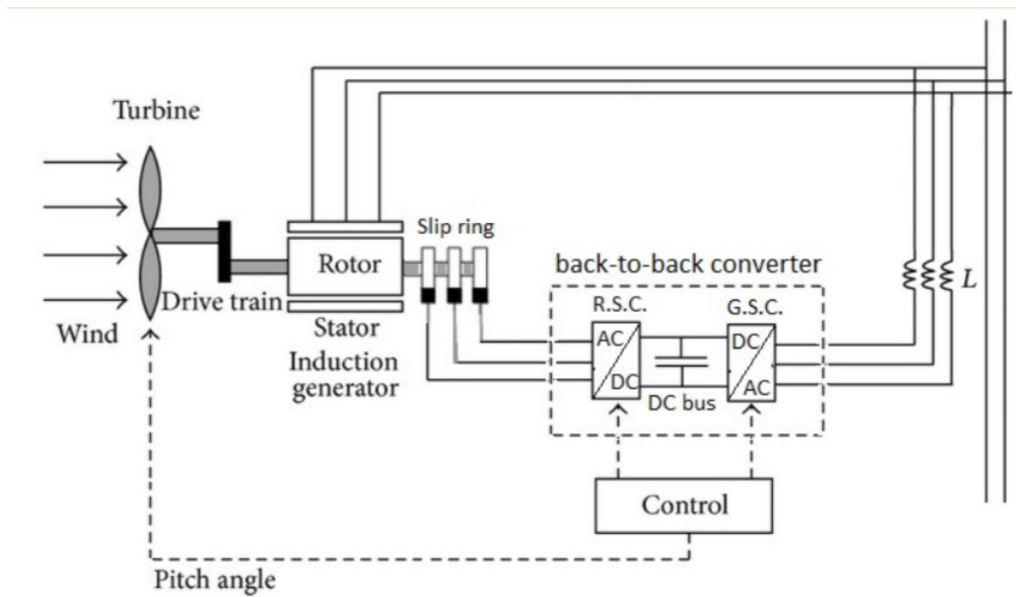


Fig A.4 Elementi essenziali che caratterizzano il DFIM

Permette dunque di mantenere costante sia l'ampiezza che la frequenza della tensione in uscita della macchina indipendentemente dalla velocità del rotore generata dal vento, che per sua natura non garantisce un flusso energetico costante.

La successiva figura A.5 risulta simile alla precedente ma ci permette di analizzare gli effetti in termini di potenza: il vento fa girare le pale della turbina che mettono in rotazione il rotore della macchina asincrona grazie ad un sistema di trasmissione. Lo statore fornisce la potenza reattiva necessaria a sostenere il campo magnetico rotante, con una frequenza di alimentazione f . Il rotore avvolto è quindi elettricamente connesso ad un raddrizzatore a commutazione forzata (Rotor Side Converter), grazie a degli anelli collettori sui quali scorrono le spazzole.

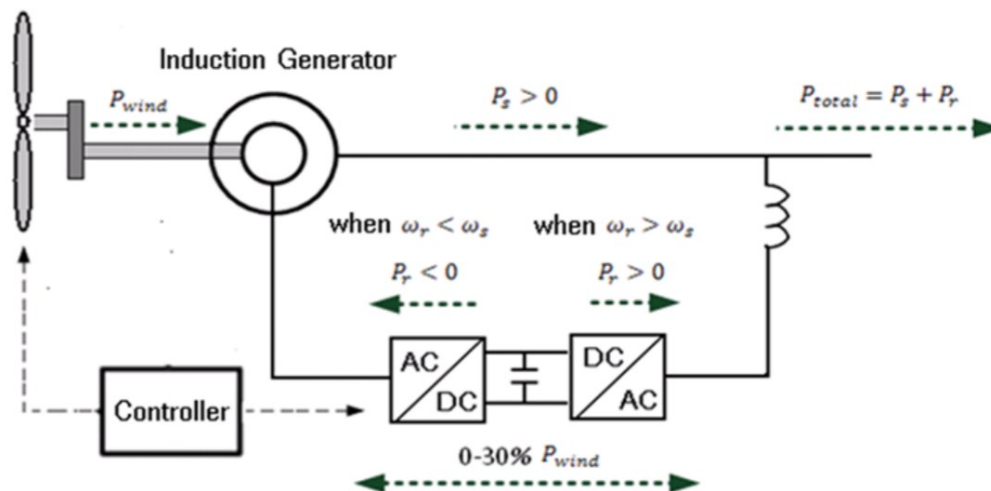


Fig A.5 Valutazione energetica del DFIM

Una volta raggiunto il sincronismo, la macchina potrà erogare potenza attiva dallo statore verso la rete, assorbendone parte dal movimento della turbina ed un'altra da quella assorbita dal rotore. È proprio questo lo scopo del convertitore che va ad alimentare il rotore, quando il vento da solo non ce la fa a superare il sincronismo (sub-sincronismo), il convertitore fornisce la potenza necessaria (quindi il rotore assorbe potenza dalla rete), viceversa, quando il vento è troppo forte e tale da spingere il sistema a velocità troppo alte, il convertitore assorbe potenza dal rotore, alla stregua delle resistenze rotoriche fino a che la velocità del sistema non è ottimale, in questo modo si va ad erogare potenza in rete (super-sincronismo), non soltanto dallo statore, ma anche dal rotore. Per poter svolgere tale funzione il convertitore dovrà essere bidirezionale, cioè deve permettere il passaggio del flusso di potenza in entrambi i sensi. Sarà quindi possibile iniettare, tramite gli anelli rotorici, tensioni di opportuna ampiezza e frequenza fornite dal RSC, al fine di compensare la differenza, in termini di frequenza, tra la velocità elettrica di statore e la velocità meccanica di rotore, con inserimento graduale della potenza immessa. Dunque, amplifica notevolmente il range di velocità del vento con cui la macchina riesce a trasformare l'energia meccanica in elettrica.

Dallo statore la potenza attiva sarà sempre uscente ed immessa in rete, indipendentemente dai valori di velocità, mentre il rotore assorbirà potenza nel funzionamento in modalità sub-sincronismo ($s > 0$) e la erogherà nel funzionamento da super-sincronismo ($s < 0$).

- Caso di funzionamento *sub-sincrono*, schematizzato dalla figura A.6:

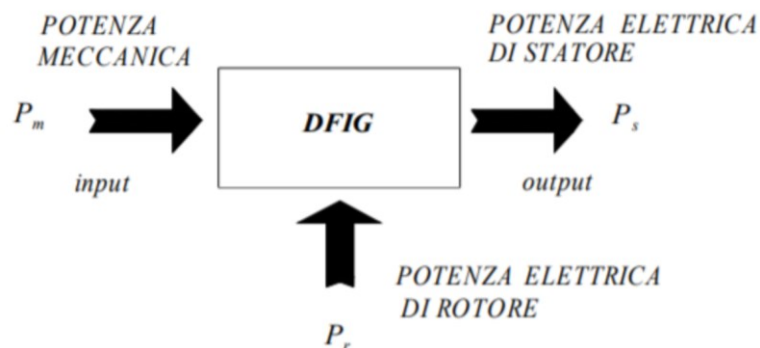


Fig A.6 Funzionamento sub-sincrono

Il rotore gira ad una velocità minore rispetto a quella del campo rotante. Normalmente, per una macchina asincrona, questo punto di funzionamento corrisponde al funzionamento come motore: per passare a generatore, il DFIG, oltre ad assorbire la potenza meccanica P_m deve assorbire tramite il rotore anche la potenza elettrica P_r , in questo modo è possibile ottenere un flusso costante di potenza uscente dallo statore;

- Caso di funzionamento super-sincrono, figura A.7:

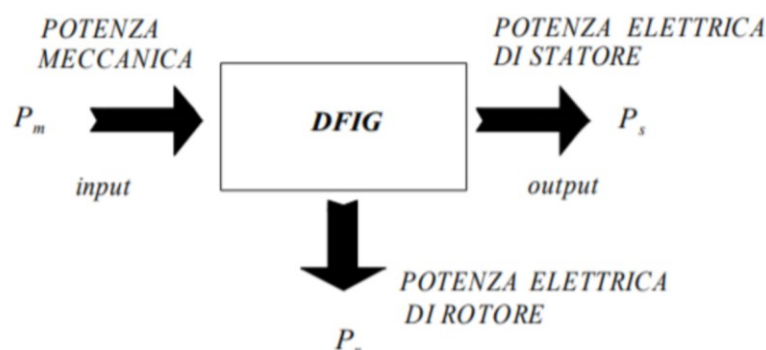


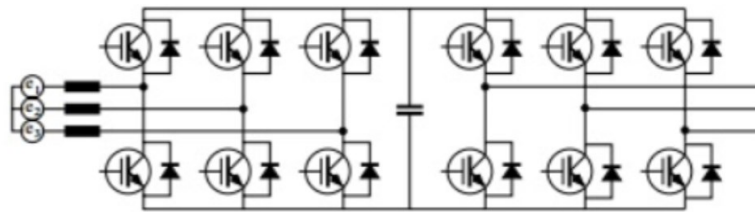
Fig A.7 Funzionamento super-sincrono

Il rotore si muove ad una velocità maggiore rispetto a quella di sincronismo. Per una macchina asincrona questo corrisponderebbe già al funzionamento come generatore. Oltre al flusso di potenza immesso dallo statore verso la rete, ne esiste anche un altro proveniente dal rotore, con un aumento dell'effettiva potenza immessa in rete.

Il Rotor Side Converter ha lo scopo di assorbire una corrente quanto più possibile sinusoidale a frequenza di scorrimento f_s e consente la regolazione del livello di tensione nel circuito in continua; la potenza del convertitore elettronico è solo quella di scorrimento che transita dal rotore verso la rete (super-sincrono) e dalla rete verso il rotore in funzionamento (sub-sincrono): si ha così una potenza di dimensionamento molto minore, che si traduce in minori perdite e risparmio sul costo e di energia rispetto ad un convertitore che gestisce l'intera potenza. La diminuzione di potenza dissipata nel convertitore comporta un aumento complessivo del rendimento del sistema e quindi una diminuzione del costo dell'energia prodotta da questi sistemi. Tra gli svantaggi, si richiede un certo spazio e la presenza di contatti striscianti, che necessitano di manutenzione e sostituzioni periodiche.

La filosofia sulla quale si è basata la macchina a doppia alimentazione è che, la frequenza nel lato rotore deve essere in grado di variare in continuazione in base alla velocità effettiva di rotazione del rotore fornito dal motore primo per mantenere una frequenza uscente costante dallo statore pari a quella della rete di alimentazione.

In uscita dal RSC, troviamo una linea in continua che lo collega ad un inverter a commutazione forzata, (Grid Side Converter) che permette di governare a piacere il mutuo sfasamento tra tensione di rete e tensione di alimentazione degli avvolgimenti rotorici, permettendo dunque il controllo della potenza reattiva. Il GSC fornisce in uscita una tensione sinusoidale periodica di ampiezza e frequenza desiderati e con un basso contenuto armonico che viene comunque attenuato dal filtro induttivo interposto tra quest'ultimo e la linea.



back to back

Fig A.8 Convertitore lato rete

Il sistema completamente reversibile, costituito da questi due convertitori è un convertitore di frequenza comunemente chiamato “back-to-back converter”, illustrato in figura A.8 soprastante.

Il relativo circuito equivalente della DFIM di figura A.9 risulta identico a quello di una generica macchina asincrona, con la differenza che in questo caso gli avvolgimenti rotorici vengono alimentati da tensioni sinusoidali a frequenza di scorrimento.

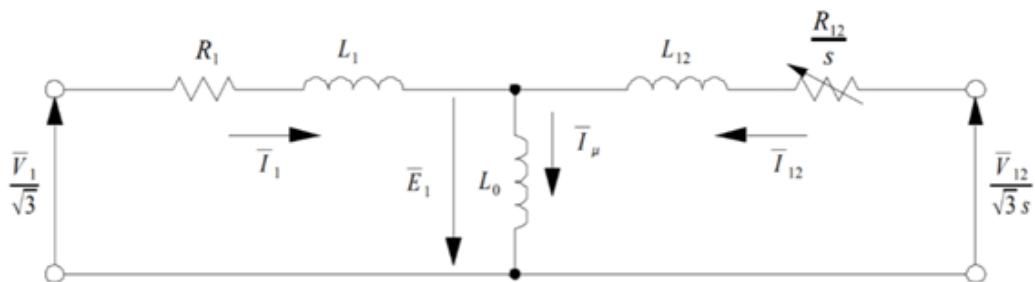


Fig A.9 Circuito equivalente del DFIM

È possibile scomporre la tensione ai morsetti di rotore in due componenti, una fissa e una variabile in funzione dello scorrimento:

$$\frac{\vec{V}_{12}}{s\sqrt{3}} = \frac{\vec{V}_{12}}{\sqrt{3}} \frac{1-s}{s} + \frac{\vec{V}_{12}}{\sqrt{3}}$$

La resistenza variabile di rotore viene scomposta in due componenti, una che rappresenta le perdite nel rame e l'altra la potenza meccanica, ottenendo così il circuito di figura A.10:

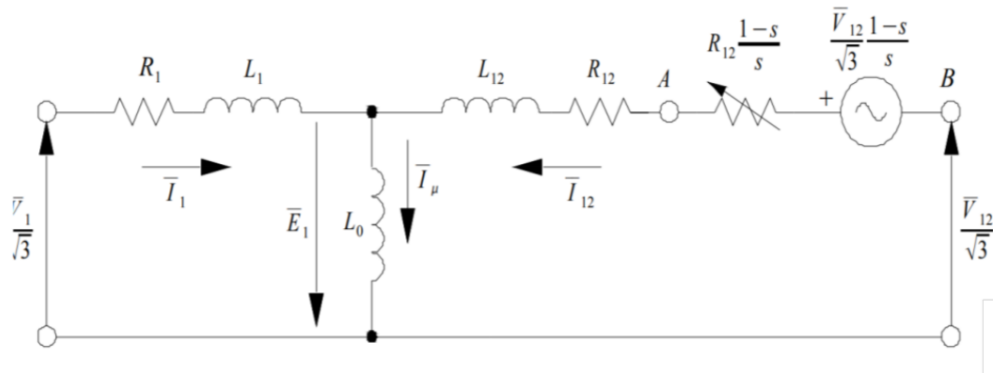


Fig A.10 Circuito equivalente semplificato del DFIM

La potenza meccanica corrisponde alla potenza elettrica attiva associata al bipolo A-B.

Si ha pertanto:
$$P_m = \left[3 \frac{R_{12} \cdot I_{12}^2}{s} - \sqrt{3} \frac{I_{12} V_{12} \cos \varphi_{12}}{s} \right] \cdot (1 - s)$$

Il verso della potenza meccanica non è più unicamente definito, come nella macchina asincrona, solo dal segno dello scorrimento. Il DFIM riesce a generare potenza elettrica anche in condizioni di sub-sincronismo ed è possibile ottenere potenza meccanica assorbita e quindi negativa facendo in modo che:

$$\sqrt{3} V_{12} I_{12} \cos \varphi_{12} > 3 R_{12} I_{12}^2$$

con V_{12} tensione con cui RSC alimenta i circuiti di rotore. Dalla reversibilità della macchina, sarà possibile farla lavorare come motore anche in condizione di scorrimento negativo (super-sincrono), semplicemente regolando il segno del flusso di potenza che attraversa il rotore.

Le potenze attive sia di statore che di rotore sono date da:

$$P_s = \sqrt{3} V_1 I_1 \cos \varphi_1$$

$$P_r = \sqrt{3} V_{12} I_{12} \cos \varphi_{12}$$

Se trascuriamo le perdite nel rame sia di statore che di rotore e la corrente a vuoto si ha:

$$P_m \approx P_s + P_r \approx P_g \quad e \quad I_1 = I_{12} \quad \Rightarrow \quad P_m \approx -P_r \frac{1-s}{s}$$

Si ottiene così che

$$P_s = P_m - P_r = \frac{P_m}{1-s} \quad ; \quad P_r = -s P_s$$

Il funzionamento della macchina come motore o generatore dipende quindi sia dal segno dello scorrimento sia dal segno della potenza attiva P_r assorbita dal rotore, nonché dalla coppia elettromeccanica generata.

Nella tabella di figura A.11 sono riportati i segni delle potenze messe in gioco dalla macchina, tenendo in considerazione le varie condizioni di funzionamento:

| Scorrimento | Subsincrono $0 < s < 1$ | | Supersincrono $s < 0$ | |
|---------------|-------------------------|------------|-----------------------|------------|
| Funzionamento | Motore | Generatore | Motore | Generatore |
| P_m | >0 | <0 | >0 | <0 |
| P_s | >0 | <0 | >0 | <0 |
| P_r | <0 | >0 | >0 | <0 |

Fig A.11 Modalità di lavoro della DFIM sia come motore che come generatore in funzione del segno di scorrimento

Si nota che più elevato è il modulo dello scorrimento a cui la macchina si porta a lavorare, maggiore è il flusso di potenza che interessa i convertitori statici (RSC, GSC); di conseguenza la potenza di dimensionamento di tali convertitori deve essere tanto maggiore quanto più ampio è il campo di velocità ottenibile: $P_{conv} \approx |s_{max}| P_s$

Valori tipici di s_{max} sono compresi tra $\pm 0,2$ e $\pm 0,3$ a cui corrisponde una potenza del convertitore statico compresa tra il 20-30% della potenza erogata dallo statore. Tale potenza di dimensionamento garantisce un intervallo di regolazione della velocità compreso tra il 20-30% rispetto alla nominale. - Per una condizione generica di funzionamento il principale contributo alla potenza attiva in uscita è dato dallo statore e corrisponde alla potenza nominale della macchina $P_n = P_s$. Fissato un valore allo scorrimento, conosciamo anche il valore della potenza di rotore che, sommato a quello di statore dà la potenza totale che interessa la macchina: $P_e = P_s + P_r = P_s - (s \cdot P_s) = (1-s) P_s = (1-s) P_n$

Si verifica che per valori di scorrimento positivi (funzionamento sub-sincrono) la potenza reale erogata dalla macchina è minore rispetto a quella P_n nominale (o di statore). Per valori negativi (funzionamento super-sincrono), invece la potenza fornita è maggiore rispetto a quella nominale. Particolarizzando l'equazione per il funzionamento alla velocità massima, il DFIG avrà una potenza in uscita pari a: $P_{max} = P_n + s_{max} P_n$

L'aumento (o decremento) di potenza dipende dal valore assunto dallo scorrimento, mentre la potenza allo statore si può assumere costante e corrispondente a quella di un normale generatore asincrono a velocità nominale. La macchina è così progettata elettricamente per sostenere P_s , ma meccanicamente per lavorare a s_{max} e P_{max} . Ecco la particolarità del DFIG dove pur essendo dimensionato per sopportare le correnti nominali da un punto di vista termico può arrivare a erogare una potenza incrementata del 30% circa in particolari condizioni di scorrimento.

Analizzando la curva caratteristica meccanica, rappresentata in figura A.12, vale a dire l'andamento della coppia elettromeccanica erogata al variare della velocità del rotore, in un DFIM, a differenza di

un tradizionale asincrono, non dipende solo dalla tensione statorica, ma anche dalle tensioni rotoriche impresse dal convertitore.

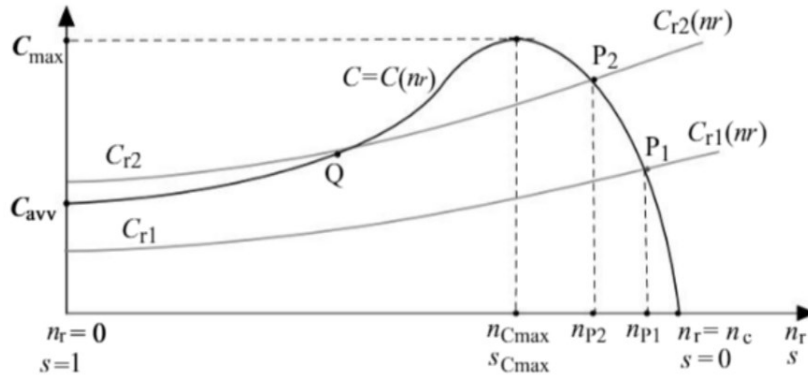


Fig A.12 Caratteristica meccanica DFIM

In esso al variare delle condizioni del vento si può variare la tensione di alimentazione rotorica, in modo da adattarsi e far funzionare la macchina da generatore in un range di velocità del vento molto più ampio.

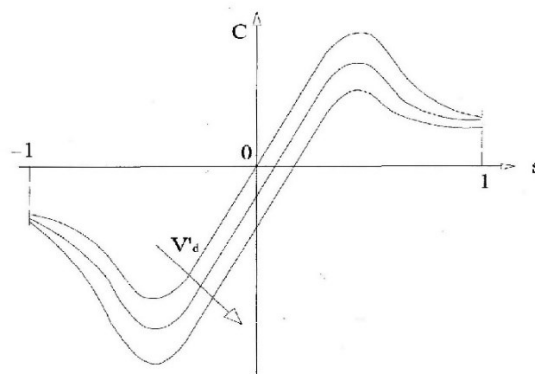


Fig A.13 Traslazione della caratteristica di una macchina asincrona tradizionale

In pratica grazie al controllo di tale tensione si riescono ad avere coppie negative anche in corrispondenza di scorrimenti positivi; quindi, si fa funzionare la macchina da generatore sia per scorrimenti negativi che per scorrimenti positivi. Variando opportunamente la tensione impressa dal convertitore sugli anelli di collettore, in fase con la f.e.m. indotta rotorica, si riesce a traslare la caratteristica di una "macchina asincrona tradizionale" rispetto all'asse verticale, come è possibile osservare dalla figura A.13. Un opportuno coordinamento tra le componenti reali ed immaginarie della tensione impressa al rotore comporta un miglioramento della macchina in termini di coppia, potenza attiva e reattiva.

Si è verificato come il DFIG risulti particolarmente adatto allo sfruttamento di risorse che non offrono flussi energetici costanti, come le fonti eoliche.

Le caratteristiche di

- economicità e robustezza;
- rendimento elevato;
- ampio range di velocità utile;
- possibilità di generare sia potenza attiva sia reattiva e di regolazione della potenza immessa in rete;

rendono la macchina asincrona a doppia alimentazione un'ottima soluzione anche per i contributi alla stabilità di rete che essa può fornire, aumentando la qualità del servizio offerto. Lo sfruttamento delle fonti rinnovabili è uno dei concetti che ha avuto rilevante importanza e grande interesse negli ultimi decenni nel settore energetico. L'avanzamento tecnologico ha portato nuova attenzione su questa tematica che sta assumendo sempre di più un ruolo essenziale nella produzione dell'energia elettrica.

A.5 Link collegamento cartella OneDrive relativi ai risultati della macchina asincrona a doppia alimentazione ricavati con il metodo agli elementi finiti

DFIM: <https://1drv.ms/u/s!Ak384wpzOEkhj-Mc8FRaL3zOhJRSUg?e=TXCkwE>

Appendice B

B.1 Considerazioni analitiche sulla densità di flusso al traferro

Il lavoro analitico e sperimentale sulla riduzione al minimo delle armoniche nella forma d'onda di tensione, le forze magnetiche, del rumore e vibrazione la si ottiene con l'iniezione della corrente adeguata; le forze agenti sullo statore a causa della trazione magnetica sbilanciata possono essere compensate dividendo l'avvolgimento di rotore e controllando la corrente per avere un vettore di forza risultante.

Dalla teoria, sappiamo che la densità delle linee di campo attraversante una sezione trasversale rappresenta la densità del flusso magnetico: una grandezza scalare che dipende dall'angolo d'incidenza delle linee di campo, dal valore della permeabilità magnetica e dall'area della superficie stessa. Formalmente, il flusso magnetico attraverso la superficie S viene ottenuto eseguendo l'integrale di superficie

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad [Wb \equiv T \cdot m^2]$$

del prodotto scalare del vettore \vec{B} induzione magnetica, per $d\vec{S}$ che è un vettore rappresentativo della porzione infinitesima dS con orientamento perpendicolare ad essa, come mostrato dalla figura B.1. Semplificando al massimo, se la densità del flusso magnetico B fosse perpendicolare alla superficie S, ipotizzata piana, il flusso sarebbe semplicemente $\phi = B \cdot S$ [Wb] o alternativamente $B = \phi/S$ [$T \equiv \frac{Wb}{m^2}$] (in particolare un weber 1Wb è pari al flusso magnetico che attraverso una spira produce una forza elettromotrice pari a 1 volt quando si riduce uniformemente a zero in 1 secondo).

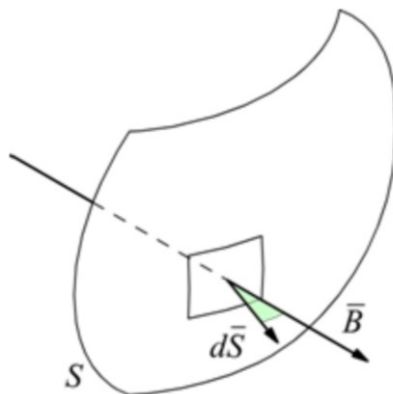


Fig B.1 Flusso magnetico attraverso una superficie

Come sappiamo, la permeabilità di qualsiasi materiale può essere definita come il rapporto tra la densità del flusso magnetico B e l'intensità del campo magnetico H di un materiale. Può essere espresso come

$$\mu = \frac{B}{H}$$

dove: μ è la permeabilità di un materiale, in henrys/metro; H è l'intensità del campo magnetico, in ampere-giri/metro. Risolvendo l'equazione precedente per B , otteniamo

$$B = \mu \cdot H$$

Ora, la forza di magnetizzazione del traferro è determinata come

$$H = F_m/l$$

dove, F_m è la forza magnetomotrice, in ampere-giri e l è lo spessore del materiale (gap) in metri. Sostituendo il valore di H , otteniamo

$$B = \mu \cdot (F_m/l)$$

Risolvendo l'equazione di cui sopra per la forza magnetomotrice, otteniamo

$$F_m = (B \cdot l)/\mu$$

Supponiamo di avere un traferro e la permeabilità dell'aria (spazio libero) una costante

$$\mu_{ARIA} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} [H/m]$$

Sostituendo il valore di μ , otteniamo una formula molto semplice per determinare la forza magnetomotrice necessaria per impostare un particolare flusso in un traferro.

$$F_m = (B \cdot l)/(4 \cdot \pi \cdot 10^{-7})$$

Il traferro può assumere forma e dimensioni diverse a seconda del tipo e forma del circuito magnetico. In alcuni circuiti potrebbe effettivamente essere parte integrante garantendo il corretto funzionamento del dispositivo, ma in altri casi dovrebbe essere il più piccolo possibile e quindi trascurabile. Tali requisiti saranno determinati dal principio di funzionamento, dalle prestazioni, dalle dimensioni, dall'efficienza e da molti altri fattori tecnologici.

Appendice C

C.1 Considerazioni analitiche sulla coppia elettromagnetica

Dalle nozioni teoriche, la trasformazione elettromeccanica dell'energia è dovuta alle interazioni tra i circuiti elettrici che altro non sono le sorgenti magnetiche ed il campo magnetico che è l'organo di trasmissione dell'energia; quest'ultimo svolge un ruolo simile a quello dell'energia cinetica, la cui variazione produce lavoro.

Nei campi magnetici si distinguono due zone: poli Nord e Sud. Due sorgenti di campi magnetici interagiscono in modo che i poli Nord dell'uno attraggono i poli Sud dell'altro, mentre i poli omonimi si respingono. La corrente elettrica è la sorgente del magnetismo; la forza magnetomotrice dipende anche, oltre che dalla corrente, dal numero di spire che ne amplifica l'effetto magnetico.

In un sistema elettromeccanico, il movimento è legato alla variazione dell'energia magnetica. Il campo magnetico si può immaginare come un serbatoio che, da un lato, scambia energia con il sistema elettrico, dall'altro con il sistema meccanico. Lo scambio con il sistema elettrico avviene mediante la forza elettromotrice provocata dalla variazione del flusso magnetico per la legge di Faraday-Lenz così che i magneti prodotti dalle correnti di statore e di rotore danno luogo ad un'alternarsi di poli magnetici lungo il traferro e quindi un'interazione di campi magnetici rotanti. È noto come le linee magnetiche d'induzione sono chiuse ed attraversano lo spessore d'aria che separa lo statore dal rotore in modo tale da considerarle perpendicolari alla superficie polare ed ognuna di esse si concatena con la corrente di conduttori, di statore e/o di rotore, che la producono. Il numero dei conduttori concatenati e la corrente in essi variano a seconda della linea considerata, varia cioè la forza elettromotrice che produce quella linea; quindi, variano in intensità e verso i campi magnetici di statore e di rotore lungo il traferro. Entrambi possono essere rappresentati con una sinusoide le cui semionde sono i poli Nord e Sud. Il Nord corrisponde alla zona, di rotore o di statore, da cui le linee magnetiche escono, come illustrato in figura C.1:

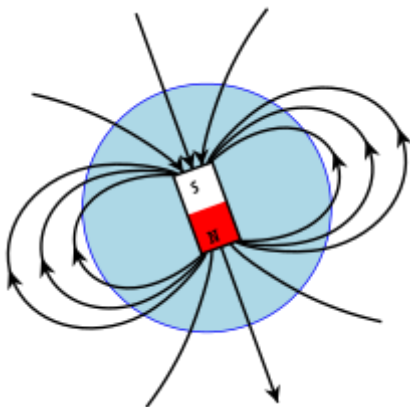


Fig C.1 Linee di forza del campo magnetico

La stessa rappresentazione vale per la tensione magnetica F_m al traferro definita dal prodotto del campo H per lo spessore del traferro l :

$$F_m = H \cdot l$$

già citata nell'appendice B, a conferma della grande analogia con l'induzione magnetica, quindi nel calcolo della densità di flusso magnetico a traferro.

La tensione magnetica al traferro coincide, in pratica, con la totale forza magnetomotrice agente lungo l'intera linea di forza chiusa, se il ferro non è saturo, con una porzione di essa quando il ferro è saturo. Il ferro entra in saturazione quando la sua funzione di amplificazione dell'effetto magnetico si indebolisce progressivamente; dunque, aumenta il valore di riluttanza associato. L'effetto magnetico è misurato dall'induzione B, da cui dipendono più strettamente le forze e le tensioni indotte. Il legame tra B ed H è $B = \mu \cdot H$ dove μ è la permeabilità assoluta del mezzo. L'amplificazione magnetica del ferro è misurata dalla permeabilità relativa, il rapporto tra la permeabilità assoluta e quella dell'aria. La saturazione inizia, si può dire per valori di induzione B superiori ad 1 tesla.

La coppia nasce dalla tendenza ad allinearsi dei due campi magnetici, come è possibile pensare osservando la figura C.2:

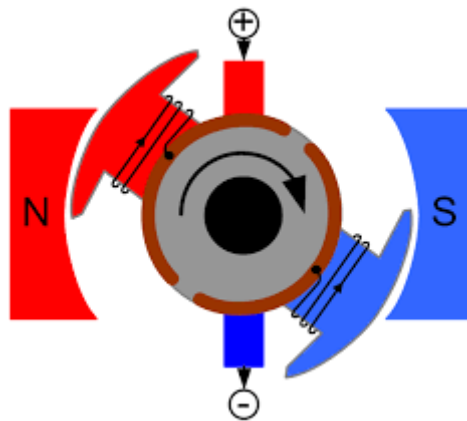


Fig C.2 Nascita di una coppia elettromagnetica

I poli Nord del rotore tendono cioè a portarsi esattamente sotto i poli Sud dello statore. I due campi tendono ad allinearsi, quindi a ridurre l'angolo θ , con una forza che dà origine alla coppia; essa è tanto maggiore quanto maggiore è il disallineamento dei campi ed il massimo si ha per $\theta = 90^\circ/p$ gradi meccanici cioè $\delta = 90^\circ$ gradi elettrici.

La coppia viene espressa in N·m (newtonmetro) o kg·m (chilogrammetro); il kg·m è 9,81 N·m..

Data la coppia in N·m, la velocità angolare RPM in giri al minuto e la potenza in watt, si ha la formula:

$$[W] = \left[\frac{N \cdot m \cdot 2\pi \cdot RPM}{60} \right]$$

Naturalmente nel caso in cui invece si voglia ricavare la coppia in N·m dalla potenza espressa in watt, si dovrà seguire la formula seguente:

$$[N \cdot m] = \left[\frac{60 \cdot W}{2\pi \cdot RPM} \right]$$

Per ricavare l'espressione della coppia si potrebbe utilizzare la formula che dà la forza agente perpendicolarmente ad un conduttore lungo L, percorso da una corrente I ed immerso in un campo perpendicolare di induzione B, come viene visivamente illustrato in figura C.3.

$$F = I \cdot B \cdot L$$

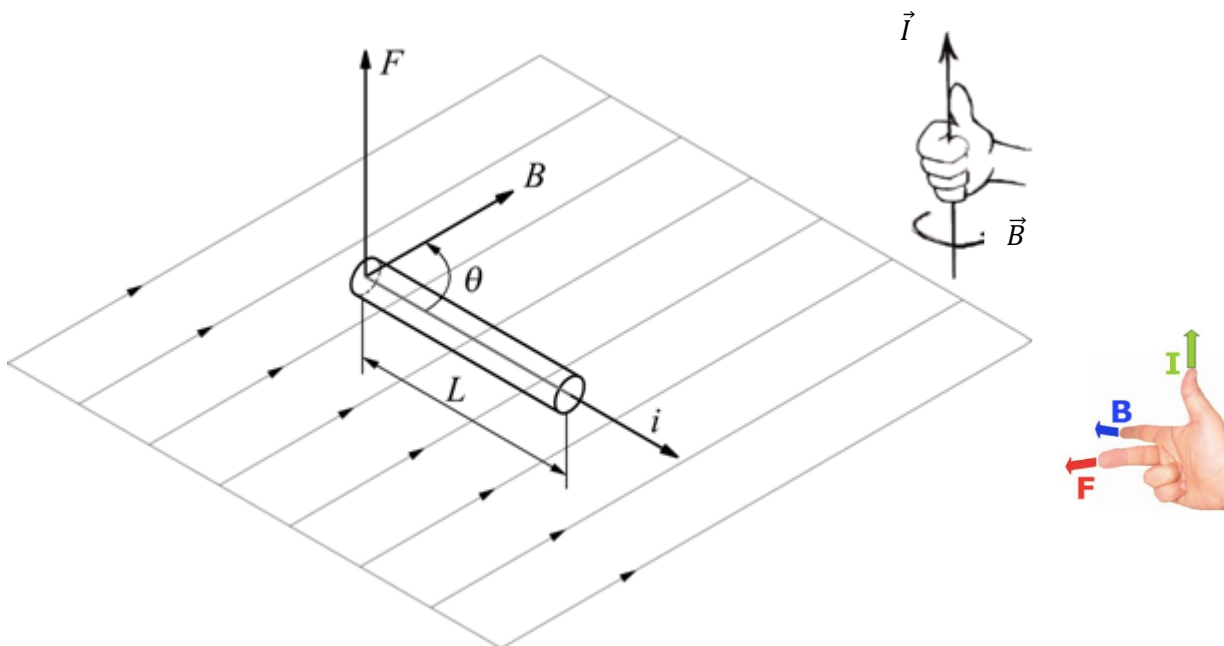


Fig C.3 Forza agente perpendicolarmente ad un filo percorso da corrente ed immerso in un'induzione magnetica

Equazione che segue la regola della mano destra, associata al concetto di energia immagazzinata nel traferro. Analizzando lo schema di figura C.4 il generatore fornisce, in un certo intervallo di tempo dt, l'energia totale dW_g che si suddivide in dW_j , energia dispersa in calore e dW_e energia per il campo magnetico, o energia elettrica netta.

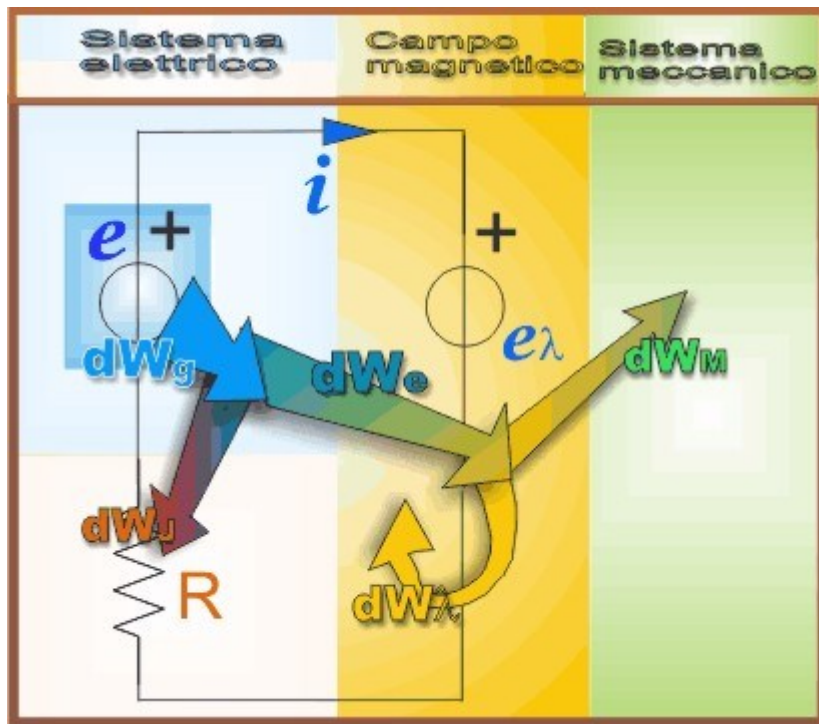


Fig C.4 Bilancio energetico in un motore elettrico

Quest'ultima si ripartisce tra energia che rimane nel campo magnetico, dW_λ ed energia che si trasforma in lavoro meccanico, dW_m . Il bilancio energetico è allora esprimibile con

$$dW_g = dW_J + dW_\lambda + dW_m$$

oppure, riferendosi all'energia elettrica netta con

$$dW_e = dW_\lambda + dW_m$$

Indicando con dL lavoro compiuto, con ds la traslazione nel verso della forza F agente e con $d\theta$ l'angolo di rotazione, espresso in radianti, nel senso della coppia agente C si avrà, rispettivamente per i moti traslatori e rotatori

$$dL = F \cdot ds = dW_m$$

$$dW_e = dW_\lambda + F \cdot ds$$

e

$$dL = C \cdot d\theta = dW_m$$

$$dW_e = dW_\lambda + C \cdot d\theta$$

Per determinare la forza (o la coppia) che produce lavoro, occorre allora calcolare la differenza tra l'energia elettrica netta prodotta dal generatore e la variazione dell'energia magnetica immagazzinata nel campo, quindi dividerla per lo spostamento (o per l'angolo).

Conclusioni

In conclusione, Pyleecan si conferma dunque un elemento stimolatore per la ricerca di macchine elettriche applicate alla mobilità sostenibile, di azionamenti elettrici rispettosi dell'ambiente e non destinati a scopi militari. Le caratteristiche grafiche ottenute per le macchine d'interesse soddisfano le nozioni teoriche, in conformità con la realtà della programmazione ad oggetti in termini delle diverse grandezze studiate. È importante sottolineare che in molte macchine elettriche rotanti la simmetria può essere impiegata per analizzare solo una frazione piuttosto che l'intera macchina così da ridurre costi e tempi di calcolo. La sua particolarità è che un qualsiasi utente può focalizzarsi su un singolo oggetto senza conoscere nel dettaglio tutta l'architettura Pyleecan, concentrandosi su quelli più interessanti al proprio scopo; così facendo, tutta la comunità può usufruirne senza alcun lavoro aggiuntivo. Come è stato potuto comprendere, Pyleecan offre metodologie differenti di calcolo e analisi per una determinata grandezza, associata ad un'ampia libreria di oggetti con i quali è possibile sperimentare modificando dinamicamente il codice scritto in Python, in base a ciò che si vuole ottenere. In considerazione del lavoro svolto, gli studi possono essere ulteriormente approfonditi con sviluppi futuri.

Elenco figure

Fig 1.1 Logo Pyleecan www.pyleecan.org

Fig 1.2 Logo OOP

Fig 1.3 Organizzazione degli oggetti materiali

Fig 1.4 Organizzazione delle classi di macchine

Fig 1.5 Oggetto "LamHole" a sinistra, oggetto "LamSlot" a destra

Fig 1.6 Organizzazione delle classi di laminazione

Fig 1.7 Organizzazione delle classi "Slot" e "Hole"

Fig 1.8 Organizzazione della classe di "Output"

Fig 1.9 Esempio modello FEMM con simmetria ottenibile con Pyleecan

Fig 2.1 Logo Python

Fig 2.2 Relazione tra software

Fig 2.3 Pacchetti Python

Fig 2.4 Logo PyCharm

Fig 2.5 Impostazione della variabile d'ambiente

Fig 2.6 & Fig 2.7 Impostazione dell'interprete Python

Fig 2.8 Prima schermata della GUI di Pyleecan

Fig 2.9 Esempi di topologie di macchine modellate con Pyleecan

Fig 2.10 Inizio progettazione della macchina

Fig 2.11 Impostazione delle dimensioni della macchina

Fig 2.12 Impostazione della laminazione dello statore

Fig 2.13 Impostazione slot statore

Fig 2.14 Impostazione dell'avvolgimento dello statore

Fig. 2.15 Scelta del tipo di conduttore

Fig 2.16 Impostazione del conduttore del rotore

Fig 2.17 Impostazione dei fori del rotore

Fig 2.18 Vista di riepilogo della macchina

Fig 2.19 Grafico del modello della macchina

Fig 2.20 Libreria dei materiali e proprietà

Fig 2.21 Descrizione oggetto

Fig 2.22 Directory di scelta e unità di misura

Fig 3.1 Fenomeni elettro-magnetici

Fig 3.2 Legge di Faraday-Lenz

Fig 3.3 Ciclo di Isteresi

Fig 3.4 Anello ferromagnetico avvolto da un solenoide percorso da corrente

Fig 3.5 Principali classificazioni delle macchine elettriche

Fig 3.6 Trasformatore fisico e simbolo elettrico

Fig 3.7 Tabella valori nominali trasformatore

Fig 3.8 Nucleo ferromagnetico a colonne

Fig 3.9 Nucleo ferromagnetico a mantello

Fig 3.10 Rappresentazione analitica trasformatore monofase

Fig 3.11 Doppio bipolo ideale in circuito aperto

Fig 3.12 Doppio bipolo ideale chiuso su un'impedenza esterna

Fig 3.13 Trasformatore con permeabilità magnetica non infinita

- Fig 3.14 Trasformatore con perdite per isteresi e correnti parassite non nulle
- Fig 3.15 Trasformatore con accoppiamento imperfetto e resistenze avvolgimento non nulle
- Fig 3.16 Diagramma fasoriale trasformatore reale
- Fig 3.17 Circuito trasformatore reale equivalente a vuoto e rappresentazione fasoriale associata
- Fig 3.18 Circuito trasformatore reale equivalente in corto circuito
- Fig 3.19 Circuito equivalente in corto circuito semplificato
- Fig 3.20 Circuito equivalente in corto circuito con trasferimento d'impedenza
- Fig 3.21 Circuito trasformatore reale equivalente a carico e rappresentazione fasoriale associata
- Fig 3.22 Circuito trasformatore reale equivalente a carico con trasferimento d'impedenza e rappresentazione fasoriale associata
- Fig 3.23 Differenza fra un'alimentazione monofase e trifase
- Fig 3.24 Struttura di una generica macchina elettrica rotante
- Fig 3.25 Funzionamento da generatore e motore
- Fig 3.26 Tipi di magneti
- Fig 3.27 Decomposizione vettoriale
- Fig 3.28 Tre induttori identici, fissi e disposti simmetricamente nello spazio
- Fig 3.29 Situazione per $t = 0$
- Fig 3.30 Campo di induzione magnetica globale
- Fig 3.31 Campo magnetico rotante trifase
- Fig 3.32 Geometria generica della macchina elettrica
- Fig 3.33 Induttore a polo saliente
- Fig 3.34 Induttore liscio
- Fig 3.35 Elementi costitutivi della macchina elettrica in corrente continua
- Fig 3.36 Schema di funzionamento di una macchina a corrente continua
- Fig 3.37 Interazioni elettromagnetiche all'interno della macchina in corrente continua
- Fig 3.38 Sezione trasversale di una macchina asincrona con rotore avvolto avente quattro coppie di poli
- Fig 3.39 Sezione longitudinale di una macchina asincrona con rotore avvolto
- Fig 3.40 Sbarre conduttrici in un rotore a gabbia di scoiattolo
- Fig 3.41 Coppia elettromagnetica
- Fig 3.42 Valori nominali macchina asincrona
- Fig 3.43 Circuito equivalente di una macchina asincrona con rotore fermo
- Fig 3.44 Circuito equivalente di una macchina asincrona con avvolgimenti di rotore in corto circuito e rotore in movimento
- Fig 3.45 Circuito equivalente di una macchina asincrona con avvolgimenti di rotore in corto circuito e rotore in movimento utilizzando identità algebriche
- Fig 3.46 Rete equivalente monofase riportata a primario con il trasferimento d'impedenza
- Fig 3.47 Circuito equivalente monofase semplificato di una macchina asincrona
- Fig 3.48 Funzionamento macchina asincrona come motore o generatore in funzione del segno di scorrimento

Fig 3.49 Sezione trasversale di una macchina sincrona a quattro coppie di poli

Fig 3.50 Sezione longitudinale di una macchina sincrona

Fig 3.51 Valori nominali macchina sincrona

Fig 3.52 Profilo rettificato di una macchina sincrona con rotore a poli salienti

Fig 3.53 Profilo rettificato di una macchina sincrona con rotore liscio

Fig 3.54 Caratteristica dell'eccitazione

Fig 3.55 Modello elettrico equivalente

Fig 3.56 Schema equivalente monofase

Fig 3.57 Diagramma fasoriale

Fig 3.58 Grafico di relazione tra E ed E_{i0} , dipendente da I e φ

Fig 3.59 Rendimenti a pieno carico e con fattore di potenza unitario per macchine di diversa potenza nominale

Fig 3.60 Circuito equivalente semplificato

Fig 3.61 Diagramma di fase delle operazioni principali di una macchina elettrica sincrona

Fig 3.62 Rappresentazione del diagramma fasoriale associato

Fig 3.63 Andamento della coppia elettromeccanica resistente in funzione dell'angolo δ

Fig 3.64 Diagramma fasoriale delle funzioni in sovraeccitazione

Fig 3.65 Oggetto con geometria anisotropa immerso in un campo magnetico

Fig 3.66 Vantaggi e svantaggi dei motori sincroni a riluttanza

Fig 4.1 Modello macchina SynRM_001

Fig 4.2 Organizzazione del modulo Pyleecan

Fig 4.3 Organizzazione della classe del modulo magnetico

Fig 4.4 Schermata di sfondo FEMM

Fig 4.5 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di $469\mu\text{s}$

Fig 4.6 FFT della densità del flusso radiale del traferro sul numero d'onda per un tempo di $469\mu\text{s}$

Fig 4.7 Densità di flusso tangenziale del traferro su angolo per un tempo di $469\mu\text{s}$

Fig 4.8 FFT della densità del flusso tangenziale del traferro sul numero d'onda per un tempo di $469\mu\text{s}$

Fig 4.9 Coppia elettromagnetica nel tempo

Fig 4.10 Trama di maglia

Fig 4.11 Coppia elettromagnetica nel tempo

Fig 4.12 Densità di flusso tangenziale del traferro su angolo per un tempo di 0s

Fig 4.13 Coppia elettromagnetica nel tempo osservata su un periodo di tempo più piccolo

Fig 4.14 Densità di flusso tangenziale del traferro nel tempo per angolo 0 rad

Fig 4.15 Densità del flusso radiale del traferro nel tempo per un angolo di 0 rad

Fig 4.16 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di 0s

Fig 4.17 Densità del flusso radiale del traferro nel tempo per un angolo di 90°

Fig 4.18 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per i tempi $[0; 0,003; 0,006]\text{ s}$

Fig 4.19 FFT della densità del flusso radiale del traferro sulla frequenza per un angolo di 0 rad

Fig 4.20 FFT della densità del flusso radiale del traferro sul numero d'onda per un tempo di 0 s

Fig 4.21 FFT della densità del flusso radiale del traferro sul numero d'onda etichettato per un tempo di 0 s

Fig 4.22 Flusso dell'avvolgimento statorico nel tempo per le fasi [A, B, C] in [Wb]

Fig 4.23 Flusso dell'avvolgimento statorico nel tempo per le fasi [A, B, C] in [Mx]

Fig 4.24 Densità di flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di 0s in [T]

Fig 4.25 Densità del flusso radiale del traferro sull'angolo per un tempo di 0s in [G]

Fig 4.26 Confronto tra densità del flusso radiale del traferro nel tempo per un angolo di 0 rad

Fig 4.27 Confronto della densità del flusso radiale del traferro FFT sulla frequenza per un angolo di 0 rad

Fig 4.28 Grafico superficiale della densità del flusso radiale del traferro nel tempo e nell'angolo

Fig 4.29 Grafico di superficie dall'alto della densità del flusso radiale del traferro nel tempo e nell'angolo

Fig 4.30 Grafico di superficie dall'alto su un periodo di densità di flusso radiale del traferro nel tempo e angolo

Fig 4.31 FFT della densità del flusso radiale del traferro su frequenza e numero d'onda in 3D

Fig 4.32 FFT della densità del flusso radiale del traferro su frequenza e numero d'onda in 2D

Fig 4.33 FFT della forza superficiale del traferro radiale su frequenza e numero d'onda in 2D

Fig 4.34 Densità di flusso tangenziale del traferro su angolo per tempo 0s con I_d/I_q

Fig 4.35 Coppia elettromagnetica con I_d/I_q

Fig 4.36 Corrente statorica nel tempo per le fasi [A, B, C] con I_d/I_q

Fig 4.37 La coppia in funzione della coppia massima per ampere

Fig 4.38 La parte reale in funzione della parte immaginaria della corrente di riferimento

Fig 4.39 Coppia elettrica in funzione dell'angolo di corrente

Fig 4.40 Circuito elettrico equivalente (CEE)

Fig 4.41 Corrente statorica nel tempo per le fasi [A, B, C] con modulo elettrico

Fig 4.42 Tensione statorica nel tempo per le fasi [A, B, C] con modulo elettrico

Fig 4.43 Coppia elettrica in funzione dell'angolo di corrente con modulo elettrico

Fig 4.44 Forza superficiale del traferro tangenziale sull'angolo per un tempo di 0s

Fig 4.45 FFT della forza superficiale del traferro tangenziale sul numero d'onda per un tempo di 0s

Fig 4.46 Forza superficiale del traferro tangenziale nel tempo per un angolo di 0,0312 rad

Fig 4.47 FFT della forza superficiale del traferro tangenziale sulla frequenza per un angolo di 0 rad

Fig 4.48 Grafico della forza superficiale del traferro tangenziale nel tempo e nell'angolo

Fig 4.49 Tracciamento di ogni singola generazione di coppia nello spazio di forma

Fig 4.50 Tracciamento di ogni singola dimensione di generazione nello spazio di progettazione

Fig 4.51 Tracciamento della coppia del fronte di Pareto nello spazio forma

Fig 4.52 Tracciamento della dimensione del fronte di Pareto nello spazio di progettazione

Fig 4.53 Risultati file “.fem” con modulo magnetico

Fig 4.54 Risultati “file .fem” con modulo elettrico

Fig 4.55 Risultati file “.ans” con modulo magnetico

Fig 4.56 Risultati file “.ans” con modulo elettrico

Fig A.1 Motore sincrono a magneti permanenti

Fig A.2 Possibili configurazioni del rotore di un motore a magneti permanenti

Fig A.3 Magnete permanente di superficie. (a); Densità di corrente superficiale equivalente. (b)

Fig A.4 Elementi essenziali che caratterizzano il DFIM

Fig A.5 Valutazione energetica del DFIM

Fig A.6 Funzionamento sub-sincrono

Fig A.7 Funzionamento super-sincrono

Fig A.8 Convertitore lato rete

Fig A.9 Circuito equivalente del DFIM

Fig A.10 Circuito equivalente semplificato del DFIM

Fig A.11 Modalità di lavoro della DFIM sia come motore che come generatore in funzione del segno di scorrimento

Fig A.12 Caratteristica meccanica DFIM

Fig A.13 Traslazione della caratteristica di una macchina asincrona tradizionale

Fig B.1 Flusso magnetico attraverso una superficie

Fig C.1 Linee di forza del campo magnetico

Fig C.2 Nascita di una coppia elettromagnetica

Fig C.3 Forza agente perpendicolarmente ad un filo percorso da corrente ed immerso in un'induzione magnetica

Fig C.4 Bilancio energetico in un motore elettrico

Ringraziamenti

Felice di aver portato a termine il lavoro di tesi proposto, concludendo così questo mio primo percorso universitario. Soprattutto in un periodo così delicato e di restrizioni per tutti che ha posto alcune inevitabili difficoltà dovute all'esigenza di combinare gli impegni lavorativi e di ricerca, ma allo stesso tempo fornendo una grande quantità di stimoli.

Ringrazio il mio relatore Stefano Squartini, sempre professionale e al mio correlatore Emanuele Principi, quest'ultimo in particolar modo per avermi affiancato in maniera telematica in questo periodo al fine di raggiungere l'obiettivo prefissato.

Non posso non menzionare la mia famiglia che da sempre mi sostiene nella realizzazione dei miei progetti, seguendo i principi di rispetto, impegno ed umiltà insegnati. Dulcis in fundo, ma non per minore importanza, l'intero comitato di Croce Rossa Italiana di Grosseto e in particolar modo al presidente Hubert Corsi e il vicepresidente Luciano Latini che mi hanno permesso di proseguire per la strada presa accompagnando bene le attività da svolgere.

Fin qui è stato un percorso molto arduo, pieno di vittorie e sconfitte... felicità e sofferenza... esperienze ed emozioni che valgono la pena di provare sempre, comunque vadano a finire. Un sincero grazie.

Riferimenti

- [1] <https://www.pyleecan.org/tutorials.html>
- [2] <https://www.python.org/>
- [3] <https://pip.pypa.io/en/stable/>
- [4] <https://www.anaconda.com/products/individual>
- [5] <https://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [6] Professor Francesco Piazza, Appunti Elettrotecnica Industriale
- [7] Pierre Bonneel; Jean Le Besnerais ; Emile Devillers ; Cédric Marinel ; Raphaël Pile “Design Optimization of Innovative Electrical Machines Topologies Based on Pyleecan Opensource Object-Oriented Software” <https://www.pyleecan.org/icem.2020.html> Pubblicazione: Dal 23 al 26 Agosto 2020
- [8] Pierre Bonneel; Jean Le Besnerais ; Raphaël Pile; Emile Devillers “Pyleecan an open-source Python object-oriented software for the multiphysic design optimization of electrical machines” <https://www.pyleecan.org/icem.2018.html> Pubblicazione: Dal 3 al 6 Settembre 2018
- [9] Pierre Bonneel “Pyleecan - Architecture Description” https://eomys.com/IMG/pdf/pyleecan_architecture.pdf Pubblicazione prima versione: 13/08/18 EOMYS ENGINEERING
- [10] Chitarin Giuseppe; Gnesotto Francesco; Maschio Alvisè; Andrea Stella “ELETTROTECNICA. VOL. 2: APPLICAZIONI” https://www.hoepli.it/libro/elettrotecnica-vol-2-applicazioni/9788893850841.html?origin=google-shopping&gclid=CjwKCAjwj8eJBhA5EiwAg3z0mxULpfJnf5oAEE4Nzd8YR5qiCKEfPhmmpksYWzHR3YBUS-suKUq56RoC3GEQAvD_BwE Pubblicazione: Settembre 2018
- [11] Minhaj Zaheer; Pia Lindh; Lassi Aarniovuori; Juha Pyrhönen “Comparison of Commercial and Open-Source FEM Software: A Case Study” <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9165184/> Published in: IEEE Transactions on Industry Applications Novembre-Dicembre. 2020
- [12] Fredrik Evestedt, J. José Pérez-Loya, C. Johan D. Abrahamsson & Urban Lundin “Controlling airgap magnetic flux density harmonics in synchronous machines using field current injection” <https://link.springer.com/article/10.1007/s00202-020-01069-5> Pubblicazione: 29 Luglio 2020
- [13] Dale Finney, Derrick Haas “Electromagnetic torque from event report data — A measure of machine performance” <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8349792/> Pubblicazione: 26-29 Marzo 2018

- [14] K. Binns; C. Riley; M. Wong “The efficient evaluation of torque and field gradient in permanent-magnet machines with small air-gap” <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1064247/> Pubblicazione: IEEE Transactions on Magnetism Novembre 1985
- [15] Wei Wang; Morgan Kiani; Babak Fahimi “Optimal Design of Doubly Fed Induction Generators Using Field Reconstruction Method” <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5512844/> Pubblicazione: IEEE Transactions on Magnetism Agosto 2010
- [16] Minhaj Zaheer; Pia Lindh; Lassi Aarniovuori; Juha Pyrhönen “Converter-Fed Induction Motor Finite Element Analysis With Different Time Steps” <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9249341/> Pubblicazione: 2020 XI International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS) 4-7 Ottobre 2020
- [17] Raphaël Pile, Jean Le Besnerais, Guillaume Parent, Emile Devillers, Thomas Henneron, Yvonnick Le Menach and Jean-Philippe Lecoq “Analytical study of air-gap surface force – application to electrical machines” <https://www.degruyter.com/document/doi/10.1515/phys-2020-0147/html> Pubblicazione: De Gruyter Open Access 27 Ottobre 2020