



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PALERMO

Dottorato in Energia e Tecnologie dell'Informazione – XXX ciclo

Tesi di Dottorato

**Progettazione, realizzazione e  
caratterizzazione di un Generatore  
Lineare Tubolare a Magneti  
Permanenti per lo sfruttamento  
del moto ondoso marino**

**Ing. Mattia Corpora**

**Tutor**

Prof.ssa Eleonora Riva Sanseverino

**Coordinatore del corso di dottorato**

**Cotutor**

Prof. Vincenzo Di Dio

Prof. Maurizio Cellura

# Sommario

Il fabbisogno energetico mondiale, accompagnato dall'esigenza di ridurre gli agenti inquinanti derivanti dalla produzione di energia elettrica a partire da fonti fossili, ha fatto nascere un certo interesse per lo studio di dispositivi in grado di estrarre energia da fonti rinnovabili. Ne sono esempio i generatori eolici e i generatori fotovoltaici che negli ultimi anni hanno visto una notevole crescita tecnologica e una diffusione in tutti i continenti del pianeta. Negli ultimi anni, altre fonti di energia rinnovabile hanno suscitato l'interesse collettivo. Una di queste queste fonti è il mare. Si può infatti estrarre energia dal mare in diversi modi come per esempio sfruttando il moto ondoso marino. Nasce l'esigenza quindi di progettare dei dispositivi che siano in grado di estrarre energia da fonti che presentano particolari caratteristiche. Il movimento di una boa investito da onde marine, è di tipo lineare, verticale è alternato. Ciò suggerisce che per essere convertito in energia elettrica attraverso una macchina elettrica rotante, occorrerebbe un complesso sistema meccanico di conversione del moto da lineare a rotazionale. Questo aspetto costituisce uno dei motivi principali per il quale negli ultimi anni è nato un forte interesse per lo studio della macchine elettriche lineari. Questi dispositivi convertono energia meccanica in energia elettrica e viceversa a partire dal moto lineare di una parte in movimento rispetto ad una parte stazionaria. Le due parti, interagendo magneticamente (per come avviene nelle macchine elettriche rotanti in cui è presente un moto relativo tra lo statore e il rotore), producono energia elettrica. In questo elaborato di tesi si progetterà,

si realizzerà e si caratterizzerà un Generatore Lineare a Magneti Permanenti per lo sfruttamento del moto ondoso marino. In particolare si affronteranno i seguenti argomenti distribuiti nei vari capitoli:

- nel Capitolo 1 si presenteranno in modo sintetico le caratteristiche delle onde marine e la quantità di energia che è possibile estrarre da esse. Inoltre si individuano le sollecitazioni a cui un generatore lineare a magneti permanenti è sottoposto se impiegato per lo sfruttamento del moto ondoso;
- nel Capitolo 2 saranno descritti gli aspetti teorici delle macchine elettriche lineari a magneti permanenti con particolare riferimento a quelle tubolari. Si perverrà anche ad un modello matematico e analitico che ne descrive il funzionamento;
- nel Capitolo 3 si confronteranno le varie strutture di generatori tubolari e saranno descritti i risultati di simulazioni tramite analisi ad elementi finiti per l'ottimizzazione delle varie parti della macchina (statore, traslatore e avvolgimenti). Inoltre verranno analizzati gli aspetti tecnici ed economici relativi ai tipi di magneti da impiegare. Infine si valuteranno gli effetti delle tolleranze costruttive dei magneti sul comportamento della macchina;
- nel Capitolo 4 verrà descritta la realizzazione del prototipo in tutte le sue parti e verranno determinati i parametri elettrici del prototipo realizzato. Verranno inoltre descritti i vari componenti meccanici impiegati per la posa del prototipo;
- nel Capitolo 5 verranno descritte la progettazione e la realizzazione di un banco di prova per la caratterizzazione del prototipo. Si presenteranno i sistemi di acquisizione dei dati e la sensoristica necessaria per la misure delle varie grandezze.

- nel Capitolo 6 si riporteranno delle misure eseguite sulla macchina in varie condizioni di funzionamento e si fornirà un'interpretazione dei risultati ottenuti

# Indice

<b>Elenco delle tabelle</b>	VIII
<b>Elenco delle figure</b>	IX
<b>1 L'energia dal moto ondoso</b>	<b>1</b>
1.1 Sistemi di estrazione dell'energia dal moto ondoso . . . . .	1
1.2 Fisica del moto ondoso . . . . .	13
1.2.1 Premesse . . . . .	13
1.2.2 Onde sinusoidali . . . . .	13
1.2.3 La velocità dell'onda . . . . .	15
1.2.4 Quantità di energia trasferita dalle onde sinusoidali . . . . .	17
1.3 Onde marine . . . . .	21
1.3.1 Il moto ondoso . . . . .	21
1.3.2 Energia d'onda e potenza . . . . .	26
1.3.3 Estrazione della potenza dalle onde . . . . .	29
1.3.4 Pattern d'onda . . . . .	31
1.3.5 Misura delle onde marine . . . . .	36
<b>2 Macchine elettriche lineari a magneti permanenti</b>	<b>39</b>
2.1 Generalità . . . . .	39
2.2 Generatori lineari a magneti permanenti . . . . .	44

2.2.1	Macchine a magneti permanenti a flusso longitudinale . . . . .	44
2.2.2	Macchine a magneti permanente a flusso trasverso . . . . .	47
2.2.3	Materiali per generatori lineari a magneti permanenti . . . . .	50
2.3	Generatori tubolari . . . . .	53
2.3.1	Modello matematico e circuitale del TLPMG . . . . .	56
<b>3</b>	<b>Tipologie di strutture di generatori lineari tubolari a magneti per-</b>	
	<b>manenti</b>	<b>61</b>
3.1	Premesse . . . . .	61
3.2	Statore . . . . .	61
3.2.1	Analisi delle perdite delle varie tipologie di strutture . . . . .	62
3.2.2	Analisi della forza di <i>cogging</i> e strategie di minimizzazione . .	72
3.2.3	Analisi dell' <i>end-effect</i> e strategie di minimizzazione . . . . .	79
3.3	Traslatore . . . . .	83
3.3.1	Analisi e confronto delle strutture . . . . .	83
3.3.2	Analisi tecnico-economica sui magneti impiegabili . . . . .	84
3.3.3	Effetti delle tolleranze dei magneti . . . . .	95
3.4	Avvolgimenti di statore . . . . .	102
<b>4</b>	<b>Realizzazione del prototipo</b>	<b>107</b>
4.1	Realizzazione dello statore . . . . .	107
4.2	Realizzazione del traslatore . . . . .	110
4.3	Realizzazione degli avvolgimenti . . . . .	112
4.4	Realizzazione della struttura di sostegno del generatore . . . . .	114
4.5	Determinazione dei parametri dei parametri del prototipo realizzato .	114
<b>5</b>	<b>Progettazione, dimensionamento e realizzazione di un banco di</b>	
	<b>prova per il prototipo</b>	<b>120</b>
5.1	Misura della corrente . . . . .	122

5.2	Misura della tensione . . . . .	124
5.3	Misura delle grandezze meccaniche . . . . .	126
5.4	Circuiti elettronici di alimentazione . . . . .	128
5.5	Realizzazione del sistema di trazione del traslatore . . . . .	129
<b>6</b>	<b>Prove sul prototipo realizzato</b>	<b>132</b>
6.1	Misure eseguite . . . . .	132
6.1.1	Prove a vuoto . . . . .	133
6.1.2	Prove a carico . . . . .	136
	<b>Bibliografia</b>	<b>148</b>

# Elenco delle tabelle

3.1	Dati macchina di riferimento . . . . .	88
3.2	caratteristiche dei magneti . . . . .	88
3.3	Costo dei magneti . . . . .	89
3.4	Potenza . . . . .	94
3.5	Energia prodotta in un anno . . . . .	95
3.6	Energia/Euro . . . . .	95
4.1	Caratteristiche dei magneti scelti per la realizzazione del traslatore . .	110
6.1	Peso de vari blocchi utilizzati per le sollecitazioni . . . . .	133



# Elenco delle figure

1.1	Schema di un sistema di alimentazione d'onda sulla costa, con colonna d'acqua oscillante . . . . .	2
1.2	Il dispositivo Whale. Un prototipo di un sistema a energia d'onda galleggiante realizzato al largo della baia di Gokasho, in Giappone nel 1998. Il dispositivo è lungo 50m e ha una potenza di 120kWe. . . . .	3
1.3	Sperboy . . . . .	4
1.4	Schema del dispositivo ad energia d'onda Pelamis, in vista laterale. Il movimento delle cerniere produce l'energia idraulica per alimentare i generatori elettrici. Il dispositivo è liberamente ormeggiato sul fondo con delle funi . . . . .	5
1.5	Boa di sollevamento . . . . .	6
1.6	Boa di potenza PB150, della Ocean Power Technolgies. Le quote sono espresse in piedi. . . . .	7
1.7	Archimedes Wave Swing . . . . .	8
1.8	Il Wave Dragon . . . . .	9
1.9	Schema del sistema di estrazione d'onda Tapchan in Norvegia. Le onde scorrono oltre la sommità della guida d'onda rastremata, per finire nel bacino di accumulo. L'acqua scorre dal tubo P nella parte superiore del serbatoio, attraverso un convenzionale generatore idroelettrico a bassa caduta, e ritorna a mare attraverso Q . . . . .	9

1.10	Il Seawave Slot-Cone Generator. In figura si vedono i tre serbatoi e la turbina multistadio per la produzione di energia elettrica . . . . .	11
1.11	Convertitore di energia da moto ondoso costituito da un generatore lineare e una boa . . . . .	12
1.12	Sistema elettrico del convertitore di potenza ad azionamento diretto. .	12
1.13	Modello per la produzione di un'onda sinusoidale su una corda. L'estremità sinistra è connessa ad un ago oscillante. Ogni elemento della corda, come l'elemento P oscilla con un moto armonico semplice in direzione verticale . . . . .	14
1.14	(a) sistema di riferimento terrestre (b) Sistema di riferimento che si muove verso destra insieme all'impulso. . . . .	16
1.15	(a) Un impulso si muove verso destra su una corda tesa, trasportando energia su di essa. (b) L'energia dell'impulso arriva al blocco appeso .	18
1.16	Un'onda sinusoidale si propaga lungo l'asse $x$ su una corda tesa . . .	19
1.17	Moto della particella nelle onda d'acqua. (a) Moto circolare delle particelle d'acqua in acque profonde. (b) Moto ellittico delle particelle d'acqua in acque basse. . . . .	22
1.18	Superficie d'acqua perpendicolare alla risultante della forza gravitazionale e centrifuga agente su un elemento d'acqua di massa $m$ . . . .	23
1.19	Caratteristiche d'onda . . . . .	23
1.20	Forze risultanti sulle particelle superficiali . . . . .	24
1.21	Accelerazioni e velocità di una particella d'acqua superficiale. (a) Superficie d'acqua. (b) Accelerazione della particella, derivazione generale. (c) velocità della particella. . . . .	25
1.22	Moto elementare dell'acqua. In figura si osserva la diminuzione esponenziale dell'ampiezza con la profondità. . . . .	27
1.23	Fluttuazioni locali di pressione dell'onda. (a) Pressioni nell'onda. (b) Spostamento locale della particella d'acqua. . . . .	30

1.24	Altezza d'onda simulata in una posizione (Le creste sono esaltate per spiegare la terminologia impiegata) . . . . .	32
1.25	Distribuzione della potenza in funzione di intervalli di frequenza in un tipico pattern d'onda nell'oceano Atlantico (Shaw, 1982). La curva uniforme è utilizzata per ottenere $T_e$ , il periodo di energia. . . . .	34
1.26	Diagramma di dispersione dell'altezza d'onda significativa $H_s$ in funzione del periodo di attraversamento nullo $T_z$ . I numeri sul grafico indicano il numero medio di occorrenze di ogni $H_s$ , $T_z$ in ogni 1000 misurazioni effettuate in un anno. Gli eventi più frequenti sono $H_s \approx 3m$ , $T_z \approx 9s$ ; si noti che la massima potenza si verifica con periodi più lunghi. . . . .	35
1.27	Energia d'onda annuale media (MWh $m_{-1}$ ) in alcune zone del mondo.	35
1.28	Modello di previsione d'onda di terza generazione prodotto dal NOAA Ocean modeling branch nell'Agosto del 1988. I contorni rappresentano le altezze d'onda significative in metri e le frecce forniscono la velocità e la direzione del vento in m/s. . . . .	37
1.29	Forma dell'impulso radio ricevuto dall'altimetro satellitare per il calcolo delle onde significative. . . . .	38
2.1	Procedimento per ottenere una macchina piana monolatera da una rotante: (a) macchina rotante, (b)taglio e srotolamento, (c) macchina piana monolatera. . . . .	40
2.2	Procedimento per ottenere una macchina piana bilatera da una rotante: (a) macchina rotante, (b)taglio e srotolamento, (c) macchina piana bilatera. . . . .	41
2.3	Andamento del flusso in una macchina a flusso longitudinale (a) e in una macchina flusso trasverso (b) . . . . .	42
2.4	Motore con configurazione a magneti interni (buried magnets) . . . .	45
2.5	Configurazione a magneti superficiali (surface mounted magnets) . . .	46

2.6	Configurazione tubolare a magneti superficiali con magnetizzazione quasi-Halbach, disposti su un supporto non-ferromagnetico . . . . .	46
2.7	Sezione di una macchina ad avvolgimenti concentrati (in particolare una VHM) . . . . .	47
2.8	Macchina a riluttanza variabile con magnete permanente (VRPM) . .	48
2.9	Macchina a flusso trasverso (TFM) . . . . .	48
2.10	Struttura di una macchina tubolare a flusso trasverso: vista assiale (a sinistra) e sezione trasversale x-x' (a destra) . . . . .	49
2.11	Curve di magnetizzazione di alcuni magneti permanenti: si può osservare come la lega NdFeB sia la migliore tra i magneti permanenti . . . . .	51
2.12	Procedimento immaginario per ottenere una TLPMM. Taglio e srotolamento della macchina rotante (a), macchina piana monolatera (b), arrotolamento per ottenere una macchina lineare tubolare (c) . . . . .	53
2.13	Struttura tipica di una TLPMM. . . . .	54
2.14	TLPMM a sezione quadrata . . . . .	54
2.15	TLPMM Figura 58. TLPMM a sezione quadrata a sezione circolare .	55
2.16	Alternatore lineare a) con diversi magneti b) con singolo magnete . .	57
2.17	Magnete in posizione estrema. . . . .	57
2.18	Geometria e dimensioni dell'alternatore. . . . .	59
2.19	Circuito equivalente del PMLA. . . . .	60
3.1	Lamierini del pacco statorico della prima struttura . . . . .	63
3.2	Sezione della prima struttura di statore . . . . .	63
3.3	Sezione del lamierino della seconda struttura . . . . .	64
3.4	Sezione blocco lamierini della seconda struttura . . . . .	65
3.5	Saturazione nella seconda struttura di statore . . . . .	65
3.6	Modello tridimensionale della seconda struttura di statore esaminata	66
3.7	Struttura di statore ibrida . . . . .	67

3.8	Flusso concatenato della Fase A dei tre prototipi . . . . .	69
3.9	Tensioni della Fase A dei tre prototipi . . . . .	70
3.10	Correnti della Fase A dei tre prototipi . . . . .	71
3.11	Perdite del Ferro . . . . .	72
3.12	Perdite del Ferro normalizzate rispetto al volume . . . . .	73
3.13	Forza sul traslatore . . . . .	74
3.14	Forza di cogging - Primo istante . . . . .	74
3.15	Forza di cogging - Secondo istante . . . . .	75
3.16	Forza di cogging - Terzo istante . . . . .	76
3.17	Forza di cogging - Quarto istante . . . . .	76
3.18	Forza di cogging - Quinto istante . . . . .	77
3.19	Profilo dei denti di statore modificato . . . . .	78
3.20	Andamento della forza di cogging con e senza ottimizzazione . . . . .	79
3.21	Fenomeno dell'end-effect . . . . .	80
3.22	Struttura con anelli per la riduzione dell'end-effect . . . . .	81
3.23	Sezione della struttura ottimizzata di statore . . . . .	82
3.24	Andamento della forza dovuta all'end-effect con e senza ottimizzazione	82
3.25	a) Configurazione quasi-Halbach b) Configurazione Halbach . . . . .	84
3.26	Sezione della struttura di riferimento per la valutazione tecnico-economica dei magneti impiegabili . . . . .	89
3.27	Flusso concatenato - Fase A - Tutti i tipi . . . . .	91
3.28	Tensioni indotte - Fase A - Tutti i tipi . . . . .	91
3.29	Correnti statoriche - Fase A - Tutti i tipi . . . . .	92
3.30	Forza sul traslatore - Tutti i tipi . . . . .	93
3.31	Perdite nel ferro - Tutti i tipi . . . . .	93
3.32	Tensioni sul carico - Fase A - Tutti i tipi . . . . .	94
3.33	Banco di misura per la caratterizzazione dei magneti . . . . .	96
3.34	Sistema di riferimento per le misure per la caratterizzazione dei magneti	97

3.35	Induzione magnetica $B$ dei dischi all'altezza di 0mm . . . . .	98
3.36	Induzione magnetica $B$ dei dischi all'altezza di 15mm . . . . .	99
3.37	Banco di misura per la caratterizzazione dei magnati . . . . .	100
3.38	Confronto tra le forze di cogging dei tre casi esaminati . . . . .	100
3.39	Confronto tra le forze dovute all'end-effect nei tre casi esaminati . . .	101
3.40	Schema a stella, configurazione doppio strato con passo accorciato a 5/6 . . . . .	104
3.41	schema doppio strato passo accorciato 5/6 . . . . .	105
3.42	Risultati simulazione FEA per la configurazione a passo pieno . . . .	105
3.43	Risultati simulazione FEA per la configurazione doppio strato, a stella con passo accorciato 5/6 . . . . .	106
3.44	Risultati simulazione FEA per la configurazione doppio strato, a doppia stella con passo accorciato 5/6 . . . . .	106
4.1	Lamierini del pacco statorico del prototipo realizzato . . . . .	108
4.2	Foto dei lamierini utilizzati . . . . .	108
4.3	Foto dello statore del prototipo . . . . .	109
4.4	Foto dei dischi in ferrite utilizzati . . . . .	110
4.5	Schema del traslatore completo . . . . .	112
4.6	Foto delle bobine utilizzate . . . . .	113
4.7	Foto piastra dei collegamenti frontali . . . . .	113
4.8	Rappresentazione schematica dei collegamenti frontali . . . . .	114
4.9	Prototipo completo . . . . .	115
4.10	Circuito magnetico del TLPMG . . . . .	116
4.11	Diagramma fasoriale di un PMLA. . . . .	118
5.1	Schede di acquisizione NI 9215 . . . . .	121
5.2	Interfaccia per le schede di acquisizione . . . . .	121
5.3	Sensori di corrente . . . . .	122

5.4	Schema elettrico del circuito per la misura della corrente di una fase statorica . . . . .	124
5.5	Schema elettrico del circuito per la misura della tensione di una fase statorica . . . . .	125
5.6	Foto dei circuiti di misura delle correnti e delle tensioni . . . . .	126
5.7	Sensore di posizione lineare a filo . . . . .	127
5.8	Caratteristica del sensore di posizione . . . . .	128
5.9	Schema elettrico del circuito di alimentazione . . . . .	129
5.10	Foto della scheda di alimentazione . . . . .	130
5.11	Foto del sistema di carrucole . . . . .	131
6.1	Posizione del traslatore Prova a vuoto 1 . . . . .	134
6.2	Velocità del traslatore Prova a vuoto 1 . . . . .	135
6.3	Accelerazione del traslatore Prova a vuoto 1 . . . . .	135
6.4	Tensioni statoriche Prova a vuoto 3 . . . . .	136
6.5	Posizione del traslatore Prova a vuoto 3 . . . . .	137
6.6	Velocità del traslatore Prova a vuoto 3 . . . . .	137
6.7	Accelerazione del traslatore Prova a vuoto 3 . . . . .	138
6.8	Tensioni statoriche Prova a vuoto 3 . . . . .	138
6.9	Posizione del traslatore Prova a carico 1 . . . . .	139
6.10	Velocità del traslatore Prova a carico 1 . . . . .	140
6.11	Accelerazione del traslatore Prova a carico 1 . . . . .	140
6.12	Tensione su una fase statorica Prova a carico 1 . . . . .	141
6.13	Corrente su una fase statorica Prova a carico 1 . . . . .	141
6.14	Posizione del traslatore Prova a carico 3 . . . . .	142
6.15	Velocità del traslatore Prova a carico 3 . . . . .	143
6.16	Accelerazione del traslatore Prova a carico 3 . . . . .	143
6.17	Tensione su una fase statorica Prova a carico 3 . . . . .	144
6.18	Corrente su una fase statorica Prova a carico 3 . . . . .	144

# Capitolo 1

## L'energia dal moto ondoso

### 1.1 Sistemi di estrazione dell'energia dal moto ondoso

Le onde del mare, come tutte le onde meccaniche, trasportano energia. Al passaggio di un'onda, le particelle d'acqua sono interessate da alterazioni di energia cinetica e potenziale che macroscopicamente si traducono in variazioni di pressione sulla superficie del mare o variazioni sul livello dell'acqua. La recente esigenza di sfruttare le fonti di energia rinnovabili ha consentito lo sviluppo di una grande varietà di dispositivi per l'estrazione di energia dalle onde marine, sfruttando una o più, delle variazioni in ingresso al dispositivo. Sono inclusi anche dei dispositivi che catturano l'acqua sulla cresta dell'onda, e consentono il suo ritorno al valore medio o alla depressione, dopo l'estrazione dell'energia potenziale. La *Commissione Oceanica delle Risorse per l'ingegneria* (2003) ha descritto oltre 40 dispositivi aventi uno stadio di "sviluppo avanzato". Di questi, oltre un terzo sono, o sono stati, "operativi", ma solo come prototipi. I dispositivi per lo sfruttamento energetico da moto ondoso non hanno ancora raggiunto l'ampia diffusione dei dispositivi eolici o del fotovoltaico. Nel seguito di questo paragrafo, si descriveranno in modo generico



i campioni rappresentativi dei dispositivi di estrazione di energia a partire dal moto ondoso[29].

### Dispositivi a colonna d'acqua oscillante

Quando un'onda attraversa una cavità aperta parzialmente sommersa sott'acqua, Figura 1.1, una colonna d'acqua oscilla verticalmente nella cavità [27] [28]. Questo

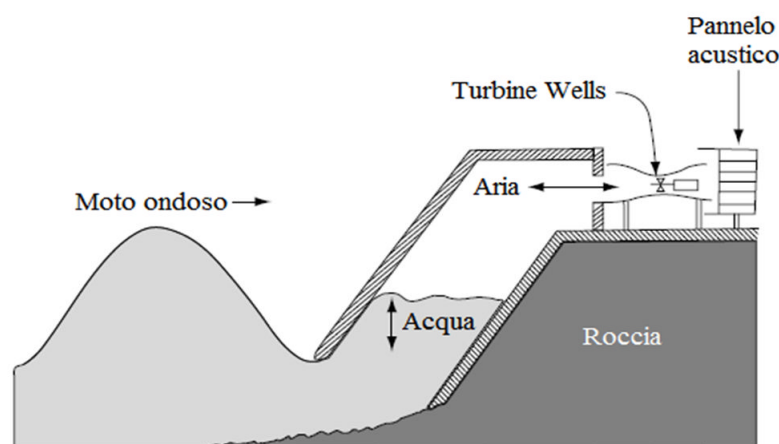


Figura 1.1. Schema di un sistema di alimentazione d'onda sulla costa, con colonna d'acqua oscillante

può indurre un moto oscillatorio nell'aria sopra la colonna, che può essere connessa all'atmosfera attraverso una turbina ad aria. L'oscillazione della colonna d'aria viene convertita in energia meccanica utilizzando una turbina di *Wells*, quindi in energia elettrica da un alternatore; tali turbine, una volta avviate, girano nella stessa direzione, indipendentemente dalla direzione del fluido. Il primo dispositivo, seppur di piccola potenza, di questo tipo è stato sviluppato dal professore *Trevor Whittaker* e il suo team, della *Queens University di Belfast* e installato sull'isola scozzese di Islay per diversi anni. Sulla base di questa esperienza, un dispositivo di 500kW più grande, chiamato "LIMPET" (Land Installed Marine Powered Energy Transformer), è stato installato su Islay nel 2000, utilizzando tecniche di costruzione robuste e

adattabili anche per altri siti. Un vantaggio dell'utilizzo di una colonna d'acqua oscillante, per l'estrazione di energia è che la velocità dell'aria aumenta per lenta riduzione della sezione trasversale del canale via via che ci si avvicina alla turbina. Ciò consente di ottenere velocità di rotazione elevate della turbina a partire dal lento movimento delle onde senza l'ausilio di ingranaggi meccanici. Un altro vantaggio è che il generatore elettrico è dislocato lontano dalla colonna di acqua salina. La forma e dimensioni della cavità d'aria determinano la risposta in frequenza del sistema. In linea di principio, l'efficienza del sistema è notevolmente superiore se tali dispositivi permettono la regolazione della frequenza di funzionamento su un ampio spettro di frequenze d'onda marina, utilizzando cavità multiple o rilevatori d'onda che stimano (feed-forward) le informazioni e regolano di conseguenza la forma della cavità e il passo della turbina.

La maggior parte degli odierni dispositivi (seconda generazione) sono *OWC* (Oscillating Water Column). Tali dispositivi vengono solitamente dislocati sulla costa (shore-line) e sono sostanzialmente simili al Limpet. Tuttavia, il meccanismo *OWC* è posizionato anche lontano dalla costa (off-shore) o addirittura sul fondo del mare. Esempio di impiego di queste tecnologie sono *l'Osprey*, che opera vicino la costa al largo delle isole di Orkney (Scozia); la *Japanese Whale*, Figura 1.2, che opera invece sul fondo del mare.

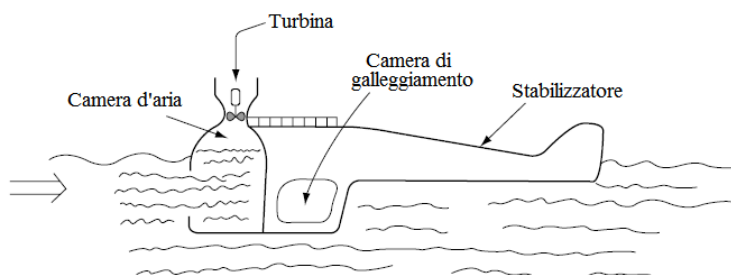


Figura 1.2. Il dispositivo Whale. Un prototipo di un sistema a energia d'onda galleggiante realizzato al largo della baia di Gokasho, in Giappone nel 1998. Il dispositivo è lungo 50m e ha una potenza di 120kWe.

L'OWC utilizza materiale leggero in modo da permettere il suo galleggiamento, e prevede numerosi cavi che lo mantengono ad un'altezza costante. All'interno del dispositivo è presente una colonna d'aria che oscilla al passaggio dell'onda. L'energia viene estratta dall'oscillazione dell'aria tramite una turbina che a sua volta trasferisce energia al generatore. L'impatto ambientale del convertitore è basso; il sistema, infatti, non interferisce con il fondale o con la spiaggia. La manutenzione è bassa poiché tutte le componenti critiche sono collocate fuori dall'acqua riducendo notevolmente la corrosione. La fabbricabilità è buona. Inoltre il sistema può essere prefabbricato e non necessita di una struttura sul fondale. Fanno parte dei convertitori a colonna oscillante anche i *Sperboy* (Figura 1.3). Questi convertitori off-shore prevedono una struttura galleggiante con una colonna chiusa e sommersa. Sulla cima della boa è alloggiato tutto l'impianto composto da turbine, generatori e

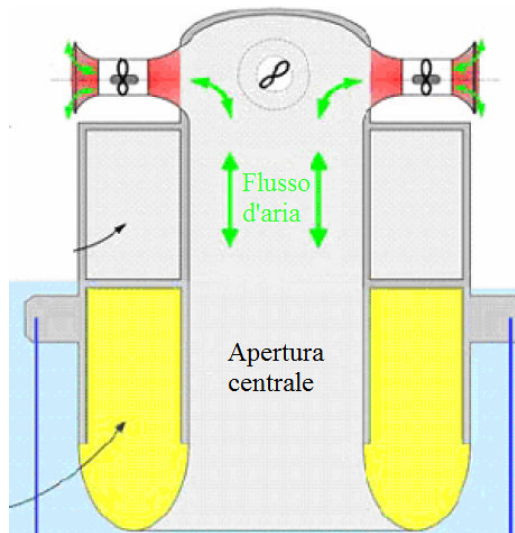


Figura 1.3. Sperboy

elementi vari.

## Dispositivi a profilo d'onda

Questa classe di dispositivi galleggiano sopra o vicino la superficie del mare muovendosi in risposta alla forma d'onda piuttosto che allo spostamento verticale dell'acqua. E' necessario un design ingegnoso per estrarre energia utilizzabile dal movimento. Il *Pelamis*, in Figura 1.4, è una struttura articolata semi sommersa, che si dispone come un "serpente" allineato quasi frontalmente alle alte onde in arrivo. Il dispositivo è costituito da sezioni cilindriche collegate da giunti a cerniera, e si muove in direzione verticale e orizzontale al passaggio dell'onda.



Figura 1.4. Schema del dispositivo ad energia d'onda Pelamis, in vista laterale. Il movimento delle cerniere produce l'energia idraulica per alimentare i generatori elettrici. Il dispositivo è liberamente ormeggiato sul fondo con delle funi

I cilindri idraulici integrati nelle giunture tra gli elementi assorbono tali movimenti e li trasmettono, mediante un sistema idraulico, a sei generatori elettrici. La singola struttura è composta generalmente da cinque elementi congiunti, ha un diametro di 3,5 m, è lunga 150 metri, ed è in grado di produrre la potenza di 750 kW. Più moduli possono essere collegati in parallelo attraverso un lungo cavo ombelicale che raccoglie tutta l'energia prodotta e la immette nella rete elettrica.

Ogni Pelamis è ancorato da un sistema che le permette di oscillare sulle onde. Un prototipo di 750kW, lungo 120m e avente un diametro di 3,5 m, è stato installato nel 2004 al largo dell'isola principale delle Orcadi, nella Scozia settentrionale. Il dispositivo è dotato di sistemi di protezione che intervengono per onde troppo forti al fine di migliorare la sua longevità.

### Dispositivi con boe di sollevamento

Si tratta di una boa connessa ad un lungo tubo verticale dotato di una valvola di controllo nella parte inferiore, Figura 1.5. Quando un'onda solleva il dispositivo, l'acqua nel tubo è accelerata verso l'alto, poiché non può fuoriuscire attraverso la valvola di ritegno. Durante l'allontanamento dell'onda, il tubo accelera verso il basso contro il movimento dell'acqua interna, creando una notevole pressione idraulica. L'acqua può fuoriuscire attraverso la parte superiore azionando una turbina che a sua volta mette in moto un generatore elettrico. Contemporaneamente, altra acqua entra attraverso la valvola di ritegno.

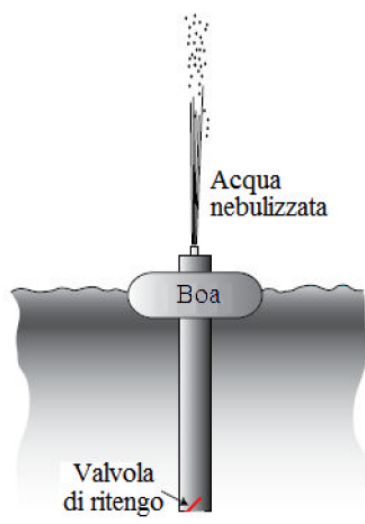


Figura 1.5. Boa di sollevamento

Sia  $A$  la sezione trasversale del tubo,  $L$  la sua lunghezza,  $\delta$  la densità dell'acqua, e  $\gamma$  l'accelerazione di picco del tubo. La massa d'acqua nel tubo è  $M = \delta AL$ , e la forza risultante è  $F = \gamma \delta AL$ . La pressione corrispondente (quando il tubo è accelerato verticalmente) è  $p = \gamma \delta L$ . Questa tecnologia è molto recente, ma sono stati realizzati diversi progetti, come quelli prodotti dalla *Ocean Power Technologies* che verranno inseriti al largo della costa dell'Oregon vicino Reedsport.

L'impianto sarà la prima centrale elettrica ad onda a scala commerciale negli USA (Figura 1.6).

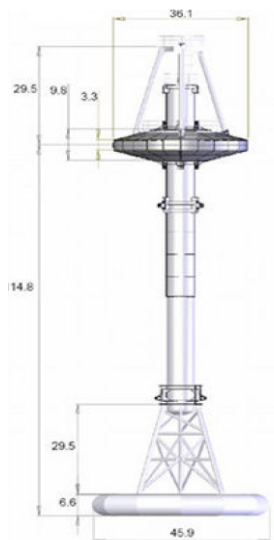


Figura 1.6. Boa di potenza PB150, della Ocean Power Technolgies. Le quote sono espresse in piedi.

Produrrebbe una potenza di 1,5 MW, (150 kW per boa). Secondo l'OPT, ulteriori integrazioni potrebbero un giorno portare la potenza installata fino a 50 MW. Un impianto da 10 MW richiede solo 3 ettari (30.000  $m^2$ ) di spazio marino.

Un altro dispositivo facente uso di boe galleggianti è "*Archimedes Wave Swing*", in Figura 1.7.

Questo è ancorato sul fondo ma in grado di galleggiare grazie ad una camera cilindrica, di diametro pari a 9.5 m, riempita d'aria; quest'ultima rappresenta anche l'elemento oscillante che raccoglie il moto ondoso. Attraverso fasi di compressione e decompressione, l'aria determina una variazione nel galleggiamento rispetto al basamento fisso sul fondo, questo movimento è trasmesso ad un generatore elettrico lineare.

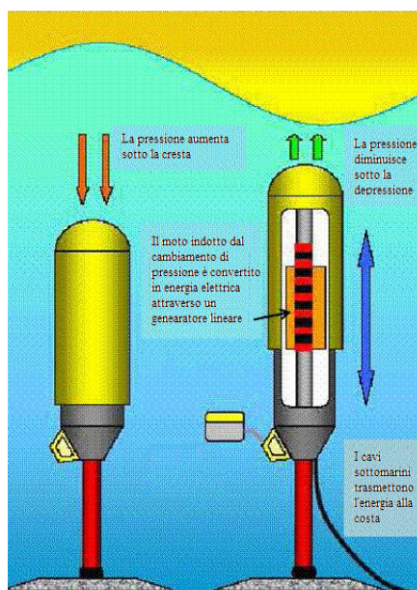


Figura 1.7. Archimedes Wave Swing

La potenza generata può arrivare anche a 1,2 MW se sono presenti diversi dispositivi galleggianti collegati in parallelo. Il costo oscilla tra i 4 e i 6 milioni di dollari.

### Convertitori a tracimazione

La Wave Dragon ApS in origine era una società danese che ha trasferito il suo centro operativo in Galles. Essa ha sviluppato un convertitore di energia d'onda abbastanza semplice (Figura 1.8).

Esso è costituito da un grande bacino galleggiante disposto pochi metri sul livello del mare. Le onde vengono concentrate da due bracci riflettori su una rampa ascendente che le guida fino al bacino. Quando l'acqua risale verso il mare aziona delle turbine Kaplan. Queste sono accoppiate meccanicamente con dei generatori che producono energia elettrica. Il principale vantaggio di questi dispositivi consiste nell'assenza di parti in movimento (a parte le turbine). Questi dispositivi, inoltre,

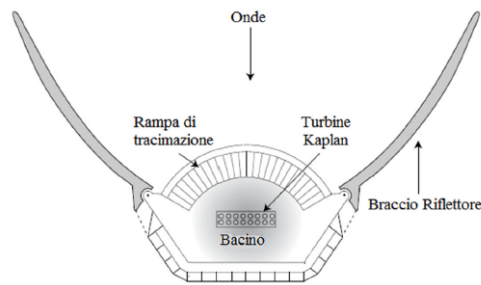


Figura 1.8. Il Wave Dragon

resistono a forti raffiche di vento e alle grandi onde che scorrono sopra l'installazione. Un prototipo di 57m di lunghezza d di 20kW di potenza nominale è in funzione dal marzo 2003. L'impatto ambientale è molto basso ma il sistema necessita di un ancoraggio che resista alle deformazioni. L'unico svantaggio è il rapporto massa-potenza: il prototipo proposto di 4 MW e 300 metri di larghezza pesa oltre 30.000 tonnellate. Un Wave Dragon di 7-MW è stato installato la largo di Pembrokeshire nel 2008. I bracci riflettori intercettano un fronte d'onda di 300m e canalizzano l'acqua su una rampa larga 140m. In Figura 1.9 è riportato lo schema del sistema Tapchan di 350 kW installato con successo in Norvegia nel 1985.

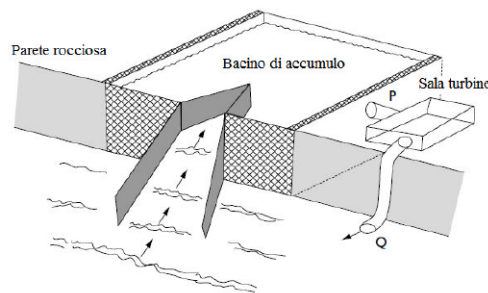


Figura 1.9. Schema del sistema di estrazione d'onda Tapchan in Norvegia. Le onde scorrono oltre la sommità della guida d'onda rastremata, per finire nel bacino di accumulo. L'acqua scorre dal tubo P nella parte superiore del serbatoio, attraverso un convenzionale generatore idroelettrico a bassa caduta, e ritorna a mare attraverso Q



In questo particolare progetto, le onde sono incanalate attraverso una guida d'onda rastremata, le cui pareti di cemento raggiungono i 2-3m al di sopra del livello medio del mare. Questo permette alle onde più grandi di sovrastare il muro iniziale, mentre le onde più piccole aumentano in altezza risalendo il canale, in modo che la maggior parte di queste riescono a sovrastare le pareti, alimentando il bacino di accumulo. La maggior parte del progetto è stato realizzato in una gola naturale, all'interno di una parete rocciosa. Questa caratteristica ha permesso al sistema di resistere a diverse tempeste, nei suoi 5 anni di funzionamento. Il sito deve avere le seguenti caratteristiche per accogliere un tale tipo di sistema:

- onde persistenti a grande contenuto medio di energia;
- acqua profonda in prossimità della riva, in modo che l'energia delle onde in arrivo non venga dissipata;
- piccola escursione di marea ( $< 1$ );
- costruzione economica del bacino di accumulo, ad esempio sfruttando le caratteristiche naturali locali;

### **Seawave Slot-Cone Generator**

L'SSG è un convertitore costituito da tre serbatoi posti uno sopra l'altro, Figura 1.10. L'acqua, per tracimazione, viene raccolta nei serbatoi e fatta scorrere attraverso una turbina multistadio che alimenta un sistema di alternatori che permettono quindi la produzione di energia elettrica. La struttura a tre livelli garantisce elevata efficienza e la generazione continua di energia; infatti consente di raccogliere sia onde di elevata dimensione, che creano la maggior parte dell'energia, sia onde piccole, che permettono la produzione continua di energia. Gli ideatori del sistema lo ritengono anche idoneo ad essere installato anche su strutture offshore, come piattaforme petrolifere in disuso (John Twidell, 2006).

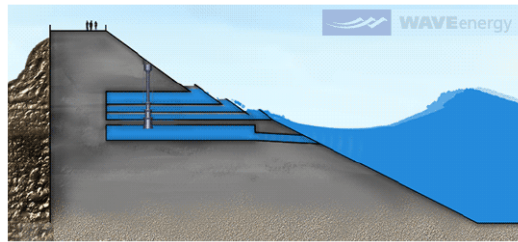


Figura 1.10. Il Seawave Slot-Cone Generator. In figura si vedono i tre serbatoi e la turbina multistadio per la produzione di energia elettrica

L'impatto ambientale è alto se è costruito a riva, basso se è costruito a largo; a riva infatti, occupa completamente la spiaggia sulla quale è installato. Gli oneri per manutenzione non sono ingenti perché il sistema utilizza tecnologie idrauliche ben sperimentate e tutte le componenti sono facilmente accessibili. Le realizzazioni sono complicate poiché richiedono un'ampia struttura. Il sistema è inoltre limitato ai siti con ripide discese che si affacciano su acque profonde (Wave Energy, 2005).

### **Generatore lineare connesso a una boa galleggiante**

Questo sistema di estrazione di potenza ad azionamento diretto è molto semplice. Presenta un generatore elettrico lineare [13] e la parte mobile del dispositivo (traslatore) solidali senza sistemi meccanici intermedi. Il sistema più semplice utilizza una boa galleggiante, collegata al traslatore del generatore lineare, che oscilla con il moto ondoso del mare (Mueller, 2003); lo statore è ancorato sul fondo marino (Figura 1.11).

Il sistema è meccanicamente semplice con poche parti in movimento; si inserisce una molla tra il traslatore e il fondo marino per ripristinare la posizione del traslatore. Tra il generatore e la rete AC/DC vi sono dei convertitori come mostrato in Figura 1.12.

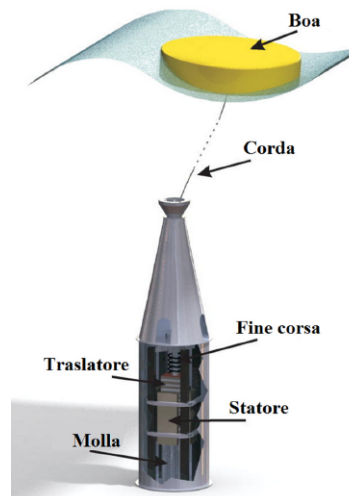


Figura 1.11. Convertitore di energia da moto ondoso costituito da un generatore lineare e una boa

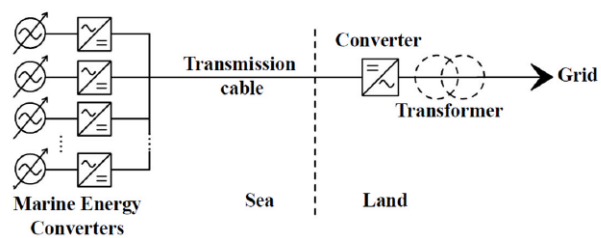


Figura 1.12. Sistema elettrico del convertitore di potenza ad azionamento diretto.

Attraverso l'ottimizzazione della forma e del funzionamento della boa si può ottenere un rendimento del 90% (Loránd Szabó, 2007). Nella seguente tesi si studia il generatore lineare tubolare a magneti permanenti impiegato dal seguente convertitore e dall'Archimedes Wave Swing.

## 1.2 Fisica del moto ondoso

### 1.2.1 Premesse

I dispositivi prima illustrati sfruttano il moto ondoso per la produzione di energia elettrica, appare quindi opportuno illustrare la fisica del moto ondoso. Il lancio di un oggetto sulla superficie di un bacino d'acqua crea delle onde circolari che, partendo da un epicentro, si espandono fino a raggiungere i confini del bacino. Se esaminassimo il moto di un oggetto galleggiante sul bacino in esame, quando è attraversato dalle onde circolari, ci accorgeremmo che questo si muove verticalmente e orizzontalmente rispetto la sua posizione iniziale, non subendo nessuno spostamento netto dal o verso il punto in cui il sasso colpisce l'acqua. Lo stesso comportamento hanno tutte le molecole di acqua presenti nel bacino. Si conclude che l'onda si muove dal punto di origine della perturbazione verso i confini del bacino, ma l'acqua non è trasportata da essa. Se ne deduce quindi la caratteristica fondamentale del moto ondoso: l'energia viene trasferita su una distanza, ma la materia resta ferma.

### 1.2.2 Onde sinusoidali

Supponiamo di fare oscillare di moto armonico un ago a cui è connessa una fune. La Figura 1.13 rappresenta diverse istantanee dell'onda creata in questo modo a intervalli di  $T/4$ . Poiché l'estremità dell'ago oscilla in moto armonico semplice, ogni elemento della corda, come quello in P, oscilla in questo modo. Pertanto, ogni elemento della corda si può trattare come un semplice oscillatore armonico vibrante con una frequenza pari alla frequenza di oscillazione dell'ago. Si noti che mentre ciascun elemento oscilla nella direzione  $y$ , l'onda si sposta verso destra nella direzione  $+x$  a velocità  $v$ . Questa è la definizione di onda trasversale.

Se si definisce  $t = 0$  come l'istante di osservazione rappresentato in Figura 1.13a, la funzione d'onda si può scrivere come:

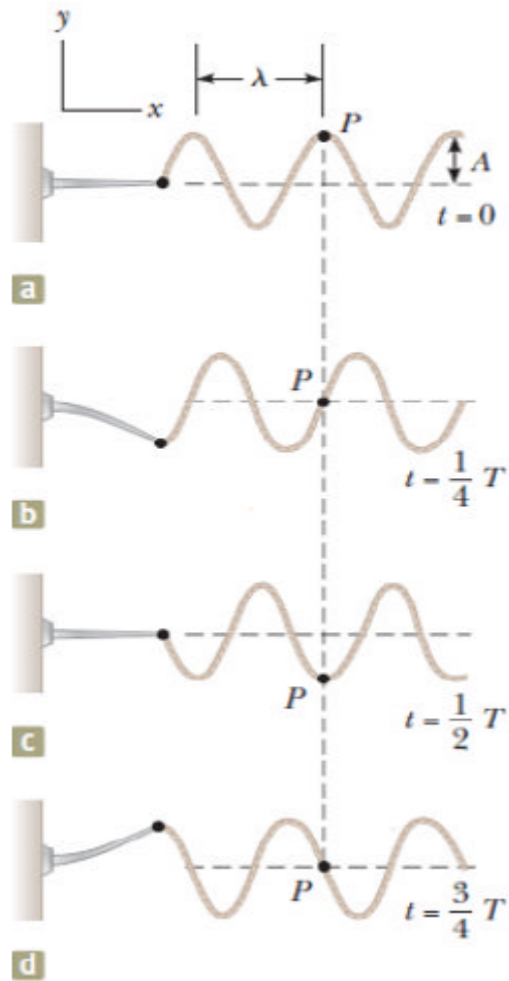


Figura 1.13. Modello per la produzione di un'onda sinusoidale su una corda. L'estremità sinistra è connessa ad un ago oscillante. Ogni elemento della corda, come l'elemento  $P$  oscilla con un moto armonico semplice in direzione verticale

$$y = A \sin(kx - \omega t)$$

Si può utilizzare questa espressione per descrivere il moto di qualsiasi elemento della corda. Un elemento nel punto  $P$  (o qualsiasi altro elemento della corda) si sposta solo verticalmente, e quindi la sua coordinata  $x$  rimane costante. Pertanto, la

velocità trasversale  $v_y$  (da non confondere con la velocità d'onda  $v$ ) e l'accelerazione trasversale  $a_y$  degli elementi della corda sono:

$$v_y = \left. \frac{dy}{dt} \right]_{x=\text{costante}} = \frac{\partial y}{\partial t} = -\omega A \cos(kx - \omega t) \quad (1.1)$$

$$a_y = \left. \frac{dv_y}{dt} \right]_{x=\text{costante}} = \frac{\partial v_y}{\partial t} = -\omega^2 A \sin(kx - \omega t) \quad (1.2)$$

Queste espressioni incorporano derivate parziali perché  $y$  dipende sia da  $x$  sia da  $t$ . Nell'operazione, per esempio, si esegue la derivata rispetto  $t$  mantenendo costante  $x$ . Le massime ampiezze della velocità e dell'accelerazione trasversale sono semplicemente i valori assoluti dei coefficienti delle funzioni seno e coseno:

$$v_{y,max} = \omega A \quad (1.3)$$

$$a_{y,max} = \omega^2 A \quad (1.4)$$

La velocità e l'accelerazione trasversale degli elementi della corda non raggiungono i valori massimi contemporaneamente. La velocità trasversale raggiunge il suo valore massimo ( $\omega A$ ) quando  $y = 0$ , mentre l'accelerazione raggiunge il suo valore massimo ( $\omega^2 A$ ) quando  $y = \pm A$ .

### 1.2.3 La velocità dell'onda

Una caratteristica del comportamento delle onde meccaniche lineari è che la velocità dell'onda dipende solo dalle proprietà del mezzo attraverso cui l'onda si sposta. Onde per cui l'ampiezza  $A$  è piccola rispetto alla lunghezza d'onda  $\lambda$  si possono rappresentare come onde lineari. In questo paragrafo, si determina la velocità di un'onda trasversale che si propaga su una corda tesa. Si usi un'analisi meccanica per ricavare l'espressione della velocità di un impulso che viaggia su una corda tesa in cui viene applicata una tensione  $T$ . Si consideri un impulso che si muove verso destra

con velocità uniforme  $v$ , misurata rispetto ad un sistema di riferimento stazionario e inerziale (rispetto alla Terra) come illustrato in Figura 1.14a.

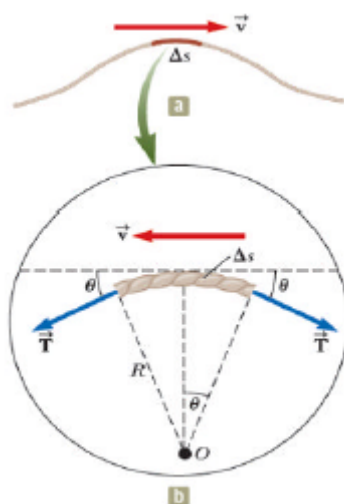


Figura 1.14. (a) sistema di riferimento terrestre (b) Sistema di riferimento che si muove verso destra insieme all'impulso.

Le leggi di Newton sono valide in ogni sistemi di riferimento di questo tipo. In seguito, si osservi questo impulso da un diverso sistema di riferimento inerziale, che si muove insieme all'impulso e alla stessa velocità, come in Figura 1.14b. In questo sistema di riferimento, l'impulso rimane fisso e ogni elemento della corda si muove verso sinistra attraverso la forma dell'impulso. Un elemento molto corto della stringa, di lunghezza  $\Delta s$ , forma un arco approssimato di raggio  $R$ , come illustrato nella vista ingrandita in Figura 1.14b. Nel sistema di riferimento in movimento, l'elemento della corda si sposta verso sinistra a velocità  $v$ . Si può modellizzare l'elemento della corda come un punto in moto circolare uniforme, mentre viaggia attraverso l'arco. Questo elemento ha un'accelerazione centripeta di  $v^2/R$  che è fornita dai componenti della forza  $\vec{T}$  la cui intensità è la tensione nella corda. La forza  $\vec{T}$  agisce su ciascun lato dell'elemento, tangente all'arco. Le componenti orizzontali di  $\vec{T}$  si annullano, ed ogni componente verticale  $T \sin \theta$  agisce verso il basso. L'intensità

della forza radiale totale sull'elemento dunque, è  $2T \sin\Theta$ . Poiché l'elemento è piccolo,  $\Theta$  è piccolo e si può approssimare  $\sin\Theta \approx \Theta$ . Pertanto, l'intensità della forza radiale totale risulta:

$$F_r = 2T \sin\Theta \approx 2T\Theta$$

L'elemento di massa  $m\mu = \Delta s$ , dove  $\mu$  è la massa per unità di lunghezza della stringa. Poiché l'elemento è parte di un cerchio e sottende un angolo di  $2\Theta$  al centro,  $\Delta s = R(2\Theta)$ , e

$$m = \mu\Delta s = 2\mu R\Theta$$

L'elemento della corda è modellizzato come una particella in cui vi è applicata una forza netta. Pertanto, applicando la seconda legge di Newton a questo elemento nella direzione radiale si ottiene:

$$F_r = \frac{mv^2}{R} \rightarrow 2T\Theta = \frac{2\mu R\Theta v^2}{R} \rightarrow T = \mu v^2$$

Risolviendo per  $v$  si ottiene

$$v = \sqrt{\frac{T}{\mu}} \tag{1.5}$$

Si noti che questa derivazione si basa sul presupposto che l'altezza dell'impulso è piccola rispetto alla sua lunghezza. Facendo quest'assunzione, è stato possibile approssimare  $\sin\Theta \approx \Theta$ . Inoltre, il modello presuppone che la tensione  $T$  non è influenzata dalla presenza dell'impulso, quindi  $T$  è la stessa in tutti i punti dell'impulso. Infine, questa prova non presuppone alcuna particolare forma per l'impulso. Si può dunque terminare, dicendo che un impulso di qualsiasi forma si propaga sulla corda con velocità  $v = \sqrt{T/\mu}$ , senza alcuna variazione nella forma.

### 1.2.4 Quantità di energia trasferita dalle onde sinusoidali

Le onde trasportano energia attraverso il mezzo durante la propagazione. Ad esempio, si supponga che un oggetto sia appeso su una corda tesa e le viene inviato un impulso verso il basso, come in Figura 1.15a.



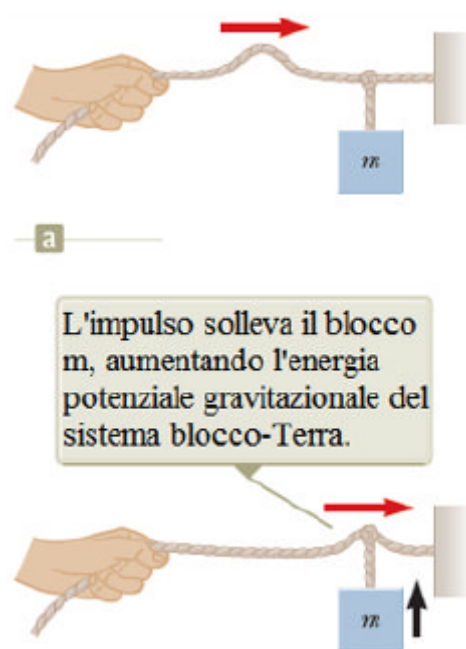


Figura 1.15. (a) Un impulso si muove verso destra su una corda tesa, trasportando energia su di essa. (b) L'energia dell'impulso arriva al blocco appeso

Quando l'impulso incontra l'oggetto sospeso, questo viene momentaneamente spostato verso l'alto, come in Figura 1.15b. Nel processo, l'energia viene trasferita all'oggetto e si ha un aumento di energia potenziale gravitazionale del sistema oggetto-Terra. In questo paragrafo si esamina la quantità di energia che si sposta lungo la corda. Il calcolo dell'energia trasferita verrà eseguito con un'onda sinusoidale unidimensionale. Si consideri un'onda sinusoidale che viaggia su una corda (Figura 1.16).

La fonte di energia è rappresentata da un agente esterno, posto all'estremità sinistra della corda. Si può considerare questa come un sistema non isolato. Quando l'agente esterno compie lavoro sull'estremità della corda, muovendosi su e giù, l'energia entra nel sistema e si propaga lungo la sua lunghezza. Si consideri un elemento infinitesimo della corda di lunghezza  $dx$  e di massa  $dm$ . Ciascuno di tali elementi oscilla

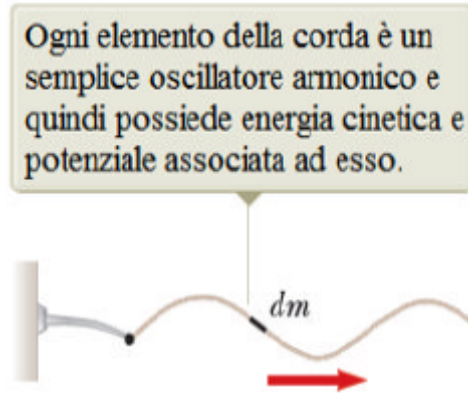


Figura 1.16. Un'onda sinusoidale si propaga lungo l'asse  $x$  su una corda tesa

verticalmente con la sua posizione descritta dall'equazione  $x(t) = A\cos(\omega t + \Phi)$ . Pertanto, si può modellizzare ogni elemento della stringa come una particella in moto armonico semplice, con oscillazione nella direzione  $y$ . Tutti gli elementi hanno la stessa frequenza angolare  $\omega$  e la stessa ampiezza  $A$ . L'energia cinetica  $K$  associata ad una particella in movimento è  $K = \frac{1}{2}mv^2$ . Applicando questa equazione all'elemento infinitesimo, l'energia cinetica  $dK$  associata al moto verticale verso l'alto e il basso, di questo elemento è:

$$dK = \frac{1}{2}(dm)v_y^2$$

dove  $v_y$  è la velocità trasversale dell'elemento. Se  $\mu$  è la massa per unità di lunghezza della corda, la massa  $dm$  dell'elemento di lunghezza  $dx$  è uguale a  $\mu dx$ . Quindi si può esprimere l'energia cinetica di un elemento della corda come

$$dk = \frac{1}{2}(\mu dx)v_y^2. \quad (1.6)$$

Sostituendo la velocità trasversale di un elemento del mezzo con l'Eq. 1.1 si ottiene

$$dK = \frac{1}{2}\mu[-\omega A\cos(kx - \omega t)]^2 dx = \frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \cos^2(kx - \omega t) dx$$

Se si scatta un'istantanea dell'onda all'istante  $t=0$ , l'energia cinetica di un dato elemento è

$$dK = \frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \cos^2 kx dx$$

Integrando questa espressione lungo tutti gli elementi della corda in una lunghezza d'onda dell'onda si ottiene la totale energia cinetica  $K_\lambda$  in una lunghezza d'onda:

$$\begin{aligned} K_\lambda &= \int dK = \int_0^\lambda \frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \cos^2 kx dx = \frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \int_0^\lambda \cos^2 kx dx = \\ &= \frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \left[ \frac{1}{2}x + \frac{1}{4k} \sin 2kx \right]_0^\lambda = \frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \left[ \frac{1}{2}\lambda \right] = \frac{1}{4}\mu\omega^2 A^2 \lambda \end{aligned}$$

Oltre all'energia cinetica, c'è l'energia potenziale associata a ciascun elemento della corda a causa del loro spostamento dalla posizione di equilibrio e delle forze di ripristino dagli elementi nell'intorno. Un'analisi simile a quella sopra riportata per l'energia potenziale totale  $U_\lambda$ , in una lunghezza d'onda, fornisce esattamente lo stesso risultato:

$$U_\lambda = \frac{1}{4}\mu\omega^2 A^2 \lambda$$

L'energia totale in una lunghezza d'onda è la somma del potenziale e delle energia cinetica:

$$E_\lambda = U_\lambda + K_\lambda = \frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \lambda \quad (1.7)$$

Durante la propagazione dell'onda lungo la corda, questa quantità di energia attraversa un dato punto sulla stringa durante l'intervallo di tempo di un periodo di oscillazione. Pertanto, la potenza  $P$ , o quantità di energia trasferita  $T_{MW}$  associata all'onda meccanica è:

$$P = \frac{T_{MW}}{\Delta t} = \frac{E_\lambda}{T} = \frac{\frac{1}{2}\mu\omega^2 A^2 \lambda}{T} = \left( \frac{\lambda}{T} \right) \quad (1.8)$$

$$P = \frac{1}{2} \mu \omega^2 A^2 v \quad (1.9)$$

L'Eq. 1.9 mostra che la quantità di energia trasferita da un'onda sinusoidale su una corda è proporzionale a (a) il quadrato della frequenza, (b) il quadrato dell'ampiezza, e (c) la velocità d'onda. Difatti la quantità di energia trasferita in ogni onda sinusoidale è proporzionale al quadrato della frequenza angolare e al quadrato dell'ampiezza.

## 1.3 Onde marine

### 1.3.1 Il moto ondoso

La maggior parte dei dispositivi di energia d'onda sono progettati per estrarre energia in acque profonde, cioè quando la profondità media del fondale marino è maggiore di circa metà lunghezza d'onda  $\lambda$ . Ad esempio, un'onda marina media per la produzione dovrebbe avere una lunghezza d'onda di circa 100m, ampiezza circa 3m, e dovrebbe comportarsi come un'onda marina in acqua profonda a una profondità del fondale maggiore di circa 30m. La Figura 1.17a illustra il moto delle particelle d'acqua in un'onda di acque profonde. Il moto della particella circolare ha un'ampiezza che decresce esponenzialmente con la profondità e diventa trascurabile per  $D > \lambda/2$ . In acque più basse, Figura 1.17b, il moto diventa ellittico e il movimento dell'acqua è contrario al fondo del mare, producendo dissipazione di energia.

Le proprietà delle onde in acque profonde sono caratteristiche, e si possono riassumere come segue:

1. Le onde superficiali sono insiemi di onde sinusoidali ininterrotte di lunghezza d'onda, fase e direzione irregolare.

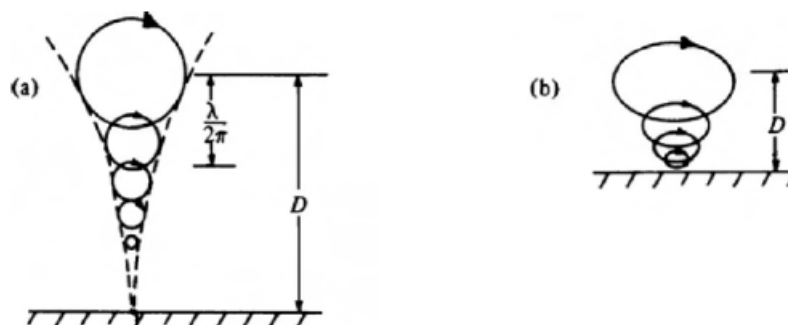


Figura 1.17. Moto della particella nelle onda d'acqua. (a) Moto circolare delle particelle d'acqua in acque profonde. (b) Moto ellittico delle particelle d'acqua in acque basse.

2. Il moto di ogni particella d'acqua è circolare. Anche se la forma della superficie dell'onda mostra una progressione precisa, ciò non accade per le particelle d'acqua.
3. L'acqua in superficie rimane in superficie.
4. Le ampiezze dei moti delle particelle d'acqua decrescono esponenzialmente con la profondità. Ad una profondità di  $\lambda/2\pi$  sotto la posizione superficiale media, l'ampiezza si riduce a  $1/e$  dell'ampiezza di superficie. Alla profondità di  $\lambda/2$  il moto è trascurabile, essendo inferiore al 5% del moto di superficie
5. L'ampiezza dell'onda superficiale  $a$  è indipendente dalla lunghezza  $\lambda$ , velocità  $v$  e periodo  $T$  d'onda, ma dipende dalla storia precedente del vento sopra la superficie. Tuttavia è raro che l'ampiezza sia superiore a un decimo della lunghezza d'onda.

Il modello matematico delle onde marine è abbastanza complesso ma noto in letteratura (Coulson, 1997). Per le onde che si propagano in acque profonde, l'attrito, la tensione superficiale e le forze inerziali sono piccole rispetto alle due forze dominanti di gravità e di moto circolare. Come risultato, la superficie dell'acqua assume

sempre una forma tale che la sua tangente risulta perpendicolare alla risultante delle due forze, Figura 1.18.

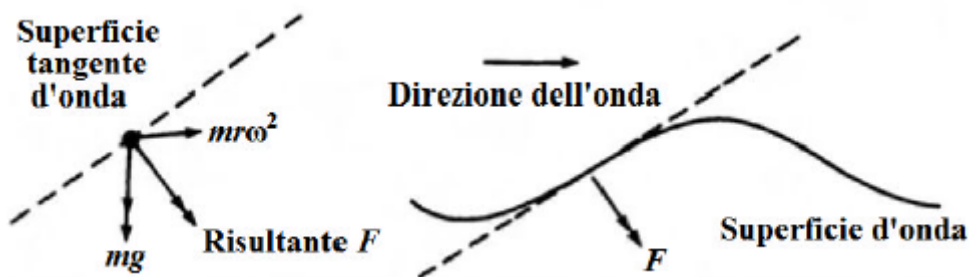


Figura 1.18. Superficie d'acqua perpendicolare alla risultante della forza gravitazionale e centrifuga agente su un elemento d'acqua di massa  $m$

E' di fondamentale importanza capire che non c'è uno spostamento netto d'acqua nelle onde che si propagano in acque profonde. Gli oggetti sospesi in acqua compiono i movimenti di Figura 1.17. Una particella d'acqua in superficie ha un moto circolare di raggio  $a$  pari all'ampiezza dell'onda (Figura 1.19).

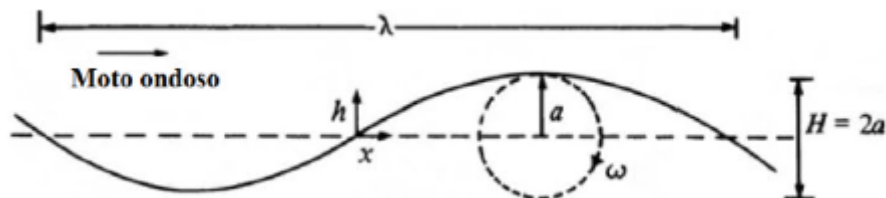


Figura 1.19. Caratteristiche d'onda

L'altezza d'onda  $H$  calcolata dalla cima di una cresta verso il fondo di una depressione è due volte l'ampiezza  $H = 2a$ . La velocità angolare delle particelle d'acqua è  $\omega$  (rad/s). La forma d'onda si propaga con il progredire di questa, al contrario dell'acqua. Lungo la direzione del moto ondoso, il movimento dell'onda deriva dalle differenze di fase del moto di particelle successive d'acqua. Quando una particella sulla cresta dell'onda precipita in una posizione inferiore, viene sostituita da una successiva che, ruotando in su, mantiene la forma e il movimento in avanti.

La risultante delle forze  $F$  sulle particelle superficiali d'acqua di massa  $m$  è indicata in Figura 1.20. La superficie dell'acqua assume la posizione prodotta da questa

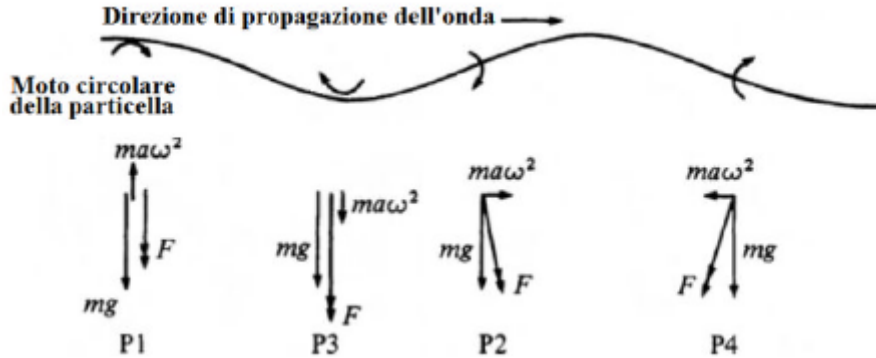


Figura 1.20. Forze risultanti sulle particelle superficiali

risultante, in modo tale che la tangente alla superficie è perpendicolare a  $F$ . Una particella in cima a una cresta, in posizione P1, viene trascinata verso l'alto dalla forza centrifuga  $ma\omega^2$ . In un istante successivo la particella precipita e la posizione nella cresta è assunta da una particella vicina che ruota con fase ritardata. A P2 una particella si trova al livello medio dell'acqua e la superficie si orienta perpendicolarmente alla forza risultante  $F$ . Alla depressione, P3, la forza diretta verso il basso è massima. A P4 la particella ha quasi completato un periodo completo del moto. Le accelerazioni di una particella superficiale sono mostrate in Figura 1.21b. All'istante  $t = 0$ , la particella si trova al livello medio dell'acqua e successivamente:

$$\Phi = \frac{\pi}{2} - \omega t \quad (1.10)$$

e

$$\tan s = \frac{a\omega^2 \sin \Phi}{g + a\omega^2 \cos \Phi} \approx \frac{a\omega^2 \sin \Phi}{g} \quad (1.11)$$

Dato che  $g \gg a\omega^2$  per onde non frangenti (d esempio  $a = 2m$ ,  $T = 8s$ ,  $a\omega^2 = 1,2m/s^2$  e  $g = 9,8m/s^2$ ). Sia  $h$  l'altezza della superficie al di sopra del valore medio. La pendenza della tangente alla superficie è data da

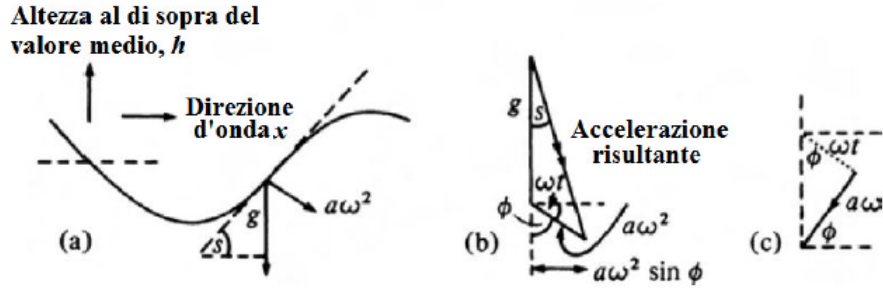


Figura 1.21. Accelerazioni e velocità di una particella d'acqua superficiale. (a) Superficie d'acqua. (b) Accelerazione della particella, derivazione generale. (c) velocità della particella.

$$\frac{dh}{dx} = \tan s \quad (1.12)$$

Dalle Eq. 1.10, 1.11, 1.12 si può scrivere

$$\frac{dh}{dx} = \frac{a\omega^2}{g} \sin \Phi = \frac{a\omega^2}{g} \cos \left( \frac{\pi}{2} - \Phi \right) = \frac{a\omega^2}{g} \cos \omega t \quad (1.13)$$

Dalla Figura 1.21c, la velocità verticale della particella è

$$\frac{dh}{dt} = a\omega \sin \Phi = a\omega \cos \omega t \quad (1.14)$$

La soluzione dell'Eq. 1.13 e dell'Eq. 1.14 è

$$h = a \sin \left( \frac{\omega^2 x}{g} - \omega t \right) \quad (1.15)$$

Confrontando questa con l'equazione generale della propagazione delle onde con lunghezza d'onda  $\lambda$  e velocità  $v$ , si ottiene

$$h = a \sin \frac{2\pi}{\lambda} (x - vt) = a \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} x - \omega t \right) = a \sin(kx - \omega t) \quad (1.16)$$

dove  $k = 2\pi/\lambda$  si chiama numero d'onda. E' evidente che il moto superficiale è quello di un'onda in propagazione, dove

$$\lambda = \frac{2\pi g}{\omega^2} \quad (1.17)$$



Questa equazione è importante, fornisce la relazione tra la frequenza e la lunghezza d'onda delle onde marine in acque profonde. Il periodo del moto è  $T = 2\pi/\omega = 2\pi/(2\pi g/\lambda)^{1/2}$ . Quindi si ha

$$T = \left( \frac{2\pi\lambda}{g} \right)^{1/2} \quad (1.18)$$

La velocità di una particella nella cresta dell'onda è

$$c = a\omega = a \left( \frac{2\pi g}{\lambda} \right)^{1/2} \quad (1.19)$$

La velocità dell'onda nella direzione  $x$  è

$$v = \frac{\omega\lambda}{2\pi} = \frac{g}{\omega} = g \left( \frac{\lambda}{2\pi g} \right)^{1/2} = \left( \frac{g\lambda}{2\pi} \right)^{1/2} = \frac{gT}{2\pi} \quad (1.20)$$

La velocità  $v$  si chiama velocità di fase dell'onda in propagazione. Si noti che  $v$  non dipende dall'ampiezza  $a$  e non è ovviamente correlata alla velocità della particella  $c$ .

### 1.3.2 Energia d'onda e potenza

La teoria elementare delle onde in acque profonde inizia considerando una singola onda regolare. Le particelle d'acqua vicino la superficie si muovono su orbite circolari, a fase variabile, nella direzione di propagazione  $x$ . In una colonna verticale l'ampiezza è uguale a metà della distanza tra cresta e depressione in superficie e decresce esponenzialmente con la profondità. Il moto delle particelle rimane circolare se la profondità del fondale  $D > 0,5\lambda$  e quando l'ampiezza diventa trascurabile sul fondo del mare. Per queste condizioni (Figura 1.22a) si dimostra che una particella d'acqua la cui posizione media sotto la superficie è  $z$  si muove in un cerchio di raggio dato da

$$r = ae^{kz} \quad (1.21)$$

Dove  $z$  rappresenta la profondità media al di sotto della superficie (quantità negativa). Se si considerano delle "strisce" elementari d'acqua attraverso il fronte d'onda,

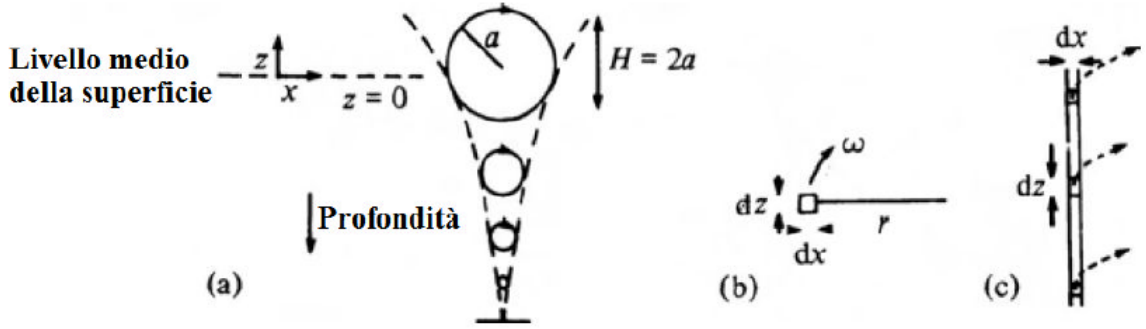


Figura 1.22. Moto elementare dell'acqua. In figura si osserva la diminuzione esponenziale dell'ampiezza con la profondità.

di altezza  $dz$ , lunghezza  $dx$  e larghezza unitaria (Figura 1.22b), il volume per unità di larghezza del fronte d'onda di questa striscia di densità  $\rho$  è

$$dV = dx dz \quad (1.22)$$

e la massa risulta

$$dm = \rho dV = \rho dx dz \quad (1.23)$$

Sia  $E_K$  l'energia cinetica del moto ondoso totale sul fondale marino, per unità di lunghezza lungo la direzione  $x$ , per unità di larghezza del fronte d'onda. L'energia cinetica totale di una lunghezza  $dx$  d'onda è  $E_K dx$ . Ogni elemento d'acqua di altezza  $dz$ , lunghezza  $dx$  e larghezza unitaria è in moto circolare con velocità angolare costante  $\omega$ , raggio dell'orbita circolare  $r$  e velocità  $c = r\omega$  (Figura 1.22b). Il contributo di questo elemento all'energia cinetica in una colonna verticale dal fondale marino fino in superficie è  $\delta E_K dx$ , dove

$$\delta E_K dx = \frac{1}{2} mc^2 = \frac{1}{2} (\rho dz dx) r^2 \omega^2 \quad (1.24)$$

Quindi

$$\delta E_K = \frac{1}{2} \rho r^2 \omega^2 dz \quad (1.25)$$

È semplice considerare un istante in cui l'elemento si trova nella sua posizione media, e tutti gli altri elementi della colonna si muovono verticalmente con la stessa fase

nella direzione  $z$  (Figura 1.22c). Sostituendo l'espressione del raggio dell'Eq. 1.21 nell'Eq. 1.25 si ottiene

$$E_K = \frac{1}{2}\rho(a^2 e^{2kz})\omega^2 dz \quad (1.26)$$

e la totale energia cinetica nella colonna è

$$E_K dx = \int_{z=-\infty}^{z=0} \frac{\rho\omega^2 a^2}{2} e^{2kz} dz dx = \frac{1}{4}\rho \frac{\omega^2 a^2}{k} dx \quad (1.27)$$

Dato che  $k = 2\pi/\lambda$ , e che  $\omega^2 = 2\pi g/\lambda$ , cinetica per unità di larghezza del fronte d'onda per unità di lunghezza dell'onda è

$$E_K = \frac{1}{4}\rho a^2 \frac{2\pi g}{\lambda} \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{1}{4}\rho a^2 g \quad (1.28)$$

L'energia potenziale per unità di larghezza d'onda per unità di lunghezza è

$$E_p = \frac{1}{4}\rho a^2 g$$

Come ci si aspetta dal moto armonico, i contributi medi cinetico e potenziale sono uguali. L'energia totale per unità di superficie risulta allora:

$$E = E_K + E_p = \frac{1}{2}\rho a^2 g \quad (1.29)$$

dove  $\sqrt{a^2/2}$  è la radice quadrata del valore quadratico medio o valore efficace. L'energia per unità di lunghezza d'onda nella direzione di propagazione, per unità di larghezza del fronte d'onda, è

$$E_\lambda = E\lambda = \frac{1}{2}\rho a^2 g\lambda \quad (1.30)$$

Poiché dalle equazioni precedenti è noto che  $\lambda = 2\pi g/\omega^2$ , allora l'ultima espressione diventa

$$E_\lambda = \pi\rho a^2 g^2/\omega^2 \quad (1.31)$$

Dato che  $T = 2\pi/\omega$ , l'energia si può esprimere come

$$E_\lambda = \frac{1}{4\pi}\rho a^2 g^2 T^2 \quad (1.32)$$

E' utile mostrare le energie cinetica, potenziale e totale in queste diverse forme, perché si utilizzano molto spesso.

### 1.3.3 Estrazione della potenza dalle onde

Finora, si è calcolata l'energia totale (potenziale più cinetica) in un mare dinamico a causa del moto ondoso continuo in acque profonde. L'energia è associata all'acqua, che rimane nella stessa posizione media nel tempo. Tuttavia, questi calcoli non hanno mostrato, ancora, il trasporto di energia (e potenza) attraverso le sezioni verticali dell'acqua. Nei testi standard (Coulson, 1997), si calcola questa potenza considerando le pressioni in acqua e gli spostamenti conseguenti. La matematica richiesta è rigorosa, completa, e di fondamentale importanza nella teoria delle onde fluide. In questa sede si estrae l'essenza di questa analisi, che si semplifica per le onde in acque profonde. Si consideri un elemento o particella d'acqua sotto la superficie media (Figura 41.23). Per un'onda superficiale di ampiezza  $a$  e numero d'onda  $k$ , il raggio del moto della particella al di sotto della superficie, come si è visto, è

$$r = ae^{kz} \quad (1.33)$$

Lo spostamento verticale dalla posizione media in Figura 1.23b è

$$\Delta z = r \sin \omega t = ae^{kz} \sin \omega t \quad (1.34)$$

La componente orizzontale della velocità  $u_x$  è data da

$$u_x = r \omega \sin \omega t = \omega a e^{kz} \sin \omega t \quad (1.35)$$

Pertanto, dalla Figura 1.23a, la potenza trasportata nell'onda a  $x$ , per unità di larghezza del fronte d'onda in ogni istante, è data da

$$P' = \int_{z=-\infty}^{z=0} (p_1 - p_2) u_x dz \quad (1.36)$$

Dove  $p_1$  e  $p_2$  sono le pressioni locali riscontrate lungo l'elemento di altezza  $dz$  e larghezza unitaria attraverso tutto il fronte d'onda. Quindi  $p_1 - p_2$  è la differenza di

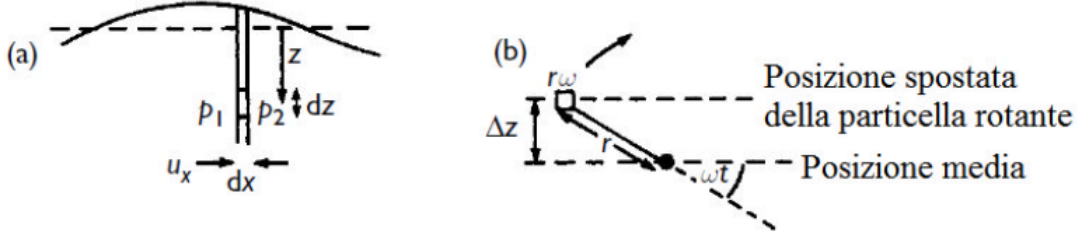


Figura 1.23. Fluttuazioni locali di pressione dell'onda. (a) Pressioni nell'onda. (b) Spostamento locale della particella d'acqua.

pressione dell'elemento di larghezza  $\Delta_y (= 1m)$  in una direzione orizzontale. L'unico contributo al flusso di energia che non ha valore medio nullo ad una particolare profondità media in acqua è associato alla variazione di energia potenziale delle particelle rotanti nei percorsi circolari. Pertanto, per il principio di conservazione dell'energia

$$p_1 - p_2 = \rho g \Delta z \quad (1.37)$$

Sostituendo a  $\Delta z$  l'Eq. 1.34,

$$p_1 - p_2 = \rho g a e^{kz} \sin \omega t \quad (1.38)$$

Combinando le equazioni precedenti si ottiene

$$P' = \int_{z=-\infty}^{z=0} (g a e^{kz} \sin \omega t) (\omega a e^{kz} \sin \omega t) dz = \rho g a^2 \omega \int_{z=-\infty}^{z=0} e^{2kz} \sin^2 \omega t dz \quad (1.39)$$

Il tempo medio di numerosi periodi di  $\sin^2 \omega t$  è uguale a  $1/2$ , quindi

$$P' = \frac{\rho g a^2 \omega}{2} \int_{z=-\infty}^{z=0} e^{2kz} dz = \frac{\rho g a^2 \omega}{2} \frac{1}{2k} \quad (1.40)$$

La velocità di fase dell'onda risulta

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{\lambda}{T}$$

La potenza trasportata nella propagazione dell'onda per unità di larghezza attraverso il fronte d'onda diventa

$$P' = \frac{\rho g a^2}{2} \frac{v}{2} = \frac{\rho g a^2 \lambda}{4T} \quad (1.41)$$

La potenza  $P'$  è uguale all'energia totale (cinetica più potenziale)  $E$  nell'onda per unità di superficie per  $v/2$ .  $v/2$  si chiama velocità di gruppo in acque profonde, ossia la velocità alla quale si propaga l'energia del gruppo di onde. Così, con la velocità di gruppo  $u = v/2$ ,

$$P' = Eu = Ev/2 \quad (1.42)$$

dove  $E = \rho g a^2/2$ . Dalle equazioni precedenti,

$$k = \frac{\omega^2}{g}$$

Pertanto, la velocità di fase è

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{g}{\omega} = \frac{g}{(2\pi/T)} \quad (1.43)$$

Questa differenza tra la velocità di gruppo e la velocità (di fase) dell'onda è comune a tutte le onde dove la velocità dipende dalla lunghezza d'onda. Tali onde sono chiamate onde dispersive e sono ben descritte in modo descrittivo (Barber, 1969) e analiticamente (Lighthill, 1978). Sostituendo  $c$  nell'Eq. 1.41 si ottiene

$$P' = \frac{\rho g a^2}{2} \frac{1}{2} \left( \frac{gT}{2\pi} \right)$$

Quindi

$$P' = \frac{\rho g^2 a^2 T}{8\pi} \quad (1.44)$$

Pertanto, la potenza dell'onda aumenta in modo direttamente proporzionale con il quadrato dell'ampiezza d'onda e con il periodo. E' evidente che si è interessati ad onde di lungo periodo e grande ampiezza per l'estrazione della potenza. Questa relazione si può scrivere in termini di banda di frequenza

$$P' = \frac{\rho g^2 a^2}{8\pi} \left( \frac{2\pi\lambda}{g} \right)^{1/2} \quad (1.45)$$

### 1.3.4 Pattern d'onda

I sistemi ondosi non sono, in pratica, i pattern (diagrammi) d'onda sinusoidale singoli idealizzati nei paragrafi precedenti. Normalmente il mare si compone di onde

di vario periodo, direzione e ampiezza con un pattern irregolare. Sotto l'influenza di un vento prevalente i treni d'onda possono mostrare una direzione preferenziale, ad esempio, le onde atlantiche al largo delle isole britanniche si spostano da sud-ovest a nord-est, e producono un'onda di periodo lungo. I venti più irregolari producono un moto ondoso anch'esso irregolare, tipico dei periodi d'onda più brevi. I dispositivi di potenza d'onda devono quindi rispettare una vasta gamma di condizioni naturali, ed essere progettati per estrarre la massima potenza media in un notevole intervallo di tempo per ogni distribuzione di posizione particolare. Nella progettazione di questi dispositivi, è necessario innanzitutto capire i pattern d'onda del particolare sito che può sorgere in un periodo di 50 anni. L'altezza delle onde in una posizione si monitorava tradizionalmente su un registratore analogico ad altezza d'onda. Misurazioni e analisi separati erano necessari per ottenere la direzione delle onde. In Figura 1.24 si mostra una traccia simulata di un tale registratore. La cresta si verifica ogni qual

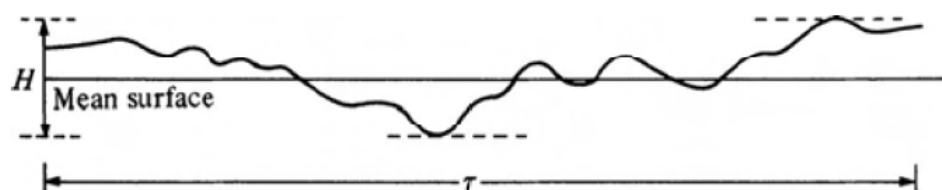


Figura 1.24. Altezza d'onda simulata in una posizione (Le creste sono esaltate per spiegare la terminologia impiegata)

volta cambia il moto verticale, dall'alto verso il basso e viceversa per una depressione. I registratori moderni utilizzano metodi digitali per l'analisi computerizzata di grandi quantità di dati. Se  $H$  è la differenza di altezza tra una cresta e la sua prossima depressione, ci sono vari metodi per calcolare i valori rappresentativi, come definiti nel seguito. Le variabili fondamentali misurate per lunghi intervalli di tempo sono:

1.  $N_c$ , è il numero di creste; nella Figura 1.24 ci sono 10 creste

2.  $H_{1/3}$ , un terzo dell'altezza d'onda significativa. Questa è l'altezza media del massimo un terzo delle onde, misurate tra una cresta e la successiva depressione.  $H_{1/3}$  è, quindi, la media dei  $N_c/3$  valori più alti di H.

3.  $H_s$ , è la "vera" onda significativa e si definisce come

$$H_s = 4a_{eff} = 4 \left[ \left( \sum_{i=1}^n h^2 \right) / n \right]^{1/2} \quad (1.46)$$

dove  $a_{ess}$  è il valore efficace dello spostamento superficiale dell'acqua dalla posizione media, calcolata da n misurazioni ad intervalli di tempo regolari. Si deve fare attenzione per evitare errori di campionamento, registrando con una frequenza almeno doppia (frequenza di Nyquist) della frequenza massima delle onde presenti, secondo il teorema del campionamento.

4.  $H_{max}$  l'altezza massima misurata o più probabile di un'onda. In 50 anni  $H_{max}$  può eguagliare 50 volte  $H_s$  e quindi questo rende necessaria una notevole sovradimensionamento per le strutture in mare

5.  $T_z$ , il periodo di attraversamento medio è la durata della registrazione divisa per il numero di attraversamenti verso l'alto del livello medio dell'acqua.

6.  $T_c$ , il periodo medio di cresta, è la durata della registrazione diviso per il numero  $N$  di creste. In Figura 1.24,  $T_c = \tau/10$ ;  $N$  è molto grande, in modo da ridurre l'errore in  $T_c$

7. Il parametro di larghezza spettrale  $\varepsilon$  fornisce una misura della variazione nel pattern d'onda:

$$\varepsilon^2 = 1 - (T_c/T_z)^2 \quad (1.47)$$

Per un moto uniforme a unica frequenza,  $T_c = T_z$  ed  $\varepsilon = 0$ . L'informazione completa viene visualizzata dalla trasformata di Fourier di uno spettro di frequenza, come ad esempio in Figura 1.25. Dall'Eq. 1.44, la potenza per unità di larghezza del fronte



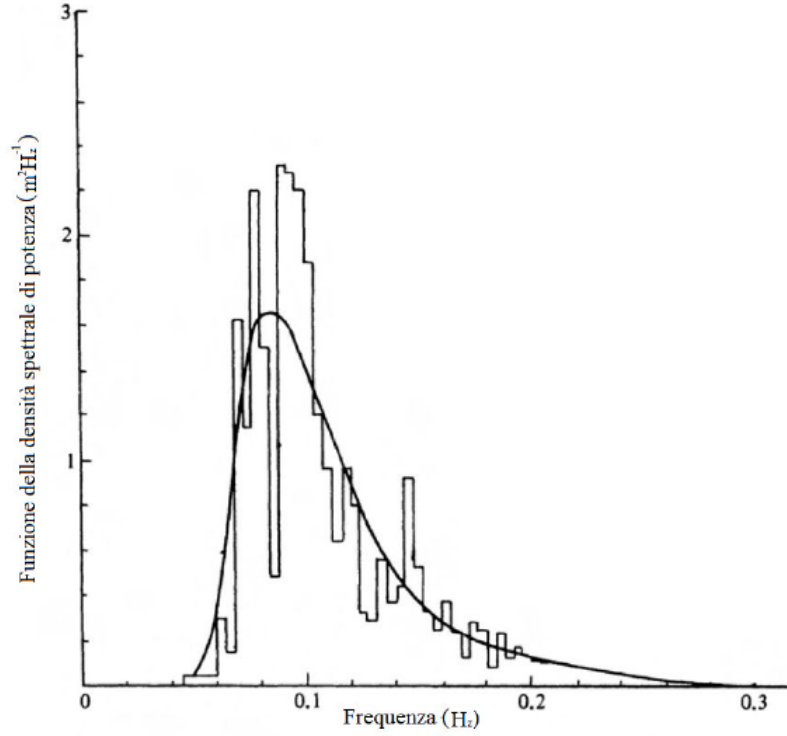


Figura 1.25. Distribuzione della potenza in funzione di intervalli di frequenza in un tipico pattern d'onda nell'oceano Atlantico (Shaw, 1982). La curva uniforme è utilizzata per ottenere  $T_e$ , il periodo di energia.

d'onda in una pura onda sinusoidale in acque profonde è

$$P' = \frac{\rho g^2 a^2}{8\pi} = \frac{\rho g^2 H^2 T}{32\pi} \quad (1.48)$$

Dove l'altezza tra la cresta e la depressione è  $H = 2a$ . Il valore efficace (eff) dello spostamento d'onda per una pura onda sinusoidale è  $a_m a x = a/\sqrt{2}$ , quindi nell'Eq. 1.48 si ottiene

$$P' = \frac{\rho g^2 a_{eff}^2 T}{4\pi} \quad (1.49)$$

Nella pratica però, le onde marine non sono, ovviamente, sinusoidali continue a singola frequenza. La potenza per unità di larghezza del fronte d'onda si esprime pertanto nel modo seguente:

$$P' = \frac{\rho g^2 H_s^2 T_e}{64\pi} \quad (1.50)$$

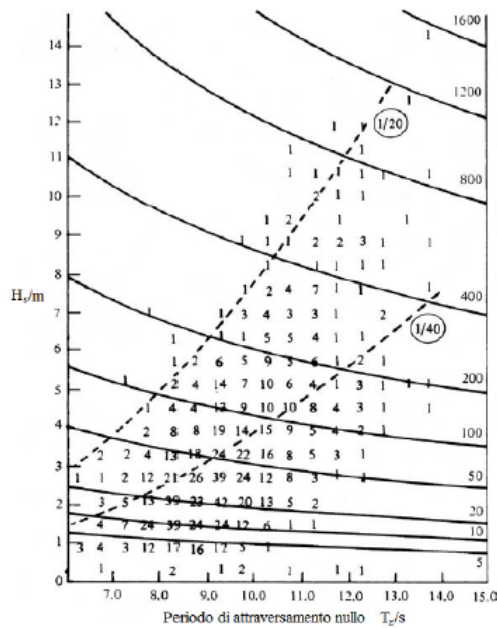


Figura 1.26. Diagramma di dispersione dell'altezza d'onda significativa  $H_s$  in funzione del periodo di attraversamento nullo  $T_z$ . I numeri sul grafico indicano il numero medio di occorrenze di ogni  $H_s, T_z$  in ogni 1000 misurazioni effettuate in un anno. Gli eventi più frequenti sono  $H_s \approx 3m, T_z \approx 9s$ ; si noti che la massima potenza si verifica con periodi più lunghi.



Figura 1.27. Energia d'onda annuale media ( $MWh m_{-1}$ ) in alcune zone del mondo.

Dove  $H_s$  è l'altezza d'onda significativa e  $T_e$  è il "periodo di energia", ovvero il periodo delle oscillazioni di potenza dominanti, fornite dal picco nello spettro di

potenza (Figura 1.25). Per molti mari

$$T_e \approx 1,12T_z \quad (1.51)$$

Fino ai moderni sviluppi nell'energia da moto ondoso, si poteva ottenere solo un valore approssimativo di  $P'$  dalla registrazione analogica d'onda in metri tali che

$$P' \approx \frac{\rho g^2 H_{1/3}^2 T_z}{64\pi} \approx (490Wm^{-3}s^{-1})H_{1/3}^2 T_z \quad (1.52)$$

Tuttavia, con le attrezzature moderne e l'analisi computerizzata, si possono utilizzare metodi più sofisticati per calcolare (1)  $a_{eff}$  e quindi  $H_s$  e (2),  $T_z$  o  $T_e$ ; quindi

$$P' = (490Wm^{-1}m^{-2}s^{-1})H_s^2 T_e = (550Wm^{-3}s^{-1})H_s^2 T_z \quad (1.53)$$

Dato che un pattern d'onda non è solitamente composto da onde che si propagano nella stessa direzione, la potenza ricevuta da un dispositivo direzionale si riduce notevolmente. I Dati del pattern d'onda vengono registrati e tabulati in dettaglio dalle stazioni meteorologiche marine. Il grafico più importante per qualsiasi sito è il diagramma di dispersione d'onda in un anno, visto in Figura 1.26. Questo registra il numero di occorrenze, di misurazioni d'onda di particolari range d'altezza significativa e il periodo nullo di attraversamento. Dai dati onda, è possibile calcolare la massimo, la media, la minima, etc. della potenza nelle onde, che poi può essere tracciata su mappe, per ottenere medie annuali o mensili a lungo termine. In Figura 1.27 è mostrata l'intensità di potenza media annua in alcune parti del mondo.

### 1.3.5 Misura delle onde marine

Poiché le onde influenzano molti processi e operazioni in mare, si sono studiate molte tecniche per misurare le onde. Qui si riportano alcune tra le più comuni. Stewart fornisce una descrizione più completa delle tecniche di misurazione, compresi i metodi per misurare la distribuzione direzionale delle onde (Stewart, 1980).

*Stato delle onde misurato da osservatori a mare.* Questo è forse la tecnica più comune che include una delle tecniche di misurazione delle altezze d'onda più antiche. In Figura 1.28 vengono riportate le altezze significative d'onda estratte dall'Atlante climatico marino della marina statunitense prima dell'era dei satelliti.

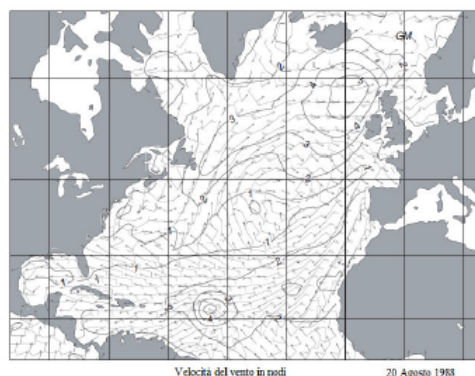


Figura 1.28. Modello di previsione d'onda di terza generazione prodotto dal NOAA Ocean modeling branch nell'Agosto del 1988. I contorni rappresentano le altezze d'onda significative in metri e le frecce forniscono la velocità e la direzione del vento in m/s.

*Altimetri Satellitari.* Gli altimetri satellitari, utilizzati per misurare correnti geostrofiche di superficie misurano anche l'altezza delle onde. I dati altimetrici sono stati utilizzati per produrre mappe medie mensili di altezze e di variabilità di densità di energia nel tempo e nello spazio d'onda. Adesso questi altimetri vengono adoperati per aumentare la precisione delle previsioni d'onda. La tecnica altimetrica funziona in modo seguente. Gli impulsi radio prodotti da un altimetro satellitare sono riflessi prima dalla cresta d'onda, poi dalle depressioni. Quest'intervallo tra cresta e depressione viene misurato per calcolare l'altezza delle onde (Figura 1.29). La precisione è del  $\pm 10\%$  *Accelerometro Montato su boa (o altro corpo galleggianti) meteorologica.* Questa è una misura meno comune, anche se è spesso utilizzata per rilevare le onde durante brevi esperimenti in mare. Un esempio sono gli accelerometri sulle navi climatiche per la misura dell'altezza d'onda, utilizzati da Pierson

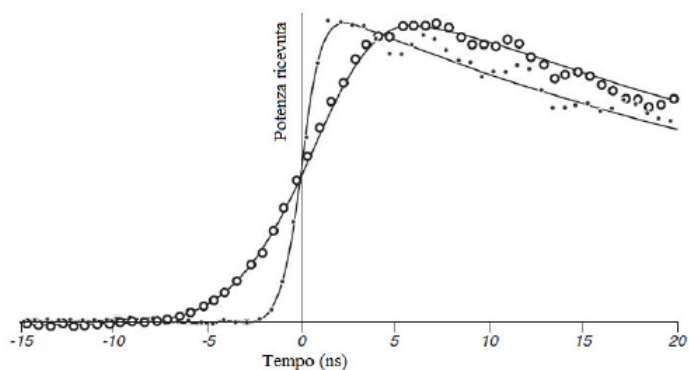


Figura 1.29. Forma dell'impulso radio ricevuto dall'altimetro satellitare per il calcolo delle onde significative.

e Moskowitz. Le misurazioni più accurate sono realizzate utilizzando un accelerometro stabilizzato da un giroscopio in modo tale da mantenere l'asse dell'accelerometro sempre in verticale. La doppia integrazione dell'accelerazione verticale fornisce lo spostamento, ma aumenta il rumore; inoltre il movimento della boa non è sensibile a lunghezze d'onda minori del suo diametro. Nel complesso, le misure hanno una precisione del  $\pm 10\%$  (John Twidell, 2006).

# Capitolo 2

## Macchine elettriche lineari a magneti permanenti

In questo capitolo si presenta un'introduzione generale sulle macchine elettriche lineari. In seguito si focalizzerà l'attenzione sulle macchine elettriche lineari a magneti permanenti e in modo particolare su quelli con struttura tubolare.

### 2.1 Generalità

Storicamente, la diffusione delle macchine elettriche rotanti, sia nel funzionamento da generatori che da motori, ha visto una notevole crescita rispetto alle altre tipologie di macchine elettriche. Tutti i dispositivi meccanici che mettevano in moto gli alternatori, ad esempio, fornivano un moto rotativo di un albero meccanico. Basti pensare alle turbine idrauliche, alle turbine a vapore e alle pale di un generatore eolico. Allo stesso modo, le applicazioni che vedevano le macchine elettriche in funzionamento da motore (pompe, elevatori, ecc.) suggerivano che la configurazione geometrica più conveniente da utilizzare era quella che forniva una coppia meccanica ad un albero. Negli ultimi anni hanno iniziato a trovare spazio in varie applicazioni anche le macchine elettriche lineari. Queste funzionano in modo del tutto analogo

alle classiche macchine rotanti (sfruttano l'interazione tra campi magnetici e correnti elettriche). Una macchina elettrica lineare è un dispositivo elettromeccanico capace di convertire energia meccanica in energia elettrica e viceversa sfruttando un moto lineare (unidirezionale o bidirezionale), diversamente dalle macchine rotanti che operano la conversione attraverso un moto rotativo. La parte della macchina in movimento prende il nome di traslatore mentre la parte ferma prende il nome di statore.

La tipologia più semplice di macchina elettrica lineare è la versione piana[17][18]. Per comprendere il suo principio di funzionamento ipotizziamo di tagliare lungo l'asse longitudinale una macchina elettrica rotante (sincrona o asincrona) e di srotolarla. In questo modo si ottengono due superfici: una che rappresenta lo statore srotolato e l'altra il rotore srotolato Figura 2.1.

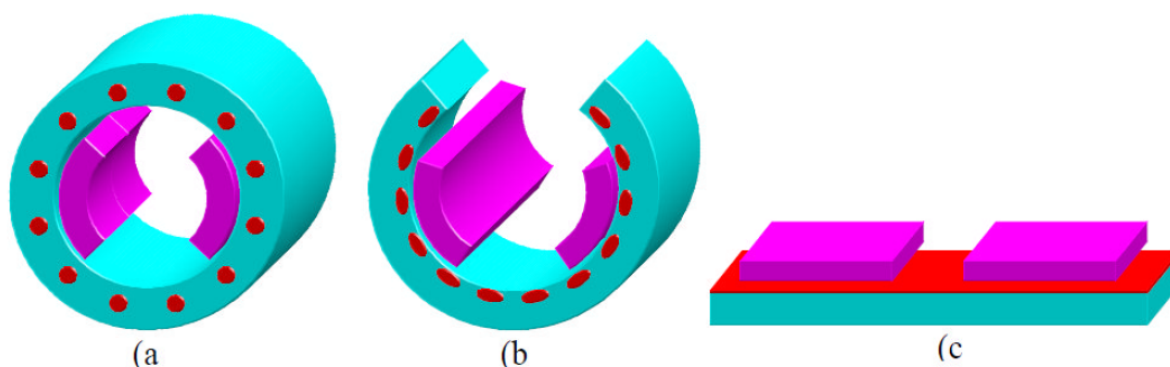


Figura 2.1. Procedimento per ottenere una macchina piana monolaterale da una rotante: (a) macchina rotante, (b)taglio e srotolamento, (c) macchina piana monolaterale.

La macchina elettrica lineare piana così ottenuta presenta alcune caratteristiche distintive rispetto alla macchina elettrica rotante quali:

- maggiore spessore del traferro;
- effetti di estremità (end effect) dovuti alla lunghezza finita della macchina;

- effetti ai bordi (transverse edge-effect) dovuti alle differenti larghezze della parte mobile e della parte fissa;
- forza perpendicolare alla direzione del moto

Un altro tipo di macchina elettrica lineare diffusa è quella piana bilatera (o a doppio lato). Questa tipologia si può ottenere a partire da una macchina elettrica rotante in cui statore e rotore sono stati tagliati in due parti uguali, che vengono srotolate e poi avvicinate. La Figura 2.2 mostra il procedimento per ottenere la tipologia bilatera. Questo struttura ha l'importante vantaggio di non presentare forza

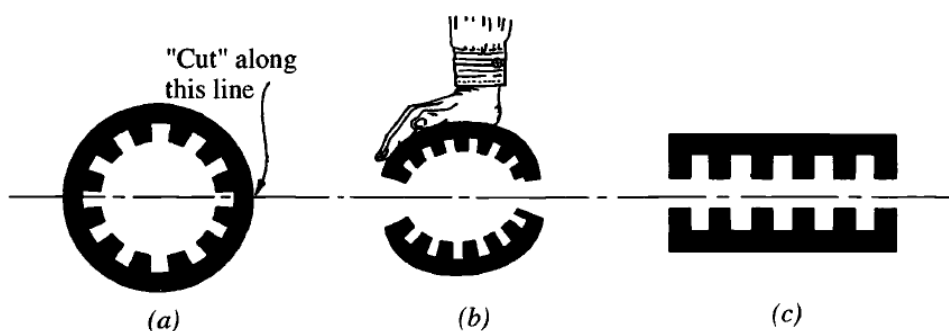


Figura 2.2. Procedimento per ottenere una macchina piana bilatera da una rotante: (a) macchina rotante, (b) taglio e srotolamento, (c) macchina piana bilatera.

perpendicolare al moto. Tuttavia mantenere la parte centrale equidistante dalle due parti esterne risulta complicato dal punto di vista costruttivo[23]. La terza tipologia, approfondita nel Paragrafo 2.3, è quella tubolare

Come per le macchine rotative, sulla base del loro principio di funzionamento, si distinguono in macchine lineari sincrone e asincrone[17] [22]. A sua volta la versione sincrona può essere realizzata a induttore avvolto (presenta gli avvolgimenti di eccitazione come nelle macchine sincrone rotanti a rotore avvolto), con magneti permanenti e a riluttanza. Le macchine asincrone lineari, invece, operano come le macchine rotative ad induzione[11] [12]. Una classificazione delle macchine lineari



può essere fatta in base al modo in cui i flussi magnetici si sviluppano all'interno della macchina; in particolare si distinguono tra macchine a flusso longitudinale (LFM, Longitudinal Flux Machine) (Figura 2.3 a) e macchine a flusso trasverso (TFM, Transverse Flux Machine) (Figura 2.3 b). Sono da considerarsi LFM quelle in cui il flusso, dopo aver attraversato il traferro, si muove all'interno delle parti ferromagnetiche lungo linee di campo parallele al moto del traslatore. Sono invece da considerarsi TFM quelle in cui il flusso, dopo aver attraversato il traferro, si muove all'interno delle parti ferromagnetiche principalmente in direzione perpendicolare al moto del traslatore. Le LFM sono caratterizzate dal fatto di mantenere una certa similitudine con le macchine rotanti e hanno quindi un'affermazione più diffusa; le TFM presentano strutture molto particolari e vengono per questo utilizzate in applicazioni più specifiche. Con le procedure fin qui analizzate per ottenere una

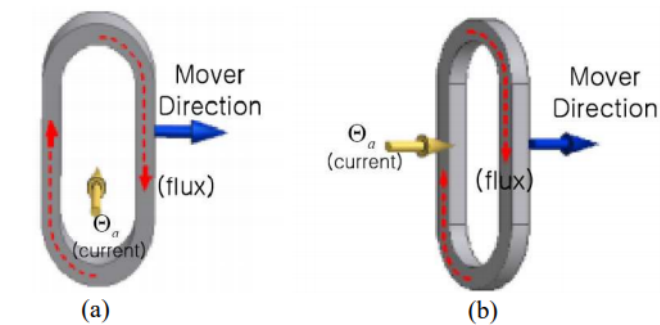


Figura 2.3. Andamento del flusso in una macchina a flusso longitudinale (a) e in una macchina a flusso trasverso (b)

macchina lineare partendo da una rotante, lo statore e il traslatore risultano circa della medesima lunghezza. Nella realtà invece, una delle due parti è sempre considerevolmente più lunga dell'altra: si hanno macchine a statore lungo (o a traslatore corto) quando la parte mobile ha una lunghezza minore rispetto alla parte fissa, oppure si hanno macchine a statore corto (o traslatore lungo) quando la parte mobile è più lunga della parte fissa. Escludendo tutti quei casi in cui le dimensioni della macchina sono imposte dal sistema in cui essa deve operare, la tipologia di macchine

a statore lungo e preferibile qualora la macchina funzioni principalmente da motore, in questo caso infatti l'ingombro longitudinale è definito dalla lunghezza dello statore, inoltre il traslatore, se sufficientemente lontano dalle estremità dello statore, interagisce con lo statore sempre nel medesimo modo. Qualora invece la macchina debba funzionare da generatore, la configurazione da preferire è quella a statore corto: con questa configurazione infatti, consente di avere una sollecitazione magnetica dipendente solo dalla velocità relativa tra statore e traslatore, ma indipendente dalla loro posizione reciproca. In uscita si hanno quindi forme d'onda di tensioni e correnti più regolari (con un minor contenuto armonico) e il controllo del sistema risulta più semplice. Per quel che riguarda la scelta tra il sistema monolatero, bilatero e tubolare, essa dipende soprattutto dalle caratteristiche dell'applicazione in cui la macchina sarà impiegata. In particolare, se le tre configurazioni vengono ricavate a partire dalla stessa macchina rotante, la configurazione monolaterale è sicuramente la più ingombrante sia in senso longitudinale che in senso trasversale, mentre risulta essere la più compatta in termini di altezza; rispetto a quest'ultima la configurazione bilaterale comporta un dimezzamento dell'ingombro longitudinale, ma un raddoppio dell'altezza, rimane invece invariata la larghezza; la tubolare infine è sicuramente la più compatta in senso trasversale, ma la più ingombrante in altezza; l'ingombro longitudinale è identico a quello della bilaterale. L'analogia delle macchine elettriche lineari con quelle rotanti è stata utilizzata per comprenderne meglio il funzionamento. Se però si esegue un confronto reale tra i comportamenti di una stessa macchina in versione rotante ed in versione lineare, è possibile notare l'insorgere di vistose differenze, che nella maggior parte dei casi penalizzano la versione lineare. In primo luogo, per problemi di accoppiamento meccanico, le macchine lineari possiedono un traferro maggiore rispetto a quello di una macchina rotante, di conseguenza le macchine lineari hanno una maggiore reattanza di dispersione, essendo maggiore la riluttanza incontrata al traferro dalle linee di flusso. Questo fa sì che le macchine lineari abbiano un fattore di potenza tendenzialmente minore rispetto alla relativa

macchina in versione rotante. E' possibile poi osservare che, mentre in una macchina rotante le superfici di statore e di rotore attraverso cui avvengono le interazioni magnetiche sono sempre utilizzate totalmente durante il funzionamento della macchina, in una macchina lineare, al contrario, c'è sempre una parte inattiva: questo fa sì che la macchina lineare ha sempre una potenza specifica minore rispetto a l'equivalente rotante.

## 2.2 Generatori lineari a magneti permanenti

### 2.2.1 Macchine a magneti permanenti a flusso longitudinale

I generatori lineari a magneti permanenti (PMLG), in particolare quelli con i magneti sul traslatore, costituiscono attualmente la migliore tipologia tra le macchine a flusso longitudinale. I vantaggi dell'uso dei magneti permanenti nella parte mobile sono molteplici: innanzitutto la possibilità di ottenere un campo di induzione magnetica senza l'utilizzo di alcuna corrente, fa sì che non sia necessaria la presenza di alcuni conduttori o contatti striscianti e soprattutto che non si abbiano perdite per effetto Joule nell'induttore, qualità estremamente importante qualora si vogliano ottenere elevati rendimenti. L'impiego dei magneti permanenti consente di ridurre la massa del traslatore: infatti, dato che il flusso da loro prodotto deve circolare esclusivamente tra il traslatore e lo statore (e viceversa), è possibile limitare l'uso del ferro alle sole funzioni di concentrazione e trasmissione del flusso, e delegare invece le funzioni strutturali e di resistenza meccanica ad un altro materiale (non magnetico), che a questo punto può essere più leggero (in particolare è possibile utilizzare una struttura in lega di titanio, che ha una densità di circa 4.5 kg/dm<sup>3</sup>; oppure in lega di alluminio, che ha una densità di circa 2.9 kg/dm<sup>3</sup>). Lo svantaggio più grosso nell'uso dei magneti permanenti consiste nel costo. Nel complesso, a parità di potenza, una macchina con traslatore a magneti permanenti risulta essere più

compatta rispetto ad altre che utilizzano delle altre tipologie di traslatore. Quindi questa tipologia di macchine è la più promettente, per questo motivo che su tali tipologie di macchine si stanno concentrando interessi sempre maggiori da parte del mondo scientifico. Forme, dimensioni e modalità di montaggio dei magneti influenzano fortemente le caratteristiche del traslatore e quindi dell'intera macchina. Per ottenere una macchina con elevate prestazioni e dal peso non eccessivo, è di norma opportuno utilizzare magneti interni (buried magnets) (Figura 2.4).

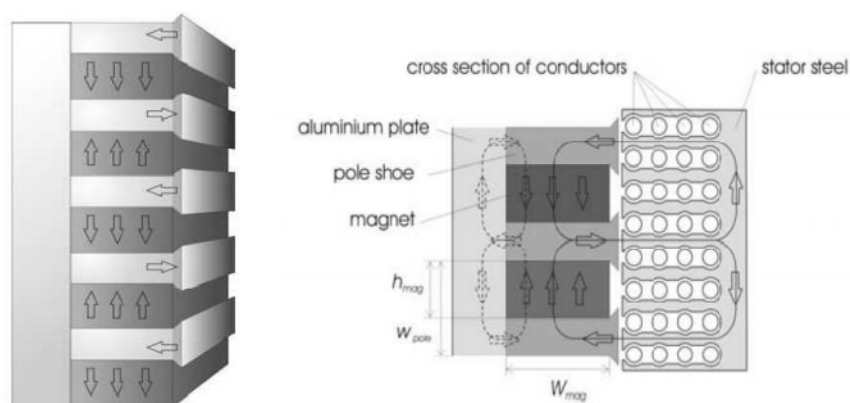


Figura 2.4. Motore con configurazione a magneti interni (buried magnets)

Le modalità di montaggio dipendono dal loro orientamento: se si ha la necessità di avere un flusso fortemente variabile su brevi lunghezze, allora si utilizzano piccoli magneti posti l'uno a fianco all'altro o al limite separati da un sottile strato di ferro, a polarità alternate e dirette in senso perpendicolare al moto, fissati sulla struttura portante costituita in materiale non-ferromagnetico (lega di titanio o alluminio). In alternativa è possibile utilizzare una configurazione con magneti superficiali (surface mounted magnets) (Figura 2.5), questa configurazione presenta una maggiore facilità di montaggio dei magneti.

Sempre più spesso, a quest'ultimo orientamento dei magneti si preferisce la disposizione detta "quasi-Halbach" (Figura 2.6), che permette di avere un profilo dell'induzione al traferro più sinusoidale. Nelle macchine tubolari è possibile effettuare

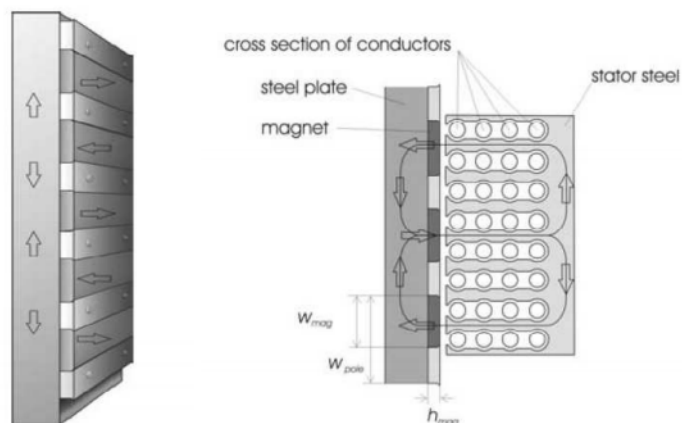


Figura 2.5. Configurazione a magneti superficiali (surface mounted magnets)

il montaggio su di un profilo cavo (un banale tubo in lega leggera) e lasciare all'interno aria. Nei traslatori tubolari si possono ancora mantenere le stesse tipologie di montaggio ed orientamento dei magneti sin qui descritte.

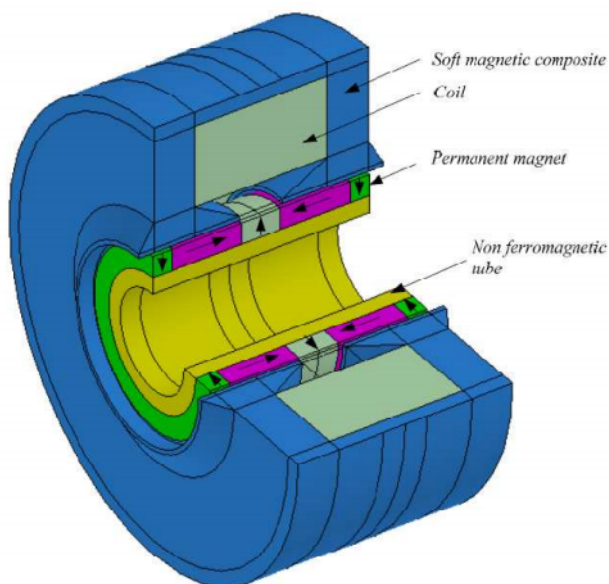


Figura 2.6. Configurazione tubolare a magneti superficiali con magnetizzazione quasi-Halbach, disposti su un supporto non-ferromagnetico

Infine, ci possono essere macchine con traslatore in solo materiale ferromagnetico e dotato di salienze; lo statore è a forma di "C" squadrata con avvolgimenti trifase concentrati (con cave per polo e per fase di tipo frazionario). I traslatori in solo ferro possiedono molti pregi: essendo costituiti da un solo materiale (tra l'altro ben lavorabile), la loro produzione risulta essere estremamente semplice ed economica; il ferro poi, risulta essere un materiale dalle ottime prestazioni magnetiche e meccaniche; esso inoltre, non necessita di conduttori o contatti striscianti e neppure di particolari sistemi di smaltimento del calore. Sulle superfici dello statore sottoposte all'azione del traslatore (quelle che si affacciano su di esso) possono essere presenti una serie di magneti permanenti, disposti con polarità alternata, tali macchine sono dette ad effetto vernier (VHM) (Figure 2.7 e 2.8).

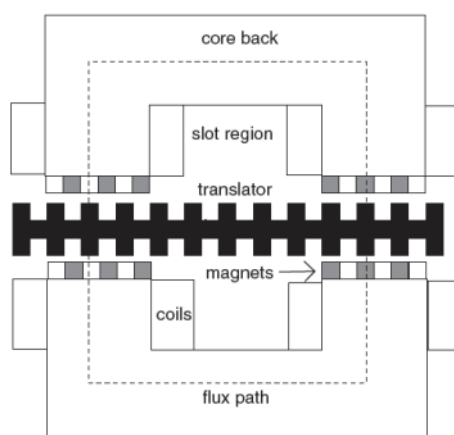


Figura 2.7. Sezione di una macchina ad avvolgimenti concentrati (in particolare una VHM)

### 2.2.2 Macchine a magneti permanente a flusso trasverso

Lo statore di una macchina a flusso trasverso è costituito da una serie di nuclei magnetici a forma di "C", dall'ingombro molto contenuto, nei quali il flusso circola percorrendo principalmente linee perpendicolari al senso del moto: i conduttori

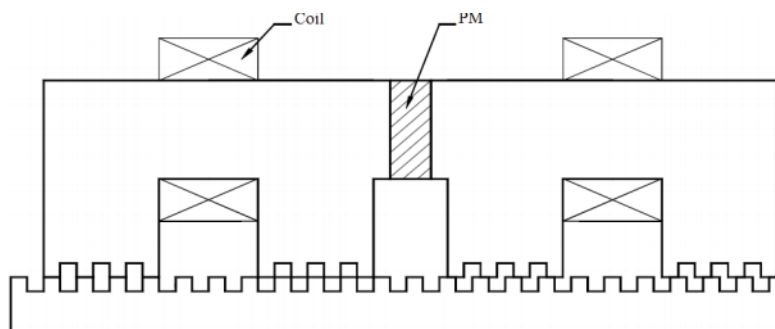


Figura 2.8. Macchina a riluttanza variabile con magneti permanente (VRPM)

pertanto, devono svilupparsi in direzione parallela al movimento del traslatore (un esempio è riportato in Figura 2.9 e 2.10).

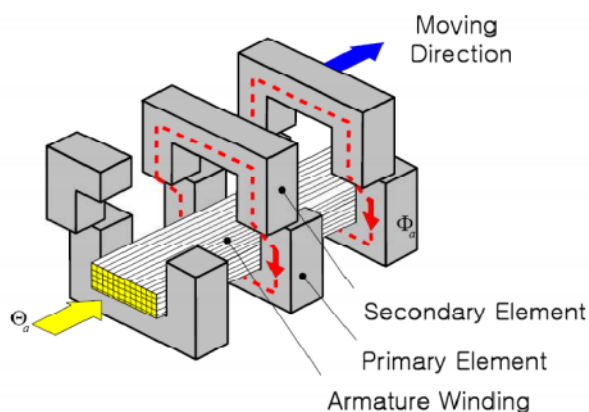


Figura 2.9. Macchina a flusso trasverso (TFM)

Il traslatore può essere costituito da dei magneti permanenti montati su di una struttura in ferro o in materiale non ferromagnetico, a seconda dei percorsi che sono stati stabiliti in sede di progetto per la circolazione del flusso e a seconda del grado di leggerezza che si vuole per questo componente. La sua costruzione risulta molto semplice nel caso di macchina di tipo piano: la struttura portante è di norma una semplice sbarra, i magneti sono applicati lateralmente se massicci o superficialmente ad essa, a polarità alternate sia longitudinalmente che trasversalmente, e

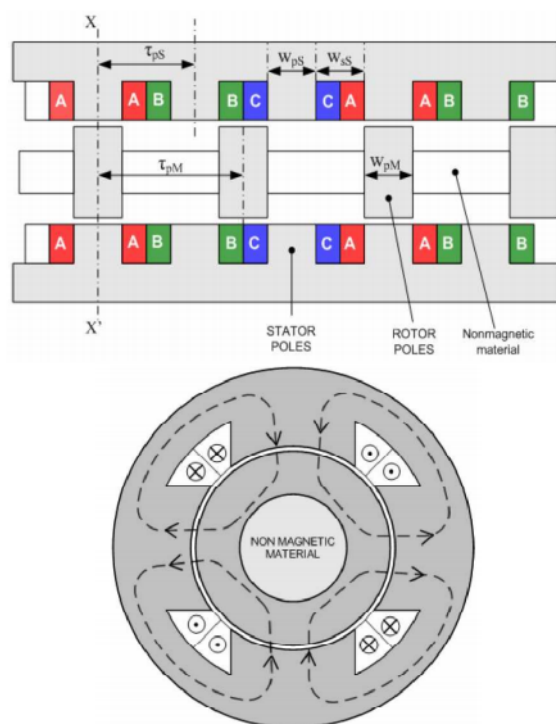


Figura 2.10. Struttura di una macchina tubolare a flusso trasverso: vista assiale (a sinistra) e sezione trasversale  $x-x'$  (a destra)

diretti sempre verso la parte statorica. Il sistema non necessita quindi di bobine di eccitazione, ed il suo funzionamento da generatore è completamente racchiuso nel fatto che nei nuclei magnetici si hanno flussi alternati collegati all'alternanza dell'orientamento dei magneti che in ogni istante si trovano affacciati allo statore. Le prestazioni delle macchine TFM sono ottime sotto molti punti di vista: i rendimenti sono molto elevati (si arriva fino al 95%), così pure la potenza specifica risulta maggiore rispetto alle altre macchine (si va da  $0.65 \div 0.7$  kW/kg fino ad oltre 1 kW/kg). Sotto il profilo delle masse in movimento, le macchine TFM è sempre competitiva con le migliori alternative delle macchine LFM: il traslatore di una macchina TFM può arrivare a pesare la metà di un traslatore di una PMLG e addirittura 10 volte meno rispetto ad una LIM equivalente. Uno dei principali svantaggi delle macchine TFM è dato dai costi di produzione: la forma geometrica di queste macchine è



infatti responsabile di una serie di inconvenienti. In primo luogo queste macchine devono essere laminate in senso trasversale, cosa che può creare dei problemi sia di tipo costruttivo (assemblaggio a volte difficoltoso) che di tipo magnetico (perdite aggiuntive per i flussi che si richiudono sulla faccia laterale del lamierino); la situazione si complica ulteriormente se si utilizza una geometria tubolare. A livello funzionale invece le macchine TFM sono caratterizzate da elevati valori di flussi dispersi. Questo comporta che essa funziona con valori del fattore di potenza molto bassi (circa  $0.3 \div 0.35$ ), si rende quindi necessaria l'interposizione, tra il generatore e la rete, di un sistema di rifasamento: esso potrà essere composto da delle batterie di condensatori, oppure può essere costituito da un convertitore statico (raddrizzatore + inverter), in ogni caso tale sistema dovrà essere di potenza elevata. Vale la pena di sottolineare un ultimo aspetto che talvolta può risultare negativo per queste macchine: la laminazione, come si è detto, è fatta in senso trasversale, può però succedere che per brevi tratti della macchina il flusso si sviluppi longitudinalmente anziché trasversalmente, e quindi in senso perpendicolare al piano di laminazione, comportando delle perdite nel ferro (in particolare per correnti parassite) niente affatto trascurabili. Questo problema può essere risolto attraverso l'uso di lamine di forma più complessa. Nonostante questi svantaggi, le macchine TFM possono offrire dei vantaggi apprezzabili, soprattutto per applicazioni di piccola potenza e chiamate a lavorare a velocità piuttosto elevate; la loro ottimizzazione potrebbe dunque essere determinante per lo sviluppo di tutti i sistemi di micro - generazione che utilizzano delle macchine lineari.

### **2.2.3 Materiali per generatori lineari a magneti permanenti**

In Figura 2.11 sono riportate le curve di magnetizzazione dei principali materiali impiegati nelle macchine a magneti permanenti.

Per questi materiali si tiene conto del secondo quadrante della caratteristica B-H,

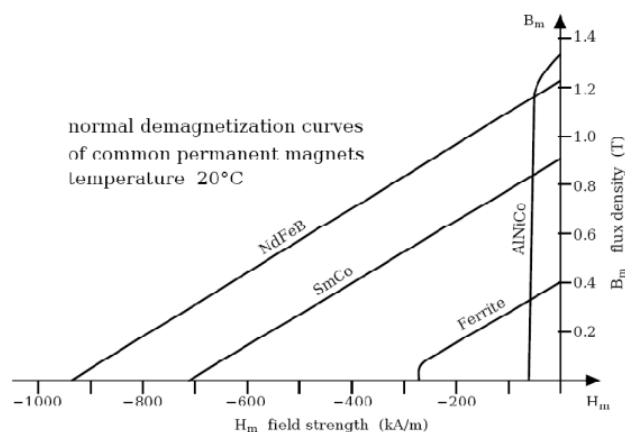


Figura 2.11. Curve di magnetizzazione di alcuni magneti permanenti: si può osservare come la lega NdFeB sia la migliore tra i magneti permanenti

poiché i due parametri importanti per i magneti permanenti sono la densità di flusso residuo  $B_r$  (intersezione delle curve con l'asse B) e il campo coercitivo (intersezione con l'asse H). Come si può notare, le migliori prestazioni sono fornite proprio dalle leghe NdFeB e SmCo. Sono entrambe ottenute mediante tecniche di pressatura delle polveri, ma le difficoltà connesse alla lavorabilità e al reperimento del cobalto, fanno preferire, sotto il punto di vista economico, le leghe NdFeB. A sfavore della lega NdFeB vi è la bassa temperatura di funzionamento compresa tra  $80 \div 200^\circ \text{C}$  (temperatura di Curie di  $310 \div 350^\circ \text{C}$ ), mentre la lega SmCo può spingersi fino a temperature di funzionamento dell'ordine di  $250^\circ \text{C}$  (temperatura di Curie di  $720^\circ \text{C}$ ). Inoltre ancora a vantaggio della lega SmCo vi è la capacità di resistere ad eventuali attacchi chimici corrosivi, mentre per ottenere le stesse qualità chimiche da parte della lega NdFeB è necessario applicarvi esternamente uno strato di nichel (Ni), zinco (Zn), stagno (Sn) o resine epossidiche. In conclusione, se i magneti non sono chiamati a lavorare in ambienti particolarmente sfavorevoli dal punto di vista chimico o con temperature elevate, la scelta del materiale del magnete permanente ricadrà sempre sulle leghe di NdFeB. Per quel che invece riguarda i materiali utilizzati per il circuito magnetico si possono utilizzare, in alternativa ai lamierini ferro

magnetici, i materiali magnetici compositi (SMC). I materiali magnetici compositi (soft magnetic composites) costituiscono la più moderna categoria di materiali utilizzati nella costruzione delle macchine elettriche. Essi sono costituiti da particelle di polvere di ferro ricoperte con uno strato isolante. Le proprietà elettromagnetiche e meccaniche dipendono dal tipo di polveri usate, da eventuali aggiunte di sostanze leganti e dal processo industriale utilizzato per la produzione. I materiali magneti compositi possono essere suddivisi in due categorie:

- compositi costituiti da polveri magnetiche ferrose disperse in una matrice organica, che può essere una resina organica o un polimero. Sono spesso utilizzati per applicazioni in alta frequenza, hanno basse permeabilità ed induzione a saturazione, elevata resistività e buona resistenza meccanica;
- compositi costituiti da polveri magnetiche isolate in superficie con sostanze organiche o inorganiche assemblate mediante un legante. Possono essere visti come l'evoluzione dei precedenti: maggiori densità e quindi migliori caratteristiche magnetiche, più basse perdite per correnti parassite.

Le proprietà e le principali grandezze possono essere così riassunte:

- induzione di saturazione: circa 1.8 T (circa il 10% inferiore a quella dei normali lamierini correntemente in uso);
- permeabilità: da 100 a 600, contro gli oltre 4000 dei lamierini;
- induzione residua: da 0.2 a 0.5 T;
- Campo coercitivo: da 100 a 500 A/m;
- Perdite: correnti parassite assai ridotte, perdite per isteresi maggiori per poter mantenere valori di campo coercitivo ragionevoli. Complessivamente da 6-7 W/kg a 1 T, circa doppie rispetto ai normali lamierini al silicio. Lo svantaggio diminuisce all'aumentare della frequenza;

- isotropia sia termica che magnetica;
- resistività: da 100 a 2900  $\mu\Omega m$ ;

## 2.3 Generatori tubolari

Una macchina lineare tubolare a magneti permanenti può essere realizzata avvolgendo intorno ad un asse parallelo alla direzione del moto una macchina lineare piana a magneti permanenti monolatera, secondo il processo immaginario di Figura 2.12, ottenendo una configurazione del tipo illustrata in figura Figura 2.13 [34].

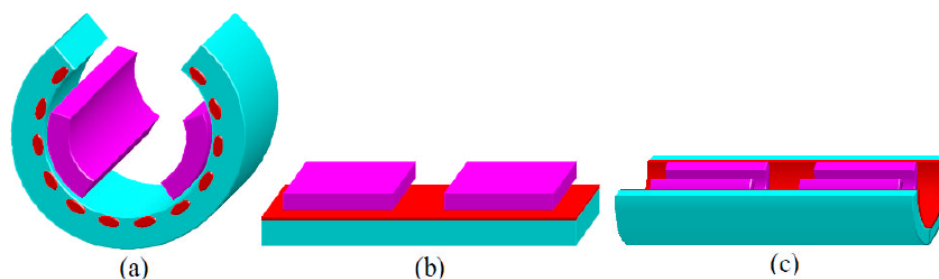


Figura 2.12. Procedimento immaginario per ottenere una TLPMM. Taglio e srotolamento della macchina rotante (a), macchina piana monolatera (b), arrotolamento per ottenere una macchina lineare tubolare (c)

La macchina tubolare presenta alcuni vantaggi rispetto alla macchina lineare piana a magneti permanenti monolatera. Uno di questi è l'assenza di effetti ai bordi e l'annullarsi, per la peculiare simmetria, della risultante delle forze normali alla direzione del moto. Occorre evidenziare che la denominazione "tubolare" si attribuisce ad ogni macchina lineare in cui le linee di forza del campo magnetico attraversano con direzione parallela a quella del moto il ferro di statore, quindi si piegano in direzione radiale per attraversare il traferro e si chiudono in direzione nuovamente parallela a quella del moto attraverso il traslatore. Una macchina tubolare può presentare secondo un piano ortogonale alla direzione del moto sezione sia circolare che poligonale. Le configurazioni più usate sono quelle in cui tale sezione è un quadrato,

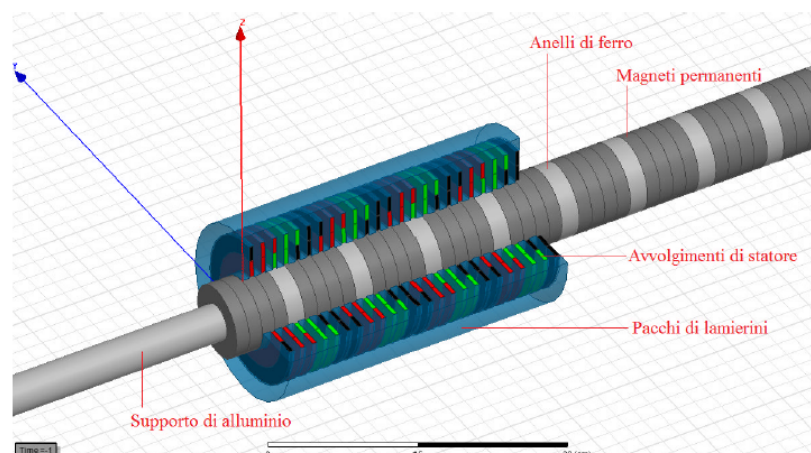


Figura 2.13. Struttura tipica di una TLPMM.

Figura 2.14 o una circonferenza, Figura 2.15. In quest'ultimo caso, si parla anche di macchina a sezione circolare o macchina cilindrica.

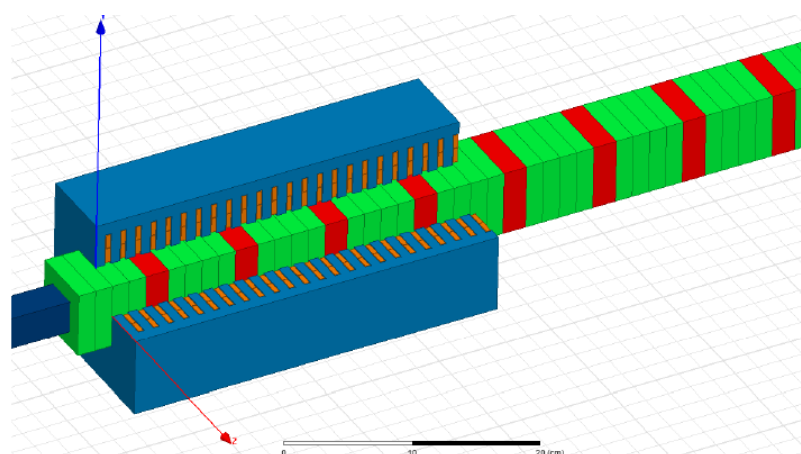


Figura 2.14. TLPMM a sezione quadrata

Ulteriori considerazioni di carattere generale possono essere fatte in base alla lunghezza del traslatore e dello statore. La configurazione più usata prevede la realizzazione dello statore corto con funzione di indotto e fissato a un basamento, mentre il traslatore più lungo con funzione di induttore. Quando i magneti e i distanziatori scorrono su un manicotto in alluminio che funge da guida vincolata, la

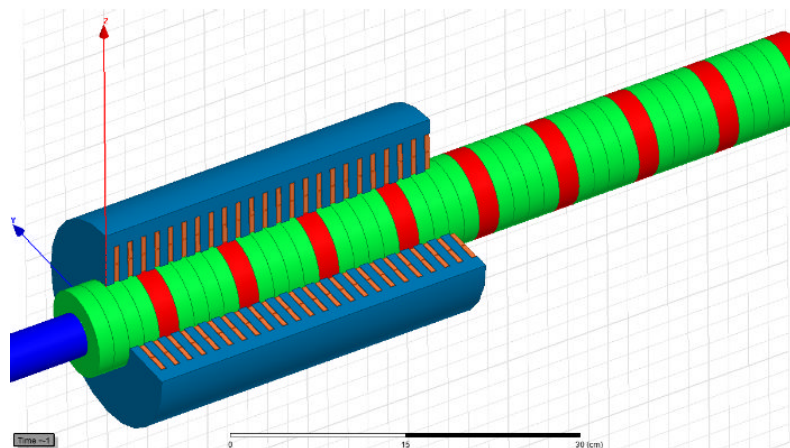


Figura 2.15. TLPMM Figura 58. TLPMM a sezione quadrata a sezione circolare

configurazione assunta dal TLPMM è denominata concentrica. Il manicotto di alluminio scorre poggiandosi ed essendo guidato da bronzine o cuscinetti. La struttura di un tipo di TLPMM è rappresentata in Figura 2.13. Si distinguono da una parte lo statore con i denti, le cave e gli avvolgimenti circolari, dall'altra il traslatore con i magneti permanenti, i distanziatori in ferro e la guida in alluminio.

A differenza della macchina lineare a struttura piana, la simmetria geometrica derivante dalla struttura cilindrica determina nel TLPMM l'assenza di effetti ai bordi e l'annullarsi della risultante delle forze normali. Come nella macchina lineare piana anche nella TLPMM si manifestano gli effetti alle estremità, che si possono dividere in statici e dinamici. Quelli statici sono dovuti dalle differenti lunghezze dei nuclei magnetici del traslatore e dell'induttore che determinano un allungamento ed incurvamento delle linee di forza alle estremità della macchina. Ne consegue una differenza nelle autoinduttanze delle fasi induttrici e mutue induttanze tra le fasi induttrici (trascurabili quando il numero coppie polari è elevato). Gli effetti d'estremità dinamici sono causati dalle diverse posizioni che il traslatore può assumere rispetto allo statore durante il funzionamento e, quindi, dalle diverse condizioni di accoppiamento magnetico. In particolare, gli effetti dinamici d'estremità aumentano

quando l'indotto si muove verso l'estremità della struttura cilindrica della macchina (cioè posizioni prossime a quelle di finecorsa), determinando una distorsione delle linee di forza del campo magnetico al traferro. La macchina lineare a magneti permanenti è anche affetta dalle forze di *cogging* che scaturiscono dall'attrazione dei magneti del traslatore e lo statore in materiale ferromagnetico. Queste forze saranno esaminate più nel dettaglio nel Capitolo 3 e si presenteranno anche alcuni metodi per la loro riduzione.

### 2.3.1 Modello matematico e circuitale del TLPMG

I generatori o alternatori elettrici lineari operano come i corrispettivi generatori rotanti, sulla base della legge di Faraday-Neumann-Lenz dell'induzione elettromagnetica, secondo cui

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}$$

Una forza elettromotrice  $e$  è indotta in una spira, se il suo flusso concatenato  $\Phi$  varia nel tempo  $t$ . Considerando che esistono numerose configurazioni di magneti traslanti, sono mostrate due topologie in Figura 2.16. La prima (Figura 62.16a) presenta diversi magneti, mentre la seconda (Figura 2.16b) presenta un singolo magnete mobile. Chiaramente, non vi è alcuna differenza nel principio di funzionamento. In questa sede per l'analisi si prende in considerazione quella con un unico magnete mobile di Figura 2.16b. Il primo passo per l'analisi e la progettazione di un alternatore a magneti permanenti lineare (PMLA) è la determinazione del campo al traferro prodotto dal magnete. Un primo approccio mediante circuito magnetico produce risultati approssimati accettabili. Trascurando la saturazione e le perdite, per la posizione del magnete di Figura 2.17 si ha

$$B_m = B_g = \mu_0 H_g \quad (2.1)$$

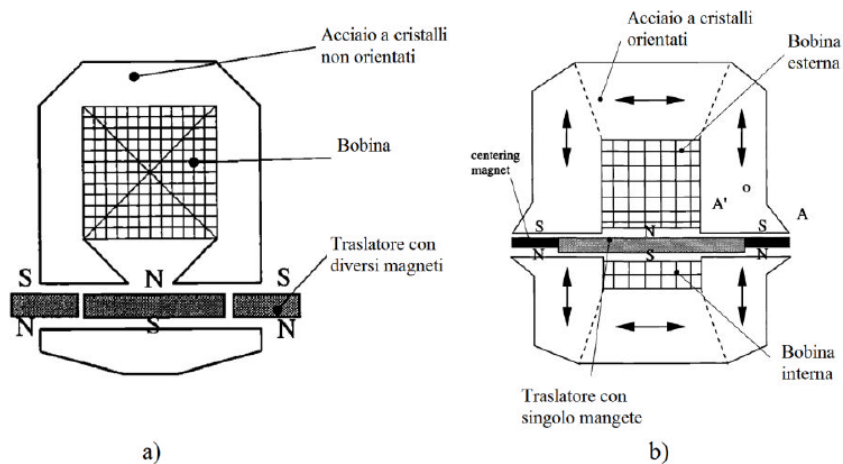


Figura 2.16. Alternatore lineare a) con diversi magneti b) con singolo magnete

Trascurando la riluttanza del nucleo ferromagnetico e applicando la legge di Ampere si ottiene

$$k_s H_g (2g) + H_m h_m + H_s h_s = 0 \quad (2.2)$$

La caratteristica di smagnetizzazione dei magneti permanenti si può scrivere come

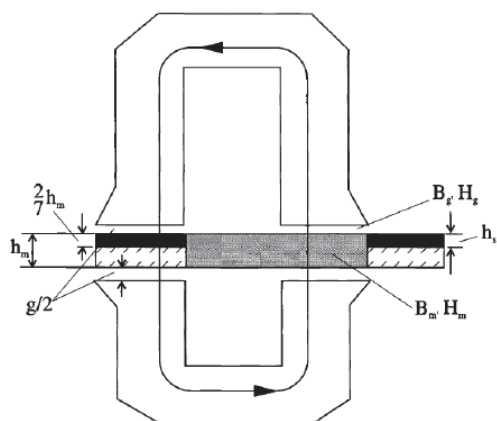


Figura 2.17. Magnete in posizione estrema.

$$B_m = B_r + \mu_{rc} H_m \quad (2.3)$$



La simbologia fin qui utilizzata fa riferimento a quanto di seguito riportato.  $B_m =$  Densità di flusso di funzionamento del magnete permanente PM [T]

$H_m =$  Intensità di campo magnetico di funzionamento del PM [A/m]

$g =$  Traferro [m]

$k_s =$  Fattore di saturazione

$B_r =$  Densità di flusso residuo [T]

$\mu_{rc} =$  Permeabilità di un magnete permanente nel secondo quadrante del ciclo di isteresi; è chiamata spesso permeabilità di recoil [H/m]

$B_g =$  Densità di flusso al traferro [T]

$H_g =$  Intensità di campo magnetico al traferro [A/m]

$h_m =$  Spessore del magnete principale [m]

$h_s =$  Spessore del magnete molla (sostenuta dal ferro di statore) [m]

Combinando le equazioni precedenti si ottiene:

$$B_m = B_r \left[ 1 + \frac{\mu_{rc}}{\mu_0} \left( \frac{2k_s g}{h_m + h_s} \right) \right]^{-1} \quad (2.4)$$

Avendo determinato la massima densità di flusso al traferro è possibile scrivere la forza elettromotrice indotta  $E$

$$E = 4,44 f B_m A_g N \quad (2.5)$$

dove

$f =$  frequenza di sincronismo (del traslatore in movimento) [Hz]

$A_g =$  Area di superficie del magnete [m<sup>2</sup>]

$N =$  Numero totale di spire di statore

$B_m =$  Massima densità di flusso al traferro [T] (data dall'Eq. 2.4)

Per conoscere il rendimento dell'alternatore si devono conoscere i vari parametri del PMLA. In primo luogo, l'induttanza di magnetizzazione  $L_m$ ; questa è data da

$$L_m = \frac{\mu_0 \pi D_m N^2 l_s}{2k_s g_m} \quad (2.6)$$

dove

$D_m$  = Diametro medio degli avvolgimenti [m]

$l_s$  = Lunghezza della corsa del traslatore [m]

$g_m$  = Traferro magnetico [m]

L'induttanza di dispersione, invece, è data da

$$L_\sigma = \mu_0 N_i^2 \left( \frac{h_{si}}{3b_{si}} + \frac{h_s}{b_{si}} \right) \pi D_i + \mu_0 N_0^2 \frac{h_{s0}}{3b_{s0}} \pi D_0 \quad (2.7)$$

Infine, l'induttanza sincrona diventa

$$L_s = L_m + L_\sigma \quad (2.8)$$

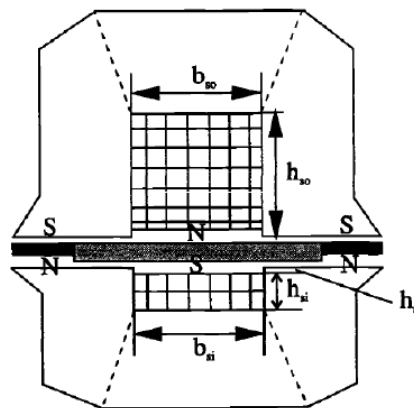


Figura 2.18. Geometria e dimensioni dell'alternatore.

Per ottenere una buona regolazione della FEM, talvolta è necessario inserire una capacità "di accordamento" per neutralizzare la reattanza sincrona. Il circuito equivalente del PMLA diventa allora quello mostrato in Figura 2.19 (I. Boldea, 1997); la configurazione del circuito è monofase, in modo analogo si può ottenere una configurazione trifase con tre circuiti equivalenti.

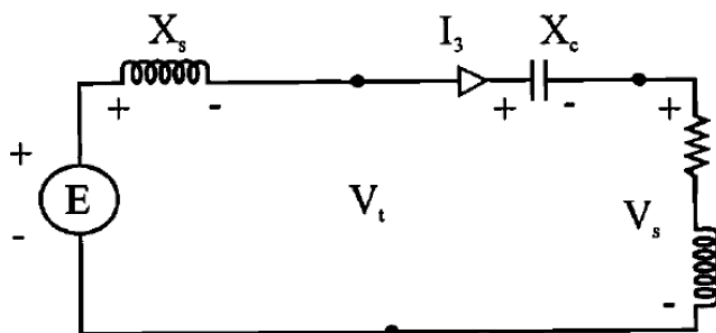


Figura 2.19. Circuito equivalente del PMLA.

# Capitolo 3

## Tipologie di strutture di generatori lineari tubolari a magneti permanenti

### 3.1 Premesse

Nel presente paragrafo verranno analizzate le strutture di statore di rotore note in letteratura e innovative per evidenziare i vantaggi e gli svantaggi relativi alla loro adozione con particolare riferimento alla realizzazione di un PMLG per moto ondoso[30] [31] [32] [36] [38] [39].

### 3.2 Statore

Nelle macchine elettriche in corrente alternata, siano esse lineari o rotanti, lo statore svolge principalmente due funzioni fondamentali: ospita gli avvolgimenti statorici e crea delle corsie preferenziali a bassa riluttanza per le linee di campo magnetico. Per quanto riguarda quest'ultima caratteristica, la scelta di un materiale ferromagnetico

con bassa riluttanza come i materiali ferromagnetici dolci consente di addensare in modo opportuno le linee di campo consentendone la giusta richiusura. Inoltre, la scelta di un materiale le cui caratteristiche B-H hanno un'area del ciclo di isteresi ridotta, consente la limitazione delle perdite per isteresi magnetica. Ad ogni modo, essendo il materiale ferromagnetico anche un conduttore dal punto di vista elettrico, esso è soggetto al fenomeno delle correnti parassite. Questo aspetto è di fondamentale importanza, poiché le strategie adottate per la limitazione delle perdite per correnti parassite influenzano in modo significativo le scelte riguardanti gli aspetti costruttivi. In questo paragrafo vengono analizzate varie strutture di statore. Alcune di queste sono note in letteratura, altre invece presentano delle caratteristiche innovative. Inoltre vengono presentati dei criteri costruttivi per la limitazione di alcuni effetti parassiti come *l'end-effect* e la *forza di cogging*.

### 3.2.1 Analisi delle perdite delle varie tipologie di strutture

La progettazione dello statore del prototipo si basa su un confronto preliminare fra tre strutture geometricamente e magneticamente differenti.

Il confronto si basa su simulazioni implementate su software FEA per la valutazione dei campi e delle perdite nel ferro. Per le tre strutture si è ipotizzato l'utilizzo dello stesso materiale ferromagnetico. Di seguito vengono descritte tre le tre geometrie.

*Prima struttura* - La prima struttura è realizzata attraverso l'impacchettamento di lamierini a forma di disco di spessore pari a 0,5 mm con due differenti raggi interni ma di uguale raggio esterno in modo tale da creare le cave dove alloggiare gli avvolgimenti statorici. La Figura 3.1 mostra la forma dei lamierini. Nei due dischi sono ricavate delle aperture per permettere l'inserimento degli avvolgimenti. Vengono impilati 18 lamierini con raggio interno piccolo per la realizzazione dei denti

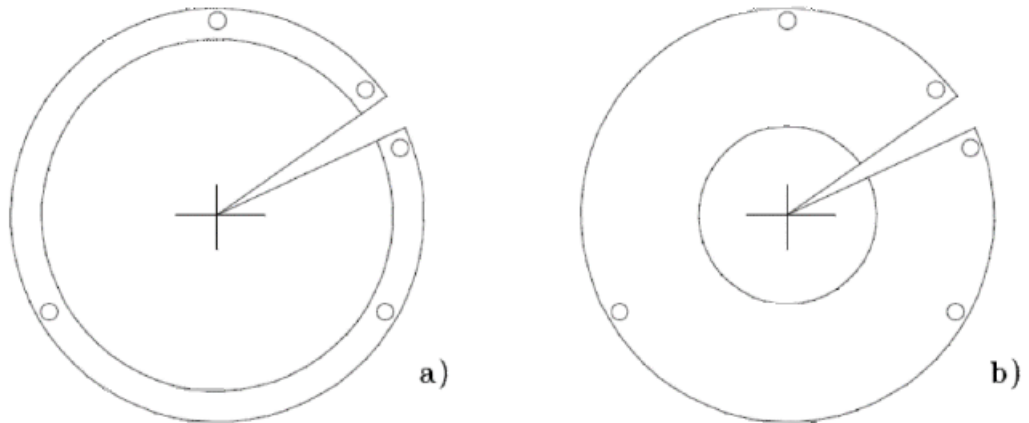


Figura 3.1. Lamierini del pacco statorico della prima struttura

e 9 lamierini con raggio interno grande per la realizzazione della cave. La sezione dello statore ottenuto è mostrata in Figura 3.2.

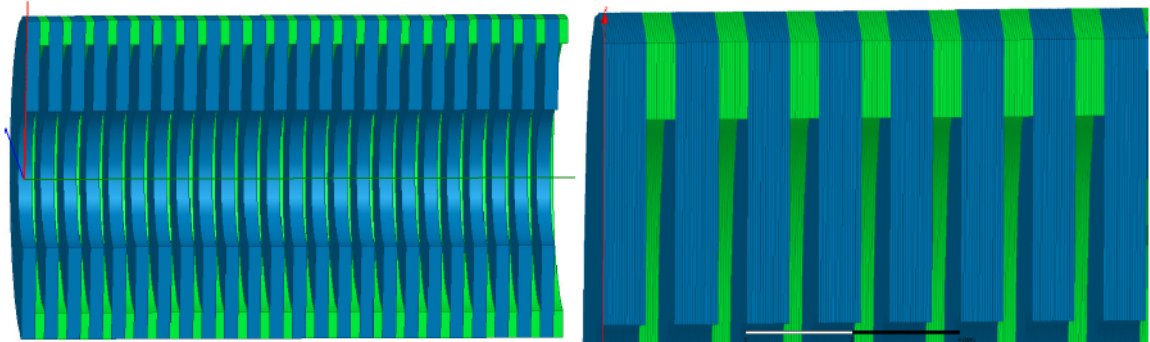


Figura 3.2. Sezione della prima struttura di statore

In questa tipologia di struttura la direzione della laminazione è parallela all'asse di traslazione del traslatore. Nei denti, dove le linee di campo hanno direzione radiale, questo tipo di laminazione consente di confinare le correnti parassite nel volume del singolo lamierino. Al contrario, ciò non si verifica quando il flusso ha direzione assiale come nel back-iron dello statore. Inoltre questo tipo di struttura introduce nella direzione assiale del campo tanti traferri aggiuntivi quanti sono il numero di

lamierini accostati, determinando una riduzione complessiva dell'efficienza. Bisogna specificare però che questo tipo di struttura ha due interessanti caratteristiche: la prima è che il traslatore essendo completamente circondato dallo statore consente di ottenere un migliore sfruttamento magnetico del ferro; la seconda caratteristica riguarda la semplicità costruttiva. Questa tipologia di statore, infatti, risulta essere di semplice costruzione e molto robusta dal punto di vista meccanico.

*Seconda struttura* - La seconda versione analizzata è costituita da otto blocchi ferromagnetici laminati in direzione perpendicolare alla direzione del movimento. In particolare, i blocchi sono costituiti da "pettini" che, una volta assemblati, realizzano le cave di statore. La Figura 3.3 mostra la sezione del singolo lamierino mentre la Figura 3.4 mostra la sezione dell'intero blocco.

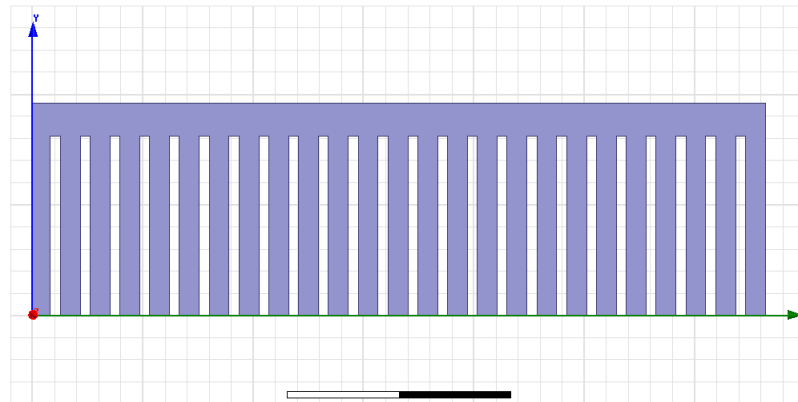


Figura 3.3. Sezione del lamierino della seconda struttura

I lamierini sono posizionati in modo tale da involuppare un profilo cilindrico in grado di ospitare il traslatore. Questa configurazione ha interessanti caratteristiche poiché riesce a confinare le correnti parassite all'interno del volume dei lamierini in tutte le direzioni (assiale e radiale). Inoltre questa struttura non introduce traferri aggiuntivi. Di contro uno statore così fatto presenta degli svantaggi rispetto la prima struttura. Il primo problema riguarda i fenomeni di saturazione che si potrebbero

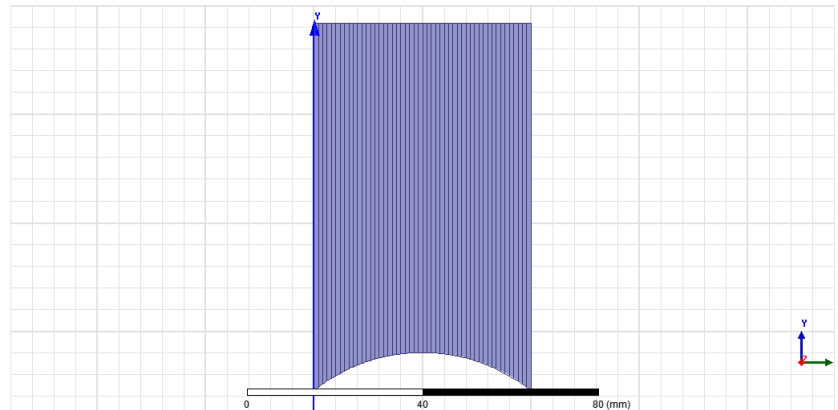


Figura 3.4. Sezione blocco lamierini della seconda struttura

verificare nell'area tra due blocchi dovuto al forte addensamento delle linee di campo come mostrato nella Figura 3.5. In altre parole, a differenza della prima struttura,

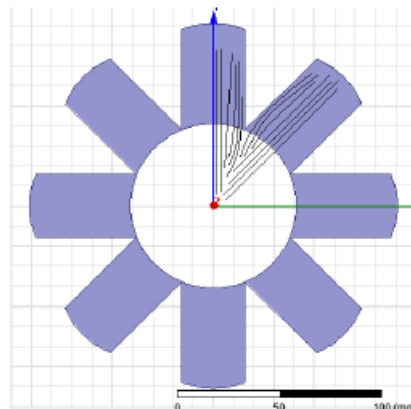


Figura 3.5. Saturazione nella seconda struttura di statore

il volume del materiale ferromagnetico usato non è distribuito omogeneamente intorno al traslatore e questo addensa le linee di campo tra un blocco e il successivo. Il secondo problema invece consiste nelle difficoltà costruttive dovute alla necessità di allineare i lamierini e all'assemblaggio finale dei blocchi. La versione completa è mostrata in Figura 3.6.



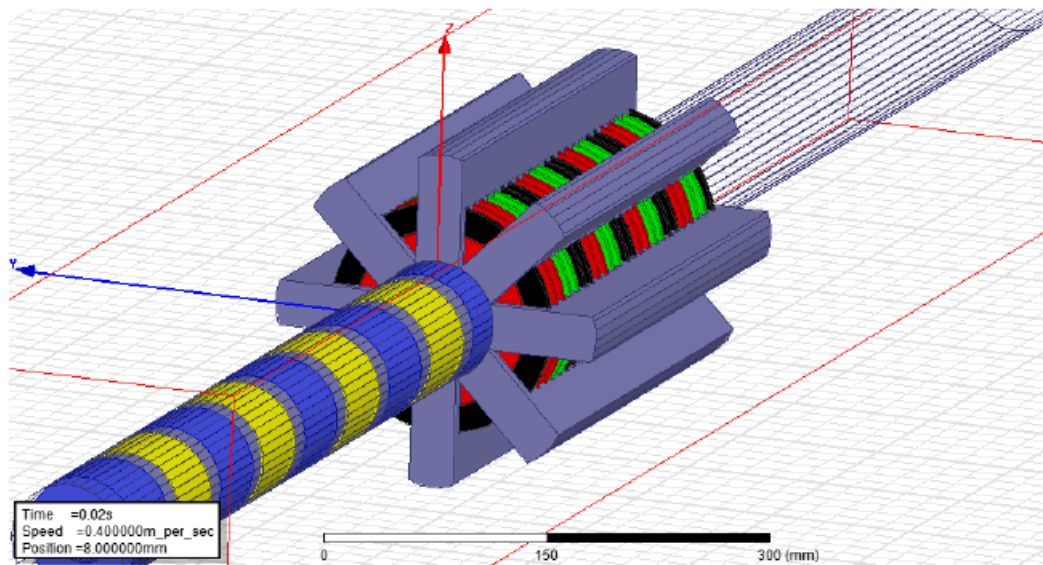


Figura 3.6. Modello tridimensionale della seconda struttura di statore esaminata

*Terza struttura* - La terza struttura, innovativa, è una combinazione delle due strutture già analizzate. Lo scopo è quello di integrare i vantaggi delle due precedenti. In particolare, questa struttura prevede, nella zona più interna dello statore, un cilindro ferromagnetico con direzione di laminazione parallela all'asse di movimento come nella prima struttura. Sulla superficie esterna del cilindro vengono posti i blocchi, come nella seconda struttura, con vettore di laminazione perpendicolare all'asse del movimento. Avendo a disposizione una grande superficie rispetto che nel secondo caso, questa volta il numero di blocchi installabile è superiore risolvendo il problema della saturazione magnetica già discusso precedentemente. Le correnti parassite invece risultano confinate nei volumi dei lamierini in tutte le direzioni.

*Confronto tra le tre strutture* - I tre prototipi di statore descritti sono stati simulati per mezzo software di simulazioni FEA 3D. Le parti sono state discretizzate con un elevato numero di elementi per garantire una buona accuratezza dei risultati (200,000 elementi per lo statore e 100,000 elementi per il traslatore). Le simulazioni sono state condotte assumendo il funzionamento da generatore. In particolare,

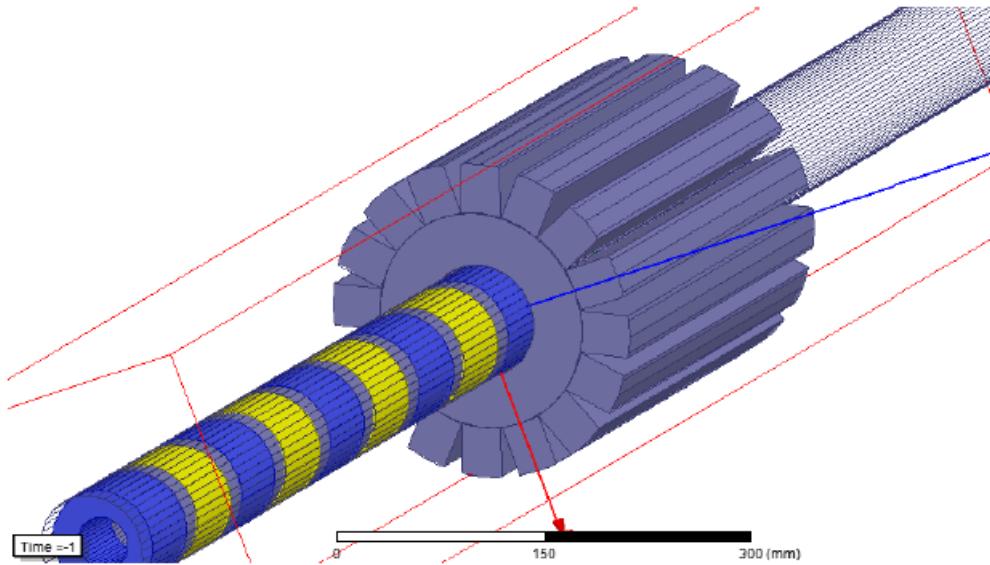


Figura 3.7. Struttura di statore ibrida

partendo da una posizione iniziale dove il traslatore si trova completamente fuori dallo statore, viene imposta una traslazione a velocità costante di 40 cm/s e una durata totale di 1 s. All'istante finale il traslatore quindi si sarà spostato di 40 cm. Gli avvolgimenti di statore sono stati connessi ad un carico resistivo trifase da  $20\Omega$  connesso a stella. Per valutare gli effetti delle varie geometrie sulle prestazioni, sono state valutate le seguenti grandezze: i flussi concatenati, le tensioni indotte sugli avvolgimenti, le correnti statoriche, la forza lungo la direzione dello spostamento e le perdite nel ferro (calcolate come somma delle perdite per correnti parassite e per isteresi magnetica).

Se il ferro è interessato da un flusso sinusoidale, le perdite nel ferro possono essere calcolate nel dominio della frequenza attraverso l'equazione 3.1

$$P_{Fe} = P_h + P_c + P_a = K_h B_m^2 + K_c f^2 B_m^2 + K_a f^{1,5} B_m^{1,5} \quad (3.1)$$

dove  $B_m$  è l'ampiezza dell'induzione magnetica,  $f$  è la frequenza,  $K_h$  è il coefficiente relativo alle perdite per isteresi magnetica,  $K_c$  è il coefficiente relativo alle perdite per correnti parassite e  $K_a$  il coefficiente delle perdite addizionali. Il coefficiente  $K_c$  è calcolato attraverso la seguente espressione

$$K_c = \pi^2 \sigma \frac{d^2}{6} \quad (3.2)$$

dove  $\sigma$  è la conduttività del materiale e  $d$  è lo spessore del lamierino. I coefficienti  $K_h$  e  $K_a$  sono calcolati attraverso le caratteristiche del materiale fornite dal costruttore ad una singola frequenza variando  $B_m$ . In particolare, l'espressione delle perdite complessive può essere riscritta come

$$P_{fe} = K_1 B_m^2 + K_2 B_m^{1,5} \quad (3.3)$$

con  $K_1 = K_h f + K_c f^2$  e  $K_2 = K_a f^{1,5}$ . Si procede identificando i coefficienti  $K_1$  e  $K_2$  in modo tale da minimizzare la funzione

$$f(K_1, K_2) = \Sigma [P_{Fei} - (K_1 B_{mi}^2 + K_2 B_{mi}^{1,5})]^2 = \min \quad (3.4)$$

dove  $P_{Fei}$  e  $B_{mi}$  sono i vari punti delle caratteristiche fornite dai costruttori. Ottenuti  $K_1$  e  $K_2$  gli altri coefficienti possono essere riscritti con le seguenti equazioni:

$$K_h = (K_1 - K_c f_0^2) / f_0 \quad (3.5)$$

$$K_a = K_2 / f_0^{1,5} \quad (3.6)$$

dove  $f_0$  è la frequenza delle caratteristiche fornite. I coefficienti calcolati nelle simulazioni per il materiale impiegato sono:  $K_c = 0.822$ ,  $K_h = 0.014$  e  $K_a = 0.00116$ .

La Figura 3.8 mostra l'andamento dei flussi concatenati di una fase delle tre strutture. Le forme d'onda ottenute sono di tipo sinusoidale con ampiezza crescente durante lo spostamento.

In effetti, il traslatore entra gradualmente nello statore (inizialmente vuoto), quindi le grandezze elettriche e magnetiche aumenteranno gradualmente per via del

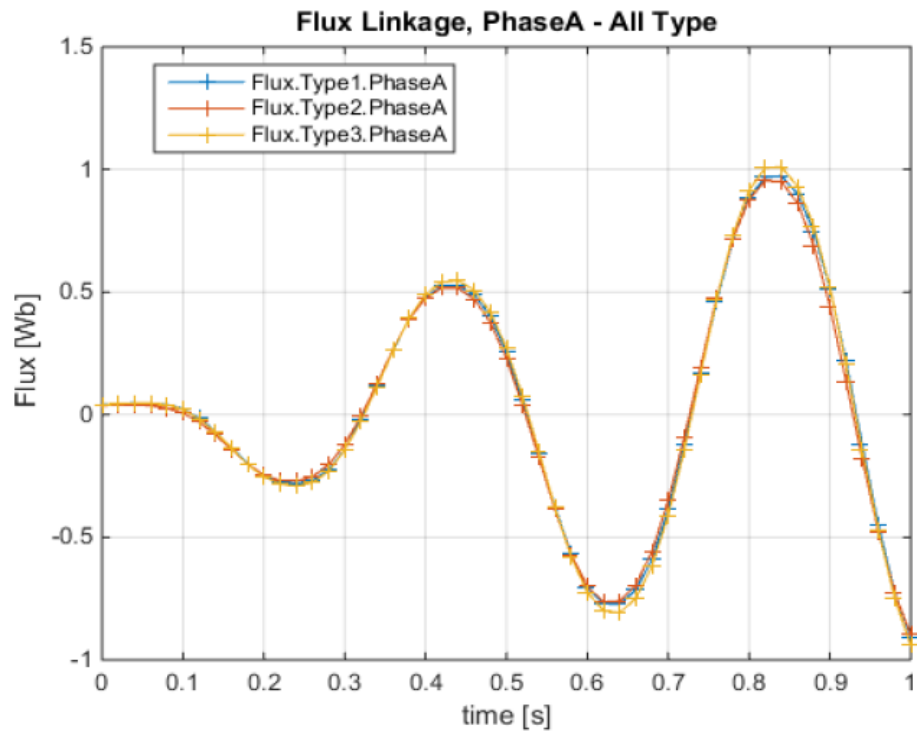


Figura 3.8. Flusso concatenato della Fase A dei tre prototipi

più forte accoppiamento magnetico tra le due parti. Gli andamenti del flusso relativi alle prime due strutture sono quasi sovrapponibili, mentre risultato leggermente più grandi nella terza struttura. Ciò è dovuto al fatto che nella prima struttura la laminazione introduce dei traferri aggiuntivi mentre la seconda struttura decrementa il flusso concatenato per via della distribuzione non omogenea del ferro intorno alla traslatore. Si conclude quindi che le due strutture (prima e seconda) sono simili in termini di flusso concatenato. La terza struttura invece, beneficiando dei vantaggi delle prime due, riduce i flussi dispersi e incrementa il flusso utile. Ciò si riflette anche nelle tensioni indotte (Figura 3.9) e nelle correnti statoriche (Figura 3.10).

L'analisi mostra quindi che il terzo tipo di struttura contribuisce ad un aumento complessivo dell'efficienza della macchina, poiché con lo stesso campo induttore, i flussi, le tensioni e le correnti sono significativamente maggiori. Risultati ancora più

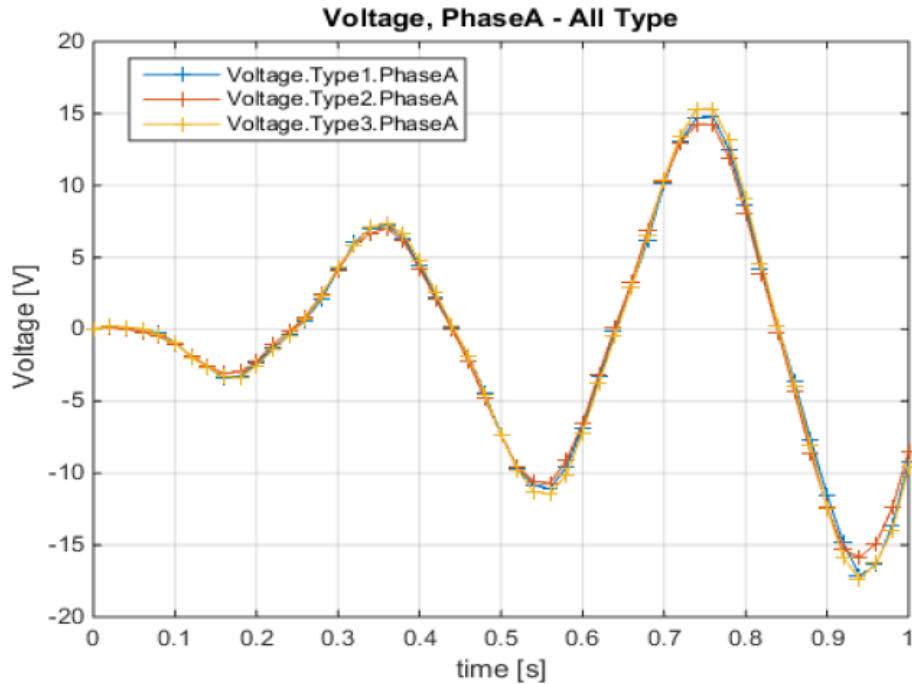


Figura 3.9. Tensioni della Fase A dei tre prototipi

interessanti si riscontrano invece dal confronto delle perdite nel ferro sia in termini assoluti che in relazione al volume complessivo dell'indotto. La Figura 3.11 mostra le perdite in valore assoluto nei tre casi esaminati. Gli andamenti mostrano infatti che la terza struttura, quella innovativa, presenta valori di perdite nettamente più basse. La seconda struttura invece, risulta quella con perdite maggiori. Tuttavia è più utile confrontare le perdite normalizzate rispetto al volume complessivo del ferro (Figura 3.12). I dati evidenziano chiaramente che la terza struttura presenta anche il più basso valore di perdite normalizzate. Infatti la prima struttura non merita particolari valutazioni poiché presenta delle perdite elevate. La seconda e la terza consentono di confinare le perdite per correnti parassite sia laddove il campo ha direzione radiale sia laddove ha direzione assiale. Ciò nonostante, il terzo tipo presenta delle perdite minori del secondo. Questo risultato lo si spiega considerando che la terza struttura consente di ottenere una distribuzione uniforme del ferro attorno

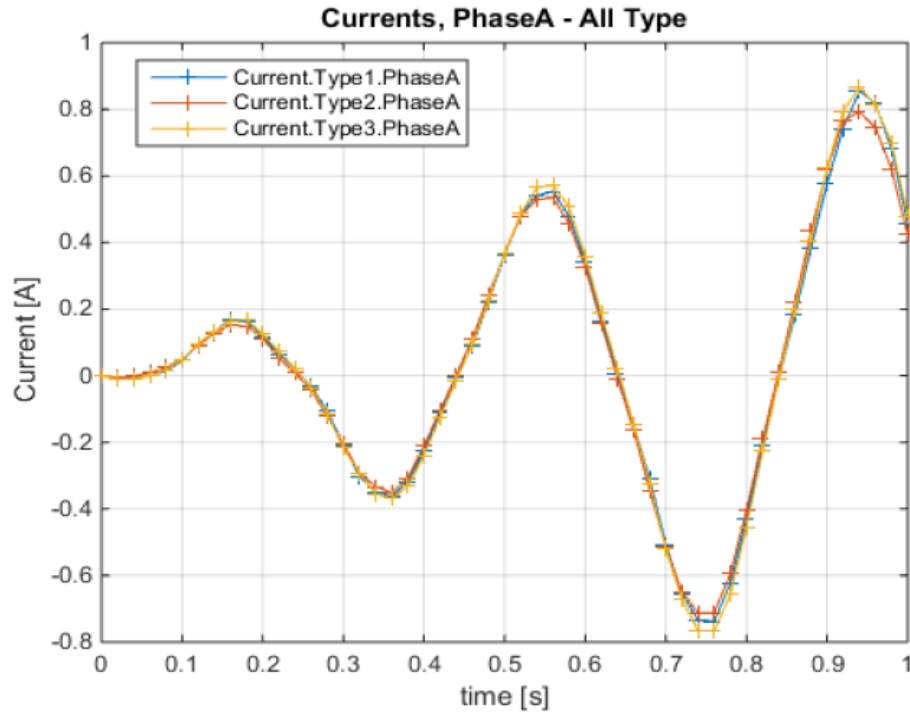


Figura 3.10. Correnti della Fase A dei tre prototipi

al traslatore, permettendo una diminuzione dell'intensità delle correnti parassite e quindi delle perdite. La terza tipologia, inoltre, ci consente di mantenere un valore di induzione magnetica più uniforme poiché offre un volume maggiore di ferro in prossimità dei denti. E' utile fare delle valutazioni sui valori della forza lungo l'asse di spostamento. La figura 3.13 mostra l'andamento della forza nei tre casi esaminati. Poiché il traslatore si muove di moto rettilineo uniforme (accelerazione pari a 0), la sommatoria delle forze sulla parte in movimento deve essere zero per il secondo principio della dinamica. Quindi deve verificarsi una compensazione tra: la forza necessaria per ottenere il movimento, la forza dovuta al carico elettrico generata dalla reazione d'armatura distorcente, l'end-effect e la forza di cogging. Con questo tipo di simulazioni e con questo tipo di struttura di macchina (traslatore lungo e statore corto) possiamo in prima approssimazione trascurare la forza di cogging. Quindi la forza calcolata descrive principalmente l'end-effect. I valori ottenuti mostrano che

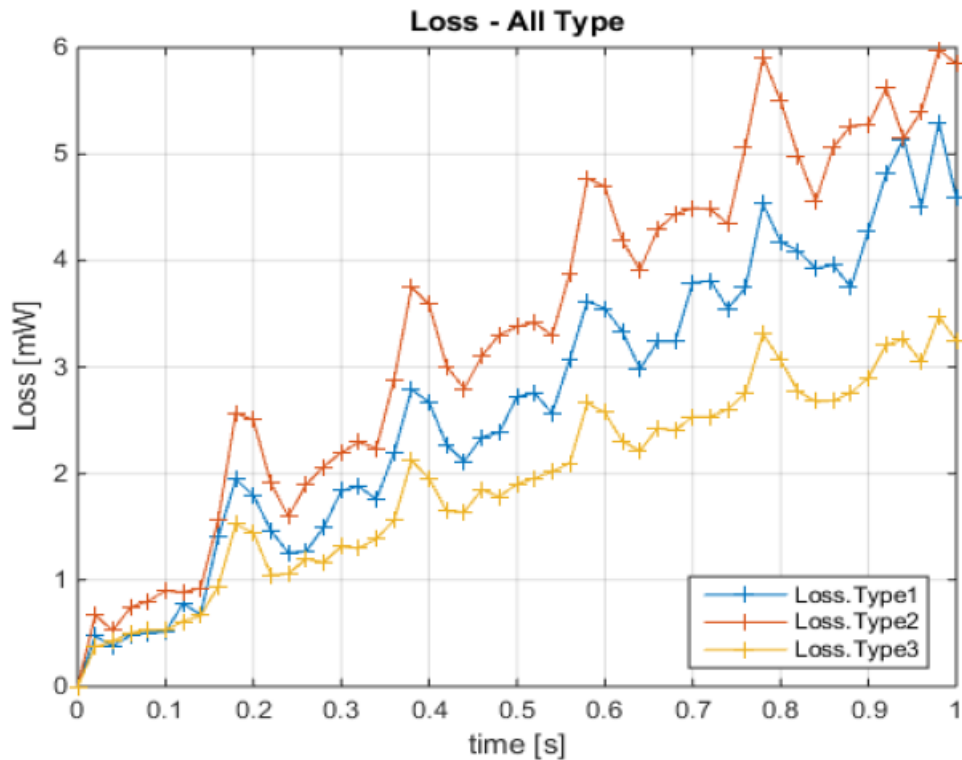


Figura 3.11. Perdite del Ferro

da questo punto di vista la terza struttura è la peggiore. Ciò è dovuto al più elevato valore di flusso al traferro che la geometria consente di ottenere.

### 3.2.2 Analisi della forza di *cogging* e strategie di minimizzazione

La necessita di creare gli opportuni spazi per ospitare gli avvolgimenti di statore, fa in modo, come avviene anche in altre macchine elettriche, che il campo magnetico al traferro non attraversa un circuito ferromagnetico uniforme ma bensì l'alternanza di di *cave* e di *denti*. La cava è laddove manca parte del circuito ferromagnetico poiché in esse sono alloggiati gli avvolgimenti di statore. I denti invece sono di materiale ferromagnetico e costituiscono la spazio tra le cave. Per il campo magnetico, questa

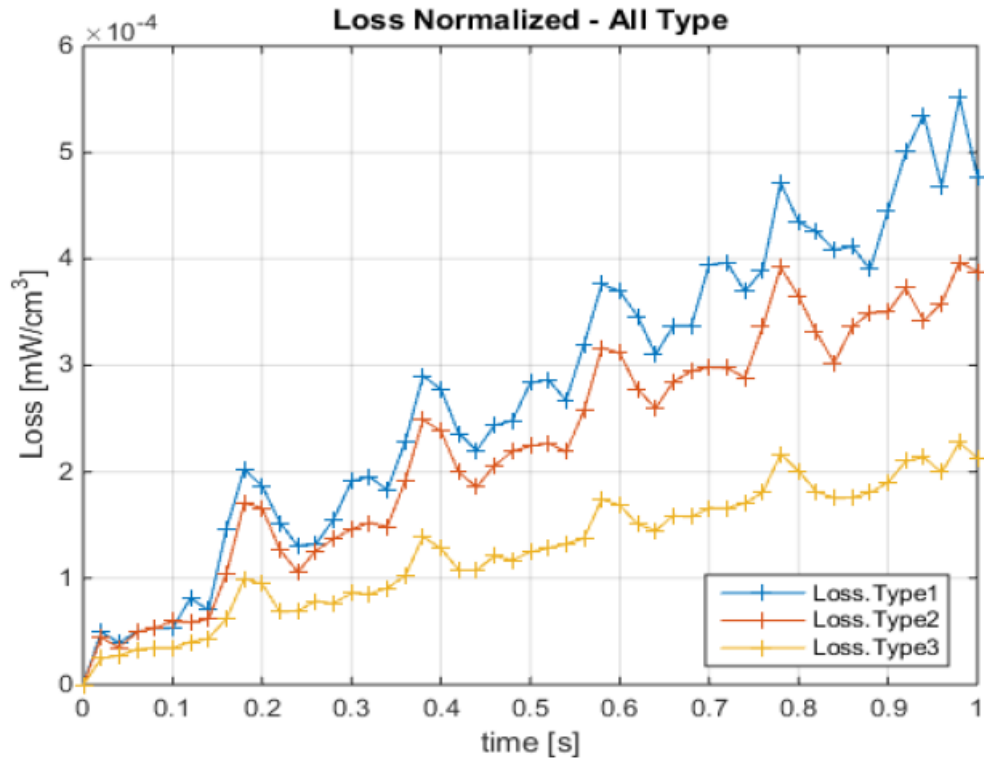


Figura 3.12. Perdite del Ferro normalizzate rispetto al volume

geometria produce dei percorsi a riluttanza variabile. In particolare, le linee di campo che attraversano la cava superano un percorso ad elevata riluttanza. Invece le linee di campo che attraversano i denti attraversano un percorso con riluttanza pari a quella del circuito ferromagnetico di statore. Questa anisotropia geometrica e magnetica si ripercuote sia nelle grandezze elettriche (tensioni e correnti) che nelle grandezze meccaniche. Le correnti subiscono un inquinamento armonico e ciò causa un *ripple* (oscillazione) di forza sul traslatore. Questa forza prende il nome di forza di "cogging" [1][4][3]. La Figura 3.14 mostra il fenomeno. Dalla figura si osserva che inizialmente una linea di campo magnetico è allineata con il percorso a minima riluttanza, cioè si allinea con il dente. Quando si presenta il disallineamento tra il polo magnetico e il dente nasce una forza di riluttanza che vuole ristabilire la posizione di minimo di energia (Figura 3.15).



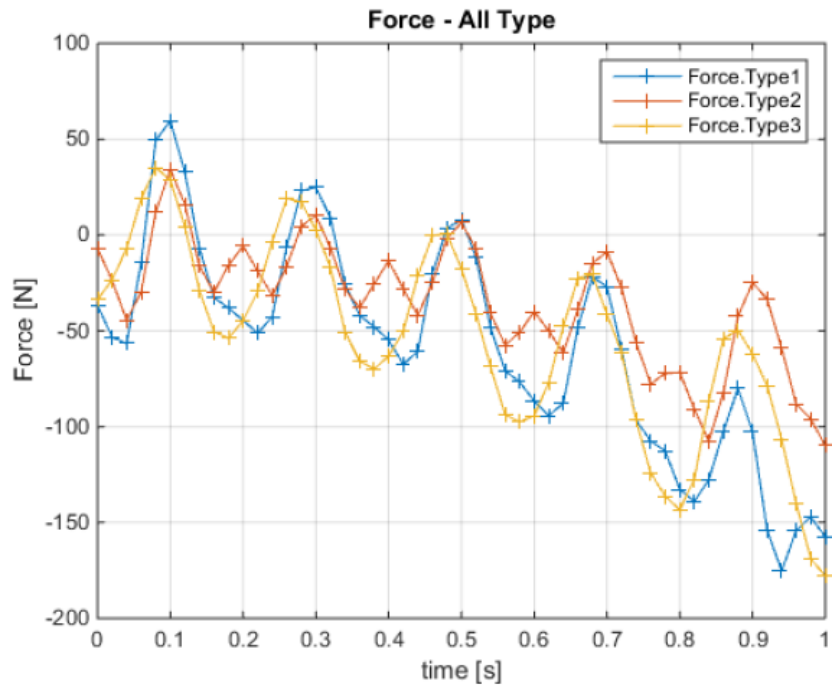


Figura 3.13. Forza sul traslatore

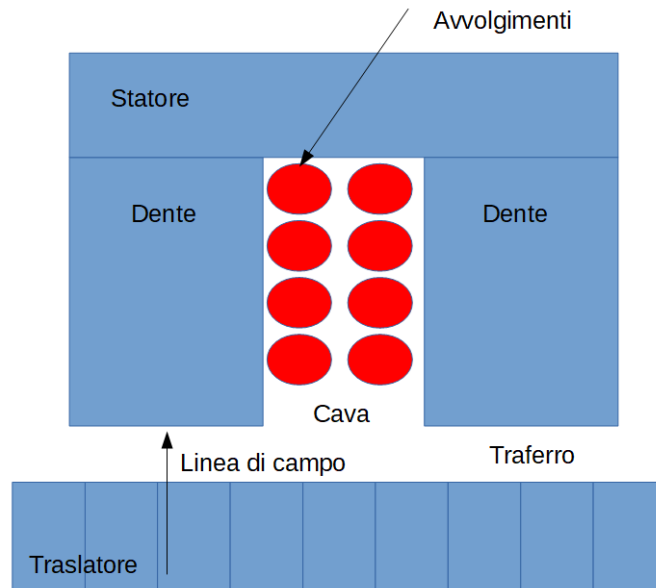


Figura 3.14. Forza di cogging - Primo istante

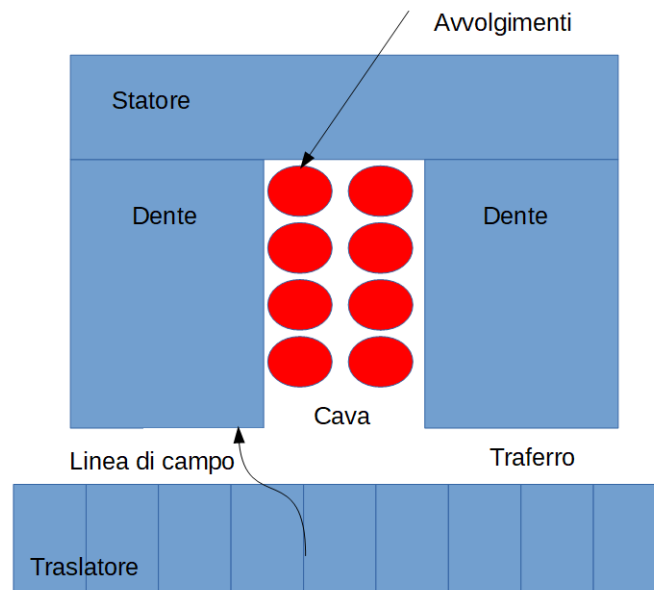


Figura 3.15. Forza di cogging - Secondo istante

Dopo un certo spostamento del traslatore, la linea di campo si ritrova al centro della cava e esattamente tra due denti. Il traslatore, attratto da entrambi i denti (precedente e successivo), non subirà nessuna forza trovandosi nuovamente nella condizione di equilibrio e di minimo di energia (Figura 3.16).

Quando la linea di campo si ritroverà più vicina al secondo dente il traslatore sarà di nuovo soggetto ad una forza nel verso opposto rispetto al verso precedente (Figura 3.17).

Infine la linea di campo si ritroverà di nuovo allineata con il secondo dente (Figura 3.18).

Dall'analisi fin qui fatta si possono dedurre alcune caratteristiche di questa forza parassita:

- la forza di cogging si manifesta periodicamente nello spazio. Infatti per ogni alternanza cava-dente il fenomeno si ripete. Quindi è possibile individuare un periodo spaziale, cioè quello spostamento spaziale che completa un periodo della forza. Tale spostamento è dato dalla somma dello spessore della cava

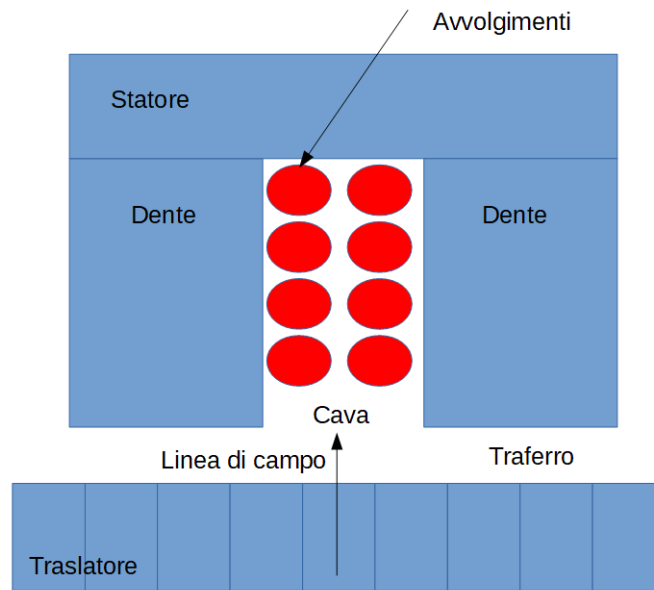


Figura 3.16. Forza di cogging - Terzo istante

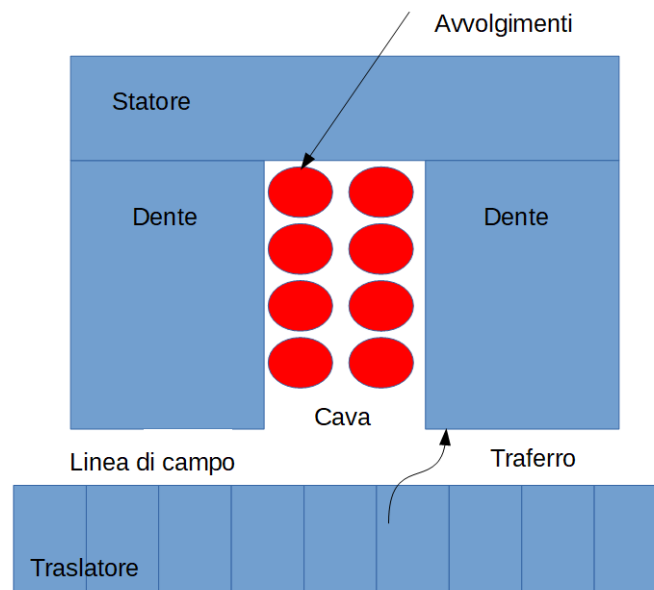


Figura 3.17. Forza di cogging - Quarto istante

e di quello del dente. Dall'analisi fatta è possibile affermare per la forza di cogging che:

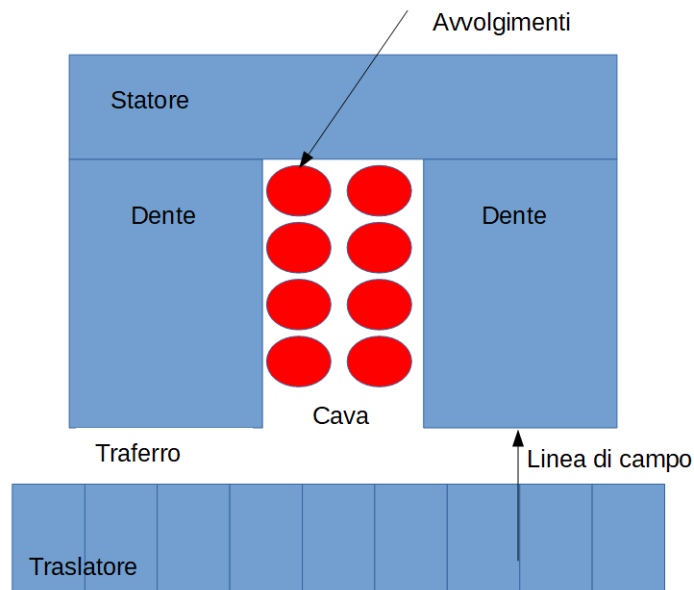


Figura 3.18. Forza di cogging - Quinto istante

- il valore medio della forza è nullo;
- l'andamento della forza è alternato non sinusoidale, ma con una prima armonica sinusoidale abbastanza significativa;
- la forza complessiva sul traslattore è influenzata dal fenomeno.

Il traslattore è soggetto alla forza di cogging in tutte le modalità di funzionamento (sia da generatore che da motore). Nel funzionamento da motore in cui è richiesto un controllo di posizione per esempio, potrebbe il traslattore potrebbe oscillare non garantendo la giusta posizione finale. Nel funzionamento da generatore invece, le correnti e le tensioni statoriche subiranno un inquinamento armonico. Attraverso degli studi basati su simulazioni FEA si è indagato sull'entità delle forze di cogging e si sono individuate delle strategie costruttive per la sua minimizzazione. La procedura di ottimizzazione è stata eseguita con un processo di sintesi per tentativi con

il seguente vincolo:

$$\begin{cases} 900 < P < 1000[W] \\ F_{cog} = \min \end{cases} \quad (3.7)$$

dove  $P$  è la potenza e  $F_{cog}$  è a forza di cogging. Con lo scopo di ridurre al minimo gli effetti parassiti delle forze di cogging, sono state appositamente condotte indagini su strutture statoriche innovative. Sulla base dei risultati ottenuti dalle simulazioni è quindi possibile applicare le soluzioni al prototipo da realizzare. Per ridurre il ripple di forza il processo di ottimizzazione suggerisce di modificare il profilo di statore con delle scanalature al centro dei denti e un allungamento del circuito ferromagnetico per chiudere parzialmente le cave. La soluzione adottata è mostrata in Figura 3.19.

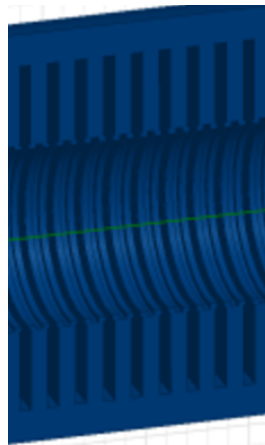


Figura 3.19. Profilo dei denti di statore modificato

Per avere un'idea dei dati numerici relativi ai vantaggi dell'ottimizzazione adottata, si riportano gli andamenti di due simulazioni (Figura 3.20): la prima con il profilo dei denti retto e la seconda con il profilo dei denti modificato.

I risultati mostrano che la soluzione adottata con il processo di ottimizzazione riduce il ripple di forza del 50%. Tuttavia è importante mettere in evidenza che la struttura di statore si complica in modo notevole a livello costruttivo.

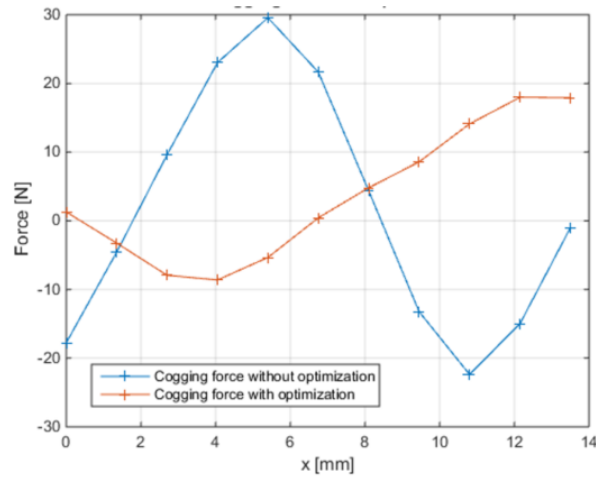


Figura 3.20. Andamento della forza di cogging con e senza ottimizzazione

### 3.2.3 Analisi dell'*end-effect* e strategie di minimizzazione

Nelle macchine elettriche rotanti l'accoppiamento magnetico tra statore e rotore è sempre garantito. In particolare, il circuito ferromagnetico di statore circonda sempre il rotore. Nella macchine elettriche lineari questo non può accadere. Se infatti si realizza una struttura con traslatore lungo e statore corto, esisterà una parte del primo disaccoppiata dal secondo. Se invece si realizza una struttura con statore lungo e traslatore corto parte del primo si ritroverà magneticamente non accoppiata al secondo. Questo inevitabile caratteristica delle macchine elettriche lineari, porta alla nascita di ulteriori fenomeni di disturbo significativi chiamati *end-effect* (effetti alla fine) [1][4][3]. Come avviene per la forza di cogging, anche l'*end-effect* infatti si traduce in un evidente ripple di forza e un inquinamento armonico delle grandezze elettriche. Per capire il fenomeno si osservi la Figura 3.21. Nella situazione a) il traslatore si trova in una posizione tale da far creare per induzione due poli nello statore con polarità N'. Se il traslatore si muove verso destra, il polo indotto a sinistra respinge il polo N ancora fuori dallo statore e il polo N' a destra attrae il polo S che è appena uscito dallo statore. Di conseguenza in questa situazione il traslatore subisce una forza che si oppone al moto. Dopo uno spostamento minore del passo

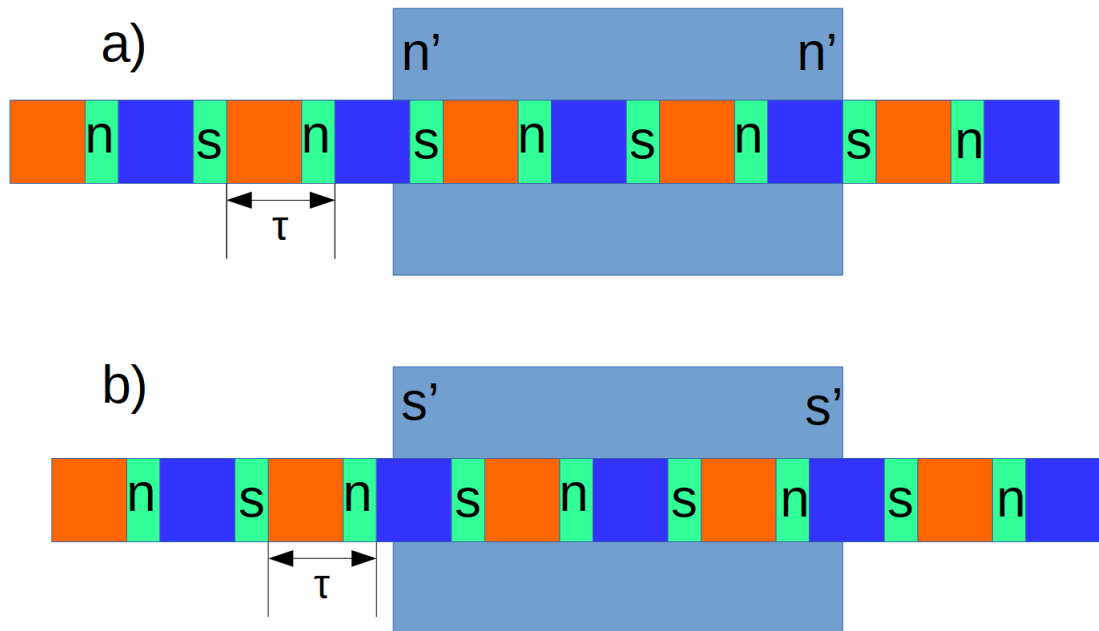


Figura 3.21. Fenomeno dell'end-effect

polare  $\tau$ , il traslatore si trova in una posizione tale da far creare per induzione due poli nello statore con polarità  $S'$ . Considerando che il moto procede verso destra, il polo indotto a sinistra attrae il polo  $N$  che sta per entrare nello statore mentre il polo indotto a destra spinge il polo  $S$  già uscito. Di conseguenza in questa situazione il traslatore subisce una forza che agevola il moto. Dall'analisi fin qui fatta si possono dedurre alcune caratteristiche della forza dovuta all'end effect:

- L'end-effect si manifesta periodicamente nello spazio. Infatti ad uno spostamento pari al passo polare  $\tau$ , il fenomeno si ripete.
- Il valore medio della forza è nullo.
- L'andamento della forza è alternato non sinusoidale, ma con una prima armonica sinusoidale abbastanza significativa.
- La forza complessiva sul traslatore presenterà delle oscillazioni.

Anche la forza dovuta all'end-effect si manifesta in tutti i tipi di funzionamento. Con lo scopo di ridurre al minimo gli effetti sulla forza e sulle grandezze elettriche, sono state appositamente condotte indagini su strutture statoriche innovative. Sulla base dei risultati ottenuti dalle simulazioni è quindi possibile applicare le soluzioni al prototipo da realizzare. Per ridurre il ripple di forza il processo di ottimizzazione conduce a modificare il profilo di statore. Sono stati studiati diversi profili con forme rettangolari, triangolari ed ellittiche. Stando ai risultati delle simulazioni, le prestazioni più elevate si ottengono introducendo anelli ferromagnetici ellittici su entrambe le facce dello statore come mostrato in Figura 3.22. Ciascuno anello ha

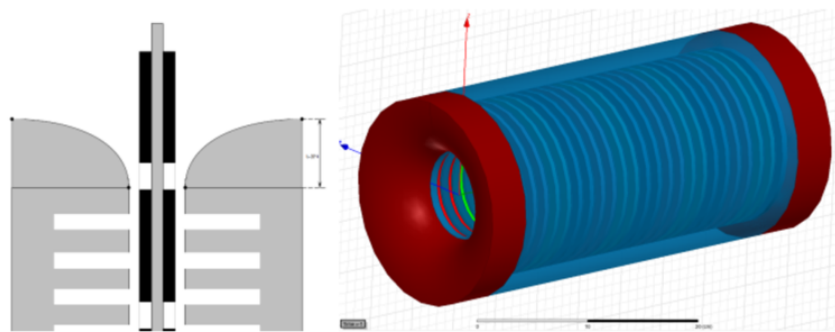


Figura 3.22. Struttura con anelli per la riduzione dell'end-effect

un semiasse maggiore uguale alla lunghezza dei denti e un semiasse minore pari alla metà del passo polare. Inoltre viene adottato un profilo ellittico all'altezza dei denti. La sezione completa della struttura ottimizzata è mostrata in Figura 3.23. . Le simulazioni hanno permesso di confrontare l'andamento della forza nella struttura ottimizzata e di quella cilindrica non ottimizzata. La Figura 3.24 evidenzia che l'ottimizzazione consente una riduzione complessiva della forza di circa il 40%.



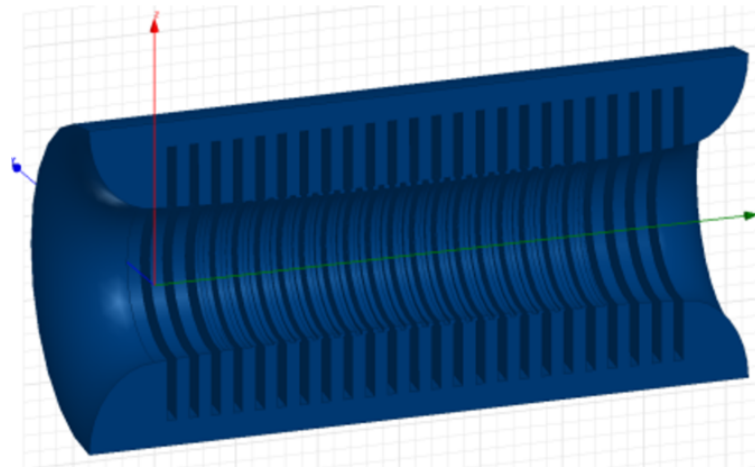


Figura 3.23. Sezione della struttura ottimizzata di statore

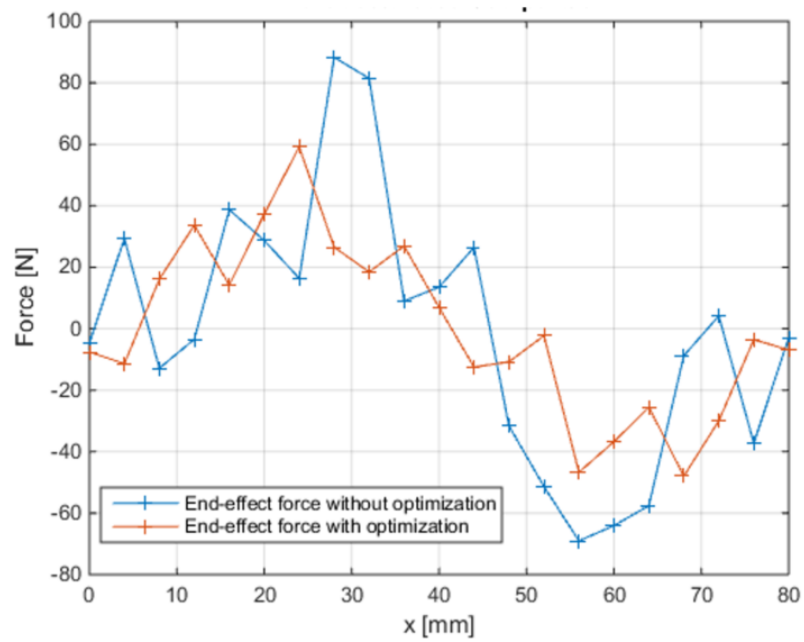


Figura 3.24. Andamento della forza dovuta all'end-effect con e senza ottimizzazione

## 3.3 Traslatore

### 3.3.1 Analisi e confronto delle strutture

Nella tipologia di macchina esaminata il traslatore ha la funzione di induttore. Esso conterrà quindi i magneti che realizzano il campo magnetico induttore. Esistono diverse configurazioni per la realizzazione del campo induttore. La più diffusa si chiama configurazione Halbach che a sua volta può essere realizzata in due modi [37]. Nella prima configurazione, denominata *quasi-Halbach*, prevede l'impiego di magneti e di blocchi di materiale ferromagnetico. In particolare vengono impilati un certo numero di magneti con il campo nella stessa direzione. A seguire viene posto un blocco di materiale ferromagnetico seguito nuovamente da un certo numero di magneti con polarità opposta a quelli impilati precedentemente. In questo modo, due poli omonimi si ritrovano affacciati sul materiale ferromagnetico interposto. La Figura 3.25a mostra la configurazione per un traslatore di un TLPMG cilindrico.

Le linee di campo all'interno del materiale ferromagnetico sono costrette (a causa dei poli omonimi) a passare da una direzione assiale ad una radiale. Il verso delle linee in direzione radiale dipende da i due poli che si affacciano. Se ad affacciarsi sui dischi ferromagnetici sono due poli nord, allora le linee di campo radiale saranno uscenti dal traslatore. Se invece si affacciano due poli sud, le linee di campo radiali punteranno verso il centro dell'asse. Questa configurazione presenta il vantaggio sostanziale di potere ottenere con facilità diverse misure di passo polare. Infatti i magneti disponibili in commercio hanno misure standard e non consentono di ottenere qualsiasi passo polare una volta impilati. Avere a disposizione un anello in ferro lavorabile e quindi di dimensioni variabili permette di distanziare i poli magnetici in piena libertà. Gli svantaggi principali sono invece che i dischi in materiale ferromagnetico hanno una permeabilità magnetica elevata, sono soggetti alla saturazione e introducono perdite nel ferro. Una seconda configurazione denominata propriamente Halbach vera e propria prevede che al posto del blocco in materiale ferromagnetico

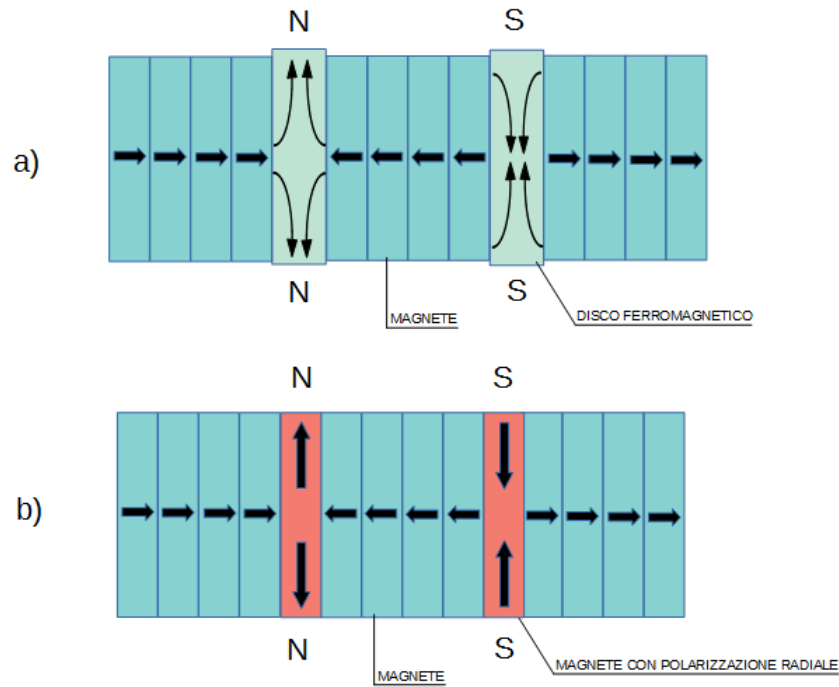


Figura 3.25. a) Configurazione quasi-Halbach b) Configurazione Halbach

interposto tra i magneti con campo assiale viene utilizzato un ulteriore magnete con polarizzazione del campo in direzione radiale. La Figura 3.25b mostra la configurazione. Questa configurazione elimina il problema della saturazione e non introduce perdite, ma non è flessibile dal punto di vista della realizzazione.

### 3.3.2 Analisi tecnico-economica sui magneti impiegabili

La scelta dei magneti da utilizzare per la realizzazione del traslatore (induttore) non può esclusivamente basarsi sul valore di campo magnetico. La scelta corretta infatti deve tenere conto di numerosi aspetti riguardanti: il valore di rimanenza  $B_r$  (campo residuo), i costi e la longevità in ambiente marino. Storicamente i magneti più diffusi erano le *ferriti dure*. Ma con la diffusione delle terre rare, altri tipi di magneti sono stati impiegati per la costruzione della macchine elettriche. In questo paragrafo si presenteranno tre tipologie di magneti oggetto di studio e si fornirà

un confronto tecnico-economico utile per la scelta dei magneti da utilizzare per la realizzazione del traslatore.

### **Ferriti dure**

Come per le ferriti dolci, si tratta di materiali sinterizzati il cui principale componente sono gli ossidi di Ferro, uniti in questo caso a Bario o Stronzio. I diversi elementi vengono opportunamente mixati in forma di polveri, e il composto viene quindi pressato in stampi a temperatura intermedia; infine, gli oggetti ottenuti vengono sottoposti a trattamento termico in atmosfera controllata per completare la sinterizzazione. La magnetizzazione, che viene comunque completata dopo questa fase, può in parte avvenire già durante la pressatura, generando in questo caso materiali anisotropi aventi migliori caratteristiche lungo la direzione di applicazione del campo, e peggiori nelle direzioni ortogonali. Valori di induzione residua ottenibili sono modesti, di norma non superiori a  $B_r = 0.4T$ , mentre il campo di smagnetizzazione reversibile assume valori intermedi, dell'ordine di 200 kA/m, spesso vicini a quelli del campo coercitivo. Si possono però avere materiali con ginocchio di smagnetizzazione irreversibile abbastanza pronunciato e collocato nel secondo quadrante del piano B-H. Come nelle ferriti dolci, la temperatura di Curie assume valori non molto elevati (circa  $450^\circ C$ ) ma la dipendenza termica delle proprietà magnetiche è abbastanza contenuta, permettendone l'impiego anche per temperature sino a  $T_m = 300^\circ C$  (questa dipendenza risulta di carattere inverso rispetto a quella esibita dagli altri materiali magnetici duri, il campo coercitivo aumenta con la temperatura). Dal punto di vista meccanico, questi materiali presentano caratteristiche analoghe alle ferriti dolci (notevole durezza e fragilità). Il loro utilizzo con funzioni strutturali è quindi fortemente sconsigliato, e le lavorazioni meccaniche sono limitate a taglio e rettifica.

## Leghe in Samario-Cobalto

Alla metà degli anni '60 fu individuata la prima famiglia di magneti ottenuta unendo una "terra rara", il Samario, a un metalloide, il Cobalto: vennero ottenuti dapprima la struttura  $SmCo_5$  e quindi la  $Sm_2Co_{17}$ , (prestazioni magnetiche leggermente superiori a costi inferiori). Il processo di fabbricazione prevede la formazione di un primo prodotto di lega intermedio che viene successivamente polverizzato, miscelato a opportuni leganti, pressato in forma e quindi sottoposto a trattamento termico di sinterizzazione. I materiali ottenuti presentano una discreta durezza e fragilità, per cui le uniche lavorazioni meccaniche usualmente applicate sono il taglio e la rettifica superficiale. La magnetizzazione può avvenire durante la fase di pressatura oppure a sinterizzazione ultimata, ottenendo nel primo caso magneti anisotropi con caratteristiche magnetiche superiori nella direzione di prima magnetizzazione. I valori di campo richiesti per la saturazione del materiale raggiungono picchi molto elevati, nell'ordine di  $H_s = 4.5MA/m$  per alcune varianti. Questi materiali presentano una induzione residua compresa in un range abbastanza ristretto e comparabile a quella massima raggiungibile dai magneti AlNiCo, (circa  $Br = 1,1T$ ) e però una permeabilità differenziale molto più bassa (poco superiore a quella del vuoto) e un campo di smagnetizzazione reversibile che si estende usualmente ben oltre il campo coercitivo. Il campo di smagnetizzazione intrinseca, infatti, assume i massimi valori oggi realizzabili, sino a  $H_r = 2MA/m$ , con un ginocchio di smagnetizzazione relativamente ristretto. La temperatura di Curie si mantiene elevata (oltre  $700^\circ C$ ) e i parametri magnetici peggiorano con la temperatura in modo non molto rapido, permettendo l'impiego sino a  $350^\circ C$ . La resistenza all'umidità e agli aggressivi chimici è migliore di quella dei magneti NdFeB. Pur presentando il massimo costo specifico fra tutte le tipologie di magneti in commercio, i magneti Samario-Cobalto trovano impiego in diverse applicazioni di pregio, quali quelle aerospaziali o biomediche, nelle quali sono richieste buone prestazioni, alta affidabilità e capacità di resistenza a condizioni

estreme.

### **Leghe in Neodimio-Ferro-Boro**

La seconda famiglia di materiali magnetici impieganti terre rare e metallodi, introdotta negli anni '80, è basata sull'unione di Ferro, Neodimio e Boro a costituire la fase intermetallica  $Nd_2Fe_{14}B$ . Il processo di produzione utilizzato, analogo a quello relativo ai magneti Samario-Cobalto. Anche in questo caso, il tipo di pressatura adottato influisce sulle caratteristiche del materiale, e l'applicazione durante questa fase di opportuni campi magnetici esterni dà luogo a strutture anisotrope capaci di migliori prestazioni magnetiche nella direzione di prima magnetizzazione. In questo modo, questi materiali arrivano a offrire le migliori prestazioni magnetiche in assoluto oggi industrialmente disponibili, con valori di induzione residua fino a  $B_r = 1,4T$ , e di campo coercitivo e smagnetizzante fino a oltre  $H_c = 1MA/m$  e  $H_s = 2MA/m$  con un ginocchio di smagnetizzazione relativamente ristretto. Tuttavia, presentano temperatura di Curie relativamente bassa, sino a  $T_c = 330^\circ C$ , ed un sensibile peggioramento dei parametri magnetici con la temperatura: le temperature massime di impiego consigliate possono anche scendere sino a  $T_m = 80^\circ C$ , rientrando quindi appieno nel campo di lavoro delle moderne macchine elettriche. Dal punto di vista meccanico, anche questi materiali presentano una notevole durezza e fragilità, che consiglia di limitare le lavorazioni meccaniche a taglio e rettifica e che obbliga, in certi casi, a incapsulare i magneti entro opportune strutture con compiti meccanici. Questa scelta può essere motivata anche da problemi chimici, in quanto questi materiali, in particolare a causa del Neodimio che si ritrova in parte non combinato, sono soggetti a corrosione sia da parte della semplice umidità atmosferica che dell'acqua, dell'idrogeno e di acidi anche deboli. Prassi normale è quindi quella di rivestire questi materiali almeno con un opportuno strato protettivo.

### Confronto tecnico economico tra le tipologie dei magneti per il generatore elettrico lineare tubolare

Per la scelta dei magneti da impiegare, si è proceduto attraverso un confronto tecnico-economico. Le valutazioni tecniche sono state fatte per mezzo di simulazioni FEA. In particolare, si è realizzato su software di simulazione un modello di macchina di riferimento. Le caratteristiche del modello di riferimento sono riportate in Tabella 3.3.2 mentre una sezione della macchina è mostrata in Figura 3.26.

Tabella 3.1. Dati macchina di riferimento

<b>Lunghezza Statore</b>	350 mm
<b>Avvolgimenti</b>	Trifase
<b>Coppie polari</b>	2
<b>Passo polare</b>	80 mm
<b>Potenza</b>	1kW
<b>Lunghezza traslatore</b>	700 mm
<b>Numero di dischi magnetici</b>	36
<b>Numero di dischi in ferro</b>	8
<b>Raggio interno dei dischi</b>	40 mm
<b>Raggio esterno dei dischi</b>	20 mm
<b>Spessore dei dischi magnetici</b>	15 mm
<b>Spessore dischi in ferro</b>	20 mm

In seguito, si procede ad eseguire tre simulazioni che prevedono lo stesso spostamento meccanico e l'impiego di tre magneti differenti. Le caratteristiche dei magneti impiegati in simulazione sono riportate nella Tabella 3.3.2.

Tabella 3.2. caratteristiche dei magneti

<b>Materiale</b>	$B_r$	$H_c$	$\mu_r$
ferrite	0,4 T	-317820 A/m	1000
NdFeB	1,1 T	-890000 A/m	1,09
SmCo	1 T	-756000 A/m	1,06

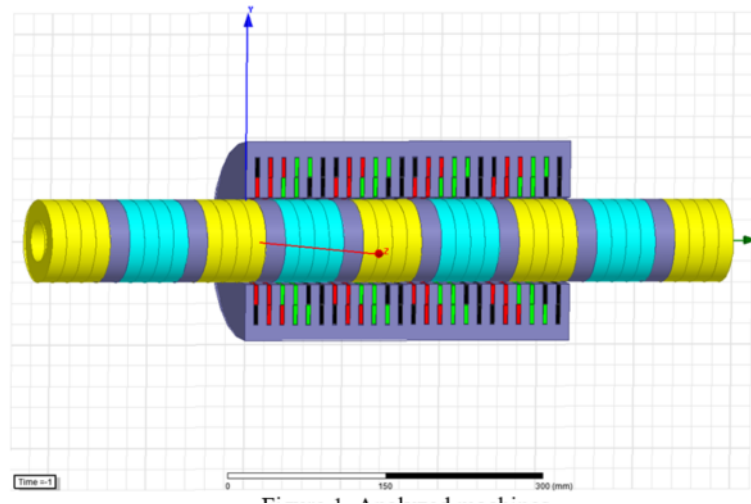


Figura 3.26. Sezione della struttura di riferimento per la valutazione tecnico-economica dei magneti impiegabili

Poiché la differenza tra le tipologie di macchine consiste solo sui magneti impiegati, la valutazione dei costi considera sostanzialmente tre aspetti: il costo dei magneti, la loro vita utile e la loro eventuale sostituzione. I dati economici sui magneti sono riportati in Tabella 3.3.2.

Tabella 3.3. Costo dei magneti

<b>Materiale</b>	<b>Costo del singolo disco</b>	<b>Costo totale</b>
ferrite	3,50 €	126 €
NdFeB	47,50 €	1710 €
SmCo	48,50 €	1746 €

Gli anelli in ferrite presentano un costo iniziale nettamente inferiore a quello dei magneti in terre rare. La Tabella 3.3.2 riassume i costi di ciascun magnete e i costi totali per la realizzazione del traslatore; i dati riportati sono stati collezionati considerando diversi cataloghi di differenti produttori. Per quanto riguarda la durata della vita utile dei magneti, è importante sottolineare che essa è influenzata dalla corrosione dovuta alla presenza di umidità e di zolfo tipica sia degli ambienti marini che di quelli industriali. La corrosione causa un deterioramento delle caratteristiche



geometriche, ma anche delle proprietà magnetiche. In ambiente marino, il tasso di corrosione dei magneti SmCo e NeFeB è di circa 6,5 mm all'anno, che è quasi 5-6 volte superiore rispetto a quello dei magneti in ferrite, nello stesso ambiente. La riduzione delle dimensioni aumenta i traferri e riduce la forza di attrazione. Quindi, i magneti in ferrite hanno una durata di circa il doppio rispetto a quelli di SmCo e NeFeB. Si conclude che, in ambiente marino, la vita utile dei magneti in ferrite è di circa 10 anni, mentre la vita utile dei magneti SmCo e NeFeB è di circa 5 anni [20] [21].

Le tre strutture di macchina analizzate sono implementate su software di simulazione basate sull'analisi degli elementi finiti con un modello full 3D. Tutte le parti sono state discretizzate con un gran numero di elementi (200.000 elementi per lo statore e 100.000 per il traslatore). Le simulazioni sono state eseguite considerando il funzionamento da generatore. In particolare, partendo da una posizione iniziale, che prevede il traslatore completamente da un lato dello statore, viene imposto uno spostamento a velocità costante (73,4 cm / s) e una durata totale di 0,5 s. Questo valore di velocità è quello che consente al traslatore, in un intervallo di tempo di 0,5 s, di completare la corsa. Gli avvolgimenti dello statore sono stati collegati a un carico puramente resistivo di 20  $\Omega$  connesso a stella. Le grandezze rilevate e confrontate sono: i flussi concatenati, le tensioni indotte, le correnti, la forza lungo la direzione del movimento e le perdite nel ferro. La Figura 3.27 mostra l'andamento del flusso concatenato con gli avvolgimenti e, in particolare, l'andamento del flusso concatenato con fase A delle tre macchine.

Come previsto, i valori di flusso più elevati si ottengono impiegando magneti in terre rare, a causa di una densità di flusso residuo  $B_r$  notevolmente più elevata rispetto ai magneti in ferrite. Ciò si riflette anche nei valori delle tensioni indotte e delle correnti di statore mostrate nella Figura 3.28 e nella Figura 3.29.

La Figura 3.30 mostra l'andamento delle forze nei tre casi esaminati. Poiché la

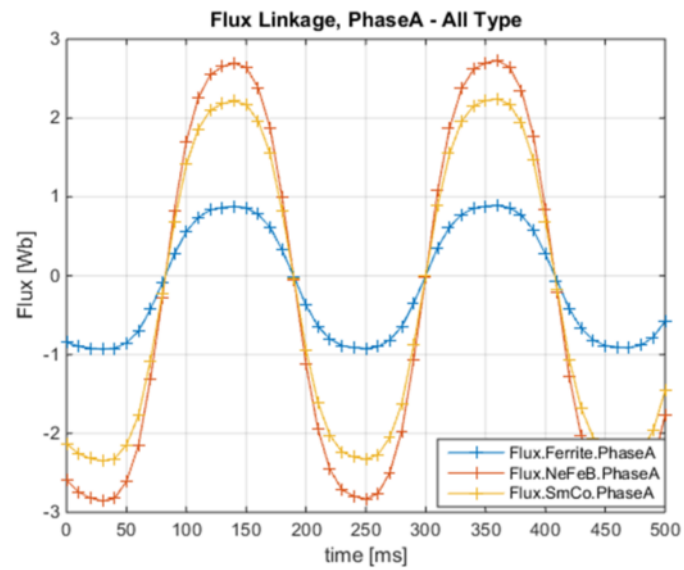


Figura 3.27. Flusso concatenato - Fase A - Tutti i tipi

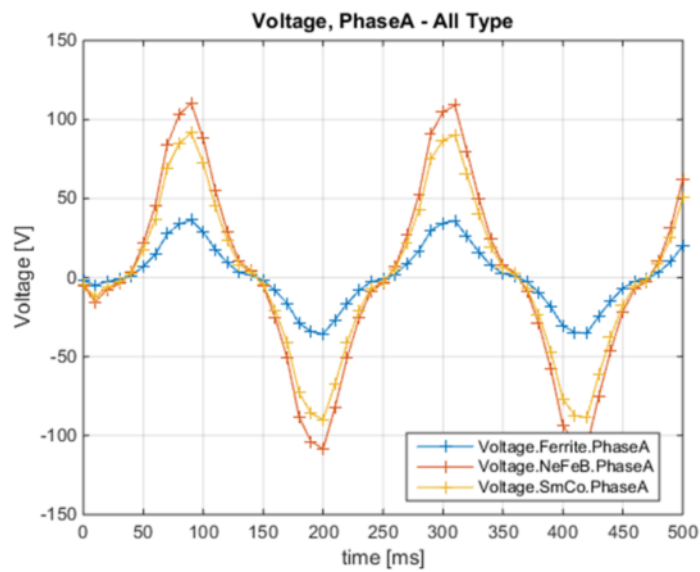


Figura 3.28. Tensioni indotte - Fase A - Tutti i tipi

velocità del traslatore è costante, l'accelerazione è pari a zero. Di conseguenza la sommatoria delle forze sul traslatore è pari a zero (la forza di inerzia è pari a zero).

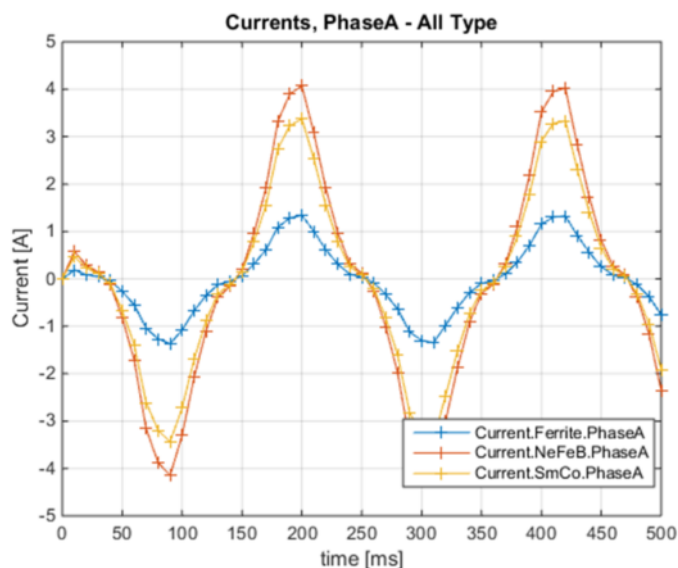


Figura 3.29. Correnti statoriche - Fase A - Tutti i tipi

Queste forze sono: la forza necessaria per ottenere il moto uniforme, la forza resistente dovuta al carico elettrico, la forza dovuta all'end-effect e la forza di cogging. La forza dovuta al carico elettrico può essere calcolata facendo il valore medio della forza, in quanto, a velocità costante, tale forza risulta costante. Trascuriamo la forza di cogging poiché per questo tipo di struttura (traslatore lungo e statore corto) l'effetto predominante è quello dell'end-effect. Quindi le oscillazioni visibili della forza sono solo dovute all'end-effect. Gli andamenti mostrano che la forza richiesta per spostare il traslatore per il movimento imposto è maggiore nelle due macchine che impiegano terre rare come magneti. Ciò è dovuto al fatto che esse producono più potenza rispetto alla macchina con anelli in ferrite ma anche dal notevole peggioramento dell'end-effect. La figura 3.31 mostra il confronto relativo alle perdite nel ferro, calcolate con software di simulazione tenendo conto delle caratteristiche del materiale ferromagnetico e della laminazione.

La Figura 3.32 e la Figura 3.29 mostrano l'andamento delle tensioni e delle correnti sul carico nei tre casi. Esse si presentano esattamente in fase, poiché il

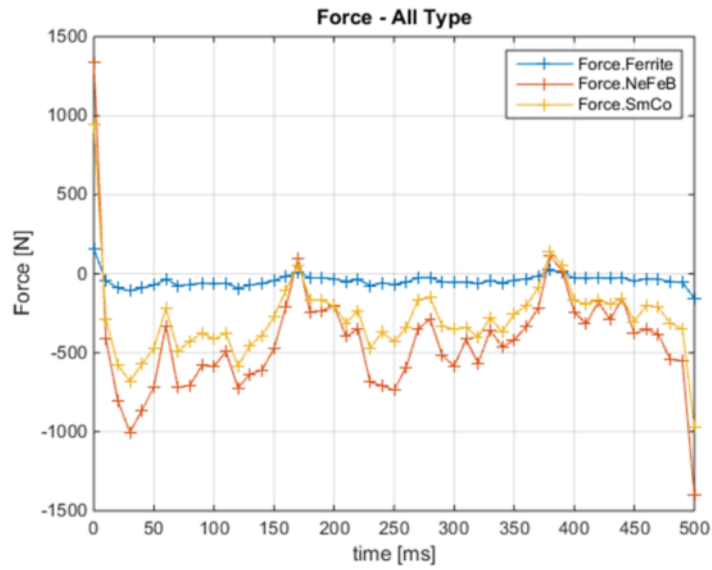


Figura 3.30. Forza sul traslatore - Tutti i tipi

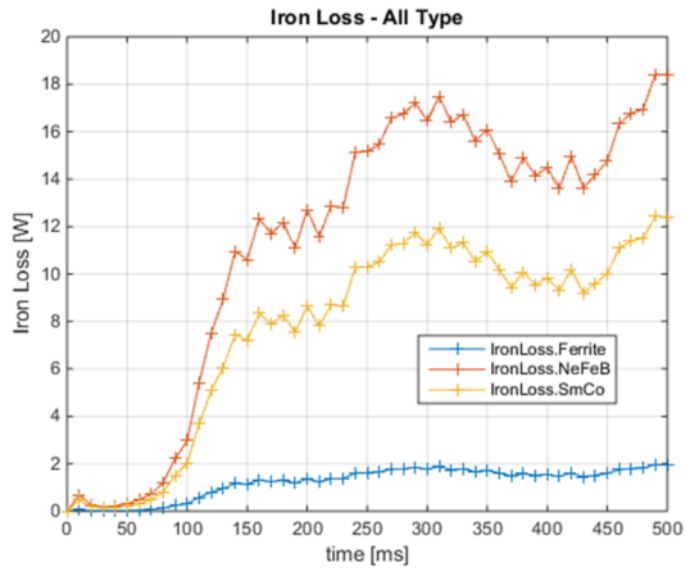


Figura 3.31. Perdite nel ferro - Tutti i tipi

carico è resistivo. Inoltre possono essere pensate come sinusoidali. Quindi è possibile calcolare la potenza elettrica assorbita dal carico attraverso l'Eq. 3.8.

$$P = 3V_{rms}I_{rms} \quad (3.8)$$

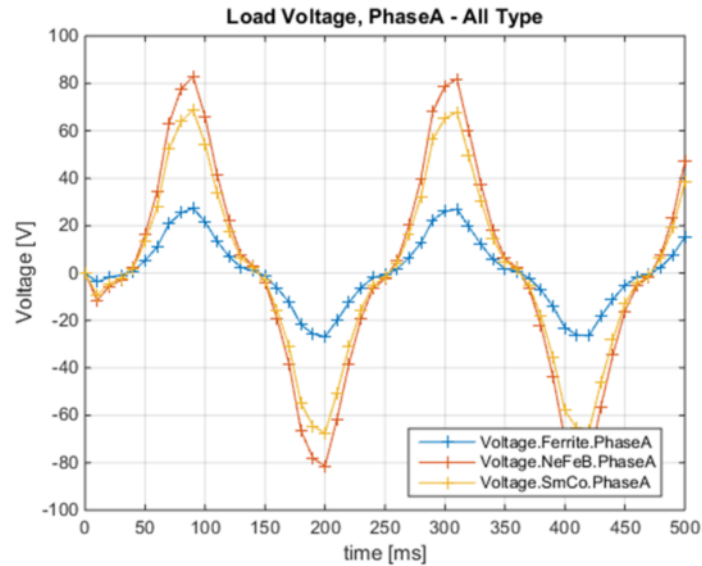


Figura 3.32. Tensioni sul carico - Fase A - Tutti i tipi

Come previsto, le macchine in SmCo e in NdFeB sono molto più potenti di quelle in ferrite. Ciò è dovuto alla notevole differenza tra la forza d'attrazione dei magneti, che causa elevati valori di flusso. La Tabella 3.3.2 mostra i valori di potenza trasferita al carico dalle tre macchine.

Tabella 3.4. Potenza

Potenza SmCo	Potenza Ferrite	Potenza NdFeB
346,48 W	58,6 W	492 W

Sfruttando l'analisi economica precedentemente fatta e i risultati ottenuti dalle simulazioni è possibile operare un confronto tra i tre generatori. Al fine di valutare il reale vantaggio economico di una scelta rispetto ad un'altra, viene presa in considerazione l'energia prodotta dai tre dispositivi in un anno di funzionamento continuo nelle condizioni di movimento descritte nelle simulazioni. La Tabella 3.3.2 elenca le

energie prodotte in un anno dai tre generatori. L'energia prodotta dalle macchine che impiegano terre rare è, come previsto, nettamente superiore a l'energia prodotta dalla macchina che impiega ferriti. Tuttavia, al fine di effettuare un confronto economico più significativo, è utile calcolare il rapporto tra l'energia prodotta e il costo annuale. Quest'ultimo si calcola come il costo totale diviso gli anni di vita utile (Tabella 3.3.2).

Tabella 3.5. Energia prodotta in un anno

<b>SmCo</b>	<b>Ferrite</b>	<b>NdFeB</b>
3038 kWh	513 kWh	4310 kWh

Tabella 3.6. Energia/Euro

<b>Ferrite</b>	<b>SmCo</b>	<b>NdFeB</b>
13,6 kWh/€ kWh	8,2 kWh/€	11,5 kWh/€

I risultati ottenuti mostrano che l'energia prodotta per unità di costo è leggermente superiore nella macchina che impiega magneti in ferrite. Quindi, anche se le macchine che impiegano terre rare presentano potenze sono superiori, l'elevato costo dei magneti influenza eccessivamente il costo del kWh prodotto. Tuttavia sono necessarie ulteriori considerazioni per affermare con certezza che i magneti in ferrite risultano più convenienti di quelli in terre rare. Infatti se si pensa all'istallazione di una centrale con questi generatori, a parità di potenza nominale, è necessario un numero di macchine in ferrite molto più elevato rispetto all'uso di generatori che impiegano terre rare. Quindi il costo dell'intero impianto dipende dal numero di prototipi installati. Quindi, un'analisi più accurata va fatta caso per caso [14].

### 3.3.3 Effetti delle tolleranze dei magneti

I magneti commerciali sono affetti da inevitabili differenze costruttive che determinano una variazione di densità di flusso residuo  $B_r$ . Queste deviazioni influenzano

la forza di cogging, la forza di end-effect e quindi la forza complessiva sul traslatore. I datasheet non forniscono un valore di densità di flusso residuo ma un intervallo in cui il valore reale può ricadere. Per capire in che misura le tolleranze costruttive sui magneti influenzano il funzionamento del TLPMG, è stato preso in considerazione un campione di 100 dischi magnetici commerciali. Questi sono stati caratterizzati attraverso un banco di prova realizzato appositamente per questo scopo. Infatti, per assicurare la ripetibilità delle misure, è stato realizzato un supporto di plastica per il posizionamento del magnete e della sonda dello strumento di misura, in modo tale che la mutua posizione tra i due sia la stessa per tutti i magneti alle varie altezze. Le misure dell'induzione magnetica sono state eseguite attraverso un gaussometro (modello GM108 - Hirst Magnetics) con sonda assiale ad effetto Hall all'interno di una camera elettromagnetica semi-anecoica. Una foto del banco è mostrata in Figura 3.33.

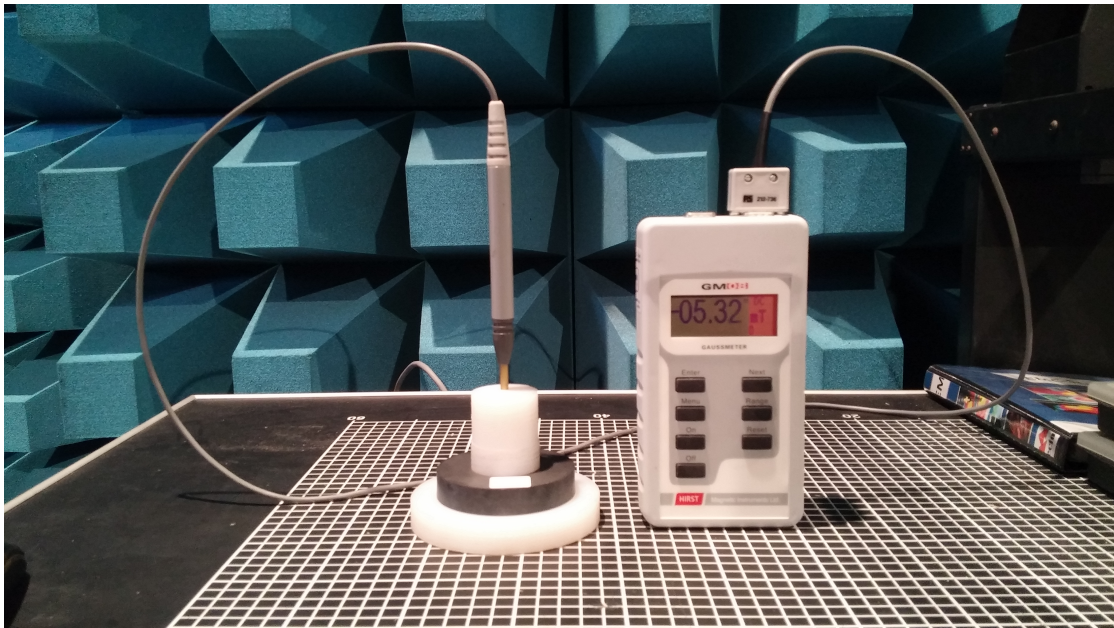


Figura 3.33. Banco di misura per la caratterizzazione dei magneti

Al fine di operare un confronto tra i magneti del campione considerato, per

ciascun magnete, è stato mappata l'induzione magnetica  $B$  in 10 differenti punti, scelti lungo l'asse del magnete. In particolare le altezze espresse in  $mm$  scelte sono: 15, -10, -5, 0, 5, 10, 15, 20, 25 e 30. Le altezze si riferiscono all'asse  $z$  del sistema di riferimento mostrato in Figura 3.34.

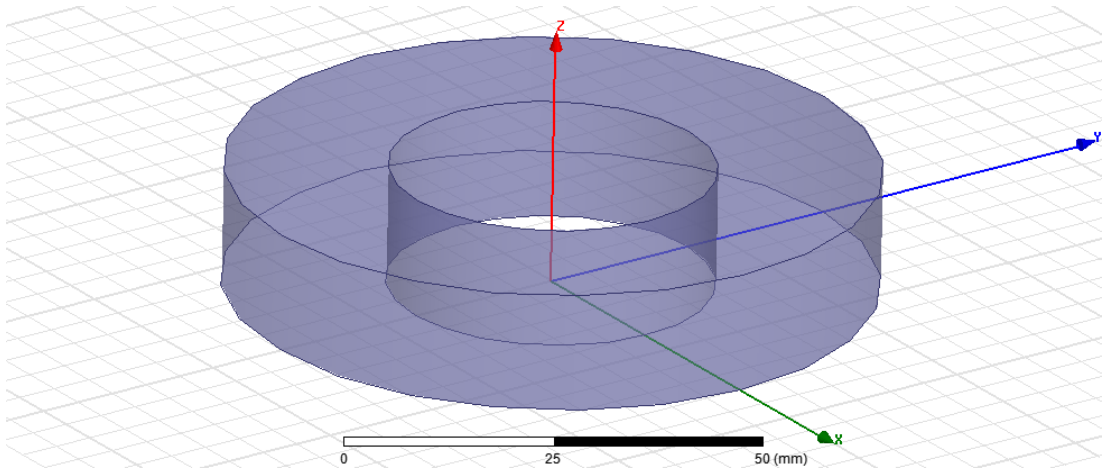


Figura 3.34. Sistema di riferimento per le misure per la caratterizzazione dei magneti

Ad esempio, le Figura 3.35 e la Figura 3.36 mostrano il valore di  $B$  espresso in Gauss nei punti dell'asse che si trovano rispettivamente all'altezza 0 mm e di 15 mm e il corrispondente valore medio.

Invece la Figura 3.37 mostra la distribuzione di frequenza dei valori di  $B$  all'altezza di 25mm. Il valore medio è 100G con una varianza del 20%. I valori sono quindi distribuiti tra 80 e 125 G. Dalla figura si evince che il valore reale può variare in modo significativo.

Le distribuzioni di frequenza ottenute dalle misure di caratterizzazione dei magneti, sono state utilizzate per eseguire simulazioni FEA aventi lo scopo di valutare l'impatto delle deviazioni statistiche su una macchina di riferimento. Inizialmente, sono stati identificati diversi modelli matematici di un magnete isolato a forma di disco. I corrispondenti valori di  $B_r$  ottenuti vanno da 0,48 T a 0,35 T con step di



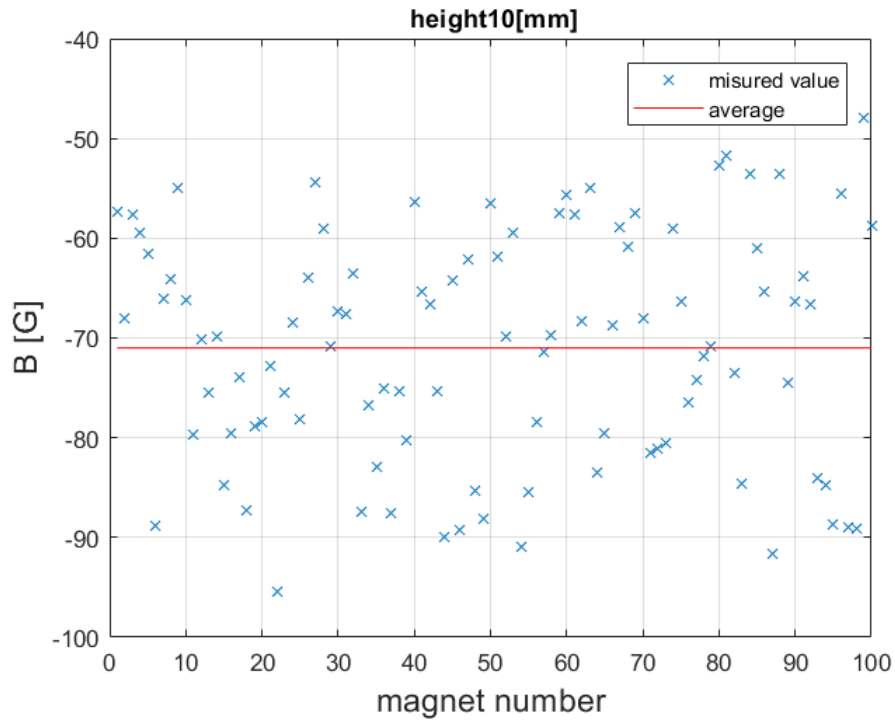
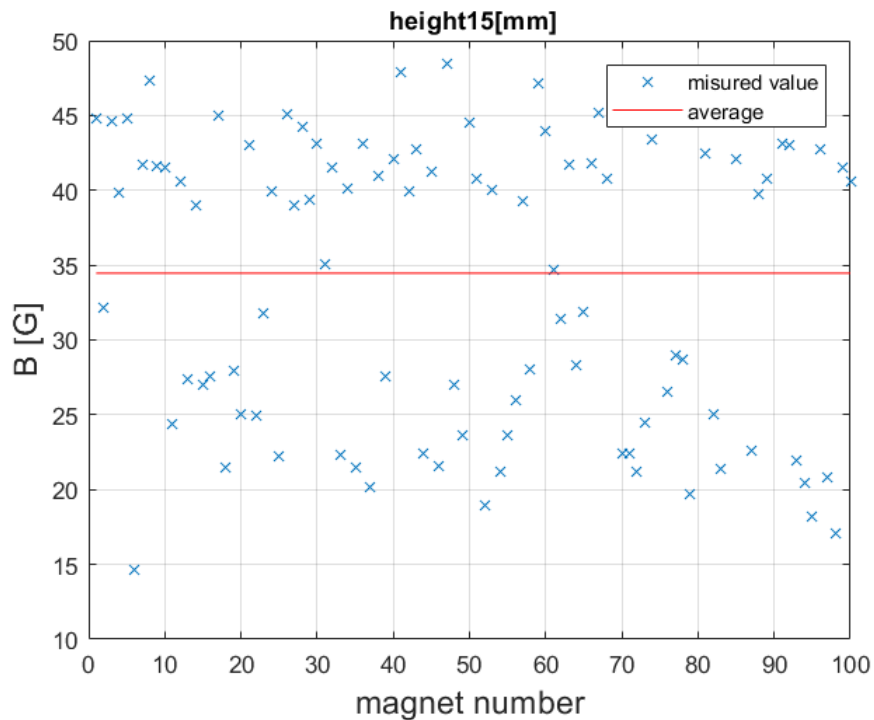


Figura 3.35. Induzione magnetica  $B$  dei dischi all'altezza di 0mm

25 mT. In base a queste valutazioni, l'impatto sulla macchina di riferimento è stato valutato attraverso tre simulazioni:

- la prima simulazione prevede la macchina di riferimento con magneti tutti identici e aventi  $B_r = 0,4T$  (tale simulazione costituisce il modello base per la valutazione degli effetti delle tolleranze);
- la seconda simulazione prevede l'impiego di magneti con il valore  $B_r$  più elevato ottenuto
- l'ultima simulazione prevede l'impiego di magneti aventi valore di  $B_r$  tutti diversi e casuali tra i valori ottenuti precedentemente.

Le simulazioni mostrano che le tolleranze costruttive dei magneti influenzano significativamente le performance della macchina. In particolare, sono stati esaminate le

Figura 3.36. Induzione magnetica  $B$  dei dischi all'altezza di 15mm

seguenti grandezze:

- forza di cogging;
- forza dovuta all'end-effect;
- forza sul traslatore;

*Cogging force.* La Figura 3.38 mostra l'andamento della forza di cogging nei tre casi studiati. L'analisi è stata eseguita calcolando con software FEA la forza tra traslatore e statore considerando un movimento del primo pari alla distanza tra due denti.

Si può osservare che i primi due casi esaminati danno risultati abbastanza simili, anche se il secondo caso (quello che impiega i magneti migliori) presenta un valore più elevato di forza di cogging. Nella macchina che invece impiega magneti casuali,

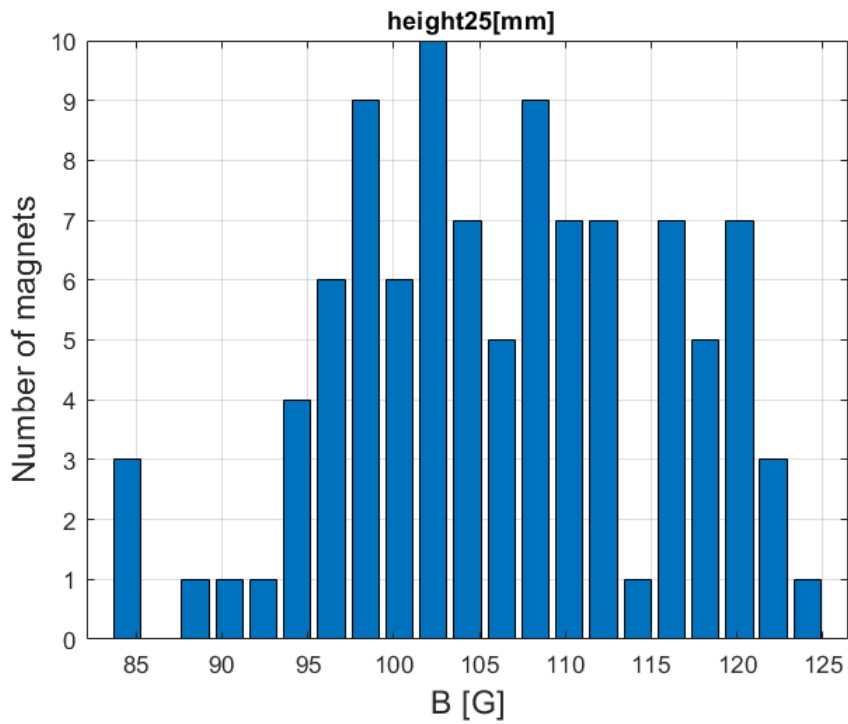


Figura 3.37. Banco di misura per la caratterizzazione dei magneti

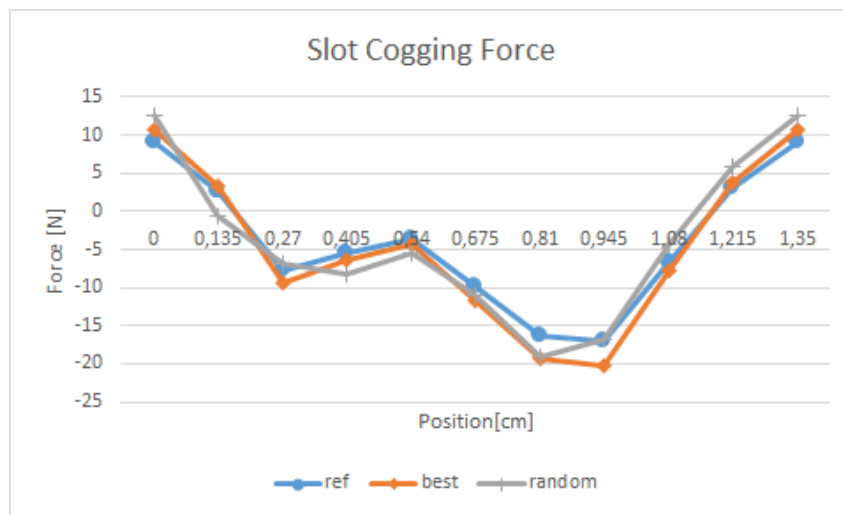


Figura 3.38. Confronto tra la forze di cogging dei tre casi esaminati

la forza di cogging ha un andamento diverso per la non uniformità del valore di

campo nei vari poli.

*End-Effect.* Nei tre casi esaminati l'andamento della forza è molto simile. Il secondo caso presenta i valori più elevati di forza dovuta all'end-effect. Il terzo caso invece (magneti casuali) presenta valori della forza più bassi. L'analisi mostra che l'end-effect viene influenzato allo stesso modo di come viene influenzata la forza di cogging. Ciò è dovuto al fatto che end-effect dipende essenzialmente dal valore di  $B_r$  nei magneti esterni che interagiscono con lo statore.

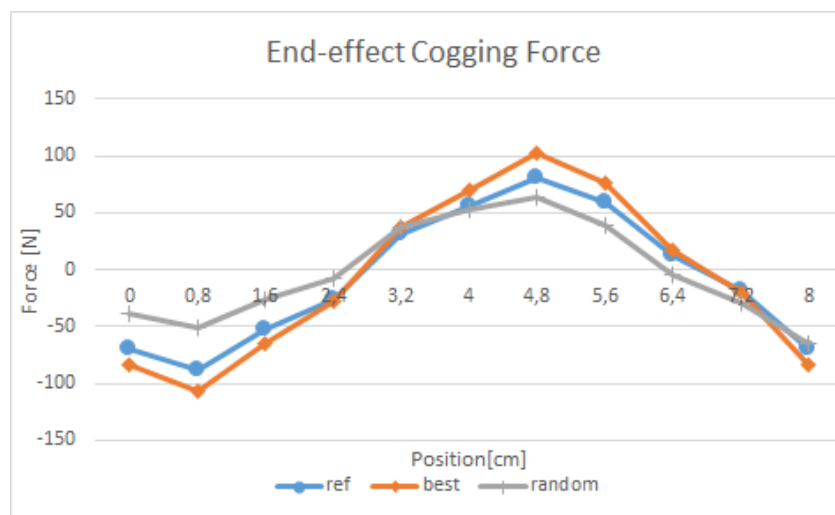


Figura 3.39. Confronto tra le forze dovute all'end-effect nei tre casi esaminati

*Forza sul traslatore.* Al fine di valutare la forza sul traslatore, attraverso software FEM sono stati esaminati le tre configurazioni prima descritte in funzionamento da motore. Le macchine vengono alimentate a tensione nominale. La forza media ottenuta sul traslatore è di 400 N con una variazione del 13%. Il caso d'impiego dei magneti migliori fornisce il valore di forza più elevata, mentre il valore più basso si ottiene con i magneti casuali. Infatti, anche la spinta dipende dal valore di  $B_r$ .

*Considerazione riassuntive.* Dall'analisi fin qui svolta si evince che le tolleranze

costruttive sui magneti alterano in modo significativo le caratteristiche del generatore. Gli effetti sulle forze, infatti si traducono inevitabilmente in disturbi sulle correnti statoriche che subiranno un inquinamento armonico. Inoltre la casualità del fenomeno, rende sia la forza di end-effect che la forza di cogging molto complicate da modellizzare.

### 3.4 Avvolgimenti di statore

La scelta e la realizzazione degli avvolgimenti di statore, influenza le prestazioni meccaniche ed elettriche dei TLPMG [33]. E' possibile classificare le tipologie di avvolgimento in dipendenza del numero di strati di conduttori inseriti nelle cave (a *singolo* e *doppio strato*) o in dipendenza della distribuzione dei conduttori. L'ultima classificazione distingue gli avvolgimenti tra quelli a *passo pieno* e quelli a *passo corto*. Nei primi i conduttori di ciascuna fase occupano sotto ciascun polo una lunghezza pari a  $1/3$  del passo polare. Mentre nei secondi i conduttori occupano una lunghezza superiore a  $1/3$  del passo polare. Per capire quale configurazione produce risultati migliori, sono stati confrontati tre configurazioni di avvolgimenti a doppio strato che assicurano una migliore simmetria elettromagnetica e meccanica per i TLPMG. In particolare, le tre configurazioni confrontate sono:

1. Doppio strato, passo pieno e connessione a stella
2. Doppio strato, passo accorciato  $5/6$  e connessione a stella
3. Doppio strato, doppia stella e passo accorciato  $5/6$

Durante il loro funzionamento, sia le macchine elettriche rotanti che quelle lineari, il campo magnetico non è sinusoidale ma presentano un contenuto armonico a frequenze più elevate della fondamentale. Questo è dovuto al comportamento non

lineare dei materiali ferromagnetici. Impiegare una configurazione di avvolgimenti piuttosto che un'altra porta dei vantaggi e dei svantaggi riguardanti questi aspetti.

*Doppio strato, passo pieno e connessione a stella.* L'adozione di questo avvolgimento a passo pieno, che presenta i lati della bobina distanziati di un passo polare con un corrispondente angolo elettrico di 180 gradi, fornisce l'innegabile vantaggio di produrre una fondamentale di valore molto elevato. Tuttavia anche la terza, la quinta e la settima armonica hanno valori significativi.

*Doppio strato, passo accorciato 5/6 e connessione a stella.* L'adozione di un avvolgimento con passo accorciato garantisce una significativa riduzione del contenuto armonico, ma allo stesso tempo una riduzione del valore di picco della fondamentale. Inoltre, a causa del fatto che sulla stessa cava si trovano diverse fasi, l'isolamento dell'avvolgimento si complica. La configurazione ottimale si ottiene scegliendo un coefficiente di accorciamento che garantisce una riduzione della quinta e della settima armonica. In questo modo però, la terza armonica continua ad essere rilevante. Una soluzione a questo problema potrebbe essere quella di utilizzare la connessione a stella senza neutro. Pertanto la connessione ottimale è a doppio strato, accorciato a 5/6 e connesso a stella senza neutro. La Figura 3.40 mostra uno schema che descrive questa configurazione. I terminali delle bobine esterne sono indicati con i numeri 1.1 e 1.2, mentre i terminali delle bobine interne sono indicati con 2.1 e 2.2.

*Doppio strato passo accorciato 5/6.* La terza tipologia di configurazione degli avvolgimenti esaminata è a doppio strato, doppia stella e passo ridotto 5/6. La Figura 3.41 mostra lo schema della configurazione. L'impedenza complessiva è quattro volte inferiore dell'impedenza ottenuta con quella a singola stella. Ciò è dovuto al fatto che i gruppi di bobine di ciascuna fase sono collegati in parallelo. Inoltre, in questo tipo di connessione la stessa tensione è applicata a ciascun gruppo di bobine. Quindi, il flusso assume lo stesso valore. Lo svantaggio di questa configurazione principale è dato dallo squilibrio elevato delle correnti assorbite.

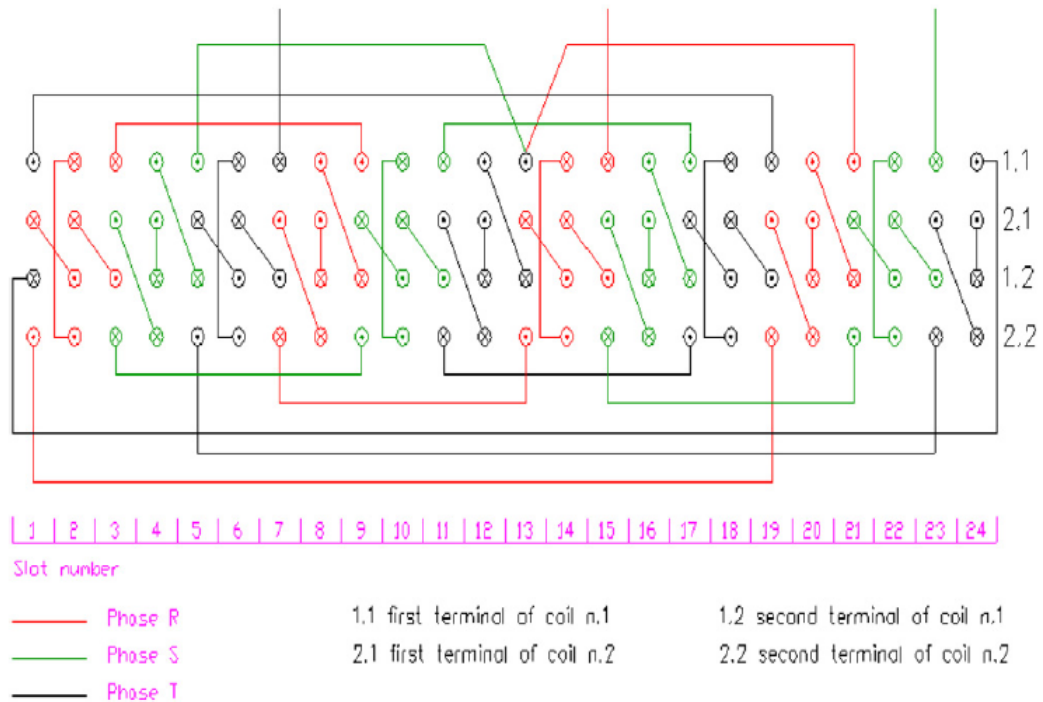


Figura 3.40. Schema a stella, configurazione doppio strato con passo accorciato a 5/6

*Confronto tra le configurazioni.* Per valutare il comportamento magnetico del TLPMM in termini della distribuzione spaziale della densità di flusso, sono state eseguite delle simulazioni FEA full 3D. Le Figure 3.42, 3.43, 3.44 riportano i risultati ottenuti. Il tempo di simulazione è stato scelto pari a 0,55 s con un passo di campionamento di 0,0025 s, che garantisce otto campioni in un periodo elettrico. I modelli sono stati discretizzati con un gran numero di elementi (350.000 elementi per lo statore e 100.00 per il traslatore) e la simulazione è stata avviata considerando il traslatore posizionato tutto da un lato. Come previsto la terza configurazione esaminata produce campi magnetici più elevati, mentre le altre due sono comparabili. In ogni caso la seconda configurazione è quella che garantisce un minore inquinamento armonico.

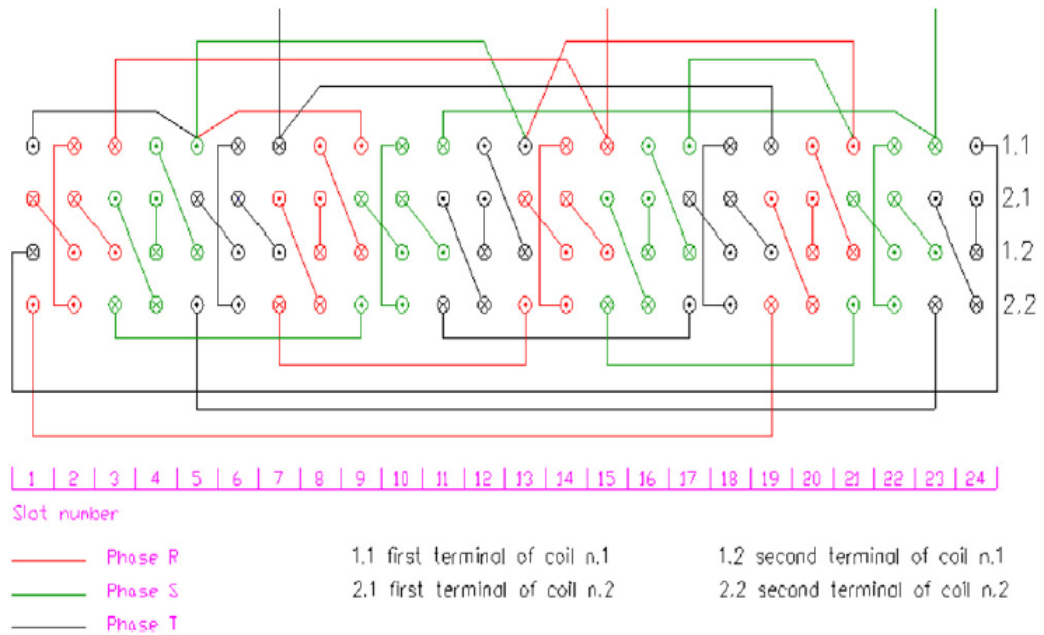


Figura 3.41. schema doppio strato passo accorciato 5/6

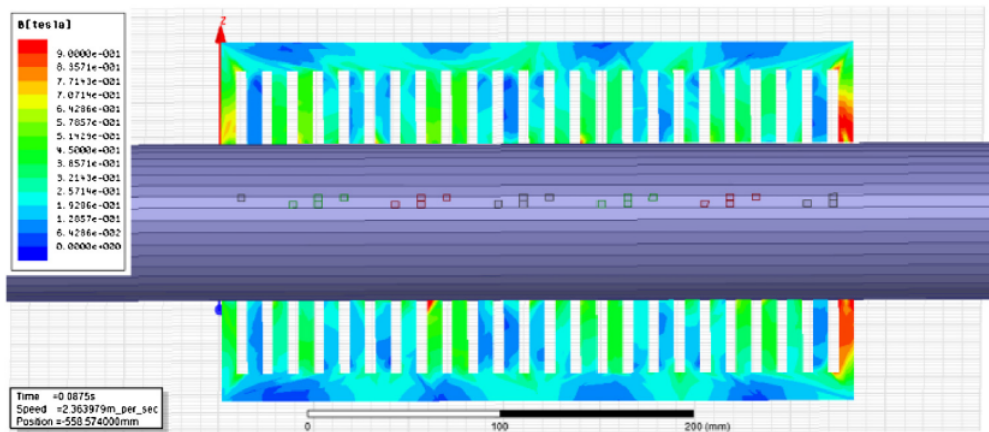


Figura 3.42. Risultati simulazione FEA per la configurazione a passo pieno



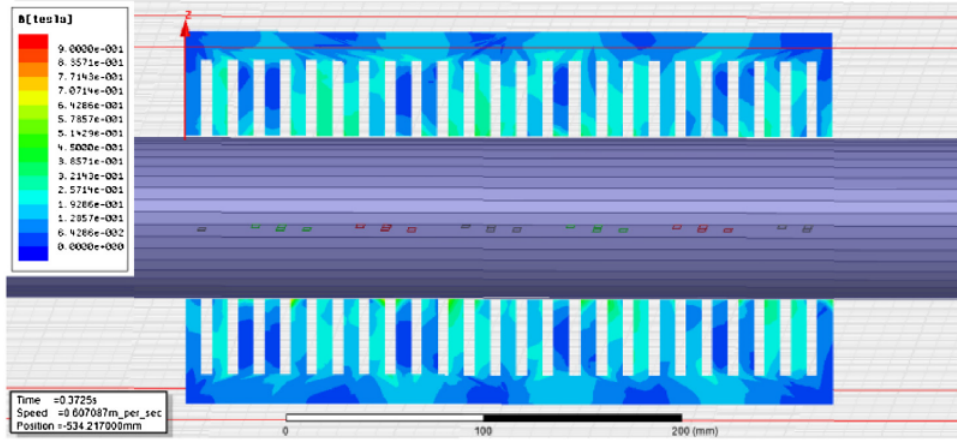


Figura 3.43. Risultati simulazione FEA per la configurazione doppio strato, a stella con passo accorciato 5/6

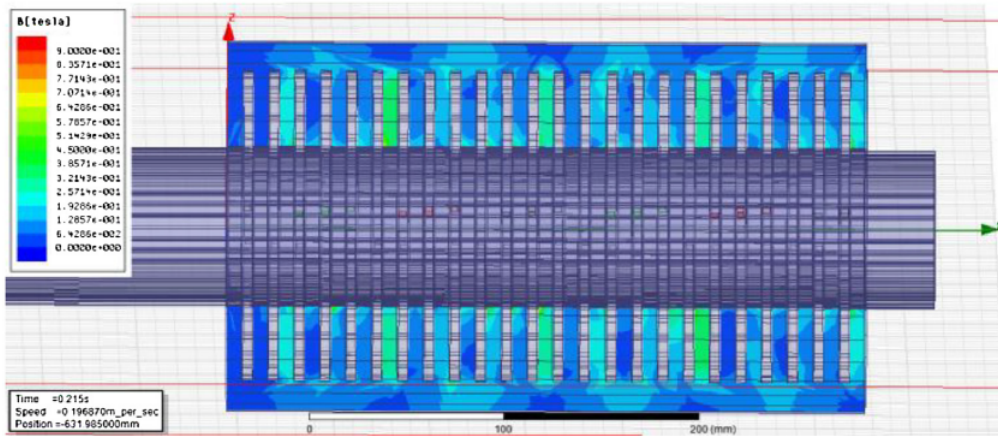


Figura 3.44. Risultati simulazione FEA per la configurazione doppio strato, a doppia stella con passo accorciato 5/6

# Capitolo 4

## Realizzazione del prototipo

Il prototipo del generatore è stato realizzato in tutte le sue parti è installato nel laboratorio di macchine elettriche del Dipartimento di Energia, Ingegneria dell'Informazione e Modelli Matematici (DEIM) dell'Università degli Studi di Palermo.

### 4.1 Realizzazione dello statore

Nel capitolo precedente è stato descritto lo studio sulle caratteristiche ottimali che lo statore dovrebbe avere al fine di massimizzare il flusso utile e minimizzare le perdite e gli effetti delle forze parassite. In particolare, sono state individuate le strutture che consentono di ridurre al minimo le perdite nel ferro, di ridurre al minimo gli effetti della forza di cogging e di ridurre al minimo l'effetto dovuto alla forza di end-effect [24][25][26]. Tuttavia, per economicità di sviluppo del progetto, per la macchina oggetto di realizzazione, è stato adottato lo statore di una preesistente, pertanto non è stato possibile adottare tutti gli accorgimenti strutturali che ottimizzano il prototipo. Soltanto alcune strategie di ottimizzazione sono state adottate. Lo statore realizzato ha la struttura cilindrica descritta del Paragrafo 3.2.1. In particolare, lo statore è stato realizzato impilando lamierini di diametro pari a 0,5 mm con due differenti raggi interni ma di uguale raggio esterno in modo tale da creare le cave dove

alloggiare gli avvolgimenti. La Figura 4.1 mostra la forma dei lamierini. Nei due dischi sono ricavate delle aperture per permettere l’inserimento degli avvolgimenti.

Una foto dei lamierini utilizzata è mostrata in Figura 4.2

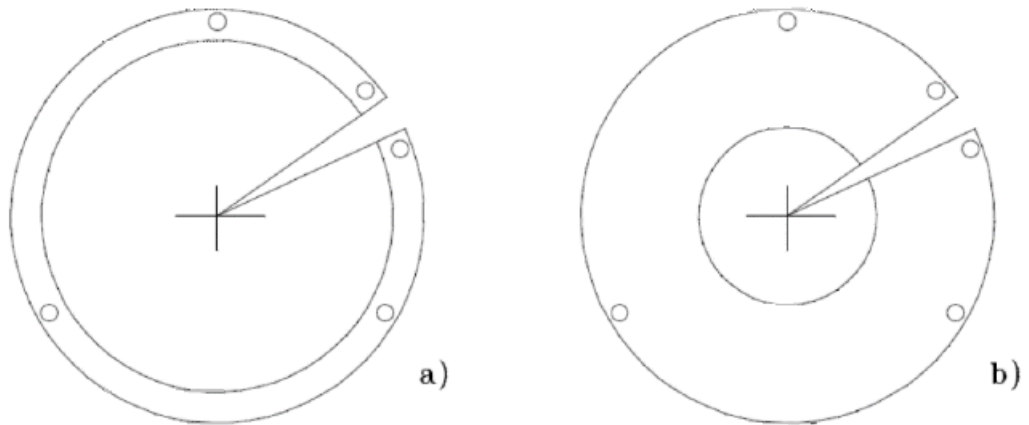


Figura 4.1. Lamierini del pacco statorico del prototipo realizzato



Figura 4.2. Foto dei lamierini utilizzati

Vengono impilati 18 lamierini con raggio interno piccolo per la realizzazione dei denti e 9 lamierini con raggio interno grande per la realizzazione della cave. In questa tipologia di struttura la direzione della laminazione è parallela all’asse di traslazione del traslatore. Nei denti, dove le linee di campo hanno direzione radiale, questo tipo di laminazione consente di confinare le correnti parassite nel volume del singolo lamierino. Al contrario, ciò non si verifica quando il flusso ha direzione

assiale come nel back-iron dello statore. Inoltre questo tipo di struttura introduce nella direzione assiale del campo tanti traferri quanti sono i lamierini assemblati, determinando una riduzione complessiva dell'efficienza. Bisogna specificare però che questo tipo di struttura ha due interessanti caratteristiche: la prima è che il traslatore essendo completamente circondato dallo statore consente di ottenere un migliore sfruttamento magnetico del ferro; la seconda caratteristica riguarda la semplicità costruttiva. Questa tipologia di statore, infatti, risulta essere di semplice costruzione e molto robusta dal punto di vista meccanico. E' quest'ultimo aspetto che ha fatto ricadere la scelta su questa geometria. Una foto completa dello statore è mostrata in Figura 4.3.



Figura 4.3. Foto dello statore del prototipo

## 4.2 Realizzazione del traslatore

Il primo passo per la realizzazione del traslatore è stato quello della scelta e il successivo acquisto dei magneti. Gli studi condotti e descritti nei precedenti capitoli, hanno suscitato l'interesse di indagare la macchina che impiega i magneti in ferrite. Quindi è stato acquistato un lotto di 100 dischi in ferrite le cui caratteristiche geometriche e magnetiche sono riportate in Tabella 4.1. Una foto dei dischi magnetici

Tabella 4.1. Caratteristiche dei magneti scelti per la realizzazione del traslatore

Materiale	Ferrite
Forma	Disco
Diametro esterno	74 mm
Diametro interno	32 mm
Spessore	15 mm
$B_r$	0,4 T
$\mu_{recoil}$	1,03

acquistati è mostrata in Figura 4.4



Figura 4.4. Foto dei dischi in ferrite utilizzati

Il secondo passo prevede la scelta dei dischi in ferro da interporre tra i gruppi di magneti, come previsto dalla configurazione quasi-Halbach. Per quanto concerne

la scelta del materiale, si è scelto di utilizzare un materiale ferromagnetico dolce con basso contenuto di carbonio. Tale materiale presenta un area di ciclo di isteresi nel diagramma B-H abbastanza piccola, in modo tale da garantire basse perdite per isteresi. Il diametro esterno di questi va scelto in modo tale da realizzare un traferro più piccolo possibile. Allo stesso tempo però gli eventuali disallineamenti meccanici e magnetici potrebbero portare i dischi ad andare in contatto e quindi a strisciare con lo statore. Per tali motivi si è scelto di acquistare dei dischi con diametro esterno pari a 80 mm. Una volta assemblato il traslatore, si è successivamente proceduto a ridurre il diametro esterno attraverso operazioni di tornitura fin tanto che il traslatore è libero di muoversi senza strisciare all'interno dello statore. Il diametro finale ottenuto per i dischi in ferro è di 76 mm.

Il passo successivo riguarda la scelta della struttura meccanica del traslatore. Per sostenere i dischi magnetici e i dischi in ferro si è utilizzato una barra tonda piena di alluminio dal diametro di 32 mm e di lunghezza 180 cm. Questa scelta non risulta essere ottimale poiché l'alluminio risulta essere troppo flessibile considerando quelle che sono le forze a cui l'asse di sostegno è soggetto. Infatti, il peso stesso degli dischi potrebbe causare flessioni non accettabili. Questo problema però è poco rilevante poiché il prototipo, prevede un'installazione verticale. Il problema più grande invece è la forte forza d'attrazione magnetica che un piccolo disallineamento dell'asse produce. Infatti l'asse dello statore costituisce un insieme di punti di equilibrio di minimo di energia magnetica. Ma tali punti di equilibrio risultano essere instabili. Quindi una piccola flessione fa nascere una forza divergente che tenta di annullare il traferro. Per ovviare al problema, oltre la riduzione del diametro dei dischi in ferro, si procede progettando un sistema di sospensione basato su cuscinetti lineari posizionati in particolari punti che limitano la flessione. Si riporta nella Figura 4.5 uno schema di progetto del traslatore completo.

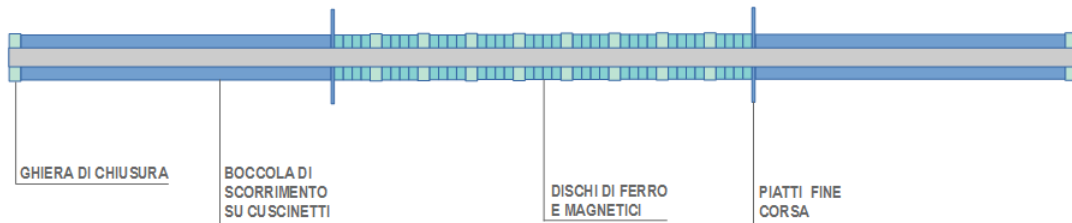


Figura 4.5. Schema del traslatore completo

### 4.3 Realizzazione degli avvolgimenti

Nel Capitolo 3, lo studio delle tipologie di avvolgimenti aveva mostrato che la configurazione più adatta al prototipo è quella trifase, a stella, a doppio strato con passo accorciato di  $5/6$ . Quindi si è scelto di realizzare in questo modo l'avvolgimento. In particolare, all'interno di ogni cava sono contenute due bobine circolari: una più interna con diametro inferiore e una più esterna con diametro maggiore. Poiché vi sono 24 cave, le bobine sono in tutto 48. Il numero delle spire delle bobine è di 42 sia per quelle esterne che per quelle interne. Il diametro medio delle bobine esterne è di 10,4 cm, mentre il diametro medio delle bobine interne è di 14,22 cm. Il conduttore delle bobine formanti l'avvolgimento trifase di statore è stato scelto sulla base del criterio termico ed ha una sezione  $S$  pari a  $1 \text{ mm}^2$ . La Figura 4.6 mostra una foto delle bobine impiegate.

L'isolamento tra le diverse spire delle bobine è stato garantito scegliendo un conduttore isolato con un triplo strato superficiale di smalto. Il diametro totale del conduttore, considerando anche l'applicazione del triplo strato di smalto isolante, è di 1,3 mm. Per realizzare l'isolamento tra la singola bobina e il pacco statorico e tra le due bobine presenti in ogni cava sono stati opportunamente sagomati dei distanziali in carta che ricoprono le pareti delle cave e altri che si interpongono fra le due. I terminali delle bobine sono stati portati fuori dallo statore dalle aperture



Figura 4.6. Foto delle bobine utilizzate

create sui lamierini prima descritti e connessi ad una piastra di materiale isolante contenete i morsetti per il collegamento (Figura 4.7).

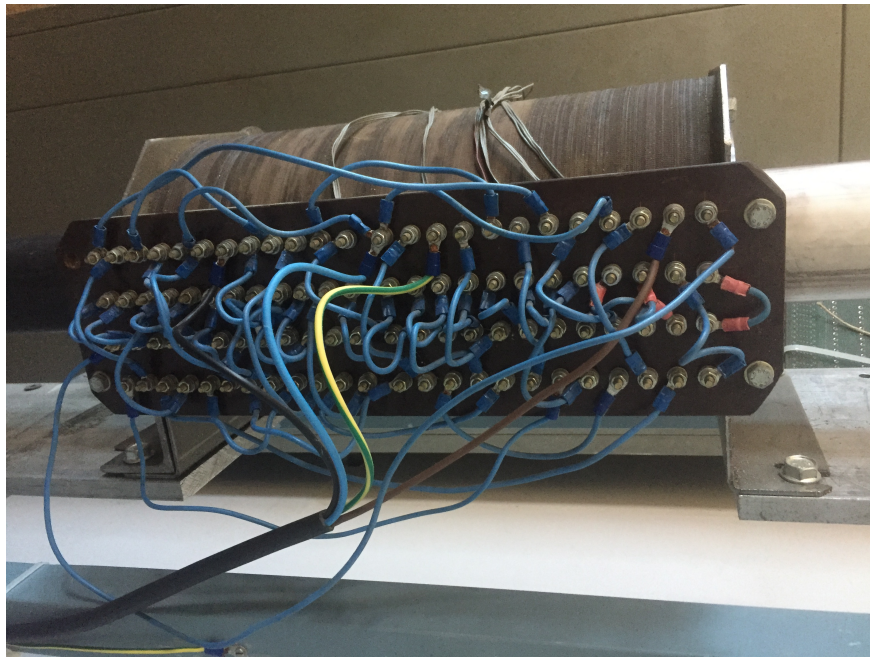


Figura 4.7. Foto piastra dei collegamenti frontali

In questo modo è possibile scegliere e modificare la configurazione complessiva desiderata. In questo caso i terminali sono stati connessi in modo tale da ottenere la configurazione sopra citata. Uno schema dei collegamenti sulla piastra è mostrato in Figura 4.8.



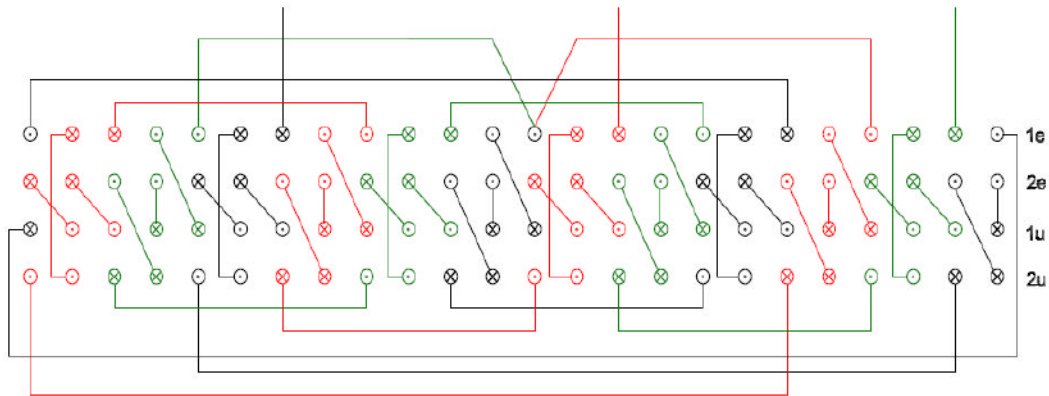


Figura 4.8. Rappresentazione schematica dei collegamenti frontali

## 4.4 Realizzazione della struttura di sostegno del generatore

L'intera macchina completa di tutte le sue parti (statore, traslatore, basamenti e cuscinetti) ha un peso complessivo notevole. Poiché, come già detto, si è preferito procedere all'installazione in verticale, è stata progettata e realizzata una struttura in ferro di sostegno che garantisce in tutta sicurezza la posa del prototipo. A suo volta la struttura in ferro è stata ancorata alle pareti e al pavimento attraverso barre filettate di diametro pari 18mm. La Figura 4.9 mostra la foto del prototipo e del sostegno.

## 4.5 Determinazione dei parametri dei parametri del prototipo realizzato

Si può procedere alla determinazione delle grandezze caratteristiche del circuito magnetico del prototipo di TLPMG riportato in Figura 4.10. Si trascurano le riluttanze del nucleo ferromagnetico e degli anelli di ferro.

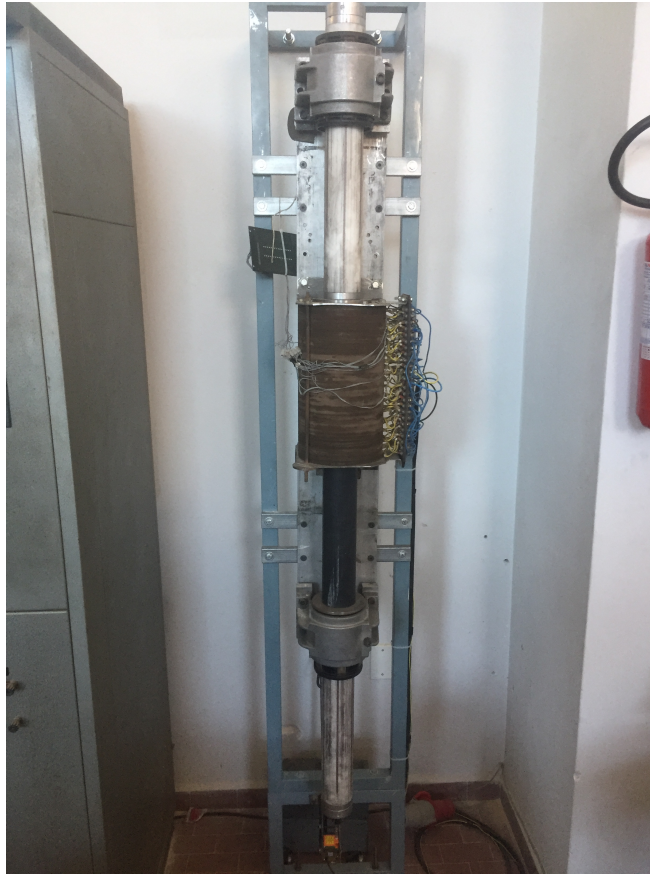


Figura 4.9. Prototipo completo

Si riportano i dati del TLPMG e si escludono nei calcoli le grandezze relative.

Numero di spire delle bobine interne,  $N_i = 42$ .

Numero di spire delle bobine esterne,  $N_0 = 42$ .

Diametro medio delle bobine interne,  $D_i = 10,4cm$

Diametro medio delle bobine esterne,  $D_0 = 14,22cm$

Diametro medio delle bobine,  $D_m = (D_i + D_0)/2 = 12,31cm$

Densità di flusso residuo del magnete  $B_r = 0,4T$

Permeabilità di recoil del magnete  $\mu_{rc} = 1.01\mu_0$

Spessore di quattro magneti  $h_m = 6cm$

Raggio dell'anello di ferro  $r_f = 0,04m$

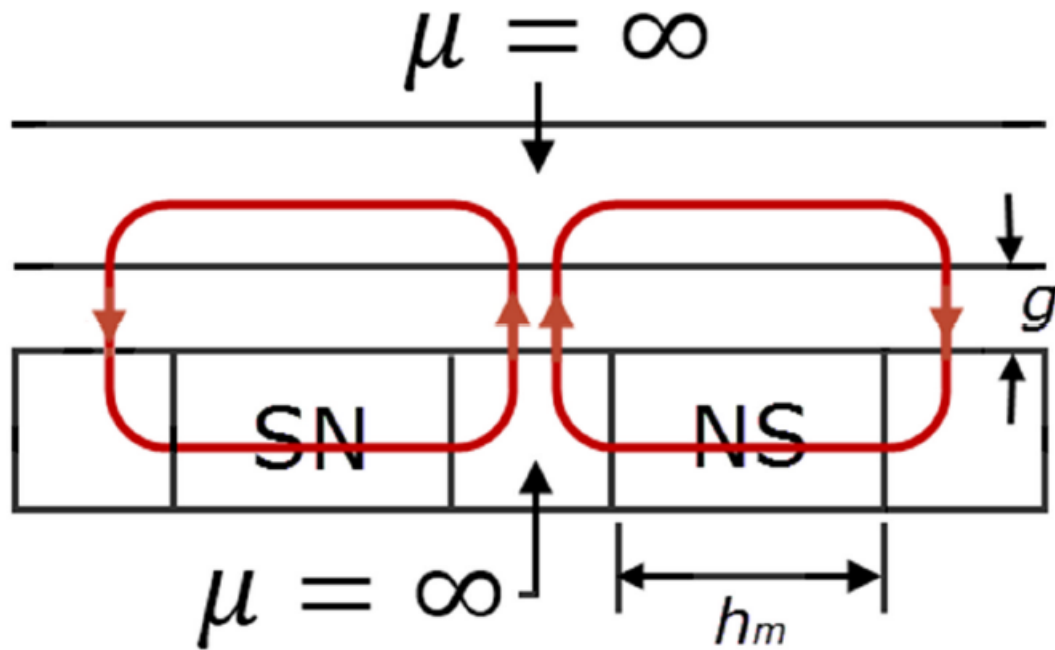


Figura 4.10. Circuito magnetico del TLPMG

Lunghezza dell'anello di ferro  $l_f = 0,02m$

Superficie laterale dell'anello di ferro  $A_g = 2\pi r_f l_f = 2\pi \cdot 0,04 \cdot 0,02 = 0,005m^2$

Densità di flusso residuo  $B_r = 0,4T$  (dalle caratteristiche tecniche dei magneti)

Traferro meccanico  $g = 1mm$

Lunghezza della corsa  $l_s = 0,4m$

Le altre dimensioni, viste nel capitolo della progettazione sono:

$h_{si} = 1,82cm$ ;  $b_{si} = 0,39cm$ ;  $b_{s0} = 0,39cm$ ;  $h_{s0} = 1,82cm$  Si assume un fattore di saturazione  $k_s = 1,1$  Si determinano le grandezze d'interesse supponendo di avere una corrente nominale di 1,2 A e fattore di potenza del carico di 0.8 in ritardo. Si è trascurata la resistenza degli avvolgimenti. Quindi si ottiene

$$B_m = 0,4 \left[ 1 + \frac{1,01 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{4\pi \cdot 10^{-7}} \left( \frac{2 \cdot 1,1 \cdot 1}{60} \right) \right]^{-1} = 0,386T \quad (4.1)$$

Il valore efficace della FEM  $E$  per un polo è:

$$E_p = 4,44 \cdot 2,5 \cdot 0,36 \cdot 0,005 \cdot (42 + 42) \cdot 2 = 3,59V \quad (4.2)$$

La FEM totale si ottiene moltiplicando  $E_p$  per il numero di poli

$$E_{tot} = E_p \cdot 2p = 3,59 \cdot 2 \cdot 2 = 14,36V \quad (4.3)$$

Il valore massimo di  $E_{tot}$  è

$$E_{max} = E_{tot} \cdot \sqrt{2} = 14,36 \cdot \sqrt{2} = 20,3V \quad (4.4)$$

La reattanza sincrona vale:

$$L_m = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi \cdot 1,231 \cdot (42 + 42)^2 \cdot 0,4}{2 \cdot 1,1 \cdot 8 \cdot 10^{-3}} = 779mH \quad (4.5)$$

Questa è l'induttanza di magnetizzazione. L'induttanza di dispersione si ottiene come:

$$L_\sigma = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 42^2 \frac{1,82}{3 \cdot 0,39} \pi \cdot 0,104 + 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 42^2 \frac{1,82}{3 \cdot 0,39} \pi \cdot 0,1422 = 2,67mH \quad (4.6)$$

Quindi la  $L_s$  viene:

$$L_s = 7792,67 = 781,67mH \quad (4.7)$$

Alla frequenza di 2,5 Hz la reattanza sincrona  $X_s$

$$X_s = 2\pi f L_s = 2\pi \cdot 2,5 \cdot 781,67 \cdot 10^{-3} = 12,28\Omega \quad (4.8)$$

La capacità di accordamento di 4 mF presenta, alla frequenza di 2,5 Hz una reattanza  $X_c$

$$X_c = \frac{10^3}{2\pi \cdot 2,5 \cdot 4} = 15,92\Omega \quad (4.9)$$

Dato che  $X_c > X_s$  si rappresenta il diagramma fasoriale (Figura 4.11) e si ricavano le grandezze in riferimento al circuito equivalente.

$$V_s^2 + I_s^2(X_c - X_s)^2 - 2V_s I_s(X_c - X_s)\cos(90 - \Phi) = E^2 \quad (4.10)$$

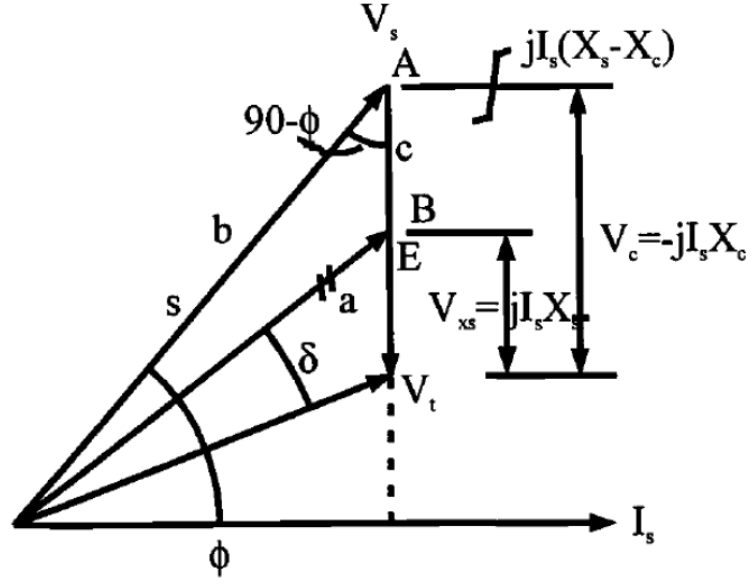


Figura 4.11. Diagramma fasoriale di un PMLA.

Sostituendo i vari valori numerici si ottiene  $V_s = 22,34V$ ; questa è la tensione ai capi del carico. La potenza di uscita è

$$P_u = \sqrt{3}V_s I_s \cos\Phi = \sqrt{3} \cdot 22,34 \cdot 1,2 \cdot 0,8 = 37,14W \quad (4.11)$$

Adesso, per completezza, si determina la resistenza di una fase. Questa è data da

$$R_s = \rho_{co} \left( \frac{l_i N_i^2}{A_{coi}} N_{ci} + \frac{l_o N_o^2}{A_{coo}} N_{co} \right) \quad (4.12)$$

Dove  $A_{coi} = A_i \dot{u} k_{fill}$ ,  $A_{coo} = A_o \dot{u} k_{fill}$ ,  $l$  è la lunghezza media di spira,  $\rho_{co}$  è la resistività del rame,  $A$  è la sezione del conduttore,  $N$  è il numero di spire per bobina,  $N_c$  è il numero di bobine e i pedici  $i$  e  $o$  corrispondono rispettivamente a bobina interna ed esterna,  $k_{fill}$  è il fattore di avvolgimento pari a 0,9. Il diametro del conduttore è di 1,128 mm. Per l'alternatore si ha

$$A_{coi} = 0,999 \cdot 0,9 = 0,899mm^2$$

$$A_{coo} = 0,999 \cdot 0,9 = 0,899mm^2$$

$$\rho_{co} = 1,69 \cdot 10^{-8} \Omega ma20\check{r}C$$

$$l_i = \pi D_i = \pi \cdot 0,104 = 0,327m$$

$$l_o = \pi \cdot D_o = \pi \cdot 0,1422 = 0,447m$$

$$N_i = 42, N_{ci} = 8$$

$$N_o = 42, N_{co} = 8$$

Si ottiene  $R_s = 25,94\Omega$

## Capitolo 5

# Progettazione, dimensionamento e realizzazione di un banco di prova per il prototipo

Per caratterizzare il prototipo è necessario realizzare un banco misure e prove. In particolare, il banco deve essere in grado di rilevare transitori di corrente, di tensione e di posizione. In prospettiva di utilizzare dei dispositivi della *National Instruments*, sono stati realizzati vari circuiti che consentono di essere interfacciati con questi tipi di dispositivi. Il vantaggio principale dell'impiego delle schede National Instruments consiste nella flessibilità dei vari criteri di misura che possono essere scelti e modificati facilmente in ambiente Labview. Un altro vantaggio sostanziale riguarda i costi. Le dispositivi di acquisizione, infatti, non sono dotati di sistemi a microprocessore per l'elaborazione e la visualizzazione. Tali funzioni vengono svolte dal PC a cui vengono collegati e ciò consente di ridurre notevolmente i costi. Lo svantaggio principale invece risiede nell'accuratezza del sistema di misura che è sicuramente inferiore a quello di strumenti dedicati. Le schede di acquisizione National Instruments utilizzate nel banco di prova sono due "NI 9215" mostrate in Figura 5.1. Ogni

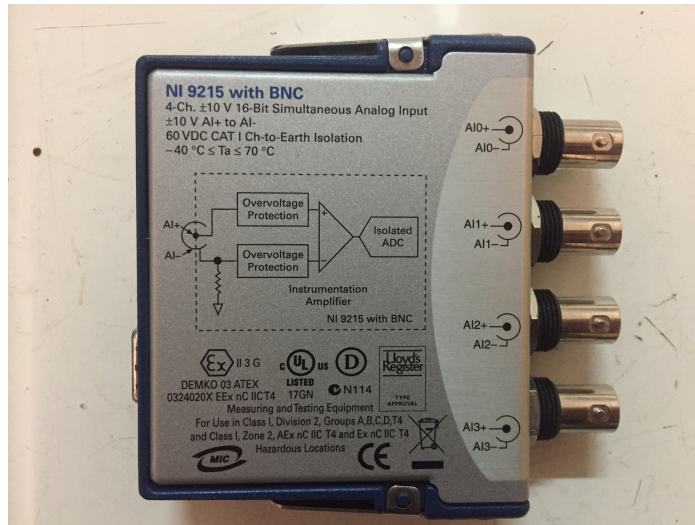


Figura 5.1. Schede di acquisizione NI 9215

scheda contiene quattro ingressi analogici simultanei dotati di convertitori analogico-digitali a 16 bit con una frequenza massima di 100KS/s per canale. Considerando che il range della tensione di ingresso è  $\pm 10V$ , l'errore di quantizzazione è pari a 0,3 mV. La frequenza di campionamento di 100 kS/s consente di potere rilevare anche i fenomeni più veloci come quelli della forza di cogging. La schede devono essere a sua volta montate nell'interfaccia "NI DAQ-9172" che forniscono su bus USB la connessione verso il PC. La foto dell'interfaccia è mostrata in Figura 5.2

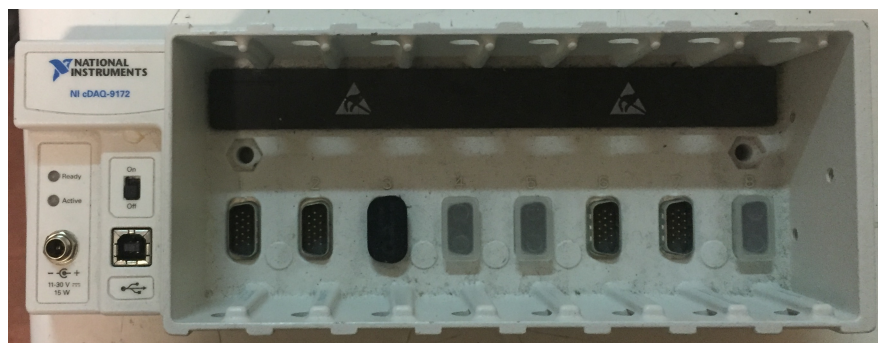


Figura 5.2. Interfaccia per le schede di acquisizione



## 5.1 Misura della corrente

La misura delle correnti delle tre fasi la si realizza attraverso dei sensori attivi ad effetto Hall. Tali sensori sfruttano l'accoppiamento del campo magnetico prodotto dai fili percorsi da corrente. In particolare, i componenti utilizzati sono i "LEM LA55-P", mostrati in Figura 5.3. Tali dispositivi sono dotati di tre terminali; due di



Figura 5.3. Sensori di corrente

alimentazione ( $\pm 15V$ ) e un terminale di misura. Quest'ultimo se collegato ad una opportuna resistenza fornisce una corrente direttamente proporzionale alle correnti di ingresso con fattore di proporzionalità pari a  $1/1000$ . Tale corrente, attraversando un resistore di precisione produce una tensione direttamente proporzionale alla corrente misurata che può essere direttamente acquisita oppure essere prima condizionata. La parte della scheda elettronica relativa alla misura della corrente è stata progettata seguendo dei precisi passaggi. Si parte considerando le misure preliminari effettuate sulla macchina. Tali misure hanno permesso di rilevare che il nostro prototipo nel contesto di misura in cui è montato non erogherà correnti superiori a 2A picco-picco, cioè un valore massimo in valore assoluto pari a 1A. Questo valore di corrente non è ottimale per essere misurato dai sensori poiché troppo basso rispetto al range di misura ottimale fornito nel datasheet. Quindi la scelta operata è quella di realizzare più avvolgimenti nel sensore che consentono di avere una corrente concatenata complessiva  $i_c$  maggiore della corrente massima di 1A che

circola in una fase. In particolare si è scelto un numero di spire  $N$  pari a 5 e dunque la corrente concatenata massima  $i_{cx}$  vale:

$$i_{cx} = N i_s = 5 i_{sx} = 5A \quad (5.1)$$

con  $i_{sx}$  corrente massima di statore. Adesso è possibile progettare il circuito di condizionamento per trasformare la corrente in uscita dal sensore in una tensione acquisibile dalle schede National Instruments. Queste ultime sono dotate di convertitori analogico-digitali con range in ingresso di tensione pari a  $\pm 10V$ . La corrente uscente dal terminale di misura del sensore è data da:

$$i_{mx} = \frac{i_{cx}}{1000} = 5mA \quad (5.2)$$

La resistenza di precisione utilizzata vale  $R_m = 100\Omega$  con una tolleranza dello 0,1%. Quindi la tensione ai capi della resistenza è pari a:

$$V_R = i_{mx} R_m = 0,5V \quad (5.3)$$

Considerando che la tensione di ingresso dei convertitori analogico-digitali è di  $\pm 10V$ , la tensione  $V_R$  deve essere condizionata per sfruttare l'intera dinamica. Per tale motivo sono stati dimensionati dei circuiti di condizionamento basati sull'utilizzo di amplificatori operazionali. La schema relativo ad una singola fase è riportato nella Figura 5.4. In particolare, per aumentare la tensione ai capi della resistenza  $R_m$  si utilizza un amplificatore operazionale in configurazione non-invertente. Facendo riferimento allo schema di Figura 5.4, la tensione in uscita dall'amplificatore  $V_{out}$  vale:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_R \quad (5.4)$$

da cui si ottiene che:

$$\frac{V_{out}}{V_R} = 1 + \frac{R_2}{R_3} = \frac{10}{0,5} = 20 \quad (5.5)$$

Quindi è sufficiente scegliere  $R_2$  e  $R_3$  affinché il secondo membra dell'equazione valga 20 per sfruttare tutto il fondo scala dei convertitori analogico-digitali. In particolare

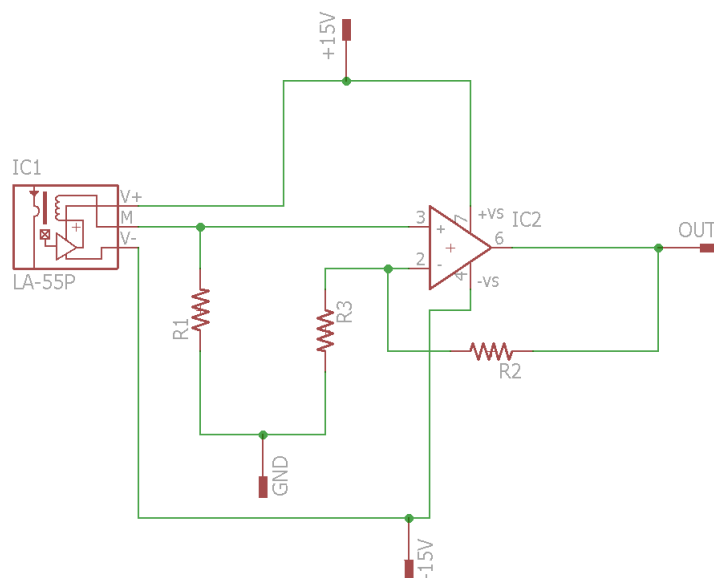


Figura 5.4. Schema elettrico del circuito per la misura della corrente di una fase statorica

deve essere:

$$\frac{R_2}{R_3} = 20 - 1 = 19 \quad (5.6)$$

Si è scelto di utilizzare resistenze di precisione di valore rispettivamente pari a  $R_2 = 19k\Omega$  e  $R_3 = 1k\Omega$ . Quindi il circuito completo fornirà una tensione pari a 10V quando la corrente di una fase statorica avrà un valore istantaneo pari a 1A. Il circuito di figura viene ripetuto per le tre fasi. Le uscite vengono collegate a dei connettori BNC, gli stessi usati negli ingressi delle schede di acquisizione National.

## 5.2 Misura della tensione

Il circuito per la misura delle tensioni è stato realizzato attraverso l'impiego di partitori resistivi di precisione e di amplificatori operazionali. Il circuito che per una tensione di fase realizza il condizionamento richiesto è riportato in Figura 5.5.

Come per il dimensionamento dei circuiti per la misura della corrente, anche in questo caso si parte tenendo in considerazione il valore massimo della tensione che

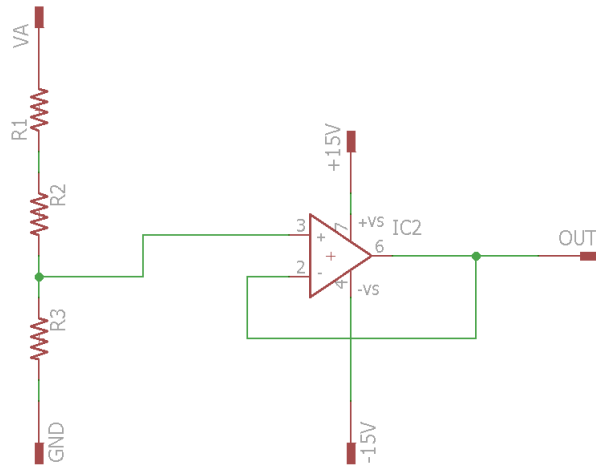


Figura 5.5. Schema elettrico del circuito per la misura della tensione di una fase statorica

le misure preliminari hanno fornito. Tale valore  $V_{sx}$  è pari a 30V in valore assoluto. Tenendo di nuovo conto del range di ingresso dei convertitori analogico-digitali è  $\pm 10V$ , è necessario ridurre di un terzo il valore della tensione di fase in ingresso. Quindi possiamo scrivere che la tensione misurata  $V_m$  è pari a:

$$V_m = \frac{V_{sx}}{3} = \frac{30}{3} = 10V \quad (5.7)$$

Per evitare che il sistema di acquisizione carichi il partitore (ciò causerebbe una riduzione della tensione condizionata) si utilizzano amplificatori operazionali in configurazione *buffer*. Tali circuiti hanno un guadagno unitario, il che significa che la tensione di ingresso è uguale a quella di uscita. Il loro scopo è quello di fornire un adattamento di impedenza, essendo in questo modo l'impedenza di uscita del sistema circa pari a zero. Anche in questo caso i circuiti realizzati sono tre, uno per ogni fase. I resistori utilizzati hanno sempre una tolleranza dello 0,1% e un valore di  $105k\Omega$ . In questo modo il partitore assorbe una corrente massima pari a

$$I_{partitorex} = \frac{30}{315000} = 95\mu A \quad (5.8)$$

. Tale valore di corrente risulta praticamente essere trascurabile garantendo la condizione di impedenza infinita al misuratore di tensione. La scheda elettronica contenente sia i circuiti di misura delle correnti che quelli di misura delle tensioni è stata realizzata mediante l'utilizzo di una fresa CNC. In seguito sono stati saldati i componenti necessari. Una foto del circuito completo è mostrata in Figura 5.6.

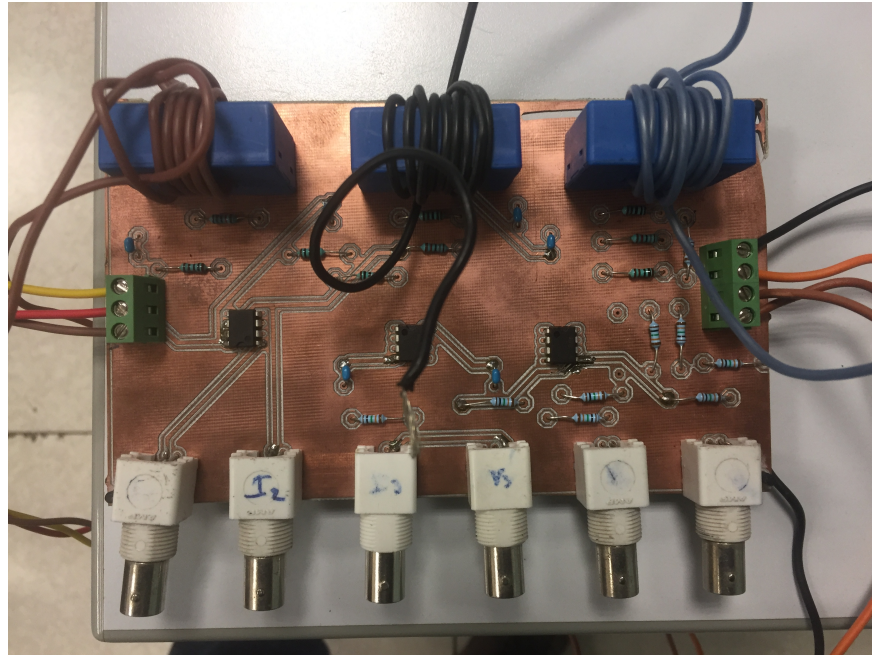


Figura 5.6. Foto dei circuiti di misura delle correnti e delle tensioni

### 5.3 Misura delle grandezze meccaniche

Le grandezze meccaniche significative utili per la caratterizzazione del prototipo sono: posizione, velocità, accelerazione e forza. Alcune di queste grandezze, come la forza o l'accelerazione, sono molto complicate da misurare direttamente poiché richiedono una strumentazione sofisticata e costosa. Quindi si è scelto di misurare direttamente solo una delle grandezze meccaniche e di calcolare le altre indirettamente. La grandezza meccanica misurata direttamente è la posizione istantanea.

Per effettuare questo tipo di misura si è scelto di accoppiare al prototipo di un  *sensore di posizione lineare a filo reostatico*. In particolare il dispositivo scelto è il *SIKO SG10-500-MWU-0,5* mostrato in Figura 5.7. Questo dispositivo è dotato di



Figura 5.7. Sensore di posizione lineare a filo

un cavetto di acciaio di lunghezza pari a 50cm (lunghezza sufficiente considerando che la corsa del prototipo è di circa 35cm) collegato ad una molla di ritorno. Quando il cavo viene tirato, nel terminale di uscita del sensore è possibile misurare una tensione direttamente proporzionale alla lunghezza del cavo tirato fuori. In particolare, quando il filo è in stato di riposo (interamente raccolto all'interno del sensore) la tensione in uscita è pari a 0V, mentre quando il filo viene completamente tirato fuori dal sensore fornisce una tensione di 10V. La caratteristica è mostrata in Figura 5.8.

Il dispositivo si alimenta con una tensione di 24V in corrente continua. Leggendo il valore di tensione in uscita dal sensore, quindi è possibile conoscere la posizione istantanea del traslatore. Le altre grandezze meccaniche possono essere ottenute indirettamente attraverso algoritmi eseguiti in ambiente Labview. La velocità la si ottiene derivando la posizione, l'accelerazione derivando la velocità. L'accelerazione è legata alla forza applicata al traslatore per il secondo principio della dinamica. E'

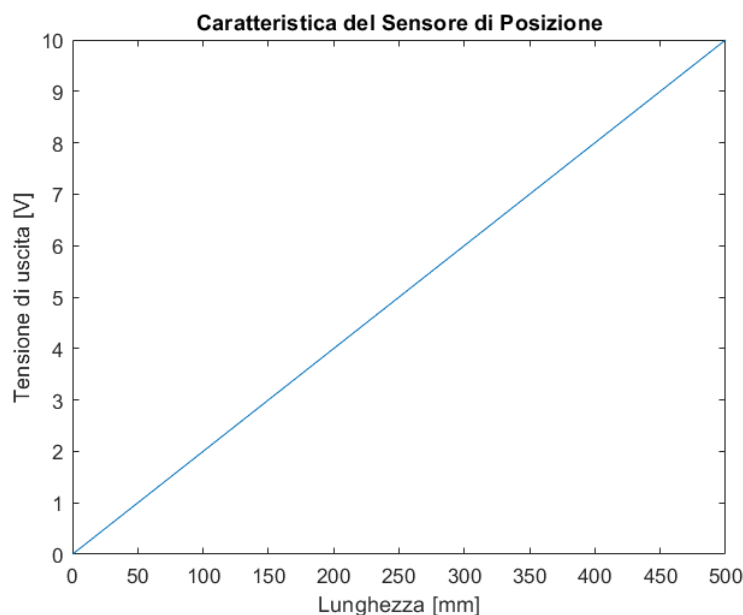


Figura 5.8. Caratteristica del sensore di posizione

necessario tenere conto che derivare la posizione proveniente da un sensore reostatico significa anche derivare il rumore. Quindi una volta effettuata l'operazione di derivazione è necessario filtrare gli andamenti ottenuti per eliminare il rumore in alta frequenza.

## 5.4 Circuiti elettronici di alimentazione

I circuiti di condizionamento impiegati per l'acquisizione delle grandezze elettriche necessitano di essere alimentate in corrente continua a tensioni differenti. Per la realizzazione di un banco completo si è scelto di realizzare un circuito elettronico di alimentazione che fornisca tutti i valori di tensione necessari per le varie parti. Le schede elettronica contenente i circuiti per la misura delle tensioni e delle correnti statoriche devono essere alimentate con due valori di tensione che sono +15V e -15V. Mentre il sensore di posizione reostatico deve essere alimentato ad una tensione di

24V. Si è proceduto quindi alla realizzazione di un alimentatore lineare che fornisca tali valori di tensione continua. Il circuito che realizza il dispositivo è mostrato in Figura 5.9.

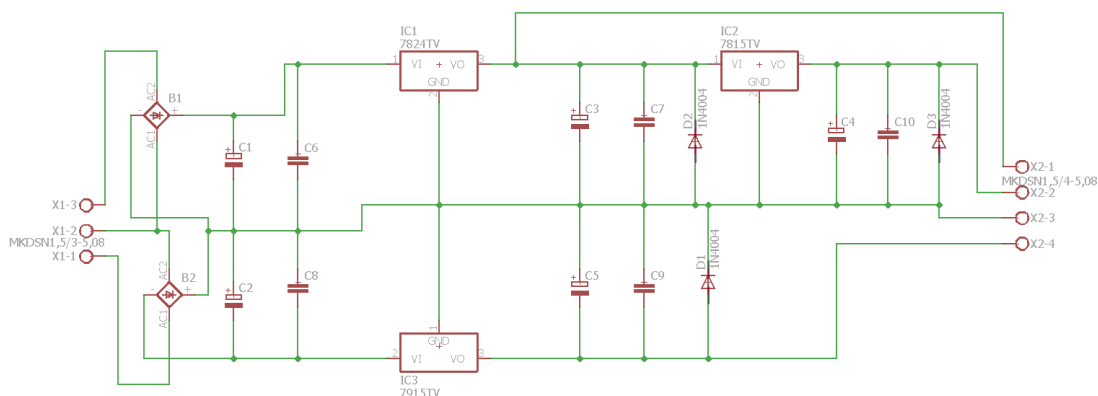


Figura 5.9. Schema elettrico del circuito di alimentazione

I componenti  $B1$  e  $B2$  sono due ponti monofase che raddrizzano la tensione alternata proveniente da un trasformatore con due secondari. Le capacità  $C1$ ,  $C2$ ,  $C6$  e  $C8$  stabilizzano la tensione raddrizzata. Il circuito prevede l'impiego degli storici regolatori di tensione lineari  $7815$ ,  $7824$ ,  $7915$  per regolazione della tensione. Le capacità  $C3$ ,  $C5$ ,  $C7$ ,  $C9$ ,  $C4$ ,  $C10$  stabilizzano la tensione regolata. Infine i diodi  $D1$ ,  $D2$  e  $D3$  costituiscono una protezione per le tensioni inverse.

Anche in questo caso, la board è stata realizzata con l'utilizzo di frese CNC. Una foto del circuito realizzato è riportata in Figura 5.10.

## 5.5 Realizzazione del sistema di trazione del traslatore

Per poter eseguire delle prove sul prototipo, è necessario realizzare un sistema che sia in grado di trascinare il traslatore verticalmente nelle due direzioni. La discesa



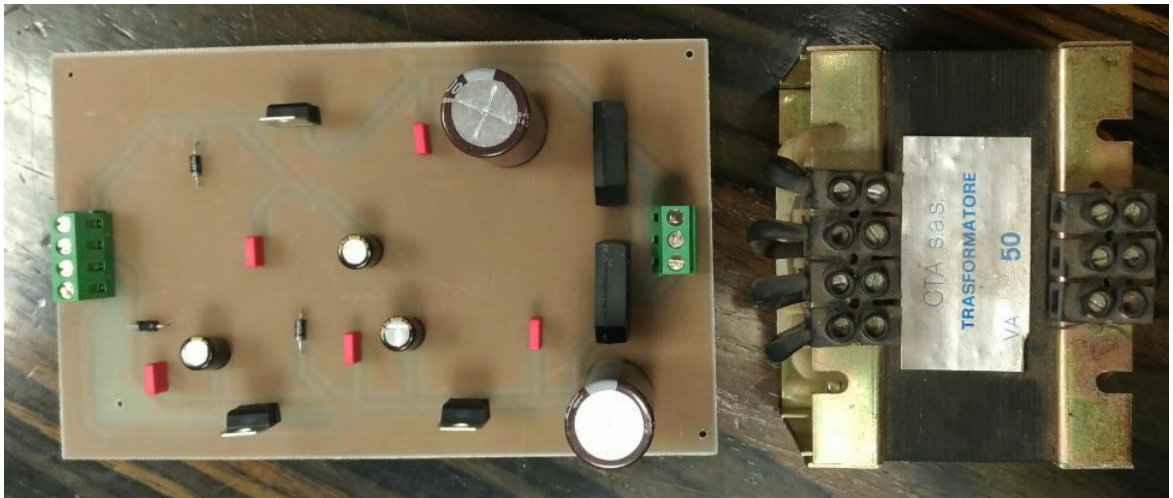


Figura 5.10. Foto della scheda di alimentazione

del traslatore è garantita dall'inserimento di pesi alla base del traslatore. In essa è stato posto un perno con occhiello che consente l'aggancio e lo sgancio rapido di pesi di prova. Invece, visto il significativo sviluppo verticale, è stato necessario realizzare un sistema meccanico basato sull'impiego di carrucole per la salita del traslatore. In particolare attraverso una fune di acciaio e due carrucole si possono nuovamente applicare dei pesi che scendendo causano la salita del traslatore. Il sistema è stato posizionato al di sopra del prototipo e dimensionato al fine di reggere le sollecitazioni previste. Una foto del sistema è mostrata in Figura 5.11.



Figura 5.11. Foto del sistema di carrucole

# Capitolo 6

## Prove sul prototipo realizzato

### 6.1 Misure eseguite

Utilizzando il banco di prova è stato possibile testare il prototipo realizzato. In particolare, le misure consentono di rilevare le varie grandezze relative ad un movimento transitorio che prevede la discesa oppure la salita del traslatore (simulando il movimento che avviene qualora il generatore fosse sollecitato da onde marine). Questo quindi, viene trascinato anche dalla sua forza peso. Per simulare diverse condizioni di spinta sono stati utilizzati dei pesi tarati di diversa entità, agganciabili alla fune passante per il sistema di carrucole quando si vuole ottenere il moto in salita oppure alla base del traslatore se si vuole tirare verso il basso con una forza superiore alla forza peso del traslatore. L'utilizzo dei vari pesi in combinazione con il sistema di carrucole consente, quindi, di sollecitare il generatore con diversi valori di spinta per ottenere diversi valori di accelerazione e di velocità. Come già presentato al capitolo precedente, è stato utilizzato l'ambiente software Labview. Stante il funzionamento in regime transitorio della macchina, attesa la sua tipologia e il fine ultimo per cui è stata progettata, le grandezze meccaniche ed elettriche acquisite saranno in regime transitorio. Pertanto l'algoritmo realizzato in Labview acquisisce e memorizza le

misure dai vari sensori quando riceve un trigger da parte del sensore di posizione che informa dell'inizio della corsa del traslatore. I dati rilevati vengono poi analizzati in ambiente MATLAB, che consente di filtrare i vari andamenti ottenuti dalla presenza di eventuale rumore.

Le diverse sollecitazioni si ottengono combinando il peso del traslatore che è pari a 20 kg con il peso dei blocchi riportati in Tabella 6.1. Ogni prova eseguita la si ottiene

Tabella 6.1. Peso de vari blocchi utilizzati per le sollecitazioni

Blocco 1	20,7 kg
Blocco 2	21 kg
Blocco 3	5,8 kg
Blocco 4	5,9 kg
Blocco 5	5,8 kg
Blocco 6	6,5 kg

come combinazione del peso del traslatore e di uno o più di questi blocchi inseriti per dare spinta in una delle due direzioni. Le prove sono state eseguite sia a vuoto che con carico elettrico trifase connesso a stella. Il valore della resistenza elettrica offerta da quest'ultimo è regolabile. Nei due paragrafi che seguono si riportano i dati relativi di alcune prove.

### 6.1.1 Prove a vuoto

Le misure riportate sono relative a due prove. La prima con il traslatore in discesa in caduta libera (peso 20 kg) mentre nella seconda vengono aggiunti i Blocchi 1, 2,3 per produrre una salita (7,5 kg togliendo il peso del traslatore che agisce sempre in discesa).

La Figura 6.1 mostra la posizione istantanea del traslatore. Il valore di 0,35m corrisponde al traslatore tutto sollevato (la corsa del traslatore è 35 cm) mentre il valore dell'origine degli assi corrisponde alla posizione opposta del traslatore. Considerando che l'accelerazione è più o meno costante la posizione, come ci si aspetta,

ha un andamento parabolico. La corsa si completa in circa 0,4s.

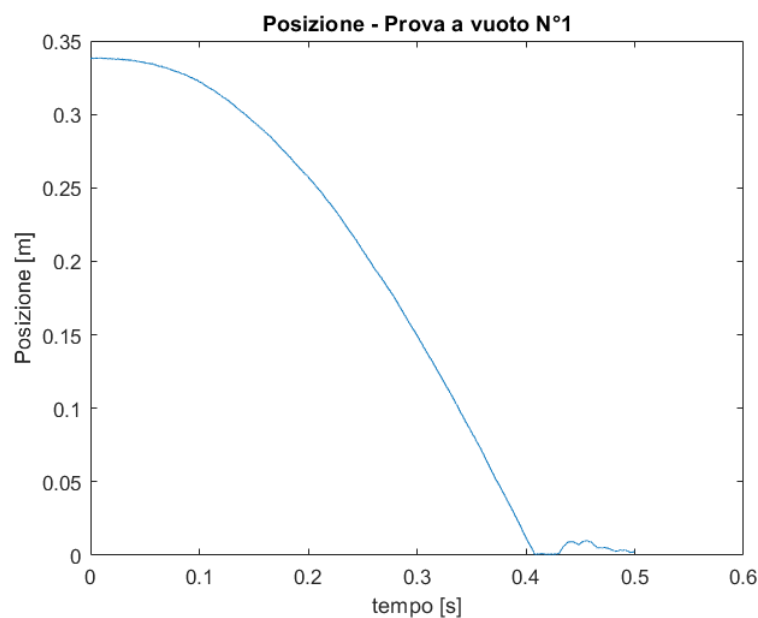


Figura 6.1. Posizione del traslatore Prova a vuoto 1

La Figura 6.2 mostra l'andamento della velocità istantanea, ottenuta indirettamente tramite elaborazione in MATLAB della posizione. Il verso positivo della velocità è scelto per il moto in salita del traslatore. Di conseguenza in questa prova la velocità è negativa. L'andamento, come previsto, ha un primo tratto abbastanza lineare (anche se sono presenti le oscillazioni dovute all'end-effect e alla forza di cogging). Un istante prima dell'arresto del traslatore (0,4s) il picco di velocità raggiunto è di 1,4 m/s. La Figura 6.3 mostra l'andamento dell'accelerazione istantanea, ottenuta indirettamente tramite elaborazione in MATLAB della velocità. Anche sul verso dell'accelerazione valgono le stesse considerazioni fatte per la velocità. L'andamento mostra un'accelerazione con valore medio di circa  $3 \text{ m/s}^2$  e un'oscillazione dovuta alle forze parassite. La Figura 6.4 mostra l'andamento delle tensioni statoriche a vuoto, corrispondente quindi alle FEM indotte. L'andamento è periodico

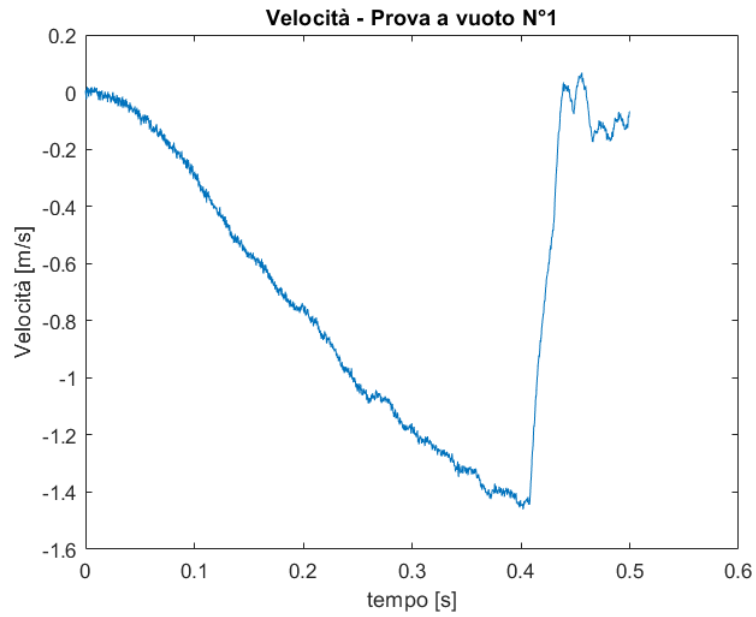


Figura 6.2. Velocità del traslatore Prova a vuoto 1

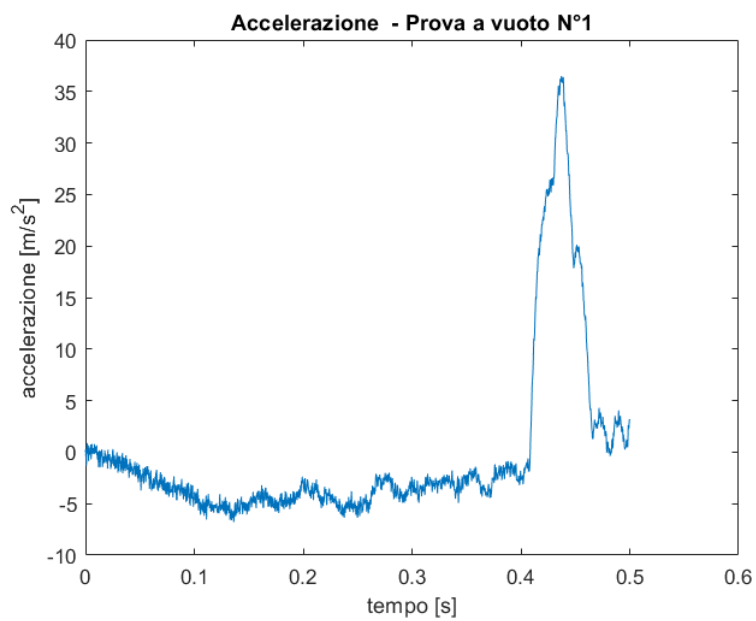


Figura 6.3. Accelerazione del traslatore Prova a vuoto 1

e in buona approssimazione può essere considerato sinusoidale. Le ampiezze delle tensioni sono, come ci si aspetta, crescenti con il tempo poiché il flusso di campo magnetico varia sempre più velocemente all'aumentare della velocità. Il valore massimo della tensione raggiunto un istante prima della fine della corsa è poco superiore di 60 Vpp.

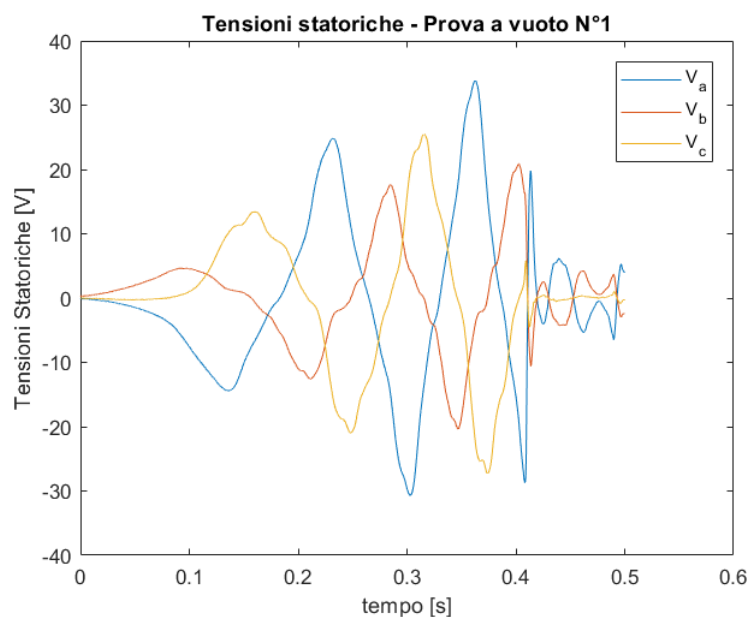


Figura 6.4. Tensioni statoriche Prova a vuoto 3

Le stesse considerazioni si possono fare sulla seconda prova a vuoto riportata. In questo caso la velocità finale raggiungerà valori più bassi poiché la spinta complessiva è inferiore. Di conseguenza le tensioni indotte saranno più basse. Le Figure 6.5, 6.6, 6.7 e 6.8 riportano i dati rilevati dalla seconda prova.

### 6.1.2 Prove a carico

Le due prove a carico riportate vedono le stesse spinte meccaniche che sono state applicate alle due prove a vuoto descritte precedentemente (20kg discesa e 7,5 kg salita). La differenza sta nell'avere chiuso i terminali del generatore su un carico

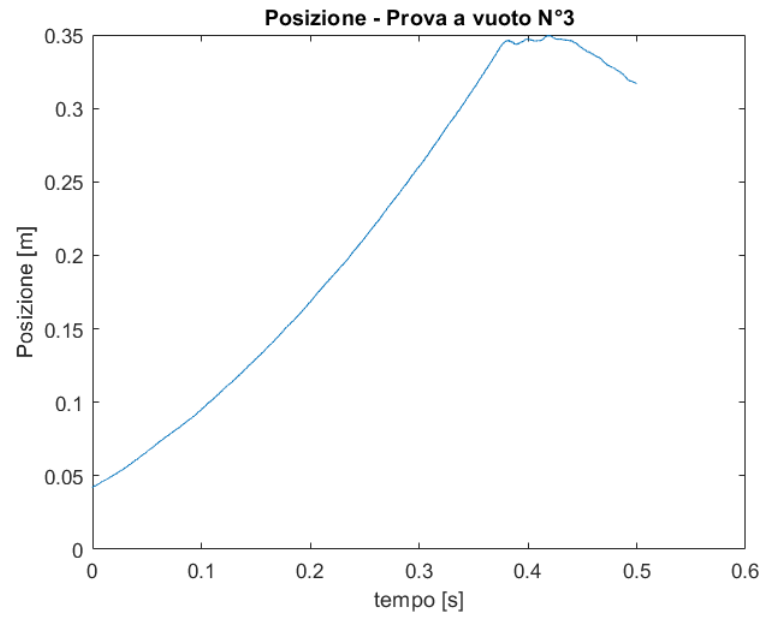


Figura 6.5. Posizione del traslatore Prova a vuoto 3

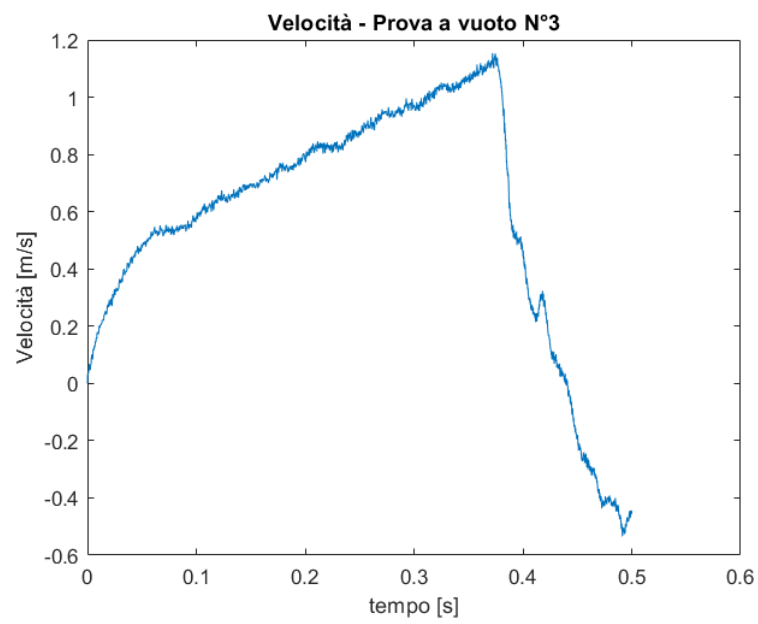


Figura 6.6. Velocità del traslatore Prova a vuoto 3



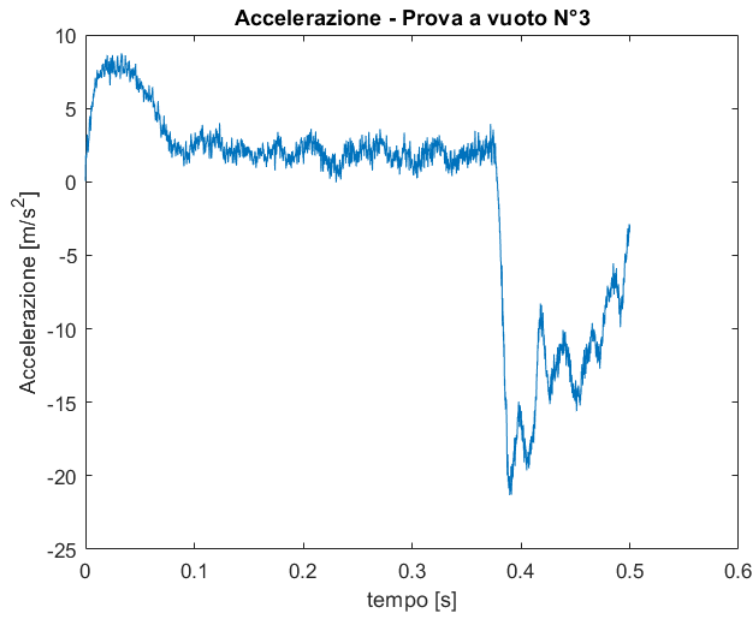


Figura 6.7. Accelerazione del traslatore Prova a vuoto 3

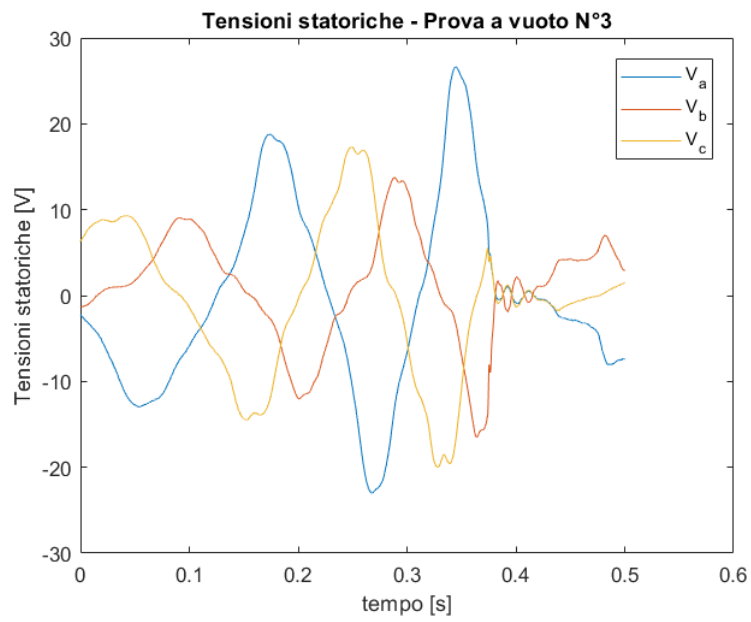


Figura 6.8. Tensioni statoriche Prova a vuoto 3

elettrico puramente resistivo di  $25 \Omega$ . Sulla posizione riportata in Figura 6.9 , valgono le stesse considerazioni fatte per l'analogo prova a vuoto. La differenza sta nella durata della corsa, che risulta leggermente maggiore. Ciò si spiega per la presenza della forza resistente dovuta al carico elettrico che, producendo una reazione d'armatura distortente, rallenta il moto. Le stesse considerazioni valgono

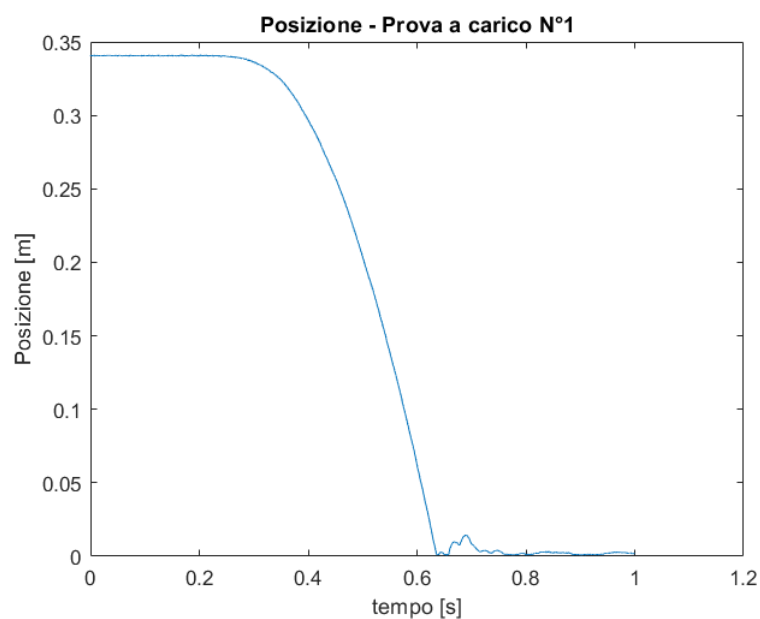


Figura 6.9. Posizione del traslatore Prova a carico 1

per la velocità e per l'accelerazione mostrate in Figura 6.10 e 6.11.

Le Figure 6.12 e 6.13 riportano invece rispettivamente la tensione e la corrente di una fase statorica ( $V_b$ ). Le due grandezze risultano in fase poiché il carico è puramente ohmico. Rispetto alla analogo prova a vuoto si evidenzia quasi un dimezzamento della tensione. Ciò è dovuto al fatto che il carico collegato ha una resistenza pari a circa quella degli avvolgimenti di statore. La corrente ha lo stesso andamento della tensione (in buona approssimazione sinusoidale) e presenta un picco di circa 0,7 A. Poiché la tensione nello stesso istante vale circa 16 V, significa che la potenza istantanea vale circa 34W.

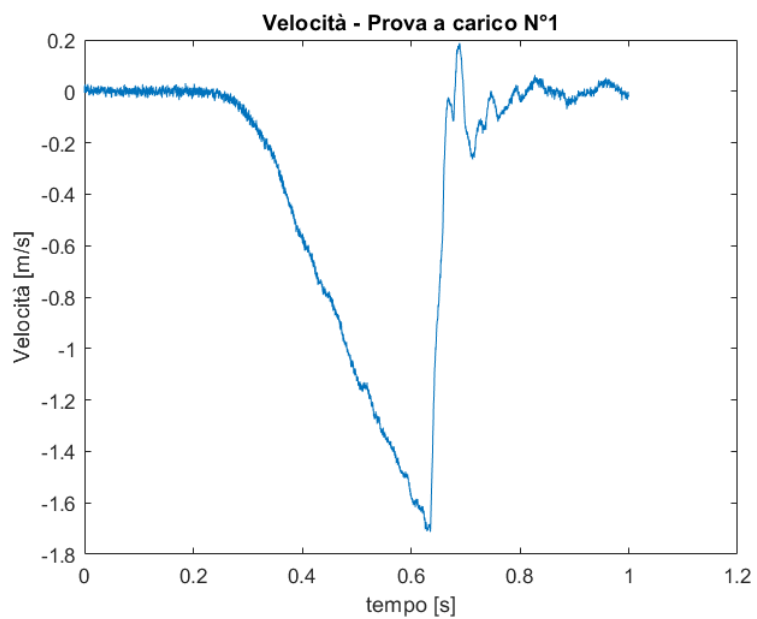


Figura 6.10. Velocità del traslatore Prova a carico 1

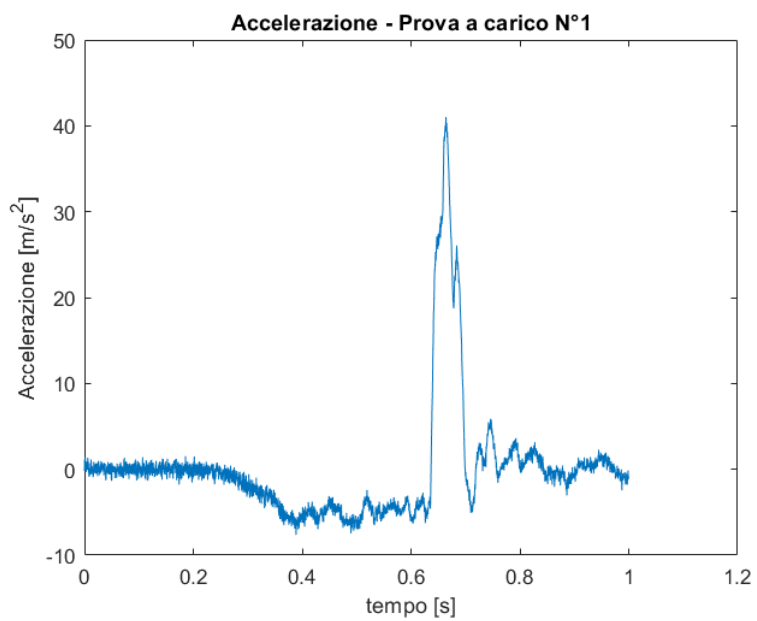


Figura 6.11. Accelerazione del traslatore Prova a carico 1

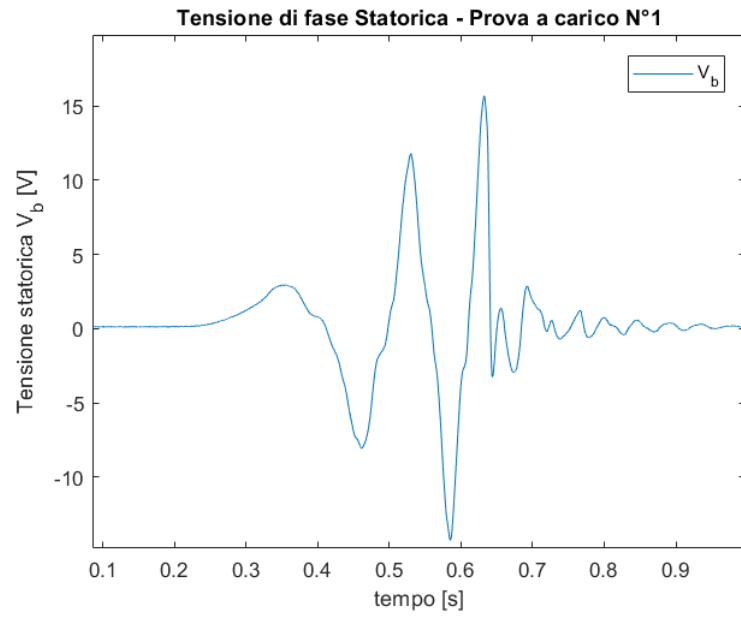


Figura 6.12. Tensione su una fase statorica Prova a carico 1

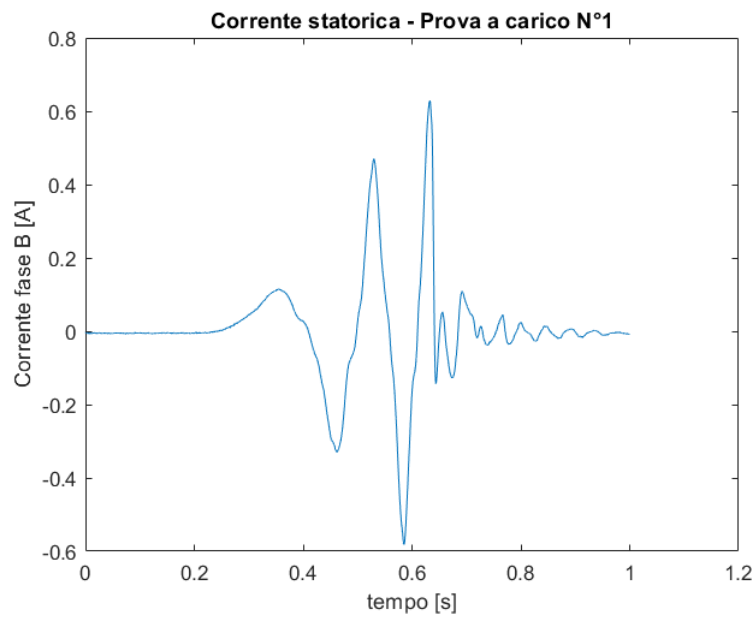


Figura 6.13. Corrente su una fase statorica Prova a carico 1

Le Figure 6.14, 6.15, 6.16, 6.17, 6.18 riportano i dati rilevati nella seconda prova a carico (spinta verso l'alto di 7,5 kg). Si possono fare le stesse considerazioni fatte per la prova precedente.

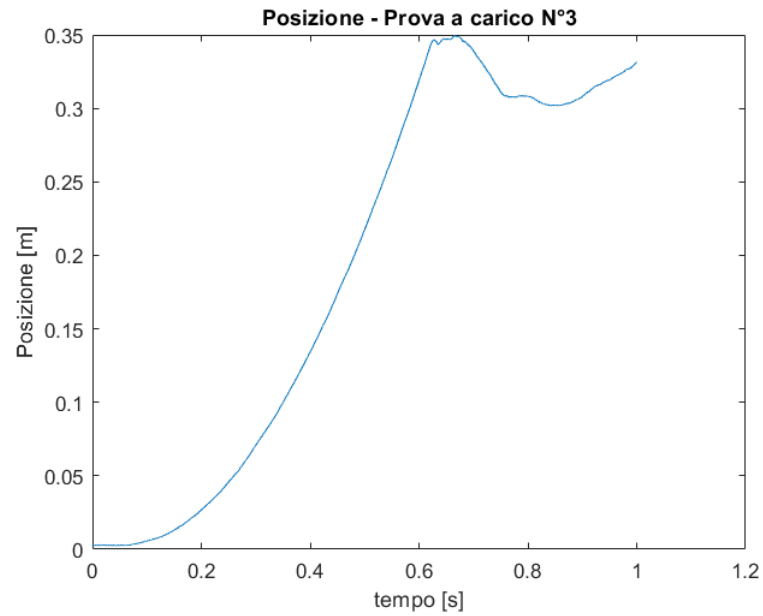


Figura 6.14. Posizione del traslatore Prova a carico 3

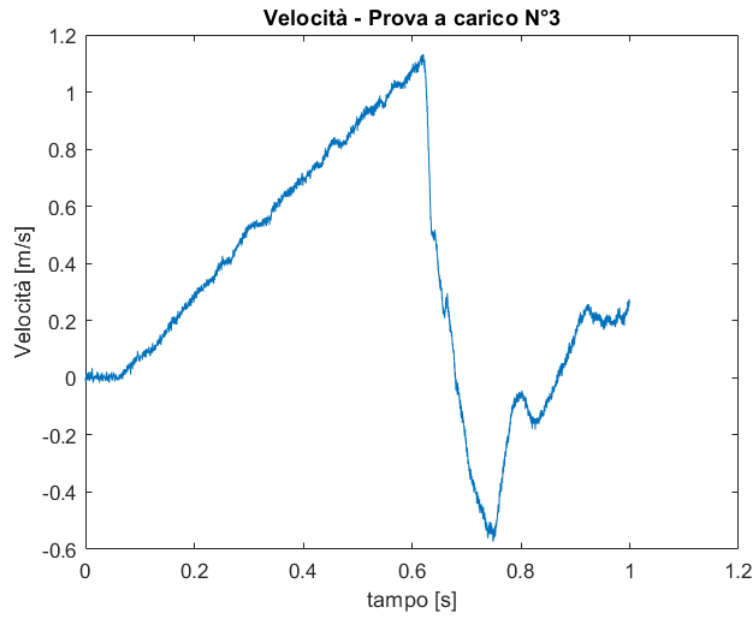


Figura 6.15. Velocità del traslatore Prova a carico 3

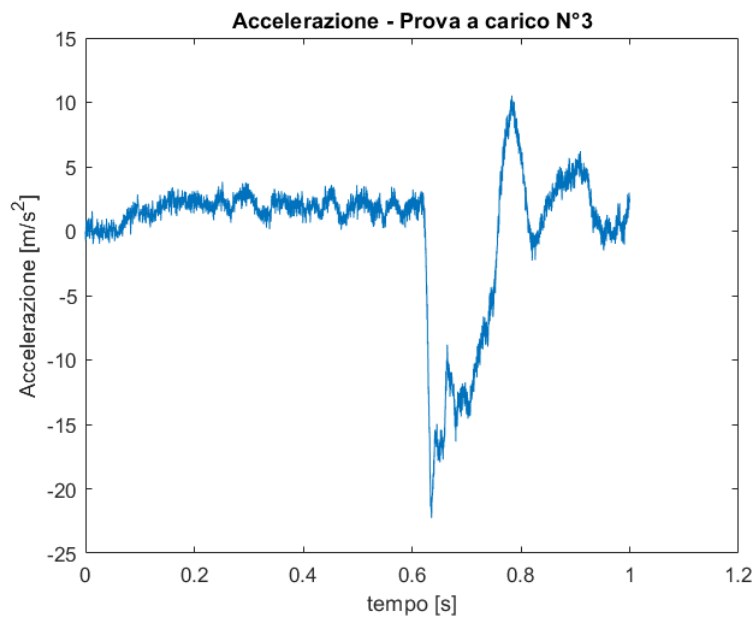


Figura 6.16. Accelerazione del traslatore Prova a carico 3

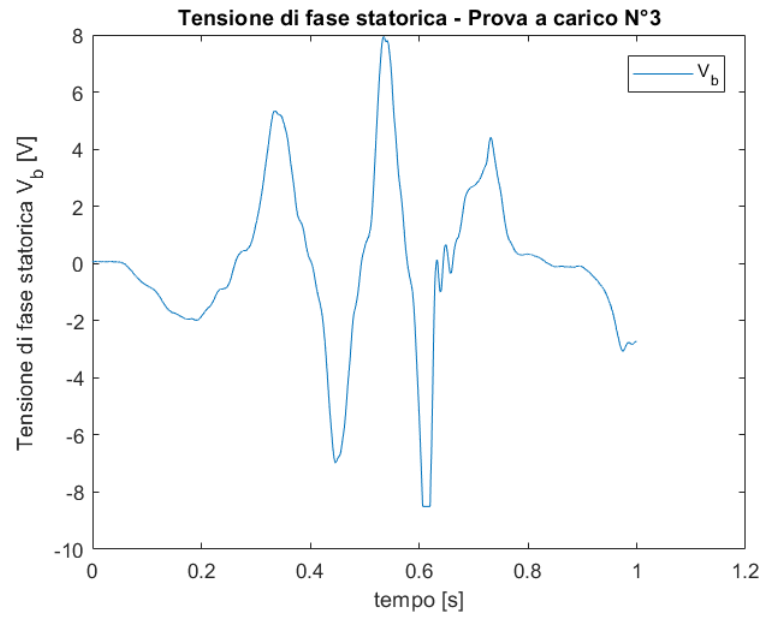


Figura 6.17. Tensione su una fase statorica Prova a carico 3

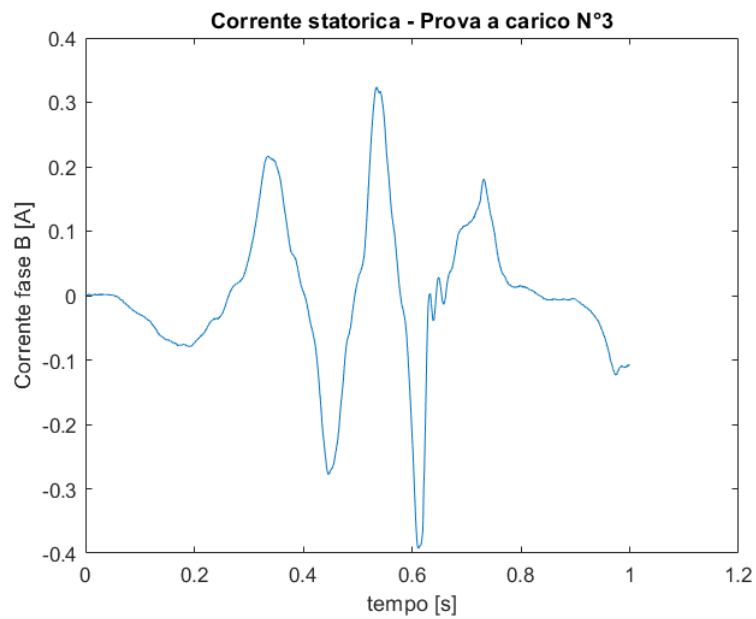


Figura 6.18. Corrente su una fase statorica Prova a carico 3

# Conclusioni

Partendo dallo studio e dall'analisi dei vari aspetti riguardanti i Generatori Lineari Tubolari a Magneti Permanenti, in questo elaborato di tesi è stato possibile realizzare un prototipo di generatore con delle caratteristiche ottimali per lo sfruttamento del moto ondoso marino. Gli studi e le analisi fatte hanno permesso di individuare le caratteristiche costruttive che ottimizzano la macchina dal punto di vista dell'efficienza.

Sono state confrontate diverse strutture di statore ed è stata individuata quella che consente di ridurre al minimo le perdite nel ferro e che consente di minimizzare gli effetti delle forze parassite quali la forza di cogging e l'end-effect. La riduzione delle perdite viene garantita da una struttura innovativa che raccoglie tutti vantaggi delle altre note in letteratura. La minimizzazione delle inevitabili forze parassite viene garantita invece adottando delle geometrie particolari sui denti statorici e sulle zone più esterne dello statore. Il processo di ottimizzazione ha consentito di ridurre di oltre il 40 % tali effetti.

Gli studi condotti sui vari aspetti che riguardano il traslatore hanno permesso di individuare la struttura adeguata per l'applicazione da generatore da moto ondoso sia per quanto riguarda il tipo di magneti da utilizzare che la geometria da adottare. Per quanto riguarda la scelta dei magneti, un confronto tecnico-economico ha messo in luce che l'impiego di magneti in ferrite, anche se riduce le performance complessive del prototipo, costituisce una soluzione valida se si considera il costo



del kWh prodotto. Ciò è dovuto all'elevato costo dei magneti in terre rare e alla loro ridotta longevità in ambiente marino rispetto a quelli in ferrite. Sempre relativamente agli aspetti riguardanti i magneti permanenti, un campione di 100 magneti è stato magneticamente caratterizzato per studiare, attraverso simulazioni FEA, gli effetti delle tolleranze costruttive sulle forze parassite e sulla forza complessiva sul traslatore. Si è pervenuti al risultato che gli effetti di queste deviazioni riducono il tiro della macchina e alterano in modo significativo la forza di cogging e l'end-effect rendendole di difficile modellizzazione matematica.

Valutazioni significative sono state fatte sulle possibili configurazioni di avvolgimenti statorici da adottare. E' stata individuata, attraverso simulazioni FEA, la configurazione che consente di ottenere la migliore distribuzione spaziale del campo magnetico e il riduzione massima del contenuto armonico per le frequenze multiplo intero della fondamentale.

Sulla base di tutti i risultati ottenuti dagli studi sopra descritti è stato realizzato il prototipo di macchina adottando alcune delle strategie di ottimizzazione individuate. Sono state inoltre progettate tutte le parti meccaniche che consentono il corretto scorrimento del traslatore e la posa del prototipo.

Per testare il generatore è stato progettato e realizzato un banco di prova che consente la misure delle grandezze elettriche e meccaniche, e che consente di potere sottoporre il prototipo a sollecitazioni meccaniche che simulano il comportamento delle onde marine. Infine sono state fatte delle misure sottoponendo il generatore a diversi valori di accelerazione e rilevando le grandezze elettriche e meccaniche.

Sarebbe opportuno corredare il generatore di due molle, una sulla parte superiore, l'altra nella parte inferiore per dare più continuità al moto alternato e per attutire i colpi di fine corsa. Il passo successivo dello studio finora condotto potrebbe essere quello di progettare e realizzare un convertitore elettronico di potenza che consenta di ottenere partire dalle tensione in uscita dal generatore una tensione continua in ingresso per alimentare degli inverter che immettano l'energia prodotta in rete.

Questo passaggio risulta necessario considerando le basse frequenze delle tensioni in uscita che sono strettamente legate alla frequenza delle onde. Potrebbe essere interessante studiare il comportamento del generatore realizzato se accoppiato ad una fonte diversa di energia meccanica come quella di un *motore stirling* che riescano a fornire energia meccanica attraverso un moto lineare. Inoltre sarebbe interessante valutare il comportamento e le performance della macchina nel funzionamento da attuatore sincrono per applicazioni industriali.

# Bibliografia

- [1] Cernigoj, A., Gašparin, L. and Fišer, R. 2010, *Native and additional cogging torque components of PM synchronous motors-evaluation and reduction*, AUTOMATIKA: casopis za automatiku, mjerenje, elektroniku, racunarstvo i komunikacije. 51, 2 (2010), 157–165.
- [2] Cipriani, G., Di Dio, V., Franzitta, V., Russo, A., Trapanese, M. and Viola, A. 2014. *A ferrite tubular linear permanent magnet generator (FTLPMG) analysis and design*. , Oceans - St. John's, 2014 (2014), 1–6.
- [3] Coenen, I., Giet, M. van der and Hameyer, K. 2012. *Manufacturing Tolerances: Estimation and Prediction of Cogging Torque Influenced by Magnetization Faults*. , Magnetics, IEEE Transactions on. 48, 5 (May. 2012), 1932–1936.
- [4] Coenen, I., Gracia, M.H. and Hameyer, K. 2011 *Influence and evaluation of non-ideal manufacturing process on the cogging torque of a permanent magnet excited synchronous machine*. , COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering. 30, 3 (2011), 876–884.
- [5] Kim, Y.-K., Hong, J.-P. and Hur, J. 2003. *Torque characteristic analysis considering the manufacturing tolerance for electric machine by stochastic response surface method*. , Industry Applications, IEEE Transactions on. 39, 3 (May. 2003), 713–719.
- [6] Milone, D., Pitruzzella, S., Franzitta, V., Viola, A., Trapanese, M., Di Dio, V. *Design of bilateral switched reluctance linear generator to convert wave Energy*.

- Case study Sicily*, Advanced Materials Research - Volume 860-863, 2014, Pages 1694-1698.
- [7] Testa, L., Trapanese, M, *Magnetic stochastic resonance in systems described by dynamic Preisach model*, Physica B: Condensed Matter. Volume 403, Issue 2-3, 1 February 2008, Pages 486-490-
- [8] Trapanese, M. *Optimization of a sea wave energy harvesting electromagnetic device*, IEEE Transactions on Magnetics, Volume 44, Issue 11, Part 2, November 2008, Pages 4365-4368
- [9] H. D. Fair, *The science and technology of electric launch*, Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 37, no. 1, pp. 25–32, Jan. 2001
- [10] B. L. J. Gysen, J. J. H. Paulides, J. L. G. Janssen, and E. A. Lomonova, *Active electromagnetic suspension system for improved vehicle dynamics*, in Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE, 2008, pp. 1–6.
- [11] V. Di Dio, G. Cipriani, R. Miceli, and R. Rizzo, *Design criteria of tubular linear induction motors and generators: A prototype realization and its characterization*, Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies, vol. 12, no. 23, pp. 19–40, 2013
- [12] V. Di Dio and M. Montana, *State of art of tubular linear induction motor*, in Electrotechnical Conference, 1996. MELECON '96., 8th Mediterranean, 1996, vol. 1, pp. 285–288 vol.1.
- [13] A. Viola, V. Franzitta, D. Curto, M. Trapanese, V. Di Dio, G. Cipriani, V. Boscaino, M. Corpora and F.M. Raimondi, *Design of wave energy converter(WEC): A prototype installed in Sicily*, in Oceans 2015-Genova, 2015, pp. 1-5,
- [14] G. Cipriani, V. Di Dio, V. Franzitta, F. M. Raimondi, A. Viola, and M. Trapanese, *Analysis of interconnection substations for seawave power farms*, in Oceans - St. John's, 2014, 2014, pp. 1-4.
- [15] S. Barmada, A. Musolino, M. Rugi, and R. Rizzo, *Numerical simulation of a complete generator-rail launch system*, in Electromagnetic Launch Technology,

- 2004.2004 12 Th Symposium on, 2004,pp.344-349
- [16] S.Barmada, A.Musolino, M.Rugi, and R.Rizzo, *Analysis of the performances of a combined coil-rail launcher*, Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 39, no. 1, pp. 103-107, Jan. 2003.
- [17] I. Boldea and S. A. Nasar, *Linear Electric Actuators and Generators*, Cambridge University Press, 1997.
- [18] J.F.Gieras, *Linear Induction Drives*, Oxford University Press, 1994.
- [19] J.Wang, G.W.Jewell and D.Hower, *A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines*, Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 35, no. 3, pp. 1986-2000, May. 1999.
- [20] I. Costa, M. C. . Oliveira, H. . de Melo, and R.Faria , *The effect of the magnetic field on the corrosion behavior of Nd-Fe-B permanent magnet*, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 278, no. 3, pp. 348-358, 2004.
- [21] I.Gurrappa and S.Pandian, *Corrosion characteristics of Nd-Fe-B permanent magnets in different environments* , Corrosion Engineering, Science and Technology, vol. 41, no. 1, pp. 57-61, 2006
- [22] G. Stumberger, D. Zarko, M.T. Aydemir and T.A. Lipo *Design and comparison of linear synchronous motor and linear induction motor for Electromagnetic aircraft launch systems* , in electric machines and drives Conference, 2003. IEMDC'03 IEEE international,2003, vol.1,pp.494-500 vol.1.
- [23] A.Musolino, M.Rugi, R.Rizzo and A.Tripodi, *Stabilization of Permanent-Magnet MAGLEV System via Null-flux coils*, Plasma Science, IEEE Transactions on, vol. 43, no. 5, pp. 1242-1247, May 2015
- [24] F. Profumo, A. Tenconi, G. Gianolio, *Design and realization of a PM linear synchronous motor with a very high thrust/normal force ratio* , Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, vol.3 pp. 1984-1988, 2001.
- [25] G. Stumberger, D. Zarko, A.M Timur, T.A. Lipo , *Design of a Linear Bulk Superconductor Magnet synchronous motor for Electromagnetic Aircraft Launch*

- Systems* , IEEE Trans.on Superconductivity vol.14,no.1, pp. 54-62, March. 2004
- [26] Luigi Cappelli, Student Member, IEEE, Fabrizio Marignetti, Senior Member, IEEE, Giuliana Mattiazzo, Ermanno Giorcelli, Giovanni Bracco, Silvio Carbone, and Ciro Attaianese, Senior Member, IEEE, *Linear Tubular Permanent-Magnet Generators for the Inertial Sea Wave Energy Converter*,IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 50, NO. 3, MAY/JUNE 2014.
- [27] Min-Fu Hsieh, SeniorMember, IEEE, I.-Hsien Lin, Student Member, IEEE, David G. Dorrell, SeniorMember, IEEE, Ming-June Hsieh, and Chi-Chien Lin, *Development of a Wave Energy Converter Using a Two Chamber Oscillating Water Column*,IEEE TRANSACTIONS ON SUSTAINABLE ENERGY, VOL. 3, NO. 3, JULY 2012
- [28] Nicola Delmonte, Member, IEEE, Davide Barater, Member, IEEE, Francesco Giuliani, Student Member, IEEE, Paolo Cova, and Giampaolo Buticchi, *Review of Oscillating Water Column Converters* , IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 52, NO. 2, MARCH/APRIL 2016
- [29] Khalid. H. Mohamed, N. C. Sahoo, and Taib B. Ibrahim, *A Survey of Technologies used in Wave Energy Conversion Systems*, This work was supported by Universiti Teknologi PETRONAS.
- [30] M. A. Mueller Member of IEEE, Henk Polinder Member of IEEE and Nick Baker, *Current and Novel Electrical Generator Technology for Wave Energy Converters* .
- [31] N.Gargov, A.F. Zzobaa , *Multiphase air cored Tubular Magnet Linear Generator for wave energy converters*, published in IET Renewable Power Generation .
- [32] Nikolaos M. Kimoulakis, Antonios G. Kladas, and John A. Tegopoulos, *Power Generation Optimization From Sea Waves by Using a Permanent Magnet Linear Generator Drive* ,IEEE Transactions on magnetics, vol. 44, no. 6, june 2008.
- [33] Lei Huang, Jing Liu, Haitao Yu, Ronghai Qu, Hao Chen, and Haiyang Fang,

- Winding Configuration and Performance Investigations of a Tubular Superconducting Flux-Switching Linear Generator*, IEEE Transactions on applied Superconductivity, vol. 25, no. 3, june 2015
- [34] Luigi Cappelli, Student Member, IEEE, Fabrizio Marignetti, Senior Member, IEEE, Giuliana Mattiazzo, Ermanno Giorcelli, Giovanni Bracco, Silvio Carbone and Ciro Attaianese, Senior Member, IEEE , *Linear Tubular Permanent-Magnet Generators for the Inertial Sea Wave Energy Converter*,
- [35] Jianfei Pan, Yu Zou, Guangzhong Cao , *Investigation of a low-power, double-sided switched reluctance generator for wave energy conversion* , Published in IET Renewable Power Generation
- [36] Hailian Jing, Naoki Maki, Life Fellow, IEEE, Tetsuya Ida, Member, IEEE, and Mitsuru Izumi, Member, IEEE, *Design Study of Large-Scale HTS Linear Generators for Wave Energy Conversion*, IEEE Transactions on applied superconductivity, vol. 27, no. 4, june 2017.
- [37] Wijono H. Arof H.W. Ping , *Analysis of magnetic field distribution of a cylindrical discrete Halbach permanent magnet linear generator*, Published in IET Electric Power Applications
- [38] Kaikai Guo, Shuhua Fang, Hui Yang, Heyun Lin, and S. L. Ho<sup>2</sup> School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China Department of Electrical Engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong , *A Novel Linear–Rotary Permanent-Magnet Actuator Using Interlaced Poles* , IEEE Transactions on magnetics, vol. 51, no. 11, november 2015
- [39] Peng Zeng, Student Member, IEEE, and Alireza Khaligh, Senior Member, IEEE, *A Permanent-Magnet Linear Motion Driven Kinetic Energy Harvester* , IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 60, no. 12, december 2013