



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**Tecniche per l'eccitazione, la misura e l'analisi di
scariche parziali nei motori elettrici per l'industria
automotive**

*Techniques for excitation, measurement and analysis of partial discharges
in electric motors for the automotive industry*

Candidato:
Leonardo Falcioni

Relatore:
Prof. S. Squartini

Correlatore:
E. Concettoni

Anno Accademico 2022-2023

UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA
Via Brezze Bianche – 60131 Ancona (AN), Italy

Sommario

Nell'ambito della diagnostica sui motori elettrici, il fenomeno delle scariche parziali (Partial Discharge, PD) riveste particolare rilevanza. Le scariche parziali sono delle scariche elettriche che interessano esclusivamente una parte del dielettrico esistente tra i conduttori. In questo ambito, la generazione dell'eccitazione, la misura e il riconoscimento delle scariche parziali sono passaggi fondamentali per l'analisi dello stato dell'isolante di apparecchiature elettroniche, nello specifico di motori elettrici in ambito automotive. In questa tesi, si sono affrontati due approcci per testare l'isolante ponendolo in condizioni di stress elettrico e misurando i segnali prodotti da eventuali scariche parziali; il primo ricorre a una sorgente impulsiva, il secondo prevede l'utilizzo di una sorgente di eccitazione sinusoidale. Si è affrontato sia lo studio della sorgente di eccitazione che l'analisi dei dati di misura. Per quanto riguarda le prove con eccitazione impulsiva, si è approfondito il sistema per la generazione dell'eccitazione. La forma d'onda dell'impulso e le sue caratteristiche (in particolare il rise time e la sovratensione) influenzano fortemente la localizzazione e l'entità del fenomeno di scariche parziali. È quindi importate avere a disposizione un modello per lo studio della forma d'onda generata. Si è dunque realizzato un modello circuitale per la simulazione del comportamento del generatore di impulsi ad alta tensione e ad alta frequenza per le prove in High Repetition Rate (HRR), con il fine di ottenere una simulazione sufficientemente aderente al comportamento reale; successivamente, si è confrontata la forma dell'impulso ottenuto in simulazione con il comportamento sperimentale del sistema. Procedendo con l'analisi dei dati per le acquisizioni con sorgente sinusoidale, un passaggio chiave nell'interpretazione delle misure consiste nel distinguere le scariche parziali da altri segnali di disturbo, specialmente in misurazioni con un SNR ridotto. Si procede quindi investigando l'efficacia di un sistema per l'identificazione di scariche parziali in applicazioni industriali basate sulla Support Vector Machine (SVM). La SVM implementata opera sulla Power Spectral Density (PSD) dei segnali, utilizzando un kernel basato sulla Kullback-Leibler (KL) divergenza. Inizialmente, la SVM viene addestrata e testata con segnali di PD e rumore ottenuti da diversi oggetti di test, inclusi rotore e statore di un motore elettrico per autoveicoli. Le performance della SVM sono state successivamente valutate su un sottoinsieme di misure, in cui le label delle scariche parziali e del rumore sono state assegnate manualmente con l'ausilio di algoritmi di features extraction (PCA) e di clustering (K-means). I risultati sperimentali dimostrano che tale tecnica risulta essere molto efficace nell'identificare le scariche, specialmente in casi in cui si hanno differenti sorgenti di scariche parziali e il livello di rumore è elevato.

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Lozioni e generalità sulla diagnostica sui motori elettrici	1
1.2	Test elettrici sui motori	4
1.3	Gli isolanti nei motori elettrici e il fenomeno delle scariche parziali .	5
1.4	Sollecitazioni elettriche dell'isolante nei motori e test delle scariche parziali	10
1.4.1	Test con tensione di eccitazione impulsiva	12
1.4.2	Test con tensione di eccitazione sinusoidale	14
1.5	Stato dell'arte sui metodi di reiezione del rumore nei test elettrici in AC	15
1.5.1	Phase Resolved Partial Discharge Pattern	15
1.5.2	Diagrammi Tempo-Frequenza	17
1.5.3	Metodi di Machine Learning e Deep Learning	18
2	Metodi e materiali per i test con tensione di eccitazione impulsiva	21
2.1	Materiali utilizzati per i test con eccitazione impulsiva	21
2.1.1	Banco di prova per i test di scariche parziali con eccitazione impulsiva	22
2.1.2	Test object per le misure di scariche parziali con eccitazione impulsiva	26
2.2	Procedura per la realizzazione della simulazione circuitale	27
3	Risultati e discussione della simulazione del sistema per i test con eccitazione impulsiva	37
3.1	Risultati del modello circuitale dell'IGBT	37
3.2	Confronto con le acquisizioni sperimentali	40
4	Metodi e materiali per i test con tensione di eccitazione sinusoidale	47
4.1	Materiali utilizzati per i test con eccitazione sinusoidale	47
4.1.1	Banco di prova per i test con eccitazione sinusoidale	47
4.1.2	Test objects per le misure con eccitazione sinusoidale	50
4.2	Metodi di misura e analisi per i test con tensione di eccitazione sinusoidale	52
4.2.1	Procedura di calibrazione	53
4.2.2	Procedura di misura con eccitazione sinusoidale	54
4.3	Metodi di analisi per la caratterizzazione dei segnali acquisiti	64
4.3.1	Algoritmo di estrazione delle features: PCA	64
4.3.2	Algoritmo di classificazione non supervisionata: K-means	64

4.3.3	Algoritmo di classificazione supervisionata: SVM	66
5	Risultati e discussione dei metodi di analisi per la classificazione dei segnali	73
5.1	Risultati della classificazione non supervisionata	73
5.1.1	Risultati di PCA e K-means su twisted pair	74
5.1.2	Risultati di PCA e K-means su statore e rotore	77
5.2	Risultati della classificazione supervisionata	80
5.2.1	Testing incrociato della SVM	81
5.2.2	Testing della SVM sul subset contenente PD miste a rumore	82
6	Conclusioni e sviluppi futuri	91
6.1	Conclusioni sulle tecniche di eccitazione: implementazione della simulazione	91
6.2	Conclusioni sulle tecniche di analisi dati: metodi di classificazione dei segnali adottati	92
6.3	Sviluppi futuri	93

Elenco delle figure

1.1	Inverter-fed motor system [1] con forma d'onda di tensione all'uscita dell'inverter e all'ingresso del motore, in cui sono evidenti le sovratensioni	4
1.2	Statore realizzato in tecnologia hairpin	6
1.3	Isolamento nei motori elettrici (fonte: IEC 60034-18-41)	7
1.4	Scariche parziali interne e scariche parziali ramificate ad albero (fonte: Partial Discharge Detection in High-Voltage Equipment – F.H. Kreuger 1989)	8
1.5	Scariche parziali superficiali e scariche parziali per effetto corona (fonte: Partial Discharge Detection in High-Voltage Equipment – F.H. Kreuger 1989)	9
1.6	Sorgenti di scariche parziali in un sistema isolante di un motore elettrico [2]	10
1.7	Esempio del risultato di un test di PD in cui sono evidenziati PDIV e PDEV	11
1.8	Forme d'onda di eccitazioni impulsiva (fonte: IEC 60034-18-41)	13
1.9	Zona proibita (grigia) per gli impulsi di test (fonte: IEC 60034-18-41)	14
1.10	PRPD pattern ottenuto dalla misura di scariche parziali su uno statore hairpin	16
1.11	Schema concettuale del processo di separazione dal rumore con le mappe T-W	17
2.1	banco Loccioni stator tester	22
2.2	Configurazione della matrice di Switching	24
2.3	Schema a blocchi della sorgente di generazione dell'impulso di tensione	25
2.4	Statore sotto test	26
2.5	Schema circuitale della sorgente di impulsi	28
2.6	Hardware della sorgente di impulsi	28
2.7	Circuito equivalente dell'IGBT a canale N	30
2.8	Circuito per l'estrazione delle curve I-V dell'IGBT	31
2.9	Curve $I_c - V_{ce}$ dell'IGBT ricavate dal datasheet e ottenute dalla simulazione	31
2.10	Modello circuitale per la realizzazione della simulazione: gate driver ed IGBT	33
2.11	Modello circuitale per la realizzazione della simulazione: generatore di tensione ideale, rettificatore a doppia semionda e BUS DC	33

Elenco delle figure

2.12	Modello circuitale per la realizzazione della simulazione: MUT e diodi di ricircolo	34
2.13	Comportamento delle grandezze elettriche del sistema di eccitazione HRR: tensione di alimentazione AC (in nero), tensione impulsiva ai capi del test object (in rosso) e corrente sul test object (in viola) . .	34
3.1	Forme d'onda generate dalla simulazione con ampiezza di picco dell'impulso pari a 6 KV	38
3.2	Forme d'onda generate dalla simulazione con ampiezza di picco dell'impulso pari a 4,3 KV	38
3.3	Forme d'onda generate dalla simulazione con ampiezza di picco dell'impulso pari a 2,1 KV	39
3.4	Forme d'onda dell'impulso generato dalla simulazione	39
3.5	Da sinistra, impulso di eccitazione, step della tensione di picco dell'impulso e grafico del RPDIV per i test con configurazione (U)-(V,W)	41
3.6	Da sinistra, impulso di eccitazione, step della tensione di picco dell'impulso e grafico del RPDIV per i test con configurazione (V)-(U,W)	41
3.7	Da sinistra, impulso di eccitazione, step della tensione di picco dell'impulso e grafico del RPDIV per i test con configurazione (W)-(U,V)	42
3.8	Forme d'onda degli impulsi generati dalla simulazione e misurati sui test reali a confronto	42
3.9	Calcolo del rise time per le forme d'onda	43
3.10	Calcolo del falling time per le forme d'onda	43
3.11	Forme d'onda degli impulsi generati dalla simulazione e misurati sui test reali a confronto	44
3.12	Misure effettuate durante le condizioni di test sulle grandezze elettriche: dall'alto, misure di V_{ge} , $V_{Impulse}$, I_{MUT} e I_c	45
4.1	Circuito di misura indiretto (fonte: IEC 60270)	47
4.2	Lozioni hardware, sistema di misura idoneo secondo la norma IEC 60270	48
4.3	Filtri hardware utilizzati e oscilloscopio per le acquisizioni di scariche parziali con sorgente di eccitazione sinusoidale	49
4.4	lato frontale e posteriore del banco per le scariche parziali con eccitazione sinusoidale	50
4.5	Test object utilizzati per i test di scariche parziali con tensione di eccitazione sinusoidale	51
4.6	Connessioni di misura sul motore per i test di scariche parziali con tensione di eccitazione sinusoidale	52
4.7	Schema a blocchi del procedimento seguito per il training e la validazione della SVM	53

4.8	Schema del sistema di eccitazione e misura Loccioni per le scariche parziali in AC con calibratore	53
4.9	Risultati della calibrazione del sistema di misura di scariche parziali in AC con statore come test object	54
4.10	Risultati della calibrazione del sistema di misura di scariche parziali in AC con rotore come test object	54
4.11	Segnali di scarica parziale e di rumore registrati durante i test sul TP06	57
4.12	Segnali di scarica parziale e di rumore registrati durante i test sullo statore	57
4.13	Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sul TP06	58
4.14	Da sinistra: Diagrammi Tempo-Frequenza dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sul TP06	58
4.15	Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sul TP07	58
4.16	Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sul TP07	58
4.17	Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sullo statore	59
4.18	Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sullo statore	59
4.19	Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche e di scariche miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sullo statore con TP06 in parallelo	59
4.20	Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche e di scariche miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sullo statore con TP06 in parallelo	59
4.21	Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sul rotore	60
4.22	Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti delle acquisizioni sul rotore	60
4.23	Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 06	61

Elenco delle figure

4.24	Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 07	62
4.25	Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 07	62
4.26	Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 06 con in parallelo lo statore	62
4.27	Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti sul rotore	63
4.28	Esempio di classificatore creato con SVM in uno spazio bidimensionale ($D = 2$)	67
5.1	Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul TP07	74
5.2	Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul TP07	75
5.3	Andamento medio temporale dei segnali appartenenti ai cluster 0 e 1 del dataset ottenuto dai test sul TP07	75
5.4	Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul TP06	76
5.5	Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul TP06	77
5.6	Andamento medio temporale dei segnali appartenenti ai cluster 0 e 1 del dataset ottenuto dai test sul TP06	77
5.7	Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sullo statore	78
5.8	Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sullo statore	78
5.9	Andamento medio temporale dei segnali appartenenti ai cluster 0 e 1 del dataset ottenuto dai test sullo statore	79
5.10	Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul rotore	79
5.11	Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul rotore	80
5.12	Andamento medio temporale dei segnali appartenenti ai cluster 0 e 1 del dataset ottenuto dai test sul rotore	80
5.13	Accuracy dei modelli di SVM sui vari dispositivi	82
5.14	F1 Score per le scariche (+1) dei modelli di SVM sui vari dispositivi	82
5.15	F1 Score per il rumore (-1) dei modelli di SVM sui vari dispositivi .	82
5.16	PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sul TP06 a seguito della classificazione	84
5.17	PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sul TP07 a seguito della classificazione	84

5.18	PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sullo statore a seguito della classificazione	84
5.19	PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sul rotore a seguito della classificazione	85
5.20	Istogrammi di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura sui twisted pair	85
5.21	Istogrammi di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura su statore e rotore	85
5.22	Confusion matrix dei risultati della SVM sui dataset ottenuti dalle misure sui twisted pair	86
5.23	Segnali acquisiti dalle misure sul TP06 classificati erroneamente . . .	87
5.24	Segnali acquisiti dalle misure sul TP07 classificati erroneamente . . .	87
5.25	Confusion matrix dei risultati della SVM sui dataset ottenuti dalle misure su statore e rotore	88
5.26	Segnali acquisiti dalle misure sullo statore classificati erroneamente .	89
5.27	Segnali acquisiti dalle misure sul rotore classificati erroneamente . .	89

Elenco delle tabelle

1.1	Influenza delle caratteristiche della tensione di eccitazione sui sistemi di isolamento di tipo I (fonte: IEC 60034-18-41)	12
2.1	Resoconto delle misure effettuate per la caratterizzazione dello statore (valor medio)	27
2.2	Resoconto delle misure effettuate per la caratterizzazione dello statore (standard deviation)	27
3.1	Confronto delle caratteristiche tra forma d'onda simulata e forma d'onda reale	43
3.2	Confronto delle caratteristiche tra forma d'onda simulata e forma d'onda reale	44
4.1	Riepilogo delle acquisizioni del rumore (bassa tensione di eccitazione e basso livello del trigger)	56
4.2	Riepilogo delle acquisizioni delle scariche parziali (alta tensione di eccitazione e alto livello del trigger)	56
4.3	Riepilogo delle acquisizioni di scariche parziali miste a rumore (alta tensione di eccitazione e basso livello del trigger)	56
4.4	Caratteristiche dei dataset per la classificazione supervisionata	63
4.5	Caratteristiche dei dataset per la classificazione non supervisionata	64
5.1	Caratteristiche dei dataset per la classificazione non supervisionata e sottoposti all'attribuzione delle label (TP06 e TP07)	86
5.2	Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure su TP06	86
5.3	Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure su TP07	87
5.4	Caratteristiche dei dataset per la classificazione non supervisionata e sottoposti all'attribuzione delle label (statore e rotore)	88
5.5	Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure sullo statore	89
5.6	Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure sul rotore	89

Capitolo 1

Introduzione

Il tema centrale sul quale si focalizza lo studio effettuato in questa tesi riguarda l'ambito dei test elettrici di scariche parziali sull'isolamento dei motori utilizzati in ambito automotive. Nello specifico, vengono affrontati sia lo sviluppo dell'elettronica per la generazione della tensione di eccitazione, che l'analisi dei segnali acquisiti durante i test di scariche parziali. Si procede realizzando un modello per la simulazione della sorgente di eccitazione impulsiva in High Repetition Rate (HRR) e sperimentando tecniche di Machine Learning per l'analisi dei segnali ottenuti dai test con sorgente di eccitazione in AC. Nello specifico, l'obiettivo dell'analisi condotta riguarda la riduzione del rumore. Il progetto è stato eseguito lavorando su due banchi per i test elettrici sui motori per l'automotive e realizzati dall'impresa Loccioni, presso cui è stato svolto il percorso di tirocinio. Un primo banco permette di eseguire le prove di scariche parziali con eccitazione sinusoidale, mentre un secondo è stato progettato per essere destinato ai test con eccitazione impulsiva e alla caratterizzazione degli statori.

1.1 Loccioni e generalità sulla diagnostica sui motori elettrici

Lo studio riportato nel seguente elaborato è stato svolto nell'ambito dell'attività di tirocinio all'interno dell'impresa Loccioni; si tratta di una realtà nata nel 1968 e situata ad Angeli di Rosora (AN), ma che presenta sedi in tutto il mondo, come in Germania, Cina, India, Corea del Sud, Stati Uniti d'America e Giappone. Loccioni è un'impresa che si occupa essenzialmente di sistemi di misura ed uno dei settori principali sul quale gli investimenti sono in crescita è quello automotive, con particolare attenzione verso l'elettrificazione. Proprio questo settore è quello in cui si colloca il progetto sviluppato in questa tesi. La realizzazione di un progetto in Loccioni parte innanzitutto dalla valutazione e dall'identificazione dei bisogni sui quali si basa la crescita del benessere delle persone e del pianeta. Infatti, tutti i progetti Loccioni sono incentrati sulle risposte a quattro bisogni fondamentali: la salute, l'energia, la mobilità e l'ambiente. Sono questi bisogni il motore che porta alla nascita di un progetto all'interno dell'impresa. Le soluzioni sviluppate all'interno dell'impresa vengono offerte seguendo due approcci principali: la vendita di banchi di test direttamente al cliente, ed il servizio di test, che permette ai clienti di testare il

prodotto nei laboratori dell'impresa. Loccioni si occupa inoltre di ricerca e sviluppo di prodotti innovativi all'interno dei propri laboratori e si impegna nella realizzazione di servizi End-of-Line per il collaudo del componente al termine della produzione, al fine di accettarne lo stato prima della vendita. Infine, venduto il prodotto, è possibile eseguire servizi di manutenzione dello stesso, per garantirne il corretto funzionamento. Nello specifico, nell'ambito della mobilità, uno degli interessi principali dell'impresa Loccioni è il mercato dell'automobile. Ogni componente presente nella linea di produzione di una automobile necessita di test che garantiscano l'affidabilità delle singole unità. In questo settore, l'impresa è passata dalla realizzazione di sistemi per il test degli iniettori e dei carburatori, per dirigere poi la propria attenzione sull'elettrificazione, rispondendo alla necessità di innovazione. In generale, l'implementazione e l'introduzione sul mercato di nuovi prodotti necessita inevitabilmente di uno studio volto alla realizzazione di sistemi di test innovativi, per garantire l'affidabilità del prodotto. In questo contesto, le soluzioni tecnologiche sviluppate dall'impresa riguardano sistemi di misura sofisticati che integrano un'ampia varietà di strumentazione necessaria al loro funzionamento:

- L'**emulatore di motore** è costituito essenzialmente da un inverter e ha lo scopo di simulare le tensioni e le correnti richieste da un motore elettrico per l'automotive. Il sistema permette di testare un inverter reale, che sarà quindi connesso ad una alimentazione in DC.
- L'emulatore descritto in precedenza ha la necessità di rigettare in rete la corrente assorbita dall'inverter. Per adempiere a tale necessità, si ricorre al **Battery Simulator**. Quest'ultimo permette di simulare il comportamento di una batteria reale per l'alimentazione del motore elettrico di una automobile, assorbendo corrente dallo stabilimento o dalla rete.
- Il **Dyno** è un motore elettrico che ha lo scopo di generare una coppia frenante per testare il funzionamento dei motori. La produzione dell'inverter Loccioni nasce dalla necessità di alimentare proprio il motore Dyno. Le specifiche necessarie sono una corrente di più di 1000 A e una frequenza maggiore di 12 kHz. Per aggirare i vincoli imposti dalla dipendenza dall'unico fornitore di questo tipo di inverter realizzato in tecnologia IGBT, si è deciso di produrne internamente un modello. Il progetto ha permesso la realizzazione di un inverter con tecnologia SiC che può raggiungere frequenze fino a 20-30 kHz.

Ai progetti presentati precedentemente, si aggiunge anche il **Loccioni Stator Test**, uno dei banchi su cui si sono eseguiti i test per lo sviluppo di questa tesi.

Rimanendo sempre all'interno del settore automotive, i test sui motori elettrici rivestono sempre maggiore rilevanza. Infatti, è evidente come l'industria dell'automobile stia cambiando progressivamente il proprio paradigma di design a favore di architetture completamente elettriche. Di conseguenza, sempre maggiori risorse sono investite per accrescere la conoscenza in questo specifico ambito. Tale settore si trova

ad affrontare numerose sfide che riguardano lo sviluppo di batterie, l'elettronica di potenza e la diagnostica sui motori elettrici per la prevenzione di guasti distruttivi e l'identificazione dei malfunzionamenti del sistema. Nello specifico, si richiede un'attenzione particolare nella realizzazione dell'isolante. Quest'ultimo può essere sottoposto a stress di differente natura, come stress termici, elettrici, ambientali e/o meccanici, che determinano una riduzione della vita del motore. Per quanto riguarda le sollecitazioni di tipo elettrico, una delle problematiche principali risiede nel rischio di scariche parziali che possono causare il danneggiamento prematuro della macchina elettrica. Infatti, pur essendo tale fenomeno poco energetico, può comunque causare la rottura del motore elettrico entro poche ore o giorni dopo il verificarsi in maniera ripetuta di tale attività.[3, 4] In particolare, l'adozione di moderni driver a velocità variabile per il controllo dei motori è stata riconosciuta come una delle cause principali del danneggiamento dell'isolante.[5, 6, 7, 8] Nello specifico, per i motori alimentati da inverter sempre più efficienti, i problemi aggiuntivi sono principalmente legati ai seguenti aspetti:

- **Elevata frequenza di switching**

La PWM degli inverter tenta di simulare un'onda sinusoidale attraverso una serie di impulsi rettangolari di tensione generati in rapida successione. Rapide variazioni di tensioni con elevato dV/dt sono la causa principale del fenomeno di scariche parziali, essendo quest'ultimo riconducibile ad un accoppiamento capacitivo.

- **Ridotto rise time**

Ciascun impulso rettangolare presenta un tempo di salita dell'ordine di qualche centinaia di nanosecondi, in modo da avere elevate frequenze di modulazione. Tali tempi ridotti rappresentano una sollecitazione aggiuntiva alla quale viene sottoposto l'isolante.

- **Spike di overvoltage**

All'inizio di ogni impulso rettangolare, quando quest'ultimo si colloca ai capi degli avvolgimenti del motore, si verificano degli overshoot di tensione che possono raggiungere un'ampiezza pari anche al doppio della tensione del BUS DC.

- **Onde di tensione riflesse**

In uscita dall'inverter, possono venirsi a creare delle onde di tensione riflesse dal motore. La tensione generata dall'inverter e l'onda riflessa possono quindi determinare un'interferenza costruttiva che si traduce in un incremento della differenza di potenziale risultante a cui è soggetto l'isolamento del motore.

[9, 10] Inoltre, in [11], viene evidenziato che nei motori elettrici, gran parte dei danni che coinvolgono lo statore sono riconducibili alla degradazione dell'isolante. Nello specifico, le statistiche ripartiscono il 36% e il 9% di tutti i malfunzionamenti a cui

sono soggetti i motori, rispettivamente a danni dello statore e del rotore. Dunque, per le varie motivazioni descritte in precedenza, la domanda per lo sviluppo di tecniche di diagnostica da parte delle aziende dell'industria automotive è in forte crescita; l'obiettivo è quello di prevenire il verificarsi di guasti durante il normale funzionamento degli autoveicoli elettrici. Di conseguenza, lo sviluppo dei banchi di test da parte dell'impresa Luccioni è volto ad intercettare e a rispondere a tale esigenza di mercato, al fine di migliorare la qualità dei prodotti.

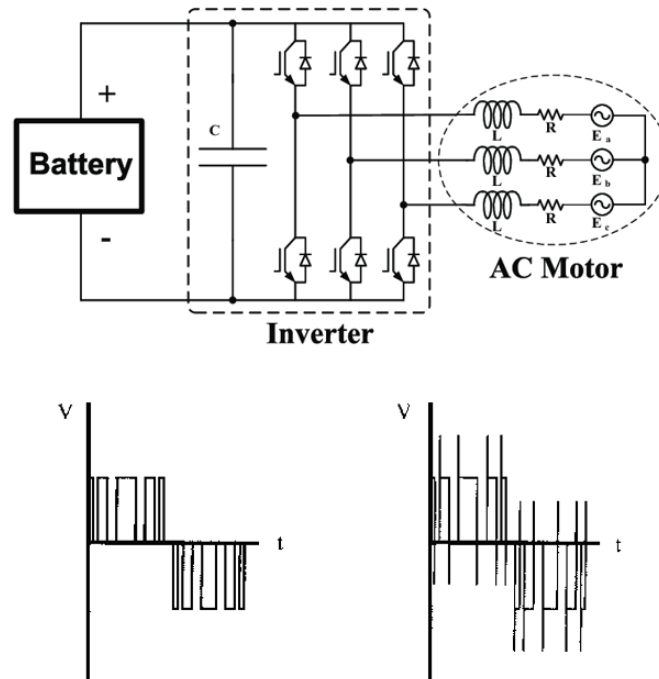


Figura 1.1: Inverter-fed motor system [1] con forma d'onda di tensione all'uscita dell'inverter e all'ingresso del motore, in cui sono evidenti le sovratensioni

1.2 Test elettrici sui motori

Le tecniche diagnostiche più in uso per la diagnostica predittiva sullo stato di degrado delle parti isolanti delle apparecchiature elettriche, nello specifico dei motori elettrici, sono rappresentate da differenti test: una prima tipologia di prove raggruppa i **test di scariche parziali**, che prevedono l'identificazione all'interno del dielettrico di intensità di campo elettrico tali da superare la rigidità dielettrica di porzioni del materiale e portare conseguentemente al verificarsi di scariche localizzate. Inoltre, è possibile effettuare una serie di **test elettrici in DC/AC** che possono riguardare la misura della resistenza dell'isolamento e degli avvolgimenti, la misura dell'indice di polarizzazione (PI), DC o AC Hipot test, la misura della corrente di polarizzazione e di depolarizzazione, ecc. Per avere una completa caratterizzazione del motore, particolarmente rilevanti sono anche le **misure LCR** degli avvolgimenti. Infine, un

metodo unanimemente considerato affidabile per il test delle condizioni dell'isolamento per gli avvolgimenti dei motori elettrici è il **Surge test**.

1.3 **Gli isolanti nei motori elettrici e il fenomeno delle scariche parziali**

Gli isolanti nei motori elettrici

Poiché un motore ad induzione elettromagnetica consiste in un design semplice e in una struttura robusta, la sua vita operativa dipenderà esclusivamente dallo stato del materiale isolante utilizzato. Gli isolanti di un motore possono essere degradati da differenti fattori, tra cui umidità, vibrazioni, ambienti corrosivi, ecc. Tra questi, la temperatura di operatività del materiale isolante è sicuramente la più critica. La vita operativa di un motore può essere ridotta della metà se soggetto per l'8% del tempo di funzionamento a temperature maggiori di 10° C rispetto alle temperature operative consigliate del materiale. Di conseguenza, è consigliato l'utilizzo di sensori di temperatura per monitorare le condizioni di lavoro del motore. Sperimentalmente, si osserva che l'isolamento presenta una vita operativa essenzialmente illimitata, se le temperature sono mantenute al di sotto dei limiti indicati dalla classe termica. Un aumento della temperatura sopra il valore indicato porterà alla riduzione della vita operativa del motore in modo proporzionale. D'altro canto, malgrado si rimanga al di sotto di questo limite, un singolo punto debole nell'isolante è sufficiente per danneggiare il sistema irrimediabilmente. Conseguentemente, l'isolamento non sarà più in grado di sopportare la tensione applicata su di esso, causando un corto circuito.

In aggiunta, con il crescente utilizzo di **inverter** sempre più efficienti per il controllo della velocità dei motori ad induzione, le sollecitazioni elettriche alle quali è soggetto l'isolante sono sicuramente aumentate. Di conseguenza, è necessario considerare diversi criteri applicativi per preservare l'integrità del sistema di isolamento.

I **materiali isolanti** sono utilizzati principalmente per limitare e direzionare il flusso di corrente da un cavo verso massa o verso un conduttore a potenziale inferiore. Oltre a ciò, l'isolamento permette di proteggere il cavo dalla degradazione causata da fattori ambientali e permette di dissipare il calore all'ambiente esterno. A seconda dei requisiti del sistema, si può ricorrere a materiali solidi, liquidi o gassosi per isolare l'apparecchiatura elettronica. La tipologia di materiale utilizzato influenza inevitabilmente il costo, il peso e le performance del sistema. Per realizzare l'isolamento, sia elettrico che termico, di tutte le diverse parti degli avvolgimenti del motore si ricorre a film o laminati di materiali isolanti. Questi ultimi possono essere **film di poliestere** o di **fibra aramidica (Kevlar)** e sono applicati nelle aree seguenti:

- Tra gli avvolgimenti e le fessure delle cave per garantire l'isolamento **fase-ground** (la carcassa dello statore o del rotore).

- Tra le singole fasi per ottenere l'isolamento **fase-fase**.

Un ulteriore step nella realizzazione del sistema di isolamento nei motori elettrici consiste nel processo di **impregnazione**. L'utilizzo di vernici e resine permette di mantenere i fili smaltati in blocco con tutti i componenti dello statore e di riempire tutti gli eventuali vuoli presenti nella cava. In questo modo, è possibile evitare vibrazioni e frizioni tra i fili, che potrebbero causare rotture sulla smaltatura dei fili stessi, causando un cortocircuito. Il riempimento dei vuoti permette inoltre di migliorare la dissipazione di calore generato dai fili; inoltre ha lo scopo principale di ridurre o prevenire il fenomeno di scariche parziali per effetto corona all'interno del motore. Tutte le vernici più ampiamente utilizzate, anche per l'impregnazione, sono vernici di poliestere, scelte sulla base dei vincoli di applicazione e di costruzione. L'utilizzo di tali vernici permette di migliorare, non solo le caratteristiche elettriche dei materiali, ma anche quelle termiche. Le resine a base di silicio (SiC) sono utilizzate esclusivamente per design di motori speciali che lavorano ad alte temperature. L'utilizzo di vernici costituite da materiali semi-conduttivi permette di annullare un'eventuale differenza di potenziale tra avvolgimenti e isolante. L'applicazione delle vernici avviene per immersione (impregnation process) seguita dall'asciugatura tramite forni. In alternativa, alcune resine possono essere applicate attraverso un flusso continuo sotto cui viene posto il materiale da sottoporre al processo.

Ora, nell'ambito dei veicoli elettrici si può osservare un incremento nell'utilizzo di motori realizzati in tecnologia **hairpin**, che sono anche quelli sottoposti ai test di scariche parziali nel seguente elaborato. Questi ultimi presentano una maggiore



Figura 1.2: Statore realizzato in tecnologia hairpin

efficienza, elevata densità di potenza e migliori performance termiche. Inoltre,

1.3 Gli isolanti nei motori elettrici e il fenomeno delle scariche parziali

il processo di realizzazione risulta essere più semplice se confrontato con quello dei motori elettrici standard. Un motore hairpin è un motore elettrico in cui gli avvolgimenti dello statore non sono realizzati con avvolgimenti di filo, ma con hairpin. Questi ultimi sono spesse barre di rame rettangolari, la cui forma permette di riempire in maniera ottimale le cave dello statore, con un'efficienza maggiore di circa il 20%. In maniera analoga a quanto avviene per i fili di rame, gli hairpin di rame sono rivestiti da una vernice protettiva (layer isolante) che permette di prevenire eventuali flussi di corrente non desiderati. Le vernici utilizzate negli statori hairpin sono solitamente basate sui seguenti materiali:

- Polyamide-imides (PAI);
- Polyether ether ketone (PEEK);
- Polyamide-imides with polyimide foil (PAI+FEP).

È necessario rimuovere la vernice in corrispondenza dei terminali delle barre di rame per la realizzazione della saldatura, in modo tale che quest'ultima non venga contaminata dalla vernice. Successivamente alla realizzazione della saldatura degli avvolgimenti hairpin, la porzione dello statore dove le saldature sono esposte necessita di una protezione dalla ossidazione e dall'umidità. Dunque, viene applicata una vernice a base di polvere epossidica per isolare e proteggere le aree sottoposte alla saldatura. Infine, per realizzare le connessioni finali, lo strato di resina epossidica va rimosso dalle superfici che andranno connesse ad altre parti del motore elettrico durante la fase di assemblaggio.

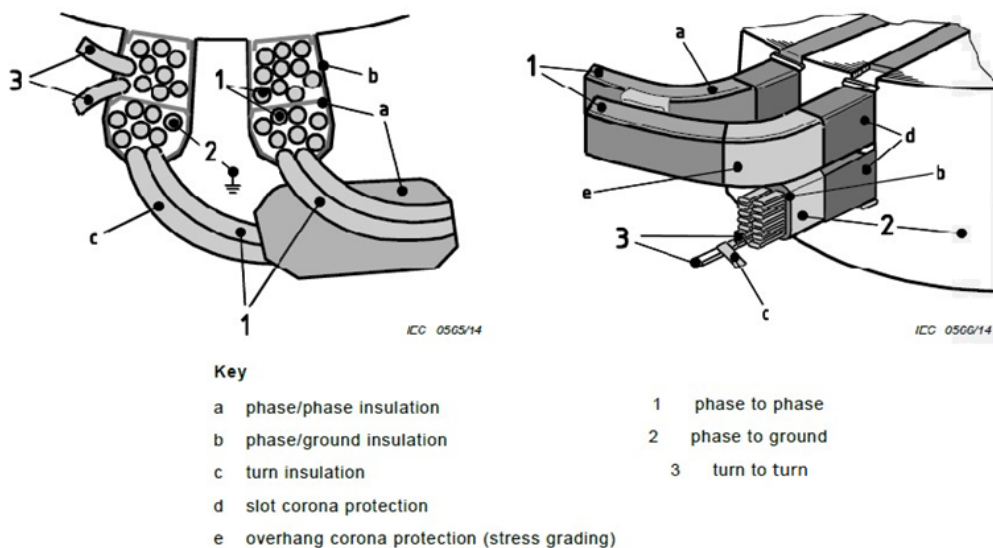


Figura 1.3: Isolamento nei motori elettrici (fonte: IEC 60034-18-41)

In sintesi, come ben osservabile in figura 1.3, nei motori elettrici utilizzati in ambito automotive, i test elettrici vanno effettuati su tre differenti sistemi di isolante:

fase-fase, fase-ground e spira-spira. Durante la fase di realizzazione del sistema di isolamento, che include anche l'applicazione delle vernici, possono insorgere dei difetti quali vacuoli, protrusioni, inclusioni gassose, punte metalliche, ecc. La presenza di queste imperfezioni può generare dei fenomeni di scariche parziali di diversa natura, che nel corso del tempo, possono causare una diminuzione del periodo di vita del motore durante le sue normali condizioni di funzionamento.

Il fenomeno delle scariche parziali

Secondo le norme CEI 42-3, Fascicolo 763, la scarica parziale è una scarica elettrica che interessa solo una parte del dielettrico esistente tra due conduttori. Essa può prodursi nei vacuoli di un isolamento solido, in bolle gassose nei liquidi isolanti o fra strati dielettrici di differenti caratteristiche; può inoltre interessare punte o spigoli acuti di superfici metalliche. Generalmente, la scarica parziale si sviluppa con un meccanismo tale da non pregiudicare la tenuta di un componente in una normale procedura di prova ad alta tensione, ma risulta tale da causare un lento e progressivo deterioramento del dielettrico che può portare alla rottura definitiva dell'oggetto alla tensione nominale di esercizio. In linea generale, esistono differenti forme e tipologie di scariche parziali. Le tipologie di scariche parziali possono essere suddivise in base al mezzo interessato dallo sviluppo del fenomeno. Si possono distinguere tre tipologie di scariche parziali: interne, superficiali e corona; a queste si aggiungono le scariche parziali dovute al fenomeno del treeing, o "arborescenza", che possono essere considerate un caso particolare della prima categoria.

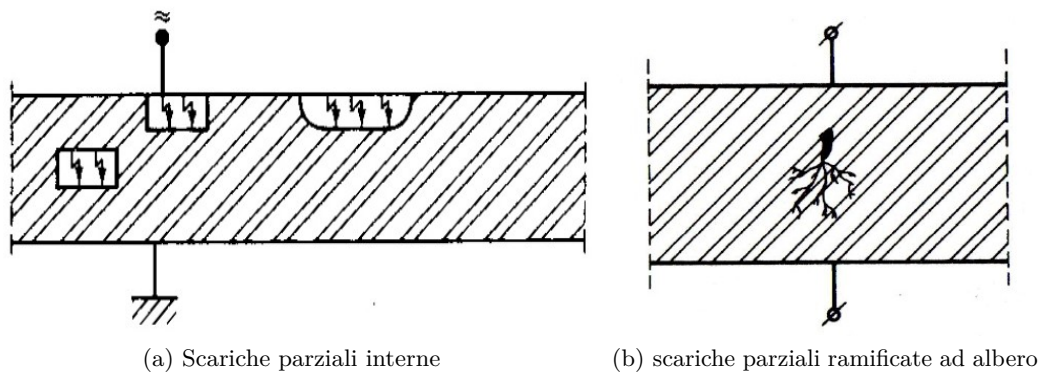


Figura 1.4: Scariche parziali interne e scariche parziali ramificate ad albero (fonte: Partial Discharge Detection in High-Voltage Equipment – F.H. Kreuger 1989)

Le **scariche interne** (Figura 1.4a) costituiscono per la maggior parte dei casi la causa principale della riduzione della durata di vita di un componente. La loro origine è da ricercare nella presenza all'interno del dielettrico di piccole cavità (vacuoli). Tali inclusioni gassose possono formarsi durante i processi di lavorazione del prodotto o svilupparsi in seguito a stress meccanici, elettrici o particolari cicli termici a

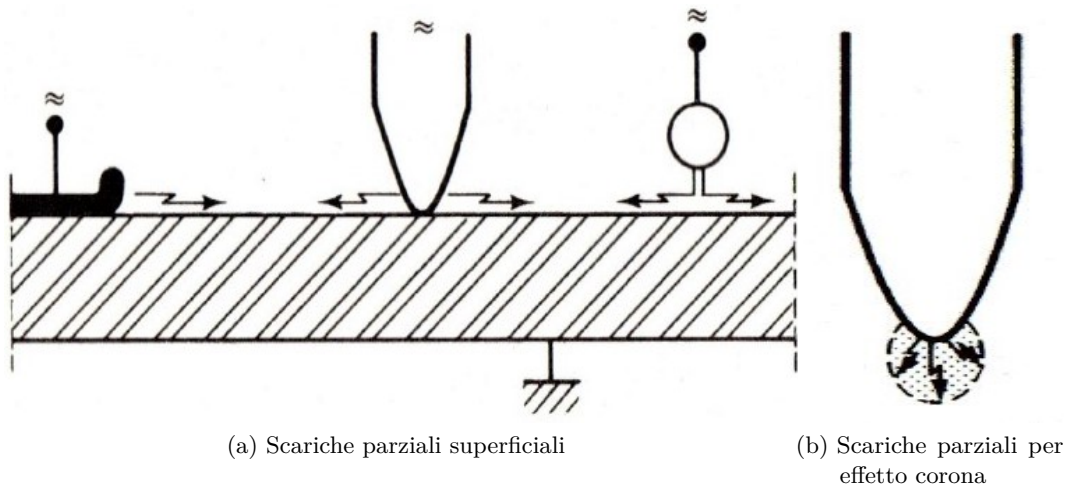


Figura 1.5: Scariche parziali superficiali e scariche parziali per effetto corona (fonte: Partial Discharge Detection in High-Voltage Equipment – F.H. Kreuger 1989)

cui esso viene sottoposto. All'interno dei vacuoli si viene quindi a trovare aria o gas caratterizzati da costante dielettrica ϵ_r minore di quella del solido; il campo elettrico E_v nella cavità risulta pertanto maggiore del campo E_d nel dielettrico circostante; questo può superare la rigidità dielettrica del gas contenuto e dare luogo ad una scarica che neutralizza una parte delle cariche superficiali presenti sulle superfici opposte del vacuolo. Una volta avvenuta la scarica, il campo nella cavità è la risultante del campo esterno applicato e del campo orientato in senso inverso dovuto alla carica superficiale, per cui la distorsione del campo dovuta alla presenza della carica superficiale rimasta può far sì che la scarica successiva avvenga in una posizione diversa e per un valore differente della tensione di alimentazione: per esempio, quando la tensione di alimentazione si inverte, i campi assumono lo stesso verso e, sommandosi, possono dare luogo ad una scarica ad una tensione inferiore alla precedente. Il fenomeno del **treeing**, o "**arborescenza**" (Figura 1.4b), molto importante soprattutto nella tecnologia dei cavi con isolamento estruso in polietilene, si sviluppa in seguito all'innalzamento locale del campo elettrico, in corrispondenza di protrusioni in genere metalliche. Il meccanismo che dà origine alla propagazione del treeing non è del tutto noto. Si ritiene, comunque, che, localmente, abbia luogo una iniezione di carica per effetto del campo locale molto intenso e che, successivamente, la destabilizzazione (prodotta da varie cause) di questa carica intrappolata nella matrice polimerica, provochi le microscariche con cui il fenomeno del treeing avanza, ramificandosi all'interno del dielettrico. Nella maggior parte dei casi, il processo è distruttivo e porta alla scarica completa in un periodo di tempo molto più breve di quello trascorso prima della sua manifestazione. Le **scariche superficiali** (Figura 1.5a) si possono manifestare lungo le interfacce tra dielettrici differenti, se esiste una elevata componente del campo parallela alla superficie. Una

volta prodotta la scarica, la variazione della distribuzione di campo elettrico porta alla estensione della scarica in zone diverse da quella iniziale. Si può così provocare il deterioramento e il tracciamento della superficie del dielettrico e condurre alla scarica completa. Le **scariche corona** (Figura 1.5b) si manifestano in corrispondenza di "punte" e generalmente in campi fortemente divergenti. Il corona in aria genera ozono che, interagendo con l'isolamento polimerico produce azoto, il quale, a sua volta, combinandosi con il vapore acqueo, può corrodere le superfici metalliche dei conduttori, formando così un deposito conduttivo che, per tracciamento, porta alla scarica completa. Particolarmente sentito è il problema delle scariche corona in isolamenti in SF₆ in cui i prodotti della decomposizione dell' SF₆, dopo una scarica, possono corrodere le superfici dielettriche del sistema. Le scariche corona sono, inoltre, la più importante fonte di disturbi durante prove di scariche parziali, pertanto è sempre consigliato di evitare nell'area di misura la presenza di elementi appuntiti e si suggerisce sempre di arrotondare ogni possibile spigolo o protrusione.[12] In accordo con la norma IEC 60270, l'ampiezza delle scariche può essere espressa in termini di tensione [mV] o di carica apparente [pC].

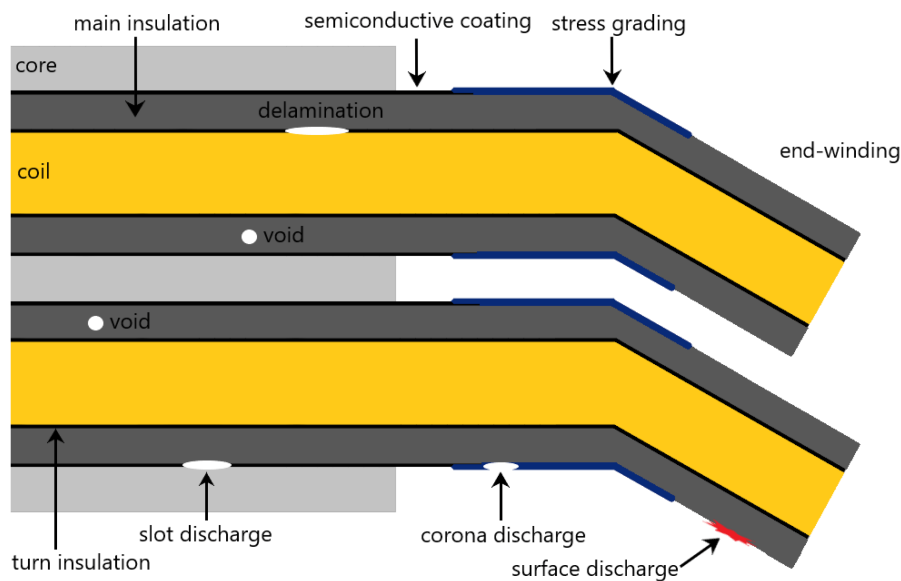


Figura 1.6: Sorgenti di scariche parziali in un sistema isolante di un motore elettrico [2]

1.4 Sollecitazioni elettriche dell'isolante nei motori e test delle scariche parziali

I test elettrici di scariche parziali effettuati sui motori per l'ambito automotive riguardano sistemi di isolamento di tipo I; si tratta di isolanti che dovrebbero garantire l'assenza di eventi di scariche parziali tra gli avvolgimenti durante l'intero corso del loro utilizzo. Solitamente, tali tipologie di isolamento sono costituiti esclusivamente

1.4 Sollecitazioni elettriche dell'isolante nei motori e test delle scariche parziali

da materiali organici isolanti. I test di scariche parziali sono quindi eseguiti con lo scopo di dimostrarne l'assenza, verificata per almeno certe tensioni di eccitazione, in modo da garantire il corretto funzionamento del sistema nelle condizioni di lavoro. Gli avvolgimenti o l'intera macchina elettrica vengono quindi sottoposti ad una tensione opportuna a seconda della categoria di sollecitazione elettrica utilizzata, incrementata in ampiezza di un fattore moltiplicativo rispetto alle normali condizioni di lavoro, per tenere in considerazione e simulare l'invecchiamento dell'isolante. Occorre sottolineare che i test effettuati non prevedono di raggiungere il breakdown elettrico, ma di dimostrare l'assenza di scariche parziali in certe condizioni tali da garantire l'affidabilità del sistema. I test vengono eseguiti generando una successione di forme d'onda di eccitazione e incrementando progressivamente la tensione finché il fenomeno associato alle scariche parziali non risulta essere particolarmente evidente. Nello specifico, si genera ai capi dell'isolante da testare una successione di n forme d'onda di tensione di eccitazione; si conteggiano quante di queste n eccitazioni hanno provocato effettivamente delle scariche e si procede con la successiva serie di n impulsi, aumentando la tensione di picco. Per quantificare il fenomeno, si tiene conto del numero di forme d'onda di eccitazione della stessa ampiezza durante le quali si sono registrate delle scariche. Se tale quantità rappresenta una buona percentuale delle forme d'onda di tensione totali della stessa ampiezza (ad esempio l'80%), si può procedere invertendo la progressione e riducendo la tensione di picco per ciascuna serie di forme d'onda successive. Il criterio per qualificare l'affidabilità di un sistema di isolamento di tipo I è definito dai parametri Partial Discharge Inception Voltage (PDIV) e Partial Discharge Extinction Voltage (PDEV).

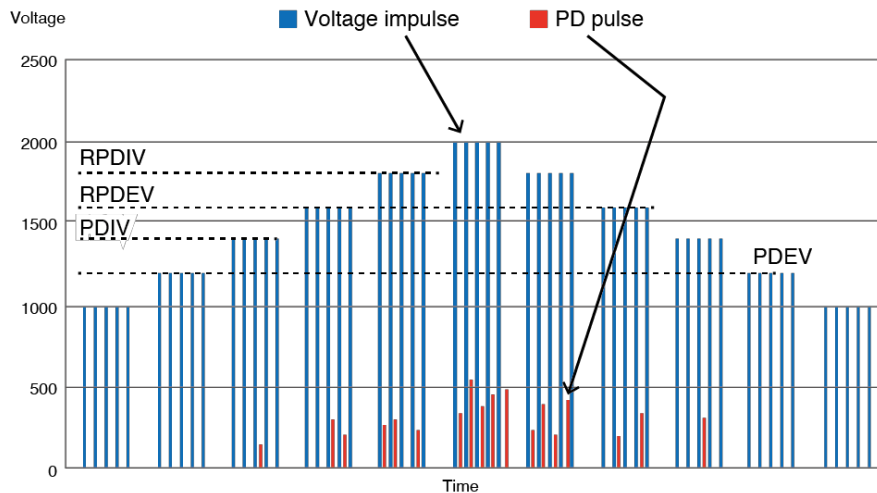


Figura 1.7: Esempio del risultato di un test di PD in cui sono evidenziati PDIV e PDEV

Il primo dei parametri corrisponde alla minima tensione della sorgente di eccitazione alla quale il numero di scariche parziali rilevate, in rapporto alle forme d'onda di eccitazione generate, risulta essere superiore ad una soglia prefissata (ad esempio

quando le scariche avvengono per oltre il 50% delle forme d'onda di eccitazione generate). Dunque, esso corrisponde alla tensione che causa l'innesco del fenomeno delle scariche parziali. In generale, se durante le prove si sono identificate delle scariche parziali sulla metà delle forme d'onda di eccitazione generate con una certa ampiezza, il PDIV si attesta a tale tensione di picco della forma d'onda. In maniera analoga, il parametro PDEV è definito come la tensione di picco di eccitazione alla quale si esaurisce il fenomeno. Secondo la normativa IEC 60034-18-41, i test di scariche parziali vanno eseguiti sui diversi isolanti dei motori elettrici: **fase-fase**, **fase-ground** e **spira-spira**. La prova dà esito positivo se, attraverso una serie di test, il PDIV risulta essere superiore ad un valore predefinito che garantisce quindi un buono stato dell'isolante.

I test sull'isolamento possono essere eseguiti ricorrendo a diverse tipologie di sorgenti di eccitazione. Si tratta di far sperimentare agli avvolgimenti un certo impulso di tensione di ampiezza significativa e un rise time ridotto; tale differenza di potenziale genererà uno stress dell'isolamento che può localizzarsi tra i conduttori di diverse fasi, tra un conduttore e la carcassa e tra spire adiacenti di uno stesso avvolgimento. A seconda della tipologia di eccitazione, l'isolante che viene sottoposto al test può essere diverso e le caratteristiche su cui si focalizza il test possono essere differenti, come evidenziato dalla Tabella 5.6. Quest'ultima fornisce un'indicazione su come l'esito dei test sugli isolamenti di tipo I sia influenzato dalle caratteristiche delle forme d'onda utilizzate per l'eccitazione. Inoltre, occorre sottolineare come, a causa della creazione di cariche superficiali all'interno delle componenti dell'isolante, lo stress elettrico non è unicamente definito dalla tensione istantanea, ma anche dalla tensione di picco applicata precedentemente all'isolante; dunque, in alcuni casi è osservabile un certo fenomeno di isteresi. In generale, si osserva sperimentalmente che entro certi limiti, il parametro che influenza maggiormente l'erosione causata dalle scariche parziali è la tensione picco-picco.

Tabella 1.1: Influenza delle caratteristiche della tensione di eccitazione sui sistemi di isolamento di tipo I (fonte: IEC 60034-18-41)

Insulation component	Impulse voltage repetition rate	Peak/peak voltage (Fundamental frequency 50/60Hz)	Peak/Peak voltage (Impulse voltage repetition rate)	Jump voltage	Impulse rise time
turn-to-turn	◊	○	○	●	●
phase-to-ground	○	●	●	○	○
phase-to-phase	◊	●	●	○	○

◊: possible influence ○: less significant ●: more significant

1.4.1 Test con tensione di eccitazione impulsiva

Il test di scariche parziali che prevede un'eccitazione impulsiva risulta essere la rappresentazione più realistica dello stress elettrico al quale il sistema di isolamento sarà sottoposto rispetto alle normali condizioni di funzionamento. Infatti, l'obiettivo

1.4 Sollecitazioni elettriche dell'isolante nei motori e test delle scariche parziali

è quello di simulare una forma d'onda di tensione il più possibile simile a quella generata dall'inverter che alimenta il motore. Tuttavia, la sensibilità sulla rilevazione delle scariche parziali è in generale inferiore.

	a	b	c	d	e
Impulse type	Phase/ground voltage of a rotating machine fed by converter	Unipolar impulse with falling time that is much longer than the rise time	Unipolar rectangular impulse	Bipolar rectangular impulse	Bipolar impulse with falling time that is much longer than the rise time
Test voltage (Phase/ground)					
Turn/turn voltage					

Figura 1.8: Forme d'onda di eccitazioni impulsiva (fonte: IEC 60034-18-41)

La forma dell'impulso può influenzare i risultati del test e conseguentemente la scelta ottimale sarebbe quella di una forma d'onda il più possibile equivalente a quella generata dall'inverter durante il normale funzionamento del sistema. I test possono essere eseguiti a step, generando una serie di forme d'onda e incrementando ad ogni step l'ampiezza di picco. Al crescere della tensione di picco dell'impulso si ha maggiore probabilità di innescare il fenomeno di scariche parziali. La tensione di picco alla quale le scariche parziali sono rilevate in corrispondenza di una certa percentuale degli impulsi di sollecitazione (ad esempio, il 50%) corrisponde al valore del Repetitive Partial Discharge Inception Voltage (RPDIV). L'esito positivo del test si ottiene se il valore del parametro RPDIV è superiore a quello predefinito per la tipologia di test. Per la generazione di una forma di eccitazione impulsiva è possibile ricorrere alla forma d'onda generata dal **Surge test**. In generale, la prova di Surge consente di individuare i seguenti difetti: cortocircuiti permanenti tra le spire, cortocircuiti non permanenti tra le spire con produzione di scariche, presenza di effetto corona e perdite di isolamento per capacità parassite superiori al normale. Il sistema consiste nel collegare in parallelo e attraverso degli switch l'avvolgimento sotto test (induttanza L) e un condensatore (con capacità C). Il condensatore viene prima caricato fino a una certa tensione con gli interruttori aperti e successivamente scaricato sull'avvolgimento, chiudendo gli switch; il sistema analizzerà l'evoluzione nel tempo del segnale misurato ai capi del parallelo L-C tra avvolgimenti del motore e condensatore, studiando ad esempio il periodo di oscillazione della forma d'onda. Una modalità alternativa per ottenere una sollecitazione adeguata dell'isolante consiste nel progettare un sistema in grado di generare un impulso di tensione con parametri variabili, ma che soddisfi comunque i vincoli imposti dalla normativa. Tali vincoli

sono descritti all'interno della normativa IEC 60034-18-41 e sono riportati nella Figura 1.9.

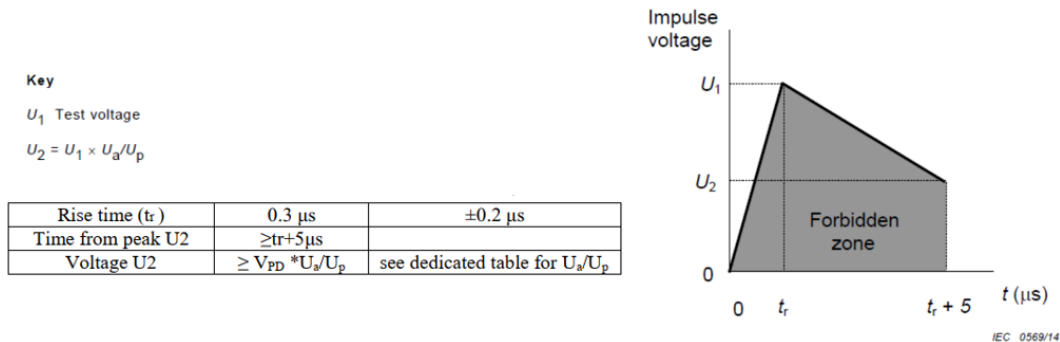


Figura 1.9: Zona proibita (grigia) per gli impulsi di test (fonte: IEC 60034-18-41)

Il sistema progettato in Loccioni include al suo interno una scheda per la generazione di **impulsi di tensione unipolari con high repetition rate** fino a 1kHz, con ampiezza fino a 6 kV, pulse width configurabile e rise time inferiore ai 500 ns. Uno dei risultati di questa tesi consiste nella realizzazione di un modello circuitale per la simulazione del comportamento del sistema per la generazione degli impulsi descritto precedentemente.

1.4.2 Test con tensione di eccitazione sinusoidale

I test effettuati in AC, ovvero con tensione di eccitazione sinusoidale alla frequenza fondamentale (50/60 Hz), sono più semplici da realizzare e generalmente restituiscono risultati più conservativi. La procedura con cui vengono condotti i test in AC risulta essere del tutto analoga a quella a step con cui sono realizzati i test impulsivi; l'obiettivo consiste comunque nel determinare i valori dei parametri PDIV e PDEV. I test fase-fase e fase-ground dell'isolante possono essere eseguiti sia con forme d'onda di eccitazione sinusoidali che con sorgenti impulsive su motorette/formette o direttamente su motori elettrici. Al contrario, i test spira-spira in AC possono essere condotti esclusivamente su specifici oggetti di test, quali twisted pair; infatti, lo stress elettrico che determina le scariche parziali e a cui è soggetto l'isolamento spira-spira nei motori può essere generato esclusivamente da rapide variazioni di tensione (dV/dt), per cui la sorgente di eccitazione dovrà essere impulsiva. Per questa tipologia di test, la distinzione delle scariche parziali dal rumore tra i segnali acquisiti dalle misurazioni assume particolare rilevanza. Dunque, in questa tesi vengono sperimentate tecniche di machine learning e pattern recognition per la classificazione dei segnali acquisiti e l'identificazione delle scariche parziali, distinguendole dal rumore di sottofondo.

1.5 Stato dell'arte sui metodi di reiezione del rumore nei test elettrici in AC

Le performance dei metodi di monitoraggio di scariche parziali possono essere degradate a causa della presenza di sorgenti di rumore o di interferenza elettrica. Tale problematica riguarda prevalentemente le metodologie di acquisizione utilizzate per i test effettuati con tensione di eccitazione sinusoidale. Conseguentemente, è spesso necessario applicare tecniche di denoising durante o successivamente il processo di acquisizione. Dalla letteratura scientifica, si evince che i disturbi che possono degradare l'accuratezza delle misure di scariche parziali sono classificati in tre categorie:

- Il rumore può caratterizzarsi come **interferenze a banda stretta**; queste interferenze possono essere eliminate attraverso l'utilizzo di notch filters o di algoritmi che applicano la trasformata wavelet.[13]
- I disturbi possono essere rappresentati da **interferenze a banda larga**; in questo caso, l'approccio generale consiste nel ricorrere ad algoritmi di Digital Signal Processing che possono basarsi sempre sulla trasformata wavelet.[14, 15]
- Infine, il rumore può essere costituito da un'**interferenza impulsiva**; per distinguere tali disturbi dalle scariche parziali si può ricorrere ad approcci di features extraction, clustering e pattern recognition volti a separare le sorgenti dei segnali acquisiti;

Nella seguente trattazione ci si focalizzerà sui disturbi appartenenti a quest'ultima categoria.

1.5.1 Phase Resolved Partial Discharge Pattern

Comunemente, un primo approccio per riconoscere l'attività delle scariche parziali è la rappresentazione mediante i Phase Resolved Partial Discharge (PRPD) pattern. I segnali acquisiti possono essere rappresentati su un grafico bidimensionale in cui l'asse delle ascisse definisce la fase della tensione di alimentazione a cui avviene la scarica, mentre l'asse delle ordinate rappresenta l'ampiezza massima di picco del segnale. Dunque, ad ogni segnale rilevato vengono associati l'ampiezza massima e la fase della sinusoide (solitamente a 50 Hz) di eccitazione alla quale si verifica la scarica. Nella seguente trattazione, l'ampiezza dei segnali acquisiti viene riportata in mV, mentre la loro polarità viene stabilita osservando il segno del primo picco del segnale rilevato, che non corrisponde necessariamente al picco di valore maggiore in modulo. Per far questo, si è implementato un algoritmo di peak detection che seleziona come primo picco della scarica, il primo valore che supera una certa threshold, imposta come frazione del massimo valore del segnale rilevato. nella Figura 1.10, viene riportato un esempio di grafico PRPD ottenuto dalle misurazioni su uno statore hairpin; si

osserva come le scariche si distribuiscano attorno e successivamente lo zero-crossing della sinusoide di alimentazione.

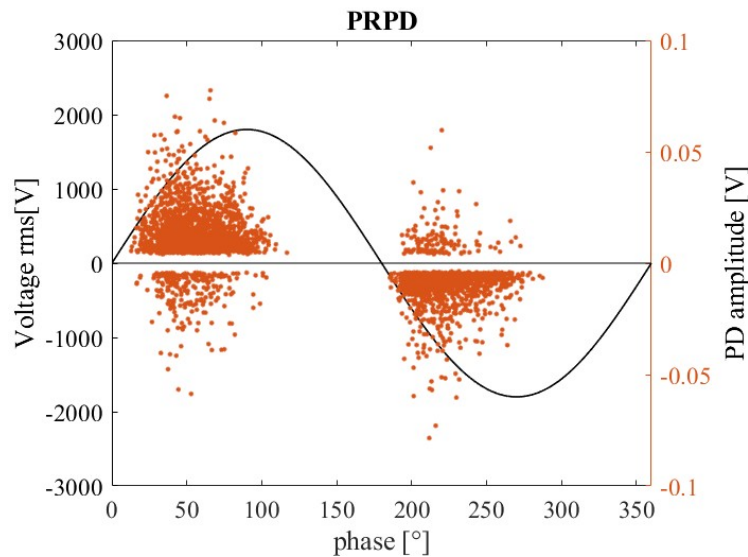


Figura 1.10: PRPD pattern ottenuto dalla misura di scariche parziali su uno statore hairpin

Sperimentalmente, si può verificare che ogni sorgente di segnale genererà un differente PRPD pattern e il processo di identificazione può essere realizzato visivamente interpretando tali grafici.[16] La corretta interpretazione delle mappe PRPD permette di identificare differenti tipologie di sorgenti sia di scariche parziali che di disturbi elettrici esterni. Tale modo di rappresentare le scariche parziali è stato proposto alla fine degli anni '70 ed è tuttora considerato uno dei migliori strumenti per l'identificazione delle sorgenti di scariche parziali, tanto da essere incorporato all'interno dei moderni strumenti. Uno dei principali limiti di tale tecnica è riconducibile alla presenza simultanea di differenti sorgenti di scariche parziali o di disturbo elettrico, che rendono difficile l'interpretazione, sia manuale che automatica, dei grafici. In particolare, nei pattern ottenuti in questo modo, le sorgenti di maggiore ampiezza potrebbero nascondere la presenza di altri differenti tipologie di sorgenti di minore entità.[17] Nello specifico, se tali segnali di ampiezza notevole corrispondessero a disturbi elettrici, a causa di livelli di rumore elevato, non sarebbe possibile identificare diverse tipologie di sorgenti di scariche parziali. In questo caso, le caratteristiche delle scariche associate a sorgenti differenti tendono a sovrapporsi ottenendo PRPD pattern complessi. Per cui, distinguere le diverse sorgenti di scariche parziali può rappresentare un'impresa ardua, soprattutto per non esperti del settore.[18] Inoltre, i risultati sono spesso difficilmente interpretabili, anche per la mancanza di un database comune che associ ogni sorgente di scarica con il rispettivo PRPD pattern. Per ovviare a questi problemi, sono state sviluppate nel corso degli anni tecniche per la separazioni di difetti dalle altri sorgenti di scarica e/o dal rumore, come quella sperimentata nel corso del seguente progetto.

1.5.2 Diagrammi Tempo-Frequenza

In [17], viene introdotta la rappresentazione di ciascun segnale su di una mappa bidimensionale definita Time-Frequency (TF) map. Per far questo, vengono calcolati la durata equivalente della forma d'onda e la banda equivalente dello spettro di ogni segnale. La tecnica definita "metodo tempo-frequenza" è divenuta un metodo standard per la reiezione del rumore e per l'identificazione di differenti sorgenti di scarica, alternativo ai PRPD pattern.[17, 19] Essa consente di condensare l'informazione relativa ad ogni singolo impulso in una coppia di valori reali, uno in funzione del tempo e l'altro in funzione dello spettro delle armoniche presenti nel segnale stesso. I parametri che vengono calcolati per ogni singolo impulso prendono il nome di tempo equivalente T (Equivalent time length oppure time standard deviation σ_t) e banda equivalente W (Equivalent bandwidth oppure frequency standard deviation σ_f). Lo scopo è osservare se sono evidenziabili eventuali cluster in cui sono raggruppati i segnali.

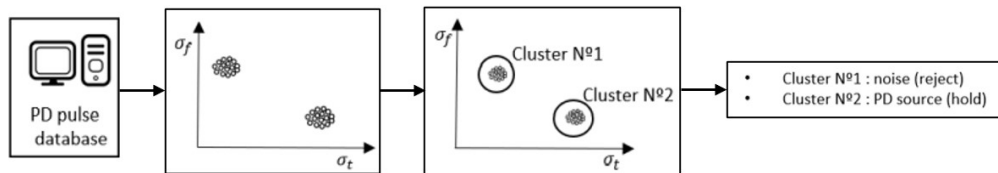


Figura 1.11: Schema concettuale del processo di separazione dal rumore con le mappe T-W

Si supponga che ciascun segnale abbia N campioni, il baricentro temporale t_0 può essere ottenuto come:

$$t_0 = \frac{\sum_{i=0}^K t_i \cdot s_i(t_i)^2}{\sum_{i=0}^K s_i(t_i)^2} \quad (1.1)$$

dove $s_i(t_i)$ è il campione del segnale al tempo t_i . Dalla 1.1, è possibile definire una nuova quantità che rappresenta l'equivalent time-length T^2 e utilizzando la trasformata di Fourier si ottiene l'equivalent Bandwidth W^2 :

$$T^2 = \frac{\sum_{i=0}^K (t_i - t_0)^2 \cdot s_i(t_i)^2}{\sum_{i=0}^K s_i(t_i)^2} \quad (1.2) \quad W^2 = \frac{\sum_{i=0}^K f_i^2 \cdot |X_i(f_i)|^2}{\sum_{i=0}^K |X_i(f_i)|^2} \quad (1.3)$$

Dove $X_i(f_i)$ è la componente i -esima della trasformata di Fourier del segnale alla frequenza i -esima. Tuttavia, anche questa metodologia presenta delle limitazioni; infatti, alcuni studi hanno dimostrato che le performance di tale tecnica possono

essere influenzate dal livello del rumore, dalla frequenza di campionamento, dal tempo di acquisizione e dal numero di campioni.[20] Inoltre, a causa della variazione di questi parametri, non sempre è possibile ottenere una netta distinzione dei segnali di rumore da quelli di scariche parziali all'interno dei grafici tempo-frequenza.

1.5.3 Metodi di Machine Learning e Deep Learning

Un approccio più generale consiste nel processare i segnali acquisiti attraverso reti neurali (Neural Network) e tecniche di machine learning o di deep learning, che si traducono in approcci di **apprendimento non supervisionato** per il clustering e, dove possibile, di **apprendimento supervisionato** per la classificazione.[21] In generale, è necessaria l'applicazione anche di tecniche di **feature extraction**. L'estrazione delle features (Features Extraction) ha lo scopo di realizzare un insieme di valori derivati (features) informativi e non ridondanti associati a ciascun segnale originale a partire da un insieme di dati. Lo scopo può essere quello di facilitare lo step successivo di apprendimento non supervisionato o di aiutare l'interpretazione da parte di un operatore, permettendo di rappresentare i segnali acquisiti su uno spazio delle features. Dunque, le features possono essere definite come dei parametri, che forniscono un'informazione sulla struttura originale del segnale; tali features devono essere precise ed estratte in modo tale da essere differenziate tra le diverse classi, minimizzando la varianza intra-classe e ottenendo maggiore accuratezza nella classificazione. In [22], viene presentato un quadro generale dello stato dell'arte in questo ambito; in particolare, malgrado tali metodi sembrano ottenere performance eccellenti nella diagnostica delle scariche parziali, esistono diversi limiti che impediscono la loro applicazione in diversi ambiti pratici e che bisogna tenere in mente:

- **Dataset sbilanciati**

Addestrare algoritmi di machine learning con dataset sbilanciati può introdurre un bias nelle classi; gli algoritmi addestrati tenderanno ad ignorare o classificare in modo erraneo le classi con minori campioni.[23, 24] Per evitare tale problematica è possibile ricorrere a metodi di data augmentation oppure a strumenti che si basano sulla one-class classification.

- **Dataset ridotti**

Indipendentemente dai metodi di machine learning adottati, l'accuratezza nella diagnostica si riduce se si hanno a disposizione solo pochi campioni di training; tuttavia, è importante sottolineare che gli strumenti di machine learning tradizionali risultano essere più efficaci dei metodi di Deep Learning nel caso di dataset di training di dimensioni ridotte.[25, 26] Anche in questo caso, per aggirare tale problematica, si può ricorrere a tecniche di data augmentation per la generazione di campioni sintetici per estendere il dataset. Un'altra strategia adottata consiste nel cosiddetto transfer learning. Quest'ultimo

prevede l'acquisizione di un numero elevato di dati opportunamente classificati in condizioni controllate (source domain); con tale dataset viene eseguito il training della rete che verrà poi testata su dati ottenuti su di un altro dominio (target domain). Tale procedura permette di aggirare i limiti imposti dall'impossibilità di acquisire dati direttamente con apparecchiature sul campo.

- **Inconsistenza tra dataset di training e di testing**

Un'assunzione fondamentale è che il dataset di testing possa rappresentare i dati effettivamente riscontrati nelle condizioni operative reali. Infatti, le principali cause della degradazione delle performance dei metodi di machine learning riguardano la presenza di rumore ambientale, variazioni della risoluzione, modifiche della strumentazione, posizione dei sensori e differenti temperature operative.[27, 28] I metodi di machine learning fanno ricorso a features identificate da esperti a seconda del contesto e dei segnali con cui si ha a che fare. Non esiste una garanzia sul fatto che il metodo di features extraction adottato possa rappresentare in maniera univoca le caratteristiche delle scariche parziali al variare delle condizioni di misura.

- **Dataset privi di label**

La maggior parte delle ricerche in questo ambito si focalizza su metodi di apprendimento supervisionato. Tuttavia, è possibile avere a che fare con una grande mole di dati privi di label e ciò può rappresentare una problematica rilevante. Una soluzione può essere offerta sia da tecniche di apprendimento non supervisionato, sia dall'applicazione di metodi di transfer learning.

- **Complessità del modello e capacità di applicazione real-time**

Una delle principali sfide nell'applicazione di tecniche di machine learning in ambienti industriali, specialmente per strumenti di deep learning, consiste nella difficoltà di realizzare un'implementazione real-time. La complessità computazionale e l'accuratezza dei modelli di machine learning dipende fortemente dalla struttura interna del modello, dalla frequenza di acquisizione dei dati, dalle dimensioni dei campioni, ecc.

Tuttavia, tali aspetti non risultano essere esplorati a sufficienza e necessitano di ulteriori ricerche, mentre le potenzialità nell'utilizzo di tali strumenti per la diagnosi sono evidenti. Nella seguente trattazione, si è scelto di seguire l'approccio descritto in [29] e in parte in [28], in cui si ricorre rispettivamente alla Support Vector Machine e alla One-Class Support Vector Machine, entrambe fatte operare sulla **Power Spectral Density** dei segnali. Tale metodologia viene applicata nel caso in esame per implementare un algoritmo di separazione automatica delle scariche parziali dal rumore. Tale approccio viene presentato come particolarmente vantaggioso in applicazioni industriali, specialmente quello basato sulla OCSVM.

Capitolo 2

Metodi e materiali per i test con tensione di eccitazione impulsiva

2.1 Materiali utilizzati per i test con eccitazione impulsiva

In questa sezione viene illustrato il Luccioni stator tester, il banco Luccioni finalizzato all'esecuzione di una vasta gamma di test elettrici sugli statori dei motori utilizzati in ambito automotive. Il banco integra al suo interno anche il sistema che costituisce la sorgente per la generazione degli impulsi di tensione controllati, utilizzati per eccitare le scariche parziali al fine di verificare lo stato dell'isolamento. Tale sorgente di eccitazione permette di generare una serie di impulsi ad alta tensione e ad elevata frequenza di ripetizione, ovvero in High Repetition Rate (HRR). Nella sezione seguente, oltre al banco di prova, viene brevemente descritto anche lo statore utilizzato come oggetto di test e i risultati della sua caratterizzazione. Quest'ultima è stata eseguita ricorrendo alla strumentazione integrata nel banco, che include un LCR meter ed un milliohmetro. L'obiettivo di questa prima parte della trattazione consiste nello sviluppo di un modello circuitale per simulare il comportamento reale della sorgente di eccitazione impulsiva. Per far questo, è stato necessario eseguire delle misure per la caratterizzazione dell'oggetto di test e successivamente effettuare delle acquisizioni della forma d'onda di eccitazione reale generata dal sistema, da poter confrontare con i risultati ottenuti in simulazione. In via preliminare, è importante sottolineare come le caratteristiche della forma d'onda di eccitazione giochino un ruolo fondamentale nei risultati dei test di scariche parziali, incidendo sulla localizzazione e sull'entità del fenomeno delle scariche parziali. Quindi, avere a disposizione un modello per la simulazione del comportamento della sorgente di eccitazione può essere utile per lo studio dei fattori che influenzano le caratteristiche della forma d'onda generata. Ad esempio, la forma d'onda di eccitazione può essere influenzata dalle proprietà dell'oggetto di test, dalla lunghezza dei cavi o da altri fattori che vanno ad incidere sulle caratteristiche dell'impulso, quali *rise-time*, *pulse-width*, *overvoltage*, *falling time* e periodo di oscillazione di eventuali risonanze. Oggigiorno, le misure di scariche parziali sono pratica comune e sono ormai normalmente previste al fine di determinare le vulnerabilità dei componenti. I sistemi di misura si basano sulla rilevazione del movimento delle cariche causato dall'innescio delle scariche, che

determina piccoli impulsi di corrente con rise-time dell'ordine di pochi nanosecondi o di centinaia di picosecondi. Le tecniche di misurazione più comuni sono realizzate per condurre tali impulsi attraverso percorsi noti in cui possono essere acquisiti ricorrendo ad High Frequency Current Trasformers (HFCT) o Voltage Dividers. Solitamente, le connessioni del setup filtrano le frequenze più elevate limitando la banda a qualche decina di MHz. Altre tecniche di misura prevedono l'utilizzo di antenne per captare i segnali prodotti dalle emissioni radiate dovute alle scariche parziali.[28]

2.1.1 Banco di prova per i test di scariche parziali con eccitazione impulsiva

Il Loccioni Stator Tester è un banco in fase prototipale che permette una caratterizzazione completa degli statori (ma anche dei rotor) dei motori per applicazioni automotive.



Figura 2.1: banco Loccioni stator tester

2.1 Materiali utilizzati per i test con eccitazione impulsiva

Inoltre, il banco integra al suo interno anche il sistema per effettuare i test di scariche parziali con eccitazione impulsiva in HRR. Il banco rappresenta una soluzione modulare per la completa caratterizzazione dei motori elettrici, specificatamente sviluppata e ottimizzata per l'ambito automotive. Il sistema permette l'identificazione di micro difetti delle varie tipologie di isolamento che possono essere presenti all'interno del motore, quali vucoali del dielettrico, cracking o incisioni. Tali difetti non sono identificabili con tecniche di misurazione standard, malgrado possano velocizzare il processo di invecchiamento del motore elettrico e portare alla rottura prematura di quest'ultimo in tempi operativi ridotti. Il sistema integra strumenti commerciali con soluzioni progettate dall'impresa. Tra i primi, si hanno:

- **GW Instek LCR-6300**, la serie LCR-6000 è utilizzata per valutare induttanza, capacità e resistenza di un'ampia gamma di componenti, materiali e dispositivi semiconduttori in un ampio range di frequenze (da 10 Hz fino a 300 kHz) e per testare diversi livelli di segnale;
- **Chroma Hipot Tester 19073 ACWV / DCWV / IR**, un tester per la verifica della rigidità dielettrica AC/DC e per la misura della resistenza di isolamento;
- **GW Instek GOM-805 DC Milli-Ohm Meter**, per la misura della resistenza.

Per quanto riguarda la strumentazione progettata in Luccioni e integrata nel banco, questa comprende:

- **Luccioni Partial Discharge with High Repetition Rate (HRR) Pulsed Source**, il sistema che comprende il generatore di impulsi ad alta tensione per i test di scariche parziali.
- **Luccioni SURGE tester**, il sistema per l'esecuzione del Surge test.

Il design del sistema prevede che le connessioni tra le varie strumentazioni siano realizzate attraverso una High Voltage Switching Matrix, una matrice di interruttori pneumatici che garantiscono l'assenza totale di scariche parziali da parte del sistema di misura fino a 6000 VAC RMS e che permettono al contempo l'esecuzione delle misure nella maniera più rapida possibile. In figura 2.2 viene rappresentato uno schema delle connessioni realizzate dalla matrice di switching. Inoltre, le connessioni sono progettate per l'esecuzione di tutte le misure a quattro terminali, permettendo così misure ad alta precisione e con maggiore accuratezza. Il punto centrale del sistema di test di scariche parziali HRR risiede nell'elevata ripetibilità e riproducibilità delle analisi, grazie alla possibilità di poter ottenere in breve tempo un'ampia mole di dati. Nella seguente trattazione, si focalizzerà l'attenzione sullo studio delle schede LOC352 e LOC351, che comprendono il rettificatore a doppia semionda, il bus DC, il gate driver e l'IGBT, ovvero i componenti che vanno a costituire la sorgente di generazione dell'impulso di tensione.

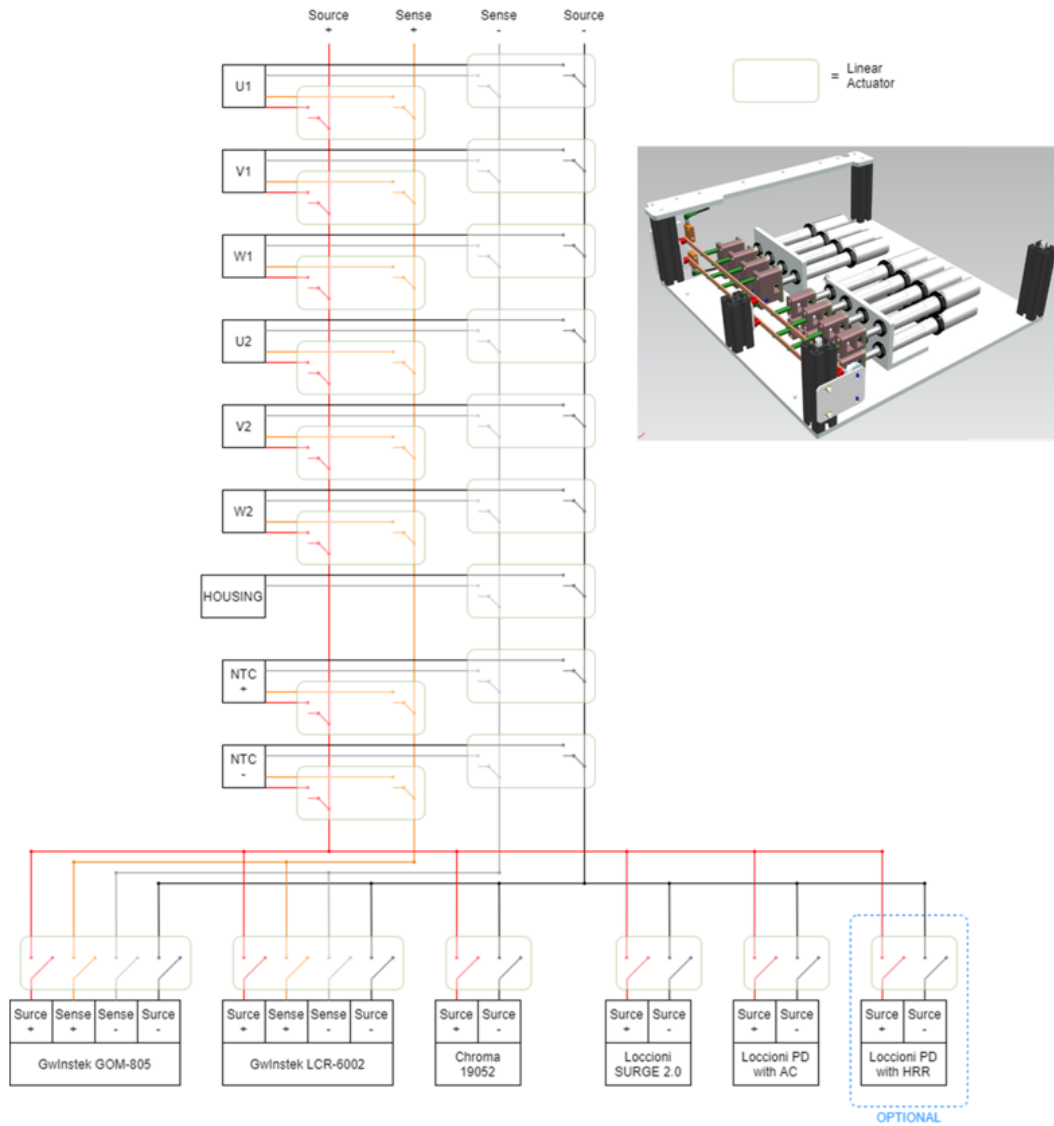


Figura 2.2: Configurazione della matrice di Switching

In figura 2.3 viene riportato uno schema delle varie componenti, integrate sulle schede, del generatore della forma d'onda di eccitazione impulsiva. L'acquisizione della forma d'onda impulsiva generata dalla scheda è resa possibile grazie alla sonda differenziale, anch'essa connessa attraverso la switching matrix. Occorre sottolineare che, nel caso di eccitazione impulsiva (sia con sorgente HRR che con sorgente di Surge), la misura dei segnali generati dalle scariche parziali è effettuata attraverso

2.1 Materiali utilizzati per i test con eccitazione impulsiva

un'antenna e non per mezzo di un HFCT, come avviene nel caso del banco per i test di scariche parziali eccitate da una sorgente sinusoidale. L'oscilloscopio utilizzato per eseguire le acquisizioni è costituito dal Picoscope 6404E. La gestione dei segnali e soprattutto il pilotaggio dei gate driver dell'IGBT sono gestiti dal microprocessore della serie FRDM-k64 integrato nella scheda LOC264. Quest'ultima comunica via Ethernet con il PC del banco e svolge la sua funzione unitamente alla scheda LOC377, che permette di ottenere le misure HV isolate di tensione e corrente.

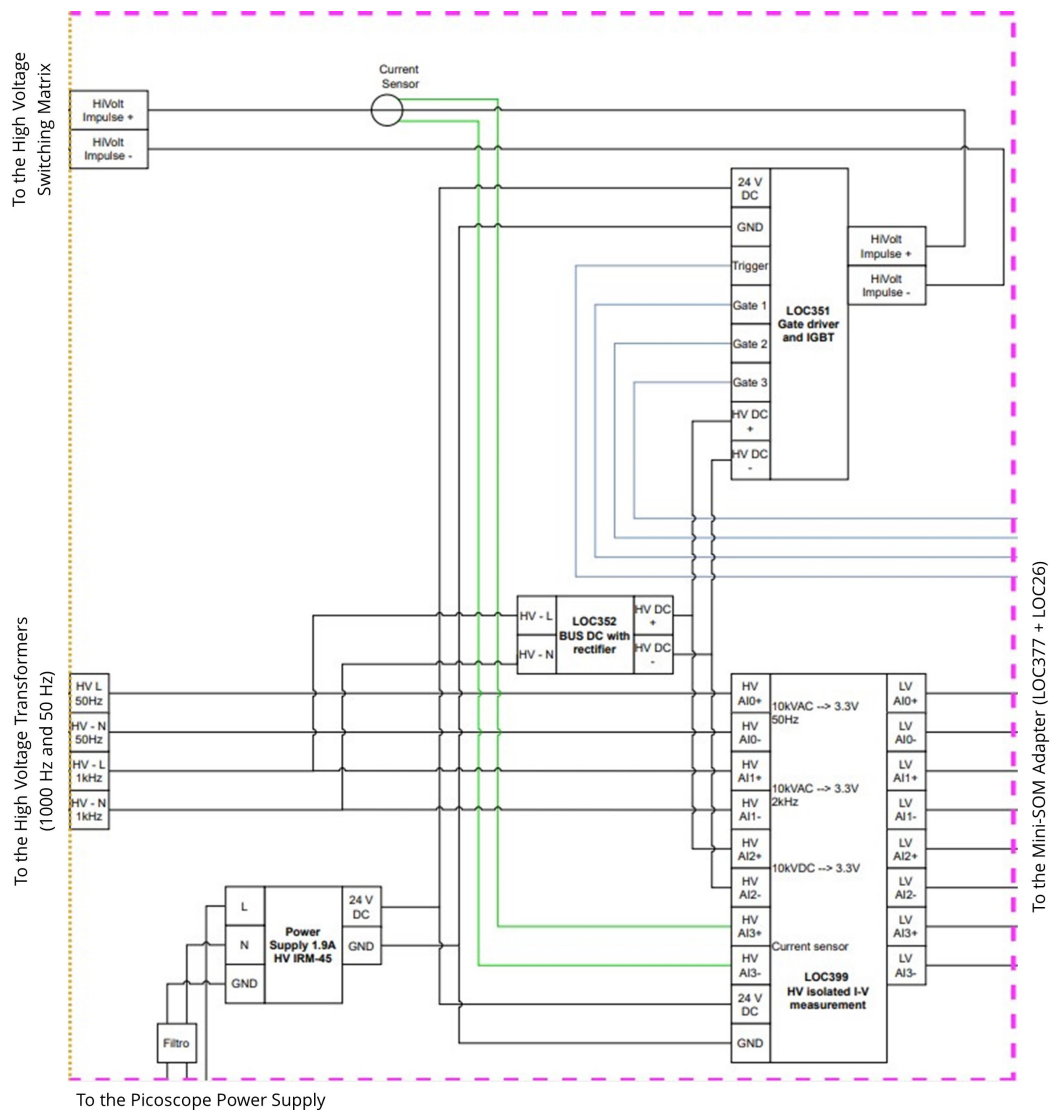


Figura 2.3: Schema a blocchi della sorgente di generazione dell'impulso di tensione

2.1.2 Test object per le misure di scariche parziali con eccitazione impulsiva

In via preliminare, prima di procedere con la realizzazione della simulazione della sorgente di eccitazione impulsiva, è necessario avere a disposizione una serie di valori per caratterizzare in maniera adeguata gli avvolgimenti del motore sottoposti agli impulsi di tensione durante il test. Dunque, al fine di ottenere un modello il più accurato possibile del test object, si sono eseguite differenti misure per ottenere una caratterizzazione completa del dispositivo; quest'ultimo viene predisposto sul banco di misura come riportato in figura 2.4; si tratta di uno statore trifase realizzato in tecnologia hairpin; ciascuna delle sue tre fasi è in parallelo con le corrispettive e le tre fasi sono in configurazione a stella. Si procede quindi realizzando le connessioni per le misure a quattro terminali e disponendo il setup di misura per predisporre il test object sul banco.

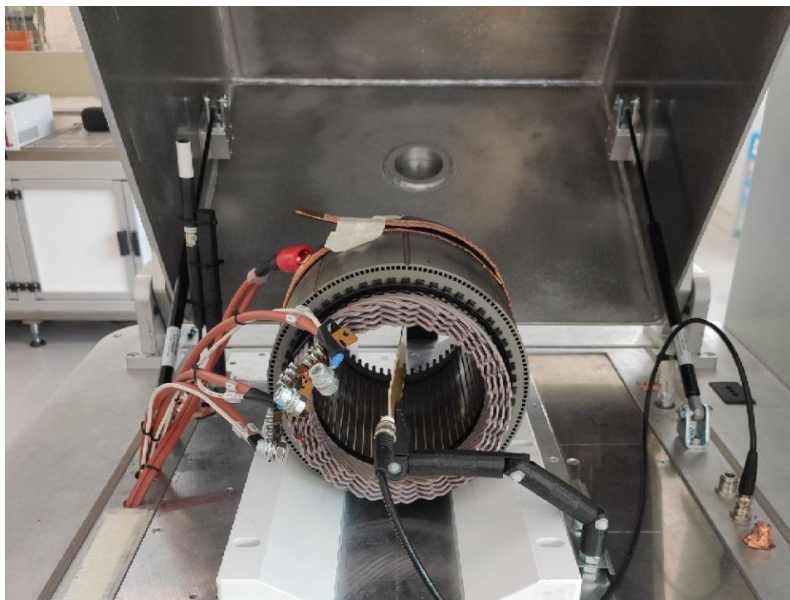


Figura 2.4: Statore sotto test

Nel corso della seguente trattazione, il test impulsivo viene effettuato connettendo al polo positivo della sorgente di eccitazione una delle tre fasi, mentre l'altro terminale negativo viene connesso alle restanti due cortocircuitate. Tale configurazione è stata adottata in accordo alla specifica IEC 60270, che descrive la procedura di misura e le configurazioni da adottare nei test di scariche parziali sull'isolamento degli avvolgimenti dei motori elettrici. Dunque, le misure effettuate per la caratterizzazione del test object sono state programmate sulla base di suddetta configurazione; in questo modo, le misure permettono la caratterizzazione del Motor Under Test (MUT). Ogni valore è stato ottenuto a partire da una serie di dieci misure, di cui sono state calcolate media, massimo, minimo e deviazione standard. Le misure di induttanza e di capacità sono state realizzate con l'LCR meter, accertandosi che

2.2 Procedura per la realizzazione della simulazione circuitale

durante la misura di induttanza e di capacità la fase rispettiva dell'impedenza fosse prossima relativamente a 90° e a -90° ; in questo modo ci si è accertati di osservare un comportamento puramente induttivo o capacitivo. Per le misure di resistenza si è utilizzato il milliohmmetro, in modo da ottenere un'accuratezza maggiore. Il valore medio delle misure eseguite è riportato nella tabella 3.2. In questo modo, si sono ottenuti dei valori per caratterizzare le connessioni di ciascuna fase rispetto alle altre due cortocircuitate, ai capi dei due terminali della sorgente di generazione di impulsi. Tali valori sono poi stati utilizzati nella simulazione circuitale per realizzare il modello del dispositivo sotto test.

Tabella 2.1: Resoconto delle misure effettuate per la caratterizzazione dello statore (valor medio)

Configurazione	Induttanza L_s [μH]	Capacità C_s [nF]	Resistenza R_s [$m\Omega$]
(U)-(V,W)	188,194	5,1443	21.992
(V)-(U,W)	186,641	5,2014	21.125
(W)-(U,V)	188,260	5,2121	21.428

Tabella 2.2: Resoconto delle misure effettuate per la caratterizzazione dello statore (standard deviation)

Configurazione	Induttanza L_s [μH]	Capacità C_s [nF]	Resistenza R_s [$m\Omega$]
(U)-(V,W)	0,202785	0,506252	0,823726508
(V)-(U,W)	1,453370	0,806963	0,874284622
(W)-(U,V)	0,384679	0,542789	0,111370553

2.2 Procedura per la realizzazione della simulazione circuitale

Come già detto in precedenza, l'obiettivo di questo procedimento consiste nell'ottenere un modello per la simulazione circuitale della sorgente di generazione della eccitazione impulsiva, a partire dall'analisi degli schematici delle schede LOC352 e LOC351. La prima scheda integra al suo interno il gate driver e l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), la seconda comprende il BUS DC e il rettificatore a doppia semionda. Ora, la problematica principale da affrontare consiste nel non avere a disposizione un modello per simulare il comportamento dell'IGBT FZ250R65KE3 dell'Infineon adottato all'interno della scheda LOC351. Si tratta di un 6.5 kV Trench Plus Field Stop IGBT, che integra anche un Field Stop diode chip, sviluppato per applicazioni di trazione che richiedono alte correnti e basse perdite di switching. Si è deciso di sviluppare la simulazione e la realizzazione del modello del dispositivo in ambiente Simulink; si tratta di un ambiente software che permette di disegnare diagrammi a blocchi utilizzati per il design e la simulazione di sistemi e modelli

estendibili su multidomini e finalizzati alla realizzazione hardware. Nello specifico, si sono utilizzati i modelli appartenenti alla libreria Simscape e integrati in ambiente Simulink per la creazione del sistema.

Funzionamento della sorgente di impulsi HRR

Nelle figure 2.6 e 2.5 vengono riportati rispettivamente l'hardware e lo schema circuitale della sorgente di impulsi. Occorre osservare che in quest'ultimo sono omessi i cinque diodi di ricircolo in serie, posti in parallelo all'uscita, e quindi al MUT. Questi ultimi verranno comunque considerati all'interno della simulazione, per garantire il corretto funzionamento del modello circuitale.

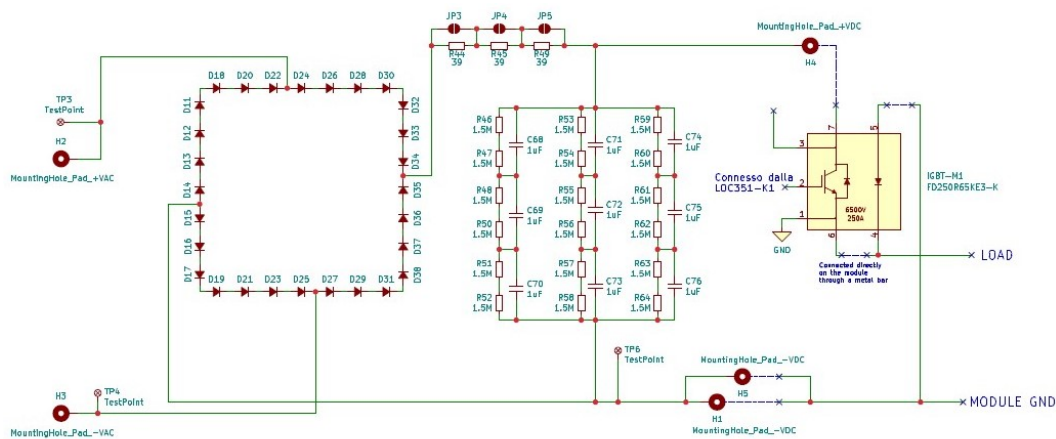


Figura 2.5: Schema circuitale della sorgente di impulsi

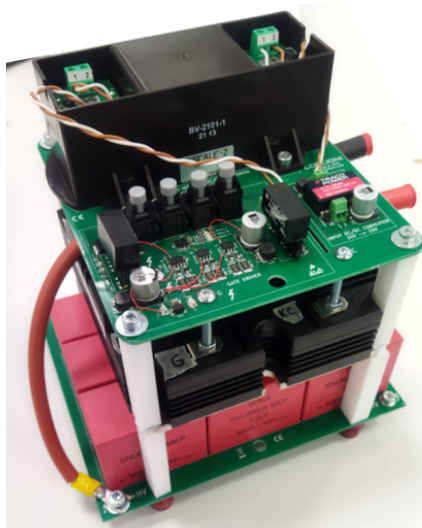


Figura 2.6: Hardware della sorgente di impulsi

In figura 2.5, l'impulso di tensione viene generato ai capi dei terminali LOAD e MODULE GND, connessi alla switching matrix che a sua volta permette di

2.2 Procedura per la realizzazione della simulazione circuitale

raggiungere le fasi del MUT. I terminali H2 e H3 sono invece collegati all'HV transformer e alla sorgente di tensione AC. Il funzionamento della sorgente di generazione degli impulsi è abbastanza intuitivo: la sorgente in AC fornisce tensione al BUS DC attraverso un trasformatore ad alta tensione con rapporto di conversione 230 - 6000. La tensione di alimentazione, convertita in continua attraverso il raddrizzatore a doppia semionda, carica i condensatori del BUS DC fino a circa il picco della tensione in AC fornita dall'alimentazione. Il gate driver, integrato nella scheda LOC351, controlla l'IGBT FZ250R65KE3 che funge da interruttore; aumentando la V_{ge} , l'IGBT esce dalla regione di interdizione e la tensione accumulata sui condensatori viene scaricata sul MUT, generando l'impulso di tensione. Regolando la tensione di controllo sul gate è possibile modificare i parametri dell'impulso di tensione generato, come l'ampiezza dell'impulso o il periodo della forma d'onda. Il valore del picco dell'impulso è stabilito invece dall'ampiezza della tensione di alimentazione della sorgente in AC, che determina il livello di carica del BUS DC. A questo punto, essendo il carico induttivo, una volta che l'IGBT smette di condurre ed entra in interdizione in risposta al segnale di controllo del gate drive, è necessario fornire un path conduttivo alle correnti sull'induttanza degli avvolgimenti del motore. Vengono quindi inseriti, in parallelo all'uscita, dei diodi di ricircolo in serie con delle resistenze di scarica in parallelo. Occorre osservare che una volta generato un impulso, è necessario attendere che la corrente sul dispositivo sotto test si esaurisca attraverso tali diodi di ricircolo prima di generare un impulso successivo, in modo da non determinare sovraccarichi di corrente.

Modello Simulink dell'IGBT FZ250R65KE3

Il primo step per la realizzazione di un sistema in grado di simulare il comportamento del generatore impulsivo si è impostato sulla descrizione di un modello per l'IGBT FZ250R65KE3, rappresentabile come un blocco da integrare all'interno dell'ambiente Simscape per la simulazione del sistema. Per far questo, si è deciso di utilizzare il block model dell'N-channel IGBT appartenente alla libreria Simscape / Electrical / Semiconductors & Converters. Quest'ultimo utilizza le caratteristiche da specificare nel box di dialogo per stimare i valori dei parametri che ne modellano il comportamento. Sono previste due modalità principali per la modellizzazione del dispositivo, la prima fornisce un modello dettagliato che permette di simulare le caratteristiche dell'IGBT come interruttore e di predirne le perdite; questa modalità viene definita come **Full I-V and capacitance characteristics**. La seconda è una versione più semplice che ricorre esclusivamente alla caratteristica on-state I-V come funzione della tensione collettore-emettitore e viene indicata come **Simplified I-V characteristics and event-based timing**. Viste le finalità del progetto, si è optato per il primo approccio; a sua volta, è possibile scegliere tra due differenti opzioni appartenenti a questa prima metodologia per ottenere il modello dell'IGBT:

- Una prima possibilità consiste nel rappresentare l'IGBT attraverso un circuito

equivalente costituito da un transistor bipolare PNP e un MOSFET a canale N, connessi come riportato in figura 2.7.

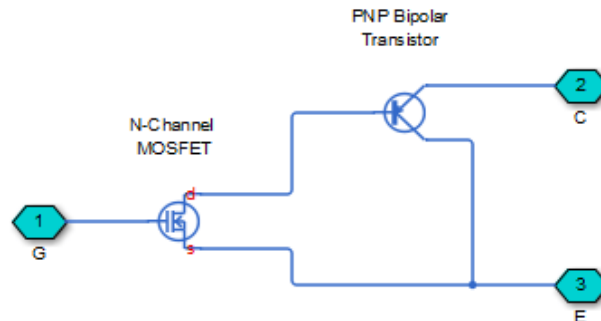


Figura 2.7: Circuito equivalente dell'IGBT a canale N

Il source del MOSFET è connesso al collettore del transistor bipolare, mentre il drain del MOSFET è collegato alla base del BJT. Il MOSFET è modellato attraverso le proprie equazioni caratteristiche basate sulle soglie e in maniera analoga il BJT ricorre alle proprie equazioni con l'aggiunta del parametro N che permette di scalare il valore di KT/q .

- Un approccio alternativo, che è anche quello seguito in questo progetto, consiste nell'utilizzo di una lookup table 2D per l'approssimazione delle curve I-V. Vengono quindi forniti dei valori tabulati della corrente di collettore in funzione della tensione tra gate ed emettitore e della tensione tra collettore ed emettitore $I_c(V_{ce}, V_{ge})$. Uno dei vantaggi di questo approccio risiede nella velocità della simulazione. Tale rappresentazione permette di combinare tutti i componenti del circuito equivalente descritto precedentemente (PNP transistor, N-channel MOSFET, collector resistor e emitter resistor) in un'unica lookup table equivalente.

A questo punto, è necessario ottenere dei valori tabulati della corrente $I_c(V_{ce}, V_{ge})$, in funzione delle tensioni. si procede quindi analizzando il datasheet dell'IGBT FZ250R65KE3. Si considera il grafico della corrente di collettore in funzione delle tensioni V_{ce} e V_{ge} . A partire dal grafico e con l'ausilio di strumenti software, si ricavano delle coordinate sul grafico la cui interpolante corrisponde alla curva I-V per una tensione gate-emettitore fissata. Le coordinate $I_c - V_{ce}$ per una tensione V_{ge} fissata definiscono un vettore di valori che vanno inseriti all'interno del modello per la definizione delle lookup table 2D. Nello specifico, il comportamento I-V dell'IGBT riportato nelle lookup table a partire dai grafici presenti nel datasheet è quello definito per due valori della tensione V_{ge} , 10 V e 12 V. Dunque, si estrapolano dal grafico presente nel datasheet del dispositivo due vettori di coordinate $I_c - V_{ce}$, per due valori di tensione V_{ge} , 10 V e 12 V, realizzando così una lookup table 2D. A partire dai valori forniti dalla lookup table, il software ottiene il modello per

2.2 Procedura per la realizzazione della simulazione circuitale

simulare il comportamento del dispositivo per qualsiasi altro valore della tensione gate-emettitore, generalizzando le curve.

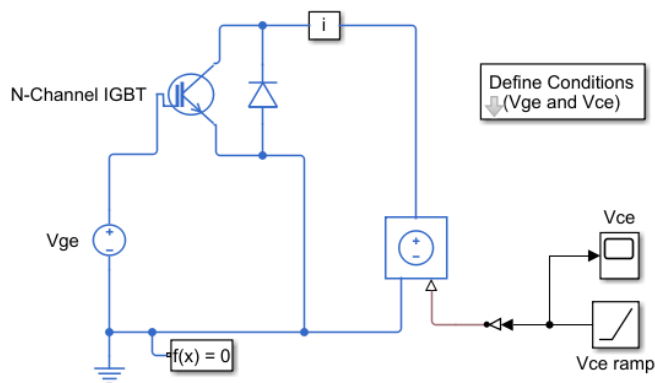
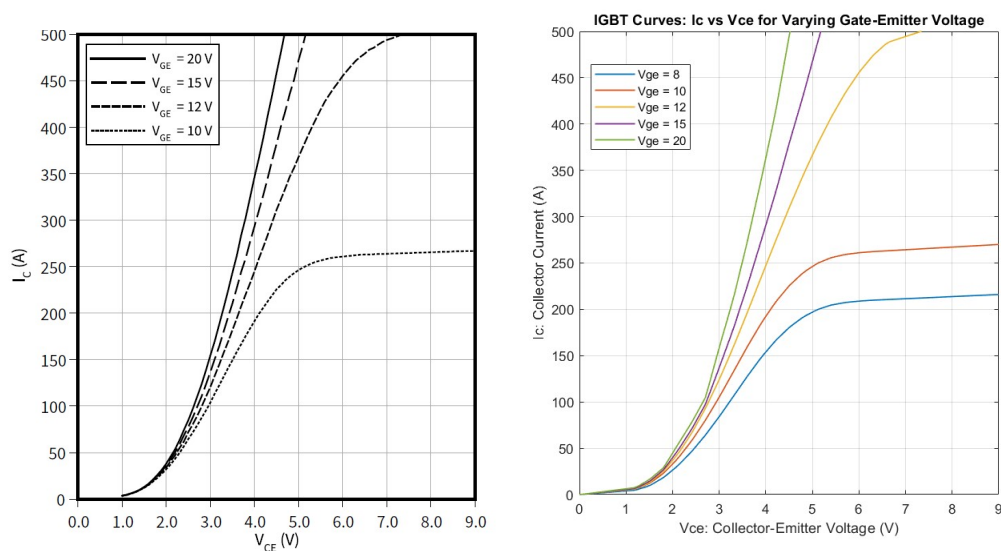


Figura 2.8: Circuito per l'estrazione delle curve I-V dell'IGBT

Successivamente, viene implementato lo schema a blocchi in figura 2.8, che permette di generare le curve $I_c - V_{ce}$ e verificare che il modello restituisca dei risultati accettabili, confrontandoli con quelli riportati nei datasheet. Il grafico ottenuto può quindi essere confrontato con il grafico presente nel datasheet originale del dispositivo FZ250R65KE3, per confermare la corretta assegnazione dei parametri dell'IGBT.



(a) Curve $I_c - V_{ce}$ dell'IGBT ricavate dal datasheet (b) Curve $I_c - V_{ce}$ dell'IGBT ottenute dalla simulazione

Figura 2.9: Curve $I_c - V_{ce}$ dell'IGBT ricavate dal datasheet e ottenute dalla simulazione

Modello circuitale della sorgente di impulsi

Una volta che si sono ottenuti dei risultati soddisfacenti al passo precedente, il modello dell'IGBT viene integrato all'interno dello schema circuitale dell'intera sorgente di generazione degli impulsi, riportato nelle figure 2.10, 2.11 e 2.12. Analizzando il modello circuitale del generatore di impulsi, è possibile fare le seguenti osservazioni in merito alle scelte effettuate e al funzionamento dei componenti:

- È stata aggiunta una resistenza di gate all'IGBT di $2,3 \Omega$ per tener conto della resistenza di gate R_G riportata nel datasheet dell'IGBT.
- Il circuito equivalente del MUT deve rappresentare due fasi cortocircuitate, connesse al terminale negativo di uscita della sorgente di generazione degli impulsi; la restante fase dello statore risulta essere connessa al terminale positivo della sorgente di eccitazione. Nel caso in esame, la connessione adottata per l'esecuzione dei test è (U)-(V,W), con la fase (U) connessa al terminale positivo e le altre due a quello negativo. Si tratta sostanzialmente di un RLC parallelo, che tiene conto anche della resistenza serie dell'induttanza. I valori di C_s , R_s e L_s sono stati impostati rispettivamente a $5,1 \text{ nF}$, $188 \mu\text{H}$ e $22 \text{ m}\Omega$, in accordo con le misure effettuate durante la caratterizzazione dello statore e riportate nella tabella 3.2.
- Le connessioni della switching matrix, che includono i cablaggi e il bus bar sul quale si collegano gli switch pneumatici, sono stati modellati con delle induttanze i cui valori approssimativi sono di circa $1,6 \mu\text{H}$ e $2,8 \mu\text{H}$. Tali valori vengono stimati sulla base della lunghezza delle connessioni e del periodo di oscillazione delle risonanze presenti nel sistema e visibili durante l'impulso. La frequenza di risonanza può essere calcolata sulla base dei valori di induttanza e capacità:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

- l'alimentazione è stata modellata come un semplice generatore di tensione sinusoidale ideale, tralasciando per il momento la presenza del trasformatore ad alta tensione.
- I modelli dei componenti utilizzati sono stati ottenuti impostando i parametri nei box di dialogo, a partire dai valori riportati all'interno dei rispettivi datasheet, come nel caso dei diodi di ricircolo STTH6010 e del diodo zener SMAJ18CA.
- Anche il modello del gate driver viene semplificato. Il circuito per la generazione del segnale di controllo, che include il microprocessore della LOC264, viene rappresentato da un generatore di impulsi ideale. Il diodo zener ha lo scopo di eliminare eventuali sovratensioni sul gate, mentre i due diodi in antiparallelo dovrebbero fornire due path conduttivi differenti per le correnti nella fase di accensione e di spegnimento dell'IGBT. Tuttavia, le resistenze in serie a questi

2.2 Procedura per la realizzazione della simulazione circuitale

ultimi nel circuito reale di riferimento sono state cortocircuitate, con il fine di aumentare la ripidità dei fronti di salita. Inoltre, il sistema reale di generazione degli impulsi presenta tre gate driver in parallelo, utilizzati per modulare la corrente di gate e conseguentemente il tempo necessario all'accensione e allo spegnimento dell'IGBT. Sperimentalmente, si è osservato che l'utilizzo di tre gate driver in parallelo permette una riduzione del rise-time dell'impulso di tensione dell'ordine di alcune decine di nanosecondi. La simulazione non tiene conto di tale particolarità poiché il Pulse Voltage Source utilizzato per la realizzazione del gate driver risulta essere un modello ideale, che non ha limiti di corrente.

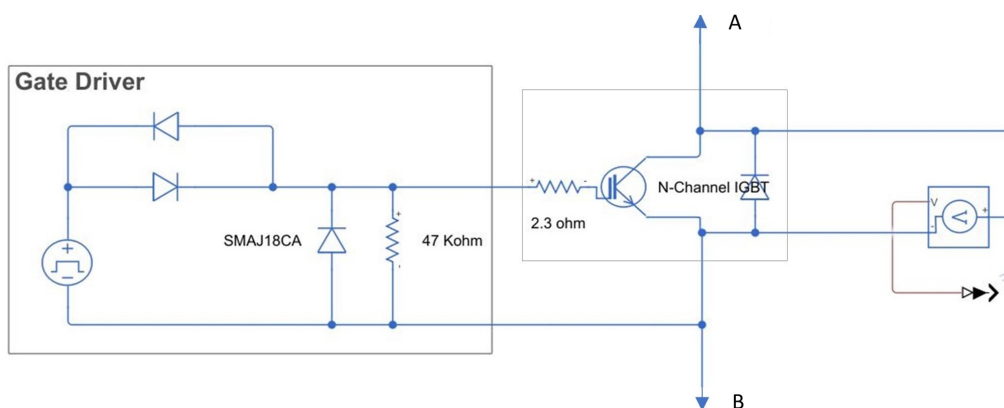


Figura 2.10: Modello circuitale per la realizzazione della simulazione: gate driver ed IGBT

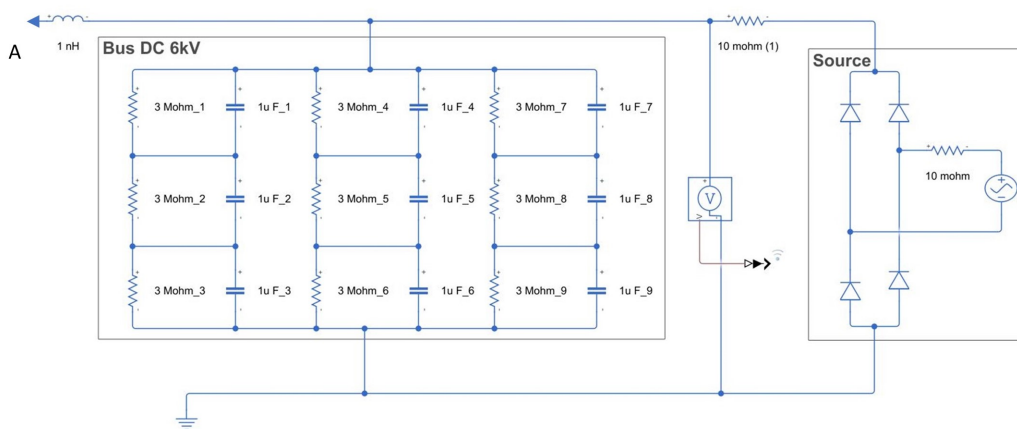


Figura 2.11: Modello circuitale per la realizzazione della simulazione: generatore di tensione ideale, rettificatore a doppia semionda e BUS DC

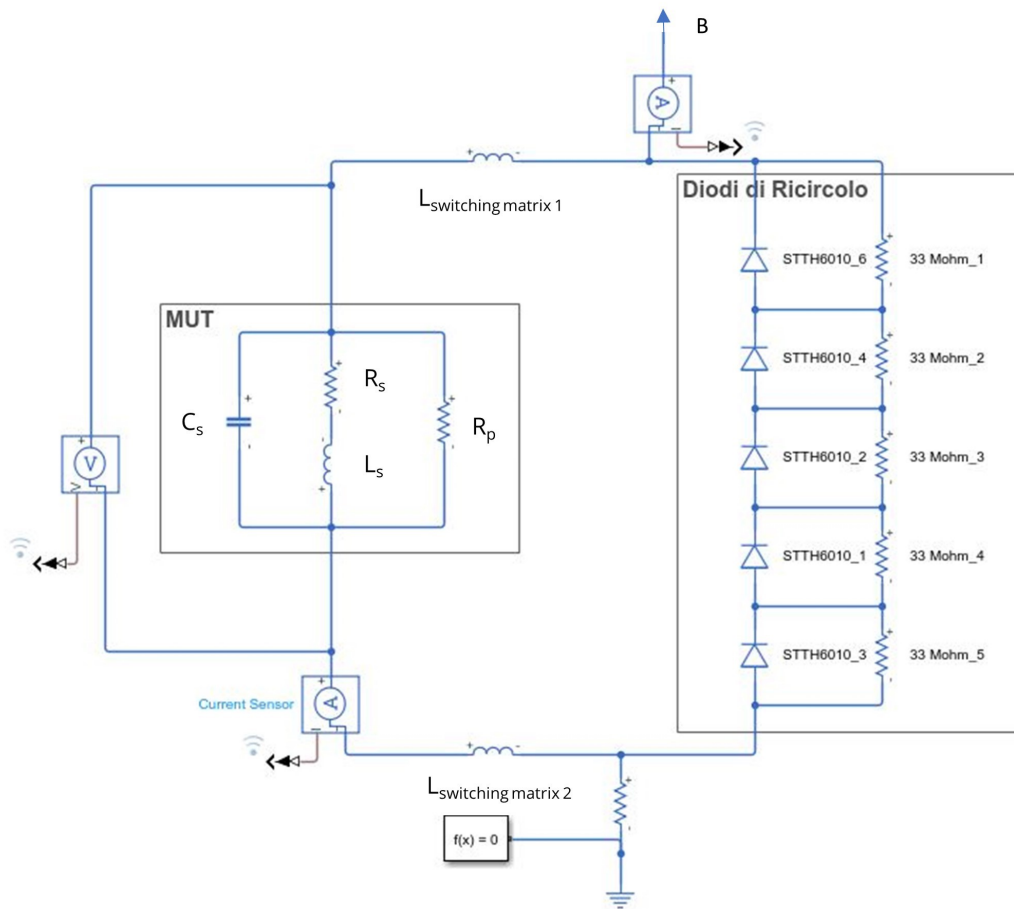


Figura 2.12: Modello circuitale per la realizzazione della simulazione: MUT e diodi di ricircolo

In linea generale, il comportamento delle grandezze elettriche principali del sistema dovrà essere quello rappresentato in figura 2.13:

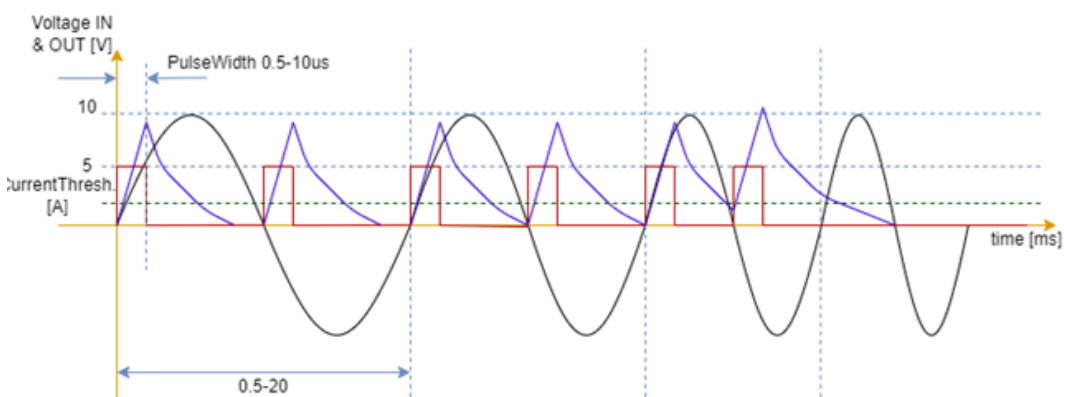


Figura 2.13: Comportamento delle grandezze elettriche del sistema di eccitazione HRR: tensione di alimentazione AC (in nero), tensione impulsiva ai capi del test object (in rosso) e corrente sul test object (in viola)

2.2 Procedura per la realizzazione della simulazione circuitale

È importante che la generazione degli impulsi sia sincrona con gli zero-crossing della sinusoide, in modo tale che la carica del BUS DC da parte dell'alimentazione non avvenga quando l'IGBT è in conduzione, determinando una continuità di corrente con il MUT. Infatti, si è dimostrato sperimentalmente che ciò interferisce negativamente con la rilevazione di scariche parziali sul test object. Il compito di imporre tale sincronizzazione tra gli eventi e verificare che la generazione degli impulsi avvenga esclusivamente per valori di corrente sul MUT inferiori ad una certa soglia è affidato alle schede LOC264 e alla corrispondente scheda di adattamento LOC377 che effettua il condizionamento delle misure. Queste ultime permettono il pilotaggio dei gate driver attraverso delle connessioni in fibra ottica e comunicano via Ethernet con il PC del banco.

Capitolo 3

Risultati e discussione della simulazione del sistema per i test con eccitazione impulsiva

3.1 Risultati del modello circuitale dell'IGBT

In questa sezione vengono discussi i risultati ottenuti dalla simulazione circuitale, la cui realizzazione è stata descritta nella sezione precedente. In via preliminare, si sono analizzati qualitativamente gli andamenti temporali di quattro grandezze elettriche: la tensione dell'impulso ai capi degli avvolgimenti del motore sottoposti al test $V_{Impulse}$, la tensione del BUS DC V_{busDC} riferita a massa, la corrente all'ingresso degli avvolgimenti del motore sotto test I_{MUT} e la corrente di collettore dell'IGBT I_C . I test sono stati eseguiti imponendo una frequenza degli impulsi di 500 Hz (che corrisponde quindi ad un periodo di 2 ms), su una massima frequenza supportabile di 1 KHz. La sorgente AC genera una sinusoide di tensione alla stessa frequenza nominale, in modo che in un semiperiodo il BUS DC raggiunga circa la tensione data dall'ampiezza della sinusoide. La durata di ciascuno degli impulsi è stata fissata a 5 μ s e la loro tensione di picco è stata predisposta impostando opportunamente l'ampiezza dell'alimentazione in AC. Tenendo conto delle rispettive sovratensioni, nei due casi riportati nelle figure 3.2 e 3.1, la tensione di picco degli impulsi raggiunge rispettivamente i 4,3 kV e i 6 kV circa. Per raggiungere tali valori di tensione è stato necessario impostare l'ampiezza della sinusoide di alimentazione rispettivamente a 3,9 kV e a 5,7 kV. Dal comportamento ottenuto, è ancora più evidente come la corrente sugli avvolgimenti del motore debba annullarsi prima dell'impulso successivo, affinché non si determini un accumulo di corrente sul test object. Successivamente, vengono eseguite delle simulazioni a tensioni inferiori, ma con frequenza di 1 kHz; nello specifico, la tensione del generatore AC è fissata a 1500 V. I risultati sono riportati nella figura 3.3 e verranno in seguito confrontati con i dati sperimentali.

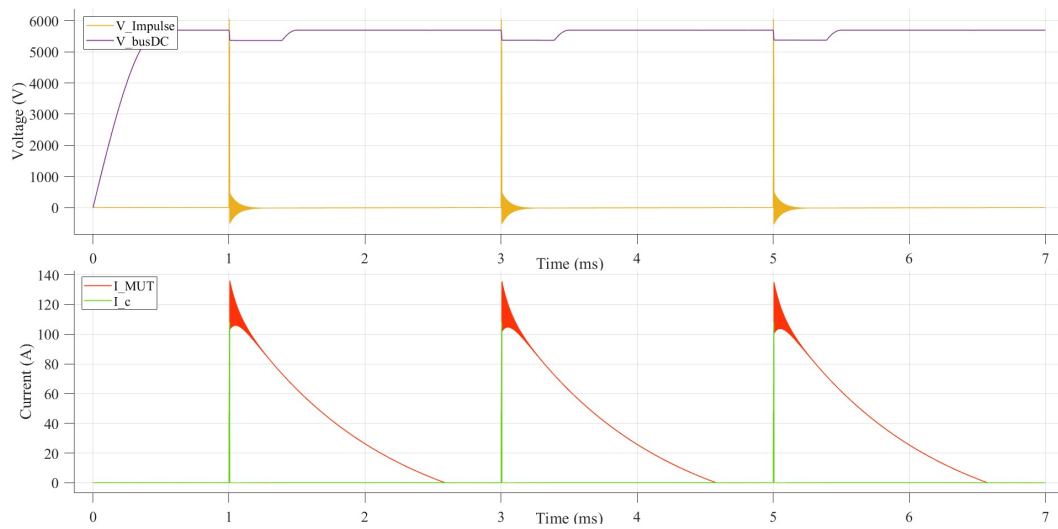


Figura 3.1: Forme d'onda generate dalla simulazione con ampiezza di picco dell'impulso pari a 6 KV

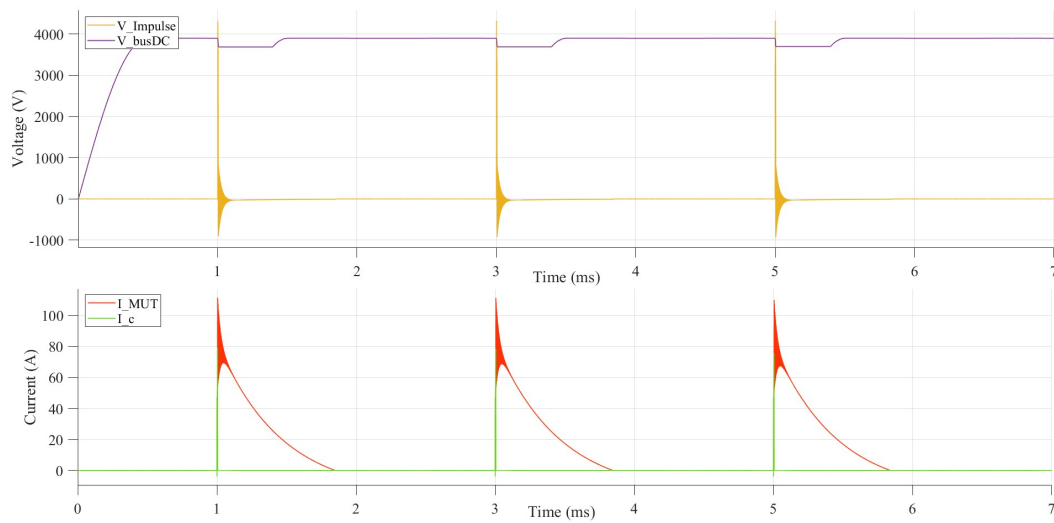


Figura 3.2: Forme d'onda generate dalla simulazione con ampiezza di picco dell'impulso pari a 4,3 KV

3.1 Risultati del modello circuitale dell'IGBT

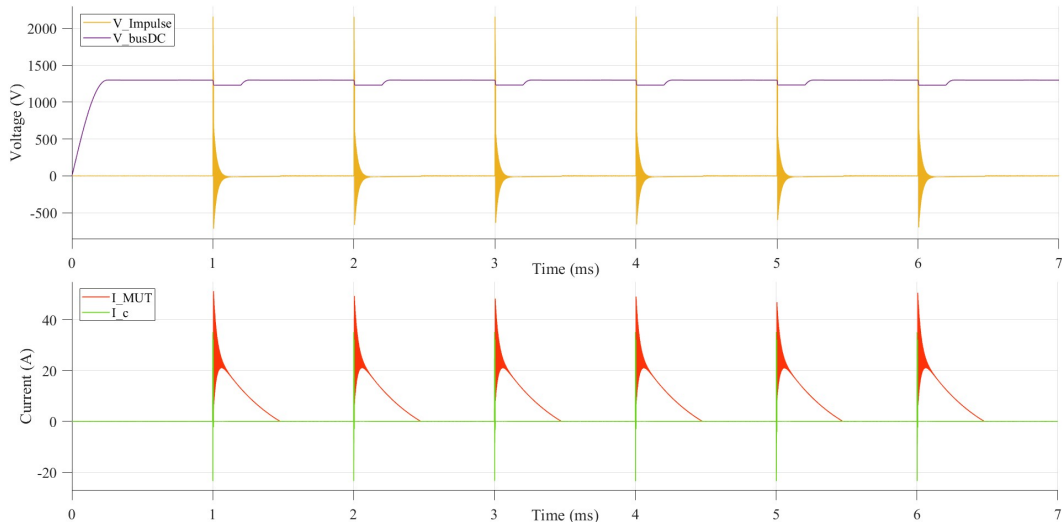
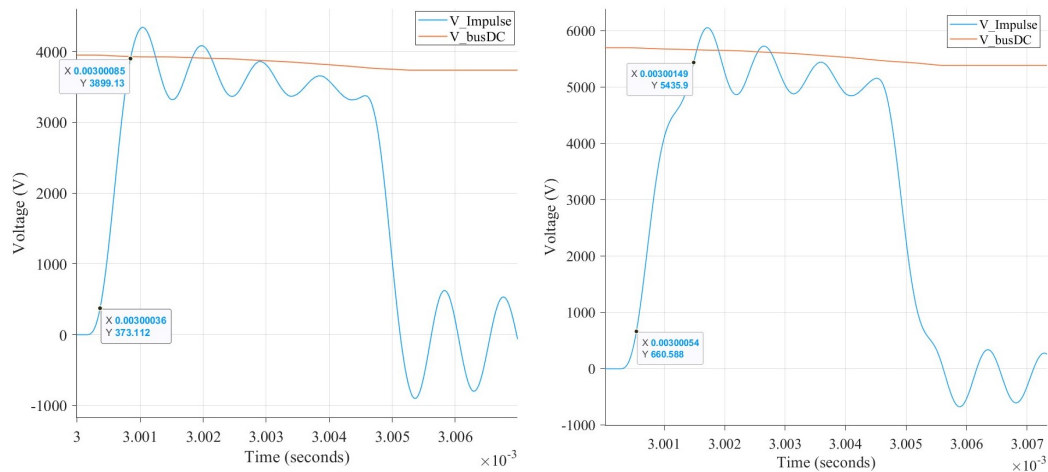


Figura 3.3: Forme d'onda generate dalla simulazione con ampiezza di picco dell'impulso pari a 2,1 KV

Nella figura 3.10 sono riportate più nel dettaglio le forme d'onda degli impulsi con tensione di picco pari rispettivamente a 4,3 KV e a 6 KV, ottenute dall'esito della stessa simulazione.



(a) Forma dell'impulso generato dalla simulazione con tensione di picco pari a 4,3 KV (b) Forma dell'impulso generato dalla simulazione con tensione di picco pari a 6 KV

Figura 3.4: Forme d'onda dell'impulso generato dalla simulazione

Si procede con delle osservazioni qualitative preliminari. Analizzando i risultati del modello circuitale implementato, riportati nelle figure, è possibile osservare come l'entità dell'overvoltage tenda ad aumentare al diminuire della tensione accumulata sul BUS DC. Inoltre, in maniera del tutto realistica, la corrente sul carico induttivo decresce al diminuire della tensione di picco dell'impulso, così come l'intervallo di tempo necessario al suo azzeramento. In generale, quest'ultimo è compreso tra gli

0,5 ms fino ad oltre 1 ms nel caso di alte tensioni e carichi con componente induttiva elevata. In particolare, dalla simulazione è evidente come per gli impulsi a 6 kV di picco, la frequenza del generatore non può essere impostata ad 1 kHz, per scongiurare un accumulo di corrente sul test object.

3.2 Confronto con le acquisizioni sperimentali

A questo punto, è necessario ottenere dei dati reali per poter valutare l'esito della simulazione. Per confrontare i risultati della simulazione con dei dati sperimentali, sono stati eseguiti una serie di test di scariche parziali sullo statore descritto nella sezione 2.1.2 e che è stato caratterizzato precedentemente. I test vengono realizzati per ciascuna delle tre configurazioni possibili di collegamento tra gli avvolgimenti delle fasi: (U)-(V,W), (V)-(U,W) e (W)-(U,V). La procedura seguita per lo svolgimento dei test di scariche parziali prevede la seguente modalità operativa, in accordo con la metodologia presentata nelle normative:

- Si ha l'esecuzione di una serie di 52 impulsi (Number of shots) con tensione di picco prefissata; quest'ultima dipende dalla tensione della sorgente di alimentazione in AC per la carica del BUS DC che determina quindi l'ampiezza in tensione degli impulsi.
- Tale successione di impulsi viene ripetuta per 6 step consecutivi, con tensione di picco crescente ad ogni step e con un passo di 95 V.
- La tensione di picco iniziale $V_{SourceStart}$ viene fissata a 3350 V per le prove (U)-(V,W) e (W)-(U,V) e a 2720 V per le prove (V)-(U,W). Tali valori iniziali sono stati stabiliti sulla base dell'esito di diverse prove preliminari, attraverso le quali si è constatato che il valore del RPDIV risulta essere inferiore per le prove con configurazione (V)-(U,W). Tale aspetto può essere riconducibile alla presenza di difetti più accentuati nell'isolante posto tra gli avvolgimenti di suddette fasi, che causano un innesco anticipato del fenomeno di scariche parziali.
- La durata temporale di ciascuno degli impulsi viene fissata a 5 μs .
- La frequenza di campionamento del sistema di acquisizione costituito dall'oscilloscopio digitale Picoscope è impostata a 2,5 GHz.
- L'acquisizione dei segnali di scariche parziali da parte dell'oscilloscopio per mezzo dell'antenna avviene impostando un trigger sul fronte di salita del segnale impulsivo.

Nelle figure 3.5, 3.6 e 3.7 sono riportati gli esiti delle prove eseguite rispettivamente per le configurazioni (U)-(V,W), (V)-(U,W) e (W)-(U,V). Nello specifico, l'esito dei test può essere valutato sulla base di tre grafici ottenuti dall'analisi dei dati acquisiti; da sinistra sono riportati i seguenti grafici per ciascuna delle tre configurazioni:

3.2 Confronto con le acquisizioni sperimentali

- Un grafico in cui sono rappresentate le varie forme d'onda dell'impulso per ciascuno degli step a tensione crescente; le forme d'onda di ampiezza diversa sono associate a ciascuno dei 6 step e sono riportate con un colore differente. I punti presenti nel grafico corrispondono invece all'ampiezza in mV dei segnali di scariche parziali acquisiti in risposta all'impulso di eccitazione dello stesso colore.
- Il secondo grafico riporta sulle ascisse i numeri ordinali di ciascun impulso, mentre l'asse delle ordinate rappresenta il valore della tensione di picco associata a ciascuna delle forme d'onda impulsive. I punti in arancione rappresentano la tensione di picco dei segnali di scariche parziali rilevati in mV e hanno come ascissa il numero ordinale dell'impulso durante il quale è stato acquisito tale segnale.
- Infine, l'ultimo grafico descrive sulle ordinate la percentuale di impulsi di eccitazione durante i quali si sono registrati segnali di scariche parziali per ogni step, mentre sulle ascisse viene riportata l'ampiezza della serie di impulsi. Dunque, per ciascuno step si ha il numero di segnali di eccitazione impulsiva che hanno effettivamente generato delle scariche parziali. L'ampiezza di tensione dell'impulso alla quale tale percentuale supera una certa soglia corrisponde al valore del parametro RPDIV.

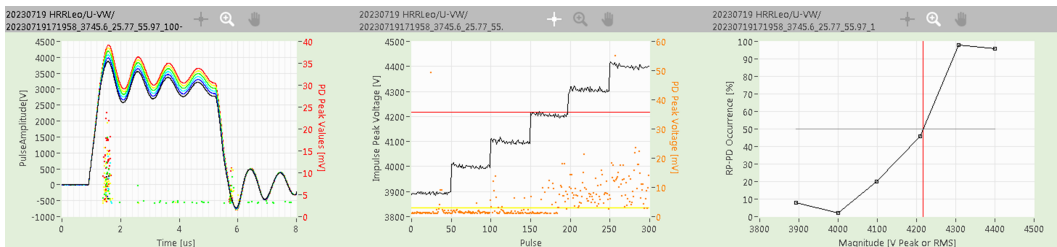


Figura 3.5: Da sinistra, impulso di eccitazione, step della tensione di picco dell'impulso e grafico del RPDIV per i test con configurazione (U)-(V,W)

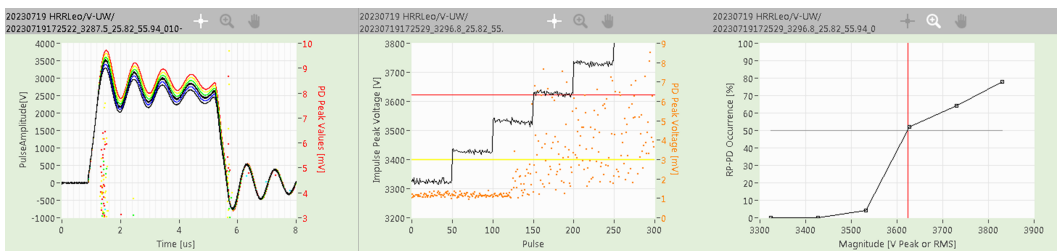


Figura 3.6: Da sinistra, impulso di eccitazione, step della tensione di picco dell'impulso e grafico del RPDIV per i test con configurazione (V)-(U,W)

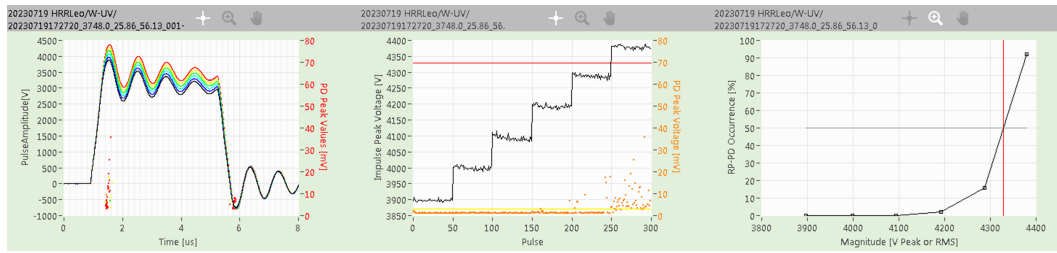
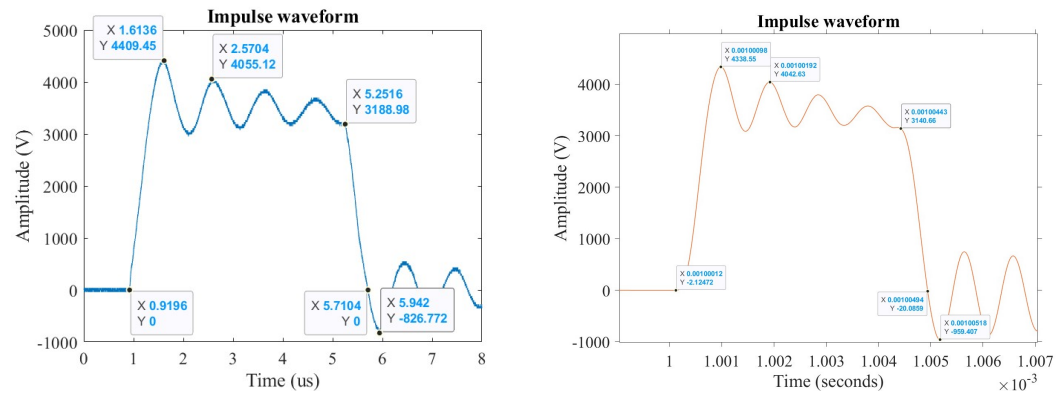


Figura 3.7: Da sinistra, impulso di eccitazione, step della tensione di picco dell'impulso e grafico del RPDIV per i test con configurazione (W)-(U,V)

Una volta che si hanno a disposizione le forme d'onda dell'impulso generate dalla sorgente reale per vari livelli di tensione, è possibile effettuare il confronto con la forma d'onda ottenuta dalla simulazione. Per semplicità, si assume la simulazione della sola configurazione (U)-(V,W). Si prende in considerazione la forma d'onda generata con una tensione fornita dall'alimentazione che permette di caricare il BUS DC alla tensione di circa 3815 V (tale tensione corrisponde al quinto step della prova sul banco di test effettuata per le configurazioni (U)-(V,W) e (W)-(U,V)). L'impulso reale generato sotto questi vincoli viene riportato in figura 3.11a, mentre in figura 3.11b è rappresentato l'impulso ottenuto dalla simulazione, sotto le medesime condizioni. Dunque, per entrambe le forme d'onda simulata e reale, la tensione del BUS DC risulta essere pari a 3815 V e il segnale del gate driver impone che la durata dell'impulso sia di circa 5 μs .



(a) Forma dell'impulso misurato sul banco con 4,3 KV di picco (b) Forma dell'impulso simulato con 4,3 KV di picco

Figura 3.8: Forme d'onda degli impulsi generati dalla simulazione e misurati sui test reali a confronto

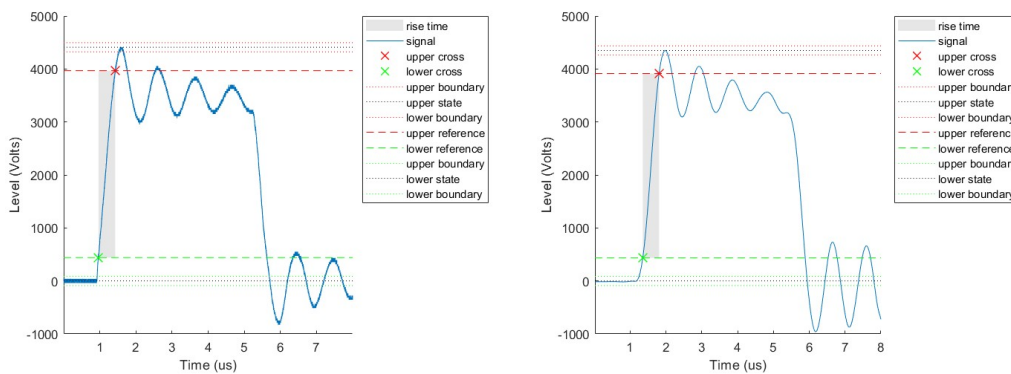
A questo punto, si calcolano alcuni parametri per caratterizzare le forme d'onda e poter eseguire un confronto quantitativo. I parametri considerati sono riportati nella tabella 3.1, con il rispettivo margine di errore tra i valori. Quest'ultimo è ottenuto calcolando la differenza tra valore simulato e valore reale, divisa per quest'ultimo e scritta in percentuale. Oltre ai parametri riportati in tabella, si può osservare che la

3.2 Confronto con le acquisizioni sperimentali

risonanza nel caso della forma d'onda reale presenta un periodo di oscillazione pari a circa $0,9836 \mu s$, mentre per la forma d'onda ottenuta dalla simulazione la stessa grandezza è pari a circa $0,94 \mu s$.

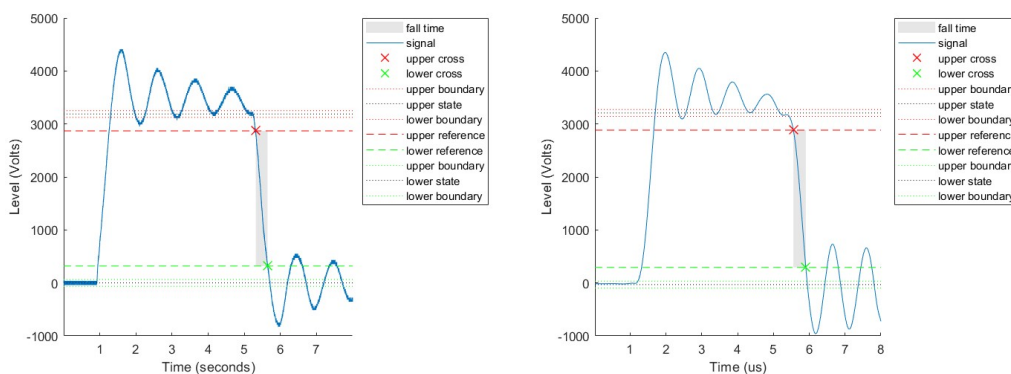
Tabella 3.1: Confronto delle caratteristiche tra forma d'onda simulata e forma d'onda reale

Forma d'onda	$t_{rise} [\mu s]$	$t_{falling} [\mu s]$	$V_{Peak} [V]$	Overvoltage [V]	Pulse width [μs]	Volt. decay [V]
Simulata	0.4564	0.3477	4338,6	523,6	4,7912	1197,89
Reale	0,4622	0,3235	4409,4	595,4	4,8156	1220,47
Err. rel.	1,3%	7,5%	1,6%	12,1%	0,51%	1,85%



(a) Calcolo del rise time per la forma d'onda reale (b) Calcolo del rise time per la forma d'onda simulata

Figura 3.9: Calcolo del rise time per le forme d'onda

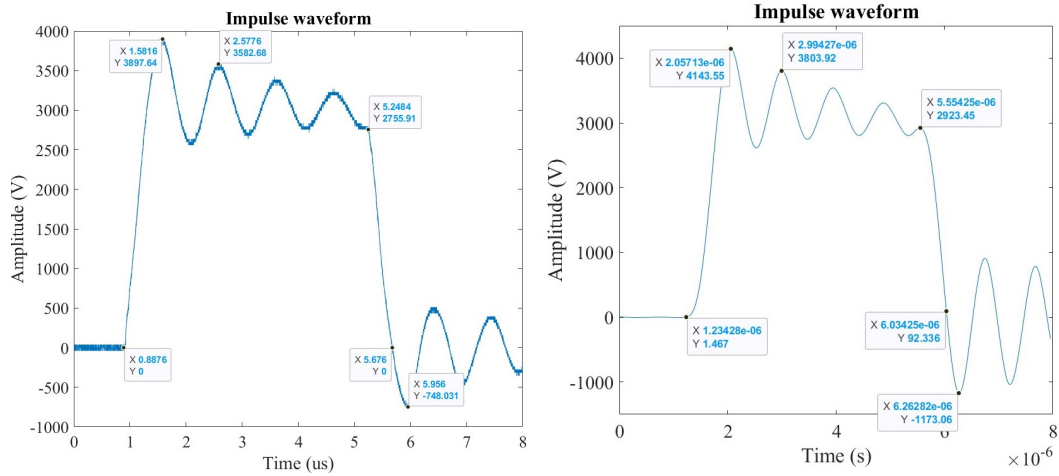


(a) Calcolo del falling time per la forma d'onda reale (b) Calcolo del falling time per la forma d'onda simulata

Figura 3.10: Calcolo del falling time per le forme d'onda

La stessa procedura viene ripetuta confrontando la forma d'onda impulsiva generata impostando l'ampiezza della sinusoide del generatore in AC a 3435V. In questo caso,

le forme d'onda reale e simulata vengono riportate in figura 3.11.



(a) Forma dell'impulso misurato sul banco con 3,9 KV di picco (b) Forma dell'impulso simulato con 3,9 KV di picco

Figura 3.11: Forme d'onda degli impulsi generati dalla simulazione e misurati sui test reali a confronto

Tabella 3.2: Confronto delle caratteristiche tra forma d'onda simulata e forma d'onda reale

Forma d'onda	t_{rise} [μs]	$t_{falling}$ [μs]	V_{Peak} [V]	Overvoltage [V]	Pulse width [μs]	Volt. decay [V]
Simulata	0.4564	0.2756	4143,5	443,08	4,7700	1141,73
Reale	0,4622	0,3424	3897,6	456,88	4,7884	1220,47
Err. rel.	1,3%	20%	6,3%	3%	0,4%	6,5%

Dunque, confrontando i risultati ottenuti dal modello circuitale con le misure sperimentali, è stato possibile osservare complessivamente un buon grado di accuratezza nella descrizione della forma d'onda dell'impulso da parte della simulazione, con un errore percentuale che per tutti i parametri resta comunque al di sotto del 20%. Tuttavia, l'analisi fatta in precedenza si è focalizzata esclusivamente su valori di tensione di picco della sorgente in AC nell'intorno dei 4000 V. Si è osservato che per tensioni esterne a questo intervallo di valori le performance del modello circuitale degradano notevolmente. Nello specifico, il fronte di salita particolarmente ripido a basse tensioni, determina oscillazioni e risonanze eccessivamente pronunciate che compromettono la forma d'onda. Per valori di tensione della sorgente in AC pari o inferiori a 2000 V, l'entità della sovratensione stimata dalla simulazione è di gran lunga superiore a quella sperimentale, con un errore dell'ordine di alcune centinaia di Volt. Parallelamente, per tensioni della sorgente di alimentazione nell'intorno dei 6 kV, la forma d'onda simulata sembra mantenere un fronte di salita eccessivamente ripido che non corrisponde al comportamento reale.

3.2 Confronto con le acquisizioni sperimentali

Per completare l'analisi dei risultati ottenuti dal modello implementato, sono riportati in figura 3.12 gli andamenti temporali delle grandezze elettriche misurate durante l'esecuzione dei test reali. Nello specifico, sono state acquisite le tensioni V_{ge} , $V_{Impulse}$ e le correnti I_{MUT} , I_c . Le misure sono state eseguite in condizioni di test, con l'ausilio di un oscilloscopio e delle sonde di tensione e di corrente opportune. La tensione di picco dell'impulso risulta essere pari a circa 2,1 kV, mentre la frequenza di ripetizione è fissata a 1 kHz. Tali parametri sono stati impostati per permettere il confronto con i risultati ottenuti dalla simulazione e riportati in figura 3.3.

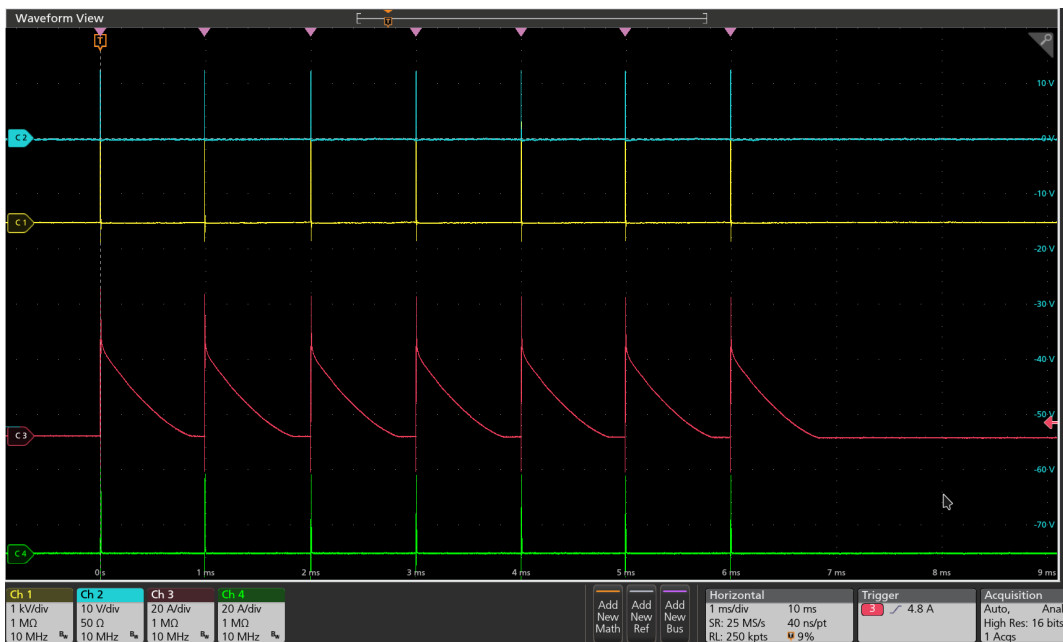


Figura 3.12: Misure effettuate durante le condizioni di test sulle grandezze elettriche: dall'alto, misure di V_{ge} , $V_{Impulse}$, I_{MUT} e I_c

Capitolo 4

Metodi e materiali per i test con tensione di eccitazione sinusoidale

4.1 Materiali utilizzati per i test con eccitazione sinusoidale

Questa seconda parte della trattazione è focalizzata sui metodi di misura e di analisi dei segnali di scariche parziali. Nello specifico, i dati acquisiti dai test con tensione di eccitazione sinusoidale vengono analizzati applicando algoritmi e tecniche di Machine Learning, al fine di ottenere la riduzione del rumore. In via preliminare, occorre sottolineare che le scariche parziali sono un processo stocastico e la Power Spectral Density dei segnali, che rappresenta l'ingresso degli algoritmi di analisi adottati, è fortemente dipendente dallo schema del circuito di misura. Conseguentemente, è preferibile per gli scopi del progetto basarsi sugli eventi reali ottenuti da diverse misurazioni, anziché utilizzare segnali sintetizzati o ricavati da simulazioni nel processo di implementazione di algoritmi di Machine Learning.[30, 31] In questa sezione sono quindi descritti il banco di misura utilizzato per effettuare le misure di scariche parziali con eccitazione sinusoidale e gli oggetti di test sui quali sono state eseguite le prove.

4.1.1 Banco di prova per i test con eccitazione sinusoidale

Il banco di misura per l'esecuzione dei test elettrici progettato in Loccioni si basa sullo standard IEC 60270[32], riportato nella Figura 4.1.

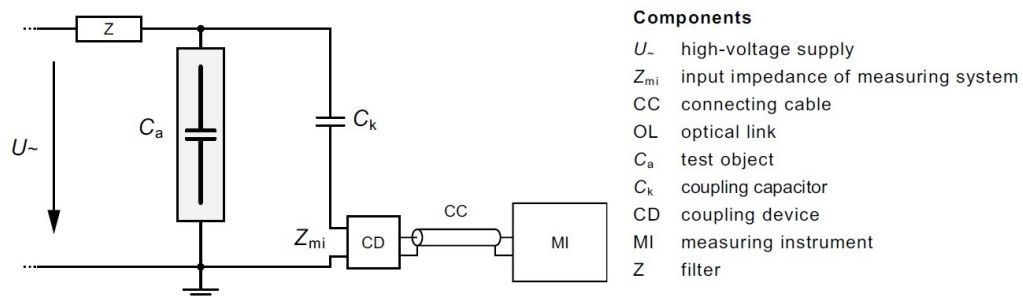


Figura 4.1: Circuito di misura indiretto (fonte: IEC 60270)

Essenzialmente, esso consiste in un HV transformer che applica un'alta tensione sinusoidale a differenti oggetti di test, nei cui sistemi isolanti vengono eccitate le scariche parziali. Il trasformatore lavora a 50/60 Hz e presenta un rapporto di spire tra primario e secondario di 230 a 6000. Un driver capacitivo rappresentato da un condensatore ad alta tensione C_k (Coupling Capacitor) da 1.2 nF fornisce un path conduttivo per le correnti ad alta frequenza generate dall'impulso di corrente delle scariche. Tali transitori vengono rilevati attraverso un HFCT, connesso al canale dell'oscilloscopio per registrare i segnali generati durante il test. La sonda di corrente presenta una banda compresa tra 1 MHz e gli 80 MHz e una sensibilità massima pari a V_{out}/I_{in} di 19 mV/mA, con una risposta in frequenza di tipo passa-alto. L'oscilloscopio è costituito dal Picoscope 6404E, programmato in Labview via seriale impostando una frequenza di campionamento a 312,5 MS/s e una risoluzione a 8-bit. Gli altri parametri delle acquisizioni (numero di eventi, numero di campioni per evento, ecc.) ed il controllo della switching matrix possono essere controllati da un'interfaccia web apposita connessa al PC del banco di misura. Per monitorare la tensione di eccitazione e ottenere un'informazione sulla fase della sinusoide alla quale si verifica la singola scarica, in parallelo al generatore di tensione ed immediatamente prima del trasformatore ad alta tensione, viene inserito un secondo trasformatore con rapporto di conversione 230 a 10, che riduce la tensione in uscita e permette l'acquisizione da parte dell'oscilloscopio. Tale sinusoide viene in seguito convertita da una FPGA in un segnale a dente di sega avente lo stesso periodo; questo sistema permette di associare alle scariche un valore di tensione compreso tra 0 V e 10 V dell'ampiezza del segnale a dente di sega, in modo da avere una grandezza di tensione associata alla fase della sinusoide.

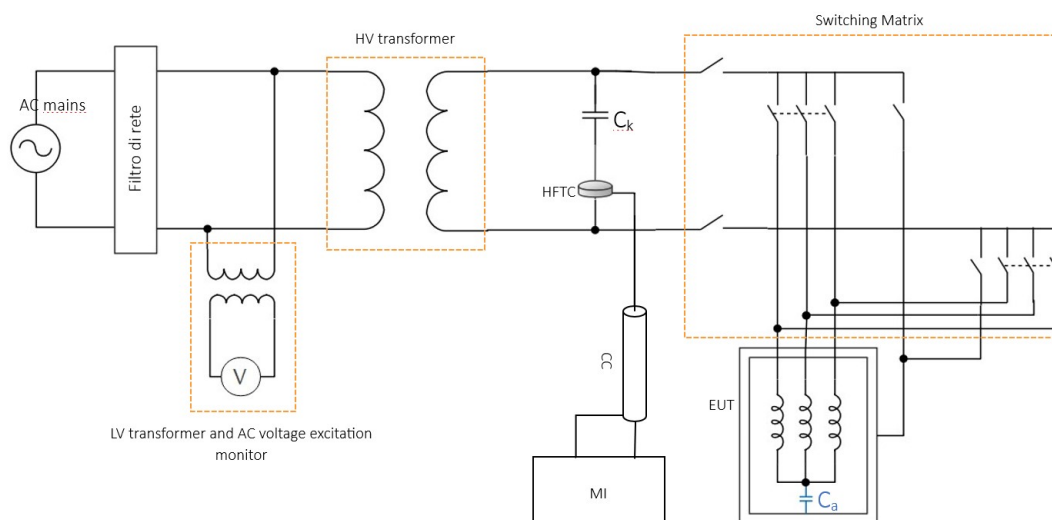
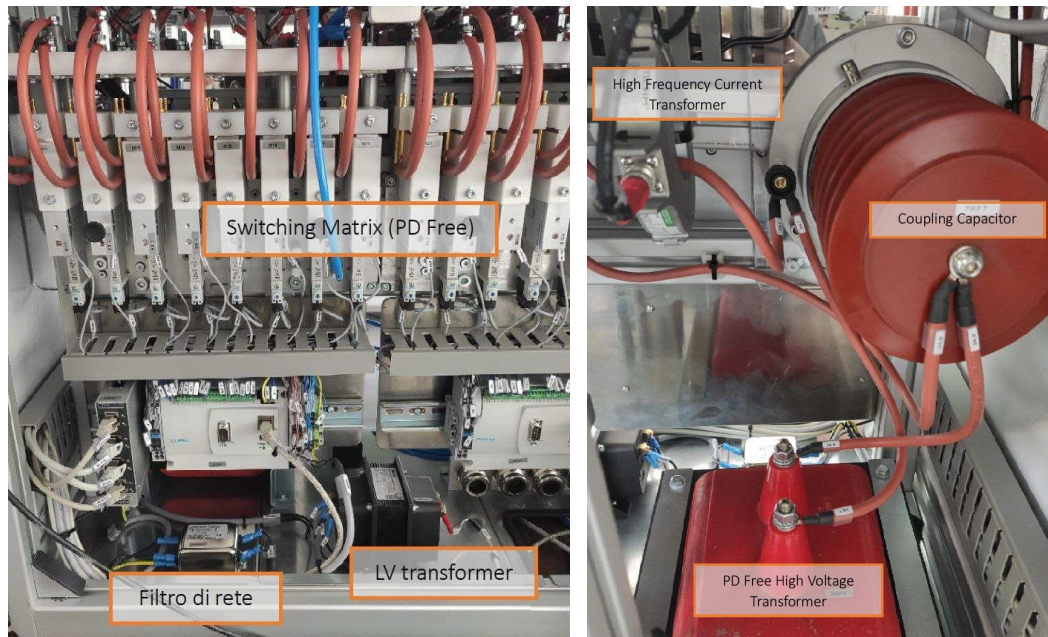


Figura 4.2: Lozioni hardware, sistema di misura idoneo secondo la norma IEC 60270

La Figura 4.2 mostra uno schema circuitale del sistema di misura adottato in Lozioni, aderente alle indicazioni definite nella norma IEC 60270. Per eliminare

parziali con sorgente in AC.



(a) lato frontale del banco per le scariche parziali con eccitazione sinusoidale (b) lato posteriore del banco per le scariche parziali con eccitazione sinusoidale

Figura 4.4: lato frontale e posteriore del banco per le scariche parziali con eccitazione sinusoidale

4.1.2 Test objects per le misure con eccitazione sinusoidale

Sono stati utilizzati 4 differenti oggetti di test per realizzare diverse tipologie di scariche parziali finalizzate al training dell'algorithm basato sulla Support Vector Machine e alla valutazione delle performance: rotore e statore di un motore elettrico, oltre a due Twisted Pair differenti.

- Secondo la norma IEC 60034-18-41[31], i **Twisted Pair (TP)** rappresentano uno standard per l'emulazione semplificata di un avvolgimento di un motore elettrico generico; nello specifico, sono utilizzati per esemplificare l'isolamento spira-spira degli avvolgimenti. Infatti, l'isolamento tra le spire è solitamente considerato il più vulnerabile per un motore con avvolgimenti danneggiati. Di conseguenza, molti studi che si focalizzano su tali tipologie di danni, optano per i twisted pair come principale oggetto di test.[33, 34] Dunque, poiché permettono di diminuire la complessità di un motore reale, i twisted pair sono stati scelti come oggetto di test su cui svolgere le acquisizioni preliminari. Inoltre, essendo oggetti standardizzati, sono noti, con un certo margine di approssimazione dipendente dalle condizioni ambientali, alcuni parametri quali la (Partial Discharge Inception Voltage) PDIV e la (Partial Discharge Extinction

4.1 Materiali utilizzati per i test con eccitazione sinusoidale

Voltage) PDEV. Nello specifico, le misure sono state eseguite su due diversi TP con le stesse caratteristiche nominali (TP06 e TP07).

- La quasi totalità dei motori elettrici utilizzati in ambito automotive risultano essere motori in AC; questi si dividono in due categorie: asincroni (Asynchronous Induction Motors IM) e sincroni (Synchronous Motors). In generale, questi ultimi ricorrono a magneti permanenti integrati all'interno del rotore e a loro volta si suddividono in Surface Mount Permanent Magnet (SMPM) Motors ed in Internal Permanent Magnet (IPM) Motors. L'utilizzo dei magneti permanenti permette la realizzazione di motori sincroni in tecnologia brushless. Il vantaggio principale di tale tecnologia risiede nell'assenza delle spazzole e del commutatore, la cui usura e la presenza di polvere possono portare a problemi di manutenzione. Tuttavia, alcune aziende produttrici di autoveicoli elettrici stanno sviluppando motori dotati di spazzole per aggirare l'utilizzo dei magneti permanenti, la cui estrazione è collegata alle riserve di terre rare ed è influenzata da questioni di carattere geopolitico. Il motore utilizzato come oggetto di test risulta essere un **motore trifase sincrono** che ricorre alle spazzole per trasmettere corrente agli avvolgimenti del rotore. Gli avvolgimenti dello statore sono realizzati in tecnologia hairpin, basata su barre di rame solide e piane, inserite all'interno delle cave dello statore. Seguendo la norma precedentemente citata, poiché il centro stella non è accessibile, le misure sugli avvolgimenti dello statore sono state eseguite connettendo in c.c. queste ultime, attraverso la configurazione della switching matrix; in maniera analoga, per le misure sul rotore, i due terminali accessibili del rotore sono stati cortocircuitati.

Le figure 4.5a e 4.5b rappresentano gli oggetti di test utilizzati per le prove di scariche parziali eseguite con tensione di eccitazione sinusoidale.

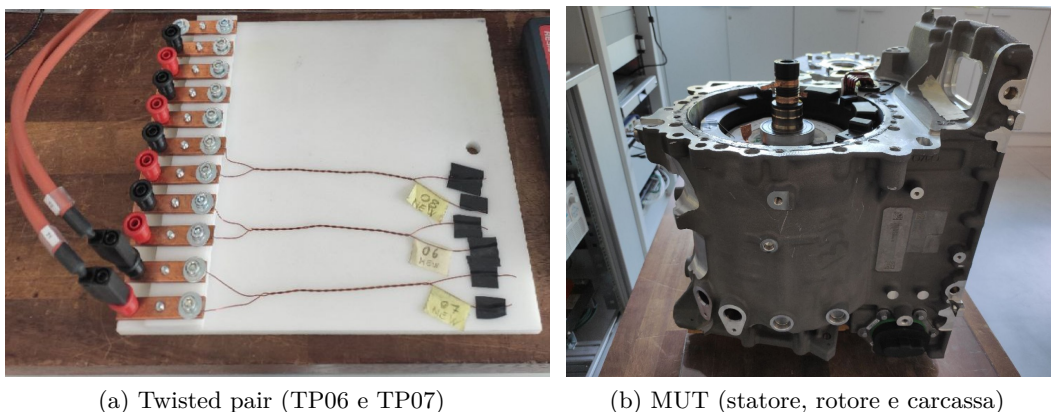


Figura 4.5: Test object utilizzati per i test di scariche parziali con tensione di eccitazione sinusoidale

Occorre osservare che la capacità dell'oggetto di test potrebbe anch'essa influenzare il segnale impulsivo generato dalla scarica e che si propaga attraverso le connessioni

dello strumento di misura. Questo è particolarmente rilevante nel caso in cui si effettuino le misure su dispositivi quali i motori elettrici, in cui le capacità e le induttanze parassite possono divenire non trascurabili. Per valutare l'influenza del carico sulle performance dell'algoritmo di riconoscimento, si è optato per eseguire le misure anche connettendo un twisted pair in parallelo allo statore. Di seguito vengono riportate le immagini delle connessioni per le misure su statore e rotore. Nelle figure 4.6a e 4.6b vengono riportate le connessioni adottate per l'esecuzione delle misure rispettivamente su statore e rotore.

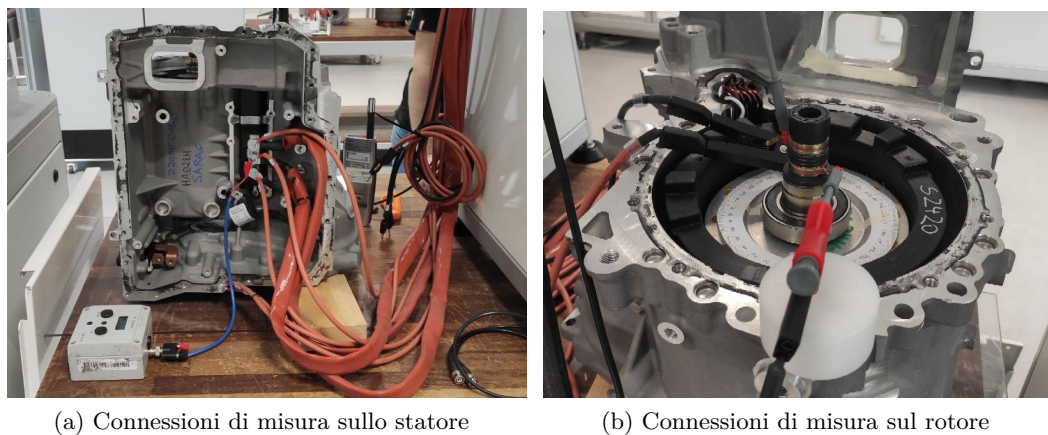


Figura 4.6: Connessioni di misura sul motore per i test di scariche parziali con tensione di eccitazione sinusoidale

4.2 Metodi di misura e analisi per i test con tensione di eccitazione sinusoidale

In questa sezione viene illustrata la metodologia adottata per eseguire le misure di scariche parziali sugli oggetti sotto test. Il procedimento seguito durante le acquisizioni e l'analisi dei segnali è quello descritto in [28, 29], adattato alle esigenze della presente trattazione. Lo schema a blocchi che riassume il procedimento seguito viene riportato in Figura 4.7. L'obiettivo della fase di misura è la realizzazione di tre dataset. I primi due dataset saranno provvisti di due label +1 e -1, associate rispettivamente ai segnali di scariche parziali e di disturbo; questi dataset sono quindi finalizzati principalmente al training della SVM. Il terzo dataset sarà invece sprovvisto di label e verrà utilizzato per lo sviluppo di algoritmi di classificazione non supervisionata/clustering. I risultati di questi ultimi algoritmi verranno poi valutati manualmente analizzando un subset di ingressi ai quali l'algoritmo di clustering va ad associare le label +1 e -1. Questi ultimi subset, ora dotati di label che sono poi verificate manualmente, permetteranno di eseguire un ulteriore testing della SVM.

La misura delle scariche parziali con eccitazione sinusoidale viene preceduta dalla procedura di calibrazione sullo statore e sul rotore.

4.2 Metodi di misura e analisi per i test con tensione di eccitazione sinusoidale

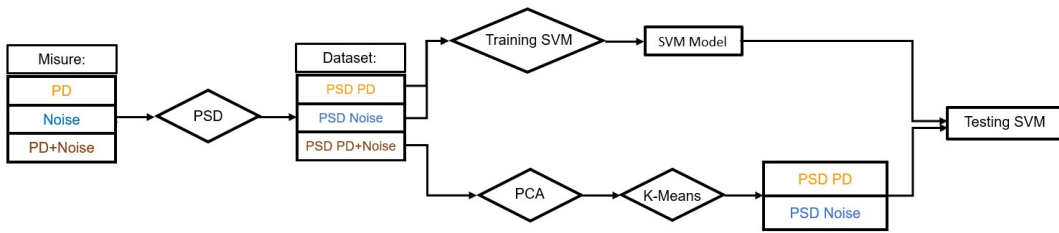


Figura 4.7: Schema a blocchi del procedimento seguito per il training e la validazione della SVM

4.2.1 Procedura di calibrazione

Con calibrazione si intende il calcolo della sensibilità del sistema di misura in termini di mV registrati in corrispondenza di un picco di carica fornito da uno specifico calibratore (quello utilizzato è prodotto dalla Techimp e permette di impostare livelli di carica compresi nell'intervallo di 50 pC - 800 pC) che genera impulsi di ampiezza nota in pC. Facendo riferimento alla Figura 4.8 e come indicato dalla normativa IEC/TS 61934, il calibratore deve essere collegato in parallelo ai terminali dello statore (DUT) e la sorgente di eccitazione sinusoidale risulta essere disconnessa, immediatamente a valle dell'alimentatore, in modo che tutta la circuiteria di alimentazione sia connessa ma non alimentata.

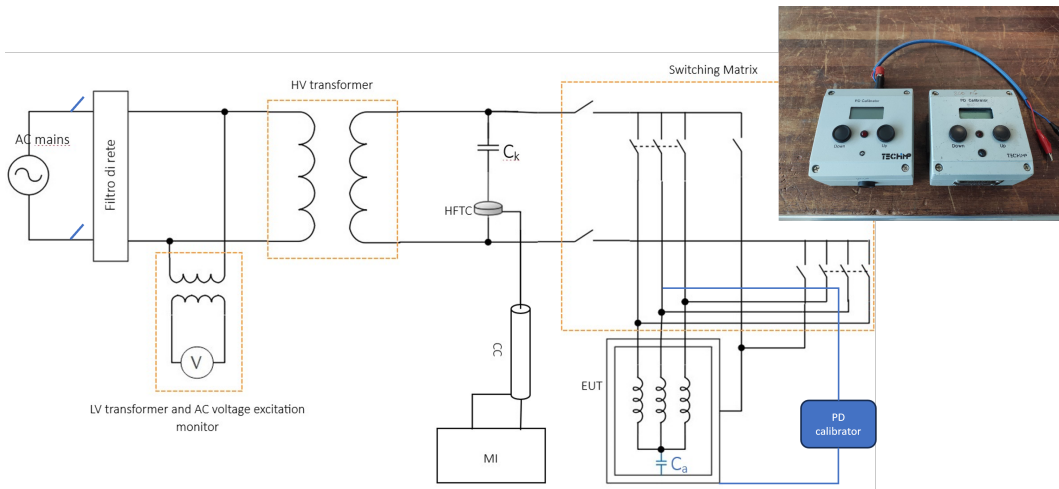


Figura 4.8: Schema del sistema di eccitazione e misura Loccioni per le scariche parziali in AC con calibratore

Per ogni livello a cui è possibile settare il calibratore tra 0pC e 500pC vengono acquisiti almeno 500 segnali; per far questo, il trigger dell'oscilloscopio viene fissato al valore minimo per cui si abbia acquisizione dei segnali anche quando il calibratore è spento (0 pC). Nello specifico, il valore del trigger è pari a 8 mV. Si osserva che il valore del rumore è sempre inferiore ai 9.5 mV. In questo modo si è eseguita la caratterizzazione del background noise. Il valore in mV di picco dei segnali viene

associato al livello in pC e viene calcolata la retta dei minimi quadrati, la cui pendenza rappresenta la sensibilità del sistema. La Figura 4.10 riporta i risultati della calibrazione in cui si osserva che la sensibilità calcolata è di 0.09943 mV/pC. Tale sensibilità può poi essere impostata nel sistema in modo da poter poi “lavorare” in pC, che è la grandezza “standard” nel mondo delle scariche parziali in AC. Si può osservare come in assenza di filtri software e di un’adeguata schermatura del DUT, la soglia del rumore di sottofondo può essere elevata. La procedura descritta precedentemente e applicata allo statore come dispositivo sotto test è stata ripetuta per il rotore. Si osserva che il valore del rumore è sempre inferiore a 0.07 mV. La Figura 4.10 riporta i risultati della calibrazione dove la sensibilità calcolata è di 0.178812 mV/pC.

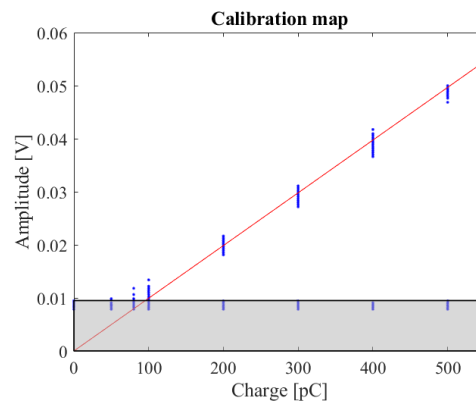


Figura 4.9: Risultati della calibrazione del sistema di misura di scariche parziali in AC con statore come test object

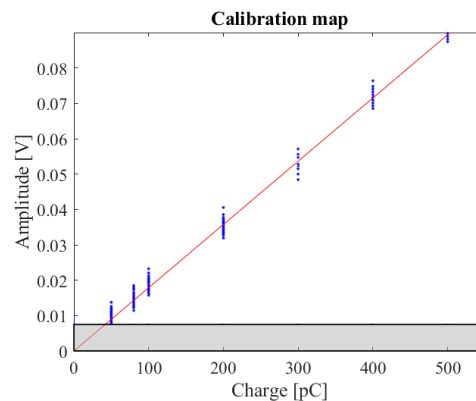


Figura 4.10: Risultati della calibrazione del sistema di misura di scariche parziali in AC con rotore come test object

4.2.2 Procedura di misura con eccitazione sinusoidale

Gli step seguiti per l’esecuzione delle misure e la successiva realizzazione dei dataset sono riassumibili di seguito:

1. Acquisizione del rumore: bassa tensione di eccitazione e basso livello del trigger

In primo luogo, si caratterizza il rumore misurando i segnali con l'oggetto di test collegato all'apparato di misura attraverso la switching matrix, ma con la sorgente ad alta tensione spenta, o ad un livello estremamente inferiore alla PDIV del DUT. Viene quindi rilevato il picco di rumore cercando di impostare il livello del trigger dell'oscilloscopio ad un valore il più elevato possibile, finché, aumentando ulteriormente il livello di quest'ultimo, non siano acquisiti più segnali. In questo modo, si stabilisce la soglia $V_{trigger}$ che determina l'acquisizione anche dei contributi di rumore. Tale soglia è inevitabilmente influenzata dal dispositivo sotto test che presenterà parametri parassiti specifici.

2. Acquisizione delle scariche: alta tensione di eccitazione e alto livello del trigger

Successivamente, si incrementa la tensione della sorgente ad alta tensione fino a raggiungere la PDIV. Tale tensione viene ulteriormente aumentata fino a raggiungere un'attività stabile delle scariche; in questo modo si ottiene il valore della tensione di eccitazione che garantisce la presenza delle scariche V_{source} ; anche tale tensione varia a seconda dell'oggetto di test e va rilevata sperimentalmente. A questo punto, si incrementa il livello del trigger oltre la soglia di rumore in modo da avere la certezza di acquisire esclusivamente scariche parziali.

3. Acquisizione di rumore e scariche simultaneamente: alta tensione di eccitazione e basso livello del trigger

Con la stessa tensione di eccitazione del passo precedente, si è impostato il livello del trigger $V_{trigger}$ ad un livello inferiore tale da permettere l'acquisizione sia delle scariche parziali che del rumore di fondo.

Tale procedimento è stato ripetuto per ognuno degli oggetti di test a disposizione. Si è cercato di mantenere il più possibile invariate le caratteristiche dei segnali acquisiti dettate dai parametri delle acquisizioni. Nello specifico, il numero dei campioni è stato fissato a 900 o a 2000, con una frequenza di acquisizione f_s pari a $3,125 \cdot 10^8$ Hz e dunque una durata rispettivamente di $2,88\mu s$ e di $6,4\mu s$. La risoluzione dell'oscilloscopio è stata impostata a 8-bit e il range a 10 mV o a 20 mV. Si è deciso di mantenere un range di acquisizione relativamente basso, malgrado ciò comporti la saturazione di alcuni dei segnali acquisiti. Questo si è rivelato un compromesso da accettare per ottenere una buona risoluzione sulle scariche di piccola ampiezza e sui disturbi.

Matrici delle acquisizioni

Di seguito vengono riassunti i parametri delle acquisizioni che sono state selezionate per la realizzazione dei dataset, tra tutte le misurazioni effettuate. Nelle tabelle, il

Capitolo 4 Metodi e materiali per i test con tensione di eccitazione sinusoidale

numero degli eventi comprende tutti i segnali considerati per la successiva definizione dei dataset, in cui sono stati rimossi i segnali che hanno saturato in ampiezza il range di acquisizione dell'oscilloscopio. Infatti, questi ultimi saranno sicuramente riconducibili a scariche parziali e dunque facilmente distinguibili dal rumore. Le finalità della seguente trattazione riguardano la distinzione di scariche parziali di ridotta intensità dal rumore di sottofondo.

Tabella 4.1: Riepilogo delle acquisizioni del rumore (bassa tensione di eccitazione e basso livello del trigger)

DUT	Temp.[°C]	RH[%]	V_{tri} [mV]	V_S [V]	range[mV]	N. of samples	N. of events	t_a [s]
TP06	24	50,1	5	200	10	900(150-750)	510	10
TP07	23,4	55,7	5	200	10	900(150-750)	2000	60
Stator	24,7	39,3	4	200	10	900(150-750)	4000	60
St./TP06	24,9	39,9	4	200	10	900(150-750)	2000	60
Rotor	25,9	53,4	4	100	10	900(150-750)	2000	60

V_{tri} : valore del trigger V_S : tensione di picco di eccitazione t_a : autotrigger time

Tabella 4.2: Riepilogo delle acquisizioni delle scariche parziali (alta tensione di eccitazione e alto livello del trigger)

DUT	Temp.[°C]	RH[%]	V_{tri} [mV]	V_S [V]	range[mV]	N. of samples	N. of events	t_a [s]
TP06	24	50,1	7,5	900	10	900(150-750)	400	5
TP07	25	44,7	8	900	20	2000(150-1850)	476	5
Stator	23,1	46,5	12,2	1800	20	900(150-750)	1645	5
St./TP06	24,9	39,9	11,5	900	20	900(150-750)	575	5
Rotor	25,9	43,7	8	2950	20	900(150-750)	2940	5

V_{tri} : valore del trigger V_S : tensione di picco di eccitazione t_a : autotrigger time

Tabella 4.3: Riepilogo delle acquisizioni di scariche parziali miste a rumore (alta tensione di eccitazione e basso livello del trigger)

DUT	Temp.[°C]	RH[%]	V_{tri} [mV]	V_S [V]	range[mV]	N. of samples	N. of events	t_a [s]
TP06	23,7	51,6	5	900	10	900(150-750)	1001	25
TP07	25,1	48	5	900	20	2000(150-1850)	821	5
Stator	24,7	39,3	4	1800	20	2000(150-1850)	3335	5
St./TP06	24,9	39,9	4	900	20	2000(150-1850)	3822	5
Rotor	25,2	43,7	4	2950	20	900(150-750)	4000	5

V_{tri} : valore del trigger V_S : tensione di picco di eccitazione t_a : autotrigger time

A titolo di esempio, vengono riportati dei segnali generati da scariche parziali e dal rumore acquisiti durante le misure.

4.2 Metodi di misura e analisi per i test con tensione di eccitazione sinusoidale

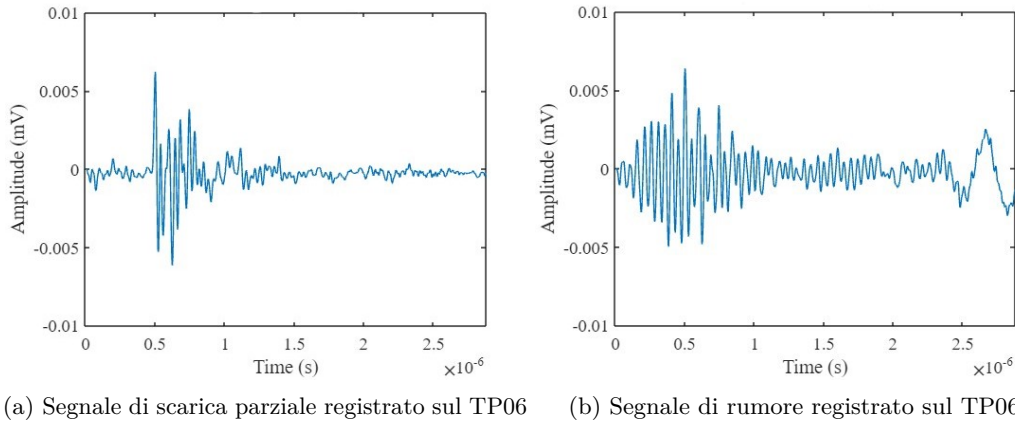


Figura 4.11: Segnali di scarica parziale e di rumore registrati durante i test sul TP06

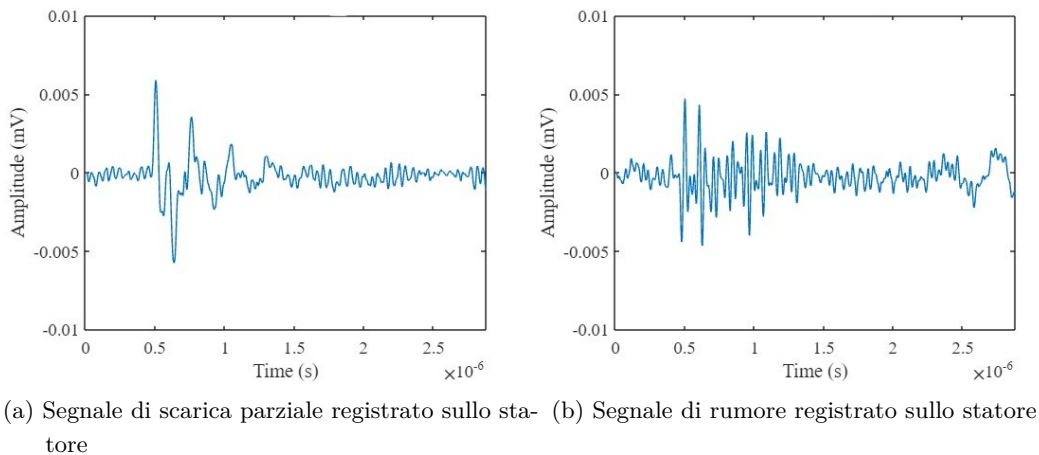


Figura 4.12: Segnali di scarica parziale e di rumore registrati durante i test sullo statore

Creazione dei dataset

Una volta concluso il processo di misura, si hanno a disposizione tre file .tdms per ognuno degli oggetti di test: il primo contenente esclusivamente disturbi di rumore, il secondo costituito dalle sole scariche parziali ed il terzo in cui sono presenti sia impulsi di rumore che scariche parziali. I primi due set di acquisizione saranno utilizzati per il training della SVM, mentre l'ultimo servirà per valutare le capacità del sistema di identificare le scariche parziali. Si procede quindi alla realizzazione dei dataset. In via preliminare, i file .tdms sono stati importati in ambiente MATLAB e analizzati. Si è focalizzata l'attenzione sui grafici PRPD e le mappe tempo-frequenza, verificando che non fossero presenti eventuali anomalie nelle acquisizioni.

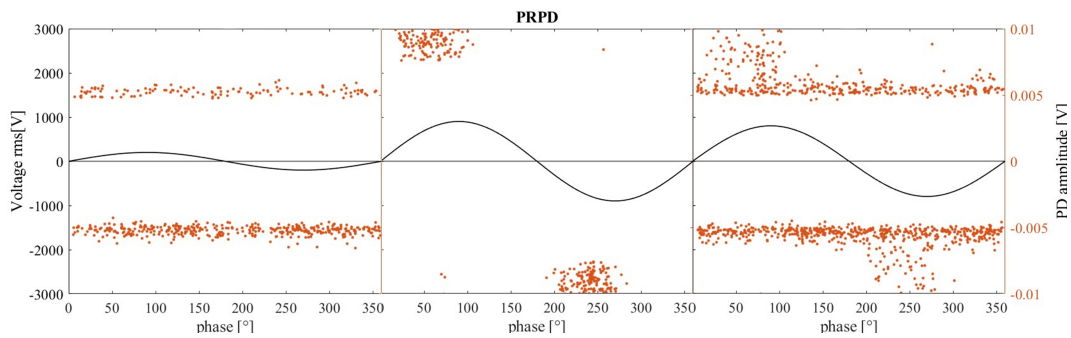


Figura 4.13: Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sul TP06

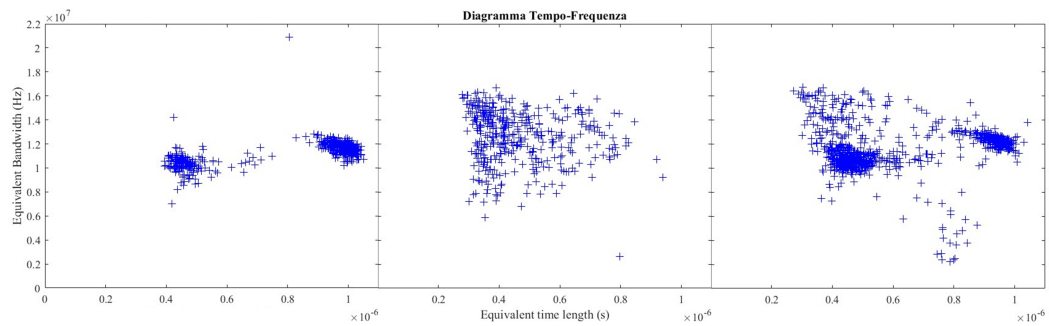


Figura 4.14: Da sinistra: Diagrammi Tempo-Frequenza dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sul TP06

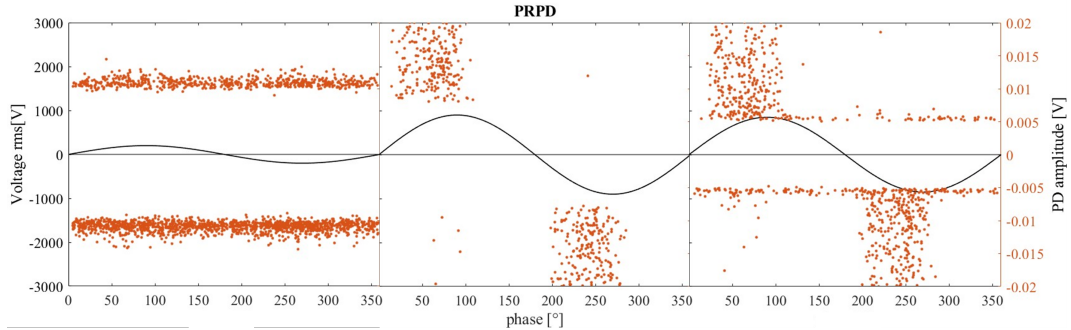


Figura 4.15: Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sul TP07

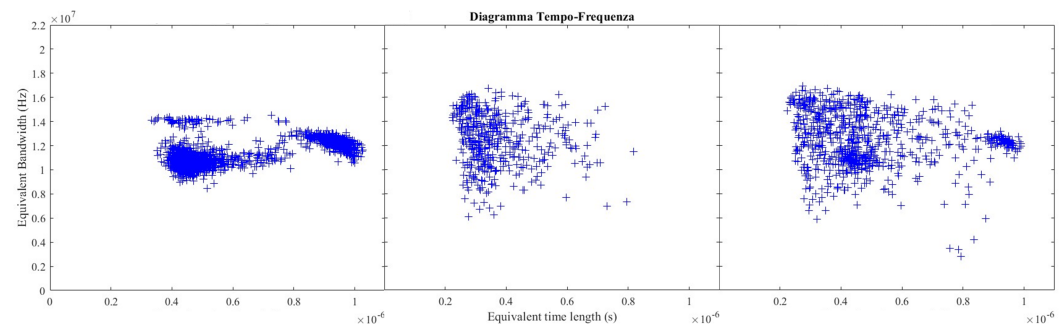


Figura 4.16: Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sul TP07

4.2 Metodi di misura e analisi per i test con tensione di eccitazione sinusoidale

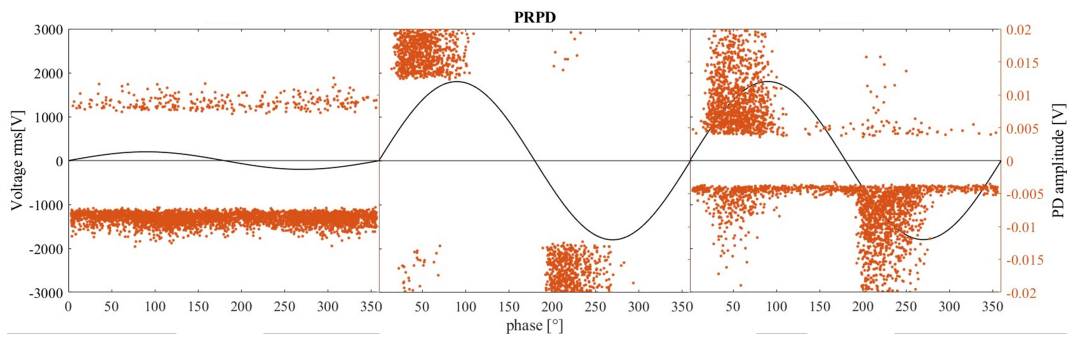


Figura 4.17: Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sullo statore

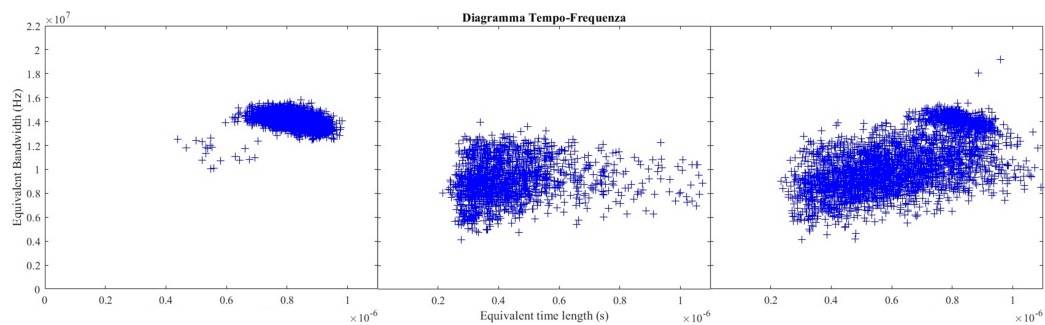


Figura 4.18: Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sullo statore

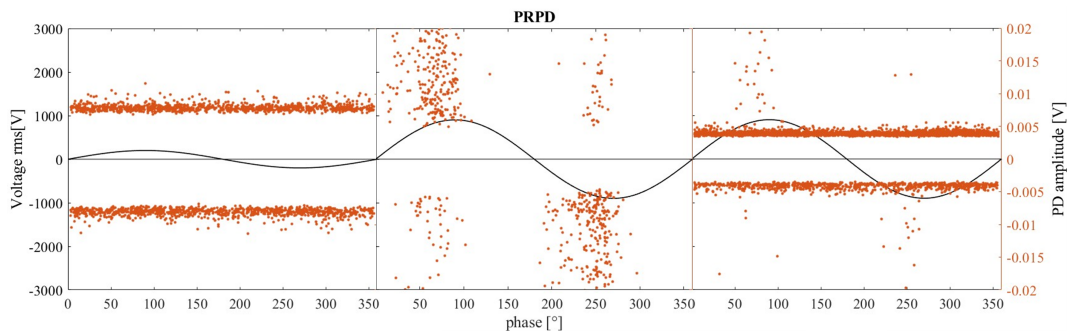


Figura 4.19: Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche e di scariche miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sullo statore con TP06 in parallelo

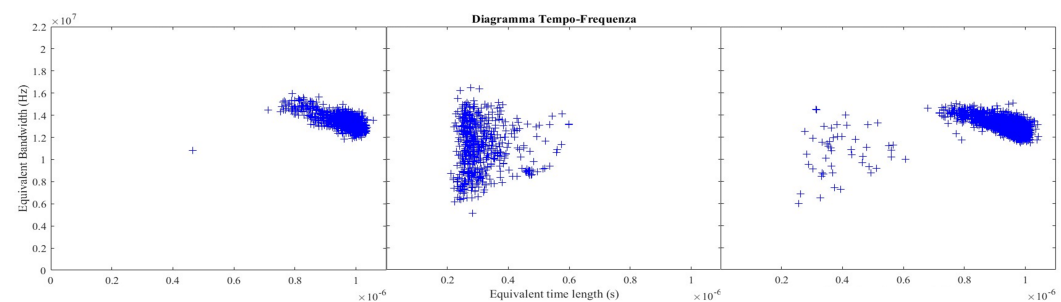


Figura 4.20: Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche e di scariche miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sullo statore con TP06 in parallelo

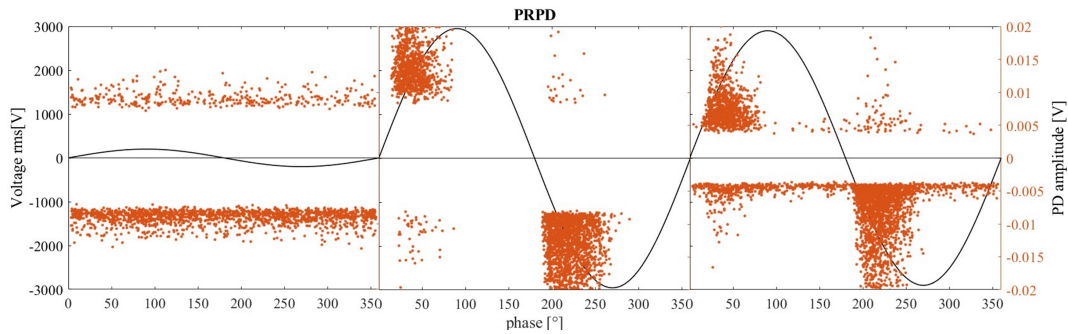


Figura 4.21: Da sinistra: PRPD dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sul rotore

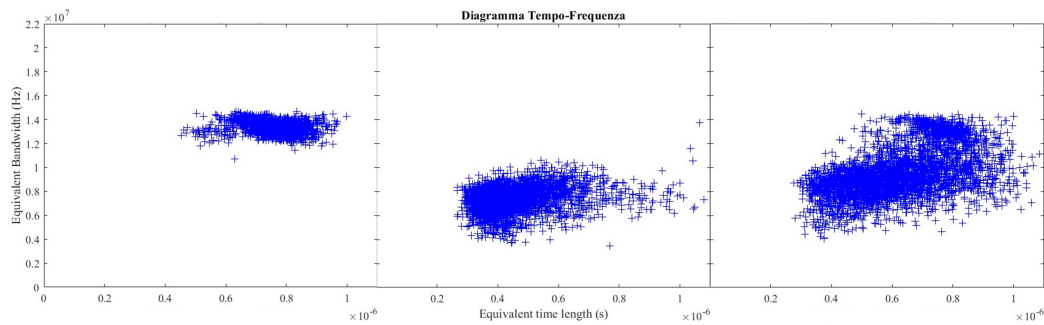


Figura 4.22: Da sinistra: Diagrammi T-F dei dataset contenenti segnali di rumore, di scariche parziali e di scariche parziali miste a segnali di rumore ottenuti dalle acquisizioni sul rotore

Dall'analisi dei grafici precedenti è possibile fare le seguenti osservazioni:

- In primo luogo, è lecito supporre che le misure realizzate per caratterizzare il rumore e le scariche contengano rispettivamente solo rumore e scariche parziali; ovvero, si può escludere la presenza di elementi categorizzati erroneamente tra quelli appartenenti ai primi due dataset. Quindi, si hanno due insiemi di segnali differenti, che una volta classificati con le opportune label, permettono di realizzare i dataset di training della SVM. Infatti, si può osservare che nei grafici PRPD dei dataset contenenti esclusivamente scariche parziali, i segnali acquisiti si distribuiscono solamente in prossimità e successivamente allo zero-crossing della sinusoide di eccitazione, mentre il rumore presenta una distribuzione uniforme ed indipendente dalla fase del segnale sinusoidale.
- Nei grafici PRPD si può osservare che il range di acquisizione tende a saturare per i segnali relativi a scariche di ampiezza elevata. Tuttavia, poiché l'obiettivo di tale procedura richiedeva di focalizzare l'attenzione sui segnali di piccola entità e la risoluzione adottata è di 8 bit, è stato necessario trovare un compromesso. Nello specifico, per avere una risoluzione sufficientemente accurata dei segnali di piccola ampiezza si è impostato il range per l'acquisizione inferiore all'ampiezza massima raggiunta da alcuni segnali. Inoltre, si può osservare come l'algoritmo di riconoscimento della polarità dei segnali si

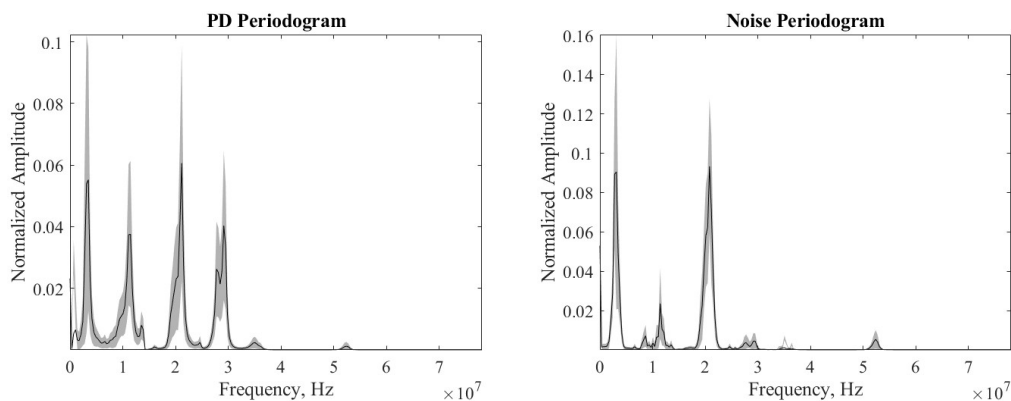
4.2 Metodi di misura e analisi per i test con tensione di eccitazione sinusoidale

dimostri in generale abbastanza efficace, ma presenta comunque alcune criticità, riconducibili alla difficoltà nell'identificare il primo picco del segnale.

- I grafici Tempo-Frequenza non permettono una identificazione immediata delle scariche rispetto al rumore di fondo, specialmente per le prove su rotore e statore. Malgrado si distinguano facilmente dei cluster all'interno delle mappe, non si ha una distinzione netta tra segnali associati alle scariche parziali e quelli relativi al rumore.

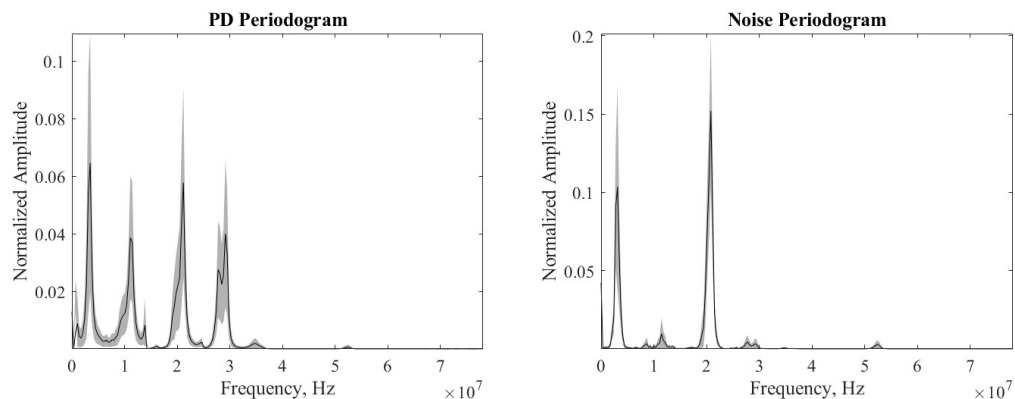
Calcolo della PSD

Per il calcolo della PSD, essendo il segnale in questione non stazionario, ma di natura impulsiva, si è scelto di ricorrere al calcolo del periodogramma senza finestatura. La PSD di ogni evento è stata poi normalizzata per unità di area. Infine, poiché si è osservato che il contenuto in frequenza dei segnali è significativo solo per frequenze inferiori ai 70 MHz, si è deciso di troncare le PSD; in questo modo, si è ridotta la dimensionalità che dovrà gestire la SVM, passando dai 451 campioni originali della PSD ai 226 campioni della PSD troncata, che rappresenterà il contenuto spettrale del segnale fino a 78,125 MHz. Il calcolo della PSD è stato eseguito a partire dai segnali dei set di acquisizioni contenenti esclusivamente scariche parziali e rumore. Di seguito, vengono riportate le medie di tutte le PSD associate alle acquisizioni per ogni DUT. L'area in grigio rappresenta la distanza di una deviazione standard dalla media evidenziata in nero. Poiché la lunghezza dei campioni per le differenti acquisizioni può essere diversa è possibile riscontrare anche una differente risoluzione in frequenza.



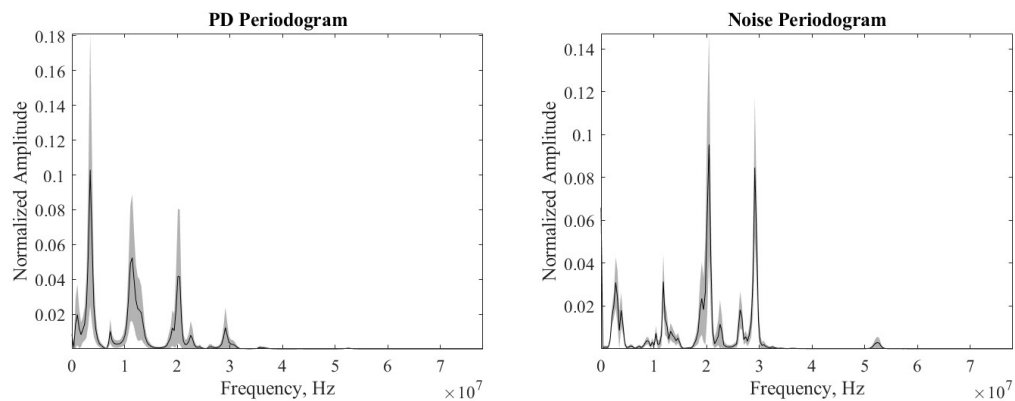
(a) Media e deviazione standard della PSD delle scariche parziali su TP06 (b) Media e deviazione standard della PSD del rumore su TP06

Figura 4.23: Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 06



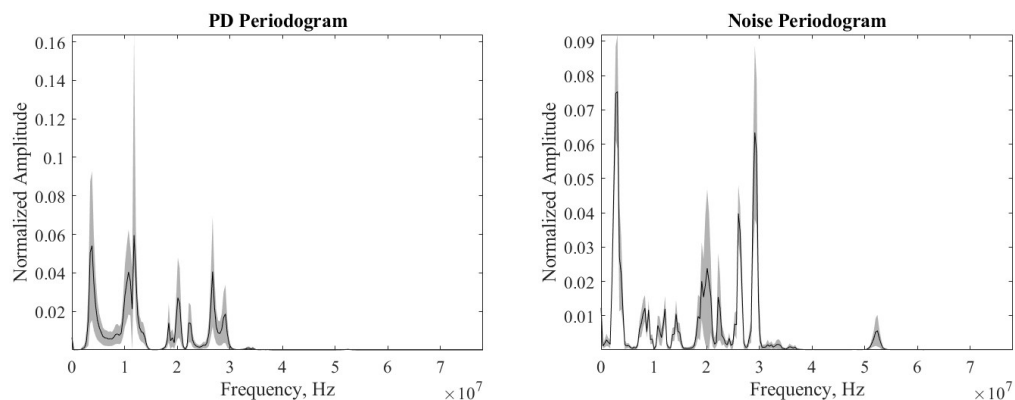
(a) Media e deviazione standard della PSD delle scariche parziali su TP07
 (b) Media e deviazione standard della PSD del rumore su TP07

Figura 4.24: Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 07



(a) Media e deviazione standard della PSD delle scariche parziali su statore
 (b) Media e deviazione standard della PSD del rumore su TP07

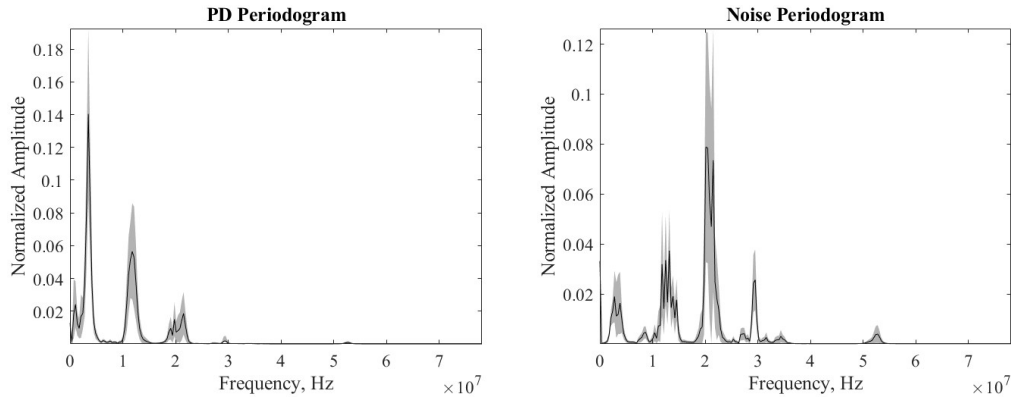
Figura 4.25: Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 07



(a) Media e deviazione standard della PSD delle scariche parziali su TP06 con in parallelo lo statore
 (b) Media e deviazione standard della PSD del rumore su TP06 con in parallelo lo statore

Figura 4.26: Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti su twisted pair 06 con in parallelo lo statore

4.2 Metodi di misura e analisi per i test con tensione di eccitazione sinusoidale



(a) Media e deviazione standard della PSD delle scariche parziali sul rotore (b) Media e deviazione standard della PSD del rumore sul rotore

Figura 4.27: Media e deviazione standard della PSD dei segnali acquisiti sul rotore

Dataset per la classificazione supervisionata

Una volta ottenuti i set di misure, si sono organizzati i segnali acquisiti per avere 5 dataset bilanciati, uno per ogni DUT; questi contengono le PSD di 226 campioni di scariche e impulsi di rumore a cui sono associate rispettivamente le label +1 e -1. Di seguito vengono riassunte le caratteristiche dei dataset con cui si eseguirà training, validation e testing della SVM:

Tabella 4.4: Caratteristiche dei dataset per la classificazione supervisionata

DUT	PD (+1)	Noise (-1)	number of elements	number of samples
TP06	400	400	800	226
TP07	476	476	952	226
Stator	1500	1500	3000	226
Stator//TP06	575	575	1150	226
Rotor	2000	2000	4000	226

Dataset per la classificazione non supervisionata

La procedura del calcolo della PSD, del suo troncamento e dell'organizzazione in dataset viene ripetuta per i set di misure contenenti PD miste a segnali di rumore. In questo caso però, come già detto in precedenza, non sarà possibile associare ai segnali una label, per cui si adotterà un approccio volto alla classificazione non supervisionata.

Tabella 4.5: Caratteristiche dei dataset per la classificazione non supervisionata

DUT	number of elements	number of samples
TP06	1001	226
TP07	821	226
Stator	3335	226
Stator//TP06	3822	226
Rotor	4000	226

4.3 Metodi di analisi per la caratterizzazione dei segnali acquisiti

In questa sezione vengono illustrati a livello teorico gli algoritmi adottati per l'identificazione e l'analisi delle scariche parziali.

4.3.1 Algoritmo di estrazione delle features: PCA

La Principal Component Analysis (PCA) è una tecnica statistica per l'estrazione delle features e per la riduzione della dimensionalità. Questa tecnica trasforma lo spazio dei dati in modo tale che la componente principale sia quella che abbia la varianza più grande possibile nel nuovo spazio. La componente successiva sarà quella che avrà la seconda varianza più grande, con il vincolo che sia ortogonale a quella precedente e così via. Nel seguente elaborato, la PCA viene applicata alla PSD dei segnali acquisiti per ridurre la dimensionalità del problema da 226 a 3 componenti, ottenendo così uno spazio delle features su cui effettuare il clustering di 3 dimensioni. Gli step dell'algoritmo che esegue la PCA possono essere riassunti come segue:

1. Si rappresentano i dati con m osservazioni e n features in forma matriciale $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^{m \times n}$. Si assume che la matrice \mathbf{X} sia normalizzata, ovvero ciascuna colonna abbia media nulla. Si definisce la covarianza della matrice \mathbf{X} come $\mathbf{C} = \frac{1}{n} \mathbf{X}^t \mathbf{X}$; dunque, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{n \times n}$.
2. In seguito, si calcolano gli autovettori e gli autovalori della matrice \mathbf{C} applicando la decomposizione degli autovalori. Sia λ un autovalore, $\nu \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ è l'autovettore corrispondente se $\lambda \nu = \mathbf{C} \nu$.
3. Si selezionano i primi p autovalori (i maggiori) e i rispettivi autovettori e si costruisce la matrice $\mathbf{V} \in \mathbb{R}^{n \times p}$, costituita dai p autovettori ($p \leq n$).
4. Infine, i dati dallo spazio n -dimensionale \mathbf{X} sono mappati in uno spazio p -dimensionale \mathbf{X}_{PCA} mediante la relazione $\mathbf{X}_{PCA} = \mathbf{X} \mathbf{V}$.

4.3.2 Algoritmo di classificazione non supervisionata: K-means

In questa sezione viene descritta la tecnica di classificazione non supervisionata adottata per la separazione delle diverse tipologie di segnale. L'ipotesi principale

è che impulsi provenienti dalla stessa sorgente abbiano caratteristiche simili. Gli algoritmi di clustering utili a questo scopo, dividono gli oggetti in gruppi tramite una metrica che misura la similarità o la dissimilarità tra gli oggetti stessi. La metrica è solitamente concepita in termini di distanza in uno spazio multidimensionale. Di conseguenza, l'appartenenza o meno di un elemento ad un certo insieme dipende da quanto l'elemento considerato è distante dall'insieme stesso. Questi algoritmi sono ampiamente utilizzati in letteratura per separare sorgenti multiple di difetti. L'algoritmo di clustering implementato nel caso in esame opera sulla spazio delle features tridimensionale ottenuto applicando la PCA alla PSD dei segnali. L'idea è quella di realizzare una rappresentazione che possa evidenziare le tipologie di segnali presenti, al fine di facilitare la distinzione manuale delle scariche parziali da eventuali disturbi provenienti da sorgenti di rumore.

L'algoritmo K-means è basato sulla definizione dei centroidi e sulla distanza reciproca tra i punti e i centroidi stessi. È una tecnica iterativa basata su 3 step:

1. K centroidi sono scelti in maniera randomica nello spazio delle features;
2. sono formati K cluster, assegnando a ciascun elemento il centroide più vicino;
3. viene ricalcolato il centroide di ciascun cluster.

L'algoritmo procede iterativamente eseguendo il secondo e il terzo step fino a convergenza. Il processo è un algoritmo euristico che ottimizza la funzione:

$$\arg \min_{\mathbf{C}} \sum_{i=1}^K \sum_{j \in C_i} \|\mathbf{x}_j - \mathbf{o}_i\|^2 \quad (2.1)$$

Dove \mathbf{x}_j è l'elemento preso in considerazione, $\mathbf{C} = \{C_1, \dots, C_k\}$ è l'insieme dei K cluster e \mathbf{o}_i è il centroide del cluster C_i . Dunque, durante la fase di fitting, il modello si preoccuperà di muovere i K centroidi (inizialmente istanziati randomicamente) verso il baricentro di ogni cluster. Il K-means è un algoritmo semplice e molto utilizzato, ma mostra alcune limiti. Innanzitutto la soluzione trovata è un minimo locale, data la natura randomica della scelta iniziale dei centroidi. Inoltre è necessario specificare il numero dei cluster K. La scelta del miglior iperparametro K per il dataset specifico può essere effettuata sulla base della valutazione di una metrica definita come silhouette index [-1,1]. In particolare, questa è in grado di quantificare quanto un cluster è "puro" o meno:

$$s = \frac{b - a}{\max(a, b)} [-1, 1] \quad (2.2)$$

Dove a rappresenta la distanza media intracluster (distanza tra centroidi e i punti dello stesso cluster) e b la distanza media extracluster (distanza tra centroidi e i punti degli altri cluster). Maggiore l'indice di silhouette, migliore la clusterizzazione.

4.3.3 Algoritmo di classificazione supervisionata: SVM

La SVM è un algoritmo allo stato dell'arte per la classificazione binaria supervisionata. La SVM può essere considerata come una Radial Basis Function Neural Network con un singolo hidden layer dove ogni Support Vector costituisce un neurone. Il maggior vantaggio della SVM rispetto a tecniche che adottano reti neurali è la determinazione automatica dell'architettura del classificatore. Le reti neurali necessitano infatti di una definizione a priori del numero di layer e di neuroni per ciascun layer, a partire dalla conoscenza del dominio di applicazione. L'ottimizzazione della SVM determina in maniera automatica il numero di support vector, mentre le reti neurali necessitano di una fase di training molto più intensa per stabilire l'architettura e i parametri ottimi del classificatore. Inoltre, la SVM si focalizza sulla definizione dei confini per la classificazione; tale strategia risulta essere particolarmente sicura per l'ottimizzazione della classificazione in scenari in cui i dati sono altamente separabili (infatti, nella analisi condotta e per qualsiasi modello della SVM addestrato, si può osservare un'accuracy di circa il 100% sul dataset di training).

Linear SVM

La versione originale della SVM consiste in un classificatore lineare che massimizza il margine di classificazione. Tale margine è la distanza tra il confine che separa le due classi e il campione più vicino appartenente alle singole classi. La massimizzazione del margine (che quindi minimizza l'errore di classificazione) permette di ottenere ottime capacità di generalizzazione.

Consideriamo il classificatore lineare per definire l'appartenenza a due classi:

$$y(\mathbf{x}) = \mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}) + b \quad (2.3)$$

Dove $\phi(\mathbf{x})$ indica una trasformazione fissata dello spazio delle feature. Consideriamo un dataset di training costituito da N vettori di ingresso $\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_N$ di dimensioni D e le corrispondenti label (target values) t_1, \dots, t_N con dove $t_n \in [-1; 1]$. Si assume che i dati di training siano separabili linearmente nello spazio delle feature denotato dalla trasformazione $\phi(\mathbf{x})$. Conseguentemente, esisterà almeno una scelta dei parametri \mathbf{w} e b (weight vector e bias) per cui è soddisfatta la seguente condizione per il vettore n -esimo:

$$t_n y(\mathbf{x}_n) > 0 \quad \begin{cases} \text{if } \phi(\mathbf{x}_n) > 0, t_n = 1 & \Rightarrow y(\mathbf{x}_n) > 0 \\ \text{if } \phi(\mathbf{x}_n) < 0, t_n = -1 & \Rightarrow y(\mathbf{x}_n) < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Ora, esistono diversi modi per separare le classi in maniera esatta. Occorre identificare quello che restituisce il minimo errore di generalizzazione. La SVM approccia tale problema introducendo il concetto di margine, che rappresenta la minima distanza tra decision boundary e qualsiasi campione. Il decision boundary

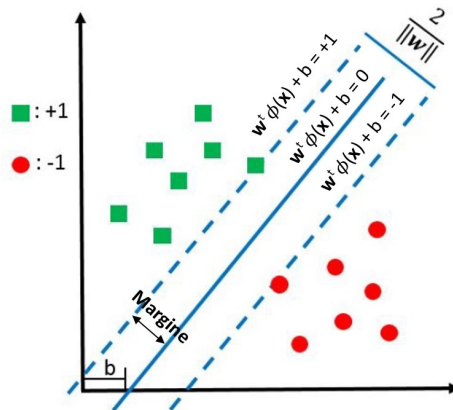


Figura 4.28: Esempio di classificatore creato con SVM in uno spazio bidimensionale ($D = 2$)

(iperpiano $y(\mathbf{x}) = 0$) viene quindi scelto in modo da massimizzare il margine. Ovvero, l'obiettivo è determinare i parametri \mathbf{w} e b affinché si massimizzi il margine. Si procede considerando la distanza di un qualsiasi punto \mathbf{x}_n dall'iperpiano $y(\mathbf{x}) = 0$:

$$d(\mathbf{x}_n, y(\mathbf{x}) = 0) = \frac{t_n y(\mathbf{x}_n)}{\|\mathbf{w}\|} = \frac{t_n (\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b)}{\|\mathbf{w}\|} \quad (2.5)$$

Il margine M è dato dalla distanza minima quando \mathbf{x}_n corrisponde al vettore più vicino all'iperpiano appartenente al dataset. Tuttavia, i parametri \mathbf{w} e b ottimi sono quelli che massimizzano tale distanza, per cui:

$$\max M = \max_{\mathbf{w}, b} \left\{ \frac{1}{\|\mathbf{w}\|} \min_n [t_n (\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b)] \right\} \quad (2.6)$$

Dove $1/\|\mathbf{w}\|$ non dipende da n e può essere portato fuori dalla condizione di minimo. Dunque, se l'equazione precedente è soddisfatta, tutti i vettori del dataset dovranno rispettare il vincolo:

$$\frac{1}{\|\mathbf{w}\|} t_n (\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b) \geq M \quad n = 1, \dots, N \quad (2.7)$$

Ora, una soluzione diretta di tale problema sarebbe complicata. Si può applicare un rescaling tale che $b \Rightarrow kb$ e $\mathbf{w} \Rightarrow k\mathbf{w}$ mantenendo invariata la distanza tra \mathbf{x}_n e il decision boundary. Sfruttando tale grado di libertà è possibile imporre $t_n (\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b) = 1$ per i punti più vicini all'iperpiano. Per cui:

$$t_n (\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b) \geq 1 \quad n = 1, \dots, N \quad (2.8)$$

Nel caso dei vettori in ingresso per cui vale l'uguaglianza della 2.8, i vincoli si definiscono attivi. Per definizione, esisterà sempre almeno un vincolo attivo, in quanto esiste sempre un punto più vicino; una volta massimizzato il margine, vi saranno almeno due vincoli attivi. A questo punto, il problema di ottimizzazione

espresso dalla 2.6 richiede la massimizzazione di M , soggetta al vincolo espresso dalla 2.8. Ovvero, si richiede la massimizzazione di $\|\mathbf{w}\|^{-1}$ con un vincolo, che è equivalente alla minimizzazione di $\|\mathbf{w}\|^2$ con lo stesso vincolo. Ciò equivale al problema di minimo vincolato:

$$\min \left\{ \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 \text{ subject to } t_n \left(\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b \right) \geq 1 \right\} \quad (2.9)$$

Dove il fattore $1/2$ è scelto per convenienza. Per risolvere tale problema di ottimizzazione vincolata si può ricorrere ai moltiplicatori di Lagrange $a_n \geq 0$, uno per ogni vincolo della 2.8. Si scrive la funzione Lagrangiana:

$$L(\mathbf{w}, b, \mathbf{a}) = \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 - \sum_{n=1}^N a_n \left\{ t_n \left(\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b \right) - 1 \right\} \quad (2.10)$$

Dove $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_N)^t$ e il segno meno è presente poiché si sta minimizzando rispetto a \mathbf{w} e b , ma massimizzando rispetto ad \mathbf{a} . Imponendo le derivate pari a zero si ottiene:

$$\frac{\partial L}{\partial \mathbf{w}} = 0 \Rightarrow \mathbf{w} = \sum_{n=1}^N a_n t_n \phi(\mathbf{x}_n) \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial L}{\partial b} = 0 \Rightarrow \sum_{n=1}^N a_n t_n = 0 \quad (2.12)$$

Per cui, il problema di minimo vincolato espresso dalla 2.9 sostituendo le espressioni della 2.11 e della 2.12 può essere riscritto come:

$$\min_{a_1, \dots, a_N, b} \left\{ \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m t_n t_m \phi^t(\mathbf{x}_n) \phi(\mathbf{x}_m) \text{ subject to } t_n \left(\sum_{m=1}^N a_m t_m \phi^t(\mathbf{x}_m) \phi(\mathbf{x}) + b \right) \geq 1 \right\} \quad (2.13)$$

Mentre, sostituendo la 2.11 e la 2.12 nella 2.10, si ottiene la funzione Lagrangiana da massimizzare rispetto ad \mathbf{a} :

$$L(\mathbf{a}) = \sum_{m=1}^N a_m - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m t_n t_m \phi^t(\mathbf{x}_n) \phi(\mathbf{x}_m) \quad (2.14)$$

Con i vincoli $\sum_{n=1}^N a_n t_n = 0$ e $a_n \geq 0$ per $n = 1, \dots, N$. La 2.13 e la 2.14 descrivono la rappresentazione duale del problema di massimizzazione del margine, che permette di esprimere tale problema in funzione dei soli moltiplicatori di Lagrange, eliminando le variabili \mathbf{w} e b . In questo caso, possiamo definire la kernel function come $k(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_m) = \phi^t(\mathbf{x}_n) \phi(\mathbf{x}_m)$.

Fin'ora, si è ipotizzato che i vettori di ingresso siano separabili linearmente nello spazio delle features $\phi(\mathbf{x})$. Nella pratica, le distribuzioni delle due classi potrebbero sovrapporsi, in tal caso, una separazione esatta dei dati di training potrebbe portare

4.3 Metodi di analisi per la caratterizzazione dei segnali acquisiti

a scarsi risultati di generalizzazione. Occorre modificare la SVM per permettere ad alcuni elementi del training dataset di non essere classificati correttamente. Si modifica l'approccio per permettere ad alcuni dati di essere nella parte sbagliata del decision boundary, ma associandovi una penalità che incrementa con la distanza dal confine. Si impone che tale penalità sia lineare con la distanza dal decision boundary, introducendo un set di valori associati a ciascun elemento del dataset che sono definiti slak variables $\xi_n \geq 0$ con $n = 1, \dots, N$; $\xi_n = 0$ per gli elementi collocati all'interno del margine di separazione corretto e $\xi_n = |t_n - y(\mathbf{x}_n)|$ per gli altri. Dunque, i vincoli della classificazione espressi dalla 2.4 vengono modificati introducendo la condizione:

$$t_n y(\mathbf{x}_n) \geq 1 - \xi_n \quad n = 1, \dots, N \quad (2.15)$$

Gli elementi per cui $\xi_n = 0$ sono correttamente classificati e si collocano o sul margine o dalla parte corretta del margine. I punti con $0 < \xi_n \leq 1$ si collocano all'interno del margine, ma nella porzione corretta delimitata dal decision boundary; infine, i punti per cui $\xi_n > 1$ non sono classificati correttamente. Tale approccio viene a volte denominato come soft margin, in contrapposizione all'hard margin descritto in precedenza. L'obbiettivo rimane quindi quello di massimizzare il margine, tuttavia penalizzando i punti che si collocano dalla parte sbagliata del margine di confine. Posso riscrivere la 2.9:

$$\min \left\{ C \sum_{n=1}^N \xi_n + \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 \text{ subject to } t_n (\mathbf{w}^t \phi(\mathbf{x}_n) + b) \geq 1 - \xi_n \right\} \quad (2.16)$$

Procedendo in maniera analoga a quanto visto prima e ponendo $k(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_m) = \phi^t(\mathbf{x}_n)\phi(\mathbf{x}_m)$, il problema di minimo vincolato espresso della 2.13 può essere riscritto come:

$$\min_{a_1, \dots, a_N, b, \xi_1, \dots, \xi_N} \left\{ \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m t_n t_m k(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_m) + C \sum_{n=1}^N \xi_n \right\} \quad (2.17)$$

$$\text{subject to } t_n \left(\sum_{m=1}^N a_m t_m k(\mathbf{x}_m, \mathbf{x}) + b \right) \geq 1 - \xi_n; \quad \xi_n \geq 0; \quad n = 1, \dots, N \quad (2.18)$$

Mentre il problema nello spazio duale descritto dalla 2.14 può essere riscritto in maniera del tutto identica, variando esclusivamente i vincoli:

$$\max_{a_1, \dots, a_N} L(\mathbf{a}) = \max_{a_1, \dots, a_N} \left\{ \sum_{m=1}^N a_m - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m t_n t_m k(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_m) \right\} \quad (2.19)$$

$$\text{subject to } \sum_{n=1}^N a_n t_n = 0; \quad 0 \leq a_n \leq C; \quad n = 1, \dots, N \quad (2.20)$$

[35]

Nonlinear SVM: Kullback-Leibler Divergence Based Kernel

Per modelli che si basano su un mapping non lineare nello spazio delle feature $\phi(\mathbf{x})$, la kernel function viene definita come:

$$k(\mathbf{x}, \mathbf{x}') = \phi^t(\mathbf{x})\phi(\mathbf{x}') \quad (2.21)$$

Da cui si deduce che il kernel è una funzione simmetrica. Il concetto su cui si basa la formulazione del kernel come prodotto scalare nello spazio delle feature permette di modificare algoritmi noti ricorrendo al cosiddetto kernel trick o kernel substitution. Nello specifico, l'introduzione del kernel trick consente lo sviluppo di una versione non lineare della SVM. L'idea generale dietro tale approccio risiede nel sostituire il prodotto scalare con la valutazione di una kernel function; ciò è possibile nel caso in cui si abbia un algoritmo formulato in modo tale che il vettore di ingresso \mathbf{x} sia presente esclusivamente nella forma di prodotto scalare. Esistono numerose forme adottabili come kernel function. La scelta di quest'ultima è fondamentale per ottenere le performance volute dal classificatore. Generalmente, tale scelta è influenzata dalla conoscenza a priori relativa ai vincoli del problema da affrontare e alle features degli ingressi. Una volta introdotta la kernel function, il problema di classificazione può essere espresso come:

$$y(\mathbf{x}) = \text{sign} \left(\sum_{n=1}^N a_n t_n k(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}) + b \right) \quad (2.22)$$

La SVM è quindi una combinazione lineare delle kernel function $k(\mathbf{x}_n, \mathbf{x})$ centrata sull' n -esimo di N vettori d'ingresso \mathbf{x}_n , con la corrispondente label t_n . I coefficienti della combinazione lineare sono a_1, \dots, a_N ; questi, insieme al termine di bias b , costituiscono i parametri da apprendere durante il training. Inoltre, a partire dalla 2.22 è possibile introdurre la definizione di soft output $o(\mathbf{x})$:

$$o(\mathbf{x}) = \sum_{n=1}^N a_n t_n k(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}) + b \quad (2.23)$$

Intuitivamente, il soft output può dare un'idea riguardo all'affidabilità della classificazione. Maggiore il valore di $o(\mathbf{x})$, più lontano si collocherà il vettore \mathbf{x} rispetto al decision boundary e conseguentemente, l'affidabilità della classificazione sarà maggiore. La condizione di ottimizzazione espressa dalla 2.19 permette di ottenere i valori di a_1, \dots, a_N . Il valore del bias b si ottiene dal vincolo espresso dalla 2.18 corrispondente ad un dato di training con il rispettivo coefficiente $0 < a_n < C$. Una delle proprietà più interessanti della SVM consiste nel fatto che, solitamente, gran parte dei coefficienti a_n si azzerano, ciò implica che $o(\mathbf{x})$ rappresenta una sparse combination di

kernel. I vettori \mathbf{x}_n con coefficienti diversi da zero vengono chiamati Support Vector (SVs) e permettono di definire l'architettura del classificatore. Consideriamo ora la scelta effettuata per la realizzazione della SVM nel caso in esame. La kernel function adottata nel seguente elaborato si basa sulla Kullbak-Leibler divergence. Tale kernel può essere calcolato per qualsiasi due ingressi \mathbf{x}_1 e \mathbf{x}_2 che rappresentano le PSD di due segnali in ingresso acquisiti dalle misure:

$$k(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) = e^{-0.5 \cdot (KL(\mathbf{x}_1||\mathbf{x}_2) + KL(\mathbf{x}_2||\mathbf{x}_1)) / \sigma} \quad (2.24)$$

$$KL(\mathbf{x}_i||\mathbf{x}_j) = \sum_{d=1}^D x_i^d \log \left(\frac{x_i^d}{x_j^d} \right) \quad (2.25)$$

Si tratta quindi di calcolare l'esponenziale di una simmetrizzazione di una discrete Kullback–Leibler (KL) divergence tra \mathbf{x}_1 e \mathbf{x}_2 . Gli scalari x_j^d e x_i^d rappresentano i campioni d-esimi dei vettori \mathbf{x}_i e \mathbf{x}_j rispettivamente. Si può osservare che se $x_j^d = 0$, allora $x_i^d = 0$; tale vincolo impone che il campione d-esimo del segnale è nullo se $x_j^d = 0$ oppure se $x_i^d = 0$. L'idea alla base dell'utilizzo di questo tipo di kernel è la seguente: i dati di ingresso della SVM sono i campioni della PSD dei segnali acquisiti. Ogni PSD viene preliminarmente normalizzata per unità di area. Tali vettori di ingresso possono essere considerati quindi come probabilità discrete, poiché ciascuna delle loro componenti è positiva e la loro somma è pari all'unità. Una misura adottabile della divergenza tra probabilità discrete è la KL divergence. Tuttavia, la KL divergence non è simmetrica e conseguentemente non può essere considerata come una vera e propria distanza. Dunque, viene inclusa una simmetrizzazione della KL divergence mediando $KL(\mathbf{x}_1||\mathbf{x}_2)$ e $KL(\mathbf{x}_2||\mathbf{x}_1)$. Infine, l'esponenziale della distanza permette di ottenere la kernel function. Questo tipo di kernel può essere considerato una misura dell'area di sovrapposizione tra le PSD descritte dai vettori di ingresso, e quindi associate ai segnali misurati. [29, 36]

Training della SVM

Per il training della SVM, si sono utilizzati i primi due dataset di sole scariche e di solo rumore. Questi sono stati uniti prendendo un numero uguale di eventi da entrambi, in modo da avere un dataset complessivamente bilanciato. In seguito, si è suddiviso tale insieme di eventi nei subset di training, validation e testing, in modo che questi costituiscano rispettivamente l'80%, il 10% e il 10% dei dati originali. Tale operazione è stata eseguita per ogni insieme di dati relativi a ciascun DUT, ottenendo 5 dataset per il training dei modelli della SVM. Un primo risultato relativo alle performance della SVM è stato quindi ottenuto considerando il subset di testing che costituisce, per ciascun DUT, il 10% dei due dataset di rumore e di scariche uniti assieme. Nello specifico, per il training della SVM si è seguito un approccio standard. La SVM si basa sul KL kernel, i cui parametri di regolarizzazione C e di

ampiezza (width parameter) σ vengono sottoposti ad un processo di tuning. Tale operazione consiste in una ten fold cross validation operata in una grid search. Il range dei parametri è stato fissato in accordo con [29]; per cui, σ è scelto tra i valori 0.0025 e 4 in scala logaritmica e C tra i valori, sempre in scala logaritmica, di 10^4 e 10^{-4} . Occorre sottolineare che i segnali appartenenti ai subset di testing non sono stati utilizzati per il tuning dei parametri. Il processo di training della SVM può essere riassunto nei seguenti step:

1. Si fissano i valori di C e σ all'interno del range predefinito;
2. 10 fold crossvalidation:
 - a) si ripartiscono randomicamente i dati in 10 sezioni di uguale lunghezza;
 - b) si addestra la SVM su 9 di tali sezioni (training set);
 - c) si valutano le performance della SVM sulla rimanente sezione;
 - d) si iterano gli step dal (a) al (c) per 10 volte. Il software quindi esclude una partizione alla volta su cui effettua la validazione e si addestra sulle restanti 9.
 - e) si combinano le statistiche di generalizzazione ottenute al passo (c) per ogni fold;
 - f) Si calcola l'accuratezza ottenuta sul dataset di validation e si salvano i valori di C e σ se si ottengono risultati migliori rispetto a quelli precedenti;
3. si itera dallo step 1 fino ad aver esaurito tutte le possibili combinazioni dei valori di C e σ (grid search).

Al termine del procedimento, si avrà il tuning dei parametri e l'architettura della SVM data dai Support Vectors. Essendo le due classi mappate nello spazio delle features ampiamente separabili, le performance del classificatore raggiungono il 100% di accuracy su tutti i dataset di testing ottenuti come il 10% degli eventi originali del dataset.

Capitolo 5

Risultati e discussione dei metodi di analisi per la classificazione dei segnali

5.1 Risultati della classificazione non supervisionata

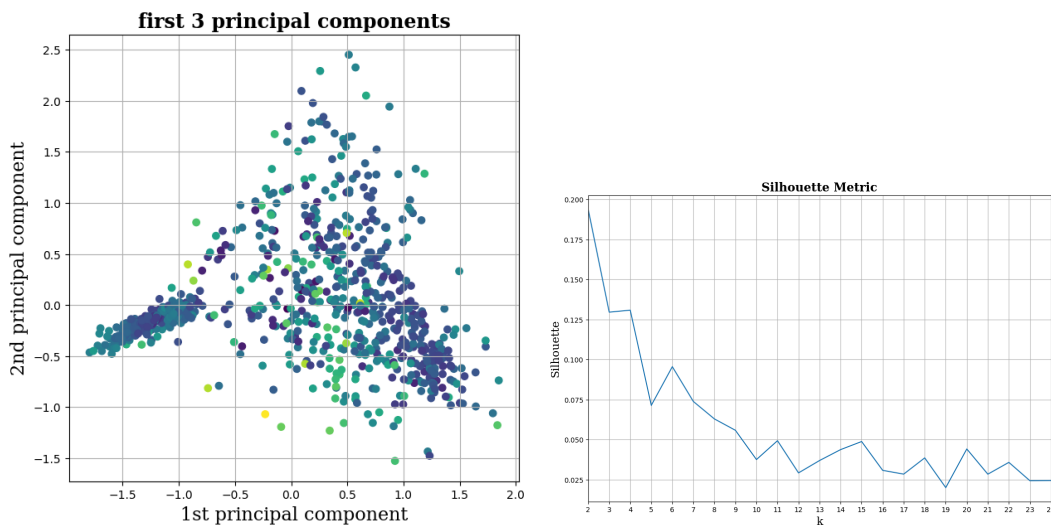
Nella sezione seguente, si considerano esclusivamente i risultati derivanti dall'analisi effettuata sui dataset contenenti segnali di rumore misti a segnali di scariche parziali, ottenuti dalle acquisizioni su ciascun test object. Il codice per l'elaborazione dei dati e l'implementazione degli algoritmi sono stati eseguiti in linguaggio Python, sulla piattaforma Google Colab. Ai dataset in questione non è possibile associare delle label in maniera univoca, se non analizzando manualmente ogni singolo segnale. Poiché tale procedimento risulta essere molto dispendioso a livello di tempo e particolarmente complesso, si è optato per eseguirlo solo su un subset di 500 eventi per ciascuno dei dataset relativo ad ogni test object. In via preliminare, per facilitare ulteriormente il task, si è deciso di implementare un algoritmo di clustering, basato sulla PCA applicata alla PSD dei segnali e sull'algoritmo di classificazione non supervisionata K-means. Si è osservato che tale implementazione è risultata essere sufficientemente accurata. Si è potuto quindi semplificare il compito di distinzione manuale tra segnali di rumore e scariche parziali, riconoscendo dei pattern tra i segnali visionati a partire dall'analisi del loro andamento temporale e delle corrispondenti PSD. Sono quindi riportati i risultati ottenuti dall'applicazione della PCA sulla PSD dei segnali contenuti nei dataset descritti nella sezione 4.2.2. Il numero delle componenti principali viene fissato a 3, sulla base di diverse prove effettuate al fine di ridurre al minimo la dimensionalità del problema, preservando al contempo la capacità dell'algoritmo di riconoscere i cluster. Inoltre, in questo modo la rappresentazione dei cluster può essere realizzata anche in uno spazio tridimensionale osservabile visivamente. Il numero di cluster viene fissato a 2 in tutte le analisi condotte su ciascun dataset, tenendo conto anche dei parametri che qualificano le performance dell'algoritmo K-means nell'identificare i cluster, quali l'Average Inter Cluster Distance e la Silhouette Metric. Dopo il riconoscimento dei cluster con il K-means, è necessario identificare quelli che raggruppano le scariche parziali e quelli che sono costituiti da segnali di disturbo. Per far questo, si analizzano visivamente sia gli andamenti temporali delle medie dei segnali associati a ciascun cluster, sia le forme delle medie delle PSD relative

a ciascun cluster. In particolare, l'andamento delle PSD medie associate a ciascun cluster sono confrontate con quelle ottenute alla sezione 4.2.2 per stabilire se siano riconducibili a rumore o a scariche parziali.

Occorre osservare che l'applicazione della PCA sulla PSD dei segnali si è rivelata molto più efficace nell'identificazione dei cluster, se confrontata con un'analisi condotta applicando la PCA ai segnali nel dominio del tempo. Infatti, quest'ultimo approccio non si è rivelato così efficace nel ridurre la dimensionalità del problema, principalmente per la presenza di stesse tipologie di segnale, ma con polarità differenti. Infatti, la polarità risulta essere una caratteristica fondamentale della scarica parziale. L'analisi in frequenza permette di prescindere da suddetta caratteristica e di essere completamente svincolata dalla polarità del segnale.

5.1.1 Risultati di PCA e K-means su twisted pair

Si procede applicando la PCA al dataset contenente la PSD dei segnali acquisiti dai test eseguiti sul TP07. In figura 5.1a, viene riportato il risultato dell'applicazione della PCA. Vengono rappresentati lo scatter plot lungo le 3 componenti principali evidenziate dalla PCA e l'andamento dell'indice di silhouette in funzione del numero di cluster identificati.



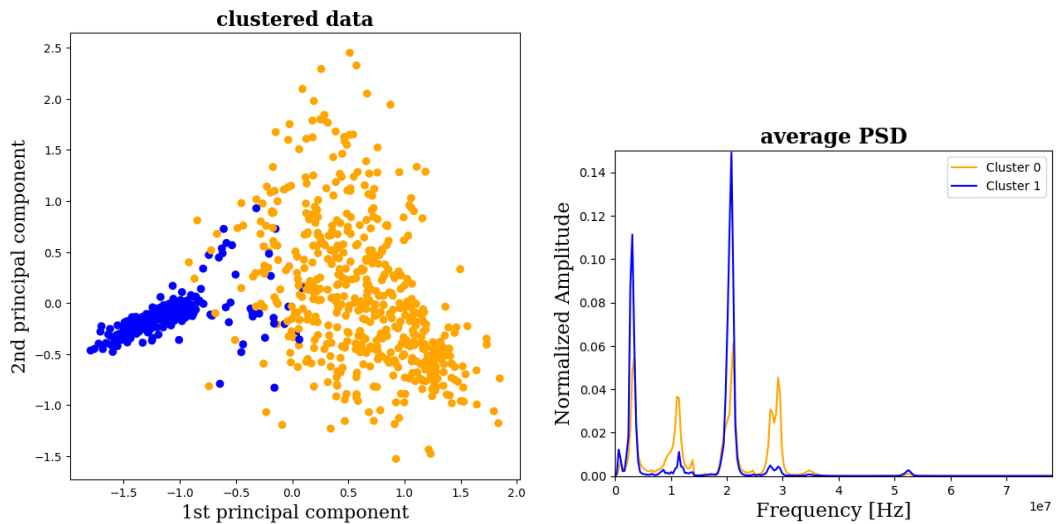
(a) Risultati dell'applicazione della PCA sul dataset ottenuto dai test sul TP07 (b) Indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul TP07

Figura 5.1: Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul TP07

Si applica il K-means con $K = 2$ e si ottengono i cluster riportati in figura 5.2a, descritti lungo le 3 componenti principali e a cui corrispondono le medie delle PSD dei segnali rappresentate in figura 5.2b. L'andamento dei segnali nel dominio del tempo viene mediato per ciascun cluster e si ottengono le forme d'onda riportate in Figura 5.3. Ora, è necessario analizzare i risultati dell'algorithm di clustering e

5.1 Risultati della classificazione non supervisionata

verificare se effettivamente siano stati distinti due cluster correttamente, per poi riconoscere quale contenga segnali di rumore e quale invece scariche parziali. Si analizzano visivamente gli andamenti temporali e si confrontano i profili delle medie delle PSD associate ai due cluster, con quelle calcolate nella sezione 4.2.2, sia di rumore che di scariche parziali rilevate dall'esito dei test sul TP07. L'analisi visiva viene effettuata focalizzandosi sulle componenti armoniche predominanti.



(a) Risultato del clustering del dataset ottenuto dai test sul TP07 (b) Media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul TP07

Figura 5.2: Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul TP07

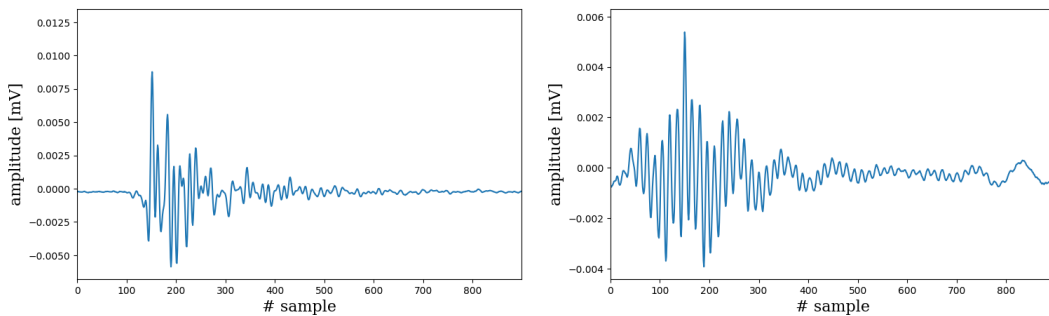
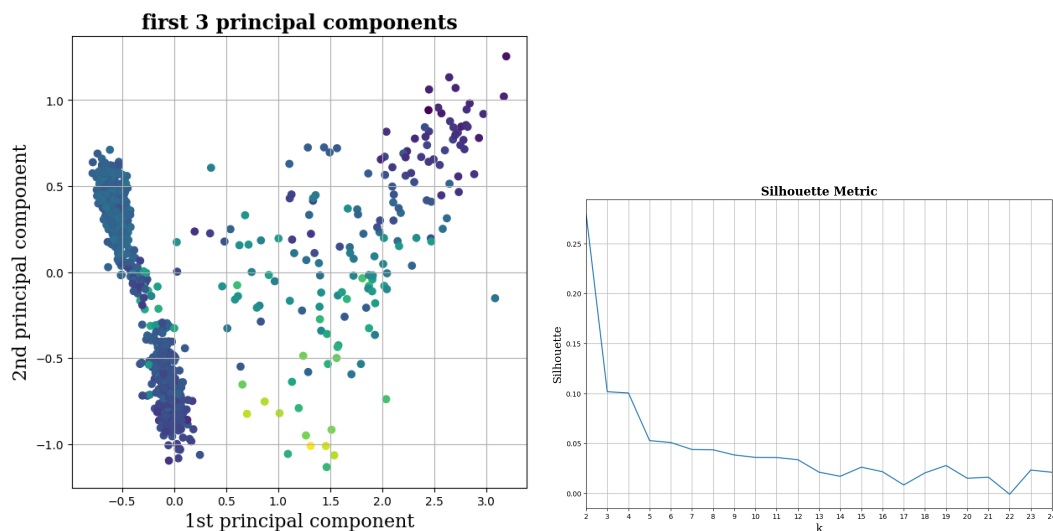


Figura 5.3: Andamento medio temporale dei segnali appartenenti ai cluster 0 e 1 del dataset ottenuto dai test sul TP07

Dalle osservazioni effettuate, è del tutto lecito affermare che il cluster 1 sia quello associato ai segnali di rumore. Infatti, la forma della media delle PSD associate al cluster 1 è riconducibile a quella di Figura 4.24b, che appartiene a segnali di rumore sullo stesso test object. In particolare, sono evidenti le stesse armoniche principali. Inoltre, anche la media dell'andamento temporale dei segnali appartenenti

al cluster 1 conferma l'ipotesi che si tratti di segnali di disturbo. Ottenute le label che definiscono l'appartenenza ai cluster, si visiona un sottoinsieme di 500 campioni, di cui 334 appartenenti al cluster 0 e 166 appartenenti al cluster 1. All'insieme che contiene prevalentemente scariche parziali, vi si associa la label +1, mentre ai restanti elementi viene assegnata la label -1. Dopo aver scansionato manualmente tutti i 500 eventi, si correggono 10 label e si ottiene che, dei 500 eventi visionati, 162 eventi sono rumore e 338 eventi sono effettivamente riconducibili a scariche parziali. Tale subset, sottoposto ad un processo di labellizzazione manuale assistita da un algoritmo di clustering, servirà poi per il test finale della SVM.

Si procede in maniera del tutto analoga per i dataset ottenuti dalle acquisizioni sugli altri test object. Si considera quindi il dataset associato al TP06; dall'applicazione della PCA e del K-means si ottengono i risultati riportati nei grafici seguenti. Vengono calcolati la PSD media associata ad ogni cluster e l'andamento medio dei segnali nel dominio del tempo appartenenti ai due cluster.



(a) Risultati dell'applicazione della PCA sul dataset ottenuto dai test sul TP06 (b) Indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul TP06

Figura 5.4: Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul TP06

In questo caso, sempre dall'osservazione delle medie delle PSD dei segnali (confrontate con quelle di sezione 4.2.2 per lo stesso test object) e dell'andamento temporale medio dei segnali appartenenti a ciascuno dei due cluster, sono distinte due sorgenti di rumore. Queste sono identificabili anche in due cluster nel grafico dello spazio delle feature in figura 5.5b. È interessante osservare che il contenuto in frequenza delle PSD delle scariche parziali, sia per il TP06 che per il TP07, è analogo e riconducibile a quello delle figure 4.23a e 4.24a. Sempre a partire dall'osservazione della PSD e dell'andamento temporale dei segnali appartenenti ai due cluster, si attribuisce a

5.1 Risultati della classificazione non supervisionata

tutti i segnali appartenenti al cluster 0 la label -1, mentre al cluster 1 viene associata la label +1. Ovvero, si deduce dalle osservazioni precedenti che il primo cluster raggruppi segnali di rumore, mentre il secondo contenga scariche parziali. Anche in questo caso, si visiona un sottoinsieme di 500 campioni di cui 62 appartenenti al cluster 0 e 438 al cluster 1. Dopo il controllo manuale, si correggono 9 label e si ottiene un sottoinsieme di dati contenente 71 scariche parziali e 429 segnali di disturbo.

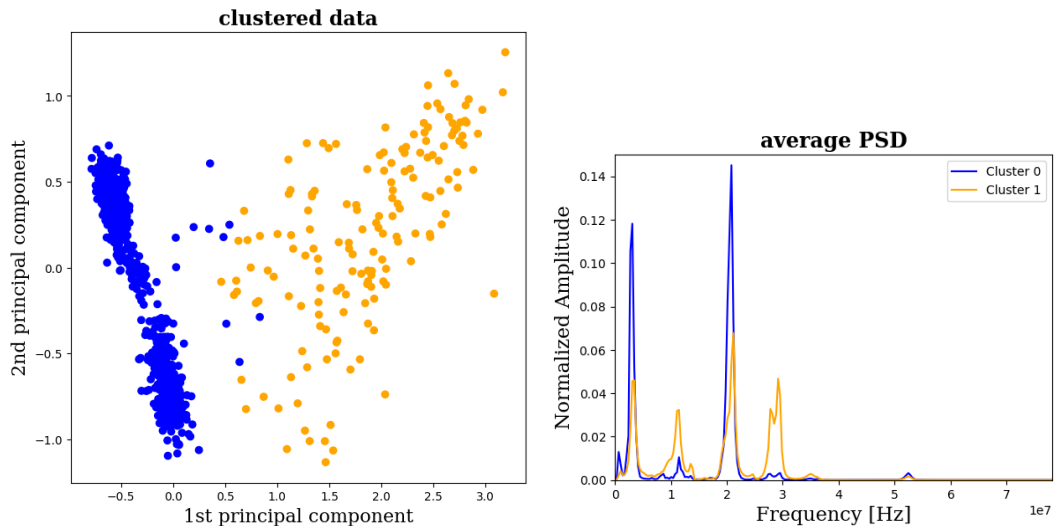
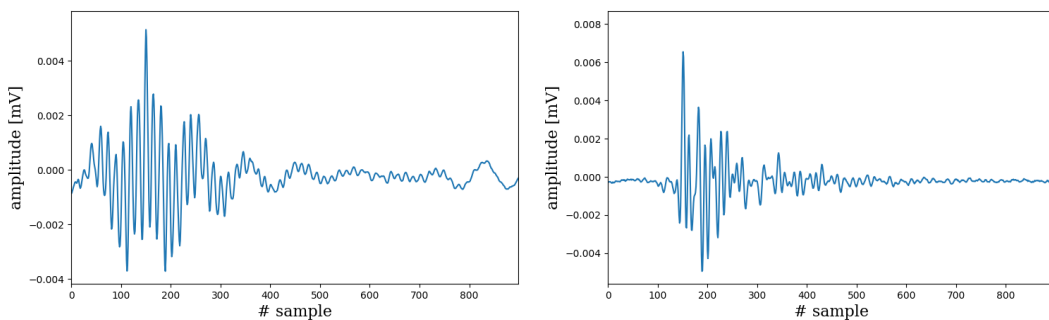


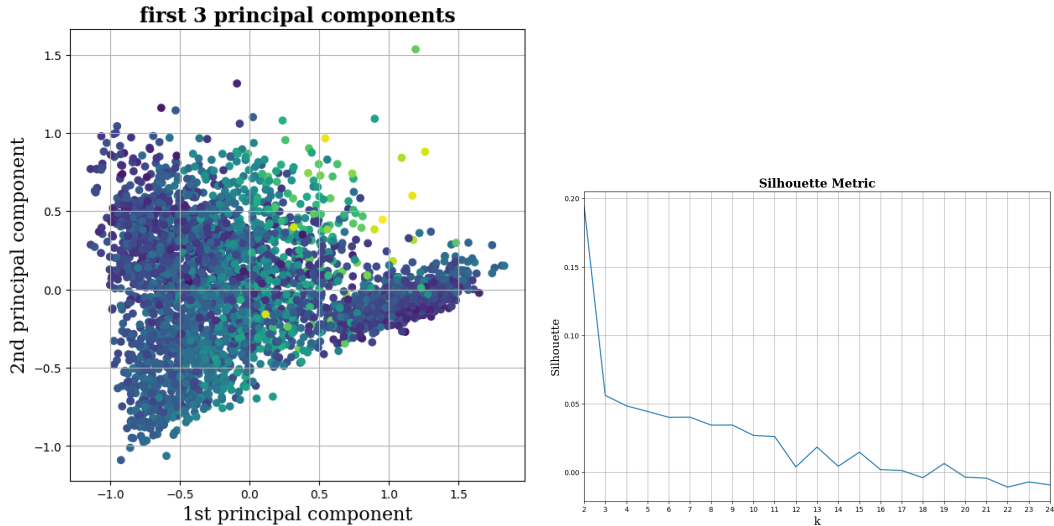
Figura 5.5: Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul TP06



5.1.2 Risultati di PCA e K-means su statore e rotore

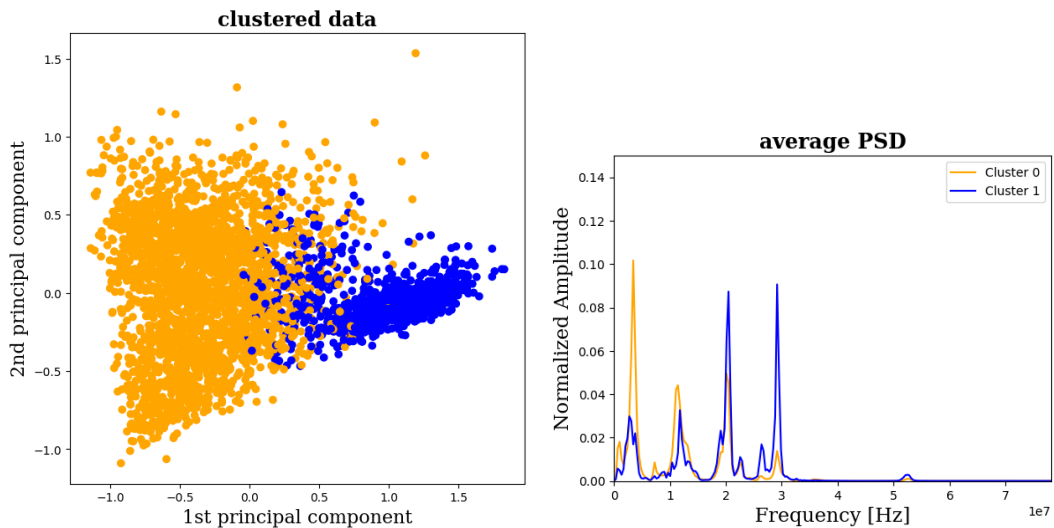
Un procedimento del tutto analogo si applica anche nel caso dei dataset ottenuti dalle misure effettuate su statore e rotore. L'applicazione della PCA sul dataset

contenente le PSD di scariche parziali e rumore ottenute dalle misure sullo statore ha dato i risultati riportati nei grafici seguenti. Si applica il K-means e si ottengono i cluster rappresentati in figura 5.8a e a cui corrispondono le PSD medie riportate in figura 5.8b.



(a) Risultati dell'applicazione della PCA sul dataset ottenuto dai test sullo statore (b) Indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sullo statore

Figura 5.7: Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sullo statore



(a) Risultato del clustering del dataset ottenuto dai test sullo statore (b) Media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sullo statore

Figura 5.8: Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sullo statore

L'andamento dei segnali nel dominio del tempo appartenenti a ciascuno dei due

5.1 Risultati della classificazione non supervisionata

cluster viene mediato e si ottengono le forme d'onda riportate in figura 5.9. Da un'analisi visiva è evidente che il secondo cluster contiene esclusivamente contributi di rumore. Tale ipotesi viene confermata dall'analisi della forma della PSD media dei segnali appartenenti a ciascun cluster, confrontata con quelle ottenute nelle sezione 4.2.2. Si ottengono 124 segnali appartenenti al cluster 1, mentre 376 appartengono al cluster 0. Dopo aver controllato manualmente ciascuno dei 500 segnali, 33 label vengono modificate e si classificano come scariche 361 elementi mentre i restanti 139 sono associati a disturbi.

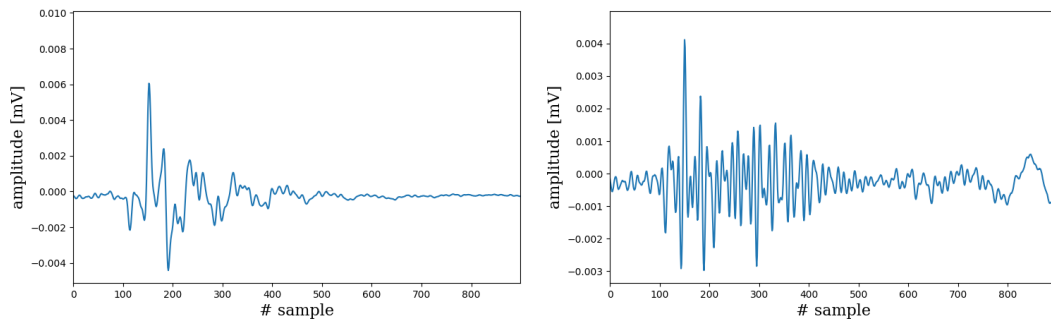
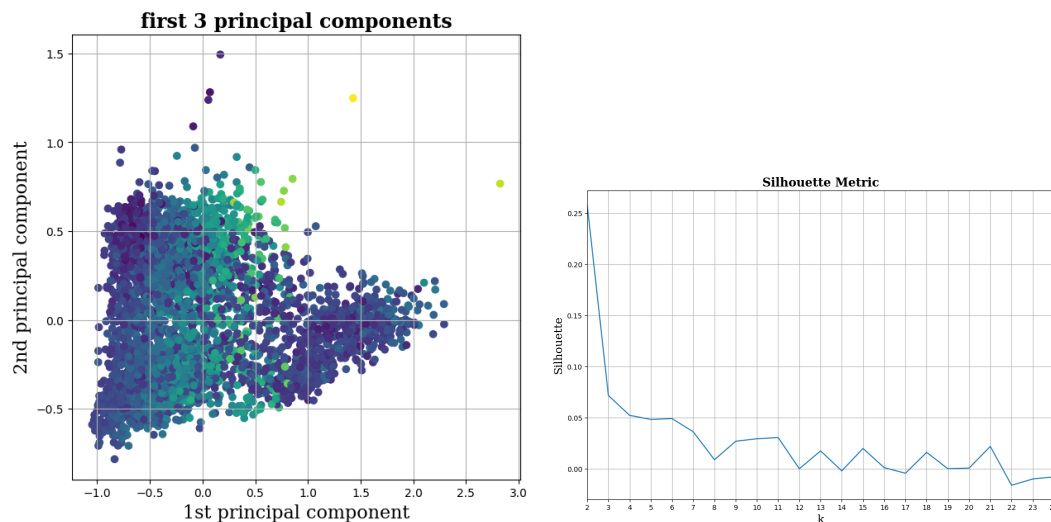


Figura 5.9: Andamento medio temporale dei segnali appartenenti ai cluster 0 e 1 del dataset ottenuto dai test sullo statore

Anche per il dataset relativo alle misure sul rotore si segue lo stesso procedimento descritto in precedenza.

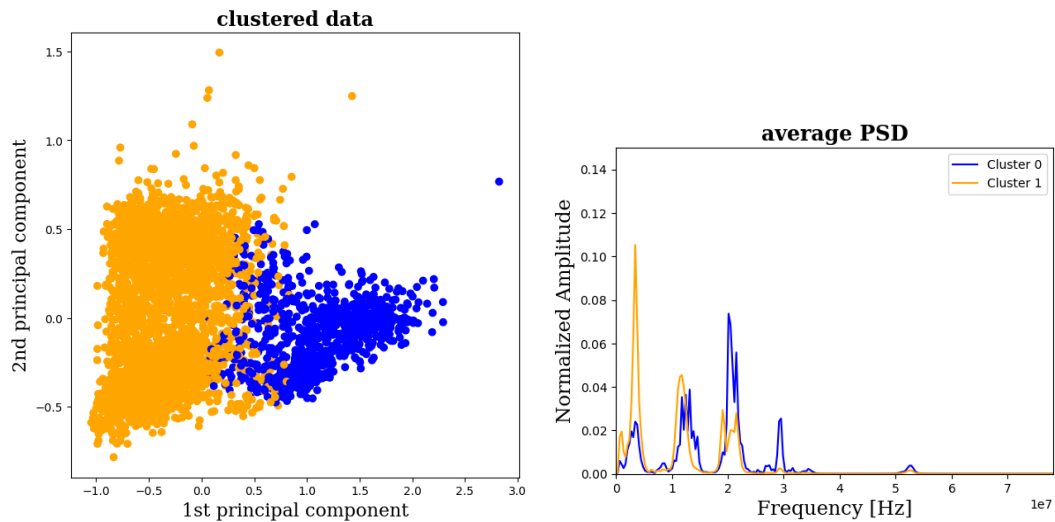


(a) Risultati dell'applicazione della PCA sul dataset ottenuto dai test sul rotore (b) Indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul rotore

Figura 5.10: Risultati dell'applicazione della PCA e indice di silhouette del K-means sul dataset ottenuto dai test sul rotore

L'applicazione del K-means restituisce due cluster; si stabilisce che il cluster 1 contiene scariche parziali, mentre il cluster 0 raggruppa i segnali di disturbo. Si

riportano le medie degli andamenti temporali dei segnali appartenenti ai due cluster 0 e 1. Infine, si hanno 385 segnali appartenenti al cluster 1 e 115 al cluster 0. Di questi, vengono corrette manualmente 15 label e si ottengono così 379 elementi associabili a scariche parziali e 121 elementi riconducibili a segnali di disturbo.



(a) Risultato del clustering del dataset ottenuto dai test sul rotore (b) Media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul rotore

Figura 5.11: Clustering e media delle PSD dei segnali appartenenti ai cluster del dataset ottenuto dai test sul rotore

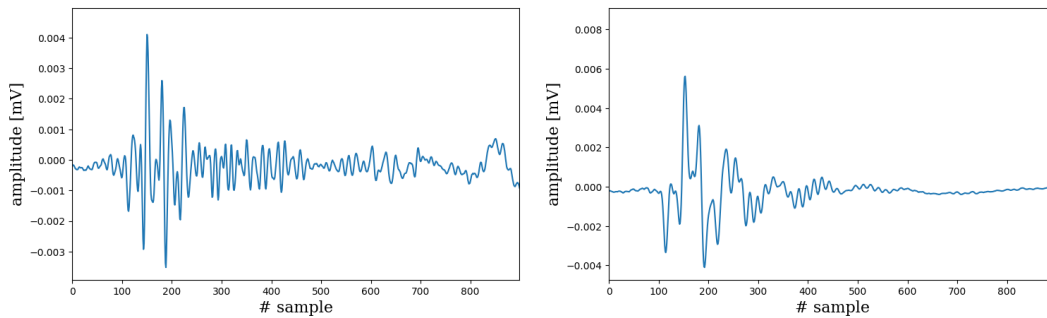


Figura 5.12: Andamento medio temporale dei segnali appartenenti ai cluster 0 e 1 del dataset ottenuto dai test sul rotore

5.2 Risultati della classificazione supervisionata

Le performance della SVM nel distinguere i disturbi di rumore dalle scariche parziali sono valutate su due livelli:

1. Una prima fase di test, definita testing incrociato, ha riguardato solamente i primi due dataset per ciascun dispositivo; si tratta dei due dataset contenenti

5.2 Risultati della classificazione supervisionata

solo rumore e solo scariche parziali, utilizzati per il training degli algoritmi di apprendimento supervisionato (ovvero la SVM), in quanto ad ognuno degli elementi appartenenti a tali insiemi è associata una label +1 o -1. Per ciascun dispositivo, si sono uniti i due dataset contenenti solo rumore e sole scariche parziali, in modo da ottenere un unico dataset di testing bilanciato; il modello della SVM, ottenuto dal training con un dataset ricavato dalle misure su uno specifico test object, è stato testato sui dataset ottenuti dalle acquisizioni relative ai test su tutti gli altri dispositivi .

2. La seconda fase di testing ha come oggetto solo il terzo dataset contenente elementi riconducibili sia a rumore che a scariche parziali e sprovvisto di label. I subset ottenuti dalla labellizzazione manuale con l'ausilio delle tecniche di classificazione non supervisionata implementate nella sezione precedente sono utilizzati come dataset di testing per i modelli della SVM.

Per valutare le performance del classificatore si ricorre ai seguenti parametri:

- **Accuracy**, definita come il rapporto tra il numero di dati correttamente classificati sul numero totale di dati analizzati:

$$Accuracy = \frac{TN + TP}{TN + FP + TP + FN}$$

- **Precision**, nota anche come positive predictive value, è definita dal seguente rapporto:

$$Precision = \frac{TP}{FP + TP}$$

- **Recall**, nota anche come sensitivity o true positive rate, è definita dal seguente rapporto:

$$Recall = \frac{TP}{FN + TP}$$

- **F1 Score**, è una metrica che considera sia precision che recall ed è definita come:

$$F1Score = 2 \frac{Precision \cdot Recall}{Precision + Recall}$$

Dove nelle formule precedenti si è indicato con TP, FP, TN e FN rispettivamente il numero di elementi true positive, false positive, true negative e false negative.

5.2.1 Testing incrociato della SVM

Per il testing incrociato si hanno a disposizione 5 dataset bilanciati e 5 modelli della SVM opportunamente addestrati; nello specifico, si hanno 800 eventi per il TP06, 952 per il TP07, 3000 per lo statore, 1150 per lo statore in parallelo al TP06 e 4000 per il rotore. Il parametro scelto come riferimento per confrontare le performance dei vari modelli della SVM sui dataset relativi ai diversi dispositivi è l'accuracy, riportata

in tabella. I valori lungo la diagonale sono triviali poiché i dataset di training e di testing in questo caso sono essenzialmente coincidenti.

DATASET	MODELLO SVM_TP06	MODELLO SVM_TP07	MODELLO SVM_Statore//TP06	MODELLO SVM_Statore	MODELLO SVM_Rotore
TP06	99,89%	99,78%	90,75%	81,87%	69,63%
TP07	98,71%	100,00%	93,28%	88,66%	77,63%
Statore//TP06	50,17%	50,17%	100,00%	93,04%	75,91%
Statore	54,93%	72,60%	95,27%	100,00%	96,47%
Rotore	62,45%	80,43%	93,80%	89,95%	100,00%

Figura 5.13: Accuracy dei modelli di SVM sui vari dispositivi

Si osserva immediatamente che le performance del modello degradano evidentemente se il DUT differisce in maniera rilevante da quello su cui sono stati ottenuti i dati di training. Tuttavia, nel caso in cui si abbiano scarsi valori di detection rate, non è possibile stabilire quale delle due classi il modello abbia difficoltà a riconoscere. In ogni caso, particolarmente interessante è il caso del modello della SVM addestrata sui segnali ottenuti dalle misure sullo statore in parallelo al TP06. Dall'analisi dei risultati ottenuti, si evince che le performance del modello tendono a migliorare aumentando la complessità del sistema con il test object a partire dal quale si sono ricavati i dati di training. In tal caso, le capacità di detection della SVM sono superiori al 90% su tutti i dataset. Ciò conferma come la risposta e le risonanze del sistema di misura siano influenzate dal DUT stesso. Per osservare il comportamento dell'algoritmo sulle due classi viene calcolato anche l'F1 Score per entrambe le label.

DATASET	MODELLO SVM_TP06	MODELLO SVM_TP07	MODELLO SVM_Statore//TP06	MODELLO SVM_Statore	MODELLO SVM_Rotore
TP06	99,88%	99,88%	89,86%	79,14%	57,74%
TP07	99,27%	100,00%	93,01%	87,70%	71,18%
Statore//TP06	66,74%	66,74%	100,00%	92,57%	68,27%
Statore	68,91%	78,40%	95,03%	100,00%	96,34%
Rotore	72,68%	83,63%	94,09%	90,87%	100,00%

Figura 5.14: F1 Score per le scariche (+1) dei modelli di SVM sui vari dispositivi

DATASET	MODELLO SVM_TP06	MODELLO SVM_TP07	MODELLO SVM_Statore//TP06	MODELLO SVM_Statore	MODELLO SVM_Rotore
TP06	99,87%	99,87%	91,49%	83,98%	76,29%
TP07	99,26%	100,00%	93,52%	89,47%	81,72%
Statore//TP06	0,69%	0,69%	100,00%	93,46%	80,59%
Statore	18,16%	62,53%	95,48%	100,00%	96,59%
Rotore	39,97%	75,66%	93,48%	88,83%	100,00%

Figura 5.15: F1 Score per il rumore (-1) dei modelli di SVM sui vari dispositivi

5.2.2 Testing della SVM sul subset contenente PD miste a rumore

Valutazione qualitativa delle performance

In via preliminare, prima di valutare le performance della SVM sui subset sottoposti all'attribuzione delle label attraverso gli algoritmi di clustering e la supervisione

5.2 Risultati della classificazione supervisionata

manuale, si procede con una valutazione qualitativa delle capacità di detection della SVM sui dataset definiti in precedenza. Nello specifico, la rappresentazione attraverso i PRPD pattern e le mappe Tempo-Frequenza dei segnali, a cui sono associate le rispettive label dal classificatore, aiutano a stabilire a grandi linee se tali label sono state assegnate correttamente o meno, attraverso una semplice ispezione visiva. Inoltre, sono riportati gli istogrammi dei valori della funzione di soft output associati ai dati; la SVM restituisce un output minore di -1 se identifica un disturbo, mentre assegna un valore maggiore di +1 se il segnale rappresenta una scarica parziale. L'intervallo compreso tra $[-0.2, 0.2]$ è considerato il più critico in termini di incertezza. Nei PRPD pattern, in blu viene rappresentato il rumore e in arancione i segnali che vengono classificati come scariche parziali. In linea generale, la distribuzione delle scariche e dei disturbi nei pattern PRPD risulta essere verosimile. Nei diagrammi Tempo-Frequenza, si osserva che la SVM permette di distinguere la presenza di due o più cluster che raggruppano segnali di rumore (in blu) e scariche parziali (in arancione).

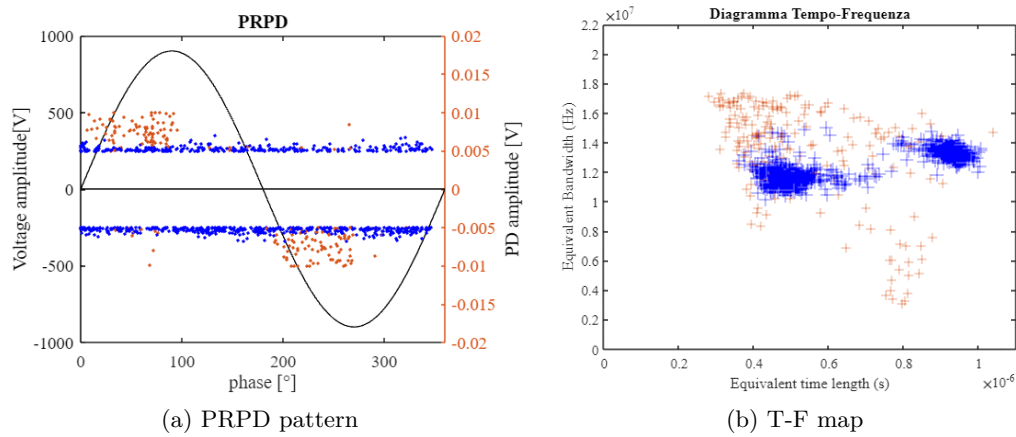


Figura 5.16: PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sul TP06 a seguito della classificazione

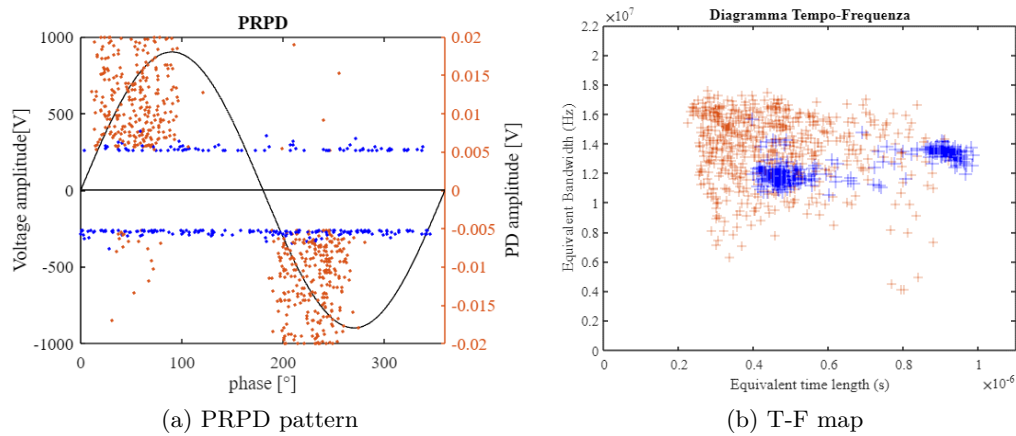


Figura 5.17: PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sul TP07 a seguito della classificazione

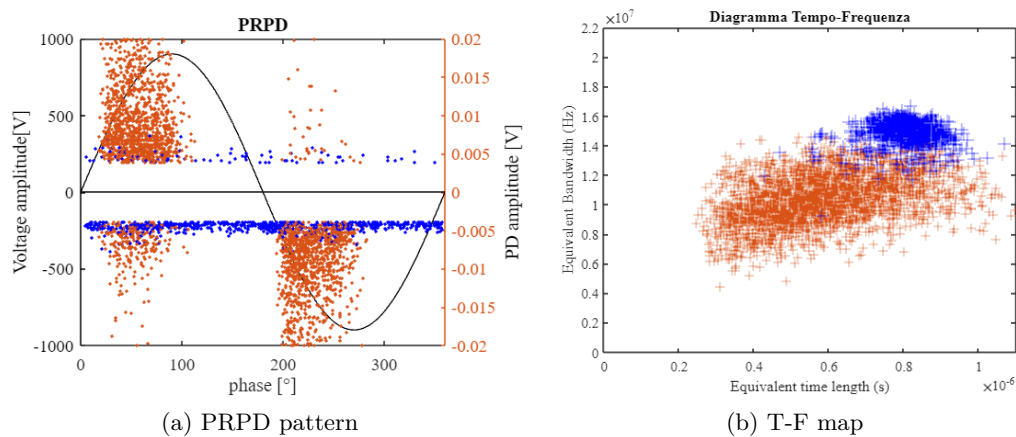


Figura 5.18: PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sullo statore a seguito della classificazione

5.2 Risultati della classificazione supervisionata

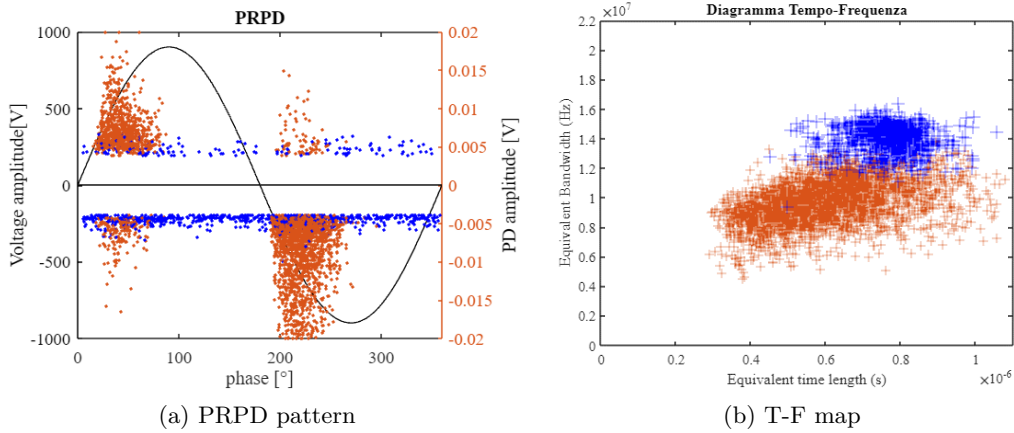
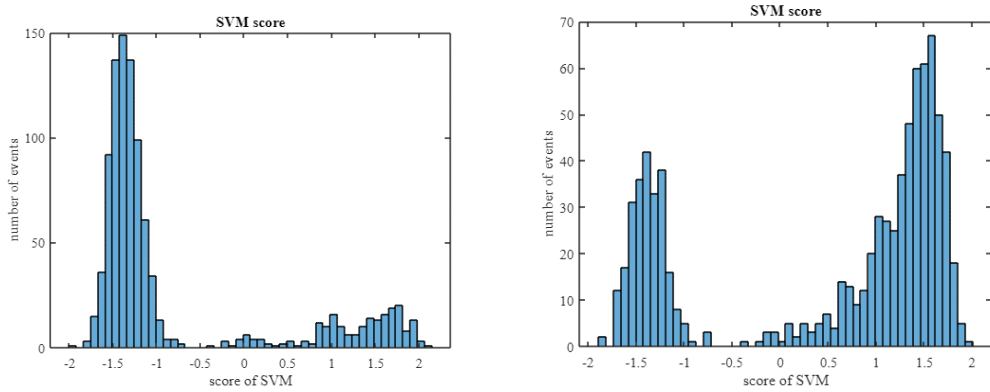
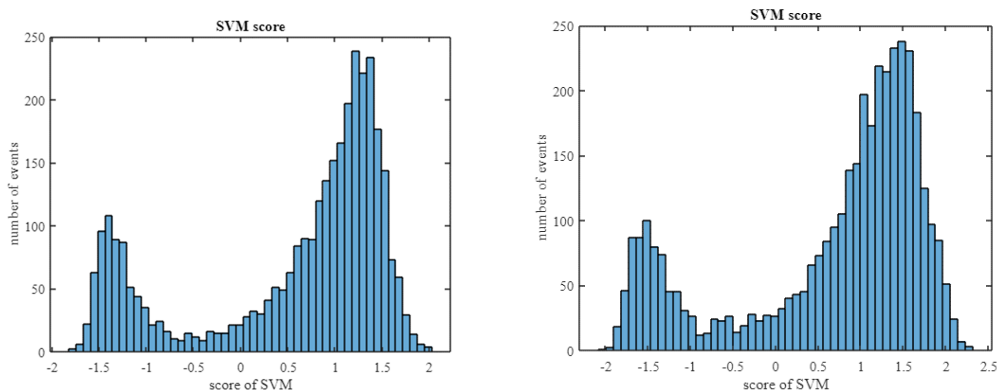


Figura 5.19: PRPD pattern e T-F map degli elementi appartenenti al dataset di misura sul rotore a seguito della classificazione



(a) Istogramma di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura su TP06 (b) Istogramma di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura su TP07

Figura 5.20: Istogrammi di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura sui twisted pair



(a) Istogramma di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura sullo statore (b) Istogramma di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura sul rotore

Figura 5.21: Istogrammi di soft output degli elementi appartenenti al dataset di misura su statore e rotore

Risultati della SVM su twisted pair

I subset derivati dalle misure sui twisted pair che vengono considerati per effettuare il testing della SVM presentano le caratteristiche riportate nella tabella 5.1.

Tabella 5.1: Caratteristiche dei dataset per la classificazione non supervisionata e sottoposti all'attribuzione delle label (TP06 e TP07)

DUT	PD (+1)	Noise (-1)	number of elements	number of samples
TP06	338	162	500	226
TP07	71	429	500	226

A partire da tali dati, si effettua il test dei due modelli della SVM; di seguito vengono riportati i risultati della valutazione delle performance del classificatore binario. Nello specifico, vengono rappresentate le confusion matrix e, nelle tabelle, i parametri di accuracy, precision, recall e F1-score, rispettivamente per i modelli della SVM addestrati a partire dalle misure effettuate sul TP06 e sul TP07.

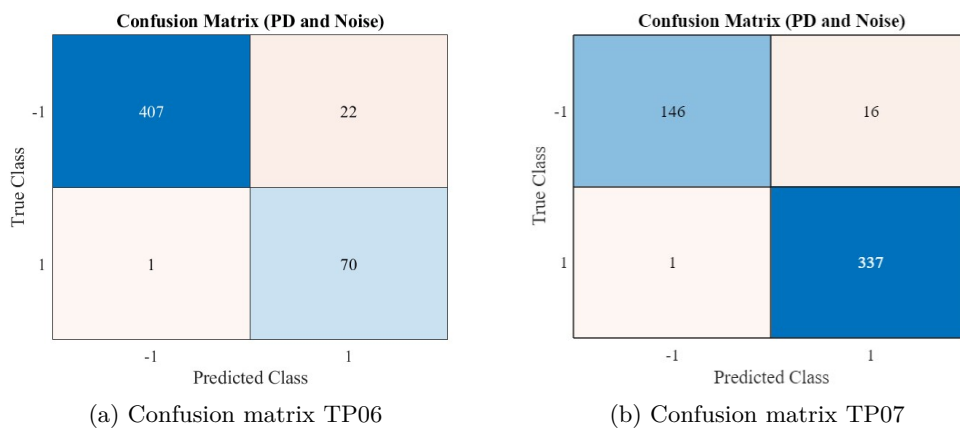


Figura 5.22: Confusion matrix dei risultati della SVM sui dataset ottenuti dalle misure sui twisted pair

Tabella 5.2: Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure su TP06

Class	Accuracy	Precision	Recall	F1_score	Support
1	0,9540	0,7609	0,9859	0,8589	71
-1	0,9540	0,9975	0,9487	0,9725	429

Tabella 5.3: Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure su TP07

Class	Accuracy	Precision	Recall	F1_score	Support
1	0,9660	0,9547	0,9970	0,9754	338
-1	0,9660	0,9932	0,9012	0,9459	162

In entrambi i casi, si ottengono ottimi risultati nella detection delle scariche parziali. Focalizzando l'attenzione sui segnali che vengono classificati in maniera errata, è possibile distinguere tre tipologie di segnali che la SVM ha difficoltà a riconoscere correttamente.

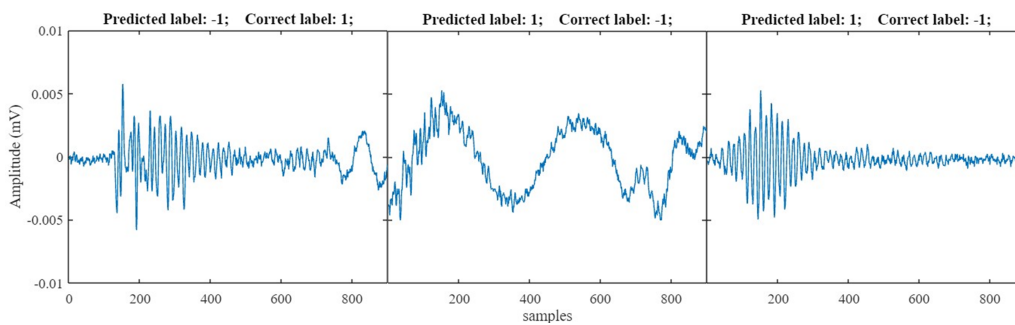


Figura 5.23: Segnali acquisiti dalle misure sul TP06 classificati erroneamente

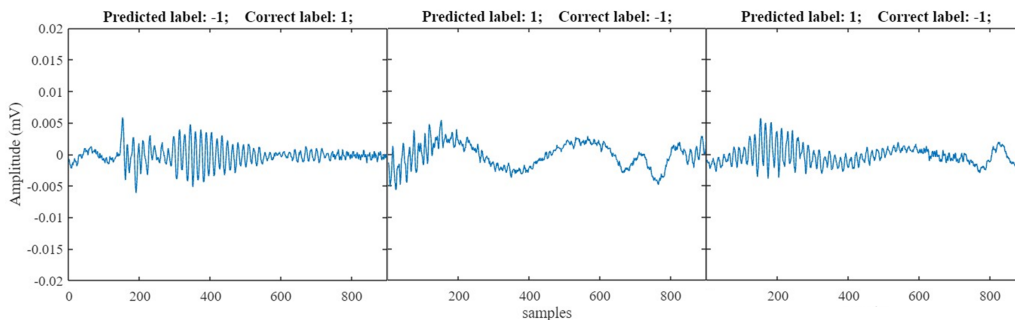


Figura 5.24: Segnali acquisiti dalle misure sul TP07 classificati erroneamente

In primo luogo, si possono osservare segnali riconducibili alle code generate dalle scariche e che rappresentano delle oscillazioni residue. Queste ultime superano comunque il livello imposto dal trigger e sono inevitabilmente classificate in maniera erranea dalla SVM. Infatti, questa tipologia di segnale non è presente nel dataset di training della SVM contenente scariche parziali, avendo impostato un trigger di acquisizione ad un valore più elevato, tale da non permettere l'acquisizione di segnali con ampiezza inferiore. Inoltre, una seconda tipologia di segnale di difficile classificazione è rappresentata da alcuni disturbi con componenti in frequenza simili alle scariche parziali, che sono riconosciuti erroneamente dalla SVM. Infine, alcune

scariche parziali possono non essere riconosciute poiché precedute o seguite da un burst di rumore. Poiché la PSD non contiene alcuna informazione temporale, le componenti in frequenza del rumore tenderanno a sovrapporsi o a coprire (nel caso di scariche di piccole entità) le armoniche generate dalla scarica parziale. Nelle figure 5.23 e 5.24 sono riportati alcuni esempi di eventi erroneamente classificati dalla SVM, in cui sono riconoscibili le tipologie di segnale descritte precedentemente.

Risultati della SVM su statore e rotore

In maniera analoga a quanto fatto in precedenza nel caso dei dati ottenuti dalle misure sui twisted pair, si esegue il testing dei modelli della SVM sui subset ricavati dalla labellizzazione di un sottoinsieme di dati ricavati dalle misure su statore e rotore. Nel caso specifico, le caratteristiche di tali subset sono quelle riportate nella tabella 5.4

Tabella 5.4: Caratteristiche dei dataset per la classificazione non supervisionata e sottoposti all'attribuzione delle label (statore e rotore)

DUT	PD (+1)	Noise (-1)	number of elements	number of samples
Stator	361	139	500	226
Rotor	379	121	500	226

I risultati delle prove di testing della SVM hanno dato i seguenti risultati, che vengono riportati attraverso le confusion matrix, i parametri di accuracy, precision, recall e F1-score rispettivamente per i modelli delle SVM addestrati sui dati relativi alle misure su statore e rotore.

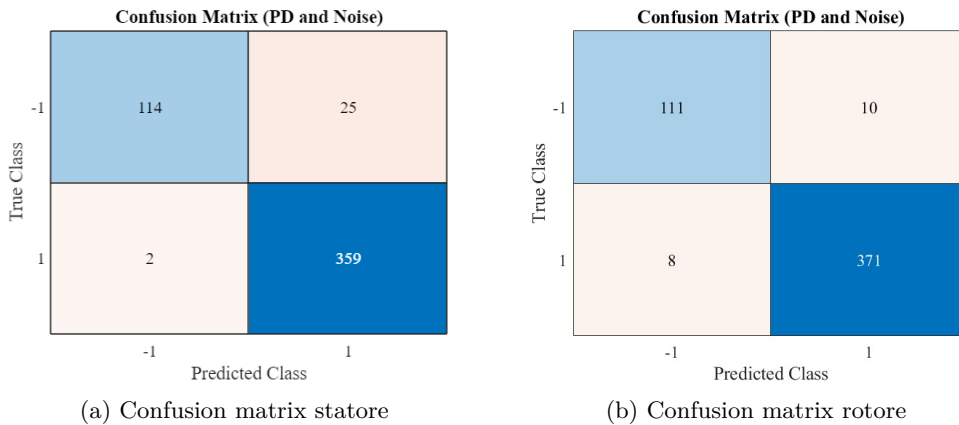


Figura 5.25: Confusion matrix dei risultati della SVM sui dataset ottenuti dalle misure su statore e rotore

Anche in questo caso, le performance nella detection delle scariche ottengono ottimi risultati. Osservando i segnali classificati erroneamente, si osservano le stesse criticità

5.2 Risultati della classificazione supervisionata

Tabella 5.5: Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure sullo statore

Class	Accuracy	Precision	Recall	F1_score	Support
1	0,9460	0,9349	0,9945	0,9638	361
-1	0,9460	0,9828	0,8201	0,8941	139

Tabella 5.6: Valutazione delle performance della SVM sui dataset ottenuti dalle misure sul rotore

Class	Accuracy	Precision	Recall	F1_score	Support
1	0,9640	0,9738	0,9789	0,9763	379
-1	0,9640	0,9328	0,9174	0,9250	121

riscontrate nel caso dei dataset relativi alle acquisizioni eseguite sui twisted pair. Si hanno infatti oscillazioni residue generate da altre scariche parziali che vengono comunque identificate come scariche. Inoltre, anche in questo caso, la presenza di disturbi all'interno della stessa acquisizione in cui è presente una scarica parziale può compromettere lo spettro del segnale e determinare una classificazione erranea. Nelle figure 5.26 e 5.27 sono riportati alcuni esempi di eventi erroneamente classificati dalla SVM.

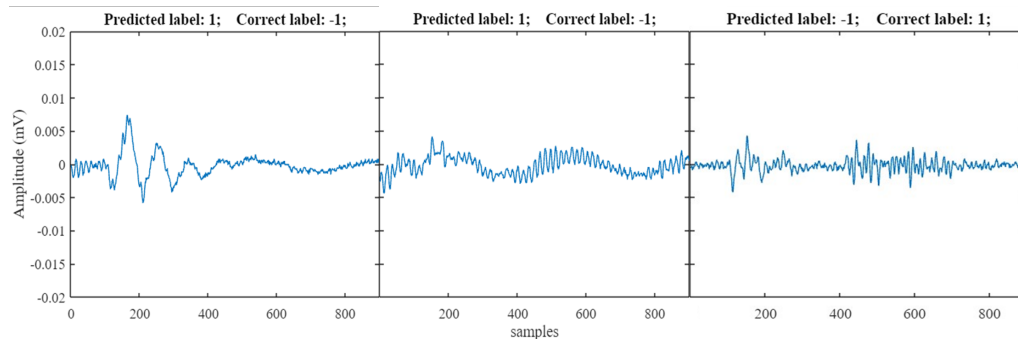


Figura 5.26: Segnali acquisiti dalle misure sullo statore classificati erroneamente

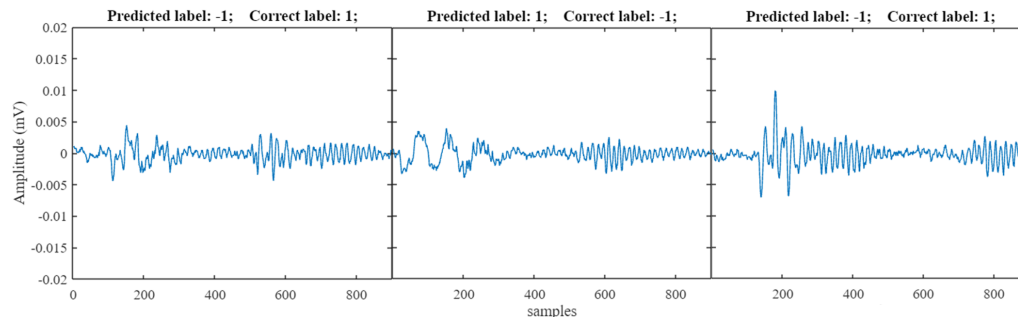


Figura 5.27: Segnali acquisiti dalle misure sul rotore classificati erroneamente

Capitolo 6

Conclusioni e sviluppi futuri

6.1 Conclusioni sulle tecniche di eccitazione: implementazione della simulazione

Nel corso del progetto del modello circuitale per la simulazione della sorgente di eccitazione delle scariche parziali, sono emerse diverse criticità inerenti alla realizzazione di una simulazione capace di restituire fedelmente il comportamento fisico di un sistema complesso. Si è scelto di realizzare il progetto in Simulink, nello specifico ricorrendo alla libreria Simscape per la simulazione circuitale. In via preliminare, si è proceduto con la descrizione di un modello per simulare il comportamento dell'IGBT, integrato all'interno di una delle schede che costituiscono il sistema per la generazione degli impulsi in HRR. In seguito, il modello del dispositivo elettronico viene integrato all'interno del sistema che simula l'intera sorgente di generazione dell'eccitazione. I valori dei parametri dei diversi componenti presenti nel sistema di test, compresi i parametri che caratterizzano il test object, sono stati ricavati o stimati direttamente dal banco di misura reale. In questo modo, si è ottenuto un modello circuitale che permette di generare una forma d'onda accurata, se confrontata con quella reale per un range di tensione di picco dell'impulso intorno ai 4000 V. Malgrado ciò, a tensioni di picco fuori da questo range, il comportamento del modello dell'IGBT realizzato tende a discostarsi sempre di più dai dati sperimentali. Nello specifico, a tensioni più basse, con tensioni della sorgente in AC inferiori ai 1500 V, le oscillazioni di risonanza sono eccessivamente pronunciate e l'overvoltage assume valori elevati che non rispecchiano più il comportamento reale. Oltre a ciò, un'ulteriore problematica riscontrata nel corso del progetto, riguarda il comportamento nel tempo della corrente sui diodi di ricircolo. Infatti, dai risultati della simulazione, tale corrente si esaurisce in un tempo inferiore rispetto a quanto invece avviene nella realtà. Nonostante le criticità evidenziate, il progetto della simulazione del sistema permette comunque di avere a disposizione un modello per lo studio della forma d'onda impulsiva generata, in relazione alle variazioni dei parametri del sistema. Quest'ultimo aspetto risulta essere fondamentale nell'ambito delle scariche parziali, in quanto le caratteristiche dell'impulso influenzano fortemente la localizzazione e l'entità del fenomeno fisico di scarica.

6.2 Conclusioni sulle tecniche di analisi dati: metodi di classificazione dei segnali adottati

L'utilizzo della SVM, a cui viene fornita come ingresso la densità spettrale di potenza dei segnali acquisiti, si dimostra una tecnica efficace nell'identificazione del rumore e nella distinzione delle scariche parziali. A causa della natura impulsiva del fenomeno delle scariche parziali, i segnali generati da queste ultime porteranno informazioni relative alla linea di trasmissione che caratterizza il sistema di misura; tuttavia, ogni singolo segnale presenta comunque delle caratteristiche specifiche che permettono di distinguere la sorgente del fenomeno da sorgenti di rumore. Si è osservato come gli spettri di segnali di disturbo sono distinguibili da quelli associati alle scariche. Il test incrociato dei vari modelli della SVM ha ribadito come la forma del segnale sia fortemente influenzata dal DUT; conseguentemente, è necessario che i dati di training della SVM siano ricavati da acquisizioni su oggetti di misura con caratteristiche il più possibile simili a quelle dell'oggetto di test. Le misure eseguite su segnali di piccola ampiezza (dell'ordine di pochi mV) con scarso SNR, ha permesso di mettere alla prova l'algoritmo. Il test è stato quindi eseguito in una situazione delicata dove i pattern PRPD e le mappe Tempo-Frequenza non forniscono una chiave di lettura univoca ed una semplice interpretazione. Per validare ulteriormente il modello si sono applicati ai segnali algoritmi di classificazione non supervisionata e si sono ricavati dei subset opportunamente labellati, analizzando ciascun evento manualmente. Su questi ultimi si è eseguito un ulteriore testing del modello. I risultati sperimentali hanno dimostrato che gran parte delle scariche parziali, anche se di entità inferiore o dell'ordine del rumore, e la maggior parte dei segnali di disturbo vengono classificati correttamente. Le poche incertezze esistenti riguardano le criticità descritte nella sezione 5.2.2; spesso tali segnali sono difficili da classificare anche per un operatore esperto. L'utilizzo della PSD per identificare gli eventi non è tuttavia scevra da complicazioni derivanti dalle caratteristiche intrinseche del sistema di misura. Le scariche parziali sono impulsi che si generano in diverse regioni del DUT, dove sono presenti delle vulnerabilità dell'isolante; il segnale impulsivo viene quindi condotto seguendo un percorso elettrico verso ground, eccitando in tale maniera i modi risonanti del circuito e determinando un segnale oscillatorio ricevuto dal sistema di acquisizione. Dunque, l'andamento della PSD conterrà informazioni relative alla tipologia di segnale, ma anche inerenti al circuito di misura e al percorso di propagazione seguito dal segnale. Inoltre, dato che la scarica può verificarsi in diverse parti del DUT, ma il segnale segue comunque lo stesso path verso ground, tale metodologia non è in grado di stabilire l'esistenza di diversi sorgenti di scariche parziali vicine tra di loro.

6.3 **Sviluppi futuri**

Per quanto concerne le tecniche di eccitazione di scariche parziali, un ulteriore passo in avanti consiste nella progettazione di sistemi di generazione di eccitazioni impulsive con rise time sempre inferiori e a frequenze sempre più elevate, nonché la possibilità di disporre di forme d'onda bipolari. Infatti, sia i risultati della simulazione che i dati sperimentali hanno confermato come gli impulsi unipolari necessitino di un intervallo di tempo per far decrescere la corrente sul carico induttivo, che va ad influire negativamente sulla massima frequenza raggiungibile dagli impulsi. L'obiettivo è sottoporre l'isolante a stress elettrici il più possibile simili a quelli reali generati da un inverter per il controllo dei motori. In letteratura sono presentate diverse soluzioni attuabili e che possono rappresentare un eventuale ambito di sviluppo per migliorare le performance dei test elettrici di scariche parziali sui motori in ambito automotive. [37, 38]

Una delle principali difficoltà da affrontare nello sviluppo di un sistema di detection delle scariche parziali basato sulla SVM per applicazioni industriali è la necessità di ottenere un dataset dotato di label assegnate correttamente e dotato di un numero abbastanza rappresentativo di eventi per entrambe le classi. Inoltre, è richiesta anche la necessità di eseguire il training sul campo della SVM prima di effettuare le acquisizioni. Un approccio per migliorare le performance della SVM in tali tipologie di scenario consiste nell'applicare il paradigma di apprendimento semisupervisionato. Nello specifico, sarebbe possibile implementare una One Class SVM (OCSVM) basandosi esclusivamente sulla caratterizzazione del rumore presente nell'ambiente di misura. In questo modo, si potrebbe eliminare la fase di acquisizione di un dataset contenente una distribuzione bilanciata di entrambe le classi finalizzato per il training del modello. La OCSVM si propone di stabilire se gli eventi di test appartengano o meno alla classe target, nel nostro caso i segnali di scarica, partendo dall'identificazione dei segnali di disturbo sui quali è stato addestrato il modello.

Bibliografia

- [1] N. Hayakawa and H. Okubo. Partial discharge characteristics of inverter-fed motor coil samples under ac and surge voltage conditions. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 21(1):5–10, Jan./Feb. 2005.
- [2] J.d.S. Cruz, F. Fruett, R.d.R. Lopes, F.L. Takaki, C.d.A Tambascia, E.R.d. Lima, and M. Giesbrecht. Partial discharges monitoring for electric machines diagnosis: A review. *Energies*, 15:7966, 2022,.
- [3] P. Leffler and J. Trnka. Failures of electrical machines - review. *International Youth Conference on Energy*, 2022.
- [4] S. B. Lee, A. Naeini, S. Jayaram, G. C. Stone, and M. Šaši´c. Surge testbased identification of stator insulation component with partial discharge activity for low voltage ac motors. *IEEE transaction on industrial applications*, 56(3):2541–2549, May/Jun. 2020.
- [5] P. Mancinelli, S. Stagnitta, and A. Cavallini. Qualification of hairpin motors insulation for automotive applications. *IEEE transaction on industrial applications*, 53(3):3110–3118, May/Jun. 2017.
- [6] A. Cavallini. Reliability of low voltage inverter-fed motors: What have we learned, perspectives, open points. *Proc. Int. Symp. Elect. Insulating Mater*, page 13–22, Oct. 2017.
- [7] V. Madonna, P. Giangrande, W. Zhao, H. Zhang C. Gerada, and M. Galea. Electrical machines for the more electric aircraft: Partial discharges investigation. *IEEE transaction on industrial applications*, 57(2):1389–1399, Mar./Apr. 2021.
- [8] T. Billard, T. Lebey, and F. Fresnet. Partial discharge in electric motor fed by a pwm inverter: Off-line and on-line detection. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 21(3):1235–1242, Jun. 2014.
- [9] B. Taghia, B. Cougo, H. Piquet, D. Malec, A. Belinger, and Jean-Pierre Carayon. Overvoltage at motor terminals in sic-based pwm drives. *Mathematics and Computers in Simulation*, 158:264–280, Apr. 2019.
- [10] A. H. Bonnett. Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on ac induction motors. *IEEE transactions on industry application*, 32(2):386–392, Mar. 1996.

Bibliografia

- [11] J. d. S. Cruz, F. Fruett, R. d. R. Lopes, F. L. Takaki, C. d. A. Tambascia, E. R. d. Lima, and M. Giesbrecht. Partial discharges monitoring for electric machines diagnosis: A review. *Energies*, 15:7966, 2022.
- [12] F.H. Kreuger. *Partial discharge Detection in High-Voltage Equipment*. Butterworths, 1989.
- [13] U. Kijpf and K. Feser. Rejection of narrow-band noise and repetitive pulses in on-site pd measurements. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2(3):433–447, 1995.
- [14] A. A. Soltani and A. El-Hag. Denoising of radio frequency partial discharge signals using artificial neural network. *Energies*, 12:3485, September 2019.
- [15] R. Hussein, K.B. Shaban, and A. El-Hag. Energy conservation based thresholding for effective wavelet denoising of partial discharge signals. *IET Sci. Meas. Technol.*, 10:813–822, 2016.
- [16] International Electrotechnical Commission (IEC). *Rotating Electrical Machines-Part 27-2: On-Line Partial Discharge Measurements on the Stator Winding Insulation of Rotating Electrical Machines*, 22 March 2012. Technical Specification IEC/TS 60034-27-2: Geneva, Switzerland.
- [17] A. Cavallini, G. C. Montanari, F. Puletti, and A. Contin. A new methodology for the identification of pd in electrical apparatus: Properties and applications. *IEEE Trans. Dielectrics Electr. Insul.*, 12(2):203 – 215, Apr. 2005.
- [18] C. Hudon and M. Bélec. Partial discharge signal interpretation for generator diagnostics. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 12(2):297–319, April 2005.
- [19] A. Cavallini, A. Contin, G. C. Montanari, and F. Puletti. Advanced pd inference in on-field measurements. i. noise rejection. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 10(2):216–114, April 2003.
- [20] A. Rodrigo Mor, L. C. Castro Heredia, and F. A. Muñoz. ‘effect of acquisition parameters on equivalent time and equivalent bandwidth algorithms for partial discharge clustering. *Int. J. Electr. Power Energy Syst*, 88:141–149, Jun. 2017.
- [21] H.-C. Chen, F.-C. Gu, and M.-H. Wang. A novel extension neural network based partial discharge pattern recognition method for high-voltage power apparatus. *Expert Systems with Applications*, 39(3):3423–3431, 2012.
- [22] S. Lu, H. Chai, A. Sahoo, and B. T. Phung. Condition monitoring based on partial discharge diagnostics using machine learning methods: A comprehensive state-of-the-art review. *IEEE Trans. Dielectrics Elect. Insul.*, 27(6):1861–1888, Dec. 2020.

- [23] M. T. Nguyen, V. H. Nguyen, S. J. Yun, and Y. H. Kim. Recurrent neural network for partial discharge diagnosis in gas-insulated switchgear. *Energies*, 11(5):1202,, May 2018.
- [24] V. Tra, B. P. Duong, and J. M. Kim. Improving diagnostic performance of a power transformer using an adaptive over-sampling method for imbalanced data. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 26(4):1325–1333, Aug. 2019.
- [25] H. Song, J. Dai, G. Sheng, and X. Jiang. Gis partial discharge pattern recognition via deep convolutional neural network under complex data source. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul*, 25(2):678–685, Apr. 2018.
- [26] Y. Wang et al. Partial discharge pattern recognition of gas-insulated switchgear via a light-scale convolutional neural network. *Energies*, 12(24):4674, Dec. 2019.
- [27] A. A. Mas’ud, B. G. Stewart, and S. G. McMeekin. An investigative study into the sensitivity of different partial discharge ϕ -q-n pattern resolution sizes on statistical neural network pattern classification. *Measurement*, 92:497–507, Oct. 2016.
- [28] E. Parrado-Hernández, J. Ardila-Rey G. Robles, and J. Martínez-Tarifa. Robust condition assessment of electrical equipment with one class support vector machines based on the measurement of partial discharges. *Energies*, 11(3):486,, Feb. 2018.
- [29] J. Ardila-Rey G. Robles, E. Parrado-Hernández and J. M. Martínez-Tarifa. Multiple partial discharge source discrimination with multiclass support vector machines. *Expert Systems With Applications*, 55:417–428, Aug. 2016.
- [30] G. C. Stone, H. G. Sedding, and C. Chan. Experience with online partial-discharge measurement in high-voltage inverter-fed motors. *Proceedings of the IEEE Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (PCIC)*, page 866–872, 19–22 September 2016.
- [31] IEC. Iec 60034-18-41, partial discharge free electrical insulation systems (type i) used in rotating electrical machines fed from voltage converters - qualification and quality control tests. *International Electrotechnical Commission*, 2014.
- [32] International Electrotechnical Commission (IEC). *Rotating Electrical Machines-Part 27-2: On-Line Partial Discharge Measurements on the Stator Winding Insulation of Rotating Electrical Machines*, 22 March 2012. Technical Specification IEC/TS 60034-27-2: Geneva, Switzerland.
- [33] J. Jiang, B. Zhang, Z. Li, P. Ranjan, J. Chen, and C. Zhang. Partial discharge features for power electronic transformers under high-frequency pulse voltage. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 49(2):845–853, Feb. 2021.

Bibliografia

- [34] L. Lusaurdi, A. Cavallini, and M. Degano. The impact of impulsive voltage waveforms on the electrical insulation of actuators for more electrical aircraft (mea). *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017.
- [35] Christopher M. Bishop. *Pattern Recognition and Machine Learning*. Springer, 2006.
- [36] P. J. Moreno, P. P. Ho, and N. Vasconcelos. A kullback-leibler divergence based kernel for svm classification in multimedia applications. *NIPS'03: Proceedings of the 16th International Conference on Neural Information Processing Systems*, page 1385–1392, Dec. 2003.
- [37] Z. Weirong, Y. Chenguo, D. Shoulong, W. Yilin, M. Jianhao, H. Yingjiang, and Y. Liang. Self-triggering high-frequency nanosecond pulse generator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Mar. 2020.
- [38] S. M. Dehghan, R. Seviour, and S. Hunt. High-speed high-voltage solid-state marx generator based on sic mosfets. *IET Power Electron.*, 16:917–927, Dec. 2022.