



Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

tesi di laurea

Metodi di stima robusti per sincrofasori in ambiente smart microgrids

Relatore: Prof. Matteo Bertocco
Correlatore: Ph.D. Marco Stellini

Laureando: Scattolin Fabio

Prefazione

Prima di iniziare l'esposizione del mio lavoro di tesi, intendo ringraziare tutte le persone che in questi anni mi hanno affiancato nel mio percorso. A partire da Silvia, sempre paziente nei miei confronti e capace di accettare le mie scelte incoraggiandomi costantemente. La mia famiglia, punto di appoggio fondamentale, alla quale devo i principi con cui affronto ogni giorno. Gli amici che condividono con me le mie giornate, perchè hanno sempre avuto la parola giusta per farmi sorridere. Ai miei colleghi di laboratorio, sempre pronti a darmi un consiglio. Un sentito ringraziamento al Prof. Matteo Bertocco e all'Ing. Marco Stellini, per l'aiuto e la disponibilità avuti nei miei confronti. Grazie anche a tutte le persone che non ho citato per nome e cognome, sapete di essere importanti per me, non perchè vi nomino in questa pagina, ma perchè fate parte della mia vita.

Fabio Scattolin

Sommario

Il contesto in cui si inserisce il presente elaborato è quello delle misure elettroniche in smart grid. Quest'ampia tematica è un punto di partenza rispetto a più ampi obiettivi ambientali, economici e sociali di livello internazionale. Il lavoro di tesi è volto all'identificazione, ottimizzazione e verifica di algoritmi di stima per sincrofasori. Per perseguire questo obiettivo è stata inizialmente necessaria un'analisi normativa approfondita, con lo scopo di individuare le prove richieste dalle normative vigenti per i sistemi in bassa tensione ed i test di conformità di un *Phasor Measurement Unit* (PMU). Una volta identificate le tipologie di segnale di test, si è svolta un'indagine sullo stato dell'arte degli algoritmi di stima di fasori. Si è posta particolare attenzione ai metodi di analisi nel dominio della frequenza, sia a causa della natura intrinseca del problema di stima, sia per l'interesse che questi dimostrano ricevere nella letteratura scientifica del settore. In particolare sono stati presi in considerazione due famiglie di metodi: l'interpolazione spettrale ed una seconda più innovativa, la super risoluzione. Per ciascuno di questi algoritmi si sono effettuate sia simulazioni, sia prove sperimentali tramite strumentazione elettronica di misura, con lo scopo di verificare ed ottimizzare le prestazioni. Grazie ad un sistema di generazione ed acquisizione di segnali analogici, è stato infatti possibile verificare le prestazioni degli algoritmi anche in un contesto applicativo reale. I risultati ottenuti sono stati valutati attraverso il confronto con i requisiti normativi. Dalle risultanze dei test effettuati si sono potute trarre interessanti conclusioni, utili sia ad un miglioramento dello stato dell'arte, sia alla formulazione di ulteriori indagini di ricerca scientifica.

Indice

Prefazione	III
Sommario	V
1 Introduzione	1
1.1 Le motivazioni dello sviluppo Smart Grid	1
1.2 Il sistema di distribuzione energetico italiano	2
1.3 Smart Grid e Smart MicroGrid	5
1.4 Phasor Measurement Unit	7
2 Analisi normativa	9
Introduzione	9
2.1 Standard IEEE c37.118 - 2011	9
2.1.1 Verifica in condizioni stazionarie	12
2.1.2 Verifica della larghezza di banda	12
2.1.3 Sollecitazione a rampa della frequenza di rete	12
2.1.4 Risposta al gradino di ampiezza e fase	17
2.1.5 Verifica della latenza di report	17
2.2 CEI EN 61000	20
2.2.1 CEI EN 61000-2	20
2.2.2 CEI EN 61000-4-4	20
2.2.3 CEI EN 61000-4-11	21
2.2.4 CEI EN 61000-4-13	21
2.2.5 CEI EN 61000-4-14	26
2.2.6 CEI EN 61000-4-30	28
2.3 Standard IEEE 1459 - 2010	28
2.4 Standard IEEE 1159 - 2009	29
2.5 Ulteriori normative e standard	32

I	Studio degli algoritmi	33
3	Algoritmi di stima	35
	Introduzione	35
	3.1 Algoritmo basato su EPLL	36
	3.2 Algoritmo basato sulla demodulazione AM-FM	43
	3.3 Algoritmo di stima dinamica	46
4	Algoritmo di Interpolazione Spettrale	51
	Introduzione	51
	4.1 Algoritmo Ip-DFT nel caso ideale	51
	4.2 Algoritmo Ip-DFT nel caso reale	52
	4.2.1 Finestratura	58
	4.2.2 Interpolazione	60
	4.2.3 Centrazione	63
	4.2.4 Costruzione dei riferimenti	65
	4.3 Gradi di libertà progettuali	69
5	Algoritmo di Super-Risoluzione	73
	Introduzione	73
	5.1 Descrizione dell'algoritmo SR	74
	5.2 Possibili problematiche dell'algoritmo SR	77
II	Verifiche sperimentali	79
6	Confronto degli algoritmi in ambiente di simulazione	81
	Introduzione	81
	6.1 Algoritmo Ip-DFT	81
	6.1.1 Struttura del software	81
	6.1.2 Condizioni stazionarie	83
	6.1.3 Rumore bianco di fondo	85
	6.1.4 Step in ampiezza	87
	6.1.5 Rampa in frequenza	95
	6.1.6 Modulazione AM	102
	6.1.7 Modulazione PM	105
	6.1.8 Misurazione della larghezza di banda	111
	6.2 Algoritmo SR	113
	6.2.1 Condizioni stazionarie	113
	6.2.2 Step in ampiezza	115
	6.2.3 Rampa in frequenza	117

6.2.4	Misurazione della larghezza di banda	119
6.3	Confronto sperimentale tra gli algoritmi	121
7	Test dell'algoritmo su segnali reali	123
	Introduzione	123
7.1	Sistema di test	124
7.2	Segnali Standard IEEE c37.118.1	128
7.2.1	Condizioni stazionarie	128
7.2.2	Step in ampiezza	131
7.2.3	Rampa in frequenza: tipologia 1	134
7.2.4	Rampa in frequenza: tipologia 2	138
7.2.5	Modulazione PM	141
7.2.6	Misurazione della larghezza di banda	144
7.3	CEI EN 61000-4-11: immunità ai buchi di tensione	146
8	Conclusioni e sviluppo futuri	157
	Bibliografia	159

Capitolo 1

Introduzione

in collaborazione con il dott. Daniele Caliolo, [1]

Nella prima parte di questo capitolo iniziale, si riassumono le motivazioni dello sviluppo delle smart grid inserite nel contesto della rete di distribuzione nazionale. Si esporranno, in modo non del tutto esaustivo, i principi guida di questo sviluppo dettati dal mondo politico internazionale, che risiedono in esigenze ambientali e socio-economiche. Nella parte conclusiva del capitolo si darà una definizione di smart grid e smart microgrid, introducendone, in termini generali, i principali benefici e svantaggi. Infine verrà introdotto il termine PMU, l'unità fondamentale studiata oggetto della presente tesi, la sua descrizione in questo capitolo vuol essere solo una breve introduzione a quanto invece verrà presentato nel capitolo successivo attraverso una sua definizione più rigorosa tramite l'utilizzo di norme e standard internazionali.

1.1 Le motivazioni dello sviluppo Smart Grid

Nel corso della storia, l'umanità ha sempre cercato di migliorare il proprio stile di vita, appoggiandosi a grandi scoperte scientifiche e tecnologiche per poter soddisfare ciascun bisogno primario o secondario dell'individuo. Questa continua ricerca ha spesso portato ad invenzioni dal valore inestimabile, tuttavia la sete di conoscenza dell'uomo ha dovuto scontrarsi con i limiti umani nel saper gestire tanta competenza. Il primo elemento che ha dovuto confrontarsi con tali principi è l'ambiente: emissione di CO_2 , emissione di gas nocivi, surriscaldamento globale e cambiamenti climatici, sono solo alcuni degli effetti ben noti dello sviluppo umano. In base a questa situazione l'Unione Europea ha deciso di reagire per permettere un futuro sostenibile alle generazioni che verranno [2], [3]. L'Europa ha identificato il

settore energetico come chiave di uno sviluppo che rispetti l'ambiente che ci circonda, ed attraverso la direttiva 2009/28/CE ha identificato le linee guide per questo cambiamento riassumendole in tre punti:

- riduzione del 20% del consumo delle fonti primarie rispetto alle attuali previsioni, attraverso l'aumento dell'efficienza del sistema di distribuzione;
- riduzione del 20% dell'emissioni di gas serra, tale obiettivo rende ancor più ambizioso il progetto indicato nel trattato di Kyoto stilato nel 1997 ed entrato in vigore nel 2005;
- aumento del 20% dell'utilizzo di fonti rinnovabili in più settori energetici.

La direttiva europea appena riassunta, chiamata spesso obiettivo 20/20/20, è la risposta di governi e nazioni alla situazione sempre più preoccupante che coinvolge il nostro pianeta. L'unione di obiettivi energetici-tecnologici con tematiche ambientali si basa dunque su tre fondamentali pilastri:

- **la sostenibilità ambientale**, con la riduzione dell'emissione dei gas serra e dell'uso di risorse energetiche disponibili in quantità limitata;
- **la sicurezza degli approvvigionamenti energetici**, per garantire la quale occorre diversificare le fonti energetiche e migliorare le infrastrutture per l'approvvigionamento ed il trasporto dell'energia;
- **crescita della competitività nel settore energetico**, un sistema più efficiente in grado di aumentare le soluzioni di distribuzione dell'energia sul mercato e di ridurre i costi pagati dai consumatori.

1.2 Il sistema di distribuzione energetico italiano

Per poter comprendere in che modo l'obiettivo 20/20/20 può essere raggiunto, è necessario identificare nel sistema di distribuzione energetico italiano i punti chiave dove lo sviluppo tecnologico e delle infrastrutture può intervenire per un effettivo miglioramento dell'efficienza. Nell'immagine 1.1 è riportata schematicamente la struttura della rete di distribuzione elettrica nazionale. Attualmente il sistema di distribuzione italiano prevede la presenza di alcune grandi centrali elettriche, oppure collegamenti

per l'approvvigionamento energetico provenienti dall'estero, fonti da cui l'energia elettrica si dirama. Il trasporto di tale energia si effettua attraverso linee ad alta ed altissima tensione, rispettivamente compresa tra 30 kV e 150 kV ed oltre i 220 kV: naturalmente la scelta di utilizzare linee ad elevato potenziale è dettata dalla necessità di limitare la corrente su di esse e dunque ridurre drasticamente le perdite di energia per effetto Joule. Le linee ad alta ed altissima tensione, prima di raggiungere i centri urbani, vengono convertite in linee a media tensione tra 1 kV e 30 kV, attraverso opportune cabine di trasformazione. Da tali punti si diramano 8-10 linee a media tensione che, prima di raggiungere il singolo utente, vengono rese a bassa tensione, cioè 400 V per sistemi trifase e 230 V per sistemi monofase.

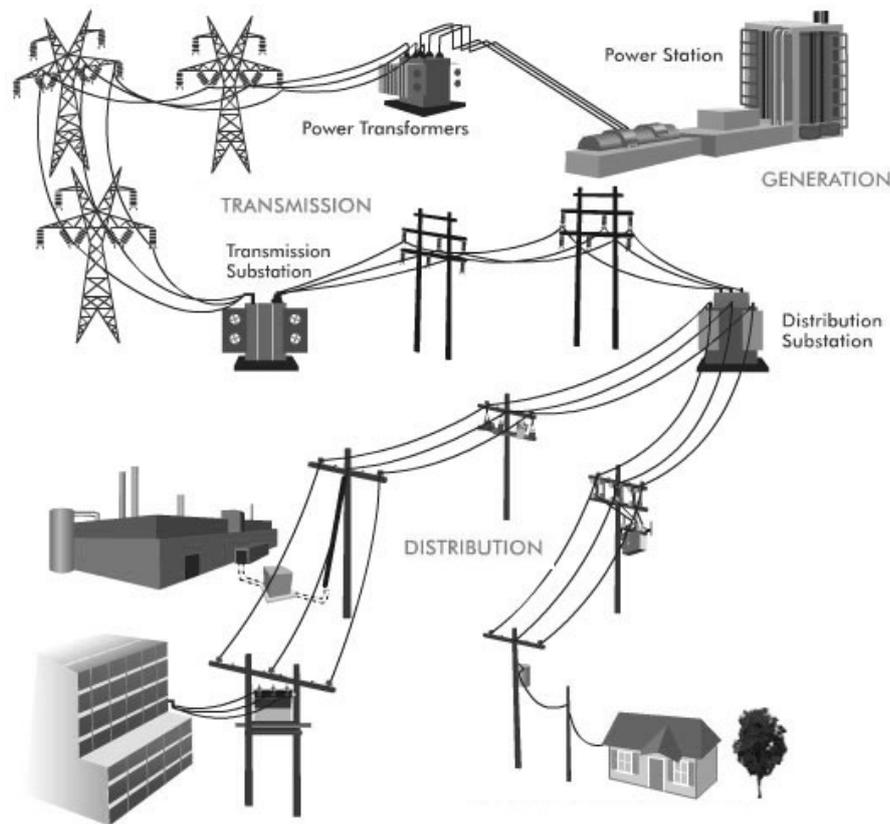


Figura 1.1: Struttura della rete di distribuzione energetica nazionale, [4]

Questo processo ramificato di distribuzione presenta però dei limiti che devono essere presi in considerazione:

- possibilità di sfasamento della rete, conseguente all'introduzione di componenti reattive e di variazioni rapide e consistenti dei carichi nei

vari nodi della rete. Lo sfasamento della rete ne riduce l'efficienza e le prestazioni;

- rischi di surriscaldamento delle linee di distribuzione, con conseguente dissipazione di potenza;
- progettazione unidirezionale delle linee di distribuzione.

L'ultimo punto indicato è particolarmente d'interesse per le smart grid. L'attuale sistema di distribuzione energetico prevede infatti che sia l'ente energetico di riferimento a fornire tutta l'energia necessaria. Ciascun nodo della rete quindi è teoricamente un nodo entrante, cioè che assorbe energia senza immetterne. Lo sviluppo di fonti di energia rinnovabili installabili direttamente sull'abitazione o nel quartiere del consumatore, ed in grado di immettere energia nel livello di bassa e media tensione, hanno totalmente sconvolto la visione iniziale del sistema [5]. Ciascun nodo infatti ora può sia assorbire che immettere energia nella rete e tale dinamica non può sempre essere regolata con precisione. Per esempio, basti pensare al funzionamento di un pannello solare, il quale a seconda delle condizioni meteorologiche è in grado di fornire energia alla rete oppure non dare alcun contributo. Da questo radicale cambiamento è nata la necessità di avere maggior controllo sulla rete, non solo ad alta ed altissima tensione, ma anche a media e bassa tensione. Il gestore della distribuzione energetica dev'essere infatti in grado di identificare un qualsiasi fenomeno che avviene in un punto della rete, per poter intervenire per il ripristino del corretto funzionamento. Supponiamo ad esempio che vi sia un guasto su di un tratto della linea, il gestore deve essere in grado di riconoscere tale fenomeno e coordinare le fonti di energia distribuite per il ripristino delle condizioni operative standard. Si intuisce dunque che le tre principali operazioni in un ambiente di fonti di energia distribuita sono:

- riconoscimento del guasto: identificando la tipologia di problematica nel minor tempo possibile e con la miglior accuratezza possibile;
- capacità di risoluzione del problema: vi dev'essere un sistema di controllo che abbia la possibilità di intervenire sui singoli nodi della rete per assicurare il corretto funzionamento della stessa. Ad esempio, comandando l'accensione o lo stacco di inverter allacciati alla rete oppure intervenendo direttamente sulla centrale elettrica;
- comunicazione tra i nodi: è necessario un sistema di sincronizzazione in grado di aumentare l'efficienza in termini di tempo d'intervento assicurando la stabilità della rete.

La risposta a questa domanda di gestione della rete è chiamata *smart grid*.

1.3 Smart Grid e Smart MicroGrid

La *smart grid* è una rete intelligente di fonti di energia elettrica distribuite, dotata di un sistema di sincronizzazione e di misurazione in grado di stabilire la direzionalità del flusso di potenza di ciascun nodo e in ciascuna linea di distribuzione della rete. Gli algoritmi utilizzati nella *smart grid* sono in grado di ottimizzare consumi, stabilità, emissioni e costi della rete. Le *smart grid* hanno dunque il compito di migliorare la sicurezza, l'affidabilità e l'efficienza di sistemi a generazione distribuita, in cui una parte sempre più importante è rappresentata da fonti rinnovabili solari ed eoliche, come riportato in figura 1.2.

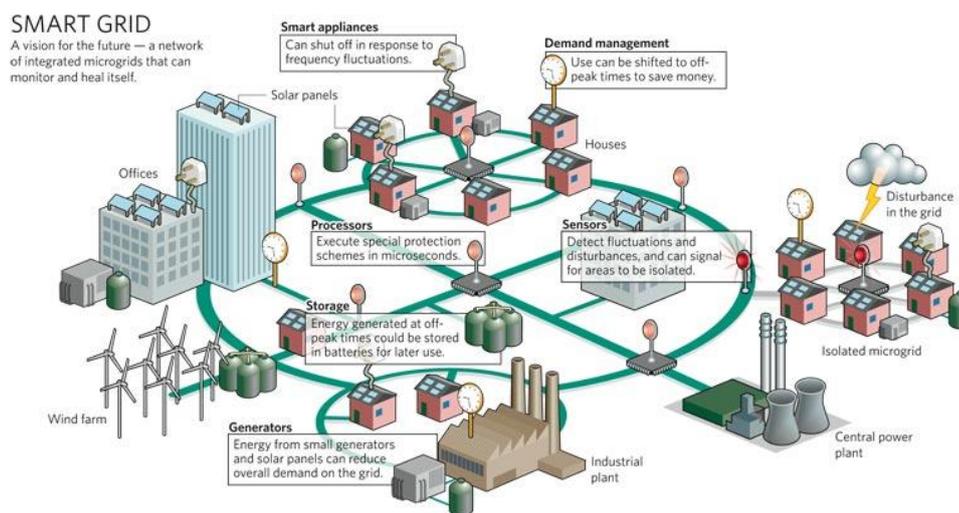


Figura 1.2: Struttura di una rete smart grid, [6]

Lo sviluppo delle smart grid può portare molteplici benefici all'attuale rete di distribuzione energetica. Da un punto di vista ambientale, l'incremento di fonti di energia rinnovabili comporta la riduzione di emissioni di gas nocivi. I servizi ai clienti avrebbero una migliore efficienza e stabilità, infatti le sorgenti di energia sarebbero più vicine ai carichi e ciò diminuirebbe la possibilità di disturbi lungo le linee di distribuzione. Inoltre le fonti di energia distribuite diversificate tra loro permetterebbero un miglioramento della *power quality*, tramite un sostegno locale alla tensione di linea

attraverso l'iniezione di potenza attiva e/o reattiva. L'utilizzo di smart grid permetterebbe di aumentare la *host capacity* della rete, senza però rendere critico il tema dello sbilanciamento della stessa. Da un punto di vista intuitivo, si potrebbe pensare che un aumento delle utenze nella rete possa comportare un aumento della probabilità che essa sia sbilanciata a causa di immissioni e prelievi di energia, che comportano una variazione alle condizioni nominali di tensione e frequenza del sistema. In realtà, grazie alla capacità comunicativa della rete smart grid, i nodi, essendo bidirezionali, possono essere loro stessi utilizzati come strumenti di bilanciamento della rete, a patto che vi sia un'entità gerarchicamente superiore in grado di coordinare il flusso di potenza attiva e/o reattiva di ciascun nodo. Le reti smart grid possono però comportare alcune problematiche inerenti ai metodi di controllo dei flussi bidirezionali di potenza, che richiedono uno sviluppo dei sistemi di protezione diverso da quanto finora realizzato. Le fonti di energia rinnovabili, per quanto rappresentino la speranza di un futuro più eco-sostenibile, hanno attualmente una scarsa regolarità nella produzione di energia e questo porta a dei comportamenti di sorgenti e carichi imprevedibili nella rete.

L'ambiente *smart microgrid* rappresenta il mattone fondamentale con cui costituire la rete smart grid completa, figura 1.3. Si definisce smart microgrid, un territorio residenziale di modeste dimensioni dove sono presenti sorgenti distribuite di energia come pannelli fotovoltaici, micro turbine eoliche, sistemi di accumulo e celle a combustione. La rete quindi è a bassa tensione. Nelle smart microgrids si ha una gestione energetica distribuita che permette all'utente di essere sia *consumer* che *producer* e conseguentemente acquistare potere contrattuale verso le grandi aziende di distribuzione energetica. La progettazione di questa tipologia di rete rende il sistema flessibile alle esigenze dei consumatori e permette di aumentare la qualità dell'energia anche in territori remoti.

Attualmente la ricerca scientifica, spinta dalle politiche internazionali e da ingenti investimenti economici, si sta concentrando sulla dimensione residenziale delle smart microgrids, per avere un solido punto di partenza per costruire le reti del futuro.

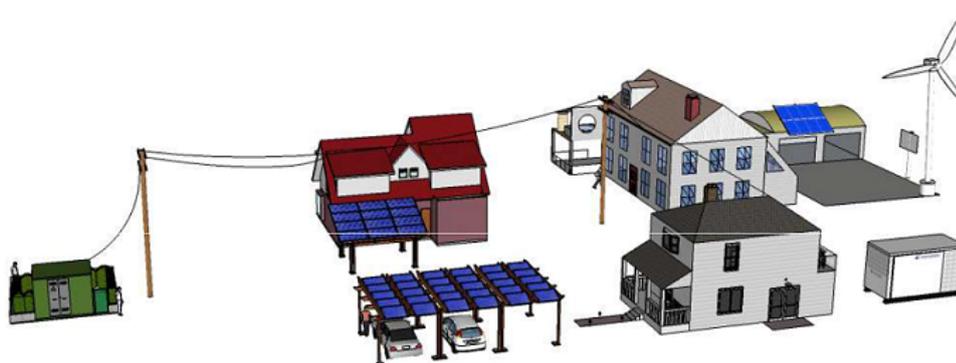


Figura 1.3: Struttura di una rete smart microgrid, [7]

1.4 Phasor Measurement Unit

Il dispositivo fondamentale per la gestione del flusso bidirezionale di potenza è il *Phasor Measurement Unit* (PMU), figura 1.4. Le caratteristiche proprie di questo dispositivo verranno analizzate nel successivo capitolo, nel quale verranno inserite nel contesto normativo del settore. Il termine PMU è introdotto dallo standard IEEE c37.118.1 [8], in cui si definisce il termine sincrofasore e si descrivono nel dettaglio le prestazioni che il PMU deve garantire. In termini generici, esso dev'essere in grado, con una determinata accuratezza ed entro un certo periodo di tempo, di riconoscere eventi riguardanti il flusso di energia nei nodi della rete. Questo dispositivo quindi dev'essere in grado di acquisire il segnale della linea d'alimentazione di ciascun nodo in modo sincronizzato al sistema di supervisione e successivamente elaborare i dati ottenuti per fornire delle stime sull'effettivo andamento del segnale. Da queste è possibile riconoscere eventi di disturbo presenti nella rete, anomalie riguardanti frequenza e tensione sulla linea ed eventuali comportamenti inaspettati da parte dei nodi della rete. Queste informazioni devono poi essere processate da un'unità superiore, in grado di controllare i diversi nodi della rete per ripristinare il corretto funzionamento della distribuzione dell'energia. Attualmente i PMU sono unità inserite nella rete a media tensione, che garantiscono un intervento di diagnosi nell'arco di un minuto. Le recenti ricerche hanno come scopo l'abbassamento del tempo d'intervento, tramite il coordinamento di più dispositivi inseriti nella rete a bassa tensione.

In questa tesi verranno studiati alcuni algoritmi che caratterizzano le prestazioni di un PMU. In particolare verranno analizzati ed implementati algoritmi di stima in grado di ricostruire un segnale campionato seguendo

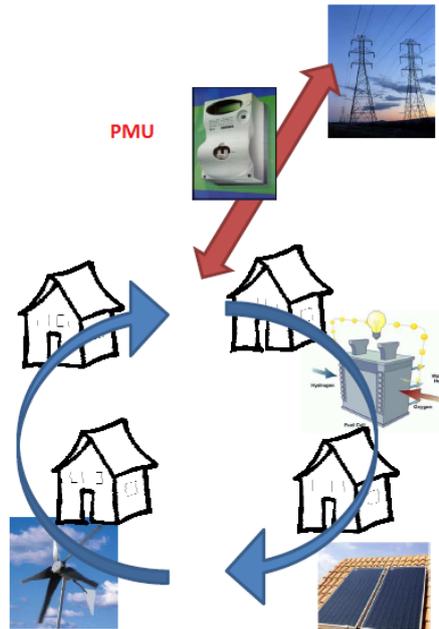


Figura 1.4: Gestione bidirezionale di un flusso da parte di un PMU, [7]

le specifiche indicate dalle normative. Lo studio di questi algoritmi in ambiente smart microgrid, comporta necessariamente il confronto delle prestazioni del PMU non solo con lo standard [8], ma anche con la serie di norme CEI EN 61000-4, che classificano le tipologie di disturbi possibili in una rete a bassa tensione, solitamente questa seconda categoria è molto più severa della prima, in termini di segnali di test a cui il PMU dev'essere in grado di reagire. Nel capitolo successivo verranno analizzate nel dettaglio queste normative per poter ottenere dei segnali di test a norma su cui applicare gli algoritmi di stima presenti nel PMU.

Capitolo 2

Analisi normativa

in collaborazione con il dott. Daniele Caliolo, [1]

Introduzione

La definizione delle specifiche di un dispositivo è una operazione fondamentale ed estremamente delicata dato che una non corretta analisi delle richieste può portare allo sviluppo di prodotti non adeguati, o peggio, non conformi [9]. Nel caso in esame non vi sono norme ad hoc che possano venire in aiuto, in quanto non sono state ancora emanate direttive per smart meter da inserire in reti monofase a bassa tensione. Pertanto, sono stati esaminati documenti che si riferiscono a sistemi in media o alta tensione, come lo standard IEEE c37.118, e sulla base di questi si è provveduto a confrontare i dati raccolti con alcune norme che regolamentano i sistemi in bassa tensione, come le CEI EN 61000, andando così a determinare un insieme realistico di specifiche per il dispositivo e il relativo test set da realizzare con il sistema di benchmarking.

2.1 Standard IEEE c37.118 - 2011

Lo standard IEEE c37.118.1-2 - 2011 [8], si riferisce ad un sistema di misura localizzato in centrali di distribuzione. Si definiscono innanzitutto alcune grandezze cui poi si farà riferimento per la determinazione delle specifiche:

- Frequenza di report F_s : numero di report al secondo, ed in questo equispaziati, che il dispositivo invia all'unità di supervisione. Si assume $T = 1/F_s$ con nT l' n -esimo istante di report.

- Sincrofasore: rappresentazione fasoriale della grandezza elettrica misurata, nella forma di modulo e fase o di parte reale ed immaginaria, riferita a un coseno campione il cui valore massimo coincide con lo scatto del secondo UTC, con aggiunta l'informazione temporale dell'istante in cui viene effettuata la misura, come visibile in figura 2.1;

Dato un segnale cosinusoidale con frequenza f_0 e fase iniziale φ_0 :

$$x(t) = X_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (2.1)$$

vi si associa la notazione fasoriale, relativa agli istanti di report:

$$\begin{aligned} \bar{X}(nT) &= \frac{X(nT)}{\sqrt{2}} e^{j\varphi(nT)} \\ &= X_r + j X_i \\ &= X(nT); \angle\varphi(nT) \end{aligned} \quad (2.2)$$

nelle forme esponenziale, parte reale ed immaginaria, e modulo e fase.

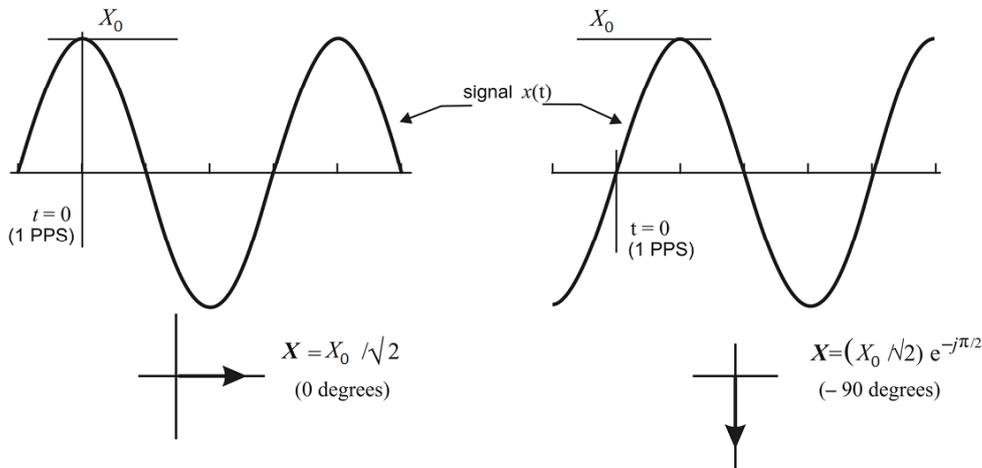


Figura 2.1: Convenzioni per la rappresentazione del sincrofasore, [8]

- Tasso di variazione della frequenza o ROCOF: definito come

$$\begin{aligned} ROCOF(nT) &= \frac{d}{dt} \Delta f(nT) \\ &= \frac{d}{dt} (f(nT) - f_0) \end{aligned} \quad (2.3)$$

- Errore vettoriale totale o TVE: definito come:

$$\begin{aligned} TVE(nT) &= \sqrt{\frac{(\hat{X}_r(nT) - X_r(nT))^2 + (\hat{X}_i(nT) - X_i(nT))^2}{X_r^2(nT) + X_i^2(nT)}} \\ &= \frac{\|\bar{X}(nT) - \hat{X}(nT)\|}{\|\bar{X}(nT)\|} \end{aligned} \quad (2.4)$$

dove $\hat{X}(nT)$ indica il valore stimato del fasore $\bar{X}(nT)$ e i pedici r ed i indicano rispettivamente parte reale ed immaginaria del fasore. Il TVE risulta essere la norma del vettore errore individuato tra il fasore stimato e il fasore reale normalizzata rispetto il fasore $\bar{X}(nT)$;

- Errore sulla frequenza o FE: definito come:

$$\begin{aligned} FE(nT) &= \left| f(nT) - \hat{f}(nT) \right| \\ &= \left| \Delta f(nT) - \hat{\Delta} f(nT) \right| \end{aligned} \quad (2.5)$$

- Errore sul ROCOF o RFE: definito come:

$$RFE(nT) = \left| \frac{d}{dt} \Delta f(nT) - \frac{d}{dt} \hat{\Delta} f(nT) \right| \quad (2.6)$$

Vengono inoltre definite due classi di strumento:

- tipo P: dispositivi di protezione, caratterizzati da bassi tempi di risposta, bassa latenza e precisione limitata;
- tipo M: dispositivi a scopo di misura, hanno tempi di risposta maggiori rispetto la classe P, ma garantiscono misurazioni più accurate.

E' possibile implementare qualsiasi frequenza di report, ma devono essere previsti almeno i valori di 10, 25 e 50 frame/s per sistemi a 50 Hz.

Lo standard prescrive alcuni test per verificare la conformità del dispositivo, differenziando in base alla classe e definendo il segnale e le condizioni di prova. Vengono inoltre fornite le equazioni delle risposte attese per le verifiche in condizioni dinamiche.

Prevedendo l'impiego del dispositivo nel monitoraggio della rete elettrica nei punti di immissione e prelievo di energia, si ritiene consono dimensionare il sistema secondo le specifiche per la classe M. La protezione dei circuiti a valle dello smart meter è demandata ad appositi dispositivi.

2.1.1 Verifica in condizioni stazionarie

Il segnale di prova deve essere una sinusoide pura i cui parametri sono mantenuti costanti per l'intera durata della misura.

I parametri dei segnali di prova per la verifica della misura del sincrofattore sono determinati tramite la tabella 2.1, mantenendo tutti i parametri al valore di riferimento e scegliendone uno tra questi da variare entro il range specifico per la classe di strumento. Il test ha esito positivo se viene verificata la condizione indicata. Per la sola verifica sulla frequenza del segnale, viene prescritta la ripetizione della prova con temperatura ambiente di 0, 23 e 50 °C.

I parametri dei segnali di prova per la verifica della misura della frequenza e del ROCOF sono determinati tramite le tabelle 2.2 e 2.3 mantenendo tutti i parametri al valore di riferimento e selezionandone uno tra questi da variare entro il range specifico per la classe di strumento. Il test ha esito positivo se viene verificata la condizione indicata.

2.1.2 Verifica della larghezza di banda

L'analisi viene effettuata applicando un segnale sinusoidale modulato in ampiezza e fase secondo i parametri forniti dalla norma e definito tramite l'equazione:

$$x(t) = X_0 (1 + k_x \cos(\omega t)) \cos[\omega_0 t + k_a \cos(\omega t - \pi)] \quad (2.7)$$

dove x_m rappresenta l'ampiezza del segnale, $\omega_0 = 2\pi f_0$ la pulsazione nominale, $\omega = 2\pi f$ la pulsazione del segnale modulante e k_x e k_a rispettivamente gli indici di modulazione in ampiezza e fase.

Le misure effettuate dal dispositivo devono rispettare i limiti imposti nelle tabelle 2.4 e 2.5 e sono modellate dalle equazioni:

$$\begin{aligned} x(nT) &= \left\{ X_0/\sqrt{2} [1 + k_x \cos(\omega nT)] \right\} \angle \{ k_a \cos(\omega nT - \pi) \} \\ f(nT) &= \omega_0/2\pi - k_a(\omega/2\pi) \sin(\omega nT - \pi) \\ ROCOF(nT) &= \frac{d}{dt} \Delta f(nT) = -k_a(\omega^2/2\pi) \cos(\omega nT - \pi) \end{aligned} \quad (2.8)$$

2.1.3 Sollecitazione a rampa della frequenza di rete

L'analisi viene effettuata applicando un segnale sinusoidale modulato in frequenza secondo i parametri forniti dalla norma e definito tramite l'equazione

Classe P			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max TVE
Frequenza del segnale	$f_{nominale}$ f_0	$f_0 \pm 2$ Hz	1%
Ampiezza segnale - V	$V_{nominale}$ V_n	[80; 120]% V_n	1%
Ampiezza segnale - I	I_{max}	[10; 200] % I_{max}	1%
Fase del segnale	Costante o lentovariante	$\pm\pi$ rad	1%
Distorsione armonica	< 0.2% (THD)	1% ogni armonica fino la 50°	1%
Classe M			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max TVE
Frequenza del segnale	$f_{nominale}$ f_0	$f_0 \pm 2$ Hz, $F_s < 10$ $f_0 \pm F_s/5$ Hz, $10 \leq F_s < 25$ $f_0 \pm 5$ Hz, $F_s \geq 25$	1%
Ampiezza segnale - V	$V_{nominale}$ V_n	[10; 120]% V_n	1%
Ampiezza segnale - I	I_{max}	[10; 200]% I_{max}	1%
Fase del segnale	Costante o lentovariante	$\pm\pi$ rad	1%
Distorsione armonica	< 0.2% (THD)	10% ogni armonica fino la 50°	1%

Tabella 2.1: Parametri per la verifica in condizioni stazionarie della misura del sincrofasore.

Classe P			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max FE
Frequenza del segnale	$f_{nominale}$ f_0	$f_0 \pm 2$ Hz	5 mHz
Distorsione armonica	$< 0.2\%$ (THD)	1% ogni armonica fino la 50°	5 mHz
Classe M			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max FE
Frequenza del segnale	$f_{nominale}$ f_0	$f_0 \pm 2$ Hz, $F_s < 10$ $f_0 \pm F_s/5$ Hz, $10 \leq F_s < 25$ $f_0 \pm 5$ Hz, $F_s \geq 25$	5 mHz
Distorsione armonica	$< 0.2\%$ (THD) $F_s > 20$ $F_s \leq 20$	10% ogni armonica fino la 50°	25 mHz 5 mHz

Tabella 2.2: Parametri per la verifica in condizioni stazionarie della misura della frequenza.

Classe P			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max RFE
Frequenza del segnale	$f_{nominale}$ f_0	$f_0 \pm 2$ Hz	0.01 Hz/s
Distorsione armonica	$< 0.2\%$ (THD)	1% ogni armonica fino la 50°	0.01 Hz/s
Classe M			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max RFE
Frequenza del segnale	$f_{nominale}$ f_0	$f_0 \pm 2$ Hz, $F_s < 10$ $f_0 \pm F_s/5$ Hz, $10 \leq F_s < 25$ $f_0 \pm 5$ Hz, $F_s \geq 25$	0.01 Hz/s
Distorsione armonica	$< 0.2\%$ (THD) $F_s > 20$ $F_s \leq 20$	10% ogni armonica fino la 50°	6 Hz/s 2 Hz/s

Tabella 2.3: Parametri per la verifica in condizioni stazionarie della misura del ROCOF.

Classe P			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max TVE
$k_x = 0.1$ $k_a = 0.1 \text{ rad}$	$100\% x_n$ f_0	$f = [0.1, f_{max}]$ $f_{max} = \min \{F_s/10; 2\} \text{ Hz}$	3%
$k_x = 0$ $k_a = 0.1 \text{ rad}$	$100\% x_n$ f_0	$f = [0.1, f_{max}]$ $f_{max} = \min \{F_s/10; 2\} \text{ Hz}$	3%
Classe M			
Parametro	Condizione di riferimento	Range	Max TVE
$k_x = 0.1$ $k_a = 0.1 \text{ rad}$	$100\% x_n$ f_0	$f = [0.1, f_{max}]$ $f_{max} = \min \{F_s/5; 5\} \text{ Hz}$	3%
$k_x = 0$ $k_a = 0.1 \text{ rad}$	$100\% x_n$ f_0	$f = [0.1, f_{max}]$ $f_{max} = \min \{F_s/5; 5\} \text{ Hz}$	3%

Tabella 2.4: Parametri per la verifica della larghezza di banda: limiti sul TVE.

Classe P		
F_s	Max FE	Max RFE
> 20	60 mHz	3 Hz/s
≤ 20	10 mHz	0.2 Hz/s
Classe M		
F_s	Max FE	Max RFE
> 20	300 mHz	30 Hz/s
≤ 20	60 mHz	2 Hz/s

Tabella 2.5: Parametri per la verifica della larghezza di banda: limiti su FE e RFE per ogni scelta del segnale di prova.

$$x(t) = X_0 \cos(\omega_0 t + \pi R_f t^2) \quad (2.9)$$

dove X_0 rappresenta l'ampiezza del segnale, $\omega_0 = 2\pi f$ la pulsazione nominale e R_f il ROCOF imposto.

Le misure effettuate dal dispositivo devono rispettare i limiti imposti nelle tabelle 2.6 e 2.7 e sono modellate dalle equazioni

$$\begin{aligned} x(nT) &= \left\{ X_0/\sqrt{2} \right\} \angle \left\{ \pi R_f (nT)^2 \right\} \\ f(nT) &= \omega_0/2\pi + R_f nT \\ \text{ROCOF}(nT) &= R_f \end{aligned} \quad (2.10)$$

Condizione di riferimento	R_f	Classe	Range rampa	Max TVE
100% x_n	± 1 Hz/s	P	± 2 Hz	1%
f_0 in un punto della rampa		M	$\pm \min \{F_s/5; 5\}$ Hz	

Tabella 2.6: Parametri per la sollecitazione a rampa della frequenza di sistema: limiti sul TVE.

Classe P			
Condizione di riferimento	Tempo di transizione	Max FE	Max RFE
100% x_n fase nulla	$2/F_s$ a inizio e fine rampa	10 mHz	0.1 Hz/s
Classe M			
Condizione di riferimento	Tempo di transizione	Max FE	Max RFE
100% x_n fase nulla	$2/F_s$ a inizio e fine rampa	5 mHz	0.1 Hz/s

Tabella 2.7: Parametri per la sollecitazione a rampa della frequenza di sistema: limiti su FE e RFE.

2.1.4 Risposta al gradino di ampiezza e fase

L'analisi viene effettuata applicando un segnale sinusoidale modulato in ampiezza o fase secondo i parametri forniti dalla norma e definito tramite l'equazione:

$$x(t) = X_0 (1 + k_x f_1(t)) \cos[\omega_0 t + k_a f_1(t)] \quad (2.11)$$

dove X_0 rappresenta l'ampiezza del segnale, $\omega_0 = 2\pi f$ la pulsazione nominale, $\omega = 2\pi f$ la pulsazione del segnale modulante, k_x e k_a rispettivamente gli indici di modulazione in ampiezza e fase e $f_1(t)$ è definita come

$$f_1(t) = \begin{cases} 1, & \text{per } t \geq 0 \\ 0, & \text{per } t < 0 \end{cases}$$

Le misure effettuate dal dispositivo devono rispettare i limiti imposti nelle tabelle 2.8. In particolare, facendo riferimento alla figura 2.2, si definiscono:

- il tempo di risposta come intervallo temporale in cui l'accuratezza della misura si trova al di fuori dei valori accettabili;
- il ritardo di misura come tempo trascorso dall'applicazione dell'impulso affinché si ottenga una misura che superi il 50% del valore finale della transizione;
- over/undershoot come sovra e sottostima del valore finale della transizione.

2.1.5 Verifica della latenza di report

Facendo riferimento allo standard IEEE c37.118 - 2011 [8] è possibile determinare la costruzione del frame di dati e le modalità di comunicazione. Al fine di verificare la corretta comunicazione tra PMU e sistema di supervisione, viene richiesto di inviare almeno 1000 report, o frame, tenendo in considerazione tutti i tempi necessari affinché i dati giungano all'unità di supervisione, ripetendo la prova per tutti i framerate implementati. I valori limite sono riportati in tabella 2.10.

A titolo di esempio si calcola che, con un framerate di 50 frame/s e inviando le misure in formato floating point, il canale di comunicazione deve garantire una banda di almeno 15.2 kbps al netto di eventuali byte necessari al protocollo di comunicazione.

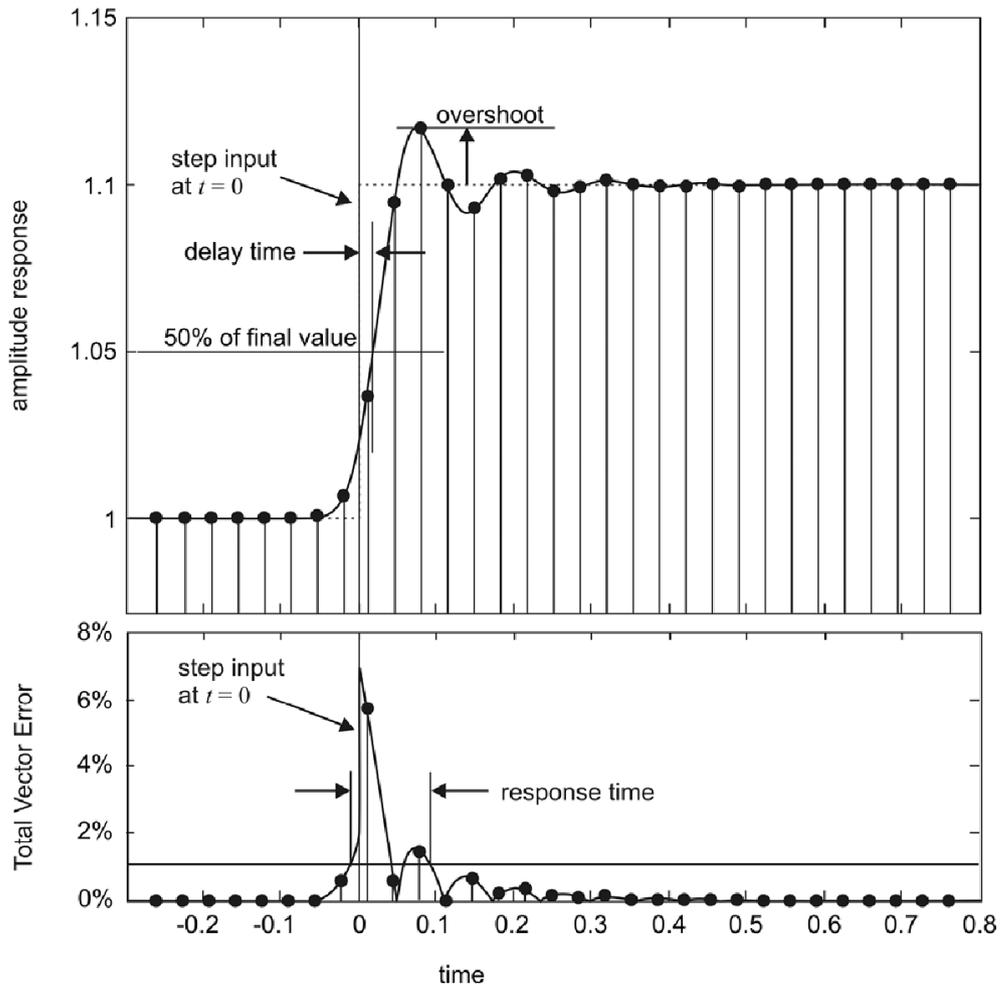


Figura 2.2: Risposta al gradino di ampiezza e andamento del TVE. I punti indicano le misure effettuate, [8]

Classe P				
Parametro	Condizione di riferimento	Tempo di risposta, s	Ritardo di misura, s	Max over/undershoot
$k_x = 0.1$ $k_a = 0$ rad	Tutti i valori nominali a inizio o fine step	$1.7/f_0$	$1/(4/F_s)$	$5\% x_{step}$
$k_x = 0$ $k_a = 0.1$ rad	Tutti i valori nominali a inizio o fine step	$1.7/f_0$	$1/(4/F_s)$	$5\% x_{step}$
Classe M				
Parametro	Condizione di riferimento	Tempo di risposta, s	Ritardo di misura, s	Max over/undershoot
$k_x = 0.1$ $k_a = 0$ rad	Tutti i valori nominali a inizio o fine step	V. Tab. 2.9	$1/(4/F_s)$	$10\% x_{step}$
$k_x = 0$ $k_a = 0.1$ rad	Tutti i valori nominali a inizio o fine step	V. Tab. 2.9	$1/(4/F_s)$	$10\% x_{step}$

Tabella 2.8: Parametri e limiti per la risposta al gradino. x_{step} rappresenta la variazione di x

Classe M									
F_s	10	12	15	20	25	30	50	60	100
TVE	0.595	0.493	0.394	0.282	0.231	0.182	0.199	0.079	0.050
FE	0.869	0.737	0.629	0.478	0.328	0.305	0.130	0.120	0.059
RFE	1.038	0.863	0.691	0.520	0.369	0.314	0.134	0.129	0.061

Tabella 2.9: Limiti sui tempi di risposta per dispositivi in classe M. Valori in secondi.

Classe	Massima latenza, s
P	$2/F_s$
M	$5/F_s$

Tabella 2.10: Limiti per la latenza di report.

2.2 CEI EN 61000

La famiglia di norme CEI EN 61000 regola le caratteristiche dei dispositivi elettrici ed elettronici in materia di compatibilità elettromagnetica. In particolare, vengono valutati gli aspetti di immunità ed emissione di disturbi, a loro volta distinti in disturbi condotti ed irradiati. Ai fini della definizione delle specifiche per lo smart meter, verranno analizzate le normative in materia di immunità ai disturbi condotti, poiché influenzano le grandezze oggetto di misura da parte del dispositivo.

2.2.1 CEI EN 61000-2

La sezione 2 fornisce alcune definizioni di base e, in particolare, classifica i possibili ambienti in cui si troverà ad operare il dispositivo [10],[11]:

- Classe 1: Ambiente protetto, caratterizzato da valori di disturbo inferiori alla rete a bassa tensione pubblica. Tipico di alimentazioni separate ed esercite tramite gruppi di continuità o stabilizzatori di tensione;
- Classe 2: Ambiente civile ed industriale. Caratteristico delle reti pubbliche.
- Classe 3: Ambiente industriale disturbato. Tipicamente si ha presenza di motori di grande potenza, alimentazioni con convertitori, forni di saldatura o variazioni rapide dei carichi.

Dalla natura dello strumento, si ritiene cautelativo considerare l'utilizzo in ambienti di classe 3 ottenendo un dispositivo impiegabile anche in ambienti civili o industriali che presentano livelli di disturbo inferiori. Inoltre, il dispositivo dovrebbe essere completamente immune, garantendo quindi il funzionamento in ogni condizione, o parzialmente immune tollerando un malfunzionamento temporaneo con ripristino automatico.

2.2.2 CEI EN 61000-4-4

La parte 4-4 [12] definisce i livelli di immunità ai transitori veloci (burst e surge) sulla linea di alimentazione, le modalità di prova e la forma del segnale in funzione della classe ambientale scelta per il dispositivo. Viene inoltre definita una quarta classe ambientale, da intendersi come ambiente industriale fortemente disturbato.

Dalla definizione del segnale di prova, si ricava che il contenuto armonico ha valori superiori ai 5 kHz e con valori di tensione applicati superiori

ad 1 kV. Lo standard IEEE c37.118 richiede di valutare le prestazioni fino alla 50° armonica della fondamentale, che risulta essere pari a 2500 Hz o 3000 Hz rispettivamente nei casi di sistemi a 50 Hz o 60 Hz. Pertanto, le prove prescritte nella norma in oggetto non sono necessarie ai fini della valutazione della bontà dello strumento, ma sono da applicarsi solo per la conformità e marcatura CE; il dispositivo dovrà quindi presentare un opportuno stadio di protezione a monte della sezione di acquisizione e di alimentazione.

2.2.3 CEI EN 61000-4-11

La parte 4-11 [13] definisce i livelli di immunità ai buchi di tensione, le modalità di prova e la forma del segnale in funzione della classe ambientale scelta per il dispositivo. Il buco di tensione è una diminuzione a gradino del valore RMS della tensione di alimentazione con durata e ampiezza variabile. L'IEEE std. 1159-2009 [14] classifica ulteriormente gli eventi come da tabella 2.11.

Fenomeno	Durata	Tensione residua $\%V_n$
Buco istantaneo	0.5-30 cicli	10-90
Buco momentaneo	30 cicli - 3 s	10-90
Buco temporaneo	3-60 s	10-90
Interruzione momentanea	0.5 cicli - 3 s	<10
Interruzione temporanea	3-60 s	<10
Interruzione lunga	>60 s	0

Tabella 2.11: Classificazione delle variazioni del valore RMS della tensione di alimentazione secondo IEEE std. 1159.

La norma richiede di applicare i segnali specificati in tabella 2.12, con riferimento al segnale riportato in figura 2.3, solo per dispositivi il cui uso è previsto in ambienti di classe 2 o 3. Viene specificato di effettuare la prova ripetendo il singolo buco di tensione 3 volte, a distanza di 10 secondi, per ogni scelta dei parametri. Inoltre, è necessario applicare il test almeno per gli angoli di fase multipli di 45°.

2.2.4 CEI EN 61000-4-13

La parte 4-13 [15] definisce i livelli di immunità alle armoniche ed interarmoniche di tensione, le modalità di prova e la forma dei segnali in funzione

Fenomeno	Classe 2		Classe 3	
	Durata, cicli	Tensione residua, % V_n	Durata, cicli	Tensione residua, % V_n
Buco	0.5	0	0.5	0
	1	0	1	0
	10	40	10	40
	25	70	25	70
	250	80	250	80
Interruzione	250	0	250	0

Tabella 2.12: Parametri del buco di tensione per la prova di immunità.

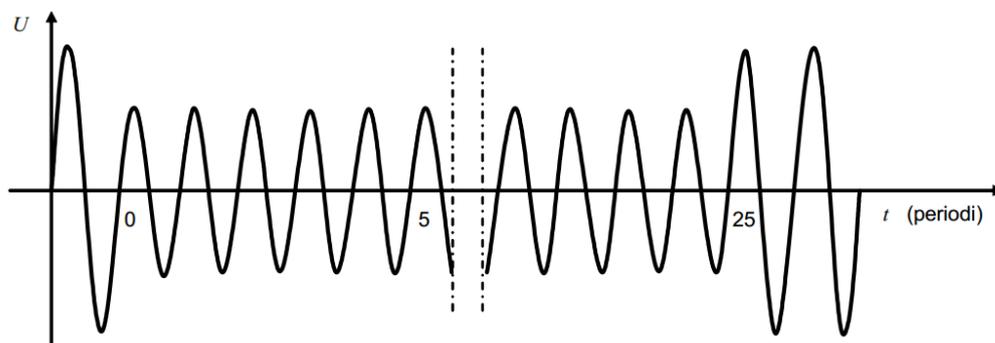


Figura 2.3: Segnale di prova per verifica di immunità ai buchi di tensione: tensione residua $70\%V_n$ per 25 cicli, [13]

della classe ambientale scelta per il dispositivo. Viene richiesto di effettuare le seguenti prove:

- Curva di Meister, che valuta l'immunità ai segnali di controllo inviati lungo la linea di alimentazione;
- Curva piatta, una sinusoide alla quale vengono troncati i ventri come visibile in figura 2.4 nei tratti indicati come parte 2;
- Sovraoscillazione, ossia l'applicazione di una somma di sinusoidi sovrapposte come visibile in figura 2.5;
- Combinazione di armoniche;
- Spazzolamento in frequenza;

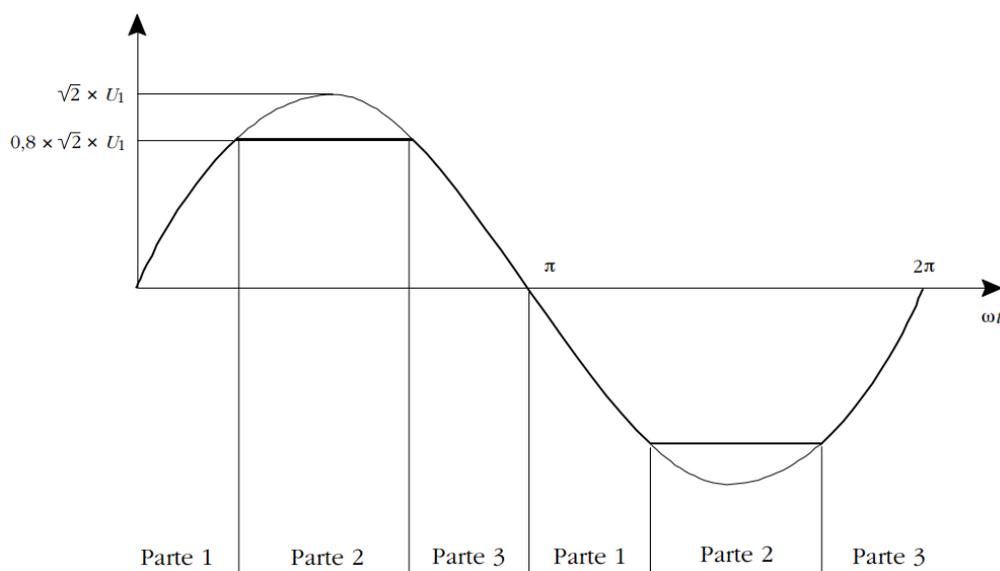


Figura 2.4: Esempio di curva piatta per la prova di immunità ad armoniche ed interarmoniche, [15]

In prima analisi viene solo considerata la prova di immunità con combinazione di armoniche, applicandole secondo i valori in tabella 2.13. Non vi sono linee guida in merito alla scelta della combinazione, che è quindi da determinarsi in funzione dell'architettura hardware e software del dispositivo in esame.

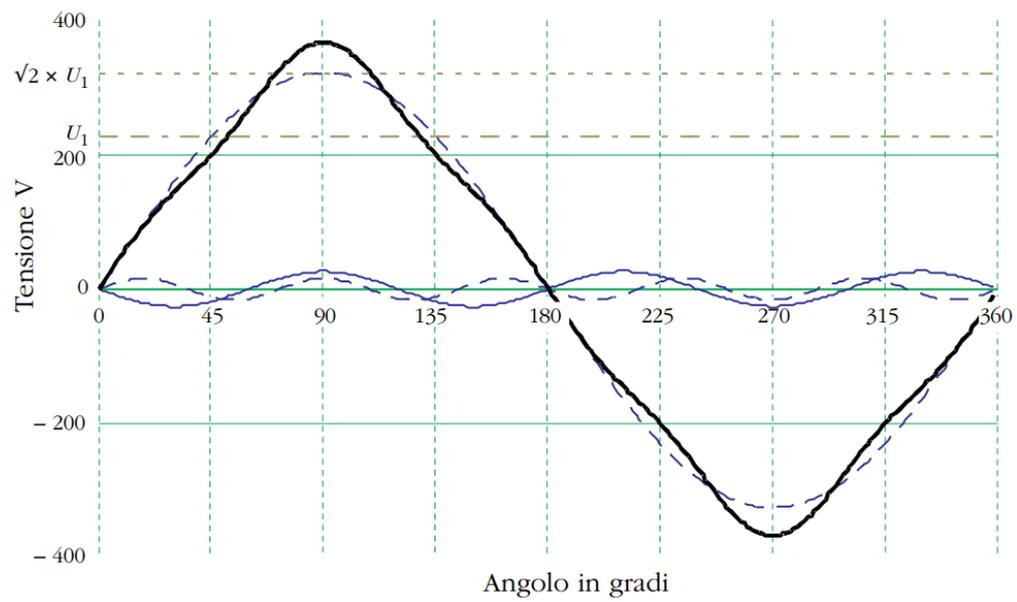


Figura 2.5: Esempio di segnale con sovraoscillazione per la prova di immunità ad armoniche ed interarmoniche. In nero la curva risultante, [15]

Indice armonica h	Ampiezza, $\%V_n$		
	Classe 1	Classe 2	Classe 3
1	100	100	100
2	3	3	5
3	4.5	8	9
4	1.5	1.5	2
5	4.5	9	12
6	0	0	1.5
7	4.5	7.5	10
8	0	0	1.5
9	2	2.5	4
10	0	0	1.5
11	4.5	5	7
13	4	4.5	7
15	0	0	3
17	3	3	6
19	2	2	6
21	0	0	2
23	2	2	6
25	2	2	6
27	0	0	2
29	1.5	1.5	5
31	1.5	1.5	3
33	0	0	2
35	1.5	1.5	3
37	1.5	1.5	3
39	0	0	2
pari, $10 < h \leq 40$	0	0	1.5

Tabella 2.13: Parametri per la prova di immunità alla combinazione di armoniche.

2.2.5 CEI EN 61000-4-14

La parte 4-14 [16] definisce i livelli di immunità alle fluttuazioni di tensione, le modalità di prova e la forma dei segnali in funzione della classe ambientale scelta per il dispositivo.

I parametri del segnale di prova sono riportati in tabella 2.14. Questo avrà l'andamento riportato nelle figure 2.6 e 2.7; si noti che il segnale è composto da una sequenza di 5 variazioni del valore RMS in 5 periodi consecutivi, applicando in ciascuno di essi una variazione lineare pari ad un quinto del valore finale, partendo dall'istante con fase di 270° e terminando all'istante con fase nulla.

La norma richiede di applicare i segnali specificati solo per dispositivi il cui uso è previsto in ambienti di classe 2 o 3.

Tensione iniziale V_0 , $\%V_n$	Ampiezza variazione ΔV , $\%V_n$	
	Classe 2	Classe 3
100	± 8	± 12
90	+8	+12
110	-8	-12

Tabella 2.14: Parametri della fluttuazione di tensione per la prova di immunità.

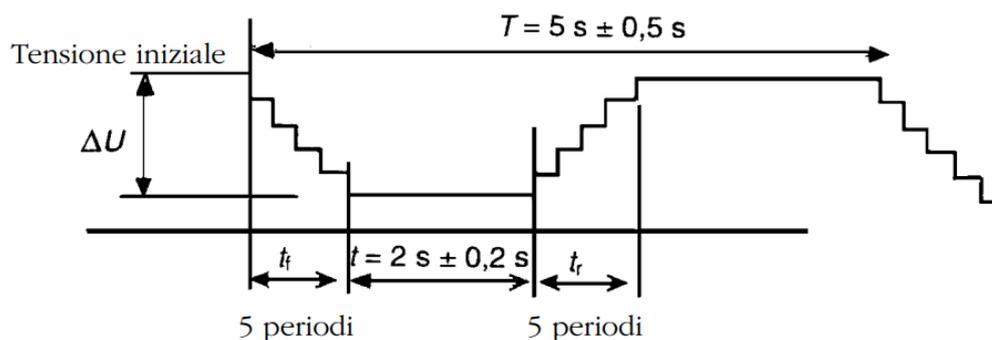


Figura 2.6: Andamento completo della fluttuazione di tensione, valori RMS, [16]

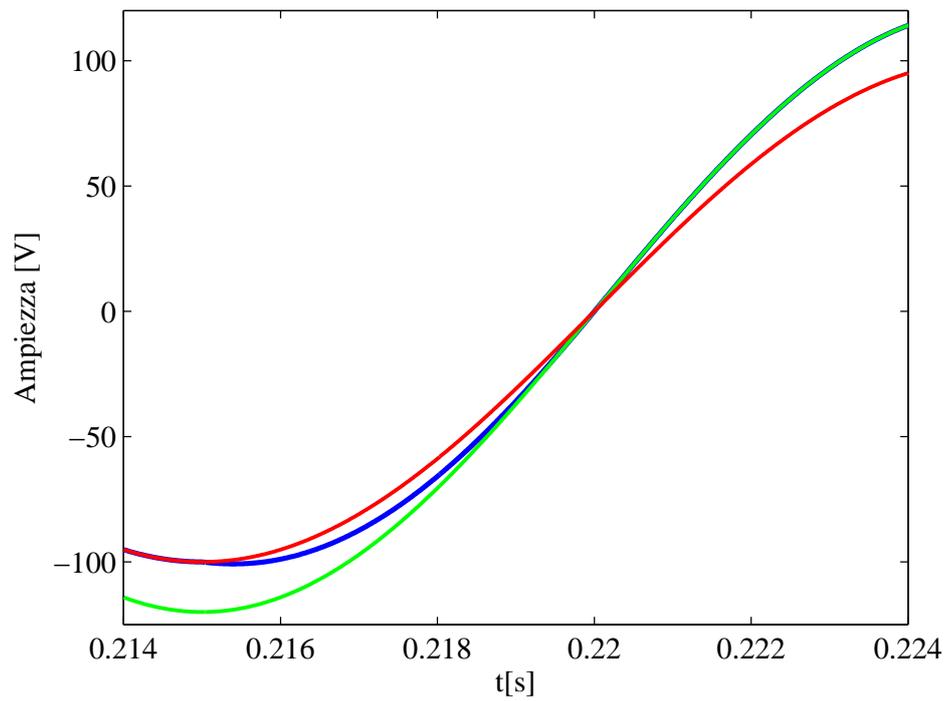


Figura 2.7: Andamento della singola parte della fluttuazione di tensione. In rosso la sinusoide di partenza, in blu la transizione ed in verde la sinusoide dopo la variazione. Andamento con valori esemplificativi

2.2.6 CEI EN 61000-4-30

La parte 4-30 [17] definisce i parametri di power quality necessari alla valutazione di una rete di alimentazione. Per ciascuno di questi, vengono indicati i metodi di misura e le prescrizioni riguardo la strumentazione, oltre ai criteri di aggregazione e presentazione dei dati raccolti.

La norma definisce tre classi di misura:

- Classe A: Misure ad elevata precisione, tipicamente utilizzate per la verifica di conformità alle norme o per la risoluzione di controversie;
- Classe S: Misure per rilevazioni statistiche, eventualmente su un numero ristretto di parametri, o a scopo di indagine;
- Classe B: Definita per evitare l'obsolescenza di strumenti esistenti, da ritenersi non impiegabile per nuova strumentazione.

Facendo riferimento a quanto richiesto dalla normativa e sulla scorta di quanto analizzato nelle precedenti, si ritiene coerente scegliere la classe di misura A. Inoltre, le specifiche per tale classe risultano essere più rilassate rispetto quanto già determinato per l'immunità in ambiente di classe 3. Pertanto, realizzando un dispositivo in grado di registrare correttamente gli eventi di detta classe di immunità, si risulta conformi alla norma in esame. Relativamente alle modalità di aggregazione e presentazione dei dati, le richieste dello standard IEEE c37.118.1 sono tali da garantire la copertura della normativa.

Si rileva infine che la norma in oggetto non definisce un set completo di prove per verificare la conformità del sistema di misura, rimandando a future edizioni delle norme di prodotto.

2.3 Standard IEEE 1459 - 2010

Lo standard IEEE 1459 [18] fornisce le definizioni ed i metodi di calcolo delle grandezze elettriche fondamentali per valutare i flussi di energia. Tali specifiche sono da tenere in considerazione nella definizione degli algoritmi di calcolo impiegati dal PMU, che dovrà utilizzare le metodologie indicate o delle equivalenti.

Non volendo appesantire la trattazione, si riportano brevemente solo alcune delle grandezze definite, rimandando allo standard per le definizioni complete e le formule.

- Regime monofase sinusoidale:

- Potenza istantanea;
- Potenza attiva;
- Potenza reattiva;
- Potenza apparente;
- Potenza complessa;
- Fattore di potenza;
- Regime monofase non sinusoidale:
 - Distorsione armonica totale;
 - Potenza istantanea;
 - Potenza attiva totale, fondamentale e non fondamentale;
 - Potenza reattiva;
 - Potenza apparente totale, fondamentale e non fondamentale;
 - Fattore di potenza;
 - Fattore di potenza fondamentale;

2.4 Standard IEEE 1159 - 2009

Lo standard IEEE 1159 [14] definisce gli eventi di power quality che possono verificarsi in una rete elettrica di distribuzione, classificandoli in base agli effetti e alla durata temporale. Vengono inoltre indicati alcuni parametri utili per valutare la qualità dell'energia, a partire dall'acquisizione dei valori di tensione e corrente.

Viene indicato di acquisire i segnali a bassa frequenza con almeno 128 campioni per ciclo, mentre i valori RMS possono essere ricavati con finestra fissa o a scorrimento. Al fine di individuare e registrare i fenomeni transitori ad alta frequenza, viene suggerito l'uso di acquisitori veloci con frequenza di campionamento nell'ordine della decina di MHz piuttosto di impiegare rivelatori di picco resettabili a finestra stretta.

La descrizione dei fenomeni ricalca quanto specificato dalla famiglia di normative CEI EN 61000. Al fine di simulare eventi realistici, si riporta nelle tabelle 2.15, 2.16, 2.17, 2.18, 2.19 e 2.20 la classificazione di questi secondo lo standard.

Categoria	Contenuto spettrale	Durata	Ampiezza fenomeno $\%V_n$
Impulsivi nanosecondi microsecondi millisecondi		< 50 ns [50 ns;1 ms] > 1 ms	
Oscillatori Bassa frequenza Media frequenza Alta frequenza	< 5 kHz [5;500] kHz [0.5;5] MHz	[0.3;50] ms 20 μ s 5 μ s	[0;40] [0;80] [0;40]

Tabella 2.15: Classificazione dei transienti impulsivi e oscillatori.

Categoria	Durata	Ampiezza variazione, $\%V_n$
Istantanei Buco Innalzamento	[0.5;30] cicli [0.5;30] cicli	[10;90] [10;80]
Momentanei Interruzione Buco Innalzamento	[0.5 cicli;3 s] [30 cicli;3 s] [30 cicli;3 s]	>90 [10;90] [10;40]
Temporanei Interruzione Buco Innalzamento	[3;60] s [3;60] s [3;60] s	>90 [10;90] [10;20]

Tabella 2.16: Classificazione delle variazioni brevi del valore RMS.

Categoria	Durata	Ampiezza variazione, $\%V_n$
Temporanei Interruzione Sottotensione Sovratensione Sovracorrente	>60 s >60 s >60 s >60 s	100 [10;20] [10;20]

Tabella 2.17: Classificazione delle variazioni sostenute del valore RMS.

Categoria	Contenuto spettrale	Durata	Ampiezza fenomeno, %V_n
C. continua		Stazionario	<0.1
C. armoniche	[0;9] kHz	Stazionario	[0;20]
C. interarmoniche	[0;9] kHz	Stazionario	[0;2]
Rumore	Banda larga	Stazionario	[0;1]

Tabella 2.18: Classificazione delle distorsioni della forma d'onda distinta per componenti.

Categoria	Contenuto spettrale	Durata	Ampiezza variazione, %V_n
Fluttuazioni	<25 Hz	intermittente	[0.1;7]

Tabella 2.19: Classificazione delle fluttuazioni di tensione.

Categoria	Durata	Ampiezza variazione, Hz
Variazione f rete	<10 s	± 0.1 Hz

Tabella 2.20: Classificazione delle variazioni della frequenza di rete.

2.5 Ulteriori normative e standard

Sono state consultate anche le seguenti normative in materia di misuratori di energia e caratteristiche della tensione di rete:

- CEI 0-21. Regola tecnica di riferimento per la connessione di utenti attivi e passivi alle reti BT delle imprese distributrici di energia elettrica, [19];
- CEI EN 50160. Caratteristiche della tensione fornita dalle reti pubbliche di distribuzione dell'energia elettrica, [20];
- CEI EN 60044-7. Trasformatori di misura - Parte 7: Trasformatori di tensione elettronici, [21];
- CEI EN 60044-8. Trasformatori di misura - Parte 8: Trasformatori di corrente elettronici, [22];
- CEI EN 62052-11. Apparat per la misura dell'energia elettrica (a.c.) - Prescrizioni generali, prove e condizioni di prova - Parte 11: Apparato di misura, [23];
- CEI EN 62052-21. Apparat per la misura dell'energia elettrica (a.c.) - Prescrizioni generali, prove e condizioni di prova - Parte 21: Apparat per il controllo delle tariffe e del carico, [24];
- CEI EN 62053-21. Apparat per la misura dell'energia elettrica (c.a.) - Prescrizioni particolari - Parte 21: Contatori statici di energia attiva (classe 1 e 2), [25];
- CEI EN 62053-22. Apparat per la misura dell'energia elettrica (c.a.) - Prescrizioni particolari - Parte 22: Contatori statici di energia attiva (classe 0,2S e 0,5S), [26];
- CEI EN 62053-23. Apparat per la misura dell'energia elettrica (c.a.) - Prescrizioni particolari - Parte 23: Contatori statici di energia reattiva (classe 2 e 3), [27].

L'analisi ha rilevato specifiche meno stringenti rispetto quanto richiesto dalle norme già visionate o non attinenti allo stato attuale della progettazione del PMU ma di cui tenere conto, ad esempio, durante la definizione della circuiteria di acquisizione ed elaborazione o in fase di dimensionamento dell'interfaccia di misura lato rete.

Parte I

Studio degli algoritmi

Capitolo 3

Algoritmi di stima

Introduzione

Le prestazioni dell'algoritmo di stima hanno un ruolo fondamentale per la realizzazione di un PMU. Un algoritmo di stima utilizza i campioni temporali del segnale acquisito e li processa per fornire le stime di ampiezza, fase e frequenza associate ad un preciso istante temporale chiamato *istante di report*. Successivamente le stime vengono confrontate con la conoscenza a priori del segnale sotto test rispetto allo stesso istante, sfruttando un secondo segnale di riferimento. In questo modo è possibile stimare gli indici di errore richiesti dallo standard [8], come ad esempio il TVE, FE ecc.

Sia dato il seguente segnale cosinusoidale:

$$x(t) = X_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (3.1)$$

il quale rappresenta il segnale ideale di riferimento ed è la tensione di linea. Si supponga ora di campionare tale segnale ad una frequenza di campionamento multipla della frequenza f_0 , genericamente: $f_s = N \cdot f_0$. I campioni acquisiti sono elaborati con lo scopo di ottenere le stime dei fasori, sincronizzate rispetto ad una frequenza di report costante, $F_r = \frac{1}{T_r}$. L' r -esimo istante di report è dunque definito secondo la seguente convenzione:

$$t_r = r \cdot T_r = \frac{r}{F_r} \quad (3.2)$$

dove $r = 1, 2, 3, \dots$ è l'indice di progressione degli istanti di report. Il segnale sotto indagine campionato uniformemente con frequenza f_s ,

$$x[n]_r = X_r \cos\left(2\pi \frac{f_s}{N} n + \varphi_r\right), \quad (3.3)$$

viene elaborato per via numerica. Senza perdita di generalità si può pensare che un insieme di campioni contiguo preso attorno all'istante di report t_r concorra alla valutazione di una stima del fasore r -esimo riferito all'istante t_r . Il fasore associato al segnale sotto indagine riferito all' r -esimo istante di report t_r è per definizione:

$$\bar{X}_r = \frac{X_r}{\sqrt{2}} e^{j\varphi_r} \quad (3.4)$$

Si denoteranno d'ora in poi con il simbolo $(\hat{\cdot})$ i valori stimati della generica grandezza (\cdot) : ad esempio \hat{X} indica una stima di X . Con tale convenzione, si cercano le stime \hat{X}_r , \hat{f}_0 e $\hat{\varphi}_r$, che definiscono nella 3.3 i parametri X_r , f_0 , φ_r associati al fasore r -esimo. Il fasore stimato $\hat{\bar{X}}_r$ diventa quindi:

$$\hat{\bar{X}}_r = \frac{\hat{X}_r}{\sqrt{2}} e^{j\hat{\varphi}_r} \quad (3.5)$$

L'obiettivo è di rendere l'errore di stima di tali parametri contenuto, ovvero di garantire che alcuni indici (TVE, FE, definiti nel par. 2.1 a pag. 9) siano inferiori ai limiti fissati dalle norme sotto opportune condizioni di distorsione del segnale x osservato, in accordo ai requisiti definiti nei capitoli seguenti.

In questo capitolo verranno analizzati alcuni algoritmi di stima attualmente studiati nell'ambito delle smart grid. Queste metodologie spesso sono utilizzate in applicazioni a media tensione, quindi le loro prestazioni non sono confrontate con la serie di normative CEI EN 61000-4 riguardanti la bassa tensione. Inoltre tali algoritmi fanno spesso riferimento alla classe di misura P dello standard [8], mentre lo scopo dello studio è quello di realizzare un PMU che rispetti le specifiche di classe M. I risultati di questi algoritmi sono dunque da rivalutare nell'ottica della maggiore severità delle norme a bassa tensione e della reale classe di misura desiderata.

3.1 Algoritmo basato su EPLL

Questo primo algoritmo, di recente sviluppo [28], si basa su un circuito ad aggancio di fase opportunamente modificato per permettere le stime dei parametri desiderati. Esso differisce dagli algoritmi ad analisi spettrale perchè nella costruzione del fasore non vi è una suddivisione del segnale in più insiemi di campioni (si vedrà successivamente la tecnica di *finestratura*

del segnale), ma un processo dei dati continuo attraverso un anello di retroazione. Lo schema generale di un normale circuito PLL è riportato in figura 3.1.

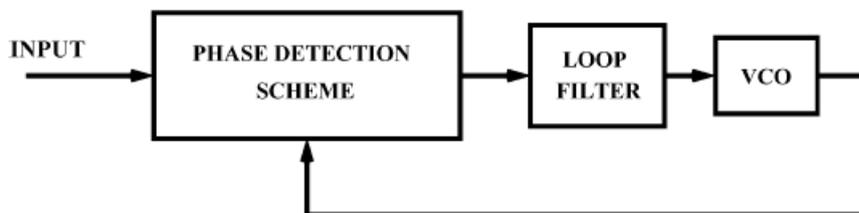


Figura 3.1: Schema a blocchi di un PLL, [28]

Gli elementi che compongono un PLL sono: un comparatore di fase (PHASE DETECTION SCHEME), un filtro passa basso (LOOP FILTER) ed un oscillatore controllato in tensione (VCO). Il comparatore di fase confronta la fase istantanea del segnale in ingresso al PLL con il segnale generato dall'oscillatore locale. In uscita dal comparatore si ha un segnale il cui valor medio è proporzionale alla differenza tra le due fasi. Esso viene opportunamente filtrato per ridurre l'interferenza spettrale delle componenti immagine e successivamente viene inviato al VCO. Quest'ultimo blocco produce un segnale la cui frequenza fondamentale è proporzionale alla tensione applicata in ingresso. La tensione di controllo del VCO corrisponde alla tensione continua in uscita dal filtro passa basso, che a sua volta risulta essere proporzionale alla differenza di fase istantanea, e quindi di frequenza, tra il segnale d'ingresso e quello d'uscita. La retroazione del sistema garantisce che la frequenza del segnale di uscita sia la stessa di quella del segnale d'ingresso a patto che essa sia all'interno del campo d'aggancio e si mantenga all'interno del campo di cattura del PLL. Il principio di funzionamento di questo algoritmo si basa quindi sulla capacità di questo dispositivo di ricavare la frequenza del segnale d'ingresso anche quando essa non è costante. L'EPLL è un ulteriore sviluppo al PLL, in grado non solo di stimare la frequenza istantanea, ma di ricavare anche ampiezza e fase del segnale in ingresso. Lo schema di principio dell'EPLL è riportato in figura 3.2. Si può notare che la struttura è composta da due anelli di retroazione minori, uno per la gestione dell'errore in ampiezza ed uno per l'errore in frequenza, essi sono poi racchiusi in un anello di retroazione maggiore che confronta il segnale d'ingresso con il segnale d'uscita complessivo.

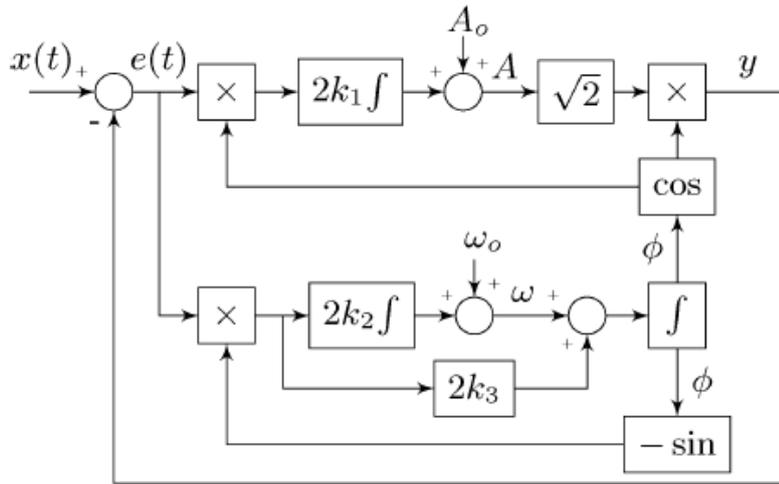


Figura 3.2: Schema a blocchi di un EPLL, [28]

Si supponga che il segnale 3.1 sia il segnale in ingresso all'EPLL, il segnale nel dominio del tempo in uscita dal dispositivo sarà:

$$y(t, \bar{P}) = \hat{X}_0 \cos(2\pi \hat{f}_0 t + \hat{\varphi}_0) \quad (3.6)$$

dove $\bar{P} = [\hat{X}_0, \hat{f}_0, \hat{\varphi}_0]$ è il vettore contenente le stime ottenute. L'errore istantaneo complessivo del segnale stimato è definito come:

$$J(t, \bar{P}) = e(t, \bar{P})^2 = [x(t) - y(t, \bar{P})]^2 \quad (3.7)$$

Per dimensionare gli anelli di retroazione viene utilizzato il metodo del gradiente discendente (GDM), che ha lo scopo di minimizzare gli errori sulle singole stime intervenendo sulla derivata di \bar{P} , definita come: $\dot{\bar{P}} = -K \frac{\partial J}{\partial \bar{P}}$. Dalla definizione di $\dot{\bar{P}}$ si ricava il seguente sistema di equazioni differenziali:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}_0 = 2k_1 e^* \cos(\hat{\varphi}_0) \\ \dot{\hat{f}}_0 = \frac{-2k_2 e^* \sin(\hat{\varphi}_0)}{2\pi} \\ \dot{\hat{\varphi}}_0 = -2k_3 e^* \sin(\hat{\varphi}_0) - 2\pi \hat{f}_0 \end{cases} \quad (3.8)$$

dove $e^* = x(t^*) - \hat{X}_0 \cos(\hat{\varphi}_0)$. Dal sistema 3.8 è possibile dimensionare i parametri k_1 , k_2 e k_3 , tali da minimizzare gli errori sulle stime. Ad esempio, considerando il segnale d'ingresso cosinusoidale il metodo del gradiente discendente fornisce la seguente approssimazione lineare dell'ampiezza:

$$\dot{X} \approx -k_1 (X - X_0) \quad (3.9)$$

da cui si ricava un valore di k_1 per il quale l'errore di stima dell'ampiezza è minore di un valore predefinito entro un certo limite temporale. Osservando la figura 3.2 è possibile ricavare la seguente funzione di trasferimento del sistema:

$$T(s) = \frac{X_0(k_3s + k_2)}{s^2 + X_0k_3s + X_0k_2} \quad (3.10)$$

Attraverso lo studio di 3.10 si ricava il comportamento dinamico e statico del dispositivo, identificando i tempi di risposta a diversi tipi di variazioni del segnale d'ingresso e la banda dell'intero sistema.

Prestazioni dell'algoritmo

Le prestazioni dell'algoritmo sono state valutate secondo alcuni dei segnali di prova identificati nello standard [8] e sono state raccolte sperimentalmente in [28]. Nella figura 3.3 sono riportati i risultati di tre variazioni a step di frequenza, a partire da una frequenza iniziale di 60 Hz. Si può notare che nel caso di variazione maggiore di 3 Hz l'indice TVE supera, durante un breve transitorio, il 7%. Questo valore elevato dell'errore complessivo si può attribuire al tempo impiegato dal dispositivo per agganciarsi al segnale d'ingresso, che indicativamente è pari ad un periodo del segnale. Una volta che l'aggancio alla componente fondamentale è avvenuto il dispositivo assicura ottime prestazioni nelle stime dei parametri richiesti.

Nella figura 3.4 sono invece riportate le prestazioni dell'algoritmo nel caso di applicazione di una rampa di frequenza, è possibile osservare che il dispositivo, essendo la variazione di frequenza lenta, rimane agganciato al segnale in ingresso e dunque l'errore complessivo si mantiene inferiore allo 0.025%.

Come terzo segnale di prova è stato applicato un gradino in ampiezza, con percentuali del $\pm 10\%$ e del $\pm 20\%$. La risposta complessiva del dispositivo è quella caratteristica di un sistema del second'ordine, e presenta quindi una sovraelongazione iniziale che si porta asintoticamente al valore previsto. Dalle figure 3.5, è possibile notare che, nell'istante in cui viene applicato il gradino, l'EPLL rileva anche una variazione in frequenza del segnale. Questo comporta un errore nel comparatore di fase che si ripercuote sulle stime dei parametri e di conseguenza sul TVE, che supera il 20%. Questo aumento del TVE è un transitorio di durata pari a circa un periodo del segnale, successivamente l'indice rientra al di sotto dell'1%.

L'algoritmo di stima basato su EPLL presenta buone prestazioni in regime stazionario e per variazioni di frequenza lente, ciò accade perchè il segnale d'ingresso viene agganciato e si crea una stabilità nel dispositivo

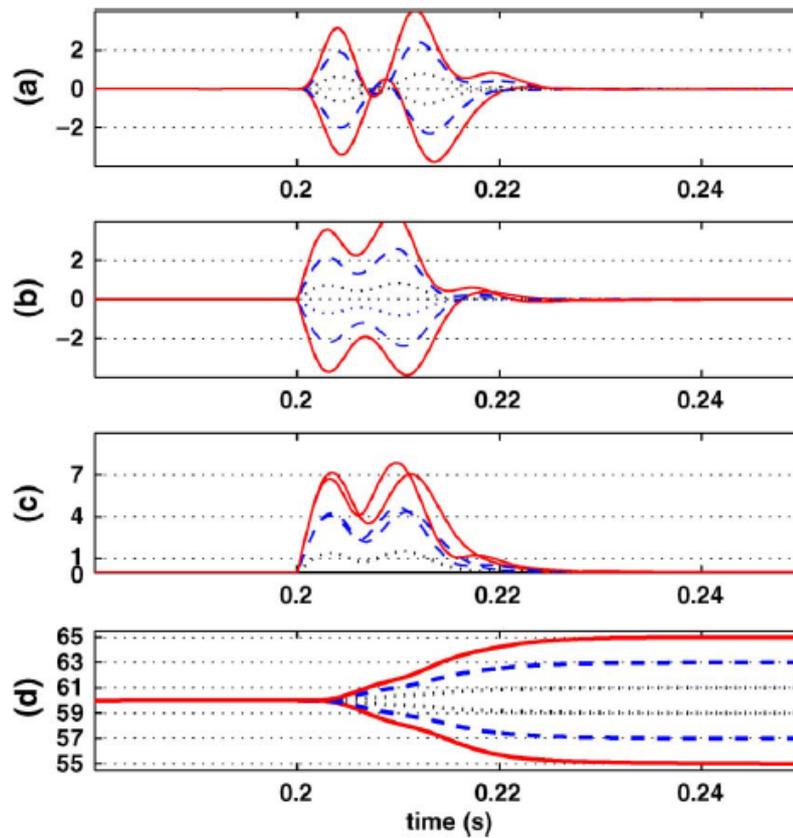


Figura 3.3: Prestazioni EPLL: step in frequenza (± 1 : linea punteggiata, ± 3 : linea tratteggiata, ± 5 Hz: linea continua). (a) Errore stima ampiezza %; (b) Errore stima fase (deg); (c) TVE %; (d) Stima Frequenza (Hz), [28]

che garantisce delle stime ottimali. Nel caso in cui siano applicati segnali con variazioni rapide, sia in ampiezza che in frequenza, le prestazioni del dispositivo peggiorano notevolmente, tanto da non soddisfare le specifiche richieste nello standard [8]. Se si suppone l'applicazione dell'algoritmo basato su EPLL in ambito smart microgrid le problematiche maggiori si avrebbero quando i disturbi nella rete sono identificabili come buchi di tensione.

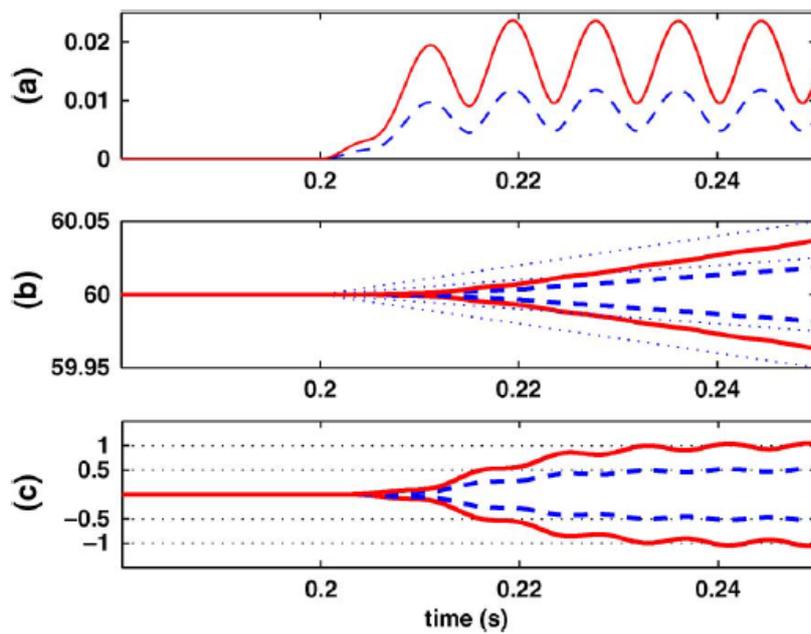


Figura 3.4: Prestazioni EPLL: rampa di frequenza (± 0.5 Hz/s: linea tratteggiata, ± 1 Hz/s: linea continua). (a) TVE %; (b) Frequenza istantanea e stimata (Hz); (c) ROCOF stimato (Hz/s), [28]

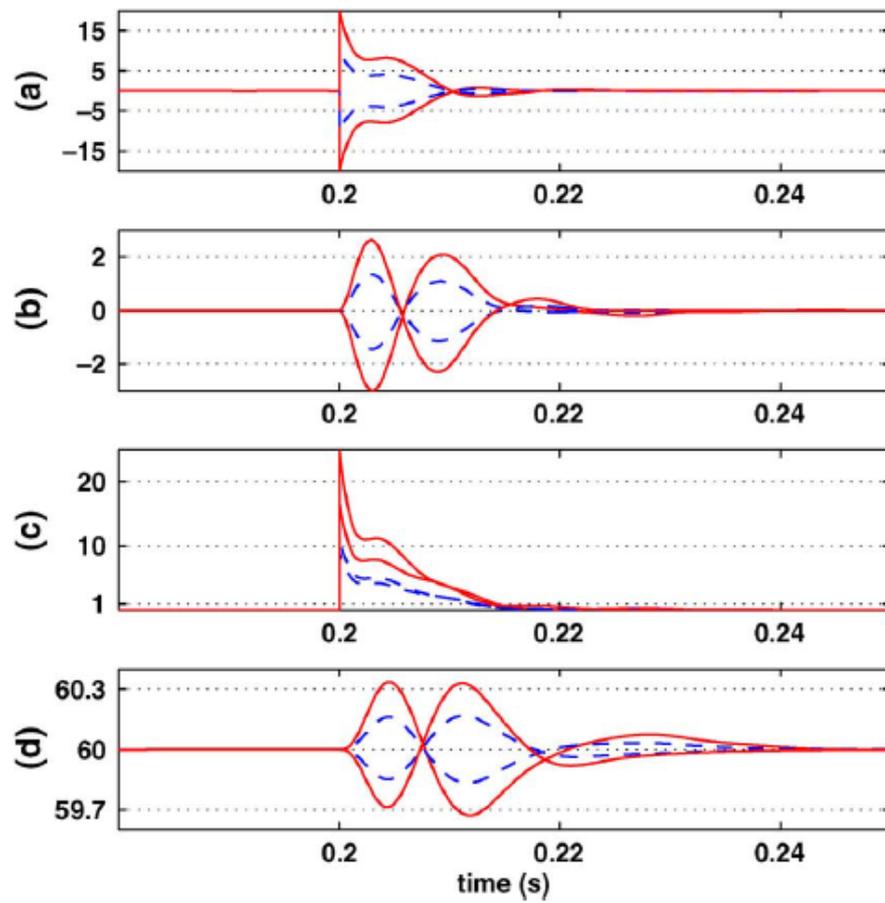


Figura 3.5: Prestazioni EPLL: step in ampiezza ($\pm 10\%$: linea tratteggiata, $\pm 20\%$: linea continua). (a) Errore stima ampiezza %; (b) Errore stima fase (deg); (c) TVE %, (d) Stima Frequenza (Hz), [28]

3.2 Algoritmo basato sulla demodulazione AM-FM

L'algoritmo di stima basato sulla demodulazione AM-FM (LPDEO) considera il segnale acquisito come una combinazione delle due modulazioni su una portante che è il segnale della rete [29]. Il segnale 3.1 può essere quindi espresso secondo la seguente convenzione:

$$\begin{aligned} x(t) &= A(t) \cdot \cos(\Omega(t)t + \varphi) \\ &= A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 + \Omega_f \int_0^t q(\tau) d\tau + \varphi) \end{aligned} \quad (3.11)$$

dove:

- $A(t)$ è il termine che rappresenta la modulazione in ampiezza
- Ω_f è il coefficiente di modulazione FM
- $q(\tau)$ è definito come il fattore di deviazione della modulazione FM e si assume essere compreso in $[-1, 1]$

Il metodo di demodulazione utilizza l'operatore energia di Teager-Kaiser nella sua definizione discreta:

$$\psi[x(n)] = \dot{x}(n)^2 - x(n-1)x(n+1) \quad (3.12)$$

Nel caso $x(n)$ sia il segnale 3.3 l'operatore assume la seguente forma: $\psi[x(n)] = X_0^2 \sin^2 \omega$. Con lo scopo di limitare eventuali disturbi in alta frequenza, il valore di $\dot{x}(n)$ viene approssimato mediante l'utilizzo di un filtro differenziale del quart'ordine:

$$\dot{x}(n) = y(n) = -\frac{X_0}{10} \sin(\omega n + \varphi)(\sin \omega + \sin 2\omega + \sin 3\omega + \sin 4\omega) \quad (3.13)$$

Applicando l'operatore 3.12 al segnale 3.13, si ottiene:

$$\psi[y(n)] = \frac{X_2}{100} \sin^2 \omega (\sin \omega + \sin 2\omega + \sin 3\omega + \sin 4\omega)^2 \approx \psi[\dot{x}(n)] \quad (3.14)$$

Si definisce ora la seguente funzione:

$$\psi[z(n)] = \frac{\sin \omega}{\sin \omega + \sin 2\omega + \sin 3\omega + \sin 4\omega} \quad (3.15)$$

Considerando $\psi[x(n)]$, $\psi[y(n)]$ e $\psi[z(n)]$ si ottiene:

$$\frac{100\psi[y(n)]\psi[z(n)]^2}{\psi[x(n)]} = \sin^2 \omega = 1 - \cos^2 \omega \quad (3.16)$$

Dall'equazione 3.16 è possibile dunque ricavare le stime di ampiezza e pulsazione del segnale:

$$\begin{aligned} \hat{\omega} &= \arccos \sqrt{\left(1 - \frac{100\psi[y(n)]\psi[z(n)]^2}{\psi[x(n)]}\right)} \\ |\hat{X}_0| &= \sqrt{\frac{\psi[x(n)]}{\sin^2 \omega}} = \sqrt{\frac{\psi[x(n)]}{100\psi[y(n)]\psi[z(n)]^2}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Quanto appena ricavato si riferisce ad una condizione ideale del segnale campionato, è dunque necessario fare alcune assunzioni sul segnale in esame e sulle modulazioni che si suppongono coinvolgerlo, per potervi applicare lo stesso approccio. Considerando le tipologie di disturbi presenti nella rete si può affermare che la frequenza del segnale modulante è molto inferiore rispetto alla frequenza della portante, sotto queste condizioni l'operatore energia di Teager-Kaiser del segnale discreto modulato può essere approssimato come: $\psi[x(n)] = a^2(n) \cdot \sin^2[\omega(n)]$. Attraverso un procedimento analogo a quello appena esposto per il caso ideale, si ottengono le seguenti stime:

$$\begin{aligned} f(\hat{n}) &\approx \arccos \sqrt{\left(1 - \frac{100\psi[y(n)]\psi[z(n)]^2}{\psi[x(n)]}\right)} \cdot \frac{f_s}{2\pi} \\ |a(\hat{n})| &\approx \sqrt{\frac{\psi[x(n)]}{100\psi[y(n)]\psi[z(n)]^2}} \end{aligned} \quad (3.18)$$

dove f_s è la frequenza a cui è campionato il segnale.

Prestazioni dell'algoritmo

L'algoritmo basato sulla demodulazione AM-FM è stato applicato a segnali simili a quelli indicati dallo standard [8]. Il primo segnale di test applicato prevede una variazione a gradino della frequenza nominale di 50

Hz dai 35 Hz ai 65 Hz, con step di 3 Hz. I dati sperimentali raccolti in [29], provano che l'algoritmo di demodulazione è efficace ed in grado di fornire stime di frequenza, ampiezza e fase del segnale con errori assoluti dell'ordine del 10^{-14} .

Il secondo segnale di prova consiste nell'applicazione di una variazione a gradino del 50% dell'ampiezza nominale. I risultati ottenuti in [29], sono riportati nelle figure 3.6 e 3.7.

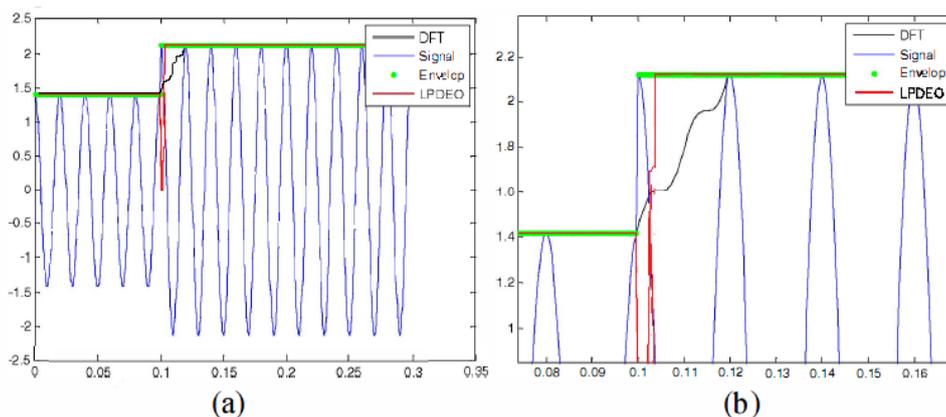


Figura 3.6: (a) Stima dell'involuppo dell'ampiezza; (b) Dettaglio della stima dell'involuppo dell'ampiezza, [29]

Si può notare che l'algoritmo identifica rapidamente l'involuppo dell'ampiezza del segnale, attraverso il riconoscimento della tipologia di modulazione applicata; tuttavia questa elevata prestazione in termini di tempo d'assestamento dell'errore, viene pagata con un picco del valore del TVE, che supera il 20%.

I risultati ottenuti dell'analisi dell'algoritmo non soddisfano a pieno i requisiti dello standard [8], in particolare viene a mancare la condizione sul limite massimo del TVE della classe di misura M nell'applicazione di una modulazione ad ampiezza a gradino. Inoltre l'algoritmo si dimostra essere poco robusto a disturbi non modellizzabili con una modulazione, come ad esempio il rumore bianco oppure le fluttuazioni di tensione e le distorsioni armoniche previste nelle norme CEI EN 61000-4.

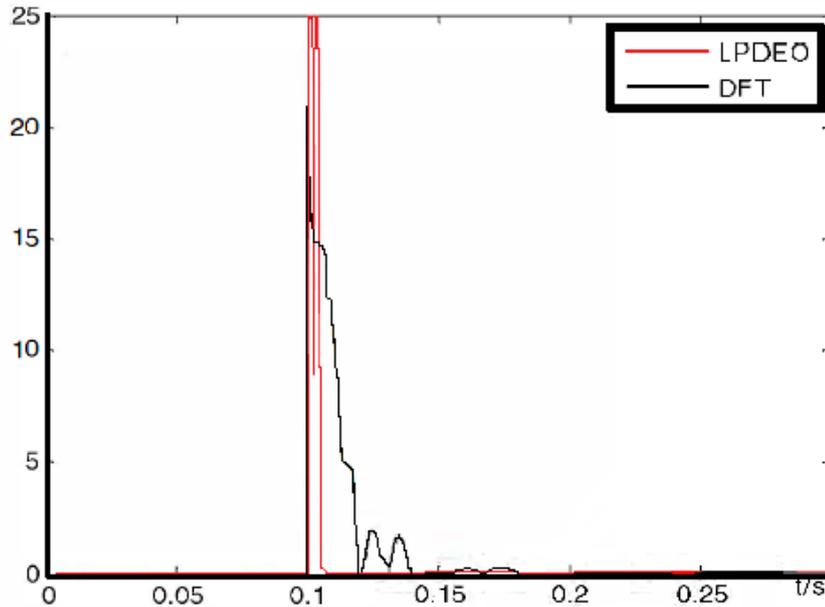


Figura 3.7: Andamento TVE con l'applicazione di un gradino in ampiezza, [29]

3.3 Algoritmo di stima dinamica

L'algoritmo di stima dinamica dei sincrofasori appartiene all'ampio insieme di algoritmi basati sull'utilizzo della *Discrete Fourier Transform* (DFT), cioè sulla stima dei parametri attraverso un'analisi spettrale del segnale. L'algoritmo di stima spettrale analizzato, sviluppato in [30], utilizza un modello dinamico del fasore nel quale le sue variazioni sono rappresentate dalla sua serie di Taylor troncata all'ordine desiderato. Le finestre di acquisizione dei campioni sono sovrapposte per migliorare l'accuratezza ed incrementare il reporting rate. Il principio su cui si basa l'algoritmo è in realtà molto semplice, se il segnale è stazionario e non vi sono disturbi il sincrofasore dovrebbe rimanere costante, di conseguenza la sua derivata rimane nulla. Quando avviene una variazione al segnale d'ingresso invece il sincrofasore varia, tale cambiamento è considerato attraverso la derivata del fasore che può essere calcolata come la differenza di due fasori contigui nel tempo.

Sia $x(t) = X_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ il segnale osservato. Nell'ambito di tale metodo si desidera fornire i fasori di x riferiti agli istanti $t_r = (r + \frac{1}{2}) T_s$,

con $r = 1, 2, 3, \dots$ e T_s pari al periodo di campionamento. Rispetto a quanto già visto gli istanti t_r sono corrispondenti al centro di una finestra d'osservazione r -esima. Campionando uniformemente $x(t)$ si ottiene $x[n] = X_0 \cos(2\pi f_0 n T_s + \varphi_0)$. Lo sviluppo in serie di Taylor arrestato al primo ordine di $x[n]$ porge:

$$x_r[n] \approx \Re \left[\left(\bar{X}_r + \dot{\bar{X}}_r \cdot (n T_s) \right) e^{j(2\pi f_0 n T_s)} \right] \quad (3.19)$$

dove \bar{X}_r è il fasore mentre $\dot{\bar{X}}_r$ è la derivata del fasore associati entrambi all' r -esima osservazione, inoltre l'operatore \Re restituisce la parte reale del suo argomento. Questa metodologia è chiamata *modello a quattro parametri* (4PM), poichè sono necessari quattro valori (di ampiezza e fase) per rappresentare il fasore e la sua derivata. Considerando un ulteriore termine all'interno della serie di Taylor il modello diventerebbe a sei parametri. Come già osservato quest'approccio associa il sincrofasore all'istante centrale dell'intervallo d'osservazione, ciò significa che il fasore r -esimo è riferito all'istante $t_r = (r + \frac{1}{2}) T_s$. Nel caso di finestre d'osservazione non sovrapposte lo stimatore si ricava assumendo un segnale in ingresso stazionario attraverso la seguente formula:

$$\hat{\bar{X}}_r = \bar{X}_r + j \frac{T_s}{2 \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \dot{\bar{X}}_r^* \quad (3.20)$$

dove N è il numero di campioni contenuti in una finestra di osservazione, mentre \bar{X}_r e $\dot{\bar{X}}_r$ sono stati definiti in precedenza. Il valore di tali vettori, nel caso di sovrapposizione delle finestre, all'istante $t'_r = (r - \frac{N}{2}) T_s$, viene corretto rispetto a 3.20 di un termine di sfasamento da cui si ricava:

$$\begin{aligned} \bar{X}_{r'} &= \left(\bar{X}_r - \dot{\bar{X}}_r \frac{N}{2} T_s \right) e^{-j\pi} \\ \dot{\bar{X}}_{r'} &= \dot{\bar{X}}_r e^{-j\pi} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Dove è stata introdotta la notazione t'_r, r' per identificare istanti temporali e fasori associati al centro dell'osservazione nella condizione di finestre sovrapposte. Utilizzando 3.21 e considerando la DFT su di un periodo del segnale, centrata rispetto all'istante di tempo $t'_r = (r - \frac{N}{2}) T_s$ si ottiene:

$$\hat{\bar{X}}_{r'} = - \left(\hat{\bar{X}}_r - \dot{\hat{\bar{X}}}_r \frac{N}{2} T_s \right) - j \frac{T_s}{2 \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \dot{\hat{\bar{X}}}_r^* \quad (3.22)$$

Sostituendo 3.20 in 3.22 si ottiene l'espressione finale dello stimatore:

$$\hat{X}_{r'} = \hat{X}_r - j \frac{(\hat{X}_r^* + \hat{X}_{r'}^*)}{N \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad (3.23)$$

Lo stimatore ottenuto processa i campioni di una finestra di osservazione di durata $N \cdot T_s$ attraverso un algoritmo di analisi spettrale, i primi $\frac{N}{2}$ campioni usati sono appartenenti alla finestra precedente.

Prestazioni dell'algoritmo

L'algoritmo di stima dinamica dei sincrofasori è stato testato secondo i segnali indicati nello standard [8], in [30]. Il primo segnale di prova applicato si discosta dalle condizioni nominali di una variazione del $\pm 10\%$ rispetto alla frequenza di rete. In figura 3.8 è riportato l'andamento del TVE, si può notare che l'algoritmo che prevede la sovrapposizione delle finestre mantiene l'indice minore del 2.5%.

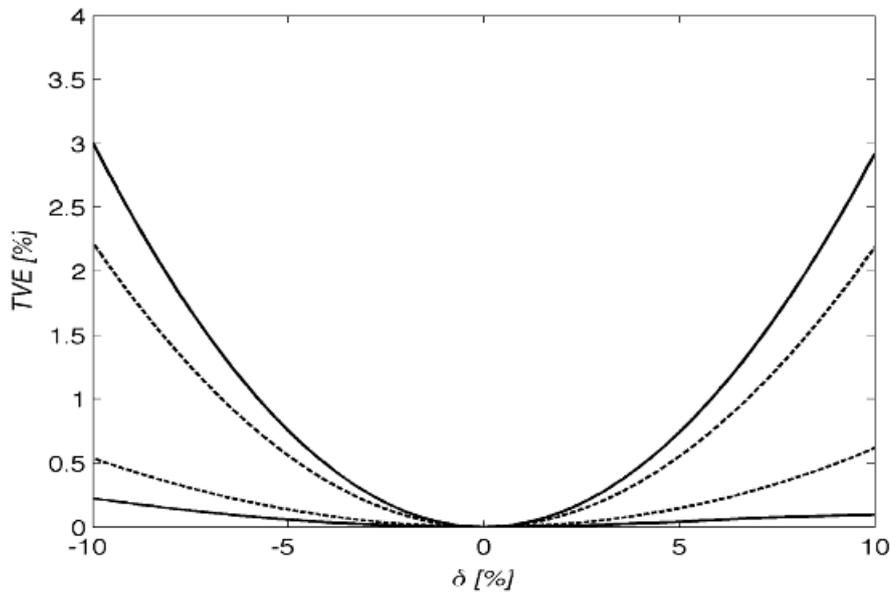


Figura 3.8: Andamento TVE con deviazione dalla frequenza nominale. Stimatore 4PM(N): linea continua, Stimatore 4PM(N/2): linea tratteggiata, [30]

Il secondo segnale di test previsto dallo standard è una modulazione AM con una profondità di modulazione k_a linearmente variata da 0 a 0.1 e

frequenza della modulante pari a $\delta_{am} = 0.1\%$ rispetto alla portante. Nella figura 3.9 è riportato l'andamento del TVE che si presenta linearmente crescente ma comunque sempre minore del 0.8%.

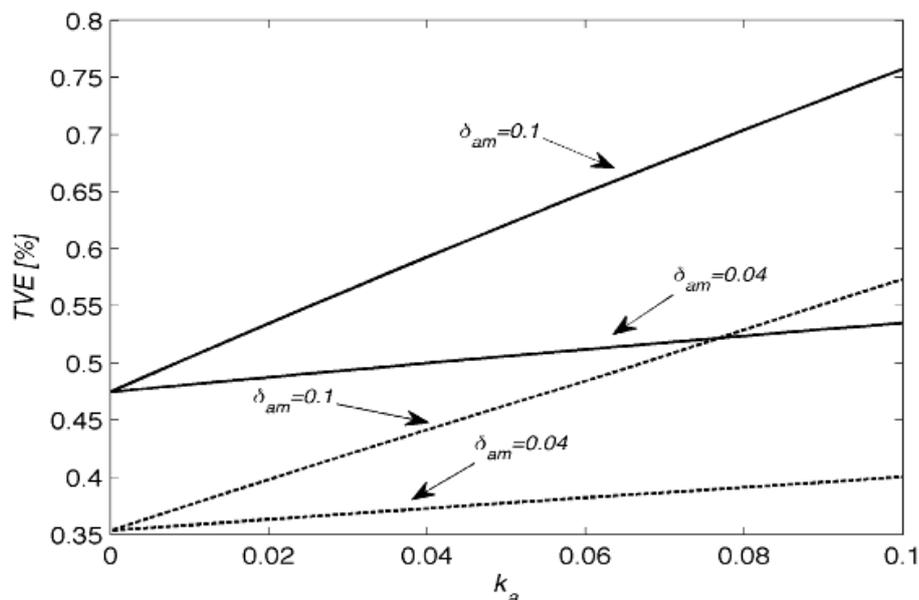


Figura 3.9: Andamento TVE con modulazione AM. Stimatore 4PM(N): linea continua, Stimatore 4PM(N/2): linea tratteggiata, [30]

Il successivo segnale di test è la composizione di una modulazione AM ed una modulazione PM nella configurazione di worst case indicata nello standard [8]. L'andamento del TVE al variare dello scostamento della frequenza da quella nominale, riportato in figura 3.10, rimane inferiore al 3%. L'aumento dell'errore complessivo negli estremi della variazione di frequenza indica le zone dove la derivata del sincrofasore assume valor massimo e quindi dove l'approssimazione al primo ordine della serie di Taylor comporta una peggiore accuratezza.

Le prestazioni dell'algoritmo di stima dinamica si dimostrano affidabili ed accurate. Rispettano a pieno i requisiti della classe di misura P e si avvicinano a quelli della classe M. L'andamento del TVE non presenta particolari irregolarità o comportamenti transitori divergenti. Questo indica che la metodologia più affidabile per l'implementazione di un algoritmo di stima in ambiente smart microgrid è l'analisi spettrale del segnale, attraverso dunque la DFT.

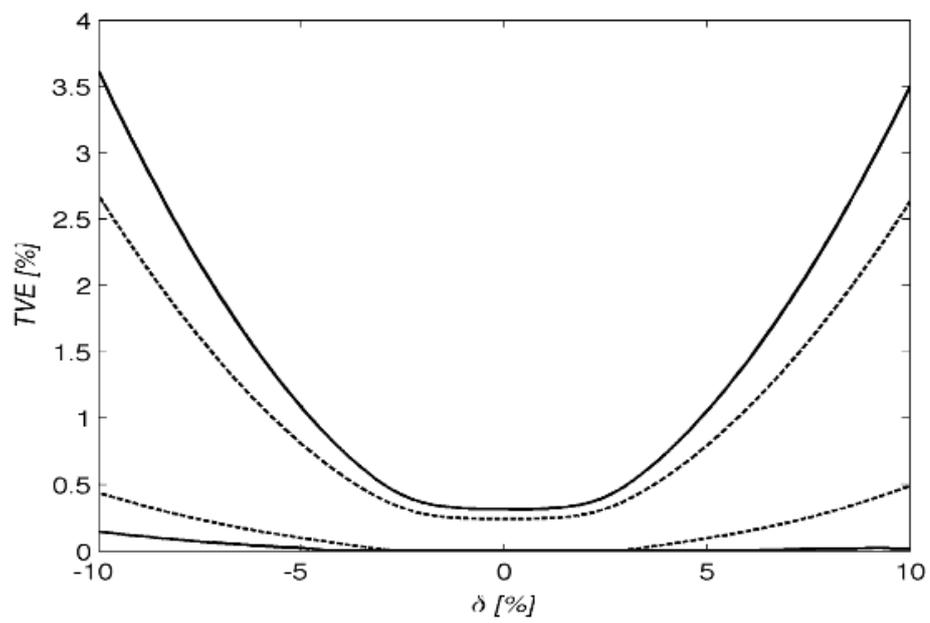


Figura 3.10: Andamento TVE con modulazione AM e PM. Stimatore 4PM(N): linea continua, Stimatore 4PM(N/2): linea tratteggiata, [30]

Capitolo 4

Algoritmo di Interpolazione Spettrale

Introduzione

A seguito dell'analisi descritta nel capitolo precedente si è constatato che gli algoritmi di stima basati sull'analisi spettrale del segnale sono robusti ed accurati. Per questo motivo in questo capitolo sarà descritto l'algoritmo di stima di interpolazione spettrale [4], [31], [32], [33], [34], che verrà successivamente implementato via software per poter valutare le sue prestazioni sia su segnali simulati, sia su segnali generati ed acquisiti tramite strumentazione.

4.1 Algoritmo Ip-DFT nel caso ideale

L'algoritmo di interpolazione spettrale (Ip-DFT) si basa sull'utilizzo della *Discrete Time Fourier Transform* (DTFT), per l'identificazione delle componenti spettrali che compongono il segnale in analisi. Supponendo di effettuare un campionamento ad una frequenza $f_s = \frac{1}{T_s}$ tale da soddisfare il teorema del campionamento di Nyquist, si ottiene il seguente segnale cosinusoidale a tempo discreto:

$$x[k] = X_0 \cos(2\pi f_0 k T_s + \varphi_0) \quad (4.1)$$

la cui trasformata di Fourier a tempo discreto è definita come:

$$\begin{aligned}
X(f) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} T_s x(kT_s) e^{-j2\pi f k T_s} \\
&= -j \frac{X_0}{2} \delta(f - f_0) e^{j\varphi_0} + j \frac{X_0}{2} \delta(f + f_0) e^{-j\varphi_0}
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Lo spettro del segnale che si ottiene è dunque composto da due impulsi di Dirac, collocati alla frequenza della cosinusoide: $\pm 50 Hz$. La variabile f è continua su un intervallo $[-\frac{f_s}{2}, +\frac{f_s}{2}]$, compatto in \mathbb{R} . Ciò permette di stimare la frequenza del segnale in ingresso semplicemente identificando il suo picco spettrale, inoltre le stime della fase e dell'ampiezza vengono effettuate calcolando il modulo e la fase della componente stessa. Nella forma ideale l'algoritmo non presenta alcuna problematica sull'accuratezza e la robustezza, infatti esso è in grado di riconoscere anche segnali armonici a più componenti, e per ciascuna di esse è in grado di stimare frequenza, ampiezza e fase. La robustezza dell'algoritmo, ad esempio in presenza di rumore bianco di fondo, è garantita dal fatto che l'impulso che identifica la componente dello spettro sia sempre riconoscibile, nell'ambito di utilizzo il rumore bianco ipotizzabile può considerarsi tale da rendere il rapporto segnale rumore non peggiore di $20dB$, rendendo semplice la ricerca del valor massimo e contenuto l'effetto del rumore nella determinazione dei parametri richiesti.

4.2 Algoritmo Ip-DFT nel caso reale

L'algoritmo descritto nella sezione precedente non è applicabile praticamente in quanto il calcolo della DTFT del segnale richiede un numero infinito di campioni, è necessario quindi utilizzare la *Discrete Fourier Transform* (DFT) che richiede un numero finito di campioni. Essa è definita come:

$$X(nF_w) = \sum_{k=k_0}^{k_0+N-1} T_s x(kT_s) e^{-j2\pi k T_s n F_w} \tag{4.3}$$

dove:

- k_0 fissa il tempo di inizio dell'analisi pari a $t_0 = k_0 T_s$;
- $n \in \mathbb{N}$ è l'indice che indica la discretizzazione dell'asse delle frequenze tali da ricoprire l'intera estensione spettrale;

- T_s è il periodo di campionamento;
- N è il numero di campioni considerati per il calcolo della DFT;
- F_w è la frequenza associata al periodo d'osservazione.

Ciò che avviene quindi è la suddivisione del segnale in più insiemi di campioni. Ciascun insieme ha durata pari a T_w , che viene definito come il periodo d'osservazione (o periodo di record), da cui si ricava $F_w = \frac{1}{T_w}$. Il report del fasore è associato al centro di tale finestra. Nei paragrafi 4.2.4 e 4.3, verrà illustrato com'è possibile sovrapporre le finestre, ottenendo dei report più frequenti a parità di T_w . Le relazioni tra f_s , F_w ed f_0 , rappresentano dei possibili gradi di libertà progettuali e sono riportate in 4.4.

$$\begin{aligned}
 \text{Periodo d'osservazione: } T_w &= N \cdot T_s = N_p P \cdot T_s \\
 \text{Quanto frequenziale: } F_w &= \frac{1}{T_w} = \frac{f_s}{N_p P} \\
 \text{Frequenza di campionamento: } f_s &= \frac{1}{T_s} = N_p f_0 \\
 \text{Frequenza del segnale: } f_0 &= \frac{1}{T_0} = \frac{f_s}{N_p} = P \cdot F_w
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

dove N_p è il numero di campioni acquisiti in un singolo periodo e dipende quindi solo dalla frequenza di campionamento, mentre P è il numero di periodi considerati. Nell'immagine 4.1 è possibile osservare un'esempio della suddivisione in finestre del segnale. In particolare si considera una cosinusoide a $50Hz$, campionata con frequenza $f_s = 51200Hz$ che assicura $N_p = 1024$ campioni in un periodo. Ogni osservazione, non sovrapposta, ha una durata di $P = 4$ periodi. Le linee rosse verticali indicano il termine degli N campioni considerati, che sono identificati da diversi stili nella linea che traccia l'andamento cosinusoidale del segnale.

Da un punto di vista algoritmico è consigliabile la scelta di un numero di campioni utilizzati per il calcolo dello spettro che sia potenza di due, in questo modo si potrà ottimizzare l'implementazione del software con l'utilizzo della *Fast Fourier Transform* (FFT) senza ricorrere a tecniche di *Zero Padding*. Ciò si traduce affermando che : $N = N_p P = 2^\alpha$, con $\alpha \in \mathbb{N}$, questo è garantito se sia N_p che P sono potenze di due. Questa scelta non è obbligatoria infatti, nel caso in cui non sia soddisfatta tale condizione, la FFT potrà comunque essere utilizzata introducendo nella sommatoria un

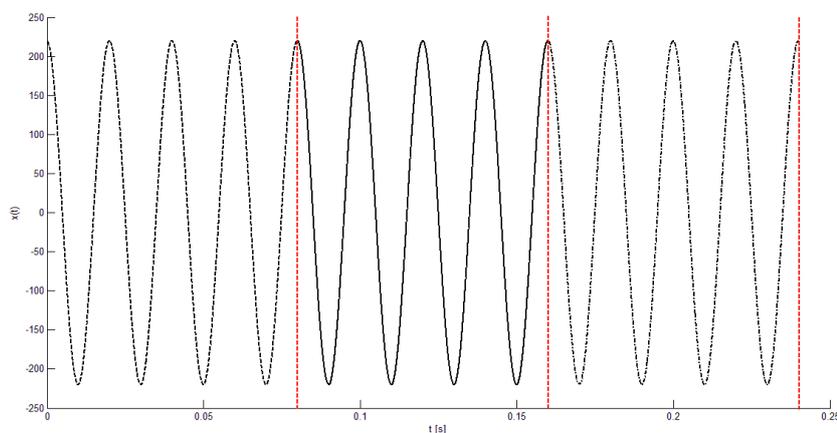


Figura 4.1: Suddivisione del segnale per calcolo DFT

numero di addendi nulli tali da soddisfare la suddetta condizione. Questa tecnica, chiamata di Zero Padding, non migliora le prestazioni dell'algoritmo, ma riduce il valore del quanto frequenziale, rendendo più fitto il campionamento nel dominio della frequenza della trasformata osservata.

Ora che si sono definiti tutti i principali parametri per il calcolo della DFT di un segnale, è necessario comprendere in modo più dettagliato le operazioni che effettua la trasformata, sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza, per poterne poi saper identificare le criticità. Si analizzano dunque progressivamente le operazioni effettuate nel dominio del tempo ricavando l'operazione duale nel dominio della frequenza.

1. Campionamento nel tempo \Rightarrow Ripetizione periodica in frequenza

Il campionamento nel tempo di un segnale continuo è di fatto una decimazione del segnale effettuata con passo costante. La sua operazione duale nel dominio delle frequenze è la ripetizione periodica dello spettro del segnale. Ciò significa che può instaurarsi un fenomeno di aliasing, in cui le componenti spettrali ripetute vengono a sovrapporsi. Una frequenza di campionamento che soddisfa il teorema di Nyquist, citato in precedenza, garantisce che non vi sia tale problematica.

2. Finestratura nel tempo \Rightarrow Convoluzione in frequenza

La tecnica di finestratura sarà descritta in una sezione apposita all'interno del capitolo, in quanto costituisce un'importante discriminante nell'accuratezza delle stime. Per ora si può semplicemente

considerare la finestrazione come la suddivisione del segnale negli insiemi di campioni utilizzati per il calcolo della DFT. Nel dominio del tempo quest'operazione coincide con la moltiplicazione del segnale considerato con una funzione rettangolare, definita in 4.5.

$$w(nT_s) = \begin{cases} 1, & \text{se } k_0 < n < k_0 + N - 1, \\ 0, & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (4.5)$$

L'operazione duale della moltiplicazione è la convoluzione nel dominio della frequenza. La ripetizione periodica dello spettro del segnale campionato è dunque convoluta con lo spettro della funzione di finestrazione 4.5:

$$\begin{aligned} W(nF_w) &= \frac{\sin[\pi n F_w (N + 1)]}{\sin(\pi n F_w)} \cdot e^{-j\pi n F_w N} \\ &= D(nF_w) \cdot e^{-j\pi n F_w N} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Dove si definisce la funzione dei nuclei di Dirichlet $D(nF_w)$ e si pone per semplificazione dei calcoli, ma senza perdita di generalità, $k_0 = 0$. Quest'operazione introduce una distorsione dello spettro, conseguenza del numero finito di campioni utilizzati nel calcolo della trasformata di Fourier, che si esporrà con maggior dettaglio quando si considereranno gli effetti del campionamento coerente o incoerente.

3. Ripetizione periodica nel tempo \Rightarrow Campionamento in frequenza

L'ultimo passo compiuto dall'algoritmo consiste nell'estensione per periodicità del segnale nel dominio tempo. Questo significa che il segnale osservato viene sequenzialmente ripetuto e considerato come un unico segnale. Nel dominio della frequenza ciò implica la discretizzazione dell'asse delle frequenze con quanto F_w . Questa conseguenza stabilisce un trade off tra la complessità temporale dell'algoritmo e la discretizzazione delle frequenze. Diminuendo F_w si renderebbe l'asse delle frequenze più fitto e dunque la precisione con cui si identificherebbe il picco spettrale del segnale aumenterebbe, tuttavia se F_w decresce aumenta il periodo di osservazione e conseguentemente il numero di campioni processati dalla trasformata. Lo standard [8] indica inoltre un limite inferiore per la frequenza di report, un aumento di T_w significherebbe, a meno di una sovrapposizione delle finestre, un'aumento del tempo che trascorre tra due istanti di report, ciò potrebbe portare il PMU fuori specifiche.

La suddivisione del segnale acquisito, unita alla ripetizione periodica dello stesso, può produrre una distorsione spettrale chiamata *spectral leakage*. Nel caso in cui T_w non sia multiplo intero di T_0 si creeranno delle discontinuità nella ripetizione periodica del segnale nel dominio del tempo. Questa situazione, chiamata *campionamento incoerente*, è riportata in figura 4.2 ed introduce delle armoniche all'interno dello spettro del segnale finestrato. Qualora questa problematica non dovesse accadere, cioè quando $T_w = M \cdot T_0$ con $M \in \mathbb{N}$, il campionamento viene definito *campionamento coerente*.

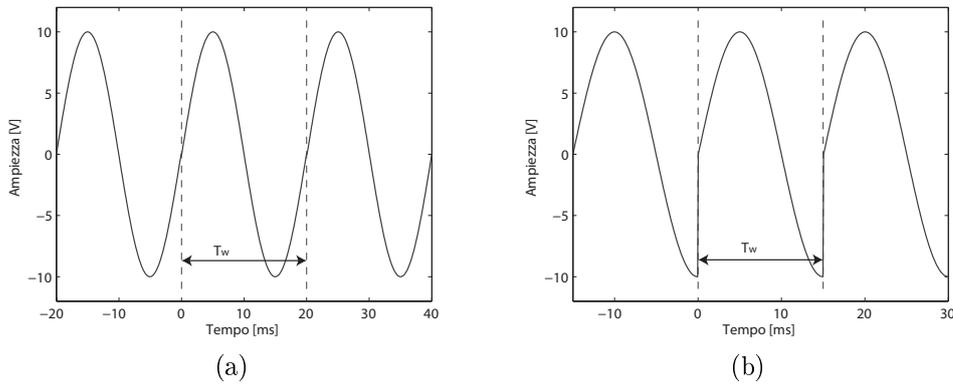


Figura 4.2: Esempio di campionamento coerente (a) ed incoerente (b), [4]

La presenza di quest'armoniche può portare ad un fenomeno simile all'aliasing tra la componente fondamentale e la sua immagine. In pratica, poichè lo spettro della finestra non è finito, può avvenire una sovrapposizione tra l'armonica fondamentale del segnale finestrato e le armoniche immagini introdotte dal campionamento incoerente.

Si considera ora un segnale cosinusoidale discreto con campionamento coerente, dove quindi la frequenza della componente fondamentale vale: $f_0 = l_0 F_w$, con $l_0 \in \mathbb{N}$. La trasformata del segnale sarà pari a:

$$\begin{aligned} X(nF_w) &= -j \frac{X_0}{2} e^{j\varphi_0} W(nF_w - f_0) + j \frac{X_0}{2} e^{-j\varphi_0} W(nF_w + f_0) \\ &= -j \frac{X_0}{2} e^{j\varphi_0} W((n - l_0)F_w) + j \frac{X_0}{2} e^{-j\varphi_0} W((n + l_0)F_w) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Considerando la funzione $D(nF_w)$ presente nella definizione matematica della trasformata della finestra riportata in 4.6, lo spettro che si otterrà

avrà ciascuna componente nulla tranne che per la componente fondamentale. Con il campionamento coerente si ottiene quindi lo stesso spettro del caso d'applicazione dell'algoritmo in condizioni ideali.

Il campionamento coerente di un segnale è nella pratica impossibile da realizzare, componenti di disturbo non ipotizzabili o applicazioni di modulazioni descritte dalle norme, rendono il segnale acquisito variabile in frequenza e di conseguenza il periodo di osservazione non può essere costantemente multiplo di T_0 . Come si vedrà nei capitoli successivi, questa problematica dell'algoritmo basato sull'analisi spettrale è fonte di un incremento dell'errore per segnali modulati in fase e frequenza, mentre rende l'algoritmo più accurato nel caso di segnali modulati nella sola ampiezza. Per un campionamento incoerente la frequenza f_0 si può esprimere come: $f_0 = \lambda_0 F_w = (l_0 + \delta_0) F_w$, con $l_0 \in \mathbb{N}$ e $|\delta_0| \leq 0,5$. La trasformata del segnale finestrato sarà dunque:

$$X(nF_w) = -j \frac{X_0}{2} e^{j\varphi_0} W((n - l_0 - \delta_0)F_w) + j \frac{X_0}{2} e^{-j\varphi_0} W((n + l_0 + \delta_0)F_w) \quad (4.8)$$

I campioni dello spettro lungo l'asse delle frequenze non coincideranno con gli zeri della funzione $D(nF_w)$ contenuta nella trasformata della finestra ed inoltre non vi sarà un campione coincidente con la frequenza esatta del segnale. In figura 4.3 si fornisce un confronto degli spettri ottenuti nel caso di campionamento coerente ed incoerente di un segnale monofrequenziale a 50 Hz, si può notare lo spostamento dei campioni dal picco centrale e dagli zeri della trasformata della finestra, nel caso di campionamento incoerente.

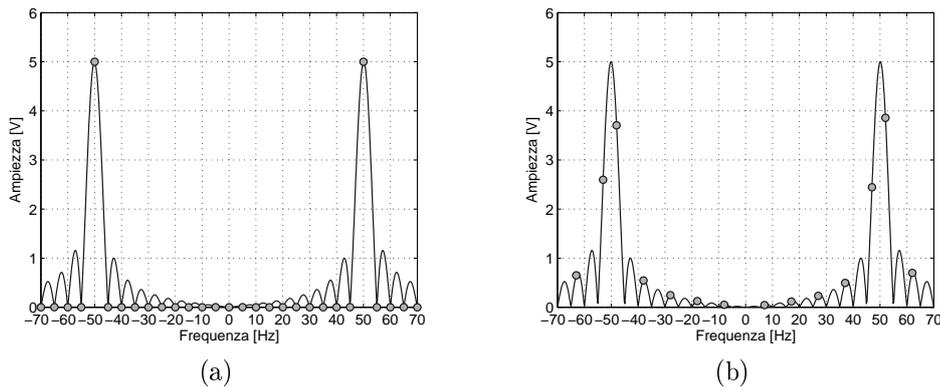


Figura 4.3: Trasformata di un segnale cosinusoidale a 50 Hz con campionamento coerente (a) ed incoerente (b), [4]

Il fenomeno di spectral leakage comporta un errore sulle stime che sarà ridotto attraverso l'interpolazione spettrale ed una scelta ponderata della funzione di finestrazione.

4.2.1 Finestratura

Le problematiche di spectral leakage introdotte nella sezione precedente sono dovute principalmente alla finestratura del segnale, ed in particolare alla trasformata della finestra utilizzata, che ha spettro infinito. Per ridurre la distorsione armonica è possibile utilizzare delle finestre diverse da quelle rettangolari che, data la loro particolare forma, hanno una duplice azione: nel dominio del tempo attenuano gli estremi del periodo di osservazione, in questo modo in caso di campionamento incoerente viene diminuita la discontinuità nella ripetizione periodica del segnale. Inoltre nel dominio della frequenza queste finestre presentano uno spettro infinito ma con un'attenuazione ed una velocità di decadimento che rendono i lobi secondari trascurabili rispetto al lobo principale. In altre parole le componenti fondamentali del segnale saranno contenute nel lobo principale dello spettro della finestra, mentre le armoniche introdotte dal campionamento incoerente saranno attenuate dai lobi secondari e quindi non costituiranno una fonte di interferenza spettrale. Si riporta in figura 4.4 lo spettro di una generica finestra identificandone i principali parametri che la caratterizzano.

Le funzioni di finestratura maggiormente utilizzate in ambito scientifico sono le *finestre cosinusoidali*, la quale espressione matematica è riportata in 4.9

$$w(kT_s) \begin{cases} \sum_{m=0}^{H-1} (-1)^m a_m \cos\left(\frac{2\pi m k T_s}{N}\right), & \text{per } |k| \leq \frac{N}{2}, \\ 0, & \text{per } |k| \geq \frac{N}{2} \end{cases} \quad (4.9)$$

dove N è il numero di campioni su cui applicare la finestra, H è l'ordine della finestra e rappresenta il numero di coseni che la compongono ed infine a_m è una serie di coefficienti reali che pesano i contributi di ciascun coseno. La costruzione della finestra secondo 4.9 la rende simmetrica e pari rispetto a $t = 0$, nella sezione riguardante la centratura delle funzioni rispetto al periodo di osservazione verrà modificata questa definizione. L'utilizzo di questa tipologia di finestre è largamente affermato per molteplici motivi, in particolare perchè lo spettro della finestra:

- è calcolabile in forma chiusa;

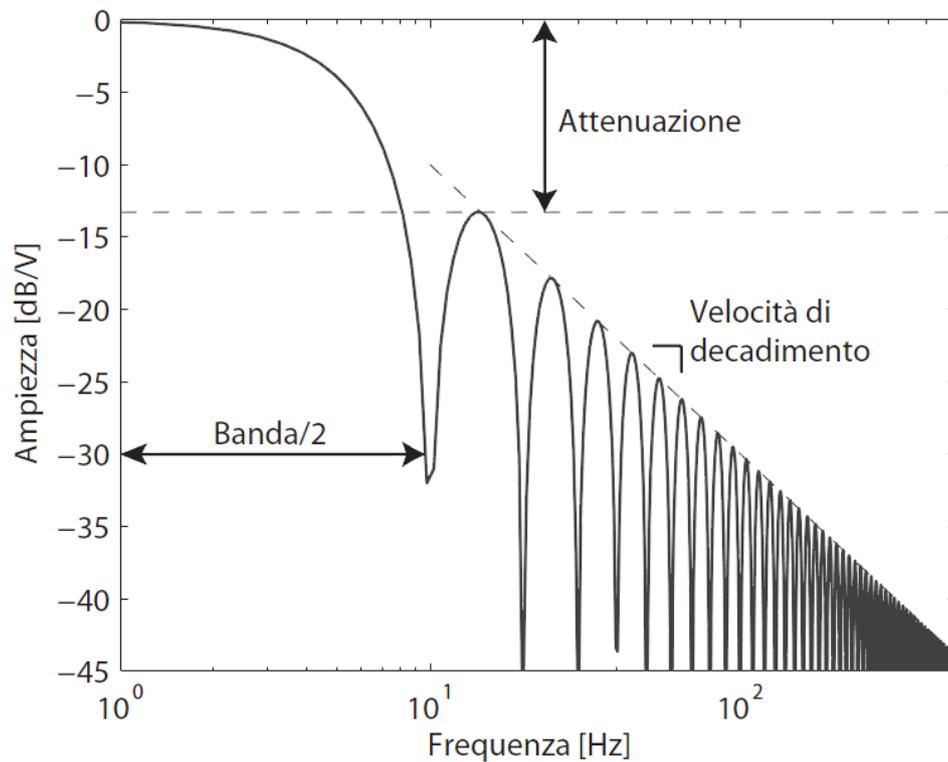


Figura 4.4: Identificazione dei parametri principali di una funzione di finestra, [4]

- ha il lobo principale stretto, la cui banda è proporzionale all'ordine della finestra:

$$B = 2H \quad (4.10)$$

- presenta una velocità di decadimento dei lobi secondari di almeno $30dB/dec$, inoltre l'attenuazione tra il lobo principale ed il primo lobo secondario è proporzionale ad H ;
- possiede degli zeri in corrispondenza delle frequenze multiple di F_w ;
- assume valore massimo nell'origine.

L'espressione in forma chiusa della trasformata di una finestra cosinoidale è:

$$W(f) = \sin(\pi f) e^{-j\pi f} e^{j\frac{\pi}{N}f} \sum_{m=0}^{H-1} (-1)^m \frac{a_m}{2}. \quad (4.11)$$

$$\left[\frac{e^{-j\frac{\pi}{N}f}}{\sin\left[\frac{\pi}{N}(f-m)\right]} + \frac{e^{j\frac{\pi}{N}f}}{\sin\left[\frac{\pi}{N}(f+m)\right]} \right] \text{ con } f \in [0, N-1]$$

Le tipologie di finestre cosinusoidali sono molteplici e variano in base all'ordine della finestra, quindi al numero di coseni utilizzati, ed in base ai coefficienti a_m . Dall'ordine della finestra dipende anche il numero di punti dello spettro del segnale inclusi nel lobo principale, in particolare per le finestre cosinusoidali tale valore è pari a $2H - 1$, come si vedrà nel capitolo riguardante l'interpolazione quest'informazione è fondamentale per la struttura dell'algoritmo e la sua accuratezza. Dall'analisi condotta in [4] si ricava che la finestra che contribuisce ad una migliore accuratezza delle stime è la *3Term-MSLD*. Tale funzione di pesatura appartiene alla categoria delle finestre a massimo decadimento dei lobi secondari (*Maximum Side Lobe Decay*), la cui espressione matematica dello spettro è:

$$W(f) \approx \frac{N \sin(\pi f)}{2^{2H-2} \pi f} e^{-j\pi f} e^{j\frac{\pi}{N}f} \frac{(2H-2)!}{\prod_{q=1}^{H-1} (q^2 - f^2)} \quad (4.12)$$

La finestra 3Term-MSLD è del terzo ordine ed i suoi coefficienti sono:

$$\begin{cases} a_0 & = 0.375 \\ a_1 & = 0.5 \\ a_2 & = 0.125 \end{cases} \quad (4.13)$$

poichè $H = 3$, il numero di punti dello spettro del segnale acquisito contenuti nel lobo principale è pari a 5 e questo rappresenta quindi anche il massimo numero di punti interpolabili. Durante il corso delle simulazioni e delle analisi dei segnali acquisiti il software implementato darà l'opportunità di variare la finestra cosinusoidale utilizzata, tuttavia, se non diversamente indicato, si utilizzerà sempre questa tipologia di finestra.

4.2.2 Interpolazione

La discretizzazione dell'asse delle frequenze, unita alla distorsione spettrale, ha come conseguenza che i picchi spettrali non coincidono con la frequenza fondamentale del segnale. La tecnica di interpolazione spettrale

si basa sulla conoscenza dello spettro della funzione di finestrazione. Essa costituisce la funzione interpolatrice stessa, cioè quella funzione a cui appartengono le componenti spettrali del segnale. L'utilizzo delle finestre cosinusoidali costituisce un punto cardine per la complessità dell'algoritmo, infatti, essendo la loro trasformata esprimibile in forma chiusa, si approssima il suo comportamento all'interno del lobo principale tramite un'approssimazione polinomiale. Questa scelta semplifica il calcolo dell'interpolazione dei punti, ma limita il numero dei punti interpolabili ai soli contenuti nel lobo principale.

La tecnica di interpolazione a due punti considera due campioni contenuti nel lobo principale, supponiamo di indicare con l'indice i_0 il picco di ampiezza maggiore, A_{i_0} , mentre con l'indice i_1 ed ampiezza A_{i_1} il picco di ampiezza minore. Con riferimento alla figura 4.5, lo scopo di questa parte dell'algoritmo è stimare δ_0 , cioè lo scostamento espresso in *bin* dei picchi rispetto alla frequenza centrale. Una volta ottenuto questo parametro sarà possibile interpolare i due picchi per ricavare le stime di ampiezza, fase e frequenza del segnale.

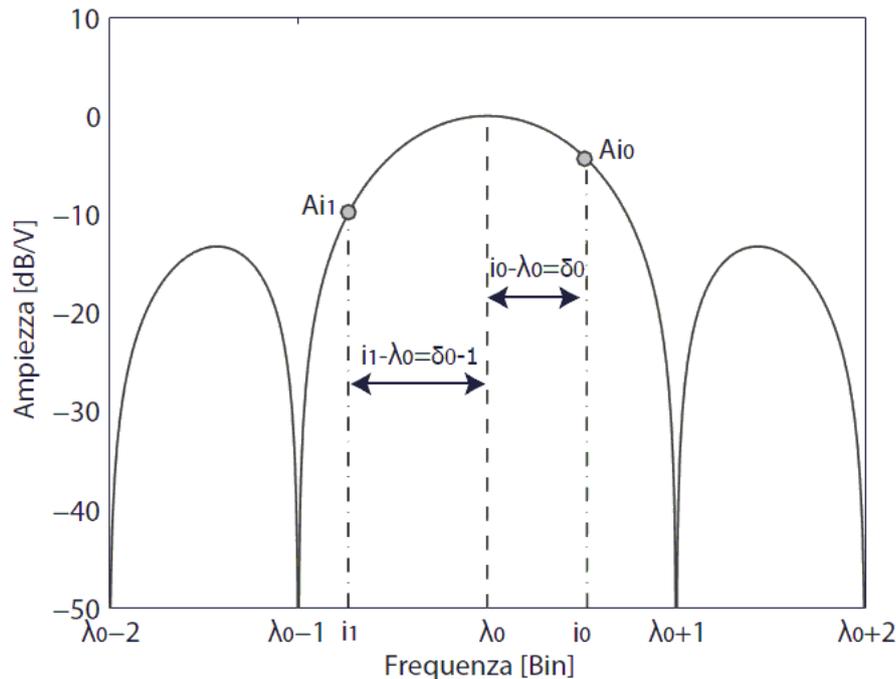


Figura 4.5: Metodo dell'interpolazione spettrale, [4]

Poichè i due picchi considerati sono contigui supponiamo $i_1 = i_0 - 1$, ciò significa che la frequenza della componente ad ampiezza inferiore è minore

rispetto a quella dell'altra componente. Conoscendo la posizione dei due punti è possibile ricavare il seguente sistema:

$$\begin{cases} A_{i_0} &= X_0 W(i_0 - \lambda_0) \\ A_{i_1} &= X_0 W(i_1 - \lambda_0) \end{cases} \quad (4.14)$$

Sfruttando la relazione che esprime f_0 in dipendenza di λ_0 si ottiene:

$$\begin{cases} A_{i_0} &= X_0 W(\delta_0) \\ A_{i_1} &= X_0 W(\delta_0 - 1) \end{cases} \quad (4.15)$$

A questo punto è necessario invertire $W(f)$ per poter stimare δ_0 e dunque ricavare lo scostamento normalizzato in frequenza dei picchi rispetto alla frequenza fondamentale. Utilizzando l'espressione 4.11, che esprime la trasformata delle finestre cosinusoidali e quindi la funzione di interpolazione, si definisce:

$$\alpha_0 = \frac{A_{i_0}}{A_{i_1}} = \frac{W(\delta_0)}{W(\delta_0 - 1)} = \frac{H - 1 + \hat{\delta}_0}{H - \hat{\delta}_0} \quad (4.16)$$

Da cui si ricava la stima di δ_0 :

$$\hat{\delta}_0 = \frac{H\alpha_0 - H + 1}{\alpha_0 - 1} \quad (4.17)$$

Poichè la frequenza fondamentale è sempre collocata tra i_0 ed i_1 , a seconda di quale componente abbia frequenza maggiore, è possibile stabilire se lo scostamento stimato $\hat{\delta}_0$ è positivo o negativo. La stima della frequenza dunque si ricava denormalizzando rispetto a F_w l'espressione di f_0 :

$$\hat{f}_0 = (i_0 \pm \hat{\delta}_0)F_w = \hat{\lambda}_0 F_w \quad (4.18)$$

Ottenuta la stima della frequenza della componente fondamentale, si ottengono le stime dell'ampiezza e della fase:

$$\hat{X}_0 = |A_{i_0}| \frac{2}{|W(-\hat{\delta}_0)|} \quad (4.19)$$

$$\hat{\varphi}_0 = \arg [A_{i_0}] - \arg [W(-\hat{\delta}_0)] \quad (4.20)$$

Osservando il procedimento appena esposto è possibile intuire che il passo fondamentale dell'algoritmo è la stima della frequenza f_0 ed in particolare il parametro $\hat{\delta}_0$. Per aumentare l'accuratezza delle stime è possibile interpolare più punti, a seconda di quanti sono effettivamente presenti

nel lobo principale. Si instaura quindi un compromesso tra la scelta della finestra, ed in particolare del suo ordine H , ed il numero di punti da interpolare. L'aumento del numero dei punti interpolati non è da considerarsi come la soluzione ottimale per l'aumento dell'accuratezza delle stime. Infatti, ciascun picco spettrale che si considera ha una sua varianza, che nel processo d'interpolazione viene sommata quadraticamente alle varianze degli altri punti interpolati, questo può portare ad un'aumento dell'incertezza nell'identificazione di f_0 . Inoltre finestre di ordine maggiore hanno complessità matematiche maggiori e dunque le approssimazioni polinomiali del lobo principale non sempre sono affidabili. Per questi motivi solitamente le interpolazioni si basano su: 2, 3, 5 o 7 punti e non oltre. Seguendo il procedimento appena illustrato per l'interpolazione a due punti, si ricavano le seguenti espressioni di $\hat{\delta}_0$ per interpolazioni a 3 e 5 punti [34], conoscendo tale parametro le stime di frequenza, ampiezza e fase si ricavano rispettivamente da 4.18, 4.19, 4.20:

3 punti:

$$\hat{\delta}_0 = H \frac{a_0 - 1}{a_0 + 1} \quad (4.21)$$

5 punti:

$$\hat{\delta}_0 = \frac{(2H + 1)(1 + a_0) \pm \sqrt{(1 + a_0)^2 + 16a_0H(H + 1)}}{2(1 - a_k)} \quad (4.22)$$

dove:

$$\begin{aligned} a_0 &= \sum_{i=0}^J C_J^{J-i} |X(i_0 - i)| \\ J &= \frac{n - 1}{2} \\ C_m^p &= \frac{m!}{(m - p)!} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Dati gli studi condotti in [4], nell'implementazione software si utilizzerà prevalentemente un'interpolazione a 3 punti, qualora si dovesse adottare l'applicazione un'interpolazione a 2 o 5 punti verrà debitamente indicato.

4.2.3 Centrazione

In questa sezione verranno effettuate delle elaborazioni matematiche sulle definizioni della DFT e della funzione di finestrazione cosinusoidale, con lo

scopo di ottenere gli istanti di report al centro dell'intervallo di osservazione e di eliminare gli effetti degli apporti di fase dei nuclei di Dirichlet delle finestre utilizzate. Consideriamo la definizione di DFT, in cui l'istante iniziale dell'acquisizione degli N campioni sia nullo:

$$X(nF_w) = \sum_{k=0}^{N-1} T_w x(nT_s) w(nT_s) e^{-j2\pi n T_s k F_w} = X_C(nF_w) \quad (4.24)$$

dove si ricorda che $N = N_p \cdot P$, T_s è il periodo di campionamento e T_w è la durata dell'osservazione. Si supponga ora di considerare i campioni simmetrici rispetto all'istante centrale dell'intervallo di osservazione e successivamente applicare il cambio di variabile: $r = k + \frac{N}{2}$ si ottiene:

$$\begin{aligned} X(nF_w) &= \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} T_w x(nT_s) w(nT_s) e^{-j2\pi n T_s k F_w} \\ &= \sum_{r=0}^{N-1} T_w x(nT_s) w(nT_s) e^{-j2\pi n T_s (r - \frac{N}{2}) F_w} \\ &= \sum_{r=0}^{N-1} T_w x(nT_s) w(nT_s) e^{-j2\pi n T_s r F_w} e^{j2\pi n T_s \frac{N}{2} F_w} \\ &= X_C \cdot e^{j\pi n} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Si osserva dunque che la centratura della DFT comporta un contributo in fase, poichè il termine correttivo è un immaginario puro. Attraverso l'utilizzo della DFT centrata le stime effettuate avranno istante di report coincidente con l'istante centrale dell'intervallo di osservazione. Questo cambiamento permette di migliorare le stime in quanto elimina gli effetti degli apporti di fase dei nuclei di Dirichlet delle finestre, tuttavia introduce una nuova problematica. Gli istanti di report, non coincidono con un istante di campionamento nel caso in cui il numero di campioni per finestra sia pari. Poichè si è descritto in precedenza i vantaggi che comporta l'utilizzo di un numero di campioni che sia potenza di 2, le scelte per la risoluzione di questa problematica sono due: aggiungere un campione fittizio nullo, applicando dunque una tecnica di Zero Padding rispetto ad solo campione. Oppure inserire un contributo in fase nella costruzione del riferimento che tenga conto di questa discrepanza tra l'asse dei tempi discreti rispetto a T_s e l'asse dei tempi di report. In particolare il contributo in fase è equivalente allo sfasamento introdotto in mezzo periodo di campionamento e

cioè: $\varphi_{\frac{T_s}{2}} = \arg [e^{-j\pi T_s f_0}]$. Nella costruzione del software si adatterà la seconda tipologia di soluzione.

Per completare la centratura rispetto all'istante di tempo centrale dell'intervallo di osservazione, è necessario rendere la finestra centrata, cioè che presenti il suo massimo non in corrispondenza di $w(0)$, bensì di $w(\frac{N}{2})$. La definizione 4.9 viene dunque modificata come segue:

$$w(kT_s) \begin{cases} \sum_{m=0}^{H-1} (-1)^m a_m \cos [2\pi m (\frac{k}{N} - \frac{1}{2})], & \text{per } |k| \leq \frac{N}{2}, \\ 0, & \text{per } |k| \geq \frac{N}{2} \end{cases} \quad (4.26)$$

Le scelte effettuate in questa sezione avranno delle ripercussioni nel calcolo dei riferimenti delle stime di ampiezza, frequenza e fase, che verranno descritte nella sezione successiva.

4.2.4 Costruzione dei riferimenti

La costruzione dei segnali di riferimento è alla base del calcolo del TVE e degli errori introdotti dagli algoritmi di stima. Il segnale di riferimento è il valore atteso della stima associata a ciascun istante di report. Naturalmente il segnale di riferimento varia a seconda di qual'è il segnale di test a cui si sottopone il PMU. Particolare attenzione dev'essere posta nel caso di sovrapposizione delle finestre, infatti l'algoritmo descritto identifica come istanti di report il centro delle osservazioni, ciò rimane valido anche nel caso di sovrapposizione delle finestre e dunque, con tale procedura, si otterranno istanti di report più ravvicinati tra loro. Nella descrizione seguente, si considereranno gli istanti di report kt_{report} , con $k = 1, 2, 3, \dots$, già sottointendendo l'applicazione della sovrapposizione delle finestre; nella sezione relativa alla costruzione del riferimento di fase verrà illustrata una procedura di calcolo più precisa e dettagliata.

Costruzione del riferimento per le ampiezze

Il segnale di riferimento delle ampiezze, cioè il modulo del sincrofasore, è l'involuppo del segnale in ingresso. Si elencano ora alcuni esempi di segnali di riferimento per le ampiezze nell'applicazione dei segnali di test indicati da [8]:

- Steady State: in condizioni stazionarie il fasore avrà modulo sempre pari a X_0 ;

- Frequency Ramp: poichè questo tipo di modulazione interviene solo sulla frequenza del segnale, il riferimento in ampiezza rimane X_0 ;
- Bandwidth Measurement: in questa tipologia di segnale, descritto nel capitolo 2, l'ampiezza subisce una modulazione AM con portante cosinusoidale, il segnale di riferimento sarà quindi:

$$X(kt_{report}) = X_0 (1 + k_x \cos(2\pi fkt_{report})) \quad (4.27)$$

Lo stesso procedimento è utilizzato nel caso di variazioni a gradino dell'ampiezza, mentre nell'applicazione della sola modulazione PM il riferimento d'ampiezza non viene coinvolto.

Costruzione del riferimento per le frequenze

Il segnale di riferimento per le frequenze è la frequenza istantanea del segnale associata all'istante di report. Si elencano ora alcuni esempi di segnali di riferimento per le frequenze nell'applicazione dei segnali di test indicati da [8]:

- Steady State: in condizioni stazionarie il segnale ha frequenza costante, la frequenza di riferimento sarà quindi sempre pari a f_0 . Da un punto di vista di rappresentazione vettoriale nel piano $\Re - \Im$ ciò significa che il vettore sarà sempre fermo, con lo stesso modulo e la stessa fase;
- Frequency Ramp: l'applicazione di questo segnale di test prevede una rampa in frequenza, il segnale di riferimento della frequenza è dunque la rampa indicata nello standard valutata negli istanti di report del sincrofasore:

$$f(kt_{report}) = f_0 + R_f kt_{report} \quad (4.28)$$

- Bandwidth Measurement: in questa tipologia di test la modulazione PM comporta una variazione della frequenza istantanea del segnale e dunque anche il segnale di riferimento in frequenza dovrà tenerne conto. In particolare ricordando il legame tra frequenza e fase, riportato in 4.29:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} \quad (4.29)$$

si ottiene:

$$f(kt_{report}) = f_0 - k_a f \sin(2\pi fkt_{report} - \pi) \quad (4.30)$$

L'applicazione di una qualsiasi modulazione AM non coinvolge il riferimento in frequenza, che resta dunque quello riferito alle condizioni stazionarie.

Costruzione del riferimento per le fasi

La costruzione del riferimento della fase richiede un procedimento più laborioso a causa della scelta di riferire gli istanti di report al centro dell'intervallo d'osservazione.

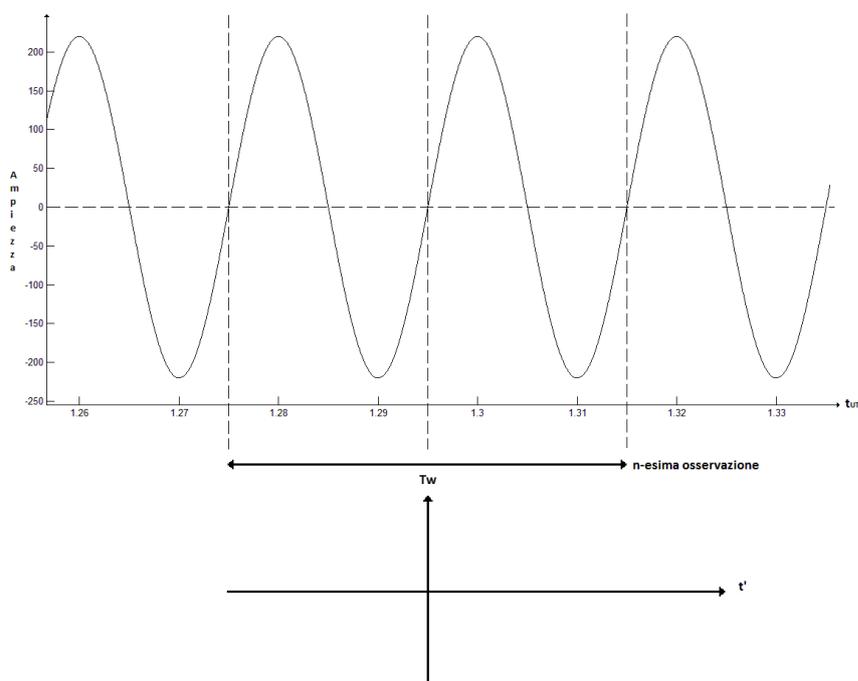


Figura 4.6: Costruzione del segnale di riferimento della fase

Consideriamo un segnale di ingresso cosinusoidale:

$$x(t) = X_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (4.31)$$

La fase di 4.31 all'istante di report è:

$$\varphi_n(t_n^r) = 2\pi f_0 t_n^r + \varphi_0 \quad (4.32)$$

Utilizzando la figura 4.6, si considera un segnale sinusoidale riferito all'asse dei tempi t_{UTC} , come imposto dallo standard [8]. Si definisce l'asse

temporale t' riferito all' n -esima osservazione con l'origine centrata rispetto alla finestra, secondo lo standard su tale asse temporale verrà costruito il fasore di riferimento che può essere sinusoidale ($\varphi_0 = -\frac{\pi}{2}$) oppure cosinusoidale ($\varphi_0 = 0$). La relazione tra i due assi temporali è:

$$t' = t - t_n^r \quad (4.33)$$

dove t_n^r è l'istante del centro dell'osservazione sull'asse temporale t_{UTC} . L'osservazione vista nell' n -esima finestra rispetto all'asse t' è:

$$x'(t') = X'_0 \cos(2\pi f'_0 t' + \varphi'_0) \quad (4.34)$$

Di conseguenza la fase all'istante di report è: $\varphi(t' = 0) = \varphi'_0$. Supponendo ora che $X_0 = X'_0$ e $f_0 = f'_0$ e sostituendo 4.33 in 4.34 si ottiene:

$$x(t_{UTC}) = X_0 \cos(2\pi f_0 t_{UTC} - 2\pi f_0 t_n^r + \varphi'_0) \quad (4.35)$$

Affinchè il modello del segnale stimato sia uguale a quello reale, cioè 4.35 sia pari a 4.31, deve valere:

$$\hat{\varphi}_0 = \varphi'_0 = \varphi_0 + 2\pi f_0 t_n^r \quad (4.36)$$

Alla base di questi calcoli e supponendo la fase iniziale del segnale nulla, si elencano ora alcuni esempi di segnali di riferimento per le frequenze nell'applicazione dei segnali di test indicati da [8]:

- *Steady State*: in condizioni stazionarie il fasore avrà fase nulla se il modello utilizzato è cosinusoidale, mentre avrà fase pari a $-\frac{\pi}{2}$ nel caso in cui il modello di riferimento sia sinusoidale;
- *Frequency Ramp*: il riferimento di fase in questo caso è descritto dalla composizione di una retta con una funzione parabolica:

$$\varphi(kt_{report}) = \varphi_0 + 2\pi f_0 kt_{report} + R_f \pi k t_{report}^2 \quad (4.37)$$

- *Bandwidth Measurement*: in questa tipologia di segnale, descritto nel capitolo 2, si ha una modulazione in fase, il segnale di riferimento si esprime dunque come segue:

$$\varphi(kt_{report}) = \varphi_0 + 2\pi f_0 kt_{report} + k_a \cos(2\pi f kt_{report} - \pi) \quad (4.38)$$

Lo stesso procedimento è utilizzato nel caso di variazioni a gradino della fase, mentre nell'applicazione della sola modulazione AM il riferimento delle fasi non viene coinvolto e dunque rimane quello associato alle condizioni stazionarie.

I segnali di riferimento appena indicati costituiranno i valori di riferimento su cui confrontare le stime ottenute durante i test sperimentali dell'algoritmo.

4.3 Gradi di libertà progettuali

Per le prove sperimentali successive è necessario identificare i parametri progettuali che è possibile variare per ottimizzare le prestazioni dell'algoritmo. Si elencano di seguito tali parametri, evidenziando come essi intervengono nell'accuratezza delle stime.

- Frequenza di campionamento

La frequenza di campionamento f_s stabilisce il numero di campioni in ciascun periodo, N_p . Per l'applicazione della FFT è consigliabile che tale valore sia potenza di 2. Una frequenza di campionamento elevata aumenta la precisione delle stime, [4], tuttavia incrementa anche la complessità computazionale dell'algoritmo, in quanto aumenta il numero di campioni processati in ogni singola finestra. L'aumento della frequenza di campionamento è quindi una buona metodologia per migliorare le stime, considerando però i limiti imposti dallo standard [8] per la frequenza di report e i limiti della strumentazione a disposizione. Nelle simulazioni successive la frequenza di campionamento sarà pari a $f_s = 51200Hz$ e si avranno dunque 1024 campioni per periodo, ciò assicurerà una buona accuratezza nel rispetto dei limiti della strumentazione.

- % di overlap delle finestre

La sovrapposizione delle finestre, consiste nel considerare parte dei campioni appartenenti ad una finestra anche nella successiva, un esempio è riportato in figura 4.7.

L'accuratezza dell'algoritmo non è influenzata da questo parametro, tuttavia aumentando la percentuale di sovrapposizione si ha un duplice effetto: aumenta la correlazione del rumore tra due insiemi di campioni consecutivi e sovrapposti, ed aumenta la frequenza di report. Questo secondo aspetto è molto rilevante, infatti se le finestre non fossero sovrapposte il reporting rate sarebbe: $F_s = \frac{1}{T_w}$, mentre con una sovrapposizione, ad esempio al 50%, tale frequenza raddoppierebbe. Questo legame può essere utilizzato per aumentare la durata dell'osservazione senza necessariamente diminuire la F_s .

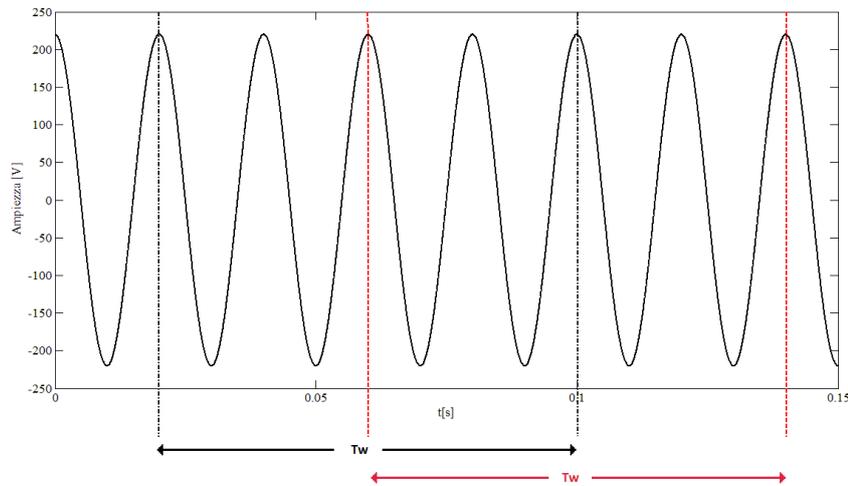


Figura 4.7: *Esempio di sovrapposizione delle finestre*

- Durata dell'osservazione

La durata dell'osservazione, cioè della finestra, è pari a: $T_w = PN_pT_s$. Poiché f_s è stata dimensionata in modo tale che N_p sia potenza di 2 anche il parametro P dovrà esserlo, in modo da migliorare le prestazioni della FFT. In altre parole il numero di periodi osservati sarà potenza di 2. Aumentando T_w incrementano i campioni processati per l'analisi spettrale delle singole finestre ed inoltre aumenta la risoluzione dell'asse discreto delle frequenze. A parità di sovrapposizione tra i campioni, un incremento di T_w comporta una diminuzione della frequenza di report che deve però rispettare i limiti imposti da [8]. Il parametro P sarà fatto variare tra 2, 4 e 8 periodi, in questo modo la durata della finestra sarà rispettivamente di $T_w = 40ms$, $T_w = 80ms$ e $T_w = 160ms$.

- Numero di punti interpolati

Come illustrato in precedenza il numero di punti interpolati non presenta una regola fissa per l'ottimizzazione dell'algoritmo. In generale si potrebbe pensare che maggiore è il numero di punti interpolati migliori saranno le stime. Tuttavia, considerando che ciascuna componente spettrale interpolata ha una sua varianza, la suddetta regola non ha validità generale. Utilizzando le sperimentazioni condotte in [4], si utilizzeranno per l'interpolazione, a meno di diverse indicazioni, tre componenti spettrali.

- Funzione di finestatura

La funzione di finestrazione incide, con i suoi parametri caratteristici, sulla forma dello spettro del segnale analizzato. La scelta tra le diverse finestrate è ampia, tuttavia analizzando gli studi condotti in [4] quella più ponderata sembra essere la finestra 3-Term MSLD. Essa garantisce la presenza di 5 punti da poter interpolare all'interno del lobo principale, e prestazioni intermedie tra le possibili funzioni di finestrazione.

Capitolo 5

Algoritmo di Super-Risoluzione

Introduzione

L'algoritmo di interpolazione spettrale è limitato in quanto richiede di adottare un ampio range di frequenze nonostante il numero di punti non garantisca la risoluzione desiderata. Generalmente le componenti di interesse vanno a cadere all'interno del lobo principale, situato a cavallo del primo bin. Si rende quindi necessaria una fase di interpolazione in grado di distinguere le diverse componenti significative. Dopo aver acquisito una vasta gamma di informazioni, l'algoritmo di interpolazione si concentra quindi su una ridotta porzione, denotando così una poco efficiente gestione dell'intero spettro. Al contrario, un innovativo algoritmo di super risoluzione (*SR*) intende sfruttare le peculiari caratteristiche del segnale in esame per ridurre al minimo la mole di dati da processare. Basandosi sull'ipotesi di un limitato numero di componenti spettrali, i dettami del campionamento compresso consentono di ridurre la frequenza di campionamento senza peggiorare la risoluzione dei risultati prodotti. Una volta fissato il numero di punti su cui la DFT viene computata, è possibile fornire le proprie stime relativamente ad una griglia con un minor passo frequenziale. Il carico computazionale viene spostato dalla fase di acquisizione a quella di stima parametrica: di conseguenza, esso non è più proporzionale all'estensione spettrale del segnale, ma al suo reale contenuto informativo, quantificato come il numero di componenti significative. Il presente capitolo illustra le basi teoriche e le principali operazioni svolte dall'algoritmo, come sviluppato in [35] e [36], evidenziandone i punti di forza e le eventuali criticità.

5.1 Descrizione dell'algoritmo SR

L'algoritmo di super risoluzione adotta il seguente modello di misura:

$$y = Ax + g \quad (5.1)$$

dove y è il vettore delle N misure; x il vettore incognito di dimensioni $H \gg N$, con H pari alla granularità desiderata; A la matrice ($N \times H$) che rende conto del processo di acquisizione; infine, g il vettore di rumore bianco, che rappresenta i contributi spuri ed indesiderati. Si suppone x sparso, ossia composto da pochi elementi non nulli o comunque significativi. In condizioni stazionarie, tale ipotesi può ritenersi soddisfatta, con un'unica componente significativa a 50 Hz. Eventuali scostamenti dalle condizioni nominali sono dovuti a modulazioni di tipo AM o PM, che introducono ulteriori componenti non trascurabili, localizzate in modo simmetrico rispetto alla fondamentale. La contemporanea presenza del rumore additivo impone la definizione di una soglia al di sotto della quale eventuali contributi possano essere trascurati. Oggetto della presente indagine è un cosiddetto segnale multitono, ossia una combinazione lineare di diversi toni sinusoidali, caratterizzati ciascuno da una specifica ampiezza, frequenza e fase iniziale. Quindi $x[n]$ viene modellato come segue:

$$x[n] = \sum_{h \in S_H} A_h e^{j(\varphi_h + 2\pi\lambda_h n)} \quad (5.2)$$

con $-\infty < n < +\infty$

dove $S_H \subset \{0, \dots, H-1\}$ è l'insieme degli indici delle sole componenti ritenute significative e le frequenze appaiono in notazione normalizzata: $\lambda_h = f_h T_s$. L'intervallo temporale di osservazione è pari a $T_w = N \cdot T_s$, e non si introduce alcuna pesatura dei campioni; ciò equivale ad applicare una finestra rettangolare di lunghezza pari all'intervallo di osservazione desiderato. La corrispondente DFT è:

$$X\left(\frac{k}{N}\right) = \sum_{h \in S_H} A_h e^{j\varphi_h} \left\{ \frac{\sin[\pi(k - \lambda_h N)]}{N \sin\left[\frac{\pi}{N}(k - \lambda_h N)\right]} e^{-j\pi\frac{N-1}{N}(k - \lambda_h N)} \right\} e^{-j\frac{2\pi}{N}(k - \lambda_h N)n_0} \quad (5.3)$$

dove n_0 determina l'indice del campione iniziale della finestra di osservazione e $k = 0, \dots, N-1$. Le misure raccolte garantiscono una granularità normalizzata dell'asse frequenziale pari ad $\frac{1}{N}$ [bin]. Ciò nonostante, invertendo opportunamente il sistema 5.1, è possibile risalire ad una granularità

normalizzata di $\frac{1}{H}$. Generalmente, solo una DFT a H punti può porgere una simile risoluzione. Al contrario, le dimensioni in gioco rendono il problema gravemente sotto determinato. La teoria del campionamento compresso, [37], consente di aggirare l'ostacolo, pervenendo ad una approssimazione sparsa del segnale originale, con un guadagno di risoluzione P definito come $P = \frac{H}{N}$. In conclusione, si intende stimare un vettore sparso x di dimensione H , a partire da una sua misura di appena N punti. All'atto pratico questo si traduce nella possibilità di ridurre drasticamente la frequenza di campionamento, che non risulta più legata all'estensione spettrale del segnale, ma al suo livello di sparsità, inteso come il numero di componenti significative.

Al fine di garantire risultati più affidabili, l'algoritmo prende in considerazione non un'unica, ma M osservazioni di dimensione N ed istante iniziale n_m . Tali istanti sono riferiti al medesimo riferimento temporale e si considerano noti a priori, in quanto definiti nell'ambito del processo di acquisizione. Le misure non sono relative al dominio del tempo, ma a quello della frequenza, laddove il segnale esprime le sue proprietà di sparsità. Il segnale originale viene suddiviso in M segmenti, di cui viene calcolata la DFT. Le rispettive finestre di osservazione sono marcatamente sovrapposte, garantendo due utili vantaggi. Da un lato, è lecito assumere che S_H non vari tra un'osservazione e l'altra. Dall'altro, il complessivo intervallo di osservazione è inferiore ai due periodi della fondamentale, necessari ai metodi di interpolazione via DFT. Le M misure vengono raccolte in una matrice Y di dimensione $(N \times M)$, mentre i relativi segnali da stimare vanno a comporre la matrice X di dimensione $(H \times M)$. Infine, il contributo del rumore viene esemplificato dalla matrice G .

$$Y = D \cdot X + G \quad (5.4)$$

La particolare tecnica di acquisizione fa sì che la matrice D contenga i soli coefficienti complessi del nucleo di Dirichlet, ossia della DFT delle finestre di osservazione. La matrice, di dimensione $(N \times H)$, presenta una struttura diagonale che riflette la progressiva traslazione nel tempo degli istanti iniziali. I valori che tale matrice assume lungo la diagonale sono espressi dalla seguente formula:

$$D_N\left(\frac{k}{N} - \lambda_h\right) = \frac{\sin\left[\left(\pi N \left(\frac{k}{N} - \lambda_h\right)\right)\right]}{N \sin\left[\left(\pi \left(\frac{k}{N} - \lambda_h\right)\right)\right]} e^{-j\pi(N-1)\left(\frac{k}{N} - \lambda_h\right)} \quad (5.5)$$

Dove $\lambda_h = h \cdot \frac{f_0}{f_s}$ e gli indici (k, h) identificano la posizione delle componenti nella matrice. Si osservi come variare l'istante iniziale di ogni osservazione

corrisponda, nel dominio della frequenza, a variare la fase iniziale del segnale da stimare. Noto il modello multitono 5.3, è possibile quantificare a priori il suddetto sfasamento. Di conseguenza, ciascun elemento $y_{k,m}$ della matrice Y può essere espresso come:

$$y_{k,m} = \sum_{h \in S_H} A_h e^{j\varphi_h + 2\pi \frac{h}{H} n_m} \left\{ \frac{\sin \left[\pi \left(k - \frac{h}{H} N \right) \right]}{N \sin \left[\frac{\pi}{N} \left(k - \frac{h}{H} N \right) \right]} e^{-j\pi \frac{N-1}{N} \left(k - \frac{h}{H} N \right)} \right\} \quad (5.6)$$

Analogamente, gli elementi della matrice X sono definiti come:

$$x_{h,m} = A_h e^{j(\varphi_h + 2\pi \frac{h}{H} n_m)} \quad (5.7)$$

In termini matriciali, è possibile scomporre il contributo dovuto alla traslazione dell'istante iniziale da quello dovuto alla reale natura incognita del segnale da stimare:

$$X = \begin{bmatrix} A_1 e^{j\varphi_1} & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & A_{H-1} e^{j\varphi_{H-1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j2\pi \frac{0}{H} n_0} & \dots & e^{j2\pi \frac{0}{H} n_{M-1}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi \frac{H-1}{H} n_0} & \dots & e^{j2\pi \frac{H-1}{H} n_{M-1}} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Il punto cruciale del processo di stima è l'identificazione dell'insieme S_H . A tal fine, si calcola la matrice di autocorrelazione delle misure $V = YY^H$. Operando in ambito complesso, l'operatore di trasposizione viene sostituito dalla corrispondente coniugazione ermitiana. Si procede quindi alla decomposizione ai valori singolari di V . La somma degli autovettori pesati per i rispettivi autovalori restituisce il vettore v . Un algoritmo di *Orthogonal Matching Pursuit* (OMP) consente di individuare gli indici degli elementi significativi, in altri termini di stimare S_H . Come qualsiasi algoritmo iterativo, OMP necessita di un criterio di arresto, qui identificato nel numero massimo di iterazioni pari al numero atteso di componenti significative.

A questo punto, il sistema 5.4 può essere limitato alle sole componenti con indice in S_H . L'esigua cardinalità di S_H garantisce che il problema non sia più sottodeterminato, tuttavia la matrice ridotta D_S è rettangolare e dunque non invertibile. Il calcolo della sua pseudo-inversa consente di ottenere una stima di X_S :

$$\hat{X}_S = (D_S^H D_S)^{-1} D_S^H Y + G_S \quad (5.9)$$

Occorre sottolineare come il calcolo della pseudo-inversa possa inficiare la qualità dei risultati. Se la matrice D_S è mal condizionata, anche minime

variazioni imputabili al rumore producono grandi variazioni nei risultati. Nota la stima di X_S , la scomposizione 5.8 consente di concentrare la propria attenzione sul solo segnale originale. Una volta eliso il contributo dovuto alla traslazione degli istanti iniziali, è sufficiente calcolare modulo e fase delle funzioni esponenziali situate lungo la diagonale per ottenere le stime parametriche desiderate. D'altro canto, per la stima della frequenza è sufficiente moltiplicare gli indici in S_H per il fattore di normalizzazione $\frac{1}{T_s}$.

L'algorithm di Super-Risoluzione si può riassumere nei seguenti passi:

1. acquisizione di M record di N campioni per la costruzione della matrice y ;
2. applicazione della FFT su ciascuna osservazione per la costruzione della matrice Y ;
3. calcolo della matrice di autocorrelazione delle misure YY^H ;
4. applicazione della tecnica di decomposizione ai valori singolari per l'identificazione degli autovalori ed autovettori di YY^H ;
5. stima del supporto mediante algorithm di OMP (Orthogonal Matching Pursuit), effettuato sul massimo autovettore;
6. riduzione del sistema di misura ai soli indici contenuti nel supporto;
7. inversione del sistema risultante;
8. determinazione dei risultati:
 - SUPPORTO \rightarrow stima frequenza
 - SOLUZIONE $\hat{X}_S \rightarrow$ stima modulo e fase

5.2 Possibili problematiche dell'algorithm SR

In conclusione, l'algorithm di super risoluzione garantisce una maggiore granularità dell'asse frequenziale, pur disponendo di un numero inferiore di campioni. L'interpolazione è sostituita da una rappresentazione dell'intero spettro su di un asse più dettagliato e fine. Ciò nonostante, le ipotesi basilari di questo approccio possono mal conciliarsi con le esigenze pratiche operative:

- nel caso in cui la frequenza fondamentale non ricada esattamente nella griglia più densa, le relative stime risultano poco affidabili. In particolare, la stima di frequenza è soggetta ad un errore di quantizzazione di ampiezza dipendente dalla granularità dell'asse, ossia al massimo pari a $\left|\frac{\Delta\lambda}{2}\right|$, dove $\Delta\lambda = \frac{1}{HT_s}$. Tale inefficienza può essere risolta aumentando il fattore P , anche se oltre una certa soglia ciò comporterebbe un incremento eccessivo del carico computazionale o del mal condizionamento della matrice D ;
- condizione necessaria per il buon esito dell'algoritmo è la natura sparsa e stazionaria del segnale. Nel primo caso, un segnale non sparso vanifica qualsiasi approccio ispirato alla teoria del campionamento compresso. Nel secondo caso, se le M osservazioni non condividono il medesimo insieme S_H , non è possibile pervenire ad una soluzione universalmente valida. D'altro canto, la stazionarietà, all'interno della finestra di osservazione, è requisito fondamentale anche per gli algoritmi di interpolazione spettrale. Addirittura, riducendo la durata complessiva dell'intervallo di osservazione l'algoritmo di super risoluzione si dimostra meno vincolante sotto questo aspetto;
- adottando una ricerca iterativa del tipo OMP, è necessario definire un criterio di arresto pari al numero atteso di componenti significative. Ciò implica una conoscenza a priori del segnale analizzato, non sempre disponibile all'atto pratico in un'ottica di funzionamento *real time*.

Nel capitolo seguente, l'algoritmo di super risoluzione viene confrontato con l'algoritmo di interpolazione spettrale sui segnali indicati dallo standard [8]. In questo modo, è possibile determinare quale dei due algoritmi si dimostri più affidabile rispetto alle specifiche di un PMU da utilizzarsi in ambito smart microgrid.

Parte II

Verifiche sperimentali

Capitolo 6

Confronto degli algoritmi in ambiente di simulazione

Introduzione

Nel seguente capitolo verranno confrontate le prestazioni dell'algoritmo di interpolazione spettrale rispetto a quelle dell'algoritmo di super risoluzione, sui segnali indicati in [8]. Lo scopo di queste simulazioni è l'identificazione dell'algoritmo più affidabile, cioè quello che commette errori minori nelle stime di ampiezza, fase e frequenza; e che rispetta i limiti riguardanti il TVE indicati dallo standard. Prendendo in considerazione l'algoritmo di stima spettrale si analizzerà il suo comportamento al variare di alcuni parametri elencati in 4.3. Questo si rende necessario perchè, allo stato attuale, non esiste un insieme di parametri tali da ottimizzare le prestazioni dell'algoritmo per ciascun segnale di test.

6.1 Algoritmo Ip-DFT

6.1.1 Struttura del software

Il software è implementato attraverso il programma *Matlab*, poichè tale linguaggio è flessibile ed adatto ad applicazioni sperimentali. Per la costruzione dei test si utilizzano delle librerie fornite dal Prof. Matteo Bertocco, per l'algoritmo di interpolazione spettrale, e dall'Ing. Guglielmo Frigo, per l'algoritmo di super risoluzione. La struttura del programma si riassume nei seguenti passi:

1. *Generazione del segnale di test*

Per la generazione del segnale di test si definisce un asse temporale

molto fitto, rappresentante l'asse temporale continuo. Attraverso esso si costruisce il segnale desiderato applicando la sua definizione contenuta in [8].

2. *Campionamento del segnale*

Il segnale generato viene successivamente decimato, nel rispetto della frequenza di campionamento scelta. Come in precedenza indicato, la frequenza di campionamento decisa è pari a $f_s = 51200Hz$. Il software permette la visualizzazione sia del segnale generato che del segnale campionato.

3. *Finestratura del segnale*

Il vettore contenente il segnale campionato è ripartito in colonne, ciascuna delle quali è un periodo di osservazione. Ogni colonna contiene dunque $N = N_p P$ campioni, dipendenti anche dalla percentuale di sovrapposizione delle finestre desiderata. I vettori ottenuti da questa suddivisione sono riuniti in un'unica matrice e su ciascuno di essi è applicata la funzione di pesatura $w(kT_s)$.

4. *Analisi ed interpolazione spettrale*

Il passo successivo dell'algoritmo prevede l'applicazione della FFT e la successiva interpolazione del numero di punti desiderato per l'ottenimento delle stime parametriche richieste. In questa parte del software è possibile la visualizzazione delle stime per un primo debug del programma.

5. *Costruzione dei riferimenti*

I vettori di riferimento sono costruiti secondo le considerazioni presenti in 4.2.4 ed utilizzano un asse dei tempi di report definito in forma parametrica rispetto alla durata dell'osservazione e all'entità della sovrapposizione delle finestre.

6. *Calcolo degli errori*

La parte conclusiva del programma calcola gli errori effettuati nel processo di stima ed il TVE, secondo la formula 2.4; riportandone la rappresentazione sull'asse dei tempi di report.

Il set parametrico utilizzato di default è il seguente:

- Frequenza di campionamento: $f_s = 51200Hz$
- Numero periodi della lunghezza dell'osservazione: $P = 4$
- Numero di componenti spettrali interpolate: 3

- Funzione di finestra: 3-Term MSLD
- Percentuale di sovrapposizione tra finestre: 50%

6.1.2 Condizioni stazionarie

Il primo test effettuato considera il segnale acquisito stazionario ed in condizioni nominali. Il set di parametri che definiscono l'acquisizione e l'algoritmo sono quelli citati in precedenza, tra questi l'unico modificato al fine di garantire un'ottimizzazione dell'algoritmo è il numero di punti utilizzati per l'interpolazione. A seguito della simulazione, le stime di ampiezza, fase e frequenza risultano essere corrette poichè stabiliscono con esattezza le grandezze attese. Nella figura 6.1 sono riportati gli errori commessi dall'algoritmo di misura nel caso di interpolazione a 2 o 3 punti.

Le prestazioni dell'algoritmo sono da ritenersi più che soddisfacenti, infatti l'errore percentuale di ampiezza in entrambe le applicazioni è dell'ordine del 10^{-14} . L'errore percentuale di frequenza è dell'ordine del 10^{-10} , mentre l'errore assoluto della fase presenta una variabilità dell'ordine del 10^{-6} nel caso di stima a due punti interpolati e dell'ordine del 10^{-9} con l'utilizzo di tre punti. L'indice TVE rimane costante in entrambi i casi e risulta essere dell'ordine del 10^{-5} , quindi ampiamente soddisfacente il limite imposto dall standard [8].

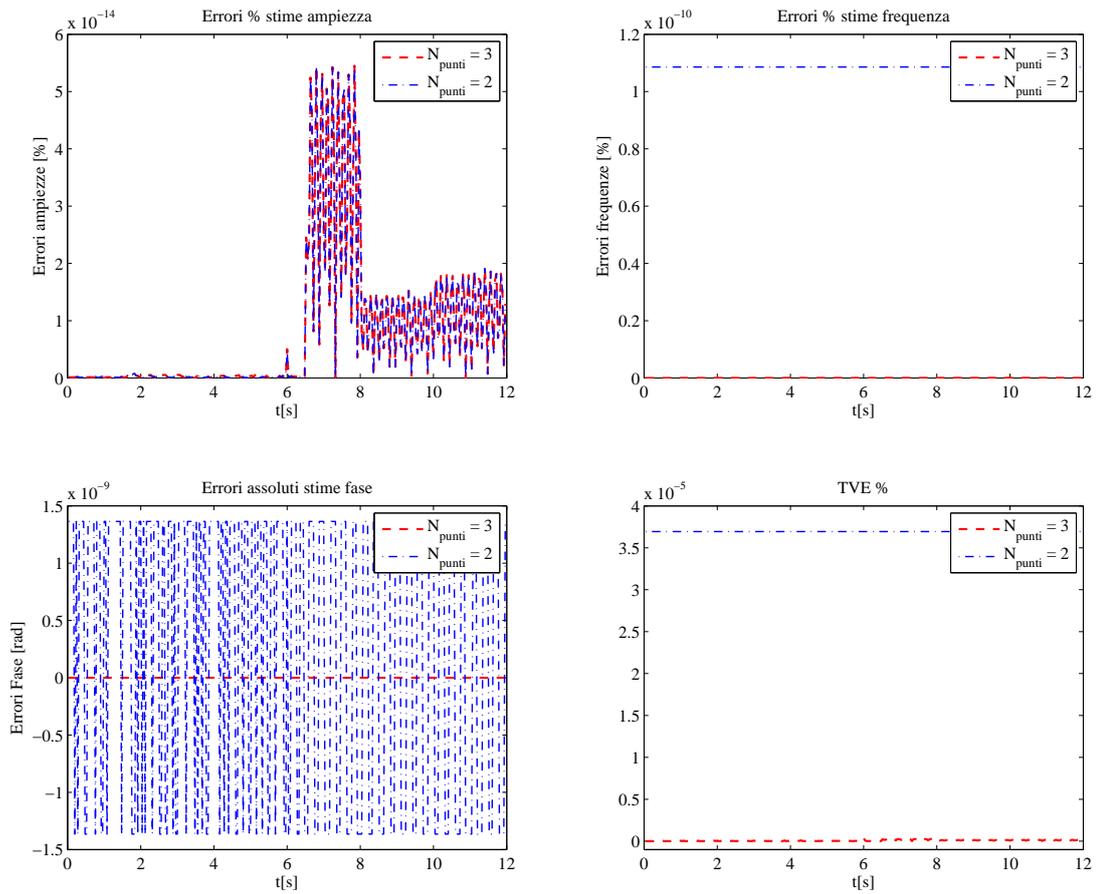


Figura 6.1: Prova Steady State: Errori delle stime e TVE. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

6.1.3 Rumore bianco di fondo

La prova sperimentale che prevede la sovrapposizione del rumore di fondo al segnale nominale, è necessaria in un'ottica di utilizzo dell'algoritmo in ambienti realmente disturbati. La scelta di porre il rapporto segnale-rumore pari a $SNR = 40dB$ è coerente con quanto atteso nell'utilizzo pratico del dispositivo. La costruzione dei riferimenti non terrà conto della presenza del rumore, in questo modo viene simulato effettivamente un sistema che non considera il rumore introdotto dalla parte di acquisizione del segnale. Nella prova in esame è stato fatto variare solamente il numero di punti interpolati. Nella figura 6.2 sono riportati gli errori commessi dall'algoritmo di misura nel caso di interpolazione a 2 o 3 punti.

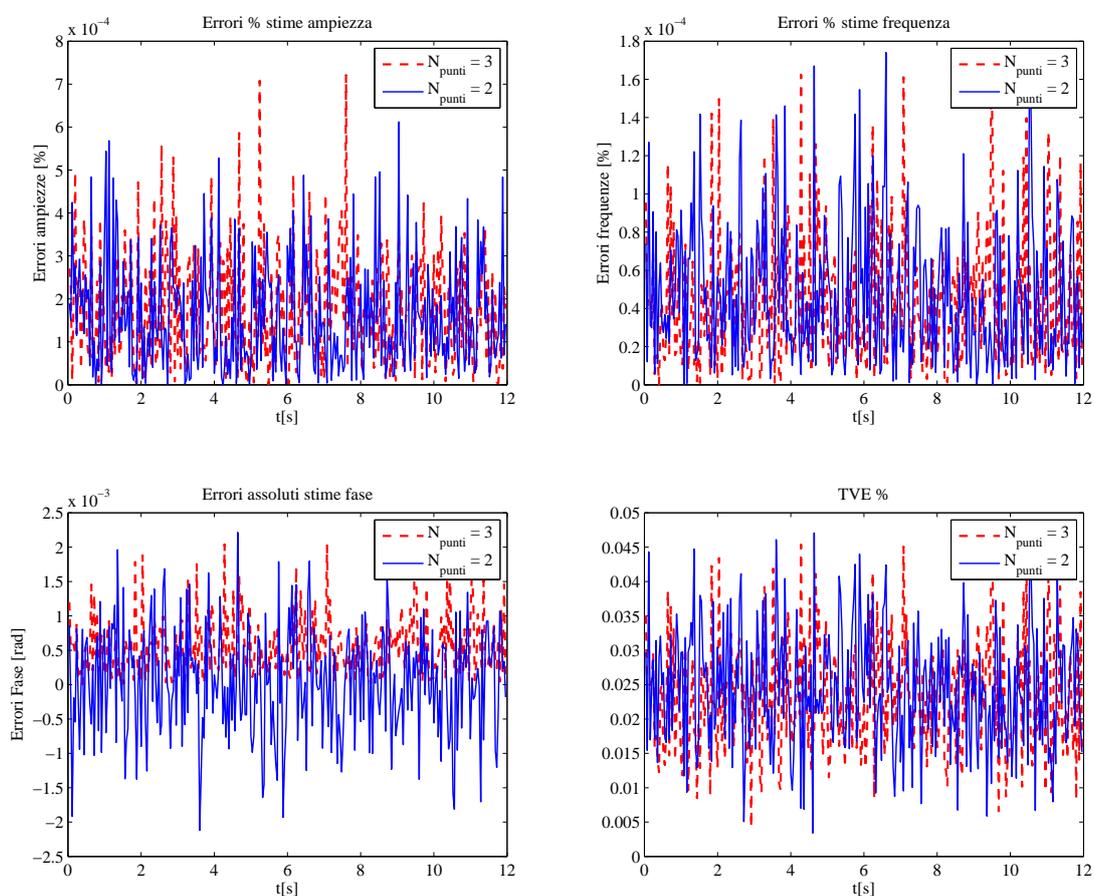


Figura 6.2: Prova rumore bianco: Errori delle stime e TVE. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

Dall'osservazione delle figure riportate si nota la robustezza dell'algo-

ritmo nel caso della presenza di AWGN. Gli errori percentuali di ampiezza e frequenza sono dell'ordine del 10^{-4} , mentre l'errore assoluto delle fasi è dell'ordine del 10^{-3} . L'errore complessivo, rappresentato dal TVE non supera la soglia del 0.05%, evidenziando l'assoluto rispetto dei limiti indicati nello standard [8]. Non si osservano particolari scostamenti degli errori nell'utilizzo dell'interpolazione di 2 o 3 componenti spettrali. Un ulteriore miglioramento delle prestazioni dell'algoritmo è ottenibile aumentando la durata del periodo d'osservazione, oppure la larghezza del lobo principale della trasformata della funzione di finestrazione. In entrambi i casi si effettuerebbe un'operazione di media su più campioni che, essendo il rumore introdotto bianco, porterebbe ad una diminuzione degli effetti del disturbo. Tuttavia, viste le ottime prestazioni raggiunte con il set di parametri descritto, non si ritiene necessario apportare ulteriori modifiche.

6.1.4 Step in ampiezza

Il test seguente prevede l'applicazione di una modulazione AM con modulante simile ad un'onda quadra, il segnale complessivo è descritto dalla formula 2.11. L'analisi di questa prova è di fondamentale importanza in quanto applicazioni simili, ma ancora più severe, sono previste nella serie normativa CEI EN 61000, per le prove in bassa tensione. Il segnale costruito programmaticamente per la simulazione è riportato nelle figure 6.3 e 6.4.

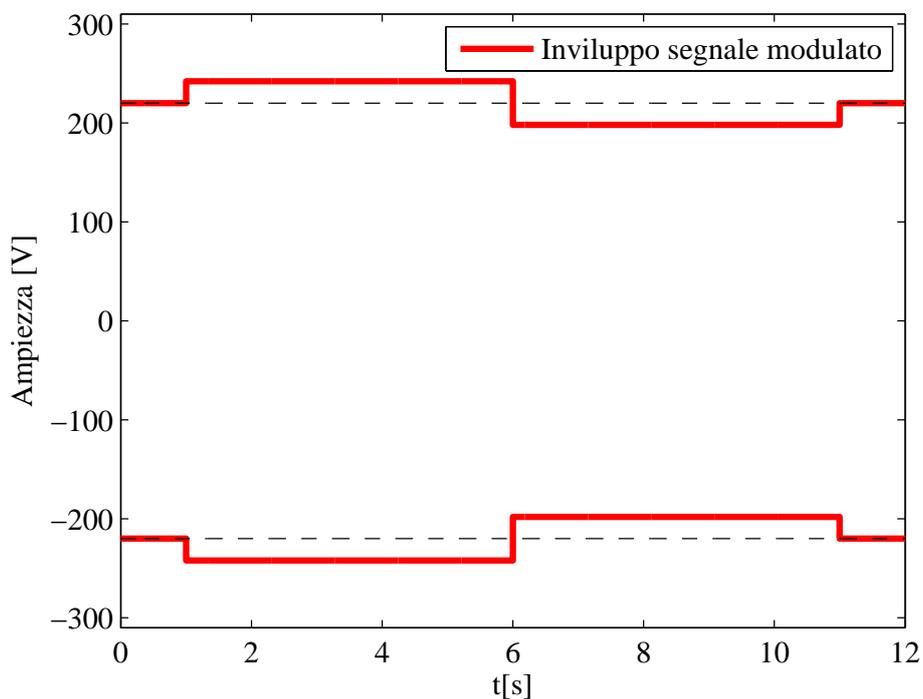


Figura 6.3: Involuppo del segnale di prova: step ampiezza

Per poter analizzare nel dettaglio il comportamento dell'algoritmo si effettuano i test al variare di tre parametri:

- numeri di punti interpolati
- percentuale di sovrapposizione delle finestre
- durata del periodo di osservazione

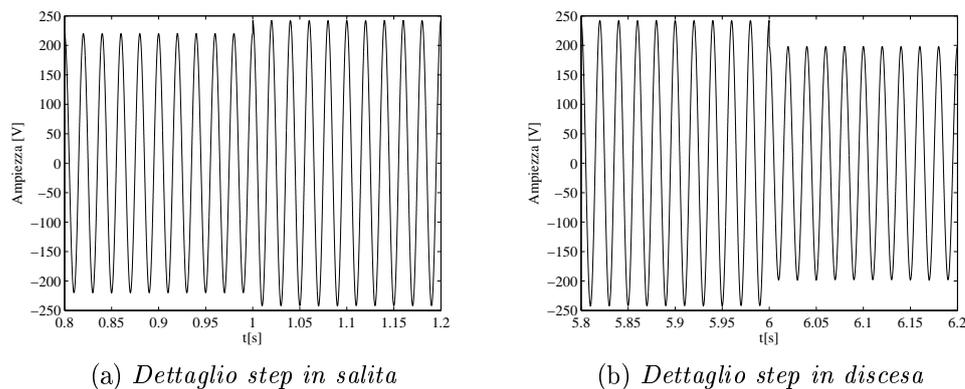
(a) *Dettaglio step in salita*(b) *Dettaglio step in discesa*

Figura 6.4: Dettaglio del segnale di prova: step ampiezza

Variazione numero punti interpolati

L'algoritmo è stato applicato sia con l'utilizzo di 2 componenti per l'interpolazione, sia con 3 componenti. Le stime ottenute sono riportate in figura 6.5. Il processo di stima riconosce i cambiamenti dell'ampiezza e li calcola correttamente, nella fase di commutazione tuttavia vengono a mancare le condizioni di stazionarietà del segnale, infatti si evidenziano delle variazioni anche sulle stime di fase e frequenza, nonostante esse non siano coinvolte nella modulazione.

Dalle immagini della figura 6.6 si può notare che gli errori commessi dall'algoritmo sono sensibilmente diversi a seconda dell'utilizzo dell'interpolazione a 2 o 3 punti. Nel secondo caso gli errori di frequenza e fase sono più contenuti, mentre quelli di ampiezza sono comparabili. Nel computo complessivo del TVE si ha dunque una migliore prestazione nell'utilizzo di 3 componenti spettrali per l'interpolazione. Il TVE, in entrambi i casi, non supera mai lo 0.35% e soddisfa i requisiti previsti dallo standard [8].

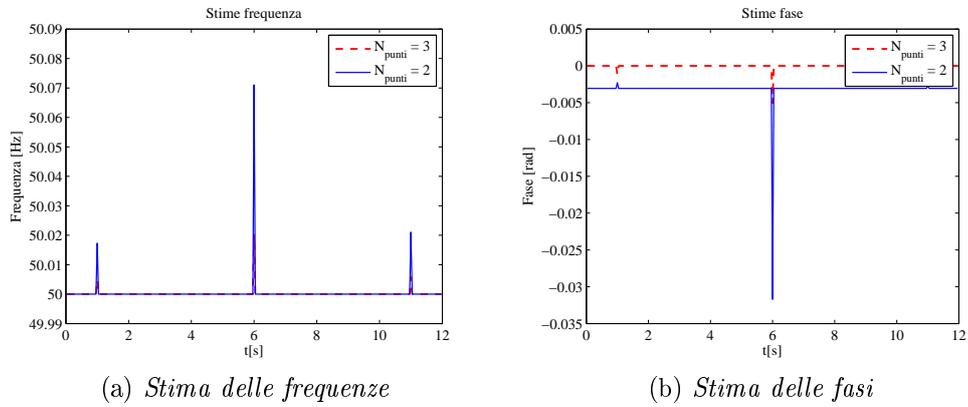
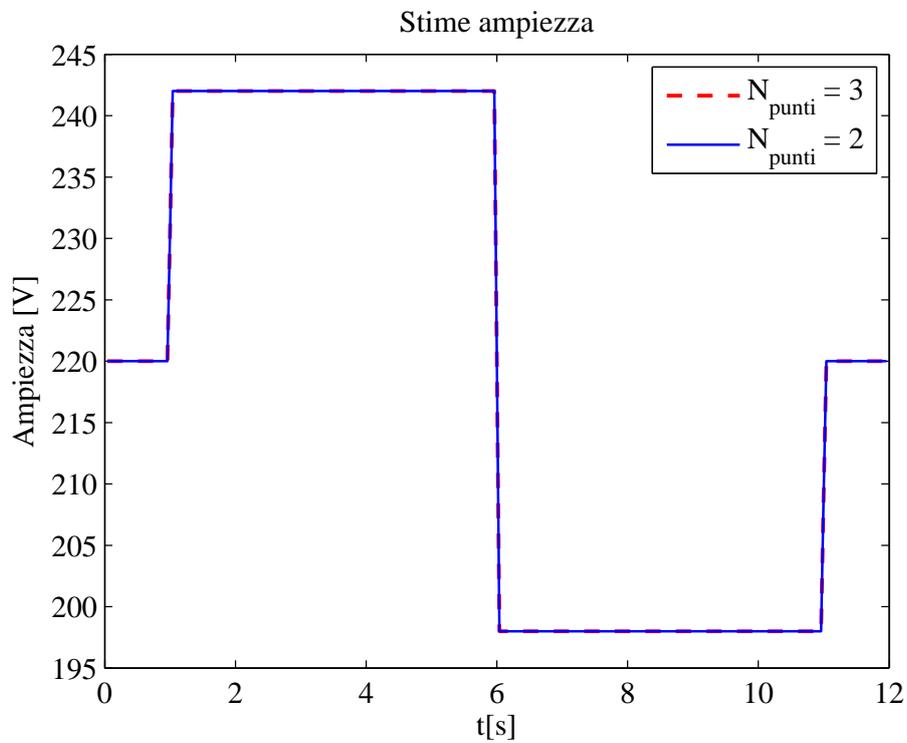
(a) *Stima delle frequenze*(b) *Stima delle fasi*(c) *Stima delle ampiezze*

Figura 6.5: Prova step ampiezza: Stime parametriche. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

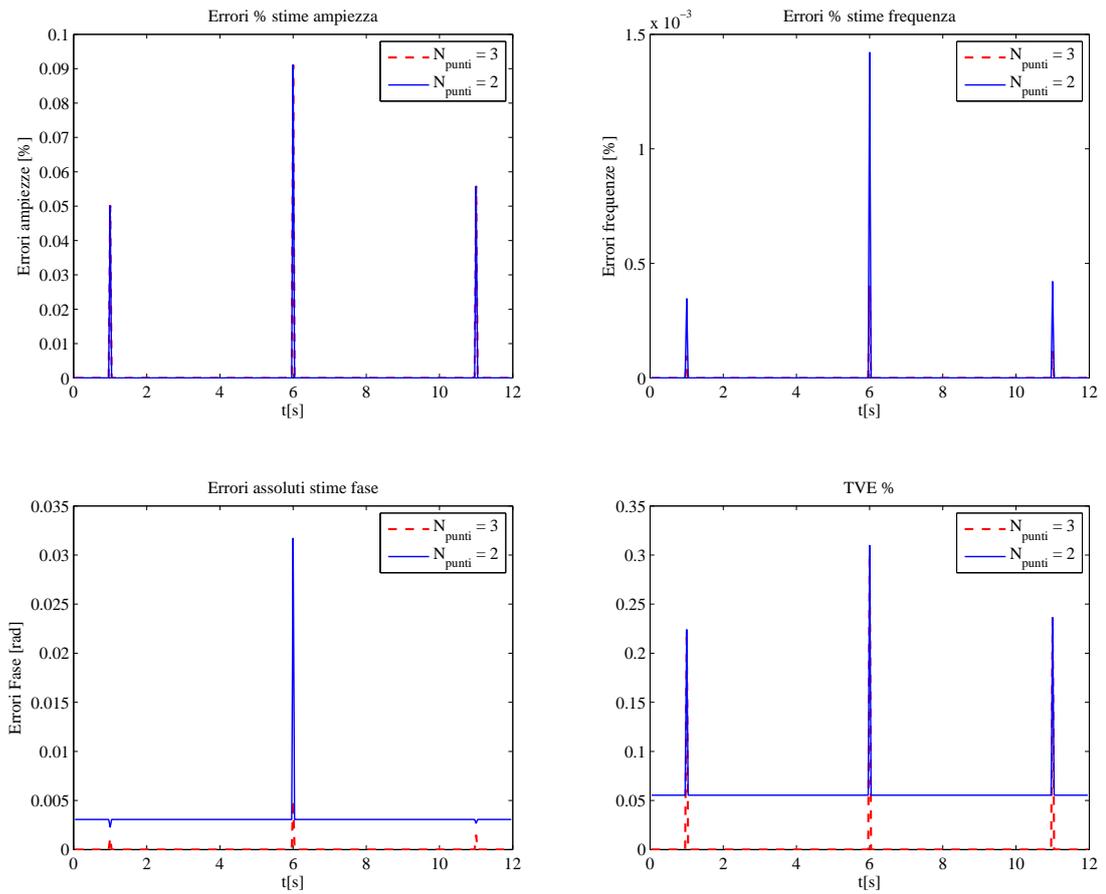


Figura 6.6: Prova step in ampiezza: Errori delle stime e TVE. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

Variazione della sovrapposizione delle finestre

La variazione della percentuale di sovrapposizione delle finestre non interviene sull'accuratezza delle stime ottenute dall'algoritmo, bensì permette di variare il reporting rate senza modificare la durata dell'osservazione. Nella figura 6.7 sono riportati gli andamenti degli errori con una sovrapposizione del 25%, mentre nella figura 6.8, con una sovrapposizione del 75%. Dalla loro analisi si osserva che l'errore commesso non subisce variazioni importanti. Nel solo caso di applicazione del primo step d'ampiezza una sovrapposizione del 25% comporta un lieve aumento dell'errore, imputabile al differente istante d'applicazione del gradino all'interno della finestra d'osservazione.

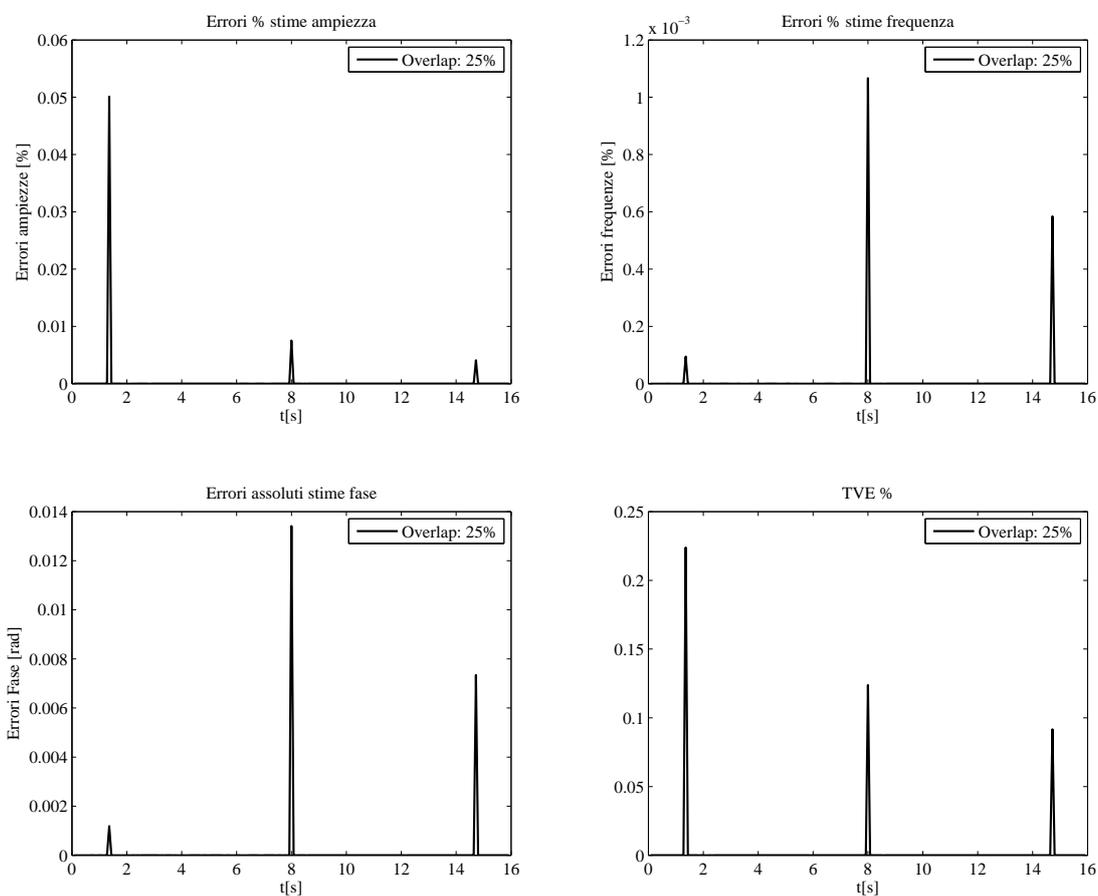


Figura 6.7: Prova step in ampiezza: Errori delle stime e TVE. Overlap 25%

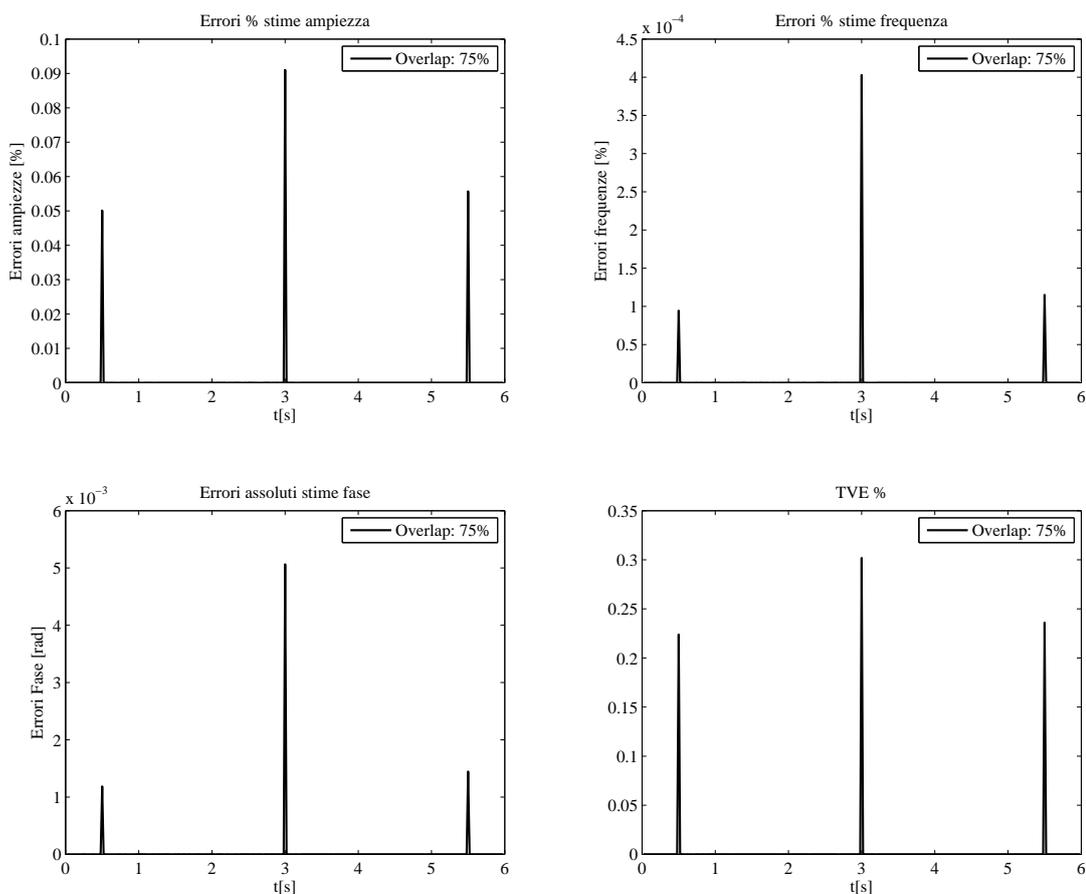


Figura 6.8: Prova step in ampiezza: Errori delle stime e TVE. Overlap 75%

Si osserva inoltre che la differenza nella frequenza di report, che vale 12,5 Hz per la sovrapposizione del 25% e 50 Hz per quella del 75%, comporta un differente tempo d'assestamento. La differenza nei tempi d'assestamento è di 120 ms, questo valore considerevole è conseguenza della necessità dell'algoritmo di processare un'intera osservazione con segnale stazionario. Nonostante il TVE non superi mai l'1%, e dunque i requisiti dello standard siano rispettati, questo comportamento dev'essere tenuto da conto per l'applicazione dei segnali di prova della normativa CEI per le reti a bassa tensione.

Variazione della durata dell'osservazione

Il terzo parametro analizzato per la ricerca del set di parametri che ottimizza le prestazioni dell'algoritmo è la durata dell'osservazione. Nello specifico, avendo definito P come il numero di periodi del segnale nominale analizzati in una finestra, si considerano i casi in cui $P = 2$ e $P = 8$. Essi producono rispettivamente un'osservazione di 40 ms e 160 ms. Gli errori di stima sono riportati nelle immagini della figura 6.9, per il caso $P = 2$ e nella figura 6.10, per il caso $P = 8$. Una maggior durata dell'osservazione garantisce una miglior prestazione in termini di accuratezza delle stime. Questo risultato era attendibile poichè vengono utilizzati più campioni nel calcolo dello spettro del segnale. Inoltre la frequenza rimane costante e dunque, rispetto a quel parametro, il segnale si presenta stazionario.

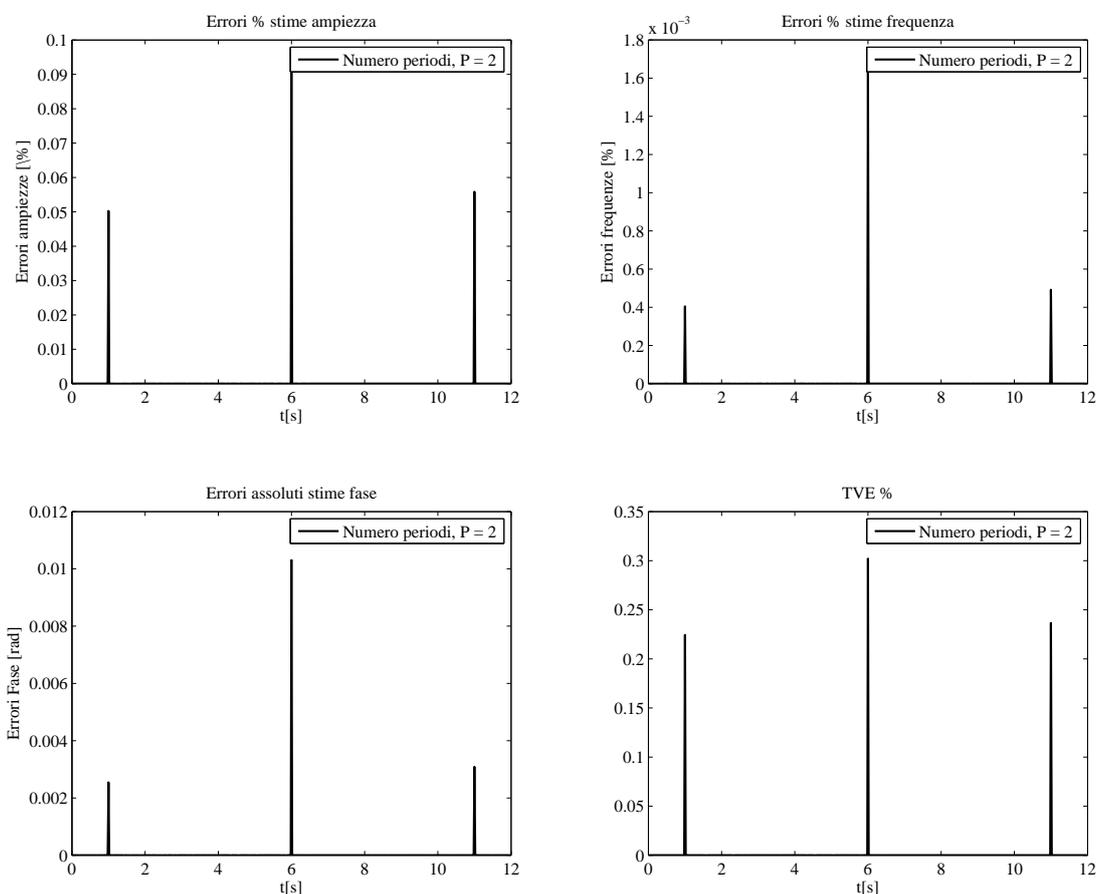


Figura 6.9: Prova step in ampiezza: Errori delle stime e TVE. Durata dell'osservazione $T_w = P \cdot T_0 = 40$ ms

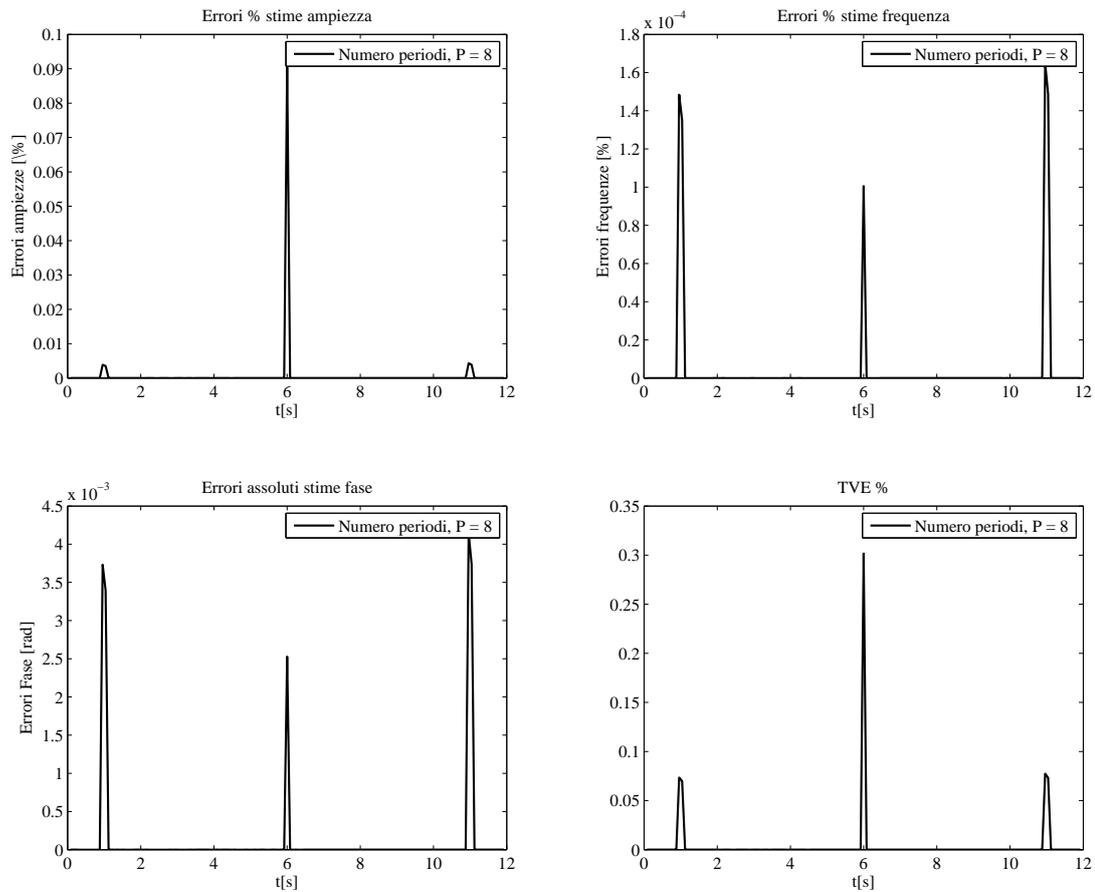


Figura 6.10: Prova step in ampiezza: Errori delle stime e TVE. Durata dell'osservazione $T_w = P \cdot T_0 = 160$ ms

I risultati confermano quanto atteso, per ogni set parametrico l'algoritmo rispetta le specifiche indicate dallo standard. Si ritiene che un buon compromesso tra la frequenza di report e l'accuratezza delle stime sia utilizzare l'algoritmo d'interpolazione a tre componenti spettrali, con una sovrapposizione tra le finestre del 75% ed una durata dell'osservazione di 4 periodi del segnale nominale.

6.1.5 Rampa in frequenza

Il segnale di test applicato in questa sezione è descritto matematicamente da 2.9, mentre la rappresentazione grafica della rampa in frequenza applicata è riportata in figura 6.11.

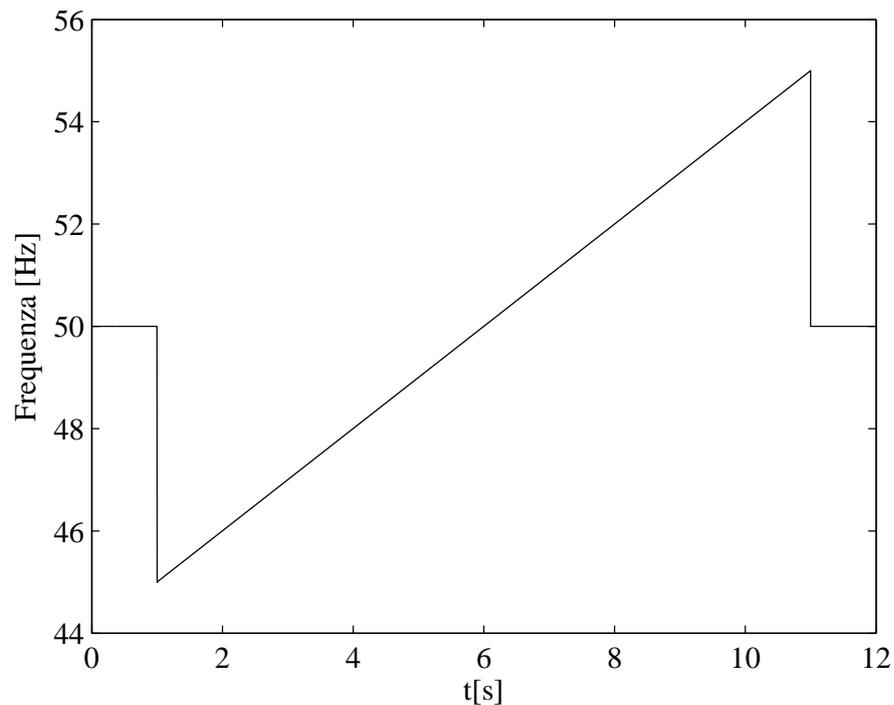


Figura 6.11: Andamento frequenza del segnale di prova: rampa in frequenza

I risultati attesi dall'applicazione dell'algoritmo di stima spettrale su questa tipologia di disturbo sono discostanti dai limiti imposti dallo standard. Il segnale non è stazionario all'interno della finestra d'osservazione, conseguentemente le stime risultano poco affidabili. La rampa in frequenza è quindi una prova importante per capire la reale robustezza dell'algoritmo. Per poter studiare il comportamento dell'algoritmo nel dettaglio si effettuano i test al variare di tre parametri:

- numeri di punti interpolati
- percentuale di sovrapposizione delle finestre
- durata del periodo di osservazione

Variazione numero punti interpolati

Il numero di componenti spettrali considerate nell'interpolazione, è un parametro di fondamentale importanza in quanto la stima della frequenza del segnale rappresenta la chiave per l'accuratezza dell'intero sistema. Nelle immagini di figura 6.12 sono riportate le stime di ampiezza, frequenza e fase ottenute dall'algoritmo. Dalla loro analisi si può notare che entrambi gli algoritmi stimano correttamente la rampa di frequenza in tutto il suo range di [45, 55] Hz. Tuttavia l'algoritmo ad interpolazione a due punti stima in modo evidentemente migliore la fase. L'andamento atteso della fase, facendo riferimento a 4.2.4, è la sovrapposizione tra un andamento lineare ed uno parabolico. Considerando gli effetti della funzione `angle` di Matlab, definita nel dominio $[-\pi, +\pi]$, si può riconoscere il risultato corretto nella stima della fase nel caso di algoritmo a due punti interpolati, mentre l'andamento puramente lineare stimato dall'altra applicazione algoritmica risulta evidentemente errato. Questo comportamento può essere associato al fatto che ciascuna componente spettrale porta con sé un errore di stima dovuto alla mancanza di stazionarietà del segnale, aumentando il numero di componenti considerate si incrementa dunque l'errore nella fase d'interpolazione.

Nelle immagini della figura 6.13, sono riportati gli errori delle stime effettuate. Come precedentemente discusso l'algoritmo che utilizza due componenti spettrali per l'interpolazione ha prestazioni migliori. Questo si riflette in particolare nel calcolo del TVE, dove si nota che l'algoritmo a due punti interpolati supera per un breve transitorio l'1%, mentre l'altro supera tale valore per la maggior parte del tempo d'applicazione della rampa. Poiché lo standard [8] impone che il TVE sia minore dell'1%, nessuna delle due applicazioni risulta conforme alle richieste, anche se l'algoritmo a due punti interpolati presenta prestazioni vicine alle specifiche.

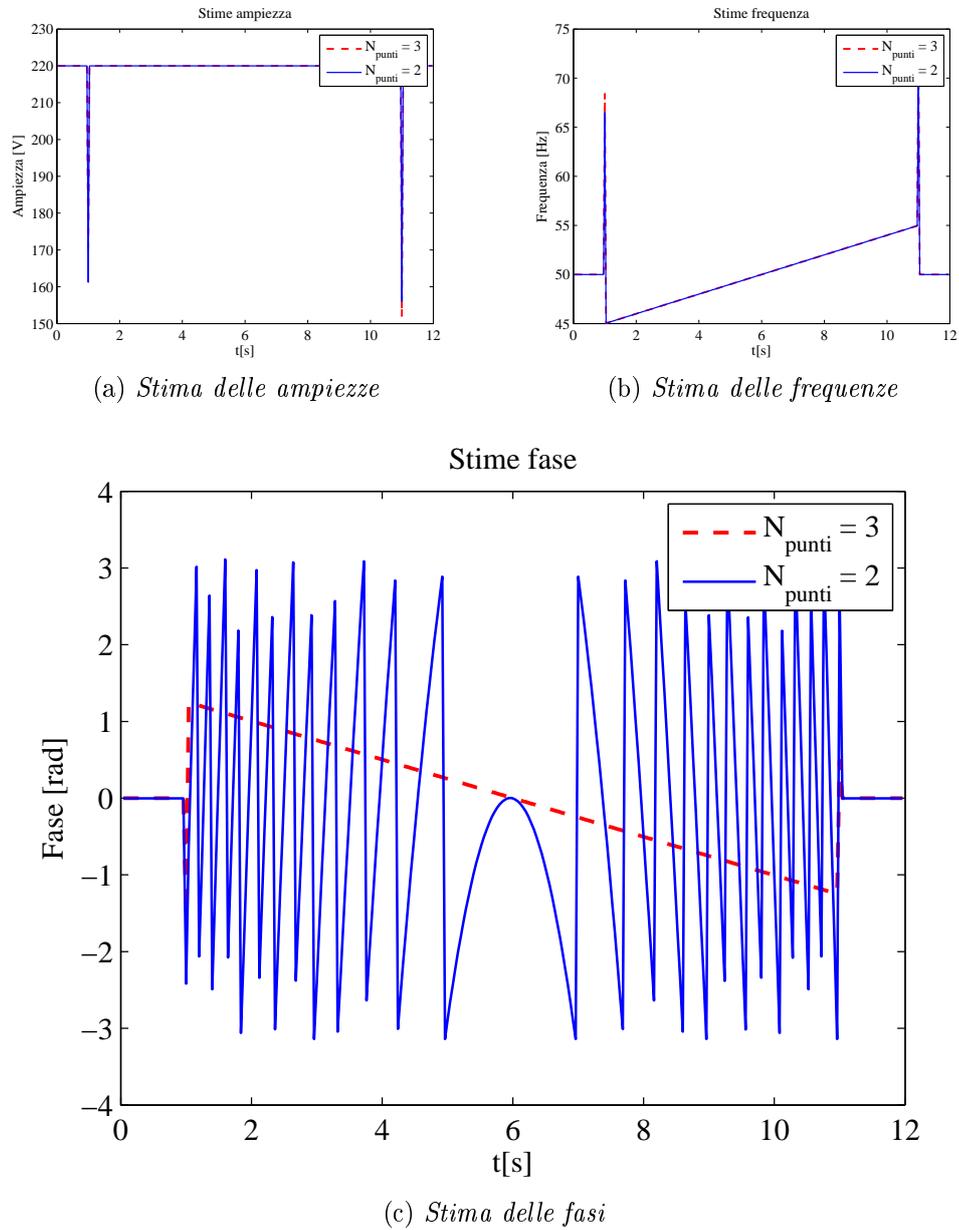


Figura 6.12: Prova rampa in frequenza: Stime parametriche. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

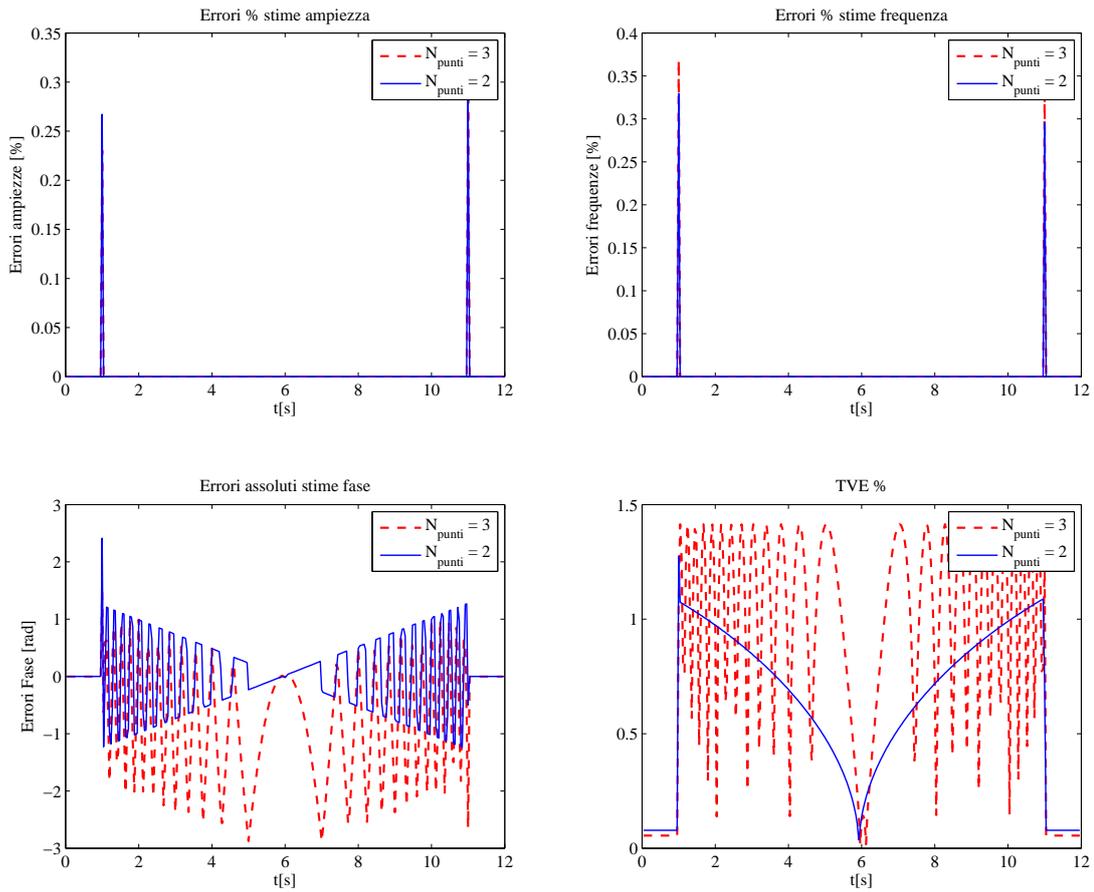


Figura 6.13: Prova rampa in frequenza: Errori delle stime e TVE. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

Variazione della sovrapposizione delle finestre

Le simulazioni effettuate variando la percentuale di sovrapposizione delle finestre non denotano cambiamenti significativi sulle stime effettuate. Si sono effettuati test con sovrapposizioni del 25%, 50% e 75%, per entrambe le soluzioni algoritmiche descritte nella sezione precedente. I risultati ottenuti discostano solamente per la diversa frequenza di report delle stime e confermano la miglior prestazione dell'algoritmo che utilizza due componenti spettrali per l'interpolazione. Non si ritiene quindi opportuno riportare il riassunto di queste simulazioni in quanto non introducono elementi nuovi nell'ottica di ottimizzazione dell'algoritmo.

Variazione della durata dell'osservazione

La durata dell'osservazione è un parametro fondamentale per l'analisi delle prestazioni dell'algoritmo. Poichè il segnale non è stazionario, si presume che aumentando tale durata vi sia un peggioramento delle stime, mentre diminuendo il numero di periodi considerati le stime potranno migliorare, in quanto si limita l'osservazione della variabilità del segnale. Lo scopo di queste simulazioni è quindi confermare tali ipotesi e verificare se, osservando il minor numero di periodi possibile: $P = 2$, gli errori di stima commessi dall'algoritmo rientrano nei limiti imposti dallo standard.

I dati sperimentali ottenuti confermano quanto ipotizzato. Dal confronto delle immagini della figura 6.14, relative ai test con $P = 2$, con la figura 6.15 dove $P = 8$; si nota che, nonostante nel secondo caso le stime della frequenza siano migliori, le stime di ampiezza e fase risultano più accurate nel primo test. Questi diversi contributi si uniscono nel calcolo del TVE, indicando una finestra d'osservazione di 40 ms come la soluzione più affidabile. Una diminuzione della durata migliora dunque le stime, tanto da riportarle entro i limiti indicati dallo standard.

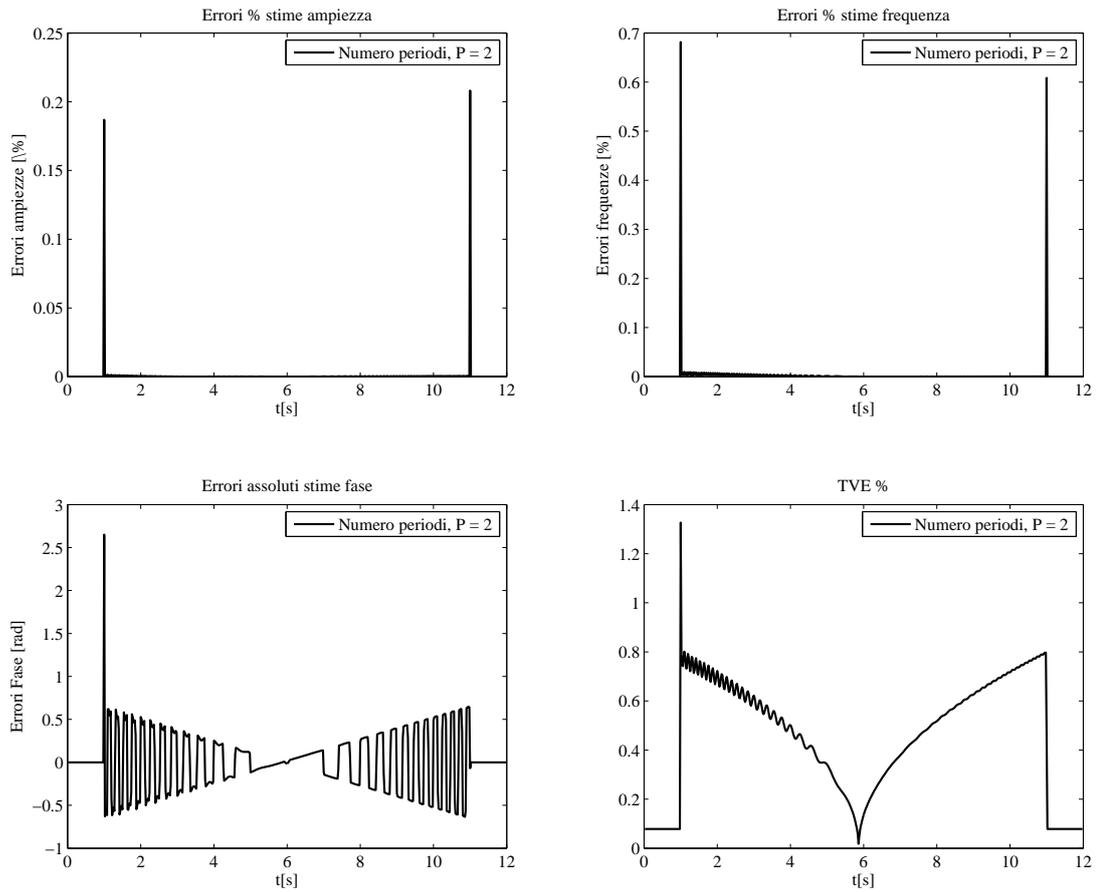


Figura 6.14: Prova rampa in frequenza: Errori delle stime e TVE. Durata dell'osservazione $T_w = P \cdot T_0 = 40$ ms

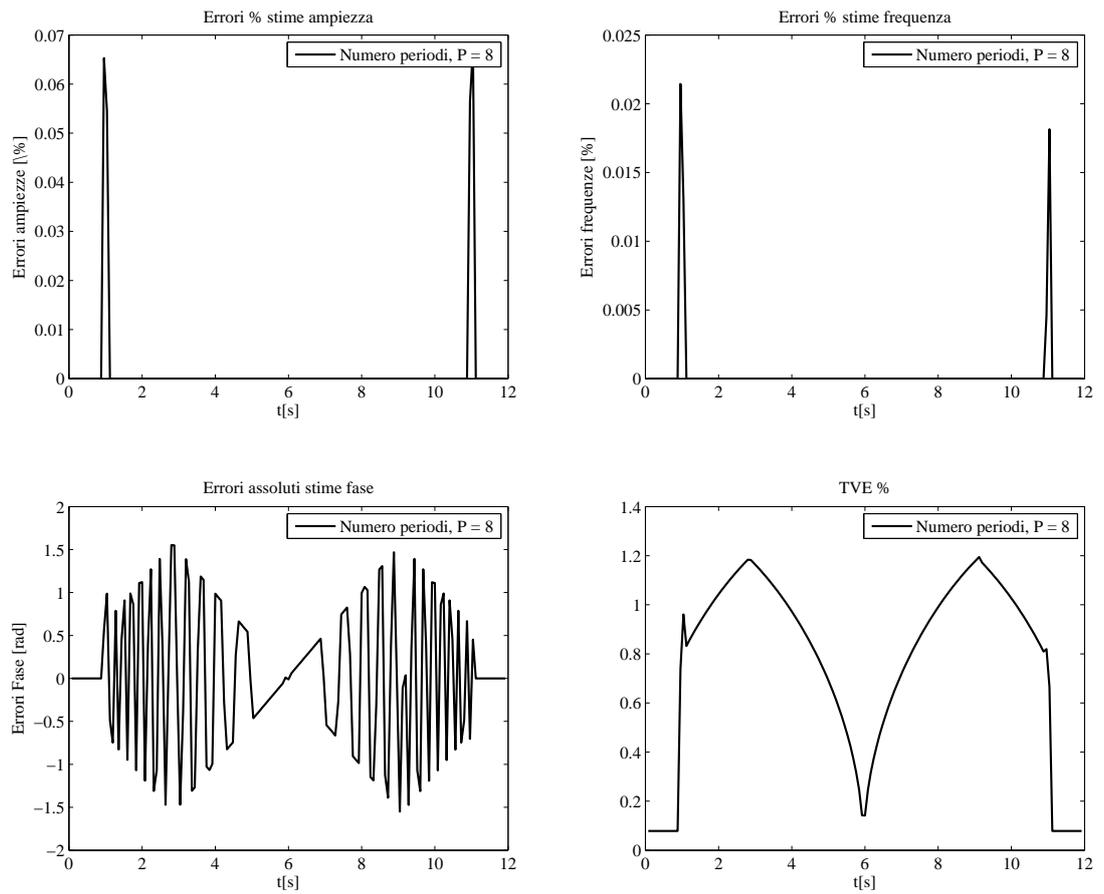


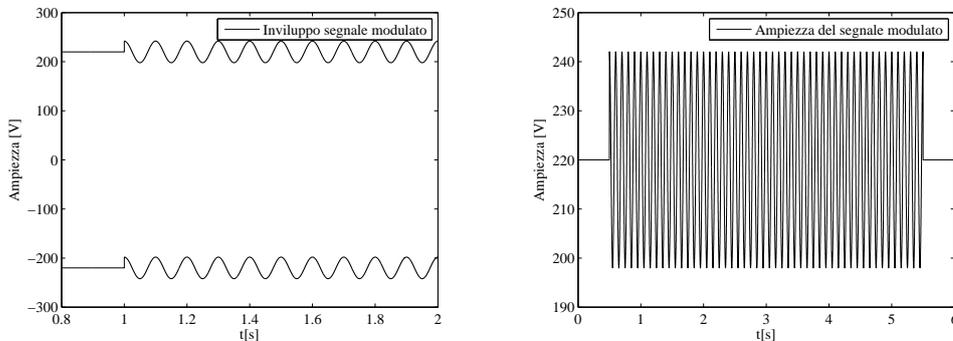
Figura 6.15: Prova rampa in frequenza: Errori delle stime e TVE. Durata dell'osservazione $T_w = P \cdot T_0 = 160$ ms

6.1.6 Modulazione AM

La modulazione AM non è un segnale presente nello standard [8], tuttavia si vedrà in seguito che il segnale per la misurazione della banda è una composizione della modulazione AM con la modulazione PM. Si ritiene quindi utile affrontare in sede di simulazione tale tipo di segnale, che è possibile esprimere tramite la seguente formula:

$$x(t) = X_0 [1 + k_x \cos(2\pi ft)] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (6.1)$$

La rappresentazione grafica dell'involuppo del segnale modulato in un intorno dell'istante d'applicazione della modulazione e l'intero andamento durante tutta la simulazione sono riportati in figura 6.16.



(a) *Tratto di involuppo del segnale modulato AM*

(b) *Intera modulazione AM*

Figura 6.16: Segnale di test per modulazione AM

I segnali di riferimento per ampiezza, fase e frequenza sono descritti in 4.2.4. Le simulazioni effettuate prevedono la variazione dei parametri indicati in precedenza, tuttavia si riportano solo i risultati relativi al test set di default, nell'ottica di identificare a grandi linee il comportamento dell'algoritmo e le sue eventuali criticità. Nelle immagini della figura 6.17 sono riportate le stime ottenute dall'algoritmo d'interpolazione spettrale. Si può notare in particolare la stima dell'ampiezza, che assume un'andamento cosinusoidale campionato alla frequenza di report. Le stime di fase e frequenza si dimostrano invece abbastanza stabili e comparabili con quelle a condizioni nominali, tranne che negli istanti di inizio e fine della modulazione in cui presentano dei picchi positivi.

Nelle immagini della figura 6.18 sono riportati gli errori commessi dall'algoritmo. L'errore percentuale della frequenza è dell'ordine del 10^{-5} ,

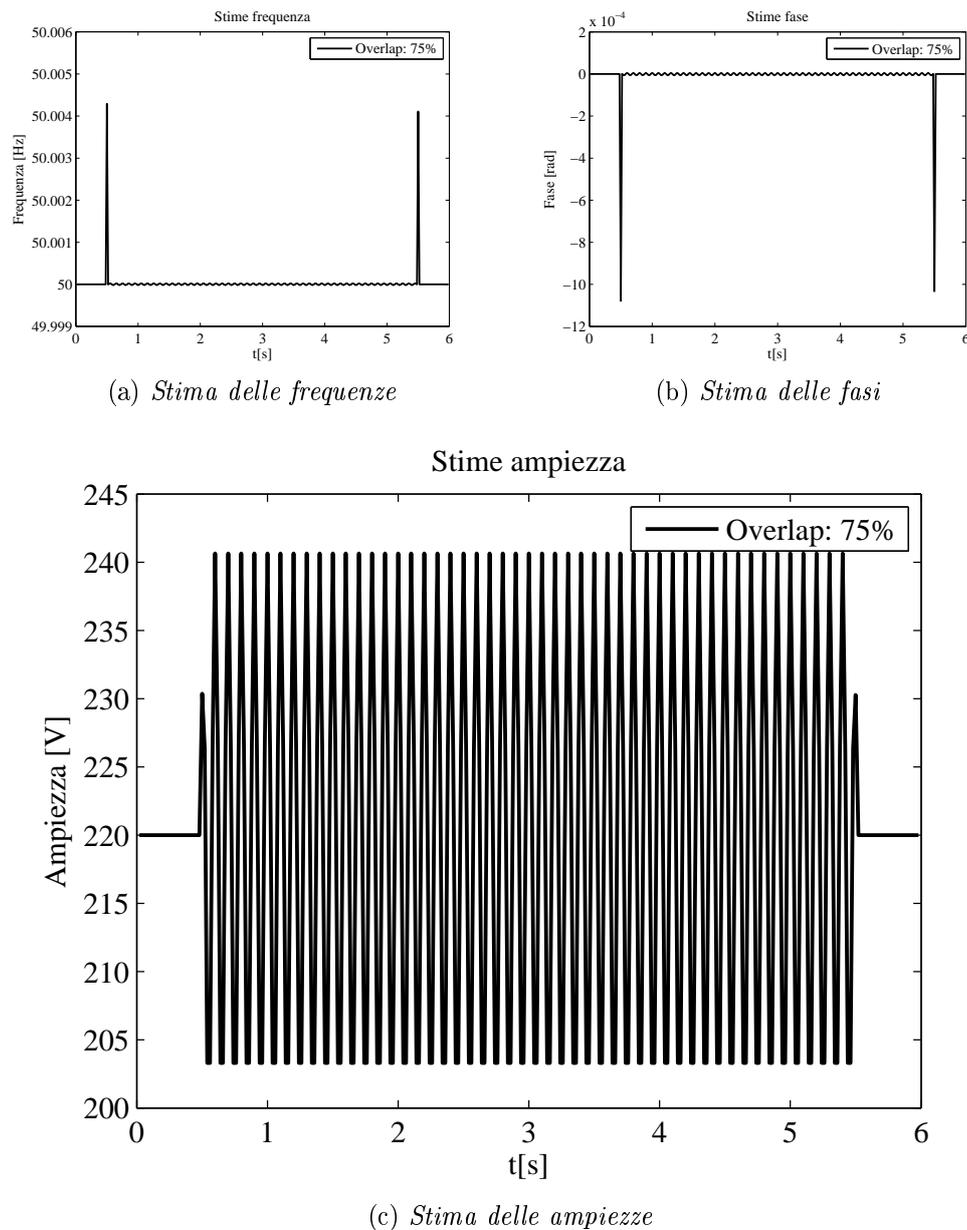


Figura 6.17: Prova modulazione AM: Stime parametriche. Condizioni di default

mentre quello assoluto delle fasi è dell'ordine del 10^{-3} , ciò conferma la robustezza dell'algoritmo, poichè si ottengono errori esigui nelle grandezze non interessate dalla modulazione. L'errore percentuale d'ampiezza assume valore massimo pari al 0.0455% nei picchi corrispondenti agli istanti

d'inizio e fine della modulazione, mentre si mantiene a valori più bassi (0.005%) durante l'applicazione della modulante. Questi contributi intervengono nell'errore complessivo TVE, il cui andamento non supera lo 0.25%, ciò si interpreta positivamente per l'applicazione della modulazione AM nel segnale indicato dallo standard per la misurazione della larghezza di banda.

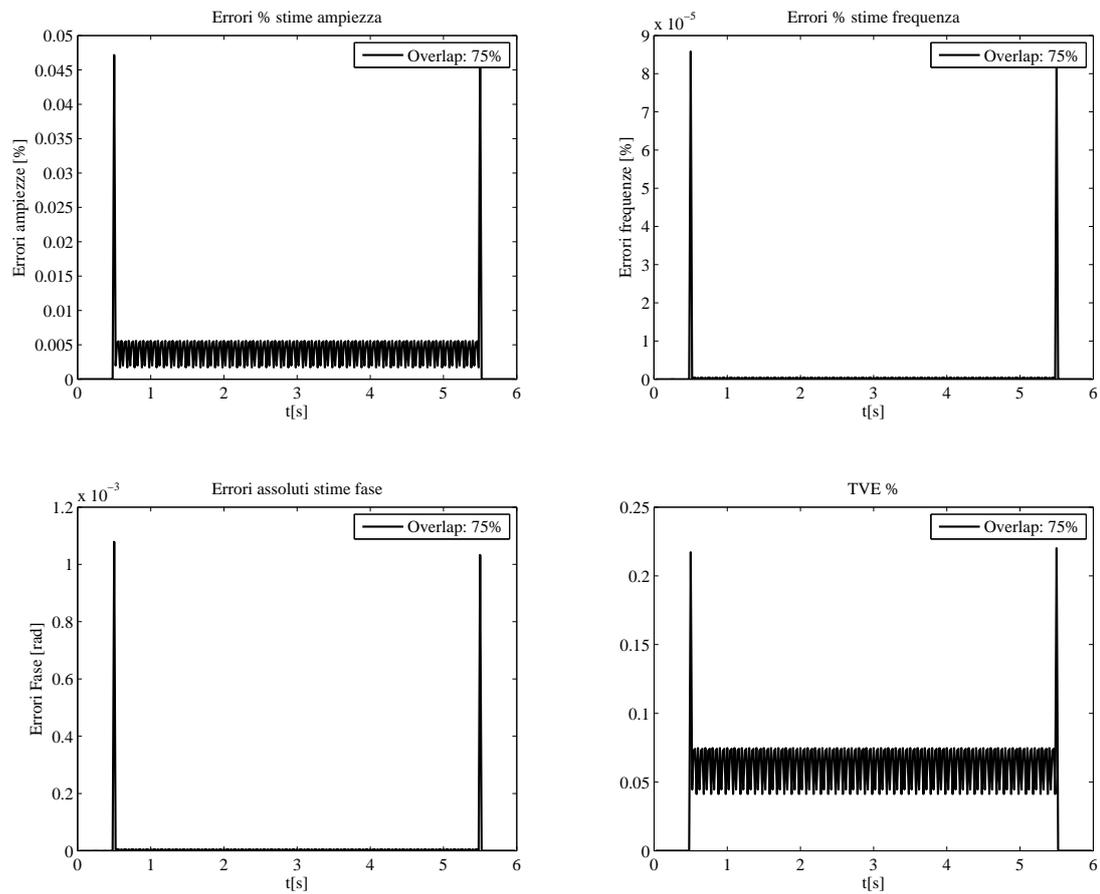


Figura 6.18: Prova modulazione AM: Errori delle stime e TVE. Condizioni di default

6.1.7 Modulazione PM

La modulazione PM è prevista dallo standard [8], all'interno della prova per la misurazione della banda. Il segnale modulato è descritto dall'equazione 2.7, dove $k_x = 0$. La rappresentazione grafica della modulante applicata alla fase del segnale durante la simulazione è riportata in figura 6.19.

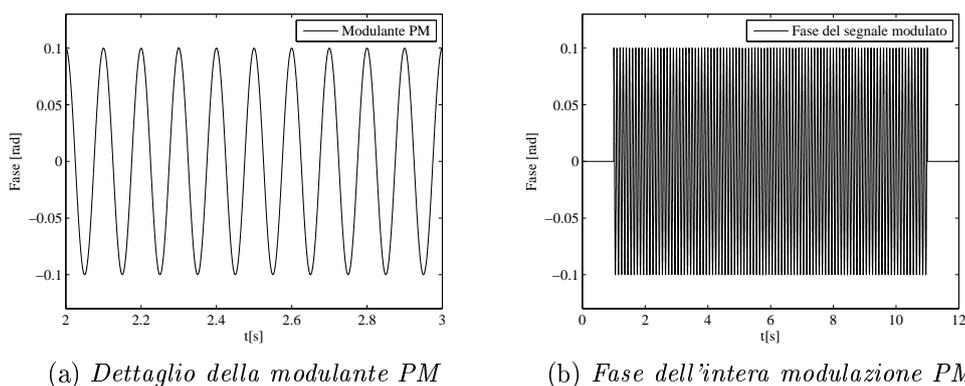


Figura 6.19: Segnale di test per modulazione PM

Questa tipologia di test ripropone, seppure in modo diverso, la problematica della stazionarietà in frequenza, incontrata nell'applicazione della rampa in frequenza. Il valore atteso della frequenza, descritto in 4.2.4, varia in modo sinusoidale. Per questo motivo è possibile interpretare questa modulazione come una tipologia FM, la quale presenta uno spettro di natura infinita le cui componenti, poste simmetricamente rispetto alla frequenza della portante, sono collocate a multipli di f e pesate attraverso le funzioni di Bessel. La natura complessa di questo spettro potrebbe causare degli errori nel riconoscimento delle componenti spettrali e alla loro successiva interpolazione. Tenendo presente le considerazioni, poi confermate per via sperimentale, nel test con la rampa in frequenza la soluzione ipotizzabile per l'ottimizzazione dell'algoritmo è l'utilizzo di una finestra dalla durata ridotta. Per avere una visione ampia del comportamento dell'algoritmo d'interpolazione spettrale in questo test si è ritenuto necessario effettuare delle simulazioni variando il numero di punti interpolati, la percentuale di sovrapposizione delle finestre ed infine la durata della finestre stesse.

Variazione numero punti interpolati

La variazione del numero di punti interpolati da 2 a 3, non comporta scostamenti significativi nelle stime di ampiezza e frequenza. Nel calcolo

delle fasi tuttavia l'algoritmo che utilizza tre punti interpolati assicura una migliore precisione. Nelle immagini della figura 6.20 sono riportati i risultati appena descritti.

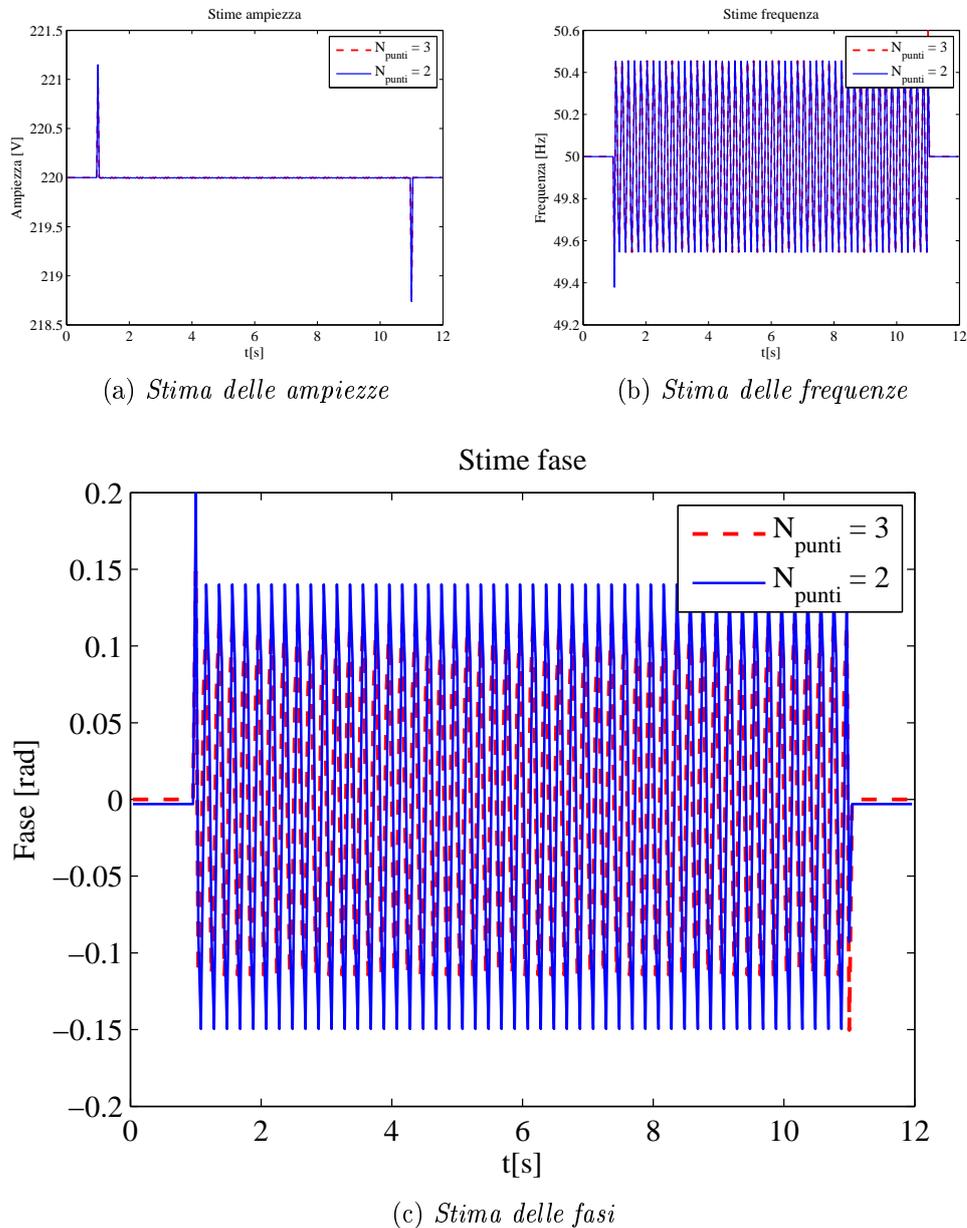


Figura 6.20: Prova modulazione PM: Stime parametriche. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

Un confronto tra gli errori al variare del numero dei punti interpolati

è riportato nella figura 6.21. L'errore di fase è dominante nel calcolo del TVE, conseguentemente l'algoritmo che interpola tre componenti spettrali presenta un errore complessivo minore. Entrambi le simulazioni comunque consentono di verificare che la specifica richiesta dallo standard per il limite massimo del 3% del TVE è rispettata.

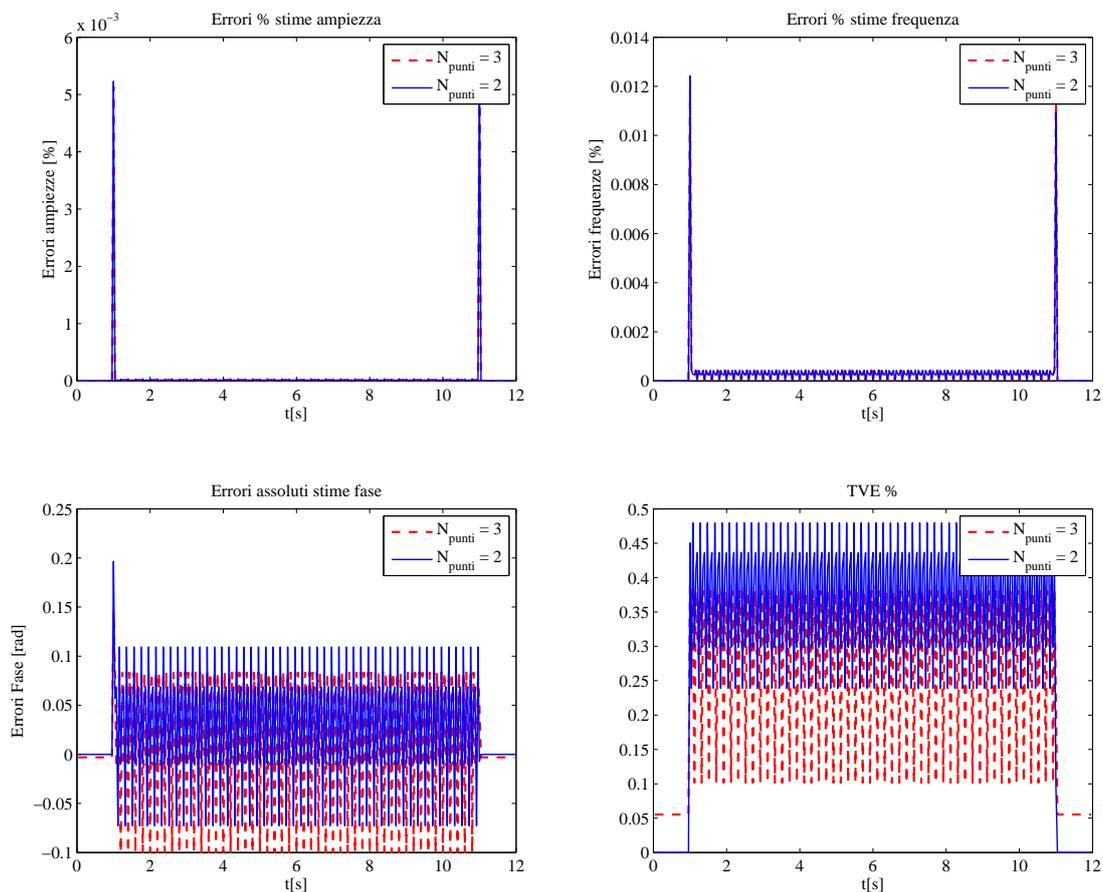


Figura 6.21: Prova modulazione PM: Errori delle stime e TVE. Confronto numero punti interpolati: blu: 2 punti, rosso: 3 punti

Variazione della sovrapposizione delle finestre

Le simulazioni effettuate variando la percentuale di sovrapposizione delle finestre non denotano cambiamenti significativi sulle stime effettuate. Si sono effettuati test con sovrapposizioni del 25%, 50% e 75%, per entrambe le soluzioni algoritmiche descritte nella sezione precedente. I risultati ottenuti discostano solamente per la diversa frequenza di report delle stime. Non si ritiene quindi opportuno riportare il riassunto di queste simulazioni in quanto non introducono elementi nuovi nell'ottica di ottimizzazione dell'algoritmo.

Variazione della durata dell'osservazione

La diminuzione della durata dell'osservazione, applicata ad un segnale non stazionario, ha portato ad un miglioramento delle stime nel caso della rampa in frequenza; per questo è lecito attendersi un comportamento simile anche con la modulazione PM. I risultati ottenuti dal confronto tra una finestra di durata pari a 40 ms, ed una di 160 ms; sono in linea con quanto preventivato. Tuttavia il miglioramento ottenuto non è dell'entità attesa, infatti l'algoritmo che utilizza 8 periodi per l'osservazione presenta migliori prestazioni nella stima di ampiezza e frequenza e cede il passo all'algoritmo che utilizza $P = 2$, solo nel calcolo delle fasi. Il TVE risultante quindi, seppur di uno scostamento lieve, è minore nel caso di finestra dalla durata più breve. In entrambi le applicazioni il TVE risulta conforme a quanto indicato nello standard. Il confronto delle prestazioni appena illustrato trova riferimento nelle figure 6.22, 6.23.

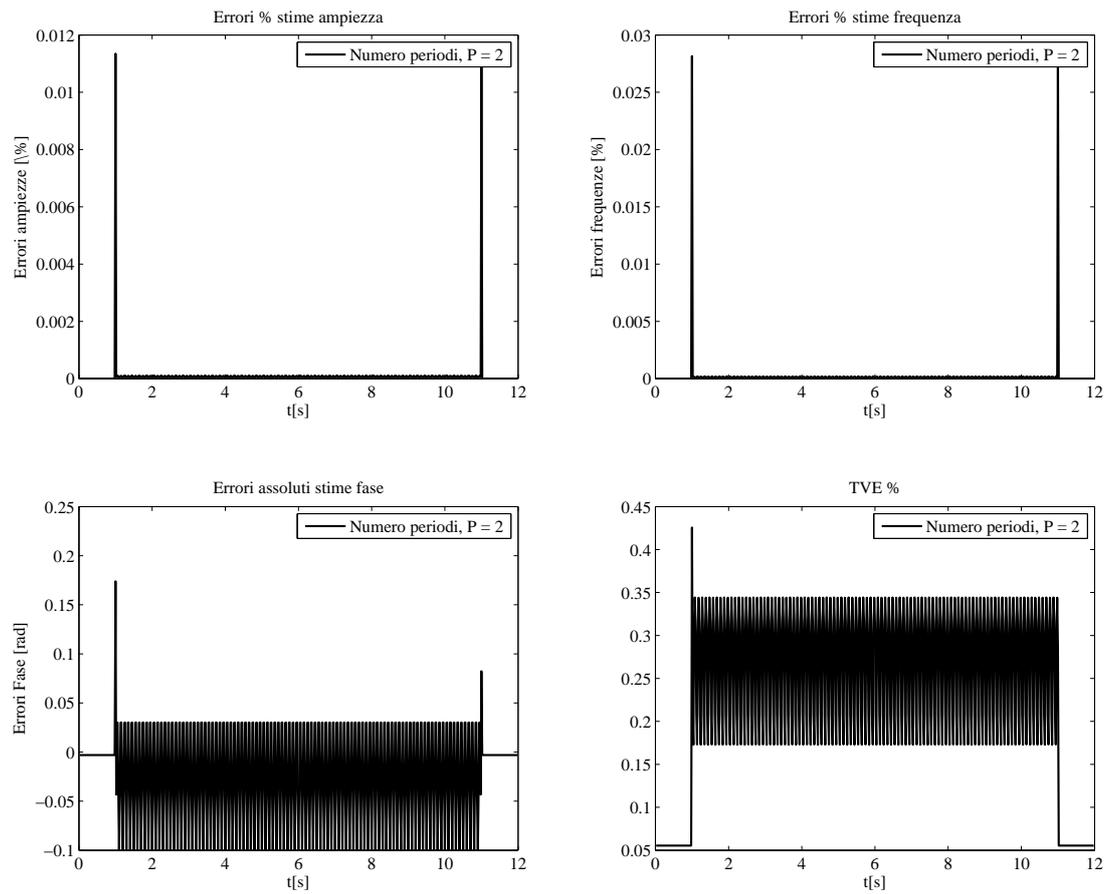


Figura 6.22: Prova modulazione PM: Errori delle stime e TVE. Durata dell'osservazione $T_w = P \cdot T_0 = 40$ ms

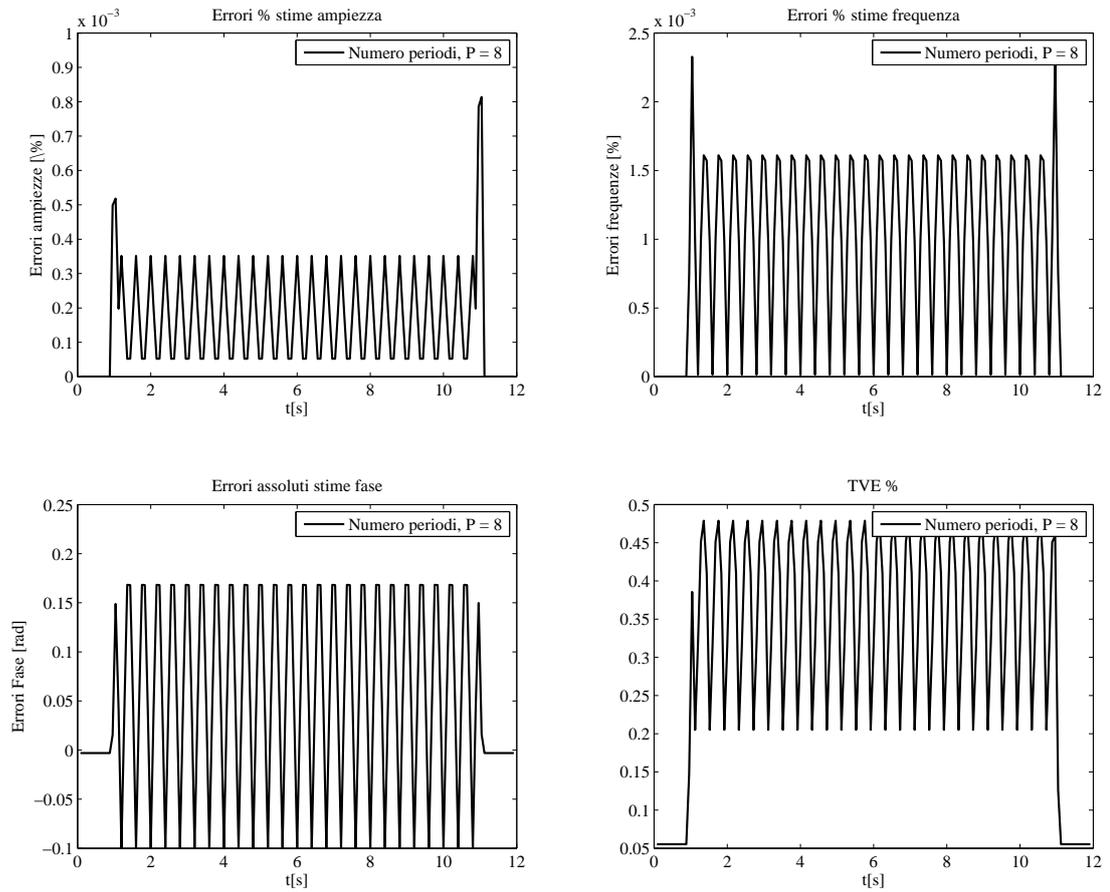


Figura 6.23: Prova modulazione PM: Errori delle stime e TVE. Durata dell'osservazione $T_w = P \cdot T_0 = 160$ ms

6.1.8 Misurazione della larghezza di banda

Il segnale di test previsto per la misurazione della larghezza di banda è una composizione delle modulazioni AM-PM. Ciascuna con profondità pari a $k_x = k_a = 0.1$ e frequenza della modulante pari a $f = 10Hz$. L'espressione matematica del segnale modulato è riportata in 2.7, mentre la rappresentazione grafica di entrambi le modulanti è esposta nelle figure 6.16 e 6.19. Alla luce dei dati sperimentali raccolti per le modulazioni AM e PM si è effettuata la simulazione utilizzando il seguente setup:

- numero componenti spettrali utilizzate per l'interpolazione: 3
- percentuale di sovrapposizione delle finestre: 50%
- durata della finestra d'osservazione: $40ms$ ($P = 2$)

Le stime ottenute sono simili a quelle presentate nell'applicazione delle singole modulazioni e si ritiene dunque superfluo rappresentarle nuovamente. Gli errori commessi dall'algoritmo sono riportati nella figura 6.24. Si può notare che l'algoritmo, correttamente utilizzato, consente di contenere tutti gli errori nell'ordine del 10^{-2} ed un conseguente TVE che non supera mai la soglia dello 0.40%. Questi risultati soddisfano i requisiti richiesti dallo standard [8].

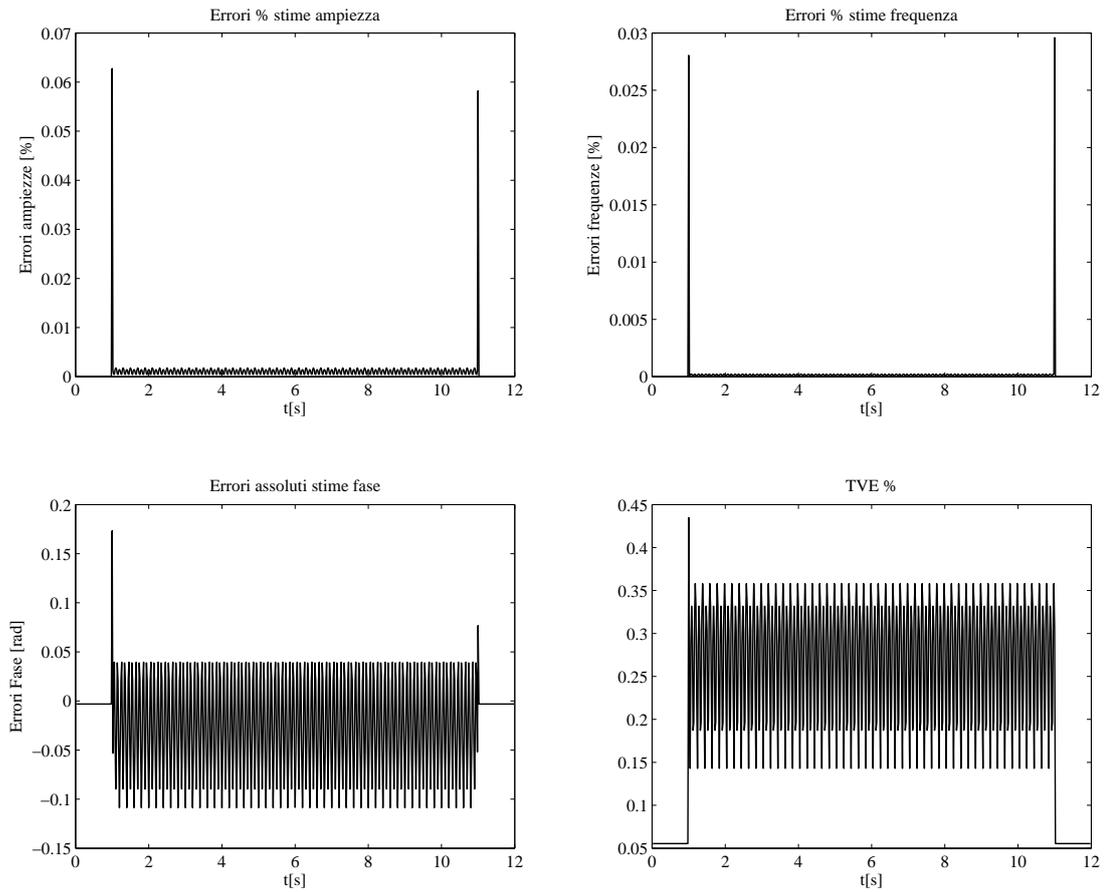


Figura 6.24: Prova misurazione della larghezza di banda: Errori delle stime e TVE

6.2 Algoritmo SR

L'algoritmo di super risoluzione verrà testato su quasi tutti i segnali precedentemente esposti, eccezione fatta per il test con rumore bianco e le modulazioni AM e PM prese singolarmente. Da un punto di vista teorico, si attendono ottime prestazioni nelle applicazioni dove lo spettro del segnale resta contenuto, dunque quando la condizione di sparsità del segnale continua ad essere valida. Per i test eseguiti, i segnali sono generati per un totale di 12 secondi, secondo la metodologia indicata nei paragrafi precedenti. Il setup dell'algoritmo può essere riassunto nei seguenti punti:

- Frequenza di campionamento: $f_s = 5000Hz$
- Fattore di interpolazione: $P = 10$
- Numero punti nella griglia iniziale: $N = 250$
- Numero punti nella griglia più risolta: $H = N \cdot P = 2500$
- Le finestre sono traslate di 3 campioni l'una rispetto all'altra

Dal setup riportato si può notare come la frequenza di campionamento sia decisamente inferiore rispetto a quella utilizzata nell'algoritmo Ip-DFT. In un'ottica applicativa questa considerazione è di fondamentale importanza, in quanto verrebbe ridotta la potenza richiesta al sistema d'acquisizione. Il passo frequenziale della griglia a maggiore risoluzione è:

$$\Delta f = \frac{f_s}{H} = 2Hz \quad (6.2)$$

Il valore di Δf implica che nessuna variazione della frequenza compresa tra i $49Hz$ ed $51Hz$, potrà essere riconosciuta dall'algoritmo, che restituirà sempre una frequenza pari ad $\hat{f}_0 = 50Hz$. Questo parametro è stato scelto come compromesso tra una buona risoluzione dell'asse delle frequenze ed un tempo d'esecuzione dell'algoritmo accettabile. Tuttavia la scelta della granularità dell'asse consente di ottenere un punto corrispondente alla frequenza fondamentale di 50 Hz.

6.2.1 Condizioni stazionarie

La prova in condizioni stazionarie, conferma quanto atteso. Lo spettro del segnale è composto dalla sola componente fondamentale, l'algoritmo SR ne calcola quindi la frequenza con elevata precisione. Le conseguenti stime di ampiezza e fase risultano seguire i riferimenti costruiti. Nella figura 6.25,

sono riportati gli errori di stima; nel caso della frequenza l'errore commesso è nullo in quanto la frequenza stimata cade esattamente nel punto dell'asse a 50Hz . Osservando gli errori di fase ed ampiezza assumono un andamento randomico con valore dell'ordine del 10^{-6} .

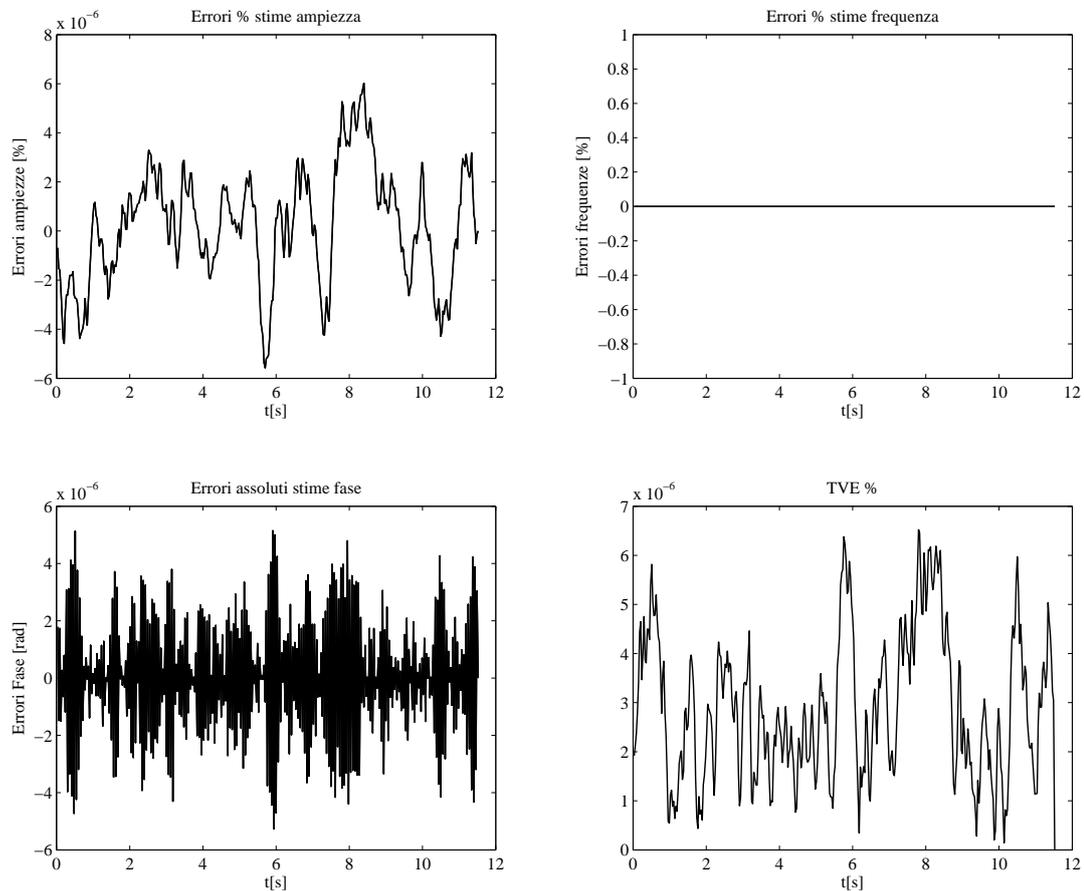


Figura 6.25: Prova in condizioni stazionarie, algoritmo SR: Errori delle stime e TVE

L'indice TVE assume valori esigui e comparabili, se non addirittura migliori, con i risultati ottenuti dall'applicazione dell'algoritmo d'interpolazione spettrale. La chiave di questa prestazione è la stima esatta della frequenza, conseguenza del fatto che f_0 appartiene alla griglia più risolta. Le prestazioni dell'algoritmo di super risoluzione rispettano ampiamente i requisiti dello standard [8].

6.2.2 Step in ampiezza

Il segnale di test applicato è analogo a quello utilizzato per l'algoritmo di interpolazione spettrale, una sua rappresentazione è quindi riportata in 6.26.

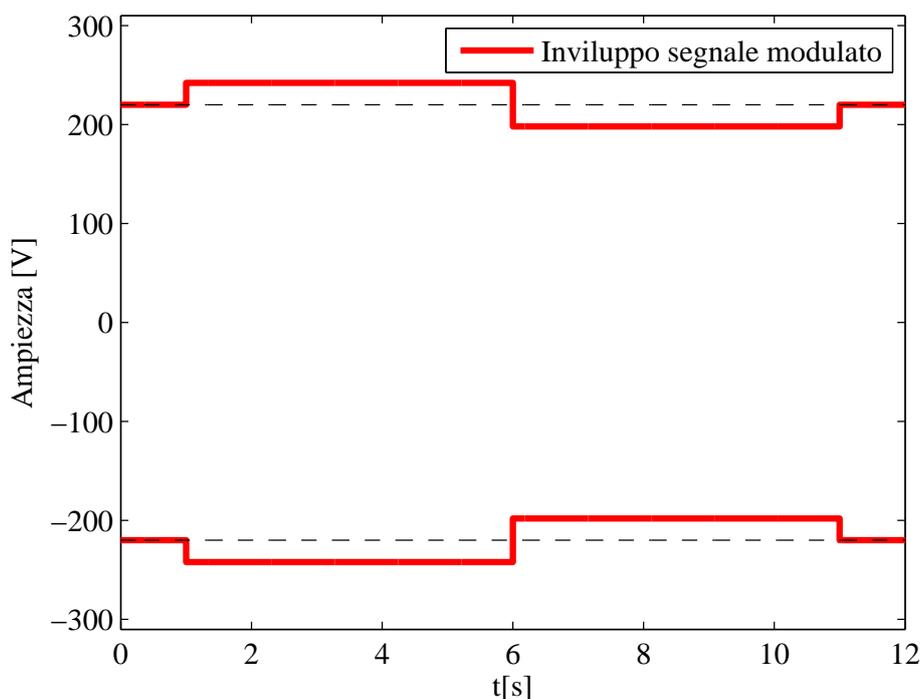


Figura 6.26: Involuppo del segnale di prova: step ampiezza

Il segnale di step in ampiezza, pur avendo uno spettro di larghezza infinita, presenta delle componenti armoniche secondarie con scarso contributo spettrale. Per questo motivo il segnale si può ancora considerare di natura sparsa. Gli errori commessi dall'algoritmo di super risoluzione nelle stime di frequenza, fase ed ampiezza sono riportati nelle immagini di figura 6.27.

L'errore commesso nella stima della frequenza è nullo, in quanto tale grandezza non è coinvolta nella modulazione e l'algoritmo identifica la componente fondamentale nella costruzione del supporto. L'errore percentuale in ampiezza assume valore massimo pari allo 0.1% negli istanti di commutazione, mentre l'errore assoluto in fase è dell'ordine del 10^{-4} e presenta un andamento oscillatorio in corrispondenza degli istanti d'applicazione del gradino. L'indice di errore complessivo presenta dei picchi di

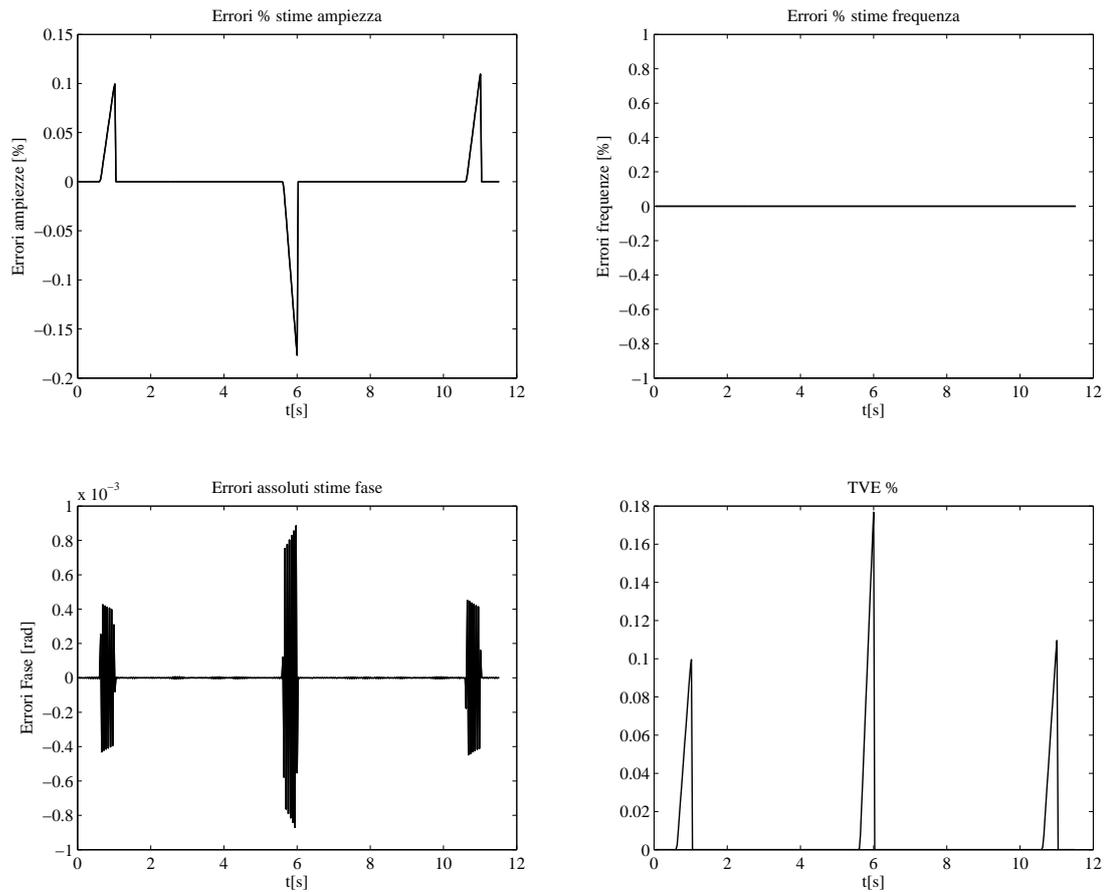


Figura 6.27: Prova step in ampiezza, algoritmo SR: Errori delle stime e TVE

valore sempre minore dello 0.2%, per questo motivo le prestazioni dell'algoritmo di super risoluzione sono migliori rispetto a quelle del Ip-DFT, e rispettano i requisiti dello standard.

6.2.3 Rampa in frequenza

Il segnale di test applicato è analogo a quello utilizzato per l'algoritmo di interpolazione spettrale, nella figura 6.28 viene riportato l'andamento della modulazione a rampa applicata alla frequenza.

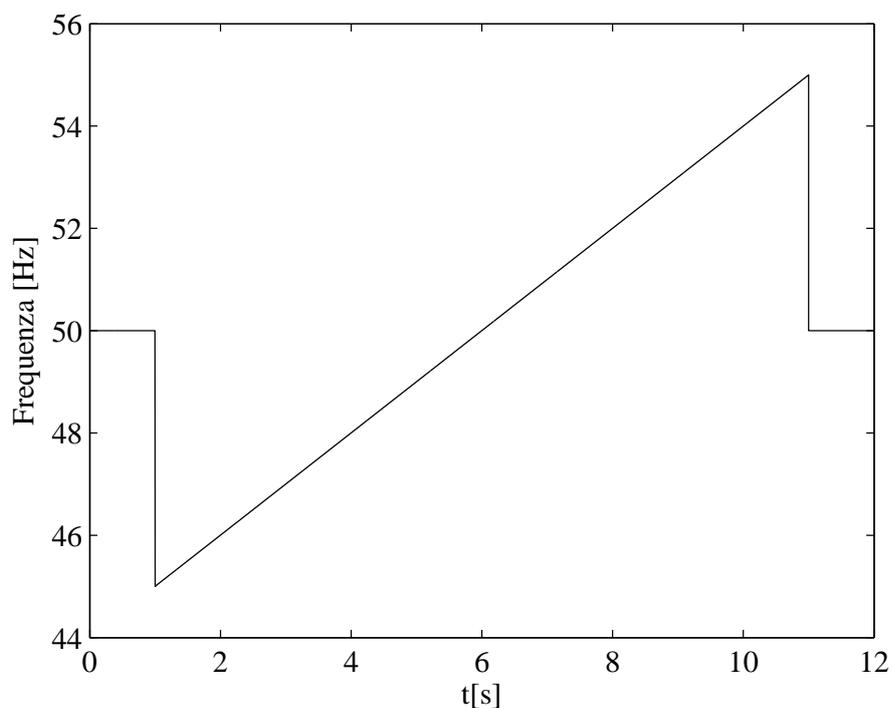


Figura 6.28: Andamento frequenza del segnale di prova: rampa in frequenza

Il test riguardante la rampa in frequenza, pone l'algoritmo di fronte ad una maggiore difficoltà. Il segnale caratterizzante la prova, presenta infatti uno spettro ampio, le cui componenti secondarie hanno un elevato apporto. Le condizioni di stazionarietà del segnale non sono verificate, conseguentemente viene meno l'ipotesi di avere un supporto uguale per osservazioni successive, anche per finestre largamente sovrapposte. Gli errori commessi dall'algoritmo di stima sono esposti nella figura 6.29.

L'errore delle stime sull'ampiezza assume valori esigui e comparabili con quelli ottenuti dall'algoritmo d'interpolazione spettrale. L'errore di stima sulla frequenza è un errore di quantizzazione. Ciò si spiega considerando l'andamento lineare della frequenza, che tuttavia viene stimata correttamente solo quando la componente fondamentale coincide con un

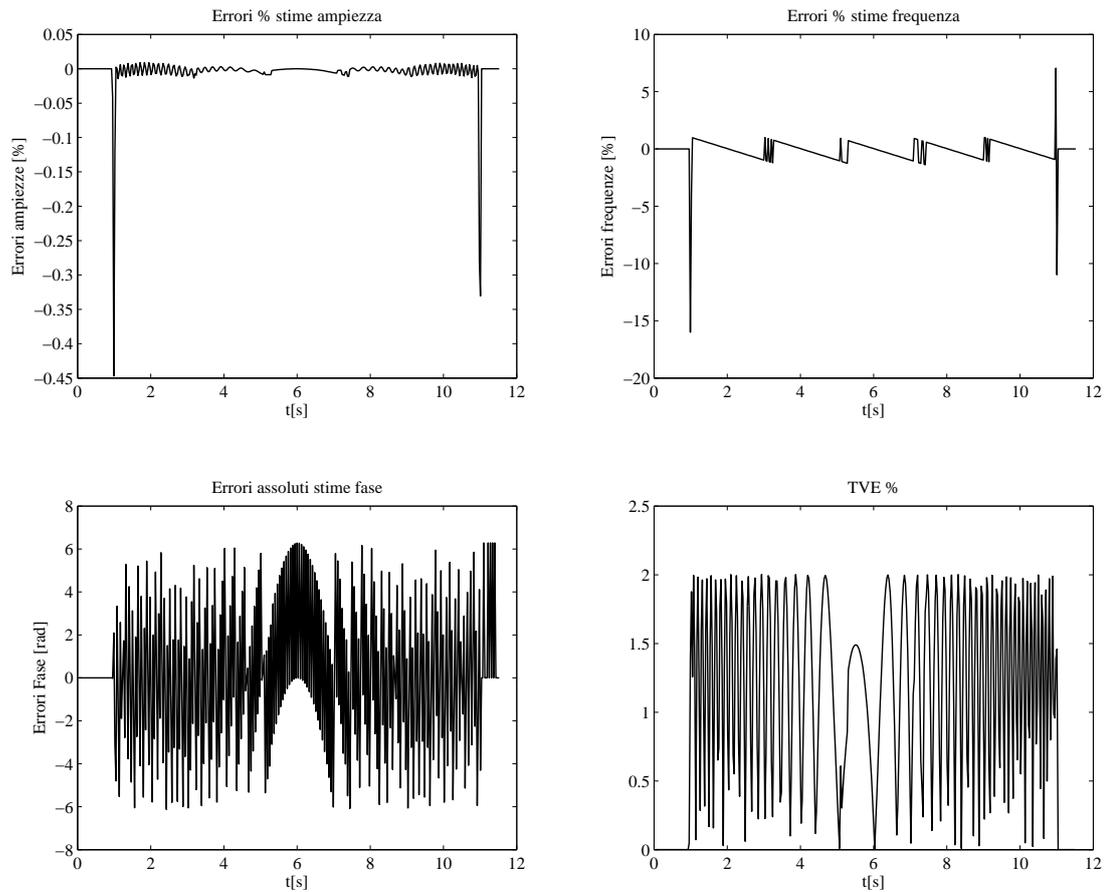


Figura 6.29: Prova rampa in frequenza, algoritmo SR: Errori delle stime e TVE

punto dell'asse delle frequenze più risoluto. Quando ciò non avviene l'algoritmo commette un errore che al massimo raggiunge $|\frac{\Delta f}{2}|$, e che varia linearmente da uno step all'altro. La stima della fase risulta non corretta, tanto da stimare una fase con andamento lineare invece che parabolico. Il TVE complessivo ha come maggior contributo l'errore di fase, e raggiunge il 2% non rispettando i requisiti dello standard [8].

6.2.4 Misurazione della larghezza di banda

Nel test per la misurazione della larghezza di banda vengono applicate al segnale nominale la modulazione AM e la modulazione PM. Lo spettro complessivo risulta quindi esteso e ciò può comportare un peggioramento nelle prestazioni dell'algoritmo SR. La stazionarietà su osservazioni consecutive non è garantita, tuttavia la frequenza della modulante è pari a 10Hz e dunque la variazione della frequenza del segnale è abbastanza lenta. Gli errori commessi dall'algoritmo di stima sono riassunti nella figura 6.30.

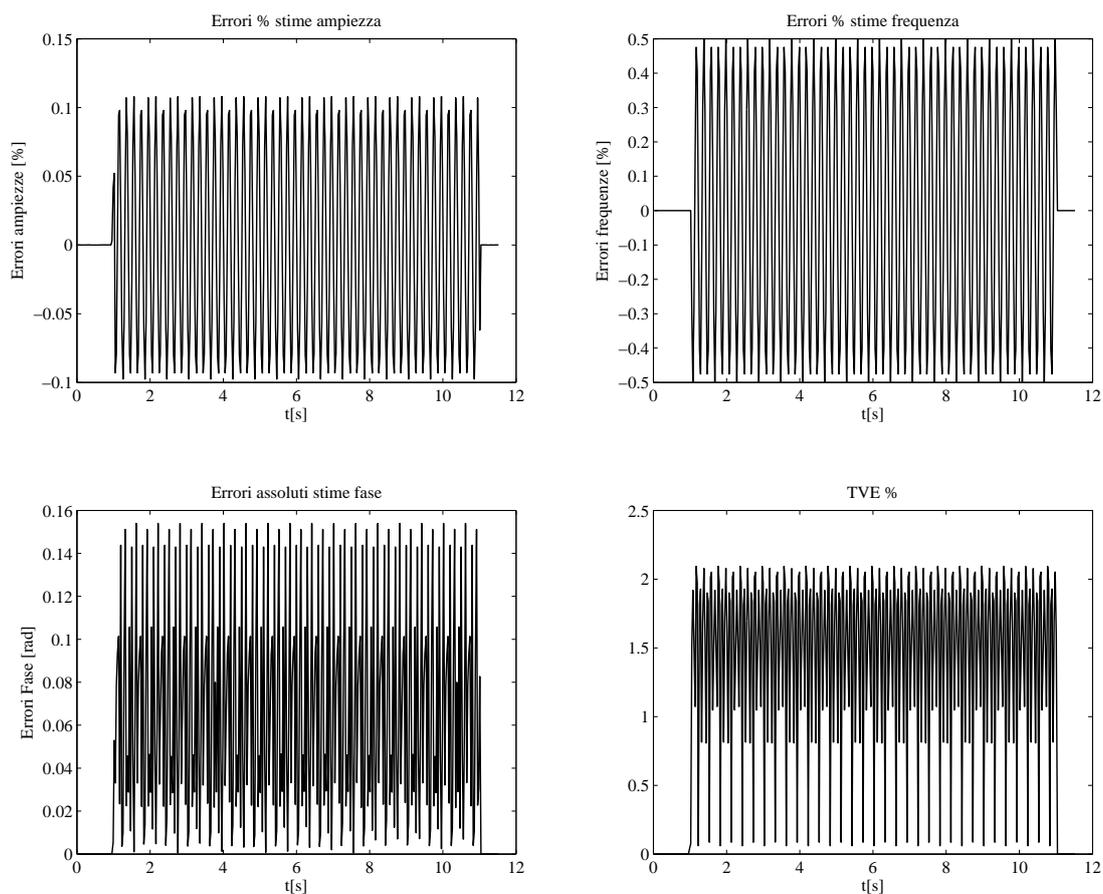


Figura 6.30: Prova misura della larghezza di banda, algoritmo SR: Errori delle stime e TVE

L'analisi grafica degli errori ottenuti, evidenzia che l'errore percentuale in ampiezza risulta periodico con valor massimo pari a circa 0.1% . L'errore percentuale in frequenza assume un andamento periodico con massimo fino al 0.5% . Infine l'errore assoluto della fase raggiunge gli 0.15 rad.

La combinazione di questi tre errori porta ad un indice TVE con massimi superiori al 2%. Di conseguenza le prestazioni dell'algoritmo in questo test risultano conformi alle specifiche richieste dallo standard [8], che indicano come limite massimo dell'indice di errore complessivo il 3%.

6.3 Confronto sperimentale tra gli algoritmi

Alla luce delle simulazioni effettuate è possibile fare un confronto tra le prestazioni dei due algoritmi. L'algoritmo d'interpolazione spettrale ha come punto di forza la robustezza, poichè solo a fronte di una stazionarietà del segnale compromessa, ha avuto prestazioni non conformi allo standard [8]. Per contro, l'algoritmo di super risoluzione presenta una stima in frequenza che addirittura annulla l'errore qualora il segnale si presenti stazionario in frequenza, tuttavia l'ipotesi di sparsità dello spettro non sempre può ritenersi soddisfatta. Entrambi gli algoritmi hanno mantenuto prestazioni conformi ai requisiti in condizioni stazionarie, per le modulazioni che prevedono il coinvolgimento della sola ampiezza, e per quelle che combinano AM e PM. L'algoritmo di interpolazione spettrale ha tuttavia dimostrato maggiore robustezza, in particolare nel test per la misura della larghezza di banda e nel test dove si è applicata una rampa in frequenza. Nel caso dell'algoritmo di super risoluzione, nonostante l'asse delle frequenze presenti una granularità più fine, la mancanza di una fase d'interpolazione dei contributi spettrali riconosciuti, limita l'accuratezza dell'algoritmo alla discretizzazione dell'asse stesso. L'algoritmo d'interpolazione spettrale si presenta quindi come quello più solido ed accurato, per questo i successivi test su segnali reali sono condotti solo su questa soluzione.

Capitolo 7

Test dell'algoritmo su segnali reali

Introduzione

I test riassunti nel capitolo precedente sono il risultato di simulazioni in campo ideale, dove quindi non vi è rumore di fondo o complicazioni generiche nei segnali definiti e generati via software. L'algoritmo di stima dovrà però essere utilizzato in ambienti ben diversi: rumore ambientale, imperfezioni sistematiche della linea, errori casuali o meno del sistema d'acquisizione, sono solo alcune delle problematiche che possono nascere in applicazioni reali. Si ritiene necessario applicare il software realizzato su segnali reali, prodotti quindi da un sistema di generazione ed acquisiti tramite dispositivi *DAQ* (Data Acquisition) appositi. Il comportamento dell'algoritmo rispetto a queste nuove condizioni, dovrà il più possibile essere riconducibile a quanto osservato nelle simulazioni precedenti. La struttura del software realizzato rimane simile a quanto descritto in precedenza, con la notevole differenza che il segnale non viene simulato, ma acquisito tramite strumentazione hardware e salvato su appositi file *.csv*. La parte di generazione è quindi sostituita da quella di acquisizione del segnale di test. Successivamente i campioni sono troncati nel rispetto del segnale di sincronizzazione. Quest'operazione è necessaria per due fondamentali motivi: avere un riferimento iniziale del segnale e ridimensionare la mole di dati da processare. Il primo aspetto interessa il modello del riferimento che verrà creato successivamente, attraverso l'utilizzo di opportuni segnali di sincronizzazione, anch'essi acquisiti dal sistema, è possibile identificare lo *zero crossing* del segnale modulato e gli istanti d'applicazione delle modulazioni previste dal test. Il secondo aspetto riguarda il tempo d'esecuzione

del software e la salvaguardia della memoria del calcolatore utilizzato. I risultati che si otterranno in questi test saranno la base per futuri sviluppi algoritmici che prevedano un'implementazione *real time* dell'algoritmo.

7.1 Sistema di test

Il sistema di test, sviluppato e descritto in [1], prevede l'utilizzo di tre generatori in modalità modulatore-modulante e di un dispositivo d'acquisizione in grado di supportare le prestazioni richieste. I tre strumenti utilizzati per la generazione del segnale sono:

- Agilent 33220A: generatore di funzioni fino a 20 MHz con capacità di generare funzioni arbitrarie. Presenti due unità nel sistema complessivo;
- HP 8904A: generatore di funzioni fino a 600 KHz, con capacità di combinare variamente tra loro fino a quattro segnali generati internamente.

Lo schema a blocchi per l'intero sistema di generazione è riportato in figura 7.1, in cui è possibile notare i collegamenti necessari per la sincronizzazione del segnale modulante con la portante. Il generatore HP 8904A non è incluso nell'immagine poichè consente la generazione *stand-alone* di segnali modulati.

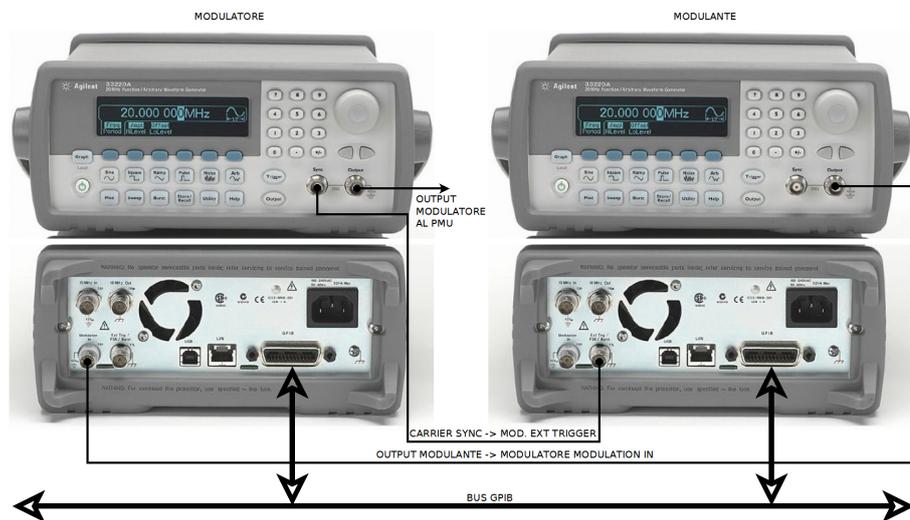


Figura 7.1: Collegamenti per il sistema di generazione, [1]

L'analisi dei segnali generati è stata condotta con l'utilizzo della seguente strumentazione:

- Oscilloscopio Agilent MSO6012A: analisi nel dominio del tempo dei segnali generati e riconoscimento segnali di sincronizzazione tramite sonda digitale;
- Analizzatore di spettro Tektronix RSA3408B: analisi dello spettro dei segnali generati e funzione di demodulazione AM-PM qualora utilizzata.

Per l'acquisizione dei segnali generati è stata utilizzata la scheda NI DAQmx 6211, in grado di acquisire segnali analogici (16 ingressi) e digitali (4 ingressi) fino a 250 kSample/s, e di trasferire i dati via USB. I dati acquisiti vengono poi salvati in file .csv per la successivamente elaborazione. Lo schema della connessione, per la parte d'acquisizione del sistema di test è riportata in figura 7.2.

La gestione della strumentazione è implementata attraverso l'ambiente di sviluppo *NI LabView*, che consente un controllo preciso nella gestione della strumentazione, intuitivo per l'utente finale e facilmente modificabile per applicazioni future.

Il sistema d'elaborazione che applica gli algoritmi di stima è basato su un software simile a quello utilizzato per le simulazioni in ambiente ideale. Alcune differenze sono già state identificate nell'introduzione al capitolo, tuttavia è necessario puntualizzare la metodologia di costruzione dei segnali di riferimento. A seconda della tipologia di segnale utilizzato, il test bench realizzato rende disponibili segnali di sincronizzazione oppure involuppi ed andamenti delle modulanti. Queste informazioni sono utilizzate per la costruzione dei segnali di riferimento, in particolare si possono incontrare due situazioni:

- *presenza dell'involuppo/modulante del segnale*: in tal caso si possiede già il riferimento, ad esempio nella modulazione a step d'ampiezza. Il software deve quindi gestire la sincronizzazione della modulante con la portante ed eventualmente applicare delle semplici trasformazioni lineari per rendere corretti i valori dell'ampiezza della modulante con quelli del segnale modulato;
- *presenza della sola sincronizzazione*: qualora fosse presente il solo segnale di sincronizzazione, che identifica lo zero crossing del segnale modulato e l'istante d'applicazione della modulazione, è necessario adottare un approccio diverso. Il primo passo è ricostruire il segnale

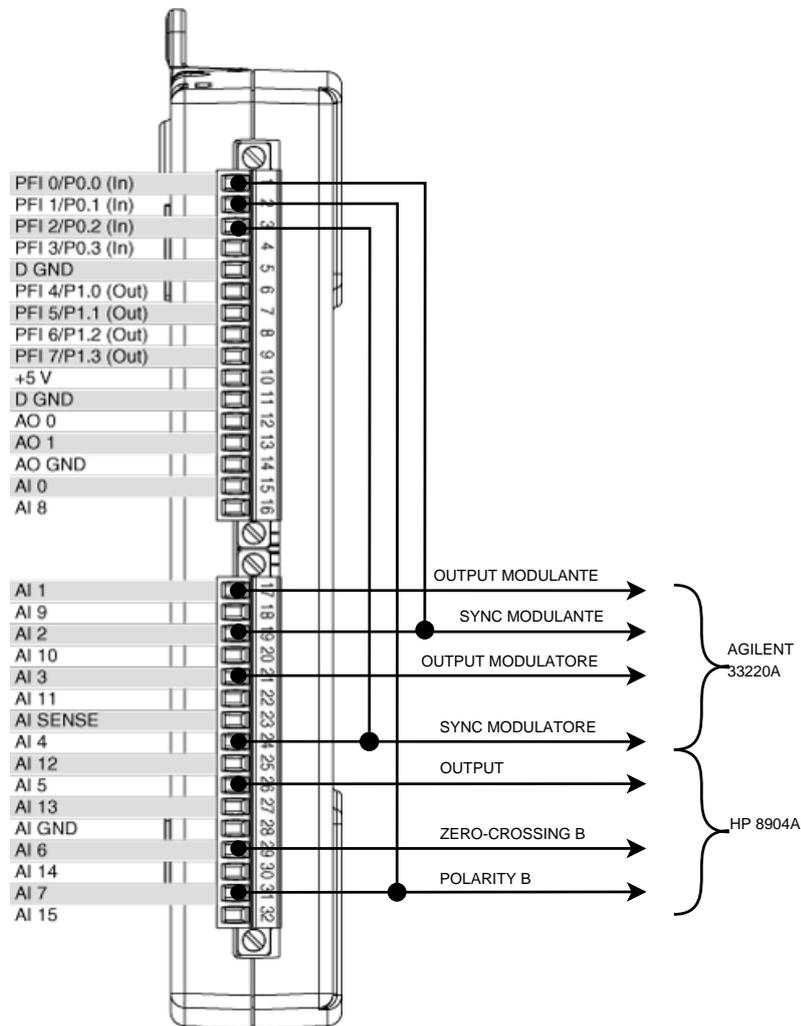


Figura 7.2: Collegamenti per il sistema d'acquisizione, [1]

di riferimento attraverso le definizioni matematiche già utilizzate nel caso ideale, inoltre è necessario identificare se il punto di zero crossing iniziale è nel semi periodo ascendente o discendente del segnale modulato, poichè ciò consente di stabilire la fase iniziale del segnale.

Il segnale generato è affetto principalmente da tre contributi di rumore:

- *rumore bianco di fondo*: attribuibile al rumore elettromagnetico ambientale. Questo contributo è stato già considerato in fase di simulazione, di conseguenza sono già noti gli effetti peggiorativi sulle prestazioni dell'algoritmo;

- *accoppiamenti interni allo strumento*: questa tipologia di disturbo è difficilmente identificabile, tuttavia è possibile notarla quando in modulazioni che coinvolgono ad esempio solo la fase del segnale, si ha un andamento dell'ampiezza periodico, con lo stesso periodo della modulante. Poichè tali disturbi non sono prevedibili e derivano da dinamiche interne degli strumenti, non possono essere considerati nella costruzione del segnale di riferimento;
- *errori sistematici della strumentazione*: sono imperfezioni costanti del segnale generato. Essi sono facilmente identificabili da un'analisi accurata del segnale, sia attraverso la strumentazione, sia per via algoritmica. Si tratta di disturbi dovuti a processi interni ai generatori, poichè sistematici è possibile considerarli in fase di costruzione dei segnali di riferimento.

7.2 Segnali Standard IEEE c37.118.1

Nella seguente sezione si riportano i risultati ottenuti da acquisizioni reali dei segnali indicati dallo standard [8]. Non verranno riportati eventuali accorgimenti riguardanti il bilanciamento dei riferimenti qualora siano stati individuati degli errori sistematici della strumentazione. Per ciascuna analisi saranno considerati gli studi effettuati nel capitolo precedente, in cui si è cercato di identificare il miglior set di parametri per l'elaborazione dei segnali. Nel caso in cui non vi siano particolari indicazioni tale insieme di specifiche è:

- Frequenza di campionamento: $f_s = 51200Hz$
- Numero periodi della lunghezza dell'osservazione: $P = 4$
- Numero di componenti spettrali interpolate: 3
- Funzione di finestrazione: 3-Term MSLD
- Percentuale di sovrapposizione tra finestre: 75%

7.2.1 Condizioni stazionarie

La prova in condizioni stazionarie prevede l'acquisizione di una singola sinusoide per una durata di 1 secondo (50 periodi del segnale). Il risultato atteso non può coincidere con le prestazioni della corrispondente simulazione, poichè dev'essere considerata la presenza del rumore ambientale. Il test effettuato con la presenza del rumore bianco affrontato in 6.1.3, è dunque il corretto esempio su cui confrontare le prestazioni. Le stime ottenute sono comparabili con quanto atteso, nonostante sia stato necessario introdurre un termine correttivo nella stima della fase, per la presenza di un errore sistematico comparabile con le tolleranze dichiarate della strumentazione. In particolare era presente un contributo di fase crescente con pendenza di $0.5 \frac{rad}{sec}$. Le stime della fase prima e dopo la correzione attuata sono riportate in figura 7.3.

Gli errori delle stime rispetto al riferimento sono riportati nella figura 7.4.

I risultati conseguiti evidenziano errori percentuali nelle stime di ampiezza e frequenza dell'ordine del 10^{-3} , mentre errori assoluti della fase dell'ordine del 10^{-4} ; questi si combinano nel calcolo del TVE che non supera mai il valore 0.06%. Come preventivato le prestazioni sono comparabili con le simulazioni in presenza di rumore bianco. L'algoritmo di interpolazione spettrale è quindi robusto in situazioni reali a regime.

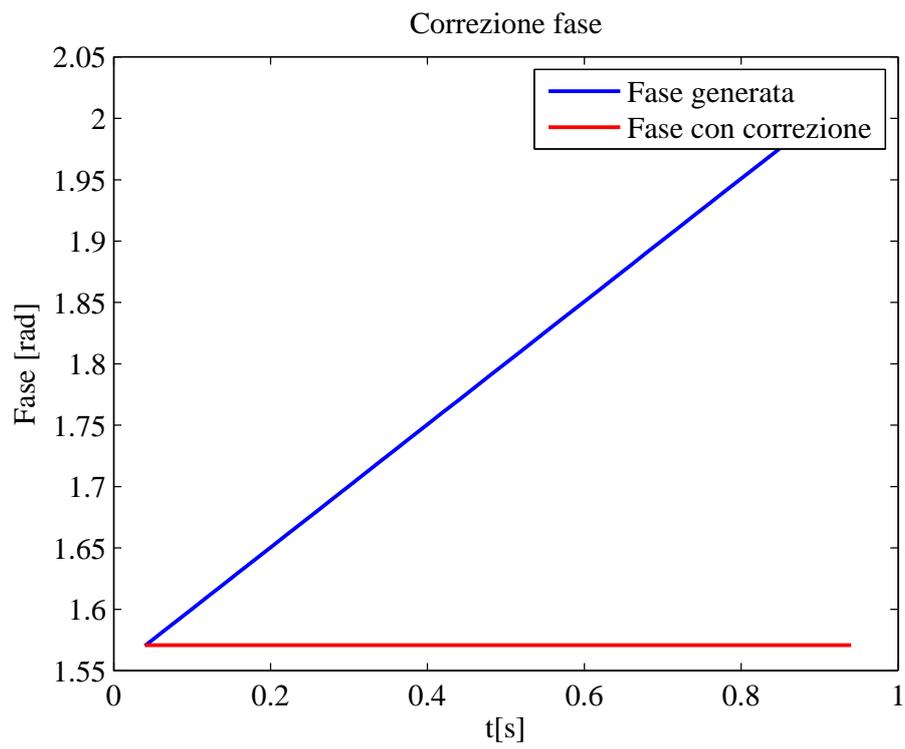


Figura 7.3: Correzione dell'errore sistematico di fase introdotto dal sistema di generazione/acquisizione

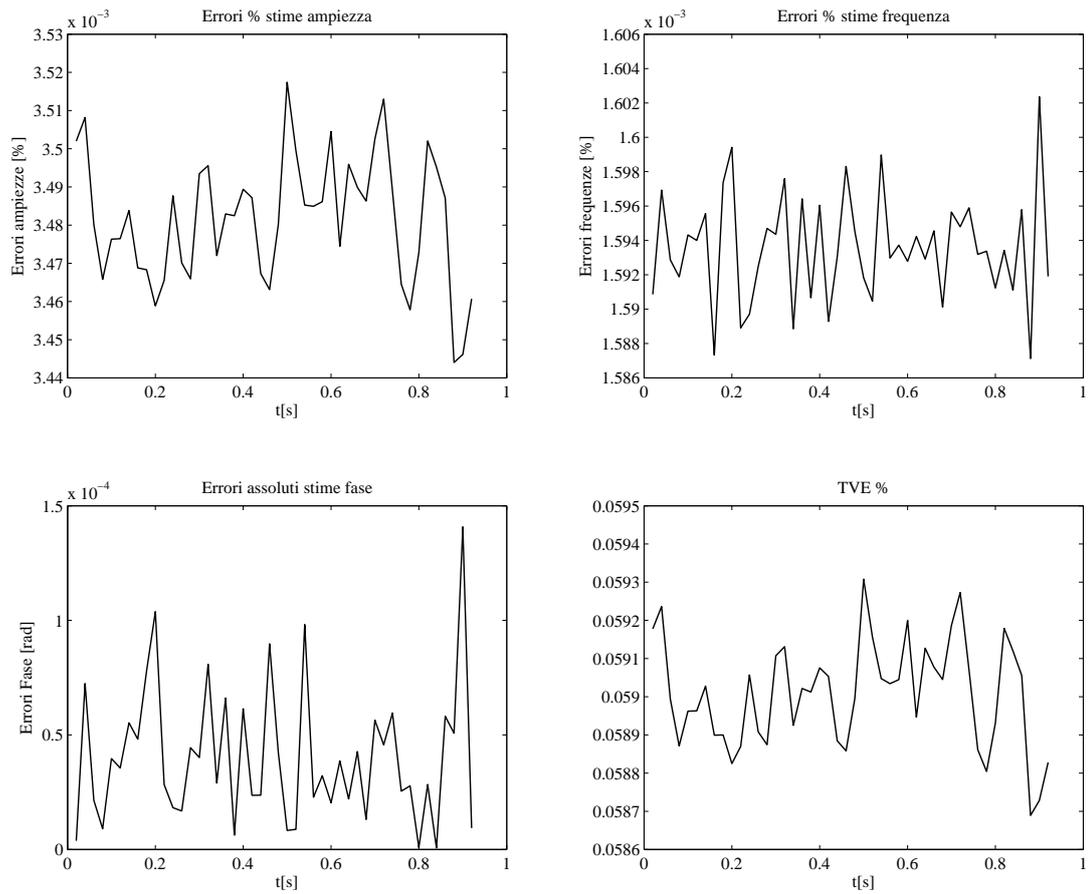


Figura 7.4: Prova Steady State: Errori delle stime e TVE

7.2.2 Step in ampiezza

Il test condotto, prevede l'applicazione al segnale nominale di una modulazione AM, con modulante ad onda quadra. Il sistema d'acquisizione consente di utilizzare la funzione del segnale modulante per la costruzione del riferimento dell'ampiezza, mentre i riferimenti di fase e frequenza risultano costanti. L'andamento del segnale rispetto alla sincronizzazione fornita è riportato in figura 7.5.

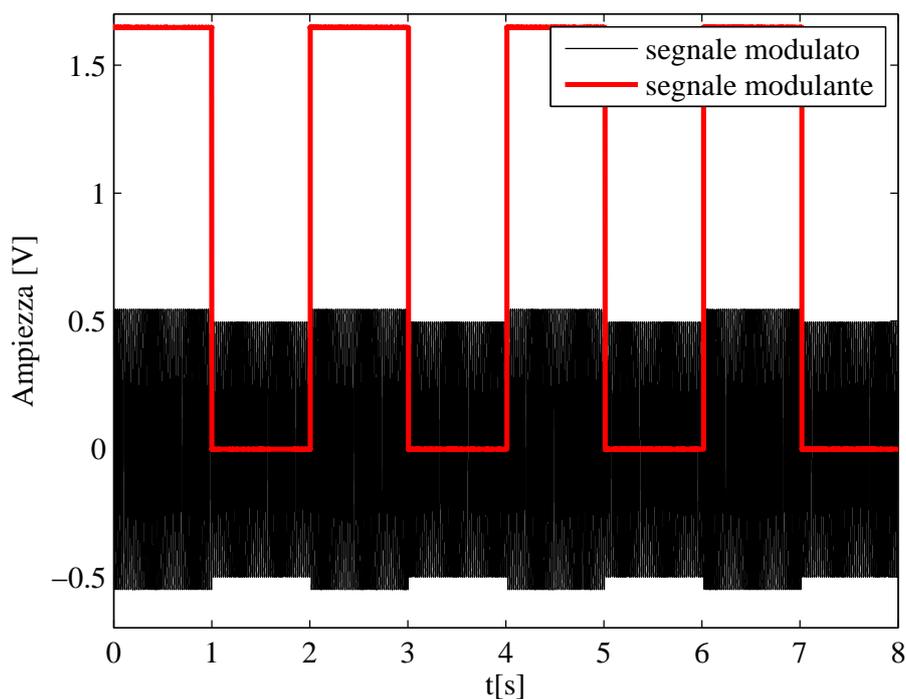


Figura 7.5: Tratto iniziale del segnale di test per la prova di step in ampiezza con relativa sincronizzazione

Le stime ricavate dall'algoritmo rispecchiano quanto preventivato. In particolare, in figura 7.6 è riportata la stima dell'ampiezza, si può notare come la modulazione a gradino venga riconosciuta nonostante la pendenza dei fronti di salita e discesa del segnale stimato non sia infinita, ma dipenda dal reporting rate e dall'osservazione del segnale.

Gli errori commessi dall'algoritmo di stima sono evidenziati nelle immagini di figura 7.7. L'errore nella stima dell'ampiezza risulta essere costantemente inferiore al 0.06%, e presenta dei picchi negli istanti d'applicazione del gradino. L'errore nella frequenza è esiguo e confrontabile con

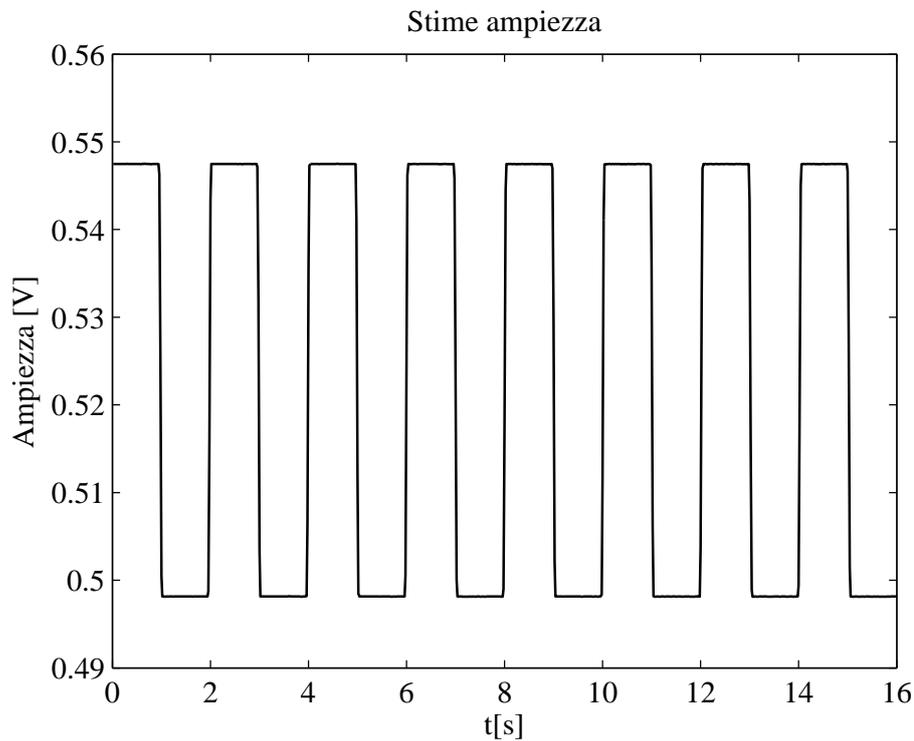


Figura 7.6: Prova step in ampiezza: stime dell'ampiezza del segnale acquisito

quanto ottenuto in fase di simulazione. L'errore in fase invece presenta un contributo costante, attribuibile ad un errore sistematico introdotto dal sistema di generazione/acquisizione del segnale reale. Non si è ritenuto necessaria la sua correzione, poichè può rappresentare una situazione che può accadere nella realtà delle applicazioni, e dunque essere considerato come un ulteriore test per la robustezza dell'algoritmo. L'indice TVE non supera mai lo 0.24%, rispettando quindi i requisiti richiesti dalla standard [8]. Il suo andamento è comparabile con le simulazioni condotte, poichè si riscontrano dei massimi in corrispondenza degli istanti d'applicazione del gradino in ampiezza.

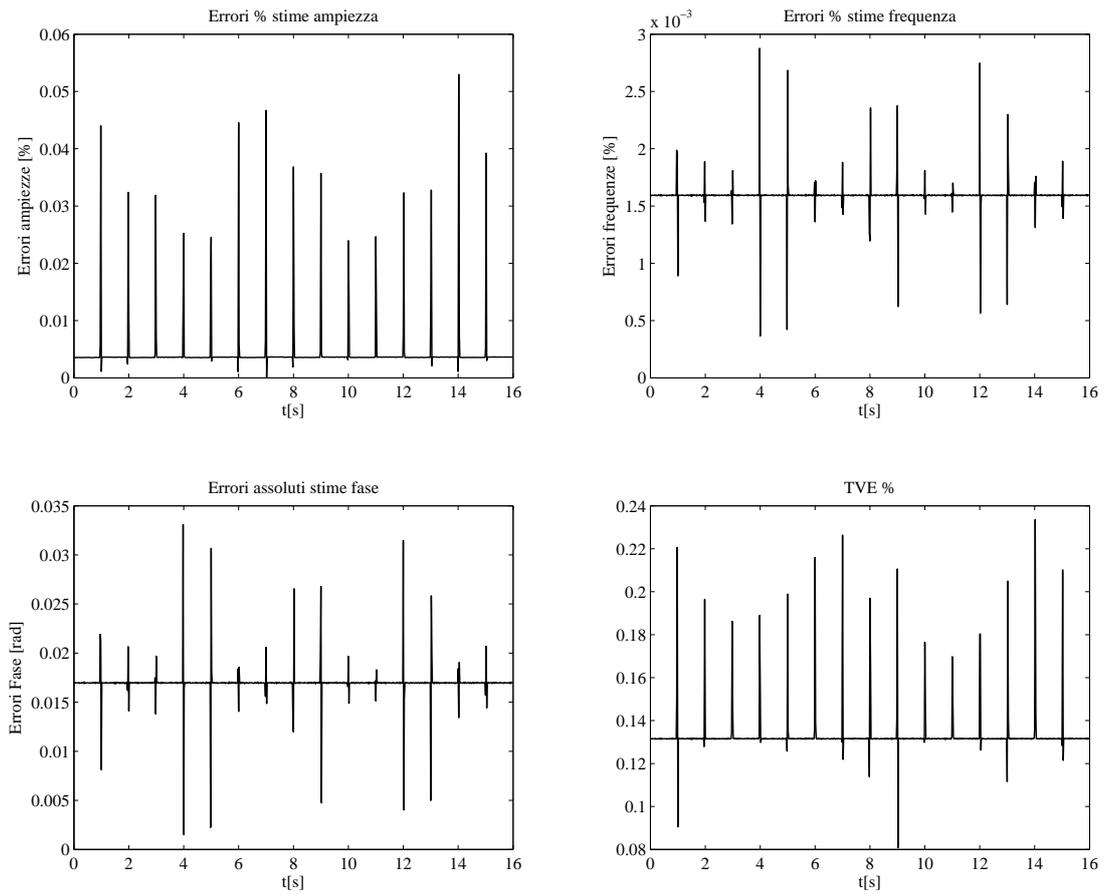


Figura 7.7: Prova Step Ampiezza: Errori delle stime e TVE

7.2.3 Rampa in frequenza: tipologia 1

Il segnale modulato con una rampa in frequenza è quello che in sede di simulazione ha presentato le maggiori criticità nell'applicazione dell'algoritmo. Lo standard prevede due tipologie distinte di rampa che si differenziano per un periodo di assestamento tra il cambiamento di pendenza della stessa. Nel primo caso analizzato la rampa non prevede questa parte stazionaria nell'inversione di pendenza. La costruzione della rampa è possibile attraverso i segnali riportati in figura 7.8, in cui si evidenziano il segnale modulante, utilizzato anche per la costruzione del riferimento della frequenza, ed il segnale di sincronizzazione che identifica l'istante d'inizio del disturbo.

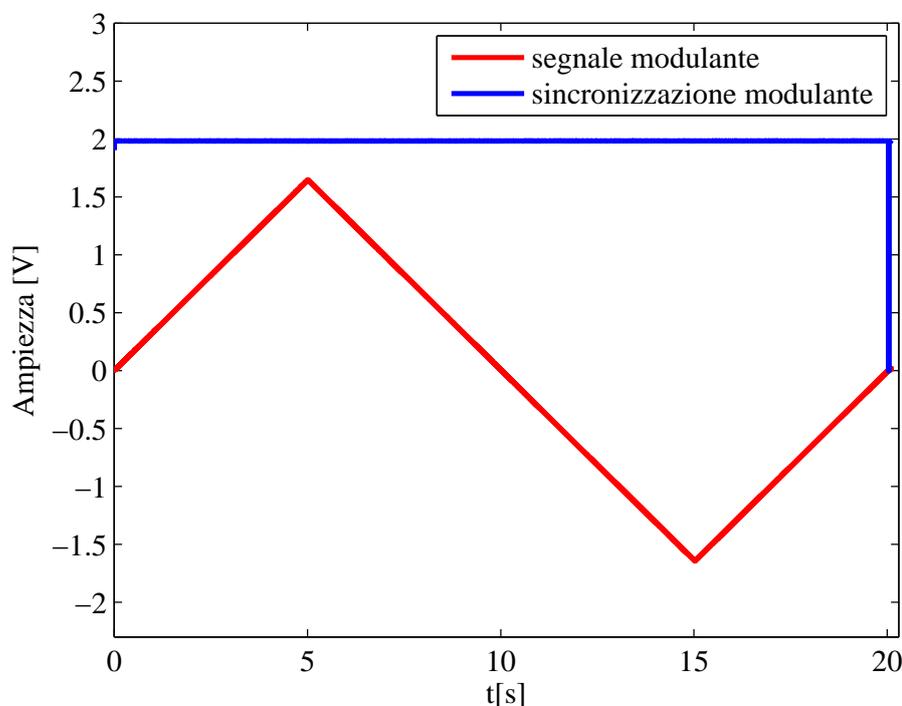


Figura 7.8: Segnale modulante per la prova di rampa in frequenza (tipologia 1) con relativa sincronizzazione

La configurazione dei parametri del test utilizza quanto ricavato dalla simulazione del segnale corrispondente, in cui l'ottimizzazione dell'algoritmo si era ottenuta riducendo la durata dell'osservazione ($P = 2$), ed utilizzando due sole componenti spettrali per l'interpolazione. La costruzione del riferimento per la frequenza utilizza la funzione modulante la

frequenza, acquisita dal sistema. Le stime ottenute sono riportate nella figura 7.9. Si può notare che la stima dell'ampiezza risente della non stazionarietà del segnale nonostante non sia coinvolta nella modulazione, le sue variazioni sono comunque di modesta entità. La stima in frequenza identifica chiaramente un andamento lineare, mentre in quella della fase viene distinto un comportamento parabolico. Le stime ottenute rispettano dunque le attese.

Gli errori ottenuti sono riassunti nella figura 7.10. L'errore sulla stima della fase è dominante rispetto a quelli su ampiezza e frequenza. Il TVE che ne consegue, supera il limite imposto dallo standard, rendendo non conforme l'algoritmo a quest'applicazione.

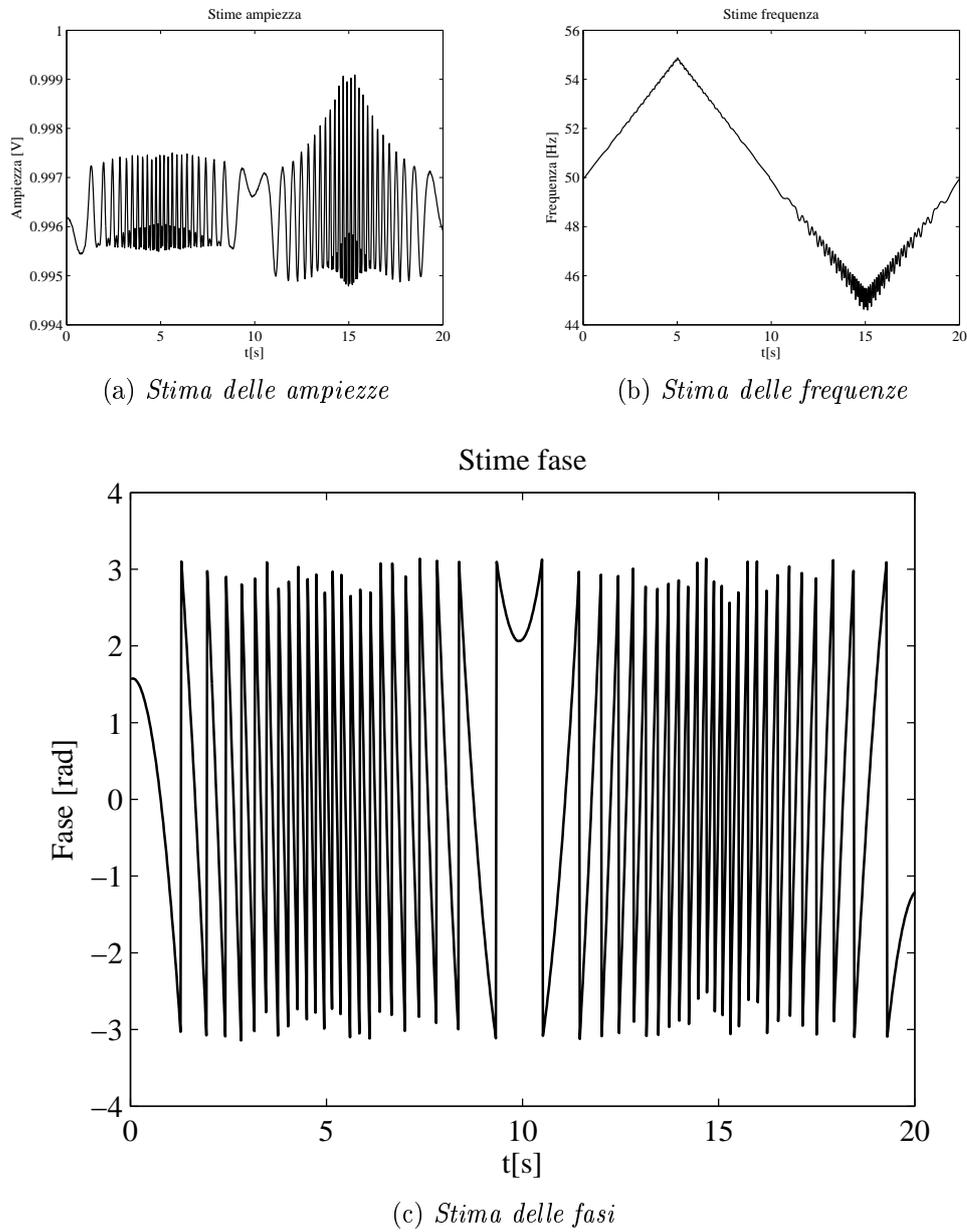


Figura 7.9: Prova rampa in frequenza tipologia 1: Stime parametriche

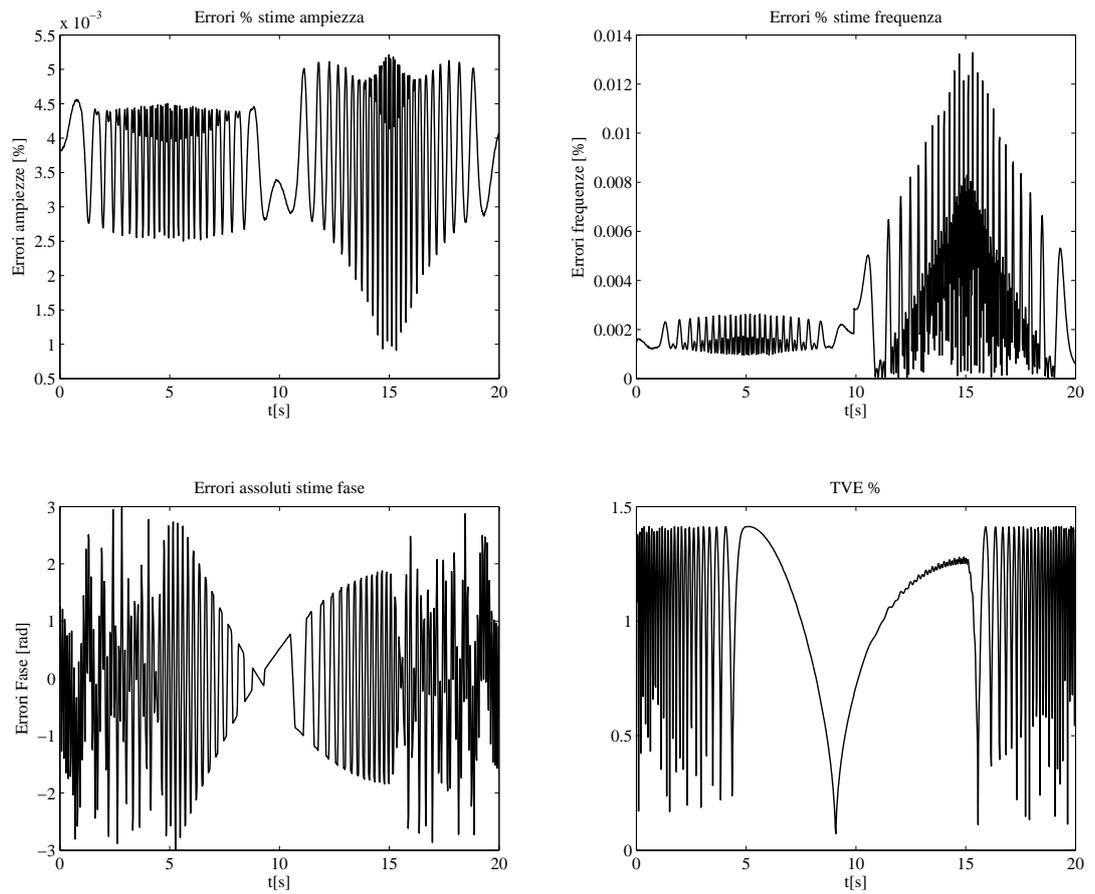


Figura 7.10: Prova rampa in frequenza tipologia 1: Errori delle stime e TVE

7.2.4 Rampa in frequenza: tipologia 2

La seconda tipologia di rampa in frequenza prevede un tratto stazionario del segnale nella commutazione della pendenza della frequenza. La costruzione della rampa è possibile attraverso i segnali riportati in figura 7.11, in cui si evidenziano il segnale modulante, utilizzato anche per la costruzione del riferimento della frequenza, ed il segnale di sincronizzazione che identifica l'istante d'inizio del disturbo.

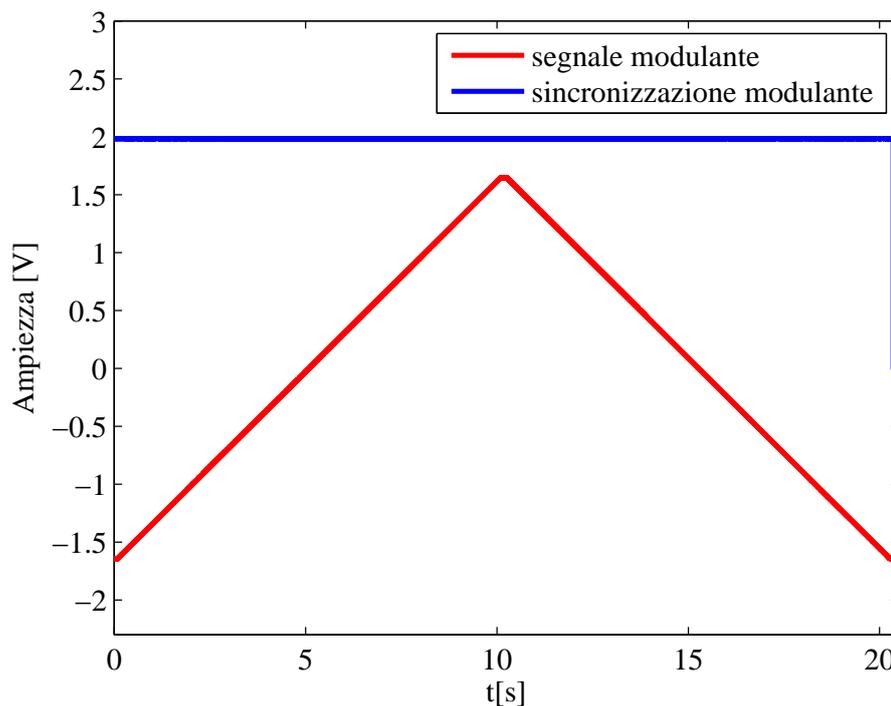


Figura 7.11: Segnale modulante per la prova di rampa in frequenza (tipologia 2) con relativa sincronizzazione

Le stime ottenute sono riportate in figura 7.12, da un confronto con quelle di figura 7.9 si può notare come la posizione del vertice della parabola nell'andamento della fase, sia traslata; ciò si giustifica con la differente frequenza iniziale del segnale.

Gli errori commessi dall'algoritmo di stima dell'ampiezza e della frequenza assumono valori simili al test precedente, mentre si nota che l'errore di fase aumenta in modo consistente nel tratto di rampa discendente. Questo comportamento si ripercuote nel TVE, con un andamento paragonabile a 7.10 nel tratto di rampa ascendente, ed un valore decisamente più

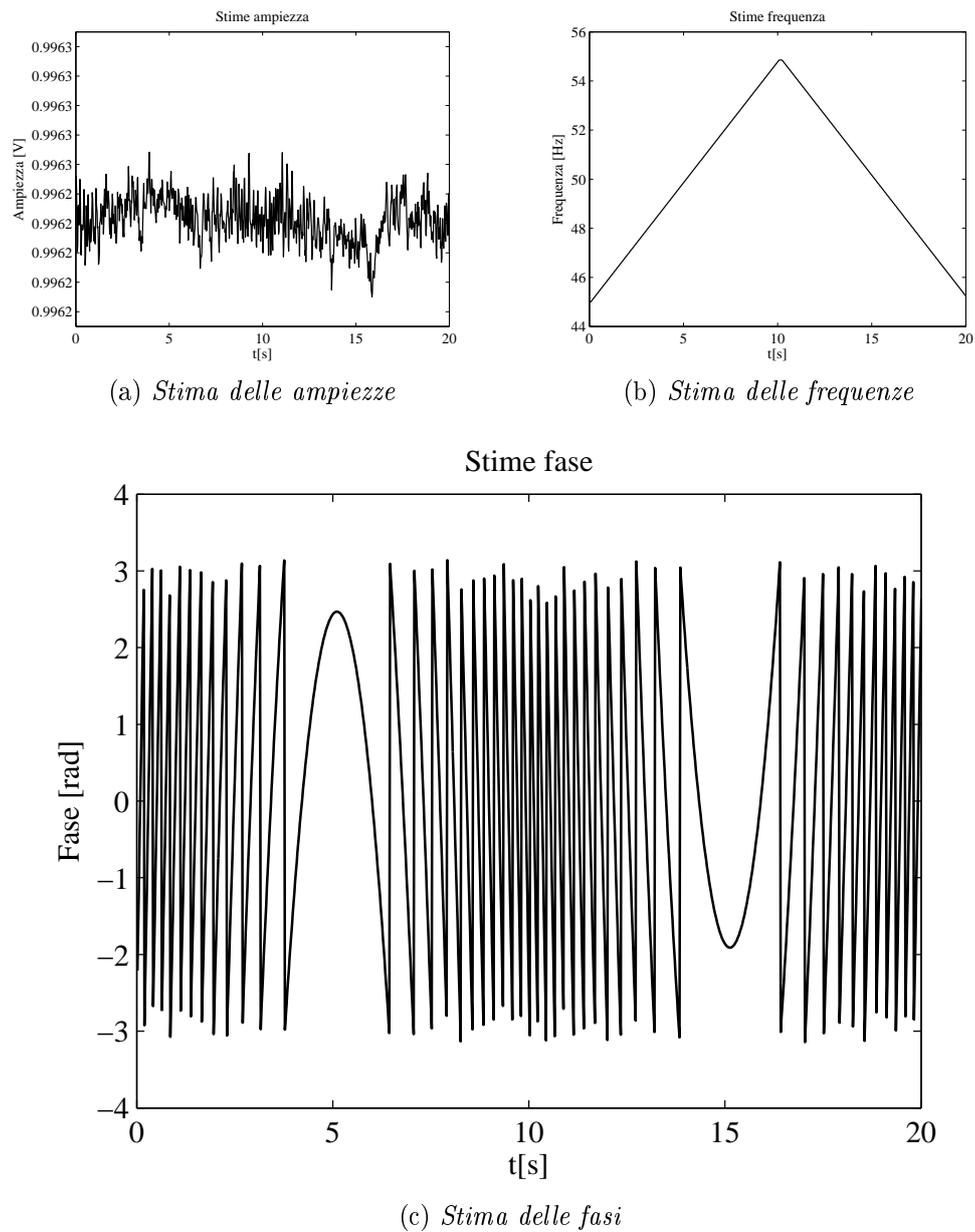


Figura 7.12: Prova rampa in frequenza tipologia 2: Stime parametriche

alto nel tratto discendente. Gli andamenti degli errori sono riassunti nella figura 7.13. In questo caso quindi non sono rispettati i limiti imposti dallo standard [8].

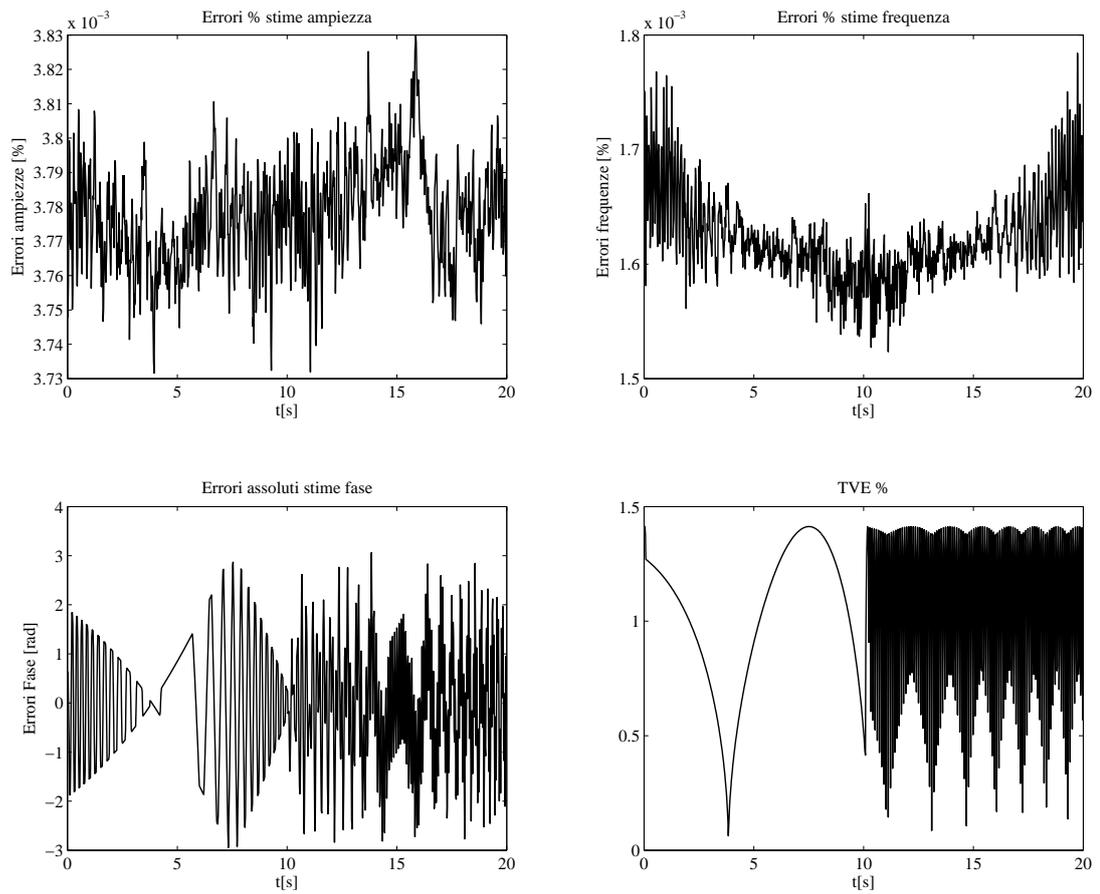


Figura 7.13: Prova rampa in frequenza tipologia 2: Errori delle stime e TVE

7.2.5 Modulazione PM

Il primo segnale di test applicato per la misurazione della larghezza di banda è un segnale con modulazione PM. La costruzione dei riferimenti di fase e frequenza è analitica, utilizzando solo l'impulso di sincronizzazione per l'identificazione degli istanti in cui viene applicata la modulazione. Nella figura 7.14 sono riportati il segnale modulato ed il segnale di polarità della modulante, che identifica dunque il segno della modulante PM.

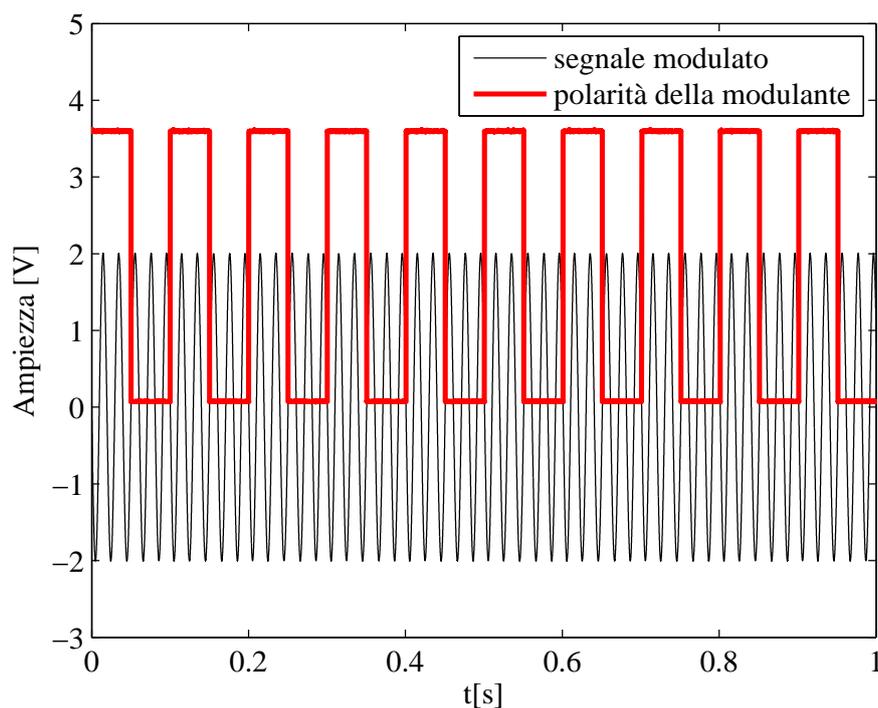


Figura 7.14: Parte iniziale del segnale di test per la modulazione PM con polarità della modulante

Dall'analisi del segnale acquisito si presume che il segnale generato sia affetto da un errore dovuto ad accoppiamenti interni allo strumento. Ciò che si può osservare in figura 7.15 è che l'andamento dell'ampiezza, teoricamente costante, è in realtà soggetto ad una modulazione con frequenza di 10 Hz, la stessa della portante della modulazione in fase. L'ampiezza delle fluttuazioni è minima in quanto il range è $[1.9985, 2.0025]$ e dunque nell'intorno dell'ampiezza nominale di 2 V. Poiché anche la modulante della fase ha una frequenza di 10 Hz, si presume che vi sia una dipendenza tra le due grandezze. Si nota inoltre una componente nella modulazione ad

una frequenza ben più bassa, circa $f = \frac{1}{6} = 0.16Hz$, di cui non è identificabile a priori l'origine. Nelle stime di frequenza e fase è invece riconoscibile l'andamento rispettivamente cosinusoidale e sinusoidale, conseguenza della modulazione PM applicata.

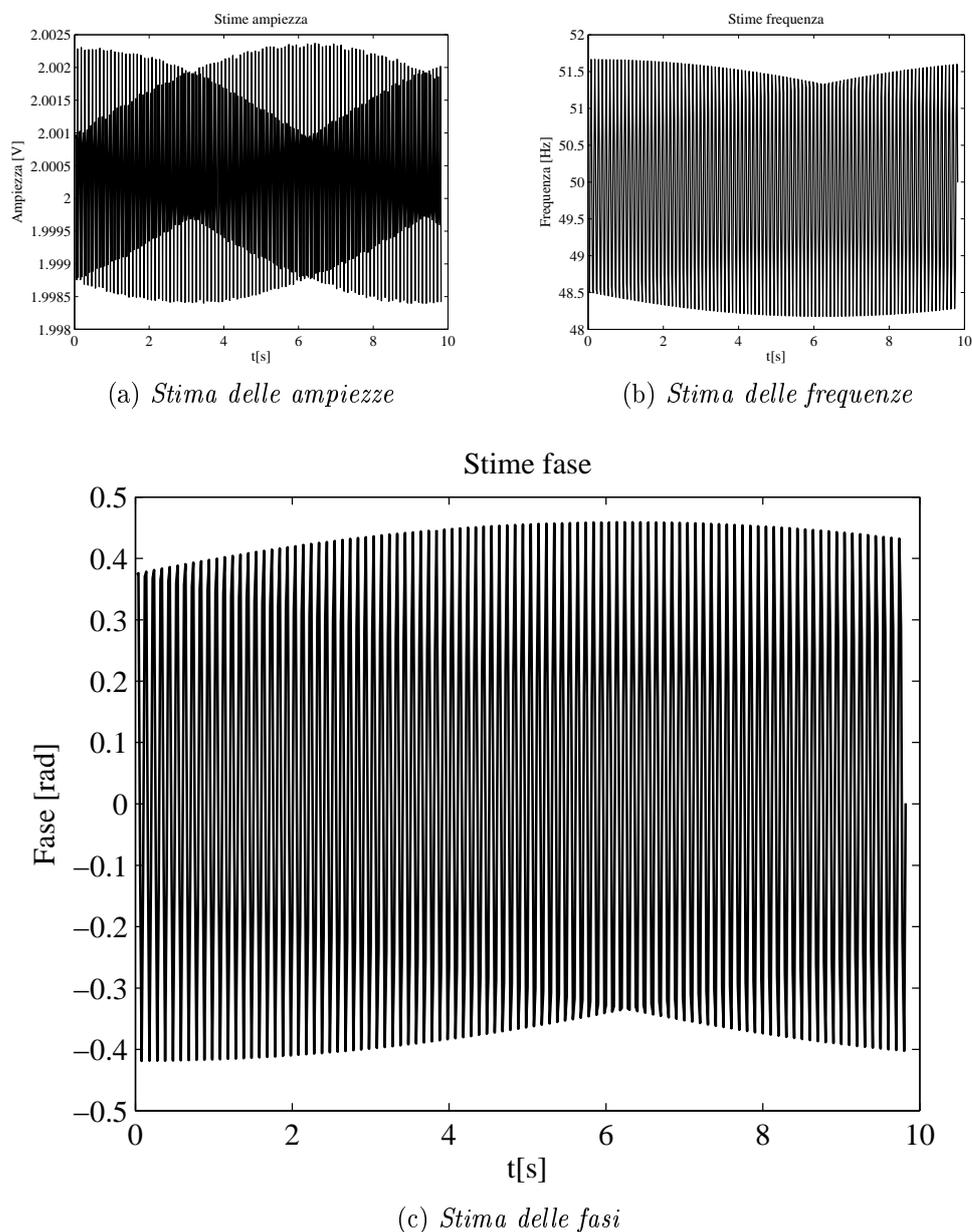


Figura 7.15: Prova modulazione PM: Stime parametriche

Gli errori esposti nella figura 7.16, risentono della presenza delle sovra-

modulazioni inattese. Gli errori di frequenza e fase assumo un andamento divergente, ma rimangono in ogni caso di valore contenuto. Il TVE che si ricava rispetta i limiti previsti dallo standard, presentando però anch'esso un andamento divergente. Gli andamenti divergenti si attribuiscono non all'effettiva divergenza delle stime, ma al fatto che in realtà l'acquisizione viene conclusa prima del completamento di un periodo della sovr modulazione a frequenza di 0.16 Hz.

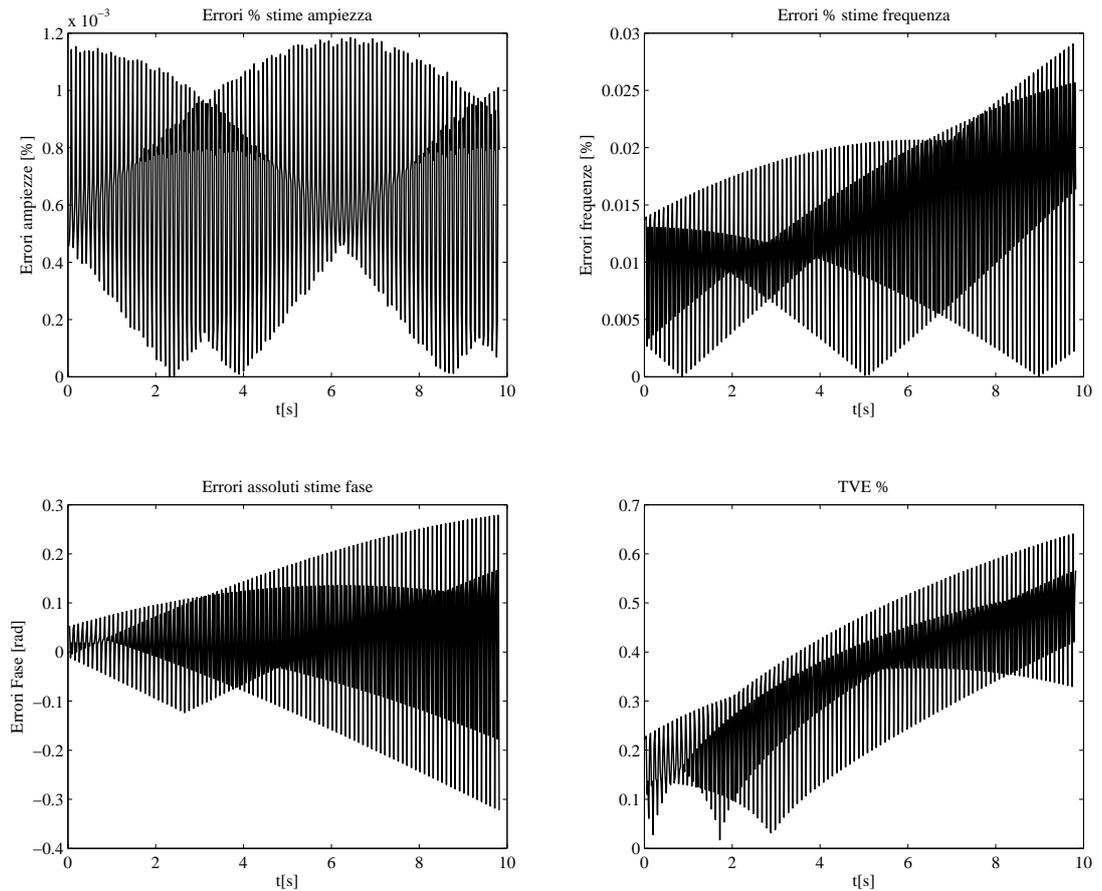


Figura 7.16: Prova modulazione PM: Errori delle stime e TVE

7.2.6 Misurazione della larghezza di banda

Il secondo segnale per la misurazione della banda prevede la composizione della modulazione PM con la modulazione AM. Tutti i riferimenti sono costruiti su base analitica, con l'ausilio del segnale di sincronizzazione e di quello della polarità della modulante, per l'allineamento dei riferimenti con gli istanti d'applicazione della modulazione. Il segnale modulato ed il segnale di polarità della modulante sono riportati in figura 7.17.

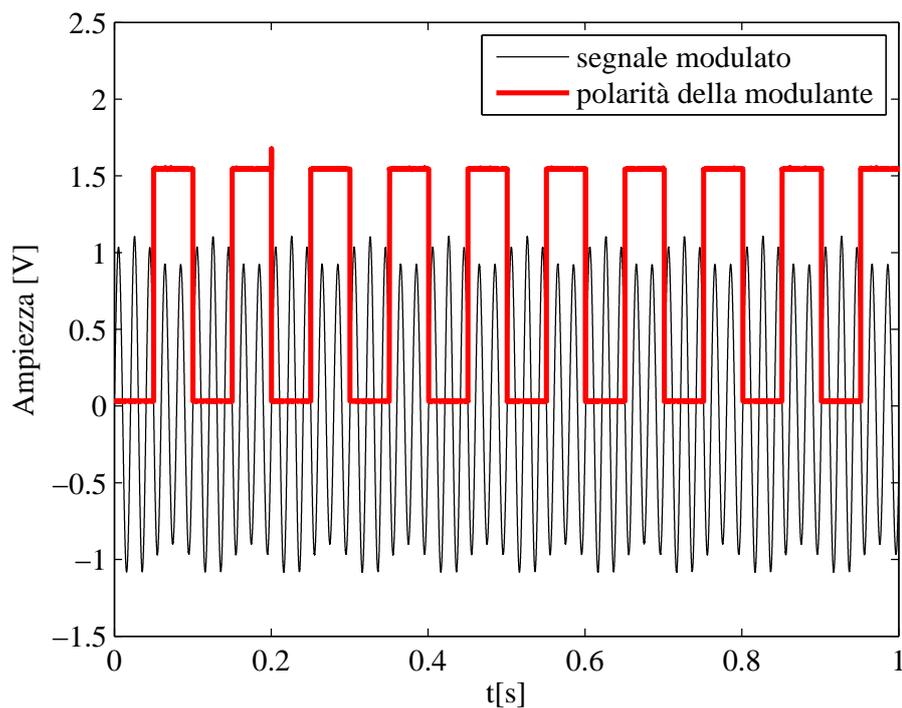


Figura 7.17: Parte iniziale del segnale di test per la misura della larghezza di banda con polarità della modulante

I risultati ottenuti rispettano gli andamenti della modulazione PM e le stime confermano i valori attesi. Nelle immagini di figura 7.18 si riportano gli errori conseguiti dall'algoritmo di stima. Si possono chiaramente riconoscere andamenti simili a quelli ottenuti nel test con la sola modulazione PM, a cui dunque si può attribuire il maggior contributo in termini d'errore. Il TVE soddisfa i requisiti presenti nello standard [8].

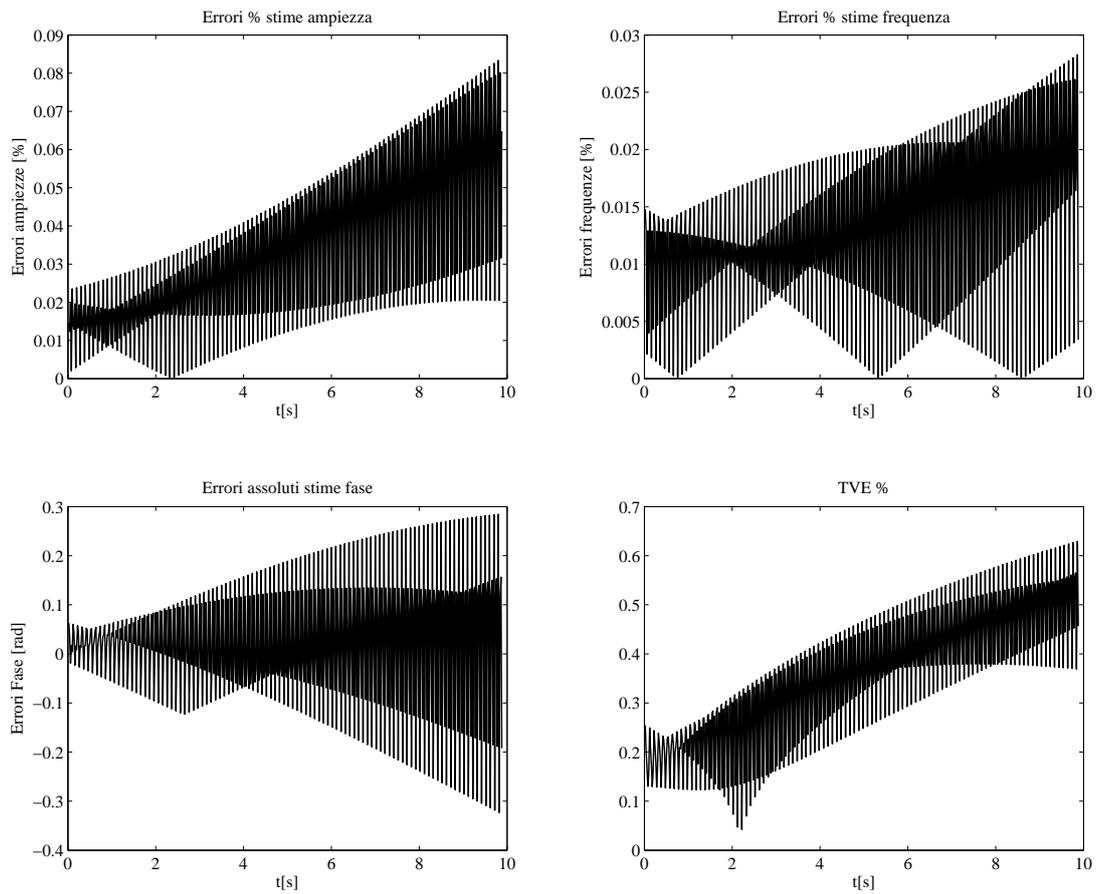


Figura 7.18: Prova misurazione della larghezza di banda: Errori delle stime e TVE

7.3 CEI EN 61000-4-11: immunità ai buchi di tensione

Le prove d'immunità per sistemi a bassa tensione, presentano varie tipologie di segnali di prova, come riportato nel capitolo 2. Nei test eseguiti si è considerata con particolare attenzione la prova di immunità ai buchi di tensione, prevista nella norma CEI EN 61000-4-11. In questo caso non vi sono vincoli riguardanti il TVE o altri parametri richiesti invece nello standard [8]. La norma richiede l'applicazione di quattro tipologie di buchi:

- Buco con tensione residua dello 0% con durata di $T_{BUCO} = \frac{T_0}{2} = 10ms$
- Buco con tensione residua dello 0% con durata di $T_{BUCO} = T_0 = 20ms$
- Buco con tensione residua del 40% con durata di $T_{BUCO} = 10 \cdot T_0 = 200ms$
- Buco con tensione residua del 70% con durata di $T_{BUCO} = 25 \cdot T_0 = 500ms$

Nelle immagini di figura 7.19 sono riportate le quattro tipologie di buco di tensione acquisite, con i relativi segnali di sincronizzazione.

Le prestazioni dell'algoritmo di stima ad interpolazione spettrale nella prova di step in ampiezza, sono state soddisfacenti, inoltre l'algoritmo ha presentato un'ottima stabilità anche sul corrispondente test con segnale acquisito. Nei seguenti test verrà utilizzato il setup di default dei parametri caratterizzanti l'algoritmo. La tipologia di disturbo ora considerato risulta simile a tali test, tranne per le prime due tipologie di buchi. La loro durata è talmente breve che l'algoritmo non acquisirà mai in una singola osservazione un intero tratto di tensione nulla, quindi di fatto non stimerà mai la tensione residua allo 0%. Dalle figure 7.20, 7.21 si può effettivamente osservare come l'algoritmo non riconosca correttamente l'effetto dei buchi di breve durata ma grande profondità.

Nelle immagini delle figure 7.22 e 7.23 si riportano gli errori compiuti nelle stime, in particolare l'errore d'ampiezza è descritto in modo assoluto e non nella notazione percentuale. Nell'applicazione del disturbo l'algoritmo commette degli errori anche nelle stime di fase e frequenza, tuttavia essi non raggiungono valori elevati. Le discontinuità presenti nell'andamento

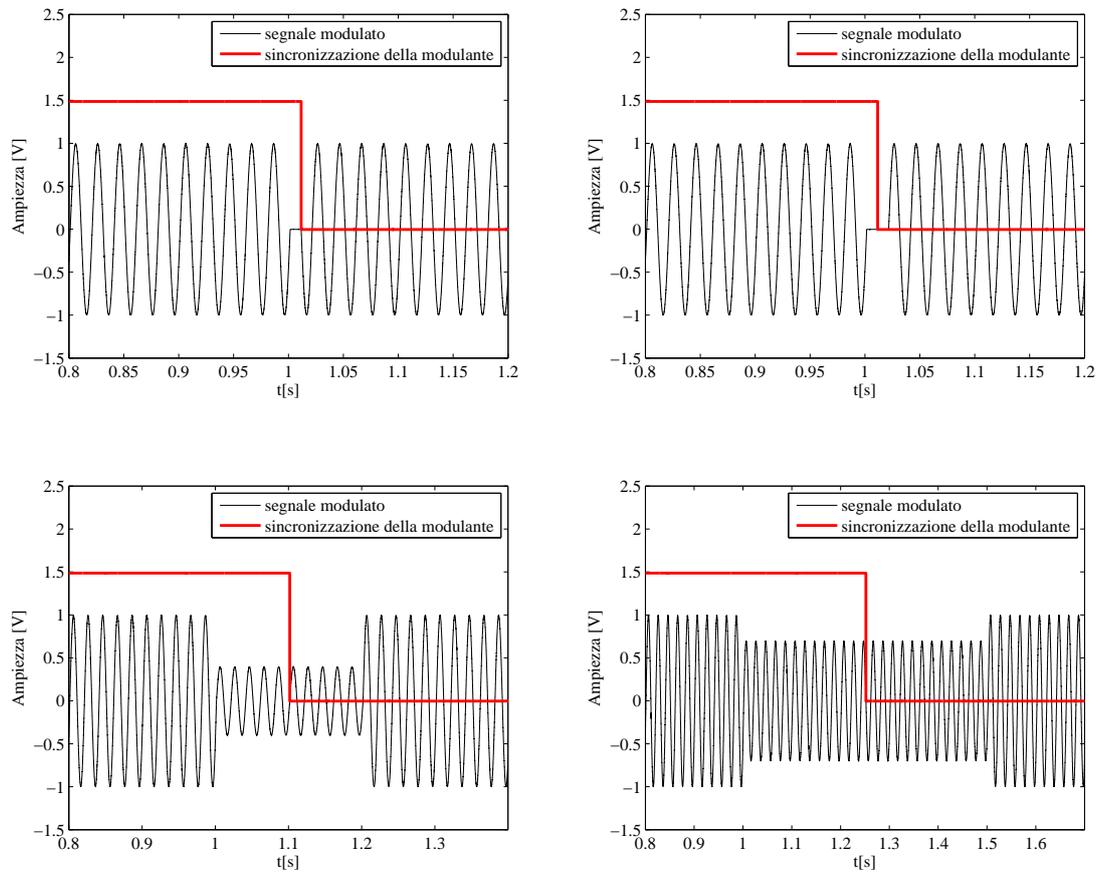


Figura 7.19: Segnali di test della norma CEI EN 61000-4-11, con relativi segnali di sincronizzazione

del TVE sono dovute al fatto che il segnale di riferimento utilizzato per la normalizzazione dell'indice si annulla.

Da un punto di vista algoritmico i due restanti segnali di prova presentano meno criticità, poiché la tensione residua è più alta e la loro durata è maggiore. Questo si traduce in un minor gradino d'ampiezza da stimare, ed un maggiore tempo di stazionarietà del segnale. Le figure 7.24, 7.25 riassumono le stime ottenute, in questo caso si evidenzia come le ampiezze siano stimate correttamente rispettivamente a 0.4 V e 0.7 V durante l'applicazione del buco.

Gli errori commessi dall'algoritmo di stima nei due test sono riportati nelle figure 7.26 e 7.27. Da una loro analisi si può osservare che essi sono di lieve entità, ed assumono valori massimi in corrispondenza dell'istante d'applicazione del gradino. Il TVE complessivamente è sempre inferiore

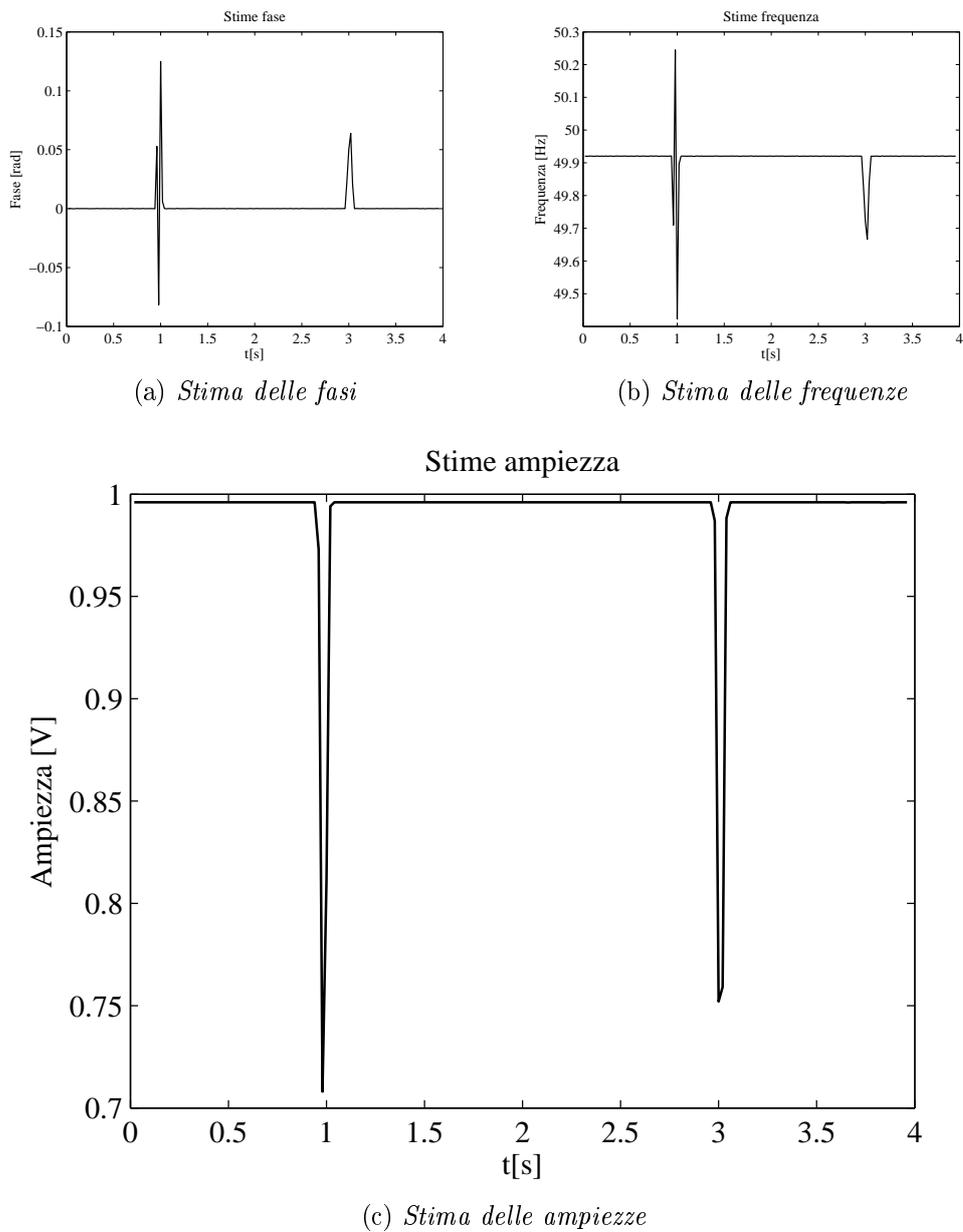


Figura 7.20: Prova Buco di tensione al 0% su mezzo ciclo: Stime parametriche

all'1% ed i valori che raggiunge sono comparabili con quelli che assume nella prova di step di ampiezza prevista nello standard [8].

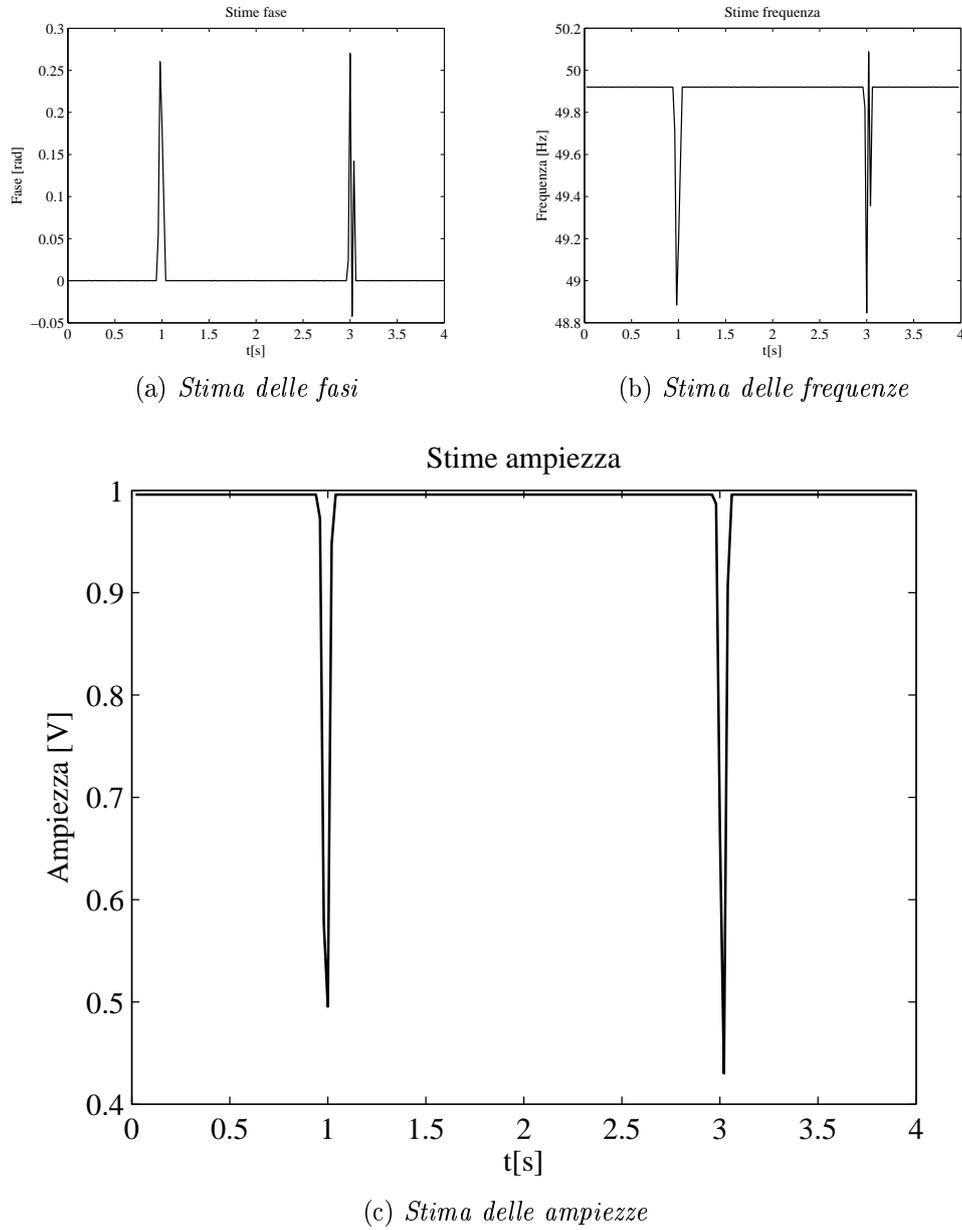


Figura 7.21: Prova Buco di tensione al 0% su un ciclo: Stime parametriche

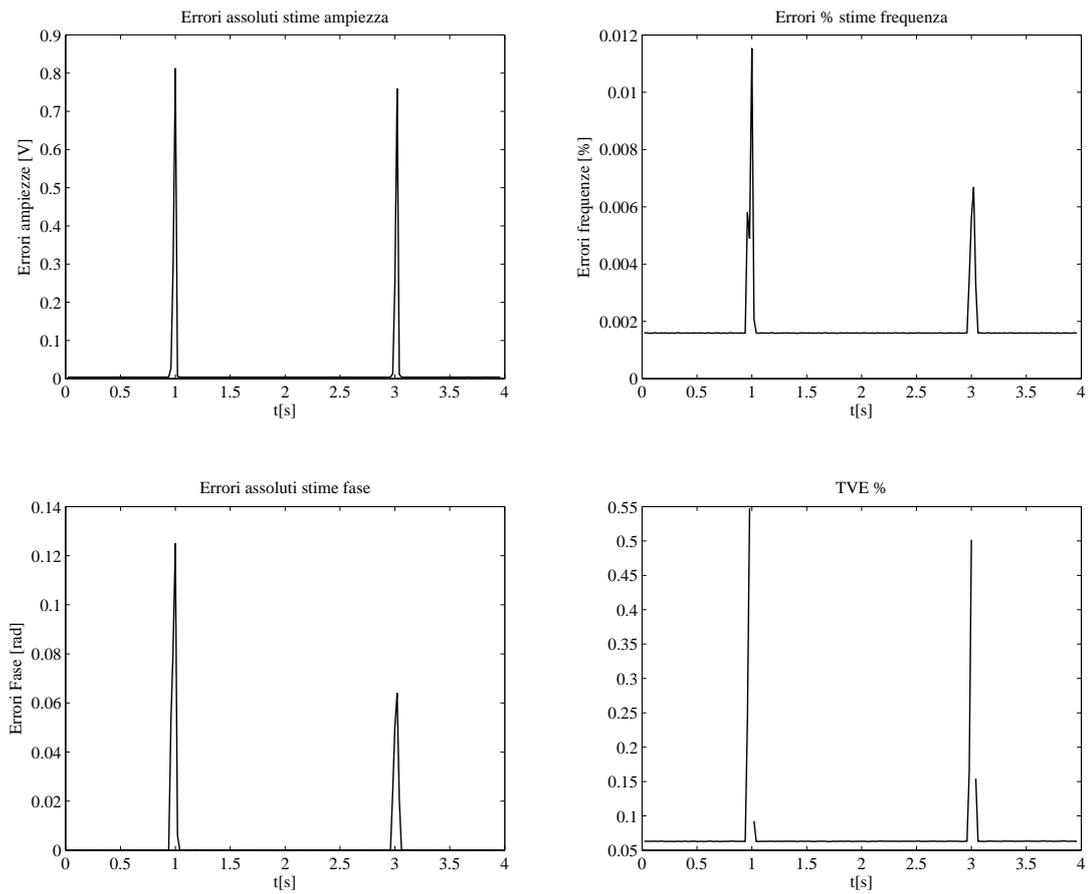


Figura 7.22: Prova Buco di tensione al 0% su mezzo ciclo: Errori delle stime e TVE

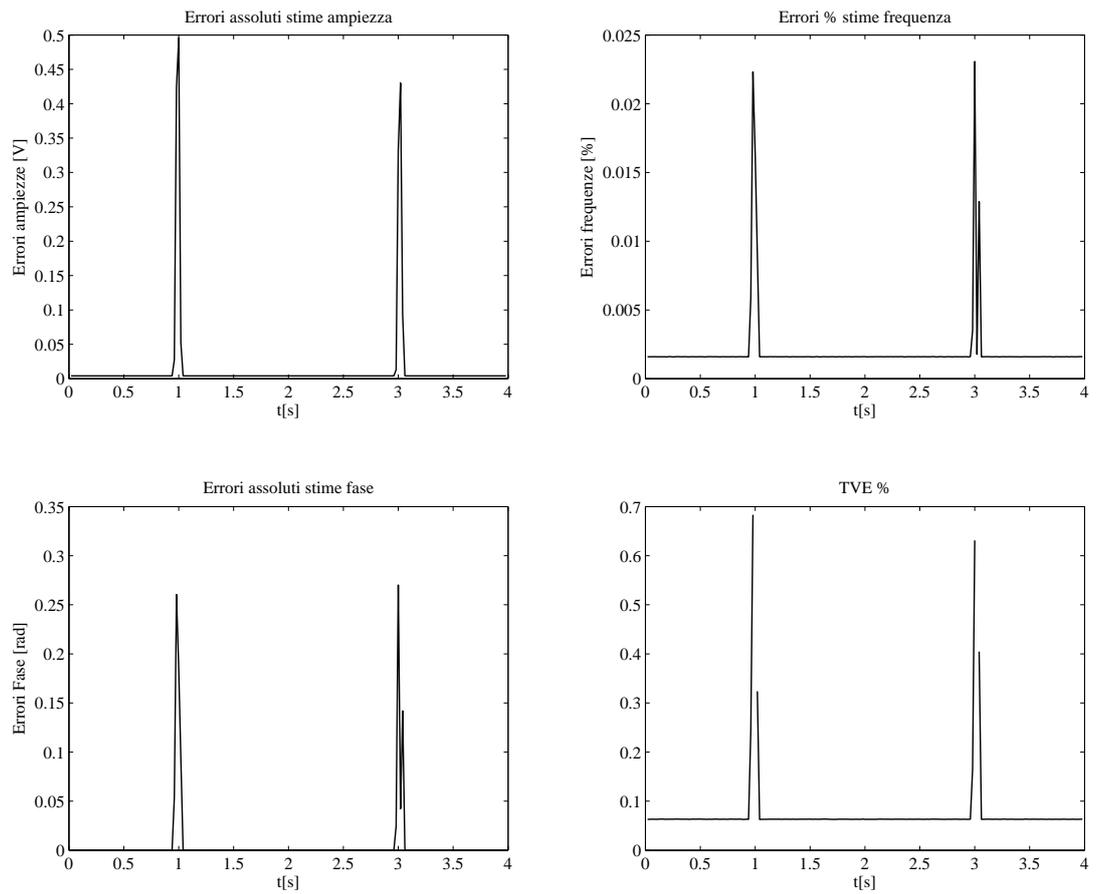


Figura 7.23: Prova Buco di tensione al 0% su un ciclo: Errori delle stime e TVE

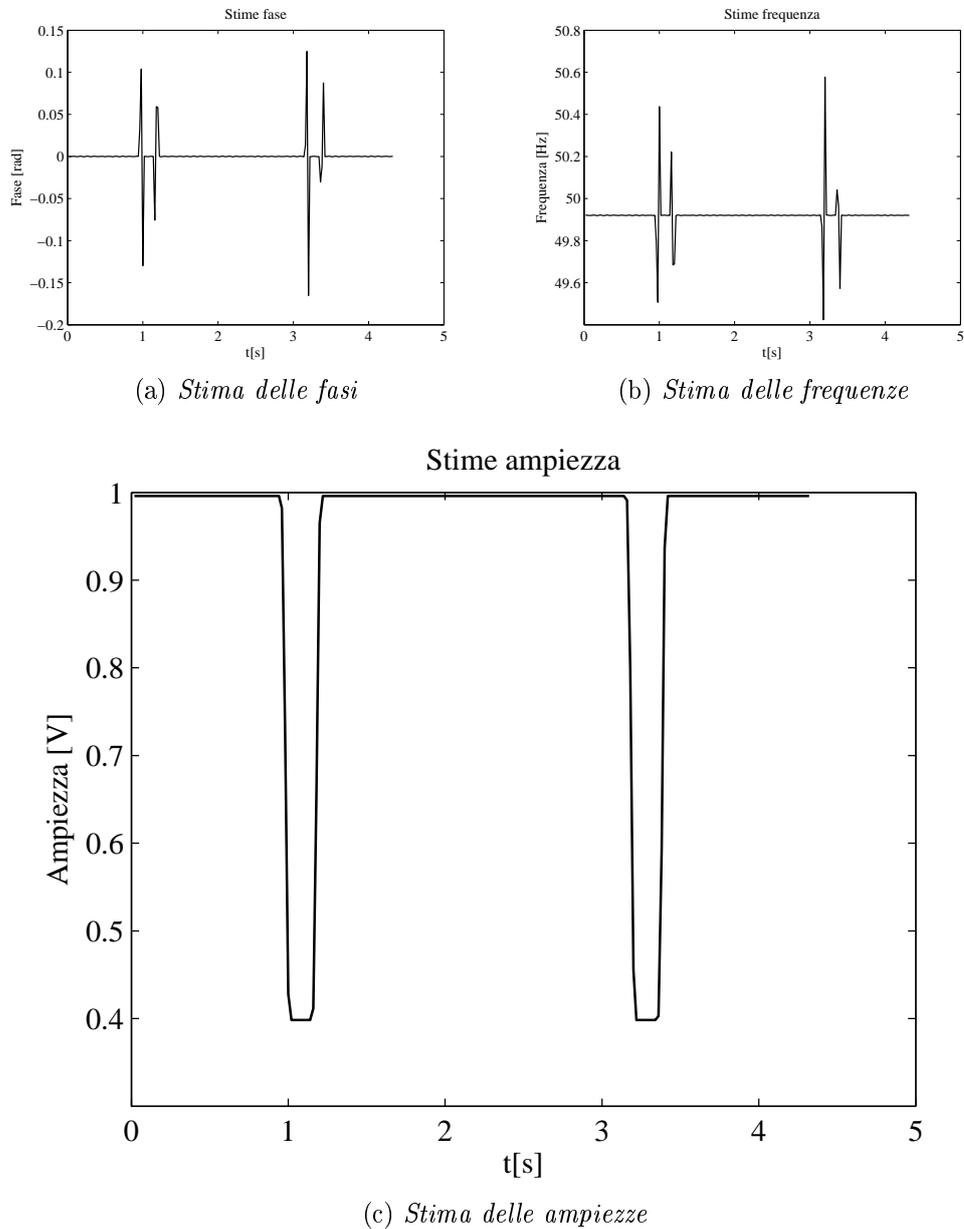


Figura 7.24: Prova Buco di tensione al 40% su 10 cicli: Stime parametriche

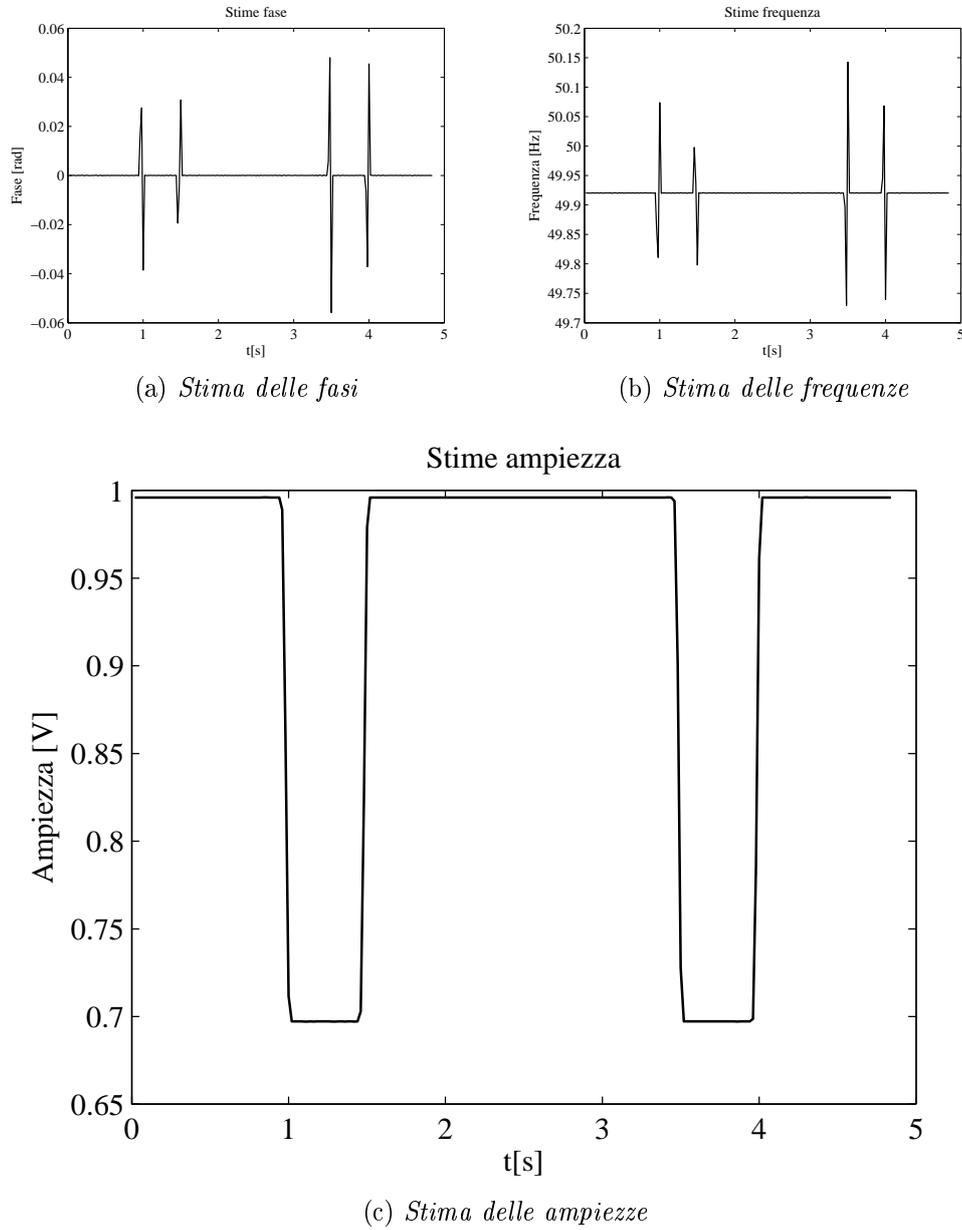


Figura 7.25: Prova Buco di tensione al 70% su 25 cicli: Stime parametriche

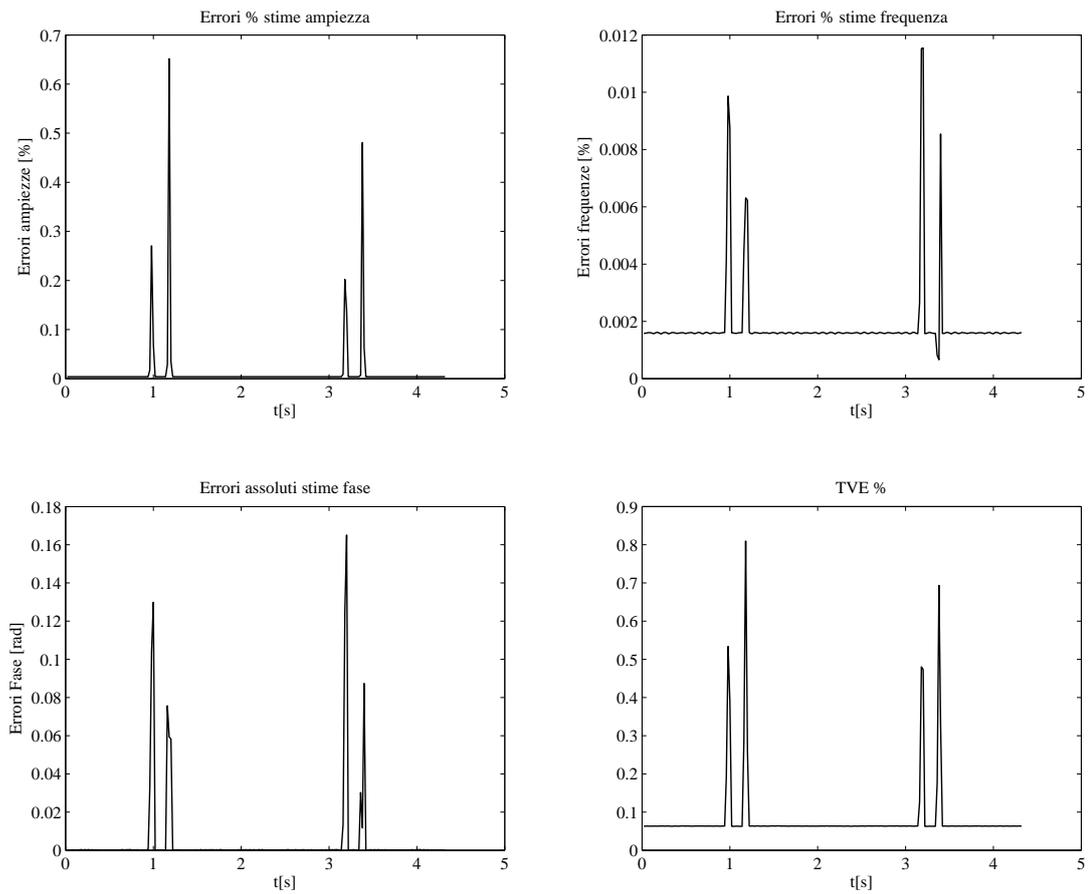


Figura 7.26: Prova Buco di tensione al 40% su 10 cicli: Errori delle stime e TVE

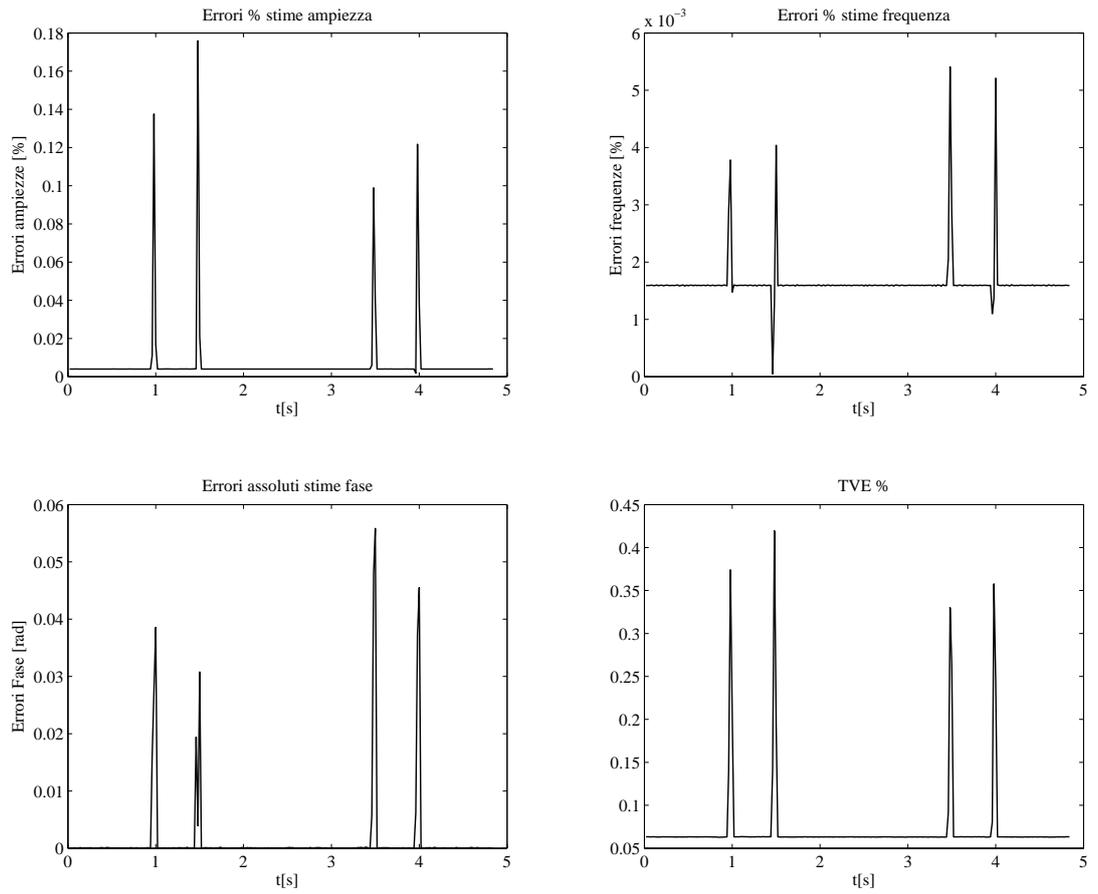


Figura 7.27: Prova Buco di tensione al 70% su 25 cicli: Errori delle stime e TVE

Capitolo 8

Conclusioni e sviluppo futuri

Nella parte iniziale della tesi si è analizzato il panorama normativo dell'ambiente smart microgrid, riservando particolare attenzione alle norme riguardanti i sistemi a bassa tensione ed allo standard c37.118.1. Questa introduzione ha permesso di identificare i segnali di prova previsti e gli eventuali punti di stress per gli algoritmi di stima. Successivamente si è analizzato lo stato dell'arte nel campo degli algoritmi di stima orientati all'applicazione in ambiente smart microgrid. Da questa analisi si è giunti alla scelta di approfondire i processi di stima basati sull'analisi spettrale del segnale acquisito; identificando nell'algoritmo d'interpolazione spettrale ed in quello di super risoluzione, due possibili candidati. Un'analisi teorica dei due algoritmi ha permesso sia di identificare le chiavi per una possibile loro ottimizzazione, sia di individuare possibili loro criticità. L'implementazione del software per le simulazioni ha consentito di effettuare un'indagine preventiva sulle prestazioni degli algoritmi rispetto ai segnali di test previsti nello standard [8], inoltre la generalità della struttura del software ha permesso di identificare un setup parametrico per l'ottimizzazione dell'algoritmo a seconda del segnale di test applicato. Riconosciuto che l'algoritmo di interpolazione spettrale, allo stato attuale, ha prestazioni più robuste ed elevate, si è deciso di utilizzarlo per le prove con segnali realmente generati ed acquisiti. L'algoritmo di super risoluzione presenta comunque delle ottime potenzialità per applicazioni e sviluppi futuri.

I risultati ottenuti confermano che l'algoritmo d'interpolazione spettrale soddisfa le specifiche indicate dallo standard [8], tranne nel caso di applicazione di una rampa in frequenza. In questo caso la non stazionarietà del segnale comporta un elevato errore nelle stime della fase del segnale e ciò si ripercuote nell'indice d'errore complessivo TVE. Le prove condotte rispetto la norma CEI EN 61000-4-11, confermano la robustezza dell'algoritmo, nonostante qualora i disturbi abbiano una breve durata, le stime

non risultano essere più completamente affidabili. Gli sviluppi futuri in quest'ambito di ricerca si possono riassumere nei seguenti punti:

- concludere le prove per la serie di normative CEI EN 61000, con particolare attenzione alle prove di fluttuazione di tensione ed all'immunità dall'introduzione di armoniche;
- sviluppo dell'algoritmo di super risoluzione, in particolare si ritiene necessario aggiungere un ulteriore passo algoritmico che provveda all'interpolazione delle componenti spettrali identificate nel supporto. Utilizzando una griglia molto più fitta in un intorno della frequenza centrale, l'interpolazione delle componenti riconosciute dovrebbe consentire un notevole miglioramento delle prestazioni, poichè l'accuratezza delle stime non sarebbe più solo legata alla granularità dell'asse delle frequenze;
- analisi spettrale del segnale di prova rampa in frequenza. Tale test è risultato essere il più impegnativo per gli algoritmi di stima utilizzati. Per questo è necessario approfondire il contributo spettrale di questo segnale, per poi poter intervenire sull'algoritmo di stima rendendolo più robusto;
- considerare i parametri FE, RFE e ROCOF, richiesti dallo standard [8]. Inoltre lo studio del tempo d'esecuzione dell'algoritmo sarà funzionale nell'ottica di rispetto dei limiti imposti per il reporting rate;
- implementare un sistema di acquisizione/elaborazione *real time*, che non preveda dunque il passaggio dei dati tramite dei file, bensì utilizzi un buffer di memoria in grado sia di ospitare i campioni necessari per l'elaborazione del segnale, sia di gestire l'acquisizione continua;
- realizzare una rete di PMU. Quest'ultimo passo è sicuramente da considerare a seguito dei precedenti e vuole indicare la necessità di studiare un sistema di comunicazione e sincronizzazione tra più unità di misura.

Bibliografia

- [1] D. Calio and M. Bertocco, "Studio e caratterizzazione di smart meter per smart microgrid," *DEI, Università degli studi di Padova*, 2013.
- [2] M. Borgarello, M. Gallanti, M. Governatori, and S. Mottarelli, "Uno scenario energetico nazionale al 2020 per conseguire gli obiettivi europei," *L'Energia Elettrica -AEIT*, 2012.
- [3] A. Sutor, "Smart energy systems - a european perspective," *ERCIM NEWS*, 2013.
- [4] M. Penzo and M. Bertocco, "Studio e progetto di metodi di misura robusti per sincrofasori in bassa tensione," *DEI, Università degli studi di Padova*, 2012.
- [5] E. Falsone and M. Guglielmetti, "La generazione diffusa introduce nuove regole nel gioco delle reti," *L'Energia Elettrica -AEIT*, 2012.
- [6] E. D. Santis, "Smart grid:verso le reti energetiche di nuova generazione," <http://www.sublimina.it>, 2011.
- [7] P. Tenti, "Materiale corso smart grid," *DEI, Università degli studi di Padova*, A.A. 2012.
- [8] IEEE Standard C37.118.1-2, "IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems," *IEEE Power Engineering Society*, 2005.
- [9] M. Bertocco, P. Callegaro, D. De Antoni Migliorati, *Strumenti per la Qualità Totale*. Lulu press, 2nd ed., Gennaio 2013.
- [10] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 61000-2-2. Compatibilità elettromagnetica (EMC) - Parte 2-2: Ambiente - Livelli di compatibilità per i disturbi condotti in bassa frequenza e la trasmissione dei segnali sulle reti pubbliche di alimentazione a bassa tensione*. CEI - Milano, 2nd ed., 2003.

- [11] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 61000-2-4. Compatibilità elettromagnetica (EMC) - Parte 2-4: Ambiente - Livelli di compatibilità per i disturbi condotti in bassa frequenza negli impianti industriali*. CEI - Milano, 2nd ed., 2003.
- [12] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 61000-4-4. Compatibilità elettromagnetica (EMC) - Parte 4-4: Tecniche di prova e di misura - Prova di immunità a transitori/treni elettrici veloci*. CEI - Milano, 2nd ed., 2006.
- [13] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 61000-4-11. Compatibilità elettromagnetica (EMC) - Parte 4-11: Tecniche di prova e di misura - Prove di immunità a buchi di tensione, brevi interruzioni e variazioni di tensione*. CEI - Milano, 2nd ed., 2006.
- [14] IEEE Std. 1159, *IEEE recommended practice for monitoring electric power quality*. IEEE Power & Energy Society, 2009.
- [15] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 61000-4-13. Compatibilità elettromagnetica (EMC) - Parte 4-13: Tecniche di prova e di misura - Prove di immunità a bassa frequenza alle armoniche e alle interarmoniche, inclusi i segnali trasmessi sulle reti, sulle porte di alimentazione a corrente alternata*. CEI - Milano, 1st ed., 2003.
- [16] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 61000-4-14. Compatibilità elettromagnetica (EMC) - Parte 4-14: Tecniche di prova e di misura - Prova di immunità a fluttuazioni di tensione*. CEI - Milano, 1st ed., 2000.
- [17] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 61000-4-30. Compatibilità elettromagnetica (EMC) - Parte 4-30: Tecniche di prova e misura - Metodi di misura della qualità dell'alimentazione elettrica*. CEI - Milano, 1st ed., 2000.
- [18] IEEE Std. 1459, *IEEE standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced or unbalanced conditions*. IEEE Power & Energy Society, 2010.
- [19] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI 0-21. Regola tecnica di riferimento per la connessione di utenti attivi e passivi alle reti BT delle imprese distributrici di energia elettrica*. CEI - Milano, 2nd ed., 2012.

- [20] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 50160. Caratteristiche della tensione fornita dalle reti pubbliche di distribuzione dell'energia elettrica*. CEI - Milano, 2nd ed., 2011.
- [21] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 60044-7. Trasformatori di misura - Parte 8: Trasformatori di tensione elettronici*. CEI - Milano, 1st ed., 2001.
- [22] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 60044-8. Trasformatori di misura - Parte 8: Trasformatori di corrente elettronici*. CEI - Milano, 1st ed., 2004.
- [23] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 62052-11. Apparat per la misura dell'energia elettrica (a.c.) - Prescrizioni generali, prove e condizioni di prova - Parte 11: Apparato di misura*. CEI - Milano, 1st ed., 2003.
- [24] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 62052-21. Apparat per la misura dell'energia elettrica (a.c.) - Prescrizioni generali, prove e condizioni di prova - Parte 21: Apparat per il controllo delle tariffe e del carico*. CEI - Milano, 1st ed., 2005.
- [25] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 62053-21. Apparat per la misura dell'energia elettrica (c.a.) - Prescrizioni particolari - Parte 21: Contatori statici di energia attiva (classe 1 e 2)*. CEI - Milano, 1st ed., 2003.
- [26] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 62053-22. Apparat per la misura dell'energia elettrica (c.a.) - Prescrizioni particolari - Parte 21: Contatori statici di energia attiva (classe 0,2S e 0,5S)*. CEI - Milano, 1st ed., 2003.
- [27] Comitato Elettrotecnico Italiano, *CEI EN 62053-23. Apparat per la misura dell'energia elettrica (c.a.) - Prescrizioni particolari - Parte 21: Contatori statici di energia reattiva (classe 2 e 3)*. CEI - Milano, 1st ed., 2003.
- [28] M. Karimi-Ghartema, B.-T. Ooi, and A. Bakhshai, "Application of enhanced phase-locked loop system to the computation of synchrophasors," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, 2011.

-
- [29] X. Jin, F. Wang, and Z. Wang, "Dynamic synchronized phasor measurement based on am-fm demodulation," *Power System Technology (POWERCON), 2012 IEEE International Conference*, 2012.
- [30] G. Barchi and D. Petri, "An improved dynamic synchrophasor estimator," *2nd IEEE ENERGY CONFERENCE*, 2012.
- [31] D. Belega and D. Petri, "Accuracy of the synchrophasor estimator provided by the interpolated dft algorithm," *IEEE-Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2012.
- [32] D. Agrez, "Weighted multipoint interpolated dft to improve amplitude estimation of multifrequency signal," *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 51, NO. 2*, 2002.
- [33] D. Belega and D. Dallet, "Estimation of the multifrequency signal parameters by interpolated dft method with maximum sidelobe decay," *IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications*, 2007.
- [34] D. Belega and D. Dallet, "Frequency estimation via weighted multipointinterpolated dft," *IET Sci. Meas. Technol., Vol. 2, No. 1*, 2008.
- [35] M. Bertocco, G. Frigo, C. Narduzzi, and F. Tramarin, "Resolution enhancement in harmonic analysis by compressive sensing,"
- [36] M. Bertocco, G. Frigo, and C. Narduzzi, "On compressed sensing and super-resolution in dft-based spectral analysis," *19th Symposium IMEKO TC 4 and 17th IW ADC Workshop - Advances in Instrumentation and Sensors Interoperability*, 2013.
- [37] E. Candes and M. Wakin, "An introduction to compressive sampling," *IEEE Signal Processing Magazine, vol. 25, pp. 21-30*, 2008.