

POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale



**Analisi delle correnti di dispersione nei sistemi  
fotovoltaici**

Relatore:

Prof. Filippo Spertino

Relatore:

Ing. Pietro Colella

Candidato:

Alessio Di Naro

A.A. 2016/2017



*Desidero ricordare tutti coloro che in questi anni mi hanno appoggiato nello studio e nei momenti difficili, a loro va la mia gratitudine. Un particolare ringraziamento va al prof. Spertino che mi ha aiutato rendendosi disponibile nella stesura di questa tesi.*

# Indice

<b>Introduzione</b> .....	p.1
---------------------------	-----

## **Capitolo 1**

1.1 Le capacità parassite in un pannello fotovoltaico.....	p.3
--	-----

## **Capitolo 2**

2.1 Le correnti disperse nei sistemi monofase.....	p.5
2.2 Il circuito equivalente di modo comune per un monofase.....	p.5
2.3 I filtri.....	p.8
2.3.1 Filtro passivo CM con Ccm connesso a terra.....	p.8
2.3.2 Filtro passivo CM con Ccm connesso al bus dc –.....	p.9
2.3.3 Filtro passivo CM integrato al filtro per le armoniche applicato ad un full-bridge VSI con tensione in uscita unipolare.....	p.10
2.4 Topologie monofase.....	p.13
2.4.1 Topologia H5.....	p.13
2.4.2 Topologia HERIC.....	p.14
2.4.3 Topologia full-bridge con diodo di bypass DC (H6).....	p.15
2.4.4 Topologia half-bridge NPC(Neutral Point Clamped).....	p.16
2.4.5 Topologia full-bridge Zero Voltage Rectifier (FB-ZVR).....	p.17
2.4.6 Topologia ARAUJO.....	p.18
2.4.7 Topologia NPC con disaccoppiamento in uscita e MOSFET.....	p.19
2.4.8 Confronto topologie.....	p.20

## **Capitolo 3**

3.1 Le correnti di dispersione nei sistemi trifase.....	p.24
3.2 modello di modo comune del sistema trifase.....	p.26
3.3 effetti dati dalla tensione di modo comune.....	p.30
3.4 topologie trifase.....	p.35
3.4.1 topologia 3FB.....	p.35
3.4.2 topologia 3FB-SC.....	p.36
3.4.3 topologia NPC.....	p.39
3.5 altre cause possibili: induttanze sbilanciate.....	p.40
3.6 alcuni dati sperimentali.....	p.42
3.7 comparazione topologie.....	p.45
3.8 topologia h8.....	p.46
3.9 risolvere con le tecniche di modulazione.....	p.50
3.9.1 tecniche per inverter a due livelli.....	p.54
3.9.2 tecniche per inverter a tre livelli.....	p.58
3.10 analisi comparativa tecniche.....	p.61

## **Capitolo 4**

4.1 Descrizione Esperienze.....	p.62
---------------------------------	------

4.2	Esperienza 20 Aprile 2017.....	p.71
4.2.1	Prova 1.....	p.71
4.2.2	Prova 2.....	p.74
4.2.3	Prova 3.....	p.77
4.2.4	Prova 4.....	p.80
4.2.5	Prova 5.....	p.83
4.2.6	Prova 6.....	p.86
4.2.7	Prova 7.....	p.88
4.2.8	Prova 8.....	p.91
4.2.9	Prova 9.....	p.94
4.2.10	Prova 10.....	p.97
4.2.11	Prova 11.....	p.100
4.2.12	Prova 12.....	p.103
4.3	Tabella Riassuntiva.....	p.106
4.4	Commenti Prima Esperienza.....	p.107

## **Capitolo 5**

5.1	Esperienza 4 luglio 217 .....	p.109
5.1.1	Prova 1.....	p.111
5.1.2	Prova 2.....	p.114
5.1.3	Prova 3.....	p.117
5.1.4	Prova 4.....	p.120
5.1.5	Prova 5.....	p.122
5.1.6	Prova 6.....	p.125
5.1.7	Prova 7.....	p.127
5.1.8	Prova 8.....	p.130
5.1.9	Prova 9.....	p.132
5.1.10	Offset.....	p.135
5.2	Tabella Riassuntiva.....	p.135
5.3	Commenti Seconda Esperienza.....	p.137

<b>Conclusioni</b> .....	p.140
--------------------------	-------

<b>Riferimenti</b> .....	p.142
--------------------------	-------

# Introduzione

Grazie agli incentivi forniti dall'Unione Europea e ai rapidi rientri economici garantiti, i sistemi fotovoltaici sono cresciuti nel corso di questi ultimi anni garantendosi una fetta importante non solo dal punto di vista della potenza che immettono in rete, ma anche dal ruoto attivo che gli utenti/produttori si ritrovano a giocare in rete.

Ora però gli incentivi stanno finendo e i sistemi fotovoltaici sono ancora alla ricerca della grid parity (risulta ancora troppo costoso rispetto ad altre fonti di energia). Ci ritroviamo in una situazione in cui il fotovoltaico è ancora alla ricerca di miglioramenti per poter mantenere la sua appetibilità ed uno dei passi effettuati in questi ultimi anni per raggiungere tale scopo è stata l'eliminazione del trasformatore di isolamento che garantiva la sicurezza sulle persone e sopprimeva la componente continua immessa in rete aumentando però il peso, il costo e l'efficienza del sistema.

È stato proposto un trasformatore in alta frequenza che ne riduce notevolmente le dimensioni e il peso. Tuttavia, questo metodo rende la potenza elaborata più complessa, e non c'è un marcato miglioramento dell'efficienza del sistema.

Una possibile soluzione attuale, grazie al miglioramento tecnologico e ad una concessione data dalle norme, è quella appunto dell'inverter fotovoltaico senza trasformatore (soprattutto per gli impianti di taglia non particolarmente elevata come quelli domestici) che però presenta l'inconveniente delle possibili correnti di dispersione dovute principalmente alla presenza delle capacità parassite dei pannelli fotovoltaici. Infatti quest'ultime rendono possibile una circolazione di corrente nell'impianto di terra che a seconda delle diverse condizioni topologiche del sistema e ambientali possono raggiungere valori rilevanti.

Lo scopo di questa tesi sarà quello di analizzare le diverse cause e soluzioni delle correnti di dispersione, dovute alla commutazione dell'inverter, alle capacità parassite ed in generale ai diversi squilibri del sistema, che portano alla nascita di tali correnti. Nel caso in cui dovessero raggiungere la soglia di 300mA di un interruttore differenziale infatti, esse possono aprire il circuito facendo scattare la protezione, togliendo così la possibilità al sistema fotovoltaico di immettere potenza in rete e dunque far perdere dei possibili guadagni all'utente attivo proprietario dell'impianto. D'altro canto c'è la possibilità di alzare la soglia dell'interruttore differenziale mettendo a rischio di pericolo le persone con le scosse elettriche e l'ambiente con gli incendi.

Noi cercheremo di non considerare tale soluzione. Nella parte teorica di questo elaborato verranno riassunte alcune trattazioni allo stato dell'arte del problema, con possibili soluzioni topologiche del convertitore, filtri e tecniche di modulazione che cercano di mantenere costante la tensione di modo comune. Daremo uno sguardo prima al monofase, poi al trifase (che ci darà le basi per il caso sperimentale trattato).

Dunque, successivamente verrà preso in considerazione l'impianto fotovoltaico del Politecnico di Torino per verificare la possibile presenza di tali correnti. Generalmente, dal punto di vista delle componenti spettrali, la corrente in uscita includerebbe una componente fondamentale alla frequenza di rete, ad esempio 50 o 60 Hz ([1],[10]), una componente alla frequenza di commutazione, la cui portata è di circa 10-100 kHz e un componente ad alta frequenza a 150 kHz-30 MHz. Noi troveremo che le ultime due componenti saranno irrilevanti e trascurabili (probabilmente la casa costruttrice le ha giustamente ridotte al fine di rendere l'inverter più efficiente e consono alla normativa) mentre la prima non sarà trascurabile, ma in forma

differenziale, cioè misurata considerando nella pinza amperometrica le tre fasi più il neutro, e dunque dispersa verso terra. Pertanto la parte finale presenterà i risultati ottenuti con possibili ipotesi e conclusioni sul problema considerato.

# Capitolo 1

## Le capacità parassite di un pannello fotovoltaico

Con l'avvento dei vantaggi forniti dalla tecnologia fotovoltaica, l'effetto negativo dato dalle correnti disperse verso terra, è stato ampiamente riconosciuto. Come mostrato in Fig. 1.1, le differenze di potenziale imposte dalla commutazione dell'inverter PV iniettano la corrente di dispersione sia sul lato DC che sul lato AC. Ciò provoca gravi problemi quali: interferenze elettromagnetiche (EMI) significative condotte e irradiate, distorsioni della corrente di rete, perdite aggiuntive nel sistema fotovoltaico, armoniche iniettate nella rete, elevato livello di rumore nell'installazione e condizioni di lavoro non sicure. Pertanto, la capacità parassita tra il pannello fotovoltaico e il suolo sono un parametro importante per la stima della probabilità dell'occorrenza di tali correnti.

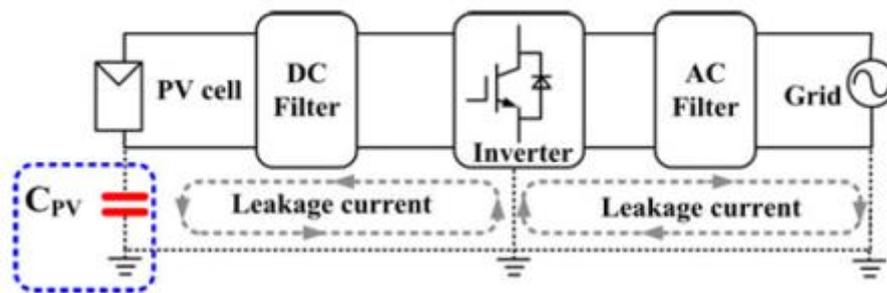


Fig.1.1 Sistema fotovoltaico con percorsi correnti di dispersione

Negli ultimi anni, sono state create molte pubblicazioni di ricerca per studiare questo parametro parassitario. Le tecniche per affrontare le problematiche connesse con i parametri a distanza possono essere semplicemente caratterizzati in due gruppi: modello a condensatore singolo e modello a matrice multiconduttore (dove viene rappresentata con un modello della linea di trasmissione ad alta frequenza e delle resistenze in serie ed in parallelo alle celle). Nel modello a singolo condensatore, il pannello fotovoltaico è modellato come capacità verso la terra a causa dell'ampia area del modulo. Così, l'intero array fotovoltaico può essere rappresentato come un condensatore dal bus DC al suolo. Grazie alla sua semplicità e chiarezza, questo modello viene generalmente usato nell'analisi delle correnti di dispersione, nella miglioramento della tecnica di modulazione e nelle nuove implementazioni della topologia dell'inverter per la maggior parte dei sistemi fotovoltaici senza trasformatore. Tuttavia, il valore della capacità parassita fotovoltaica proposto in questi documenti è stato fondato principalmente sulla stima. Esso varia da 7 a 220 nF / kW , per gli analoghi moduli di vetro tradizionalmente usati in ambiente normale. Alcuni hanno suggerito che il valore della capacità dovrebbe essere di 50-150 nF / kW per i moduli a vetro e 1  $\mu$ F / kW per i moduli a film sottile in ambiente umido ([2]). Comunque il valore di questa capacità dipende dalla dimensione del modulo, dall'altezza sopra il suolo e dall'umidità relativa che influenza la permittività dielettrica dell'aria. In breve il metodo più attendibile per acquisire il valore di tale capacità è la stima dell'esperienza. A noi non interesserà lo studio approfondito di come valutare tale valore, vogliamo solo studiarne il fenomeno da un punto generico. Per chi volesse, nell'articolo [1] citato nei riferimenti di questa tesi, viene presentato un modello a capacità 2-D parzializzabile e un approccio diretto per calcolare con precisionetale capacità parassita.

In generale tra le capacità parassite presenti nel sistema possiamo distinguere una capacità  $C_{cf}$  da cell-to-frame, una capacità  $C_{cr}$  da cell-to-rack e una capacità  $C_{cg}$  da cell-to-ground(vedi fig.1.2)

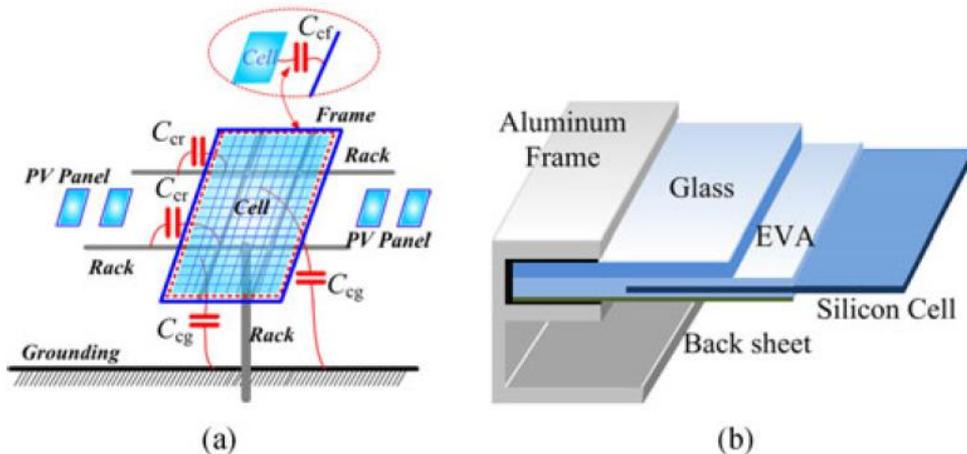


Fig.1.2 (a) Modello capacità parassita distribuita di un pannello fotovoltaico montato  
(b) Diagramma schematico tridimensionale di un pannello fotovoltaico laminato

Dunque abbiamo:

- 1)  $C_{cf}$ : La capacità cell-to-frame è quella situata tra la cella di silicio fotovoltaico e il suo telaio in alluminio. Anche se l'area effettiva di questo condensatore non è molto grande, la distanza tra le piastre del condensatore (cella di silicio e il suo telaio in alluminio) è molto piccola. Quindi, questa capacità non può essere trascurata all'inizio del nostro studio. Poiché la struttura di un modulo fotovoltaico è fissa dopo una procedura di fabbricazione commerciale, non è difficile capire che il valore di  $C_{cf}$  deve essere indipendente dal tipo di montaggio e può avere certe relazioni con il materiale e la struttura interni del pannello;
- 2)  $C_{cr}$ : La capacità di cella-rack è tra la cella di silicio PV e griglia di montaggio. Poiché ci sono molti tipi di griglie diverse, il valore di  $C_{cr}$  varia con la struttura, la dimensione e la forma;
- 3)  $C_{cg}$ : La capacità cell-to-ground è generalmente considerata il principale parametro parassitario nel pannello fotovoltaico, in quanto l'area effettiva di  $C_{cg}$  è sicuramente più grande delle altre due capacità parassitarie. Tuttavia, la distanza effettiva dei terminali di  $C_{cg}$  (tra pannello e massa) è di solito lontana, se confrontata con la distanza effettiva dei terminali di  $C_{cf}$  (tra la cella di silicio e il suo telaio in alluminio). Inoltre, si hanno diversi metodi per il montaggio, e dunque la distanza tra il pannello e il suolo varia.

Quindi, queste tre capacità sono in parallelo e la capacità totale parassita di un pannello fotovoltaico unico deve essere

$$C = C_{cg} + C_{cf} + C_{cr} \quad (1.1)$$

## Capitolo 2

### Le correnti disperse nei sistemi monofase

Diamo uno sguardo alle casistiche del mondo monofase nel fotovoltaico. I principali metodi per poter ridurre le correnti di dispersione sono con i filtri e con le diverse topologie del convertitore ([3]). Prima introdurremo i passaggi teorici per poter effettuare uno studio del sistema dal punto di vista delle componenti di modo comune e differenziale (metodo utilizzato per studiare in modo semplicistico le correnti differenziali presenti nel sistema), susseguentemente daremo uno sguardo alle diverse soluzioni che ci daranno una mano a comprendere meglio le stesse problematiche che riscontreremo sui sistemi trifase e dunque sul caso di studio preso in esame sperimentale. Le diverse soluzioni proposte pertanto, verranno affrontate da un punto di vista generico. Vedremo il loro funzionamento e a fine capitolo verrà esposto un confronto sulle diverse tipologie viste, trattate da un punto di vista sperimentale e simulato nei diversi articoli citati al fondo di questa tesi.

### Il circuito equivalente di modo comune per un monofase

L'intensità della corrente di dispersione dipende dalla tensione totale di modo comune ( $V_{cm\text{total}}$ ), dall'impedenza di modo comune (CM) del circuito equivalente e dalla capacità parassita. Il circuito semplificato dell'inverter (fig. 2.1), inclusi gli elementi fondamentali che influenzano la tensione di modo comune totale e di conseguenza la corrente di dispersione. La  $C_{pv+}$  e la  $C_{pv-}$  rappresentano le capacità parassite dell'array fotovoltaico,  $L_1$  e  $L_2$  sono le induttanze di filtro delle armoniche. Il circuito semplificato trascura i seguenti elementi: i) le capacità parassite tra i semiconduttori di potenza e i dissipatori di calore (a causa del valore basso); ii) l'impedenza dei conduttori di distribuzione della rete elettrica (perché è considerata piccola rispetto all'impedenza del filtro per le armoniche) e iii) l'impedenza di connessione a terra (perché idealmente deve essere la più piccola possibile). Pertanto, è considerato lo scenario peggiore dal punto di vista di grandezza della corrente di dispersione.

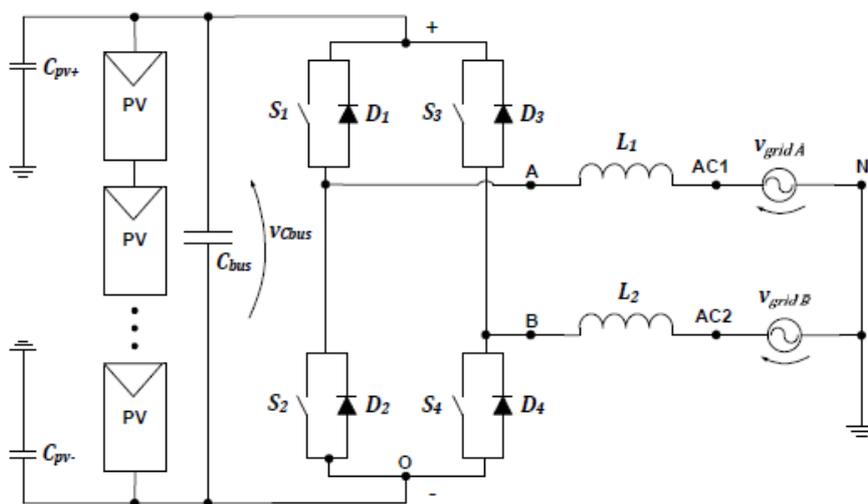


Fig.2.1 Circuito semplificato di un sistema fotovoltaico monofase

Per capire il meccanismo di produzione della corrente di dispersione, è utile rappresentare il sistema fotovoltaico (Fig. 2.2) utilizzando il circuito equivalente di modo comune (CM). Il circuito equivalente semplificato CM illustrato nella figura 2, è sufficiente per analizzare l'influenza della strategia di modulazione, la configurazione del filtro armoniche e il sistema di distribuzione elettrica sulla forma d'onda della tensione di modo comune  $V_{cm\text{total}}$ .

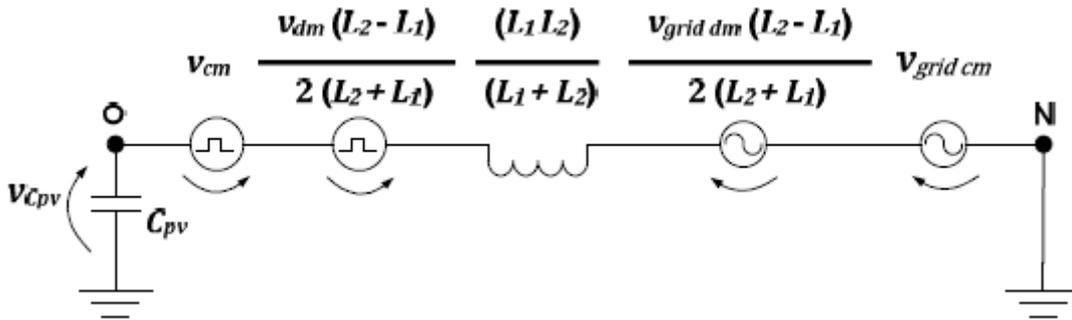


Fig.2.2 Circuito di modo comune equivalente semplificato

$$V_{cm\text{total}} = -V_{cm} - \left[ V_{dm} * \frac{L_2 - L_1}{2 * (L_2 + L_1)} + V_{grid\text{cm}} + \left[ V_{grid\text{dm}} * \frac{L_2 - L_1}{2 * (L_2 + L_1)} \right] \right] \quad (2.1)$$

Dove

$$V_{cm} = \frac{V_{AO} + V_{BO}}{2} \quad (2.2)$$

$$V_{dm} = V_{AO} - V_{BO} \quad (2.3)$$

$$V_{grid\text{cm}} = \frac{V_{gridA} + V_{gridB}}{2} \quad (2.4)$$

$$V_{grid\text{dm}} = V_{gridA} - V_{gridB} \quad (2.5)$$

$V_{cm}$  = Tensione di modo comune dell'inverter;

$V_{dm}$  = Tensione di modo differenziale dell'inverter;

$V_{grid\text{cm}}$  = Tensione di modo comune della rete;

$V_{grid\text{dm}}$  = Tensione di modo differenziale della rete;

$V_{AO}$  = Tensione tra il punto A e il terminale(-) del bus DC;

$V_{BO}$  = Tensione tra il punto B e il terminale(-) del bus DC;

$V_{gridA}$  = Tensione della linea A;

$V_{gridB}$  = Tensione della linea B o del neutro (dipende dal sistema di distribuzione elettrica);

$C_{pv}$  = Capacità parassita equivalente dell'array PV;

$V_{Cpv}$  = Tensione della capacità parassita equivalente dell'array PV;

L'equazione (1) è un'espressione generale che definisce la tensione di modo comune totale per topologia a ponte con una qualsiasi combinazione di strategia di modulazione, configurazione del filtro delle armoniche e sistema di distribuzione elettrica.

Tra le fonti che costituiscono  $V_{cm\text{total}}$ , il contributo principale di questa corrente è fornita da  $V_{cm}$  e  $V_{dm}$  (ove  $L_1 \neq L_2$ ).  $V_{cm}$  e  $V_{dm}$  presentano la forma d'onda della PWM ad alta frequenza per le strategie di modulazione più utilizzate. Inoltre, altre fonti contribuiscono alla corrente di dispersione: Il ripple di tensione del bus DC con il doppio della frequenza di rete e tipicamente di piccola ampiezza;  $V_{grid\text{dm}}$  (quando  $L_1 \neq L_2$ ) e  $V_{grid\text{cm}}$ . Tuttavia, il contributo di queste fonti è piccolo, perché la frequenza della rete elettrica (rete) è bassa (50 Hz o 60 Hz).

Al fine di valutare l'entità della corrente di dispersione è necessario prendere in considerazione:

- 1)  $V_{cm\text{total}}$ ;
- 2) l'impedenza del circuito equivalente CM e
- 3) la frequenza di risonanza del circuito equivalente CM.

Il circuito CM è composto principalmente da induttanze (induttori filtri armoniche, induttori filtro EMI, induttanze conduttori rete), capacità parassita (capacità PV, capacità filtri EMI) e piccole resistenze (resistenza dell'avvolgimento degli induttori, resistenza conduttori rete, resistenza di terra, etc. ). Così, il circuito equivalente di modo comune di figura 2, può essere rappresentato da un circuito semplificato LCR risonante con una piccola resistenza di smorzamento. La frequenza di risonanza del circuito LCR non dovrebbe essere eccitata da  $V_{cm\text{total}}$  per evitare correnti di picco di ampiezza elevata. Per il circuito di figura 2, la frequenza di risonanza è data dalla (2.6).

$$f_{rcm} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{L1*L2}{L1+L2}\right)*Cpv}} \quad (2.6)$$

Un inverter FV senza trasformatore in grado di soddisfare gli standard più recenti e i codici di rete con la competitività commerciale deve presentare:

- 1) bassa corrente di dispersione;
- 2) la corrente di uscita a basso THD;
- 3) capacità di gestione della potenza reattiva;
- 4) alta efficienza;
- 5) l'alta affidabilità;
- 6) basso costo, peso e volume.

Le strategie di modulazione più utilizzate per il full-bridge VSI sono: bipolare, unipolare e ibrido PWM (Hybrid PWM). Nessuna di queste strategie di modulazione è in grado di soddisfare tutti i requisiti sopra elencati. L'Hybrid PWM non può fornire potenza reattiva e presenta variabilità nel tempo di  $V_{cm}$ , che può portare ad una corrente di dispersione elevata. La tecnica unipolare presenta variabilità nel tempo di  $V_{cm}$  con la frequenza di commutazione ( $f_{sw}$ ), con una forma d'onda PWM e gradini di tensione con ampiezza pari a  $V_{cbus}$  (tensione del bus DC), con conseguente corrente di dispersione elevata. Per la modulazione bipolare, quando  $L1 = L2$ ,  $V_{cm}$  è idealmente costante e pari a  $V_{cbus}/2$ , ma a causa delle condizioni non ideali trovate nelle implementazioni pratiche, la tensione di modo comune viene prodotta ad alta frequenza, la tecnica bipolare presenta anche una minore efficienza e richiede un grande filtro per le armoniche di potenza rispetto all'unipolare e l'hybrid PWM. Pertanto, questa strategia di modulazione non è adatta per prodotti commerciali competitivi.

Ora vediamo le strategie di modulazione per eliminare o ridurre le correnti di dispersione.

Se tutti i requisiti menzionati precedentemente vengono considerati per inverter monofase senza trasformatore fotovoltaici impiegando un full-bridge VSI, ci sono fondamentalmente due metodi adatti per la minimizzazione della corrente di dispersione.

Il primo usa topologie modificate derivate dal full-bridge con interruttori addizionali e la seconda utilizza dei filtri di modo comune. Durante gli stati di tensione attivi (cioè i periodi in cui ho flusso di potenza tra il generatore fotovoltaico e la rete elettrica), le strategie di modulazione PWM unipolari e ibridi produce  $V_{cm} = V_{cbus}/2$  e  $V_{AB} = V_{cbus}$  o  $V_{AB} = -V_{cbus}$ . Durante lo stato di tensione zero (cioè nei periodi di ruota libera) la tensione di uscita dell'inverter è  $V_{AB} = 0$  e la tensione di modo comune può essere  $V_{cm} = V_{cbus}$  o  $V_{cm} = 0$ , a seconda della strategia di

modulazione impiegata e la polarità della tensione di uscita dell'inverter. Pertanto,  $V_{cm}$  varia a seconda dello stato di tensione (attivo o zero). Il concetto principale applicato nelle topologie full-bridge modificate è l'aggiunta di interruttori di potenza che interrompono il collegamento tra il generatore fotovoltaico e la rete durante i periodi di freewheeling, evitando variazioni di tensione attraverso la capacità parassita dei pannelli e conseguente minimizzazione della corrente di dispersione. Successivamente vedremo alcune topologie rappresentative modificate derivate dal full-bridge VSI. Esiste veramente una grande varietà di topologie senza trasformatore.

I filtri di modo comune possono essere passivi o attivi. I filtri CM attivi li eviteremo a causa dell'alto numero di componenti e della complessità presentata da tali soluzioni vedi [25], quindi non verranno ulteriormente discussi in questa tesi. I filtri passivi CM (Fig. 2.3 – 2.6) utilizzano un filtro LC passa basso, in cui è applicata la componente ad alta frequenza del  $V_{cm}$  ai capi dell'induttore CM e la restante componente a bassa frequenza che viene applicata attraverso i condensatori di filtro CM e la capacità parassita del pannello, con conseguente corrente di dispersione bassa.

## Filtri

### Filtro passivo CM con $C_{cm}$ connesso a terra

Un filtro EMI di tipo LCL utilizzato per limitare la corrente di modo comune ( $I_{cm}$ ), in un inverter fotovoltaico senza trasformatore a ponte intero viene mostrato in Fig. 2.3.

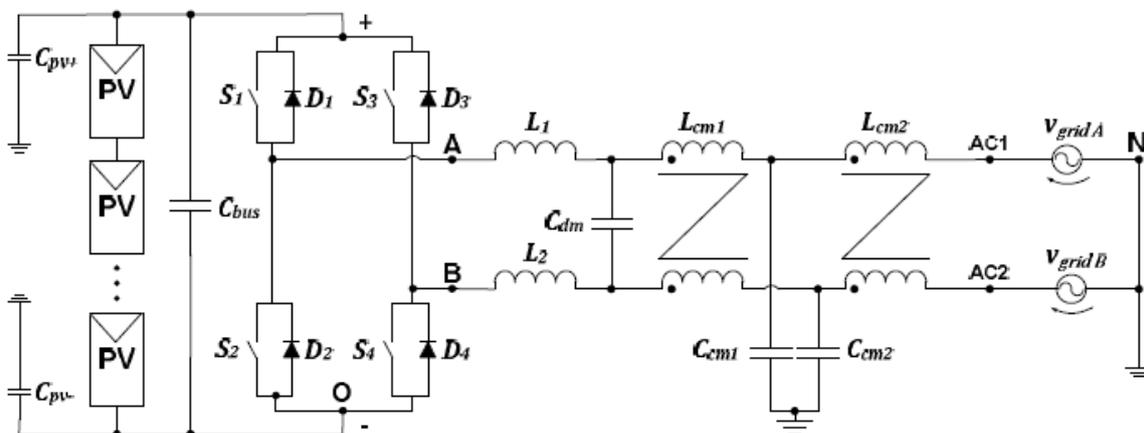


Fig.2.3 Filtro passivo CM con  $C_{cm}$  connesso a terra

Si discute anche sull'influenza delle differenti strategie di modulazione sulle dimensioni dell'induttore CM. Infatti, è stato dimostrato che la modulazione PWM ibrida, con gli interruttori inferiori funzionanti con frequenza di rete e gli interruttori superiori funzionano con frequenza di commutazione, rappresenta il miglior compromesso tra qualità corrente, dimensioni induttore CM e ampiezza corrente di dispersione. Il circuito equivalente semplificato CM trascura l'influenza della rete su  $I_{cm}$  (mostrato in fig. 2.3). Con questo filtro CM la corrente che fluisce attraverso la capacità parassita ( $I_{cpv}$ ) è pari a  $I_{cm}$ .

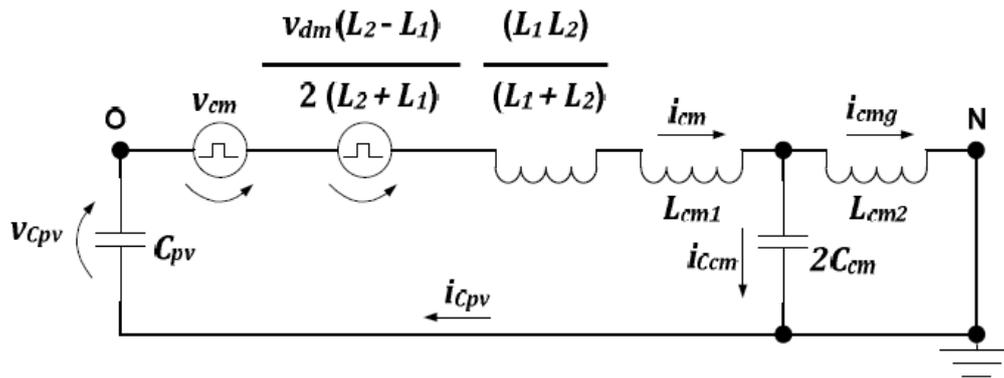


Fig.2.4 Circuito equivalente CM proposto

La corrente di modo comune che fluisce attraverso la rete ( $I_{cmg}$ ) è fortemente ridotta, perché il condensatore di modo comune ( $C_{cm}$ ) fornisce un percorso a bassa impedenza per alta frequenza, e la corrente che fluisce attraverso il condensatore di modo comune ( $I_{Ccm}$ )  $\gg I_{cmg}$ .

## Filtro passivo CM con $C_{cm}$ connesso al bus DC –

Un filtro comune LC posto in cascata con un filtro per le armoniche LCL (Fig. 2.5), minimizza la corrente di dispersione in un convertitore a ponte intero senza trasformatore PV, utilizzando una modulazione unipolare. Il filtro CM proposto, ha i condensatori  $C_{cm}$  collegati al punto O (DC bus terminale negativo) invece che a terra. Questo collegamento fornisce un percorso a bassa impedenza per la componente ad alta frequenza della  $I_{cm}$  minimizzando la circolazione attraverso la  $C_{pv}$ . Il circuito equivalente CM trascura l'influenza della rete su  $I_{cm}$  (vedi Fig. 2.6).

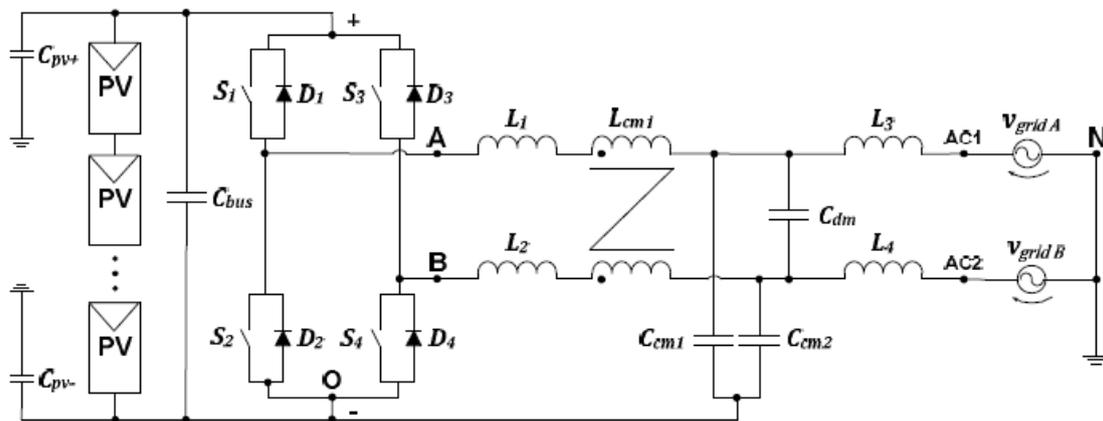


Fig.2.5 Filtro passivo CM con  $C_{cm}$  connesso al bus DC –

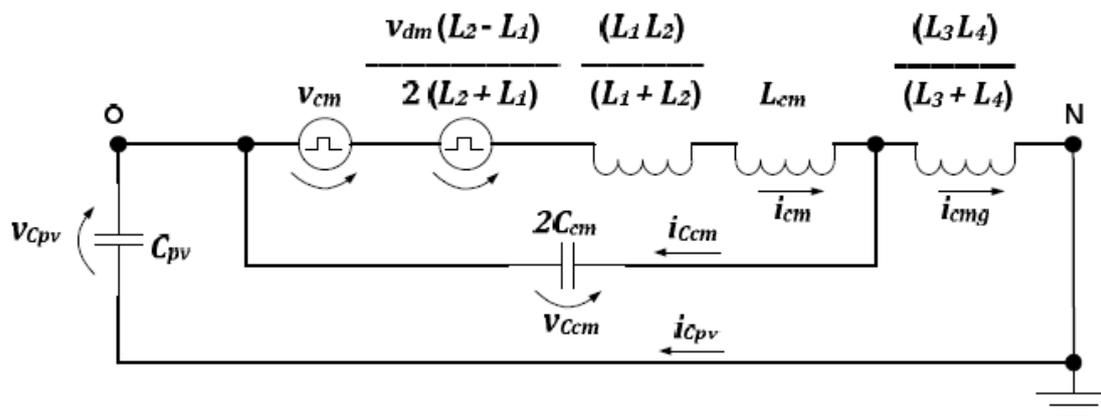


Fig.2.6 Circuito equivalente CM

## Filtro passivo CM integrato al filtro per le armoniche applicato ad un full-bridge VSI con tensione in uscita unipolare

Il filtro passivo CM proposto è quello in fig.2.7.

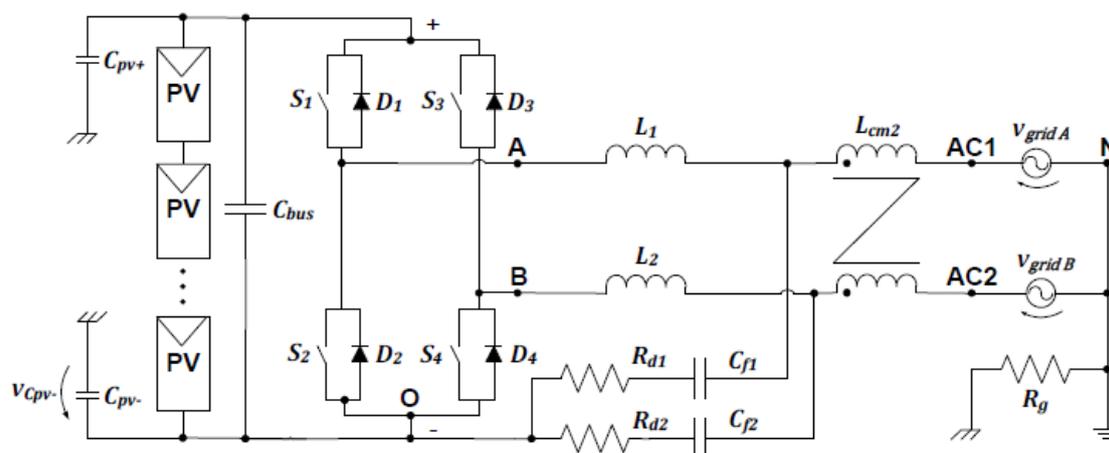


Fig.2.7 Filtro passivo CM integrato al filtro per le armoniche

Gli induttori  $L_1$  e  $L_2$  agiscono come il modo differenziale (DM) e l'induttore CM minimizza la corrente di dispersione in un inverter fotovoltaico full-bridge senza trasformatore.

Le caratteristiche principali della proposta di attuazione sono:

- 1) tensione di uscita unipolare (corrente di uscita fornendo basso THD);
- 2) capacità di potenza reattiva (grado di soddisfare gli standard più recenti);
- 3)  $L_1$  e  $L_2$  che funzionano come principali induttori CM al posto di un induttore CM ingombrante che è necessario quando la modulazione produce una variabilità nel tempo di  $V_{cm}$ .

Il circuito equivalente DM mostra un filtro DM di tipo LC (Fig. 2.8).

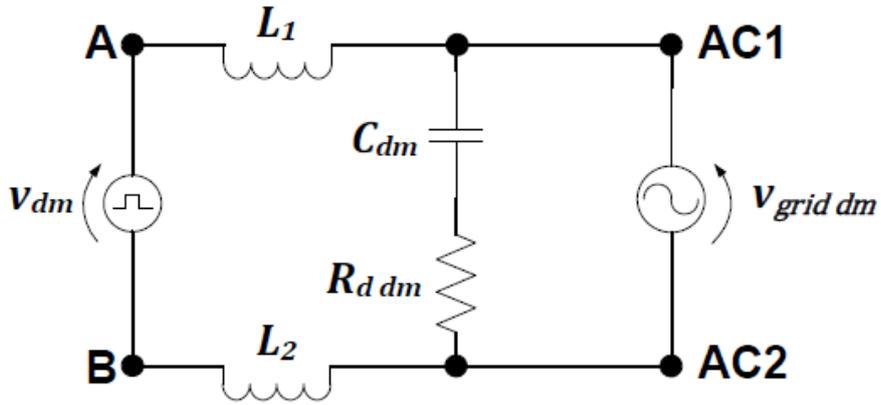


Fig.2.9 Circuito di modo differenziale equivalente

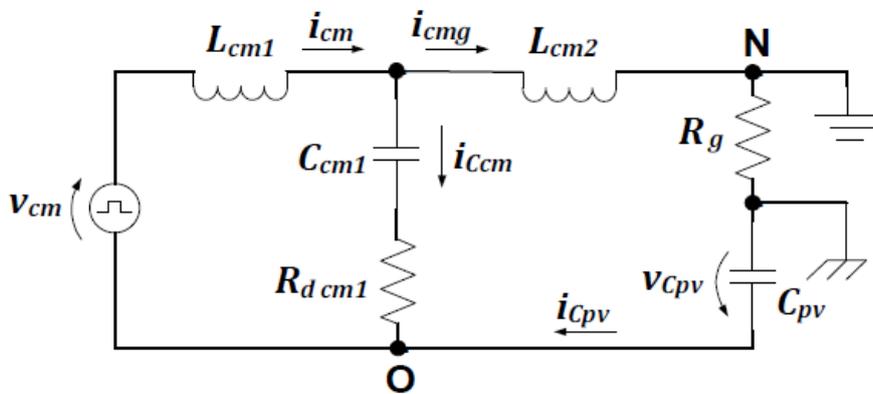


Fig.2.10 Circuito di modo comune equivalente

Il circuito equivalente CM presenta un tipo di filtro CM LC a due stadi (Fig. 2.10).  $L_{cm2}$  è un piccolo induttore di modo comune che blocca la caduta di tensione ad alta frequenza attraverso  $R_d$  causata da  $I_{Ccm}$ , riducendo ulteriormente le correnti di dispersione  $I_{Cpv}$  e  $I_{cmg}$ .

Dal circuito equivalente CM e DM, vengono definiti i seguenti parametri:

$$L_{dm} = L1 + L2 \quad (2.7)$$

$$L_{cm1} = \frac{(L1L2)}{(L1+L2)} \quad (2.8)$$

$$C_{dm} = \frac{Cf}{2} \quad (2.9)$$

$$C_{cm1} = 2Cf \quad (2.10)$$

$$R_{ddm} = 2Rd \quad (2.11)$$

$$R_{dcm1} = \frac{Rd}{2} \quad (2.12)$$

L'induttanza DM  $L_{dm}$ , è progettata per limitare il ripple della corrente e quindi la distorsione armonica totale della corrente di uscita (THDi). Un valore massimo consigliato per  $L_{dm}$  è del 10% dell'induttanza di base del convertitore ( $L_b$ ). Si può adottare una  $L_{dm} = 0.1L_b$  al fine di massimizzare l'induttanza di modo comune  $L_{cm1}$ , che minimizza  $i_{cm}$  e  $i_{Cpv}$ .

$$Z_b = \frac{v_{grid}^2}{P_{max}} \quad (2.13)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f_{grid}} \quad (2.14)$$

Considerando  $L_1=L_2$  in (2.7), risulta (2.15)

$$L_1 = L_2 = \frac{L_{dm}}{2} \quad (2.15)$$

Il filtro DM ha una frequenza di risonanza pari a (2.16)

$$f_{resdm} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{dm}*C_{dm}}} \quad (2.16)$$

Le frequenze di risonanza del filtro nel modo comune a due stadi LC sono date da (2.17), (2.18) (2.19).

$$f_{rescm1} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cm1}*(C_{cm1}+C_{pv})}} \quad (2.17)$$

$$f_{rescm2} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cm2}*\left(\frac{C_{cm1}*C_{pv}}{C_{cm1}+C_{pv}}\right)}} \quad (2.18)$$

I condensatori di filtro  $C_{f1}$ ,  $C_{f2}$  sono progettati per mantenere la frequenza di risonanza  $f_{resdm}$  e  $f_{rescm1}$  tra i limiti definiti da (2.19) e (2.20).

$$10f_{grid} \leq f_{resdm} \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (2.19)$$

$$10f_{grid} \leq f_{rescm1} \leq \frac{f_{sw}}{10} \quad (2.20)$$

L'induttore CM del secondo stadio del filtro LC è progettato per mantenere la frequenza di risonanza di questa fase tra i limiti imposti dalla (2.21).

$$3f_{rescm1} \leq f_{rescm2} \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (2.21)$$

La resistenza di terra ( $R_g$ ) agisce come la resistenza di smorzamento per il secondo stadio del filtro LC di modo comune ( $R_{dcm2}$ ). I resistori di smorzamento  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$  sono stati progettati in modo da evitare oscillazioni indesiderate causate dall'eccitazione della frequenza di risonanza, mantenendo

le perdite più basse possibili. Gli inverter fotovoltaici collegati alla rete devono anche soddisfare gli standard EMC, che è un altro motivo importante per mantenere  $I_{cmg}$  più piccolo possibile.

Alcune simulazioni nella fig.2.11 e fig.2.12 mostrano i benefici ottenuti con l'utilizzo di tale filtro (la riduzione della corrente di dispersione in uscita).

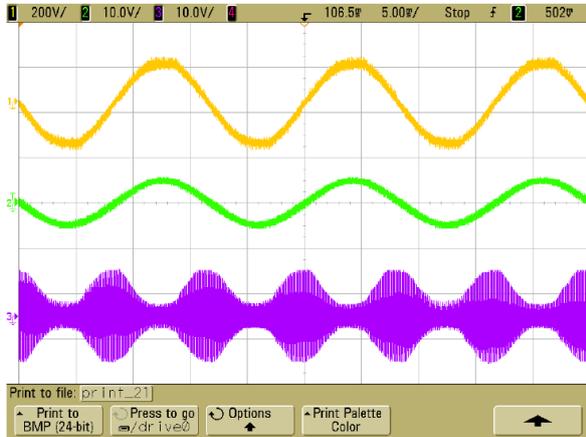


Fig.2.11 senza filtro CM,UPWM,(vgrid 200V/div, 200V/div, igrid 10A/div, icpv 800mA/div)

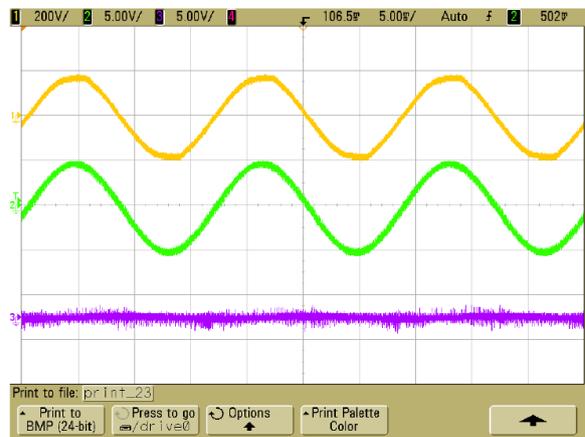


Fig.2.12 con filtro CM,UPWM,( vgrid 5A/div, icpv 400mA/div)

## Topologie Monofase

Le seguenti topologie proposte sono tratte dagli articoli [4] e [5].

Ci proponiamo di analizzare alcune tra le più nuove topologie che forniscono uno scenario completo delle tendenze dei convertitori fotovoltaici. In particolare, vedremo sette topologie monofase analizzandone il principio di funzionamento e circuiti.

Tutti gli interruttori verranno modellati nelle figure come interruttori ideali tranne nelle topologie specificamente progettate per avere il MOSFET. Il condensatore CPE rappresenta il condensatore di accoppiamento del pannello fotovoltaico e terra.

## Topologia H5

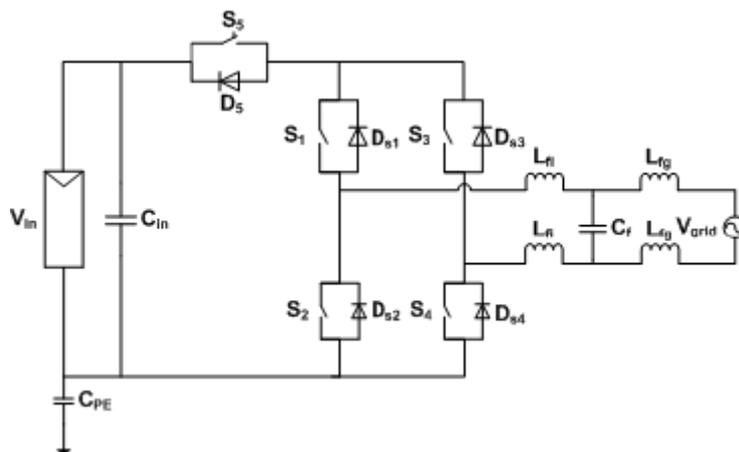


Fig.2.13 Topologia H5

Tabella 1  
Stati di conduzione per l'inverter H5

S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	D <sub>S1</sub>	D <sub>S3</sub>	V <sub>out</sub>
ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	V <sub>in</sub>
ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	0
OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	-V <sub>in</sub>
OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	0

Il convertitore H5 (Fig. 2.13) consiste in un Full-Bridge con gli interruttori superiori S1- S3 operanti a frequenza di rete e quelle inferiori S2-S4 operanti ad alta frequenza [4]. L'aggiunta dell'interruttore S5 operante ad alta frequenza permette la disconnessione del generatore fotovoltaico dalla rete durante i periodi di freewheeling, che impediscono la presenza di un ripple alla frequenza di commutazione della tensione a massa VPE, assicurando una tensione di modo comune quasi costante. S1 è continuamente in ON durante la semionda positiva (vedi Tabella I); mentre S3 è continuamente in ON durante la semionda negativa della tensione di riferimento. Il vettore tensione positiva si ottiene quando S5 e S4 vengono attivate simultaneamente con l'alta frequenza, mentre S1 è in ON. La corrente fluisce attraverso S5-S1 a S4 di ritorno. Durante il vettore di tensione zero, S5 e S4 vengono spenti e la corrente di ricircolo trova il suo percorso attraverso S1 ed il diodo in antiparallelo il commutatore S3. Il vettore di tensione negativa si ottiene quando S5 e S2 commutano simultaneamente ad alta frequenza, mentre S3 è in ON. La corrente fluisce attraverso S5-S3 e ritorna attraverso S2. Durante il vettore di tensione zero, S5 e S2 vengono spenti e S3 ed il diodo in anti-parallelo con il sensore S1 offrendo il percorso corrente con il freewheeling.

## Topologia HERIC

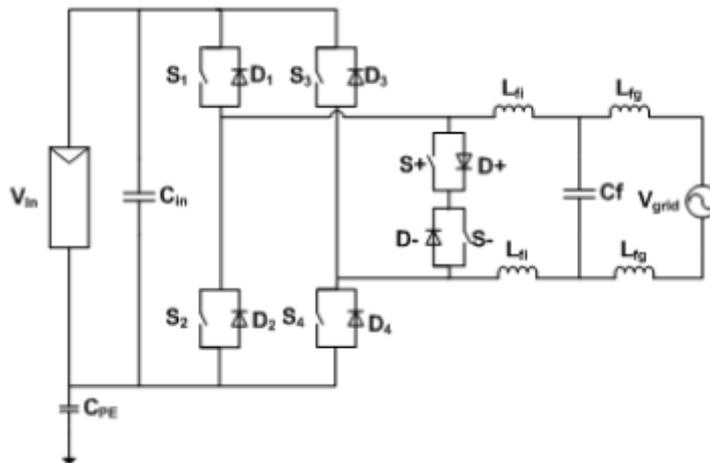


Fig.2.14 Topologia HERIC

Tabella 2  
Stati conduzione per l'inverter HERIC

S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S+	S-	D+	D-	V <sub>out</sub>
ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	V <sub>in</sub>
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0
OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	-V <sub>in</sub>
OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	0

L'Highly Efficient and Reliable Inverter Concept o convertitore HERIC (Fig. 2.14), deriva dal convertitore full-bridge in cui è stata aggiunta una gamba sul lato AC. Esso comprende un interruttore bidirezionale che consente il disaccoppiamento del generatore fotovoltaico dalla rete durante lo stato di tensione zero. Durante il semiciclo positivo, S + che rimane collegato S1 e S4 commutano alla frequenza di commutazione per generare il vettore attivo positivo. Quando S1 e S4 sono in ON, la corrente fluisce dai pannelli fotovoltaici alla rete, quando S1 e S4 sono spenti i flussi di corrente passano attraverso S + e il diodo D-. Questa è la situazione a ruota libera che corrisponde ad uno stato di tensione zero. Al contrario, quando il ciclo negativo viene, S + si spegne e S- diventa ON, mentre S3 e S2 commutano alla frequenza di commutazione. Ciò significa che un vettore negativo attivo è ottenuto nel caso sia S3 e S2 sono in ON. Quando S3 e S2 sono spenti, un altro vettore di tensione zero viene generato, allora la corrente fluisce attraverso S e D + (vedi Tabella II).

## Topologia Full-Bridge Con Bypass DC (H6)

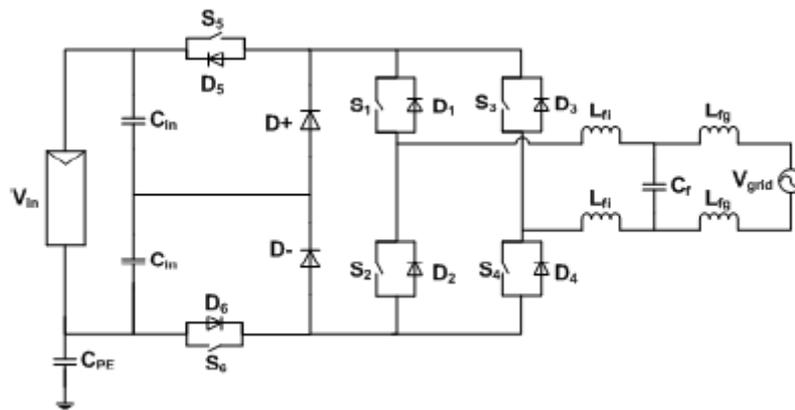


Fig.2.15 Topologia H6

Tabella 2

Stati di conduzione per l'inverter H6

S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	D+	D-	V <sub>out</sub>
ON	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	V <sub>in</sub>
ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	0
OFF	ON	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	-V <sub>in</sub>
OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	0

Il full-bridge con bypass DC, chiamato anche inverter H6 (Fig. 2.15), utilizza un metodo di disaccoppiamento DC: due interruttori DC aggiuntivi forniscono una separazione dei pannelli fotovoltaici dalla rete durante gli stati di tensione zero. I due diodi di bloccaggio supplementari D + e D- assicurano che la tensione di zero sia messa a terra. I vettori di tensione attivi vengono raggiunti dalla commutazione S5-S6 con alta frequenza. Gli interruttori S1-S4 vengono commutati con la frequenza di rete e in antiparallelo ad S2-S3, a seconda del semiperiodo positivo o negativo della tensione di riferimento. Il vettore zero risulta in spegnimento S5 e S6 (vedere Tabella III). La tensione di uscita è unipolare come anche nel caso di topologie Heric e H5.

## Topologia Half-Bridge NPC(Neutral Point Clamped)

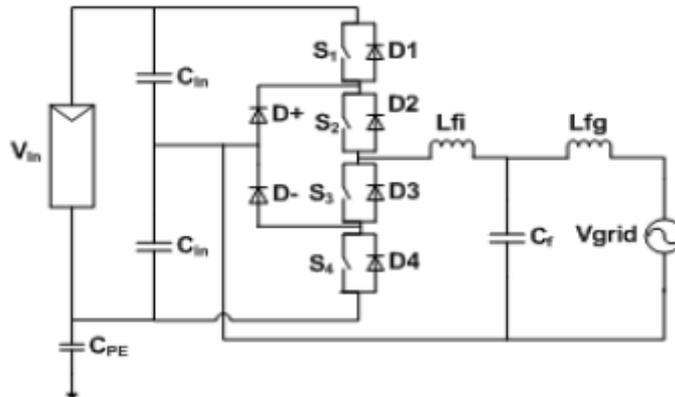


Fig.2.16 Topologia half-bridge NPC

Tabella 4

Stati di conduzione per un half-bridge NPC

S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	D+	D-	V <sub>out</sub>
ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	V <sub>in</sub> /2
OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	0
OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	-V <sub>in</sub> /2
OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0

Questa topologia, viene utilizzata nella versione trifase principalmente degli azionamenti elettrici di media potenza, ed è stata scelta per gli inverter senza trasformatore perché garantisce gli stessi livelli di tensione del full-bridge con modulazione unipolare ma nessuna tensione di modo comune dovuta al bloccaggio del terminale del circuito intermedio al punto medio.

La topologia, mostrata in fig. 2.17, è costituita da quattro interruttori (S1-S4) e due diodi di bloccaggio (D + e D-) collegati al terminale del neutro di rete a metà delle capacità sul lato DC. Questi diodi limitano la tensione applicata agli interruttori a metà tensione d'ingresso.

Durante la semionda positiva, S2 è mantenuto in ON mentre S1 sta passando alla frequenza di commutazione, mentre per la semionda negativa, S3 viene mantenuto in ON mentre S4 sta passando alla frequenza di commutazione (vedi Tabella IV). In questo modo, una tensione di uscita a tre livelli è ottenuta con perdite di commutazione basse.

# Topologia Full-Bridge Zero Voltage Rectifier (Fb-Zvr)

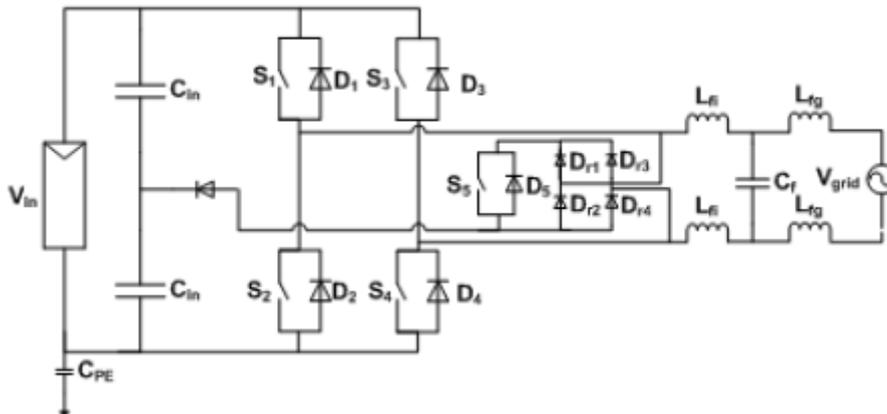


Fig.2.18 Topologia FB-ZVR

Tabella 5

Stati di conduzione dell'inverter FB-ZVR

S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	Dr <sub>1</sub>	Dr <sub>2</sub>	Dr <sub>3</sub>	Dr <sub>4</sub>	V <sub>out</sub>
ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	V <sub>in</sub>
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0
OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	-V <sub>in</sub>
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	0

Il convertitore chiamato “Full-Bridge Zero Voltage Rectifier” deriva dal full-bridge, in cui la soluzione per la generazione dello stato di tensione zero utilizza un interruttore bidirezionale fatto di un IGBT e un ponte raddrizzatore a diodi (Fig. 2.18). Un diodo aggiuntivo viene utilizzato per proteggere da cortocircuiti del condensatore sul DC-link più basso.

Durante la semionda positiva, S1-S4 genera il vettore attivo; lo stato di tensione zero si ottiene attivando S5 quando S1-S4 sono disattivati (vedi Tabella V). Il segnale di gate per S5 è il segnale di gate complementare di S1-S4, viene dato con un piccolo tempo morto per evitare il cortocircuito con il condensatore di ingresso. S5 permette alla corrente di rete di fluire in entrambe le direzioni, quindi l'inverter può alimentare la potenza reattiva in rete, se necessario. Durante la semionda negativa, S2-S3 generano l'altro vettore possibile attivo mentre S5 viene controllato utilizzando il segnale complementare di S2-S3. Esso genera uno stato di tensione zero, cortocircuitando le uscite del convertitore e bloccando al punto medio del DC-link.

# Topologia ARAJUO

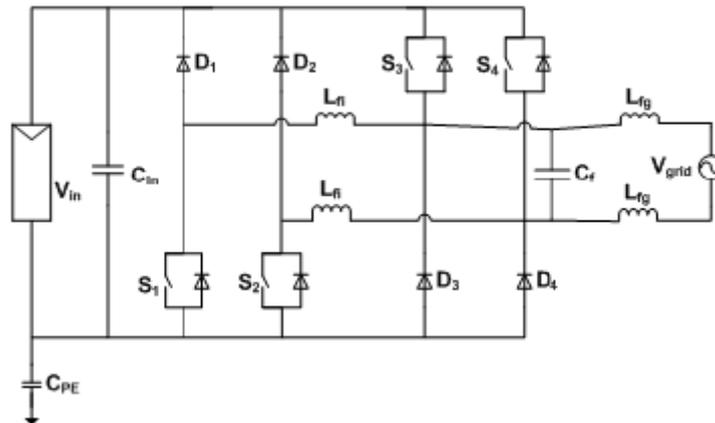


Fig.2.19 Topologia ARAJUO

Tabella 6  
Stati di conduzione dell'inverter ARAJUO

S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>4</sub>	V <sub>out</sub>
ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	-V <sub>in</sub>
OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0
OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	V <sub>in</sub>
OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	0

Il convertitore chiamato “topologia Araujo”, si basa su due convertitori step-down in parallelo che modulano una corrente sinusoidale raddrizzata, con l'uscita collegata al carico con polarità opposte (Fig. 2.19). La semionda negativa per entrambi i circuiti è modulata dalla commutazione ad alta frequenza di S1 dato un riferimento sinusoidale, mentre S4 rimane acceso. Quando S1 è disattivato, il diodo D1 fornisce il percorso di ricircolo della corrente con l'interruttore S4, mentre l'energia dal campo fotovoltaico è immagazzinata nel condensatore DC-link. Analogamente, la semionda positiva è ottenuta con commutazione S2 ad alta frequenza, mentre S3 è in ON. Il freewheeling avviene attraverso D2 con S3 (vedi tabella VI). Inoltre D3 e D4 sono diodi che bloccano (clamp) utilizzati per proteggere gli interruttori posti sul lato rete contro eventuali transitori.

Viene aggiunta una piccola banda morta tra i segnali degli interruttori di bassa frequenza (pari a 30  $\mu$ s, 10 kHz frequenza di commutazione) per permettere ad un induttore di scaricarsi prima che l'altro sia energizzato. In particolare, a differenza di altri inverter in cui entrambi gli induttori dei filtri sono sempre attivi, con questa topologia la corrente deve essere uguale a zero nell'induttore prima di spegnere il rispettivo interruttore di bassa frequenza, in modo che nessuna sovratensione sull'interruttore avvenga.

# Topologia NPS con disaccoppiamento in uscita e MOSFET

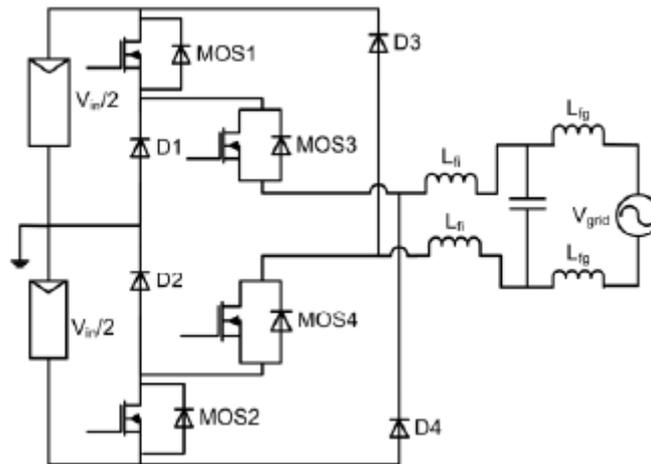


Fig.2.20 Topologia NPC con disaccoppiamento in uscita e MOSFET

Tabella 7

Stati di conduzione dell'inverter NPC con disaccoppiamento in uscita e MOSFET

M <sub>1</sub>	M <sub>2</sub>	M <sub>3</sub>	M <sub>4</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>4</sub>	V <sub>out</sub>
ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	V <sub>in</sub> /2
OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	0
OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	-V <sub>in</sub> /2
OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0

I MOSFET sono generalmente noti per consentire una commutazione molto veloce, ma il diodo interno body-diode in antiparallelo ha scarso rendimento nel recovery. Questo diodo può condurre correnti anche se un altro percorso per la corrente è disponibile, ad esempio un diodo in parallelo di freewheeling collegato. Quando un interruttore MOSFET si spegne, la corrente può trasferire dal canale MOSFET nel body-diode parassita, mentre, quando il MOSFET si accende, la carica immagazzinata nel recovery del body-diode durante la conduzione viene eliminata. Un brusco reverse recovery del body-diode può causare perdite di commutazione elevate e rumori ad alta frequenza. Di conseguenza possono esserci sollecitazioni sui componenti e del rumore e dei problemi di EMI. Quindi, le topologie di convertitori basate sul MOSFET richiedono l'aggiunta di entrambe le serie e diodi polarizzati ultraveloci. L'aggiunta di questi diodi aumenta il costo dell'inverter e aggiunge significativamente le perdite di conduzione. Per queste ragioni, al di sopra 100 a 200 VDC, gli IGBT sembrano la scelta migliore. Tuttavia gli IGBT esibiscono prestazioni di commutazione peggiori del MOSFET, ma richiedono l'aggiunta di un minor numero di diodi per fornire un comportamento nel recovery rapido, in quanto il diodo in serie interno permette al progettista di aggiungere un singolo componente al percorso di freewheeling. L'uso degli IGBT riduce il costo dell'inverter, ma può ridurre l'efficienza del convertitore alle alte frequenze. Un altro aspetto importante è che i body-diode del MOSFET causano elevate perdite di reverse recovery quando la potenza reattiva deve essere gestita. Esso può essere considerato nella progettazione di nuovi prodotti fotovoltaici in quanto nuove topologie dovrebbero gestire la potenza reattiva, come richiesto dalle norme. L'idea è di introdurre alcuni elementi di disabilitazione per i body-diode del MOSFET.

Un elemento di inibizione può essere un diodo di bypass per fornire un percorso di conduzione alternativa a corrente di carico reattivo o un induttore di disaccoppiamento del MOSFET dal carico

reattivo. In questo secondo caso anche l'aggiunta di un diodo di bypass per il percorso inverso può essere vantaggioso.

Una topologia di inverter basata su questi principi è mostrata in fig. 2.20. Si chiama “inverter NPC con uscita disaccoppiata e MOSFET come interruttori” e può raggiungere una elevata efficienza di conversione. L'invenzione minimizza l'effetto dei body-diode parassiti impedendo il significativo flusso di corrente attraverso il body-diode interno del MOSFET presenti nel circuito dell'inverter. Questo assicura effetti sul reverse recovery del body-diode minimi per ogni ciclo di commutazione. La topologia deriva dal noto convertitore NPC e la strategia PWM è abbastanza simile. Una tensione di uscita a tre livelli è ottenuta, commutando MOS1 e MOS2 ad alta frequenza e MOS3 e MOS4 alla frequenza di rete. In particolare, MOS1 e MOS3 sono commutati in ON durante la semionda positiva, mentre MOS2 e MOS4 in quello negativo. Il flusso inverso della corrente è consentito dai quattro diodi: rispettivamente D1-D3 e D2-D4 (vedi Tabella VII). La potenza reattiva è gestita dai diodi D3 e D4, quindi componenti in carburo di silicio sono raccomandati per raggiungere la massima efficienza nella conduzione inversa.

## Confronto Topologie

Da alcune analisi sperimentali risulta che le topologie H5, HERIC, H6 e il convertitore FB-ZVR non generano variazioni di tensione di modo comune, quindi la corrente di dispersione è molto bassa. La tensione verso terra VPE ha solo una componente sinusoidale, quindi la THD risulta molto bassa. Rispetto alla topologia precedente, l'inverter Araujo è caratterizzata dalla forma d'onda di tensione a terra presentando la massima THD e corrente di dispersione molto alta. Per l'inverter NPC con uscita disaccoppiata e MOSFET e la topologia classica half-bridge NPC, la tensione VPE è costante e pari a  $V_{in} / 2$ , di conseguenza il contenuto armonico è nullo e la corrente di dispersione è circa zero.

Per quanto riguarda l'efficienza e dunque il comportamento termico tra le diverse topologie disponibili sul mercato, l'inverter HERIC ha la miglior efficienza, seguita dall'inverter Half-Bridge Neutral Point Clamped. Fra le nuove topologie, l'inverter NPC con uscita disaccoppiata e i MOSFET può raggiungere un'efficienza davvero elevata anche per una potenza bassa: 99% e 30% di carico nominale. Questi risultati sono largamente indicativi con un'eccellente performance ottenuta dall'uso di MOSFET al posto degli IGBT.

Tabella 8  
Valori efficienze degli inverter

Transformer-less inverter topologies	$\eta_{5\%}$	$\eta_{10\%}$	$\eta_{20\%}$	$\eta_{30\%}$	$\eta_{50\%}$	$\eta_{75\%}$	$\eta_{100\%}$	$\eta_{EU}$	$\eta_{CEC}$
H5 inverter	96,91	97,86	97,99	97,92	97,76	97,61	97,48	97,73	97,70
HERIC inverter	98,08	98,44	98,45	98,40	98,33	98,29	98,27	98,34	98,32
FB-Zero Voltage Rectifier inverter	96,34	96,80	96,82	96,74	96,60	96,50	96,45	96,62	96,58
H6 inverter	97,54	97,76	97,66	97,52	97,30	97,08	96,88	97,32	97,23
HB-Neutral Point Clamped inverter	97,05	98,19	98,45	98,39	98,31	98,20	98,13	98,26	98,25
ARAUJO inverter	97,50	98,15	98,42	98,32	98,28	98,18	98,10	98,25	98,24
NPC inverter with decoupled output and MOSFETs	97,95	98,85	99,03	99,13	98,87	98,42	97,81	98,68	98,62

Però tali risultati sono dati da delle simulazioni che non tenevano in considerazione il body diode del MOSFET e le sue basse performance di recovery. Per questa ragione la corrente non scorre solo nelle vie preferenziali incrementando dunque le perdite del convertitore.

Per quanto riguarda la power quality, si ha che entrambe le topologie Araujo e NPC con disaccoppiamento in uscita hanno la più alta distorsione armonica della corrente di rete. Questo a causa del fatto che in entrambi i convertitori la corrente attraverso l'induttore è pari a zero, prima di spegnere i rispettivi interruttori a bassa frequenza allo scopo di non avere sovratensioni quando si ha l'apertura. Questo attraversamento dello zero dell'uscita della corrente porta ad una maggiore distorsione. Comunque solo l'inverter NPC con uscita disaccoppiata presenta una corrente di rete con THD che supera il limite imposto pari a 5% dagli standard normativi.

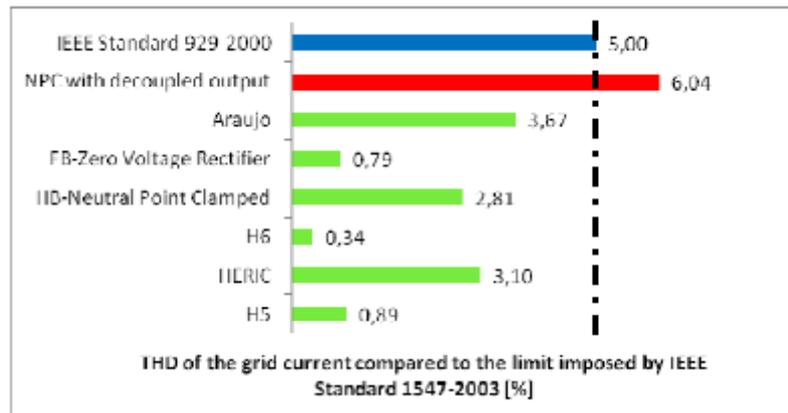


Fig.2.21 Conformità della corrente di rete dello standard IEEE 1547 – 2003

Un filtro passa basso piazzato sul lato AC provvede ad attenuare tutte le armoniche indesiderate con frequenza sopra la fondamentale. In particolare, nell'inverter per applicazioni fotovoltaiche, tale filtro è progettato per attenuare tutte le armoniche di frequenza più alta generate dallo switching e esterne alla larghezza di banda del sistema di controllo. La taglia del filtro di rete è un importante parametro di confronto per l'analisi delle diverse topologie. Il ripple della tensione attraverso l'induttore del filtro influenza strettamente la progettazione del filtro e la sua taglia. Allo scopo di valutare la qualità della forma d'onda della tensione attraverso il filtro, l'indice più utilizzato per la distorsione è il “Weighter Total Harmonic Distortion” (WTHD) definito come:

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} (\frac{V_h}{V_1})^2}}{V_1} \quad (2.22)$$

dove le armoniche di tensione sono pesate inversamente con la frequenza armonica e “h” che ne denota l'ordine armonico, “Vh” è l'ordine h dell'armonica di tensione e “V1” è la componente fondamentale. In fig. 2.21 viene mostrato un confronto in termini di WTHD della tensione che attraversa l'induttore del filtro V<sub>lf</sub>, normalizzata rispetto l'FB-Zero Voltage Rectifier, che presenta la distorsione più bassa. Motiamo che l'NPC con l'uscita disaccoppiata e l'inverter Araujo hanno bisogno di un filtro più grosso, diversamente dall'FB-ZVR e l'NPC. Questo a causa della corrente distorta filtrata e dell'attraversamento dello zero.

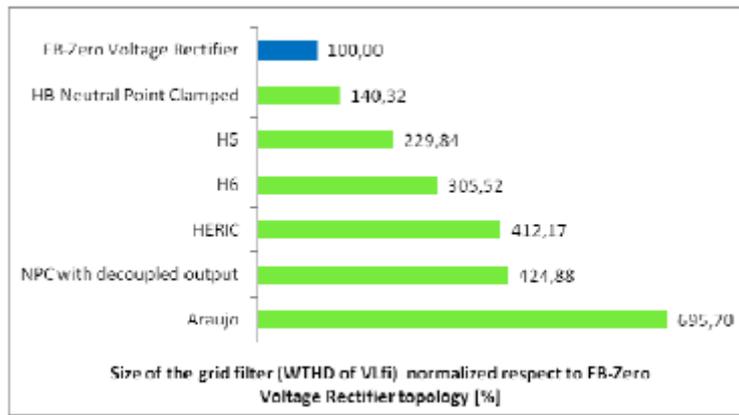


Fig.2.22 Confronto in termini di taglia di filtro rispetto la topologia FB-ZVR

Possiamo inoltre effettuare un confronto basato sulla potenza nominale del convertitore, allo scopo di valutare una misura dell'utilizzazione degli interruttori nei diversi convertitori. La potenza nominale del convertitore può essere calcolata come il prodotto della tensione massima dell'interruttore, della corrente massima e della frequenza di commutazione sommati per ogni dispositivo.

$$Power\ Converter\ Rating = \sum(V_{max} * I_{max} * f_{switch}) \quad (2.23)$$

Un'elevata potenza nominale del convertitore coinvolge un'elevata tensione e un elevato range di variazione della corrente nell'operazione di conversione e, di conseguenza, la necessità di un dispositivo sovrastimato.

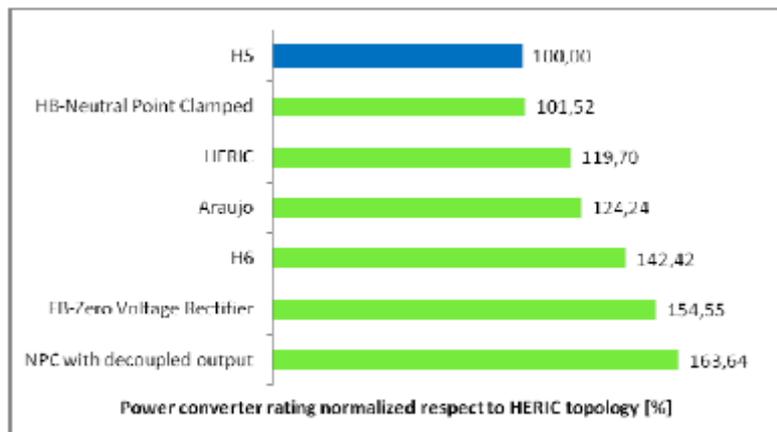


Fig.2.23 Confronto in termini di potenza del convertitore normalizzata rispetto alla topologia NPC con uscita disaccoppiata

La figura 2.23 mostra un confronto in termini di potenza nominale del convertitore, normalizzata rispetto al convertitore H5, che stabilisce il valore più basso. Risulta che l'inverter H5 con l'uscita disaccoppiata e MOSFET ha il valore più alto, seguito dalla topologia FB-ZVR, quindi vuol dire che tali topologie recentemente presentate nella letteratura necessitano di un'ottimizzazione.

Guardando i codici di rete nazionali, notiamo che sono cambiate le vie di interazione tra la rete e gli inverter su parecchi fronti, come sulla possibilità di iniettare potenza reattiva nella rete. Questo espediente è necessario allo scopo di regolare la tensione operativa della rete in caso di disconnessione di una porzione(isola) dell'impianto: l'iniezione di potenza reattiva nella rete infatti può "rimodellare" il livello di tensione.

Attraverso delle simulazioni, è stato possibile testare la capacità maneggiabile della potenza reattiva dei convertitori. La struttura di controllo P-Q è stata implementata. Questo metodo provvede all'iniezione di potenza attiva e reattiva in accordo con il riferimento selezionato. Quindi, l'iniezione di potenza reattiva è stata ottenuta impostando un riferimento non nullo per la potenza reattiva. E' stato verificato per tutte le topologie, eccetto per gli inverter Araujo ed HERIC, garantiscono l'iniezione di potenza reattiva nella rete.

In particolare, per l'inverter HERIC, la modulazione non fornisce la capacità di elaborazione della potenza reattiva, da quando l'interruttore bidirezionale costituito S+ e S- non è controllato ad essere acceso in ON(turned-ON) simultaneamente, pertanto la corrente può solo scorrere in una direzione predefinita, definita dall'interruttore acceso in quel momento. Comunque, modificando la strategia di commutazione questo inverter può iniettare potenza reattiva nella rete.

Dunque, ricapitolando, tra le topologie con l'IGBT il convertitore HERIC ha il miglior European efficiency, seguito dall' half-bridge NPC. Considerando le nuove topologie, risulta che l'inverter NPC con uscita disaccoppiata e MOSFET può raggiungere un'elevata efficienza anche per potenze basse, permettendo una tensione costante a terra dell'array fotovoltaico e conseguentemente una corrente di dispersione bassa. Le performance complessive dei convertitori trattati possono essere valutati nella tabella 9, dove tutti i risultati presentati sono riassunti.

Tabella 9  
Un confronto generico sulle topologie viste

Transformerless inverter topologies	Efficiency	Reactive power	Grid current quality	Leakage current	Size of the filter	Power Converter Rating	PVS Manufacturers
H5	+	+	++	+	+	++	SMA
HERIC	++	+	+	+	-	++	Sunways
H6	+	+	++	+	+	+	Ingeteam
HB-Neutral Point Clamped	++	+	+	++	++	++	Danfoss
FB-Zero Voltage Rectifier	-	+	++	+	++	-	-
Araujo	++	-	+	-	-	+	-
NPC with decoupled output	++	+	-	++	-	-	-

## Capitolo 3

### Le correnti di dispersione nei sistemi trifase

Le tipologie che studieremo degli inverter trifase saranno quelle connesse alla rete senza il trasformatore. Per uno studio più semplificato ed un confronto con i dati sperimentali ottenuti, verrà introdotto un modello di modo comune del sistema valido per frequenze inferiori ai 50kHz. Quanto vedremo avrà lo scopo di darci un'idea sulle problematiche connesse alle correnti di dispersione trovate in diversi articoli [1] in diverse situazioni e pertanto non è detto che otterremo gli stessi risultati nel nostro caso di studi.

Ciò che ci interessa maggiormente in questo studio è la struttura senza trasformatore, ovvero senza isolamento galvanico. Esso infatti era obbligatorio in passato per motivi di sicurezza, ed era possibile metterlo o sul lato DC come trasformatore in alta frequenza, o sul lato AC come trasformatore in bassa frequenza. In entrambi i casi aumentavano i costi, le dimensioni del sistema e ne veniva diminuita l'efficienza. L'assenza del trasformatore è dunque una cosa che può portare a dei benefici in termini di costo, peso ed efficienza.

Nella seguente figura viene mostrato un sistema fotovoltaico (con trasformatore) connesso a rete con le capacità parassite CG-PV in grigio(fig. 3.1).

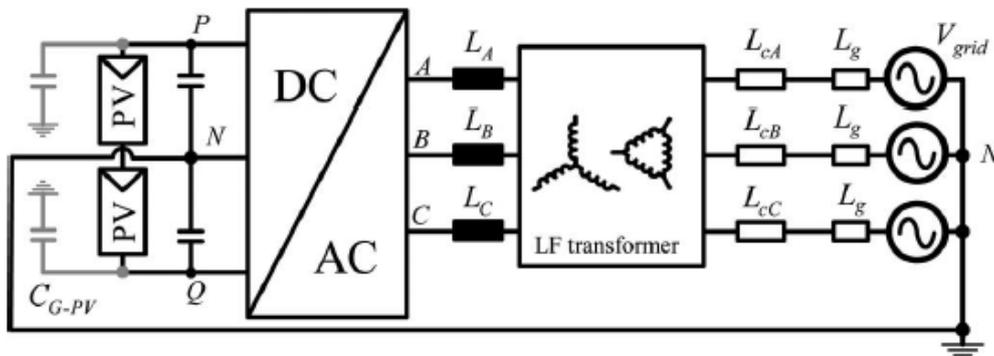


Fig.3.1 sistema fotovoltaico connesso a rete con capacità parassite CG-PV

Considerando anche le capacità parassite tra gli avvolgimenti, il circuito che mostra un possibile percorso delle correnti di dispersione è quello in fig.3.2

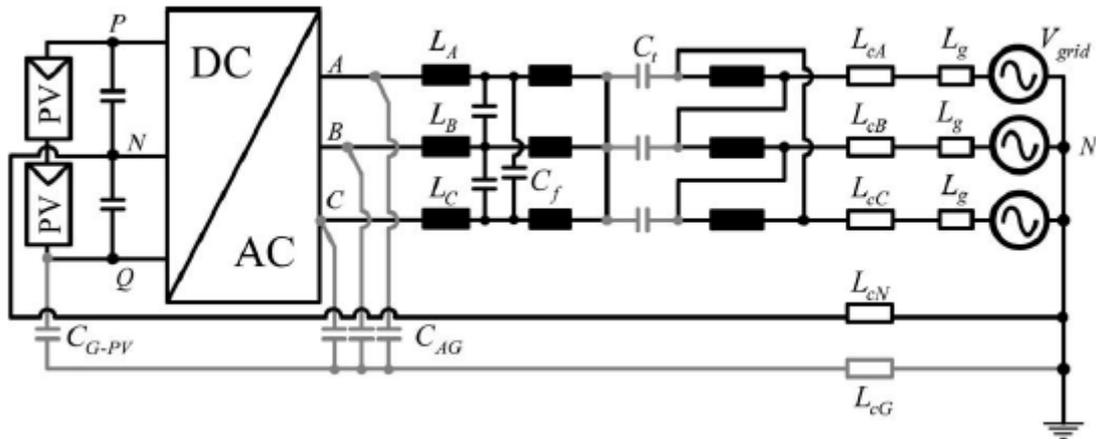


Fig.3.2 sistema trifase fotovoltaico connesso a rete con capacità parassite

I parametri riportati in figura sono i seguenti:

- 1) CAG, CBG, e CCG sono le capacità parassite tra i punti di uscita del convertitore e terreno, presenti per le tre gambe dell'inverter; queste dipendono dal collegamento tra gli interruttori e il dissipatore a terra;
- 2) CG-PV è la capacità parassita, chiamato anche come capacità di dispersione;
- 3) Ct rappresenta la capacità parassita tra primario e secondario del trasformatore;
- 4) LA, LB e LC sono le induttanze di uscita utilizzati per controllare la corrente iniettata nella rete;
- 5) LCA, LCB, e LCC rappresentano le induttanze in serie delle fasi;
- 6) LCN rappresenta l'induttanza in serie del neutro quando è collegato;
- 7) LCG rappresenta l'induttanza tra il collegamento di terra dell'inverter e la rete.

Al fine di adattare il modello alla necessità di studiare la corrente di dispersione (limitata a 50 kHz) piuttosto che una corrente di modo comune generale che può avere un contenuto di frequenze più elevate, calcoliamo in maniera fittizia la capacità di base a 50 kHz.

L'impedenza base per il sistema in esame è la seguente

$$Z_b = \frac{V^2}{S} \quad (3.1)$$

dove V è il valore efficace della tensione di rete trifase ed S è la potenza apparente del convertitore trifase. La capacità di base equivalente può essere calcolata per una frequenza di  $f = 50$  kHz (cioè, il limite di frequenza per l'analisi effettuata).

$$C_{b-50kHz} = \frac{10^{-3}}{\omega b * Z_b} \quad (3.2)$$

Dove  $\omega b$  è la frequenza di base ed è pari a 314 rad/s.

Se consideriamo un inverter da 15 kVA, dove  $Z_b$  è 11  $\Omega$ , dalla (2) è possibile calcolare  $C_{b-50kHz}$  che risulta pari a 0,3  $\mu F$ , allora tutte le capacità più piccole dell'1% di  $C_{b-50kHz}$  (3 nF

nell'esempio), possono essere trascurate, perché hanno una reattanza 100 volte più grande della reattanza capacitiva di base e la loro influenza può essere trascurata a frequenze inferiori a 50 kHz. Dunque, in un sistema fotovoltaico connesso alla rete con trasformatore di isolamento, la corrente di modo comune può trovare il suo percorso attraverso le capacità parassite del trasformatore ( $C_t$ ). A causa del fatto che questa capacità hanno valori dell'ordine di 100 pF, la corrente di modo comune a frequenze inferiori a 50 kHz saranno fortemente ridotte, e alle frequenze superiori possono essere filtrate dal filtro per le interferenze elettromagnetiche (EMI). Principalmente, questo è il motivo per cui in caso di sistemi fotovoltaici con isolamento galvanico (con un trasformatore), il comportamento della corrente di dispersione a bassa frequenza non è influenzato dalla topologia di convertitore o dalla sua tecnica di modulazione.

D'altra parte, nel caso di sistemi fotovoltaici senza trasformatore, il comportamento di modo comune è fortemente influenzato dalla topologia scelta o dalla modulazione di larghezza d'impulso (PWM). In questo caso, come mostrato anche in fig. 3.3, il sistema fotovoltaico viene collegato direttamente alla rete, e questo porta ad avere delle tensioni di modo comune presenti ai terminali del pannello con conseguenti perdite per correnti disperse verso terra.

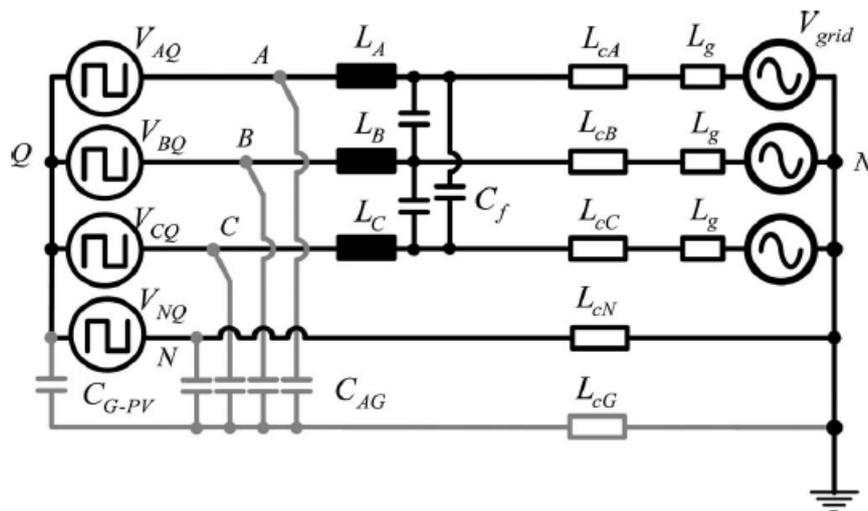


Fig.3.3 sistema trifase connesso alla rete con inverter modellizzato come una fonte di tensione(senza trasformatore)

## Modello della tensione di modo comune

Per lo studio del modo comune studiamo il sistema in fig.1. Senza un trasformatore, c'è una connessione galvanica tra la rete e la sorgente DC, e quindi fluisce una corrente di perdita. Per il sistema senza trasformatore collegato alla rete in Fig. 3.4, viene creato un circuito risonante se l'array fotovoltaico è collegato a terra [3], [4].

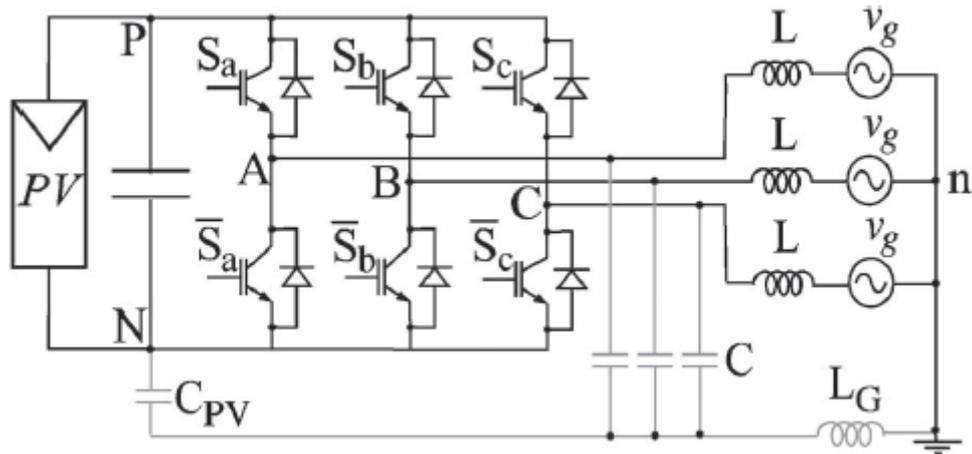


Fig.3.4 Inverter trifase connesso a rete con elementi parassiti

Questo circuito risonante comprende la capacità parassita del modulo fotovoltaico ( $C_{PV}$ ), le induttanze di filtro e la rete ( $L$ ), le capacità parassita dell'inverter ( $C$ ) e l'induttanza tra il collegamento a terra dell'inverter e la rete ( $L_G$ ). La grandezza della capacità parassita di un array fotovoltaico dipende dalle condizioni meteorologiche, passando dal nF al  $\mu F$ . Pertanto, la corrente di dispersione può raggiungere valori elevati, diventando una questione importante nei sistemi FV senza trasformatore. Il modello di un inverter fotovoltaico trifase collegato alla rete è mostrato in Fig. 3.5.

Nel caso di un sistema trifase, tra ciascuna fase vengono ricavate le tensioni di modo comune (CM) e differenziali (DM), con tre casi possibili: caso 1 (tensioni CM e DM per le fasi A e B), caso 2 (tensioni CM e DM per le fasi B e C) e caso 3 (tensioni CM e DM per le fasi C e A).

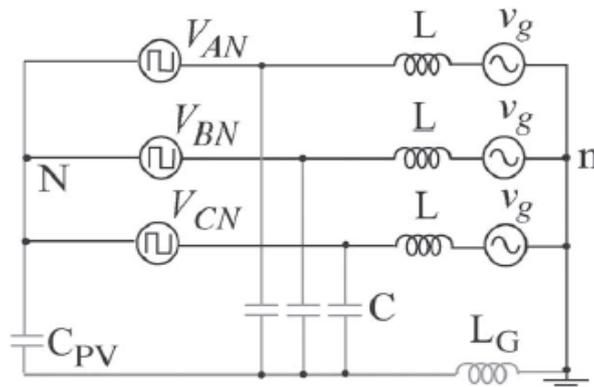


Fig.3.5 Modello inverter fotovoltaico connesso a rete

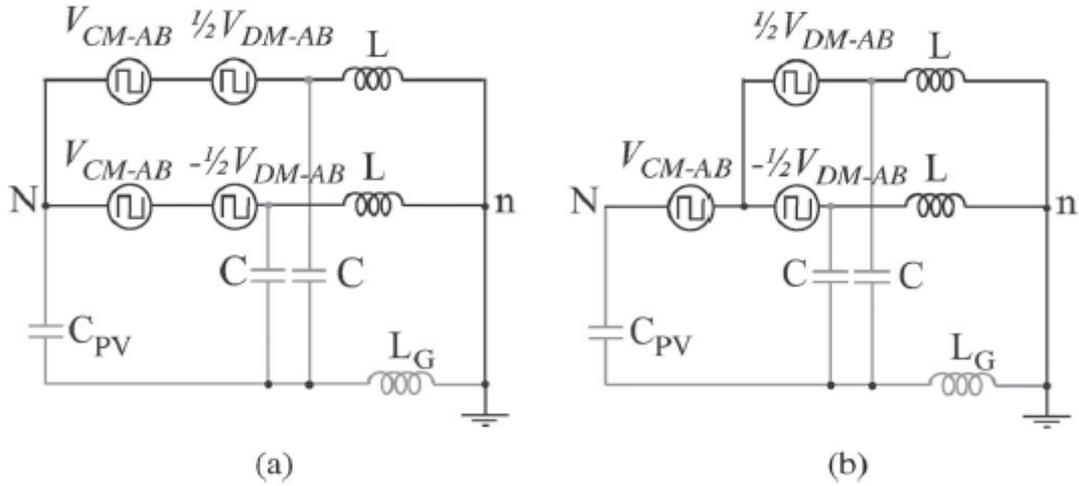


Fig.3.6 Modello inverter fotovoltaico

- (a) Passaggio 1
- (b) Passaggio 2

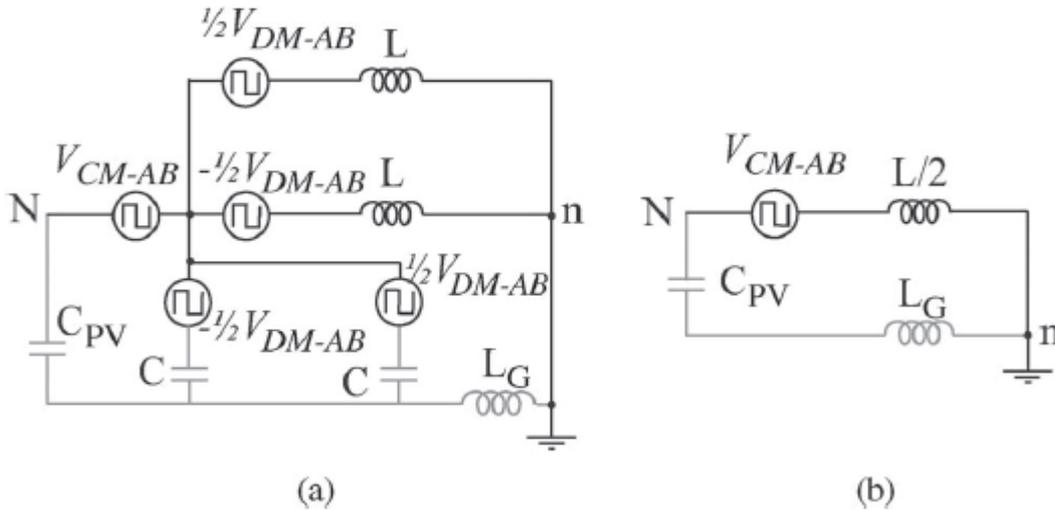


Fig.3.7 Modello inverter fotovoltaico

- (a) Passaggio 3
- (b) Passaggio 4

Solo il caso 1 viene mostrato nel calcolo poiché gli altri due casi sono simili. Le tensioni CM ( $V_{CM-AB}$ ) e DM ( $V_{DM-AB}$ ) per le fasi A e B possono essere definite come:

$$V_{CM-AB} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \tag{3.3}$$

$$V_{DM-AB} = V_{AN} - V_{BN} \tag{3.4}$$

Dove  $V_{AN}$  e  $V_{BN}$  sono le tensioni tra le uscite dell'inverter e il terminale negativo dell'array fotovoltaico. Utilizzando (3.3) e (3.4) le uscite dell'inverter possono essere espresse come

$$V_{AN} = \frac{V_{DM-AB}}{2} + V_{CM-AB} \tag{3.5}$$

$$V_{BN} = -\frac{V_{DM-AB}}{2} + V_{CM-AB} \quad (3.6)$$

È possibile sviluppare un modello per il sistema utilizzando (3.5) e (3.6) come mostrato in Fig. 3.6 (a). Poiché la tensione di modo comune è presente in entrambe le gambe, il circuito di Fig. 3.6 (a) può essere modificato come mostrato in Fig. 3.6 (b). L'influenza degli induttori di uscita e le capacità parassite dell'inverter possono essere separate come mostrato in Fig. 3.7 (a). Considerando che le capacità parassite dell'inverter siano identiche, il modello può essere semplificato come mostrato in Fig. 3.7 (b) (praticamente possiamo trascurare C, ovvero le capacità parassite in uscita dell'inverter. Il loro valore infatti è trascurabile). Si può osservare in Fig. 3.7 (b) che la corrente di dispersione può essere attenuata o eliminata dal controllo della tensione CM. Pertanto, in un sistema equilibrato, il DM non contribuisce alle correnti di dispersione nel sistema fotovoltaico. Per capire come collegare il circuito semplificato a due fasi (caso 1) con un modello finale per il sistema trifase, viene utilizzato il modello equivalente mostrato in Fig. 3.8.

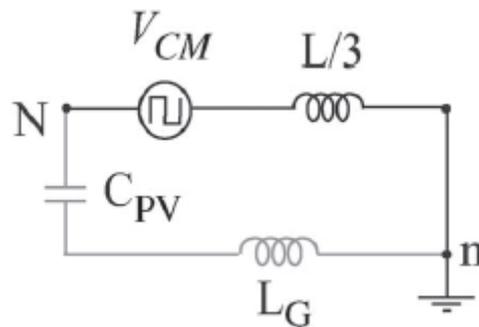


Fig.3.8 Modello trifase fotovoltaico semplificato

Questa figura può essere utilizzata perché lo stesso sviluppo fatto per le fasi A e B (caso 1) può essere applicato per le fasi B e C (caso 2) e le fasi C e A (caso 3). La tensione totale CM per il trifase inverter è calcolata come

$$V_{CM} = \frac{V_{CM-AB} + V_{CM-BC} + V_{CM-CA}}{3} \quad (3.7)$$

Utilizzando (3.3) e equazioni simili per i casi 2 e 3 in (3.7), è possibile scrivere la tensione totale CM come

$$V_{CM} = \frac{V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}}{3} \quad (3.8)$$

## Effetti dati dalla tensione di Modo Comune

Senza l'isolamento galvanico, la fluttuazione ad alta frequenza della tensione in modalità comune emetterà un certo valore di corrente di dispersione per modo comune. Lo schema che prendiamo in esame è il seguente(Fig.3.9):

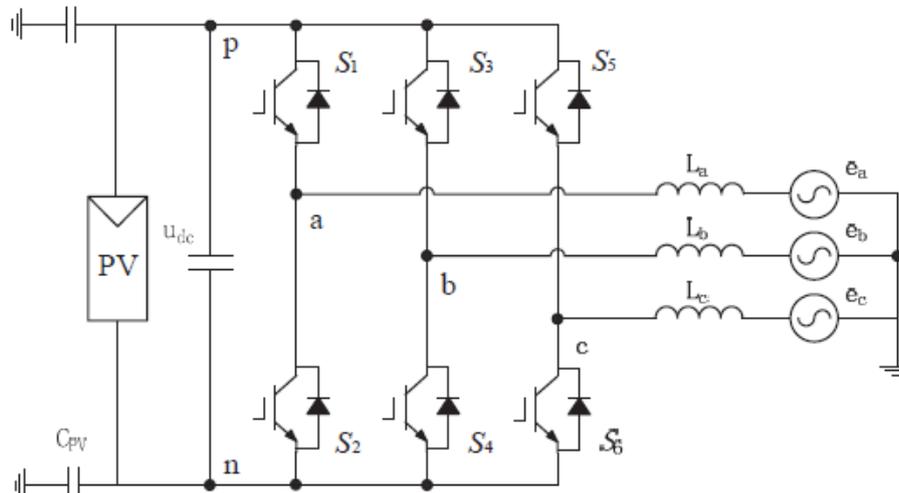


Fig.3.9 Inverter trifase tradizionale a due livelli

Per eliminare la corrente di perdita in modalità comune, il metodo più efficace è quello di rendere la tensione di modo comune costante pari alla metà della tensione del bus DC, ma vediamo prima il meccanismo che c'è alla base.

La Fig.3.9 mostra il circuito di un inverter tradizionale trifase dove i due interruttori di ogni gamba di fase lavorano complementariamente ad alta frequenza. Il numero di possibili stati di commutazione dell'inverter sono otto: sei sono stati attivi e gli altri due sono stati nulli.

Prendiamo in considerazione l'equazione (3.8). Nel circuito equivalente di modo comune, una fluttuazione ad alta frequenza della tensione di modo comune può eccitare una grande corrente di dispersione, che fluisce attraverso la capacità parassita  $C_{pv}$ , situata tra il pannello solare e il suolo. La grandezza della corrente di dispersione dipende dalla velocità di variazione della tensione di modo comune e può essere definita come:

$$i_{cm} = C_{pv} * \frac{du_{cm}}{dt} \quad (3.9)$$

Dall'equazione (1), ogni stato di commutazione ha una tensione di modo comune corrispondente, che è la media delle tensioni di uscita delle tre fasi. La tensione di modo comune di ogni stato di commutazione è mostrata nella Tabella 10, dove la tensione di modo comune varia tra quattro livelli,  $0$ ,  $u_{dc} / 3$ ,  $2u_{dc} / 3$ ,  $u_{dc}$  vedi per esempio se prendiamo lo stato di commutazione (011) quando  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_5$  sono accesi. In questa modalità di funzionamento, la tensione di modo comune può essere calcolata come  $(0 + u_{dc} + u_{dc}) / 3 = 2u_{dc} / 3$ . Si può osservare dalla Tabella 10 che il valore massimo e minimo della tensione di modo comune sono  $u_{dc}$  e  $0$  corrispondenti rispettivamente ai due stati nulli (111) e (000). Quindi, dall'equazione (2), nell'inverter trifase, il modo per ridurre la corrente di dispersione è sopprimendo l'intervallo di fluttuazione della tensione di modo comune.

Tabella 10

Comportamento del modo comune in un inverter trifase tradizionale

Mode		$u_{an}$	$u_{bn}$	$u_{cn}$	$u_{cm}$
Active states	100	$u_{dc}$	0	0	$u_{dc}/3$
	010	0	$u_{dc}$	0	$u_{dc}/3$
	001	0	0	$u_{dc}$	$u_{dc}/3$
	110	$u_{dc}$	$u_{dc}$	0	$2u_{dc}/3$
	011	0	$u_{dc}$	$u_{dc}$	$2u_{dc}/3$
	101	$u_{dc}$	0	$u_{dc}$	$2u_{dc}/3$
Null states	111	$u_{dc}$	$u_{dc}$	$u_{dc}$	$u_{dc}$
	000	0	0	0	0

Possiamo proporre una sorta di nuovo inverter a tre livelli con bassa corrente di dispersione e piccole perdite di conduzione. L'inverter proposto è mostrato in Fig. 3.10 (dall'articolo [3]), che consiste in due parti. La prima parte è quella delle tre gambe tradizionali a tre fasi. La seconda parte è il circuito di freewheeling che consiste in tre interruttori collegati rispettivamente ai tre punti di uscita di fase.

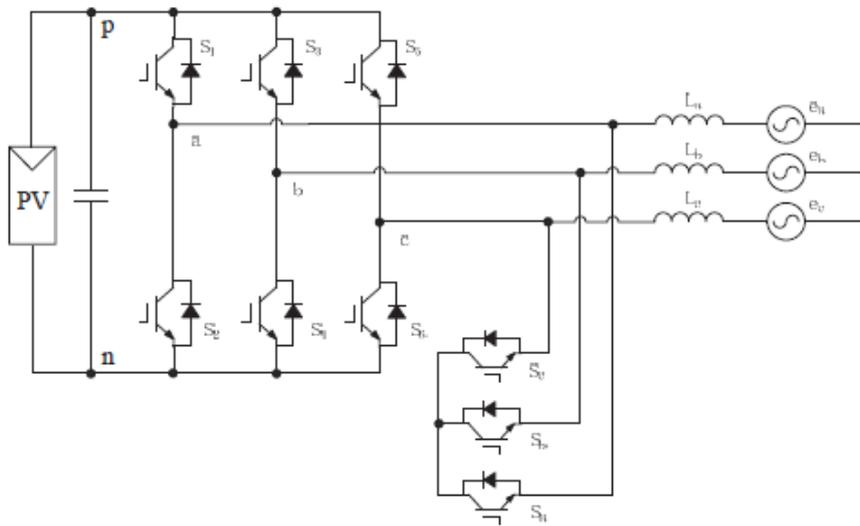


Fig.3.10 Inverter trifase proposto

L'inverter trifase proposto ha una tensione di uscita a tre livelli. Considerando l'attenuazione della tensione di modo comune, gli stati nulli dell'inverter tradizionale sono migliorati e modificati con il circuito di freewheeling supplementare in fig. 3.10. Nella tradizionale SPWM, i due stati nulli sono (111) e (000), che possono essere realizzati accendendo i tre interruttori superiori S1, S3 e S5 o i tre interruttori inferiori S2, S4 e S6. Tuttavia, in queste due situazioni, le tensioni di modo comuni hanno i valori massimi e minimi che aumentano il range di fluttuazione della tensione di modo comune, pertanto la corrente di perdita può aumentare significativamente. Nella topologia mostrata in fig. 3.10, gli stati nulli di (111) e (000) vengono sostituiti accendendo gli interruttori di

freewheeling, Sa, Sb e Sc. Così facendo, le tensioni di modo comuni degli stati nulli, 0 e  $u_{dc}$ , vengono eliminati e sostituiti dal nuovo circuito di freewheeling. Durante le modalità di rotazione del convertitore proposto, i tre interruttori, Sa, Sb e Sc, sono accesi e gli interruttori delle tre gambe ponte, S1-S6, sono disattivate. In questa situazione, la differenza di potenziale tra i tre punti di uscita, a, b, c e il punto negativo del pannello fotovoltaico sono  $u_{dc} / 2$ . Quindi la tensione di modo comune è  $(u_{dc} / 2 + u_{dc} / 2 + u_{dc} / 2) / 3 = u_{dc} / 2$ .

Tabella 11  
Comportamento del modo comune dell'inverter trifase proposto

Mode		$u_{an}$	$u_{bn}$	$u_{cn}$	$u_{cm}$
Active states	100	$u_{dc}$	0	0	$u_{dc}/3$
	010	0	$u_{dc}$	0	$u_{dc}/3$
	001	0	0	$u_{dc}$	$u_{dc}/3$
	110	$u_{dc}$	$u_{dc}$	0	$2u_{dc}/3$
	011	0	$u_{dc}$	$u_{dc}$	$2u_{dc}/3$
	101	$u_{dc}$	0	$u_{dc}$	$2u_{dc}/3$
Null states	***	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$

Rispetto al metodo tradizionale SPWM nella tabella 10, il valore di picco-picco della tensione di modo comune può essere ridotto da  $u_{dc}$  a  $u_{dc} / 3$  come mostrato nella tabella 11. Così la corrente di dispersione viene notevolmente attenuata. A causa delle transizioni di ricarica e scarica delle capacità di giunzione, i potenziali dei punti di uscita non sono solamente metà della tensione continua. E' possibile aggiungere un circuito che collega il centro dei condensatori lato DC e il centro stella del circuito di rotazione del convertitore a tre livelli proposto, come mostrato in Fig. 3.11(articolo [3]). Durante le modalità di trasferimento di energia, l'interruttore di bloccaggio, denominato Sclamp, è disattivato, mentre nelle modalità di freewheeling l'Sclamp è acceso per rendere il potenziale della tensione di uscita rigorosamente costante come metà del dc-link. Così i segnali in uscita dall'interruttore di bloccaggio sono gli stessi degli interruttori di freewheeling.

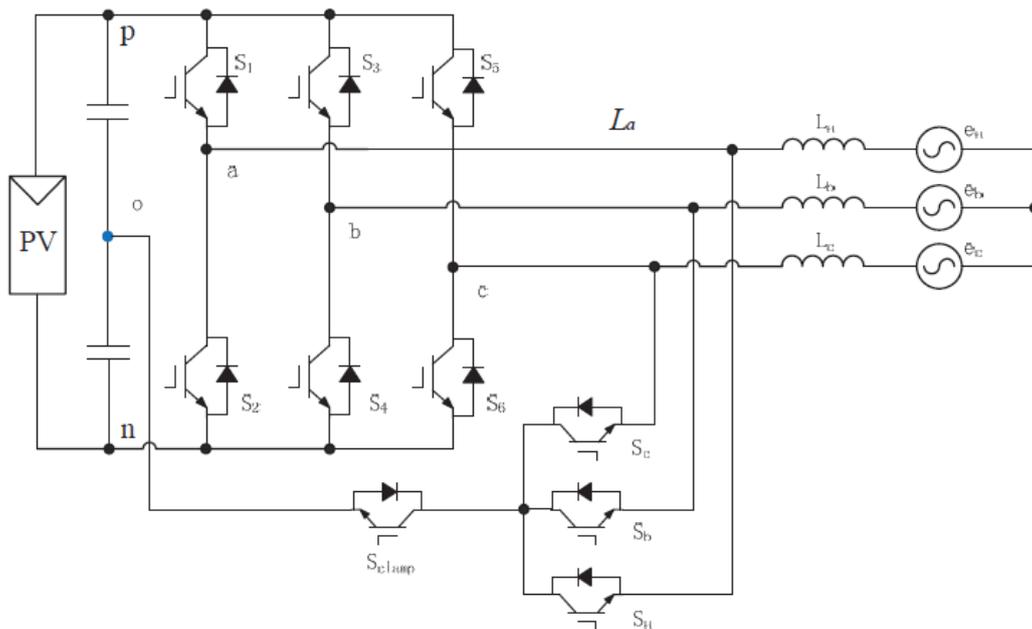


Fig.3.11 Inverter trifase proposto con circuito NPC

Quella in fig.3.11 comunque è una struttura proposta con circuito NPC, mentre la struttura tradizionale NPC è quella seguente(fig.3.12).

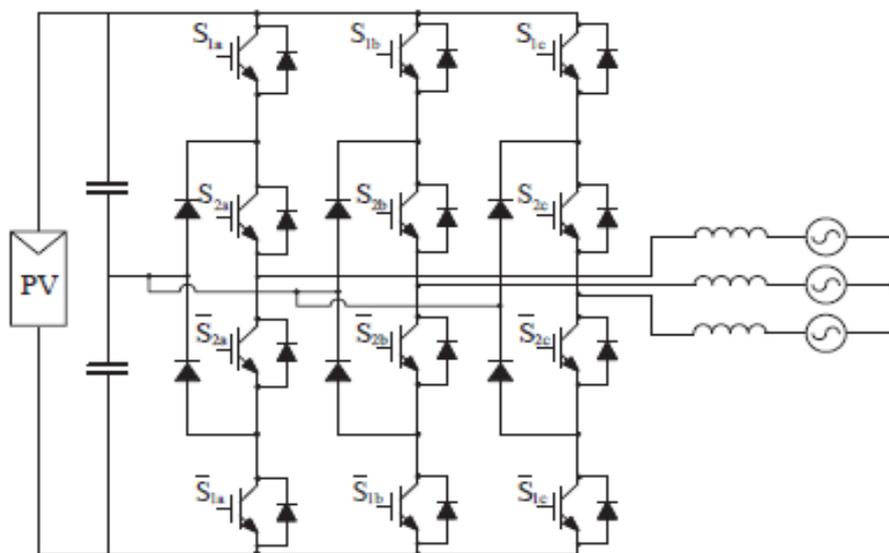


Fig.3.12 Inverter trifase NPC tradizionale

Come è noto, la tradizionale topologia NPC trifase può essere applicata nel sistema di conversione fotovoltaica. Alcuni metodi sono stati proposti per ridurre la tensione di modo comune basato sulle strategie di modulazione piuttosto che sul miglioramento delle strutture del circuito.

In primo luogo comunque, per quanto riguarda il costo del dispositivo, la topologia proposta in fig.3.10 utilizza solo nove interruttori ovvero tre interruttori in meno rispetto all'inverter tradizionale NPC. In secondo luogo, in termini di perdite di conduzione, le topologie proposte eseguono un solo interruttore in ogni fase di fase della modalità di trasferimento di energia.

Tuttavia, la topologia NPC tradizionale conduce due interruttori per gamba di fase che è due volte

superiore ai convertitori proposti. Quindi, le topologie proposte hanno come vantaggi gli aspetti del costo del dispositivo e delle perdite di conduzione rispetto all'inverter NPC tradizionale a tre fasi. La struttura proposta con NPC che abbiamo riportato è solo al fine di dare delle nozioni in più sul funzionamento del problema delle correnti legate alla tensione di modo comune, pertanto quella che prenderemo in considerazione più avanti sarà quella NPC tradizionale.

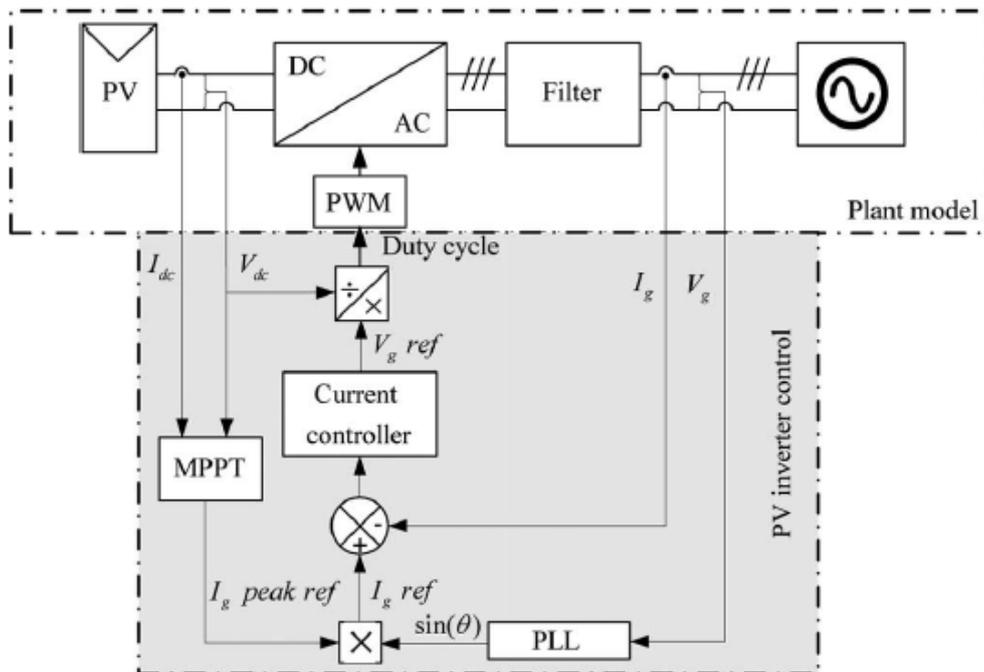


Fig.3.13 Strategia di controllo di un inverter fotovoltaico per l'interconnessione alla rete

In Figura 3.13 viene mostrato il controllo del sistema fotovoltaico nell'articolo [1]. Solitamente, i sistemi fotovoltaici impiegano un anello di controllo di corrente in modo da avere una corrente quasi sinusoidale con fattore di potenza unitario. Un filtro LCL è installato sul lato rete e la dinamica della corrente deve essere ben smorzata, in modo da non avere ripple ad alte frequenze, che sia causato da una conversione PWM non filtrata o da una risonanza non filtrata da un filtro LCL. Infatti, questo ripple potrebbe essere confuso con l'effetto della corrente di dispersione. Un algoritmo Maximum Power Point Tracking(MPPT) [6] (mostrato in Fig. 3.13) garantisce la massima estrazione potenza dai pannelli fotovoltaici. Un algoritmo di anti-islanding viene impiegato per impedire al sistema fotovoltaico di energizzare una porzione di rete elettrica quando la rete viene spenta.

# Topologie trifase

Lo scopo dell'articolo considerato [6], è di offrire un'analisi completa del convertitore trifase senza trasformatore rispetto al problema della corrente di dispersione. Di seguito vengono pertanto analizzate tre topologie trifase fullbridge DC / AC con Voltage Supplied Inverter (VSI) (3FB), che è una delle topologie più semplice e più utilizzata. La seconda analizzata sarà trifase fullbridge VSI con un condensatore che divide l'ingresso in continua (3FB-SC, dove SC sta per Split Capacitor), uguale al 3FB, ma in questa topologia il punto medio dei condensatori del circuito DC è collegato al punto neutro della rete. Infine, la terza topologia è la topologia trifase modulare con punto neutro bloccato VSI (3xNPC, dove NPC sta per Neutral Point Clamped), noto per l'elevata efficienza di conversione e basso contenuto armonico in uscita. Fatto ciò, viene presentato il modello di modo comune dell'inverter senza trasformatore trifase per studiare l'influenza della tensione di modo comune sulla corrente di dispersione a terra. Tutte e tre le topologie verranno confrontate in termini di modulazione adottata, collegamento del neutro e induttanza, effetti delle condizioni di squilibrio, con un giudizio sui componenti utilizzati e i livelli di tensione di uscita e dimensione del filtro.

## Topologia Trifase Full-Bridge VSI(3FB)

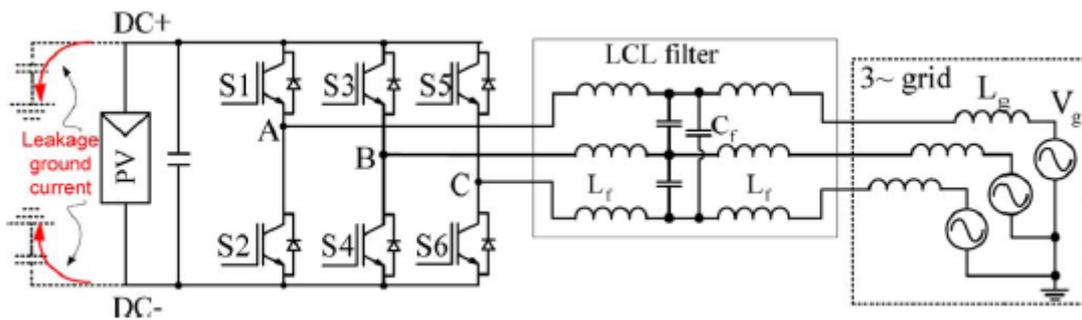


Fig.3.14 Topologia trifase full-bridge

Questa topologia, presentata in fig. 3.14, è la più semplice e più ampiamente usata per applicazioni generali con sistemi trifase. In fig.3.15 e in fig.3.16 possiamo vedere alcuni risultati delle simulazione per tensione di rete e la corrente di fase A di tale struttura, con e senza trasformatore.

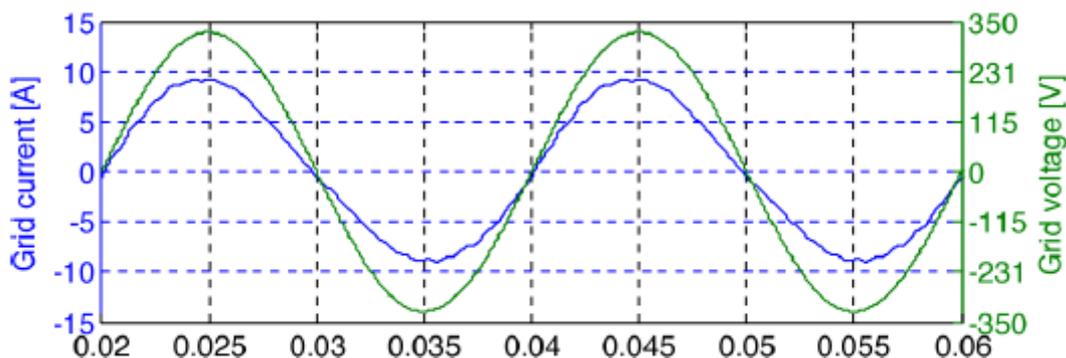


Fig.3.15 Corrente e tensione della fase A della rete nel caso di un sistema CON trasformatore(con isolamento galvanico)

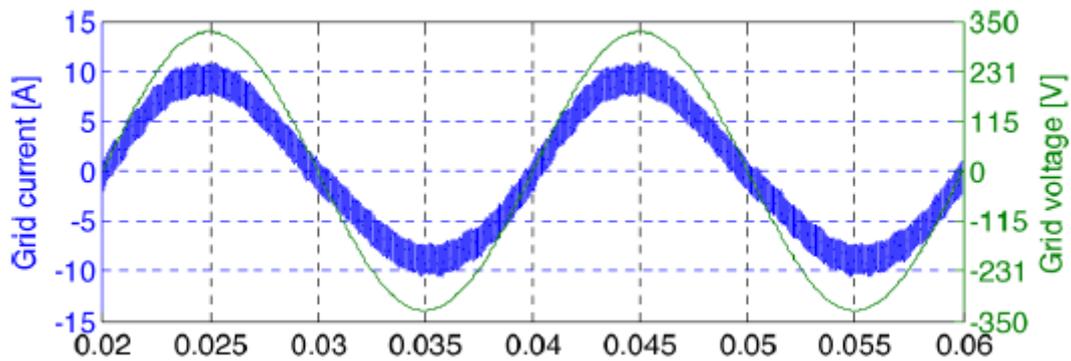


Fig.3.16 Corrente e tensione della fase A della rete nel caso di un sistema SENZA trasformatore(senza isolamento galvanico)

Il grafico di fig. 3.15 mostra la corrente di rete in caso di un sistema con isolamento galvanico tra il generatore fotovoltaico e la rete AC, quando nessuna corrente fluisce attraverso la capacità di dispersione. Il grafico di fig.3.16 rappresenta la stessa corrente di rete, con la differenza che, in questo caso, non v'è alcuna separazione galvanica tra il campo fotovoltaico e la rete AC, e la corrente di dispersione ha un percorso attraverso terra.

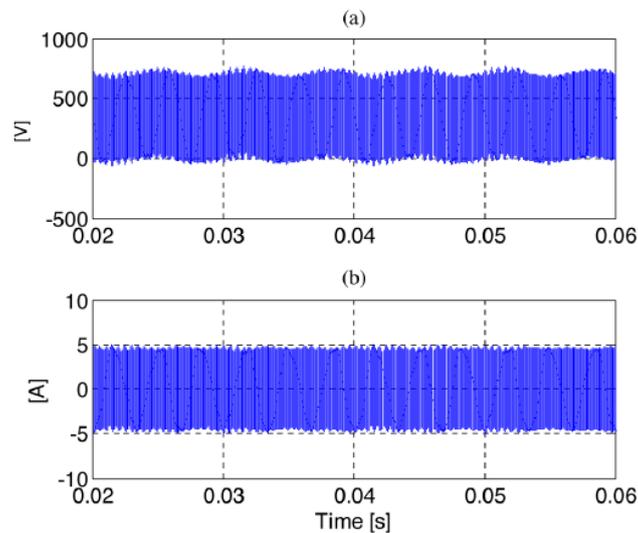


Fig.3.17 Risultati simulazione 3FB senza trasformatore  
 (a) Terminale tensione DC+ a terra  
 (b) Corrente di dispersione a terra

Come si vede in Fig. 3.17, vi sono componenti ad alta frequenza della tensione di modo comune. A causa della commutazione ad alta frequenza tra  $\pm V_{cc}$ , la corrente di dispersione generata sarà molto alta.

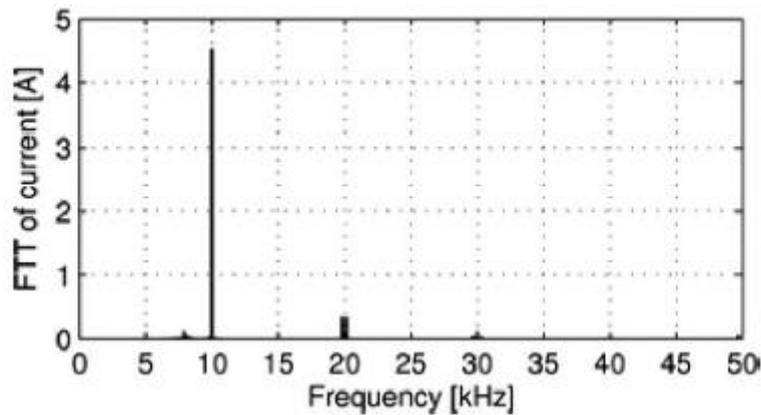


Fig.3.18 FFT della corrente dispersa a terra per la topologia 3FB senza trasformatore

La Fast Fourier Transform (FFT) della corrente di dispersione verso terra, presentata in Fig. 3.18, rivela le componenti armoniche aventi 4,5 A in ampiezza alla frequenza di commutazione e 0,4 A al doppio della frequenza di commutazione. Il valore efficace della corrente di dispersione simulata è stata calcolata ed è 3,2 A, che è molto alta, ben al di sopra del livello di soglia 300 mA, per quanto riguarda le correnti di dispersione verso terra e le correnti di guasto nel caso di sistemi fotovoltaici connessi a rete.

## Trifase Full-Bridge VSI con capacitori divisori(3FB-SC)

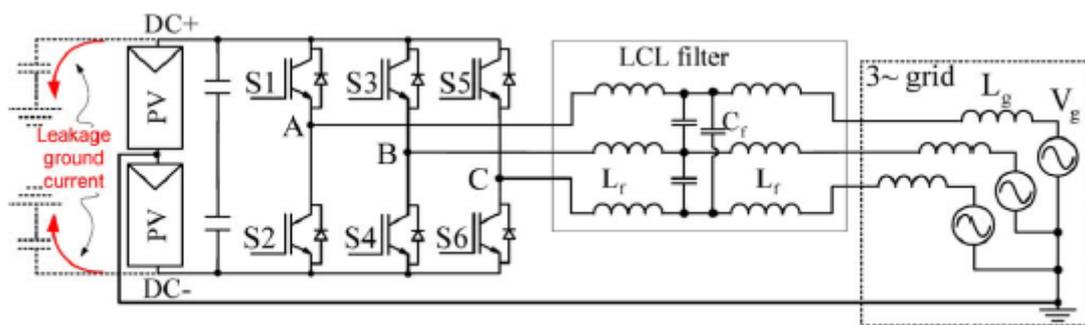


Fig.3.19 Topologia trifase full-bridge VSI con capacitore divisore

La topologia 3FB-SC, presentata in fig. 3.19, simile a quella precedente, con la differenza che il condensatore di ingresso del dc-link e l'array fotovoltaico sono divisi in due metà, e il punto centrale è collegato al punto neutro della rete. Questa topologia è equivalente a tre inverter indipendenti half-bridge monofase. Nelle simulazioni effettuate nell'articolo [1], lo stesso controllo di corrente utilizzato dalla 3FB è applicato anche in questo caso per il controllo degli interruttori. Per la modulazione PWM, verranno utilizzate due strategie. La prima è una PWM che utilizza un singolo segnale portante triangolare per tutte e tre le fasi, e la seconda è una PWM che utilizza tre segnali triangolari sfasati di  $120^\circ$ , denominata anche come interleaved PWM, con l'obiettivo di avere le armoniche di commutazione della corrente di rete che annullano la corrente del conduttore neutro. Utilizzando i segnali triangolari nella interleaved PWM, al fine di ridurre la tensione di modo comune per le tre fasi.

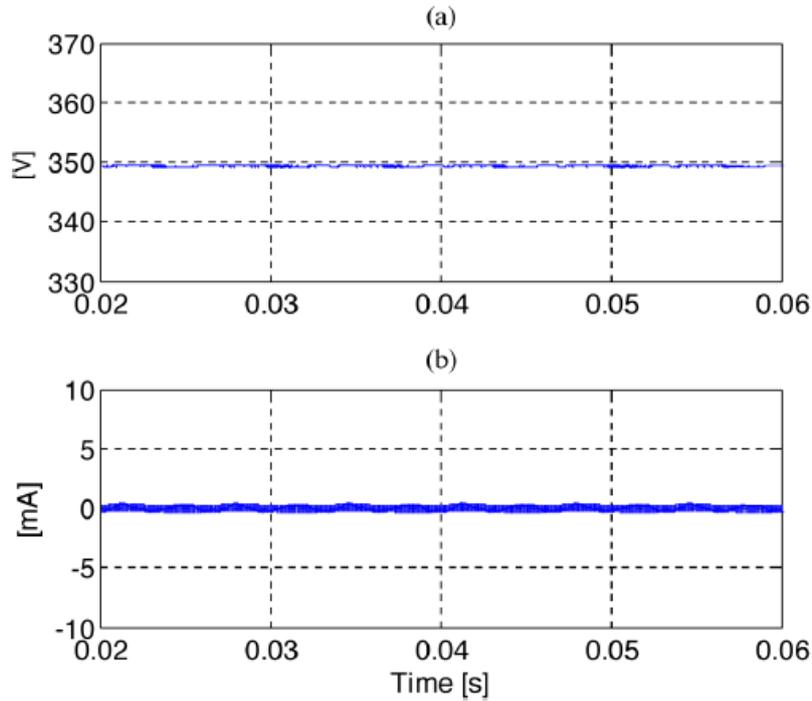


Fig.3.20 Risultati simulazione per 3FB-SC.

(a) Tensione terminale DC+ verso terra

(b) Corrente di dispersione verso terra in mA

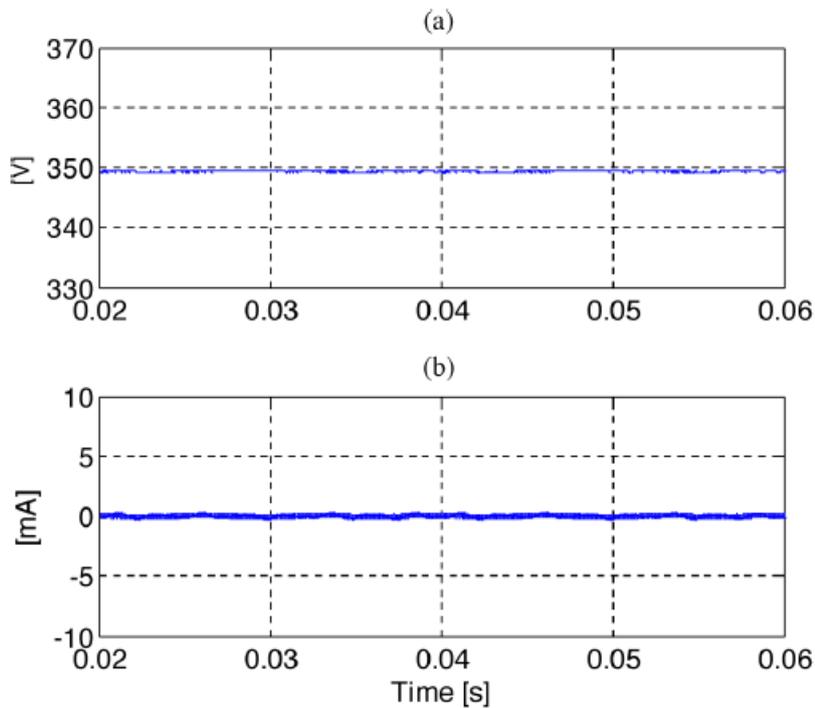


Fig.3.21 Risultati simulazione per 3FB-SC con PWM sfalsata.

(a) Tensione terminale DC+ verso terra

(b) Corrente di dispersione verso terra in mA

I risultati della simulazione in Fig. 3.20 e 3.21 mostrano che le fluttuazioni di tensione presenti DC+ e DC- sono molto più piccole, che nel caso del 3FB-SC, a causa del collegamento del punto medio del condensatore alla linea neutra che tiene il potenziale a zero. Come si vede nelle fig. 14 e 15, la tensione del terminale a terra ha poco ripple. Ciò significa che con questa topologia, la

corrente di dispersione è notevolmente ridotta, avente valori di picco di pochi milliampere, leggermente più piccole del PWM interleaved. In entrambi i casi, il valore efficace della corrente di dispersione è stata calcolata pari a 0,23 mA per la 3FB-SC e leggermente più piccolo, 0,13 mA, per il PWM interleaved. Entrambi i casi hanno la corrente di dispersione ben al di sotto del requisito standard di 300 mA.

## Topologia NPC (Neutral Point Clamped)

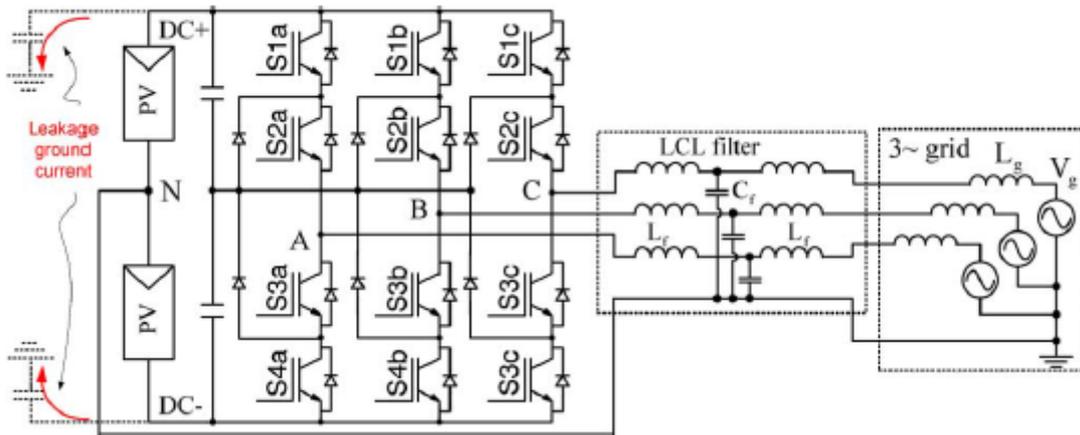


Fig.3.22 Topologia trifase con punto neutro dell'inverter bloccato

I convertitori multilivello, come l'NPC mostrato in Fig. 3.22, sono interessanti per applicazioni rinnovabili grazie ai seguenti vantaggi rispetto il convertitore full-bridge a sei switch:

- 1) Il carico di tensione sugli interruttori viene ridotta, a causa del collegamento in serie degli interruttori;
- 2) La tensione di uscita trifase ha più di due livelli, così da avere un contenuto armonico inferiore;
- 3) La dimensione del filtro di uscita è inferiore a causa del minore  $dv / dt$ ;
- 4) Maggiore efficienza complessiva poiché le perdite di commutazione si riducono a causa del fatto che le tensioni sono inferiori (600 V) per gli interruttori che vengono utilizzati.

Usando tali criteri, è stata presa in considerazione una versione a tre fasi di questa topologia e simulata.

Ogni gamba è controllata individualmente come avverrebbe nel caso di un inverter a tre livelli monofase, avente tre regolatori di corrente separati per ogni fase. Quindi, la corrente di uscita viene sempre sincronizzata con la propria tensione di fase.

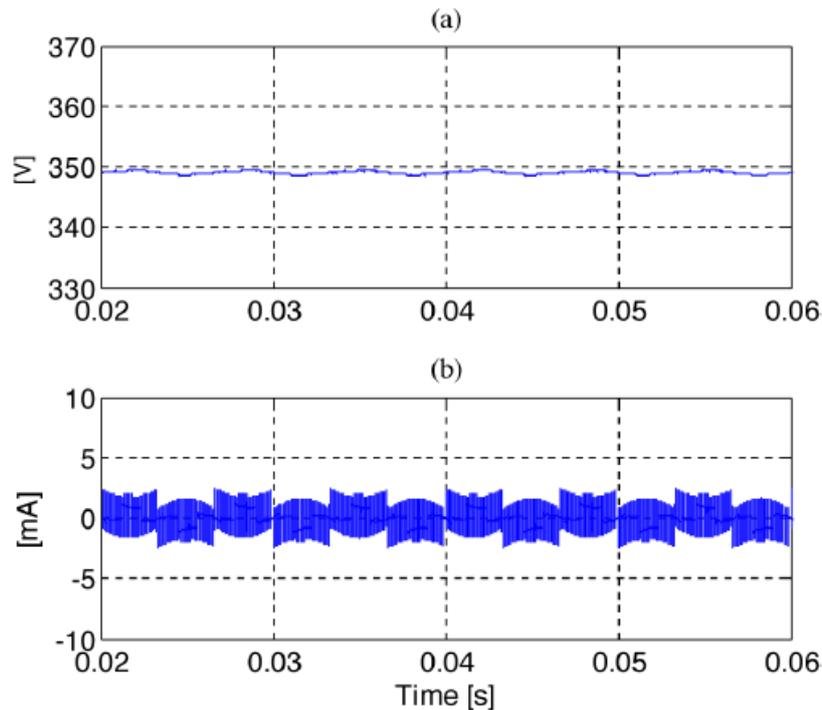


Fig.3.23 Risultati simulazione per 3xNPC  
 (a) Tensione terminale DC+ verso terra  
 (b) Corrente di dispersione verso terra

Come si vede in Fig.3.23, i risultati della simulazione confermano che questa topologia è anche adatta ad essere utilizzata come un inverter in un sistema trifase fotovoltaico senza trasformatore, con quasi nessun ripple di tensione presente ai terminali del pannello fotovoltaico, e portando ad una piccola corrente di dispersione verso terra. Anche in questo caso, la corrente di dispersione viene calcolata in modo da avere un valore efficace di 0,7 mA, che è ben al di sotto del requisito standard, rendendolo un'ottima soluzione per sistemi fotovoltaici senza trasformatore.

## Corrente di dispersione nel caso di filtro con induttanze sbilanciate

Come menzionato precedentemente, la tensione totale di modo comune è anche influenzata dalle induttanze del filtro di uscita. Lo sbilanciamento tra le fasi porta ad una componente di tensione di modo comune influenzata dalla differenza tra gli induttori sulle fasi.

In fig. 3.24 vengono presentati due casi: il primo senza lo squilibrio (grafico (a)), e nel secondo e nel terzo con la condizione di squilibrio che viene mostrato negli altri due grafici, che presentano la tensione di modo comune in caso di simulazione (grafico (b)) e riferiscono il calcolo sulle equazioni. La tensione simulata corrisponde alla tensione in caso di condizioni di squilibrio, quando  $LA = 1.3 LB$ .

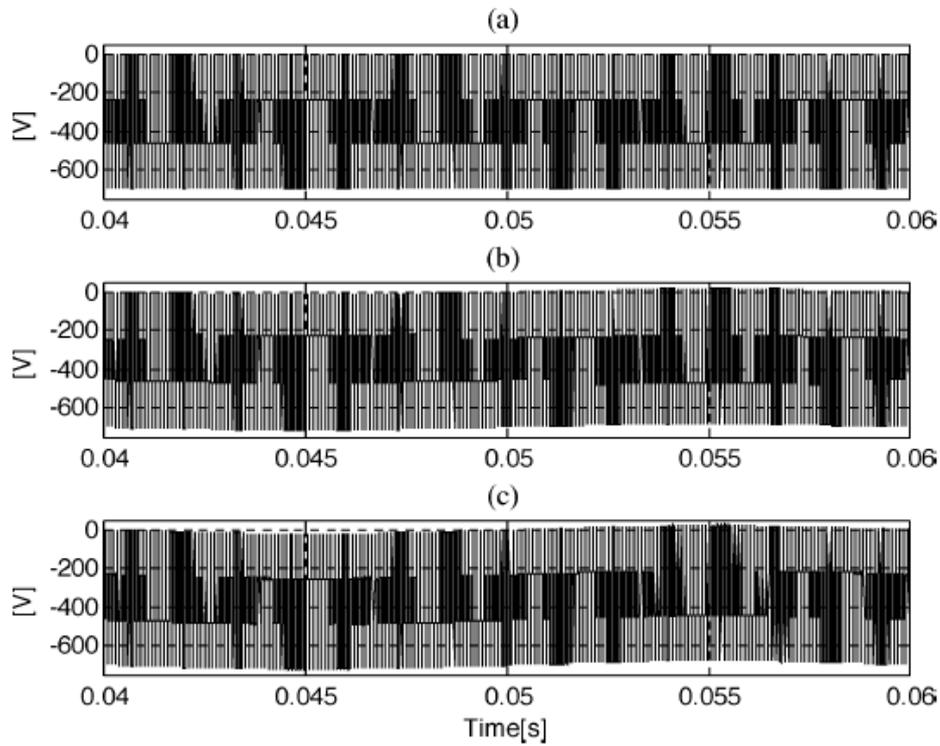


Fig.3.24 Tensione di modo comune totale topologia 3FB  
 (a) Tensione di modo comune senza squilibrio  
 (b) Tensione di modo comune CON squilibrio(SIMULATA)  
 (c) Tensione di modo comune CON squilibrio(CALCOLATA)

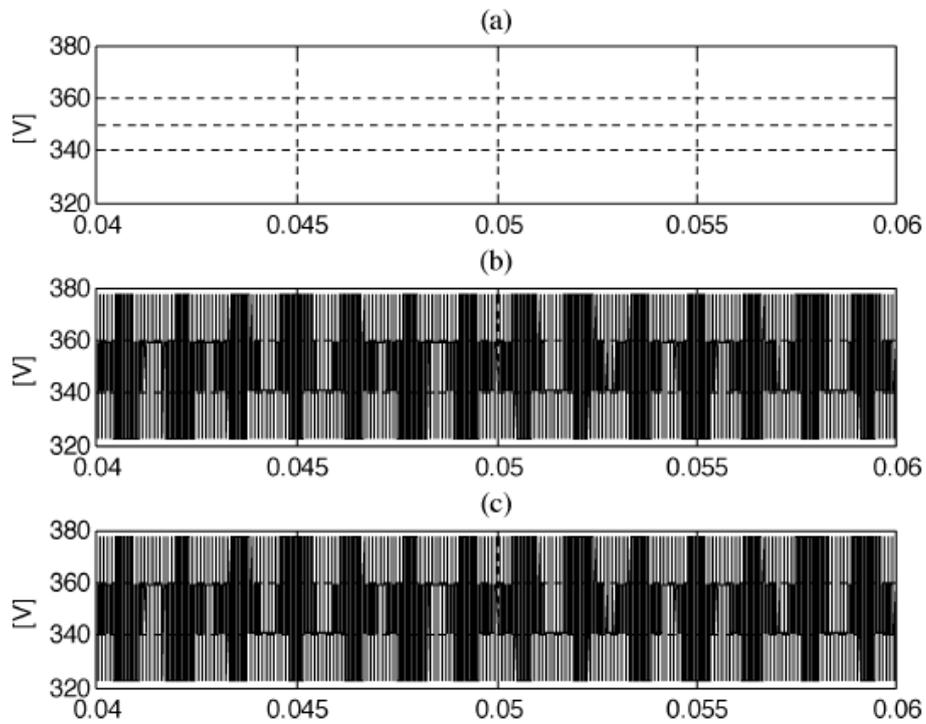


Fig.3.25 Tensione di modo comune totale topologia 3FB-SC(LCN=10 $\mu$ H nel neutro)  
 (a) Tensione di modo comune senza squilibrio  
 (b) Tensione di modo comune CON squilibrio(SIMULATA)  
 (c) Tensione di modo comune CON squilibrio(CALCOLATA)

Nel caso di neutro collegato, dal punto di vista del modello di modo comune, le tre fasi dell'inverter possono essere modellate come tre fasi singole, e il risultato è una tensione di modo comune totale costante, che porta ad una bassissima corrente di dispersione verso terra, come mostrato nel primo grafico in fig.3.25, che rappresenta i risultati della simulazione per la 3FB-SC e topologie 3xNPC. Nel caso ci sia qualche induttanza presente nel neutro, per esempio, a causa del filtro EMI, la tensione totale di modo comune non è più costante. Una piccola induttanza di  $LCN = 10 \mu\text{H}$  presente nel neutro può portare ad una tensione ad alta frequenza che generare correnti di dispersione verso terra che potrebbero raggiungere ampiezze superiori alla soglia di funzionamento delle protezioni.

Il fondo dei due grafici in Fig.3.25 presentano la tensione di modo comune simulata e calcolata quando un'induttanza  $10 \mu\text{H}$  è presente nel neutro. Ciò si traduce in una tensione di modo comune, che non è più costante, con conseguente aumento del flusso di corrente di dispersione verso terra. Và dunque prestata molta attenzione per la progettazione di un collegamento neutro, al fine di renderlo privo di induttanza.

## Alcune prove sperimentali

Al fine di verificare i risultati della simulazione, è stato fatto un apparato sperimentale che si compone di una monofase NPC con gamba collegato alla rete, testata come un inverter. Infatti, la topologia NPC trifase può essere ottenuta utilizzando tre inverter monofase indipendenti, come quella mostrata in Fig.3.26, collegato attraverso il neutro comune.

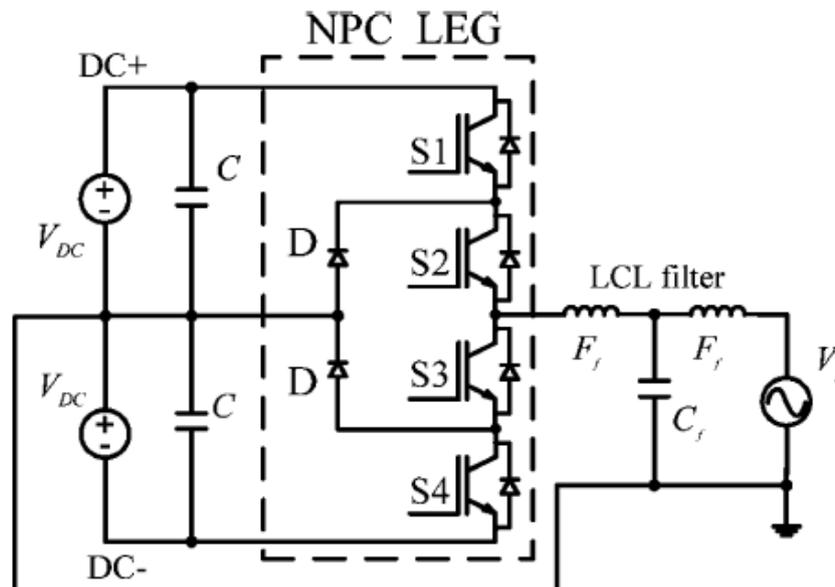


Fig.3.26 Circuito elettrico del setup sperimentale

Il controllo della corrente utilizzata è lo stesso come nel caso delle simulazioni. In figura 3.27 viene mostrata la tensione di modo comune della topologia NPC. Come misurato sul CH3, la tensione di modo comune, misurata tra il terminale DC+ e la messa a terra, è costante, mostrando variazioni ad alta frequenza.

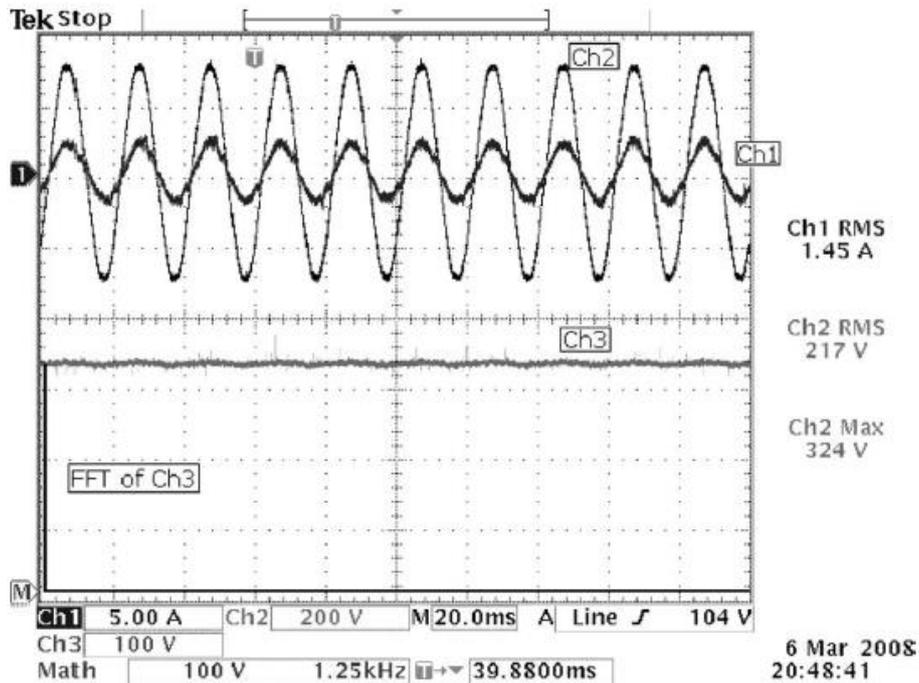


Fig.3.27 Contenuto armonico della tensione di modo comune  
 Canale 1: corrente di rete [5 A/div]  
 Canale 2: Tensione di rete [200 V/div]  
 Canale 3: Tensione tra il terminale DC+ e la terra [100 V/div]  
 Canale M: FFT del canale 3 [100 V/div e 1,25 kHz/div]

La FFT della tensione di modo comune conferma che solo la componente continua è presente. Ciò significa che la corrente di dispersione verso terra generata da questa topologia è molto bassa, come mostrato anche nel caso delle simulazioni.

Per validare il modello presentato nelle sezioni precedenti, la tensione in caso di inverter trifase è stata misurata per le topologie 3FB e 3FB-SC.

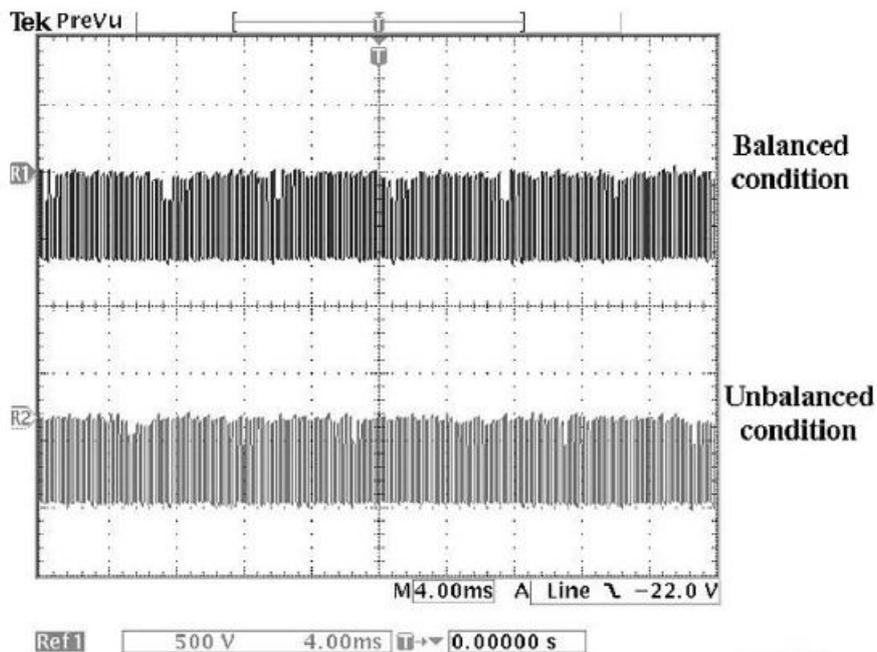


Fig.3.28 Tensione di modo comune della topologia 3FB, condizione equilibrata (canale R1) e condizione squilibrata (canale R2)

Come si vede in fig.3.28, la tensione di modo comune confronta i risultati presentati in fig. 3.24 sia per i casi bilanciati che sbilanciati. Inoltre, la tensione di modo comune è stata misurata anche per la topologia 3FB-SC. Come si vede in fig. 3.29, la tensione è costante in caso di condizioni di equilibrio, mentre nel caso sia presente un'induttanza nel neutro, la tensione non è costante, ma ha componenti ad alta frequenza che potrebbero portare a correnti di dispersione a terra, come discusso precedentemente.

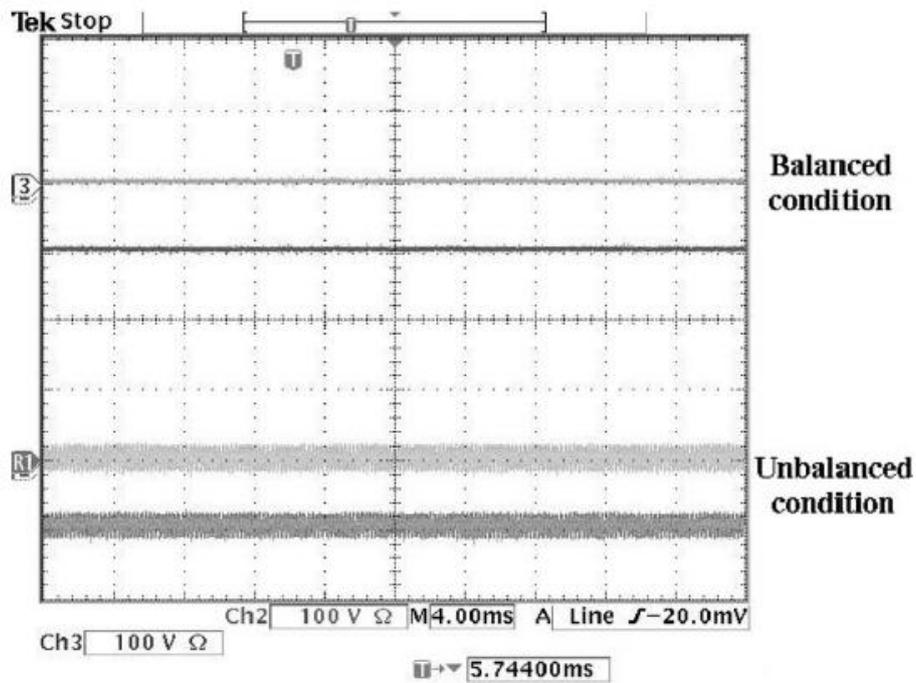


Fig.3.29 Tensione di modo comune totale della topologia 3FB-SC, condizione Equilibrata (canale 3) e condizione sbilanciata(canale R1)

# Confronti

Quanto visto serve ad effettuare un confronto complessivo delle diverse topologie, riportato in tabella 12, considerando non solo il comportamento in termini di corrente di dispersione verso terra, ma anche il numero di dispositivi, componenti passivi, dimensione del filtro di uscita di commutazione, e altri dispositivi ausiliari.

Tabella 12

Inverter topology	3FB	3FB-SC with and without staggered modulation	3xNPC
Number of switches	6 (1)*	6 (1)	12 (1/2)
Voltage stress on switches	Vdc	Vdc	Vdc/2
Number of diodes	6	6	18
Voltage balancing control	No	Yes**	Yes**
Common-mode voltage	$\pm V_{dc}$	$\pm 1\% V_{dc}$	$\pm 1\% V_{dc}$
Ground leakage current	high***	low	low
Galvanic isolation	required	not required	not required
Influence of the grid imbalance	low	none	none
Influence of the neutral leakage current	not applicable	high	high
LCL-filter size (pu of 3FB case without the transformer)****	151 Var (1)	132 Var (0.87)	121 Var (0.80)

\*The voltage rating is expressed using the 3FB topology as a reference of 1.

\*\* Only in case the middle point of the input capacitors is not connected to the middle point of the PV array.

\*\*\* In case of transformerless grid connection.

\*\*\*\* Reactive power installed in order to have a grid current ripple complying with IEEE 929.

In termini di dispositivi di potenza, è risultato che il 3xNPC ha bisogno del doppio degli elementi di commutazione e sei diodi aggiuntivi rispetto alle altre due topologie. Il vantaggio in questo caso è che gli elementi di commutazione vedono solo metà della tensione rispetto a quelli del caso di 3FB e 3FB-SC.

Per quanto riguarda il controllo di tensione equilibrato, nel caso in cui solo il punto centrale dei condensatori è collegato al neutro e il punto centrale del campo fotovoltaico è lasciato scollegato, quindi una funzione aggiuntiva è necessaria per gestire lo sbilanciamento di tensione dei condensatori di ingresso. Questo squilibrio è il risultato del collegamento diretto della capacità di carico, in questo caso, la corrente di carico viene prelevata dalle capacità e non dall'array fotovoltaico, causando uno squilibrio di tensione tra le capacità superiori e inferiori.

Come già sottolineato, l'aspetto più importante per i sistemi fotovoltaici senza trasformatore, e di conseguenza, l'argomento principale di questo elaborato, è la corrente di dispersione verso terra. Come indicato nella tabella 2, il 3FB ha un'alta tensione di modo comune, e quindi, la corrente di dispersione è molto elevata, avendo valori efficaci calcolati di 3,2 A (caso in cui manca l'isolamento galvanico).

Al contrario, il 3FB-SC e il 3xNPC non hanno quasi fluttuazioni di tensione. Grazie alla piccola ondulazione della tensione, la corrente di dispersione verso terra mantiene dei valori più che accettabili.

Inoltre, il ripple inferiore nella corrente di rete è ottenuto nel caso della topologia 3FB con isolamento galvanico. In realtà, non c'è alcun percorso per le correnti per poter scorrere e le armoniche triple omopolari della corrente di dispersione della rete verso terra vengono annullate, con conseguente minore distorsione armonica della corrente di rete.

D'altra parte, nel caso di connessione alla rete senza trasformatore, il ripple di corrente massimo di rete (5 A) sia in caso di topologia 3FB, che nel caso della 3FB-SC, è solo di 2,5 A, e nel caso della topologia 3xNPC, è solo di 1,25 A. per conformarsi allo standard IEEE929 differenti filtri LCL sono necessari nei tre casi. Utilizzando i criteri di progettazione, i componenti LCL richiesti in

termini di potenza reattiva complessiva sono riportati in Tabella II. In particolare, è evidente che, nel caso 3xNPC, la dimensione del filtro è del 20% inferiore rispetto al caso della 3FB. Insieme ad una maggiore efficienza, fino al 98%, rende il 3xNPC la topologia più efficace per un convertitore fotovoltaico senza trasformatore nel caso trifase.

## Topologia H8

Quella che presentiamo di seguito è una delle tante proposte topologiche denominata HERIC 8 (H8) in fig.3.30(confronto con struttura full-bridge tradizionale). I dati ed i confronti ottenuti sono stati presi dall'articolo [7]. In generale in questa topologia è prevista una disconnessione del lato AC durante i vettori di tensione zero. I risultati ottenuti verranno confrontati rispetto alla topologia Full-bridge di base in termini di corrente di dispersione ma anche di THD. Secondo i risultati ottenuti, la topologia proposta H8 e la tecnica di modulazione raggiungono delle ottime prestazioni come vedremo.

Per questa topologia proposta è stata adottata una strategia di modulazione con larghezza di impulso sinusoidale (SPWM) che è in grado di migliorare il comportamento della modalità comune senza compromettere la distorsione armonica dell'intero sistema.

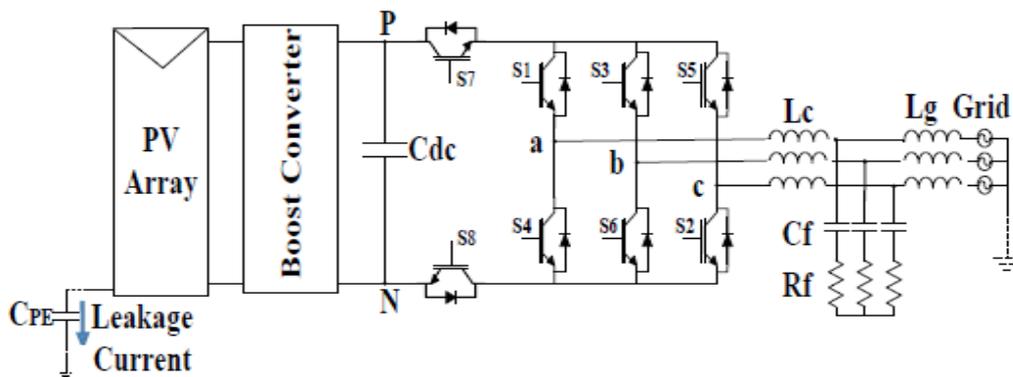


Fig.3.30 Topologia H8 sistema fotovoltaico trifase

Questa struttura ha otto interruttori: gli interruttori S7 e S8 sono lo stadio di isolamento DC.

In generale, otto vettori di stato vengono applicati in uscita lungo il periodo della rete, tre vettori attivi ( $V_1$ ,  $V_3$  e  $V_5$ ), tre vettori attivi ( $V_2$ ,  $V_4$  e  $V_6$ ) e due vettori nulli ( $V_0$  e  $V_7$ ). La fig. 3.31 mostra la tecnica di modulazione proposta per la topologia H8. In questa figura  $V_a^*$ ,  $V_b^*$  e  $V_c^*$  sono riferimenti di tensione. Queste tensioni di riferimento sono generate da un sistema di controllo a circuito chiuso. Il vettore è una forma d'onda triangolare a 16 kHz; Da  $g_1$  a  $g_8$  sono impulsi di gate switch.

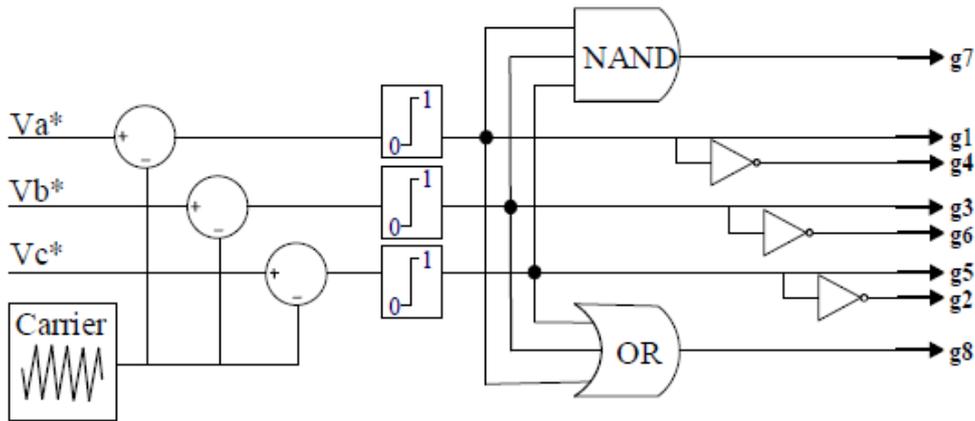


Fig.3.31 Tecnica di modulazione proposta per la topologia H8

Gli impulsi della porta di commutazione  $g_7$  e  $g_8$  possono essere ottenuti da (3.10 e 3.11) come segue:

$$g_7 = g_1 g_3 g_5 \quad (3.10)$$

$$g_8 = g_1 + g_3 + g_5 \quad (3.11)$$

Dove,  $g_7$  è NAND di  $g_1$ ,  $g_2$ , e  $g_3$  e  $g_5$ ; E  $g_8$  è OR di  $g_1$ ,  $g_3$  e  $g_5$ . Il tutto funziona come spiegato di seguito:

- 1) Durante i vettori attivi dispari ( $V_1$ ,  $V_3$  e  $V_5$ ),  $S_7$  e  $S_8$  sono in grado di generare la tensione di uscita desiderata e la corrispondente tensione di modo comune diventa  $V_{DC} / 3$ .
- 2) Durante i vettori anche attivi ( $V_2$ ,  $V_4$  e  $V_6$ ),  $S_7$  e  $S_8$  sono in grado di generare la tensione di uscita desiderata e la corrispondente tensione di modo comune diventa  $2V_{DC} / 3$ .
- 3) Durante il vettore  $V_7$  zero, tutti gli interruttori superiori  $S_1$ ,  $S_3$  e  $S_5$  sono accesi e collegati a positivo (P) del collegamento DC. In questo momento  $S_7$  viene disattivato per scollegare l'impianto fotovoltaico dalla rete. Pertanto, non esiste alcun percorso per consentire la corrente di dispersione.
- 4) Durante il vettore zero  $V_0$ , tutti gli interruttori inferiori  $S_4$ ,  $S_6$  e  $S_2$  sono accesi e collegati a negativo (N) del dc-link. In tale momento  $S_8$  viene disattivato per scollegare l'impianto fotovoltaico dalla rete. Pertanto, la corrente di dispersione non trova alcun percorso per fluire.

Gli interruttori  $S_7$  e  $S_8$  permettono di isolare i pannelli PV dalla griglia durante i vettori di tensione zero. Di conseguenza, la corrente di terra di dispersione non scorre attraverso le capacità durante i vettori di zero. Di conseguenza, le variazioni di tensione del condensatore sono ridotte. In altre parole, la corrente di perdita di modo comune è ridotta. La tabella I illustra il funzionamento degli interruttori secondo il metodo di modulazione proposto. La strategia di modulazione proposta non rimuove le tensioni zero di vettore al fine di ridurre la corrente di perdita. In questa situazione, a causa dell'utilizzo di vettori di tensione zero, il modello di tensione di uscita non genera transitori di sovratensione, increspature di corrente sugli induttori del filtro e perdite ad alta frequenza che vengono dunque ridotte.

Tabella 13

Sequenza di switching proposta per la modulazione della topologia H8

Vector	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
V <sub>1</sub>	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON
V <sub>2</sub>	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
V <sub>3</sub>	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	ON
V <sub>4</sub>	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
V <sub>5</sub>	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	ON	ON
V <sub>6</sub>	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON
V <sub>0</sub>	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	ON
V <sub>7</sub>	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF

Nelle simulazioni effettuate in [7] il metodo di controllo include il controllo del ciclo di tensione di collegamento DC e il controllo del ciclo della corrente di rete. La tensione dc-link è controllata dal controllore integrale proporzionale (PI). La corrente iniettata alla rete viene controllata dal controllore proporzionale (PR). La caratteristica di vantaggio del controllore PR è la fattibilità di implementare compensatori armonici senza intervenire con le dinamiche di controllo, ottenendo una corrente di alta qualità consegnata alla griglia. È stato scelto un convertitore Boost DC / DC come controllore di rilevamento dei punti di massima potenza (MPPT). Viene applicato il metodo Perturb and observe (P & O) per il controllore MPPT di un sistema a due stadi converter connesso alla rete. Il punto di potenza massimo è stato raggiunto in 0,05 secondi. Le forme d'onda sono state riportate nel periodo di tempo 0.1-0.14 secondo dopo l'ottenimento del MPPT.

Nelle prove di simulazione effettuate nel full-bridge tradizionale il THD ottenuto è del 9,52% sulla corrente e la corrente di dispersione è del 344,8 mA (RMS). Il livello massimo per la corrente di dispersione non deve superare i 300 mA. Quindi, questa topologia non risulta adatta per l'applicazione fotovoltaica trifase senza trasformatore (cosa già vista in passato).

La topologia H8 invece ha reso con la corrente di rete un THD del 7,35%. La corrente di dispersione è pari a 255 mA (RMS) e dunque inferiore a 300 mA. Le variazioni di tensione della capacità sono ridotte nella topologia H8 provocando così una corrente di dispersione minore. Pertanto, questa topologia è risultata adatta all'applicazione fotovoltaica trifase senza trasformatore. Quindi la topologia inverter H8 risulta ottimale per ridurre la corrente di dispersione e migliorare la corrente di uscita ed il THD nei sistemi fotovoltaici trifase senza trasformatori. Anche se la corrente di uscita THD è accettabile, la topologia FB non soddisfa gli standard in termini di corrente di perdita di modo comune. Ciò si può invece ottenere riducendo le fluttuazioni di tensione sulla capacità. Il metodo di modulazione proposto separa il lato DC dal lato della rete durante i vettori di tensione a zero ed è questo a portarci tali benefici.

Di seguito alcuni grafici sui risultati riassunti qua sopra.

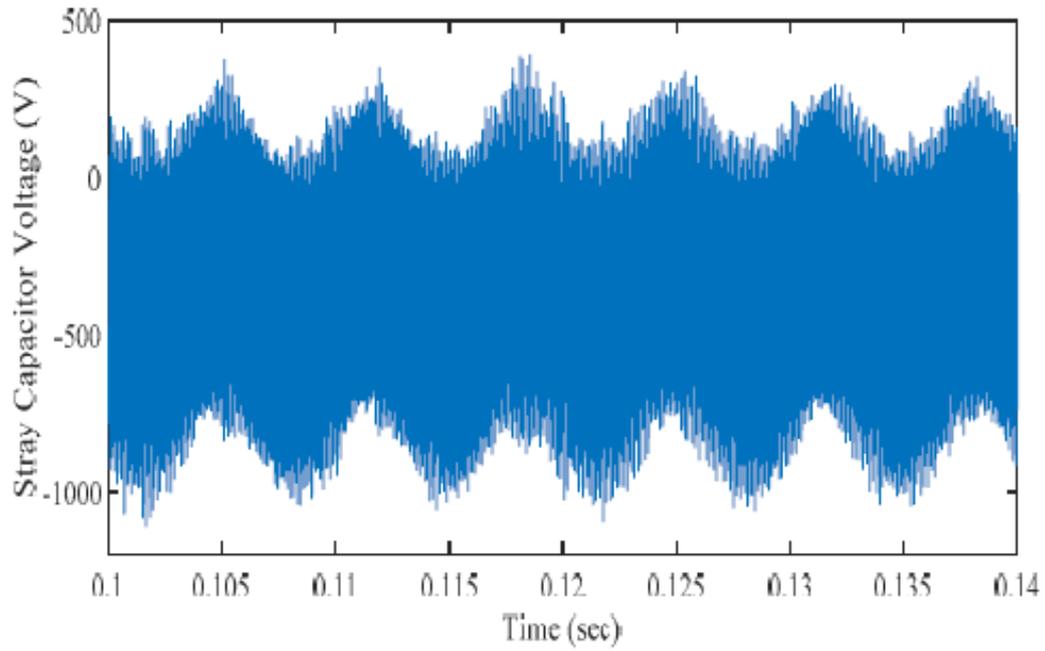


Fig.3.32 Tensione sulla capacità parassita per topologia full-bridge

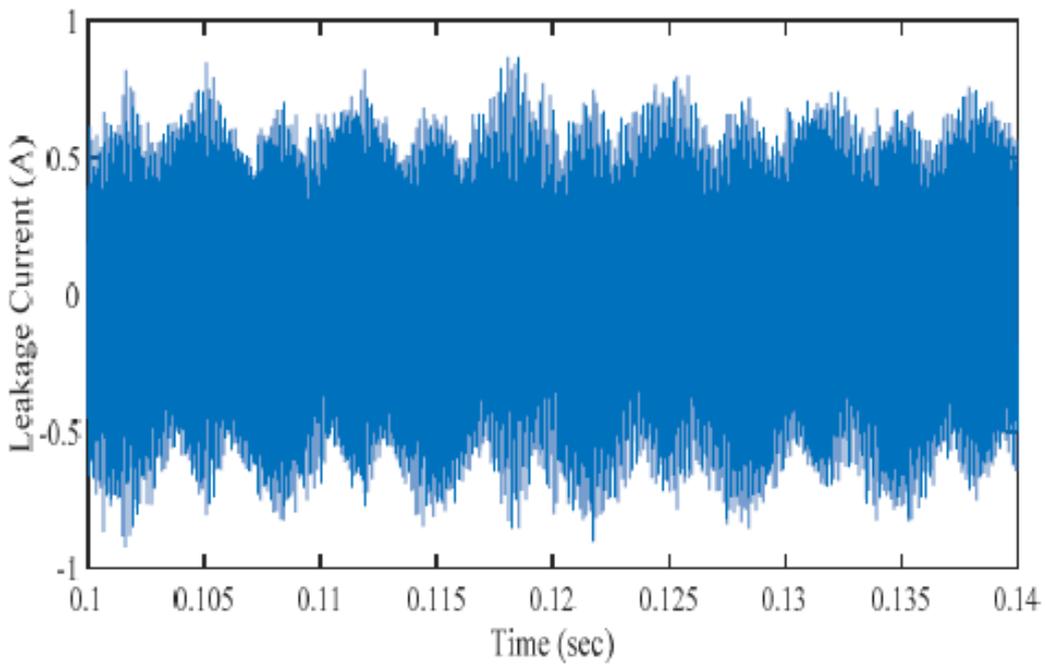


Fig.3.33 Corrente di dispersione a terra topologia full-bridge

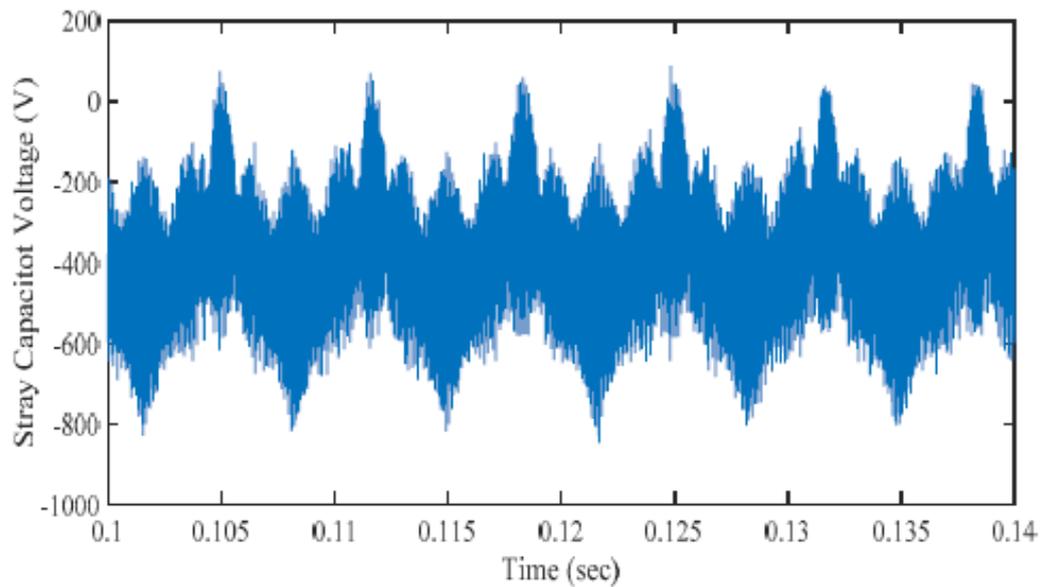


Fig.3.34 Tensione sulla capacità parassita per topologia H8

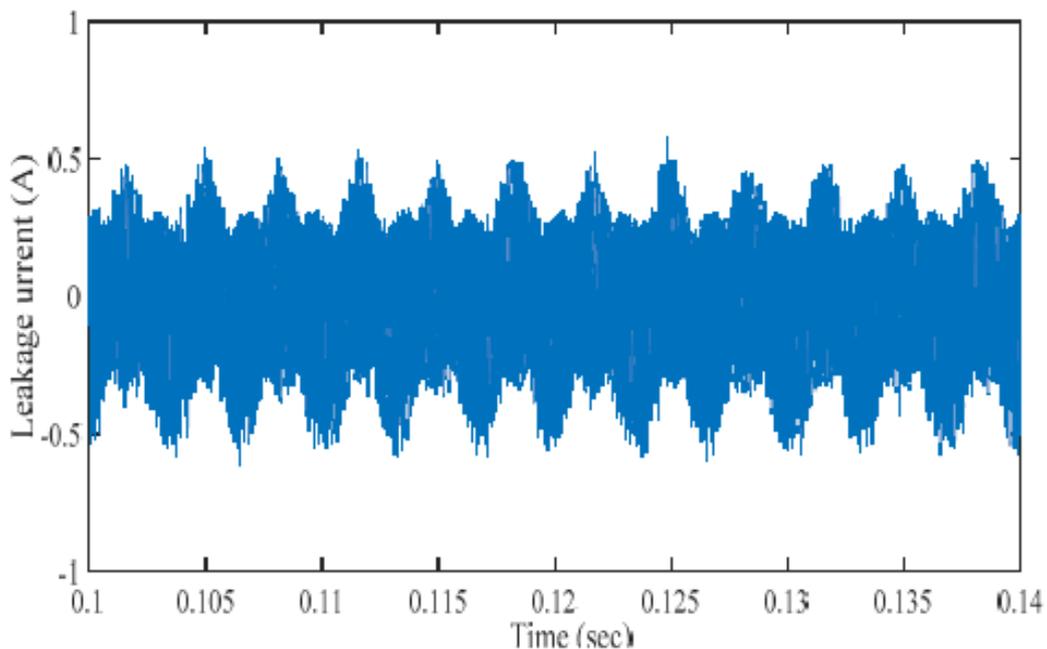


Fig.3.35 Corrente di dispersione a terra topologia H8

## Soluzione con tecnica di modulazione

Sulla base del modello di tensione in modo comune, vengono proposte alcune tecniche di modulazione per eliminare la corrente di dispersione in sistemi fotovoltaici senza trasformatore senza richiedere alcuna modifica sul convertitore e qualsiasi altro hardware. L'inconveniente principale è che la tecnica di modulazione proposta per gli inverter a due livelli può essere utilizzata solo con un collegamento in dc a 650V nel caso di una tensione di rete a 110 V (rms). Si parla di confronti tra le tecniche di modulazione e si dimostra che la modulazione proposta per inverter a due o tre livelli presenta i migliori risultati. Per convalidare i modelli utilizzati nelle simulazioni, viene utilizzato un inverter trifase sperimentale. Le prove prese in considerazione appartengono

all'articolo [8] di questo elaborato. Sulla base della tensione di modo comune (CM), discuteremo alcune tecniche che vengono utilizzate negli azionamenti elettrici per cercare ridurre le correnti di modo comune. A seconda della scelta dei vettori di tensione, le tecniche per ridurre la tensione CM possono essere raggruppate in due tipi [7]: PWM stato remoto (RSPWM – Remote State PWM) e PWM stato zero attivo PWM (AZSPWM – Active Zero State PWM). In RSPWM, la tensione di uscita viene sintetizzata da tre vettori attivi. In AZSPWM, due vettori attivi vengono completati con due vettori attivi opposti con pari tempo per creare un vettore zero. In questo articolo vengono proposte tecniche RSPWM per eliminare la corrente di dispersione nell'inverter convenzionale trifase per applicazioni fotovoltaiche. In RSPWM, l'ampiezza massima delle tensioni da fase a neutro è ridotta, ma non richiede alcuna modifica sul convertitore e qualsiasi altro hardware. Si parla di confronto tra le correnti di dispersione per tecniche PWM trifase e si è dimostrato che i PWM proposti per inverter trifasi presentano i migliori risultati. Per convalidare i modelli utilizzati nelle simulazioni, un inverter sperimentale viene utilizzato in una configurazione trifase per valutare le correnti di dispersione.

D'altra parte, nei sistemi fotovoltaici in cui gli array fotovoltaici sono collegati ad un tradizionale inverter a due livelli, il verificarsi di tonalità parziali e la non corrispondenza degli array provocano una riduzione della potenza generata. Per ovviare a questi problemi, la connessione degli array può essere fatta usando un convertitore multilivello. Il convertitore multilivello massimizza la potenza ottenuta dalle matrici fotovoltaiche, riduce lo stress di tensione sui dispositivi e genera una distorsione armonica più bassa della tensione di uscita. Il modello di tensione CM per gli inverter a due livelli può essere applicato anche agli inverter multilivello. L'utilizzo del PWM proposto (con tensione CM costante) per inverter a tre livelli garantisce basse correnti di dispersione con un guadagno del 50% dell'amplificazione massima delle tensioni rispetto agli inverter a due livelli con il RSPWM. Di conseguenza, il PWM proposto è particolarmente adatto se si utilizzano inverter a tre livelli.

Lo Space Vector PWM (SVPWM) è generalmente usato per controllare le tensioni di uscita dell'inverter trifase (Fig.3.36). Le otto combinazioni possibili sono costituite da sei vettori attivi (V1, V2, V3, V4, V5 e V6) e due zero (V0 e V7) di tensione (Fig.3.37). Nel SVPWM, l'aereo è suddiviso in sei settori, delimitato dai vettori attivi. I vettori zero e attivi che definiscono il settore in cui viene inserito il riferimento vengono utilizzati per comprendere, in media, il vettore di tensione di riferimento.

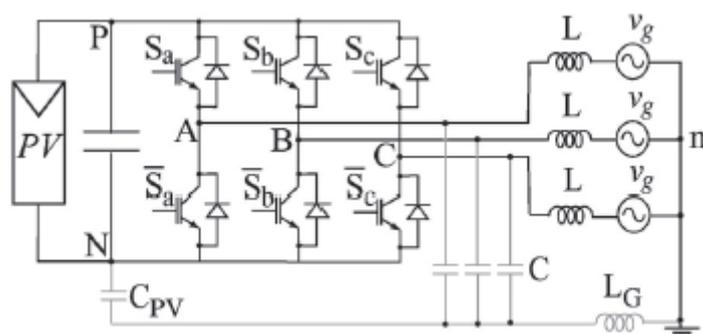


Fig.3.36 Fotovoltaico trifase connesso a rete con elementi parassiti

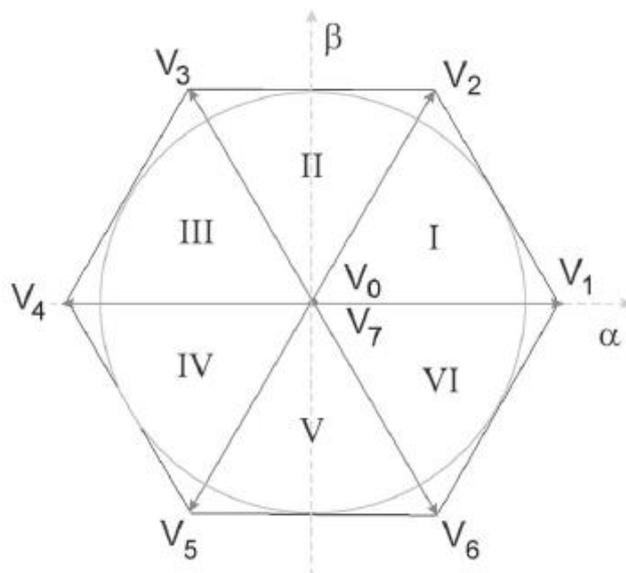


Fig.3.37 Vettori spaziali in uscita per l'inverter trifase

Tabella 1

Vettori spaziali corrispondenti per le otto possibili combinazioni degli switch dell'inverter

$S_a$	$S_b$	$S_c$	Vector	$V_{CM}$
0	0	0	$V_0$	0
1	0	0	$V_1$	$V_{PN}/3$
1	1	0	$V_2$	$2V_{PN}/3$
0	1	0	$V_3$	$V_{PN}/3$
0	1	1	$V_4$	$2V_{PN}/3$
0	0	1	$V_5$	$V_{PN}/3$
1	0	1	$V_6$	$2V_{PN}/3$
1	1	1	$V_7$	$V_{PN}$

La tabella I presenta le otto possibilità degli interruttori dell'inverter e la tensione totale CM per l'inverter trifase utilizzando (6). Si può vedere nella tabella I che, usando SVPWM, la tensione CM cambia ogni volta che viene utilizzato un vettore dello spazio diverso. Ad esempio, nel settore I, SVPWM utilizza i vettori  $V_0$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_7$ . Pertanto, la tensione CM assume quattro valori: 0,  $V_{PN}/3$ ,  $2V_{PN}/3$  e  $V_{PN}$  come mostrato in Fig. 3.38.

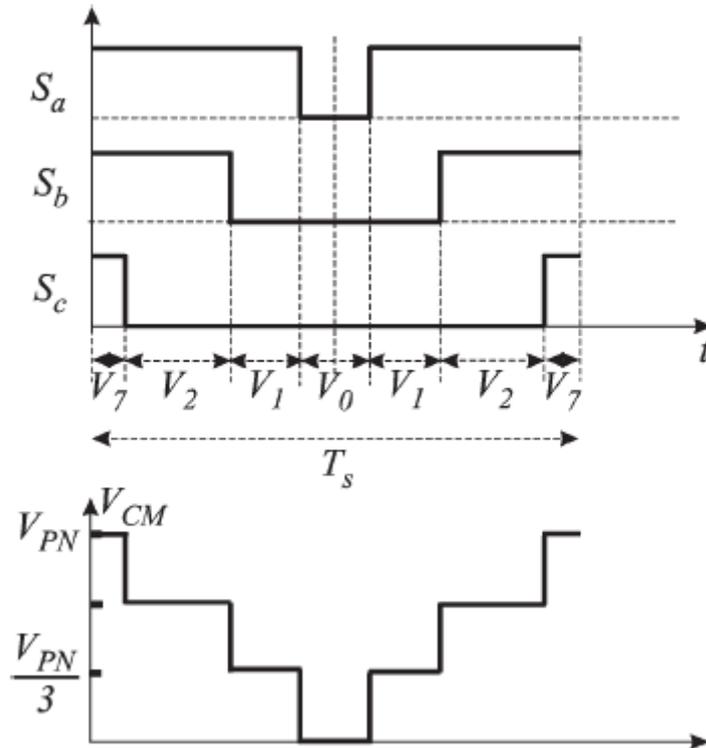


Fig.3.38 Modulazione SVPWM

L'SVPWM ha una commutazione in ogni variazione vettoriale, per un totale di sei se il modello di commutazione è definito in modo da ridurre la distorsione armonica. La tensione di uscita rispetto al punto centrale del collegamento DC è modulata intenzionalmente con una terza componente armonica del fondamentale per aumentare la tensione nel lato AC. L'ampiezza massima delle tensioni di fase a neutro è  $V_{PN} / \sqrt{3}$  nella regione lineare, dove la componente di frequenza fondamentale nella tensione di uscita varia linearmente con il guadagno di tensione.

Nell'AZSPWM, i vettori attivi vengono completati con due vettori attivi opposti con pari tempo per creare un vettore a tensione zero. A seconda della scelta dei vettori di tensione, l'AZSPWM può essere raggruppato in due tipi [8]: AZSPWM1 e AZSPWM2. Le differenze tra i due tipi sono illustrate nella Tabella 14 per i settori I, II e III in Fig. 3.37. Si può vedere nella tabella I che, usando AZSPWM1 o AZSPWM2, la tensione CM cambierà ad alta frequenza.

Tabella 14

Combinazioni di switching per le tecniche PWM

Techniques	Sector I	Sector II	Sector III
SVPWM	7210127	7230327	7430347
AZSPWM1	3216123	1234321	5432345
AZSPWM2	6213126	4231324	2435342
RSPWM1	31513	31513	31513
RSPWM2A	31513	13531	13531
RSPWM2B	42624	42624	24642

## Tecniche per inverter a due livelli

L'RSPWM elimina le componenti ad alta frequenza della tensione CM. La tecnica consiste nell'utilizzare solo i vettori attivi dispari o solo i vettori anche attivi per prendere in considerazione il riferimento. Di conseguenza, V1, V3 e V5 vengono utilizzati nel caso di scelta dei vettori dispari e V2, V4 e V6 vengono utilizzati in caso di scelta dei vettori pari.

A seconda della scelta dei vettori di tensione, l'RSPWM può essere raggruppato in due tipi [8]: RSPWM1 e RSPWM2 (Tabella II). Le combinazioni di commutazione e la tensione CM per l'RSPWM1 sono mostrati in Fig.3.39. L'RSPWM presenta due commutazioni in ogni cambiamento di vettore e vengono utilizzate le combinazioni di commutazione per ridurre la distorsione armonica (otto commutazioni per periodo). L'ampiezza massima delle tensioni fra fase e neutro è  $V_{PN} / 3$ , pari al 57,7% delle tensioni che possono essere ottenute con l'SVPWM. Tuttavia, l'applicazione del RSPWM è l'unica condizione in cui le correnti di dispersione hanno valori bassi.

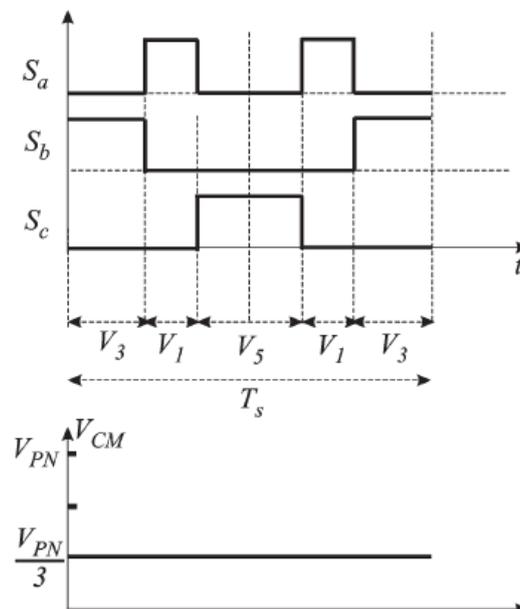


Fig.3.39 Combinazioni di switching e tensione CM per l'RSPWM1

Un altro modello (RSPWM3) può essere applicato utilizzando vettori dispari o anche attivi a seconda del luogo del vettore di riferimento. Ad esempio, i vettori V1, V3 e V5 vengono utilizzati all'interno di  $-30^\circ$  e  $30^\circ$  (ultimo  $30^\circ$  del settore VI e primo  $30^\circ$  del settore I).

I vettori V2, V4 e V6 vengono utilizzati entro  $30^\circ$  e  $90^\circ$  (ultimi  $30^\circ$  del settore I e primi  $30^\circ$  del settore II). Utilizzando questo modello, l'ampiezza massima delle tensioni fra fase e neutro è  $2V_{PN} / (3\sqrt{3})$ , il che è 15,5% superiore all'ampiezza che può essere ottenuta con il RSPWM1 o RSPWM2. Per la tecnica RSPWM3, la tensione CM durante un periodo fondamentale è mostrata in Fig.3.40.

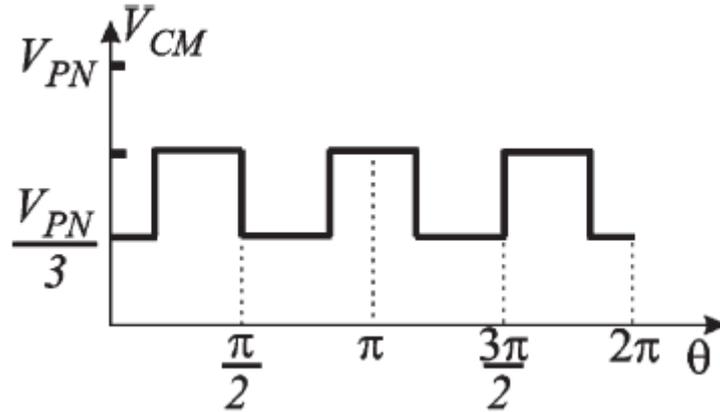


Fig.3.40 Tensione CM durante il periodo fondamentale per l'RSPWM3

I risultati in Fig.3.41 (a) e 3.42 (b) (articolo [6]) mostrano la tensione e la corrente di dispersione (VL e IL in Fig. 3.40) per le diverse tecniche. Le tecniche SVPWM e AZSPWM per ridurre le correnti CM utilizzate perlopiù negli azionamenti, non risultano adatte per applicazioni fotovoltaiche senza trasformatore, come mostrato in Fig.3.41 (a) e (b). Le tecniche RSPWM (Fig. 3.42 (a) e (b)) presentano i migliori risultati per inverter trifase perché, utilizzando le tecniche SVPWM e AZSPWM, i terminali dell'array fotovoltaico variano tra i diversi livelli con la frequenza di commutazione, che genererebbe correnti di dispersione elevate. Durante le transizioni tra i due livelli della tensione CM in RSPWM3 (Fig.3.42 (b)), ci sono alcune oscillazioni di questa tensione causate dai componenti del sistema. Pertanto, le tecniche RSPWM1 e RSPWM2 sono preferite in relazione all'eliminazione delle correnti di dispersione.

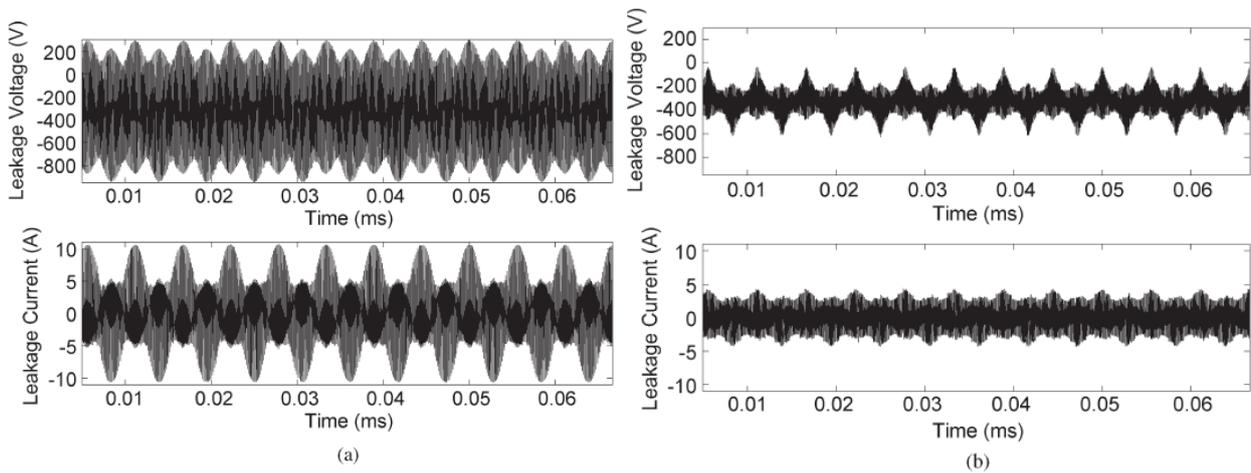


Fig.3.41 Correnti e tensioni di dispersione simulate

- (a) SVPWM
- (b) AZSPWM1

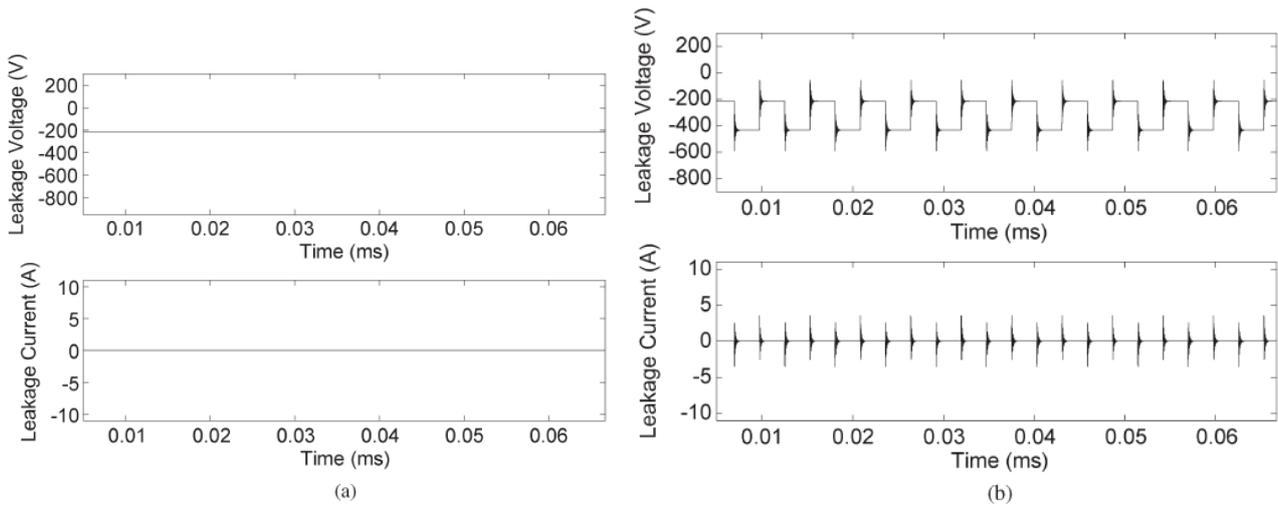


Fig.3.42 Correnti e tensioni di dispersione simulate

(a) RSPWM1

(b) RSPWM3

I risultati in Fig.3.43 (a) e (b) mostrano le correnti della rete ( $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$ ) per le tecniche SVPWM e RSPWM. La frequenza di commutazione è stata impostata su 10 kHz in SVPWM e 7,5 kHz in RSPWM in modo da mantenere lo stesso conteggio di commutazione. Lo svantaggio del RSPWM1 e RSPWM2 è che il vettore spaziale ruoterà all'interno del triangolo descritto da V1-V3-V5 o V2-V4-V6 e questo cerchio ha un raggio pari al 50% della tensione del dc-link. Tuttavia, è mostrato in Fig. 3.43 (b) che, utilizzando RSPWM, è possibile iniettare una corrente sinusoidale nella rete trifase (110 V) con 650 V nel collegamento DC. In questo caso, l'array fotovoltaico ha un MPPT (tensione massima di potenza) di 650 V con un VOC (tensione a circuito aperto) di 800 V.

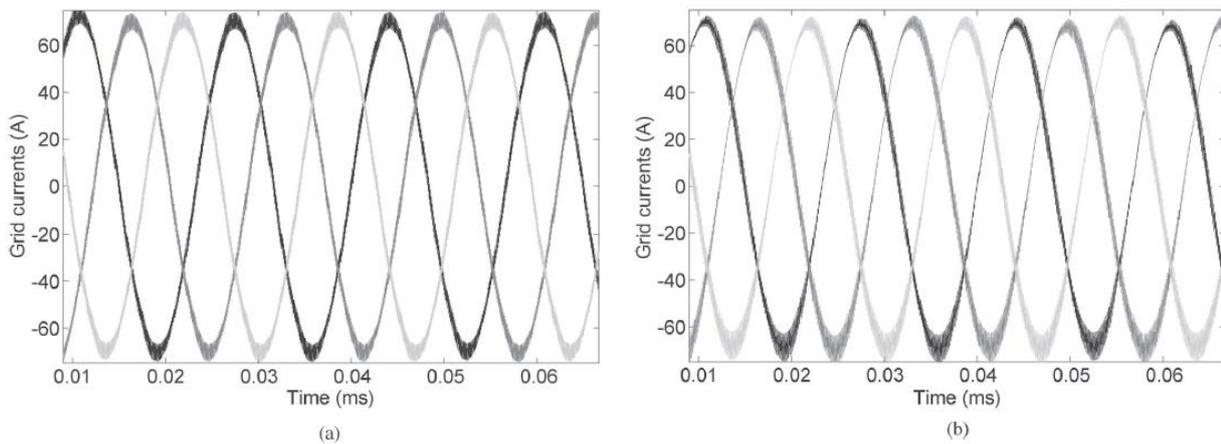


Fig.3.43 Corrente di rete per inverter fotovoltaico

(a) SVPWM

(b) RSPWM1

Poiché le tecniche di modulazione suggerite per l'inverter sono entrambe lineari, il THD a bassa frequenza dovrebbe essere basso in entrambi i casi. È il contenuto armonico delle commutazioni e frequenze superiori che determina principalmente l'ondulazione attuale e anche l'efficienza energetica della tecnica di modulazione. Il RSPWM3 presenta la tensione di CM variabile (bassa

frequenza) con conseguente bassa corrente di dispersione ma con picchi nelle transizioni della tensione CM.

Sono state fatte anche delle simulazioni sulle perdite ed è risultato che l'SVPWM presenta la migliore efficienza (97,4%) per l'inverter trifase rispetto al RSPWM (97%). Ciò è prevedibile poiché viene utilizzata solo una commutazione in ogni cambiamento di vettore nell'SVPWM. Tuttavia, nel processo di conversione viene utilizzata solo una fase quando si utilizza il RSPWM. Utilizzando l'SVPWM nei sistemi fotovoltaici, viene normalmente utilizzata una topologia a due stadi o un trasformatore di bassa frequenza che ha grandi dimensioni e peso, una topologia a due stadi che utilizza SVPWM è paragonata a una topologia a una fase usando l'RSPWM. Le differenze tra le efficienze delle topologie a due stadi sono significative quando si modifica la topologia dc-dc. Le efficienze trovate nei casi ipotetici per topologie dc-dc con variano tra 97% al 99%. L'efficienza globale (un convertitore dc-dc e un trifase inverter) presenterebbero efficienze che cambiano dal 94,5% al 96,4%. Pertanto, il sistema fotovoltaico senza trasformatore che utilizza solo uno stadio (inverter trifase) con l'RSPWM ha migliori risultati in quanto presenta un'efficienza del 97%. Un altro vantaggio delle tecniche RSPWM è che il sistema fotovoltaico ha un numero minimo di componenti, riducendo il costo e la complessità del sistema. Di seguito una tabella sulle efficienze ottenute (tabella 15).

Tabella 15  
Comparazione delle efficienze per gli inverter

Topology	Two-stage			one-stage RSPWM
	dc-dc 1	dc-dc 2	dc-dc 3	
dc-dc	97%	98%	99%	-
inverter	97.4%	97.4%	97.4%	97%
global	94.5%	95.5%	96.4%	97%

Nelle prove sperimentali è risultato che solo la tecnica RSPWM rende la corrente di dispersione a valori bassi (Fig.3.44 (a) e (b)). Un buon compromesso può essere visto tra la simulazione e l'esperienza, mostrando che le ipotesi teoriche utilizzate nelle simulazioni sono valide. I risultati indicano che la tecnica RSPWM ha un buon potenziale per l'utilizzo nei sistemi fotovoltaici trifase senza trasformatore.

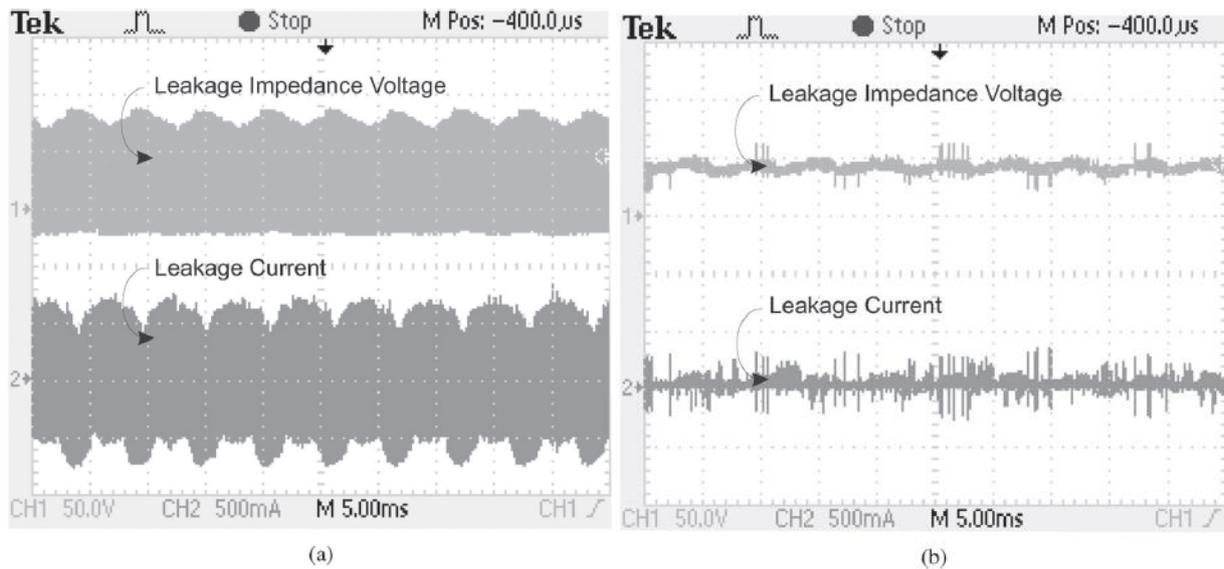


Fig.3.44 Corrente e tensione trifase sperimentali per inverter fotovoltaico  
 (a) SVPWM  
 (b) RSPWM1

## Tecniche di modulazione per inverter a tre livelli

La tecnica di tensione continua di modo comune per il convertitore a due livelli può essere utilizzata anche per un inverter a N livelli. Di seguito spieghiamo la tecnica per l'inverter a tre livelli (Fig. 3.45).

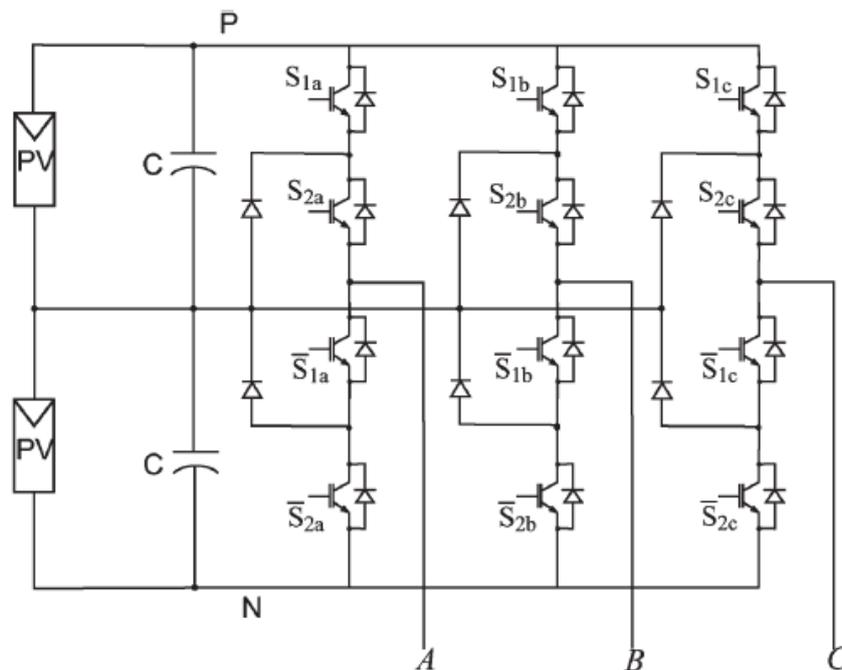


Fig.3.45 Inverter a tre livello con diodi di blocco

L'SVPWM è generalmente usata per controllare le tensioni di uscita dell'inverter a tre livelli e ci sono 27 possibili combinazioni di tensione come mostrato in Fig.3.46.

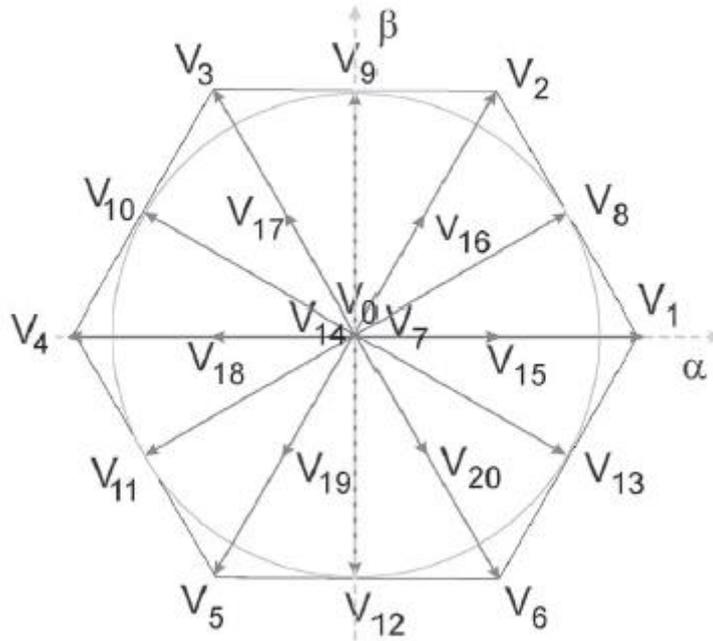


Fig.3.46 Vettori spaziali in uscita per un inverter a tre livelli

Le combinazioni sono costituite da sei vettori lunghi ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5$  e  $V_6$ ), sei vettori medi ( $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$  e  $V_{13}$ ), sei vettori piccoli ( $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$  e  $V_{20}$ ) con due possibilità per ciascuna e tre vettori di zero della tensione ( $V_0, V_7$  e  $V_{14}$ ). La tabella VI presenta i vettori spaziali associati alle possibilità degli interruptori inverter per il primo  $150^\circ$  del piano  $\alpha$ - $\beta$  e la tensione di modo comune totale per l'inverter a tre livelli utilizzando la tabella 16.

Tabella 16

Vettori spaziali corrispondenti per le possibili combinazioni dati dalle commutazioni dell'inverter per i primi  $150^\circ$

$S_{1a}$	$S_{2a}$	$S_{1b}$	$S_{2b}$	$S_{1c}$	$S_{2c}$	Vector	$V_{CM}$
0	0	0	0	0	0	$V_0$	0
1	1	0	0	0	0	$V_1$	$V_{PN}/3$
1	1	1	1	0	0	$V_2$	$2V_{PN}/3$
0	0	1	1	0	0	$V_3$	$V_{PN}/3$
1	1	1	1	1	1	$V_7$	$V_{PN}$
1	1	0	1	0	0	$V_8$	$V_{PN}/2$
0	1	1	1	0	0	$V_9$	$V_{PN}/2$
0	0	1	1	0	1	$V_{10}$	$V_{PN}/2$
0	1	0	1	0	1	$V_{14}$	$V_{PN}/2$
0	1	0	0	0	0	$V_{15}$	$V_{PN}/6$
1	1	0	1	0	1	$V_{15}$	$2V_{PN}/3$
0	1	0	1	0	0	$V_{16}$	$V_{PN}/3$
1	1	1	1	0	1	$V_{16}$	$5V_{PN}/6$
0	0	0	1	0	0	$V_{17}$	$V_{PN}/6$
0	1	1	1	0	1	$V_{17}$	$2V_{PN}/3$

La tecnica proposta consiste nell'utilizzare solo i vettori medi e il vettore zero V14 per comprendere il vettore di riferimento. Pertanto, nella regione tra i vettori V8 e V9 vengono utilizzati i vettori V8, V9 e V14. Un'altra opzione è quella di utilizzare sempre i tre vettori medi. Considerando la stessa regione, i vettori V8, V9 e V10 saranno utilizzati in questo caso. In ogni opzione, si può vedere che la tensione di modo comune assume sempre i valori  $VPN / 2$ . Per gli inverter a tre livelli, il PWM proposto può essere applicato con l'ampiezza massima delle tensioni fra fase e neutro pari a  $VPN / 2$ , con conseguente 86,6% delle tensioni che possono essere ottenute con l'SVPWM ( $VPN / \sqrt{3}$ ). Pertanto, utilizzando il PWM proposto per gli inverter a tre livelli garantisce correnti di dispersione ridotte con un guadagno del 50% dell'ampiezza di tensione rispetto agli inverter a due livelli con l'RSPWM. È importante ricordare che, aumentando il numero di livelli con il PWM proposto, aumenta anche la tensione di ampiezza massima, ma il miglior guadagno avviene in presenza di un cambiamento di inverter a due o tre livelli.

Esistono anche altre combinazioni che garantiscono una tensione continua di modo comune utilizzando vettori lunghi e piccoli, ma in tale caso l'ampiezza delle tensioni di uscita sarà inferiore all'ampiezza delle tensioni ottenuta utilizzando la tecnica con i vettori medi se si desidera una tensione fase-neutro sinusoidale.

In fig.3.47 vengono mostrati i risultati ottenuti con tale tecnica, i tre livelli inverter presentano basse correnti di dispersione in sistemi PV senza trasformatori.

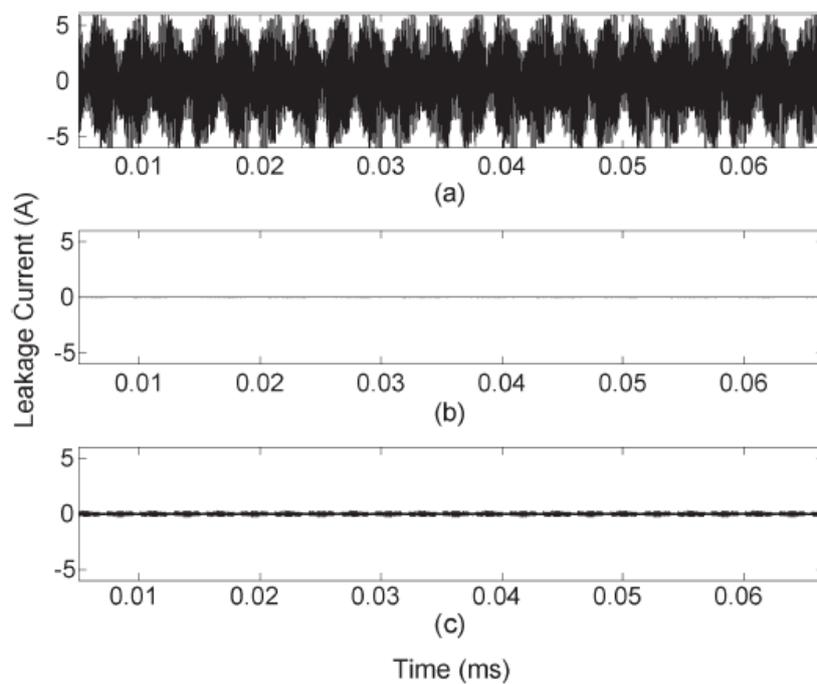


Fig.3.47 Corrente di dispersione simulata per un inverter fotovoltaico a tre livelli

(a) SVPWM

(b) PWM proposto(vettori medi)

(c) Neutro connesso nel punto medio( $L=20\mu H$ )

In questa figura, la soluzione proposta viene confrontata con la soluzione tradizionale che utilizza l'inverter a tre livelli come una struttura a mezza pensione a tre fasi, cioè con il neutro collegato al punto centrale del generatore fotovoltaico. La connessione tra il neutro e il punto intermedio del

collegamento DC non è ideale e una piccola induttanza deve essere presa in considerazione [7]. Questa induttanza è sufficiente per aumentare le correnti di dispersione.

## Analisi comparativa

Il confronto si basa sul numero di dispositivi di commutazione e diodi ausiliari, la tensione dei dispositivi, l'ampiezza della tensione di uscita, le tensioni di modo comune e le correnti di dispersione. Il confronto è mostrato nella Tabella 17.

Tabella 17  
Comparazione tra inverter trifase senza trasformatore

Topology  Parameters	Two-level		Three-level	
	SVPWM	proposed	SVPWM	proposed
Switches	6	6	12	12
Bypass diodes	0	0	6	6
Voltage on switch	$V_{PN}$	$V_{PN}$	$V_{PN}/2$	$V_{PN}/2$
Voltage amplitude	$V_{PN}/\sqrt{3}$	$V_{PN}/3$	$V_{PN}/\sqrt{3}$	$V_{PN}/2$
CM voltage	variable	constant	variable	constant
Leakage current	high	low	high	low

Per quanto riguarda i dispositivi di potenza, si può dire che l'inverter a tre livelli con diodi di blocco necessita di due volte gli elementi di commutazione e sei diodi aggiuntivi rispetto al convertitore a due livelli. Il vantaggio in questo caso è che gli elementi di commutazione necessitano solo della metà della tensione rispetto a quelli del convertitore a due livelli. L'utilizzo del PWM proposto per gli inverter a tre livelli garantisce un guadagno del 50% dell'ampiezza della tensione di uscita rispetto ai due inverter di livello con l'RSPWM. Considerando la corrente di dispersione, gli inverter a due e tre livelli sono idonei nel caso di applicazione delle tecniche proposte. Utilizzando l'SVPWM, i terminali dell'array fotovoltaico saltano tra i diversi livelli con la frequenza di commutazione con conseguenti correnti di dispersione elevate.

Sono state proposte tecniche di modulazione progettate per sistemi fotovoltaici trifase senza trasformatori. Le tecniche garantiscono una tensione costante totale di modo comune, migliorando il comportamento dei due e tre inverter in termini di correnti di dispersione senza hardware aggiuntivo. Il comportamento delle tecniche è stato convalidato su un prototipo di inverter trifase. L'utilizzo della modulazione proposta per gli inverter a tre livelli garantisce basse correnti di dispersione con un guadagno del 50% della massima ampiezza delle tensioni rispetto agli inverter a due livelli con la modulazione proposta. Pertanto, la tecnica risulta particolarmente adatta se si utilizzano inverter a tre livelli.

## Capitolo 4

### Descrizione esperienza

Allo scopo di studiare la natura e i percorsi delle correnti di dispersioni nei sistemi fotovoltaici con inverter senza trasformatore, abbiamo effettuato delle misure sul sistema fotovoltaico del Politecnico di Torino disposto sopra l'edificio delle aule t.

Il sistema di fotovoltaico connesso alla rete è situato alla latitudine  $45,065^\circ$  al Nord (regione Piemonte), ha una potenza totale pari a  $600,372 \text{ kWp}$  alle Standard Test Conditions (STC), cioè con un'irradianza globale  $G_{stc}=1 \text{ kW/m}^2$ , con temperatura di cella  $T_{stc} = 25^\circ\text{C}$  e uno spettro standard AM 1,5. A causa dei requisiti di design, la realizzazione dell'impianto fotovoltaico è stato suddiviso in due parti con approssimativamente una potenza di picco ( $P_{peak}$ ) dimezzata: una prima parte venne installata nel 2015 e la seconda parte nel 2016 completando l'impianto.

Il sistema fotovoltaico è costituito da moduli in silicene monocristallino con  $327 \text{ Wp}$  ciascuno, angolo di tilt a  $26^\circ$  orientato verso Sud. Gli array fotovoltaici sono collegati a 14 inverter trifase ad alta efficienza (tipologia senza trasformatore) a  $20 \text{ kV A}$  o  $25 \text{ kV A}$ .

I moduli sono installati in una porzione di tetto su di una struttura in Alluminio (vedi fig.3). Il tetto sulla quale è montata tale struttura è anch'essa in metallo con collegamento a terra. Abbiamo pertanto due vie possibili per collegarci a terra: una attraverso diversi collegamenti e i conduttori di protezione (vedi fig.3); l'altra attraverso il tetto con la struttura metallica alla quale è stato imbullonato (notare che la superficie del tetto è verniciata con una vernice isolante, ma sotto tale strato abbiamo il materiale metallico. La bassa impedenza di queste vie viene verificata con test continui.

Il nostro studio non tratterà l'impianto intero, nelle due esperienze fatte prenderemo in considerazione soltanto un inverter alla volta, cambieremo però la disposizione delle pinze e le diverse configurazioni del tratto di linea presa in considerazione (vedi fig.4.1 presa dallo schema unifilare originale).

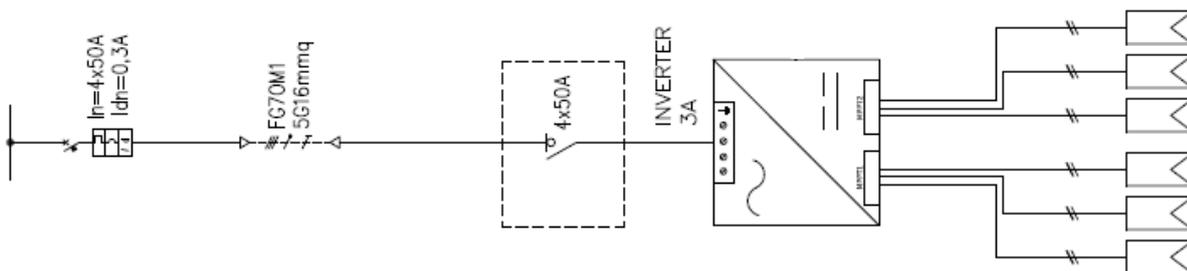


Fig.4.1 tratto schema unifilare dell'inverter 3A

Riportiamo di seguito una breve descrizione sulla disposizione e sulla tipologia degli strumenti di misura utilizzati. La strumentazione utilizzata per la sperimentazione è la seguente:

- Un PC portatile;
- Una scheda di acquisizione dati multifunzionale National Instruments NI USB-6251;
- Cavi di connessione;

- Due sonde di corrente ad effetto Hall (Modello PR30);
- Una sonda differenziale di tensione;
- Software realizzato in ambiente LabView.

Il NI USB-6251 BNC (vedi fig.4.2) è un modulo DAQ di acquisizione dati multifunzione M Series USB a prestazioni avanzate ottimizzato per ottenere maggiore accuratezza a frequenze di campionamento elevate.

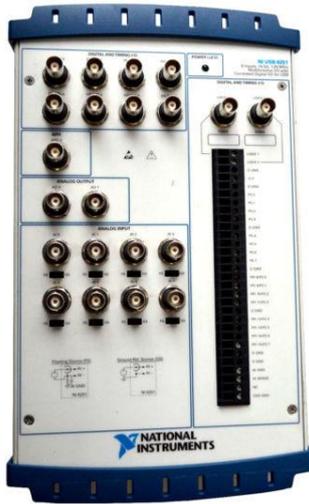


Fig.4.2 modulo DAQ di acquisizione

Tale dispositivo dispone di:

- 8 ingressi analogici BNC differenziali (16-bit);
- 2 uscite analogici BNC (16 bit, 2,8 MS/s), 24 digital I/O (8 sincronizzati, 8 BNC), contatori a 32 bit;
- NI Signal Streaming per trasferimento dati a velocità elevata tramite USB; versione OEM disponibile;
- Compatibile con LabVIEW, ANSI C/C++, C#, Visual Basic .NET e Visual Basic 6.0;
- NI-DAQmx driver software e il software data-logging interattivo NI SignalExpress.

La sonda amperometrica ad effetto Hall modello PR30(vedi fig.4.3) è appunto una sonda di corrente in grado di misurare sia correnti DC che AC (grazie all'effetto Hall). Quest'ultima può essere utilizzata assieme ad un oscilloscopio o altri strumenti per un'accurata misura di corrente non intrusiva.



Fig.4.3 Sonda di corrente PR30

Le caratteristiche di tale strumento sono le seguenti:

Tabella 19

<b>Gamma di corrente</b>	Da 0 a 30 A picco
<b>Precisione totale c.c.</b>	$\pm 1$ % della lettura $\pm 2$ mA
<b>Capacità di sovraccarico</b>	500 A
<b>Risoluzione</b>	$\pm 1$ mA
<b>Sensibilità di uscita</b>	100 mV/A
<b>Gamma di frequenza(-1 dB)</b>	Da c.c. a 100 kHz
<b>di/dt seguente</b>	20 A/ $\mu$ s
<b>Tempo di risposta</b>	Inferiore a 1 $\mu$ s
<b>Livello disturbi in uscita</b>	Tipicamente 200 $\mu$ Veff
<b>Coefficiente di temperatura</b>	$\pm 0,01$ % della lettura/ $^{\circ}$ C
<b>Temperatura di funzionamento</b>	Da 0 $^{\circ}$ C a +50 $^{\circ}$ C
<b>Durata batteria(PP3 alcalina)</b>	30 ore tip.
<b>Dimensione max. conduttori</b>	$\varnothing$ 19 mm
<b>Peso</b>	250g

La sonda differenziale di tensione (vedi fig.4.4) è in grado di effettuare misure di potenza per oscilloscopi ma anche per circuiti di semiconduttori di potenza.



Fig. 4.4 Sonda di tensione

Le caratteristiche di tale strumento sono le seguenti:

Tabella 20

Rapporti di attenuazione	20:1 e 200:1
Larghezza di banda(1 M $\Omega$ , 50 pF)	20 MHz
Tempo di salita	20 X : 17.5 ns 20 X : 175 ns
Incertezza relativa	$\pm 2,5 \%$
Impedenza di ingresso	10 M $\Omega$ , 5 pF
Impedenza di uscita	50 $\Omega$

Le sonde differenziali di tensione sono state collegate a monte del differenziale di protezione del quadro (vedi fig.4.5) infatti non risultano mai nulle. Questo allo scopo di misurare la simmetria delle tensioni.

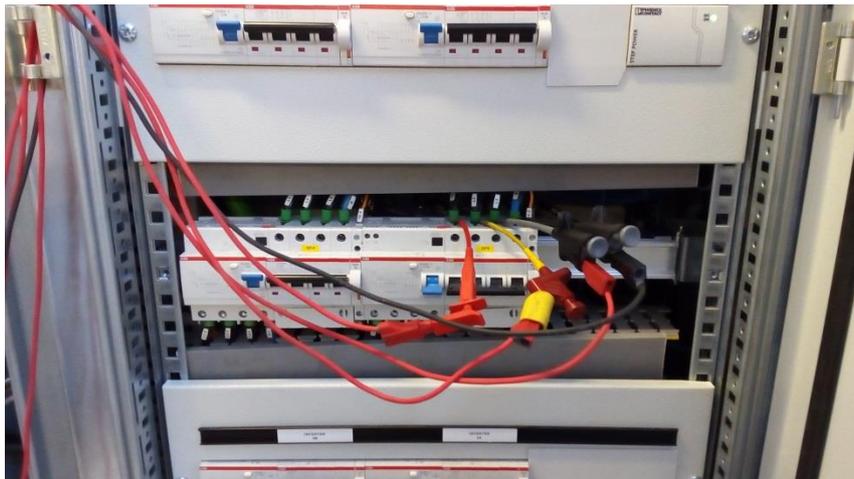


Fig.4.5 disposizione sonde di tensione

I negativi delle sonde sono stati collegati tra loro a stella e poi sono stati collegati al conduttore neutro. Per quanto riguarda invece le sonde di corrente, sono state messe una nel quadro pinzando solo i conduttori dell'inverter 3A considerato (tre fasi più neutro, allo scopo di misurare la corrente differenziale che presupponiamo passare dunque nei conduttori di protezione) misurando dal lato AC

dunque (vedi fig.4.6), ed una pinza l'abbiamo messa a lato DC dell'inverter (cioè tra i pannelli e l'inverter, vedi fig.). Anche in quest'ultima sono stati presi in considerazione sia i conduttori positivi che negativi al fine di misurare una corrente differenziale (in questo caso il numero di conduttori cambierà durante la sperimentazione. A volte abbiamo considerato le prime tre stringhe di pannelli, a volte le ultime tre stringhe di pannelli, a volte solo la prima stringa di pannelli). Notare che tra il quadro e l'inverter abbiamo una decina di metri di cavo.

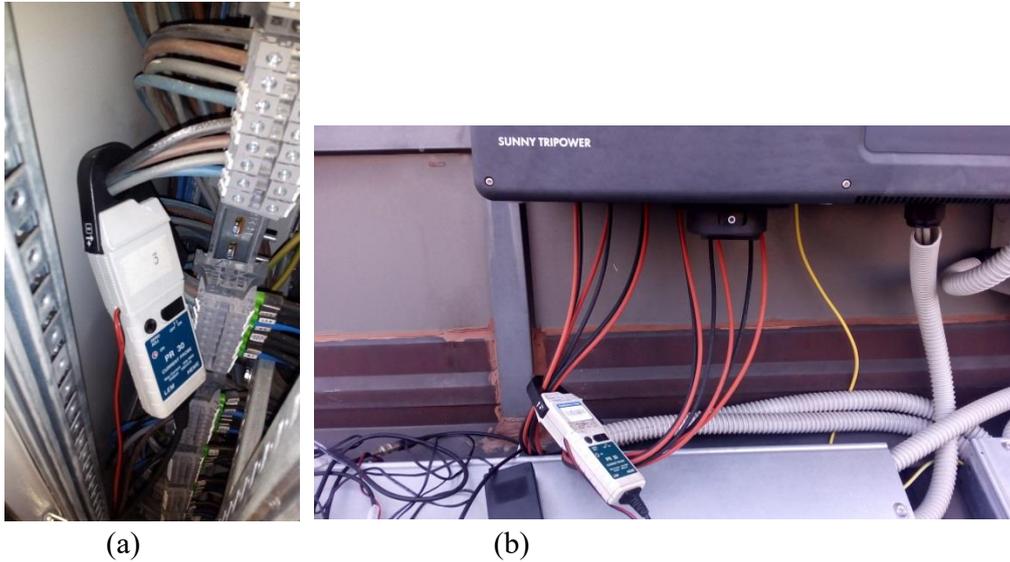


Fig.4.6 disposizione sonde di corrente  
(a) Sonda di corrente disposta nel quadro (lato AC)  
(b) Sonda di corrente disposta oltre l'inverter (lato DC)

I connettori BNC sono poi stati messi come in fig.4.7

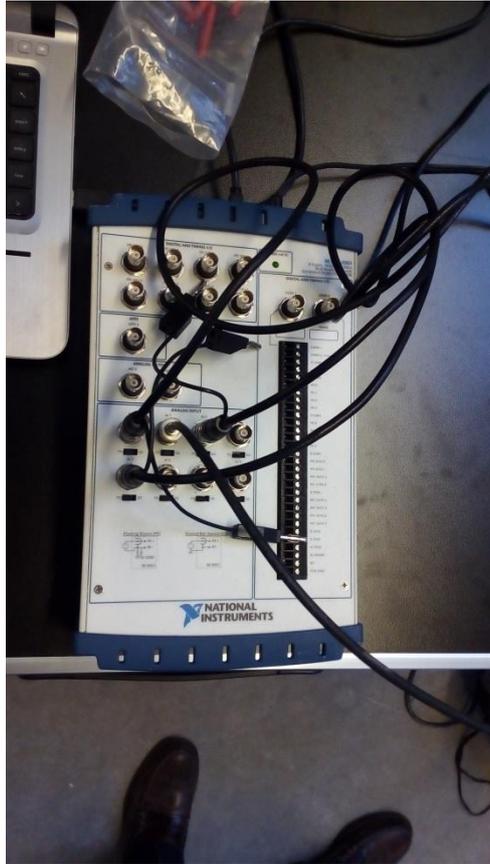


Fig.4.7 Disposizione collegamenti sul modulo DAQ di acquisizione

L'oscilloscopio digitale permette di acquisire, visualizzare e memorizzare in tempo reale la forma d'onda di due segnali analogici applicati in ingresso allo strumento. L'oscilloscopio digitale è stato realizzato in ambiente LabView e permette di gestire il sistema di acquisizione dati in modo tale da rispettare fedelmente le caratteristiche di funzionamento di un oscilloscopio reale.

I dati ottenuti nelle diverse acquisizioni sono stati registrati sul computer sotto forma di file di testo, in colonne dedite ad ogni canale della scheda di acquisizione con un riferimento temporale dato dalla prima colonna.

I dati, pertanto, sono stati elaborati da un programma creato in MATLAB, in grado di trasformare i dati con la FFT (Fast Fourier Trasformer) per ottenerne le relative armoniche e i relativi fasori (ricavati allo scopo di studiarne lo sfaso tra di essi da un punto di vista grafico).

Quindi, i dati su testo erano organizzati in sei colonne, la prima di riferimento temporale e le altre cinque che indicavano i dati delle corrispondenti sonde collegate ai corrispondenti canali.

In fig. un esempio di questo detto

Tempo	Canale 1	Canale 2	Canale 3	Canale 4	Canale 5
0,000000	-0,805988	287,157003	-291,254514	-0,084666	0,008726
0,000020	0,546720	286,871866	-292,217868	-0,073809	0,006144
0,000040	1,938078	286,586729	-293,116998	-0,085944	0,010017
0,000060	3,303670	286,223827	-294,028974	-0,084666	0,010339
0,000080	4,733677	285,938690	-294,992328	-0,085305	0,007112
0,000100	6,318279	285,342494	-295,981373	-0,085944	0,000982
0,000120	8,005944	284,655573	-296,790591	-0,092331	0,010339
0,000140	9,732259	284,046417	-297,805325	-0,087860	0,007112

Fig.4.8 esempio file dati salvati in una prova

Di seguito, riportiamo il programma elaborato, al fine di ricavarne i dati per metterli su grafico (notare che tale pezzo di codice sarà valido per la prima esperienza perché nella seconda cambieranno il numero di campioni e questo porterà a delle leggere variazioni sul codice. Tutto ciò naturalmente verrà specificato all'inizio della seconda esperienza):

```

clear all
close all % matrice (RIGHE, COLONNE)
clc

file=fopen('prova.txt','r');
formatSpec='%f%f%f%f%f';
sizeA=[6 Inf];
A=fscanf(file,formatSpec,sizeA);
fclose(file);
A=A';
t=A(:,1);
v1=A(:,2);
v2=A(:,3);
v3=A(:,4);
cinv=A(:,5);
cquadro=A(:,6);

a=size(t);
Tin=0;
Tfin=0.19998;
if(a(1,1)==10000)
    N=10000;
end
if(a(1,1)==20000)
    N=20000;
end
t = (linspace(Tin,Tfin,N))';

figure
plot(t,v1,t,v2,t,v3);
xlim([Tin, Tfin]);
title('Tensioni')
ylabel('Tensioni[V]')
xlabel('Tempo[s]')
grid on

Tsample=t(end,1)-t(end-1,1);
fs=1/Tsample;
f = ceil(0:N-1)*(fs/N);
sizeof = size(f,2);

Y1FFT=fft(cinv);
Harmonic1(1,:)=Y1FFT(1,:)/N;
Harmonic1(2:N/2,:)=Y1FFT(2:N/2,:)/(N/2);
Harmonic1(N/2+1,:)=Y1FFT(N/2+1,:)/(N);
figure
subplot(2,1,1)
plot(t,cinv);
xlim([Tin, Tfin]);
title('Corrente lato DC')
ylabel('Corrente lato DC[A]')
xlabel('Tempo[s]')
grid on
subplot(2,1,2)
stem(f(1,1:sizeof/2+1),abs(Harmonic1(:,1))/sqrt(2));

```

```

ylabel('Moduli RMS[A]')
xlabel('Frequenza [Hz]')
xlim([0 500]);
grid on

Y2FFT=fft(cquadro);
Harmonic2(1,:)=Y2FFT(1,:)/N;
Harmonic2(2:N/2,:)=Y2FFT(2:N/2,:)/(N/2);
Harmonic2(N/2+1,:)=Y2FFT(N/2+1,:)/(N);
figure
subplot(2,1,1)
plot(t,cquadro);
xlim([Tin, Tfin]);
title('Corrente lato AC')
ylabel('Corrente lato AC[A]')
xlabel('Tempo[s]')
grid on
subplot(2,1,2)
stem(f(1,1:sizef/2+1),abs(Harmonic2(:,1))/sqrt(2)); %Calcola RMS per
rappresentazione armoniche
ylabel('Moduli RMS[A]')
xlabel('Frequenza[Hz]')
xlim([0 500]);
grid on

v11=fft(v1);
v111(1,:)=v11(1,:)/N;
v111(2:N/2,:)=v11(2:N/2,:)/(N/2);
v111(N/2+1,:)=v11(N/2+1,:)/(N);
v22=fft(v2);
v222(1,:)=v22(1,:)/N; % matrice (RIGHE,COLONNE)
v222(2:N/2,:)=v22(2:N/2,:)/(N/2);
v222(N/2+1,:)=v22(N/2+1,:)/(N);
v33=fft(v3);
v333(1,:)=v33(1,:)/N; % matrice (RIGHE,COLONNE)
v333(2:N/2,:)=v33(2:N/2,:)/(N/2);
v333(N/2+1,:)=v33(N/2+1,:)/(N);

Von=(v111(11,1)+v222(11,1)+v333(11,1))/3;
ang1=abs(angle(v111(11,1)));

if(angle(v111(11,1))<0)
figure
fasori=[abs(v111(11,1))*(cos(angle(v111(11,1))+ang1)+i*sin(angle(v111(11,1))+ang1))/sqrt(2)

abs(v222(11,1))*(cos(angle(v222(11,1))+ang1)+i*sin(angle(v222(11,1))+ang1))/sqrt(2)

abs(v333(11,1))*(cos(angle(v333(11,1))+ang1)+i*sin(angle(v333(11,1))+ang1))/sqrt(2)
abs(Von)*100*(cos(angle(Von)+ang1)+i*sin(angle(Von)+ang1))/sqrt(2)

abs(Harmonic1(11,1))*10000*(cos(angle(Harmonic1(11,1))+ang1)+i*sin(angle(Harmonic1(11,1))+ang1))/sqrt(2)

abs(Harmonic2(11,1))*1000*(cos(angle(Harmonic2(11,1))+ang1)+i*sin(angle(Harmonic2(11,1))+ang1))/sqrt(2)];
h=compass(fasori)
set(h(1),'color','m');
set(h(2),'color','c');
set(h(3),'color','g');

```

```

set(h(4), 'color', 'k');
set(h(4), 'LineStyle', '--');
set(h(5), 'color', 'r');
set(h(5), 'LineStyle', ':');
set(h(6), 'color', 'b');
set(h(6), 'LineStyle', '-. ');
legend('V1N[V]', 'V2N[V]', 'V3N[V]', 'V0N*100[V]', 'Idc*10[mA]', 'Iac[mA]')
title('Fasori a 50Hz RMS')
end

if(angle(v111(11,1))>0)
figure
fasori=[abs(v111(11,1))*(cos(angle(v111(11,1))-ang1)+i*sin(angle(v111(11,1))-
ang1))/sqrt(2)
abs(v222(11,1))*(cos(angle(v222(11,1))-ang1)+i*sin(angle(v222(11,1))-
ang1))/sqrt(2)
abs(v333(11,1))*(cos(angle(v333(11,1))-ang1)+i*sin(angle(v333(11,1))-
ang1))/sqrt(2)
abs(Von)*100*(cos(angle(Von)-ang1)+i*sin(angle(Von)-ang1))/sqrt(2)
abs(Harmonic1(11,1))*10000*(cos(angle(Harmonic1(11,1))-
ang1)+i*sin(angle(Harmonic1(11,1))-ang1))/sqrt(2)
abs(Harmonic2(11,1))*1000*(cos(angle(Harmonic2(11,1))-
ang1)+i*sin(angle(Harmonic2(11,1))-ang1))/sqrt(2)];
h=compass(fasori)
set(h(1), 'color', 'm');
set(h(2), 'color', 'c');
set(h(3), 'color', 'g');
set(h(4), 'color', 'k');
set(h(4), 'LineStyle', '--');
set(h(5), 'color', 'r');
set(h(5), 'LineStyle', ':');
set(h(6), 'color', 'b');
set(h(6), 'LineStyle', '-. ');

legend('V1N[V]', 'V2N[V]', 'V3N[V]', 'V0N*100[V]', 'Idc*10[mA]', 'Iac[mA]')
title('Fasori a 50Hz RMS')
end

```

I dati vengono estrapolati e posti in dei vettori. Una volta applicata la FFT otteniamo la scomposizione armonica delle forme d'onda campionate, in questo modo sarà possibile studiarne i diversi comportamenti. Assieme alle scomposizioni verrà associato un grafico fasoriale che metta in evidenza i diversi sfasi all'interno del sistema, in particolare rispetto alla componente di modo comune denominate E0.

Ciò che troviamo con le misure effettuate sarà che, a meno di offset e componente continua su lato DC, emergerà una componente differenziale rilevante, in particolar modo sul lato AC, dello stesso ordine armonico della fondamentale (50Hz), mentre le componenti che ci aspettavamo dovessero mettersi più in evidenza a frequenze ben più elevate risulteranno trascurabili. Pertanto, possiamo costruire una tabella con le relative prove mettendo in evidenza le componenti a 50Hz, tentando di studiarne i possibili percorsi e le possibili soluzioni.

Successivamente riportiamo la tabella riassuntiva e le prove. Notare che per alcune combinazioni sono state effettuate più misurazioni a distanza di circa 5 minuti. Nelle rappresentazioni grafiche non le prenderemo tutte in considerazione poiché come possiamo vedere dai dati in tabella, i dati ottenuti sono molto simili tra di loro.

Lo schema di riferimento (semplificato ad uso esplicativo) per le combinazioni di interruttori aperti/chiusi nel sistema è il seguente

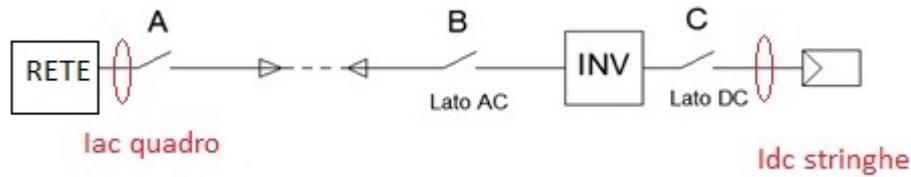


Fig.4.9 Schema di esempio sezionamento linea

In rosso sono state riportate le posizioni delle pinze amperometriche. Le sono di tensione misurare nello stesso punto in cui viene misurata la  $I_{ac}$  quadro.

Con 1 indichiamo che l'interruttore è chiuso, mentre con 0 che è aperto.

## Esperienza 20 Aprile 2017

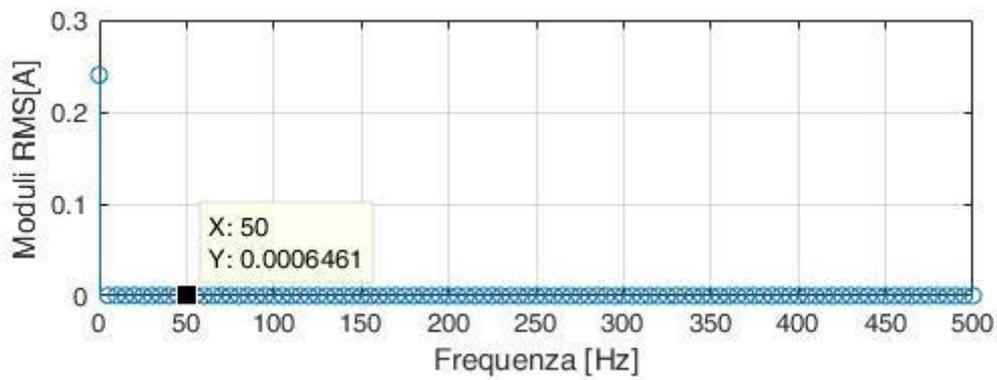
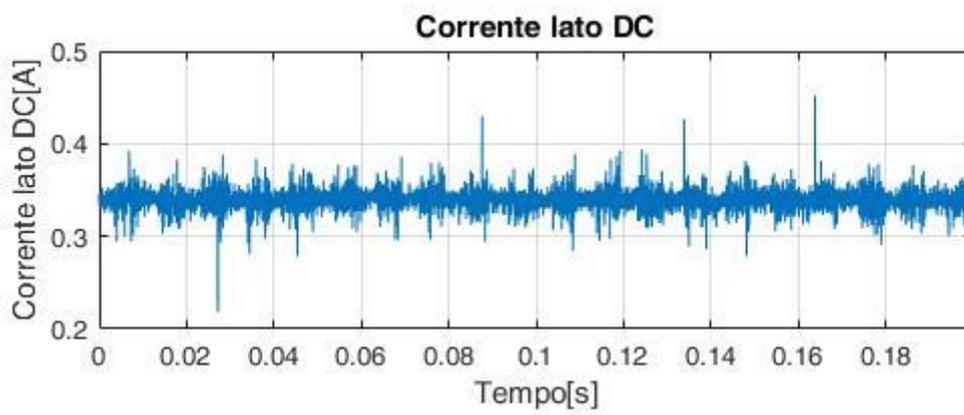
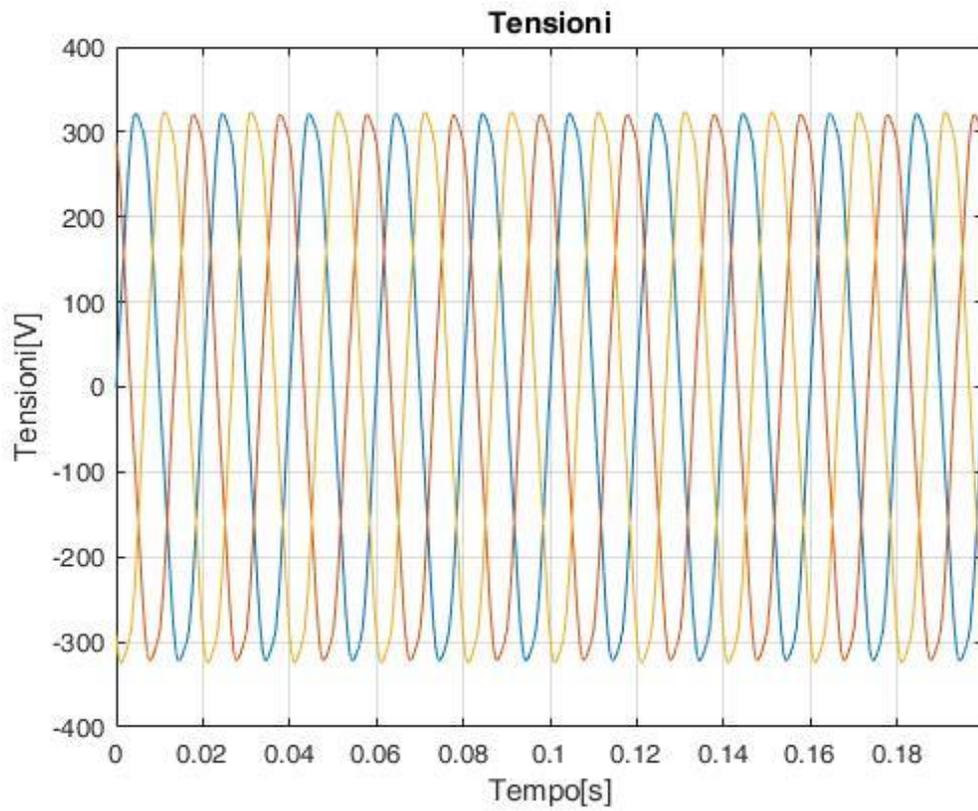
Per la prima esperienza abbiamo scelto arbitrariamente un inverter (il 3A) ed abbiamo effettuato delle misurazioni per diverse configurazioni del tratto preso in considerazione.

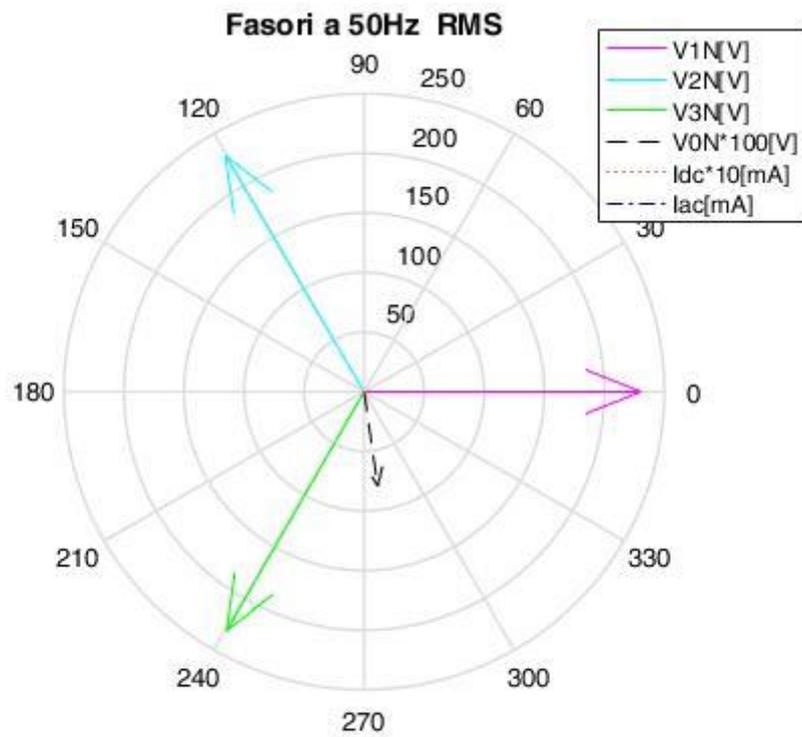
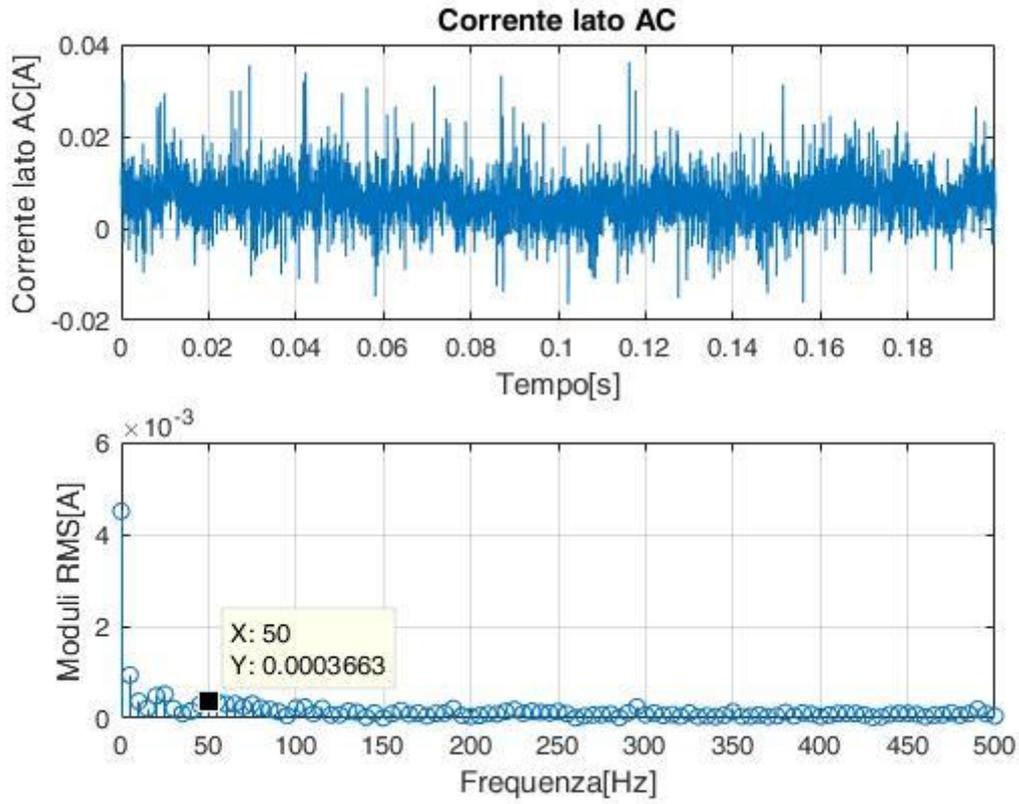
I collegamenti saranno come quelli rappresentati nella descrizione dell'esperienza.

Le sonde differenziali di tensione sono state collegate ai canali 1,2,3, mentre la sonda 2 di corrente a lato DC (cioè quella più vicina all'inverter) al canale 4 e la sonda 3 di corrente lato AC (cioè quella nel quadro) al canale 5. Notare, le sonde qui non le cambieremo, useremo sempre le stesse, mentre nella seconda prova le cambieremo ciclicamente.

### Prova 1

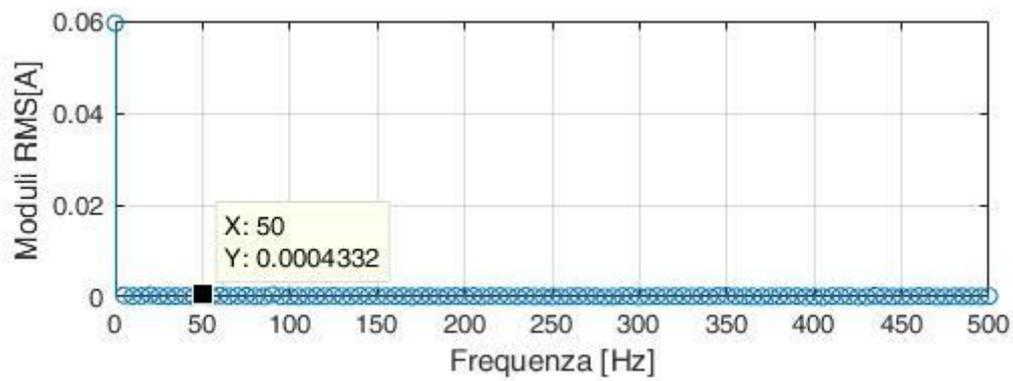
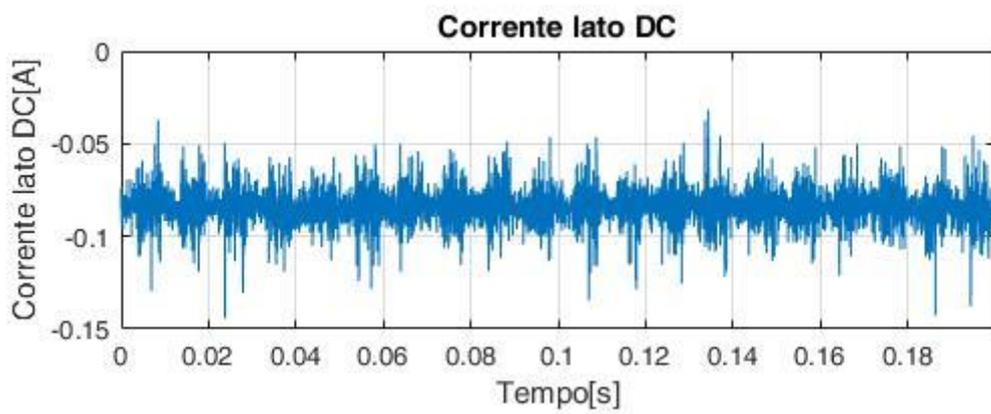
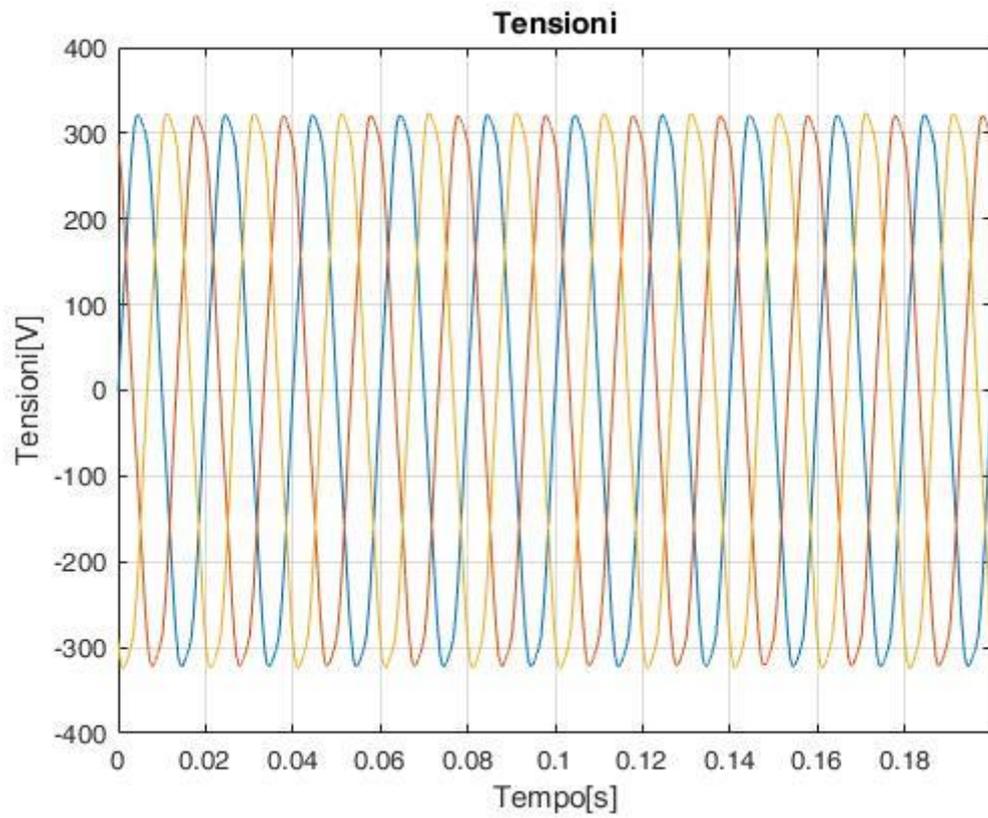
Iniziamo con  $A, B, C = 0\ 0\ 0$ , cioè tutto sezionato. Non dovremmo pertanto misurare correnti. La sonda 3 posta sul lato AC prende i tre conduttori delle fasi più il neutro dell'inverter 3A, mentre la sonda 2 posta sulla lato DC prende il positivo ed il negativo di tre stringhe (fuori dall'inverter).

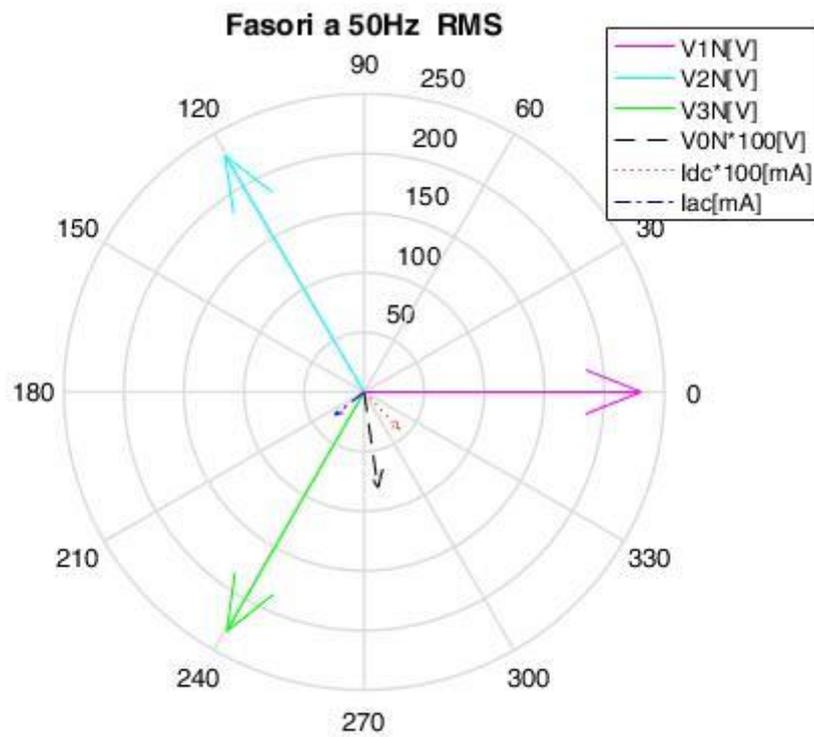
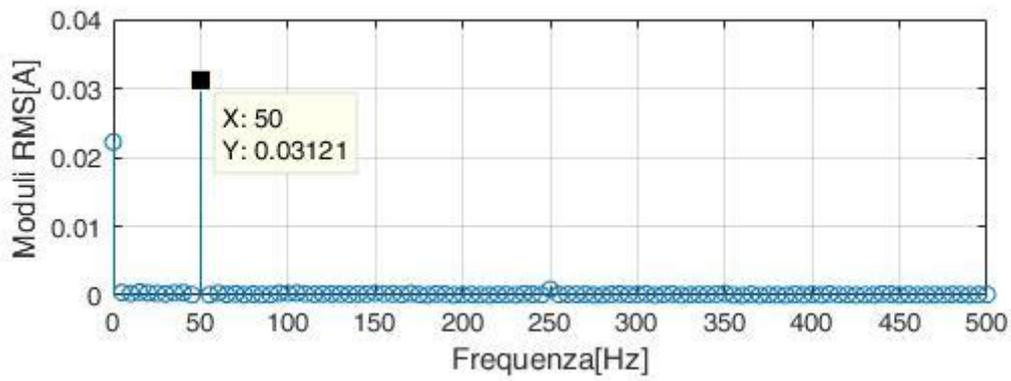
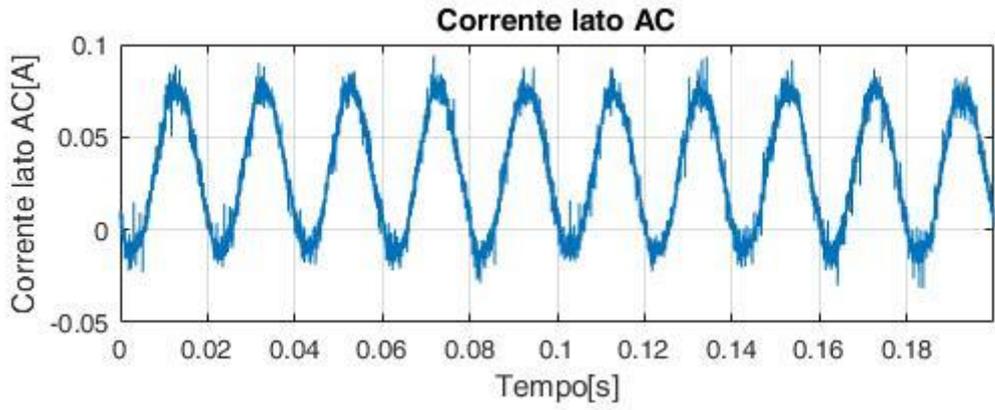




## Prova 2

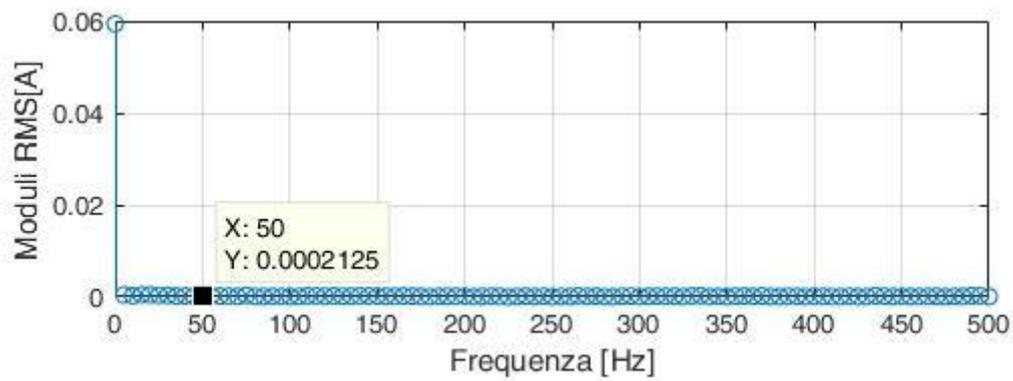
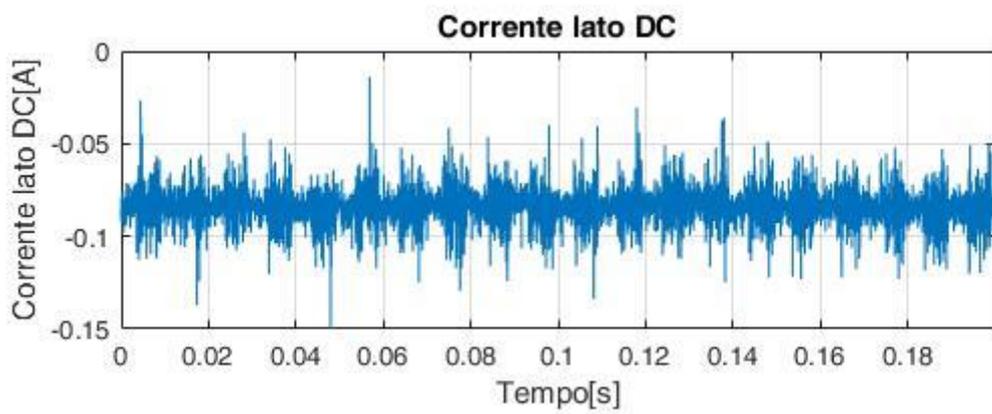
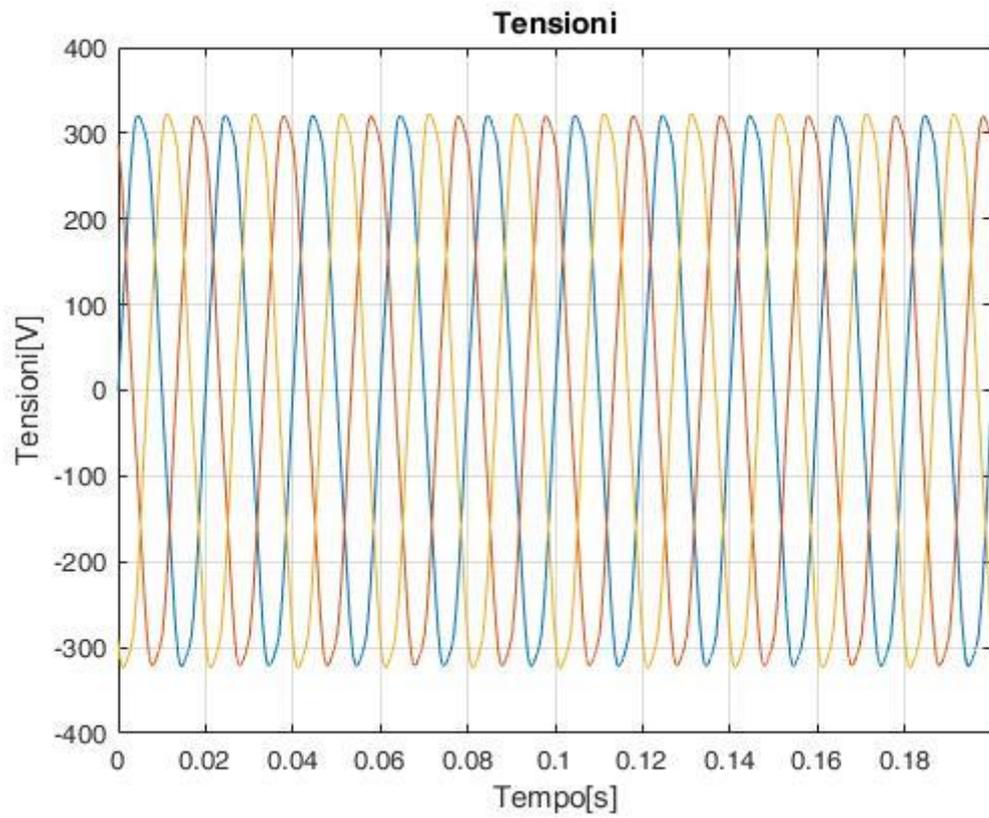
Chiudiamo solamente C, dunque avremo  $ABC = 001$ , l'inverter è ancora spento ma vede tensione ai sui capi, quindi si può avviare dato che i pannelli alimentano.

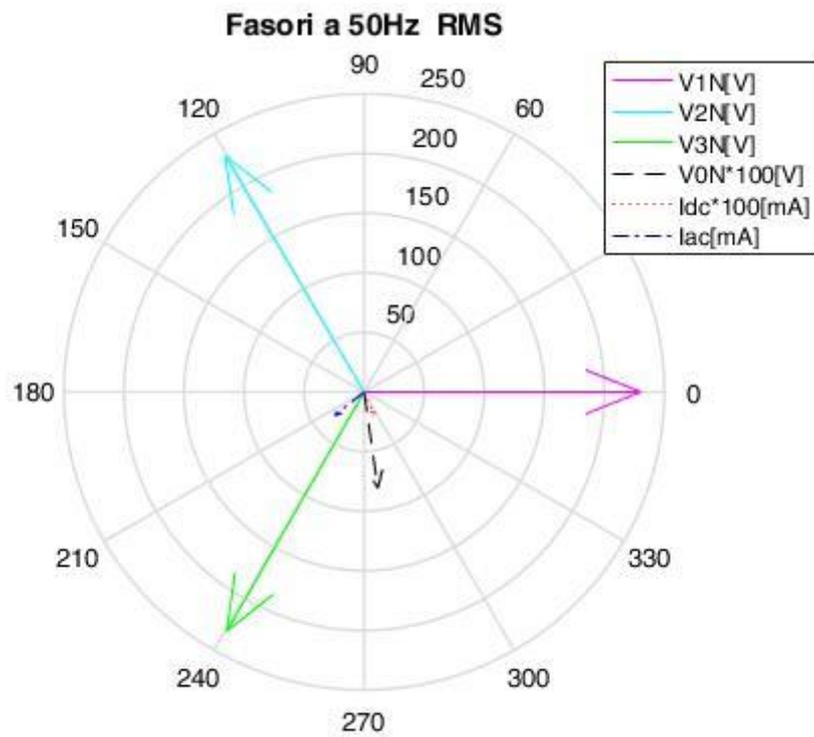
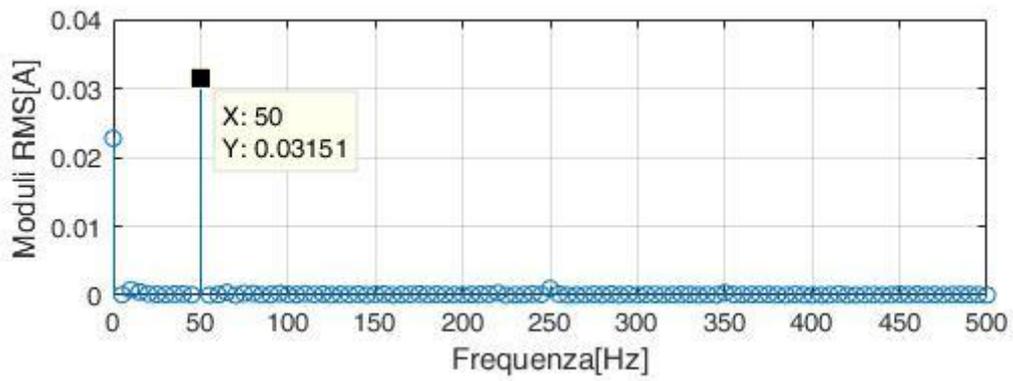
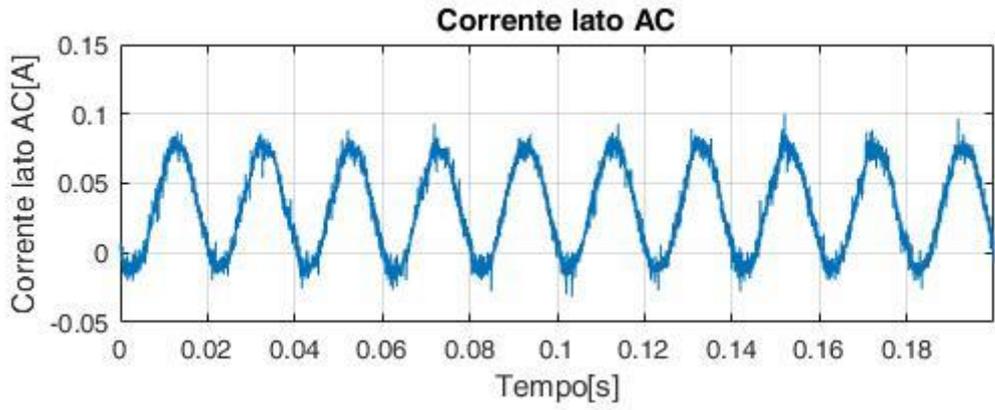




## Prova 3

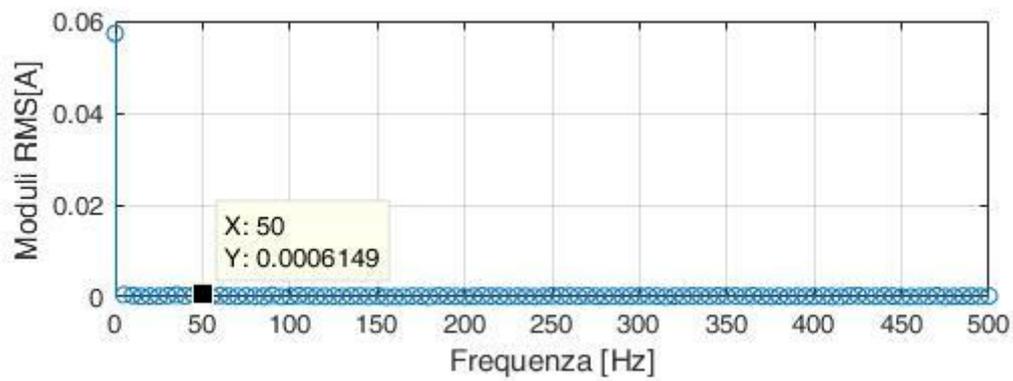
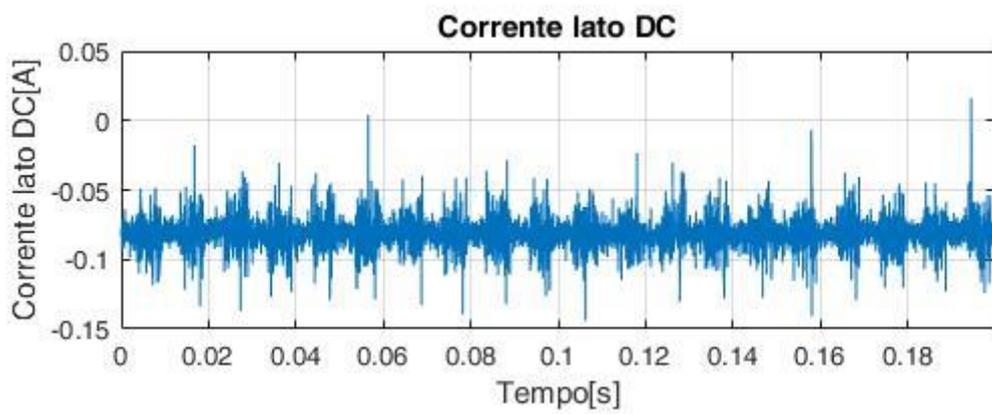
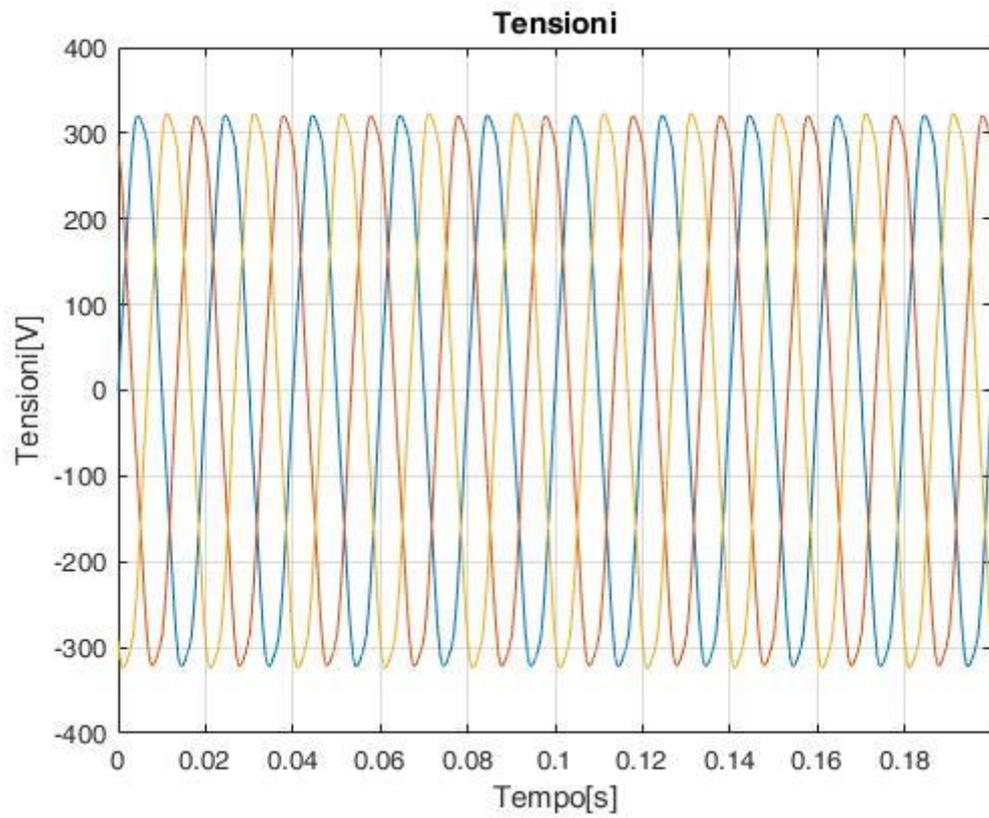
Chiudiamo B, nuova sequenza ABC=011.

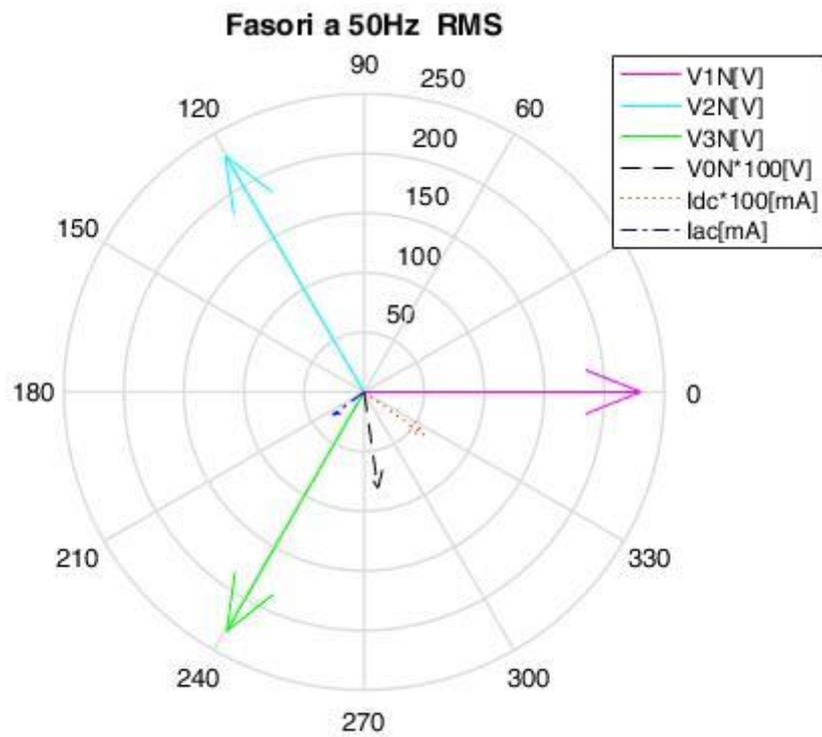
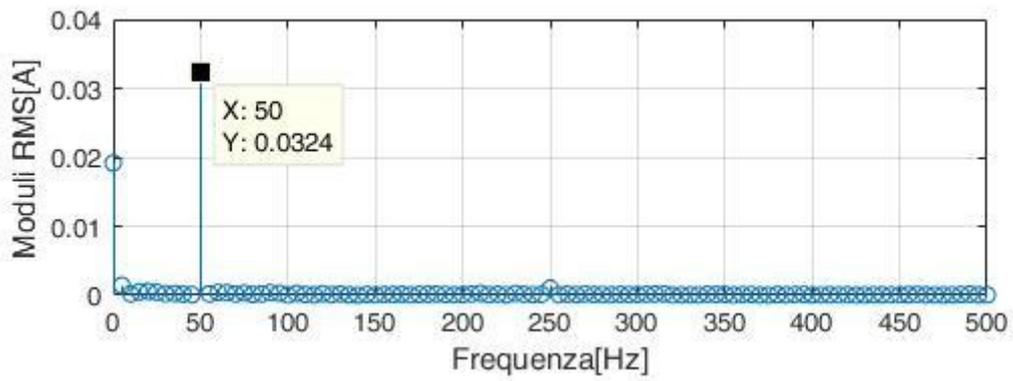
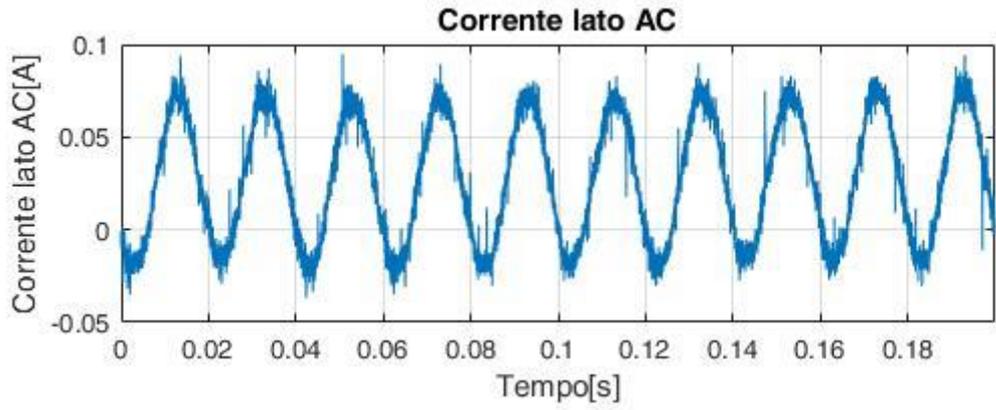




## Prova 4

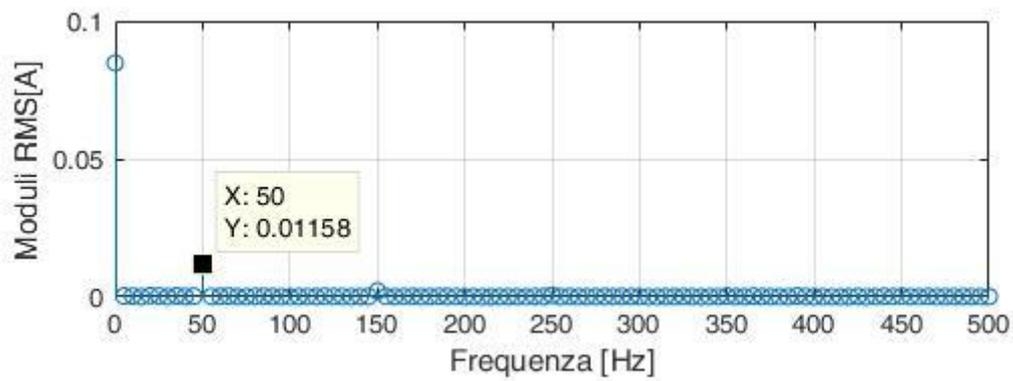
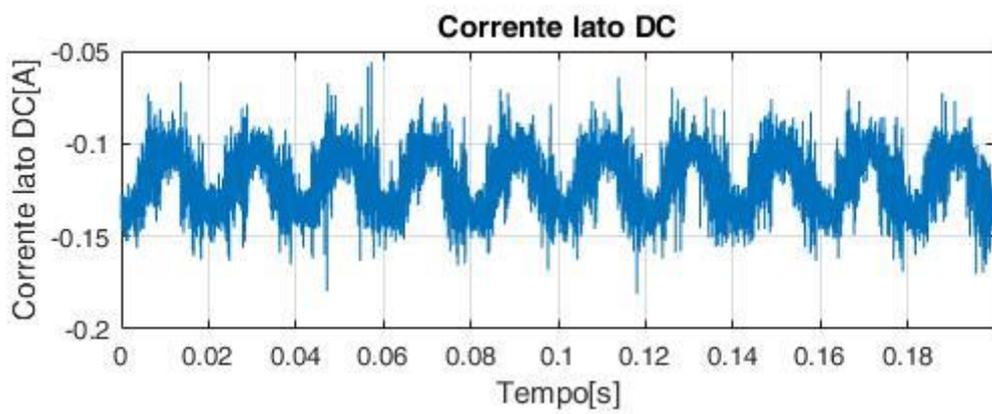
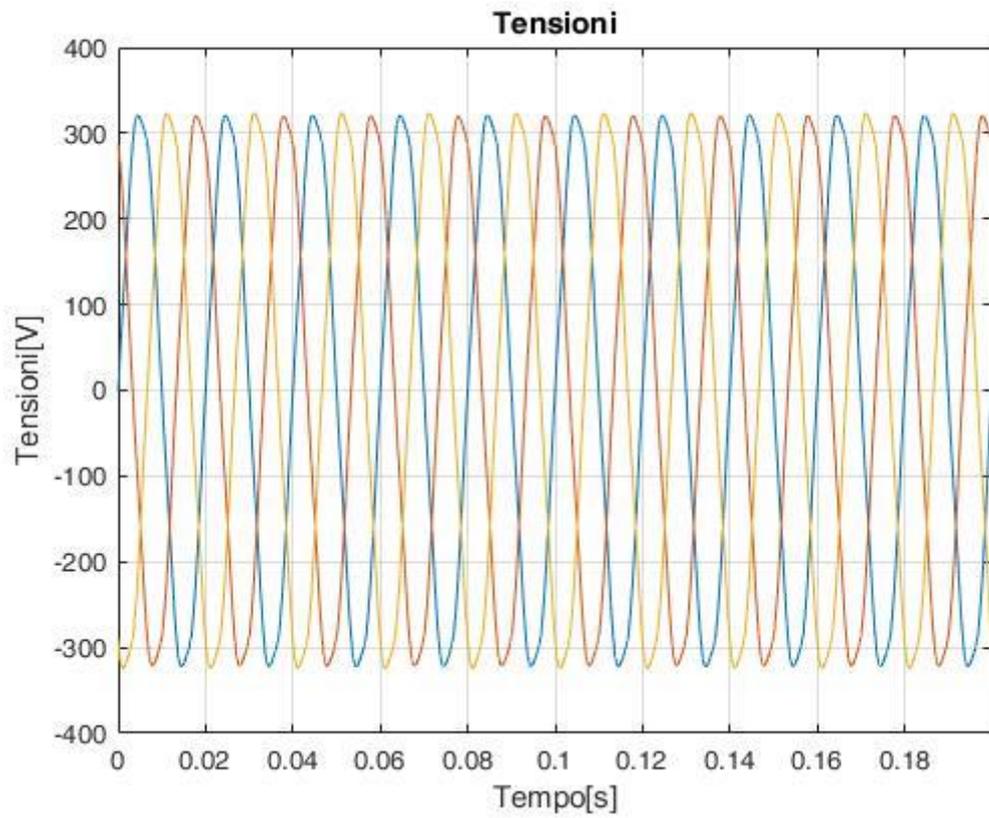
Chiudiamo A, sequenza ABC=111. L'inverter ci mette il suo tempo per avviarsi, dunque non vediamo subito delle correnti.

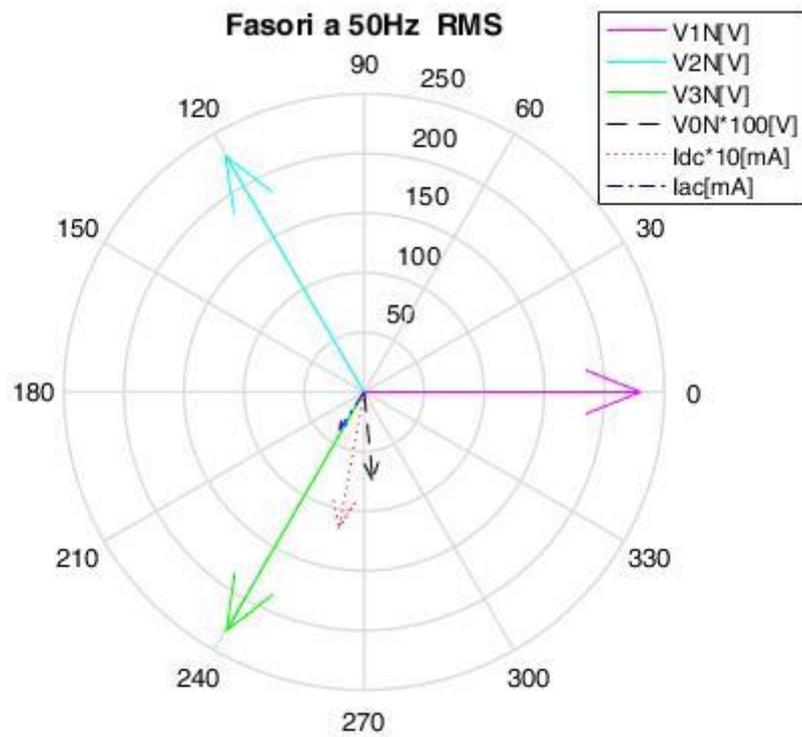
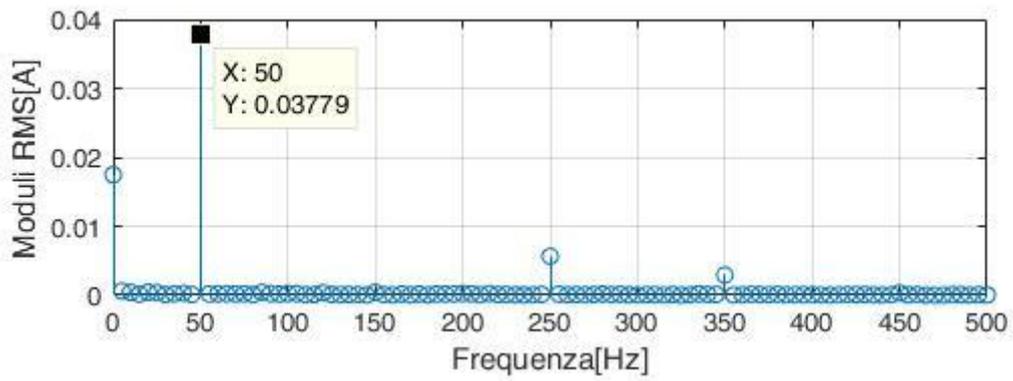
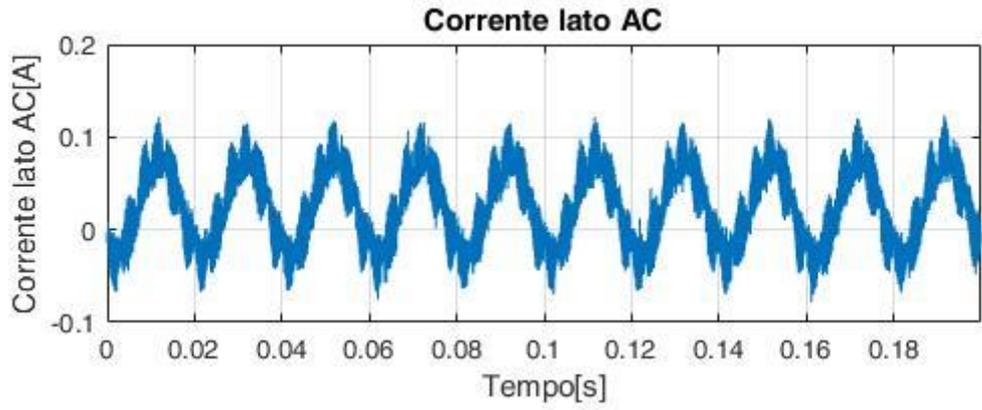




## Prova 5

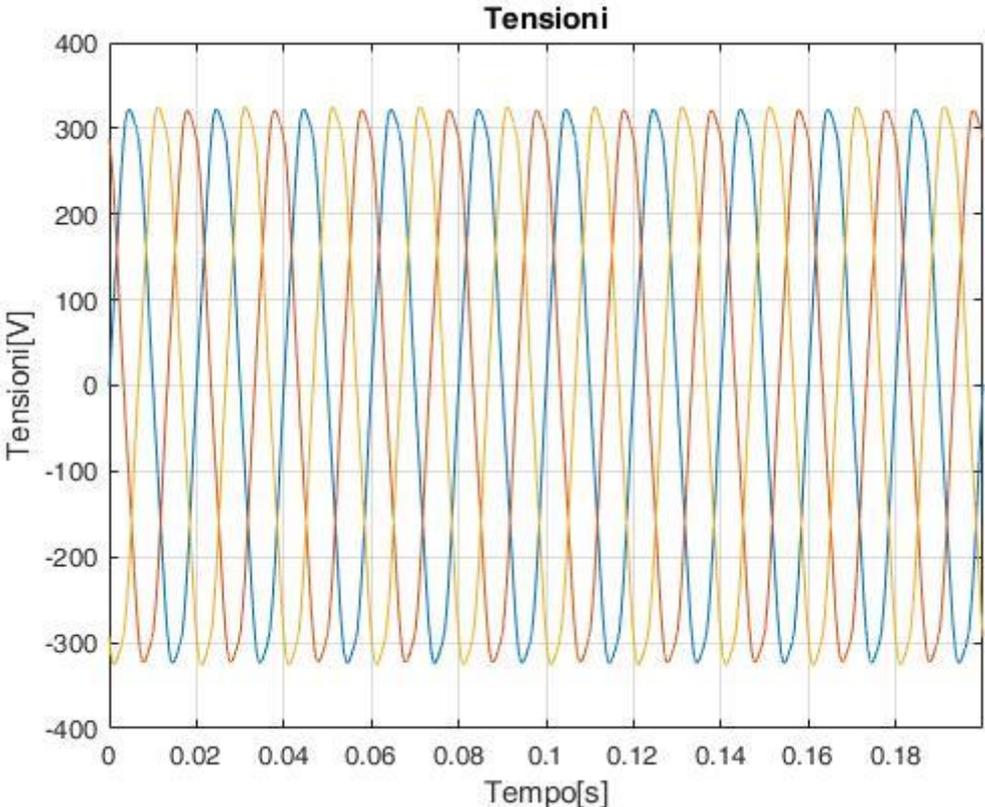
ABC=111, non abbiamo apportato variazioni rispetto alla prova 4. L'inverter è ancora in fase di avviamento.

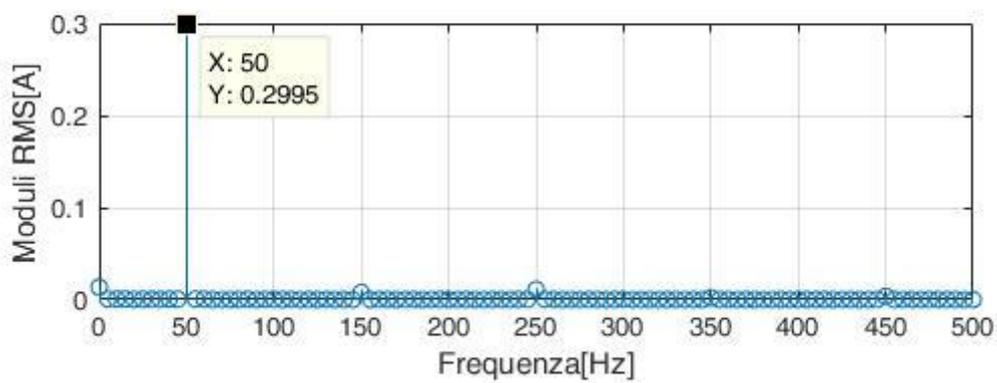
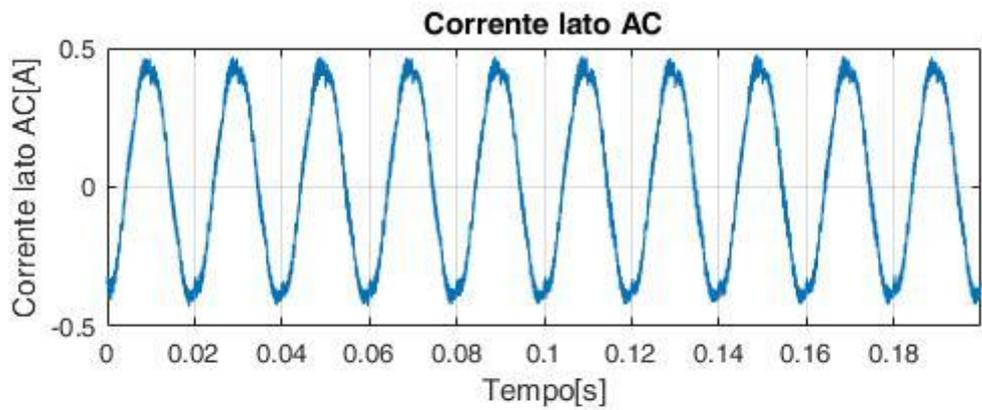
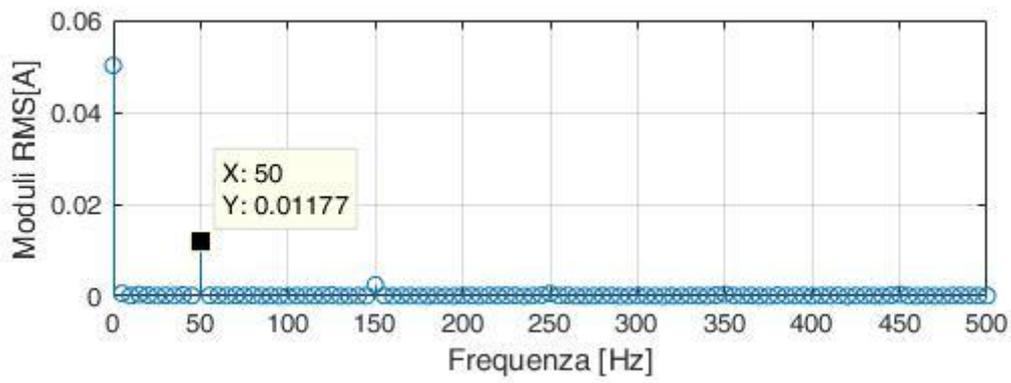
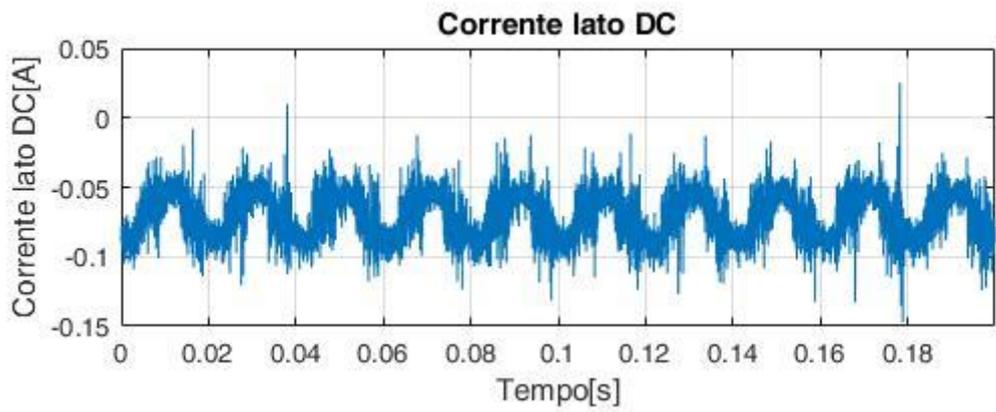


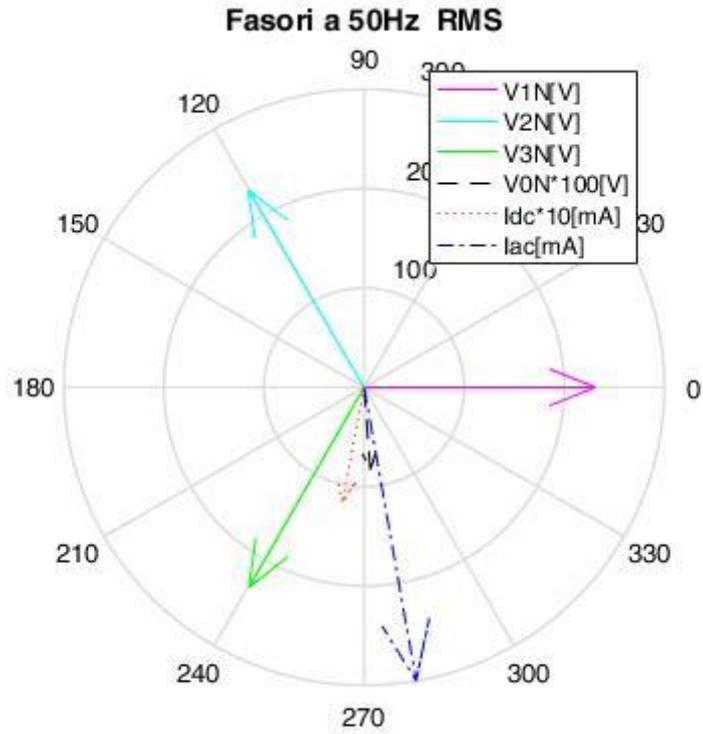


# Prova 6

ABC=111, l'inverter si è avviato. Possiamo dire di essere a regime.

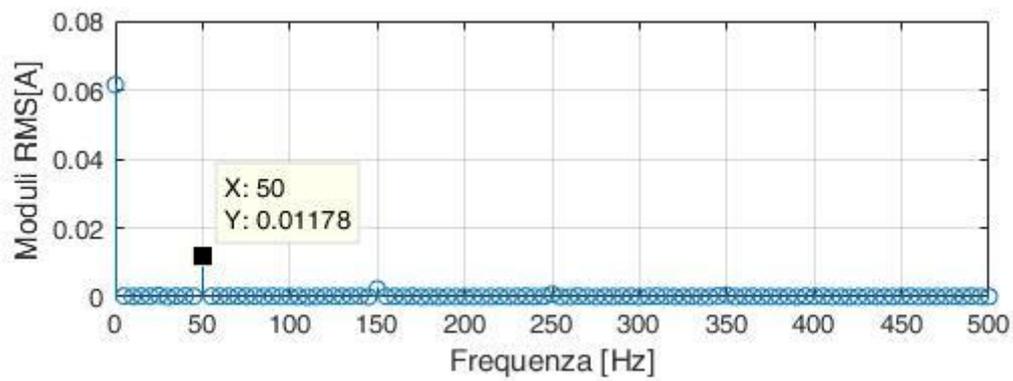
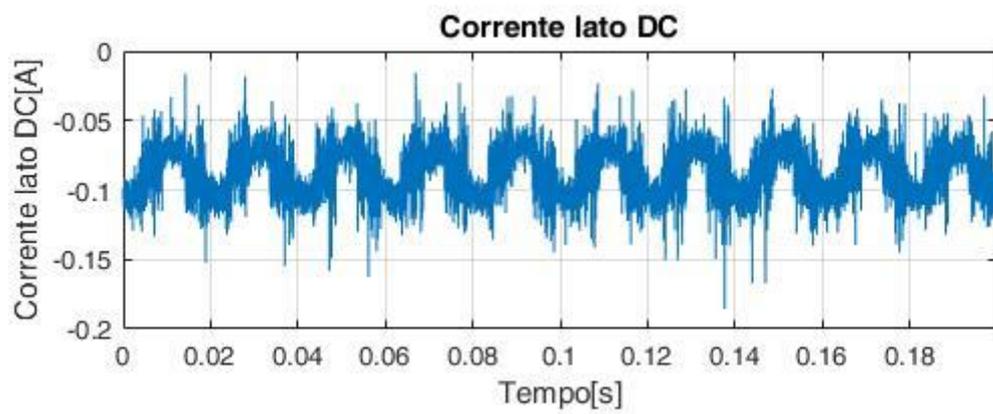
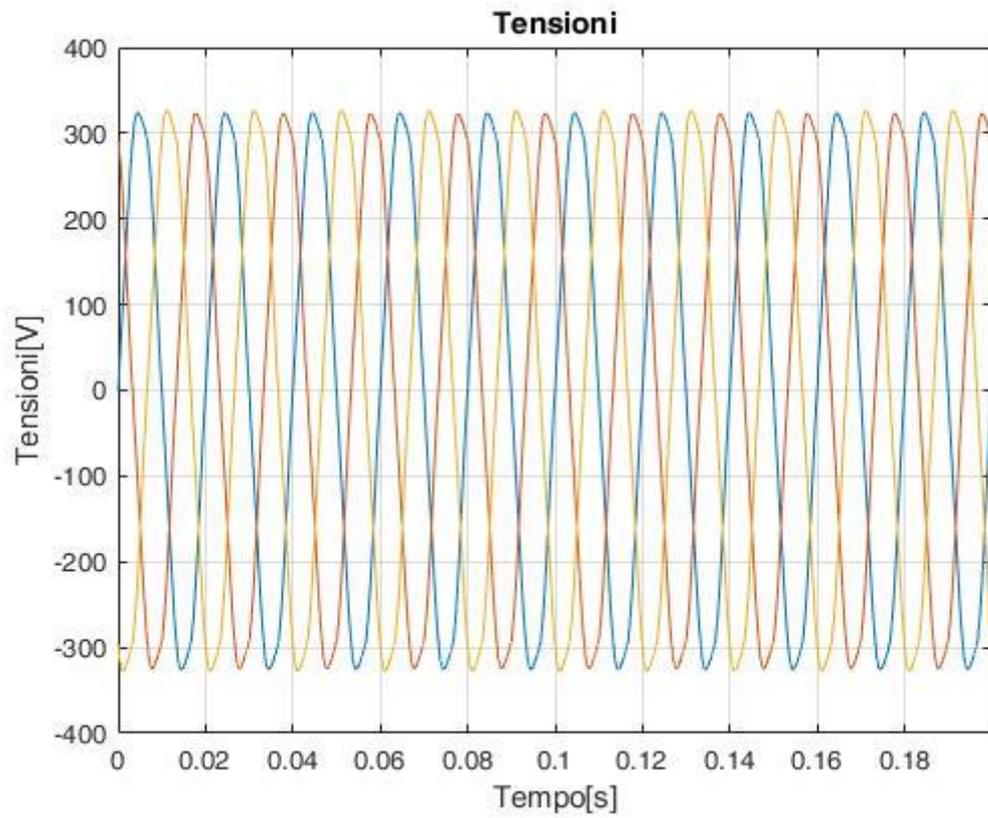


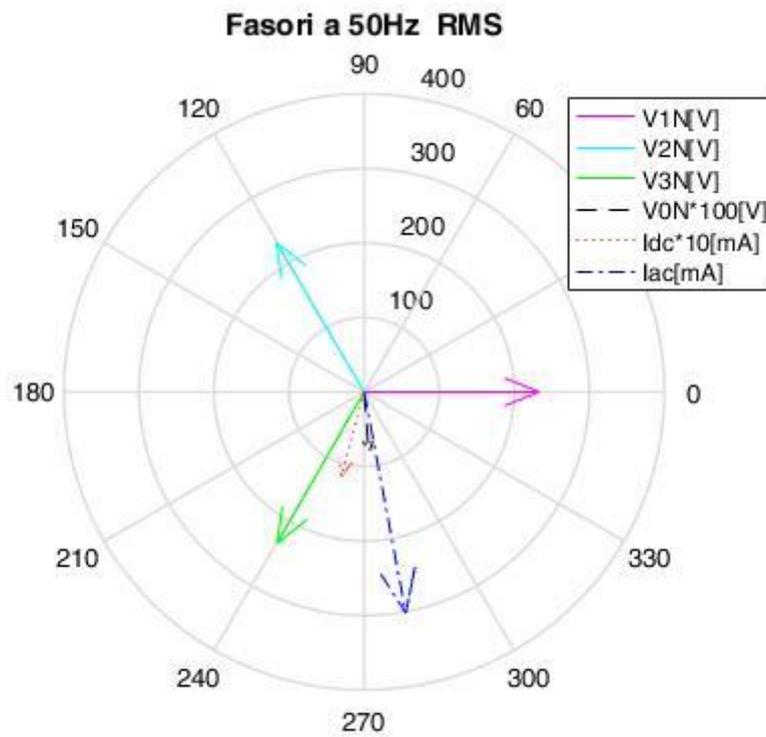
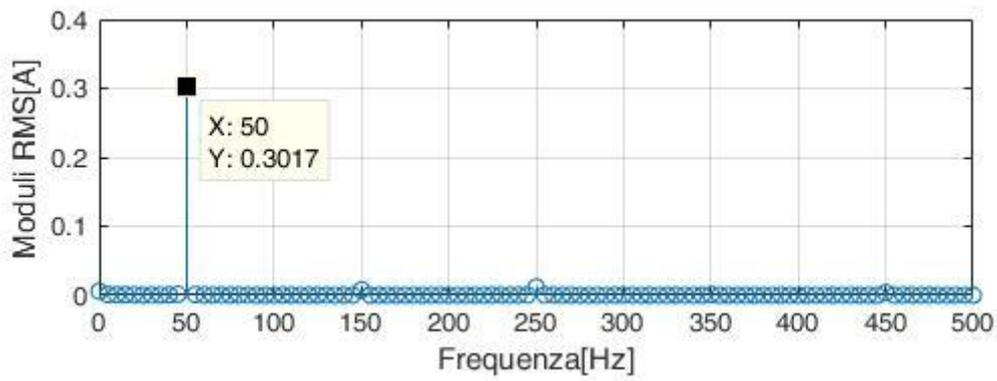
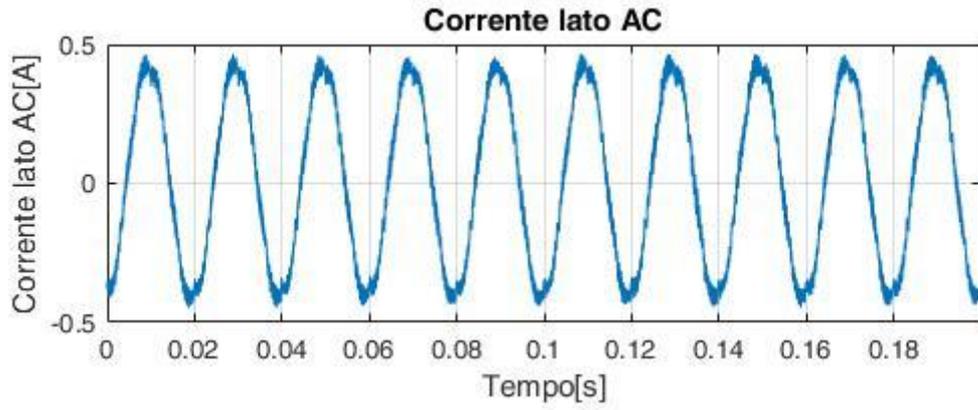




## Prova 7

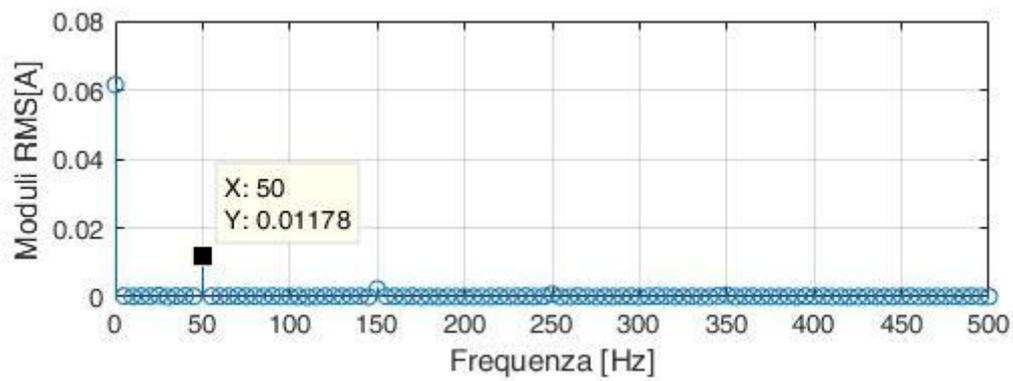
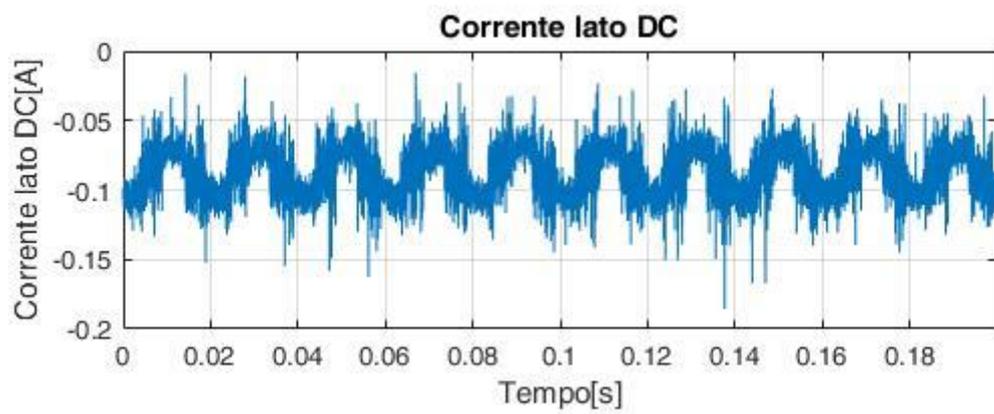
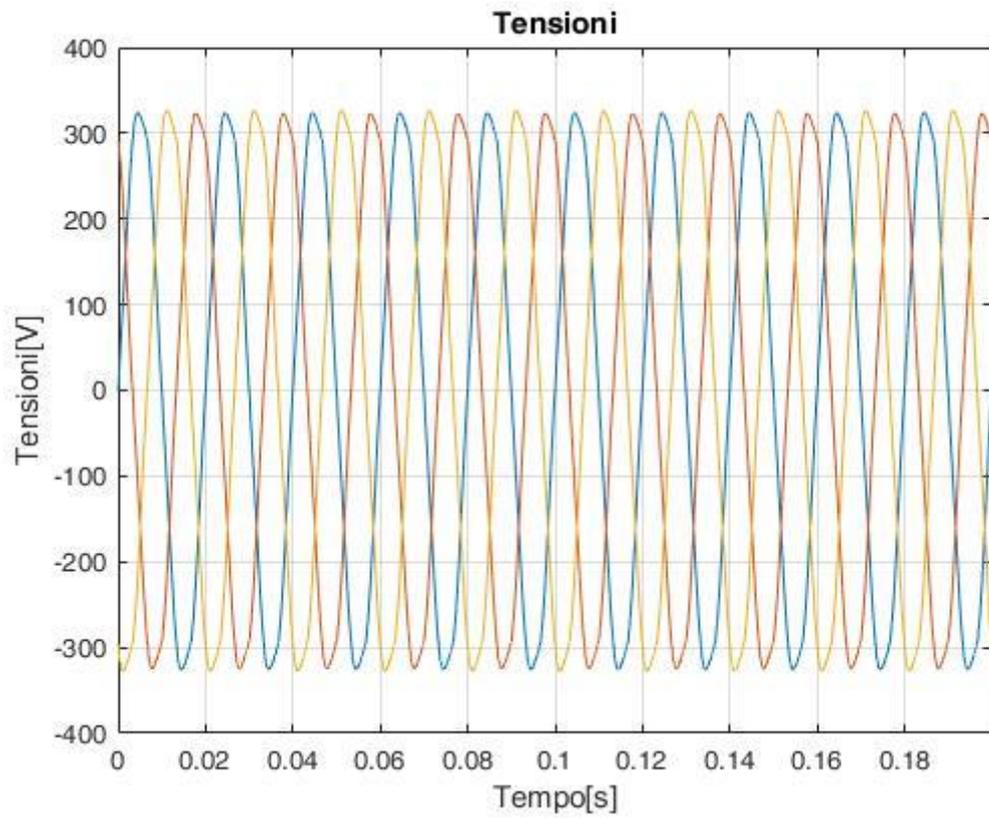
Configurazione uguale alla prova 6, però qui nel lato DC pinziamo l'altro trio di stringhe uscenti dall'inverter.

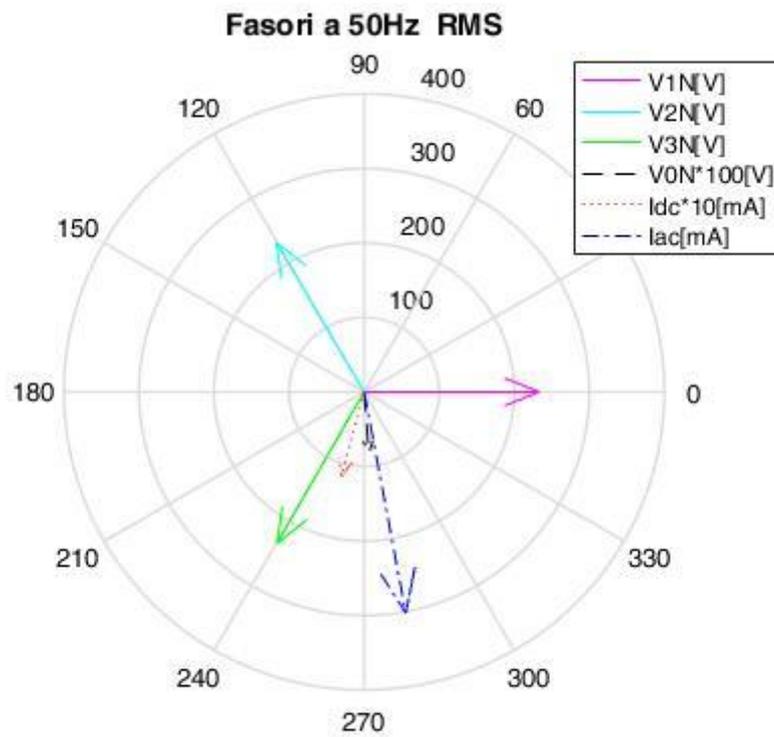
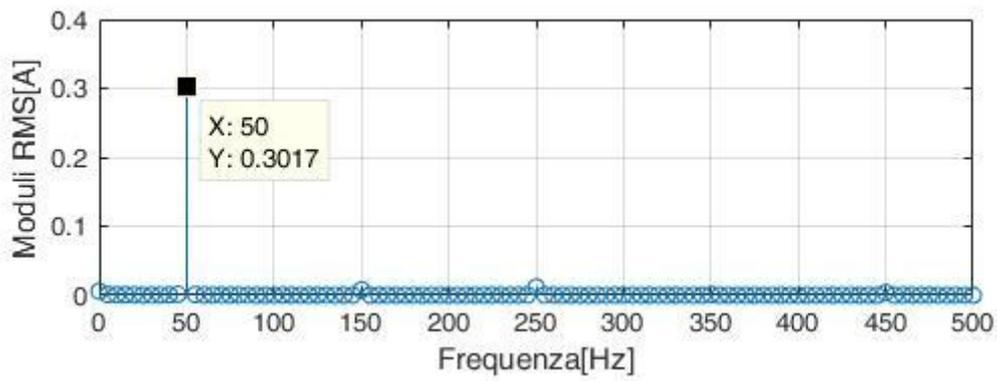
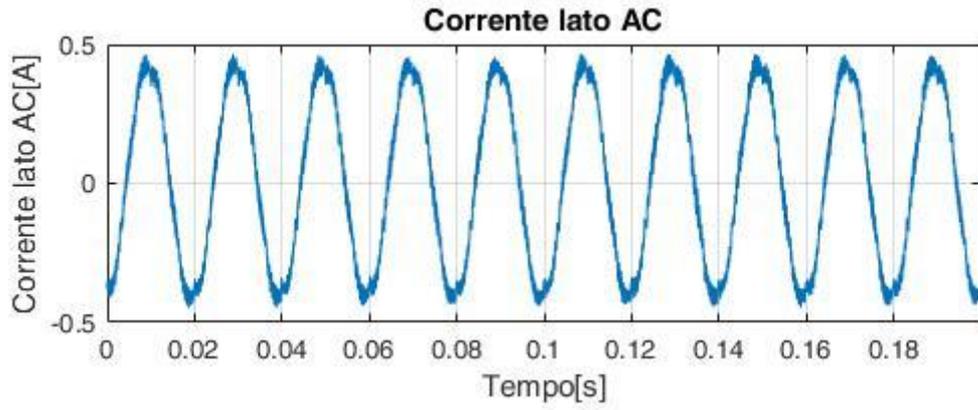




## Prova 8

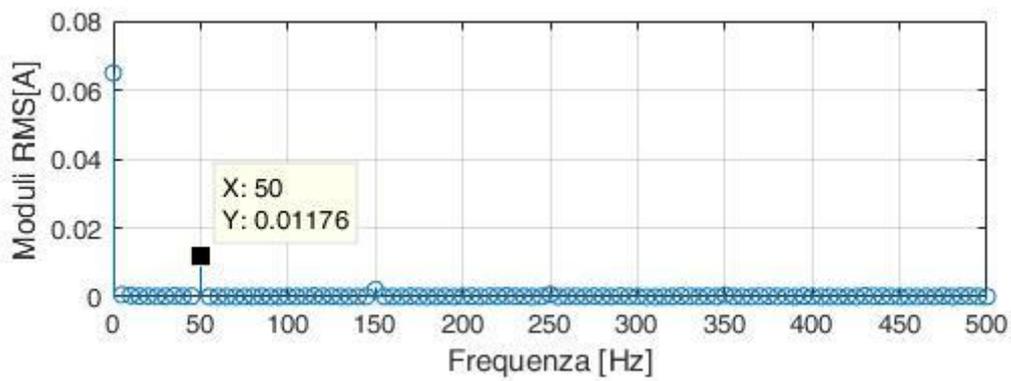
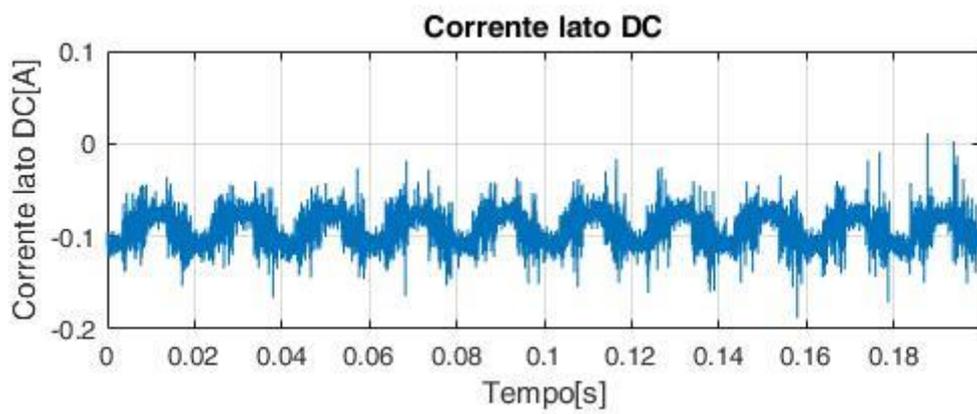
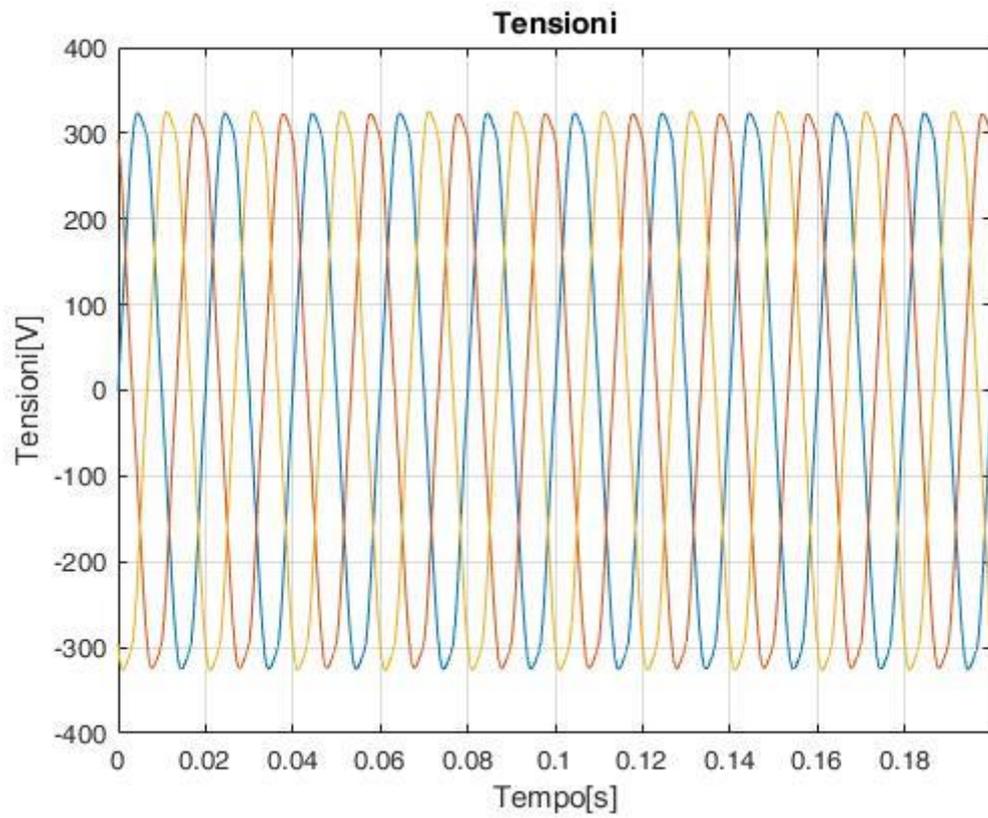
Configurazione sempre identica ma nel lato DC pinzo soltanto la prima stringa di pannelli dell'inverter.

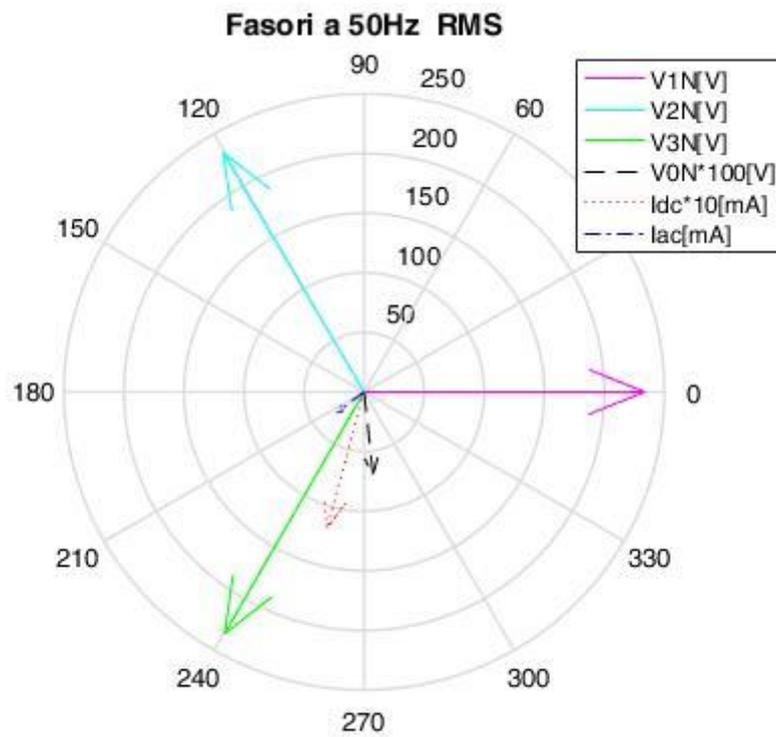
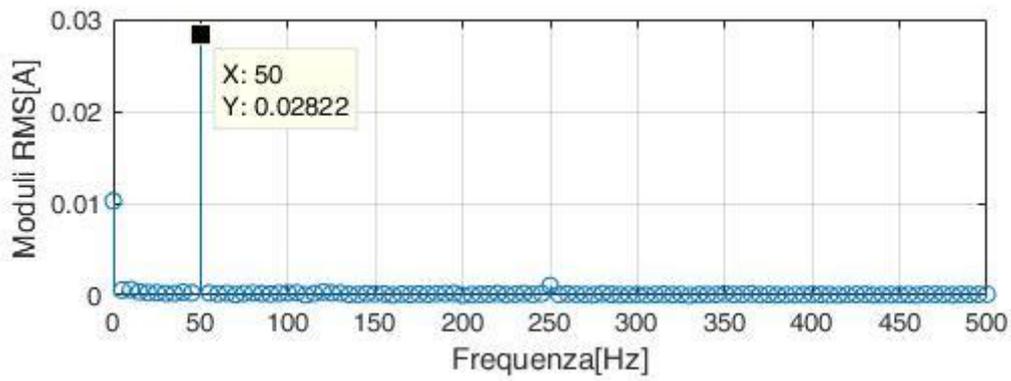
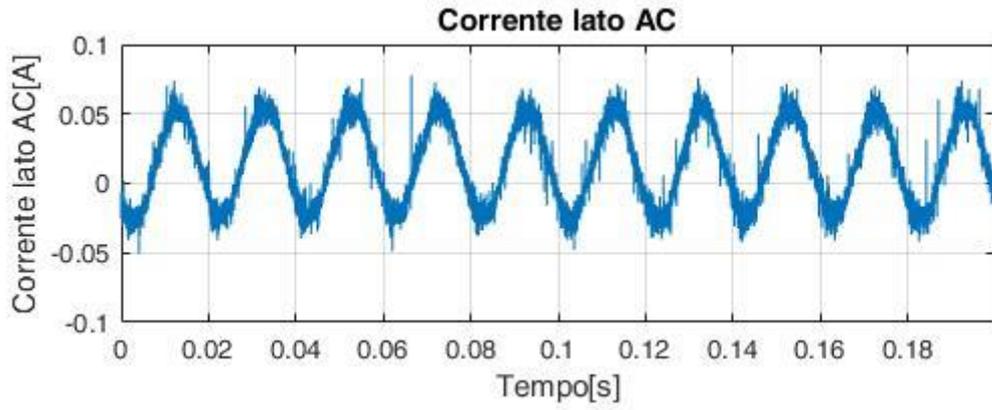




## Prova 9

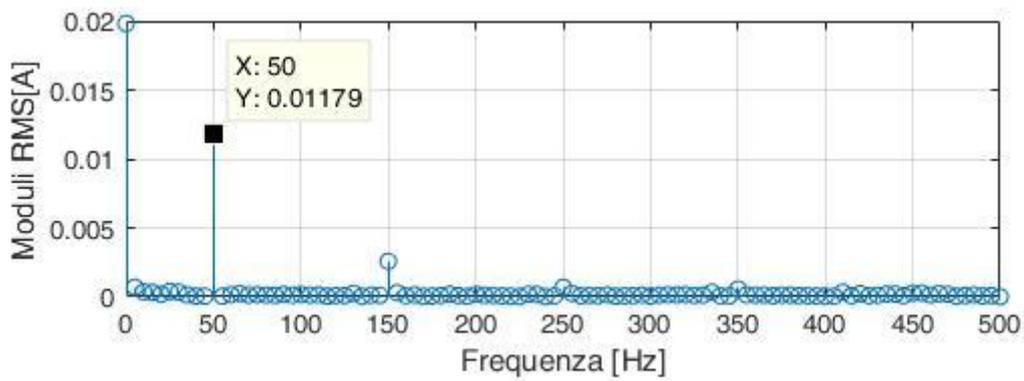
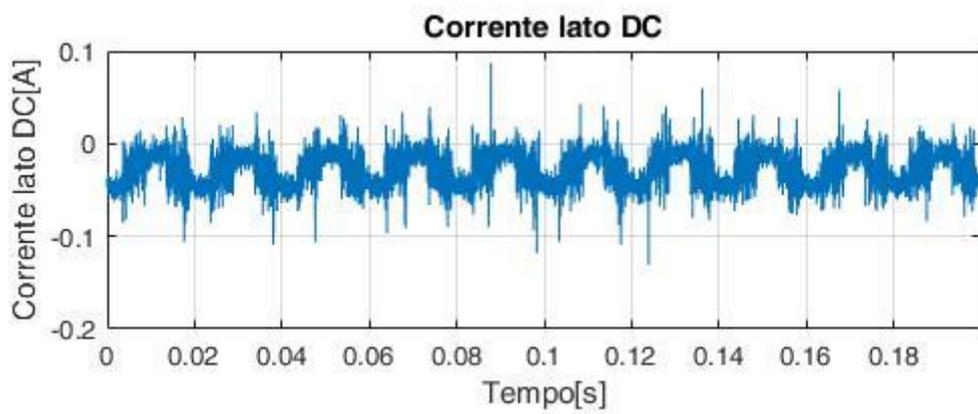
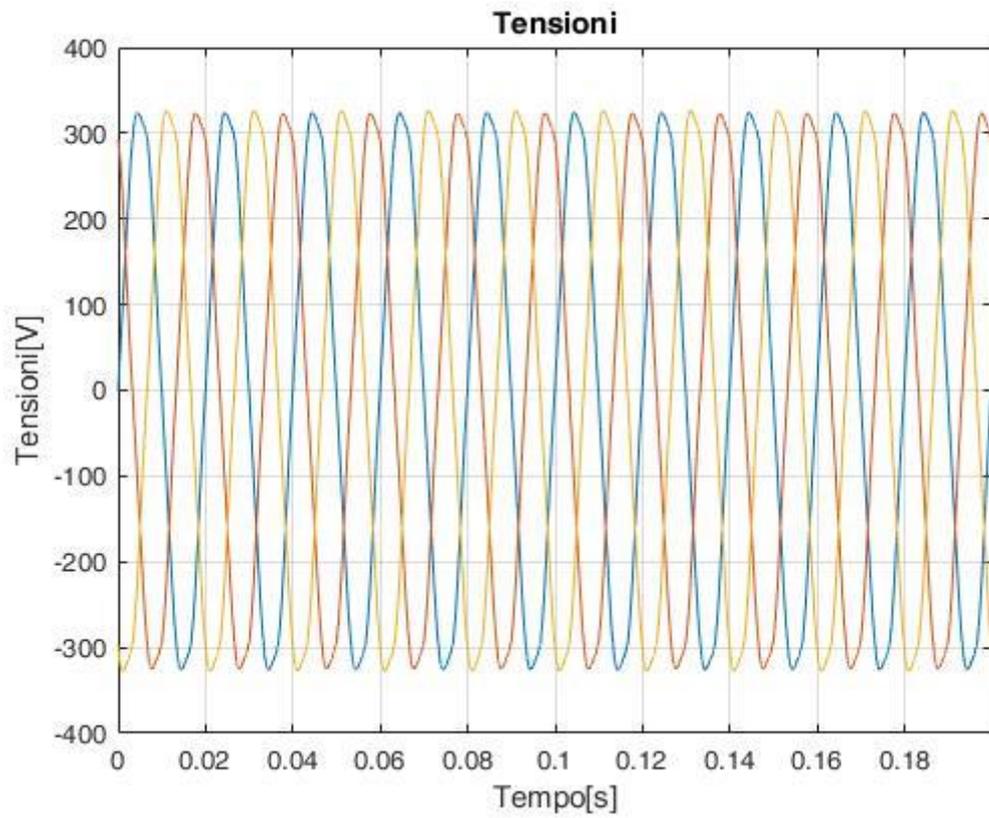
Cambio configurazione, apro dal lato DC, quindi  $ABC=110$ , e pinziamo il primo trio di stringhe in uscita dall'inverter.

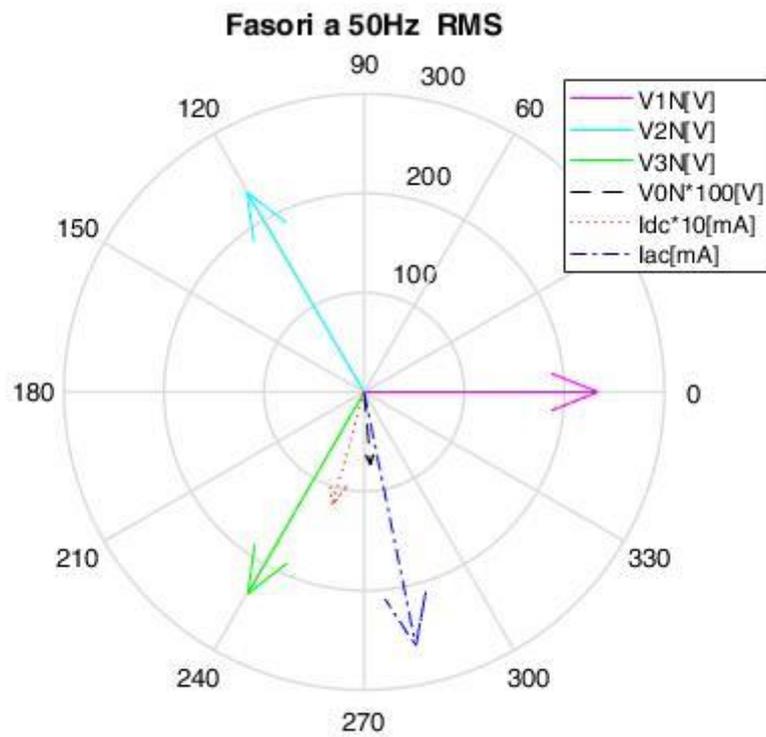
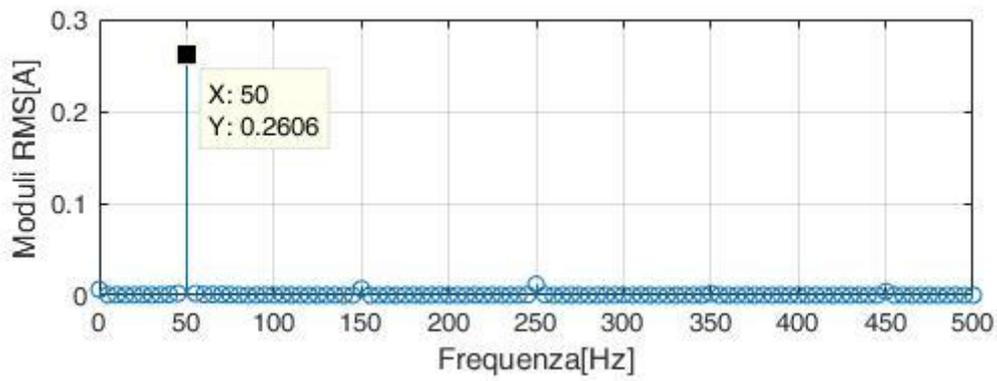
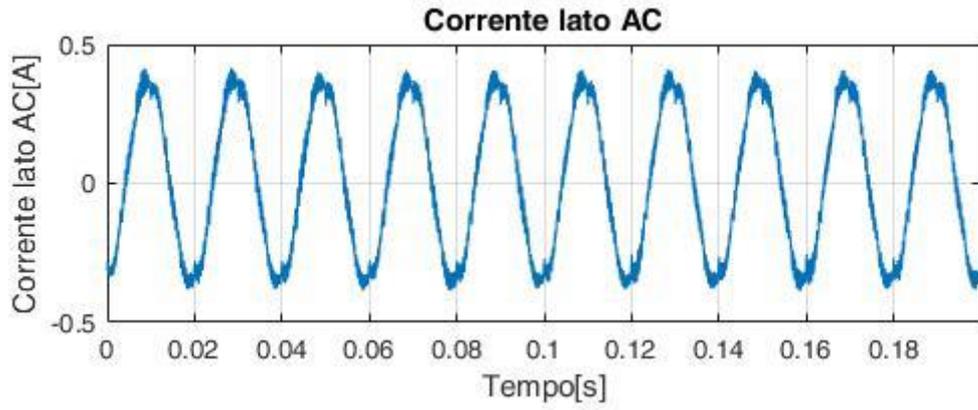




## Prova 10

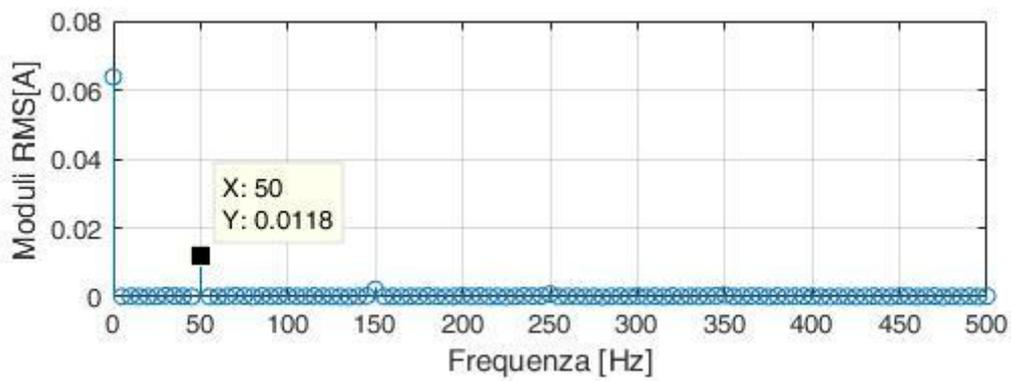
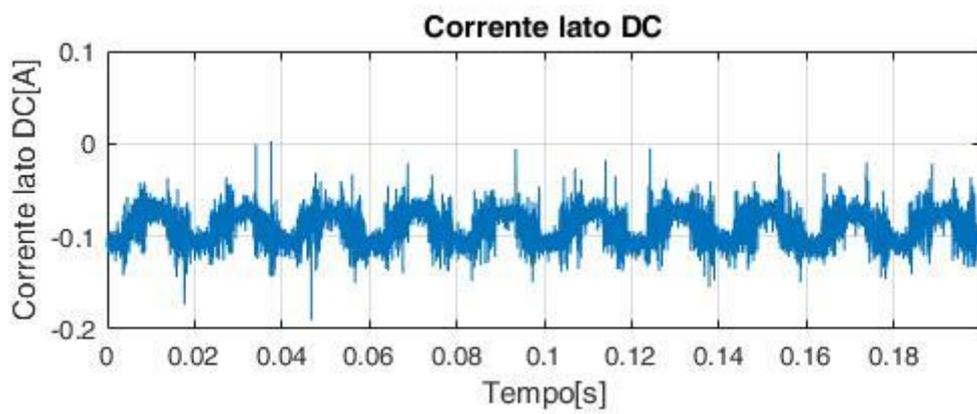
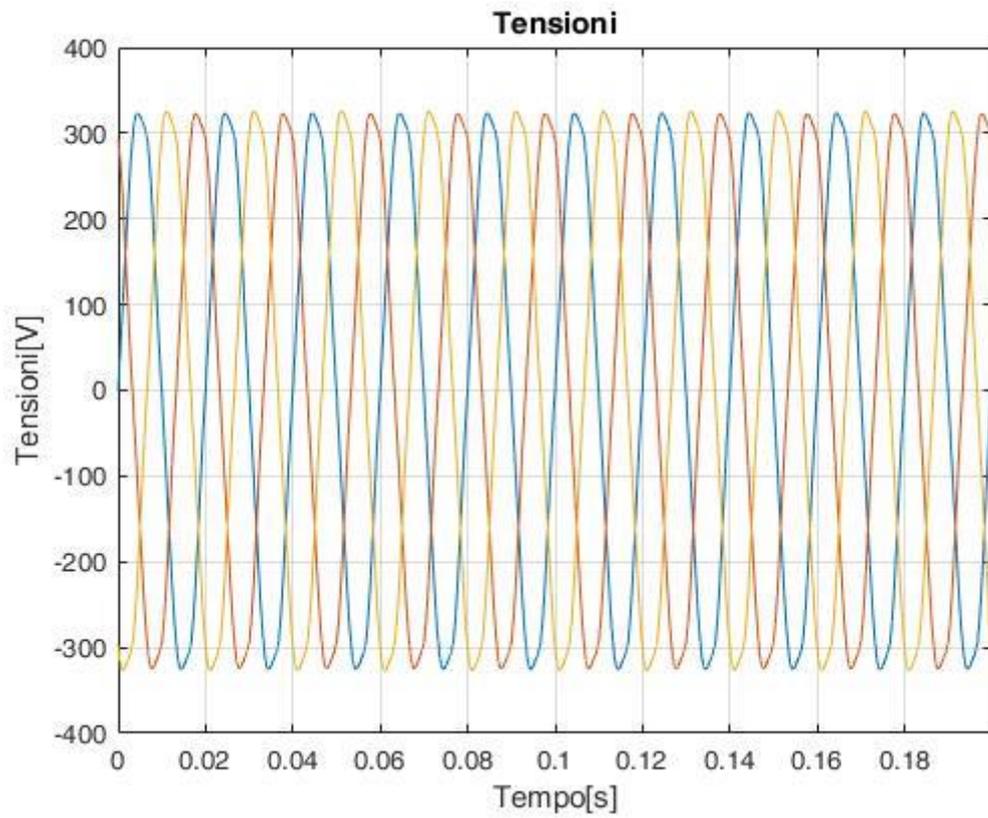
Effettuiamo nuovamente la prova 5 con tutto chiuso. Torniamo alla configurazione  $ABC=111$ , aspettiamo che va a regime, stiamo pinzando sempre il primo trio di stringhe.

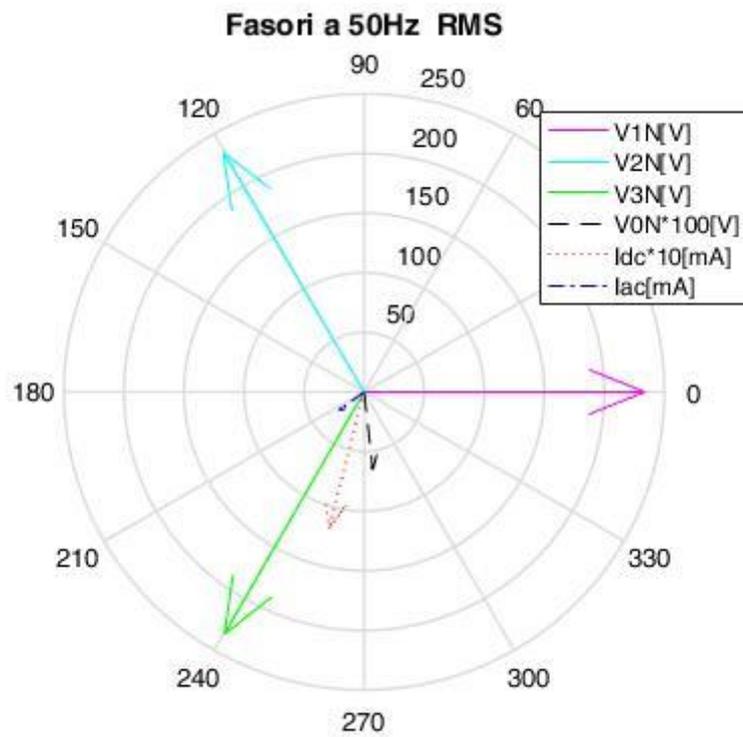
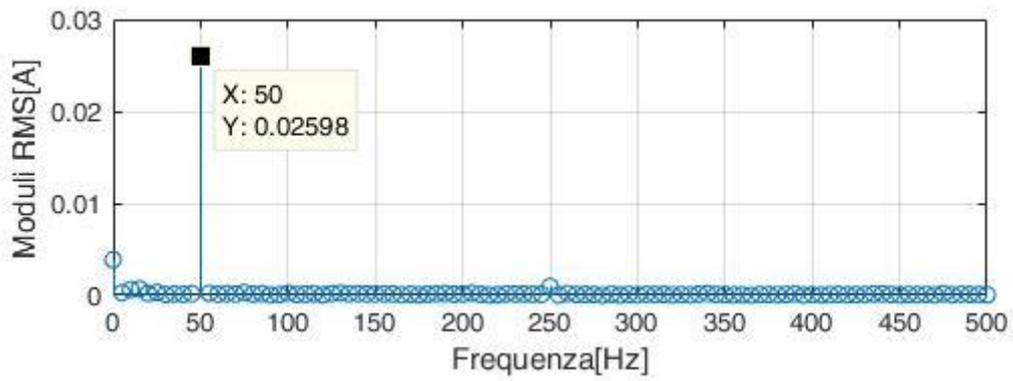
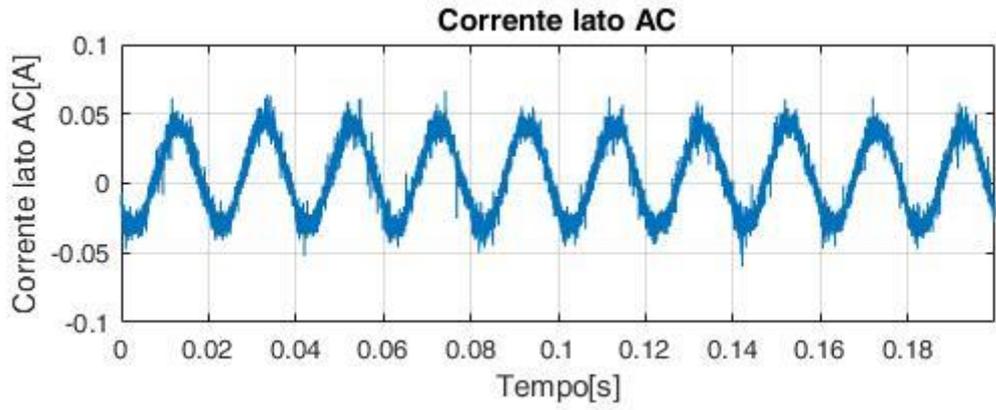




## Prova 11

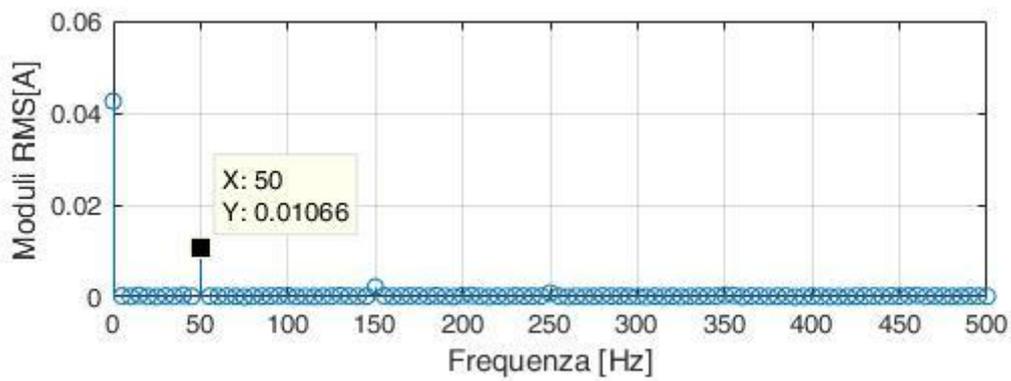
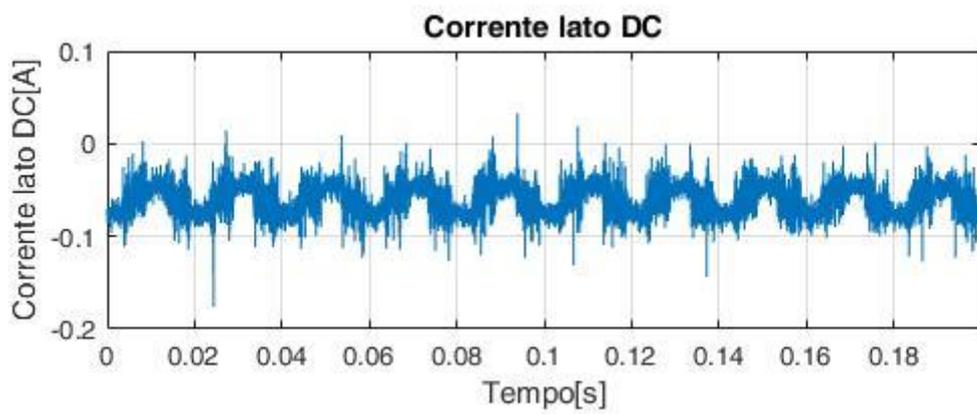
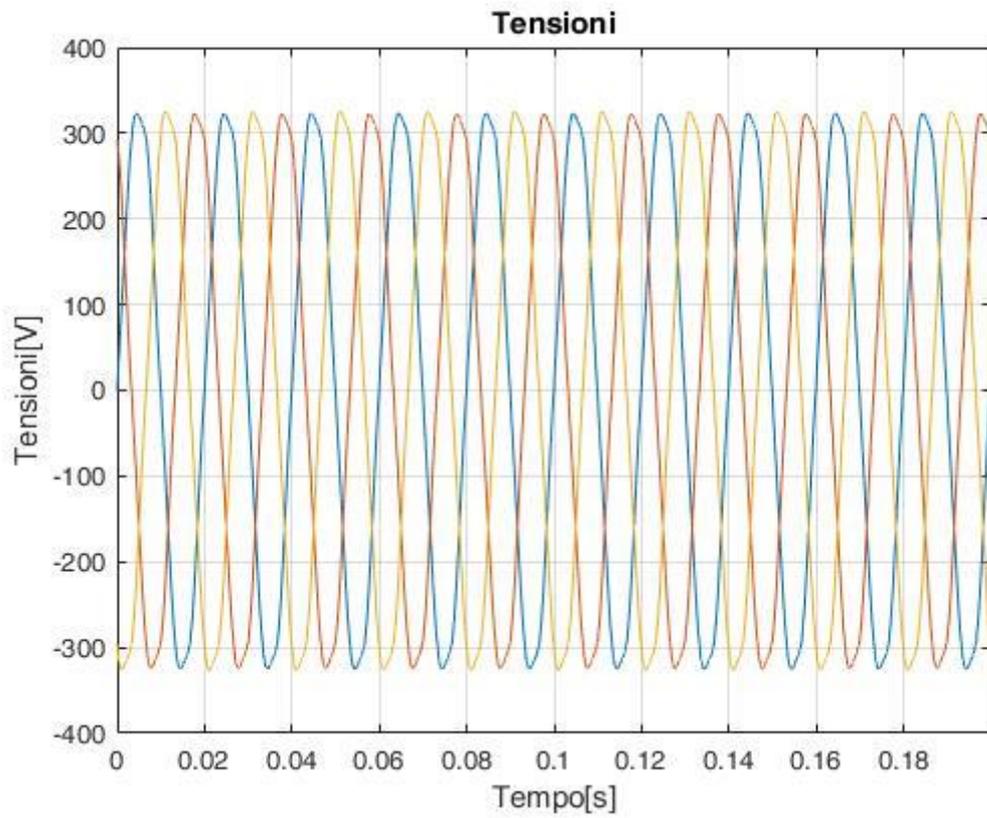
Ripetiamo misurazione come prova 9, seziono il lato DC, pinzo primo trio stringhe collegate all' inverter.





## Prova 12

Rimango come nella configurazione della prova 11 ma con la sonda che misurava dal lato dell'alternata scollegata, cioè a vuoto.



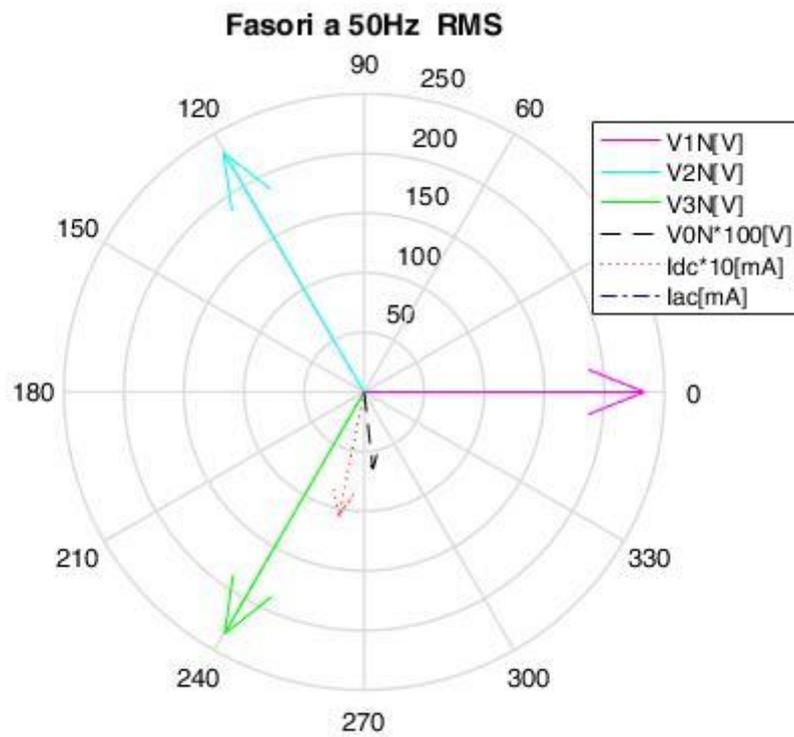
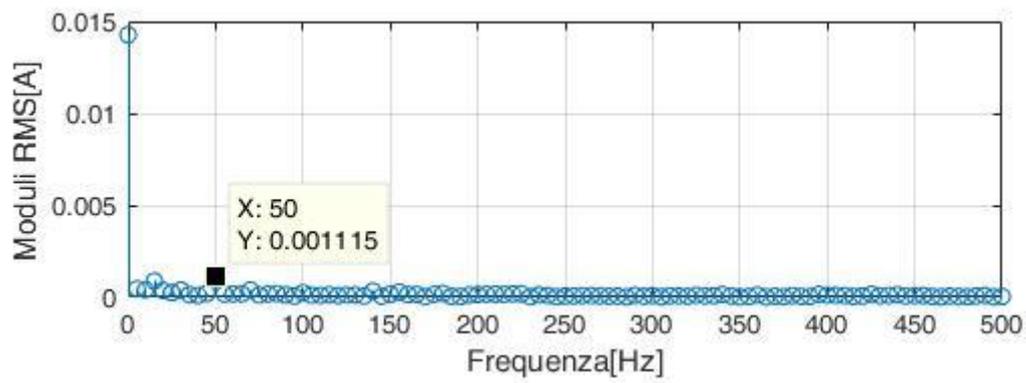
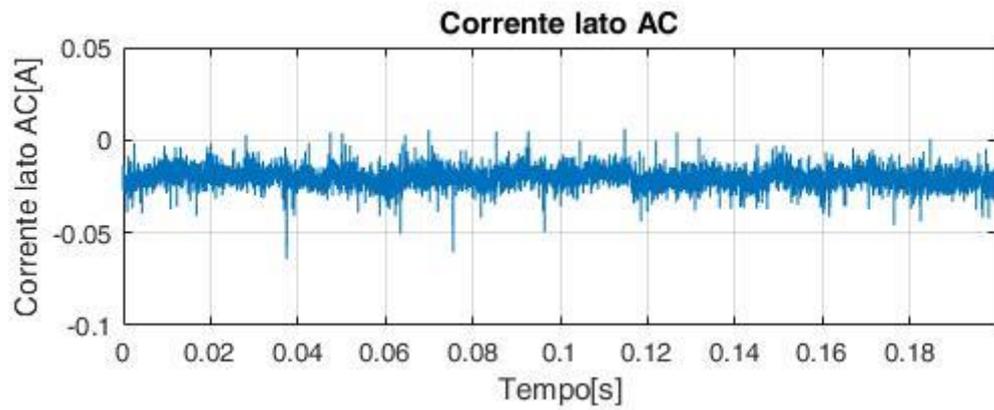


Tabella 21

n° prova				50 Hz (RMS)		POTENZA ISTANTANEA[kW]	COMMENTO
	A	B	C	Iac quadro[A]	Idc stringhe[A]		
1	0	0	0	0,000366	0		Tutto aperto
2	0	0	1	0,03121	0		Inverter spento dal lato AC, lato dc i moduli alimentano
3	0	1	1	0,03151	0		Lato AC quadro APERTO, lato AC inverter CHIUSO
4	1	1	1	0,0324	0,000615		Chiudo lato ac, inizio avvio....
5	1	1	1	0,03779	0,01158		durante avvio....(primo trio stringhe)
6.1	1	1	1	0,299	0,01188		regime
6.2	1	1	1	0,2989	0,01186		
6.3	1	1	1	0,3051	0,01175	252	
6.4	1	1	1	0,3045	0,01177	251	
6.5	1	1	1	0,3021	0,01173	251	
6.6	1	1	1	0,2997	0,011954	249	
6.7	1	1	1	0,3037	0,011954	250	
7.1	1	1	1	0,3025	0,01184	250	regime(secondo trio stringhe)
7.2	1	1	1	0,3033	0,01182	249	
7.3	1	1	1	0,3025	0,01206	249	
7.4	1	1	1	0,3017	0,01178	248	
7.5	1	1	1	0,2989	0,01174	246	
7.6	1	1	1	0,2944	0,01163	243	
7.7	1	1	1	0,2928	0,01159	242	
8.1	1	1	1	0,2907	0,01251	241	Solo una stringa del primo trio
8.2	1	1	1	0,2909	0,01228	241	
8.3	1	1	1	0,2893	0,01242	240	
8.4	1	1	1	0,2898	0,01256	241	
8.5	1	1	1	0,2908	0,01246	240	
9.1	1	1	0	0,02888	0,01207	220	primo trio stringhe, sezionamento DC
9.2	1	1	0	0,02837	0,0121	217	
9.3	1	1	0	0,02822	0,01176	216	
9.4	1	1	0	0,02845	0,01189	216	
9.5	1	1	0	0,0281	0,01188	213	
10.1	1	1	1	0,2612	0,01197	220	primo trio stringhe(abbiamo aspettato un attimo dopo aver richiuso il lato DC)
10.2	1	1	1	0,2606	0,01179	221	
10.3	1	1	1	0,2613	0,01193		
11.1	1	1	0	0,02635	0,01165	204	primo trio, seziono lato DC
11.2	1	1	0	0,02602	0,01179		
11.3	1	1	0	0,02597	0,0118		
11.4	1	1	0	0,02614	0,01171		
12.1	1	1	0	0,001125	0,01101		pinza scollegata dal quadro
12.2	1	1	0	0,001115	0,01066		
12.3	1	1	0	0,001191	0,01084		
12.4	1	1	0	0,001115	0,01072		

## Commenti prima esperienza

Nella precedente tabella abbiamo riportato principalmente i dati a 50Hz perché sono le componenti che ci interessano di più e di maggiore rilevanza (rispetto ad altre armoniche è quella con i valori più alti).

Come possiamo notare, nella primissima prova (prova 1) non abbiamo praticamente corrente. È tutto aperto e giustamente non misuriamo nulla se non una componente irrilevante data probabilmente da disturbi e errori della strumentazione. Nella prova 2 viene chiuso il sezionatore a lato DC, cioè all'ingresso dell'inverter. Pertanto i pannelli non alimentano, l'inverter vede tensione ai capi d'ingresso e dunque comincia ad avviarsi. Nella prova 3 chiudiamo un sezionatore dal lato AC, vicino all'inverter, quindi la linea è ancora aperta. Vediamo che la sonda di corrente nel quadro misura qualcosa, ma la linea è aperta e vede un "antenna", abbiamo ancora dei disturbi.

Nelle prove 4,5,6 chiudiamo finalmente l'interruttore nel quadro, quindi l'inverter inizia ad avviarsi ed una volta arrivato a regime fa circolare corrente buttandola in rete e vediamo che iniziano a formarsi dei disturbi anche sul lato DC. Premettendo che stiamo considerando i morsetti di + e - di tre stringhe (su sei) collegate all'inverter. Tali correnti non sono rilevanti sul lato DC ma ci sono, ed è molto probabile che si richiudano nell'impianto di terra connesso ai pannelli. Invece, le correnti sul lato AC si fanno sentire maggiormente. Raggiungono anche i 300 mA di valore efficace, si avvicinano alla soglia di scatto dell'interruttore differenziale. Ciò sembra strano, poiché la protezione non è scattata, allora ci siamo assicurati che non fosse stata alzata la sua soglia di intervento e abbiamo controllato la tipologia dell'interruttore. Alla fine è risultato che la soglia è stata lasciata a 300 mA ed il differenziale è di tipo AC (il cui intervento è assicurato per correnti alternate sinusoidali differenziali applicate improvvisamente o lentamente crescenti secondo la CEI EN 61008-1). Questo vuol dire che sicuramente (a meno di possibili guasti di funzionamento della protezione) siamo al di sotto di tale valore, non sappiamo di quanto però, in quanto potrebbe essere la sonda di corrente a sbagliarsi.

Nella prova 7 abbiamo spostato solamente la sonda di corrente posta sul lato DC, sul trio di stringhe a fianco appartenenti sempre allo stesso inverter. La situazione è rimasta invariata.

Nella prova 8, agendo sempre sulla sonda posta sul lato DC, abbiamo pinzato una sola stringa (la prima a partire da sinistra, prendendo sempre i terminali + e -). Ci aspettavamo in tale prova che sarebbe cambiato il valore misurato sul lato DC e invece è rimasto invariato. Al posto che scendere perché abbiamo preso una stringa in considerazione piuttosto che tre, il valore è rimasto costante. Questo ci fa pensare che o la sonda è rimasta incantata in un intorno di certi valori, o abbiamo misurati tre correnti differenziali (caso tre stringhe) dove una di esse annullava l'altra perché fluiva nella direzione opposta (con risultato una sola corrente differenziale) oppure semplicemente la sonda non ha misurato niente, e ciò che vediamo è un disturbo come una misura a vuoto della sonda.

Nella prova 9 abbiamo sezionato sul lato DC lasciando chiusi gli interruttori dal lato AC (ABC=110). Questa prova aveva lo scopo di vedere se le correnti continuavano a circolare sul lato AC attraverso l'inverter per via dei diodi di ricircolo del convertitore, di squilibri dati da filtri e impedenze ma la componente misurata è di circa 30 mA, che è un valore non nullo affetto da incertezze e non particolarmente rilevante. Non è da escludere comunque un possibile auto-sezionamento dell'inverter da parte della rete quando si spegne. Infatti, quando non vede una componente di tensione al di sopra di un certo valore sul lato della continua, quest'ultimo si spegne

e se non avesse protezioni che lo isolano o comunque lo proteggono da ciò che circola sul lato AC, potrebbe essere un problema per i componenti al suo interno.

Parlando invece del lato DC, in questa prova stiamo continuando a misurare la stessa componente delle prove precedenti, ed il valore non cambia. La possibilità che la sonda sul DC si sia incantata o non misuri niente non è da escludere.

Nella prova 10 abbiamo richiuso il lato DC (nuova configurazione ABC=111) allo scopo di misurare di nuovo per confermare i risultati della prova 6 (pinzo il primo trio di stringhe dell'inverter 3A). Notiamo che i valori sono più o meno gli stessi. Sul lato AC abbiamo una componente di circa 260mA di valore efficace, considerando che il tempo è trascorso dalle misure fatte nelle prove precedenti, l'irradianza sui pannelli è scesa ed è ragionevole che non circoli più con lo stesso valore. Questo ci fa capire che certamente le correnti arrivano dall'inverter (cosa logica dato che è l'inverter a buttare energia in rete) e si inizia a scorgere una possibilità che queste correnti circolino a causa dello squilibrio dato magari da qualche filtro. La componente a 50Hz non viene filtrata perché è proprio la componente fondamentale che abbiamo interesse ad immettere in rete, mentre tutte le altre componenti ad alta frequenza che metterebbero di più in evidenza il problema della capacità parassita sono ben trascurabili. Sul lato DC non cambia nulla.

Nella prova 11, sezioniamo di nuovo il lato DC, pinzando il primo trio di stringhe e ripetendo la prova 9. La componente sul lato AC è scesa di nuovo di un ordine di grandezza, con tutte le ipotesi effettuate nei commenti sulla prova9, mentre sul lato DC abbiamo ancora la stessa componente di una decina di milliampere che circola.

Per ultima abbiamo la prova 12 in cui stacciamo la sonda dal lato AC (la scollegiamo dal quadro), che ci aiuta a verificare quanto misurato nelle prove 11 e 9, ovvero quando sezionavamo il lato DC dando dunque un comando di spegnimento all'inverter. Infatti, come possiamo ben notare, la corrente misurata scende ancora e non rimane a circa 2,3 milliampere come misurato in tale caso. Ciò ci dice che probabilmente qualcosa circola anche in caso di spegnimento dell'inverter tra disturbi e squilibri vari, altrimenti avrebbe dato gli stessi valori che a vuoto.

Quanto trovato in questa prima esperienza è che probabilmente abbiamo una componente che circola dal lato AC, non sappiamo bene il valore dato che se fosse stato veramente vicino a quelli indicati il differenziale sarebbe scattato, ma certamente è non nullo ed è dell'ordine di un centinaio di milliampere (altrimenti non sarebbe sceso di alcuni ordini di grandezza staccando la pinza o sezionando l'impianto). Mentre le componenti trovate sul lato DC sono poste in dubbio dalla costanza dei loro valori. Sicuramente è necessario effettuare nuovamente delle misure.

## Capitolo 5

### Esperienza 4 Luglio 2017

Al fine di confermare le constatazioni fatte con la prima esperienza, il giorno 4 luglio 2017(soleggiato) siamo tornati sul tetto del Politecnico di Torino per poter effettuare nuovamente delle misure.

Questa volta però abbiamo preso in considerazione l'inverter 2B e nelle misure di corrente abbiamo scambiato ciclicamente le sonde amperometriche per poter ridurre la probabilità di prendere misure errate. Le sonde di correnti sono state collegate al canale 2 della scheda (ai1 della National Instrument) quelle sul lato DC e canale 4(ai3) quelle sul lato AC. Mentre le sonde di tensione ai canali 1,3,5(ai0, ai2, ai4).

Inoltre, questa volta siamo riusciti ad aprire l'inverter. Ciò ci ha dato la possibilità di dargli un'occhiata internamente e di poter effettuare alcune misure al suo interno (vedi Fig.5.1).



Fig.5.1 Interno inverter

L'idea era quella di capirci qualcosa in più sul suo contenuto, in particolare i filtri (la loro composizione e la loro posizione) e il convertitore (avendo il dubbio che poteva non essere un convertitore trifase ma tre convertitori monofase, ciò avrebbe potuto dirci qualcosa in più sulla posizione del neutro che abbiamo ipotizzato essere tra i due condensatori d'ingresso del DC nel caso del convertitore trifase, e posto come negativo nel caso di tre convertitori monofase). Purtroppo, come possiamo notare dalle immagini poste all'inizio della descrizione di questa esperienza, tutto ciò non è facile. Il convertitore infatti non si vede perché posto dietro la scheda e attaccato al dissipatore con la pasta termoconduttrice, quindi sarebbe necessario smontare tutto l'inverter per poterlo vedere. Mentre per i filtri vediamo un sacco di condensatori, alcuni dediti all'EMI (cosa notata cercando il modello su internet) e posti a stella a giudicare dal circuito

stampato, probabilmente collegato a terra ma non ne abbiamo la certezza siccome non è stato identificato nessun simbolo a riguardo.

A parte ciò abbiamo potuto, per esempio, misurare la corrente di tutte le stringhe nel collegamento principale in continua (vedi Fig.5.2). Presumendo che tale collegamento fosse a monte di alcuni filtri e del condensatore posto per l'MPPT (messo allo scopo di mantenere la tensione il più costante possibile per far lavorare le stringhe nel punto alla massima potenza) infatti troveremo delle misure che variano nel tempo, probabilmente a causa delle variazioni di stato di carica di tale componente. Troveremo delle correnti certamente più disturbate di quelle a valle, sui collegamenti tra inverter e pannelli.



Fig.5.2 sonda di corrente lato DC interno all'inverter

Un'altra misura interessante sarà quella fatta con il PE collegato all'inverter che come vedremo però ci darà ben poche informazioni (dato che il PE si va a ricollegare a tutte le terre poste su tetto, per i telai, per i pannelli, per l'UTA ecc. troveremo una corrente che va oltre l'ampere e non ha significato se non che abbiamo troppi collegamenti tutti insieme posti per il collegamento a terra(fig.5.3).



Fig.5.3 Cavo PE interno all'inverter

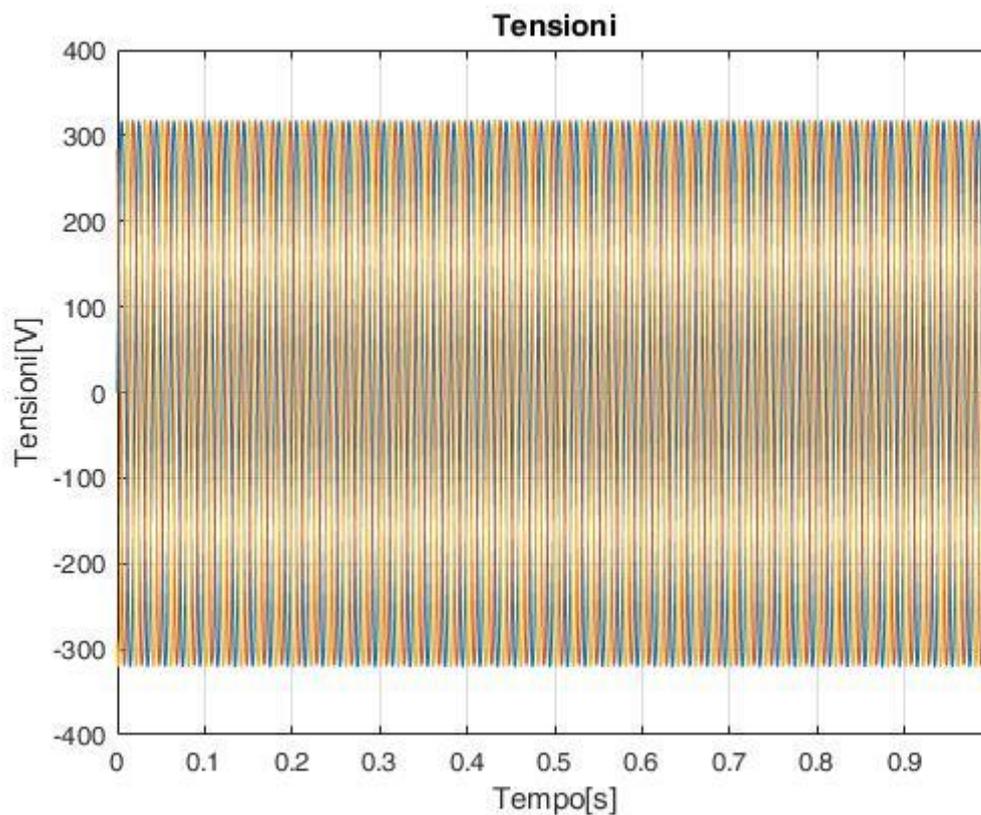
# Prova 1

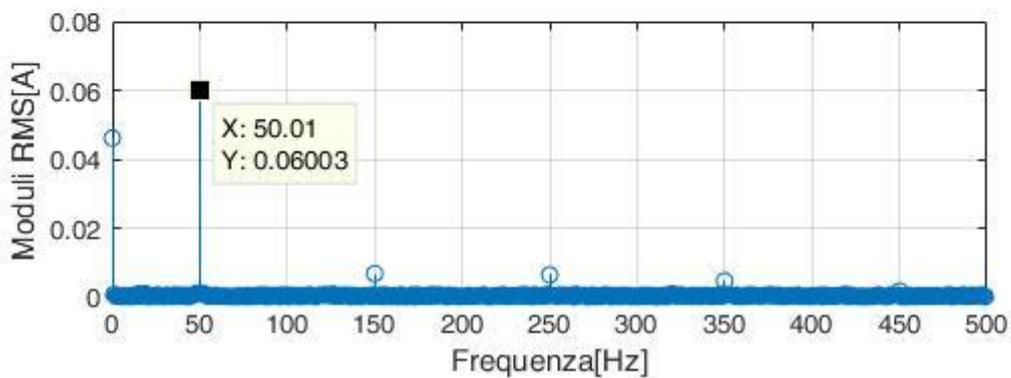
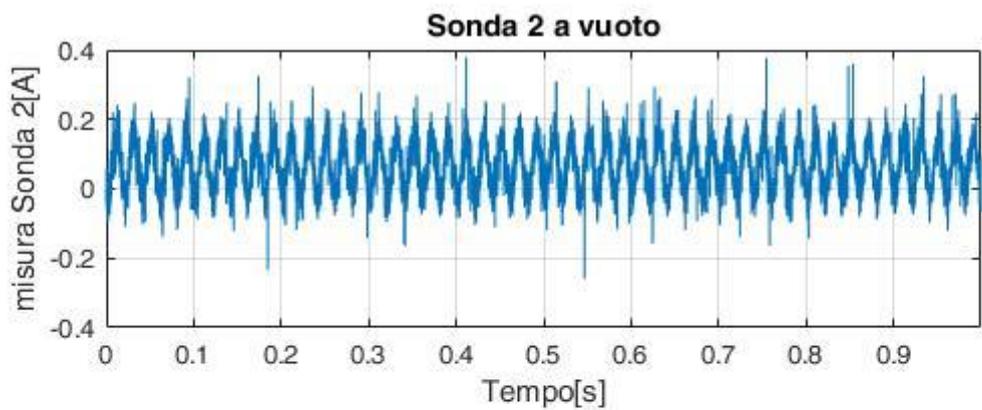
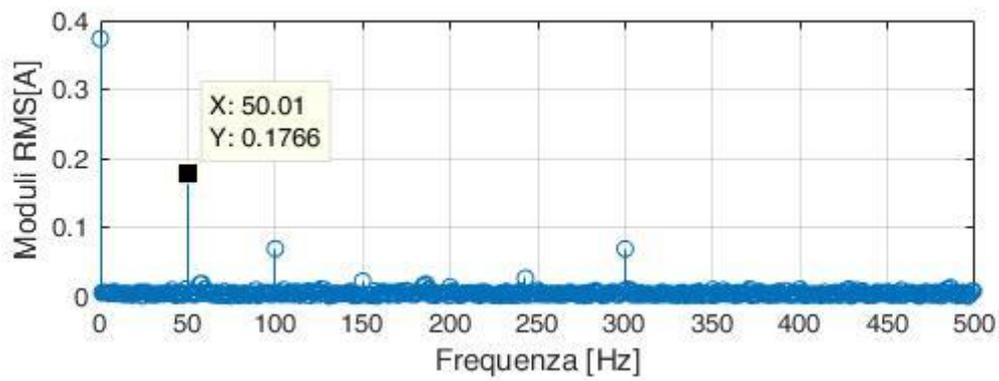
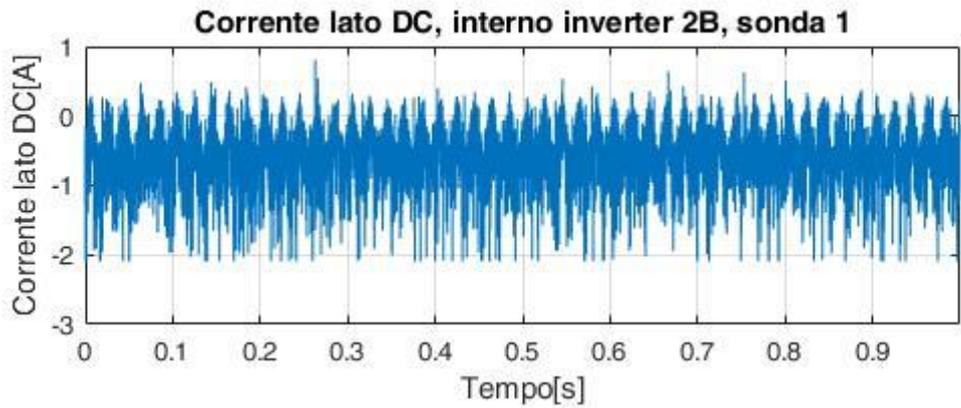
Abbiamo posto la sonda di corrente 1 sul lato DC, tra pannelli e inverter (canale 1 sui dati) a la sonda di corrente 2 lato AC, nel quadro(canale 3).

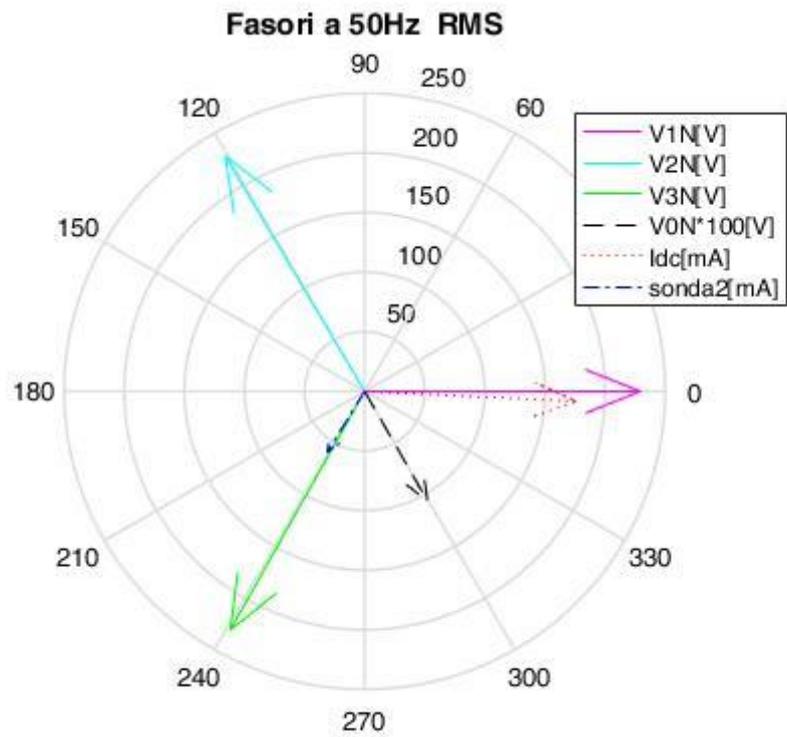
Misuriamo lato DC dell'inverter 2B pinzando dentro l'inverter come descritto precedentemente, mentre del lato AC non stiamo misurando nulla(la sonda è a vuoto). Naturalmente tutti gli interruttori sono chiusi e siamo a regime(A B C = 1 1 1)

In questa prova abbiamo preso un totale di 10000 campioni con un delta sul tempo di 0,0001 secondi.

Nel programma di matlab abbiamo dovuto cambiare  $T_{fin}= 0,9998$ , e nei fasoti prendere la componente (51,1) delle armoniche calcolate e non la (11,1). Inoltre abbiamo cambiato il fattore di scala di  $I_{dc}$ , togliendo un \*10.



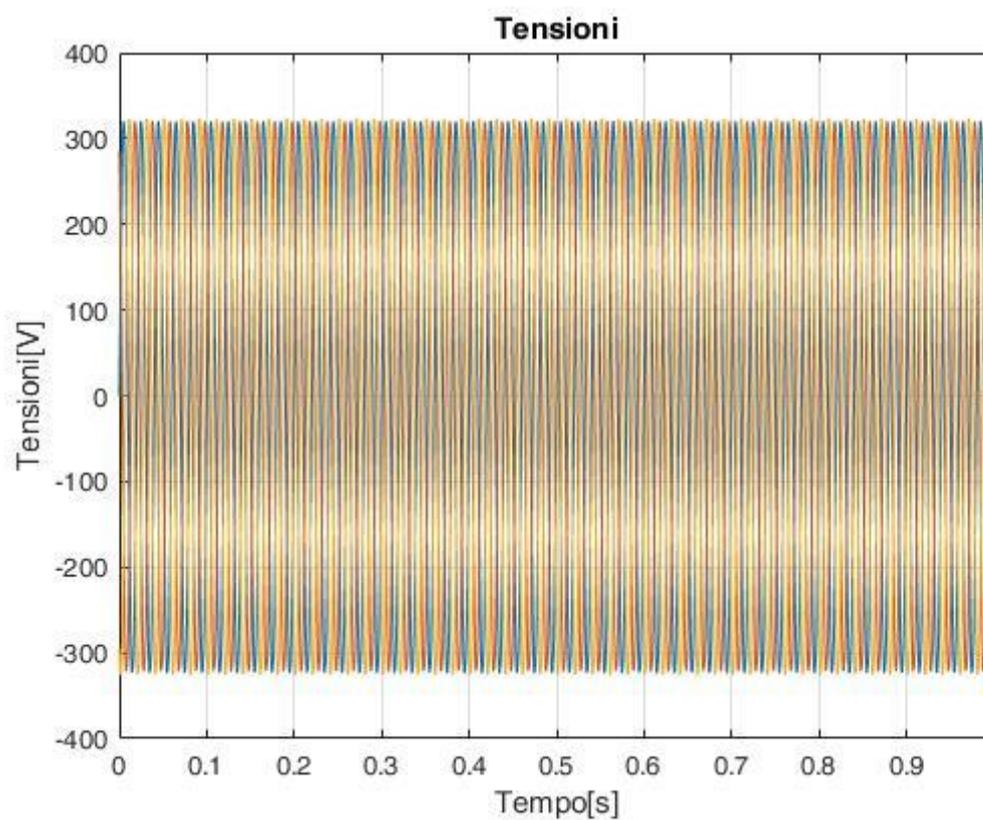


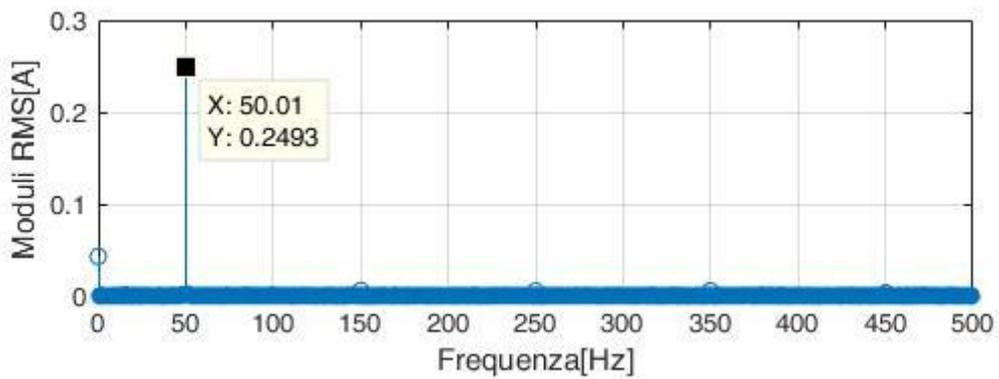
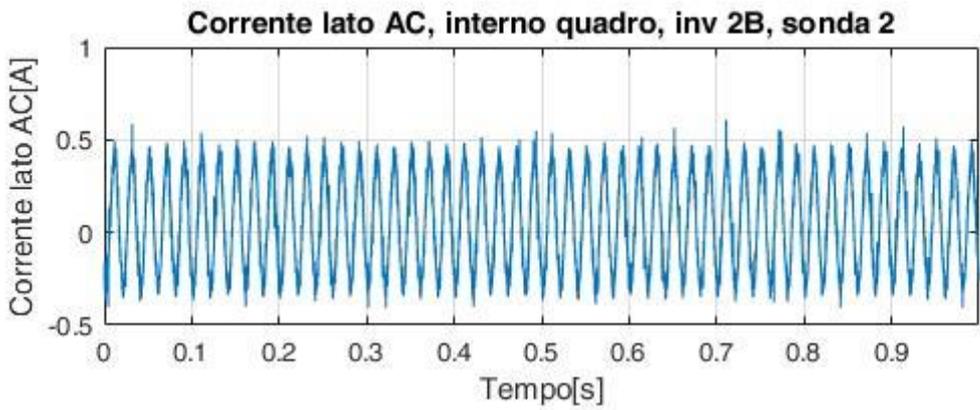
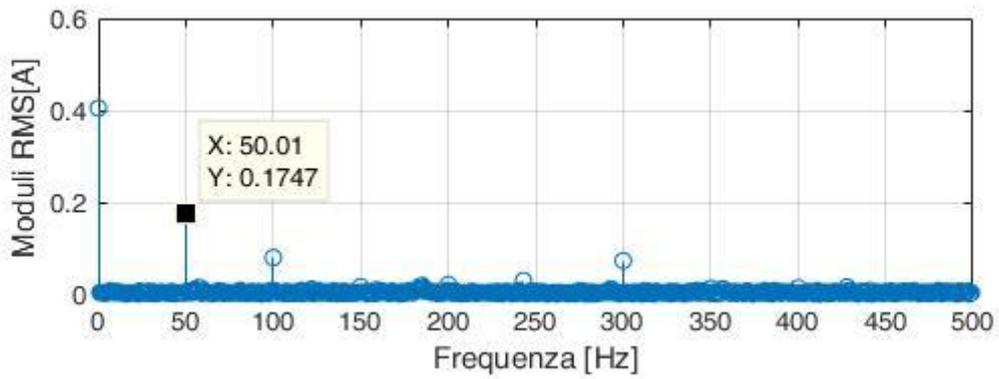
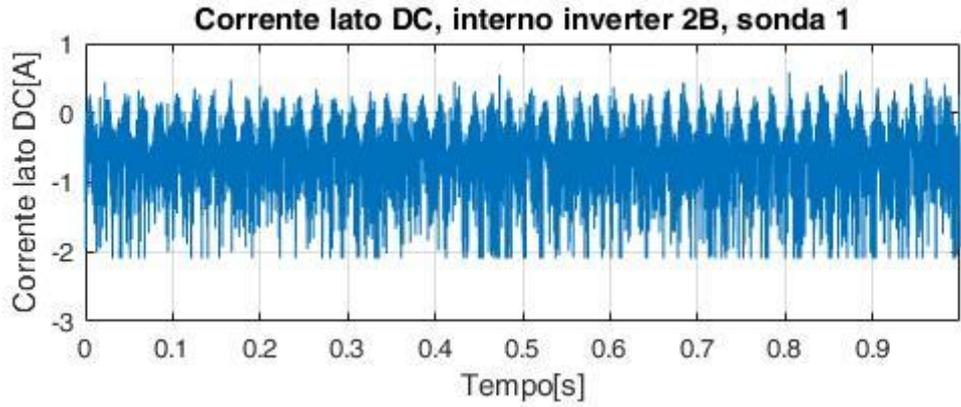


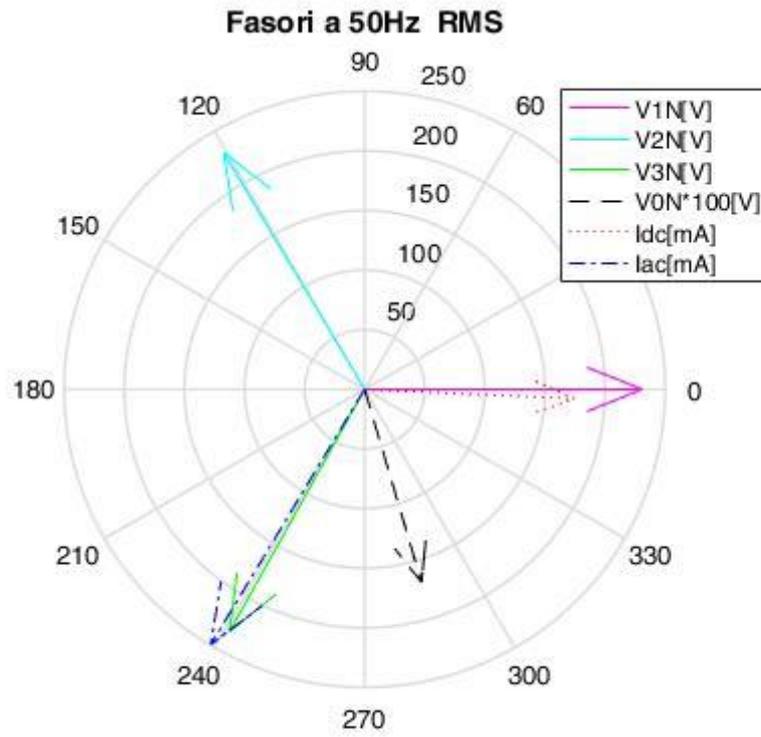
Dai fasori possiamo notare che le tensioni sono sufficientemente equilibrate.

## Prova 2

Abbiamo lasciato la sonda 1 all'interno dell'inverter, mentre la sonda 2 è stata collegata nel quadro AC come nella prima esperienza, cioè pinzando le tre fasi più il neutro dell'inverter 2B. Anche qui  $N=10000$  campioni.

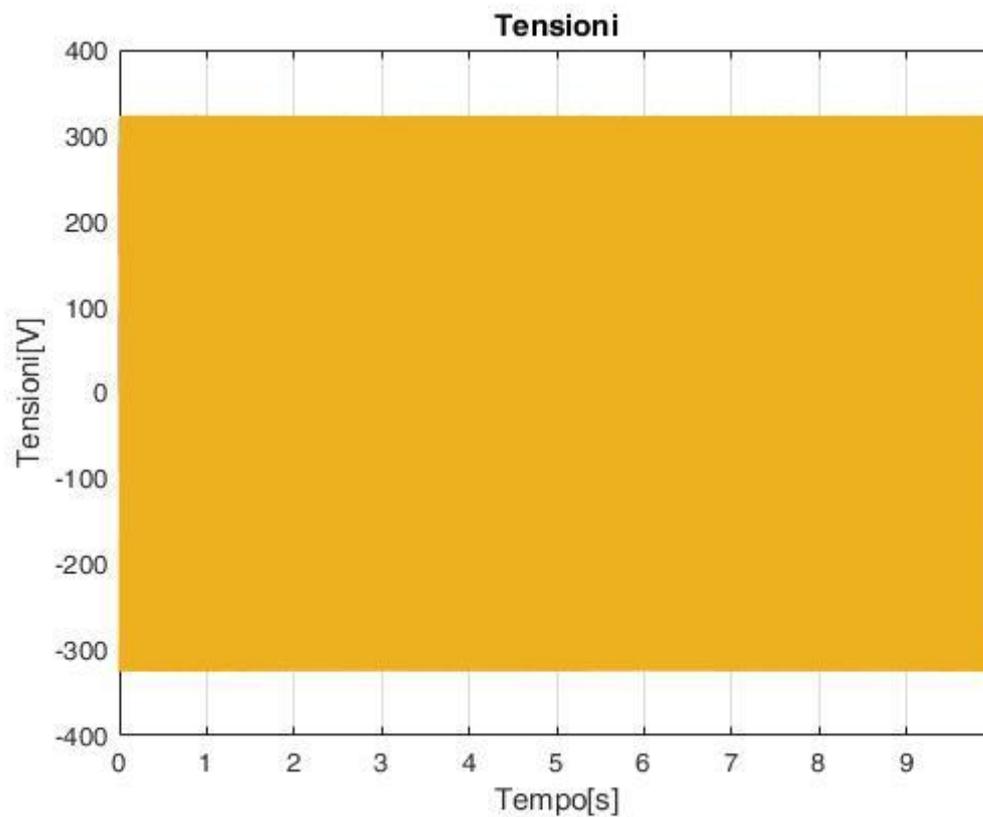


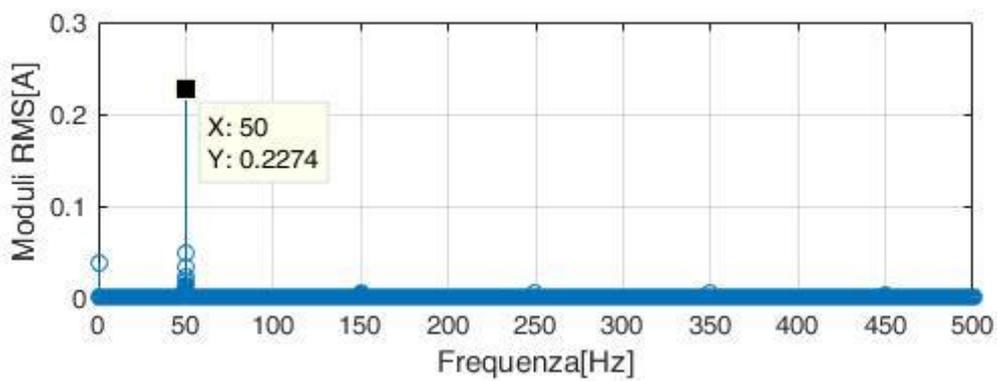
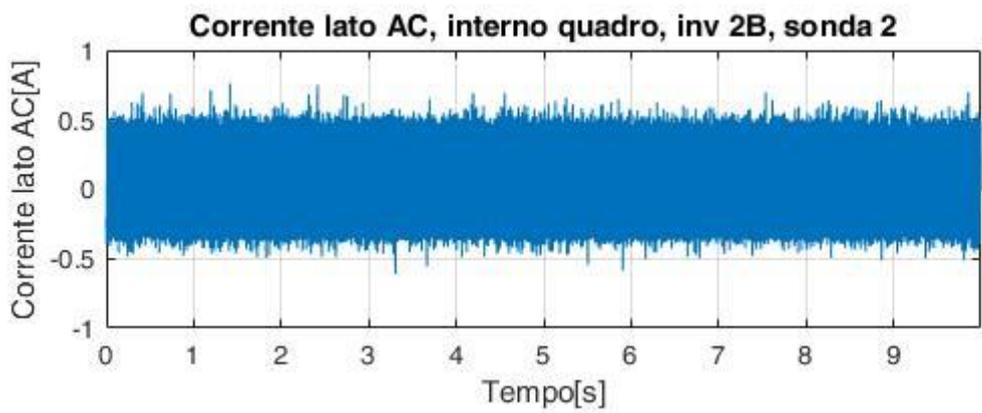
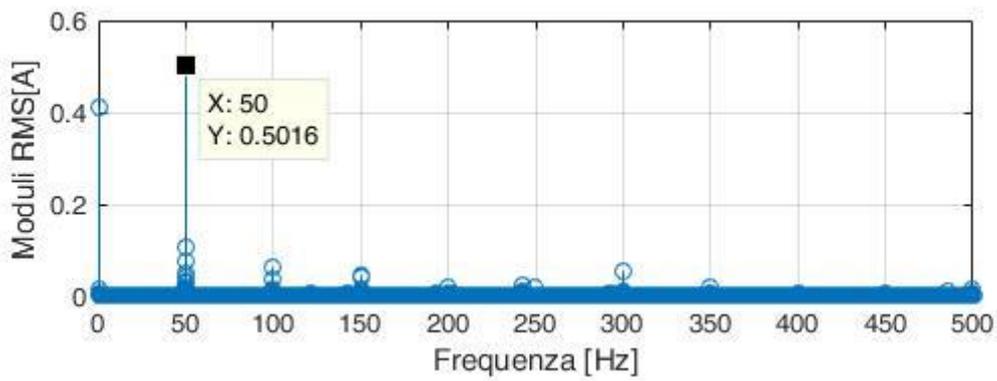
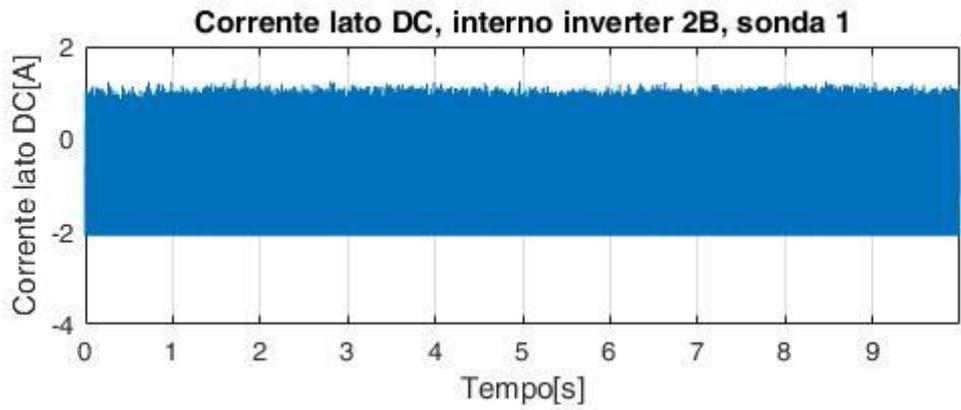


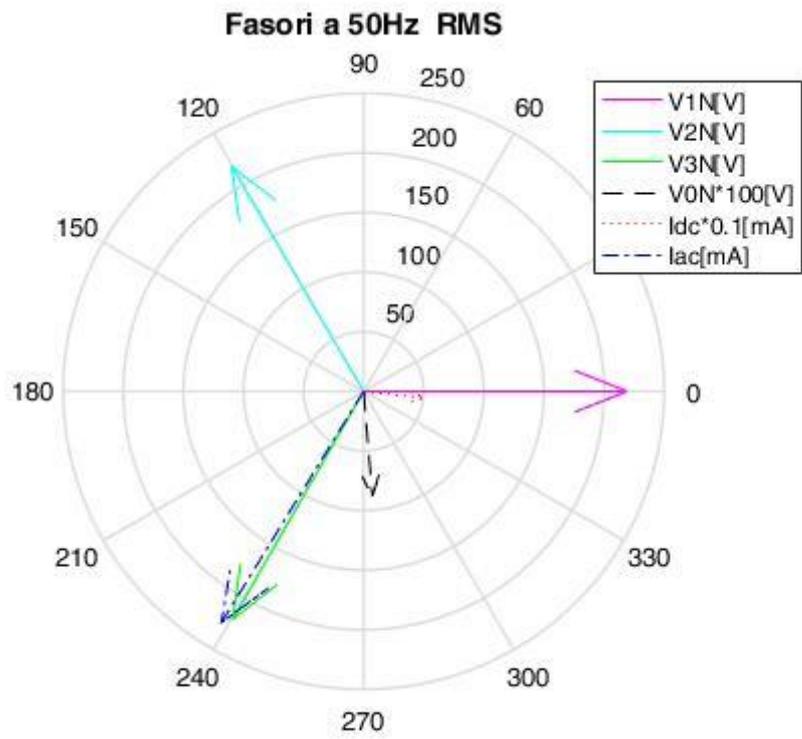


## Prova 3

Uguale alla prova 2, l'impostazione è rimasta la stessa solo che qui abbiamo preso  $N=1000000$  di campioni. Come possiamo notare le tensioni praticamente non si distinguono, ma dal calcolo dei fasori possiamo notare che sono comunque equilibrate.

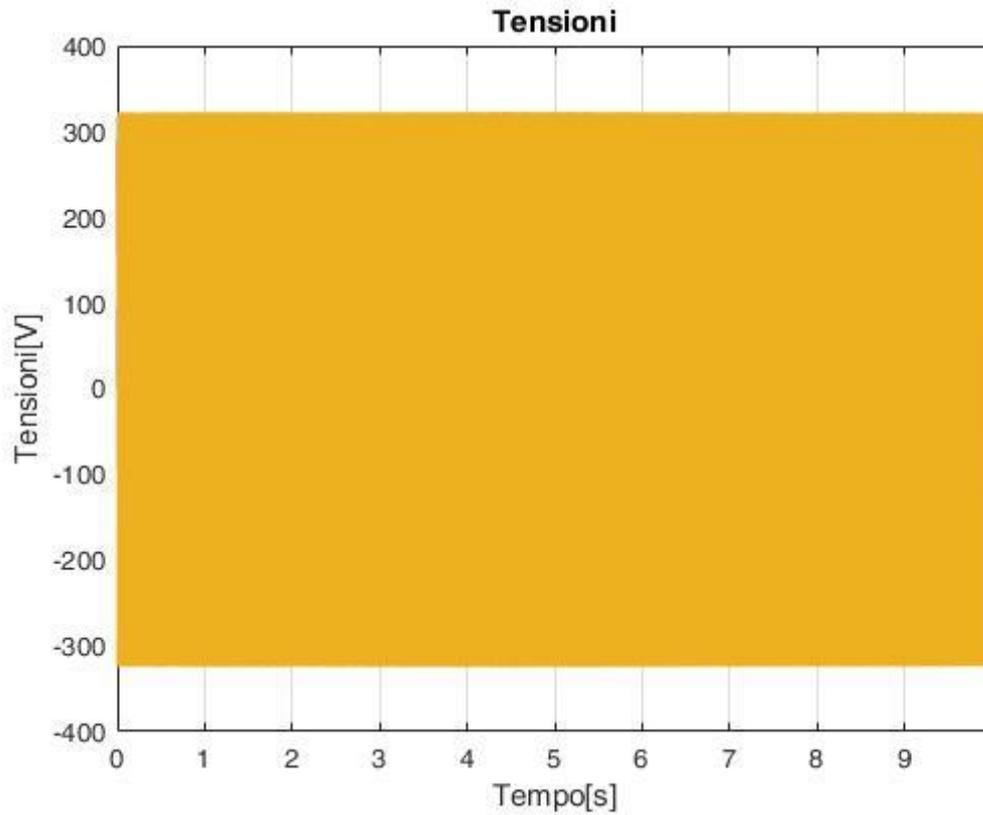


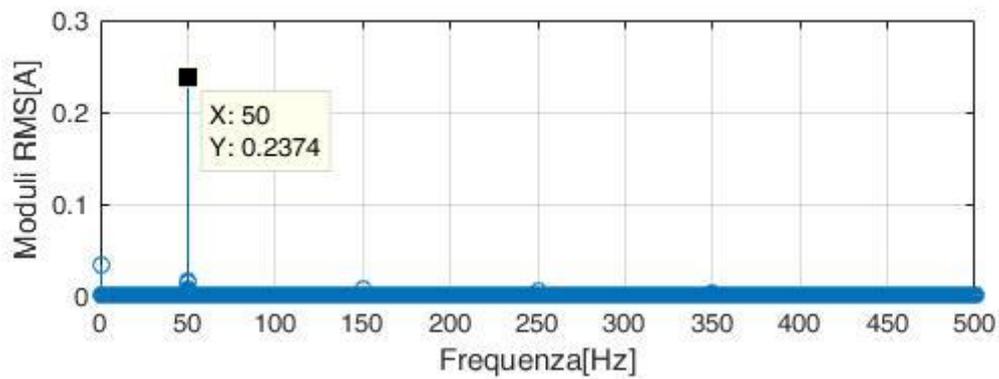
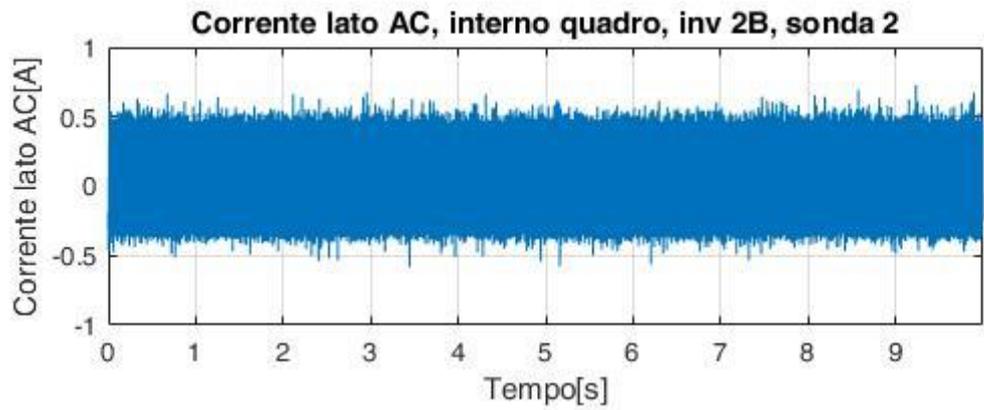
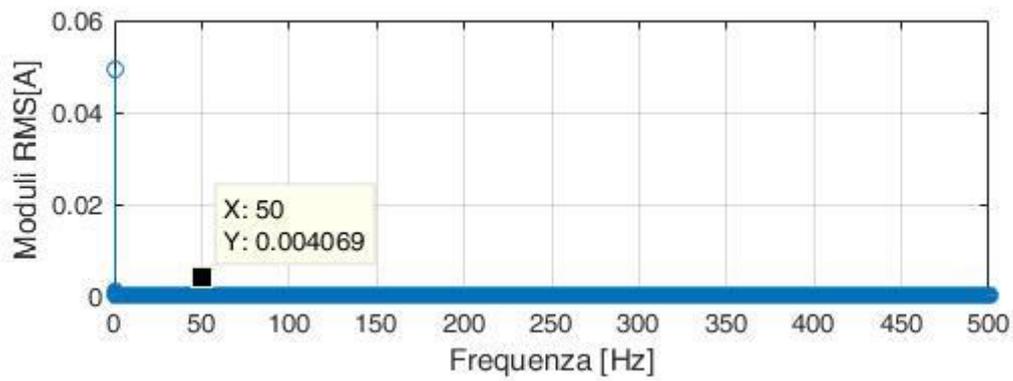
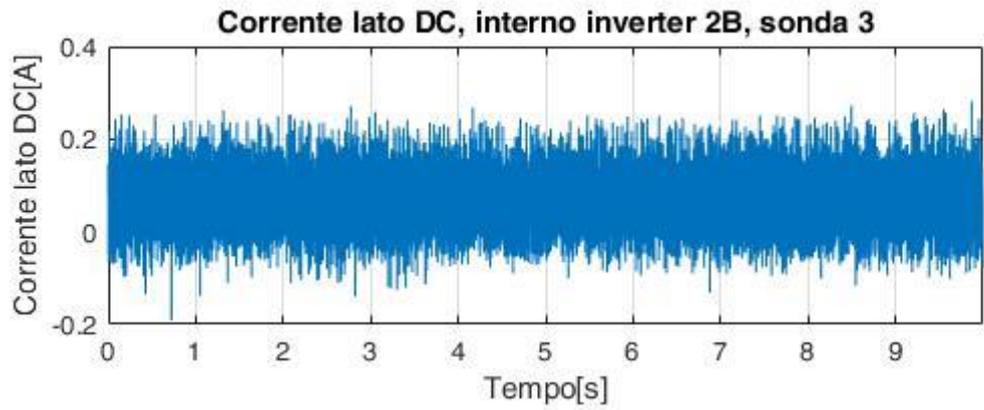


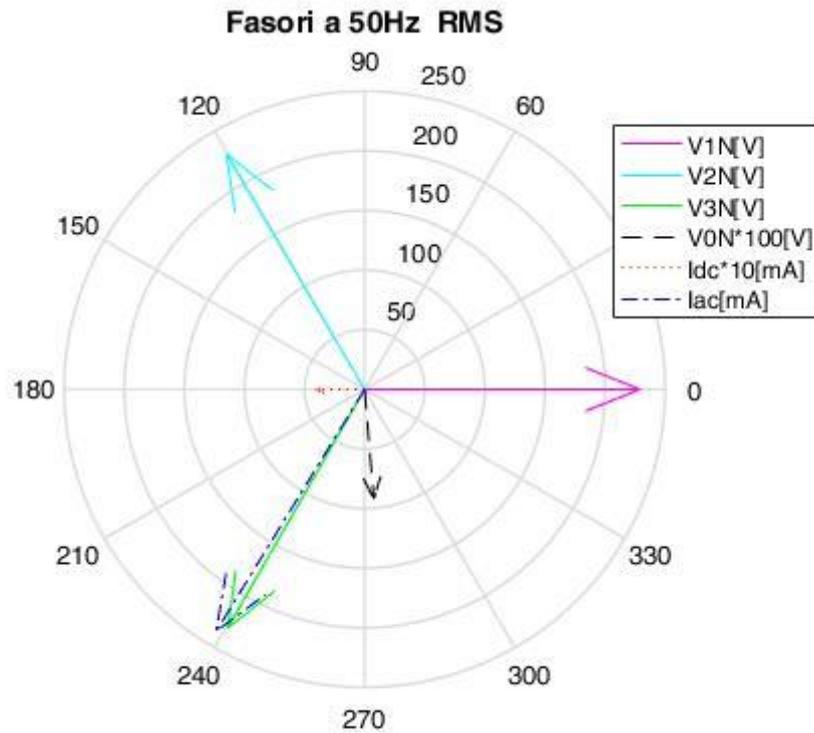


## Prova 4

In questa prova cambiamo la sonda sul lato DC (al posto della 1 mettiamo la 3). Dunque avremo la sonda 3 sul lato DC (dentro l'inverter), la sonda 2 nel quadro e quindi lato AC. Siamo sempre sull'inverter 2B e  $N=100000$  campioni.

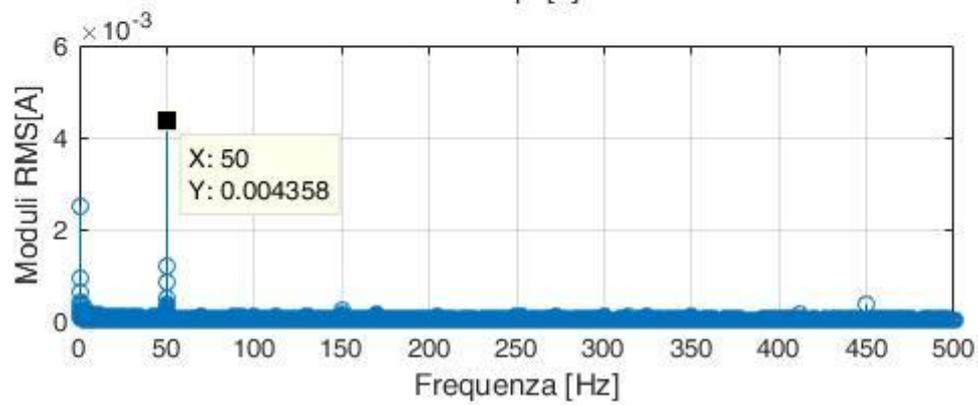
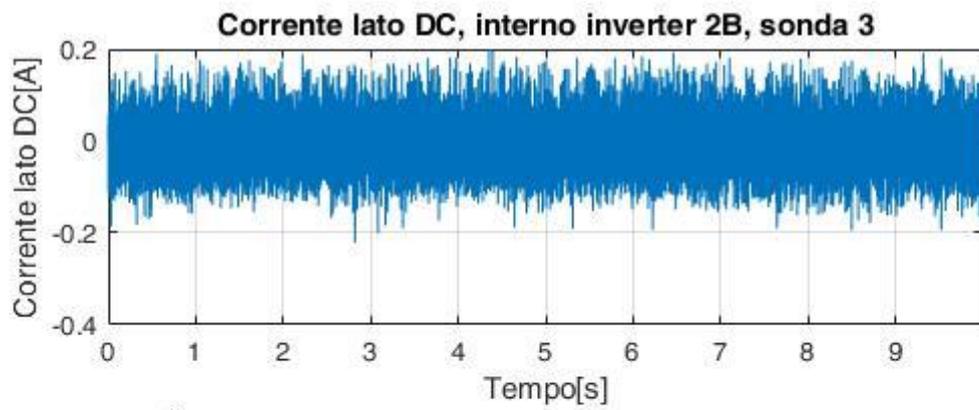
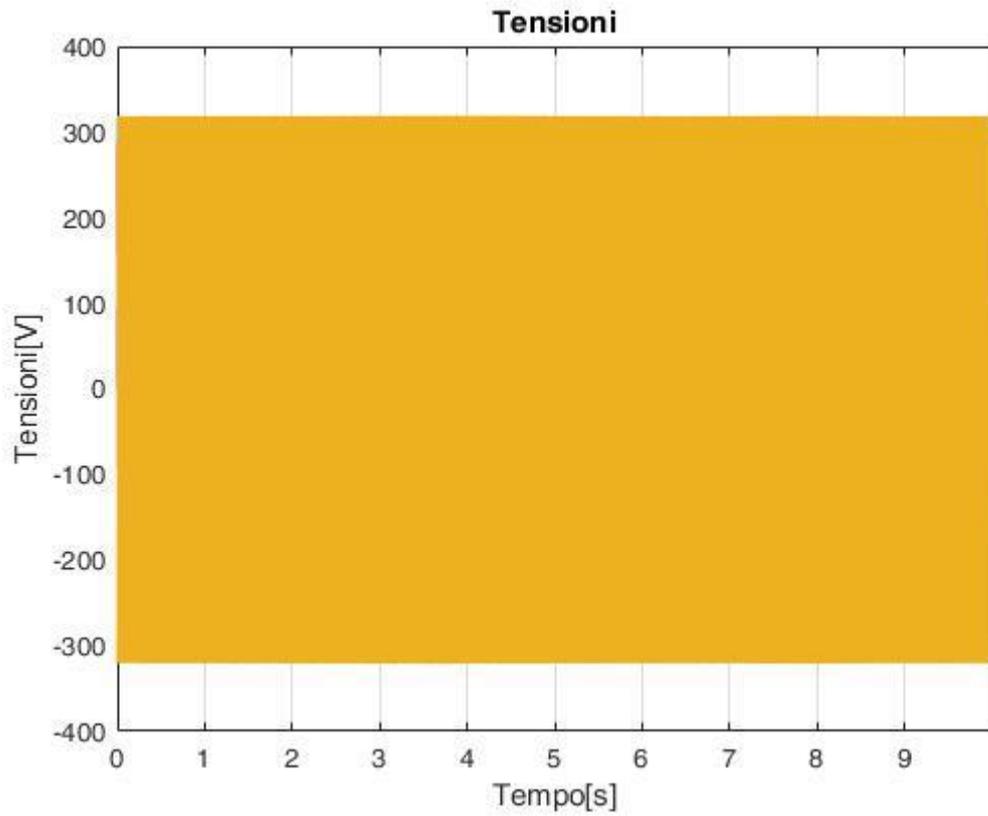


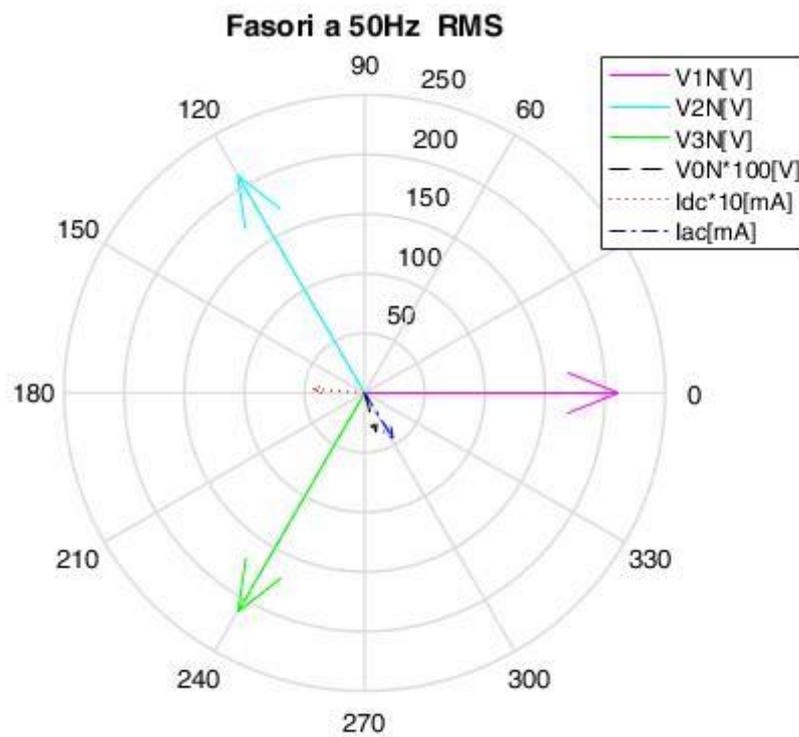
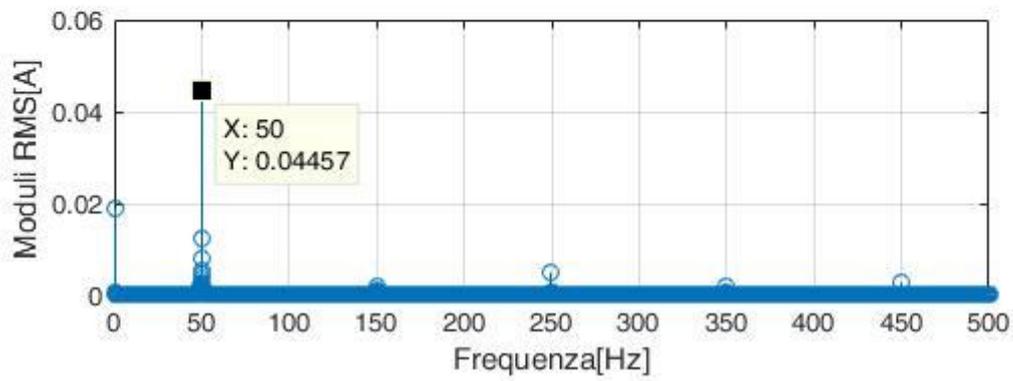
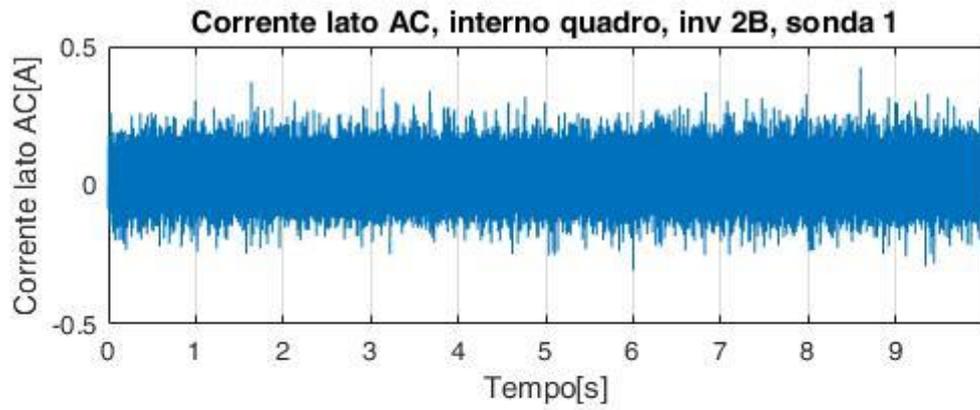




## Prova 5

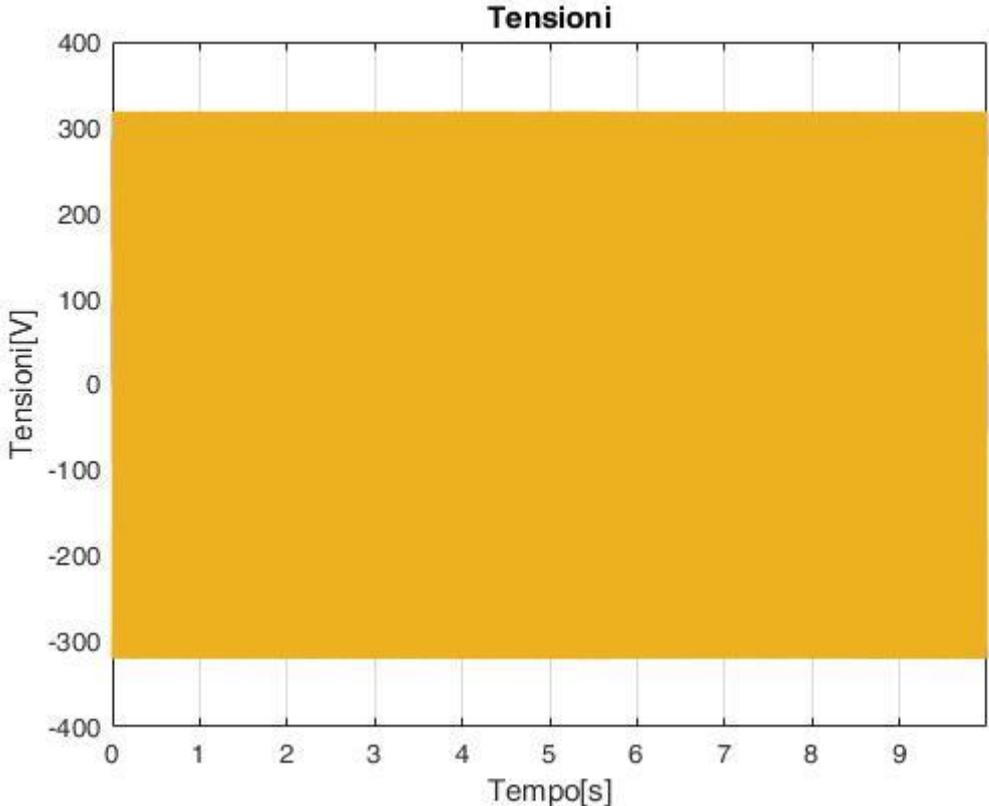
In questa prova cambiamo la sonda sul lato AC (al posto della 2 mettiamo la 1) dunque avremo la sonda 1 sul lato AC (dentro al quadro), la sonda 3 viene messa nel lato DC (dentro l'inverter. Siamo sempre sull'inverter 2B e N= 100000 campioni.

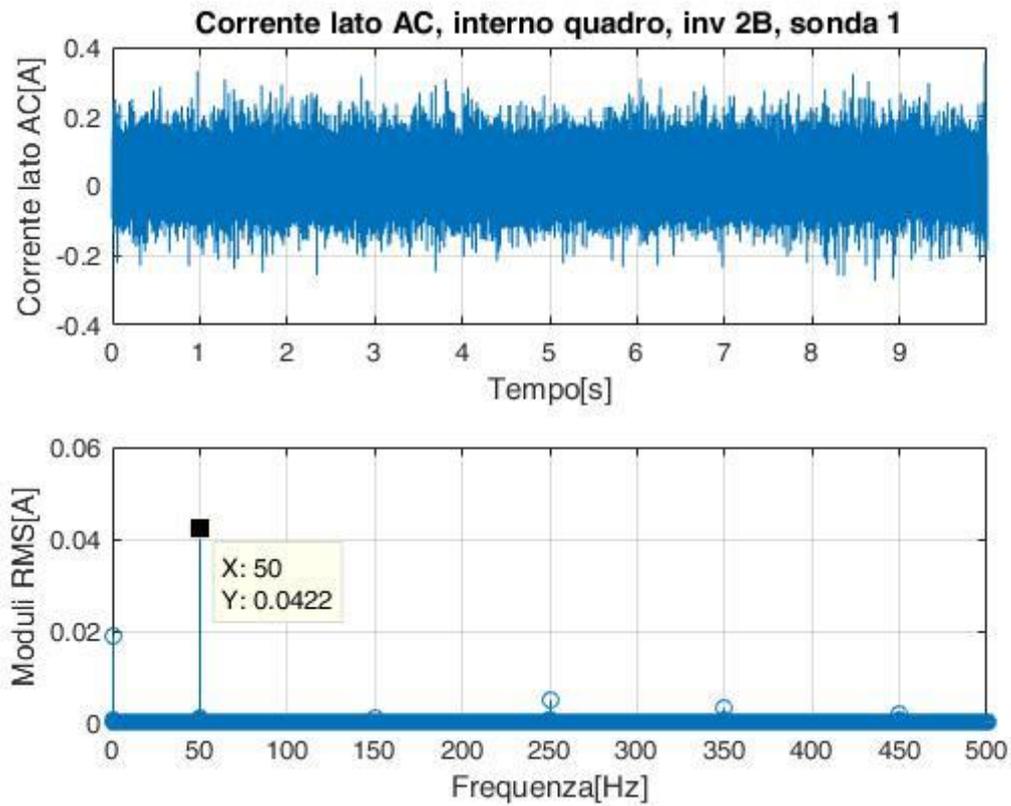
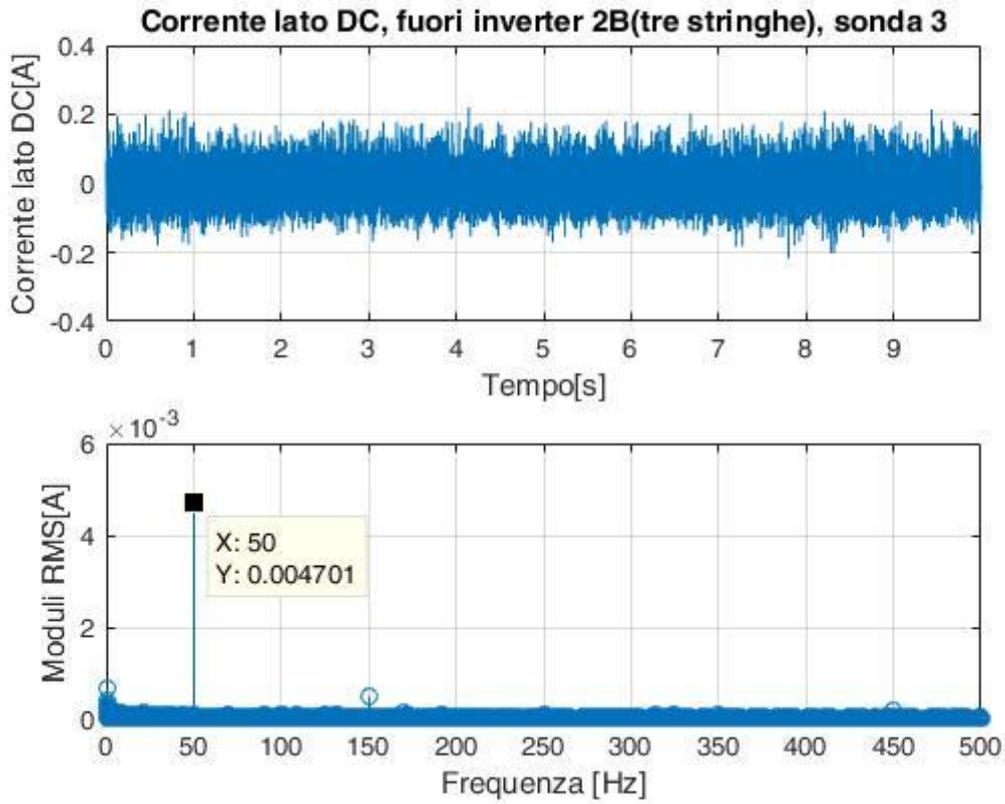


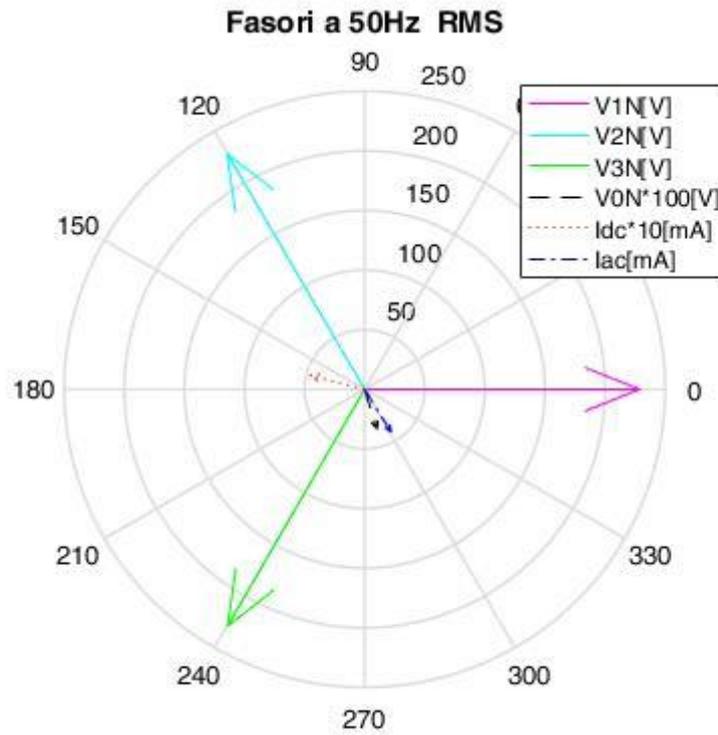


# Prova 6

Le sonde rimangono le stesse (lato DC ho la sonda 3, lato AC ho la sonda 1) solo che qui pinzo tre stringhe sul lato DC fuori dall'inverter.

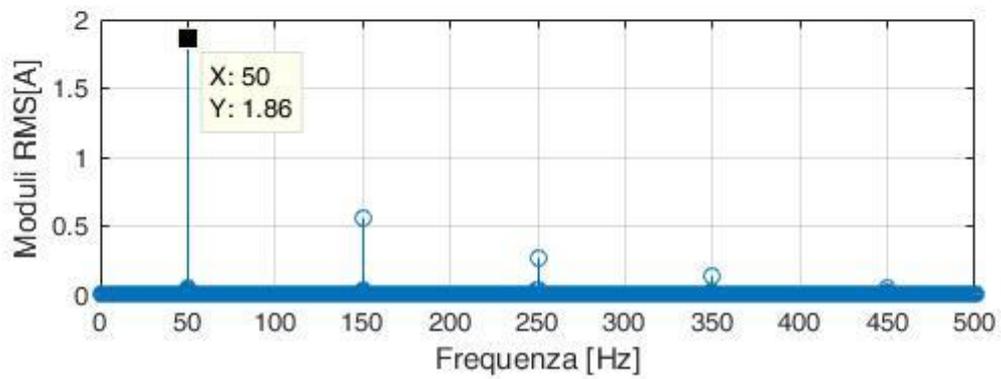
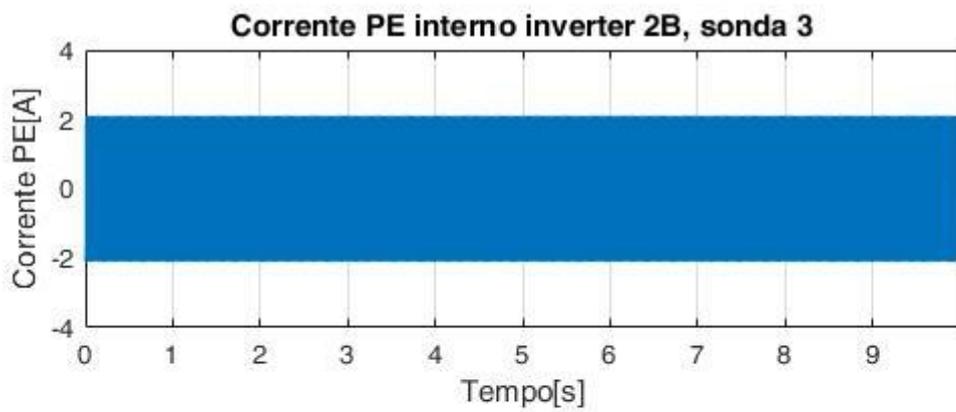
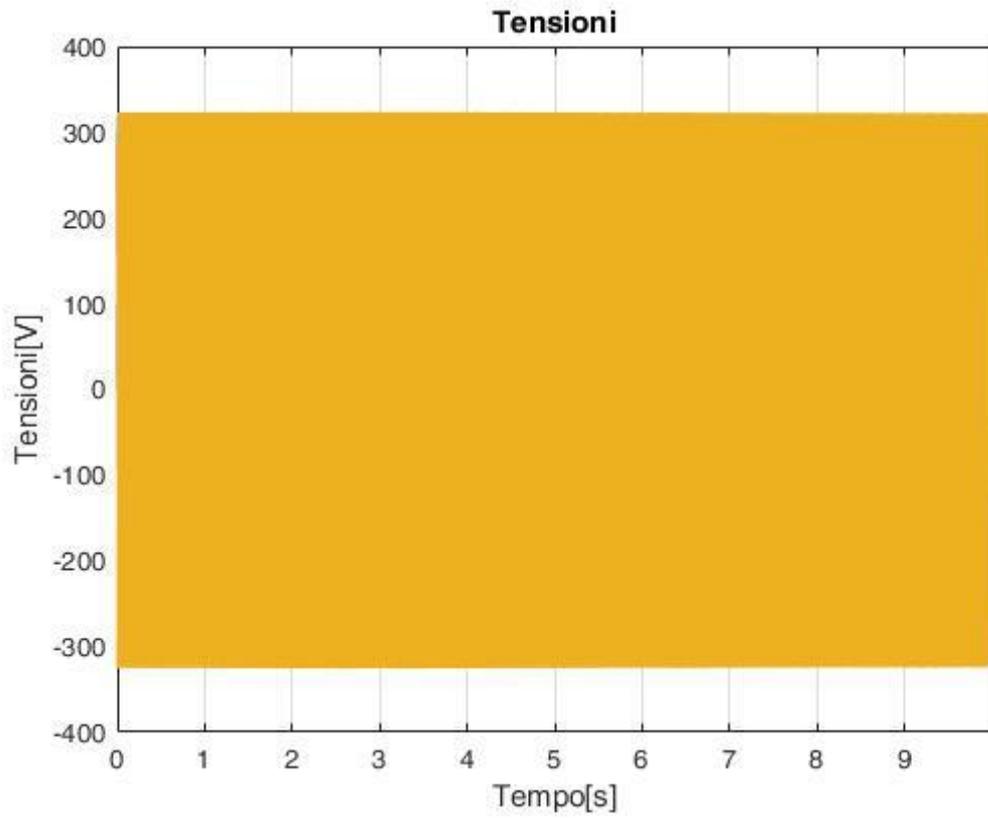


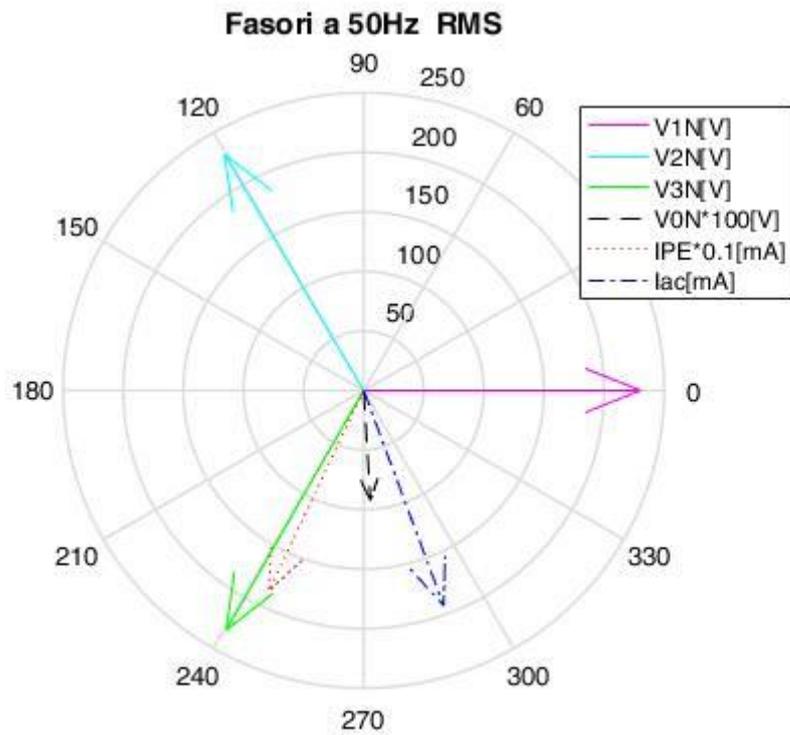
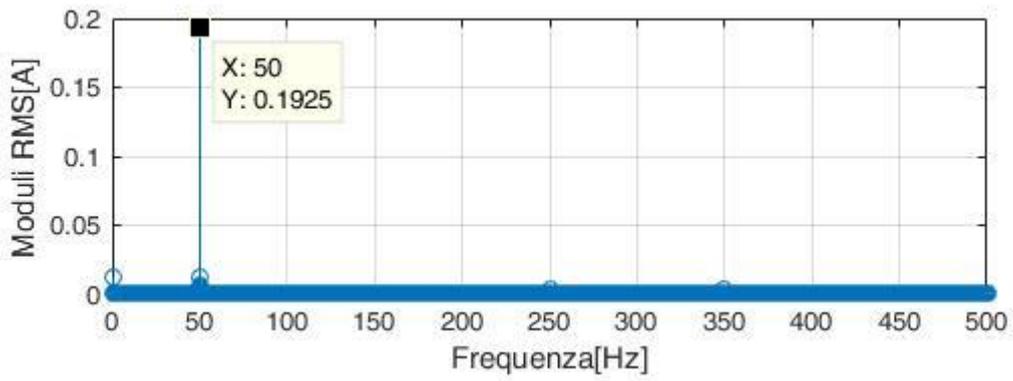
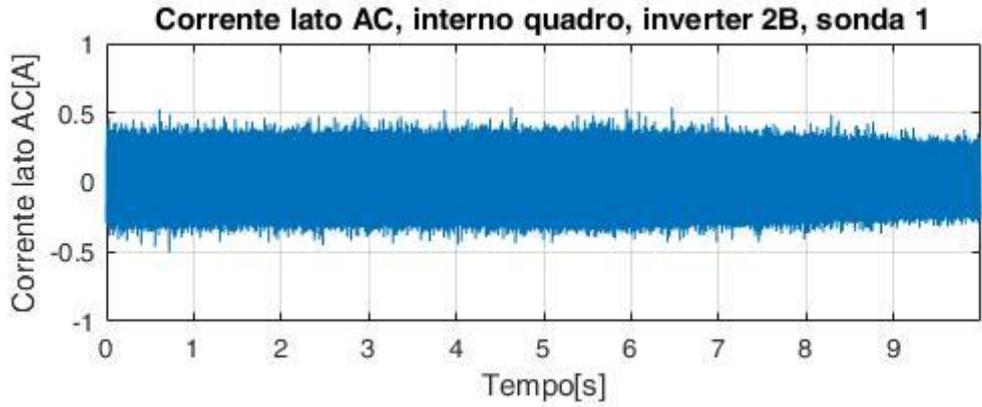




## Prova 7

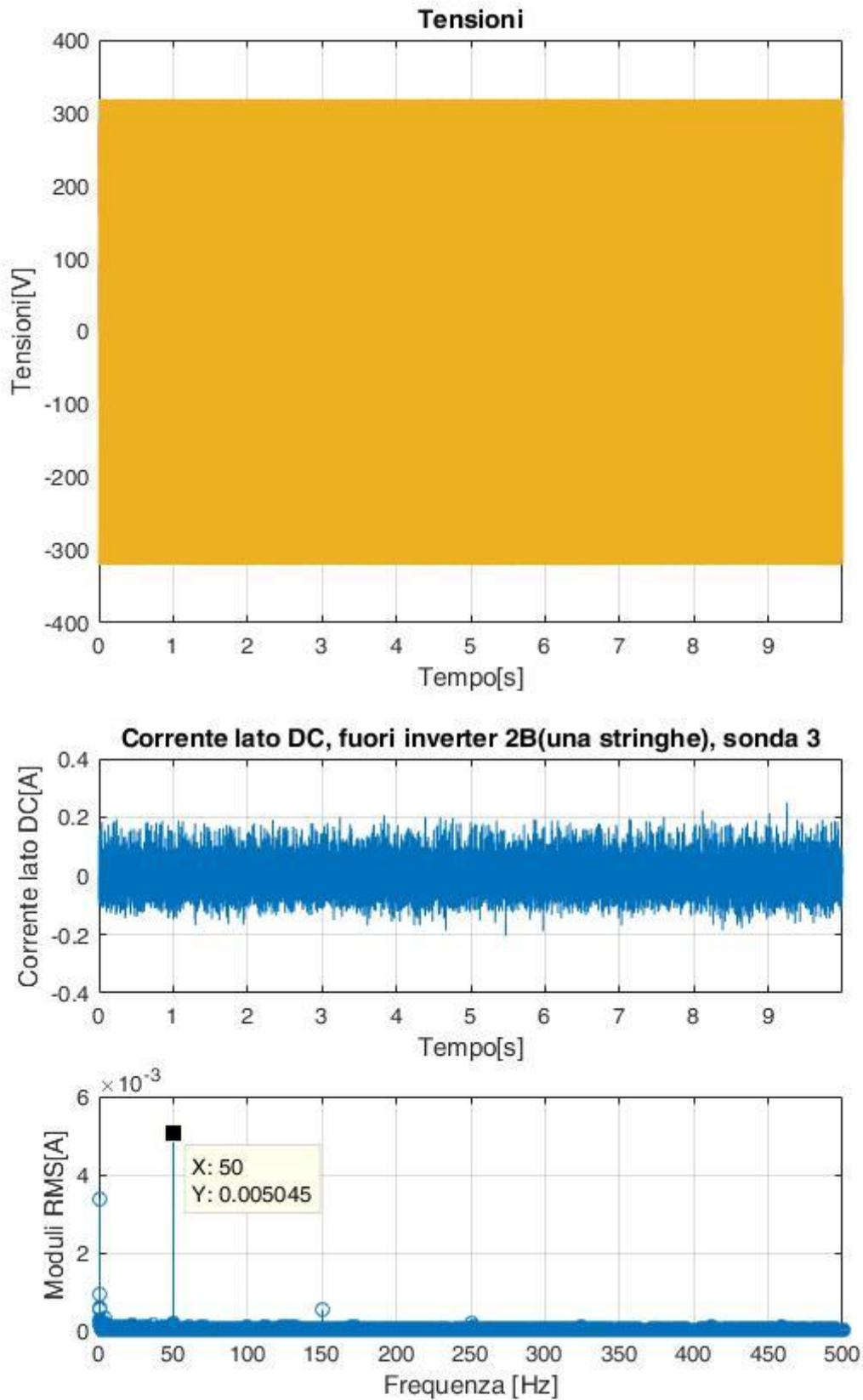
In questa prova abbiamo posto la sonda 3 di corrente sul PE interno all'inverter, e la sonda 1 rimane nel quadro AC.

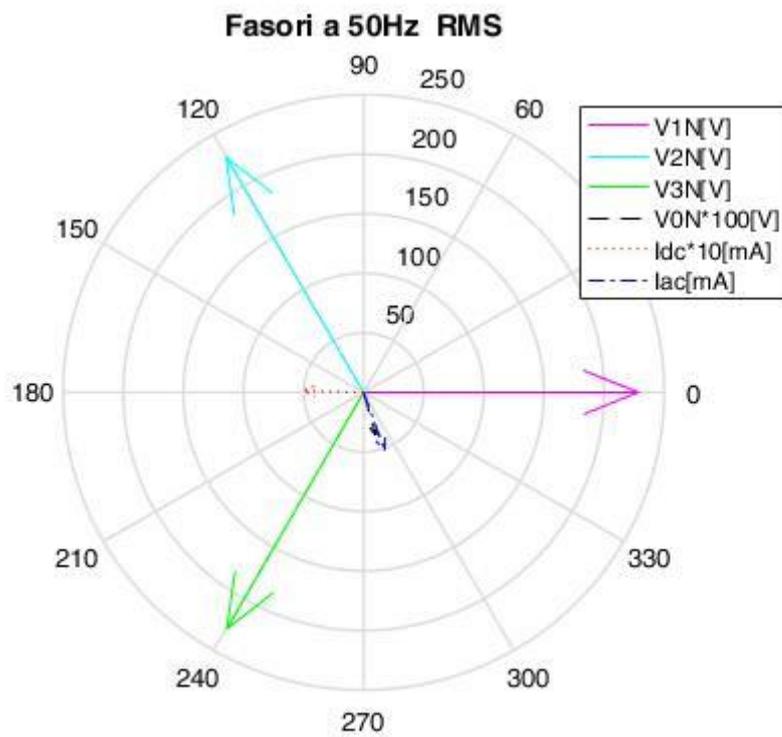
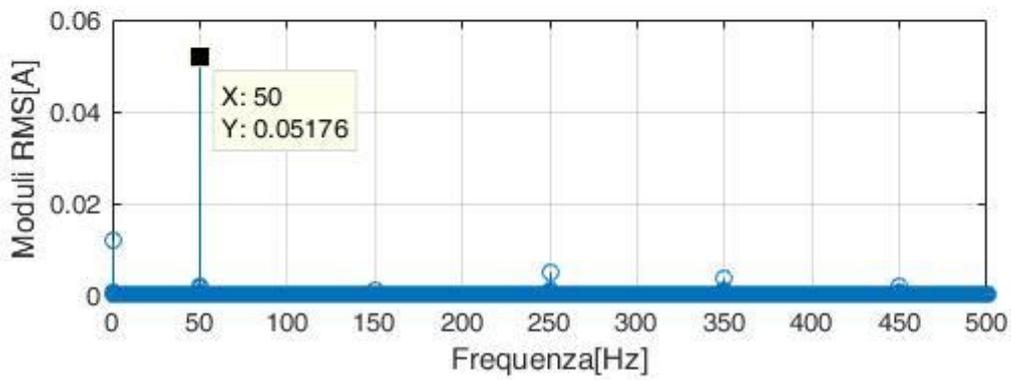
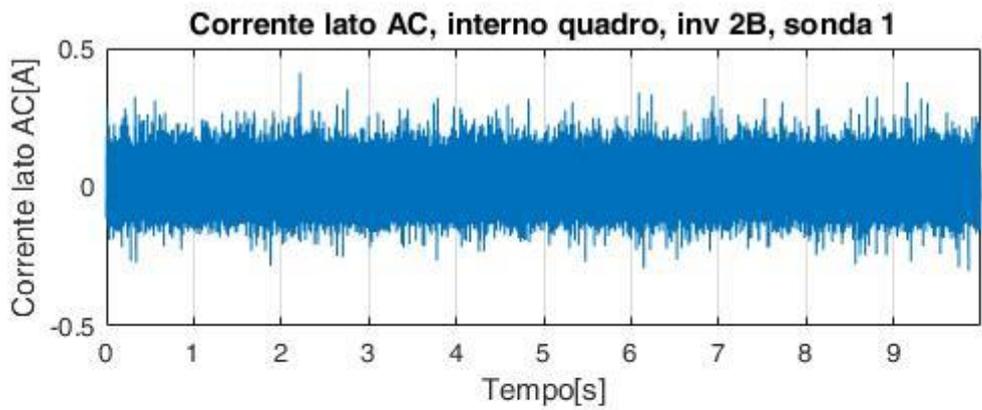




# Prova 8

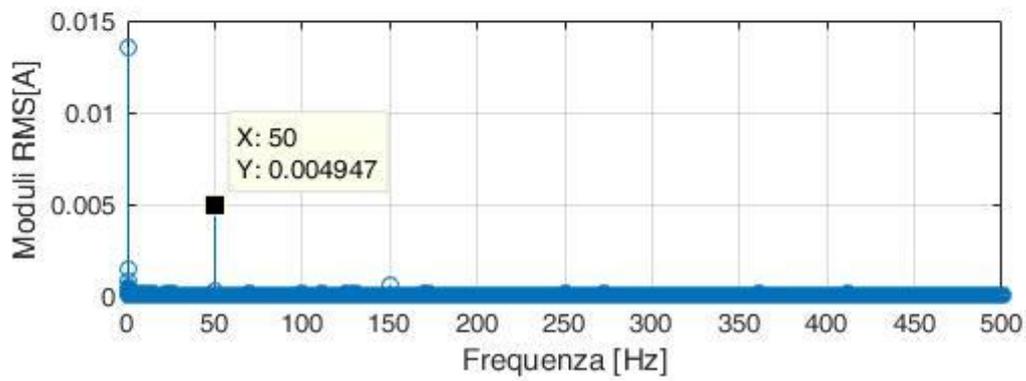
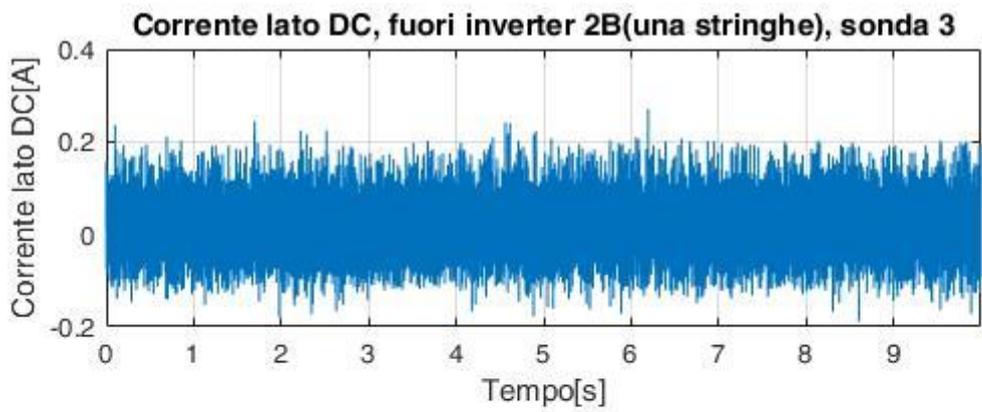
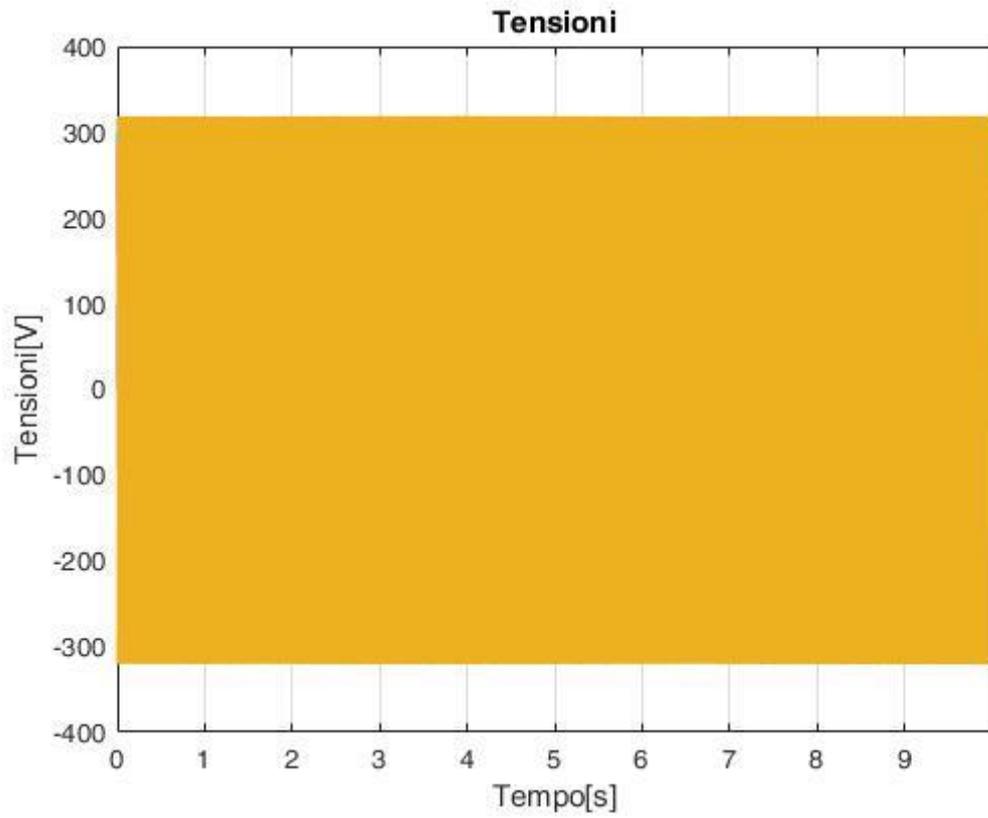
Con la sonda 3 prendiamo solo una stringa fuori dall'inverter 2B, mentre la sonda 1 la poniamo sempre nel quadro.

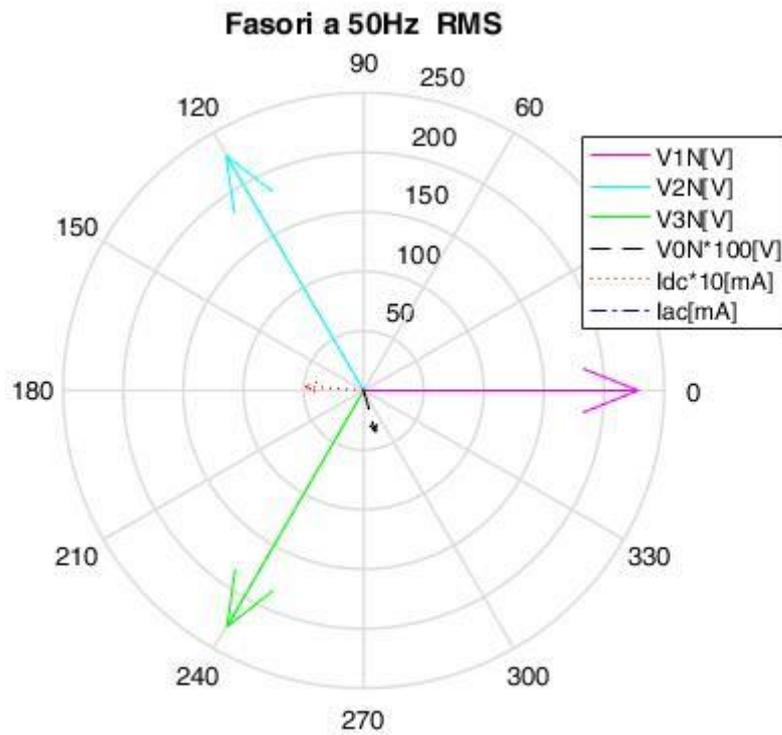
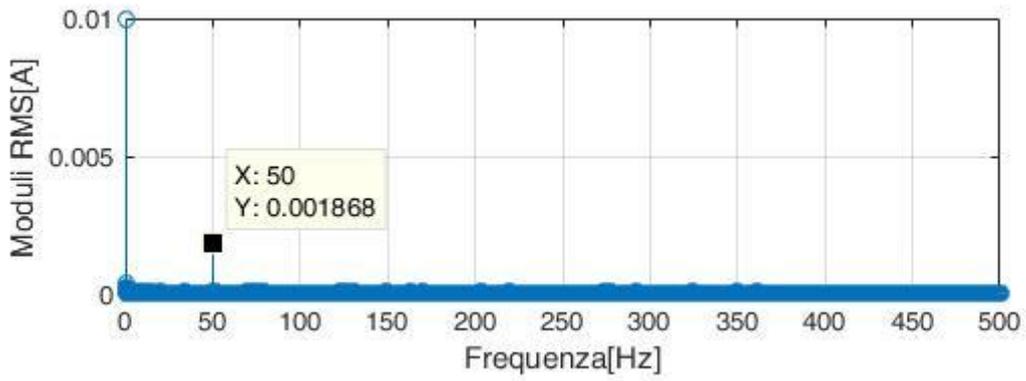
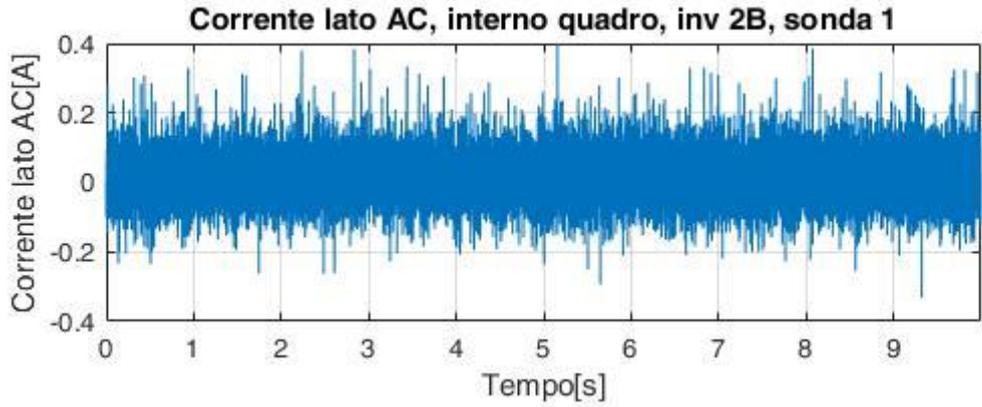




## Prova 9

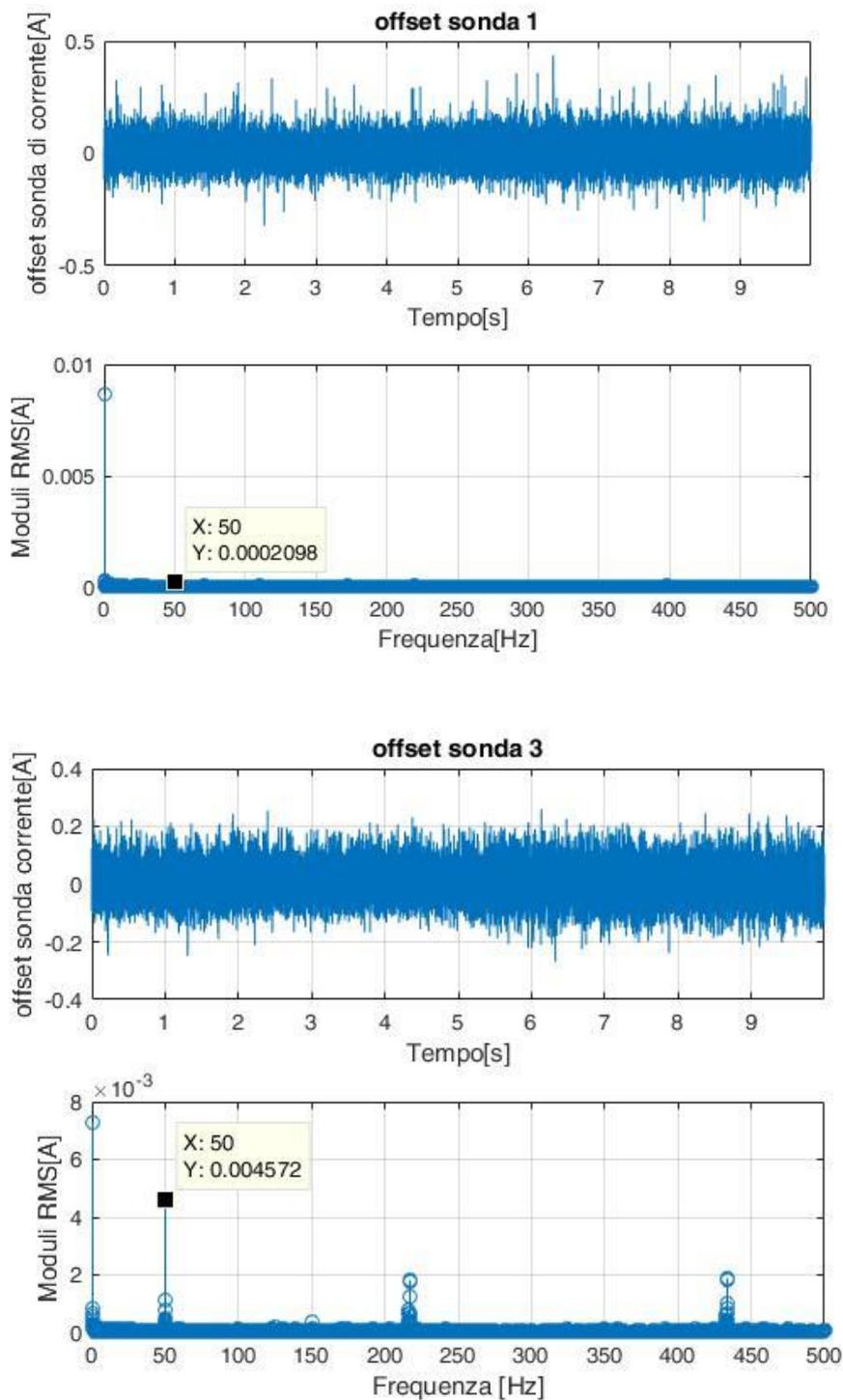
Qui abbiamo aperto e chiuso il sezionatore B (lato AC posto vicino all'inverter, e poi abbiamo aperto il lato DC con il sezionatore C posto anch'esso vicino all'inverter. Per il resto siamo rimasti come nella prova 8 con la sonda 3 sul lato DC (una sola stringa) e la sonda 1 sul lato AC (dentro al quadro). N=1000000 campioni.

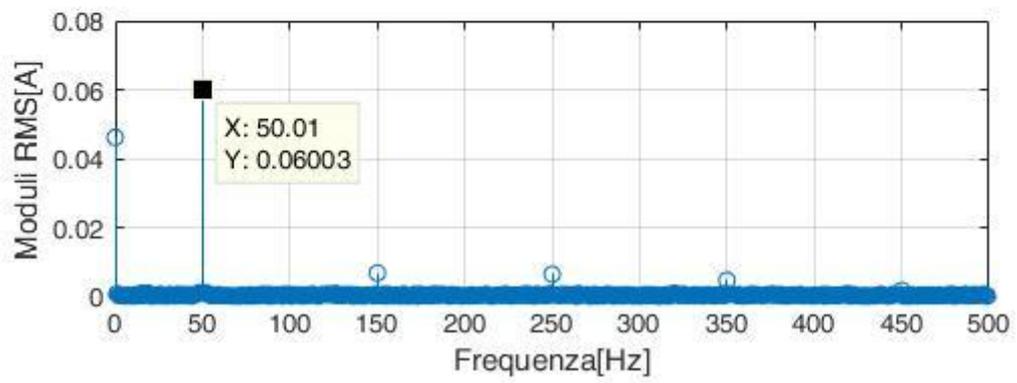
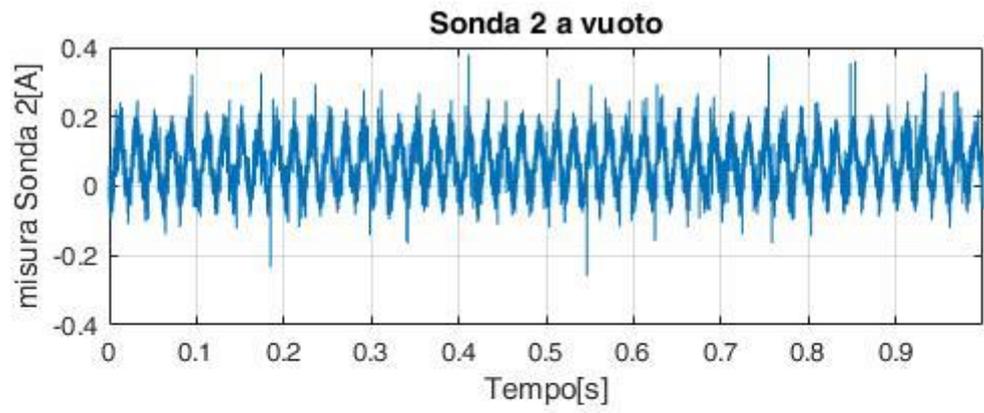




# Offset

Una prova sulle sonde di corrente 1 e 3 a vuoto (più quella a vuoto della sonda 2 fatta nella prova1).  
Notare che la sonda 3, quando abbiamo fatto la misura a vuoto, era collegata alla prolunga fin sopra al tetto. Mentre le sonde 1 e 2 sono state misurate a vuoto quando dovevano essere collegate vicino al quadro, dunque non avevano una prolunga del cavo BNC.





Di seguito riportiamo una tabella riassuntiva con i dati estrapolati con la FFT a 50Hz, che come visto nella precedente esperienza, è quella che ci interessa di più dato che è alla frequenza della fondamentale (notare che abbiamo fatto più prove a parità di condizioni, ma avendo ottenuto risultati simili non è stato necessario rappresentare graficamente tutte quante).

Tabella 22

n° prova	A	B	C	50Hz RMS		Commento
				Iac quadro	Idc	
1	1	1	1	0,06	0,1766	sonda1 su lato DC(dentro l'inverter),sonda 2 a vuoto
2.1	1	1	1	0,2493	0,1747	sonda1 su lato DC(dentro l'inverter),sonda 2 quadro AC, inv 2B N=10000 campioni
2.2	1	1	1	0,2521	0,1748	
2.3	1	1	1	0,249	0,178	
3.1	1	1	1	0,2437	0,5307	sonda1 su lato DC(dentro l'inverter),sonda 2 quadro AC, inv 2B N=1000000 campioni
3.2	1	1	1	0,2274	0,5016	
3.3	1	1	1	0,2274	0,5097	
4.1	1	1	1	0,2374	0,0041	sonda 3 su lato DC(dentro l'inverter), sonda 2 quadro AC, inv 2B N=1000000 campioni
4.2	1	1	1	0,2106	0,0038	
4.3	1	1	1	0,07973	0,0045	
5.1	1	1	1	0,04777	0,004698	sonda 3 su lato DC(dentro l'inverter), sonda 1 quadro AC, inv 2B N=1000000 campioni
5.2	1	1	1	0,04457	0,00436	
5.3	1	1	1	0,04492	0,00438	
6.1	1	1	1	0,0434	0,004616	sonda 3 su lato DC(fuori inverter), sonda 1 quadro AC, inv 2B (pinzo tre stringhe lato DC) N=1000000campioni
6.2	1	1	1	0,0422	0,004701	
6.3	1	1	1	0,04188	0,004786	
				Iac quadro	IPE	
7.1	1	1	1	0,1476	1,847	sonda 3 sul PE(dentro inverter), sonda 1 nel quadro AC, inv 2B N=1000000 campioni
7.2	1	1	1	0,1925	1,86	
7.3	1	1	1	0,1824	1,738	
7.4	1	1	1	0,1169	1,816	
				Iacquadro	Idc	
8.1	1	1	1	0,06011	0,0051	sonda 3 su lato DC(fuori inverter) solo una stringa, sonda 1 quadro AC, inv 2B N=1000000campioni
8.2	1	1	1	0,05176	0,005	
8.3	1	1	1	0,04911	0,0051	
9.1	1	1	0	0,00174	0,00499	sonda 3 su lato DC(fuori inverter) solo una stringa, sonda 1 quadro AC, inv 2B. Interruttore B aperto e chiuso prima. N=1000000 campioni
9.2	1	1	0	0,001868	0,004947	
9.3	1	1	0	0,001926	0,004902	

## Commenti seconda esperienza

In questa esperienza siamo riusciti ad aprire la scocca dell'inverter per poterci dare un'occhiata. La prova 1 è servita principalmente a dare l'offset della sonda 2 (misura che aggiungiamo alle prove di offset delle altre due sonde) e ad avere una prima misura della corrente lato DC all'interno dell'inverter. Facciamo prima una piccola premessa: la giornata non era particolarmente soleggiata, a volte passava qualche nuvola ad offuscare i pannelli. Noi naturalmente aspettavamo che passasse tale momento per poter ripetere le misure e questo probabilmente spostava il punto di lavoro con l'MPPT facendo variare gli stati di carica dei condensatori interni all'inverter e dunque variandone le correnti al suo interno. Questo non era comunque possibile notarlo attraverso la potenza istantanea indicata nel quadro, poiché lo strumento addetto a tale compito ha dei tempi di aggiornamento lenti e non è stato possibile cogliere tale minuzia. Infatti la potenza indicata variava di poco, era pressoché costante durante le prove. Ciò lo possiamo notare per esempio in particolar modo nelle prove 2 e 3 dove la sonda 1 dentro l'inverter è rimasta la stessa (a meno del cambiamento del numero di campioni presi, ma ciò non cambia nulla se non la qualità della misurazione). Infatti tale valore cambia da quasi 200mA a 500mA. Probabilmente in tale momento è transitata una nuvola che ha spostato il punto di massima potenza, i tre campioni delle due prove sono stati presi ad istanti ravvicinati, ma le due prove in sé no e quindi è stato possibile apprezzare una variazione della corrente causato dagli stati di carica interni. Contemporaneamente a questo fenomeno, sul lato AC abbiamo misurato sempre lo stesso valore di corrente, anche qui a parità di sonda 2. Abbiamo circa 250mA di corrente differenziale a 50Hz.

Nella prova 4 non è stata cambiata la disposizione delle sonde, ma è stata cambiata la sonda 1 con la sonda 3. Se guardiamo l'offset della sonda 3, risulta ovviamente più disturbato della sonda 1. Tale disturbo potrebbe andare in controfase alla corrente misurata, senza contare che tra spostare la pinza e la tolleranza di misura, certamente non ci darà lo stesso valore misurato dalla sonda 1. Ciò che risulta strano però è che quanto misurato dalla sonda 3 si discosta parecchio da quanto misurato dalla sonda 1, stiamo parlando di pochi milliamper (ciò risulta anche nella prova 5). Tale valore si avvicina in particolar modo con quanto trovato con la sonda 3 posta a vuoto (cioè la misura di offset), circa 5mA, che si confondono molto facilmente con le tolleranze di misura. Viene da pensare che ci sia un processo di scarica interno all'inverter con una possibile diminuzione della corrente. Però questo valore lo riscontriamo anche nelle prove 6 e 8 dove poniamo la sonda 3 fuori dall'inverter (e prendiamo per la prova 6 le prime tre stringhe e per la prova 8 una sola stringa), lato DC, in regime di funzionamento. Inoltre, nella prova 9, dove apriamo e chiudiamo rapidamente dal lato AC vicino all'inverter, e apriamo (e lasciamo aperto) il lato DC, continuiamo a misurare lo stesso valore, ma in tale caso non circolerebbe corrente in quanto la linea è stata sezionata. Dunque, ci sono grosse probabilità che la sonda 3 abbia dei problemi o che veda solo dei disturbi. Non possiamo dare la colpa al fatto di avere una prolunga che ci porta sul tetto in quanto se fosse così avrebbe dato problemi anche nelle precedenti misure.

Tornando alla prova 4, guardiamo i valori estrapolati dal lato AC. Rispetto alla prova 3 abbiamo lasciato ancora la sonda 2 a misurare ed i valori sono pressoché gli stessi, a parte la 4.3 che ci dice che il valore di tale corrente è sceso drasticamente, da un paio di centinaia di milliamper a una settantina di milliamper. Probabilmente l'irraggiamento sui pannelli è sceso, con esso la potenza e le correnti in uscita.

Nella prova 5 cambiamo la sonda 2 sul lato AC e mettiamo la sonda 1. Qui i valori di corrente scendono ancora ad una cinquantina di milliampere. Ciò in parte è dovuto sicuramente anche al fatto che abbiamo mosso le sonde.

Dalla prova 5 alla prova 8, le condizioni di misura dal lato AC non cambiano, abbiamo lasciato sempre la sonda 1 pinzata all'interno del quadro, fase più neutro dell'inverter 2B. Pertanto possiamo notare che i valori di corrente oscillano da circa 50mA a circa 150mA, i valori continuano a cambiare e ciò è dovuto a diverse condizioni come la potenza immessa in rete dall'inverter, le tolleranze di misura, i disturbi che vengono recepiti dalla sonda e altro.

Nella prova 9 invece questo valore crolla drasticamente a valori inferiori ai 5mA, denotando il sicuro spegnimento dell'inverter e dunque la non immissione di energia in rete.

Un'ultima nota la lasciamo per la prova 7 in cui abbiamo voluto provare per curiosità a misurare la corrente passante nel conduttore PE posto all'interno dell'inverter. I valori sono di circa 2A (notare che è stata utilizzata la sonda 3), che è un valore piuttosto alto, ma non c'è da stupirsi di questo. Infatti il conduttore di terra è collegato a maglia ai terminali delle altre carcasse, dei pannelli, del loro telaio, del tetto, alla quale è collegato ad altre cose come l'UTA. Quindi per tale conduttore passano diverse correnti con diversa origine rendendo questa misura praticamente inutile. Con tale misura però possiamo notare una cosa: in tutte le altre misure effettuate con la sonda 3 sono stati misurati pochissimi milliampere (sia pinzando tre stringhe, che pinzandone una, che a vuoto) e verrebbe da pensare che non ha misurato affatto o che fosse guasta, ma ciò va contro il fatto che nella prova 7 ha comunque rilevato un paio di ampere. Forse queste sonde non sono in grado di misurare pochi milliampere nel caso di più conduttori pinzati insieme, mentre nel caso della prova effettuata sul conduttore PE si aveva un solo conduttore. Ma tutto ciò andrebbe messo sotto una verifica più accurata di così.

# Conclusioni

Come abbiamo potuto constatare dai diversi studi effettuati nei sistemi fotovoltaici senza trasformatore, esistono effettivamente diverse tipologie di correnti di dispersione. La maggior parte delle problematiche risolte fanno riferimento a correnti dovute alle commutazioni ad alta frequenza dell'inverter, altre, ma in minor numero, ad un'effettiva corrente dello stesso ordine di grandezza della fondamentale immessa in rete. Quelle ad alta frequenza vengono studiate con un modello equivalente del sistema basato sulla componente di modo comune, ma il percorso con la quale viene studiato trascura le capacità parassite in uscita all'inverter. Infatti esso contempla le capacità parassite date dai pannelli fotovoltaici verso terra, che a causa dall'alta frequenza diventano un percorso facile per le correnti. A questo problema si risolve con diversi metodi. Nelle topologie monofase abbiamo visto che si agisce prevalentemente con filtri e topologie di convertitore che limitano le variazioni della componente comune (ciò che viene visto dalle capacità parassite). Nel caso del trifase si agisce risolvendo gli squilibri del sistema, agendo sulla topologia del convertitore e agendo sulle tecniche di modulazione, sempre facendo riferimento ad una diminuzione della componente di modo comune vista ai capi del conduttore neutro.

Nel caso da noi preso in esame però, non si sono trovate grosse componenti ad alta frequenza. Probabilmente grazie a soluzioni adottate dalla casa costruttrice per poter rendere il proprio inverter competitivo e per rispettare i vincoli normativi in termini di armoniche buttate in rete, tali componenti sono state ridotte.

Sono state trovate però, componenti disperse a 50Hz di valore non trascurabile (cosa confermata dall'articolo [1]). Queste componenti possono diventare un problema se raggiungono certi valori, in quanto essendo dello stesso ordine della fondamentale, non vengono filtrate, e se passano come correnti differenziali posso far scattare il differenziale con perdite economiche o portare a condizioni di rischio in ambienti con materiale infiammabile o esplosivo. Abbiamo dunque effettuato diverse misure per poter valutare l'entità di tali correnti, ed il loro possibile percorso di ricircolo.

Dalla prima esperienza, in cui abbiamo potuto provare diverse combinazioni di interruttori aperti/chiusi a parità di sonde di corrente utilizzate, abbiamo potuto constatare che sul lato AC questa componente è presente ed oscilla intorno al centinaio di milliampere. In particolare spegnendo l'inverter (lato DC aperto, tensione nulla ai capi dell'inverter) abbiamo potuto apprezzare una componente piccola, circa 30mA, non nulla ma accettabile. E infine con la sonda a vuoto, abbiamo dimostrato che quanto trovato a inverter spento non era frutto di disturbi o tolleranze della sonda, ma una vera e propria corrente che circola, dato che a vuoto misuravamo pochi milliampere. Mentre sul lato DC abbiamo continuato a misurare una componente a 50Hz di una decina di milliampere, di poco conto e misurata anche a vuoto. Ciò non ci ha garantito la presenza una corrente particolarmente rilevante di ricircolo nella capacità parassite.

Nella seconda esperienza non abbiamo ripetuto le stesse misure. Nel dubbio che qualche sonda non desse i risultati corretti abbiamo provato a scambiarle ciclicamente (avevamo tre sonde PR30 a disposizione denominate come 1,2,3) per vedere se cambiava qualcosa sulle misure, ed effettivamente la sonda 3 sembra aver dato risultati diversi dalle altre due sonde, ma è una cosa che va posta sotto verifica.

Per il resto possiamo notare innanzitutto che effettivamente sul lato AC continuiamo a misurare una componente non trascurabile a 50Hz intorno al centinaio di milliampere. Considerato che il 7 luglio 2017 non era un giorno particolarmente soleggiato e che spesso passavano delle nuvole passaggere sui pannelli, è naturale avere delle discrepanze con le misure effettuate nei diversi periodi di campionamento e rispetto ai dati ottenuti il 20 aprile 2017.

Nel lato DC invece abbiamo ottenuto diverse informazioni. Innanzitutto abbiamo visto cosa succede all'interno dell'inverter. Abbiamo misurato correnti di dispersione di valore variabile probabilmente a causa

di processi di carica/scarica per i condensatori interni, in particolare quello dell'MPPT che mantiene la tensione al fine di trovare il punto alla massima potenza. È anche naturale pensare che essendo a valle di alcune componenti dell'inverter dedite al filtraggio, troviamo un segnale leggermente più disturbato e con armoniche maggiori.

Fuori dall'inverter abbiamo misurato correnti di valore trascurabile, ma ciò è messo sotto discussione dall'affidabilità della sonda 3.

Dunque, nelle due esperienze fatte abbiamo dimostrato che effettivamente una corrente dal lato AC fluisce a 50Hz e la sua entità gira attorno alle centinaia di ampere. Invece dal lato DC la componente trovata era discreta e non possiamo garantire un effettivo ricircolo nel pannello.

Pertanto, dato che queste correnti prevalgono sul lato AC possiamo pensare che esse circolino a causa di squilibri del sistema e dei filtri. Possiamo per esempio pensare ad un filtro con centro stella messo a terra, se le tre impedenze saranno squilibrate tra di loro avremo un potenziale diverso da zero sul centro stella con una possibile circolazione delle correnti di dispersione.

Dobbiamo notare che i valori ottenuti sono correlati a giornate in complesso soleggiate e secche. Le correnti di dispersione diventano rilevanti in condizioni umide e di pioggia, dove le capacità parassite (considerando le superfici dei pannelli) diventano maggiormente rilevanti e l'impedenza di terra si abbassa anche di un ordine di grandezza (problema legato agli impianti TT). Se già in condizioni piuttosto secche abbiamo un centinaio di milliampere di corrente differenziale, in condizioni di umidità la probabilità che le protezioni scatti cresce esponenzialmente.

Perciò può tornare utile assumere delle precauzioni a riguardo onde evitare gli inconvenienti evidenziati nella parte teorica di questa tesi.

Se la circolazione delle correnti fosse dovuta principalmente alla connessione a terra dei pannelli, sarebbe bello poterne fare a meno, ma ciò non è possibile in quanto bisogna potersi difendere dalle sovratensioni

# Riferimenti

- [1] Alessandro Ciocia\*, Valeria Cocina†, Pietro Colella\*, Paolo Di Leo\*, Enrico Pons\*, Filippo Spertino\*, Riccardo Tommasini\*  
“Ground Currents in a Photovoltaic Power Plant: Theoretical Approach and Experimental Tests”
- [2] “Leakage Current Calculation for PV Inverter System Based on a Parasitic Capacitor Model”  
Wenjie Chen, *Member, IEEE*, Xu Yang, *Member, IEEE*, Weiping Zhang, *Member, IEEE*, and Xiaomei Song
- [3] Ricardo Souza Figueredo\*,\*\*, Kelly Caroline Mingorancia de Carvalho\*, Naji Rajai Nasri Ama\*, Lourenço Matakas Junior\*  
\* Polytechnic School of the University of São Paulo, Electrical Energy and Automation Department  
Av. Prof. Luciano Gualberto, Travessa 3, 158 – Sala A2-07 - CEP-05508-900 – São Paulo – SP – Brasil  
\*\* PHB Eletrônica LTDA. R. Aroaba, 129. CEP 05315-020 – São Paulo – SP – Brasil  
“LEAKAGE CURRENT MINIMIZATION TECHNIQUES FOR SINGLE-PHASE TRANSFORMERLESS GRID-CONNECTED PV INVERTERS - AN OVERVIEW”
- [4] M. C. Polisenò, R. A. Mastromauro, M. Liserre  
Department of Electrical and Electronic Engineering  
Politecnico di Bari  
Via E.Orabona 4, 70125 - Bari, Italy  
“Transformer-less photovoltaic (PV) inverters: a critical Comparison”
- [5] G. Buticchi, D. Barater, E. Lorenzani and A. Salati,  
“Active common-mode filter for photovoltaic transformerless inverters,” in IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012.
- [6]. T. Kerekes, M. Liserre, R. Teodorescu, C. Klumpner, and M. Sumner,  
“Evaluation of three-phase transformerless photovoltaic inverter topologies,”  
Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, no. 9, pp. 2202–2211, 2009.
- [7] Liwei Zhou<sup>1</sup>, Feng Gao<sup>1</sup>, Guang Shen<sup>2</sup>, Tao Xu<sup>1</sup>, Weiqi Wang<sup>1</sup>  
<sup>1</sup>School of Electrical Engineering <sup>2</sup>State Grid Rizhao Power Supply Company  
Shandong University Rizhao, China  
Jinan, China  
“Low Leakage Current Transformerless Three-Phase Photovoltaic Inverter”
- [8] Marcelo C. Cavalcanti, *Member, IEEE*, Kleber C. de Oliveira, Alexandre M. de Farias, *Student Member, IEEE*, Francisco A. S. Neves, *Member, IEEE*, Gustavo M. S. Azevedo,

*Student Member, IEEE*, and Felipe C. Camboim  
“Modulation Techniques to Eliminate Leakage  
Currents in Transformerless Three-Phase  
Photovoltaic Systems”

[9] Ramin Rahimi<sup>1</sup>, Babak Farhangi<sup>2</sup>, Shahrokh Farhangi<sup>3</sup>  
Department of Electrical and Computer Engineering, University of Tehran, Tehran, Iran.  
Emails: 1 [raminrahimi@ut.ac.ir](mailto:raminrahimi@ut.ac.ir), 2 [b.farhangi@ece.ut.ac.ir](mailto:b.farhangi@ece.ut.ac.ir), 3 [farhangi@ut.ac.ir](mailto:farhangi@ut.ac.ir) “New Topology to  
Reduce Leakage Current in Three-Phase Transformerless Grid Connected Photovoltaic Inverters”

[10] Tamas Kerekes, *Member, IEEE*, Remus Teodorescu, *Senior Member, IEEE*, Marco Liserre,  
*Senior Member, IEEE*,  
Christian Klumpner, *Senior Member, IEEE*, and Mark Sumner, *Senior Member, IEEE*  
“Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies”

[11] Martina Calais<sup>1</sup>, Johanna Myrzik<sup>2</sup>, Ted Spooner<sup>3</sup>, Vassilios G. Agelidis<sup>4</sup>  
“Inverters for Single-phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An Overview”

[12] Yan Zhou, *Student Member, IEEE*, and Hui Li, *Senior Member, IEEE*  
“Analysis and Suppression of Leakage Current in Cascaded-Multilevel-Inverter-Based PV Systems”

[13] Dong Dong, *Student Member, IEEE*, Fang Luo, *Member, IEEE*, Dushan Boroyevich, *Fellow, IEEE*,  
and Paolo Mattavelli, *Senior Member, IEEE* “Leakage Current Reduction in a Single-Phase  
Bidirectional AC–DC Full-Bridge Inverter”

[14] Tan Kheng Suan Freddy, Nasrudin A. Rahim, *Senior Member, IEEE*, Wooi-Ping Hew, *Member, IEEE*,  
and Hang Seng Che “Comparison and Analysis of Single-Phase Transformerless Grid-Connected PV  
Inverters”