

UNIPA

Consuntivo di attività

Deliverable attività LA 1.4 RT 1.4.1

Progetto: PTR22-24 P2.1

Progetto: Progetto Integrato Cyber Security dei sistemi energetici

WP1 Cybersecurity delle comunicazioni per le nuove applicazioni digitali dei sistemi energetici

LA 1.4 Studio di soluzioni innovative per la trasmissione dati su microreti resilienti alle minacce cyber basate sulla tecnologia power line communication

DELIVERABLE

Indice

Sommario

1. Premessa.....	2
2. Obiettivo LA.....	3
3. Attività svolte.....	3
3.1 Realizzazione di un accoppiatore per MT.....	3
3.1.1 Introduzione.....	3
3.1.2 Studio dei sistemi di accoppiamento MT.....	5
3.1.2.1 Il Voltage Detector System (VDS).....	5
3.1.2.2 Caratterizzazione del cavo sconnettibile in MT.....	7
3.1.3 Prove in laboratorio.....	20
3.2 Accoppiatori induttivi.....	26
3.2.1 Introduzione.....	26
3.2.2 Proposta di architettura per comunicazione PLC utilizzando gli accoppiatori induttivi.....	29
3.2.3 Prove sperimentali.....	31
3.2.4 Misure in laboratorio.....	31
3.2.5 Misure sul campo.....	33
4. Bibliografia.....	40

1. Premessa

Il sistema di comunicazione nell'ambito dell'architettura di rete ICT oggetto dell'attività LA1.04_CNR, prevede di mutuare la soluzione della power line communication (PLC) usata per la tele-lettura dei contatori e per la comunicazione dei contatori di nuova generazione "OPEN METER" (Misuratori 2G) con i dispositivi utente installati nelle utenze residenziale e non, attraverso la tecnologia CHAIN 2, anche per il controllo remoto degli impianti di generazione e di accumulo distribuiti. L'adozione della tecnologia power line communication che utilizza la rete elettrica come canale di comunicazione costituisce di per sé una infrastruttura di rete intrinsecamente sicura contro le minacce cyber in quanto generalmente di proprietà del Gestore della rete elettrica (DSO) e difficilmente accessibile per ragioni di sicurezza. Oggetto della presente attività di ricerca riguarda lo studio e l'analisi di soluzioni innovative per la comunicazione PLC sulla rete di distribuzione MT e BT. In particolare saranno analizzate e valutate le prestazioni del canale di comunicazione attraverso l'individuazione di parametri misurabili come SNR, success rate, latenza del canale, distanza massima raggiungibile, etc...

Tali parametri sono sensibili alla modalità di trasmissione del segnale. Pertanto, si testeranno sia tecniche di modulazione per verificare la robustezza del canale di comunicazione, che diverse bande di trasmissione. In particolare si focalizzerà l'attenzione sul range di frequenza delle narrowband PLC, sia in banda CENELEC 50065-1 che FCC, tecnologia adatta alle reti di distribuzione perché idonea ai flussi di dati coinvolti e capace di coprire le distanze tra le diverse apparecchiature. In tale banda si potrà analizzare la performance selezionando le diverse sotto-bande di frequenza della narrowband PLC utilizzabili, al fine di valutare le migliori condizioni per effettuare il trasferimento di segnale rispetto al rumore presente nel canale causato da altre apparecchiature disturbanti connesse alla stessa rete. Si testerà anche l'uso di uno specifico protocollo di comunicazione che consenta la realizzazione di una rete di dispositivi in modo automatico.

Più in dettaglio, per la realizzazione dei test il gruppo di ricerca congiunto tra UNIPA e INM-CNR dispone di un laboratorio PLC, che è stato realizzato presso l'Università di Palermo allestito durante le precedenti attività di ricerca. Le apparecchiature di laboratorio sono ben adeguate alle attività di ricerca: un Vector Network Analyzer per la caratterizzazione in frequenza dei componenti MT e bt, un EMI Test Receiver per le prove di risposta in frequenza, analizzatori di spettro portatili a banda larga, generatori di segnali in grado di generare forme d'onda arbitrarie, oscilloscopi e multimetri per le prove di laboratorio e di trasmissione in campo. Inoltre, diversi transceiver PLC e accoppiatori commerciali MT sono già disponibili presso il laboratorio grazie alle precedenti collaborazioni di ricerca tra l'Università di Palermo, il CNR e STMicroelectronics, i cui risultati hanno prodotto il deposito di un brevetto internazionale.

Nello specifico, per le prove in esame verrà allestito un banco di prova considerando accoppiatori commerciali connessi ad una rete di test in scala MT e/o bt. In tal modo si potranno determinare i livelli del segnale in diversi punti del canale di trasmissione, al fine di avere un punto di riferimento per le prestazioni attese nei test sul campo. Inoltre, si potrà anche valutare la risposta in frequenza del mezzo di comunicazione, utilizzando un generatore di segnale che invia uno sweep in frequenza nella banda di analisi e misurando con un oscilloscopio (ad elevata impedenza di ingresso, con elevata frequenza di campionamento e avanzati algoritmi di analisi FFT) il livello del segnale in diversi punti del canale di trasmissione, sia nel dominio del tempo che della frequenza. In secondo luogo, verranno eseguiti test di trasmissione utilizzando transceiver PLC. Attraverso l'impiego di diverse

tipologie di modem PLC, di cui è dotato il laboratorio, si potranno testare diverse tecniche di modulazione, a diverse frequenze centrali, al fine di verificare quali bande siano ottimali per la trasmissione e la ricezione di segnali modulati. Le prestazioni del canale PLC saranno testate anche con segnali di tipo OFDM, basati sulle specifiche dei protocolli PRIME o G3.

2. Obiettivo LA

Il Rapporto dovrà fornire:

- 1) sviluppi relativi alle misure delle prestazioni del canale di comunicazione nelle diverse configurazioni analizzate per la trasmissione dati su microreti resilienti alle minacce cyber basate sulla tecnologia power line communication;
- 2) confronto tra almeno 2 protocolli di comunicazione PLC valutandone le prestazioni attraverso la valutazione di indicatori misurabili quali: velocità di trasmissione, SNR, Noise Floor.

3. Attività svolte

3.1 Realizzazione di un accoppiatore per MT

3.1.1 Introduzione

L'acquisizione di misure in diversi punti delle reti di media tensione (MT) oggi rappresenta una necessità per i distributori di energia (DSO) in tutto il mondo. Oltre alle misure tipiche di potenza attiva e reattiva ai fini della fatturazione, le funzioni avanzate di monitoraggio e controllo delle griglie intelligenti richiedono la conoscenza di molte altre grandezze elettriche come tensioni, correnti, power quality, e così via in diversi punti della rete, come sottostazioni secondarie, sottostazioni degli utenti MT o punti di generazione distribuita. A tal fine, il numero di strumenti di misura e i trasduttori installati nella rete e i loro requisiti di accuratezza, sono costantemente aumentati [1]-[4]. Inoltre, la crescente diffusione della generazione distribuita comporta numerosi problemi relativi ai flussi di energia, a variazioni rapide della tensione, all'aumento del valore delle correnti di cortocircuito, alle necessità di islanding e così via. Con questo scenario, sono necessarie nuove apparecchiature di monitoraggio e controllo per garantire una gestione affidabile e una protezione delle reti elettriche sempre maggiore [5]. Tutte queste applicazioni richiedono uno scambio di informazioni tra DSO e gli strumenti di misura sul campo così come con i dispositivi di controllo. Pertanto, un'infrastruttura di comunicazione è un requisito essenziale per lo sviluppo di smart grids.

Attualmente possono essere utilizzati per la trasmissione di dati tra DSO e prosumers (utenti che immettono energia in rete) diversi sistemi di comunicazione wireless come GSM, GPRS, WiMAX, LTE, ecc. [6]. Gli svantaggi fondamentali di tutti questi sistemi fanno capo al gestore delle telecomunicazioni e alla intrinseca bassa affidabilità dei sistemi wireless di comunicazione, in particolare in condizioni meteorologiche avverse. D'altra parte, un'infrastruttura cablata ad hoc (ad es. in fibra ottica) sarebbe troppo costosa per raggiungere ogni utente in particolare in di aree rurali o periferiche o in generale in aree con bassa densità di popolazione. Da questo

punto di vista, la tecnologia PLC può essere una soluzione praticabile perché le linee elettriche già presenti, diventano linee di comunicazione senza costi di servizio [7]. Alcune applicazioni, come la lettura automatica del contatore e l'infrastruttura di misura avanzata, sono già supportate da PLC in reti a bassa tensione (BT) [8]-[11]. L'uso di PLC a livello di media tensione (MT) è meno utilizzato, poiché comporta problemi diversi, riguardanti sia le caratteristiche della rete, che l'accoppiamento del segnale sul cavo di media. Inoltre, le reti MT e le sottostazioni secondarie possono avere configurazioni topologiche diverse [12]-[14]. Pertanto, per accoppiare un segnale sulle linee MT, devono essere considerati diversi aspetti, come la tipologia di accoppiamento fisico, i livelli di tensione e impedenza, la larghezza di banda di frequenza, la modalità di propagazione, il numero di connessioni e così via.

L'accoppiamento del segnale PLC può essere capacitivo, induttivo, resistivo o può essere realizzato da un'antenna [15]-[22]. In breve, un accoppiatore per l'iniezione di un segnale PLC sulla MT, dovrebbe offrire un percorso a bassa impedenza per il segnale PLC nella banda di interesse (solitamente alta frequenza) e un'alta impedenza alle frequenze dei sistemi di alimentazione (50 Hz) per impedire che la tensione di rete venga applicata al ricetrasmittitore e possa danneggiarlo, o possa immetterlo nel circuito di accoppiamento su cui gli operatori possono intervenire fisicamente. L'accoppiamento capacitivo prevede la connessione di uno o più condensatori realizzati ad hoc alla linea di alimentazione MT. Gli accoppiatori capacitivi sono una buona scelta quando il conduttore attivo di una linea elettrica è facilmente accessibile, come nel caso delle linee elettriche aeree. D'altra parte, alcune soluzioni sono state presentate anche per l'accoppiamento capacitivo nelle linee dei cavi MT [24]. In entrambi i casi (linee di alimentazione aerea e in cavo), l'installazione di un accoppiatore capacitivo richiede il costo dell'accoppiatore stesso e la disconnessione temporanea della tensione di rete per la sua installazione. Questa tipologia di accoppiamento è molto affidabile e ha basse perdite. Nel caso dei cavi MT, gli accoppiatori induttivi possono essere molto più facili da installare sulla linea elettrica [25]. Il campo elettromagnetico generato dalla corrente che scorre nei carichi induttivi si accoppia al segnale e ne permette l'iniezione nel conduttore di MT. Ciò può provocare perdite di inserimento e problemi di fase e linearità, a seconda del materiale del nucleo toroidale. Nel caso di un accoppiatore resistivo, invece, vengono utilizzati un divisore di tensione, un filtro passa-banda e un amplificatore [26]. Per problemi di isolamento, questo tipo di accoppiamento è più adatto per le reti BT.

Tutte le suddette soluzioni di accoppiamento hanno costi elevati per l'installazione di accoppiatori di segnale. In effetti, gli accoppiatori MT dovrebbero essere installati sia nella sottostazione primaria (nelle sbarre di MT) che in tutte le sottostazioni secondarie MT/BT. Ciò comporta non solo i costi dell'attrezzatura, ma anche quelli delle modifiche dei quadri MT (ove necessari) e le interruzioni dell'energia per la loro installazione. Per affrontare questi problemi, è stato brevettato un nuovo sistema di accoppiamento, che consente di iniettare e ricevere il segnale PLC mediante il divisore capacitivo incorporato nel dispositivo di presenza rete (Voltage Detective System), secondo IEC 61243-1 [16] installato nei quadri MT delle sottostazioni della rete di distribuzione [27]. Ciò riduce i costi di installazione ed evita interruzioni del servizio elettrico. È stato realizzato nell'ambito del progetto, un dispositivo di interfaccia elettronica dedicato a trasmettere e ricevere segnali PLC N-PSK a banda stretta in banda Cenelec [28]-[29]. In [31] l'innovativo sistema di accoppiamento è stato aggiornato anche per i segnali modulati con il multiplexing a divisione di frequenza ortogonale (OFDM) nella banda G3-FCC, da 154.6875 a 487,5 kHz.

È stata sviluppata una soluzione di accoppiamento MT a basso costo, che può consentire di sfruttare un diverso tipo di cavo spesso presente in sottostazioni secondarie quando il VDS non è disponibile. In particolare, il lavoro è focalizzato sulla caratterizzazione e sulla progettazione di un accoppiatore PLC MT in base all'uso del divisore capacitivo incorporato nel connettore separabile del cavo commerciale delle teste dei cavi MT, che sono impiegati in sottostazioni di rete di distribuzione per collegare il cavo MT al quadro MT. Questo elemento incorpora un divisore capacitivo per rilevare la presenza di tensione di rete nella rete MT. Rispetto al VDS, il divisore di tensione del cavo sconnettibile ha diverse caratteristiche standard [30]; Pertanto, per consentire la trasmissione e la ricezione del segnale PLC, viene presentato ed analizzato un progetto ad hoc per il circuito di accoppiamento.

3.1.2 Studio dei sistemi di accoppiamento MT

3.1.2.1 Il Voltage Detector System (VDS)

Un primo sistema di accoppiamento per la comunicazione PLC su MT è già stato studiato basata sull'impiego dei divisori capacitivi di sistemi di rilevamento della tensione (Voltage Detector System, o VDS). Tali dispositivi sono normalmente installati in quadri di commutazione MT (da 1 kV a 52 kV) per indicare la presenza di tensione di rete e garantire la sicurezza dei lavoratori durante le operazioni sui quadri di MT. La soluzione sviluppata ha previsto la realizzazione di un circuito di interfaccia tra il transceiver PLC e la presa VDS per trasmettere/ricevere il segnale PLC da/verso la rete MT.

Fondamentalmente, un VDS è costituito da un partitore capacitivo in MT, che fornisce una tensione in BT a un rilevatore di presenza rete; solitamente tale rilevatore è un dispositivo plug-in esterno collegato alla presa dedicata del quadro MT tramite una spina bifase e ospita un indicatore acustico e/o visivo per la segnalazione della presenza di tensione (come una luce lampeggiante mostrata nella Figura 1).

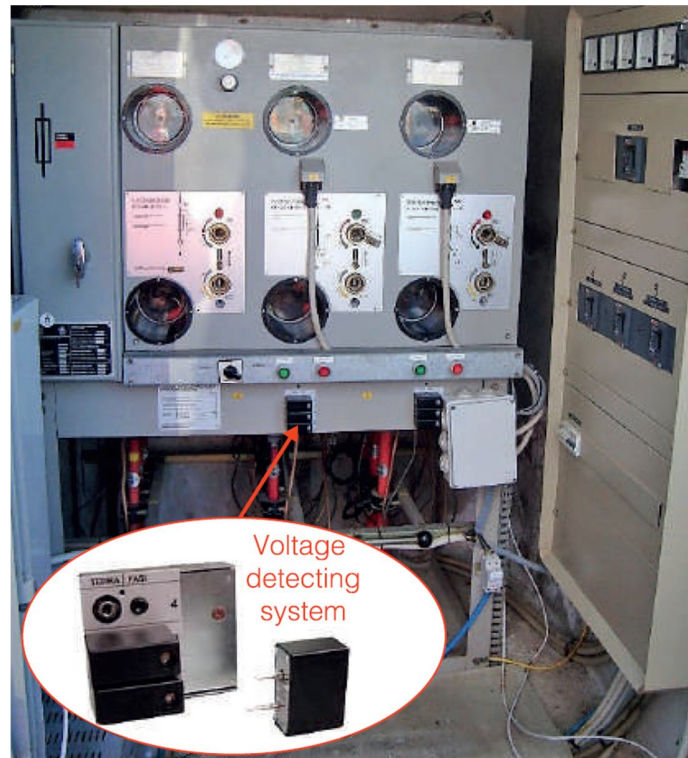


Figura 1 Sistema di rilevamento della tensione con indicatore portatile su un quadro di distribuzione MT in una cabina secondaria.

Da un punto di vista circuitale, il terminale MT del partitore capacitivo è collegato alle sbarre di MT; un dispositivo di limitazione della tensione, un componente del circuito di misura (solitamente una capacità) e un dispositivo di cortocircuito sono collegati tra il terminale BT del partitore capacitivo e la terra (Figura 2). L'intero circuito può essere rappresentato dalla serie della capacità del partitore MT e dalla capacità equivalente del circuito BT, che include anche la capacità parassita. Solitamente la capacità equivalente del circuito BT è superiore a quella del partitore MT, pertanto la tensione misurata ai terminali della presa del VDS è proporzionale alla tensione di rete MT attraverso il rapporto delle capacità.

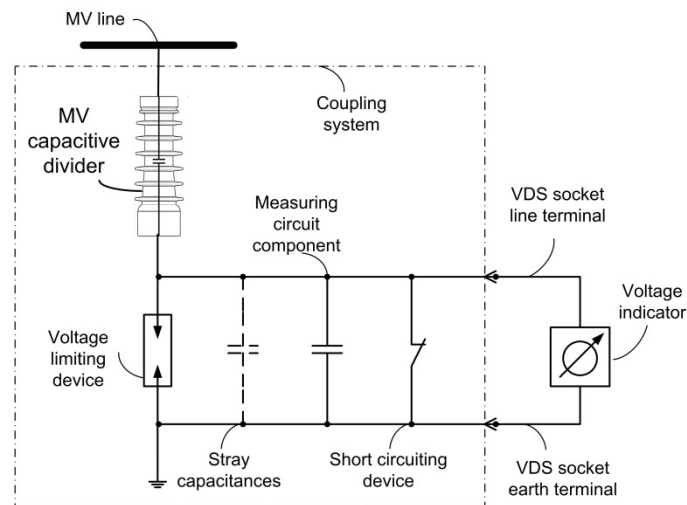


Figura 2 Schema elettrico equivalente del quadro di cabina secondaria.

Il cavo sconnettibile utilizzato per la caratterizzazione è un corpo completamente schermato nel monomero di etilene-propilene monomero (EPDM) vulcanizzato. È adatto alla connessione dei cavi MT ad apparecchiature come trasformatori di alimentazione o switch di azionamento, che incorporano le prese pass-through per la separazione senza tensione. L'intero sistema di connessione è mostrato in Figura 3. Il cavo sconnettibile viene inserito nel cono interno mediante un isolante pass-through. È bloccato ad esso per mezzo di viti speciali sulle rispettive flange. La linea deve essere de-energizzata quando si inserisce o rimuove il connettore. È possibile verificare l'assenza di tensione MT può utilizzando il rivelatore capacitivo integrato nel connettore e / o nella boccola. I terminali SC sono evidenziati in Figura 3, A e B sono i terminali di presa capacitivi utilizzati per rilevare la presenza di tensione; C è il nucleo del cavo di media tensione; D sono i terminali di terra per lo scudo del cavo e il corpo metallico.

Proprio perché i terminali A e B servono al rilevamento della presenza della rete, lo studio si è concentrato a verificare la possibilità di trasmettere segnali PLC attraverso questi due terminali. Per fare ciò, in primo luogo il cavo sconnettibile è stato caratterizzato attraverso la risposta in frequenza nell'intervallo di frequenze PLC di interesse. In particolare, il cavo sconnettibile è stato caratterizzato in banda FCC secondo lo standard internazionale IEEE STD 1901.2-2013, ovvero da 154.6875 kHz a 487.500 kHz, infatti, secondo tale standard, il segnale OFDM trasmesso può comprendere un numero più o meno elevato di sottoportanti: nel caso di 72 sottoportanti la trasmissione occuperà l'intera banda utile (154.6875 kHz - 487.500 kHz); alternative possibili rappresentano la trasmissione di una banda pari a 160 kHz o 80 kHz quando il segnale modulato è composto da 36 o 18 sottoportanti rispettivamente.

La caratterizzazione è stata effettuata utilizzando un analizzatore di rete vettoriale ENA E5080A (Vector Network Analyzer) [32]. Questo strumento è stato utilizzato per misurare l'impedenza osservata dai diversi terminali disponibili, ottenendo così un circuito equivalente del connettore plug-in. Il VNA è stato impostato nell'intervallo 50 - 500 kHz con un passo di 1 kHz e un RBW pari a 1 kHz. Prima dell'inizio delle misure, è stata eseguita calibrazione manuale di una singola porta utilizzando un kit di calibrazione Keysight 85032F [33]. I connettori del kit di calibrazione hanno incertezza di fase dell'impedenza del connettore a circuito aperto inferiore a $1,0^\circ$, incertezza di fase dell'impedenza del connettore del corto circuito inferiore a $1,0^\circ$, perdita di ritorno del connettore del circuito di corrispondenza superiore a 48 dB. Tutti questi parametri sono definiti nell'intervallo di frequenza 0–4 GHz. Dopo la correzione degli errori del sistema, l'accuratezza delle misure di riflessione erano 0,1 dB e 1° .

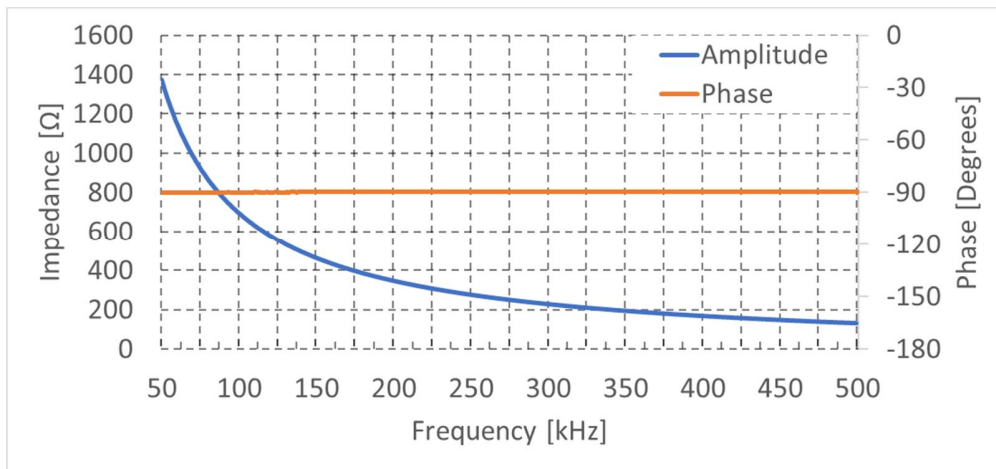


Figura 4 Misura di ampiezza e fase dell'impedenza vista tra i terminali C e D.

Sono state eseguite tre misure di impedenza, tra diversi terminali cavo sconnettibile, come indicato in Figura 3:

- Impedenza tra core e scudo esterno (impedenza C-D);
- Impedenza tra i terminali di presenza rete (impedenza A-B);
- Impedenza tra il core e uno dei terminali di presenza rete (impedenza A-C).

Per misurare l'impedenza di C-D tra core e scudo, i connettori A e B sono stati lasciati aperti; i terminali D erano entrambi collegati a terra. I grafici del modulo misurato e della fase dell'impedenza di C-D sono mostrati in Figura 4. La risposta in frequenza misurata mostra un comportamento capacitivo nel range di frequenze di interesse (154,6875 - 487,500 kHz).

Per misurare l'impedenza tra i terminali A e B, essi sono stati collegati al canale calibrato del VNA, mentre i terminali C e D sono stati lasciati aperti. Il terminale B era collegato a terra insieme al VNA. La Figura 5 mostra l'andamento di ampiezza e fase misurati tra A e B. Anche in questo caso, l'impedenza misurata ha un comportamento capacitivo, poiché il valore di fase è costante ed uguale a -90° nell'intero intervallo di frequenza considerato.

Per quanto riguarda la misura dell'impedenza A-C, il connettore ha un anello di materiale isolante concentrico con il core del cavo MT. Separa il conduttore del cavo da un anello di metallo esterno. Quest'ultimo viene utilizzato per derivare una tensione proporzionale alla tensione di rete, identificando così la presenza della rete. Secondo la Figura 3, per misurare l'impedenza tra questo anello di metallo e i connettori del core del cavo, i terminali B e D sono stati lasciati aperti e l'impedenza è stata misurata tra i terminali A e C. La misura di ampiezza e fase dell'impedenza A-C è mostrata in Figura 6. Anche in questo caso è stato trovato un comportamento capacitivo.

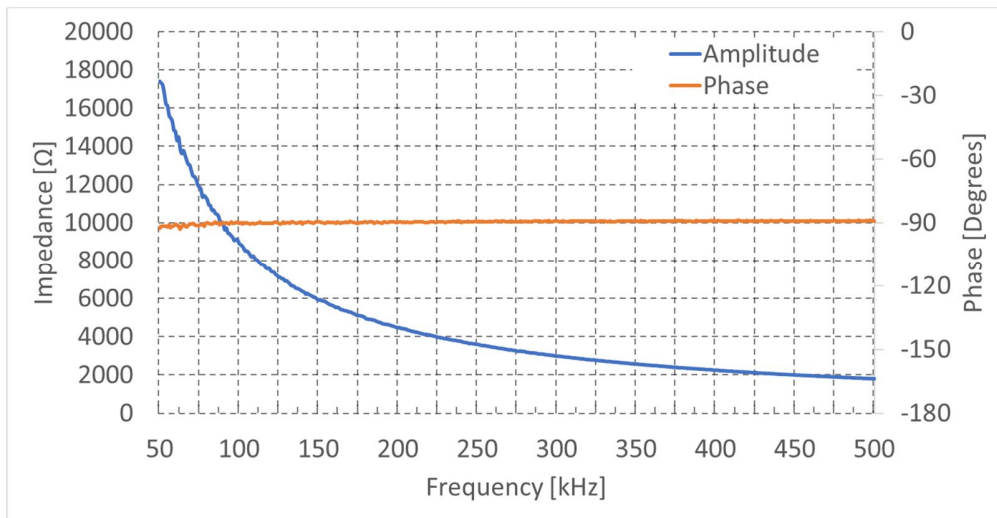


Figura 5 Misura di ampiezza e fase dell'impedenza vista tra i terminali A e B.

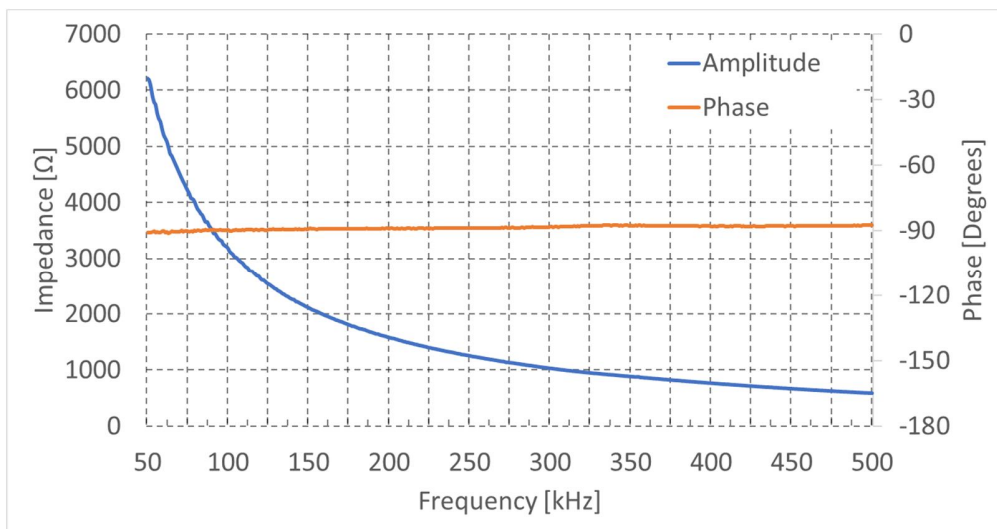


Figura 6 Misura di ampiezza e fase dell'impedenza vista tra i terminali A e C.

I risultati della caratterizzazione hanno mostrato che l'impedenza misurata tra i diversi terminali del cavo sconnettibile ha un comportamento prevalentemente capacitivo. Pertanto, lo schema del circuito equivalente può essere disegnato come mostrato in Fig. 5.

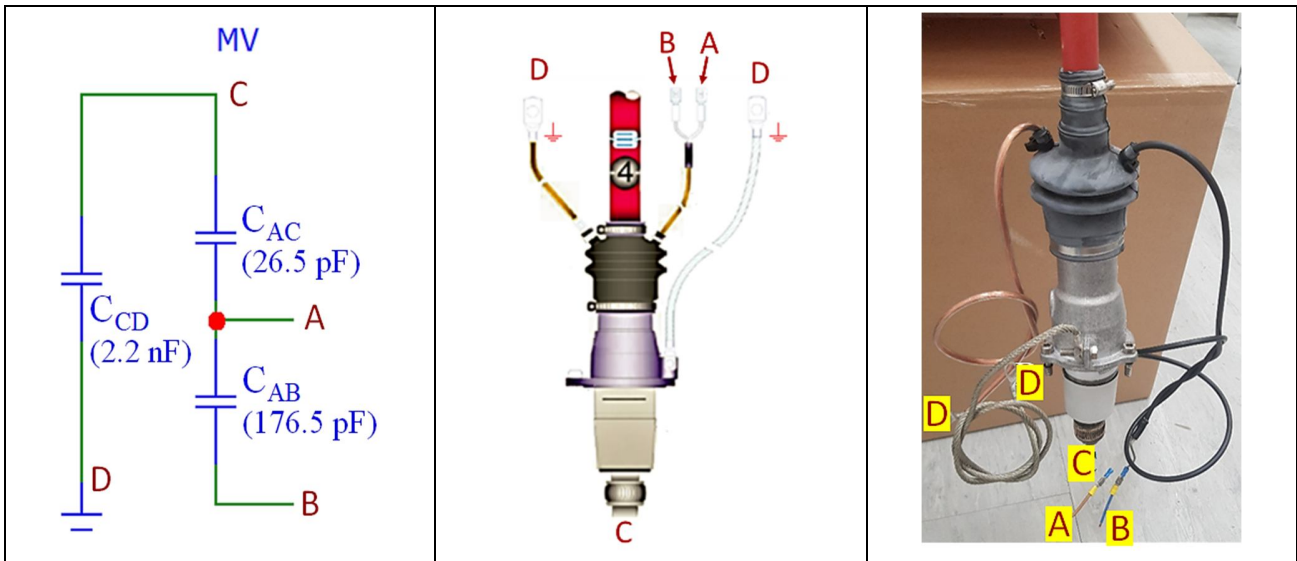


Figura 7 Cavo in prova e schema elettrico equivalente del cavo sconnettibile (a sinistra: circuito equivalente; al centro: schema di montaggio; a destra: foto del cavo in prova).

Come mostrato in Figura 7, i terminali idonei all'iniezione del segnale PLC sono A e B. Dalla figura si osserva che l'impedenza vista tra questi due terminali si comporta come una capacità che separa la MT dal connettore di accesso al segnale PLC. Poiché il terminale B è originariamente flottante, può essere collegato a terra o meno, però, quando B è collegato a terra, si ottiene un sistema simile al VDS. Tuttavia, rispetto alle soluzioni basate su VDS, il valore della capacità C_{AB} è elevata alle frequenze del segnale PLC, per cui il segnale che si vorrebbe iniettare verso ma MT viene invece drenato verso la terra, non producendo alcuna trasmissione.

Per risolvere questo problema, è stata impiegata un'induttanza (denominata L_{BD}) è invece collegata tra il terminale B e la terra. Questa induttanza ha la funzione di aumentare l'impedenza verso la terra alle frequenze del segnale PLC, e al contempo di mostrare una bassa impedenza alla frequenza di rete. Analizzando il valore di impedenza offerta da un'induttanza, si ha che $|Z_L| = 2\pi fL$, quindi l'impedenza offerta alla frequenza di rete (50 Hz) è molto bassa, mentre quella che si ottiene alla frequenza del segnale PLC (superiore a 150 kHz) ha valori dell'ordine del $k\Omega$. I valori delle capacità C_{AC} e C_{AB} non possono essere previsti in modo accurato preventivamente; pertanto, non è possibile stabilire a priori l'ampiezza del segnale trasmesso da un lato, e ricevuto dall'altro. Come mostrato in [28], anche nel caso dei VDS è impossibile conoscere in anticipo i valori di capacità parassita. Il circuito equivalente, dunque, può essere rappresentato da una serie di capacità del divisore MT e dalla capacità equivalente del circuito BT, che include anche capacità parassitarie che non sono conoscibili a priori.

Il circuito mostrato in Figura 7 si riferisce solo al cavo sconnettibile. L'impedenza mostrata dal cavo (quando viene effettuata la connessione per la trasmissione o la ricezione del segnale) deve essere sommata a questo schema equivalente. Tuttavia, il prototipo del sistema di accoppiamento realizzato, si basa sulla ricerca della condizione di risonanza tra un'induttanza variabile e la capacità complessivamente vista dell'intero canale di trasmissione / ricezione. Una volta che il prototipo è collegato ai terminali A-B, è possibile ottenere la condizione di risonanza sintonizzando correttamente le induttanze sia in modalità sia in fase di trasmissione (TX) che di ricezione (RX).

Il cavo sconnettibile si basa su un principio simile a quello del VDS, con la differenza che nel VDS un terminale capacitivo è collegato a terra e non si ha possibilità di modificarlo, mentre nel cavo sconnettibile, tale terminale è flottante (terminale B).

Per entrambe le sezioni TX e RX, il principale requisito elettrico è mostrare al segnale PLC un'alta impedenza verso terra e una bassa impedenza al verso la media tensione. Il segnale, non appena iniettato, vede verso terra la capacità C_{AB} , e verso la media la capacità C_{AC} i cui valori sono notevolmente differenti e non favoriscono la trasmissione del segnale PLC verso il conduttore MT. A tal fine, sono stati progettati due circuiti, uno per la trasmissione e uno per la ricezione in modo da cercare di massimizzare l'efficacia in trasmissione e in ricezione. Entrambi sono presenti nel prototipo realizzato e una volta collegati ai terminali A-B, permettono di trasmettere e ricevere segnali PLC attraverso la rete MT.

Lo schema a blocchi di sistema è mostrato in Figura 8. È stato realizzato un sistema di due interruttori per selezionare la modalità TX o RX e, sulla base della scelta, si attiva o si disattiva una sezione specifica. Il primo interruttore è collegato a un terminale e il secondo interruttore è collegato al transceiver. Gli switch commutano lo stato del prototipo e del transceiver, per selezionare se trasmettere o ricevere il segnale. Il livello di impedenza da mostrare tra A e D cambia a seconda dello stato del transceiver (RX o TX). In TX, il circuito mostra una bassa impedenza per creare un circuito risonante serie, mentre in RX è mostrata un'alta impedenza perché si crea un circuito risonante parallelo.

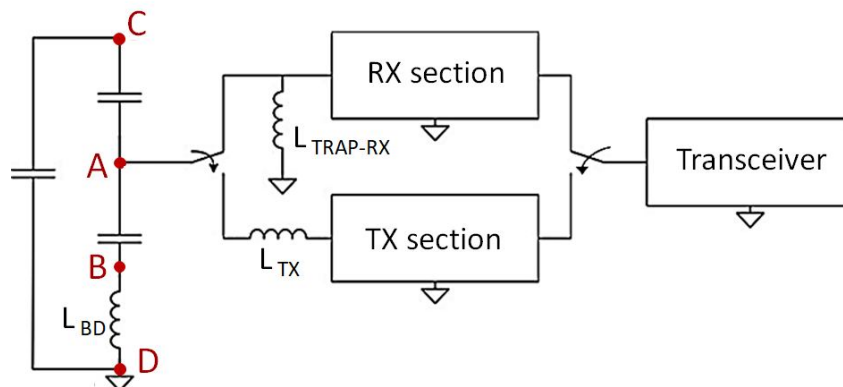


Figura 8 Circuito equivalente del sistema di trasmissione e ricezione del prototipo

Lo schema del circuito di trasmissione (TX) è mostrato in Figura 9. Il segnale PLC iniettato dal transceiver è amplificato da una sezione TX e iniettato nel terminale A del cavo sconnettibile. Per massimizzare l'ampiezza della tensione tra A e B, sono collegate due induttanze all'uscita della sezione TX. La prima induttanza, L_{BD} , è collegata tra il terminale B e la terra. Come detto in precedenza, la presenza di L_{BD} è fondamentale per aumentare l'impedenza verso la terra vista dal segnale PLC in fase di trasmissione. Una seconda induttanza denominata L_{TX} il cui valore è variabile, è stata progettata per creare un circuito risonante alla frequenza del segnale PLC con la capacità equivalente osservata tra A e D. In questo modo si ottengono valori di tensione molto elevati sul punto A e contemporaneamente valori di impedenza tali per cui il segnale PLC non viene drenato verso la terra, ma riesce ad accoppiarsi andando verso il punto C di Figura 8. Più in dettaglio, il valore di induttanza è sintonizzato per ottenere una risonanza in corrispondenza alla frequenza centrale della banda considerata.

Pertanto, è possibile modificare facilmente la frequenza centrale del segnale da trasmettere sintonizzando l'induttanza su un valore diverso.

Oltre al circuito risonante, nella sezione TX è presente anche un circuito di amplificazione. È realizzato a partire da un amplificatore operazionale e un circuito di push-pull a transistor, che consente di aumentare la corrente richiesta dal circuito risonante. Infatti, un circuito risonante serie alla frequenza di risonanza, offre una piccola impedenza di tipo resistivo. Il push-pull, vedendo una piccola resistenza, tende ad erogare una maggiore corrente e dunque ad innalzare la tensione al punto A, aumentando la quantità di segnale che viene immesso in MT. Il push-pull è stato realizzato a BJT (BD 911 e BD 912) pilotati da un amplificatore operazionale (AD797) con un guadagno di 3.

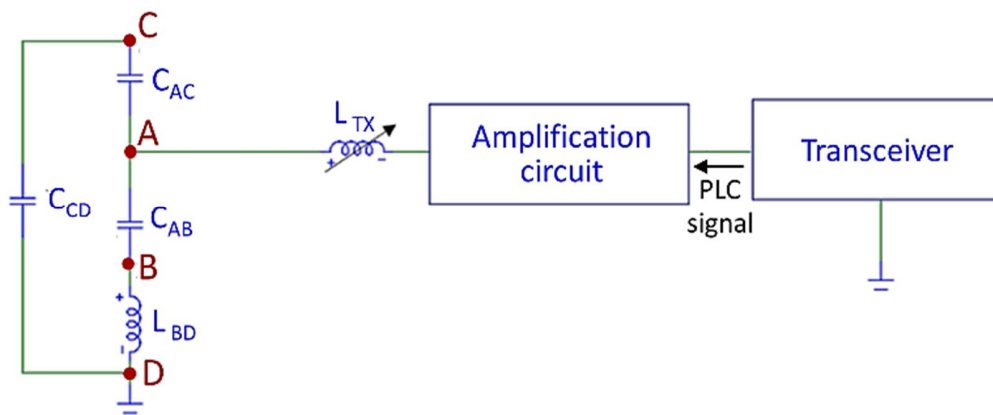


Figura 9 Schema a blocchi del circuito durante la trasmissione

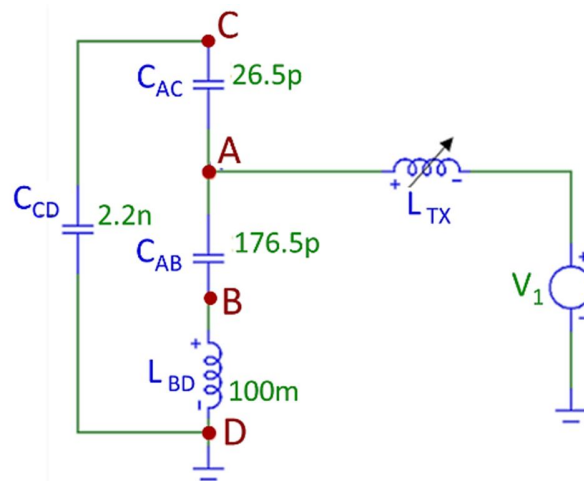


Figura 10 Schema elettrico del circuito di trasmissione

La prima fase della progettazione ha previsto l'impegno di software di simulazione utili ad ottenere una stima affidabile del comportamento del sistema ed infatti sono state eseguite simulazioni a diverse frequenze. Lo schema elettrico equivalente per la simulazione del circuito in TX è mostrato in Figura 10. Il circuito di amplificazione e il ricetrasmittitore sono schematizzati con un generatore di tensione, mentre l'analisi si è incentrata sulla risposta del circuito di accoppiamento. I valori C_{AB} , C_{AC} e C_{CD} sono stati precedentemente misurati

usando il VNA. Il valore L_{BD} è stato impostato su 100 mH; il valore L_{TX} è stato regolato per massimizzare il valore della tensione il più vicino possibile alla frequenza centrale di una delle bande scelte per la prova. In dettaglio, è stata impostata un'induttanza $L_{TX} = 33\text{mH}$ per ottenere la condizione di risonanza. V1 genera uno sweep sinusoidale di 1 V con frequenza variabile da 50 kHz a 500 kHz. Ad esempio, la Figura 11 mostra la risposta in frequenza (ottenuti tra i terminali A e D) nel caso in cui il range è tra 154,6875 e 234,375 kHz con frequenza centrale $f = 194$ kHz. La frequenza di risonanza è a circa 198 kHz con un guadagno di circa 50,5 dB.

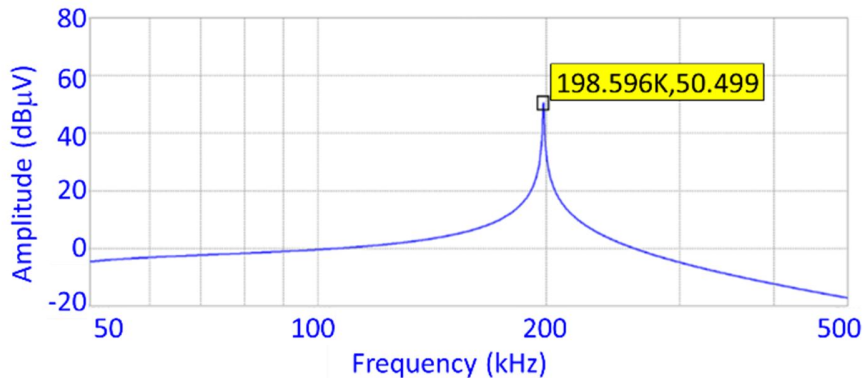


Figura 11 Risposta in frequenza del circuito di trasmissione (valutata tra A e D)

Lo schema a blocchi del circuito di ricezione (RX) è mostrato in Figura 12. Questo circuito è progettato per amplificare e filtrare il segnale modulato proveniente dalla MT con l'obiettivo di aumentarne il livello di tensione e il SNR. Una volta filtrato e amplificato, il segnale di uscita dal circuito di ricezione verrà demodulato dal transceiver.

In fase di ricezione, l'obiettivo è aumentare il più possibile l'impedenza verso la terra in modo da evitare che il segnale vada perso e possa essere prelevato ed elaborato analogicamente. Per ottenere questo risultato, si inserisce una induttanza variabile L_{TRAPRX} : grazie alla presenza di questa capacità tra il punto A e la terra, si ottiene un gruppo risonante parallelo costituito da C_{AB} , L_{BD} e L_{TRAPRX} . In dettaglio, il valore di L_{TRAPRX} si può regolare per ottenere un circuito risonante parallelo alla frequenza centrale del range di lavoro. Il circuito risonante parallelo ha un'impedenza molto elevata alla frequenza del segnale, garantendo un'alta tensione e un elevato SNR. Il vantaggio di usare filtri risonanti consiste proprio nell'eliminare il rumore esterno alla banda di interesse e un accoppiamento con i circuiti a valle facilmente gestibile. Variando L_{TRAPRX} , la frequenza di risonanza può essere spostata per essere il più vicino possibile alla frequenza centrale desiderata. Dualmente al caso TX, in simulazione la condizione di risonanza è stata ottenuta con un'induttanza di $L_{TRAPRX} = 33\text{mH}$.

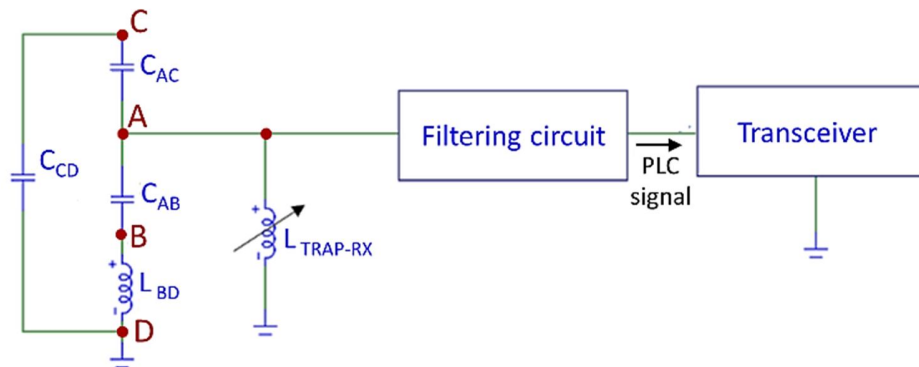


Figura 12 Schema a blocchi del circuito in ricezione

Il circuito di accoppiamento RX è stato testato utilizzando lo schema mostrato in Figura 13. È stata valutata la risposta in frequenza utilizzando uno sweep sinusoidale iniettato tra il terminale C e la terra. La Figura 14 mostra i risultati della risposta in frequenza (ottenuti tra i terminali A e D) avendo scelto un range compreso tra i 154,6875 e i 234,375 kHz con frequenza centrale $f = 194$ kHz. Grazie alla risonanza, il segnale, rispetto al segnale iniettato, è aumentato di circa 72 dB. I segnali provenienti dalla MT sono normalmente molto rumorosi a causa dell'elevata tensione presente sul cavo MT. Per ridurre ulteriormente possibili componenti di rumore, è stato progettato e aggiunto un circuito di filtraggio tra il terminale A e il transceiver, come mostrato in Figura 12.

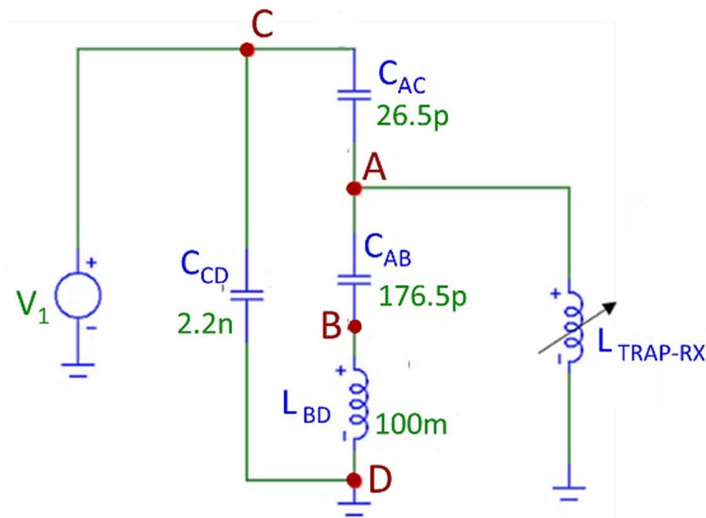


Figura 13 Schema a blocchi del circuito in ricezione

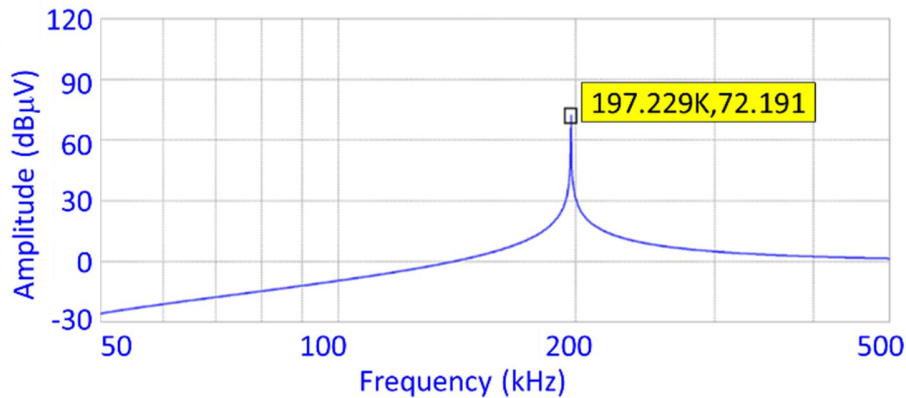


Figura 14 Risposta in frequenza del circuito di ricezione

La fase di filtraggio è costituita da un buffer a valle del circuito risonante per il disaccoppiamento dell'impedenza nei confronti del circuito a valle, una sezione di filtri attivi, un sommatore analogico e due filtri VCVS Sallen Key in serie (Voltage Controlled Voltage Source analoghi a quelli di Figura 15). La sezione RX completa con un diagramma a blocchi del circuito di filtraggio è mostrata in Figura 17.

Il primo blocco di filtri presente subito dopo il circuito risonante è costituito da tre filtri attivi passa-banda a feedback multiplo del secondo ordine con diverse frequenze centrali (Figura 15). L'uso di tre filtri a feedback multiplo insieme alla procedura di sintonizzazione, serve ad ottenere una buona equalizzazione del segnale ricevuto nell'intera gamma di frequenze PLC di interesse. L'equalizzazione del segnale ricevuto è fondamentale per garantire la conformità allo standard ITU-T G.9903, che richiede una piattezza del segnale in ricezione tra le sottoportanti non superiore a circa 6 dB. Ogni filtro amplifica solo una porzione della banda per garantire un'equalizzazione del segnale ricevuto. L'uscita del gruppo risonante LC è collegata contemporaneamente agli ingressi dei tre filtri; le loro uscite sono collegate a un circuito sommatore che amplifica il segnale composto. Una scelta appropriata dei parametri del filtro attivo consente di ottenere la larghezza di banda piatta desiderata.

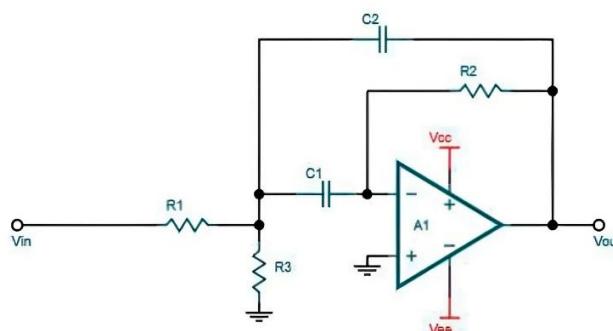


Figura 15 Circuito dei filtri attivi di tipo passa banda a feedback multiplo

Analizzando in dettaglio il circuito di Figura 15, scegliendo $C1 = C2 = C$, la funzione di trasferimento del filtro attivo può essere scritta come:

$$F_i(s) = -\frac{s \frac{1}{R_{1i}C}}{s^2 + s \frac{2}{R_{2i}C} + \frac{1}{R_{2i}C^2} \left(\frac{1}{R_{1i}} + \frac{1}{R_{3i}} \right)} \quad (1)$$

I parametri sono stati indicizzati con una i (variabile da 1 a 3) per indicare che sono diversi per ciascuno dei tre filtri. La frequenza centrale f_{ci} , il guadagno K_i e la larghezza di banda B_i di ciascun filtro si possono scrivere nel seguente modo:

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_{2i}C^2} \left(\frac{1}{R_{1i}} + \frac{1}{R_{3i}} \right)} \quad (2)$$

$$K_i = -\frac{R_{2i}}{2R_{1i}} \quad (3)$$

$$B_i = -\frac{1}{\pi R_{2i}C} \quad (4)$$

Dalle equazioni (1-4) si osserva che agendo sul valore dei resistori è possibile modificare sia il guadagno che la frequenza centrale di ciascun filtro per ottenere l'equalizzazione desiderata.

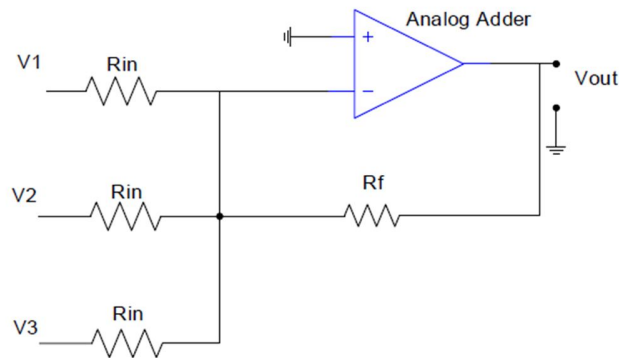


Figura 16 Circuito sommatore in uscita dai filtri attivi

Le uscite dei filtri sono collegate al circuito sommatore mostrato in Figura 16. Poiché le impedenze di ingresso sono uguali, la tensione di uscita del sommatore può essere ottenuta come:

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} (V_1 + V_2 + V_3) \quad (5)$$

Avendo scritto queste equazioni, è possibile scrivere la funzione di trasferimento del sistema costituito dal sommatore e dai filtri:

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} [F_1(s) + F_2(s) + F_3(s)] \quad (6)$$

I tre termini $F_1(s)$, $F_2(s)$ e $F_3(s)$ rappresentano le tre funzioni di trasferimento dei filtri. Il corretto dimensionamento dei parametri dei tre filtri attivi ha permesso di coprire le 18 o 36 sottoportanti al fine di garantire un elevato success rate. Nel prototipo di accoppiatore realizzato per la trasmissione tramite VDS, questa sezione di filtraggio era sufficiente, mentre nel caso del cavo sconnettibile si è osservato che il SNR ottenuto utilizzando lo stesso circuito di ricezione è risultato peggiore per cui è stato necessario progettare un'ulteriore sezione di filtraggio per amplificare e filtrare maggiormente il rumore fuori banda. In dettaglio, è stato progettato e incluso un filtro VCVS attivo Sallen attivo a valle dei filtri tunabili già presenti.

La risposta dei filtri VCVS è mostrata in Figura 18. Sono stati progettati due filtri in serie con frequenze centrali molto vicine tra loro. Questi filtri hanno un'attenuazione sufficientemente elevata delle bande laterali per rimuovere i rumori ad alta frequenza. Inoltre, dopo avere osservato che alle basse frequenze il segnale ricevuto risultava maggiormente attenuato, è stato incrementato il guadagno alle basse frequenze. Sono stati impiegati degli amplificatori operazioni ultra-low-noise in simulazione corrispondenti a quelli poi impiegati durante il montaggio del prototipo. La Figura 18 mostra la risposta di frequenza dei filtri ottenuta in simulazione tra 10 kHz e 1 MHz. Il segnale è amplificato tra 150 kHz e 400 kHz con una pendenza di 40 dB / decade. È stata simulata, inoltre, l'intera catena di ricezione tramite MicroCap 12. La simulazione mostrata in Figura 19 riguarda il range di frequenze compreso tra 154 e 234 kHz con frequenza centrale di 194 kHz. Come si può osservare, i parametri del filtro passa-banda a sono stati impostati per ottenere una risposta a banda piatta all'ingresso del ricetrasmittitore.

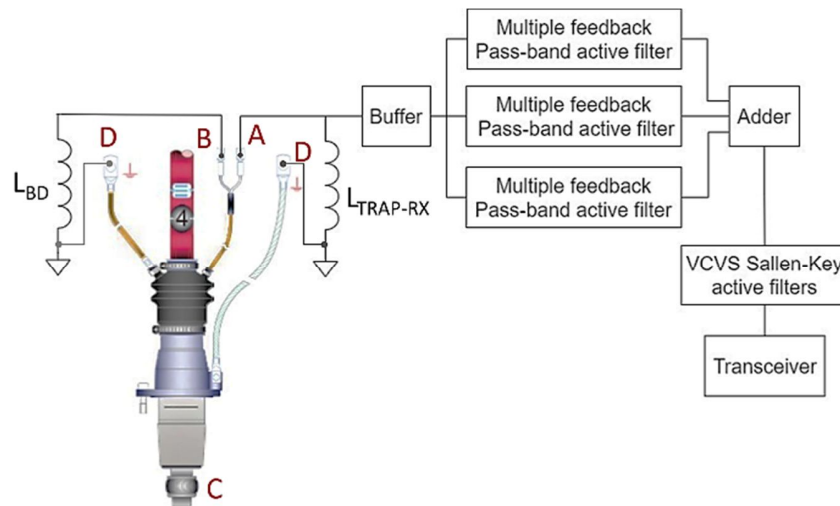


Figura 17 Schema a blocchi dell'intero sistema RX

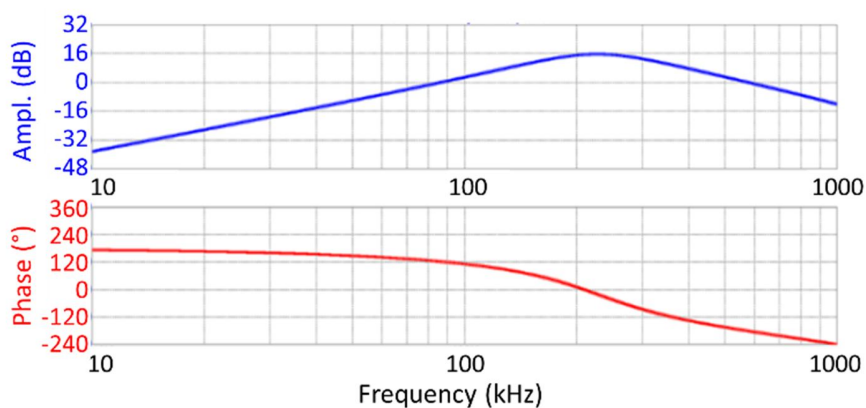


Figura 18 Ampiezza (in blu) e fase (in rosso) dei filtri attivi Sallen-Key

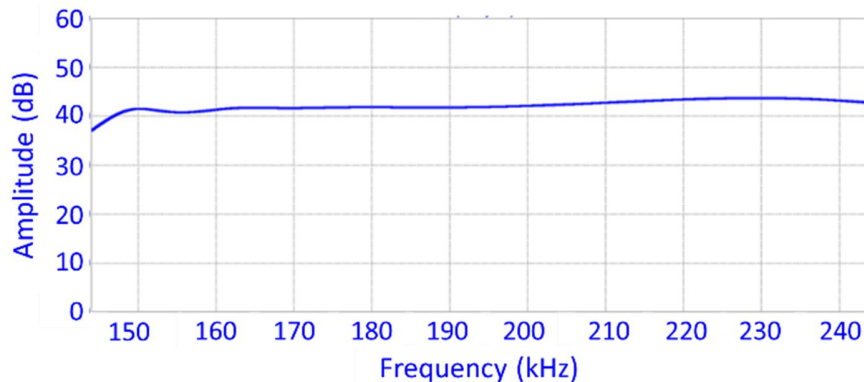


Figura 19 Risposta in frequenza del circuito di ricezione

Lo schema di principio complessivo è mostrato in Figura 20. Il terminale C del cavo sconnettibile è collegato al cavo MT, mentre il prototipo per l'iniezione del segnale alla linea MT è collegato attraverso i connettori A e B. Le schede di interfaccia includono i circuiti di accoppiamento sviluppati (entrambe le sezioni RX e TX). I transceiver collegati alle schede di interfaccia prevedono la modulazione (in fase di trasmissione) e la demodulazione (in fase di ricezione) del segnale da iniettare sulla MT. Come detto in precedenza, in questo progetto non sono state effettuate prove in campo con il prototipo realizzato.

Lo schema è concettualmente simile a quello impiegato in [29] per la dimostrazione sul campo della soluzione VDS. In generale, gli effetti dell'impedenza del cavo della linea di alimentazione provocano sia l'attenuazione che lo spostamento di fase del segnale lungo il percorso che collega due cabine secondarie. Attenuazione e fase dipendono fortemente dalla lunghezza e dalle caratteristiche della linea elettrica che collega i due punti da cui viene effettuata la comunicazione. I test sul campo sul sistema VDS sono stati presentati in [29]. Questi test sono stati eseguiti tra due sottostazioni secondarie collegate da un cavo da 1,1 km e in presenza di tensione di rete. Rispetto ai test di laboratorio, i risultati delle misure hanno mostrato una maggiore attenuazione del segnale ed elevati livelli di rumore. Così come verificato per il sistema VDS, ci si aspetta che il test in campo verifichi la possibilità di comunicare utilizzando il prototipo realizzato tramite i cavi sconnettibili. L'elevata adattabilità del sistema e la possibilità di modificare un elevato numero di parametri come le induttanze per l'accordo di risonanza, il guadagno e la frequenza centrale dei filtri attivi, permetta di trasmettere e ricevere correttamente segnali in PLC.

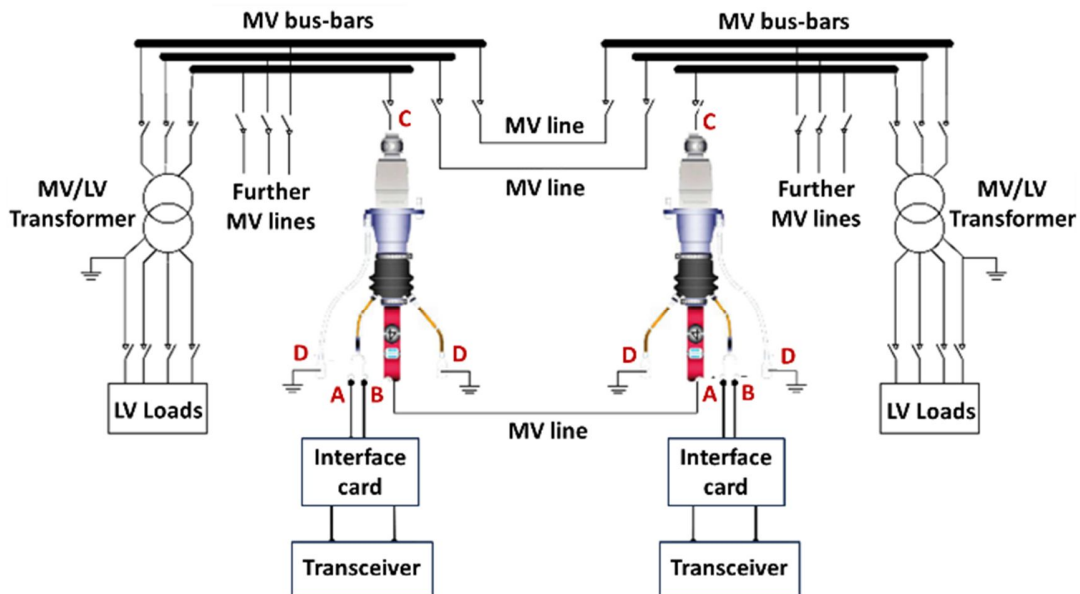


Figura 20 Schema elettrico completo, inclusa la linea MT e il quadro della cabina secondaria. I prototipi incorporano circuiti RX e TX per l'accoppiamento del segnale PLC.

3.1.3 Prove in laboratorio

Le prove sperimentali hanno riguardato i test in laboratorio presso il laboratorio di Power Line presente presso i locali dell'Università degli Studi di Palermo. Sono stati effettuati test per verificare le prestazioni di accoppiamento basato mediante il cavo sconnettibile. Il banco di prova è mostrato in Figura 21.

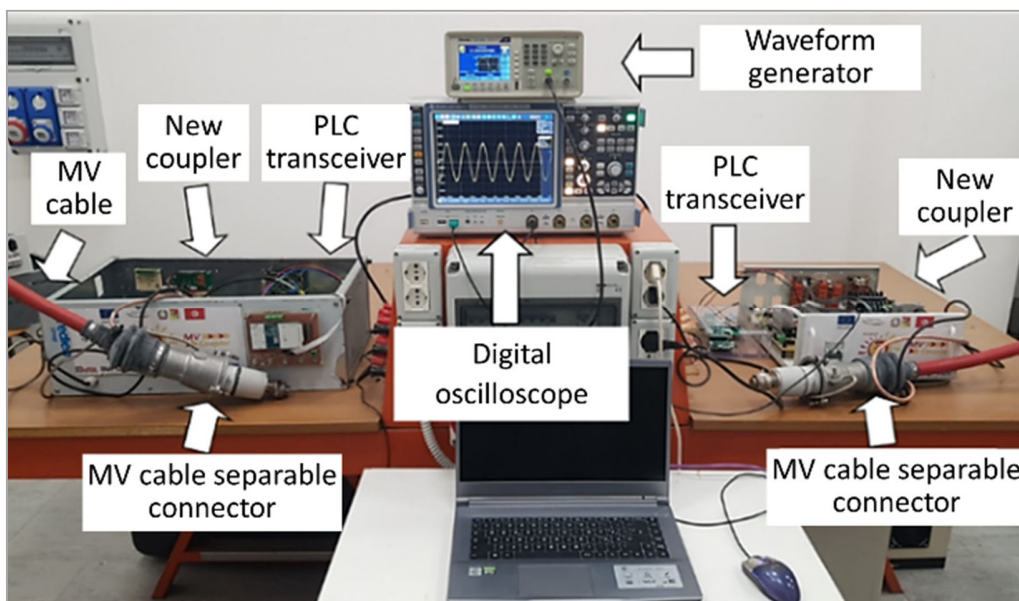


Figura 21 Banco di prova realizzato in laboratorio per i test sui cavi sconnettibili

Le misure di laboratorio non sono state effettuate in presenza di alimentazione dei cavi MT, cioè il connettore C del cavo sconnettibile mostrato in Figura 3 è stato lasciato aperto e non alimentato. Un interruttore controllato da un'uscita digitale del transceiver è stato utilizzato per selezionare il circuito TX o RX. Il prototipo è stato collegato ai terminali A e B del cavo sconnettibile, mentre il terminale B è stato collegato a terra per mezzo dell'induttanza L_{BD} . Per i test sono stati impiegati due cavi sconnettibili commerciali (Elcon Megarad Elcospina TCI 20C4) della lunghezza di circa 10 m.

Attraverso il sistema di risonanza, il segnale modulato può essere effettivamente "catturato", filtrato e amplificato, mettendo in mostra l'elevata versatilità e adattabilità del sistema nella sua interezza. Le prestazioni del sistema sono state valutate misurando i seguenti parametri:

- Livello di tensione ricevuto
- Success rate
- SNR

Il livello di tensione ricevuto è stato misurato utilizzando un oscilloscopio ROHDE & Schwarz RTO 1044, mentre per misurare l'ampiezza del segnale trasmesso, è stata impiegata una sonda ad alta tensione Tektronix P5200A, collegata ai terminali di uscita del circuito TX. Il success rate è stato valutato come rapporto tra i pacchetti correttamente ricevuti sulla totalità dei pacchetti trasmessi. Il SNR è stato misurato direttamente dal transceiver.

Per trasmettere e ricevere segnali modulati PLC sono stati usati due transceiver commerciali (STMicroelectronics Evalkitst8500-1). Essi possono trasmettere e ricevere segnali OFDM, conformi allo standard ITU-T G.9903 (G3-PLC), nella banda FCC (154.6875 kHz-487,500 kHz). Inoltre, grazie ad un'interfaccia utente grafica (GUI) è possibile facilmente scegliere le sottoportanti scegliendo tra 4 sottobande di 80 kHz con 18 sottoportanti o 2 sottobande di 160 kHz con 36 sottoportanti. Le sottobande da 80 kHz sono centrate a 194 kHz, 279 kHz, 363 kHz e 447 kHz mentre le sottobande da 160 kHz sono centrate alle frequenze di 237 kHz e 405 kHz. La GUI Evalkitst8500-1 è stata utilizzata per impostare i parametri di trasmissione e per misurare il tasso di successo.

I test sono stati divisi in due parti. In primo luogo, il sistema è stato calibrato inviando una sweep di frequenza dal lato della trasmissione e regolando i parametri sia in ricezione che in trasmissione, per ottenere una banda piatta nell'intervallo di frequenze desiderato. La risposta in frequenza è stata ottenuta generando un segnale di sweep di 1 Vpp con un generatore di forma d'onda. Sia gli induttori in TX che in RX, che le resistenze del filtro sono stati sintonizzati per ottenere una banda piatta nel range di frequenze di interesse. Dopo avere calibrato il sistema per quella trasmissione, si è passati all'iniezione di un segnale OFDM. I due Evalkitst8500-1 sono stati usati per modulare e demodulare il segnale PLC.

I primi test sono stati eseguiti per il caso di 4 sottobande di 80 kHz. Sono stati eseguiti gli sweep in frequenza, centrati su ciascuna frequenza centrale, con un intervallo di 100 kHz e un tempo di span di 150 ms. Questi test sono stati utilizzati per regolare i parametri ed effettuare la calibrazione (induttanze e resistori del filtro) al fine di ottenere una risposta in frequenza piatta. Sono state inoltre eseguite misure di rumore nelle medesime condizioni di test. Di seguito sono riportati i risultati per la sottobande 154.6875 ÷ 234.375 kHz (Figura 22, Figura 23 e Figura 24). Si osservano rispettivamente le risposte nel caso di accoppiamento basato con cavo sconnettibile senza L_{BD} e in assenza dei filtri VCVS di uscita, accoppiamento con cavo sconnettibile con l'impiego di L_{BD} e i

filtri di uscita, e la risposta con accoppiamento basato sul sistema VDS. I risultati del sistema VDS sono stati ottenuti impiegando lo stesso banco di prova utilizzato per i risultati del cavo sconnettibile.

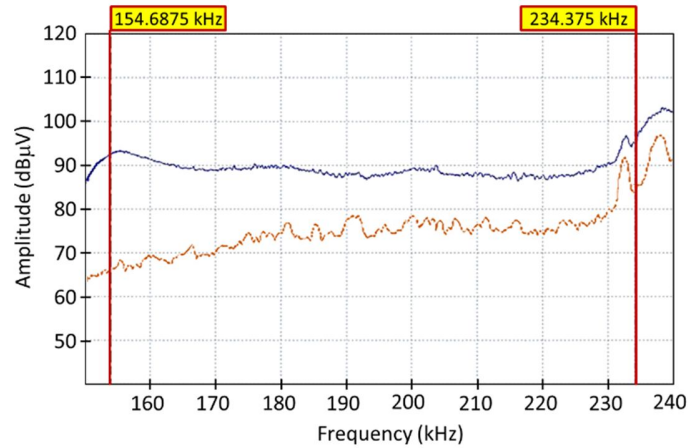


Figura 22 Risposta in frequenza di ampiezza (grafico blu) e del rumore (grafico arancione). Test con 18 sottoportanti centrata a 194 kHz. Accoppiamento basato su cavo sconnettibile senza L_{BD} e filtro;

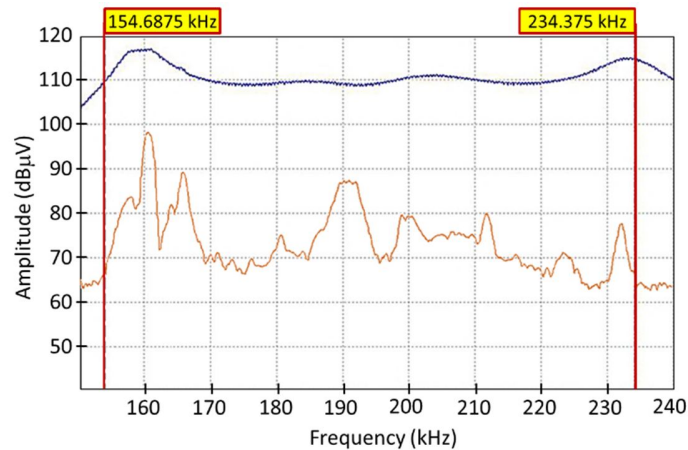


Figura 23 Risposta in frequenza di ampiezza (grafico blu) e del rumore (grafico arancione). Test con 18 sottoportanti centrata a 194 kHz. Accoppiamento basato su cavo sconnettibile con L_{BD} e filtro;

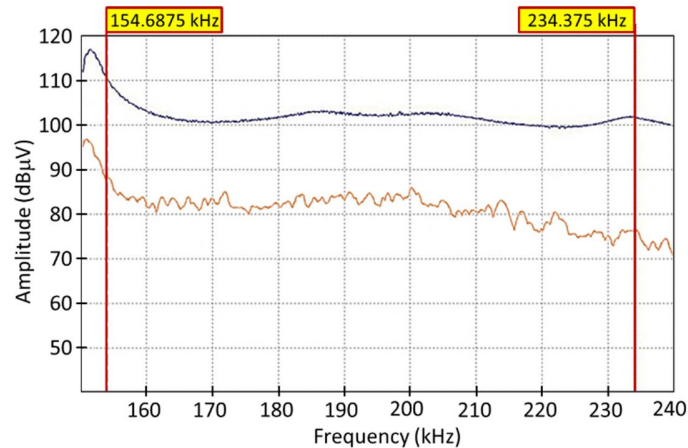


Figura 24 Risposta in frequenza di ampiezza (grafico blu) e del rumore (grafico arancione). Test con 18 sottoportanti centrata a 194 kHz. Accoppiamento basato su VDS.

Dai risultati sperimentali è stata ottenuta una risposta a banda piatta con una variazione massima di circa 10 dBμV, utile alla corretta demodulazione del segnale da parte del transceiver. Il SNR peggiora quando l'induttanza L_{BD} non è collegato, a causa del basso livello del segnale sia trasmesso che ricevuto. Al contrario, quando vengono utilizzati sia la L_{BD} che il filtro, il SNR diventa migliore rispetto alla risposta basata sul sistema VDS. Risultati simili sono stati ottenuti anche per le sottoband più alte.

Dopo la calibrazione del sistema, sono stati eseguiti test di trasmissione utilizzando segnali modulati attraverso il transceiver. Lo spettro del segnale OFDM ricevuto è mostrato in Figura 25 per il caso con accoppiamento basato su cavo sconnettibile, L_{BD} e filtro. Mostra una tensione media di circa 100 dBμV e un ripple inferiore a 10 dBμV.

I risultati erano paragonabili a quelli ottenuti con la soluzione di accoppiamento basata su VDS. Tutti i risultati dei test di trasmissione sono riassunti nella Tabella I (18 secondari e accoppiamenti basati su SC con LBD e filtro). Sono state effettuate trasmissioni con tutte con tutte le modulazioni disponibili in Evalkitst8500-1. In tutti i casi, si è registrato un success rate di circa il 99%.

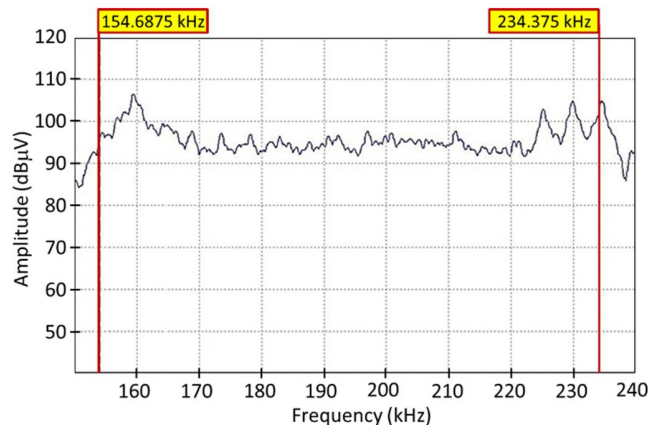


Figura 25 Segnale modulato OFDM 8-PSK a 18 sottoportanti (centrato a 194 kHz). Accoppiamento basato su cavo sconnettibile, con L_{bd} e filtro VCVS.

Sono stati eseguiti ulteriori test per verificare la possibilità di estendere la banda di trasmissione fino a 160 kHz. Così come nel caso di 18 sottoportanti, sono stati eseguiti test di sweep in frequenza per la calibrazione dei parametri del sistema e per ottenere una risposta a frequenza quanto più piatta possibile attorno alle frequenze centrali della banda estesa, ovvero 237 kHz e 405 kHz. Analogamente a quanto misurato in precedenza, sono state eseguite le misure di rumore nella configurazione con 36 sottoportanti. Ad esempio, in Figura 26, Figura 27 e Figura 28 sono mostrati rispettivamente i risultati della risposta in frequenza con $f = 405$ kHz, per il caso con accoppiamento basato su cavo sconnettibile senza L_{BD} e filtro, accoppiamento a basato su cavo sconnettibile con L_{BD} e filtro di uscita, e accoppiamento basato su VDS. I migliori risultati della risposta in frequenza sono stati ottenuti nel caso dell'accoppiamento basato su SC con LBD e filtro.

I risultati dei test di comunicazione per la seconda banda secondaria (323.4375 ÷ 487.500 kHz, accoppiamento basato su cavo sconnettibile con LBD e filtro) sono mostrati in Figura 29. Anche in questo caso, i risultati ottenuti si possono ritenere paragonabili a quelli ottenuti con il VDS.

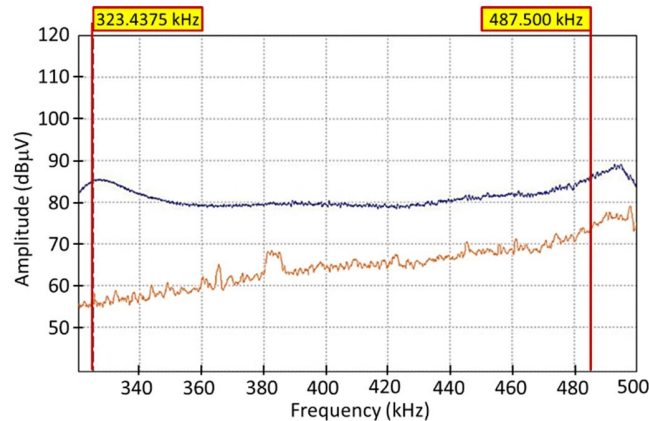


Figura 26 Risposta in frequenza del segnale ricevuto (grafico blu) e del rumore (grafico arancione). Test con 36 sottoportanti (centrato a 405 kHz). Accoppiamento basato su cavo sconnettibile senza L_{BD} e filtro.

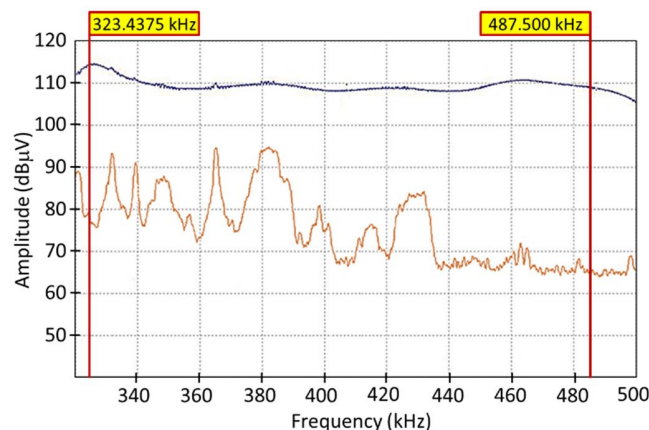


Figura 27 Risposta in frequenza del segnale ricevuto (grafico blu) e del rumore (grafico arancione). Test con 36 sottoportanti (centrato a 405 kHz). Accoppiamento basato su cavo sconnettibile con L_{BD} e filtro.

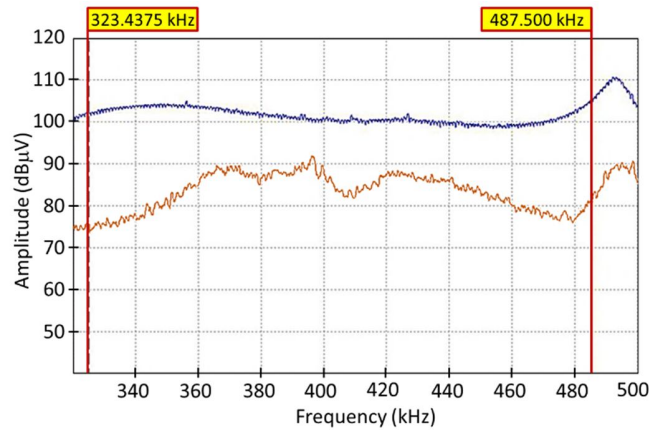


Figura 28 Risposta in frequenza del segnale ricevuto (grafico blu) e del rumore (grafico arancione). Test con 36 sottoportanti (centrato a 405 kHz). Accoppiamento basato su VDS.

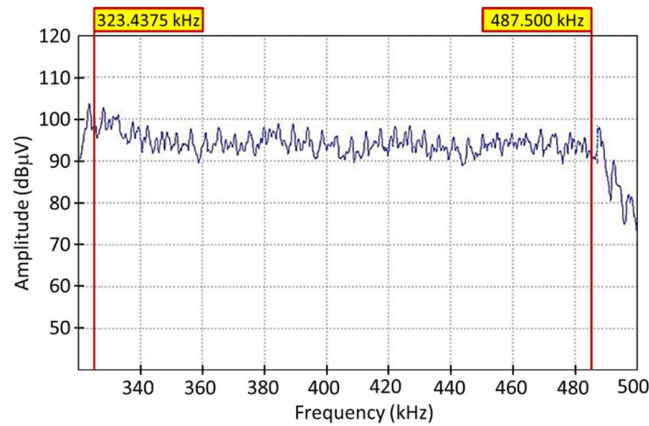


Figura 29 Misura del segnale ricevuto (grafico blu). Test con 36 sottoportanti (centrato a 405 kHz) con modulazione OFDM 8-PSK. Accoppiamento basato su cavo sconnettibile con L_{BD} e filtro.

Un riepilogo dei risultati con diverse modulazioni OFDM sono riportati nella Tabella II per entrambe le bande secondarie ($154.6875 \div 318,75$ kHz e $323.4375 \div 487,500$ kHz). Sia le modulazioni BPSK e QPSK coerenti che differenziali tra $154,6875 \div 318,75$ kHz avevano un alto tasso di successo con un livello SNR di 15,5 dB. Nell'intervallo $323.4375 \div 487.500$ kHz, d'altra parte, tutte le modulazioni avevano un alto tasso di successo SNR di circa 25 dB. D'altra parte, con la modulazione a 8 PSK nessun pacchetto è stato ricevuto correttamente a causa del suo margine di rumore basso. Ciò aumenta la probabilità di una sovrapposizione di due simboli successivi, portando a una corruzione della corruzione delle informazioni che non possono più essere demodulate

Tabella 1 Risultati delle prove in laboratorio con modulazione OFDM e 18 sottoportanti – accoppiamento con cavo sconnettibile

Range [kHz]	SUCCESS RATE (% – Percentuale di pacchetti ricevuti rispetto a quelli inviati)								SNR[dB]
	Coherent				Differential				
	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	
154.6875 ÷ 234.375	100	100	100	100	100	100	100	100	20.5
239.0625 ÷ 318.75	100	100	100	99	100	100	100	100	30.2
323.4375 ÷ 403.125	100	100	99	100	100	100	100	99	27.6
407.8125 ÷ 487.500	100	100	100	99	100	100	100	99	30.5

Tabella 2 Risultati delle prove in laboratorio con modulazione OFDM e 36 sottoportanti – accoppiamento con cavo sconnettibile

Range [kHz]	SUCCESS RATE (% – Percentuale di pacchetti ricevuti rispetto a quelli inviati)								SNR[dB]
	Coherent				Differential				
	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	ROBO	BPSK	QPSK	8PSK	
154.6875 ÷ 318.75	100	100	92	0	100	100	89	0	15.5
323.4375 ÷ 487.500	100	98	100	100	100	99	100	99	27.6

3.2 Accoppiatori induttivi

3.2.1 Introduzione

Una seconda possibilità alternativa all'impiego di dispositivi ad hoc per la comunicazione in PLC, è rappresentata dai dispositivi di accoppiamento induttivi. L'accoppiamento induttivo è una metodologia che facilita il trasferimento di energia o segnali tra due circuiti tramite l'utilizzo di un campo magnetico. I dispositivi di accoppiamento induttivi sono progettati per isolare elettricamente i circuiti di comunicazione dai circuiti di potenza, riuscendo a garantire una trasmissione del segnale di buona qualità, nonostante l'ambiente estremamente rumoroso. Il principio di funzionamento dei dispositivi di accoppiamento induttivi si basa sull'induzione elettromagnetica. Il dispositivo di accoppiamento e il cavo MT fungono da primario e secondario di un trasformatore in cui il primario è collegato alla linea di alimentazione mentre il secondario è costituito dall'accoppiatore stesso. Quando un segnale di comunicazione viene applicato all'accoppiatore, viene generato un campo magnetico variabile inducendo una corrente nel cavo MT. Questo permette al segnale di essere trasmesso attraverso la linea elettrica senza contatto diretto tra i circuiti.

I principali vantaggi di questi accoppiatori induttivi sono i seguenti:

- Non intrusivi (nessun cavo di scollegamento, terminali, ecc.)
- Facili da usare (e installare): si agganciano, si agganciano e si collegano (<5s)
- Possono avvolgere cavi fino a 45 mm di diametro (capacità di corrente fino a 300 Arms)
- Elevata tensione di isolamento
- Funzionamento a banda stretta (30-600 kHz) per comunicazioni a lunga distanza

- Funzionamento a banda larga (1~2 MHz - 40 MHz) per comunicazioni a breve e media distanza
- NB e BB combinati (NB per lunga distanza e BB per breve distanza)

Il dispositivo utilizzato per le prove sperimentali è il MICU 300A. Si tratta di un dispositivo di accoppiamento induttivo, progettato per applicazioni di PLC. Infatti, il vantaggio maggiore di dispositivi come questi, è la possibilità di avvolgere il dispositivo attorno al cavo senza disalimentare il cavo MT. Questo rappresenta un enorme vantaggio in termini di facilità di montaggio e non rappresenta un limite per il DSO.

In Figura 30 è mostrata l'immagine del MICU 300A utilizzato per trasmettere o ricezione di segnali PLC su cavi MT. Questo dispositivo consente di accoppiarsi al cavo senza entrare in contatto diretto con i conduttori, sfruttando il principio dell'induzione elettromagnetica già descritta in precedenza. In Figura 30 viene evidenziato l'accoppiatore induttivo stesso, caratterizzato da una struttura cilindrica di colore nero.

In Figura 31, il dispositivo è mostrato installato su un cavo MV presso il laboratorio di Power Line Communication dell'università di Palermo. Il cavo MT, che in figura è l'elemento rosso, è circondato dall'accoppiatore, che viene installato chiudendolo attorno ad esso. In Figura 29 è fatto presente che l'accoppiatore può essere aperto, come indicato dalla descrizione che lo mostra in posizione aperta, per circondare il cavo prima del funzionamento. L'immagine include una nota sulla distanza di sicurezza necessaria per lavorare con il cavo MV, indicando che bisogna mantenere un minimo di 1 cm di distanza per ogni kV della tensione nominale del cavo stesso. Questo dettaglio sottolinea l'importanza delle misure di sicurezza quando si opera con apparecchiature elettriche di questa tipologia.

Il dispositivo è progettato per ricevere o trasmettere segnali tramite un connettore BNC, che si trova nella parte inferiore del sistema. Questo connettore rappresenta il punto attraverso il quale il segnale PLC viene inviato o ricevuto dall'accoppiatore, collegandolo al resto del sistema di comunicazione. Inoltre, in Figura 30 è evidenziata la presenza di un terminale di messa a terra, indicato come "M6 earth terminal". Questo componente è fondamentale per garantire la sicurezza operativa, ridurre le interferenze e prevenire malfunzionamenti. Un altro dettaglio importante mostrato nell'immagine è relativo alla schermatura del cavo MV. È specificato che la schermatura del cavo deve passare nuovamente attraverso l'accoppiatore induttivo. Questa configurazione è necessaria per ridurre le perdite di segnale a terra, garantendo così una maggiore probabilità di successo nella trasmissione / ricezione dei segnali PLC. Questa misura non solo migliora l'efficienza del sistema, ma contribuisce anche a evitare disturbi o problemi di comunicazione che potrebbero compromettere l'integrità del segnale. In Figura 31 è mostrato l'accoppiatore montato su un cavo MT presente in laboratorio.

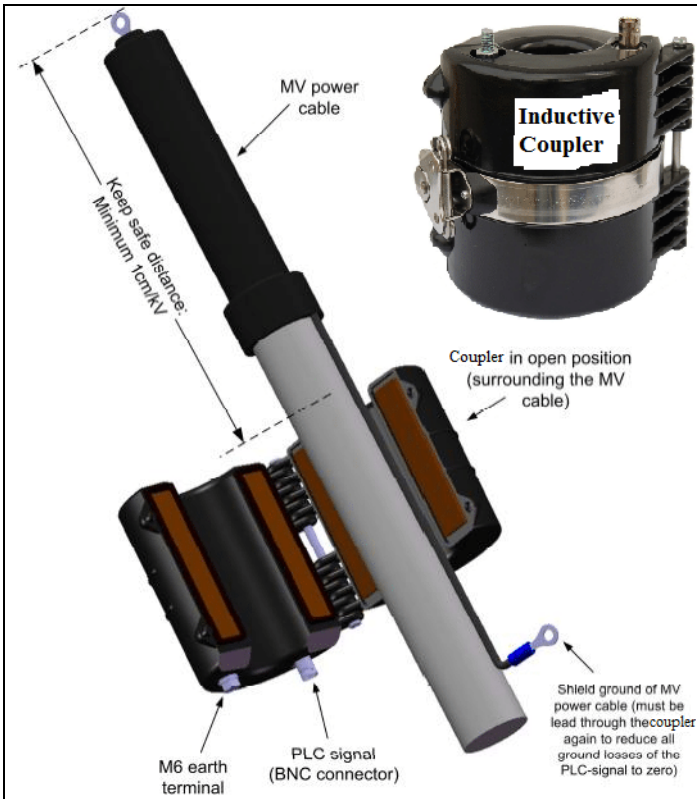


Figura 30 Disegno dell'accoppiatore induttivo MICU 300A.



Figura 31 Accoppiatore induttivo montato sul conduttore MT in laboratorio

3.2.2 Proposta di architettura per comunicazione PLC utilizzando gli accoppiatori induttivi

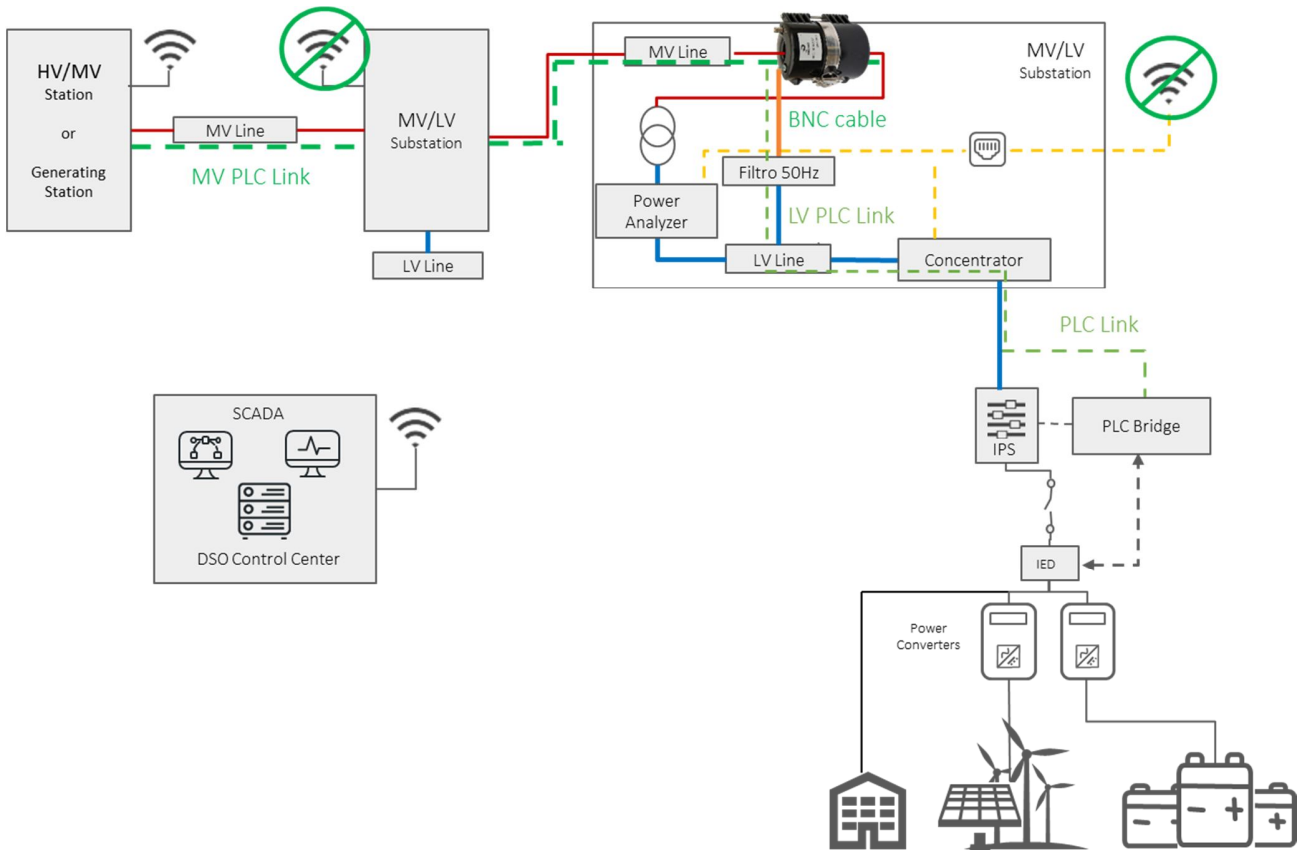


Figura 32 Proposta di architettura mediante utilizzo di accoppiatori induttivi.

In Figura 32 è mostrata una possibile architettura per effettuare la comunicazione PLC tra due cabine secondarie. Attualmente il DSO, che monitora ed eventualmente interviene secondo quanto prescritto dalla norma CEI 0-21, utilizzando un canale di comunicazione wireless, ha la possibilità di conoscere la rete in tempo reale ricevendo informazioni dello stato della rete elettrica. Infatti, in figura, il DSO Control Center, rappresenta il centro di controllo del DSO dal quale egli osserva il corretto funzionamento della rete, le misure sulle potenze attive e reattive delle cabine secondarie, etc. Il DSO ha accesso ai dati che vengono raccolti nella stazione di conversione AT/MT (se presente) oppure nella stazione di generazione dell'energia che viene poi distribuita agli utenti. Nella proposta di architettura, l'unico collegamento wireless è proprio quello tra DSO e stazione di generazione o conversione, mentre da quel punto in poi, tutti i punti della rete possono essere raggiunti mediante l'uso della PLC. Infatti, da quel punto in poi, tutte le cabine secondarie possono essere raggiunte in PLC e attraverso la MT. Nelle cabine secondarie di conversione, è stato immaginato di non avere comunicazione wireless e che dunque l'unica possibile comunicazione avvenga tramite PLC. In figura, infatti, anche la comunicazione tra due cabine secondarie avviene attraverso PLC ed è mostrato come potere impiegare gli accoppiatori induttivi per raggiungere questo scopo e riuscire ad ottenere una comunicazione dalla MT alla BT. Il segnale PLC, dopo avere attraversato la prima cabina MT, può essere ritrasmesso e viaggiare verso un'altra cabina MT. Quando il destinatario dell'informazione è raggiunto, sulla cabina secondaria, è possibile utilizzare un accoppiatore induttivo e prelevare il segnale dalla MT. In figura è mostrato come la linea tratteggiata in verde, che rappresenta

il segnale PLC in MT, ad un certo punto, raggiunto l'accoppiatore, diventi arancione, mentre il cavo MT, in rosso in figura, prosegua il suo percorso fino al trasformatore MT/BT. Il segnale prelevato dall'accoppiatore, filtrato dalla tensione di rete (50 Hz), può essere accoppiato direttamente sulla rete BT e raggiungere il concentratore e gli utenti proseguendo il suo percorso in PLC. Infatti, dopo essere stato prelevato e filtrato, è possibile tramite un modulatore, ricevere l'informazione PLC e rilanciarla verso l'utente BT, creando così una catena Point-to-Point con gli utenti a costo ridotto. Dualmente, il segnale proveniente da un utente viene raccolto dal concentratore in BT che può inviare in PLC il segnale all'accoppiatore induttivo che lo trasmetterà in MT e così fino al centro di raccolta in centrale. Questa architettura rappresenta un modo per trasmettere e ricevere informazioni senza il costo fisso di un gestore telefonico per l'invio e la ricezione di dati wireless. In Figura 33 è mostrato il modulatore STMicroelectronics EVALKITST8500-1 impiegato per le prove di comunicazione.



Figura 33 Modulatore effettuato per la modulazione di segnali PLC.

Dal punto di vista dell'architettura, in ogni cabina primaria viene installato un concentratore MT che raccoglie i dati di misura e monitoraggio dai dispositivi di protezione delle cabine secondarie alimentate dalla stessa cabina. La comunicazione tra il concentratore primario e quelli secondari segue l'architettura del protocollo PRIME utilizzata per la rete a bassa tensione. I dati raccolti vengono elaborati da algoritmi dedicati per soddisfare i requisiti delle reti elettriche intelligenti. Il centro di controllo del DSO, connesso tramite Internet (LTE o fibra ottica), utilizza i dati per analisi di power flow e può inviare comandi di controllo per garantire sicurezza e stabilità della rete. Trattandosi del protocollo PRIME, sarebbe possibile creare un ponte architetturale tra MT e BT, facendo scambiare dati ai concentratori presenti in cabina secondaria tramite protocollo seriale o simile. Infatti, poiché può esistere un solo base node che funge da concentratore, non è possibile avere due concentratori che si occupano rispettivamente uno della gestione della comunicazione della rete MT e uno di quella BT, mentre è importante che possano essere entrambi base node per la corretta gestione delle reti rispettive. Pertanto, permettendo la comunicazione tra i due dispositivi attraverso un protocollo diverso da quello usato per la comunicazione (cioè i PRIME), è possibile avere due concentratori indipendenti (uno per MT e uno per BT).

3.2.3 Prove sperimentali

3.2.4 Misure in laboratorio

Le prove sperimentali utilizzando gli accoppiatori induttivi sono state effettuate sia in laboratorio, che in campo. In Figura 34 è mostrato il setup sperimentale realizzato in laboratorio per le prove di comunicazione effettuate con gli accoppiatori induttivi.

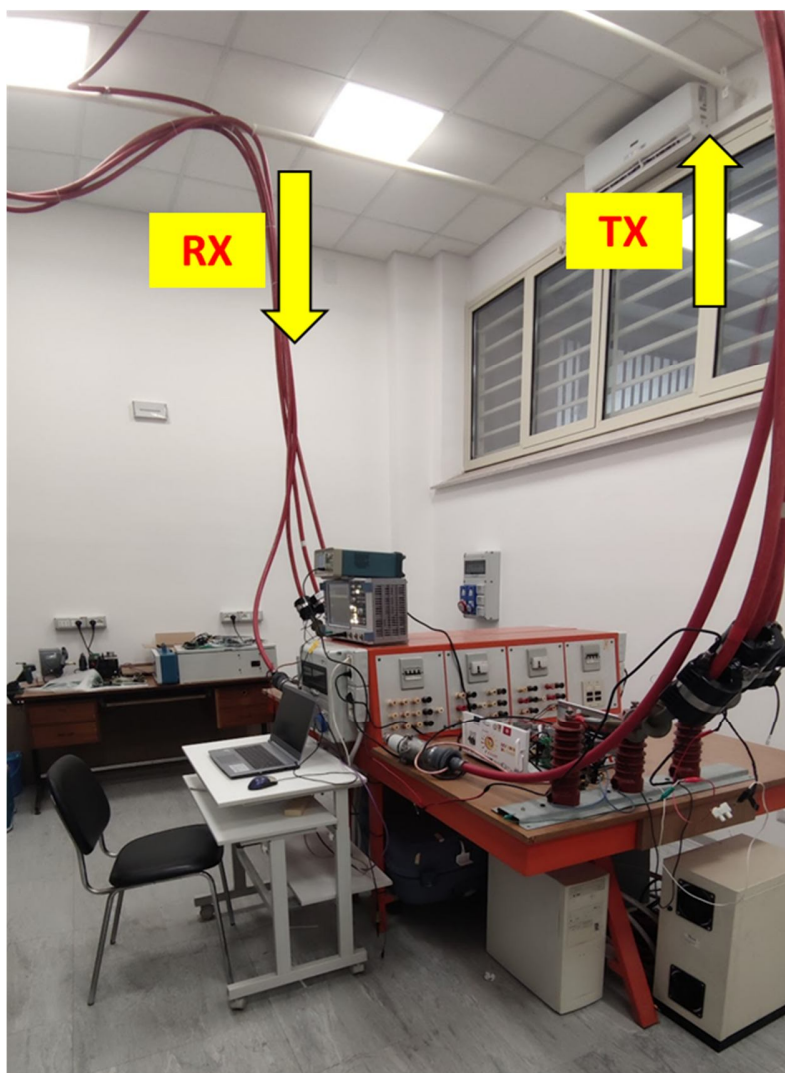


Figura 34 Banco di misura per le prove sperimentali con gli accoppiatori induttivi.

La misura delle ampiezze sia della risposta in frequenza che del segnale modulato è stata effettuata utilizzando un oscilloscopio ROHDE & Schwarz RTO 1044. I test effettuati hanno avuto l'obiettivo di verificare la possibilità di trasmettere informazioni in PLC (quindi nella banda di interesse) e testare la possibilità di realizzare un ponte di comunicazione tra MT e BT risolvendo il problema del trasformatore. Infatti, il segnale PLC proveniente dalla MT, se non prelevato prima che il cavo MT entri nel trasformatore, deve essere prelevato dopo essere stato trasformato. Normalmente, a valle del trasformatore, il segnale, che già risulta attenuato dopo l'attraversamento

di svariati metri di cavo MT, molto rumoroso e molto attenuato, al punto che difficilmente è possibile filtrarlo e demodulato adeguatamente. Usando gli accoppiatori induttivi, il segnale viene prelevato prima che entri nel trasformatore, per cui i suoi livelli di tensione sono ancora sufficientemente elevati per essere amplificati, filtrati dal rumore e inviati al demodulatore, o direttamente attraverso la BT, ad un secondo dispositivo PLC.

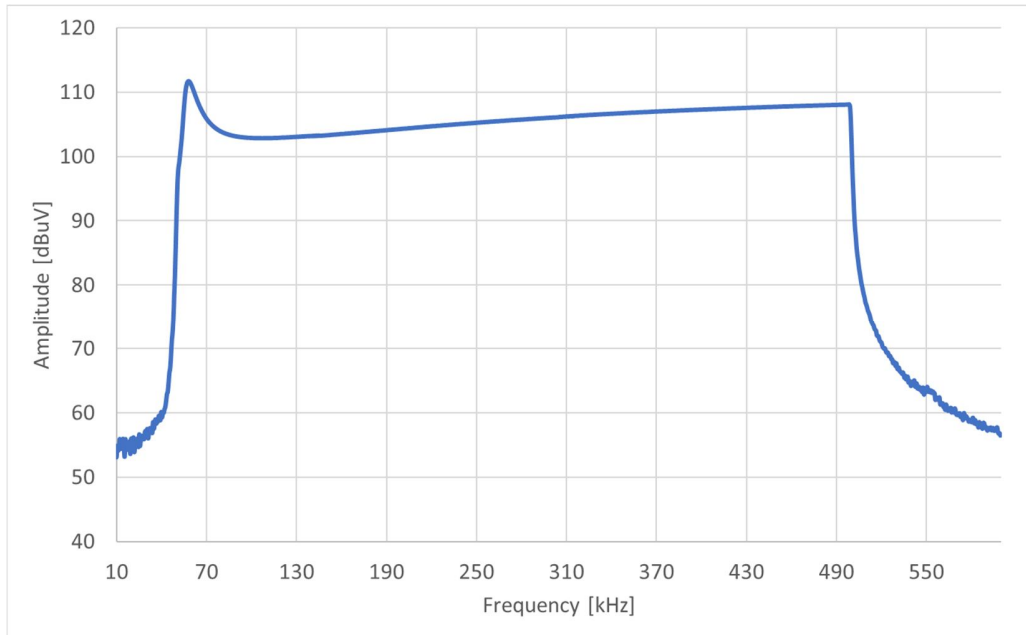


Figura 35 Risposta in frequenza del sistema utilizzando gli accoppiatori induttivi.

In Figura 35 è mostrata la risposta in frequenza misurata in laboratorio. È stato utilizzando un generatore di forma d'onda Tektronix AFG 1022 utile a generare gli sweep in frequenza, centrati a 250 kHz, con un intervallo di 400 kHz e un tempo di span di 250 ms. La risposta è stata prelevata utilizzando un oscilloscopio ROHDE & Schwarz RTO 1044. Come si può osservare, la risposta, valutata in dB μ V, risulta abbastanza piatta nell'intervallo di frequenze utile alle misure in PLC. Il ripple non eccede i 6dB μ V e ciò garantisce una corretta e agevole demodulazione del segnale modulato.

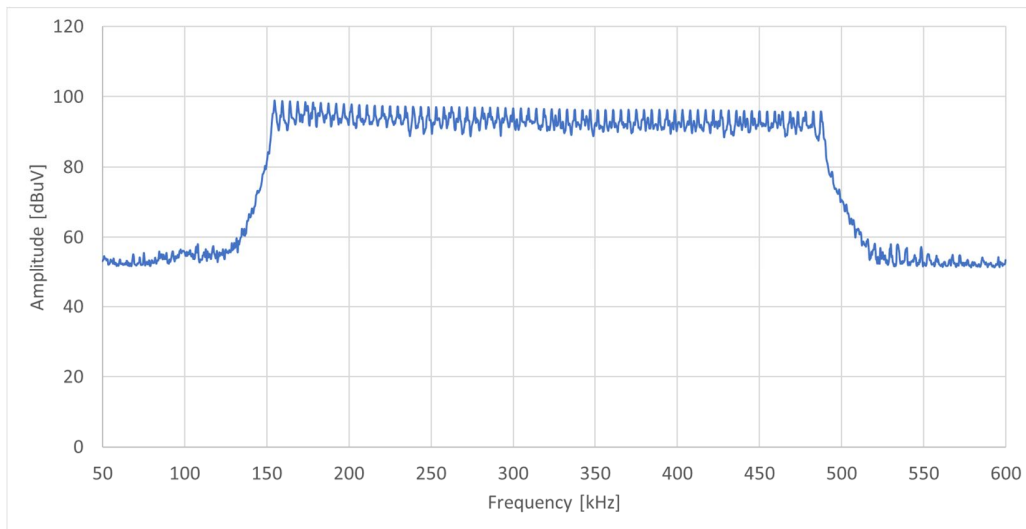


Figura 36 Segnale modulato utilizzando gli accoppiatori induttivi.

In Figura 36 è mostrato un segnale modulato ricevuto con l'oscilloscopio durante una prova di comunicazione PLC. Il modulatore (STMicroelectronics EVALKITST8500-1), è stato settato mediante GUI per generare un segnale PLC 8-PSK su tutte le sottoportanti (72 al massimo) e occupare una banda complessiva di circa 350 kHz. Come si può osservare, la risposta del sistema appare piatta mediamente su tutte le frequenze, garantendo un ripple accettabile per la demodulazione.

3.2.5 Misure sul campo

3.2.5.1 Setup di misura

Una volta terminati i test in laboratorio, sono state effettuate prove in campo. Sono state effettuate misure di comunicazione nell'isola di Ustica, in particolare tra due cabine secondarie: una cabina denominata "cimitero" e un'altra denominata "parcheggio" per una distanza di circa 1,2 km. Dalla cabina cimitero è stato iniettato un segnale in MT con l'obiettivo di prelevarlo lato BT dalla cabina parcheggio, e verificare la possibilità di bypassare il trasformatore avendo ancora un segnale PLC utile a disposizione.

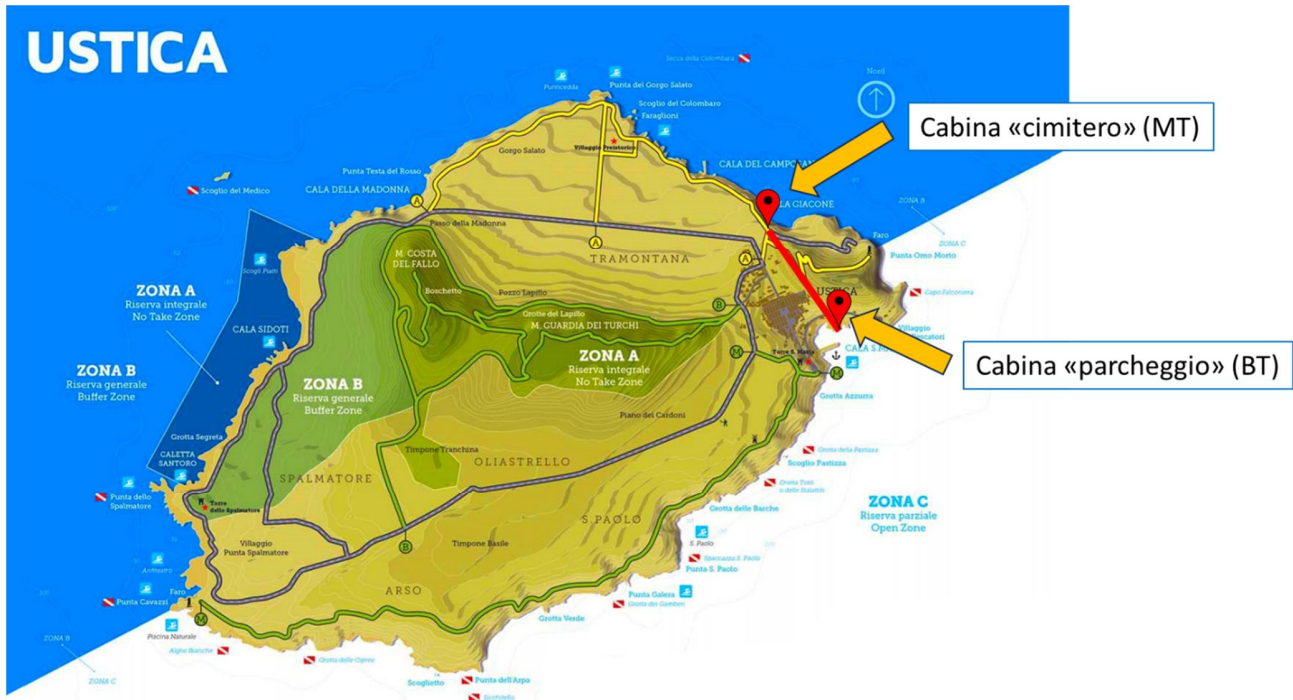


Figura 37 Prove sperimentali: cabina cimitero – cabina parcheggio

In Figura 38 sono mostrati gli accoppiatori induttivi montati sui cavi MT. Il segnale PLC viene iniettato sull'accoppiatore tramite transceiver STMicroelectronics attraverso un cavo BNC (non visibile in figura). Il segnale PLC viaggia sulla fase designata come fase di test, e viene prelevata nella cabina secondaria su cui termina quel cavo MT. In particolare, il cavo mostrato in figura termina presso la cabina parcheggio per cui è stato prelevato lì il segnale.



Figura 38 Accoppiatori induttivi montati sui cavi MT della cabina cimitero

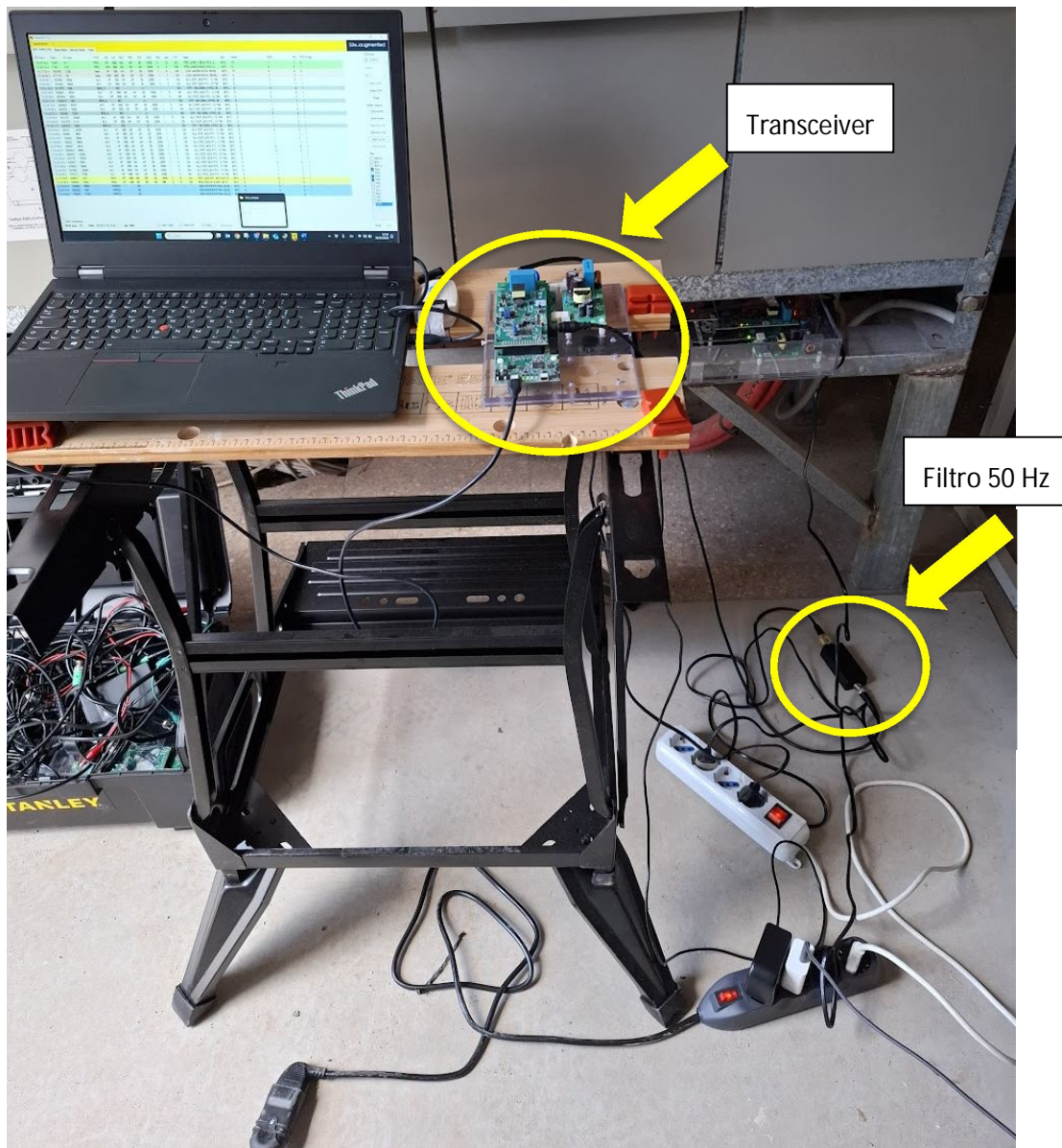


Figura 39 Ricezione del segnale PLC presso cabina parcheggio. Comunicazione PLC MT-BT

In Figura 39 è mostrato il setup sperimentale per la ricezione del segnale PLC proveniente dalla MT dalla cabina cimitero. Il segnale è stato prelevato dall'accoppiatore induttivo (non visibile in figura) tramite cavo BNC e terminato sul filtro (evidenziato in figura). Tale filtro ha il compito di filtrare la tensione di rete e lasciare intatto il segnale modulato nel range di frequenze delle bande CENELEC e FCC. L'uscita del filtro è stata inviata direttamente alla multipresa per potere essere a sua volta prelevata dal transceiver (evidenziato in figura) attraverso la rete BT. Infatti, il segnale è stato prelevato dalla multipresa su cui ha insistito il filtro a 50 Hz. Questo risultato fornisce una prova tangibile della possibilità di ottenere una comunicazione tra MT e BT. La possibilità di creare un'architettura che garantisca continuità nella comunicazione tra MT e BT, rappresenta una possibilità

da investigare. Infatti, come accennato in precedenza, il protocollo PRIME non prevede l'esistenza contemporanea di due base node (cioè, concentratori).

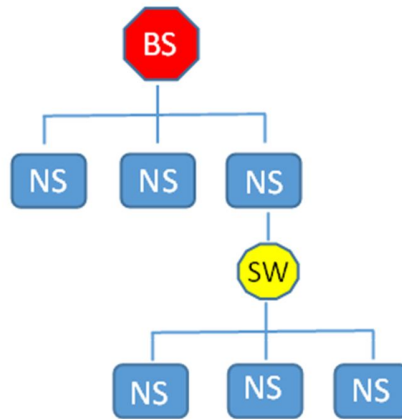


Figura 40 Schema architetturale dei dispositivi con protocollo PRIME

In Figura 40 è mostrato infatti che il base node è unico, mentre è possibile avere un elevato numero di dispositivi di comunicazione collegati secondo uno schema ad albero. È dunque necessario creare un canale alternativo di comunicazione tra due EVALKITST8500-1 poiché ciascuno rappresenterà un concentratore per la raccolta dati in MT e BT rispettivamente.

3.2.5.2 Risultati di misura MT - MT

Le prove mostrate in questo paragrafo hanno riguardato la comunicazione MT – MT, ovvero, trasmettendo dalla cabina cimitero e ricevendo nella cabina parcheggio in MT. Sono stati testati tutti gli otto canali del protocollo PRIME e, oltre alla misura del success rate, è stato misurato il BER test come grandezza per la stima dei bit persi durante la comunicazione. Le prove hanno interessato tutti i canali PRIME, cioè da 1 a 8 con modulazione delle sottoportanti bpsk. Le prove sono state effettuate anche al contrario, cioè, trasmettendo dalla cabina parcheggio in MT e ricevendo in quel cimitero, sempre in MT.

Tabella 3 Risultati della comunicazione da cabina cimitero a cabina parcheggio in MT

Canale	Modulazione	N. Pkt	Payload byte	Rcv Pkt	Bit Rcv	Wrng RX bits	BER
CH1	BPSK	1000	6	0	102000	12319	1,207745E-01
CH2	BPSK	1000	6	998	101888	0	0
CH3	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH4	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH5	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH6	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH7	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH8	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0

Come si osserva dalla Tabella 3, sono stati trasmessi 1000 pacchetti per ciascun canale, con un payload di 6 byte ciascuno. Sul canale CH1, non è stato ricevuto alcun pacchetto, mentre la ricezione è risultata ottimale tutti gli altri canali.

Tabella 4 Risultati della comunicazione da cabina parcheggio a cabina cimitero in MT

Canale	Modulazione	N. Pkt	Payload byte	Rcv Pkt	Bit Rcv	Wrng RX bits	BER
CH1	BPSK	1000	6	333	102000	921	9,029412E-03
CH2	BPSK	1000	6	1000	101888	0	0
CH3	BPSK	1000	6	997	101694	0	0
CH4	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH5	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH6	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH7	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0
CH8	BPSK	1000	6	1000	102000	0	0

In Tabella 4 vengono riportati i risultati della trasmissione effettuata in direzione opposta alla precedente, cioè trasmettendo dalla cabina parcheggio verso la cabina cimitero. Analogamente a prima, sono stati esplorati tutti i canali (da CH1 a CH8) utilizzando la stessa modulazione di prima (BPSK). Per ogni canale, sono stati trasmessi 1000 pacchetti con un payload di 6 byte ciascuno. Il canale CH1 ha mostrato un success rate del 33,3%, avendo ricevuto solo 333 pacchetti su 1000, con 921 bit errati su 102.000 ricevuti e un BER di circa 0,00903. Ciò mostra che nonostante siano arrivati tutti i bit, ne siano stati demodulati con successo soltanto 333, mentre gli altri sono stati considerati non leggibili e dunque scartati. I canali CH2, CH4, CH5, CH6, CH7 e CH8 hanno raggiunto un success rate del 100%, avendo ricevuto tutti i 1000 pacchetti senza errori e con un BER pari a 0, dimostrando una trasmissione affidabile, mentre il canale CH3 ha registrato un success rate del 99,7%, avendo ricevuto 997 pacchetti su 1000, con tutti i bit ricevuti corretti e un BER pari a 0, mostrando anch'esso una buona affidabilità.

3.2.5.3 Risultati di misura MT - BT

In Figura 41 è mostrata la tabella riassuntiva delle prove sperimentali effettuate da MT a BT. I risultati comprendono quattro indicatori ritenuti utili alla valutazione della comunicazione: LQI (Link Quality Indicator), SNR, ciascuno esaminato nei valori massimo, minimo, medio e nella deviazione standard. Il LQI, che misura la qualità del collegamento, mostra un valore medio di circa 59.51, con un massimo di 71 e un minimo di 44. La deviazione standard di 7.24 indica una certa variabilità nella qualità del collegamento, suggerendo che ci siano stati momenti o condizioni in cui il segnale abbia subito un degrado significativo e ciò causato probabilmente dall'elevata rumorosità della rete MT. Tuttavia, il valore massimo raggiunto (71) riflette che, in condizioni favorevoli, il sistema può operare con una qualità accettabile. Il SNR ha avuto come valore medio 4.88 dB, con un massimo di 7.75 dB e un minimo di 1 dB. Questo ci permette di dire che la comunicazione mediamente è soggetta a un livello di rumore relativamente alto rispetto al segnale. La deviazione standard di 1.81 ci suggerisce una discreta variabilità nella qualità del rapporto segnale-rumore, il che potrebbe dipendere da fluttuazioni nel carico elettrico o da disturbi esterni.

L'ampiezza del segnale ci mostra un valore medio di 81.18 dB con una scarsa variabilità, come evidenziato dalla deviazione standard di soli 0.18. Questo ci permette di dire che il livello del segnale trasmesso rimane abbastanza stabile, confermando che il problema principale nella qualità della comunicazione non sia tanto legato alla potenza del segnale, quanto piuttosto al livello di rumore che si somma durante il percorso. Il livello di rumore, infatti, ha mostrato un valore medio di 75.05 dB, con un massimo di 78.81 e un minimo di 72.29. Sebbene l'oscillazione sia di circa 6.5 dBuV tra i valori estremi, la deviazione standard di 1.74 dB ci indica che il rumore si sia mantenuto relativamente costante durante le misurazioni. Questo livello di rumore ci permette di spiegare i bassi valori di SNR registrati.

	PLC MT-BT			
	LQI	SNR [dB]	Signal [dBuV]	noise [dBuV]
Max	71	7.75	81.55	78.81
Min	44	1	80.72	72.29
Mean	59.51	4.88	81.18	75.05
Std Dev	7.24	1.81	0.18	1.74

Figura 41 Tabella riassuntiva delle prove sperimentali effettuate presso l'isola di Ustica

4. Bibliografia

- [1] M. Fernández et al., "A New Voltage Probe with Improved Performance at the 10 kHz-500 kHz Frequency Range for Field Measurements in LV Networks", *Measurement*, vol. 145, pp. 519-524, 2019.
- [2] G. D'Avanzo, A. Delle Femine, D. Gallo, C. Landi, M. Luiso, "Impact of Inductive Current Transformers on Synchrophasor Measurement in Presence of Modulations", *Measurement*, vol. 155, art. 107535, 2020.
- [3] S. Rinaldi et al., "Design of a Time Dissemination System Using Chirp Modulation for Medium Voltage Smart Grid Applications," *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*, vol. 69, no. 9, pp. 6686-6695, sept. 2020.
- [4] G. Crotti, G. D'Avanzo, D. Giordano, S.P. Letizia, M. Luiso, "Extended Sindicom: Characterizing MT Voltage Transformers with Sine Waves", *Energies*, vol. 14, art. 1715. 2021.
- [5] L.H.L. Rosa, C.F.M. Almeida, D. De Souza Pereira, N. Kagan, "A Systemic Approach for Assessment of Advanced Distribution Automation Functionalities" (2019) *IEEE Tran. on Power Del.*, vol. 34, no. 5, pp. 2008-2017, Oct. 2019.
- [6] D. Giustina and S. Rinaldi, "Hybrid Communication Network for the Smart Grid: Validation of a Field Test Experience", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 30, no. 6, pp. 2492-2500, dec. 2015.
- [7] G. López et al., "The Role of Power Line Communications in the Smart Grid Revisited: Applications, Challenges, And Research Initiatives," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117346-117368, 2019.
- [8] G. Hallak, C. Nieß and G. Bumiller, "Accurate Low Access Impedance Measurements with Separated Load Impedance Measurements on the Power-Line Network," *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*, vol. 67, no. 10, pp. 2282-2293, oct. 2018.
- [9] I. Fernandez et al., "Measurement System of the Mean and Sub-cycle LV Grid Access Impedance from 20 kHz to 10 MHz", (2023) *IEEE Trans. on Power Del.*, pp. 1-9, 2023, Article in Press.
- [10] G. Artale et al. "A New PLC-Based Smart Metering Architecture for Medium/Low Voltage Grids: Feasibility and Experimental Characterization", *Measurement*, vol. 129, pp. 479-488, 2018
- [11] M. Ait Ou Kharraz, D. Picard, M. Serhir, C. Lavenu, P. Jensen, "Measurement Methods of Outdoor Low-Voltage Cable Characteristics for Narrowband Power Line Communication", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 34, no. 5, pp. 1818-1826, Oct. 2019.
- [12] G.S. Lima, A. De Conti, "Narrowband PLC channel attenuation due to a multi-grounded neutral", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 36 (2), pp. 639-650, April 2021.
- [13] R. Lefort, R. Vauzelle, V. Courtecuisse, N. Idir, A.M. Poussard, "Influence of the MT/LV transformer impedance on the propagation of the PLC signal in the power grid", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 32, no. 3, pp. 1339-1349, June 2017.
- [14] T.A. Papadopoulos, C.G. Kaloudas, A.I. Chrysochos, G. K. Papagiannis, "Application of narrowband Power-Line communication in medium-voltage smart distribution grids", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 28, no. 2, pp. 981-988, April 2013.
- [15] L. G. da Costa, A. Queiroz, B. Adebisi, V. Costa, M. Ribeiro, "Coupling for Power Line Communications: A Survey", *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 32, n. 1, Mar. 2017.
- [16] "Live Working - Voltage Detectors - Part 1: Capacitive Type To Be Used For Voltages Exceeding 1 kV A.C.," IEC 61243-1, 2009

- [17] "IEEE Standard for Low-Frequency (Less Than 500 kHz) Narrowband Power Line Communications For Smart Grid Applications", IEEE Std 1901.2, 2013.
- [18] H. Cavdar, E. Karadeniz, "Measurements of Impedance and Attenuation at CENELEC Bands for Power Line Communications Systems", *Sensors*, vol. 8(12), pp. 8027-8036, Dec. 2008.
- [19] P.A.J. Van Rensburg, B.P. Watkins, S. Alahakoon, "Design of a Current-Transformer Based Inductive Coupler for Power-Line Communications", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 38 (3), pp. 1788-1798, June 2023.
- [20] P.A.J. Van Rensburg, M.P. Sibanda, H.C. Ferreira, "Integrated Impedance-Matching Coupler for Smart Building and Other Power-Line Communications Applications", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 30 (2), pp. 949-956, April 2015.
- [21] P. A. A. F. Wouters et al., "Effect of cable load impedance on coupling schemes for MT power line communication," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 2, pp. 638–645, Apr. 2005
- [22] S. Raponi, J.H. Fernandez, A. Omri, G. Oligeri, "Long-Term Noise Characterization of Narrowband Power Line Communications Measurements, Analysis and Modeling", *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 37, no. 1, pp. 365-373. Feb. 2022
- [23] T. R. Oliveira et al., "Characterization of Hybrid Communication Channel in Indoor Scenario," *Journal of Communication and Information Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 224 - 235, Nov. 2016.
- [24] ABB patent attorneys, "Medium Voltage Power Line Communication Coupler", ep 2 757 705 a1, Date of publication: 23.07.2014 bulletin 2014/30
- [25] L. Lampe, A. M. Tonello, T. G. Swart, "Power Line Communications: Principles, Standards and Applications from Multimedia to Smart Grid, Second Edition", Wiley, April 2016.
- [26] Z. W. Swana, P. A. J. Van rensburg, H. C. Ferreira, "Is Resistive Coupling Feasible for The Reception of Power-Line Communications Data?" in *proc. Intern. Symposium on power line communications and its application*, May 2015, pp. 47-52.
- [27] R. Fiorelli, A. Cataliotti, D. Di Cara, G. Tinè, "Coupling circuit for power line communications". U.S. patent 8896393 b2, 25 November 2014.
- [28] G. Artale, A. Cataliotti, V. Cosentino, D. Di Cara, R. Fiorelli, S. Guaiana, G. Tinè, "A New Low Cost Coupling System for Power Line Communication in Medium Voltage Smart Grids", *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol 9, no. 4, pp. 3324-3329, July 2018.
- [29] G. Artale, A. Cataliotti, V. Cosentino, D. Di Cara, S. Guaiana, R. Fiorelli, N. Panzavecchia, G. Tine, "A New Low Cost Power Line Communication Solution for Smart Grid Monitoring And Management," *IEEE Instrum. & Measurement Magazine*, vol. 21, no. 2, pp. 29-33, April 2018.
- [30] "Plug-in type bushings above 1 kV up to 52 kV and from 250 A to 2,50 kA for equipment other than liquid filled transformers", EN 50181:2010
- [31] G. Artale, A. Cataliotti, V. Cosentino, D. Di Cara, R. Fiorelli, S. Guaiana, N. Panzavecchia, G. Tinè, "A New Coupling Solution G3-PLC Employment in MT Smart Grids", *Energies* 12(13), art. 2474, 2019.
- [32] E5080a Ena Vector Network Analyzer, Data Sheet 5992-0291en, Keysight Technologies, 2020, [on line: <https://www.keysight.com/it/en/assets/7018-04644/data-sheets/5992-0291.pdf>]
- [33] Keysight 85032f Type-N 50 Calibration Kit, User's And Service Guide, Keysight Technologies, [on line: <https://www.keysight.com/it/en/assets/9018-01295/user-manuals/9018-01295.pdf>].

UNIPA

Consuntivo di attività

Deliverable attività LA 1.4 RT 1.4.1

Progetto: PTR22-24 P2.1