

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**Tecniche di Misura per la Realizzazione
di Smart Meter e Sistemi di
Monitoraggio Energetico**

Laureando:
Tommaso CALDOGNETTO

Relatore:
Prof. Paolo TENTI

Correlatore:
Ph.D. Marco STELLINI

Anno Accademico 2011/2012

Indice

1	Introduzione	1
2	Sistemi di Monitoraggio Energetico	3
2.1	Sistema di Industriale National Instrument Compact DAQ	3
2.2	Sistema Pincushion	5
2.2.1	Nemo D4-L+ e TA	7
2.2.2	Modulo iPin-Energy	8
2.2.3	Pincushion	9
3	Componenti per Smart Meter e per il Monitoraggio Energetico	11
3.1	Trasduttori	11
3.1.1	Partitore di tensione resistivo e shunt di corrente	13
3.1.2	Trasformatori amperometrici	15
3.1.3	Trasduttori ad effetto Hall ad anello aperto	20
3.1.4	Trasduttori ad effetto Hall ad anello chiuso	21
3.2	Energy Metering IC	22
3.3	Isolamento	24
3.3.1	Isolamento mediante trasduttore isolato	25
3.3.2	Isolamento mediante interfaccia digitale isolata	28
3.4	Comunicazione	31
4	Progetto e Implementazione delle Interfacce di Misura	33
4.1	Prototipo <i>Energy Meter</i>	34
4.1.1	Descrizione del circuito	34
4.2	Prototipo <i>Interfaccia Rete</i>	38
4.2.1	Descrizione del circuito	38
4.3	Sezione di Alimentazione	40
4.3.1	Progetto del trasformatore per flyback SMPS	42
4.3.2	Protezione da Surge, Burst e Overvoltage	48
4.3.3	Comunicazione e Collaudo	53
5	Conclusioni	59

A	Derivazione dei parametri elettrici del primario e del secondario	61
A.1	Winding Data	63
B	Schema Elettrico <i>Energy Meter</i>	65
C	Schema Elettrico <i>Interfaccia Rete</i>	71
D	Programma di Acquisizione Dati dall'Interfaccia di Rete	75
Bibliografia consultata	80

Elenco delle tabelle

3.1	Confronto tra le realizzazioni. Il colore verde evidenzia la realizzazione migliore tra le due in esame, il giallo evidenzia una soluzione <i>non</i> ottimale per entrambe.	27
3.2	Caratteristiche dispositivi isolamento galvanico	29
4.1	Parametri e requisiti elettrici	42
4.2	Caratteristiche finali dell'avvolgimento primario	47
4.3	Caratteristiche finali degli avvolgimenti secondari	47
4.4	Descrizione delle funzioni chiamate dal codice proposto	56

Elenco delle figure

1.1	Tematiche di interesse dei sistemi di monitoraggio energetico nelle smart grid	1
2.1	Strumento NI Compact-DAQ	4
2.2	Schema di principio installazione di NI Compact-DAQ	5
2.3	Schema della architettura complessiva del sistema di monitoraggio	6
2.4	Schema di principio del sistema di misura-acquisizione-comunicazione dei quadri Pin-Energy	9
2.5	Vista rilevata da Pincushion	10
3.1	Blocchi funzionali di un sistema di uno smart meter. <i>Fonte: Analog Devices</i>	12
3.2	Schematizzazione circuiti per la rilevazione di tensioni (a) e di correnti (b)	14
3.3	Dettagli di uno shunt di corrente	16
3.4	Trasformatore amperometrico	16
3.5	Schema di principio di trasduttore ad effetto Hall ad anello aperto	20
3.6	Trasduttore ad effetto Hall ad anello aperto	21
3.7	Schematizzazione trasduttore ad effetto Hall ad anello chiuso	21
3.8	Schema a blocchi di <i>Energy Metering IC</i>	23
3.9	Prototipo test partitore di tensione con amplificatore isolato	26
3.10	Prototipo test trasduttore ad effetto Hall ad anello chiuso	26
3.11	Relazione tra la tensione efficace di uscita rispetto alla tensione efficace di ingresso rilevata per i due approcci	28
3.12	Tipologie di optoisolatori	30
3.13	Dispositivo <i>iCoupler</i> . Si distingue la parte centrale del dispositivo, che ospita la struttura a trasformatore. Le parti laterali integrano la circuiteria di interfaccia	31
4.1	Assemblaggio del trasduttore di corrente	35
4.2	Layout del prototipo <i>energy meter</i>	37
4.3	Layout del prototipo <i>interfaccia rete</i>	39
4.4	Foto del prototipo realizzato <i>interfaccia rete</i>	39
4.5	Convertitori integrati	40

4.6	Schema di convertitore DC/DC flyback	41
4.7	Compendio delle caratteristiche del nucleo EI 12.5 scelto ed impiegato nel progetto tratto dal datasheet del componente	43
4.8	Core loss versus flux density variation	44
4.9	Temperature rise vs. total loss	45
4.10	Rappresentazione grafica dell'andamento del rapporto spire in funzione del duty cycle e della tensione primaria di ingresso nell'applicazione in esame	46
4.11	Curve di Dowell al fine della stima della resistenza degli avvolgimenti vista dalla componente alternata ad alta frequenza	48
4.12	Foto del trasformatore realizzato	48
4.13	Circuito di soppressione delle interferenze	49
4.14	Caratteristiche di un surge	50
4.15	Modelli di MOV	51
4.16	Schematizzazione del circuito di protezione di ingresso	51
4.17	Andamento delle tensioni in risposta al surge	52
4.18	Andamento della corrente assorbita durante un evento di surge	53
4.19	Diagramma temporale fase di inizializzazione di MCP3909	57
A.1	Input current features	62
A.2	Winding data	63
B.1	Sezione di <i>sensing</i> della tensione	66
B.2	Sezione di <i>sensing</i> della corrente	67
B.3	Sezione di conversione A/D delle grandezze rilevate	68
B.4	Sezione di elaborazione e comunicazione	69
B.5	Sezione di alimentazione	70
C.1	Sezione di <i>sensing</i> della tensione e della corrente	72
C.2	Sezione di conversione A/D e comunicazione grandezze rilevate	73

Capitolo 1

Introduzione

L MONITORAGGIO ENERGETICO è uno degli argomenti che attualmente suscita maggior interesse, in diversi settori. Oltre all'interesse da parte dell'industria e della popolazione, che prestano sempre più attenzione agli aspetti relativi all'economia dell'energia, gli obiettivi posti per l'implementazione delle smart grid [1], [14] sollecitano la Ricerca allo sviluppo di soluzioni di monitoraggio efficaci. Questo perché l'elemento caratterizzante tale innovazione è l'aggiunta alla tradizionale rete elettrica di una infrastruttura ICT che permette di governare la rete e gestire i flussi di energia sulla base dello stato del sistema elettrico, acquisito appunto da una rete di monitoraggio. In definitiva, alla base del funzionamento di una smart grid stanno le informazioni raccolte da questi dispositivi di misura, detti *smart meter*.

In quest'ambito diversi aspetti rappresentano oggetto di studio. Questi si possono classificare come in figura 1.1 [4]. I maggiori sono relativi all'individuazione delle funzionalità e delle corrispondenti tecnologie che devono essere incluse nei dispositivi di monitoraggio, quali gli smart meter, anche in funzione di specifiche applicazioni [12]. Altri riguardano invece l'individuazione di tecniche di comunicazione adatte all'applicazione in oggetto [13], [8], in grado di far fronte a problematiche quali la scalabilità, la sicurezza delle informazioni, la velocità di

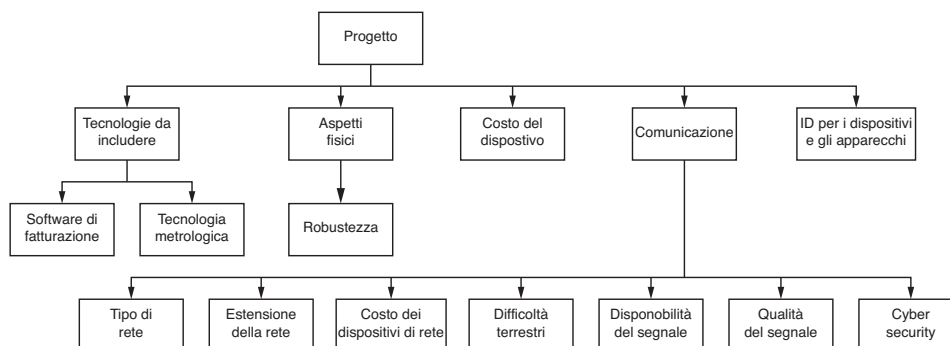


Figura 1.1: Tematiche di interesse dei sistemi di monitoraggio energetico nelle smart grid

comunicazione, il consumo di potenza. Altri ancora riguardano tematiche relative all'analisi dei dati acquisiti attraverso il monitoraggio [9], all'elaborazione delle informazioni al fine dell'estrazione degli indici di qualità dell'energia [3], oppure riguardano tematiche di tipo realizzativo, confrontandosi con l'individuazione di soluzioni efficaci ed economiche che siano adatte ad un impiego massivo [11].

Il presente lavoro di tesi appartiene allo scenario individuato, dedicandosi allo studio di un'architettura per il monitoraggio energetico distribuito che è stata installata presso il Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione e il Dipartimento di Ingegneria Elettrica dell'Università di Padova e alla implementazione di due prototipi finalizzati all'acquisizione delle grandezze elettriche della rete di bassa tensione. In particolare:

- il capitolo 2 descrive dei sistemi commerciali per la misura delle grandezze elettriche e per il monitoraggio energetico: il sistema NI Compact-DAQ e l'architettura PinEnergy;
- il capitolo 3 descrive i componenti disponibili alla realizzazione di strumenti per la misura di grandezze elettriche;
- il capitolo 4 riporta il progetto di due prototipi di misura implementati, denominati *Energy Meter* e *Interfaccia Rete*.

Capitolo 2

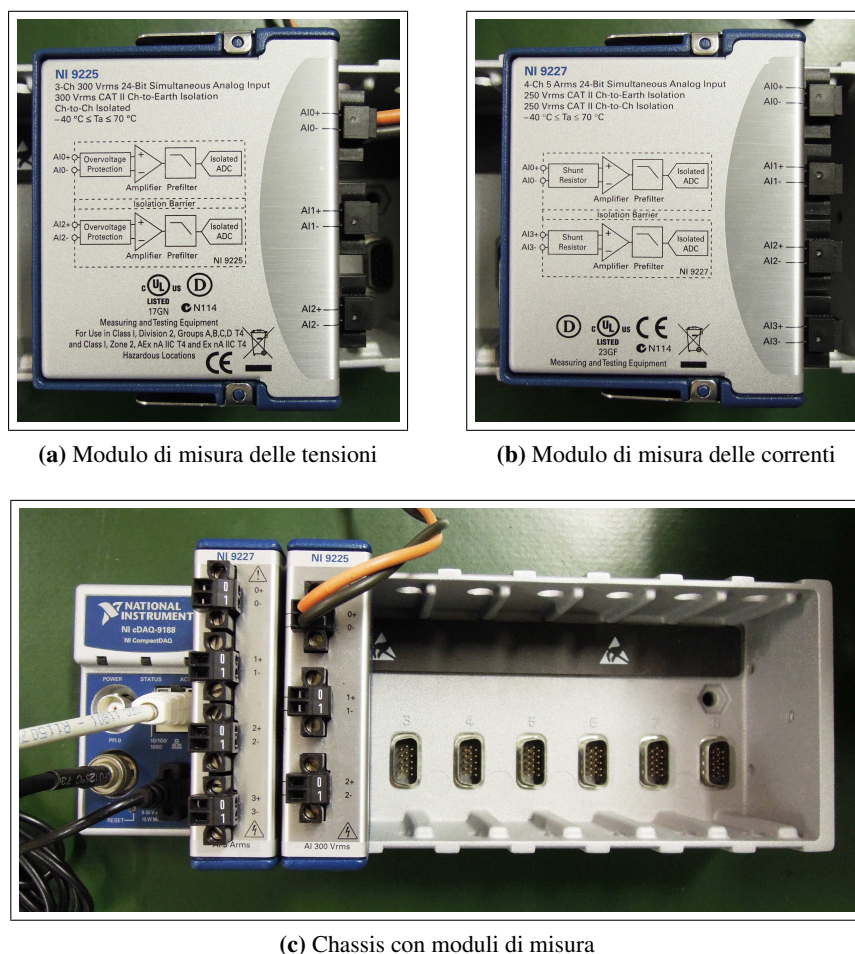
Sistemi di Monitoraggio Energetico

Il capitolo presenta due soluzioni mirate al monitoraggio energetico. La prima è un sistema caratterizzato da notevole precisione e accuratezza di misura, che può anche essere impiegato, ad esempio, come riferimento al fine della validazione e al collaudo di altri dispositivi. La seconda è un sistema di monitoraggio energetico distribuito che dispone di un'architettura che integra dispositivi di misura e dispositivi attuatori. Nell'architettura la gestione del sistema avviene attraverso una piattaforma web che permette di organizzare le risorse distribuite in una filosofia del tipo *internet of things*.

2.1 Sistema di Industriale National Instrument Compact DAQ

Un esempio di sistema di monitoraggio energetico di prestazioni elevate è rappresentato dall'apparato Compact-DAQ di National Instrument. Tale dispositivo permette di acquisire delle grandezze elettriche, gestire la temporizzazione e la sincronizzazione delle acquisizioni e il trasferimento dati verso un elaboratore (PC). Il sistema si compone di uno chassis nel quale si possono accomodare fino a otto moduli di misura, controllo o elaborazione.

Nella configurazione impiegata anche in questo lavoro di tesi, sono stati installati due moduli, uno per la misura di tensioni, l'altro per la misura di correnti. Il primo, denominato NI 9219 e visibile in figura 2.1a, dispone di 4 ingressi isolati per l'acquisizione di tensioni fino a $250V_{rms}$, ciascuno dotato di un convertitore analogico/digitale a 24-bit e frequenza di campionamento fino a 100kS/s. Il secondo modulo, denominato NI 9227 e visibile in figura 2.1b, dispone di 4 ingressi isolati per l'acquisizione di correnti fino a $5A_{rms}$, o $14A_{peak}$, ciascuno dotato di un convertitore analogico/digitale a 24-bit e frequenza di campionamento fino a



(a) Modulo di misura delle tensioni

(b) Modulo di misura delle correnti

(c) Chassis con moduli di misura

Figura 2.1: Strumento NI Compact-DAQ

50kS/s. Il sistema, corredato dello chassis e dei mouli di misura, è rappresentato nella foto di figura 2.1c.

Il funzionamento del dispositivo Compact-DAQ necessita di un elaboratore (PC), che funge da supervisore, e di un software di controllo, come riportato nella figura 2.2. Il sistema presenta delle caratteristiche di acquisizione ed elaborazione dati di elevate prestazioni, tuttavia il suo costo preclude la possibilità di un diffuso impiego in applicazioni di tipo distribuito. Questi aspetti, in particolare, rendono il sistema inadatto al monitoraggio energetico in applicazioni residenziali che, viceversa, devono presentare elevata scalabilità e un costo contenuto.

Nel seguito del capitolo è proposta un'implementazione di rete di monitoraggio che, sebbene disponga di prestazioni inferiori rispetto a quelle del sistema Compact-DAQ, presenta adeguate caratteristiche per installazioni di tipo distribuito.

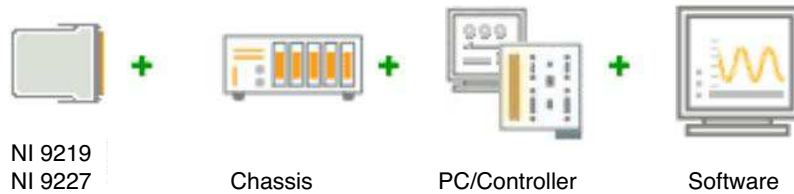


Figura 2.2: Schema di principio installazione di NI Compact-DAQ

2.2 Sistema Pincushion

La figura 2.3 illustra l'architettura del sistema implementato per il monitoraggio della rete elettrica del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione (DEI) e del Dipartimento di Ingegneria Elettrica (DIE).

L'immagine rappresenta schematicamente sia la rete di distribuzione elettrica nei Dipartimenti, sia l'infrastruttura informatica di comunicazione.

Sono evidenziate con un tratto nero spesso le linee per la distribuzione dell'energia elettrica, mentre in grigio sono riportati i vari collegamenti per la comunicazione tra i dispositivi. I principali blocchi che compongono la parte elettrica sono il punto di allacciamento alla rete esterna, indicato con 'Sorgente', e i 'quadri elettrici di area Pin-Energy'. La parte inerente alla struttura informatica comprende il server dipartimentale, la sottorete DEI 172.16.10.xxx e l'interfaccia web degli utenti con la relativa rete.

La combinazione di tali blocchi, così come verrà descritta, permette di monitorare le caratteristiche dei flussi di energia elettrica che interessano le principali aree dei poli DEI e DIE.

Si considerano ora più in dettaglio il ruolo e le relazioni reciproche dei vari componenti.

Con il blocco *Sorgente* si comprendono le strutture che realizzano l'interfaccia tra l'ente fornitore dell'energia e la rete elettrica dipartimentale di distribuzione. All'interno sono indicati i seguenti tre stadi:

Smart-grid – è la rete di distribuzione esterna al Dipartimento, costituita dalle infrastrutture dedicate alla distribuzione e gestione dell'energia elettrica a vari livelli (e.g., provinciale, regionale, nazionale);

ENEL Smart Meter – è il dispositivo di proprietà dell'ente fornitore del servizio, che in questo caso è ENEL S.p.A., avente la funzione di misurare l'energia scambiata al punto di allacciamento. Dispone di tecnologia *Automatic Meter Reading, AMR*, per comunicare con l'ente fornitore; in questo modo hanno luogo le funzioni di diagnostica, lettura remota dei consumi, regolazione delle tariffe, ecc.;

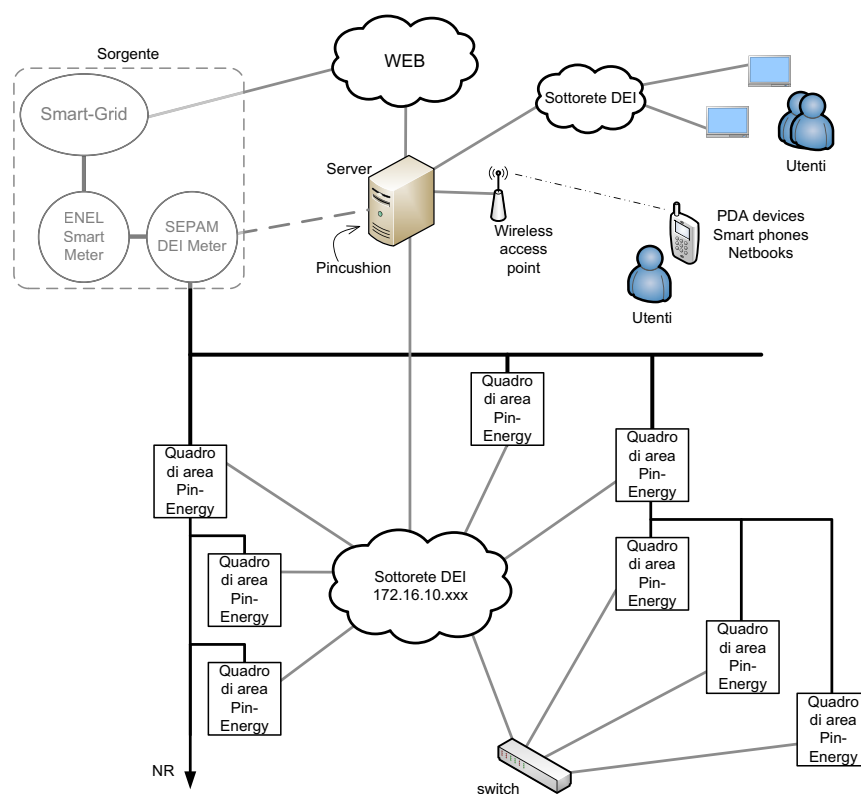


Figura 2.3: Schema della architettura complessiva del sistema di monitoraggio

SEPAM DEI Meter – è un dispositivo di misura, protezione, controllo e comando prodotto da Schneider Electric Italia. Lo strumento è disposto nei quadri centrali di amministrazione del sistema elettrico DEI/DIE. Lo strumento rende possibile l'analisi dei flussi di energia elettrica distribuiti alle varie dorsali del campus. Lo schema di figura 2.3 indica anche un collegamento tratteggiato di SEPAM ai dispositivi informatici, questo verrà realizzato ad installazione compiuta e permetterà al dispositivo di contribuire al monitoraggio con un notevole apporto informativo.

È bene precisare che i primi due punti dei sopra elencati non presentano attualmente tutte le caratteristiche che permetterebbero di definirli 'smart', tuttavia risulta comoda tale anticipazione per consentirci di presentare alcuni interessanti concetti.

Il successivo componente dell'architettura, i *quadri elettrici di area Pin-Energy*, sono i quadri elettrici a cui fanno capo i gruppi principali di utenze. Alcuni esempi possono essere il quadro elettrico di alimentazione dell'impianto di condizionamento dell'aria, il quadro dell'area uffici o i quadri che alimentano carichi particolarmente significativi, come dei laboratori. Per quanto riguarda la qualifica 'Pin-Energy' qui si conviene di attribuirla a tutti i quadri che sono stati prov-

visti dell'apparato di misura e comunicazione delle grandezze elettriche che lo interessano.

I quadri elettrici Pin-Energy sono tra di loro interconnessi a livello informatico dalla sottorete DEI 172.16.10.xxx. Tale sottorete permette la comunicazione tra i dispositivi elettronici preposti alla misura delle grandezze elettriche e l'infrastruttura informatica, per la raccolta dei dati. Tramite questa rete è anche possibile l'interrogazione da remoto e l'invio di comandi o istruzioni di configurazione ai moduli sistemati all'interno dei quadri.

Al più alto livello dell'architettura troviamo i *server*. Su queste macchine è installata l'applicazione per la comunicazione con i moduli dei quadri Pin-Energy e la gestione di dati raccolti. I servizi forniti sono di tipo Web Server, cioè consentono di consultare le pagine web dell'applicazione da parte degli utenti autorizzati. Gli utenti a tal fine possono collegarsi al servizio impiegando la rete interna al Dipartimento.

Quanto finora descritto rappresentano, a livello di sistema, gli elementi dell'architettura. Per i dettagli implementativi si individuano le seguenti operazioni: misura, acquisizione, comunicazione, memorizzazione, elaborazione e presentazione. Tali operazioni sono svolte da più moduli; in particolare sono realizzate dai seguenti componenti:

- modulo Nemo+TA – svolge le operazioni di misura;
- modulo iPin-Energy – svolge le funzioni di acquisizione e comunicazione;
- applicazione Pincushion – svolge le operazioni di memorizzazione, elaborazione e presentazione.

Questi tre componenti sono quelli che compiono le funzionalità del sistema e ne definiscono le caratteristiche. Il seguito del capitolo è dedicato alla descrizione dei componenti del sistema di monitoraggio.

2.2.1 Nemo D4-L+ e TA

In questa sezione si descrivono il modulo Nemo D4-L+ e i trasformatori amperometrici. L'insieme di questi elementi, che sono collegati all'impianto da monitorare, costituiscono l'hardware di misura del sistema; per tale motivo, la conoscenza delle loro caratteristiche è fondamentale per determinare la qualità delle misure eseguite poiché fissano la accuratezza, la precisione e la banda del sistema.

Funzionalità Nemo D4-L+

Lo strumento preposto alla misura delle grandezze elettriche è il dispositivo Nemo D4-L+. Questo è uno strumento multifunzione per reti a bassa e media tensione che consente la misura delle principali grandezze elettriche relative ad un sistema monofase o trifase (a tre o quattro fili). In particolare è in grado di effettuare le seguenti misure:

Le misure sopra elencate sono realizzate attraverso dei collegamenti voltmetrici e dei collegamenti amperometrici.

I *collegamenti voltmetrici* servono per stimare il valore delle tensioni relative alle tre fasi rispetto al neutro e vengono indicati con i simboli L1, L2, L3 e N. I *collegamenti amperometrici* sono effettuati uno per ciascuna fase e servono per la stima delle relative correnti. Le misure delle tensioni e delle correnti efficaci vengono effettuate ogni 1.2s.

I valori acquisiti dal modulo Nemo vengono visualizzati dal display dello strumento stesso. Lo strumento dispone anche di una interfaccia RS485 i cui parametri di comunicazione sono impostabili dall'utente. Questa interfaccia verrà utilizzata per le comunicazioni dati verso il modulo iPin-Energy.

In linea di principio i dispositivi multifunzione del tipo considerato possono operare anche senza l'ausilio di altri componenti, tuttavia nelle installazioni vengono combinati con *trasformatori amperometrici*, in sigla, TA, per realizzare la rilevazione della corrente.

2.2.2 Modulo iPin-Energy

Il modulo iPin-Energy realizza l'interfaccia tra l'hardware di misura e l'applicazione software. La sua funzione principale nell'architettura in esame è quella di raccogliere via RS485 i valori acquisiti dallo strumento di misura Nemo e quindi inviarli, attraverso rete di tipo ethernet, al server che ospita l'applicazione Pincushion.

Il modulo dispone di:

- un ingresso per alimentazione a $10 \div 30V$ DC protetto da inversione di polarità;
- 16 canali digitali optoisolati configurabili come ingressi o come uscite in grado di accettare in ingresso segnali fino a 30V e di fornire correnti fino a 200mA;
- porta seriale RS485 per la comunicazione con lo strumento multifunzione;
- connettore di rete ethernet RJ45, 10/100 base T per la connessione alla rete Pin-Energy.
- il controllo delle linee digitali configurate come uscite;
- la lettura dei valori logici presenti sulle linee digitali configurate come ingressi;
- il campionamento dei segnali applicati alle linee analogiche.

I componenti hardware finora descritti sono tra loro interconnessi come illustrato in figura 2.4.

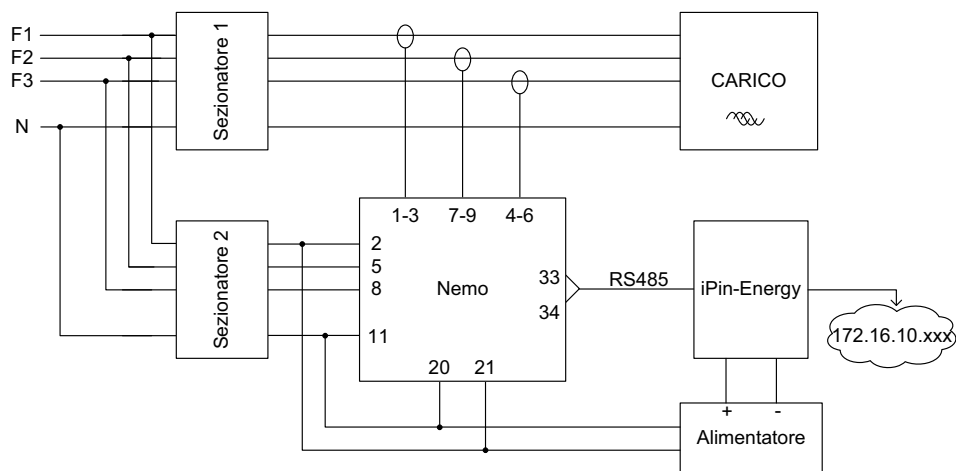


Figura 2.4: Schema di principio del sistema di misura-acquisizione-comunicazione dei quadri Pin-Energy

2.2.3 Pincushion

Pincushion è un sistema software web-based destinato al building-management. Esso dispone di un gran numero di funzionalità per il controllo e la supervisione di luoghi di lavoro e di processi industriali; trova infatti applicazione nella gestione degli accessi di persone a locali, nella video-sorveglianza, nella segnalazione di eventi eccezionali e nell'avvio di processi industriali.

Ogni particolare interazione dell'applicazione con gli strumenti 'a contatto' con il mondo fisico avviene per mezzo di dispositivi di interfaccia. Nel caso in esame il dispositivo di interfaccia è il modulo iPin-Energy, che interagisce da una parte con lo strumento multifunzione, dall'altra con la rete a cui è connesso il server che ospita l'applicazione; ma esistono diversi altri casi. Ad esempio potremmo operare con moduli per il brandeggio di telecamere o per il controllo degli stati di apparecchiature. Appare chiaro che il sistema è articolato, per questo motivo ci si limiterà alla descrizione di Pincushion dal punto di vista del sistema Pin-Energy.

Dal punto di vista dell'applicazione al monitoraggio dei consumi elettrici, Pincushion è il software impiegato per la configurazione dei punti di acquisizione e per la gestione dei dati provenienti dai vari punti di misura. In particolare Pincushion registra i dati raccolti dai moduli iPin-Energy in un apposito data base e permette all'utente di strutturare e consultare tali dati.

L'accesso web a Pincushion avviene aprendo il link specifico ed effettuando il login. A questo punto l'utente può interagire con il sistema attraverso l'interfaccia grafica.

Oggetti Web e Viste. Gli *oggetti web* permettono una flessibile personalizzazione delle pagine di Pincushion. Tali tipi di oggetti sono delle immagini, registrazioni

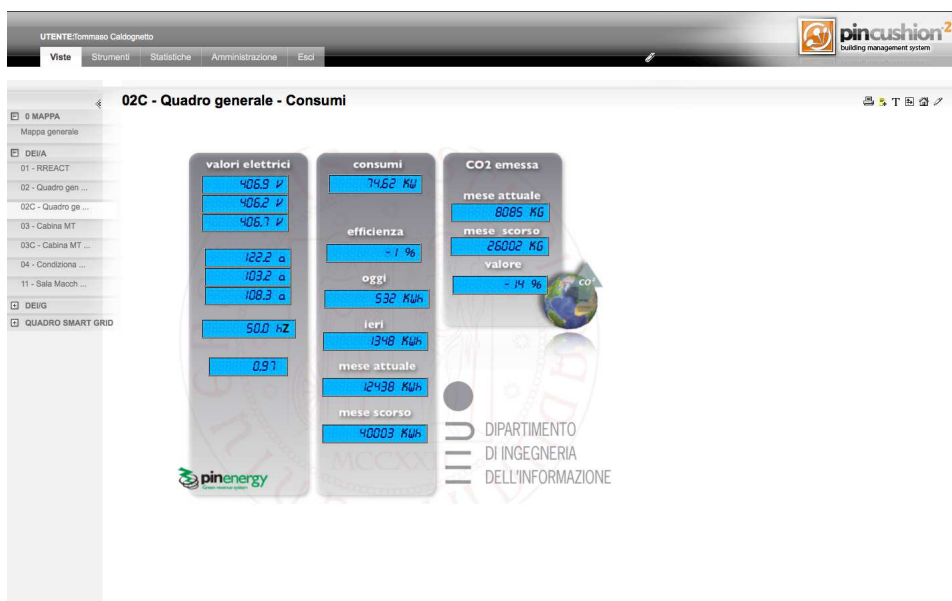


Figura 2.5: Vista rilevata da Pincushion

audio/video o collegamenti web che possono essere impiegati per evocare il senso dei dati visualizzati.

Attraverso la combinazione degli oggetti web e degli strumenti di visualizzazione delle informazioni messi a disposizione dall'interfaccia grafica è possibile creare delle pagine personalizzate di Pincushion, dette *viste*. Tali pagine possono essere rappresentative dello stato del sistema monitorato, ovvero è possibile creare delle pagine descrittive, utilizzabili per fornire delle indicazioni di lettura su altre viste. La figura 2.5 propone un esempio di vista relativa ai consumi rilevati in un quadro elettrico del DEI.

Grafici e report. Una importante caratteristica di Pincushion nell'ambito del monitoraggio dell'energia elettrica è la possibilità di creare dei grafici e dei report. In particolare l'utente può impostare dei grafici specificando l'intervallo di interesse e le grandezze da considerare (e.g., tensioni stellate, potenze attiva/reattiva di fase/monofase, correnti di fase, ecc.). Gli intervalli possono essere ampi a piacere e situati in una qualsiasi posizione significativa nel tempo. I report hanno invece la funzione di riportare i consumi energetici ed i conseguenti costi derivanti dalla fruizione dell'energia elettrica.

Capitolo 3

Componenti per Smart Meter e per il Monitoraggio Energetico

Le applicazioni di monitoraggio energetico attualmente rivestono grande importanza in diversi settori [14]. Tali applicazioni presentano alcuni componenti peculiari, dedicati (i) alla rilevazione delle grandezze elettriche, (ii) al filtraggio dello spettro dei segnali rilevati, (iii) all'elaborazione dei dati acquisiti e (iv) alla presentazione dell'informazione all'utilizzatore tramite interfacce uomo-macchina o alla comunicazione verso altri sistemi di elaborazione o di *storage*. Le aziende del settore dell'ICT offrono classi di componenti mirati all'implementazione delle fasi individuate. Tali classi si trovano riassunte nello schema di figura 3.1, proposto da Analog Devices.

Nell'ottica dell'implementazione di strumenti atti alla misura di grandezze elettriche di rete, trattata nel capitolo 4, le successive sezioni descrivono le principali classi di componenti dello schema in figura 3.1. Vengono in particolare considerati i metodi di *sensing* delle grandezze oggetto della misura e i corrispondenti dispositivi, evidenziandone le caratteristiche di interesse e i pregi e i difetti che ne conseguono. Successivamente si presenta una classe di circuiti integrati dedicati alla misura dell'energia, più propriamente detti *Energy Metering IC*, verso i quali l'industria dell'ICT ha rivolto notevole attenzione a fronte degli sviluppi nel fertile settore delle smart grid (dal 2005 circa). Sono anche descritte alcune tecniche di isolamento galvanico, necessarie per la sicurezza elettrica e per preservare le prestazioni del sistema di misura. Infine si argomenta il tema della comunicazione delle elaborazioni eseguite dal modulo di misura.

3.1 Trasduttori

Un punto di misura dei parametri di rete deve poter acquisire l'informazione relativa al valore delle grandezze elettriche da quantificare. Le caratteristiche di tali grandezze, per esempio in termini di intensità, rendono non immediato l'ac-

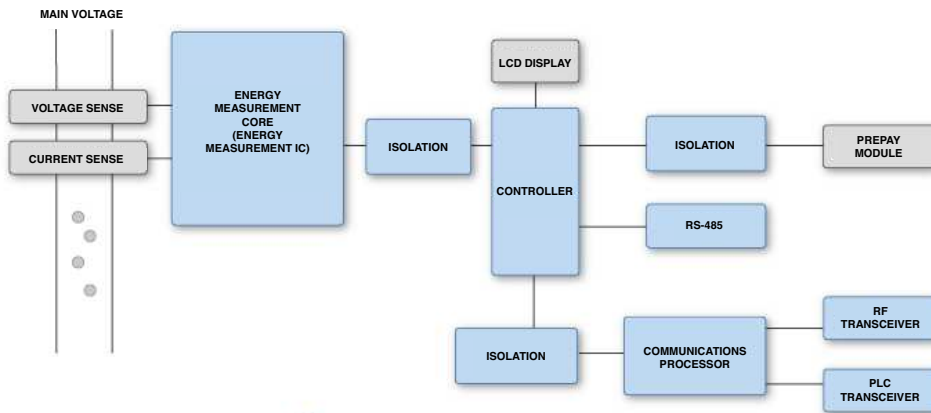


Figura 3.1: Blocchi funzionali di un sistema di uno smart meter. *Fonte:* Analog Devices

coppiamento con la delicata circuiteria di misura e richiedono l'individuazione di opportuni trasduttori.

I trasduttori cercati possono essere convenientemente modellizzati come dei quadripoli, per i quali è definita una porta di ingresso ed una porta di uscita. La porta di ingresso viene collegata tra due punti della rete elettrica, invece la porta di uscita fornisce, secondo qualche legge di trasformazione del trasduttore, l'immagine del segnale applicato in ingresso. Il segnale in uscita rappresenta la tensione tra i due punti di misura quando il rapporto tra l'impedenza della porta di ingresso del trasduttore e l'impedenza vista tra i due punti della rete elettrica tende a infinito. In questo caso si dice d'aver realizzato un punto di misura delle tensioni. Inversamente, il segnale alla porta di uscita rappresenta la corrente tra i due punti di misura quando il rapporto tra le impedenze tende a zero. In questo caso si dice d'aver realizzato un punto di misura delle correnti.

Secondo il modello definito, la porta di ingresso del trasduttore deve essere tale da poter sostenere la grandezza misurata (sia essa una tensione o una corrente) mentre la porta di uscita deve fornire dei segnali adatti alla misura da parte dell'elettronica di acquisizione e che riproducano in modo fedele l'informazione del segnale di ingresso. Solitamente si impiegano trasduttori con leggi di trasformazione lineari, per non complicare l'elaborazione e l'interpretazione del segnale in uscita dal trasduttore.

Un esempio elementare di tali tipi di trasduttori possono essere il partitore di tensione di tipo resistivo e lo shunt resistivo di corrente. Si osserva che il partitore di tensione può essere anche pensato nella versione con capacità o con induttanze (autotrasformatore). Tuttavia la versione con capacità non è utilizzata per via della scarsa precisione, accuratezza e affidabilità. Neppure la versione a induttanze del partitore viene impiegata, poiché a parità di materiali, complessità realizzativa e fenomeni coinvolti, si preferisce la realizzazione di induttori accoppiati da nuclei magnetici (trasformatori), nei quali la porta di ingresso e uscita corrispondono ognuna ad un avvolgimento fisicamente distinto, offrendo così l'ulteriore vantag-

gio dell'isolamento galvanico. Inoltre questa tecnica non permette la rilevazione della componente continua del misurando.

La struttura a trasformatore viene anche impiegata per la realizzazione dei trasduttori di corrente, nei quali, la corrente che attraversa l'avvolgimento secondario è la corrente iniettata all'avvolgimento primario scalata del rapporto spire, che quindi è la legge di trasformazione. La condizione sull'impedenza della porta di ingresso viene soddisfatta collegando al secondario del trasformatore l'ingresso di un circuito a bassa impedenza. Il difetto di questa struttura sono le cattive linearità e accuratezza, sensibilmente inferiori rispetto all'approccio con partitore resistivo o con shunt di corrente, e dovute dalla non idealità del circuito magnetico ereditata dalle caratteristiche del nucleo.

Sul principio di funzionamento di quest'ultimi trasduttori elementari si basano altri tipi di trasduttori, più sofisticati, che mirano al miglioramento delle prestazioni in termini di linearità e accuratezza, pur mantenendo l'isolamento galvanico. Esempi sono i trasduttori ad effetto Hall, che misurano il campo magnetico generato dalla grandezza alla porta di ingresso mediante un sensore di Hall piuttosto che con un avvolgimento accoppiato al campo magnetico, e i trasduttori con feedback ad effetto Hall, che misurano il campo magnetico generato dalla grandezza alla porta di ingresso valutando l'azione necessaria ad annullarne gli effetti.

I seguenti paragrafi descrivono in modo più preciso i trasduttori finora individuati. In particolare si considerano:

- il partitore e lo shunt di corrente di tipo resistivo,
- i trasformatori amperometrici,
- i trasduttori ad effetto Hall,
- i trasduttori con feedback ad effetto Hall.

Per quanto riguarda la scelta del trasduttore migliore rispetto una data applicazione, questa può essere effettuata con riferimento a criteri che qualificano i vari approcci in termini di: precisione, stabilità, risposta in frequenza, isolamento galvanico, consumo di potenza, presentazione dei dati rilevati ed effetto sul circuito sotto test.

3.1.1 Partitore di tensione resistivo e shunt di corrente

Il partitore di tensione resistivo e lo shunt di corrente rappresentano soluzioni particolarmente semplici ed economiche attraverso le quali è possibile ottenere misure accurate su ampi intervalli di frequenze, che includono la frequenza nulla (i.e., componente DC del misurando). Lo svantaggio principale è che non permettono l'isolamento galvanico in modo naturale. In figura 3.2 si riportano gli schemi delle configurazioni a cui ci si riferisce nel seguito.

Con riferimento alla figura 3.2, la legge di trasformazione del partitore di tensione, cioè la relazione tra la tensione di uscita e la tensione di ingresso del

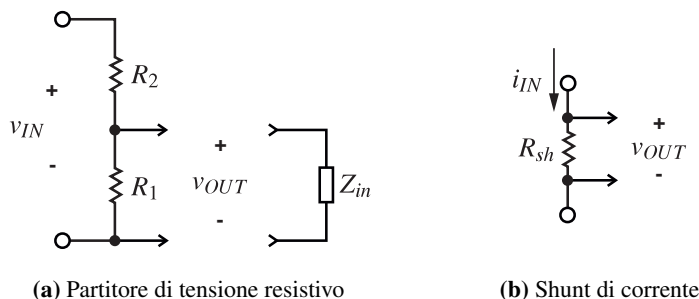


Figura 3.2: Schematizzazione circuiti per la rilevazione di tensioni (a) e di correnti (b)

trasduttore che realizza, è:

$$K_v = \frac{v_{OUT}}{v_{IN}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (3.1)$$

mentre per lo shunt resistivo si ha:

$$K_i = \frac{v_{OUT}}{i_{IN}} = R_{sh}, \quad (3.2)$$

che sono relazioni lineari che si possono ritenere valide indipendentemente dal punto operativo.

Per quanto riguarda il dimensionamento dei componenti del partitore vi sono delle condizioni al contorno che possono essere a tal fine impiegate. Nella misura delle tensioni di rete si può assumere di dover misurare segnali in regime sinusoidale quasi stazionario di ampiezza di circa 300 V. Quindi il rapporto K_v può essere stimato dell'ordine di grandezza di 10^{-3} , e si avrà $R_2 \gg R_1$. Esistono poi delle figure rispetto alle quali sono imposti dei vincoli:

- potenza massima dissipabile dal partitore, per la quale, sotto le ipotesi poste, si può scrivere:

$$P_{\max} > \frac{v_{IN(\text{rms})}^2}{R_2}, \quad (3.3)$$

- impedenza di uscita del partitore, che, per l'approssimazione $R_2 \gg R_1$, è circa uguale alla resistenza R_1 . L'impedenza di uscita del partitore deve essere tale da rendere trascurabili gli effetti di carico dovuti all'impedenza di ingresso Z_{in} . Questo perché tipicamente Z_{in} non è definita con precisione ed è non lineare, cioè dipendente dalla frequenza e dalla tensione in ingresso. Tuttavia, se è noto almeno il suo valore minimo allora è possibile introdurre la seguente condizione al fine di desensibilizzare il circuito rispetto a Z_{in} :

$$Z_{in}^{\min} \gg R_1. \quad (3.4)$$

I vincoli espressi dalla (3.3) e (3.4) definiscono un intervallo di possibili valori per R_1 :

$$\frac{v_{IN(rms)}^2}{P_{max}} \frac{K_v}{1 - K_v} < R_1 \ll Z_{in}^{min}. \quad (3.5)$$

il cui estremo inferiore corrisponde alla soluzione di maggiore accuratezza e consumo di potenza, mentre l'estremo superiore alla soluzione di minore accuratezza e minore consumo di potenza. Individuato il valore di R_1 che bilancia il compromesso, dalla (3.1), si determina R_2 .

Si riporta che nell'applicazione la resistenza R_2 sostiene quasi l'intera tensione di rete, e quindi può essere utile ripartirla su due resistori differenti. In questo modo anche la tensione risulta ripartita, riducendo lo stress all'isolamento tra i terminali e la dissipazione di potenza sui componenti.

Per quanto riguarda l'impiego di shunt di corrente, questi hanno tipiche resistenze tra le frazioni di milli ohm fino alle centinaia di milli ohm e, anche componenti a montaggio superficiale adatti per apparecchiature compatte, sono in grado di sostenere correnti fino alle centinaia di ampere. In questo caso la scelta del valore di resistenza determina un compromesso tra la sensibilità dello shunt e la dissipazione di potenza. Indicativamente, si considera come valore standard di resistenza quello che porta ad una caduta di 50 mV ai capi dello shunt in condizioni nominali [16].

Quest'ultimo aspetto è un limite dell'approccio mediante shunt resistivo. Un metodo per lo smaltimento della potenza dissipata è quello di predisporre nel circuito stampato delle aree di rame che fungono da dissipatore, per ridurre la resistenza termica dello shunt verso l'ambiente. In ogni caso, si ha un aumento della temperatura del componente e della parte di circuito circostante. L'effetto principale è la variazione della resistenza dello shunt, mentre un effetto secondario è l'introduzione di errori nelle letture a causa dell'emergere dell'effetto Seebeck. Quest'ultimo effetto può essere reso trascurabile studiando le simmetrie del circuito e predisponendo un adeguato layout [2].

In figura 3.3 sono illustrati un dispositivo adatto alla realizzazione di shunt di corrente. È evidenziata la presenza dei contatti Kelvin al fine di ridurre gli errori dovuti alle resistenze di contatto e di aumentare la resistenza termica del percorso che conduce ai terminali del circuito di misura.

3.1.2 Trasformatori amperometrici

I *trasformatori amperometrici*, TA, sono adatti all'impiegati nella misura di elevate correnti (e.g., 10, 100, 1000 A) quando l'accuratezza e la linearità non sono di primaria importanza. In 3.4 è riportata la schematizzazione di un trasformatore amperometrico.

Il funzionamento dei TA si basa sull'accoppiamento magnetico realizzato mediante un circuito a bassa riluttanza (nucleo magnetico) tra due circuiti. In questo modo si ottengono i due seguenti obiettivi:

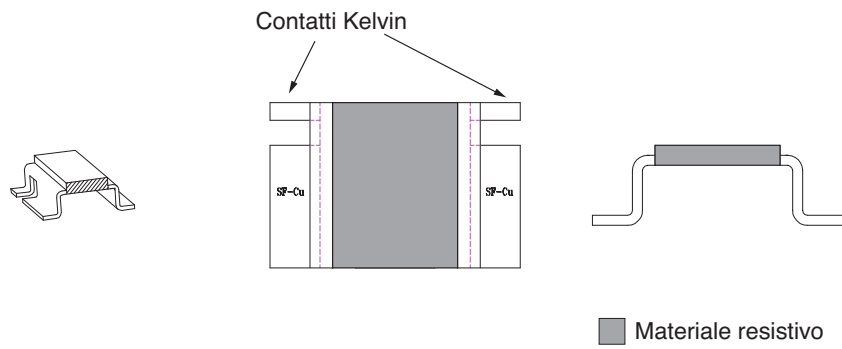


Figura 3.3: Dettagli di uno shunt di corrente

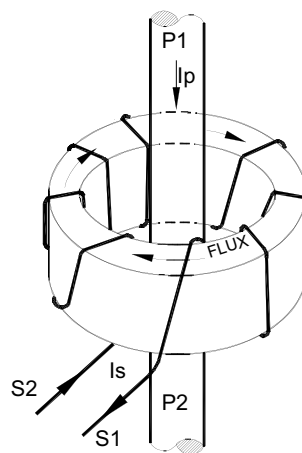


Figura 3.4: Trasformatore amperometrico

- riportare al secondario, secondo un coefficiente di proporzionalità, una replica della corrente dell'avvolgimento primario normalizzata in un range di valori standard (e.g., 1 A o 5 A),
- introdurre l'isolamento degli strumenti di misura dalla rete che alimenta i carichi.

Essendo i trasformatori amperometrici dei dispositivi elementari è possibile individuare dei modelli di validità generale che rappresentino il loro comportamento da trasduttori. Un modello conveniente della trasformazione che avviene in un TA è il seguente:

$$\bar{I}_p = C_t (1 + a) e^{-i\varphi_e} \bar{I}_s, \quad (3.6)$$

dove

\bar{I}_p e \bar{I}_s sono i fasori delle correnti primaria e secondaria rispettivamente;

C_t è il rapporto nominale di trasformazione, cioè $C_t := I_{p,n}/I_{s,n}$;

a è il coefficiente di correzione del valore nominale del fattore di trasformazione C_t ;

φ_e è il ritardo della corrente primaria rispetto alla corrente secondaria.

Per come sono stati definiti, i coefficienti a e φ_e possono essere ricavati da misure sulle correnti primaria e secondaria dalle relazioni:

$$a := \frac{I_p}{I_s} \frac{1}{C_t} - 1, \quad e \quad \varphi_e = \arg(\bar{I}_s) - \arg(\bar{I}_p). \quad (3.7)$$

Si intuisce che se si volesse procedere con tale metodo di caratterizzazione, le misure dovrebbero essere eseguite in condizioni ben definite poiché diverse variabili possono influenzare il comportamento di un TA, come, ad esempio, temperatura, umidità, qualità dei collegamenti, età del componente, degrado dell'isolamento dovuto a stress subiti durante situazioni anomale della rete, ecc.

Per questi motivi nell'applicazione dei TA è più comune riferirsi a parametri definiti dagli standard, come IEC 60044-1 e IEEE C57.13. Gli standard definiscono e impiegano un gran numero di parametri per permettere una precisa caratterizzazione delle prestazioni dei trasformatori amperometrici. Alcuni di questi parametri sono:

- correnti nominale primaria e secondaria – sono i range di valori delle correnti primarie e secondarie sui quali si basano le misure delle prestazioni del trasformatore; è importante scegliere dei trasformatori tali che i valori di corrente che devono rilevare siano compresi nei valori nominali per assicurarsi che la misura venga effettuata in uno dei punti di lavoro per i quali il trasformatore è stato progettato;

- classe di precisione – è una misura approssimativa dell'accuratezza del componente; in particolare è definita come

$$CL = \frac{|C_t I_s - I_{p,n}|}{I_{p,n}} \cdot 100, \quad (3.8)$$

dove

I_s è la corrente misurata al secondario;

$I_{p,n}$ è la corrente primaria nominale.

Dunque la classe di precisione esprime l'errore percentuale, rispetto alla corrente nominale del primario, introdotto dal trasformatore nella stima della corrente primaria nominale; CL è funzione della potenza richiesta al secondario del trasformatore e viene usualmente espressa dal produttore attraverso delle tabelle [7]—queste tabelle evidenziano che all'aumentare della potenza erogata diminuisce la classe di precisione del componente;

- fattore di conversione C_t – è il rapporto di trasformazione definito come

$$C_t = I_{p,n}/I_{s,n}; \quad (3.9)$$

il parametro può essere ricavato dall'ipotesi che ogni trasformatore ideale è tale che la somma algebrica delle potenze entranti, o uscenti, è pari a zero, cioè

$$V_p \cdot I_p = V_s \cdot I_s.$$

Nel caso specifico, un TA reale è progettato affinché le correnti primaria e secondaria stiano nella relazione

$$I_p \cdot N_p = I_s \cdot N_s,$$

dove N_p e N_s sono rispettivamente il numero di spire dell'avvolgimento primario e secondario, ed il rapporto N_s/N_p sia il più possibile determinato e costante entro il range di funzionamento nominale.¹ Nel caso dei trasformatori qui impiegati (si veda figura 3.4) $N_p = 1$, quindi $C_t = N_s$ e

$$I_p = C_t \cdot I_s, \quad \text{o addirittura} \quad i_p = C_t \cdot i_s, \quad (3.10)$$

dove con i_s e i_p si sono considerati i valori istantanei delle correnti. Si osserva che le caratteristiche di stabilità e determinismo del valore C_t influenzano la classe di precisione del componente;

¹In effetti, nel caso dei trasformatori reali il rapporto di conversione non è sempre uguale al rapporto spire in quanto questo può essere modificato a fronte delle non idealità, che sono da compensare. Dunque, un semplice conteggio delle spire del secondario potrebbe portare a stime falsate del coefficiente di trasformazione.

- potenza nominale al secondario – è la potenza apparente erogata dal trasformatore, alla corrente secondaria nominale, in riferimento alla quale viene indicata l'accuratezza dello strumento, per un determinato fattore di potenza; è espressa in volt-ampere e, data la corrente nominale in uscita, determina il limite superiore dell'impedenza di carico per non degradare la classe di accuratezza (si evidenzia che l'impedenza di carico tiene conto anche di quella intrinseca all'avvolgimento secondario, che dovrà essere sommata a quella delle connessioni e dello strumento di misura);
- errore composito – viene definito come

$$\varepsilon_c = \frac{100}{I_p} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (C_t \cdot i_s(t) - i_p(t))^2 dt}, \quad (3.11)$$

dove

T è il periodo del segnale misurato;

C_t è il fattore di trasformazione;

i_p , i_s sono i valori istantanei delle correnti al primario e al secondario rispettivamente;

I_p è il valore efficace della corrente primaria;

il parametro di errore ε_c rappresenta, in percentuale rispetto al valore efficace della corrente primaria, il valore efficace dell'errore nella stima della corrente che si commette nell'adottare il modello delle espressioni (3.10). ε_c viene impiegato per stimare gli errori dovuti alla presenza di componenti armoniche nella corrente i_s non presenti in i_p , introdotte da un possibile comportamento non lineare del componente, oppure per definire altri parametri, come il fattore di sicurezza;

- fattore di sicurezza – indicato con FS, indica il numero di volte che la corrente primaria deve essere maggiore della corrente primaria nominale affinché la corrispondente corrente all'avvolgimento secondario determini un errore composito ε_c maggiore o uguale del 10% rispetto alla situazione nominale; in altre parole, si sta considerando una corrente primaria che causa la saturazione del nucleo del trasformatore facendone diminuire la permeabilità e quindi aumentando il fattore di conversione C_t —è un modo passivo per limitare la corrente secondaria in condizioni di funzionamento anomale, proteggendo così il circuito di misura dalle sovra-correnti.

Infine, per quanto riguarda i pregi di tale tipo di trasduttore si riporta il costo ridotto e la facilità di impiego, mentre i difetti si possono individuare nella scarsa linearità e accuratezza e nell'impossibilità di misurare correnti continue.

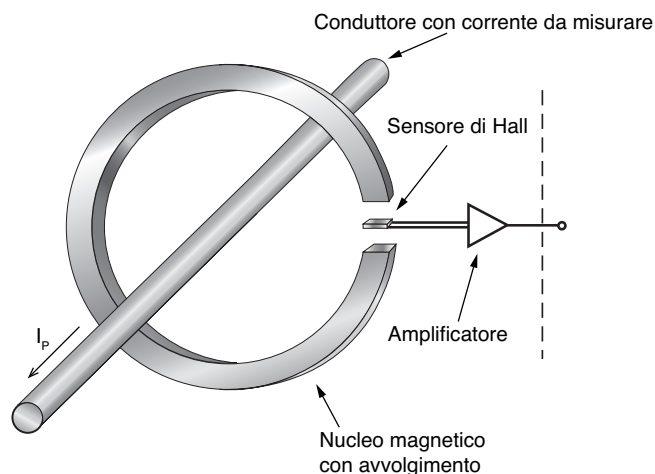


Figura 3.5: Schema di principio di trasduttore ad effetto Hall ad anello aperto

3.1.3 Trasduttori ad effetto Hall ad anello aperto

I trasduttori ad effetto Hall ad anello chiuso (CLH) sono impiegati per la misura delle correnti quando sono richiesti ampi intervalli di misurazione, ingombro ridotto e bassi consumi di potenza.

Il loro funzionamento si basa sull'effetto Hall al fine di rilevare l'intensità del campo magnetico nel quale sono immersi. Il trasduttore è tipicamente corredato da un nucleo magnetico per concentrare il campo all'interno di un traferro nel quale è sistemato l'effettivo sensore di Hall, come in 3.5. Esistono anche delle varianti integrate di questi sensori, le quali offrono il minore ingombro possibile, soprattutto per la misura di correnti elevate.

Un diagramma a blocchi di principio di tali sistemi è riportato in 3.6, ed è relativo al dispositivo commerciale FHS 40-P/SP600. Si osserva che sono presenti, oltre al sensore di Hall, vari sistemi finalizzati alla massimizzazione dell'accuratezza della misura, come la compensazione in temperatura e degli off-set DC degli amplificatori di uscita e la generazione di una tensione di riferimento a bandgap che può essere impiegata esternamente per altri scopi.

I trasduttori che si basano su questo principio di funzionamento presentano buona linearità, basso consumo di potenza, ampia banda di misura (centinaio di chilo Hertz), possibilità di misurare segnali DC e AC, ingombro ridotto e costo ridotto. Gli svantaggi si individuano nella necessità di tarare il dispositivo al fine di ottenere le caratteristiche nominali di accuratezza e, soprattutto per quanto riguarda l'applicazione negli smart meter, il fatto che le loro letture possono essere efficacemente deviate da campi esterni.

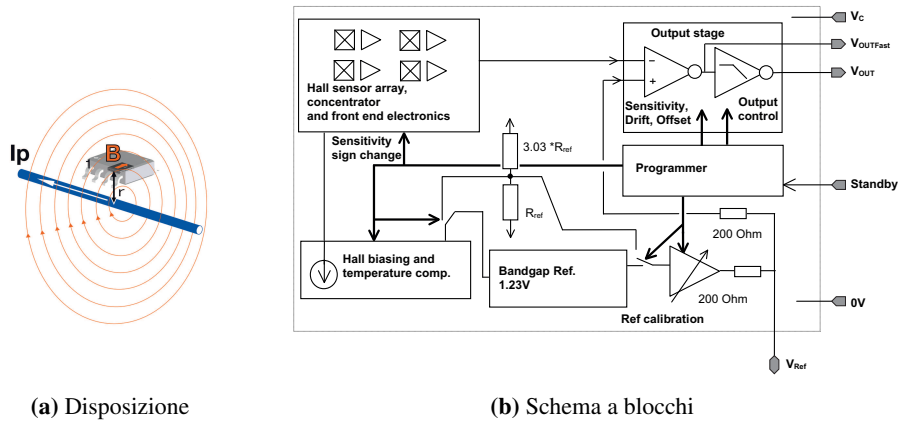


Figura 3.6: Trasduttore ad effetto Hall ad anello aperto

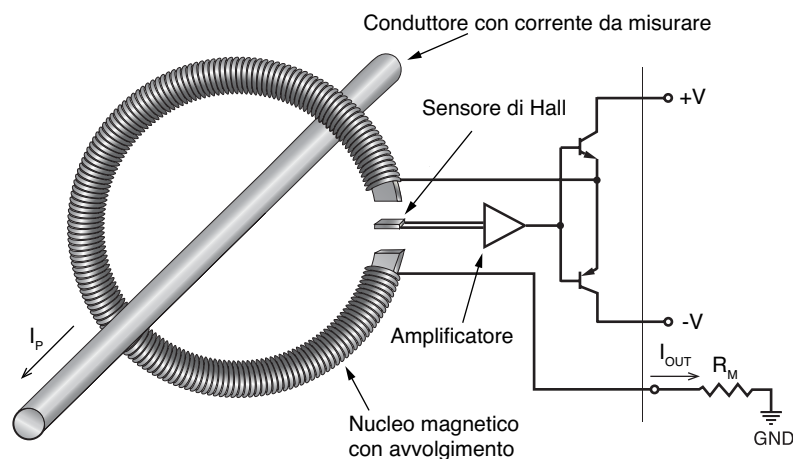


Figura 3.7: Schematizzazione trasduttore ad effetto Hall ad anello chiuso

3.1.4 Trasduttori ad effetto Hall ad anello chiuso

I trasduttori ad effetto Hall ad anello chiuso (CLH) sono impiegati per la misura di correnti quando si desidera buona accuratezza, elevata linearità, rapidi tempi di risposta e ridotta sensibilità alle variazioni di temperatura. La struttura di questi trasduttori è illustrata in figura 3.7.

Essi sono composti da un nucleo magnetico toroidale provvisto di un traferro e di un avvolgimento, da un sensore ad effetto Hall e da un amplificatore. I componenti sono interconnessi in una configurazione a retroazione che permette di ottenere la misura della corrente primaria attraverso il bilanciamento del flusso nel nucleo magnetico.

In particolare, il segnale in uscita dal sensore di Hall, che rappresenta il flusso magnetico totale rilevato, determina la corrente che deve essere iniettata dall'am-

plificatore nell'avvolgimento del nucleo magnetico. Il circuito presenta un elevato guadagno d'anello che porta ad annullare il flusso totale rilevato dal sensore di Hall. (Per questo motivo i CLH sono anche detti *null balance current sensor*.) In questa situazione il valore della corrente iniettata nell'avvolgimento si può considerare uguale alla corrente primaria divisa dal numero di spire dell'avvolgimento, ottenendo così la misura della corrente primaria dalla lettura della corrente erogata dall'amplificatore.

I trasduttori ad effetto Hall ad anello chiuso presentano bande tipiche dell'ordine del centinaio di chilo Hertz e linearità di circa 0.1%. Presentano come principali svantaggi il costo, le dimensioni elevate e il maggior consumo di potenza rispetto agli OLH.

Trasduttori ad effetto Hall per la misura delle tensioni. Si osserva che è possibile impiegare la struttura di figura 3.7 anche per la misura della tensione V_{AB} tra due punti. Infatti, se la corrente I_P è la corrente che percorre una resistenza R_S collegata tra A e B allora dalla misura di I_P si può ricavare V_{AB} producendo I_P con R_S . Nel computo è trascurata l'impedenza di inserzione del trasduttore poiché nel range di frequenze nel quale il guadagno d'anello della struttura è elevato il flusso complessivo concatenato dall'avvolgimento costituito dalla spira attraversata da I_P è nullo, per il principio di funzionamento del trasduttore. I trasduttori appositamente progettati a tale scopo presentano l'avvolgimento della corrente I_P interno. In questo caso è fornito il rapporto spire $N_{PS} = N_P/N_S$ del trasformatore e la stima della tensione V_{AB} è pari a:

$$V_{AB} = \frac{V_{OUT}}{N_{PS}} \cdot \frac{R_S}{R_M} \quad (3.12)$$

3.2 Energy Metering IC

Il cuore della metrologia in uno Smart Meter è tipicamente costituito da un circuito integrato dedicato, denominato *Energy Metering IC*, che effettua la conversione verso il dominio digitale dei segnali analogici rilevati e i calcoli relativi ai consumi energetici.

Si possono individuare le funzionalità comuni tra i dispositivi di questo tipo, sebbene quelle specifiche siano diverse tra le particolari istanze. Tipicamente essi dispongono di uno o più canali di ingresso analogici, ciascuno dei quali è collegato a convertitori A/D. Dispongono poi di specifici processori per il calcolo delle potenze e dell'energia, che ricevono in ingresso i campioni di tensioni e correnti acquisiti e forniscono in uscita i risultati delle computazioni. Sono dotati infine di interfacce di comunicazione per la trasmissione dei risultati verso altri dispositivi. Lo stesso circuito integrato può comunicare mediante interfacce SPI, IC² e UART, eventualmente affiancate da protocolli *ad hoc* come, ad esempio, lo HSDC (High Speed Data Capture) di Analog Devices. Per quanto riguarda le funzionalità che

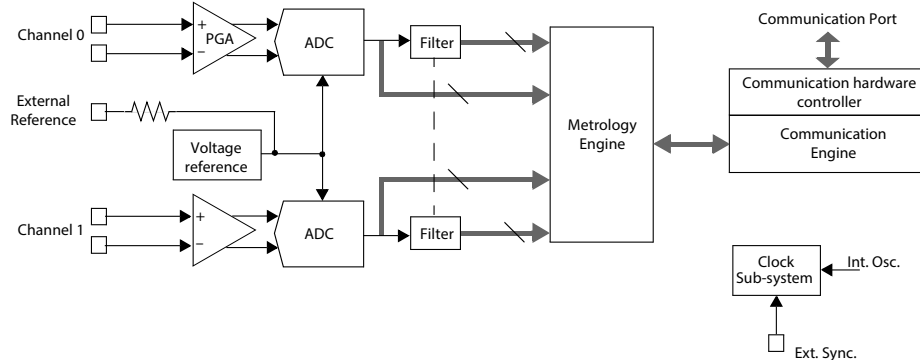


Figura 3.8: Schema a blocchi di *Energy Metering IC*

differenziano le diverse istanze, queste si individuano sia nell'estensione delle funzioni di calcolo, sia nell'aggiunta di periferiche ausiliarie, che offrono la possibilità di, ad esempio, comandare display LCD, gestire bobine di Rogowski per la misura delle correnti, generare allarmi per alta o bassa tensione, memorizzare eventi, ecc.

Un tipico schema a blocchi di tali sistemi è riportato in figura 3.8. Si può notare la presenza di un amplificatore di ingresso che ha la funzione di condizionare il segnale analogico in modo che la sua escursione sia prossima al fondo scala del convertitore, per minimizzare l'incertezza introdotta nella conversione A/D. In seguito si ha il convertitore A/D, un eventuale filtro digitale, che se attivo elimina la componente continua del segnale acquisito, ed infine un blocco dedicato all'elaborazione dei campioni acquisiti per i calcoli relativi all'energia e alla potenza. Il blocco di comunicazione gestisce il buffering dei dati la trasmissione e ricezione in accordo al protocollo utilizzato. Il blocco relativo alla temporizzazione sincronizza le operazioni svolte dal sistema rispetto ad un riferimento interno oppure rispetto ad un riferimento fornito dall'esterno.

Alcuni esempi di attuali dispositivi del tipo descritto sono: MCP3909 di Microchip Tech., ADE7854 di Analog Devices, 71M6541D di Maxim Integrated.

MCP3909, tra i più semplici, dispone di due canali di acquisizione con guadagno programmabile, ciascuno dotato di convertitori Δ - Σ a 16 bit e banda pari a 14 kHz, misurata alla frequenza di notch.

ADE7854 dispone di sei canali di acquisizione con guadagno programmabile, ciascuno dotato di convertitori Δ - Σ a 24 bit e banda pari a 2 kHz, misurata a -3 dB. Dispone poi di ulteriori funzionalità di calcolo, come la possibilità di calcolare la potenza attiva, reattiva e apparente sia relativamente alla sola componente fondamentale sia del totale segnale (fondamentale assieme alle armoniche).

71M6541D dispone di sei canali di acquisizione e implementa la tecnologia Single Converter Technology, che si basa sull'impiegare un singolo convertitore

A/D a 22 bit per l'insieme dei canali, riducendo il consumo di potenza. Dispone inoltre di memoria interna permanente (fino a 64 kB di memoria flash) e dinamica (fino a 5 kB di memoria RAM).

Infine si riporta che esistono dispositivi ancor più sofisticati e flessibili, come EM773 prodotto da NXP. EM773, oltre ad essere dotato dell'interfaccia di acquisizione con convertitore A/D sopra descritta e dell'elaboratore specializzato al computo dei vari parametri elettrici del punto monitorato (e.g., potenze attive, relative, apparenti, fattore di potenza e distorsione armonica totale), integra sullo stesso chip anche un processore ARM Cortex-M0. Soluzioni di questo tipo offrono la possibilità di realizzare unità di misura intelligenti distribuite e a supporto degli smart meter, come possono essere le smart plug, di consumo, dimensioni, costo e complessità circuitale minime.

3.3 Isolamento

L'isolamento galvanico nelle apparecchiature di misura interfacciate alla rete elettrica risponde alla necessità di isolare dai fenomeni elettrici di rete sia l'utente sia i circuiti che si interfacciano con il sistema di misura. L'assenza di tale tipo di isolamento è considerato pericoloso per l'utente, poichè non è garantito che parti metalliche del circuito non assumano tensioni elevate rispetto alla terra, e pericoloso per le apparecchiature connesse al sistema di misura, perchè non è garantita l'assenza di percorsi a bassa impedenza che interessano, ad esempio, i riferimenti di massa dei sistemi interconnessi. Un effetto benefico della discontinuità introdotta dall'isolamento è anche quello del rendere l'apparecchiatura immune a perturbazioni elettromagnetiche che sussistono nello spazio occupato dalla stessa.

I componenti che effettuano l'isolamento impiegano la trasduzione del segnale di ingresso in domini diversi da quello elettrico di partenza al fine di trasferire l'informazione contenuta nel segnale applicato alla porta di ingresso verso la porta di uscita. Una tipologia di tali dispositivi si basa, ad esempio, sull'impiego di radiazioni ottiche al fine di trasferire il segnale elettrico di ingresso all'uscita, altre topologie invece impiegano i fenomeni di accoppiamento magnetico tra due circuiti.

Tuttavia, l'introduzione dell'isolamento nella catena di misura può introdurre dei limiti alle prestazioni del sistema, in modi che dipendono dal punto di inserzione della barriera isolante. Si individuano due punti nei quali risulta conveniente introdurre l'isolamento:

- in corrispondenza all'accoppiamento con le grandezze da misurare –*isolamento dell'interfaccia analogica*– in questo caso si dispone del vantaggio di introdurre l'isolamento più a monte possibile nella catena di acquisizione, ma presenta l'aspetto negativo di degradare la qualità dei segnali acquisiti;
- integrato nelle interfacce digitali di comunicazione –*isolamento dell'interfaccia digitale*– in questo caso si ha il vantaggio di non perturbare la qualità

delle misure, ma lo svantaggio di introdurre dei limiti nella massima velocità dell'interfaccia di comunicazione.

I seguenti paragrafi considerano le possibilità individuate in maggior dettaglio.

3.3.1 Isolamento mediante trasduttore isolato

Data la varietà di aspetti che determinano le qualità di una interfaccia analogica, questo paragrafo propone l'analisi di due implementazioni di interfacce analogiche isolate al fine di evidenziare le peculiarità e ottenere una stima delle prestazioni a livello di sistema di questo tipo di soluzione.

Sono stati analizzati due casi di inserzione dell'isolamento in corrispondenza all'accoppiamento con le grandezze da misurare. Il primo si basa su amplificatori isolati disposti nel canale di condizionamento dei segnali analogici. Questo metodo può essere impiegato per quei trasduttori che non dispongono intrinsecamente di isolamento galvanico.² Il secondo metodo si basa sull'impiego di trasduttori isolati del tipo descritto nel precedente paragrafo 3.1.4, il cui principio di funzionamento introduce intrinsecamente l'isolamento galvanico.

I risultati del confronto tra le due soluzioni sono riportati in tabella 3.1. I circuiti realizzati e caratterizzati sono rappresentati in 3.9 e in 3.10. Il circuito di figura 3.9 si basa sull'amplificatore optoisolato TI AMC1200, mentre il circuito di figura 3.10 si basa sul dispositivo LEM LV-25P. Il dispositivo IT AMC1200 è un amplificatore di precisione provvisto di una barriera di isolamento in grado di sostenere fino a 3000 V. Il dispositivo LEM LV-25P è un trasduttore ad effetto Hall ad anello chiuso provvisto di una barriera di isolamento in grado di sostenere fino a 2500 V. Esso rappresenta uno standard *de-facto* nelle applicazioni industriali.

I risultati del confronto tra le due soluzioni sono riportati in tabella 3.1. I circuiti realizzati e caratterizzati sono rappresentati in 3.10 e in 3.9. Gli aspetti di particolare rilievo tra i due approcci sono il costo e l'accuratezza dell'implementazione, che risultano migliori nel caso del circuito con amplificatore optoisolato.

In generale le implementazioni evidenziano l'effetto di aumento del costo dell'interfaccia analogica di acquisizione dovuto all'introduzione dell'isolamento galvanico in corrispondenza all'accoppiamento con le grandezze da misurare e l'introduzione un sensibile degrado del segnale analogico rilevato. D'altra parte i vantaggi dell'approccio sono quelli dall'aver introdotto l'isolamento galvanico il più vicino possibile al punto di connessione con la rete elettrica.

²Si precisa che, sebbene si qui si intendano amplificatori optoisolati integrati, questi possono essere realizzati impiegando componenti discreti, secondo architetture che ricalcano quella degli amplificatori isolati integrati, ma con prestazioni notevolmente inferiori a parità di costo.

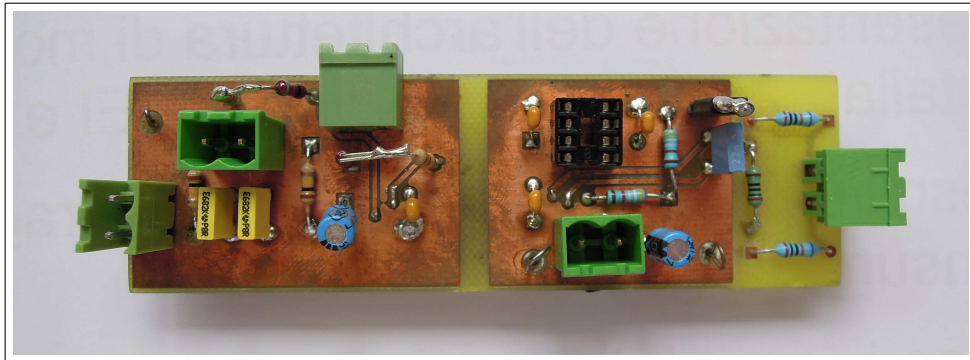


Figura 3.9: Prototipo test partitore di tensione con amplificatore isolato

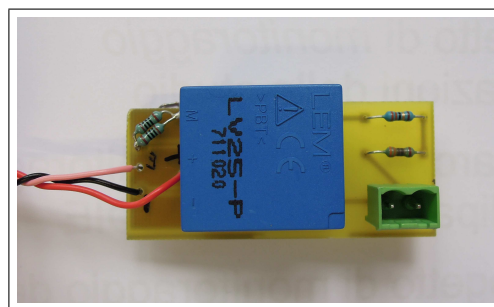


Figura 3.10: Prototipo test trasduttore ad effetto Hall ad anello chiuso

Tabella 3.1: Confronto tra le realizzazioni. Il colore verde evidenzia la realizzazione migliore tra le due in esame, il giallo evidenzia una soluzione non ottimale per entrambe.

Parametro	Approccio LEM LV 25-P	Approccio amplificatore isolato
Tipo di alimentazione	Duale $\pm 12V$	Doppia isolata +5V
V_{RMS} isolamento del canale analogico di ingresso	2.5kV	3kV
Resistenza di ingresso	33k Ω	420k Ω
Banda misurata -3dB del circuito finale	16.5kHz	23.3kHz
Errore di linearità dichiarato	< 0.2%	< 0.1%
Potenza dissipata	1.6W	0.132W
Numero componenti	≈ 10	≈ 20
Costo realizzazione	$\approx 95\text{€}$	$\approx 32\text{€}$

Risultati Linear Fit LEM LV 25-P

Linear model Poly1:
 $f(x) = p1*x + p2$
 Coefficients (with 95% confidence bounds):
 p1 = 0.00379 (0.003681, 0.003899)
 p2 = -0.004141 (-0.02108, 0.0128)

Goodness of fit:
 SSE: 0.002465
 R-square: 0.9981
 Adjusted R-square: 0.998
 RMSE: 0.01497

Risultati Linear Fit Amplificatore isolato

Linear model Poly1:
 $f(x) = p1*x + p2$
 Coefficients (with 95% confidence bounds):
 p1 = 0.003981 (0.003976, 0.003986)
 p2 = 0.0007122 (-8.322e-05, 0.001508)

Goodness of fit:
 SSE: 5.436e-06
 R-square: 1
 Adjusted R-square: 1
 RMSE: 0.000703

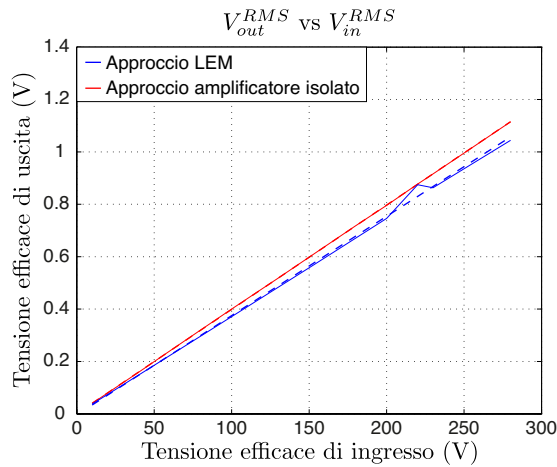


Figura 3.11: Relazione tra la tensione efficace di uscita rispetto alla tensione efficace di ingresso rilevata per i due approcci

3.3.2 Isolamento mediante interfaccia digitale isolata

Per quanto riguarda un approccio che introduce l'isolamento sui canali digitali, in questo l'informazione fornita dal circuito di misura non è degradata fintanto che il bit-rate del canale può essere sostenuto dal sistema di isolamento. In questo caso si deve calcolare la massima velocità della comunicazione, che è funzione del metodo di comando delle linee del sistema e dei parassiti del circuito. In ogni caso, mantenendo una velocità di comunicazione sufficientemente limitata, il canale non degrada l'informazione trasmessa.

I modi studiati al fine dell'implementazione di interfacce digitali isolate si basano sull'impiego dei seguenti:

- dispositivi optoisolatori, che rappresentano un metodo tradizionale e costituiscono il blocco fondamentale di un gran numero di circuiti di isolamento galvanico,
- dispositivi integrati con accoppiamento magnetico, che permettono di ottenere elevate prestazioni (90Mbps, minimo consumo di potenza)

Si riporta che esistono diversi altri interessanti dispositivi mirati all'isolamento galvanico di segnali digitali, come la serie basata su accoppiamento capacitivo proposti da Texas Instruments (ISO721, ISO721M, ISO722, ISO722M), la tabella 3.2 propone un confronto [5] tra i dispositivi citati. Tuttavia nel seguito ci si soffermerà sulle tipologie studiate sopra evidenziate.

Tabella 3.2: Caratteristiche dispositivi isolamento galvanico

Tipologia	Velocità (Mbps)	Immunità vs transienti (kV/ μ s)	Robustezza isolamento (V _{rms})	Potenza (mW)	MTTF (kh/Fail)
Optoisolatori	25 ÷ 50	10	3750	100	175
Induttivi	50 ÷ 100	25	2500	1 ÷ 10	288
Capacitivi	150	25	2500	20 ÷ 60	1250

Optoisolatori

Un optoisolatore, o fotoaccoppiatore, è un dispositivo a due porte che ottiene l'isolamento tra la porta di ingresso e quella di uscita mediante l'impiego di radiazioni ottiche per trasferire il segnale elettrico di ingresso all'uscita.

I produttori propongono diversi tipi di optoisolatori. In figura 4.15 sono riportate le tipologie considerate, e più comuni, di dispositivi optoisolatori. Esse sono accomunate dalla presenza di un dispositivo emettitore, tipicamente un diodo LED GaAs/AlGaAs (semiconduttori che permettono un band-gap diretto), e da un fotorecettore, cioè un fotodiodo o un fototransistor. Invece le tipologie si distinguono per aspetti quali, ad esempio, la velocità di risposta, la rumorosità e il *current transfer ratio* (CTR), cioè il rapporto tra la corrente di uscita e quella di ingresso. Per i casi in oggetto si ha che:

- (a) il componente di figura 3.12a offre le prestazioni migliori in termini di velocità di risposta e di rumore; lo svantaggio più importante è il basso rapporto tra la corrente fornita in uscita rispetto a quella iniettata in ingresso, tipicamente attorno a 0.2% [15];
- (b) il componente di figura 3.12b presenta un ricevitore a fototransistor, che offre il vantaggio di un maggiore CTR, tipicamente attorno a 50%, e più elevate correnti di uscita rispetto al ricevitore a fotodiodo. Rispetto al precedente risulta più lento, tipicamente quattro ordini di grandezza più lento, e più rumoroso [15]. Alcuni componenti presentano l'accesso alla base del fototransistor, consentendo un miglioramento delle prestazioni in termini di velocità (l'accesso alla base permette il drenaggio da parte del circuito esterno delle cariche in eccesso, altrimenti eliminate solo per ricombinazione), ma lo svantaggio di una maggiore cifra di rumore complessiva. Il funzionamento normale del dispositivo si ottiene operando il transistor di uscita in zona attiva;
- (c) il componente di figura 3.12c, realizzando una configurazione Darlington in uscita, accentua i vantaggi e gli svantaggi del precedente di figura 3.12b.

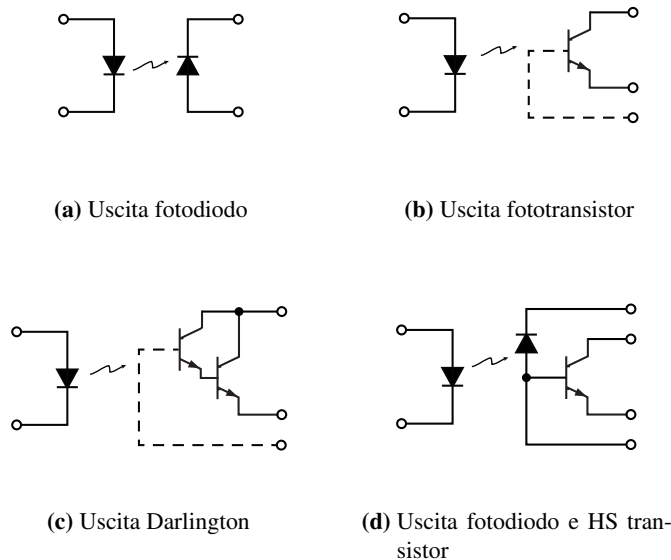


Figura 3.12: Tipologie di optoisolatori

Un potenziale ulteriore svantaggio è il fatto che adeguate polarizzazioni dell'uscita richiedono una tensione maggiore rispetto al caso precedente;

- (d) la configurazione di figura 3.12d combina le configurazioni di figura 3.12a e figura 3.12b permettendo di ottenere dispositivi di buone caratteristiche in termini di velocità, CTR e di corrente disponibile in uscita; spesso i produttori specificano il transistor di uscita di carattere "High-Speed" per marcare la differenza con il caso di figura 3.12b.

Evidenziati i pregi e i difetti dei tipi di dispositivi disponibili per l'isolamento ottico, al fine della scelta della configurazione ottimale si riporta l'attenzione sull'applicazione, che è il comando di linee digitali. Le tipologie più adatte a tale scopo sono quelle di figura 3.12b e 3.12d.

Tecnologia *iCoupler*

La tecnologia *iCoupler*, sviluppata da Analog Devices, è caratterizzata dall'integrazione *on-chip* di trasformatori al fine dell'isolamento galvanico tra due sezioni di circuito. In figura 3.13 è riportata l'immagine di un dispositivo che implementa la tecnologia. Si riporta che la struttura illustrata è composta da tre sezioni:

- sezione di ingresso: formata da circuiteria in tecnologia MOS che svolge la funzione di interpretare il segnale di ingresso, di modulare l'informazione acquisita e di comandare un avvolgimento del trasformatore,

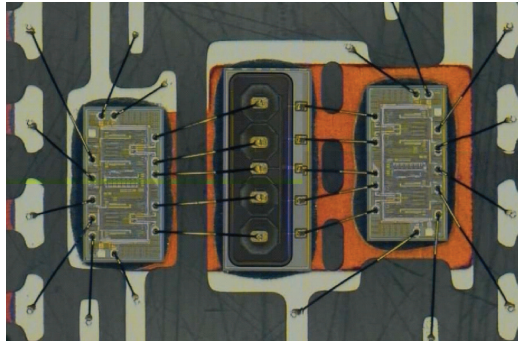


Figura 3.13: Dispositivo *iCoupler*. Si distingue la parte centrale del dispositivo, che ospita la struttura a trasformatore. Le parti laterali integrano la circuiteria di interfaccia

- sezione di trasformazione: costituita da induttanze miniaturizzate tra loro isolate da uno strato di poliammide e magneticamente accoppiate,
- sezione di uscita: formata da circuiteria in tecnologia MOS che demodula il segnale fornito dall'accoppiamento magnetico tra le induttanze e ricostruisce un segnale digitale che è l'immagine del segnale digitale rilevato dalla sezione di ingresso, ma rigenerato.

Le sezioni di ingresso e uscita sono alimentate in modo indipendente.

La flessibilità della tecnologia permette l'integrazione di convertitori DC/DC isolati nello stesso chip, utilizzabili per auto-alimentare una delle due sezioni o della circuiteria esterna. Questa funzionalità consente di ottenere soluzioni di interfaccia estremamente compatte e ad alte prestazioni, in termini di consumo di potenza, velocità, integrità del segnale e affidabilità.

3.4 Comunicazione

Nel contesto della gestione dei dati in applicazioni di energy metering uno dei requisiti è la capacità di memorizzare dati con elevato bit-rate e di trasmetterli ad un sistema di controllo principale o altri nodi di misura. Tale necessità può essere soddisfatta con l'impiego di un microcontrollore a cui delegare il compito di elaborazione dei dati e, in particolare, della loro archiviazione (*storage*). È infatti importante non solo la ricostruzione istantanea di tensioni, correnti e consumi energetici ma anche la consultazione dello storico. Si pone quindi l'esigenza di un'adeguata capacità di memorizzazione dei dati per renderli disponibili su richiesta. Inoltre, per applicazioni di tipo distribuito (caratteristico delle smart grid), si può rendere necessaria l'interazione e lo scambio di informazioni tra diversi energy meter. Questo richiede non solo la disponibilità di una comunicazione bidirezionale ma anche l'identificazione univoca di ciascun nodo e, a supporto di specifici

algoritmi di controllo, anche la conoscenza, o valutazione, di particolari parametri, come la distanza tra nodi.

Le candidate tecniche di comunicazione devono quindi presentare una flessibilità che risponda adeguatamente al particolare contesto applicativo, pur mantenendo le caratteristiche di robustezza ed affidabilità. In particolare si può pensare a sistemi wireless e a sistemi cablati. Nel primo caso il sistema di trasmissione prevede l'impiego di moduli radio, nel secondo si ricorre a tecniche di trasmissione di tipo PLC (Power Line Communication). I vantaggi di una o dell'altra soluzione si evidenziano quando si tratta di impiego per trasmissioni a corto raggio, come nel caso di applicazioni HAN (Home Area Network), o di comunicazioni su distanze più lunghe e che sfruttano la presenza della infrastruttura elettrica anche per la trasmissione delle informazioni.

Capitolo 4

Progetto e Implementazione delle Interfacce di Misura

Il capitolo descrive due implementazioni di dispositivi finalizzati alla misura delle grandezze elettriche della rete di bassa tensione (i.e., $230\text{ V}_{\text{rms}}$). I due dispositivi presentano prestazioni che permettono di ottenere bande di acquisizione sufficientemente elevate per eseguire analisi sulla qualità delle grandezze elettriche rilevate (50 armoniche [6]) e i conseguenti flussi di energia.

Il primo è un sistema di misura e monitoraggio autonomo, denominato *energy meter*, che integra dei sottosistemi di misura, elaborazione e comunicazione e che è adatto ad essere programmato al fine del computo *on-board* delle analisi sulla qualità delle grandezze elettriche di rete e dello svolgimento delle funzioni di monitoraggio energetico (e.g., storico di eventi, invio di allarmi). Il secondo prototipo rappresenta una interfaccia di rete, denominata *interfaccia rete*, che, operata assieme ad un elaboratore esterno, permette di ottenere un sistema di misura accurato e preciso e adattabile a specifiche esigenze.

Le seguenti sezioni descrivono i sistemi implementati e riportano le principali tematiche progettuali sviluppate. Quest'ultime riguardano:

- il rilievo delle grandezze analogiche di interesse oggetto della misura, valutando il metodo e dispositivi maggiormente adeguati alla luce delle analisi riportate nel capitolo 3;
- il condizionamento dei segnali acquisiti, affinché i dati campionati dall'elettronica operante la conversione nel dominio digitale siano opportunamente filtrati e limitati in ampiezza, anche a fronte di anomali transitori di rete, pur preservando la simmetria in banda dei canali analogici di acquisizione;
- l'isolamento tra le sezioni dei circuiti che possono fisicamente interagire con l'ambiente esterno, quali possono essere le interfacce di comunicazione e l'interfaccia con l'utente, contenendo l'impatto sulle prestazioni del sistema di misura;

- la gestione dei dati acquisiti, individuando un'adeguata architettura di elaborazione e comunicazione e studiando l'elettronica al contorno ausiliaria ai dispositivi preposti allo svolgimento delle operazioni.

4.1 Prototipo *Energy Meter*

Come sopra descritto, il prototipo *energy meter* è finalizzato alla misura, all'elaborazione e alla comunicazione verso altri dispositivi delle grandezze elettriche presenti ad un nodo della rete. È infatti dotato di una parte di rilevazione dei segnali misurati, di una catena di condizionamento dei segnali analogici acquisiti, di un microcontrollore atto all'elaborazione dei campioni delle grandezze misurate e di un sistema di comunicazione via USB. Al fine di rendere il sistema autonomo dal punto di vista operativo il prototipo è dotato di un modulo di auto-alimentazione.

4.1.1 Descrizione del circuito

Gli schemi elettrici del circuito progettato sono riportati nell'appendice B. Il circuito impiega un partitore resistivo per scalare la tensione di rete a valori adatti ai componenti che realizzano il condizionamento del segnale, dell'ordine delle frazioni di volt. La struttura del partitore è tale che il circuito sia simmetrico e polarizzato al potenziale di riferimento della circuiteria analogica. Si osserva poi che sia il segnale di modo differenziale sia il segnale di modo comune vengono filtrati da filtri del primo ordine. Il filtro per il modo differenziale evita ai segnali fuori banda di sollecitare gli stadi successivi, per non comprometterne linearità e dinamica. Da un altro punto di vista, tale filtro ha anche la funzione di sopprimere le sollecitazioni transitorie (e.g., bursts) a cui può essere sottoposta la porta di ingresso. Il filtro per il modo comune ha il fine di attenuare gli eventuali segnali per i quali sia presente un percorso che li accoppia con il circuito di misura. In seguito, il canale di misura è composto dalla cascata: amplificatore differenziale, filtro del primo ordine e filtro attivo del quinto ordine. Il filtro attivo del quinto ordine ha una disposizione dei poli secondo Bessel, al fine di preservare la forma del segnale misurato, tendendo a mantenere il ritardo di gruppo costante per i segnali in banda. Infine l'uscita filtrata è collegata all'ingresso del convertitore analogico-digitale.

Il circuito di misura della corrente si basa sulle rilevazioni di un sensore ad effetto Hall predisposto sulla scheda. Il segnale di uscita dal sensore è elaborato in modo analogo a quanto avviene per il segnale di tensione. La sezione di ingresso all'amplificatore differenziale è dotata di un partitore programmabile che ne permette di modificare la massima tensione differenziale in ingresso, ottimizzando la misura. La selezione del fondo scala è effettuata, secondo opportuni criteri, da una linea di controllo comandata dall'elaboratore *on-board*.

Si riporta che i trasduttori di corrente e di tensione presentano bande circa un ordine di grandezza più ampie rispetto a quella del filtro Bessel. Di conseguenza le differenze nella risposta nel tempo dei due canali di misura a un segnale di test

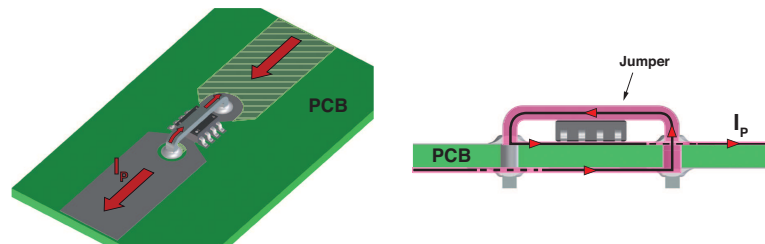


Figura 4.1: Assemblaggio del trasduttore di corrente

può essere considerata trascurabile, malgrado le differenze tra i trasduttori. Ciò permette di considerare i due canali simmetrici, a meno delle asimmetrie dovute ai componenti preposti all'amplificazione e al filtraggio.

I segnali in uscita dal circuito di acquisizione e condizionamento sono presentati in ingresso al componente che effettua la conversione analogico-digitale. Tale componente, MCP3909, è diretto ad applicazioni di tipo *energy metering* e, oltre a poter fornire in uscita le letture grezze dei canali di ingresso, presenta altre funzionalità specifiche, come, ad esempio, il calcolo della potenza istantanea e dell'energia. I risultati generati dal componente sono comunicati all'elaboratore *on-board*, che è un microcontrollore, mediante un bus SPI optoisolato.

Alla fine del processamento dei segnali acquisiti il microcontrollore provvederà ad eventuali ulteriori elaborazioni, immagazzinamento e trasmissione dei risultati delle misurazioni. La comunicazione con l'esterno è permessa da un canale USB.

La sezione di auto-alimentazione è realizzata secondo l'approccio descritto nel paragrafo 4.3 relativo ai moduli di conversione DC/DC isolati integrati. Per la riduzione del ripple di commutazione, dichiarato dal produttore dei moduli di conversione, di circa 30mVpp, si sono adottati dei filtri RC, sia per isolare i dispositivi digitali, affinché le correnti impulsive da questi assorbite si richiudano localmente mediante la capacità di filtro, sia per i dispositivi analogici, per filtrare ulteriormente la tensione di alimentazione.

Disposizione del trasduttore di corrente. In figura 4.1 è illustrato il metodo di assemblaggio del trasduttore ad effetto Hall preposto al *sensing* delle correnti. La configurazione scelta impiega un ponticello, o *jumper*, per rendere più intenso il campo magnetico sentito dalle celle di Hall e quindi aumentare la sensibilità del trasduttore rispetto alla corrente I_p da stimare. Lo svantaggio della tecnica è la variabilità della configurazione del campo nel quale il sensore è immerso dovuta alla scarsa ripetibilità dell'assemblaggio. Questo richiede una taratura iniziale del canale di acquisizione delle correnti.

Sul layout dell'implementazione elettronica. Essendo il sistema di misura in oggetto collegato alla rete elettrica, la disposizione e le interconnessioni dei componenti per la realizzazione della scheda elettronica richiedono particolari attenzioni. Alcune di queste sono volte al ridurre l'effetto dei parassiti sulle misurazio-

ni, altre riguardano aspetti di sicurezza elettrica. Le principali sono risultate nei seguenti provvedimenti:

- introduzione di tagli sulla scheda che separano le parti di circuito che devono essere tra loro isolate. La dimensione della separazione introdotta per mezzo dei tagli sarà pari a 1 mm per ogni 100 V di differenza di potenziale tra i conduttori interessati.

Dunque si sono praticati dei tagli dello spessore di circa 1.5 mm per separare i terminali del convertitore DC/DC e per separare i terminali del connettore collegato alla rete elettrica. Per lo stesso motivo si sono previste delle zone prive di rame in corrispondenza ai punti di ancoraggio del sostegno del circuito e una zona priva di rame, dello spessore di circa 5 mm, che segue il bordo della scheda.

- disposizione di capacità di filtro del modo comune agli ingressi del circuito amplificatore differenziale, al fine di attenuare gli effetti degli accoppiamenti introdotti dai parassiti della realizzazione.

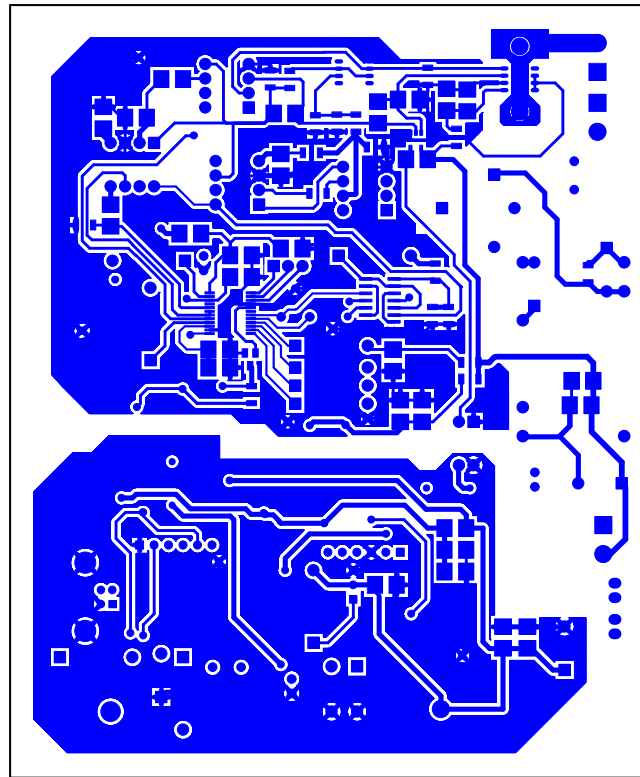
Si è predisposto il layout affinché queste capacità siano identiche per non introdurre un segnale di modo differenziale in ingresso. In ogni caso, se le capacità introducono poli a frequenze superiori a quella di taglio di interesse allora tale sbilanciamento dei canali non si evidenzia in banda.

- disposizione di un assemblaggio rialzato rispetto il livello del rame della scheda di circa $0.5 \div 1$ mm per i componenti i cui terminali sono interessati da elevate tensioni rispetto le piste di rame sottostanti il relativo involucro (package).

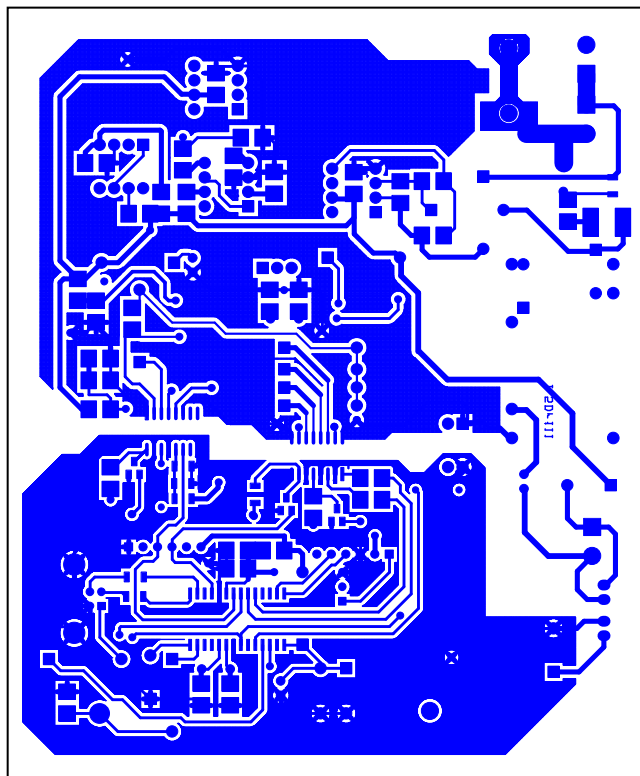
Per questo si è prevista una intercapedine tra la scheda elettronica e il package del trasduttore di corrente, al fine di evitare eventuali perforazioni del package di quest'ultimo. L'intercapedine può essere riempita con del materiale isolante (e.g., teflon) oppure si possono rivestire le piste connesse alla rete disposte sotto al sensore di corrente con della resina epossidica. Quest'ultimo accorgimento riduce anche l'interazione delle piste connesse alla rete con le piste di segnale della scheda.

- al fine del contenimento delle interferenze causate dal segnale ad onda quadra impiegato per il funzionamento dei filtri attivi, la pista che porta tale segnale ai due componenti è affiancata da due piste di guardia connesse al potenziale di massa.

Il layout del circuito progettato è illustrato nella figura 4.2a, relativa al lato top, e nella figura 4.2b, relativa al lato bottom.



(a) Lato top



(b) Lato bottom

Figura 4.2: Layout del prototipo *energy meter*

4.2 Prototipo *Interfaccia Rete*

Il prototipo *interfaccia rete* è un blocco funzionale di un energy meter, finalizzato all'acquisizione delle grandezze elettriche presenti ad un punto della rete. Rappresenta la parte più delicata del sistema di misura in quanto realizza il *sensing* dei segnali acquisiti e pertanto definisce l'accuratezza delle misurazioni fornite dal sistema.

La peculiarità della soluzione descritta nella presente sezione consiste nella realizzazione di una interfaccia di misura delle grandezze elettriche dotata di una porta di comunicazione SPI le cui linee sono galvanicamente isolate dalla rete elettrica. Tale soluzione consente quindi di collegare l'interfaccia direttamente alla rete e leggere i valori delle grandezze elettriche rilevate tramite un modulo di acquisizione esterno (e.g., data logger).

4.2.1 Descrizione del circuito

Gli schemi elettrici del circuito progettato sono riportati nell'appendice C. Il circuito impiega un partitore resistivo per scalare la tensione di rete a valori adatti ai componenti che realizzano il condizionamento del segnale, nell'ordine delle frazioni di volt. Il partitore si collega a valle di un fusibile e in parallelo ad una capacità e un dispositivo MOV (Metal Oxide Varistor) al fine di proteggere l'ingresso di misura nel caso vi siano sovratensioni in linea e di scollegare il circuito di misura in caso di guasto dello stesso.

In parallelo all'uscita del partitore è collegata l'antiserie di due diodi soppressori veloci, i quali provvedono a limitare l'ampiezza dei segnali applicati all'ingresso del canale di misura. In cascata è poi collegata la serie di una ferrite e di un condensatore; si può impiegare l'approssimazione che il condensatore assieme alla resistenza di uscita del partitore componga un filtro del primo ordine, mentre la ferrite provvede ad aumentare l'impedenza vista a valle dall'uscita del partitore di ingresso a frequenze elevate, senza coinvolgere interazioni di accumulo energetico con altre capacità, siano esse di filtro oppure parassite.

Infine i segnali rilevati sono applicati all'ingresso del dispositivo che effettua la conversione A/D. I risultati delle elaborazioni del componente sono comunicate verso apparati esterni mediante una interfaccia SPI isolata. I componenti che realizzano l'isolamento implementano la tecnologia *iCoupler*, che utilizza trasformatori integrati al fine di ottenere l'isolamento tra le due sezioni circuitali. I vantaggi della soluzione rispetto a quella adottata per il primo prototipo sono il numero di componenti impiegati, che risulta minimo, non richiedendo l'impiego di resistori di pull-up, la riduzione del consumo del circuito, un aumento della velocità della trasmissione e la possibilità di disporre di un'alimentazione isolata nella sezione a valle dell'isolamento, che preleva l'energia dalla parte connessa alla rete elettrica.

Il layout del circuito è riportato in figura 4.3

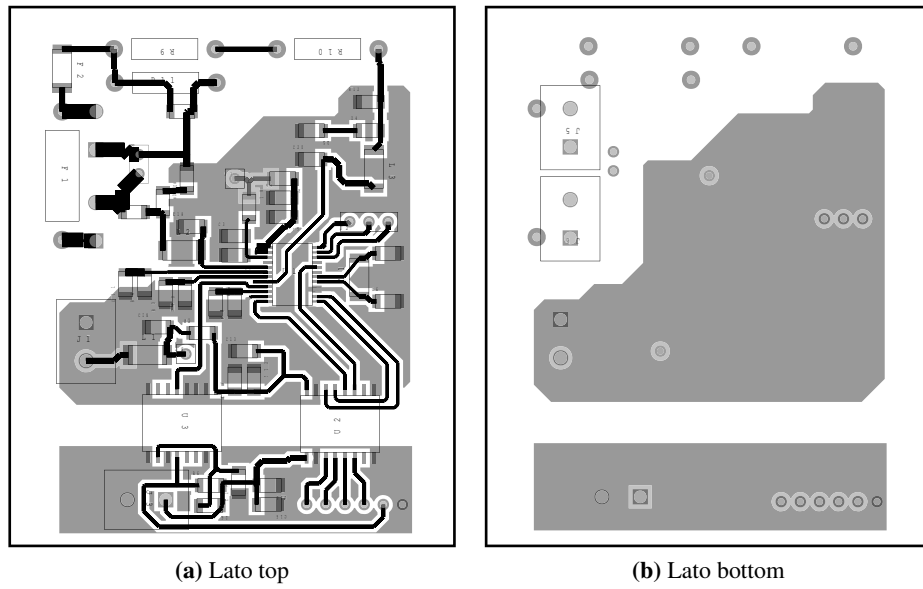


Figura 4.3: Layout del prototipo *interfaccia rete*

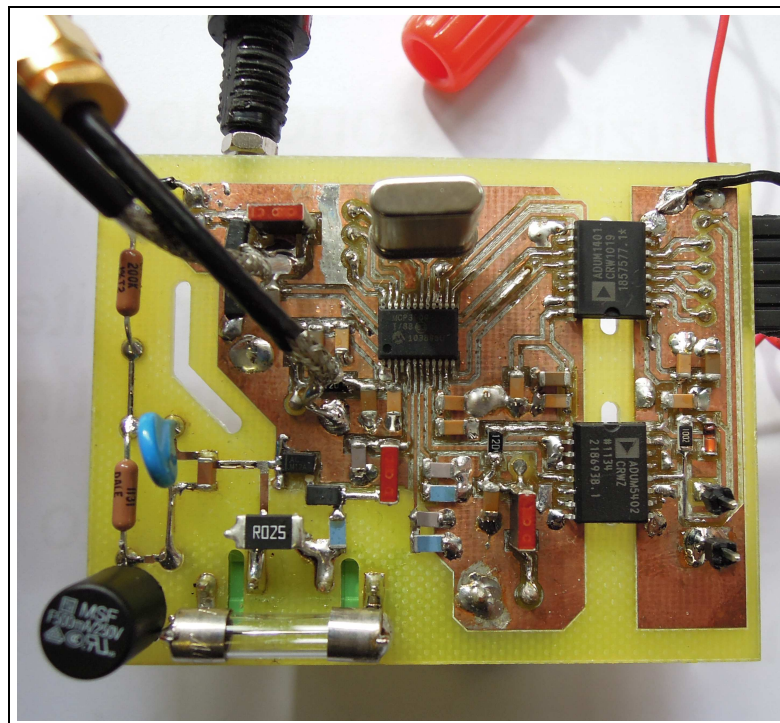


Figura 4.4: Foto del prototipo realizzato *interfaccia rete*

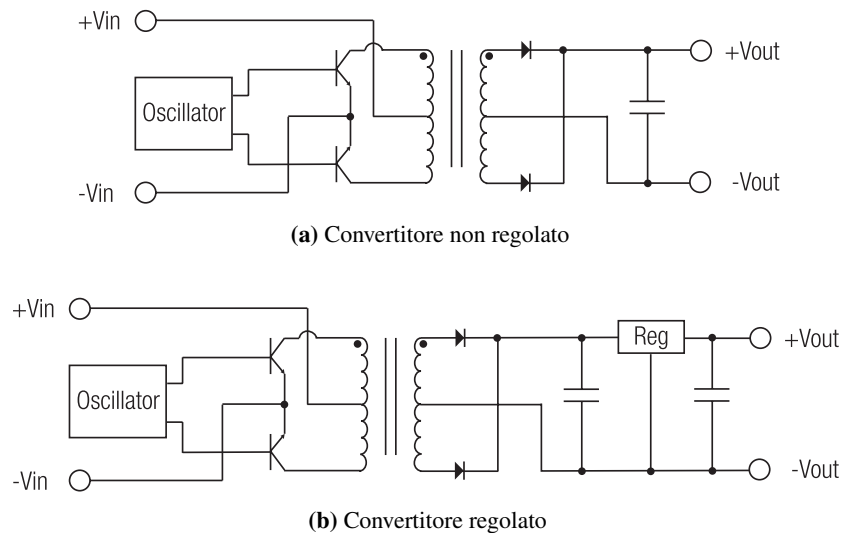


Figura 4.5: Convertitori integrati

4.3 Sezione di Alimentazione

Il blocco dedicato all'alimentazione del sistema di misura provvede alla generazione delle tensioni necessarie ai vari moduli. I requisiti di maggior importanza per questi alimentatori sono l'isolamento galvanico tra ingresso e uscita e l'efficienza.

Tali requisiti portano ad escludere l'impiego di alimentatori lineari e a preferire come blocco fondamentale per il sistema di alimentazione i convertitori a commutazione. L'implementazione del convertitore può servirsi di moduli integrati oppure può procedere mediante il progetto dell'intero stadio di conversione e di regolazione.

Il primo approccio permette di ottenere soluzioni compatte, anche impiegando un numero ridotto di componenti, con il minimo sforzo di progetto. Naturalmente, ciò si ripercuote negativamente sulle prestazioni in termini di precisione e flessibilità della soluzione individuata. In figura 4.5 è riportato un tipico schema di principio dei moduli di conversione integrati. Il convertitore di figura 4.5a adotta la topologia push-pull e impiega un controllo feedforward per il controllo della tensione di uscita, mentre il convertitore di figura 4.5b integra in aggiunta un blocco lineare dedicato alla regolazione della tensione di uscita. Al fine dell'alimentazione dell'elettronica dedicata alla acquisizione dei segnali misurati può essere opportuna una regolazione maggiormente accurata della tensione in uscita. In questi casi è possibile impiegare regolatori lineari del tipo LM317, oppure regolatori in grado di gestire piccole potenze e indirizzati all'alimentazione dell'elettronica analogica di precisione o alla realizzazione di riferimenti di tensione adatti all'impiego nella conversione dal dominio analogico a quello digitale.

L'approccio custom si rivela vantaggioso in situazioni in cui sono presenti ne-

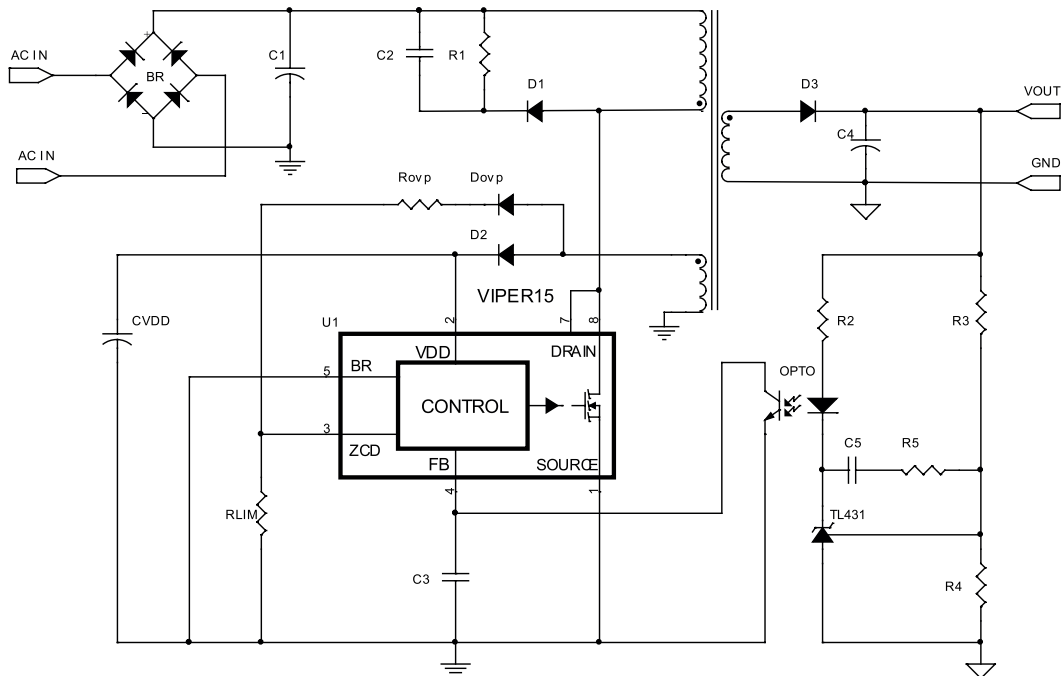


Figura 4.6: Schema di convertitore DC/DC flyback

cessità quali il dover disporre di più uscite isolate, di un isolamento particolarmente robusto tra ingresso e uscita o di una regolazione precisa e accurata. Lo svantaggio della soluzione, rispetto alla seconda, è la fase di progettazione dei componenti magnetici e dell'anello di regolazione. L'implementazione del controllo può avvenire mediante un microcontrollore, oppure impiegando dei circuiti integrati dedicati.

Entrambe le alternative sono state valutate e implementate nel presente lavoro di tesi, infatti il prototipo *energy meter* impiega una sezione di alimentazione composta impiegando moduli di conversione integrati, come visibile in figura B.5 dell'appendice B, mentre per il prototipo *interfaccia rete* è stata considerata una sezione di alimentazione custom basata sul controllore ST VIPER15 che opera nella topologia illustrata in figura 4.6.

Dal punto di vista progettuale, mentre la topologia del convertitore è definita e consigliata dal datasheet del controllore, è invece interessante soffermarsi sul dimensionamento del trasformatore (più precisamente mutuo induttore) impiegato nella struttura, il quale determina le prestazioni, l'ingombro e il costo complessivo della soluzione. Per questo motivo il prossimo paragrafo riporta il progetto del componente magnetico assegnate le specifiche dell'applicazione.

4.3.1 Progetto del trasformatore per flyback SMPS

Nel seguito è riportato il procedimento adottato per il progetto del trasformatore del convertitore flyback rappresentato in figura 4.6.

Requisiti elettrici dell'applicazione

Considerando l'applicazione in esame si individuano le specifiche elencate in tabella 4.1.

Tabella 4.1: Parametri e requisiti elettrici

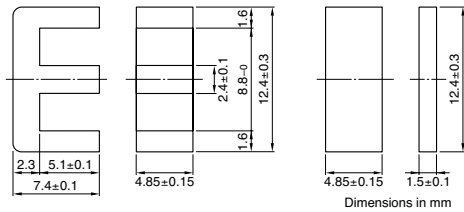
Parametro	Simbolo	Specifica
Frequenza nominale	f_s	225 kHz
Tensione dc avvolgimento primario ($V_P^{min} - V_P^{MAX}$)	V_P	100 V – 325 V
Tensione dc avvolgimento secondario 1	V_{S1}	5 V
Tensione dc avvolgimento secondario 2	V_{S2}	8 V
Tensione dc avvolgimento ausiliario	V_{AUX}	16 V ⁽¹⁾
Corrente dc primario	I_P	—
Corrente dc avvolgimento secondario 1	I_{S1}	150 mA
Corrente dc avvolgimento secondario 2	I_{S2}	150 mA
Corrente dc avvolgimento ausiliario	I_{AUX}	5 mA ⁽²⁾
Isolamento tra avvolgimenti	V_{ISO}	1500 Vdc
Rendimento	η	85%

⁽¹⁾ Scelto come valore intermedio tra la tensione minima e la tensione minima di funzionamento del chipset.

⁽²⁾ Corrente massima di alimentazione in commutazione $I_{DD1} = 2.5 \text{ mA}@120 \text{ V}$, corrente drenata dal circuito di sensing $I_{ZCD}^s = 1 \text{ mA}$.

Scelta del nucleo magnetico. La scelta del materiale del nucleo deve tener conto di caratteristiche quali: il materiale, la dimensione e la forma. Tipicamente, per trasformatori operanti in convertitori switching a frequenze di commutazione dell'ordine di 100kHz, analogamente al caso in esame, si adottano nuclei in ferrite. È opportuno scegliere il nucleo con la maggiore lunghezza di finestra possibile, al fine di minimizzare il numero di strati di spire e, in questo modo, le perdite per correnti parassite e l'induttanza di dispersione. Un materiale magnetico di tipo **P** presenta un alto valore di densità di flusso alla saturazione ed elevata permeabilità rispetto ad un materiale di tipo **N**. Un materiale di tipo **K** sarebbe una scelta migliore nei casi in cui si hanno rilevanti variazioni di flusso (per esempio per SMPS operanti prevalentemente in DCM).

EI Series EI12.5 Cores(JIS FEI 12.5)



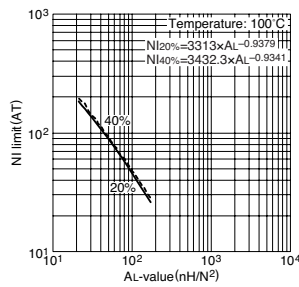
PARAMETER

Core factor	C1	mm ⁻¹	1.48
Effective magnetic path length	l _e	mm	21.3
Effective cross-sectional area	A _e	mm ²	14.4
Effective core volume	V _e	mm ³	308
Cross-sectional center pole area	A _{CP}	mm ²	11.6
Minimum cross-sectional area	A _{CP min.}	mm ²	10.8
Cross-sectional winding area of core	A _{cw}	mm ²	17.3
Weight (approx.)		g	1.9

Part No.	AL-value (nH/N ²)	Core loss (W) at 100°C 100kHz, 200mT	Calculated output power (forward converter mode)
PC47EI12.5-Z	1200±25% (1kHz, 0.5mA)* 2120 min. (100kHz, 200mT)	0.10 max.	11.5W (100kHz)

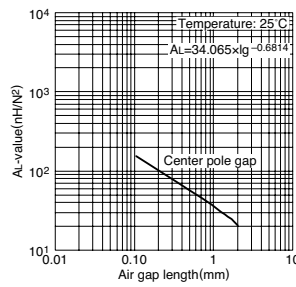
*Coil: ø0.2 2UEW 100Ts

NI limit vs. AL-value for
PC47EI12.5 gapped core (Typical)



Note: NI limit shows the point where the exciting current is 20% and 40% away from its extended linear part.

AL-value vs. Air gap length for
PC47EI12.5 core (Typical)



Measuring conditions • Coil: ø0.2 2UEW 100Ts
• Frequency: 1kHz
• Level: 0.5mA

Figura 4.7: Compendio delle caratteristiche del nucleo EI 12.5 scelto ed impiegato nel progetto tratto dal datasheet del componente

Determinazione della massima densità di flusso. Un metodo utilizzato per procedere con il progetto e i successivi calcoli si assume un valore di massima densità di flusso, ed eventualmente si corregge iterativamente. Valori tipici per B_{sat} sono di circa 0.3 ÷ 0.35 T.

Dalle specifiche, la potenza totale entrante nel trasformatore è:

$$P_{tot} = \frac{1}{\eta} (V_{S1} \cdot I_{S1} + V_{S2} \cdot I_{S2} + V_{AUX} \cdot I_{AUX}) \simeq 3 \text{ W}, \quad (4.1)$$

quindi si può iniziare il progetto considerando il nucleo TDK EI 12.5 della serie EI composto dal materiale PC47. Per tale materiale il valore della densità di flusso alla saturazione è pari a 420 mT @ 100°C, assumiamo quindi $\Delta B = 0.3 \text{ T}$.

Si calcola la variazione massima della densità di flusso. Imponendo $I_{MAX} = 50 \text{ mA}$ si ha:

$$\Delta B_{MAX} = \frac{B_{MAX}}{I_{MAX}} = \frac{0.3 \text{ T}}{86.45 \text{ mA}} \cdot 72 \text{ mA} = 0.247 \text{ T}, \quad (4.2)$$

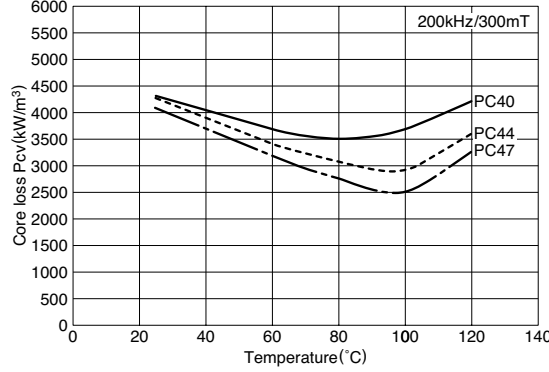


Figura 4.8: Core loss versus flux density variation

a cui corrisponde un valore di ampiezza $\Delta B_{MAX}/2 = 0.125\text{T}$. Da tale valore è possibile stimare, note le caratteristiche core-loss vs. ΔB , oppure, in questo caso non critico, facendo riferimento alla figura 4.8, le perdite nel nucleo, le quali corrispondono a circa $4\text{mW}/\text{cm}^3$. Il risultato indica che le perdite nel nucleo sono trascurabili nel computo delle perdite totali e quindi, al fine dell'individuazione del limite di ΔB sono da considerare i fenomeni di saturazione.

Definizione delle dimensioni e della forma del nucleo. Per il caso in esame, nel quale ΔB è limitato dalla saturazione del materiale del nucleo magnetico, le dimensioni del nucleo si possono determinare per mezzo di una formula empirica, di consolidata efficacia, che fornisce una stima del valore che dovrà assumere il seguente prodotto di aree:

$$A_p := A_w \cdot A_e, \quad (4.3)$$

dove A_w è l'area della finestra che accoglie la sezione totale degli avvolgimenti e A_e è l'area della gamba principale del nucleo. La formula è la seguente:

$$A_p = \left(\frac{L_m I_{Ppk} I_{FL}}{B_{MAX} K_1} \right)^{4/3} = \left(\frac{4.5\text{mH} \cdot 86.45\text{mA} \cdot 261.25\text{mA}}{0.3\text{T} \cdot 0.0085} \right)^{4/3} = 0.014\text{cm}^4, \quad (4.4)$$

nella quale si pone $K_1 = 0.0085$ per una applicazione flyback con isolamento primario e secondario.

Ricordando il nucleo considerato precedentemente, **EI 12.5**, questo presenta $A_p = 0.020\text{cm}^4 > 0.014\text{cm}^4$, permettendo di procedere con il progetto mantenendo tale nucleo.

Determinazione delle perdite. Adottando la convezione naturale come metodo di smaltimento del calore e assumendo il rendimento della macchina pari a $\eta = 0.85$, ipotesi verificabile a posteriori, la potenza totale dissipata è:

$$3W(1 - 0.85) = 0.45W. \quad (4.5)$$

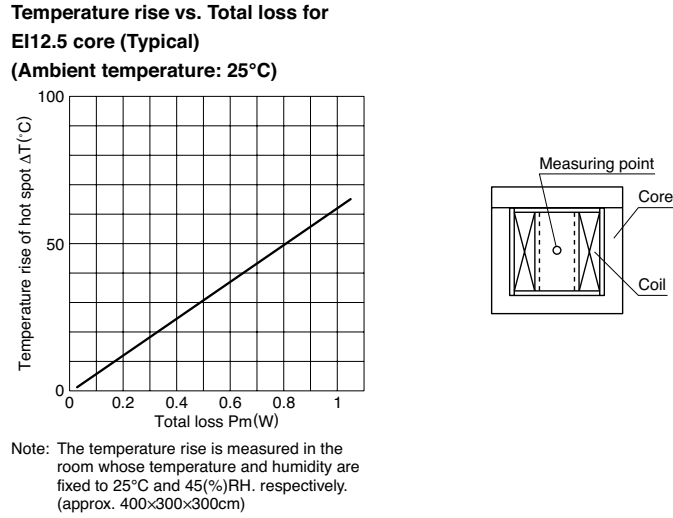


Figura 4.9: Temperature rise vs. total loss

Dalla caratteristica riportata in figura 4.9, si stima un aumento di temperatura minore di 50°C.

Nel caso non fossero disponibili dati più precisi, è anche possibile impiegare la seguente relazione, per ottenere una stima approssimata della resistenza termica del trasformatore:

$$\theta_{c-a} \simeq \frac{36}{A_w} = \frac{36}{0.136 \text{ cm}} = 265 \text{ }^\circ\text{C/W}. \quad (4.6)$$

Quest'ultima stima porta ad un aumento di temperatura di circa 120°C, che non permetterebbe di preservare il corretto funzionamento del dispositivo e, a fortiori, le sue caratteristiche.

Calcolo del numero ottimale di spire per l'avvolgimento primario. Il valore del numero ottimale di spire dell'avvolgimento primario risulta dall'applicazione della legge di Faraday:

$$N_P = \frac{L I_{Ppk}}{B_{MAX} A_e} = \frac{4.5 \text{ mH} \cdot 84.45 \text{ mA}}{0.3 \text{ T} \cdot 14.4 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \text{ m}^2} = 90 \text{ spire}. \quad (4.7)$$

Con l'ausilio della rappresentazione grafica di figura 4.10 si sceglie il rapporto spire pari a 10, ottenendo il numero di spire degli avvolgimenti secondari:

$$N_{S1} = N_{S2} = \frac{90}{10} = 9 \text{ spire}. \quad (4.8)$$

In questo caso è possibile pensare di avvolgere in maniera intercalata l'avvolgimento primario assieme al primo avvolgimento secondario, per limitare lo spazio occupato dagli avvolgimenti e minimizzare le perdite per correnti parassite, limitando però in questo modo il grado di isolamento tra P e $S1$.

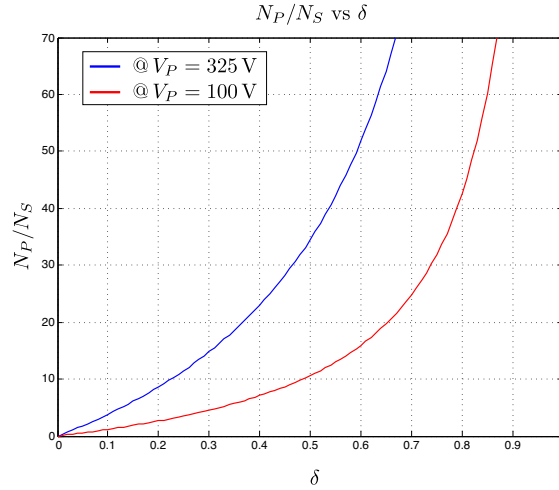


Figura 4.10: Rappresentazione grafica dell'andamento del rapporto spire in funzione del duty cycle e della tensione primaria di ingresso nell'applicazione in esame

Per quanto riguarda il numero di spire dell'avvolgimento ausiliario si ha:

$$N_{AUX} = \frac{V_{AUX}}{V_{P1}} = \frac{16 \text{ V}}{8 \text{ V}} = 18 \text{ spire.} \quad (4.9)$$

Calcolo delle dimensioni del traferro. Assumendo che l'energia magnetica immagazzinata dal mutuo induttore sia confinata solo nel volume definito dal traferro, si ottiene:

$$\frac{1}{2} \mu_0 (N_p I_p)^2 (\ell_g A_e) = \frac{1}{2} L I_p^2, \quad (4.10)$$

dalla quale risulta:

$$\ell_g = \frac{\mu_0 N_p^2 A_e}{L} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 90^2 \cdot 14.4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \text{ m}}{4.5 \text{ mH}} \simeq 0.03 \text{ mm} = 33 \mu\text{m}. \quad (4.11)$$

Definizione dell'avvolgimento primario. Al fine di ridurre le perdite ohmiche sugli avvolgimenti, poniamo la densità di corrente nei conduttori pari a 420 A/cm^2 . In questo modo le caratteristiche risultanti dell'avvolgimento primario sono riportate in tabella 4.2.

Impiegando le curve di Dowell per la stima del rapporto R_{ac}/R_{dc} , riportate in figura 4.11, lo spessore efficace di ogni strato è 0.75 volte il diametro del conduttore, tenendo conto del fatto che i conduttori sono di sezione circolare e distanziati tra loro dallo spessore dell'isolamento. Con riferimento alle caratteristiche riportate in figura 4.11 risulta $R_{ac}/R_{dc} = 1.5$, perciò la potenza dissipata per effetto delle correnti totali nei conduttori dell'avvolgimento primario si può stimare pari a:

$$P_W = R_{dc} I_{Ndac}^2 + R_{ac} I_{Nac}^2 = 2 \Omega \cdot (0.03 \text{ A})^2 + 2 \Omega \cdot 1.5 \cdot (0.031 \text{ A})^2 = 4.68 \text{ mW}. \quad (4.12)$$

Tabella 4.2: Caratteristiche finali dell'avvolgimento primario

Parametro	Valore
Avv. primario AWG34	90 spire su 4 strati \Rightarrow 23-23-22-22
Resistenza dell'avv. primario	$\simeq 2 \Omega$
Diametro AWG34, heavy ins.	0.02 cm
Altezza avv. primario	5.1 cm
Skin depth @ 225 kHz D_{PEN}	$7.6/\sqrt{f} = 0.016$ cm
Layer thickness/ D_{PEN}	$(0.75 \cdot 0.16 = 0.12)$ mm/0.16 mm = 0.75

Definizione degli avvolgimenti secondari. Seguendo il procedimento adottato per la definizione delle caratteristiche dell'avvolgimento primario anche per l'avvolgimento secondario, risultano i valori riportati in tabella 4.3.

Tabella 4.3: Caratteristiche finali degli avvolgimenti secondari

Parametro	Valore
Avv. primario AWG32	9 spire su 1 strato
Resistenza dell'avv. primario	$\simeq 0.116 \Omega$
Diametro AWG32, heavy ins.	0.024 cm
Altezza avv. secondario	5.1 cm
Skin depth @ 225 kHz D_{PEN}	$7.6/\sqrt{f} = 0.016$ cm
Layer thickness/ D_{PEN}	$(0.75 \cdot 0.2 = 0.15)$ mm/0.16 mm = 0.94

Impiegando le curve di Dowell per la stima del rapporto R_{ac}/R_{dc} , lo spessore efficace di ogni strato è 0.75 volte il diametro del conduttore, tenendo conto del fatto che i conduttori sono di sezione circolare e distanziati tra loro dallo spessore dell'isolamento. Dalle caratteristiche riportate in figura 4.11 risulta $R_{ac}/R_{dc} = 1.15$, perciò la potenza dissipata per effetto delle correnti totali nei conduttori dell'avvolgimento primario si può stimare pari a:

$$P_W = R_{dc} I_{INdc}^2 + R_{ac} I_{INac}^2 = 0.116 \Omega \cdot \left(\frac{3 \text{ W}}{2 \cdot 8 \text{ V}} \right)^2 + 2 \Omega \cdot 1.15 \cdot (0.242 \text{ A})^2 = 139 \text{ mW}. \quad (4.13)$$

Calcolo delle perdite. Per il calcolo delle perdite totali si sommano le perdite nel nucleo alle perdite negli avvolgimenti. In particolare, la potenza dissipata nel nucleo nel nucleo risultano circa $4 \text{ mW/cm}^3 \cdot 308 \cdot 10^{-3} \text{ cm} = 1 \text{ mW}$, mentre la potenza dissipata negli avvolgimenti circa $4.68 \cdot 10^{-3} \text{ mW} + 139 \text{ mW} \cdot 2 = 282 \text{ mW}$;

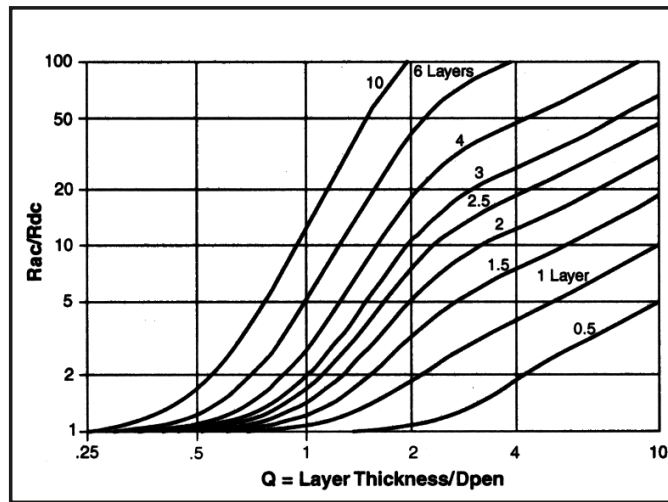


Figura 4.11: Curve di Dowell al fine della stima della resistenza degli avvolgimenti vista dalla componente alternata ad alta frequenza

da cui risulta una potenza totale dissipata ed un conseguente rendimento pari a:

$$P_{diss} = P_{core} + P_W^{tot} = 283 \text{ mW} \quad \Rightarrow \quad \eta = \frac{3 \text{ W}}{3 \text{ W} + 0.283 \text{ W}} = 0.91. \quad (4.14)$$

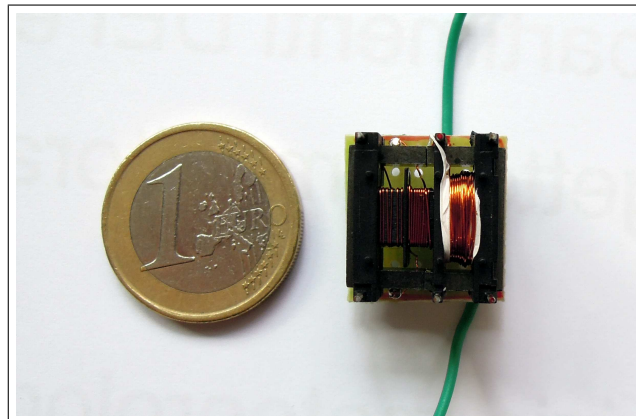


Figura 4.12: Foto del trasformatore realizzato

4.3.2 Protezione da Surge, Burst e Overvoltage

Un'apparecchiatura elettrica o elettronica collegata alla rete di distribuzione, come uno smart meter, deve essere in grado di sostenere le sollecitazioni che si hanno quando le tensioni di rete sono distorte rispetto all'andamento sinusoidale di

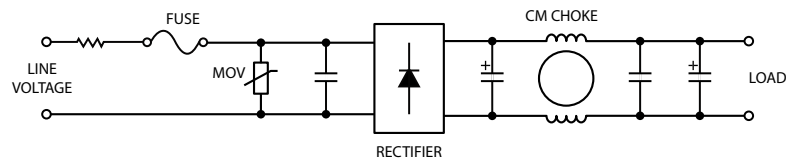


Figura 4.13: Circuito di soppressione delle interferenze

riferimento. Il fine è quello di preservare l'integrità fisica dei dispositivi che compongono l'apparecchiatura connessa alla rete, anche a fronte di andamenti impulsivi delle tensioni, e di garantirne il funzionamento, anche in presenza di fenomeni eccezionali. Questi due aspetti assumono rilevante importanza se si considera il tipico ambiente in cui opera uno smart meter. In particolare, in una micro smart grid le interfacce elettroniche delle sorgenti distribuite e gli energy gateway sono controllati in modo ottimo, con riferimento a misure appositamente definite. A tal fine sono attuate, ad esempio, correzioni e compensazioni delle correnti assorbite dai carichi, oppure, quando ciò risulti vantaggioso in termini economici o di qualità dell'energia, attuando la commutazione della microrete tra i modi di funzionamento islanded e grid-connected. Queste azioni migliorano notevolmente lo stato elettrico della rete con riferimento alle misure che individuano l'ottimo, tuttavia lasciano in secondo piano le conseguenti ripercussioni sugli andamenti istantanei delle forme d'onda. Infatti tali controlli originano nuove situazioni transitorie, di carattere eventualmente discontinuo, inusuali, se non addirittura assenti, nella tradizionale rete di distribuzione, che introducono nella microrete dinamiche veloci ma di intensità elevata. Lo stress che deriva dagli acuti fenomeni di rete, anche in relazione della frequenza degli stessi, va gestito in modo adeguato in fase di progetto dell'interfaccia verso la rete elettrica delle apparecchiature.

A tal fine dell'individuazione di una tecnica di protezione in grado di permettere il corretto funzionamento del circuito di misura e di alimentazione anche a fronte dei fenomeni impulsivi presenti nella tensione di rete si considerano le specifiche definite dalla norma EN61000-4-5. Questa infatti stabilisce le caratteristiche della perturbazione di tipo surge che deve sopportare un apparecchiatura connessa alla rete elettrica. In figura 4.14 sono riportate in forma grafica le caratteristiche dell'impulso che deve sostenere l'apparecchiatura collegata alla rete elettrica. Il circuito che si è predisposto allo scopo è riportato in figura 4.13. Esso è costituito da un fusibile in serie alla linea di ingresso, un componente Metal Oxide Varistor (MOV) in derivazione alla linea di ingresso e un filtro di modo comune e differenziale. Un opportuno dimensionamento dei tre componenti permette di proteggere l'apparecchiatura da fenomeni impulsivi e di isolare l'apparato di misura da disturbi condotti attraverso le linee di alimentazione.

Al fine del dimensionamento del circuito rispetto alla perturbazione rappresentata in figura 4.14 si deve considerare che l'interfaccia verso la rete deve essere in grado di operare alla tensione nominale, pari a 325 V. In questi termini si vuole

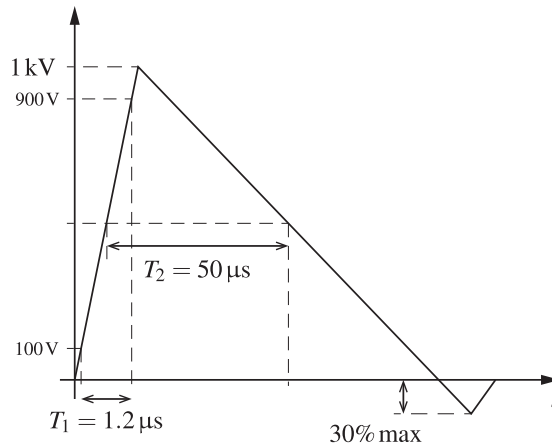


Figura 4.14: Caratteristiche di un surge

un picco massimo in situazioni anomale non superiore alla minima tra le tensioni di rottura del ponte raddrizzatore e dell'interruttore interno al convertitore. Per i componenti scelti questa è pari a 600 V. Una prima scelta del common mode choke può avvenire consultando i cataloghi dei costruttori, impiegando come criteri di scelta la corrente massima assorbita dall'apparecchiatura e la perdita di inserzione desiderata. Il valore dei condensatori di filtro può essere determinato fissando il valore della massima ondulazione della tensione in ingresso al circuito. Ponendo un'ondulazione massima della tensione applicata ai capi del convertitore pari al 10% della tensione massima e un assorbimento di corrente medio di circa 30 mA, risulta un condensatore di filtro di valore almeno pari a 10 μF :

$$C_{in}^{\min} = \frac{I_{in}}{\Delta v_m^{\max} \cdot f_{fin}} = \frac{30 \text{ mA}}{0.1 \cdot 325 \text{ V} \cdot 100 \text{ Hz}} \simeq 10 \mu\text{F}. \quad (4.15)$$

Per quanto riguarda la scelta del componente soppressore di transitori MOV, noto il valore massimo al quale limitare la tensione di ingresso, dal catalogo dei produttori si individua il componente più opportuno. Una scelta opportuna può essere il componente Panasonic ERZVF M361, il quale presenta la minima tensione di clamp e una tensione di esercizio pari alla tensione di alimentazione dell'apparecchiatura.

A questo punto, è possibile definire un modello per i componenti scelti che siano d'ausilio al progetto del circuito di protezione. Un modello del componente MOV proposto in letteratura è riportato in figura 4.15a. A partire da quest'ultimo se ne è composto uno più accurato, che tiene conto della dipendenza dalla corrente della tensione ai capi. Il modello proposto è riportato in figura 4.15b. Per la descrizione del comportamento, si assume una tensione v_{IN} iniziale pari a zero. Quando $v_{IN} < V_C$, cioè la tensione ai capi del componente è inferiore alla tensione di clamp

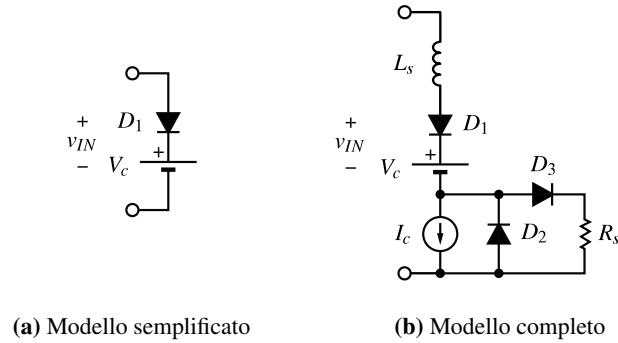


Figura 4.15: Modelli di MOV

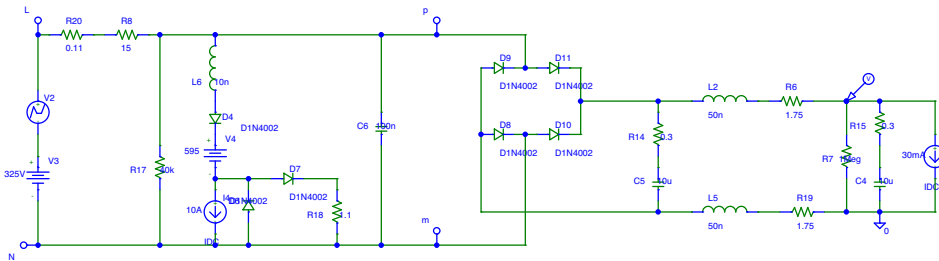


Figura 4.16: Schematizzazione del circuito di protezione di ingresso

V_c , i diodi D_1 e D_3 sono spenti e la corrente I_c si richiude attraverso il diodo D_2 . All'aumentare della tensione v_{IN} , quando v_{IN} supera V_c il diodo D_1 si accende e la corrente i_s si richiude attraverso il diodo D_2 fintanto che $i_s < I_c$. Quando all'aumentare di v_{IN} questa porta alla condizione $i_s > I_c$, anche il diodo D_3 si accende e l'eccesso di corrente $i_s - I_c$ si richiude attraverso la resistenza R_s . Dall'analisi risulta che il modello fornisce una stima in eccesso della tensione v_{IN} . Il valore parametri con cui completare il modello possono essere derivati, alla luce dell'analisi svolta, sulla base delle informazioni ricavabili dal datasheet del componente.

Impiegando il modello descritto è possibile comporre il circuito di figura 4.16. Il circuito permette di determinare il picco della tensione di ingresso ai capi del ponte raddrizzatore e del trasformatore in presenza di surge in ingresso. In figura 4.17 è riportata la risposta del circuito di figura 4.16, ponendo le capacità di filtro di valore minimo pari a $10\ \mu\text{F}$, alla sollecitazione di surge di figura 4.14. Il valore dell'induttanza del filtro di modo comune può essere posta pari a quella degli induttori di cui è composto considerati singolarmente e avvolti in aria, poiché in questa situazione le correnti che si originano sono sufficientemente elevate per saturare il nucleo di materiale magnetico attorno al quale sono avvolti gli avvolgimenti del filtro.

Secondo i modelli sviluppati i componenti scelti sono adeguati alla funzione di

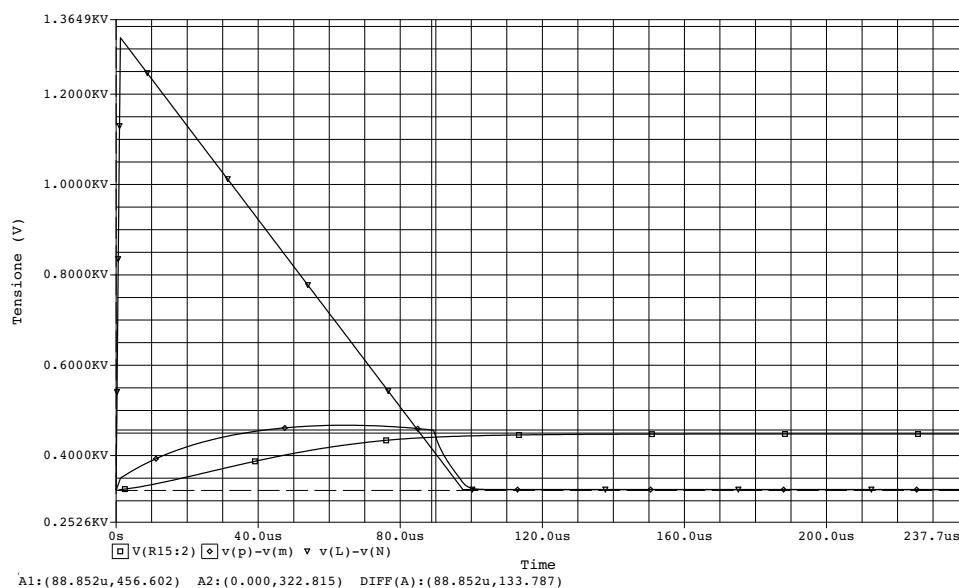


Figura 4.17: Andamento delle tensioni in risposta al surge

protezione del circuito: la tensione massima di ingresso v_{IN}^{\max} misurata è pari a circa 460V. Un estremo superiore per le stime dell'energia assorbita dal dispositivo per effetto del surge può essere la seguente:

$$E^{\text{Max}} = v_{IN}^{\max} \frac{i_{IN}^{\max} T_{\text{surge}}}{2} \simeq 460 \text{ V} \cdot \frac{65 \text{ A} \cdot 85 \mu\text{s}}{2} \simeq 1.3 \text{ J}, \quad (4.16)$$

che può essere assorbita dal dispositivo. Assumendo gli impulsi di surge intervallati da un tempo sufficiente a permettere la dissipazione del calore da parte del componente, da quanto calcolato è possibile dimensionare il fusibile affinché intervenga per fenomeni che comportano una corrente in ingresso di energia (nel senso della misura $\int |i|^2 dt$) maggiore rispetto a quella coinvolta da un surge del tipo considerato. Tenendo conto di ciò si dimensiona il fusibile.

I parametri che devono essere determinati per individuare il fusibile adeguato all'applicazione sono la breaking capacity, la rated voltage ($> 230 \text{ V}$) e il valore di fusione I^2t . Il valore di fusione si calcola mediante l'espressione:

$$I^2t \simeq \int_0^{T_{\text{surge}}} |i(x)|^2 dx, \quad (4.17)$$

il cui valore numerico, secondo i risultati della simulazione, risulta pari a circa $I^2t = 0.12 \text{ A}^2\text{s}$. Se si vuole che il dispositivo intervenga per correnti di ingresso di energia superiore a quella coinvolta da un surge del tipo specificato allora si ha come target di I^2t esattamente la quantità (4.17).

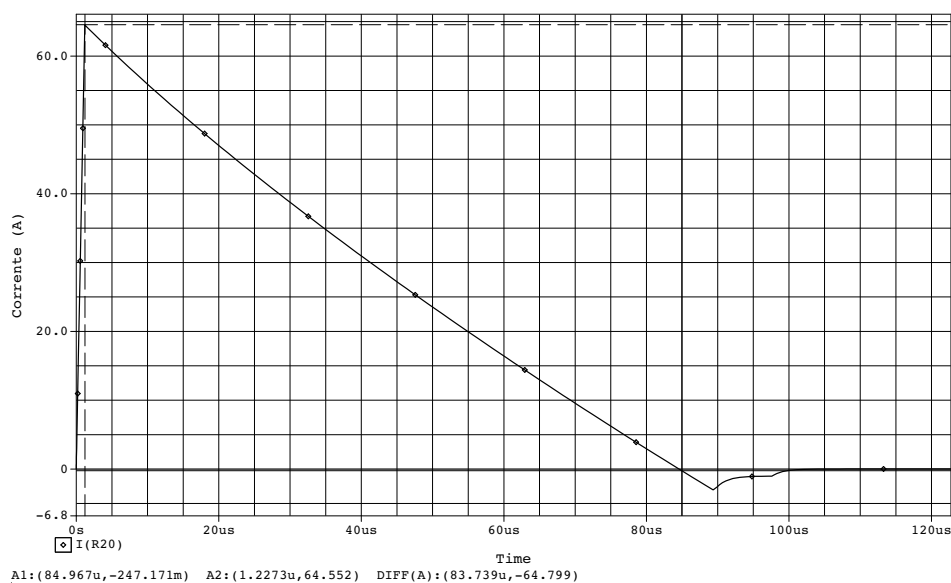


Figura 4.18: Andamento della corrente assorbita durante un evento di surge

4.3.3 Comunicazione e Collaudo

I successivi paragrafi descrivono la tecnica di comunicazione attraverso la quale avviene lo scambio di informazioni tra il prototipo *interfaccia rete* e una scheda di acquisizione esterna. Descrive inoltre la procedura di configurazione della scheda di misura. Questa prima parte riporta osservazioni e presenta utilità generali poiché dovrà essere implementata indipendentemente dal dispositivo di acquisizione adottato. La parte finale presenta il programma impiegato per il collaudo del sistema e riporta i risultati della fase di test.

Comunicazione. Il protocollo di comunicazione di cui dispone il circuito integrato di misura MCP3909 è il Serial Peripheral Interface, SPI. La tecnica di comunicazione impiega un bus composto, oltre al riferimento di massa, delle seguenti quattro linee:

MISO Master Input Slave Output, è la linea comandata dall'integrato di misura, che rappresenta un dispositivo *slave*, e letta dall'elaboratore, che rappresenta il dispositivo *master*;

MOSI Master Output Slave Input, è la linea comandata dall'elaboratore, che rappresenta il dispositivo *master*, e letta dall'integrato di misura, che rappresenta un dispositivo *slave*;

SCK Serial Clock, clock della comunicazione, è la linea di sincronizzazione tra i dispositivi *master* e i dispositivi *slave*. Tale linea è comandata dal dispositivo *master*.

CS Chip Select pin, è la linea di abilitazione dei dispositivi *slave*. La linea è comandata dal dispositivo *master*.

Denominando *idle* e *active* i due stati che possono assumere le linee del bus di comunicazione, il protocollo prevede quattro modi di interpretare i segnali elettrici rilevati sulle linee di ingresso e di comandare le linee di uscita:

Mode 0: Lo stato *idle* corrisponde al un valore basso del segnale di clock e la trasmissione avviene al passaggio tra lo stato *active* e lo stato *idle* (trasmissione at falling edge);

Mode 1: Lo stato *idle* corrisponde al valore basso del segnale di clock e la trasmissione avviene al passaggio tra lo stato *idle* e lo stato attivo (transmission at rising edge);

Mode 2: Lo stato *idle* corrisponde al valore alto del segnale di clock e la trasmissione avviene al passaggio tra lo stato attivo e lo stato *idle* (transmission at falling edge);

Mode 3: Lo stato *idle* corrisponde al valore alto del segnale di clock e la trasmissione avviene al passaggio tra lo stato *idle* e lo stato attivo (transmission at rising edge).

Nel caso in esame il dispositivo *master* deve essere programmato affinché il modo sia il secondo poiché unicamente questo è supportato dal dispositivo di misura MCP3909.

Per quanto riguarda l'impostazione della velocità di comunicazione, che corrisponde al bit-rate della comunicazione, questa deve essere eseguita secondo criteri che tengono conto del tasso di lettura dei dati dal dispositivo di elaborazione, dalla lunghezza di parola dei dati scambiati e dalle risorse di cui dispone l'elaboratore. In merito si riporta che l'integrato in esame MCP3909 dispone due modi di funzionamento interessanti allo scopo della misura dei segnali acquisiti:

- La prima modalità operativa, denominata *Dual Chennel Output Mode*, consente di estrarre l'uscita dei convertitori A/D sincroni del dispositivo. In questo caso la parola binaria comunicata mediante il bus SPI ha lunghezza pari a 32-bit, che rappresentano due interi con segno corrispondenti alla lettura, in sequenza, dell'uscita del convertitore del canale 1 e dell'uscita dal convertitore del canale 0, ed è aggiornata e disponibile all'utente ad una frequenza pari a $MCLR/256$, dove MCLR è la frequenza di clock del sistema di misura.
- La seconda modalità operativa, denominata *Multiplier Output Mode*, consente di estrarre l'uscita del moltiplicatore interno, che rappresenta la potenza istantanea rilevata. In questo caso la parola binaria comunicata mediante il bus SPI ha lunghezza pari a 20-bit, che rappresentano un intero con segno che corrispondono all'uscita del moltiplicatore integrato nel dispositivo, ed è

aggiornata e disponibile all'utente ad una frequenza pari a $MCLK/256$, dove $MCLK$ è la frequenza di clock del sistema di misura.

Il modo di funzionamento considerato nella realizzazione proposta è il primo, che in modo da poter acquisire i dati *grezzi* rilevati dal modulo e dedicare all'analisi di questi un elaboratore dedicato. Per questo modo di funzionamento si è impostata la velocità di comunicazione pari a 4MHz.

Sulla base delle informazioni riportate e di quelle fornite dai fogli tecnici del dispositivo MCP3909 è possibile procedere alla inizializzazione della comunicazione SPI. Il codice scritto a tale scopo per un modulo Arduino Uno che svolge il ruolo di dispositivo *master* è riportato nel listato 4.1. Le funzioni Arduino chiamate nel codice proposto sono descritte in tabella 4.4.

Listing 4.1: Routine di inizializzazione del bus di comunicazione SPI

```
SPI.begin();

digitalWrite(mclr, LOW); // Hold cleared MCP3909
digitalWrite(cs, HIGH); // Disable slave device
delayMicroseconds(10); // Setup delay

//First bit transmitted is the MSB
SPI.setBitOrder(MSBFIRST);

//Set SPI clock to 16MHz/4
SPI.setClockDivider(SPI_CLOCK_DIV4);

//Set data mode to 1:
//Idle state for clock is low level,
//transmit (from master) occurs from idle to active clock
state.
SPI.setDataMode(SPI_MODE1);

delayMicroseconds(10);

digitalWrite(mclr, HIGH); //Disable mclr for MCP3909
digitalWrite(cs, LOW); //Enable chip select

//Load the Dual channel Pre-HPF operation mode directive
SPI.transfer(0b10100100);
digitalWrite(cs, HIGH); //Disable chip select
```

La routine di inizializzazione è stata monitorata mediante un analizzatore di canali digitali. I risultati della acquisizione sono riportati in figura 4.19, che illustra l'evoluzione temporale della comunicazione tra il dispositivo *master* ed il dispositivo *slave* durante la fase di inizializzazione di quest'ultimo. In particolare, nella figura 4.19 è rappresentata la sequenza necessaria all'impostazione del dispositivo MCP3909 affinché entri nella modalità di funzionamento *Dual Channel Output*

Tabella 4.4: Descrizione delle funzioni chiamate dal codice proposto

Codice	Descrizione
<code>void setup()</code>	Ciclo di inizializzazione
<code>void loop()</code>	Corpo del programma
<code>pinMode(n, y)</code>	Inizializzazione pin n : n numero del pin; $y \in \{\text{OUTPUT, INPUT}\}$
<code>digitalWrite(n, y)</code>	Scrittura su pin n : n numero del pin, $y \in \{\text{LOW, HIGH}\}$
<code>digitalRead(n, y)</code>	Lettura pin n su variabile y : n numero del pin, $y \in \{\text{LOW, HIGH}\}$
<code>delay(t)</code>	Ritardo di tempo di t millisecondi
<code>millis()</code>	Ritorna il tempo in millisecondi dall'inizio dell'esecuzione del programma. Note: $t > 4320000000$ [ms] \equiv 50 [giorni] \Rightarrow overflow.
<code>Serial.begin(9600)</code>	Inizializza la comunicazione USART
<code>Serial.println()</code>	Scrittura valore su USART
<code>Serial.available()</code>	Ritorna il numero di bytes disponibili ad essere letti dalla porta seriale. Note: La dimensione del buffer è di 128 bytes.
<code>Serial.read()</code>	Ritorna i dati letti in ingresso dalla porta seriale
<code>spi.transfer()</code>	Trasferisce un byte sul bus SPI, sia in ricezione che in trasmissione

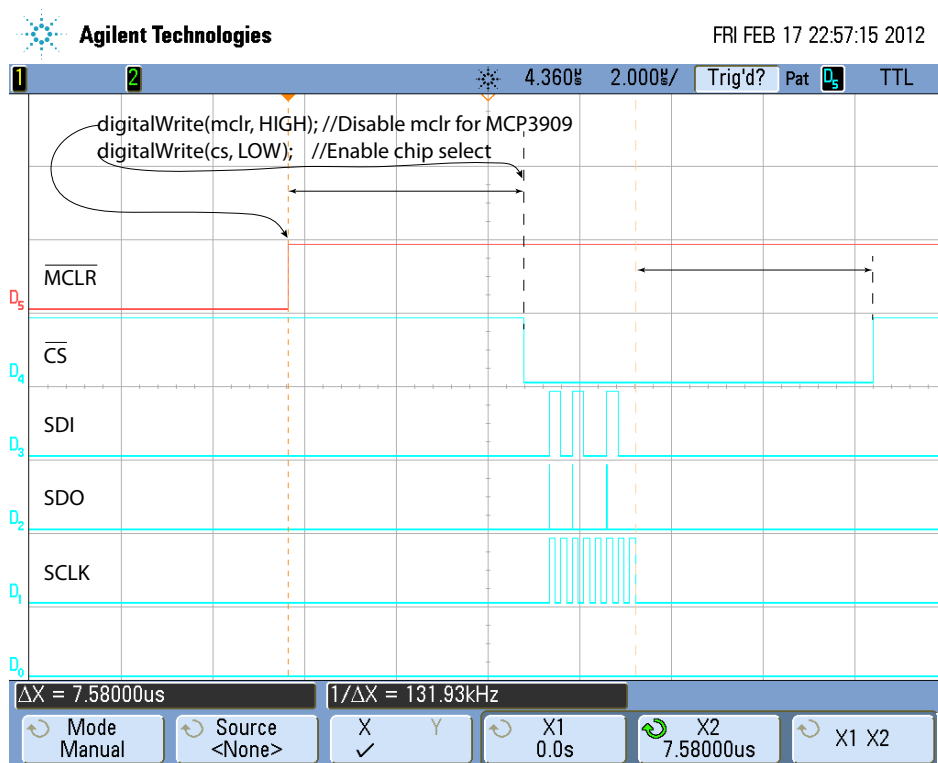
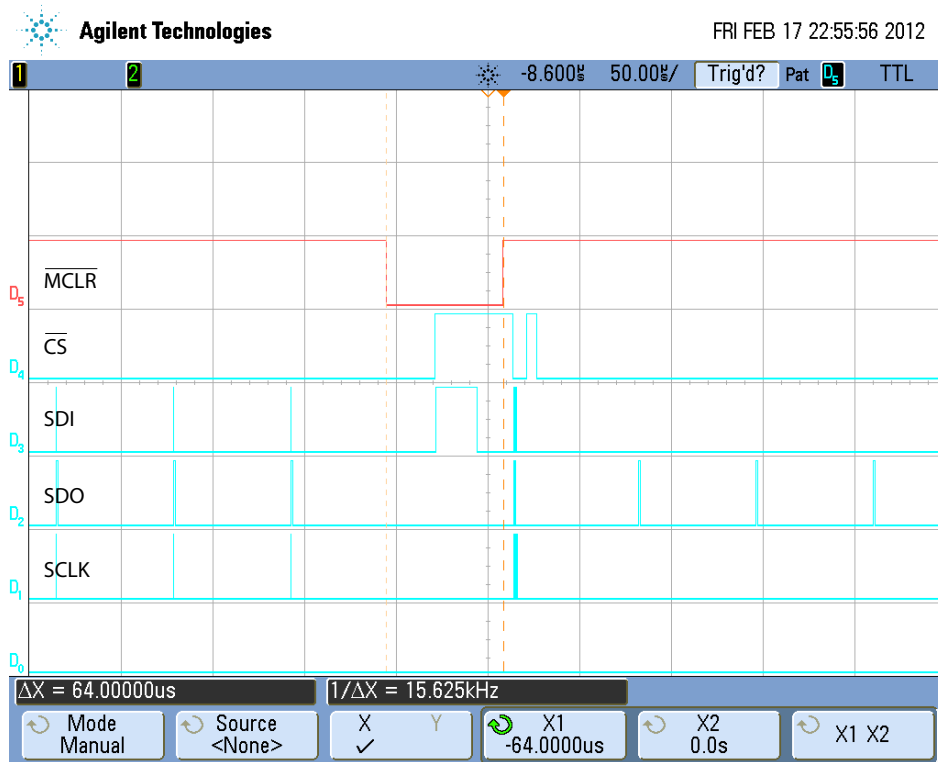


Figura 4.19: Diagramma temporale fase di inizializzazione di MCP3909

Mode. Il pattern rappresentato esclude il filtro digitale passa alto di cui dispone l'integrato al fine di eliminare la sola componente DC del segnale di ingresso. Nello specifico, la procedura di inizializzazione prevede che venga mantenuta attiva la linea \overline{MCLR} per almeno un periodo $1/MCLK$, successivamente disabilitata la linea \overline{MCLR} , e quindi, non prima di $t_{WINSET} = 1/MCLK$, deve essere iniziata la comunicazione attraverso la scrittura da parte del dispositivo *master* del codice corrispondente alla modalità di funzionamento voluta di MCP3909. La cui trasmissione del codice deve essere completata entro un tempo pari a $t_{WINDOW} = 32/MCLK$.

Si è osservato che con la scheda Arduino Uno, e si inferisce, per induzione, anche per schede di caratteristiche analoghe, il rispetto di tali tempistiche può essere critico. Infatti, in figura 4.19 si osserva che, sebbene nel codice il comando di attivazione per \overline{MCLR} è fornito prima del comando chip select in realtà gli effetti sulle linee digitali si osservano invertiti. Questo è un esempio degli inconvenienti che si possono verificare nell'impiego di linguaggi ad alto livello (compilatori). Per quanto evidenziato può risultare comodo impiegare delle routine scritte in linguaggio Assembly per poter disporre del massimo controllo sulle tempistiche della comunicazione, aspetto critico, ad esempio, per applicazioni di analisi armonica.

Collaudo del sistema. La taratura ed il collaudo del sistema implementato è stata condotta mediante un modulo Arduino Uno. Il codice impiegato è riportato nel listato D.1 dell'appendice D.

Estratti i valori estratti dall'integrato di misura, questi vanno interpretati secondo delle formule di conversione specificate nel datasheet del dispositivo [10], le quali possono essere opportunamente corrette mediante una procedura di taratura del sistema di misura. Si riporta che in seguito alla procedura di taratura le misure ottenute presentano una accuratezza di circa 1%.

Capitolo 5

Conclusioni

Il lavoro descritto in questa tesi raccoglie parte dell'attività condotta durante il periodo svolto all'interno del progetto del Servizio Civile presso il dipartimento DEI e l'attività svolta nel periodo dedicato esclusivamente all'attività di tesi. La continuità tra i progetti ha permesso di comprendere e di approfondire le variegate e numerose tematiche sulle smart grid e sul monitoraggio energetico mediante l'impiego di attrezzature commerciali e sperimentali. Ha inoltre permesso di studiare, progettare e mettere a punto dei prototipi volti al monitoraggio energetico, di prestazioni e caratteristiche adeguate anche all'applicazione nella ricerca sulla gestione di sistemi elettrici distribuiti.

In particolare, sono state investigate le principali tecnologie e soluzioni per il sensing e l'acquisizione dei dati elettrici in funzione delle specifiche richieste di banda e precisione. L'attività di progetto è iniziata con la realizzazione di un sistema che permette la misura, l'acquisizione e la comunicazione delle grandezze elettriche di rete in maniera autonoma. Ne sono state studiate le caratteristiche evidenziandone pregi e difetti. Tale architettura risulta offrire buone prestazioni in termini di autonomia e di funzionamento come dispositivo stand-alone, tuttavia non rappresenta una soluzione elementare da impiegare come blocco funzionale per un generico sistema di misura. Per questo motivo è stato sviluppato il progetto di una interfaccia di misura di funzionalità più contenute ma diretta e ottimizzata al fine del sensing e della misura delle grandezze di rete. Quest'ultima, grazie alla specificità e alla compattezza della realizzazione, rappresenta un efficace strumento integrabile a sistemi di acquisizione ed elaborazione al fine della misura in sistemi di monitoraggio energetico o nello sviluppo e validazione di algoritmi di analisi, gestione e comunicazione in quest'ambito.

Appendice A

Derivazione dei parametri elettrici del primario e del secondario

Con riferimento alla figura A.1 si calcolano i seguenti parametri elettrici riferiti all'avvolgimento primario:

- Massima corrente continua media di ingresso:

$$I_{INdc} = \frac{P_{out}}{V_{IN}^{min}} = \frac{3 \text{ W}}{100 \text{ V}} = 0.03 \text{ A}. \quad (\text{A.1})$$

- Massima corrente media durante il periodo T_{ON} :

$$I_{INpavg} = \frac{1}{T_{ON}} \int_{t_0}^{t_0+T_{ON}} i_{IN}(t) dt = \frac{I_{INdc}}{\delta_{max}} = \frac{0.03 \text{ A}}{0.48} = 0.0625 \text{ A}. \quad (\text{A.2})$$

- Massima corrente efficace di ingresso:

$$I_{FL} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0+T_S} |i_{IN}(t)|^2 dt} = \frac{I_{INdc}}{\sqrt{\delta_{max}}} = 0.0433 \text{ A}. \quad (\text{A.3})$$

- Valore efficace della corrente alternata nella condizione di massima corrente efficace di ingresso:

$$I_{INac} = \sqrt{I_{FL}^2 - I_{INdc}^2} = 0.031 \text{ A}. \quad (\text{A.4})$$

- Massima e minima escursione della corrente di ingresso, osservabili per tensione di ingresso massima e minima rispettivamente.

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{IN}^{MAX} \delta_{min}}{L f_s} = \frac{325 \text{ V} \cdot 0.225}{4.5 \text{ mH} \cdot 225 \text{ kHz}} = 0.072 \text{ A}, \quad (\text{A.5})$$

$$\Delta I_{min} = \frac{V_{IN}^{min} \delta_{MAX}}{L f_s} = \frac{100 \text{ V} \cdot 0.4849}{4.5 \text{ mH} \cdot 225 \text{ kHz}} = 0.0489 \text{ A}. \quad (\text{A.6})$$

- Massimo picco di corrente istantanea:

$$I_{INpk} = \max_{t \geq 0} \{i_{IN}(t)\} \simeq I_{INpavg} + \frac{\Delta I_{min}}{2} = 0.063 \text{ A} + \frac{0.048 \text{ A}}{2} = 0.086 \text{ A}. \quad (\text{A.7})$$

- Induttanza di magnetizzazione del trasformatore ($K_{RF} = \Delta I / (2I_{INpavg})$ è il fattore di ripple):

$$L = \frac{(V_P^{min} \delta_{MAX})^2}{2 P_{in} f_s K_{RF}} \Big|_{K_{RF}=0.39} = 4.5 \text{ mH}. \quad (\text{A.8})$$

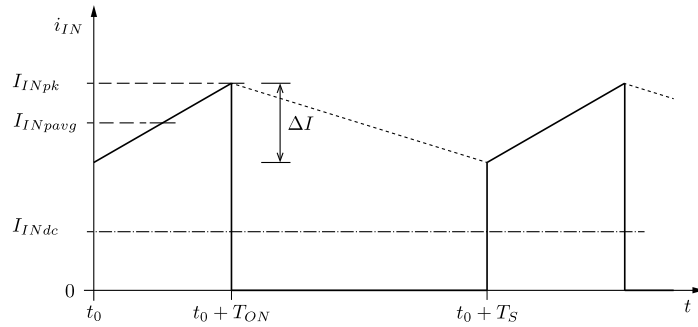


Figura A.1: Input current features

A.1 Winding Data

WIRE TABLE — Copper Wire — Heavy Insulation:

AWG	DIAMETER Copper cm	AREA Copper cm ²	DIAMETER Insulatd cm	AREA Ins. cm ²	OHMS/CM 20 C	OHMS/CM 100 C	AMPS for 450A/cm ²
10	.259	.052620	.273	.058572	.000033	.000044	23.679
11	.231	.041729	.244	.046738	.000041	.000055	18.778
12	.205	.033092	.218	.037309	.000052	.000070	14.892
13	.183	.026243	.195	.029793	.000066	.000088	11.809
14	.163	.020811	.174	.023800	.000083	.000111	9.365
15	.145	.016504	.156	.019021	.000104	.000140	7.427
16	.129	.013088	.139	.015207	.000132	.000176	5.890
17	.115	.010379	.124	.012164	.000166	.000222	4.671
18	.102	.008231	.111	.009735	.000209	.000280	3.704
19	.091	.006527	.100	.007794	.000264	.000353	2.937
20	.081	.005176	.089	.006244	.000333	.000445	2.329
21	.072	.004105	.080	.005004	.000420	.000561	1.847
22	.064	.003255	.071	.004013	.000530	.000708	1.465
23	.057	.002582	.064	.003221	.000668	.000892	1.162
24	.051	.002047	.057	.002586	.000842	.001125	.921
25	.045	.001624	.051	.002078	.001062	.001419	.731
26	.040	.001287	.046	.001671	.001339	.001789	.579
27	.036	.001021	.041	.001344	.001689	.002256	.459
28	.032	.000810	.037	.001083	.002129	.002845	.364
29	.029	.000642	.033	.000872	.002685	.003587	.289
30	.025	.000509	.030	.000704	.003386	.004523	.229
31	.023	.000404	.027	.000568	.004269	.005704	.182
32	.020	.000320	.024	.000459	.005384	.007192	.144
33	.018	.000254	.022	.000371	.006789	.009070	.114
34	.016	.000201	.020	.000300	.008560	.011437	.091
35	.014	.000160	.018	.000243	.010795	.014422	.072
36	.013	.000127	.016	.000197	.013612	.018186	.057
37	.011	.000100	.014	.000160	.017165	.022932	.045
38	.010	.000080	.013	.000130	.021644	.028917	.036
39	.009	.000063	.012	.000106	.027293	.036464	.028
40	.008	.000050	.010	.000086	.034417	.045981	.023
41	.007	.000040	.009	.000070	.043399	.057982	.018

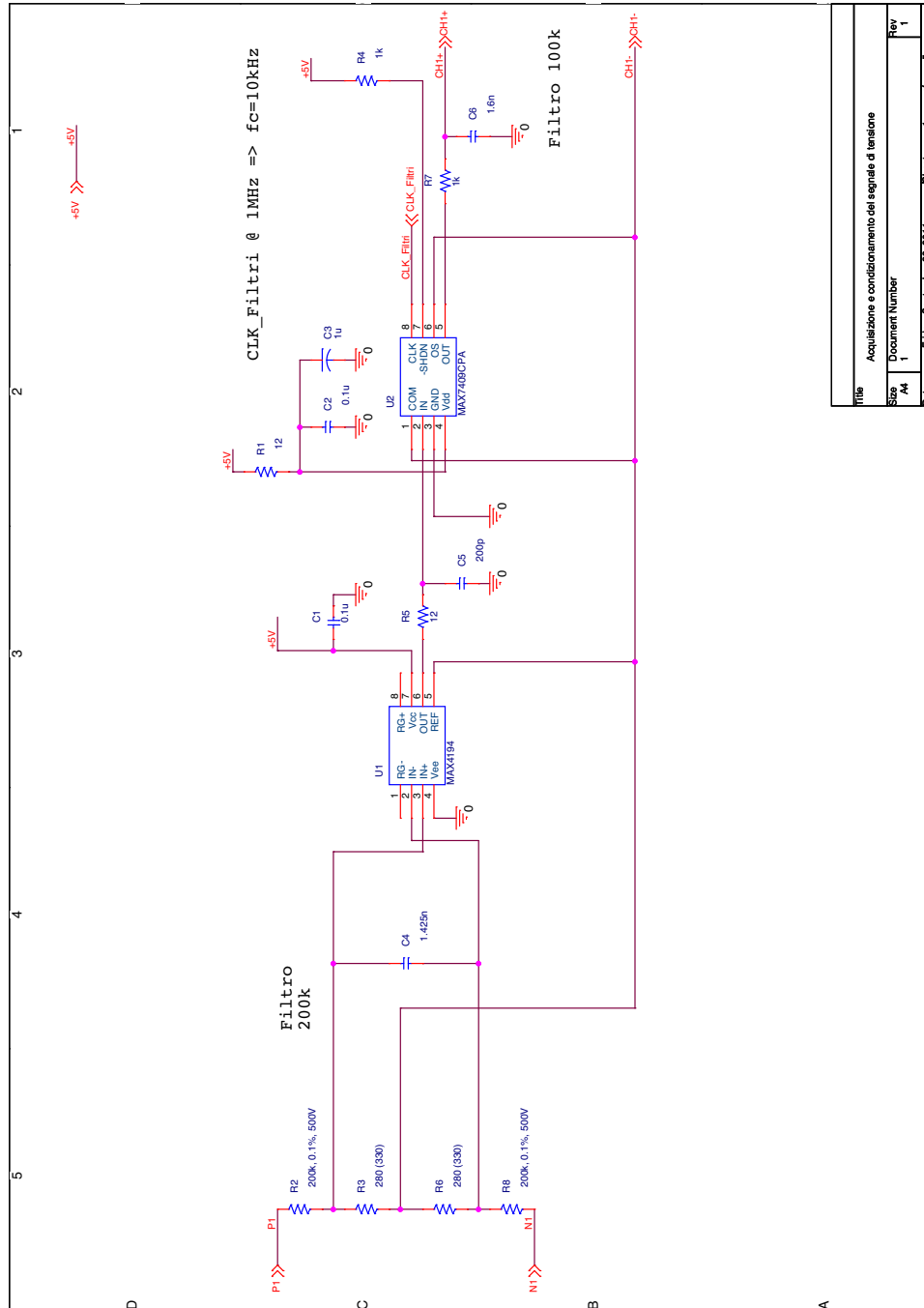
Figura A.2: Winding data

Appendice B

Schema Elettrico *Energy Meter*

L'appendice riporta gli schemi elettrici del prototipo *energy meter*. In particolare:

- in figura B.1 è riportato lo schema elettrico della sezione di *sensing* della tensione;
- in figura B.2 è riportato lo schema elettrico della sezione di *sensing* della corrente;
- in figura B.3 è riportato lo schema elettrico della sezione di conversione A/D delle grandezze rilevate;
- in figura B.4 è riportato lo schema elettrico della sezione di elaborazione e comunicazione;
- in figura B.5 è riportato lo schema elettrico della sezione di alimentazione del sistema.



Title	Acquisizione e condizionamento del segnale di tensione		
Size	1	Document Number	Rev
Page	1	Sheet	1 of 5

Figura B.1: Sezione di sensing della tensione

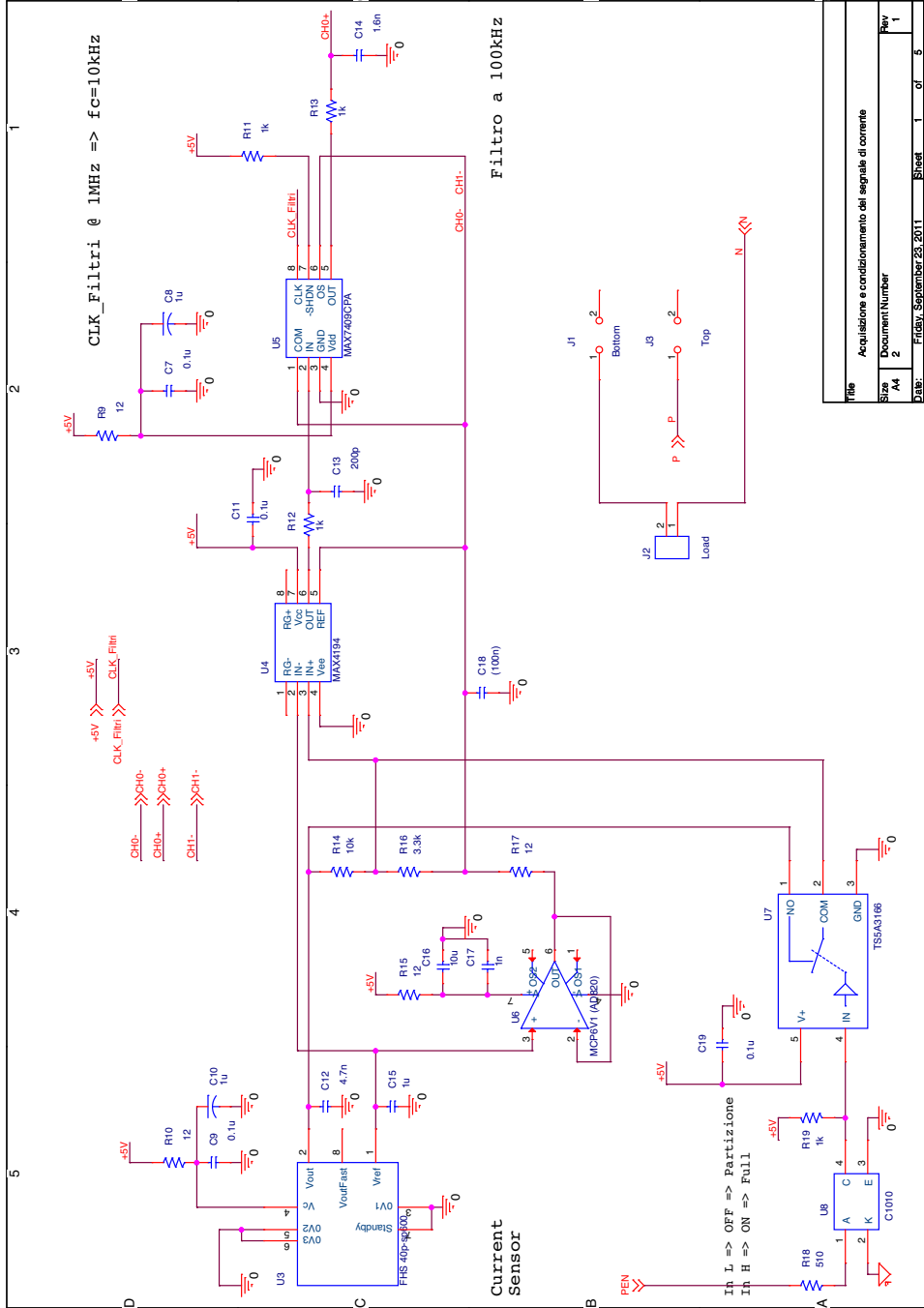


Figura B.2: Sezione di *sensing* della corrente

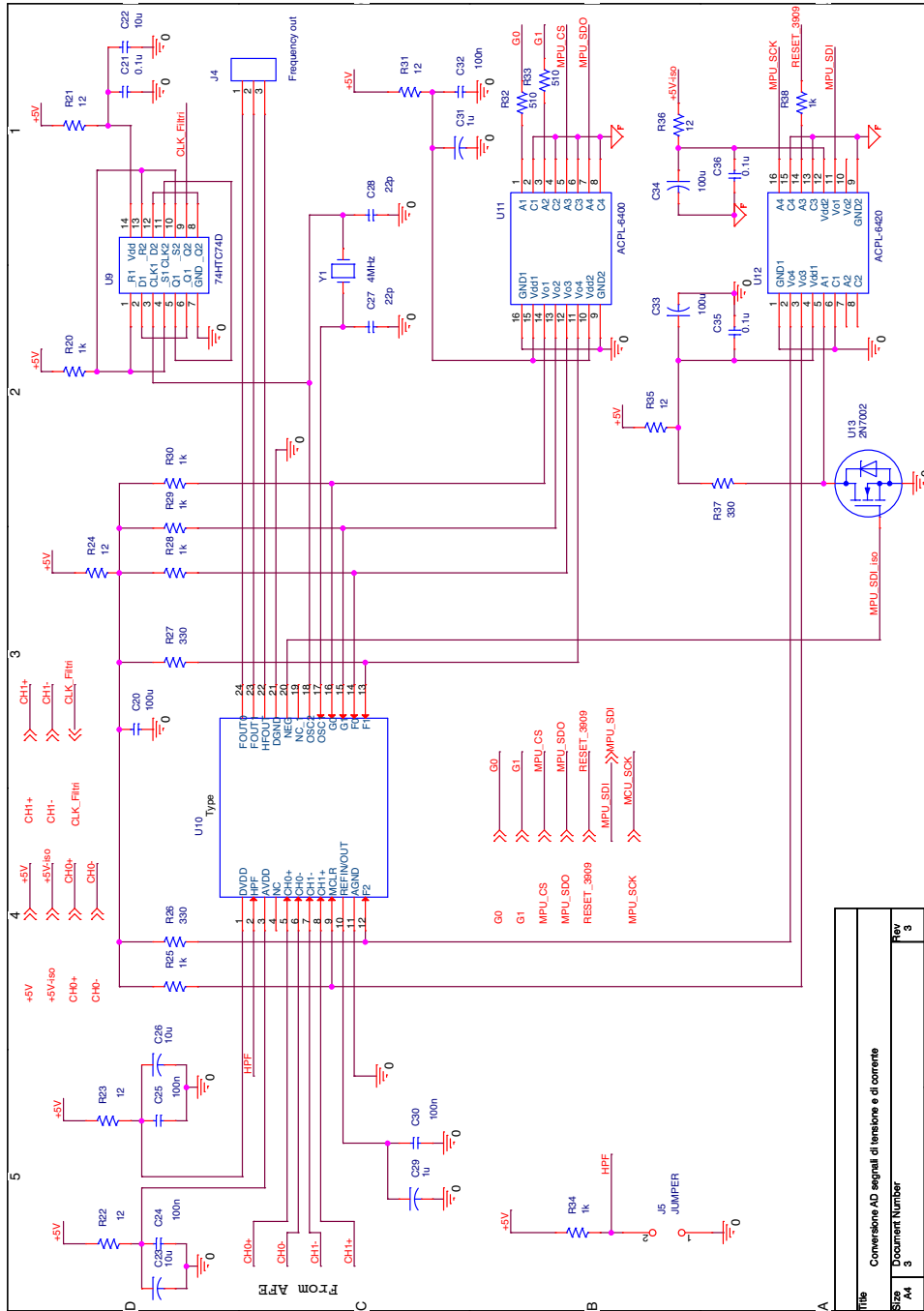


Figura B.3: Sezione di conversione A/D delle grandezze rilevate

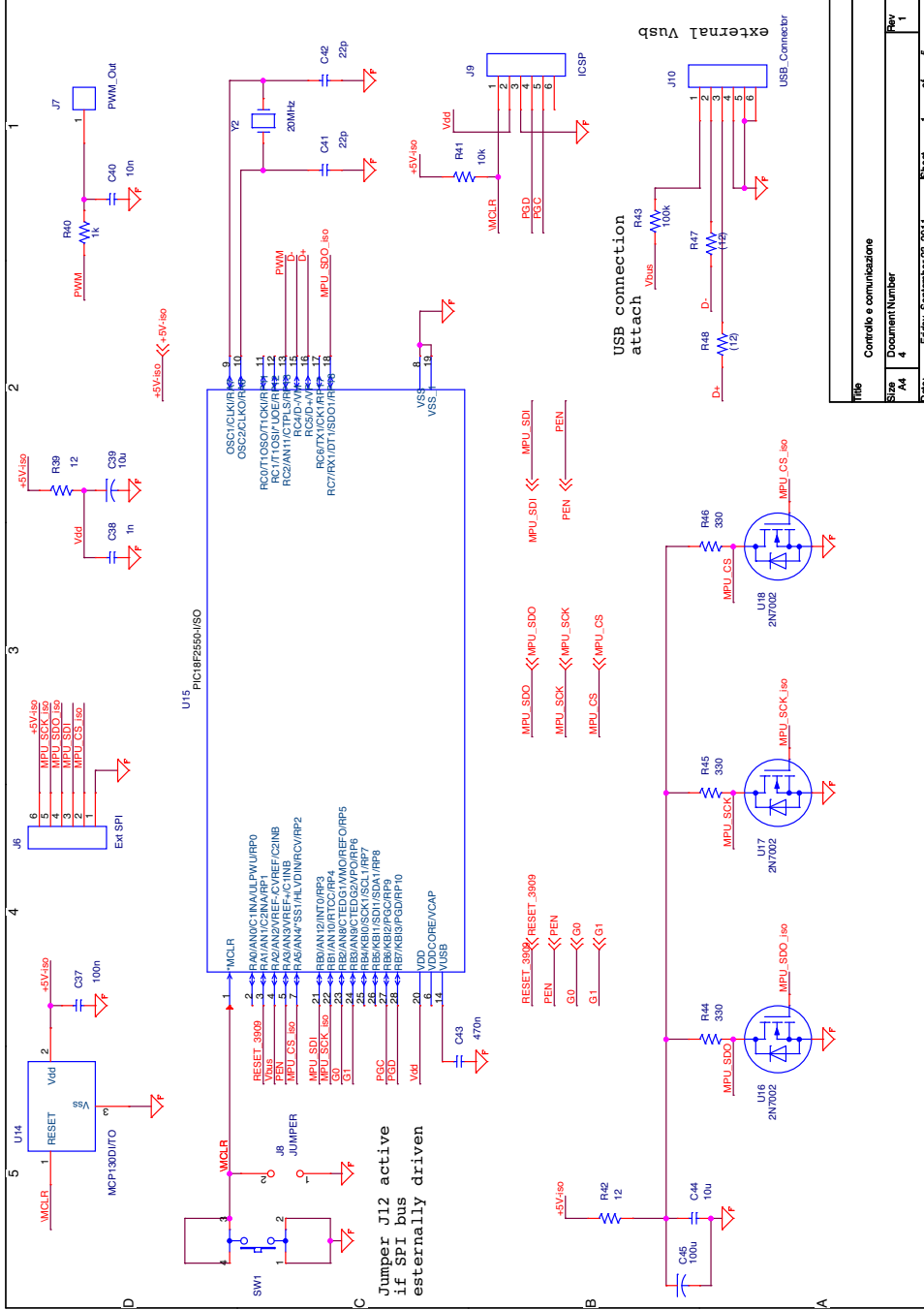
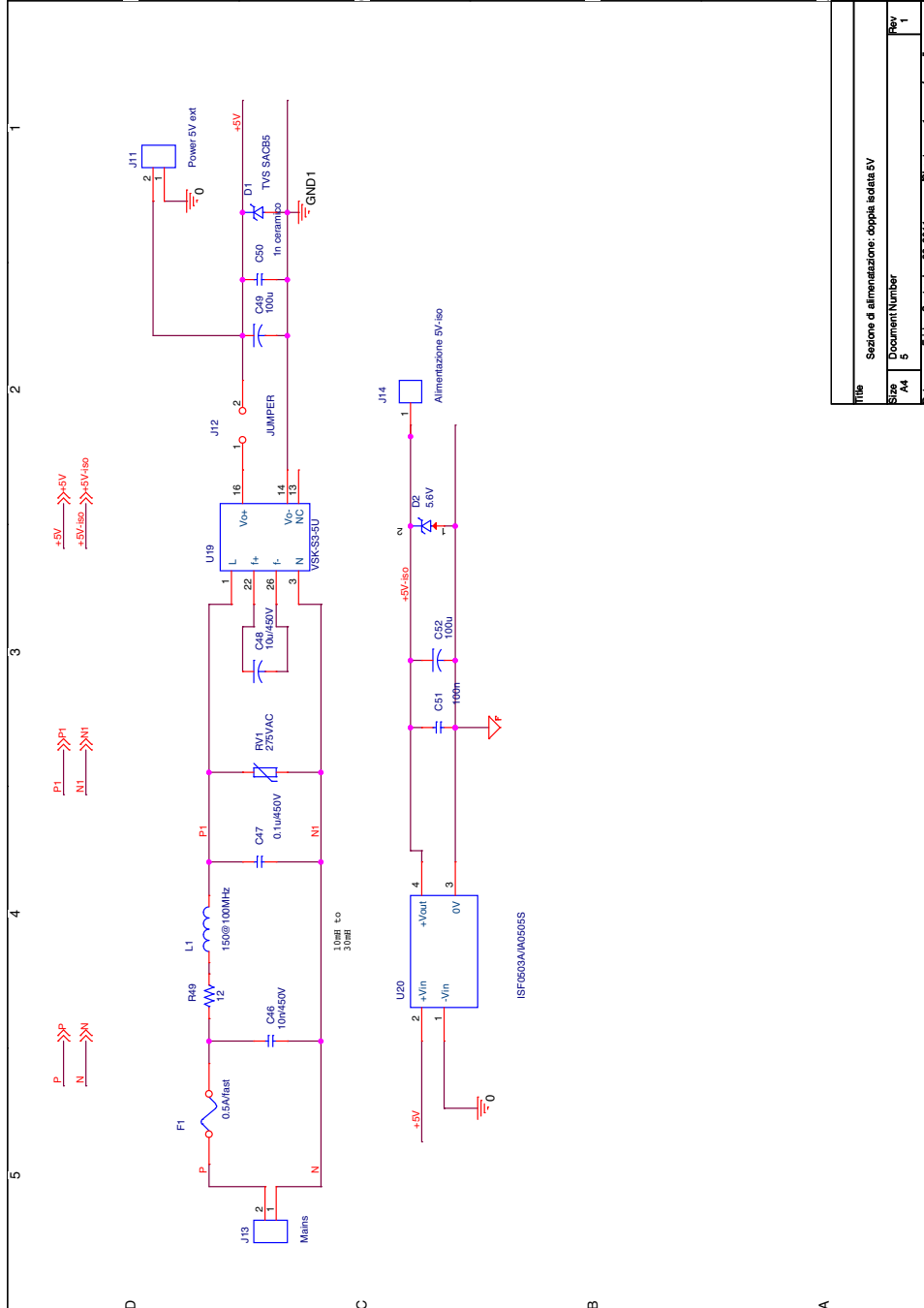


Figura B.4: Sezione di elaborazione e comunicazione



Title	Sezione di alimentazione: doppia uscita 5V
Size	Document Number
Rev	5
Rev	1
Date	Friday, September 23, 2011
Sheet	1 of 5

Figura B.5: Sezione di alimentazione

Appendice C

Schema Elettrico *Interfaccia Rete*

L'appendice riporta gli schemi elettrici del prototipo *energy meter*. In particolare:

- in figura C.1 è riportato lo schema elettrico della sezione di *sensing* della tensione e della corrente;
- in figura C.2 è riportato lo schema elettrico della sezione di conversione A/D e comunicazione delle grandezze rilevate.

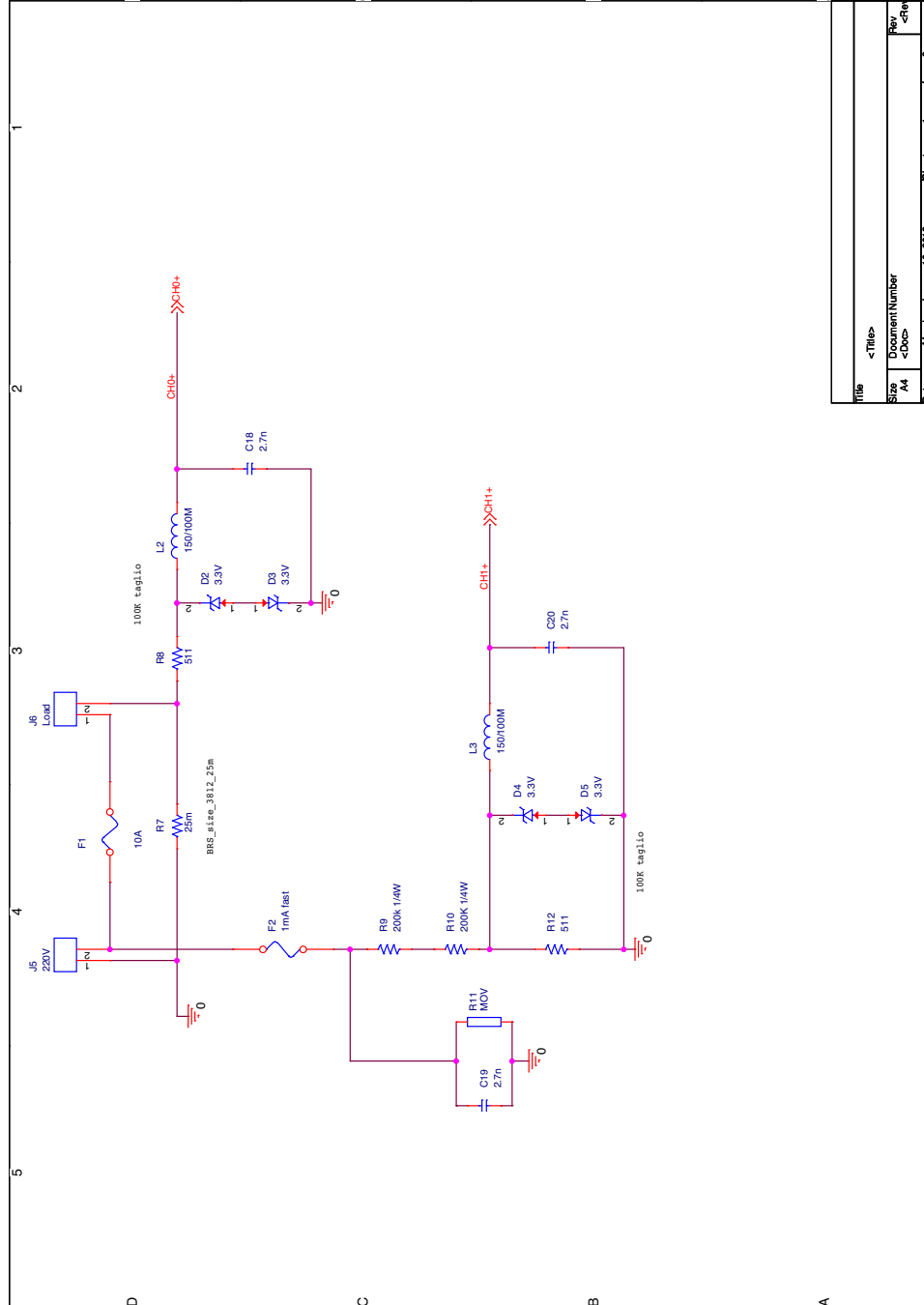


Figura C.1: Sezione di *sensing* della tensione e della corrente

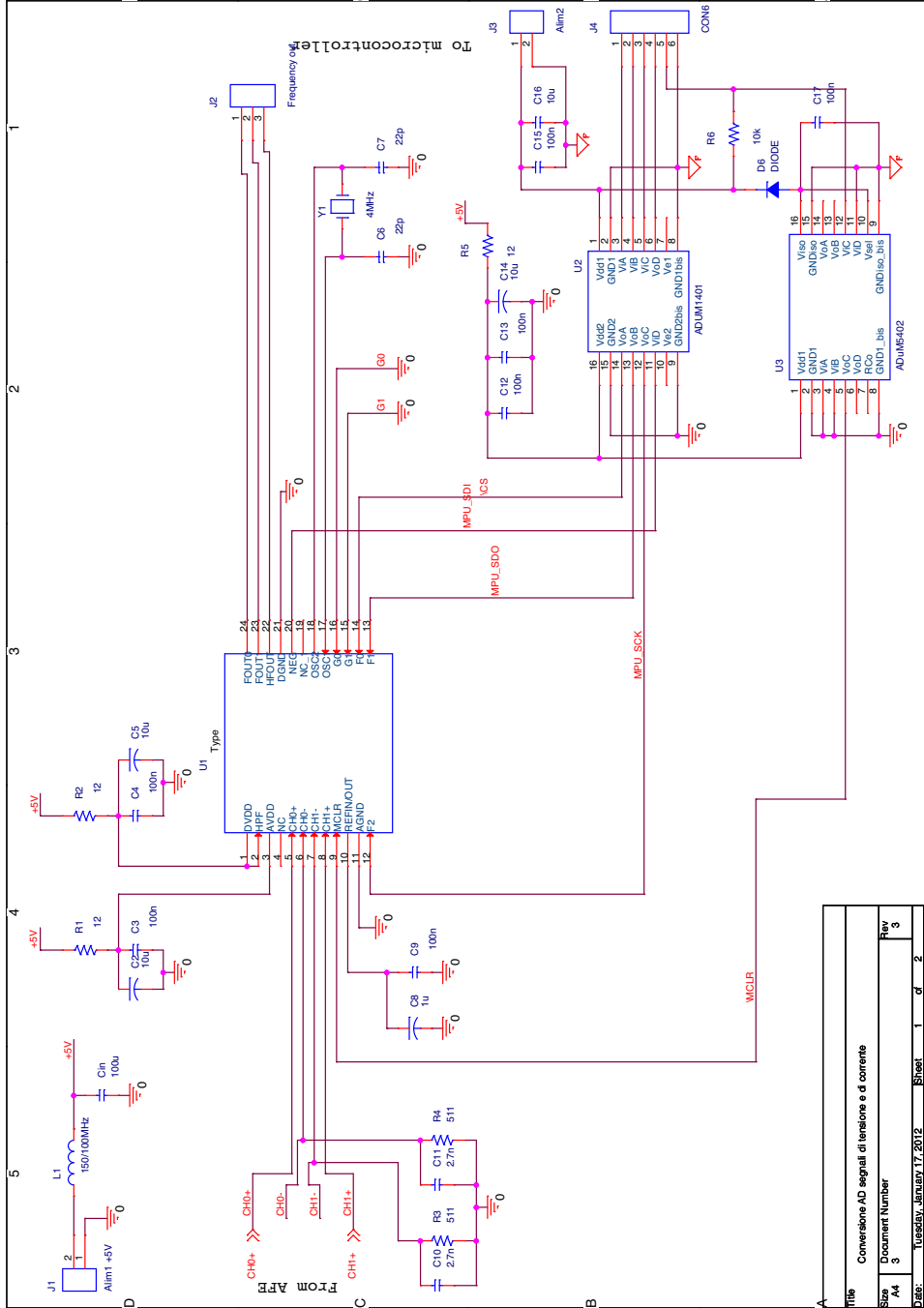


Figura C.2: Sezione di conversione A/D e comunicazione grandezze rilevate

Title		Conversione AD segnali di tensione e di corrente	
Size	A4	Document Number	Rev 3
Date	Tuesday, January 17, 2012	Sheet	1 of 2

Appendice D

Programma di Acquisizione Dati dall'Interfaccia di Rete

Il listato D.1 è riportato il codice impiegato al fine del collaudo del prototipo di interfaccia di rete.

Listing D.1: Codice del programma di acquisizione dei dati provenienti dall'interfaccia analogica di misura

```
#include <Boards.h>
#include <SPI.h>

#define dout 11 // Data out pin
#define din 12 // Data in pin
#define sclk 13 // SPI clock pin
#define cs 8 // Chip select pin
#define mclr 9 // MCLR di MCP3909

//Voltage and current data bytes low and high
volatile unsigned int vh=0;
volatile unsigned int vl=0;
volatile unsigned int ih=0;
volatile unsigned int il=0;
volatile unsigned long pr=0;
volatile unsigned long second=0;

unsigned long nacq=0; // number of samples
signed long sumv=0; // voltage integration
signed long sumc=0; // current integration

volatile unsigned long int time=0;

void setup() {

    //Start serial USART communication
```

**APPENDICE D. PROGRAMMA DI ACQUISIZIONE DATI
DALL'INTERFACCIA DI RETE**

76

```
Serial.begin(9600);
pinMode(2, INPUT);

//Initialize SPI
pinMode(dout, OUTPUT);
pinMode(din, INPUT);
pinMode(sclk, OUTPUT);
pinMode(mclr, OUTPUT);
pinMode(cs, OUTPUT);

SPI.begin(); // Enable SPI communication

digitalWrite(mclr, LOW); // Hold cleared MCP3909
digitalWrite(cs, HIGH); // Disable slave device
delayMicroseconds(10);

//Disable SPI interrupt
//Enable SPI module
//Send data MSB first
//Set Arduino in master mode
//Data clock idle when low
//Sample data on the falling edge
//16MHz/8 sclk frequency

//SPCR=0b01010101;

SPI.setBitOrder(MSBFIRST);

//Set SPI clock to 16MHz/8
SPI.setClockDivider(SPI_CLOCK_DIV4);

SPI.setDataMode(SPI_MODE1);

//Load the Dual channel Pre-HPF operation mode directive
//SPDR=0b10100100;

delayMicroseconds(10);

digitalWrite(mclr, HIGH); //Disable mclr for MCP3909
digitalWrite(cs, LOW); //Enable chip select

//Load the Dual channel Pre-HPF operation mode directive
SPI.transfer(0b10100100);
digitalWrite(cs, HIGH); //Disable chip select

//Interrupt on pin 2, calling function SPIread firing at
//rising edge
attachInterrupt(0, SPIread, RISING);
digitalWrite(cs, LOW); //Enable chip select

}

void loop() {
```

```
// Void routine, waiting for interrupt

}

void SPIread() {

    vh=SPI.transfer(0x00); //Read voltage, upper 8-bit
    vl=SPI.transfer(0x00); //Read voltage, lower 8-bit
    ih=SPI.transfer(0x00); //Read current, upper 8-bit
    il=SPI.transfer(0x00); //Read current, lower 8-bit

    pr++;

    signed int voltage=(vh<<8)|vl;
    signed int current=(ih<<8)|il;

    sumv=sumv+voltage; // Voltage integration
    sumc=sumc+current; // Current integration
    nacq++;

    if(millis()-time>1000){
        time=millis();

        float v=((float)(sumv)/nacq)*96.3398/4096+7719.62/4096;
        float i=(float)(sumc)/nacq)*54.0177/65536+0.07963;

        // Print acquisition results
        Serial.print("Current ");
        Serial.print(i);
        Serial.print("Voltage ");
        Serial.println(v);
        Serial.println(second++);

        sumv=0;
        sumc=0;
        nacq=0;

    }

    EIFR = 0x01; // Enable interrupt

}
```

Bibliografia

- [1] [Online]. Available: <http://energy.gov/oe/smart-grid-publications-archive>
- [2] K. Blake, “Op Amp Precision Design: PCB Layout Techniques,” 2009.
- [3] C. De Capua and E. Romeo, “A smart thd meter performing an original uncertainty evaluation procedure,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 4, pp. 1257 –1264, aug. 2007.
- [4] S. Depuru, L. Wang, V. Devabhaktuni, and N. Gudi, “Smart meters for power grid – challenges, issues, advantages and status,” in *Power Systems Conference and Exposition (PSCE), 2011 IEEE/PES*, march 2011, pp. 1 –7.
- [5] K. Gingerich and C. Sterzik, “The iso72x family of high-speed digital isolators,” Texas Instruments, Tech. Rep. SLLA198, 2006.
- [6] *General Guide on Harmonics and Interharmonics Measurements, for Power Supply Systems and Equipment Connected Thereto*, IEC 61000-4-7, 2000.
- [7] *TAI233, trasformatore di misura per reti a bassa tensione (NT521)*, IME, 10-2009. [Online]. Available: <http://www.imeitaly.com/docs/NT521.pdf>
- [8] H. Li, R. Mao, L. Lai, and R. Qiu, “Compressed meter reading for delay-sensitive and secure load report in smart grid,” in *Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2010 First IEEE International Conference on*, oct. 2010, pp. 114 –119.
- [9] N. Lu, P. Du, X. Guo, and F. Greitzer, “Smart meter data analysis,” in *Transmission and Distribution Conference and Exposition (TD), 2012 IEEE PES*, may 2012, pp. 1 –6.
- [10] *Energy Metering IC with SPI Interface and Active Power Pulse Output*, Microchip Technologies.
- [11] P. Prudhvi, D. Bhalodi, M. Manohar, V. Padidela, and S. Adapa, “A smart energy meter architecture in indian context,” in *Smart Grids (ICSG), 2012 2nd Iranian Conference on*, may 2012, pp. 1 –6.

-
- [12] L. Qiao, X. Liu, and B. Jiang, "Design and implementation of the smart meter in vehicle-to-grid," in *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2011 4th International Conference on*, july 2011, pp. 618 –621.
- [13] M. Rahman and A. Mto, "Technologies required for efficient operation of a smart meter network," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on*, june 2011, pp. 809 –814.
- [14] J. Shepard, "The time for power & energy measurement in now," *Bodo's Power Systems*, pp. 24–25, luglio 2012.
- [15] S. Sze and K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, ser. Wiley-Interscience publication. Wiley-Interscience, 2007, ch. 13.
- [16] J. G. Webster, Ed., *The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. CRC Press. & IEEE Press, 1999.