

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA MECCANICA E MECCATRONICA

TESI DI LAUREA TRIENNALE

**Compensazione software di non idealità in un
sistema di acquisizione dati a microprocessore**

Relatore: Ch.mo Prof. Alessandro Sona

Correlatore: Ing. Francesco Fraccaroli

Laureando: Nicolò Baldo
1048491-IMM

ANNO ACCADEMICO: 2016-17

SOMMARIO

Su una scheda a microprocessore di nuova progettazione verranno analizzate le catene di acquisizione dei segnali analogici di ingresso; l'ambito della scheda è nel controllo di raddrizzatori trifase ad uso industriale con correnti di uscita fino a 1500 A. Verranno valutate eventuali non linearità dei componenti, dall'ADC del processore ai circuiti di condizionamento dei segnali, nell'ottica di compensarle poi via software. Il banco di taratura calcolerà e memorizzerà i fattori di compensazione delle misure digitali e si farà uno studio comparativo con il valor misurato per validare l'effettiva riduzione dell'errore.

INDICE

Introduzione	1
1 LA CONVERSIONE ANALOGICO DIGITALE	3
1.1 Confronto tra mondo analogico e digitale	3
1.2 Operazione di conversione	3
1.2.1 Campionamento	4
1.2.2 Tenuta	5
1.2.3 Quantizzazione	5
1.3 Caratterizzazione di un ADC	6
1.4 Non idealità degli ADC	10
1.4.1 Errore di offset	10
1.4.2 Errore di guadagno	10
1.4.3 Errore di non linearità differenziale	11
1.4.4 Errore di non linearità integrale	11
1.5 Convertitore SAR	13
2 MISURA E CONDIZIONAMENTO DEL SEGNALE	15
2.1 Amplificatori operazionali	15
2.2 Resistenze	16
2.3 Multiplexer analogico	16
2.4 Trasduttori	16
2.4.1 Trasduttori di corrente	17
2.4.2 Trasduttori di tensione	18
2.4.3 NTC	18
2.5 Regolatori Shunt	19
3 ATTIVITÀ SVOLTA E METODO PROPOSTO	21
3.1 Sviluppo ambiente software	21
3.2 Caratterizzazione hardware	23
3.2.1 Tensioni alternate U, V e W	24
3.2.2 Tensione raddrizzata V_{dc}	26
3.2.3 Corrente raddrizzata I_{dc}	27
3.2.4 Misure multiplexate	28
4 CONVALIDA E MISURAZIONI	33
4.1 Compensazione ADC	33
4.2 Compensazione canali di condizionamento	36
4.2.1 Compensazione tensione alternata U	36
4.2.2 Compensazione tensioni alternate V e W	38
4.2.3 Compensazione tensione raddrizzata V_{dc}	41
4.2.4 Compensazione corrente raddrizzata I_{dc}	42
4.2.5 Compensazione misure multiplexate	44
Conclusione	49
Appendix	51
A INCERTEZZA MISURE SPERIMENTALI	53

ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1	Architettura di un sistema di acquisizione dati digitale	2
Figura 2	Esempio campionamento sinusoidale	4
Figura 3	Circuito equivalente track and hold	5
Figura 4	Esempio transcaratteristica di un ADC a 3 bit e andamento e_q	6
Figura 5	Istogramma cumulativo seno	7
Figura 6	Campionamento della sinusoidale in ingresso	7
Figura 7	Esempio errore di offset	10
Figura 8	Esempio errore di guadagno	11
Figura 9	Architettura di un ADC ad approssimazioni successive	13
Figura 10	Partitore resistivo per NTC	19
Figura 11	Regolatore di shunt	19
Figura 12	Schermata principale STMCubeMX	22
Figura 13	Trasformatore trifase	24
Figura 14	Circuiti condizionamento ingressi U,V e W	24
Figura 15	Riferimento tensione per sommatore	25
Figura 16	Partitore di tensione per V_{dc}	26
Figura 17	Ingresso tensione raddrizzata V_{dc}	27
Figura 18	Ingresso corrente raddrizzata I_{dc}	27
Figura 19	Multiplexer	28
Figura 20	Condizionamento uscita multiplexer	28
Figura 21	Ingressi correnti alternate i_{ac}	29
Figura 22	Temperature esterne	30
Figura 23	Ingressi tensioni continue batteria e servizi	31
Figura 24	Grafico T_{kr} e T_{ki}	34
Figura 25	Grafico DNL per ogni codice	35
Figura 26	Transcaratteristica ADC	35
Figura 27	Andamenti degli errori sulla misura di U	38
Figura 28	Grafico segnale ingresso/uscita ADC/compen- sazione U	38
Figura 29	Andamenti degli errori sulla misura di V	40
Figura 30	Grafico segnale ingresso/uscita ADC/compen- sazione V	40
Figura 31	Andamenti degli errori sulla misura di V_{dc}	42
Figura 32	Grafico segnale ingresso/uscita ADC/compen- sazione V_{dc}	42

Figura 33	Andamenti degli errori sulla misura di I_{dc} . . .	43
-----------	---	----

ELENCO DELLE TABELLE

Tabella 1	Misure sulla catena di condizionamento di U .	36
Tabella 2	Misure sulla catena di condizionamento di V .	39
Tabella 3	Misure sulla catena di condizionamento di V_{dc}	41
Tabella 4	Misure sulla catena di condizionamento di I_{dc}	43
Tabella 5	Misure sulla catena di condizionamento di i_{ac}	44
Tabella 6	Misure sulla catena di condizionamento dei segnali di temperatura	45
Tabella 7	Misure sulla catena di condizionamento delle tensioni batteria/servizi	46
Tabella 8	Specifiche multimetro	53
Tabella 9	Specifiche oscilloscopio	53
Tabella 10	Errore totale ADC	54

INTRODUZIONE

La rivoluzione digitale ha portato già da tempo alla sostituzione delle tecnologie e metodologie analogiche inizialmente usate e all'adozione di soluzioni basate sui microprocessori. Ormai qualunque macchina necessita di sistemi di acquisizione dati per poter funzionare, e di pari passo si è sviluppata l'esigenza di calibrare e caratterizzare le misure digitali, per loro natura intrinsecamente inesatte. Questo lavoro di caratterizzazione e di tesi è stato svolto nell'azienda Lever s.r.l, convenzionata con l'università per accettare stagisti al loro interno. Lever è stata fondata nel 1973 e negli anni ha sviluppato la sua produzione, partendo dai caricabatterie industriali fino ad arrivare agli attuali UPS ad alta affidabilità e ai sistemi in corrente continua. Lever attualmente produce caricabatterie, UPS e inverter di rete su commessa, sulla base di specifiche tecniche dei clienti. I mercati prevalenti sono quelli legati all'energia, all'O&G, ai trasporti e alle telecomunicazioni.

In questo quadro di prodotti dell'elettronica di potenza, l'azienda ha sentito l'esigenza di progettare una nuova scheda a microprocessore per il controllo dei raddrizzatori a ponte SCR. Proprio qui si pone l'ambito della tesi ed il suo obiettivo:

- basandosi sulle esperienze negative, si è voluto studiare il comportamento della scheda in relazione ai segnali analogici di ingresso.
- si voleva tarare la scheda.
- si è studiato l'ADC e il blocco di condizionamento componente per componente.

L'elaborato verrà suddiviso in due macrocategorie:

1. nei primi due capitoli vengono descritti gli aspetti teorici che caratterizzano un sistema di acquisizione dati digitale, schematizzato in Fig.1. Tutti i segnali vengono convertiti in dati digitali dall'ADC; il primo capitolo riguarda proprio questo componente, inserito nel microcontrollore della scheda. Verranno spiegati il principio di funzionamento, e soprattutto i metodi proposti per il suo studio e la sua corretta caratterizzazione. A monte dell'ADC, per ogni canale vi sono dei circuiti atti ad elaborare il segnale, allo scopo di adattarlo all'input range dell'ADC scelto; si vedrà che buona parte dell'errore di misura risiede proprio qui. Nel secondo capitolo verranno quindi descritti i vari componenti di questo blocco di condizionamento, nonché i trasduttori che permettono di associare segnali elettrici (tensione o corrente) alle grandezze fisiche misurate.

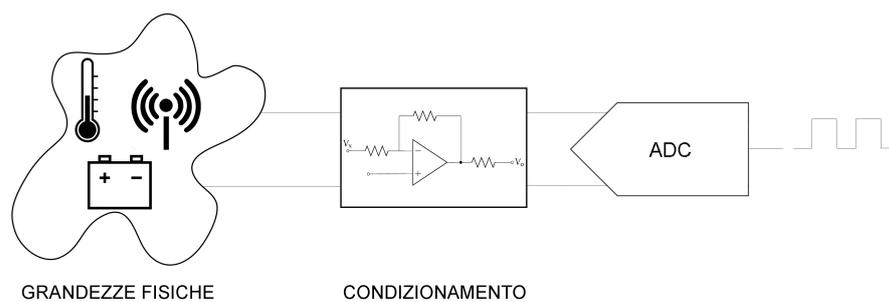


Figura 1: Architettura di un sistema di acquisizione dati digitale

2. negli ultimi due capitoli invece si descrivono le fasi operative di misurazione e gli algoritmi di compensazione delle non idealità introdotte. Il lavoro si concluderà con un'analisi comparativa tra la transcaratteristica della catena nominale e quella compensata, con l'obiettivo di ridurre gli errori della misura digitale stimata rispetto alle grandezze misurate dall'oscilloscopio.

LA CONVERSIONE ANALOGICO DIGITALE

I segnali che nascono dai fenomeni fisici sono continui, ovvero variabili con continuità sia nel tempo che nelle ampiezze. Affinchè questi segnali possano essere elaborati dai sistemi digitali risultano necessarie opportune operazioni di conversione, in grado di restituire una sequenza temporale di campioni del segnale, discretizzati sia nelle ampiezze che nel tempo. Questo compito viene eseguito dal convertitore analogico-digitale ADC (Analog to Digital Converter).

1.1 CONFRONTO TRA MONDO ANALOGICO E DIGITALE

Al giorno d'oggi il progresso tecnologico ha portato a lavorare quasi ed esclusivamente nel mondo digitale; i vantaggi principali di questa soluzione sono:

- *Maggiore reiezione ai disturbi*: il segnale analogico è una funzione continua e può assumere infiniti valori; per questo il rumore che si sovrappone al segnale ne altera inevitabilmente il contenuto. I segnali digitali invece possono assumere solamente valori discreti: se il rumore ha un'ampiezza minore della differenza tra due livelli discreti adiacenti, allora il segnale non risulta compromesso.
- *Riduzione complessità del circuito*: per fare operazioni avanzate su di un segnale analogico bisogna costruire circuiti di enorme complessità. I segnali digitali invece possono essere elaborati in modo facile e veloce dai microprocessori.
- *Memorizzazione fedele e stabile*: i segnali digitali possono essere archiviati con estrema facilità su memorie RAM o memorie di massa.
- *Flessibilità*: i sistemi digitali possono essere modificati tramite software senza richiedere modifiche all'hardware; questo permette ad esempio di testare più volte il sistema, rendendo il processo molto più veloce.

1.2 OPERAZIONE DI CONVERSIONE

Il convertitore analogico digitale ADC è l'elemento centrale di un qualsiasi sistema di acquisizione dati e di misurazione digitale; dal suo funzionamento dipendono le prestazioni dell'intero sistema. L'utilizzo adeguato di un ADC richiede dunque la conoscenza appro-

fondita del suo principio di funzionamento. Al fine di convertire un segnale analogico in un segnale digitale, cioè in una sequenza di bit, l'ADC effettua le seguenti azioni:

1. *Campionamento* (sampling)
2. *Tenuta* (hold)
3. *Quantizzazione* (quantization)

1.2.1 Campionamento

Il campionamento (sampling) è una tecnica che consiste nel convertire un segnale continuo nel tempo in un segnale discreto, valutandone l'ampiezza a intervalli regolari di tempo; è dunque una discretizzazione del segnale nell'asse dei tempi. Viene eseguito dal campionatore, il quale preleva dal segnale di ingresso una sequenza di campioni di tensione separati nel tempo da T_s , noto come tempo di campionamento.

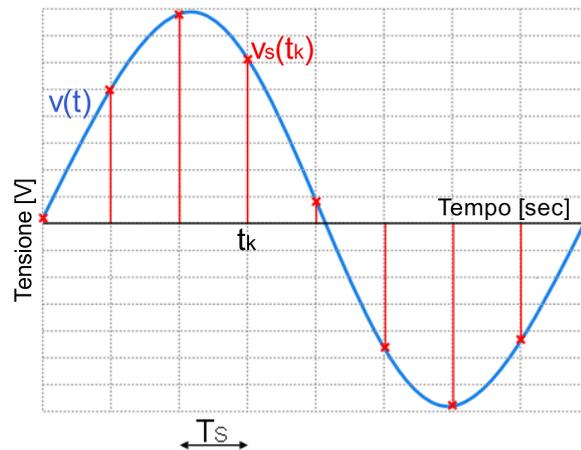


Figura 2: Esempio campionamento sinusoidale

Il ritmo con cui tali campioni sono riportati in uscita è detto frequenza di campionamento $f_s = \frac{1}{T_s}$. L'ampiezza dei campioni nell'istante t_k dipende dal segnale di ingresso $v(t)$, secondo la relazione $v_s(t_k) = v(t_k)$. La possibilità o meno di poter ricostruire il segnale originale $v(t)$ a partire dai suoi campioni $v_s(t)$ dipende dal legame esistente tra f_s e la frequenza massima f_i del segnale di ingresso $v(t)$ secondo il *Teorema del campionamento* (o *Teorema di Nyquist-Shannon*), il quale afferma che:

Teorema del campionamento

per campionare correttamente (senza perdita di informazioni) un segnale a banda limitata, è sufficiente campionarlo con una frequenza di campionamento f_s pari almeno al doppio della massima frequenza f_i del segnale.

$$f_s \geq 2f_i \quad (1)$$

Se il teorema del campionamento non è soddisfatto si verifica il fenomeno dell'aliasing, cioè si ottiene una sovrapposizione delle repliche del segnale originario modificando lo spettro e quindi il relativo contenuto informativo.

1.2.2 Tenuta

La tenuta (hold) è l'operazione che consiste nel mantenere i livelli di tensione $v_s(t_k)$ dei campioni acquisiti fino all'arrivo del campione successivo. Ciò che esce dal blocco di hold è un segnale costante a tratti $v_h(t)$, che può essere successivamente convertito. Il circuito di tenuta è noto come circuito track and hold (T/H) ed è costituito essenzialmente da un resistore R_h , da un interruttore e da un condensatore C_h , come illustrato in Fig.3.

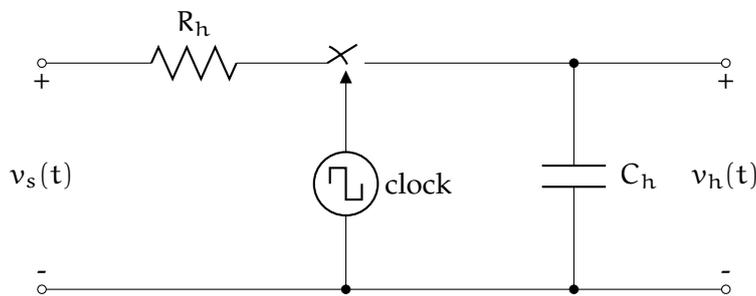


Figura 3: Circuito equivalente track and hold

Quando l'interruttore del circuito è aperto, il condensatore C_h trattiene la carica elettrica precedentemente accumulata: si mantiene di conseguenza la tensione $v_h(t)$ per un certo intervallo di tempo, necessario per la conversione del livello di segnale in un'indicazione numerica operata dal blocco di quantizzazione successivo. Tale operazione deve avvenire prima che l'interruttore si richiuda per l'acquisizione del campione seguente.

1.2.3 Quantizzazione

La quantizzazione (quantization) è l'operazione che suddivide il campo delle ampiezze del segnale campionato in un numero limitato di intervalli. I valori analogici del segnale che cadono entro uno di questi intervalli di quantizzazione vengono associati ad un preciso valore di tensione a cui corrisponde un codice. Con n bit è quindi possibile ottenere $N = 2^n$ livelli di quantizzazione. Definita la tensione di fondo scala (V_{FS}) come la massima tensione convertibile, si può dividere l'intera dinamica in ingresso in 2^n intervalli più piccoli di ampiezza $Q = \frac{V_{FS}}{N}$ chiamati quanti. Se si vogliono vedere le prestazioni di un circuito di quantizzazione, la cosa più importante da notare è la sua transcaratteristica (o caratteristica ingresso-uscita). Nella situazione

ideale, l'unico errore visibile è l'errore di quantizzazione e_q : ad ogni codice viene associata una tensione, più piccola o più grande del valor medio del singolo gradino, che sovrastima o sottostima il valore della tensione in ingresso. La caratteristica dell'errore risulta avere un tipico andamento a dente di sega compreso tra i valori $-\frac{Q}{2}$ e $\frac{Q}{2}$, come si nota in Fig.4.

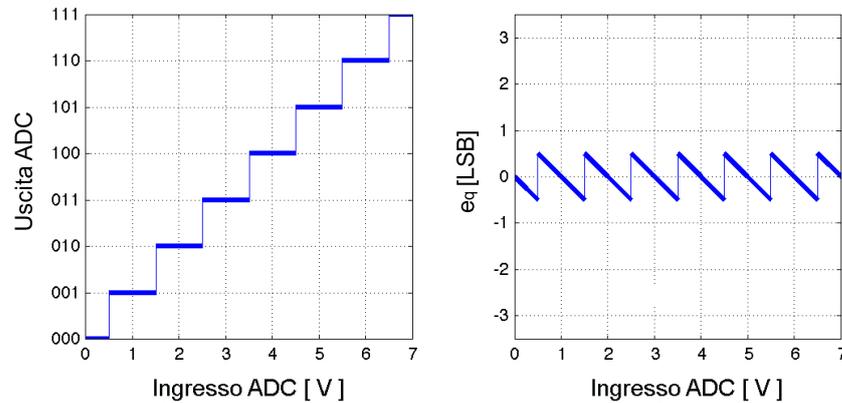


Figura 4: Esempio transcaratteristica di un ADC a 3 bit e andamento e_q

L'errore di quantizzazione sarà una delle componenti dell'incertezza di misura dell'ADC.

1.3 CARATTERIZZAZIONE DI UN ADC

La conoscenza accurata del funzionamento di un ADC richiede un'attenta analisi dei suoi parametri principali; un documento di riferimento a tale riguardo è lo standard *IEEE 1241-2010*[8], in cui vengono descritte e valutate le cause di errore che affliggono un ADC, e per alcune di queste vengono riportate le modalità di correzione. La caratterizzazione dell'ADC consiste essenzialmente nella determinazione del suo comportamento statico, ovvero della sua transcaratteristica. Idealmente si può procedere dando in ingresso all'ADC un segnale su cui è facile ragionare ed operare, ovvero una rampa lineare. Per individuare le soglie, va fatto uno studio probabilistico valutando le occorrenze dei codici: si va a campionare con una certa frequenza f_s tale rampa in ingresso e per ogni valore del segnale di ingresso si annota il codice che si ottiene dal convertitore. Per non avere aliasing bisogna scegliere una frequenza di campionamento f_s adeguata, cioè la banda del segnale deve essere minore di $\frac{f_s}{2}$. Il risultato idealmente atteso è di avere un numero di occorrenze uguali per ogni codice, cioè se si acquisiscono M campioni con un convertitore a n bit si dovrebbero avere per ogni codice un numero di occorrenze N pari a $N = \frac{M}{2^n}$. Nella realtà essendo i gradini diversi tra loro, anche le occorrenze per ogni codice saranno diverse tra di loro ed inoltre vi è una incertezza

legata al campionamento della rampa; per ovviare a questo problema si potrebbe pensare di rendere la rampa periodica, ma tale segnale è difficile da generare con precisione. Il segnale meglio rappresentabile, che è anche il metodo proposto dalla *IEEE* nello standard *1241-2010*, è la sinusoide, perchè grazie ai filtri la si può rendere più pura possibile. La procedura si basa sull'analisi dell'istogramma cumulativo del segnale sinusoidale, rappresentato in Fig.5.

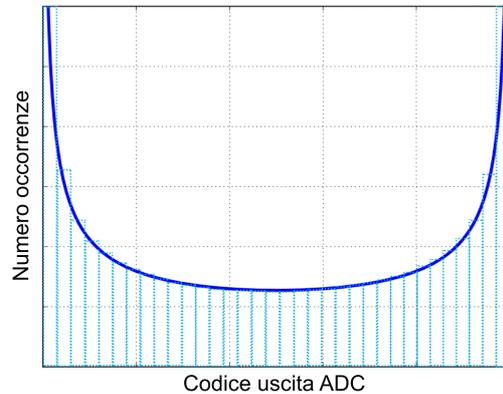


Figura 5: Istogramma cumulativo seno

Campionando dunque la sinusoide con una frequenza fissata f_s , si avrà ancora una caratteristica a gradino; mentre con la rampa si aveva un numero uguale di occorrenze per ogni codice, con la sinusoide il numero di occorrenze per codice sarà diverso. In generale il numero di occorrenze dipenderà dalla pendenza punto a punto della sinusoide, ovvero dalla sua derivata locale. Per semplificare i calcoli si consideri da ora solo metà periodo, come in Fig.6.

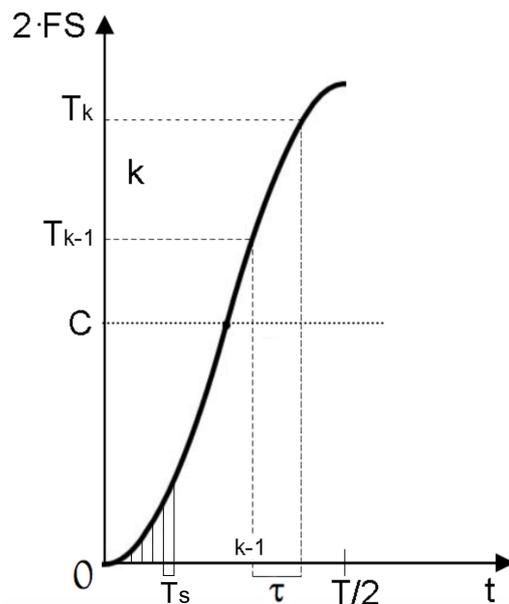


Figura 6: Campionamento della sinusoide in ingresso

T_s è il periodo di campionamento della sinusoide. Dividendo l'asse delle tensioni in segmenti pari ai livelli di quantizzazione del convertitore si otterranno i gradini associati ai vari codici, come mostrato in Fig.6. $T_k - T_{k-1}$ è la larghezza del gradino associata al codice k . Il numero di campioni che cadono nell'intervallo τ sarà proprio il numero di occorrenze in cui si verifica il codice k , quindi è il valore dell'istogramma $H(k)$. Conoscendo i valori di T_s e H_k (quest'ultimo legato alla pendenza), è possibile calcolare τ come:

$$\tau = T_s \cdot H(k) \quad (2)$$

A questo punto si vuole trovare quanto valgono T_{k-1} e T_k , cioè si vuol vedere dove sono localizzate le soglie. Il T_{k-1} è dato dal valore che assume la funzione nel punto $k-1$, ma $k-1$ è dato dalla somma di tutti i τ che lo precedono, dove ogni τ è $T_s \cdot H(k)$:

$$k-1 = H_1 T_s + H_2 T_s + H_3 T_s + \dots + H_{k-1} T_s = \sum_{i=1}^{k-1} H_i T_s \quad (3)$$

La funzione in figura è $C + FS \cdot [-\cos(\cdot)]$; inserendo ora l'espressione di $k-1$ come argomento del coseno si trova T_{k-1} :

$$T_{k-1} = C - FS \cos\left(\frac{2\pi}{T} \sum_{i=1}^{k-1} H_i T_s\right) \quad (4)$$

Dove:

FS è l'ampiezza dell'onda cosinusoidale;

C è l'offset del segnale applicato;

T è il periodo del coseno;

$\sum_{i=1}^{k-1} H_i = H_c(k-1)$ è chiamato istogramma cumulativo;

H_i è il numero di campioni ricevuti nel codice i .

Essendo T il periodo della sinusoide, il rapporto $\frac{T}{T_s}$ rappresenta il numero di campioni per periodo, (N_{pp}); la formula diventa quindi:

$$T_{k-1} = C - FS \cos\left(\frac{2\pi}{N_{pp}} \sum_{i=1}^{k-1} H_i\right) \quad (5)$$

Inizialmente si era detto che si stava considerando solo metà periodo di cosinusoide, quindi si deve valutare il numero di punti per mezzo periodo, ovvero:

$$T_{k-1} = C - FS \cos\left(\frac{\pi \times H_c[k-1]}{N_c}\right) \quad (6)$$

con

N_c numero di campioni acquisiti dall'istante zero a $\frac{T}{2}$;

Molto importante è capire come scegliere la frequenza di campionamento. Come si è detto bisogna rispettare il teorema di Nyquist; scegliendo la condizione limite $f_s = 2 \cdot f_i$ si avranno solo due campioni con cui valutare tutte le soglie, cosa impossibile da fare. Si sceglie dunque una frequenza f_s tale che tutti i codici abbiano almeno un campione: concettualmente se si riesce a campionare il segnale passante per lo zero, cioè dove questo ha massima pendenza, allora si avrà sicuramente un campione anche per i successivi codici dove la pendenza è minore. Per fare ciò il salto di tensione della sinusoide in ingresso nel tempo T_s deve essere minore del quanto dell'ADC. Il periodo T_s viene dunque dimensionato in base alla frequenza del segnale d'ingresso f_i . Il quanto Q come detto è pari a:

$$Q = \frac{2 \cdot FS}{2^n} \quad (7)$$

mentre il salto di tensione ΔV della sinusoide nel tempo T_s sarà:

$$\Delta V = \frac{2 \cdot FS}{2} \sin(2\pi f T_s) \quad (8)$$

In realtà nel caso esaminato la funzione è un $-\cos(\cdot)$ ma si assume per semplicità un seno come caso generale. Poichè ΔV deve essere minore di Q si otterrà la seguente disequazione:

$$\Delta V = \frac{2 \cdot FS}{2} \sin(2\pi f T_s) < \frac{2 \cdot FS}{2^n} \quad (9)$$

Semplificando e ricordando che $T_s \ll T$, si può approssimare il seno con il suo argomento ottenendo:

$$\frac{1}{2^{n-1}} > 2\pi f T_s \quad (10)$$

ed essendo $\frac{T}{T_s} = N_{pp}$ si otterrà la seguente disequazione:

$$N_{pp} > \pi 2^n \quad (11)$$

Generalmente, è buona prassi prelevare i campioni non in un solo periodo ma in più periodi, inoltre per non prelevare sempre gli stessi campioni, lo *standard 1241-2010* impone che f_i e f_s siano coprimi, cioè senza fattori comuni tra loro. Per fare ciò deve essere verificata la seguente formula:

$$\frac{f_s}{f_i} = \frac{M}{J} = N_{pp} \quad (12)$$

Dove

f_s è la frequenza di campionamento dell'ADC

f_i è la frequenza della sinusoide in ingresso

M è il numero totale di campioni

J è il numero di periodi campionati

1.4 NON IDEALITÀ DEGLI ADC

In qualsiasi ADC reale vi sono delle non idealità che ne rendono diverso il funzionamento rispetto a quello ideale fin qui descritto. Una volta ricavate le soglie reali (T_{k_r}), vediamo di quanto queste si discostano da quelle ideali (T_{k_i}), in modo da valutare gli errori che affliggono l'ADC in prova. Per fare ciò si va a riportare su di un piano cartesiano le soglie reali e quelle ideali. Interpolando tutti i punti si otterrà una retta del tipo: $y = mx + n$ dove:

n rappresenta l'errore di offset;

m rappresenta l'errore di guadagno.

1.4.1 Errore di offset

Viene definito come la deviazione tra il primo livello di transizione reale e quello ideale. La prima transizione avviene quando l'uscita digitale dell'ADC cambia da 0 a 1; nel caso ideale si ha un'uscita a 1 quando l'ingresso digitale è tra 0.5 e 1.5 LSB. La prima transizione nel caso ideale sarà a 0.5 LSB e l'errore di offset è indicato con ϵ_0 .

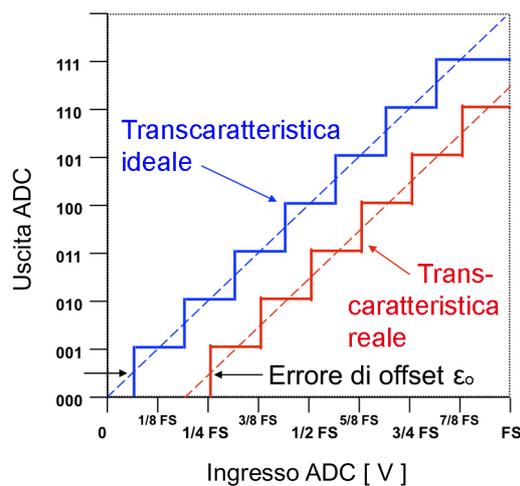


Figura 7: Esempio errore di offset

1.4.2 Errore di guadagno

Viene definito come la deviazione tra l'ultimo livello di transizione reale e quello ideale. L'errore di guadagno viene indicato come ϵ_G , come si può vedere nella Fig.8.

Quindi se a tutti i gradini reali T_{k_r} si sottrae n e si divide per m si ottiene proprio la retta a pendenza unitaria passante per l'origine, trovando così i gradini compensati T_{k_c} . Le soglie T_{k_c} sono le soglie

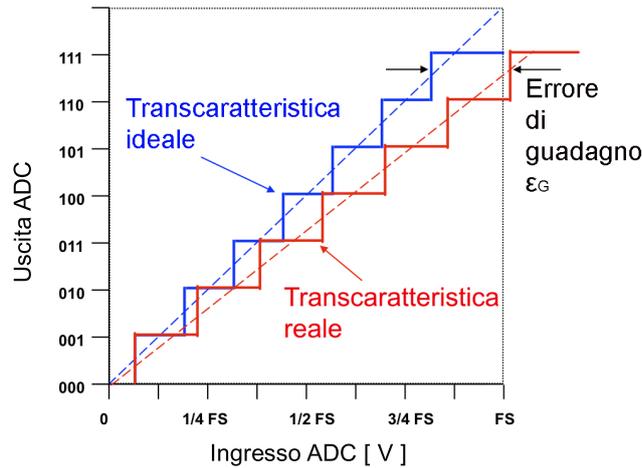


Figura 8: Esempio errore di guadagno

reali prive di errori di offset e di guadagno, quindi tutto ciò che fa discostare i T_{k_c} dai T_{k_i} sono gli errori di non linearità, che possono essere definiti in due modi.

1.4.3 Errore di non linearità differenziale

L'errore di non linearità differenziale viene espresso come:

$$DNL(k) = \frac{(T_{k_c+1} - T_{k_c}) - Q}{Q} \quad (13)$$

cioè dice se un gradino è minore o maggiore di Q in un intorno di una tensione di riferimento (differenziale), non interessandosi delle altre transizioni ma dando solo una informazione locale in un certo punto della caratteristica.

1.4.4 Errore di non linearità integrale

L'errore di non linearità integrale viene espresso come:

$$INL(k) = \frac{T_{k_c} - T_{k_i}}{FS} \cdot 100 \quad (14)$$

e fa capire che una generica soglia compensata T_{k_c} differisce dalla sua ideale T_{k_i} perchè tutte le soglie precedenti sono diverse dalla loro ampiezza ideale, dando una informazione su tutto il suo range di funzionamento.

All'atto dell'acquisto di un ADC, i valori riportati non saranno quelli appena enunciati bensì i loro casi peggiori (worst case):

$$INL = \max INL(k) \quad (15)$$

$$\text{DNL} = \text{RMS}[\text{DNL}(K)] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{DNL}^2(k)} \quad (16)$$

Le non idealità descritte nei paragrafi precedenti contribuiranno a formare l'incertezza globale u_x , da associare alle misure dell'ADC. L'incertezza globale è formata da due contributi, detti di categoria A e B, ovvero:

- Incertezza di categoria A (u_A): corrisponde allo *scarto tipo della media* ed è dovuta ai diversi risultati ottenuti eseguendo un numero finito di misure:

$$u_A = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (q_k - \bar{q})^2} \quad (17)$$

Dove:

N è il numero di misurazioni;

q_k è la k -esima misurazione;

\bar{q} è il valor medio delle misurazioni.

- Incertezza di categoria B (u_B): nel caso dell'ADC sono proprio gli *errori di quantizzazione, offset, gain e non linearità* descritti precedentemente. Vengono ricavati solitamente da informazioni sulle caratteristiche dello strumento, riportate all'interno di manuali o datasheet¹. Escludendo l'errore di quantizzazione dovuto al processo di quantizzazione in sé, per tenere conto dell'effetto delle non idealità generalmente si fa riferimento al *total unadjusted error (TUE)* e_T , definito come la massima variazione tra la transcaratteristica reale e quella ideale; si ha per cui:

$$\begin{aligned} u_{1B} &= e_q \\ u_{2B} &= e_T \end{aligned} \quad (18)$$

Per considerare l'effetto di tutti questi contributi, il *teorema del limite centrale* afferma che:

prendendo una funzione data dalla combinazione lineare di variabili aleatorie indipendenti e con valori comparabili, si ha che la variabile aleatoria risultante è gaussiana.

Si ottiene così che l'incertezza globale u_x delle misurazioni dell'ADC è:

$$u_x = \sqrt{u_A^2 + u_{1B}^2 + u_{2B}^2} \quad (19)$$

¹ Per le incertezze di categoria B dell'ADC e degli strumenti usati, si faccia riferimento alla Sez.A dell'appendice.

1.5 CONVERTITORE SAR

Il convertitore utilizzato in questo progetto è un ADC ad approssimazioni successive (successive-approximation-register ADC o SAR ADC). È uno strumento di misurazione di tipo differenziale, ovvero la tensione da misurare V_x viene confrontata con una tensione di riferimento V_r : la conversione in digitale avviene in un numero di passi N_f (con N_f pari al numero di bit dell'ADC), nei quali la tensione V_r viene fatta variare avvicinandosi sempre più al valore incognito V_x . Il processo inizia forzando il bit più significativo del codice (Most Significant Bit o MSB) a livello alto; questo codice, attraverso una logica di controllo, equivale a $\frac{V_r}{2}$. Il comparatore esegue dunque il confronto tra la tensione di ingresso V_x e la $\frac{V_r}{2}$ corrispondente al codice: se il segnale in ingresso V_x ha un valore maggiore alla tensione $\frac{V_r}{2}$ allora il MSB è lasciato a 1, altrimenti viene portato a 0. Dopo che la comparazione è conclusa, si passa al MSB successivo seguendo la stessa procedura, fino a quando tutti i bit non sono stati così impostati. Alla fine del processo, si ottiene il codice digitale corrispondente all'ingresso analogico. I limiti maggiori di questa tecnologia sono da ricondursi al tempo di conversione che aumenta all'aumentare del numero di bit dell'ADC, ma soprattutto nel confronto con gli ultimi bit, in cui i livelli sono molto vicini e subentra il problema del rumore.

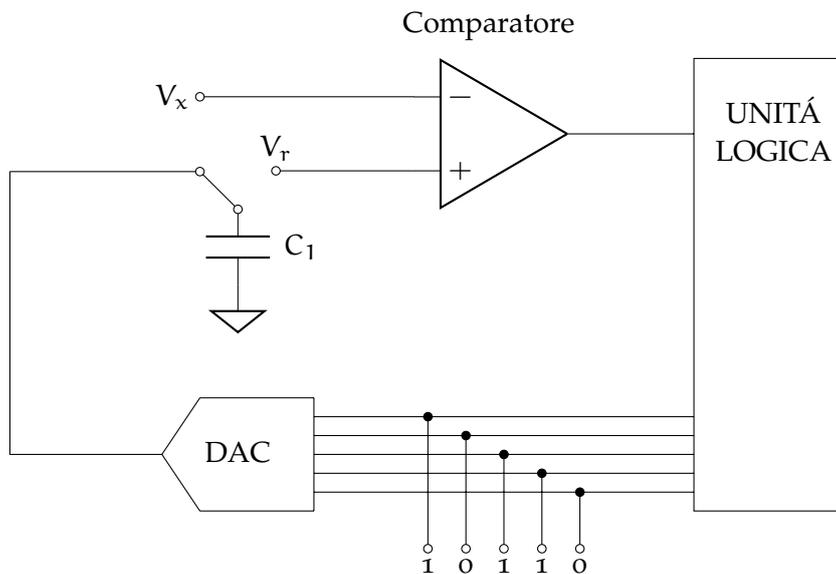


Figura 9: Architettura di un ADC ad approssimazioni successive

Nella Sez.1 si è detto che l'ADC ha un range di tensione di ingresso definito, tipicamente pari a pochi volt. I circuiti elettronici che formano i cosiddetti *blocchi di condizionamento dei segnali* adattano le caratteristiche del segnale fornito dai trasduttori a quelle richieste dall'ADC. In questo capitolo si introducono ora i componenti utilizzati nella misurazione e condizionamento dei segnali e le loro funzioni.

2.1 AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

L'amplificatore operazionale (op-amp), come suggerisce il nome, è un dispositivo attivo che esegue le più disparate operazioni, realizzando amplificatori, filtri, comparatori; grazie alla propria versatilità è uno degli elementi più utilizzati in elettronica. Presenta due ingressi (invertente e non invertente, indicati rispettivamente coi simboli “-” e “+”) e un'uscita. Idealmente è caratterizzato da:

- Impedenza di ingresso infinita;
- Impedenza di uscita nulla: l'uscita è rappresentabile da un generatore di tensione ideale V_{out} ;
- Guadagno differenziale infinito;
- Banda passante infinita: la funzione di trasferimento è costante per ogni frequenza.

Nella realtà queste affermazioni non rispondono al vero: innanzitutto non si può avere una tensione di ingresso che viene amplificata all'infinito: il componente, ad un certo livello di tensione di uscita, satura a qualche volt di differenza rispetto al modulo della tensione di alimentazione. Il limite è dunque fisicamente legato alla tensione di alimentazione, che è la massima fornibile in uscita. A causa di ciò, nella caratteristica d'uscita dell'operazionale si hanno due regioni di funzionamento ben distinte: una regione lineare, nella quale si ha una retta passante per l'origine con pendenza molto elevata, ed una regione di saturazione, nella quale per qualunque valore di tensione in ingresso si ottiene una tensione di uscita costante (“di saturazione”). Per questo motivo non si può usare un operazionale in catena aperta come amplificatore, perché anche con tensioni piccole in ingresso si saturerebbe l'uscita; inoltre il guadagno infinito obbliga a retroazionare l'uscita in modo da limitare il guadagno a valori finiti. La resistenza vista tra gli ingressi è elevata, ma non infinita: si

quantifica nell'ordine di centinaia di $k\Omega$ o alcuni $M\Omega$; ciò porta ad avere una quantità di corrente di ingresso assorbita dall'operazionale, detta corrente di polarizzazione. Parimenti, l'uscita offrirà una certa resistenza, sì bassa ma non nulla (qualche Ω). Per queste ragioni non si può considerare l'operazionale indipendente dal circuito posto a monte, né esso risulta comportarsi come un generatore ideale di tensione al nodo di uscita: in altre parole, la tensione di uscita dipenderà dal carico applicatovi.

2.2 RESISTENZE

Le resistenze vengono usate principalmente negli operazionali in catena chiusa per impostarne il guadagno e nei partitori per abbassare il valore di tensione. Tutte le resistenze utilizzate nei circuiti hanno un'incertezza dell'1%, per cui l'errore introdotto dalle loro configurazioni andrà ad influenzare l'incertezza di categoria A u_A delle misure sperimentali secondo:

- Serie

$$\Delta R = \sqrt{\Delta R_1^2 + \Delta R_2^2 + \dots + \Delta R_n^2} \quad (20)$$

- Parallelo

$$\Delta R = R_{//}^2 \cdot \sqrt{\frac{1}{R_1^2} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1}\right)^2 + \frac{1}{R_2^2} \left(\frac{\Delta R_2}{R_2}\right)^2 + \dots + \frac{1}{R_n^2} \left(\frac{\Delta R_n}{R_n}\right)^2} \quad (21)$$

2.3 MULTIPLEXER ANALOGICO

Un multiplexer (anche chiamato selettore) è un dispositivo capace di selezionare un singolo canale fra i diversi in ingresso e di riportarlo in uscita, in base alla configurazione degli ingressi di selezione. Se vi sono n linee di controllo, ci saranno 2^n possibili linee di ingresso. Il segnale di uscita è discontinuo a causa della diversità dei segnali di ingresso; è necessario attendere un tempo di assestamento per consentire la propagazione del segnale di ingresso selezionato sull'uscita. Questo limita la frequenza di selezione dei segnali.

2.4 TRASDUTTORI

I trasduttori sono dispositivi che svolgono numerose funzioni:

- permettono di ottenere segnali elettrici a bassa potenza "proporzionali" a quelli effettivi, applicabili alla strumentazione;
- eseguono conversioni di grandezza;
- regolano l'offset del segnale;

- stabiliscono il dovuto isolamento galvanico per la sicurezza elettrica del circuito e dell'operatore.

La porta di ingresso del trasduttore deve essere tale da poter sostenere la grandezza misurata, 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. Le tipologie di trasduttore usate nel progetto sono:

2.4.1 *Trasduttori di corrente*

Si distinguono trasduttori per correnti alternate ed altri per correnti continue:

- *Trasformatori amperometrici TA*: sono trasformatori riduttori di corrente e si adoperano ogni qualvolta si deve misurare una corrente alternata superiore a qualche decina di ampere. Il funzionamento dei TA si basa sull'accoppiamento magnetico realizzato mediante un circuito a bassa riluttanza (nucleo magnetico). In questo modo si ottengono i due seguenti obiettivi:
 1. riportare al secondario, secondo un coefficiente di proporzionalità, una replica della corrente dell'avvolgimento primario normalizzata in un range di valori standard;
 2. introdurre l'isolamento degli strumenti di misura dalla rete che alimenta i carichi.

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.

- *Trasduttori ad effetto Hall ad anello chiuso*: rispetto ai TA, che operano tra i 40 ed i 60 Hz, sono in grado di misurare correnti in uno spettro di frequenze molto più ampio, che va dalla continua DC fino a 150 kHz. I trasduttori che si basano su questo principio di funzionamento presentano inoltre buona linearità, basso consumo di potenza, ingombro e costo ridotti. Gli svantaggi si individuano nella necessità di tarare il dispositivo al fine di ottenere le caratteristiche nominali di accuratezza. Per effetto Hall, quando su un elemento metallico sensibile scorre una corrente I , viene generata una tensione V proporzionale al campo magnetico prodotto dalla corrente. Per non disperdere il campo magnetico, viene utilizzato un nucleo toroidale aperto, tipicamente di ferrite. Nell'apertura è alloggiato il sensore ad effetto Hall sul quale il nucleo toroidale concentra il campo magnetico generato dalla corrente elettrica incognita. Attraverso il sensore viene fatta passare una piccola corrente che, accoppiandosi

con il campo magnetico, genera per effetto Hall una tensione proporzionale alla corrente da misurare.

2.4.2 *Trasduttori di tensione*

I trasduttori di tensione vengono usati per una misurazione di tensione. A seconda che la tensione di ingresso sia alternata o continua si distinguono:

- *Trasformatore*: viene utilizzato per la misurazione di tensioni alternate. È costituito da un nucleo di materiale ferromagnetico su cui sono avvolti due avvolgimenti: il “primario”, costituito da n_1 spire ed il “secondario” costituito da n_2 spire. Quando il primario è alimentato con una tensione alternata v_1 (“tensione primaria”), ai capi dell’avvolgimento secondario si manifesta una tensione v_2 (“tensione secondaria”), isofrequenziale con la tensione primaria e di ampiezza dipendente dal rapporto del numero delle spire. Mediante il trasformatore è quindi possibile trasferire potenza elettrica dall’avvolgimento primario a quello secondario, senza fare ricorso ad alcun collegamento elettrico tra i due avvolgimenti; il trasferimento di potenza avviene invece attraverso il campo magnetico che è presente principalmente nel nucleo del trasformatore e che è in grado di scambiare energia con entrambi i circuiti. Questa tecnica non permette però la rilevazione della componente continua del misurando.
- *Trasduttori ad effetto Hall per la misura delle tensioni*: è possibile impiegare la struttura ad effetto Hall descritta precedentemente anche per la misura della tensione tra due punti. Installando una resistenza al primario del trasduttore, si otterrà una corrente proporzionale a questa e alla tensione incognita da misurare. In uscita si avrà una corrente moltiplicata per il guadagno del trasduttore. Per la massima accuratezza, il trasduttore di tensione ha una corrente primaria nominale indicata da datasheet; è buona norma stare il più vicino possibile a questo valore scegliendo opportunamente la resistenza da usare.

2.4.3 *NTC*

L'NTC è un sensore che in base alla temperatura cambia il valore della sua resistenza. Ha una caratteristica non lineare fornita da datasheet; per sfruttare questa proprietà viene usato in una struttura a partitore, ottenendo così una tensione $V_{NTC} = V_{rif} \cdot \frac{R_{NTC}}{R_1 + R_{NTC}}$ variabile con la temperatura.

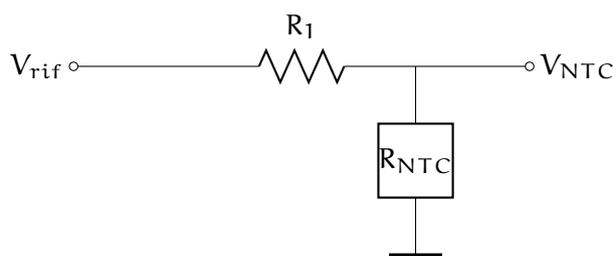


Figura 10: Partitore resistivo per NTC

2.5 REGOLATORI SHUNT

Il regolatore di shunt è un dispositivo a bassa tensione con 3 terminali, attraverso i quali si può impostare una tensione di riferimento V_o aggiustabile.

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)V_{rif} \quad (22)$$

La V_{rif} viene data a datasheet dal costruttore.

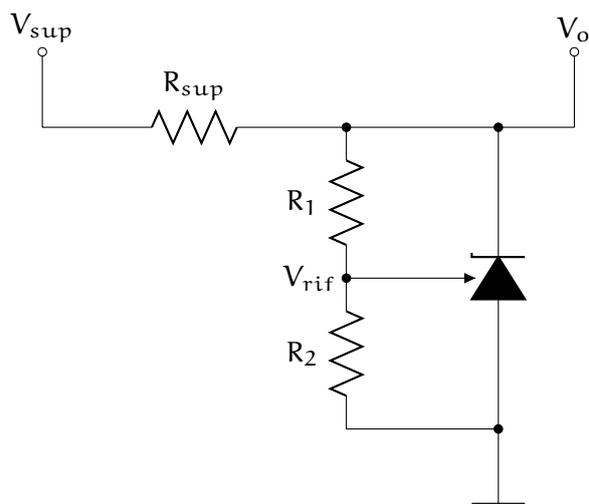


Figura 11: Regolatore di shunt

ATTIVITÀ SVOLTA E METODO PROPOSTO

In questo capitolo si descrive l'attività svolta, presentando sia il lavoro di programmazione che le caratteristiche hardware studiate per cercare di caratterizzare al meglio il sistema di acquisizione dati. L'obiettivo ultimo è il seguente: come si è caratterizzato l'ADC col suo errore di offset e gain, così si cercherà di estendere il concetto di gain e offset all'intera catena di ingresso, per averne così la stima digitale.

3.1 SVILUPPO AMBIENTE SOFTWARE

La scheda di nuova progettazione sviluppata da Lever utilizza come MCU (Microcontroller Unit o microcontrollore) l'unità STM32F4. Questa serie sfrutta come microprocessore un ARM 32-bit Cortex-M4 per elaborare i dati e gestire le periferiche. Per interfacciarsi con la scheda e permettere la trasmissione e ricezione dei dati, nonché lo sviluppo firmware, si sono utilizzati i seguenti ambienti di sviluppo:

- **STMCubeMX**: software grafico utilizzato per la configurazione dei pin del microcontrollore, il clock ed i parametri di utilizzo dell'ADC, nonché le linee di trasmissione. Questo programma genera poi le librerie ed il codice eseguibile in linguaggio C, su cui si andrà a modellare il firmware utilizzando le varie periferiche dell'integrato. Vengono generati file .h che contengono le dichiarazioni (hider) e file .c che contengono le implementazioni.
- **SystemWorkbenchforSTM32**: software di editor C con cui si può scrivere, compilare ed installare il firmware sulla scheda.
- **PuTTY**: software di terminale che permette la configurazione della porta seriale RS485 e la visualizzazione dei dati trasmessi. Lavorando in ambiente Macintosh, la periferica MOXA UPort 1150i inizialmente fornita non era utilizzabile in quanto priva di driver per il sistema operativo adottato; si è dunque ricorsi ad un convertitore USB-RS485 della FTDI Chip, collegando manualmente le fasi A,B e la massa GND.
- **STLINK V2**: versione del debugger compatibile col microcontrollore adottato.

Per la caratterizzazione si è partiti da una versione del firmware generata grazie all'STMCubeMX.

Si è scelto di gestire l'ADC con la modalità *interrupt DMA*: quando l'ADC finisce la digitalizzazione genera un interrupt (un segnale di

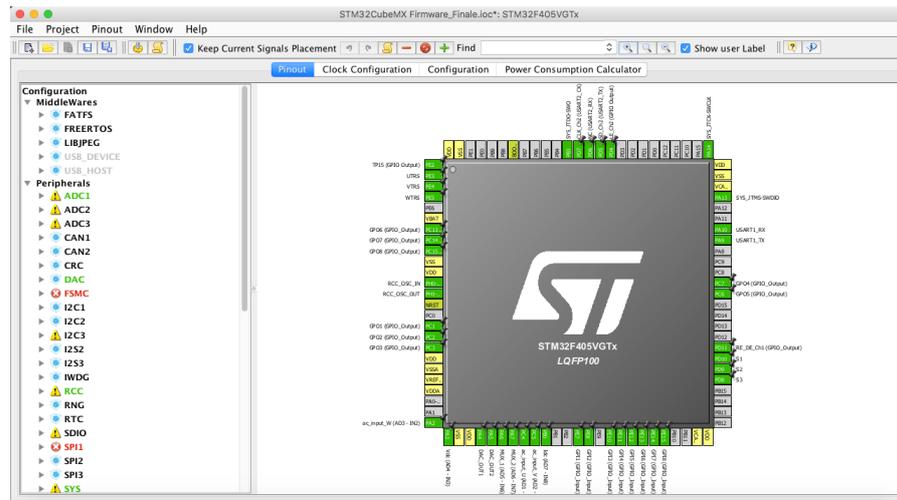


Figura 12: Schermata principale STM32CubeMX

fine conversione) e trasferisce automaticamente i dati alla memoria DMA (direct memory access), senza far intervenire il microprocessore. Per quanto riguarda l'ordine di conversione dei 7 canali dell'ADC, si lascia per ultimo il canale in uscita dal multiplexer, in modo da far passare il tempo necessario a stabilizzarlo prima di mandarlo in ingresso all'ADC. Per trasferire poi i dati si è quindi deciso di usare la porta seriale RS485; pur essendo lenta permette però una semplice gestione a computer dei valori. Una volta risolti i problemi prettamente di settaggio, ci si è trovati di fronte a questioni più pratiche; tra tutte le più importanti sono state:

- sincronizzare le misure "reali" prese con l'oscilloscopio e quelle digitali dell'ADC. La partenza unica è stata data con un trigger sul fronte di salita dato ad un test point della scheda: tramite un pulsante l'ADC viene fatto partire e contemporaneamente viene generato un gradino usato come trigger esterno su un canale dell'oscilloscopio. Il segnale di trigger viene trasmesso su un pin di uscita del microprocessore;
- si è voluto inviare dati in formato ASCII e convertirli in decimale prima della trasmissione, così da facilitarne il trattamento analitico successivo.
- nella fase di caratterizzazione dell'ADC si avrà bisogno di una grande quantità di dati. Usando una comunicazione RS485 e convertendo ogni numero in una sequenza di caratteri, potenzialmente la memoria non è sufficiente a contenere un vettore di valori in uscita dall'ADC e un buffer per la seriale che conservas-

se tutti questi valori in uscita convertiti. Tra l'altro, cambiando la dimensione dell'array di valori cambia anche quella del buffer di trasmissione. Si è risolto il problema andando a parzializzare la trasmissione, facendo pacchetti di dati da trasmettere uno dietro l'altro.

3.2 CARATTERIZZAZIONE HARDWARE

Il banco prova progettato si basa sull'accoppiamento di due schede: la scheda di controllo vera e propria chiamata PRI, sulla quale vi è il microcontrollore con il suo ADC, e la scheda di adattamento SIR, che fa da interfaccia per il raddrizzatore. I canali di condizionamento dei segnali sono disposti su entrambe le schede; sulla scheda PRI tutte le misure sono dirette, mentre sulla scheda SIR vengono multiplexate, trattandosi di misure secondarie per le quali non erano presenti abbastanza pin al microcontrollore da configurare come ingressi diretti all'ADC. Le misure multiplexate sono:

- Letture correnti alternate i_{ac} di ingresso
- Temperature esterne
- Riferimento sonde temperatura
- Tensioni continue di batteria/servizi
- Riferimento per segnali bidirezionali

Le misure che arrivano dirette all'ADC del microcontrollore sono invece:

1. Tensione alternata U
2. Tensione alternata V
3. Tensione alternata W
4. Tensione raddrizzata V_{dc}
5. Corrente raddrizzata I_{dc}
6. Misure multiplexate

Si passa dunque alla caratterizzazione canale per canale dello specifico circuito di condizionamento atto a preparare il segnale all'input range dell'ADC. Si valuteranno anche le possibili modifiche alle schede.

3.2.1 Tensioni alternate U , V e W

Per quanto riguarda i canali U , V e W di tensione alternata, queste risultano essere le uscite di un trasformatore trifase con rapporto 1:10 e primario alla tensione alternata di rete. Si passa dunque dai $240 V_{\text{rms}}$ a $24 V_{\text{rms}}$. Lo schema del trasformatore è il seguente:

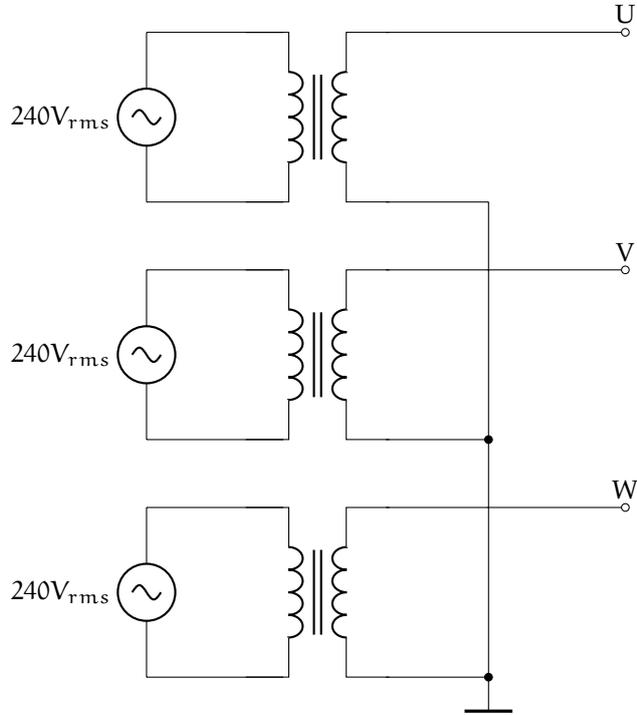
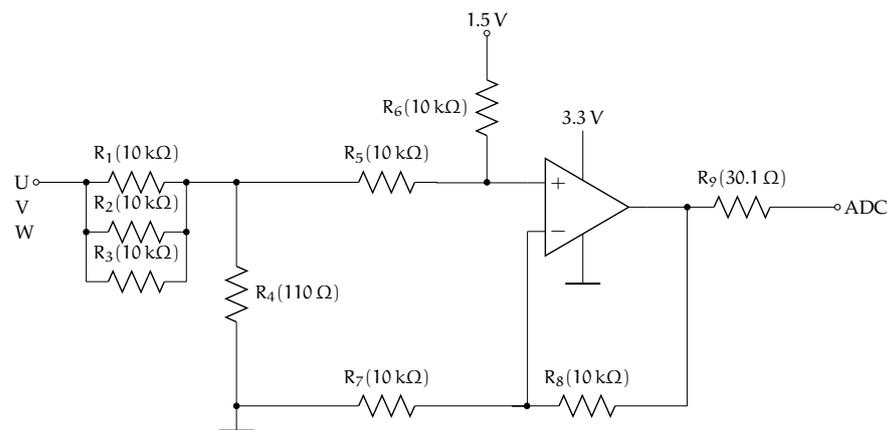


Figura 13: Trasformatore trifase

Successivamente i segnali U , V e W procedono ognuno lungo la propria catena di condizionamento, venendo trattati secondo lo schema (se ne riporta solo uno a titolo dei tre) in Fig.14.

Figura 14: Circuiti condizionamento ingressi U , V e W

Le resistenze R_1 , R_2 , R_3 e R_4 compongono un partitore della sinu-

soide in ingresso: l'obiettivo è di avere in uscita un segnale con un'e-scursione picco-picco uguale all'input range dell'ADC. Il convertitore a valle accetta però solo tensioni positive; viene così sommato un segnale continuo come offset della sinusoide in ingresso, in modo da non avere componenti negative di segnale. Questo segnale viene generato dal circuito in Fig.15.

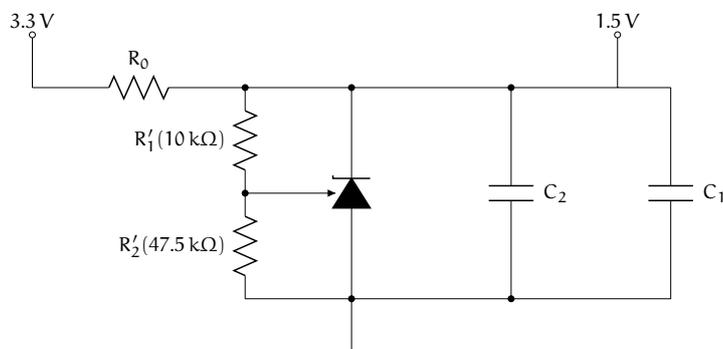


Figura 15: Riferimento tensione per sommatore

Idealmente, il partitore composto da R_5 ed R_6 dimezza il segnale, mentre l'operazionale con guadagno $(1 + \frac{R_8}{R_7}) = (1 + \frac{10}{10}) = 2$ lo raddoppia; di fatto il segnale rimane invariato. I circuiti mostrati sono stati dimensionati per avere una tensione di fondo scala conservativa, ovvero di 3 V; per sfruttare invece tutto il range dell'ADC si propone di sostituire la resistenza R_4 di Fig.14. Consideriamo che la tensione di rete abbia un valore efficace di $240 V_{rms}$; la fase U al secondario avrà quindi un'ampiezza $V_{MAX} = 24 \cdot \sqrt{2}V$ e sapendo di volerla far corrispondere ad una ampiezza di 1.65 V (ovvero $\frac{3,3V}{2}$) ricaviamo il valore della resistenza R_4 :

$$\begin{aligned}
 24\sqrt{2} \cdot \frac{R_4}{3300 + R_4} &= 1,65 \\
 \frac{24\sqrt{2}}{1,65} \cdot R_4 &= 3300 + R_4 \\
 R_4 &= \frac{3300}{\frac{24\sqrt{2}}{1,65} - 1} = 168,6\Omega
 \end{aligned} \tag{23}$$

Secondo la serie commerciale, si sceglie la resistenza più prossima a questo valore, ovvero 180 Ω . Analogamente, l'offset positivo di 1.5 V deve essere portato a 1.65 V per sfruttare tutto l'input range dell'ADC. Applicando la relazione (22) vista in Sez.2.5, otteniamo il valore delle resistenze R'_1 e R'_2 di Fig.15:

$$V_O = (1 + \frac{R'_1}{R'_2})V_{REF} \rightarrow \frac{R'_1}{R'_2} = \frac{V_O}{V_{REF}} - 1 = \frac{1,65}{1,24} - 1 = 0,32 \tag{24}$$

Dunque il rapporto tra le due resistenze deve essere di 0,32; si sceglie

quindi di tenere $R'_1=10\text{ k}\Omega$ mentre da magazzino scegliamo la R'_2 più vicina possibile, ovvero da $33\text{ k}\Omega$. Otterremo così che:

$$V_O = \left(1 + \frac{10}{33}\right)1,24 = 1,6157\text{V} \quad (25)$$

Non sono gli 1.65 V che permettono di sfruttare tutto il range dell'ADC, ma sicuramente ci si avvicina maggiormente rispetto agli 1.5 V della vecchia soluzione.

Tenendo in considerazione le configurazioni appena descritte, idealmente l'algoritmo che dal codice C_o in uscita dall'ADC permetterà di ricavare la misura di tensione U , V e W sarà:

$$U = (C_o \cdot Q - V_O) \cdot \left(\frac{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)^{-1} + R_4}{R_4} \right)$$

$$U = \left(C_o \cdot \frac{3,3}{4096} - 1,6157 \right) \cdot \left(\frac{3513,3}{180} \right) \quad (26)$$

$$U = C_o \cdot 0,0157 - 31,5361$$

Per quanto riguarda le possibili non idealità introdotte dalla catena di condizionamento, avendo un trasformatore in ingresso questo può introdurre una distorsione armonica della tensione di rete, trattandosi di una mutua induttanza e non di un carico lineare. Il difetto di questa struttura è proprio la cattiva linearità e accuratezza, sensibilmente inferiore rispetto all'approccio con partitore resistivo, e dovuta al nucleo ferromagnetico.

3.2.2 Tensione raddrizzata V_{dc}

Sul raddrizzatore trifase controllato dalla scheda PRI, le tensioni U , V e W viste precedentemente verranno raddrizzate da un ponte a diodi SCR, ottenendo i 24 V di Fig.16.

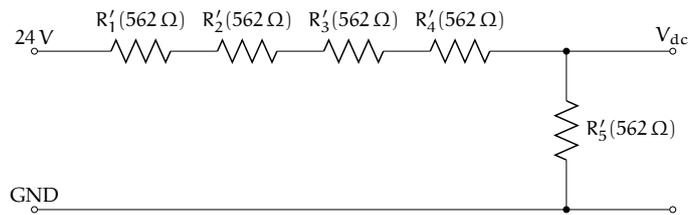


Figura 16: Partitore di tensione per V_{dc}

Dal partitore resistivo in figura, si preleva dunque la tensione V_{dc} che verrà condizionata dal circuito in Fig.17 per adattarla all'input range dell'ADC.

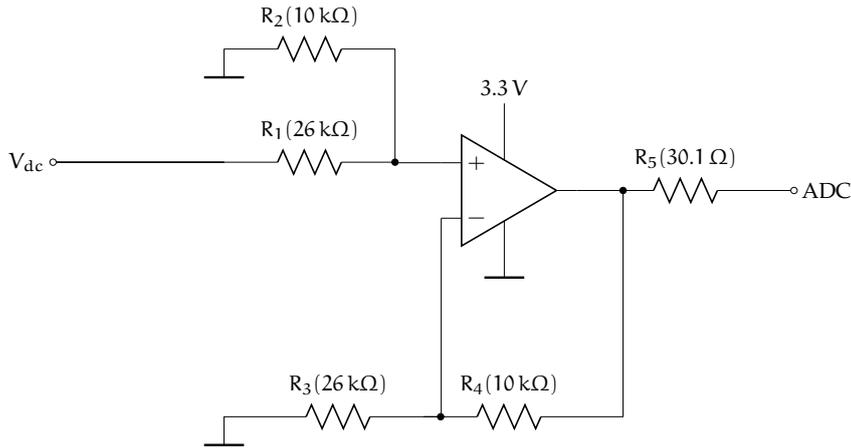


Figura 17: Ingresso tensione raddrizzata V_{dc}

Considerando i circuiti di condizionamento descritti, per stimare V_{dc} dai codici C_o dell'ADC si propone la relazione:

$$V_{dc} = \frac{C_o \cdot Q}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{R'_1 + R'_2 + R'_3 + R'_4 + R'_5}{R'_5}$$

$$V_{dc} = \frac{C_o \cdot \frac{3,3}{4096}}{1 + \frac{10}{26}} \cdot \frac{36}{10} \cdot 5 \tag{27}$$

$$V_{dc} = C_o \cdot 0,0105$$

Lavorando con un partitore resistivo e avendo le resistenze un'incertezza dell'1%, la non idealità più probabile sarà la variazione del valore delle singole resistenze da quello nominale, con conseguente cambiamento del guadagno.

3.2.3 Corrente raddrizzata I_{dc}

La corrente raddrizzata I_{dc} di uscita è misurata con uno shunt.

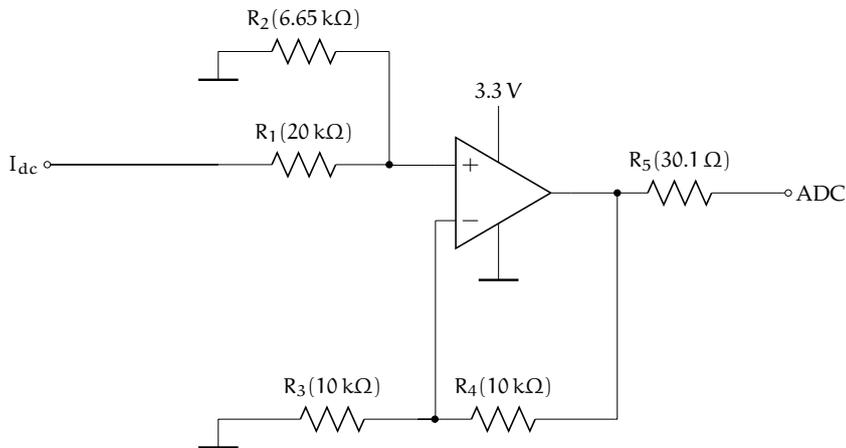


Figura 18: Ingresso corrente raddrizzata I_{dc}

Dalla Fig.18 si ottiene che la relazione che lega uscita e ingresso è:

$$I_{dc} = \frac{C_o \cdot Q}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$I_{dc} = \frac{C_o \cdot \frac{3,3}{4096}}{2} \cdot \frac{26,65}{6,65} \quad (28)$$

$$I_{dc} = C_o \cdot 1,6143 \cdot 10^{-3}$$

Non si notano cause rilevanti di non idealità.

3.2.4 Misure multiplexate

L'uscita del multiplexer è condivisa alternativamente da tutti gli ingressi ed è rappresentata dal circuito in Fig.19.

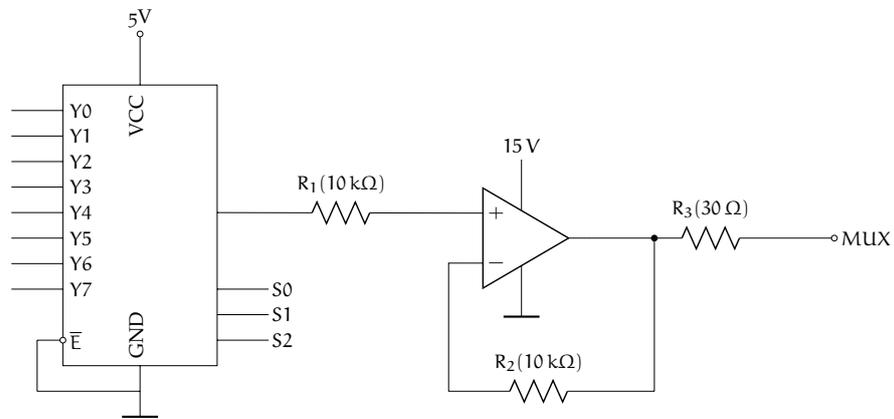


Figura 19: Multiplexer

L'operazionale in figura è essenzialmente un inseguitore di tensione con guadagno unitario che ha il compito di spedire i segnali all'ultimo stadio di condizionamento di Fig.20 prima dell'ADC.

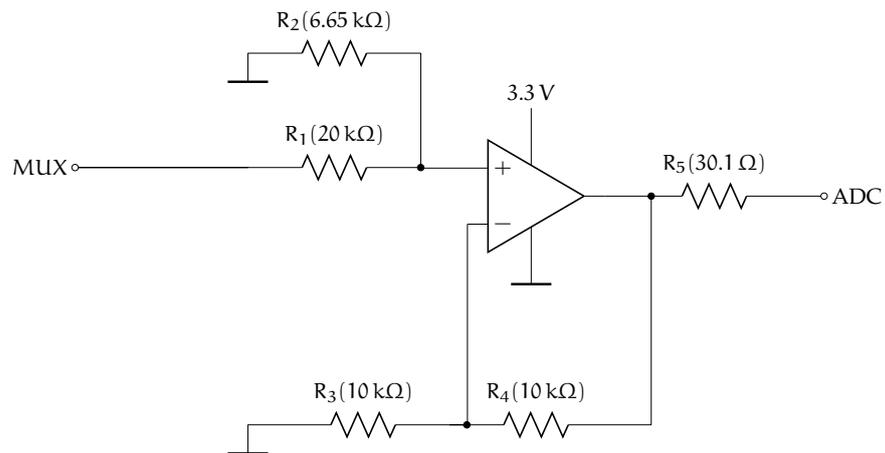


Figura 20: Condizionamento uscita multiplexer

Percorrendo a ritroso il circuito, la misura in uscita dal multiplexer si ottiene come:

$$\begin{aligned} \text{MUX} &= \frac{(C_o \cdot Q)}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \\ \text{MUX} &= \frac{(C_o \cdot \frac{3,3}{4096})}{1 + \frac{10}{10}} \cdot \frac{26,65}{6,65} \\ \text{MUX} &= (C_o \cdot \frac{3,3}{4096}) \cdot 2,0037 \end{aligned} \quad (29)$$

Definiamo ora il guadagno del circuito di Fig.20 come $G_{\text{mux}} = 2,0037$.

Le misure in ingresso al multiplexer sono:

- *Lecture correnti alternate i_{ac} di ingresso*

Vale lo schema in Fig.21.

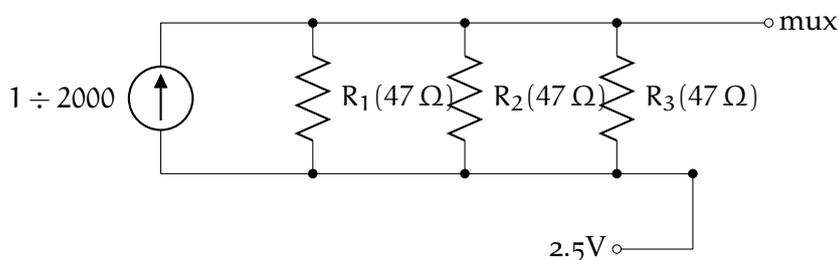


Figura 21: Ingressi correnti alternate i_{ac}

Il generatore di corrente nello schema rappresenta un TA con rapporto $1 \div 2000$; con questa configurazione per testare tutto l'input range dell'ADC bisognerebbe lavorare con correnti al primario troppo elevate (nell'ordine dei 100 A per arrivare a fondo scala FS). In questo studio cerchiamo di ottenere la corrente più grande possibile, operando in questo modo: si collega una lampadina da 100W alla tensione di rete a $230 V_{\text{rms}}$; si ha che nel filo scorre una corrente:

$$i = \frac{P}{V} = \frac{100}{230} = 0,4348 A_{\text{rms}} \quad (30)$$

Essendo che si parla di piccole correnti, si arrotola il più possibile il filo attorno al TA; fisicamente con lo spazio disponibile attorno al nucleo ferromagnetico si sono fatti 13 giri, ottenendo una corrente complessiva di:

$$i_{\text{tot}} = 13 \cdot i = 13 \cdot 0,4348 = 5,65 A_{\text{rms}} \quad (31)$$

Per tradurre il tutto in misure di tensione, al secondario del TA questa corrente viene fatta scorrere attraverso il parallelo delle resistenze R_1 , R_2 e R_3 che equivale alla R_{eq} :

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \quad (32)$$

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{47} + \frac{1}{47} + \frac{1}{47}} \cong 15,6\bar{\Omega}$$

Ai capi di R_{eq} si preleva la misura di tensione corrispondente. Considerando la catena di condizionamento della misura e l'ultimo stadio in uscita dal multiplexer, la relazione tra il codice d'uscita C_o e la misura del valore efficace di i_{ac} è:

$$i_{ac} = \left(\frac{(C_o - C_{V_{rif}}) \cdot Q}{\sqrt{2}} \right) \cdot \frac{G_{mux}}{R_{eq}}$$

$$i_{ac} = \left(\frac{(C_o - 1515) \cdot \frac{3,3}{4096}}{\sqrt{2}} \right) \cdot \frac{2,0037}{15,6\bar{6}} \quad (33)$$

$$i_{ac} = C_o \cdot 7,2861 \cdot 10^{-5} - 0,1104$$

Al codice d'uscita C_o viene sottratto 1515 perchè corrisponde ai 2.5 V sommati al segnale in Fig.21. Tra le possibili non idealità vi sono sicuramente il comportamento del TA e il guadagno del parallelo di resistenze in uscita da questo.

- *Temperature esterne*

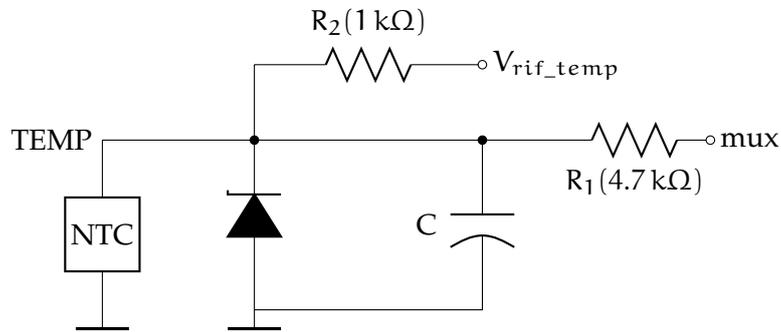


Figura 22: Temperature esterne

La presenza del diodo zener e del condensatore in Fig.22 hanno rispettivamente il compito di proteggere i componenti dai transitori di tensione e di stabilizzare il più possibile la tensione. La tensione V_{rif_temp} è un riferimento generato internamente e idealmente vale 2.29 V. La tensione mux viene stimata dalla relazione:

$$mux = V_{rif_temp} \cdot \left(\frac{R_{NTC}}{R_2 + R_{NTC}} \right) \quad (34)$$

Da cui la stima di R_{NTC} è:

$$R_{NTC} = \frac{R_2 \cdot mux}{V_{rif_temp} - mux} \quad (35)$$

Con mux:

$$\text{mux} = C_o \cdot Q \cdot G_{\text{mux}} \quad (36)$$

Numericamente per ricavare il valore della resistenza dell'NTC R_{NTC} dal codice C_o dell'ADC vale:

$$R_{\text{NTC}} = \frac{1000 \cdot C_o \cdot \frac{3,3}{4096} \cdot 2,0037}{2,29 - C_o \cdot \frac{3,3}{4096} \cdot 2,0037} \quad (37)$$

$$R_{\text{NTC}} = \frac{C_o \cdot 1,6143}{2,29 - C_o \cdot 1,6143 \cdot 10^{-3}}$$

• *Tensioni continue di batteria/servizi*

I due ingressi hanno il medesimo circuito (se ne riporta solo uno) e vengono utilizzati per il monitoraggio dei livelli di tensione continua delle batterie e dei servizi.

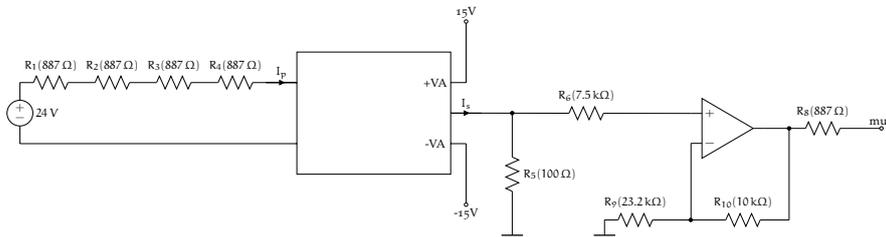


Figura 23: Ingressi tensioni continue batteria e servizi

Per questi canali il trasduttore di tensione TV lavora al massimo della sua accuratezza con una corrente $I_p = 10 \text{ mA}$; per ottenere questo valore si devono avere delle resistenze al primario del valore di:

$$4R = \frac{24}{10 \cdot 10^{-3}} \rightarrow R = \frac{24}{4 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} \cong 600\Omega \quad (38)$$

A magazzino le resistenze più vicine sono quelle da 887Ω , ottenendo dunque una corrente:

$$I_p = \frac{V}{R} = \frac{24}{4 \cdot 887} = 6,76\text{mA} \quad (39)$$

Il trasduttore ha un guadagno ideale di $2500 \div 1000$, ma avendo una corrente diversa da quella nominale indicata da data-sheet allora sarà sicuramente presente una non idealità dovuta al comportamento del TV. L'incertezza sul valore esatto delle resistenze al primario e al secondario del trasduttore sono un'altra causa di non idealità dell'algoritmo proposto:

$$V = (C_o \cdot Q) \cdot G_{\text{mux}} \cdot \frac{1}{(1 + \frac{R_{10}}{R_9})} \cdot \frac{1}{R_5} \cdot \frac{1000}{2500} \cdot R_1 \cdot 5$$

$$V = (C_o \cdot \frac{3,3}{4096}) \cdot 2,0037 \cdot \frac{1}{(1 + \frac{10}{23,2})} \cdot \frac{1}{100} \cdot \frac{1000}{2500} \cdot 887 \cdot 4 \quad (40)$$

$$V = C_o \cdot 0,0160$$

In questo capitolo verrà applicato dapprima l'approccio descritto in Sez.1.3 per la caratterizzazione dell'ADC, successivamente si farà uno studio di compensazione sull'intera catena di condizionamento descritta nella Sez.3.2.

4.1 COMPENSAZIONE ADC

Come spiegato precedentemente in Sez.1.3, l'*IEEE std. 1241-2010*[8] permette la caratterizzazione dell'ADC grazie alle soglie di transizione, che devono essere misurate per mezzo di un istogramma del segnale di ingresso. Grazie poi alla registrazione e l'elaborazione dei codici in uscita all'ADC, è possibile ricavare gli errori di guadagno ε_G , di offset ε_O e gli errori non lineari ε_k . Come descritto, bisogna rispettare la (11) per la scelta del numero di campioni N_{pp} ; nel nostro caso l'ADC utilizzato ha 12 bit quindi:

$$N_{pp} > \pi 2^n \rightarrow N_{pp} > \pi 2^{12} \rightarrow N_{pp} > 12868 \quad (41)$$

Occorreranno dunque almeno 12868 campioni per caratterizzare al meglio l'ADC. Bisogna inoltre rispettare la condizione (12) sulla frequenza f_i della sinusoide in ingresso secondo:

$$f_i = \frac{J}{M} f_s \quad (42)$$

con

f_s frequenza di campionamento

Da progetto STMCubeMX il nostro ADC lavora ad una frequenza di campionamento f_s :

$$f_s = \frac{\text{clock_MCU[Hz]}}{\text{PSC} \cdot \text{counter_period}} = \frac{84 \cdot 10^6}{84 \cdot 51} = 19607,84312\text{Hz} \quad (43)$$

Il clock interno della MCU è $84 \cdot 10^6\text{Hz}$ e i valori a denominatore sono parametri di settaggio scelti per avere la frequenza risultante desiderata. Generalmente è buona prassi prelevare gli M campioni non in un solo periodo ma in più periodi J; inoltre M e J devono essere coprimi tra loro. Rispettando la condizione sui campioni si scelgono:

$M = 38701$ campioni

$J = 3$ periodi

e dalla (12) si ricava dunque

$$f_i = \frac{3}{38701} \cdot 19607,84312 \cong 1,52\text{Hz} \quad (44)$$

Per la sinusoide di ingresso viene utilizzato il generatore di funzione HP 8116A Pulse/Function Generator 50MHz, regolando opportunamente offset e gain per coprire tutto l'input range dell'ADC. Non potendo porsi direttamente su uno dei pin della MCU, si sceglie di usare come ingresso il canale di corrente continua I_{dc} descritto in Sez.3.2.3, rappresentando la via meno condizionata e più diretta possibile all'ADC. La sinusoide di ingresso presenta le seguenti caratteristiche:

$$\text{Offset} = 1.65\text{V}$$

$$\text{Ampiezza} = 1.65\text{V}$$

$$\text{THD} = 1,78\%$$

Una volta ricavate le soglie reali col metodo *IEEE std. 1241-2010*[8], bisogna vedere di quanto queste si discostano da quelle ideali: per fare ciò si va a graficare su di un piano cartesiano le soglie reali e quelle ideali (Fig.24).

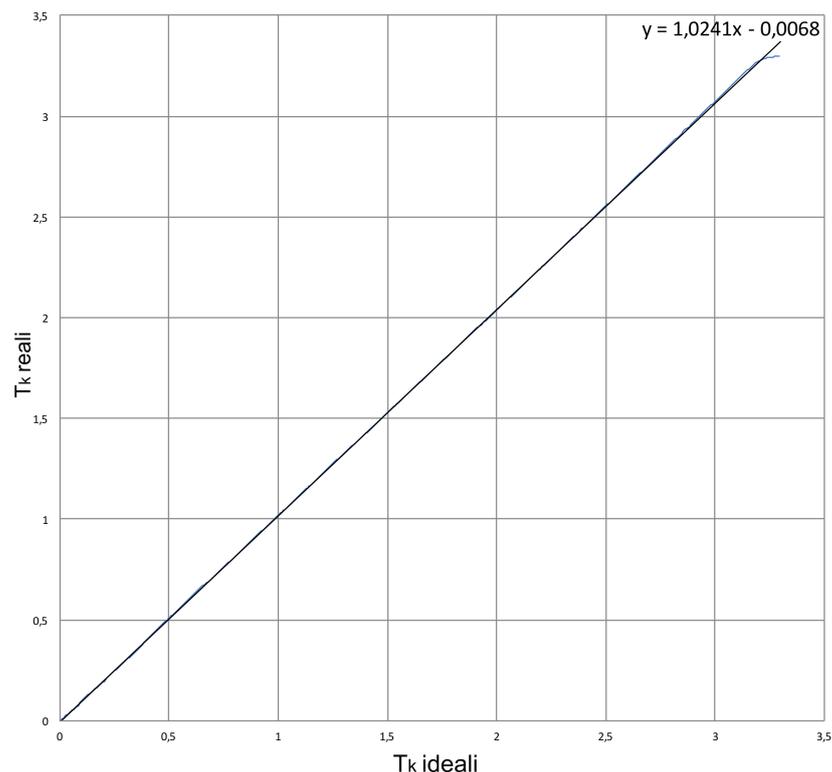


Figura 24: Grafico T_{kr} e T_{ki}

Interpolando tutti i punti si ottiene l'equazione della retta:

$$y = mx + n \quad (45)$$

Dove

m rappresenta l'errore di guadagno ε_G (nel nostro caso 1,0241)

n è l'errore di offset ε_O (qui uguale a -0,0068)

Per quanto riguarda gli errori di non linearità, tipicamente si sceglie di valutare solo il DNL o l'INL; si valuta quindi il contributo di DNL dalla (13) ricavando il diagramma di Fig.25.

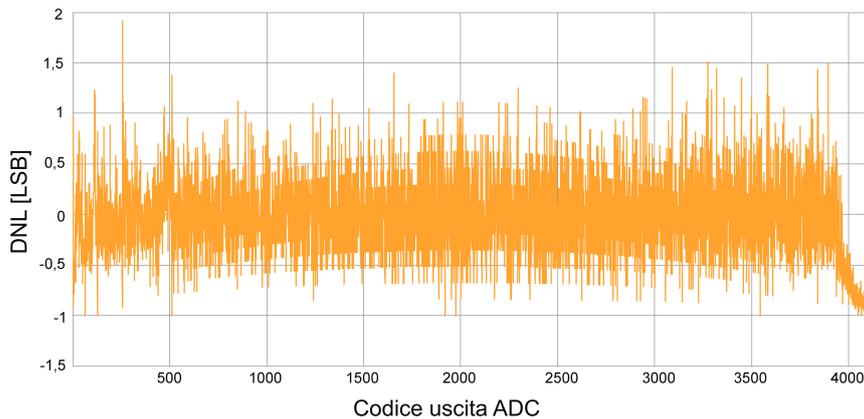


Figura 25: Grafico DNL per ogni codice

Il valore DNL_{rms} risulta essere di 1,9LSB; ulteriore passo nella caratterizzazione della transcaratteristica dell'ADC è di includere il DNL nell'individuazione delle soglie T_{kc} , compensate da tutti questi errori secondo:

$$T_{kc} = T_{kr} + DNL \cdot Q \quad (46)$$

Si ottiene che la retta di miglior approssimazione della transcaratteristica dell'ADC è quella in Fig.26.

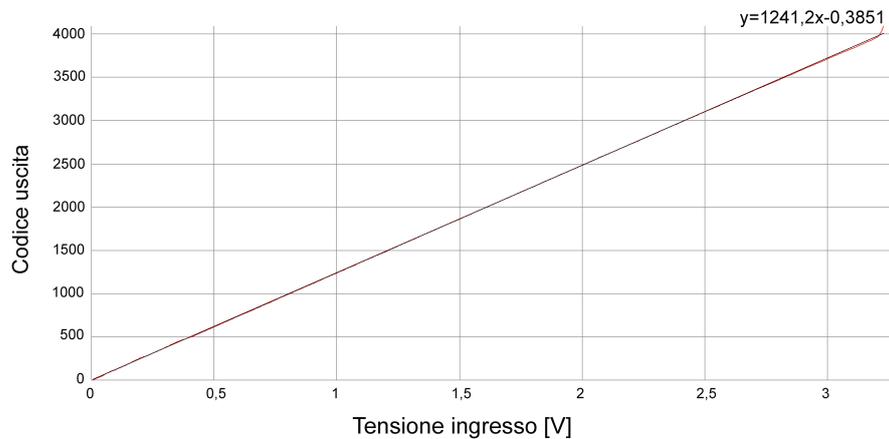


Figura 26: Transcaratteristica ADC

La retta di miglior approssimazione ha equazione:

$$C_o = 1241,2 \cdot V_{in} - 0,3851 \quad (47)$$

4.2 COMPENSAZIONE CANALI DI CONDIZIONAMENTO

La procedura seguita per compensare i canali descritti in Sez.3.2 consiste nella misurazione pratica delle tensioni presenti ai vari punti della catena di condizionamento, valutando così il guadagno e gli offset reali ad ogni stadio. La misura pratica con l'oscilloscopio verrà poi confrontata punto punto con l'uscita dell'ADC prima nominale e poi compensata, valutando se vi è stata una diminuzione dell'errore medio. Per fare questa comparazione si eseguirà una interpolazione lineare sull'asse dei tempi tra i campioni dell'oscilloscopio e quelli dell'ADC, dal momento che i due campionano a frequenze diverse.

Prima di tutto si studia la stabilità del riferimento di tensione di Fig.15; dalle misurazioni risulta un valor medio di 1.6169 V e la variazione dovuta al segnale di ingresso è inferiore allo 0,24%, dunque trascurabile.

4.2.1 Compensazione tensione alternata U

Applicando l'algoritmo teorico (26) si ottiene che l'errore medio rispetto la misurazione da oscilloscopio è:

- $V_m = 0.49647 V$
- Incertezza tipo A = 0.01062 V

Seguendo il circuito di Fig.14 e misurando ora le tensioni nei vari punti della catena, si trovano i valori di Tab.1.

Misure catena condizionamento U			
Posizione	$V_{max}[V]$	$V_{rms}[V]$	$V_{pp}[V]$
Uscita operativa V_o	3,2	1,978	
Ingresso operativa V^+	1,608	0,989	1,54
Riferimento V_{sum}	1,6169		
Tensione V_{R_4}	1,53	1,041	
U	30,0	20,5	

Tra i valori max ed rms non vale il rapporto $\sqrt{2}$ a causa della distorsione armonica introdotta dal trasformatore

Tabella 1: Misure sulla catena di condizionamento di U

Dalle misure di Tab.1 si calcolano i guadagni reali:

$$G_{opAmp} = \frac{V_o}{V^+} = \frac{3,2}{1,608} = 1,99 \quad (48)$$

Considerando che la sinusoide in ingresso all'operazionale presenta un offset, si ricava il vero valore del segnale continuo dalla seguente relazione:

$$V_{rms} = \sqrt{a_o^2 + \frac{a_1^2}{2}} \quad (49)$$

con

a_o = offset sinusoide

a_1 = ampiezza sinusoide

V_{rms} = valore efficace sinusoide

L'ampiezza a_1 del segnale di ingresso è la metà dell'escursione picco-picco V_{pp} :

$$a_1 = \frac{V_{pp}}{2} = \frac{1,54}{2} = 0,77V \quad (50)$$

Girando la relazione (49) si ottiene:

$$a_o = \sqrt{V_{rms}^2 - \frac{a_1^2}{2}} = \sqrt{0,989^2 - \frac{0,77^2}{2}} \cong 0,826V \quad (51)$$

Il guadagno reale del sommatore di tensione composto da R_5 e R_6 è dunque:

$$G_{sum} = \frac{V_{sum}}{a_o} = \frac{1,6169}{0,826} = 1,96 \quad (52)$$

Infine il guadagno reale del partitore di tensione:

$$G_R = \frac{U}{V_{R_4}} = \frac{20,5}{1,041} = 19,69 \quad (53)$$

Dunque l'algoritmo compensato proposto è il seguente:

$$\begin{aligned} U &= \left(\frac{C_o + 0,3851}{1241,2} - a_o \right) \cdot G_{sum} \cdot G_R \\ U &= \left(\frac{C_o + 0,3851}{1,99} - 0,826 \right) \cdot 1,96 \cdot 19,69 \\ U &= C_o \cdot 0,0156 - 31,8713 \end{aligned} \quad (54)$$

L'errore medio risulta ora:

- $V_m = 0.00732V$
- Incertezza tipo A = 0.01192V

In Fig.27 si possono vedere graficamente gli andamenti degli errori, mentre nel grafico di Fig.28 si possono vedere i confronti delle misure.

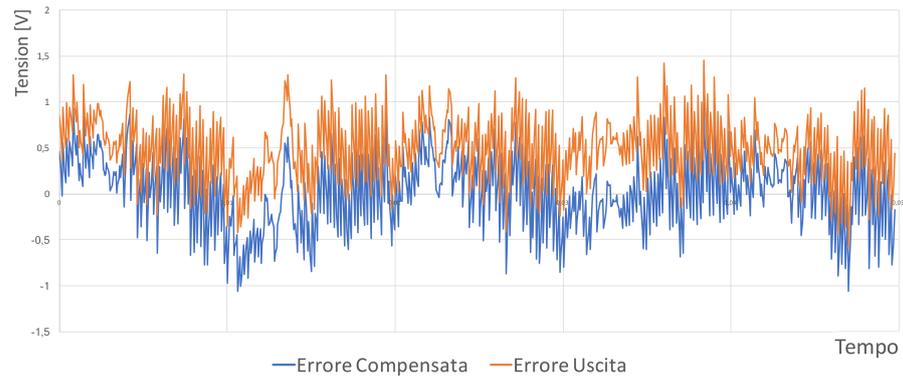


Figura 27: Andamenti degli errori sulla misura di U

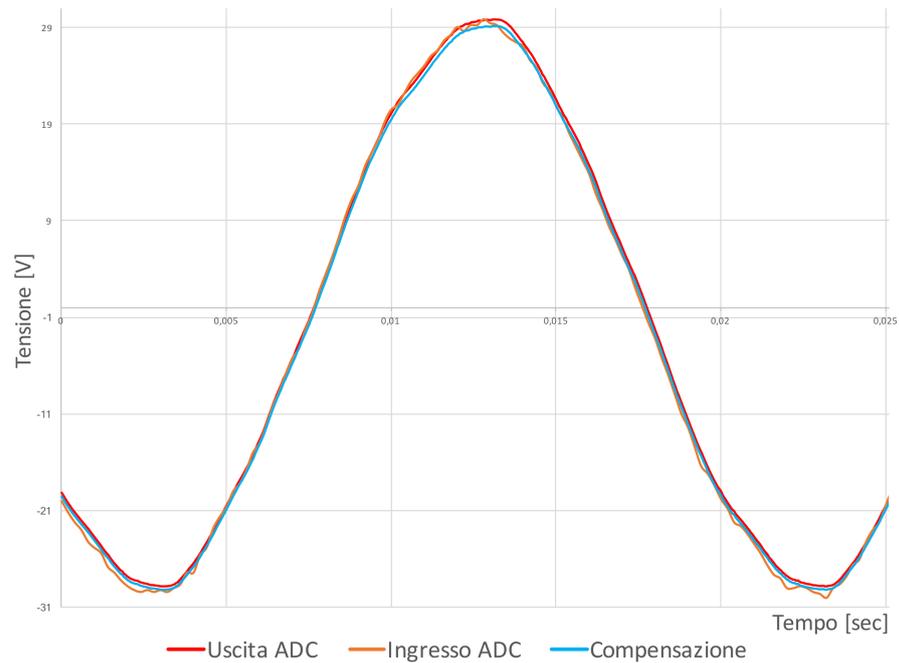


Figura 28: Grafico segnale ingresso/uscita ADC/compensazione U

4.2.2 Compensazione tensioni alternate V e W

Grazie ad una configurazione interna adottata da Lever, usando una sola delle tre fasi al primario di Fig.13 si ha magnetizzazione anche sulle altre due (con rapporto di 1:20 invece che 1:10); questa proprietà viene usata per stimolare i canali V e W utilizzando la tensione monofase di rete. Per la stima ideale di V si usa ancora l'algoritmo (26); confrontando i valori con le misure dell'oscilloscopio, si ottiene che l'errore medio è:

- $V_m = 0.39574 \text{ V}$
- Incertezza tipo A = 0.00594 V

Le tensioni misurate nei vari punti della catena sono riportate in Tab.2.

Misure catena condizionamento V			
Posizione	V_{\max} [V]	V_{rms} [V]	V_{pp} [V]
Uscita operativa V_o	2,36	1,71	
Ingresso operativo V^+	1,19	0,865	0,728
Riferimento V_{sum}	1,6169		
Tensione V_{R_4}	0,744	0,501	
V	14,3	9,84	

Tra i valori max ed rms non vale il rapporto $\sqrt{2}$ a causa della distorsione armonica introdotta dal trasformatore

Tabella 2: Misure sulla catena di condizionamento di V

Dalle misure di Tab.2 si calcolano ora i guadagni reali:

$$G_{\text{opAmp}} = \frac{V_o}{V^+} = \frac{1,71}{0,865} = 1,98 \quad (55)$$

L'ampiezza a_1 del segnale di ingresso è:

$$a_1 = \frac{V_{\text{pp}}}{2} = \frac{0,728}{2} = 0,364V \quad (56)$$

Si ottiene che l'offset a_o della sinusoide è:

$$a_o = \sqrt{V_{\text{rms}}^2 - \frac{a_1^2}{2}} = \sqrt{0,865^2 - \frac{0,364^2}{2}} \cong 0,826V \quad (57)$$

Il guadagno reale del sommatore di tensione è dunque:

$$G_{\text{sum}} = \frac{V_{\text{sum}}}{a_o} = \frac{1,6169}{0,826} = 1,96 \quad (58)$$

Infine il guadagno reale del partitore di tensione:

$$G_R = \frac{V}{V_{R_4}} = \frac{9,84}{0,501} = 19,64 \quad (59)$$

Dunque l'algoritmo compensato proposto è il seguente:

$$\begin{aligned} V &= \left(\frac{C_o + 0,3851}{1241,2} - a_o \right) \cdot G_{\text{sum}} \cdot G_R \\ V &= \left(\frac{C_o + 0,3851}{1,98} - 0,826 \right) \cdot 1,96 \cdot 19,64 \\ V &= C_o \cdot 0,0156 - 31,7903 \end{aligned} \quad (60)$$

L'errore medio risulta ora:

- $V_m = -0.00636V$

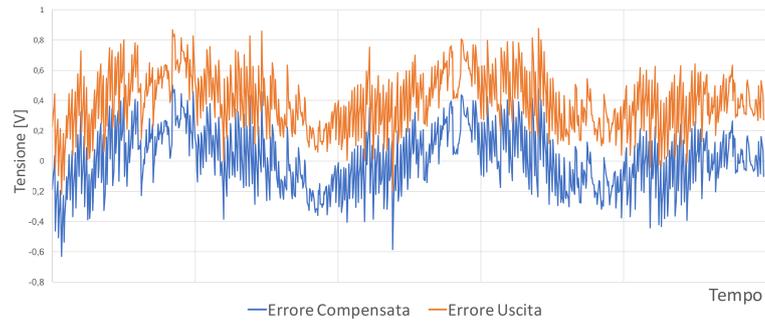


Figura 29: Andamenti degli errori sulla misura di V

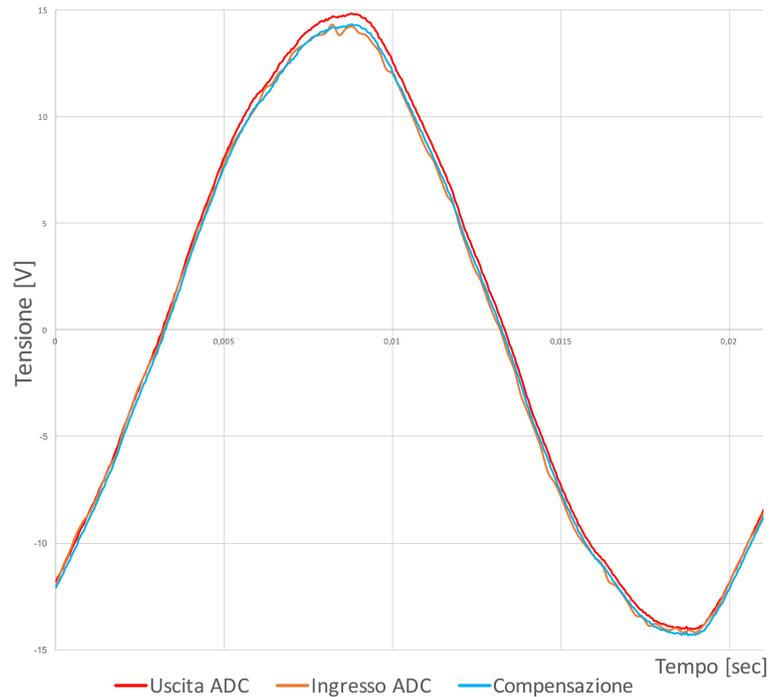


Figura 30: Grafico segnale ingresso/uscita ADC/compensazione V

- Incertezza tipo A = 0.005 18 V

Per quanto riguarda gli andamenti degli errori punto punto si può fare riferimento alla Fig.29; nel grafico di Fig.30 si possono vedere i confronti tra le misure.

Anche per il canale W l'algoritmo è uguale ai canali U e V, e confrontando i valori punto punto, si ottiene che l'errore medio rispetto alla misura presa con l'oscilloscopio è:

- $V_m = 0.383 15 V$
- Incertezza tipo A = 0.005 88 V

Dalle misurazioni si ottengono gli stessi valori della catena di V, dunque l'algoritmo compensato è il medesimo:

$$W = C_o \cdot 0,0156 - 31,7903 \quad (61)$$

L'errore medio risulta ora:

- $V_m = 0.03433 \text{ V}$
- Incertezza tipo A = 0.00629 V

4.2.3 Compensazione tensione raddrizzata V_{dc}

Per stimolare tutto il range del canale si è scelto di usare sempre la sinusoide di rete e il trasformatore con rapporto 1:10; non volendo in ingresso tensioni negative si utilizza un diodo per prendere solo la parte raddrizzata di sinusoide. Seguendo la catena di condizionamento di Fig.17 e Fig.16 per stimolare tutto l'input range si dovrà dunque applicare un segnale compreso tra $0 \div 42,9 \text{ V}$. Con l'algoritmo teorico (27) si ottiene che l'errore medio rispetto la misura da oscilloscopio è:

- $V_m = -0.31138 \text{ V}$
- Incertezza tipo A = 0.01987 V

In Tab.3 sono riportate le misure sulla catena di condizionamento di Fig.17 e Fig.16.

Misure catena condizionamento V_{dc}	
Posizione	$V_{max}[V]$
Uscita operativa V_o	2,32
Ingresso operativo V^+	1,7
V_{dc}	6,1
Ingresso tensione continua V_{--}	31,8

Tabella 3: Misure sulla catena di condizionamento di V_{dc}

Dalle misure di Tab.3 si calcolano che i guadagni reali sono:

$$G_{opAmp} = \frac{V_o}{V^+} = \frac{2,32}{1,7} = 1,36 \quad (62)$$

Il partitore all'ingresso dell'operazionale ha un guadagno:

$$G_{in} = \frac{V_{dc}}{V^+} = \frac{6,1}{1,7} = 3,59 \quad (63)$$

Mentre il partitore ai capi del quale si preleva V_{dc} ha un guadagno:

$$G_{V_{dc}} = \frac{V_{--}}{V_{dc}} = \frac{31,8}{6,1} = 5,21 \quad (64)$$

L'algoritmo compensato è il seguente:

$$V_{dc} = \left(\frac{C_o + 0,3851}{1241,2} \right) \cdot G_{in} \cdot G_{V_{dc}}$$

$$V_{dc} = \left(\frac{C_o + 0,3851}{1241,2} \right) \cdot 3,59 \cdot 5,21 \quad (65)$$

$$V_{dc} = C_o \cdot 0,0111 + 4,2670 \cdot 10^{-3}$$

L'errore medio risulta ora:

- $V_m = 0.17233 \text{ V}$
- Incertezza tipo A = 0.01242 V

L'andamento punto punto degli errori è visibile in Fig.31, mentre le varie misure del segnale possono essere osservate in Fig.32.

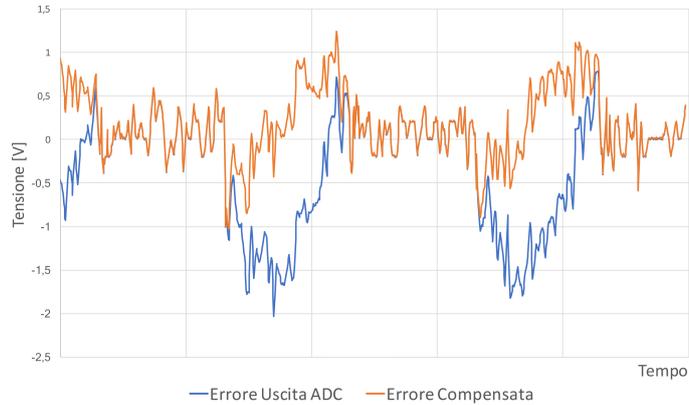


Figura 31: Andamenti degli errori sulla misura di V_{dc}

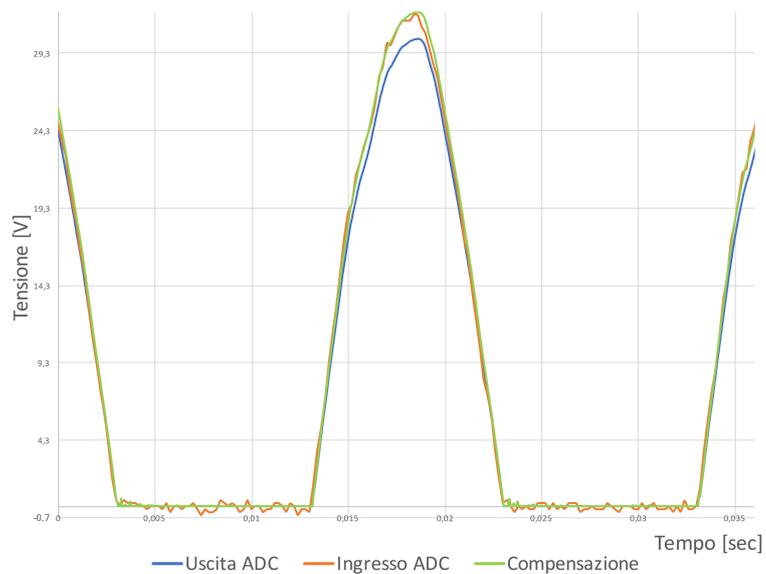


Figura 32: Grafico segnale ingresso/uscita ADC/compensazione V_{dc}

4.2.4 Compensazione corrente raddrizzata I_{dc}

Seguendo la catena di condizionamento di Fig.18 e l'algoritmo teorico (28), l'errore medio calcolato è:

- $V_m = -0.01573 \text{ V}$

- Incertezza tipo A = 0.000 61 V

Le tensioni nei vari punti della catena sono riportate in Tab.4.

Misure catena condizionamento I_{dc}	
Posizione	$V_{max}[V]$
Uscita operativa V_o	2,72
Ingresso operativo V^+	1,352
I_{dc}	5,48

Tabella 4: Misure sulla catena di condizionamento di I_{dc}

Dalle misure di Tab.4 si calcolano che i guadagni reali sono:

$$G_{opAmp} = \frac{V_o}{V^+} = \frac{2,72}{1,352} = 2,01 \quad (66)$$

Il partitore all'ingresso dell'operazionale ha un guadagno:

$$G_{in} = \frac{I_{dc}}{V^+} = \frac{5,48}{1,352} = 4,05 \quad (67)$$

L'algoritmo compensato è il seguente:

$$I_{dc} = \left(\frac{C_o + 0,3851}{1241,2} \right) \cdot G_{in}$$

$$I_{dc} = \left(\frac{C_o + 0,3851}{2,01} \right) \cdot 4,05 \quad (68)$$

$$I_{dc} = C_o \cdot 1,6234 \cdot 10^{-3} + 6,2516 \cdot 10^{-4}$$

L'errore medio risulta ora:

- $V_m = 0.000 83 V$
- Incertezza tipo A = 0.000 63 V

L'andamento punto punto degli errori è visibile in Fig.33.

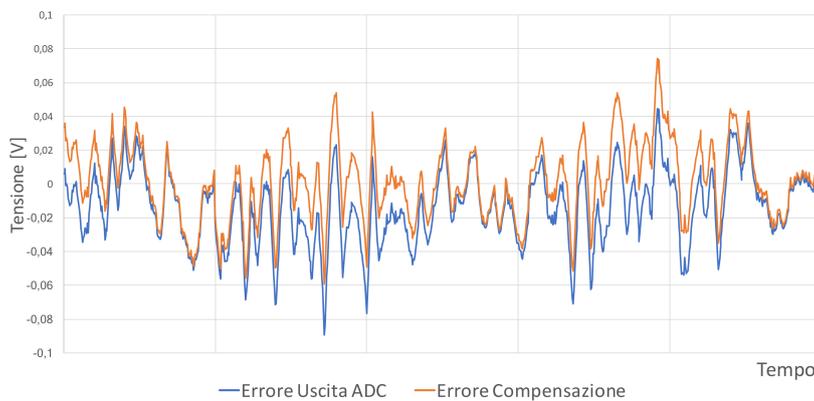


Figura 33: Andamenti degli errori sulla misura di I_{dc}

4.2.5 *Compensazione misure multiplexate*

- *Compensazione letture correnti alternate i_{ac}*

Con la configurazione descritta in Sez.3.2.4, in uscita dal TA si misura col tester:

$$V_{rms} = 43.4 \text{ mV}$$

$$I_{rms} = 2.38 \text{ mA}$$

Non potendo misurare la corrente al primario del TA, si tiene per buono il rapporto nominale 1:2000, percorrendo dunque la catena di condizionamento solo fino al secondario del TA. Dalle misure di corrente, si calcola una potenza totale di 85 W; con tutta probabilità è questa la potenza reale assorbita dalla lampadina, e non i 100 W nominali. Con l'algoritmo teorico (33) si ottiene la seguente stima della i_{ac} :

$$i_{ac} \cong 3,13 \text{ mA}_{rms} \quad (69)$$

L'errore maggiore è dovuto al parallelo di resistenze; dalle misure al secondario risulta una resistenza equivalente di:

$$R_{eq} = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} = \frac{43,4}{2,38} \cong 18,24 \Omega \quad (70)$$

Misurando poi le tensioni nei vari punti della catena si trovano le misure di Tab.5.

Misure catena condizionamento i_{ac}	
Posizione	$V_{rms}[V]$
Uscita operativa ADC $V_{o_{ADC}}$	1,26
Ingresso operativa ADC $V_{in_{ADC}}$	0,66
Uscita operativa MUX $V_{o_{MUX}}$	2,54
Ingresso operativa MUX $V_{in_{MUX}}$	2,52

Tabella 5: Misure sulla catena di condizionamento di i_{ac}

Il guadagno dell'operazionale di Fig.20 è:

$$G_{opamp} = \frac{V_{o_{ADC}}}{V_{in_{ADC}}} = \frac{1,26}{0,66} = 1,91 \quad (71)$$

Il guadagno del partitore di tensione di Fig.20 è:

$$G_R = \frac{V_{o_{MUX}}}{V_{in_{ADC}}} = \frac{2,54}{0,66} = 3,84 \quad (72)$$

Il guadagno dell'inseguitore a valle del multiplexer di Fig.19 è:

$$G'_{opamp} = \frac{V_{o_{MUX}}}{V_{in_{MUX}}} = \frac{2,54}{2,52} = 1,008 \quad (73)$$

L'algoritmo compensato proposto è dunque il seguente:

$$i_{ac} = \frac{\frac{(C_o - 1515) + 0,3851}{1241,2}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{G_R}{G_{opAmp}} \cdot \frac{1}{R_{eq}}$$

$$i_{ac} = \frac{\frac{(C_o - 1515) + 0,3851}{1241,2}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{3,84}{1,91} \cdot \frac{1}{1,008 \cdot 18,24}$$

$$i_{ac} = C_o \cdot 6,2295 \cdot 10^{-5} - 0,0943$$
(74)

Si ottiene una stima di $2,71 \text{ mA}_{rms}$, più prossima al valore di corrente misurato; la differenza residua può essere dovuta al rapporto di $\sqrt{2}$ per il calcolo del valore efficace, essendo la corrente distorta dal trasformatore amperometrico TA e non perfettamente sinusoidale.

- *Compensazione lettura temperature esterne*

Per simulare la variazione delle temperature si collega direttamente tra l'ingresso della tensione TEMP di Fig.22 e la massa una resistenza scelta guardando la caratteristica dell'NTC. Per il guadagno massimo è meglio portarsi ai valori più elevati di resistenza, in questo caso sono intorno ai -15°C che corrispondono ad una resistenza di circa $33 \text{ k}\Omega$. Applicando l'algoritmo teorico (36) si ottiene una stima di 30430Ω . Si misurano ora le tensione punto-punto, riportandone i valori in Tab.6.

Misure catena condizionamento lettura temperature	
Posizione	$V_{rms}[\text{V}]$
Uscita operativa ADC $V_{o_{ADC}}$	1,086
Ingresso operativo ADC $V_{in_{ADC}}$	0,542
Uscita operativa MUX $V_{o_{MUX}}$	2,185
Ingresso operativo MUX $V_{in_{MUX}}$	2,169
Ingresso multiplexer V_{in}	2,181

Tabella 6: Misure sulla catena di condizionamento dei segnali di temperatura

Il guadagno dell'ultimo operativo è:

$$G_{opamp} = \frac{V_{o_{ADC}}}{V_{in_{ADC}}} = \frac{1,086}{0,542} \cong 2,0037$$
(75)

Il guadagno del partitore di tensione è:

$$G_R = \frac{V_{o_{MUX}}}{V_{in_{ADC}}} = \frac{2,185}{0,542} \cong 4,032$$
(76)

Il guadagno del sistema inseguitore-multiplexer è:

$$G_{MUX} = \frac{V_{o_{MUX}}}{V_{in}} = \frac{2,185}{2,181} \cong 1,002$$
(77)

L'algoritmo compensato proposto è dunque il seguente:

$$R_{NTC} = \frac{1000 \cdot \mu_{X_r}}{2,25 - \mu_{X_r}} \quad (78)$$

Con μ_{X_r} :

$$\begin{aligned} \mu_{X_r} &= \frac{C_o + 0,3851}{1241,2} \cdot \frac{G_R}{G_{OpAmp}} \\ \mu_{X_r} &= \frac{C_o + 0,3851}{1241,2} \cdot \frac{4,032}{1,002} \\ \mu_{X_r} &= C_o \cdot 1,6180 \cdot 10^{-3} + 6,2309 \cdot 10^{-4} \end{aligned} \quad (79)$$

Dalle misure compensate otteniamo una stima di 33574Ω , molto più vicina al valore vero. Si sono fatte altre misure con diversi valori di resistenze; l'algoritmo proposto è quello che ha permesso di ottenere la stima di R_{NTC} migliore in tutti i punti.

- *Compensazione riferimento sonde temperatura*

L'algoritmo ideale è quello della catena di condizionamento in uscita dal multiplexer descritto dalla (29); la stima ottenuta dall'ADC è 2.25 V e anche dalle misurazioni effettuate si conferma il seguente risultato. L'oscillazione p-p del segnale è dello 0,54% e dunque trascurabile.

- *Compensazione tensioni continue di batteria/servizi*

Si prende un alimentatore stabilizzato dando in ingresso la tensione nominale di 24 V; l'algoritmo ideale è quello descritto in (40) che dà come risultato 22.72 V. Misurando ora le tensioni a circuito si ottengono i valori in Tab.7.

Misure catena condizionamento tensioni batteria/servizi		
Posizione	V[V]	I[mA]
Uscita operativa ADC $V_{o_{ADC}}$	1,14	
Ingresso operativo ADC $V_{in_{ADC}}$	0,569	
Uscita operativa MUX $V_{o_{MUX}}$	2,284	
Ingresso operativo MUX $V_{in_{MUX}}$	2,281	
Uscita operativa TV $V_{o_{op-amp}}$	2,284	
Ingresso operativo TV $V_{in_{op-amp}}$	1,595	
Uscita TV $V_{o_{TV}}$	1,595	
Ingresso TV $V_{in_{TV}}$		6,76

Tabella 7: Misure sulla catena di condizionamento delle tensioni batteria/-servizi

Il guadagno dell'ultimo operativo è:

$$G_{Opamp} = \frac{V_{o_{ADC}}}{V_{in_{ADC}}} = \frac{1,14}{0,569} \cong 2,0035 \quad (80)$$

Il guadagno del partitore di tensione è:

$$G_R = \frac{V_{oMUX}}{V_{inADC}} = \frac{2,284}{0,569} \cong 4,014 \quad (81)$$

Il guadagno dell'operazionale a valle del TV è:

$$G_{MUX} = \frac{V_{o_{op-amp}}}{V_{in_{op-amp}}} = \frac{2,284}{1,595} \cong 1,432 \quad (82)$$

Con le resistenze scelte si calcola che il vero guadagno del trasduttore di tensione è 2360:1000. L'algoritmo corretto è il seguente:

$$\begin{aligned} V &= \frac{C_o + 0.3851}{1241,2} \cdot \frac{1}{G_{opAmp}} \cdot G_R \cdot \frac{1}{G_{MUX}} \cdot \frac{1}{R_5} \cdot \frac{1}{2360} \cdot R_1 \cdot 5 \\ V &= \frac{C_o + 0.3851}{1241,2} \cdot \frac{1}{2,0035} \cdot 4,014 \cdot \frac{1}{1,432} \cdot \frac{1}{100} \cdot \frac{1}{2,36} \cdot 3548 \\ V &= C_o \cdot 0,0169 + 6,526 \cdot 10^{-3} \end{aligned} \quad (83)$$

Il cui risultato è 24.04 V.

- *Compensazione riferimento per segnali bidirezionali*

Come per il riferimento dei segnali di temperatura l'algoritmo ideale è (29), che dà come risultato 2.46 V. anche dalle misurazioni effettuate si conferma il seguente risultato. L'oscillazione del riferimento è dello 0,5% e dunque trascurabile.

CONCLUSIONI

Come riportato nelle misure di Sez.4 si vede quanto la realtà discosti dal caso ideale. Risulta quindi necessaria un'attività di studio e calibrazione di tutta la catena, per quantificare sperimentalmente la differenza dai valori nominali, cercando di capirne le cause e correggendo via firmware tutto ciò che porta ad allontanarsi dalla misura reale. La maggior parte degli errori dipende da un guadagno diverso da quello atteso, per dipendenze dalla temperatura o dall'incertezza con cui sono noti i valori riportati, o perché non si è nella condizione ideale descritta dal costruttore.

La parte più complessa del lavoro è stata la caratterizzazione dell'ADC. Per implementare il metodo proposto dalla norma *IEEE 1241-2010*[8] si è scelto uno dei canali descritti in Sez.3.2, più precisamente quello per la misura della corrente raddrizzata I_{dc} , avendo la catena di condizionamento più semplice: nello studio del convertitore vi saranno conseguentemente delle non idealità introdotte dai componenti precedenti, non avendo la possibilità di portarsi direttamente sull'ingresso dell'ADC. Il canale per il quale si hanno le incertezze maggiori è quello di corrente alternata i_{ac} : non si è riusciti a testare tutto l'input range dell'ADC perché questo portava a lavorare con correnti troppo elevate dell'ordine dei 100 A; qui la caratterizzazione è stata fatta con il massimo valore ottenibile da banco prova, ovvero poco più di 5 A.

Il metodo proposto si basa su una compensazione lineare, individuando per ogni canale pendenza (gain) e intercetta (offset) della retta di miglior approssimazione. A tale riguardo lavori futuri potrebbero essere indirizzati allo studio di funzioni polinomiali di ordine superiore, utile ad esempio nei canali in uscita dai trasformatori dove il trasduttore introduce delle non linearità dovute al nucleo ferromagnetico e all'accoppiamento induttivo. Un ulteriore sviluppo potrebbe essere lo studio di un algoritmo che, sfruttando le misure di temperatura, permetta di considerare la sua influenza sulla stima e sul calcolo dei guadagni dei numerosi partitori resistivi o configurazioni degli amplificatori operazionali.

Nel complesso il metodo e la caratterizzazione proposti risultano essere efficaci, e si è raggiunto l'obiettivo dell'effettiva riduzione dell'errore grazie alla calibrazione delle misure digitali.

APPENDIX

INCERTEZZA MISURE SPERIMENTALI

Di seguito nelle tabelle Tab.8 e Tab.9 sono riportate le specifiche da datasheet relative al calcolo dell'incertezza di tipo B per gli strumenti di misura utilizzati, ovvero:

- Fluke 87 True RMS Multimeter

Fluke 87 True RMS Multimeter		
Funzione	Range	Accuratezza
mV --	400,0	$\pm(0,1\% + 1)$
mA --	40,0	$\pm(0,2\% + 2)$

Tabella 8: Specifiche multimetro

- Fluke 199c Scopemeter

Fluke 199c Scopemeter		
Funzione	Accuratezza	
DC Voltage	$\pm(1,5\% + 5)$	Tra 5 sec e 5 μ sec / div
AC Voltage	$\pm(2,1\% + 10)$	50Hz
True RMS	$\pm(1,5\% + 10)$	Fino a 60Hz
Max peak or min peak	$\pm(0,2\text{division})$	
Peak-to-peak	$\pm(0,4\text{division})$	

Tabella 9: Specifiche oscilloscopio

Per entrambi gli strumenti l'accuratezza viene data per un periodo fino ad un anno dalla taratura come:

$$\pm([\% \text{della lettura}] + [\text{numero del LSD}]) \quad (84)$$

La specifica vale tra una temperatura di 18°C e 28°C con umidità fino al 90%.

Per quanto riguarda l'ADC del microcontrollore STM32F405, il costruttore ST fornisce il seguente contributo di errore:

ADC STM32F405	
Tipo	Valore tipico [LSB]
e_T	$\pm(2)$

Tabella 10: Errore totale ADC

Contando anche l'ampiezza dell'errore di quantizzazione e_q , che risulta essere uguale a $\frac{Q}{2}$, l'incertezza di tipo B per l'ADC in esame viene calcolata come:

$$u_B = \sqrt{e_q^2 + e_T^2} = \sqrt{\left(\frac{3,3}{2^{12} \cdot 2}\right)^2 + [2 \cdot \left(\frac{3,3}{2^{12}}\right)]^2} \cong 1,66 \cdot 10^{-3} \text{V} \quad (85)$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] F. Adamo, "Dispensa parametri ADC," UNIBA, 4 Via Edoardo Orabona, 70126 Bari (Italy), April 2011.
- [2] *ARM Cortex-M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 15 comm. interfaces & camera*, STMicroelectronics N.V., Chemin du Champ-des-Filles 39, 1228 Plan-les-Ouates, (Switzerland), September 2016.
- [3] *Fluke 192B - 196B/C - 199B/C Scopemeter*, Fluke Corporation, 6920 Seaway Blvd, Everett, WA 98206-9090, (USA), October 2002.
- [4] *Fluke 87 True RMS Multimeter - Users Manual*, Fluke Corporation, 6920 Seaway Blvd, Everett, WA 98206-9090, (USA), August 1988.
- [5] *TLV431x Low-Voltage Adjustable Precision Shunt Regulator*, Texas Instruments Incorporated, 12500 T I Blvd, Dallas, TX 75243, (USA), January 2015.
- [6] *AN1636 Understanding and minimising ADC conversion errors*, STMicroelectronics N.V., Chemin du Champ-des-Filles 39, 1228 Plan-les-Ouates, (Switzerland), February 2003.
- [7] A. Liccardo, "Caratterizzazione dei convertitori A-D," UNINA, Corso Umberto I 40, 80138 Napoli (Italy).
- [8] *IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*, IEEE Instrumentation & Measurement Society, 3 Park Avenue, New York, NY 10016-5997, (USA), January 2011.
- [9] J. Blair, "Histogram measurement of ADC nonlinearities using sine waves," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 3, pp. 373 – 383, June 1994.
- [10] F. C. Alegria and A. C. Serra, "Standard histogram test precision of adc gain and offset error estimation," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, pp. 1527 – 1531, October 2007.
- [11] H. Ting, B. Liu, and S. Chang, "A histogram-based testing method for estimating a/d converter performance," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 2, pp. 420 – 427, February 2008.
- [12] M. Bertocco and A. Sona, *Introduzione alle misure elettroniche*, L. P. Inc, Ed., 2010.

