



**UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI ROMA
TOR VERGATA**

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'AUTOMAZIONE

A.A. 2020/2021

Tesi di Laurea

Sviluppo di algoritmi di controllo delle correnti nelle bobine poloidali di macchine per la fusione Tokamak, con riguardo al design sistemico per la cooperazione tra sistemi embedded per l'attuazione, misurazione e centrali di controllo.

RELATORE

Daniele Carnevale

CANDIDATO

Emanuele Alfano

CORRELATORI

Marco Passeri

Dedico questa tesi ai miei cari nonni.

Grazie per aver sempre creduto in me.

Indice

| | |
|--------------------------------------------------------------|----------|
| Ringraziamenti | 1 |
| 1 Introduzione | 2 |
| 1.1 Fusione Termonucleare | 2 |
| 1.2 Struttura di un Tokamak | 2 |
| 1.3 Obiettivi della Tesi | 2 |
| 1.4 Struttura della Tesi | 2 |
| 2 Elementi Costitutivi | 3 |
| 2.1 Trasformatore \Rightarrow Modello di Tokamak | 4 |
| 2.1.1 Richiami di elettronica | 5 |
| 2.1.2 Modellazione Fisica | 9 |
| 2.1.3 Semplificazione Primario - Secondario | 10 |
| 2.1.4 Dal circuito alla dinamica | 11 |
| 2.1.5 Funzione di Trasferimento | 11 |
| 2.2 Trasduttore di Corrente | 13 |
| 2.2.1 Sensore scelto | 13 |
| 2.2.2 Criticità | 14 |
| 2.2.3 Funzionamento Interno | 14 |
| 2.2.4 Connessione elettrica | 17 |

| | | |
|----------|----------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.2.5 | Misura | 17 |
| 2.3 | Driver di Corrente - IBT-2 | 19 |
| 2.3.1 | Schema Elettrico | 20 |
| 2.3.2 | Connessione di Controllo | 20 |
| 2.3.3 | Benchmark del Driver | 22 |
| 3 | Architettura di Sistema | 24 |
| 3.1 | Architettura ad alto livello | 24 |
| 3.1 | EMP - Libreria di Comunicazione Seriale | 26 |
| 3.1 | Protocollo - COBS | 27 |
| 3.1.1 | Metodo di codifica | 27 |
| 3.1.2 | Struttura del codice | 27 |
| 3.1.3 | Benchmark | 27 |
| 3.2 | Online Sampling | 27 |
| 3.2.1 | Interconnessione Arduino \Leftrightarrow Companion | 27 |
| 3.2.2 | Storage su file delle informazioni | 27 |
| 3.3 | Post Elaborazione con Matlab | 27 |
| 3.3.1 | Conversioni Dati | 27 |
| 3.3.2 | Creazione dei grafici e Filtraggio | 27 |
| 4 | Modello teorico di Controllo | 29 |
| 4.1 | Controllo a Errore Nullo | 29 |
| 4.2 | Simulazione Qualitativa su Simulink | 29 |
| 5 | Sviluppo Controllo reale | 30 |
| 5.1 | Codifica del controllore | 30 |
| 5.2 | Tuning delle costanti | 30 |

| | | |
|----------|----------------------------------------------|-----------|
| 5.3 | Esperimenti | 30 |
| 6 | Conclusioni e sviluppi futuri | 31 |
| | Appendice A - Codice Arduino | 32 |
| 6.1 | Set-up Registri | 32 |
| 6.2 | Generatore di Segnale | 34 |
| 6.2.1 | Segnali Base | 34 |
| 6.2.2 | Segnali Composti | 35 |
| 6.3 | Codici Controllore | 36 |
| | Appendice B - Codice EMP | 37 |
| | Appendice C - Matlab Post Elaboration | 38 |
| | Elenco delle figure | 39 |
| | Bibliografia | 40 |
| 7 | Software, Toolchain, Strumenti | 41 |

Ringraziamenti

Corpo dei ringraziamenti

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Fusione Termonucleare

1.2 Struttura di un Tokamak

1.3 Obiettivi della Tesi

1.4 Struttura della Tesi

Capitolo 2

Elementi Costitutivi

In questo capitolo si vogliono descrivere e caratterizzare i 3 elementi salienti dell'esperimento:

1. *Trasformatore \Rightarrow Modello di Tokamak*
2. *Trasduttore di Corrente*
3. *Driver di Corrente - IBT-2*

Verranno analizzate le loro caratteristiche chiave per mettere in luce il perché della scelta, e si evidenzieranno eventuali problemi che affliggono in componenti, problemi di cui si è tenuto conto nello sviluppo del progetto per poterli annullare.

2.1 Trasformatore \Rightarrow Modello di Tokamak

Come visto nell'introduzione, la tesi ha come obiettivo la prototipazione del sistema di controllo per le bobine poloidali presenti in impianti tokamak.

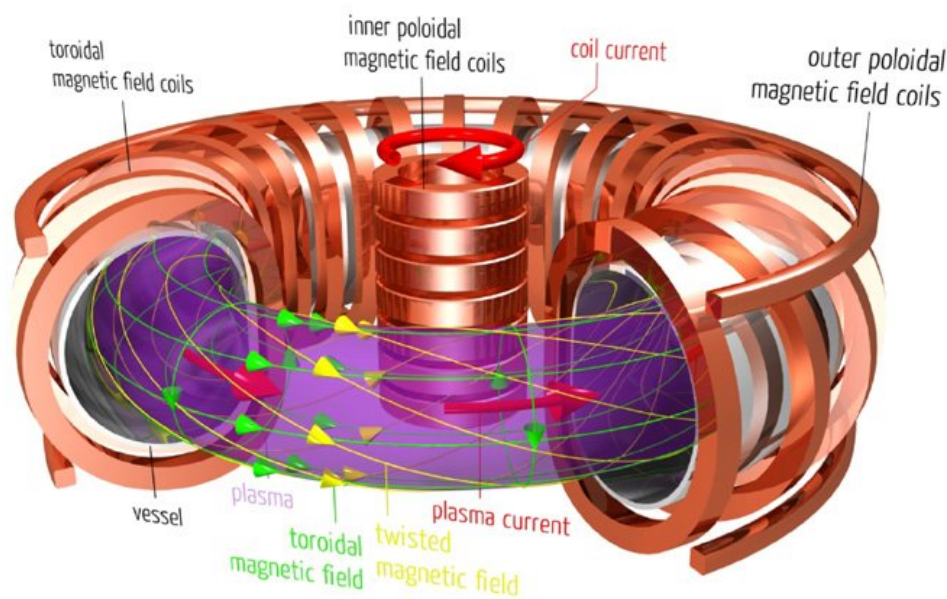


Figura 2.1: Interno Tokamak

Le bobine (poloidali e toroidali) servono a controllare il plasma presente nel *Vessel* dell'impianto e confinare il Plasma all'interno di un flusso compresso dentro la camera, le alte temperature e la forte compressione a cui è sottoposto il Plasma, permette di realizzare eventi di **Fusione Nucleare** tra gli atomi di idrogeno a base del plasma.

L'interazione tra le **Bobine e Plasma**, ha un modello matematico non dissimile da quello di **Trasformatore Elettrico** nella relazione *Primario-Secondario* (con i dovuti paragoni e le ovvie *Non-Linearità* presenti nel caso di un impianto Tokamak reale).

Grazie a questa similitudine è stato possibile replicare in sicurezza la fisica presente all'interno di un Tokamak, nell'ambiente controllato del laboratorio.

2.1.1 Richiami di elettronica

Prima di modellare ed analizzare l'esperimento della tesi, è necessario richiamare qualche proprietà/concetto di elettronica per poter comprendere i passaggi matematici e fisici:

- [Prima legge di Kirchhoff \(legge dei nodi\)](#)
- [Seconda legge di Kirchhoff \(legge delle maglie\)](#)
- [Induttore Ideale](#)
- [Induttanza](#)
- [Trasformatore Ideale Monofase](#)

Teorema 2.1.1 (Prima legge di Kirchhoff (legge dei nodi)).

La somma algebrica delle intensità di corrente nei rami facenti capo allo stesso nodo è nulla.

$$\sum I_k = 0 \quad (2.1.1)$$

■

Teorema 2.1.2 (Seconda legge di Kirchhoff (legge delle maglie)).

La somma algebrica delle f.e.m. agenti lungo i rami di una maglia è uguale alla somma algebrica dei prodotti delle intensità di corrente di ramo per le rispettive resistenze (del ramo).

$$\sum_{\forall k} V_k = \sum_{\forall k} f_{em_k} \quad (2.1.2)$$

■

Oltre ai teoremi di Kirchhoff, che ci serviranno per ricavare le equazioni della dinamica, enunciamo ora le proprietà degli induttori, indispensabili per poter definire la loro relazione Corrente/Tensione.

Definizione 2.1.1 (Induttore Ideale).

Un Induttore Ideale si oppone solo alle variazioni di corrente, variando la tensione ai suoi capi di conseguenza, non presenta nessuna resistenza elettrica in caso di correnti costanti ai suoi capi.

Il suo valore è dato dal **coefficiente di autoinduzione**, tipicamente espresso con il simbolo L , la cui unità di è l'Henry $[H]$.

Un Induttore accumula energia all'interno di un campo magnetico, e questa relazione è descritta dall'equazione:

$$\Phi_B = Li \quad (2.1.3)$$

$\Phi_B :=$ **Flusso magnetico**; $L :=$ **Coefficiente di autoinduzione**

Dalla legge di Faraday (ignorando momentaneamente la conservazione dell'energia, ovvero la legge di Lenz), applicata alla circuitazione del circuito costituito dalla induttanza stessa, si ha:

$$\frac{d\Phi_B}{dt} = V \quad (2.1.4)$$

Dove V è il potenziale indotto ai morsetti del circuito in questione. Perciò, derivando l'equazione 2.1.3 ad entrambi i membri rispetto al tempo, si ottiene:

$$\frac{d\Phi_B}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (2.1.5)$$

In molti casi fisici, però, l'induttanza può essere considerata costante rispetto al tempo (o tempo-invariante), da cui:

$$\frac{d\Phi_B}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (2.1.6)$$

Combinando le equazioni precedenti si ha:

$$V(t) = L \frac{di(t)}{dt} \Leftrightarrow i(t) = \frac{1}{L} \int V(t) dt \quad (2.1.7)$$



Nel calcolo della 2.1.3, abbiamo omissso la legge di Lenz, poichè per parametrizzare l'induttore il segno

"-" complica inutilmente i calcoli essendo assegnato dalla polarizzazione del circuito esaminato.

Essa al contrario, prende un'importanza notevole in presenza di fenomeni di **Induttanza**:

Definizione 2.1.2 (Induttanza).

L'induttanza è la proprietà dei circuiti elettrici tale per cui la corrente (intesa variabile nel tempo) che li attraversa induce una **Forza ElettroMotrice** (f.e.m.) indotta che si oppone alla variazione di corrente, per la legge di Lenz. In questi scenari (vedi Trasformatore Elettrico ad esempio), 2 circuiti sono accoppiati magneticamente tra di loro attraverso 2 induttori, si ottiene quindi che, la variazione del flusso magnetico da parte del primo induttore, crea una **Forza ElettroMotrice** (f.e.m.) indotta contraria:

$$-\frac{d\Phi_B}{dt} = \mathcal{E} = V \quad (2.1.8)$$

Dove \mathcal{E} è la **Forza ElettroMotrice** (f.e.m.) indotta.



Per finire, unendo insieme i concetti di [Induttore Ideale](#) e [Induttanza](#) è possibile ottenere la descrizione matematica di un Trasformatore Monofase Ideale ([Trasformatore Monofase¹](#)):

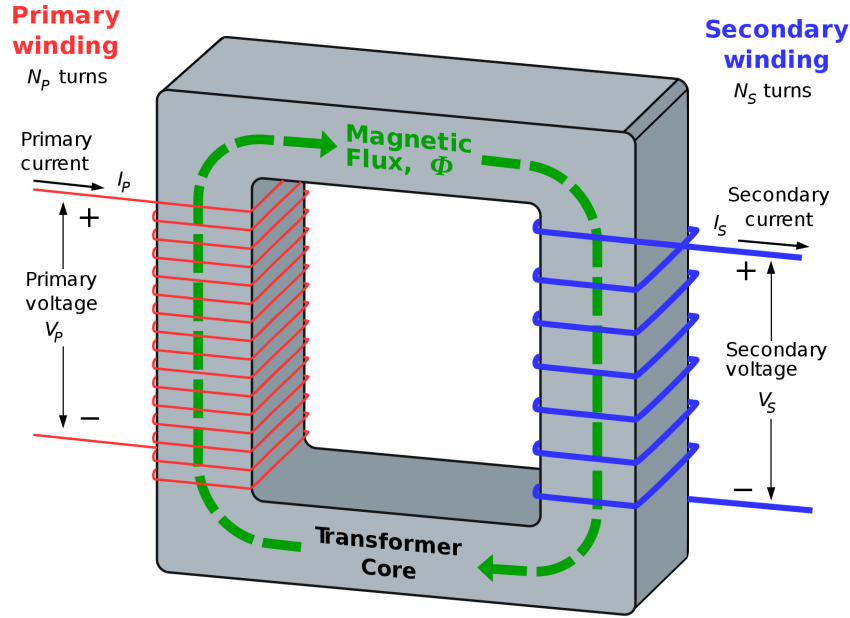


Figura 2.2: Trasformatore Ideale

Definizione 2.1.3 (Trasformatore Ideale Monofase).

Il Trasformatore è una macchina elettrica, basata sul fenomeno dell'induzione elettromagnetica, destinata a trasformare, tra il circuito primario (ingresso) e il circuito secondario (uscita) del trasformatore, i fattori tensione e corrente della potenza elettrica.

Trasferisce quindi energia elettrica da un circuito elettrico a un altro che ha una tensione diversa, accoppiandoli induttivamente, senza che siano a contatto tra loro gli avvolgimenti del trasformatore. Il trasformatore è una macchina reversibile.

Il Trasformatore è costruito affinché il circuito Primario e il Secondario condividano lo stesso campo magnetico, e quindi lo stesso flusso Φ_B .

Nel caso ideale, quindi, si ha che:

$$\Phi_B = \Phi_{B_P} - \Phi_{B_S} \quad (2.1.9)$$

¹Senso di misura del secondario opposto nell'articolo a quello qui presentato

Siccome tale flusso varia nel tempo, induce nei due avvolgimenti le f.e.m. (Induttanza):

$$e_p = N_1 \frac{d\Phi_B}{dt}; e_s = -N_2 \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (2.1.10)$$

I segni non sono entrambi concordi a causa del verso del flusso, che nel primario è concorde e nel secondario discorde (e qui torna la forza di Lenz).

Viste dai morsetti del trasformatore, abbiamo che le tensioni istantanee (dovute alle correnti presenti nei 2 rami) sono pari a:

$$\begin{cases} V_P = R_P I_P + L_{PP} \dot{I}_P - L_{SP} \dot{I}_S \\ V_S = R_S I_S - L_{PS} \dot{I}_P + L_{SS} \dot{I}_S \end{cases} \quad (2.1.11)$$

Dove R_P e R_S rappresentano le resistenze equivalenti viste dai morsetti (i carichi).

Con i coefficienti di mutua induttanza che si ricavano dalla Def di [Induttore Ideale](#):

$$\begin{aligned} L_{pp} &= \frac{N_P \Phi_{BP}}{i_P} & L_{ps} &= \frac{N_S \Phi_{BP}}{i_P} \\ L_{sp} &= \frac{N_P \Phi_{BS}}{i_S} & L_{ss} &= \frac{N_S \Phi_{BS}}{i_S} \end{aligned}$$



Arrivati a questo punto abbiamo gli strumenti necessari per poter modellare matematicamente l'esperimento.

2.1.2 Modellazione Fisica

Usando i concetti esposti, vediamo ora una buona approssimazione con modello lineare della dinamica tra **Bobina e Plasma**.

Come descritto nell'articolo di Romero et al., «[Real time current profile control at JET](#)», è possibile modellare la dinamica **Bobina - Plasma** come fosse il circuito di un [Trasformatore Ideale Monofase](#):

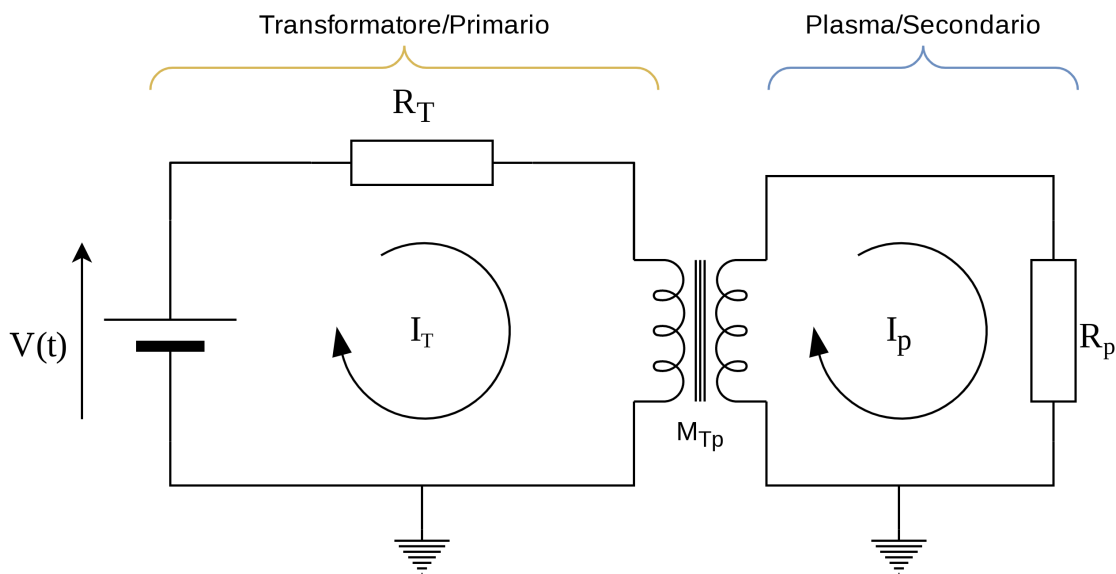


Figura 2.3: Circuito Equivalente Bobina/Plasma

- $V(t)$:= Tensione di controllo della Corrente I_T
- I_T := Corrente del Trasformatore
- R_T := Resistenza equivalente Trasformatore
- I_p := Corrente di Plasma
- R_p := Resistenza di Plasma
- M_{Tp} := Coefficiente di Induttanza Trasformatore \rightarrow Plasma

Difformità dalla realtà Nella realtà R_p e M_{Tp} sono dei parametri che variano in funzione dello stato del plasma (Temperatura, Energia, Evoluzione dell'esperimento, ecc...), ma per ovvie ragioni di difficoltà nel riprodurre in laboratorio simili *Non-Linearità*, noi prenderemo per costanti questi parametri.

2.1.3 Semplificazione Primario - Secondario

Sempre dallo stesso articolo di Romero et al., «[Real time current profile control at JET](#)», si evince che è possibile modellare questa relazione tra i 2 circuiti prendendo in considerazione **solo** le forze di induzione dovute alla corrente che il Primario trasferisce sul Secondario, ciò permette di semplificare ulteriormente il circuito trascurando le correnti indotte dal Plasma dentro la Bobina del Primario.

Usando queste osservazioni si ottiene quindi il circuito equivalente:

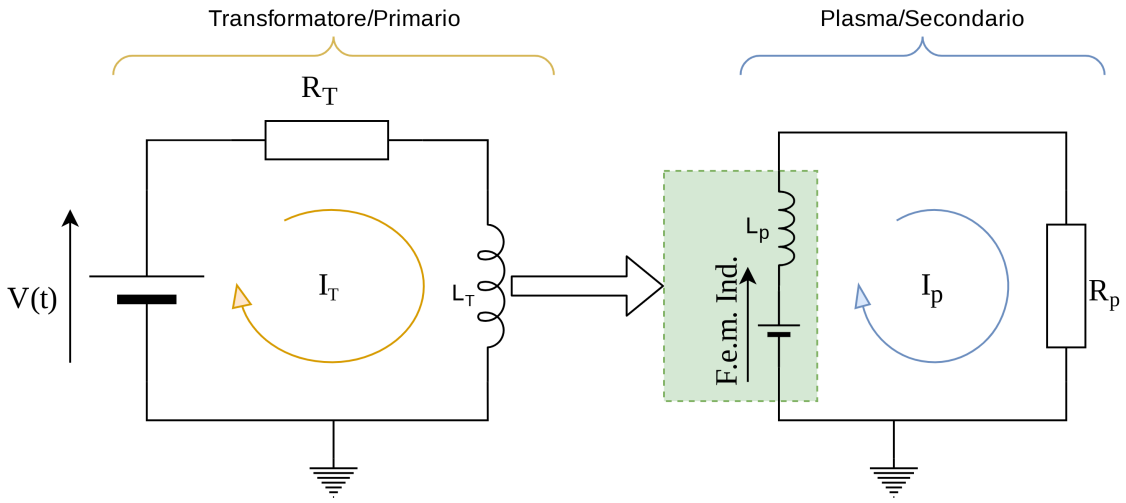


Figura 2.4: Circuito equivalente Bobina/Plasma semplificato

- $V(t)$:= Tensione di controllo della corrente I_T
- I_T := Corrente del Trasformatore
- R_T := Resistenza equivalente Trasformatore
- I_p := Corrente di Plasma
- R_p := Resistenza di Plasma
- M_{Tp} := Coefficiente di Induttanza Trasformatore \rightarrow Plasma
 - L_T := Induttanza equivalente Trasformatore
 - L_p := Induttanza equivalente Plasma

Usando questa semplificazione dall'equazione 2.1.11 del trasformatore ignoriamo che la tensione sul Primario è influenzata dal Secondario; in questa condizione il circuito del Primario evolve come sistema indipendente rispetto al Secondario, e la sua evoluzione influenza il Secondario.

2.1.4 Dal circuito alla dinamica

Analizziamo ora la dinamica del circuito 2.1.3.

Dinamica di Plasma

Iniziando dal calcolare la dinamica nella corrente di Plasma usando la [Seconda legge di Kirchhoff](#) (legge delle maglie):

$$F_{em} = L_p \dot{I}_p + I_p R_p$$

Sappiamo in oltre che la F_{em} , grazie all'[Induttanza](#) del circuito è pari a:

$$F_{em} = -M_{Tp} \dot{I}_T$$

Da cui otteniamo:

$$-M_{Tp} \dot{I}_T = L_p \dot{I}_p + I_p R_p \quad (2.1.12)$$

Da notare la somiglianza con l'equazione del trasformatore 2.1.11

Dinamica del Trasformatore

Vediamo ora la dinamica della corrente del Trasformatore, in funzione della *Tensione di controllo*:

Sempre grazie alla [Seconda legge di Kirchhoff](#) (legge delle maglie) scriviamo:

$$V(t) = L_T \dot{I}_T + I_T R_T \quad (2.1.13)$$

2.1.5 Funzione di Trasferimento

Nella sezione 2.1.4 abbiamo ottenuto la dinamica istantanea dei 2 rami del circuito 2.1.3, ricaveremo ora le funzioni di trasferimento dei 2 rami e troveremo la dinamica del Trasformatore.

Funzione di Trasferimento Plasma

Partendo dall'equazione 2.1.12, supponendo condizioni iniziali nulle, abbiamo:

$$sI_p L_p + I_p R_p = -sI_T M_{Tp} \Rightarrow I_p(sL_p + R_p) = -sI_T M_{Tp} \Rightarrow I_p(s) = \frac{-sM_{Tp}}{(sL_p + R_p)} I_T(s)$$

La cui, funzione di trasferimento risulta essere:

$$\frac{I_p(s)}{I_T(s)} = \frac{-sM_{Tp}}{(sL_p + R_p)} \quad (2.1.14)$$

Funzione di Trasferimento Trasformatore

Similmente, partendo dall'equazione 2.1.13 si ricava:

$$sI_T L_T + I_T R_T = V(s) \Rightarrow I_T(sL_T + R_T) = V(s) \Rightarrow I_T(s) = \frac{1}{(sL_T + R_T)} V(s)$$

La cui, funzione di trasferimento risulta essere:

$$\frac{I_T(s)}{V(s)} = \frac{1}{(sL_T + R_T)} \quad (2.1.15)$$

Osservazione 2.1.1. La funzione di trasferimento che abbiamo ottenuto rispecchia il circuito dell'esperimento, noi però abbiamo un sistema che si controlla in corrente e che ha un uscita in corrente potremmo allora riassegnare l'ingresso come:

$$V(t) = I_{ref}(t) \cdot R_T \Rightarrow I_{ref}(t) = \frac{V(t)}{R_T}$$

Ottenendo così:

$$I_T(s) = \frac{R_T}{(sL_T + R_T)} I_{ref}(s) = \frac{1}{(s\frac{L_T}{R_T} + 1)} I_{ref}(s) \quad (2.1.16)$$

In questa forma possiamo osservare che, per $I_{ref}(t) = I_{ref}$ costante, superato il transitorio, si ottiene $I_T = I_{ref}$, da cui abbiamo che la corrente sul trasformatore viene attuata con un certo ritardo dovuto alla costante di tempo $\tau = \frac{L_T}{R_T}$ \checkmark

Funzione di Trasferimento Complessiva

Connettendo in serie i 2 blocchi e tenendo conto dell'osservazione 2.1.1 si ottiene:

$$\frac{I_p}{I_{ref}(s)} = \frac{I_T(s)}{I_{ref}(s)} \cdot \frac{I_p(s)}{I_T(s)} = - \frac{sM_{Tp}}{(sL_p + R_p)(sL_T + R_T)} \quad (2.1.17)$$

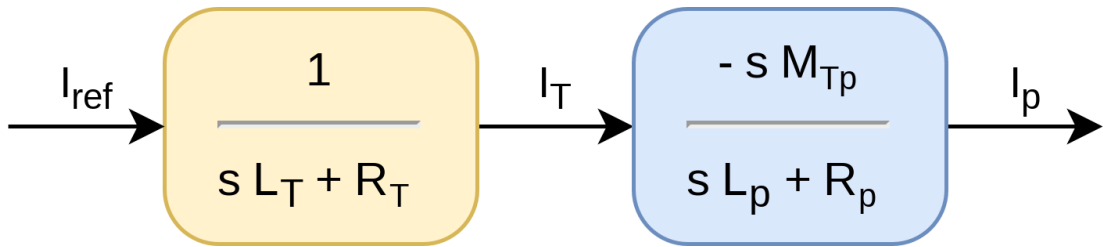


Figura 2.5: Schema a Blocchi Corrente di Plasma

2.2 Trasduttore di Corrente

Come detto nell'introduzione, l'obiettivo della tesi è di controllare la corrente sul secondario usando il campo elettrico del secondario, la misura della corrente scorrente sul primario in tale ottica non sarebbe una misura di interesse. Essendo però un lavoro di ricerca, si è preferito poter misurare la corrente effettivamente circolante nel Primario del trasformatore, così da poter meglio interpretare i dati di misura senza ambiguità.

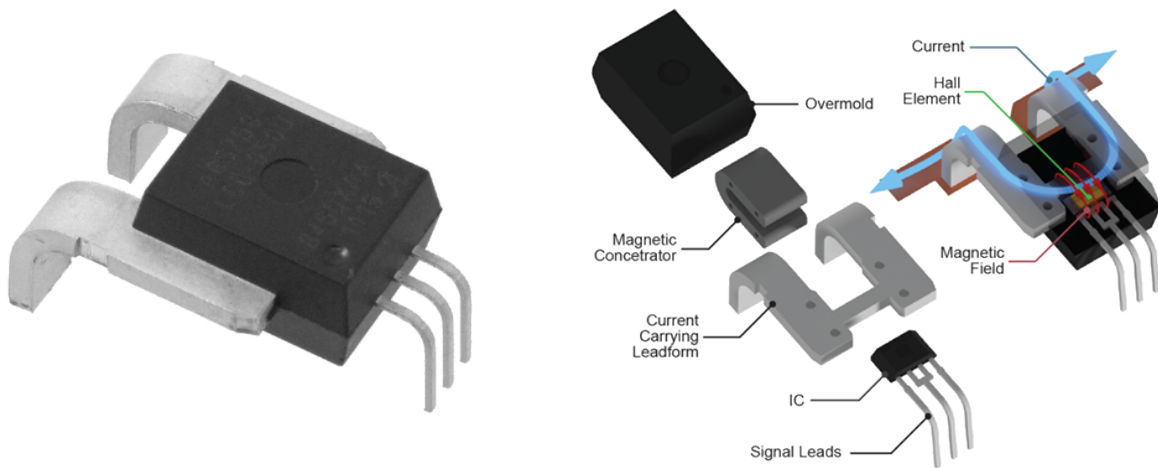


Figura 2.6: Sensore di Corrente

2.2.1 Sensore scelto

Per misurare la corrente del primario, si è posizionato in serie allo stesso il sensore di Corrente Allegro, *High-Precision Linear Current Sensor*.

La famiglia di sensori ha in generale le seguenti caratteristiche:

| | |
|----------------------------------------|------------------------------------|
| Bandwidth: | 120 kHz |
| Output rise time : | 4.1 μs |
| Ultralow power loss: | 100 $\mu\Omega$ Resistenza Interna |
| Single supply operation | 4.5 to 5.5 V |
| Extremely stable output offset voltage | |

In oltre, delle tante varianti presenti, si è scelto di usare la ACS770LCB-100B-PFF-T, le cui caratteristiche chiave sono:

| | |
|--------------------------|------------------------------------------|
| Primary Sampled Current: | $\pm 100 \text{ A}$ |
| Sensitivity Sens (Typ.) | $20(\text{mV/A})$ |
| Current Directionality | Bidirectional |
| T_{OP} | $-40 \text{ to } 150 (^{\circ}\text{C})$ |

L'ampio margine di misura, e la robustezza alle variazioni di temperatura rendono il dispositivo perfetto per misurare i nostri esperimenti.

L'ampio margine di misura permette di comprendere tutti i possibili valori di corrente ottenibili in laboratorio, rendendo il prototipo adatto a scopi futuri.

2.2.2 Criticità

Unico punto dolente è il suo principio di funzionamento: essendo il sensore basato su un l'effetto Hall, ovvero una misura diretta del campo magnetico indotto dalla corrente nel conduttore, è importante tenere distante il sensore dal Trasformatore Centrale che nei suoi momenti di massimo flusso di corrente, genera ovviamente un campo magnetico non indifferente.

2.2.3 Funzionamento Interno

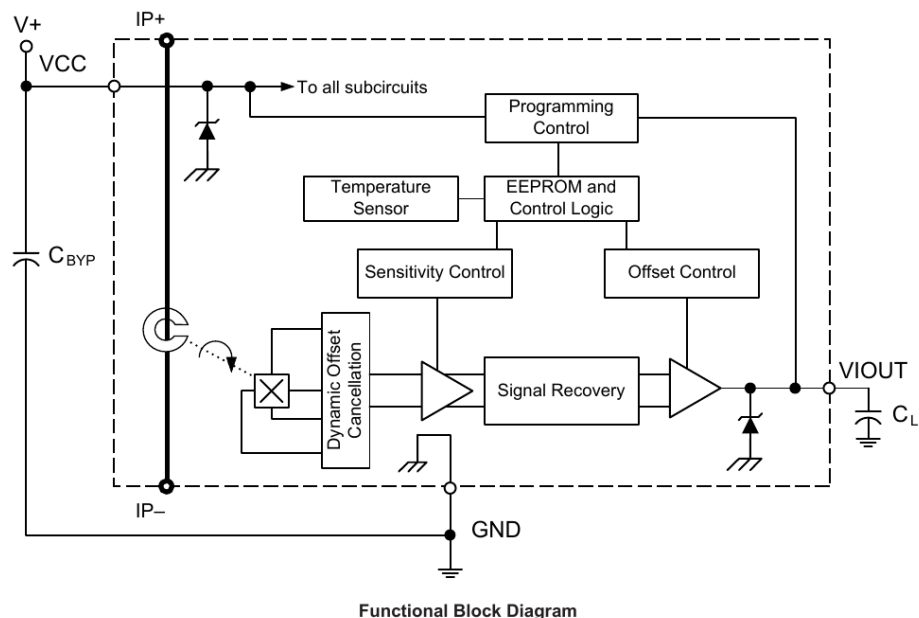


Figura 2.7: Schema a Blocchi

Tra le caratteristiche chiave dell'Allegro, *High-Precision Linear Current Sensor*, troviamo il disaccoppiamento fisico tra la corrente da misurare e il circuito di misura.

Questa caratteristica chiave, garantisce la salvaguardia del circuito logico a valle, dai possibili eventi catastrofici a monte.

Esso è inoltre fornito di sensori di temperatura e sistemi di *Signal Recovery* che permettono all'Hardware stesso di compensare parzialmente *Non-Linearity* termiche e nella misura dell'effetto Hall, ottenendo un output assimilabile a un segnale lineare:

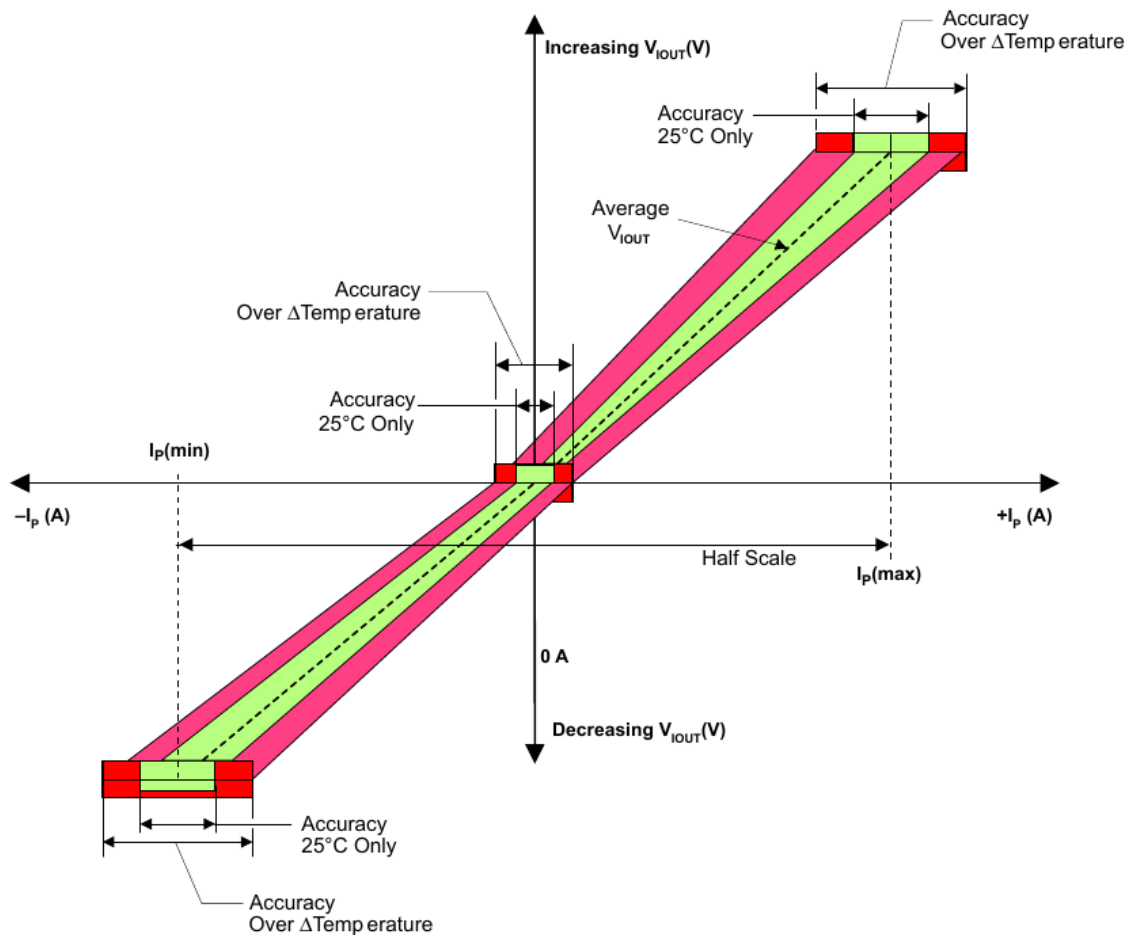


Figura 2.8: Sensibilità

Come si può vedere dal grafico, gli errori sono tanto più marcati quanto maggiore è la corrente da

misurare, ma leggendo dal datasheet abbiamo che questo errore, che dipende sì fortemente dalle temperature di esercizio dell'esperimento, non è mai, neanche negli esperimenti più sfortunati, superiore al $\pm 2\%$.

Anzi, alle temperature $\approx 25^\circ$, si mantiene contenuto tra $\pm 0.5\%$.

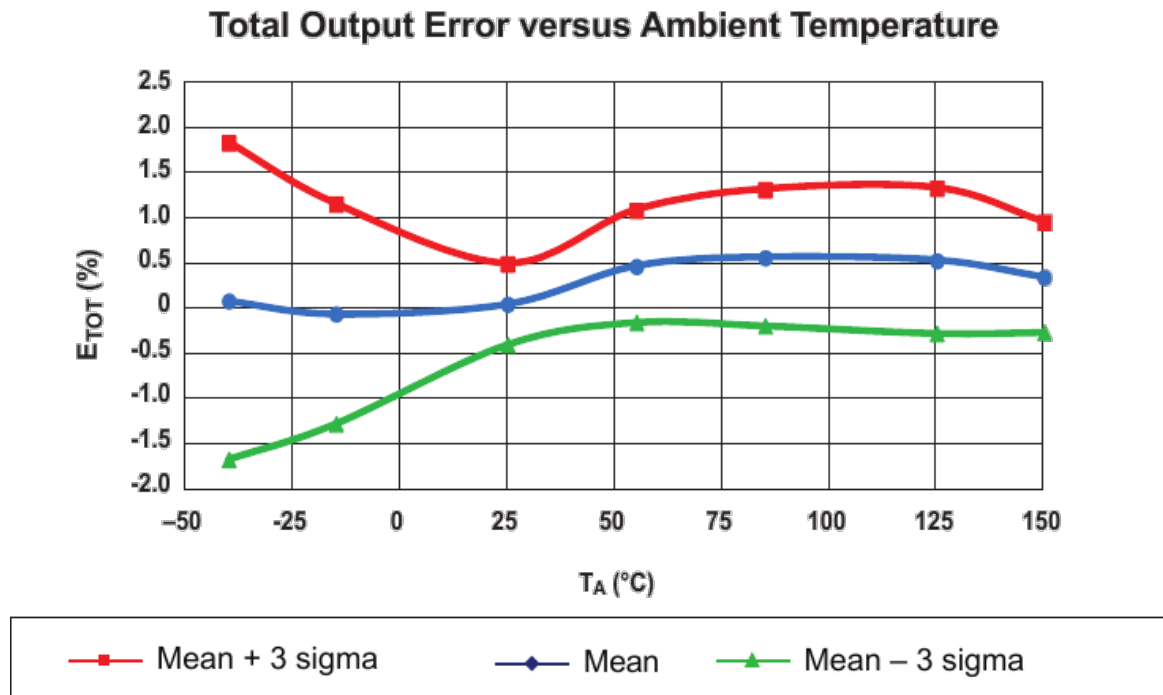


Figura 2.9: Temperatura/NonLinearità

2.2.4 Connessione elettrica

La connessione del sensore è particolarmente semplice, richiedendo esternamente solo un'alimentazione stabilizzata e portando subito in uscita la misura.

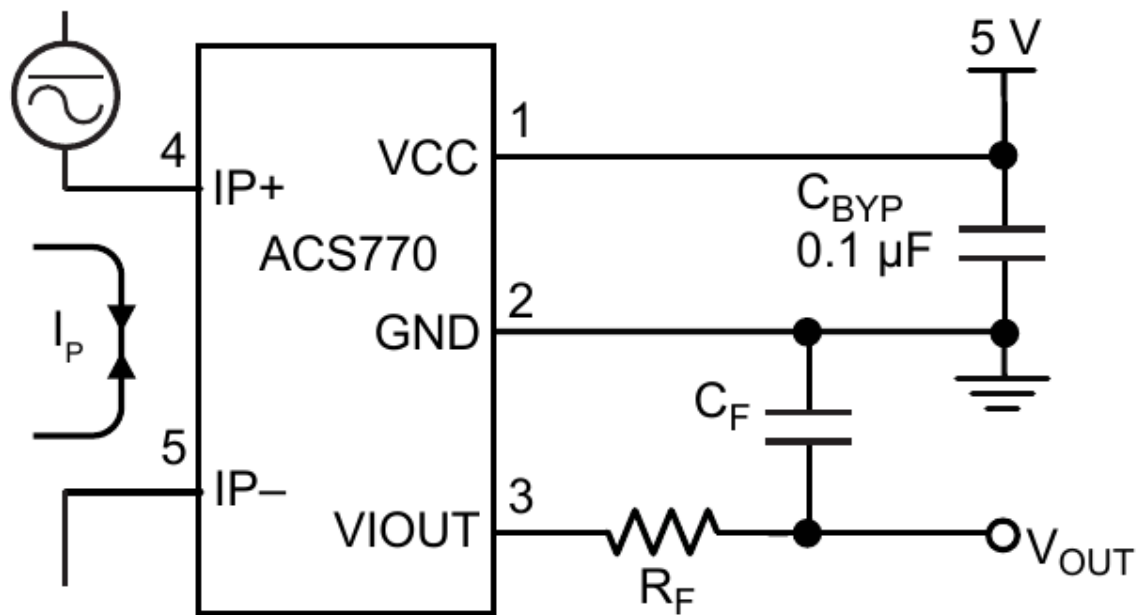


Figura 2.10: Collegamento dal Datasheet

Rispetto allo schema proposto dal datasheet, però, si è anche deciso di omettere il filtro passa-basso sulla **VIOOUT**, questa scelta è stata presa per minimizzare il più possibile ritardi di misura della corrente istantanea, poiché le dinamiche del sistema sul secondario, come visto, sono di tipo derivativo, e quindi estremamente rapide.

2.2.5 Misura

Il trasduttore, misura della corrente sotto forma di tensione, la quale varia in base alla **Sensibilità** del modello in uso. Avendo noi il ACS770LCB-100B-PFF-T, il datasheet riporta:

| | |
|--------------------------|---------------------|
| Primary Sampled Current: | $\pm 100 \text{ A}$ |
| Sensitivity Sens (Typ.) | $20(\text{mV/A})$ |
| Current Directionality | Bidirectional |

Ciò implica che la corrente misurata, è calcolabile come:

$$I_{read} = \frac{V_{Read}[\text{V}]}{V_{sense}[\text{V/A}]}$$

Rimozione Offset Essendo però il device ad alimentazione singola (0–5V), ma la corrente misurabile Bi-direzionale, sorge la necessità di spostare gli 0A a una tensione superiore agli 0V.

Il datasheet riporta che $V_{offset} = \frac{V_{cc}}{2} \approx 2.5\text{V}$. Da cui deriva che la vera misura di corrente è:

$$I_{read} = \frac{V_{Read} - V_{offset}}{V_{sense}} \frac{V}{[\text{V/A}]} \quad (2.2.1)$$

Al fine di poter misurare l'offset effettivo, durante il set-up viene eseguito a esperimento fermo una misura dell'offset attuale, usando la [Macro per calcolo Offset](#).

Il risultato della computazione, oltre ad essere usato nel controllo è inviato al computer per la post elaborazione dei dati nei grafici.

Analisi Sensibilità Usando nell'esperimento un ADC a 10Bit con tensione di riferimento a 5V, abbiamo che la massima sensibilità del μC , ovvero il suo bit meno significativo è pari a:

$$V_{step} = \frac{V_{cc}}{2^{10} - 1} = 4,887\text{mV}$$

Il che equivale a una **Sensibilità di Corrente** del $\mu\text{Controllore}$ pari a:

$$I_{step} = \frac{V_{step}}{V_{sense}} = 244,379\text{mA}$$

Il che rende la misura buona per osservare cosa stia accadendo, ma sicuramente non sufficientemente densa da poterla usare come parametro ingresso di controllo.

2.3 Driver di Corrente - IBT-2

Per l'attuazione del controllo di corrente nella bobina primaria del trasformatore, è stato usato il driver di corrente Handsontec, *BTS7960 High Current 43A H-Bridge Motor Driver*.

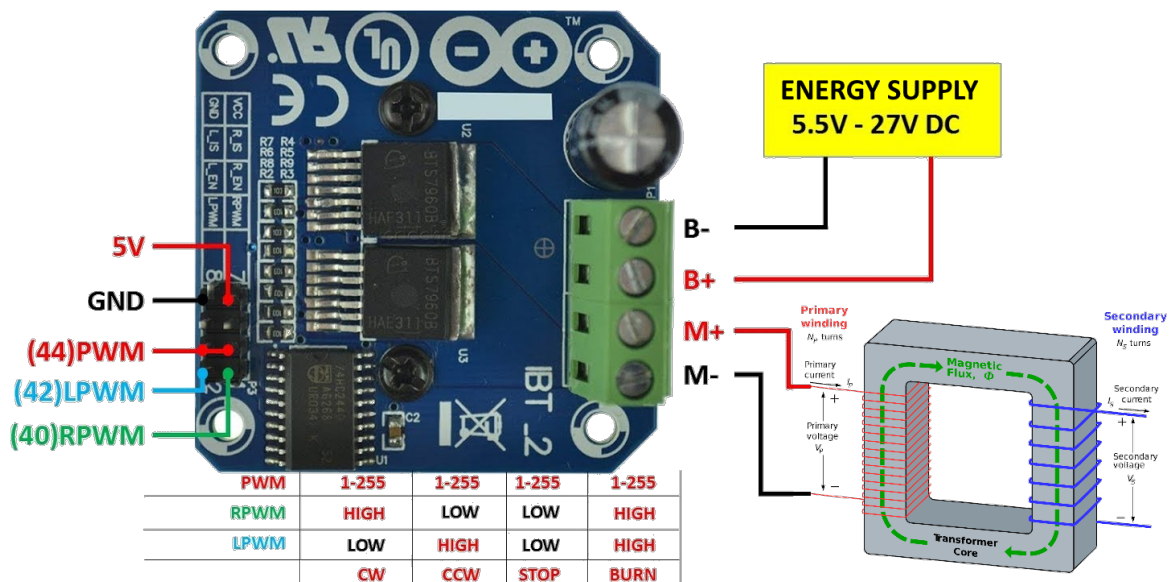


Figura 2.11: IBT-2 TopView.

Esso non è un comune Ponte-H integrato: per poter gestire potenze superiori è stato costruito usando 2 Half-Bridge (Infineon, *BTS7960B High Current PN Half Bridge NovalithIC T*) collegati assieme mediante una opportuna logica per ricreare un normale Ponte-H.

Questa scheda in particolare ha prestazioni interessanti per gli scopi di questa tesi, i principali sono elencati di seguito:

| | |
|----------------------------------------------------------|----------|
| Power Input Voltage: | 6 – 27 V |
| Peak current: | 43 A |
| Massima Frequenza di PWM: | 25 kHz |
| Protezione Sovra Tensioni | |
| Disaccoppiamento Ingresso di Potenza/Logica di controllo | |

Di particolare interesse per l'esperimento è proprio la corrente di picco gestibile: avendo le dinamiche del sistema tempi inferiori ai 5 secondi, poter reggere correnti di picco così elevate rende la scheda perfetta per i nostri scopi.

2.3.1 Schema Elettrico

Al suo interno il driver è composto da 2 Half-Bridge Infineon, *BTS7960B High Current PN Half Bridge NovalithIC T*, connesse secondo lo schema:

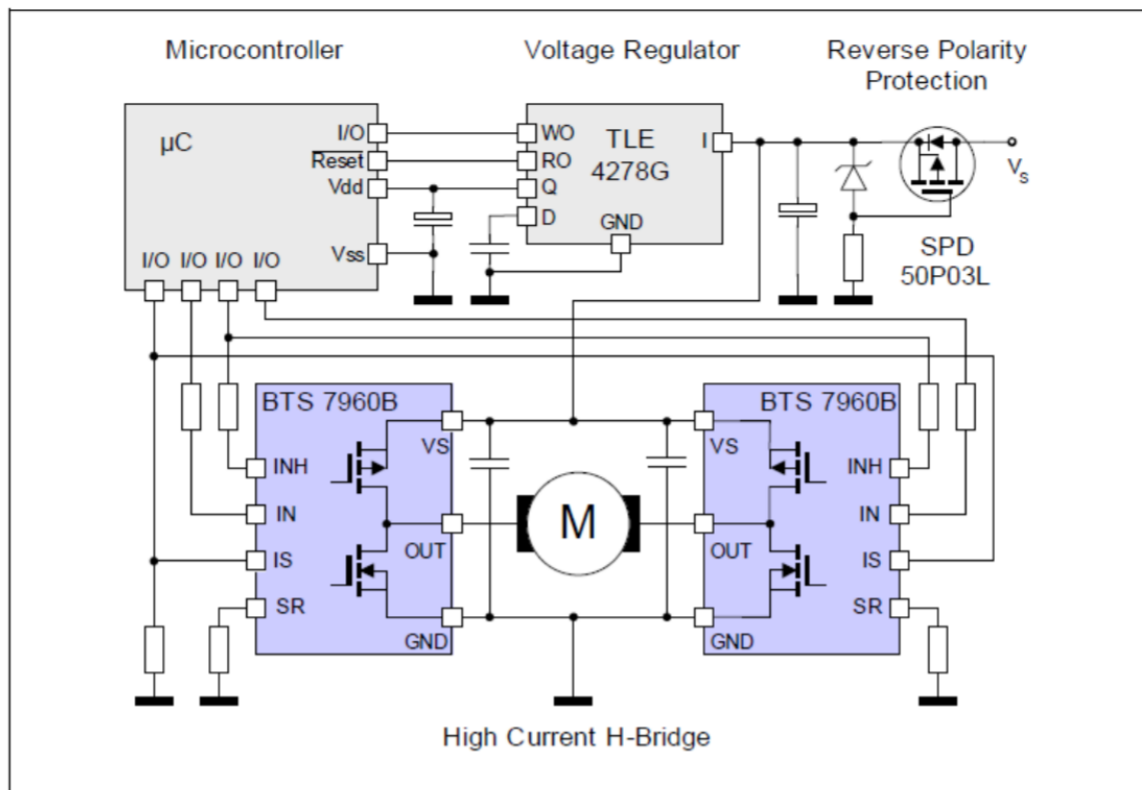


Figura 2.12: IBT-2 Schema Elettrico

Il μC è protetto dal carico connesso all'interno del BTS7960b, lasciando al μC solo il compito di controllare i segnali.

2.3.2 Connessione di Controllo

Il driver permette 2 modalità di funzionamento:

Doppio PWM Modalità operativa che richiede l'uso di 2 PWM

Ciascun PWM controlla uno dei 2 Half-Bridge, e per evitare di bruciare i driver devono essere controllati singolarmente, il vantaggio di questa configurazione è la possibilità di usare 2 frequenze di controllo diverse.

Singolo PWM Modalità operativa classica di un normale Ponte-H

In questa modalità, la porta nand presente sulla scheda attua la logica di controllo opportuna per governare i 2 Half-Bridge come fossero un normale Ponte-H.

Per il nostro esperimento si è scelto di usare il collegamento **Singolo PWM** così da evitare spiacevoli sorprese e avere il PWM di controllo sempre sincronizzato.

2.3.3 Benchmark del Driver

Il driver sulla carta à buone prestazioni, ma non sono descritte le sue *Non-Linearità*, per farle risaltare si sono effettuati 2 esperimenti usando differenti input di controllo:

1. Onda Triangolare Periodica

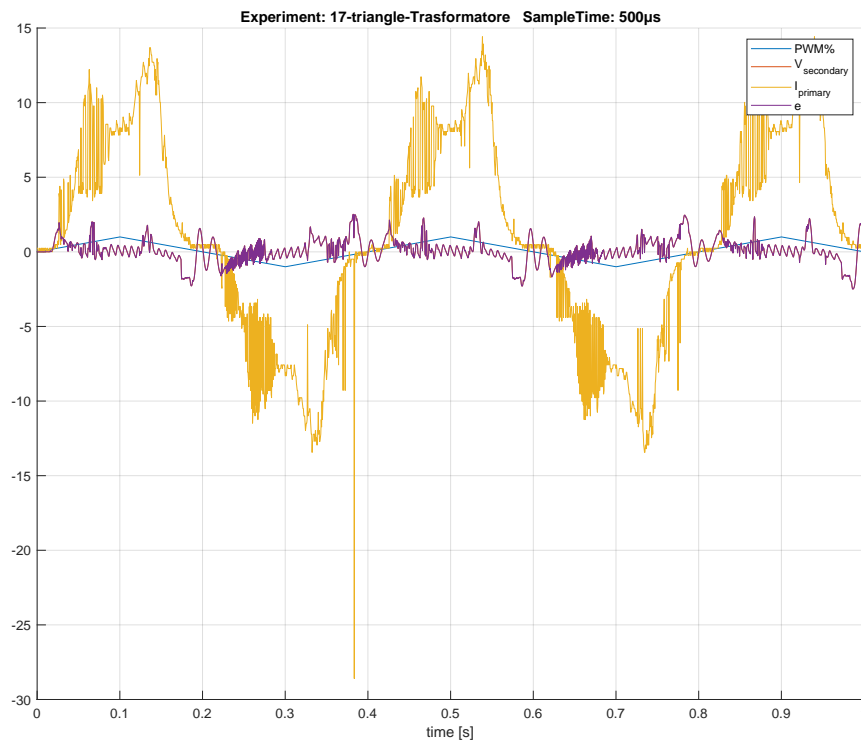


Figura 2.13: Onda Triangolare

Dead-Zone Inferiore L'onda triangolare si presta bene per far risaltare la problematica della Dead-Zone Inferiore, infatti in tutti gli intorno in cui il segnale passa per 0, è possibile vedere come la corrente non vari minimamente, è però possibile notare che i 2 lati non sono simmetrici tra di loro, questo è facilmente spiegabile dal fatto che il primo ha una condizione iniziale $\neq 0$ e di fatto stiamo ancora osservando l'esaurimento del transitorio, la soglia di Dead-Zone Inferiore è quindi calcolata vedendo il primo valore di PWM per cui il sistema risponde a destra degli 0.

2. Onda Trapezoidale Periodica

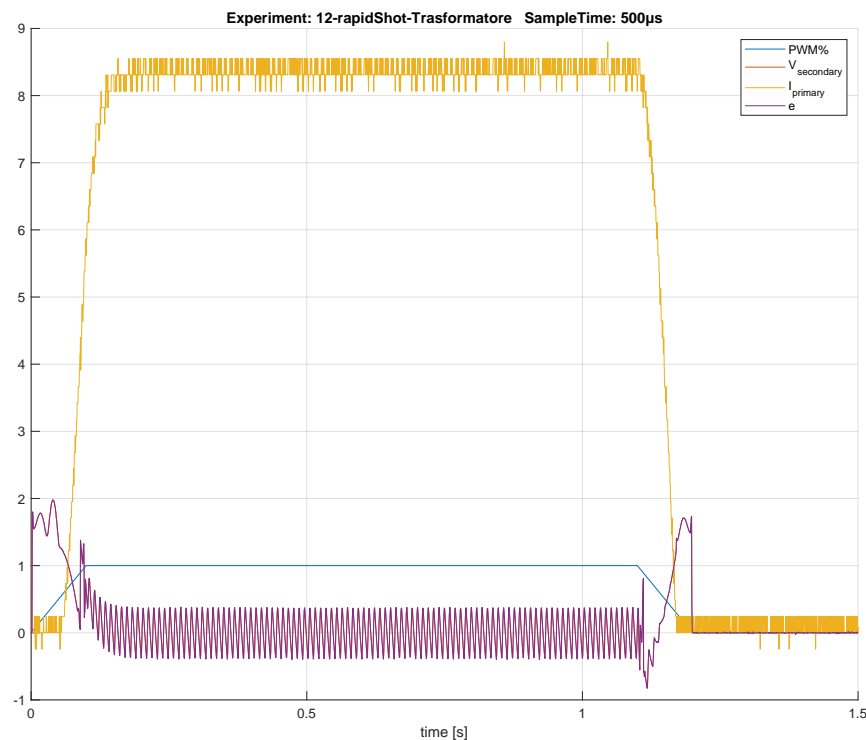


Figura 2.14: Onda Trapezoidale

Dead-Zone Superiore Con questo secondo segnale, si vuole mettere in evidenza il ritardo durante la discesa della rampa, pari a circa 20ms (*guarda 1.1s*), questo ritardo è in realtà dovuto da una seconda Dead-Zone presente però ai Duty-Cycle alti del PWM.

Disturbo 50Hz Essendo in oltre presente un segnale costante per un pò, quando i transitori terminano risulta evidente la presenza della 50hz nel segnale della corrente proveniente dall'alimentatore, questo disturbo è però dovuto alla fonte della corrente, ovvero la 220Vac del laboratorio, il medesimo esperimento realizzato con una batteria ovviamente non ha simili disturbi, ma in fase di test del driver, si è preferito usare un alimentatore da laboratorio.

Capitolo 3

Architettura di Sistema

3.1 Architettura ad alto livello

Il progetto finale ha come obiettivo la realizzazione di un architettura di controllo per le bobine poloidali presenti nei reattori tokamak.

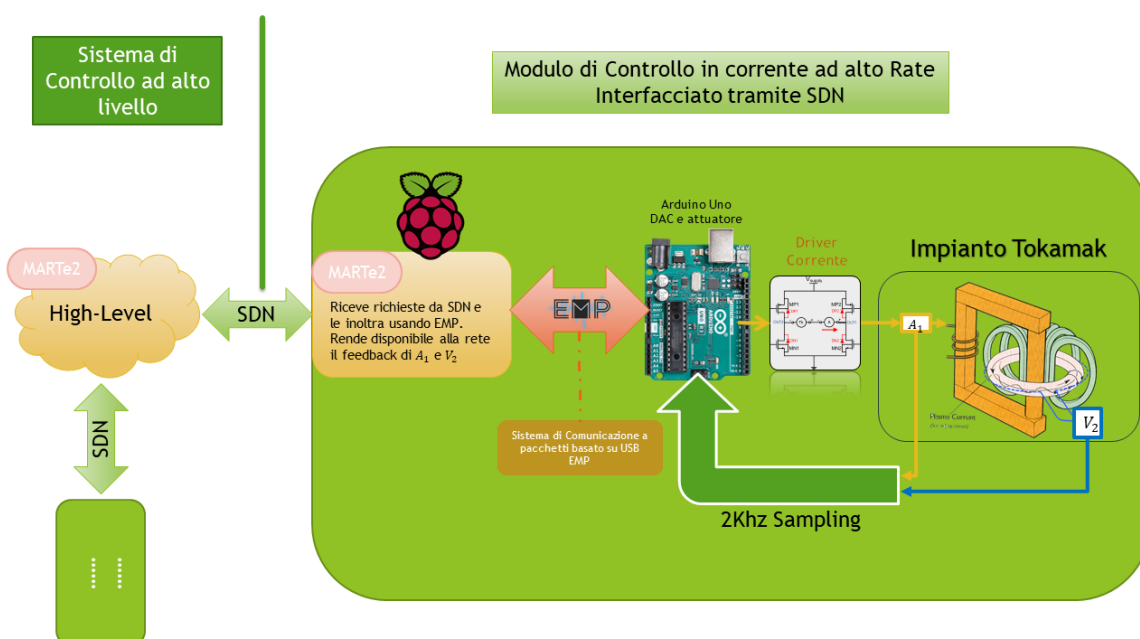


Figura 3.1: Architettura di controllo

Lo schema proposto realizza l'obiettivo è controllare una singola bobina, il progetto finale prevederà la ripetizione in serie del medesimo schema per il numero di bobine necessarie.

Dallo schema risulta evidente che tutti i componenti visti nel capitolo "???" si relazionano con lo stesso μ **Controllore**: l'**Arduino Uno**.

Per riportare i dati fuori e ricevere il riferimento da inseguire nella V_2 , è stata realizzato il [EMP - Libreria di Comunicazione Seriale](#)

[Embedded Message Pack](#), essa è stata scritta in C++ affinché possa essere Cross-Platform.

Il suo compito specifico, in questo progetto, è di mettere in comunicazione l'**Arduino Uno** con un nodo *MARTe2* installato su di una **Raspberry Pi**.

Quest'ultimo nodo ha il compito di mettere in rete il feedback dell'esperimento, e comunicare all'**Arduino Uno** eventuali cambio di riferimento. Questo ultimo tratto è realizzato mediante il protocollo **SDN**, che viaggia sopra Ethernet e dà garanzie Real-time.

Nella sua forma finale, il progetto prevede la riproduzione in serie di questo schema di controllo per arrivare a controllare tutte le bobine poloidali presenti in un tokamak.

EMP - Libreria di Comunicazione Seriale Embedded Message Pack



EMP (Embedded Message Pack) nasce con l'obiettivo di standardizzare un protocollo e creare una libreria C++ basata su classi Template, che permetta di automatizzare e standardizzare tutto il lavoro di programmazione necessario all'invio/ricezione di dei pacchetti dal formato Pre-Concordati tra 2 Device connessi Peer2Peer (Nessuna pretesa di network-ing).

Il raggiungimento dei suoi obiettivi, si sposa con la possibilità di supportare altre features interessanti:

Multiple-Package Il protocollo di comunicazione che si è deciso di usare per EMP ha permesso di estendere il suo funzionamento e permettere il trasporto, attraverso lo stesso mezzo, di ***pacchetti di tipologia e dimensione diversa*** all'interno della stessa libreria, evitando al contempo di inviare per ogni pacchetto più byte di quelli strettamente necessario. ⇒ **Alta Efficienza**

Zero Tempo di negoziazione Sempre grazie al protocollo di comunicazione, EMP è adatto ad un uso ‘Streaming’, questo perché non è necessario alcuna fase di sincronizzazione iniziale o durante la trasmissione in caso di perdita di dati, in aggiunta a ciò, EMP è in grado di scartare pacchetti errati in maniera trasparente all’utente. Tutto questo grazie al protocollo che **Auto-delimita i singoli pacchetti**. \Rightarrow **Trasparenza Totale**

Responsabilità Le uniche responsabilità a carico degli utilizzatori sono il riempimento dei pacchetti e la definizione degli stessi tra i 2 estremi della comunicazione.

Consistent Overhead Byte Stuffing (COBS)

Il protocollo di comunicazione che permette l’invio di **pacchetti diversi e senza fasi di negoziazione** alla base della libreria è **COBS**(IEEE, *Consistent Overhead Byte Stuffing (COBS)*).

Si tratta di un algoritmo per la codifica di byte, progettato per essere al tempo stesso efficiente e non ambiguo, che permette la definizione di *data-pack frame* **Auto-delimiti**.

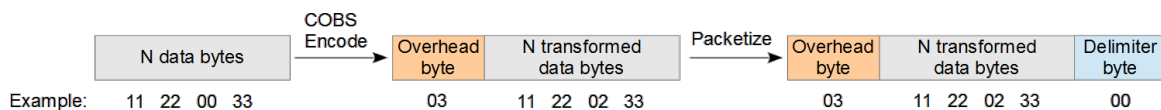


Figura 3.2: Esempio di COBS

title

3.1.1 Metodo di codifica

3.1.2 Struttura del codice

3.1.3 Benchmark

3.2 Online Sampling

3.2.1 Interconnessione Arduino \Leftrightarrow Companion

3.2.2 Storage su file delle informazioni

3.3 Post Elaborazione con Matlab

3.3.1 Conversioni Dati

3.3.2 Creazione dei grafici e Filtraggio

Capitolo 4

Modello teorico di Controllo

Se lo si desidera, utilizzare questo spazio per inserire un breve riassunto di ciò che verrà detto in questo capitolo. Inserire solo i punti salienti.

4.1 Controllo a Errore Nullo

4.2 Simulazione Qualitativa su Simulink

Capitolo 5

Sviluppo Controllo reale

Se lo si desidera, utilizzare questo spazio per inserire un breve riassunto di ciò che verrà detto in questo capitolo. Inserire solo i punti salienti.

5.1 Codifica del controllore

5.2 Tuning delle costanti

5.3 Esperimenti

Capitolo 6

Conclusioni e sviluppi futuri

Inserire qui le conclusioni trovate con la tesi, ed eventualmente eventuali idee per sviluppi futuri.

Capitolo 7

Software, Toolchain, Strumenti

Per la realizzazione di questa tesi sono stati usati:

Appendice A

Arduino Code

7.1 Set-up Registri

Tic Timer

```
1 void periodicTask(int time) { // time in micro secondi
2   // PWM pin Disable, modalita CTC(pt1)
3   TCCR2A = (0x0 << COM2A0) | (0x0 << COM2B0) | (0x2 << WGM20);
4   // CTC(pt2), Prescalere 256
5   TCCR2B = (0 << WGM22) | (0x6 << CS20);
6   // T_cklock * Twant / Prescaler = valore Registro
7   OCR2A = (int)(16UL * time / 256);
8   TIMSK2 = (1 << OCIE2A); // attivo solo l'interrupt di OC2A
9 }
```

Listing 7.1: Tic Timer

Questa funzione imposta il TIMER2 in modalità Fast PWM, ovvero che si resetta quando arriva al conteggio finale, e calcola il valore da mettere nel registro affinché il conteggio sia il più vicino possibile a tempo desiderato

Frequenza PWM

```
1 enum pwmFreq: char {
2   hz30, hz120, hz490, hz4k, hz30k
3 };
4
5 void setMotFreq(pwmFreq freq) {
6   // TCCR0B is for Timer 0
7   #define myTimer TCCR0B
8   switch (freq) {
9     // set timer 3 divisor to 1024 for PWM frequency of 30.64 Hz
10    case hz30:
11      myTimer = (myTimer & B11111000) | B00000101;
12      break;
13    case hz120:
14      // set timer 3 divisor to 256 for PWM frequency of 122.55 Hz
15      myTimer = (myTimer & B11111000) | B00000100;
16      break;
17    case hz490:
18      // set timer 3 divisor to 64 for PWM frequency of 490.20 Hz
19      myTimer = (myTimer & B11111000) | B00000011;
```

```

20     break;
21     case hz4k:
22         // set timer 3 divisor to      8 for PWM frequency of  3921.16 Hz
23         myTimer = (myTimer & B11111000) | B00000010;
24         break;
25     case hz30k:
26         // set timer 3 divisor to      1 for PWM frequency of 31372.55 Hz
27         myTimer = (myTimer & B11111000) | B00000001;
28         break;
29     default:
30         setMotFreq(hz4k);
31         break;
32     }
33     #undef myTimer
34 }

```

Listing 7.2: Frequenza PWM

Mediante questa funzione si modifica il valore del Prescaler per il TIMER 0, modificando la velocità di conteggio si ottiene un PWM con una periodo, e quindi frequenza, che varia.

Offset Calculation

```

1  #define offsetCalc(pin,n)          \
2  ({                                  \
3      long read = 0;                 \
4      for (int i = 0; i < 1 << n; i++) { \
5          read += analogRead(pin);    \
6          delay(1);                   \
7      }                               \
8      read = read >> 5;               \
9      read;                           \
10 })

```

Listing 7.3: Macro per calcolo Offset

La macro misura con una distanza temporale di 1 ms 2^n -volte, la misura del Pin, e successivamente ne fa la media eseguendo un revers shift, questa tecnica di divisione semplicemente minimizza il tempo di calcolo, poiché ogni revers shift equivale a una divisione per 2, e si ha l'effetto di dividere per $\frac{read}{2^n}$ in $O(n)$ con un operazione per il processore molto semplice.

7.2 Generatore di Segnale

Per generare i segnali di controllo in Feed-Forward usati nel sistema, sono stati usati 2 diversi livelli di programmazione.

Un primo livello segnali di base, definiti su tutto \mathbb{R} , e usabili a piacere, e dei segnali composti e periodici da mandare durante l'esperimento. Tutti i segnali sono pensati per andare da -100% <-> 100%, è compito dell'attuazione eliminare le deadzone e traslare il controllo al valore più opportuno

7.2.1 Segnali Base

Rampa

```

1 int ramp(uint64_t t, int vStart, uint64_t tStart, int vEnd, uint64_t tEnd) {
2     // Saturazione
3     if (t < tStart)
4         return vStart;
5     else if (t > tEnd)
6         return vEnd;
7     // Retta
8     unsigned int dt = t - tStart;
9     return vStart + int((vEnd - vStart) / float(tEnd - tStart) * dt);
10 }

```

Listing 7.4: Rampa Saturata

La rampa è descritta come una retta nell'intervallo di interesse, saturata prima e dopo il tempo desiderato

$$RampaSat(t) = \begin{cases} v_{start} + \frac{v_{end}-v_{start}}{t_{end}-t_{start}} * (t - t_{start}) & \forall t \in [t_{start}, t_{end}] \\ v_{start} & t < t_{start} \\ v_{end} & t > t_{start} \end{cases}$$

7.2.2 Segnali Composti

Onda Triangolare

```

1 int triangleSignal(uint64_t t, int msQuartPeriod) {
2     static uint64_t startTic = 0;
3     int dTic = t - startTic;
4     int pwm = 0;
5     if (dTic < ticConvert(msQuartPeriod))
6         pwm = ramp(dTic, 0, 0, 100, ticConvert(msQuartPeriod));
7     else if (dTic < (ticConvert(msQuartPeriod) * 3))
8         pwm = ramp(dTic, 100, ticConvert(msQuartPeriod), -100, ticConvert(msQuartPeriod)
9             * 3);
10    else if (dTic < (ticConvert(msQuartPeriod) * 4))
11        pwm = ramp(dTic, -100, ticConvert(msQuartPeriod) * 3, 0, ticConvert(msQuartPeriod)
12            * 4);
13    else {
14        pwm = 0;
15        startTic = t;
16    }
17    return pwm;
18 }

```

Listing 7.5: Onda Triangolare Periodica

Onda Trapezoidale

```

1 int rapidShot(uint64_t t) {
2     static uint64_t startTic = 0;
3     int pwmRapidShot;
4     long dTic = t - startTic;
5     if (dTic > t4) {
6         startTic = t;
7         pwmRapidShot = 0;
8         dTic = t - startTic;
9     }
10
11    if (dTic <= t1) {
12        pwmRapidShot = ramp(dTic, 0, 0, 100, t1);
13    } else if (dTic <= t2) {
14        pwmRapidShot = 100;
15    } else if (dTic <= t3) {
16        // falling ramp
17        pwmRapidShot = ramp(dTic, 100, t2, 0, t3);
18    } else if (dTic <= t4) {
19        pwmRapidShot = 0;
20    }
21    return pwmRapidShot;
22 }

```

Listing 7.6: Onda Trapezoidale Periodica

7.3 Codici Controllore

Appendice B

EMP Code

Appendice C

Matlab Post Elaborazione

Elenco delle figure

| | | |
|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1 | Schema interno di un Tokamak | 4 |
| 2.2 | Trasformatore ideale con Campo magnetico | 7 |
| 2.3 | Circuito Equivalente Bobina/Plasma all'interno di un Tokamak | 9 |
| 2.4 | Circuito Equivalente Bobina/Plasma all'interno di un Tokamak trascurando l'induzione del plasma verso la bobina | 10 |
| 2.5 | Schema a Blocchi della funzione di trasferimento della corrente di Plasma | 12 |
| 2.6 | Sensore di Corrente ACS770LCB-100B-PFF-T | 13 |
| 2.7 | ACS770LCB-100B-PFF-T Schema a Blocchi | 14 |
| 2.8 | ACS770LCB-100B-PFF-T Sensibilità rispetto Temperatura | 15 |
| 2.9 | ACS770LCB-100B-PFF-T <i>Non-Linearità</i> | 16 |
| 2.10 | ACS770LCB-100B-PFF-T Schema di collegamento dal Datasheet | 17 |
| 2.11 | Driver Motori IBT-2 TopView & PinOut | 19 |
| 2.12 | IBT-2 Schema Elettrico | 20 |
| 2.13 | Esperimento con Onda Triangolare | 22 |
| 2.14 | Esperimento con Onda Trapezoidale | 23 |
| 3.1 | Schema finale dell'architettura di controllo | 24 |
| 3.2 | Esempio di COBS | 27 |

Bibliografia

Allegro: High-Precision Linear Current Sensor**ACS770**

Allegro. *High-Precision Linear Current Sensor*. ACS770LCB-100B-PFF-T. Datasheet. 31 May 2019. URL: <https://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS770-Datasheet.pdf>.

Handsontec: BTS7960 High Current 43A H-Bridge Motor Driver**IBT-2**

Handsontec. *BTS7960 High Current 43A H-Bridge Motor Driver*. Datasheet. 18 Sep 2019. URL: <https://www.handsontec.com/dataspecs/module/BTS7960%20Motor%20Driver.pdf>.

IEEE: Consistent Overhead Byte Stuffing (COBS)**COBS**

IEEE. *Consistent Overhead Byte Stuffing (COBS)*. Rapp. tecn. IEEE, 29 Jun 2002. URL: https://www.ieee802.org/3/efm/public/jul02/copper/oksman_copper_1_0702.pdf.

Infineon: BTS7960B High Current PN Half Bridge NovalithIC T**BTS7960b**

Infineon. *BTS7960B High Current PN Half Bridge NovalithIC T*. BTS7960b. Datasheet. 12 Jul 2016. URL: <https://www.infineon.com/dgdl/bts7960b-pb-final.pdf?folderId=db3a3043156fd5730116144c5d101c30&fileId=db3a30431ed1d7b2011efe782ebd6b60>.

Romero et al.: Real time current profile control at JET**TokamakCircuit**

Jesús Romero et al. «Real time current profile control at JET». In: *Fusion Engineering and Design* 43 (feb. 1998), pp. 37–58. DOI: [10.1016/S0920-3796\(98\)00261-0](https://doi.org/10.1016/S0920-3796(98)00261-0).

Trasformatore Monofase**Trasformatore**

Trasformatore Monofase. URL: <https://www.docenti.unina.it/webdocenti-be/allegati/materiale-didattico/34030176>.