

**ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI**  
**BOLOGNA**

SECONDA FACOLTA' DI INGEGNERIA  
CON SEDE A CESENA

**CORSO DI LAUREA**  
IN INGEGNERIA AEROSPAZIALE  
CLASSE L-9

SEDE DI FORLÌ

ELABORATO FINALE DI LAUREA  
IN FONDAMENTI DI MECCANICA ORBITALE

**SVILUPPO HARDWARE E SOFTWARE PER LA  
CONDUZIONE DI TEST SU ATTUATORI A  
MEMORIA DI FORMA**

CANDIDATO  
Filippo Carra

RELATORE  
Prof. Paolo Tortora

CORRELATORI  
Ing. Fabio Antonini  
Ing. Alberto Corbelli

Anno Accademico 2011-2012

Sessione II



# ABSTRACT

---

L'oggetto del presente elaborato di tesi è costituito dallo sviluppo di un apparato per il controllo della corrente su un tipo di attuatore non esplosivo a memoria di forma, inserito nel contesto di un sistema di separazione per micro satelliti con massa fino a 200kg. Il suddetto apparato sarà composto da una parte *hardware* costituita da un *rack* contenente otto schede per l'alimentazione degli attuatori e da un *software* in ambiente *labview*.

Una prima parte della trattazione è quindi incentrata su una breve descrizione del sistema di separazione, delle caratteristiche dell'attuatore e dell'interfaccia col lanciatore, per fornire una panoramica dell'ambiente in cui si troveranno ad operare.

Una seconda e più ampia sezione è invece dedicata alle fasi dello sviluppo delle schede e del *software*.



# Sommario

Abstract .....	3
Indice delle figure .....	7
Indice delle tabelle .....	8

## PARTE 1

Introduzione .....	9
Capitolo 1: Caratteristiche e funzionamento dell'ERM .....	11
Materiali a memoria di forma .....	11
Funzionamento.....	13
Caratteristiche .....	14
Capitolo 2: Interfaccia col lanciatore .....	16
Comando di separazione .....	16
Connettori .....	18
Requisiti di isolamento .....	20
<i>Bonding</i> .....	20
<i>Grounding</i> .....	20

## PARTE 2

Introduzione .....	21
Capitolo 3: Esperienza pregressa.....	23
Capitolo 4: Prima versione del software .....	26
Capitolo 5: Test sulla sincronizzazione e conseguenti modifiche.....	30
Capitolo 6: Lettura della corrente .....	36
Capitolo 7: Versione 2 - Circuito con convertitore buck.....	41
Capitolo 8: Prove sulla versione 2 .....	46
Capitolo 9: Modifica per le basse correnti .....	56
Capitolo 10: Caratterizzazione a basse correnti e ulteriori sviluppi .....	59

Capitolo 11: Stampa e caratterizzazione della versione definitiva .....	63
Capitolo 12: Assemblaggio del rack .....	74
Capitolo 13: Conclusioni e sviluppi futuri.....	76
Ringraziamenti .....	79
Sitografia e bibliografia .....	80
Appendice .....	81

## Indice delle figure

Figura 0.1: AD-SS 200 in configurazione chiusa e aperta .....	9
Figura 1.1: ERM E-4000 .....	11
Figura 1.2: SMA, schema .....	12
Figura 1.3a: diagramma tensione deformazione <i>nitinol</i>	
Figura 1.3b: ciclo di trasformazione di fase .....	13
Figura 1.4: schema di funzionamento dell'ERM .....	13
Figura 1.5: tempo di apertura vs corrente applicata e temperatura di esercizio .....	15
Figura 2.1: diagramma delle connessioni .....	19
Figura 4.1: software v1 sezione creazione canali .....	26
Figura 4.2a: software v1 sezione acquisizione dati	
Figura 4.2b: software v1 sezione generazione PWM e segnale di sincronizzazione	
Figura 4.2c: software v1 sezione continuity check .....	28
Figura 4.3: software v1 sezione chiusura tasks .....	29
Figura 4.4: software v1 pannello di controllo.....	29
Figura 5.1: schema connessioni 74HC08 .....	31
Figura 5.2: foto scheda v1 dopo prima modifica.....	32
Figura 5.3: <i>software</i> v2, VI per il controllo del segnale di sincronizzazione .....	35
Figura 5.4: <i>software</i> v2, pannello di controllo.....	35
Figura 6.1: corrente effettiva vs <i>output</i> sensore di corrente .....	37
Figura 6.2: test lettura corrente.....	39
Figura 6.3: corrente vs <i>duty cycle</i> .....	39
Figura 6.4: corrente vs tempo .....	40
Figura 7.1: schema convertitore <i>buck</i> .....	41
Figura 7.2: schema gestione della $V_{gs}$ sui MOSFET.....	40
Figura 7.3: andamento della tensione e della corrente sull'induttore in un convertitore <i>buck</i> ideale.....	44
Figura 7.4: connessioni AND, versione 2.....	45
Figura 8.1: effetto del <i>buck</i> sulla tensione in uscita .....	46
Figura 8.2: relazioni fra corrente e temperatura sul MOSFET P.....	47
Figura 8.3: schema controllore PID.....	48
Figura 8.4: banco test .....	49
Figura 8.5: caratterizzazione della scheda in termini di lettura corrente.....	53
Figura 8.6: corrente vs tempo per prova di 20ms al 99% di <i>duty cycle</i> .....	55

Figura 8.7: errore in uscita vs tensione di <i>sensing</i> .....	55
Figura 9.1: schematico, sezione <i>sensing</i> .....	56
Figura 9.2: connessioni deviatori .....	57
Figura 9.3: schematico, sezione alimentazione .....	58
Figura 10.1: test lettura basse correnti .....	59
Figura 10.2: scheda e <i>case</i> .....	60
Figura 10.3: soppressore .....	62
Figura 11.1: layout, sopra il TOP, sotto il BOTTOM .....	63
Figura 11.2: scheda, versione definitiva .....	64
Figura 11.3: VI per la lettura diretta dei dati forniti dal multimetro .....	65
Figura 11.4: VI per il controllo del segnale di sincronizzazione nella caratterizzazione automatica .....	66
Figura 11.5: <i>loop</i> per la scrittura dei dati sulla matrice .....	66
Figura 11.6: <i>software</i> per la caratterizzazione automatica, pannello di controllo .....	67
Figura 11.7: elaborazione dei dati per la caratterizzazione delle schede .....	72
Figura 12.1: connettore DB9 .....	74
Figura 12.2: <i>rack</i> durante l'assemblaggio .....	75
Figura 13.1: risultati, interfaccia grafica .....	76
Figura 13.2: risultati, <i>rack</i> .....	77

## Indice delle tabelle

Tabella 1.1: caratteristiche nitinol .....	12
Tabella 1.2: caratteristiche ERM E-4000 .....	15
Tabella 2.1: caratteristiche elettriche ERM E-4000 .....	17
Tabella 2.2: connettori LV/AD-SS .....	18
Tabella 5.1: tempistiche segnali PWM e sincronizzazione .....	30
Tabella 5.2: tabella di verità dell'AND .....	31
Tabella 6.1: test lettura corrente 1, versione 1 .....	37
Tabella 6.2: test lettura corrente 2, versione 1 .....	38
Tabella 8.1: test lettura corrente, versione 2 .....	50
Tabella 10.1: test lettura basse correnti .....	59
Tabella 11.1: caratterizzazione schede definitive .....	68



# PARTE UNO

---

## Introduzione

L'AD-SS 200, sigla che sta per *Adapter and separation system* per satelliti fino a 200kg, è un sistema sviluppato compatibilmente con i requisiti della famiglia di lanciatori europei VEGA.

Questo è deputato alle funzioni sia di mantenimento in posizione del satellite nelle fasi di lancio, sia alla sua espulsione in seguito ad un comando proveniente dall'avionica di bordo del lanciatore.

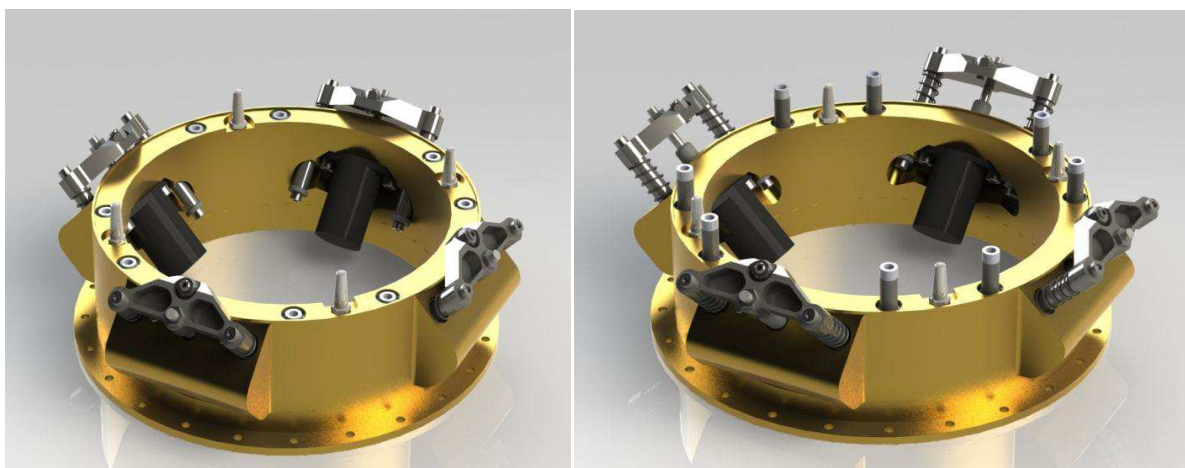


Fig. 0.1: AD-SS 200 in configurazioni chiusa e aperta (modello CAD)

Il sistema, è costituito, nelle sue parti fondamentali, da un *canister*, un anello di adattamento allo specifico *spacecraft* che ne fa uso, quattro *clamps*, quattro attuatori (ognuno associato ad un *clamp*), otto molle di spinta inserite nella struttura del *canister*.

Si intuisce dalla figura 0.1 che in configurazione chiusa i NEA, mantenendo in compressione le molle dei *clamp* terranno il satellite aderente all'anello di adattamento, non presente nel modello. All'emissione del segnale da parte dell'avionica di bordo del lanciatore, gli attuatori lasceranno aprire i *clamp* e le molle di spinta provvederanno alla separazione con la necessaria velocità di uscita, potendo essere regolate in base alla massa e ai requisiti propri del satellite.

È importante inoltre che non vengano introdotte velocità angolari residue oltre una certa soglia determinata dal tipo di satellite adattato al sistema.

# Capitolo 1

## Caratteristiche e funzionamento dell'ERM



Figura 1.1: ERM E-4000

Come accennato in precedenza, i dispositivi responsabili dell'attuazione dell'AD-SS 200 rientrano nella categoria dei NEA (*non explosive actuator*) sfruttando una tecnologia associata a leghe a memoria di forma. In particolare si illustra nei prossimi due paragrafi il funzionamento degli attuatori che fanno parte della famiglia degli ERM della TiNi Aerospace e le caratteristiche principali dell'attuatore in esame.

### **Materiali a memoria di forma**

Per lega a memoria di forma (SMA), si intende un gruppo di materiali che hanno la proprietà di tornare ad una predeterminata forma una volta riscaldati. Questo effetto è dato da una struttura cristallina che muta al variare della temperatura. Quando il materiale si trova al di sotto della temperatura di cambiamento di fase questo presenta una tensione di snervamento scarsa, ciò significa che può essere deformato con uno sforzo relativamente basso. All'aumentare della temperatura al di sopra di quella di cambiamento di fase, la lega recupera la forma originale.

Nei due casi ci si riferisce al materiale rispettivamente con gli appellativi di *martensite* o *austenite*.

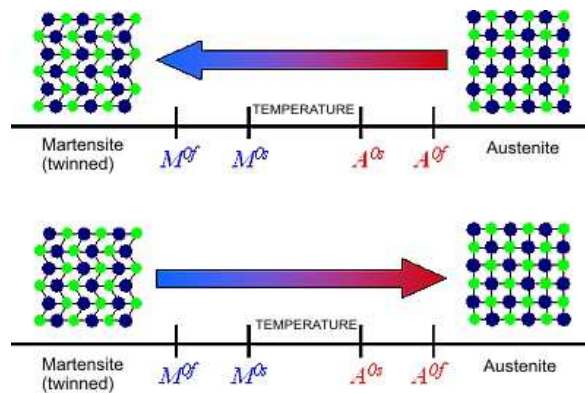


Figura 1.2: SMA, schema

Il più largamente usato di questi materiali è una lega di nickel e titanio chiamata *nitinol*. Questo ha ottime proprietà elettriche e meccaniche oltre ad una lunga vita a fatica e un'alta resistenza alla corrosione.

Si riportano nella tabella 1.1 le caratteristiche, e nelle figure 1.3a e 1.3b il diagramma tensione/deformazione e il diagramma di trasformazione di fase.

<b>Density</b>	<b>6.45 gm/cm<sup>3</sup></b>
<b>Thermal Conductivity</b>	<b>10 W/m<sup>°K</sup></b>
<b>Specific Heat</b>	<b>322 j/kg</b>
<b>Latent Heat</b>	<b>24,200 J/kg</b>
<b>Ultimate Tensile Strength</b>	<b>750-960 MPa</b>
<b>Elongation to Failure</b>	<b>15.5%</b>
<b>Yield Strength (Austenite)</b>	<b>560 MPa</b>
<b>Young's Modulus (Austenite)</b>	<b>75 GPa</b>
<b>Yield Strength( Martensite)</b>	<b>100 MPa</b>
<b>Young's Modulus (Martensite)</b>	<b>28 GPa</b>

Tabella 1.1: caratteristiche *nitinol*

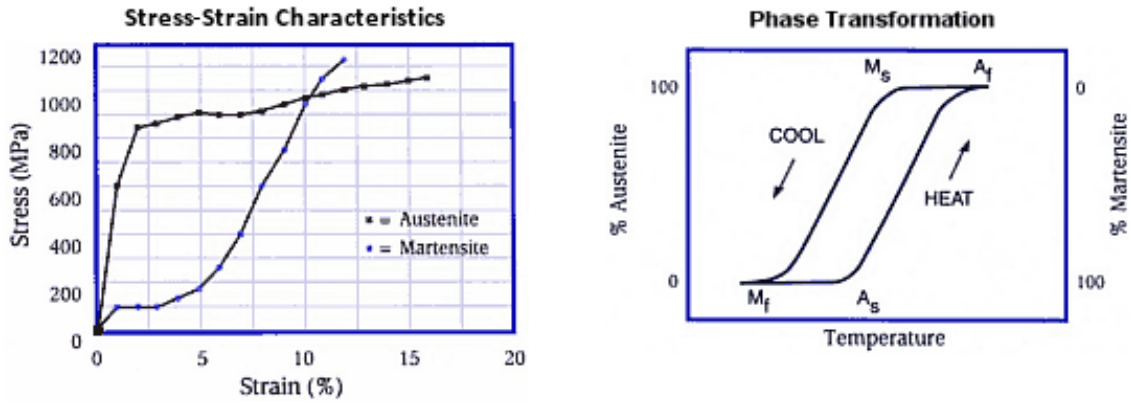


Figura 1.3a:diagramma tensione deformazione *nitinol*

Figura 1.3b: ciclo di trasformazione di fase

## Funzionamento

I materiali sopra descritti sono utilizzati all'interno dell'attuatore in modo che una volta scaldati permettano il rilascio di un *latch* che, richiamato da una molla, consenta a due sfere di entrare in un'apposita sede e attivare un doppio meccanismo che porta all'espulsione di un accoppiatore come visibile in figura 1.4.

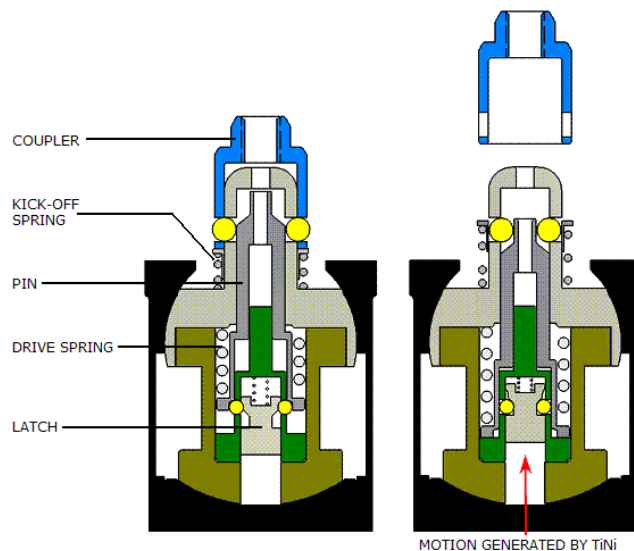


Figura 1.4 schema di funzionamento dell'ERM

Essendo l'attuatore un componente puramente resistivo dal punto di vista elettrico, ed essendo il calore necessario per l'attivazione quello dissipato per effetto Joule, se ne deduce che il tempo di apertura è funzione dell'intensità di corrente che gli scorre attraverso, ricordando che:

$$P = RI^2$$

Dove:

P è la potenza dissipata,  
R è la resistenza del NEA,  
I è la corrente che lo attraversa.

L'apertura del NEA determina un'interruzione della linea di alimentazione.

Inoltre è opportuno aggiungere che la resistenza equivalente dell'ERM è funzione della temperatura alla quale l'attuatore sta operando, motivo per cui questa rientra fra le variabili che ne determinano il tempo di apertura.

Si anticipa che per l'attivazione dell'ERM, per questioni di ridondanza sono previsti due circuiti indipendenti: primario e secondario, l'alimentazione di uno dei due circuiti è sufficiente a garantire le *performance* specificate nel prossimo paragrafo.

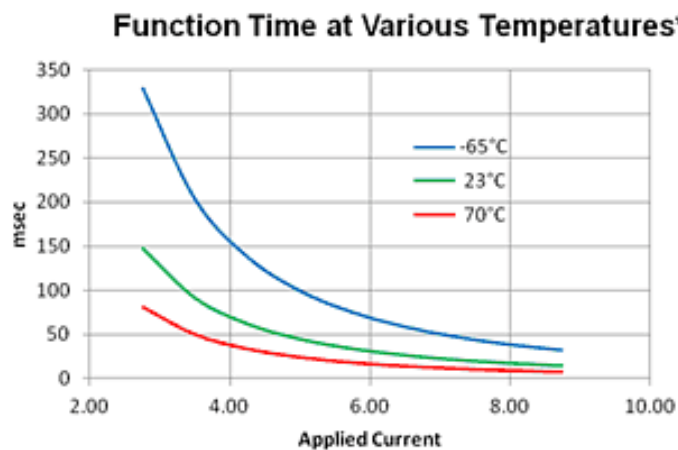
## **Caratteristiche**

Il componente al quale si sta facendo riferimento è l'ERM E-4000.

Si riporta di seguito la tabella dove sono riassunte le principali caratteristiche elettriche e meccaniche e il grafico che esprime il tempo di apertura in funzione della corrente applicata e della temperatura di esercizio.

<b>Mass:</b>	<b>18.7 oz. (530 g)</b>
<b>Power:</b>	<b>40 W @ 4.0 A</b>
<b>Operational Current:</b>	<b>2.75 to 8.75 A</b>
<b>Resistance:</b>	<b>2.5 ± 0.3 Ω @ 23°C</b>
<b>Max Release Load:</b>	<b>3000 lb-f [17792 N]</b>
<b>Max Torque:</b>	<b>220 in-lb [24.8 N m]</b>
<b>Max Misalignment Capability:</b>	<b>± 5°</b>
<b>Function Time:</b>	<b>100 msec.MAX @ 4.0 A @ 23°C</b>
<b>Reusable:</b>	<b>By Manually Reset</b>
<b>Life:</b>	<b>50 Cycles MIN</b>
<b>Operational :</b>	<b>-65° C to +70° C</b>

Tabella 1.2: caratteristiche ERM E-4000



\*Nominal values for reference only

Figura 1.5: tempo di apertura  
vs corrente applicata e temperatura di esercizio

## Capitolo 2

### Interfaccia col lanciatore

Nel primo capitolo si è descritto il principio di funzionamento dell'E-4000 e se ne sono riportate le caratteristiche e i parametri che ne influenzano il comportamento, si veda ora come tale componente è interfacciato con l'avionica di bordo del lanciatore.

In questa sezione si tratterà quindi di:

- Comando di separazione;
- Connettori;
- Requisiti di isolamento;
- *Bonding*;
- *Grounding*;

#### Comando di separazione

L'avionica del lanciatore dovrà fornire la potenza di attivazione al NEA con un massimo ritardo di 1ms fra l'attivazione del circuito primario e secondario di ogni attuatore.

In particolare è opportuno sottolineare che il comando di separazione sarà emesso in momenti successivi verso due coppie di attuatori: i quattro *clamps* costituiscono una buona soluzione per quanto riguarda la resistenza a sollecitazioni in termini di accelerazione e vibrazioni nelle prime fasi del lancio, una volta raggiunto il momento della separazione, due di questi si rendono superflui tanto da essere aperti alcuni istanti prima degli altri.

In realtà si aggiunge che l'insieme NEA + *clamp* è stato dimensionato in maniera tale da poter garantire con una certa affidabilità il mantenimento nella corretta posizione del satellite (in configurazione chiusa) anche con uno solo di questi funzionante.



L'interfaccia elettrica dal lato del lanciatore è sviluppata considerando le caratteristiche riportate nella tabella 2.1.

<b>TiNi ERM E-4000 TiNi Electronics</b>	
<b>Resistance [ohm] (nominal)</b>	2.5 ± 0.3 @ 23 °C (1)
<b>Actuation Time (nominal)</b>	60 ± 20ms @ 4.0 A – 23 °C (1) 20 ± 7ms @ 8.75 A – 23 °C (1)
<b>Actuation Time (worst case)</b>	(2) Test - TBC
<b>No-fire Current</b>	(2) Test - TBC
<b>Continuity Check Current</b>	(2) (4) Test - TBC

1) Manufacturer datasheet  
2) Tested on FM  
3) 50% de-rating of the no-fire current for 5 minutes  
4) Actuation duration driven by the control electronics (the continuity check is performed with the same duration of the separation device activation)

Tabella 2.1: caratteristiche elettriche ERM E-4000

Per quanto riguarda la corrente di alimentazione, è opportuno che questa assuma il valore massimo (8,75A), questo per motivi legati all'influenza della temperatura di esercizio sul tempo di apertura dell'attuatore. Benché il sistema sia dimensionato in modo tale che, in caso di attuazione non simultanea dei due NEA responsabili effettivamente della separazione, l'espulsione del satellite avvenga con l'apertura dell'ultimo *clamp* (l'utilizzo del E-4000 è giustificato in parte per l'alto valore del carico che riesce a sopportare), è comunque consigliabile che questa situazione non si verifichi, per evitare il rischio di assunzione da parte del satellite di velocità angolari residue: per quanto visto in figura 1.5 il tempo di apertura risente meno di un'eventuale differenza di temperatura fra i NEA per alte correnti applicate.

Riassumendo, affinché le condizioni di funzionamento del sistema rientrino in quelle nominali, l'avionica di bordo deve fornire all'AD-SS 200 una corrente di attuazione che risponda alle seguenti caratteristiche:

- 8,75A ± 0,01A su due linee separate;
- I segnali primario e secondario devono essere generati indipendentemente;

- I segnali primario e secondario devono essere portati indipendentemente ai connettori J1 (primario) e J3 (secondario);
- I segnali di attuazione devono essere forniti per minimo 500ms e simultaneamente;
- Sensori di corrente indipendenti, con frequenza di campionamento a 2kHz min e accuratezza di 0,01A min devono essere posti sulle linee di alimentazione per fornire la storia della corrente di attuazione per scopi di telemetria e diagnostica; i punti di misurazione devono essere dotati di un *tag* temporale accurato.

## Connettori

La connessione fra l'AD-SS 200 e il lanciatore è stabilita per mezzo di quattro linee divise come segue:

- J/P 1: Segnale di potenza per l'attuazione primario
- J/P 2: Stato (primario)
- J/P 3: Segnale di potenza per l'attuazione secondario
- J/P 4: Stato (secondario)

Side	ID	Function	Connector Manufacturer / Part number	Backshell Manufacturer / Part number	Contacts Manufacturer / Part number	Description
LV	J1 J3	Separation Actuators 1-4	Souriau 3401 056 01 B 00-21- 11 SNL	Souriau 3401 062 43 B	Souriau 3401 058 08 B	ESA SCC circular connector 11 #16 contacts - socket
AD-SS	P1 P3	Separation Actuators 1-4	Souriau 3401 056 01 B 06-21- 11 PNL	Souriau 3401 062 43 B	Souriau 3401 058 07 B	ESA SCC circular connector 11 #16 contacts - plug
LV	J2 J4	Separation Sensing	Souriau 3401 056 01 B 00-09- 98 SNL	Souriau 3401 062 37 B	Souriau 3401 058 04 B	ESA SCC circular connector 3 #20 contacts - socket
AD-SS	P2 P4	Separation Sensing	Souriau 3401 056 01 B 06-09- 98 PNL	Souriau 3401 062 37 B	Souriau 3401 058 03 B	ESA SCC circular connector 3 #20 contacts - plug

Tabella 2.2: connettori LV/AD-SS

Si riporta inoltre in figura 2.1 il diagramma delle connessioni dei quattro NEA, per quanto riguarda la linea di attuazione.

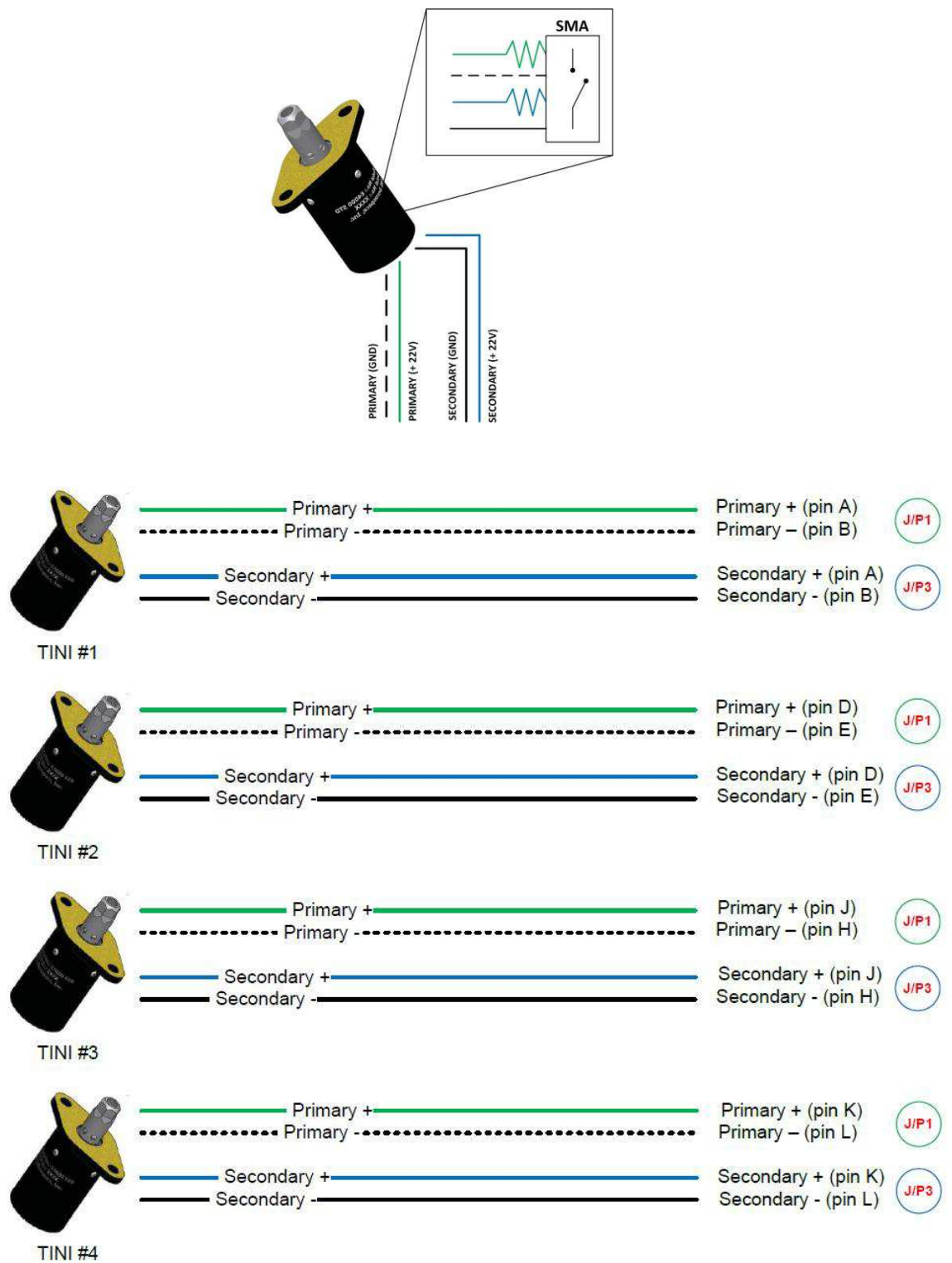


Figura 2.1: diagramma delle connessioni

## **Requisiti di isolamento**

Tutte le linee connesse all'avionica di bordo del lanciatore, che portino segnali o potenza, devono possedere un isolamento nei confronti degli elementi dell'AD-SS 200 pari a 1 MOhm DC. Lo stesso valore è richiesto fra le diverse linee e fra positivo e massa dello stesso circuito.

### ***Bonding***

Per *bonding* si intende il riferimento allo stesso potenziale di diverse parti metalliche che non portano corrente, per limitare al massimo il rischio di *shock* elettrico (ESD).

È richiesto che tutti i componenti metallici della struttura del sistema di separazione siano connessi da contatti diretti metallo/metallo la cui resistenza non deve superare il valore di 0.1 Ohm DC.

L'equipaggiamento meccanico con funzioni non strutturali che non contiene componenti elettrici e posto in condizioni tali per cui sono impediti contatti accidentali con equipaggiamento elettrico deve avere un resistenza verso la struttura non superiore a 1 kOhm DC.

### ***Grounding***

L'AD-SS 200 deve, inoltre, essere connesso alla struttura del lanciatore, attraverso la piastra d'interfaccia dedicata, con un collegamento più corto possibile che implichi una resistenza non superiore a 0.1 Ohm DC.

# PARTE DUE

---

## Introduzione

In questa sezione viene presentato lo sviluppo di una scheda elettronica e il relativo software *labview* per la conduzione di test sugli attuatori di cui si è discusso nella prima parte.

I test effettuati si distinguono in due categorie. Alcuni riguardanti un singolo attuatore. Altri eseguiti sull'intero sistema.

Per quanto riguarda il singolo attuatore, come si può notare anche dalla tabella 2.1, è stato verificato:

- Tempo minimo di apertura (alimentazione con massima corrente, 8,75A);
- Corrente minima di apertura, o *no-fire current test*, sottoponendo il carico a correnti sempre maggiori per intervalli di trenta secondi;
- Comportamento del NEA in condizioni di alimentazione a 0.5A per lungo tempo (*continuity check*), questo per la verifica di continuità elettronica dei sistemi di bordo durante le fasi di integrazione precedenti il lancio.

Per ciò che concerne i test sull'intero sistema, questi prevedono la simulazione dei primi istanti della separazione, in cui si può trascurare la forza peso, per una stima della dinamica del satellite durante l'espulsione, con particolare attenzione a parametri quali velocità angolari residue.

Come punto di partenza per tale lavoro si sono assunti i risultati dell'attività di tirocinio, che hanno portato ad un progetto preliminare della scheda. Di seguito vengono quindi riportate e descritte le fasi di realizzazione, test e sviluppo di tale oggetto; si preferisce comunque cominciare con un capitolo riassuntivo di questi risultati, descrivendo in breve: le specifiche della scheda, e il principio di funzionamento.

## Capitolo 3

### Esperienza pregressa

Come suggerisce l'elenco dei test che dovranno essere svolti sul NEA, ciò che la scheda dovrà fare sarà:

- Permettere il controllo della corrente da applicare al NEA;
- Permettere la lettura della corrente;
- Fornire in *output* un segnale di *start* utile alla sincronizzazione dei dati acquisiti dai restanti sensori installati sul *clamp*.

Si è scelto di controllare la corrente tramite modulazione di impulso (PWM): un MOSFET posto in serie al carico verso massa viene usato come *switch* ad alta frequenza (20000 – 40000 [Hz]), comandato dalla tensione applicata fra *gate* e *source*. Nel caso specifico si è scelto di far variare tale valore fra zero e 12V, in modo da rendere trascurabile la resistenza interna del transistor in fase di conduzione. Il carico è quindi soggetto ad una tensione variabile fra zero e quella di alimentazione. Il metodo per la gestione della corrente è il controllo del *duty-cycle*, in particolare, poiché la tensione è variabile sul NEA come un'onda quadra si può assumere quanto segue:

$$I_{eff} = \frac{V_{eff}}{R} \quad (1.1)$$

dove per  $V_{eff}$  e  $I_{eff}$  si intendono i valori efficaci di tensione e corrente, la  $V_{eff}$  è definita come segue:

$$V_{eff} = \sqrt{DC} \cdot V_{in} \quad (1.2)$$

Dove:

$V_{in}$  è la tensione di alimentazione,  
DC è il duty cycle.

Quanto appena scritto non è altro che un modo per esprimere l'RMS della tensione: in teoria dei segnali, infatti, si definisce “valore efficace” di una funzione periodica il valore che avrebbe un segnale costante di pari potenza media e questo è dato appunto dall'RMS del segnale.

La lettura della corrente è affidata ad un sensore (INA 194) che sente la caduta di tensione a cavallo di una resistenza di basso valore ohmico (0.01 Ohm) posta in serie al carico e la amplifica di cinquanta volte. Quindi si ha che:

$$I = \frac{V_{out_{INA194}}}{50 \cdot R_{sens}}$$

Dove:

$V_{out\_INA\ 194}$  è l'output del sensore,

$R_{snes}$  è la resistenza di sensing.

Nel caso specifico:

$$I = 2 \cdot V_{out_{INA\ 194}}$$

Il segnale di sincronizzazione è semplicemente fatto passare attraverso un buffer e portato al morsetto di uscita.

Per l'effettuazione del *continuity check* si è scelto di realizzare un ramo alternativo del circuito, attivato da un altro MOSFET, nel quale sono presenti tre ulteriori resistenze in serie al carico in modo da portare la corrente a 0,5A.

La scheda è controllata via PC tramite *software labview* e per mezzo di una scheda di acquisizione dati USB-6259 fornita da *National Instrument*: dallo schematico relativo alla prima versione, allegato in appendice, si vede che i segnali di comunicazione con la suddetta scheda riguardano:

- Tensione di alimentazione;



- Uscita a 5V;
- Segnale del PWM;
- Segnale per l'attivazione del MOSFET che abilita il ramo per il *continuity check*;
- Segnale di sincronizzazione;
- Massa digitale;
- Segnale per l'acquisizione della corrente ( $V_{\text{out\_INA 194}}$ );
- Massa analogica.

Fra le attività di *background* si annovera inoltre il layout della scheda per la stampa del circuito, ma per motivi che riguardano la versatilità nello sviluppo, vale a dire la comodità di effettuare modifiche in maniera veloce, si è deciso di realizzare il suddetto circuito su una scheda mille fori.

## Capitolo 4

### Prima versione del *software*

Come detto, la scheda è stata progettata per essere controllata da un *software* dedicato sviluppato in ambiente *labview*, il quale sarà in seguito integrato in un programma più ampio che comprenderà anche la parte di acquisizione dati dai sensori posti sui *clamp* (come, per esempio, encoder di posizione).

Una prima versione di questo si presenta come segue.

Il VI è sostanzialmente diviso in tre sezioni:

#### 1. Creazione dei canali.

Come si intuisce da quanto detto nel primo capitolo, i canali di comunicazione fra PC e scheda sono cinque: due di acquisizione, due di scrittura e un contatore. Quelli di acquisizione riguardano la tensione di alimentazione e la corrente che scorre sul carico e vengono per comodità uniti in un *array* per essere successivamente separati una volta letti i dati; per quanto riguarda i segnali in *output*, sono costituiti da quello responsabile dell'attivazione del MOSFET per il *continuity check* e quello di sincronizzazione; al contatore è dedicata la gestione del PWM.

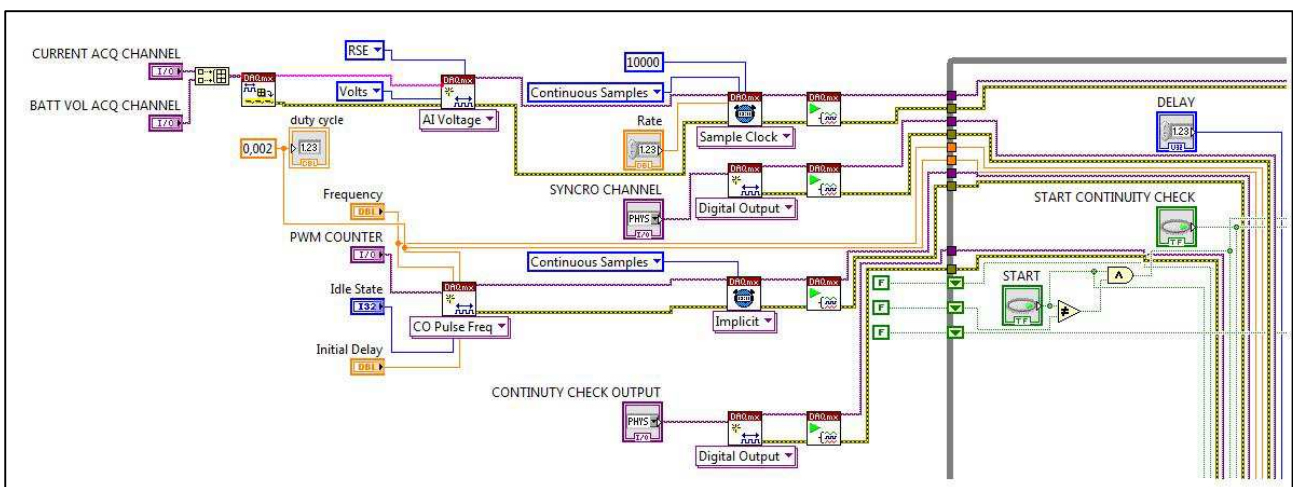


Figura 4.1: software v1 sezione creazione canali

## 2. Main program.

La parte centrale del programma è costituita da un ciclo *while* che mantiene in esecuzione il VI fino alla pressione di un tasto “STOP”. All’interno si trovano tre strutture di tipo *case*, due innescate direttamente da pulsanti, cioè quelle dedicate all’esecuzione dei test, mentre una terza, nella quale è presente il *loop* di acquisizione è avviata dalla pressione di uno qualsiasi dei suddetti pulsanti; un “nodo formula” effettua la conversione fra tensione di uscita del sensore e la corrente che scorre sul carico. Il segnale di sincronizzazione è attivato unicamente per il test a correnti variabili, la procedura è infatti inserita nella stessa *sequence* in cui si trova il controllo del PWM; questo perché con il *continuity check* si andrà in contro a tempi di esecuzione nettamente più lunghi, perde quindi di significato una sincronizzazione al microsecondo. Una variabile locale porta il valore della tensione di alimentazione all’interno del *frame* nel quale si imposta il *duty cycle*, questo per permettere, in un eventuale sviluppo, l’impostazione diretta della corrente ricavata con la relazione vista sopra. Si nota anche in fig 4.2b la previsione di un ritardo nell’attivazione del PWM, questo per una migliore gestione delle tempistiche quando si andranno a controllare più NEA nella fase di simulazione dei primi istanti della separazione. Si nota inoltre come il contatore non preveda valori del *duty cycle* pari a zero e a uno, motivo per cui viene impostato a 0,002 in fase di riposo ed è presente il blocchetto che lo forza in un *range* fra 0,002 e 9,999.

Le tre strutture principali, di questa sezione sono illustrate nella pagina seguente.

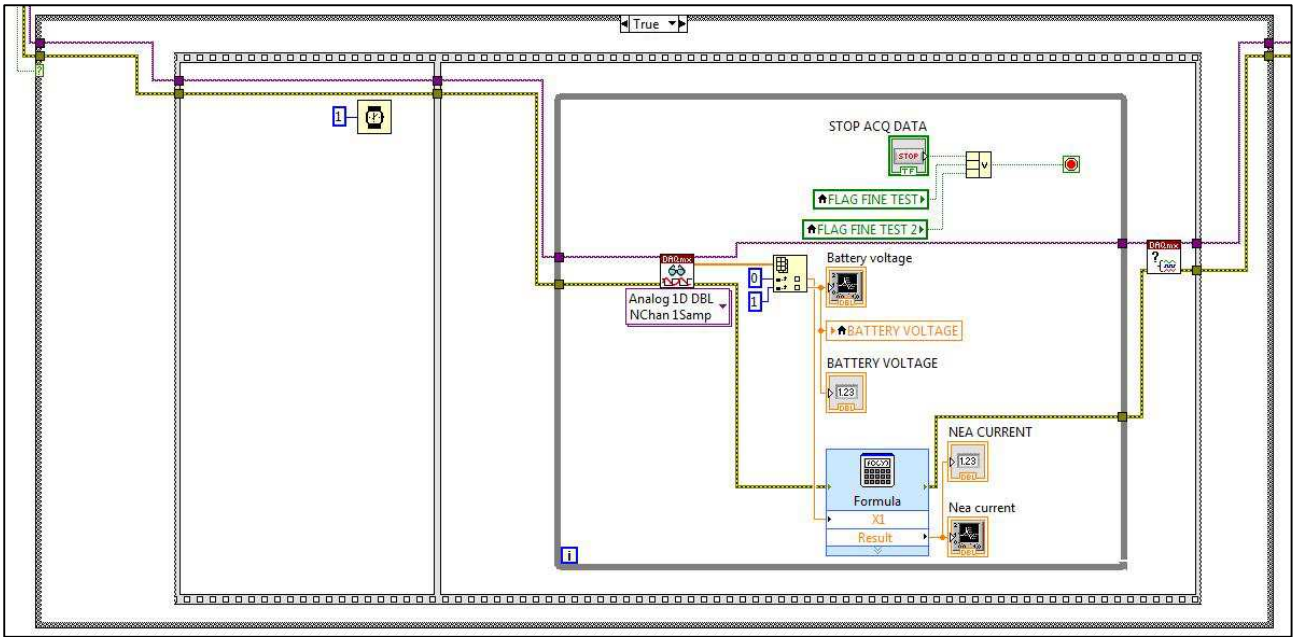


Figura 4.2a: software v1 sezione acquisizione dati

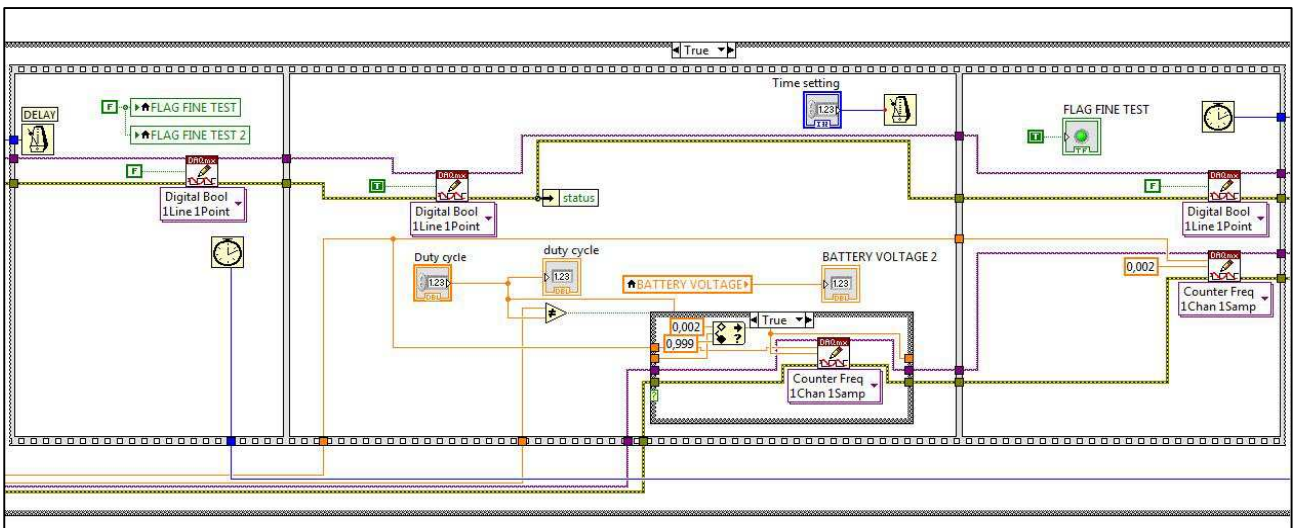


Figura 4.2b: software v1 sezione generazione PWM e segnale di sincronizzazione

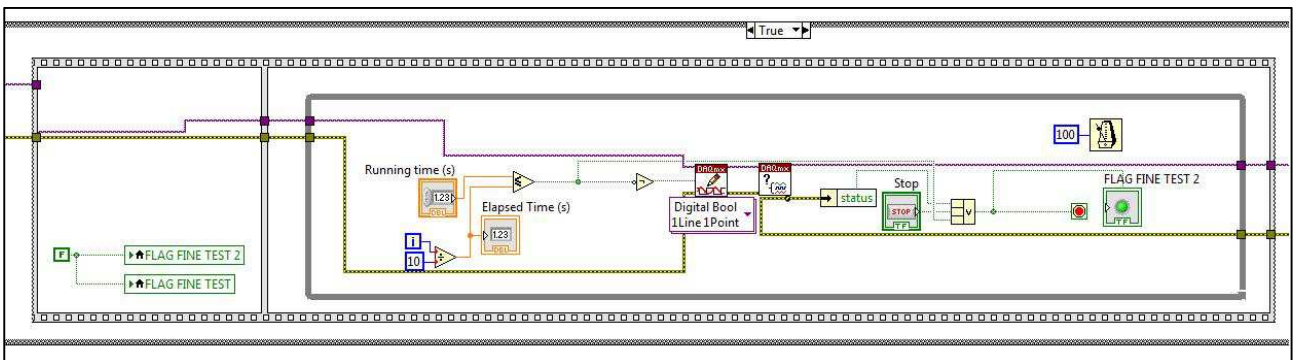


Figura 4.2c: software v1 sezione continuity check

### 3. Chiusura dei *tasks*.

All'uscita dal *while* principale vengono chiusi i canali e stampati a video eventuali messaggi di errore.

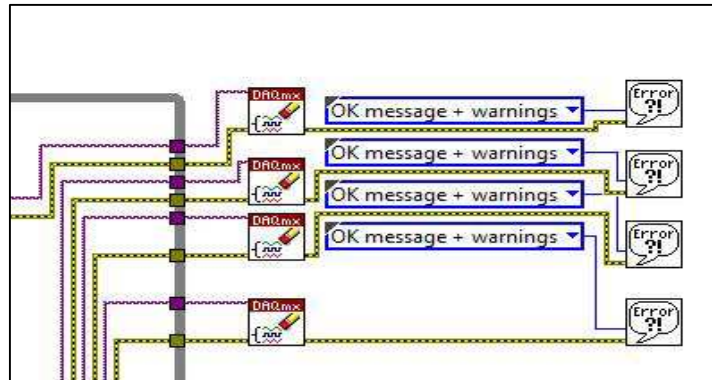


Figura 4.3: software v1 sezione chiusura tasks

In figura 4.4 si riporta il *control panel*

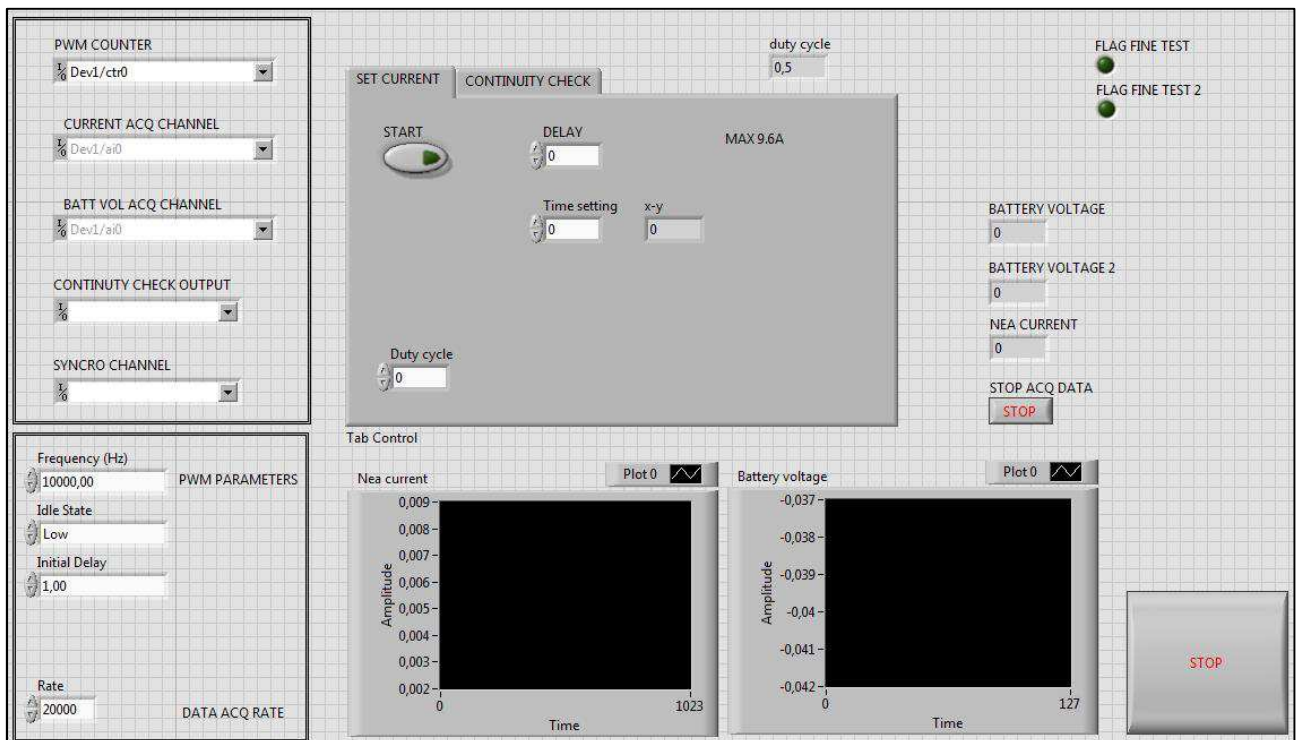


Figura 4.4: software v1 pannello di controllo

## Capitolo 5

### Test sulla sincronizzazione e conseguenti modifiche

Una volta realizzata la scheda e implementata una prima versione del programma, si è passati alla fase di test del sistema. Come carico fittizio per la verifica del funzionamento della scheda si è utilizzata una resistenza di 2,06 Ohm, successivamente sostituita con una seconda dello stesso valore della resistenza equivalente dei NEA. In questo capitolo si riportano i risultati delle prove delle tempistiche di generazione del segnale di sincro e del PWM. Essendo il tempo di attivazione del NEA attorno ai 20ms è opportuno che i suddetti segnali siano sfasati di intervalli nell'ordine delle poche decine di microsecondi massimo. L'alimentazione per queste prove non è stata costituita, per comodità, da una sorgente a 24V, ma da un alimentatore a voltaggio regolabile fino a 15V.

La tabella 5.1 illustra i risultati ottenuti con una misura tramite oscilloscopio per una durata dell'impulso impostata a 20ms.

	T1	T SINCRO	T3	T PWM
	us	ms	us	ms
1	564	19,64	400	19,804
2	380	19,65	400	19,63
3	300	21,88	348	21,832
4	-636	20,03	366	19,028
5	-624	20,1	-352	19,828
6	312	19,24	-374	19,926
7	362	22,8	436	22,726
8	-896	21,74	416	20,428
9	364	19,41	446	19,328
10	-884	20,11	-398	19,624

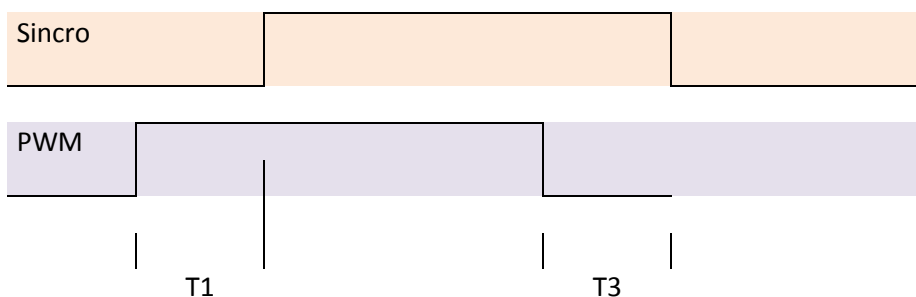


Tabella 5.1: tempistiche segnali PWM e sincronizzazione

È chiaro che quanto specificato sopra non viene soddisfatto dalla presente versione di *software* e scheda.

Si è quindi deciso di operare una modifica *hardware* per ovviare al problema, che ha conseguentemente portato ad un cambiamento sostanziale anche del *software*.

Si è pensato di introdurre una porta logica di tipo AND che prende in ingresso i segnali di PWM e sincronizzazione e della quale uscita è stata portata in *input* al *driver*, il risultato è che il segnale di PWM viene trasmesso al MOSFET solo quando quello di sincronizzazione è “alto” come suggerisce la tabella di verità.

SINCRO	PWM	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabella 5.2: tabella di verità dell'AND

Il componente utilizzato è un 74HC08, connesso come segue:

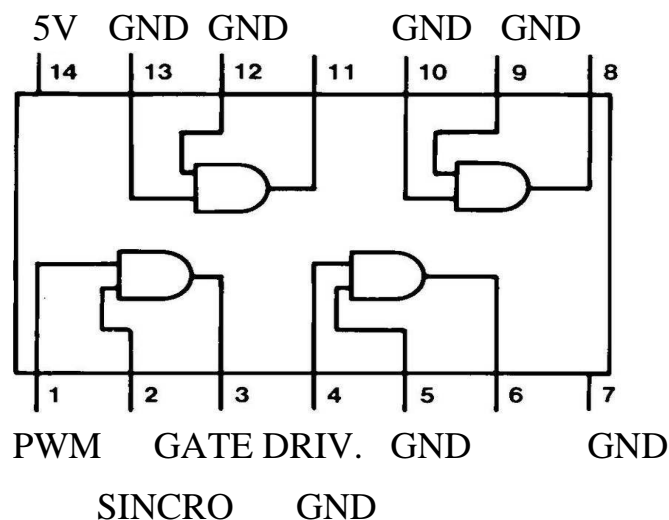


Figura 5.1: schema connessioni 74HC08

Nelle figure 5.1 si hanno alcune foto della versione della scheda appena descritta, si nota l'inserimento dello zoccolo per la porta logica su un livello superiore al piano principale.

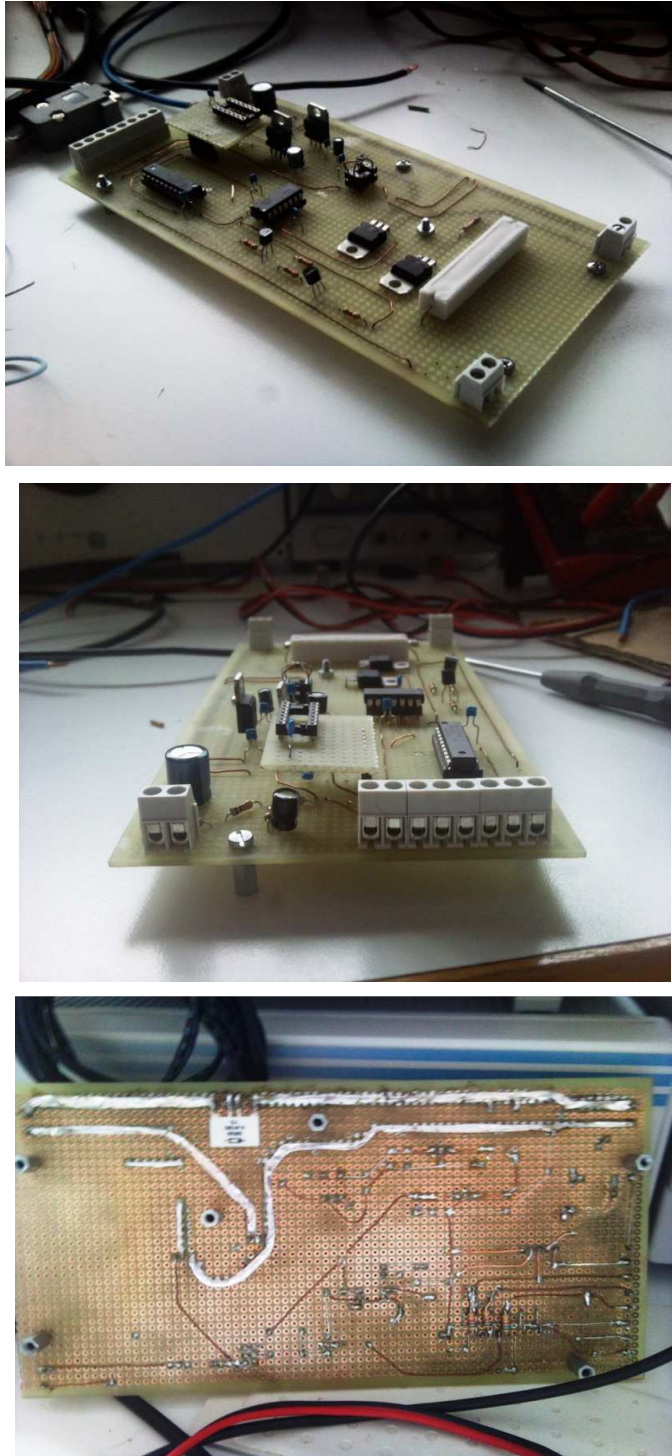


Figura 5.2: foto scheda v1 dopo prima modifica



In seguito a questa modifica, è stata sviluppata un'ulteriore versione del *software* profondamente rivista rispetto a quella descritta nel precedente capitolo.

Sono stati creati due VIs, il primo gestisce il segnale di sincronizzazione, il secondo i *loop* di acquisizione e di impostazione del *duty cycle*. Questo tipo di implementazione è particolarmente adatto perché svincola l'acquisizione dati e la generazione del PWM dalla gestione del segnale di sincronizzazione, che di fatto controlla l'esecuzione dei *test* in termini di inizio/fine e tempistiche: ora il VI contenente i *loop* può girare continuamente permettendo:

- frequenze di campionamento più elevate essendo in linea di massima più veloce della versione precedente. Si ricorda che si ha a che fare con frequenze del segnale nell'ordine delle decine di kHz e si vogliono limitare le ambiguità derivate da un sottocampionamento;
- aggiornamento costante del *duty cycle* in base alla corrente impostata nell'primo VI e passata al secondo tramite una variabile globale;
- un eventuale implementazione di un controllore di tipo proporzionale sulla corrente efficace (una più approfondita discussione sull'argomento si avrà in seguito). La vecchia versione era in ogni caso troppo lenta per avere vantaggi da questo.

Si scende ora più nel dettaglio nella descrizione della struttura dei due VIs.

Nel primo si ha la sezione di creazione del canale di sincro prima di entrare in un *while loop* che mantiene il programma in esecuzione fino alla pressione di un tasto "STOP". All'interno del ciclo è presente un controllo che scrive su una variabile globale ("*set current*") il valore della corrente desiderato e un timer che rallenta l'esecuzione onde non sovraccaricare la CPU. Alla pressione di un tasto ("*START*") si attiva una struttura di tipo *sequence* a tre frame: nel primo è presente un controllo che agisce su un blocchetto di temporizzazione e determina il *delay* di cui si è già discusso nel precedente capitolo; nel secondo,

si scrivono “*true*” il segnale e una variabile globale (“*Run*”), inoltre è presente un altro controllo che determina il tempo di esecuzione del *test*; nel terzo si scrivono “*false*” gli oggetti di cui sopra. All’uscita dal *while* si cancella usualmente il *task*.

Il secondo VI presenta oltre alle canoniche sezioni di apertura e chiusura dei canali, due cicli sempre controllati manualmente. Come già detto, uno contiene la procedura di acquisizione e l’altro la generazione del PWM. Si presentano in forma analoga a quanto visto nelle figg 4.2a e 4.2b riferite alla prima versione, se non per il fatto che non sono inseriti all’interno di *case* e *sequence* e non sono presenti temporizzazioni, poiché si desidera la massima velocità di esecuzione. Nel *loop* di acquisizione sono presenti inoltre due strutture *case* attivate dalla variabile globale *Run* che eseguono i seguenti compiti:

- La prima calcola l’RMS e la media dei dati riguardanti la corrente; è necessario attivarla solo durante l’esecuzione del *test* per evitare errori dovuti all’inserimento nei campioni validi per il calcolo eventuali letture effettuate in fase di riposo.
- Nella seconda la condizione di “*true*” è costituita dal risultato di un AND fra la variabile “*Run*” e un controllo booleano “*CTRL*”, e comprende quanto segue:
  - *FALSE*: il valore della variabile *set current* è preso in un “nodo formula” che in uscita scrive su una variabile locale *duty cycle*, questa è poi letta nel *loop* del PWM per eventuali aggiornamenti. In questo modo non vi è retroazione.
  - *TRUE*: viene considerata la possibilità di avere un controllore proporzionale sulla corrente, una serie di vettori immagazzina i passi di questa procedura per verificare eventuali incongruenze. Si anticipa che con questa versione della scheda il controllore non sarà efficace, probabilmente per l’ampia escursione che ha la corrente.

In sintesi, la versione appena descritta, funziona correttamente per l'impostazione della corrente in catena aperta, si hanno però problemi nella implementazione del controllore.

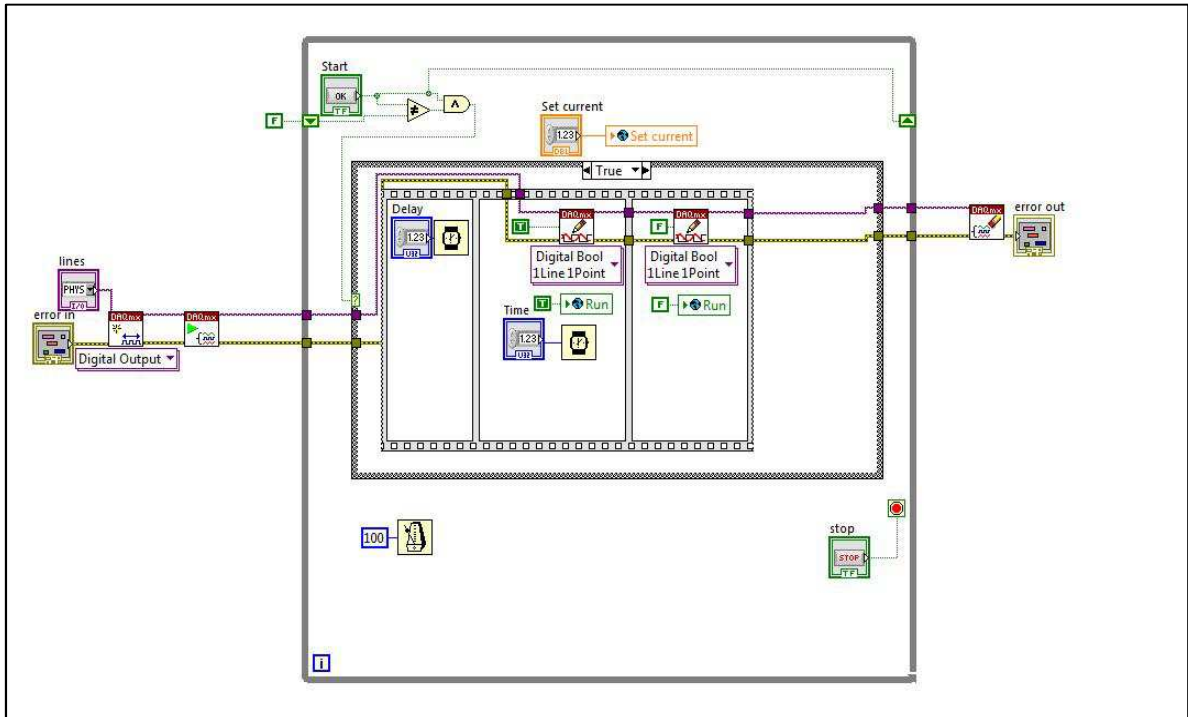


Figura 5.3: software v2, VI per il controllo del segnale di sincronizzazione

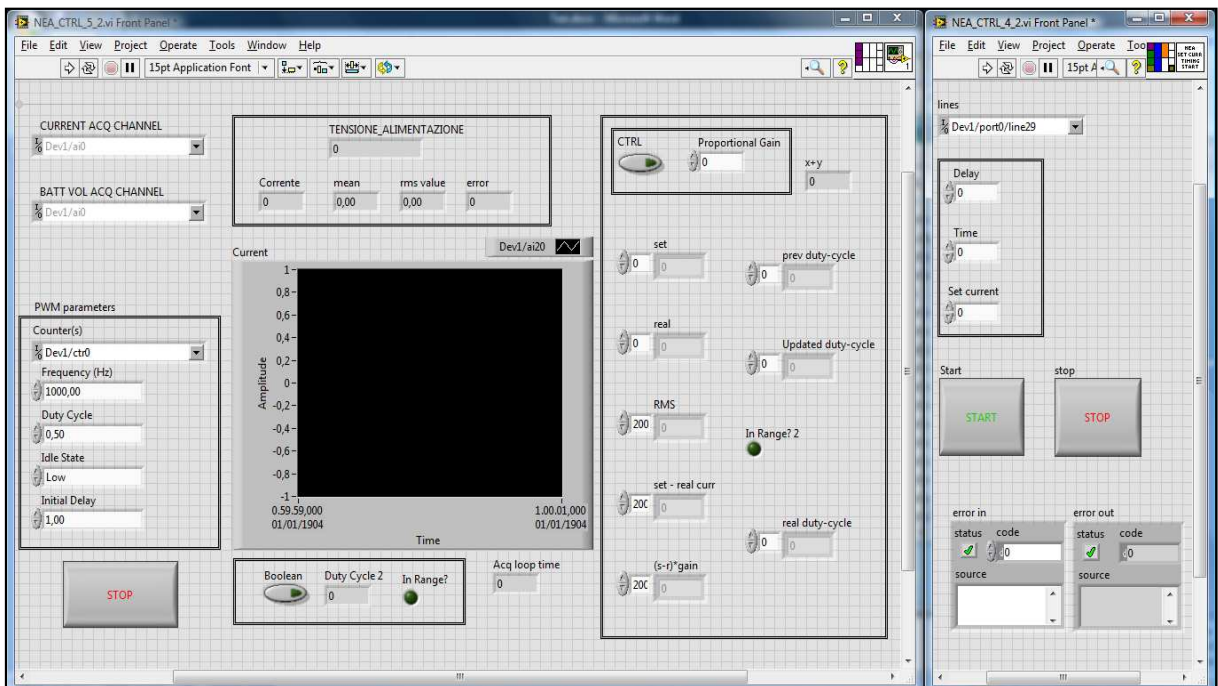


Figura 5.4: software v2, pannello di controllo

## Capitolo 6

### Lettura della corrente

Numerosi *test* sono stati svolti per effettuare la caratterizzazione della lettura della corrente confrontando i valori acquisiti da PC attraverso il sensore di corrente e i valori misurati tramite appositi strumenti come amperometri e oscilloscopi.

In un primo momento si è però deciso di evitare di gestire la scheda da PC, questo per semplificare l'impianto e non introdurre eventuali errori di misurazione dovuti all'impiego della scheda *National Instrument* e dello stesso *computer*.

La tabella 6.1 raccoglie dati acquisiti con un impianto costituito da:

- Scheda oggetto della prova;
- Carico fittizio (resistenza da 12,2 Ohm)
- Alimentatore (basse correnti) a 25V;
- Generatore di impulsi per il controllo del PWM;
- Multimetro per la valutazione della caduta di tensione a cavallo del carico;
- Multimetro per la misurazione della tensione di uscita del sensore.

Per  $V_{sens}$  e  $I_{sens}$ , si intendono l'*output* dell'INA\_194 e la corrente derivata da questo; per "corrente effettiva" si intende il valore ottenuto dividendo la caduta di tensione sul carico per la resistenza.

La prova appena descritta ha come unico scopo la ricerca di eventuali imprecisioni o disturbi sull'uscita del sensore di corrente.

Come si può vedere dal grafico di figura 6.1, gli andamenti dell'uscita del sensore e la "corrente effettiva" sono simili: dall'equazione della linea di tendenza, ricavata come approssimazione lineare ai minimi quadrati si ha un

coefficiente angolare vicino a uno e un *offset* pressoché nullo. Si ricorda però che i *tester* calcolano la media del segnale e non l'RMS.

R	12,2 ohm
---	----------

Duty Cycle (%)	Vcurr_sens [mV]	I_sens [A]	Vr (tensione sulla resistenza) [V]	Corrente effettiva [A]
20	235,9	0,4718	5,82	0,48
30	336	0,672	8,14	0,67
40	434	0,868	10,44	0,86
50	534	1,068	12,8	1,05
60	639	1,278	15,3	1,25
70	740	1,48	17,71	1,45
80	841	1,682	20,11	1,65

Tabella 6.1: test lettura corrente 1, versione 1

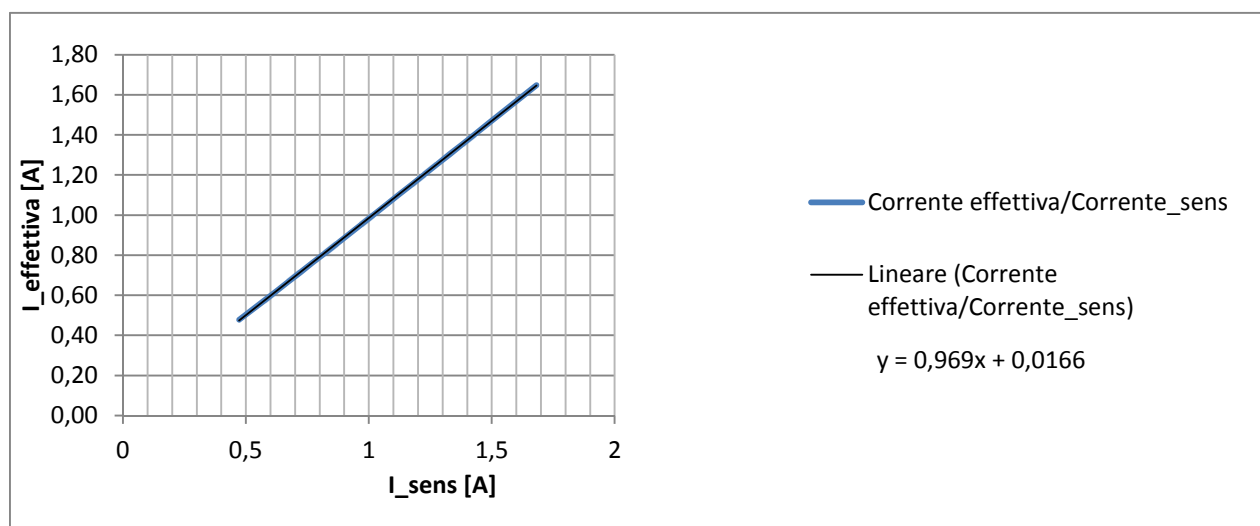


Figura 6.1: corrente effettiva vs *output* sensore di corrente

Il passo successivo è stato acquisire l'uscita del sensore di corrente sia tramite oscilloscopio sia da PC, al variare del *duty cycle* impostato questa volta attraverso il *software* descritto nel capitolo precedente. I risultati sono stati confrontati con:

- Corrente teorica: valore calcolato per mezzo delle relazioni 1.1 e 1.2 ;

- Corrente effettiva sul carico: per la lettura si sono posizionate due sonde dell'oscilloscopio a cavallo del carico, sfruttando il canale matematico si è eseguita la differenza tra i valori delle due tensioni e ricavato l'RMS sfruttando le funzioni interne allo strumento; si è quindi diviso per il valore della resistenza (2,06 Ohm).

I dati sono raccolti nella tabella 6.2.

Il valore di R indicato in tabella è comprensivo dei cavi.

R=2,22 Ohm
------------

Duty cycle	Canale matematico oscilloscopio:		Corrente teorica:
	RMS tensione sul carico [V]	Corrente: V/R [A]	$I_{eff}=(\text{SQRT}(\text{DC}) * V_{in})/R$ [A]
0,1	5	2,427184466	2,250630046
0,2	6,85	3,325242718	3,174813633
0,3	8,35	4,053398058	3,881921946
0,4	9,65	4,684466019	4,474765334
0,5	10,7	5,194174757	4,997524954
0,6	11,72	5,689320388	5,465442445
0,7	12,8	6,213592233	5,887900718
0,8	13,52	6,563106796	6,316589865
0,9	14,3	6,941747573	6,653603131
0,999	15	7,281553398	7,044144144
Acquisizione da PC: RMS V_outINA [V]	Acquisizione da PC: Corrente efficace [A]	Acq con oscilloscopio: RMS V_outINA [V]	Acq con oscilloscopio: Corrente efficace [A]
1,13	2,26	1,1	2,2
1,6	3,2	1,57	3,14
1,96	3,92	1,92	3,84
2,22	4,44	2,22	4,44
2,51	5,02	2,48	4,96
2,76	5,52	2,72	5,44
2,98	5,96	2,94	5,88
3,19	6,38	3,14	6,28
3,38	6,76	3,33	6,66
3,55	7,1	3,5	7

Tabella 6.2: test lettura corrente 2, versione 1

Le curve di figura 6.2 rappresentano il confronto fra l'uscita del sensore di corrente e la corrente ricavata per mezzo del canale matematico. il primo dato è stato acquisito, come detto, sia per mezzo dell'oscilloscopio sia tramite PC, essendo possibile calcolare l'RMS del segnale con entrambi gli strumenti.

Il grafico in figura 6.3 illustra invece il valore della corrente al variare del *duty cycle*. Sono state inserite le distribuzioni relative a tutti e quattro i valori a disposizione.

Si nota come le differenze fra i suddetti valori siano relativamente piccole, motivo per cui i risultati delle prove appena descritte sono ritenuti soddisfacenti.

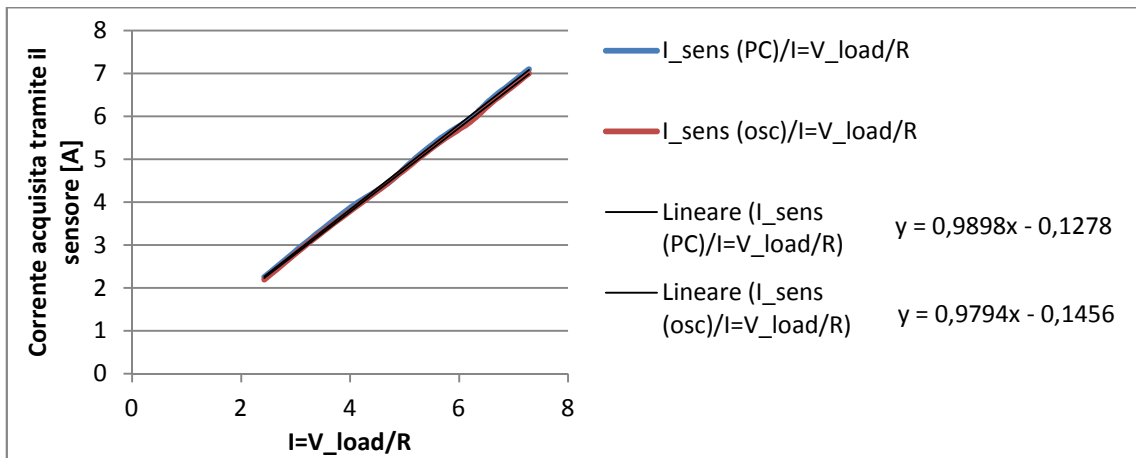


Figura 6.2: test lettura corrente

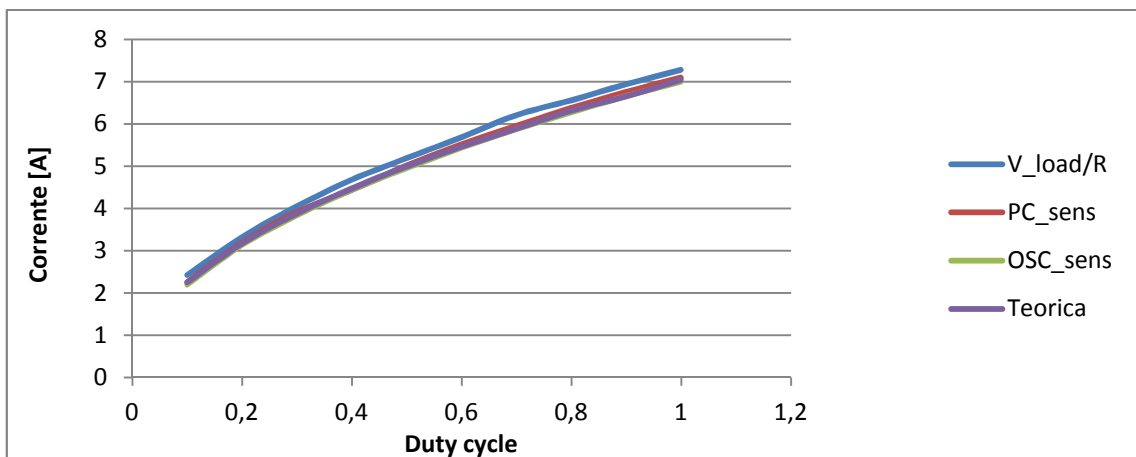


Figura 6.3: corrente vs *duty cycle*

Si fa notare che, in ogni caso, non è stato possibile effettuare una misura diretta della corrente efficace non avendo avuto a disposizione un amperometro che calcolasse l'RMS. Inoltre l'importante oscillazione propria della differenza di potenziale a cavallo della resistenza pone in evidenza la difficoltà di implementare un controllore proporzionale nel *software*, si è tentato, come già accennato in precedenza, senza risultati accettabili. In figura 6.4 si riporta l'andamento di tale segnale al variare del tempo.

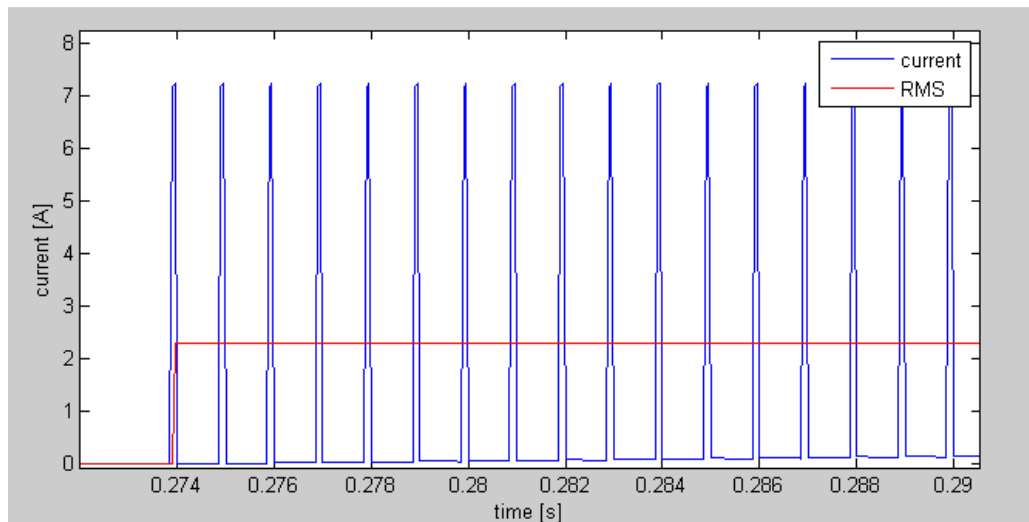


Figura 6.4: corrente vs tempo

Per i motivi appena elencati si è deciso di riprogettare il circuito, con l'obiettivo di avere una corrente approssimativamente costante sul carico in modo da affrontare una più facile caratterizzazione dei fenomeni che interessano maggiormente: una precisa lettura di corrente sul PC e una altrettanto precisa regolazione di questa. Quello che si è fatto, è stato inserire un convertitore DC/DC di tipo "buck" a monte del carico. Si discuterà più ampiamente di questa soluzione nel prossimo capitolo.



## Capitolo 7

### Versione 2 - Circuito con convertitore *buck*

Il *buck* è un tipo di convertitore DC-DC riduttore, è composto da un generatore di tensione, un interruttore, un diodo, un induttore, un condensatore e dal carico. Il circuito è rappresentato in figura 7.1.

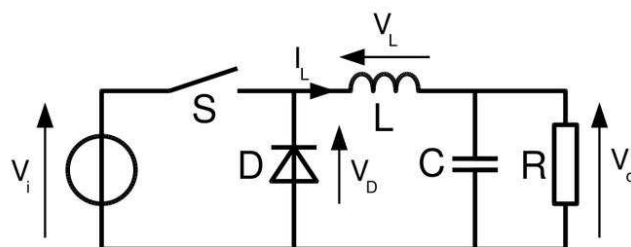


Figura 7.1: schema convertitore *buck*

Il principio di funzionamento di base sull'immagazzinamento da parte dell'induttore di energia magnetica nella fase in cui l'interruttore (S) è chiuso, e nella scarica di questa energia nella fase in cui l'interruttore è aperto, in quanto il diodo polarizzato direttamente permette la circolazione di corrente.

Supponendo che S commuti ad una certa frequenza, si dice che il convertitore lavora in modo continuo se la corrente sul carico (R) non va mai a zero.

In questa condizione si ha che:

- Per S chiuso (ON) :  $V_L = V_i - V_0$ ;
- Per S aperto (OFF):  $V_L = -V_0$ .

Ricordando che l'energia immagazzinata nell'induttore è esprimibile come:

$$E = 0.5L \cdot I_L^2 \quad (5.1)$$

Si osserva che questa varia in modo quadratico con la corrente.

Per un induttore inoltre, la tensione ai capi vale:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (5.2)$$

Con L valore dell'induttanza.

Segue immediatamente che, nel caso si abbia un condensatore (C) di capacità tale da mantenere costante  $V_0$ :

- In fase ON:

$$V_i - V_0 = L \frac{dI_L}{dt};$$

da cui:

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{t_{on}} \frac{V_i - V_0}{L} dt = \frac{V_i - V_0}{L} t_{on}$$

- In fase OFF analogamente:

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{t_{off}} \frac{-V_0}{L} dt = \frac{-V_0}{L} t_{off}$$

Quindi, se sono soddisfatte le ipotesi di funzionamento in regime continuo e stazionario, ossia supponendo che l'energia immagazzinata in ciascun componente all'inizio di un ciclo sia la stessa alla fine, vale che  $\Delta I_{on} = \Delta I_{off}$ , poiché per la relazione (5.1) la corrente su L assume lo stesso valore ad ogni periodo ( $T = t_{on} + t_{off}$ ).

In definitiva si ha che:

$$(V_i - V_0)t_{on} = -V_0 t_{off};$$

$$(V_i - V_0)DC \cdot T = -V_0 \cdot T(1 - DC);$$

$$V_0 = DC \cdot V_i$$

Si precisa infine che il ruolo del condensatore è unicamente quello di ridurre i *ripple* di corrente su R, mantenendo la  $V_0$  il più possibile costante. Si intuisce che per frequenze elevate di commutazione e per alti valori di induttanza la variazione di corrente sul carico nella durata del ciclo va diminuendo significativamente, come suggeriscono anche le relazioni sopra, si può quindi considerare il caso ideale decisamente vicino al caso reale (si vedrà meglio in seguito con l'esame dei dati derivanti dalle prove effettuate sulla scheda).

Nel caso specifico l'induttanza vale  $100\mu\text{H}$ .

Se si considera un funzionamento ideale, un convertitore di questo tipo mantiene costante la corrente sul carico essendo questa unica funzione del *duty cycle*, a parità di  $V_i$ . Per questo motivo, l'architettura è particolarmente adatta, permettendo la lettura della corrente anche tramite normali amperometri.

In appendice è allegato lo schematico della versione due.

È subito evidente che come interruttore (S) si è utilizzato un MOSFET, rimanendo il controllo della corrente sempre affidato ad una modulazione di ampiezza di impulso. In questo caso però, essendo il componente posto a monte del carico, è stato necessario utilizzarne uno di tipo P. Per quanto riguarda la parte di circuito che va a pilotare il MOSFET quindi, si nota subito essere relativamente più complicata rispetto alla versione uno: il transistor è connesso con il *source* verso l'alimentazione, il *drain* verso il carico, perciò si intuisce che l'impostazione della tensione fra *gate* e *source* deve essere condotta attraverso un altro MOSFET di tipo N pilotato dal *driver*.

Facendo riferimento alla figura 7.2:

- quando il MOSFET N è in fase di conduzione, scorre una corrente verso massa pari a  $0,12\text{ A}$  determinata dalle due resistenze da  $100\text{ Ohm}$ , dato che queste resistenze hanno lo stesso valore e la tensione di *gate* è presa fra le due, si avrà  $V_{gs}$  sul MOSFET P di  $-12\text{V}$ , che permette il passaggio di corrente sulla linea di potenza con una resistenza interna del transistor

trascurabile, e comunque lontano dal limite di  $-20V$  concesso dal componente.

- quando il MOSFET N non conduce, si ha una  $V_{gs}$  sul MOSFET P, nulla, non circolando corrente quindi non essendoci caduta di potenziale sulla prima resistenza. Il transistor risulterà quindi interdetto.

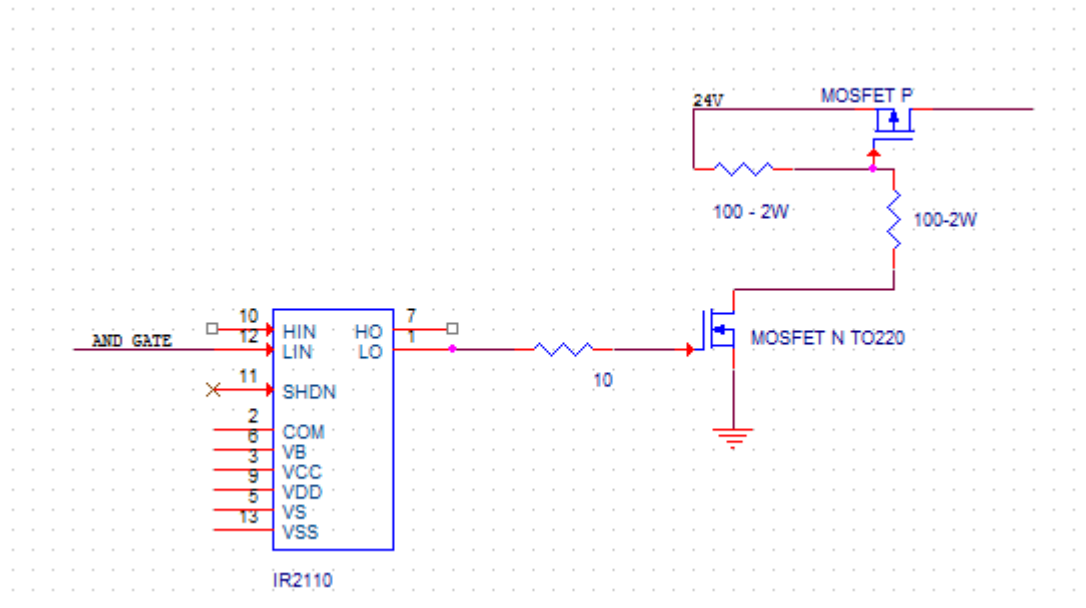


Figura 7.2: schema gestione della  $V_{gs}$  sui MOSFET

In figura 7.3 si ha la rappresentazione grafica degli *input* e degli *output* in un convertitore DC-DC di tipo *buck* ideale.

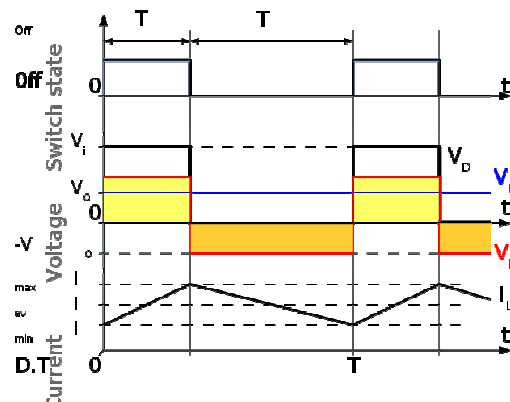


Figura 7.3: andamento della tensione e della corrente sull'induttore in un convertitore *buck* ideale

Riguardo la versione 2 del circuito, si precisa che come *buffer* per i segnali di attivazione del ramo per il *continuity check* e per lo stesso segnale di sincronizzazione si è utilizzata la porta logica (AND) come si nota dalla figura 7.4.

Il circuito è stato ancora una volta realizzato su una mille fori per i motivi di cui sopra.

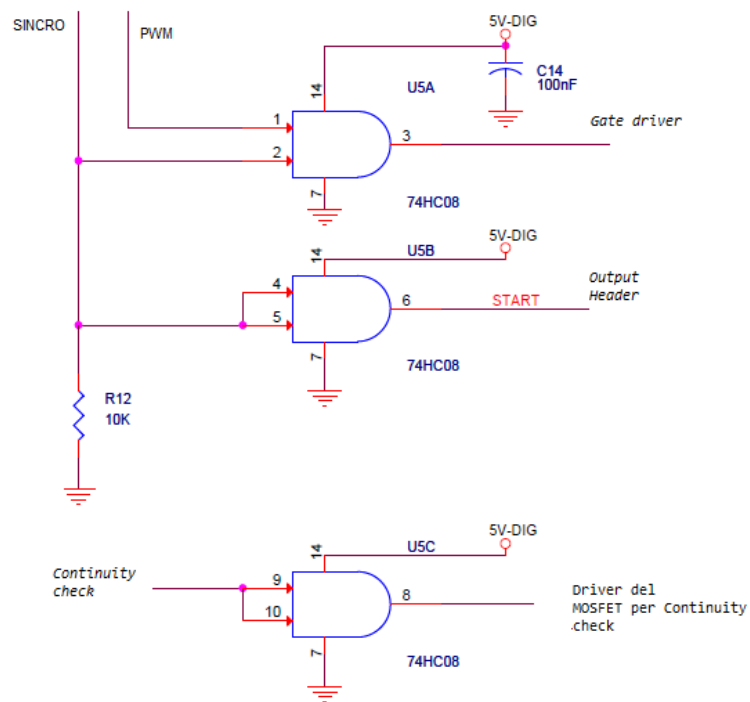


Figura 7.4: connessioni AND, versione 2

## Capitolo 8

### Prove sulla versione 2

Analogamente a quanto fatto per la prima versione si è quindi proceduto con una serie di prove per la verifica del corretto funzionamento del circuito.

In primo luogo è opportuno illustrare l'effetto del *buck* con una fotografia fatta all'oscilloscopio, le cui sonde sono state poste sul morsetto che riceve dalla scheda *National Instrument* il segnale del PWM e sul lato positivo del carico (fig 8.1).

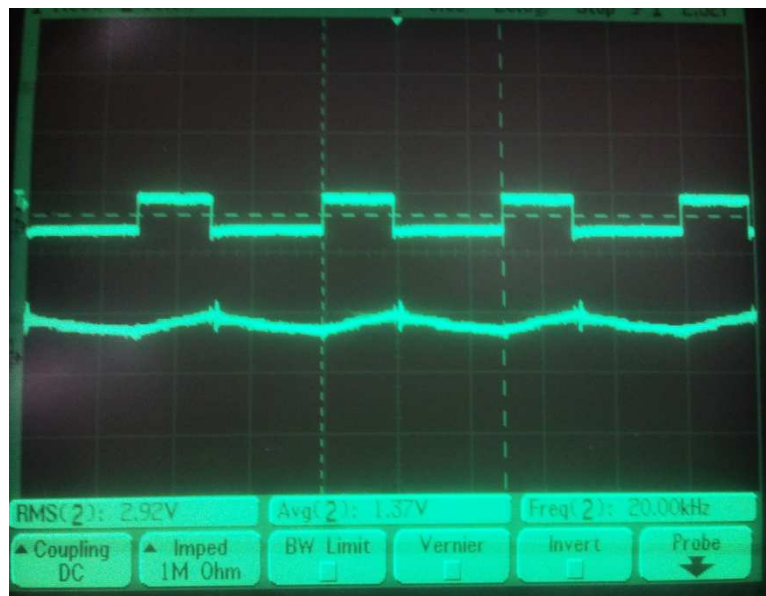


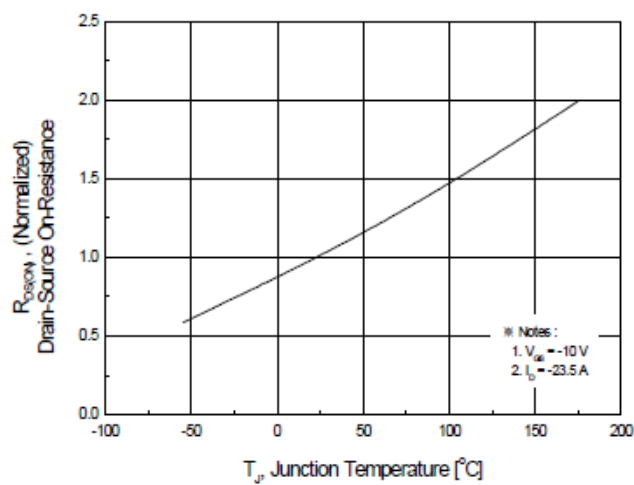
Figura 8.1: effetto del *buck* sulla tensione in uscita

È evidente la somiglianza con la figura 7.3.

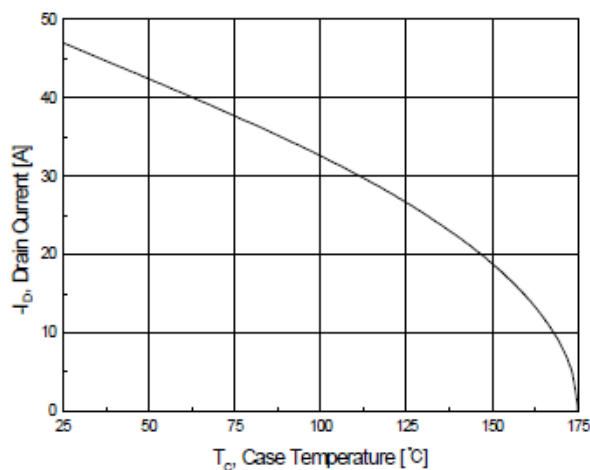
In secondo luogo, prima di passare all'analisi dei dati raccolti, è conveniente parlare di una modifica apportata al *software* che consiste nell'introduzione di un controllore di tipo PID nella sezione che è stata a suo tempo dedicata a tale scopo con scarsi risultati. Ora, essendo la corrente pressoché costante il problema è notevolmente più semplice.

Innanzitutto bisogna precisare perché c'è la necessità di un controllore su un carico puramente resistivo: come suggeriscono le curve rappresentate nelle

figure 8.2 prese dal *datasheet* del MOSFET P c'è un legame fra la resistenza interna del componente in fase di conduzione e la temperatura, nel senso che all'aumentare di questa la corrente fra *source* e *drain* cala in modo non trascurabile tenendo costante il *duty cycle*; motivo per cui questo verrà aumentato dal controllore al trascorrere del tempo. Questo effetto si ha soprattutto a correnti elevate in quanto la maggior dissipazione di potenza per effetto Joule porta ad un rapido riscaldamento del transistor, al quale è stato inoltre applicato un dissipatore di calore.



On-resistance variation vs temperature



Maximum drain current vs case temperature

Figura 8.2: relazioni fra corrente e temperatura sul MOSFET P

Un'altra ragione per cui si può considerare valida l'idea di un controllore è il fatto che è sì nota la resistenza di carico, ma durante i *test* i cablaggi hanno assunto diverse configurazioni e ancora una volta diventa rilevante la variazione di resistenza complessiva sulla linea di potenza. Come ultimo punto, è infine valido considerare una certa comodità derivante dall'uso del PID per la caratterizzazione delle schede.

Come schema per esemplificare ciò che si è realizzato si può fare riferimento alla figura 8.3.

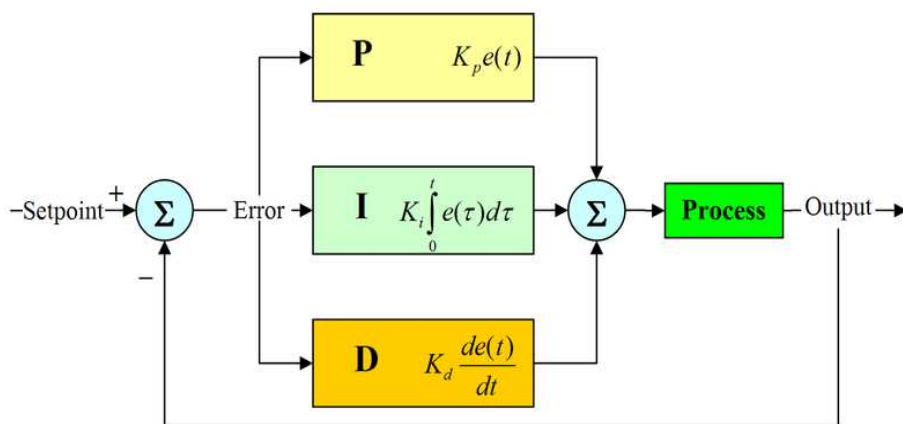


Figura 8.3: schema controllore PID

Nel caso specifico si ha un *set point* in termini di corrente, mentre la variabile su cui agisce il controllore è il *duty cycle*. Inoltre nel caso reale non si ha a che fare con distribuzioni continue, bensì discrete: ciò che si è fatto a livello di *software* è stato sfruttare gli *shift register* per avere a disposizione la storia degli errori, quindi si è realizzato il PID con la possibilità di gestire i coefficienti  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  dal pannello di controllo. Per avere un'idea dell'efficacia del PID si sono implementate sezioni del *software* all'interno dei *loop* di acquisizione e generazione del PWM allo scopo di determinare la velocità di esecuzione. La media si aggira rispettivamente attorno ai 16 kHz e 306kHz.

Si analizzino ora i risultati delle prove. La figura 8.4 illustra il banco di *test*.





Figura 8.4: banco test

Poiché l'obiettivo per quanto riguarda la corrente massima è arrivare a 8.75A, il circuito è stato concepito per avere una tensione di ingresso pari a 24V. Per ottenere questo valore con una sorgente capace di erogare correnti elevate, si sono utilizzate due batterie da 12V e 50Ah di capacità collegate in serie. Per una analisi più accurata si è deciso di effettuare le prove anche con l'alimentatore a 15V utilizzato precedentemente. L'impianto di test è costituito da:

- Batterie/Alimentatore;
- PC;
- Scheda NI;
- Circuito per il controllo dei NEA;
- Carico fittizio da 2.06 Ohm;
- Multimetro in serie al carico per la misura diretta della corrente.

I risultati sono riportati nelle tabelle 8.1.

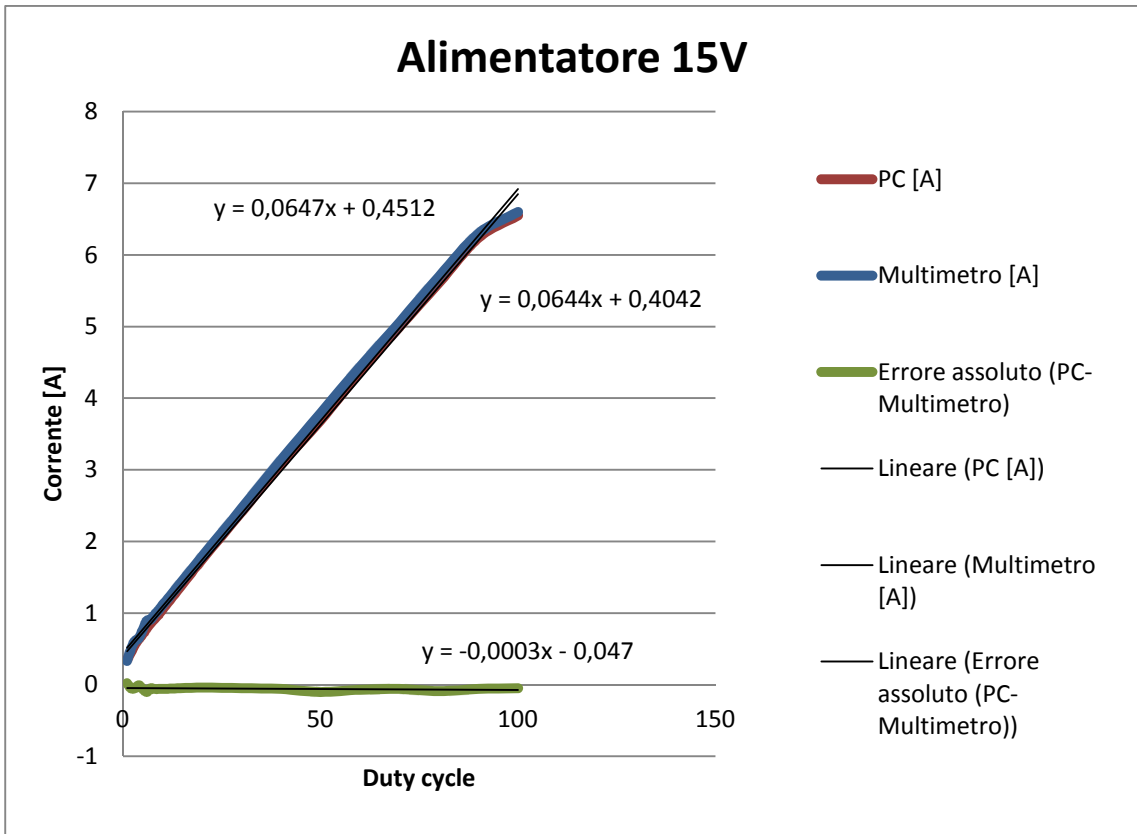
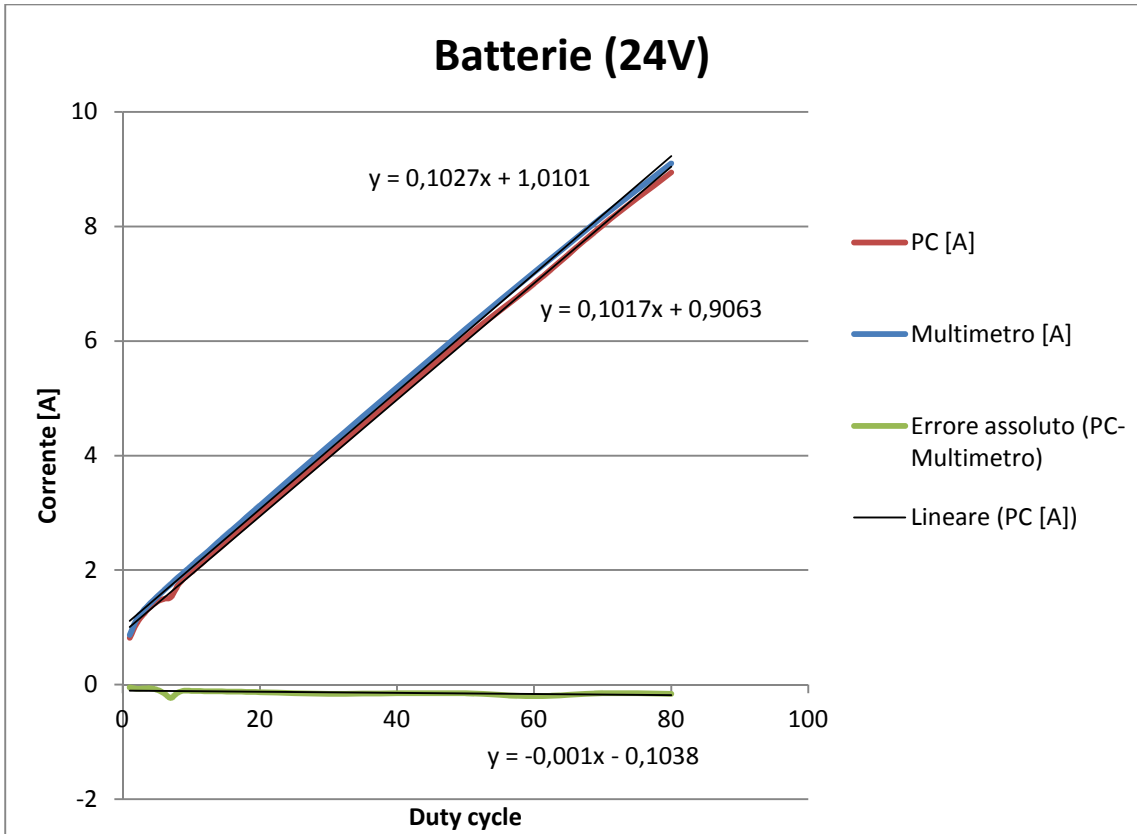
Batterie 24V

Duty Cycle	PC [A]	Multimetro Agilent [A]
1	0,82	0,87
2	1,07	1,14
3	1,23	1,297
4	1,36	1,425
5	1,45	1,54
6	1,5	1,651
7	1,53	1,759
8	1,73	1,87
9	1,87	1,973
10	1,97	2,079
20	3	3,13
30	4,01	4,17
40	5,04	5,19
50	6,06	6,21
60	7	7,2
70	8,02	8,17
80	8,94	9,1
	<b>Errore assoluto (PC-Mult)</b>	<b>Errore percentuale rispetto al multimetro</b>
1	-0,05	-5,747126437
2	-0,07	-6,140350877
3	-0,067	-5,165767155
4	-0,065	-4,561403509
5	-0,09	-5,844155844
6	-0,151	-9,145972138
7	-0,229	-13,01876066
8	-0,14	-7,486631016
9	-0,103	-5,220476432
10	-0,109	-5,242905243
20	-0,13	-4,153354633
30	-0,16	-3,836930456
40	-0,15	-2,89017341
50	-0,15	-2,415458937
60	-0,2	-2,777777778
70	-0,15	-1,835985312
80	-0,16	-1,758241758

Alimentatore 15V

Duty Cycle	PC [A]	Multimetro [A]
1	0,35	0,33
2	0,45	0,5
3	0,56	0,61
4	0,64	0,65
5	0,71	0,77
6	0,79	0,89
7	0,86	0,91
8	0,92	0,98
9	0,98	1,04
10	1,05	1,11
20	1,75	1,79
30	2,41	2,46
40	3,08	3,14
50	3,69	3,79
60	4,37	4,44
70	5	5,06
80	5,61	5,7
90	6,24	6,3
100	6,55	6,6
	<b>Errore assoluto (PC-Mult)</b>	<b>Errore percentuale rispetto al multimetro</b>
1	0,02	6,060606061
2	-0,05	-10
3	-0,05	-8,196721311
4	-0,01	-1,538461538
5	-0,06	-7,792207792
6	-0,1	-11,23595506
7	-0,05	-5,494505495
8	-0,06	-6,12244898
9	-0,06	-5,769230769
10	-0,06	-5,405405405
20	-0,04	-2,234636872
30	-0,05	-2,032520325
40	-0,06	-1,910828025
50	-0,1	-2,638522427
60	-0,07	-1,576576577
70	-0,06	-1,185770751
80	-0,09	-1,578947368
90	-0,06	-0,952380952
100	-0,05	-0,757575758

Tabella 8.1: test lettura corrente, versione 2



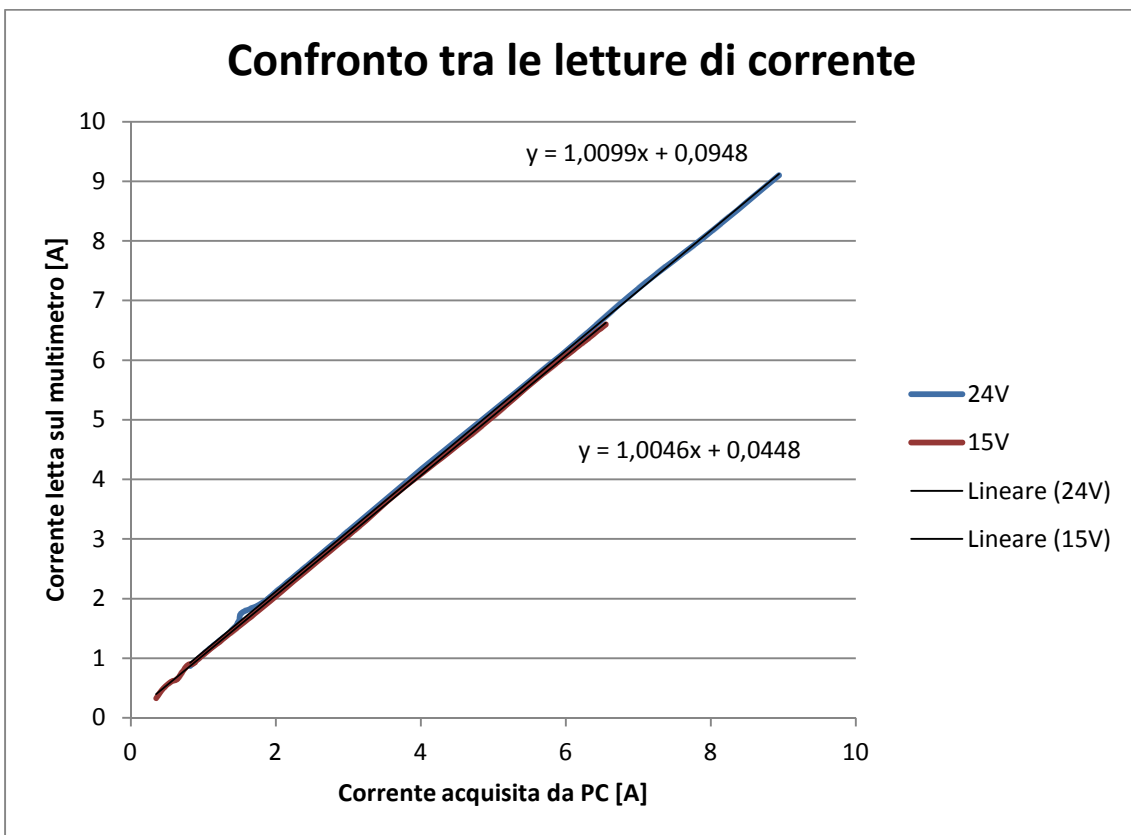
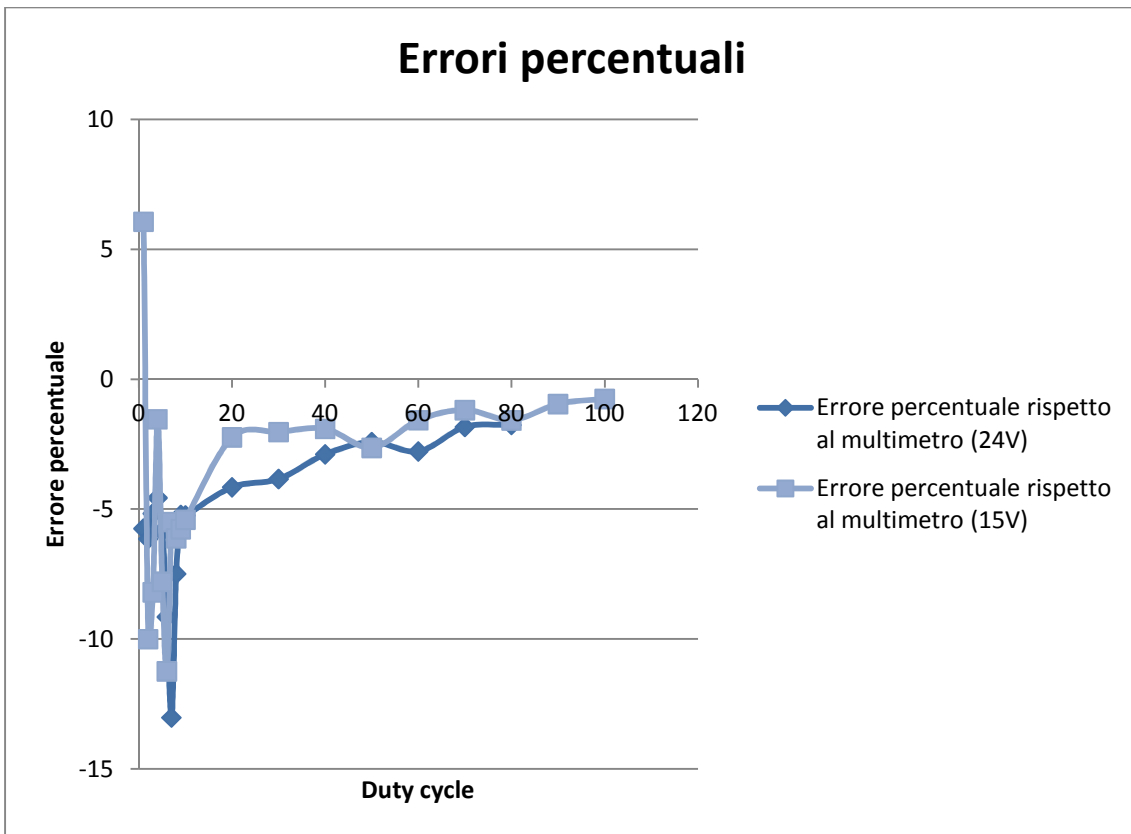


Figura 8.5: caratterizzazione della scheda in termini di lettura corrente

I quattro grafici rappresentano rispettivamente:

- La relazione fra corrente, acquisita da multimetro e PC, e *duty cycle* col relativo errore fra le due per le prove fatte utilizzando le batterie come sorgente;
- Lo stesso tipo di curve ottenute alimentando il circuito con l'alimentatore a 15V;
- Gli errori percentuali ottenuti considerando come valore corretto della corrente quello fornito dal multimetro;
- Il confronto degli andamenti delle diverse letture di corrente per entrambe le prove.

Stando alle curve degli errori percentuali, la precisione sulla lettura della corrente può essere inaccettabile, ma si osserva dagli altri andamenti che questo tipo di errore è un *offset* sulla tensione di uscita del sensore di corrente come testimoniano chiaramente le linee di tendenza delle curve di errore assoluto pressoché orizzontali e le approssimanti lineari nel quarto grafico praticamente coincidenti con la bisettrice fra primo e terzo quadrante.

Si può quindi pensare di correggere la lettura sfruttando queste ultime relazioni, ovvero inserendo nel *software* un blocco che aggiunge al dato letto dal PC il valore di tale *offset* che si aggira attorno ai 100mA con l'uso delle batterie e attorno ai 50mA con l'uso dell'alimentatore. In questo caso si cade nell'approssimazione in cui si assume questo valore costante identificandolo in un certo senso come una caratteristica propria della scheda.

La relazione che esprime la corrente in funzione del *duty cycle* è utilizzabile per fornire un valore di partenza al controllore. Oppure per prove di breve durata in cui il transitorio iniziale causato appunto dal controllore non è trascurabile, si può effettuare il *test* in catena aperta, si vede in figura 8.5 come di fatto il

segnale di corrente assume buone caratteristiche in termini di forma d'onda per una prova eseguita senza l'ausilio del PID.

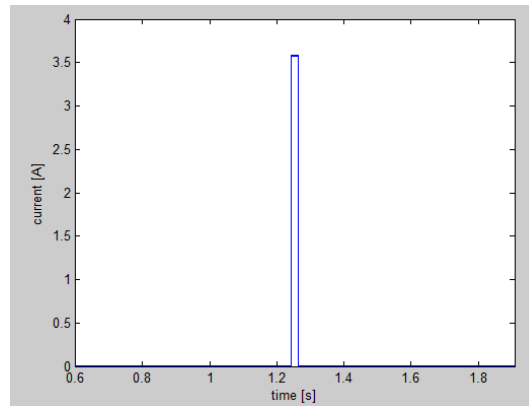


Figura 8.6: corrente vs tempo per prova di 20ms al 99% di *duty cycle*

Tornando alla valutazione degli errori percentuali, questi sono notevolmente maggiori nelle zone corrispondenti alle basse correnti come del resto è probabile che avvenga se si fa riferimento alla figura 8.6 dove si riporta la curva che esprime l'errore che dà il sensore in funzione della caduta di tensione di “*sensing*”.

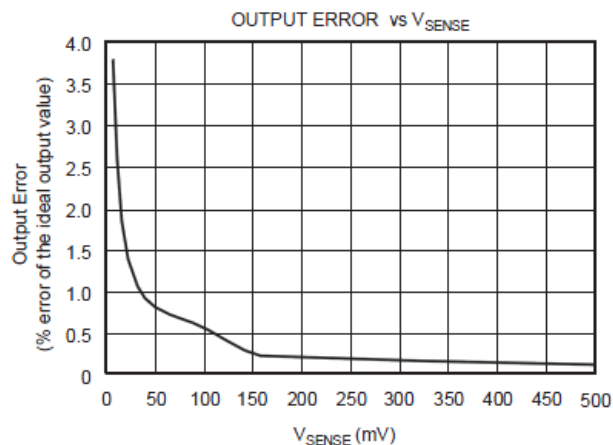


Figura 8.7: errore in uscita vs tensione di *sensing*

Inoltre è desiderabile una maggiore risoluzione alle basse correnti, si nota come già all'1% di *duty cycle* la corrente è quasi 1A. Queste considerazioni hanno portato ad un ulteriore *upgrade*.

## Capitolo 9

### Modifica per le basse correnti

Facendo di nuovo riferimento alla figura 8.6 si vede che per avere un errore minore bisognerebbe avere una caduta di tensione letta dal sensore più ampia, per quanto riguarda il problema della risoluzione invece è necessario alimentare il circuito con una tensione minore. Si è quindi concepita una linea alternativa a quella fino ad ora utilizzata.

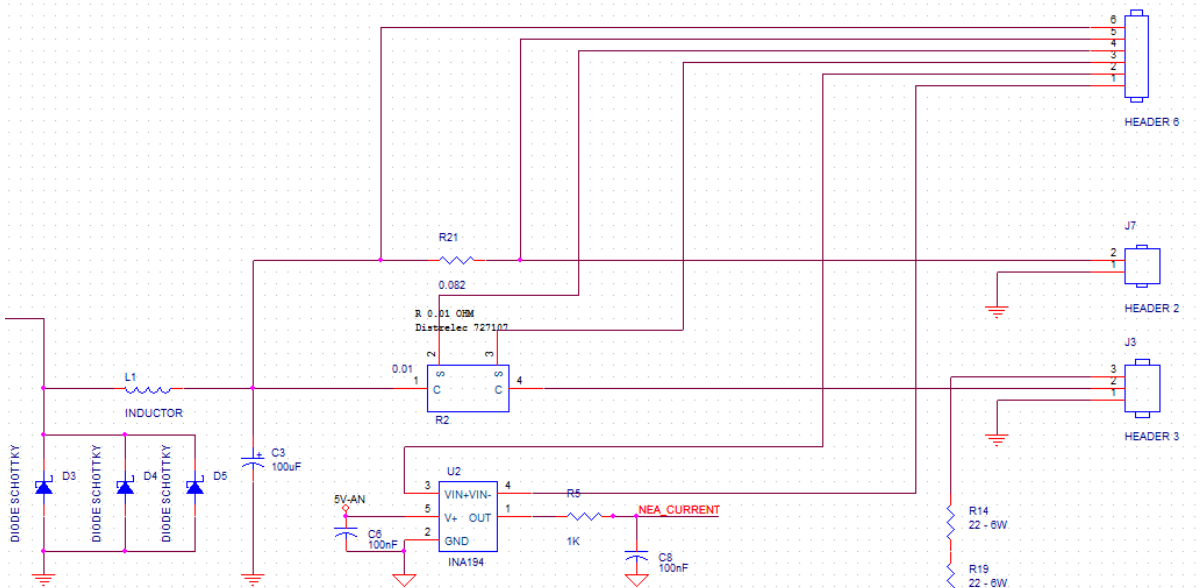


Figura 9.1: schematico, sezione *sensing*

La figura 9.1 riporta una sezione dello schematico (la versione integrale è allegata in appendice), la modifica apportata consiste in:

- Creazione di un ramo contenente una resistenza di 0,082 Ohm, che sarà utilizzata come resistenza di “*sensing*” per le basse correnti; questa linea porta al positivo di un morsetto a due poli, il cui polo negativo è collegato a massa.



- Utilizzo di un morsetto a sei poli, nel quale convergono i *pin* di *sensing* del sensore di corrente e delle due resistenze, per l'introduzione di un deviatore che permetta di selezionare in quale modalità si intende acquisire la corrente.

Si è previsto infine l'impiego di un altro deviatore capace di portare 10A che permetta la connessione dei due rami a massa a seconda di quale tipo di prova si sta eseguendo; i due deviatori devono necessariamente essere commutati in coppia nel senso che se così non fosse ci si troverebbe ad eseguire la lettura della corrente su un ramo al momento inutilizzato. La figura 9.2 mostra le connessioni sugli *switch* in esame.

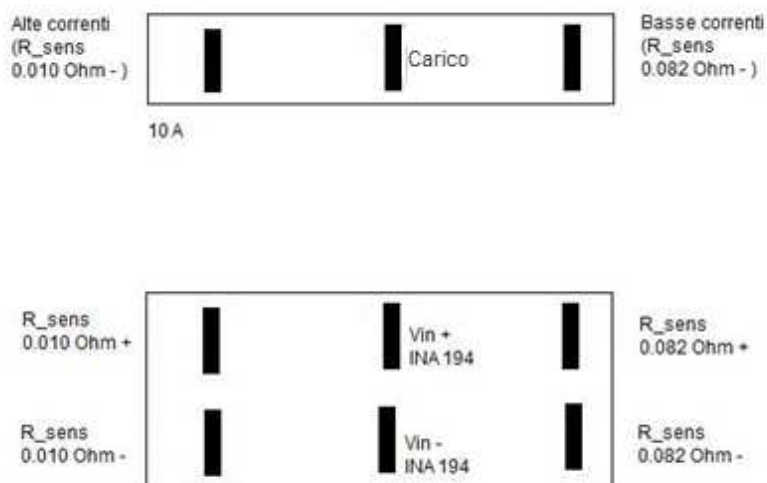


Figura 9.2: connessioni deviatori

Un altro punto fondamentale di questa modifica è il fatto che se il circuito viene alimentato a 8V come previsto per i *test* in bassa corrente, questa tensione non è sufficiente a garantire un'alimentazione corretta agli stabilizzatori di tensione: questi richiedono in ingresso tensioni maggiori di almeno 3V del valore che danno in uscita.

È stato quindi modificato il circuito per la parte di alimentazione a basse correnti, introducendo un morsetto sul quale vengono applicati, tramite un alimentatore, 15V per sopperire a tale mancanza nei confronti degli stabilizzatori.

Si riporta un'altra sezione dello schematico in figura 9.3 per illustrare meglio questo aspetto.

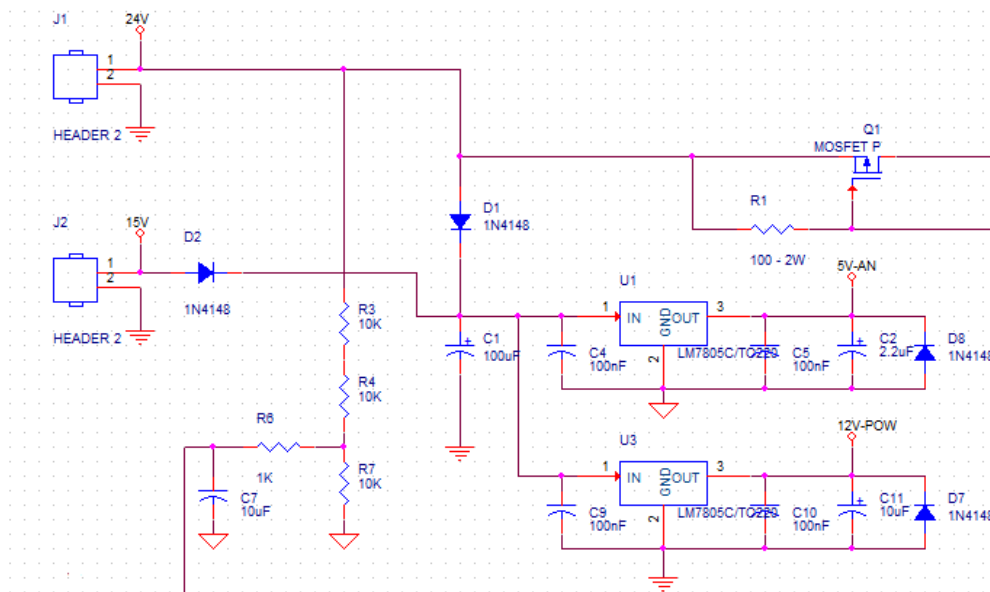


Figura 9.3: schematico, sezione alimentazione

Un diodo (D1) evita che in modalità “basse correnti” scorra corrente dal morsetto J2, nel quale si hanno i 15V, verso la linea a 8V di alimentazione del carico; mentre un altro diodo (D2) impedisce che l'alimentatore collegato al morsetto J2 subisca danni in modalità “alte correnti”.

## Capitolo 10

### Caratterizzazione a basse correnti e ulteriori sviluppi

È stata effettuata a questo punto una caratterizzazione a basse correnti visibile in tabella 10.1. Il confronto fra i dati acquisiti da PC e letti direttamente dal multimetro è rappresentata in figura 10.1.

R <sub>sense</sub>	0,082 Ohm
V <sub>in</sub>	8 V

Duty Cycle	Letture correnti		
	PC		Multimetro
	[V]	[A]	[A]
1	0,11	0,026829	0,019
2	0,22	0,053659	0,06
3	0,42	0,102439	0,111
4	0,6	0,146341	0,158
5	0,75	0,182927	0,197
6	0,89	0,217073	0,231
7	1,02	0,24878	0,264
8	1,15	0,280488	0,297
9	1,27	0,309756	0,328
10	1,4	0,341463	0,36
20	2,67	0,65122	0,68
30	3,93	0,958537	0,999

Tabella 10.1: *test* lettura basse correnti

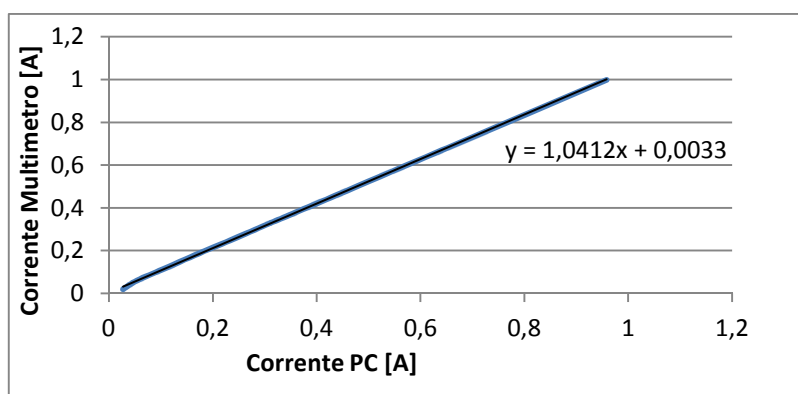


Figura 10.1: *test* lettura basse correnti

Si fa notare che rispetto al caso precedente si hanno notevoli miglioramenti in termini di risoluzione.

In configurazione “basse correnti” non si possono superare i 1,22A: essendo infatti il sensore alimentato a 5V, questo è il massimo valore che può dare in *output*, e ricordando la relazione che lega la  $V_{\text{out\_INA 194}}$ , la  $R_{\text{sens}}$  e appunto la corrente, risulta:

$$I = \frac{5 [V]}{50 \cdot 0,082 [\Omega]} \sim 1,22 [A]$$

Una volta completato il lavoro di caratterizzazione si è sperimentato il funzionamento della scheda non più su un carico fittizio, bensì su un NEA. Per far questo si è realizzato un *case*, nel quale è stata inserita, per una maggiore comodità nell’effettuare collegamenti con l’attuatore, la scheda *National Instrument*, le batterie e l’alimentatore a 15V per le basse correnti (fig 10.2).

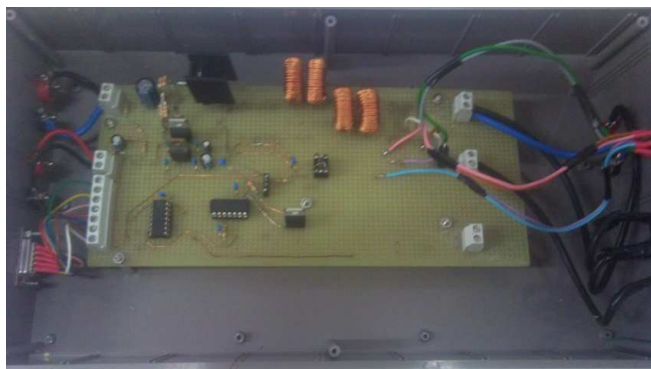


Figura 10.2: scheda e *case*

La scheda ha funzionato in modo corretto per parte dei *test*, si è poi verificato un problema nell'acquisizione della corrente.

Investigando sul punto, si è dedotto come l'oggetto mal funzionante fosse il sensore di corrente.

Si ricorda quanto detto nella prima parte, sul fatto che il NEA, aprendosi, interrompe il circuito, questo fa sì che l'induttore provochi un istantaneo picco di tensione come di fatto esprime la legge già citata in precedenza:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt}$$

In questa situazione infatti la derivata della corrente rispetto al tempo assume valori molto grandi in modulo, questo in aggiunta al fatto che si ha a che fare con un alto valore dell'induttanza, fa sì che il picco assuma proporzioni importanti.

Una possibile soluzione al problema è lo sfruttamento di un soppressore, in questo caso si è posto un diodo in parallelo al carico, prima della resistenza di "sensing" col catodo rivolto verso il lato positivo in modo che in caso di sovratensioni dissipi l'energia immagazzinata nell'induttore, proteggendo in questo modo il sensore (fig 10.3).

Si è visto attraverso prove all'oscilloscopio che, all'interruzione istantanea della linea di potenza, si ha a che fare con una rapida oscillazione di grande ampiezza sulla tensione, sia in senso positivo, sia negativo. Il diodo connesso in tale maniera permette che scorra corrente verso massa per forti sovratensioni in quanto si trova a lavorare in zona di *break down*. D'altro canto per tensioni negative si trova ad essere polarizzato direttamente e non si hanno quindi problemi perché il circuito si trova ad operare ad una tensione negativa data dalla  $V_f$  del diodo.

Il *range* di tensione accettabile sui *pin* di *sensing* dell'INA 194 si estende da -16 a 80V con la possibilità di superare tali valori per correnti fino a 5 mA.

Il diodo scelto presenta un tensione di *break down* da 34.20V a 37.80V.

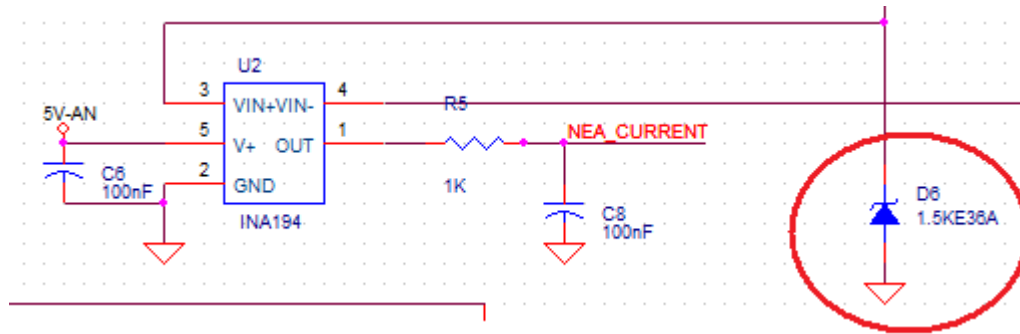


Figura 10.3: soppressore

## Capitolo 11

### Stampa e caratterizzazione della versione definitiva

In seguito alle ultime modifiche, si è proceduto col disegno del *layout* per la stampa della scheda. Il lavoro di tesi si concluderà quindi con l'assemblaggio di otto schede (si ricorda a tal proposito che i NEA presentano due circuiti di alimentazione per ragioni di ridondanza), il loro test, e il montaggio di un *rack* in cui queste saranno contenute.

In primo luogo si mostra come si presenta il *layout* in figure 11.1.

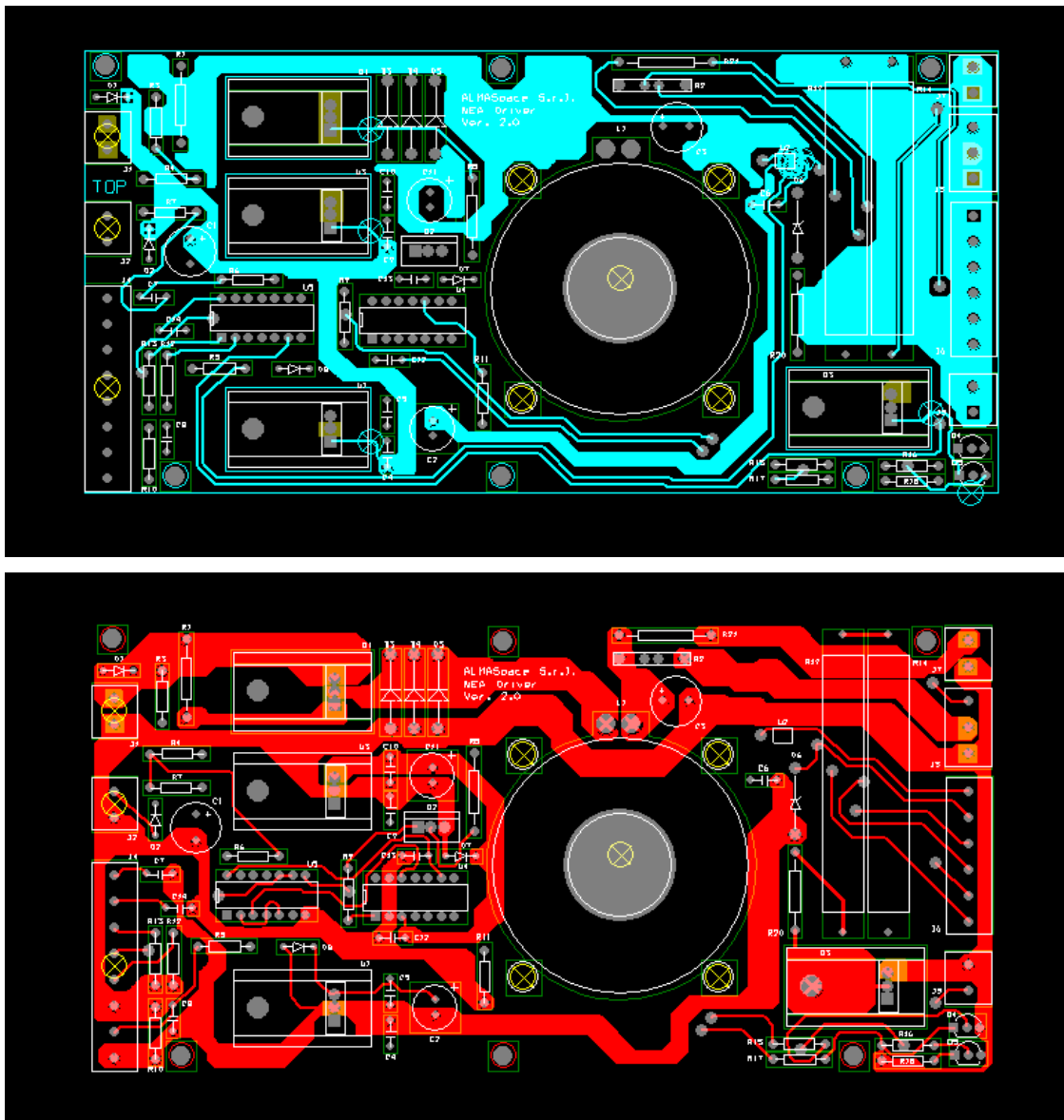


Figura 11.1: layout, sopra il TOP, sotto il BOTTOM

Nelle immagini di figura 11.2 inoltre si illustrano foto delle schede una volta saldati i componenti.

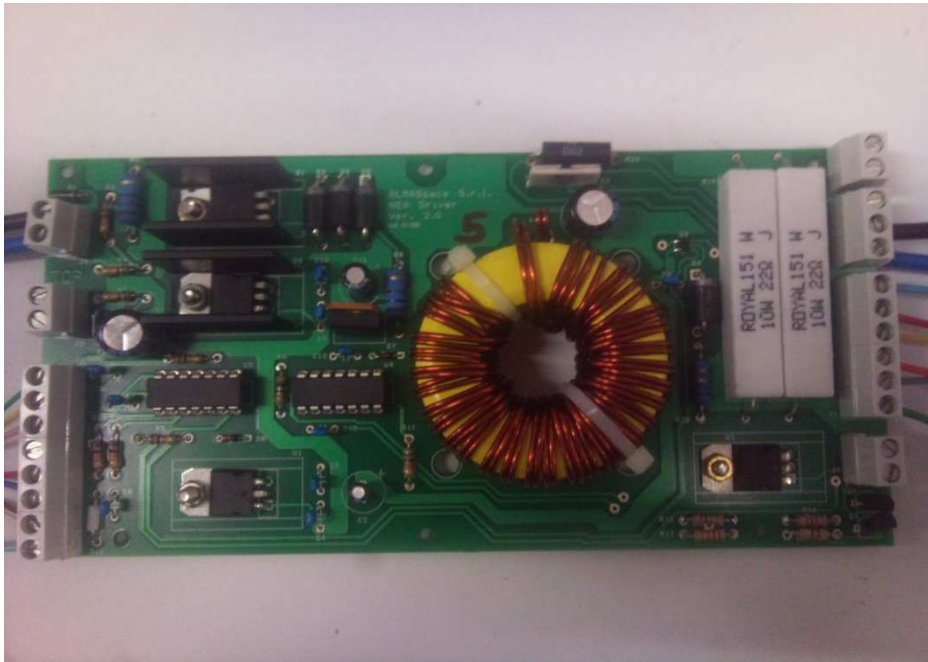


Figura 11.2: scheda, versione definitiva

Per ciò che concerne le prove su questa versione, poiché dovranno essere eseguite su tutte le schede per una caratterizzazione, si è deciso di mettere a



punto un programma in *labview* che una volta connessa opportunamente la scheda, la testasse automaticamente, fornendo in *output* una matrice facilmente esportabile in *excel* per il procedimento di elaborazione dei dati che si è già visto per le versioni precedenti.

Lo scopo del programma è in sostanza quello di partire da un valore iniziale di corrente e aumentarlo via via fino ad un valore finale. Ad ogni passo deve leggere i dati forniti dal multimetro e dal sensore di corrente, e inserirli in una matrice insieme con il *duty cycle* e la tensione di alimentazione.

Scendendo più nel dettaglio della struttura di questo *software*, ci si è serviti della porta *ethernet* presente sul multimetro per la comunicazione col PC.

Si è quindi realizzato un semplice VI, del quale si riporta sotto il diagramma a blocchi, per l'acquisizione sul PC del dato letto dal multimetro (fig 11.3).

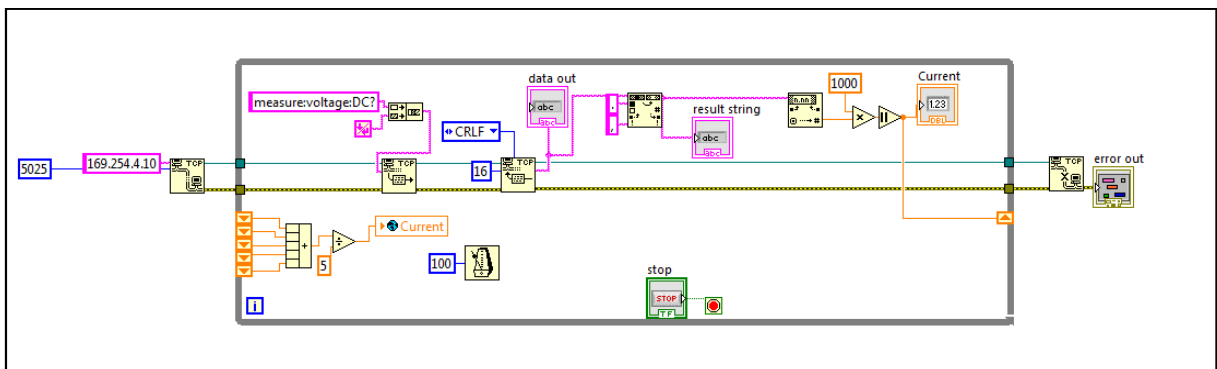


Figura 11.3: VI per la lettura diretta dei dati forniti dal multimetro

Si vede che il dato è scritto su una variabile globale che sarà poi letta nel VI dove sono presenti i *loop* di acquisizione e generazione del PWM.

In pratica la struttura del programma è stata leggermente modificata:

- Nel VI deputato alla gestione del segnale di sincronizzazione è stata aggiunta una sezione che permette di impostare: corrente iniziale, corrente

finale, *step* di cui si vuole incrementare tale valore, durata della fase di *test*, durata della fase di riposo.

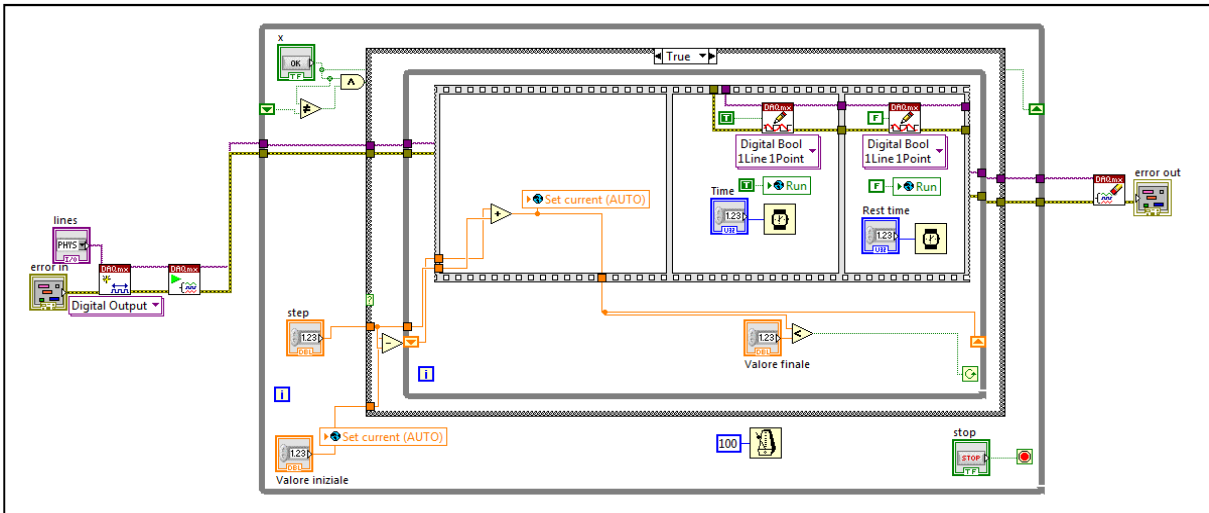


Figura 11.4: VI per il controllo del segnale di sincronizzazione nella caratterizzazione automatica

- Nel secondo VI è stato inserito un ulteriore ciclo *while* (fig 11.5) in cui viene passo passo riempita la matrice coi seguenti dati:
  - *duty cycle*;
  - corrente letta dal multimetro;
  - corrente acquisita tramite il sensore di corrente;
  - tensione di alimentazione.

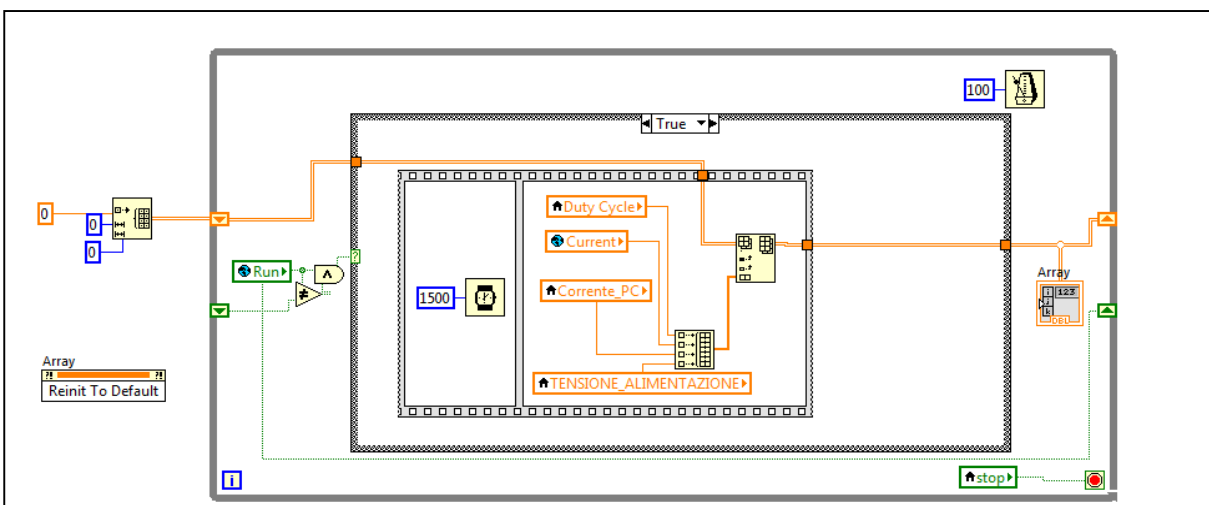


Figura 11.5: *loop* per la scrittura dei dati sulla matrice

Il tempo di 1,5 secondi nella prima fase della *sequence* permette al controllore di portare la corrente a regime, con un ampio margine di sicurezza sull'esaurimento del transitorio, prima di leggere i dati.

L'interfaccia grafica si presenta come in figura 11.6

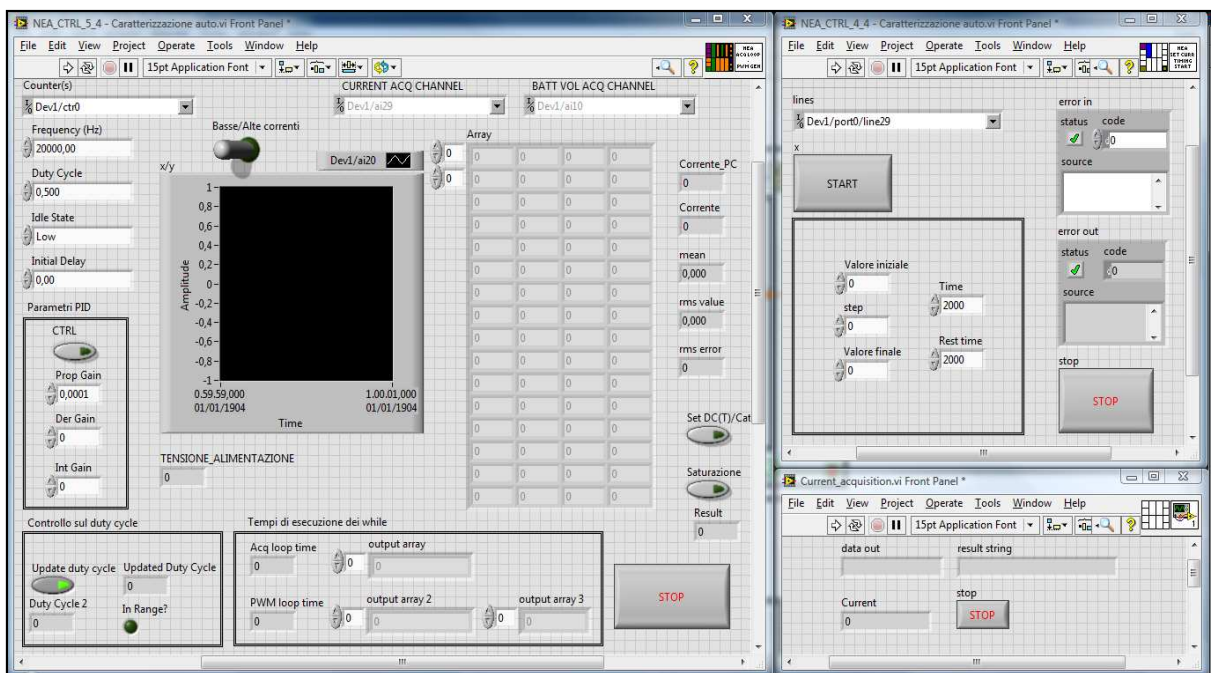


Figura 11.6: *software* per la caratterizzazione automatica, pannello di controllo

I risultati ottenuti con questo tipo di *software* per quanto riguarda l'ormai consueta modalità di caratterizzazione delle otto schede sono riportati nelle tabelle e nei grafici delle pagine seguenti. I parametri caratteristici sono:

- Alimentazione con batterie;
- Intervallo di corrente: 1A a 8,5A;
- *Step*: 0.5A;
- Tempo di esecuzione di una prova a una determinata corrente: 2s;
- Tempo di riposo fra una prova e la successiva: 2s;
- Valore di entrambi i dati di corrente mediati su cinque campioni.

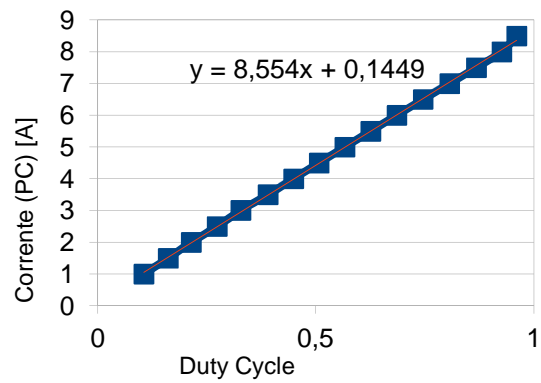
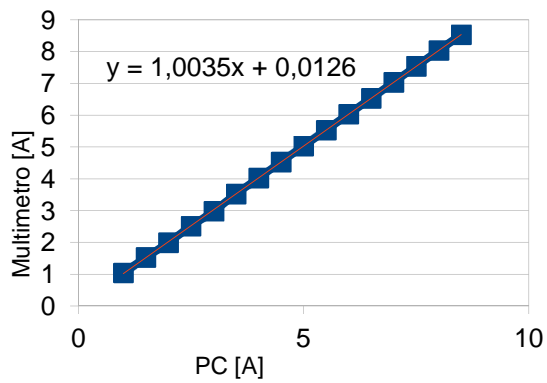
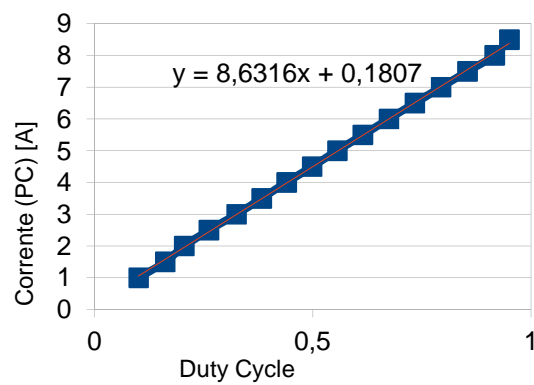
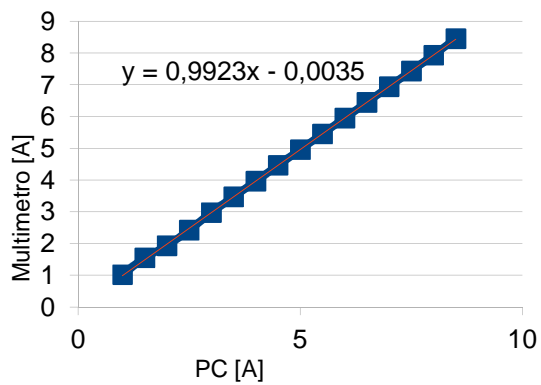
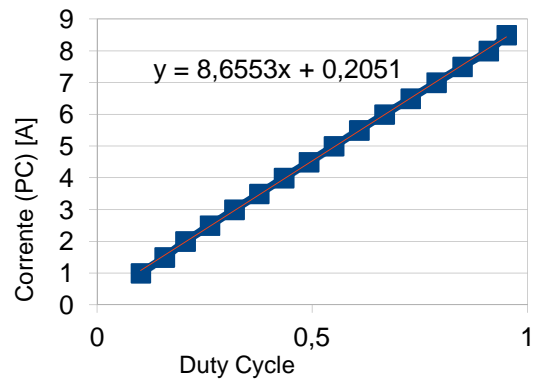
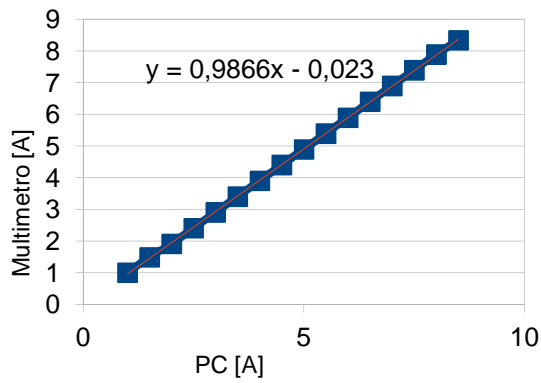
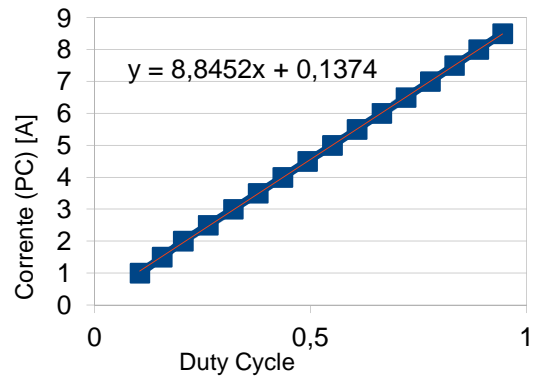
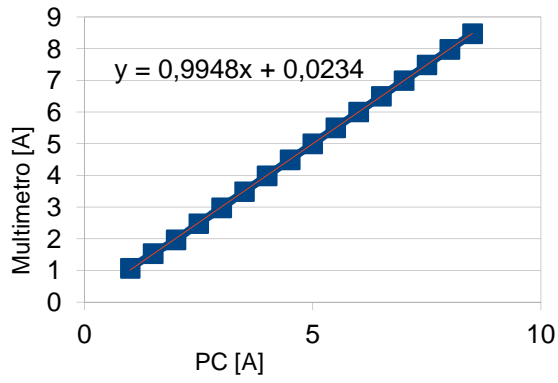
Duty Cycle	Letture corrente		Tensione Alimentazione [V]	Errore (PC-Multimetro) [A]	Errore percentuale
	Multimetro [A]	PC [A]			
SCHEDA 1					
0,104886	1,07597	0,99803	25,6348	-0,07794	-7,243696386
0,156373	1,53521	1,49956	25,6251	-0,03565	-2,322157881
0,205155	1,96943	2,00109	25,6096	0,03166	1,607571734
0,263109	2,48269	2,50004	25,5835	0,01735	0,69883876
0,321124	2,98404	3,00079	25,5457	0,01675	0,561319553
0,378626	3,49233	3,50155	25,507	0,00922	0,264007124
0,435637	3,99259	3,99843	25,4595	0,00584	0,146270967
0,492889	4,49568	4,49957	25,4014	0,00389	0,086527511
0,550376	5,00312	4,99697	25,3423	-0,00615	-0,122923296
0,607278	5,50601	5,50057	25,2687	-0,00544	-0,098801128
0,6646	6,00281	6,0008	25,1487	-0,00201	-0,033484318
0,720805	6,49959	6,49962	25,1506	3E-05	0,000461568
0,776874	6,99377	6,9996	25,0208	0,00583	0,083359905
0,83282	7,48782	7,4992	24,9356	0,01138	0,151980149
0,888637	7,98072	8,00086	24,8387	0,02014	0,252358183
0,944142	8,47167	8,50032	24,7419	0,02865	0,338185977
SCHEDA 2					
0,10137	1,01236	0,999322	25,6387	-0,013038	-1,287881781
0,156635	1,49663	1,50059	25,628	0,00396	0,264594456
0,205076	1,92001	2,00161	25,6116	0,0816	4,249977865
0,261876	2,41542	2,49965	25,5874	0,08423	3,487178213
0,319113	2,91291	2,9986	25,5583	0,08569	2,941731808
0,376453	3,41123	3,49922	25,5225	0,08799	2,579421499
0,434148	3,90755	3,99972	25,4789	0,09217	2,358767002
0,492349	4,4084	4,49854	25,4343	0,09014	2,044732783
0,550034	4,89996	5,0002	25,3743	0,10024	2,045730986
0,609074	5,40004	5,4985	25,3152	0,09846	1,823319827
0,667887	5,89569	5,99951	25,2455	0,10382	1,760947404
0,728419	6,40147	6,49717	25,1709	0,0957	1,494969124
0,788393	6,90028	6,99986	25,0789	0,09958	1,443129844
0,848682	7,39549	7,4992	25,045	0,10371	1,402341157
0,909893	7,89116	8,00021	24,831	0,10905	1,381926105
0,951409	8,3391	8,50123	24,7545	0,16213	1,944214603

Duty Cycle	Letture corrente		Tensione Alimentazione [V]	Errore (PC-Multimetro) [A]	Errore percentuale
	Multimetro [A]	PC [A]			
SCHEMA 3					
0,100915	1,01856	1,00023	25,6677	-0,01833	-1,799599434
0,16185	1,54924	1,50046	25,6522	-0,04878	-3,148640624
0,205439	1,92854	1,99967	25,6406	0,07113	3,688282328
0,261879	2,42256	2,49875	25,6203	0,07619	3,145020144
0,325373	2,97406	3,00002	25,5806	0,02596	0,872880843
0,38279	3,47189	3,50013	25,5477	0,02824	0,813389825
0,439884	3,96308	4,00166	25,5031	0,03858	0,973485269
0,498373	4,46544	4,50009	25,4518	0,03465	0,775959368
0,556163	4,95675	5,00046	25,3898	0,04371	0,881827811
0,614627	5,45068	5,49902	25,3017	0,04834	0,886861823
0,674387	5,95159	6,00132	25,2135	0,04973	0,835575031
0,733776	6,44671	6,49911	25,1128	0,0524	0,812817701
0,793629	6,94144	6,99986	25,0315	0,05842	0,841612115
0,854292	7,43645	7,49997	24,9337	0,06352	0,854171009
0,916438	7,93251	8,00189	24,8358	0,06938	0,874628585
0,950263	8,451	8,49916	24,7477	0,04816	0,569873388
SCHEMA 4					
0,105618	1,04487	0,998934	25,6271	-0,045936	-4,396336386
0,161539	1,53084	1,49827	25,6106	-0,03257	-2,127590081
0,214361	1,99684	1,99915	25,5912	0,00231	0,115682779
0,273883	2,51599	2,49939	25,5622	-0,0166	-0,659780047
0,327862	2,98511	3,00583	25,5273	0,02072	0,694111775
0,390385	3,52648	3,5	25,4857	-0,02648	-0,750890406
0,448893	4,03079	4,00037	25,4363	-0,03042	-0,754690768
0,507391	4,53171	4,50112	25,3656	-0,03059	-0,675021129
0,566256	5,03253	4,99891	25,2746	-0,03362	-0,668053643
0,625635	5,53475	5,49966	25,2155	-0,03509	-0,633994309
0,685423	6,03728	5,99926	25,1399	-0,03802	-0,629753796
0,745701	6,53845	6,49949	25,0605	-0,03896	-0,595859875
0,806588	7,04057	6,99883	24,9734	-0,04174	-0,592849727
0,867669	7,54177	7,49959	24,8843	-0,04218	-0,559285155
0,925905	8,04153	7,99995	24,7855	-0,04158	-0,517065782
0,960128	8,53532	8,49813	24,6915	-0,03719	-0,435718872

Duty Cycle	Letture corrente		Tensione Alimentazione [V]	Errore (PC-Multimetro) [A]	Errore percentuale
	Multimetro [A]	PC [A]			
SCHEDA 5					
0,105669	1,03267	1,01792	25,4576	-0,01475	-1,428336255
0,162058	1,51766	1,48226	25,4469	-0,0354	-2,33253825
0,218974	2,01226	2,00432	25,4324	-0,00794	-0,394581217
0,27463	2,49743	2,50094	25,4053	0,00351	0,14054448
0,333399	3,00366	2,99886	25,3724	-0,0048	-0,159805038
0,383148	3,42994	3,49961	25,3452	0,06967	2,031230867
0,437645	3,89686	3,9992	25,3007	0,10234	2,626217005
0,501875	4,44487	4,5019	25,2426	0,05703	1,283052148
0,562532	4,96401	5,00549	25,1864	0,04148	0,835614755
0,625151	5,48494	5,49411	25,1574	0,00917	0,167185056
0,681111	5,95202	5,99409	25,0654	0,04207	0,706818861
0,738876	6,42894	6,49446	25,106	0,06552	1,019141569
0,801984	6,94865	6,99147	24,8397	0,04282	0,616234808
0,865169	7,4648	7,48551	24,7438	0,02071	0,27743543
0,925614	7,94339	7,98123	24,6528	0,03784	0,47637092
0,963911	8,47428	8,4909	24,5521	0,01662	0,196122856
SCHEDA 6					
0,117857	1,15039	1,00139	25,4711	-0,149	-12,95212928
0,172861	1,62822	1,49775	25,4586	-0,13047	-8,01304492
0,215642	2,00423	2,00057	25,445	-0,00366	-0,182613772
0,275358	2,52364	2,49991	25,4373	-0,02373	-0,940308443
0,334411	3,03729	3,00028	25,3569	-0,03701	-1,218520457
0,391387	3,52928	3,49845	25,3162	-0,03083	-0,873549279
0,449163	4,02808	3,9992	25,2707	-0,02888	-0,716966892
0,507135	4,52259	4,49776	25,2145	-0,02483	-0,549021689
0,565188	5,01868	4,99865	25,1564	-0,02003	-0,399108929
0,624208	5,51552	5,50005	25,0896	-0,01547	-0,28048126
0,682439	6,0054	5,9999	25,0218	-0,0055	-0,091584241
0,74139	6,49575	6,50066	24,9443	0,00491	0,075587884
0,801668	6,9928	6,99844	24,8581	0,00564	0,080654387
0,862684	7,48898	7,49971	24,77	0,01073	0,143277189
0,924321	7,98457	8,00783	24,678	0,02326	0,291311868
0,957547	8,42419	8,49929	24,5918	0,0751	0,891480368

Duty Cycle	Letture corrente		Tensione Alimentazione [V]	Errore (PC-Multimetro) [A]	Errore percentuale
	Multimetro [A]	PC [A]			
SCHEDA 7					
0,10616	1,04607	1,00035	25,4847	-0,04572	-4,370644412
0,1626	1,53612	1,50072	25,4731	-0,0354	-2,30450746
0,213375	1,97943	1,99915	25,4576	0,01972	0,996246394
0,270893	2,48102	2,49952	25,4363	0,0185	0,745661059
0,328901	2,98372	2,99937	25,4063	0,01565	0,524513024
0,386269	3,48055	3,4969	25,3733	0,01635	0,469753344
0,446486	3,99696	3,98784	25,3239	-0,00912	-0,228173412
0,503916	4,48678	4,48601	25,2716	-0,00077	-0,017161528
0,561987	4,98103	4,9909	25,2261	0,00987	0,198151788
0,62158	5,48306	5,50108	25,1729	0,01802	0,328648601
0,681793	5,9865	5,9999	25,0208	0,0134	0,223836967
0,742396	6,48802	6,49924	24,9424	0,01122	0,172934115
0,80186	6,97966	6,99935	24,8601	0,01969	0,282105432
0,863136	7,47981	7,49881	24,7671	0,019	0,254017147
0,923373	7,9733	8,00008	24,6751	0,02678	0,335870969
0,956932	8,42716	8,5029	24,585	0,07574	0,898760674
SCHEDA 8					
0,113542	1,11714	0,98189	25,629	-0,13525	-12,10680846
0,171997	1,62677	1,49969	25,6145	-0,12708	-7,811798841
0,215664	2,00857	1,99993	25,597	-0,00864	-0,430156778
0,276131	2,53511	2,49836	25,5709	-0,03675	-1,449641238
0,33394	3,0374	2,99963	25,5351	-0,03777	-1,243497728
0,391354	3,53308	3,50181	25,4973	-0,03127	-0,885063457
0,448872	4,02966	4,00062	25,4469	-0,02904	-0,720656333
0,506133	4,52067	4,49957	25,4014	-0,0211	-0,466744974
0,564866	5,02043	5,00033	25,3423	-0,0201	-0,400364112
0,622594	5,50927	5,49876	25,2794	-0,01051	-0,190769376
0,683608	6,02052	5,99848	25,2097	-0,02204	-0,366081335
0,744042	6,52402	6,49962	25,1399	-0,0244	-0,374002532
0,804644	7,02334	7,00102	25,0363	-0,02232	-0,317797515
0,865155	7,52095	7,50049	24,8678	-0,02046	-0,272040101
0,923899	8,01631	8,00034	24,7874	-0,01597	-0,199218843
0,958196	8,47402	8,49942	24,6983	0,0254	0,299739675

Tabella 11.1: caratterizzazione schede definitive





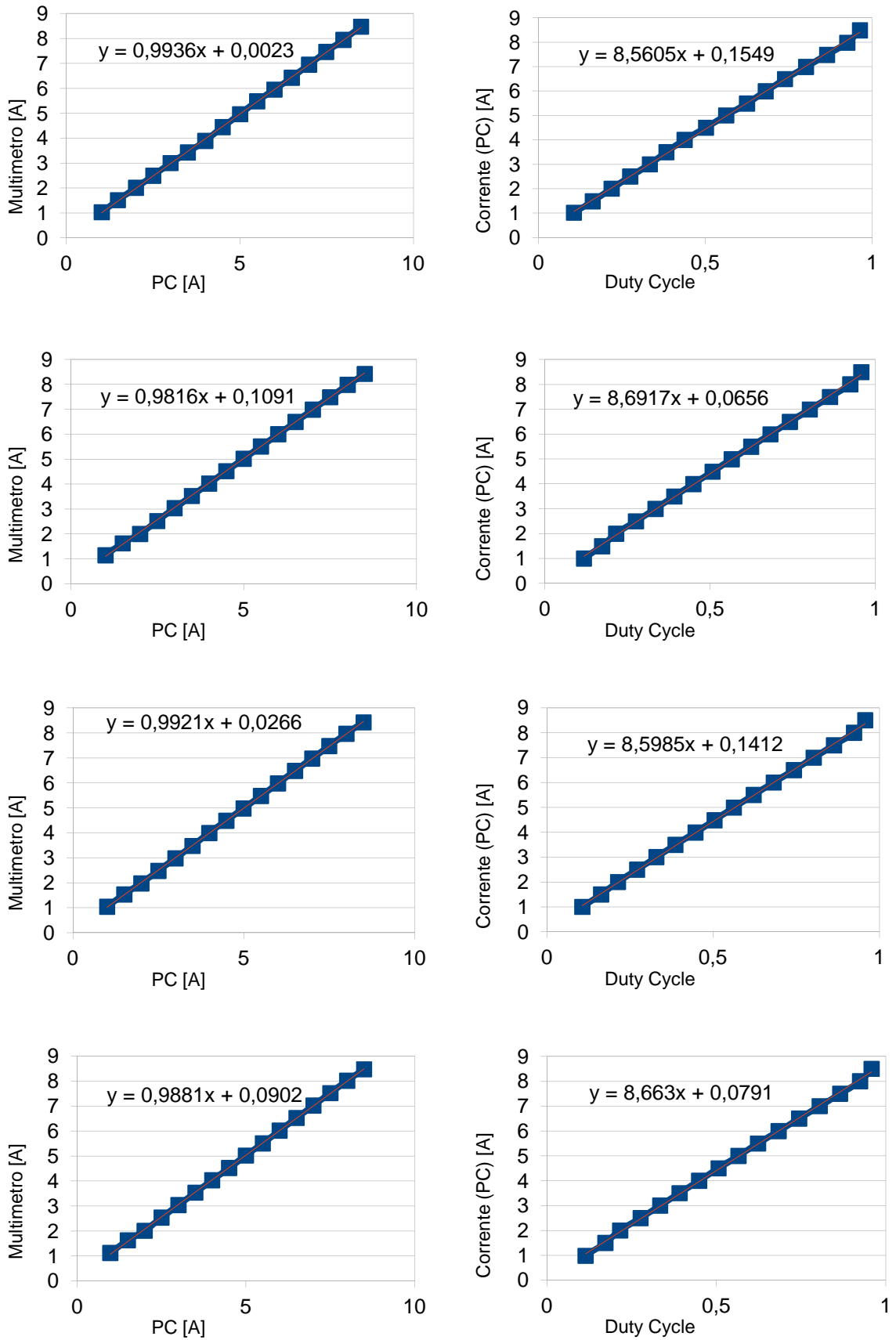


Figura 11.7: elaborazione dei dati per la caratterizzazione delle schede

## Capitolo 12

### Assemblaggio del *rack*

Si indicava in precedenza come il risultato della presente tesi dovesse essere costituito da un *rack*, ovvero un apparato relativamente compatto che garantisca una certa versatilità in sede di *test*.

Si riportano di seguito alcuni aspetti e immagini di quanto realizzato.

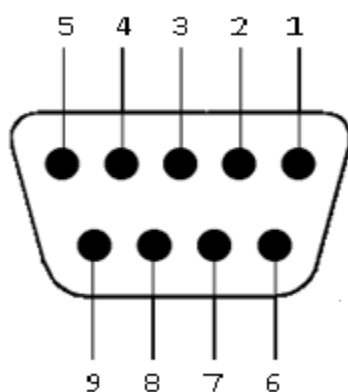
In particolare tale oggetto racchiude al suo interno le otto schede impilate a coppie per soddisfare l'alimentazione di entrambi i circuiti di ogni NEA. Poiché la scheda *National Instrument* in dotazione può fornire in uscita solo due segnali di tipo *counter*, questi dovranno essere spartiti in maniera ottimale in seguito all'analisi delle prove riportate nel capitolo precedente, onde far sì che si trovino gestite con un unico segnale schede che presentano caratteristiche simili.

Il *rack* presenta da un lato le predisposizioni di interfaccia con i NEA ovvero:

- 8 coppie di boccole di alimentazione;
- 12 deviatori per la selezione della modalità richiesta (alte/basse correnti);

Dall'altro lato si trovano:

- Quattro connettori DB9, per la comunicazione con la scheda *National Instrument* dei quali si riporta il *pattern* dei *pin*:



*Back view*

PIN	SEGNALE
1	5V
2	Acq tensione alimentazione
3	Segnale di sincronizzazione
4	Contatore PWM ( <i>main</i> )
5	Acq corrente ( <i>main</i> )
6	Massa digitale
7	Aux ( <i>continuity check</i> , PWM <i>redundant</i> )
8	Acq corrente ( <i>redundant</i> )
9	Massa analogica

Figura: 12.1: connettore DB9

- 4 coppie di boccole per il collegamento dei cavi provenienti dalle batterie o dall'alimentatore a 8V (basse correnti);
- Una coppia di boccole per l'alimentazione del *bus* a 15V utile all'alimentazione degli stabilizzatori di tensione durante le prove in modalità basse correnti.

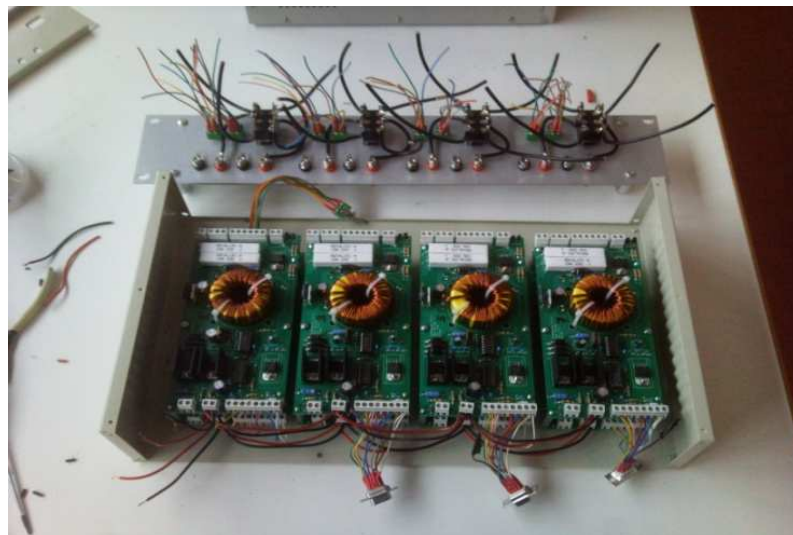


Figura 12.2: *rack* durante l'assemblaggio

# Capitolo 13

## Conclusioni e sviluppi futuri

In definitiva il lavoro di tesi ha portato alla realizzazione di una soluzione efficace per l'esecuzione dei test sui NEA e sul sistema nel suo complesso (fig 13.1 e 13.2). In particolare, come si è sottolineato più volte nel testo, si è ricercata, con successo, una buona precisione nella lettura della corrente, che attraverso l'uso del controllore si traduce in accuratezza nella sua impostazione.

Errori di piccola entità si verificano, per prove di breve durata a causa del transitorio, motivo per cui è opportuno che sia fornito al PID un buon valore di partenza sfruttando le curve di figura 11.7. Per questi tipi di prova può essere in ogni caso, come si è visto, più conveniente impostare il valore di *duty cycle* in catena aperta.

Riguardo al *software* si aggiunge che in termini di affidabilità non presenta problemi, data però l'alta velocità di esecuzione dei *loop*, non essendo questi temporizzati, può impegnare una significativa frazione di CPU.

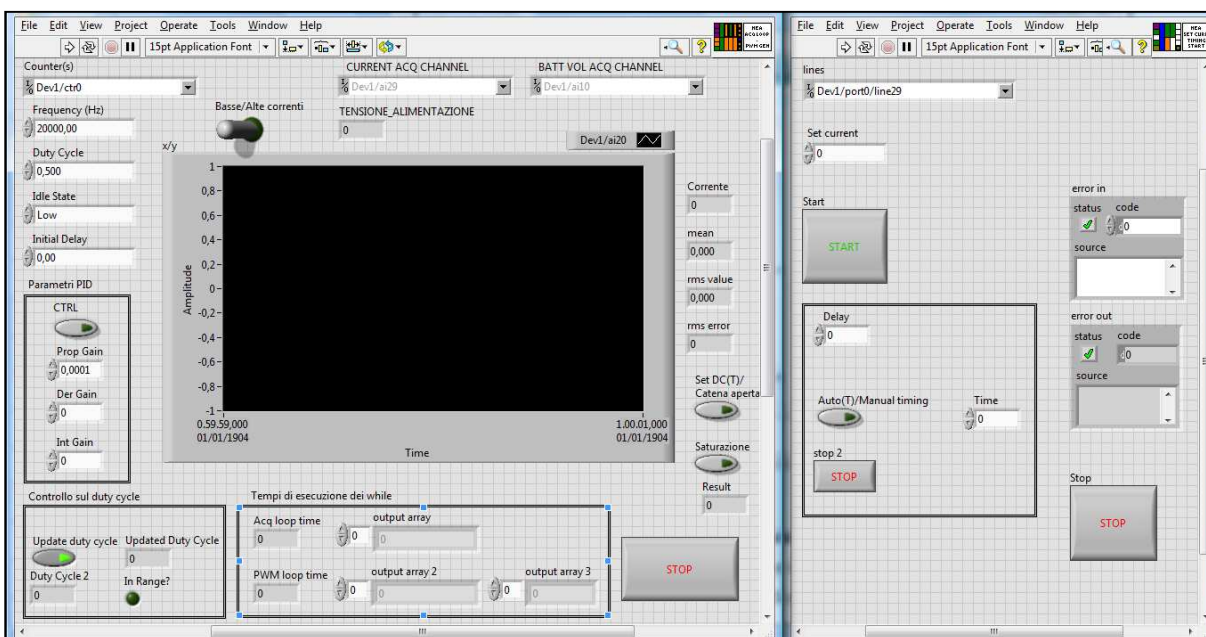


Figura 13.1: risultati, interfaccia grafica



Figura 13.2: risultati, *rack*

Per ciò che concerne gli sviluppi futuri, si identificano nella messa a punto del *software* per la gestione dell'intero *rack* sfruttando al meglio i due soli contatori a disposizione. Un'idea è quella di definire le tempistiche di attuazione dei NEA, per poi sfruttare il fatto che il comando di separazione viene dato ad istanti successivi alle due coppie per cambiare la scheda sul quale va ad agire il controllore. Esemplificando la situazione: si identifichino gli attuatori con numeri progressivi da uno a quattro, e si ipotizzi che i NEA 2 e 4 si debbano aprire dopo l'1 e il 3 (si ricordi quanto detto nel capitolo due). In questo caso è opportuno che le schede dedicate all'1 e al 2 siano regolate dal primo segnale di PWM, così come è conveniente che quelle associate al 3 e al 4 sfruttino il secondo. In questo modo, è disponibile un contatore per ogni coppia di schede (primaria e secondaria) in tutte le fasi del *test*.



## **Ringraziamenti**

Si ringrazia il professor Paolo Tortora per l'opportunità avuta, l'ingegner Fabio Antonini per il fondamentale sostegno, l'ingegner Alberto Corbelli per la grande disponibilità e tutto il personale di Almaspace per l'accoglienza.

## Bibliografia

- [www.tiniaerospace.com](http://www.tiniaerospace.com)
- [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [www.irf.com](http://www.irf.com)
- [www.wikipedia.org](http://www.wikipedia.org)
- AS-12\_0003-DR-01\_v1.3
- AS-12\_0003-ICD-LV-01\_v1.4\_draft
- 1\_AS-12\_0003-ADSS-NEA-03\_v1.0

### Fonti figure:

- AS-12\_0003-ICD-LV-01\_V1.4\_draft [Figg. 0.1, 2.1]
- [www.tiniaerospace.com](http://www.tiniaerospace.com) [Figg. 1.1, 1.2, 1.3, 1.5]
- AS-12\_0003-DR-01\_v.13 [Fig. 1.4]
- [www.wikipedia.org](http://www.wikipedia.org) [Figg. 7.1, 7.3, 8.3]
- fairchild semiconductor - FQP47P06 datasheet [Fig. 8.2]
- texas instruments – INA 194 datasheet [Fig. 8.7]

### Fonti tabelle:

- [www.tiniaerospace.com](http://www.tiniaerospace.com) [Tab. 1.1, 1.2]
- AS-12\_0003-ICD-LV-01\_V1.4\_draft [Tab. 2.1, 2.2]



# Appendice

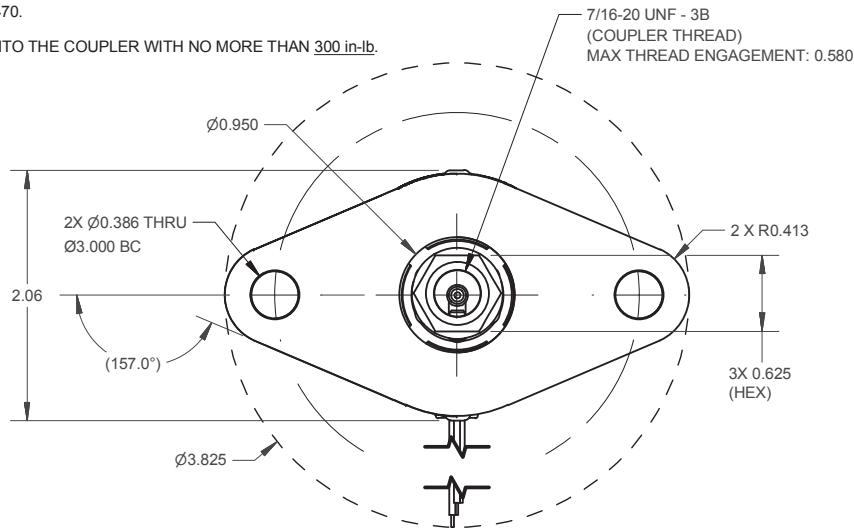
Si allega in appendice:

- Il *datasheet* dell'ERM E-4000;
- Lo schematico della versione di partenza del circuito;
- Lo schematico della versione definitiva;
- La lista dei componenti.

NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

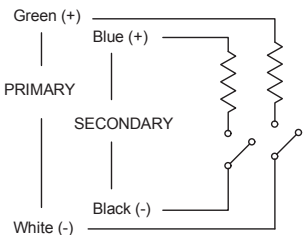
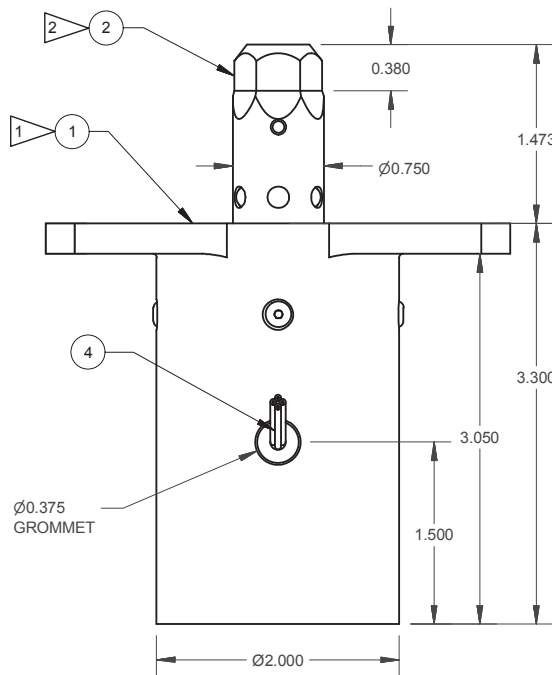
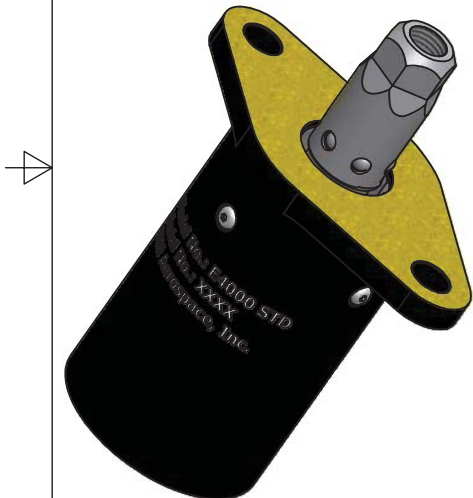
- 1. MOUNTING FACE: GOLD ALODINE AS SHOWN PER MIL-C-5541 CLASS 1A. HARD BLACK ANODIZE PER MIL-A-8625F TYPE III, CLASS II, AND TEFLON COAT.
- 2. PASSIVATE PER ASTM A967-99 APPLY TIOLON X-40
- 3. RESET ERM PER TINI PROCEDURE F-1470.
- 4. TORQUE DEPLOYABLE (STUD, BOLT) INTO THE COUPLER WITH NO MORE THAN 300 in-lb.

REVISION HISTORY		
REV	DESCRIPTION	DATE
E	Per DCO-3341	10/12/2011



ACTUATOR CHARACTERISTIC

ACTUATOR CHARACTERISTIC	SPECIFICATION
MASS	18.7 OZ [530 g]
NUMBER OF WIRE LEADS	4 TOTAL (2 PRIMARY + 2 SECONDARY)
CABLE LENGTH	18 IN [457 mm] MIN
<b>ELECTRICAL:</b>	
POWER	40 W @ 4.0 A
OPERATIONAL CURRENT	2.75 to 8.75 A
RESISTANCE	2.5 ± 0.3 Ω @ 23 °C
<b>PERFORMANCE:</b>	
MAX RELEASE LOAD	4000 lbf [17800 N]
PROOF LOAD (NON-RELEASE)	4500 lbf [20025 N]
MAX TORQUE	300 in-lb
MAX MISALIGNMENT CAPABILITY	± 5°
FUNCTION TIME	60 ± 20 ms. @ 4.0 A (23 °C)
RE-USABLE LIFE	BY MANUALLY RESETTING ACTUATOR 50 CYCLES MIN
<b>TEMPERATURE:</b>	
NON-OPERATIONAL PRE-ACTUATION	-150 °C TO +70 °C
OPERATIONAL	-65 °C TO +70 °C
NON-OPERATIONAL POST ACTUATION	-150 °C TO +150 °C
<b>OTHER ENVIRONMENTS:</b>	
RANDOM VIBRATION (3 AXIS)	20.0 GRMS FOR 180s AS FOLLOWS: FREQUENCY (Hz) PSD 20 0.052 g <sup>2</sup> /Hz 20-50 +6 dB/oct 50-800 0.32 g <sup>2</sup> /Hz 800-2000 -6 dB/oct 2000 0.052 g <sup>2</sup> /Hz



WIRING SCHEMATIC

ALL INFORMATION CONTAINED IN THIS DOCUMENT IS PROPRIETARY AND CONFIDENTIAL TO TINI AEROSPACE INC. ("TAI") AND IS NOT TO BE REPRODUCED IN WHOLE OR PART, OR USED FOR ANY PURPOSE OTHER THAN WHICH IT IS PROVIDED EXCEPT ON "TAI" ORDER OR "TAI" PRIOR WRITTEN CONSENT.

ITEM	QTY	PART NUMBER	DESCRIPTION	MATERIAL	MTRL. SPEC.
4	1	WI-1925	24 AWG WIRE HARNESS	Ag/Cu, TEFLON	MIL-W-22759/43
3	1	WI-1602	GROMMET	VITON	AMS 3216F
2	1	WI-2115	E4000 STD COUPLER	CUSTOM 455 SS	AMS 5617
1	1	WI-2114	E4000 STD ENCLOSURE	ALUMINUM. 6061-T6	AMS-QQ-A-200/8

Parts List

TiNi Aerospace, Inc  
Innovative Mechanism Solutions

2505 KERNER BLVD.  
SAN RAFAEL, CA. 94901  
Tel 415-524-2124 Fax 415-524-2121

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN INCHES  
TOLERANCES  
.XX .XXX  $\leq$  63  
±.03 ±.010 ±.5°

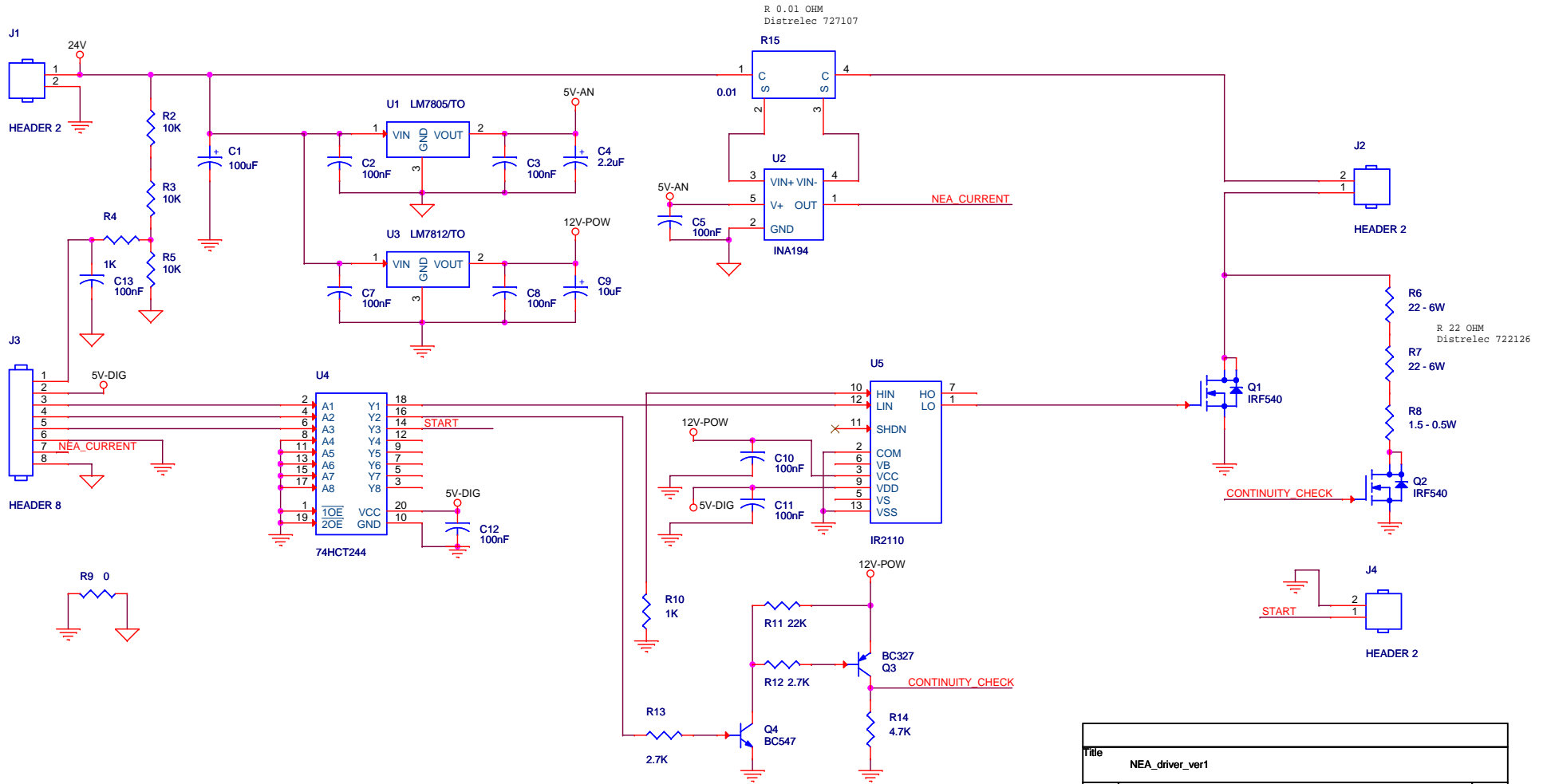
INTERPRET DRAWING PER ASME Y14.5M  
THIRD ANGLE PROJECTION  
DESIGNER: mhd  
DRAWN:  
APPROVED:

TITLE:  
ERM ACTUATOR ICD  
MODEL: E4000 STD

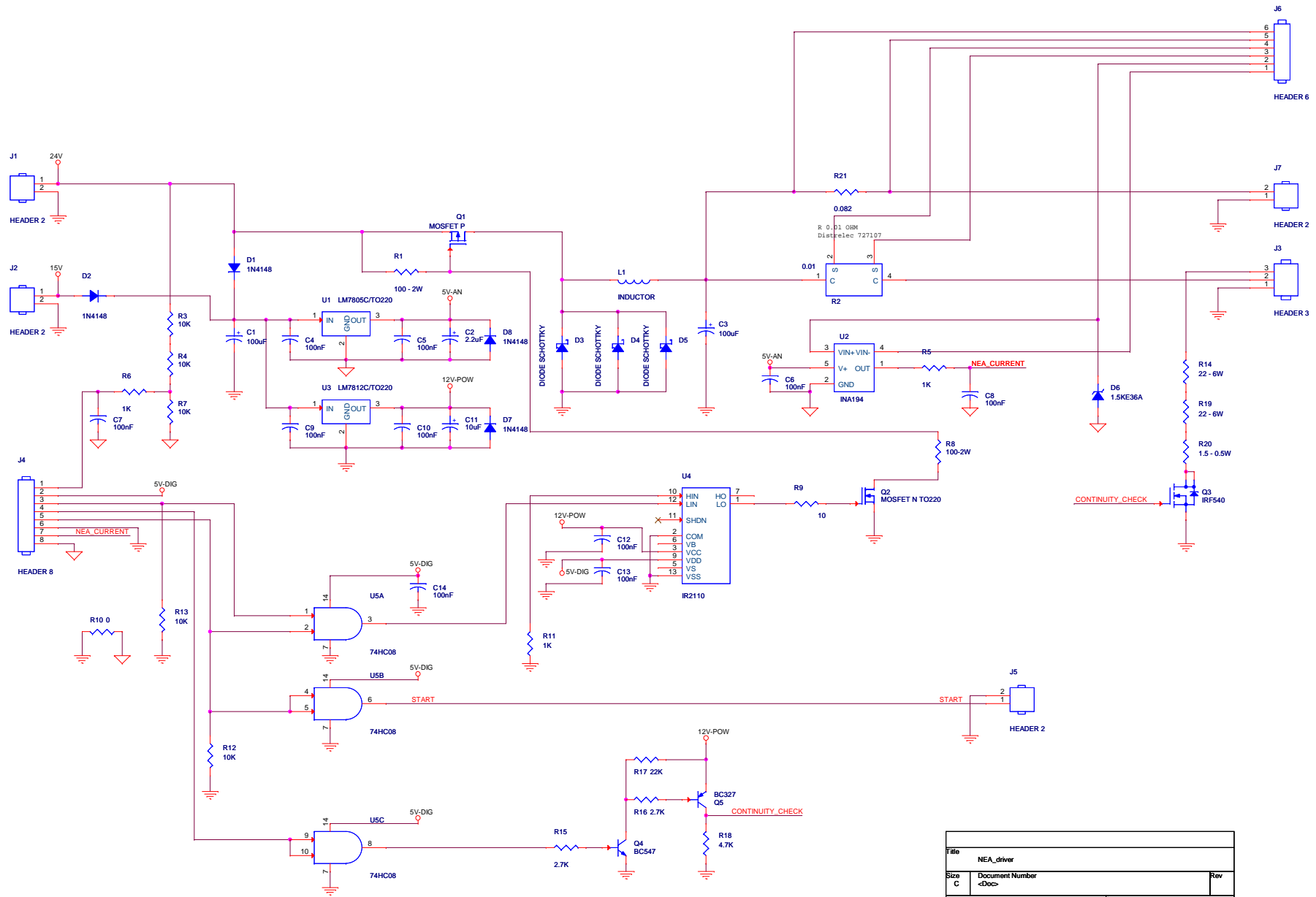
REMOVE ALL BURRS  
SCALE: NOT TO SCALE  
PROJECT:

REV: E SHEET 1 OF 1 CREATED: 10/12/2011

DWG# WI-2112



Title		
NEA_driver_ver1		
Size	Document Number	Rev
B	<Doc>	
Date:	Thursday, December 13, 2012	Sheet 1 of 1



File		NEA_driver	
Size	Document Number	Rev	
C	<Doc>		
Date:	Monday, December 17, 2012	Sheet	1 of 1

Lista\_componenti.txt

Revised: Tuesday, November 20, 2012

Bill of Materials		November 26,2012	13:47:57	Page1
Item	Quantity	Reference	Part	
1	2	C1,C3	100uF	
2	1	C2	2.2uF	
3	10	C4,C5,C6,C7,C8,C9,C10,C12,	100nF	
		C13,C14		
4	1	C11	10uF	
5	4	D1,D2,D7,D8	1N4148	
6	3	D3,D4,D5	DIODE SCHOTTKY	
7	1	D6	1.5KE36A	
8	4	J1,J2,J5,J7	HEADER 2	
9	1	J3	HEADER 3	
10	1	J4	HEADER 8	
11	1	J6	HEADER 6	
12	1	L1	INDUCTOR 100uH	
13	1	Q1	MOSFET P	
14	1	Q2	MOSFET N TO220	
15	1	Q3	IRF540	
16	1	Q4	BC547	
17	1	Q5	BC327	
18	1	R1	100 Ohm - 2W	
19	1	R2	0.01 ohm	
20	5	R3,R4,R7,R12,R13	10 KOhm	
21	3	R5,R6,R11	1 KOhm	
22	1	R8	100 ohm-2w	
23	1	R9	10 ohm	
24	1	R10	0	
25	2	R14,R19	22 ohm- 6w	
26	2	R15,R16	2.7 KOhm	
27	1	R17	22 KOhm	
28	1	R18	4.7 KOhm	
29	1	R20	1.5 ohm- 0.5w	
30	1	R21	0.082 Ohm	
31	1	U1	LM7805C/TO220	
32	1	U3	LM7812C/TO220	
33	1	U2	INA194	
34	1	U4	IR2110	
35	1	U5	74HC08	