POLITECNICO DI MILANO

SCUOLA DI INGEGNERIA INDUSTRIALE E DELL'INFORMAZIONE

Corso di Laurea Magistrale in ingegneria Biomedica

SVILUPPO DI UN SISTEMA DI CONTROLLO DELLA TEMPERATURA PER RIVELATORE DI IMMAGINI X AD ALTA RISOLUZIONE ENERGETICA

Relatore: Prof. Andrea Castoldi

Tesi di Laurea di:

Enzo D'Anna

Matricola 801503

Anno accademico 2014-2015

CONTENTS

1 Rivelatori di immagini X ad alta risoluzione energetica 10

1.1 Rivelatori di immagini X 11

1.1.1 Rivelatore ad accoppiamento di carica CCD 11

1.1.2 Rivelatore a deriva controllata CDD 14

1.2 Diffraction Enhanced Breast Imaging: una possibile applicazione per i rivelatori CDD 18

1.2.1 Tecnica radiografica Diffraction Enhanced Imaging 18

1.2.2 Diffraction Enhanced Breast Imaging 21

1.3 Risoluzione energetica e dipendenza dalla temperatura 25

2 apparato di raffreddamento del sistema di rivelazione 27

2.1 Testa di rivelazione con apparato di raffreddamento tramite cella Peltier 28

2.2 Modello generale del sistema termico 32

3 sistema di controllo della temperatura del rivelatore 36

3.1 Descrizione generale del sistema di regolazione della temperatura e controllo dell'umidità 37

3.2 Elettronica per la regolazione ad anello chiuso della temperatura 39

3.2.1 Circuito di lettura della temperatura tramite PT100 39

3.2.2 Circuito di regolazione della temperatura e attuazione della cella Peltier 42

3.2.3 Rete di derivazione di tutte le tensioni di riferimento 44

3.3 Realizzazione e taratura della Control Box Temp 45

3.4 Analisi DC 49

4 Modello complessivo del sistema di regolazione ad anello chiuso ed analisi della stabilità 51

4.1 Modello Simulink termo-elettrico del sistema complessivo 52

4.2 Simulazioni del transitorio delle grandezze di interesse 56
4.3 Analisi della stabilità 60
5 caratterizzazione sperimentale del sistema completo 64
5.1 Predisposizione dell'apparato completo per i test finali 65
5.2 Test al variare della capacità della rete di compensazione 68
5.3 Test al variare della massima corrente nel Peltier 70
5.4 Test al variare della temperatura desiderata 72
5.5 Estrazione dei parametri del sistema termico tramite fitting 74
6 Conclusioni e sviluppi futuri 80

SOMMARIO

I rivelatori di immagini X più utilizzati sono i dispositivi ad accoppiamento di carica. Essi presentano un'ottima risoluzione spaziale, ma non garantiscono gli stessi risultati in termini di risoluzione energetica, a causa della lentezza del processo di lettura. Per questo motivo si considera una nuova tipologia di rivelatore X, il rivelatore a deriva controllata, in grado di unire la velocità di lettura del segnale propria dei rivelatori a deriva in silicio con una perfetta localizzazione spaziale del punto di interazione del fotone, derivata dai rivelatori ad accoppiamento di carica, permettendo così di ottenere oltre ad un'ottima risoluzione energetica e temporale, anche risoluzione spaziale 2D. Una possibile applicazione dei rivelatori CDD è la Diffraction Enhanced Breast Imaging che, superando i limiti della radiografia tradizionale, consente di ottenere immagini con un contrasto più marcato del carcinoma rispetto al tessuto circostante anche nel caso di seni particolarmente densi. Questo è ottenuto raccogliendo, in aggiunta dell'informazione della radiografia tradizionale (numero di fotoni per ogni pixel), anche l'energia dei fotoni. Unendo questa tecnica alle potenzialità dei CDD, per ogni pixel si ha a disposizione lo spettro energetico completo della radiazione incidente. Questo è un grande vantaggio e può essere usato nei sistemi a raggi X che necessitano di rivelare correttamente fotoni con energia simile tra loro, e quindi può essere fatto solo con rivelatori ad alta risoluzione energetica.

La risoluzione energetica dipende dalla corrente di leakage raccolta nella fase di integrazione. La risoluzione energetica può essere migliorata sia con la diminuzione della corrente di buio (che è proporzionale al decremento della temperatura) sia con l'aumento della velocità di lettura. I CDD, fornendo alte velocità di lettura consentono di ottenere una buona risoluzione energetica senza necessità di portare il rivelatore a temperature criogeniche (-150°C). Basta dotarsi di un semplice sistema di raffreddamento capace di portare il rivelatore ad una temperatura di -20/-30°C.

Inoltre, il rivelatore, durante l'acquisizione, deve lavorare con un valore di temperatura costante poiché da essa dipende la corretta rivelazione del punto di interazione del fotone. Queste sono state le assunzioni su cui abbiamo basato il nostro lavoro di tesi.

L’obiettivo di questo lavoro è quello di sviluppare un sistema di controllo della temperatura (CBT) per rivelatore di immagini X ad alta risoluzione energetica (CDD). Al fine di dimostrare con successo la tesi, sono stati seguiti i seguenti passi:

- Per prima cosa, il CDD è contenuto in una scatola metallica (detector box) che ha la funzione di mantenerlo prossimo alla finestra di esposizione ai raggi X e tramite un apparato di raffreddamento permettere al rivelatore di lavorare a basse temperature. Viene descritto nel dettaglio l’apparato di raffreddamento basato su cella Peltier e viene fatto un modello elettrico del sistema termico. Ci si pone l’obiettivo di costruire un sistema, CBT, che consenta di effettuare una regolazione ad anello chiuso della temperatura, che permetta di impostare una temperatura desiderata a cui far lavorare il rivelatore e di mantenerla costante durante l’intera acquisizione.
- Tramite una termoresistenza (PT100) viene misurata la temperatura del rivelatore e in base al confronto con la temperatura desiderata il sistema effettua un’opportuna regolazione sulla cella Peltier al fine di raggiungere tale valore e di mantenerlo costante nel tempo.
- Viene selezionata l’elettronica per la regolazione ad anello chiuso della temperatura: circuito di lettura della temperatura tramite PT100, circuito di regolazione della temperatura e attivazione della cella Peltier e rete di derivazione di tutte le tensioni di riferimento. Vengono presentate in breve le fasi che hanno portato alla realizzazione e alla taratura della control box temp e le prove DC realizzate sul sistema.
- Uno dei punti di forza del dispositivo realizzato è che viene utilizzato un unico alimentatore esterno per alimentare sia l’elettronica di lettura e regolazione della temperatura, sia la parte di potenza. Quest’ultima è critica poiché scorrono alte correnti che generano cadute di tensione sui cavi di alimentazione.
- Successivamente si decide di prendere in esame il sistema complessivo (elettronica di regolazione e parte termica) al fine di creare un modello Simulink complessivo in modo da poter effettuare diverse simulazioni. Particolare attenzione viene dedicata allo studio del sistema termico, modellizzato con un sistema del secondo ordine, le cui costanti di tempo sono state stimate conoscendo i materiali del sistema stesso.
- È stata implementata una rete di compensazione per migliorare la stabilità del sistema.

- Si decide di effettuare una caratterizzazione sperimentale del sistema completo al fine di testarne le potenzialità. Vengono fatti diversi test al fine di poter effettuare diversi confronti: al variare della capacità della rete correttrice, al variare della massima corrente nella cella Peltier e al variare della temperatura desiderata. I risultati di questi test multipli sono mostrati in termini di temperatura misurata e corrente nel Peltier. Questi parametri sono stati essenziali per scegliere il giusto valore di capacità e quindi la miglior risposta in temperatura.
- È stato implementato un processo di fitting realizzato su alcuni dei risultati precedenti per ottenere i valori reali delle due costanti di tempo e il massimo valore di ΔT che la cella è in grado di fornire nelle diverse condizioni (diversi valori di corrente che attraversano la cella).

In conclusione è stato realizzato un sistema che, partendo da temperatura ambiente (20°C), è in grado di raggiungere i -20°C in circa di 30’e di mantenere tale temperatura costante durante l’intera acquisizione.

ABSTRACT

Charge couples devices (CCD) are the most used x-ray detectors. They show an optimal spatial resolution, but because of the slowness of the readout process, also a bad energetic resolution. In consequence, a new x-ray technology, the Control drift detector (CDD), has been used recently. This technology merges the good readout velocity, deriving from silicon drift detector, with the ability of localizing precisely the point where photons hit the detector's grid, feature lied typically in CCD. As a result, CDD grants both an excellent temporal/energetic resolution and a good 2D spatial resolution. A typical application of CDD is the diffraction enhanced breast imaging (DEBI) that overcomes limits of traditional radiography. It enhances the contrast between the lump area and the surrounding tissue even in dense breasts collecting, in addition to the standard radiography information (number of photons in each pixel), also photons energy. Merging this technique with CDD advantages, the spectrum of incoming radiations can be obtained through single acquisition with standard source. This is a great advantage and can be used in X-ray system that needs to detect correctly photons with nearby energy, and this can be made only with detectors with high-energy resolution.

The energetic resolution depends on leakage current collected during integration phase. The energy resolution can be improved with both decreasing the dark current (proportionally with decreasing in temperature) and increasing the readout velocity. CDD, providing high readout velocity, allows to obtain a good energy resolution without the necessity of working at cryogenic temperature (-150°C). A simple cooling system with working temperature around -20/-30°C is acceptable in assistance of the detector. Moreover, the detector, during the acquisition, must work at stable temperature since the true detection of the photon interaction point depends with temperature. This were the assumptions on which basis this thesis was started.

The aim of this work is to develop a temperature control system (CBT) for x-ray detector with high energy resolution (CDD). In order to successfully demonstrate the thesis, the following steps were made:

- Firstly, The CDD is contained in a metallic box (detector box) that has the function of both allowing the exposition of CDD to x-ray and the functioning at low temperature. The cooling equipment based on Peltier cell, was analyzed with the aim of creating an electric model of the thermic system. Based on this consideration, the developed temperature control system, CBT, allowed to achieve a closed loop control of temperature, set the desired temperature of the detector and maintained its stable during the whole acquisition.
- The temperature of the detector was measured by means of a thermoresistance PT100 and then, according to the comparison with desired temperature, the system performed an appropriate control on the Peltier cell in order to reach the desired temperature.
- Electronics for closed loop control of temperature was selected accurately. In synthesis the electronics consisted in, a readout circuit of temperature through PT100, a circuit that controls temperature and activates Peltier, and a branching network of all the reference voltages. All the realization and calibration phases are presented in this work, including DC tests, to make an exhaustive presentation of the work.
- One of the strongest point of the presented CBT was the choice of an unique external power source for both readout/control electronics and power part, the last cited part is always critical because the high current generates voltage drops on power cable.
- The whole system (control and thermic) was analyzed in order to create a Simulink model and simulate the behavior. Particular attention was dedicate on the study of the thermal system modeled using a second order system whose time constants were estimated knowing the materials of the thermal part.
- A compensation network was implemented for improving the stability of the system.
- An experimental characterization was made to test the reliability of CBT system. Multiple trials were made for comparison with various parameter of the system (capacity of compensation network, maximum current flowing through the Peltier, maximum desired temperature). The results of this multiple trials were shown in term of measured temperature and Peltier's current. This two parameters were essential for choosing the right value of the capacity i.e. the best temperature trend.

- A fitting process was implemented on some previous results for obtaining the real value of the time constant used in the model and the maximum value of ΔT that can be provided by the Peltier cell in different conditions (different values of maximum current).

In Conlusion all the previous steps/considerations led us the final realization of the prototype, that starting from an ambient temperature of 20°C is able to reach -20°C in around 30’ e to keep it stable during the whole acquisition.

1 RIVELATORI DI IMMAGINI X AD ALTA RISOLUZIONE ENERGETICA

Nel primo capitolo viene presentata una nuova tecnica di imaging a raggi X, detta Diffraction Enhanced Imaging (DEI). Essa, a differenza della radiografia tradizionale, sfrutta i fotoni diffusi elasticamente (scattering elastico o coerente) dal campione sotto esame, e non quelli trasmessi, per la ricostruzione dell'immagine. Consente dunque di ottenere immagini con un contrasto e una specificità superiori rispetto a una normale radiografia in trasmissione e pertanto saranno analizzate le opportunità che il suo impiego può comportare in campo medico, in particolar modo per il riconoscimento del cancro al seno.

Prima di illustrare questa nuova tecnica di imaging a raggi X verrà proposto un nuovo concetto di rivelazione, basato su rivelatori a deriva controllata (CDD). Questi, a differenza dei rivelatori ad accoppiamento di carica (CCD), offrono notevoli vantaggi per la funzionalità del sistema, consentendo di avere risoluzione spaziale ed energetica allo stesso tempo.

Ci si focalizzerà poi su una delle applicazioni della tecnica diffrattiva appena citata, nota con il nome di Diffraction Enhanced Breast Imaging (DEBI). Essa si posiziona nell'ambito degli esami mammografici e si pone l'obiettivo di riuscire ad identificare il tessuto cancerogeno quando è ancora nella fase iniziale, in cui non è ancora diffuso e si presenta con dimensioni ridotte.

Verrà inoltre affrontato il tema della risoluzione energetica e la sua dipendenza dalla corrente di leakage (quindi dalla temperatura) e dalla velocità di lettura e si mostreranno i vantaggi che il rivelatore a deriva controllata introduce in questo ambito, consentendo l'utilizzo di un apparato di raffreddamento che non necessariamente debba portare al raggiungimento di temperature criogeniche. Infine verrà presentato l'obiettivo del lavoro di tesi, che è quello di sviluppare un sistema di controllo della temperatura che, affiancato ad un apparato di raffreddamento, consenta di far lavorare il CDD a bassa temperatura (due o tre decine di gradi sotto gli 0°C) e di mantenere quest'ultima costante durante l'acquisizione X per garantire una corretta rivelazione del punto di interazione del fotone incidente.

1.1 Rivelatori di immagini X

1.1.1 Rivelatore ad accoppiamento di carica CCD

I dispositivi ad accoppiamento di carica (CCD) sono caratterizzati da una tipica struttura a matrice formata da colonne di pixel e da un meccanismo di lettura sincrono, che permette di ricostruire con precisione le coordinate di provenienza, sempre in pixel, di un evento rivelato. Ogni pixel è determinato da una buca di potenziale, realizzata per mezzo di un elettrodo polarizzato positivamente rispetto ad altri due elettrodi posti ai lati con la funzione di confinamento della buca. In un primo momento infatti il rivelatore viene fatto funzionare in modalità di integrazione, in cui la radiazione incidente produce pacchetti di carica che vengono raccolti nelle buche di potenziale più prossime al luogo di formazione. La carica viene quindi immagazzinata in questi pixel fino alla fase successiva. La seconda fase è quella di lettura e consiste nel muovere la carica verso gli anodi di raccolta, alla fine della rispettiva colonna di pixel, per poi essere amplificata ed elaborata. Lo spostamento della carica avviene modificando i profili di potenziale degli elettrodi adiacenti, come mostrato in Figura 1.1. I pacchetti vengono trasferiti con un processo ordinato, muovendosi lungo la colonna di appartenenza, di un pixel alla volta ad ogni colpo di clock della fase di lettura, e questo permette una facile ricostruzione dell'immagine immagazzinata nella fase di integrazione. Il tempo di acquisizione di un quadro (immagine) è dato dalla somma tra il tempo di integrazione e il tempo necessario per la lettura di una colonna. Il tempo totale di lettura di una colonna dipende dalla somma tra tempo di trasferimento del contenuto di un pixel in quello adiacente (T_{tr}) e il tempo di processamento (T_{proc}), il tutto moltiplicato per il numero di pixel della colonna secondo la relazione:

$$T_{readout}=N_{pixel} \cdot (T_{proc}+T_{tr})$$

Eq 1.1

Si può notare che il tempo totale di lettura dipende direttamente dal tempo di processamento e dal numero di pixel per colonna, e quindi dalle dimensioni del rivelatore.

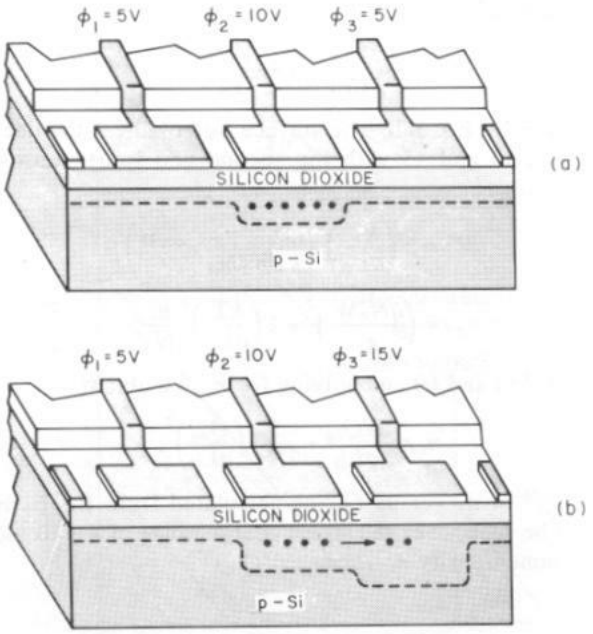


Figura 1.1: schema di trasferimento della carica in un rivelatore ad accoppiamento di carica basato su giunzioni MOS.

I rivelatori ad accoppiamento di carica offrono buone prestazioni in termini di risoluzione spaziale che li rendono degli ottimi rivelatori per lo studio di sorgenti di radiazione X. L'utilizzo di una struttura a pixel consente infatti di sapere con precisione il punto di interazione di un dato fotone e consente un'accurata ricostruzione di un'immagine bidimensionale del campione analizzato. Proprio per questo motivo strutture basate su questo sistema hanno trovato ampio utilizzo nei sistemi di rivelazione non solo per radiografie digitali convenzionali in trasmissione ma anche in diffrazione. Non sono invece buoni i risultati in termini di risoluzione temporale, a causa della lentezza del processo di lettura (solitamente dell'ordine dei ms). Questo inoltre comporta tempi di integrazione altrettanto lunghi e perciò una maggiore corrente di buio che determina un elevato rumore a temperatura ambiente. Teoricamente potremmo pensare di utilizzare il rivelatore ad accoppiamento di carica per effettuare analisi con risoluzione in energia, dal momento che è possibile calcolare l'energia del fotone incidente nel singolo pixel misurando la quantità di carica immagazzinata. Per rendere ciò possibile bisogna rispettare i seguenti requisiti:

- Durante la fase di integrazione al massimo un solo fotone deve incidere su ogni pixel
- Basso rumore di lettura

- Tutta la carica generata deve essere completamente raccolta dal singolo pixel
- Nella fase di trasferimento la carica non deve subire perdite

Per poter soddisfare il primo requisito è necessario ridurre il tempo di integrazione in accordo col flusso della radiazione X incidente, in modo da ridurre la probabilità che più di un fotone raggiunga lo stesso pixel durante la fase stessa. Se ciò si verificasse si otterrebbe il fenomeno del pile-up, ovvero l'energia misurata corrisponde alla somma delle energie dei singoli fotoni e sarebbe quindi impossibile scindere le due informazioni. Inoltre, con tassi di conteggio bassi, per ottenere un'immagine con una statistica sufficiente sarà necessario effettuare un numero molto maggiore di cicli di integrazione e lettura, con un conseguente tempo di acquisizione molto lungo (ogni ciclo richiede tempi dell'ordine del ms). Una fase di lettura lunga ha anche un secondo effetto indesiderato, legato all'interazione di fotoni durante la fase di lettura. Durante questa fase esiste infatti la possibilità che un altro fotone colpisca il rivelatore in prossimità di uno dei pixel che devono ancora essere letti, falsando così la lettura della posizione di interazione.
Il secondo requisito, molto importante, nasce dal fatto che per poter valutare correttamente l'energia del fotone incidente misurando la carica prodotta dall'interazione con il rivelatore, in confronto la carica equivalente di rumore, aggiunta dalla corrente di leakage o dall'elettronica di lettura, deve essere trascurabile. Gli ultimi due requisiti non rappresentano un problema per i dispositivi ad accoppiamento di carica.
In conclusione, anche se in linea di principio è possibile effettuare analisi energetiche con i rivelatori ad accoppiamento di carica, da un punto di vista pratico i requisiti richiesti appaiono difficili da soddisfare e complicano il progetto degli apparati all'interno dei quali vengono utilizzati. Per garantire buone prestazioni in termini di rapporto segnale-rumore questi dispositivi richiedono infatti di essere raffreddati a temperature criogeniche. Rimane inoltre il problema della lentezza nell'acquisizione, causato come visto in precedenza da tempi di lettura elevati. Per questi motivi negli apparati sperimentali proposti in letteratura vengono sempre utilizzati in modalità di integrazione di carica. Si acquisisce per ogni ciclo un numero di eventi per pixel superiore all'unità e si utilizzano sorgenti di radiazione monocromatiche per la sola ricostruzione bidimensionale dell'immagine, senza alcuna risoluzione energetica.

1.1.2 Rivelatore a deriva controllata CDD

Uno dei punti di forza del Controlled Drift Detector [1], a differenza dei dispositivi ad accoppiamento di carica, consiste nel fatto che questo rivelatore consente di effettuare analisi con elevata risoluzione energetica, oltre che temporale e spaziale. Il primo passo per la sua realizzazione è stato l'introduzione dei rivelatori a deriva in silicio SDD da parte di E.Gatti e P.Rehak nel 1983 [2], basati sul principio di svuotamento laterale. Questo prevede di portare in regime di svuotamento totale un substrato di silicio, ad alta resistività e leggermente drogato n, attraverso un piccolo contatto ohmico laterale n+ polarizzato positivamente rispetto ai contatti p+ disposti su entrambe le facce del wafer.

Durante la fase di polarizzazione, all'aumentare della tensione la regione svuotata si espande progressivamente a partire da entrambe le giunzioni rettificanti fino a quando il contatto ohmico residuo, situato in modo simmetrico nel mezzo del substrato, non viene annullato. In questo modo è possibile ottenere un substrato completamente svuotato con tensioni di polarizzazione all'incirca quattro volte inferiori a quelle necessarie per un diodo dello stesso spessore. Un volume svuotato così ampio rappresenta un vantaggio nella rivelazione di fotoni ad alta energia in quanto consente di ottenere un'ottima efficienza di assorbimento e raccolta della carica generata.

All'interno del substrato infatti, lungo la direzione ortogonale rispetto alla superficie, il potenziale assume un andamento parabolico creando una sorta di canale sepolto parallelo alla superficie che rappresenta un minimo energetico per gli elettroni e un massimo per le lacune. La carica negativa generata viene quindi raccolta lungo questo minimo di potenziale dove viene poi sospinta, con l'applicazione di un secondo campo elettrico parallelo alla superficie, verso le impiantazioni n+ per essere processata.

La misura dell'energia della radiazione incidente si ottiene dall'ampiezza del segnale di tensione prodotto sul nodo di lettura, per mezzo dell'integrazione della carica del pacchetto ricevuto sulla capacità associata all'anodo. Più questa capacità è piccola, migliore sarà la risoluzione energetica ottenibile alla fine del processo di elaborazione. Anche da questo punto di vista, la struttura dei rivelatori a deriva offre un notevole vantaggio considerando che la capacità di lettura non dipende più direttamente dalle dimensioni dell'area sensibile del dispositivo (come avviene per una giunzione p-n planare), ma soltanto dalle dimensioni geometriche degli anodi di lettura. Questi ultimi possono essere realizzati facilmente di

dimensioni ridotte, ottenendo così una capacità di lettura molto piccola indipendente dalle condizioni di polarizzazione di svuotamento, portando ad avere una ottima risoluzione energetica.

Per generare il campo elettrico di deriva, invece di un unico contatto di tipo p+ per ognuna delle due facce del wafer, vengono realizzate due serie di strisce costituite da impiantazioni p+, isolate l'una dall'altra e parallele (Figura 1.2). Esse vengono polarizzate con tensioni progressivamente sempre più negative a partire dalla prima posta vicino all'anodo di lettura. Conoscendo il valore del campo elettrico di deriva è facile ricavare il tempo che il pacchetto di carica impiega per raggiungere l'anodo di lettura a partire dal punto di generazione. Nota la mobilità nel substrato, la velocità di drift dell'elettrone è infatti legata al campo elettrico dalla relazione:

$$v_{drift} = \mu_n \cdot E_{drift}$$

Eq 1.2

dove μn è la mobilità degli elettroni nel silicio e vale idealmente 1400 cm2/(V s) a temperatura ambiente. Considerato che valori tipici applicabili per il campo elettrico di deriva variano tra 100 V/cm e 1000 V/cm, le velocità di deriva ottenibili sarebbero comprese tra 0.14 cm/μs e 1.4 cm/μs. Il processo di trasferimento che ne risulta è molto veloce e i possibili tempi di lettura che ne conseguono, con dispositivi delle dimensioni di qualche cm, sono dell'ordine dei μs (ben tre ordini di grandezza in meno rispetto ai tempi stimati per un dispositivo ad accoppiamento di carica).

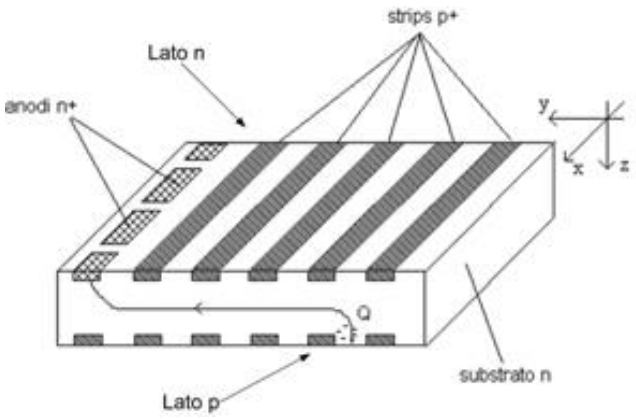


Figura 1.2: struttura semplificata e schema di funzionamento di un rivelatore a deriva SSD. La carica generata dall'assorbimento di un fotone viene raccolta lungo un canale sepolto all'interno del wafer e trasportata verso gli anodi n+.

Una velocità di lettura di questo ordine di grandezza permette di ottenere un'ottima risoluzione temporale e di poter effettuare analisi in energia anche con sorgenti che producono un elevato tasso di conteggi. Come visto in precedenza, il fatto che le p+ strips siano polarizzate con potenziali linearmente crescenti in modulo man mano che ci si allontana dall'anodo permette di instaurare un'altra semplice relazione lineare tra il tempo di drift e la distanza percorsa dagli elettroni.

$$y_d = v_d \cdot t_d$$

Eq 1.3

Conoscendo il tempo di drift diventa possibile ricavare il punto di interazione del fotone X incidente lungo la coordinata y di deriva. Questo però presuppone anche la conoscenza dell'istante di tempo in cui avviene la creazione del pacchetto di carica. È necessario pertanto disporre di un segnale che fornisca l'istante iniziale da cui partire a misurare il tempo di deriva.

Si può pensare di utilizzare il rivelatore stesso per ottenere tale segnale, sfruttando l'impulso di carica indotto dalle lacune sulle strip p+ più vicine al punto di generazione. Ne segue che, nei Silicon Drift Detector, in assenza di tale segnale, è possibile ricavare soltanto la posizione di interazione di un fotone X nella coordinata ortogonale alla direzione di deriva, mediante la realizzazione di più anodi di lettura. È in questo contesto che è stato pensato il Controlled Drift Detector dove, con una particolare polarizzazione delle strips p+, viene introdotta la possibilità di impedire alla carica di muoversi dalla posizione di interazione per un certo intervallo di tempo per poi lasciarla libera di scivolare verso gli anodi durante la fase di lettura.

Nel modello di rivelatore considerato, per creare le barriere di potenziale responsabili del confinamento lungo la direzione di deriva, si alterano le polarizzazioni in modo tale da simulare un profilo sinusoidale che vada a sovrapporsi al potenziale di deriva (figura 1.3). Si crea così una matrice di pixel per l'integrazione della carica e in un secondo momento questa polarizzazione aggiuntiva può essere rimossa per permettere la deriva della carica. Così facendo è possibile definire con precisione l'istante di tempo in cui inizia il processo di deriva del pacchetto di carica verso gli anodi. Questa modalità di funzionamento ricalca quella vista in precedenza per i dispositivi ad accoppiamento di carica, in quanto si possono

definire due fasi successive: la prima detta di integrazione, in cui la carica generata dal fotone incidente viene raccolta in buche di potenziale; la seconda detta di deriva in cui il pacchetto di carica accumulato nel pixel viene fatto scivolare verso l'elettrodo di lettura.

Il tempo misurato tra l'istante d'inizio della fase di deriva e l'istante in cui gli elettroni giungono all'anodo di lettura fornisce la posizione del pixel di partenza della carica, secondo l' Eq 1.3 vista in precedenza. Lungo la direzione perpendicolare alla coordinata di drift, l'informazione sulla posizione viene invece ottenuta conoscendo su quale anodo di lettura è giunto il segnale. Infine la misura della carica raccolta da l'informazione energetica. Questa nuova caratteristica introdotta dai CDD consente di unire la velocità di lettura del segnale propria dei rivelatori a deriva in silicio con una struttura a matrice di pixel, derivata dai rivelatori ad accoppiamento di carica, permettendo così di ottenere oltre ad un'ottima risoluzione energetica e temporale anche risoluzione spaziale 2D.

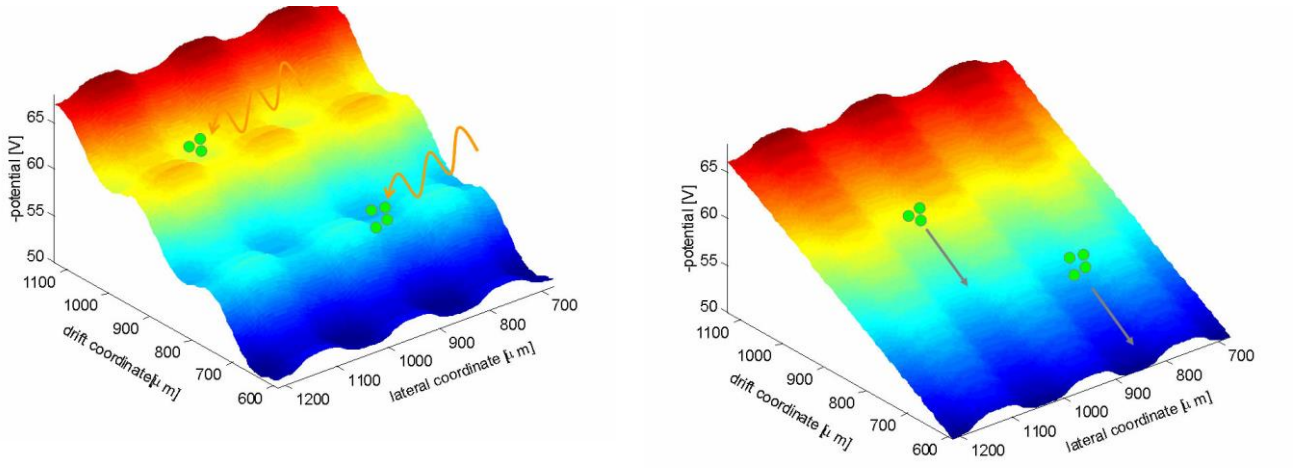


Figura 1.3: profili dei potenziali delle due distinte fasi di funzionamento di un rivelatore Controlled Drift Detector. Nella fase di integrazione i pacchetti di carica sono confinati in buche di potenziale e non possono muoversi; durante la fase di lettura invece le barriere lungo la coordinata di drift vengono rimosse e i pacchetti possono scivolare verso gli anodi di lettura.

1.2 Diffraction Enhanced Breast Imaging: una possibile applicazione per i rivelatori CDD

1.2.1 Tecnica radiografica Diffraction Enhanced Imaging

Nel 1997, con un articolo di D. Chapman [3], è stata presentata una nuova tecnica radiografica denominata Diffraction Enhanced Imaging o DEI, che sembra permettere di risolvere i principali problemi legati alla radiografia convenzionale, soprattutto per quanto riguarda il contrasto ottenibile in presenza di materiali con coefficiente di assorbimento simile. In una radiografia convenzionale, vengono sfruttati solamente i fotoni trasmessi attraverso il campione lungo l'asse del fascio incidente, mentre non vengono considerati quelli che subiscono uno scattering sia elastico che anelastico. I raggi X diffusi sono sorgente di rumore in radiografia. Influiscono negativamente sulla qualità dell'immagine, andando ad impattare sulla pellicola fotografica in zone che non hanno nulla a che fare con il proprio asse di trasmissione, come mostra la Figura 1.4.

La diffusione, che per la radiografia classica è un effetto indesiderato, diventa invece la base per la tecnica Diffraction Enhanced Imaging [4]. I fotoni che subiscono diffusione, avendo interagito con la struttura atomica del campione, sono diventati portatori di informazioni che, se analizzate in maniera opportuna, possono risultare utili allo scopo di costruire un'immagine alternativa dell'oggetto studiato e ottenere così prestazioni migliori rispetto alla radiografia classica. In particolare l'analisi del profilo dell'intensità diffusa permette di identificare la struttura molecolare di ciascun dettaglio del campione e consente, in molti casi, di migliorare il contrasto finale dal momento che, selezionando opportunamente l'energia e l'angolo di osservazione, il contrasto tra le sezioni d'urto di scattering può essere più marcato di quelle di assorbimento. In Figura 1.5 viene proposto sistema generico di analisi in diffrazione. Il rivelatore viene posto ad un angolo θ rispetto al fascio incidente (angolo di scattering). Nell'apparato è necessario introdurre un collimatore dopo il campione per selezionare soltanto i fotoni diffusi che giungono nell'intorno dell'angolo considerato e scartare quelli con angoli diversi per migliorare la risoluzione del risultato.

Il processo di diffusione considerato nel campione prende il nome di scattering coerente e può essere descritto in modo classico come l'interazione del campo elettrico associato ai

fotoni X con il campo elettrico associato alla distribuzione di carica dovuta agli elettroni nel materiale. Gli elettroni cominciano ad oscillare e di conseguenza emettono una radiazione con la stessa lunghezza d'onda del fascio incidente [4].

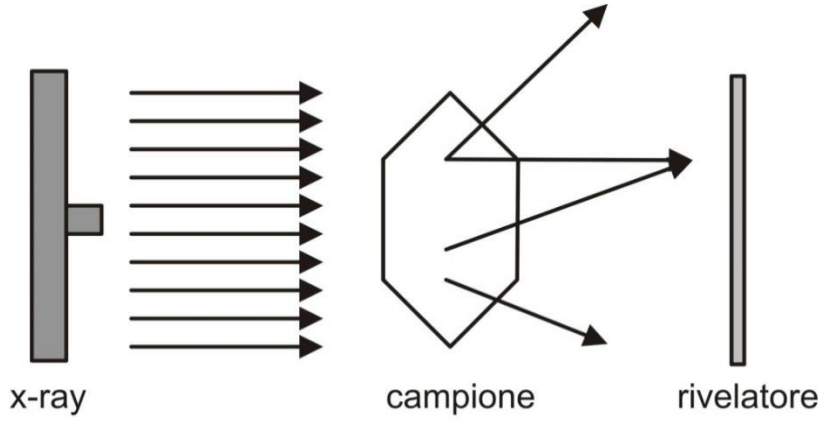


Figura 1.4: esempio di disturbo prodotto dai fotoni diffratti su un'immagine in trasmissione.

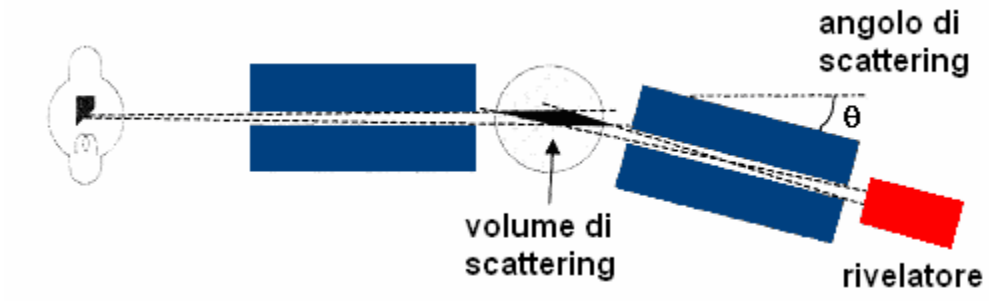


Figura 1.5: schema di un possibile sistema per realizzare analisi in diffrazione. Il primo collimatore serve a definire la larghezza del fascio X e quindi del volume di campione da analizzare; il secondo serve a selezionare soltanto i fotoni diffratti con un angolo θ.

Nei materiali biologici, lo scattering coerente diventa significativo per energie inferiori a 50 keV ed è caratterizzato da angoli di diffrazione contenuti, fino a 10° [5]. Effettuando una scansione, a diversi angoli, dell'intensità dei fotoni diffusi è possibile riconoscere il profilo caratteristico di scattering del materiale (supposto omogeneo) di cui è costituito [6, 7, 8]. Il profilo ricostruito dipende infatti dalla conformazione della struttura molecolare del materiale con cui la radiazione è entrata in contatto ed è caratteristico di ciascun materiale.

Esso viene solitamente espresso come l'intensità della radiazione diffusa in funzione del momento trasferito, e prende il nome di "firma di scatter", in quanto identifica univocamente il materiale analizzato. In Figura 1.6 vengono riportati due esempi di profili si scattering.

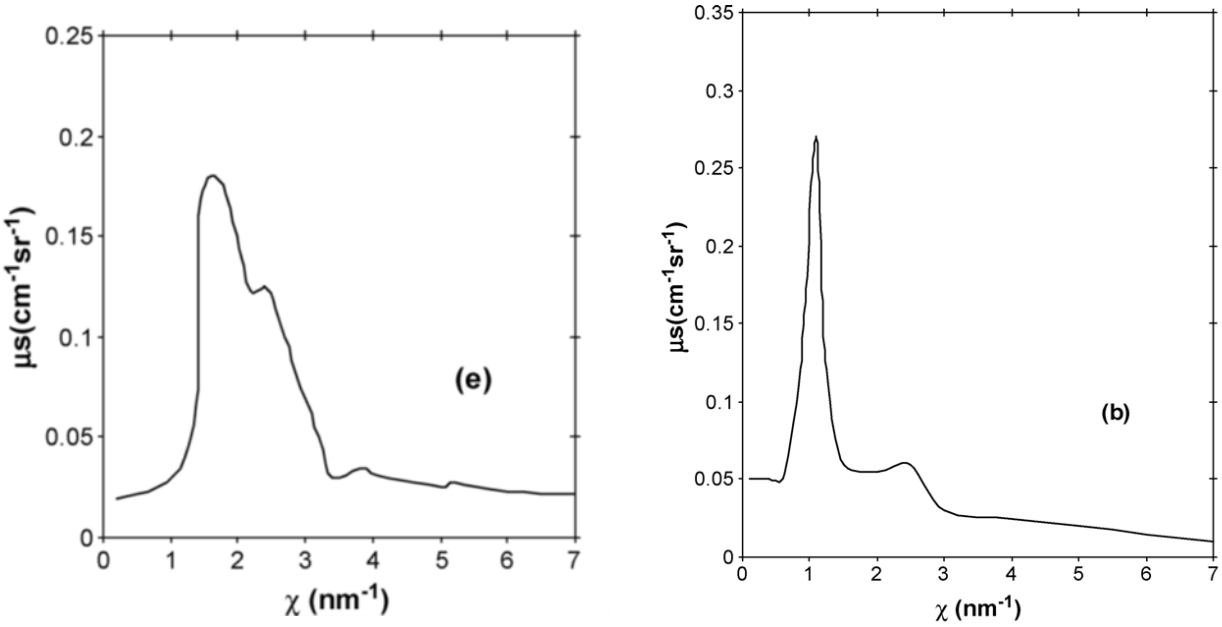


Figura 1.6 profili di scattering rispettivamente di un tessuto adiposo del seno (b) e dell'acqua (e) [5].

Prendendo in considerazione un processo di scattering elastico, possiamo definire il momento trasferito χ con la seguente formula:

$$\chi = \frac{sin(\,\theta\,\frac{1}{2})}{\lambda}$$

Eq 1.4

dove θ è l'angolo di scattering considerato e λ è la lunghezza d'onda del fascio X incidente. Il punto di forza di questa tecnica appare subito evidente quando si passa a considerare oggetti costituiti da materiali diversi. L'obiettivo è quello di migliorare nell'immagine il contrasto del dettaglio rispetto al materiale che lo circonda. Nel caso di campione costituito da due materiali diversi, questo può essere raggiunto, tramite l'acquisizione delle firme di

scatter dei due. Si confrontano le curve caratteristiche a loro associate e si valuta il contrasto finale ottenibile in funzione del momento trasferito secondo l'espressione:

$$C = \frac{(I_1 - I_2)}{(I_1 + I_2)}$$

Eq 1.5

dove I_1 e I_2 sono rispettivamente i profili di diffrazione dei due elementi considerati.
La curva di contrasto che si ottiene, presenterà dei massimi in corrispondenza dei momenti angolari dove la differenza tra i due profili caratteristici è maggiore, ad esempio dove uno dei due presenta un picco diffrattivo e l'altro no. Selezionando opportunamente uno dei momenti angolari corrispondente a un massimo è possibile migliorare il contrasto nell'immagine tra i due elementi coinvolti. Con un fascio monocromatico ad esempio basterà porsi all'angolo determinato dal momento trasferito scelto ed effettuare una scansione del campione. Inoltre, nel caso di campione costituito da molti materiali diversi, è possibile ricostruire più immagini mettendo in risalto di volta in volta le aree costituite da un certo tipo di materiale.

1.2.2 Diffraction Enhanced Breast Imaging

Una delle applicazioni che sembra poter usufruire maggiormente dei benefici delle tecniche di imaging in diffrazione DEI, in combinazione con i rivelatori CDD descritti in precedenza, è quella relativa agli esami mammografici. La mammografia al momento si basa infatti su una radiografia convenzionale con lo scopo di visualizzare la distribuzione dei tessuti grassi e di quelli fibroghiandolari. In un seno costituito prevalentemente da grasso un tumore può essere identificato più facilmente per via dell'elevata differenza tra i coefficienti di assorbimento dei due tessuti, quello sano e quello malato. La difficoltà sorge quando si devono esaminare seni più densi a causa della ridotta differenza dei coefficienti di assorbimento del carcinoma e del tessuto fibroghiandolare prevalente, mostrati in Figura 1.7. Proprio per questo motivo una tecnica diffrattiva potrebbe comportare una valida alternativa promettendo di ottenere immagini con un contrasto più marcato del carcinoma rispetto al tessuto circostante anche nel caso di seni particolarmente densi. La tecnica diffrattiva

applicata in questo campo prende quindi il nome di Diffraction Enhanced Breast Imaging o DEBI e tra gli obiettivi della sua introduzione c'è anche quello di riuscire ad identificare il tessuto cancerogeno quando è ancora nella fase iniziale, nella quale non è ancora diffuso e si presenta con dimensioni ridotte.

Come ogni tecnica DEI anche questa sfrutta il fatto che la distribuzione dei fotoni diffusi in funzione del momento trasferito dipende dalla struttura molecolare e dalle proprietà dei tessuti. Sono già stati svolti numerosi esperimenti con lo scopo di misurare il coefficiente lineare di scattering elastico in funzione del momento trasferito in tessuti mammari successivamente sottoposti a esame istologico [9, 10]. Solitamente l'angolo di osservazione utilizzato non va oltre i 10° per minimizzare il contributo di disturbo dovuto allo scattering anelastico.

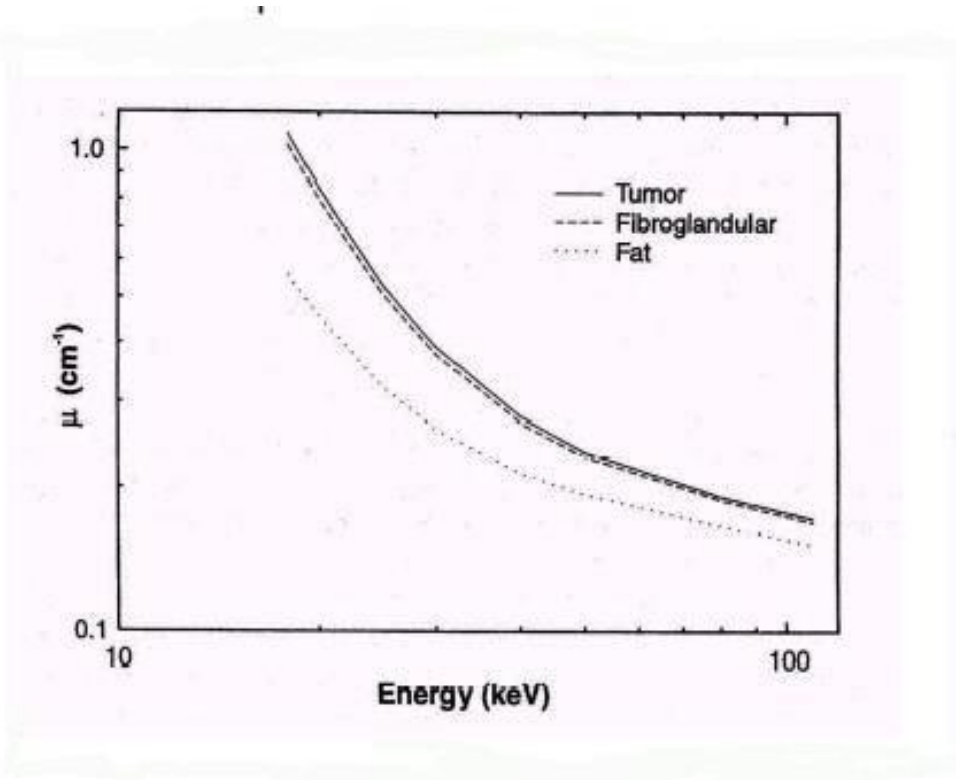


Figura 1.7: coefficienti di assorbimento di tre differenti tipi di tessuto riscontrabili nel seno.

In letteratura sono quindi disponibili i risultati di questi esprimenti comprese le cosiddette "firme di scattering" per alcuni tessuti biologici, alcuni dei quali per il caso specifico del seno. Nella Figura 1.8 viene ad esempio mostrato il profilo del coefficiente lineare di scattering per due tipi di tessuto del seno, uno adiposo e uno affetto da carcinoma. Si nota

che la massima differenza nel segnale diffuso la si ottiene per due momenti trasferiti diversi, a χ= 1.1 nm^{-1} e χ=1.7 nm^{-1}. A χ= 1.1 nm^{-1}, l'intensità relativa al tessuto normale è due volte maggiore del segnale proveniente dal carcinoma, mentre a χ=1.7 nm^{-1} il contrasto si inverte e il segnale che identifica il tessuto malato è 1.5 volte quello del tessuto sano.
A χ= 1.3 nm^{-1} invece le due intensità si equivalgono e i tessuti diventano indistinguibili. La mammografia rappresenta quindi un settore dove i requisiti richiesti ai rivelatori sono particolarmente severi e dove la tecnica diffrattiva può offrire molti vantaggi.

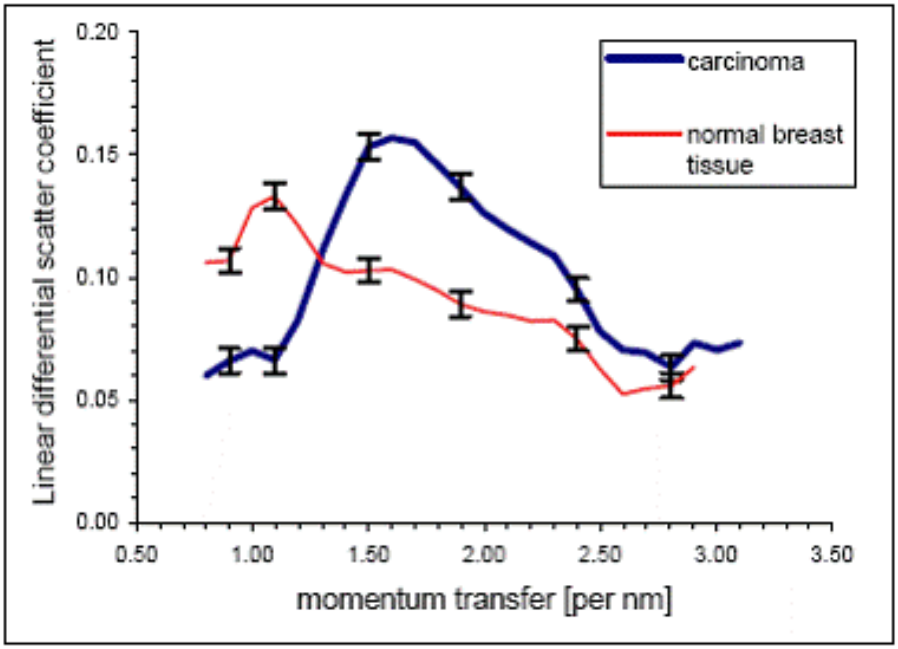


Figura 1.8: "firme di scattering" di un tessuto con cancro e di un tessuto sano.

L'obiettivo che ci si pone è quello di utilizzare una sorgente X convenzionale (estesa su un ampio range di lunghezze d'onda) e di poter lavorare in modalità di rivelazione di singolo fotone, consentendo analisi con risoluzione energetica e spaziale allo stesso tempo.
Il caso di sorgenti policromatiche può essere ad esempio quello dei tubi per la produzione di raggi X impiegati nella mammografia convenzionale e che si vuole continuare a sfruttare anche per le radiografie in diffrazione. Lo studio della tecnica DEBI non è infatti volto a sostituire la radiografia classica, ma rappresenta uno strumento aggiunto nella rivelazione di malattie tumorali. L'idea di base è quella di utilizzare entrambe le tecniche all'interno di un unico apparato dove i fotoni trasmessi vengono utilizzati per ricostruire immagini con

elevata risoluzione spaziale e i fotoni diffusi per costruire immagini ad alto contrasto e specificità. La combinazione delle due immagini permetterebbe al medico di discriminare più facilmente la presenza di una malattia. In questo contesto diventa quindi importante il rivelatore Controlled Drift Detector, in particolare per la sua capacità di misurare contemporaneamente la posizione di interazione e l'energia del fotone X incidente, associata a una buona efficienza quantica nel range 1-30 keV. Il CDD permette di ottenere immagini del campione sia in trasmissione che in diffrazione con una buona risoluzione spaziale, ma in più aggiunge la possibilità di costruire, per ogni pixel, lo spettro di energia della radiazione rivelata.

L'importanza di questa caratteristica risulta evidente se si torna a considerare l'espressione Eq 1.4: come già detto è possibile ricostruire il profilo del momento trasferito di un campione mantenendo un angolo θ fisso e cambiando l'energia del fascio incidente. Ora, se si considera il rivelatore CDD, è possibile posizionarlo a un angolo fisso di osservazione e ricostruire lo spettro dell'intensità della radiazione in funzione dell'energia dei fotoni rivelati in un'unica fase di acquisizione; questo consente di valutare simultaneamente diversi valori di momento trasferito e di ricostruire il profilo del coefficiente di scattering.

Quando si deve ricostruire un'immagine, al termine di una singola acquisizione, per ogni pixel si ha a disposizione lo spettro energetico completo della radiazione incidente. Selezionando una finestra ristretta attorno a un dato valore di energia e considerando soltanto i conteggi appartenenti ad essa, si ricostruisce l'immagine per il momento trasferito corrispondente. Dal momento che la posizione e l'energia di ogni evento raccolto dal rivelatore vengono salvate su un computer durante l'acquisizione, diventa possibile ricostruire più immagini dello stesso campione a diversi momenti trasferiti, spostando di volta in volta la finestra energetica considerata e valutando il livello di contrasto finale per ciascuno di essi. In letteratura questa metodologia prende il nome di "multi-momentum imaging".

1.3 Risoluzione energetica e dipendenza dalla temperatura

Da quanto descritto nel paragrafo precedente, appare evidente come la possibilità di discriminare tessuti diversi caratterizzati da "firme di scattering" diverse dipenda dalla dimensione della finestra con cui si può ritagliare lo spettro energetico acquisito. Migliore è la risoluzione in energia ottenibile con il rivelatore, più è stretta la finestra utilizzabile.

Se ΔE (larghezza delle finestre in cui può essere suddiviso lo spettro energetico di ogni pixel) è piccola, le finestre che si possono accostare sono più numerose, questo comporta che anche il profilo di scattering in funzione del momento trasferito può essere ricostruito con un numero maggiore di punti.

La risoluzione energetica ottenibile da un rivelatore di immagini X dipende dalla corrente di leakage integrata nei pixel durante la fase di integrazione. Infatti, per questi tipi di rivelatore, che funzionano in modalità di integrazione, la fonte di rumore di gran lunga prevalente rispetto alle altre è il rumore parallelo. È importante quindi sottolineare come la risoluzione energetica sia strettamente legata al tempo di integrazione e alla corrente di leakage che, come abbiamo visto, è la causa predominante di rumore.

Il tempo di integrazione dipende a sua volta dalla velocità di lettura: se la velocità di lettura aumenta, diminuisce il tempo di lettura e quindi anche il tempo di integrazione può essere diminuito (ricordiamo che il tempo di lettura deve essere piccolo rispetto al tempo di integrazione). La corrente di leakage, invece, dipende dalla temperatura. Una diminuzione di 8°C della temperatura del rivelatore produce un dimezzamento della corrente di buio e quindi della carica di rumore generata.

Da questa analisi si capisce che per ottenere un rivelatore di immagini X ad alta risoluzione energetica, si può agire sulla velocità di lettura e sulla temperatura. Nei CCD i tempi di lettura sono alti (nell'ordine delle del ms), quindi l'unica strada percorribile è la diminuzione della temperatura di lavoro del rivelatore ottenibile grazie a complessi sistemi di raffreddamento che permettono di raggiungere temperature di parecchie decine di gradi sotto gli 0°C (-150°C).

Nei CDD, tempi di lettura dell'ordine di qualche μs consentono di ridurre anche i tempi di integrazione della carica a poche decine di μs, arrivando a garantire elevate prestazioni in termini di risoluzione ottenibile grazie alla riduzione della corrente di buio integrata nella fase di acquisizione. Si riescono così ad ottenere delle frequenze di quadro piuttosto elevate,

intorno a decine di kHz, cioè più di un ordine di grandezza rispetto a quelle ottenibili con i rivelatori ad accoppiamento di carica che, come si è accennato, sfruttano un meccanismo di lettura sequenziale proporzionale al tempo di processamento. Quindi, a parità di carica di buio, mentre per i CCD è necessario prevedere un apparato di raffreddamento molto complesso, che porti ad ottenere temperature criogeniche (sotto i -100°C), per quanto riguarda i CDD è sufficiente un semplice sistema di raffreddamento che garantisca una temperatura di qualche decina di grado sotto gli 0°C (-20/-30°C). In questo ambito si pone il progetto di tesi presentato.
L'obiettivo del lavoro è quello di sviluppare un sistema di controllo della temperatura per rivelatore a deriva controllata che, affiancato ad un apparato di raffreddamento, consenta di:

- raffreddare il rivelatore portandolo ad una temperatura impostata (es. -20°C).
- mantenere il valore di temperatura costante durante l'acquisizione X.

Risulta di fondamentale importanza mantenere costante la temperatura del rivelatore in quanto, dalle Eq. 1.2 e 1.3 si evince che la coordinata y del punto di incidenza del fotone X dipende dalla velocità di deriva, che dipende a sua volta dalla mobilità degli elettroni. La mobilità è legata alla temperatura e quindi una variazione non trascurabile della temperatura causerebbe un'errata rivelazione del punto di interazione del fotone incidente lungo la coordinata y di deriva.

2 APPARATO DI RAFFREDDAMENTO DEL SISTEMA DI RIVELAZIONE

L'introduzione di un apparato di raffreddamento nasce dalla necessità di incrementare la risoluzione energetica ottenibile dall'intero apparato sperimentale. Ha quindi l'obiettivo di migliorare le prestazioni, dal punto di vista del rumore, del rivelatore e della prima parte della catena di acquisizione del segnale.

Nel presente capitolo viene presentato l'apparato (detector box) creato appositamente per permettere al rivelatore CDD in questione di lavorare a basse temperature.

2.1 Testa di rivelazione con apparato di raffreddamento tramite cella Peltier

Come si è visto nel capitolo precedente, l'elemento più importante da raffreddare è il rivelatore, in modo tale da ridurre il contributo dominante di rumore a temperatura ambiente legato alla corrente di leakage, ed essere così in grado di ottenere una migliore risoluzione energetica, cioè di discriminare energie molto più vicine tra loro. Si ricorda che la corrente di leakage ad esempio si riduce circa di un fattore 2 scendendo di 8°C in temperatura. Tuttavia anche il raffreddamento dell'elettronica più prossima al rivelatore può comportare dei benefici. In particolar modo i buffer presenti sulla motherboard del rivelatore dissipano una potenza tutt'altro che trascurabile che ne degrada le prestazioni per quanto riguarda il rumore termico, e contribuisce a scaldare l'ambiente di lavoro (motherboard e detector box) influenzando indirettamente anche il rivelatore stesso. La struttura attualmente realizzata si occupa del raffreddamento del solo rivelatore anche se è già stata prevista una struttura parallela molto simile, e indipendente dal punto di vista della misura e della regolazione della temperatura, per il raffreddamento dei buffer.

Si descrive ora la struttura della Detector Box, contenente il rivelatore in oggetto. Il chip del rivelatore è incollato su di una ceramica realizzata appositamente per l'apparato attuale, che funziona da interfaccia con la motherboard. Essa contiene parte dell'elettronica per la lettura del segnale e la polarizzazione del dispositivo ed é costituita dalla sovrapposizione di tre strati di allumina tra i quali sono fatte passare le piste conduttive in aggiunta a quelle presenti sulle due superfici esterne per avere in totale quattro livelli di piste. Esse sono state connesse mediante microsaldature o bondings verso la motherboard e verso il rivelatore. Dal momento che i bondings sono molto delicati e molto vicini, per evitare che eventuali sollecitazioni possano staccarli, la ceramica è stata connessa alla motherboard per mezzo di quattro pinzette metalliche, visibili in Figura 2.1 ai quattro lati, in modo da garantire una discreta flessibilità. Sulla ceramica viene incollata una PT100, al fine di avere informazioni sulla temperatura di lavoro del rivelatore. La motherboard e il rivelatore, all'interno della detector box, sono mantenuti prossimi al coperchio e quindi all'apertura per l'ingresso dei raggi X da quattro distanziali di sostegno come mostrato in Figura 2.2. Al di sotto di tutta la ceramica è infine presente un blocco di rame (detector block) che si interfaccia direttamente con il resto del sistema di raffreddamento.

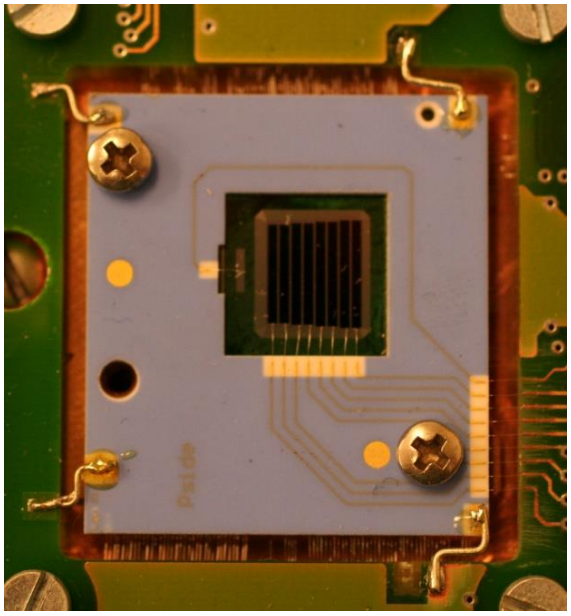


Figura 2.1: immagine del rivelatore utilizzato.

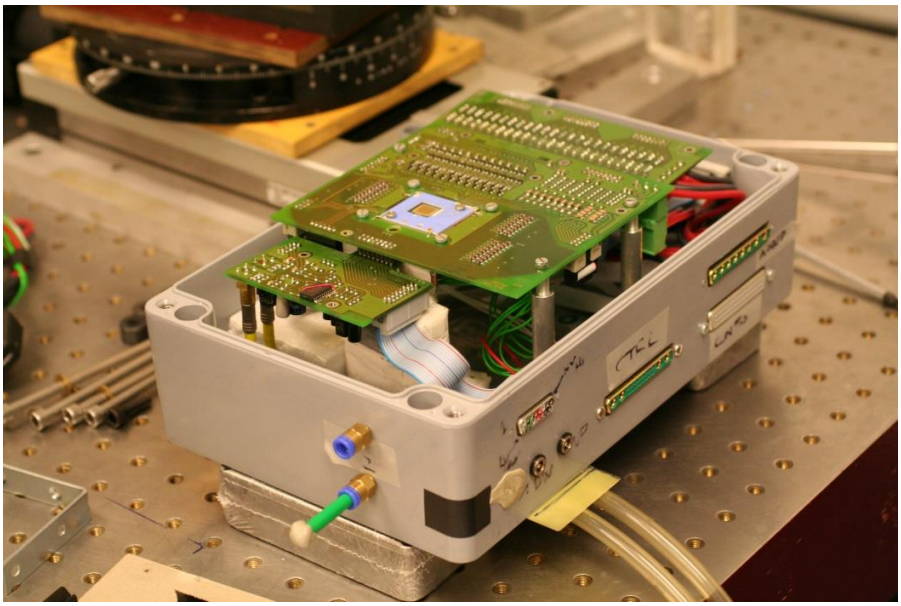


Figura 2.2: immagine dell'apparato completo del rivelatore costituito da una motherboard sospesa su quattro sostegni, da una scheda di commutazione per passare dalla fase di drift a quella di integrazione, e da una scheda ospitante i preamplificatori di tensione

Per estrarre la potenza dissipata dal rivelatore e trasportarla al di fuori della detector box si è fatto uso di una cella Peltier che, oltre ad essere stata individuata per garantire le prestazioni richieste in ambito termico, ha il pregio di avere dimensioni compatte e costi contenuti. Prendendo in considerazione i tre partitori resistivi e i transistor integrati in prossimità del rivelatore, la potenza dissipata nel caso peggiore è intorno ai 250 mW. Si è deciso di utilizzare un Peltier da 33.4 W, quindi con potenza nettamente superiore a quella minima richiesta. La cella è appoggiata sul fondo della detector box, lontano dal rivelatore. Questo posizionamento è dovuto al fatto che la cella per trasportare calore dissipa anch'esso una potenza non trascurabile, e si è voluto ridurre al minimo il percorso di questo flusso di calore verso l'esterno per non avere perdite di temperatura rilevanti.

Come collegamento tra la faccia fredda del peltier e il blocco di rame al di sotto del rivelatore (detector block) è stata inserita una struttura costituita da due grossi blocchi di rame, uno orizzontale poggiante lungo tutta la faccia del peltier e uno verticale al di sopra di esso, e una piattina finale tra il blocco verticale e il blocco rivelatore, come mostrato in Figura 2.3.

Il calore trasportato e dissipato dalla cella sulla faccia calda, e quindi sul fondo scatola, viene smaltito per mezzo di uno scambiatore di calore in rame, avvitato all'esterno e nel quale viene fatto scorrere un flusso d'acqua. L'acqua viene mantenuta ad una temperatura fissa (intorno ai 20°C) per mezzo di un refrigeratore esterno (chiller). Volendo la si può mantenere a temperature più basse (con liquidi adatti anche a valori al di sotto dello 0 °C), ma si rischia l'insorgere di condensa sul fondo della scatola che potrebbe cortocircuitare l'elettronica. Lo stesso problema si presenta anche all'interno della detector box, in modo anche più grave per le basse temperature raggiungibili (al di sotto degli 0 °C) dove si avrebbe formazione di ghiaccio dovuto al vapore acqueo nell'aria, e di conseguenza possibili cortocircuiti che danneggerebbero rivelatore e elettronica di controllo. In realtà già ad una temperatura inferiore al Dew point (punto di rugiada) si andrebbe incontro alla presenza di liquindo nella Detector Box. Per ovviare a questo problema nella scatola del rivelatore (detector box) è possibile immettere azoto tramite un'apertura, in modo da espellere l'aria e l'umidità presenti. Quest'ultima viene misurata tramite un apposito trasduttore che in base al suo valore relativo è in grado di fornire un rispettivo valore di tensione. In figura 2.4 viene mostrata nel suo insieme la detector box e i suoi elementi fondamentali. Si nota come siano stati previsti due sistemi di raffreddamento indipendenti, caratterizzati ciascuno da una

proprio scambiatore di calore, cella Peltier, e sistema termico che collega la cella all'elemento da raffreddare.

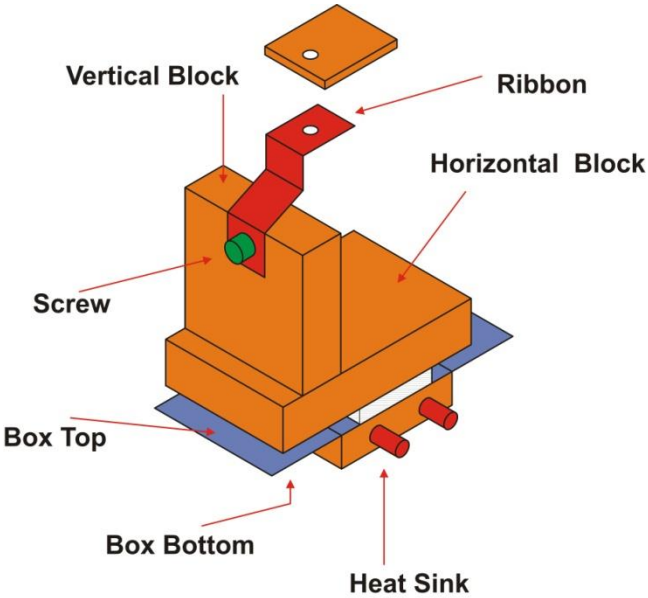


Figura 2.3: schema della struttura realizzata per trasportare il calore dal blocco di rame presente sotto la ceramica del rivelatore fino alla cella peltier.

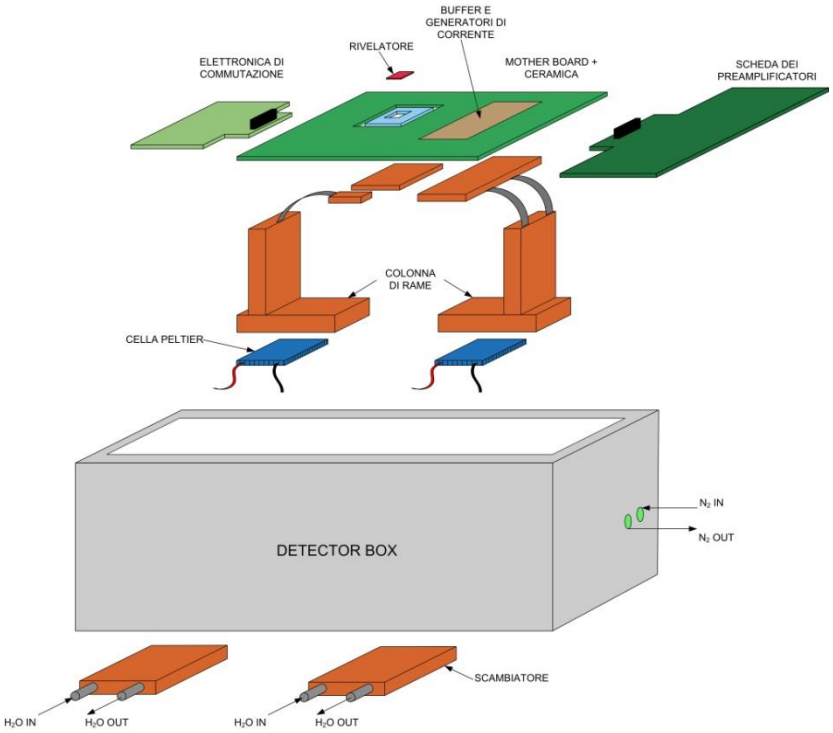


Figura 2.4: schema completo dell'apparato termico pensato per raffreddare rivelatore e buffers.

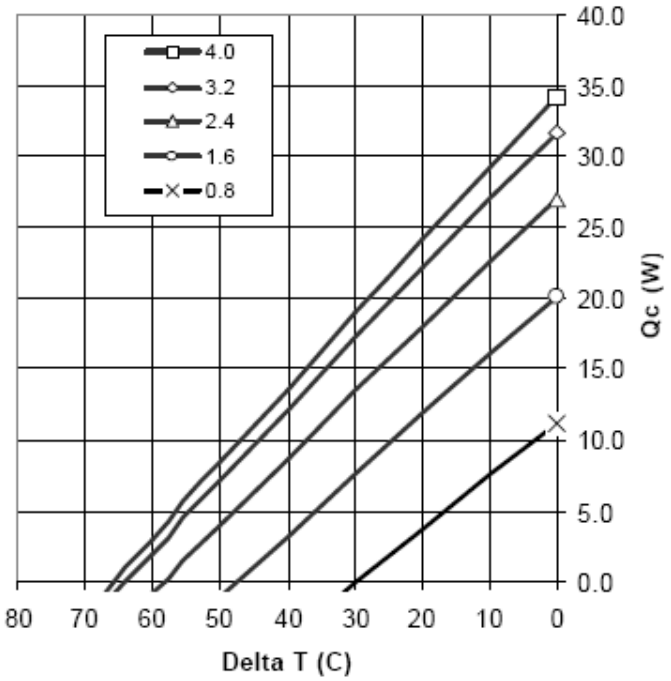
2.2 Modello generale del sistema termico

Poiché il sistema realizzato è costituito da elementi reali, tutti i pezzi utilizzati presentano una resistenza termica al flusso di calore trasportato e una certa attitudine ad accumulare calore. La conseguenza è un salto di temperatura fra i due capi dei vari blocchi utilizzati, che comporta una riduzione delle prestazioni ottenibili dal sistema e della temperatura minima a cui può essere portata la ceramica del rivelatore. Inoltre occorre un certo tempo affinchè ai capi degli stessi si crei una differenza di temperatura. Per una stima delle prestazioni ottenibili con l'apparato realizzato si può costruire uno schema elettrico equivalente, mostrato in Figura 2.5, nel quale i vari elementi utilizzati sono modellizzati in base alla loro dimensione, conducibilità termica, densità e calore specifico. Il primo elemento da analizzare è la cella peltier le cui caratteristiche principali sono riportate nella tabella sottostante.

Q_{max}	33.4 W
ΔT_{max}	67 °C
V_{max}	15.4 V
I_{max}	3.9 A

Il peltier utilizzato è in grado di fornire un ΔTmax=67 °C, polarizzato con la corrente massima e a carico nullo, ovvero con flusso di calore nullo. All'aumentare del flusso di calore trasferito il ΔT ottenibile si riduce linearmente come si evince dal grafico riportato in Figura 2.6. Con carico massimo, cioè con un trasferimento di potenza pari a 33.4 W , il ΔT ottenibile sarebbe nullo. Nel caso ideale la potenza da trasferire sarebbe soltanto quella del rivelatore, oltre un fattore 100 al di sotto della potenza massima dissipabile, e quindi il ΔT sarebbe prossimo ai 67 °C, ma nella situazione reale nel flusso va ad aggiungersi la potenza trasportata per convezione dai buffer e dai preamplificatori.
La cella, per trasportare il calore, dissipa esso stesso potenza che deve essere smaltita dalla faccia calda tramite lo scambiatore di calore con l'acqua a 20 °C, facendo attenzione a ridurre quella che torna alla faccia fredda attraverso percorsi alternativi.

A questo scopo per fissare i blocchi di rame, appoggiati al di sopra del peltier, con il fondo della scatola, sono state utilizzate viti in nylon che hanno bassa conducibilità termica.



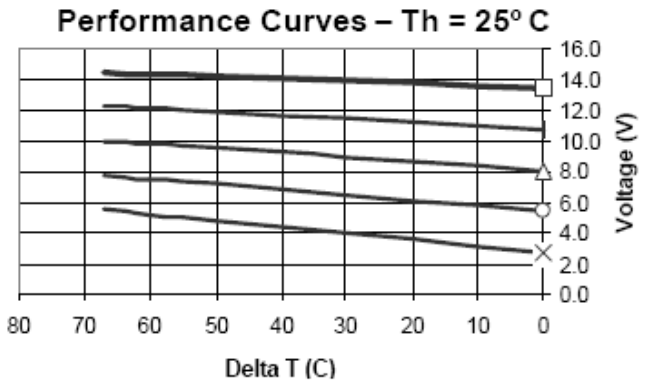


Figura 2.6: curve caratteristiche della cella peltier selezionata per il raffreddamento del rivelatore. Dalle curve di destra si nota come la differenza di temperatura ottenibile tra faccia calda e faccia fredda diventa nulla quando il dispositivo deve trasportare il flusso termico massimo per cui è stato progettato.

La cella inoltre non viene fatta funzionare alla corrente massima di 3.9 A, ma viene limitata a un valore di 3.3 A per aumentarne la vita operativa e non danneggiarla. Essa può quindi essere modellizzata approssimativamente come un generatore di tensione con un valore ΔT

ideale (dipendente dalla corrente che si decide di far scorrere in essa) con in serie la sua resistenza Rp, di valore 2.1 K/W che tiene conto della riduzione di ΔT dovuta al flusso di calore trasferito. Il modello della cella è completato da un generatore di corrente P_d sulla faccia calda del valore di 50 W che tiene conto della potenza elettrica dissipata dalla cella.
La resistenza indicata con Rn rappresenta invece la resistenza termica del percorso parallelo alla cella peltier, caratterizzato principalmente dalle viti di fissaggio della colonna di rame con il fondo scatola. Il collegamento tra la faccia fredda del peltier e il blocco di rame al di sotto della ceramica consta invece del contributo dovuto al blocco di rame orizzontale e quello verticale. Essi presentano una resistenza termica Rc complessiva trascurabile (rispetto alla resistenza introdotta dalla piattina avvitata tra blocco verticale e blocco rivelatore) e una capacità termica Cc considerevole a causa della loro notevole dimensione. La piattina metallica che collega il blocco verticale al rivelatore presenta invece un'ulteriore resistenza termica Rfin e capacità termica Cfin. La resistenza indicata con Rbc rappresenta il collegamento principale tra la pcb della motherboard e il circuito di raffreddamento del rivelatore. Il contributo di questa resistenza, dato dai bonding, è di valore molto elevato, per via della piccola sezione offerta. Ramb è la resistenza offerta dall'aria che circonda la struttura in rame, ovvero dai diversi percorsi che permettono al calore di giungere dall'ambiente esterno verso il rivelatore. Anch'essa è di valore elevato (circa un ordine di grandezza superiore) rispetto alle altre resistenze considerate nel modello. Infine, le resistenze dello scambiatore di calore e del fondo scatola, rappresentate da Rsc, sono trascurabili.

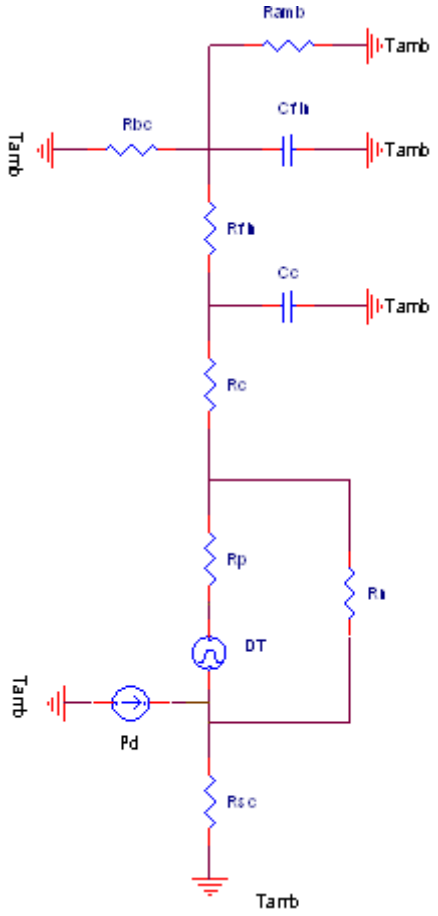


Figura 2.5: modello elettrico del sistema termico.

3 SISTEMA DI CONTROLLO DELLA TEMPERATURA DEL RIVELATORE

In questo capitolo viene descritto il sistema creato al fine di completare l'apparato di raffreddamento già presentato, la Control Box Temp. Esso garantisce un controllo in anello chiuso della temperatura alla quale lavora il rivelatore ed è inoltre in grado di fornire all'utente il livello di umidità presente nella detector box, fondamentale per evitare che le basse temperature portino alla formazione di ghiacco che cortocircuiterebbe l'elettronica.

3.1 Descrizione generale del sistema di regolazione della temperatura e controllo dell'umidità

Dopo aver descritto il sistema di supporto al rivelatore (detector box), ci poniamo l'obiettivo di realizzare un dispositivo che svolga due funzioni fondamentali: regolazione della temperatura e controllo del livello di umidità. Risulta infatti importante far lavorare il rivelatore CDD precedentemente introdotto a bassa temperatura (-20, -30°) e mantenere quest'ultima costante durante l'intera acquisizione. Come si è visto nel primo capitolo, la temperatura non interviene solamente nella quantità di rumore del rivelatore ma modifica anche la mobilità dei portatori di carica. Una variazione della temperatura comporta di conseguenza anche una variazione nei tempi di deriva dei pacchetti di carica dai pixel agli anodi. Scelta la temperatura di lavoro desiderata, è importante mantenerla il più possibile stabile per tutta la durata della misura effettuata. Fondamentale è anche poter leggere il valore di umidità presente nella detector box (possibile grazie dal sensore di umidità presente al suo interno) al fine di monitorare eventuali interruzioni dell'afflusso di azoto per permettere di spegnere al più presto il sistema di raffreddamento.

Il sistema appositamente creato prende il nome di Control Box Temp. Esso darà la possibilità all'utente di:

- impostare una temperatura alla quale dovrà lavorare il rivelatore e di mantenerla costante durante tutto il periodo di rivelazione prevedendo una regolazione ad anello chiuso della temperatura, misurata per mezzo di una termoresistenza PT100 incollata sulla ceramica del CDD.
- monitorare il livello di umidità relativa presente nella detector box.

Mediante quattro fili, la Control Box fornisce una corrente fissa alla PT100 e ne legge il valore di tensione a suoi capi. Essa misura così la temperatura del rivelatore (Tm) e la confronta con quella desiderata dall'utente (Td) con l'obiettivo di mantenerla pressoché identica a quella impostata. Tramite due fili modula l'accensione/spegnimento del Peltier dissipando la potenza necessaria per mantenere il rivelatore a tale temperatura. Altri tre fili servono per alimentare il sensore di umidità situato all'interno alla Detector Box e leggerne il rispettivo valore di tensione fornito. I collegamenti tra control box temp e detector box sono mostrati in figura 3.1.

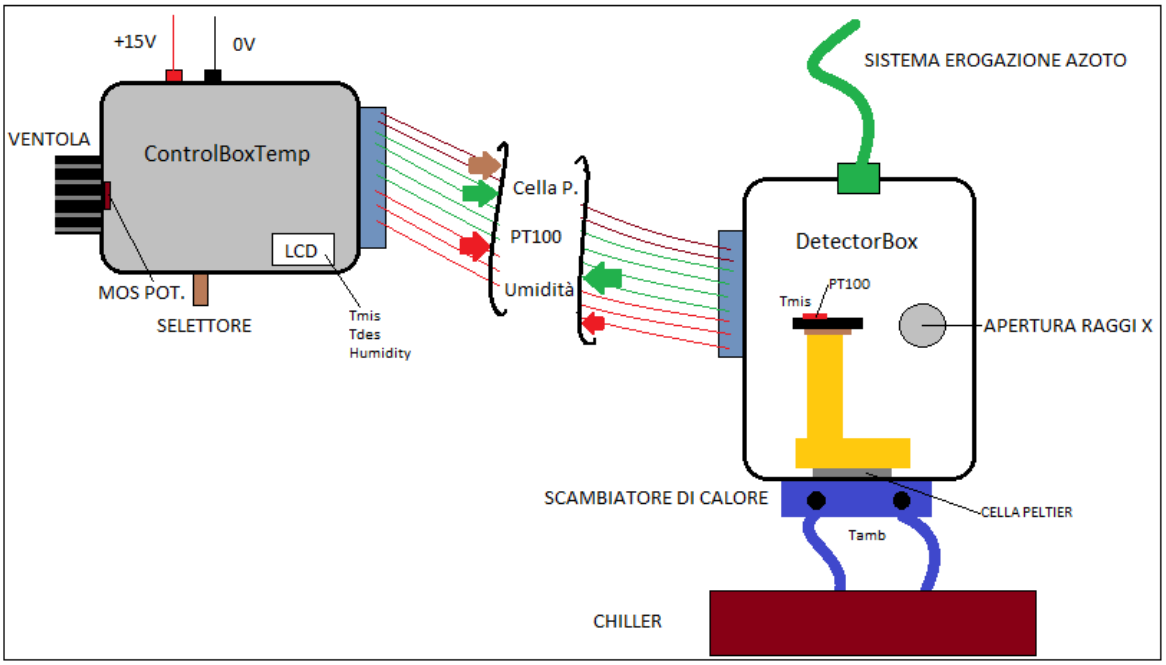


Figura 3.1: Collegamenti tra Control box temp e detector box. In verde il collegamento a 4 fili per la misura della PT100, in marrone i fili x il controllo del Peltier e in rosso l'alimentazione e l'output del sensore di umidità.

3.2 Elettronica per la regolazione ad anello chiuso della temperatura

In questa sezione viene descritta l'elettronica per la regolazione ad anello chiuso della temperatura. Il sistema è composto essenzialmente da tre blocchi: il primo è incaricato della lettura della temperatura per mezzo di una resistenza PT100, della successiva amplificazione del segnale elettrico corrispondente e del suo condizionamento, in modo da averlo in un formato facilmente leggibile ad esempio con un tester. Il secondo confronta la temperatura misurata con la temperatura desiderata e implementa il tipo di regolazione scelto, preoccupandosi inoltre di mantenere la temperatura stabile nel tempo e di limitare le oscillazioni che si possono verificare ad anello chiuso. Il terzo blocco infine funziona come stadio di potenza e controlla la cella peltier, fissando la corrente che vi scorre in base al segnale proveniente dal blocco regolatore.
Per alimentare il sistema elettronico di controllo della temperatura si è scelta una tensione di 15V poiché la cella peltier da 33.4W può essere polarizzata al massimo con tale valore. Dal momento che si è deciso di alimentare ogni blocco con la stessa sorgente, tutte le altre tensioni necessarie e tutti i riferimenti utilizzati sono ricavati da un'opportuna rete di polarizzazione.

3.2.1 Circuito di lettura della temperatura tramite PT100

La temperatura viene misurata tramite una resistenza PT100, che si è cercato di saldare il più possibile vicino al rivelatore. La termoresistenza, che dispone di un lato piatto e termicamente conduttivo per meglio adattarsi alla superficie da misurare, è stata saldata sulla ceramica di supporto al rivelatore. Dal momento che la resistenza richiede una corrente di polarizzazione, il collegamento dalla ceramica alla scatola contenente l'elettronica di controllo avviene per mezzo di quattro fili, due per la polarizzazione e due per la lettura, in modo da misurare soltanto il segnale e non le cadute di tensione che si verificano lungo il percorso. In Figura 2.5 viene proposto lo schematico del circuito analogico che si occupa della lettura e della polarizzazione del segnale proveniente dalla PT100. La scheda è polarizzata tra la massa e +15 V forniti da un alimentatore esterno mentre viene definita una

massa analogica a cui fa riferimento il segnale lungo tutta la catena di amplificazione. La massa analogica viene derivata dai +15 V attraverso un'opportuna rete di polarizzazione e la sua importanza sarà discussa in seguito.

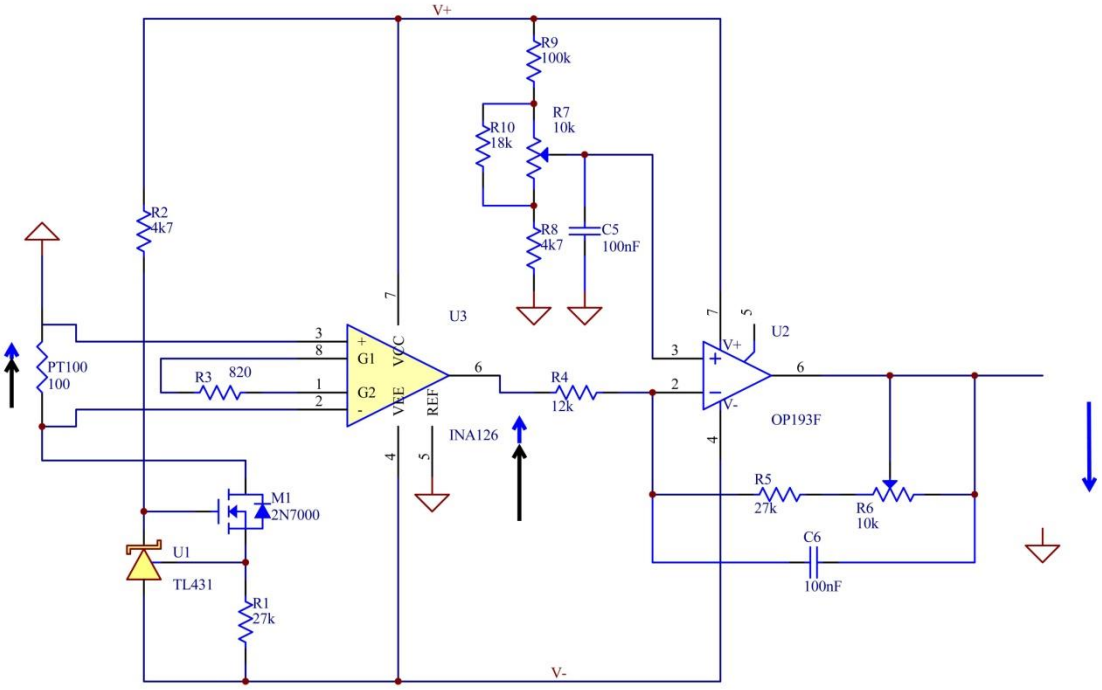


Figura 3.2: schema circuitale della scheda di lettura della temperatura tramite PT100.

La PT100 viene polarizzata con una corrente fissa erogata dal generatore di corrente costituito dal transistore M1, il regolatore U1 e la resistenza R1. Il regolatore TL431 utilizzato mantiene ai due terminali di interesse una tensione di 2.5 V. Questa tensione cade ai capi di R1=27 kΩ e produce una corrente di circa 93 μA. Dal datasheet della PT100 utilizzata si ricavano i seguenti valori della resistenza:

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \qquad \text{Eq 1.6}$$

$$R_0(0°C) = 100\Omega \qquad \text{Eq 1.7}$$

$$\alpha = 0.00385 \cdot °C^{-1} \qquad \text{Eq 1.8}$$

dove T0 è la temperatura di riferimento a 0 °C e α il coefficiente proprio del sensore. Ne risulta che ai capi della PT100, a una temperatura di 0 °C, si leggerà una tensione di Vos=9.3 mV dovuta alla corrente di polarizzazione. Siccome si vuole rendere semplice la lettura del segnale, cioè avere una tensione differenziale rispetto alla massa analogica di 0V a 0 °C, questo offset (Vos) dovrà essere cancellato. A questa componente si somma quella di interesse, legata alla differenza di temperatura tra il riferimento di 0 °C e la temperatura alla quale si trova il sensore.

Per ogni grado di differenza si ottiene un segnale utile (senza la componente di offset) di 35.8 μV in ingresso all'amplificatore per strumentazione. Il segnale subisce una prima amplificazione tramite uno stadio d'ingresso INA con un guadagno (da datasheet) impostato tramite R3 pari a:

$$G_{INA} = 5 + \frac{80\ k\Omega}{R_3} = 103$$

Eq 1.9

All'uscita dell'amplificatore si ottiene così un segnale di circa 3.7 mV/°C riferito alla massa analogica e non ancora epurato dell'offset.

Un secondo stadio, costituito dall'amplificatore U2 in figura, consente di amplificare il segnale in uscita dall'INA in modo da ottenere in uscita -10 mV/°C. Il guadagno richiesto è pari a:

$$G = \frac{R_5 + R_6}{R_4}$$

Eq 1.10

Esso è regolabile finemente tramite il trimmer R6 ed è pari a circa - 2.7.

Questo stadio si occupa anche di cancellare l'offset confrontando il segnale sull'ingresso negativo con una tensione, regolabile tramite il trimmer R7, sull'ingresso positivo. Tale trimmer è stato regolato in modo da dare una tensione pari a circa:

$$V_{OS} \cdot G_{INA} \cdot \frac{2.7}{3.7} \cong 0.7 \text{ V}$$

Eq 1.11

ottenuta dividendo l'offset, amplificato in uscita al secondo stadio, per il guadagno visto dall'ingresso positivo di 3.7. Risulta importante sottolineare che sia il segnale che la tensione di confronto per l'eliminazione dell'offset sono riferiti alla massa analogica. Il segnale differenziale in uscita dal circuito fin ora analizzato, rispetto alla massa analogica, avrà una sensitività di - 10mV/° C. Sarà quindi negativo per temperature superiori agli 0°C e positivo per temperature inferiori.

3.2.2 Circuito di regolazione della temperatura e attuazione della cella Peltier

Questa seconda parte dell'elettronica per la regolazione ad anello chiuso della temperatura comprende: la rete che tramite il confronto tra la temperatura impostata e quella misurata implementa il controllo da effettuare e la rete di potenza per il pilotaggio della cella Peltier.
Il primo stadio dello schema di figura 2.6, costituito dall'amplificatore U_3, confronta il segnale corrispondente alla temperatura misurata con una tensione di riferimento proporzionale alla temperatura che si vuole ottenere sul rivelatore. Come per il segnale proveniente dalla scheda di lettura, anche la tensione di riferimento sarà negativa per temperature superiori a 0°C e positiva per temperature inferiori.
Se la temperatura misurata è superiore a quella impostata l'uscita di questo stadio sale verso l'alimentazione positiva (+15V) e pilota lo stadio di potenza. Viceversa per temperature misurate inferiori al valore di set l'uscita tende a scendere verso l'alimentazione negativa (0V). L'amplificatore U_3 funge da comparatore, al quale è stata aggiunta una rete in retroazione costituita da R_{17} e C_{11} con lo scopo di migliorare la stabilità dell'anello di regolazione.

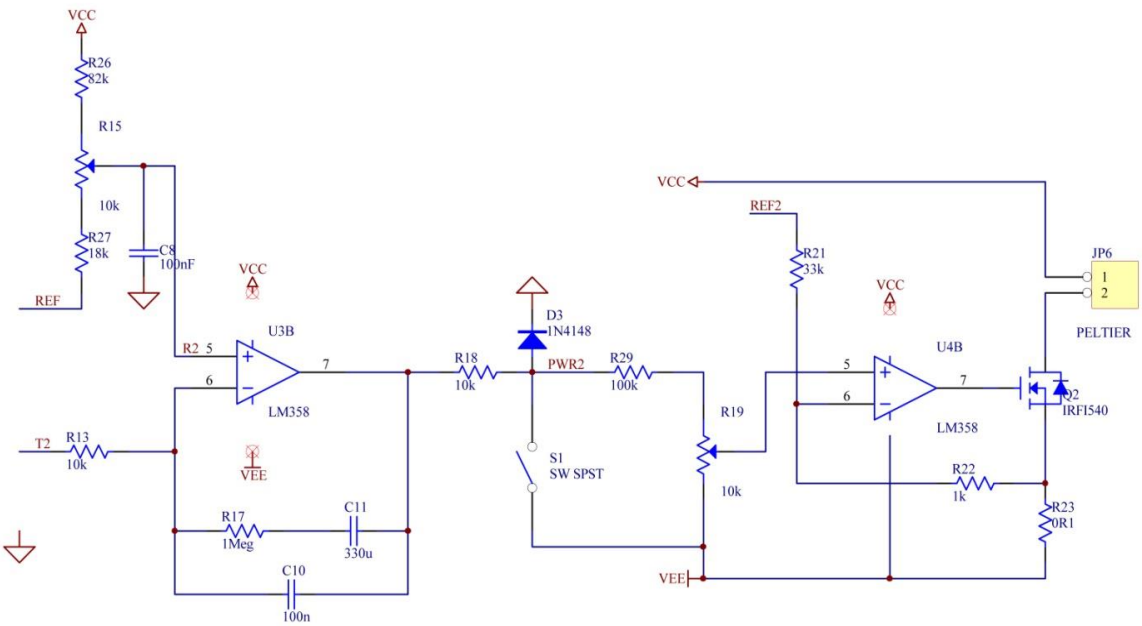


Figura 3.3: schema circuitale della scheda di regolazione della temperatura e di controllo della cella peltier.

Il secondo stadio, costituito dall'amplificatore U_4 e dal transistor di potenza IRF1540, fissa la corrente nella cella peltier in funzione della tensione di comando proveniente dal primo stadio. L'amplificatore retroazionato funziona in pratica da buffer e, agendo sulla Vgs del transistor, riporta la tensione letta sull'ingresso positivo di U_4 ai capi della resistenza di potenza R_{23}=0.1 Ω. La corrente che viene richiamata dal transistor attraverso il carico è la stessa che scorre nella resistenza stessa.

Il diodo D_3 tra il primo e il secondo stadio effettua un camping di tensione a circa 0.7V sopra la massa analogica e limita la corrente che scorre nel partitore resistivo seguente. Per mezzo del trimmer R_{19} invece, agendo sulla tensione all'ingresso positivo di U_4, è possibile impostare il valore limite della corrente che può scorrere nel Peltier. Per l'apparato attuale si è deciso di fissare la corrente massima nella cella a 3.3A per evitare di danneggiare il dispositivo, valore che corrisponde a una tensione massima, impostata dal trimmer sul morsetto di ingresso, di 340 mV.

3.2.3 Rete di derivazione di tutte le tensioni di riferimento

Tutti i riferimenti utilizzati all'interno del sistema di controllo della temperatura sono ricavati a partire dall'alimentazione esterna attraverso il circuito riportato in Figura 3.4.

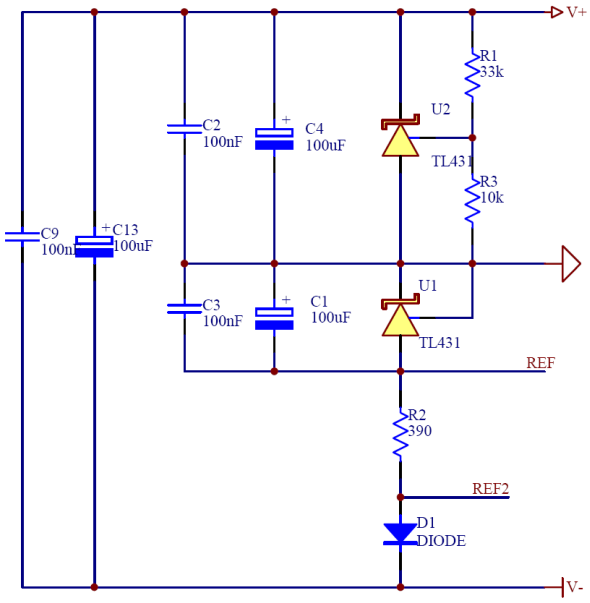


Figura 3.4: schema circuitale della rete realizzata per ricavare i riferimenti utilizzati nei circuiti di lettura e regolazione della temperatura.

Uno dei due regolatori TL431 utilizzati, U_2, fissa 2.5 V ai capi della resistenza R_3=10kΩ e di conseguenza una corrente pari a 250μA che la attraversa.. La stessa corrente scorre in R_1, in modo tale da ottenere una caduta di tensione complessiva ai capi delle due resistenze di 10.75V. La massa analogica, utilizzata come riferimento per il segnale della PT100, viene prelevata al capo inferiore di R_3. Il suo valore è pertanto pari alla differenza tra l'alimentazione positiva (15V) e i 10.75V e quindi risulta 4.25V. Un secondo valore di riferimento, indicato in figura con REF, viene mantenuto a 2.5V al di sotto della massa analogica, quindi a 1.75V. L'ultimo riferimento, indicato con REF2, è fissato dal diodo D_1 a circa 0.7 V sopra l'alimentazione negativa di 0V. Si è deciso di riferire il segnale alla massa analogica (e non agli 0V forniti dall'alimentazione) in quanto si utilizza la stessa sorgente per alimentare lo stadio di lettura e lo stadio di potenza e nelle diverse condizioni di assorbimento di corrente della cella Peltier si ottengono cadute di tensione alcune decine di mV sui cavi variabili nel tempo.

3.3 Realizzazione e taratura della Control Box Temp

La scheda contenente l'elettronica analizzata nel paragrafo precedente è inserita in una scatola metallica, fissata per mezzo di quattro viti e collegata con la detector box per mezzo di un connettore. Sulla scheda sono presenti quattro potenziometri che permettono di impostare: gain e offset dello stadio di amplificazione, temperatura desiderata e massima corrente nel Peltier. I primi due consentono di ottenere in uscita dal circuito di lettura un segnale con sensitività pari a -10mV/°C e di avere una tensione di 0V a 0°C. Il terzo permette di selezionare in maniera accurata la temperatura che si vuole impostare sul rivelatore (sempre su una scala di -10mV/°C) mentre il quarto va a selezionare la massima corrente che si decide di far scorrere nella cella. La Control Box Temp, mostrata in figura 3.5, è dotata inoltre di un voltmetro digitale che consente all'utente di leggere i valori di temperatura misurata, temperatura impostata e valore di umidità. Per mezzo di un selettore è possibile scegliere il tipo di lettura che si vuole effettuare.

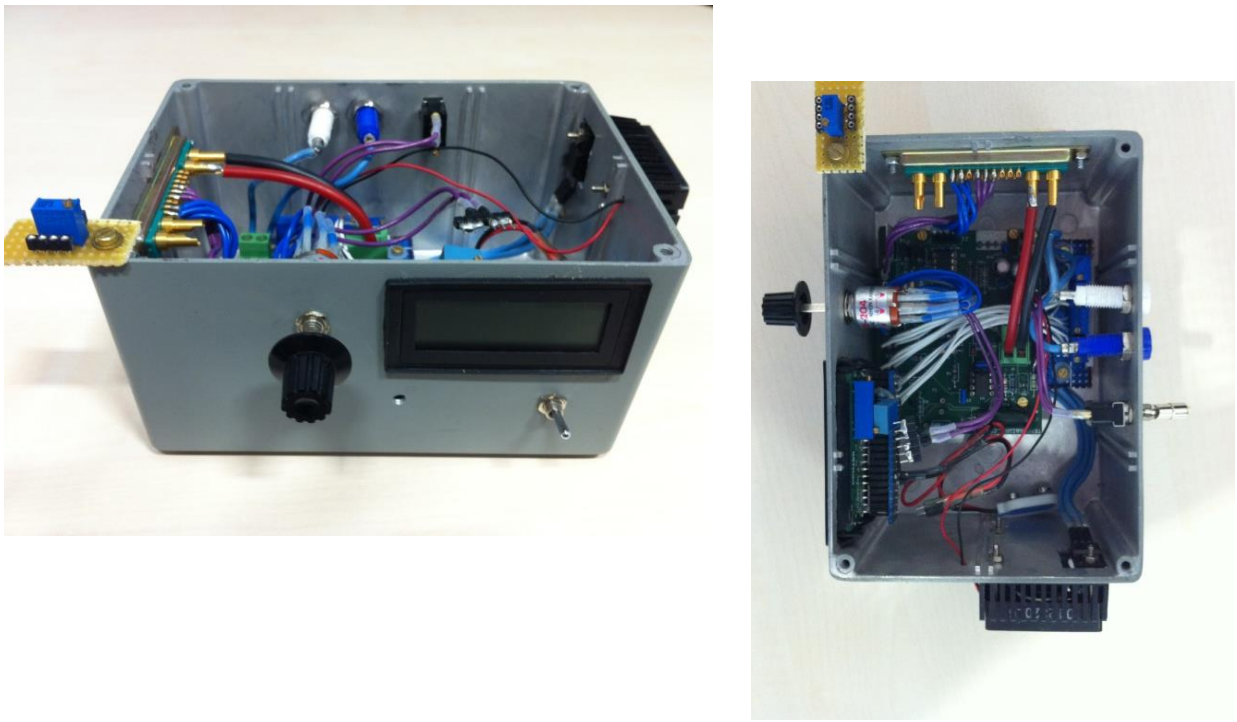


Figura 3.5: Control Box Temp, vista frontale e dall'alto. Nella vista frontale si nota selettore e voltmetro digitale, in quella dall'alto i quattro potenziometri.

É importante notare che vi è un componente fissato alla parete della box, si tratta del transistore di potenza. Visto l'elevato valore della corrente richiesta, oltre alla cella peltier anche il transistor utilizzato deve essere in grado di dissipare una potenza elevata durante alcune condizioni di funzionamento, soprattutto quando la cella lavora con metà della sua corrente massima. Il valore da smaltire è infatti di 14.6 W per una corrente di 1.95 A. Per smaltire il più possibile il calore generato, il transistor è stato avvitato a un dissipatore con ventola in modo tale che la temperatura massima non salisse oltre i 60 °C. Tuttavia nei propositi dell'apparato tale valore dovrebbe esser raggiunto solo durante le fasi di transizione in quanto per le temperature di esercizio previste al di sotto degli 0 °C la cella lavora con una corrente superiore ai 3A e una dissipazione trascurabile sul transistor.

Il dispositivo è ora pronto per essere testato, si inizia perciò con la regolazione dell'elettronica di lettura e amplificazione del segnale. Bisogna sottolineare che in questa fase esso non è collegato alla Detector Box (la PT100 non è collegata all'INA e il transistore di potenza non è collegato alla cella Peltier), quindi i test sono realizzati in anello aperto. Innanzitutto bisogna effettuare la taratura dei primi due potenziometri, quelli che determinano gain e offset dello stadio di amplificazione del segnale proveniente dall'INA. Vogliamo in uscita da questo stadio una tensione pari a -10mV/°C e 0V a 0°C. Per procedere con la taratura si devono effettuare misure di tensione in uscita dallo stadio in questione, per diversi valori di resistenza della PT100 in ingresso. Per simulare la variazione del valore di resistenza della PT100 è stato utilizzato un potenziometro da 200Ω, posto in ingresso del circuito di lettura per mezzo del solito collegamento a quattro fili. In questo modo siamo in grado di effettuare diverse misure di tensione simulando una variazione di temperatura in ingresso. Scegliamo un range di temperatura di lavoro che va dai -30°C ai 30°C, il che corrisponde ad avere valori della termoresistenza pari a 88.45Ω e 111.55Ω rispettivamente, e ci apprestiamo a tarare il potenziometro che setta il gain. Quando la differenza tra i due valori di tensione in uscita dallo stadio, ottenuti per i valori limite di resistenza, è pari a 600mV si ottiene il guadagno desiderato e si può quindi passare alla taratura del potenziometro relativo all'offset. Dopo aver selezionato un valore di resistenza in ingresso pari a 100Ω (corrispondente a 0°C) giriamo la vite del secondo potenziometro fino ad ottenere una tensione in uscita pari a 0V. Una volta calibrati, questi due trimmer non verranno più toccati durante i test successivi. Per quanto riguarda i potenziometri che determinano la temperatura impostata e la massima corrente nel Peltier, non è necessario

effettuare un processo di taratura, in quanto il loro valore di resistenza viene modificato di volta in volta, in base al tipo di test che si vuole realizzare. In figura 3.6 sono mostrati i valori di tensione misurati in vari punti, al variare dei diversi valori di resistenza scelti, e quindi della temperatura.

Temp(°C)	Rteorica	Rtest	DeltaR	VoutINA	VoutU2
-30	88.45	88.48	-0.03	0.838	0.2998
-25	90.375	90.38	-0.005	0.8558	0.251
-20	92.3	92.33	-0.03	0.874	0.2006
-15	94.225	94.22	0.005	0.8921	0.1502
-10	96.15	96.12	0.03	0.9103	0.1006
-5	98.075	98.08	-0.005	0.9291	0.0485
0	100	100.02	-0.02	0.9463	0.0005
5	101.925	101.91	0.015	0.9642	-0.0492
10	103.85	103.82	0.03	0.9822	-0.0986
15	105.775	105.81	-0.035	1.0011	-0.1506
20	107.7	107.72	-0.02	1.0195	-0.2012
25	109.625	109.58	0.045	1.0373	-0.251
30	111.55	111.52	0.03	1.0555	-0.3015

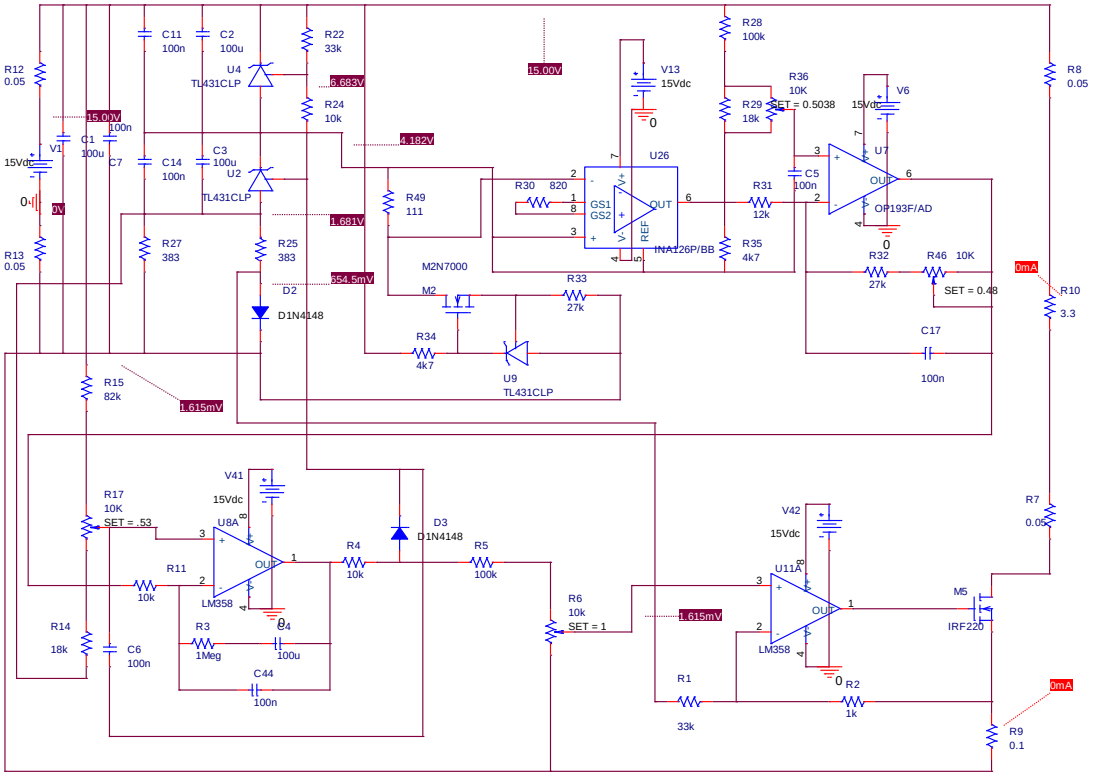
Figura 3.6: Valori di tensione in uscita dallo stadio di amplificazione al variare della temperatura (e quindi in funzione del valore di resistenza della PT100). Sono indicati inoltre i valori di tensione in uscita dall'INA.

Dopo aver concluso la calibrazione dell'elettronica di lettura e amplificazione del segnale, si passa al test della parte di regolazione della temperatura e attuazione della cella Peltier. Si vuole verificare il corretto funzionamento delle fasi di ON e OFF. Per questo scopo è necessario collegare tra loro drain e source del transistore di potenza (nelle regolazioni precedenti il circuito di potenza non era chiuso a causa del mancato collegamento col Peltier) , in modo da permettere alla corrente di scorrere nel transistore. Nella prima fase si sceglie una temperatura minore di quella impostata e si nota che l'uscita del comparatore è bassa, quindi si ha una tensione nulla sulla resistenza di potenza e una corrente nulla tra drain e source del transistore di potenza. Nella seconda si sceglie una temperatura maggiore di quella impostata e si vede che l'uscita del comparatore è alta, si ha perciò una tensione non nulla sulla resistenza di potenza e quindi una corrente diversa da 0 che scorre nel transistore IRF1540. Agendo sul quarto potenziometro è possibile selezionare in maniera accurata (durante la fase di ON) il valore di tensione sulla resistenza di potenza e quindi la corrente

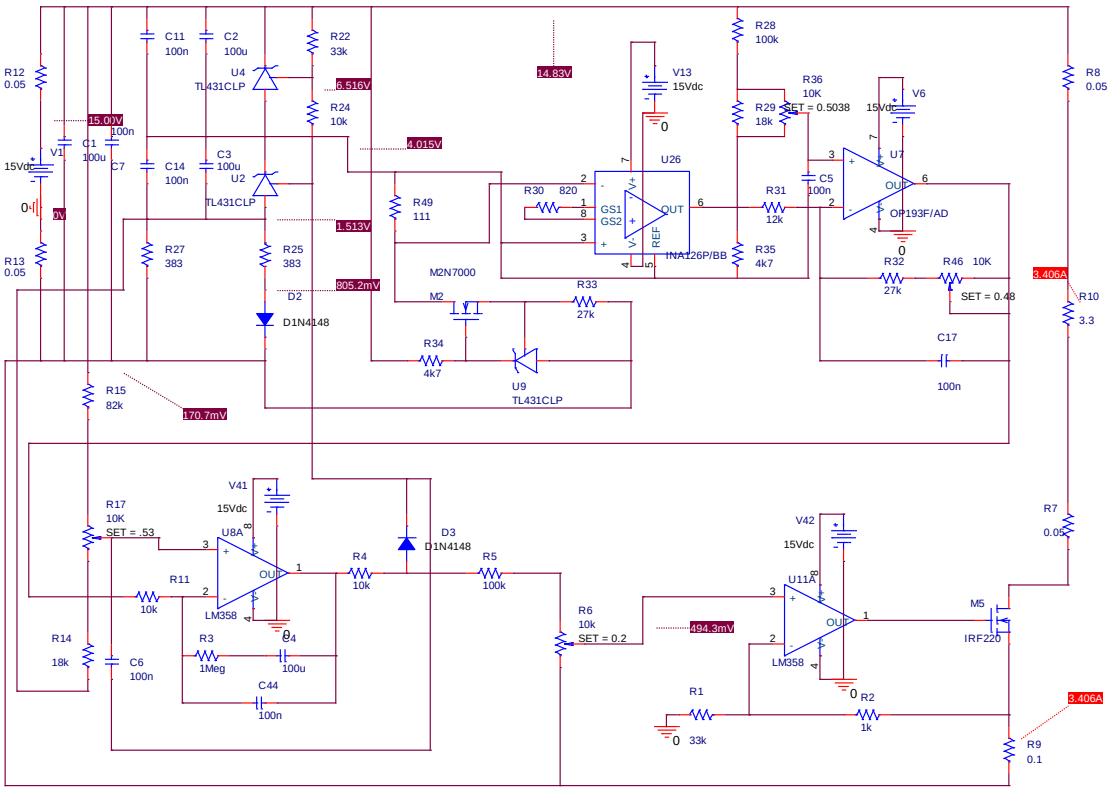
nel transistore (la corrente nel Peltier quando collegato). Tale tensione può variare tra gli 0V e i 330 mV e quindi possiamo pilotare la cella con valori di corrente compresi tra gli 0 e i 3.3A.

3.4 Analisi DC

In questo paragrafo si vuole approfondire il punto di forza del dispositivo realizzato, ovvero il fatto che si utilizza un'unica fonte di alimentazione per l'elettronica di lettura e condizionamento del segnale e per l'elettronica di regolazione della temperatura e attuazione dello stadio di potenza. Come accennato in precedenza, tutto ciò porta ad avere un valore della massa (quella fornita dall'alimentatore esterno) che non rimane costante (a 0V) , ma varia a seconda delle condizioni di funzionamento del dispositivo. Infatti, quando viene attivato lo stadio di potenza e nel Peltier scorre una corrente considerevole (3.3 A) , a causa della resistenza non nulla dei cavi di alimentazione, l'alimentazione positiva (15V) scende e la massa (0V) sale, entrambe di alcune decine di mV. I test effettuati mostrano che la differenza di tensione tra l'alimentazione positiva e la massa, misurata in ingresso alla Control Box Temp, passa dai 14.992V nella condizione di OFF ai 14.668V nella condizione di ON (con una corrente nel transistore fissata a 3.3 A). Per questo motivo risulta chiara l'impossibilità di utilizzare la massa dell'alimentazione per riferire il segnale. Viene perciò utilizzata una nuova massa, detta massa analogica, derivata dall' alimentazione esterna per mezzo di un'apposita rete analizzata nel paragrafo precedente. Ovviamente anche tutti gli altri riferimenti di tensione utilizzati nell'elettronica di condizionamento del segnale e di regolazione della temperatura (REF E REF2) sono derivati per mezzo di questa rete e hanno la fondamentale caratteristica di seguire i movimenti della massa analogica e dell'alimentazione positiva. In questo modo, nonostante varino tali valori, la loro differenza rimane costante, poichè variano allo stesso modo. In figura 3.7 (a) e (b) si mostrano le simulazioni, effettuate con Pspice, relative alla fase di OFF e a quella di ON (Peltier acceso) rispettivamente. Si notano le resistenze dei cavi di alimentazione (di valore pari a circa 0.05Ω), le rispettive cadute di tensione su di esse e la variazione dei riferimenti nelle diverse modalità di lavoro.



3.7(a): Fase OFF, si ha una corrente praticamente nulla (pochi mA) che scorre nel Peltier e una caduta di tensione trascurabile sulle resistenze dei cavi di alimentazione.



3.7(b): Fase ON, si ha una corrente di 3.4 A che scorre nel Peltier e una caduta di tensione di parecchie decine di mV sulle resistenze dei cavi di alimentazione.

4 MODELLO COMPLESSIVO DEL SISTEMA DI REGOLAZIONE AD ANELLO CHIUSO ED ANALISI DELLA STABILITÀ

In questo capitolo si vuole prendere in esame il sistema complessivo, costutuito dall'elettronica per la lettura e regolazione della temperatura e attuazione della cella Peltier e dal sistema termico che collega quest' ultima alla ceramica su cui è posto il rivelatore. Verrà innanzitutto creato un modello Simulink del sistema completo e verranno effettuate diverse simulazioni per evidenziare soprattutto il ruolo centrale che la rete correttrice ha nel garantire la stabilità del sistema. Infine sarà proposta una verifica quantitativa della stabilità per confermare i vantaggi introdotti dalla compensazione.

4.1 Modello Simulink termo-elettrico del sistema complessivo

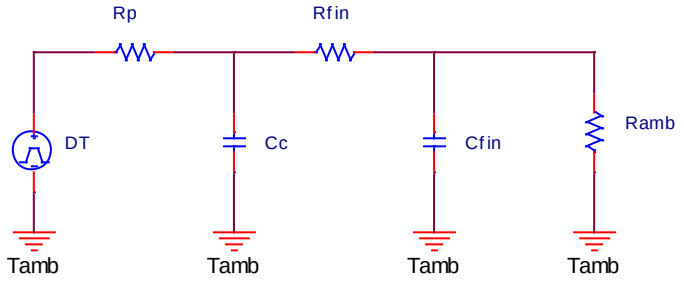
Dopo aver studiato nel dettaglio il sistema termico e il sistema elettronico, ci apprestiamo ad analizzare il loop elettro-termico complessivo. L'obiettivo è quello di creare, con l'utilizzo di Simulink, un modello del sistema di regolazione della temperatura, in cui attraverso uno schema a blocchi vengono evidenziate le funzioni di trasferimento delle singole parti che compongono l'apparato di controllo. Grazie al modello a blocchi, mostrato in figura 4.1, sarà possibile effettuare alcune simulazioni al fine di analizzare l'andamento della variabile di controllo durante il processo di regolazione. Vengono in seguito descritti i diversi blocchi che costituiscono il modello, prendendo come punto di partenza, per percorrere l'anello, la temperatura misurata sul rivelatore ($\mathrm{T_{mis}}$).

I primi blocchi ricevono in ingresso la temperatura misurata e forniscono in uscita una variazione di resistenza, secondo l'equazione della PT100, si passa quindi da T_{mis} a Rpt100. Quelli successivi rappresentano l'elettronica di lettura e condizionamento del segnale, già analizzata nel capitolo precedente. La Rpt100 viene moltiplicata per la corrente di polarizzazione ($\mathrm{I_{COST}}$) e per il guadagno dell'amplificatore per strumentazione $\mathrm{G_{INA}}$. A questo punto otteniamo un valore di tensione in uscita all'INA ($\mathrm{Vout_{INA}}$) che va in ingresso allo stadio di amplificazione e rimozione dell'offset. I blocchi Stadio amplificazione+ e stadio amplificazione- contengono le funzioni di trasferimento della configurazione non invertente e invertente rispettivamente e tramite un nodo sommatore si fa la sovrapposizione dei due effetti. In uscita si ottiene un segnale $\mathrm{Vout_{Tmis}}$ che fornisce il valore di temperatura misurata sulla scala di -10mV/°C, epurato dall'offset.

I blocchi successivi contengono le funzioni di trasferimento dell'elettronica di regolazione della temperatura: temperatura misurata e impostata sono in ingresso al comparatore, dotato di una rete correttrice che, come vedremo in seguito, ha un ruolo centrale nella stabilità. Con stadio comparatore+ e stadio comparatore- si indicano, in ordine, le funzioni di trasferimento della configurazione non invertente e invertente. In ingresso allo stadio- vi è la $\mathrm{Vout_{Tmis}}$, mentre allo stadio+ c'è la temperatura desiderata ($\mathrm{T_{des}}$) moltiplicata per un fattore 0.1 (10mV/°C). I due contributi, $\mathrm{Vout_{COMP1}}$ e $\mathrm{Vout_{COMP2}}$, attraverso un nodo sommatore, danno vita a $\mathrm{Vout_{COMP}}$, che va in ingresso ad un blocco non lineare che completa la modellizzazione del comparatore fornendo in uscita $\mathrm{Vout_{COMPsat}}$.

In cascata vi sono il blocchi (Saturazione_{4V} e P) che modellizzano il camping di tensione e stabiliscono il massimo valore di tensione in ingresso allo stadio di potenza ($\text{Vin}_{\text{Stadio pot}}$), attraverso un processo di partizione. A concludere la modellizzazione dell'elettronica vi sono i blocchi relativi allo stadio di potenza, stadio potenza+ e stadio potenza- (che rappresentano le funzioni di trasferimento della configurazione non invertente e invertente dello stadio rispettivamente), R_{potenza} e $I_{\text{peltier}>0}$ che forniscono in uscita la corrente che scorre nella cella (I_{peltier}) e impediscono che quest'ultima assuma valori negativi. Con I_{peltier} si chiude con la modellizzazione dell'elettronica di controllo e si passa a quella del sistema termico.

Nel capitolo 2 è stato proposto un modello elettrico dettagliato del sistema termico in esame, mostrato in figura 2.5. Riprendendo alcune considerazioni già fatte, possiamo costruire un modello semplificato, presentato in figura 4.2. Abbiamo di fatto considerato Rsc (resistenza della scatola e scambiatore di calore) e Rc (resistenza offerta dalla colonna di rame) nulle, mentre abbiamo assunto Rn (resistenza del percorso parallelo alla cella) e Rbc (resistenza del collegamento tra pcb e rivelatore) infinite.

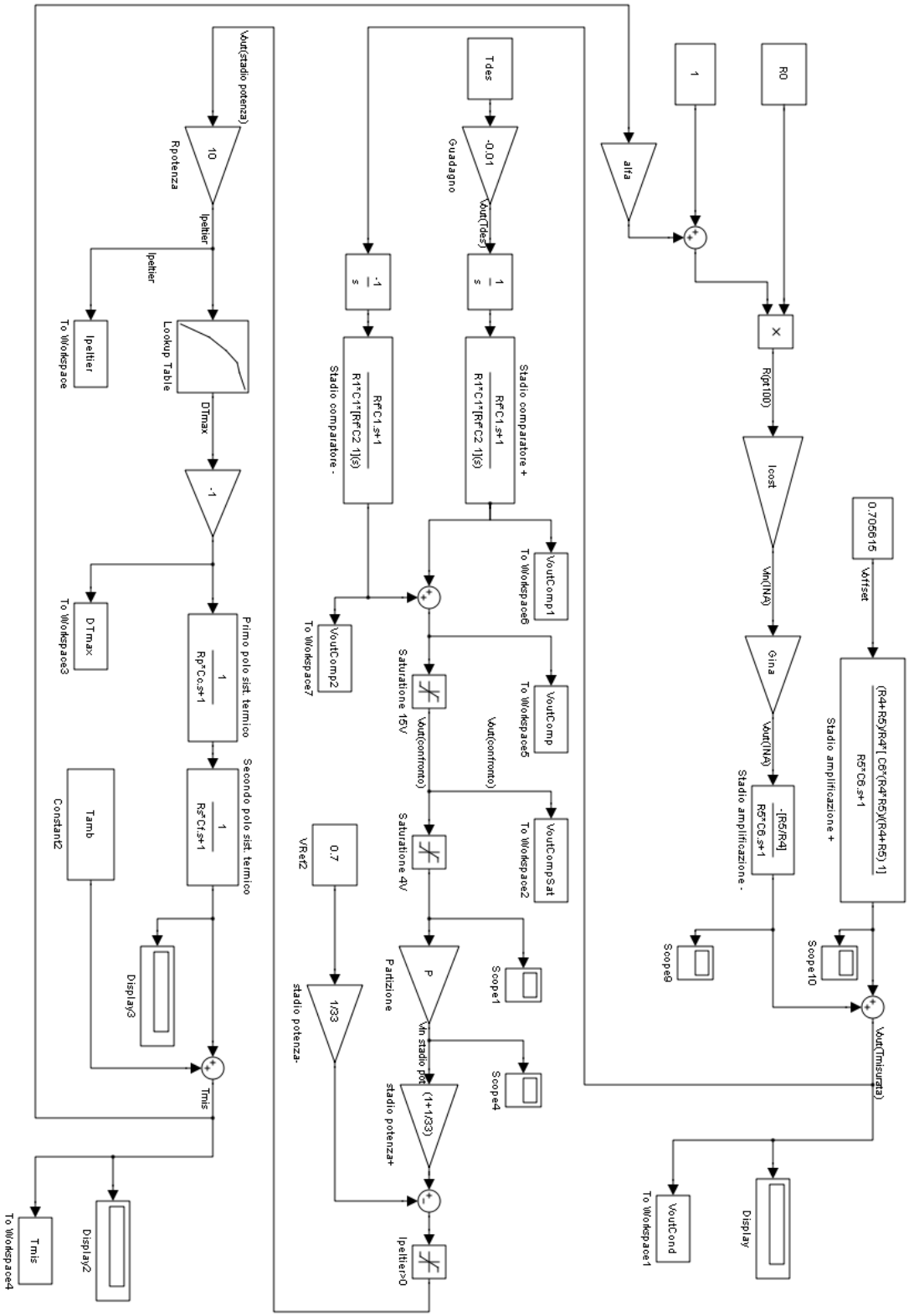


4.2: Modello elettrico semplificato del sistema termico in esame.

Si tratta di un sistema del secondo ordine. Se consideriamo Ramb molto più grande (almeno un ordine di grandezza) rispetto a Rp e Rfin, le due costanti di tempo tau_1 e tau_2 sono pari a:

- $\text{Tau}_1 = R_p \cdot C_c$ Eq 1.12

- $\text{Tau}_2 = R_{\text{fin}} \cdot \left(\frac{C_c \cdot C_{\text{fin}}}{C_c + C_{\text{fin}}} \right)$ Eq 1.13



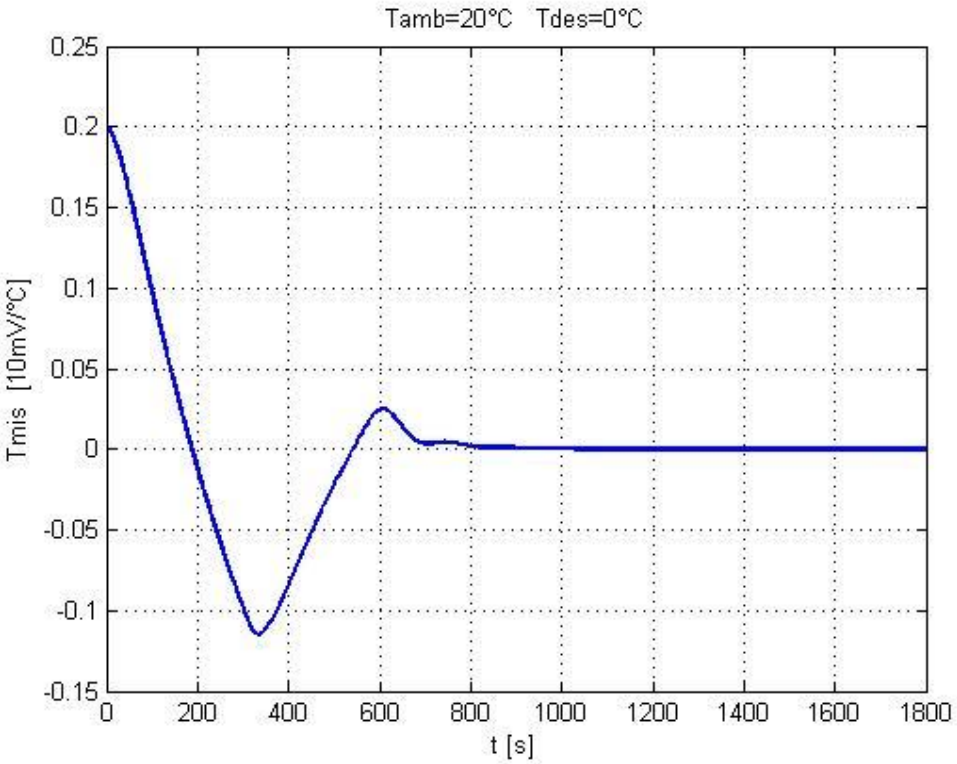
4.1: Modello Simulink del sistema di controllo della temperatura con rete di compenzazione al comparatore.

Per completare il modello Simulink e poter effettuare così alcune simulazioni è necessario conoscere, anche se in maniera indicativa, i valori delle due costanti di tempo. Conoscendo nel dettaglio il sistema termico e i materiali dei blocchi che ne fanno parte (quindi anche le dimensioni, il calore specifico, la conducibilità termica) possiamo riuscire a calcolare i valori di resistenza e capacità dei singoli blocchi. È però impensabile pensare di conoscere i valori esatti delle due costanti di tempo, poiché il sistema termico studiato non è costituito da un unico blocco, ma da diverse parti che, anche se unite tra loro per mezzo di pasta termica, presentano comunque delle interfacce che possono modificare i valori di resistenza e capacità del modello considerato. Per questo motivo, con il metodo appena descritto, si è deciso di ricavare dei valori approssimativi di tau_1 e tau_2 e successivamente di confrontarli con i valori reali, ricavati mediante misure sperimentali. Esse valogono rispettivamente 400s e 25s. Tornando al modello Simulink, la $\mathrm{I}_{\mathrm{peltier}}$ va in ingresso ad una lookup table che fornisce un valore di DT in uscita in base alla caratteristica I_p-DT presentata in figura 2.6. Infine vi è la funzione di trasferimento del modello appena considerato. La $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ si ottiene come differenza tra la temperatura ambiente ($\mathrm{T}_{\mathrm{amb}}$) e l'uscita del modello.

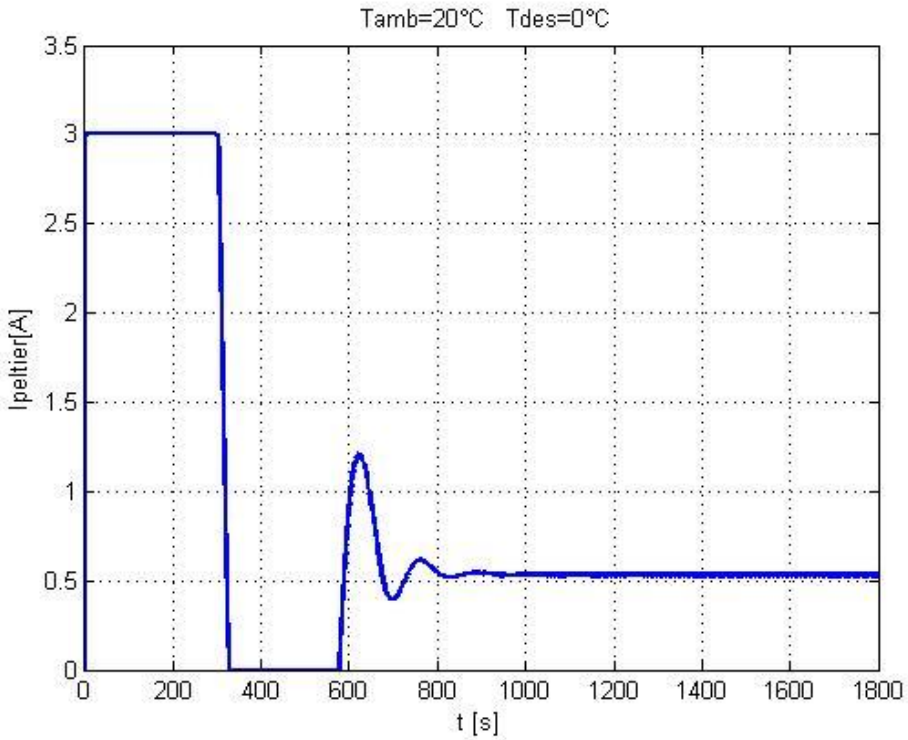
4.2 Simulazioni del transitorio delle grandezze di interesse

Dopo aver descritto nel dettaglio il modello Simulink si decide di effettuare una prima simulazione, scegliendo T_{amb}=20°C e imponendo una T_{des}=0°C, con l'obiettivo di valutare l'andamento della temperatura misurata e della corrente nel Peltier. Per quanto riguarda la rete di compensazione del comparatore, si sceglie un valore di capacità C_1 pari a 100uF che fornisce una tau_{ZERO} pari a 100s. In figura 4.3 (a) e (b) si mostrano T_{mis} e I_p in funzione del tempo. La temperatura misurata, partendo dai 20°C, inizia a diminuire, con un andamento descritto da un esponenziale decrescente. Si può notare che, in questa fase, la curva descrive la risposta allo scalino di un sistema del secondo ordine, in quanto la derivata nel punto t=0 è nulla. In questa fase il sistema sta funzionando ad anello aperto, in quanto la corrente nel Peltier è fissa al suo valore massimo (è stato impostato pari a 3 A) poiché l'uscita del comparatore è alta ($T_{mis} > T_{des}$). Quando T_{mis} scende sotto la temperature impostata (0°C), dopo un certo ritardo dovuto alla presenza della rete correttrice, la I_p crolla a 0A. La corrente nella cella rimane nulla fino a quando la temperatura misurata, che intanto sta salendo, supera la temperatura desiderata. A questo I_p aumenta e produce una nuova diminuzione della temperatura misurata che, di li a poco, si assesta ad un valore costante, pari alla temperatura impostata. Anche la corrente assume un valore costante a regime, dettato dal valore di DT a regime secondo la corrispondenza descritta dalla Lookup Table (ricavata da datasheet della cella Peltier). Uno degli obiettivi delle simulazioni, e dell'intero capitolo, è quello di evidenziare l'importanza che la rete di compensazione ha nel garantire al sistema di controllo analizzato una situazione di stabilità, cioè nell'avere a regime un valore di temperatura misurata pressoché costante. Per questo motivo si è deciso di effettuare una seconda simulazione considerando un modello Simulink identico al precedente, ma senza la rete di compensazione (figura 4.4).

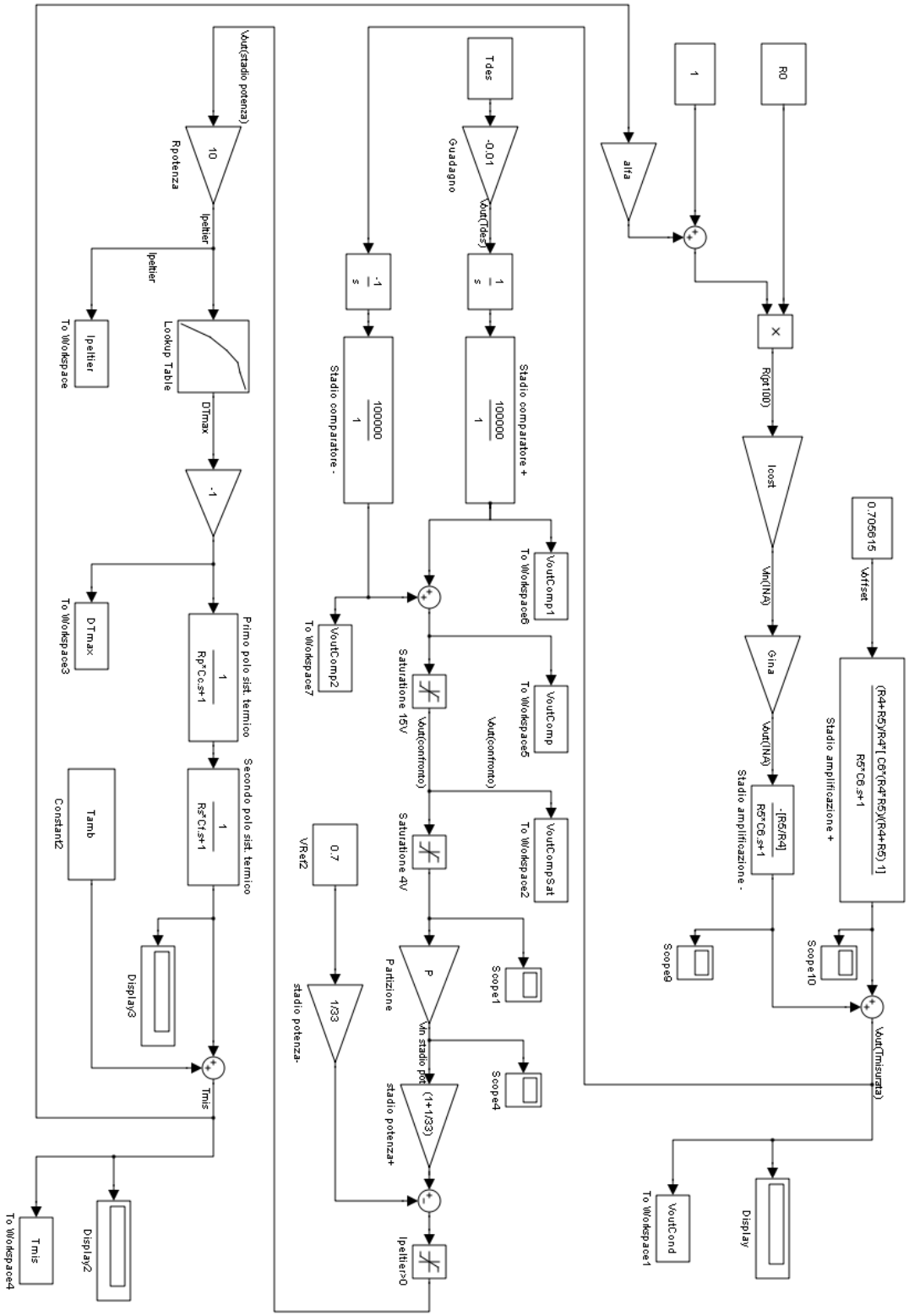
In figura 4.5 (a) e (b) si mostrano T_{mis} e I_p in funzione del tempo. Si nota che la T_{mis} a regime non si assesta ad un valore costante, ma continua ad avere delle ampie oscillazioni intorno agli 0°C. Questo è dato dal fatto che anche la I_p non assume un valore costante a regime, ma subisce una regolazione on/off assumendo alternativamente il valore massimo (3A) o il valore minimo (0A). Siamo in presenza di una situazione di instabilità, incompatibile con le specifiche in termini di prestazioni richieste dalla Control Box Temp.



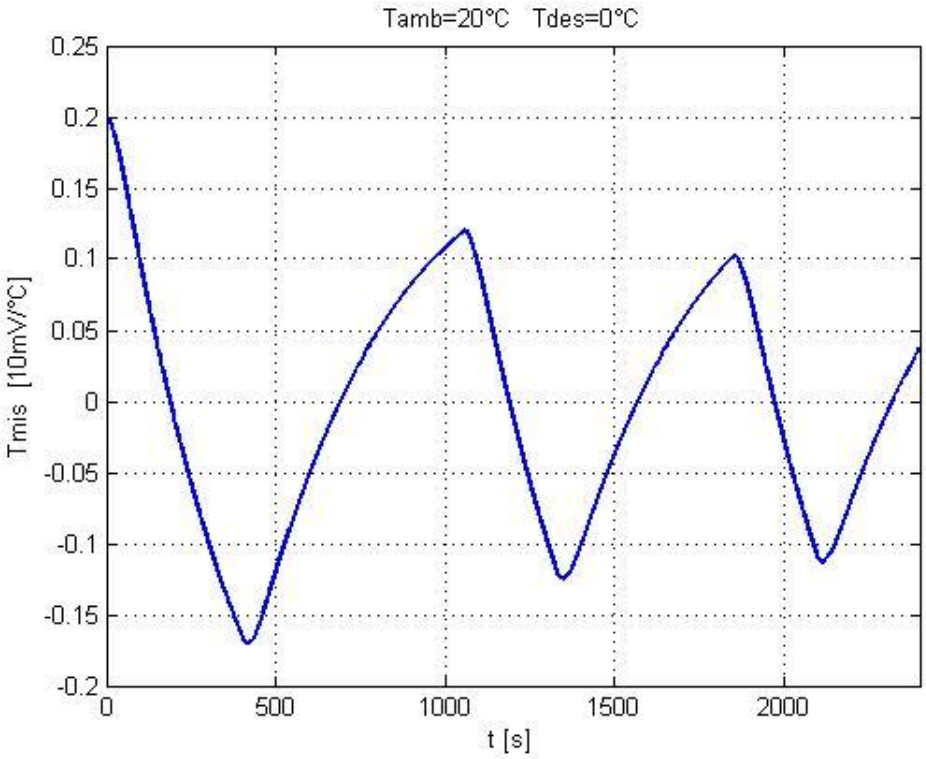
4.3(a): Andamento della temperatura misurata in funzione del tempo, in presenza della rete correttrice.



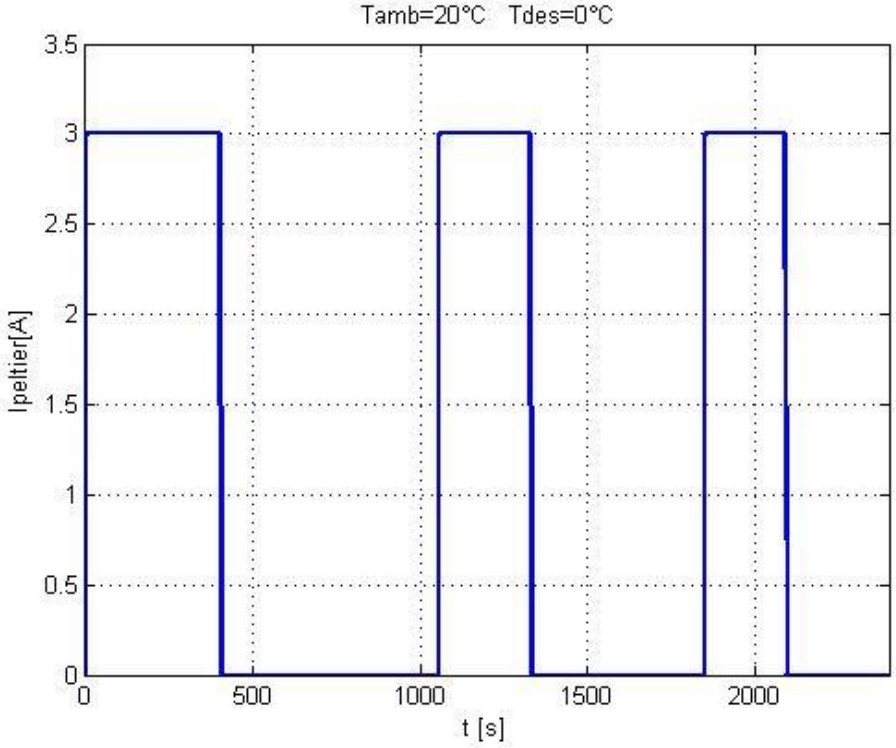
4.3(b): Andamento della corrente nel Peltier in funzione del tempo, in presenza della rete correttrice.



4.4: Modello Simulink del sistema di controllo della temperatura senza rete di compenzazione al comparatore.



4.5(a): Andamento della temperatura misurata in funzione del tempo, in assenza della rete correttrice.



4.5(b): Andamento della corrente che scorre nel Peltier in funzione del tempo, in assenza della rete correttrice.

4.3 Analisi della stabilità

Dopo aver evidenziato, attraverso le simulazioni precedentemente descritte, l'importanza che questa rete ha nel garantire, o quanto meno migliorare, la stabilità del sistema in esame, studieremo in maniera quantitativa la stabilità di quest'ultimo in presenza e in assenza di tale rete, analizzando nei due diversi casi i diagrammi di Bode e calcolando i rispettivi margini di fase. Bisogna però puntualizzare che verrà studiata la stabilità in un intorno della zona di linearità. In effetti quello che interessa è che la temperatura misurata, che come già visto è la variabile di controllo del sistema, non presenti oscillazioni nell'andare a regime e in questa zona la linearità del sistema è garantita.
Per questo scopo calcoliamo il guadagno d'anello (G_{LOOP}) nei due diversi casi. Per quanto riguarda il comparatore, senza rete in retroazione, otteniamo:

$$\text{Gloop} = \alpha \cdot R_0 \cdot I_{cost} \cdot G_{INA} \cdot \frac{R_5+R_6}{R_4} \cdot [A_0] \cdot P \cdot 10 \cdot K \cdot \left[\frac{1}{(1+s\text{Tau1})(1+s\text{Tau2})} \right]$$

Eq 1.14

Dove α è il coefficiente di temperatura ed R_0 il valore di resistenza a 0°C. R_4, R_5, R_6 sono i valori di resistenza riferiti al circuito di figura 3.3, A_0 è il guadagno d'anello del comparatore (pari a 10^5) , K rappresenta una media dei rapporti DT/I_p descritti dalla lookup table e P è la partizione che stabilisce il massimo valore della I_p. Tau1 e Tau2 sono le costanti di tempo del sistema termico.

Vi sono solo due poli, quelli appartenenti al sistema termico:

- $P_1 = -\frac{1}{\text{Tau1}} = \frac{1}{400s} = 0.0025$ rad/s Eq 1.15

- $P_2 = -\frac{1}{\text{Tau2}} = \frac{1}{25s} = 0.04$ rad/s Eq 1.16

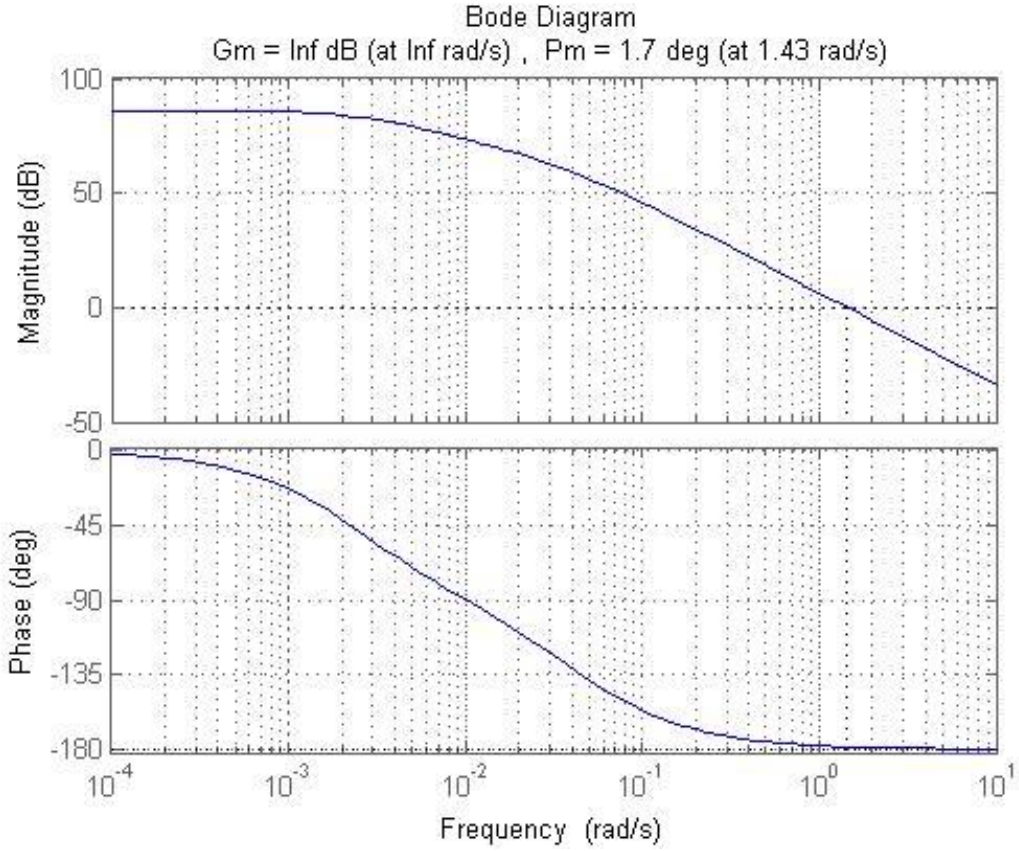
Invece, se consideriamo il comparatore con la rete di compensazione si ricava:

$$Gloop = \alpha \cdot R_0 \cdot I_{cost} \cdot G_{INA} \cdot \frac{R_5+R_6}{R_4} \cdot \left[\frac{(1+sR_{17}C_{11})}{R_{13}C_{11}s\,(1+sR_{17}C_{10})}\right] \cdot P \cdot 10 \cdot K \cdot \left[\frac{1}{(1+sTau1)(1+sTau2)}\right]$$

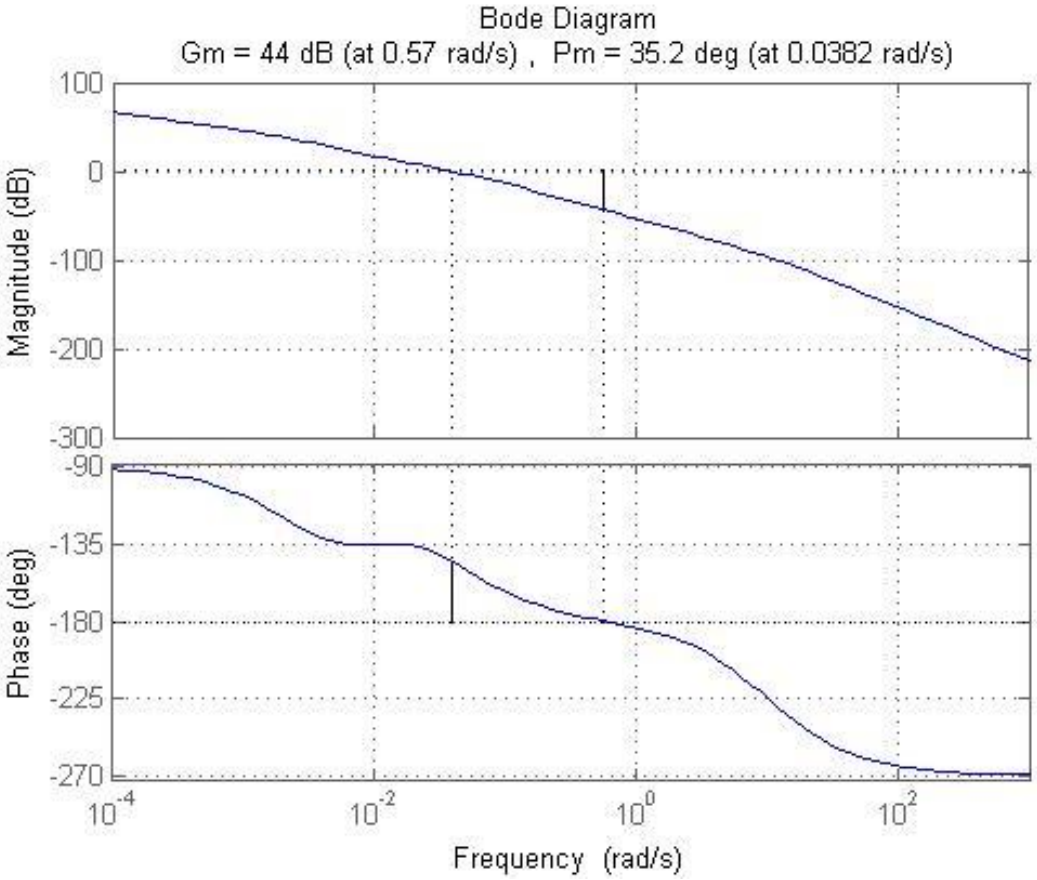
Eq 1.17

Dove R_{17}, R_{13} e C_{10} sono i valori di resistenza e capacità dei componenti presenti nel circuito di figura 3.4, mentre C_{11} risulta pari a 100uF. In questo caso, oltre a poli P_1 e P_2 del sistema termico vi sono altri due poli e uno zero introdotti dalla rete correttrice, pari a:

- $P_3 = -\frac{1}{R_{17}C_{10}} = \frac{1}{0.1s} = 10$ rad/s Eq 1.18
- $P_4 = 0$ (polo nell'origine) Eq 1.19
- $Z = -\frac{1}{R_{17}C_{11}} = \frac{1}{100s} = 0.01$ rad/s Eq 1.20



4.5 (a): Diagramma di Bode del modulo e della fase del Gloop, in assenza della rete correttrice.



4.5 (a): Diagramma di Bode del modulo e della fase del Gloop, in assenza della rete correttrice.

In figura 4.5 (a) e (b) si mostrano i diagrammi di Bode del modulo e della fase del guadagno d'anello in assenza e in presenza della rete di compensazione rispettivamente. Nel primo caso si ottiene una marine di fase circa pari a 2°, il sistema appare quindi ai limiti della stabilità. Invece nel secondo caso, il margine di fase raggiunge i 35°, simbolo di una stabilità robusta. Si nota chiaramente l'importanza della rete correttrice nell'aumentare il margine di fase e quindi nel migliorare la stabilità del sistema retroazionato.

5 CARATTERIZZAZIONE SPERIMENTALE DEL SISTEMA COMPLETO

In questo capitolo si descrivono i test svolti al fine di valutare le prestazioni della Control Box Temp (in termini di stabilità, velocià del sistema nell'andare a regime ed errore a regime) e si completerà il discorso iniziato nel capitolo precedente riguardo alla stabilità e alla sua dipendenza dal guadagno d'annello (e quindi dalla rete correttrice). Inizialmente viene fatta una descrizione riguardo all'apparato utilizzato per l'acquisizione dei dati. Successivamente verranno presentati i risultati delle misure effettuate.

5.1 Predisposizione dell'apparato completo per i test finali

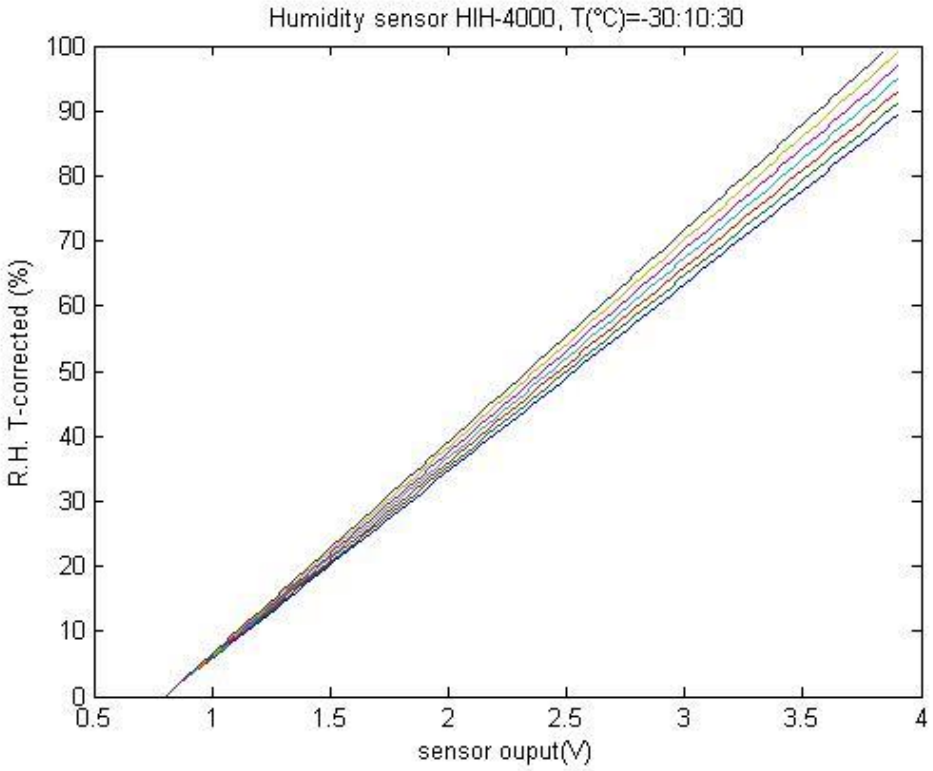
Prima di analizzare nel dettaglio i risultati delle misure sperimentali, si descrive brevemente l'impianto complessivo utilizzato. Su di un banco sono stati disposti in maniera ordinata detector box, control box, un multimetro e un elettrometro. Per mezzo di un connettore si collegano tra loro detector box e control box, che riceve gli 0 – 15V per mezzo di un alimentatore esterno. Grazie ai due strumenti di misura è possibile misurare due diverse grandezze: la $\mathrm{Vout}_{\mathrm{Tmis}}$ (misurata dal multimetro) che fornisce il valore della temperatura misurata con una sensitività di -10mV/°C e la caduta di tensione sulla resistenza di potenza (misurata dall'elettrometro) che ci permette di ricavare il valore della I_p. Mediante Gpib è stato possibile mettere in comunicazione i due elettrometri con un pc e acquisire con MatLab i valori di tensione provenienti dai due strumenti. È stato creato un programma in grado di acquisire, per ciascuna delle due grandezze, un campione ogni k secondi per un certo intervallo di tempo pari a T (multiplo di k). Prima di effettuare un test, l'utente può selezionare i valori di k e T che ritiene più opportuni. Inoltre per facilitare la lettura dei dati, il valore di $\mathrm{Vout}_{\mathrm{Tmis}}$ viene cambiato di segno e la caduta di tensione misurata sulla resistenza di potenza viene divisa per un valore pari a 0.1 (valore in Ω della resistenza di potenza) in modo da pter ricavare il valore della I_p. Tramite un refrigeratore esterno, è possibile regolare la temperatura dell'acqua che scorre nello scambiatore di calore e quindi di fatto impostare un valore di temperatura ambiente, mentre agendo sul secondo dei quattro potenziometri è possibile impostare la temperatura desiderata. Come già accennato nel secondo capitolo, quando si lavora a basse temperature, inferiori al punto di rugiada, occorre svuotare la detector box dell'umidità presente al suo interno, per evitare formazione di liquido o ghiaccio che ne cortocircuiterebbe l'elettronica. Per questo motivo è necessario riempire la detector box di azoto, che deve essere fornito con un flusso ridotto (per evitare che la forte pressione distrugga il dispositivo), ma in maniera continuativa (poiché esso si disperde nell'ambiente visto che la box non è sigillata). È importante controllare il livello di umidità relativa nella scatola quando la temperatura del rivelatore scende sotto gli 8°C (dew point). Leggendo il valore di tensione fornito dal sensore di umidità è possibile ricavare il valore di umidità relativa tramite il grafico mostrato in figura 4.1.

Esso è stato ottenuto mediante le seguenti equazioni contenute nel datasheet del sensore:

- VOUT = (VSUPPLY)(0.0062(RH) + 0.16) typical at 25 ºC Eq 1.21

- TrueRH = (RH)/(1.0546 – 0.00216T) T in ºC Eq 1.22

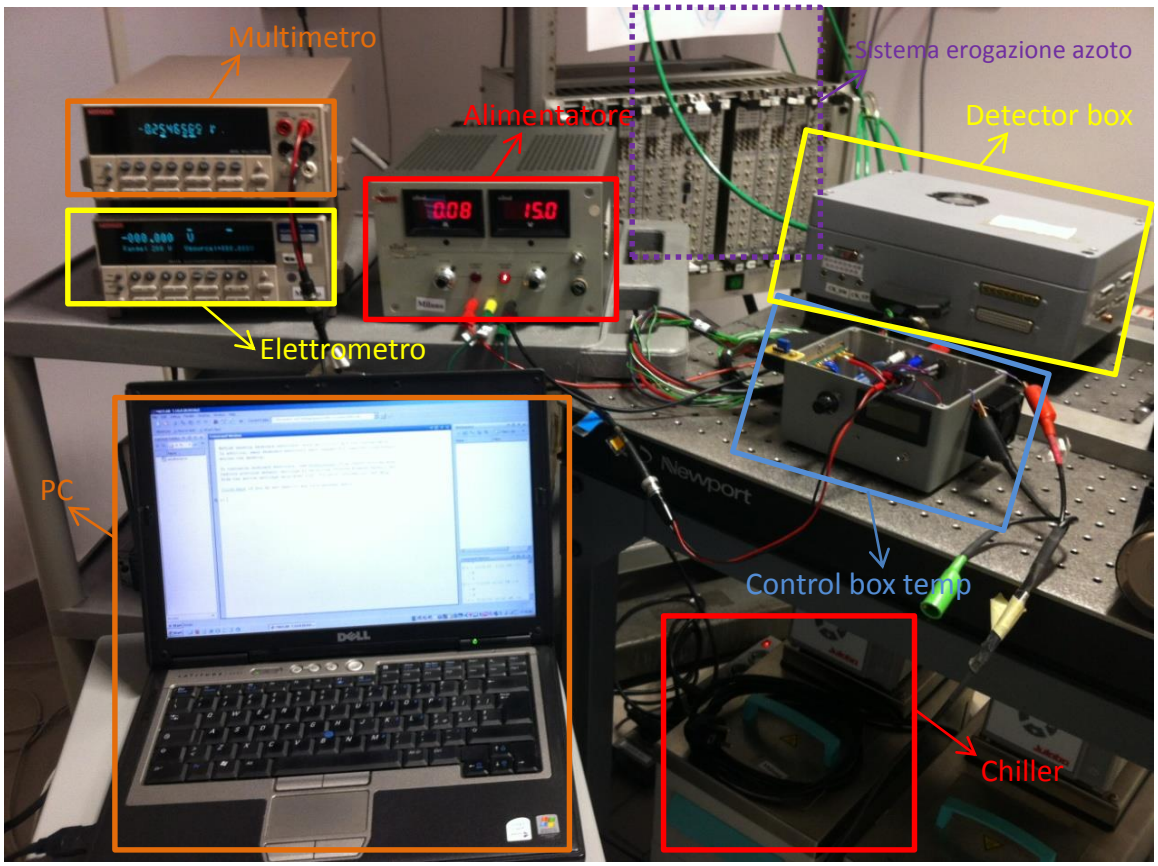
dove VOUT è il valore di tensione fornito in uscita dal sensore, VSUPPLY il valore di tensione con cui si alimenta il sensore, RH il valore di umidità relativa a 25°C , T la temperatura ambiente in °C e TrueRH il valore di umidità relativa alla temperatura ambiente considerata. La prima equazione permette di ricavare il valore di tensione in uscita dal sensore in funzione della tensione di alimentazione del sensore e dell'umidità relativa, considerando una temperatura ambiente di 25°C circa. La seconda equazione fornisce il valore di umidità relativa in funzione della temperatura ambiente considerata.
Il grafico mostra, per diversi valori di temperatura ambiente, il valore di umidità relativa in funzione del valore di tensione fornito dal sensore di umidità. Considerando che possiamo tollerare un valore massimo di umidità relativa pari al 10%, vogliamo che l'output del sensore non superi gli 1.1V.



5.1: Valore di umidità relativa in funzione del valore di tensione fornito dal sensore di umidità, a diverse temperature.

In figura 5.2 si mostra l'apparato completo utilizzato per l'acquisizione dei dati, costituito da detector box, control box temp, elettrometri, chiller , pc e sistema di erogazione dell'azoto.

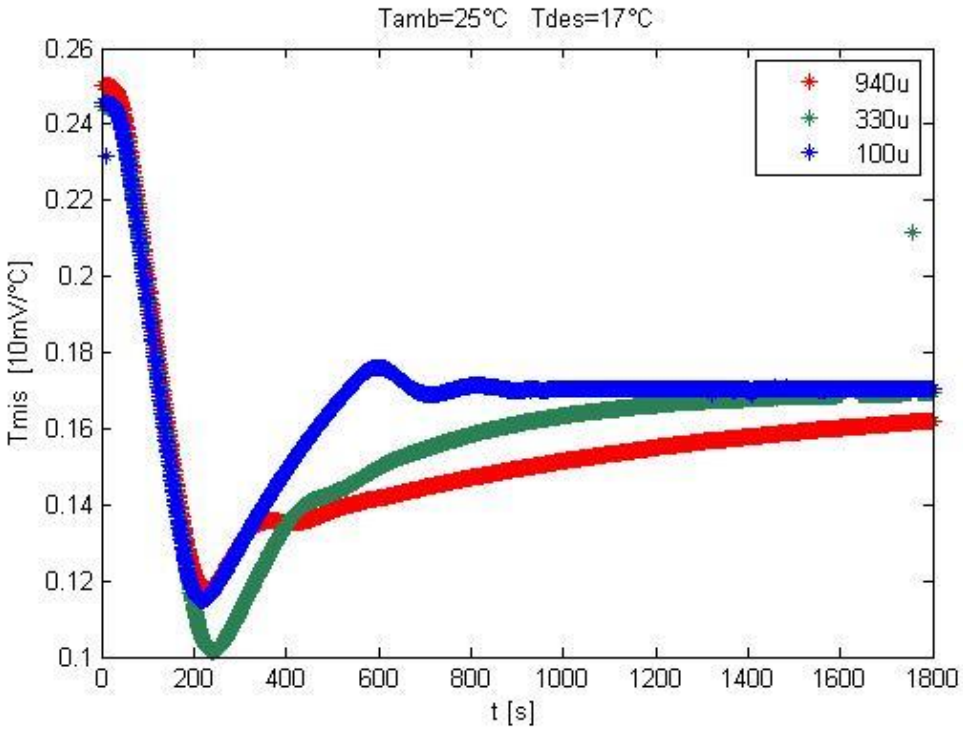
Prima di effettuare ciascun test, l'utente è tenuto ad impostare la T_{amb} ($T_{chiller}$) e la T_{des} e a controllare che l'output del sensore di umidità sia inferiore a 1.1V (a meno che la T_{des} non sia superiore ai 15°C). Verranno analizzati i risultati dei diversi test effettuati, in termini di $Vout_{Tmis}$ e I_p in funzione del tempo, al variare della capacità della rete di compensazione, al variare della massima corrente nel Peltier e al variare della temperatura desiderata.



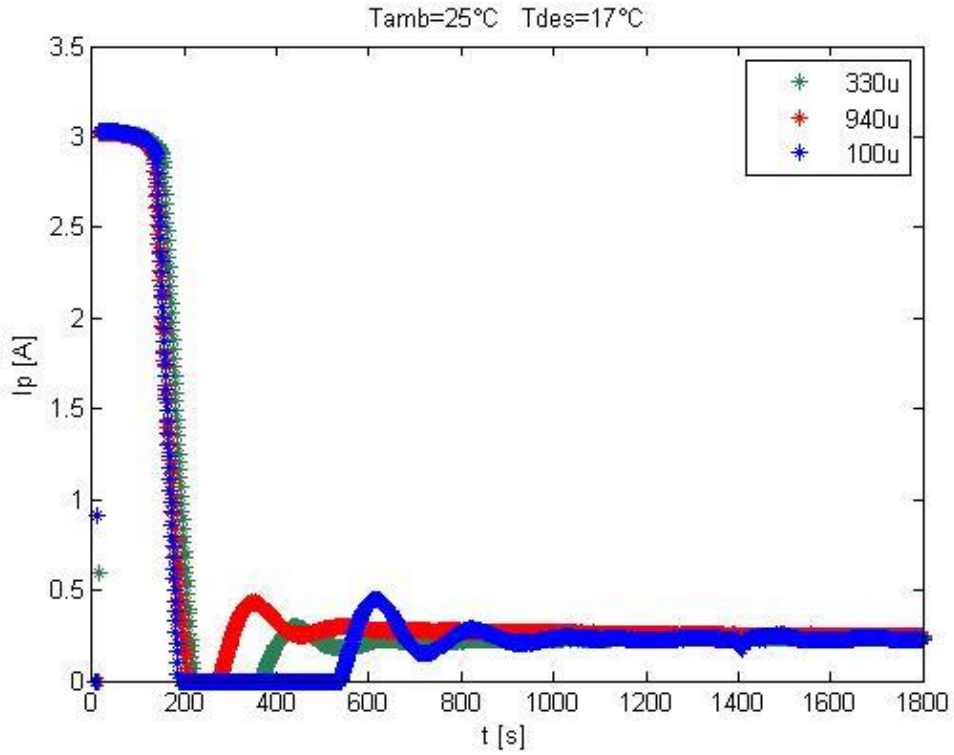
5.2: Apparato completo, utilizzato per l'acquisizione dei dati. In alto a sisistra gli elettrometri e l'unico alimentatore utilizzato. In basso a sinistra il pc, connesso mediante GPIB agli elettrometri connessi a loro volta ai punti di misura. A destra la control box temp, connessa alla detector box e all'alimentatore.

5.2 Test al variare della capacità della rete di compensazione

Si è deciso di effettuare tre test, con tre diversi valori di capacità della rete correttrice: 100uF, 330uF e 940uF e quindi con tre valori di Tau_{ZERO} pari a 100s, 330s e 940s (le prime due minori rispetto alla Tau_1, l'ultima maggiore). L'obiettivo è quello di scegliere, tra i tre valori di capacità, quello che determina un migliore andamento della T_{mis} in termini di stabilità, velocità nell'andare a regime ed errore a regime. Nel capitolo precedente è stata analizzata l'importanza della rete correttrice nell'andare a modificare l'espressione del G_{LOOP} e quindi nell'influenzare la stabilità del sistema reazionato. Il valore di capacità del condensatore C_{11} influisce sul guadagno statico e sullo zero del G_{LOOP}, ovvero al diminuire di C_{11}, il guadagno statico aumenta e la Tau_{ZERO} diminuisce (se considerassimo il diagramma di Bode del modulo del G_{LOOP} noteremmo che lo zero si sposta verso destra, provocando una diminuzione del margine di fase). Il sistema vede diminuire la sua stabilità, ma aumenta la sua velocità nel raggiungere il suo valore a regime. In figura 5.3 (a) e (b) si mostrano rispettivamente l'andamento della $Vout_{Tmis}$ cambiata di segno (equivalente alla T_{mis} presa su scala di 10mV/°C) e della I_p, al variare della capacità della rete correttrice. Si è impostata una T_{amb} pari a circa 25°C e una T_{des} di 17°C. Tra le tre capacità, quella che conferisce prestazioni migliori è senza dubbio quella da 100uF (Tau_{ZERO} pari a 100s) poiché il sistema, anche se perde qualcosa in termini di stabilità, ha una risposta molto più rapida che gli permette in breve tempo di andare a regime. Inoltre anche l'errore a regime (differenza tra T_{des} e T_{mis}) sembra essere più contenuto. Per questo motivo si utilizzerà questo valore di capacità nella rete di compensazione durante i test successivi. È interessante notare che nel tratto iniziale, fintanto che la I_p rimane costante (fino ai 200s) le tre curve hanno la stessa pendenza, in quanto il sistema in questa fase è ad anello aperto e la sua dinamica è regolata dal solo sistema termico (DT e Tau_1).



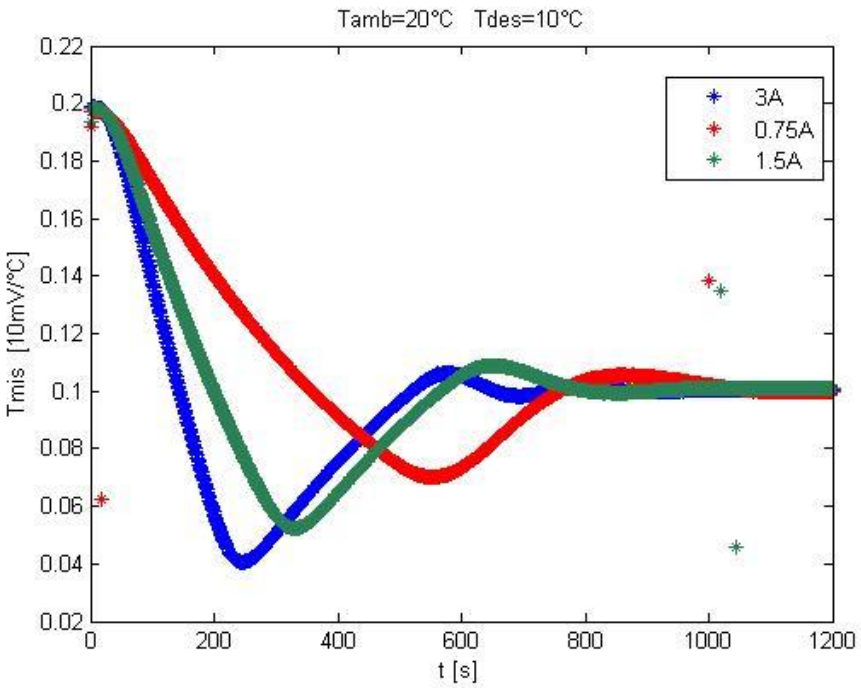
5.3 (a): Andamento della Tmis con tre diversi valori di capacità: 940uF in rosso, 330uF in verde e 100uF in blu.



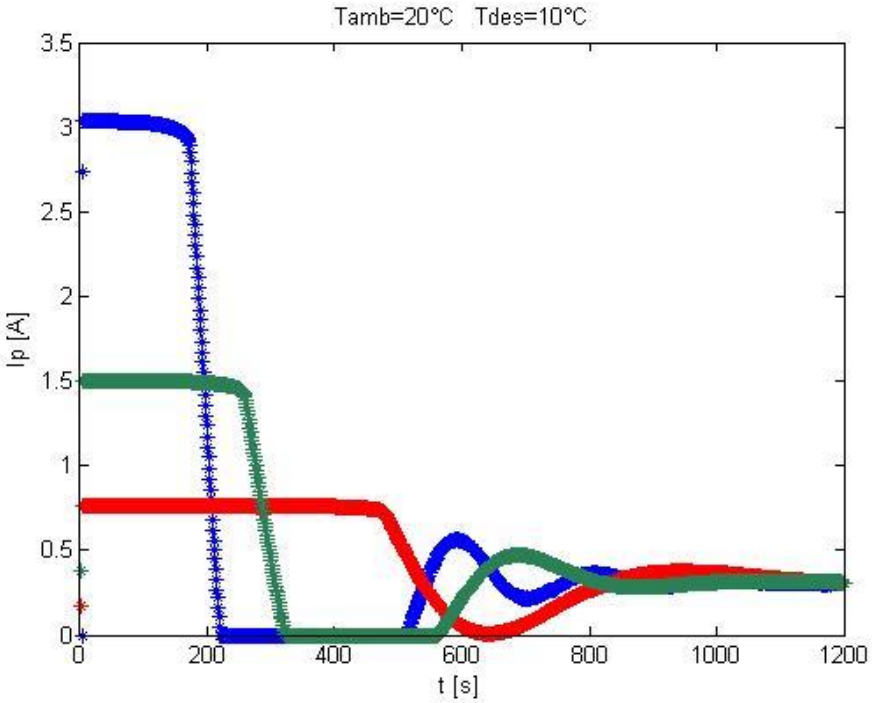
5.3 (b): Andamento della Ip con tre diversi valori di capacità: 940uF in rosso, 330uF in verde e 100uF in blu.

5.3 Test al variare della massima corrente nel Peltier

In figura 5.4 (a) e (b) si mostrano rispettivamente l'andamento della $Vout_{Tmis}$ cambiata di segno (equivalente alla T_{mis} presa su scala di 10mV/°C) e della I_p, al variare della massima corrente nel Peltier I_{pMax} (e quindi del DT_{Max}). Si è impostata una T_{amb} pari a circa 20°C e una T_{des} di 10°C e si sono eseguiti tre test con valori di I_{pMax} pari rispettivamente a 3A, 1.5A e 0.75A. Una variazione della I_{pMax} comporta una variazione del parametro P presente nel G_{LOOP}, infatti al diminuire della massima corrente impostata, P diminuisce e diminuisce anche il guadagno statico. Se si analizzano i diagramma di Bode e si calcolano i margini di fase al variare della I_{pMax} si nota che al diminuire di quest'ultima, aumenta il margine di fase e quindi migliora la stabilità, però la risposta è più lenta e il sistema impiega più tempo ad arrivare a regime. Ovviamente la scelta di I_{pMax} impone il valore massimo di DT (DT_{Max}) che il sistema termico è in grado di fornire, quindi occorre scegliere un valore massimo di corrente sufficiente a garantire il raggiungimento della T_{des}. Dai grafico di T_{mis} si nota che le tre curve, nel tratto iniziale (quando si è in anello aperto), hanno slope diverse, poiché presentano valori di DT_{Max} diversi.



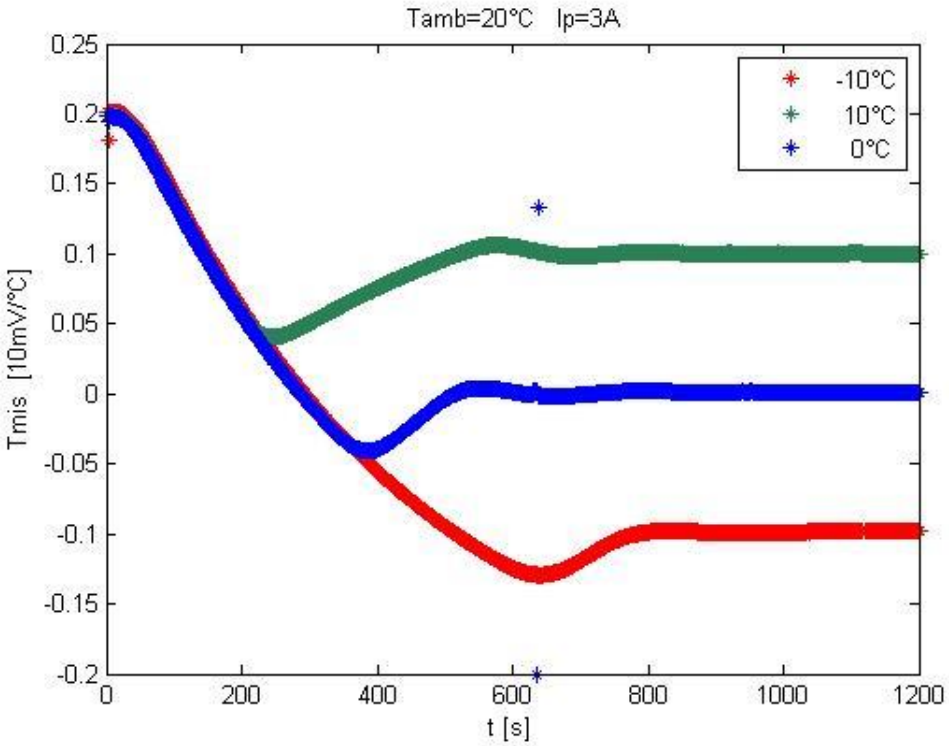
5.4 (a): Andamento della Tmis con tre diversi valori di massima corrente nel Peltier:0.75A in rosso,1.5A in verde e 3A in blu.



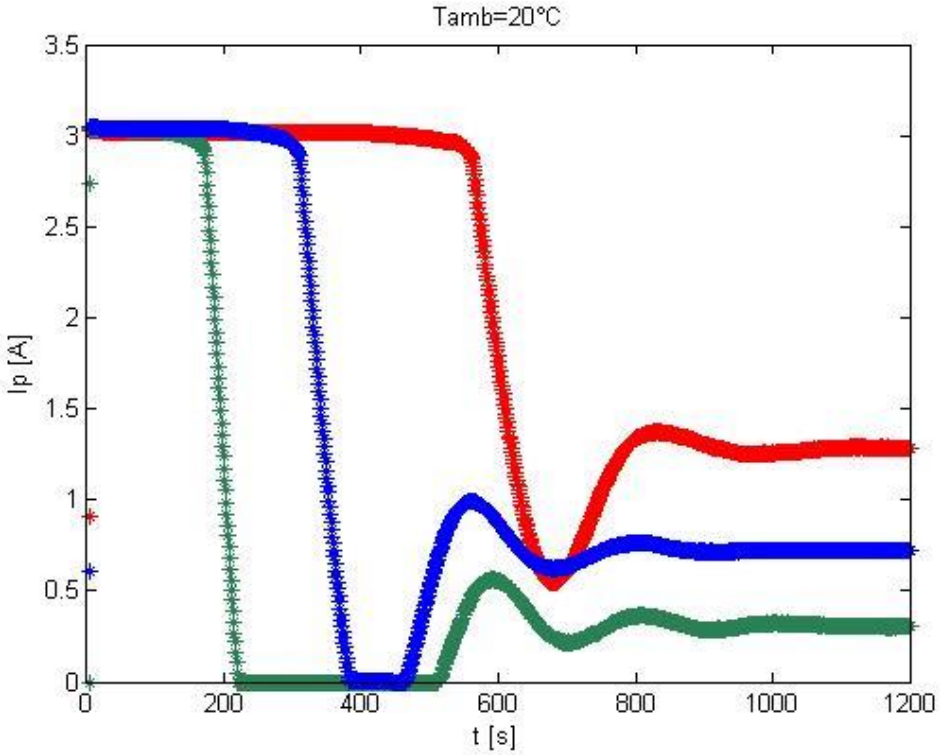
5.4 (b): Andamento della Ip con tre diversi valori di massima corrente nel Peltier:0.75A in rosso,1.5A in verde e 3A in blu.

5.4 Test al variare della temperatura desiderata

In figura 5.5 (a) e (b) si mostrano rispettivamente l'andamento della $\mathrm{Vout}_{\mathrm{Tmis}}$ cambiata di segno (equivalente alla $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ presa su scala di 10mV/°C) e della I_{p}, al variare della temperatura desiderata ($\mathrm{T}_{\mathrm{des}}$). Si nota che le curve della $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ hanno la stessa pendenza, infatti per i tre diversi test è stata usata la stessa $\mathrm{I}_{\mathrm{pMax}}$, pari a 3A. Considerando una delle tre curve, ad esempio quella con $\mathrm{T}_{\mathrm{des}}$ pari a 0°C, si vede che l'andamento è molto simile a quello ricavato dalle simulazioni. Si ha una prima fase in cui la corrente nel Peltier è fissa e pari alla $\mathrm{I}_{\mathrm{pMax}}$, il sistema è ad anello aperto e l'andamento della $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ si può approssimare con un'esponenziale decrescente (risposta allo scalino negativo di un sistema del secondo ordine); successivamente quando la $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ diventa minore della $\mathrm{T}_{\mathrm{des}}$, con un certo ritardo, la I_{p} si annulla e quindi la $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ inizia ad aumentare fino a superare la $\mathrm{T}_{\mathrm{des}}$ (intanto anche la I_{p} ha iniziato a crescere). A regime $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ e I_{p} si assestano ad un valore costante, $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ pari a $\mathrm{T}_{\mathrm{des}}$ (a meno di un errore a regime pari a 1/20 di grado), e I_{p} pari ad un valore dettato dalla DT_{regime}.



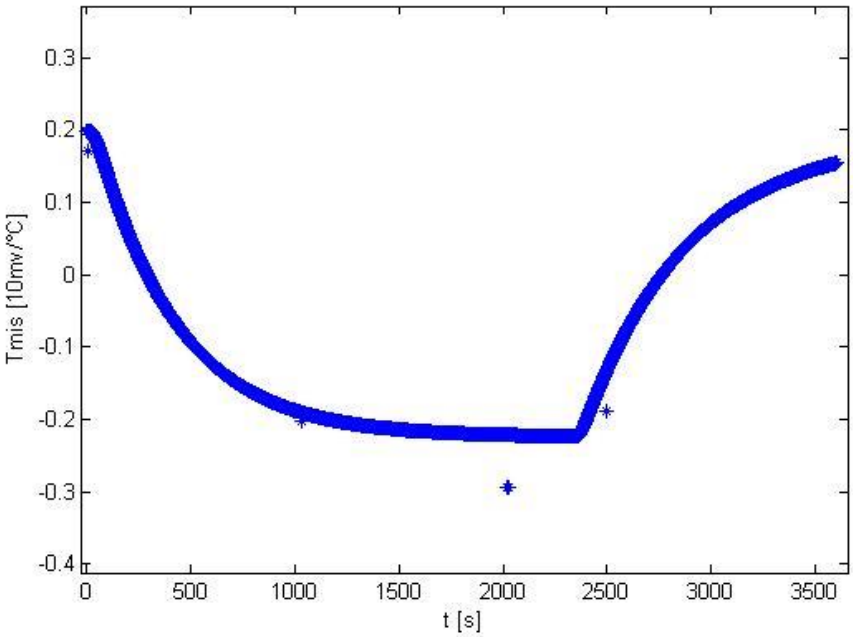
5.5 (a): Andamento della Tmis con tre diversi valori di temperatura desiderata:-10°C in rosso,10°C in verde e 0°C in blu.



5.5 (b): Andamento della Ip con tre diversi valori di temperatura desiderata:-10°C in rosso,10°C in verde e 0°C in blu.

5.5 Estrazione dei parametri del sistema termico tramite fitting

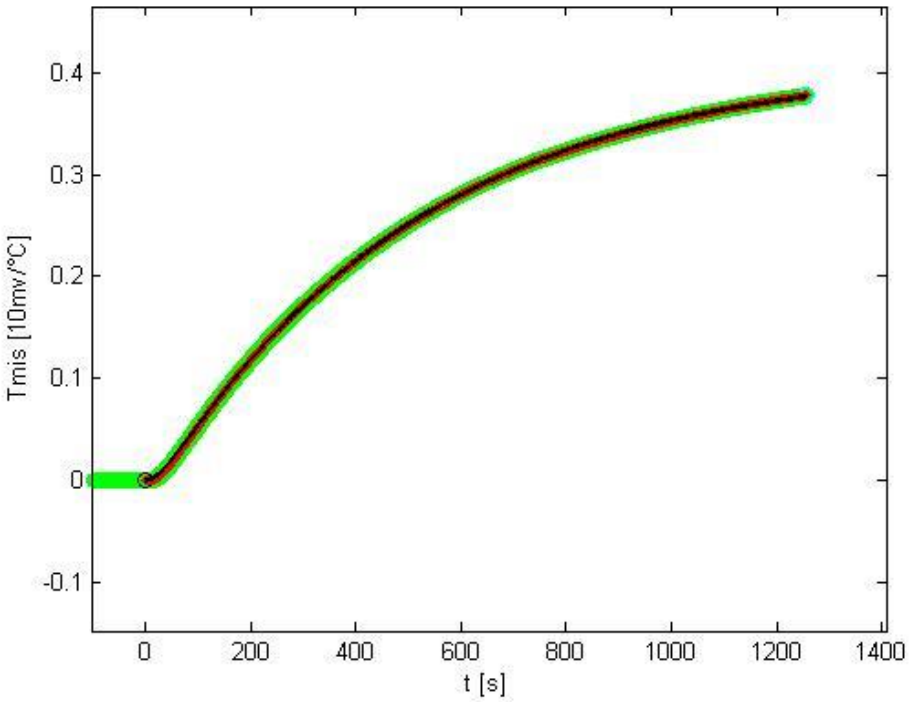
Durante la creazione del modello Simulink ci siamo posti il problema di ricavare i valori delle costanti di tempo del sistema termico, al fine di poter effettuare un'analisi del sistema in anello chiuso in termini di simulazione e stabilità. Sono così stati ricavati dei valori indicativi di Tau_1 e Tau_2, pari rispettivamente a 400s e 25s. Dopo aver effettuato diversi test è stato possibile ottenere tali valori mediante un processo di fitting su dati ottenuti tramite misure sperimentali. Vengono di seguito descritti gli ultimi due test svolti al fine di ricavare le due curve utilizzate in due distinti processi di fitting. Per ricavare la prima curva si sono impostate una temperatura ambiente di 20°C ,una temperatura desiderata di -30°C e una $\mathrm{I}_{\mathrm{pMax}}$ di 3A. Con il solito andamento (risposta allo scalino di un sistema del secondo ordine) $\mathrm{T}_{\mathrm{mis}}$ inizia a diminuire, fino ad assestarsi alla temperatura di circa -23°C. Non si riesce a raggiungere la temperatura desiderata poiché il sistema non è in grado di fornire un $\mathrm{DT}_{\mathrm{Max}}$ maggiore di 43°C (minore dei 50°C necessari per raggiungere i -30°C). A questo punto si interrompe il raffreddamento, portando a 0A la corrente che scorre nel Peltier.



5.6: Andamento della temperatura misurata sul rivelatore, su scala di 10mV/°C. Nella prima fase si raffredda il rivelatore, arrivando ai -23°C. Nella seconda si interrompe il raffreddamento e lo si lascia tornare a temperatura ambiente, circa 20°C.

Il rivelatore, partendo dai -23°C, ritornerà dopo un certo intervallo di tempo a temperatura ambiente, circa 20°C. Si acquisisce l'andamento della $\mathrm{Vout}_{\mathrm{Tmis}}$ sul rivelatore durante l'intero test (Figura 5.6).

Ci focalizziamo proprio sulla curva che descrive il ritorno alla temperatura d'equilibrio (temperatura ambiente), che inizia poco prima dei 2400s e prosegue fino alla fine dell'acquisizione. Bisogna sottolineare che il gradino negativo di corrente (passa dai 3 A agli 0 A), genera un gradino positivo di temperatura. Per questo motivo è stato possibile realizzare un programma MatLab che, utilizzando la risposta allo scalino di un generico sistema del secondo ordine, è in grado di fittare la curva in questione ricavando così i parametri del modello: Tau_1, Tau_2 e $\mathrm{DT}_{\mathrm{Max}}$ ($\mathrm{I}_{\mathrm{pMax}}$=3A). In figura 5.7, viene mostrata (in verde) la curva di ritorno all'equilibrio del sistema termico e (in nero) la curva che ha la maggior corrispondenza con quest'ultima, cioè con i punti ricavati sperimentalmente.

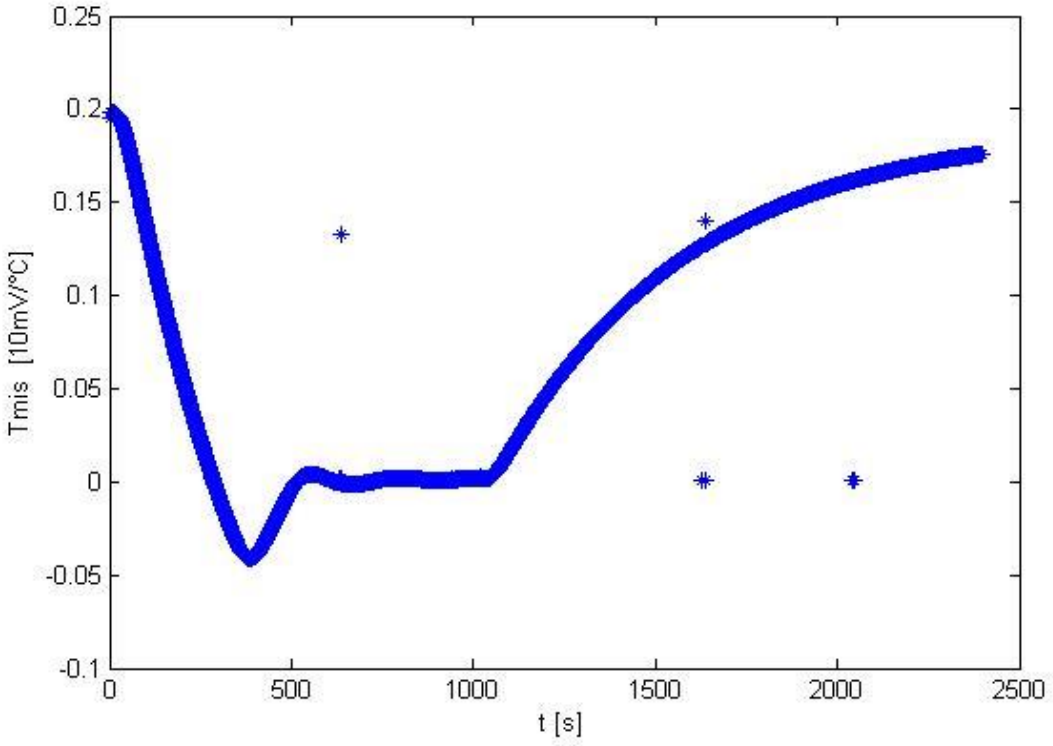


5.7: In verde la prima curva di ritorno all'equilibrio del sistema termco, in nero la curva che esegue il miglior fitting dei dati sperimentali.

Alla fine del primo processo di fitting si ottengono i seguenti valori compresi di intervalli di confidenza:

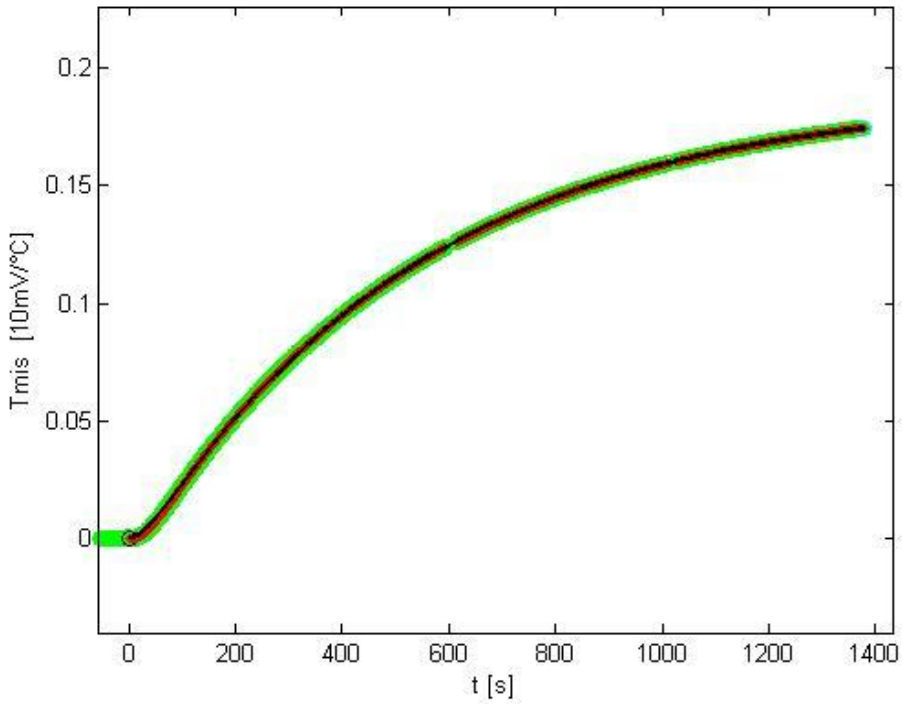
- Tau_1= 495s (493.8 ; 495.5)s
- Tau_2 = 33s (32.7 ; 33.2)s
- DT_{Max} = 0.4109V (0.4107 ; 0.4111)V

Come già anticipato, si è deciso di effettuare un secondo processo di fitting, realizzato su una seconda curva, ricavata da un ulteriore test. Questa volta di è deciso in maniera analoga di raffreddare il rivelatore a partire dai 20°C, fino a raggiungere la temperatura di 0°C e successivamente di interrompere il raffreddamento per permettere alla T_{mis} di tornare alla temperatura di equilibrio, 20°C (temperatura ambiente). Si ottiene l'andamento mostrato in figura 5.8.



5.8: Andamento della temperatura misurata sul rivelatore, su scala di 10mV/°C. Nella prima fase si raffredda il rivelatore, arrivando agli 0°C. Nella seconda si interrompe il raffreddamento e lo si lascia tornare a temperatura ambiente, circa 20°C.

Ci focalizziamo ancora una volta sulla curva che descrive il ritorno alla temperatura d'equilibrio (temperatura ambiente), che inizia poco dopo i 1000s e prosegue fino alla fine dell'acquisizione.



5.9: In verde la seconda curva di ritorno all'equilibrio del sistema termco, in nero la curva che esegue il miglior fitting dei dati sperimentali.

Anche in questo caso è stata eseguita la procedura di fitting analizzata per la prima curva. In figura 5.9, viene mostrata (in verde) la curva di ritorno all'equilibrio del sistema termico e (in nero) la curva che ha la maggior corrispondenza con quest'ultima, cioè con i punti ricavati sperimentalmente.

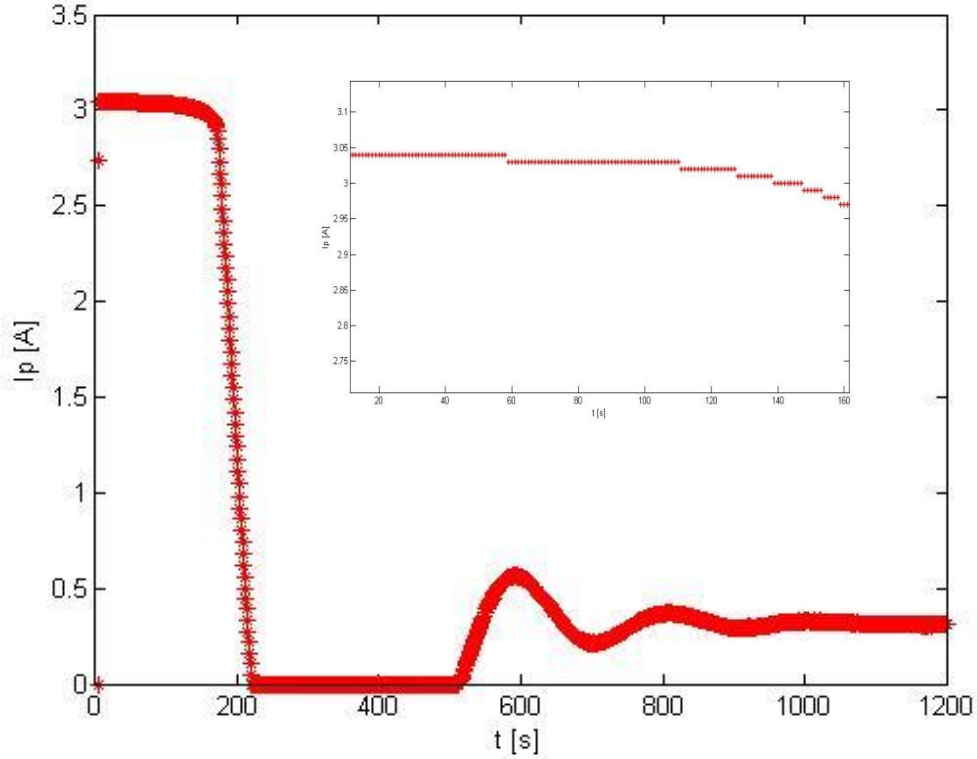
Alla fine del secondo processo di fitting si ottengono i seguenti valori compresi di intervalli di confidenza:

- Tau_1= 523s (522.2 ; 523.8)s
- Tau_2 = 35.16s (34.9 ; 35.42)s
- DT_{Max} = 0.1889V (0.1888; 0.189)V

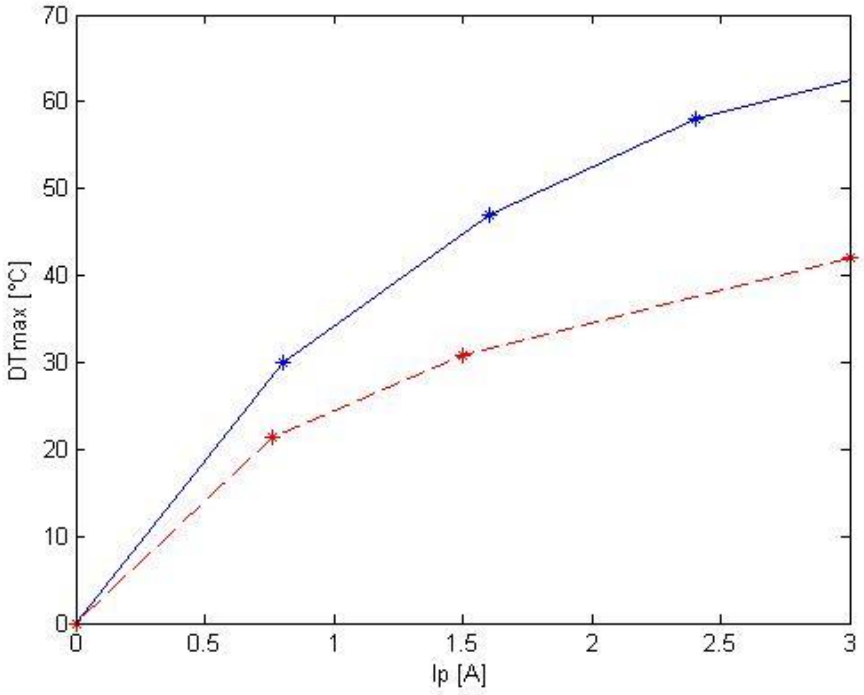
Sono stati svolti due diversi processi di fitting, su due curve aventi intervalli di temperatura diversa proprio per avere una stima più robusta dei parametri da ricavare. I valori di Tau_1 e Tau_2 ottenuti, anche se non identici, sono molto vicini tra loro.

Occorre ora fare qualche considerazione sul generatore di tensione ΔT. Dal secondo grafico di figura 2.6 siamo in grado di ricavare per diversi valori di corrente nel Peltier (I_p), i rispettivi valori di ΔT_{max}, cioè la massima differenza di temperatura che la cella è in grado di fornire tra faccia calda e faccia fredda. Nel modello elettrico che abbiamo considerato, invece, con ΔT intendiamo la massima differenza di temperatura tra la faccia calda del Peltier e il rivelatore. Risulta evidente che siccome le diverse parti che costituiscono il sistema termico presentano una resistenza termica al flusso di calore trasportato, si generano delle cadute di temperatura sui vari blocchi e quindi a parità corrente che scorre nella cella Peltier si ottiene un valore di ΔT minore. In un primo momento si è pensato di ricavare i valori di ΔT tramite un'operazione di fitting sui risultati dei test al variare della massima corrente nel Peltier, nel tratto iniziale delle curve ovvero nella condizione di anello aperto. Conoscendo i valori di Tau_1 e Tau_2, l'idea è quella di fissarli nell'equazione del modello e di avere quindi come unico parametro da ricavare ΔT (procedimento da ripetere per i tre diversi valori di corrente massima nella cella). Purtroppo, a causa della breve finestra di fit disponibile e del fatto che in tale intervallo la I_p non rimane perfettamente costante (figura 5.10), ma decresce leggermente, tale strada risulta non percorribile.

Per ottenere ciascun valore di ΔT (in funzione della $I_{p)}$ si decide quindi di considerare comunque le curve mostrate nei test al variare della massima corrente nel Peltier (figura 5.4 (a)) e per ciascuna di esse si ricava il δT/δt nel medesimo intervallo (in cui il sistema è ad anello aperto). Si ottengono i valori di ΔT in funzione della I_p selezionata tramite il prodotto tra la slope della curva (ottenuta alla medesima I_p) e la Tau_1. In figura 5.11 si rappresentano i valori di DT_{max} e ΔT in funzione di I_p. La curva blu mostra i valori di DT_{max} (differenza di temperatura tra faccia calda e fredda), mentre quella rossa i valori di ΔT (differenza di temperatura tra faccia calda e rivelatore).



5.10: Andamento della Ip nel test al variare della massima corrente nel Peltier, con Ipmax pari a 3°. Viene fatto uno zoom nel tratto iniziale per mostrare che la Ip non rimane costante, ma decresce leggermente.



4.10: In blu la curva DT_{max} *in funzione della Ip, in rosso la curva* ΔT *in funzione della Ip.*

6 CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI

Il lavoro svolto e descritto in questa tesi ha portato alla realizzazione di un sistema di controllo della temperatura per rivelatore a raggi X. Esso permette all'utente di selezionare un'opportuna temperatura alla quale far lavorare il rivelatore (in un intervallo compreso tra temperatura ambiente e -20°C), di raggiungere tale temperatura (a meno di un errore a regime pari a 1/20 di grado) in soli 1800 secondi (30') e di mantenerla costante durante l'intera acquisizione. Tutto ciò è reso possibile grazie ad un apparato di raffreddamento basato su cella Peltier.

È stato analizzato il sistema complessivo, costituito da una parte termica di supporto al rivelatore e da una parte elettronica per il controllo in anello chiuso della temperatura. Successivamente è stato creato un modello Simulink dell'intero sistema per poter effettuare diverse simulazioni sull'andamento delle grandezze di interesse (temperatura misurata e corrente Peltier) ed è stato fatto uno studio sulla stabilità (e della sua dipendenza dalla rete di compensazione al comparatore) al fine di prevedere le prestazioni del sistema reazionato. Infine si sono realizzati diversi test al fine di valutare le reali prestazioni del sistema (in termini di stabilità, velocità nell'andare a regime ed errore a regime) al variare di diversi parametri di interesse (capacità della rete correttrice, massima corrente nella cella e temperatura desiderata) e si sono ricavati mediante fitting i valori reali dei parametri del sistema termico. Il dispositivo realizzato offre prestazioni in linea con gli obiettivi posti nel lavoro di tesi, in termini di stabilità, velocità di risposta ed errore a regime.

A mio avviso un possibile sviluppo futuro potrebbe essere il miglioramento dell'interfaccia del dispositivo con l'utente, in modo da consentire all'operatore di impostare la temperatura (alla quale si vuol far lavorare il rivelatore) e di monitorare l'andamento delle grandezze di interesse da remoto e non per forza nell'ambiente in cui è in corso un'acquisizione con i raggi X.

BIBLIOGRAFIA

[1] A.Castoldi, C.Guazzoni, A.longoni, E.Gatti, P.Rehak, and L.Strüder. “Conception and Design Criteria of a Novel Silicon Device for the Measurement of Position and Energy of X Rays”. IEEE Transaction on Nuclear Science, 1997.

[2] E.Gatti and P.Rehak. “Semiconductor drift chamber - an application of a novel charge transport scheme”. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, 1984.

[3] D. Chapman et al. “Diffraction Enhanced X-ray Imaging”. Phys. Med. Biol., 1997.

[4] R. D. Speller and A. Horrockst. “Photon scattering - a ‘new’ source of information in medicine and biology?”. Phys. Med. Biol., 1991.

[5] G. Kidane, R. D. Speller, G. J. Royle, and A. M. Hanby. “X - ray scatter signatures for normal and neoplastic breast tissues”. Phys. Med. Biol., 1999.

[6] D. Darambara, P. Sellin, and G. Maehlum. “A novel detection system consisting of a largearea sensor and a multicell Si-pad array operated in spectroscopic mode for x-ray breast imaging”. IEEE Transaction on Nuclear Science, 2004.

[7] J.A.Griffiths, R. Speller, G. J. Royle, J. A. Horrocks, A. Olivo, S. Pani, R. Longo, S. H. Spencer, M. S. Robbins, and D. P. Clifford and A. M. Hanby. “Diffraction enhanced breast imaging: assessment of realistic system requirements to improve the diagnostic capabilities of mammography”. Proceedings of the 13th international workshop on room-temperature semiconductor X and Gamma-ray detectors, 2003.

[8] C. R. F. Castro, R. C. Barroso and R. T. Lopes. “Scattering signatures for some human tissues using synchrotron radiation”. X-ray Spectrometry, 2005.

[9] Etta D. Pisano, R. Eugene Johnston, Dean Chapman, Joseph Geradts, Mary V. Iacocca, Chad A. Livasy, David B. Washburn, Dale E. Sayers, Zhong Zhong, Miklos Z. Kiss, and William C. Thomlinson. “Human Breast Cancer Specimens: Diffraction-enhanced Imaging with Histologic Correlation-Improved Conspicuity of Lesion Detail Compared with Digital Radiography”, Radiology, Marzo 2000.

[10] G. J. Royle, M. Farquharson, R. Speller, G. Kidane. “Application of X-ray diffraction analysis in crystalline and amorphous body tissues”. Radiation Physics and Chemistry, 1999.