

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA  
CAMPUS DI CESENA  
DIPARTIMENTO DI  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE  
"GUGLIELMO MARCONI"  
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA  
ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI PER L'ENERGIA

# Determinazione non distruttiva della qualità del kiwi mediante microonde

Tesi in

Sistemi Elettronici e Sensori Lm

Relatore

*Prof. Marco Tartagni*

Presentata da

*Alessio Baldazzi*

Correlatori:

*Prof. Luigi Ragni*

*Dott.ssa Annachiara Berardinelli*

Sessione III

Anno Accademico 2017/2018



---

# Abstract

---

Con il presente lavoro di tesi ci si è posti l'obiettivo di realizzare e studiare un sistema elettronico di misurazione della durezza della polpa del kiwi con tecnica non distruttiva, basato su spettrometria d'impedenza in guida d'onda e analisi statistica multivariata dei dati. Il lavoro ha previsto la progettazione e la realizzazione del dispositivo elettronico di misura, compresa la programmazione dello stesso. Il prototipo implementato è stato testato attraverso una prova sperimentale e con i dati acquisiti si è costruito un modello di previsione della durezza della polpa mediante regressione PLS.



---

# Indice

---

Introduzione	1
Capitolo 1: Contesto generale	2
1.1. Il kiwi: caratteristiche generali	2
1.2. La raccolta e la maturazione	3
1.3. Gli indici di maturazione tradizionali	3
1.4. Tecniche di misura non distruttive della qualità dei frutti	5
1.4.1. NIR e Vis-NIR	6
1.4.2. Ultrasonico	6
1.4.3. Risposta a vibrazioni meccaniche	7
1.4.4. Risposta acustica all'impatto	7
1.4.5. Micro deformazioni	8
1.4.6. Impatto	9
1.4.7. Spettroscopia dielettrica	10
Capitolo 2: Teoria di funzionamento e modellazione statistica	11
2.1. Spettroscopia d'impedenza	11
2.1.1. Grandezze elettriche intrinseche dei materiali	11
2.1.2. Propagazione delle onde elettromagnetiche	13
2.1.3. Stima dei parametri elettrici: spettroscopia d'impedenza	16
2.1.4. Modellazione di una rete: matrice S e analizzatore di rete	17
2.2. Presentazione del sistema	19
2.2.1. Schema funzionale del sistema	21
2.3. Analisi statistica multivariata	22
2.3.1. Analisi delle componenti principali: PCA	22

2.3.2. Regressione PLS	24
Capitolo 3: Descrizione dell'hardware	29
3.1. Specifiche di progetto	29
3.2. Architettura del sistema	30
3.3. Guida d'onda	30
3.4. Sezione a microonde	33
3.4.1. Voltage Controlled Oscillator (VCO)	33
3.4.2. Low Noise Amplifier (LNA)	34
3.4.3. Power splitter	35
3.4.4. Gain and Phase Detector (GPD)	36
3.5. Scheda madre	38
3.5.1. Microcontrollore	38
3.5.1.1. Sorgente di clock	40
3.5.1.2. Timer	41
3.5.1.3. Serial Peripheral Interface (SPI)	42
3.5.1.4. Analog to Digital Converter (ADC)	44
3.5.1.5. Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART)	47
3.5.2. Digital to Analog Converter (DAC)	49
3.5.3. Alimentazioni	50
3.6. Implementazione pratica	53
3.7. Caratterizzazione del sistema	57
Capitolo 4: Descrizione del software	63
4.1. Panoramica del software	63
4.2. Firmware	63
4.2.1. Measure Task	63
4.3. Protocollo di comunicazione	65
4.4. Software: GUI	67

Capitolo 5: Sperimentazione	71
5.1. Preparazione dei campioni	71
5.1.1. Algoritmo di generazione dei set	72
5.1.2. Campioni della misura	75
5.2. Procedura di misura	75
5.3. Analisi dei dati	77
5.4. Risultati	78
Conclusioni e sviluppi futuri	86
Bibliografia	88





---

# Introduzione

---

Il kiwi, per le sue caratteristiche esteriori, non rivela il suo stato di maturazione. Tradizionalmente le tecniche utilizzate per valutarlo sono di tipo distruttivo e interessano anche la misura della durezza della polpa. L'industria ortofrutticola, per offrire un prodotto migliore al consumatore, ha un forte interesse nella ricerca e messa a punto di tecniche non distruttive in grado di stimare i principali indici di maturazione. Sebbene la letteratura scientifica sia ricca di ricerche che vanno in questa direzione, ad oggi, non si è ancora giunti ad una soluzione convincente.

Questo lavoro di tesi si colloca, pertanto, in questo filone di ricerca, ponendosi l'obiettivo di sviluppare e sperimentare un sistema prototipale per la misurazione della durezza della polpa del kiwi con tecnica non distruttiva. Nel presente elaborato, allo scopo di compiere un passo avanti nello studio di questa promettente metodologia, si approfondirà la spettroscopia d'impedenza in guida d'onda. Il sistema verrà studiato avendo chiaro che la tecnica è destinata all'utilizzo in linea di lavorazione.

Per perseguire questo ambizioso obiettivo, si intende progettare un sistema elettronico basato su un microcontrollore in grado di analizzare la banda da 1 a 2 GHz, finora poco esplorata. Il sistema hardware verrà completato da una guida d'onda rettangolare aperta, vicino alla quale sarà posto il frutto. Lo sviluppo del software vuole dare la possibilità di acquisire i dati sperimentali sul calcolatore al fine di studiarli mediante l'analisi statistica multivariata PLS. Il sistema realizzato verrà, infine, utilizzato per una misura sperimentale per verificarne le prestazioni e le potenzialità.

Il presente lavoro di tesi intende essere fortemente interdisciplinare, perciò verrà in parte realizzato presso il dipartimento di Scienze e Tecnologie Agro-Alimentari - DISTAL nel laboratorio di Ingegneria Alimentare, potendo così contare sulla collaborazione dei docenti afferenti al dipartimento citato ed acquisendo un valore scientifico aggiuntivo.

---

# Capitolo 1: Contesto generale

---

## 1.1. Il kiwi: caratteristiche generali

Il kiwi è un frutto commestibile con la buccia robusta dall'aspetto bruno monocromatico, la polpa dal sapore acidulo ma gradevole, rinfrescante, la cui consistenza è tenera e fondente. La pianta da cui deriva è del genere *Actinidia*. Questa coltivazione è di origine cinese e fu introdotta in Italia all'inizio degli anni Settanta; da quel momento il settore ha conosciuto una rapida crescita facendo diventare, ad inizio anni 2000, la penisola il primo paese europeo produttore di kiwi e secondo a livello mondiale, solo dietro la Cina. In Italia le principali regioni produttrici sono il Lazio, il Piemonte, l'Emilia Romagna, il Veneto e la Calabria.

Quella del kiwi è per la maggior parte una coltura di tipo monovarietale, con l'affermazione della cultivar Hayward della specie *Actinidia Deliciosa*. Questa è sicuramente molto apprezzata dal consumatore per le sue dimensioni e le sue attitudini alla frigoconservazione, che ne favoriscono la reperibilità anche a distanza di mesi dalla raccolta. Questa varietà presenta la buccia irsuta, con polpa verde smeraldo e semi neri disposti a raggiera. Recentemente sono state introdotte altre varietà di questa specie che hanno proprietà simili ma periodi di raccolta differenti; le più importanti presenti in Italia sono le precoci Summer 3373, Early Green, Greenlight, mentre tra le tardive oltre ad Hayward si trova Bo-Erika.

Un'altra specie importante è *Actinidia Chinensis*, di pezzatura simile ma forma leggermente diversa, che si differenzia soprattutto per la polpa di colore giallo e tendenzialmente più dolce. Le principali varietà italiane sono Hort 16 A, Jintao e Soreli. Sono in studio anche varietà dalla polpa pigmentata di rosso e a livello amatoriale è presente anche la specie *Actinidia Arguta* che ha frutti molto più piccoli.

## **1.2. La raccolta e la maturazione**

La raccolta del frutto non avviene alla maturazione fisiologica, ma anticipatamente, cosicché il processo evolutivo si completa successivamente. Il corretto momento di raccolta è molto importante per garantire le qualità ottimali del frutto al consumo e per permettere una buona conservazione nel tempo. Il kiwi, per le sue caratteristiche esteriori, non rivela il suo stato di maturazione neanche qualitativamente e per individuare il giusto momento di raccolta ci si affida quindi al periodo specifico della varietà oppure agli indici di maturazione che forniscono dei metodi più precisi e attendibili. Le cultivar tardive, come la Hayward, si raccolgono tra la terza decade di ottobre e la prima di novembre mentre le cultivar precoci si raccolgono fra la metà e la fine di settembre.

Successivamente i frutti vengono conservati a bassa temperatura e con una miscela di gas che favorisce il mantenimento delle caratteristiche migliori nel periodo più lungo possibile, tecnica chiamata atmosfera controllata; in questo modo i frutti possono essere resi disponibili per il consumatore per diversi mesi all'anno. Il kiwi viene conservato in celle fredde ed è importante che esse siano depurate dall'etilene: questo gas, infatti, rappresenta un importante ormone che controlla il metabolismo e stimola la maturazione del frutto. In genere, prima della commercializzazione, i kiwi vengono maturati rapidamente mediante trattamenti esogeni a temperatura elevata a base di etilene con l'obiettivo di raggiungere le qualità più apprezzate in breve tempo e questo ne provoca un rammollimento. Come avviene per la raccolta, anche in questa fase è possibile valutare in maniera quantitativa lo stato di maturazione mediante la valutazione degli stessi indici; questo è importante per ottenere una qualità elevata e uniforme del prodotto finale.

## **1.3. Gli indici di maturazione tradizionali**

Gli indici di maturazione fotografano in maniera analitica alcune caratteristiche intrinseche del frutto e quindi lo stato del processo evolutivo dello stesso; questi possono essere usati per indicare l'epoca di raccolta o il momento in cui il frutto avrà le migliori qualità per il consumo. Gli indici tradizionali sono di tipo distruttivo, ovvero il campione su cui viene effettuata la misurazione verrà rovinato e non potrà essere distribuito

all'utente finale. Gli indici più importanti per il kiwi sono il contenuto in solidi solubili, la percentuale di sostanza secca e la consistenza della polpa.

Il contenuto in solidi solubili, abbreviato in SSC (Soluble Solid Content), viene misurato con il rifrattometro, strumento che valuta l'angolo critico di rifrazione della luce che attraversa il succo estratto dal frutto; viene espresso in gradi Brix ed è influenzato dalla concentrazione di zuccheri ed altri solidi solubili. La percentuale di sostanza secca viene stimata lasciando in stufa delle fettine di polpa prelevate dalla zona centrale fino a quando il loro peso non si assesta; la differenza di peso tra prima e dopo l'operazione è il risultato della misura. Questi due indici sono molto utili per individuare la migliore epoca di raccolta: per l'actinidia della cultivar Hayward è importante che la percentuale di sostanza secca sia almeno il 15% e il contenuto in solidi almeno 6.2 °Brix. Le altre cultivar sono meno studiate e questi indici non sono noti con la stessa precisione.

La consistenza della polpa viene valutata mediante il penetrometro che è un dinamometro con un puntale (largo 8 mm per il kiwi); questo indice è anche noto come MTf (Magness-Taylor firmness). Dopo aver asportato la buccia per circa 1 mm di spessore, la punta viene spinta perpendicolarmente verso l'interno del frutto, a velocità costante, fino ad 1 cm di profondità. Lo strumento misura la resistenza massima offerta dal campione e viene valutata in N; in genere si effettua la stima su due lati opposti.

Le ricerche effettuate tra i consumatori hanno denotato una buona correlazione tra le preferenze di maturazione del frutto con gli indici di contenuto in solidi solubili e la consistenza della polpa: il primo deve essere almeno 9,5 °Brix [1] mentre il secondo deve essere tra 5 N e 8 N [2]. Quest'ultimo riveste un importante ruolo per determinare il grado di maturazione in frigoconservazione, poiché alla raccolta il frutto ha valori molto elevati che con l'avanzare della maturazione si riducono. Se dovessero verificarsi elevate diminuzioni è necessario procedere velocemente con la commercializzazione: non bisogna dimenticare che nella fase di trasporto ed esposizione il processo di maturazione continua, ma deve essere sempre garantita all'utente finale un'adeguata qualità del prodotto con una data di scadenza congrua.

## **1.4. Tecniche di misura non distruttive della qualità dei frutti**

Gli indici di maturazione distruttivi forniscono un'informazione precisa, ma solo su un numero limitato di campioni che può non essere rappresentativo della variabilità di una pianta o di una partita commerciale. Per ottenere una qualità più elevata e omogenea del prodotto finale, negli ultimi anni si sono studiate varie tecniche di misurazione non distruttive, che permettono di effettuare le stime su un numero molto più consistente di frutti, si prestano ad essere ripetute nel tempo e possono essere utilizzate in linea di lavorazione. Le tecniche non distruttive sono utilizzate per stimare i parametri di qualità tradizionali. Potrebbero essere utilizzati, con una corretta messa a punto, per descrivere in maniera più estesa la qualità del frutto. Le tecniche non distruttive si basano sull'analisi di alcune proprietà come le proprietà elettromagnetiche, elettrochimiche ed elettromeccaniche. Alcune tecniche si prestano ad una buona valutazione solo di alcuni parametri tradizionali. Tuttavia, durante la maturazione i vari indici presentano una correlazione tra loro abbastanza consistente perché descrivono più effetti dello stesso fenomeno, cioè lo stato di maturazione.

Come precedentemente introdotto, gli indici più interessanti per valutare la maturazione post-raccolta del kiwi sono il contenuto in solidi solubili e la consistenza della polpa: per questo negli ultimi anni si sono studiate varie tecnologie per ottenere una misura equivalente ma non distruttiva. La valutazione del contenuto in solidi solubili ha trovato come alternativa efficace in forma non distruttiva la tecnica NIR o Vis-NIR, ma non si può dire altrettanto della consistenza della polpa, perciò negli anni si è lavorato molto indagando varie metodologie anche molto diverse tra loro per raggiungere l'obiettivo. Tra i metodi studiati, oltre al già citato NIR si trovano: ultrasonico, risposta a vibrazioni meccaniche, risposta acustica all'impatto, micro deformazioni, impatto e spettrometria dielettrica. Si presentano ora i principi generali alla base di queste tecnologie.

### **1.4.1. NIR e Vis-NIR**

Una tecnica molto indagata, ben documentata in letteratura e che ha prodotto buoni risultati è quella basata su proprietà elettromagnetiche nello spettro ottico: NIR (Near Infrared Spectroscopy) e Vis-NIR. La strumentazione impiegata è formata essenzialmente da una sorgente luminosa che irradia il frutto nella banda dello spettro infrarosso o una parte dello spettro visibile e da un detector composto da uno spettrometro a stato solido; quest'ultimo si occupa di digitalizzare la risposta prodotta dal frutto allo stimolo luminoso.

Queste tecnologie possono operare in tre modalità: riflettanza, interattanza e trasmittanza. La prima modalità è la più semplice da impiegare: la sorgente luminosa ed il detector si trovano dalla stessa parte del frutto, ma il risultato è influenzato dalle proprietà superficiali del frutto. Nella modalità di trasmittanza il detector si trova dalla parte opposta rispetto alla sorgente: si riesce ad ottenere una buona descrizione delle proprietà interne del frutto, ma il principale svantaggio risiede nella bassa potenza luminosa ricevuta. Infine, nella modalità di interattanza si punta ad ottenere un buon compromesso rispetto alle altre due tecniche. La sorgente ed il detector si trovano, infatti, dalla stessa parte, ma il detector risulta isolato; la criticità maggiore per l'installazione nelle macchine automatiche è quella ottenere un buon isolamento luminoso. Infine, l'informazione contenuta negli spettri della risposta del frutto è estratta attraverso un'analisi multivariata. Gli studi presenti in letteratura su questa tecnologia hanno dimostrato un'ottima correlazione con il contenuto di solidi solubili ( $R^2 \approx 0.98$ ) [3] e con la percentuale di sostanza secca ( $R^2 \approx 0.97$ ) [4], mentre i modelli ricavati per descrivere la durezza della polpa sono meno interessanti ( $R^2 \approx 0.76$ ) [5].

### **1.4.2. Ultrasonico**

Il principio di funzionamento di questa tecnologia si basa sulla trasmissione di onde ultrasoniche, ovvero a frequenza maggiore di 20 KHz: si trasforma l'energia elettrica in meccanica, questa viene trasmessa attraverso il frutto e poi si misura ciò che emerge. L'onda, incontrando le discontinuità o le variazioni di impedenza dovute al diverso grado di maturazione, viene in parte riflessa e in parte trasmessa, ma attenuata; la misura dell'attenuazione o della variazione di velocità di propagazione sono valori da cui estrarre le informazioni desiderate. Sono stati proposti anche sistemi a larga banda con la

successiva trasformazione al dominio della frequenza e analisi statistiche sull'intero spettro ottenuto. Essenzialmente l'apparecchiatura è formata da un generatore sinusoidale, un trasmettitore, un ricevitore e il sistema per la successiva analisi; si può lavorare con un solo trasduttore lavorando in modalità "pulse-echo" oppure con due trasduttori lavorando in modalità "through-transmission", in cui uno opera da trasmettitore e l'altro da ricevitore. I trasduttori utilizzati sono generalmente dei componenti piezoelettrici. Secondo quanto emerge dagli studi effettuati, la durezza della polpa risulta essere la proprietà meccanica maggiormente correlata con la misura ultrasonica. Questa tecnologia però ha alcune difficoltà ad essere applicata all'intero frutto, poiché l'attenuazione dovuta all'attraversamento rende di difficile lettura le caratteristiche dell'onda ricevuta e quindi si preferisce la sola misura locale, che però può non essere una rilevazione esaustiva [6].

### **1.4.3. Risposta a vibrazioni meccaniche**

Un'altra tecnica per la misura di durezza è legata alla capacità o meno di trasmettere vibrazioni meccaniche a bassa frequenza: i frutti molto duri trasmettono molto bene lo stimolo mentre i frutti meno duri lo attenuano. La strumentazione proposta in letteratura per questa tecnologia è costituita da uno shaker a frequenza fissa su cui viene appoggiato il frutto in studio e da un accelerometro a contatto con la parte superiore del frutto [7]. L'analisi successiva è basata sulla differenza di intensità ricevuta nella parte alta del frutto rispetto a quella trasmessa dallo shaker. Il sistema così sviluppato è in grado di suddividere i prodotti in due o tre sottogruppi, ma non è in grado di offrire una stima quantitativa analoga a quella di un penetrometro.

### **1.4.4. Risposta acustica all'impatto**

Il frutto, quando viene stimolato con un piccolo impatto, ha una risposta sotto forma di onde soniche emesse nella banda dell'udibile; le frequenze a cui risuona sono legate al suo grado di maturazione, alla massa e alla forma. Con questa tecnica è possibile risalire dapprima al modulo di elasticità del frutto attraverso la seguente relazione:  $E = f^2 \cdot m^{2/3} \cdot \rho^{1/3}$  [Pa]; dove  $m$  [Kg] è la massa del frutto,  $\rho$  [ $\text{Kg}/\text{m}^3$ ] è la densità ed  $f$  [Hz] è la frequenza di risonanza del picco principale, poi alla durezza [8]. Si è notato che il modulo dell'elasticità è legato alla durezza della polpa e quindi allo stato di

maturazione del frutto, per cui è possibile trovare un modello della durezza in funzione della massa e della frequenza di risonanza.

In letteratura sono presenti diverse proposte di realizzazione del principio generale. Di solito ci si avvale di un attuatore che fornisce lo stimolo, che può essere un martelletto (meccanico) o un piccolo altoparlante (acustico), poi la risposta viene acquisita con un microfono o un con sensore piezoelettrico e successivamente all'acquisizione nel dominio del tempo, la misura viene trasformata nel dominio delle frequenze mediante FFT e da qui si valuta la frequenza di risonanza [9]. È possibile ottenere la stessa informazione direttamente nel dominio delle frequenze, facendo vibrare il frutto con uno stimolo a frequenza variabile nella banda di interesse e misurando la risposta con un accelerometro. La massa viene valutata attraverso una misura separata.

### **1.4.5. Micro deformazioni**

Un'altra tecnica utilizzabile per risalire all'informazione di consistenza si basa sulle deformazioni prodotte quando viene applicata una forza compressiva tra due corpi. Come metodologia è analoga all'indice penetrometrico classico, ma a differenza di questo produce solo piccole deformazioni, inferiori a 3 mm. La misura può essere effettuata con due modi alternativi: producendo una deformazione costante e valutando la forza applicata oppure applicando una forza costante e valutando la compressione ottenuta.

Nella prima modalità si trovano sistemi che fanno avanzare un puntale verso il centro del frutto a velocità costante fino ad una profondità nota a priori, ma pur sempre piccola e non permanente [10]. L'acquisizione della forza applicata viene registrata mediante dinamometri digitali o sensori piezoelettrici; questa misura è correlabile con la durezza valutabile con il penetrometro. Oltre al valore massimo della forza applicata, dalla curva della forza applicata in funzione del tempo si possono ricavare altri parametri come il modulo di elasticità e il lavoro totale compiuto fino ad effettuare analisi multivariate su tutta l'acquisizione. Analogamente si può far avanzare la sonda fino al raggiungimento della forza desiderata e valutare la deformazione ottenuta.

Una realizzazione alternativa, ma basata sullo stesso principio, è quella del laser air-puff [11]. Il sistema applica una forza costante attraverso un getto d'aria per un tempo molto breve: questo viene generato mediante l'apertura di una valvola che è collegata ad



un serbatoio capiente tenuto a pressione costante. Lo stimolo produce una compressione del frutto variabile in funzione della durezza da frazioni del millimetro per i campioni duri fino a 1 o 2 mm nel caso dei più maturi. La variazione può essere valutata mediante sensori laser che sono in grado di effettuare una misura di distanza precisa e veloce; attraverso la differenza tra il valore a riposo e quello sotto stimolo si ottiene la misura di deformazione. Malgrado questi sistemi risultino interessanti, non sono comunque in grado di effettuare una misura precisa soprattutto nel caso di frutti con valori di durezza elevata, condizione frequente in linea di lavorazione.

### **1.4.6. Impatto**

Basata sulle stesse teorie di fondo delle micro deformazioni, ma con sviluppi diversi, è la tecnica legata all'impatto del frutto. La misura delle forze in gioco durante un urto elastico e la durata di esse è correlata alla durezza della polpa. Ci sono più modi per produrre lo stimolo ed effettuare la lettura: colpendo il frutto con una piccola massa nota e misurando gli effetti con un accelerometro rigidamente collegato all'oggetto in movimento [12] [13]; appoggiando il frutto su una cella di carico e facendolo colpire da una massa [9]; oppure facendo cadere il frutto su di una cella di carico [14]. Tra quelle citate le metodologie che sono ben documentate in letteratura sono la prima e l'ultima.

Per la prima metodologia sono state proposte diverse realizzazioni, da una versione con la massa a forma di pendolo a realizzazioni verticali; alternativamente sono state proposte anche soluzioni laterali più facilmente integrabili al bordo dei nastri trasportatori [9]. Il dato grezzo acquisito è l'accelerazione durante l'impatto e da questo è possibile ricavare più parametri come la velocità, la forza, la deformazione, la durata ed altri che possono essere ritenuti utili; è possibile correlare questi parametri con la durezza. Le più moderne realizzazioni sfruttano la potenza dell'analisi discriminante per prendere in considerazione più parametri contemporaneamente.

La metodologia basata sulla caduta del frutto analizza la curva della forza, misurata dalla cella di carico sottostante durante l'urto, in funzione del tempo. I parametri estratti possono essere molto semplici, come l'ampiezza del primo picco o la rigidità (rapporto tra forza e tempo d'urto), oppure si possono estrarre più parametri quali l'ampiezza e il tempo dei vari picchi o in alternativa si può analizzare tutta la storia del segnale con analisi statistiche avanzate. Una proposta che sposa questo tipo di analisi è

stata presentata da Ragni et al. (2009) [15], con la realizzazione di un sistema formato da un nastro trasportatore che lascia cadere il frutto su un piatto collegato ad una cella di carico sottostante. Il segnale così digitalizzato può essere analizzato successivamente e interessante è apparsa la relazione lineare o quasi-lineare con l'ampiezza del picco principale. Si è poi svolta un'analisi attraverso una rete neurale artificiale, che ha prodotto un piccolo miglioramento. La velocità del nastro e quindi del punto di impatto sul piatto può rappresentare una sorgente di inaccuratezza.

### **1.4.7. Spettroscopia dielettrica**

Una tecnica poco indagata, ma promettente, è quella basata sulla spettroscopia a radiofrequenza: questa è simile al NIR, ma si basa sull'analisi a frequenze nello spettro radio. Essenzialmente il frutto inserito nello spazio di propagazione di un'onda elettromagnetica produce una variazione nella trasmissione della stessa e il fenomeno è legato alla differente permittività elettrica del materiale. Un sistema per valutare indirettamente questa variazione è formato da una guida d'onda rettangolare, opportunamente terminata, con una coppia di antenne, trasmittente e ricevente, tra le quali si pone il frutto di cui si vuole effettuare la misura [16]. L'antenna trasmittente è alimentata con il segnale generato da un oscillatore a frequenza variabile, mentre un analizzatore di spettro misura entrambi i segnali, quello trasmesso e quello ricevuto. La stima della differenza tra il segnale inviato e quello ricevuto, espressa come guadagno e fase, costituisce la misura grezza: questa può essere effettuata, per punti, in tutta la banda di frequenze che si vuole analizzare. Successivamente il dato può essere analizzato con analisi multivariate come PLS (Partial Least Squares), tecniche molto utilizzate nel NIR in cui analogamente sono presenti molti dati con una buona collinearità.

---

# Capitolo 2: Teoria di funzionamento e modellazione statistica

---

## 2.1. Spettroscopia d'impedenza

La maturazione del frutto, caratterizzata da diversi processi chimico-fisici, è l'insieme dei cambiamenti metabolico-strutturali che portano il frutto ad acquisire le classiche caratteristiche apprezzate dal consumatore; i cambiamenti della struttura producono però anche mutazioni alle caratteristiche elettriche del frutto. Tra le proprietà elettriche più interessanti si trovano la permittività e la conducibilità: queste dipendono fortemente dalla frequenza dello stimolo [17]. L'indagine delle proprietà elettriche unitamente alla correlazione di esse con alcuni indici di maturazione classici è una metodologia di analisi percorribile per valutare il grado di maturazione del frutto.

### 2.1.1. Grandezze elettriche intrinseche dei materiali

La permittività elettrica è una grandezza intrinseca dei materiali che ne descrive il comportamento in presenza di un campo elettrico esterno. Essa è legata alla predisposizione del mezzo a polarizzarsi quando sottoposto ad un campo elettrico esterno; la polarizzazione degli atomi e delle molecole interne genera a sua volta un altro campo elettrico descritto dal vettore induzione elettrica. La permittività è facilmente esprimibile nel caso di un mezzo lineare, omogeneo e isotropo: infatti sotto queste condizioni è rappresentabile come un valore scalare. La seguente relazione costitutiva dei materiali descrive in forma analitica questo fenomeno:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$

dove  $\vec{E}$  rappresenta il campo elettrico esterno,  $\vec{D}$  il vettore induzione elettrica ed  $\varepsilon$  la permittività elettrica in forma scalare. Più in generale, quando il mezzo non soddisfa le ipotesi fatte, la permittività elettrica è esprimibile come un tensore dipendente dalla posizione, dalla frequenza del campo elettrico, dalla sua intensità, dall'orientamento e da altri parametri di influenza. Spesso si ricorre alla definizione di permittività elettrica

relativa, chiamata anche costante dielettrica e rappresentata dal simbolo  $\varepsilon_r$  o talvolta da  $k$ , riferendosi al rapporto con la permittività del vuoto; è descritta dalla seguente formula dove  $\varepsilon_0$  indica la permittività elettrica del vuoto

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$$

L'esperimento classico per valutare questa grandezza è quello del condensatore a facce piane parallele: un condensatore con il vuoto tra i piatti ha una capacità pari a

$$C_0 = \varepsilon_0 \frac{A}{d}$$

dove  $A$  è l'area di un piatto e  $d$  è la distanza tra i piatti. Se tra le due armature viene posto un altro materiale con permittività elettrica relativa maggiore di 1, il condensatore avrà una capacità  $C$  maggiore di  $C_0$  e il rapporto fornirà una stima di  $\varepsilon_r$

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{A}{d}$$

$$\varepsilon_r = \frac{C}{C_0}$$

Da qui si intuisce come la permittività elettrica abbia un forte legame con l'accumulo di energia.

A differenza del vuoto, in cui la permittività è costante, per gli altri mezzi la permittività è fortemente dipendente dalla frequenza; questo comportamento è legato alla polarizzazione del materiale che non è istantanea e che perciò causa uno sfasamento tra il campo elettrico esterno e l'induzione elettrica. Per descrivere questo fenomeno è utile modellare la permittività come una grandezza complessa in funzione della pulsazione. Viene rappresentata dal simbolo  $\hat{\varepsilon}(\omega)$  e può essere espressa separando la parte reale da quella immaginaria; analoga è l'espressione per la permittività elettrica complessa relativa:

$$\hat{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega)$$

$$\hat{\varepsilon}_r(\omega) = \varepsilon'_r(\omega) - j\varepsilon''_r(\omega)$$

dove  $\varepsilon'_r(\omega)$  rappresenta la costante dielettrica ed  $\varepsilon''_r(\omega)$  rappresenta il fattore di perdita. La costante dielettrica corrisponde alla definizione fornita precedentemente, quindi è legata all'immagazzinamento di energia nel mezzo, mentre il fattore di perdita quantifica

la dissipazione di energia nel mezzo in presenza di un campo elettrico. Infatti, è possibile esprimere la parte immaginaria anche come funzione della conducibilità del mezzo, rappresentata dal simbolo  $\sigma$ :

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\omega}$$
$$\varepsilon_r'' = \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}$$

Si noti che i materiali possono essere classificati come buoni conduttori o buoni dielettrici mediante il seguente rapporto, chiamato tangente di perdita:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} = \frac{\sigma}{\omega\varepsilon'}$$

se  $\tan \delta \ll 1$  è ritenuto un buon dielettrico, mentre se  $\tan \delta \gg 1$  è considerato un buon conduttore.

La conducibilità elettrica a cui si è fatto riferimento è un'altra proprietà intrinseca dei materiali ed è definita come l'inverso della resistività, grandezza denotata da  $\rho$ . Essa descrive come si comporta il materiale rispetto al passaggio di corrente, in particolare maggiore è il valore di resistività, maggiore sarà la difficoltà con cui una corrente elettrica potrà fluire attraverso il mezzo. Una definizione più rigorosa si può ottenere facendo riferimento al campo elettrico e alla densità di corrente che fluisce nel materiale, dato che la resistività, e quindi anche la conducibilità, è esprimibile con i rapporti delle due grandezze:

$$\rho = \frac{E}{J}$$
$$\sigma = \frac{1}{\rho} = \frac{J}{E}$$

dove  $J$  è la densità di corrente ed  $E$  è il campo elettrico.

### **2.1.2. Propagazione delle onde elettromagnetiche**

Le proprietà dielettriche di un mezzo influenzano la propagazione di un'onda elettromagnetica che lo attraversa; quando la radiazione incontra una discontinuità tra due materiali differenti, si modificano la velocità di propagazione e la direzione, la seconda si verifica se la propagazione non è perpendicolare alla superficie. Se si propaga

all'interno di una struttura guidata, si modifica l'impedenza caratteristica; inoltre l'onda incidente che incontra la discontinuità viene in parte trasmessa ed in parte riflessa. Attraverso l'analisi di queste si può giungere ad una valutazione della permittività complessa. Va ricordato che anche la permeabilità magnetica  $\mu$  ricopre un ruolo analogo nella propagazione di onde elettromagnetiche, tuttavia questo parametro non verrà approfondito perché per i materiali di comune utilizzo il suo valore è approssimabile a quello del vuoto  $\mu_0$ . Volendo dare una rappresentazione analitica ai concetti appena descritti, si mostrano la velocità di propagazione di un'onda  $v$  e l'indice di rifrazione  $n$ , utili nell'applicazione della legge di Snell,

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \cong \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$n = \frac{c}{v} \cong \sqrt{\epsilon_r}$$

$$\frac{\sin\theta_2}{\sin\theta_1} = \frac{n_1}{n_2}$$

dove  $c$  è la velocità della luce nel vuoto. La terza equazione è la legge di Snell, che mette in relazione l'angolo dell'onda trasmessa  $\theta_2$  e dell'onda incidente  $\theta_1$  con gli indici di rifrazione dei relativi mezzi trasmissivi.

Nel caso l'onda elettromagnetica si propaghi in una struttura guidata, è utile fare riferimento al modello di linea di trasmissione, che è una rappresentazione circuitale che permette di analizzare il comportamento con un approccio più semplice. Il modello da scegliere è legato al tipo di struttura e al modo che si sta propagando.

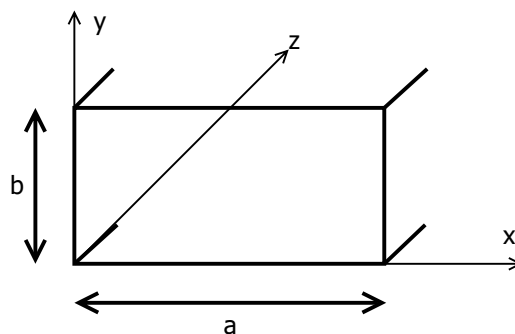


Figura 1 - Sezione trasversale delle guida d'onda rettangolare.

Ad esempio, la guida d'onda rettangolare, la cui sezione trasversale è mostrata in figura 1, ha un comportamento di tipo passa alto e il modo fondamentale di questa

struttura è il  $TE_{10}$ ; in questo caso il modello di una linea ideale, cioè senza perdite, è quello mostrato nella figura 2 [18].

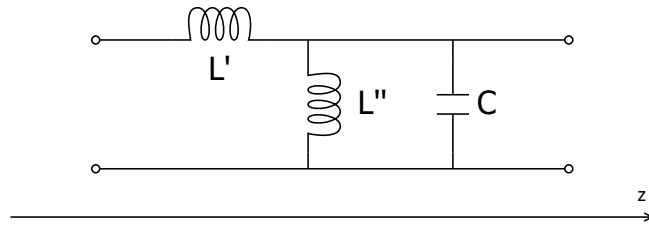


Figura 2 - Modello a linea di trasmissione ideale della guida d'onda rettangolare. [18]

I valori dei tre componenti sono legati alle proprietà elettriche dei materiali e alla frequenza dell'onda trasportata, infatti assumono i valori:

$$L' = \mu$$

$$C' = \varepsilon$$

$$L'' = \frac{c^2 \mu_0}{\varepsilon_r \omega_c^2}$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{L'' C'}}$$

dove  $\omega_c$  è la frequenza di cutoff. Attraverso questa rappresentazione è possibile definire l'impedenza caratteristica della linea come:

$$Z_c = \frac{\sqrt{\frac{L'}{C'}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{\Omega}\right)^2}}$$

dove  $\Omega = f/f_c$ , con  $f_c = v/2a$  la frequenza di cutoff,  $a$  la dimensione maggiore e  $v$  la velocità di propagazione. Il valore dell'impedenza caratteristica, come si può notare dal modello appena presentato, dipende anche dalla permittività elettrica complessa.

Attraverso la rappresentazione circuitale è possibile studiare il comportamento della linea mediante grandezze classiche, ovvero in termini di tensioni e correnti. In una generica posizione  $z$  lungo la linea è possibile definire:

$$V(z) = V_+ e^{-j\beta(\omega)z} + V_- e^{+j\beta(\omega)z}$$

$$I(z) = \frac{V_+}{Z_c} e^{-j\beta(\omega)z} - \frac{V_-}{Z_c} e^{+j\beta(\omega)z}$$

$$V_i(z) = V_+ e^{-j\beta(\omega)z}$$

$$V_r(z) = V_- e^{+j\beta(\omega)z}$$

$$I_i(z) = \frac{V_+}{Z_c} e^{-j\beta(\omega)z}$$

$$I_r(z) = \frac{V_-}{Z_c} e^{+j\beta(\omega)z}$$

dove  $\beta = \omega/v$  è la costante di fase e  $v$  è velocità di propagazione dell'onda, mentre  $V_i, I_i$  e  $V_r, I_r$  rappresentano rispettivamente l'onda incidente e riflessa. Quando la linea presenta una discontinuità nell'impedenza caratteristica, variando da  $Z_1$  a  $Z_2$ , una parte dell'onda incidente viene riflessa e una parte viene trasmessa.

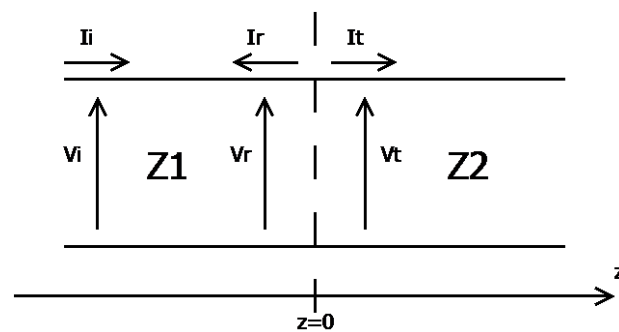


Figura 3 - Discontinuità in una linea d'onda: analisi dell'onda incidente, riflessa e trasmessa.

Questo è mostrato in figura 3, dove all'ascissa  $z = 0$  è presente una discontinuità,  $V_i, I_i$  sono l'onda incidente,  $V_r, I_r$  sono l'onda riflessa e  $V_t, I_t$  sono l'onda trasmessa. In questa situazione è possibile definire il coefficiente di riflessione  $\rho$  e il coefficiente di trasmissione  $\tau$  attraverso il rapporto delle tensioni e correnti o come rapporto tra le impedenze caratteristiche nel modo seguente:

$$\rho = \frac{V_r}{V_i} = \frac{I_r}{I_i} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

$$\tau = \frac{V_t}{V_i} = 1 + \rho = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}$$

### 2.1.3. Stima dei parametri elettrici: spettroscopia d'impedenza

La tecnica chiamata spettroscopia d'impedenza ha l'obiettivo di studiare l'interazione della materia con le onde elettromagnetiche in funzione della frequenza. Si valutano così le proprietà del materiale in termini di trasmissione o attenuazione dell'energia trasportata dall'onda applicando uno stimolo sinusoidale di piccola intensità



nelle frequenze selezionate. Il risultato a valle della misura è lo spettro della grandezza di interesse all'interno della banda prefissata. Questa tecnica è molto potente ed è possibile utilizzarla per caratterizzare diversi parametri elettrici della materia attraverso le metodologie adeguate.

La permittività complessa, a cui si è fatto riferimento precedentemente, viene efficacemente valutata nel campo delle onde a radiofrequenza; i metodi sperimentali a cui ci si affida sono diversi, ma principalmente si basano sull'analisi della trasmissione e della riflessione di un'onda elettromagnetica incidente. Un metodo molto utilizzato per la stima di campioni biologici è la sonda coassiale riflessiva. Per questa misura ci si affida ad un cavo coassiale aperto che viene messo a contatto con il materiale da indagare: a monte della sonda viene connesso un analizzatore di rete che applica lo stimolo, dopodiché l'onda elettromagnetica viene trasportata dal cavo fino alla discontinuità realizzata dall'interfaccia con il materiale e qui si scatenano i fenomeni descritti precedentemente. Lo strumento analizza, quindi, il segnale trasmesso e riflesso nel punto di contatto, stimando il coefficiente di riflessione e, attraverso un'elaborazione, la permittività. Come precedentemente esaminato, la permittività complessa ha due contributi: la parte reale rappresenta l'immagazzinamento di energia che si traduce in una variazione della fase tra il segnale incidente e riflesso, mentre la parte complessa rappresenta le perdite e si traduce in una variazione dell'ampiezza tra i due segnali. Le ipotesi che il campione da misurare deve soddisfare affinché l'esito della misura sia buono sono quelle di un mezzo lineare, omogeneo e isotropo, che deve inoltre occupare completamente la sezione trasversale della linea di trasmissione.

#### **2.1.4. Modellazione di una rete: matrice S e analizzatore di rete**

L'analisi dei sistemi a microonde richiede strumenti adeguati sia analitici che da laboratorio. Una generica rete può essere modellata come un N-porte: il sistema viene così visto come una black box, ovvero non se ne conosce il circuito interno, ma solo il comportamento ai morsetti. Uno strumento analitico molto utile per caratterizzare le reti lineari è la matrice di diffusione (scattering)  $S$ : ogni elemento  $S_{xy}$  è il rapporto numerico tra la potenza del segnale incidente nella porta  $y$  e la potenza del segnale riflesso dalla porta  $x$ , valutato in condizioni di adattamento di impedenza

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$$

$$a_i = \frac{1}{2} \frac{V_i + Z_0 I_i}{\sqrt{|Z_0|}}$$

$$b_i = \frac{1}{2} \frac{V_i - Z_0^* I_i}{\sqrt{|Z_0|}}$$

dove  $b_2$  è la potenza riflessa dalla porta 2,  $a_1$  è la potenza incidente nella porta 1,  $N$  è il numero di porte della rete;  $a_i$  e  $b_i$  sono le generiche definizioni dell'onda di potenza incidente e riflessa, che si misurano in  $\sqrt{W}$ , espresse in funzione dell'impedenza di riferimento della porta  $Z_0$ , delle ampiezze complesse di tensione  $V_i$  e corrente  $I_i$ . Ogni generico elemento  $S_{xy}$  assume valori complessi, così da rappresentare il rapporto di potenza e lo sfasamento tra i due segnali. Si noti come le potenze delle onde incidenti e riflesse in ogni porta si possano disporre in vettori di lunghezza  $N$ ; attraverso questa notazione si valutano, mediante il calcolo matriciale, i valori incogniti:

$$\bar{b} = \bar{S}\bar{a}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

La seconda espressione si riferisce ad un generico 2-porte, come mostrato nella seguente figura:



Figura 4 - 2-porte: onde incidenti e riflesse. [19]

L'analisi della linea di trasmissione con la discontinuità di impedenza caratteristica, presa in esame precedentemente, attraverso la matrice  $S$  si può indicare come segue:

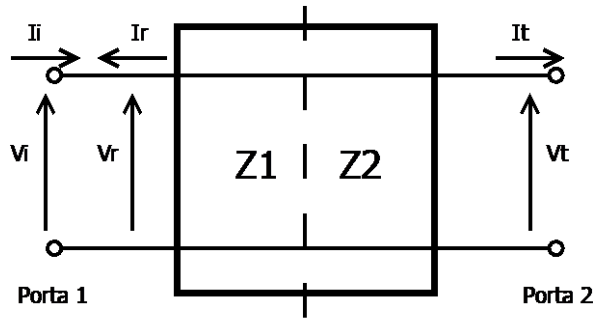


Figura 5 - 2-porte con rappresentazione circuitale: analisi dell'onda incidente, riflessa e trasmessa.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1 - Z_1 I_1}{V_1 + Z_1 I_1} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \rho$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2 - Z_2 I_2}{V_1 + Z_1 I_1} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} = \tau$$

dove  $V_1 = V_i + V_r$ ,  $I_1 = I_i - I_r$ ,  $V_2 = V_t$ ,  $I_2 = I_t$ .

L'analizzatore di rete vettoriale (VNA: vector network analyzer) è uno strumento da laboratorio in grado di fornire un segnale di stimolo ad una porta e valutare il segnale riflesso dalla porta desiderata. La sua misura fornisce i valori dei parametri complessi  $S$  e con l'elaborazione dei dati acquisiti permette di ottenere altre grandezze utili a caratterizzare la rete, rappresentandole nella forma migliore.

## 2.2. Presentazione del sistema

La valutazione della permittività di un materiale come valore scalare è possibile in maniera rigorosa solo in alcune condizioni. Come precedentemente introdotto, questo è vero se il mezzo è lineare, omogeneo e isotropo, inoltre se si sfrutta una linea trasmissiva bisogna occupare l'intera sezione trasversale. Nel presente lavoro si vuole indagare la maturazione del kiwi con una tecnica non distruttiva e quindi sul frutto intero: non è facile verificare queste ipotesi neanche con delle approssimazioni, perché ad esempio un kiwi non può essere un mezzo omogeneo. Si noti però che le caratteristiche elettriche del kiwi non sono il fine della misura: in linea generale si possono misurare i parametri  $S$  di una rete influenzata dal frutto sotto esame e da questi ricavare, mediante una adeguata analisi dei dati, la stima della durezza. Precedentemente si è fatto cenno ad una metodologia che sfrutta una sonda coassiale aperta, ma si noti che questa non è l'unica linea di trasmissione per segnali a microonde: la guida d'onda rettangolare è anch'essa una struttura cilindrica in grado di trasportare questi segnali.

Il sistema proposto nel presente lavoro utilizza una guida d'onda rettangolare aperta, su cui sono montate due antenne, una delle quali funge da launcher e l'altra da probe; questa verrà posizionata verticalmente con l'apertura rivolta verso il basso a distanza adeguata dal piano di legno laminato. Tra il piano inferiore e la guida verrà sistemato il kiwi di cui si vuole effettuare la misura. Attraverso questo sistema non è possibile effettuare una stima precisa della permittività complessa del kiwi, perché il frutto non è omogeneo e non occupa tutta la sezione trasversale della guida: questo comporta diversi fenomeni come riflessioni multiple, diffrazione ai bordi ed altre interazioni con la materia difficili da trattare anche in forma numerica per le troppe incognite, prima fra tutte la forma del frutto. Questo approccio ha però un grande vantaggio: si effettua la misura sull'intero frutto e non solo su una porzione di esso, ottenendo un risultato potenzialmente più affidabile e rappresentativo. D'ora in poi la guida sarà trattata come un 2-porte, tralasciando come i segnali si propagano al suo interno, ma tenendo presente che sono influenzati dal kiwi posto sotto misura e dalla sua permittività. La guida d'onda viene collegata ad un circuito elettronico che riveste il ruolo di analizzatore di rete vettoriale, il quale produrrà una stima del parametro complesso  $S_{21}$  all'interno della banda selezionata, dove la porta 1 è quella di trasmissione e la 2 quella di ricezione. Infine, attraverso analisi statistiche avanzate, questo dato verrà messo in relazione con la durezza della polpa valutabile con lo strumento classico: il penetrometro.

## 2.2.1. Schema funzionale del sistema

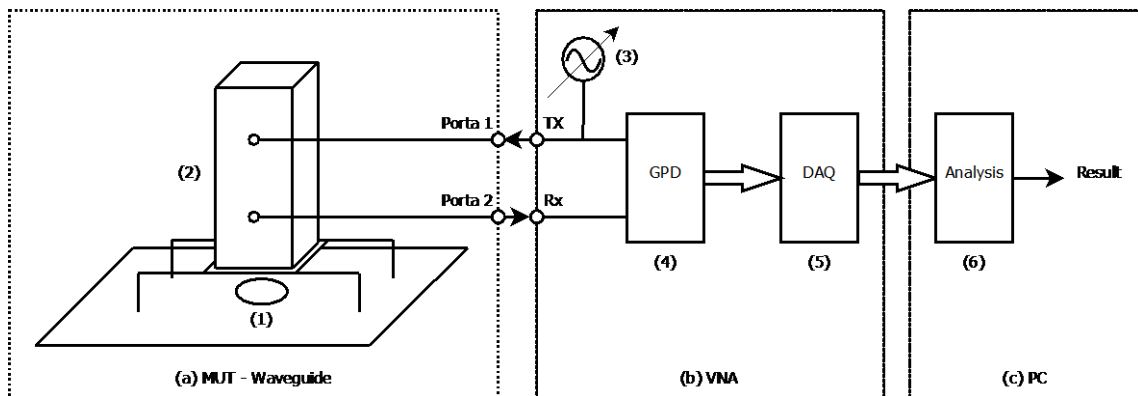


Figura 6 - Schema funzionale del sistema presentato.

Il sistema utilizzato nel presente lavoro di tesi è quello mostrato in figura 6. La prima macro suddivisione può essere sintetizzata in tre parti principali:

- MUT – Waveguide:** questo blocco integra il frutto sotto esame (1) (MUT: Material Under Test) e la guida d'onda (2); all'esterno sarà trattato attraverso un'astrazione di tipo black box. All'interno del blocco il kiwi, con il suo stato di maturazione che ne influenza la permittività, modificherà la propagazione dei segnali valutabili ai morsetti.
- VNA (Vector Network Analyzer):** il blocco in oggetto è piuttosto articolato e sarà approfondito nei capitoli successivi; le funzioni svolte al suo interno sono schematizzate in figura. Si compone di un oscillatore a frequenza variabile (3) che si occupa di generare il segnale con cui verrà stimolato il blocco (a), il quale verrà implementato da un VCO (Voltage Controlled Oscillator) e permetterà di effettuare una scansione per punti a frequenze prefissate. I due segnali analogici, quello trasmesso e quello ricevuto, saranno confrontati attraverso un gain and phase detector (GPD) (4); questo componente effettuerà una stima del guadagno e della fase del blocco (a), funzione di rete definita precedentemente col simbolo  $S_{21}$ . Infine, la misura verrà digitalizzata e resa disponibile al blocco successivo attraverso il blocco DAQ (Digital Acquisition) (5), che si occuperà di convertire in digitale i segnali  $S_{21}$  finora analogici, di effettuare alcune prime elaborazioni come la pulizia dal rumore ed infine di trasferire ad un PC il dato ottenuto. Anche se non è mostrato in figura, all'interno di questo macro blocco è presente un

microcontrollore che governa ogni singolo componente rendendone possibile il corretto funzionamento.

- c) PC: il dato acquisito e digitalizzato verrà successivamente analizzato mediante un software sul PC. Questo si occupa di effettuare l'analisi statistica attraverso una regressione chiamata PLS (Partial Least Squares), costruendo un modello che mette in relazione lo spettro di  $S_{21}$  con la durezza misurata con un penetrometro. Successivamente, il modello ottenuto viene sfruttato per effettuare la previsione dell'indice di durezza della polpa solo attraverso la misura del presente sistema.

## **2.3. Analisi statistica multivariata**

L'analisi della regressione, nella modellazione statistica, è una tecnica che si prefigge l'obiettivo di studiare la relazione tra una o più variabili indipendenti e una variabile dipendente. Attraverso questa tecnica è possibile costruire un modello matematico e utilizzarlo successivamente per stimare la variabile dipendente conoscendo il solo valore dei predittori (le variabili indipendenti). Nell'analisi di fenomeni nei quali ci sono più variabili indipendenti si ricorre a modelli multivariati, a relazioni in cui la variabile dipendente è funzione di due o più variabili. Come introdotto precedentemente, nel presente lavoro si vuole mettere in relazione lo spettro di  $S_{21}$  con un parametro scalare, ovvero la durezza; in questo caso il dato di partenza non è una variabile di tipo scalare, ma è un insieme di dati dalla dimensione notevole, motivo per cui è necessaria una tecnica che analizzi tutti i dati contemporaneamente. L'analisi in oggetto rientra nel campo della statistica multivariata: sono presenti molti fattori che concorrono all'influenza della variabile dipendente, i quali possono anche avere una natura differente tra loro.

### **2.3.1. Analisi delle componenti principali: PCA**

L'analisi delle componenti principali mira a ridurre la complessità del problema offrendo una rappresentazione dell'informazione più semplice, pur mantenendo quasi tutta l'informazione di partenza [20]. La PCA si basa su una trasformazione lineare, determinata dai dati di partenza, che proietta l'informazione su nuove coordinate, chiamate componenti principali (PC) o variabili latenti. Queste sono scelte in modo da massimizzare la varianza sulle prime componenti principali; limitando l'analisi alle variabili con maggiore varianza si può semplificare il problema. Si noti che il concetto di

informazione è legato strettamente alla varianza: una variabile il cui valore è noto a priori, infatti, non contiene informazione.

Una descrizione più rigorosa può essere fatta mediante la trattazione analitica. I dati di partenza, ovvero le variabili indipendenti frutto della misura, che nel caso del presente elaborato si riferiscono allo spettro di  $S_{21}$ , si possono disporre in una matrice  $\bar{X}$  di dimensione  $n \times p$ :

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} X_{11} & \cdots & X_{1p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{n1} & \cdots & X_{np} \end{bmatrix}$$

dove:

- le  $n$  righe sono le osservazioni effettuate (in questo elaborato sono acquisizioni diverse, come il risultato della misura di due frutti differenti);
- le  $p$  colonne sono le variabili considerate (nel presente lavoro sono i punti a frequenze differenti).

Le variabili latenti si dispongono analogamente in una matrice  $\bar{T}$  la cui dimensione è  $n \times L$ , dove  $1 \leq L \leq p$  è il numero di PCs considerate. La trasformazione è una combinazione lineare che può essere espressa attraverso il prodotto matriciale con  $\bar{P}$ , che rappresenta la matrice di trasformazione

$$\bar{T} = \bar{X}\bar{P}$$

La matrice  $\bar{P}$  si costruisce imponendo che la varianza dei dati proiettati sulle nuove coordinate, le componenti principali, sia in ordine decrescente. A tal fine si parte dalla matrice di covarianza  $\bar{\Sigma}$  che ha dimensione  $p \times p$ , dove il singolo elemento

$$\Sigma_{ij} = cov[X_i, X_j] = E[(X_i - E[X_i])(X_j - E[X_j])]$$

descrive come due variabili sono correlate tra loro. Successivamente, la matrice  $\bar{\Sigma}$  viene diagonalizzata per ricavarne gli autovalori  $\lambda_i$ , con  $1 \leq i \leq p$ , e gli autovettori

$$\bar{V}^{-1}\bar{\Sigma}\bar{V} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_p \end{bmatrix}$$

dove la matrice  $\bar{\bar{V}}$  contiene gli autovettori. Si riordinano in modo che gli autovalori siano disposti in ordine decrescente e ognuno di questi valori sarà la varianza della futura  $i$ -esima componente principale:

$$\lambda_1 = Var[T_1] \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_p$$

Infine, si selezionano le prime  $L$  colonne della matrice  $\bar{\bar{V}}$  in modo da mantenere più informazione possibile semplificando il problema, scelta che presenta un trade-off: mantenere maggiore informazione comporta una maggiore complessità e viceversa. La matrice così ottenuta è quella che precedentemente era stata rappresentata con il simbolo  $\bar{\bar{P}}$ .

Ora i dati di partenza si possono rappresentare nelle nuove coordinate come segue:

$$\bar{\bar{X}} = \bar{\bar{T}}\bar{\bar{P}}^T + \bar{\bar{E}}$$

La matrice  $\bar{\bar{T}}$  rappresenta gli scores, che geometricamente sono la proiezione delle osservazioni sulle coordinate del nuovo spazio; su queste è possibile confrontare due osservazioni e valutare la loro similitudine. La matrice  $\bar{\bar{P}}$  contiene i loadings, che indicano quanto una variabile indipendente influenza una determinata PC; essi possono assumere valori tra -1 ed 1: se il valore è vicino ad 1 quella specifica variabile sarà direttamente correlata alla PC presa in considerazione e la influenzerà molto, se è -1 sarà inversamente correlata, mentre se è prossima a 0 impatterà molto poco. La matrice  $\bar{\bar{E}}$  rappresenta l'errore commesso nella nuova rappresentazione semplificata; se la scelta del numero di variabili latenti è stata effettuata correttamente conterrà principalmente il rumore che affligge la misura. Una stima di quanta informazione viene mantenuta può essere fatta analizzando la varianza spiegata, che rappresenta la somma della varianza contenuta dalle componenti principali selezionate; in genere a valle di un buon procedimento si ottiene un valore pari all'80÷90%.

### 2.3.2. Regressione PLS

Come precedentemente introdotto, una regressione mira a fornire un modello in grado di descrivere la relazione tra un set di variabili indipendenti, che ora si chiameranno predittori o variabili osservabili, e una o più variabili dipendenti, che si chiameranno variabili predette o risposte. Nel presente lavoro di tesi i predittori sono i valori spettrali



di  $S_{21}$  e la variabile dipendente è la durezza dei kiwi (MTf), valutata con una misurazione distruttiva. Le regressioni constano di due fasi separate: la calibrazione e la validazione. La calibrazione costruisce il modello, cioè una combinazione lineare, mettendo in relazione i predittori con le variabili dipendenti. La validazione utilizza il modello ottenuto nella fase precedente e verifica la qualità della predizione confrontando il dato predetto dal modello con quello misurato.

Per fornire una trattazione più rigorosa, da ora le variabili indipendenti verranno denotate dal simbolo  $X$  e le variabili dipendenti verranno indicate dal simbolo  $Y$ . Un metodo semplice utilizzabile nel caso che la variabile  $Y$  sia monodimensionale è la regressione multipla lineare (MLR: Multiple Linear Regression); questo mira ad ottenere un modello lineare, che può essere scritto con il seguente formalismo:

$$Y = b_0 + b_1X_1 + b_2X_2 + \dots + b_pX_p + e$$

dove  $b_i$  sono i coefficienti da determinare, scelti in modo da minimizzare l'errore  $e$  tra il valore predetto e quello noto di  $Y$ . Questo metodo però ha dei limiti, dato che non può essere utilizzato se ci sono più variabili che osservazioni ( $p > n$ ) e se c'è una forte collinearità tra le variabili. I dati di tipo spettrale presentano in genere queste caratteristiche, infatti i punti vicini nello spettro sono fortemente correlati tra loro e spesso si preferisce effettuare poche osservazioni rispetto ai punti in cui effettuare la misura. In alternativa, si può utilizzare la PCR (Principal Component Regression), la quale effettua prima una riduzione della matrice  $\bar{X}$  attraverso una PCA, ottenendo una rappresentazione semplificata  $\bar{T}$ , poi mette in relazione quest'ultima con il dato  $\bar{Y}$  utilizzando una regressione multipla lineare. Questa metodologia però non garantisce che la matrice  $\bar{T}$  contenga l'informazione utile a predire  $\bar{Y}$ : infatti la PCA sceglie le direzioni di massima varianza di  $\bar{X}$ , ma l'informazione utile a predire  $\bar{Y}$  potrebbe essere contenuta in alcune PCs a minore varianza non prese in considerazione.

Un metodo molto utile per effettuare la regressione desiderata è la PLS (Partial Least Squares), che effettua due decomposizioni molto simili alla PCA, sia di  $\bar{X}$  che di  $\bar{Y}$ , motivo per cui viene anche definito come metodo bilineare. Si effettua la decomposizione individuando quali direzioni nello spazio di  $\bar{X}$  spieghino la massima varianza nello spazio di  $\bar{Y}$ , processo che viene effettuato iterativamente in modo analogo da  $\bar{Y}$  a  $\bar{X}$ . Attraverso

questo procedimento si connettono i due spazi, quello dei predittori  $\bar{X}$  con quello delle risposte  $\bar{Y}$ . La PLS è molto più adatta alle situazioni di elevata collinearità tra le variabili e di problemi con molte più variabili che osservazioni.

I dati vengono rappresentati in modo analogo a quanto esposto per la PCA:

$$\bar{X} = \bar{T}\bar{P}^T + \bar{E}$$

$$\bar{Y} = \bar{U}\bar{Q}^T + \bar{F}$$

dove  $\bar{T}$  e  $\bar{U}$  rappresentano gli scores,  $\bar{P}$  e  $\bar{Q}$  sono i loadings,  $\bar{E}$  ed  $\bar{F}$  contengono gli errori di stima. Il metodo mira a scegliere le matrici dei loadings attraverso un processo iterativo in modo da massimizzare la covarianza tra le matrici degli scores. Le due matrici  $\bar{P}$  e  $\bar{Q}$  saranno, infine, combinate per costruire la matrice di regressione lineare  $\bar{B}$ , utile alla costruzione del modello di previsione:

$$\bar{Y} = \bar{X}\bar{B} + \bar{B}_0$$

dove  $\bar{B}_0$  rappresenta l'errore di previsione.

Per la calibrazione del modello è necessario scegliere i campioni osservati in modo che rappresentino tutta la variabilità per cui lo si sta progettando. Ad esempio, se si volesse utilizzare un sistema per stimare il grado di durezza di un frutto nel range 5÷10Kg di durezza, è necessario selezionare un campione che spazi in tutto questo intervallo. Inoltre, vanno identificati ed esclusi i campioni cosiddetti outlier, cioè quelli sono molto distanti dal centro del modello. Le cause possono essere diverse, ad esempio un rumore verificatosi nell'istante della sua misura, una procedura errata oppure semplicemente alcune caratteristiche anomale del campione. Se non tolti dal set gli outlier, portano alla costruzione di un modello non ottimale che cerca di stimare anche questi campioni, ma che fornirà stime decisamente peggiori.

Come anticipato prima di scendere nel dettaglio del metodo, la PLS si compone di due fasi fondamentali. La prima fase è quella della calibrazione che effettua le operazioni descritte poco sopra, cioè il calcolo di un modello di stima a partire dai dati di  $\bar{X}$  ed  $\bar{Y}$ . La seconda fase, altrettanto importante, è quella della validazione. I software che implementano la PLS effettuano generalmente entrambe le fasi in contemporanea. Per svolgere le due fasi è necessario suddividere il set dei campioni in due sottogruppi, uno per la calibrazione e la parte restante per la validazione. In validazione si utilizza il

modello costruito in calibrazione per stimare il valore della variabile dipendente dei campioni esclusi; il sistema utilizza il dato noto di  $Y$  di questi solo come confronto stimando l'errore.

Un caso particolare è la leave-one-out cross-validation: questo tipo di validazione incrociata è di tipo esauriente, cioè esplora tutte le possibili combinazioni tra il set di calibrazione e quello di validazione. Lo svolgimento prevede di eliminare dal set di calibrazione un campione, costruire il modello con i restanti e validare con il dato escluso. Facendo ciò, si calcola l'errore di stima come segue

$$e = \hat{Y} - Y$$

dove  $Y$  è la variabile dipendente nota e  $\hat{Y}$  è il dato predetto dal modello appena costruito; il modello ideale è quello che azzerava l'errore. Il processo si ripete reinserendo il campione nel set di calibrazione ed eliminandone un altro; questo viene ripetuto per tutta la popolazione di campioni. Infine, si effettua una media dei risultati ottenuti.

A valle del processo di modellazione, è utile verificare alcuni indicatori che forniscano una valutazione sintetica della qualità del risultato; tra questi figurano l'errore quadratico medio e il coefficiente di determinazione. L'errore quadratico medio (RMSE: Root Mean Square Error) quantifica di quanto si discosta il modello calcolato dai dati reali, fornendo una stima della sua accuratezza. Si calcola prendendo in esame le deviazioni del modello dai dati reali, chiamate anche residui; si calcola come segue:

$$RMSE = \sqrt{E[(\hat{Y} - Y)^2]} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - y_i)^2}{n}}$$

dove  $\hat{y}_i$  è il dato predetto,  $y_i$  è il dato misurato ed  $n$  è il numero di osservazioni effettuate.

L'RMSE può essere calcolato utilizzando i dati  $X$  ed  $Y$  del sottogruppo di calibrazione o validazione; il valore numerico sarà differente ed anche il suo comportamento in funzione del numero di PCs scelto. In calibrazione l'errore tende a diminuire all'aumentare di PCs. In validazione si ha un comportamento inizialmente analogo, ma all'aumentare della complessità del modello tende ad aumentare anche l'errore perché si include nella regressione non solo il contenuto informativo, ma anche il rumore: questo fenomeno si chiama overfitting. Attraverso una valutazione attenta

dell'errore si può scegliere il numero di variabili latenti da includere, così da minimizzare l'errore e mantenere bassa la complessità.

Il coefficiente di determinazione, comunemente denotato da  $R^2$ , fornisce una stima di quanta varianza della variabile dipendente viene predetta dal modello partendo dalle variabili indipendenti, in pratica quantificando come il modello è in grado di approssimare il valore reale. Viene calcolata attraverso:

$$R^2 = \frac{ESS}{TSS} = 1 - \frac{RSS}{TSS}$$

$$ESS = \sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - \bar{y})^2$$

$$TSS = \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2$$

$$RSS = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2$$

dove  $y_i$  è il dato osservato,  $\hat{y}_i$  è il dato predetto dal modello e  $\bar{y}$  è la media dei dati osservati. ESS è la somma dei quadrati spiegata, che indica quanta varianza viene spiegata dal modello di predizione. TSS è la somma dei quadrati totale, che indica quanta varianza è presente nei dati osservati. Infine, RSS è la somma dei quadrati residui, che quantifica quanto il modello ottenuto si discosta dai dati osservati. Il coefficiente  $R^2$  assume valori compresi tra 0 ed 1: i valori bassi denotano una cattiva modellazione, mentre valori prossimi all'unità indicano un modello valido.

---

## Capitolo 3: Descrizione dell'hardware

---

### 3.1. Specifiche di progetto

Il presente lavoro di tesi si pone l'obiettivo di studiare un sistema che possa effettuare una misura non distruttiva della durezza della polpa del kiwi con alla base la teoria approfondita nel capitolo precedente. Con il sistema in oggetto si vuole indagare la presenza di informazioni utili in una banda di frequenze finora poco esplorata in letteratura; il sistema elettronico si deve occupare dell'acquisizione, mentre l'analisi statistica verrà svolta offline attraverso un software su PC. Inoltre, il lavoro deve lasciare lo spazio a sviluppi futuri, poiché l'intenzione è quella di sviluppare un sensore intelligente che sia realizzabile in ambito industriale per essere installato nelle linee di lavorazione. Alla luce di questi obiettivi le specifiche di progetto sono le seguenti:

- intervallo di frequenze misurabile da 1 GHz a 2 GHz;
- discretizzazione in frequenza al di sotto di 300 KHz;
- potenza in trasmissione nella guida maggiore di 13 dBm;
- possibilità di comunicazione con un PC per il trasferimento dei dati;
- possibilità di analizzare fino a 10 frutti al secondo.

## 3.2. Architettura del sistema

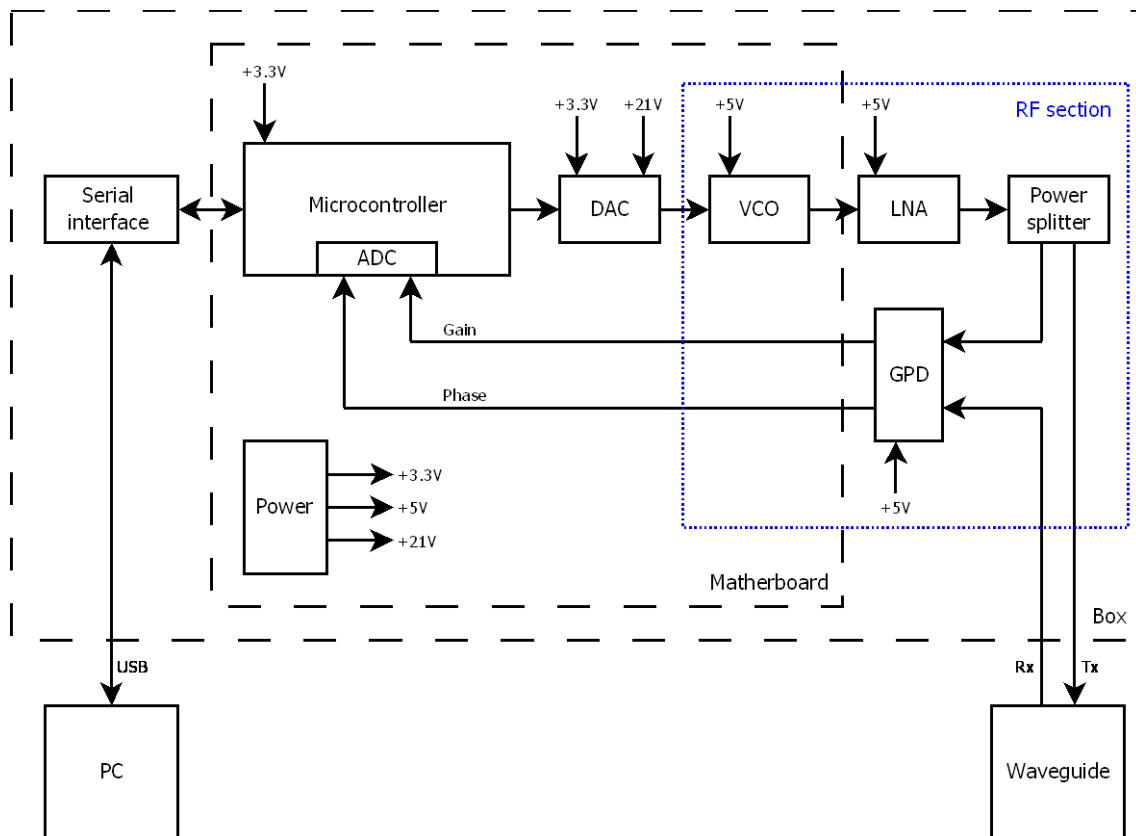


Figura 7 - Schema a blocchi dell'architettura del sistema.

Il sistema, come presentato nel capitolo precedente, si compone di tre macro blocchi: il primo è la guida d'onda opportunamente progettata ed installata; il secondo è il sistema hardware assemblato in una scatola, che si compone di una sezione a microonde e una scheda elettronica, dotata ha a bordo delle alimentazioni, un microcontrollore per il controllo e l'elaborazione, le interfacce con la sezione a microonde e con il PC; il terzo macro blocco è un PC con a bordo il software di comunicazione ed analisi dei dati. Nel presente capitolo si entrerà nel dettaglio di tutta la parte hardware realizzata.

## 3.3. Guida d'onda

La guida d'onda utilizzata è di tipo rettangolare, chiusa sulla faccia superiore ed aperta in quella inferiore. Essa è stata realizzata in materiale metallico, in particolare si è utilizzato l'alluminio. Il pezzo sviluppato è un prototipo progettato e realizzato appositamente per questo scopo; il disegno si basa su prototipi analoghi presenti in letteratura ma utilizzati per scopi differenti come la rilevazione della percentuale di

umidità nel terreno [21] [22] [23]. La guida d'onda rettangolare ha un comportamento di tipo passa alto e la frequenza di cutoff del modo fondamentale ( $TE_{10}$ ) è determinata dalla dimensione della sezione trasversale, come anche le frequenze di taglio dei modi superiori.

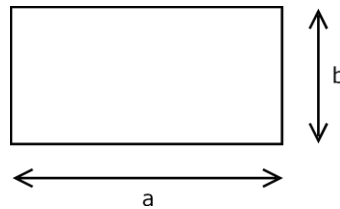


Figura 8 - Sezione trasversale della guida d'onda rettangolare.

Le prestazioni migliori si ottengono con un rapporto  $a/b = 2$ . La frequenza di cutoff  $f_c$  si calcola a partire dalla dimensione maggiore della sezione trasversale

$$f_c = \frac{c}{2a}$$

dove  $c$  è la velocità della luce. A  $2f_c$  anche il secondo modo ( $TE_{20}$ ) sarà guidato ma in genere si preferisce, per ottimizzare le prestazioni, limitare l'utilizzo nella banda

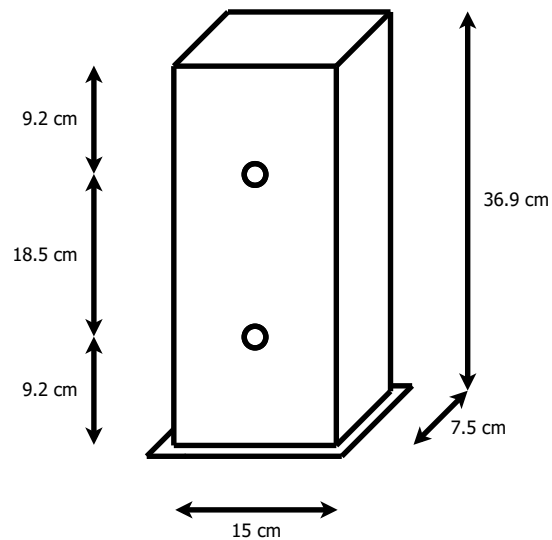
$$f_c \leq f \leq 2f_c$$

Alla luce di queste considerazioni e delle specifiche che impongono una frequenza minore pari a 1 GHz, le dimensioni della guida scelte sono le seguenti:

$$a = \frac{c}{2f_c} = 15 \text{ cm}$$

$$b = 2a = 7.5 \text{ cm}$$

Per ottenere performance già garantite in lavori analoghi presenti in letteratura, la lunghezza della guida e la posizione delle antenne è stata ricavata in proporzione ad essi a partire dalla dimensione della sezione trasversale appena dimensionata. In particolare, le dimensioni scelte sono quelle mostrate nella figura seguente.



*Figura 9 - Progetto della guida d'onda rettangolare.*

La guida è stata installata con l'apertura rivolta verso il basso, posizionata ad un'altezza dal piano inferiore pari a 8 cm. Il piano è formato da una lastra di legno laminato di dimensioni 50 x 17.5 x 1.8 cm; si noti come il coefficiente di riflessione di questo tipo di materiale sia pari 0.53, dato che è stato ricavato dalla letteratura [24]. Infine, si è incollato sul piano, in corrispondenza del centro della guida, un piatto centratore, in materiale plastico e con altezza al bordo pari ad 1 cm; esso è stato posizionato per limitare l'errore derivante dell'errato posizionamento del frutto.



*Figura 10 - Prototipo della guida d'onda realizzata.*



### 3.4. Sezione a microonde

La sezione a microonde è composta da:

- VCO (Voltage Controlled Oscillator): si occupa di generare il segnale sinusoidale di stimolo;
- LNA (Low Noise Amplifier): amplificherà il segnale generato;
- power splitter: permette di inviare lo stesso segnale alla guida per lo stimolo e al GPD come riferimento;
- GPD (Gain and Phase Detector): confronta il segnale in uscita dalla guida d'onda con il riferimento proveniente dal power splitter; fornirà in uscita una stima del guadagno e della fase (il dato complesso precedentemente denotato con  $S_{21}$ ).

#### 3.4.1. Voltage Controlled Oscillator (VCO)

Il VCO è un componente RF che genera un segnale portante sinusoidale a frequenza variabile. Il settaggio della frequenza viene effettuato mediante un segnale analogico in ingresso, chiamato segnale di tuning: viene messa in relazione la tensione in ingresso con la frequenza di oscillazione. Questo componente è fondamentale perché sarà lui a generare il segnale che stimolerà il frutto sotto misura alle frequenze desiderate. La scelta del componente è ricaduta su un dispositivo in grado di offrire buone prestazioni su tutta la ampia banda delle specifiche, il Mini-Circuits ZX95-2150VW+.

Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. (MHz)		POWER OUTPUT (dBm)	PHASE NOISE dBc/Hz SSB at offset frequencies, kHz Typ.				TUNING					NON HARMONIC SPURIOUS (dBc)	HARMONICS (dBc)		PULLING pk-pk @ 12 dBr (MHz)	PUSHING (MHz/V)	DC OPERATING POWER Vcc Current (volts) (mA)						
								VOLTAGE RANGE (V)		SENSI- TIVITY (MHz/V)	PORT CAP (pF)	3 dB MODULATION BANDWIDTH (MHz)								Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Max.
								Min.	Max.															
ZX95-2150VW+	970	2150	+4	-74	-101	-122	-142	0.5	25	25	-80	135	15	-90	-22	—	3	1	5	27				

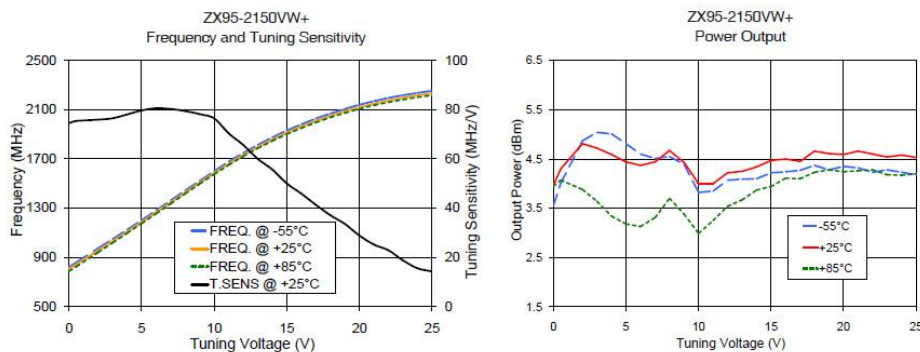


Figura 11 - Datasheet VCO. [25]

Si riportano, in figura 11, le caratteristiche più importanti dichiarate nel datasheet del produttore, in particolare si noti come sia in grado di generare un segnale nella banda di progetto 1÷2 GHz, ma la potenza di uscita sia pari a 4 dBm, al di sotto della specifica. Il segnale di tuning massimo, per poter generare una sinusoide fino a 2 GHz, deve essere pari almeno a 20 V, il che impone un vincolo sulla scelta del DAC.



Figura 12 - Case esterno del VCO. [25]

Il dispositivo è contenuto in un case con tre pin in ingresso (l'alimentazione e il segnale di tuning) ed un connettore SMA in uscita con impedenza caratteristica di 50 Ω. Il componente sarà installato meccanicamente sopra la scheda madre del sistema, motivo per cui nell'architettura del sistema è stato raffigurato all'interno del relativo riquadro. La tensione di alimentazione è pari a 5 V.

### 3.4.2. Low Noise Amplifier (LNA)

Il segnale in uscita dal VCO ha una potenza di 4 dBm, pertanto, volendo soddisfare la specifica di 13 dBm, si rende necessario l'utilizzo di un amplificatore per soddisfare il vincolo. La scelta è ricaduta sul Qorvo TQL9092.

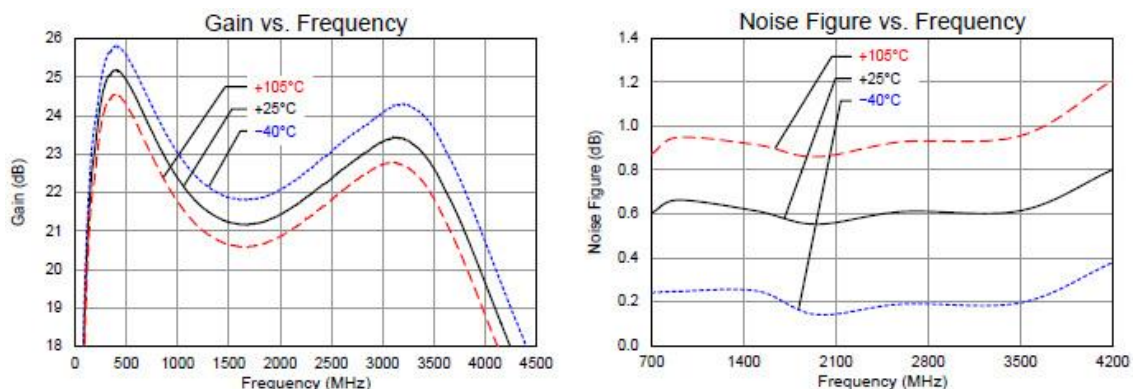


Figura 13 - Datasheet LNA. [26]

Questo componente ha una banda di lavoro da 0.6 GHz a 4.2 GHz, il guadagno nella banda 1÷2 GHz è compresa tra 21 e 22 dB, inoltre la figura di rumore è bassa, pari a 0.6 dB. La scheda di valutazione utilizzata presenta in ingresso ed in uscita i connettori

SMA con impedenza caratteristica di 50  $\Omega$ . La tensione di alimentazione deve essere compresa tra 3.3 V e 5.25 V; non presentando differenze significative nelle prestazioni, si è scelto di alimentarlo con 5 V, che è lo stesso valore degli altri circuiti attivi a microonde.

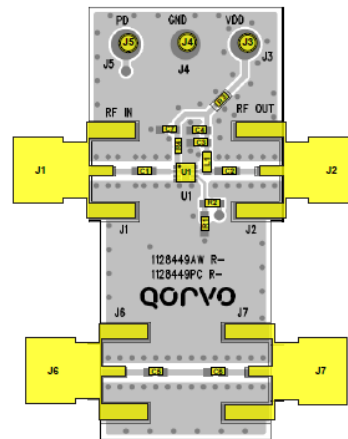


Figura 14 - Scheda di valutazione dell'LNA. [26]

### 3.4.3. Power splitter

Il power splitter è una rete passiva a microonde a tre porte, una delle quali ha la funzione di ingresso e le altre due porte di uscita. La sua caratteristica è quella di inviare il segnale in ingresso nelle due uscite suddividendo la potenza equamente tra le due: la sua perdita di inserzione, ovvero il rapporto tra la potenza d'ingresso e quella d'uscita, è pari a 3db. Il componente si è reso necessario per inviare lo stesso segnale alla guida d'onda, per effettuare lo stimolo, e al GPD come riferimento su cui basare la stima di  $S_{21}$ . Il dispositivo utilizzato è il Mini-Circuits ZFRSC-42+, che presenta tre connettori SMA con impedenza caratteristica di 50  $\Omega$ .



Figura 15 - Case esterno del power splitter. [42]

### 3.4.4. Gain and Phase Detector (GPD)

Il GPD è un altro componente cruciale della catena di misurazione, infatti si occupa di effettuare la stima del guadagno e della fase della rete sotto osservazione, in questo caso rappresentata dal blocco contenente la guida d'onda e il kiwi. Il dispositivo selezionato è l'Analog Devices AD8302 che presenta due porte di ingresso ad RF e tre uscite analogiche, oltre ai connettori di alimentazione.

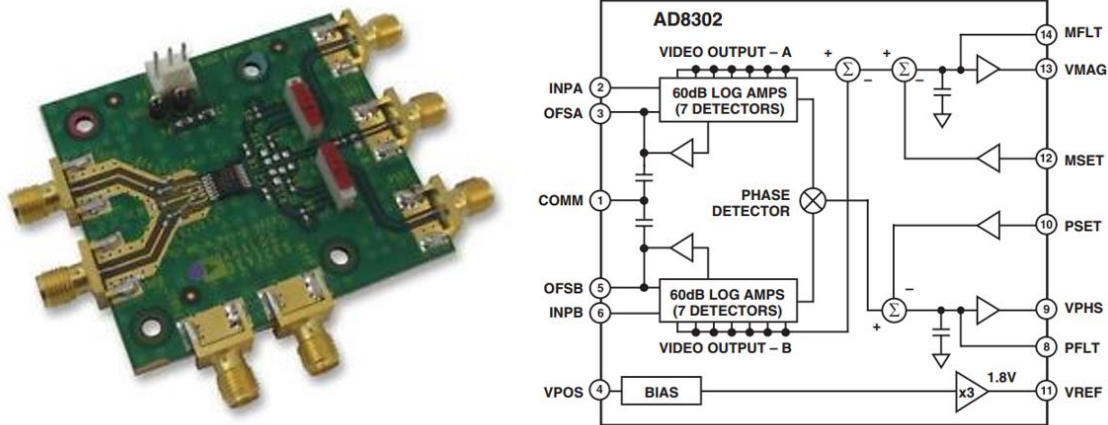
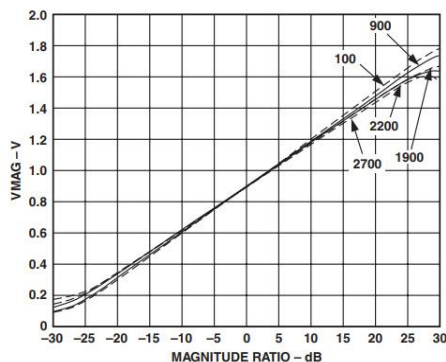


Figura 16 - Scheda di valutazione e schema a blocchi del GPD. [27]

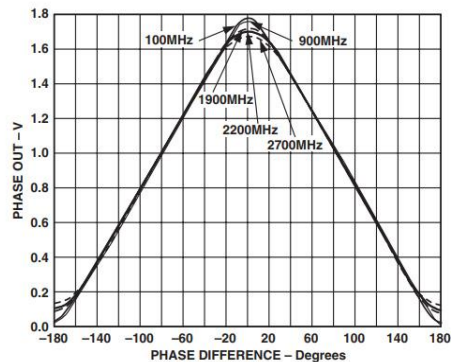
La scheda di valutazione utilizzata ha in ingresso i connettori SMA con impedenza caratteristica di  $50 \Omega$ ; anche le tre uscite analogiche hanno i connettori SMA, ma in questo caso i segnali sono in DC. Questo dispositivo ha al suo interno una coppia di sottosistemi che misurano separatamente e contemporaneamente il guadagno e la differenza di fase tra i due segnali posti agli ingressi (INPA ed INPB); le misure sono rappresentate in uscita mediante due segnali analogici in tensione (VMAG e VPHS); il terzo segnale di uscita è il riferimento di fondo scala pari ad  $1,8 \text{ V}$  (VREF). Si presentano in forma sintetica le caratteristiche salienti del dispositivo [27]:

- Input Frequency Range:  $0 \div 2.7 \text{ GHz}$
- Gain Measurement Range:  $\pm 30 \text{ dB}$
- Gain Sensibility:  $30 \text{ mV/dB}$
- Phase Measurement Range:  $0 \div 180^\circ$  oppure  $\pm 90^\circ$
- Phase Sensibility:  $10 \text{ mV}/^\circ$
- Input Power Range:  $-60 \div 0 \text{ dB}$

- Gain Settling Time: 300 ns
- Phase Settling Time: 500 ns



TPC 1. Magnitude Output (VMAG) vs. Input Level Ratio (Gain)  $V_{INPA}/V_{INPB}$ , Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, 2700 MHz, 25°C,  $P_{INPB} = -30$  dBm, (Re: 50  $\Omega$ )



TPC 25. Phase Output (VPHS) vs. Input Phase Difference, Input Levels -30 dBm, Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, Supply 5 V, 2700 MHz

Figura 17 - Datasheet del GPD. [27]

Le prestazioni del dispositivo sono adatte all'applicazione e l'unica specifica che non è rispettata è l'ampiezza massima del segnale di ingresso, pari a 0 dB. Questa infatti assume un valore pari a:

$$P_{in}^{max} = P_{VCO} + G_{LNA} + L_{PS} = 4 + 22 - 3 = 23 \text{ dB}$$

dove  $P_{VCO}$  è la potenza in uscita del VCO,  $G_{LNA}$  è il guadagno del LNA e  $L_{PS}$  è la perdita di inserzione del power splitter, a cui vanno aggiunte le altre perdite come le non idealità del power splitter e dei cavi di interconnessione; per rispettare questa specifica si sono inseriti degli attenuatori negli ingressi. La tensione di alimentazione deve essere compresa nell'intervallo 2.7 ÷ 5.5V e si è scelto di alimentare a 5 V come gli altri componenti a microonde.

## 3.5. Scheda madre

La scheda madre del sistema accoglie più dispositivi ed è un prototipo preparato appositamente per questo tipo di applicazione. Su di essa si trovano il microcontrollore, che è il cuore della gestione del sistema, al cui interno è presente anche l'ADC utilizzato per digitalizzare i segnali provenienti dal GPD, il DAC per fornire il segnale di tuning al VCO, anch'esso a bordo della scheda, e la sezione di alimentazione del sistema. Nel presente paragrafo si analizzerà anche l'interfaccia con il PC realizzata mediante un chip di conversione da seriale a USB.

### 3.5.1. Microcontrollore

Il microcontrollore è un dispositivo elettronico alla base della maggior parte dei sistemi embedded. Si tratta di un circuito integrato che contiene una CPU (Central Processing Unit), le memorie volatili e non volatili, uno o più generatori di clock, le periferiche più comuni sia digitali che analogiche e alcune porte generiche di ingresso ed uscita. Il dispositivo utilizzato nel presente lavoro di tesi è il Microchip PIC24FJ256GB606.

Il microcontrollore utilizzato è equipaggiato con una CPU con architettura harward modificata, tipica di molti moderni sistemi digitali; è formata da un'unità di controllo che si interfaccia con la ALU (Arithmetic and Logic Unit), con la memoria condivisa tra istruzioni e dati, infine con il bus di input/output. Il dispositivo scelto ha una logica a 16 bit, può arrivare fino a 16 MIPS (Million Instructions Per Second) e ha diverse opzioni per la sorgente di clock; è equipaggiato con 256 Kbytes di memoria dati e 32 Kbytes di RAM statica; ha a bordo un ADC a 12 bit con 16 canali, 3 o 5 timer a 16 o 32 bit, 3 interfacce SPI e 6 seriali. Si riporta, in figura 18, lo schema a blocchi dell'architettura del dispositivo come illustrato nel datasheet, in cui compaiono anche altre periferiche, oltre a quelle già citate, che non saranno utilizzate e perciò non saranno approfondite nel presente elaborato. Il microcontrollore scelto è programmabile in linguaggio C mediante l'IDE (Integrated Development Environment) MPLAB X con compilatore XC16. La sua tensione di lavoro standard è di 3.3 V.

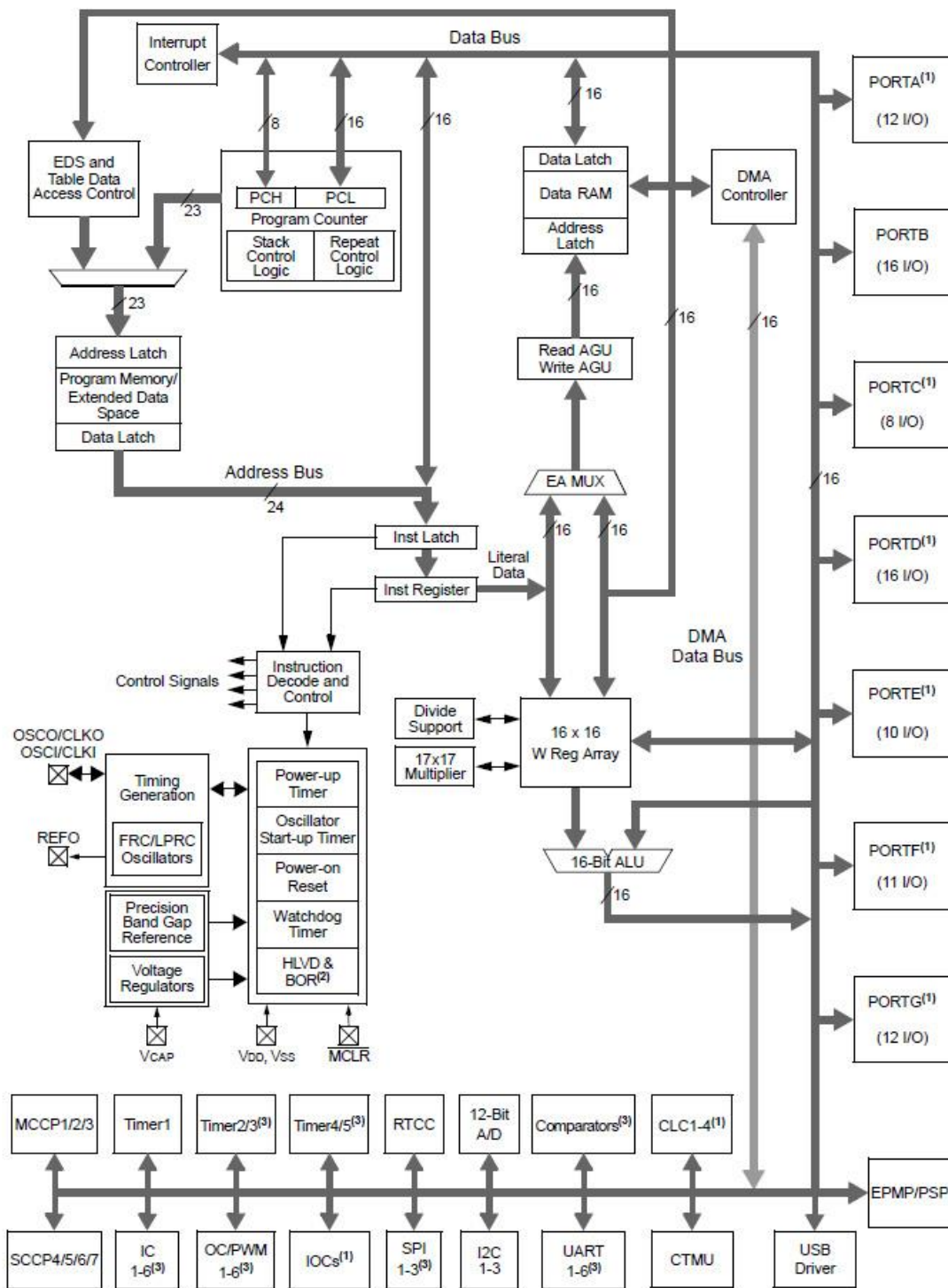


Figura 18 - Schema a blocchi dell'architettura del microcontrollore. [28]



### 3.5.1.1. Sorgente di clock

Il microcontrollore utilizzato ha la possibilità di utilizzare più sorgenti di clock, ognuna con delle caratteristiche specifiche. Programmando il firmware è possibile, attraverso un mux, selezionare la sorgente migliore per l'applicazione e mediante alcuni divisori e moltiplicatori si può scegliere la frequenza più adeguata. Lo schema del sistema di temporizzazione è riportato in figura 19.

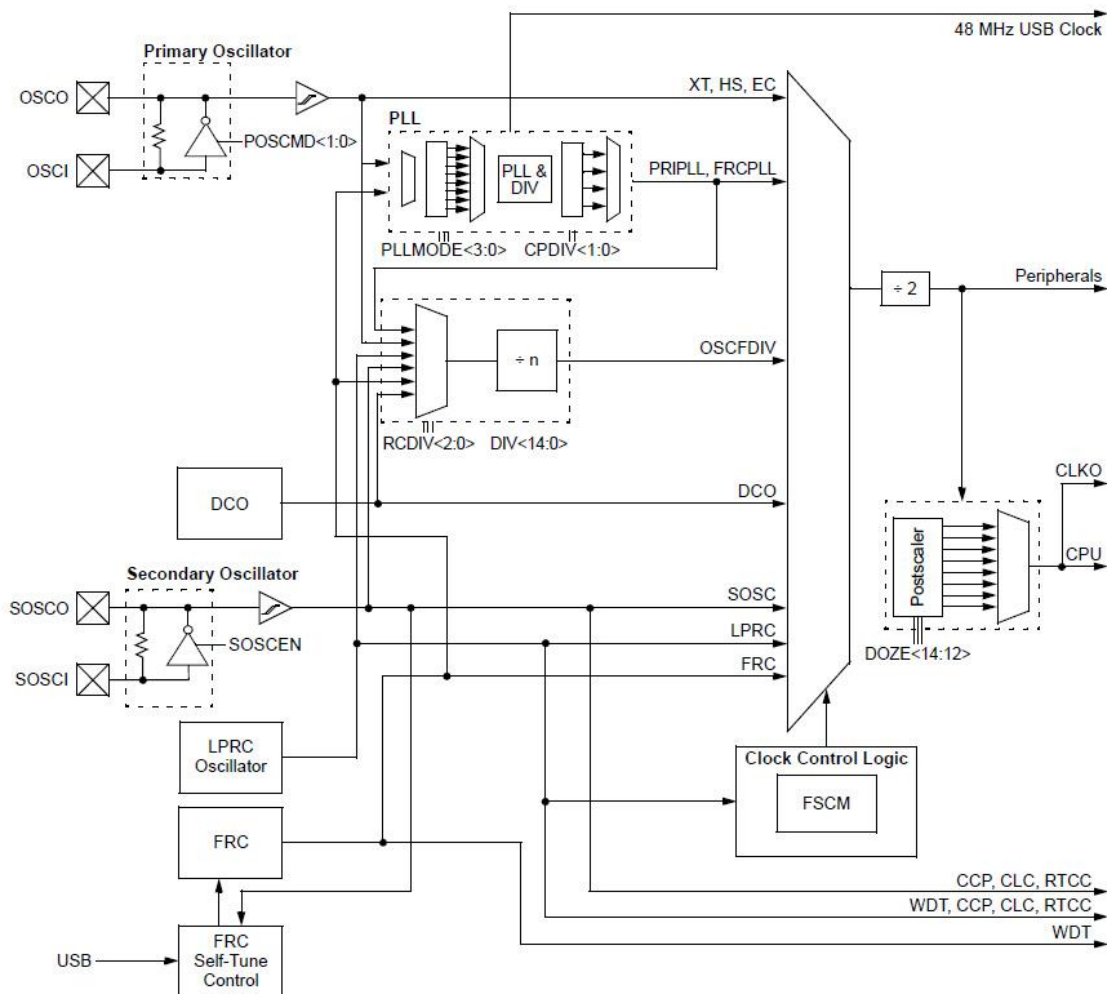


Figura 19 - Schema a blocchi del sistema di generazione del clock del microcontrollore. [28]

Le cinque possibili sorgenti di clock sono le seguenti:

- POSC (Primary Oscillator): è una sorgente esterna ad alta frequenza che può avere due modi di funzionamento; può essere usato in abbinamento ad un cristallo esterno e due capacità oppure può accettare su un ingresso un segnale di clock proveniente da un'altra sorgente;



- SOSC (Secondary Oscillator): è una sorgente basata su un cristallo esterno a 32.768 kHz con elevata precisione; è utile per applicazioni a bassa potenza;
- FRC (Fast RC): è un oscillatore che non richiede l'uso di componenti esterni, è di tipo RC e ha una frequenza nominale di 8 MHz; questa sorgente è indicata per applicazioni che non richiedono precisioni particolarmente alte ma necessitano di una buona velocità;
- LPRC (Low-Power RC): è una seconda sorgente che non richiede componenti esterni, ha una frequenza nominale di 31 KHz ed è indicata per applicazioni a bassa potenza che non richiedono un'elevata precisione temporale;
- DCO (Digitally-Controlled Oscillator): è una sorgente a bassa potenza alternativa, la cui frequenza è settabile attraverso un controllo digitale da 1 a 30 MHz.

Come si può vedere dallo schema, tutte le sorgenti hanno la possibilità di ridurre la frequenza mediante l'utilizzo del blocco divisore, mentre solo l'oscillatore primario e l'FRC possono utilizzare il blocco PLL, utile per innalzare la frequenza fino ad a 4 volte quella in ingresso. La frequenza della sorgente, selezionata mediante il mux, viene poi dimezzata e il segnale così ottenuto temporizza la CPU, le periferiche e, se necessario, può essere portato in un pin di uscita per fornire il riferimento ad altri dispositivi.

Nel circuito realizzato si è utilizzato il DCO, infatti le specifiche non richiedono una precisione temporale particolarmente elevata e con questa scelta si è favorita la semplicità implementativa. La frequenza selezionata è di 8 MHz, infatti questo settaggio è il più accurato per questa sorgente. La frequenza ottenuta per il clock di sistema, a valle del divisore finale, è pari a 4 MHz.

### **3.5.1.2. Timer**

Il timer è un dispositivo configurabile che serve per gestire la temporizzazione delle sequenze. Ad ogni impulso di clock incrementa il valore del registro TRx ed un comparatore controlla il superamento della soglia impostata nel registro PRx. Al raggiungimento della soglia questo dispositivo può lanciare un interrupt, cioè un evento che interrompe la CPU dal normale flusso di esecuzione del programma per farle eseguire una routine apposita. Il microcontrollore utilizzato è equipaggiato con 3 o 5 timer, numero che dipende dalla configurazione scelta. Infatti, il timer1 è un contatore a 32 bit, mentre i timer 2, 3 e 4, 5 possono lavorare separatamente come quattro timer a 16 bit oppure

possono essere accoppiati funzionando come due timer a 32 bit. Il numero di bit indicato si riferisce alla lunghezza del registro e quindi al massimo valore del conteggio, che in decimale vale  $2^{16}$  o  $2^{32}$  cicli di clock. Il timer ha al suo interno un prescaler che permette di ridurre la frequenza del conteggio; la sorgente di clock di può essere quella di sistema oppure un'altra come LPRC, SOSC o una sorgente esterna.

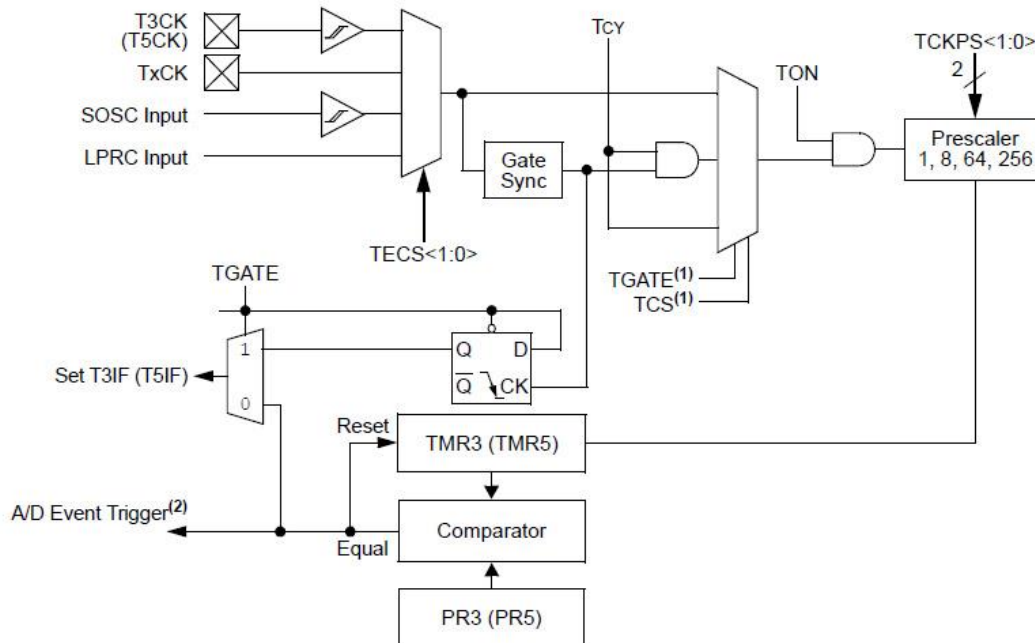


Figura 20 - Schema a blocchi del timer3 del microcontrollore. [28]

Nel sistema implementato si è usato il timer3 configurato come contatore a 16 bit, il cui schema a blocchi è presente in figura 20. Il suo utilizzo è legato alla temporizzazione della rampa per effettuare lo sweep in frequenza. Dopo aver impostato il valore del DAC e quindi la frequenza di stimolo del frutto, si avvierà il timer in oggetto, che genererà l'interrupt di fine conteggio così da effettuare la conversione degli ingressi del guadagno e della fase con l'ADC una volta stabilizzati gli ingressi.

### 3.5.1.3. Serial Peripheral Interface (SPI)

L'SPI è un sistema di comunicazione sincrono adatto alla comunicazione locale tra il microcontrollore e altre periferiche sullo stesso PCB o con altri microcontrollori. La comunicazione è di tipo full-duplex, quindi si può trasmettere e ricevere contemporaneamente. L'architettura è tipo master-slave con il bus dati condiviso: nel sistema è presente un master, che di solito è il microcontrollore, e uno o più slave, che in

genere sono le periferiche. Alternativamente si può implementare un'architettura ad anello in cui i dati in uscita da un dispositivo vengono ricevuti da quello successivo.

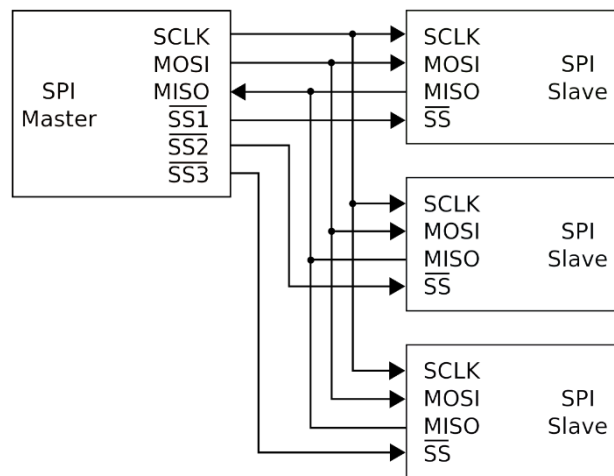


Figura 21 - Esempio di connessione di un master e tre slave mediante interfaccia SPI. [19]

Dalla figura 21 si notano i segnali utilizzati:

- SCLK (Serial Clock): è il clock inviato dal master a tutti gli slave quando è in corso una comunicazione; non è specificato un limite minimo di velocità, mentre il massimo varia dalle prestazioni di ogni dispositivo; ad ogni fronte di clock viene trasmesso un bit;
- MOSI (Master Output Slave Input): è la linea dati su cui vengono inviati i dati dal master agli slave;
- MISO (Master Input Slave Output): è la linea dati inversa, cioè dagli slave al master;
- SSx (Slave Select): è il pin di abilitazione dello slave desiderato; quando viene posto a livello logico basso, il relativo dispositivo scambia i dati in ingresso ed in uscita; questo segnale è opzionale, se è presente un solo slave, infatti può essere omesso.

Il microcontrollore scelto dispone di tre interfacce SPI identiche; la lunghezza dei messaggi scambiati è configurabile da 2 a 32 bit. Nel progetto si è utilizzato un modulo per la comunicazione tra il microcontrollore e il DAC.

### 3.5.1.4. Analog to Digital Converter (ADC)

Il convertitore digitale analogico è un dispositivo che converte un segnale analogico continuo in una serie di valori digitali discreti. Il microcontrollore usato è equipaggiato con un ADC di tipo SAR (Successive Approximation Register). Il suo funzionamento è il seguente, come rappresentato in figura 22:

- si assegna, ad ogni fronte di clock, il valore alto ad un bit del registro SAR partendo dal più significativo (MSB: Most Significant Bit);
- il valore digitale del registro viene convertito in analogico mediante un DAC interno;
- si compara il segnale analogico in ingresso  $V_{IN}$  con il valore in uscita dal DAC, se  $V_{IN}$  è maggiore del valore in uscita dal DAC si mantiene al valore alto il bit attuale, altrimenti si setta al valore logico basso;
- si ripete l'operazione per tutti i bit del registro fino al LSB (Least Significant Bit).

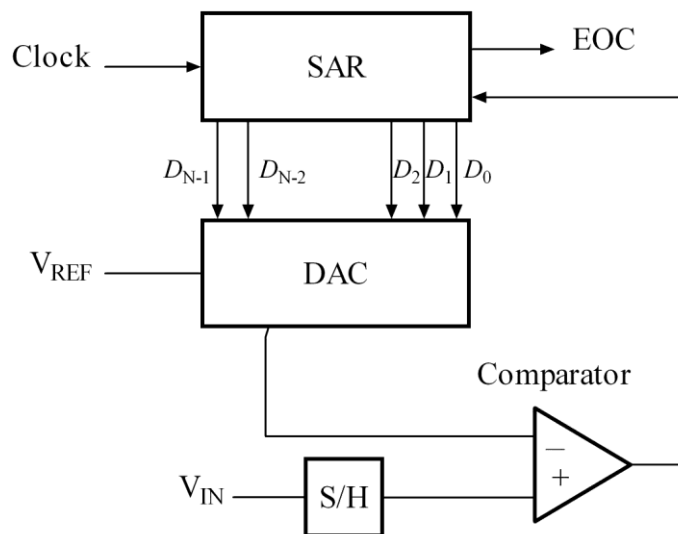


Figura 22 - Schema a blocchi di un ADC di tipo SAR. [19]

In via teorica sono sufficienti  $N$  cicli di clock per effettuare la conversione, dove  $N$  è il numero di bit del registro. L'ADC interno ha una risoluzione selezionabile tra 10 o 12 bit, velocità fino a 200 KSa/s e la tensione di riferimento può essere scelta tra un valore generato internamente oppure proveniente da un pin esterno. Al suo ingresso possono essere connessi fino a 16 canali; il suo schema a blocchi è mostrato in figura 23. Il convertitore è in grado di effettuare più acquisizioni in sequenza salvandole nei 26 buffer

interni, inoltre ha la possibilità di scrivere direttamente in memoria RAM per estenderne il numero.

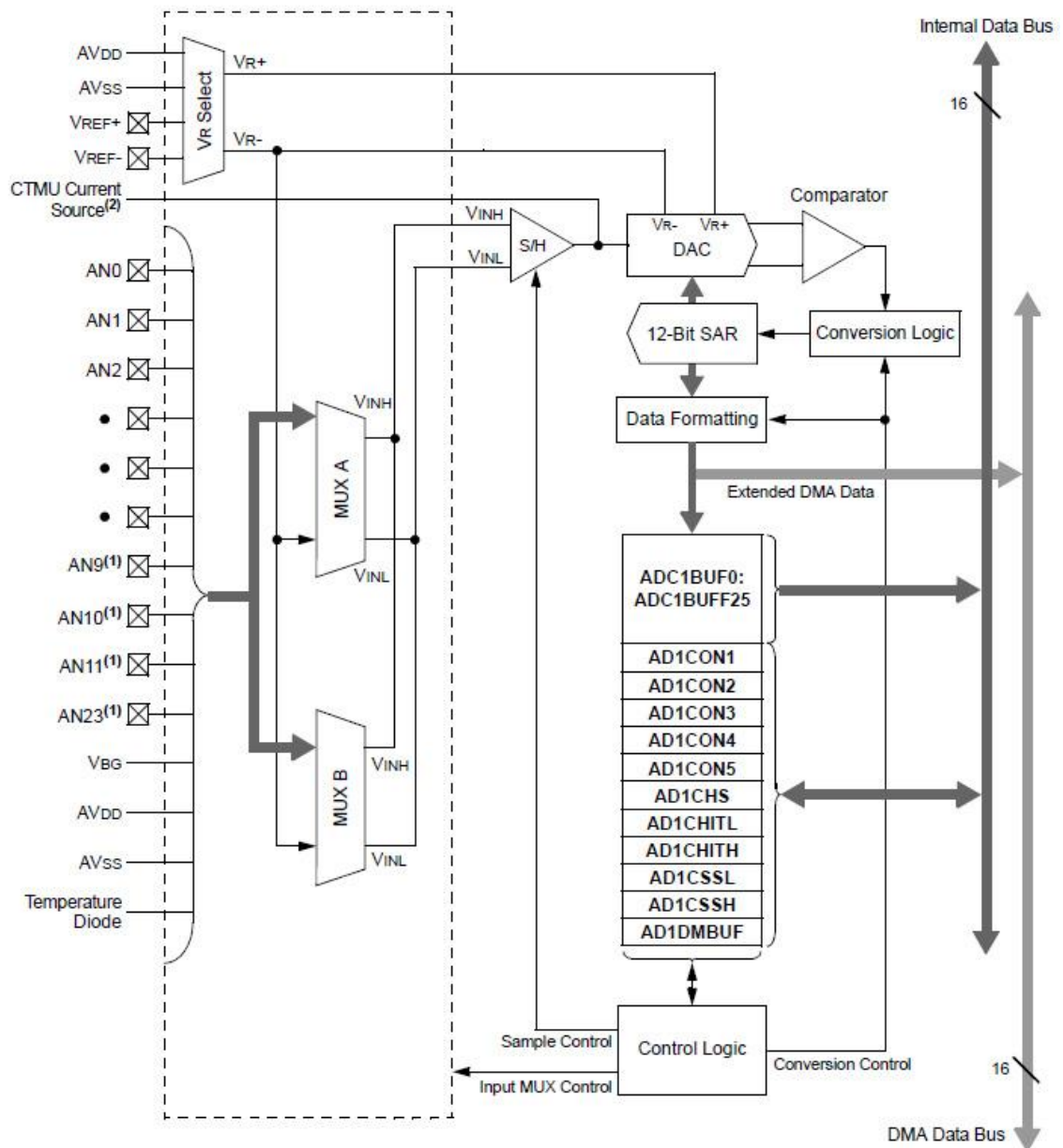


Figura 23 - Schema a blocchi dell'ADC del microcontrollore. [28]

Nel presente sistema questo convertitore è utilizzato per digitalizzare, attraverso due canali, i segnali di guadagno e di fase provenienti dal GPD. Il dispositivo è impostato per effettuare 8 misure per ogni canale e poi segnalare il termine dell'acquisizione: questa impostazione permetterà di effettuare una media delle misure per ridurre il rumore e migliorare la stima. A livello di firmware, si effettua la sequenza di conversione 4 volte così da ottenere la media di 32 campioni per ogni punto. Il riferimento selezionato è

esterno e connesso alla tensione di riferimento in uscita dal GPD, pari a 1.8 V. La risoluzione del convertitore impostata è quella massima, pari a 12 bit: attraverso questa impostazione si ottiene un valore

$$1 \text{ LSB} = \frac{1.8}{2^{12}} \cong 439.5 \mu\text{V}/\text{livello}$$

Considerando le caratteristiche del GPD, ogni livello equivale a

$$1 \text{ LSB} \cong 0.0145 \text{ dB}/\text{livello}$$

$$1 \text{ LSB} \cong 0.04395^\circ/\text{livello}$$

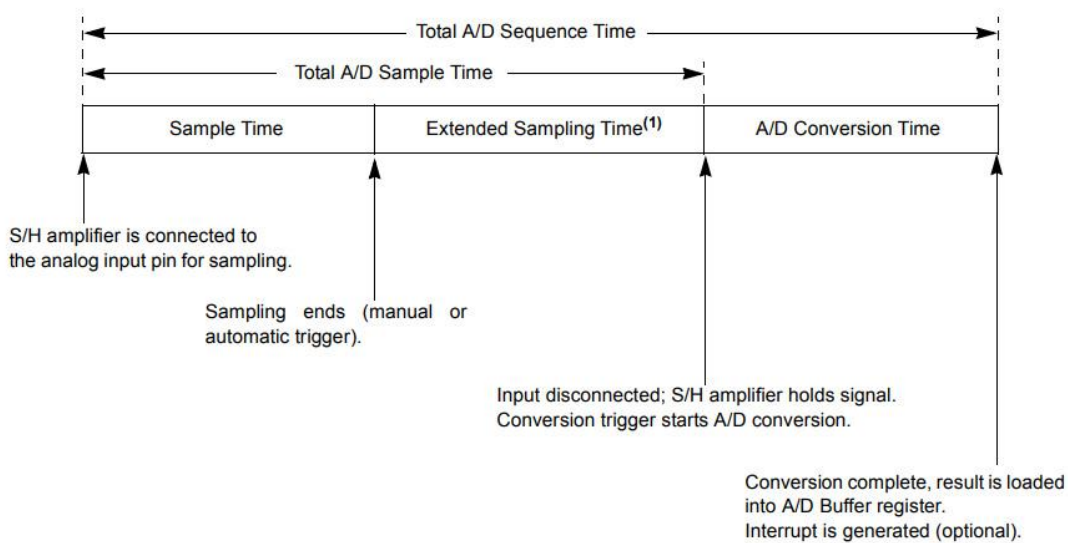


Figura 24 - Sequenza di conversione dell'ADC. [28]

Il convertitore in oggetto ha tre fasi nella sequenza di acquisizione e ognuna ha dei tempi da rispettare influenzando la velocità di conversione. La prima fase è il campionamento effettuato attraverso un sample and hold, fase in cui l'ingresso dovrà rimanere stabile. Questa fase ( $T_{SAMP}$ ) ha una durata pari ad un ciclo di clock del convertitore  $T_{AD}$ . Per garantire buone prestazioni, nel caso il clock di sistema abbia una frequenza di 8 MHz, il periodo dell'ADC deve essere il doppio

$$T_{AD} = 2T_{SYS} = 500 \text{ ns}$$

$$T_{SAMP} = T_{AD}$$

La seconda fase è quella di conversione e, come enunciato precedentemente, necessita di un periodo di clock per ogni bit; in aggiunta questo convertitore impiega altri due cicli: in questo caso si avrà una durata di

$$T_{SAR} = 14T_{AD}$$

L'ultima fase è necessaria per la logica interna e necessita nel caso peggiore di

$$T_{SYNC} = 2.5T_{AD}$$

Sommando i tempi delle tre fasi si ottiene il tempo di conversione minimo e il massimo throughput raggiungibile dal convertitore:

$$T_{CONV} = T_{SAMP} + T_{SAR} + T_{SYNC} = 8.75 \mu s$$

$$Throughput = \frac{1}{T_{SAMP} + T_{SAR} + T_{SYNC}} \cong 114 \text{ KSa/s}$$

### 3.5.1.5. Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART)

La UART è un'interfaccia di comunicazione seriale asincrona e full duplex utile per comunicazioni con sistemi esterni al PCB come un PC. La sua diffusione è data dalla semplicità di implementazione e non dalle prestazioni, tanto che le connessioni hardware sono ridotte al minimo: sono sufficienti due conduttori caldi (uno in trasmissione e uno in ricezione) più il riferimento. Anche il protocollo software è molto semplice, la cui trama è composta come la figura seguente:



Figura 25 - Trama di una connessione UART. [19]

A riposo, la linea è mantenuta al livello logico alto, poi quando il trasmettitore vuole iniziare la trasmissione invia uno “start bit” abbassando la tensione; successivamente, trasmette il dato ed infine invia lo “stop bit”. Quest’ultimo può avere una durata pari a 1, 1.5 o 2 bit; successivamente, può iniziare l’invio di una nuova trama. La lunghezza del dato della trama può essere compresa tra 5 e 9 bit, inoltre si può decidere di inserire un bit di parità, se necessario per l’applicazione, al termine dei dati. Le prestazioni sono determinate dai dispositivi connessi e la loro capacità di elaborare i dati.

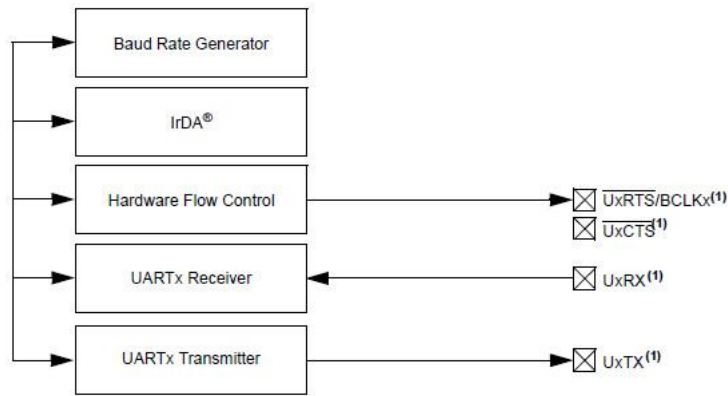


Figura 26 - Schema a blocchi dell'interfaccia UART del microcontrollore. [28]

Il microcontrollore scelto è dotato di 6 interfacce seriali, ognuna delle quali è in grado di raggiungere una velocità pari a 4 Mbps. Lo schema a blocchi è mostrato in figura 26, dove figurano i registri di trasmissione e ricezione connessi con i segnali UxRX e UxTX, che corrispondono ai conduttori caldi descritti poco sopra; gli altri segnali possono non essere utilizzati e servono per il controllo del flusso. Nel presente lavoro si è utilizzata un'interfaccia per comunicare con il PC su cui viene eseguito il software contenente la GUI (Graphical User Interface), attraverso la quale è possibile comandare il sistema e acquisire sul computer tutti i campioni di guadagno e fase.

I computer odierni non posseggono più l'interfaccia UART, una volta utilizzata principalmente per la connessione con i modem e le stampanti, ma le necessità attuali del mercato hanno spinto i produttori verso l'utilizzo esclusivo dell'USB come interfaccia con le periferiche. Per potersi interfacciare con un PC, si è deciso di inserire all'interno del box contenente l'elettronica anche un convertitore da UART a USB. Si è scelto di utilizzare la scheda FTDI UMFT234XD-01, che ha una tensione di lavoro di 3.3 V ed è quindi compatibile con il microcontrollore, ed è in grado di raggiungere la velocità di 3 Mbps. Questa scheda sarà settata attraverso il software presente sul PC.

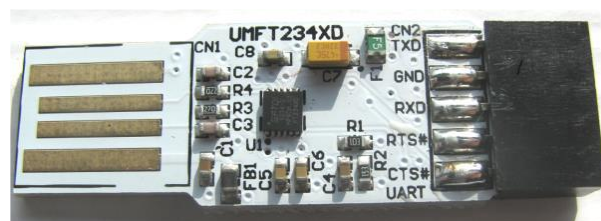


Figura 27 - Scheda di conversione USB-UART. [29]



Il protocollo è impostato per trasmettere 8 bit di dato (congruente con i dati memorizzati internamente alla RAM), senza il bit di parità. Infatti, si è preferito un'implementazione snella, mentre l'utilizzo del bit di parità richiede la gestione a livello software degli errori e la successiva ritrasmissione. Volendo raggiungere le massime prestazioni è possibile implementare, sempre a livello software, un codice più avanzato sia per la rilevazione che la correzione degli errori, ma se non sono necessarie prestazioni così elevate non è giustificata la maggiore complessità implementativa e computazionale; inoltre, in tali casi sarebbe meglio adottare delle interfacce nate per velocità superiori. L'interfaccia è stata impostata in modo da massimizzare la velocità di comunicazione mantenendo semplice l'implementazione; si noti come non sia presente una specifica particolare, infatti la riduzione del throughput aumenta il tempo necessario per svolgere la misura di un kiwi: il trasferimento di tutti i dati dello spettro è utile solo in fase di ricerca e sviluppo, ma non sarà necessario in un contesto industriale. La scelta è stata effettuata in maniera empirica facendo tendere a zero il tasso di errore e la verifica è stata svolta trasferendo dei dati noti dal microcontrollore al PC per poi verificarne la correttezza. Il settaggio scelto ha garantito il trasferimento di alcune decine di MB senza rilevare errori. A valle di questo test, si è deciso di impostare la velocità a 500 Kbps; inoltre si sono utilizzati 2 bit di stop, che aiutano a mantenere il sincronismo tra i due terminali anche per lunghe sequenze di trasmissione.

### **3.5.2. Digital to Analog Converter (DAC)**

Il DAC è un dispositivo che converte un dato digitale, quindi numerico, in un segnale analogico, tipicamente in tensione. In questo lavoro di tesi il DAC è necessario per interfacciare il microcontrollore con il VCO, così da generare lo sweep in frequenza che stimola il frutto. Un vincolo importante nella scelta del dispositivo risiede nella tensione di tuning del VCO utilizzato: il suo valore massimo, come visto in precedenza, deve essere pari almeno a 20 V. Il vincolo viene rispettato dal dispositivo utilizzato: l'Analog Devices AD5761R. Questo DAC ha un'interfaccia di controllo di tipo SPI, attraverso la quale comunica con il microcontrollore; al suo interno dispone di due buffer così da poter aggiornare il valore di uscita in modo asincrono.

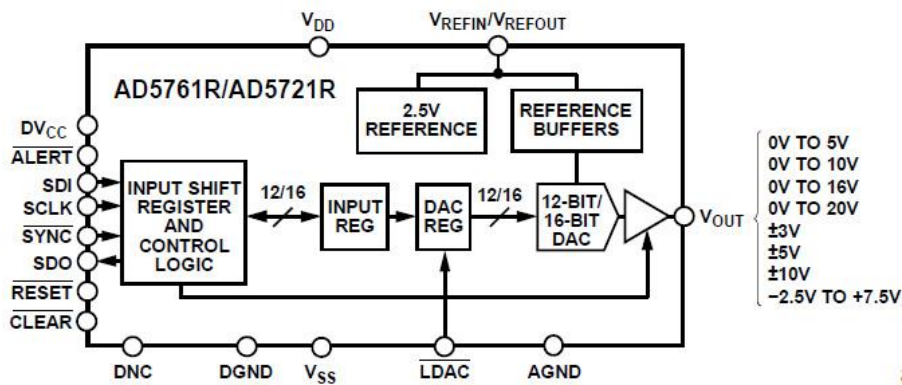


Figura 28 - Schema a blocchi del DAC. [30]

Come mostrato dal diagramma di funzionamento in figura 28, lo stadio di uscita è un amplificatore. Il range è così selezionabile tra diversi valori e quello utilizzato va da 0 a 20 V. La tensione di uscita, con questa impostazione, si calcola attraverso la formula seguente:

$$V_{OUT} = 2.5 \times \left[ \left( 8 \times \frac{D}{2^{16}} \right) \right]$$

dove  $D$  è il valore in decimale caricato nel registro; la tensione così ottenuta è espressa in V. Il convertitore ha un'architettura a scala R-2R pilotata da un registro a 16 bit; il riferimento, pari a 2.5 V, è generato internamente. È utile ricordare il tempo necessario all'aggiornamento della tensione di uscita: il settling time del caso peggiore, riportato nel datasheet, è di 12.5  $\mu$ s. Il circuito necessita di due alimentazioni: la parte di controllo digitale può essere alimentata a 3.3 V, come il microcontrollore, mentre la parte analogica necessita di una tensione di almeno 21 V (massimo 30 V) per lavorare con il range scelto.

### 3.5.3. Alimentazioni

Il circuito prevede dispositivi con tensioni di alimentazione a valori diversi, come descritto nelle pagine precedenti, che sono:

- 3.3 V: microcontrollore e DAC;
- 5 V: VCO, LNA e GPD;
- 21 V: DAC.

La componentistica per generare queste alimentazioni è a bordo della scheda madre: si fa uso di regolatori LDO (Low Dropout Voltage), che sono regolatori lineari, perciò a basso rumore (è assente il rumore di switching tipico di altre tipologie), in grado

di stabilizzare la tensione di uscita anche se la tensione di ingresso è di poco superiore e sono dotati di una buona semplicità di design. Di contro, se la corrente erogata è elevata e la differenza di tensione tra ingresso ed uscita è alta, dissipano molta potenza in calore. Per generare la tensione 3.3 V il dispositivo utilizzato è l'LDO Texas Instruments LP2992, la cui tensione di uscita non è configurabile e per questo l'implementazione è molto semplice, infatti, necessitando di soli tre condensatori esterni. La corrente massima erogabile è pari a 250 mA, che è sufficiente per alimentare i dispositivi che hanno bisogno di questa tensione.

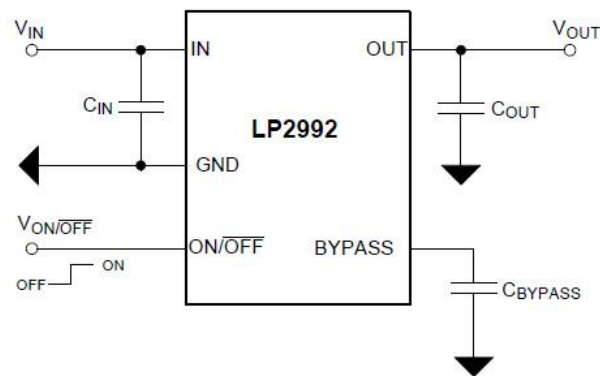


Figura 29 - Circuito di collegamento tipico del LP2992 [31].

La tensione di alimentazione di 5 V per la sezione RF è generata in maniera analoga. Si è utilizzato il Microchip MCP1755, che analogamente necessita di pochi componenti esterni. La corrente massima erogabile è di 300 mA, sufficiente per i consumi dichiarati nei datasheet: 27 mA il GPD, 85 mA il LNA, 23 mA il VCO.

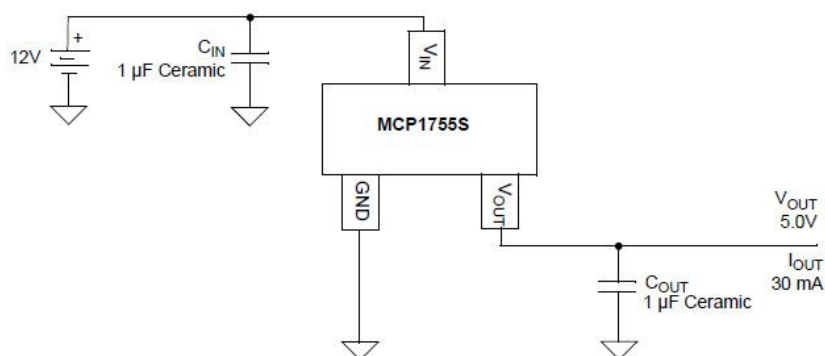


Figura 30 - Circuito di collegamento tipico del MCP 1755. [32]

La generazione della tensione di 21 V richiede due passaggi: la soluzione implementata prevede un primo stadio con un convertitore boost, per innalzare la

tensione, ed un secondo stadio di stabilizzazione mediante un LDO. Il primo stadio utilizza un Analog Devices ADP5070 e la sua tensione di uscita è regolabile fino a 39 V. Il secondo stadio è un LDO, la cui tensione di uscita è regolabile mediante un partitore resistivo, l'Analog Devices ADP7142. La tensione a valle del primo stadio è imposta a 23 V, mentre quella del secondo è pari a 21 V.

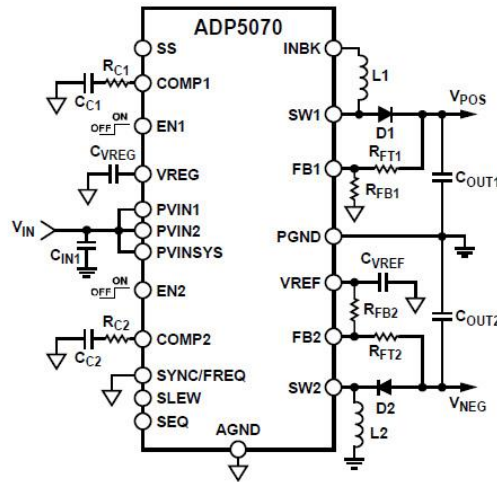


Figura 31 - Circuito di collegamento tipico del ADP5070. [33]

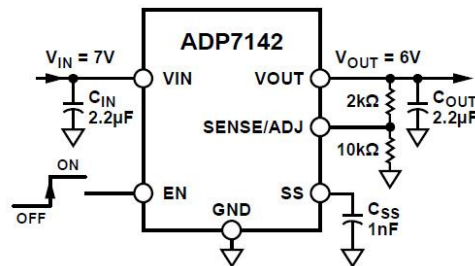


Figura 32 - Circuito di collegamento tipico del ADP7142. [34]

Queste tre sezioni di regolazione sono alimentate dalla stessa fonte di energia. La tensione minima di ingresso, per stabilizzare l'uscita alla tensione desiderata, è pari a:

- 4.3 V per la sezione del 3.3 V;
- 5.5 V per la sezione del 5 V;
- 2.85 V per la sezione del 21V.

Alla luce di questi valori si è scelto un alimentatore da muro avente tensione di uscita pari a 6V. Il dispositivo è l'XP Power VEL05US060-XX-JA, che può erogare una corrente massima di 830 mA, sufficienti ad alimentare tutto il sistema.

### **3.6. Implementazione pratica**

Il sistema come descritto nei paragrafi precedenti è stato assemblato in laboratorio in un unico esemplare per poi essere utilizzato per svolgere le misure sperimentali. Nella figura 33 si presenta lo schema elettrico della scheda madre, a bordo della quale, oltre ai dispositivi già descritti, trovano posto i led di segnalazione, utili durante le fasi di test, un lettore di schede SD e un connettore per i pin del microcontrollore non utilizzati, per eventuali altre espansioni, ed infine alcuni controlli per disabilitare l'alimentazione alle periferiche, attraverso il firmware.

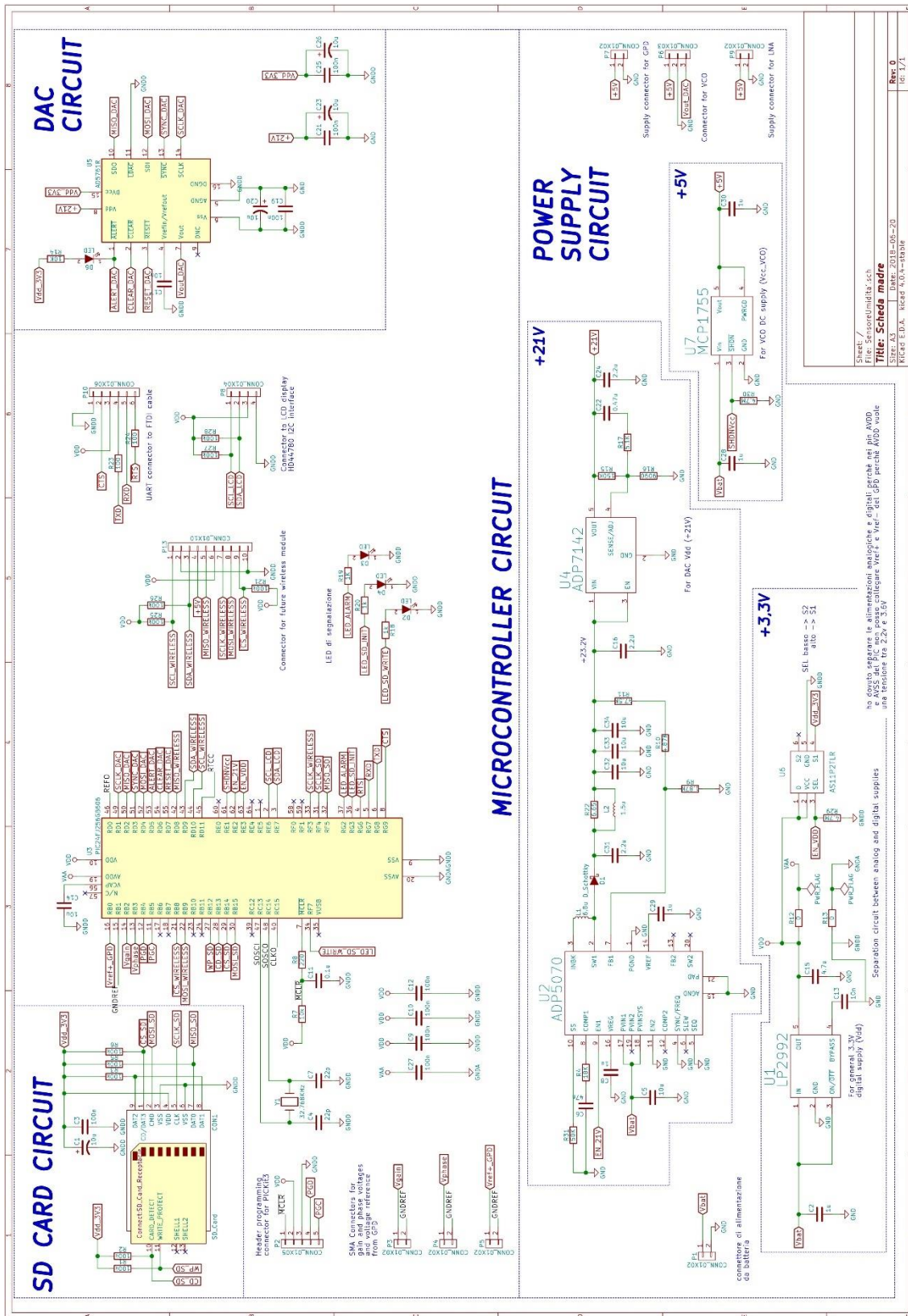


Figura 33 - Schema elettrico della scheda madre del sistema.

Il sistema, compresa la sezione a microonde, è stato assemblato all'interno di una scatola, che presenta all'esterno l'interruttore di accensione, il connettore di alimentazione e la porta USB per la comunicazione con il PC. Di seguito si mostrano alcune foto del prototipo.

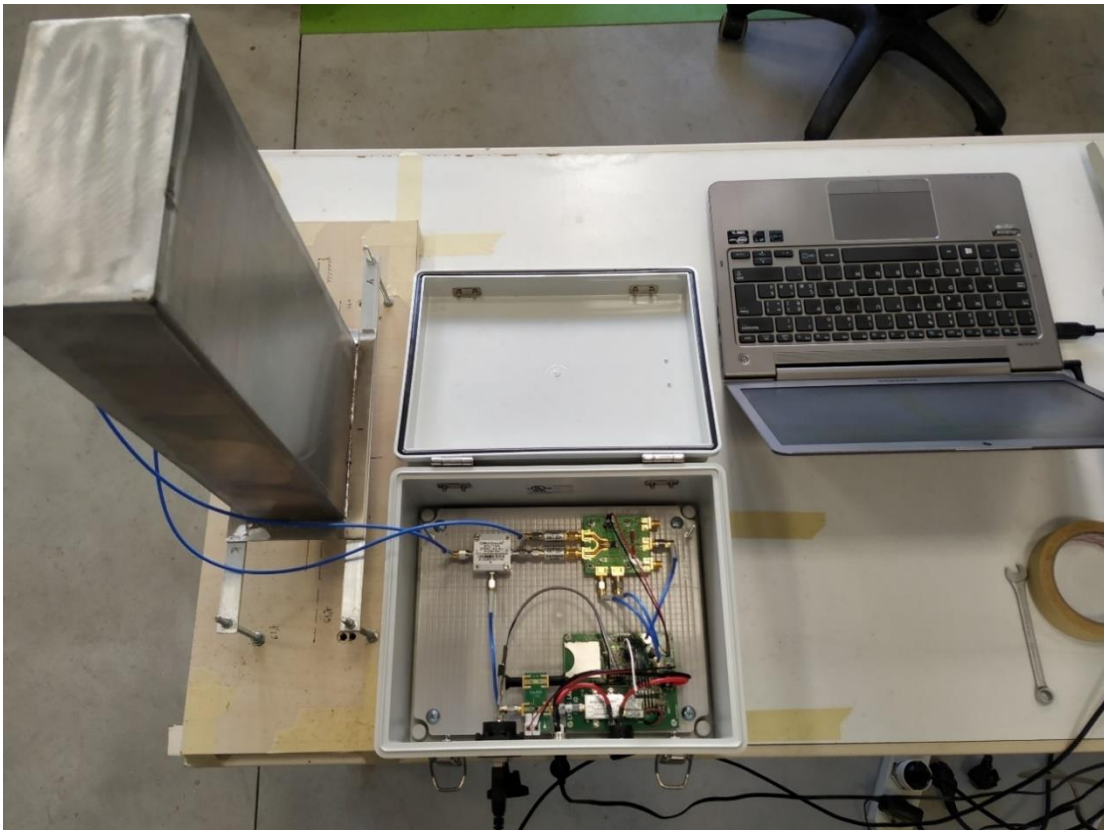


*Figura 34 - Interno della scatola contenente il prototipo del sistema elettronico realizzato.*



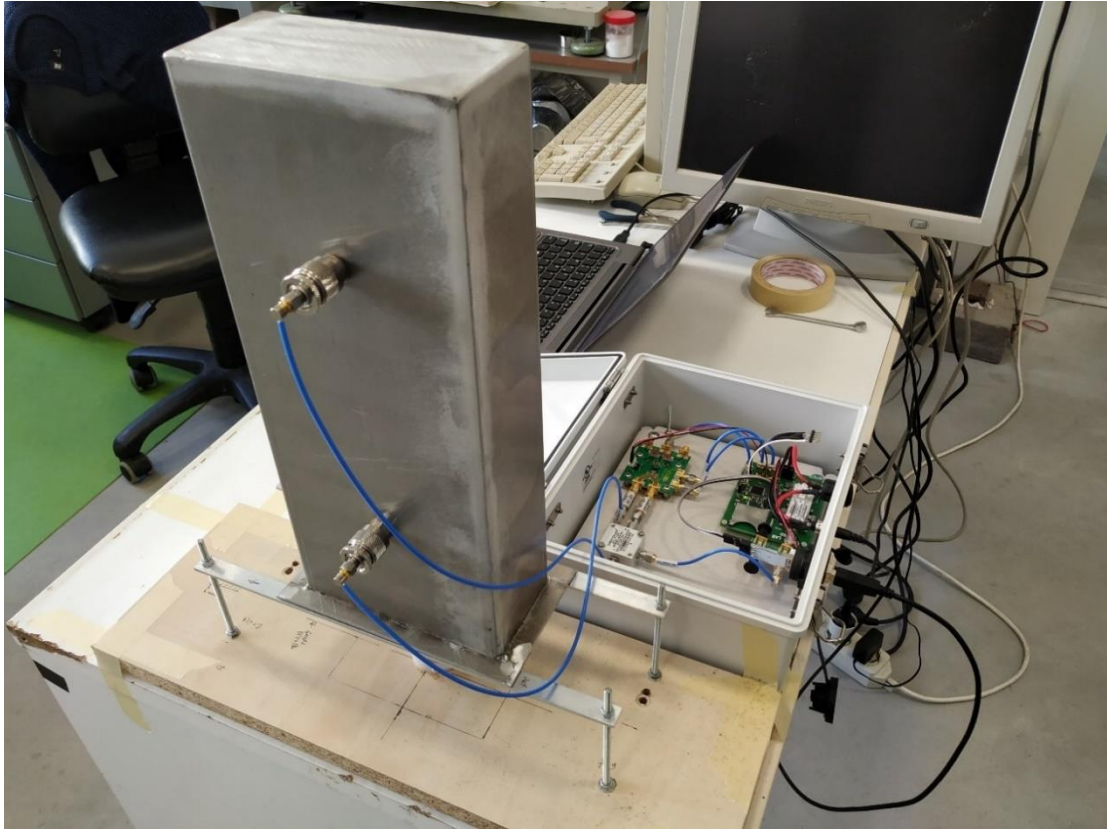


*Figura 35 - Esterno della scatola contenente il prototipo del sistema elettronico realizzato.*



*Figura 36 - Sistema di misura completamente assemblato.*

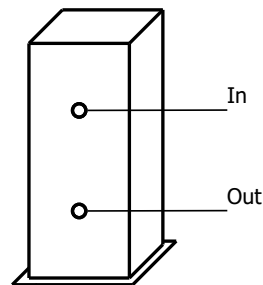




*Figura 37 - Sistema di misura completamente assemblato.*

### **3.7. Caratterizzazione del sistema**

Il sistema così assemblato è stato analizzato nelle sue caratteristiche principali. La guida d'onda è stata caratterizzata a vuoto mediante uno sweep in frequenza da 800 MHz fino a 2200 MHz, che è stato generato mediante un generatore di funzione avente potenza di uscita pari a 13 dBm. La potenza del segnale in ingresso e la potenza del segnale in uscita sono stati acquisiti mediante un analizzatore di spettro digitale; la risposta è mostrata nel grafico seguente (figura 39). Come si può notare, la risposta della guida è in linea alle prestazioni di progetto, dove la frequenza di cutoff era pari ad 1 GHz.



*Figura 38 - Schema semplificato della guida d'onda rettangolare.*

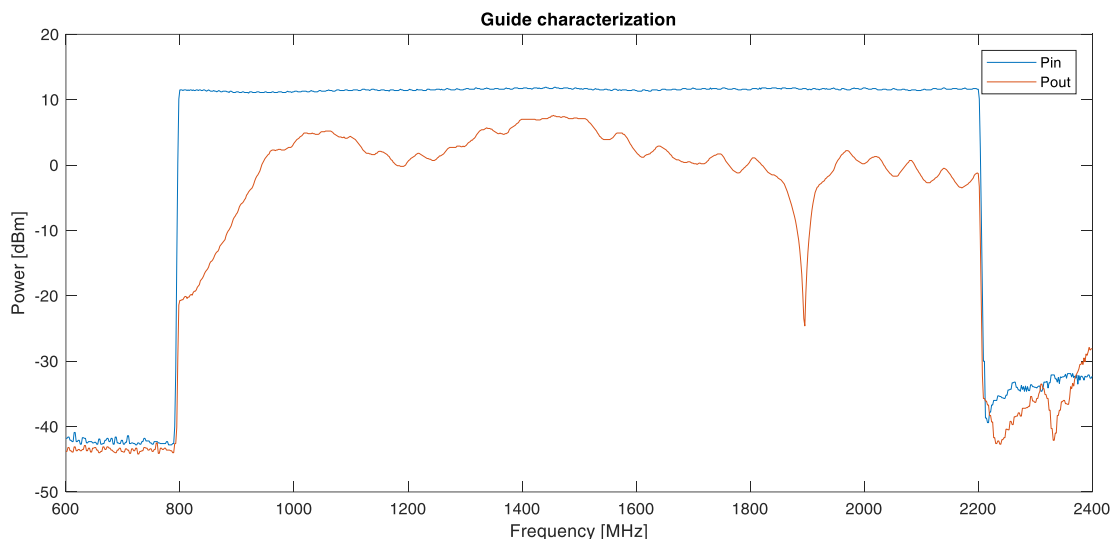


Figura 39 - Caratterizzazione in frequenza delle guida d'onda rettangolare realizzata.

Un'altra caratterizzazione è stata svolta sul sistema di generazione della sinusoide. La misura è stata effettuata per punti impostando ad alcuni valori selezionati il registro del DAC; si è misurata quindi la sua tensione di uscita mediante un multimetro a 6.5 digits; infine, si è misurata la frequenza della sinusoide generata dal VCO attraverso un frequency counter.

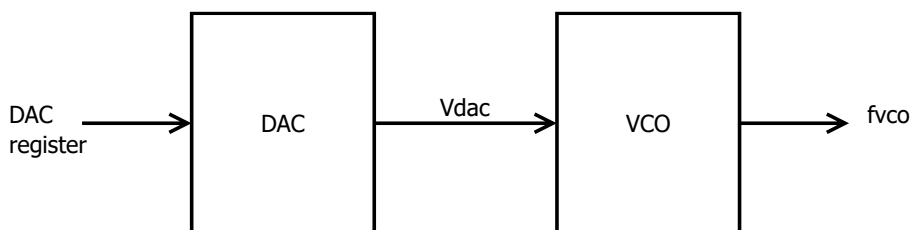


Figura 40 - Schema a blocchi utilizzato per la caratterizzazione del DAC e del VCO..

Di seguito si presentano i risultati sia in forma tabellare che grafica.

DAC in [dec]	Vdac [V]	fvco [MHz]
0	0,00146	812
1279	0,500	847
5130	2,00	953
5776	2,25	970
6864	2,67	1000
7705	3,00	1023
12842	5,00	1168
17984	7,00	1324
20552	8,00	1402
25687	10,00	1563
28265	11,00	1639
30837	12,00	1710
35977	14,00	1840
38544	15,00	1896
43664	17,00	1995
43936	17,10	2000
46240	18,00	2038
48800	19,00	2077
51367	20,00	2112
52647	20,50	2128
53760	20,889	2139

Tabella 1 - Caratterizzazione dei blocchi DAC e VCO.

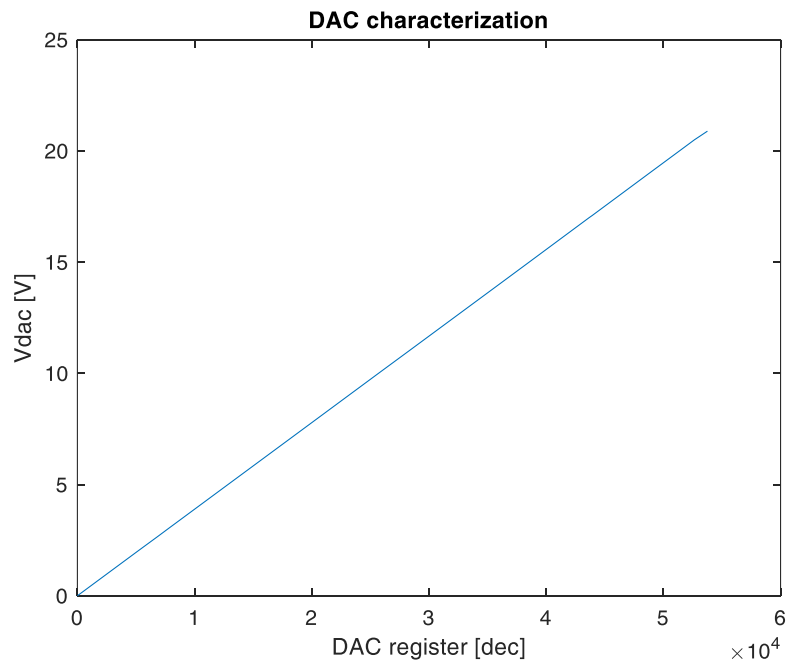


Figura 41 - Curva di risposta del DAC.

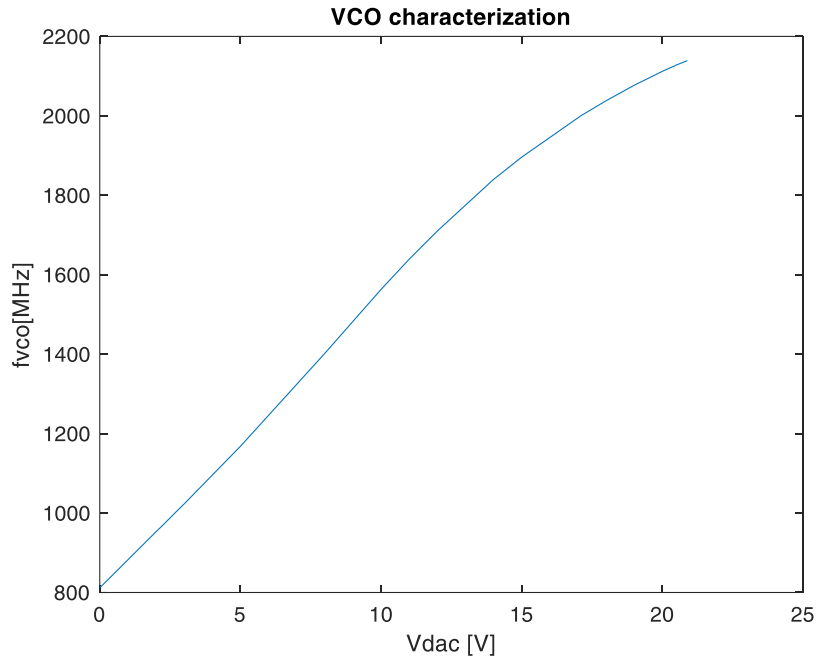


Figura 42 - Curva di risposta del VCO.

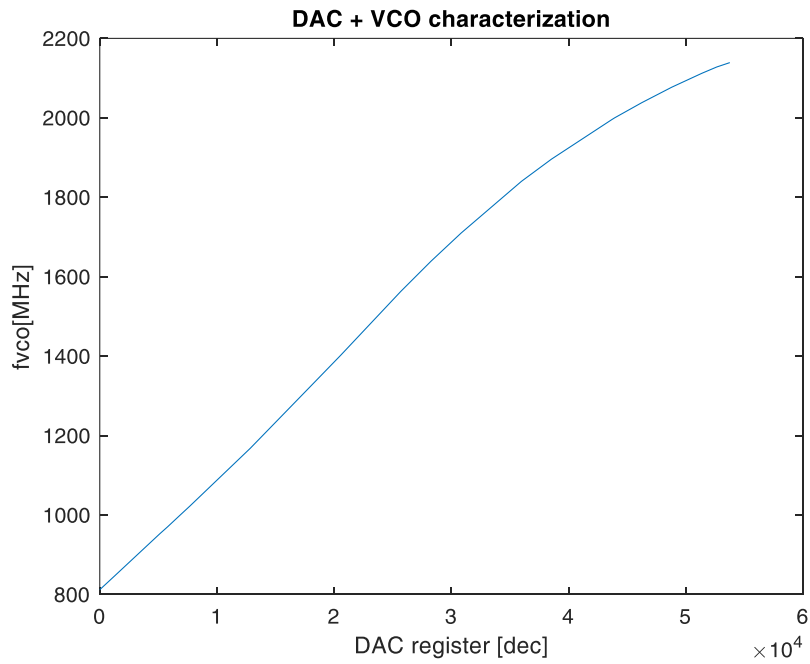


Figura 43 - Curva di risposta della serie DAC-VCO.

Una considerazione finale riguarda i tempi di risposta del sistema, il quale determina, infatti, la velocità massima a cui il sistema può lavorare. Analizzando i datasheet dei componenti presenti in tutta la catena di misura, si notano questi valori:

- DAC: 12.5  $\mu\text{s}$ ;
- GPD: 500 ns;

gli altri componenti, cioè il VCO, il LNA, lo splitter e la guida d'onda, non dichiarano nulla a riguardo. Per questo si è deciso di valutare sperimentalmente il ritardo della catena misurando, attraverso un oscilloscopio, il tempo di assestamento tra l'uscita del DAC e l'uscita del GPD: il segnale deve attraversare il VCO, l'LNA, lo splitter, la guida e il GPD. La misura è stata effettuata sia per il canale relativo al guadagno sia per quello della fase e si è svolta imponendo un salto al DAC pari a 15 V, che corrisponde in frequenza ad un salto di 1 GHz: il valore del registro imposto varia da 0xC600 a 0x2400. In questo modo, la catena viene sollecitata con uno sweep estremamente veloce che nei casi pratici difficilmente si può verificare. Il dato misurato è pari a 15  $\mu\text{s}$ .

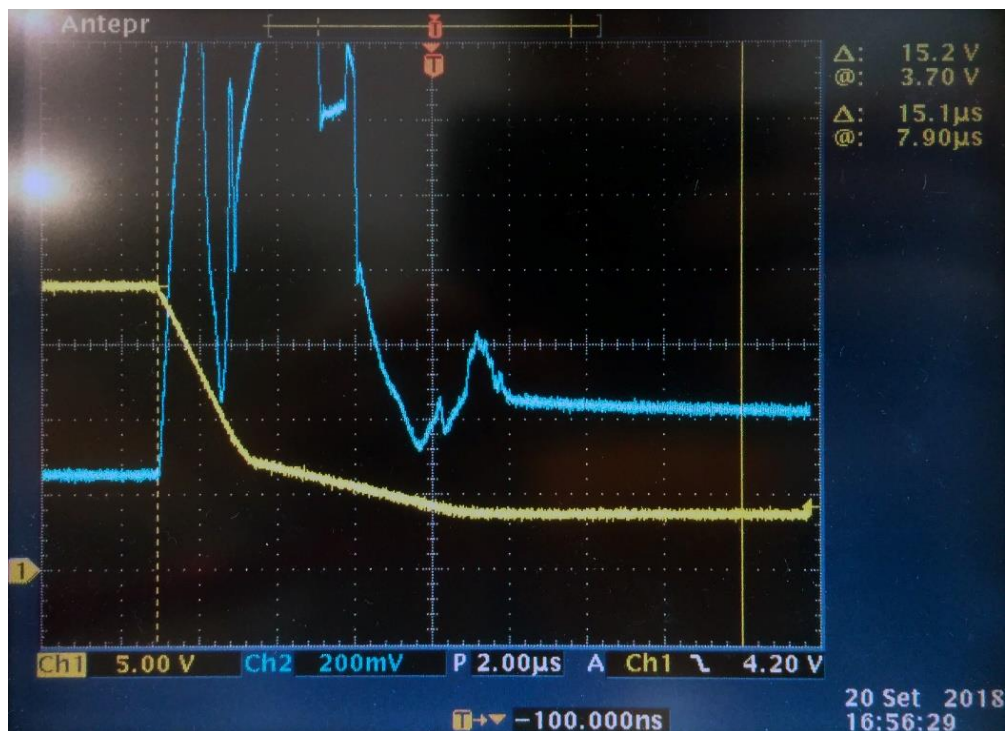


Figura 44 - Stime del ritardo della catena RF (VCO, LNA, power splitter, guida d'onda, GPD).

Alla luce dei risultati ottenuti, il tempo di acquisizione di una coppia di punti dello spettro, sia del guadagno che della fase, è pari a:

- DAC:  $T_{DAC} = 12.5 \mu s$
- Catena RF (VCO, LNA, power splitter, guida d'onda, GPD):  $T_{RF} = 15 \mu s$
- ADC (32 campioni):  $T_{ADC} = 8.75 \times 10^{-6} \times 64 = 560 \mu s$

$$T_{PT} = T_{DAC} + T_{RF} + T_{ADC} = 587.5 \mu s$$

Come precedentemente introdotto, il timer 3 è utilizzato per attendere che il sistema vada a regime. Questo viene avviato dopo aver impostato il nuovo valore del registro del DAC e deve segnalare all'ADC quando avviare la conversione. Perciò il tempo impostato deve essere almeno pari a:

$$T_{t3} > T_{DAC} + T_{RF} = 27.5 \mu s$$

---

# Capitolo 4: Descrizione del software

---

## 4.1. Panoramica del software

Il software del sistema è composto da due parti separate ma interoperanti tra loro. La prima parte è il firmware del microcontrollore che ne gestisce il funzionamento, scritto in linguaggio C. La seconda parte è composta dalla GUI (Graphical User Interface), che permette all'operatore di interagire col sistema; programmata in ambiente MATLAB. Tra le due vi sta l'interfaccia seriale con il protocollo sviluppato ad hoc per poter trasferire i dati di interesse.

## 4.2. Firmware

Il firmware è il programma eseguito dal microcontrollore, che ne definisce il comportamento e le funzionalità. Quello installato nel microcontrollore utilizzato in questo lavoro di tesi è scritto in C attraverso l'IDE MPLAB X di Microchip. All'accensione del sistema, il firmware è programmato per inizializzare tutte le periferiche come descritto nel capitolo precedente. Ultimata questa fase, il microcontrollore resta attivo ed in attesa dei comandi che devono essere inviati dal software sul PC. Essenzialmente le funzioni che può svolgere sono due: effettuare una misura completa di un frutto oppure impostare un valore specifico al registro del DAC. La seconda è utile per svolgere dei test sul sistema, mentre è la prima quella che implementa la funzionalità principale.

### 4.2.1. Measure Task

Quando il microcontrollore riceve il comando che richiede la misura, si attiva questa procedura. Attraverso di essa viene effettuato lo sweep in frequenza e vengono misurate le uscite del GPD. Essendo il progetto in una fase di ricerca e sviluppo e non di preparazione di un prodotto, si è deciso di non limitare la banda di frequenze indagate, lasciando la selezione della parte più significativa nella fase di analisi dei dati in post elaborazione. Valutando la risposta del VCO in funzione del valore impostato nel registro

del DAC, come presentata nel capitolo precedente, si è deciso di impostare il valore di partenza pari a  $V_{start} = 0x0$ , che corrisponde a 0 V in uscita dal DAC e una frequenza di oscillazione del VCO di 812 MHz. Il valore finale è posto pari  $V_{final} = 0xD200$ , ottenendo in uscita dal DAC una tensione di 20,89 V e una sinusoide in uscita dal VCO alla frequenza di 2138 MHz. Lo sweep, in accordo con le specifiche di progetto, viene effettuato con un passo di 12 livelli tra un punto e l'altro, pari ad una discretizzazione in frequenza di 300 KHz. Con queste impostazioni si ottiene uno spettro composto da 4481 punti.

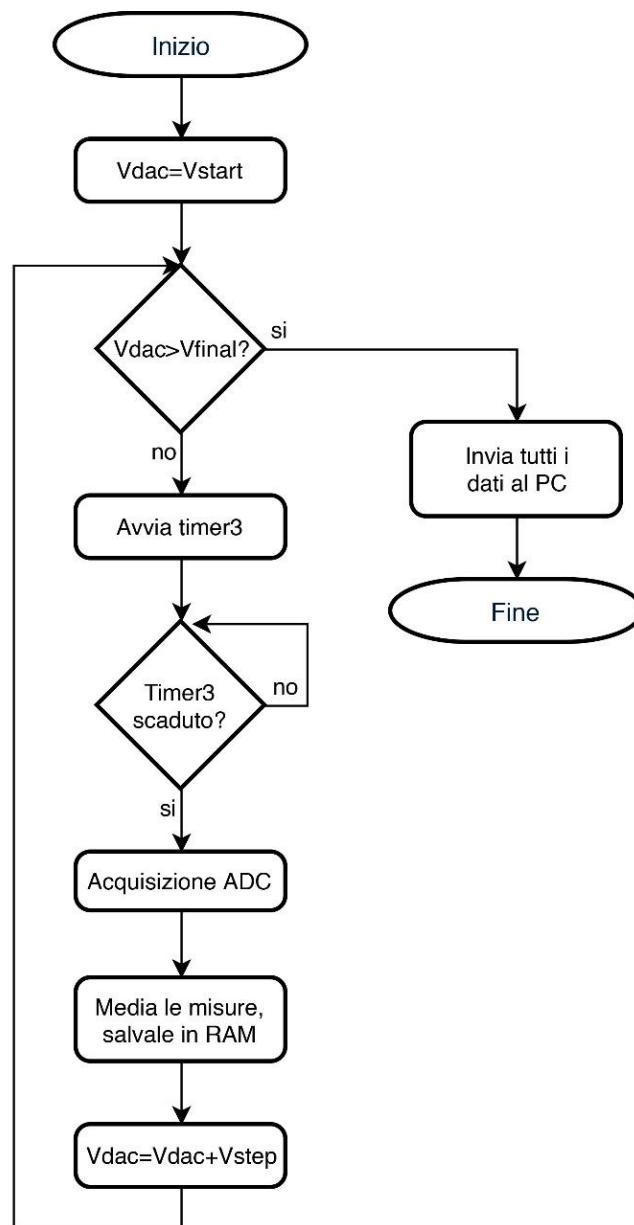


Figura 45 - Diagramma di flusso della routine "Measure Task".



I passi svolti dal microcontrollore durante l'esecuzione della procedura di misura sono i seguenti:

1. si imposta il valore del registro del DAC;
2. si avvia il timer3 con un valore di 300  $\mu$ s;
3. allo scadere del timer3, si avvia l'acquisizione automatica dell'ADC: questo effettua 8 rilevazioni per ogni canale (guadagno e fase); l'acquisizione viene ripetuta quattro volte, ottenendo 32 campioni per canale;
4. si mediano le 32 misure per canale; il dato risultante viene salvato nella memoria RAM in due array a 16 bit (il dato proveniente dal DAC è composto da 12 bit);
5. si ripete la procedura dal passo 1, aumentando il valore del registro di  $V_{step}$  fino al raggiungimento del valore finale  $V_{final}$ ;
6. dopo aver acquisito tutti i campioni e averli salvati in memoria, questi vengono inviati attraverso l'interfaccia seriale al PC.

Ultimata la routine descritta, il sistema torna allo stato di attesa di un nuovo comando. Si noti che il tempo impostato nel timer3, al punto 2, è molto superiore al dato minimo esposto nel capitolo precedente: infatti, questo era  $T_{t3} > 27.5 \mu$ s. La scelta è stata effettuata perché non si vuole aggiungere una possibile fonte di incertezza nella misura durante la fase di studio della metodologia utilizzata. Questa decisione non comporta gravi conseguenze, infatti, l'aumento del tempo è pari a

$$(300 \times 10^{-6} - 27.5 \times 10^{-6}) * 4480 = 1.22 \text{ s}$$

che per una misura effettuata posizionando manualmente il frutto è pienamente accettabile. Il tempo per effettuare lo sweep completo con questi settaggi è pari a

$$T_{sweep} = (T_{t3} + T_{ADC}) \times N_{PT} = 3.85 \text{ s}$$

dove  $N_{PT} = 4481$  è il numero dei punti in frequenza.

### 4.3. Protocollo di comunicazione

Affinché il microcontrollore e il PC possano comunicare, per svolgere le funzioni desiderate, è necessario implementare un protocollo di comunicazione comune ad entrambi i dispositivi connessi mediante l'interfaccia seriale. Come descritto nel capitolo precedente, l'interfaccia UART è impostata in modo da ottenere un tasso di errore

trascurabile: questo permette di non dover implementare alcuna funzionalità di controllo e correzione degli errori.

Nell'implementazione di un protocollo di comunicazione è necessario definire la sintassi, ovvero il formato dei dati trasmessi. La dimensione dei dati da scambiare è pari a 16 bit per quanto riguarda il valore del registro del DAC, mentre hanno lunghezza pari a 12 bit quelli di misura; il microcontrollore però può gestire solo dati lunghi 8 o 16 bit e quindi in RAM sono memorizzati con la lunghezza maggiore. I dati da trasmettere, di conseguenza, hanno tutti lunghezza di 16 bit. Nella definizione del protocollo si è scelto di inviare i dati in formato binario, cioè come sono rappresentati in memoria. Una scelta alternativa, che avrebbe semplificato l'implementazione soprattutto sul PC, sarebbe stata quella di inviarli in formato decimale su una stringa di 4 o 5 cifre, codificate con codice ASCII, il che avrebbe comportato un raddoppio dei dati da trasmettere. Come descritto nel capitolo precedente, la UART è impostata per inviare trame contenenti dati di 8 bit, perciò è necessario separare ogni dato in due pacchetti distinti. Ogni blocco da 16 bit viene, quindi, suddiviso in due parti da 8 bit, chiamate LSB e MSB; la scelta tra quale inviare prima è del tutto ininfluyente purché sia coerente tra il trasmettitore e il ricevitore. In questo caso si è scelto di inviare prima gli 8 bit meno significativi e poi l'altro byte.

Le due funzioni principali svolte dal microcontrollore vengono avviate dal PC attraverso l'invio sulla seriale di un carattere in formato ASCII. Le due possibilità sono le seguenti:

- “V”: imposta il registro del DAC al valore ricevuto dal PC;
- “M”: avvia la routine measure task, descritta sopra.

Quando il PC invia il carattere “V”, in successione invia anche i due byte del dato da impostare nel registro del DAC; il microcontrollore è programmato per ricevere il dato in questa sequenza. Nell'altro caso, il PC dopo avere inviato la lettera “M”, si mette in attesa dei dati della misura. Il microcontrollore risponde inviando tutte le coppie di campioni misurati (prima il guadagno e poi la fase), partendo dalla frequenza minore; prosegue con la coppia alla frequenza successiva fino al completamento della trasmissione. La comunicazione termina automaticamente quando sono state trasmesse 4481 coppie di valori, cioè tutte quelle effettuate durante lo sweep in frequenza.

## 4.4. Software: GUI

Il sistema è comandato dall'utente attraverso un software che è eseguito su un PC, scritto all'interno dell'ambiente MATLAB. Questo ha un'interfaccia grafica con i comandi necessari ad attivare le funzioni descritte poco sopra, controlla l'interfaccia seriale rispettando il protocollo definito, esegue alcune elaborazioni sui dati ed infine produce due output: mostra graficamente la misura e la salva su un file.

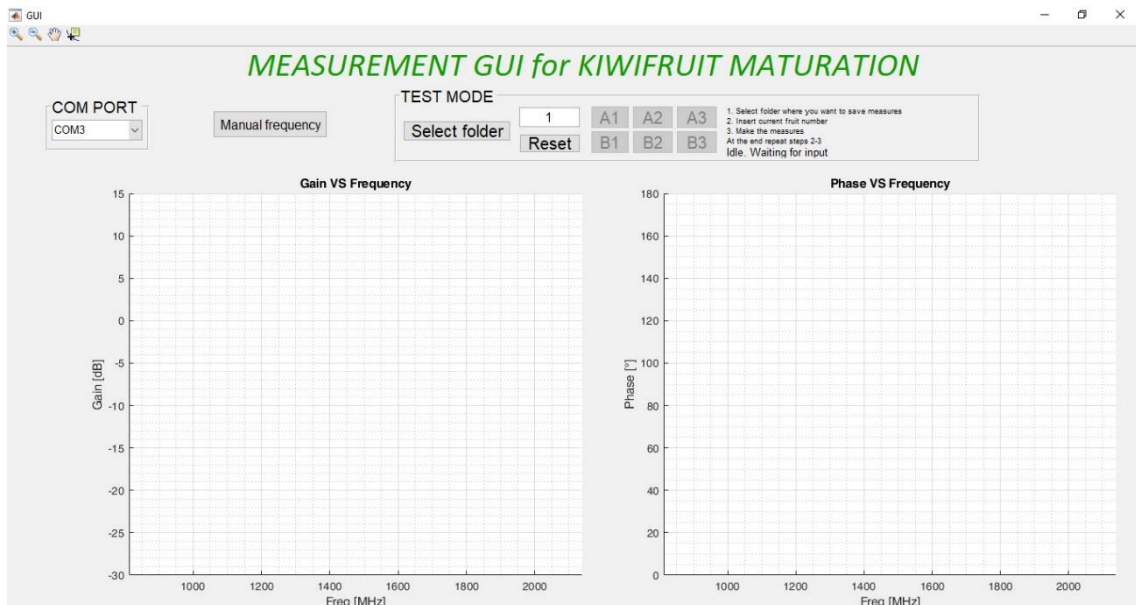


Figura 46 - Interfaccia GUI.

La GUI è sviluppata per effettuare una campagna di misure estesa semplificando le operazioni richieste all'utente, automatizzando il più possibile le azioni ripetitive; è pensata per svolgere tre misure in un lato del frutto e tre nell'altro. Come si può vedere nell'immagine 46, al centro della GUI si trovano due pannelli su cui saranno mostrate le misure del guadagno e della fase, utili per fornire un feedback qualitativo immediato all'utente. In alto a sinistra si trova il menu a tendina per selezionare la porta COM da utilizzare: se nel PC fossero connesse altre periferiche che usano l'interfaccia seriale sarebbe necessario scegliere quella corretta.

Il pannello di comando si trova, invece, nella posizione alta dell'interfaccia; all'interno ci sono diversi comandi, oltre alle istruzioni di utilizzo. Come prima azione, una volta avviato il software, bisogna selezionare la cartella in cui salvare gli spettri acquisiti: la pressione del pulsante dedicato apre una finestra del file browser di sistema, così da scegliere la posizione desiderata. Come seconda azione va inserito, nella casella

bianca, il numero del kiwi sotto osservazione; confermando con il tasto invio la casella va in protezione e si sbloccano i sei pulsanti a fianco. La pressione di ciascuno di questi fa partire la procedura per effettuare la misura; quando il PC ha ricevuto tutti i campioni dello spettro, mostra graficamente i dati e li salva automaticamente su un file di testo. Il nome del file contiene il numero del kiwi, il nome della misura (che è la scritta presente sul pulsante premuto) e l'ora della misura. I tasti relativi alle misure non ancora effettuate sono di colore grigio; quando premuto, il pulsante, si colora di rosso per segnalare la misura in corso; al termine di tutte le operazioni il colore diventa verde per segnalare il corretto salvataggio sul disco. Quando si sono effettuate tutte le misure previste per il frutto corrente, sull'interfaccia si sblocca il campo in cui inserire il numero del kiwi successivo. Appena l'utente inserisce il nuovo valore, l'interfaccia si resetta, togliendo dai grafici le sei curve della misurazione precedente e reimpostando i pulsanti misura, consentendo di effettuarne una nuova con la stessa modalità fino a qui descritta. Inoltre, è stato inserito un tasto reset, che serve per sbloccare il campo del numero del kiwi, resettare lo stato dei sei pulsanti misura e azzerare i grafici in qualunque momento.

Come anticipato, l'utente può caricare manualmente il dato nel registro del DAC. Se si preme il pulsante "Manual frequency" si apre una nuova finestra (mostrata di seguito) nella quale l'utente ha due possibilità: impostare il dato in formato esadecimale oppure fornire la frequenza desiderata in MHz. La seconda scelta è realizzata grazie all'utilizzo della caratterizzazione DAC-VCO esposta nel capitolo precedente; infatti, il dato del registro è calcolato sul PC attraverso la valutazione di una spline cubica, costruita con i dati presenti nella tabella. Quando l'utente conferma l'inserimento, dopo aver inviato il dato al microcontrollore, l'interfaccia si aggiorna mostrando nell'altro campo il valore corrispondente.

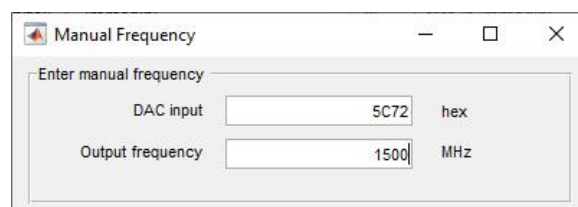


Figura 47 - Finestra di inserimento manuale della frequenza.



Figura 48 - Diagramma di flusso delle operazioni svolte dal software per svolgere la misura.

Le operazioni che il software effettua automaticamente quando viene premuto uno dei sei pulsanti misura sono le seguenti:

1. invia il comando di inizio misura al microcontrollore attraverso la porta seriale, rappresentato dal carattere "M";
2. attende il termine della ricezione di tutti i dati della misura;
3. interpreta i dati ricevuti secondo lo schema descritto nel protocollo: unisce i dati a coppie di byte ricostruendo il dato originale di guadagno e di fase, poi li dispone in una matrice la cui prima colonna contiene il guadagno e la seconda la fase;
4. converte i dati grezzi, cioè così come sono prodotti dall'ADC, applicando le trasformazioni:

$$Gain = Gain_{RAW} \times \frac{V_{ref}}{2^N} \times \frac{1}{S_{gain}} - 30$$

$$Phase = Phase_{RAW} \times \frac{V_{ref}}{2^N} \times \frac{1}{S_{phase}} + 180$$

dove  $V_{ref} = 1.8 V$ ,  $N = 12$ ,  $S_{gain} = 30 mV/dB$ ,  $S_{phase} = 10 mV/^\circ$ ;

5. associa ai dati l'asse delle frequenze, generato valutando la funzione spline cubica (costruita con i dati della caratterizzazione della coppia DAC-VCO) nei punti di campionamento, i quali sono noti grazie alla conoscenza del valore di partenza imposto al DAC e del passo di incremento;
6. disegna sulla GUI gli spettri del guadagno e della fase;
7. salva sul disco, nella posizione scelta dall'utente, un file di testo contenente i due spettri e le frequenze.

---

## Capitolo 5: Sperimentazione

---

Il sistema descritto nei capitoli precedenti è stato utilizzato per svolgere una campagna di misure sperimentali. A tale scopo sono stati utilizzati campioni di kiwi di produzione locale, della varietà Hayward, raccolti nell'autunno 2018 e frigoconservati per circa trenta giorni. I frutti utilizzati presentavano una durezza della polpa di partenza di circa 50 N. Per ottenere un intervallo di durezza ampio su cui effettuare la prova, così da testare in maniera significativa la metodologia, una parte dei campioni è stata sottoposta ad un processo di maturazione rapido in laboratorio.

### 5.1. Preparazione dei campioni

Tutti i campioni a disposizione sono stati inizialmente numerati vicino al picciolo e poi sono state misurate le dimensioni fisiche. Osservando la sezione trasversale del kiwi, si osserva che generalmente ha una forma simile ad un ovale, la cui dimensione maggiore è stata chiamata diametro (D), mentre quella minore altezza (H); queste due sono state misurate attraverso un calibro e si è, inoltre, rilevata la lunghezza (L), che è la dimensione maggiore (tra picciolo e calicina). Le tre dimensioni sono state riportate nell'immagine sottostante. Infine, si è misurata la massa mediante una bilancia digitale.

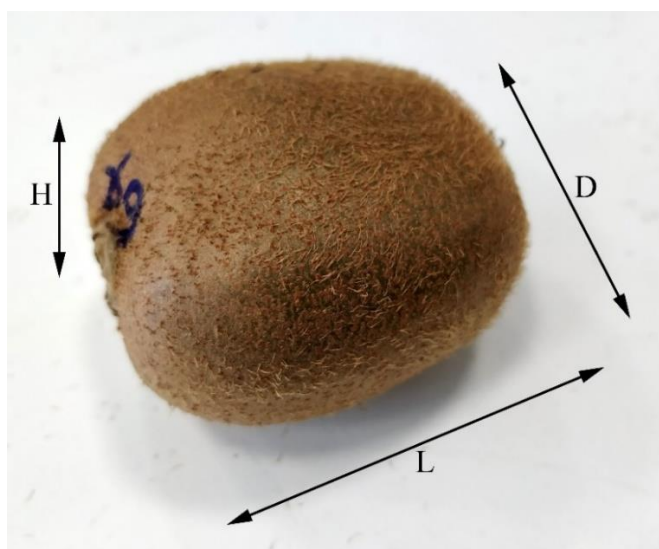


Figura 49 - Misure delle dimensioni del kiwi.

Come descritto nel capitolo introduttivo, la maturazione del kiwi prosegue anche dopo il distacco dalla pianta; questo fenomeno è controllato attraverso un ormone vegetale gassoso chiamato etilene, l'esposizione al quale stimola il processo di maturazione del frutto. Il kiwi, però, una volta distaccato dalla pianta, non produce più tale ormone e quindi il suo processo di maturazione si arresta, mentre la mela è tra i frutti con la più alta produzione di etilene anche dopo il distacco. Un metodo semplice per maturare velocemente il kiwi è proprio quello di riporlo in un sacchetto chiuso con alcune mele, poiché il gas prodotto da queste ne stimolerà lo sviluppo portando velocemente la durezza a valori molto inferiori.

Per esplorare un intervallo di durezza ampio, si è deciso di suddividere i kiwi in tre set. Un set è stato lasciato in frigo (circa 5 °C) per tutto il tempo così da mantenere la durezza elevata. Un altro è stato conservato a temperatura ambiente (circa 20 °C), all'interno di un sacco con alcune mele per quattro giorni, così da ottenere la piena maturazione. L'ultimo ha subito un trattamento di maturazione intermedio: è stato esposto due giorni all'etilene. Tutti i campioni sono stati stabilizzati a temperatura ambiente prima della misura.

In questa sperimentazione si è scelto di stimare la durezza MTf senza l'influenza di parametri dimensionali; i tre set sono stati, quindi, generati in modo tale da rendere i gruppi non diversi fra loro in termini di dimensioni.

### **5.1.1. Algoritmo di generazione dei set**

Un problema come quello esposto, è possibile risolverlo mediante un algoritmo euristico, cioè un procedimento che non esplora tutte le possibili soluzioni o combinazioni, ma cerca la soluzione ottima più velocemente. Gli algoritmi greedy appartengono a questa tipologia, infatti, sono dei procedimenti iterativi che ad ogni passo si muovono nella direzione ottima locale. Questa famiglia appartiene agli algoritmi costruttivi, che partono da una soluzione vuota e ad ogni passo aggiungono un elemento, effettuando la scelta che a quel punto risulta la migliore. La soluzione così ottenuta di solito può essere migliorata attraverso l'utilizzo di algoritmi più avanzati, infatti, potrebbe essere anche lontana da quella ottima. In questo caso, si è preparato un algoritmo greedy scritto nell'ambiente MATLAB che risolva il problema, il cui diagramma di flusso è mostrato nella figura seguente.



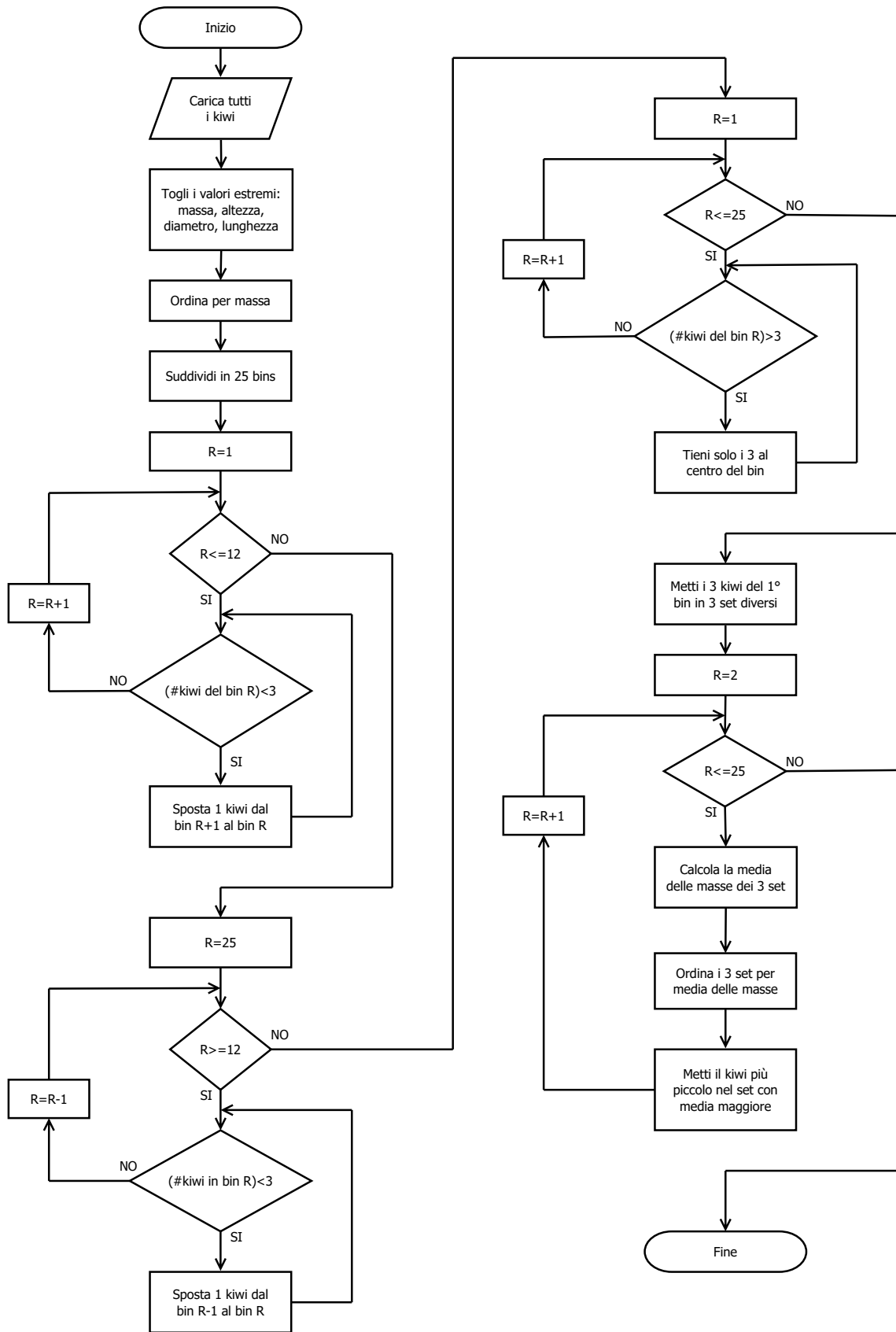


Figura 50 - Diagramma di flusso dell'algoritmo di generazione dei set.

L'algoritmo progettato si comporta come descritto di seguito:

1. carica tutti i dati misurati relativi ai frutti appartenenti al campione;
2. ordina per massa e toglie i frutti con valori agli estremi, ripete la procedura per l'altezza, per il diametro e per la lunghezza. Questo passaggio è necessario perché i valori al centro del campione sono molto vicini tra loro, così si facilita il raggiungimento dell'obiettivo di rendere omogenei i gruppi, mentre agli estremi i salti sono maggiori: l'utilizzo di questi esemplari porterebbe ad un errato bilanciamento tra i tre set finali;
3. i kiwi rimasti vengono ordinati per massa; il procedimento da ora non tiene più conto delle dimensioni, ma queste verranno controllate solo alla fine, ma ciò non causa grandi problemi poiché le dimensioni sono correlate alla massa;
4. categorizza i frutti rimasti in 25 bins, uniformi, in base alla massa; dopo questo passo si ottengono 25 gruppi di kiwi, tutti con massa molto simile all'interno di ogni bin; si noti, però, che ogni gruppo può contenere da 0 kiwi a molti di più;
5. aggiusta i bins che contengono meno di 3 esemplari spostando il kiwi successivo, in ordine di massa, da un gruppo all'altro; questo passo viene ripetuto, partendo dal bin a massa minore fino a metà campione;
6. ripete il procedimento al punto 5 partendo dal bin a massa maggiore fino a metà campione; da ora tutti i bin contengono almeno 3 frutti;
7. riduce la dimensione di tutti i bin a soli 3 frutti: se i frutti presenti sono in numero maggiore, tiene quelli al centro del bin;
8. mette i frutti appartenenti al primo bin in 3 set distinti;
9. calcola la media delle masse di ogni set;
10. ordina i set per media delle masse;
11. mette il frutto con massa minore nel set con media maggiore;
12. ripete il procedimento dal passo 9 fino a quando non sono stati analizzati tutti i bins creati ai passi precedenti.

Come si può intuire, questo algoritmo cerca l'ottimo locale ad ogni passo (si veda il passo 11), ma non è garantito che sia l'ottimo assoluto dato che i frutti esclusi potrebbero portare a soluzioni migliori. Inoltre, solo alla fine di questo procedimento si calcolano le medie e le deviazioni standard per i tre set, della massa, dell'altezza, del diametro e della lunghezza. Alcuni gradi di libertà presenti nell'algoritmo per generare

delle soluzioni differenti tra loro risiedono nella scelta di quanti campioni eliminare al passo 2. Questa scelta è cruciale, infatti, eliminando troppi frutti si ottengono dei gruppi più omogenei, ma se ne riduce la variabilità, mentre l'obiettivo è quello di ottenere dei set con la massima variabilità perché è una condizione che si avvicina di più ad un'applicazione in ambiente industriale. Attraverso alcune esecuzioni dell'algoritmo si può scegliere la suddivisione che rispecchi queste necessità. La soluzione prodotta è risultata soddisfacente e non ha richiesto l'utilizzo di algoritmi più raffinati.

### 5.1.2. Campioni della misura

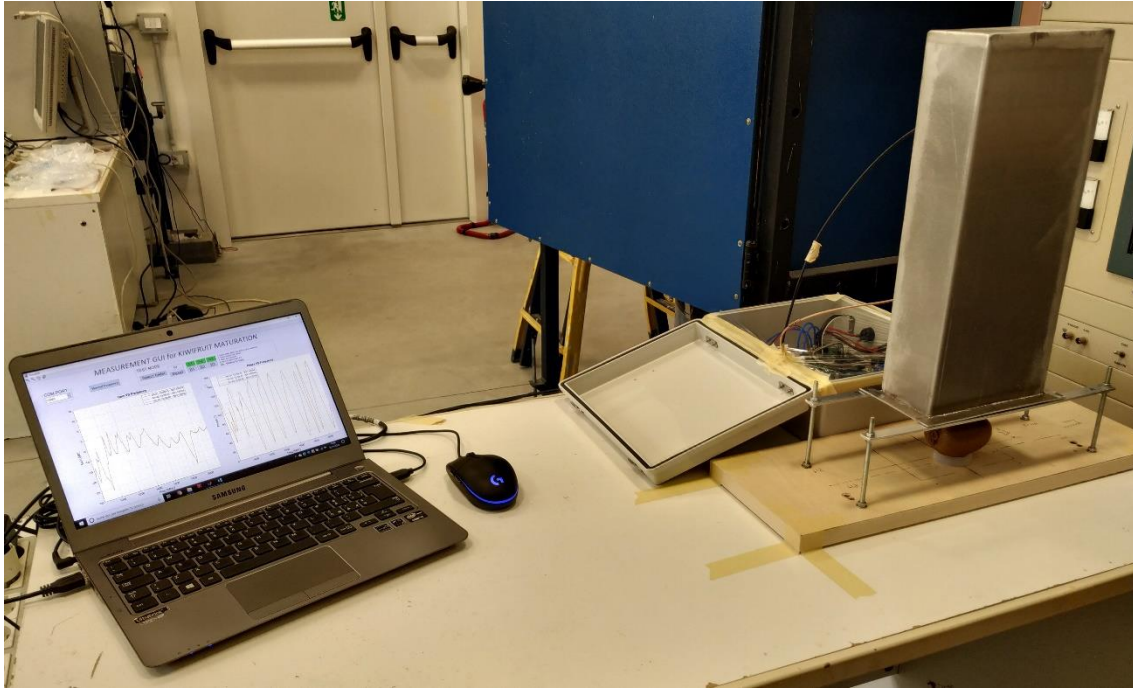
Il campione utilizzato è composto da tre set da 25 frutti l'uno, per un totale di 75 frutti. I valori medi e le deviazioni standard dei parametri dimensionali misurati sono mostrati in tabella 2: le prime tre righe si riferiscono ai set generati mediante l'algoritmo, mentre l'ultima è calcolata a partire dall'unione dei tre set.

	# kiwi	Massa [g]		Altezza [mm]		Diametro [mm]		Lunghezza [mm]	
		Media	Dev.Std	Media	Dev.Std	Media	Dev.Std	Media	Dev.Std
<b>Set 1</b>	25	105,98	14,96	49,20	2,53	56,09	3,72	65,17	3,83
<b>Set 2</b>	25	106,04	14,96	49,05	2,58	56,34	3,36	65,08	4,77
<b>Set 3</b>	25	106,01	14,94	48,77	2,11	56,18	3,79	65,94	4,19
<b>Totale</b>	75	106,01	14,75	49,01	2,39	56,20	3,58	65,40	4,24

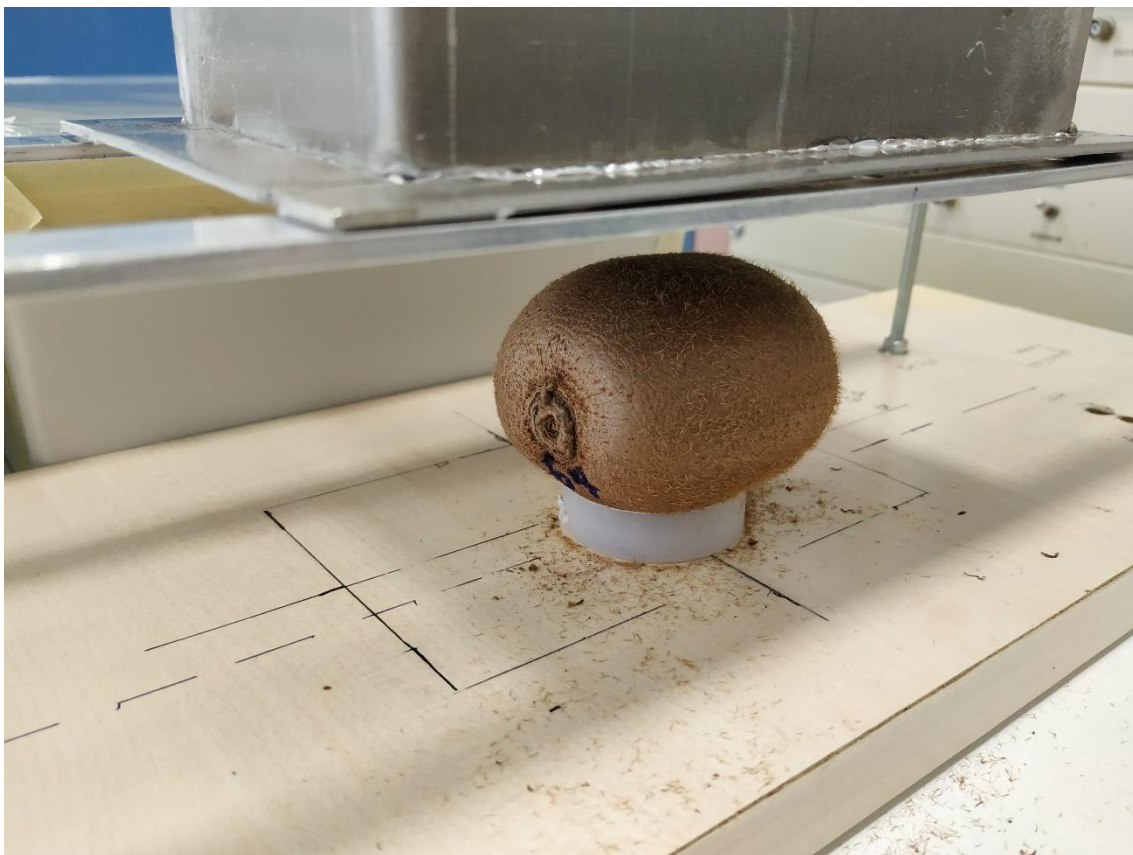
Tabella 2 - Statistica dei parametri dimensionali del campione.

## 5.2. Procedura di misura

Le misure sperimentali sono state condotte posizionando un frutto alla volta sotto la guida, appoggiandolo sul piatto centratore. Per questa esecuzione si sono usati i comandi presenti sulla GUI, che era stata preparata per ripetere la misura sei volte, tre per lato. Sullo stesso lato, le acquisizioni sono state condotte muovendo leggermente il kiwi sul piatto centratore. Il lato con su scritto il numero di riferimento del kiwi è considerato il lato "A", quello opposto, invece, il lato "B". Successivamente è stata misurata la durezza della polpa (una misura per lato) e il contenuto di solidi solubili mediante l'uso di un rifrattometro digitale, misura quest'ultima, che è stata svolta per ottenere una rappresentazione completa dello stato di maturazione dei kiwi utilizzati.



*Figura 51 - Setup del sistema durante le misure sperimentali.*



*Figura 52 - Kiwi posizionato sotto la guida d'onda durante la misura.*

### 5.3. Analisi dei dati

Prima di procedere con l'analisi dei dati, si sono ridotte le variabili eliminando quelle relative alle frequenze sotto taglio e quelle sopra la frequenza in cui anche il secondo modo della guida è propagato. Queste sono state individuate a livello grafico osservando la zona nell'asse delle frequenze in cui il guadagno tende a ridursi rapidamente. I dati così ottenuti sono stati analizzati attraverso una regressione PLS, effettuata impiegando il software PLS\_Toolbox della Eigenvector Research Inc., che si appoggia all'ambiente MATLAB.

La leave-one-out cross-validation è stata utilizzata per validare il modello e scegliere il numero di PCs, gli outliers e selezionare le variabili. Mettendo in relazione l'RMSE calcolato in cross-validation con il numero di PCs, è stato individuato il numero di PCs migliore: il software automaticamente sceglie il punto in cui la curva ottenuta ha un minimo, ovvero l'RMSE tende a non ridursi all'aumentare delle PCs. Successivamente, il modello è stato ottimizzato escludendo gli outliers, individuati cercando graficamente, nello scores plot PC1-PC2, i campioni molto distanti dal centro del modello. Infine, si è limitato il numero delle variabili da considerare e a tal fine si è eseguita la routine automatica VIP (Variable Importance in Projection) presente nel software. Questa seleziona le variabili sulla base di quanto ognuna è importante nella proiezione sulle nuove coordinate e mantiene solo quelle che ritiene più significative. A valle di questo procedimento, si è suddiviso il campione in due gruppi: il 20% dei frutti è stato utilizzato per la validazione esterna del modello costruito con la restante parte.

## 5.4. Risultati

Nel presente paragrafo si mostrano i risultati ottenuti della sperimentazione effettuata. L'indice MTf, misurato per il campione utilizzato, presenta la variabilità mostrata nella tabella seguente, valutata sia considerando i lati separatamente che la media dei due.

	Media MTf [N]	Dev. Std. MTf [N]	Min. MTf [N]	Max. MTf [N]
<b>Lato "A"</b>	15,37	11,44	1,40	43,88
<b>Lato "B"</b>	15,78	12,59	1,37	52,65
<b>Media</b>	15,57	11,80	1,38	42,59

Tabella 3 - Statistica della durezza MTf del campione.

Le regressioni lineari effettuate tra le dimensioni fisiche e la durezza sono mostrate nella tabella 4 e nelle figure seguenti. Come si evince dai valori in tabella e dalla rappresentazione grafica, la durezza della polpa non è correlata con le dimensioni e con la massa, risultato che valutiamo come positivo perché significa che questi parametri non influenzano la stima della durezza.

	Lati separati		Media dei lati	
	R <sup>2</sup>	RMSE	R <sup>2</sup>	RMSE
<b>Massa [g]</b>	0,007	14,7	0,008	14,8
<b>Altezza [mm]</b>	0,014	2,4	0,015	2,4
<b>Diametro [mm]</b>	0,009	3,6	0,009	3,6
<b>Lunghezza [mm]</b>	0,033	4,2	0,034	4,2

Tabella 4 - Regressioni lineari effettuate tra le dimensioni fisiche e la durezza.

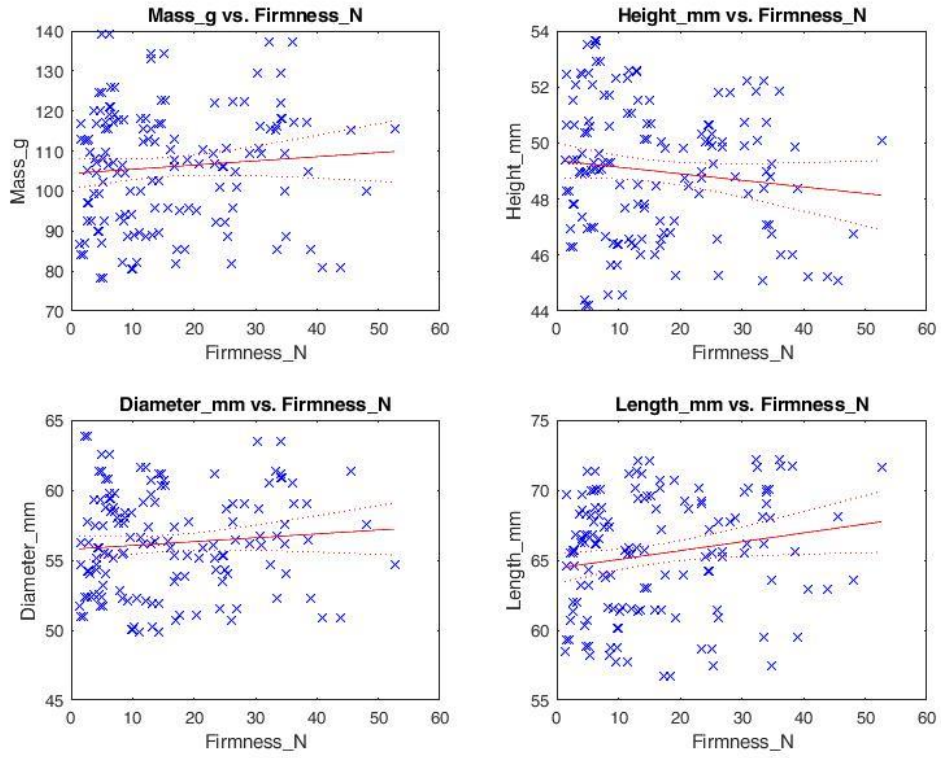


Figura 53 - Regressioni lineari effettuate tra le dimensioni fisiche e la durezza, considerando ciascun lato separato.

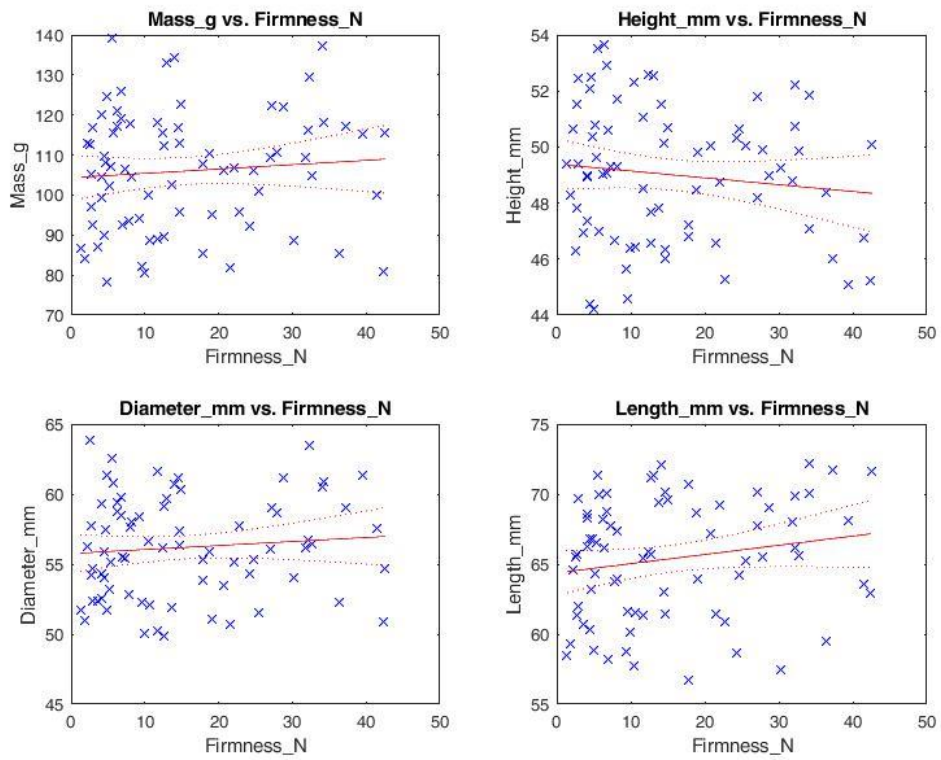


Figura 54 - Regressioni lineari effettuate tra le dimensioni fisiche e la media della durezza dei due lati.

I risultati della regressione lineare condotta tra la durezza della polpa e il contenuto di solidi solubili sono riassunti in tabella 5 e nelle figure seguenti. Come si può notare, i due indici hanno una buona correlazione tra loro, infatti, entrambi rappresentano due aspetti della maturazione.

SSC	Lati separati		Media dei lati	
	R <sup>2</sup>	RMSE [°Bx]	R <sup>2</sup>	RMSE [°Bx]
	0,714	0,9	0,750	0,8

Tabella 5 - Regressione lineare condotta tra la durezza della polpa e il contenuto di solidi solubili.

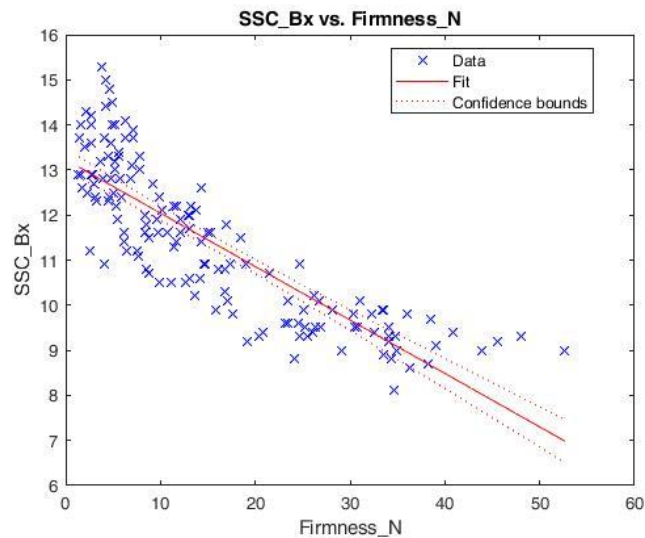


Figura 55 - Regressione lineare condotta tra la durezza della polpa e il contenuto di solidi solubili, considerando separatamente i due lati.

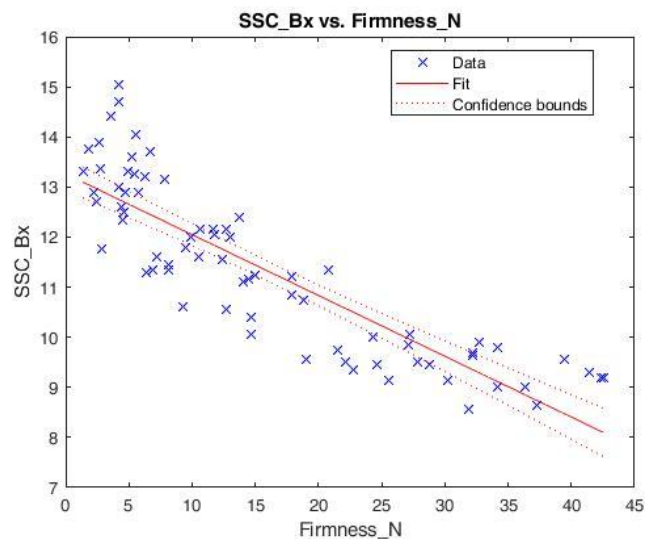


Figura 56 - Regressione lineare condotta tra la durezza della polpa, mediata sui due lati, e il contenuto di solidi solubili.



Infine, si mostra la relazione tra la durezza misurata sui due lati opposti del frutto. Come si evince, la misura MTf ha un certo grado di indeterminatezza, infatti, tra una posizione in cui si effettua la stima ed un'altra, il valore misurato può assumere valori differenti. Tuttavia, questo resta uno degli indici commerciali maggiormente utilizzati.

	$R^2$	RMSE [N]
<b>A vs B</b>	0,862	4,7

Tabella 6 – Relazione tra la durezza misurata sui due lati opposti del frutto.

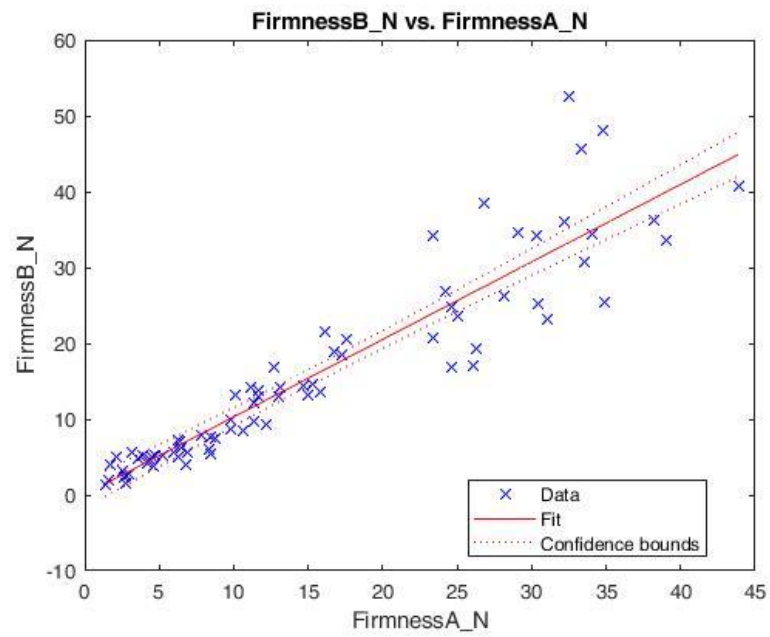


Figura 57 - Relazione tra la durezza misurata sui due lati opposti del frutto.

Ultimata l'analisi preliminare, si mostrano ora gli spettri di guadagno e fase come sono acquisiti dal sistema senza alcuna elaborazione ulteriore. Essi sono formati da 4481 variabili, corrispondenti alla banda da 812 MHz fino a 2139 MHz.

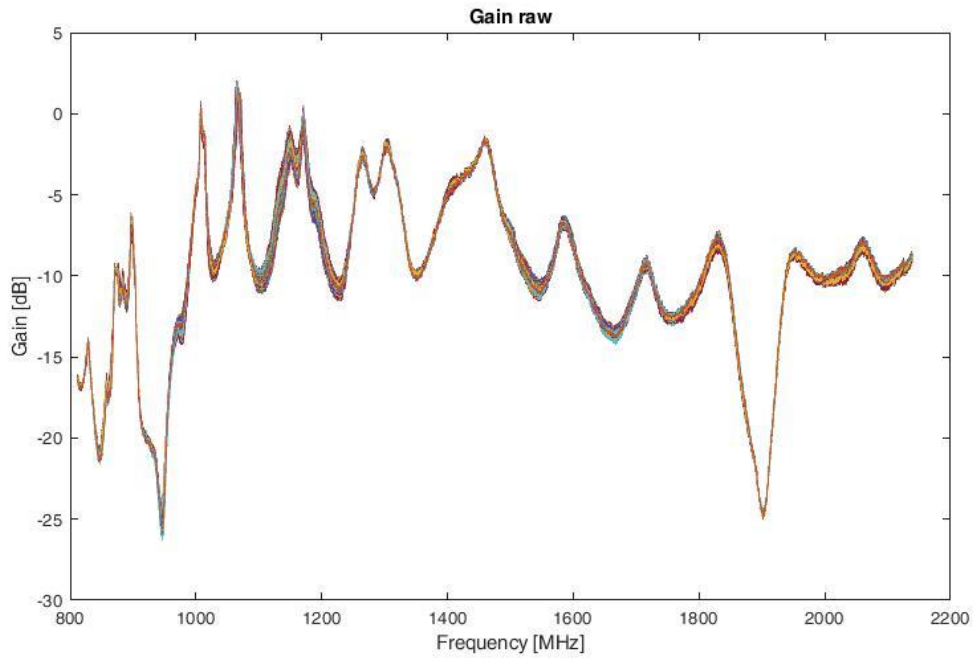


Figura 58 - Spettri del guadagno acquisiti.

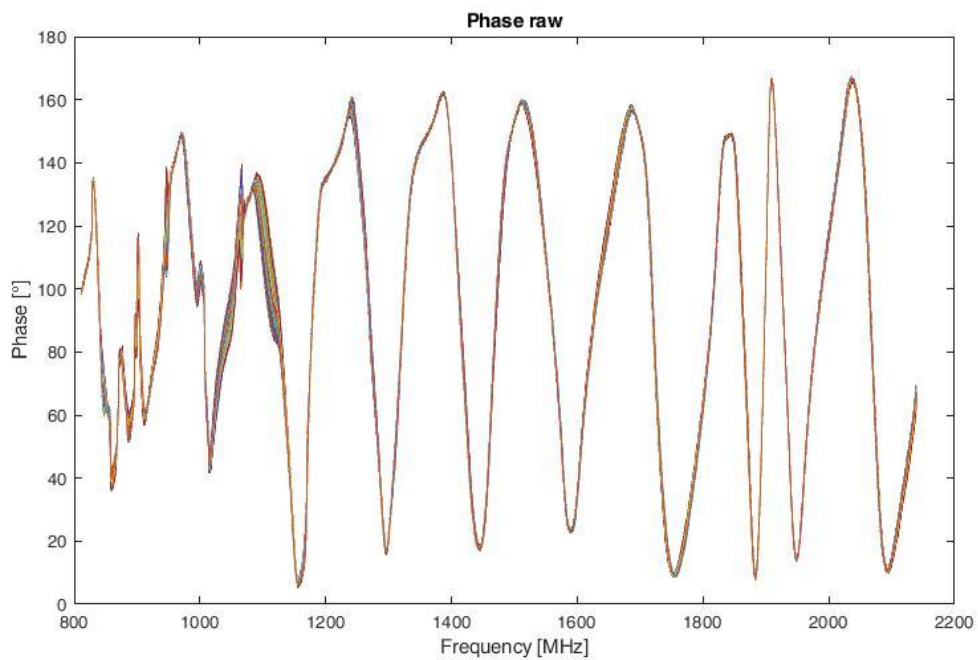


Figura 59 - Spettri della fase acquisiti.

I dati utilizzati per la calibrazione del modello di stima, come esposto precedentemente, sono solo una parte; questi, mostrati nelle figure seguenti, sono composti da 2821 campioni che in frequenza corrispondono alla banda da 947 MHz fino a 1900 MHz.

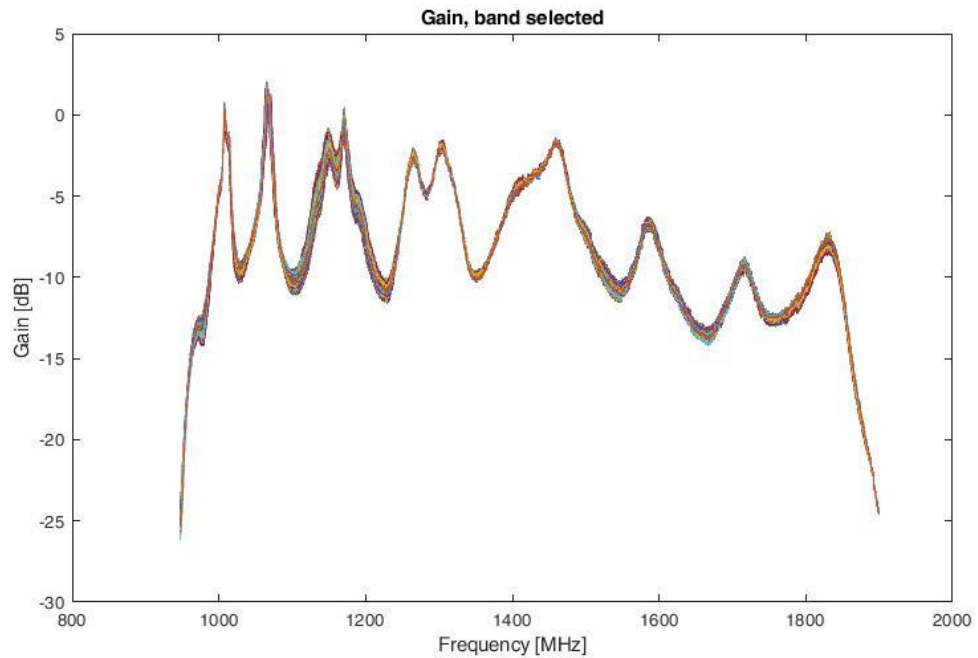


Figura 60 - Spettri del guadagno analizzati.

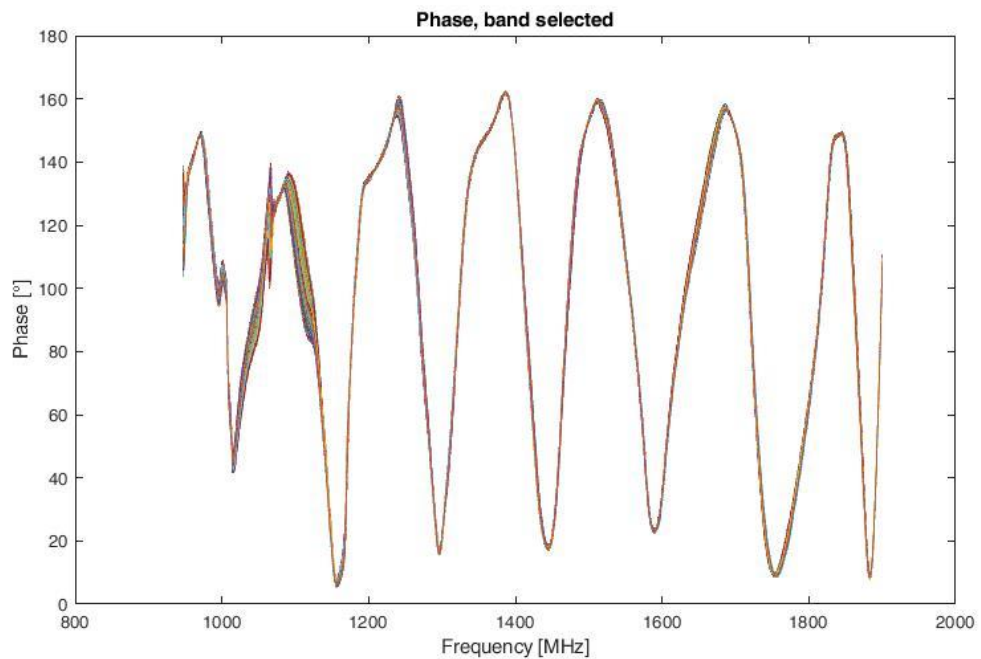


Figura 61 - Spettri della fase analizzati.

I modelli sono stati calcolati considerando la media del valore MTf. La tecnica di spettroscopia d'impedenza in guida d'onda tende a valutare le caratteristiche dell'intero frutto, mentre l'indice MTf è variabile nella posizione in cui è misurato e la media tende a compensare questo fenomeno.

Si mostrano ora i principali risultati dei modelli PLS, ottenuti a partire dagli spettri del guadagno e dalla fase. In tabella 7 si riportano il numero di PCs scelto, l' $R^2$  e l'RMSE ottenuti. Il primo, basato sui dati del guadagno, è stato ottenuto a partire da 1330 variabili, mentre il secondo, basato sulla fase, è stato calcolato a partire da 2285 variabili. Si riportano anche gli andamenti dei valori predetti della durezza su quelli osservati in validazione esterna.

	PCs	Calibration		Cross-Validation		Validation	
		$R^2$	RMSE [N]	$R^2$	RMSE [N]	$R^2$	RMSE [N]
<i>Gain</i>	7	0,928	3,2	0,794	5,4	0,726	5,0
<i>Phase</i>	7	0,873	4,2	0,743	6,0	0,663	5,5

Tabella 7 - Risultati dei modelli PLS.

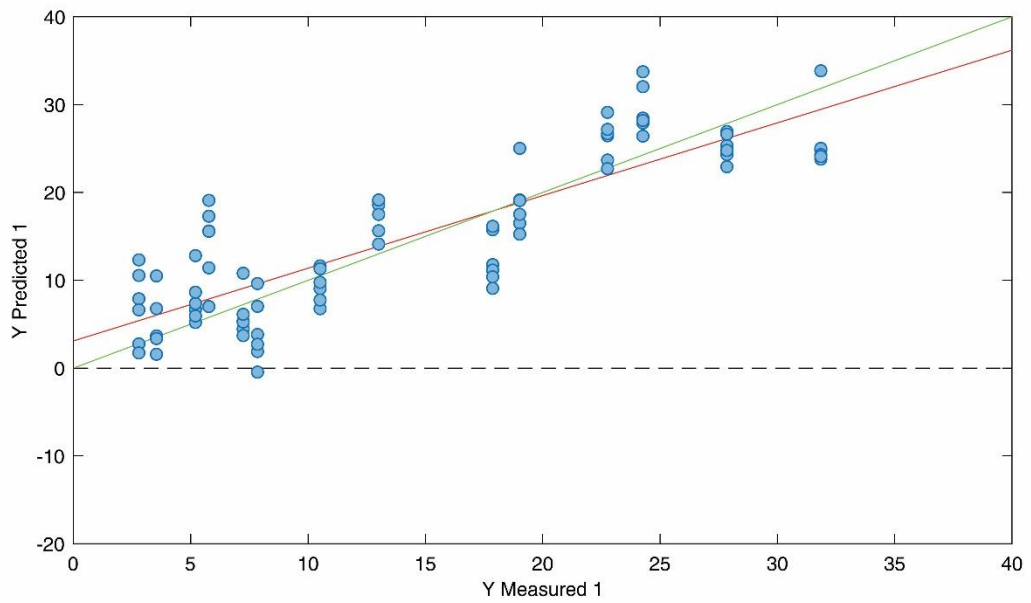


Figura 62 - Andamento dei valori predetti della durezza su quelli osservati in validazione esterna (modello del guadagno). Valori espressi in N.

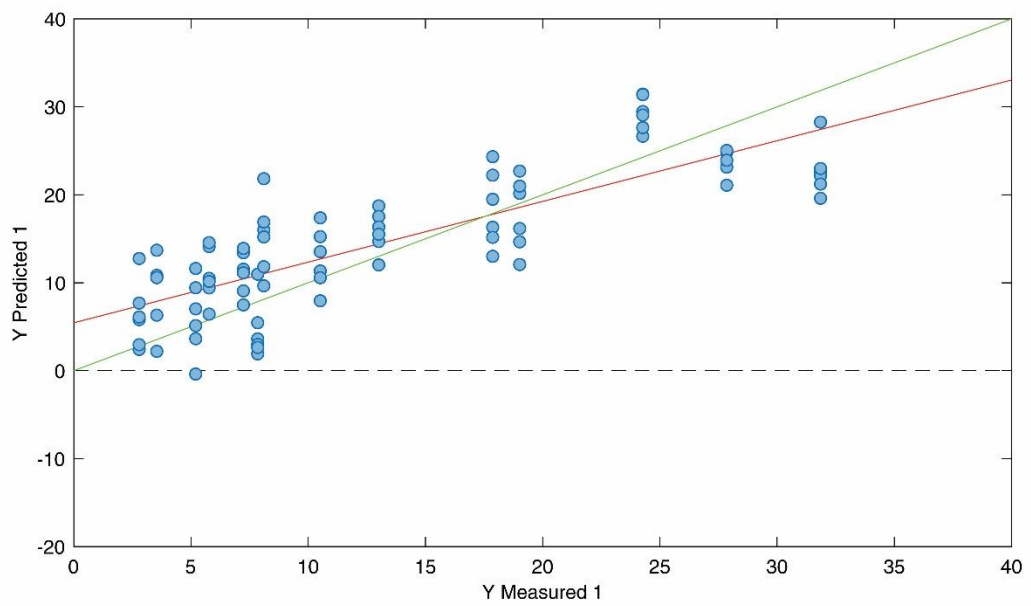


Figura 63 - Andamento dei valori predetti della durezza su quelli osservati in validazione esterna (modello della fase). Valori espressi in N.

---

## Conclusioni e sviluppi futuri

---

Nel presente lavoro di tesi si è approfondito lo studio di una tecnica di misura non distruttiva per la stima della durezza della polpa (MTf) del kiwi. Lo si è fatto progettando, realizzando e analizzando un sistema basato sulla spettroscopia d'impedenza in guida d'onda in combinazione con l'analisi multivariata PLS. L'obiettivo di questa tesi era ambizioso e rischioso allo stesso tempo; in letteratura non è presente una soluzione non distruttiva, rapida e accurata per tale valutazione.

I risultati ottenuti in validazione sono da considerarsi promettenti e migliorabili attraverso possibili sviluppi futuri del sistema. Il risultato è da ritenersi soddisfacente anche considerando che la misura di riferimento su cui è stato calibrato il modello presenta un'indeterminatezza elevata; tra i due lati del frutto si è osservato una relazione caratterizzata da valori di  $R^2$  pari a 0.862.

Il sistema attuale impiega, cautelativamente, meno di 4 secondi per la misura di un frutto, ma si ritiene di poter ottenere gli stessi risultati con un tempo decisamente inferiore. Il miglioramento sarebbe ottenibile riducendo il tempo atteso per l'attraversamento della catena di misura da parte del segnale, aumentando la velocità del convertitore analogico-digitale che acquisisce i dati della misura, campionando i soli punti necessari alla costruzione del modello mediante la regressione PLS, riducendo il numero di medie. Con queste ed ulteriori ottimizzazioni sulle componenti elettroniche l'attuale configurazione sarebbe plausibilmente in grado di trattare i dieci frutti al secondo richiesti alle selezionatrici industriali.

Gli sviluppi futuri possono essere duplici. Il primo riguarda l'incremento della qualità del modello di stima attraverso l'ottimizzazione del sistema hardware. In particolare, la configurazione della guida d'onda utilizzata non è stata approfondita a sufficienza e si possono, pertanto, studiare diverse soluzioni alternative e migliorative. Ad esempio, si può analizzare il comportamento della guida utilizzando una sola antenna in coppia con un circolatore, oppure si può studiare la migliore posizione delle antenne e adattare al meglio la transizione con i cavi di collegamento. Inoltre, si può valutare

l'influenza che ha la distanza tra il frutto e la guida d'onda. Infine, anche il piano d'appoggio ha una sua influenza (quello utilizzato ha un coefficiente di riflessione di 0.53) e si può, quindi, analizzare la variazione comportata dalla sostituzione del materiale con altri poco riflessivi oppure molto riflessivi.

La seconda direzione di sviluppo deve portare al raggiungimento della velocità necessaria all'applicazione della tecnica in una linea di lavorazione. Una soluzione potrebbe essere la sostituzione dell'ADC con uno più performante, o riducendo le acquisizioni per frutto, oppure parallelizzando più sistemi di misura.

Il presente lavoro ha assunto un valore aggiunto attraverso la convergenza di competenze provenienti da settori scientifici differenti. Infatti, nonostante sia un elaborato in Ingegneria Elettronica e Telecomunicazioni, una parte dello sviluppo è stato svolto avvalendosi del supporto offerto dal dipartimento di Scienze e Tecnologie Agro-Alimentari – DISTAL e del personale qui afferente.

Visti i risultati ottenuti e le promettenti possibilità di sviluppo ulteriore del progetto, si ritiene interessante proseguire questo tipo di ricerca allo scopo di raggiungere un risultato che renda il sistema effettivamente applicabile nella linea di produzione, offrendo uno strumento di grande utilità all'industria ortofrutticola e garantendo al consumatore finale un prodotto di qualità sempre maggiore.

---

## Bibliografia

---

- [1] C. Crisosto e G. Crisosto, «Understanding consumer acceptance of early harvested ‘Hayward’ kiwifruit.,» *Postharvest Biology and Technology*, 2001.
- [2] G. Seymour, J. Taylor e G. A. Tucker, *Biochemistry of Fruit Ripening*, Springer Netherlands, 1993.
- [3] D. Slaughter e C. Crisosto, «Nondestructive internal quality assessment of kiwifruit using near-infrared spectroscopy.,» *Seminar in Food Analysis*, 1998.
- [4] V. McGlone, C. Clark e R. Jordan, «Comparing density and VNIR methods for predicting quality parameters of yellow-fleshed kiwifruit (*Actinidia chinensis*).,» *Postharvest Biology and Technology*, 2007.
- [5] V. McGlone e S. Kawano, «Firmness, dry-matter and soluble-solids assessment of postharvest kiwifruit by NIR spectroscopy.,» *Postharvest Biology and Technology*, 1998.
- [6] A. Mizrach, «Ultrasonic technology for quality evaluation of fresh fruit and vegetables in pre- and postharvest processes.,» *Postharvest Biology and Technology*, 2007.
- [7] K. Peleg, «Development of a Commercial Fruit Firmness Sorter.,» *Agricultural Engineering Department, Technion Israel Institute of Technology*, 1997.
- [8] F. Duprat, M. Grotte, E. Pietri e D. Loonis, «The Acoustic Impulse Response Method for Measuring the Overall Firmness of Fruit.,» *Journal of Agricultural Engineering Research*, 1997.



- [9] F. J. García-Ramos, C. Valero, I. Homer, J. Ortiz-Cañavate e M. Ruiz-Altisent, «Non-destructive fruit firmness sensors: a review,» *Spanish Journal of Agricultural Research*, 2005.
- [10] P. Menesatti, F. Pallottino, G. Lanza e G. Paglia, «Prediction of blood orange MT firmness by multivariate modelling of low alterative penetrometric data set: A preliminary study,» *Postharvest Biology and Technology*, 2008.
- [11] V. A. McGlone e R. B. Jordan, «Kiwifruit and apricot firmness measurement by the non-contact laser air-puff method,» *Postharvest Biology and Technology*, 1999.
- [12] C. Jarén e E. García-Pardo, «Using non-destructive impact testing for sorting fruits,» *Journal of Food Engineering*, 2001.
- [13] M. Ruiz, «Instrument for testing the impact response of different materials; application to apples and pears.,» *EEC - Workshop on Potato Damage*, 1987.
- [14] N. Ozer, B. A. Engel e J. E. Simon, «A Multiple Impact Approach for Non-Destructive Measurement of Fruit Firmness and Maturity,» *Transactions of the ASAE*, 1998.
- [15] L. Ragni, A. Berardinelli e A. Guarnieri, «Impact device for measuring the flesh firmness of kiwifruits,» *Journal of Food Engineering*, 2009.
- [16] L. Ragni, C. Cevoli, A. Berardinelli e F. A. Silaghi, «Non-destructive internal quality assessment of “Hayward” kiwifruit by waveguide spectroscopy,» *Journal of Food Engineering*, 2011.
- [17] J. J. Montero-Rodríguez, «Fruit ripening,» in *Impedance spectroscopy for characterization of biological matter*, Hamburg, Logos Verlag Berlin, 2018.

- [18] K. Lomakin, G. Gold e K. Helmreich, «Transmission Line Model for Rectangular Waveguides accurately incorporating Loss Effects,» *IEEE 21st Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2017.
- [19] «Wikipedia,» [Online]. Available: <https://it.wikipedia.org/>.
- [20] P. D'Andria, *Analisi delle componenti principali*, 2006.
- [21] G. Luciani, A. Berardinelli, M. Crescentini, A. Romani, M. Tartagni e L. Ragni, «Non-invasive soil moisture sensing based on open-ended waveguide and multivariate analysis,» *Sensors and Actuators A: Physical*, 2017.
- [22] C. Ruva, *Spettroscopia di impedenza per la misura dell'umidità in applicazioni "green-bio"*, 2017.
- [23] M. Siboni, *Sensing dell'umidità del terreno con spettroscopia a microonde*, 2018.
- [24] E. Coca e V. Cehan, «Laboratory study of electromagnetic waves reflectivity of certain materials,» *Proceedings of the 2014 37th International Spring Seminar on Electronics Technology*, 2014.
- [25] Mini-Circuits, *Voltage Controlled Oscillator ZX95-2150VW+*.
- [26] Qorvo, *TQL9092 Ultra Low Noise, Flat Gain LNA*.
- [27] Analog Devices, *LF-2.7 GHz, RF/IF Gain and Phase Detector AD8302*.
- [28] Microchip Technologies, *PIC24FJ1024GA610/GB610 FAMILY*.
- [29] FTDI, *UMFT234XD Datasheet*.
- [30] Analog Devices, *Multiple Range, 16-/12-Bit, Bipolar/Unipolar Voltage Output DACs with 2 ppm/°C Reference AD5761R/AD5721R*.

- [31] Texas Instruments, *LP2992 Micropower 250-mA Low-Noise Ultra-Low-Dropout Regulator in SOT-23 and WSON Packages Designed for Use With Very Low-ESR Output Capacitors*.
- [32] Microchip Technologies, *MCP1755/1755S 300 mA, 16V, High-Performance LDO*.
- [33] Analog Devices, *1 A/0.6 A, DC-to-DC Switching Regulator with Independent Positive and Negative Outputs ADP5070*.
- [34] Analog Devices, *40 V, 200 mA, Low Noise, CMOS LDO Linear Regulator ADP7142*.
- [35] S. Sansavini, G. Costa, P. Inglese, A. Ramina e C. Xiloyannis, *Arboricoltura Generale*, Bologna: Pàtron Editore, 2014.
- [36] S. Sansavini e P. Ranalli, *Manuale di ortofrutticoltura*, Bologna: Edagricole, 2012.
- [37] C. Bonghi, *Il miglioramento genetico dell'Actinidia negli ultimi 20 anni: problematiche e soluzioni proposte.*, 2009.
- [38] H. Li, P. Pidakala, D. Billing e J. Burdon, «Kiwifruit firmness: Measurement by penetrometer and non-destructive devices,» *Postharvest Biology and Technology*, 2016.
- [39] D. Beever e G. Hopkirk, «Fruit Development and Fruit Physiology,» in *Kiwifruit. Science and management*, Auckland, Ray Richards/New Zealand Society, 1990.
- [40] P. Schaare e D. Fraser, «Comparison of reflectance, interactance and transmission modes of visible-near infrared spectroscopy for measuring internal properties of kiwifruit (*Actinidia chinensis*),» *Postharvest Biology and Technology*, 2000.

- [41] F. İcier e T. Baysal, «Dielectrical Properties of Food Materials—1: Factors Affecting and Industrial Uses,» *Critical Reviews in Food Science and Nutrition*, 2004.
- [42] E. Bartoletti, *Caratterizzazione sperimentale delle proprietà elettromagnetiche di materiali plastici mediante metodi risonanti*, 2013.
- [43] M. Usai, *Ingegneria dei Sistemi Elettrici\_6d*.
- [44] E. Barsoukovdi e . J. Ross Macdonald, *Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications*, Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [45] F. Caspers, «RF engineering basic concepts: S-parameters,» *CERN Yellow Report*, 2012.
- [46] A. Berardinelli, *Statistical methods in agriculture and data analysis. Principal Component Analysis (PCA) in practice*, 2018.
- [47] A. Berardinelli, *Seminario di statistica multivariata*, 2013.
- [48] «How To Find Relationship Between Variables, Multiple Regression,» [Online]. Available: <http://www.statsoft.com/Textbook/Multiple-Regression>.
- [49] «Partial Least Squares (PLS),» [Online]. Available: <http://www.statsoft.com/textbook/partial-least-squares>.
- [50] Mini-Circuits, *Power Splitter/Combiner ZFRSC-42+*.
- [51] STMicroelectronics, *Ultra low drop voltage regulators compatible LD2980*.
- [52] XP Power, *VEL05 Series AC-DC Power Supplies*.