



UNIVERSITÀ DI PISA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

**Sviluppo e validazione di un sistema
per la regolazione automatica della potenza
di un segnale a microonde in un apparato
per il controllo di qubit superconduttori**

Relatori

Prof. Massimo Macucci
Prof. Stefano Di Pascoli

Candidato

Andrea Dell'Acqua

“La vera conoscenza è sapere che non si sa nulla.”
— Socrate

Indice

1	Introduzione	9
2	Quantum Technologies	13
2.1	Quantum Simulation	13
2.2	Quantum Sensing	14
2.3	Quantum Communication	14
2.4	Quantum Computing	15
3	Il Qubit	19
3.1	Il Qubit e i Sistemi Fisici a Due Livelli:	19
3.2	Giuunzione Josephson e Circuiti Superconduttori	20
3.3	Scrittura e Lettura di un Qubit	25
3.3.1	Controllo	25
3.3.2	Lettura	26
3.3.3	Parametri del Qubit	27
3.4	Qubit sintonizzabile	28
4	Automatic Power Control (APC)	31
4.1	Variable Voltage Attenuator (VVA)	33
4.2	Power Splitter	33
4.3	Attenuatore	34
4.4	AD8319	34
4.5	MicroControllore	35
4.6	Stadio di uscita (DAC e OPAMP)	40
4.7	Ulteriori specifiche	42
4.8	Schematici e PCB	43
5	Simulazioni e misure	47
5.1	Programmazione del DAC	47
5.2	Treno di impulsi D_{in}	49
5.3	Misure Power Detector AD8319	53
5.4	Correzione automatica della potenza	55
6	Conclusioni	61

7 Foto	63
8 Ringraziamenti	73

Elenco delle figure

1.1	Crescita della popolazione mondiale e principali scoperte tecnologiche nella storia dell'essere umano [10].	9
2.1	Confronto fra i vari andamenti, in termini di complessità computazionale, dei diversi modelli.	16
3.1	Rappresentazione dello stato di un qubit come vettore sulla sfera di Bloch. Per maggiore informazioni consultare [26].	19
3.2	A sinistra: schema elettrico di una CPB. A destra: struttura fisica della CPB	21
3.3	Rappresentazione di una giunzione Josephson [27]	21
3.4	Grafico dei primi tre livelli di energia dell'Hamiltoniana di un qubit (tratto da [1], pagina 3)	24
3.5	Schema circuitale che mostra il passaggio da una Cooper pair box (CPB) a un Transmon. In (a) è presente una CPB comandata da un generatore V_g tramite una C_g . In (b) viene suddivisa la CPB e in (c) è rappresentato il Transmon con il condensatore aggiuntivo C_B . Una JJ ideale che sfrutta l'effetto tunnel è rappresentata solitamente con una "X". Molto spesso la C_J non viene esplicitata e la JJ viene rappresentata solo mediante tramite la "X", così come si vede in (b) e in (c). Grafico preso da [27], pagina 5.	24
3.6	Rappresentazione schematica di un dispositivo transmon (tratto da [1], pagina 2)	25
3.7	(a) Schema circuitale usato per la scrittura (nero) e lettura (blu) di un Qubit (rosso). ω_1 è la pulsazione della portante dell'impulso inviato per la scrittura e ha valore di circa $2\pi f_1$ con $f_1 \in [5, 8]$ GHz. ω_r è la pulsazione con cui si deve far risuonare il risonatore parallelo, così come spiegato nel metodo del <i>dispersive readout</i> . (b) Il grafico mostra come ω_r si discosta solo di un Δ da ω_1 . In base a uno scostamento in frequenza della pulsazione letta chiamato χ si leggeranno rispettivamente uno $ 0\rangle$ o un $ 1\rangle$. Riferimento [1], pagina 8.	25

3.8 Schemi per la generazione di impulsi di controllo (o lettura): (a) Diagramma e rappresentazione dello spettro di uscita nel caso in cui l'impulso propriamente modulato I/Q viene prodotto a frequenza più bassa ω_{IF} e up-conversion tramite mixer RF; (b) Schema con modulazione I/Q di due componenti prodotte da due DAC (Digital to Analog Converter), in cui le uscite di due percorsi di up-conversion paralleli, con un segnale di oscillatore locale condiviso sono sommate in un combinatore a microonde (figura tratta da [4], pagina 2).	26
3.9 In (a),(b) viene mostrato nuovamente il sistema per effettuare il readout. Lo $ 0\rangle$ (blu) e $ 1\rangle$ (rosso) costituiscono gli stati del transmon qubit, che conducono a differenti fasi dei segnali riflessi. In (c), in sintesi, si vede come una sequenza di impulsi permette di preparare il qubit in uno stato definito $ 0\rangle$ o $ 1\rangle$, di manipolarlo e infine di leggere il suo stato finale. Il primo impulso sul risonatore a frequenza variabile serve per trasferire energia nel risonatore. (figura tratta da [28], pagina 2 e 4).	27
3.10 (a) Scheama circuitale di un WTQ. Esso è formato da tre JJ. Il cosiddetto "SQUID loop" è formato da J_2 , J_3 in (a) e da J_3 , J_4 in (c). Il flusso del campo è generato da una corrente in DC così come si vede in dettaglio in (b) e in sintesi in (c). Per semplicità sono state omesse le linee di scrittura e di lettura di ogni singolo qubit (vedi Fig. 3.7).Riferimento [30], pagina 3.	29
4.1 Schema a blocchi del circuito.	31
4.2 Schema completo del circuito con $V_{cc} = 3.3\text{ V}$ e $V_{ee} = -3.3\text{ V}$	32
4.3 S21 in funzione della frequenza e di V_{c1} e di V_{c2} . Datasheet [31], pagina 3.	33
4.4 Circuito di massima del Power Splitter che usa l'architettura del divisore di Wilkinson, Datasheet [32], pagina 2.	34
4.5 Tensione d'uscita in funzione della potenza del segnale d'ingresso. Riferimento dal Datasheet [35], pagina 5.	35
4.6 Schema preso come riferimento dal Datasheet e duplicato sul secondo canale del DAC [37], pagina 44, Fig 99	41
4.7 Spessore delle piste di segnale usate nella Daughter board. Per avere un adattamento a $Z_0 = 50\Omega$ si usa come larghezza delle piste si segnale di $0.542mm$	43
5.1 Schema preso come riferimento dal Datasheet e duplicato sul secondo canale del DAC [37], pagina 38.	48
5.2 Diagramma delle temporizzazioni. [37], pagina 9.	49
5.3 Comunicazione Completa SPI.	50
5.4 $RESET_ALL_REG = 0x280001$	51
5.5 $INTERNAL_REF_EN = 0x380001$	52
5.6 $DATA_A = 0x181999$ e $DATA_B = 0x191999$	53

5.7	$V_{c1} = -2 \text{ V}$, $V_{c2} = -2 \text{ V}$. Pag. 4 del Datasheet [31]	54
5.8	Tempo di ritardo VVA. Tale caratteristica è stata ottenuta imponendo un gradino delle tensioni da $V_{c1} = -2 \text{ V}$, $V_{c2} = -2 \text{ V}$ a $V_{c1} = 0 \text{ V}$, $V_{c2} = 0 \text{ V}$	55
5.9	Caratteristica misurata vs Datasheet f= 900 MHz. La misura della tensione è stata fatta per i seguenti valori di potenza impostati manualmente dal generatore: [-45,-40,-35,-30,-25,-20,-15,-10,-5,0, 5,10,15,19] dBm.	55
5.10	Lettura parametri PI f= 900 MHz $V_{\text{sp}} = 1.09 \text{ V}$	57
5.11	Lettura parametri PI f= 900 MHz $V_{\text{sp}} = 1.137 \text{ V}$	58
5.12	Lettura parametri PI f= 900 MHz $V_{\text{sp}} = 1.20 \text{ V}$	59
6.1	Potenza di uscita dei segnali generati dal lavoro della Dott.ssa Bar- sotti; segnali da inviare in ingresso al mio sistema.	61
7.1	Foto Complessiva con cavi.	64
7.2	Foto Scheda.	65
7.3	Foto Scheda Mother TOP.	65
7.4	Foto Scheda Mother BOTTOM.	66
7.5	Foto Scheda Daughter con AD8319.	67
7.6	Alimentatore da Banco.	67
7.7	Generatore di Segnali fino a 1.1 GHz.	68
7.8	Generatore di Segnali fino oltre 1.1 GHz.	68
7.9	Analizzatore di Spettro.	68
7.10	Oscilloscopio.	69
7.11	Hot Air Gun.	69
7.12	Multimetro.	70
7.13	Microscopio.	71
7.14	Primo Prototipo LT6244.	71
7.15	Primo Prototipo funzionante in cui è stato sostituito l'operazionale LT6244 con il LT1632.	72
7.16	Foto Scheda Daughter LTC5582 (Non funzionante).	72

Capitolo 1

Introduzione

L’Homo sapiens, come lo conosciamo oggi, ha fatto la sua comparsa sulla Terra circa 300.000 anni fa [8]. Tuttavia, solo 10.000 anni fa, con la prima grande rivoluzione nella storia umana – l’invenzione dell’agricoltura – l’umanità ha abbandonato lo stato di nomadismo e ha iniziato a interfacciarsi con forme primitive di tecnologia. Tuttavia, le principali rivoluzioni tecnologiche umane seguono un andamento esponenziale, concentrandosi prevalentemente dall’Ottocento in poi.

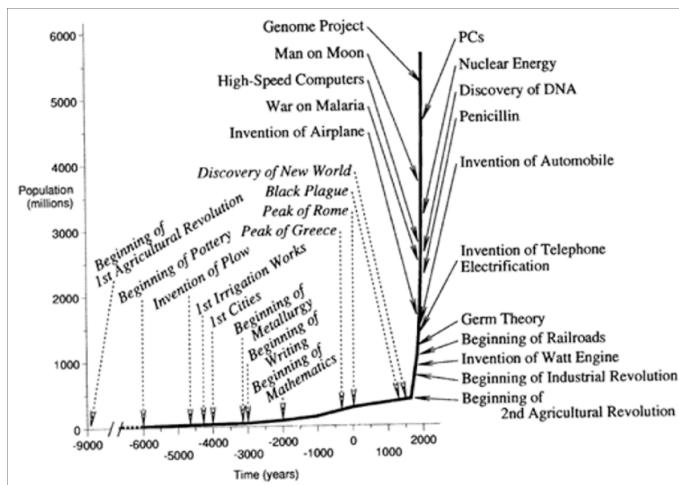


Figura 1.1: Crescita della popolazione mondiale e principali scoperte tecnologiche nella storia dell’essere umano [10].

Nel corso dei millenni, l’uomo ha basato i propri progressi scientifici e tecnologici principalmente sull’interazione con la realtà attraverso i propri cinque sensi forniti da madre natura. Con la rivoluzione scientifica introdotta da Galileo Galilei ha avuto inizio la fisica moderna, che ha permesso di consolidare, concepire ed ottenere teorie e risultati rilevanti su scala macroscopica. Con l’avvento del XX secolo, divenne evidente che nella fisica esistevano delle lacune: alcuni fenomeni non erano spiegabili con le leggi fino ad allora accettate. Questo aprì la strada a una nuova e misteriosa branca della fisica: la meccanica quantistica.

La meccanica quantistica è stata sin dal principio una disciplina complessa e spesso fraintesa. Come affermava il fisico Richard Feynman, "If you think you understand quantum mechanics, you don't understand quantum mechanics". Anche Albert Einstein, paradossalmente uno dei fondatori di questa nuova disciplina – per la quale vinse il Premio Nobel nel 1921 grazie alla spiegazione dell'effetto fotoelettrico e non per la teoria della relatività che cambiò la storia della scienza – non accettò mai pienamente il margine di incertezza introdotto dalla natura probabilistica della fisica quantistica. Questa presa di coscienza segnò forse per la prima volta la consapevolezza dell'essere umano dei limiti dei propri sensi [9]. Anche se amplificati da strumenti come microscopi o altre tecnologie, i sensi non sarebbero stati mai sufficienti a comprendere appieno i fenomeni del mondo subatomico.

La cosiddetta "prima rivoluzione quantistica" si concluse gettando le basi teoriche e scientifiche su cui si fonda l'attuale "seconda rivoluzione quantistica", che sta portando a scoperte e applicazioni innovative. In questo contesto, risuona ironico il commento di Stephen Hawking riguardo alle epistole scambiate tra Bohr e Einstein: "Dio non solo gioca a dadi; a volte ci confonde gettandoli dove non possono essere visti".

Con lo sviluppo del quantum computing, l'umanità è ora in grado di muovere i primi passi nel misterioso mondo quantistico, sfruttando potenzialità inimmaginabili con la tecnologia classica attuale.

Negli ultimi anni, l'Unione Europea ha destinato ingenti investimenti alle cosiddette "Tecnologie Quantistiche" (Quantum Technologies), un'iniziativa comune supportata dal programma di punta Quantum Flagship, a cui appartiene anche il tema centrale di questo elaborato: il quantum computing [46].

Spaziando in questo settore della ricerca, trova fondamento la realizzazione di questo progetto e la successiva stesura di questa tesi.

Il gruppo di ricerca formato dal Prof. Macucci, dal Prof. Di Pascoli e dalla Dott.ssa Barsotti, vuole implementare un sistema home-made in grado di operare su Qubit. Fra i tanti blocchi che servono per creare tale sistema, il circuito da me realizzato trova impiego come regolatore di potenza di un segnale a microonde. Questo segnale è stato originato dal lavoro della Dott.ssa Barsotti; di conseguenza, il mio operato rappresenta la naturale prosecuzione di tale lavoro.

In questo elaborato sono presenti nell'ordine, con in breve una piccola spiegazione del contenuto, i seguenti capitoli:

- **Capitolo 2 Quantum Technologies:** In esso vengono trattate a grandi linee gli sbocchi delle applicazioni quantistiche su cui l'unione europea sta investendo ingenti somme in ricerca. Nello specifico sono state inquadrati quattro macro aree: quantum computing, quantum simulation, quantum sensing e quantum communication. Viene data una breve spiegazione di questi settori per poi lasciare lo spazio al tema principale, la quantum computing.

- **Capitolo 3 Il Qubit:** Risulta essere il mattone base di tutte le applicazioni quantistiche e della quantum computin. In questo capitolo viene spiegato cos'è, come si può costruire e come funziona. Viene inoltre descritto come si realizza un transomon e un tunable qubit.

- **Capitolo 4 Automatic Power Control (APC):** Il cuore della tesi; un sistema in grado di stabilizzare la potenza di un segnale a microonde indipendentemente dalla frequenza. Si compone di due parti:

La motherboard, una scheda realizzata su FR4 che opera principalmente in continua, sui cui vengono impostate due tensioni al fine di controllare l'attenuazione della potenza di un segnale esterno presente sulla daughterboard.

La daughterboard invece è la parte RF del sistema e realizzata su un substrato più sottile, il roger. In questa scheda viene ripartito il segnale per poter farne una lettura ed inseguito convertire la potenza in una tensione sulla quale la motherboard configurerà la scelta delle tue tensioni.

- **Capitolo 5 Simulazioni e misure:** Come si evince dal nome, in esso viene spiegato il processo su come sono state fatte le misure e viene detto anche su come fare delle prime misure parziali al fine di sapere se le singole parti del sistema funzionano.

- **Capitolo 6 Conclusioni:** Si conclude così la tesi con la discussione dei risultati, su cosa è stato raggiunto e su cosa potrebbe essere migliorabile attraverso dei successivi accorgimenti.

Capitolo 2

Quantum Technologies

All'interno del programma europeo *Quantum Flagship* [45], le tecnologie quantistiche comprendono quattro aree principali: **quantum computing**, **quantum simulation**, **quantum sensing** e **quantum communication**.

Ciascuna di queste discipline sfrutta proprietà uniche dei fenomeni quantistici, mirate a ottenere vantaggi significativi rispetto alle tecnologie classiche. I principi fondamentali che accomunano queste aree sono:

Sovrapposizione degli stati: un principio secondo cui uno stato quantistico può essere una combinazione (sovraposizione) di più stati base;

Interferenza quantistica: un fenomeno per cui stati quantistici possono interferire tra loro, dando origine a effetti specifici;

Entanglement: una proprietà secondo cui particelle quantistiche correlate mantengono una connessione istantanea, anche a distanza;

Collasso della funzione d'onda: il principio per cui un sistema quantistico, una volta misurato, si stabilizza in uno stato specifico, perdendo la sovrapposizione iniziale.

Queste proprietà offrono vantaggi significativi in ambiti come il calcolo, consentendo lo sviluppo di nuove soluzioni con un'efficienza molto superiore rispetto ai sistemi classici. Questo elaborato verte sul quantum computing, ma di seguito è stata data una breve introduzione sulle altre tre aree delle tecnologie quantistiche.

2.1 Quantum Simulation

Un Calcolatore Analogico Quantistico: La quantum simulation rappresenta la realizzazione pratica di un'idea avanzata da Richard Feynman, il quale fu tra i primi a intuire il valore di un calcolatore quantistico come strumento per simulare sistemi naturali [11] [12]. Feynman osservò che, poiché la natura stessa è governata dalla meccanica quantistica, un computer quantistico sarebbe il più adatto per simularla. Utilizzare un computer classico per simulare un sistema quantistico è estremamente complesso, poiché richiede una rappresentazione in termini di determinanti di Slater [13]. La complessità di calcolo, che aumenta in modo combinatorio con il numero

di particelle, diventa proibitiva: simulare fedelmente un sistema di più di 20 o 30 particelle risulta praticamente impossibile.

La quantum simulation propone una soluzione a questo problema, utilizzando un sistema quantistico che evolve con le stesse dinamiche del sistema reale che si intende studiare. Questo approccio analogico consente una simulazione fedele, con una complessità computazionale che cresce in maniera proporzionale al numero di particelle, replicando l'aumento di complessità che si osserva nel sistema reale.

2.2 Quantum Sensing

Misurazione Potenziata Tramite Fenomeni Quantistici: Il quantum sensing si basa su fenomeni come entanglement, sovrapposizione e interferenza quantistica per misurare grandezze fisiche con una precisione superiore rispetto alle tecnologie convenzionali. Un esempio di applicazione è la rilevazione di campi magnetici mediante le cosiddette "vacancy" di azoto nel diamante, un sistema che sfrutta stati quantistici specifici per misurazioni estremamente sensibili [39].

Un'altra applicazione potenzialmente interessante è il radar quantistico, che utilizza fotoni entangled per ottenere segnali di eco radar con un rapporto segnale-rumore più elevato. Sebbene alcune applicazioni del quantum sensing abbiano già prodotto risultati promettenti, altre, come il radar quantistico, sono ancora a livello sperimentale e non è chiaro se saranno effettivamente praticabili [14].

2.3 Quantum Communication

Crittografia e Teorema di No-Cloning: La quantum communication [40] si concentra principalmente sulla crittografia quantistica [41], un metodo reso possibile dal teorema di no-cloning. Questo teorema stabilisce che non è possibile clonare uno stato quantistico senza distruggere l'originale. Poiché uno stato quantistico è una sovrapposizione di stati, di conseguenza, una misura dello stato causa il collasso della funzione d'onda, rendendo impossibile determinare lo stato originale.

Questo principio può essere sfruttato per sviluppare un sistema di comunicazione estremamente sicuro. Per esempio, se due soggetti (convenzionalmente chiamati Alice e Bob) desiderano comunicare in modo riservato, il teorema di no-cloning impedisce a un eventuale intercettatore (chiamato Eve) di duplicare l'informazione senza alterare lo stato quantistico originale. Se Eve tentasse di clonare un fotone inviato da Alice a Bob, l'atto stesso della misurazione modificherebbe l'informazione, rendendo evidente a Bob l'interferenza subita.

Oltre alla crittografia, la quantum communication permette anche il teletrasporto quantistico [42]. Utilizzando due qubit entangled e un canale di comunicazione classico, è possibile creare un sistema in cui uno stato quantistico viene distrutto da una parte e ricreato in un'altra. Questo trasferimento di stato, noto come "teletra-

sporto quantistico", rappresenta un potenziale per la creazione di reti quantistiche sicure.

Sfide e Limiti della Quantum Communication: Per quanto interessante sia la prospettiva di una comunicazione quantistica, l'implementazione pratica richiede un canale quantistico sicuro, attualmente realizzabile solo tramite una fibra ottica privata. Pur essendo un metodo sicuro, una connessione privata potrebbe essere protetta anche attraverso tecnologie di rilevamento delle intrusioni, come l'interruzione o la rottura della fibra stessa. La vera sfida risiede nella creazione di una rete quantistica pubblica (un'internet quantistica), un obiettivo attualmente ancora difficile da raggiungere e con esiti incerti.

Nonostante il potenziale teorico della crittografia quantistica, la sua utilità pratica rimane un argomento di dibattito. Gli attuali limiti tecnologici e le esigenze infrastrutturali costituiscono un ostacolo che potrebbe essere superato solo con ulteriori progressi nella tecnologia quantistica.

2.4 Quantum Computing

Un'Innovazione nel Calcolo: Il quantum computing si distingue tra le tecnologie quantistiche come un argomento complesso e innovativo, che introduce un approccio radicalmente diverso rispetto al calcolo tradizionale. Diversamente dai computer digitali convenzionali, che utilizzano bit come unità di informazione (assumendo valori 0 o 1), i computer quantistici operano con qubit (quantum bit). I qubit possono esistere simultaneamente in stati di 0 e 1 grazie al principio di sovrapposizione [15] [16], consentendo calcoli in parallelo che aumentano esponenzialmente l'efficienza per determinate classi di problemi.

Per esempio, un problema significativo che i computer quantistici possono risolvere in modo esponenzialmente più rapido rispetto ai sistemi classici è la fattorizzazione di numeri che sono il prodotto di numeri primi grandi [17] [18] [19]. Nei computer classici, il tempo necessario per risolvere questo tipo di problemi aumenta esponenzialmente rispetto alla dimensione del numero rappresentato, mentre nei computer quantistici l'aumento è proporzionale solo al numero di qubit necessari per rappresentare il numero stesso. In altre parole, per un numero rappresentato con N bit, un computer quantistico permette un miglioramento esponenziale delle prestazioni rispetto al calcolo classico.

Nel calcolo classico, infatti, il numero massimo rappresentabile cresce come $2^N - 1$ con una velocità di crescita proporzionale a 2^N . Al contrario, nei sistemi quantistici questa crescita è proporzionale a N , con un conseguente aumento esponenziale della velocità per l'algoritmo di fattorizzazione.

Limitazioni e Prospettive del Quantum Computing: Nonostante queste potenzialità, il quantum computing non offre un vantaggio su ogni tipo di problema.

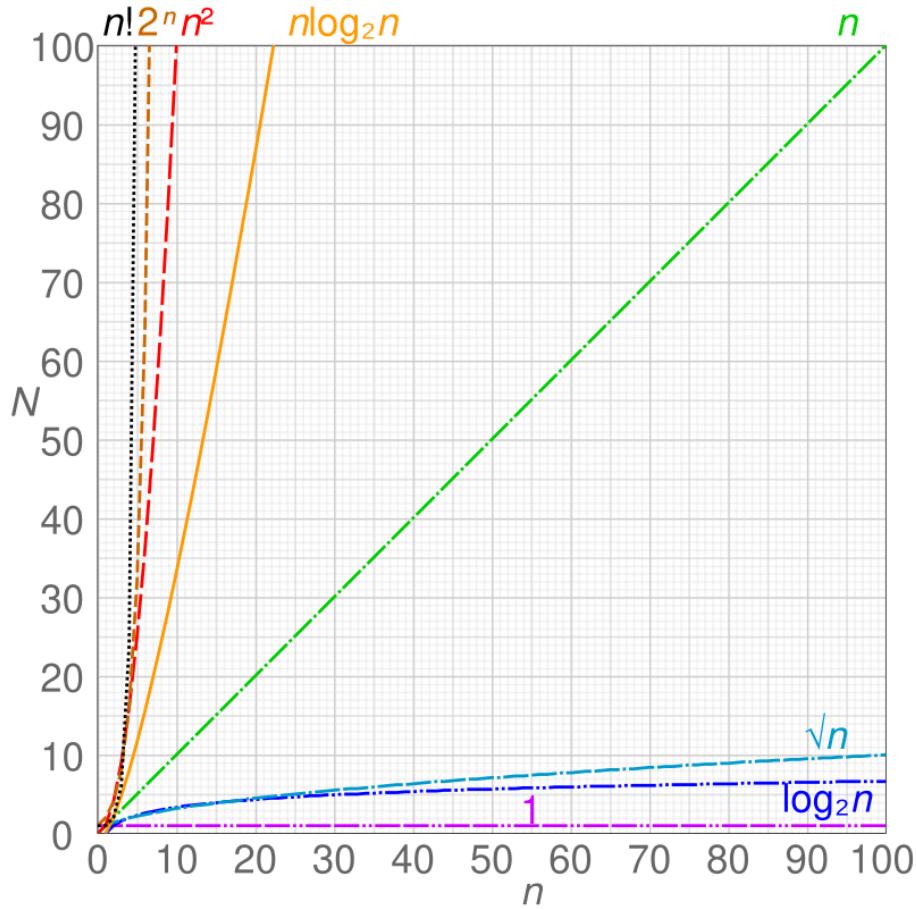


Figura 2.1: Confronto fra i vari andamenti, in termini di complessità computazionale, dei diversi modelli.

Al momento, sono noti solo pochi algoritmi che traggono un beneficio concreto dall'essere eseguiti su un computer quantistico, e questa è una delle principali sfide della ricerca attuale. Tuttavia, è possibile che questa limitazione sia dovuta alla mancanza di computer quantistici di dimensioni sufficientemente grandi per consentire uno sviluppo pratico su larga scala. Quando saranno disponibili sistemi più avanzati, è probabile che la ricerca su nuovi algoritmi ottimizzati per il quantum computing possa portare a scoperte ulteriori.

Il Quantum Computer e la Supremazia Quantistica: Un quantum computer è una macchina universale in grado di elaborare algoritmi di qualsiasi tipo, rappresentando quindi un passo in avanti straordinario rispetto ai calcolatori classici. Esistono tuttavia quantum computer non completamente universali, come quelli utilizzati per il quantum annealing [20] [21] [22] – una forma di calcolo quantistico che sfrutta le proprietà della meccanica quantistica per risolvere problemi di ottimizzazione. Per esempio, Google ha affermato di aver raggiunto la "supremazia quantistica" con una versione di quantum annealing, una dichiarazione che è stata oggetto di dibattito, in quanto IBM ha espresso dubbi su tale affermazione [43].

La supremazia quantistica si verifica quando un quantum computer è in grado di risolvere un problema che sarebbe impossibile per un computer classico, nemmeno in tempi di calcolo estremamente lunghi (centinaia o migliaia di anni) [23]. In tal caso, il quantum computer risolverebbe problemi complessi in tempi ragionevoli. Tuttavia, la reale portata del risultato di Google rimane incerta e dibattuta.

Un quantum computer opera utilizzando i qubit: partendo da un certo numero di qubit iniziali, essi vengono elaborati tramite operatori su singoli qubit e operatori su coppie di qubit. Il **Teorema di Universalità della Computazione Quantistica** afferma che, se è possibile preparare i qubit in uno stato desiderato e operare con qualsiasi tipo di operatore sui singoli qubit e sulle coppie, allora è possibile eseguire qualsiasi algoritmo quantistico noto [24]. Questo rende il quantum computer una macchina teoricamente universale. L'obiettivo attuale è quello di sviluppare un quantum computer universale, piuttosto che un sistema specializzato in un'unica operazione.

Recentemente, è stato implementato un quantum computer ottico in Cina, il quale ha eseguito un particolare algoritmo che suggerisce un potenziale per la supremazia quantistica, ma la sua portata resta da verificare [25] [44].

Capitolo 3

Il Qubit

3.1 Il Qubit e i Sistemi Fisici a Due Livelli:

Un qubit è un sistema fisico a due livelli che deve mantenere il suo stato il più a lungo possibile. Riprendendo il discorso introdotto nel Capitolo 2.4, i due livelli principali, rappresentati come $|0\rangle$ e $|1\rangle$, possono corrispondere, rispettivamente, allo stato fondamentale ed eccitato di un sistema a due livelli.

Sfera di Bloch e Rappresentazione degli Stati Qubit Un sistema quantistico come un qubit può essere rappresentato geometricamente utilizzando la sfera di Bloch [26]. La sfera di Bloch è una rappresentazione tridimensionale in cui ogni punto rappresenta uno stato del qubit.

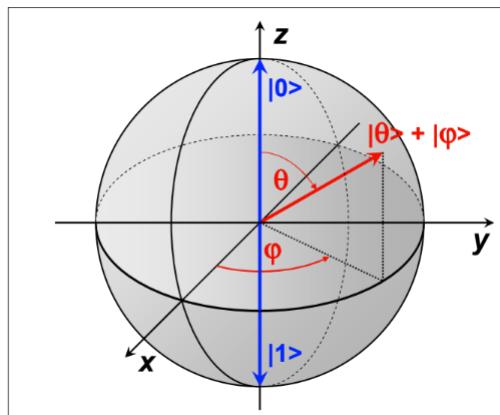


Figura 3.1: Rappresentazione dello stato di un qubit come vettore sulla sfera di Bloch. Per maggiore informazioni consultare [26].

Così come si può vedere dalla Fig. 3.1, gli angoli θ (colatitudine) e φ (longitudine) descrivono la posizione di uno stato sulla sfera, e ogni stato può essere scritto come una combinazione lineare di stati base $|0\rangle$ e $|1\rangle$, con i coefficienti α e β che sono numeri complessi.

Un esempio di stato generico $|\psi\rangle$ in questa notazione è:

$$|\psi\rangle = \alpha(t)|0\rangle + \beta(t)|1\rangle \quad (3.1)$$

dove $|\alpha(t)|^2$ e $|\beta(t)|^2$ sono, rispettivamente, le probabilità di trovare lo stato in $|0\rangle$ e in $|1\rangle$. Inoltre $|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1$ garantisce la normalizzazione del vettore stato.

Come si vede nella Fig. 3.1, per $\theta = 0$ si ottiene $|\psi\rangle = |0\rangle$, per $\theta = \frac{\pi}{2}$ si ha $|\psi\rangle = |1\rangle$ mentre per $\theta = \frac{\pi}{2}$ e $\varphi = \frac{\pi}{2}$, si ottiene una sovrapposizione di stati, rappresentata dalla combinazione:

$$|\psi\rangle = \frac{\sqrt{2}}{2}|0\rangle + i\frac{\sqrt{2}}{2}|1\rangle \quad (3.2)$$

Lo stato del qubit può essere manipolato usando fotoni a microonde con energia corrispondente alla separazione tra lo stato fondamentale e quello eccitato. Andando a modificare θ e φ si possono ottenere infinite posizioni per il vettore di stato, così come appena visto.

Per questo tipo di applicazione, un oscillatore armonico non è adatto poiché i suoi livelli energetici sono equidistanti, rendendo possibile la transizione non solo da $|0\rangle$ a $|1\rangle$, ma anche verso altri stati eccitati. Per questo motivo, un semplice circuito LC è da escludere. Pertanto, è necessario un sistema anarmonico, nel quale le distanze tra i livelli non siano uguali. In letteratura si trovano vari esempi di realizzazione di un Qubit; in questo progetto ci occupiamo dei qubit che sfruttano una tecnologia superconduttriva. Un qubit superconduttore è formato da un circuito risonante in cui un'induttanza non lineare è ottenibile mediante una *Giunzione Josephson* (JJ), ovvero un dispositivo costituito da elettrodi superconduttori separati da un sottile strato isolante (tipicamente Al-Al₂O₃-Al). A temperature estremamente basse, questa giunzione agisce come un'induttanza non lineare, rendendola ideale per realizzare un qubit.

3.2 Giunzione Josephson e Circuiti Superconduttori

Il vantaggio di poter lavorare a temperature criogeniche, utilizzando materiali superconduttori, risiede nella possibilità di estendere proprietà fisiche microscopiche anche al mondo macroscopico [27] [29]. Un esempio significativo di questa estensione è la Giunzione Josephson, un componente che permette il passaggio di coppie di Cooper (*coppie di elettroni con spin opposti che, a temperature molto basse, si comportano come bosoni.*) attraverso un sottile strato isolante. Quando il circuito è composto interamente da materiali superconduttori, esso si comporta come un sistema quantistico, descritto dalla *Circuit Quantum Electrodynamics* (CQED), una teoria che si applica specificamente ai circuiti superconduttori [2].

Cooper pair box (CPB): Abbiamo detto che per fare un Qubit c'è bisogno di creare un qualche tipo di oscillatore anarmonico; tale soluzione è stata trovata nell'implementazione tramite un condensatore in parallelo a un componente che mostri un'induttanza non lineare, ovvero la Giunzione Josephson. Questa coppia di componenti, così come mostrata in Fig. 3.2, viene detta **Cooper pair box**. Nei circuiti che seguono i principi della QED è possibile accumulare coppie di Cooper in una regione chiamata **Isola**, e il comportamento di tale isola può essere controllato da un generatore di tensione esterno. Il generatore influenza sul passaggio di coppie di Cooper attraverso la JJ, ma, grazie alla presenza di una capacità in parallelo alla giunzione, è possibile rendere il sistema indipendente dalla tensione applicata. In questo modo, il sistema può essere trattato come un sistema quantistico che presenta stati discreti, come lo stato 0, 1, 2, ecc., a seconda del numero di coppie di Cooper presenti nell'isola.

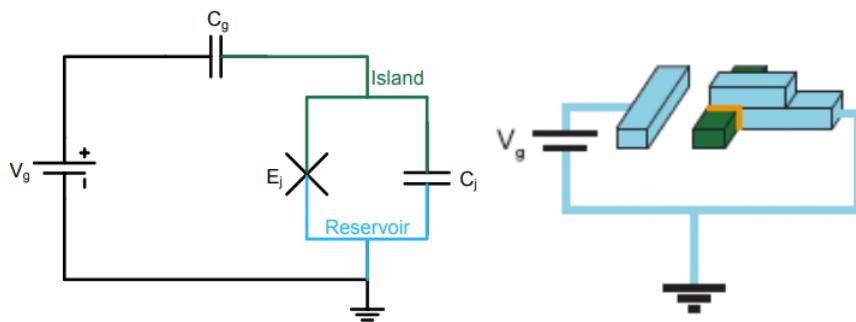


Figura 3.2: A sinistra: schema elettrico di una CPB. A destra: struttura fisica della CPB

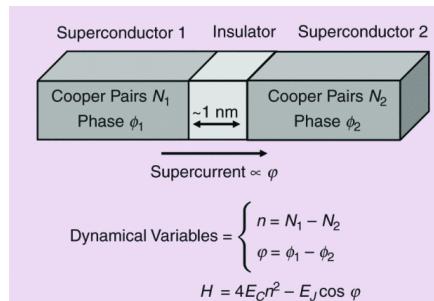


Figura 3.3: Rappresentazione di una giunzione Josephson [27]

Equazioni costitutive della JJ: La dinamica della Giunzione Josephson è descritta da due relazioni principali, che si possono esprimere attraverso la corrente che circola nella giunzione e della tensione ai suoi capi [27]:

$$\begin{cases} I = I_c \sin(\varphi) \\ V = \frac{\hbar}{2e} \frac{d\varphi}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

Dove I_c rappresenta la corrente critica, cioè la corrente massima che può attraversare la giunzione mantenendo una tensione nulla ai suoi capi e φ , ovvero la differenza di fase fra i due conduttori, in poche parole, rappresenta la fase relativa delle funzioni d'onda collettiva delle coppie di Cooper nei due elettrodi della giunzione.

Dall'equazione della tensione in 3.3, ottengo

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\hbar}{2e} \cdot V \quad (3.4)$$

mentre derivando dall'equazione della corrente in 3.3 ricavo

$$\frac{dI}{d\varphi} = I_c \cos(\varphi) \quad (3.5)$$

Posso inoltre scrivere la derivata della corrente rispetto al tempo in due termini distinti

$$\frac{dI}{dt} = \frac{dI}{d\varphi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.6)$$

A questo punto, unendo quanto precedentemente calcolato e manipolando velocemente i termini, concludo che

$$V = \frac{\hbar}{2e} \cdot \frac{1}{I_c \cos(\varphi)} \cdot \frac{dI}{dt} \quad (3.7)$$

Questa relazione è equivalente a quella che definisce un induttore non lineare, il cui valore varia in funzione della fase φ . Riunendo i vari termini, ricordando la relazione tra tensione e corrente ai capi di un induttore ($V = LdI/dt$), si ottiene l'induttanza di una Giunzione Josephson:

$$L_j = \frac{\hbar}{2eI_c} \frac{1}{\cos\varphi}. \quad (3.8)$$

Hamiltoniana della JJ: Per descrivere matematicamente un qubit superconduttore, si può scrivere l'Hamiltoniana del circuito, che include l'energia immagazzinata nella Giunzione Josephson (JJ) e nel condensatore (C) del circuito [27]. L'Hamiltoniana per un sistema di questo tipo descrive come l'energia totale del sistema dipende dalle variabili che definiscono lo stato del circuito, come la carica sulla giunzione e la corrente che scorre nel circuito. In particolare, l'energia immagazzinata nel condensatore è legata alla carica Q attraverso la relazione:

$$E_C = \frac{Q^2}{2C} \quad (3.9)$$

Nel caso del qubit superconduttore, questa energia dipende dal numero di elettroni che si trovano sull’isola (rappresentato dall’operatore n) e dalla carica indotta n_g , che può provenire sia da un generatore esterno che da cariche parassite nel substrato.

La parte dell’Hamiltoniana associata alla giunzione Josephson è:

$$E_J = -E_J \cos(\varphi) \quad (3.10)$$

Si ricorda che φ è la differenza di fase tra i due superconduttori nella JJ.

Se sostituissimo $n - n_g$ con il momento angolare e $\cos(\varphi)$ con l’angolo di un pendolo, otteniamo una formulazione simile all’equazione del movimento di un pendolo. Questo approccio porta a una rappresentazione dinamica del sistema quantistico che descrive le transizioni energetiche del qubit.

$$\hat{H} = 4E_C(\hat{n} - n_g)^2 - E_J \cos \varphi \quad (3.11)$$

dove \hat{n} , n_g sono definite rispettivamente come l’operatore quantistico che identifica il numero di coppie di Cooper nell’isola e la carica indotta. Inoltre si possono definire $E_C = e^2/(2C)$ come l’energia di carica necessaria per aggiungere ogni elettrone della coppia di Cooper all’isola ed $E_J = I_c\phi_0/2\pi$ come l’energia Josephson, con $\phi_0 = h/(2e)$. L’equazione 3.11 si ottiene nel caso in cui il gap superconduttore ΔE dell’isola sia molto più grande dell’energia termica $k_B T$, dove k_B è la costante di Boltzmann e T è la temperatura assoluta del qubit.

Ottimizzazione del Rapporto E_C/E_J : La combinazione dei parametri E_C (energia di caricamento del condensatore) e E_J (energia associata alla giunzione Josephson) è cruciale per la stabilità del qubit. Il rapporto E_C/E_J determina la anarmonicità del sistema e la sensibilità alle fluttuazioni di carica. Prendiamo come riferimento i grafici in Fig. 3.4. Questi grafici mostrano il rapporto tra l’energia dei diversi livelli e quella di riferimento E_{01} in funzione della carica indotta per diversi rapporti tra la componente induttiva e quella capacitiva dell’energia. I tre diversi colori rappresentano tre diversi livelli, ovvero quello fondamentale (nero), il primo stato eccitato (rosso) e il secondo stato eccitato (blu). Si vede come per valori bassi di E_C/E_J (a) in alcuni punti i livelli di energia del primo stato eccitato e del secondo stato eccitato quasi si sovrappongono; si rischia di passare da uno stato all’altro senza volerlo. Aumentando il rapporto E_C/E_J (b) si ottiene una forte anarmonicità. Per bassi valori di E_J/E_C sarebbe preferibile operare in specifici “sweet spot” che si hanno per valori precise di n_g con una considerevole dipendenza da n_g e quindi del rumore di carica. Aumentando il fattore E_C/E_J (d) si riduce l’anarmonicità, ma diminuisce la sensibilità al rumore di carica. Si deve trovare un compromesso per il quale la sensibilità al rumore di carica è ridotta, ma permane una sufficiente anarmonicità.

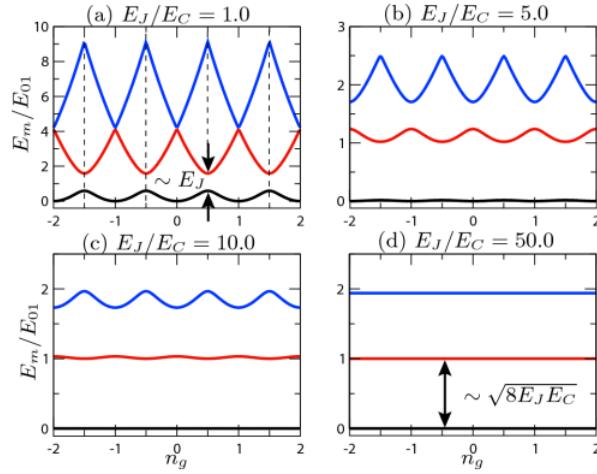


Figura 3.4: Grafico dei primi tre livelli di energia dell'Hamiltoniana di un qubit (tratto da [1], pagina 3)

Transmon: Il Transmon è una tipologia di qubit sviluppata nel 2006 a Yale, che migliora riducendo la sensibilità al rumore di carica [27]. Per creare un Transmon si mette semplicemente un condensatore in parallelo al qubit, andando quindi ad aumentare la capacità vista e a diminuire E_C . Il transmon migliora di conseguenza la robustezza del qubit e aumenta il tempo di coerenza. In Fig. 3.5 e 3.6 viene mostrata la realizzazione del Transmon.

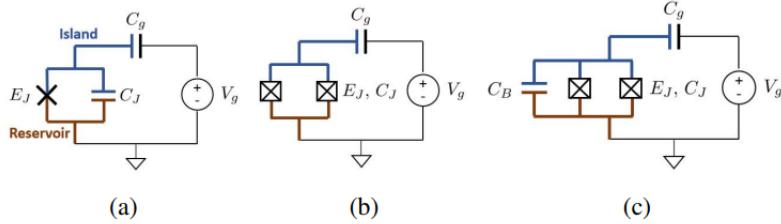


Figura 3.5: Schema circuitale che mostra il passaggio da una Cooper pair box (CPB) a un Transmon. In (a) è presente una CPB comandata da un generatore V_g tramite una C_g . In (b) viene suddivisa la CPB e in (c) è rappresentato il Transmon con il condensatore aggiuntivo C_B . Una JJ ideale che sfrutta l'effetto tunnel è rappresentata solitamente con una "X". Molto spesso la C_J non viene esplicitata e la JJ viene rappresentata solo mediante la "X", così come si vede in (b) e in (c). Grafico preso da [27], pagina 5.

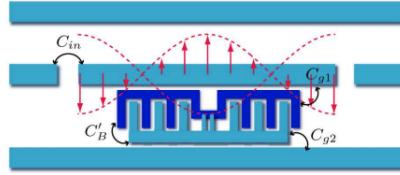


Figura 3.6: Rappresentazione schematica di un dispositivo transmon (tratto da [1], pagina 2)

3.3 Scrittura e Lettura di un Qubit

Nel precedente capitolo si è consolidata la scelta del Transmon quale elemento cardine nella costruzione di un qubit. Vediamo adesso come compiere le operazioni di scrittura e di lettura di un qubit [5]). In Fig. 3.7 è illustrato brevemente come possono essere effettuate tali operazioni.

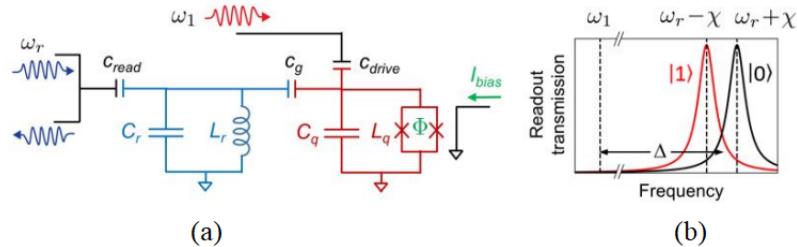


Figura 3.7: (a) Schema circuitale usato per la scrittura (nero) e lettura (blu) di un Qubit (rosso). ω_1 è la pulsazione della portante dell'impulso inviato per la scrittura e ha valore di circa $2\pi f_1$ con $f_1 \in [5, 8]$ GHz. ω_r è la pulsazione con cui si deve far risuonare il risonatore parallelo, così come spiegato nel metodo del *dispersive readout*. (b) Il grafico mostra come ω_r si discosta solo di un Δ da ω_1 . In base a uno scostamento in frequenza della pulsazione letta chiamato χ si leggeranno rispettivamente uno $|0\rangle$ o un $|1\rangle$. Riferimento [1], pagina 8.

3.3.1 Controllo

Come si vede in 3.7 (a), tramite una piccola capacità di accoppiamento C_{drive} , si invia un impulso a microonde, di forma opportunamente scelta, generato da un modulatore I/Q (Vedi Fig. 3.8). Tale modulatore riceve a sua volta in ingresso un segnale avente come frequenza la frequenza di risonanza del qubit, tipicamente compresa tra 5 e 8 GHz. Se l'impulso è generato correttamente, consente di indirizzare il qubit verso lo stato desiderato con precisione, ovvero ottenere la rotazione desiderata del qubit sulla sfera di Bloch.

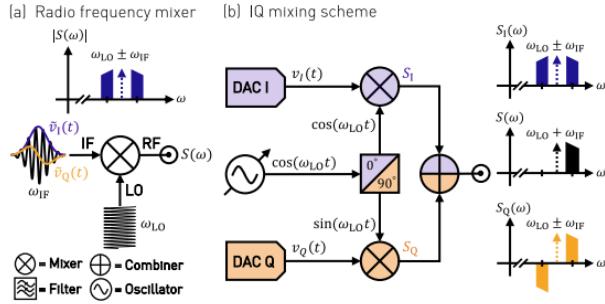


Figura 3.8: Schemi per la generazione di impulsi di controllo (o lettura): (a) Diagramma e rappresentazione dello spettro di uscita nel caso in cui l'impulso propriamente modulato I/Q viene prodotto a frequenza più bassa ω_{IF} e up-conversion tramite mixer RF; (b) Schema con modulazione I/Q di due componenti prodotte da due DAC (Digital to Analog Converter), in cui le uscite di due percorsi di up-conversion paralleli, con un segnale di oscillatore locale condiviso sono sommate in un combinatore a microonde (figura tratta da [4], pagina 2).

3.3.2 Lettura

Mentre per la scrittura il processo è abbastanza intuitivo, per la lettura il discorso è molto più sottile [3] [28].

La lettura di un qubit, ovvero il processo di determinazione dello stato del qubit con azione minima possibile sul qubit stesso, è una delle sfide principali in un computer quantistico.

Uno degli approcci utilizzati per leggere lo stato di un qubit è il “dispersive readout”. Si va ad aggiungere in parallelo al qubit un risonatore debolmente accoppiato con quest’ultimo. Quando un impulso a microonde viene inviato al risonatore, la frequenza di risonanza del risonatore cambia in base allo stato del qubit, a causa dell’interazione con il qubit. Si misura quindi il parametro S_{11} dell’onda riflessa per determinare in quale stato si trova il qubit. La differenza nella lettura di uno $|0\rangle$ e di un $|1\rangle$ è rappresentata nella Fig. 3.7 (b) così come in Fig. 3.9.

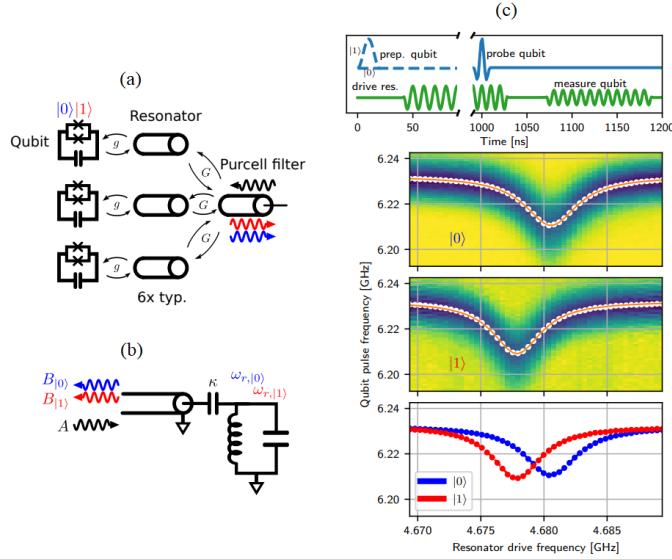


Figura 3.9: In (a),(b) viene mostrato nuovamente il sistema per effettuare il readout. Lo $|0\rangle$ (blu) e $|1\rangle$ (rosso) costituiscono gli stati del transmon qubit, che conducono a differenti fasi dei segnali riflessi. In (c), in sintesi, si vede come una sequenza di impulsi permette di preparare il qubit in uno stato definito $|0\rangle$ o $|1\rangle$, di manipolarlo e infine di leggere il suo stato finale. Il primo impulso sul risonatore a frequenza variabile serve per trasferire energia nel risonatore. (figura tratta da [28], pagina 2 e 4).

Un altro aspetto della lettura è che la misura deve essere effettuata utilizzando amplificatori criogenici a bassissimo rumore. L'amplificazione è particolarmente importante, dato che il segnale da misurare è molto debole e deve essere amplificato prima di poter essere analizzato.

3.3.3 Parametri del Qubit

Nel contesto dei qubit, uno stato fondamentale è rappresentato da $|0\rangle$ (senza coppie di Cooper) e uno stato eccitato da $|1\rangle$ (con una coppia di Cooper). Il sistema può trovarsi in uno stato di sovrapposizione quantistica, come per esempio uno stato $\sqrt{2}/2|0\rangle + \sqrt{2}/2|1\rangle$, che rappresenta una combinazione dei due stati. La transizione tra questi stati può essere indotta tramite l'assorbimento di fotoni a microonde, che devono avere una energia specifica corrispondente al salto energetico tra i livelli.

Le transizioni del qubit dipendono dalla durata e dalla fase degli impulsi di controllo.

Tempo di rilassamento e di decoerenza: Il funzionamento di un qubit è influenzato dal tempo che questo impiega a rilassare allo stato fondamentale e dal tempo per il quale viene mantenuta la coerenza di fase. Esistono due principali tempi caratteristici:

- **Tempo T_1 (tempo di rilassamento):** Rappresenta il tempo necessario affinché un qubit, che parte da uno stato eccitato, decada nel suo stato fondamentale. Il processo di decadimento segue una probabilità esponenziale, e il tempo T_1 rappresenta il tempo medio per questo processo di decadimento.
- **Tempo T_2 (decoerenza di fase):** Si riferisce al tempo durante il quale la fase di una sovrapposizione di stati (per esempio, $\sqrt{2}/2|0\rangle + \sqrt{2}/2|1\rangle$) rimane coerente. Il tempo T_2 misura la velocità con cui questa perdita di coerenza di fase avviene.

In altre parole, il tempo T_1 si riferisce alla decadenza dallo stato eccitato a quello fondamentale, mentre il tempo T_2 misura la perdita di coerenza di fase in uno stato di sovrapposizione quantistica.

Decoerenza e Interazione con il Mondo Macroscopico: I fenomeni di perdita di coerenza nei sistemi quantistici, come i qubit, avvengono principalmente a causa dell'interazione con il mondo macroscopico. Questi sistemi, essendo immersi in un ambiente che non è perfettamente isolato, subiscono fluttuazioni termiche e interazioni esterne che disturbano la coerenza quantistica. Per minimizzare questi effetti, è necessario ridurre al più possibile l'accoppiamento con il bagno termico, operando a temperature molto basse, ben al di sotto della temperatura critica dei materiali superconduttori, per ottenere il miglior isolamento possibile dalle fluttuazioni termiche. Tipicamente, i qubit superconduttori vengono fatti funzionare a $T = 10 - 30$ mK, in modo che l'energia termica sia molto minore della differenza di energia tra il primo stato eccitato: $kT \ll \hbar\omega_D$, dove k è la costante di Boltzmann, \hbar la costante di Planck ridotta e ω_D la pulsazione del segnale di controllo.

Correzione degli Errori nei Quantum Computer: Per un quantum computer, uno degli aspetti fondamentali riguarda la correzione degli errori. Quando i qubit subiscono decoerenza o interferenze esterne, le informazioni possono essere corrotte. Tuttavia, esistono algoritmi di correzione degli errori che permettono di correggere gli errori derivanti dalla decoerenza, a condizione che il tempo di coerenza sia sufficientemente lungo. In pratica, se i qubit mantengono la coerenza quantistica per un periodo abbastanza lungo da permettere all'algoritmo di eseguire delle correzioni, il sistema può correggere autonomamente gli errori. Attualmente, i tempi di coerenza dei qubit superconduttori sono al limite della capacità di correzione degli errori, ma con l'uso di cavità superconduttrive 3D, si spera di estendere questi tempi, migliorando la capacità di correzione e quindi le prestazioni dei quantum computer.

3.4 Qubit sintonizzabile

Può essere necessario variare la frequenza di risonanza di un qubit per più ragioni. Un esempio è il sistema composto da tre qubit (Q_1 , Q_2 e Q_3) illustrato in Fig. 3.10, il

qubit Q_3 può mettere in comunicazione il qubit Q_1 e il qubit Q_2 se appropriatamente sintonizzato, in modo da effettuare operazioni a due qubit, come il controlled NOT, è quindi necessario che la sua frequenza di risonanza sia variabile, in modo da poter attivare l'accoppiamento solo quando necessario.

La frequenza di risonanza del qubit Q_3 può essere variata modificando l'induttanza equivalente delle due giunzioni Josephson in parallelo tramite un flusso magnetico concatenato con l'anello formato dalle due giunzioni. Si ottiene in questo modo un **WTQ** (*Weakly Tunable Qubit*) [30].

Il flusso magnetico necessario per sintonizzare il qubit Q_3 è ottenuto facendo passare una corrente continua in un conduttore posto vicino all'anello di giunzioni Josephson.

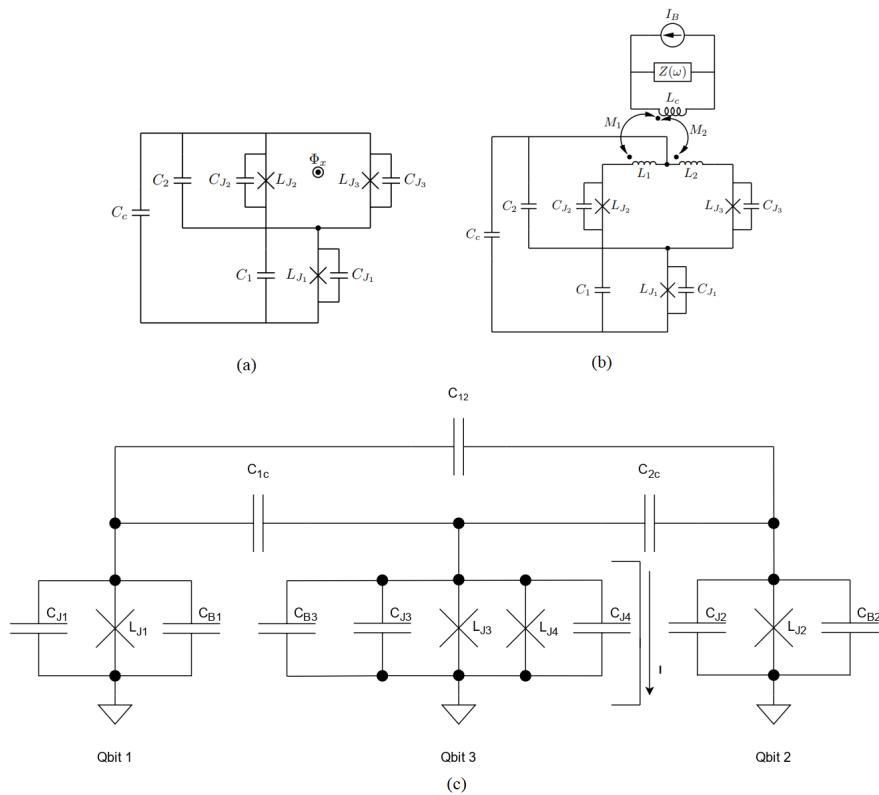


Figura 3.10: (a) Scheama circuitale di un WTQ. Esso è formato da tre JJ. Il cosiddetto "SQUID loop" è formato da J_2 , J_3 in (a) e da J_3 , J_4 in (c). Il flusso del campo è generato da una corrente in DC così come si vede in dettaglio in (b) e in sintesi in (c). Per semplicità sono state omesse le linee di scrittura e di lettura di ogni singolo qubit (vedi Fig. 3.7). Riferimento [30], pagina 3.

In presenza di un numero significativo di qubit, la manipolazione e la lettura dei singoli qubit diventano più complesse. Per ciascun qubit servono almeno una linea coassiale per il controllo e una per la lettura. Se si hanno 64 qubit, per esempio, sono necessarie un totale di 128 linee coassiali. Le linee coassiali utilizzate per il controllo e la lettura dei qubit devono essere progettate in modo da ridurre al minimo la

conducibilità termica e il rumore termico. I qubit infatti operano a temperature dell'ordine di 10mK e la potenza frigorifera ottenibile a temperature così basse è dell'ordine di poche decine di microwatt, per cui il flusso termico verso l'esterno deve essere ridotto il più possibile.

Capitolo 4

Automatic Power Control (APC)

Lo scopo di questo elaborato è quello di creare un circuito a loop chiuso in grado di controllare la potenza del segnale in uscita dall'oscillatore locale (LO). Tale segnale verrà mandato poi inviato al Mixer, avendo la giusta potenza richiesta dal Mixer sul pin del LO. Così come si può vedere in figura 4.1, il sistema è formato da un Variable Voltage Attenuator (VVA), da un Power Splitter, da un blocco di Attenuatori, dall'integrato AD8319, ovvero un convertitore potenza tensione, da un microcontrollore della serie Raspberry RP2040, da un DAC (non avendo il microcontrollore un DAC interno) ed infine da due amplificatori operazionali. Il funzionamento di massima di questo circuito è così spiegato: Il sistema a loop chiuso, a regime, è in grado di controllare e di settare la potenza del segnale da inviare al Mixer. Il segnale viene ripartito tramite il Power Splitter ed ha bisogno di essere attenuato per rispettare la dinamica del AD8319, un blocco che mi converte la potenza del segnale in tensione. Tale tensione verrà in seguito letta dal Microcontrollore e tramite un algoritmo, che implementa via software un controllore PI, il Microcontrollore genererà due tensioni che saranno necessarie al VVA per andare ad attenuare correttamente il segnale. Tale tensioni tuttavia necessitano di essere prima convertite in Analogico tramite un DAC ed in seguito invertite da degli amplificatori operazionali.

Di seguito verranno analizzati i singoli blocchi.

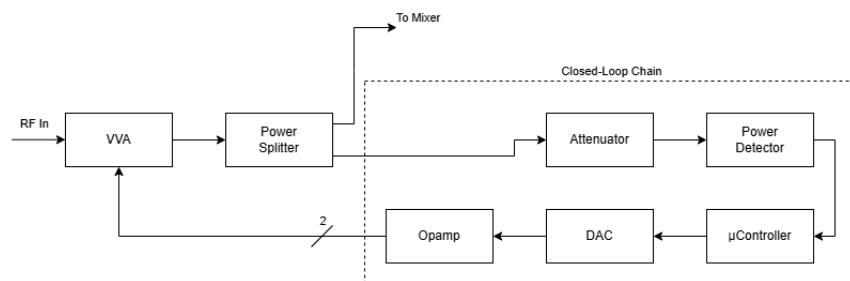


Figura 4.1: Schema a blocchi del circuito.

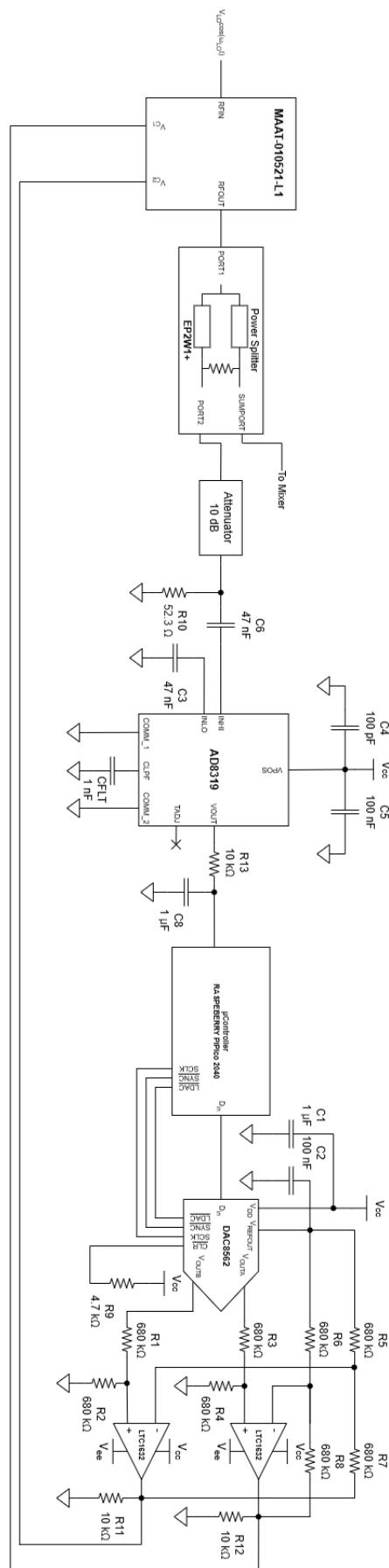


Figura 4.2: Schema completo del circuito con $V_{cc} = 3.3\text{ V}$ e $V_{ee} = -3.3\text{ V}$.

4.1 Variable Voltage Attenuator (VVA)

Il VVA è un attenuatore in potenza controllato in tensione, nello specifico da V_{c1} e V_{c2} [31]. Il parametro che si vuole attenuare è S_{21} . La dinamica delle due tensioni è compresa tra 0 V, valore massimo di attenuazione, e -2 V, valore minimo di attenuazione. Nel Datasheet viene spiegato inoltre che, bisogna aumentare gradualmente il valore di V_{c1} tenendo fissa V_{c2} e nel caso si desideri attenuazione maggiore, V_{c1} verrà posta a 0 V e a quel punto si andrà ad incrementare il valore di V_{c2} . Un ulteriore cosa molto importante è che l'attenuazione dipende anche dalla frequenza del segnale. In questo progetto è stato usato il **MAAT-010521-L1**; per maggiori informazioni si rimanda alla Fig. 4.3 e al Datasheet [31].

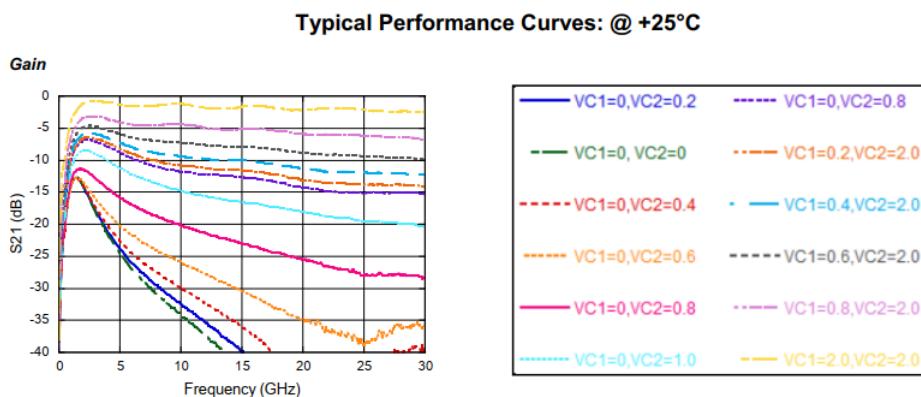


Figura 4.3: S_{21} in funzione della frequenza e di V_{c1} e di V_{c2} . Datasheet [31], pagina 3.

4.2 Power Splitter

Il power splitter, così come evocato dal nome, è un componente in grado di ripartire il segnale d'ingresso su due uscite. In questo caso è stato utilizzato il **EP2W1+** che utilizza l'architettura del *Accoppiatore (o divisiore) Wilkinson*, ovvero un dispositivo adattato non conservativo che non dissipa potenza sotto particolari condizioni (Vedi Fig. 4.4). Idealmente infatti si ha una $P_{U1} = P_{U2} = \frac{1}{2}P_{IN}$, aggiungendo perciò 3 dB di attenuazione. Per ulteriori informazioni si rimanda al Datasheet [32].

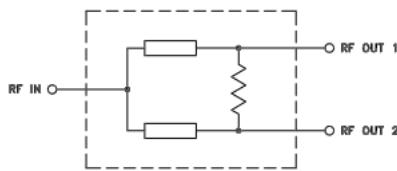
Simplified Electrical Schematic

Figura 4.4: Circuito di massima del Power Splitter che usa l’architettura del divisore di Wilkinson, Datasheet [32], pagina 2.

4.3 Attenuatore

In questo circuito è stato usato un attenuatore della serie *Ohmite TFA* di 10 dB [33] [34]. La scelta di tale attenuazione viene motivata dal fatto che il mixer usato nello stadio successivo, un **HMC787A** ha bisogno che il segnale proveniente dall’oscillatore locale (LO) abbia una potenza di circa 17 dBm [7]. Togliendo circa 3 dBm introdotti dal **Power Splitter** si arriva all’incirca a 14 dBm che superano la dinamica d’ingresso, teorica, del **AD3819**, compresa tra –60 dBm e 10 dBm. Utilizzando un attenuatore, in questo modo, la potenza del segnale d’ingresso risulta essere sui 4 dBm. Per ulteriori informazioni si rimanda ai rispettivi Datasheet del Mixer [7], del AD8319 [35] e degli attenuatori della serie TFA [33] [34].

4.4 AD8319

L’integrato AD8319 è un *Power Detector*, ovvero un dispositivo in grado di misurare la potenza di un segnale AC in ingresso e di fornire in uscita una tensione proporzionale ad essa. Tale tensione, inoltre, è proporzionale anche alla frequenza del segnale d’ingresso, così come si vede dalla Fig. 4.5; nello specifico, la dipendenza della tensione, in funzione della Potenza del segnale è di tipo logaritmico se compresa in un range fra –50 dBm e 0 dBm. Ulteriori informazioni sono disponibili nel datasheet [35].

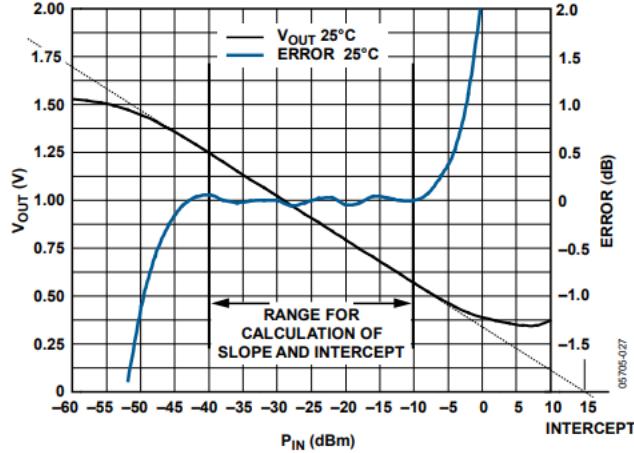


Figura 4.5: Tensione d’uscita in funzione della potenza del segnale d’ingresso. Riferimento dal Datasheet [35], pagina 5.

4.5 MicroControllore

Per la gestione delle due tensioni da fornire al **VVA**, ovvero del controllo della potenza del segnale da inviare al Mixer in funzione della potenza letta dal **AD8319**, si è deciso di utilizzare un microcontrollore della serie **RP2040** della **Raspberry** [6] [36]. Il Raspberry implementa, tramite micropython, un controllore PI (Proporzionale Integrativo) che ha come ingresso la tensione analogica letta sul Pin GP27(una delle porte ADC) ed ha come riferimento una tensione di Set Point da raggiungere, che sarebbe la corrispettiva potenza di Set Point da raggiungere. L’algoritmo cerca di minimizzare l’errore fra le due tensioni e lo fa aggiustando di conseguenza le due tensioni (vedi capitolo 4.1).

L’algoritmo si compone delle seguenti parti:

- (1-11) Importazione di librerie per micropython ;
- (13-54) Definizione di alcune funzioni per rendere il codice più fluido. Nello specifico:
 - (13-24) **Spi_write(w)**: si occupa della comunicazione spi tra il Raspberry e il DAC rispettando le temporizzazioni previste (vedi ??). In particolare, la funzione di libreria `.to_bytes(3, 'big')` serve a convertire il dato dal formato esadecimale al formato ASCII, necessario per la corretta comunicazione con la SPI. Ad esempio, con $w = 0x188000$ si ottiene `b'\x18\x80\x00'`. Quest’ultimo dato verrà mandato effettivamente al DAC con la funzione di libreria `spi.write(w)` (20);
 - (27-45) **DAC(Vc1, Vc2)**: serve per gestire tutta la scrittura del dato. Prevede un processo a ritroso: le tensioni generate dal PI sono convertite

in esadecimale in modo da poter essere mandate al DAC che a sua volta, insieme ai due operazionali, genererà tali suddette tensioni negative (per le formule, vedi 4.6). Infine, questa funzione, contiene l'appena citata **Spi_write(w)** a cui vengono passate le due tensioni tramite *DATA_A* e *DATA_B*;

- (48-54) **Check_V(Vc)**: una semplice funzione che controlla che le tensioni generate non superino la dinamica prevista di $[-2, 0]$ V.

- (58-114) Definizione di costanti e inizializzazione del dispositivo:

- (60-72) Poiché in Python non esiste la possibilità, come in C, di definire delle Macro, ho pensato di usare delle variabili di supporto al programma;
- (75) **port_value**: in questa variabile è contenuto il dato proveniente dal **GP27**, ovvero una tensione in ingresso al Raspberry convertita da un ADC;
- (77-85) Inizializzazione del SPI: necessariamente i **Dati** saranno inviati sul **Pin 3** e il **Clock** sul **Pin 2**;
- (86) Inizializzazione del **Pin 4** come pin di **SYNC**;
- (87) Inizializzazione del **Pin 5** come pin di **LDAC**;
- (90-95) Inizializzazione dei registri interni del DAC con **RESET_ALL_REG** che resetta tutti i registri interni e **INTERNAL_REF_EN** che imposta il parametro **Gain = 2** e abilita il DAC a fornire una tensione di riferimento in uscita **Vref_out = 2.5**;
- (97-114) Inizializzazione del controllore PI. I parametri caratteristici del PI come **Kp_loop** valore per il quale si innesca un'oscillazione dell'errore, **T_loop** il periodo di suddetta oscillazione, **Ki** parametro che tiene conto dell'overshoot e di migliore stabilità e **dt** tempo che si deve considerare quando si discretizza la funzione del controllore PI da un dominio continuo ad uno discreto tramite la trasformata Z, sono stati calcolati tramite successive prove in laboratorio e ottimizzano questa applicazione.

- (119-160) Corpo centrale del SW:

- (119) Si parte con una condizione di attenuazione minima;
- (121) **reset**, una variabile di supporto. permette di capire quando il controllore cambia per la prima volta il controllo delle tensioni, ovvero da ($V_{c1} = V$, $V_{c2} = -2$ V) a ($V_{c1} = 0$ V, $V_{c2} = V$). La zona grigia, ovvero quella intorno alla **V_sp**, la **Tensione di Set Point**, è quella più sensibile da gestire. Infatti tramite le righe di codice (135-138) e (146-149) ho gestito il cambio repentino che il codice avrebbe dato alla rispettiva V_c in modo da avere una continuazione dell'attenuazione più sensibile;
- (123) Acquisizione della tensione fornita dal Power Detector (AD8319);

- (125-131) **Algoritmo del Controllore PI** con la parte proporzionale **P** (129), integrativa **I** (130) e la tensione di controllo generata **V** (131);
- (128) e (129) Controllo della **V_read** con la **V_mid**, valore per il quale sono in una situazione di controllo intermedio delle tensioni. Bisogna inizialmente considerare che il Power Detector ha una tensione in uscita maggiore se l'attenuazione è maggiore (Ad esempio: $V_{read} = 1,006491\text{ V}$ per $P_{in} = -30\text{ dBm}$, $V_{read} = 1,137061\text{ V}$ per $P_{in} = -35\text{ dBm}$ e $V_{read} = 1,2321314\text{ V}$ per $P_{in} = -40\text{ dBm}$). Di conseguenza, se si attenua troppo poco (133) sono nel caso in cui solo V_{c1} viene modificata; altrimenti sono nel caso opposto (144). Nel caso il segnale d'ingresso al sistema è stato attenuato troppo l'algoritmo si autocorreggerà e si giunge ad una situazione di stabilità (vedi ??).

L'algoritmo è il seguente:

```

1 from machine import Pin,mem32,Timer, SPI, ADC
2 from machine import *
3 from rp2 import PIO, StateMachine, asm_pio
4 from array import array
5 from utime import sleep,sleep_us
6 from math import pi,sin,exp,sqrt,floor
7 from uctypes import *
8 from random import random
9 import sys
10 import uselect
11 from time import *
12
13 def Spi_write(w):
14     """Use of SPI with enable of sync and ldac """
15     w = w.to_bytes(3, 'big')
16     sync.value(0)
17     ldac.value(1)
18
19     # Write data to the connected device
20     spi.write(w)
21     sync.value(1)
22     ldac.value(0)
23     sleep(0.0000001) # 100 ns
24     ldac.value(1)
25
26
27 def DAC(Vc1, Vc2):
28     """Send Datas to DAC"""
29     # Vc1 = G(Vout_A_DAC - Vref_out ), with G = 1, Vc1 = 0V
30     # then Vout_A_DAC = 2.5 V then D1 = 2**15
31     D1 = floor((Vc1/(G*Vref_out)+1)*(2**16/Gain))
32     D2 = floor((Vc2/(G*Vref_out)+1)*(2**16/Gain))
33
34     # Data to send to DAC

```

```
35     # Ex: (0x18 << 16)|0x8000 = 0x188000
36     DATA_A = (CMD_SETA_UPDATEA << 16)|D1
37     DATA_B = (CMD_SETB_UPDATEB << 16)|D2
38
39     spi_write(DATA_A)
40     # print ("Data_A sent!")
41
42     spi_write(DATA_B)
43     # print ("Data_B sent!")
44
45     # print("end")
46
47
48 def Check_V(Vc):
49     if Vc > V_max:
50         Vc = V_max
51     elif Vc < V_min:
52         Vc = V_min
53
54     return Vc
55
56
57 ######
58 print ("start")
59
60 # DAC (see Datasheet)
61 G      = 1
62 Gain   = 2
63 Vref_out = 2.5 # [V]
64
65 # Write to DAC-A input register and update DAC-A
66 CMD_SETA_UPDATEA = 0x18
67 # Write to DAC-B input register and update DAC-B
68 CMD_SETB_UPDATEB = 0x19
69 # Reset all registers and update all DACs
70 RESET_ALL_REG    = 0x280001
71 # Enable Internal Reference & reset DACs to gain = 2
72 INTERNAL_REF_EN  = 0x380001
73
74 # ADC
75 port_value = ADC(Pin(27)) # GP28
76
77 # Initialize SPI
78 spi = SPI(0,                      # peripheral 0
79             baudrate = 100000,  # Frequency f = 100 kHz
80             polarity = 0,
81             phase = 1,          # Falling Edge Clck
82             firstbit = SPI.MSB,
83             sck = Pin(2),       # CLK pin
84             mosi = Pin(3)       # Data pin
85             )
86 sync = Pin(4, Pin.OUT, value = 1) # sync pin
```

```

87 ldac = Pin(5, Pin.OUT, value = 1) # ldac pin
88 print ("SPI, sync, ldac initialized!")
89
90 # Initialize DAC
91 spi_write(RESET_ALL_REG)      # Soft reset
92 # print ("DAC resetted!")
93
94 spi_write(INTERNAL_REF_EN)    # int ref enabled and gain = 2
95 # print ("Vref_out on, Gain = 2")
96
97 # Initialize PI Controller
98 Kp_loop    = 1                  # The loop starts to oscillate
99 Kp          = 0.45*Kp_loop # 13.5
100 T_loop     = 5.5E-03        # [s], period of the loop
101 Ti          = 0.8*T_loop    # 4.4E-03 s
102 Ki          = 500            # best for overshoot
103 dt          = 4.4E-03        # [s]
104 P,I,B      = 0,0,0
105
106 V_sp        = 1.09           # [V], set point
107 # V_sp       = 1.137          # [V], set point
108 # V_sp       = 1.20           # [V], set point
109 V_min       = -2              # [V], minimum attenuation
110 V_max       = 0               # [V], maximum attenuation
111 V_mid       = 1.137          # [V], middle point
112 Vc1,Vc2    = -2,-2           # [V]
113
114 deadband   = 1E-05          # [V]
115                         # to avoid unnecessary adjustments
116
117 # print(Vc1, ", ")
118 # print(Vc2, ", ")
119 DAC(Vc1, Vc2)
120
121 reset = True
122 while True:
123     V_read = port_value.read_u16()*3.3/65535
124
125     # PI
126     e = V_sp - V_read # Error
127
128     if abs(e) > deadband:
129         P = Kp*e           # Proportional
130         I = I + Ki*e*dt  # Integral
131         V = P + I
132
133     if V_read <= V_mid:
134
135         if not(reset):
136             reset = True
137             I = 0
138             V = -abs(V)

```

```

139
140     Vc1 = V
141     Vc2 = V_min
142     Vc1 = Check_V(Vc1)
143
144     else:
145
146     if reset:
147         reset = False
148         I = 0
149         V = -2 + abs(V)
150
151     Vc1 = V_max
152     Vc2 = V
153     Vc2 = Check_V(Vc2)
154
155     DAC(Vc1, Vc2)
156     #     print(V_read, ",")
157     #     print(e, ",")
158     #     print(V, ",")
159     #     print(Vc1, ",")
160     #     print(Vc2, ",")
```

4.6 Stadio di uscita (DAC e OPAMP)

Esaminiamo adesso l'architettura usata adesso un uscita al Raspberry. Poiché quest'ultimo contiene solo degli ADCs e non dei DACs, è necessario convertire l'uscita in analogico. Inoltre è necessario invertire le tensioni fornite dal DAC al fine di rispettare la dinamica delle due tensioni da imporre al **VVA**, si ricorda infatti che $V_{c1}, V_{c2} \in [0, -2]$ V. Per la scelta del DAC si è deciso di utilizzare il **DAC8562T** per le seguenti motivazioni:

- Ha due canali in uscita (V_{outA} e V_{outB});
- Ha una risoluzione di 16 bit;
- Può fornire una tensione di riferimento in uscita molto precisa di 2.5 V (V_{REFOUT}).

Per altre specifiche si rimanda al Datasheet [37].

Per quanto riguarda la scelta dell'operazionale si è optato per la serie **LT1632T**. Nel corso di questo progetto, nella creazione di un primo prototipo, si è visto che, rispetto alla tecnologia SMD, questo componente in tecnologia Through-hole presentava migliorie in relazione al rumore. Inoltre anch'esso ha al suo interno due operazionali e si può alimentare con ± 3.3 V. Ulteriori informazioni presenti nel Datasheet [38].

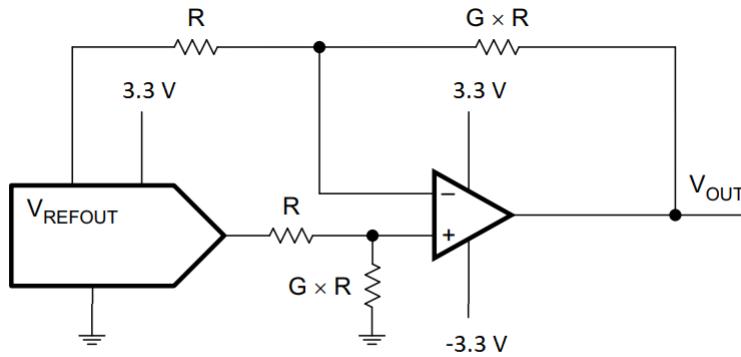


Figura 4.6: Schema preso come riferimento dal Datasheet e duplicato sul secondo canale del DAC [37], pagina 44, Fig 99

Dimensionamento dei Resistori: Facendo riferimento alla Fig.4.6 esaminiamo adesso il dimensionamento fatto per i resistori considerando che i calcoli successivi sono validi per entrambi i canali, facendo attenzione che la I_{REFMAX} sarà la metà. I parametri di cui bisogna tenere conto sono i seguenti:

- $I_{REFMAX} = 15 \mu\text{A}$;
- $V_{REFOUT} = 2.5 \text{ V}$;
- $V_{OUT} \in [-2, 0] \text{ V}$;
- Gain = 2 (come si vede dal Datasheet, si può impostare a 1 o a 2);
- $n = 16$;

Al fine di calcolare G si va a ricavare la V_{OUT} , facilmente calcolabile attraverso il principio di sovrapposizione degli effetti (PSE):

$$V_{OUT} = V_{DAC} \cdot \frac{G_R}{R + G_R} \cdot \left(1 + \frac{G_R}{R} \right) - V_{REFOUT} \cdot \frac{G_R}{R} \quad (4.1)$$

andando a raccogliere e a semplificare si ottiene

$$V_{OUT} = G \cdot (V_{DAC} - V_{REF}) \quad (4.2)$$

Andando a sostituire nella 4.2 l'espressione della V_{DAC} , ovvero

$$V_{DAC} = \frac{D_{IN}}{2^n} \cdot \text{Gain} \cdot V_{REFOUT} \quad (4.3)$$

si ottiene esattamente l'equazione riportata nel Datasheet a pagina 44:

$$V_{OUT} = G \cdot V_{REFOUT} \left(\frac{D_{IN}}{2^n} \cdot \text{Gain} - 1 \right) \quad (4.4)$$

Dall'equazione precedente si può ricavare D_{in} :

$$D_{IN} = \left(\frac{V_{OUT}}{G \cdot V_{REFOUT}} + 1 \right) \cdot \frac{2^n}{\text{Gain}} \quad (4.5)$$

- Per $V_{OUT} = 0 \text{ V}$ si ha $D_{IN} = 2^{15} = 0x8000$
- Per $V_{OUT} = -2 \text{ V}$ si ottiene proprio la condizione su G. Ricordando che V_{OUT} è negativo e che D_{in} è positivo, il termine $(\frac{V_{OUT}}{G \cdot V_{REFOUT}} + 1)$ deve essere positivo. Risolvendo si ottiene

$$G \geq 0.8 \quad (4.6)$$

Per la 4.6, scegliendo $G = 1$, si ottiene $D_{IN} = 6553 = 0x1999$

A questo punto si va a ricercare la condizione su R in modo tale da rispettare la condizione su I_{REFMAX} . Applicando il Metodo del cortocircuito virtuale (MCCV) si ottiene la seguente condizione

$$\frac{V_{REFOUT} - V_{OUT}}{R(G+1)} \leq \frac{I_{REFMAX}}{2} \quad (4.7)$$

Considerando il caso peggiore, ovvero per $V_{OUT} = -2 \text{ V}$ la (4.7) si modifica così come segue:

$$R(G+1) \geq \frac{2 \cdot (V_{REFOUT} + |V_{OUT}|)}{I_{REFMAX}} \quad (4.8)$$

avendo scelto $G = 1$ si ottiene, si ottiene la condizione finale su R, ovvero:

$$R \geq 300 \text{ k}\Omega \quad (4.9)$$

La scelta è stata quella di utilizzare resistori tutti uguali e pari a $680 \text{ k}\Omega$ in modo da avere $R = RG$.

Riassumendo:

$$R = RG = 680 \text{ k}\Omega, G = 1, Gain = 2, V_{OUT} \in [-2, 0] \text{ V}, D_{IN} \in [0x1999, 0x8000].$$

4.7 Ulteriori specifiche

Al di fuori di quello che sono i blocchi precedentemente analizzati si sono aggiunti:

- Un filtro passa basso composto da R_{13} e da C_8 , avente una costante di tempo $\tau = R_{13}C_8 = 10 \text{ ms}$. Durante il collaudo del primo prototipo si era notato un rumore sulla tensione in uscita dal *Power Detector* (AD8319). Questa scelta ha portato ad un ottima limitazione del rumore sulla lettura di questa tensione in ingresso poi al Raspberry ed ha portato migliorie anche sul controllo attutato dal PI via software;

- R_9 , che serve come resistenza di Pull-up. In questo modo risulta disattivata la funzione di Clear, non essendo stata utilizzata;
- R_{11} e R_{12} ???
- Tutti i restanti componenti, presenti nel circuito in Fig. 4.2 non precedentemente analizzati, sono stati messi di default così come dichiarati dai rispettivi Datasheet;
- Come substrato per la Motherboard è stato scelto il classico FR4, mentre per la Daughterboard è stato scelto il materiale ROGER RO4350, avendo optato per una divisione tra parte RF e parte continua/bassse frequenze;
- Per il dimensionamento della larghezza delle piste RF, usate nella daughter board, si è usato il tool *TNT* della MAYO CLINIC SPPDG, così come da Fig. 4.7.

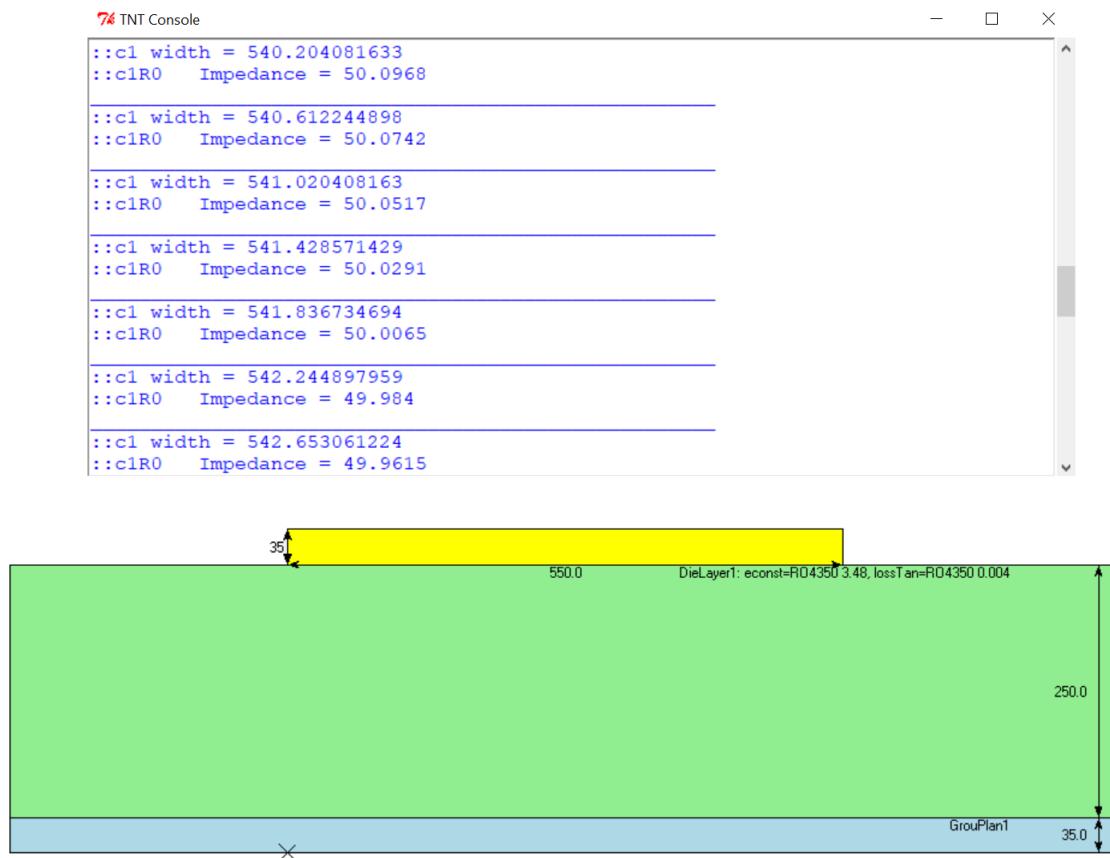
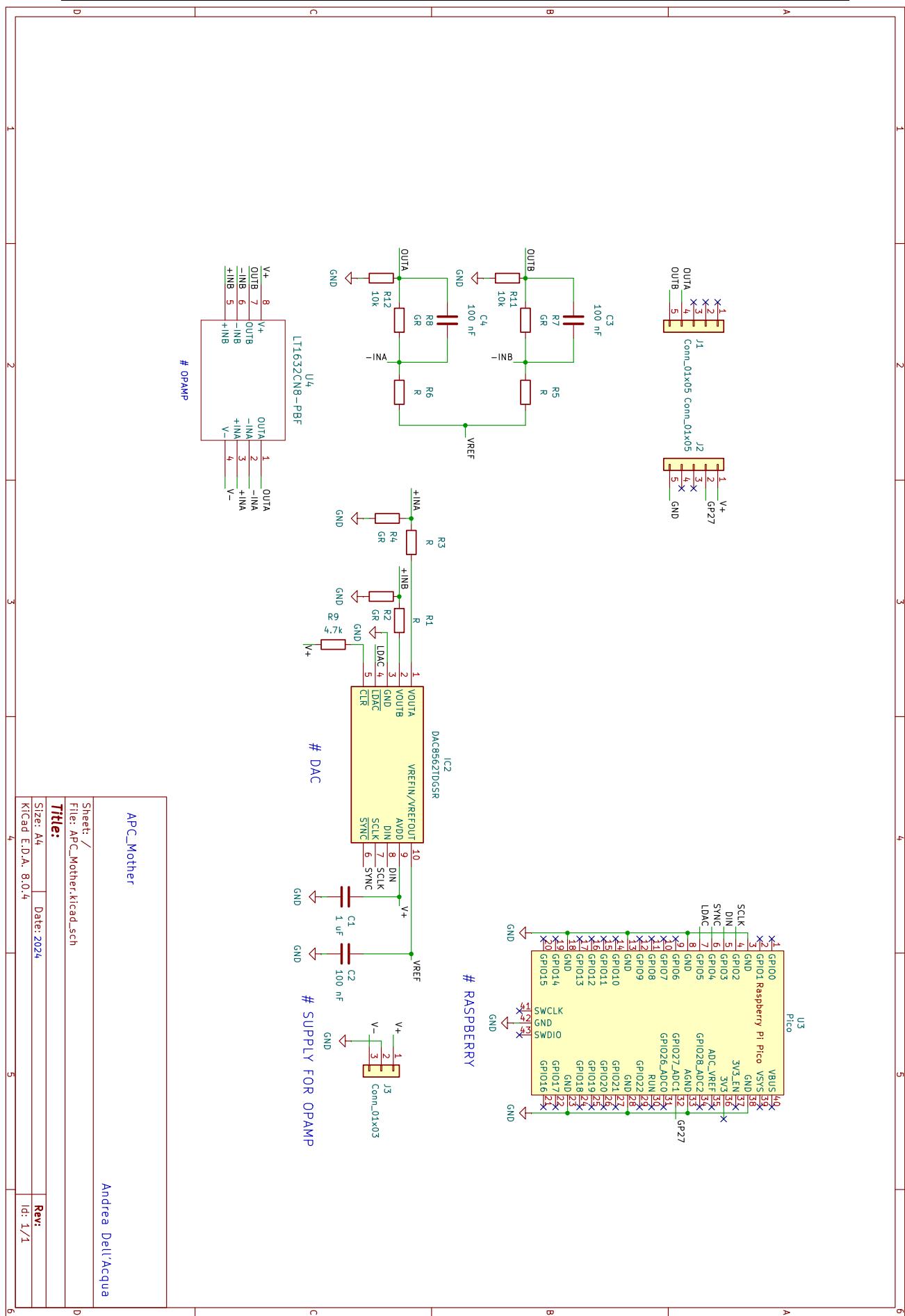


Figura 4.7: Spessore delle piste di segnale usate nella Daughter board. Per avere un adattamento a $Z_0 = 50 \Omega$ si usa come larghezza delle piste di segnale di 0.542mm.

4.8 Schematici e PCB



APC_Mother

Andrea Dell'Acqua

Sheet: /

File: APC_Mother.kicad_sch

Title:

Size: A4 Date: 2024

KICad E.D.A. 8.0.4

Rev:

Id: 1/1

1

2

3

4

5

6

1

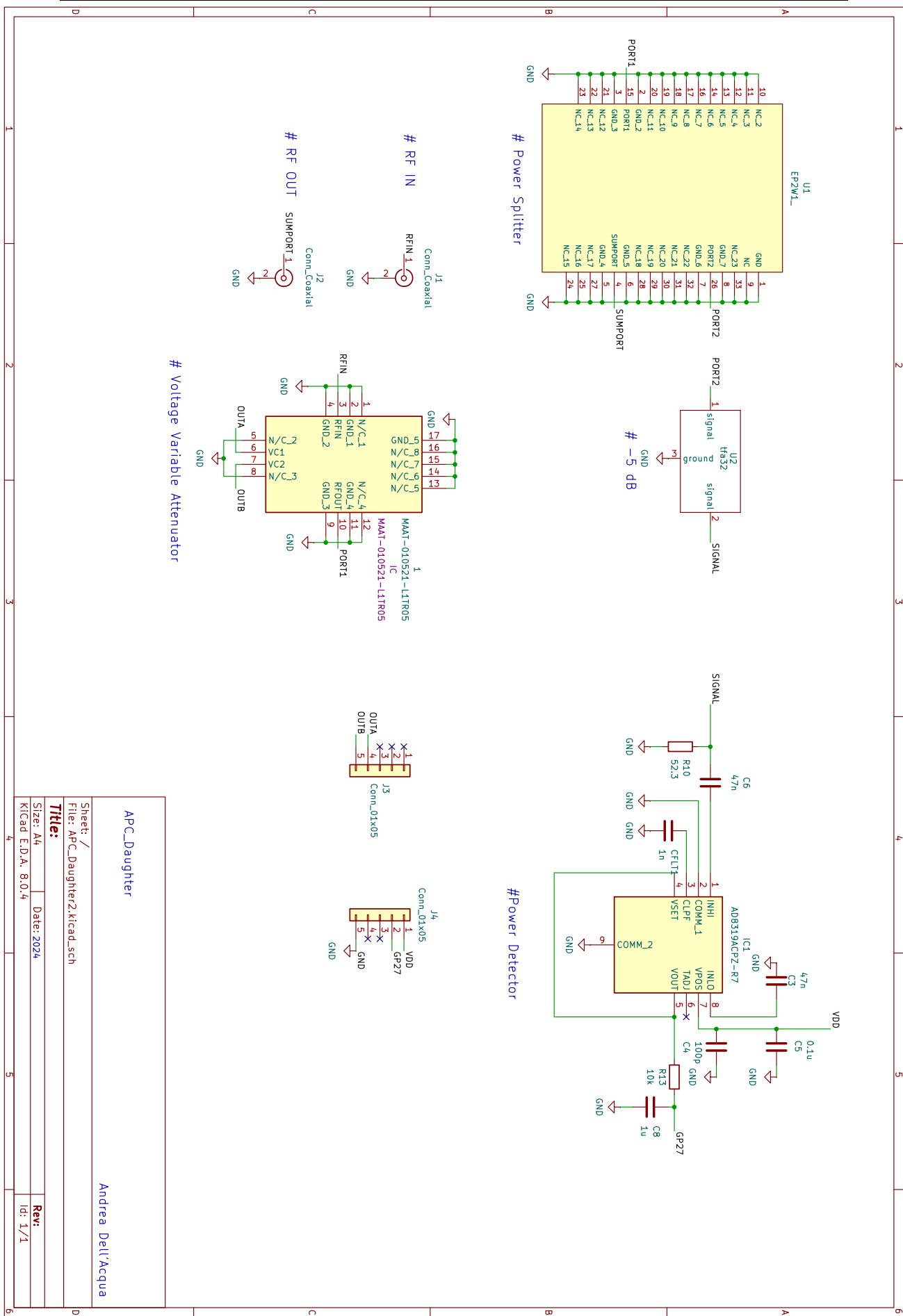
2

3

4

5

6



APC_Daughter

Andrea Dell'Acqua

Sheet: /

File: APC_Daughter2.kicad_sch

Title:

Size: A4 Date: 2024

KiCad EDA 8.0.4

Rev:

Id: 1/1

1

2

3

4

1

2

3

4

5

6

Capitolo 5

Simulazioni e misure

In questo capitolo verranno trattate tutte quelle operazioni che hanno permesso di vedere l'effettivo funzionamento della scheda.

5.1 Programmazione del DAC

Nei capitoli 4.5 e 4.6 si sono intraviste le motivazioni e le spiegazioni su come settare correttamente i registri interni del DAC.

I dati vengono trasmessi tramite il protocollo SPI, che in questa applicazione usa 4 fili, di cui: PIN 2 **CLOCK**, 3 **DATA**, 4 **SYNC**, 5 **LOAD**. I dati sono in formato ASCII usando una comunicazione a 24 bit in cui (vedi Fig. 5.1):

- (23-22) Don't Care;
- (21-16) Bit di Comando e di Indirizzo: servono ad impostare quale funzione andare ad attivare e in quali registri andare ad operare;
- (15-0) Dato su 16 bit.

Table 17. Command Matrix for the DAC756xT, DAC816xT, and DAC856xT Devices

DB23-DB22	Command			Address			Data					DESCRIPTION			
	C2	C1	C0	A2	A1	A0	DB15-DB6	DB5	DB4	DB3-DB2	DB1	DB0			
X ⁽¹⁾	0	0	0	0	0	0	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-A input register		
				0	0	1	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-B input register		
				1	1	1	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-A and DAC-B input registers		
X	0	1	0	0	0	0	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-A input register and update all DACs		
				0	0	1	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-B input register and update all DACs		
				1	1	1	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-A and DAC-B input register and update all DACs		
X	0	1	1	0	0	0	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-A input register and update DAC-A		
				0	0	1	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-B input register and update DAC-B		
				1	1	1	16-, 14-, or 12-bit DAC data						Write to DAC-A and DAC-B input register and update all DACs		
X	0	0	1	0	0	0	X						Update DAC-A		
				0	0	1	X						Update DAC-B		
				1	1	1	X						Update all DACs		
X	0	0	0	0	1	0	X					0	0 Gain: DAC-B gain = 2, DAC-A gain = 2 (default with internal V _{REF})		
												0	1 Gain: DAC-B gain = 2, DAC-A gain = 1		
												1	0 Gain: DAC-B gain = 1, DAC-A gain = 2		
												1	1 Gain: DAC-B gain = 1, DAC-A gain = 1 (power-on default)		
												0	1 Power up DAC-A		
X	1	0	0	X			X	0	0	X		1	0 Power up DAC-B		
				X			X	0	1	X		1	1 Power up DAC-A and DAC-B		
				X			X	0	1	X		0	1 Power down DAC-A: 1 kΩ to GND		
X	1	0	0	X			X	0	1	X		1	0 Power down DAC-B: 1 kΩ to GND		
				X			X	1	0	X		1	1 Power down DAC-A and DAC-B: 1 kΩ to GND		
				X			X	1	0	X		0	1 Power down DAC-B: 100 kΩ to GND		
X	1	0	0	X			X	1	0	X		1	0 Power down DAC-A: 100 kΩ to GND		
				X			X	1	1	X		0	1 Power down DAC-A and DAC-B: Hi-Z		
				X			X	1	1	X		1	0 Power down DAC-B: Hi-Z		
X	1	0	1	X			X						X 0 Reset DAC-A and DAC-B input register and update all DACs		
				X			X						X 1 Reset all registers and update all DACs (Power-on-reset update)		
				X			X						0 0 LDAC pin active for DAC-B and DAC-A		
X	1	1	0	X			X						0 1 LDAC pin active for DAC-B; inactive for DAC-A		
				X			X						1 0 LDAC pin inactive for DAC-B; active for DAC-A		
				X			X						X 0 Disable internal reference and reset DACs to gain = 1		
X	1	1	1	X			X						X 1 Enable internal reference and reset DACs to gain = 2		

(1) X denotes don't care bits.

Figura 5.1: Schema preso come riferimento dal Datasheet e duplicato sul secondo canale del DAC [37], pagina 38.

Prima di effettuare la scrittura, bisogna inizializzare il DAC inviando sul Pin Din *RESET_ALL_REG* = 0x280001 e *INTERNAL_REF_EN* = 0x380001, che rispettivamente resettano i registri interni e impostano come uscita la tensione di riferimento di 2.5 V con Gain = 2. Successivamente, può essere effettuata la scrittura anteponendo al dato 0x18 se si scrive nel registro A e 0x19 se si scrive nel registro B. La comunicazione SPI del Raspberry RP2040 funziona a impulsi di 8 bit, ma si è visto che ciò non genera problemi in quanto il DAC continuerà ad aspettare un fronte negativo del Clock per campionare il dato. Inoltre, come spiegato in 4.5 è necessaria la funzione *.to_bytes(3, 'big')*. Ad esempio, essa trasforma *w* = 0x188000 in una stringa di bytes. Per quanto riguarda le temporizzazioni, si fa riferimento alla Fig. 5.2.

I segnali di sync e ldac funzionano nel seguente modo: La comunicazione inizia con un fronte negativo di sync che viene rialzato alla fine della comunicazione. Mentre il ldac viene alzato prima della comunicazione, abbassato alla fine di essa per segnalare che tutti i 24 bit sono stati inviati ed infine rialzato.

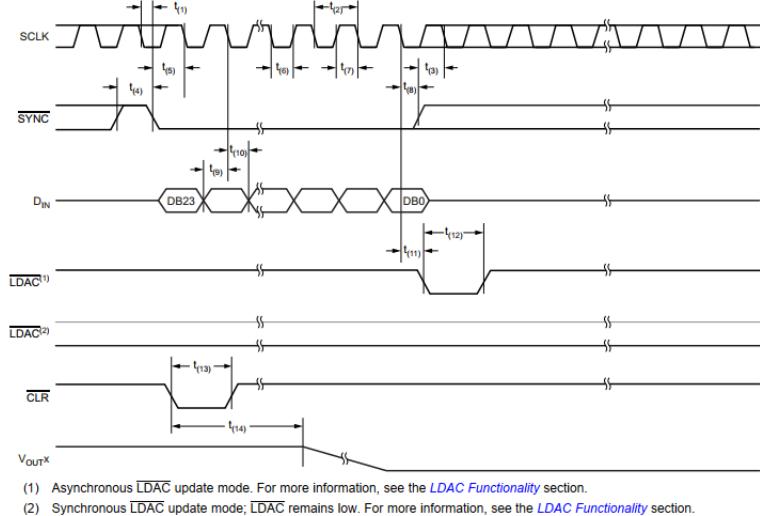


Figura 5.2: Diagramma delle temporizzazioni. [37], pagina 9.

L'impostazione del Dato da inviare avviene a ritroso conoscendo la tensione impostata dal controllore PI attraverso l'arrotondamento della formula vista in precedenza 4.5

$$D_{IN} = \left(\frac{V_{OUT}}{G \cdot V_{REFOUT}} + 1 \right) \cdot \frac{2^n}{\text{Gain}} \quad (5.1)$$

Un controllo della validità di questo programma si può fare velocemente osservando che, essendo $V_{REF} = 2.5$ V, dalla 4.2

$$V_{OUT} = G \cdot (V_{DAC} - V_{REF}) \quad (5.2)$$

se ad esempio si desidera $V_{c1} = 0$ V e $V_{c2} = -2$ V basterà leggere sul Pin 1 e 2 del DAC rispettivamente $V_{OUTA} = 2.5$ V e $V_{OUTB} = 0.5$ V.

5.2 Treno di impulsi D_{in}

In questa sezione sono presenti vari immagine con i diversi segnali inviati sul Pin 3 del Raspberry, ovvero quello di D_{in} del DAC. Nello specifico:

- In Fig. 5.3 è presente il protocollo di comunicazione completo per impostare Inizializzare correttamente il DAC (Reset e Internal Reference Enable) e poi l'invio di due dati diversi nei rispettivi registri A e B, che a loro volta genereranno due tensioni analogiche continue di V_{outA} e V_{outB} . Si considera quindi questa una comunicazione di prova per vedere se il dispositivo viene comandato correttamente. Verranno dunque inviati 4 comandi diversi, composti ciascuno da 24 bit;

- In Fig. 5.4 è presente uno zoom sul segnale di reset. Il comando è quello visto in precedenza, ovvero $RESET_ALL_REG = 0x280001$;
- In Fig. 5.5, analogamente al discorso sul reset, è presente la trasmissione di $INTERNAL_REF_EN = 0x380001$;
- In Fig. 5.6 si conclude così la comunicazione delle dei treni di 24 bit che vanno ad imporre al DAC due tensioni negative di $-2 V$ che corrispondono ad un codice esadecimale su 16 bit di $0x1999$. l'unica differenza è il prefisso $0x18$ per la scrittura nel registro A e $0x19$ per la scrittura nel registro B. $DATA_A = 0x181999$ e $DATA_B = 0x191999$.

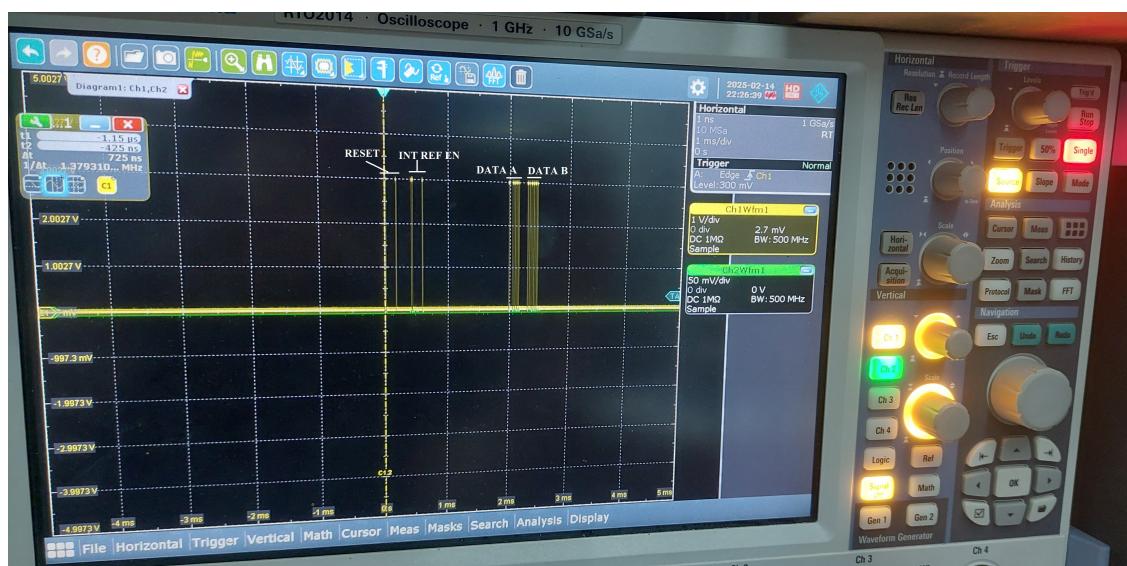


Figura 5.3: Comunicazione Completa SPI.

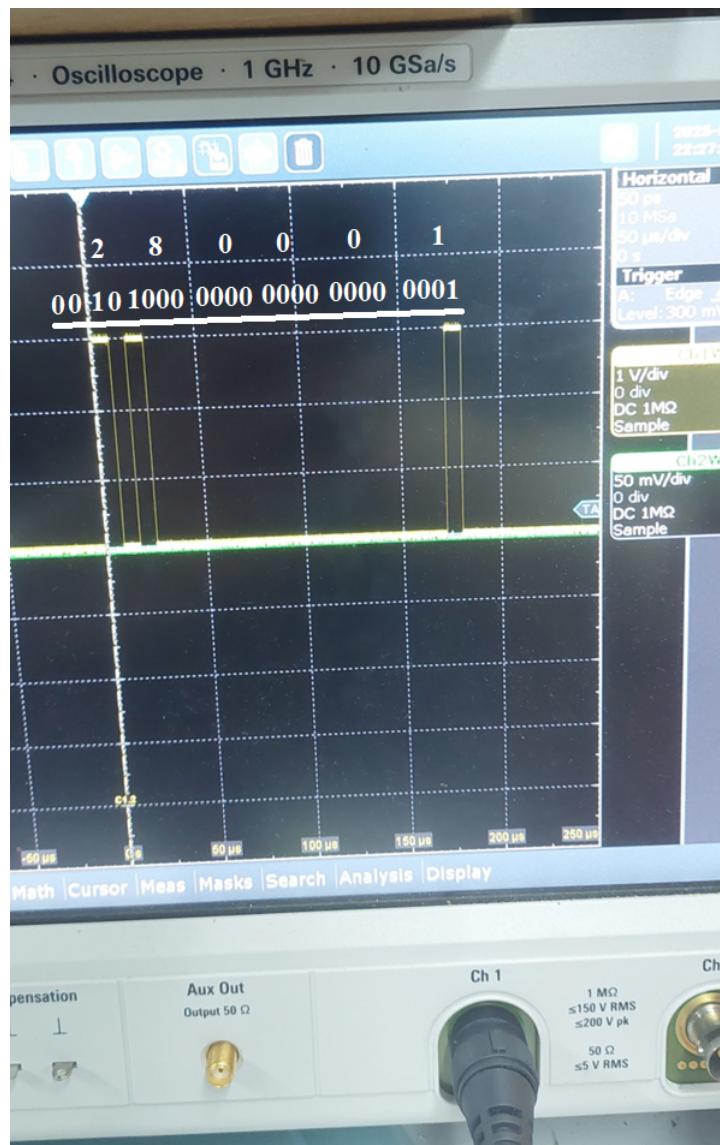


Figura 5.4: $RESET_ALL_REG = 0x280001$.

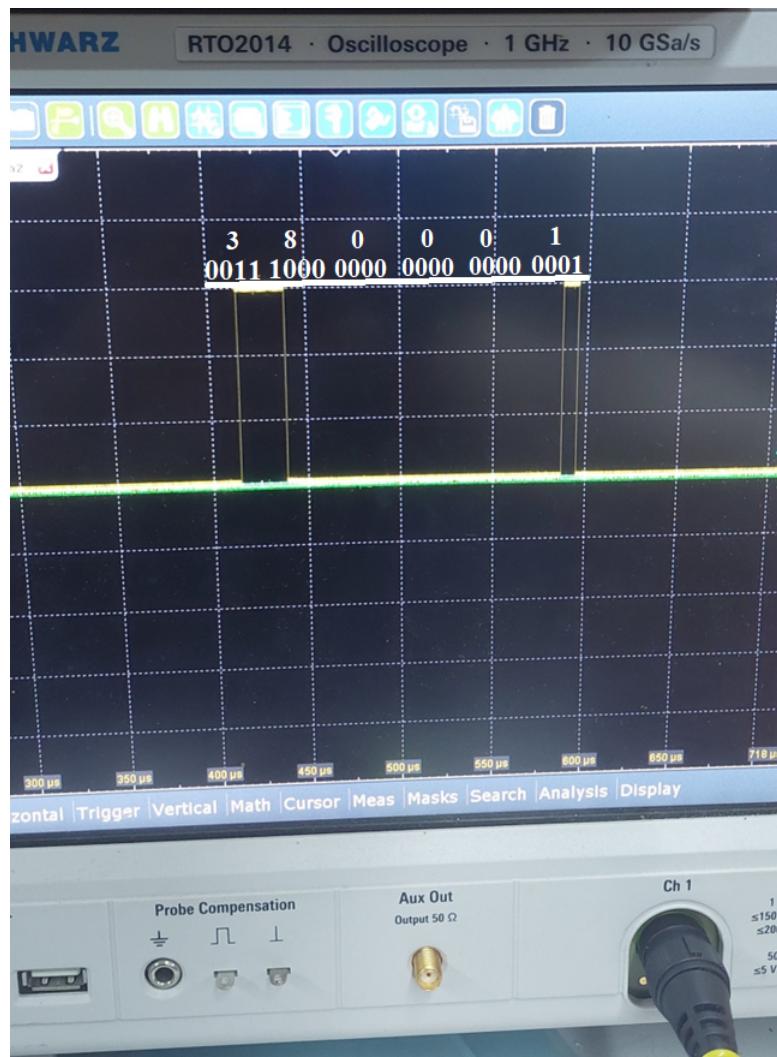


Figura 5.5: *INTERNAL_REF_EN = 0x380001.*

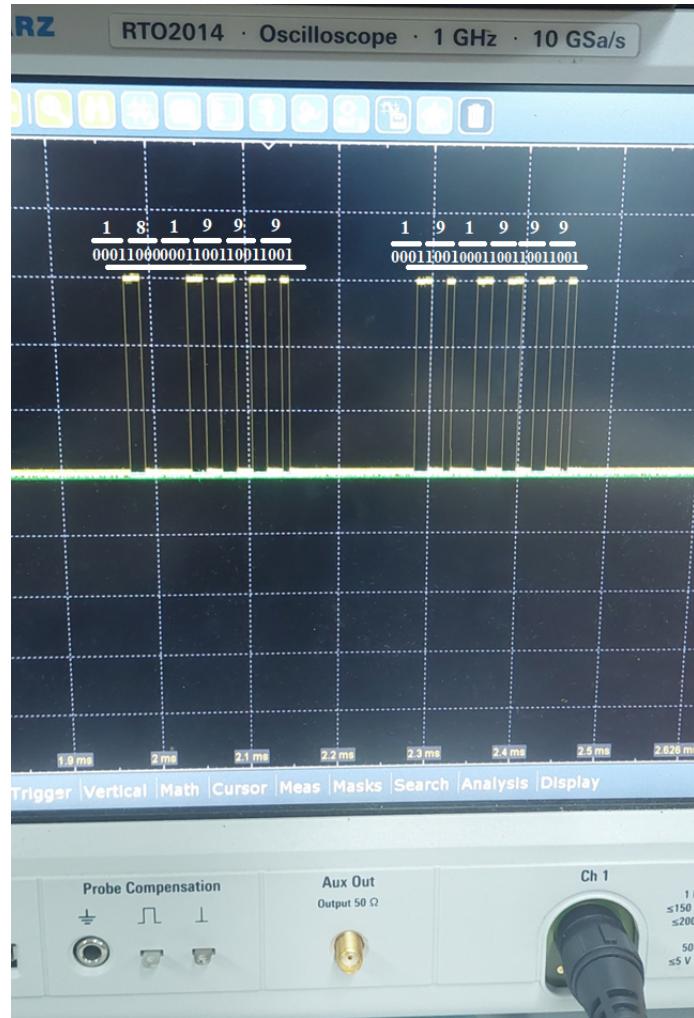


Figura 5.6: $DATA_A = 0x181999$ e $DATA_B = 0x191999$.

Avendo la Daughter un interfaccia RF, la sua analisi è più delicata. Nel corso di questo progetto la sfida più ardua è stata quella di saldare correttamente il power detector e verificarne così il funzionamento. Di seguito verrà dato un focus sui metodi adottati a tale scopo.

5.3 Misure Power Detector AD8319

Corretta saldatura dei componenti: Una prima analisi come segue: in assenza di segnale, così come per potenze di ingresso bassissime (-60 dBm), se alimentato, il dispositivo fornisce una tensione in uscita di 1.53 V; così è stato.

Curva Datasheet vs Curva Sperimentale: Appurata l'avvenuta saldatura, ho proceduto a ricreare una caratteristica riportata dal Datasheet per capirne meglio

il funzionamento e vedere che funzionava tutto correttamente.

La misura è stata così effettuata: Ho impostato al generatore di segnale una frequenza di 900 MHz e una potenza tale da avere una piccola variazione a partire dai 1.53 V di assenza di segnale. Tale valore è stato di -45 dBm. Le condizioni in cui mi sono posto sono quelle di attenuazione minima ($V_{c1} = -2$ V, $V_{c2} = -2$ V). Vanno perciò considerati 3 dBm introdotti dal power splitter e 10 dBm introdotti dall'attenuatore a monte dell'AD8319. Inoltre c'è da tenere presente che, così come da Fig. 5.7, l'attenuazione del VVA non è da considerarsi anch'essa di 3 dBm; in questo caso risulta anzi significativa. Per questo motivo ho riportato anche la curva misurata, ma traslata di 30 dBm. Come si vede dalla Fig. 5.9 l'andamento logaritmico per valori centrali è ampiamente verificato e rispettato. Un'altra cosa di cui tener conto è il tempo di ritardo nella risposta dei singoli componenti. Il più significativo fra tutti è proprio quello introdotto dal VVA. Come si può vedere dalla Fig. 5.8, esso si aggira sui 30 ms ad essere ottimisti.

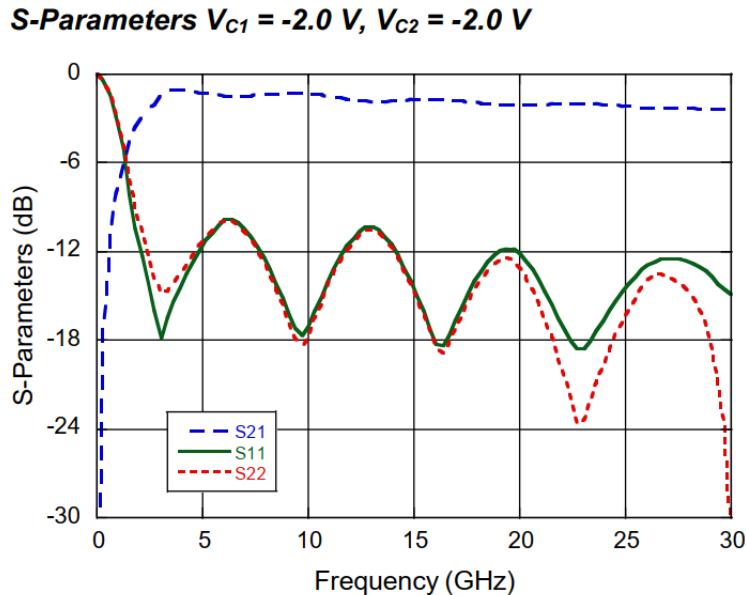


Figura 5.7: $V_{c1} = -2$ V, $V_{c2} = -2$ V. Pag. 4 del Datasheet [31]

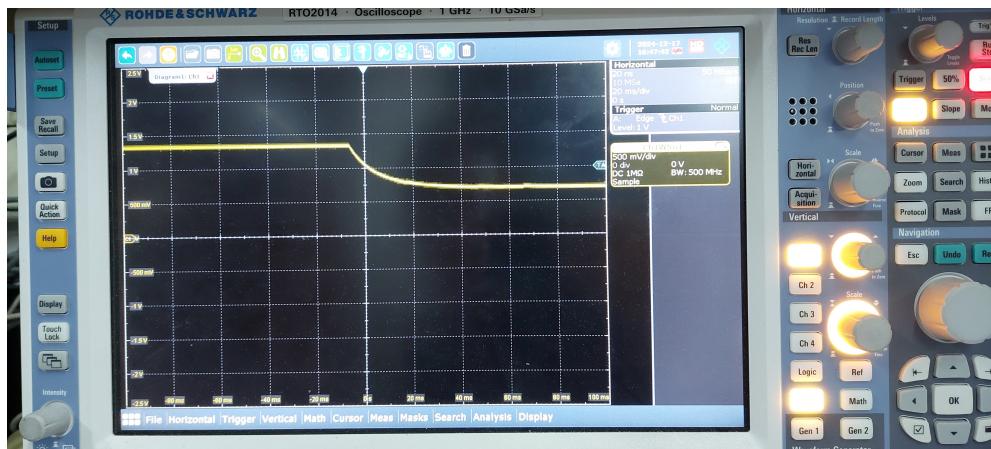


Figura 5.8: Tempo di ritardo VVA. Tale caratteristica è stata ottenuta imponendo un gradino delle tensioni da $V_{c1} = -2 \text{ V}$, $V_{c2} = -2 \text{ V}$ a $V_{c1} = 0 \text{ V}$, $V_{c2} = 0 \text{ V}$.

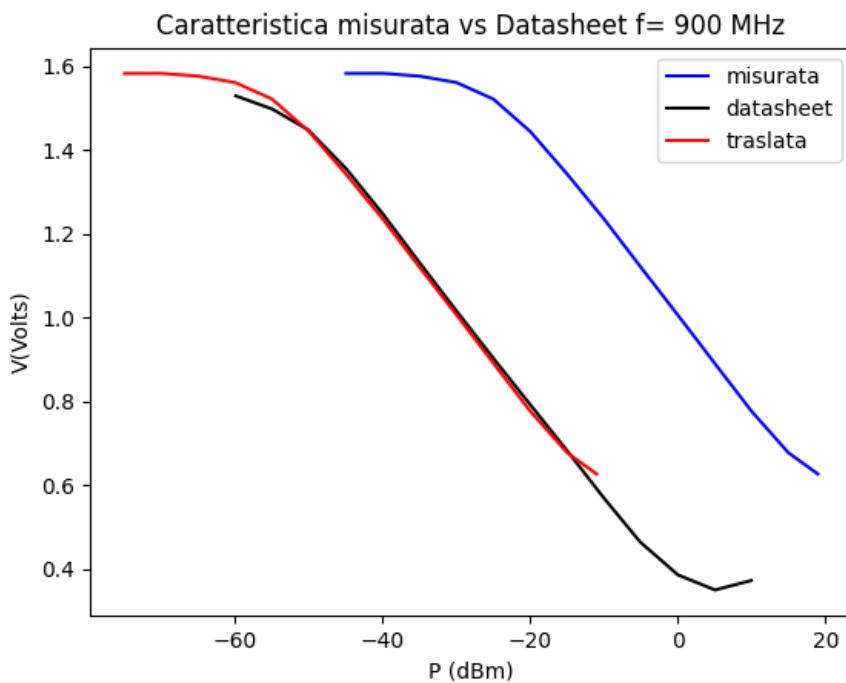


Figura 5.9: Caratteristica misurata vs Datasheet $f= 900 \text{ MHz}$. La misura della tensione è stata fatta per i seguenti valori di potenza impostati manualmente dal generatore: $[-45, -40, -35, -30, -25, -20, -15, -10, -5, 0, 5, 10, 15, 19] \text{ dBm}$.

5.4 Correzione automatica della potenza

Avendo verificato quanto visto, a questo punto bisogna verificare il cuore di questa tesi, ovvero che l'algoritmo di controllo funzioni correttamente. Ho deciso di far funzionare la scheda sotto 3 situazioni diverse possibili:

- $V_{\text{sp}} = 1.09 \text{ V}$. Basterà modificare solo la $V_{\text{c}1}$ per raggiungere l'attenuazione corretta;
- $V_{\text{sp}} = 1.137 \text{ V}$. Situazione a cavallo fra il cambio di controllo delle tensioni che può dar motivo di instabilità;
- $V_{\text{sp}} = 1.20 \text{ V}$. Verrà modificata solo $V_{\text{c}2}$.

L'algoritmo di controllo funziona, ripetendo quanto visto in 4.5, tramite un controllo per ridurre l'errore. Lavorando nella zona in cui la relazione tra tensione d'uscita e potenza d'ingresso del Power Detector è logaritmica, risalire poi alla potenza d'ingresso non è difficile. Inoltre la dipendenza dalla frequenza della tensione d'uscita è irrilevante.

Legenda dei Grafici:

- $V_{\text{c}1}$ e $V_{\text{c}2}$ rispettivamente Nero e Arancione;
- V_{read} Verde;
- Errore Blu;
- Tensione V impostata dall'algoritmo Rosso;
- Rispettiva tensione V_{sp} Grigio.

Prove di Laboratorio:

- Per $V_{\text{sp}} = 1.09 \text{ V}$ sono stati ottenuti degli ottimi risultati. In particolare la $V_{\text{c}2}$ resta costante a -2 V e la V , se non per un piccolo intervallo iniziale, poi assume valori compresi fra 0 V e -2 V e di conseguenza la $V_{\text{c}1}$ la egualia perfettamente. Il sistema va a regime dopo circa 50 ms. Così come detto in precedenza, per mandare a regime l'attenuazione fornita dal VVA ci vogliono all'incirca 30 ms e poiché il Software del Raspberry viene eseguito in 4.4 ms, mandando i segnali con una frequenza di 100 KHz ($100 \mu\text{s}$ per trasmettere un singolo bit, alla fine si avrebbe $\approx 4.4 \text{ ms} + 2 \cdot 0.1 \cdot 24 \text{ ms} = 9.2 \text{ ms}$) vien da sè che il sistema calcola l'attenuazione successiva da imporre prima che il sistema sia andato a regime con l'attenuazione precedente. In questo modo si rischia di avere instabilità e/o tempistiche più lunghe.

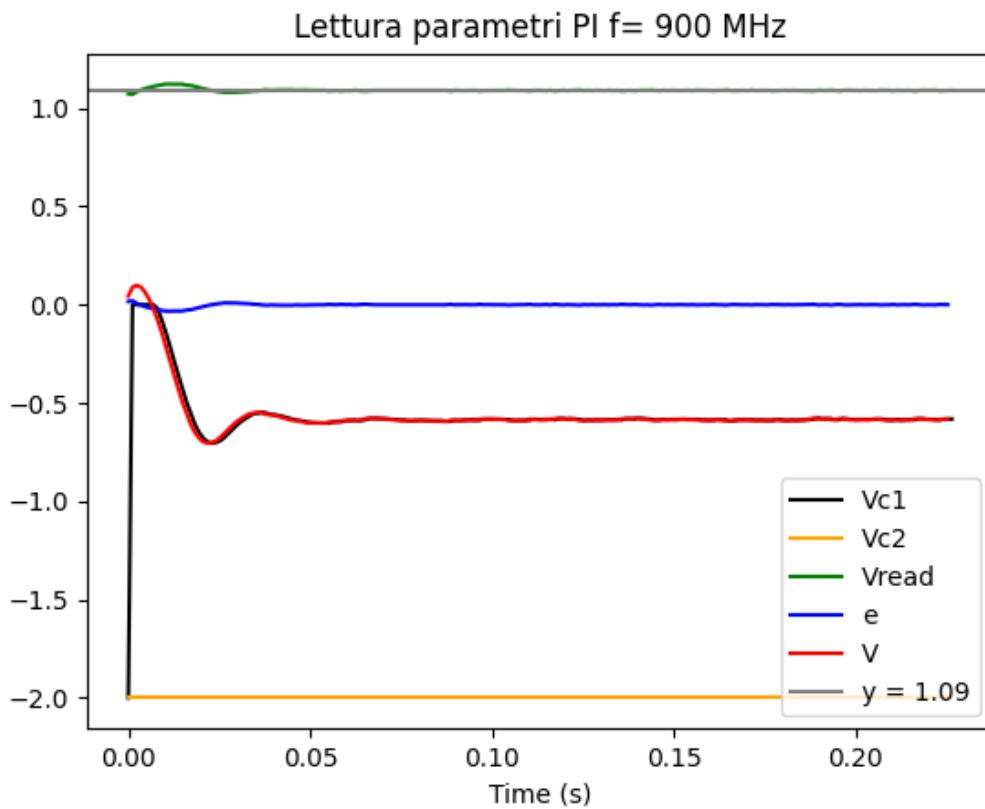


Figura 5.10: Lettura parametri PI $f= 900$ MHz $V_{_sp} = 1.09$ V.

- Per $V_{_sp} = 1.137$ V si ha effettivamente una situazione di instabilità. In fase di testing, infatti, è stata la zona d'ombra più difficile da trattare. Dalla Fig. 5.11 si intuisce che il periodo di tali forme d'onda (Ad esempio di V), risulta essere sui 10 ms. Poiché l'errore in sè risulta essere buono prima del salto repentino successivo della V, in quanto, essendo $V_{_sp} = 1.137$ V l'algoritmo dovrebbe decidere se il valore dell'errore è minore avendo una V_{c2} prossima a -2 V oppure avere una V_{c1} prossima a 0 V. Come margine di miglioramento cercherei di lavorare su tale condizione.

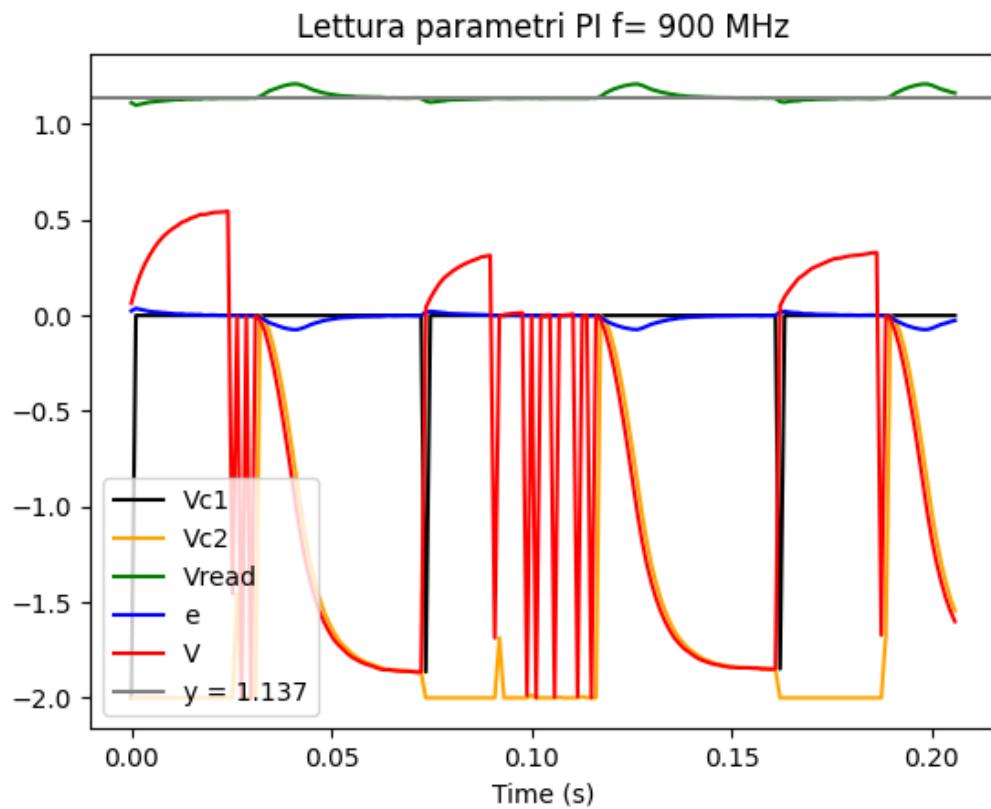


Figura 5.11: Lettura parametri PI f= 900 MHz $V_{sp} = 1.137$ V.

- Per $V_{sp} = 1.20$ V l'andamento complessivo delle curve risulta essere travagliato fino a circa 30 ms, per poi stabilizzarsi finalmente dopo 70 ms.

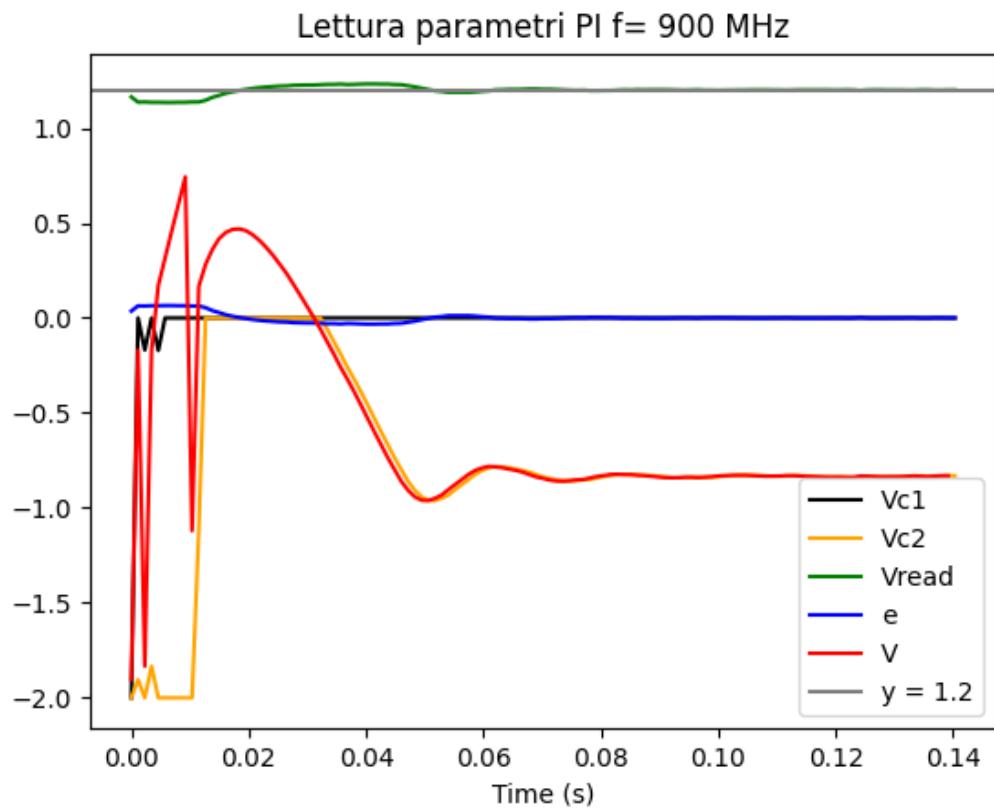


Figura 5.12: Lettura parametri PI f= 900 MHz $V_{sp} = 1.20$ V.

Capitolo 6

Conclusioni

Come ogni lavoro di tesi che si rispetta, è giunto il momento di tirarne le conclusioni.

Lo scopo iniziale di questo progetto era quello di creare un sistema che regolasse autonomamente la potenza di un segnale a microonde. Così come visto in 5.4 tale sistema risulta essere funzionante, se non con qualche inconveniente in alcuni della dinamica. Sarebbe stato interessante andare a valutare un comportamento in frequenza andando a tenere costante il valore di V_{sp} (vedi Fig. 6.1); ciò non è stato possibile farlo per mancanza di tempo.

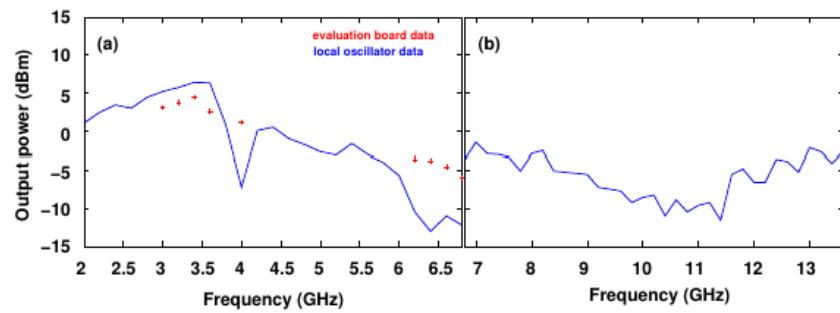


Figura 6.1: Potenza di uscita dei segnali generati dal lavoro della Dott.ssa Barsotti; segnali da inviare in ingresso al mio sistema.

Segue che sarebbe interessante creare un unico sistema che genera un segnale in RF e genera autonomamente la potenza avendo a disposizione un solo Raspberry.

Capitolo 7

Foto

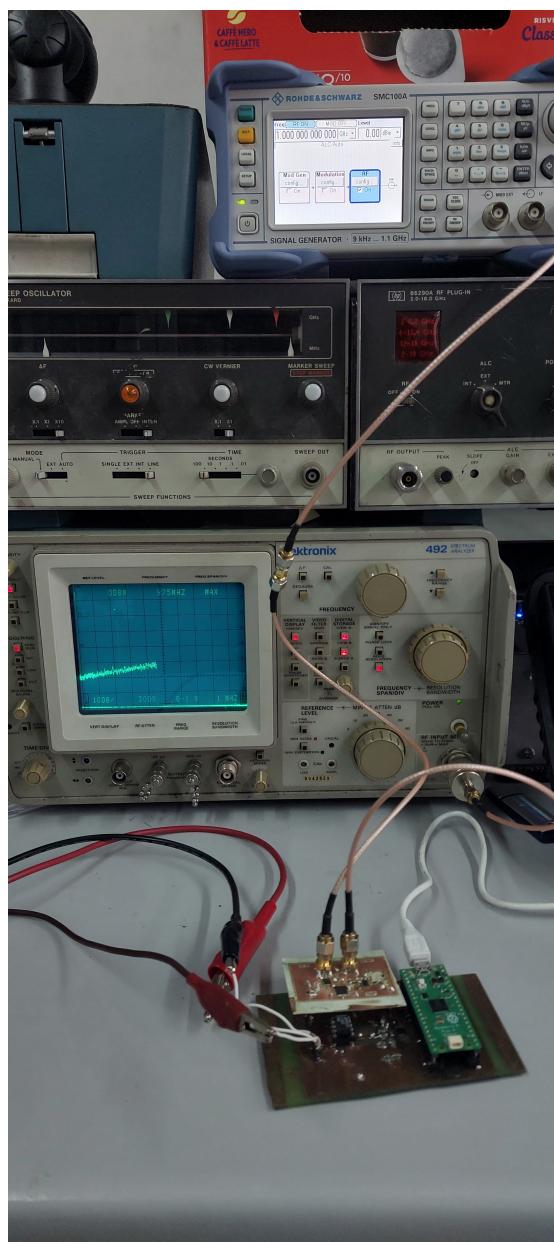


Figura 7.1: Foto Complessiva con cavi.

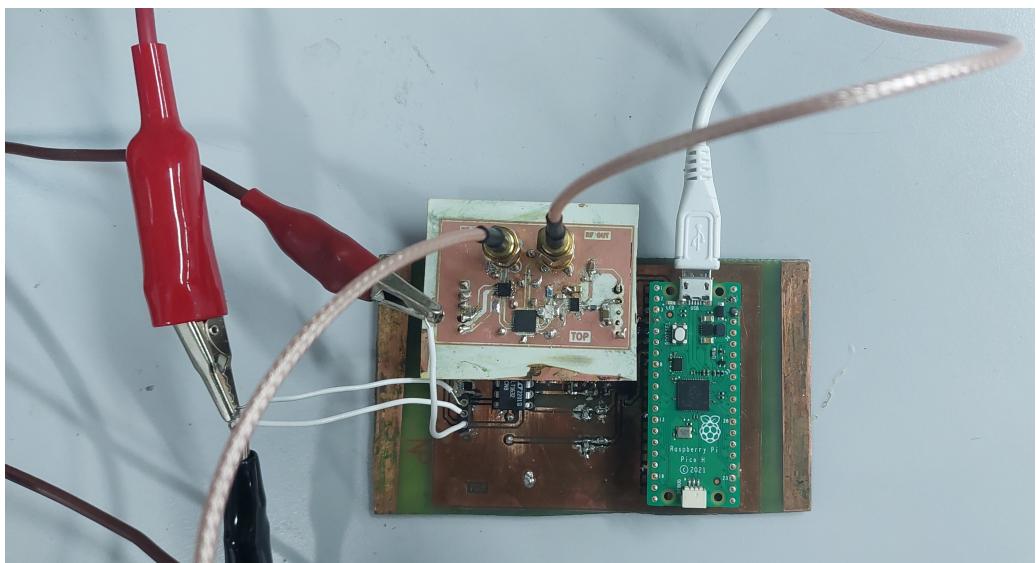


Figura 7.2: Foto Scheda.

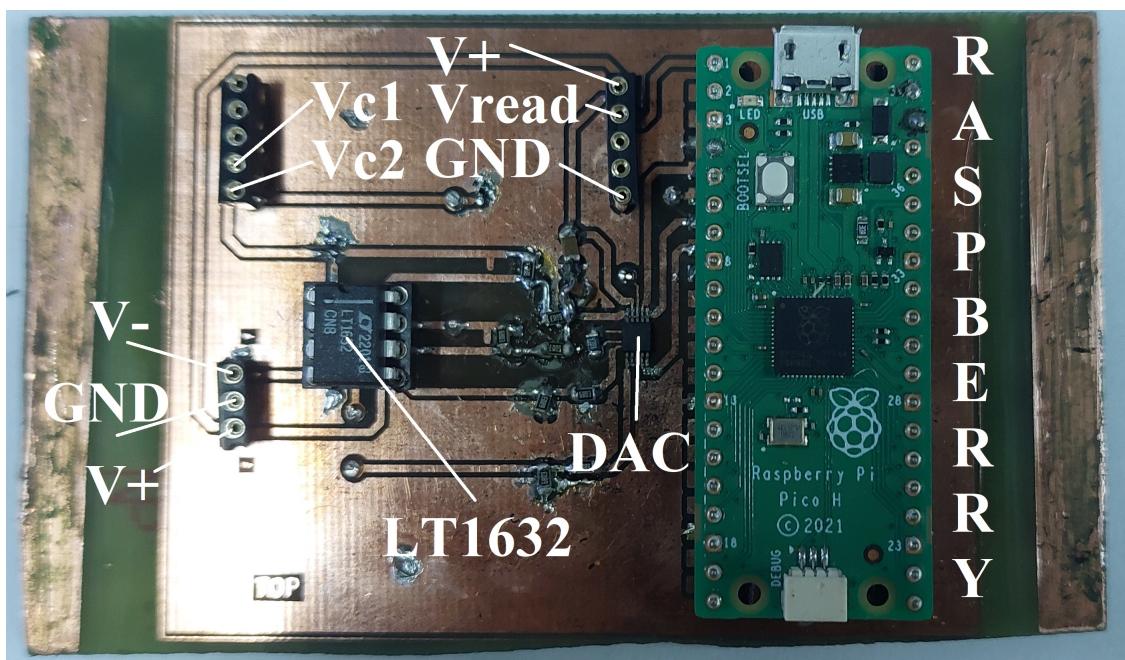


Figura 7.3: Foto Scheda Mother TOP.

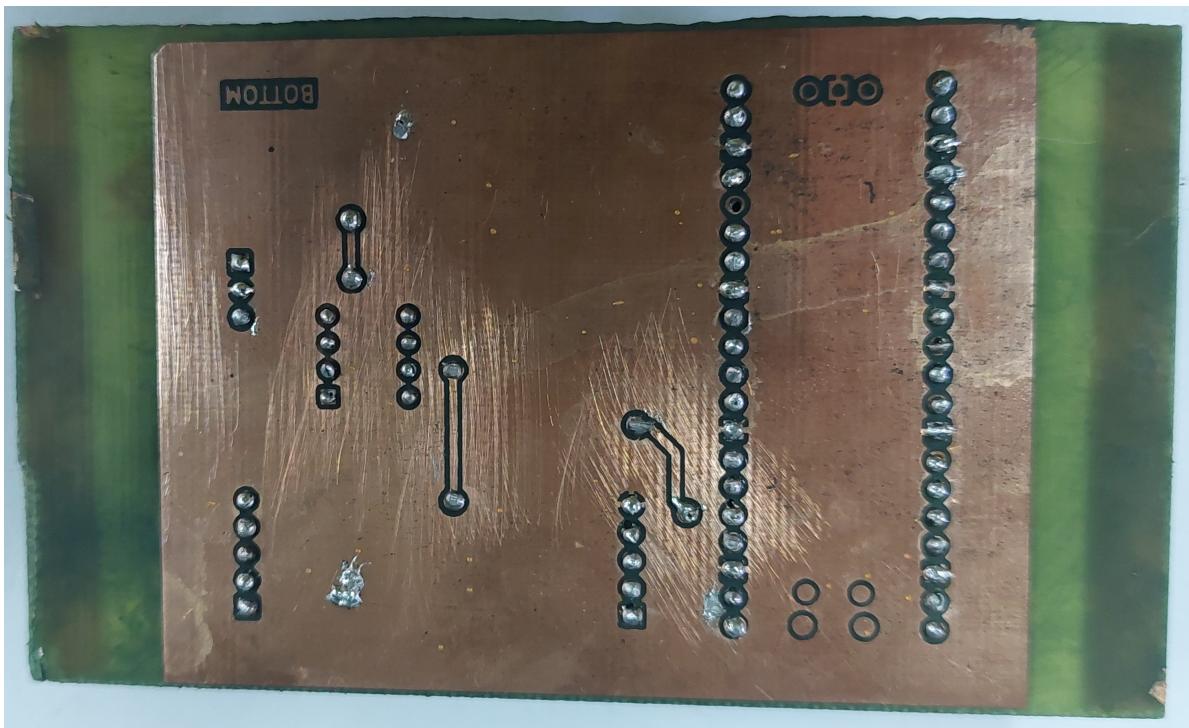


Figura 7.4: Foto Scheda Mother BOTTOM.

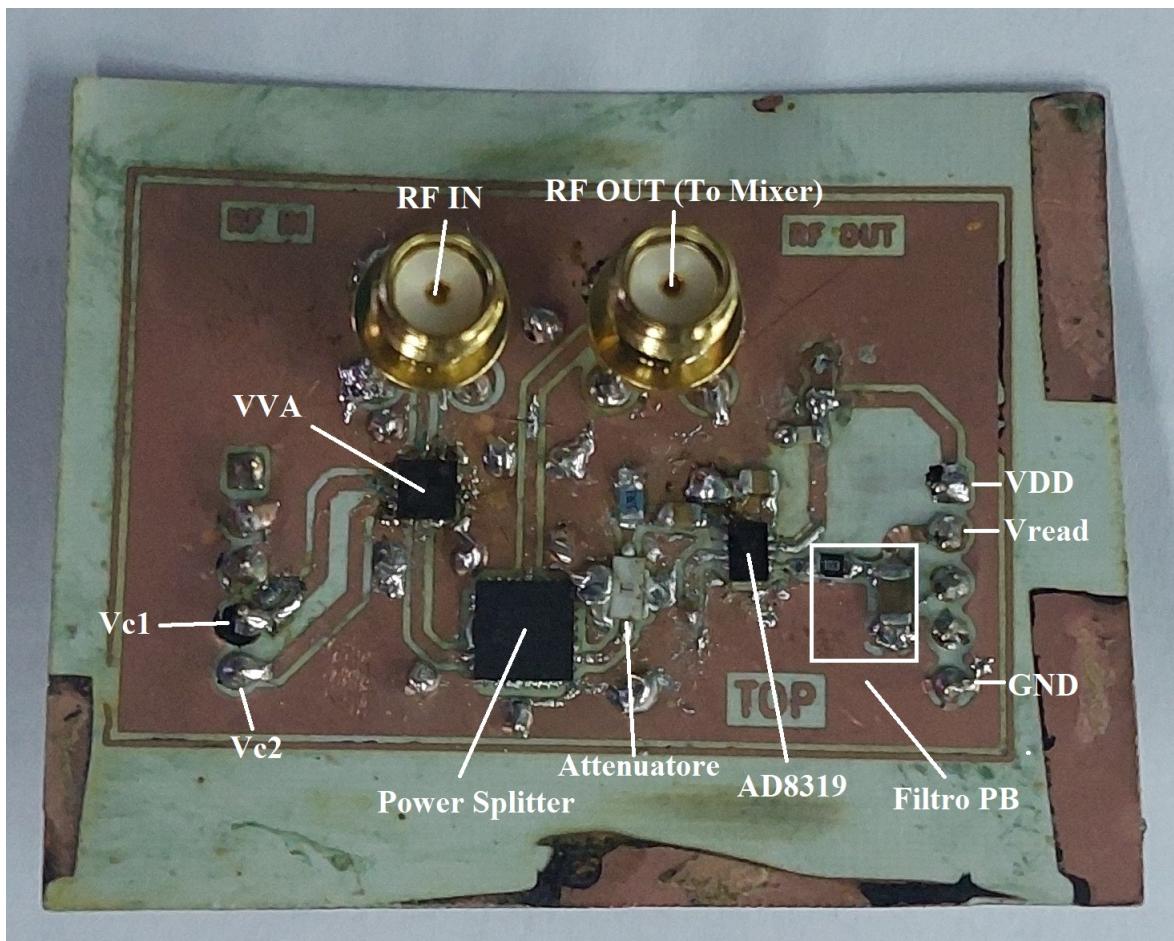


Figura 7.5: Foto Scheda Daughter con AD8319.



Figura 7.6: Alimentatore da Banco.



Figura 7.7: Generatore di Segnali fino a 1.1 GHz.



Figura 7.8: Generatore di Segnali fino oltre 1.1 GHz.

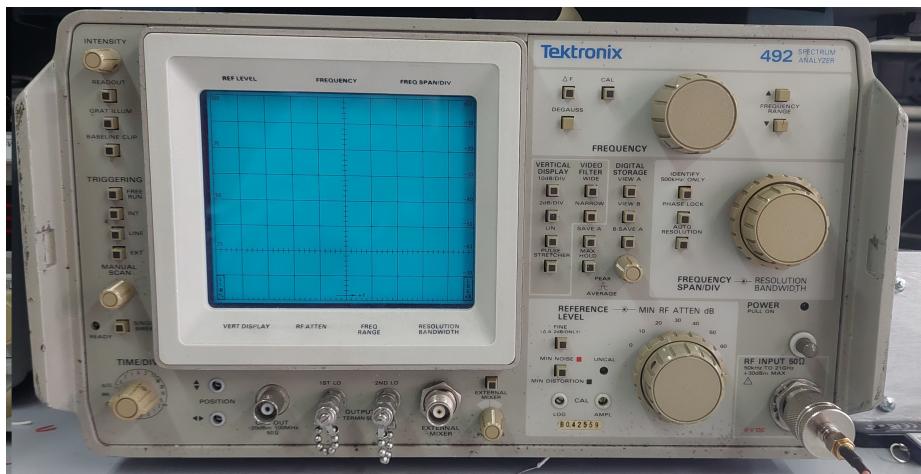


Figura 7.9: Analizzatore di Spettro.



Figura 7.10: Osciloscopio.



Figura 7.11: Hot Air Gun.



Figura 7.12: Multimetro.



Figura 7.13: Microscopio.

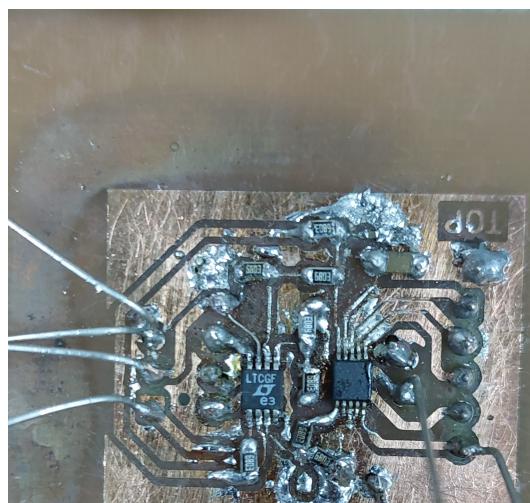


Figura 7.14: Primo Prototipo LT6244.

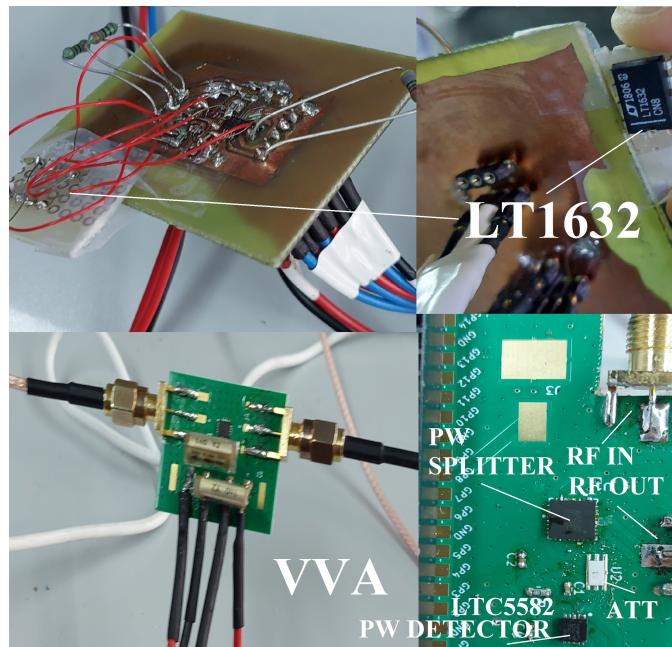


Figura 7.15: Primo Prototipo funzionante in cui è stato sostituito l'operazionale LT6244 con il LT1632.



Figura 7.16: Foto Scheda Daughter LTC5582 (Non funzionante).

Capitolo 8

Ringraziamenti

Siamo arrivati a questo momento, nella sezione più libera della tesi, in cui posso abbandonare un linguaggio più accademico e lasciare che esca la vena dello scrittore in me. Senza perderci in troppi giri, partirò con i ringraziamenti accademici. Voglio ringraziare l'università di Pisa ed i professori che ho incontrato nel mio percorso. Tutto sommato mi hanno formato a questo livello e nonostante tutto, in quasi nessuno ho potuto fare a meno di trovare un'eccellente preparazione, ma soprattutto una straordinaria passione nel lavoro che fanno. Grazie anche a questo ho tenuto duro in questi anni, ma il fatto di aver trovato spesso i miei amici, nonché colleghi, Lorenzo e Jacopo in quei bui anfratti di Ingegneria mi ha permesso di farmi qualche risata ed alleviare il peso di tale condizione da studente di ingegneria a Pisa. (In particolare il polo f, che ricorderò sempre come una seconda casa, di sera poi. Mi ricorderò sempre come i primi anni non aveva né l'acqua calda, né l'erogatore gratuito dell'acqua e il retro dell'edificio sembrava una palude, senza aria condizionata...). Non sono sempre stati periodi semplici, né i primi anni, né in quelli successivi. Tanti sono stati i momenti di sconforto e di solitudine. Negli ultimi 2 anni circa ho frequentato la biblioteca SMS e al gruppo di amici e di amiche che mi sono fatto là, va di nuovo un mio caloroso ringraziamento. Ringrazio Agata Barsotti per aver avuto la pazienza di insegnarmi e di accompagnarmi durante il lavoro di tesi; la sua gentilezza e la sua preparazione mi hanno fatto arrivare alla fine di questo progetto alleviandomi più volte tale peso. Per non parlare del gruppo di amici che si è instaurato nel corso di Calistenichs, presieduto dal Sensei Bruno (che non apprezzerà tale epiteto), della Misericordia, nel quale, spinto da curiosità, ho trovato preparazione, gentilezza e grande spirito verso il prossimo, nonché un amore a prima vista che non è mai avvenuto, ma di cui ringrazio di cuore la ragazza: "Non dovevi fare lo scrittore, dovevi fare l'ingegnere". Sai che c'è? a sto punto farò entrambi! Ovviamente sono presenti i vari istituti in cui ho studiato le mie innumerevoli lingue, grande mia passione, con in particolare il giapponese presso CASA ASIA, un istituto spagnolo. Ringrazio i miei amici, sparpagliati in tanti gruppi: su Lucca (le famose bimbe di Lucca!), su Pisa, il gruppo di D&D a Pontedera e anche a Livorno. Come non poter concludere questa sezione con un pensiero verso tutta la mia famiglia, sparpagliata in ogni dove.

A mio Padre, a Marty, a Vale, ai Nonni e a mia Mamma, dalla quale ho imparato innumerevoli lezioni, ed il cui rapporto non verrà riportato qui, ma apparterrà solo a me e a lei. A tutte le persone che casualmente ho incrociato nella mia vita, tutti voi mi avete permesso tutti di lenire questo impegno universitario. Grazie davvero. Per ultimo, ma non meno importante, ci sono io. Ce l'ho fatta e sono fiero di me. Grazie Andre.

Bibliografia

- [1] J. Koch, T. M. Yu, J. Gambetta, A. A. Houck, D. I. Schuster, J. Majer, A. Blais, M. H. Devoret, S. M. Girvin, R. J. Schoelkopf (2007) Charge insensitive qubit design derived from the Cooper pair box *Phys. Rev.: A* 76, 042319.
- [2] A. Wallraff, D. Schuster, A. Blais, et al. (2004) Strong coupling of a single photon to a superconducting qubit using circuit quantum electrodynamics. *Nature*: 431, 162–167.
- [3] A. Blais, R.S. Huang, A. Wallraff, S. M. Girvin, R.J. Schoelkopf (2004) Cavity quantum electrodynamics for superconducting electrical circuits: An architecture for quantum computation. *Phys. Rev. A*: 69, 6, 062320.
- [4] J. Herrmann, C. Hellings, S. Lazar, F. Pfäffli, F. Haupt, T. Thiele, D. Zanuz, G. Norris, F. Heer, C. Eichler, A. Wallraff (2022) Frequency Up-Conversion Schemes for Controlling Superconducting Qubits. 10.48550/arXiv.2210.02513
- [5] https://www.zhinst.com/sites/default/files/zi_appnote_up_conversion.pdf
- [6] https://datasheets.raspberrypi.com/pico/pico-datasheet.pdf?_gl=1*8dvb4n*_ga*0DM30TE40C4xNjg1NjI50Tk2*_ga_22FD70LWDS*MTY4NjAONzMoOS4zLjEuMTY4NjAONzc3Mi4wLjAuMA..
- [7] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc787a.pdf>
- [8] I. McNeil (1990) *An Encyclopedia of the History of Technology*. London: Routledge.
- [9] M. Kupczynski (2020) 'Is the Moon there if nobody looks: Bell inequalities and physical reality', *Frontiers in Physics*, 8, doi:10.3389/fphy.2020.00273.
- [10] H. D. Kurz, M. Schütz, R. Strohmaier, S. Zilian (2018). Riding a new wave of innovations. A long-term view at the current process of creative destruction. *Journal of Economic Literature*, 44(4), 545-583.

- [11] R. P. Feynman (1982). Simulating physics with computers. *International Journal of Theoretical Physics*, 21(6), 467-488. doi:10.1007/BF02650179.
- [12] R. P. Feynman (1986). Quantum mechanical computers. *Foundations of Physics*, 16(6), 507-531. doi:10.1007/BF01886518.
- [13] J. Slater (1929). "The Theory of Complex Spectra". *Physical Review*, 34(2), 1293-1322. doi:10.1103/PhysRev.34.1293.
- [14] G. Serafino and A. Bogoni (2019). Quantum Radar: State of the Art and Potential of a Newly-Born Remote Sensing Technology. Consorzio Nazionale Interuniversitario per le Telecomunicazioni (CNIT), Pisa, Italy, and Sant'Anna School of Advanced Studies, Pisa, Italy <https://www.iris.sssup.it/handle/11382/534912>.
- [15] Dirac, P. A. M. (1947). *The Principles of Quantum Mechanics* (2nd ed.). Clarendon Press.
- [16] Zeilinger, A. (1999). "Experiment and the foundations of quantum physics". *Reviews of Modern Physics*, 71 (2): S288–S297. DOI: 10.1103/revmodphys.71.s288.
- [17] Overmars, A.; Venkatraman, S. (2020). "Mathematical Attack of RSA by Extending the Sum of Squares of Primes to Factorize a Semi-Prime". *Mathematical and Computational Applications*, 25 (4): 63. DOI: 10.3390/mca25040063.
- [18] Al Mobin, M.; Kamrujjaman, M. (2024). "Cryptanalysis of RSA Cryptosystem: Prime Factorization using Genetic Algorithm". *arXiv preprint*, arXiv:2407.05944v1. Disponibile online: <https://arxiv.labs.arxiv.org/html/2407.05944v1>.
- [19] Omollo, R.; Okoth, A. (2022). "Large Semi-primes Factorization with Its Implications to RSA Cryptosystems". *BOHR International Journal of Smart Computing and Information Technology*, 3(1), 1–8. DOI: <https://doi.org/10.54646/bijscit.011>
- [20] Apolloni, B.; Cesa-Bianchi, N.; De Falco, D. (1988). "A numerical implementation of quantum annealing". In *Stochastic Processes, Physics and Geometry, Proceedings of the Ascona-Locarno Conference*.
- [21] Apolloni, B.; Carvalho, M. C.; De Falco, D. (1989). "Quantum stochastic optimization". *Stochastic Processes and their Applications*, 33(2): 233–244. DOI: 10.1016/0304-4149(89)90040-9.
- [22] Kadowaki, T.; Nishimori, H. (1998). "Quantum annealing in the transverse Ising model". *Phys. Rev. E*, 58(5): 5355. DOI: 10.1103/PhysRevE.58.5355.
- [23] Harrow, Aram W.; Montanaro, Ashley (September 2017). "Quantum computational supremacy". *Nature*, 549(7671): 203–209. DOI: 10.1038/nature23458.

- [24] Deutsch, David; Barenco, Adriano; Ekert, Artur (1995). "Universality in Quantum Computation". *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 449(1937): 669–677. DOI: 10.1098/rspa.1995.0065.
- [25] Ball, Philip (2020-12-03). "Physicists in China challenge Google's 'quantum advantage'". *Nature*, 588(7838): 380. Bibcode:2020Natur.588..380B. DOI: 10.1038/d41586-020-03434-7.
- [26] Nielsen, Michael A.; Chuang, Isaac L. (2000). *Quantum Computation and Quantum Information*. Cambridge: Cambridge University Press.
- [27] Roth, T. E., Ma, R., and Chew, W. C. (2023). "The Transmon Qubit for Electromagnetics Engineers: An introduction". *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 65(2): 8-20. DOI: 10.1109/MAP.2022.3176593.
- [28] Daniel Sank, Alex Opremcak, Andreas Bengtsson, Mostafa Khezri, Zijun Chen, Ofer Naaman, and Alexander Korotkov, *System Characterization of Dispersive Readout in Superconducting Qubits*, Google Quantum AI, Goleta, CA 93111, USA (Dated: 3 July 2022). Disponibile su: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2402.00413>.
- [29] Bardeen, J., Cooper, L. N., and Schrieffer, J. R. (1957). "Microscopic Theory of Superconductivity". *Physical Review*, 106(1): 162–164. DOI: 10.1103/PhysRev.106.162.
- [30] J. M. Chávez-Garcia, F. Solgun, J. B. Hertzberg, O. Jinka, M. Brink, and B. Abdo, "Weakly Flux-Tunable Superconducting Qubit," IBM Quantum, IBM Research Center, Yorktown Heights, New York 10598, USA, March 9, 2022. Available: <https://doi.org/10.48550/arXiv.2203.04164>.
- [31] MAAT, "MAAT_010521_L1-1516670: Voltage Variable Attenuator", Datasheet, [Online]. Available: https://www.mouser.com/datasheet/2/249/MAAT_010521_L1-1516670.pdf
- [32] Mouser Electronics, "EP2W1_2b: Product Datasheet", Datasheet, 2023. Available: https://www.mouser.it/datasheet/2/1030/EP2W1_2b-1700432.pdf.
- [33] Ohmite, "TFA Fixed Attenuators", Datasheet, [Online]. Available: <https://www.mouser.it/new/ohmite/ohmite-tfa-fixed-attenuators/>.
- [34] Ohmite, "TFA Fixed Attenuators: Product Datasheet", [Online]. Available: https://www.mouser.it/pdfDocs/res_tfa.pdf.
- [35] Analog Devices, "AD8319: 1 MHz to 10 GHz RF Logarithmic Detector/Controller", Datasheet, [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/ad8319.pdf>.

- [36] Seeed Studio, "XIAO RP2040: Microcontroller Datasheet", Datasheet, [Online]. Available: https://files.seeedstudio.com/wiki/XIAO-RP2040/res/rp2040_datasheet.pdf.
- [37] Texas Instruments, "DAC8562T: Dual, Low-Power, 16-Bit, Buffered Voltage-Output DAC with Internal Reference", Datasheet, [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/DAC8562T>.
- [38] Mouser Electronics, "16323FS: Voltage Controlled Oscillator", Datasheet, [Online]. Available: <https://www.mouser.it/datasheet/2/609/16323fs-2954149.pdf>.
- [39] <https://cordis.europa.eu/article/id/182749-diamondbased-sensors-enable-spintronics-and-nextgeneration-mri>
- [40] <https://www.technologyreview.com/2019/02/14/103409/what-is-quantum-communications/>
- [41] <https://www.technologyreview.com/2019/07/12/134211/explainer-what-is-post-quantum-cryptography/>
- [42] <https://www.technologyreview.com/2017/07/10/150547/first-object-teleported-from-earth-to-orbit/>
- [43] <https://www.pcmag.com/news/google-claims-quantum-computing-achievement-ibm-says-not-so-fast>
- [44] <https://www.sciencenews.org/article/new-light-based-quantum-computer-jiuzhang-supremacy>
- [45] <https://digital-strategy.ec.europa.eu/en/policies/quantum-technologies-flagship>
- [46] <https://digital-strategy.ec.europa.eu/en/policies/quantum>