

Seconda Università degli Studi di Napoli



FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA INFORMATICA

TESI DI LAUREA

IN

OPTOELETTRONICA

**“Realizzazione di una linea di ritardo in
fibra ottica per simulazione
di echi radar”**

RELATORE:

Ch.mo Prof. Luigi Zeni

CORRELATORE:

Ing. Gianfranco Palmese

CANDIDATO:

Alessandra Postiglione

Matricola 880/140

ANNO ACCADEMICO 2010/2011

Alla mia Mamma

Indice

Capitolo 1 Progetto	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Radar	2
1.3 Sistema progettato.....	3
Capitolo 2 Cenni Teorici.....	5
2.1 Sorgenti ottiche	5
2.1.1 Principio di funzionamento di un laser a semiconduttore	7
2.1.2 Tipologie di laser a semiconduttore	11
2.1.3 Package del componente	14
2.2 Tecniche di modulazione	16
2.2.1 Modulazione diretta	19
2.2.2 Modulazione esterna	20
2.3 Fibre ottiche	21
2.3.1 Struttura fisica	22
2.3.2 Teoria di base	22
2.3.3 Modi di propagazione	24
2.3.4 Tipologie di fibre ottiche.....	25
2.3.5 Spettro elettromagnetico e finestre di trasmissione.....	26
2.3.6 Dispersione.....	29
Capitolo 3 Progetto Hardware.....	32
3.1 Introduzione	32
3.2 Sviluppo del progetto	32
3.3 Sistema	36
3.4 Trasmettitore	36
3.4.1 Realizzazione del trasmettitore	52
3.5 Ricevitore	62
3.5.1 Realizzazione del ricevitore	75
Capitolo 4 Collaudo	81
4.1 Dal controllo al collaudo.....	81
4.2 Strumenti per il collaudo.....	81
4.3 Prove di isolamento.....	82
4.4 Controllo delle tensioni di alimentazione.....	83
4.5 Test.....	84

Ringraziamenti	88
Riferimenti web.....	89

Capitolo 1

Progetto

1.1 Introduzione

Il presente lavoro di tesi ha come scopo la realizzazione di una linea di ritardo in fibra ottica impiegata per simulare la distanza di un target da un radar. La Figura 1.1 mostra uno schema a blocchi in cui sono presenti i componenti del radar e della linea di ritardo. Il radar genera un segnale a Radio Frequenza (RF) che è trasmesso alla linea di ritardo. Dopo l'attraversamento del collegamento in fibra ottica monomodale, viene restituita al radar una replica ritardata del segnale trasmesso inizialmente. Il tempo impiegato dal segnale per tornare indietro è direttamente proporzionale alla lunghezza del cavo. Per simulare diverse distanze del target dal radar sono utilizzate fibre di lunghezza differenti. Attualmente, solo i radar di terra possono usare target per test fissi che devono essere collocati diversi km lontano dal radar per raggiungere un ritardo sufficiente. La soluzione al problema è avere una linea di ritardo in fibra ottica leggera e di dimensioni tali da poter essere collocata nel radar. In questo modo, la distanza dal target può essere simulata per qualsiasi tipo di radar. Il collegamento in fibra garantisce vantaggi anche in termini di attenuazione, banda del segnale ed immunità elettrica.

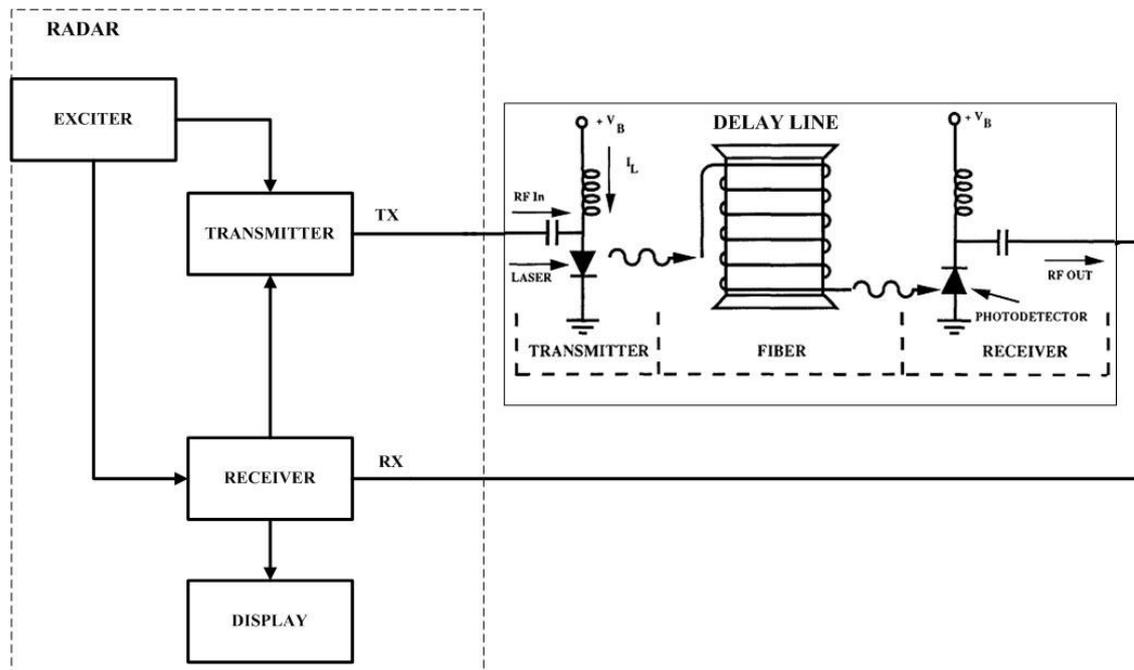


Figura 1.1

1.2 Radar

Come in parte anticipato nel paragrafo precedente, i Radio Detection And Ranging (radar) sono sistemi di radio rilevamento e determinazione della distanza. Il loro funzionamento si basa sull'emissione di radiazioni elettromagnetiche e sulla successiva valutazione degli echi prodotti da eventuali oggetti riflettenti (bersagli) posti lungo la direzione di propagazione dell'onda (Figura 1.2). Il campo di frequenze va da alcuni MHz fino appena oltre il visibile per i radar laser, il principio di funzionamento è il medesimo in tutte le gamme, ma quel che cambia è l'implementazione del sistema. La distanza (D) del bersaglio si calcola in base al ritardo con cui l'eco è percepito. Se si considerano bersagli in movimento, il radar può seguirne la traccia ed utilizzando strumenti di analisi e di calcolo può riuscire a predirne la posizione futura. Si possono inoltre notare variazioni di frequenza sui segnali di eco rispetto a quelli inviati da cui si derivano conclusioni sul fatto che il bersaglio sia fisso o mobile. Sfruttando l'effetto Doppler si

determina la velocità di movimento. Il radar è un dispositivo attivo in cui la portante trasmessa non è influenzata dall'ambiente circostante.

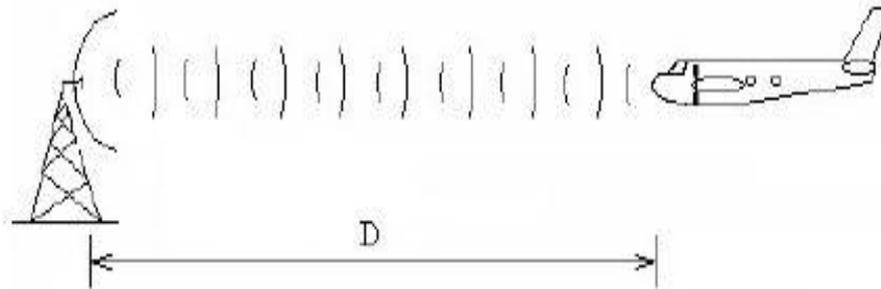


Figura 1.2

1.3 Sistema progettato

Il sistema progettato è mostrato in Figura 1.3.

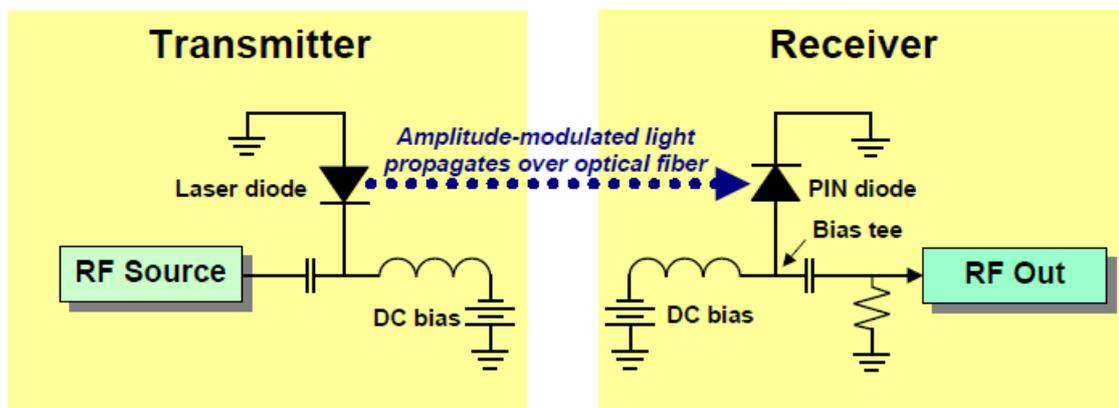


Figura 1.3

La linea di ritardo è costituita da un trasmettitore collegato ad un ricevitore mediante fibra ottica. In Figura 1.3 è rappresentato il blocco di trasmissione in cui è presente una sorgente di segnale a RF collegata ad un laser. Nella stessa figura è visibile anche il blocco di ricezione che include un fotorilevatore collegato ad un'uscita a RF. La corrente di bias del laser è attentamente selezionata per cadere nel mezzo della regione lineare della curva caratteristica del laser. Tale scelta permette di minimizzare le distorsioni. Il laser è basato sulla tecnica di modulazione diretta a partire dal segnale a RF e produce un segnale luminoso. La lunghezza della fibra stabilisce il range di distanza dal target. La velocità con cui la luce attraversa la fibra dipende dal fattore di rifrazione della fibra stessa; quindi, il ritardo del segnale corrisponde ad una certa distanza sulla terra. L'ingresso a RF è inserito in un circuito di Bias Tee che permette al bias laser ed al segnale a RF di essere sommati nel laser. Il laser è modulato e produce energia luminosa che trasporta informazione a RF. La luce attraversa la linea di ritardo in fibra ed emerge dall'altro lato dopo un ritardo Δt . Infine essa è rilevata dal fotodiodo per produrre un segnale a RF all'uscita.

Capitolo 2

Cenni Teorici

2.1 Sorgenti ottiche

Una sorgente ottica è un dispositivo elettro-ottico che permette la conversione di un segnale elettrico (tipicamente una corrente) in un segnale ottico (radiazione elettromagnetica). Quest'ultimo presenta una frequenza compresa nello spettro del visibile. A seconda del tipo di fenomeno alla base dell'emissione del fascio ottico e delle caratteristiche che esso possiede si distinguono due principali categorie di sorgenti ottiche:

- LED (Light Emitting Diodes): sono sorgenti caratterizzate da un processo di emissione della luce di tipo spontaneo e danno luogo ad una radiazione monocromatica di tipo incoerente;
- LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation): sono sorgenti in grado di emettere, in maniera stimolata, un fascio di radiazioni elettromagnetiche monocromatiche e coerenti nei campi dell'infrarosso, del visibile e dell'ultravioletto.

I laser, in base alla loro tipologia costruttiva, sono classificati in diverse famiglie quali: laser a gas, laser a colorante, laser a stato solido e laser a semiconduttore.

Le differenze tra laser e led sono molte. I LED, rispetto ai LASER, possiedono qualità come:

- semplicità costruttiva e strutturale;
- costo ridotto;

- affidabilità: il LED presenta una degradazione delle caratteristiche a seguito dell'invecchiamento minore del laser;
- minore sensibilità alle variazioni di temperatura;
- miglior comportamento in termini di dinamica d'ampiezza: la regione lineare della caratteristica di conversione elettro-ottica copre un più ampio intervallo di corrente in ingresso.

D'altra parte, un laser presenta importanti vantaggi in termini di prestazioni quali:

- possibilità di presentare maggiori livelli di potenza ottica in uscita accoppiabile in fibra (decine o centinaia di mW);
- migliori caratteristiche spettrali del fascio ottico emesso (possibilità di avere uno spettro a singola frequenza con larghezza di riga molto piccola);
- maggiore banda di funzionamento intesa come massima frequenza consentita al segnale modulante (sino alle decine di GHz contro le poche centinaia di MHz dei LED);
- minore rumorosità nel processo di emissione.

Per tali motivi i LED vengono impiegati solo nelle applicazioni in cui sono presenti livelli di potenza bassi, costi contenuti e specifiche, soprattutto in termini di rapporto segnale-rumore e banda di frequenza di funzionamento, non particolarmente stringenti, come può essere il caso di alcune reti LAN o di semplici sistemi ottici.

I laser, invece, rendono disponibili dispositivi dalle prestazioni estremamente differenziate.

A partire dai primi laser a gas operanti a basse lunghezze d'onda e con elevati livelli di potenza ottica in uscita, necessari per trasmettere il segnale sulle fibre allora disponibili e contraddistinte da alti valori di attenuazione e dispersione, si è arrivati, attraverso un costante processo di evoluzione del mezzo trasmissivo e della tecnologia applicata ai materiali, ai moderni dispositivi a stato solido ed a semiconduttore. Ciò ha consentito la possibilità di operare a lunghezze d'onda più elevate dove i livelli di attenuazione e dispersione della fibra ottica presentano il loro valore minimo e di usufruire di sorgenti ottiche sempre più selettive in frequenza caratterizzate da una bassa rumorosità nel processo di emissione.

2.1.1 Principio di funzionamento di un laser a semiconduttore

Un laser identifica un oscillatore ottico in grado di realizzare sostanzialmente due funzioni:

- l'amplificazione della luce, attraverso un mezzo attivo ed un sistema di pompaggio che consente l'emissione stimolata;
- la retroazione della luce tramite un risuonatore ottico, tipicamente realizzato mediante due specchi riflettenti.

I laser a semiconduttore sono comunemente impiegati. Un laser a semiconduttore (Figura 2.1) è costituito da una giunzione tra materiali con diverso drogaggio (p ed n).

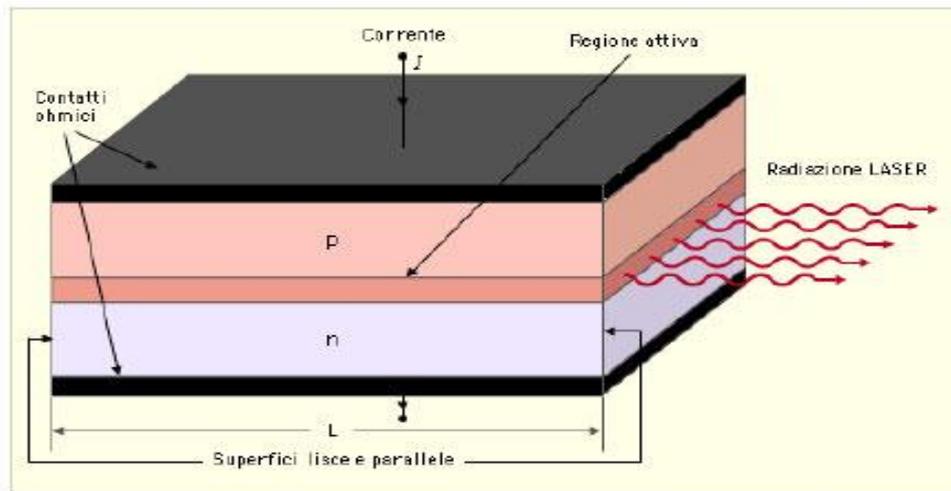


Figura 2.1

In un materiale semiconduttore i livelli di energia sono in realtà delle bande energetiche, separate da intervalli di energia proibiti (bandgap). La probabilità di occupazione della banda è definita dalla statistica di Fermi-Dirac e dipende da un livello di energia di riferimento detto livello di Fermi. In un semiconduttore intrinseco il livello di Fermi si trova a metà del bandgap esistente tra la BV (Banda di Valenza) e la BC (Banda di Conduzione). Le concentrazioni di elettroni in BC e di lacune in BV sono estremamente basse. Drogando il semiconduttore con impurità di tipo n o p il livello di Fermi si sposta rispettivamente verso la BC o verso la BV. Nel primo caso si incrementa la concentrazione di elettroni in banda di conduzione e si riduce la concentrazione di lacune in banda di valenza, nel secondo caso avviene l'opposto. È necessario realizzare una regione in cui tali portatori possano ricombinarsi al fine di favorire il processo di emissione stimolata. A tale scopo, viene considerata la formazione di una giunzione p-n che, nel caso più semplice, è formata dallo stesso materiale (omogiunzione). Un apporto energetico esterno provvede, inizialmente, a portare i portatori di carica ad un livello energetico superiore e successivamente a far in modo che il loro numero non diminuisca nel tempo. Tutto ciò è ottenuto attraverso un processo fisico definito pompaggio, realizzato grazie alla polarizzazione diretta della giunzione. Quando la tensione esterna è sufficientemente elevata vengono iniettati nel dispositivo un numero di portatori tali da raggiungere la cosiddetta inversione di popolazione e cioè una condizione in cui la con-

centrazione di elettroni in banda di conduzione e di lacune in banda di valenza è molto grande, quindi, anche il numero di coppie elettrone-lacuna disponibili per la ricombinazione è elevato. La corrente corrispondente alla tensione di polarizzazione per cui si verifica l'inversione viene detta corrente di soglia e rappresenta un parametro importante del laser in quanto determina il valore minimo di corrente in ingresso necessario per instaurare nel dispositivo il processo di conversione elettro-ottica. In un mezzo in cui è in atto l'inversione di popolazione, scelto in modo da presentare un decadimento di tipo radiativo, tale ricombinazione provoca il decadimento spontaneo dell'elettrone ad un livello energetico inferiore. Questo comporta la conseguente emissione di un fotone avente una lunghezza d'onda ben definita e legata all'entità del gap energetico esistente fra le bande di conduzione e di valenza. Il fotone così originato, attraversando il materiale, serve come stimolo per la creazione di altri fotoni identici (stessa fase, frequenza, direzione), instaurando un meccanismo di generazione a catena. Tali flussi di particelle, derivanti da differenti stimoli spontanei iniziali, sono però fra loro reciprocamente incoerenti in quanto originati a seguito di diversi decadimenti atomici (caratterizzati da diversi gap energetici) e perciò non idonei ad instaurare una radiazione in risonanza. L'artificio che consente di superare questo problema consiste nel confinare la struttura finora esaminata all'interno di un risuonatore ottico. Il risuonatore ottico, o cavità risonante, nella sua configurazione più semplice è costituito da una coppia di specchi posti agli estremi del mezzo attivo, in grado di selezionare in frequenza le oscillazioni che si creano al suo interno. Di solito uno degli specchi è realizzato con una riflettività prossima al 100% (in corrispondenza della lunghezza d'onda operativa del laser), mentre l'altro, lo specchio di uscita, ha una trasmissività non nulla in modo che la luce possa essere trasmessa all'esterno della cavità per fornire il fascio laser. La sua funzione è quella di riflettere ed amplificare quei fotoni contraddistinti da una frequenza corrispondente a quella di selettività del risuonatore e di abbattere tutti quelli non soddisfacenti tale relazione permettendo così, a seguito delle varie riflessioni agli specchi, il mantenimento e l'amplificazione di una radiazione di tipo coerente. In una omogiunzione, come quella fino ad ora esaminata, lo spessore della zona attiva in cui avviene la ricombinazione è molto piccolo e non si hanno meccanismi di confinamento delle cariche al suo interno. Per ovviare a questo si passa dalle semplici giunzioni p-n alle

eterogiunzioni dove un materiale a piccola bandgap viene posto tra due strati di materiale a gap maggiore e drogati diversamente (doppia eterogiunzione). In una doppia eterogiunzione, i portatori di carica iniettati vengono confinati nello strato centrale, detto strato attivo, grazie alle barriere di potenziale che si formano sia per il differente drogaggio, sia per il suo minor gap rispetto a quello dei materiali adiacenti (Figura 2.2). Allargando la regione attiva e consentendo in aggiunta anche il raggiungimento di correnti di soglia più basse.

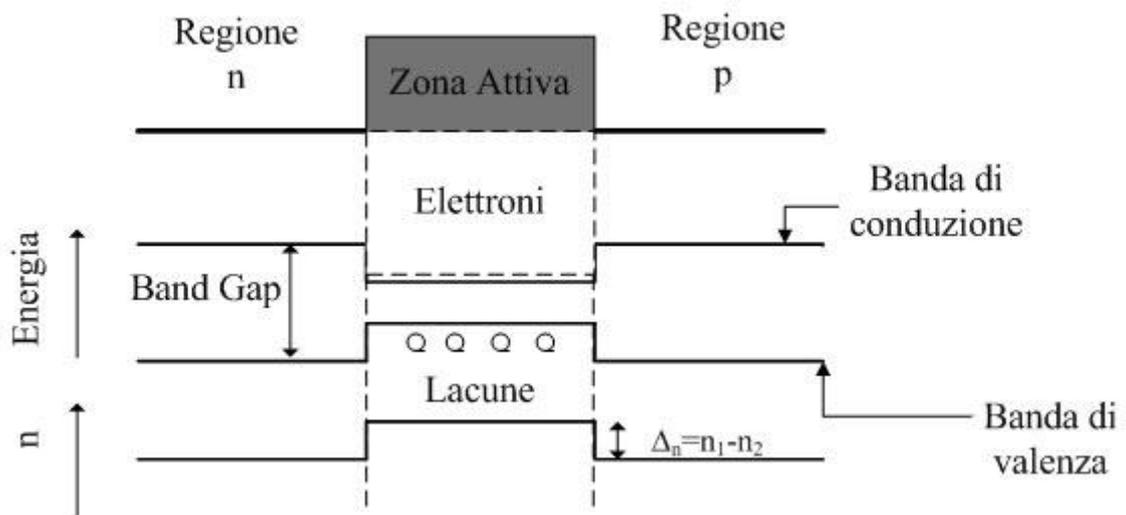


Figura 2.2

Un'importante estensione delle eterostrutture si ottiene quando, per effetto di un'opportuna riduzione dello spessore della regione attiva, si riesce a rendere quantizzati i livelli di energia dei portatori all'interno delle barriere di potenziale definite dall'eterostruttura (Figura 2.3). In questo caso si parla di strutture Quantum Wells o Multiple Quantum Wells (MQW).

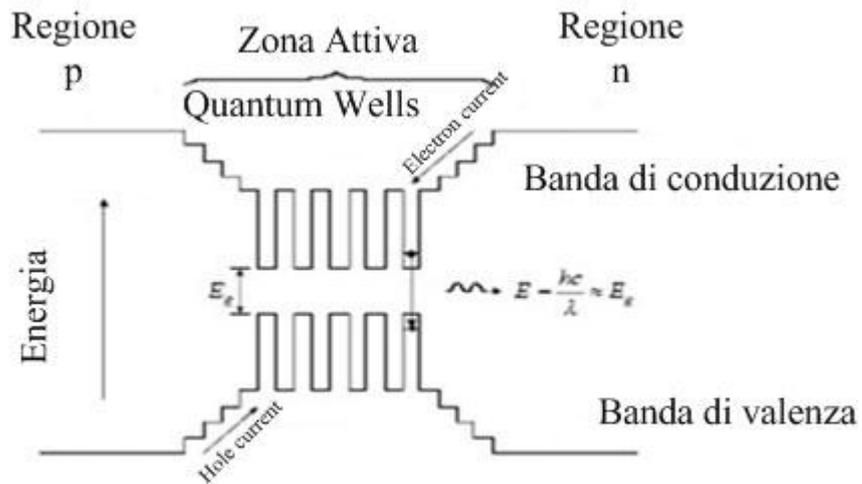


Figura 2.3

I laser di questo tipo presentano guadagni maggiori e correnti di soglia minori rispetto ai laser convenzionali e sono attualmente i dispositivi più utilizzati per realizzare laser a semiconduttore.

2.1.2 Tipologie di laser a semiconduttore

I vari tipi di laser si distinguono prendendo in considerazione diversi aspetti. Una prima distinzione riguarda la struttura utilizzata nella realizzazione del risuonatore ottico. Il dispositivo più semplice da questo punto di vista è il laser FP (Fabry-Perot) che deve il suo nome alla particolare cavità risonante che racchiude la struttura (Figura 2.4).

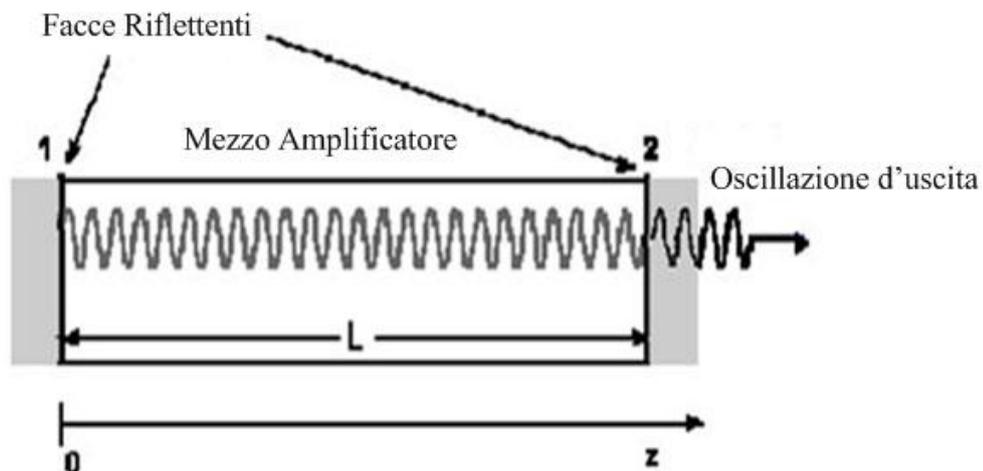


Figura 2.4

Essa è costituita da due pareti riflettenti e consente il sostentamento solo di quei modi aventi una frequenza pari a quelle di risonanza della cavità, il cui valore è dato da:

$$f_m = m \cdot \frac{c_0}{2 \cdot n \cdot L}$$

con c_0 velocità della luce nel vuoto, n indice di rifrazione del materiale costituente la cavità e L lunghezza della cavità. Questi dispositivi sono contraddistinti da uno spettro multimodale risultante dalla selezione operata anche dalla curva di guadagno del laser, in cui i vari modi sono caratterizzati da una spaziatura costante in frequenza ed una larghezza di riga non trascurabile. Tali laser sono fra i più economici in commercio. L'esigenza di ottenere una maggiore selettività dei modi longitudinali consentiti ed una contemporanea riduzione della loro larghezza spettrale ha portato alla nascita dei laser di tipo monomodo. Essi sono dispositivi in grado di emettere un fascio ottico estremamente coerente rappresentato da una riga molto stretta alla lunghezza d'onda nominale. Basano la loro capacità selettiva sull'impiego di particolari reticoli, che sono strutture periodiche il cui passo (o periodo Λ), è determinato in funzione della lunghezza d'onda di emissione desiderata. Si distinguono in: laser DBR (Distributed Bragg Reflector) e laser DFB (Distributed Feedback). Una tipica struttura di questi laser è riportata nelle Figure 2.5 e 2.6.

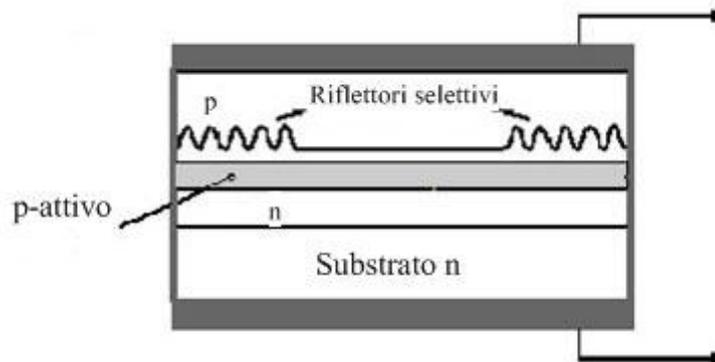


Figura 2.5

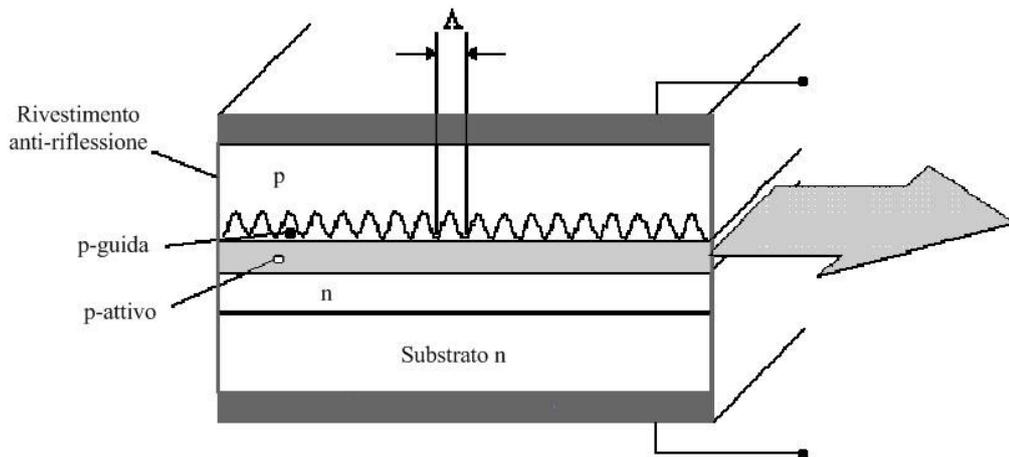


Figura 2.6

I primi presentano una struttura in cui il risuonatore è ottenuto grazie alla sostituzione degli specchi tipici della cavità Fabry-Perot con una coppia di reticoli di Bragg. I laser di tipo DFB, invece, utilizzano un reticolo distribuito lungo tutta la regione attiva che consente di ottenere maggiore selettività in frequenza e minore larghezza di riga. I laser sino ad ora considerati sono detti anche laser di tipo edge-emitter, in quanto emettono un fascio ottico da una superficie laterale del dispositivo. Esiste anche una diversa famiglia in cui l'emissione avviene in maniera verticale attraverso un'apertura posta nella parte superiore del componente. Questi laser sono denominati VCSEL (Vertical

Cavity Surface Emitting Laser). Un'ultima differenziazione riguardante i laser viene fatta relativamente all'applicazione cui essi sono destinati. In particolare, si distinguono applicazioni analogiche da applicazioni digitali.

2.1.3 Package del componente

In Figura 2.7 sono visibili i diodi laser a semiconduttore oggi più diffusi in commercio che possiedono package di due tipi: coaxial package e butterfly package.

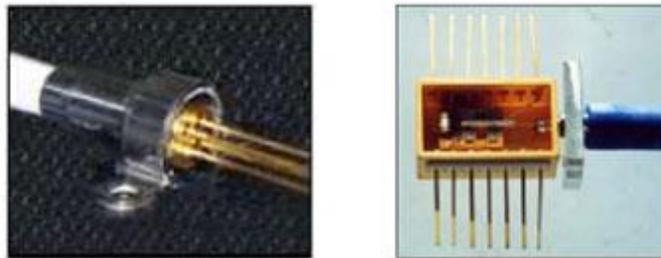


Figura 2.7

La loro configurazione di base, come si evince dalla Figura 2.8 comprende, oltre al laser ed al fotodiode di monitor, anche un sistema di focalizzazione del raggio di uscita ed un tratto di fibra ottica detto "pigtail", integrato anch'esso nel dispositivo, al fine di massimizzare l'accoppiamento di potenza. Tale tratto di fibra, generalmente della lunghezza di diverse decine di cm, non sempre è presente, ma spesso può essere aggiunto. In quasi tutti i dispositivi, vengono inoltre inseriti particolari isolatori ottici per prevenire il propagarsi di riflessioni esterne verso la sorgente ottica.

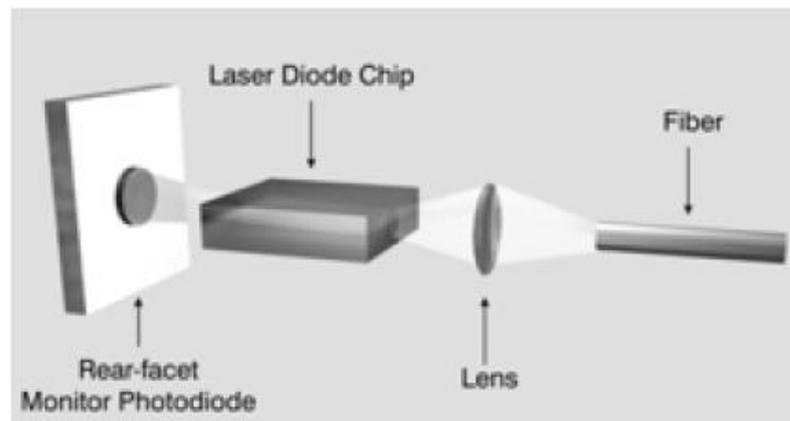


Figura 2.8

Mentre i coaxial package, data la loro maggiore semplicità costruttiva, sono più economici, i laser con package di tipo butterfly (Figura 2.9) sono relativamente costosi in quanto predispongono, integrati al loro interno, una serie di dispositivi aggiuntivi necessari per effettuare un controllo accurato in temperatura. Nei package di tipo butterfly infatti, oltre agli elementi precedentemente citati, sono presenti anche un dispositivo per il raffreddamento/riscaldamento del laser, detto Thermo Electric Cooler (TEC), normalmente costituito da una cella Peltier, ed un termistore (resistenza di valore variabile in relazione alla temperatura). Questi possono essere utilizzati, unitamente ad un circuito esterno di controllo, per realizzare una più accurata stabilizzazione dell'emissione al variare della temperatura.

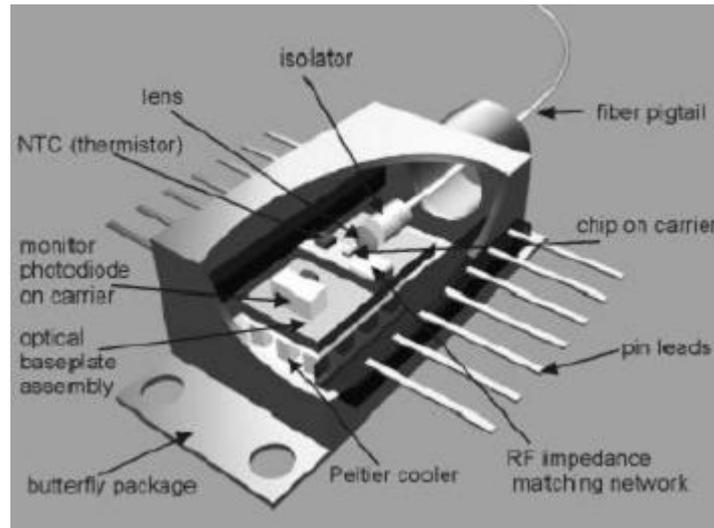


Figura 2.9

2.2 Tecniche di modulazione

La relazione tra corrente in ingresso e potenza di uscita per un laser è mostrata in Figura 2.10. Da tale figura si nota che i laser funzionano correttamente solo per correnti di ingresso superiori ad una certa soglia. Superata quest'ultima, la relazione P-I è, con ottima approssimazione, lineare.

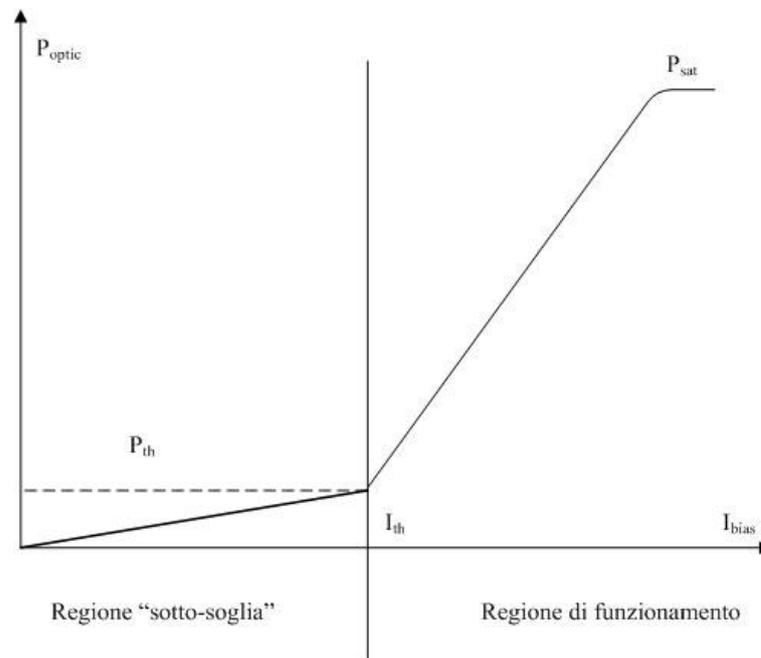


Figura 2.10

Le tecniche di modulazione di intensità dei laser si distinguono in due categorie: modulazione diretta e modulazione esterna. Nel primo caso (Figura 2.11), il segnale RF di ingresso viene applicato direttamente al trasmettitore ottico (laser), al fine di variarne la corrente di iniezione e, di conseguenza, modularne la potenza ottica emessa. Il segnale viene sovrapposto alla corrente costante di polarizzazione che definisce il punto di lavoro del laser; questo valore è compreso tra la corrente di soglia e la corrente massima applicabile.

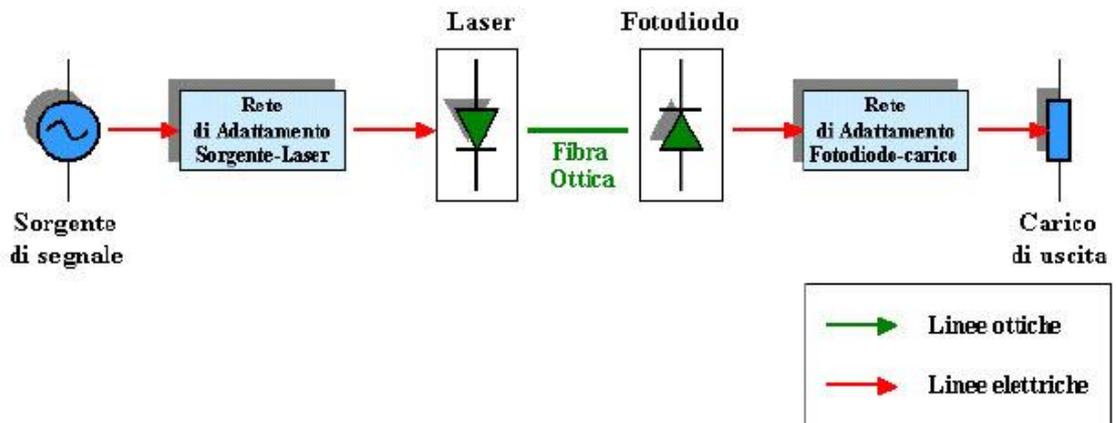


Figura 2.11

Nella modulazione esterna (Figura 2.12), invece, il laser opera in modalità Continuous Wave (CW) fornendo una potenza ottica costante (fascio di luce di intensità costante) ad un dispositivo esterno separato, chiamato modulatore, adibito alla modulazione del segnale di ingresso ed al suo lancio nella fibra.

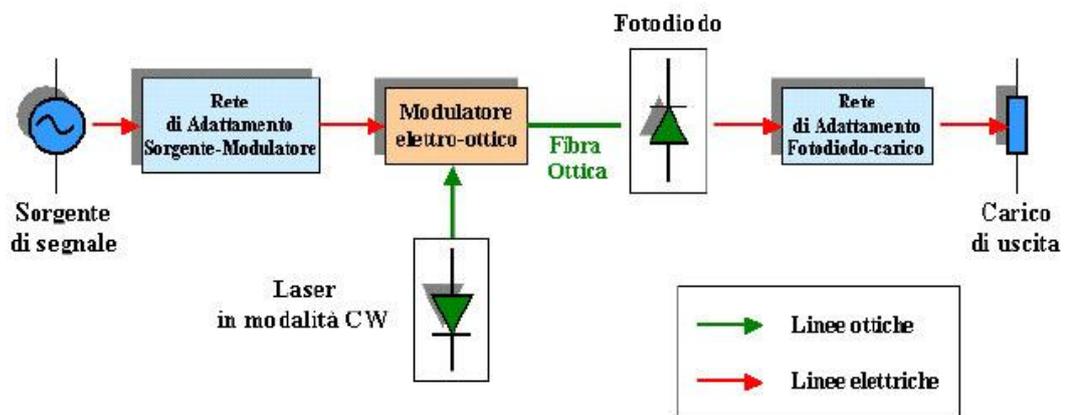


Figura 2.12

2.2.1 Modulazione diretta

Come descritto in precedenza, la modulazione diretta di una sorgente ottica prevede l'applicazione del segnale modulante direttamente in ingresso al dispositivo mediante la sovrapposizione dello stesso alla corrente di polarizzazione necessaria al dispositivo per fissarne il punto di lavoro desiderato. In Figura 2.13 è possibile vedere l'effetto di questo tipo di modulazione a partire dalla caratteristica P-I di un laser.

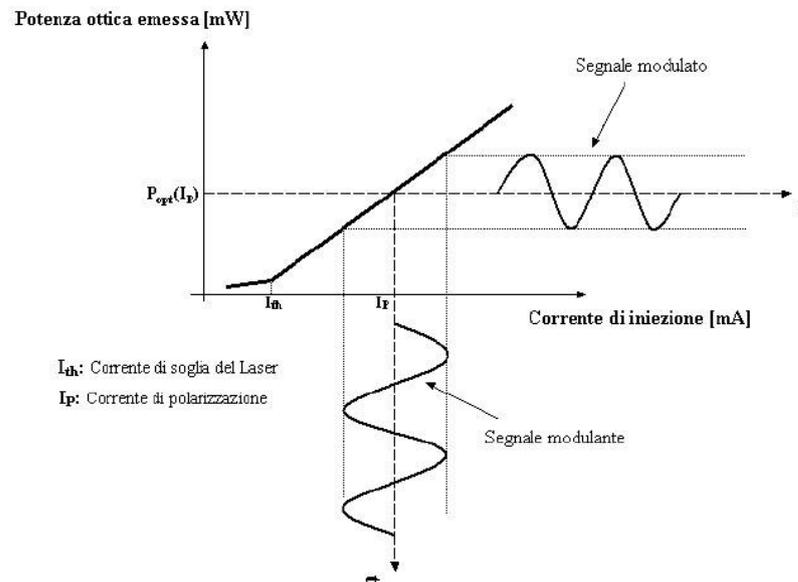


Figura 2.13

Il punto di lavoro del laser, nell'intorno del quale avviene la modulazione, viene fissato fornendo in ingresso al dispositivo un livello di corrente costante I_p sufficientemente al di sopra della soglia da consentire di operare nella regione lineare della caratteristica ed al quale corrisponde un livello di potenza ottica emessa dato da:

$$P_{opt}(I_p) = \eta(I_p) \cdot (I_p - I_{th})$$

dove $\eta(I_p)$ rappresenta l'efficienza di conversione elettro-ottica del laser. Il valore di tale parametro dipende dalla corrente di polarizzazione in quanto lo spostamento del punto

di lavoro lungo la caratteristica causa lievi variazioni dovute alle ineliminabili non-linearità intrinseche tipiche di tali dispositivi.

2.2.2 Modulazione esterna

In un collegamento analogico a modulazione esterna c'è una netta distinzione tra i dispositivi che generano il segnale ottico e quelli che si occupano della sua modulazione con il segnale RF di ingresso. La sorgente ottica, quindi, è preposta unicamente a fornire una potenza ottica il più possibile costante e di livello adeguato all'ingresso del modulatore. In generale i modulatori sono dispositivi in grado di variare nel tempo, in modo controllato e veloce, un parametro del segnale elettromagnetico che si propaga nel dispositivo stesso. I modulatori esterni più usati nei collegamenti RF sono i modulatori Mach-Zehnder interferometrici (MZI modulator) (Figura 2.14). Essi sono costituiti da una guida ottica realizzata sulla parte superiore del dispositivo, tipicamente in LiNbO_3 (scelto per le basse perdite che determina), posta lungo tutta la sua lunghezza. Tale guida, nel tratto centrale, si biforca in modo da formare due linee trasmissive separate, sopra le quali viene depositato un doppio elettrodo in microstriscia, per poi ricongiungersi nel tratto conclusivo. Un campo elettrico esterno applicato a tali elettrodi, grazie alle proprietà elettriche del materiale con cui sono realizzate le guide ottiche, produce un cambiamento nella fase del segnale ottico presente in una guida rispetto all'altra, originando una ricombinazione interferometrica sulla radiazione guidata nelle due linee. Il livello di potenza ottica in uscita dal dispositivo viene modulato in intensità dalla tensione del segnale RF di ingresso applicato agli elettrodi.

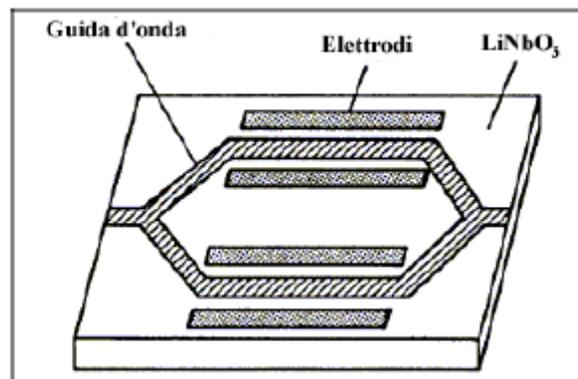


Figura 2.14

2.3 Fibre ottiche

In un sistema ottico i segnali sono trasmessi sotto forma di fotoni (luce). Tali particelle poiché non possiedono carica elettrica non sono influenzate da campi elettrici e magnetici. Nelle fibre si verifica un incremento della banda passante ed una diminuzione delle perdite di trasmissione in alta frequenza rispetto ai cavi coassiali o a quelli paralleli. I vantaggi che caratterizzano le comunicazioni in fibra ottica sono:

- Ampia larghezza di banda (inversamente proporzionale alla lunghezza);
- Totale immunità ai disturbi elettromagnetici;
- Assenza di emissioni elettromagnetiche;
- Bassa attenuazione;
- Lunghe distanze raggiungibili;
- Peso e dimensioni ridotte.

2.3.1 Struttura fisica

Le fibre ottiche sono realizzate mediante strutture cilindriche concentriche di materiali trasparenti (vetro, silice o materiale polimerico) aventi diversi indici di rifrazione (Figura 2.15): il mezzo materiale centrale che costituisce il nucleo (core), entro il quale si propaga la luce, è avvolto dal mezzo materiale esterno detto mantello (cladding). L'indice di rifrazione del nucleo (n_1) è maggiore di quello del mantello (n_2). Infine, l'intera struttura è avvolta da una guaina protettiva (rivestimento primario) che garantisce il completo isolamento.

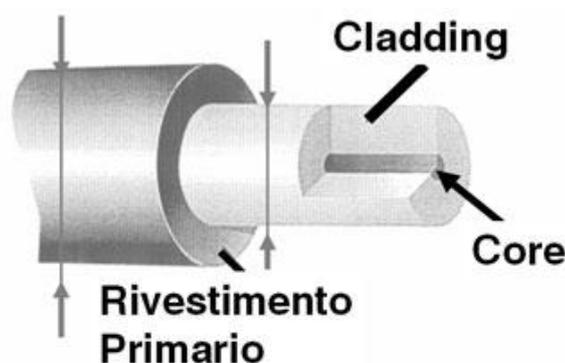


Figura 2.15

2.3.2 Teoria di base

Lo studio della propagazione della luce all'interno delle fibre ottiche è basato sull'ipotesi di validità delle leggi che regolano l'ottica geometrica (propagazione per raggi) essendo i fenomeni di diffrazione trascurabili. Le fibre ottiche trasmettono il segnale ottico sfruttando il fenomeno della riflessione totale interna (TIR): i raggi di luce che passano attraverso un'interfaccia tra due mezzi trasparenti di diversa densità (diverso indice di rifrazione) subiscono il fenomeno della rifrazione e cambiano direzione secondo la legge di Snell:

$$n_1 \sin \vartheta_1 = n_2 \sin \vartheta_2$$

Quando la luce passa da un mezzo più denso ad uno meno denso ($n_1 > n_2$), come avviene nelle fibre ottiche, esiste un angolo limite $\vartheta_1 = \vartheta_0$ in corrispondenza del quale $\vartheta_2 = 90^\circ$ (Figura 2.16). Sostituendo tale valore nella relazione precedente risulta:

$$\sin \vartheta_0 = \frac{n_2}{n_1}$$

In corrispondenza di un angolo di incidenza $\geq \vartheta_0$ avviene la riflessione totale interna. E' essenziale, pertanto, inviare la luce all'interno della fibra in modo che l'angolo di incidenza interno verifichi la suddetta condizione ed il segnale, rimanendo confinato nel nucleo (core), possa propagarsi per successive riflessioni fino a raggiungere il rivelatore. I raggi parzialmente rifratti perdono potenza ad ogni riflessione e di conseguenza scompaiono rapidamente.

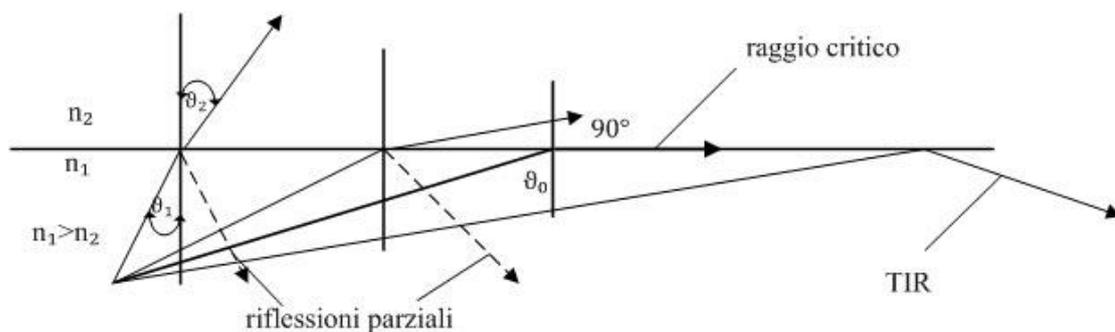


Figura 2.16

Considerando un raggio proveniente dall'esterno della fibra, il massimo angolo di incidenza per il quale la luce rifratta subisce il fenomeno della riflessione totale interna viene definito angolo di accettazione ϑ (Figura 2.17).

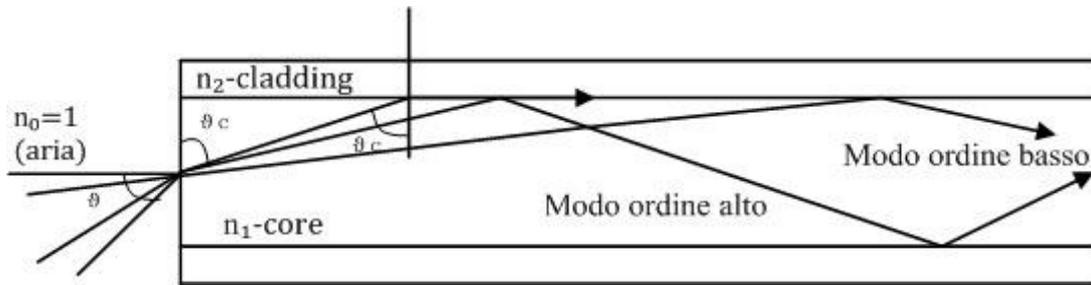


Figura 2.17

Il seno dell'angolo di accettazione ϑ è definito apertura numerica (NA). Poiché l'indice di rifrazione dell'aria è $n_0 = 1$, dalla legge di Snell (interfaccia aria/fibra) si ricava:

$$n_0 \sin \vartheta = n_1 \sin(90^\circ - \vartheta_c) = n_1 \cos \vartheta_c = n_1 \sqrt{1 - \sin^2 \vartheta_c} = n_1 \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}$$

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

2.3.3 Modi di propagazione

I raggi che si propagano all'interno di una fibra ottica possono essere classificati in due categorie:

- Meridionali: raggi che attraversano l'asse della fibra dopo ogni riflessione;
- Obliqui: raggi paralleli all'asse della fibra che viaggiano lungo tutta la lunghezza della linea senza subire riflessioni.

La teoria di base delle fibre considera i raggi meridionali, che possono essere suddivisi in due classi (Figura 2.18):

- Modi di basso ordine: corrispondono a raggi inviati in fibra con un piccolo angolo rispetto all'angolo di accettazione θ (al limite coincidono con i raggi obliqui);
- Modi di alto ordine: corrispondono a raggi inviati in fibra con un angolo prossimo all'angolo di accettazione θ .

I modi di basso ordine sono caratterizzati da un minor numero di riflessioni rispetto a quelli ad alto ordine.

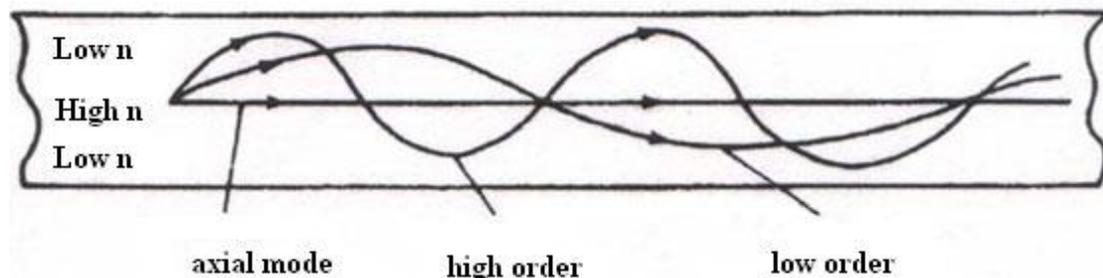


Figura 2.18

Le fibre che consentono la propagazione di più modi al loro interno, sono dette multimodali (MMF), mentre quelle che consentono la propagazione di un unico modo sono dette monomodali (SMF); per realizzare una fibra SM si riducono le dimensioni del nucleo (con un diverso processo produttivo della fibra) e l'apertura numerica NA (rendendo $n_1 \cong n_2$). Il diametro del core nelle fibre monomodali è compreso tra 8 μm e 10 μm . Nelle fibre multimodali, invece, il diametro del core è di 50 μm o 62.5 μm . Il cladding ha tipicamente un diametro di 125 μm .

2.3.4 Tipologie di fibre ottiche

Come appare evidente dalla Figura 2.19, le fibre ottiche multimodali vengono realizzate in due configurazioni:

- Fibre con indice a gradino: sono costituite da un core cilindrico ricoperto da un sottile cladding realizzati con vetro, silice o materiale polimerico con differente indice di rifrazione. L'indice di rifrazione n_1 è costante lungo tutta la sezione del core. Il cladding, invece, presenta indice di rifrazione n_2 ($n_1 > n_2$);
- Fibre con indice di rifrazione graduale: sono realizzate in vetro, silice o materiale polimerico. L'indice di rifrazione varia gradualmente dal centro (valore massimo) al perimetro (valore minimo).

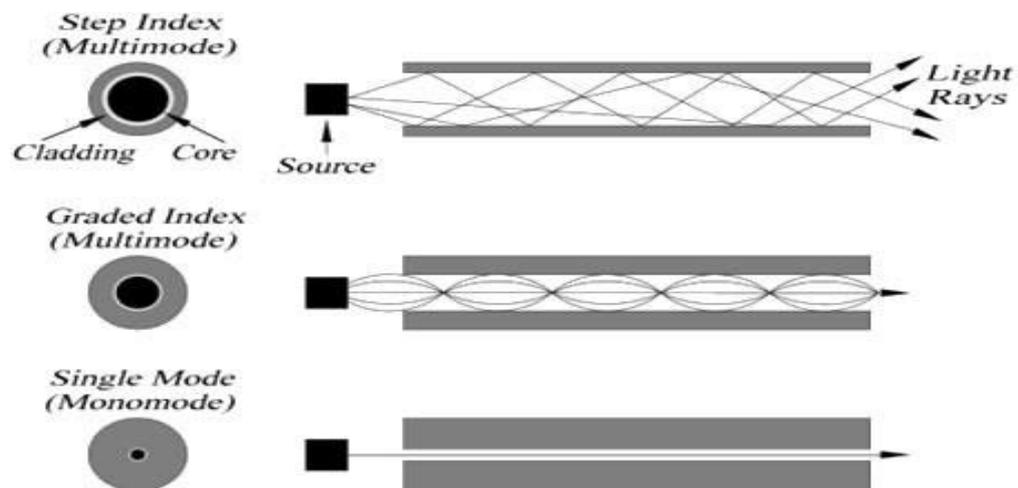


Figura 2.19

2.3.5 Spettro elettromagnetico e finestre di trasmissione

La larghezza di banda del segnale che attraversa la fibra, ossia l'intervallo di frequenza in cui opera tale segnale può essere molto grande; va tuttavia considerato il fenomeno della dispersione ed il coefficiente di attenuazione della fibra (il suo andamento in frequenza) affinché i raggi si propaghino senza perdere eccessiva potenza e non subiscano distorsioni.

Si definiscono finestre di trasmissione gli intervalli di lunghezza d'onda λ (nell'intorno della portante ottica) entro i quali si hanno i minimi di attenuazione nel trasferimento del segnale. (Figura 2.20).

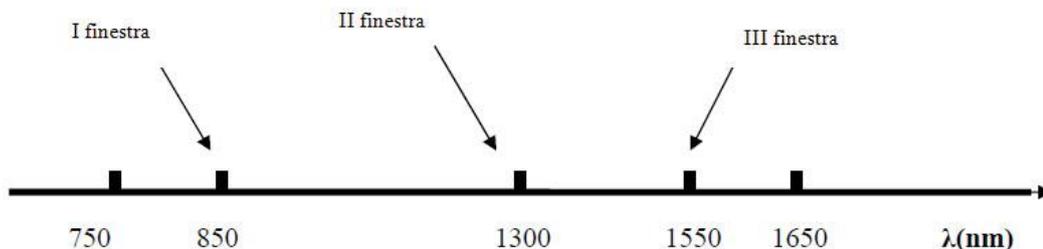


Figura 2.20

Come mostrato in Tabella 2.1, la prima finestra è centrata intorno al valore di 850nm ed è impiegata, preferibilmente, con sorgenti di tipo led su fibre multimodali. La seconda finestra opera a 1300nm ed è caratterizzata da un'attenuazione minore rispetto alla precedente. I dispositivi che operano in questa finestra possono essere sia led su fibre multimodali che laser su fibre monomodali. Infine, la terza finestra è quella in cui l'attenuazione è più bassa. E' caratterizzata da una lunghezza d'onda di 1310/1550 nm. Per lavorare in questa zona è necessario utilizzare esclusivamente emettitori laser con fibre monomodali.

Tabella 2.1			
Finestra	Fibra	Lunghezza d'onda	Banda passante
I	Multimodale	850nm	150MHz/Km
II	Multimodale	1300nm	500MHz/Km
II	Monomodale	1300nm	1GHz/Km
III	Monomodale	1550nm	100GHz/Km

Oltre alle tre finestre principali (850, 1300, 1550 nm) si definiscono la banda L o IV finestra (1570-1610 nm) e la banda C o V finestra (1530-1565 nm). Le finestre di trasmissione si deducono dall'andamento del coefficiente di attenuazione α del mezzo materiale che costituisce la fibra in funzione della lunghezza d'onda; l'andamento di tale coefficiente è proporzionale alle perdite della fibra ed è rappresentato in Figura 2.21.

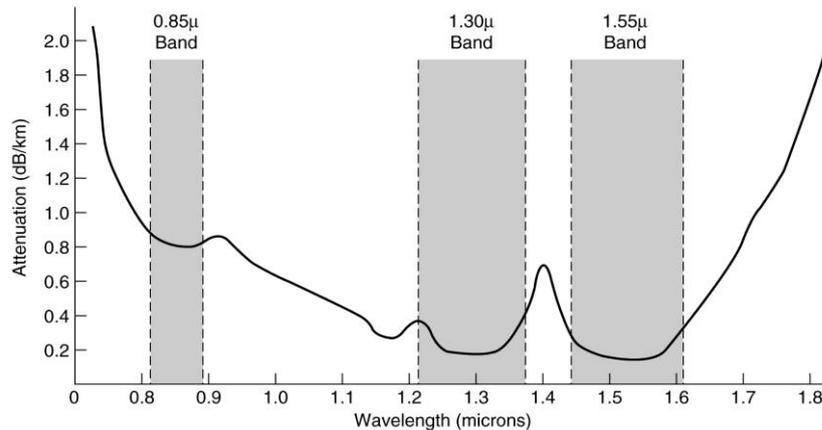


Figura 2.21

L'attenuazione all'interno di una fibra ottica è essenzialmente dovuta ai seguenti fattori:

- Assorbimento del materiale: è causato da impurità molecolari presenti all'interno del nucleo della fibra che comportano l'assorbimento di determinate lunghezze d'onda; è possibile limitarlo attraverso processi produttivi della fibra particolarmente accurati che però risultano troppo costosi, pertanto si tenta di utilizzare una sorgente di segnale idonea che emetta approssimativamente in corrispondenza dei massimi di trasmissione;
- Scattering del materiale: è causato da impurità particellari all'interno del nucleo della fibra e da fluttuazioni di temperatura e composizione che interrompono i cammini di riflessione dei raggi di luce (scattering di Rayleigh); può anche sorgere nelle irregolarità dell'interfaccia nucleo-man-

tello, che producono una trasmissione del segnale nel mantello e quindi una conseguente diminuzione di energia nel raggio riflesso;

- **Curvature:** possono causare attenuazione se raggiungono valori tali da far in modo che i raggi arrivino all'interfaccia nucleo–mantello con un angolo minore rispetto all'angolo critico che garantisce la riflessione interna totale; in particolar modo sono da evitare le microcurvature.

2.3.6 Dispersione

La limitazione della banda passante delle fibre è causata dal fenomeno della dispersione che può presentarsi principalmente in due tipologie:

- **Dispersione del materiale:** è causata dal fatto che differenti lunghezze d'onda si propagano con velocità diverse all'interno dello stesso mezzo materiale; di conseguenza le varie lunghezze d'onda inviate simultaneamente all'interno del flusso luminoso, non giungeranno contemporaneamente al ricevitore ma accuseranno una dispersione temporale legata alla differenza di tempo di propagazione. Questo fenomeno può essere ridotto usando una sorgente con uno stretto spettro di emissione (laser);
- **Dispersione modale:** ha origine dal differente cammino ottico percorso dai modi di basso ordine rispetto ai modi di alto ordine; i modi di alto ordine, percorrendo un cammino maggiore saranno caratterizzati da tempi di propagazione maggiori rispetto ai modi di basso ordine e quindi raggi lanciati simultaneamente presenteranno una dispersione temporale presso il ricevitore. Questo fenomeno può essere ridotto nelle fibre con indice a gradino diminuendo l'apertura numerica NA, in modo che solo modi di basso ordine possano propagarsi; nelle fibre a indice graduale,

invece, esiste una compensazione intrinseca di questo effetto in quanto i modi di alto ordine viaggiano più velocemente nelle zone a basso indice di rifrazione (ove transitano più spesso) e di conseguenza la differenza di propagazione temporale risulta notevolmente ridotta. La dispersione modale è presente esclusivamente nelle fibre multimodo.

Il fenomeno della dispersione è generalmente un problema solo per comunicazioni su lunghe distanze, perciò le fibre con indice graduale, sebbene più costose rispetto a quelle con indice a gradino, vengono utilizzate insieme ai laser per questo tipo di applicazioni. Per distanze minori di 500 metri e minori bande passanti, le fibre con indice a gradino sono favorite per il loro basso costo e la maggiore facilità di accoppiamento. Nella scelta del tipo di fibra da utilizzare nelle diverse applicazioni occorre considerare il fatto che le fibre monomodali (SMF) non presentano dispersione modale, sono dotate di notevoli capacità trasmissive (bande di trasmissione di migliaia di GHz per km di fibra), attenuano meno rispetto alle fibre con indice graduale ed inoltre sono caratterizzate da un minor costo produttivo rispetto a queste ultime. La realizzazione di una linea di comunicazione ottica su lunga distanza, viene pertanto implementata utilizzando fibre SM accoppiate con laser.

Per caratterizzare la dispersione che si verifica utilizzando una fibra monomodale, si considera un segnale inviato in fibra attraverso impulsi e si definisce una dispersione cromatica che risulta correlata alla propagazione delle singole componenti dell'impulso con velocità diverse. Questo tipo di dispersione dipende sia dalla sorgente, che non è perfettamente monocromatica, che dalla fibra, in quanto le componenti viaggiano nel vetro a velocità diverse, e produce un allargamento dell'impulso durante la propagazione facendo aumentare la probabilità di interferenza intersimbolo. I segnali ad elevata frequenza di cifra, ossia più spettralmente estesi, risentono maggiormente di tale effetto che tuttavia essendo di tipo deterministico, può essere compensato con opportune tecniche.

Considerando τ , ritardo di gruppo (tempo che impiega un impulso a propagarsi lungo 1 km di fibra) misurato in ps/km e v , velocità di gruppo, si definisce un coefficiente di dispersione $D(\lambda)$ nel modo seguente:

$$D(\lambda) = \frac{d\tau(\lambda)}{d\lambda} = \frac{d\left(\frac{1}{v}\right)}{d\lambda} \left[\frac{ps \cdot km}{nm} \right]$$

L'andamento della velocità di gruppo, del ritardo di gruppo e della dispersione intorno alla III finestra è mostrato in Figura 2.22, dove si può notare che per un segnale perfettamente monocromatico emesso da una sorgente laser a 1550nm, la dispersione risultante è nulla.

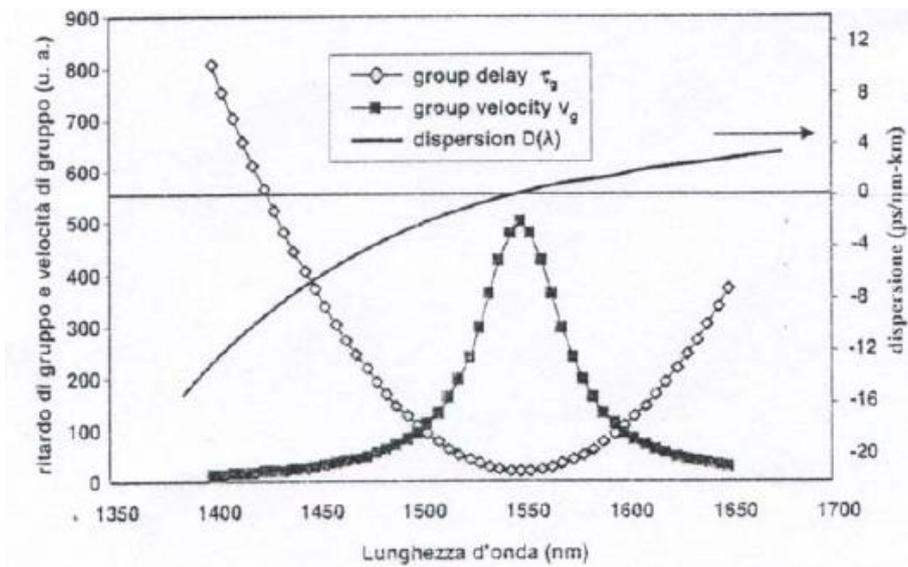


Figura 2.22

Capitolo 3

Progetto Hardware

3.1 Introduzione

In questo capitolo è descritto lo sviluppo del progetto in esame partendo dalla struttura a blocchi del sistema fino ad arrivare alla realizzazione della scheda. Il progetto è stato sviluppato mediante il programma Cadence OrCAD PCB Designer che comprende tra le molteplici applicazioni:

- Capture per disegnare gli schemi elettrici;
- PSpice per simulare il funzionamento dei circuiti;
- PCB Editor (Allegro) per realizzare lo sbroglio dei circuiti.

3.2 Sviluppo del progetto

Nel diagramma di Figura 3.1 sono elencati i passi seguiti durante la progettazione.



Figura 3.1

Nell'ambito dell'applicazione Capture, a partire da uno schema a blocchi, viene costruito lo schema elettrico. Innanzitutto vengono selezionati i componenti da aggiungere allo schema a partire dalle librerie dei simboli grafici del programma. Successivamente i suddetti componenti sono tra loro collegati in modo da realizzare la funzione desiderata. Qualora il simbolo logico del componente scelto non fosse presente nelle librerie, è possibile costruire nuovi componenti con le caratteristiche che si desiderano. I pin dei dispositivi, indicati con etichette e numeri, riflettono il loro reale pin-out. Per verificare se ci sono errori si utilizza un tool: Design Rules Check. Come evidente dalla Figura 3.2, ogni componente elettronico è caratterizzato oltre che da un simbolo elettrico anche da un footprint che mostra le dimensioni fisiche e la forma del package individuato grazie al datasheet del dispositivo.

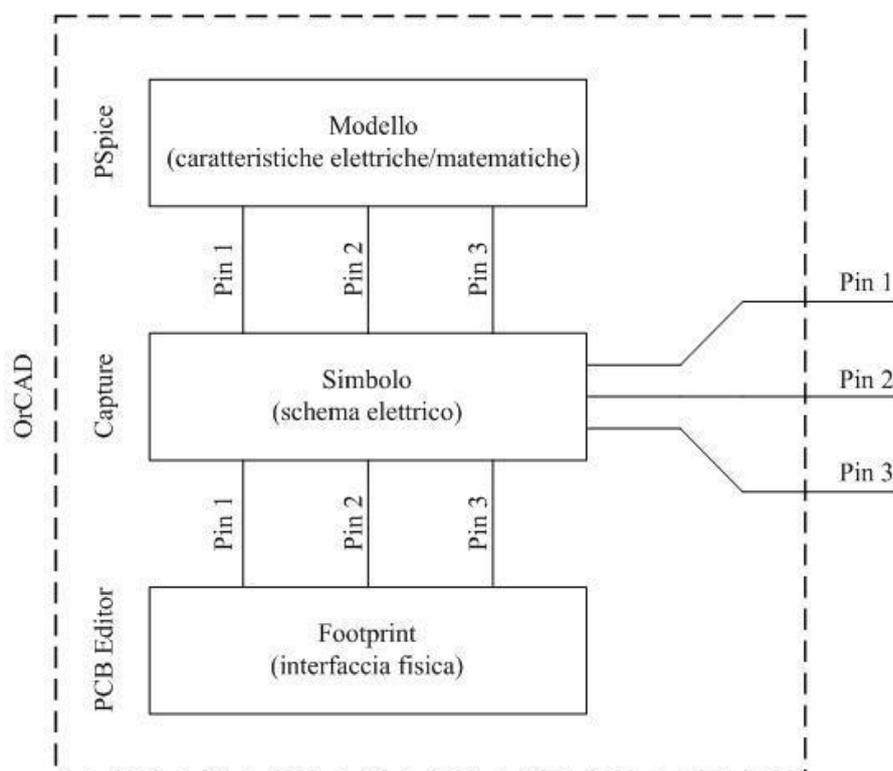


Figura 3.2

I footprints sono disegnati parallelamente allo schema elettrico ed assegnati ai corrispondenti dispositivi. E' necessario sottolineare che componenti con lo stesso comportamento elettrico possono avere package diversi. Una volta completato lo schema elettrico, si procede alla creazione della netlist che consiste nella definizione dell'insieme delle connessioni (net) elettriche del circuito. Se tale operazione va a buon fine lo sviluppo procede utilizzando il programma PCB Editor. Dopo aver specificato le dimensioni della board, si procede al posizionamento dei componenti. Questi ultimi sono collocati sulla scheda che, nel caso in esame, è costituita da due layer: top e bottom. I componenti sono collegati da linee che mostrano le loro connessioni logiche. Tali linee diventano piste di rame quando si realizza fisicamente la scheda. E' opportuno disegnare le piste in modo da minimizzare la lunghezza del percorso. I collegamenti reali, concepiti durante lo sbroglio del circuito, devono evitare che ciò accada. E' necessario, quindi, orientare e posizionare i componenti riducendo gli attraversamenti e semplificando il routing al fine di evitare fenomeni parassiti come rumore ed autoscillazioni. Le piste devono essere uniformemente distribuite sulla scheda evitando gli angoli acuti poiché piste con tali angoli potrebbero staccarsi dalla scheda. Per quanto riguarda la larghezza delle piste, esse dovrebbero essere sottili per occupare al meglio lo spazio a disposizione. Tuttavia, è necessario osservare che dimensioni eccessivamente ridotte comportano difficoltà di realizzazione. Le piste di potenza di solito sono più larghe rispetto a quelle di segnale perché trasportano maggiore corrente. Le unità di misura possono essere espresse in: mils, inch o mm. Le relazioni esistenti tra queste unità di misura sono le seguenti:

$$1\text{mils} = 0.001\text{ inches}$$

$$1\text{mils} = 0.0254\text{ mm}$$

3.3 Sistema

In Figura 3.3 è rappresentato lo schema a blocchi relativo al sistema progettato. Quest'ultimo è costituito da un trasmettitore e da un ricevitore collegati mediante fibra ottica. In ingresso è presente un segnale analogico a Radio Frequenza (RF) che viene convertito in un segnale ottico modulato e, successivamente, viene trasmesso in una fibra ottica monomodale. In seguito all'attraversamento della fibra, il segnale ottico è riconvertito in un segnale elettrico a RF.

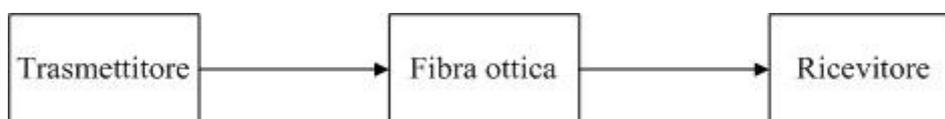


Figura 3.3

Di seguito viene descritta la progettazione del circuito relativo al trasmettitore. In una fase successiva, seguirà un'analogia descrizione riguardante il circuito del ricevitore.

3.4 Trasmettitore

La Figura 3.4 mostra lo schema a blocchi del trasmettitore. In esso sono presenti le seguenti sezioni elementari:

- ingresso;
- condizionamento;
- laser;
- controllo;

- PDU;
- uscita.

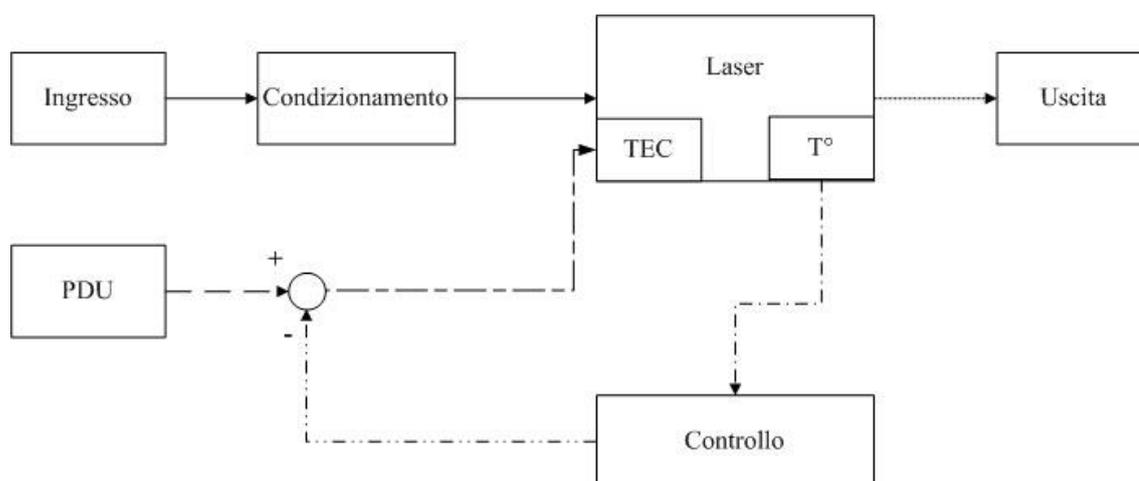


Figura 3.4

Il blocco di condizionamento garantisce un adattamento di impedenza e di ampiezza tra il segnale d'ingresso del sistema e l'ingresso da fornire al laser. Il laser ingloba un blocco indicato come TEC che rappresenta un thermo electric cooler. Quest'ultimo è necessario per mantenere la temperatura del laser stabile raffreddando o riscaldando il chip in base alle esigenze di progetto. Un termistore interno al laser, rappresentato dal blocco T°, permette il controllo della temperatura del laser stesso. Il modulo di condizionamento, disegnato a partire dallo schema elettrico mostrato in Figura 3.5, prevede l'utilizzo di un amplificatore monolitico ERA-5 della Mini-Circuits, dotato di un package Micro-X. Tale dispositivo permette di realizzare un'amplificazione del segnale che lo attraversa ed un adattamento di impedenza. A partire da un'impedenza di ingresso di 50Ω , presente sulla linea a cui è collegato un connettore BNC, si ottiene un'impedenza di 25Ω dell'ingresso a RF presente nel modulo laser.

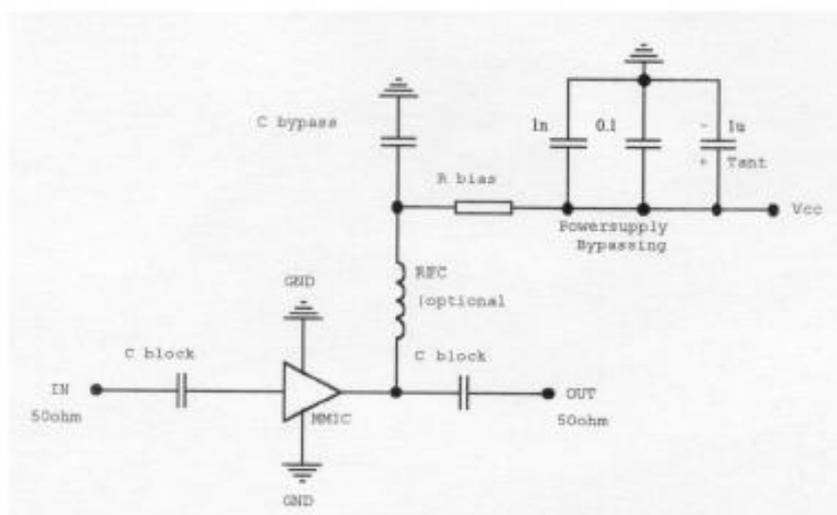


Figura 3.5

L'ERA-5 presenta sia un ingresso che un'uscita a RF. In serie al pin d'ingresso ed al pin di uscita sono posti dei condensatori DC Blocking che determinano la frequenza di taglio inferiore del circuito di amplificazione. Il valore di tali condensatori è dettato da dati sperimentali suggeriti dal costruttore in funzione della frequenza del segnale di ingresso. La restante parte del circuito è utilizzata per il filtraggio della corrente continua e per la compensazione delle correnti di bias. Il valore del resistore di bias è calcolato grazie alla seguente relazione:

$$R_{bias} = \frac{V_{cc} - V_d}{I_{bias}}$$

Il circuito di Figura 3.5 è stato adattato al caso in esame ponendo V_{cc} pari a 12V, V_d pari a 5V e I_{bias} uguale a 65mA (Tabella 3.1). Applicando la formula precedentemente riportata si ha:

$$R_{bias} = \frac{12 - 5}{65 \cdot 10^{-3}} = 107 \Omega$$

Il valore di R_{bias} calcolato, quindi, è 107Ω . Per esigenze commerciali si è scelto di utilizzare un valore di resistenza finale di 110Ω ottenuto a partire da due resistori del valore rispettivamente di 10Ω e 100Ω . Tali valori sono stati adottati anche per soddisfare requisiti di potenza. In seguito alla sostituzione di tali componenti nel circuito precedentemente mostrato, è stato ottenuto lo schema elettrico riportato in Figura 3.6.

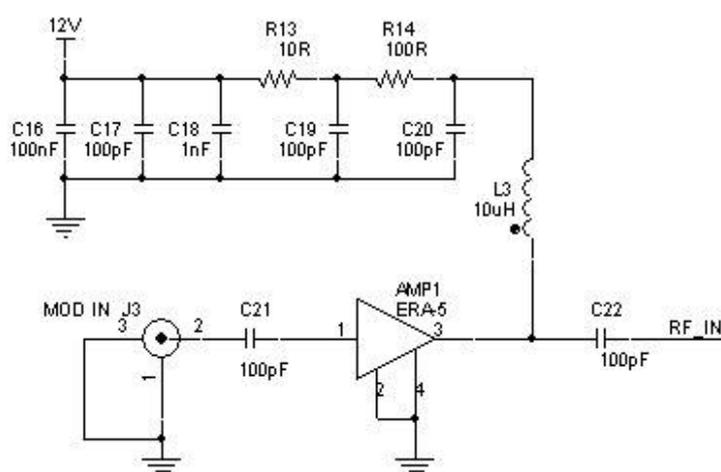


Figura 3.6

Tabella 3.1		
Caratteristiche elettriche ERA-5		
Parametro	Valore	Unità di misura
Corrente di bias	65	mA
Tensione di esercizio	5	V
Tensione di alimentazione	12	V

L'elenco di tutti i componenti presenti nella sezione di condizionamento del trasmettitore è riportato in Tabella 3.2. Tale sezione comprende resistori a film spesso, condensatori in ceramica che presentano tensioni di lavoro diverse tra loro. Sono, inoltre, presenti: un induttore con nucleo di ferrite, un amplificatore monolitico (blocco di condizionamento) ed un connettore BNC per l'ingresso RF.

Tabella 3.2			
Lista componenti blocco condizionamento			
Numero	Tipologia	Caratteristiche	Package
1	Resistore	10 Ω , Film spesso, 1/8W, 1%	res0805
1	Resistore	100 Ω , Film spesso, 1W, 1%	res2512
1	Condensatore	1nF, ceramica, 50V	cap0805
1	Condensatore	100nF, ceramica, 16V	cap0805
5	Condensatore	100pF, ceramica, 50V	cap0805
1	Induttore	10uH, ferrite	ind10
1	Amplificatore	Tensione 5V, Corrente 65 mA	mmic_era-1sm
1	Connettore	Connettore SMA 1.07mm PCB Johnson	SMA_RP

La Figura 3.7 mostra una schematizzazione circuitale del dispositivo D2570 prodotto dalla Agere che è stato scelto come laser. Il modulo di controllo, posto in retroazione, garantisce monitoraggio, limitazione di corrente e protezione da sovraccarico per evitare che il laser sia danneggiato. Il dispositivo utilizzato è un multi-quantum well (MQW) in InGaAs con distributed-feedback (DFB). Il componente è a modulazione diretta ed alta potenza. Il modulo contiene un isolatore ottico interno che sopprime il feedback ottico. La luce riflessa indietro al laser è attenuata di 30dB. Il thermoelectric cooler fornisce caratteristiche termiche stabili e permette di mantenere una temperatura di 25°C per temperature che variano tra -40°C e +70°C. Un termistore interno al laser, corredato dalla circuiteria esterna, permette di effettuare un controllo della temperatura del chip. A causa della variazione della temperatura ambiente e delle incertezze nella fase operativa del laser, il controller della temperatura deve essere in grado di fornire o rimuovere

calore, quindi, deve essere bidirezionale. Il suo controllo del flusso di calore non deve avere "dead zone" o dinamiche imprevedibili nella regione di transizione "caldo/freddo". Il laser include anche l'isolamento tra l'ambiente controllato e l'ambiente non controllato. La funzione di isolamento ha lo scopo di ridurre le perdite. In qualsiasi sistema, maggiore è il rapporto tra le costanti di tempo del TEC e le costanti di tempo dell'isolamento, migliori sono le prestazioni del loop di controllo. Il modulo laser è fabbricato in un package butterfly a 14 pin che incorpora un bias tee necessario per separare il percorso del dc-bias dall'ingresso a RF. Il dispositivo adottato è compatto e di piccole dimensioni al fine di evitare un'eccessiva dissipazione di calore.

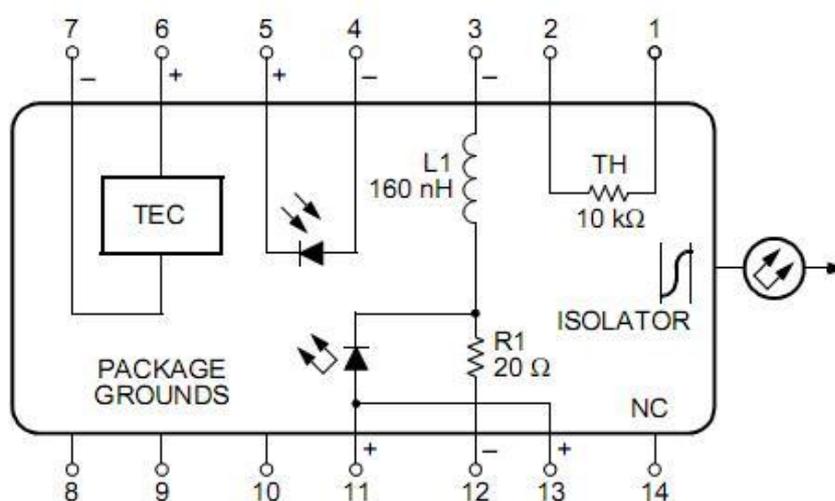


Figura 3.7

Le caratteristiche elettriche del D2570 sono elencate in Tabella 3.3.

Tabella 3.3 Caratteristiche elettriche D2570		
Parametro	Valore	Unità di misura
Corrente di soglia	15	mA
Tensione di esercizio	1.3	V

Il componente opera alla frequenza di 2.5Gbits/s ed è fornito di una fibra ottica monomodale. Il laser comprende anche una sezione di monitoraggio costituita da un fotodiodo PIN in InGaAs. Esso funziona come monitor di back-facet. Il fotodiodo monitora l'emissione dal facet posteriore del laser e, quando è usato in congiunzione con la circuiteria di controllo, può controllare la potenza ottica lanciata nella fibra. Di solito, questa configurazione è usata in un feedback per mantenere la potenza di uscita del laser coerente. I componenti relativi al blocco laser sono elencati in Tabella 3.4. Sono presenti: un resistore ed un modulo laser. Il laser ingloba un resistore a film spesso che fa parte di un ponte di Wheatstone successivamente descritto nella sezione PDU.

Tabella 3.4 Lista componenti blocco laser			
Numero	Tipologia	Caratteristiche	Package
1	Resistore	25Ω, Film spesso, 1/8W, 1%	res0805
1	Modulo laser	Corrente di soglia 15mA Tensione 1.3V	D2570
2	Connettore	Morsetto PCB passo 200mils 2 poli	conn_200mils

Nel blocco di controllo (Figura 3.10) l'attenzione è focalizzata sulla necessità di raggiungere un buon controllo della temperatura. Per tale motivo, è necessario un compromesso tra la banda del guadagno del controller ed il percorso del feedback termico. In teoria, ciò può essere realizzato semplicemente grazie a tecniche di servo-feedback convenzionali. In pratica, lunghe costanti di tempo ed i ritardi dei sistemi termici rappresentano un problema. Il loop di controllo termico può essere modellato molto

semplicemente come una rete di resistori e capacitori. I resistori sono equivalenti alla resistenza termica ed i capacitori alla capacità termica. In Figura 3.8 il TEC, l'interfaccia TEC-sensore ed il sensore hanno tutti fattori RC che contribuiscono ad un accumulo di ritardo nella capacità di risposta del sistema. Per prevenire instabilità, la banda passante del controllo deve essere limitata. D'altra parte poiché una larga banda di guadagno è desiderabile per un buon controllo, i ritardi devono essere minimizzati.

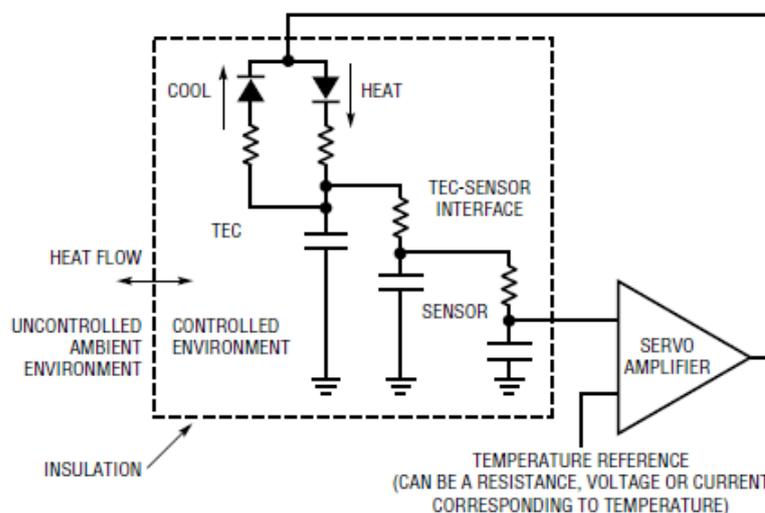


Figura 3.8

L'inserimento nel circuito di una configurazione full-bridge (H-bridge, Figura 3.10) permette una guida bidirezionale efficiente del TEC, consentendo un riscaldamento o un raffreddamento del laser. Nel ponte sono presenti due coppie di canali N/P di mosfet i cui duty cycles sono regolati per controllare la temperatura del sistema. L'architettura full-bridge facilita il flusso di corrente bidirezionale attraverso il TEC o altri elementi di riscaldamento. La direzione del flusso di corrente determina se il sistema viene riscaldato o raffreddato. Viene usata una resistenza di sensing del valore di 0.1Ω (R12) per misurare la temperatura del sistema. L'anello di controllo è chiuso intorno a questo elemento di sensing ed al TEC. Il lato "A" del ponte è compreso in alto a sinistra PMOS, MPA, ed in basso a destra NMOS, MNA. I gates di questi dispositivi sono attaccati rispettivamente alle uscite PDRVA ed NDRVA dell'LTC1923 (presentato in

seguito). Il lato "B" del ponte comprende PMOS, MPB ed NMOS, MNB. I gates di questi mosfet sono controllati dalle uscite PDRVB ed NDRVB dell'LTC1923. Come evidente dalla Figura 3.9, il lato "A" del ponte è acceso quando NDRVA è alto e PDRVA è basso, PDRVB è alto e NDRVB è basso. Il caso duale prevede l'accensione del lato "B" del ponte.

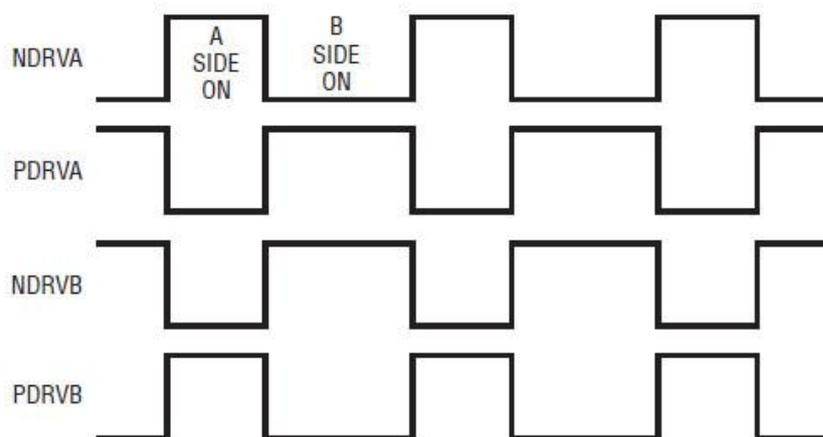


Figura 3.9

La tensione media attraverso il TEC, V_{TEC} , è approssimativamente:

$$V_{TEC} = V_{TEC}^{+} - V_{TEC}^{-} = VCC \cdot (DA - DB)$$

dove VCC (5V) è la tensione di alimentazione del ponte, DA e DB sono il duty cycle rispettivamente del lato "A" e del lato "B" del ponte. I termini DA e DB sono collegati dalla seguente equazione:

$$DA = 1 - DB$$

La polarità di *VTEC* indica se il sistema è riscaldato o raffreddato. Tipicamente, quando la corrente fluisce nel lato TEC^+ del cooler, il sistema è raffreddato, invece, è riscaldato quando la corrente fluisce fuori da questo terminale. Il ponte H è costituito da mosfet IRF7509 della International Rectifier. Questo componente presenta al suo interno canali duali N e P. E' caratterizzato da una buona velocità di switching. Il package è di tipo SOIC con dimensioni molto piccole. Le caratteristiche elettriche del dispositivo sono elencate in Tabella 3.5.

Tabella 3.5			
Caratteristiche elettriche IRF7509			
Parametro	Valore		Unità di misura
	Canale N	Canale P	
V_{DS}	30	-30	V
$I_D (T_A=25^\circ C)$	2.7	-2	A
V_{GS}	± 20	± 20	V

A monte del ponte H è presente l'integrato LTC1923 della Linear Technology. Esso è un modulatore a tecnica Pulse Width Modulation (PWM). E' rappresentato da un'onda quadra con duty cycle variabile che permette di controllare la potenza assorbita da un carico elettrico, variando (modulando) il duty cycle. Il modulatore PWM è caratterizzato da una frequenza fissa e da un duty cycle (rapporto tra il tempo in cui l'onda assume valore alto ed il periodo T del segnale) variabile. Il segnale d'uscita, quindi, è opportunamente modulato e sfasato. Il circuito integrato pilota il ponte H descritto in precedenza. Il PWM è un dispositivo a commutazione che fornisce potenza al TEC presente nel modulo laser. E' necessario far attenzione affinché il rumore relativo alla commutazione non sia introdotto nell'alimentazione del ponte. Il dispositivo LTC1923 minimizza le

armoniche relative allo switching rallentando i tempi di transizione degli stadi di potenza. Riducendo molto il contenuto armonico in alta frequenza si evita che il modulo laser presente nel circuito sia danneggiato. Il modulo PWM è un Shrink small-outline package (SSOP) a 28 pin che presentano diverse caratteristiche. Tra i pin più importanti ci sono:

- **ILIM (Pin 9):** setta la soglia del limite di corrente per il raffreddamento ed il riscaldamento del laser;
- **TEC⁻ - TEC⁺ (Pin 15, 16):** indicano se il TEC sta riscaldando o raffreddando il laser;
- **CS⁻ - CS⁺ (Pin 18, 19):** Ingressi dell'amplificatore di sense della corrente differenziale;
- **PDRVA, PDRVB (Pin 20, 25):** uscite configurate per pilotare gli switch opposti PMOS del lato alto nel ponte H presente a valle;
- **NDRVA, NDRVB (Pin 21, 24):** uscite reversibili configurate per pilotare gli switch opposti del lato basso nel ponte H posto a valle.

La Tabella 3.6 riporta il valore dei parametri caratteristici del modulatore PWM.

Tabella 3.6 Caratteristiche elettriche LTC1923		
Parametro	Valore	Unità di misura
Corrente di alimentazione	2	mA
Tensione di esercizio	5	V
Tensione d'uscita	2.5	V

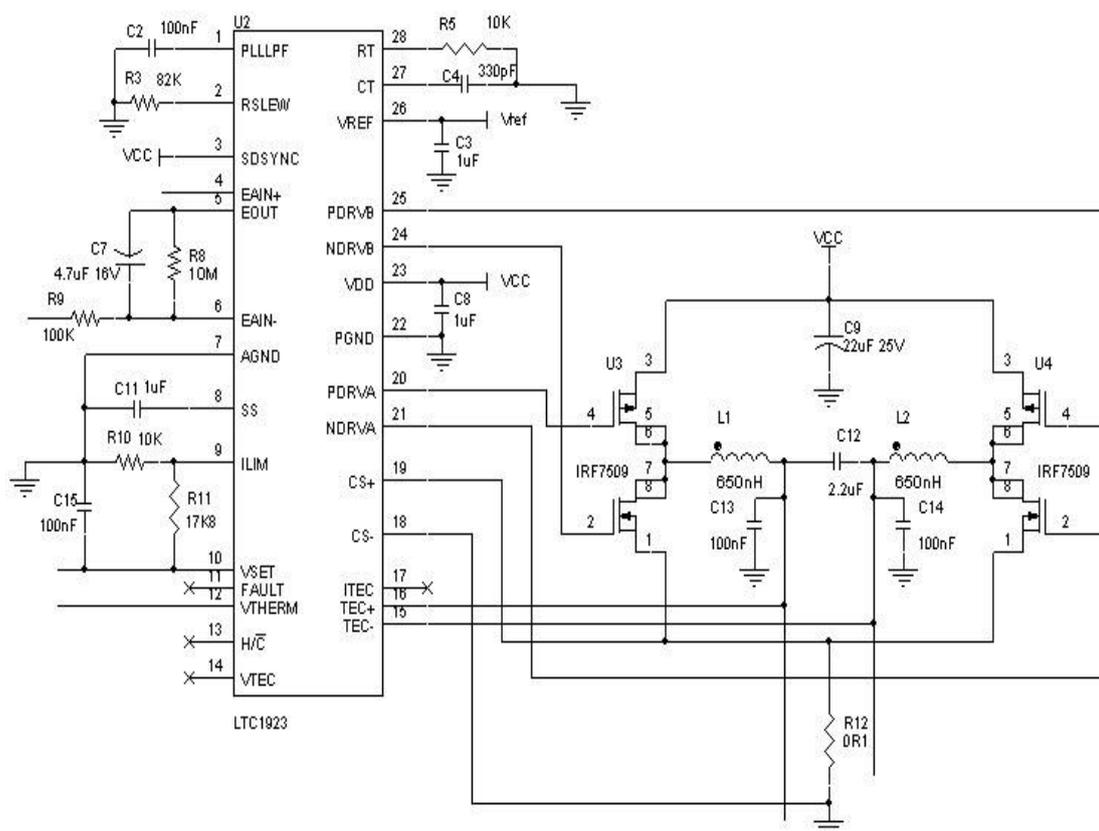


Figura 3.10

Nel blocco di controllo sono presenti i componenti elencati in Tabella 3.7. Essi comprendono condensatori in ceramica, a film plastico ed al tantalio, resistori a film spesso. Tra i resistori emerge un resistore di sensing. Al variare della corrente che attraversa tale resistore, varia la differenza di potenziale tra i pin ai quali esso è collegato ($CS^- - CS^+$). Infine sono presenti: due induttori con nucleo di ferrite, un modulatore PWM e due mosfet che formano il ponte H.

Tabella 3.7			
Lista componenti blocco controllo			
Numero	Tipologia	Caratteristiche	Package
1	Resistore di sensing	0.1 Ω , Film spesso, 1W, 1%	res_2512
1	Resistore	10M Ω , Film spesso, 0.125W, 1%	res0805
1	Resistore	17.8k Ω , Film spesso, 0.125 W, 1%	res0805
1	Resistore	82k Ω , Film spesso, 0.125 W, 1%	res0805
1	Resistore	100k Ω , Film spesso, 0.125 W, 1%	res 0805
2	Resistore	10k Ω , Film spesso, 0.125 W, 1%	res 0805
1	Condensatore	330pF, Film plastico	cap0805
4	Condensatore	100nF, ceramica, 16V	cap0805
3	Condensatore	1 μ F, ceramica, 16V	cap0805
1	Condensatore	2.2 μ F, ceramica, 16V	cond1206
1	Condensatore	4.7 μ F, 16V	cond_7343-31
1	Condensatore	22 μ F, tantalio, 25V	cond_7343-31
2	Induttore	650nH, ferrite	indu650
1	PWM	Tensione 5V, Tensione out=2.5V	LTC1923
2	Mosfet	Due canali N e P	IRF7509

La Figura 3.11 rappresenta il blocco di power distribution unit (PDU) che fornisce l'alimentazione a tutti i componenti del sistema. Dall'analisi del progetto risulta che alcuni componenti scelti per la realizzazione del progetto necessitano di tensioni di alimentazione pari a 5V (V_{CC}), altri, invece, richiedono una tensione di alimentazione pari a 2.5V (V_{ref}). Questi valori di tensione sono opportunamente ottenuti a partire da una tensione iniziale di 12V fornita da un alimentatore cc. Il riferimento di tensione V_{CC} è garantito mediante l'inserimento nel circuito del regolatore positivo di tensione L78S00 a tre terminali (della ST Microelectronics, Tabella 3.8) scelto nella versione con package TO_3. Questo componente fornisce una regolazione di tensione locale su scheda, eliminando i problemi della distribuzione associati al singolo punto di regolazione. Impiega limitatori di corrente interni e shut-down termico. Un'adeguata dissipazione di calore, fornita tramite alette di raffreddamento, garantisce una corrente di uscita

di 2A. L'utilizzo di condensatori d'uscita permette di migliorare la risposta in transitorio del componente.

Tabella 3.8		
Caratteristiche elettriche L78S00		
Parametro	Valore	Unità di misura
Corrente di uscita	2	A
Tensione d'ingresso	Max 35(per V_o da 5V a 18V)	V
Tensione d'uscita	5	V

Collegato all'uscita dell'L78S00 è presente il diodo LM385-2.5 prodotto dalla Texas-Instruments. Esso è un diodo regolatore di tensione che a partire dalla tensione V_{CC} garantisce in uscita la tensione V_{ref} . Questo diodo presenta una buona stabilità in temperatura nel range che va da 0°C a 70°C (Tabella 3.9). L'LM385-2.5 è stato scelto nella versione con package small-outline integrated circuit (SOIC).

Tabella 3.9		
Caratteristiche elettriche LM385-2.5		
Parametro	Valore	Unità di misura
Corrente di esercizio	$20 \cdot 10^{-6}$ - $20 \cdot 10^{-3}$	A
Tensione di riferimento	2.5	V

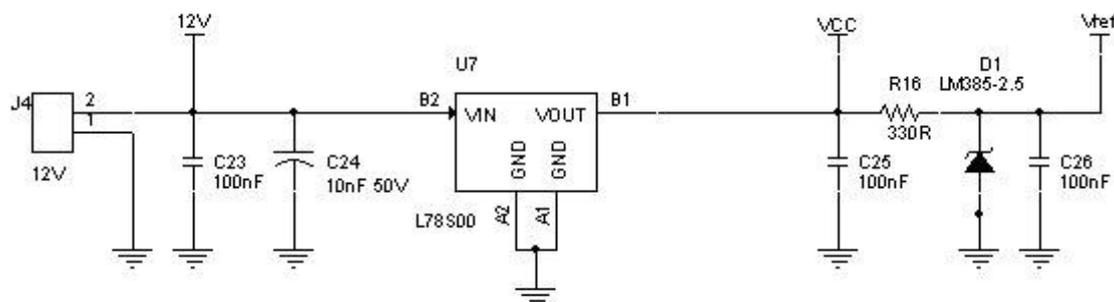


Figura 3.11

Un ponte di Wheatstone (Figura 3.12) costituito da quattro resistori da $10\text{k}\Omega$ è alimentato dal riferimento di tensione V_{ref} . E' necessario sottolineare che il resistore R_3 del ponte è inglobato nel modulo laser, come precedentemente accennato. Nella sezione PDU inoltre è presente il dispositivo LTC2053 (della Linear Technology) che preleva la tensione differenziale dai morsetti centrali del ponte e la amplifica. L'LTC2053 è un amplificatore ad alta precisione che necessita di una tensione di alimentazione di 5V. Il package scelto è un Mini Small Outline Plastic Package (MSOP). Le caratteristiche elettriche del componente sono riportate in Tabella 3.10.

Tabella 3.10		
Caratteristiche elettriche LTC2053		
Parametro	Valore	Unità di misura
Corrente d'ingresso	$\pm 10 \cdot 10^{-3}$	A
Tensione d'ingresso	$V^+ = 5 \quad V^- = 0$	V

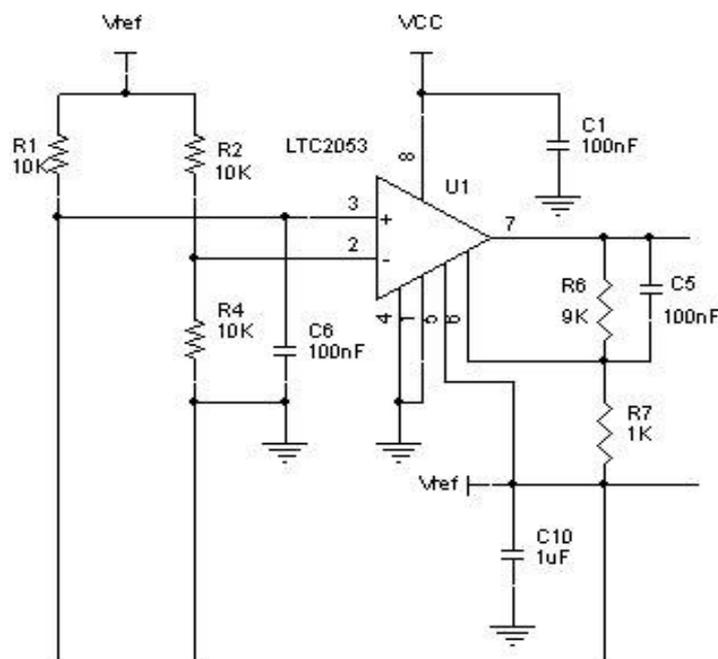


Figura 3.12

I componenti elencati in Tabella 3.11 sono inseriti nella sezione PDU del trasmettitore. Oltre a resistori a film spesso, condensatori in ceramica, sono presenti: un amplificatore, un regolatore di tensione positiva, un diodo che fornisce un riferimento di tensione pari a 2.5V ed un connettore per l'ingresso della tensione di 12V. Come detto in precedenza, sia nel circuito del trasmettitore che in quello del ricevitore sono presenti dei condensatori polarizzati. In particolare, si distinguono i condensatori elettrolitici da quelli al tantalio. Nei primi il dielettrico è un sottilissimo strato di ossido, presente sul metallo (l'alluminio) che fa da armatura e costituisce l'anodo; il tutto è immerso in un elettrolita che funge da conduttore. Il package metallico di forma cilindrica del componente risulta essere il catodo. Tali condensatori sono polarizzati in quanto devono necessariamente essere collegati ad una tensione continua, rispettando le polarità, positiva e negativa, indicate sull'involucro. Un collegamento in verso opposto comporta la rapida distruzione del componente ed il rischio di esplosione. Nel caso dei condensatori al tantalio il die-

lettrico è costituito da pentossido di tantalio. Rispetto ai condensatori elettrolitici quelli al tantalio offrono migliore stabilità alla temperatura ed alle frequenze elevate; sono tuttavia più costosi e la loro capacità non raggiunge valori molto elevati.

Tabella 3.11			
Lista componenti blocco PDU			
Numero	Tipologia	Caratteristiche	Package
3	Resistore	10k Ω , Film spesso, 0.125W, 1%	res0805
1	Resistore	9k Ω , Film spesso, 0.125 W, 1%	res0805
1	Resistore	1k Ω , Film spesso, 0.125 W, 1%	res0805
1	Resistore	330 Ω , Film spesso, 1W, 1%	res0805
1	Condensatore	10nF, ceramica, 50V	cap0805
6	Condensatore	100nF, ceramica, 16V	cap0805
1	Condensatore	1 μ F, ceramica, 16V	cap0805
1	Diodo	Riferimento di 2.5V	LM385-25
1	Amplificatore	Tensione 5V	LTC2053
1	Regolatore tensione	Tensione out 5V Corrente 2A	L78S00
1	Connettore	12V	conn_200mils

3.4.1 Realizzazione del trasmettitore

Lo schema elettrico complessivo relativo al trasmettitore del sistema studiato è riportato in Figura 3.13. In quest'ultima sono raggruppati i componenti relativi alle sezioni di: condizionamento, laser, controllo e PDU descritte in precedenza.

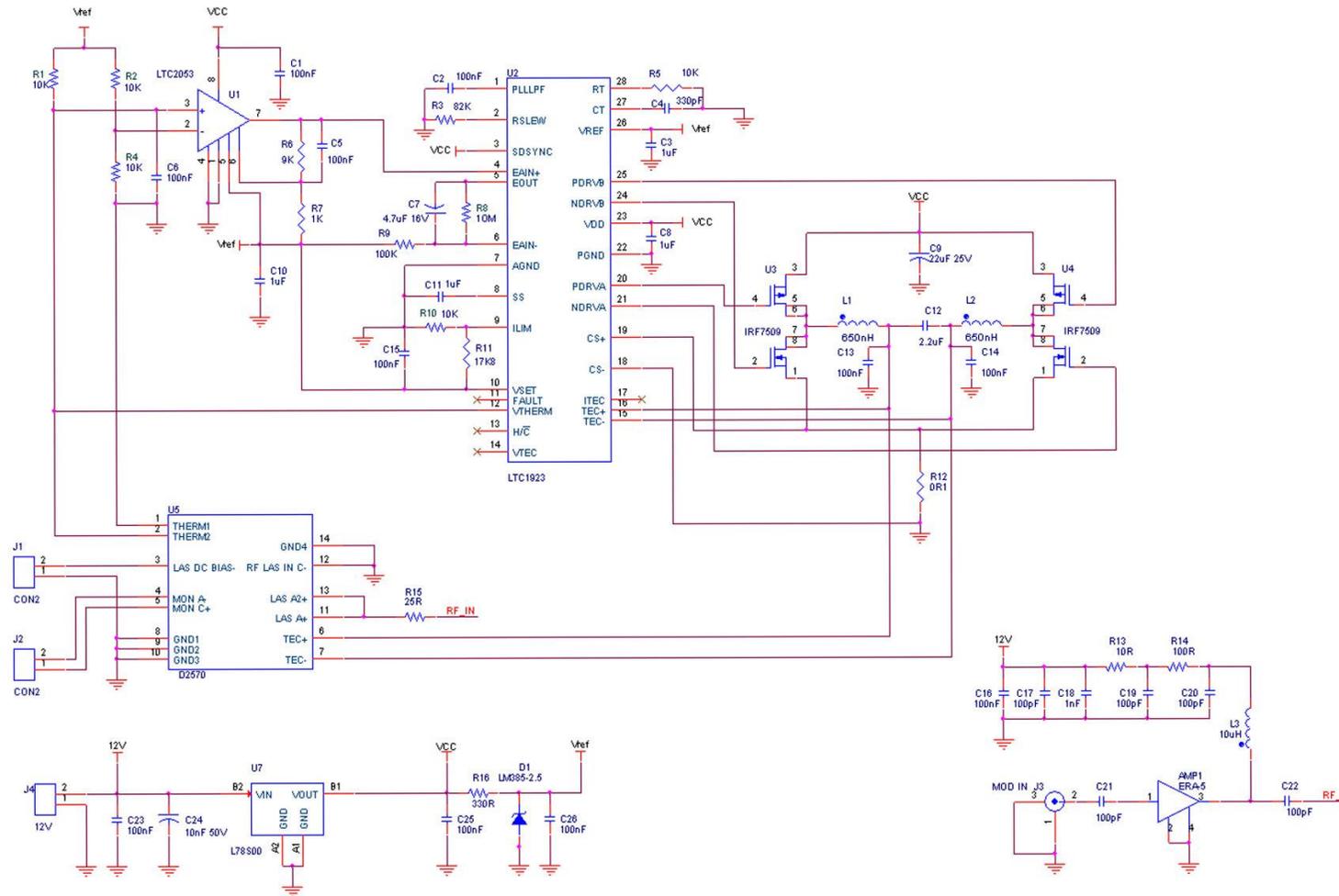


Figura 3.13

Dopo la realizzazione dello schema elettrico, l'associazione dei footprints e la creazione della netlist si procede alla sistemazione dei componenti sui due layer della scheda. Tale sistemazione è temporanea e soggetta a cambiamenti in fase di sbroglio. Il posizionamento viene realizzato distribuendo uniformemente i componenti sulle piastre, minimizzando la lunghezza dei percorsi e la presenza di via. Un via rappresenta un collegamento elettrico tra lo strato di rame superiore (top) e quello inferiore (bottom) della scheda. Prima di iniziare lo sbroglio si definisce lo spessore delle piste. Queste ultime non possono essere troppo sottili (la loro larghezza deve superare 0.3mm) perché risulterebbero difficilmente realizzabili a livello artigianale. Per un corretto dimensionamento si considera il grafico riportato in Figura 3.14. A partire dalla sovratemperatura e dallo spessore della bassetta di rame utilizzata, si individua l'opportuna dimensione delle piste.

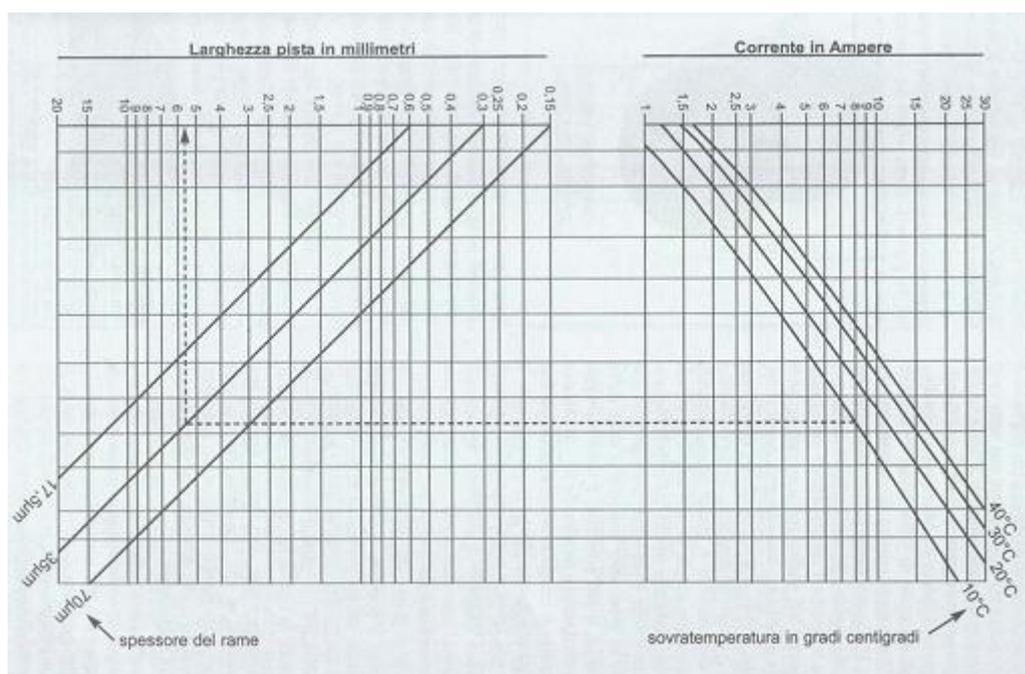


Figura 3.14

La sovratemperatura è un parametro che indica la massima differenza di temperatura della pista (attraversata dalla corrente), rispetto a quella ambiente. Si sceglie un valore di sovratemperatura di 30°C ed una bassetta di rame con spessore di 35 μm.

Poiché al massimo nel circuito è presente una corrente pari a 1.5A di assorbimento, le piste sono realizzate con dimensioni variabili tra 15mils e 30mils al fine di evitare problemi di sovratemperatura e per rispettare condizioni di sicurezza (Figura 3.15). Le distanze tra due piste parallele e quelle tra pista e piazzola, devono rispettare delle regole. Nei circuiti ad alta frequenza due piste troppo vicine potrebbero creare un accoppiamento capacitivo che, a sua volta, potrebbe generare autoscillazioni indesiderate. Inoltre, se tra due piste c'è un'alta differenza di potenziale potrebbe innescarsi una scarica (arco elettrico). La Tabella 3.12 indica la distanza minima consigliata tra le piste in funzione della tensione applicata ai loro capi.

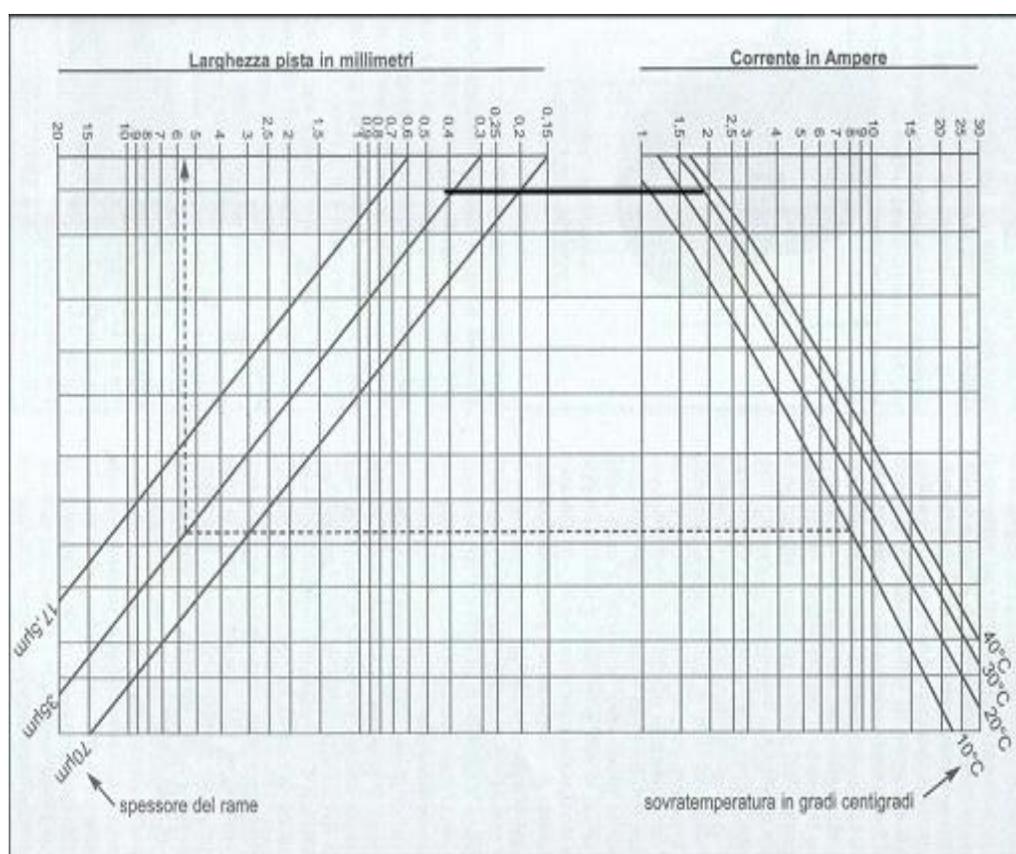


Figura 3.15

Tabella 3.12 Distanze minime consigliate	
Tra piste parallele	
Bassa tensione (fino 30V)	0.4mm
Tensione di rete (230V)	3.2mm
Tra pista e piazzola	
Bassa tensione (fino 30V)	0.3m
Tensione di rete (230V)	3mm

Per quanto riguarda le dimensioni delle piazzole, ci sono differenze tra tecnologie di componenti. Nel caso dei componenti Through-Hole Technology (THT), le piazzole devono avere un diametro superiore di almeno 1mm rispetto a quello del foro. Per quanto concerne i componenti surface mount technology (SMT), invece, la larghezza della piazzola può essere leggermente superiore (sporgendo in lunghezza di almeno 0.4mm per consentire la saldatura) o identica a quella del reoforo del dispositivo.

Lo sbroglio del circuito impone l'osservazione di alcune regole:

- si tracciano prima le piste di segnale, poi le alimentazioni ed alla fine le masse;
- due piste appartenenti allo stesso layer devono essere tracciate senza intersecarsi, pena la messa in cortocircuito delle due piste;
- le piste sono tracciate evitando angoli retti e angoli acuti (per possibili problemi di lavorazione, Figura 3.16);
- è preferibile uscire dalle pads di forma rettangolare con piste perpendicolari anziché diagonali (Figura 3.17).

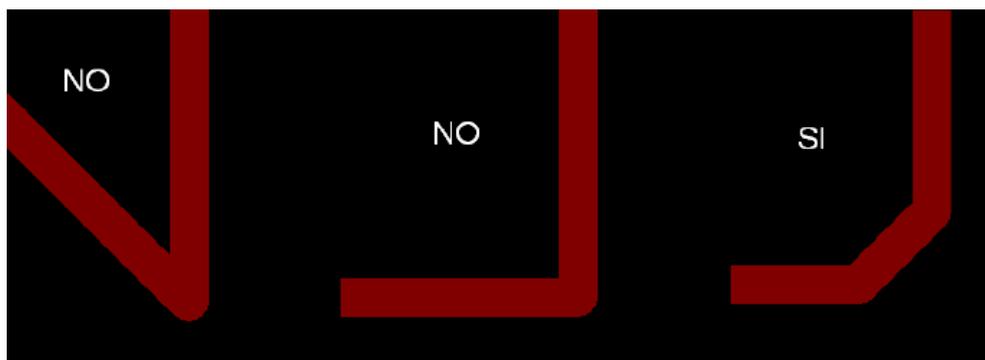


Figura 3.16

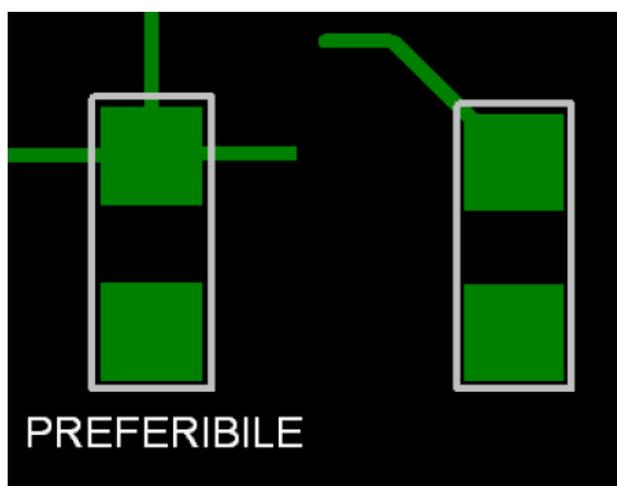


Figura 3.17

Dopo aver sbrogliato le piste si procede all'espansione di massa. Si disegna un piano prima sul layer top e successivamente sul layer bottom che permette di "espandere" la massa in ogni punto della scheda fino alla distanza d'isolamento dalle altre piste. Di solito durante quest'operazione i vias di massa vengono completamente "annegati" dall'espansione. Con le espansioni di massa sul top e bottom layer si creano grandi superfici di rame su lati opposti. E' perciò opportuno posizionare dei vias tra queste superfici di massa per permettere la loro connessione.

In Figura 3.18 è mostrato il risultato dello sbroglio del circuito trasmettitore relativamente al layer top.

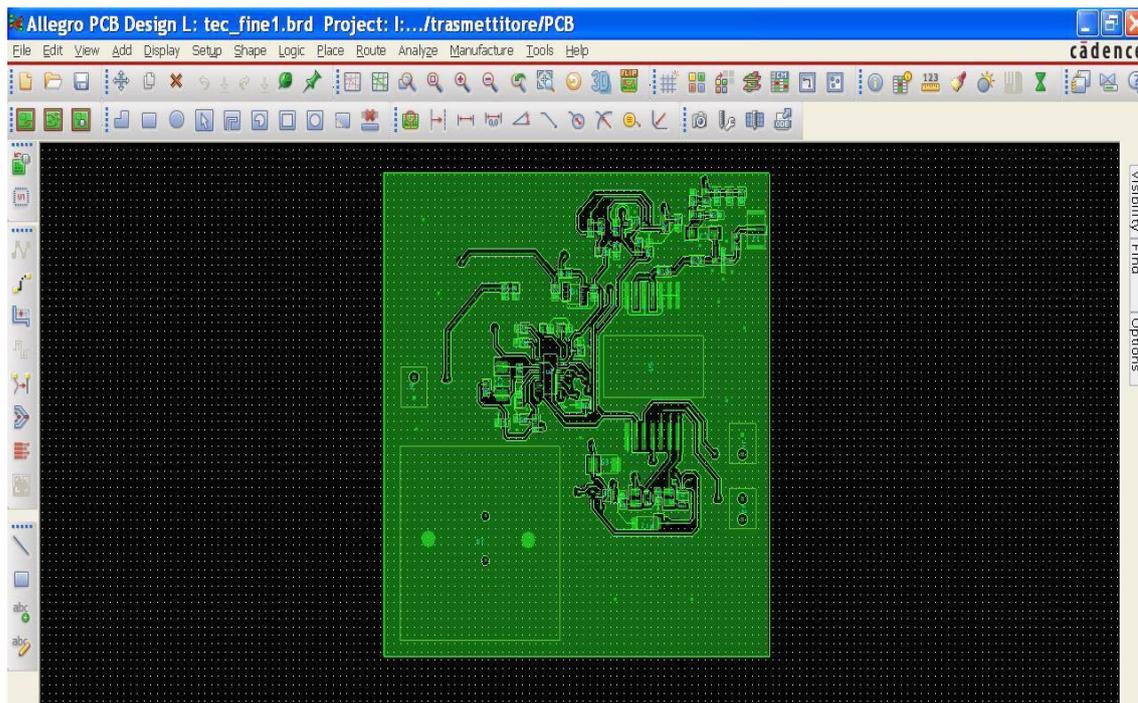


Figura 3.18

Il circuito sbrogliato relativo al bottom, invece, è visibile in Figura 3.19

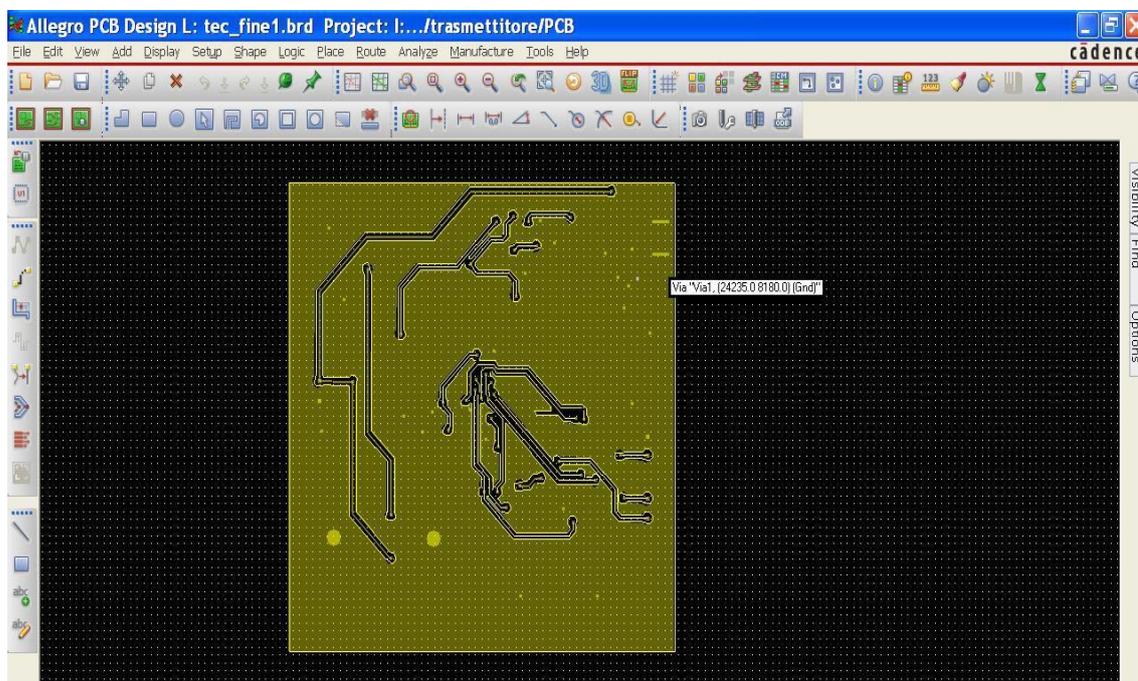


Figura 3.19

E' necessario creare uno schema di montaggio della scheda (Figura 3.20) per il posizionamento manuale dei componenti.

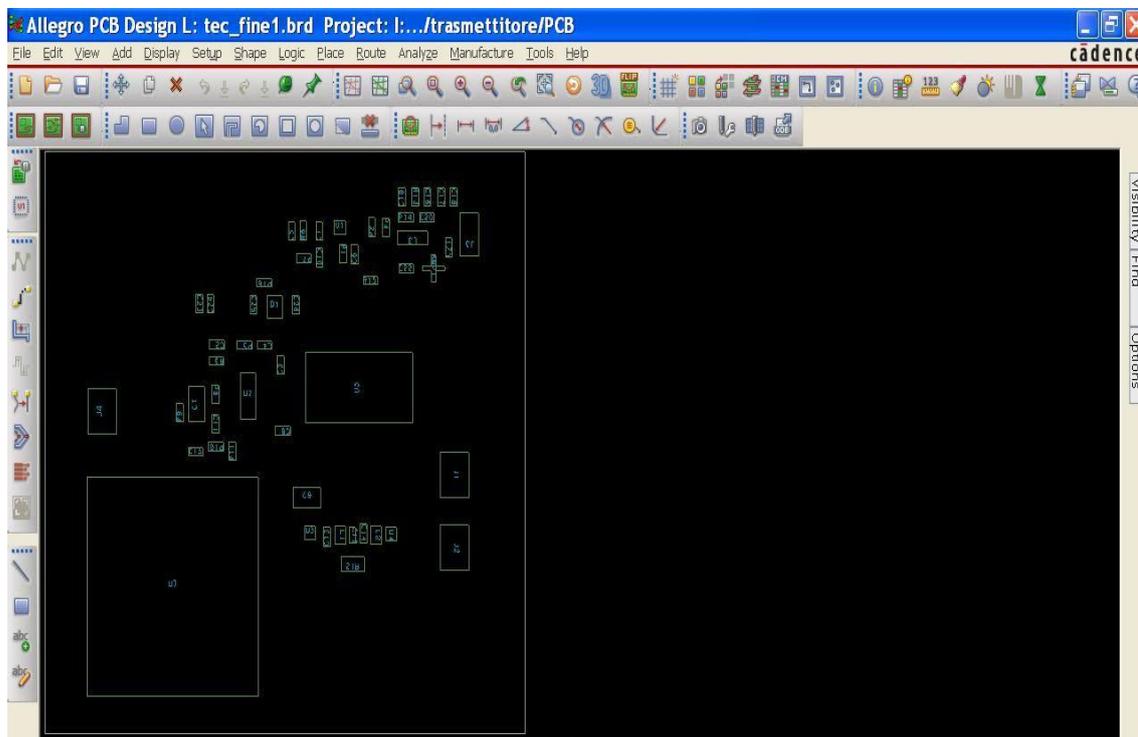


Figura 3.20

Mediante il PCB Editor, vengono generati i files Gerber che contengono le informazioni relative alle piste, alle piazzole, al piano di foratura. Tali files vengono rielaborati da un programma che li converte in dati "CAM" per una fresatrice a controllo numerico (Figura 3.21).



Figura 3.21

In Figura 3.22 è mostrato il circuito stampato layer top.

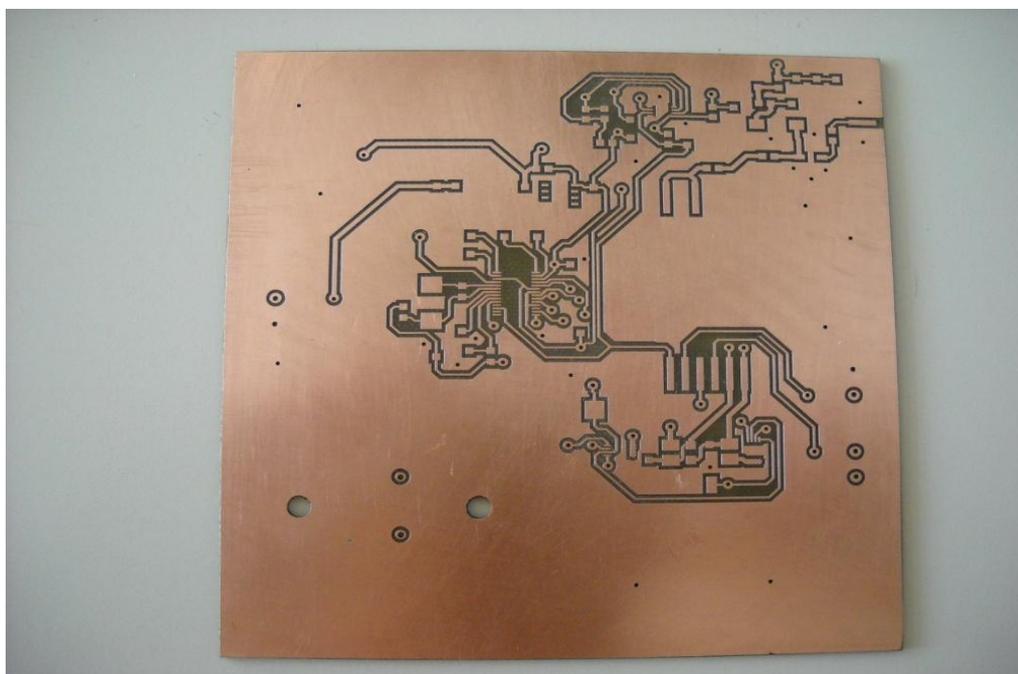


Figura 3.22

Invece, in Figura 3.23, è mostrato il circuito stampato layer bottom.

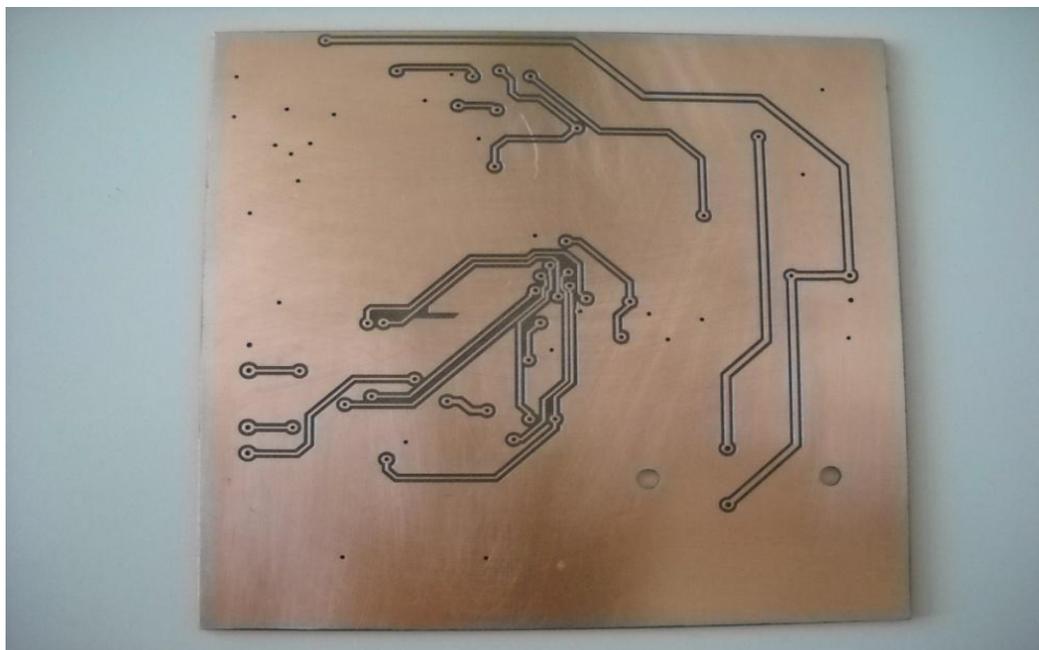


Figura 3.23

La Figura 3.24 rappresenta l'immagine del circuito del trasmettitore completo. Prima di saldare i componenti sulla scheda vengono effettuati dei controlli. In particolare, si utilizza un multimetro digitale per verificare la continuità e l'assenza di cortocircuiti. Dopo il buon esito di tali controlli viene effettuata la saldatura dei conduttori che devono essere privi di ossido. Per tale motivo si procede con l'applicazione di un flussante che permette di pulire tali conduttori.

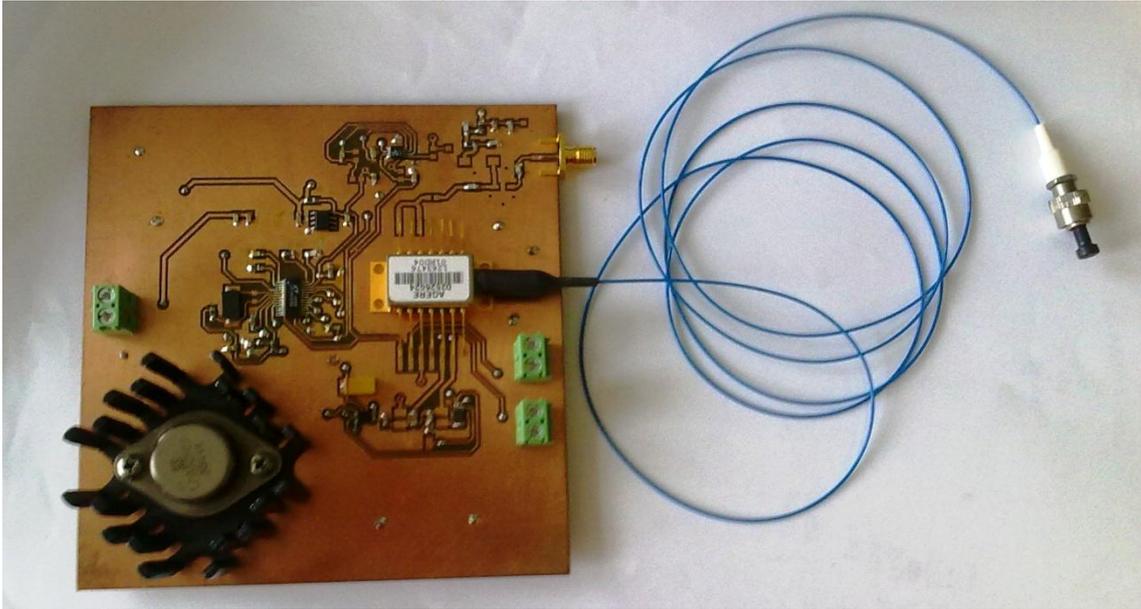


Figura 3.24

3.5 Ricevitore

La Figura 3.25 mostra lo schema a blocchi relativo al ricevitore. Sono presenti le seguenti sezioni elementari:

- ingresso;
- ricevitore;
- controllo;
- PDU;
- uscita.

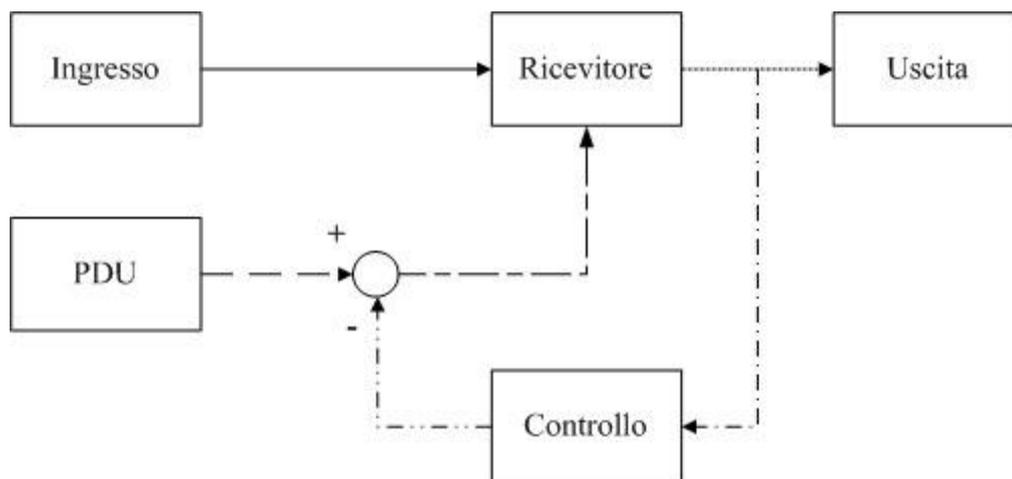


Figura 3.25

La sezione del ricevitore è costituita dal componente MTRX192L (della Multiplex Inc.) rappresentato in Figura 3.26. Esso è un ricevitore ottico ad alta sensibilità con un amplificatore integrato che limita l'uscita ottimizzato per le operazioni punto a punto a 10Gb/s. Nel modulo sono presenti: un fotodiodo PIN, un amplificatore a transimpedenza a basso rumore (TIA) ed un amplificatore di limitazione d'uscita.

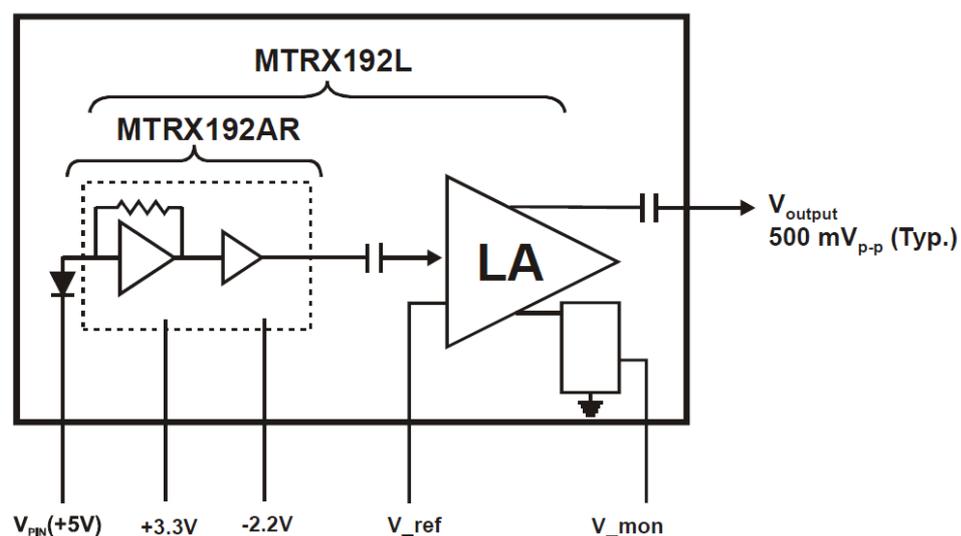


Figura 3.26

Il TIA richiede alimentazioni di +3.3V e -2.2V. Una singola tensione pari a -2V viene fornita all'amplificatore di limitazione. Il segnale di uscita dal TIA è accoppiato in ac all'amplificatore di limitazione. Tale accoppiamento blocca la componente continua del segnale elettrico in uscita dall'amplificatore a transimpedenza mediante un condensatore posto in serie a tale componente. Sebbene l'amplificatore di limitazione generi uscite differenziali una delle uscite termina all'interno del modulo ricevitore. L'amplificatore di limitazione è essenzialmente un dispositivo digitale ad alta velocità, alta sensibilità che quantizza il segnale analogico che arriva dal TIA. Il TIA è un circuito analogico lineare che con la sua uscita trasporta sia il segnale che caratteristiche di rumore del sottosistema di rivelazione. Quando si usa un automatic gain control circuit (AGC) come post-amplificatore che segue il TIA, l'uscita dall'AGC dovrebbe mantenere caratteristiche di segnale e rumore simili a quelle di uscita dal TIA. E' quindi necessaria la presenza di un circuito di decisione per rigenerare uno stream di dati binari di "1" o "0" ben definiti. Quando un amplificatore di limitazione, come quello integrato nell'MTRX192L, è usato come post-amplificatore, c'è una sottile differenza nel processo di rigenerazione dei dati del sottosistema del ricevitore. Statisticamente, ci sono sempre distribuzioni di rumore associate all'uscita dal TIA, per entrambi i livelli di dati "1" e "0". Poiché l'amplificatore di limitazione è un "quantizzatore" (o "comparatore"), l'uscita dall'amplificatore di limitazione è sempre ad un livello ben definito di "1" o "0". Il processo di decisione della rigenerazione dei dati dovrebbe verificarsi all'interno dell'amplificatore di limitazione. Quindi, tale amplificatore di limitazione è equivalente ad un circuito di decisione con clock. Si dovrebbe fare attenzione al problema della stabilità della tensione di riferimento di ingresso (V_{ref}), sulla quale l'amplificatore di limitazione decide se il dato in ingresso è "1" o "0". La stabilità della tensione di riferimento di ingresso è specialmente importante in condizioni di piccoli segnali. Cambiamenti nelle condizioni operative del sistema, come variazioni della tensione di alimentazione, variazioni della temperatura operativa, etc. avranno effetti sul valore ottimo di V_{ref} . Per minimizzare l'effetto associato alle variazioni di questo riferimento di tensione d'ingresso, è necessario inserire un circuito di controllo di feedback nella scheda dell'MTRX192L. L'amplificatore di limitazione è disegnato con topologia di circuito DCFL (direct couple FET logic). Il cambiamento del valore di V_{ref} ha effetti sul duty-

cycle dell'uscita. Questo fenomeno può essere utilizzato per generare un segnale di monitoraggio (V_{mon}) come uscita dell'amplificatore di limitazione. Bisogna tenere V_{mon} ad un valore predeterminato (V_{set}) regolando il valore di V_{ref} attraverso un anello di feedback analogico. V_{mon} è generato con l'integrazione della porta di uscita non utilizzata dell'amplificatore di limitazione. Così piccoli cambiamenti nella forma dell'impulso d'uscita possono essere rilevati semplicemente. Ci sono svantaggi nella generazione del segnale di monitoraggio usando l'uscita dagli amplificatori di limitazione. Per esempio, le variazioni nella tensione di alimentazione dell'amplificatore di limitazione (-2V) e nella temperatura operativa hanno effetti sull'altezza dell'impulso del segnale di uscita (livello picco-picco). Quindi, è necessario un certo grado di compensazione su questo segnale di monitoraggio.

La Figura 3.27 mostra lo schema elettrico del modulo ricevitore le cui caratteristiche elettriche sono riportate in Tabella 3.13.

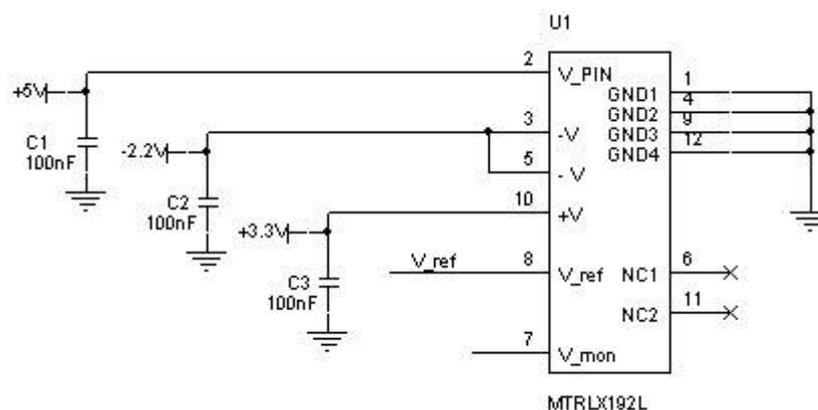


Figura 3.27

Tabella 3.13			
Caratteristiche elettriche MTRX192L			
Parametro	Valore	Unità di misura	Corrente (mA)
Bias diodo PIN	5	V	-
Bias ricevitore positivo	3.3	V	110
Bias ricevitore negativo	-2.2	V	160

La sezione del ricevitore prevede la presenza di condensatori in ceramica e del componente che costituisce il modulo ricevitore del sistema in esame (Tabella 3.14).

Tabella 3.14			
Lista componenti sezione ricevitore			
Numero	Tipologia	Caratteristiche	Package
3	Condensatore	100nF, ceramica, 16V	cap0805
1	Modulo Ricevitore	Bias pos=3.3V Bias neg=-2.2V Bias diodo PIN=5V	MTRX192L

Nella sezione di controllo è presente un resistore variabile lineare multigiro (R15) con un valore che varia tra $0k\Omega$ e $20k\Omega$. La tensione V_{set} è calcolata nell'ambito di un partitore di tensione in base alla formula:

$$V_{set} = V_{D1} \cdot \frac{R16 + R15}{R14 + R15 + R16}$$

in cui V_{D1} è la tensione del valore di 2.5V misurata ai capi del regolatore di tensione LM385_2.5 (Figura 3.28). Poiché il valore dei resistori $R14$ ed $R16$ è pari a 20kΩ sostituendo il tutto nella formula precedente si ottiene:

$$V_{set} = 2.5 \cdot \frac{20k + R15}{20k + R15 + 20k}$$

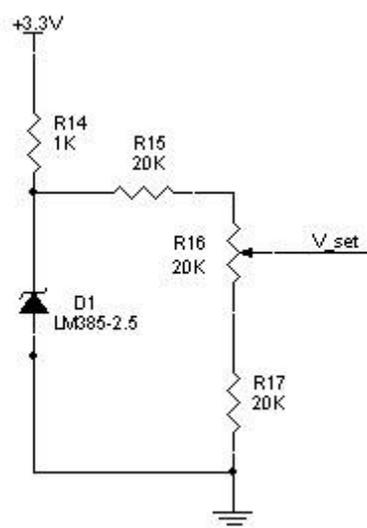


Figura 3.28

Nella sezione di controllo, inoltre, è presente l'amplificatore operazionale quad MAX418 prodotto dalla MAXIM (Figura 3.29). Tale dispositivo è costituito dagli integrati U2A, U2B, U2C, U2D. Tra questi, U2A genera il fattore di correzione dell'alimentazione per il segnale di monitoraggio. Questo fattore di correzione è quindi aggiunto ad un valore di tensione predeterminato (V_{set}) da U2B. Lo scopo principale di U2B è generare la tensione di confronto appropriata per V_{mon} considerando sia il fattore di correzione dell'alimentazione che il fattore di correzione della temperatura. Il fattore di

correzione della temperatura è generato attraverso il sensore di temperatura LM35DT (con un fattore di scala d'uscita di $10\text{mV}/^\circ\text{C}$). Il valore di V_{mon} dal modulo ricevitore è ricalcolato in U2D con riferimento alla tensione di alimentazione dell'amplificatore di limitazione. U2C confronta questo valore di V_{mon} ricalcolato col corretto valore di V_{set} e genera un'uscita per la tensione di riferimento di ingresso, V_{ref} , all'amplificatore di limitazione. Le principali caratteristiche elettriche del ricevitore sono riassunte in Tabella 3.15.

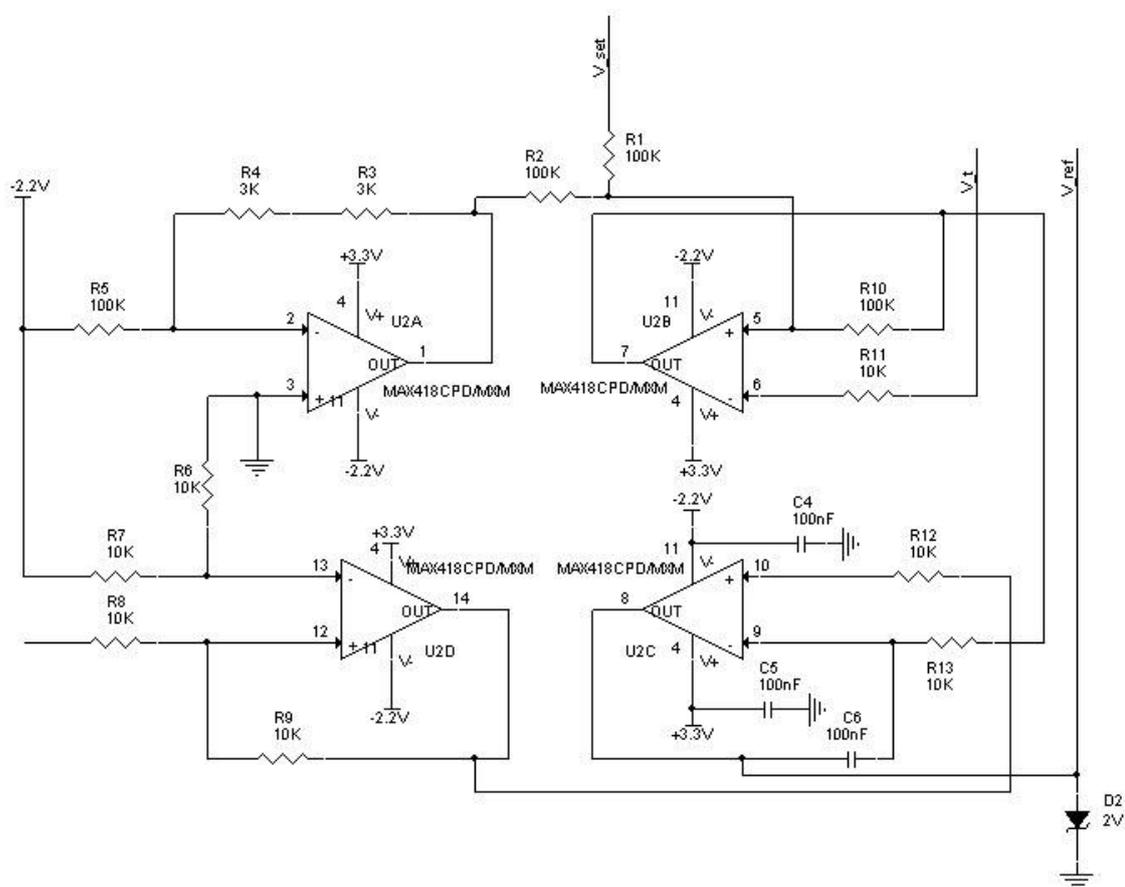


Figura 3.29

Tabella 3.16 Caratteristiche elettriche LM35DT		
Parametro	Valore	Unità di misura
Tensione di alimentazione	3.3	V
Temperatura d'esercizio	-55 a +150	°C

I componenti che fanno parte della sezione di controllo del ricevitore sono elencati in Tabella 3.17. Sono presenti resistori con diverse caratteristiche, condensatori in ceramica, un amplificatore quad, un diodo zener che fornisce una tensione negativa di -2V. Sono, inoltre, presenti: un sensore di temperatura ed un diodo che garantisce un riferimento di tensione pari a 2.5V.

Tabella 3.17 Lista componenti sezione controllo			
Numero	Tipologia	Caratteristiche	Package
1	Resistore	200Ω, Film spesso, 0.25W, 5%	res0805
1	Resistore	1kΩ, Film spesso, 0.125W, 1%	res0805
2	Resistore	3kΩ, Film spesso, 0.125W, 1%	res0805
7	Resistore	10kΩ, Film spesso, 0.125W, 1%	res0805
3	Resistore	20kΩ, Film spesso, 0.125W, 1%	res0805
1	Potenziometro	Potenziometro 0-20kΩ, 1% pth	pot3266
4	Resistore	100kΩ, Film spesso, 0.125W, 1%	cap0805
4	Condensatore	100nF, ceramica, 16V	cap0805
1	Amplificatore	Tensione 2.5mV	max418
1	Reg. tensione zener	2V	MMSZ4678T1
1	Sensore temperatura	Tensione 3.3V	jumper3
1	Diodo	Riferimento di 2.5V	LM385-25

La sezione PDU è costituita da diversi componenti che garantiscono riferimenti di tensione necessari per alimentare le altre sezioni del circuito a partire da una tensione d'ingresso pari a 12V, fornita da un alimentatore cc.

In Figura 3.31 è rappresentato il componente REC3-1205DR/H1 della RECOM. Esso è un convertitore DC/DC che viene alimentato dalla tensione d'ingresso di 12V e fornisce due tensioni di uscita del valore rispettivamente di +5V e -5V (Tabella 3.18). Il package usato è DIP24.

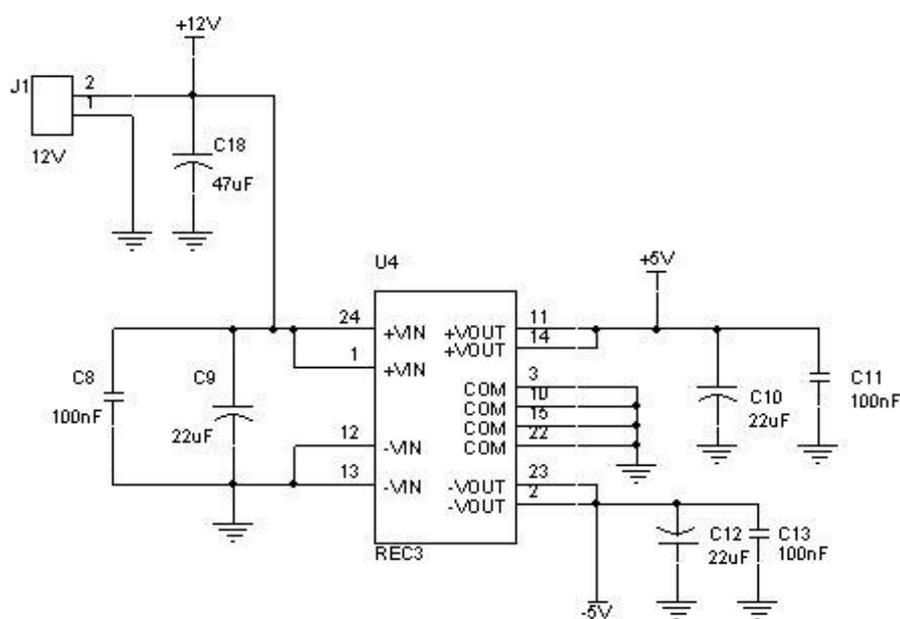


Figura 3.31

Tabella 3.18		
Caratteristiche elettriche REC3-1205DR/H1		
Parametro	Valore	Unità di misura
Tensione d'ingresso	12	V
Tensione d'uscita	±5	V
Corrente d'uscita	±0.3	A

Un riferimento di tensione di 3.3V, fornito al TIA del ricevitore, viene fornito dal componente MC33269. Esso è un regolatore di tensione positiva (della ON Semiconductor, Tabella 3.19). Il regolatore di tensione utilizzato presenta un package DPAK. Esso permette di mantenere minime le perdite di potenza. L'MC33269 richiede condensatori esterni per la stabilità (Figura 3.32). E' necessario scegliere con attenzione il tipo di condensatori per evitare che al diminuire della temperatura e della capacità ci siano delle oscillazioni. Per tale motivo nel circuito si inseriscono condensatori elettrolitici con un valore di 22 μ F.

Tabella 3.19		
Caratteristiche elettriche MC33269		
Parametro	Valore	Unità di misura
Tensione d'uscita	3.3	V
Corrente d'uscita	0.8	A

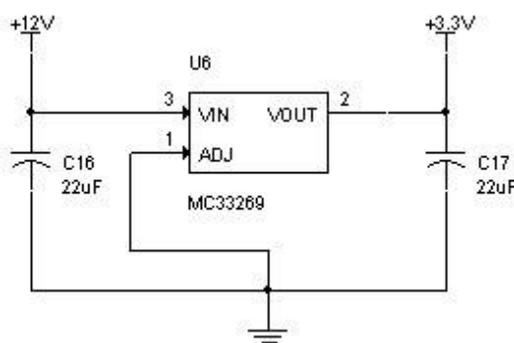


Figura 3.32

La tensione pari a -5V in uscita dal REC3-1205DR/H1 è posta in ingresso ad un regolatore di tensione negativa a tre terminali, l'LM337 (della Texas Instruments, Figura 3.33). L'uscita di questi è una tensione di -2.2V. Questo regolatore di tensione richiede

soltanto due resistori esterni per settare la tensione d'uscita ed un condensatore d'uscita per la compensazione di frequenza.

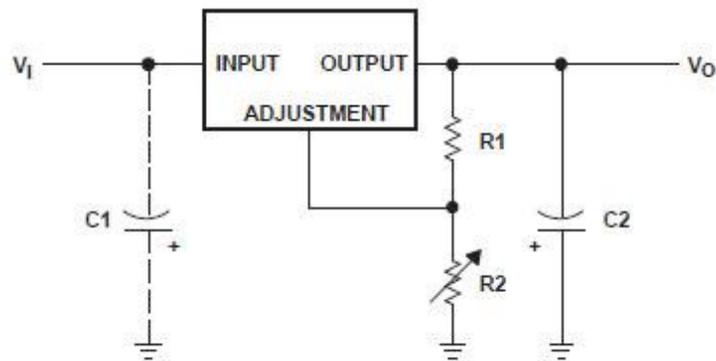


Figura 3.33

Il resistore R_1 ha un valore di 120Ω . Poiché la tensione d'uscita deve essere pari a $-2.2V$, si calcola il valore di R_2 mediante la seguente relazione:

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\frac{-V_o}{-1.25} - 1 \right)$$

Per esigenze commerciali il valore finale attribuito a tale resistore è pari a 91Ω (Figura 3.34).

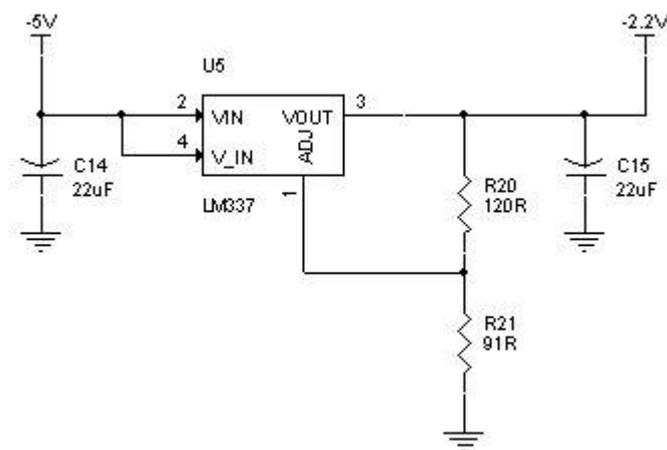


Figura 3.34

In Tabella 3.20 sono elencate le caratteristiche elettriche dell'LM337.

Tabella 3.20		
Caratteristiche elettriche LM337		
Parametro	Valore	Unità di misura
Tensione d'uscita	-2.2	V
Corrente d'uscita	1.5	A

La Tabella 3.21 permette di visualizzare l'elenco dei componenti facenti parte della sezione PDU del ricevitore. Sono presenti: resistori a film spesso, condensatori elettrolitici, al tantalio, ceramici a disco. Infine, sono presenti dei regolatori di tensione, un convertitore DC/DC ed un connettore per una tensione pari a 12V.

Tabella 3.21			
Lista componenti sezione PDU			
Numero	Tipologia	Caratteristiche	Package
1	Resistore	91Ω, Film spesso, 0.25W, 1%	res0805
1	Resistore	120Ω, Film spesso, 0.125W, 1%	res0805
3	Condensatore	100nF, ceramico a disco, 50V	cap196
3	Condensatore	22uF, elettrolitico, 100V	cap196
4	Condensatore	22uF, tantalio, 25V	cond_7343_31
1	Condensatore	47uF, elettrolitico, 25V	cap196
1	Regolatore negativo	Tensione=-2.2V Corrente=1.5A	lm337
1	Regolatore tensione	Tensione out=3.3V Corrente d'uscita=0.8A	smdpak2
1	Convertitore DC/DC	Tensione in=12V Tensione out=±5V	REC3
1	Connettore	Morsetto PCB passo 200mils 2 poli	conn_200mils

3.5.1 Realizzazione del ricevitore

Lo schema elettrico del ricevitore, costituito dalle sezioni di: ricevitore, controllo e PDU è mostrato in Figura 3.35. Successivamente, nelle Figure 3.36 e 3.37 sono rappresentati, rispettivamente, il layer top ed il layer bottom della board, realizzata col PCB Editor, su cui sono stati posizionati i componenti del circuito ricevitore con le relative piste di collegamento tra essi. I passi seguiti in questa fase sono analoghi a quelli effettuati relativamente al trasmettitore.

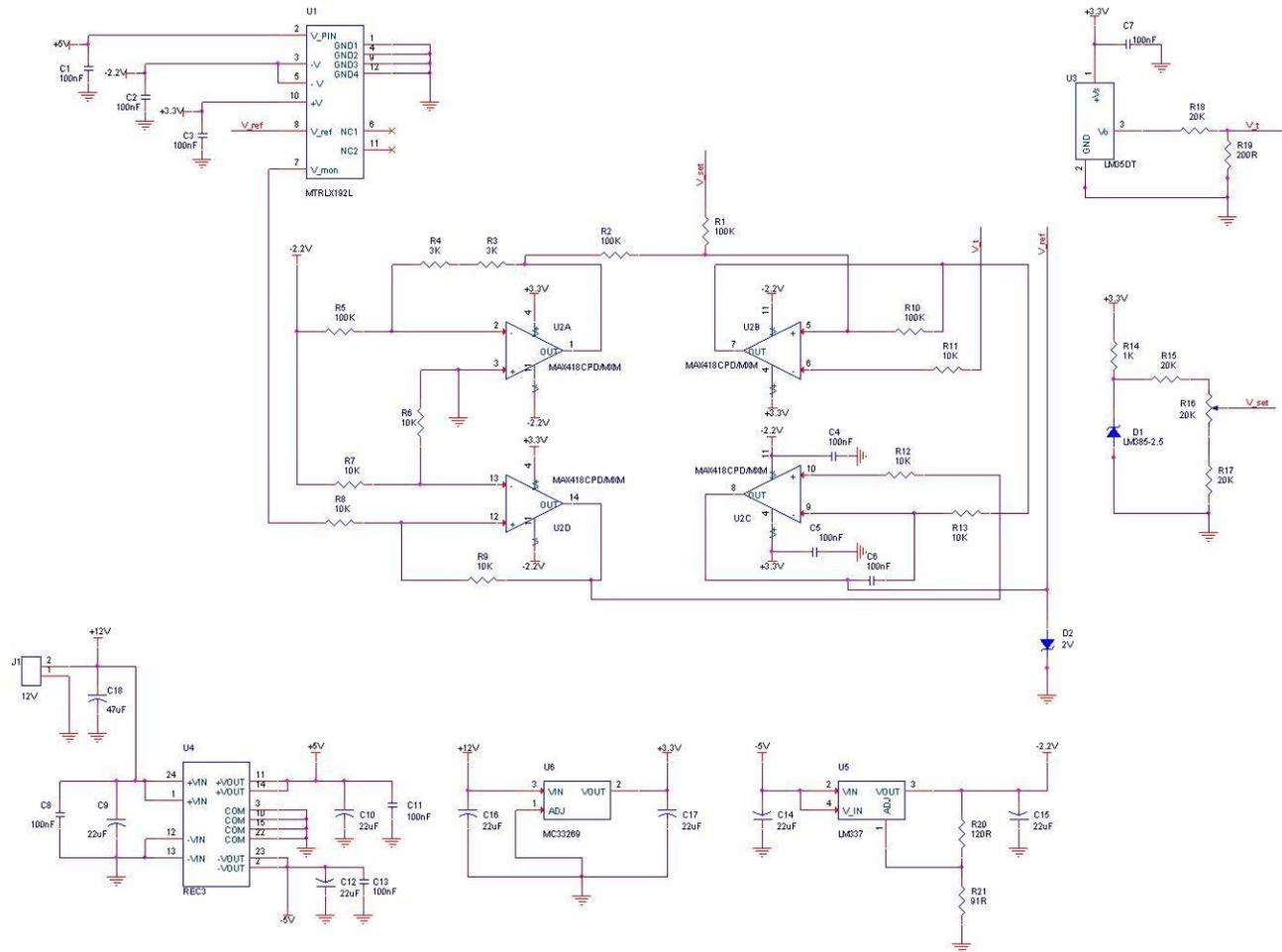


Figura 3.35

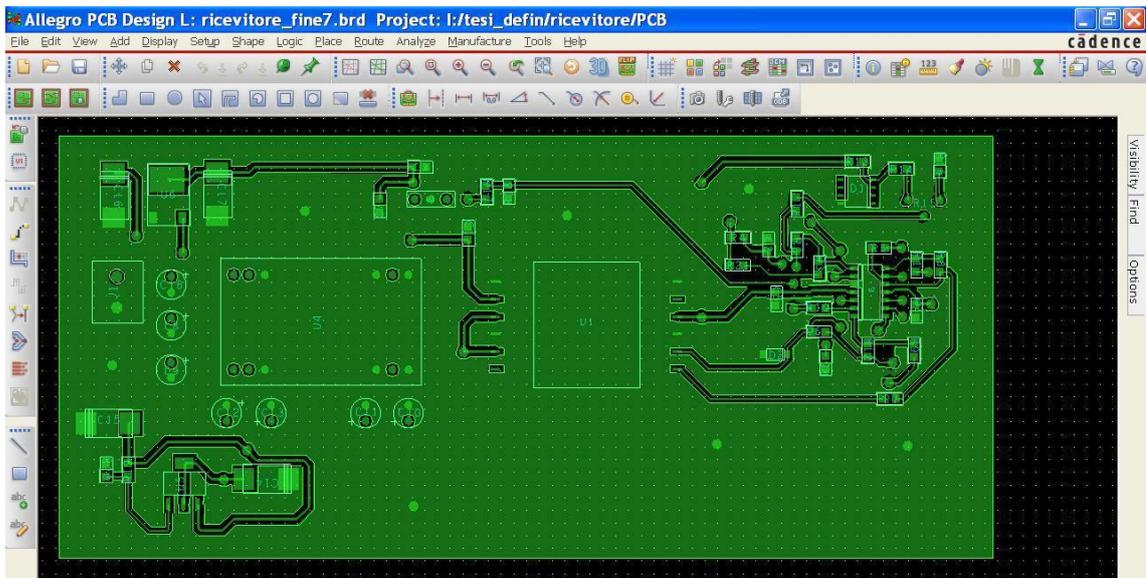


Figura 3.36

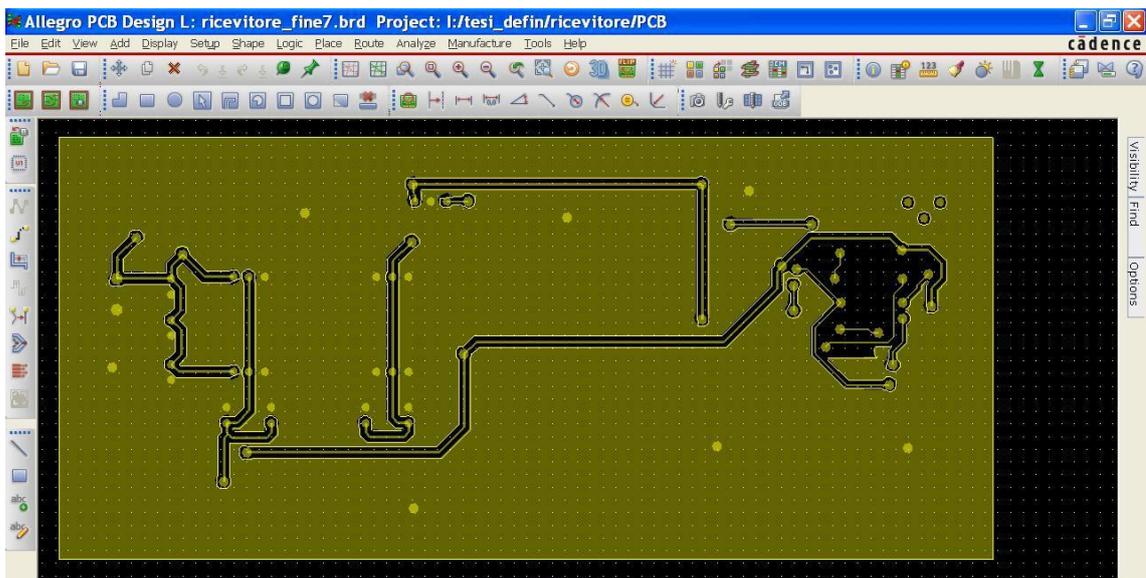


Figura 3.37

In Figura 3.38 è riportato lo schema per il montaggio dei componenti. Anche nel caso del ricevitore, il PCB Editor permette di generare il file Gerber contenente le informazioni relative alle piste, alle piazzole ed al piano di foratura. Tale file rappresenta ancora una volta l'input da dare alla fresatrice per realizzare il layer top (Figura 3.39) ed il layer

bottom (Figura 3.40) del ricevitore sui quali verranno effettuate saldature a stagno dei componenti dopo gli opportuni test.

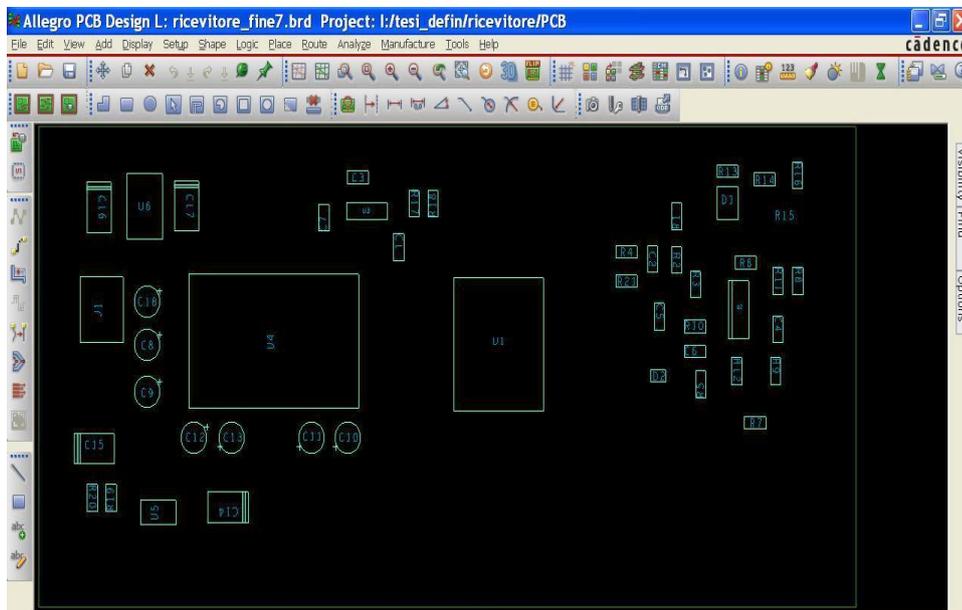


Figura 3.38

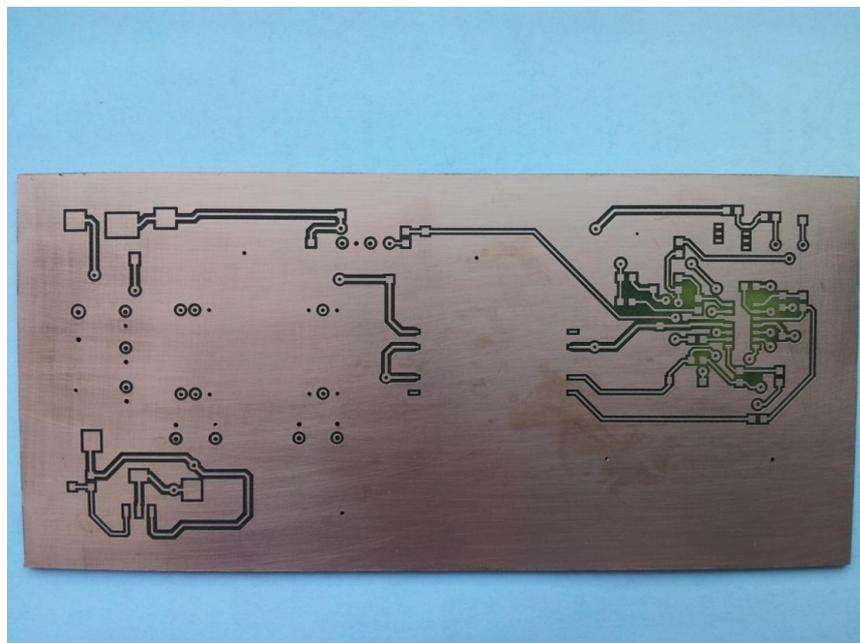


Figura 3.39

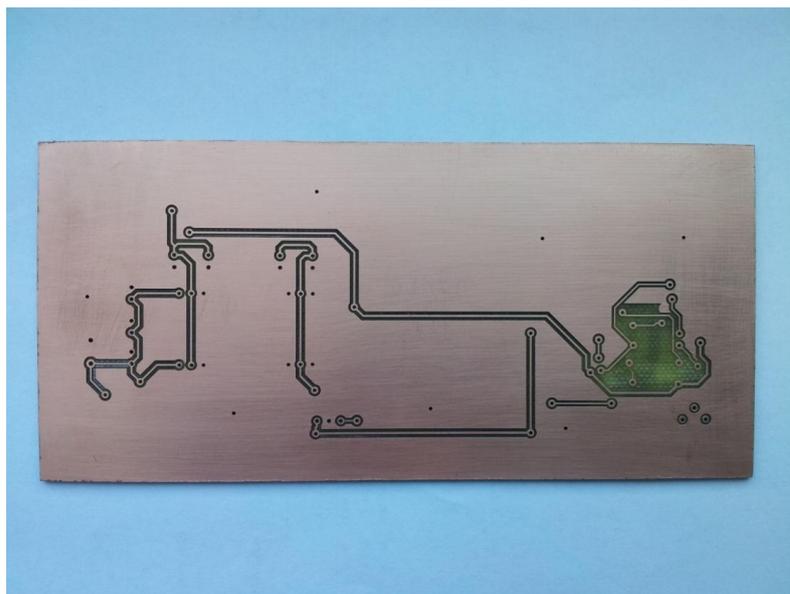


Figura 3.40

La Figura 3.41 mostra il risultato finale ottenuto a partire dalla saldatura dei componenti relativi al circuito del ricevitore sulla scheda dello stesso.

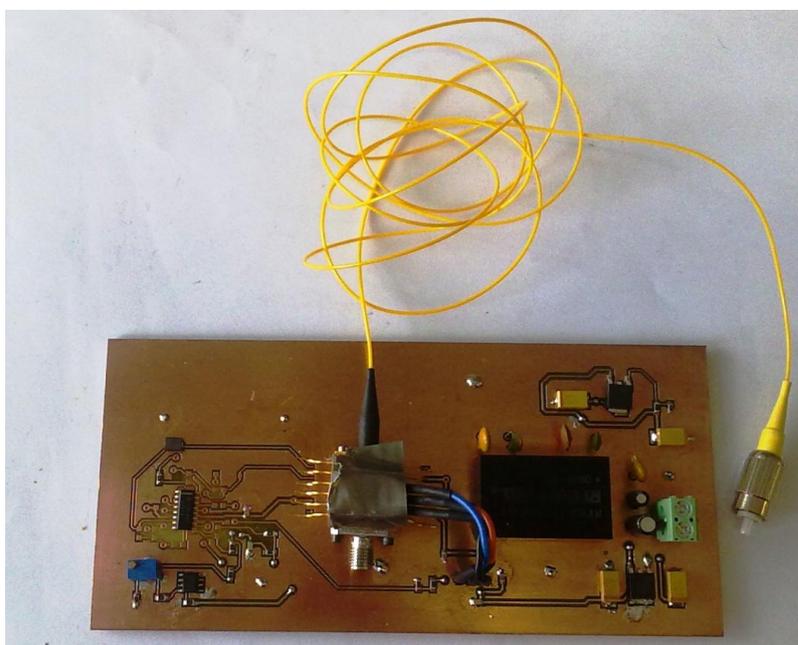


Figura 3.41

Infine è riportata la Figura 3.42 che mostra il sistema nella sua interezza. Tale risultato è stato raggiunto collegando la scheda del trasmettitore a quella del ricevitore mediante fibra ottica.

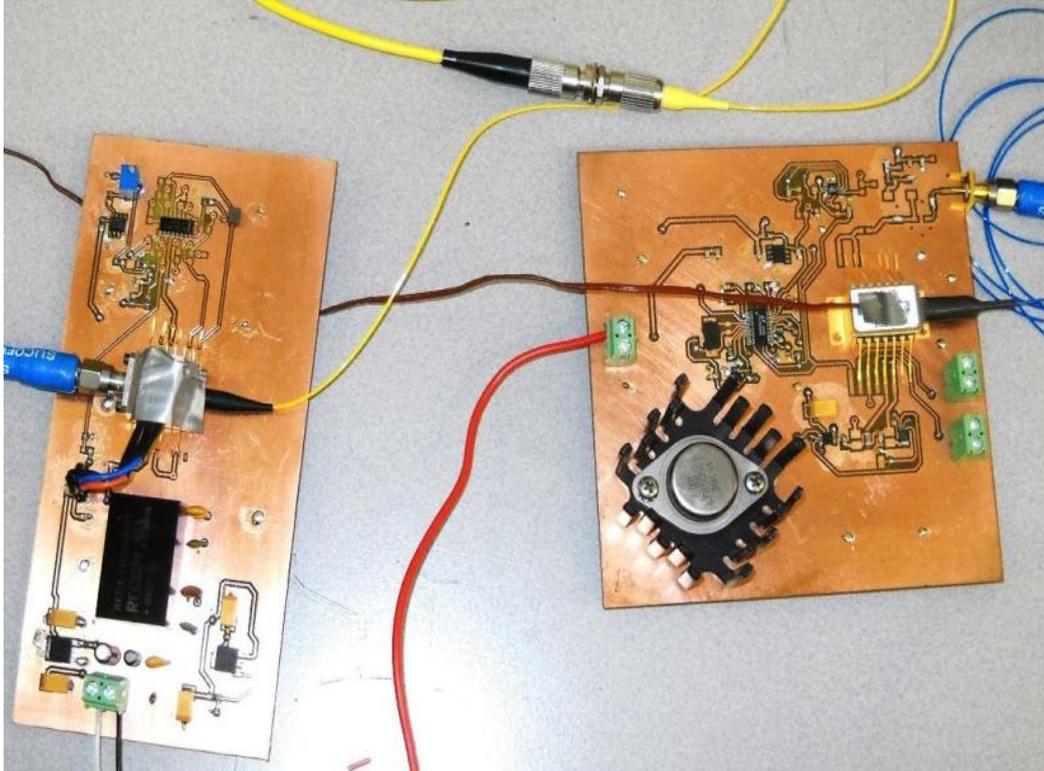


Figura 3.42

Capitolo 4

Collaudo

4.1 Dal controllo al collaudo

Prima di procedere col collaudo del sistema si effettua un'ispezione ottica che verifica se il montaggio dei componenti, saldature e pulizia, siano corretti. Successivamente viene eseguito il collaudo che rappresenta un processo attraverso il quale si garantisce che il sistema funzioni in accordo con le specifiche di progetto.

E' opportuno verificare il corretto funzionamento del sistema attraverso i seguenti passi:

- Prove di isolamento;
- Controllo delle tensioni di alimentazione;
- Test di funzionamento.

4.2 Strumenti per il collaudo

Per collaudare il sistema sono stati usati strumenti da laboratorio quali:

- Alimentatore HP E3611A a 12V cc-5A;
- Multimetro digitale FLUKE 87-5 dotato di sonda di temperatura;
- Generatore di forma d'onda HP 33120A 15MHz;

- Oscilloscopio Tektronix TDS 784A

4.3 Prove di isolamento

Le prove di isolamento vengono effettuate al fine di verificare che non siano presenti corto circuiti sulla scheda. Mediante un multimetro digitale predisposto per misure ohmiche si verifica il valore della resistenza d'isolamento tra i pin di alimentazione dei connettori d'ingresso dei dispositivi del trasmettitore e del ricevitore. I risultati ottenuti sono riassunti in Tabella 4.1 ed in Tabella 4.2.

Tabella 4.1			
Prove d'isolamento Trasmettitore			
Collegamenti considerati		Resistenza d'isolamento Valore atteso	Resistenza d'isolamento Valore misurato
Pin 1 di J4	Pin 2 di J4	>20K Ω	22K Ω
Pin B1 di U7	Pin 1 di J4	>20K Ω	21K Ω
Pin 3 di U2	Pin 1 di J4	>20K Ω	22.5K Ω

Tabella 4.2			
Prove d'isolamento Ricevitore			
Collegamenti considerati		Resistenza d'isolamento Valore atteso	Resistenza d'isolamento Valore misurato
Pin 1 di J1	Pin 2 di J1	>20K Ω	23K Ω
Pin 2 di U4	Pin 1 di J1	>20K Ω	22.5 K Ω
Pin 11 di U4	Pin 1 di J1	>20K Ω	21.5K Ω
Pin 3 di U5	Pin 1 di J1	>20K Ω	21K Ω
Pin 2 di U6	Pin 1 di J1	>20K Ω	24K Ω

4.4 Controllo delle tensioni di alimentazione

In questa fase si verifica che le unità PDU presenti sia sul trasmettitore che sul ricevitore forniscano le tensioni previste in fase progettuale. I valori misurati sono elencati in Tabella 4.3 per quanto riguarda il trasmettitore.

Tabella 4.3			
Controllo Tensioni alimentazione Trasmettitore			
Componente	Pin	Tensione alim Valore atteso	Tensione alim Valore misurato
U7	B1	5V±200mV	5.1V
D1	8	2.5V±30mV	2.47V

Analogamente i risultati riguardanti il ricevitore sono riportati in Tabella 4.4.

Tabella 4.4			
Controllo Tensioni alimentazione Ricevitore			
Componente	Pin	Tensione alim Valore atteso	Tensione alim Valore misurato
U4	11	+5V±30mV	5.02V
U4	23	-5V±30mV	5.01V
U5	3	-2.2V±150mV	-1.9V
U6	2	+3.3V±30mV	3.31V

4.5 Test

In questa fase sono stati effettuati dei test allo scopo di verificare il funzionamento del sistema in determinate condizioni di lavoro. Tali test sono riconducibili a:

- misura del ritardo del segnale nel sistema;
- controllo della temperatura.

Il grafico di Figura 4.1 mostra i collegamenti tra i dispositivi utilizzati nell'ambito dei test.

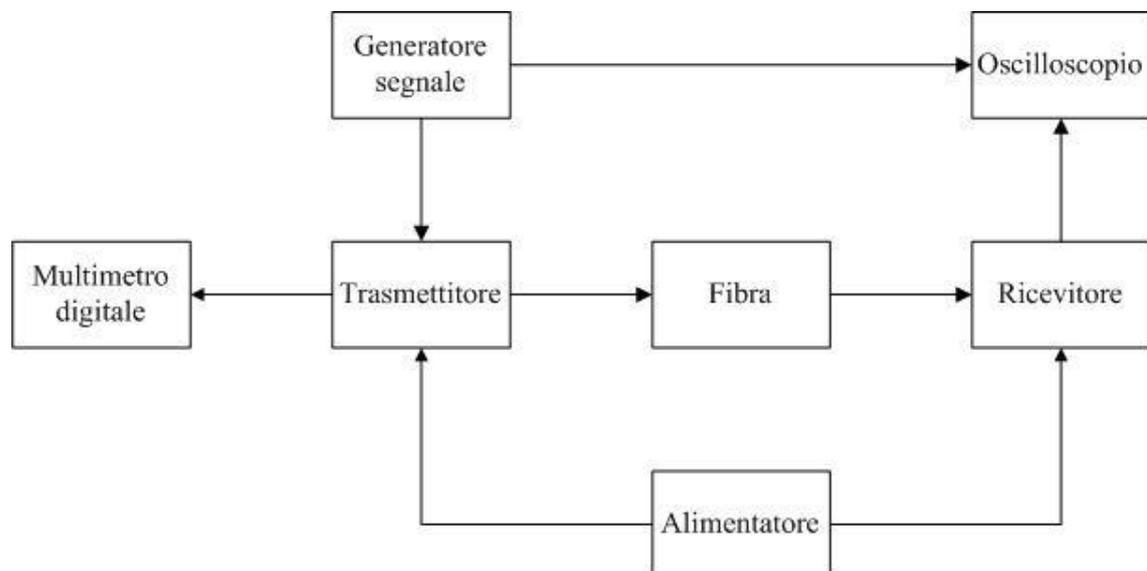


Figura 4.1

Il generatore di segnale è stato collegato all'ingresso della scheda trasmettitore. La fibra ottica d'uscita di tale scheda è stata collegata tramite una prolunga in fibra ottica corredata da adattatori fibra-fibra alla fibra d'ingresso della scheda del ricevitore. Infine

l'uscita del ricevitore è stata collegata all'oscilloscopio. Il risultato delle operazioni di connessione delle due schede è visibile in Figura 4.2.

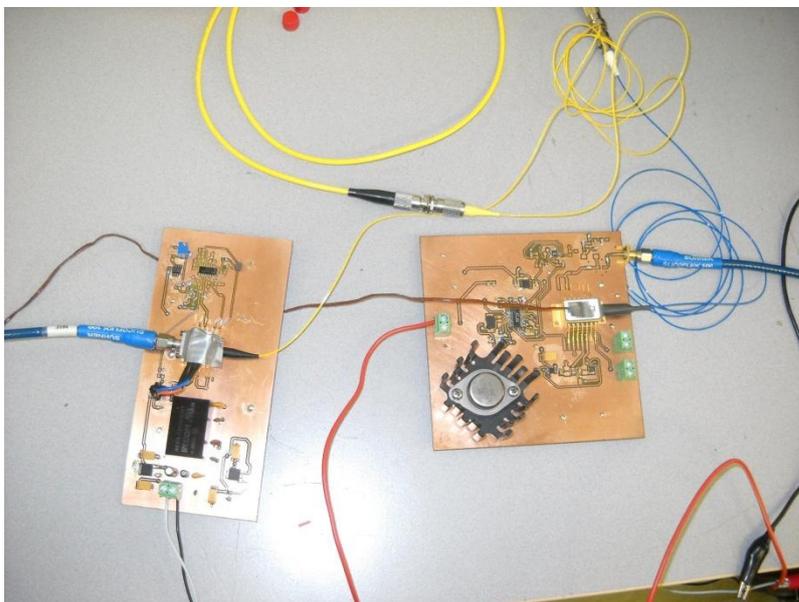


Figura 4.2

Per visualizzare l'uscita ritardata del sistema è stato usato il generatore di segnale al fine di testare la risposta in frequenza del controllo. E' stato utilizzato l'alimentatore per applicare una tensione di 12V cui corrisponde una corrente assorbita dal sistema di 110mA come si evince dalla Figura 4.3.

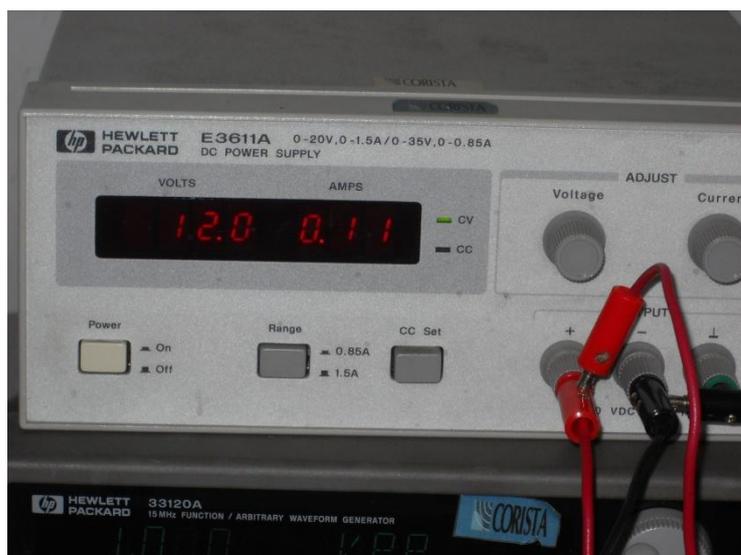


Figura 4.3

Inoltre, mediante il generatore di segnale, è stata generata un'onda quadra con ampiezza di $1V_{pp}$. La risposta del sistema è visibile attraverso la schermata dell'oscilloscopio in Figura 4.4. In tale grafico è possibile notare come la forma d'onda (in verde) in uscita dal sistema appaia ritardata rispetto al segnale del generatore.

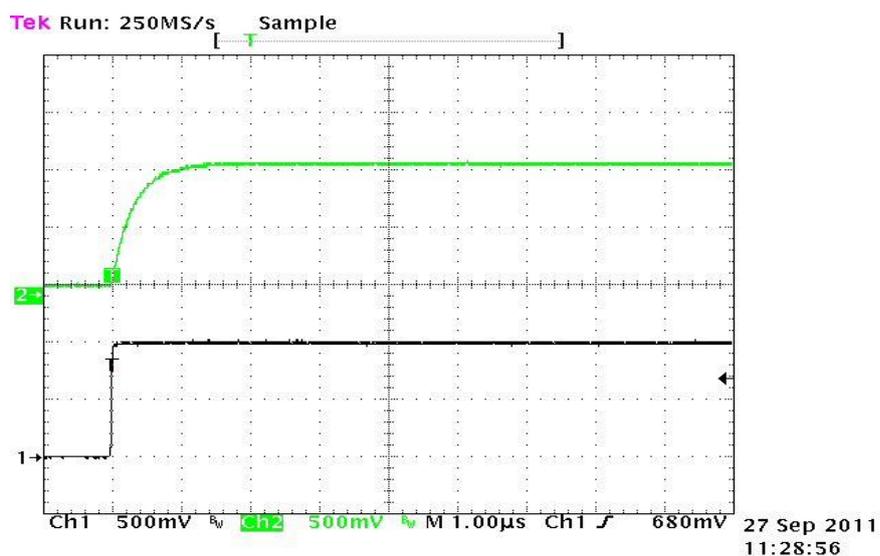


Figura 4.4

Il risultato del controllo della temperatura è stato visualizzato mediante il multimetro digitale con sonda di temperatura. Il set point di tale controllo è stato scelto pari a 27°C come evidenziato dalla Figura 4.5

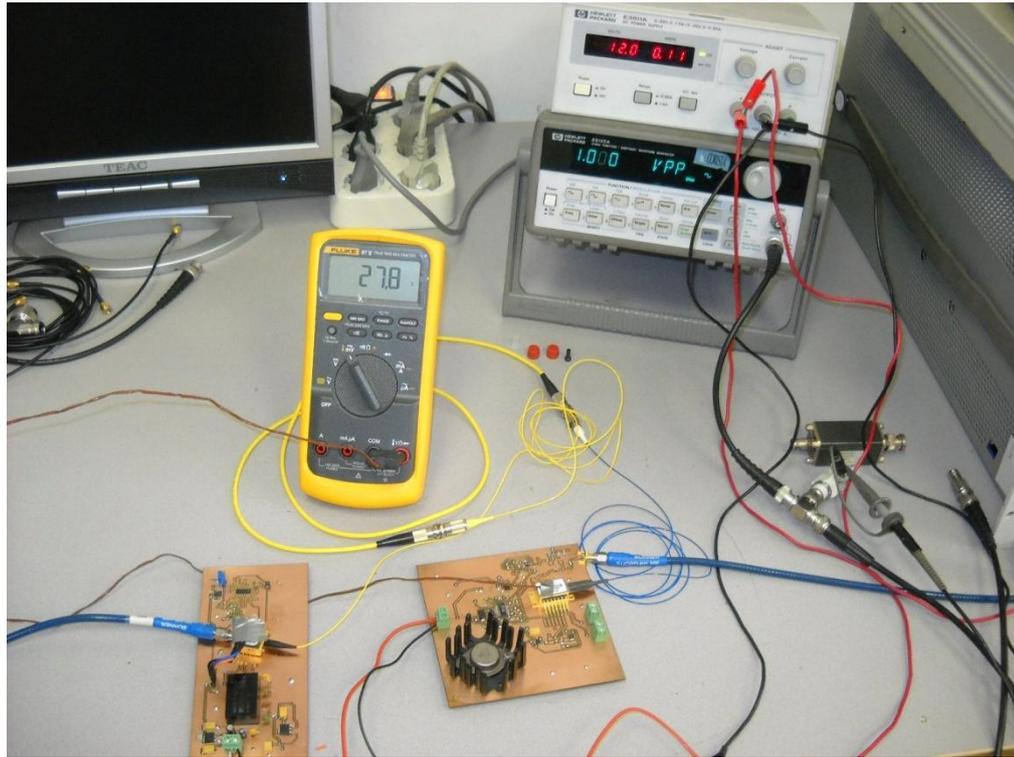


Figura 4.5

Ringraziamenti

Questa sezione è dedicata ai ringraziamenti a coloro i quali hanno contribuito al presente lavoro di tesi.

Voglio ringraziare il Prof. Lugi Zeni per la disponibilità mostrata durante le fasi di realizzazione di questa tesi.

Un grazie va a Gianfranco Palmese e Dario Califano che mi hanno guidato con grande pazienza e disponibilità ai chiarimenti.

Grazie a tutti i membri del Co.ri.s.t.a. per l'accoglienza riservatami e per il sostegno datomi.

Un ringraziamento va alla mia famiglia che mi ha sempre incoraggiato, sostenuto ed appoggiato nelle mie scelte. Grazie in particolare a mia madre che mi ha sempre dato la forza di andare avanti nel mio percorso di vita e di studio. Avrei voluto che fosse fisicamente accanto a me anche in quest'occasione. Spero che sia fiera di me.

Voglio ringraziare anche tutti i miei amici per le dimostrazioni continue di affetto. Senza loro cercare di superare questa fase della mia vita o comunque viverla al meglio sarebbe stato molto difficile.

Riferimenti web

- <http://it.rs-online.com/web/>
- <http://it.farnell.com/>
- http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=396375
- <http://www.ti.com/ww/it/?CMP=KNC-GoogleTI&247SEM>
- <http://www.national.com/>
- <http://www.onsemi.com/>
- <http://www.linear.com/>
- <http://www.minicircuits.com/homepage/homepage.html>
- <http://www.irf.com/indexnsw.html>