POLITECNICO DI TORINO

III Facoltà di Ingegneria dell'Informazione
Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Specialistica

Sviluppo di un misuratore d'assetto basato su misura differenziale di fase di un segnale RF

Relatori:

Prof. Dante Del Corso

Prof. Claudio Sansoé

Candidato:

Maurizio Bruno

INDICE

Introduzione……pag. 1
Il progetto Aramis ……pag.5
Sensori di assetto dell'orbita ……pag.8
Capitolo 1
1.1 Tipi di Antenne…….. pag.12
1.2 Le Bande di frequenza…….. pag.15
1.3 Guadagno, Direttività e digramma di irradiazione ……pag.18
1.4 Tipi di polarizzazione…….....pag.22

- 1.4.1 Riflessione delle onde polarizzate……. pag.23
- 1.4.2 Polarizzazione circolare ……pag.24
- 1.4.3 Polarizzazione d'antenna ……...pag.24
- 1.4.4 Ricezione di un segnale polarizzato……...pag.25

1.5 Proprietà e caratteristiche delle Antenne Patch ……..pag.26
1.6 Progettazione delle Patch ……...pag.29
1.7 Realizzazione Delle 4 Patch , misure e simulazioni con HFSS**……..**pag.38
1.8 Interazioni Elettromagnetiche fra le quattro Patch……. pag.41
Capitolo 2
2.1 Analisi e descrizione dello schema elettrico……pag.48
2.2 Descrizione e principio di funzionamento delle varie componenti.

- 2.2.1 Alimentatore Step Down (Switching) , LM22675 .....pag.54
- 2.2.2 Low Noise Amplifier, MAX2644 .....pag.59
- 2.2.3 Mixer, MAX2681 ……pag.60
- 2.2.4 Amplificatore a IF e controllo mediante AGC ……pag.63
- 2.2.5 PFD, ADF4002 ……pag.65

2.3 Dimensionamento delle varie componenti……. pag.72

- 2.3.1 Rete di Alimentazione ……pag.73
- 2.3.2 LNA…… pag.75
- 2.3.3 Mixer pag.76
- 2.3.4 Amplificatore a IF e AGC pag.82
- 2.3.5 PLL; PFD, Loop Filter e Vco. pag.86

Capitolo 3
3.1 Realizzazione del PCB…….…… pag.89
3.2 Linee di adattamento & EMI……. pag.
Capitolo 4

4.1 Risultati dei test ottenuti in camera anecoica…… pag.
4.2 Confronto tra risultati teorici e misurati…… pag.

Lavori Futuri ……..pag
Documentazione tecnica……..……. pag
Conclusioni
Bibliografia

Introduzione

In questo lavoro di tesi realizzerò un sistema di misura per l'assetto dell'orbita del satellite universitario Aramis. Mi occuperò , in particolare, di verificare la correttezza del metodo utilizzato e definire eventuali modifiche per renderlo adatto all'ambiente spaziale .
Il misuratore d'assetto che verrà illustrato in questo lavoro di tesi è diverso da quelli che verranno elencati nel capitolo omonimo, in quanto esso basa il suo funzionamento sulla misura della differenza di fase di quattro antenne, poste su una delle sei facce del satellite. Per descrivere, in breve, il principio di funzionamento supponiamo di avere due antenne (A e B) poste ad una distanza D l'una dall'altra su un piano X, come mostrato in figura 1.1.6.

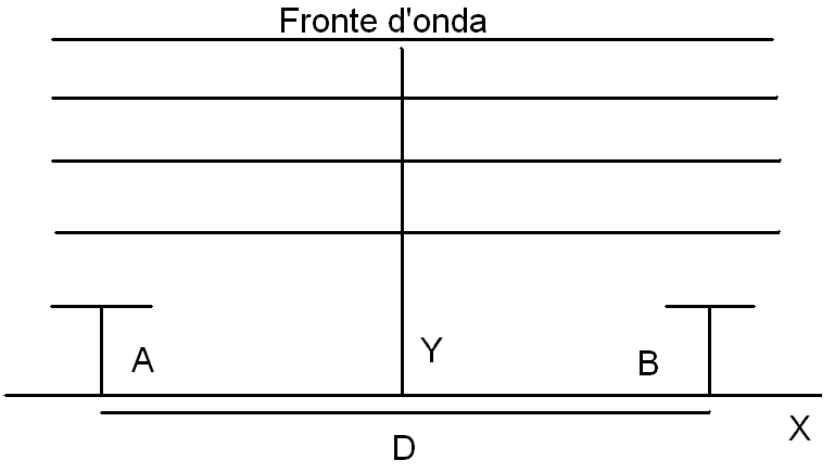


Figura 1.1.6 In questa immagine notiamo la presenza di due antenne , A e B , ad una distanza D, disposte su un piano X . Sul quale giunge un'onda elettromagnetica con fronte d'onda parallelo al piano X.

Supponiamo che il piano su cui giacciono le due antenne sia parallelo al fronte d'onda della radiazione elettromagnetica ,prodotta da una sorgente posta ad una distanza sufficientemente elevata (ad esempio dalla Ground Station) . In questo caso l'onda elettromagnetica giungerà sulla superficie delle due antenne nello stesso istante temporale , quindi le fasi dei due segnali in uscita alle due antenne saranno perfettamente coincidenti. Supponiamo adesso che il piano si inclini di un angolo θ rispetto all'asse X (figura 1.1.7).

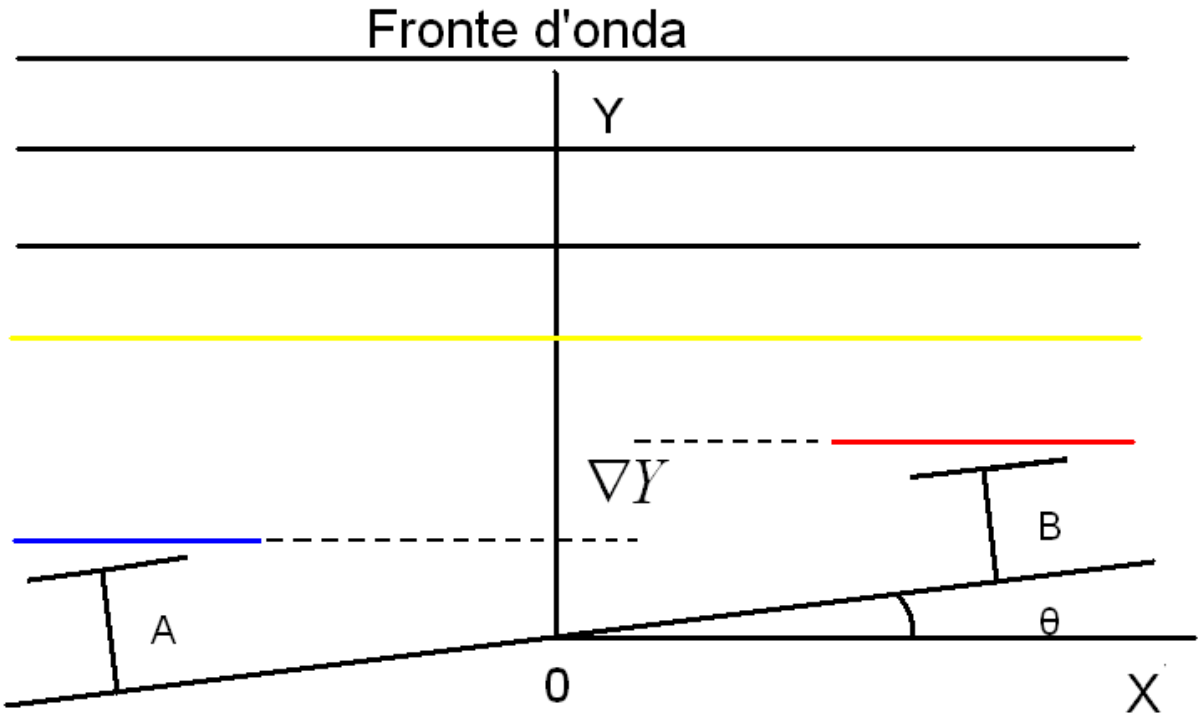


Figura 1.1.7 reallizando un confronto con la figura precedente, notiamo come la superficie sul quale sono poste le due antenne si sia inclinato di un angolo θ , rispetto all'asse X. Secondo questa inclinazione lo stesso fronte d'onda (in giallo) arriverà prima sull'antenna B (linea rossa) e poi sulla A (linea blu), percorrendo uno spazio ∇Y .

Dalla precedente figura è facile notare che il fronte d'onda Rosso giungerà prima sull'antenna B , e dopo un intervallo di tempo ∇t , anche sulla A. Quindi la fase dei segnali presenti in uscita alle 2 antenne sarà differente ed in particolar modo proporzionale all'inclinazione del piano , sul quale giacciono le due antenne, e quindi al cammino ∇Y . Cerchiamo quindi di ricavare una relazione che leghi :

- D : distanza tra le due antenne
- ∇t : intervallo di tempo trascorso da quando il fronte d'onda giunge sull'antenna B a quella A.
- ∇Y : distanza sull'asse y a cui sono poste le due antenne.

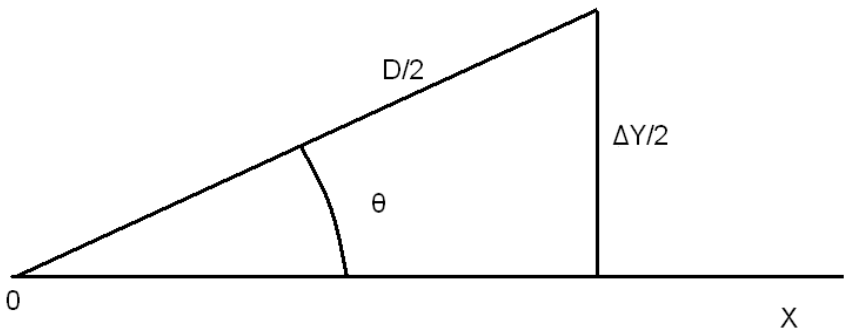


Figura 1.1.7 Per studiare , dal punto di vista geometrico, il sistema di misura prendiamo in esame solo una parte di tutto il sistema mostrato nella figura precedente.

Analizzando la figura 1.1.7 , si ottiene:

$$\frac{\nabla Y}{2} = \frac{D}{2}\sin\theta \qquad 1.1$$

poiché la velocità della luce è $c = 3\times10^8\, m/\sec$, il fronte d'onda impiegherà un tempo :

$$\nabla t = \frac{\nabla Y}{c}\sec \qquad 1.2$$

, quindi la differenza di fase , φ, tra i due segnali in uscita alle suddette antenne è:

$$\varphi = 2\pi f \nabla t \qquad 1.3$$

Sostituendo le relazioni ricavate precedentemente (ovvero la 1.1. e la 1.2) , nella 1.3 , si ottiene:

$$\varphi = 2\pi\frac{D}{\lambda}\sin\theta$$

Questa ultima formula rappresenta il valore della differenza di fase tra i due segnali presenti all'uscita delle nostre due antenne.

Adesso potremmo chiederci, ma quali valori può assumere φ ?

Per rispondere a questa domanda dobbiamo analizzare i grafici di irradiazione, nei due piani principali (E ed H) , delle antenne A e B. Le antenne da me realizzate hanno un angolo di irradiazione (σ) di circa 40° , attraverso la figura 1.1.8 , è facile ricavare che gli angoli θ e σ/2 sono uguali. Quindi i valori assunti da φ varieranno da:

$$\varphi Max = 2\pi\frac{D}{\lambda}\sin(\frac{\sigma}{2}) \approx 20°$$

$$\varphi \min = -2\pi \frac{D}{\lambda} \sin(\frac{\sigma}{2}) \approx 20°$$

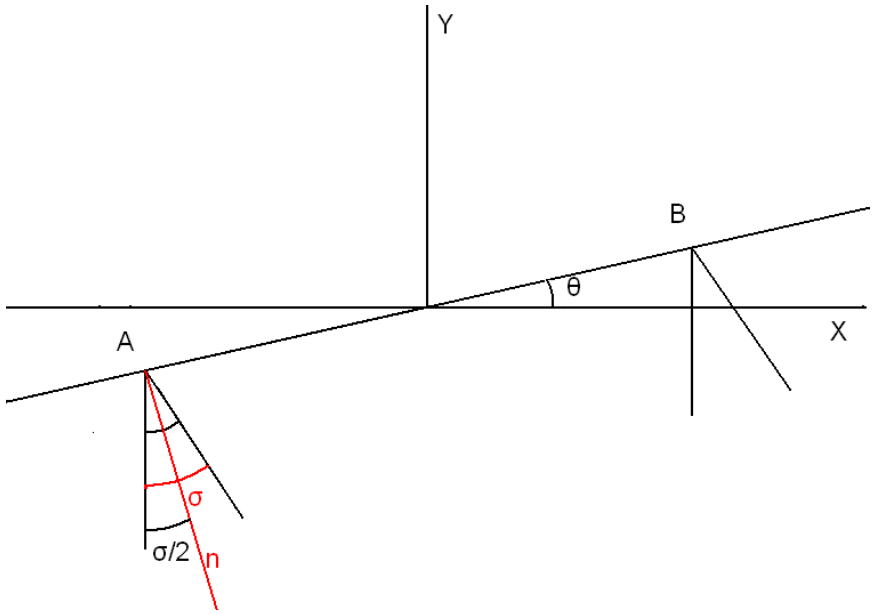


Figura 1.1.8 Sono rappresentati gli angoli di irradiazione σ , in rosso, (delle due antenne A e B) e θ , relativo all'inclinazione del satellite rispetto all'asse X. N, rappresenta la normale al piano in cui giacciono le due antenne.

E' probabile che i valori massimi e minimi assunti da φ possano risultare più ampi dei 20° teorici , ciò significa che il vero valore di misura della fase potrà essere stabilito con precisione solo durante la fase di test , descritta nel capitolo omonimo.

Questa tesi sarà divisa in tre parti:

1. Realizzazione delle antenne per testare il sistema di misura: In questo capitolo saranno dati dei brevi cenni di propagazione elettromagnetica e verrà spiegato in maniera esaustiva il processo utilizzato per la realizzazione delle Antenne Patch.
2. Definire un circuito per la misura dell'assetto dell'orbita.
3. Testare il circuito e trarne le dovute conclusioni.

Nei due capitoli successivi verrà effettuata una breve descrizione dei mini-satelliti e dei sensori utilizzati per la misura dell'assetto dell'orbita .

Il Progetto ARAMIS

Nell'ultimo decennio la realizzazione di mini-satellitti ha avuto uno sviluppo crescente soprattutto negli ambiti universitari. Anche il Politecnico di Torino , ed in particolare il suo dipartimento di elettronica, lavora per la realizzazione di uno di questi , con il nome si ARAMIS. Questo satellite ha le seguenti caratteristiche:

- una forma cubica con 15 cm di lato
- un peso inferiore ai 3 Kg
- 3 Sistemi TX-RX a RF che lavorano a 8GHz, 45GHz e 437MHz
- Una fotocamera
- Vari sensori come ad esempio….

Gli obiettivi principali che si tenterà di raggiungere sono :

1. Verificare il funzionamento dei componenti COTS (Components Off The Shelf) nello spazio
2. Trasmettere dei dati, quali le letture dei sensori di bordo alla Stazione di Terra
3. Scattare fotografie a bassa risoluzione dalla superficie terrestre

Il satellite è quindi costituito sulla superficie esterna da mattonelle di due tipi:

- Power Management : In figura 1.1 è possibile vedere la forma esterna del satellite ARAMIS , è facile notare la presenza di pannelli solari , su 5 dei 6 lati di cui è composto, i quali hanno il compito di fornire l'energia necessaria al sistema di alimentazione, e la presenza di un sistema d'assetto attivo. Per realizzare il controllo di quest'ultimo si utilizza un solenoide e una ruota di inerzia attiva , la quale in funzione della sua velocità e , soprattutto, del suo senso di rotazione permette di orientare il satellite lungo i tre assi principali, x,y e z. Il mio lavoro di tesi verterà proprio sulla misura , in gradi, di quanto il satellite è inclinato , rispetto alla posizione della Ground Stacion, e comunicarlo al microcontrollore di bordo.

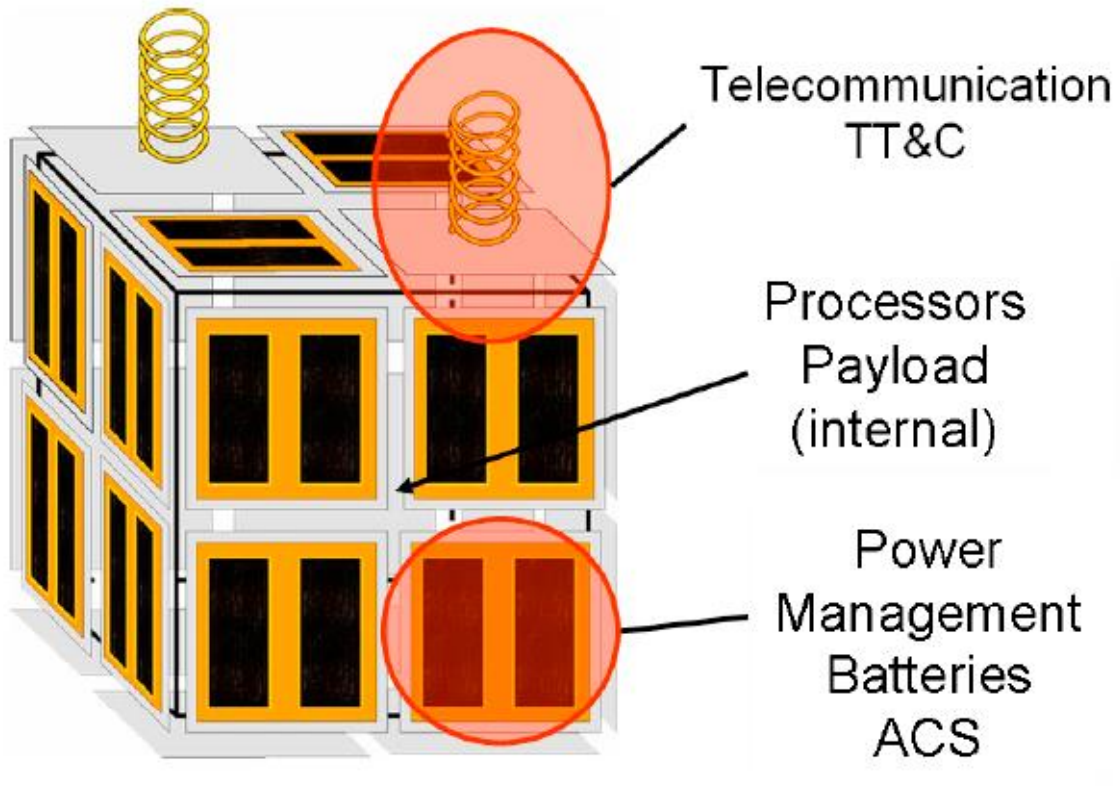


Figura 1.1. Vista esterna ARAMIS

- Telecomunication tile: quest'ultima gestisce la parte di Trance-Receiver tra la base di terra e il Satellite . In esso troviamo un microcontrollore che deve gestire il flusso di dati , un Power amplifier , un LNA e infine 3 tipi di antenne.

In figura 1.2 possiamo vedere la struttura interna del micro-satellite, che è composto principalmente dalle batterie ricaricabili, i rotori e le varie componenti Hardware/Software , come ad esempio la On-Board Processor and Payload Support. L'On-Board processor è il cuore di tutto il satellite poiché ha il compito di gestire in modo opportuno tutte le componenti di cui il satellite è formato ed in particolare la comunicazione e il controllo dell'assetto dell'orbita. Il Payload ha il compito di acquisire le immagine scattate da una fotocamera on-board (situata su una delle sei facce del cubo) comprimerle in formato JPEG e successivamente inviarle al processore di bordo.

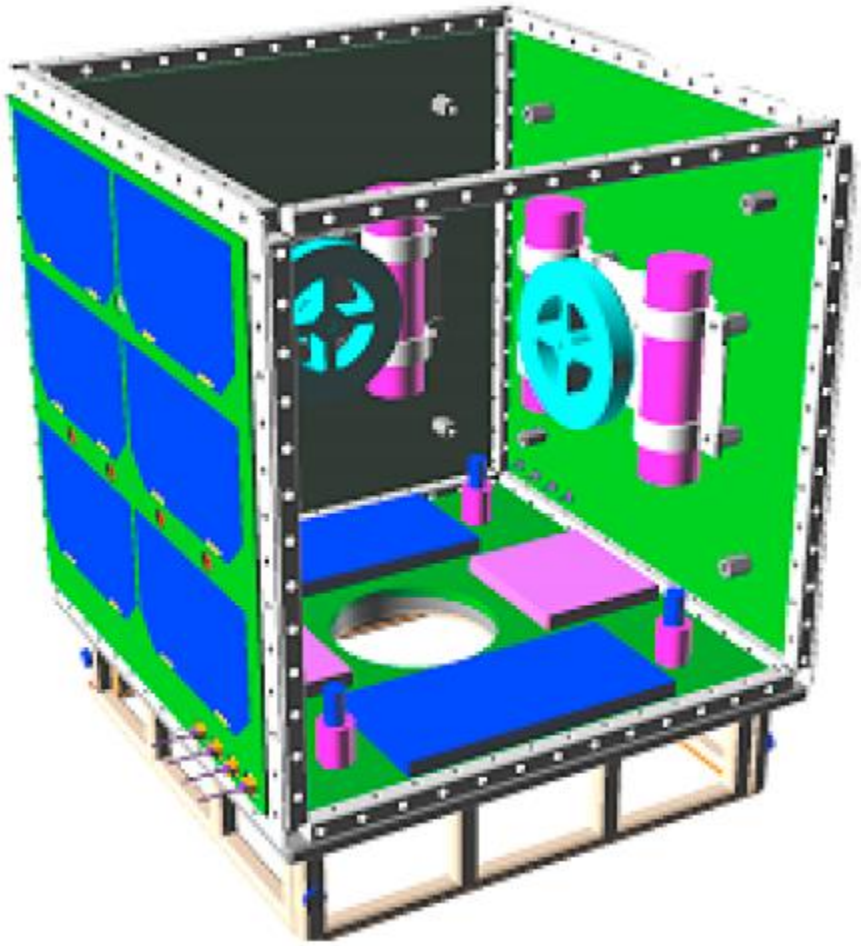


Figura 1.2. Vista interna ARAMIS

Orbita e Sensori di assetto dell'orbita

L'orbita è il percorso (generalmente ripetitivo) di un satellite intorno alla terra. Le carattersistiche dell'orbita sono:

- Altezza: Distanza tra il satellite e la superficie terrestre media, che si aggira tra 600-800Km oppure 3600Km (GEO), Influenza la risoluzione e l'ampiezzaq del campo di vista e determina la velocità.
- Inclinazione: Angolo tra l'equatore ed il piano dell'orbita.
- Periodo:Tempo richiesto per completare un'orbita. Decine di minuti. Direttamente legato alla velocità, dell'ordine dei Km al secondo.
- Tempo di rivisita: tempo tra due successive orbite identiche.

Le orbite si dividono in tre classi principali, figura 1.1.1, che sono:

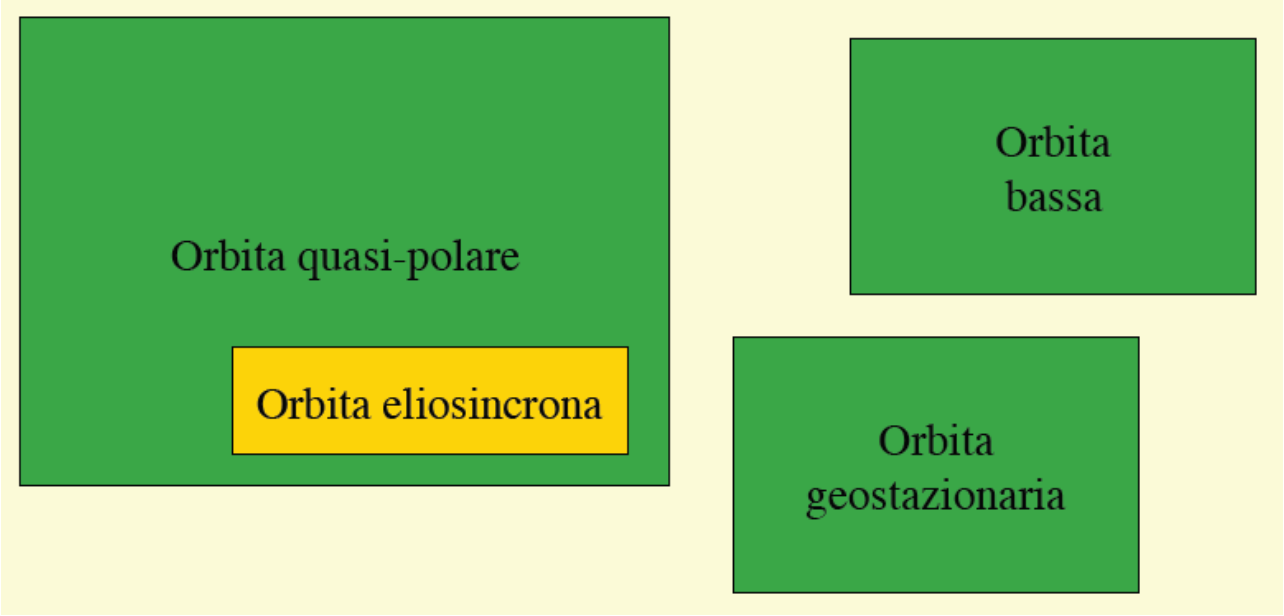


Figura1.1.1 Classificazione delle tre Orbite principali.

- Quasi Polare:Chiamate così perche passano vicino all'asse polare, godono di una caratteristica peculiare in quanto dall'unione del moto del satellite e dalla rotazione terrestre riescono ad osservare tutta la superficie terrestre , entro relativamente pochi passaggi del satellite. Un esempio di orbita quasi polare è la Eliosincrona, durante il quale il satellite ripassa per lo stesso punto sempre alla stessa ora del giorno (Figura 1.1.2).

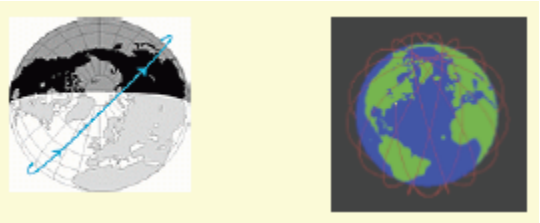


Figura 1.1.2 Esempi di orbite di tipo Eliosincrona.

- Orbita Bassa: L'altezza è inferiore ai 400Km (quindi inferiore a quelle delle orbite precedentemente descritte) , e sono utilizzate la dove è necessario avere dati ad elevate risoluzioni.
- Orbita Geostazionaria: così definita in quanto la velocità angolare di rivoluzione del satellite è uguale alla velocità angolare di rotazione terrestre . Questo significa che il satellite vedrà sempre la stessa porzione della superficie terrestre. Questa orbita è utilizzata nei satelliti metereologici e usatinel campo delle telecomunicazioni , e la loro altezza è di 3600Km.

Adesso verranno elencati alcuni strumenti utilizzati per il controllo e la misura d'assetto del satellite, in figura 1.1.4 è possibile vederne alcuni.

Figura 1.1.4 Alcuni esempi di sensori per la valutazione dell'assetto del satellite.

Il problema della misura d'assetto sta nel trovare quantità vettoriali che siano al tempo stesso misurabili rispetto agli assi del satellite e note rispetto a un sistema di riferimento indipendente dal moto del satellite. I sensori più utilizzati sono:

- Sensore di sole: sono utilizzati per misurare la direzione della luce solare incidente rispetto al satellite , figura 1.1.5.

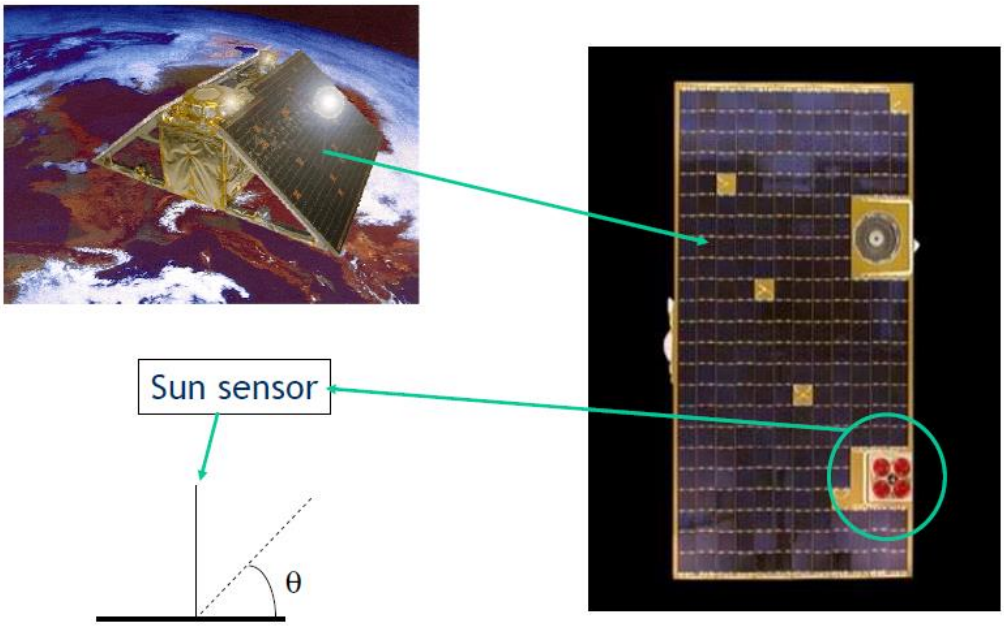


Figura 1.1.5 Sensori di sole , disposti sulla superficie di un satellite.

L'orientamento rispetto al sole può essere calcolato sfruttando la corrente all'interno dei pannelli solari , una forte limitazione è però derivata dalla perdita di intensità nelle correnti nei pannelli solari. Esistono altri tipi di sensori solari i quali sono di dimensioni estremamente ridotte e sono formati da una matrice di pixel attivi (APS), la quale cattura l'immagine formata dalla luce solare quando passa attraverso una maschera posta sulla testa del sensore. Nota tale immagine , attraverso un'elettronica dedicata, il sensore è in grado le coordinate angolari del centro del sole con una precisione superiore all'arcominuto .

- Magnetometro : permette la misura del campo magnetico triassiale locale , figura 1.1.6.

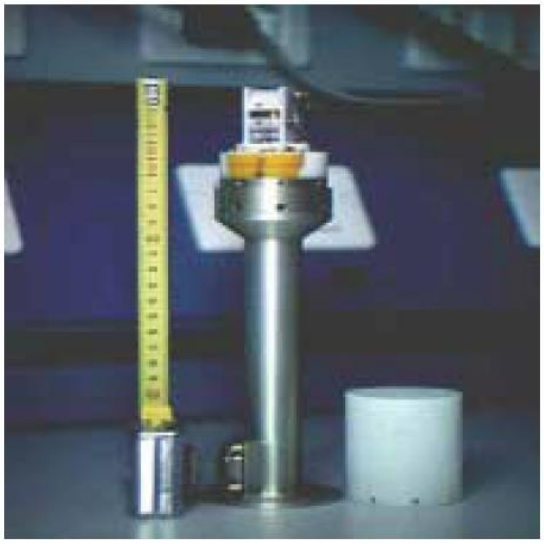


Figura 1.1.6 . Esempio di Magnetometro.

Questi misuratori di campo magnetico tradizionali si basano sull'induzione, infatti una bobina viene mossa (ruotata o talvolta fatta vibrare) in modo tale che il flusso F del campo magnetico B attraverso la bobina venga modulato , e la tensione indotta, proporzionale a

$\frac{\partial F}{\partial t}$ e quindi anche B, viene rettificata e resa disponibile come segnale in uscita . Questo tipo di misuratori presenta delle limitazioni :

- Ingombro , soprattutto nei Cube Sat , dove lo spazio a disposizione è molto ridotto .
- Basso rapporto segnale rumore.
- Complessita d'uso.

Sensori più compatti e semplici sono i magnetoresistori , i quali sono costituiti da materiale la cui resistività è fortemente influenzata dall'intensità del campo magnetico.

- Sensore d'orizzonte: è un sistema basato su una camera CCD in grado di determinare la direzione della terra , il suo utilizzo è quindi strettamente legato alla rilevazione della corrente nei pannelli fotovoltaici , che fungono da sensore solare.
- Magnetorquer : è formato da un elettromagnete , il quale è controllato da un sistema elettronico che è in grado di commutare l'energia alla bobina, di cui è formato, su una linea digitale collegata al computer di bordo .
- Infrarossi: Questo sistema è molto approssimativo ed è utilizzato per valutare l'assetto del satellite attraverso l'intensità della luce che giunge su di esso. L'intesità maggiore si ha quando il satellite e rivolto verso la terra.
- Giroscopio: Quando è perturbato da una forza esterna che tenta di spostare il disco dal piano in cui giace spingendolo a ruotare intorno all'asse Y (o Z) , il disco reagisce con una rotazione del disco attorno all'asse X, in concomitanza con quella indotta dalla forza perturbatrice intorno all'asse Y.

Capitolo 2

In questo capitolo verranno affrontate le problematiche relative alla progettazione e quindi al dimensionamento delle varie componenti. Nella prima parte saranno illustrati , attraverso alcuni calcoli e delle simulazioni, il principio di funzionamento di tutto il sistema . Nelle fasi successive verrà descritto il come è stato realizzato il PCB e le problematiche relative alla compatibilità elettromagnetica della parte a RF.

2.1 Analisi e descrizione dello schema elettrico.

Il mio lavoro di tesi è stato quello di realizzare e testare un sistema di misura di assetto dell'orbita per il satellite Aramis, attraverso la misura della differenza di fase tra 4 antenne patch , poste su una delle sei superfici del cubo.
Il problema sta nel misurare questa fase con una buona approssimazione e il metodo più intuitivo per farlo è quello di confrontare la differenza di fase tra due antenne adiacenti , la quale risulterà proporzionale proprio all'inclinazione del satellite. Utilizzando quattro antenne , piuttosto che due , otteniamo due angoli di inclinazione ϕ, φ , necessari per stabilire l'inclinazione di un piano su uno spazio tridimensionale, figura 2.1.1.

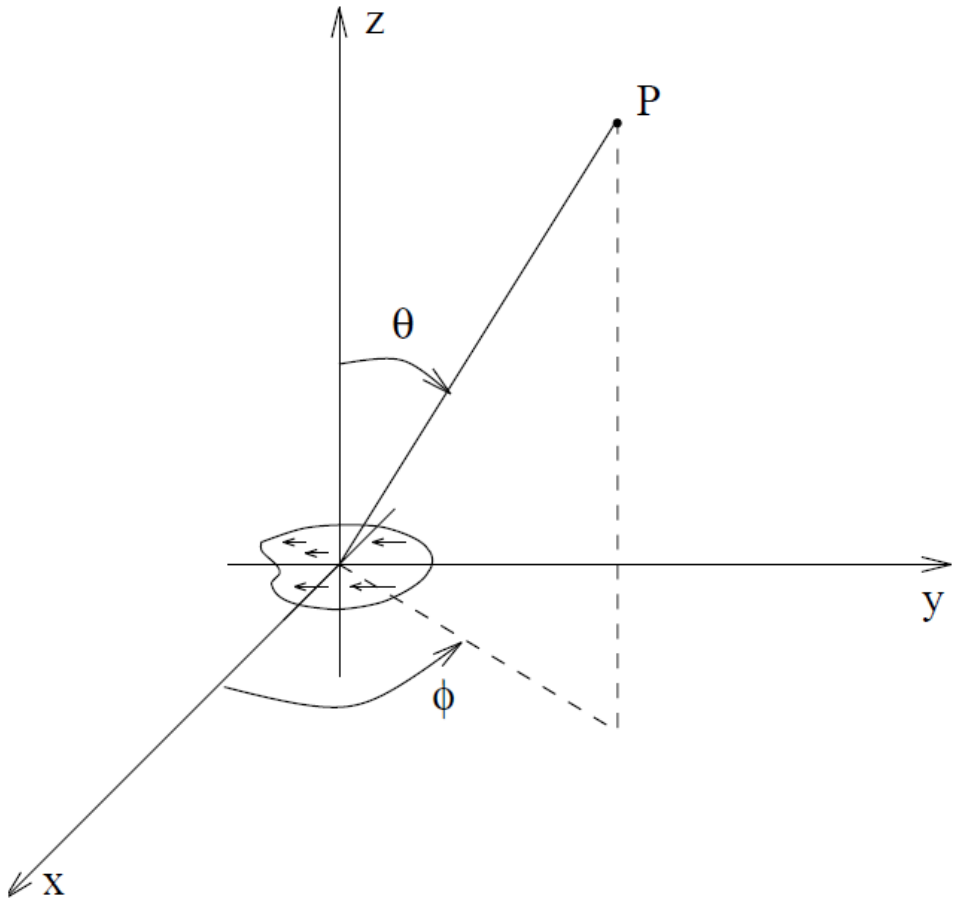


Figura 2.1.1. Spazio tridimensionale , nel quale è possibile vedere i due angoli θ,Φ che saranno quelli che dovremo ottenere per capire di quanto il satellite è inclinato.

La prima cosa che è stata realizzata sono proprio le quattro antenne patch , scelta obbligata visto le dimensioni ridotte del satellite e soprattutto la larghezza di banda (100 MHz a -15dB e 200MHz a -10dB) centrata su 2.44GHz. La descrizione dettagliata delle quattro antenne (prototipo , non definitivo) e del processo che ha portato a questa scelta verrà descritta nel capitolo omonimo . Successivamente è stato necessario avere una stima di quanto fosse l'attenuazione tra la stazione di terra e il satellite e soprattutto il valore della potenza in uscita a una delle 4 patch, questo è possibile avendo:

- La distanza tra Satellite e stazione base, che è di circa 40Km.
- Il guadagno di entrambe le antenne, vale a dire sia quelle poste nella ground station sia su quelle del satellite.

$$\frac{\mathrm{Pr}}{Pt} \equiv GrGt\left(\frac{\lambda}{(4\pi D)^2}\right) \qquad 2.1$$

- G_r , Guadagno d'antenna relativo alle antenne Patch disposte sul satellite (8dB)

- G_t , Guadagno d'antenna relativo alle antenne della Ground Station (60dB)
- P_r , Potenza in uscita da una delle quattro antenne patch.
- P_t, Potenza fornita alle antenne della Ground Station.
- D, λ , rispettivamente , la distanza Terra-Satellite e lunghezza d'onda del segnale ad RF.

Da questi valori , sostituiti nella formula 2.1 (Equazione di trasmissione di Friis), si è ottenuta una potenza (in uscita da una delle 4 antenne patch) di *-96dBm*, che noi abbiamo approssimato a -100dB .
Questo valore è estremamente piccolo, quindi la prima cosa da fare è amplificare questo segnale però ,cosa molto importante , senza aggiungere altro rumore (e se possibile usare un dispositivo che non consumi troppa potenza) , per questo motivo si è deciso di utilizzare un LNA (Low Noice Amplifier) della MAxim ,ovvero il MAX2644. Questo dispositivo è in grado di fornire un guadagno di +16.5dB con un livello di linearità piuttosto buono, cioè con un IIP3 di 1dBm, ed in particolare fornire una cifra di rumore di 2dB@2450MHz . Il passo successivo è quello di inserire un filtro centrato su 2450MHz con una banda di 100MHz , necessario per eliminare la frequenza immagine e diminuire il rumore e i disturbi potenzialmente causati dai canali adiacenti.

La scelta di quest'ultimo è stata fortemente influenzata da un basso loss (perdite) , che infatti è di 1.3 dB. A questo punto bisognava decidere come misurare la differenza di fase tra due patch e soprattutto se portare il segnale a frequenza intermedia con uno o due conversioni. La prima scelta è stata quella di utilizzare uno o due mixer, per portare giù la frequenza del segnale (proveniente dai patch), e poi attraverso l'utilizzo di comparatori di soglia e di contatori misurare l'intervallo di tempo trascorso tra due passaggi per lo zero. I problemi di questo sistema sono molteplici ed in particolare l'utilizzo di comparatori di soglia, i quali sono molto soggetti al rumore , e ciò potrebbe modificarne la soglia e rendere imprecisa la misura. Si è quindi deciso di vagliare altre tecniche , come ad esempio una demodulazione I/Q , sui 4 canali prendendone uno come riferimento per gli altri tre e di confrontare i valori mediante l'utilizzo di un microcontrollore , questa ultima soluzione è stata decisiva per ottenere lo schema finale, mostrato in figura 4.3 .

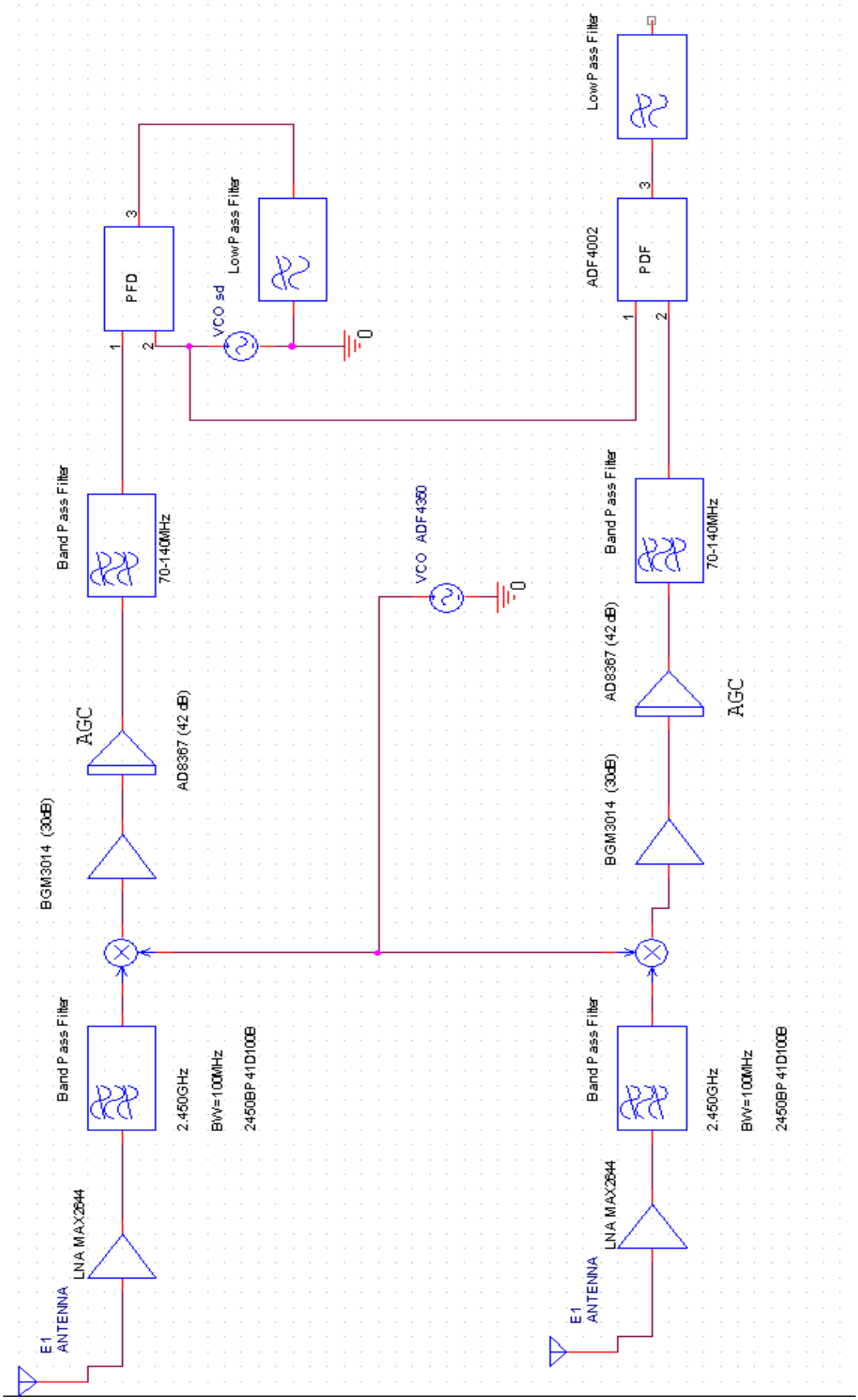


Figura 2.1.2. Schema a Blocchi del sistema di tracking a singola conversione.

Come si vede il sistema è formato da una sola conversione , per ottenere il segnale a IF , e successivamente vi è l'utilizzo di un PLL a pompa di carica necessario per ottenere un segnale in fase ,da uno dei 4 canali (quest'ultimo servirà da riferimento per gli altri 3) . A questo punto abbiamo un segnale di riferimento e tre segnali , con fasi diverse uno rispetto all'altro , la misura della differenza di fase verrà effettuata utilizzando tre Phase Detector (ADF4002) , il cui segnale d'uscita , una volta inserito in un opportuno filtro (convertitore I/V) , ci fornirà un segnale che avrà il valor medio proporzionale allo sfasamento tra i due segnali.
Dopo aver definito lo schema finale è stato necessario scegliere e dimensionare i componenti che meglio si adattassero alle nostre esigenze, tra le quali basso ruomere,basse perdite e consumi ridotti.
Il primo passo è stato quello di ricercare un mixer con basso noise floor e che fornisse un guadagno relativamente alto , il mixer che si è deciso di usare è il max2681 che ha 17.7dB di cifra di rumore e un guadagno di 7.7dB . A questo punto bisognava inserire degli amplificatori a IF che fornissero una potenza necessaria per un corretto funzionamento del PLL, cioè -10dBm. Per valutare la correttezza di quanto detto fino ad ora, facciamo qualche calcolo.

Innanzitutto dobbiamo verificare che il nostro sistema è in grado di lavorare con un segnale di -100dBm , questo è possibile farlo attraverso la seguente relazione:

MDS= Minimum Discernable Signal = -KbT+10Log(BW)+NFrx 2.2
BW=Banda del ricevitore (3MHz)
Kb=Costante di Boltzman
T=Temperatura

Verifichiamo che l'MSD risulti minore o uguale a -100dBm, innanzi tutto calcoliamo il NF del ricevitore:

$$NFrx = NF_LNA + \frac{NF_Filter - 1}{G_LNA} + \frac{NF_MIXER - 1}{G_LNA * G_Filter} + \frac{NF_Amplifier - 1}{G_LNA * G_Filter * G_MIXER}$$

NF_LNA , Cifra di rumore relativa all'LNA.
G_LNA , Guadagno dell'LNA
NF_Filter=-G_Filter , Loss relativo al Filtro a RF
NF_MIXER , Cifra di ruomere del Mixer, utilizzato per la conversione a IF
G_MIXER , Guadagno del Mixer
NF_Amplifier(BGM1011) , Cifra di rumore del primo stadio amplificatore a IF
G_Amplifier , Guadagno del precedente Amplificatore a IF

Nella formula precedente notiamo che il primo termine, che è quello preponderante , è proprio la cifra di rumore dell'LNA che deve essere per questo motivo molto bassa. Come si può notare dal terzo termine in poi , i contributi dovuti all'amplificatore a IF e all'AGC possono essere trascurati perché troppo piccoli.
Nella formula precedente andremo a sostituire i seguenti valori:

NF_LNA= 2dB
G_LNA=16.5dB
NF_Filter=-G_Filter=-1.3dB
NF_MIXER=12.7dB
G_MIXER=7.7dB
NF_Amplifier(BGM1011)=4.7dB
G_Amplifier=30dB
Ottenendo :

NFrx=3.44dB Noise Floor dell'intero Sistema di Ricezione.

Sostituendo questo ultimo valore nella formula 2.2 si ottiene :

MDS= Minimum Discernable Signal=-173.84dB+64.77dB+3.44dB=-105.62 dBm.

L'MDS è minore dei -100dBm richiesti , quindi il nostro segnale , in uscita da una delle 4 antenne , potrà essere demodulato correttamente.

Quindi , ricapitolando , avremo un guadagno di 22.9dB tra l'ingresso dell'LNA e l'uscita del mixer, il quale verrà sommato ai -100dBm in uscita dalle 4 antenne , e risulterà un valore di potenza pari a -77.1dBm, sommando anche i guadagni dell'amplificatore a IF(BGM1011) e dell'AGC (AD8367) otterremo -5.1dBm (=-77.1dBm + 30dB+42dB) , aggiungendo le perdite dovute al filtro a IF si ottiene all'ingresso dell'ADF4002 una potenza di circa -10dBm , che è il minimo richiesto per un corretto funzionamento.

In effetti , i calcoli precedentemente realizzati sono stati effettuati con valori:

- Puramente teorici
- Con insertion loss dei filtri "tipici" , poiché questo potrebbe variare da un minimo di 2dB a un massimo di 7.7dB.

Ciò significa che al PFD potrebbe giungere una potenza minore (o maggiore) dei -10dBm richiesti, tuttavia non influenzerà il lavoro della mia tesi, poiché l'obbiettivo principale è dimostrare che il metodo utilizzato consente di misurare l'angolo di inclinazione e che il sistema è stato dimensionato correttamente.

2.2 Descrizione e principio di funzionamento delle varie componenti.

2.2.1 Alimentatore Step Down (Switching) , LM22675

Innanzi tutto , ricordiamo che per alimentatore si intende un'apparecchiatura in grado di fornire ad un determinato circuito elettronico le giuste tensioni (e quindi le correnti) necessarie al suo corretto funzionamento.

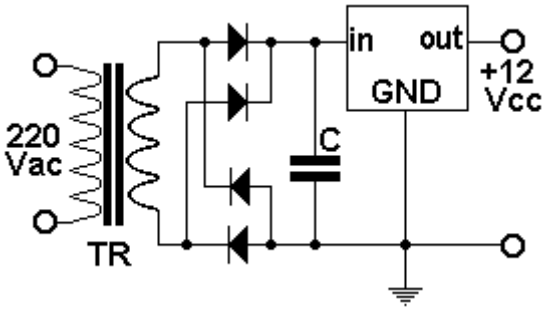


figura 2.2.1 Schema classico di alimentatore stabilizzato

In genere, il compito di un alimentatore è quello di trasformare una tensione di un certo tipo e valore in un'altra avente caratteristiche adeguate alla apparecchiatura da alimentare; il caso più comune è quello in cui si parte da una tensione alternata (quasi sempre i 220 V di rete) per arrivare ad una tensione continua di basso valore (ad esempio 12 V), figura 2.2.1.
Esiste invece un altro modo di ottenere le tensioni desiderate, usando componenti piccoli e leggeri, di resa elevata, e sprecando pochissima potenza: stiamo parlando dei cosiddetti "Alimentatori switching" (LM22675).
Il principio fondamentale su cui si basa il funzionamento di un alimentatore switching è detto PWM, dall'Inglese "Pulse Width Modulation", e cioè modulazione della larghezza dell'impulso. Molto brevemente, la tensione di alimentazione arriva nella forma di una serie di impulsi (figura 2.2.2, a frequenza costante, distanziati uno dall'altro da un tempo T.

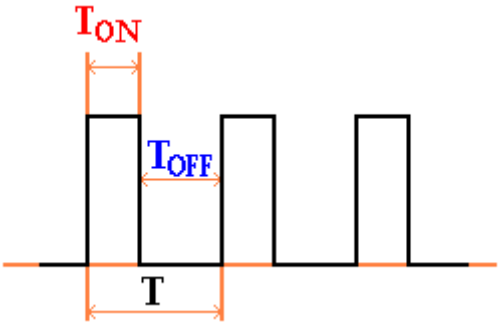


Figura 2.2.2 - serie di impulsi (onda quadra)

Chiameremo TON il tempo in cui l'impulso è alto, e cioè c'è tensione, e TOFF il tempo in cui l'impulso è zero e quindi non c'è tensione. Poichè gli impulsi sono a frequenza costante, anche l'intervallo di tempo T ha valore costante: la modulazione PWM consiste nel far variare il tempo TON; naturalmente, quando TON si allunga, TOFF diventa necessariamente più breve.

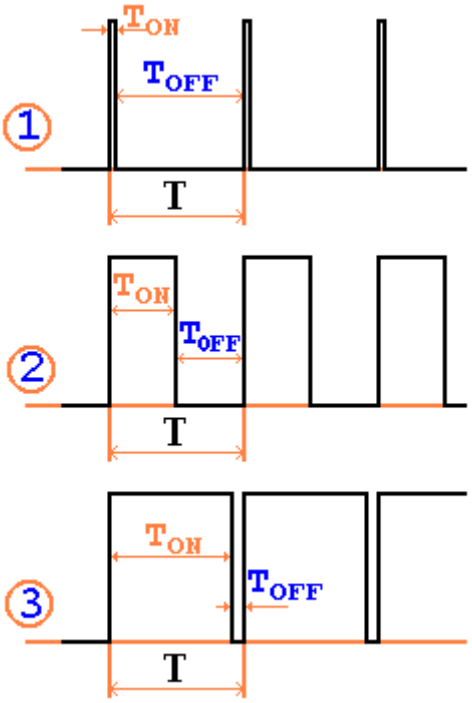


Figura 2.2.3 Esempio di diversi valori del duty cycle

Il rapporto fra il tempo TON ed il tempo totale T è una grandezza caratteristica, che viene denominata "duty cycle" .

In figura 2.2.3 si vedono tre casi in cui il duty cycle ha valori diversi:
- nel caso 1 TON è quasi nullo: il duty cycle è pertanto prossimo a zero, e la tensione è presente solo per brevissimi istanti
- nel caso 2 TON è uguale a TOFF: il duty cycle è pari al 50% e la tensione è presente per metà del tempo
- nel caso 3 TON è quasi massimo: il duty cycle è molto vicino al 100%; la tensione è in pratica sempre presente

Facendo pervenire tali impulsi ad una rete LC, si ottiene una tensione di uscita VOUT il cui valore dipende dalla larghezza degli impulsi, ed è esattamente uguale al valore di picco moltiplicato per il duty cycle. In figura 2.2.4 sono mostrati tre diversi casi di impulsi modulati, caratterizzati rispettivamente da un duty cycle di 0,25 - 0,5 e 0,75. Supponendo che la tensione di picco Vp degli impulsi sia di 48 V, se si filtrano tali impulsi con una rete come quella a sinistra in figura, costituita da una induttanza L e da una capacità C, si ottiene in uscita una tensione uguale a Vp moltiplicato

per il valore del duty cycle; nei casi indicati come esempio, si otterranno quindi tensioni di 12 V, 24 V e 36 V.
Si comprende quindi come, modulando la larghezza dell'impulso, sia possibile ottenere qualsiasi tensione in uscita, e senza dissipare inutilmente parte della potenza. Naturalmente, affinchè la tensione in uscita sia esente da ondulazioni e disturbi, occorrerà dimensionare opportunamente i componenti del filtro, scegliendo inoltre una frequenza di clock il più elevata possibile.

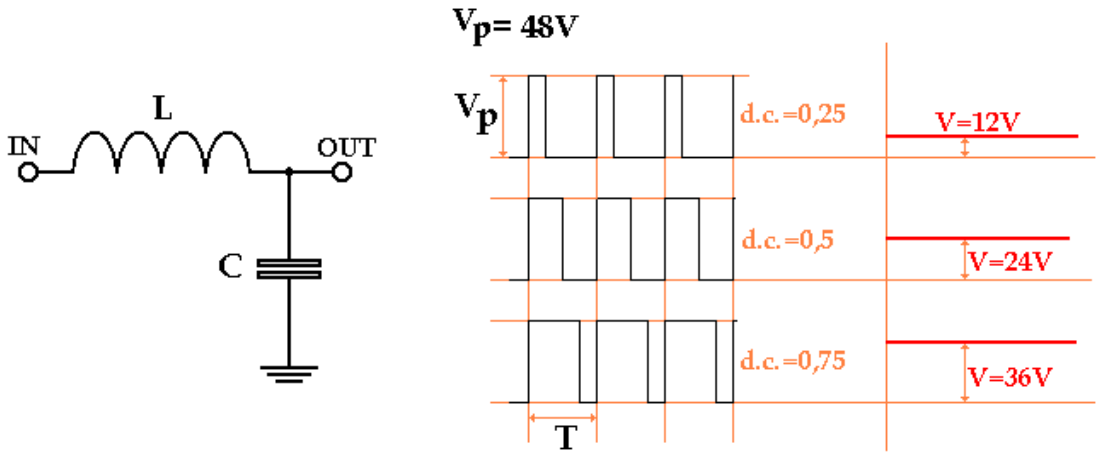


Figura 2.2.4 - tensione continua ottenuta da implulsi a larghezza variabile, filtrati da rete LC

Esistono diversi tipi di soluzioni per realizzare un alimentatore switching; il più comune è il buck regulator, detto anche step-down, che viene usato per convertire una tensione continua in un'altra tensione continua di valore più basso. Lo schema di principio di tale regolatore è riportato nella parte sinistra di figura 2.2.5: la tensione continua da regolare entra su +Vin e -Vin; un transistor che agisce come switch permette o meno il passaggio della corrente. Ed è proprio questo il compito dell'LM22675 , ovvero controllare il duty cicle della PWM (Pin SW) , attraverso una costante verifica della tensione presente sul condensatore C , la quale è prelevata dal Pin chiamato FB (FeedBack, appunto) . Attraverso l'induttanza L la corrente arriva al carico (LOAD) ed al condensatore che agisce da filtro.

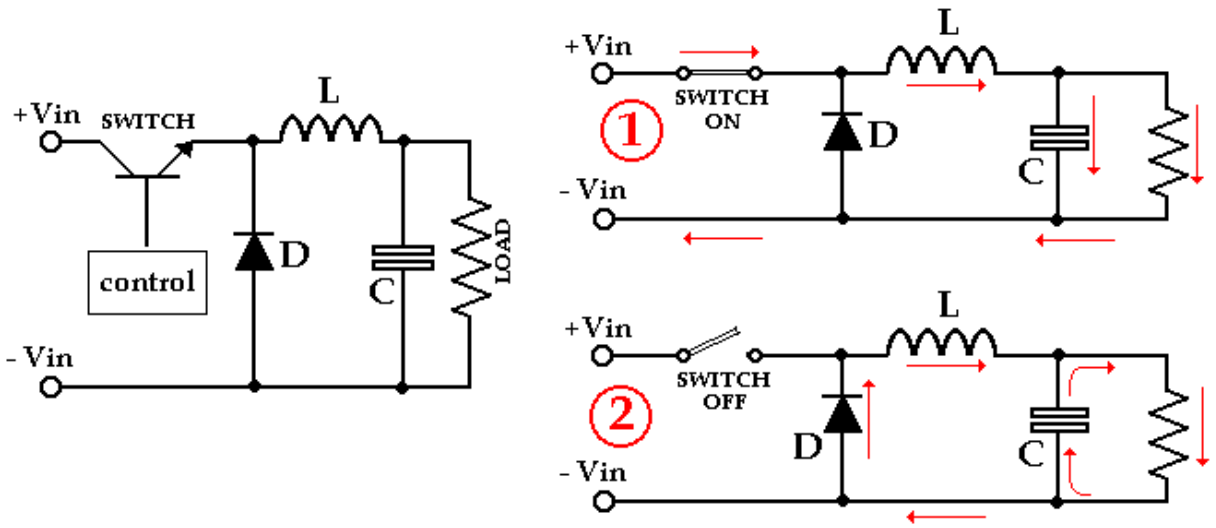


figura 2.2.5 Regolatore di tipo "Buck" e percorso delle correnti nelle fasi di "switch ON" e di "switch OFF"

A destra si vedono le due fasi che corrispondono allo stato ON e allo stato OFF dello switch:

- quando lo switch è chiuso (ON), la corrente attraversa l'induttanza ed arriva sia al condensatore C, caricandolo, che all'utilizzatore (LOAD); il diodo D risulta collegato in senso inverso, per cui è come se non ci fosse

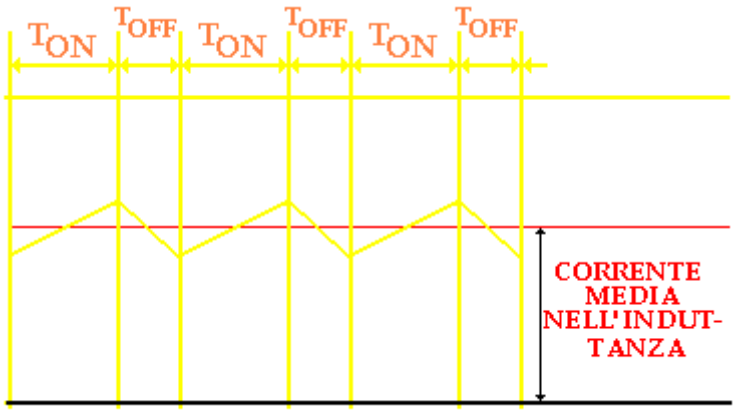


Figura 2.2.6 Corrente nell'induttanza L

- quando lo switch è aperto (OFF), poichè la corrente nell'induttanza non può interrompersi bruscamente, si crea ai capi di quest'ultima una tensione tale da continuare a mantenere la corrente che era in circolo; la corrente fluisce allora nel carico, insieme alla corrente che adesso viene ceduta dal condensatore, e, attraverso il diodo D, ritorna all'induttanza.

Il comando dello switch è affidato ad un apposito circuito (control) che verifica la tensione presente sul carico e, di conseguenza, modifica la durata dei tempi TON e TOFF.
La corrente nell'induttanza (figura 2.2.6) ha quindi un andamento triangolare, con tendenza a salire nelle fasi di switch ON, e tendenza a scendere nelle fasi di switch OFF; dimensionando opportunamente l'induttanza, si cerca di contenere questa ondulazione (o "ripple") entro il 20% o il 30% della corrente media.
Grazie al metodo PWM, si ottiene inoltre il vantaggio di una maggiore elasticità nella scelta della tensione in entrata: ciò significa che, per ottenere ad esempio una tensione di uscita di 12 V, posso usare anche un trasformatore con secondario a 50 V; provvederà il circuito di controllo ad effettuare la giusta regolazione degli impulsi, senza problemi di potenza perduta e di eccessivo riscaldamento dei vari componenti.
Lo switching utilizzato nelle reti di alimentazione di questa tesi è LM22675 , figura 2.2.7, questi integrati possono essere utilizzati per fornire:

- Correnti fino a 1.8 A
- Avere una tensione d'ingresso compresa fra 4.7 e 42 V .
- Fornire una tensione d'uscita fissa (3.3V , 5V) oppure , attraverso una rete di feedBack, un qualsiasi valore compreso tra 1.285V e 5V, quest'ultima condizione richiede l'utilizzo di un partitore resistivo tra i pin di Vout e FB.
- Alta efficienza, superiore al 90% .

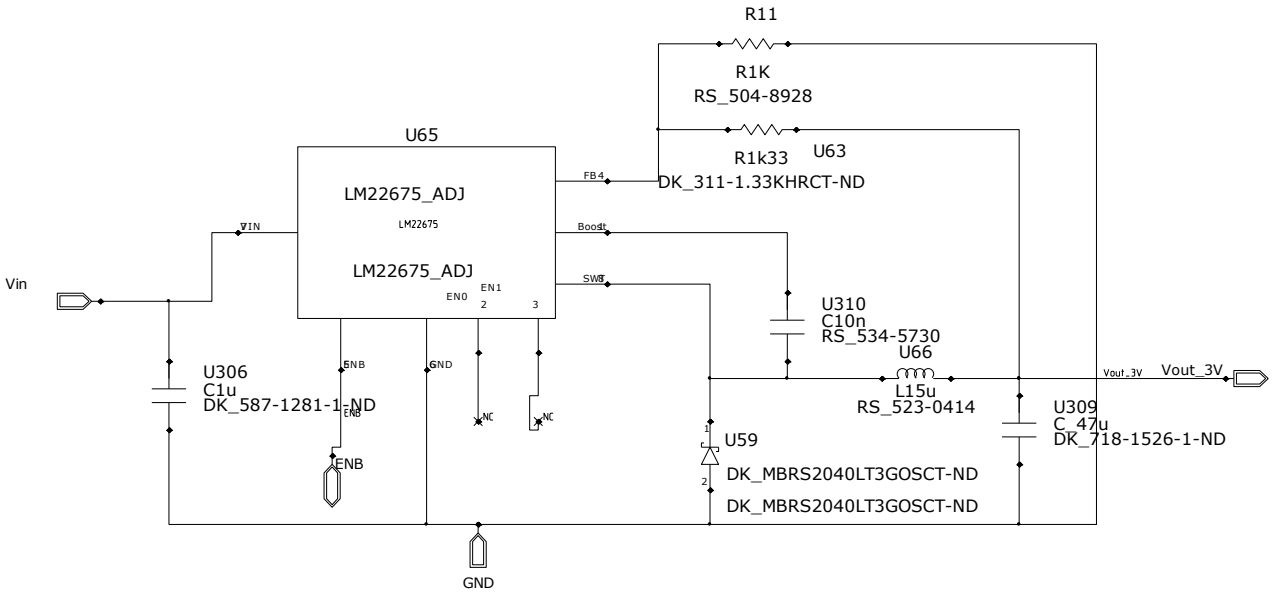


Figura 2.2.7 Schema dell'LM22675 , realizzato con Mentor

Questo integrato possiede tutte le caratteristiche necessarie per realizzare un alimentatore step down con alta efficienza e soprattutto un basso numero di componenti esterni (sette in tutto).
In più la National Semiconductor fornisce gratuitamente un Tool per il dimensionamento dei componenti esterni. Utilizzerò questi dispositivi per alimentare il mio circuito con due diverse tensioni continue, una a 3 e l'altra a 5V. Entrambe devono potermi fornire una corrente di 1 Ampere.

2.2.2 Low Noise Amplifier , LNA.

Sono amplificatori ad RF, i quali permettono di ottenere buoni valori di amplificazione e soprattutto bassa cifra di rumore. È molto importante poter caratterizzare i sistemi di comunicazione dal punto di vista del rumore; attraverso tale parametro riusciamo a capire e quantificare quanto il dispositivo degradi il segnale d'ingresso con l'aggiunta di rumore del circuito stesso. La migliore delle definizioni, nel caso in cui l'impedenza di sorgente sia specificata, che si possono dare è la seguente:
In altri termini si può dire che la cifra di rumore ci informa su quanto viene degradato il SNR dal circuito stesso. Il mixer è, in generale, un dispositivo molo rumoroso sebbene la sua posizione nello schema del ricevitore rappresenti un vantaggio; infatti la presenza dell'amplificatore LNA a monte tende a far pesare di meno la pessima prestazione del mixer in termini di rumore anche se bisogna forzare LNA ad avere un guadagno elevato. Quindi l'amplificatore LNA influenza in modo preponderante le caratteristiche di un qualsiasi ricevitore nel quale è inserito. Questo possiamo osservarlo nella formula 2.2 , nella quale notiamo che il primo termine (NF_LNA, Noise floor relativo LNA) è quello che, più degli altri ,influenza la cifra di rumore di TUTTO il ricevitore (NFrx), per questo motivo deve essere il più basso possibile.

$$NFrx = NF_LNA + \frac{NF_Filter - 1}{G_LNA} + \frac{NF_MIXER - 1}{G_LNA * G_Filter} + \frac{NF_Amplifier - 1}{G_LNA * G_Filter * G_MIXER} \qquad 2.2$$

Il Max2644 è un amplificatore realizzato con tecnologia SI-Ge ed è per questo che riesce a fornire delle cifre di rumore estremamente basse, in più è un dispositivo abbastanza lineare. Infatti il costruttore ci fornisce un valore massimo di IIP3 di +1dBm. Questo integrato può essere utilizzato in due diversi modi:

1. High Linearity Design: Il quale fornisce un Guadagno di 16dB ed un valore di IIP3 di 1dBm.
2. High Gain Design:In questo caso il valore della terza intercetta (IIP3) diminuisce rispetto al caso precedente , diventando 3dBm , viceversa il guadagno aumenta ed è pari a 17dBm.

Nel nostro caso utilizzeremo la prima soluzione , dimensionando i componendi in maniera opportuna , questo verrà descritto nel capitolo omonimo.

2.2.3 Mixer, MAX2681

Il mixer è una rete tre porte (figura 2.2.8) che ha il compito di moltiplicare due segnali (e possibilmente le loro armoniche) e traslare quello in ingresso ad una frequenza intermedia mediante l'ausilio della frequenza dell'oscillatore locale .

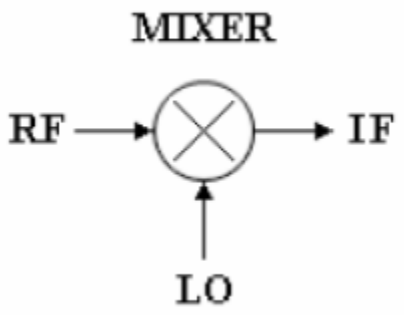


Figura 2.2.8 Schema semplificativo di un Mixer

Nel caso di un mixer usato in un sistema di ricezione, le porte RF e LO rappresentano gli ingressi mentre la porta IF è l'uscita. Il comportamento non lineare di un mixer è utilizzato per realizzare questa traslazione in frequenza. Componenti come; diodi, FET e transitor bipolari possono essere utilizzati come mixer , in figura 2.2.9 possiamo vedere la caratteristica I-V di un comunissimo Diodo Schottky , la quale può essere descritta attraverso la relazione 2.3.

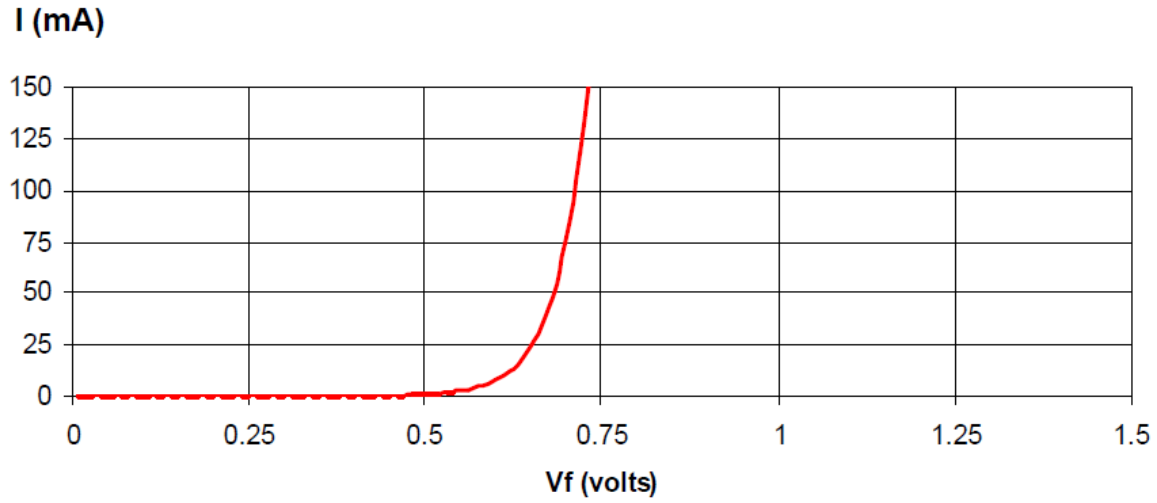


Figura 2.2.9 Esempio della caratteristica V-I di un Diodo Schottky

$$I = a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + a_4 V^4 + \ldots\ldots\ldots \qquad 2.3$$

Se il diodo è eccitato da due sinusoidi , $Cos(\omega_1 t)$ e $Cos(\omega_2 t)$, il valore della corrente , relativa ai suddetti segnali sarà:

$$I = a_1 (Cos(\omega_1 t) + Cos(\omega_2 t)) + a_2 (Cos(\omega_1 t) + Cos(\omega_2 t))^2 + \ldots.$$

Espandendo il secondo termine si ottiene :

$$2Cos(\omega_1 t)Cos(\omega_2 t) = Cos((\omega_1 - \omega_2)t) + Cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$

Questo ultimo è la somma (o la differenza) delle due componenti a frequenza f_1 e f_2 dalle quali si ottiene la traslazione in frequenza.
Dal punto di vista pratico i diodi hanno una caratteristica "Quadratica" e quindi hanno una forte componente legata al valore assunto da a_2 .Ciò significa che se il mixer è eccitato correttamente si avrà una forte componente del prodotto richiesto. Tuttavia bisogna fare i conti con altre armoniche spurie le quali si andranno a sommare a quelle relative al prodotto cercato.

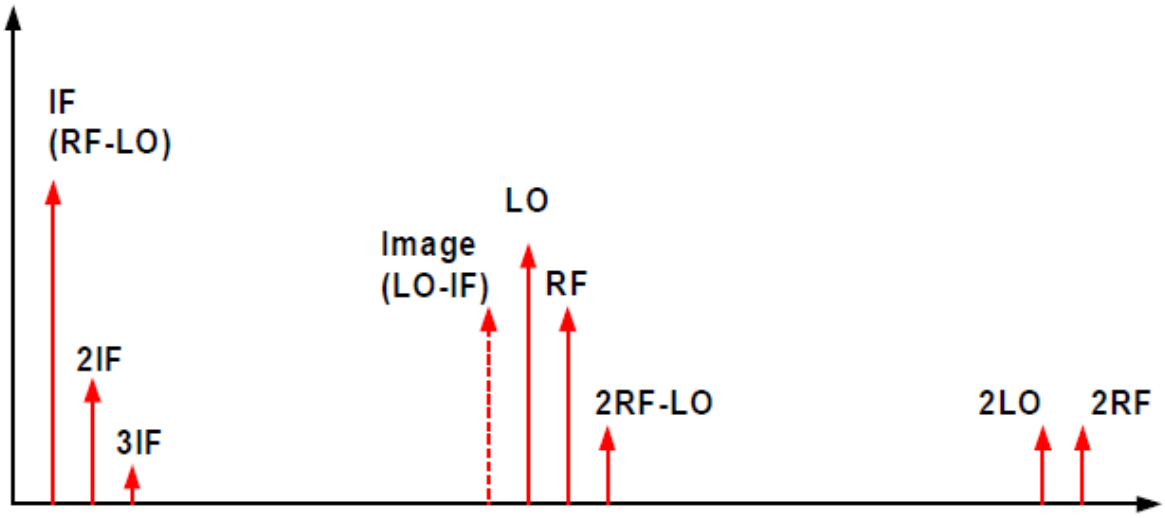


Figura 2.2.10 Rappresentazione spettrale di un Mixer.

In questa ultima immagine (figura 2.2.10) vediamo i due segnali relativi all'oscillatore locale (LO) e quello relativo alla componente d'ingresso a RF. Moltiplicando entrambi si ottiene un segnale a frequenza intermedia IF ,che altro non è che la differenza tra f_{LO} e f_{RF} . In generale il Mixer fornisce anche una serie di altre componenti in frequenza , cioè:

$$mf_{RF} \pm nf_{LO}$$

Una componente in frequenza di particolare importanza è la cosiddetta frequenza Immagine , la quale è anch'essa riportata in banda base e può creare dei disturbi , ecco perché è sempre bene inserire un filtro all'ingresso del mixer per eliminare questo fenomeno. Anche nei Mixer è presente il concetto di cifra di rumore , ed in particolar modo se ne fa distinzione di due tipi:

- Single Side Band Noise Figure (SSB-NF)
- Double Side Band Noise Figure (DSB-NF)

Il primo si applica ai ricevitori supereterodina nei quali solo una delle bande laterali del segnale LO è convertita a IF, poiché la banda immagine è stata eliminata dal filtro presente.
D'altra parte DSB-NF si applica nei ricevitori a conversione diretta dove il segnale RF è convertito direttamente in banda base; in questo caso il contributo del rumore è doppio (3dB) che nei ricevitori eterodina.
Esistono comunque diversi tipi di Mixer:

- A Diodo
- Single-ended Diode Mixers
- Single-balanced Diode Mixers
- Double-balanced Diode Mixers

Il Max2681 è un mixer del tipo Double-balanced Diode , il quale è generalmente formato da quattro diodi disposti come mostrato nella figura 2.2.11.

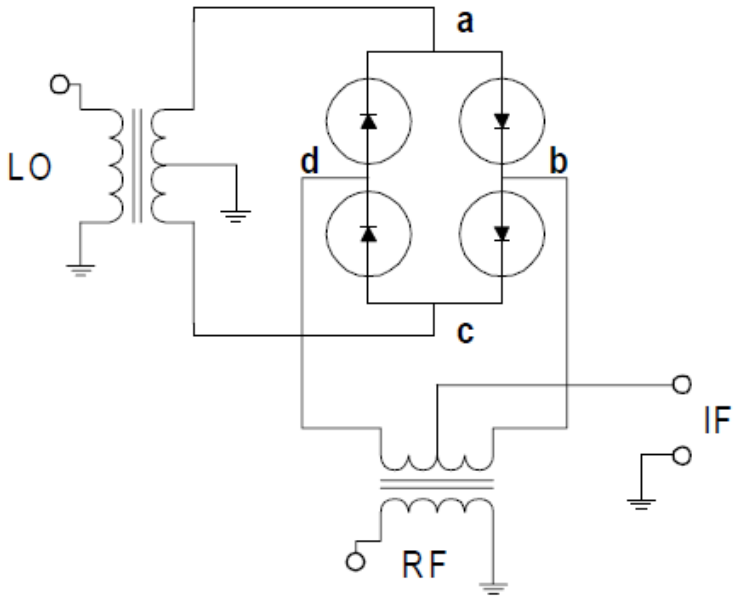


Figura 2.2.11 Schema a blocchi di un Double-balanced Diode Mixers

Il vantaggi di questo tipo di circuito sono:

- Elevata linearità (+1dBm).
- Minori componenti spurie generate.
- Ottimo isolamento tra le varie porte.

Generalmente i Mixer hanno delle cifre di rumore piuttosto elevate , poiché ,come già detto nei capitoli precedenti , è bene che questa sia la più bassa possibile , tra tutti i mixer della Maxim , la serie con sigla MAX268X , è quella che ha le migliori caratteristiche soprattutto in termini di NF e Linearità.

2.2.4 Amplificazione a IF e controllo mediante AGC

Come già menzionato nei capitoli precedenti , serviva una amplificazione piuttosto elevata con bassi valori di loss e cifra di rumore. Per questo motivo si è deciso di utilizzare un amplificatore a IF , il BGM1011 , e un Amplifier Gain Control , AD8367.
Il primo può lavorare in un range di frequenze comprese tra 60MHz e 3GHz. In particolare il Gain alle frequenze Intermedie scelte da noi (cioè tra 70 e 140 MHz) è di 25dB , figura 2.8.12.

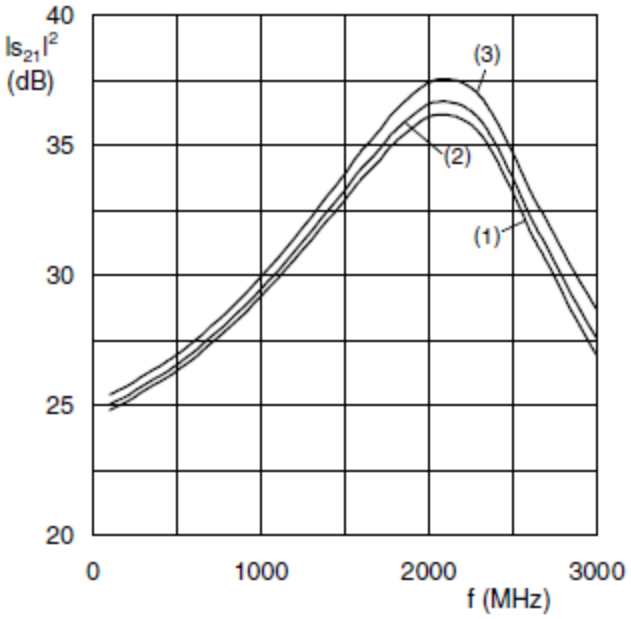


Figura 2.8.12 Guadagno fornito dal BGM1011 , in funzione della frequenza.

A questo punto ci serviva un componente che ci permettesse di regolare il guadagno, per questo motivo si è pensato bene di utilizzare un AGC, l'AD8367, figura 2.2.13.

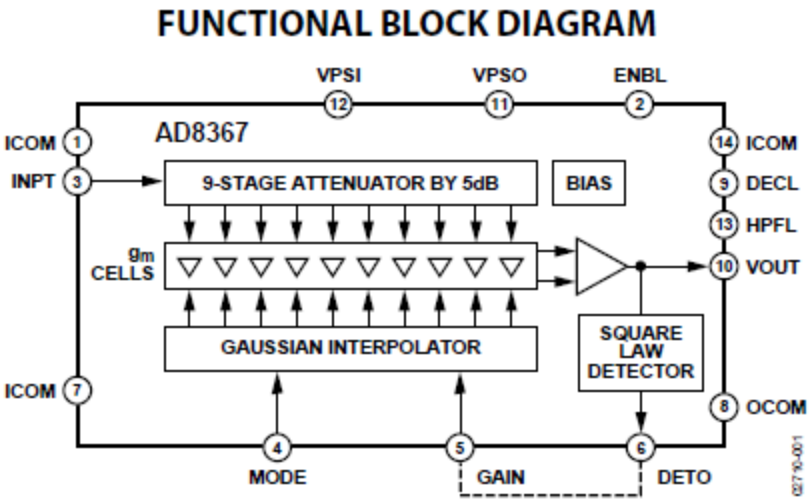


Figura 2.2.13 Schema a blocchi dell'AD8367.

Il guadagno può essere controllato automaticamente , attraverso il pin Gain collegato al pin DETO , oppure manualmente fissando una tensione al pin Gain, figura 2.2.14.

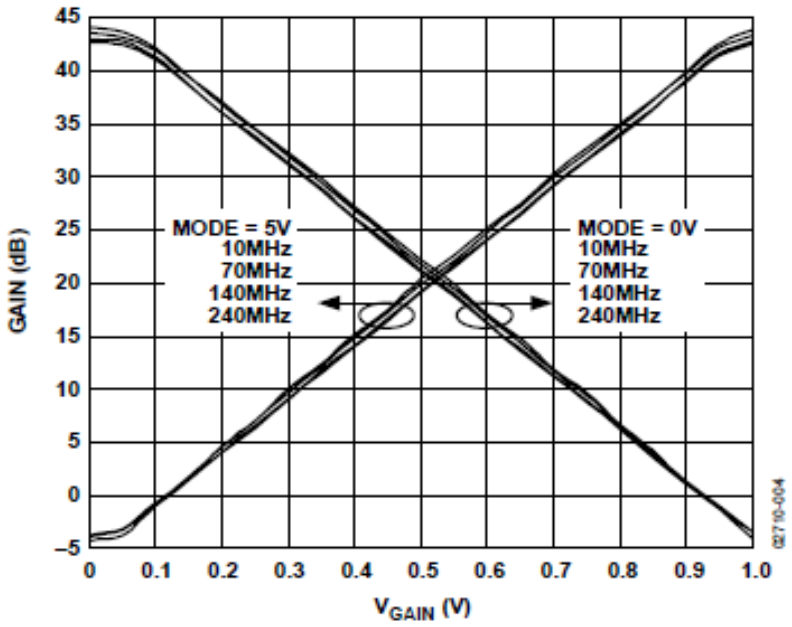


Figura 2.2.14 Guadagno fornito dall'AD8367 in funzione della tensione di controllo Vgain.

In figura 2.2.13 , notiamo la presenza un interpolatore gaussiano e nove stadi amplificatori , i quali possono fornire un guadagno teorico di 45dB , in pratica ben 42dB.
Questo AGC ha al suo interno un rilevatore di picco , il quale confrontato con un segnale di controllo , sempre interno all'AD8367, ci permette di controllare il guadagno. Ciò è necessario nel caso in cui il segnale presente al suo ingresso dovesse variare , infatti un aumento improvviso potrebbe danneggiare il PLL , o in caso contrario creare un disfunzionamento di questo ultimo. In più come già detto prima questo integrato ci permette di poter modificare a nostro piacimento il guadagno , e questo risulta estremamente utile nelle fasi di test.

2.2.5 Il Phase Detector, ADF4002

L'ADF4002 è un comparatore di fase digitale a pompa di carica , al suo interno troviamo anche due contatori (a 13 e 14 bit) , lo schema semplificativo è rappresentato in figura 2.2.15.

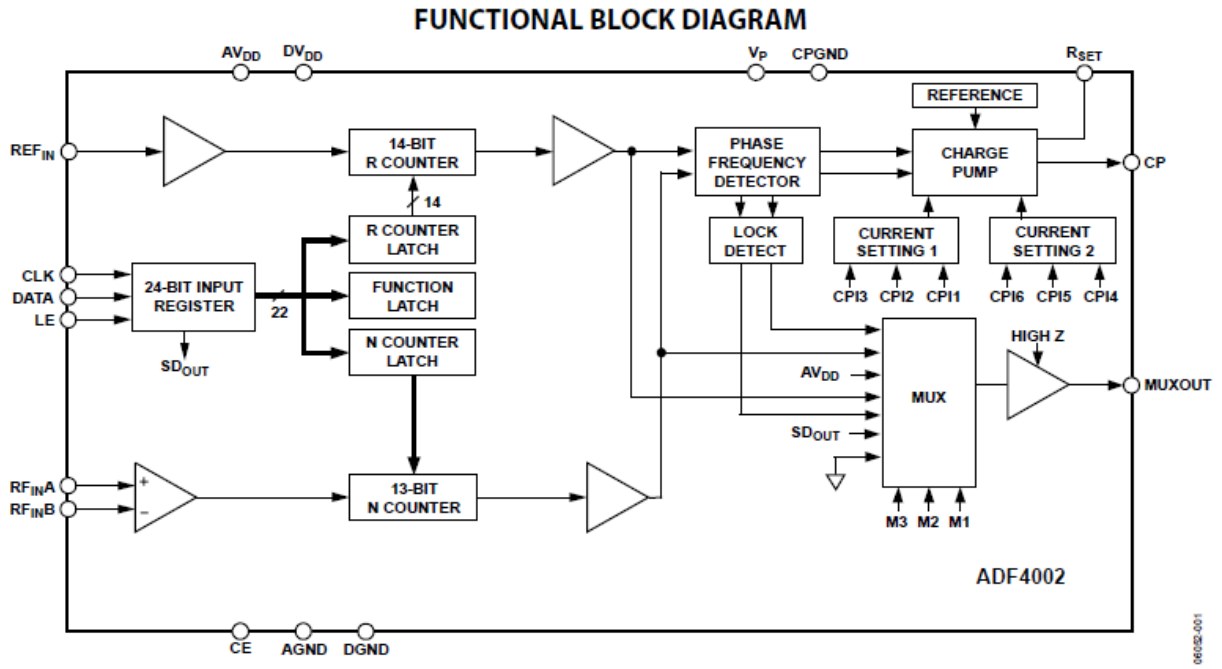


Figura 2.2.15 Schema a Blocchi dell'ADF4002.

Il comparatore di fase può essere schematizzato come segue (figura 2.2.16) , nel quale notiamo due flip-flop di tipo D , una porta And e infine due generatori di corrente pilotati.

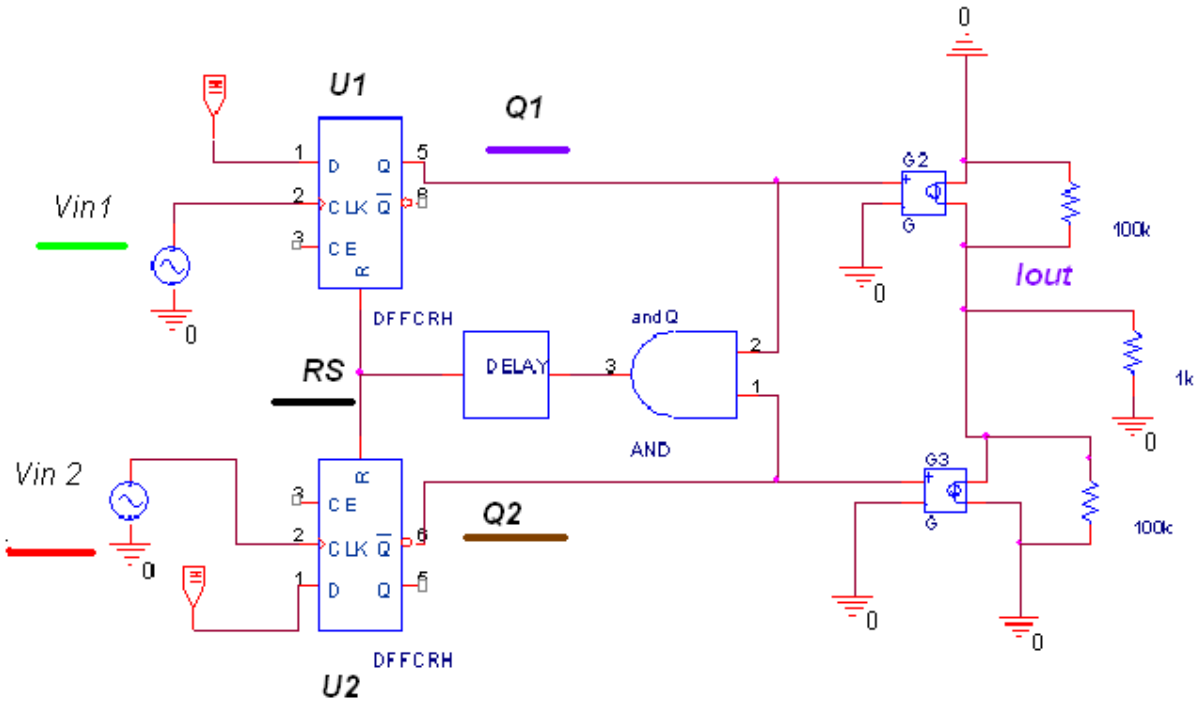


Figura 2.2.16 Schema rappresentante il comparatore di fase a pompa di carica.

Per spiegarne il funzionamento ipotizziamo di avere due segnali isofrequenziali ma sfasati, come mostrato in figura 2.2.17:

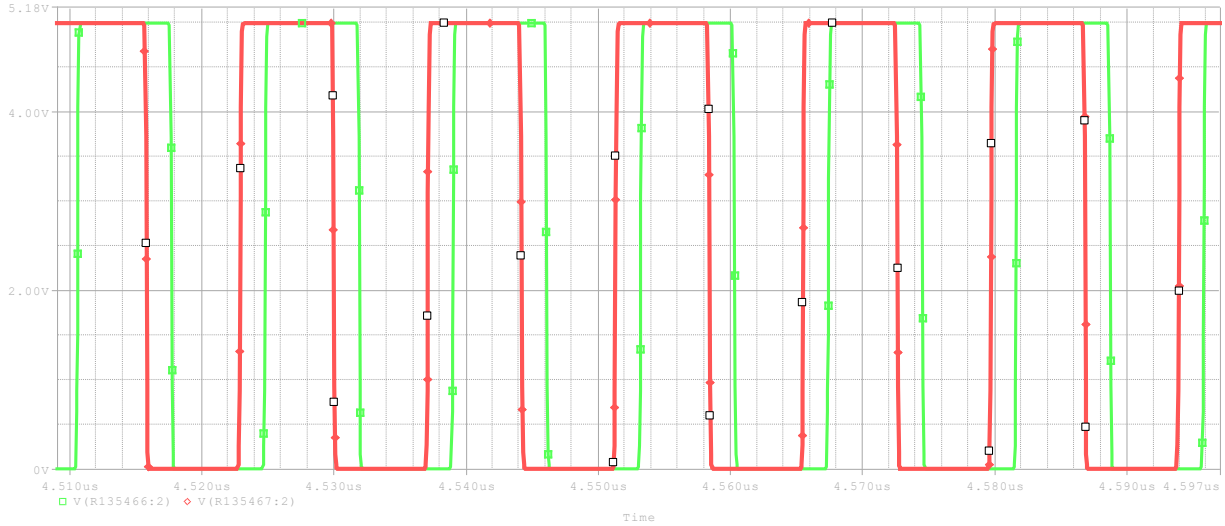


Figura 2.2.17 Segnali isofrequenziali introdotti sugli ingressi del pompa di carica. In verde (Vin1)ed in rosso (Vin2) sono raffigurati i segnali in ingresso ai pin CLK dei due FF-D ,U1 e U2 (figura 2.2.16)

Ogni qualvolta che il segnale di clock ha una transizione da 0 a 5V il FF-D trasferisce in uscita il valore che è presente sull'ingresso D , in questo caso è sempre collegato all'1 logico. Quindi i due segnali , Q1 e Q2, andranno ad una porta And e contemporaneamente a due "interruttori" (G2 e G3, che formano il Pompa di carica). Fin quando le due uscite dei FF-D hanno valore 0 anche l'uscita della And sarà tale , viceversa quando saranno entrambe ad 1 anche l'output della porta logica sarà 1. Quando Q1=Q2=1 anche il reset del FF-D sarà uguale ad 1 e quindi il FF-D riporterà a zero le sue due uscite. Ciò è mostrato in figura 2.2.18.

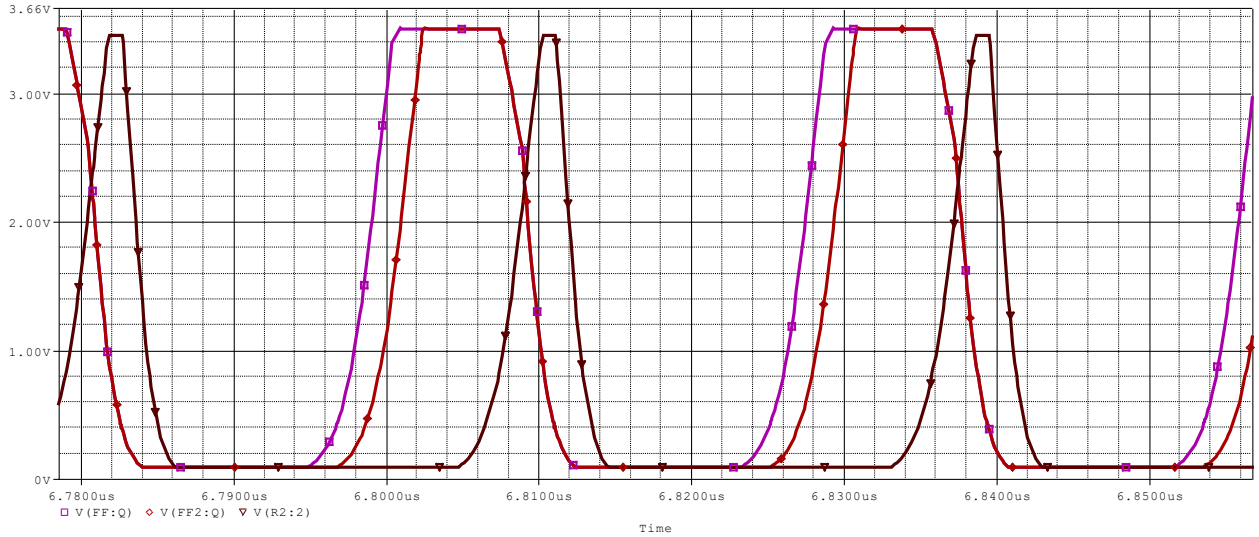


Figura 2.2.18 Rappresentazione dei segnali Q1(in Viola) , Q2 (In marrone) e il segnale di reset RS (in nero), vedere anche figura 2.2.16.

Notiamo che quando il reset RS (curva in nero) transita da 0 a 5 V le altre due curve, rappresentanti Q1 e Q2 , iniziano a scendere . Il delay ha il compito di ritardare il segnale di reset permettendo cosi di avere degli impulsi sufficientemente larghi , successivamente vedremo il perché.
I due segnali Q1 e Q2 pilotano il pompa di carica , quest'ultimo può essere rappresentato come in figura 2.2.19 ;

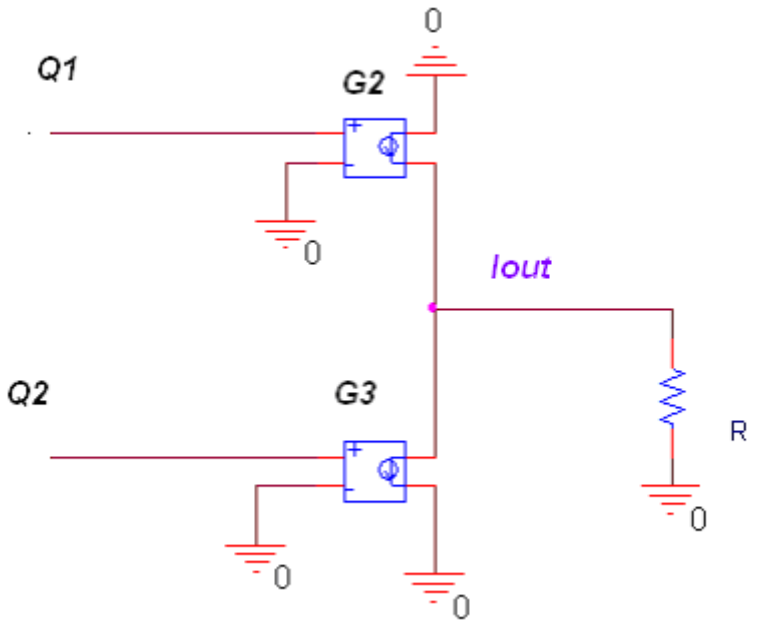


Figura 2.2.19 Schema del pompa di carica , nel quale i blocchi , G2 e G3 , "trasformano" il segnale, in tensione, presente al loro ingresso in un segnale in corrente , proporzionale, in uscita.

Quando Q1 (o Q2) è al livello logico 1 il generatore di corrente (presente all'interno di G2 o di G3) fornirà un determinato valore di corrente , viceversa se zero. Quindi sulla resistenza R si avranno degli impulsi di corrente con *duty cicle proporzionale allo sfasamento tra Q1 e Q2* , e cioè tra i segnali in ingresso al comparatore di fase, in figura 2.2.20 possiamo vedere gli impulsi di corrente sulla resistenza R e i segnali d'ingresso , Vin1 e Vin2, sfasati.

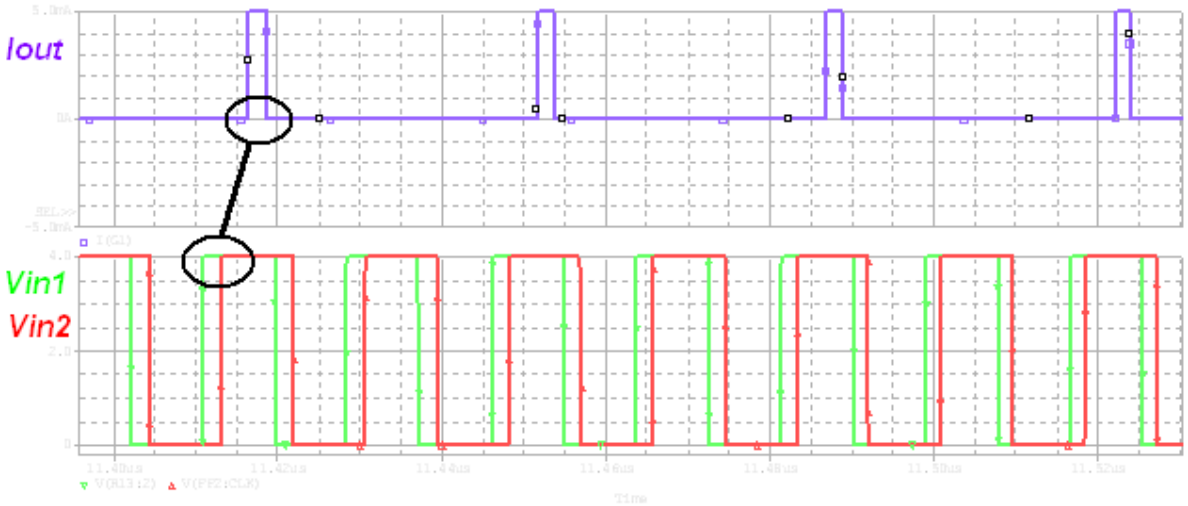


Figura 2.2.20 I segnali in verde e in rosso rappresentano i segnali in ingresso al comparatore di fase , In Viola la corrente Iout (corrente all'uscita del pompa di carica). Come si nota (In nero) il Ton di Iout è uguale alla differenza di fase tra i segnali all'ingresso del PFD.

Ovviamente la resistenza R è stata inserita solo per ottenere delle simulazioni con P-SPICE , al posto di quest'ultima è presente un filtro transconduttico (I-V) , il quale "converte" gli impulsi di corrente provenienti dal pompa di carica in una tensione, successivamente c'è un filtro passa basso che è un single-pole spur filter, figura 2.2.21

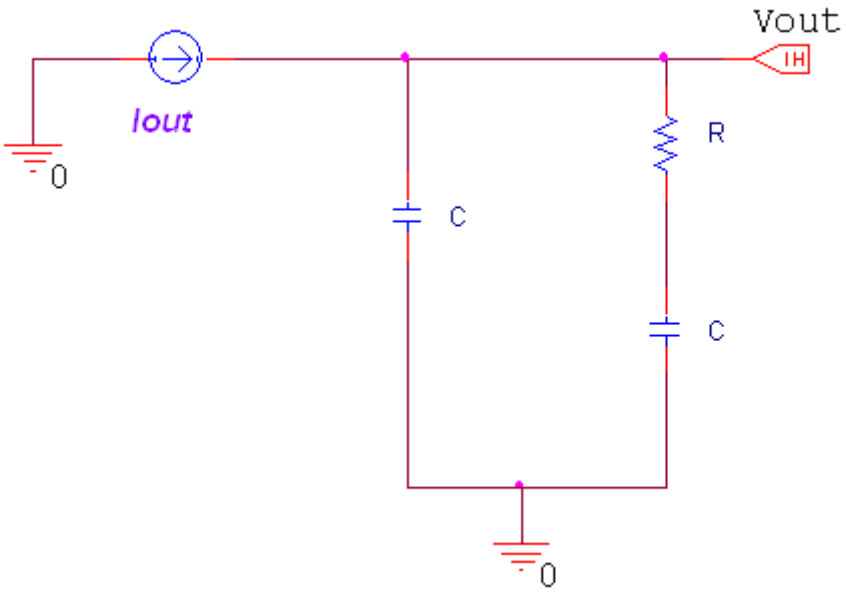


Figura 2.2.21

Quest'ultimo può essere realizzato anche con degli operazionali , soprattutto nel caso in cui questo filtro necessiti di pilotare un carico fortemente capacitivo, come potrebbe essere un VCO (come nel nostro caso , $C_{INvco} = 330pF$). Quindi abbiamo inserito un circuito cosi realizzato, figura 2.2.22.

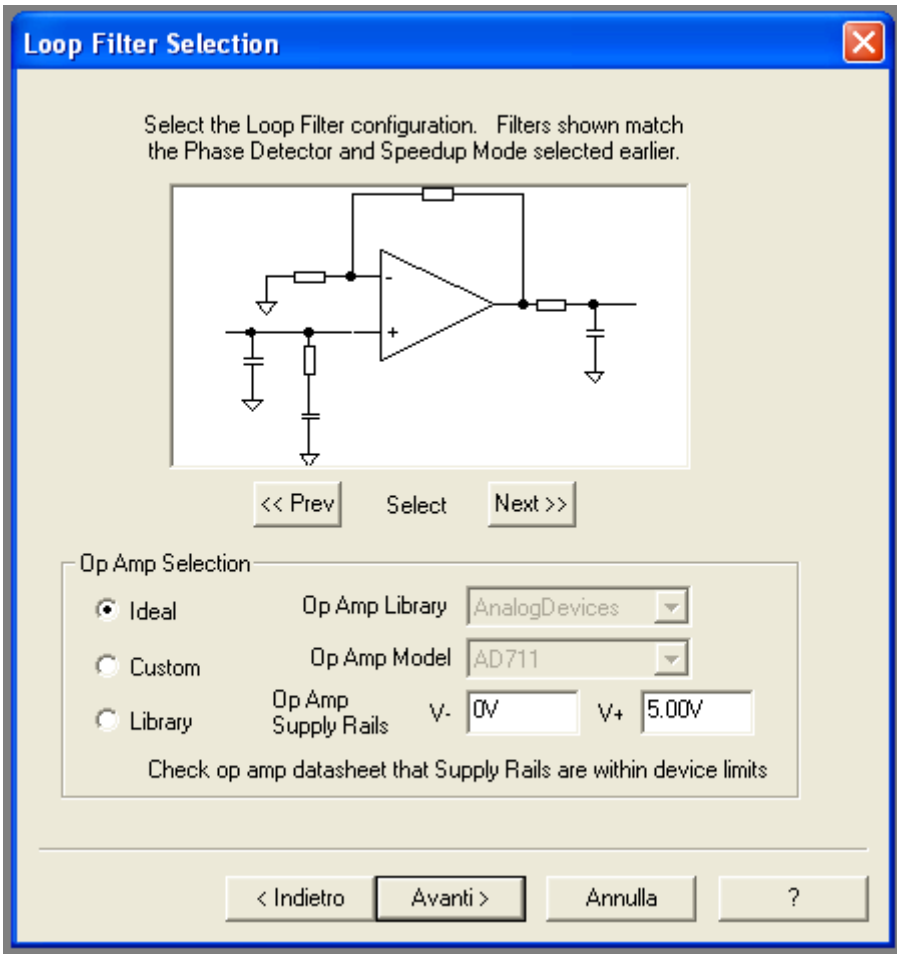


Figura 2.2.22 Filtro transconduttivo necessario nel caso in cui la componente capacitiva del circuito di ingresso del VCO fosse elevata.

Come già accennato nel capitolo 2.1 , utilizzeremo quattro ADF4002, uno all'interno di un PLL (per avere un segnale di riferimento) e gli altri tre che determineranno l'inclinazione del satellite, utilizzando il segnale di riferimento . Per quanto riguarda il comparatore usato nel PLL sono state effettuate delle simulazioni in P-spice utilizzando il seguente schema, figura 2.2.23

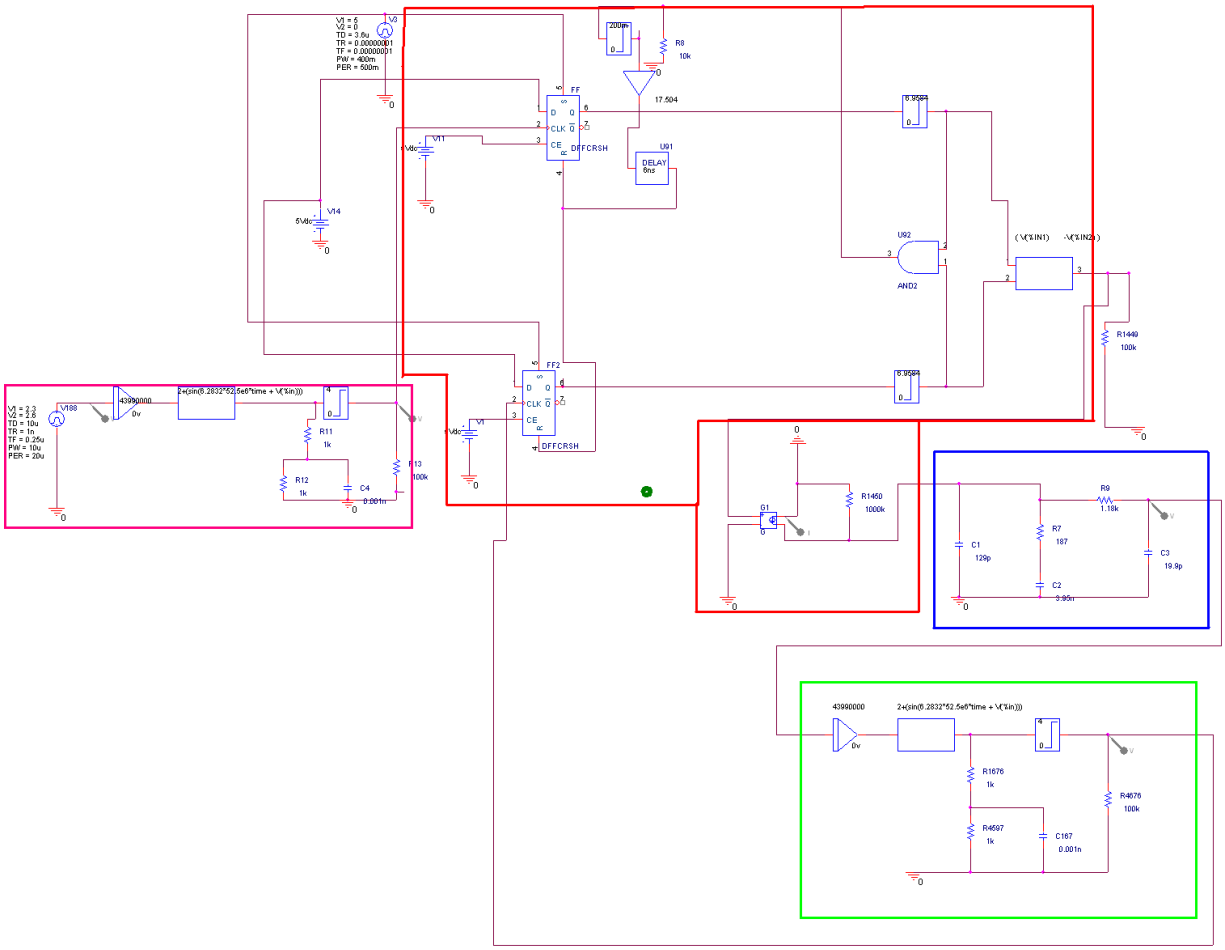


Figura 2.2.23 Schema ,in P-Spice ,dell'ADF4002.

Nella quale (Figura 2.2.23) possiamo distinguere:

- In Rosso: Il comparatore di fase , con pompa di carica.
- In Blu: Il filtro TransConduttivo (I/V)
- In Verde: Vco , con $K_v = 7\frac{MHz}{V}$, $V_0 = 2.5V$, $f_0 = 70MHz$
- In Fuxia: Un secondo VCO (esterno al PLL) che fornisce un segnale sinusoidale la cui frequenza varia tra i 69 e 71 MHz , ed è utilizzato per studiare l'aggancio del PLL.

Questo ultimo è mostrato in figura 2.2.24 (realizzata con PSpice) , e con il Tool dell'Analog Device , figura 2.2.25.

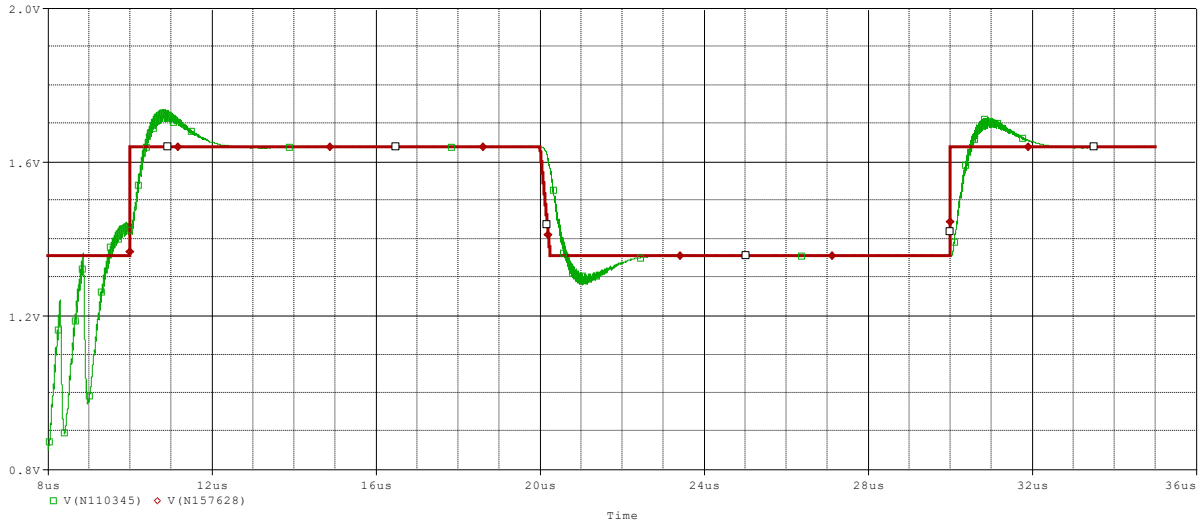


Figura 2.2.24 Simulazione , in P-Spice , relativa al tempo di aggancio del PLL. La curva in marrone rappresenta il segnale di controllo che fa variare la frequenza portante presente all'ingresso (del PLL) , la curva in verde rappresenta la tensione in uscita al PLL.

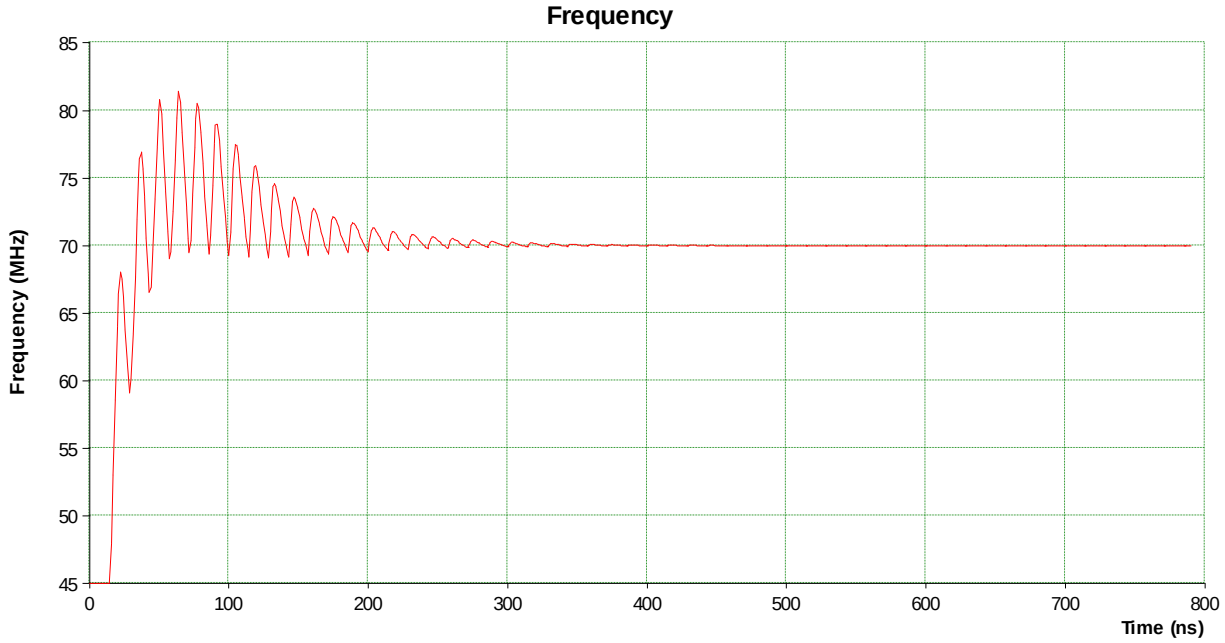


Figura 2.2.25 Simulazione, ottenuta con il Tool della Analog , nella quale si nota il tempo impiegato dall'ADF4002 per Agganciarsi ad un segnale Portante al suo ingresso di frequenza 70MHz.

2.3 Dimensionamento delle varie componenti

In questo sottocapitolo verrà descritto come è stato effettuato il dimensionamento dei componenti. Per rendere più semplice l'identificazione della posizione assunta dal componente, generico ,all'interno dello schema a blocchi , si farà sempre riferimento alla figura 2.3.0 .

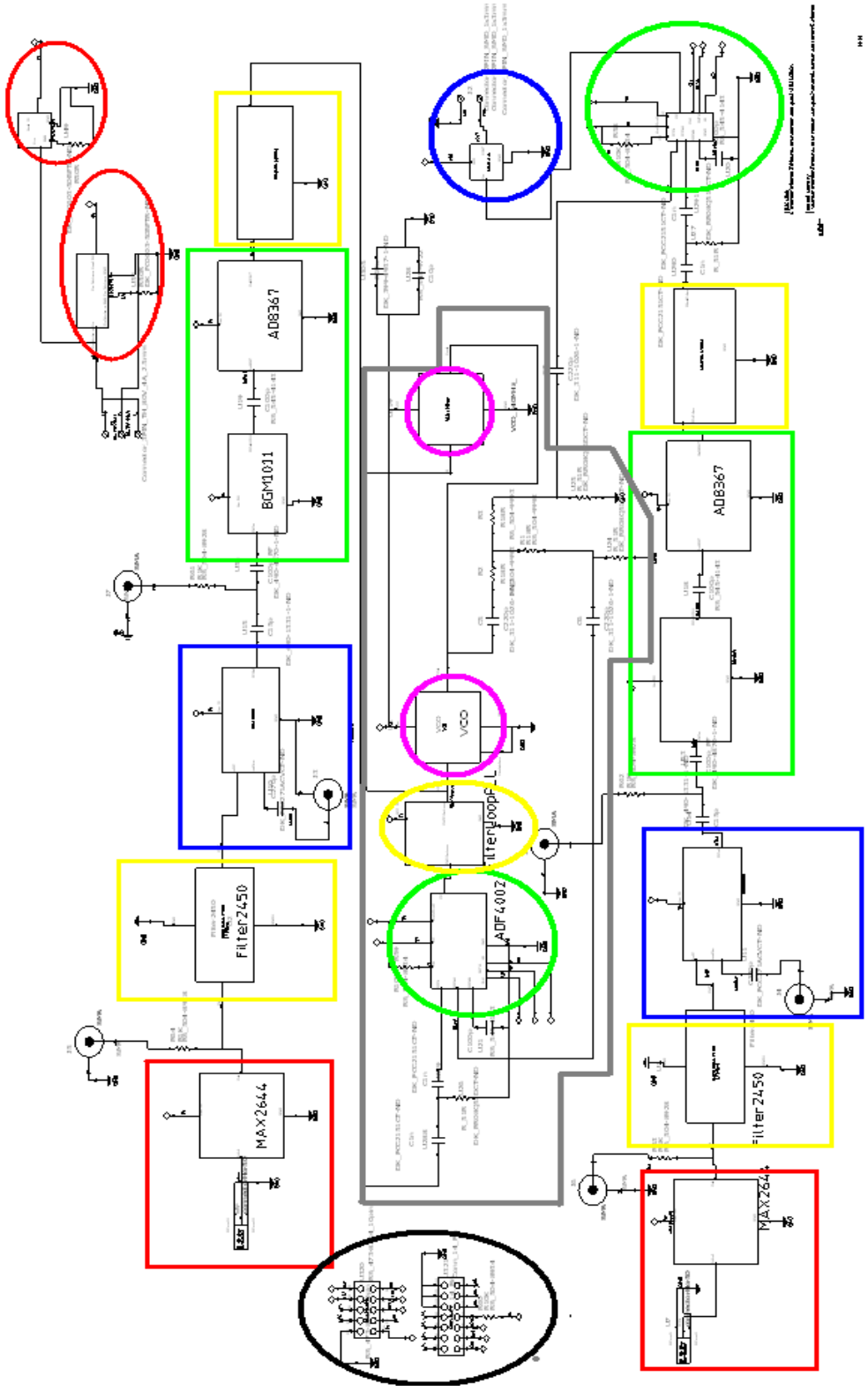


Figura 2.3.0 Schema a blocchi, nel quale sono state evidenziate le varie di cui è formato e che saranno descritte nei capitoli successivi.

2.3.1 Rete di alimentazione

Iniziamo con la rete di alimentazione (cerchiata in rosso nella figura 2.3.0) , la quale è formata da due switching in grado di fornire , ognuno , 1° a 3 e 5V, figura 2.3.1.

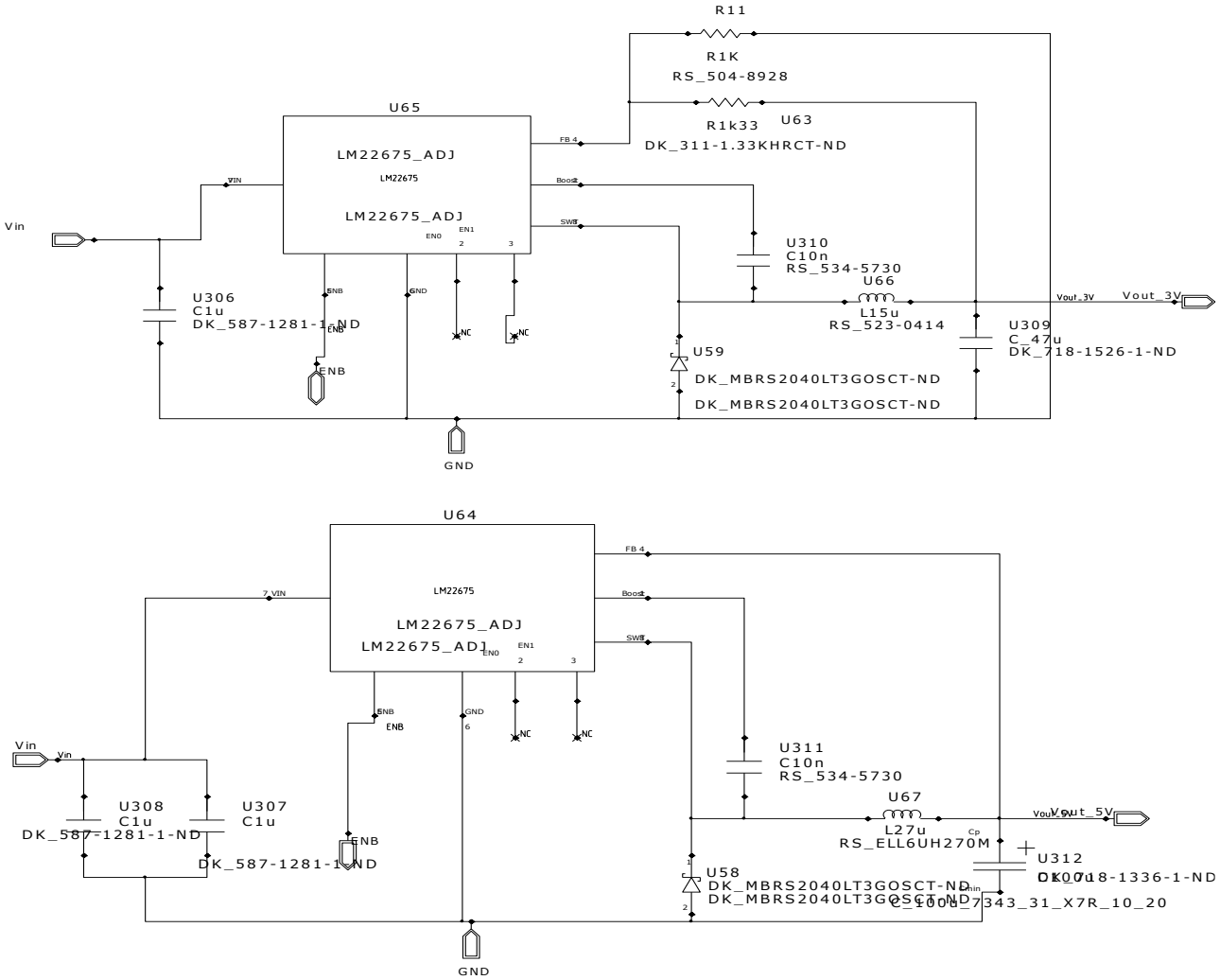


Figura 2.3.1 In alto, è presente lo schema , realizzato con Mentor, della rete di alimentazione a 3V, in basso quella a 5V.

- Poiché la tensione sul buffer di alimentazione è di 16V , i due switching devono funzionare da buck (quindi da step down). Gli integrati utilizzati sono entrambi della National SemiConductor (LM22675) , le cui caratteristiche sono state già mensionate nel capitolo precedente.

Il dimensionamento di entrambi gli switching è stato realizzato attraverso l'utilizzo del omonimo Tool della National Semiconductor (Webench Tools), nel quale basta specificare il range della tensione d'ingresso , la corrente e la tensione d'uscita e infine l'efficienza desiderata , figura 2.3.2.

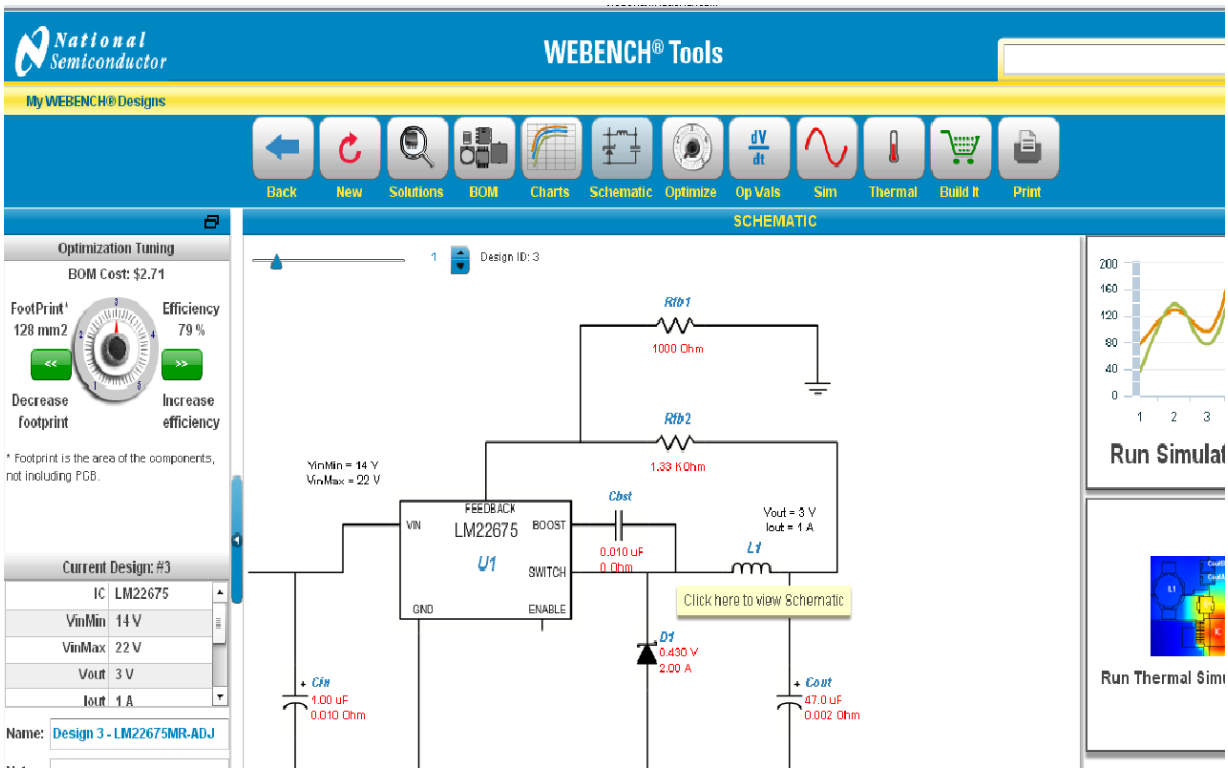


Figura 2.3.2 Immagine relativa al Tool della Analog , utilizzato per il dimensionamento della rete di alimentazione.

La differenza sostanziale che si nota nei due circuiti (in figura 2.3.1) e che nello switching a 3V è presente un partitore resistivo , realizzato con resistenze estremamente precise , per poter ottenere un valore di 3V esatto.

2.3.2 LNA

Lo scopo di un LNA è fornire un alto guadagno e una cifra di rumore che sia la più bassa possibile. Il MAX2644 (nei riquadri in rosso di figura 2.3.0) è perfetto poiché fornisce un Gain massimo di 17 dB e una cifra di rumore di 2.2 dB (a 2.45GHz). Può essere utilizzato secondo due diverse configurazioni, la prima ha un alto guadagno ma non è molto lineare , infatti abbiamo un valore di IIP3 di -3dBm , il secondo (che è quello utilizzato nel mio lavoro di tesi) permette di avere un Guadagno di 16 dB e un IIP3 di 1dBm, figura 2.3.3.

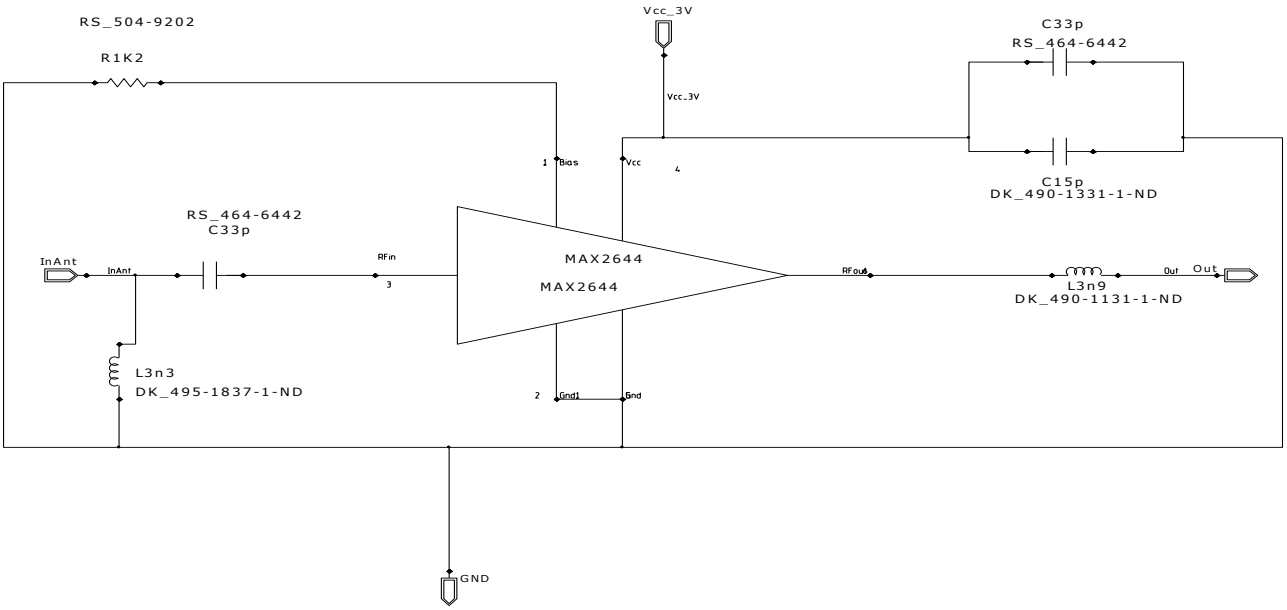


Figura 3.2.4 Schema dell'amplificatore a RF , MAX2644.

L'S11 in modulo e fase fornito dal costruttore è:

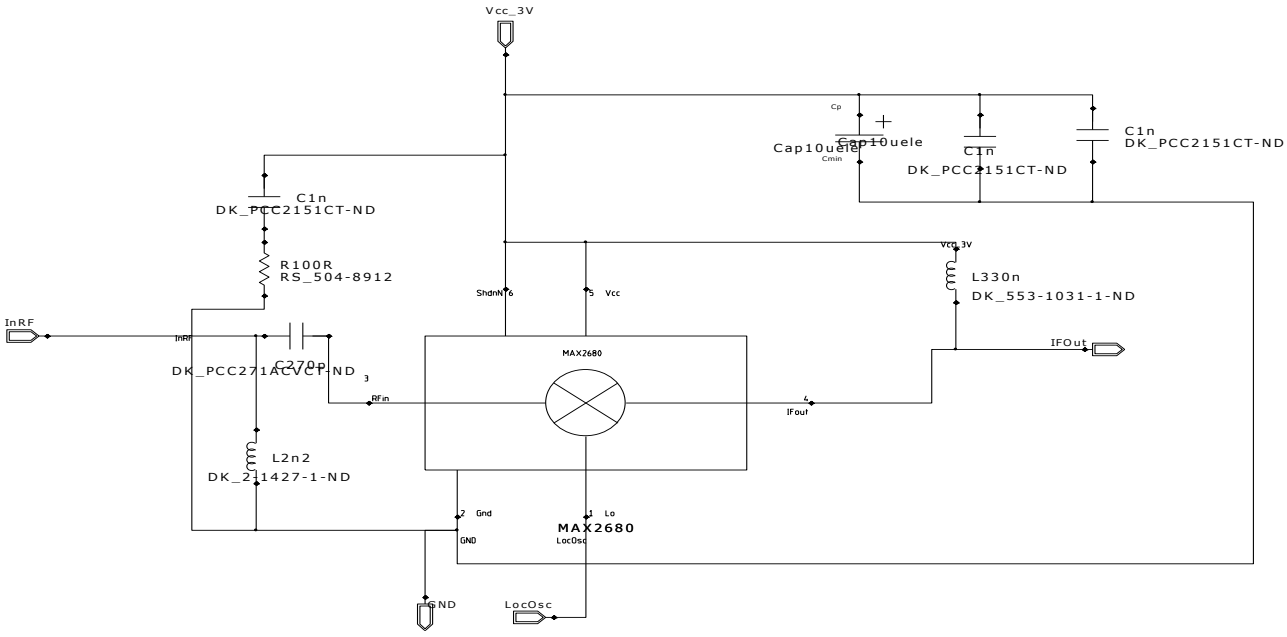
|S11| = 0.5619
Ang|S11|=-35.54°

Attraverso la rete di adattamento L1C1 è possibile inserire un connettore a 50Ω.

2.3.3 Mixer

Utilizzato per effettuare la conversione RF-IF (Down Converter), riquadro blu di figura 2.3.0 , quindi "traslare" il segnale proveniente dalle antenne patch (compreso tra 2.4GHz e 2.48GHz) ad una frequenza intermedia. Nel nostro caso sfrutteremo il mixer per usufruire di due frequenze IF , una a 70MHz e l'altra a 140MHz. Questi due valori sono stati scelti soprattutto per la facile reperibilità dei filtri , spesso troppo costosi e con elevati Loss. Sarà possibile ottenere diversi valori della f_{IFOut} agendo sul VCO (ADF4350) , sfruttando la seguente relazione:

$$v_{IFout}(\omega t) = v_{InRF}(\omega_{InRF}t) * v(\omega_{LocOsc}t) = \frac{A_{RF}A_{vco}}{2}[\cos 2\pi(f_{InRF} - f_{LocOsc})t - \cos 2\pi(f_{InRF} + f_{LocOsc})t]$$



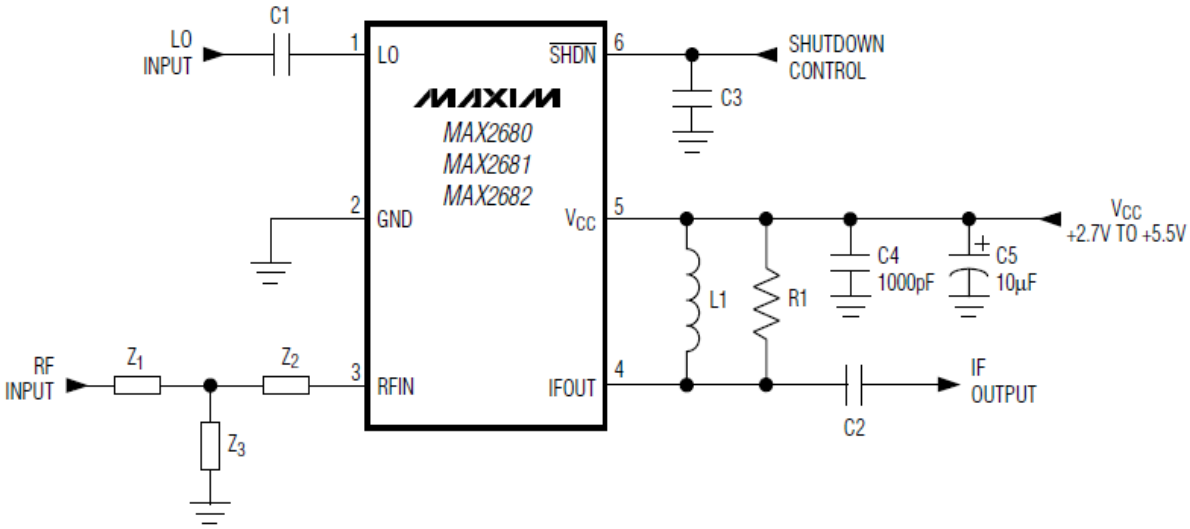


Figura 2.3.5 In alto schema del Mixer , MAX2681, realizzato con Mentor ,in basso quello fornito dal costruttore .

E' stato scelto questo mixer poiché fornisce un NF relativamente basso (12.7dB) , se confrontato con altri suoi simili , e un guadagno di 7.7dB. Il tipico circuito utilizzato dal suddetto mixer è mostrato in figura 2.3.5, nel quale è possibile vedere chiaramente le due reti di adattamento , in ingresso formata da tre impedenze Z1,Z2 e Z3 , in uscita formate da L1,R1 e C2. Iniziamo con il dimensionamento della rete d'ingresso per 2.45GHz, attraverso le tabelle 2.3.6 , otteniamo :

$Z_2 = 270\,pF$

$Z_3 = 2.2nF$

Z_1 sarà un corto circuito.

MATCHING COMPONENTS	FREQUENCY											
	MAX2680				MAX2681				MAX2682			
	400 MHz	900 MHz	1950 MHz	2450 MHz	400 MHz	900 MHz	1950 MHz	2450 MHz	400 MHz	900 MHz	1950 MHz	2450 MHz
Z1	86nH	270pF	1.5pF	Short	68nH	270pF	1.5pF	Short	68nH	1.5pF	Short	Short
Z2	270pF	22nH	270pF	270pF	270pF	18nH	270pF	270pF	270pF	270pF	270pF	270pF
Z3	Open	Open	1.8nH	1.8nH	0.5pF	Open	1.8nH	2.2nH	0.5pF	10nH	2.2nH	1.2nH

Note: *Z1, Z2, and Z3 are found in the Typical Operating Circuit.*

MATCHING COMPONENT	FREQUENCY		
	45MHz	70MHz	240MHz
L1	390nH	330nH	82nH
C2	39pF	15pF	3pF
R1	250Ω	Open	Open

Tabella 2.3.6

In modo analogo è possibile dimensionare la rete per i 70MHz d'uscita. Per Ottenere l'adattamento a 140MHz si è utilizzato l'AWR Microwave Office in concomitanza con il grafico 2.3.7.

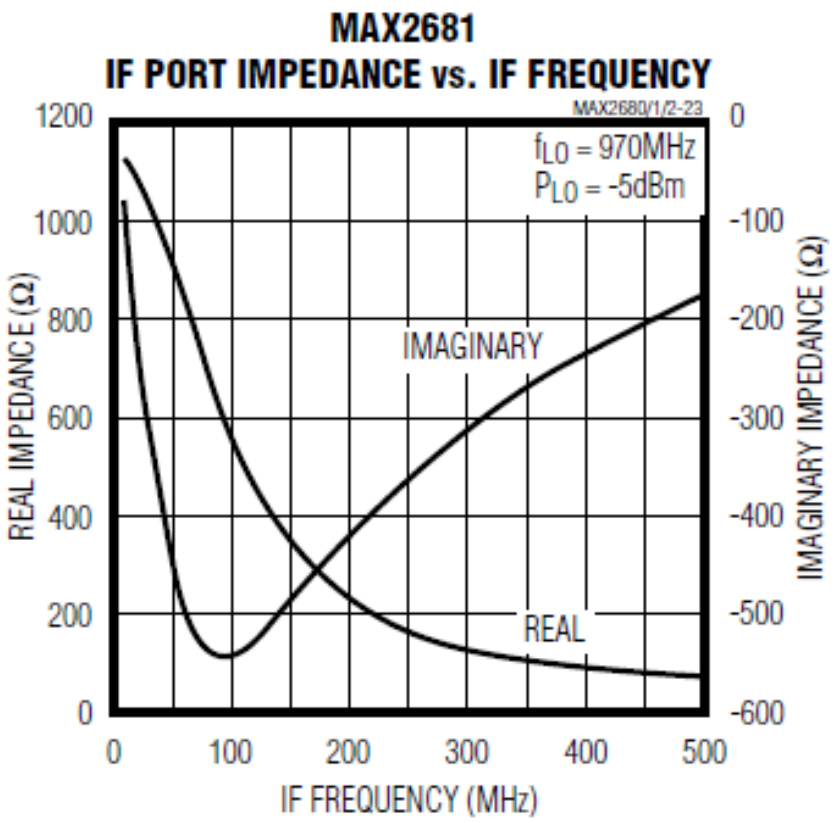


Figura 2.3.7 Parte reale e parte immaginaria forniti dal costruttore per il dimensionamento della rete di adattamento sull'uscita a IF (IFout).

Innanzi tutto è stato necessario rappresentare in AWR un modello equivalente all'impedenza vista tra i pin Vcc e IFOUT (Figura 2.3.5) , formata da una impedenza (IMPED) e da un condensatore (C4), figura 2.3.9.

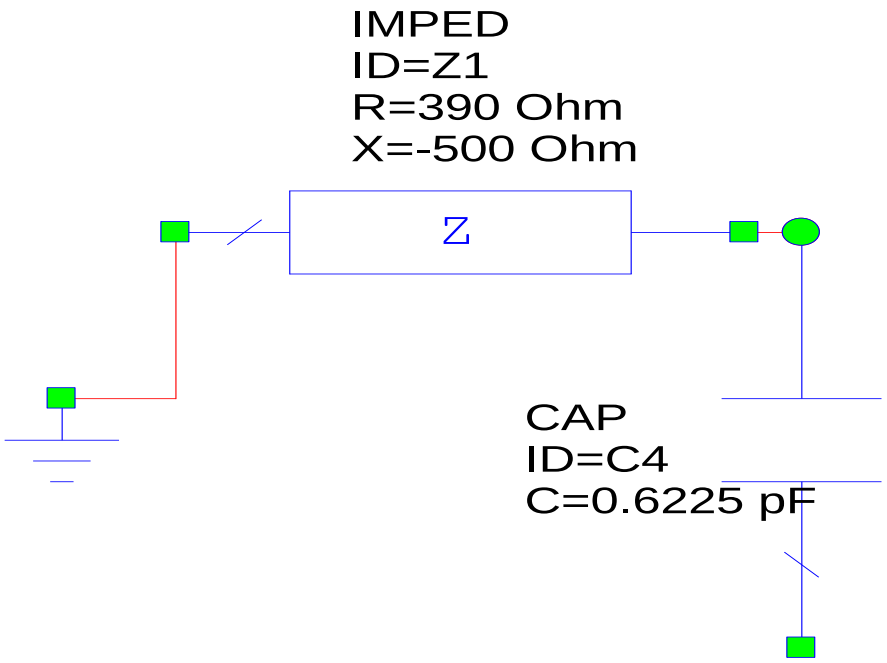


Figura 2.3.9 Modello equivalente , in AWR, dell'impedenza vista tra i Pin Vcc e IFOut del MAX2681.

Come è possibile notare dalla figura precedente , al componente IMPED sono stati assegnati due valori (R=390Ω,X=-500Ω) che sono stati ottenuti attraverso il grafico 2.3.7, proprio per la frequenza di 140MHz. Agendo sui valori di INDQ e CAP (ID=C1) , figura 2.3.10 , i quali devono essere compresi tra i valori forniti dal costruttore cioè tra 70MHz e 240MHz , tabella 2.3.6, si sono ottenuti i seguenti valori (riconducibili alla figura 2.3.5):

$$C_2 = 5.6\,pF$$
$$L_1 = 180nF$$

R1 non è necessaria, infatti è un circuito aperto.

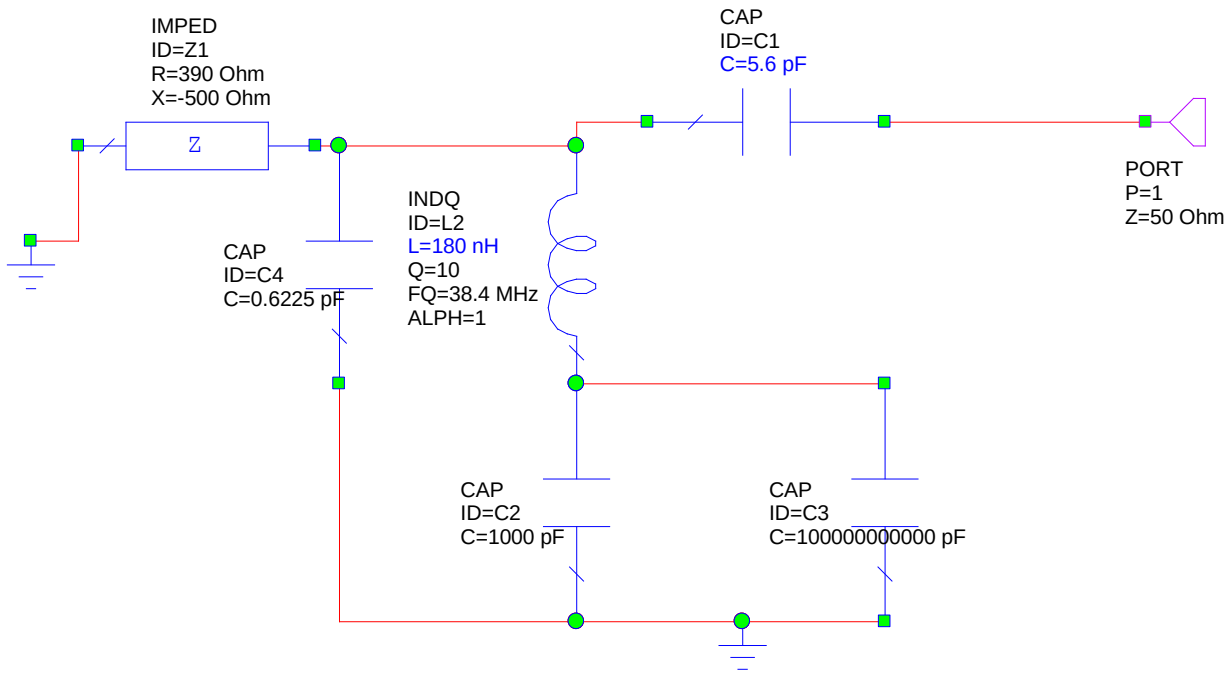


Figura 2.3.10 Circuito utilizzato per poter calcolare il valore dei componenti che realizzano l'adattamento d'ingresso del Mixer.

Otteniamo un adattamento soddisfacente di 23.37dB a 140MHz (Figura 2.3.11), ovviamente il circuito utilizzato per simulare l' equivalente relativo alla IF non tiene conto degli elementi parassiti , quindi dal punto di vista pratico potrebbe diminuire di qualche dB.

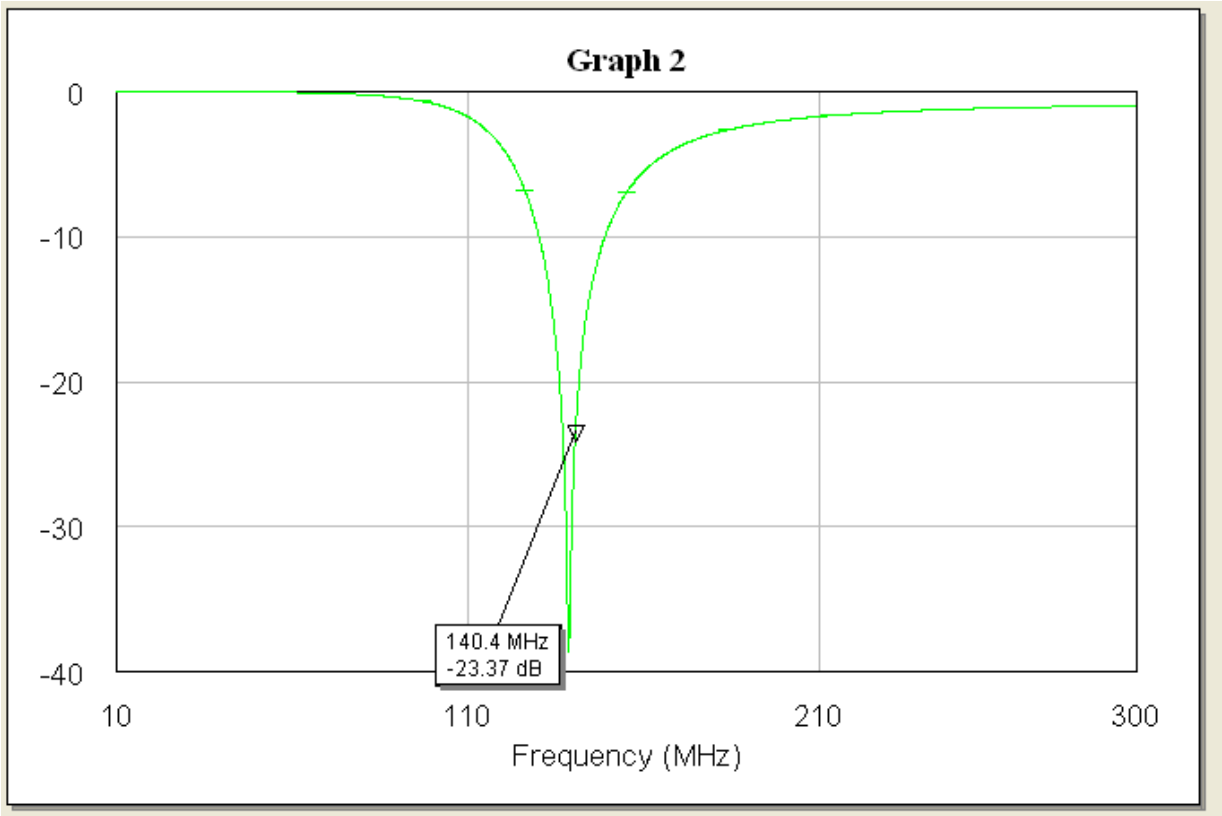


Figura 2.3.11 Coefficiente di riflessione (ottenuto con AWR) all'ingresso del Mixer, utilizzando la rete di adattamento descritta sopra.

2.3.4 Amplificazione a IF e AGC

Entrambi sono evidenziati in figura 2.3.0 , all'interno di un riquadro verde.
Il circuito utilizzato per il BGM1011 , è quello fornito dal costruttore , figura 2.3.12, nel quale si nota la rete per il filtraggio dell'alimentazione , formata da R1,C3,C4 e L1. A differenza dei precedenti, questo integrato è già matchiato a 50Ω e gli unici componenti da aggiungere sono i condensatori C1 e C2.

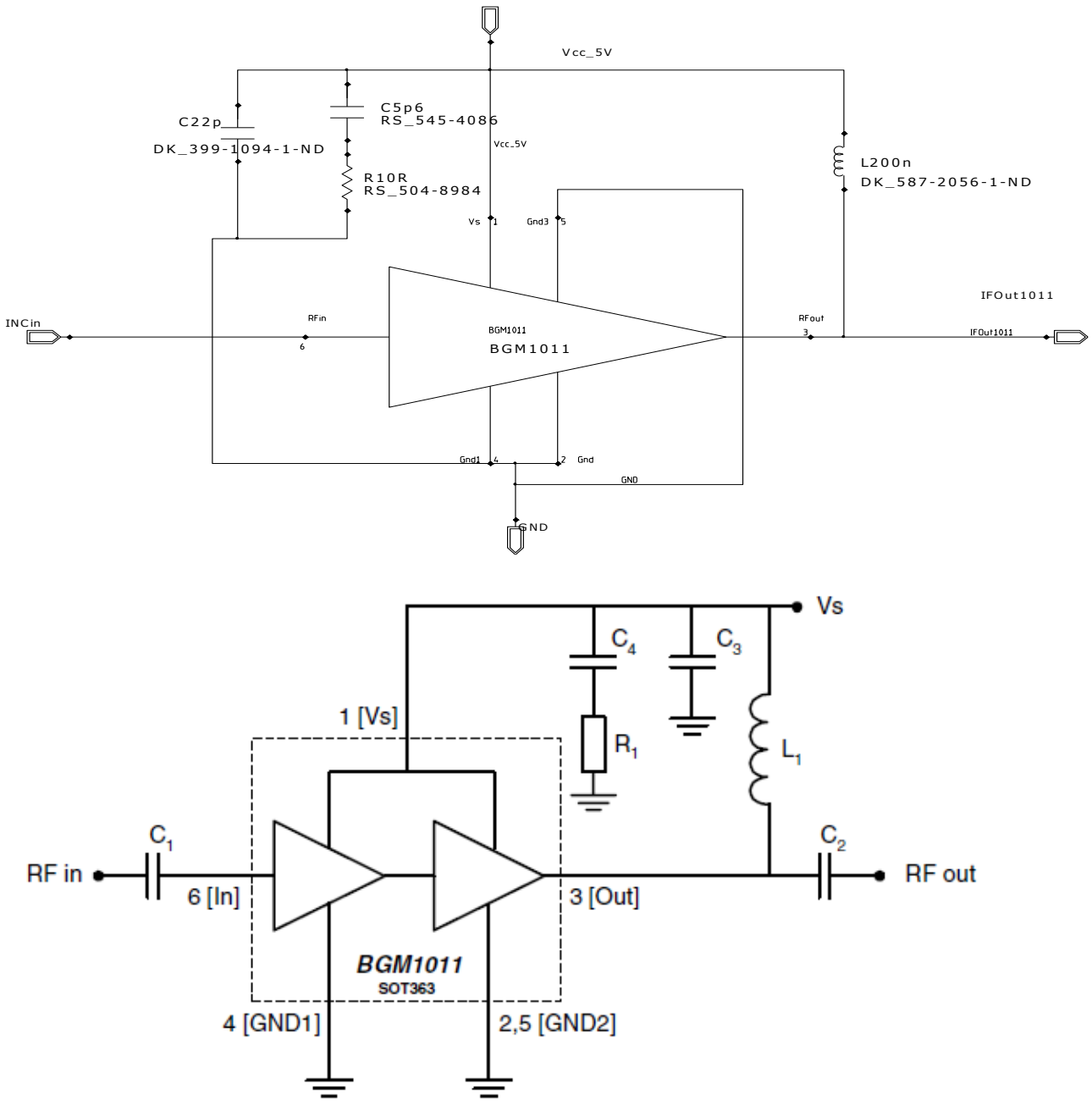
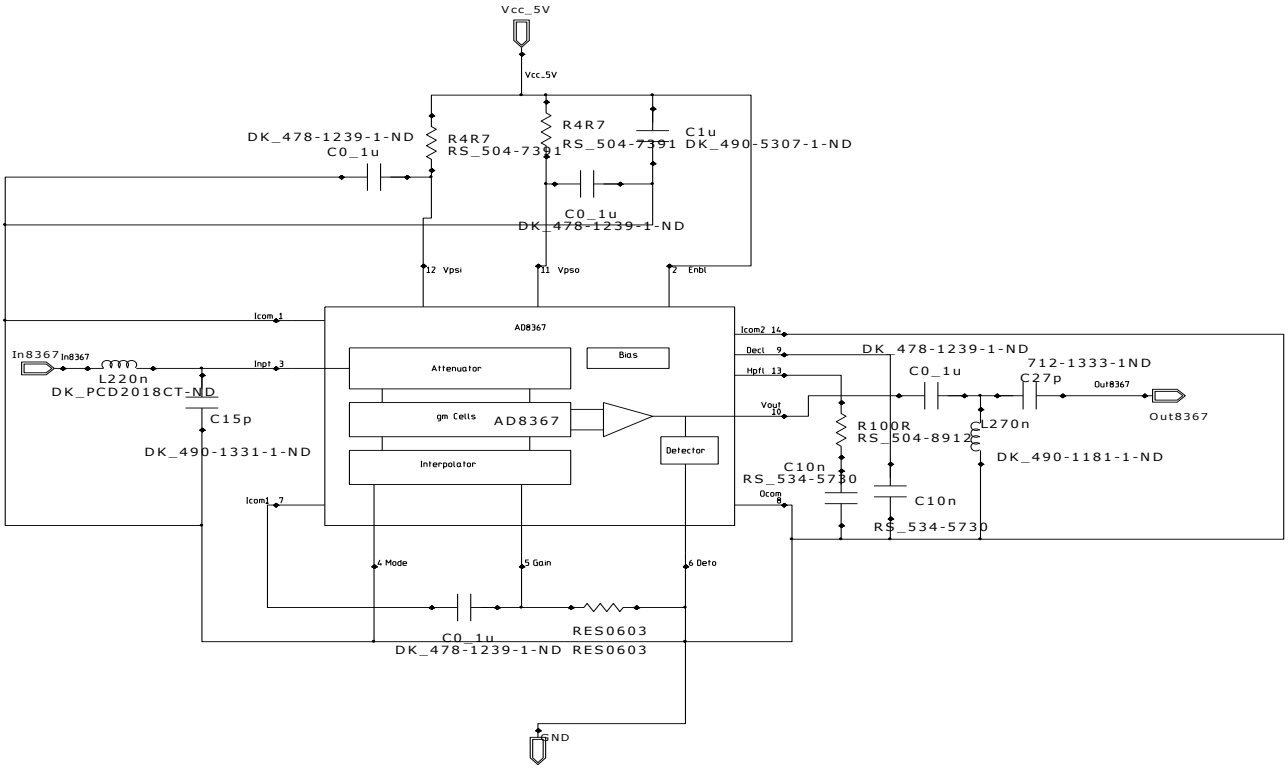


Figura 2.3.12 Schemi relativi al BGM1011 , in alto realizzato con Mentor , ed in basso ,il medesimo ,fornito dal costruttore.

Il circuito relativo all'AGC (AD8367) da noi utilizzato è mostrato in figura 2.3.15, il quale necessità di una rete di adattamento sia per l'ingresso che per l'uscita.



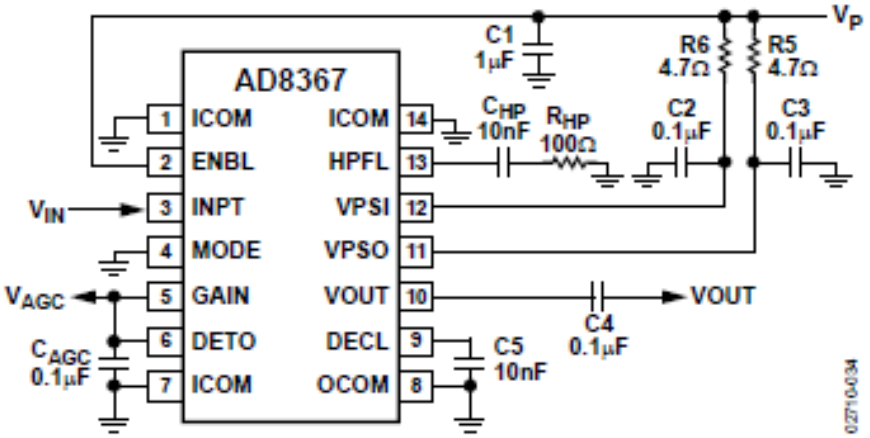


Figura 2.3.15 Schemi relativi all'AD8367 , in alto realizzato con Mentor , ed in basso ,il medesimo ,fornito dal costruttore.

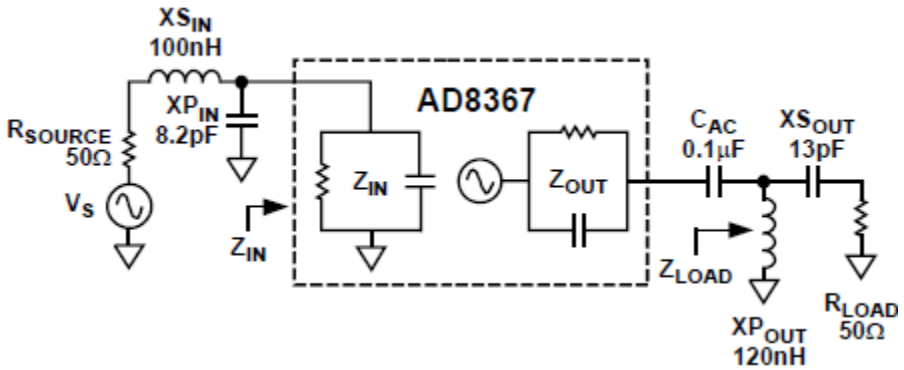


Figura 3.2.16 Circuito equivalete relativo all'impedenza di ingresso e di uscita dell'AGC.

Il circuito equivalente è mostrato in figura 3.2.16 , i valori di Zin e Zout sono ricavabili dalle tabelle 3.2.17 e 3.2.18, cosi come i componenti necessari per l'adattamento:

Frequency (MHz)	S11	S21	S12	S22
10	0.04 ∠ −43.8°	41.1 ∠ 178.8°	0.0003 ∠ 76.1°	0.56 ∠ −179.3°
70	0.09 ∠ −81.5°	43.6 ∠ 163.4°	0.0002 ∠ 63.7°	0.55 ∠ +176.1°
140	0.17 ∠ −103.4°	48.0 ∠ 141.4°	0.0009 ∠ 130.8°	0.56 ∠ +170.2°
190	0.21 ∠ −111.7°	47.5 ∠ 124.0°	0.0017 ∠ 96.8°	0.54 ∠ +166.5°
240	0.26 ∠ −103.8°	48.3 ∠ 107.6°	0.0018 ∠ 113.5°	0.48 ∠ +164.6°

Tabella 2.3.17

Frequency (MHz)	XS_{IN}	XP_{IN} (pF)	XS_{OUT} (pF)	XP_{OUT}
10	1.5 µH	120	180	1.8 µH
70	220 nH	15	27	270 nH
140	100 nH	8.2	13	120 nH
190	82 nH	2.7	10	100 nH
240	68 nH	1.5	7	82 nH

Tabella 2.3.18

Da questi valori si ottengono i seguenti Return Loss , Utilizzando l'AWR Microwave Office, Figura 2.3.19 per l'ingresso e figura 2.3.20 per l'uscita.

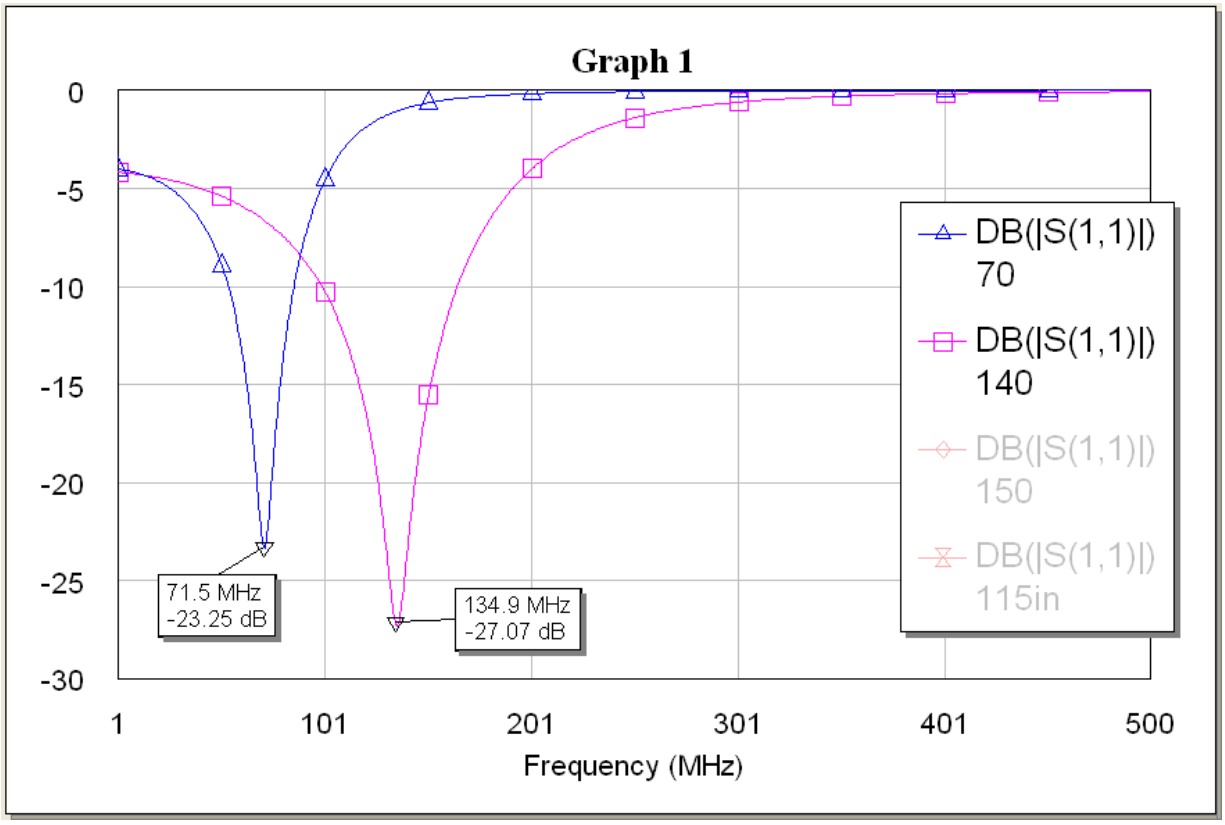


Figura 2.3.19 Retur Loss relativi all'adattamento d'ingresso, per 70MHz (curva blu) e 140MHz(curva rossa).

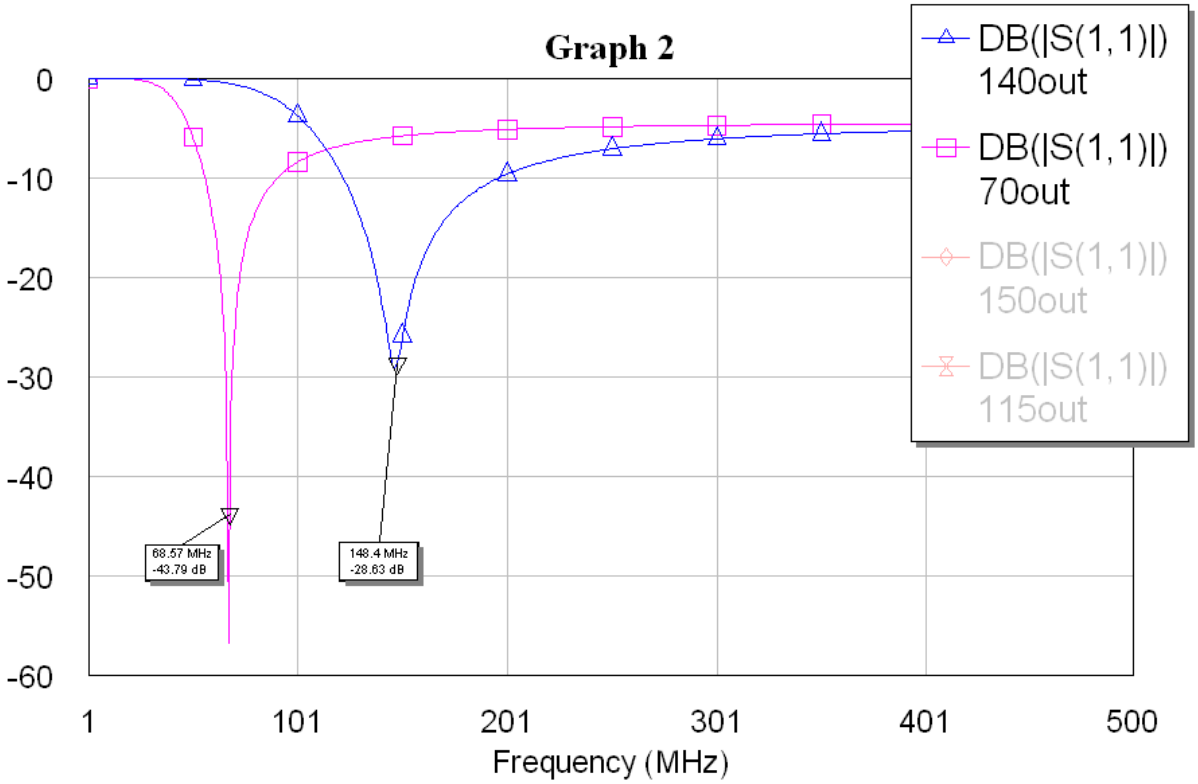


Figura 2.3.20 Retur Loss relativi all'adattamento d'uscita, per 70MHz (curva blu) e 140MHz(curva rossa).

2.3.4 PLL; PFD, Loop Filter eVCO.

Il dimensionamento dll'ADF4002 (cerchiato in verde nella figura 2.3.0) è stato ottenuto utilizzando il Tool della Analog Device e consultando i valori dei componenti forniti dal costruttore, in figura 2.3.21 è possibile vedere lo schematico realizzato con Mentor e quello fornito dal costruttore. In figura 2.3.0, evidenziato in grigio, è possibile vedere il PLL.

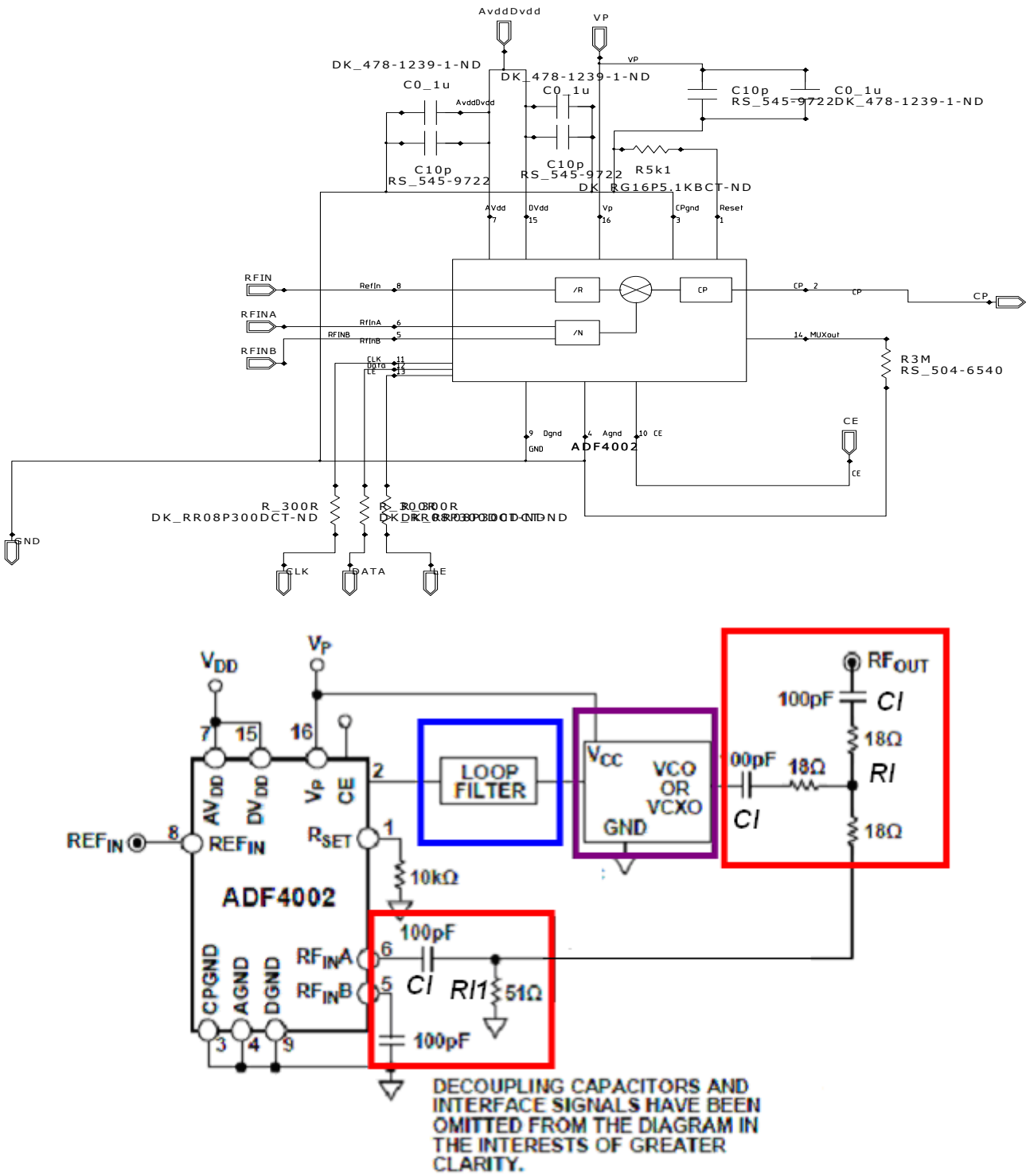


Figura 2.3.21 In alto è presente lo schema realizzato con Mentor del solo PFD , in basso quello fornito dal Costruttore per l'intero PLL. In rosso sono evidenziati i componenti necessari per adattare il segnale in uscita al VCO, in ingresso all'ADF4002 e al connettore d'uscita RFout.

La prima cosa che è stata dimensionata è la resistenza R_{set}, la quale definisce la corrente massima in uscita al pompa di carica, questa è stata calcolata secondo la seguente relazione :

$$I_{CP\,MAX} = \frac{25.5}{R_{SET}}$$

Poiché durante le simulazioni effettuate con Spice si era utilizzato come I_{CP_MAX} 5mA , si è ottenuta una resistenza $R_{set} = 5.1K\Omega$. Per quanto riguarda gli altri componenti relativi al PFD, sono stati utilizzati quelli forniti dal costruttore , nella evalutation board, che possiamo vedere evidenziati in rosso nella figura 2.3.21. Con i suddetti valori di resistenze e capacità (Rl ,Rl1 e Cl) di adatta tutto il sistema a 50Ω.

Per dimensionare i valori del Filter Loop si è utilizzato l'AdiSimPLL della Analog, inserendo i seguenti dati:

1. Output Frequency : in un caso 70MHz , e in un altro 140MHz.
2. Phase Detector Frequency: come punto 1.
3. Reference Frequency : Come per l'output Frequency sono stati scelti 70MHz oppure 140MHz.
4. Loop Bandwidth: 1MHz.
5. Phase Margin: 55°

Con tali caratteristiche ,il suddetto Tool , ci fornisce i valori dei componenti che formano il Filter Loop ,figura 2.3.22.

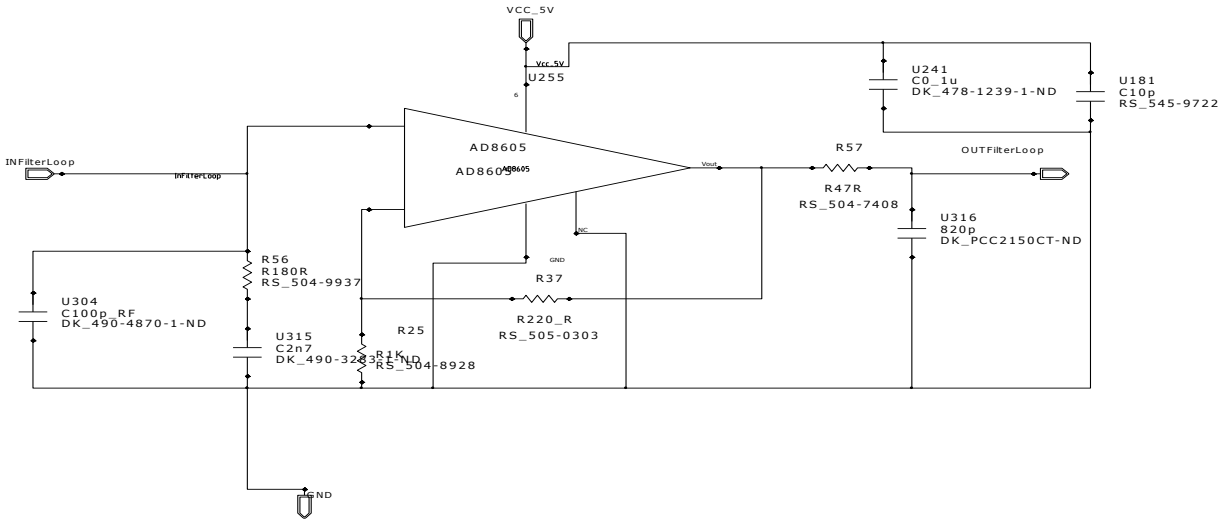


Figura 2.3.22 Schema elettrico del Filter Loop , situato all'interno del PLL , i cui componenti sono stati ottenuti attraverso il Tool AdiSimPll.

I due VCO (Figura 2.3.0, cerchiati in fucsia) hanno bisogno solo di alcuni condensatori posti sull'alimentazione i cui valori sono forniti sempre dal costruttore.

Infine utilizzando l'AdSimPll si sonoi seguenti grafici relativi al Guadagno ad Anello chiuso (questo decade ,dopo 1MHz, con una pendenza di -60dB/dec) e Guadagno ad anello aperto per una frequenza di 70MHz, figura 2.3.21 e 2.3.22.

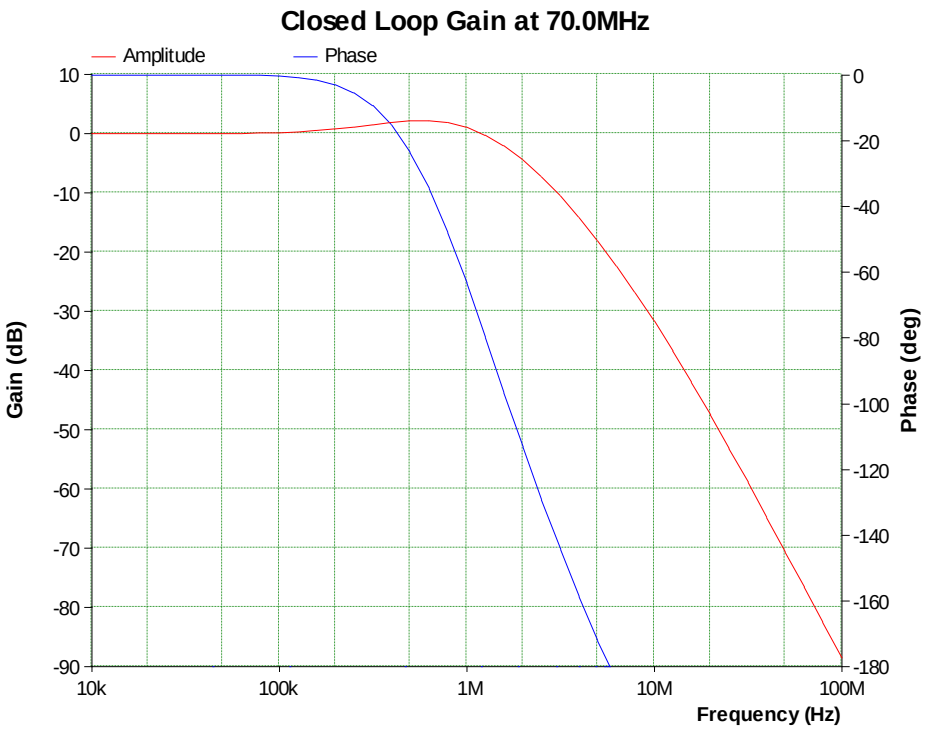


Figura 2.3.21 Guadagno e fase (curva blu) ad anello chiuso del Pll , realizzato con L'ADF4002, attraverso il Tool della Analog , nel quale è facile vedere che il guadagno (curva rossa) inizia a crollare proprio a un MHz.

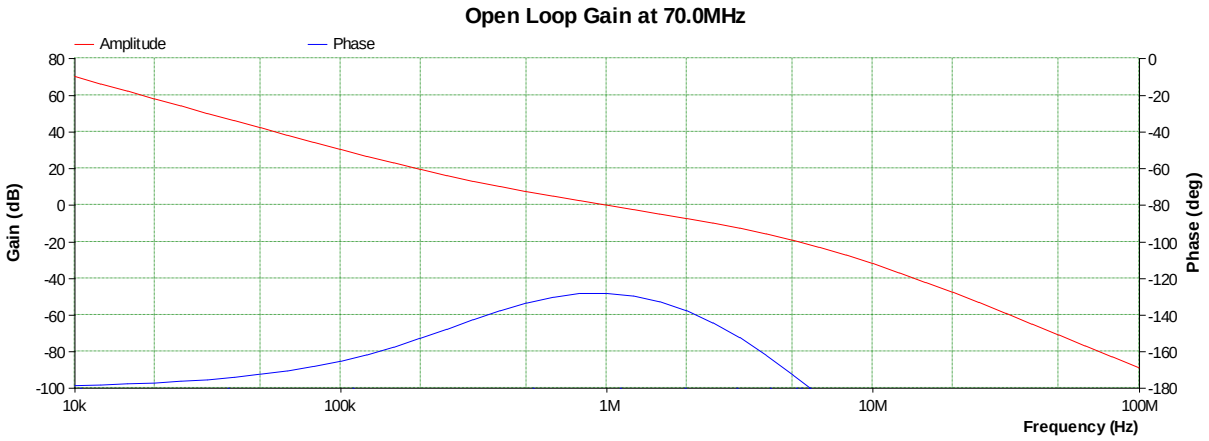


Figura 2.3.21 Guadagno e fase (curva blu) ad anello aperto del Pll , realizzato con L'ADF4002, attraverso il Tool della Analog .

Capitolo 3

3.1 Realizzazione del PCB

La realizzazione del PCB è stata ottenuta utilizzando i Tools di Mentor. Il primo passo è stato realizzare le varie librerie , poiché ogni componente necessita di un Simbolo e di un Pad Stack. Lo schema realizzato con il Design Capture è disponibile in Figura 3.1.1, nel quale ogni blocco rappresenta un corrispondente circuitale . Una volta realizzato lo schema si passa alla realizzazione del PCB, attraverso L'Expedition PCB , in figura 3.1.2 è mostrato il risultato finale.

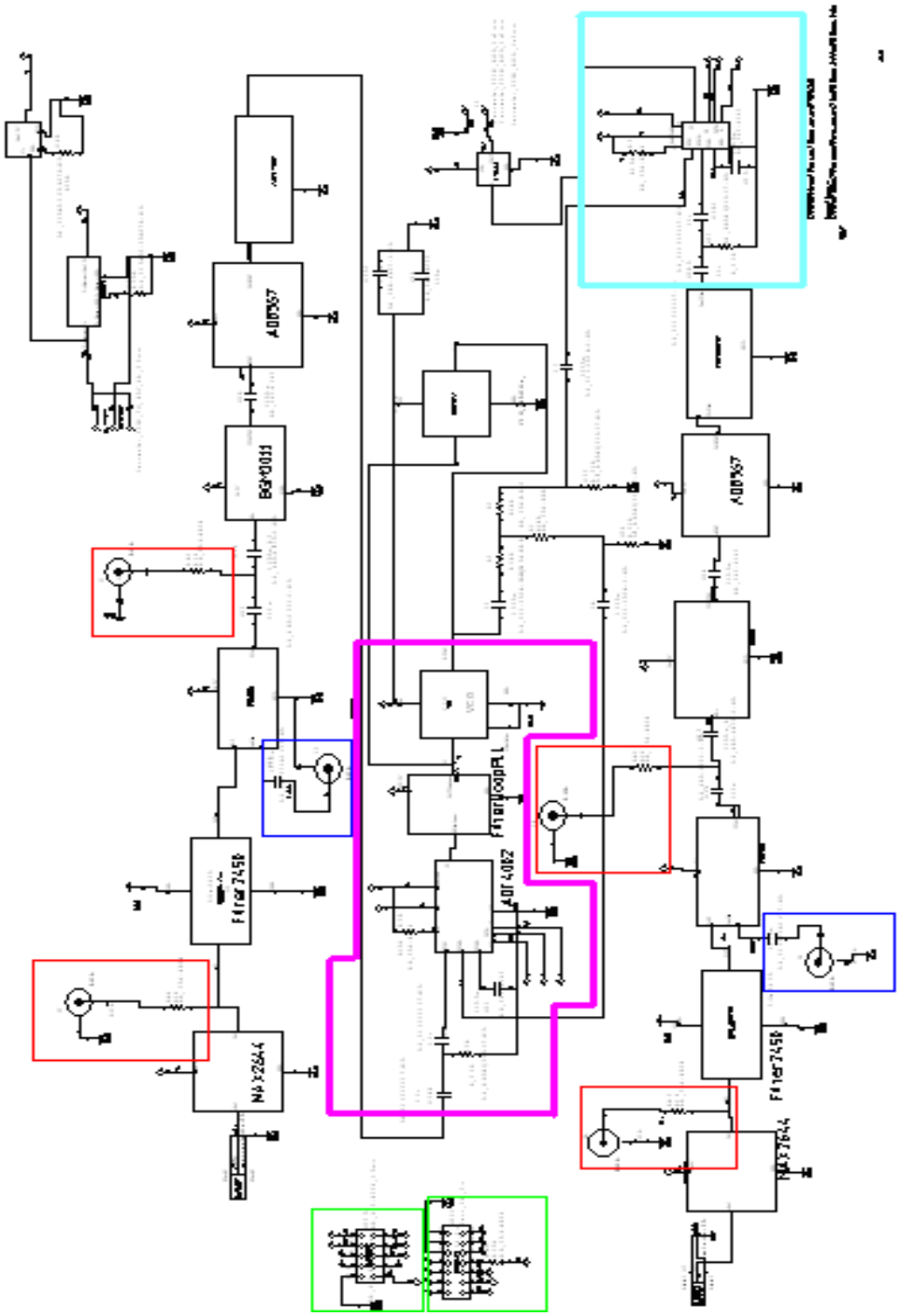


Figura 3.1.1 Schema a blocchi , realizzato con Mentor , del sistema di misura dell'assetto dell'orbita.

Iniziamo identificando alcune parti dello schematico.
Il primo problema è stato cercare un modo per prelevare il segnare da un punto qualsiasi, della parte a RF, senza influenzarlo , per questo si è pensato di utilizzare un sistema di questo tipo (in rosso , Figura 5.1.2) , figura 3.1.3.

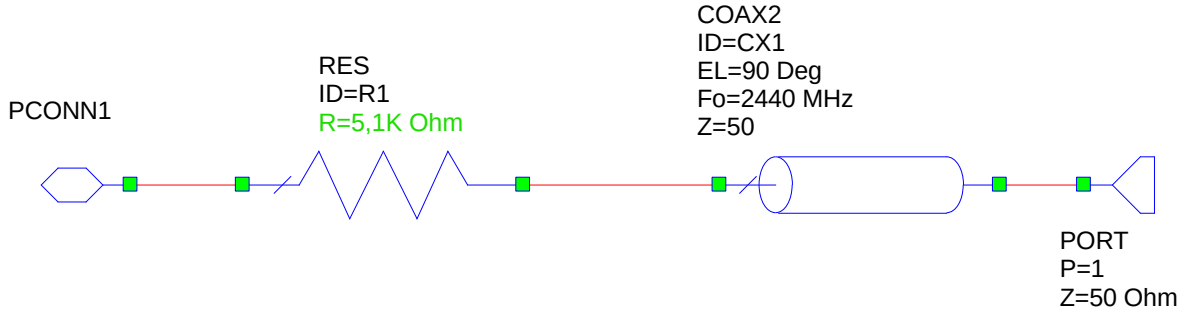


Figura 3.1.3

P CONN1 , rappresenta il punto in cui vogliamo prelevare il segnale mentre PORT è il connettore nel quale andrà collegato l'ingresso dell'analizzatore di spettro, se quest'ultimo non viene collegato bisognerà inserire un carico di 50Ω a RF. Di questi ne sono stati inseriti quattro (in rosso , figura 3.1.1) , necessari per poter misurare i segnali in uscita all'LNA e al mixer. Sono stati introdotti anche altri due connettori a RF (in blu) nei quali andrà connesso il VCO esterno , che andrà a pilotare uno dei due ingressi del mixer. In verde sono evidenziati due semplici connettori , uno a 14 PIN e l'altro a 10 Pin , figura 3.1.4. Nei quali sono stati connessi i segnali utilizzati per programmare i due ADF4002 (in Viola e in Celeste , figura 3.1.1) e il VCO esterno (quello a 2.44 GHz) , attraverso un sistema di comunicazione seriale , tipo SPI .

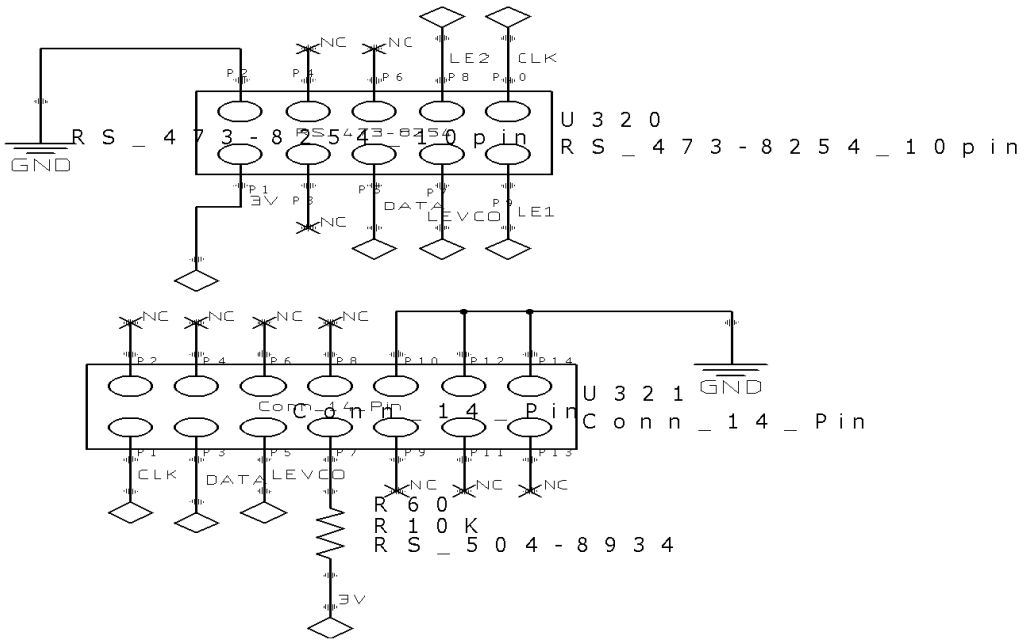


Figura 3.1.4 Rappresentazione dei due connettori , i quali forniranno la tensione di alimentazione ed i segnali SPI per la programmazione dei due ADF4002.

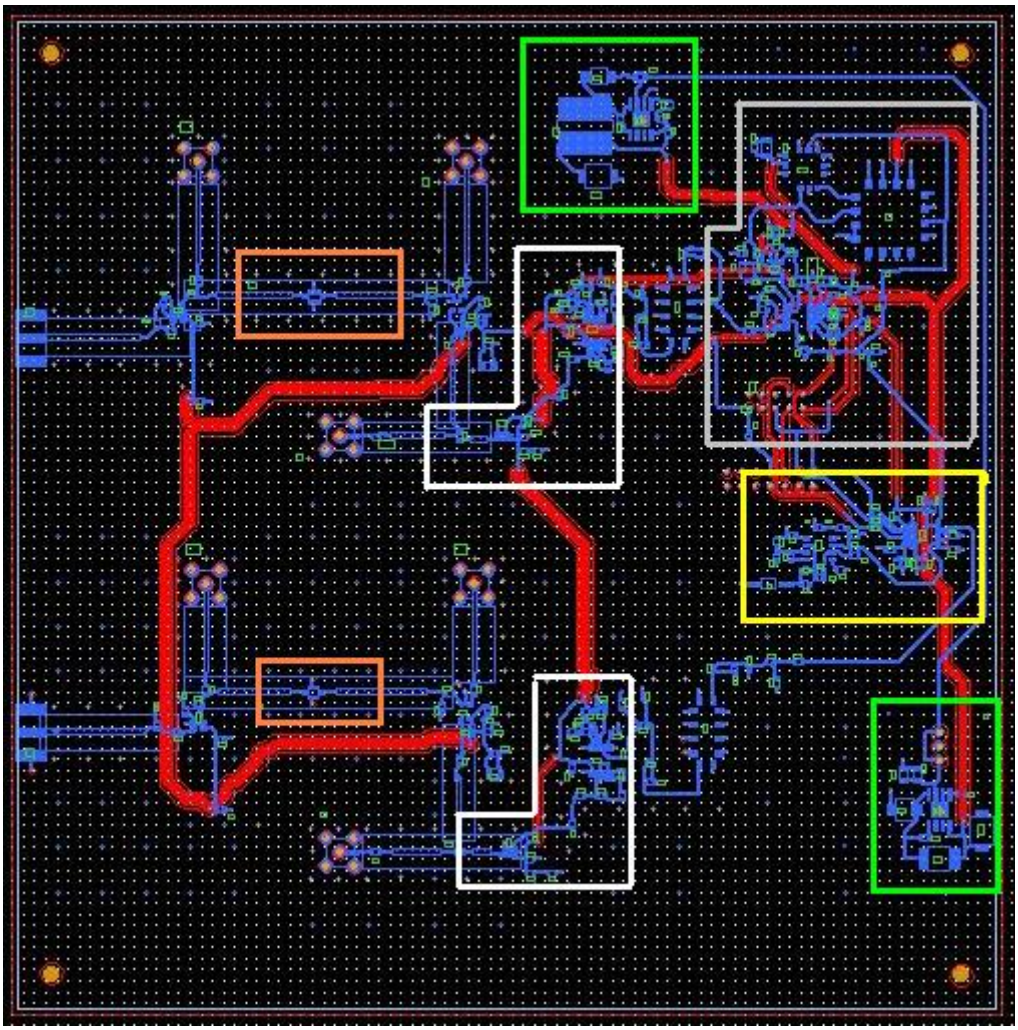


Figura 3.1.2 Relaizzazione del PCB con Mentor , le parti colorate sono descritte nelle pagine successive.

Per far si che i due segnali provenienti dalle due antenne procedano lungo un percorso che risultasse uguale per entrambi , il PCB è stato realizzato simmetrico , soprattutto nella parte a RF , in più i due canali sono stati posti ad una distanza di circa 8cm, per evitare l'interazione elettromagnetica tra questi ultimi. Per Evitare altri disturbi si è deciso di distanziare il più possibile le due alimentazioni (in Verde , Figura 3.1.2) quelle a 5 e 3 Volt. Sempre nella medesima figura notiamo i due filtri a 2.45GHz (in Arancione) , nei quali sono stati inseriti i rispettivi adattamenti a 50Ω , composti da due microstrisce . Un altro problema è sorto quando sono stati disposti l'amplificatore a IF e l'AGC (in Bianco, figura 3.1.2) , poiché l'amplificazione complessiva di entrambi è 72dB. Ciò significa che i dispositivi potrebbero entrare in oscillazione e incidere negativamente sul funzionamento totale del sistema. Per evitare il seguente problema si è deciso di disporli in modo tale da poter inserire un contenitore metallico su entrambi , oltre al fatto di collocarli ad una distanza che ne evitasse l'interazione elettromagnetica.
Nei capitoli precedenti è stato evidenziato il fatto di usufruire di due diversi canali a IF , a 70 e 140 MHz, per cui è stato necessario inserire due VCO uno che fornisca una banda di 60-110MHz e l'altro 125-200MHz. Poiché i padstack di entrambi risultano diversi è stato necessario inserirli tutti e due all'interno del pcb , Figura 3.1.3 (in Celeste).

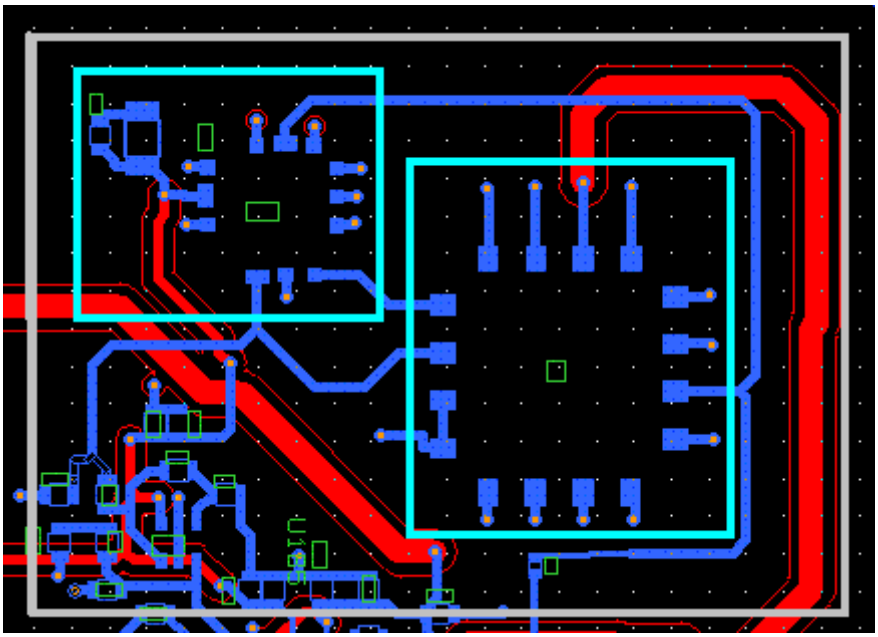


Figura 3.1.3

Si è pensato di inserirli uno dentro l'altro per ridurre l'area occupata , ciò si sarebbe potuto realizzate dal punto di vista dei PIN , tuttavia il bottom ,di entrambi , richiede una ampia superficie metallica , per cui si è deciso di non complicare ulteriormente la situazione e quindi di inserirli entrambi. Le linee di connessione in microstriscia , evidenziate in Rosso , rappresentano le linee di alimentazione a 3 e 5 Volt. I cammini più lunghi sono stati realizzati con una larghezza maggiore , questo per ridurre l'effetto induttivo delle microstrisce. Infine , sempre in figura 3.12 , sono stati evidenziati (in Grigio) il PLL , formato dal comparatore di fase , i due VCO e il filtro transconduttivo ad operazionale e , in Giallo , la parte finale del circuito. In questa ultima troviamo il secondo comparatore di fase (ADF4002) e un altro filtro transconduttivo , figura 3.1.4. Poiché sono state vagliate diverse ipotesi sul tipo di funzionamento di questo ultimo , si è pensato di inserire più padstack del necessario , in tal modo si possono inserire ulteriori condensatori e resistenze per migliorarne le funzionalità.

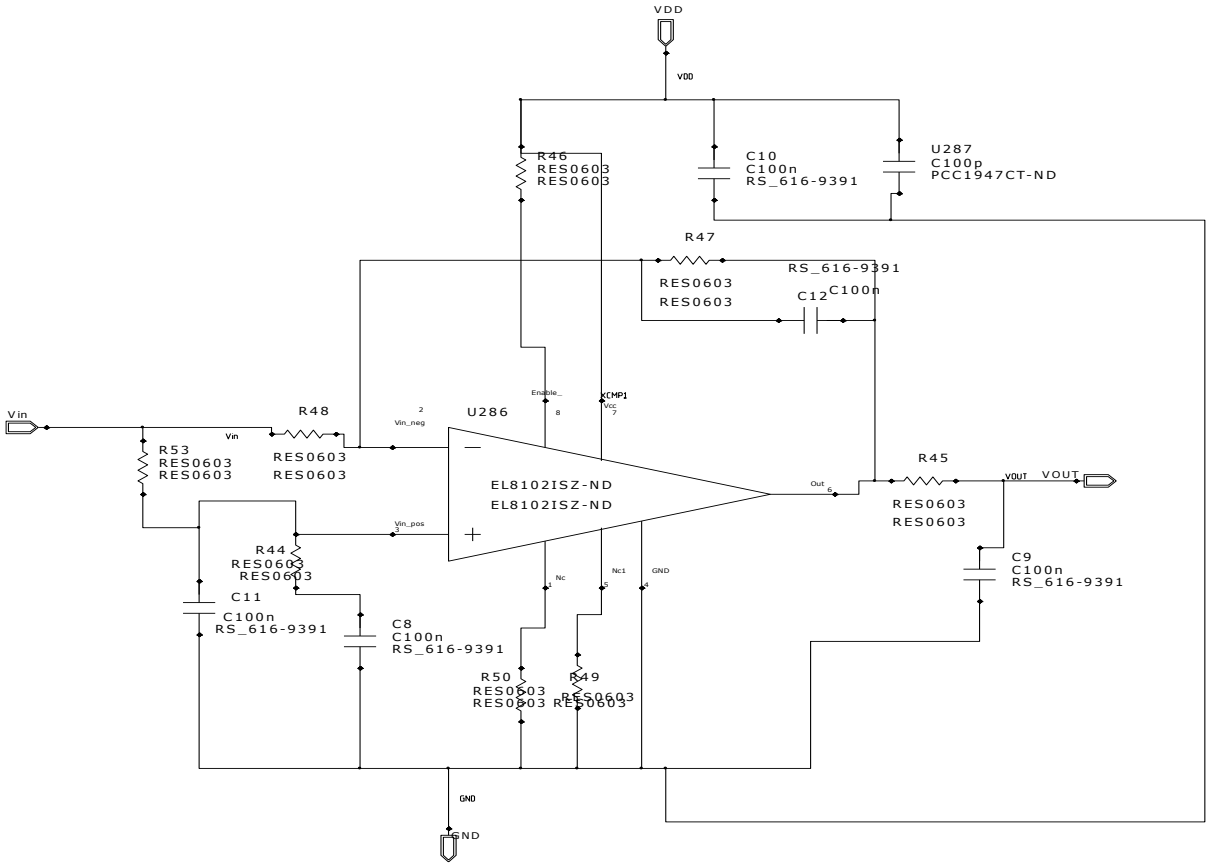


Figura 3.1.4 Schema elettrico del filtro transconduttivo (I-V).

Lavori Futuri

1. Il lavoro successivo dovrà essere quello di ridurre le dimensioni delle patch , e studiarne l'interazione del campo irradiato con l'obiettivo della fotocamera e dell'antenna per il canale a 437MHz. Per quanto riguarda il primo punto , si potrebbe risolvere utilizzando delle PIFE alimentate in microstriscia (le quali risulterebbero piccole di almeno la metà) , il vero problema nasce dal fatto che queste quattro antenne devono funzionare in trasmissione come un array , e quindi la distanza di una rispetto all'altra deve essere inferiore a $\lambda_c / 2$ e poiché al centro è situato l'obiettivo della fotocamera bisognerà lavorare sullo sfasamento dei feed delle patch. Per quanto riguarda la possibile interazione con l'antenna del canale a 437 MHz nasce fondamentalmente lo stesso problema , poiché per evitare questo effetto sarebbe bene distanziare i patch e questa antenna di $\lambda_c / 2$, ed il "problema" resta sempre le dimensioni della faccia del cubo.

2. Il materiale sopra il quale è situato il patch (e microstriscia di adattamento) non è Roger ma FR4 , che ha un ε_r di poco superiore al Roger. Per testare le antenne questo materiale va più che bene tuttavia non è in grado di sopportare l'ambiante spaziale poiché l'FR4 è un composto di teflon e quindi si vaporizzerebbe . Il Roger ha comunque caratteristiche particolarmente adatte per la Radio frequenza , tra le quali una costante dielettrica priva di perdite.

3. Poiché le quattro patch dovranno funzionare da array , in fase di trasmissione, e da misuratore d'assetto e RX , in fase di ricezione , bisognerà inserire un sistema formato da accoppiatori e circolatori in microstriscia che garantiscano un coretto funzionamento in entrambe le fasi di comunicazione.

4. Passare ad altri tipi di antenna patch come ad esempio di forma circolare o di altro tipo , dove il problema resta comunque il feed di alimentazione.

5. Apportare le dovute modifiche in funzione del risultato dei test .

Bibliografia

Mario Orefice, "Note di antenne"Dipartimento di Elettronica Politecnico di Torino.
Sophocles J. Orfanidis "Electromagnetic Waves and Antennas" ECE Department Rutgers University.
Larson, Wiley J, "Space mission analysis and design", ed. by Wiley J. Larsen and James R. Wertz, 2nd ed.
Pattan, Bruno, "Satellite systems: principles and technologies", Bruno Pattan
Hastings, Daniel, "Spacecraft - environment interactions", Daniel Hastings, Henry Garrett
M.A. Zayan, F. Eltohamy, "Orbits Design for Remote Sensing Satellite", Aerospace Conference 1-8 March 2008 Page(s): 1-9
Giacomo Taini, Andrea Pietropaolo, Anna Notarantonio, "Criteria and Trade-offs for LEO Orbit Design", Aerospace Conference 1-8 March 2008 Page(s): 1-11
S.Chouraqui, M.Bekhti, Dr C. I. Underwood, "Satellite Orbit Determination and Power Subsystem Design", Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2003. IGARSS '03. Proceedings. 2003 IEEE International Volume 7, 21-25 July 2003 Page(s): 4590-4592 vol.7
Claudio Passerone, Maurizio Tranchero, Stefano Speretta, Leonardo Reyneri, Claudio Sansoè, Dante Del Corso, "Design Solutions for a University Nano-Satellite", Aerospace Conference 1-8 March 2008 Page(s): 1-13
Gerald F. Ashby, Stuart C. Kramer, "Integrated Design, Evaluation, and Decision Making for Small Satellite Design", System, Man, and Cybernetics, 1997. "Computational Cybernetics and Simulation". 1997
Bibliografia
228
IEEE International Conference on Volume 3, 12-15 Oct. 1997 Page(s): 2341-2346 vol.3
L. N. Stras, D. D. Kekez, G. J. Wells, T. Jeans, R. E. Zee, F. M. Pranajaya, and D. G. Foisy, "The Design and Operation of The Canadian Advanced Nanospace eXperiment (CanX-1)", Proc. AMSAT-NA 21st Space Symposium, Toronto, Canada, October 2003, pp.150-160.
G. J. Wells, L. N. Stras, T. Jeans, R. E. Zee, F. M. Pranajaya, and D. G. Foisy, "Canada's Smallest Satellite: The Canadian Advanced Nanospace eXperiment (CanX-1)", Proc. 16th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Logan, Utah, August 2002.

RIFERIMENTI TELEMATICI

http://polimage.polito.it/picpot
http://cubesat.ece.uiuc.edu
http://www.cubesat.auc.dk
http://umcubed.com
http://www.czcube.cz/en/index.html
http://landsathandbook.gsfc.nasa.gov/handbook/handbook_htmls/
chapter1/chapter1.html
http://www.eumetsat.int/Home/Main/What_We_Do/Satellites/
index.htm?l=en
www.esa.int/proba
http://earth.esa.int/ers/satconc
http://envisat.esa.int
Bibliografia
229
http://www.stk.com
http://www.wikipedia.org