UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI FERRARA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Corso di Laurea in Elettronica

Sistema radio per il monitoraggio di movimenti franosi: progettazione e realizzazione degli apparati ricetrasmittenti

Tesi di Laurea di:
Paolo Subiaco

Relatore:
Chiar. Ing. Antonello Giovannelli

Correlatore:
Chiar. Prof. Ing. Piero Olivo

ANNO ACCADEMICO 1998-1999

Per la realizzazione di questo documento è stato utilizzato solo software freeware:

- *sistema operativo:* *Linux Mandrake 6.1*
- *programma videoscrittura:* *KLyX v0.10.0*
- *programma disegno:* *Xfig v3.2*

Ringrazio gli autori e collaboratori dell'ottimo software sopra citato per avermi consentito una facile stesura della tesi, e per il loro grande contributo alla comunità OpenSource.

Finito di stampare il 18 Febbraio, 2000

Ringraziamenti

Arrivato a questo punto mi sembra doveroso rendere giusto merito ad alcune persone il cui apporto si è rivelato molto prezioso per tagliare questo importante traguardo.

Innanzitutto vorrei ringraziare i relatori Ing. Antonello Giovannelli e Ing. Piero Olivo, e il collega Germano Brunacci con i quali ho condotto questo lavoro in modo sereno.

Un ringraziamento sincero va inoltre ai miei compagni d'appartamento, che mi hanno sopportato durante questi anni.

Infine un profondo ringraziamento alla mia famiglia che mi ha permesso di continuare gli studi e svolgere questa intensa e preziosa attività di sperimentazione.

Indice

Elenco delle figure

Capitolo 1

Introduzione

Lo scopo della tesi consiste nella progettazione e realizzazione di due apparati radio per il monitoraggio di spostamenti dovuti a movimenti franosi, secondo le specifiche descritte nella tesi di Germano Brunacci[1].

L'idea consiste nella misura dello sfasamento con cui un segnale trasmesso da una stazione in frana arriva a due ricevitori pilotati dallo stesso oscillatore locale (d'ora in poi abbreviato con LO), le cui antenne sono posizionate a distanza di qualche metro; l'avanzamento della frana, e quindi del trasmettitore, comporta una variazione della lunghezza dei due cammini che il segnale deve compiere per raggiungere le due antenne dei ricevitori, e quindi una variazione dello sfasamento, che verrà misurato e analizzato; una descrizione schematica del metodo di misura è disponibile in figura 1.1.

L'obiettivo principale è ovviamente la sensibilità e la stabilità delle misure effettuate; è quindi indispensabile utilizzare frequenze nella gamma delle microonde, e ridurre nei ricevitori il numero di filtri ad alto Q per ridurre la possibilità di derive termiche.

Si dovrà inoltre considerare la possibilità che una frana possa distruggere una o piú stazioni installate, che dovranno pertanto avere un basso costo di realizzazione; saranno quindi preferibili apparati del tipo "No-Tune" per ridurre al massimo il costo di taratura; spesso in questo modo si incrementa notevolmente anche il grado di affidabilità.

La possibilità che una frana distrugga una o piú stazioni non deve però compromettere la funzionalità del sistema, per cui sarà indispensabile incrementare la ridondanza delle misure inserendo piú trasmettitori in frana; si cercherà di far funzionare il sistema in una sola frequenza con ridotta banda di lavoro, in modo da minimizzare i costi, e si creerà una rete di telecomunicazione digitale per lo scambio di informazioni e di direttive di controllo fra le varie stazioni in modo da limitare al minimo il tempo di trasmissione di ciascuna stazione in frana: in questo modo si ridurrà al minimo la probabilità di collisioni e soprattutto i consumi energetici, per cui le stazioni in frana potranno essere alimentate attraverso un pannello fotovoltaico con batteria di backup.

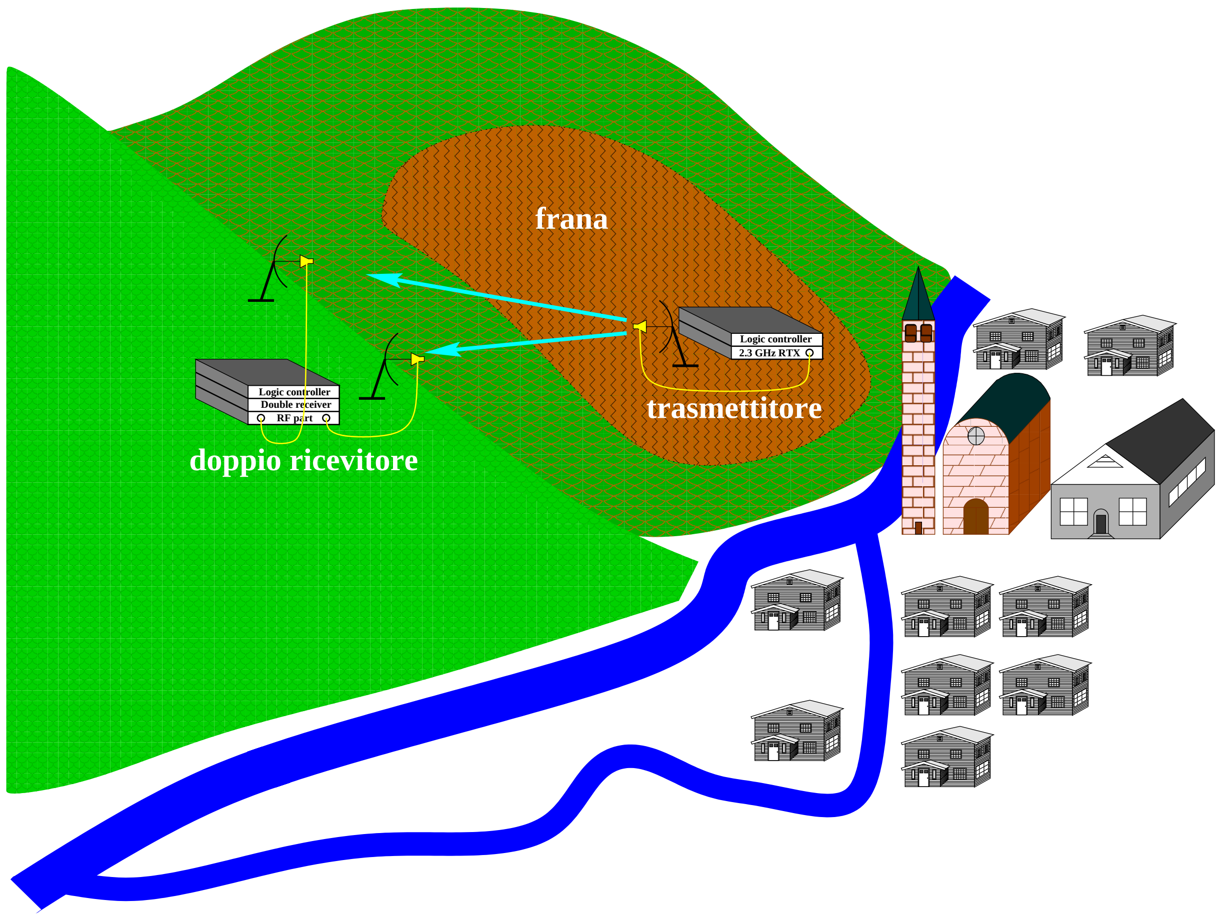

Figura 1.1: schema semplificato misurazione spostamenti

1.1 Convenzioni per la lettura

In questo testo si farà uso di abbreviazioni per non appesantire la lettura, che verranno di seguito specificate:

AGC	Automatic Gain Control
DR	Dielectric Resonator
ERP	Effective Radiated Power
FM	Frequency Modulation
IF	Intermediate Frequency
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
PA	Power Amplifier
PCB	Printed Circuit Board
RF	Radio Frequency, ovvero frequenze radio
RTX	Ricetrasmettitore
RX	Ricevitore, ricezione
RXData	Dati ricevuti in forma binaria
SAW	Sourface Acoustic Wave
SMD	Sourface Mounting Device (dispositivo a montaggio superficiale)
SMT	Sourface Mounting Technology (tecnologia a montaggio superficiale)
SNR	Signal-to-Noise Ratio (rapporto segnale/rumore)
TCXO	Temperature Controlled Xtal Oscillator
TX	Trasmettitore, trasmissione
TXData	Dati trasmessi in forma binaria
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VCXO	Voltage Controlled Xtal Oscillator

Inoltre si farà spesso riferimento al “doppio ricevitore” volendo indicare il sistema utilizzato in terra ferma, ed al “trasmettitore” volendo indicare il sistema installato in frana.

Capitolo 2

Analisi di alcuni sistemi radio utilizzabili

Al fine di poter rilevare eventuali spostamenti e di comunicare i dati telemetrici ad una unità centrale, costituita da un PC, che memorizzi le statistiche e le elabori, è necessario che sia il trasmettitore che il doppio ricevitore consentano lo scambio di dati in formato numerico.

Per effettuare la misura dello sfasamento, la stazione in frana deve trasmettere una portante non modulata, mentre la stazione in "terra ferma" deve essere costituita da due ricevitori che convertano a frequenze dell'ordine del KHz la portante ricevuta dalle due antenne –mantenendo inalterata l'informazione sulla fase – in modo che una scheda logica possa poi calcolarne lo sfasamento.

La conversione deve essere realizzata in modo coerente, ovvero i vari mixer dei due ricevitori dovranno usare gli stessi LO in modo da mantenere inalterata la fase – e ovviamente la frequenza – del segnale convertito.

La tecnologia maggiormente conosciuta per la realizzazione di questo tipo di apparato è sicuramente quella che ci porta ad un trasmettitore quarzato, per ridurre il rumore di fase, e un doppio ricevitore supereterodina che abbia almeno quattro conversioni per poter ottenere un buon filtraggio e quindi minimizzare gli effetti del rumore termico che ci porterebbe ad una misurazione dello sfasamento con un'incertezza aleatoria[1] che vorremo minimizzare.

Le specifiche per il trasmettitore e ricevitore sono le seguenti:

- Tensione di alimentazione: $11.5 \div 14\,Vdc$
- Potenza del trasmettitore di $20 \div 30 dBm$
- Velocità trasmissione dati 9600 bps

[1] L'incertezza aleatoria dello sfasamento può essere valutata attraverso la misurazione della deviazione standard della misura, o meglio attraverso la potenza del rumore AWGN presente in uscita. La deviazione standard sarà ovviamente la radice quadrata della varianza, e quindi della potenza di rumore.

- Sensibilità del ricevitore con $SNR = 30dB$ di $-70 \div -80dBm$
- Commutazione RX/TX a stato solido (diodi pin)
- Frequenza utilizzata: 2.304 GHz
- Minimizzazione del rumore di fase sia in trasmissione che ricezione

Vediamo due possibili modi per realizzare il RTX verificando le specifiche imposte.

2.1 RTX convenzionale con ricevitore supereterodina

In figura 2.1 è riportato lo schema di un ricetrasmettitore convenzionale preso come riferimento. Il trasmettitore utilizza un oscillatore quarzato per poter garantire un basso rumore di fase,ed è seguito da 6 o 7 stadi moltiplicatori che consentono di ottenere in uscita la frequenza voluta.

Il segnale per la trasmissione dati, d'ora in poi chiamato TXData, potrà essere applicato direttamente al diodo varicap del LO: la velocità di trasmissione cosi ottenuta sarà comunque bassa, dell'ordine dei 10 Kbps, ma comunque sufficiente al nostro scopo.

La parte finale del TX è ovviamente costituita dal PA[2], e da due diodi PIN di cui uno in serie ed uno shunt, che costituiscono il commutatore: basterà polarizzare i due diodi (che risultano connessi in serie in DC) al momento della trasmissione, e togliere la polarizzazione quando vogliamo riportare in ricezione l'RTX; per minimizzare le perdite per effetti parassiti capacitivi del diodo shunt, in ricezione, è possibile polarizzare il diodo shunt con una tensione leggermente negativa (di qualche volt): in questo modo si riduce la capacità di barriera.

La parte RX è composta dal LNA[3] seguito da alcuni stadi di conversione di frequenza in discesa: per la prima conversione è necessario utilizzare un LO che ci porti ad una frequenza prossima ai 300-400 MHz, facendo attenzione che la frequenza immagine non cada in una banda molto utilizzata da altri servizi.

Nella seconda conversione, per risparmiare,si utilizza come LO l'uscita di uno dei stadi moltiplicatori del LO di trasmissione, e comunque è necessario che la frequenza d'uscita sia 45 MHz, frequenza per cui sono già disponibili nel mercato i filtri passa banda: a questa frequenza è già disponibile un segnale sufficientemente filtrato per poterlo discriminare e recuperare i dati numerici ricevuti dalle altre stazioni; poiché come abbiamo detto la velocità di trasmissione non può essere elevata, conviene prelevare il segnale dati da discriminare dal terzo stadio di conversione, che fornirà in uscita un segnale a 5.5 MHz (anche questa frequenza standard), ed utilizzare un ulteriore filtro a 455 KHz per la quarta conversione, da cui potremo estrarre il segnale da inviare ai successivi comparatori per effettuare la misura dello sfasamento.

[2]Nella tecnica si usa il termine PA per indicare il Power Amplifier, ovvero l'amplificatore di potenza del trasmettitore.

[3]Con il termine LNA si indica il Low Noise Amplifier, ovvero il preamplificatore a basso rumore presente come primo stadio del ricevitore.

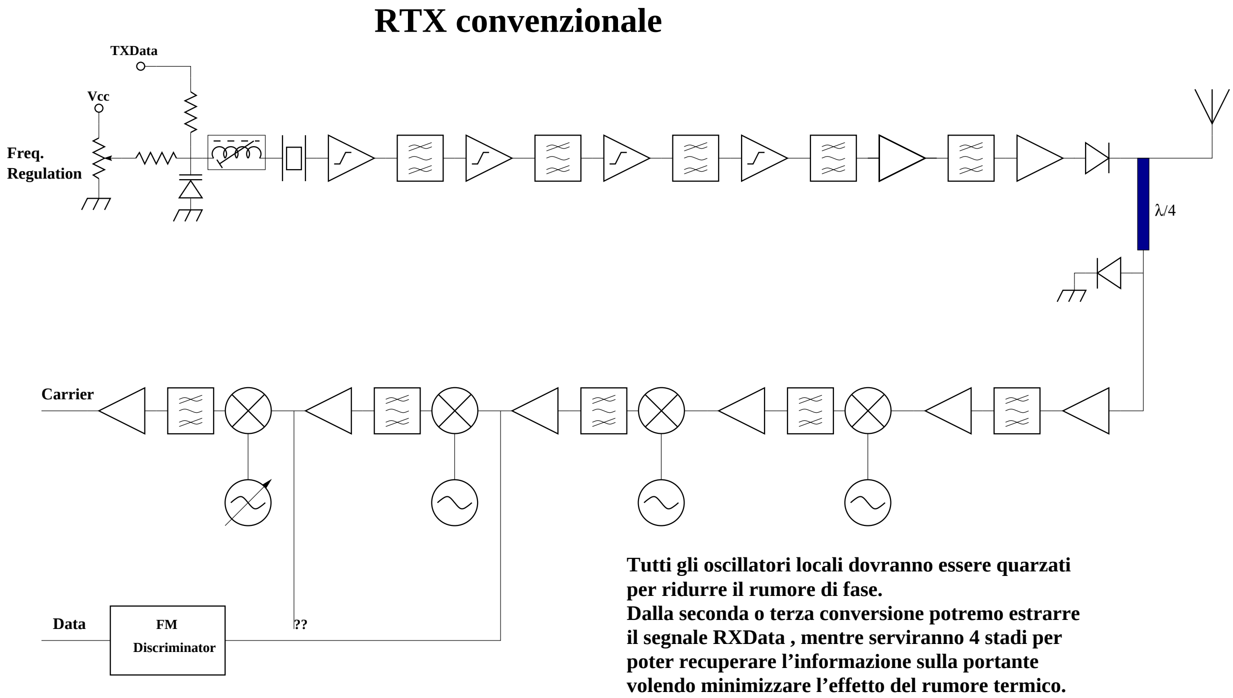

Figura 2.1: schema di un ricetrasmettitore convenzionale

I filtri a 455 KHz consentono di ottenere larghezze di banda dell'ordine dei 10 KHz, per cui sufficienti alla minimizzazione degli effetti del rumore termico sul segnale ricevuto, che come riportato in [1], avrà una frequenza di circa 1 KHz. Questo significa che tra il trasmettitore ed il doppio ricevitore ci dovrà essere uno scostamento di frequenza di circa 1 KHz per poter effettuare la comparazione di fase, e comunque si dovrà tener conto delle derive termiche che ci sposteranno da questa condizione ideale: per questo è necessario che l'ultimo o penultimo LO del circuito RX abbia una sintonia variabile: sempre al fine di minimizzare l'errore di fase, non potrà essere utilizzato un VCO[4], ma dovrà essere impiegato un VCXO[5] in cui si effettua il tuning della frequenza agendo sulla tensione del varicap posto in serie al quarzo.

2.2 Pregi e difetti del RTX convenzionale

Il sistema verifica certamente le specifiche imposte; inoltre la tecnologia in uso risulta consolidata ormai da decenni, e in commercio si trovano già tutti i filtri di conversione

[4]VCO è l'acronimo di Voltage Controlled Oscillator, e indica un oscillatore a sintonia variabile agendo solitamente sulla tensione di un diodo varactor utilizzato insieme ad un induttore come circuito risonante. La proprietà principale del VCO è la capacità di ottenere un ampio range di frequenze (anche un'ottava!).

[5]VCXO è l'acronimo di Voltage Controlled Xtal Oscillator, in cui la sintonia viene fatta attraverso la regolazione della tensione sul diodo varactor posto in serie al quarzo. Viene utilizzato laddove è richiesta una ottima stabilità in frequenza.

necessari, ad eccezione del primo, ad un costo modesto.

Tuttavia, a causa della perdita di inserzione di ciascun filtro di conversione, è necessario amplificare notevolmente il segnale già in RF[6] e sappiamo che i dispositivi amplificatori in RF costano molto piú di quelli per basse frequenze.

La necessità di avere piú LO introduce inoltre un costo aggiuntivo non indifferente: si dovrà infatti far tagliare i quarzi per la frequenza voluta, cosicché il costo per un successivo spostamento in frequenza risulta notevole; ciascun LO e il primo filtro accordato richiedono inoltre la taratura.

Ciò che però rende il progetto inutilizzabile è il fatto che la fase del segnale, passando attraverso un numero cosí elevato di stadi di conversione (almeno quattro), e quindi da altrettanti filtri, risulterà fortemente dipendente dalla temperatura e dall'invecchiamento dei componenti. Infatti i filtri di conversione saranno necessariamente ad alto Q , e quindi uno spostamento della frequenza introdurrà una variazione di fase notevole: il doppio ricevitore ci fornirà quindi due segnali la cui fase risulta funzione anche della temperatura e del tempo, quindi la misura dello sfasamento dei due canali sarà non attendibile.

2.3 RTX a frequenza intermedia nulla

L'idea di realizzare ricetrasmettitori a conversione diretta e Zero-IF è abbastanza recente, ed ancor oggi la si riscontra difficilmente nei sistemi a larga scala come i telefoni cellulari[2] che piú facilmente si prestano a questo tipo di tecnologia, in cui il DSP (Digital Signal Processor) può svolgere il compito di processare i segnali IF a frequenza zero.

Tutt'oggi, quasi tutti i cellulari e altri sistemi di trasmissione numerica la cui parte di modulazione e demodulazione è schematizzabile con un modello a due vie in quadratura – come i vari RTX per trasmissione BPSK e QPSK – vengono ancora realizzati con la tecnologia convenzionale di cui sopra, nonostante siano intrinsecamente predisposte per una modulazione/demodulazione coerente.

Vale la pena addentrarci in questa "nuova filosofia" ? Verranno fatte le dovute considerazioni, prendendo come riferimento la figura 2.2 in cui è schematizzato un RTX Zero-IF.

La parte di trasmissione è identica a quella precedente, salvo per quanto riguarda la trasmissione dati che è preferibile fare in BPSK per avere una maggiore efficienza spettrale e una Peb[7] inferiore rispetto al sistema FM, a parità di segnale ricevuto.

Si noti che i mixer di conversione devono essere subarmonici, ovvero devono essere pilotati dal segnale del LO a frequenza pari a $\frac{f_o}{2}$o $\frac{f_o}{3}$ in cui f_o è la frequenza d'uscita: questo accorgimento è obbligatorio in tutte le radio a conversione diretta o Zero-IF affinchè il ricevitore non sia desensiblizzato dalle componenti spettrali generate dal LO.

Il LNA risulta essere uguale a quello della radio convenzionale, ed è collegato diretta-

[6]RF sta ad indicare Radio Frequency , ovvero frequenze radio che solitamente sono comprese fra 300KHz e 300GHz.

[7]Indico con Peb la probabilità di errore media per bit

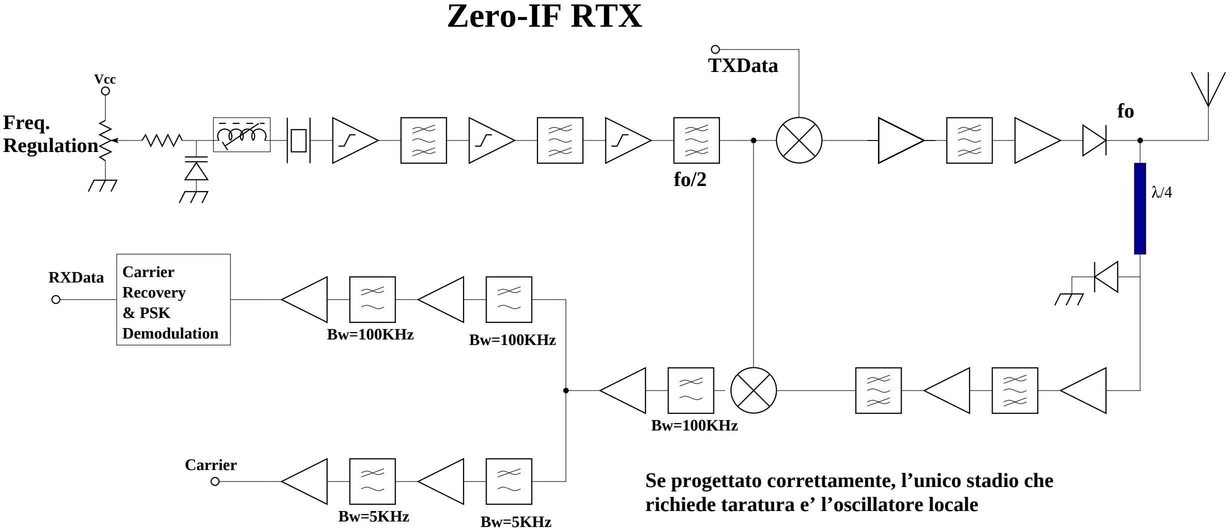

Figura 2.2: schema di un ricetrasmettitore a frequenza intermedia nulla

mente all'unico mixer subarmonico del ricevitore, che converte il segnale direttamente a frequenze dell'ordine del KHz.

Seguiranno due amplificatori AGC[8] caratterizzati da un filtraggio diverso: la catena in alto è utilizzata per amplificare il segnale da cui sarà poi necessario estrarre i dati numerici: è opportuno ricordare che tale segnale non sarà pronto per la demodulazione, in quanto è in esso presente la componente sinusoidale pari alla differenza di frequenza, che chiameremo Δf, fra la stazione che trasmette e f_0[9]; è quindi necessario avere sia la via in fase che quella in quadratura per poter collegare un loop di Costas[5] al fine di controruotare il vettore inviluppo risultante della frequenza Δf; si noti che il loop di Costas agisce su frequenze dell'ordine del KHz, quindi può essere implementato in forma digitale.

La catena in basso è invece caratterizzata da un filtraggio a circa 5 Khz che consente al segnale Carrier a frequenza Δf di essere amplificato minimizzando gli effetti del rumore.

La sintonia del VCXO viene effettuata dal microcontrollore affinché la frequenza del segnale Carrier abbia un valore ottimale per la comparazione di fase.

2.4 Pregi e difetti del RTX a frequenza intermedia nulla

Dallo schema di figura 2.2 si evince la semplicità architetturale di questa tecnologia, che riduce drasticamente i costi in quanto viene utilizzato un unico LO sia per il ricevitore che

[8]Automatic Gain Control: è un circuito che regola l'amplificazione a seconda del livello del segnale in uscita.

[9]Sia f_o la frequenza RX della nostra stazione, e f_0' la frequenza TX della stazione attualmente in trasmissione: chiamiamo $\Delta f = f_0' - f_0$. Il segnale ricevuto dopo il mixer subarmonico sarà del tipo $V_r \cos[2\pi * \Delta f * t - \phi_0 + \alpha(t)]$ in cui $\alpha(t)$rappresenta il contenuto del segnale numerico ricevuto.
Per la demodulazione dovremo quindi eliminare la componente rotazionale a frequenza Δf.

per il trasmettitore; questo significa che basterà tagliare un solo quarzo per la frequenza voluta.

Per quanto riguarda la sezione di ricezione, si può notare come la maggior parte del guadagno venga assegnato agli stadi di frequenza intermedia, e quindi con amplificatori con banda passante di 5 e 100KHz: questo significa che si potranno utilizzare componenti low-cost di altissima qualità (un transistor che ha un guadagno di 13dB a 2GHz costa 10 volte quanto un transistor dal guadagno di 30dB a 100KHz); si tenga inoltre presente che la realizzazione di stadi amplificatori nella gamma delle microonde risulta alquanto difficoltosa a causa degli effetti parassiti dei componenti e della natura distribuita delle capacità e induttanze.

Per quanto riguarda il filtraggio, gran parte viene fatto direttamente sul laminato in tecnologia microstrip, e non richiede quindi taratura; vi saranno poi dei circuiti accordati negli stadi moltiplicatori del LO che, come nella radio convenzionale, richiederanno taratura.

La novità consiste nel filtraggio della unica sezione IF, costituita da filtri RC passa-basso: il basso Q di questi filtri, rispetto a quelli utilizzati nello schema convenzionale, risulta di estrema importanza perché, oltre a minimizzare il costo e non richiedere taratura, comporterà una minore dipendenza della fase del Carrier dalla temperatura e dal tempo; questo è il requisito piú importante per l'affidabilità del sistema di monitoraggio.

L'unico difetto di questo schema, peraltro superabile facilmente, consiste nella necessità di una buona schermatura devi vari moduli che lo compongono, ed in particolar modo la schermatura del LNA e del mixer di conversione in discesa dal LO.

Riassumendo brevemente, i vantaggi ottenuti da questo schema sono:

- maggiore affidabilità nella lettura dello sfasamento, dovuta al basso Q dei filtri impiegati
- riduzione dei costi materiali in quanto la sezione di ricezione opera per la maggior parte a frequenza zero
- riduzione dei costi di taratura: l'unico stadio che richiede taratura è l'unico LO
- la banda del ricevitore può essere stretta a piacere, data la facilità di realizzazione dei filtri RC.

Dal momento che l'unico svantaggio di questo sistema è la richiesta di una buona schermatura, e considerati i numerosi problemi dello schema convenzionale, si è optato per la progettazione di entrambi gli apparati secondo un modello Zero-IF.

Capitolo 3

Sistema radio Zero-IF: parte RF

Da come è stato rappresentato lo schema in figura 2.2, la parte RF del doppio ricevitore necessita di una sola modifica nella sezione di ricezione in quanto, come precisato nella nota della sezione 2.3, al fine della demodulazione del segnale BPSK è necessario avere sia la via in fase che la via in quadratura: questo comporta l'introduzione di un anello ibrido a 90 gradi, seguito da due mixer – uno per la via in fase e uno per la via in quadratura. Lo schema a blocchi dettagliato è visibile in figura 3.1.

La stazione in frana risulta invece piú semplice in quanto necessita di un solo ricevitore e un solo trasmettitore: quest'ultimo dovrà essere predisposto per poter inviare dati oppure una portante (non modulata), e lo schema è visibile in figura3.2.

La costruzione dei due apparati radio è stata fatta tenendo presente sia l'esigenza di buona schermatura fra i vari stadi, sia la necessità di poter riutilizzare piú volte i vari PCB[1] per la costruzione di entrambi gli apparati.

I circuiti stampati, realizzati in tecnologia microstrip, si rifanno ad un modello di radio già noto presentato da Matjaz Vidmar in [3].

Vediamo i vari blocchi funzionali in dettaglio.

3.1 Oscillatore locale a 576 MHz

Il primo blocco presente in entrambi gli apparati è l'oscillatore locale, che partendo da un quarzo da 16 MHz produce in uscita la frequenza di 576 MHz pari ad $\frac{1}{4}$della frequenza finale. Mentre nel caso del trasmettitore la frequenza d'uscita risulta fissa, per il doppio ricevitore questa dovrà essere variabile all'interno di un range di circa $10 \div 15\, KHz$, corrispondente alla massima variazione possibile dovuta alle escursioni termiche; nel doppio ricevitore viene pertanto utilizzato un VCXO la cui tensione sul varicap sarà impostata in modo digitale dal microcontrollore attraverso un DAC[2] a 12 bit.

[1]PCB è l'acronimo di Printed Circuit Board , ovvero circuito stampato.
I due apparati radio fanno uso di circuiti stampati su supporto FR4 (vetronite) con spessore di 0.8mm per la parte RF (per minimizzare gli effetti di bordo e l'area occupata dalle microstrip) e di 1.6mm per la parte IF e logica.

[2]Digital-to-Analog Converter, ovvero convertitore digitale→analogico.

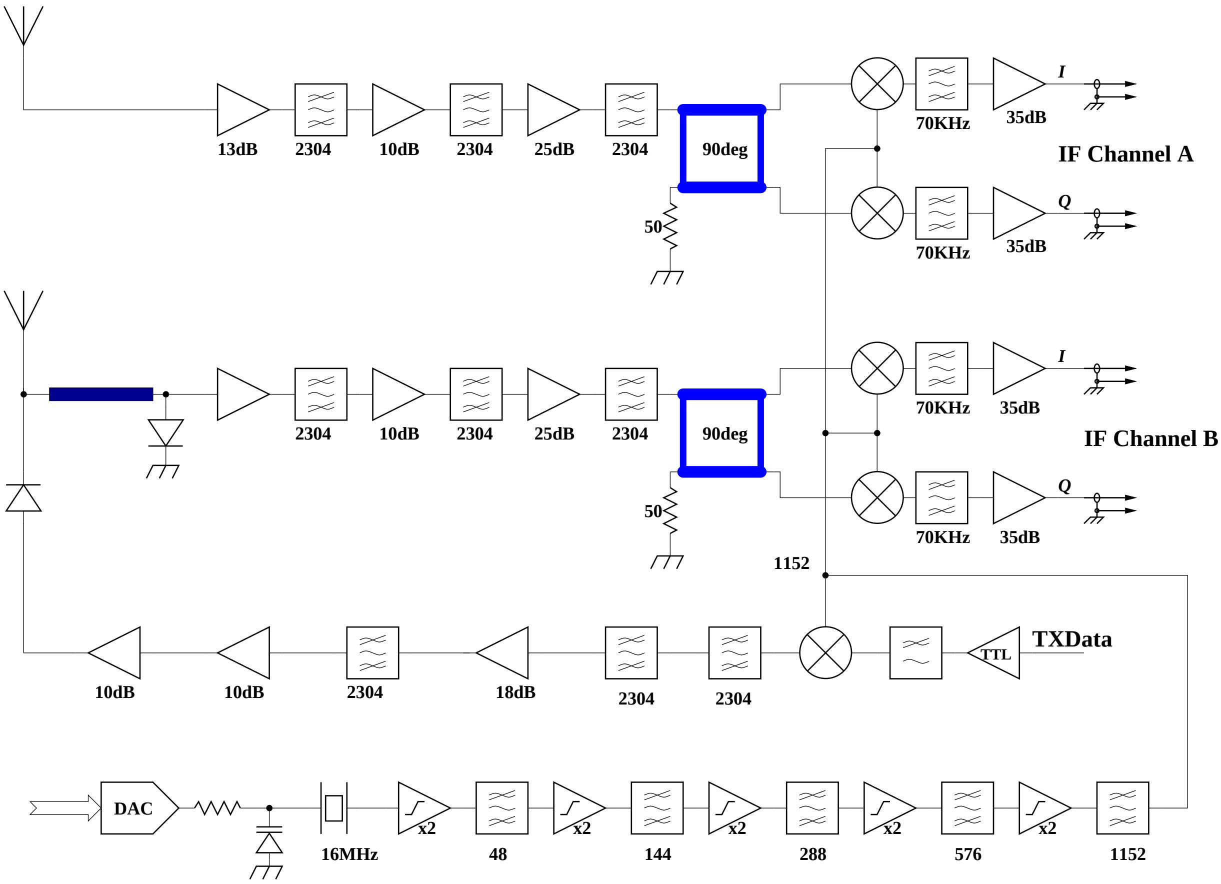

Figura 3.1: schema a blocchi parte RF del doppio ricevitore

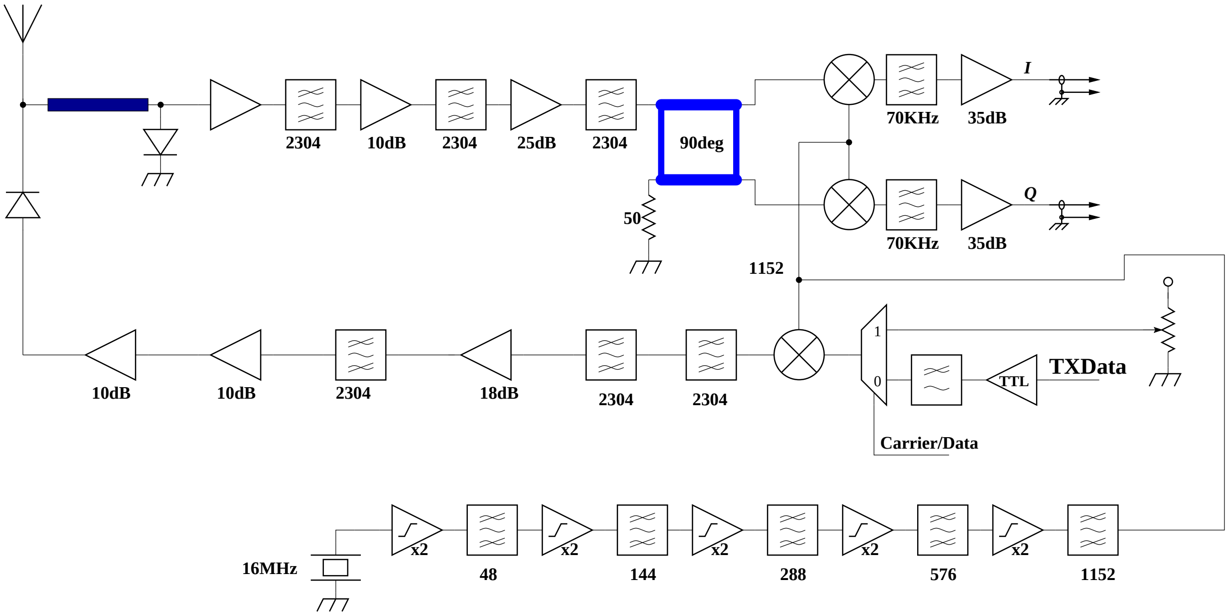

Figura 3.2: schema a blocchi parte RF del trasmettitore

Nelle figure 3.3 e 3.4 sono riportati gli schemi elettrici degli oscillatori locali utilizzati rispettivamente nel doppio ricevitore e nel trasmettitore. È evidente come l'unica parte

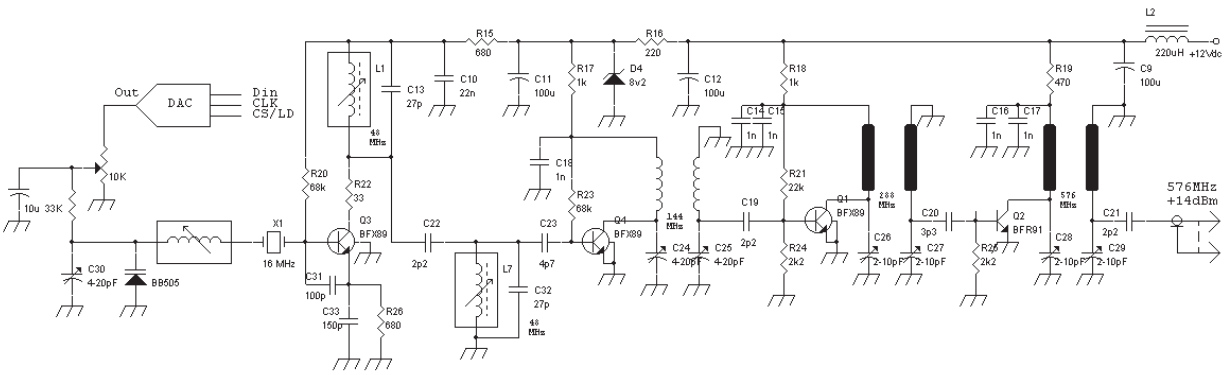

Figura 3.3: schema elettrico del LO nel formato VCXO

che cambia sia il primo stadio di oscillazione del quarzo a 16 MHz, che nel primo schema è controllato in tensione.

L'idea di utilizzare un quarzo a 16 MHz deriva soltanto da ragioni economiche e di tempo: trattasi di un comunissimo quarzo "da computer" reperibile ovunque, che però presenta due inconvenienti: non garantisce una sufficiente stabilità al variare della temperatura – problema risolvibile con un quarzo in overtone o con un TCXO – ed introduce delle righe spettrali attenuabili non piú di 60dB rispetto alla fondamentale alla frequenza d'uscita $f_0 \pm 16MHz$. La realizzazione definitiva farà certamente uso di un quarzo overtone a 36

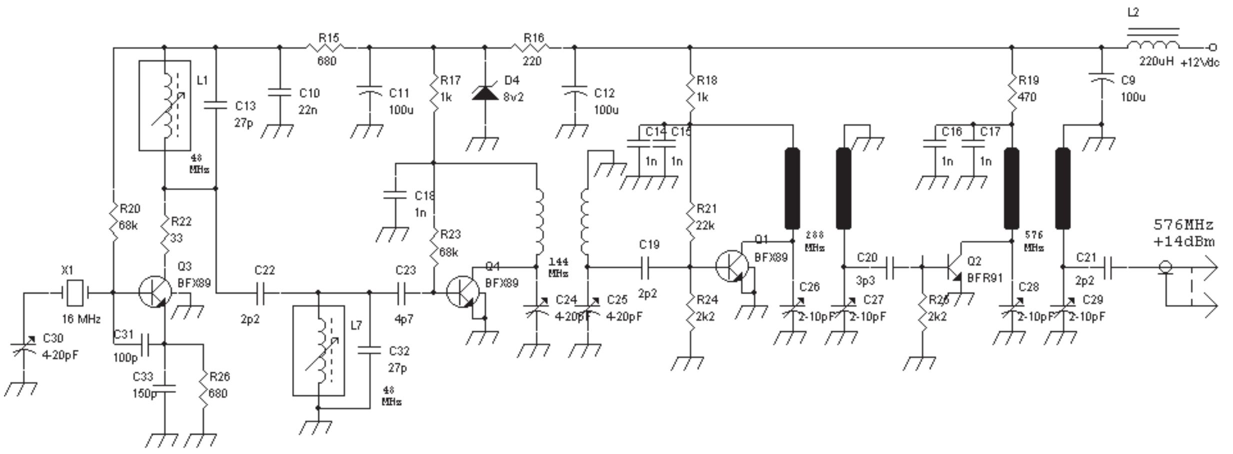

Figura 3.4: schema elettrico del LO

MHz, ed i primi due stadi del LO saranno di conseguenza dei duplicatori anziché triplicatori di frequenza. Verrà discussa in sezione 7.3 la possibilità di utilizzo di un oscillatore quarzato a temperatura controllata.

Ritengo che l'utilizzo di altri risonatori come i DR[3] e risonatori SAW[4] non sia giustificabile per il costo iniziale di fabbricazione amortizzabile solo con la costruzione di centinaia di apparati radio; inoltre il loro Q risulta comunque piú basso del quarzo, e quindi la qualità del segnale generato sarà maggiormente inficiata dal rumore di fase.

In questo schema si può notare la prenseza di un primo stadio che contemporaneamente effettua le operazioni di oscillazione e triplicazione, fornendo in uscita un segnale a frequenza di 48 MHz; l'accordo viene fatto attraverso le due bobine montate su supporto in ferrite schermato.

Seguirà un ulteriore stadio triplicatore, e altri due stadi duplicatori, ciascuno dei quali viene accordato mediante due compensatori capacitivi; la frequenza d'uscita sarà pari ad $\frac{1}{4}$ della frequenza f_0 per cui è progettata la radio.

Per minimizzare la dipendenza della frequenza di oscillazione dalla tensione di alimentazione, primi due stadi sono alimentati ad una tensione stabilizzata di 8.2 volt; gli stadi seguenti sono invece alimentati direttamente alla tensione di batteria[5] per avere una maggiore potenza d'uscita; in questo caso però la potenza d'uscita del LO sarà dipendente dalla tensione di alimentazione.

Come evidenziato in sezione 2.4 questo è l'unico stadio che richiede taratura.

[3]Dielectric Resonator, ovvero pastiglie ceramiche utilizzate per oscillatori a frequenze dell'ordine delle decine di GHz.

[4]Surface Acoustic Wave, ovvero risonatori a onda superficiale, utilizzabili a frequenze dell'ordine delle decine e centinaia di MHz.

[5]Il sistema è previsto per l'alimentazione con batteria di backup a 12 volt, e quindi può funzionare nel range di tensione di 12-14 volt.

Laddove sia possibile collegare il sistema alla rete, sarà opportuno utilizzare un alimentatore stabilizzato a 13.8Vdc 0.5A connesso direttamente in parallelo ad una batteria.

3.2 Duplicatore e modulatore PSK subarmonico

Nella sezione di trasmissione, presente in entrambi gli apparati, vi è il circuito schematizzato in figura 3.5 che risulta composto di 4 blocchi fondamentali:

1. accoppiatore direzionale che preleva circa un centesimo della potenza che arriva dal LO: in questo modo non serviranno power splitters per collegare il LO alle sezioni di ricezione e trasmissione

2. amplificatore/duplicatore di frequenza, seguito da un ulteriore amplificatore e filtraggio alla metà della frequenza finale f_0

3. mixer subarmonico seguito dal filtraggio alla frequenza finale f_0

4. amplificazione

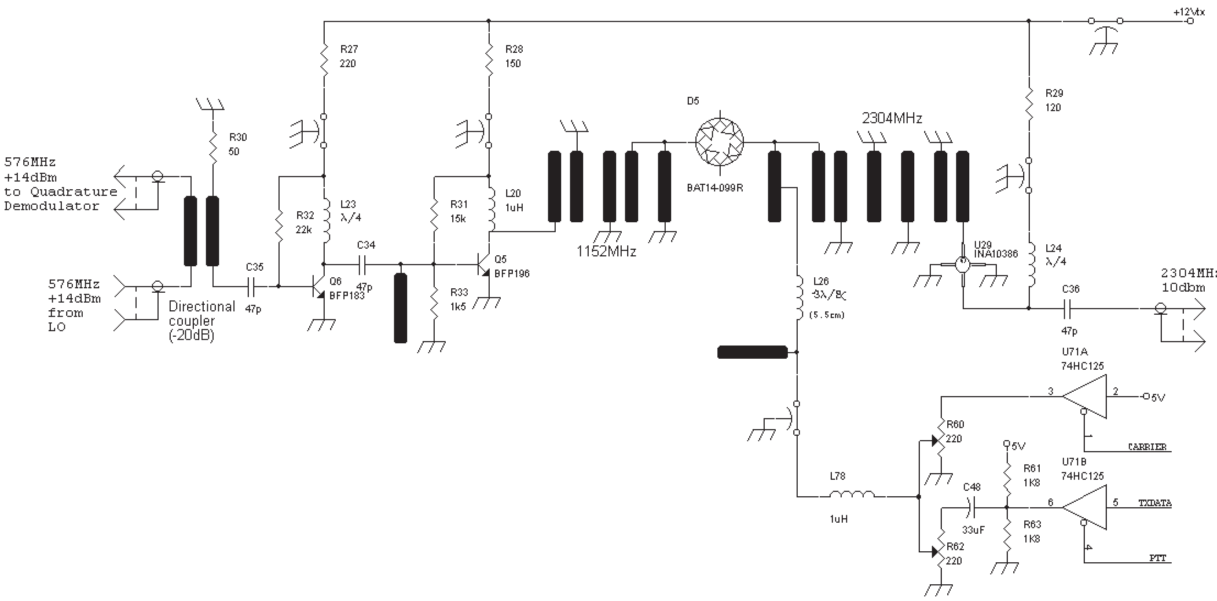

Figura 3.5: schema elettrico del modulatore PSK

Come già detto in sezione 2.4, è necessario che le componenti armoniche alla frequenza finale prodotte dal LO e da altri stadi giungano al ricevitore molto attenuate; per questo è stata scelta $\frac{1}{4}f_o$ anziché $\frac{1}{2}f_o$ come frequenza per il LO; inoltre gli stadi moltiplicatori/amplificatori del modulatore non saranno alimentati durante la ricezione, per non produrre l'effetto indesiderato che consiste nella desensibilizzazione del ricevitore.

Si noti che per ragioni economiche è stato utilizzato un mixer non bilanciato a diodi; per incrementare il segnale in uscita ed avere componenti spettrali di ordine superiore al terzo di piccola intensità è stata scelta una quaterna di diodi in configurazione ring anziché il classico doppio diodo in controfase.

Il segnale modulante, applicato nel punto a bassa impedenza della microstrip dopo il diodo, sarà un segnale quasi rettangolare a valor medio nullo e ampiezza regolabile attraverso un trimmer per ottenere la massima potenza di uscita (corretta polarizzazione dei diodi); per ottenere in modo semplice l'annullamento della componente continua si è fatto uso di un condensatore di disaccoppiamento che mantiene una tensione sufficientemente costante solo nel caso in cui il bitrate non scenda sotto i 50Kbps.

Nel caso del trasmettitore in frana, che dovrà poter trasmettere anche un segnale non modulato (Carrier), si dovrà fornire al mixer un segnale a tensione costante tale da mantenere sempre polarizzato uno dei due rami del ring; per semplicità viene applicato una tensione positiva stabilizzata e regolata attraverso un trimmer affinché sia massima la potenza d'uscita.

3.3 Amplificatore di potenza e front-end

Come indicato nello schema di figura 3.6, in un unico PCB sono state incluse le sezioni

1. circuito di eccitazione e amplificatore di potenza (PA), che attraverso il MeSFET CLY2 fornisce in uscita 26dBm.
2. preamplificatore a bassa figura di rumore (LNA) che utilizza il HEMT ATF35176 come primo stadio e il BJT BFP181 come secondo stadio; la cifra di rumore del LNA cosí ottenuto si attesta intorno ai $0.9 \div 1dB$.
3. commutazione d'antenna TX/RX formato da due diodi PIN: il BAR63-03W (con basse capacità parassite) in serie e il BAR80 (con bassa induttanza parassita) come diodo shunt.

A prima vista, il ridottissimo package del CLY2 – connesso al piano di massa che funge da dissipatore attraverso i due piedini di source – potrebbe far supporre che la sua temperatura cresca in modo cosí veloce da non consentire la trasmissione per tempi superiori a qualche secondo.

Essendo però il funzionamento del PA in classe D, in quanto il segnale trasmesso è sempre ad inviluppo costante, nel caso in cui l'antenna sia sufficientemente adattata il tempo di vita del MeSFET risulta superiore ai 10 minuti.

È stata fatta una misura con return loss pari a 8dB – quindi non certo in condizioni di adattamento – e amplificatore in trasmissione per 10 minuti senza rilevare alcun danno.

Per la stabilizzazione a circa 2 volt della tensione di alimentazione del HEMT si è fatto ricorso ad un diodo led polarizzato direttamente: con questa soluzione si è ridotta la figura di rumore che sarebbe stata ben piú alta nel caso si fosse utilizzato un diodo zener a causa del rumore generato dalla ionizzazione da impatto.

L'alimentazione del PA e la polarizzazione dei due diodi PIN per la commutazione viene data solo durante la trasmissione; al contrario, i due semiconduttori che costituiscono il LNA vengono alimentati solo in ricezione.

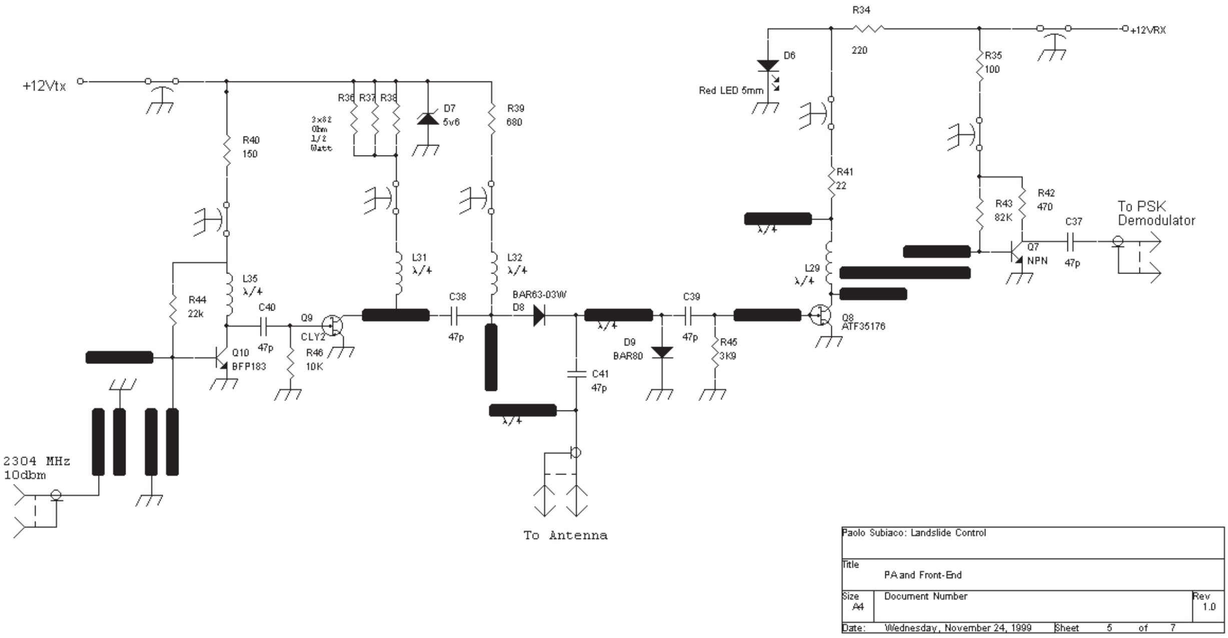

Figura 3.6: schema elettrico del RF-Switch/PA/Front-End

Volendo migliorare di qualche frazione di dB la ricezione, è possibile polarizzare con una tensione leggermente negativa il BAR80 per ridurre la sua capacità di transizione (o di bariera) e quindi minimizzare il leakage verso massa; questo accorgimento non risulta molto significativo alla frequenza in uso, ma sarà sicuramente utile qualora si intenda utilizzare frequenze piú alte.

3.4 Convertitore in discesa a due vie

Come riportato all'inizio di questo capitolo, per la corretta demodulazione PSK è necessario avere un demodulatore in quadratura, seguito da una conversione in discesa. In figura 3.7 è riportato lo schema che svolge questo compito.

Il BFP196 esegue la duplicazione del segnale già alto del LO, che verrà usato per il pilotaggio dei due mixer costituiti dai BAT14-099R; la porta RF dei mixer riceve il segnale RF proveniente dal LNA ulteriormente amplificato dal MMIC INA03184 e sfasato di 90 gradi dall'anello ibrido realizzato in tecnologia microstrip direttamente sul PCB.

Il primo filtraggio, con larghezza di banda di circa 70KHz viene svolto dalle induttanze presenti all'ingresso del primo stadio amplificatore IF costituito dal BF199.

Anche questo stadio non richiede taratura: bisogna soltanto avere l'accortezza di effettuare i collegamenti RF in modo da mantenere l'impedenza a 50 Ohm, altrimenti sarà necessario un minimo di *pagliuzzamento*[6] sulle prime microstrip a cui è collegato il LO o il

[6]In gergo si indica con "pagliuzzamento" la creazione di stub[?] in tecnologia microstrip attraverso l'applicazione di piccole e sottili lamine di ottone direttamente alle microstrisce; in questo modo si creano

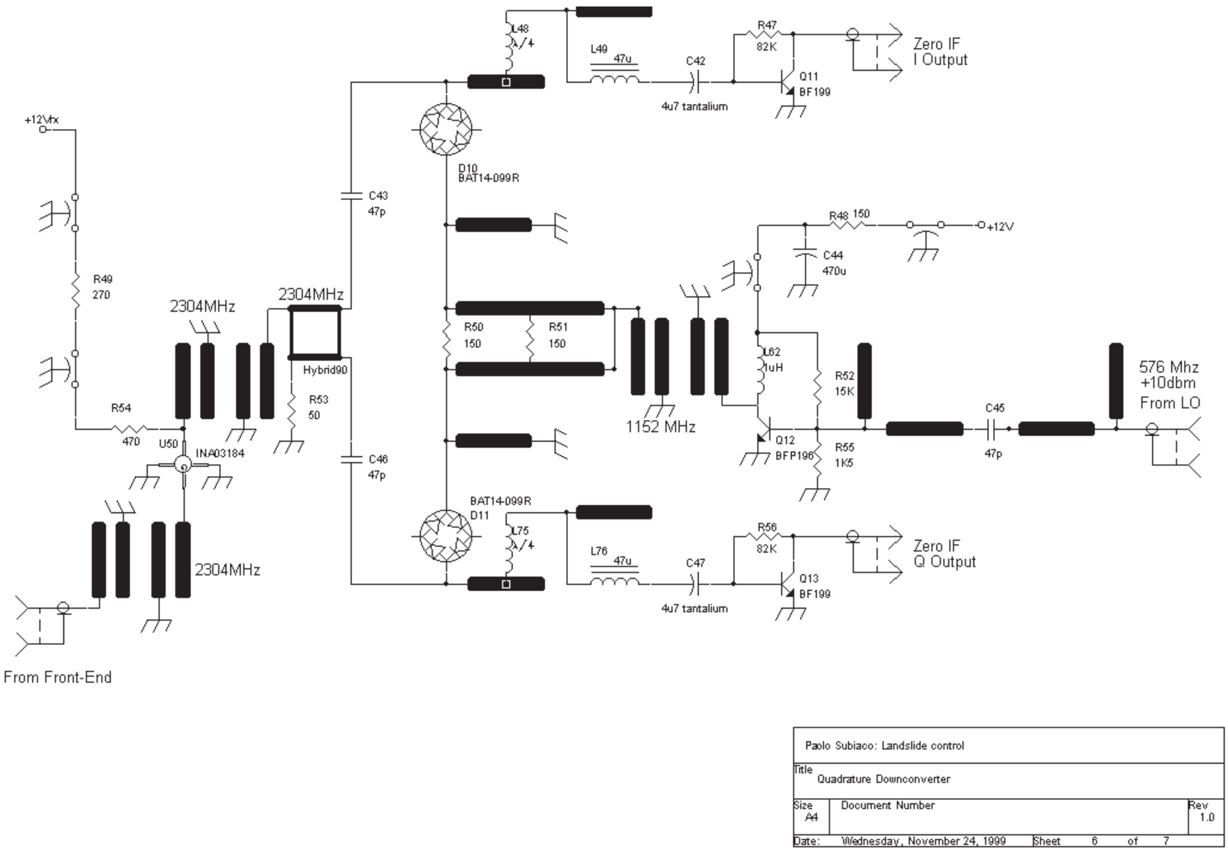

Figura 3.7: schema elettrico del convertitore in discesa a due vie

segnale RF per guadagnare i $2 \div 3dB$ persi con il disadattamento.

3.5 Considerazioni riassuntive sulla parte RF

Si è visto come l'unico stadio che richieda taratura sia l'oscillatore locale; per ottimizzare le prestazioni sarebbe necessario eseguire la taratura mediante oscilloscopio, analizzatore di spettro, power meter e generatore RF.

Si noti che le distanze da coprire sono al massimo di qualche Km, per cui l'ottimizzazione del ricevitore e del trasmettitore non è indispensabile: sarà quindi possibile eseguire la taratura mediante l'ausilio di oscilloscopio e analizzatore di spettro, già presenti in laboratorio; in questo caso le prestazioni potranno essere degradate non piú 1 dB per quanto riguarda la potenza di uscita, e non piú di 10 dB per quanto riguarda la sensibilità del ricevitore.

Il montaggio è realizzato in tecnologia microstrip utilizzando componenti SMD[7] in modo da minimizzare le capacità parassite e soprattutto le induttanze dovute ai lunghi reofori dei dispositivi tradizionali che porterebbero ad una alterazione dell'impedenza inducendo possibili instabilità.

Una limitazione dovuta all'uso della tecnologia SMT è forse la necessità di dover acquistare i pezzi per il montaggio in RIL o MiniRIL[8] per poter ottenere un costo contenuto, altrimenti bisognerà rivolgersi a negozi specializzati a cui è possibile ordinare quantitativi limitati di componenti a costi nettamente superiori.

L' utilizzo della tecnologia SMT è comunque una scelta obbligata, e non solo per le prestazioni ottenibili come anzi detto, ma anche in vista di una possibile realizzazione in serie dal momento che il costo di montaggio risulta notevolmente abbattuto nel caso di montaggio automatico anzichè manuale, e numerose sono le ditte che effettuano il montaggio SMT.

---

delle capacità o induttanze (a seconda della larghezza delle lamine) con lo scopo di migliorare l'adattamento d'impedenza.

[7]SMD è l'acronimo di Sourface Mounting Devices, e specifica quindi che il componente è a montaggio superficiale: questo tipo di tecnologia si chiama SMT , ovvero Sourface Mounting Technology.

[8]I RIL sono i rotoli in cui vengono inseriti i componenti SMD per lo stoccaggio,la vendita, e il montaggio meccanico su scheda. Contengono solitamente 3000-5000 pezzi.

Semiconduttori ad elevato costo vengono venduti anche in MiniRIL, i quali contengono solitamente dai 300-1000 pezzi.

Capitolo 4

Sistema radio Zero-IF: parte IF

La parte IF della radio è stata realizzata, come si vedrà, facendo uso di componenti a montaggio tradizionale, non SMT, per la migliore reperibilità dei componenti.
Chiaramente una possibile realizzazione in serie di questo progetto implicherà una reingegnerizzazione completa al fine di poter sviluppare l'intero progetto in tecnologia SMT, in modo che la costruzione sia poi economicamente conveniente.

Vedremo come la maggior parte del guadagno, in ricezione, sarà effettuato a frequenza zero con amplificatori a bassissimo costo che fanno uso di transistor come il BC548 che consente la realizzazione di uno stadio avente un guadagno di ben 35dB e dal costo di 50 lire al pezzo; ricordo ancora che la realizzazione di una radio convenzionale ci avrebbe obbligato a sostituire uno di questi transistor con almeno due stadi amplificatori a transistor in RF con reti di adattamento di impedenza, e costi 100 volte superiori.

Sono stati usati differenti circuiti amplificatori, entrambi con AGC, per la parte di ricezione dati numerici e la parte di ricezione del segnale sul quale verrà fatta la comparazione di fase. Infatti il primo necessita di una banda passante di circa 100KHz, e il secondo di 5 KHz.

4.1 Amplificatore con AGC a banda stretta

Lo schema di figura 4.1 mostra il principio con cui è stato realizzato l'amplificatore IF a banda stretta che fornisce in uscita i segnali in quadratura che verranno successivamente squadrati e utilizzati per la comparazione di fase.

Il blocco indicato in tratteggio rappresenta lo schema interno presente nel circuito integrato CMOS 4049 che viene utilizzato come transconduttanza variabile per la regolazione del guadagno; infatti ai gate viene applicato una tensione pari al valore dell'intensità del segnale ricevuto. Questo livello di tensione potrà poi essere bufferizzato (attraverso un amplificatore operazionale), amplificato in modo logartimico e misurato attraverso un ADC ottenendo quindi una misurazione dell'intensità del segnale ricevuto.

La costante di tempo data dal condensatore da $1\mu F$ e la resistenza da $2.2M\Omega$ regola la velocità di stabilizzazione dell'anello AGC nei transitori di commutazione, e può essere

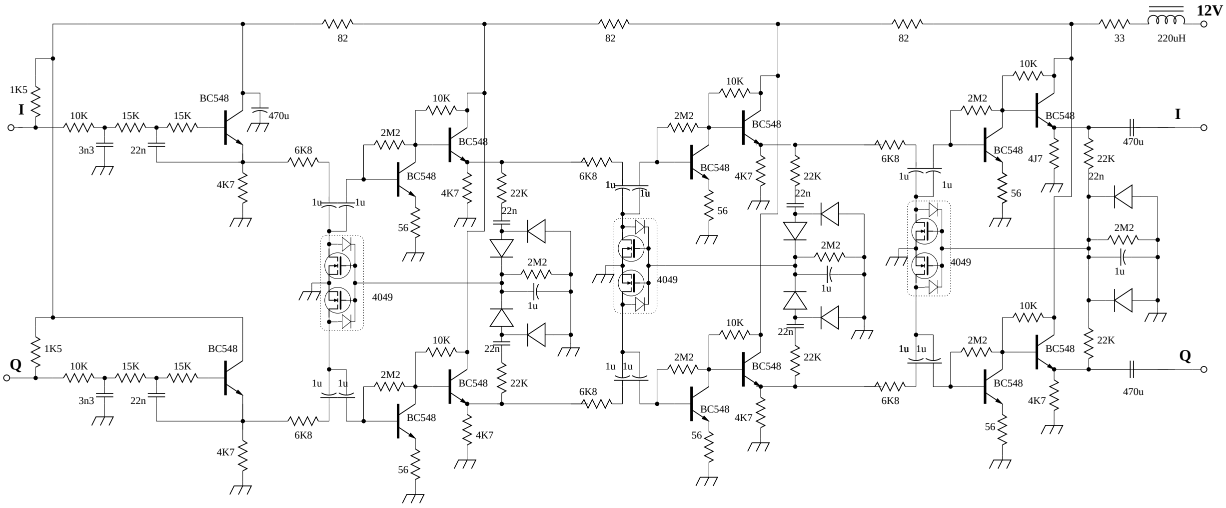

Figura 4.1: schema elettrico amplificatore IF con AGC a banda stretta

ridotta per minimizzare il tempo da aspettare prima di poter effettuare la misurazione di fase; un valore cosi alto consente però una migliore stabilità dell'anello, e comunque i primi 2 secondi vengono spesi dal doppio ricevitore per poter impostare finemente la frequenza di ricezione attraverso la regolazione del VCXO.

Poiché sui gate dei transistori MOS utilizzati come transconduttanza è presente un livello di segnale proporzionale all'intensità del segnale ricevuto, è possibile un buffer (nella fattispecie un amplificatore operazionale) seguito da un ADC per la misurazione del segnale RF ricevuto.

Si segnala che per la comparazione di fase basterebbe che ogni ricevitore fornisca un solo segnale in uscita, mentre lo stadio AGC di figura 4.1 ne fornisce due: in questo modo si aumenta di poco il costo di realizzazione, con il vantaggio di poter poi avere una migliore affidabilità in quanto il microcontrollore potrà utilizzare la via I o Q a seconda delle preferenze; si pensi ad esempio alla possibilità che si guasti nella parte RF o IF qualche componente relativo ad una delle due vie: in questo modo ci sarà sempre una via utilizzabile.

4.2 Amplificatore con AGC a banda larga e loop di Costas

Lo schema è praticamente identico a quello di figura 4.1, in cui la banda passante è stata allargata a 100 KHz circa, e pertanto sono stati sostituiti i BC548 con dei transistori con maggiore frequenza di taglio, ovvero i BF199.

È composto sempre da 3 stadi amplificatori, ognuno dei quali ha il proprio anello di AGC, ed infine vi sono altri due transistor che funzionano da invertitori per avere in uscita i segnali +I +Q -I -Q che verranno di seguito forniti al loop di Costas per l'eliminazione della componente rotativa a frequenza Δf.

Infatti i segnali +I +Q -I -Q andranno all'ingresso di due reti resistive ad anello che presentano 4 ingressi a 90 gradi e 16 uscite sfasate di 22.5 gradi, in modo da ricostruire in una di queste il segnale ricevuto $V_r\, e^{j2\pi f_0 t}\, e^{j2\pi\Delta f_0}\, e^{j\alpha(t)}\, e^{-j\varphi_o}$ e nell'altra lo stesso segnale sfasato di 90 gradi.

Le due reti saranno collegate a due commutatori analogici a 16 poli i cui ingressi di selezione A,B,C,D saranno comandati da un contatore UP/DOWN a 4 bit.

Una rete di controllo sincrona è predisposta per incrementare o decrementare il valore del contatore a seconda che il segnale prelevato da uno dei commutatori sia maggiore o minore di zero.

Il target è quindi far girare il commutatore in modo da ottenere in uscita al primo anello un segnale sempre nullo: in questo modo potrà essere prelevato dal secondo commutatore un segnale di ampiezza massima (essendo sfasato di 90 gradi) il cui segno è proprio corrispondente al valore del bit da ricevere.

È a questo punto ovvio che la fase φ_0 determinerà il segno del bit ricevuto, ma verrà meglio spiegato nella sezione 4.3 come ovviare in modo semplice a questo problema.

A questo punto avremo la sequenza di bit, con l'ambiguita del segno, disponibile per essere decodificata e trasmessa al microcontrollore per l'elaborazione.

4.3 Sincronizzatore/scrambler per trasmissione dati

Per la trasmissione e ricezione dati, il controllore utilizza un bitrate di 9600bps, con condifica a 10 bit (1 bit di start, 8 bit di dati, 1 bit di stop) asincrona.

Tuttavia il sistema di trasmissione radio non consente di operare a così bassi bitrate per due ragioni:

- sarebbe difficile avere sul modulatore un segnale modulante a media nulla e antisimmetrico, in quanto si è utilizzata una capacità di disaccoppiamento per ottenere il segnale modulante a media nulla. Questo significa che dovremo aumentare la capacità utilizzata di un fattore almeno 10, ottenendo però un aumento del tempo di commutazione $RX \to TX$ necessario affinchè il valore di tensione sul condensatore si stabilizzi a 2.5 volt: in questo modo si riduce quindi la velocità di commutazione.

- non sarebbe possibile la correzione della differenza delle frequenze Δf di TX e RX in quanto Δf sarebbe incluso nella banda di frequenze del segnale modulante. A proposito del loop di Costas si è infatti detto che il suo scopo consiste nell'eliminare la componente rotativa a frequenza Δf, ma lo schema funziona solo se il segnale modulante presente nel segnale IF risulta a frequenza molto piú elevata della frequenza massima di aggancio del loop di Costas, che si aggira intorno ai 20 KHz.

Aumentare il bitrate del microcontrollore risulta una soluzione impraticabile, essendo questa la velocità utilizzata anche per la comunicazione con l'eventuale PC che, per il sistema operativo utilizzato, potrà soffrire del problema di ecessivo tempo di latenza agli interrupt e quindi di *RX Overrun.*

La soluzione piú logica a questo punto consiste nell'inserimento di un blocco di codifica di canale[5] che ci consentirà non solo di aumentare il bitrate ma anche di trarrre tutti i benefici per cui la codifica di canale viene introdotta nei sistemi di trasmissione, ovvero la possibilità di correzione degli errori. Interessante sarebbe inoltre l'inserimento di un blocco scrambler per ottenere in uscita una sequenza di dati di tipo ergodico a media nulla, evitando quindi la formazione di righe nello spettro trasmesso.

Purtroppo per mancanza di tempo non è stata studiata questa possibilità, peraltro non indispensabile dal momento che i sistemi operano a distanza molto breve, per cui la probabilità di errore risulta comunque bassa.

Si è invece optato per una codifica di tipo manchester[6] a 76800bps, che ci garantisce una frequenza di variazione dei dati all'ingresso del modulatore superiore a 38400Hz e risulta inoltre facile da implementare.

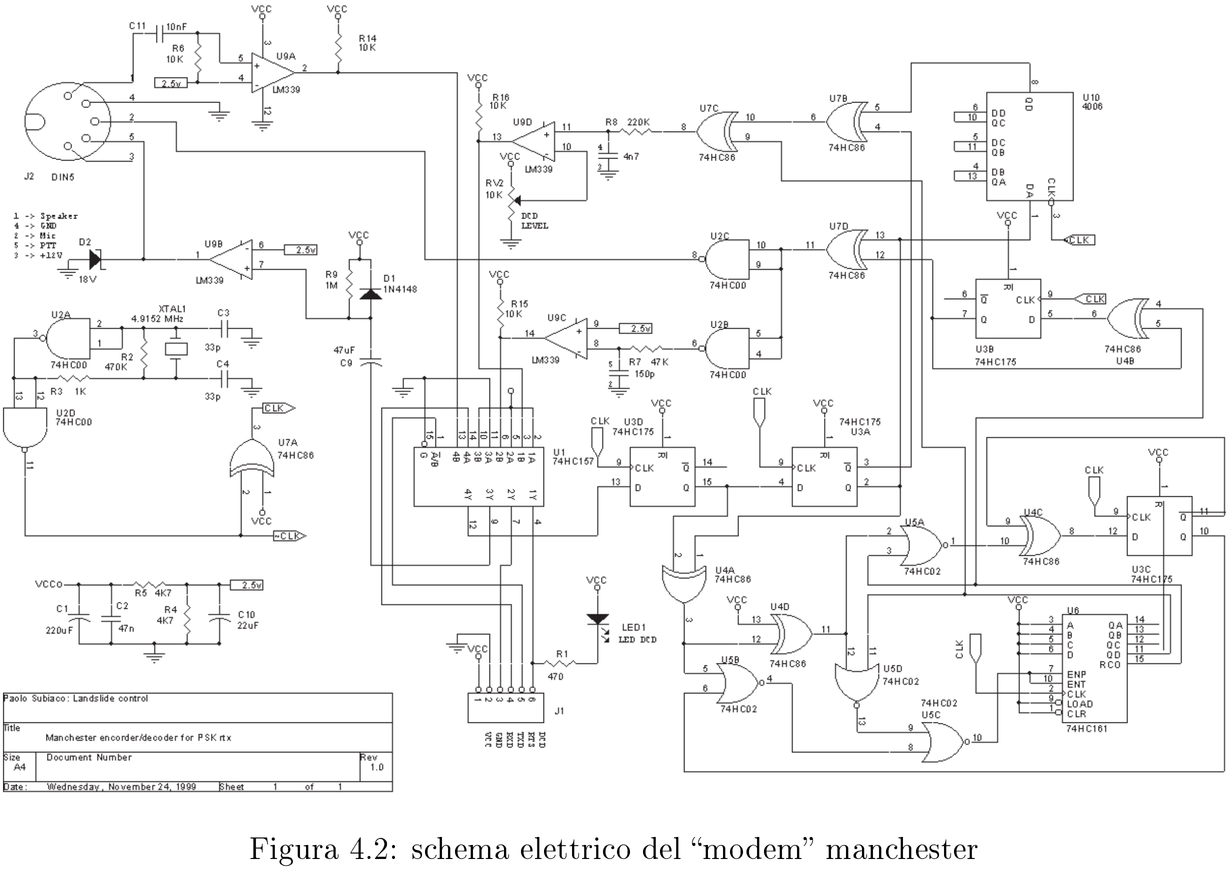

Figura 4.2: schema elettrico del "modem" manchester

Poichè la codifica è di tipo differenziale, sarà indispensabile che lo scambio dei dati fra "modem" e microcontrollore avvenga in NRZI anziché in NRZ, ed infatti nella scheda

a microcontrollore è inserito un circuito che effettua questo tipo di codifica/decodifica, descritto in [1].
Lo schema del "modem"[1] manchester è invece visibile in figura 4.2.

Come riportato nello schema della radio, il circuito di modulazione accetta in ingresso segnali TTL che vegono poi limitati e filtrati dalla radio stessa; idem per il demodulatore (loop di Costas) che fornisce in uscita già un segnale squadrato con livelli di tensione TTL.

Lo schema si preoccuperà quindi di effettuare le operazioni di codifica/decodifica manchester, sincronizzazione dei dati, segnalazione della presenza di dati[2], e commutazione RX/TX della radio[3].

Il sistema è stato progettato per funzionare con trasmissioni sincrone, ma funziona bene anche in modo asincrono a patto che il bitrate della sorgente sia inferiore a $\frac{1}{3}$ di quello di canale: nel nostro caso il guadagno di codifica è 8 quindi la condizione è ampiamente soddisfatta, tant'è vero che il sistema non ha presentato alcun problema.

4.4 Immagini degli apparati radio

Sono di seguito riportate le immagini dei due apparati radio.

In figura 4.3 è riportato l'immagine del trasmettitore da installare in frana; partendo dal basso si vedono in sequenza l'oscillatore locale, il modulatore PSK, il PA/RF-Switch/Front-End, il convertitore in discesa, amplificatore IF con AGC a larga banda e Costas loop. Tutti i moduli sono fra loro schermati da un telaio in lamierino con spessore 5 decimi, fissato attraverso 6 viti alla scocca in alluminio; sopra i moduli viene posta una copertura in spugna rivestita di alluminio, premuta dal coperchio della scatola contro il telaio.

Sul frontale sinistro della scocca sono presenti un connettore N per il collegamento dell'antenna, un connettore DIN a 5 poli e un RCA per il collegamento alla unità logica descritta in [1], e due LED per segnalare lo stato di accensione e funzionamento.

Il doppio ricevitore è stato suddiviso in due scatole diverse, delle quali una conterrà la parte RF e l'altra la parte IF.

In figura 4.4 è invece mostrata la parte RF del doppio ricevitore; si può notare come alcuni moduli si ripetano per la presenza di due ricevitori uguali.

Partendo dal basso sono presenti una schedina con DAC per la sincronizzazione della frequenza del VCXO, il front-end e convertitore in discesa del primo ricevitore, l'oscillatore locale, il modulatore PSK seguito da un power splitter per portare il segnale dell'oscillatore locale ai due ricevitori mantenendo inalterata la fase e ampiezza, infine il modulo PA/RF-Switch/Front-End ed il convertitore in discesa del secondo ricevitore; sul fianco sinistro vi è una piccola schedina per la commutazione delle tensioni di alimentazione (ricezione/trasmissione).

[1] In realtà non si tratta di un modem in quanto non effettua alcuna operazione di modulazione e demodulazione, enfasi e deenfasi, ma opera solo una codifica dei dati rappresentati sia in ingresso che uscita da segnali logici TTL.

[2] DCD, ovvero Data Carrier Detect, attivo soltanto durante la ricezione di dati validi.

[3] PTT, ovvero Push To Talk, attivo quando la radio deve iniziare la trasmissione.

Figura 4.3: immagine del trasmettitore

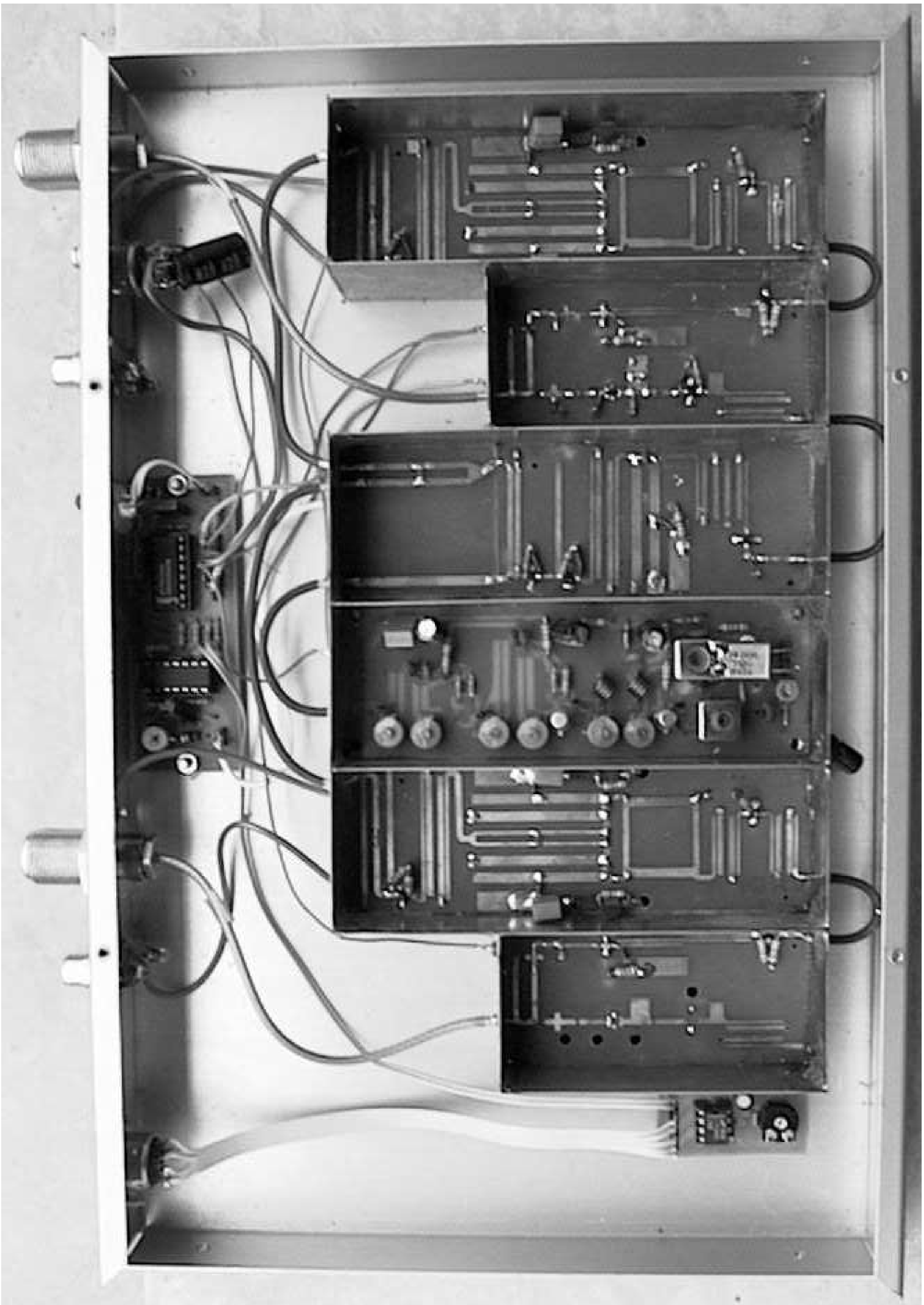

Figura 4.4: immagine del doppio ricevitore - parte RF

Nel frontale sinistro sono presenti 2 connettori N per il collegamento alle due antenne, 4 prese RCA per il collegamento dei segnali IF alla seconda parte del doppio ricevitore, visibile in figura 4.5, e due connettori DIN a 5 poli per il collegamento alla seconda parte del doppio ricevitore e alla logica di controllo; due LED consentiranno di stabilire il funzionamento della radio.

Infine, in figura 4.5 è mostrata la parte IF del doppio ricevitore. Partendo dal basso si possono individuare i due amplificatori IF con AGC a banda stretta, un amplificatore IF con AGC a banda larga, il Costas Loop, lo scrambler/sincronizzatore, ed infine il circuito di misura dell'intensità del segnale ricevuto con relativo ADC.

Oltre alle 4 prese RCA per i segnali IF, sono presenti un connettore DIN a 5 poli per l'alimentazione 12V e per i segnali utilizzabili per la comparazione di fase, e un connettore DIN a 6 poli per il collegamento al ADC e allo scrambler/sincronizzatore.

Come per il trasmettitore, anche qui l'assemblaggio è stato fatto schermando i moduli RF e IF attraverso un telaio in lamierino di ottone e ferro, fissato alla scatola in alluminio attraverso 6 viti; sopra il telaio dovrà essere posta una copertura in spugna avvolta con alluminio per ottenere una buona schermatura.

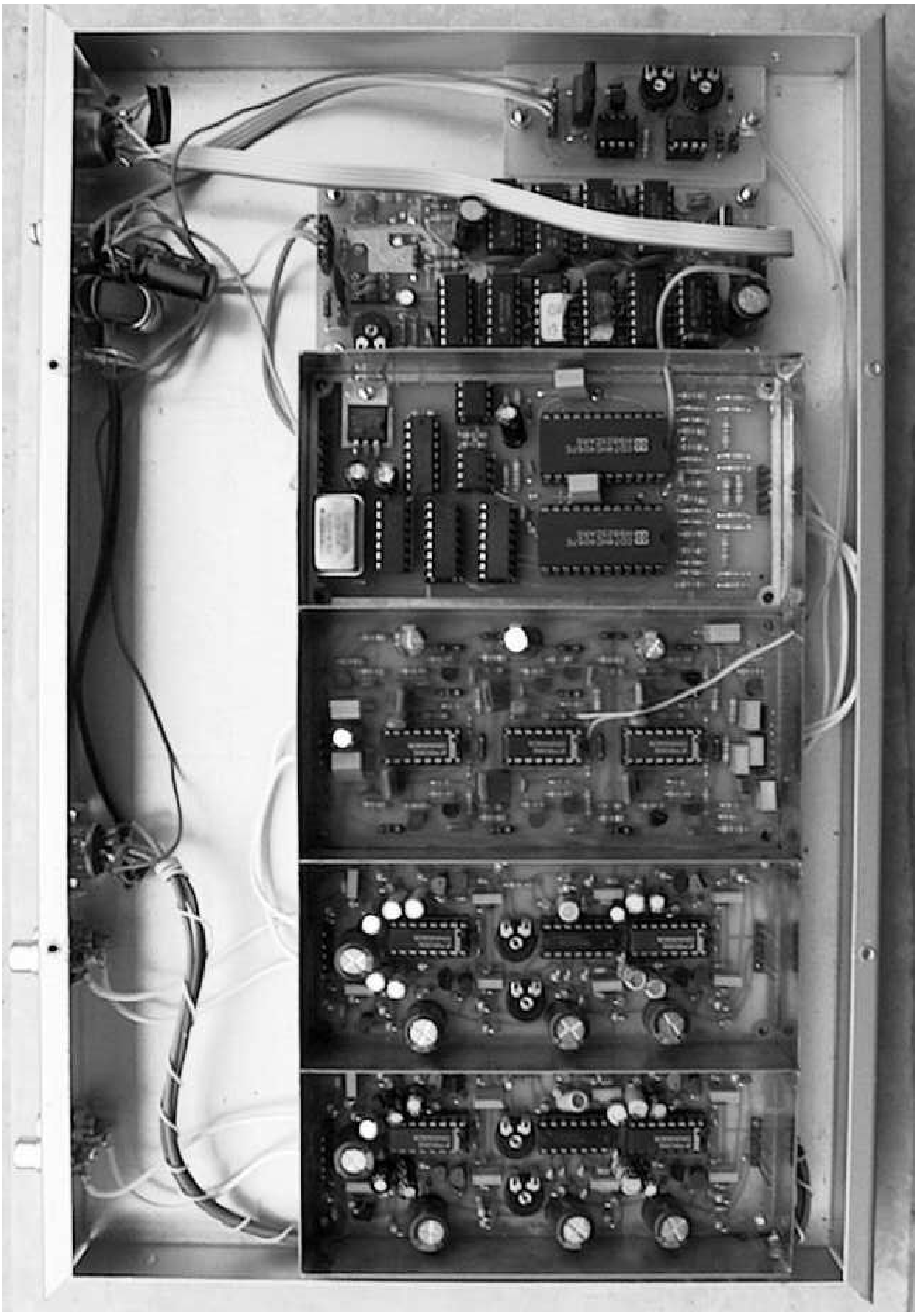

Figura 4.5: immagine del doppio ricevitore - parte IF

Capitolo 5

Problemi dovuti allo scattering

Per introdurre i problemi dovuti allo scattering, ed in particolare alle riflessioni, sarà di seguito riportata una analisi sistemistica corredata da alcuni esempi numerici.

5.1 Calcolo approssimativo dell'angolo di apertura di un'antenna

Per un calcolo approssimato dell'angolo di apertura di un antenna utilizzabile al nostro scopo, pongo le seguenti ipotesi:

- Guadagno uniforme all'interno dell' angolo di radiazione, e nullo all'esterno
- Antenna con alto rapporto fronte/retro ed a singolo lobo di radiazione (in questa categoria ricade l'antenna Short Back Fire o l'illuminatore a barattolo): si può perciò valutare l'angolo solido di radiazione come $d\Omega = d\alpha_E * d\alpha_H$.
- Angolo di radiazione sul piano E ridotto a 66% rispetto all'angolo sul piano H, ovvero $\alpha_E = \frac{2}{3} * \alpha_H$.

A questo punto le formule approssimate per il calcolo dell'angolo di radiazione, espresse in *dBgradi*, sono:

$$\alpha_E = 22.2[dBgradi] - \frac{1}{2}G[dB] \tag{5.1}$$

$$\alpha_H = 24[dBgradi] - \frac{1}{2}G[dB] \tag{5.2}$$

5.2 Effetti delle riflessioni su un sistema semplificato

Anche in questo caso eseguiremo il calcolo in base a ipotesi semplificative che rispecchiano le condizioni operative in cui ci troveremo.

In particolare consideremo

- collegamento a lunga distanza con ostacoli posti all'interno del diagramma di radiazione sia dell'antenna ricevente che trasmittente: i cammini riflessi avranno quindi un piccolo angolo di deviazione rispetto al cammino diretto.

- utilizzeremo poi il modello a due raggi, considerando pertanto un solo raggio riflesso da una superficie piana di area S disposta parallelamente al raggio diretto, con coefficiente di riflessione ρ

- fatta l'ipotesi di bassi angoli di riflessione, possiamo supporre che tutto il campo elettromagnetico riflesso dalla superficie vada in direzione dell'antenna ricevente.

In figura 5.1 è schematizzato il modello a due raggi: nel nostro caso l'angolo γ deve essere

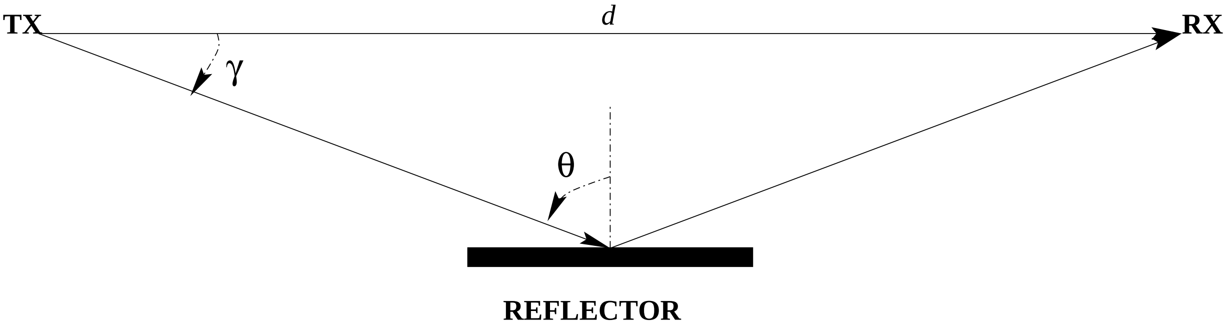

Figura 5.1: modello a due raggi

inferiore all'angolo di apertura delle antenne utilizzate.

In questa sede non ci interessa soltanto fare un bilancio energetico dei due segnali ricevuti, ma ci interessa esattamente calcolare il segnale risultante dalla somma per capire quantitativamente l'errore introdotto dalla riflessione nella misurazione della fase con cui arriva l'onda diretta.

Secondo le ipotesi fatte, potremo quindi calcolare la potenza riflessa verso l'antenna ricevente come $P_s = p * \rho * S \sin(\gamma)$ in cui p è la densità di potenza, e $S \sin(\gamma)$ è la superficie effettivamente colpita; p può essere calcolato come

$$p(\frac{d}{2}) = \frac{4P_T}{d^2 \alpha_E \alpha_H} = \frac{P_T G_T}{\pi d^2} \tag{5.3}$$

Allora la potenza riflessa verso l'antenna ricevente sarà

$$P_s = \rho * S * \sin(y) * \frac{P_T * G_T}{\pi d^2} \tag{5.4}$$

Per non appesantire i calcoli da complicate nozioni geometriche, si può rimodellare il sistema di figura 5.2 applicando il teorema delle immagini (geometrico), ovvero pensando il nostro sistema come una sorgente che emette una potenza P_s da una distanza circa uguale

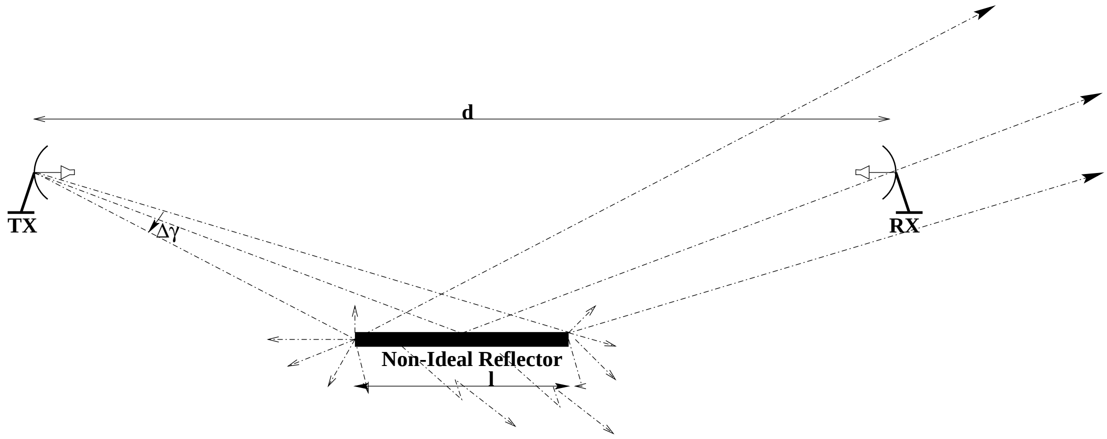

Figura 5.2: riflessioni da un piano conduttore

a d dal ricevitore e con un angolo di radiazione pari a [1]

$$\Delta\gamma \simeq \frac{4 * l * \gamma}{d} \tag{5.5}$$

e successivamente calcolare attraverso la 5.1 e 5.2 la direttività equivalente dell'oggetto riflettente D_r.[2]

Per il nostro scopo basterà calcolare la potenza riflessa ricevuta dall'antenna ricevente con la nota formula

$$P_R[dBm] = P_s[dBm] + D_r + G_R[dB] - 32.4 - 20\log(f[MHz]) - 20\log(d[km]) \tag{5.6}$$

Vediamo subito un esempio concreto verificabile facilmente in un ambiente aperto:

- distanza fra stazione TX e RX di 20 metri
- guadagno antenna TX e RX di 8 dBi
- potenza trasmessa +26 dBm
- frequenza 2304 MHz
- oggetto riflettente ideale, con $\rho = 1$, lunghezza di 1 metro e superficie 0.7 metri quadri, posto a distanza $\frac{d}{2}$
- angolo $\gamma = 5.7$ gradi ($h_r = 1$ metro)

[1] Per il modello di figura 5.2 si può scrivere $l\sin(\gamma) \cong \frac{d}{2}\sin(\frac{\Delta\gamma}{2})$, da cui il calcolo di $\Delta\gamma \cong 2\arcsin(\frac{2l}{d}\sin\gamma)$; se come ipotizzato d è molto grande mentre l'estensione dell'oggetto riflettente è piccolo, possiamo sostituire $\sin(angle) \sim angle$

[2] La direttività può essere piú facilmente espressa mediante la formula $D_r = \frac{4\pi\left[\left(\frac{d}{2}\right)^2+h^2\right]}{S_\tau}$in cui S_τè la superficie trasversa irradiata dall'antenna trasmittente.

La potenza ricevuta direttamente sarà

$$\begin{aligned} P_D &= P_T + G_T + G_R - 32.4 - 20\log(f[MHz]) - 20\log(d[Km]) = && (5.7)\\ &= 26 + 8 + 8 - 32.4 - 67.2 - (-34) = -23.6dBm && (5.8) \end{aligned}$$

In base alla 5.6 la potenza riflessa ricevuta sarà

$$\begin{aligned} P_R &= P_s + D_r + G_R - 32.4 - 20\log(f[MHz]) - 20\log(d[km]) = && (5.9)\\ &= -13.4 + 42.5 + 8 - 32.4 - 67.2 + 34 = -29.5dBm && (5.10) \end{aligned}$$

Si può notare come un oggetto riflettente ideale, di dimensioni contenute, produca una riflessione di notevole entità (attenuata di soli $A_r = 4.9dB$ rispetto al raggio diretto); vediamo ora che alterazione dell'ampiezza e dello sfasamento esso introduce.

Lo sfasamento risulta invece di

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda}\left[\sqrt{1+\left(\frac{2h}{d}\right)^2} - 1\right] \qquad (5.11)$$

e quindi, nell'esempio, di 276 gradi.

A questo punto possiamo calcolare l'inviluppo del segnale ricevuto

$$V = V_d e^{j\phi} * \left[1 + \frac{1}{A_r} * e^{j\varphi}\right] \qquad (5.12)$$

Abbiamo visto che l'attenuazione del raggio riflesso è molto bassa, per cui il modulo dell'inviluppo sarà fortemente determinato dall'angolo φ, nel caso in cui ρ sia unitario; tuttavia questo errore è facilmente compensabile dal circuito di controllo automatico del guadagno, e ci penalizzerà soltanto il SNR.

Ci interesserà invece valutare lo sfasamento introdotto $\arg\left[1 + \frac{1}{A_r} * e^{j\varphi}\right]$ che nel nostro caso vale ben 28 gradi.

I calcoli sono stati condotti secondo un criterio pessimistico, comunque questi risultati sono riscontrabili facilmente nella realtà, per cui l'influenza delle riflessioni sul segnale ricevuta merita certamente uno studio accurato.

5.3 Effetti delle riflessioni sul sistema di misurazione adottato

Poichè il sistema di monitoraggio delle frane adottato consiste nella misurazione della differenza di fase dei due segnali ricevuti, secondo quanto schematizzato in figura 1.1, ci interesserà valutare l'effetto di un oggetto riflettente sulla misura dello spostamento s' che il sistema misurerà.

I passi per il calcolo di s' sono:

1. calcolo della fase del raggio diretto ricevuto
2. calcolo della differenza di fase così ottenuta (ottenibile in assenza di riflessioni)
3. calcolo dell'attenuazione e sfasamento del raggio riflesso ricevuto
4. calcolo della differenza di fase cosi ottenuta (in presenza di riflessioni)
5. valutazione dell'errore misurato in termini di spostamento, in condizioni tipiche.

Poiché la massima sensibilità nella misura è ottenibile quando il trasmettitore in frana si trova nell'asse delle due antenne riceventi, effettueremo i calcoli in questa condizione, mantenendo inalterate le ipotesi fatte nel paragrafo 5.2.

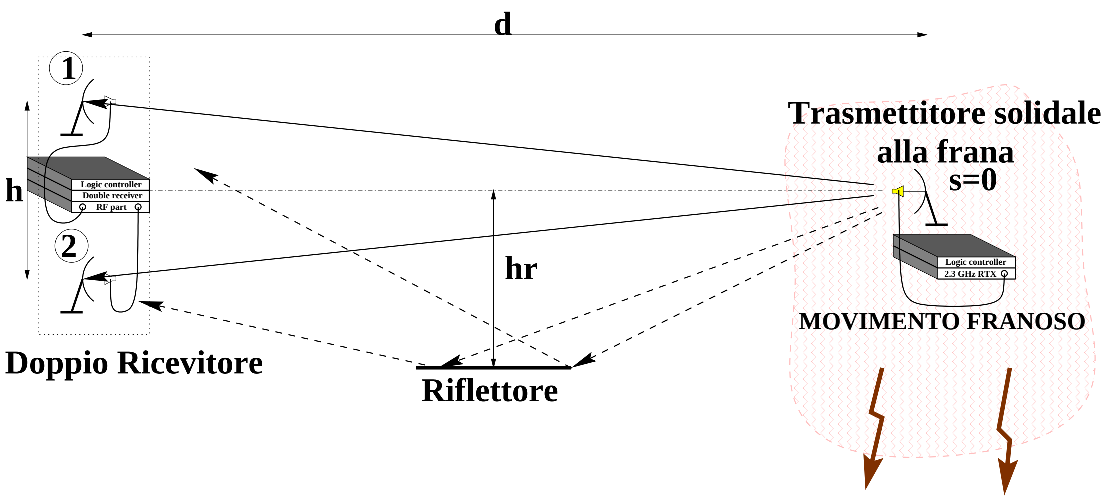

Figura 5.3: alterazione della misura dello spostamento a causa della presenza di oggetti riflettenti

In questa condizione il segnale arriverà ai due ricevitori con la stessa fase, cosicché otterremo $\Delta\Phi = 0 \Rightarrow s' = 0$.

La potenza del segnale ricevuto è facilmente calcolabile attraverso la 5.8.

Consideriamo ora la presenza del riflettore, ed eseguiamo il calcolo dell'attenuazione in modo semplificato mettendoci nella condizione piú svantaggiosa come visto nel paragrafo 5.2: la potenza ricevuta sarà data dalla 5.10.

Per il calcolo dello sfasamento con cui i raggi riflessi arrivano alle antenne, dovremo applicare la 5.11 senza introdurre alcuna semplificazione.

Vediamo un esempio facilmente riproducibile in un ambiente aperto:

- distanza d fra stazione TX e RX di 20 metri
- distanza h fra le due antenne RX di 1 metro

- guadagno antenna TX e RX di 8 dBi
- potenza trasmessa +26 dBm
- frequenza 2304 MHz
- oggetto riflettente ideale, con $\rho = 1$, lunghezza di 1 metro e superficie 0.7 metri quadri, posto a distanza $\frac{d}{2}$
- angolo $\gamma = 5.7$ gradi ($h_r = 1$ metro)

La potenza ricevuta direttamente sarà come nell' esempio precedente di $-23.6dBm$, mentre la potenza ricevuta dal raggio riflesso non superiore a$-29.5dBm$.

Calcoliamo ora lo sfasamento

$\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\sqrt{d^2 + \left(2h_r + \frac{h}{2}\right)^2} - \sqrt{d^2 + \left(\frac{h}{2}\right)^2}\right] = 7.21rad = 52gradi$

$\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\sqrt{d^2 + \left(2h_r - \frac{h}{2}\right)^2} - \sqrt{d^2 + \left(\frac{h}{2}\right)^2}\right] = 2.41rad = 138gradi$

ed infine lo sfasamento rilevato dai due ricevitori

$\Phi_1' = \arg\left[1 + \frac{1}{A_r} * e^{j\varphi_1}\right] = 18gradi$

$\Phi_2' = \arg\left[1 + \frac{1}{A_r} * e^{j\varphi_2}\right] = 32gradi$

L'effetto del riflettore in questo caso ci porterà quindi ad una misurazione errata dello sfasamento dei due segnali di $\Phi_1' - \Phi_2' = -14gradi$.

Il caso piú sfortunato si ottiene comunque quando lo sfasamento $\varphi_{1,2}$ con cui arriva la riflessione alle due antenne della stazione ricevente è opposto: in tal caso avremo effettuato una misura affetta dall'errore $\Delta\Phi_{MAX} = 2\arcsin\left(\frac{1}{A_r}\right) = 68gradi$, nel caso di $A_r = 4.9dB$, che corrisponde ad uno spostamento di poco inferiore a $25cm$ – errore non certo trascurabile.

È ora interessante valutare l'effetto di una riflessione nel caso reale, in cui il coefficiente di riflessione $\rho \simeq 0.1$.

La potenza del raggio riflesso sarà inferiore di $10dB$ rispetto al caso precedente, per cui lo sfasamento massimo in questo caso sarà di $\Delta\Phi_{MAX} = 2\arcsin\left(\frac{1}{A_r|_{\rho=0.1}}\right) = 20gradi$.

5.4 Risultati ottenuti

Abbiamo visto il calcolo dell'errore dovuto alla riflessione mettendoci nel caso peggiore e in situazioni non realistiche ma facilmente verificabili in un ambiente aperto.

Cosa succeda nel caso reale, in cui il profilo morfologico risulta tutt'altro che piano, il coefficiente di riflessione varia con le condizioni del terreno (asciutto, bagnato, nevoso) e la situazione cambia con le stagioni (presenza/assenza del fogliame negli alberi, eccetera), non può essere materia di analisi sistemistica in quanto non esistono modelli che descrivano il comportamento delle onde elettromagnetiche riflesse dalla flora e dal terreno.

Ci troveremo infatti nel caso di diffusione e riflessione attraverso un numero non piú discreto di cammini, bensì un'infinità per cui si dovrà misurare lo spettro dei ritardi [5] –

non possibile nel nostro caso in cui il sistema è sensibile già a ritardi dell'ordine di $\frac{1}{100}$del periodo, ovvero di 4 picosecondi[3] – e calcolare poi il ritardo efficace τ_{RMS}: con questo dato si potrà successivamente riapplicare i calcoli relativi al modello a due raggi visto in 5.3.

In ogni situazione sarà quindi indispensabile fare una oculata analisi empirica degli ostacoli presenti e della natura di essi: sicuramente non si potrà prescindere dalla necessità di avere la visibilità ottica fra ciascun doppio ricevitore e i corrispondenti trasmettitori in frana.

L'utilizzo di antenne ad alto guadagno sicuramente ci porterà verso condizioni molto migliori da quelle sopra citate, e la presenza di vegetazione sul terreno probabilmente ridurrà l'intensità delle riflessioni a nostro favore.

La considerazione importante da fare è che il sistema è parzialmente immune alle riflessioni dovute a situazioni permanenti; dico che *è parzialmente immune* in quanto le riflessioni peggiorano comunque la sensibilità del sistema intesa come capacità risolutiva. Ciò che non sarà facile valutare è l'incidenza delle mutazioni ambientali nel tempo, ovvero l'analisi delle misure rilevate in uno o piú anni e in situazioni morfologiche diverse.

[3]Si veda la sezione 7.3 per capire come si risolve in teoria questo tipo di problematiche.

Capitolo 6

Analisi di stabilità del sistema

Si è visto nel capitolo 5 come il sistema di misurazione dello spostamento adottato possa risentire di fenomeni dipendenti non solo dagli apparati radio, bensí anche da fenomeni propagativi, e quindi dalla costante di propagazione del mezzo e dallo scattering.

Sarà quindi opportuno effettuare una serie di misurazioni atte a capire quali siano i problemi intrinseci alle radio, per poterli poi risolvere, e quali invece i problemi dovuti alla propagazione, per poter capire i limiti del sistema complessivo.
Saranno pertanto condotte una serie di misurazioni sul campo in diverse condizioni climatiche e morfologiche.

6.1 Situazione tipica in visibilità ottica

Le prime prove di stabilità nel tempo sono state effettuate in base al sistema schematizzato in figura 6.1 consistente in una situazione tipica per la misurazione di frane, in ambiente misto collinare con dislivelli e presenza di abitazioni e vegetazione fra trasmettitore e doppio ricevitore.

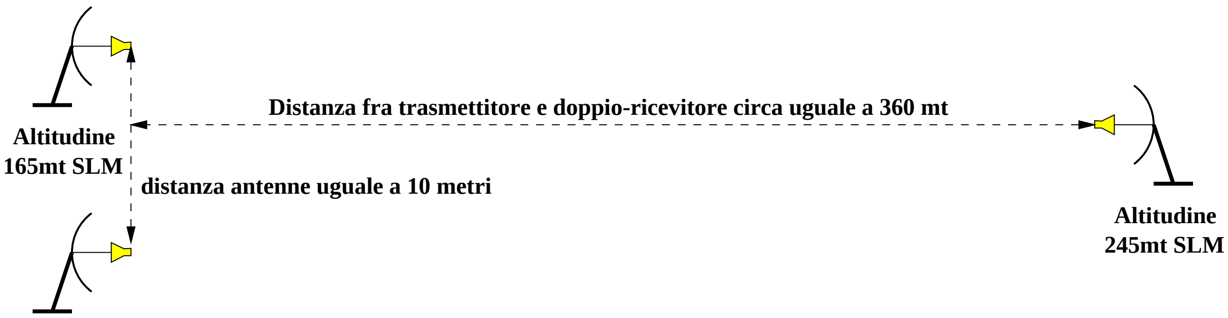

Figura 6.1: sistema utilizzato per le misure di stabilità

Le antenne del doppio ricevitore sono state posizionate sul tetto della casa a 10 metri di distanza fra loro , a 165 metri sul livello del mare, mentre l'antenna del trasmettitore è stata posizionata in un fienile posto a 245 metri sul livello del mare ed a 360 metri circa di distanza, in piena visibilità ottica tant'è vero che il misuratore del livello di segnale presente nel ricevitore indicava sempre un'intensità fondo scala.

Figura 6.2: misure di stabilità: vista dal doppio ricevitore

Le figure 6.2 e 6.3 mostrano rispettivamente la collocazione del trasmettitore vista dal doppio ricevitore, e la sistemazione dell'apparato trasmettitore, antenna e batteria di alimentazione sul fienile.

Sono state utilizzate le antenne Short Back Fire per il doppio ricevitore, e l'antenna a barattolo per il trasmettitore, tutte in polarizzazione orizzontale; per la descrizione delle antenne si veda la sezione 7.2.

La misura di stabilità è stata condotta lasciando le antenne in posizione fissa e acquisendo la misura della posizione ogni 2 ore; per avere una maggiore autonomia, la scheda a microcontrollore del trasmettitore era predisposta per spegnere l'apparato radio durante il periodo di inattività, per poi riaccenderlo 5 secondi prima dell'appuntamento con il doppio ricevitore per effettuare la misura: durante questo periodo viene ridotto ulteriormente l'assorbimento di energia spegnendo tutta la parte logica di controllo ad eccezione del microcontrollore, che viene in questo modo utilizzato come temporizzatore.

Volendo effettuare il bilancio energetico, poichè la scheda a microcontrollore consuma 5mA in power-down e 65mA durante il funzionamento, mentre l'apparato trasmettitore consuma 650mA in trasmissione e 230mA in ricezione, nella condizione in cui ogni 2 ore venga acceso l'apparato trasmettitore affinché rimanga in trasmissione per 10 secondi, l'energia consumata mediamente per ora corrisponde a $I_m = 5 + (650 + 60)\frac{10}{7200} + (230 + 60)\frac{5}{7200} = 6.1875mA$ quindi si può vedere come il sistema si presti benissimo per l'alimentazione a batteria con eventuale pannello solare.

In queste condizioni si può stimare la durata di un accumulatore da 7.2Ah (di ridotte dimensioni) per circa $\frac{7.2Ah}{6.1875mA} = 1163h$ ovvero di circa 48 giorni; in realtà la corrente di scarica interna dell'accumulatore ridurrà notevolmente l'autonomia del sistema, specie con l'invecchiamento dell'accumulatore stesso, cosicché risulterà indispensabile l'uso di un

Figura 6.3: misure di stabilità: vista dal trasmettitore

pannello fotovoltaico per la carica: in ogni caso si può comunque assumere che l'autonomia in caso di black-out risulterà sicuramente superiore a 8 giorni.

Nel primo grafico di figura 6.4 si vede il valore della misura effettuata ogni 2 ore a partire dalle 10:00 del 29/12/1999.
Sull'asse Y è riportato il valore di sfasamento misurato in gradi fra i segnali ricevuti dalle due antenne del doppio ricevitore, mentre sull'asse X è riportata l'ora in cui è stata effettuata la misura senza il roll-over $23:59 \rightarrow 00:00$.

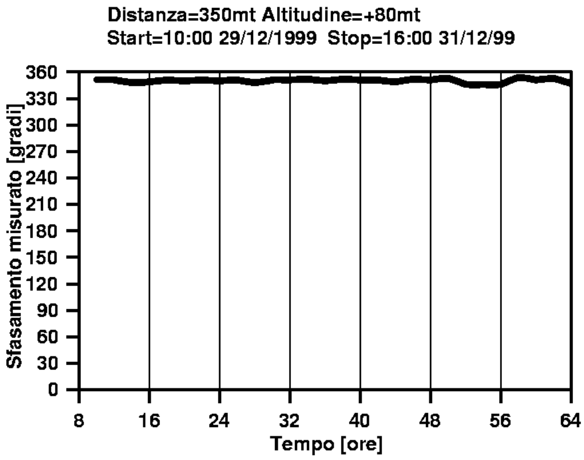

Figura 6.4: misurazione di stabilità su 57 ore di funzionamento

Per valutare meglio la stabilità viene riportato in figura 6.5 uno zoom dell'asse Y in cui si può notare come la fase misurata sia stabile nel primo 70% del tempo, per degenerare completamente nella parte finale per l'esaurirsi della batteria d'alimentazione.

Nella prima parte la misura di fase è di 350 gradi con un errore massimo di ± 3gradi; in questa situazione uno sfasamento di 3 gradi risulta uguale ad uno spostamento presunto della stazione in frana non superiore a 4 centimetri.

Non è comunque dato a sapere se le oscillazioni del valore misurato siano dovute al cambiamento di qualche parametro negli apparati radio oppure alla modifica della situazione geografica (in particolar modo lo spostamento di autoveicoli).

6.2 Situazione atipica senza visibilità ottica

Continuando le misure di stabilità si è preso in esame la possibilità che le due stazioni non risultino in condizione di perfetta visibilità ottica: le antenne sono state installate sui tetti di due case a distanza di circa 550 metri senza alcun dislivello, in cui il fascio elettromagnetico rasenta il tetto di numerose abitazioni; inoltre le antenne sono state disposte quasi allineate con il fascio elettromagnetico per poter studiare altri aspetti della propagazione elettromagnetica. In figura 6.6 è riportata una schematizzazione del sistema adottato.

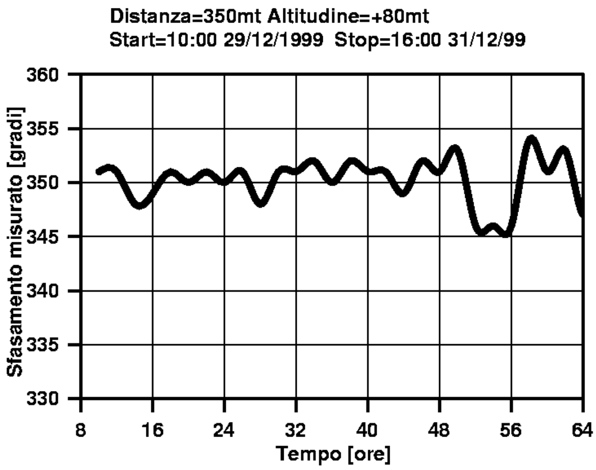

Figura 6.5: misurazione di stabilità su 57 ore di funzionamento (zoom)

Figura 6.6: sistema utilizzato per le misure di stabilità

Un primo grafico è disponibile in figura 6.7 in cui è mostrato il comportamento nelle 24 ore dello sfasamento misurato.
Anche in questo caso il trasmettitore e gran parte della logica di controllo viene spenta durante il periodo di inattività per garantire il risparmio energetico; ora però le misure vengono effettuate ogni 30 minuti.

Come nel caso precedente possiamo affermare che lo scostamento della fase si attesta intorno ai ± 3gradi rispetto al valore medio, ma in questo caso si è dovuto filtrare le misure ottenute per eliminare quelle vistosamente sbagliate, dovute probabilmente al passaggio di autoveicoli nella strada sottostante.
In questi casi, durante il monitoraggio di una frana, sarà indispensabile ripetere la misura a distanza di qualche minuto per accertare il presunto spostamento; in situazioni realistiche si dovrà comunque cercare di posizionare trasmettitore e doppio ricevitore in modo che sia garantita la presenza del raggio diretto, condizione non verificata in questa situazione di misura.

Al contrario delle misure effettuate nella prima prova, si puó notare come nelle ore di massimo irragiamento solare la misura di fase diminuisca bruscamente, e questo fenomeno è spiegabile considerando la modifica della costante di propagazione intrinseca del mezzo con la temperatura e l'umidità, e quindi con la modifica della velocità di propagazione di un fattore $\frac{\Delta v}{v} = 0.0108\%$.

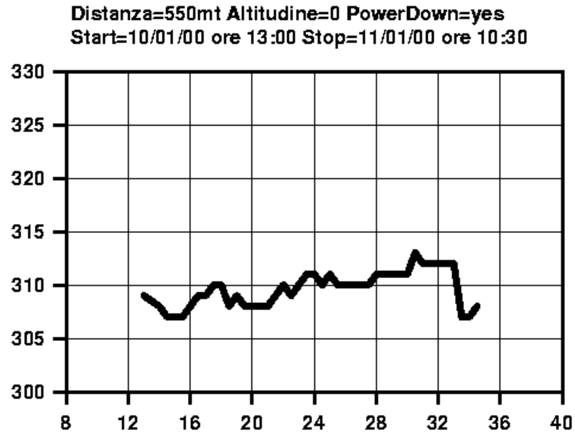

Figura 6.7: misurazione di stabilità in condizioni non favorevoli: powerdown attivato

6.3 Eventuale degrado dovuto al powerdown

Dal momento che il LO richiederebbe almeno cinque minuti per la stabilizzazione in frequenza, ci chiediamo se le misure effettuate possono essere degradate dal transitorio spegnimento $\rightarrow$ accensione della radio: infatti ora il trasmettitore viene acceso solo 5 secondi prima dell'operatività della radio, e sarà la logica di controllo a spostare il VCXO del doppio ricevitore affinché insegua perfettamente la frequenza del trasmettitore, tutt'altro che stabilizzata.

Seguirà il grafico di figura 6.8 in cui nelle prime 22 ore (clima rigido, asciutto, sereno) vengono riportate le misure già viste, e di seguito le misure effettuate nelle successive 26 ore (tempo in peggioramento, umidità e temperatura in rialzo) in cui il trasmettitore e la parte logica rimane accesa per tutto il tempo.

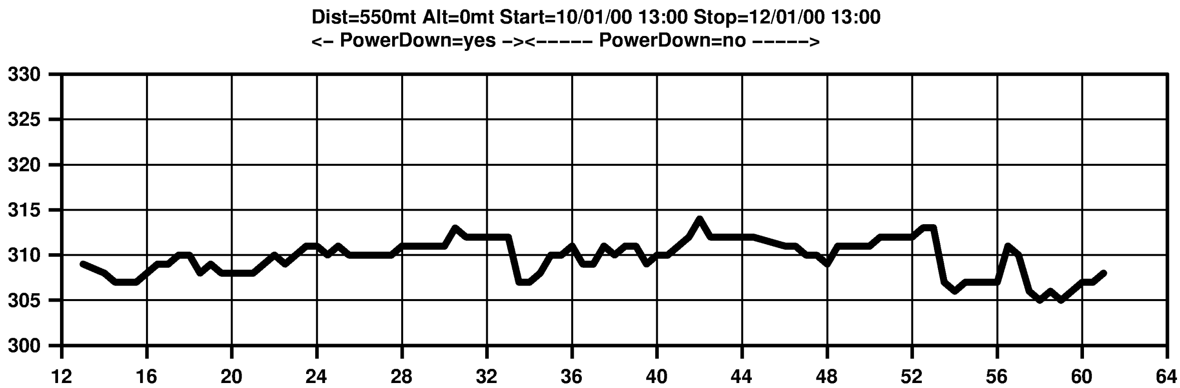

Figura 6.8: misure di stabilità: utilizzo della modalità powerdown

Si può notare come nella regione in cui il trasmettitore risulta sempre acceso le caratteristiche addirittura peggiorino, e questo è certamente dovuto al carattere variabile delle condizioni atmosferiche nell'ultimo giorno; ma quello che veramente è importante constatare è il non degrado delle prestazioni quando l'apparato radio viene spento durante il periodo di inattività, come si può ben vedere nella prima parte del grafico.

6.4 Misura di stabilità in 100 ore di funzionamento in condizioni precarie

Alle misurazioni effettuate seguirà una ultima misura fatta su 100 ore di funzionamento in condizione di non visibilità ottica, campionamento ogni mezz'ora e trasmettitore in powerdown durante il periodo di inattività; condizioni meteorologiche variabili.

Il grafico delle misure è riportato in figura 6.9 in cui si può notare come indicativamente la misura sia affetta da uno scarto massimo di ± 5 gradi.

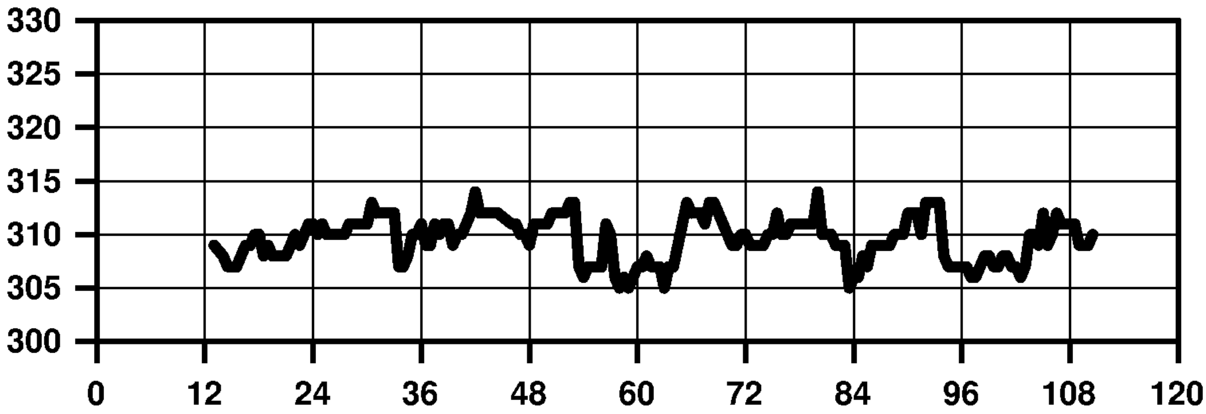

Figura 6.9: Misura di stabilità su 100 ore di funzionamento in condizioni precarie

Questo è comunque da considerarsi un caso limite, in cui non c'è visibilità ottica e vi è una moltitudine di ostacoli che introducono riflessioni, diffusioni e rifrazione.

Questo grafico mette quindi in luce la necessità che la coppia trasmettitore/ricevitore si trovino sempre in condizioni di visibilità ottica, e in assenza di ostacoli riflettenti mobili.

6.5 Misure attraverso linea di trasmissione

L'ultima analisi fatta consiste nel collegamento del trasmettitore al doppio ricevitore attraverso una linea trasmissiva: in questo modo si voleva effettuare una analisi in assenza delle aleatorietà dovute all'ambiente, mezzo di propagazione non ideale.

È stato dapprima scollegato il modulo finale ed eccitatore della parte TX dei due apparati, in modo che la potenza erogata fosse dell'ordine dei -50dBm, e poi si è provveduto al collegamento utilizzando alcuni metri di cavo ad alta perdita, RG58, connesso attraverso diversi connettori riduttori/adattori.

Visualizzando su oscilloscopio i due segnali sinusoidali d'uscita balza immediatamente all'occhio la criticità del sistema dovuto alla cattiva connessione del cavo: basta muovere un connettore che subito si registrano variazioni di fase anche di $20 \div 30$ gradi. La spiegazione è semplice: poiché a queste frequenze la lunghezza d'onda risulta di 130mm, basta uno spostamento di 3 decimi di millimetro di un connettore nella parte RX per provocare uno spostamento di fase di un grado.

Da questa importantissima esperienza è quindi emersa la necessità di una connessione al doppio ricevitore attraverso due calate di cavo della medesima lunghezza[1] collegate ad antenne e apparati radio attraverso buoni connettori.

Si è ripetuta la prova facendo uso di cavo migliore, RG213, con diametro maggiore sul quale i connettori risultano meccanicamente piú stabili: spento il riscaldamento e lasciato attivo il sistema per tutta la notte, si è registrata una variazione di sfasamento di solo ± 1 grado.

Le misure di cui sopra andrebbero pertanto rieseguite in condizioni migliori, utilizzando appunto un collegamento dal doppio ricevitore alle due antenne mediante cavo coassiale di qualità (cellflex), e naturalmente un fissaggio piú robusto del palo su cui sono montate le antenne.

[1] Utilizzando due spezzoni di cavo della stessa lunghezza si presume che al variare della temperatura l'allungamento assoluto risulti identico per entrambi.

Capitolo 7

Possibili miglioramenti

Il sistema è stato realizzato in 2.3 GHz per la facile reperibilità della componentistica a basso costo e per la possibilità di poter fare ogni tipo di prova senza dover richiedere autorizzazioni o concessioni ministeriali per l'uso della frequenza; la banda di frequenze utilizzata è infatti concessa in uso secondario[1] ai radioamatori, categoria di cui faccio parte.

La potenza di trasmissione utilizzata risulta elevata, 26dBm in uscita al trasmettitore, e quindi approssimativamente 40dBm-ERP[2].

Le antenne utilizzabili, dal guadango di 16dB, possono essere la Short-Back Fire a polarizzazione lineare (E o H) oppure la elicoidale a polarizzazione circolare per uso medico.

La larghezza di banda utilizzata risulta nel 98% del tempo in trasmissione non superiore a 100Hz (corrispondenti al rumore di fase dell'LO) e nel restante periodo di trasmissione pari a 50KHz a -3dB, oppure 100KHz a -13dB.

Vediamo ora quali sono i possibili cambiamenti effettuabili per ottenere un miglioramento delle prestazioni.

7.1 Frequenze utilizzabili

L'idea di utilizzare una banda radioamatoriale per i nostri scopi non è assolutamente accettabile, sia per non voler ridurre lo spazio a loro disposizione, sia per non essere disturbati dalle loro forti emissioni in occasioni particolari in cui si verificano i contest[3].

Un sistema di monitoraggio di frane potrebbe rientrare nei programmi di protezione civile per i quali vengono spesso assegnate bande di frequenza ad uso militare.

La necessità di lavorare nella gamma delle microonde – imponendo l'uso della tecnologia microstrip – non consente di poter realizzare gli apparati radio per diverse bande di fre-

[1]Lo statuto secondario prevede che una banda di frequenze possa essere utilizzata purché non si disturbi un servizio primario operante nella stessa.

[2]Effective Radiated Power, ovvero potenza che dovremo fornire ad una antenna isotropica per ottenere lo stesso livello di campo nella direzione di massima direttività dell'antenna in uso.

[3]I Contest nel mondo radioamatoriale sono le gare che vengono indette pochi giorni all'anno in cui vince la stazione che effettua più collegamenti alla maggior distanza possibile.

quenza se non riprogettando l'intero layout RF: questo aspetto è determinante se si pensa alla necessità di disponibilità immediata degli apparati da installare, e alla minimizzazione del loro costo affinché siano proponibili ad un vasto mercato.

Ci chiediamo quindi se è possibile scegliere delle bande accessibili almeno in tutto il territorio europeo senza troppi oneri burocratici e fiscali, in modo da poter riprogettare il sistema affinchè operi in tali bande.

La risposta è affermativa, e consiste nelle bande LPD[4] in particolar modo quelle a 2.4 e 5.7 GHz. Tuttavia, come riportato nelle note, questi servizi non consentono la trasmissione di potenze elevate quanto quelle utilizzate dagli apparati di questo progetto.

La potenza massima consentita è di $20dBm$ERP, e quella per cui è stato progettato questo sistema è di almeno $40dBm$ERP.

Poiché il requisito indispensabile per abbattere fortemente la dipendenza della misurazione della fase dallo scattering è la visibilità ottica fra trasmettitore e doppio ricevitore, è ragionevole pensare ad un abbassamento della potenza d'uscita per rientrare nei limiti imposti dalle autorizzazioni LPD: il segnale sarà comunque sufficientemente intenso per garantire il non degrado delle prestazioni, e si riduce inoltre anche il consumo energetico.

Ritengo che l'abbassamento della potenza non induca ad un abbassameno del SNR, poiché nel nostro caso il SNR non è limitato dal rumore termico bensí dagli effetti dello scattering.

L'eventuale riduzione di potenza, per rientrare nelle specifiche LPD, può però avvenire solo in corrispondenza all'aumento della frequenza in uso, scelta questa che consentirà la possibilità di utilizzare antenne ad alto guadagno con piccolo ingombro, ed eliminare quindi buona parte delle riflessioni: in questa ottica potrà essere utilizzata la banda ISM a 5.7 GHz per eventuali prove di stabilità[5].

Attualmente la banda in 5.7GHz è praticamente inutilizzata in Italia, dove i sistemi ISM solo ora stanno incominciando un vero e proprio exploit ma solo nella banda inferiore, a 2.4GHz; si prevede però entro 4 anni una migrazione di buona parte dei sistemi ISM per la trasmissione dati digitali verso la banda a 5.7GHz.

Altre bande piú alte potranno essere utilizzate, con una forte penalizzazione per ciò che riguarda il costo e la reperibilità di strumentazione adatta alla taratura, non presenti in facoltà.
In ogni caso la migrazione verso frequenze superiori a 5.7 GHz introduce un ulteriore costo aggiuntivo dovuto alla necessità di utilizzo di linee di trasmissione in guida d'onda, anziché cavo coassiale che risulterebbe inutilizzabile sia per le alte perdite nel dielettrico e nei conduttori, sia per la creazione di modi superiori al TEM.[**?**][6]

---

[4]Le bande Low Power Devices sono attribuite ai sistemi a bassa emissione di potenza, tipicamente $20dBm$ERP, per servizi ISM (Industrial,Scientific,Medical).

[5]Già si sa che la capacità risolutiva in 5.7GHz risulta almeno il doppio rispetto a quella attualmente ottenuta operando in 2.3GHz.

[6]Per ridurre le perdite nel dielettrico è necessario aumentarne la sezione; per ridurre le perdite nel conduttore (per effetto pellicolare) è necessario aumentarne la superficie e quindi la sezione; ma in questo caso si creeranno anche modi di propagazione TE e TM provocando effetti dissipativi e soprattutto distorcenti (diversa velocità di propagazione).

È comunque chiaro che un sistema di monitoraggio frane non potrà risiedere in una banda condivisa da altri sistemi.

7.2 Antenne utilizzabili

Attualmente sono stati utilizzati 3 tipi di antenne:

1. antenna a barattolo, solitamente utilizzata come illuminatore per parabole, il cui guadagno risulta di circa $8dB$, dimensioni ridottissime (cilindro con diametro $90mm$ e profondo $100 \div 150mm$. Polarizzazione lineare.
   È quindi un'antenna a basso guadagno con proprietà mediocri.
2. antenna Short Back Fire, completamente ermetica e quindi molto affidabile, il cui guadagno risulta di $16dB$ e le dimensioni contenute (cilindo con diametro $290mm$ e profondo $70mm$). La polarizzazione è lineare .È un'antenna molto adatta all'uso in 2.3 GHz,ma richiede molto tempo per la realizzazione del dipolo.
3. antenna elicoidale per utilizzo medico, che presenta un ottimo rapporto guadagno/dimensioni. Risulta perfettamente ermetica, il suo diametro è di 15 centimetri e il guadagno si attesta sui $16dB$. La polarizzazione è circolare.

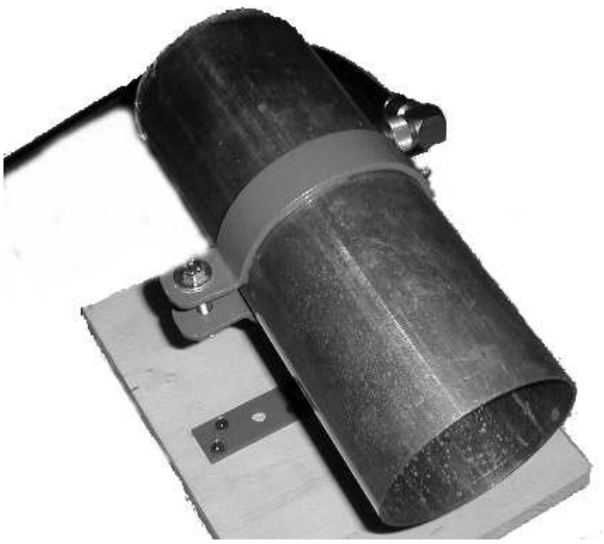

Figura 7.1: foto dell'illuminatore a barattolo

È chiaro che solo le ultime due potranno essere impiegate per il monitoraggio, mentre la prima risulta inutilizzabile poiché il guadagno risulta troppo basso producendo distorsione del segnale ricevuto a causa dei cammini multipli.

Fra le due antenne utilizzabili, la scelta probabilmente ricardrà nella terza poiché già disponibile in commercio: in ogni situazione è comunque indispensabile valutare la presenza

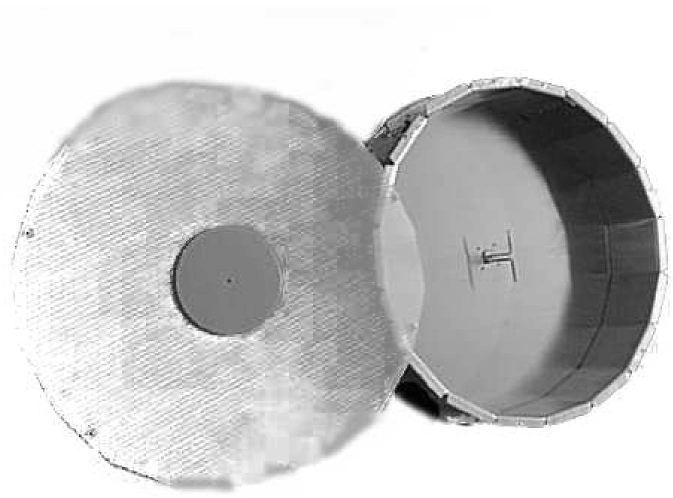

Figura 7.2: foto dell'antenna Short Back Fire

Figura 7.3: foto dell'antenna elicoidale

di eventuali segnali interferenti per poter scegliere polarizzazione che ci permetta di ottenere la loro massima attenuazione.

Esistono comunque altri tipi di antenna, come Yagi, horn, parabole, che non sono però utilizzabili in queste frequenze perché troppo ingombranti e offrono quindi una resistenza al vento troppo alta.

Si pensi ad esempio all'uso di una parabola in rete: la versione piú piccola per i 2.3GHz ha quasi $1m^2$ di diametro e non è quindi adatta al nostro scopo.

Si ripropone la possibilità di utilizzare una banda di frequenze superiori, ad esempio 5.7GHz, in cui sarà possibile utilizzare piccole parabole da 60cm di diametro la cui direttività risulta di

$$D = \left[\frac{\pi d}{\lambda}\right]^2_{d=0.6,\lambda=0.06} = 30dB \tag{7.1}$$

per cui si presuppone che il guadagno sia di almeno $26dB$.

Utilizzando la 5.1 ricaviamo l'angolo di radiazione della parabola da 60cm che risulta non superiore a $22.2 - 0.5 \times 26 = 9.2dBgradi$ ovvero a 8.3 gradi, in 5.7GHz. In 2.3 GHz le antenne Back Fire hanno un angolo di radiazione di ben $22.2 - 0.5 \times 16 = 14.2dBgradi$ ovvero di 26 gradi!

Anche in 5.7GHz non è comunque pensabile ridurre la dimensione delle antenne di tipo parabola oltre i 60cm di diametro, pena la comparsa di lobi laterali che vanificherebbero lo sforzo fatto per ridurre gli effetti di riflessioni.

7.3 Stabilizzazione dell'oscillatore locale

Il progetto realizzato consiste in un solo trasmettitore ed un solo doppio ricevitore. In una frana di medie dimensioni bisognerà però prevedere l'uso di almeno 3 trasmettitori in frana e 2 doppi ricevitori, in modo da avere piú misure che ci consentano di rilevare gli spostamenti con maggiore velocità e soprattutto affidabilità.
È logico pensare che in una rete in cui piú sistemi radio devono comunicare fra loro sia indispensabile la sincronizzazione in frequenza dei diversi apparati.

Si è parlato del problema della variazione della frequenza con la temperatura, e del modo piú efficace per risolvere questo problema introducendo il VCXO. Laddove si utilizzino piú trasmettitori e doppi ricevitori sarà indispensabile dotare ciascun apparato di un VCXO in modo che sincronizzi la frequenza del LO con una frequenza campione generata da un apparato che utilizza invece un TCXO, ovvero un oscillatore quarzato la cui temperatura viene mantenuta costante (in genere a 40 o 60 gradi centigradi) da un resistore che varia la sua resistenza con la temperatura, creando quindi una retroazione negativa fra temperatura e potenza dissipata.
Poiché il TCXO richiede una potenza dissipata aggiuntiva, per stabilizzare la temperatura del quarzo, sarà indispensabile inserire tale componente in un apparato predisposto per l'alimentazione attraverso la rete elettrico; sarà poi compito della logica di controllo pro-

cedere alla stabilizzazione della frequenza di tutti gli apparati installati almeno tre volte al giorno.

Dal punto di vista delle prestazioni, l'inserimento di un TCXO e della sincronizzazione di tutti gli apparati in frequenza migliora notevolmente l'affidabilità del sistema complessivo, garantendo la comunicazione fra i diversi apparati che in caso contrario potrebbero trovarsi a frequenze nettamente diverse: ricordo che la banda passante del ricevitore è di soli 3 KHz ed a 2.3 GHz è possibile uno spostamento di frequenza anche di 5 KHz a causa della variazione della temperatura.

Inoltre, si è parlato di un ritardo di 2 secondi, da quando il trasmettitore in frana viene posto in TX, prima di poter effettuare la lettura della fase in modo affidabile, sia per la stabilizzazione dei 3 anelli AGC sia per la sincronizzazione in frequenza: mantenendo sempre il sistema sincronizzato sarà possibile dimezzare il ritardo garantendo un ulteriore risparmio energetico per le stazioni in frana, alimentate a batteria e pannello fotovoltaico.

Dal punto di vista della qualità delle misure, in linea teorica si avrà un miglioramento in quanto il sistema sarà certamente esposto ai problemi derivanti dai cammini multipli, e quindi agli effetti selettivi in frequenza (fading selettivo [5]); tuttavia poichè i ritardi dei cammini riflessi saranno molto contenuti, sicuramente inferiori al microsecondo, è ragionevole supporre la banda del mezzo trasmissivo comunque piatta e gli effetti selettivi in frequenza trascurabili.

7.4 Reingegnerizzazione del sistema radio

Allo stato attuale il sistema complessivo si è dimostrato sufficientemente stabile ed affidabile per poter essere impiegato nel monitoraggio di movimenti franosi.
Nell'ottica di continuare questa sperimentazione in una situazione realistica, con piú trasmettitori e piú ricevitori, sarà indispensabile procedere alla reingegnerizzazione dei due apparati radio in modo da poterne produrre una prima serie minimizzando il tempo di assemblaggio.

Come gia detto nella sezione 2.4, non si potrà inserire tutti i blocchi funzionali della radio nello stesso PCB altrimenti il ricevitore sarà desensibilizzato dal LO: sicuramente dovrà essere sviluppato un PCB con il solo oscillatore locale, da poter poi inserire in una scatola schermata in lamierino di ferro.

Per quanto riguarda tutta la parte RF, sarà indispensabile l'utilizzo di un laminato a 3 layer, in cui il *component* e l'*internal layer* saranno incisi secondo la tecnologia microstrip, mentre il *solder layer* verrà utilizzato per fornire l'alimentazione ai dispositivi.

I primi prototipi sono stati costruiti su laminato in vetronite FR4 con spessore 0.8mm: i vantaggi di questo supporto sono principalmente la robustezza meccanica, la facile reperibilità e il costo contenuto. Tuttavia la vetronite presenta perdite notevoli all'aumentare della frequenza[7], che a 2.3 GHz risultano comunque compensabili dall'elevato guadagno

[7] Le perdite maggiori della vetronite, a queste frequenze, non sono tanto dovute al dielettrico, quanto invece alle perdite nel rame (per effetto pellicolare) che viene depositato sulla superficie della vetronite resa preventivamente corrugata per consentire una migliore adesione fra conduttore e dielettrico.

dei dispositivi semiconduttori.

È comunque possibile optare per l'utilizzo di un laminato di qualità, con dielettrico in teflon: poiché il teflon ha una costante dielettrica molto inferiore alla vetronite, sarà indispensabile ridurre lo spessore del laminato ad un valore inferiore ai 5 decimi di millimetro, per non avere una occupazione notevole di area[8], ma in questo modo il laminato perde robustezza quindi l'utilizzo di vetronite è preferibile.

Qualora si voglia progettare il sistema radio per frequenze superiori ai $4 \div 5GHz$, le perdite introdotte dal laminato FR4 risulteranno non trascurabili, e converrà prendere in esame la possibilità di utilizzo di laminati in teflon.

Tutta la parte RF dovrà in ogni caso essere inserita in un contenitore in lamierino di ferro schermato in modo da non essere influenzato dall'oscillatore locale.

La parte IF potrà invece essere implementata in un laminato in FR4 a doppia faccia, senza la necessità di essere schermata.

Per ridurre il costo si potrà aggiungere al PCB della parte RF anche l'amplificatore IF con AGC a banda larga, il *Costas loop* e lo scrambler/sincronizzatore, circuiti necessari per entrambi gli apparati: in questo modo basterà riprogettare solo 3 circuiti stampati.

[8] L'impedenza di una linea di trasmissione realizzata in tecnologia microstrip è $Z_c = \eta \frac{spessore\, dielettrico}{larghezza\, linea}$ in cui $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$: volendo mantenere Z_c costante, una diminuzione di ϵ richiede l'aumento della larghezza della linea di trasmissione, e quindi un aumento dell'area occupata.

Bibliografia

[1] Brunacci - “Sistema radio per il monitoraggio di movimenti franosi: definizione delle specifiche di progetto e realizzazione delle specifiche di controllo” - Universita di Ferrara 2000

[2] Larson,Cheah,Abidi - “RF and microwave circuit design for wireless communications” - Artech House 1997

[3] Vidmar - “Radio PSK Zero-IF per utenti” - CQ ZRS 2/1996

[4] Lipparini,Rizzoli - “Propagazione guidata” - Esculapio 1991

[5] Tralli - “Appunti delle lezioni” - Università di Ferrara 1998-1999

[6] Vidmar - “Modem manchester revisionato” - CQ Elettronica 4/1993

Indice analitico