

ALMA MATER STUDIORUM-UNIVERSITA' DI BOLOGNA
SEDE DI CESENA
SECONDA FACOLTA' DI INGEGNERIA CON SEDE A CESENA
LAUREA IN INGEGNERIA DELLE TELECOMUNICAZIONI

ISTITUTO DI RADIOASTRONOMIA-CNR
STAZIONE "CROCE DEL NORD" MEDICINA-BOLOGNA

U.L.F.O.
SVILUPPO DI UN RICEVITORE PER BASSISSIME FREQUENZE
ULF 0.1÷30 Hz

Elaborato in:
Sistemi di Telecomunicazioni LB

Relatore:
Dott. Ing. Davide Dardari

Laureando:
Andrea Ghedi

Correlatori:
Dott. Ing. Jader Monari
Dott. Ing. Marco Poloni

Sessione III Anno accademico 2001/2002

Indice

Introduzione.....	3
Capitolo 1- ULFO: Ultra Low Frequency Observatory.....	5
1.1 Lo spettro radio nelle ULF	
1.2 I precursori sismici	
1.3 Il fenomeno Hessdalen	
1.4 La risonanza di Schumann	
Capitolo 2-Teoria della Modulazione-Demodulazione sincrona.	20
2.1 Efficacia della rivelazione di fase rispetto alla diretta	
2.2 Architettura della Modulazione e Demodulazione sincrona	
2.3 ANALOG DEVICE AD630 Balanced Modulator Demodulator	
Capitolo 3 – Il sistema ULFO.....	38
3.1 Schema a Blocchi del ricevitore	
Capitolo 4 – L’unità Modulatore.....	42
4.1 Architettura e scelta dei componenti.	
4.2 Il circuito elettrico e le simulazioni.	
Capitolo 5 – L’unità Demodulatore.....	57
5.1 Architettura e scelta dei componenti.	
5.2 Il circuito elettrico e le simulazioni.	
Capitolo 6 –L’unità di generazione del riferimento sincrono.....	74
6.1 Problemi di asincronismo	
6.2 Architettura del blocco di generazione del riferimento sincrono	
6.3 Schema elettrico del circuito	
Capitolo 7- La correlazione.....	85
7.1 Architettura dell’unità di correlazione.	
7.2 Schema elettrico dell’unità di correlazione	
Capitolo 8- Il sistema di alimentazione.	91
8.1 Cenni sul sistema di alimentazione	
8.2 L’alimentazione fotovoltaica	
Capitolo 9-Antenna.	95
9.1 Specifiche del progetto.	
9.2 Dipolo elettrico.	
9.3 Antenne Loop	
9.4 Induction Coil	
Conclusioni.....	110

Introduzione

Tema principale di questa tesi è il progetto di un ricevitore per bassissime frequenze, da utilizzare in banda U.L.F. (Ultra Low Frequency), cioè la porzione dello spettro radio compresa tra 0.1÷30 Hz.

La tesi si pone come prosecuzione naturale di quanto è stato studiato e approfondito nel precedente tirocinio. In particolare il lavoro è mirato a essere un nuovo punto di partenza per la realizzazione di sistemi riceventi per queste bande. Il progetto del ricevitore non si avvarrà della tecnica della “conversione diretta” a causa delle sue dimostrate limitazioni, ma si utilizzerà la tecnica Lock-In rivelatasi essere particolarmente efficiente nella banda di interesse.

L’intera fase di progettazione viene realizzata con l’ausilio del simulatore circuitale (Pspice©), al fine di ottimizzare al massimo la scelta circuitale dei componenti e dei loro valori ed avere quindi un valido modello del sistema di ricezione, pronto ad essere testato sul banco della realizzazione finale. Questo permette un risparmio di tempo e denaro, scoprendo in anticipo quali possano essere le problematiche realizzative e trovando iterativamente di volta in volta la soluzione migliore, fino al raggiungimento dell’obiettivo prefissato.

Il ricevitore dovrà rispettare le seguenti specifiche iniziali:

1. Frequenza di lavoro da 0.1Hz a 30 Hz.
2. Alto guadagno.
3. Frequenza di ginocchio più bassa possibile (alta stabilità).
4. Elevata immunità alle interferenze elettromagnetiche, con particolare attenzione alle tensioni di rete (50Hz-60Hz) e alle sue armoniche.
5. Utilizzo della tecnica di modulazione Lock-In, al fine di abbattere il rumore strumentale.
6. Trasportabilità.
7. Ottimizzazione mirata dei componenti e basso costo.

La progettazione dovrà tenere in conto del fatto che, con frequenze di lavoro così basse, si incontreranno difficoltà causate da un'elevata rumorosità dell'ambiente elettromagnetico.

Scariche elettrostatiche atmosferiche, linee di alimentazione, motori a scoppio ed a spazzole producono interferenze nella banda di lavoro e ciò impone la realizzazione di un sistema ad alta dinamica.

Il problema principale è dovuto al rumore strumentale $1/f$, predominante a queste frequenze. Per questo motivo si è scelto di progettare un ricevitore che sfrutta la tecnica di Modulazione e Demodulazione sincrona, anche detto "Lock In" e si sta valutando di affiancare un'unità a correlazione necessaria per mitigare le interferenze di carattere locale introdotte dall'ambiente. Tuttavia, ciò comporterebbe la realizzazione di un sistema composto da due antenne, due ricevitori ed un'unità per la correlazione.

Il lavoro svolto è stato così articolato:

Fase preliminare: durante il periodo di tirocinio si è dimostrato, sia attraverso la simulazione, sia con la realizzazione pratica, l'efficacia di un sistema Lock In rispetto alla conversione diretta, in particolare per le frequenze d'interesse.

Sviluppo dell'unità Modulatore: L'architettura ha come cuore la parte modulante del sistema Lock In, un adeguato filtraggio in ingresso e la parte di driver per la trasmissione del segnale sul cavo twistato di discesa.

Sviluppo dell'unità Demodulatore: Il segnale proveniente dall'unità modulatore viene amplificato, filtrato e demodulato.

Sviluppo dell'unità Clock: è stato realizzato un sistema di riferimento sincrono comune alle due precedenti unità e le rispettive linee di ritardo per sincronizzare i segnali che arrivano all'unità modulatore e demodulatore.

Sviluppo dell'unità di correlazione: si è pensato alla possibilità di utilizzare l'elettronica di correlazione già realizzata presso l'Istituto di Radioastronomia del CNR, con gli eventuali accorgimenti per la banda U.L.F., per aumentare la reiezione dei segnali interferenti.

Capitolo 1

ULFO: Ultra Low Frequency Observatory

1.1 Lo spettro radio nelle ULF

In questi ultimi anni nel campo degli studi sulle onde radio si sono presentate due differenti scuole di pensiero: una prima, dettata dal profitto e dal progresso tecnologico, che tende a spingersi sempre più verso le frequenze alte (Mhz, Ghz) e una seconda, ispirata dalla ricerca scientifica (in particolare quella geologica), tesa a indagare la parte più bassa dello spettro elettromagnetico.

L'interesse della comunità scientifica, va ricordato come capostipite il progetto I.N.S.P.I.R.E.

(<http://image.gsfc.nasa.gov/poetry/inspire>) della N.A.S.A., è dovuto soprattutto all'esplorazione delle bande basse dello spettro elettromagnetico in relazione a fenomeni atmosferici quali fulmini globulari, aurore boreali e ionizzazione dell'atmosfera dovuta all'impatto di micrometeoriti. Inoltre studi di geologia hanno supposto che fenomeni tettonici di origine sismica o eruttiva provochino emissioni di onde elettromagnetiche a queste frequenze.

Altri fenomeni geofisici, quali le luci sismiche (Earthquake Lights, EQL), sono individuati come possibili precursori di terremoti e le teorie sulla loro origine indirizzano a ricercare la loro "impronta" nel campo delle ULF-ELF-VLF. Questa se individuata ne consentirebbe il rilevamento a distanza permettendo di monitorare il territorio con sistemi di sorveglianza automatica nella banda radio. Le teorie più accreditate sull'origine delle EQL sono la piezoelettricità (dovuto alla presenza di materiali che deformati producano un accumulo di carica), l'effetto giunzione (dato dal contatto di materiale di diversa natura), la tribo elettricità (elettrizzazione per strofinamento o frizione), la piroelettricità (elettrizzazione per riscaldamento) e l'emissione exoelettrica (bombardamento della componente

atmosfera da parte di elettroni emessi dalle rocce sottoposte a compressione).

Dal punto di vista delle comunicazioni in questa banda non è economicamente conveniente trasmettere, sia per le proibitive dimensioni di un'antenna accordata a queste frequenze, sia per l'enorme energia dissipata in essa e non irradiata, sia per l'elevata rumorosità. Caso particolare sono le trasmissioni dei Beacons¹ militari ai sottomarini e viceversa, infatti a causa delle proprietà di diffrazione dell'acqua, solo a queste frequenze è possibile trasmettere, ovviamente la velocità di trasmissione è bassissima.

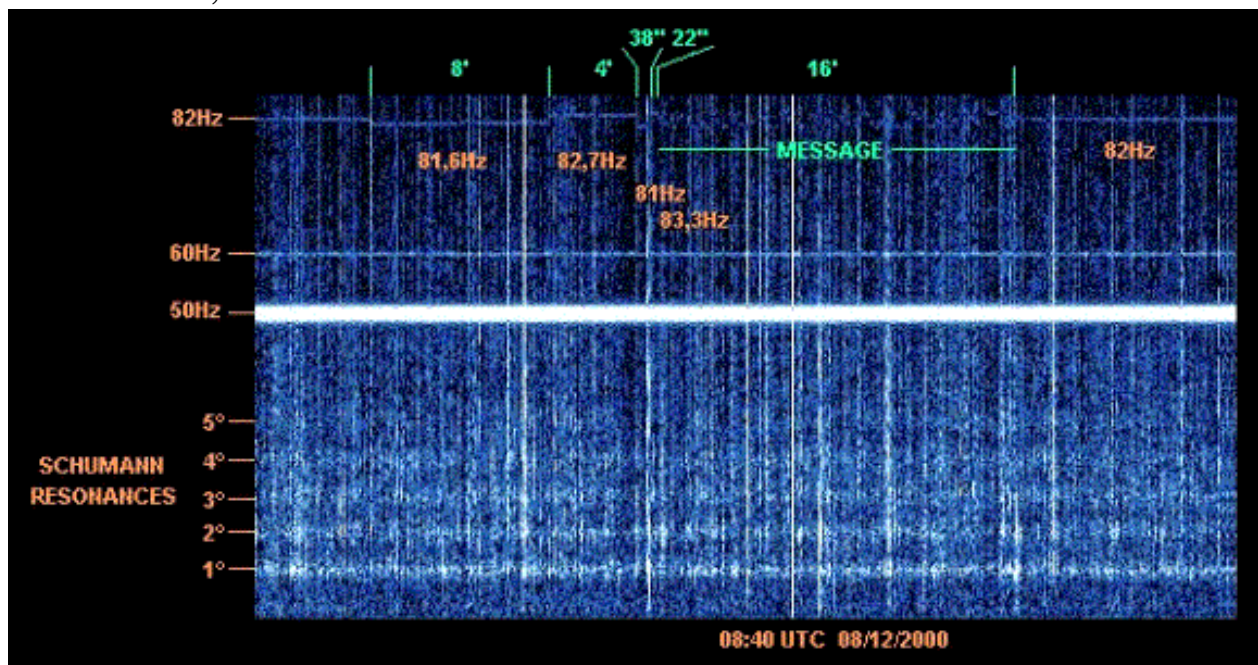


Fig. 1.1 Spettro radio in Ulf (0.1÷90 Hz)

Osservando lo spettro tra 0.1 e 90 Hz risultano evidenti quali siano le principali emissioni della banda (Fig 1.1). Di primaria importanza sono gli interferenti definiti E.M.I. (ElettroMagnetical Interference) di natura umana, tra cui spiccano la distribuzione dell'energia elettrica, riga a 50Hz (Europa e Africa) e a 60 Hz (USA e paesi Commowelh). Inoltre si notano le cinque frequenze fondamentali del fenomeno definito come Risonanza di

¹ Stazioni automatiche per l'emissione di segnali utili alla radio navigazione

Schumann (Cap 1.4). Potrebbero inoltre essere presenti altre emissioni che, adeguatamente studiate, aiuterebbero a capire alcuni dei più straordinari e disastrosi fenomeni naturali, che molto spesso non trovano soluzione fisica.

1.2 I precursori sismici

La natura produce onde radio da sempre, il cosmo è permeato da una radiazione di fondo che è la coda ancestrale del Big Bang, la galassia, le stelle, i pianeti e tutto l'universo emettono onde elettromagnetiche anche a bassissima frequenza.

A molti sarà capitato, sfregando un comune accendino, di osservare la pietra emettere una scintilla luminosa. Con un così semplice esempio è possibile capire come le rocce di cui è composto il nostro pianeta, sottoposte a stress meccanico, possono produrre segnali radio per le loro intrinseche proprietà di piezoelettricità.

Studi di geologia hanno supposto che fenomeni tettonici come sismi ed eruzioni provochino emissioni di onde elettromagnetiche soprattutto nella parte bassa dello spettro radio compresa tra 0 e 20 Hz.

Tra le teorie più accreditate [Rif. 1] sulla precursione sismica elettromagnetica si riporta, con il permesso dell'autore, quella del Professor Ezio Mognaschi dell'Istituto Nazionale di Fisica Nucleare sede di Pavia.

Infatti l'ipotesi di un'origine piezoelettrica, pocanzi riportata, non può reggere in generale in quanto non tutte le rocce sono piezoelettriche; in particolare quelle calcaree dei nostri Appennini non lo sono affatto. Tuttavia si sa che, prima di un sisma e più precisamente nel primo stadio degli eventi che portano ad esso, le rocce sono sottoposte a sforzi di compressione crescenti nel tempo. Si sa anche che, prima del manifestarsi nei materiali di una frattura macroscopica, si ha la formazione di microfratture che si propagano in modo ramificato all'interno del materiale stesso. Una microfrattura comporta la rottura di molti legami chimici e se il materiale non è un ottimo conduttore, si creano al suo interno intensi campi elettrici dovuti al fatto che, subito dopo la frattura, la distribuzione delle cariche elettriche (elettroni) non è quella dell'equilibrio precedente: per tale motivo alcune cariche rimangono in una delle sezioni lasciando dall'altra una mancanza di carica. Viene così originato un dipolo elettrico

che persiste per un tempo definito come tempo di rilassamento T del materiale considerato.

Per una roccia con resistività dell'ordine di $\rho = 10^6$ Ohm/m e costante dielettrica relativa $\epsilon_r \cong 10$

il tempo di rilassamento risulta essere risulta :

$$T = \rho \epsilon_r \epsilon_0 \cong 10^{-4} s$$

Tale tempo pur essendo molto breve è sufficiente per permettere la generazione di onde elettromagnetiche. La rottura di un legame chimico tra gli atomi di una roccia comporta inoltre il venir meno di una situazione di equilibrio nella quale, ad ogni atomo, era assegnata una propria posizione di equilibrio nel reticolo cristallino. Di conseguenza gli atomi che si trovano sulla superficie della microfrattura sono sottoposti a forze di richiamo da parte degli altri atomi situati all'interno della roccia, forze non più compensate da altrettante, di segno opposto, dovute ai legami chimici che si sono spezzati. Questo fatto comporta un'oscillazione smorzata degli atomi posti sulle facce della microfrattura e quindi l'esistenza di un dipolo elettrico oscillante. Il dipolo elettrico, che oscilla in modo smorzato, genera emissioni elettromagnetiche.

L'esistenza di vibrazioni meccaniche nelle rocce sottoposte a sforzi uniassiali di compressione è stata evidenziata trent'anni fa per mezzo di trasduttori piezoelettrici incollati a campioni di rocce.

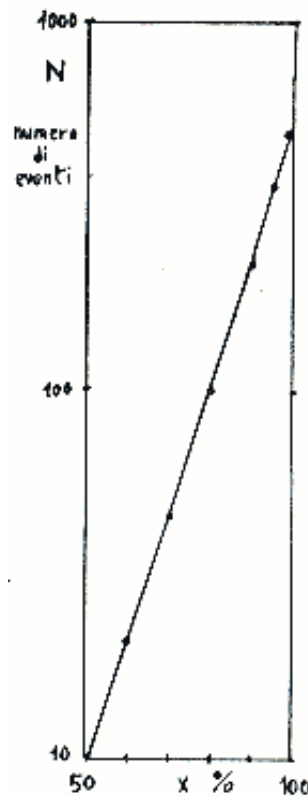
Tali esperimenti hanno mostrato che la formazione di microfratture inizia per uno sforzo pari a circa metà di quello corrispondente alla rottura, il numero di microfratture aumenta sempre di più, all'aumentare dello sforzo, sino al momento della frattura della roccia. Da un'analisi dei dati contenuti nelle pubblicazioni e la frequenza degli eventi di microfrattura in funzione dello sforzo, è risultata crescente con legge esponenziale proprio come per la frequenza del QRM (rumore di fondo) elettromagnetico.

Più precisamente, indicato con N il numero di eventi di microfrattura rilevati in corrispondenza di uno sforzo x che rappresenta il valore percentuale rispetto allo sforzo alla rottura, si ha:

$$N = N_0 10^{h \cdot x \cdot 100} \quad N_0 = 500 \quad \text{ed} \quad h = 0.08.$$

in cui N_0 = Numero di microfratture già presenti nel campione e h= parametro di normalizzazione

Il grafico relativo all'equazione è rappresentato in Fig. 1.2



1.2 Numero di eventi di microfratturazione rispetto ad uno sforzo X

Poiché nell'esperimento considerato lo sforzo veniva aumentato in modo proporzionale al tempo, (così come presumibilmente avviene in natura nella fase di accumulo di sforzi nelle rocce), risulta evidente la stretta connessione tra numero di eventi di frattura in una roccia sottoposta a

sforzo e frequenza del QRM elettromagnetico emesso dalla stessa.

È anche relativamente facile comprendere come un segnale elettromagnetico generato per frattura delle rocce possa essere ricevuto nella zona dell'epicentro² (se l' ipocentro³ non è troppo profondo) e non a distanza: infatti l'efficienza di radiazione dei dipoli entro la roccia è piuttosto bassa in quanto la dimensione lineare del dipolo oscillante è molto inferiore alla lunghezza d'onda generata.

Inoltre la profondità alla quale vengono generati i segnali, tipicamente sino a 20 km nel caso considerato, fa sì che questi giungano in superficie attenuati.

Naturalmente è possibile che per altre situazioni, cioè per altri tipi di rocce e per l'evoluzione di stati di sforzo che daranno origine a sismi di intensità molto diversa da quella considerata, il modello presentato non sia adeguato.

La presenza di segnali prima e dopo il sisma troverebbe conferma dagli studi fatti dal gruppo di ricerca ELFRAD (Extremely Low Frequency Research And Development) sulle ULF-ELF (<http://www.elfrad.com>). Il gruppo è attivo fin dal 1986 in questo lembo estremo delle radio onde e si pone come capofila degli studi in questa banda mai prima d'ora indagata.

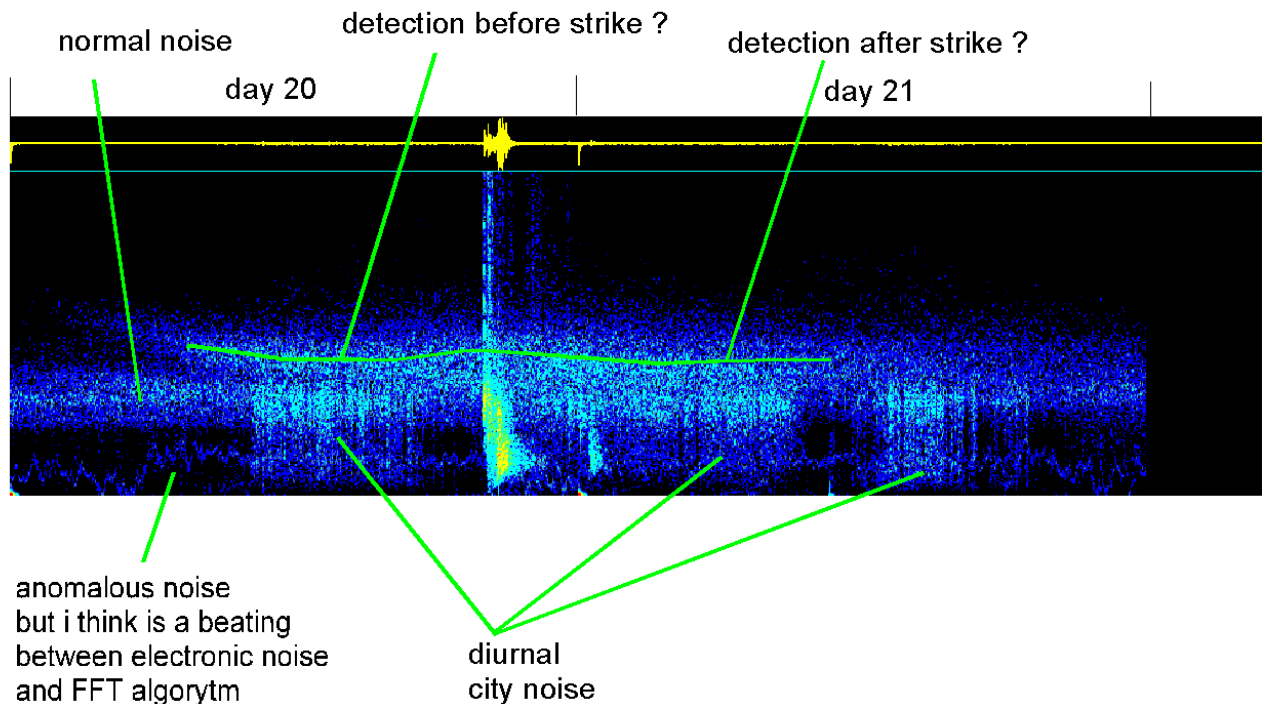
A tal fine essi si propongono di avere un ricevitore per le Ulf-Elf ogni mille miglia quadrate, creando così una sorta di rete di osservazione mondiale della gamma.

Si è infatti convinti che un sisma potrebbe essere solo un evento culminante di una serie di concause coinvolgenti alcuni meccanismi ancora sconosciuti che perdurano non solo per mesi e anni prima ma, anche per un successivo periodo di tempo.

Un esempio di questi potrebbe essere il segnale captato in occasione del devastante terremoto di Taiwan del 20 Settembre del 1999, (Figura 1.3).

² punto della superficie terrestre nel quale un terremoto raggiunge la sua massima intensità

³ punto interno alla terra nel quale un terremoto raggiunge la sua massima intensità

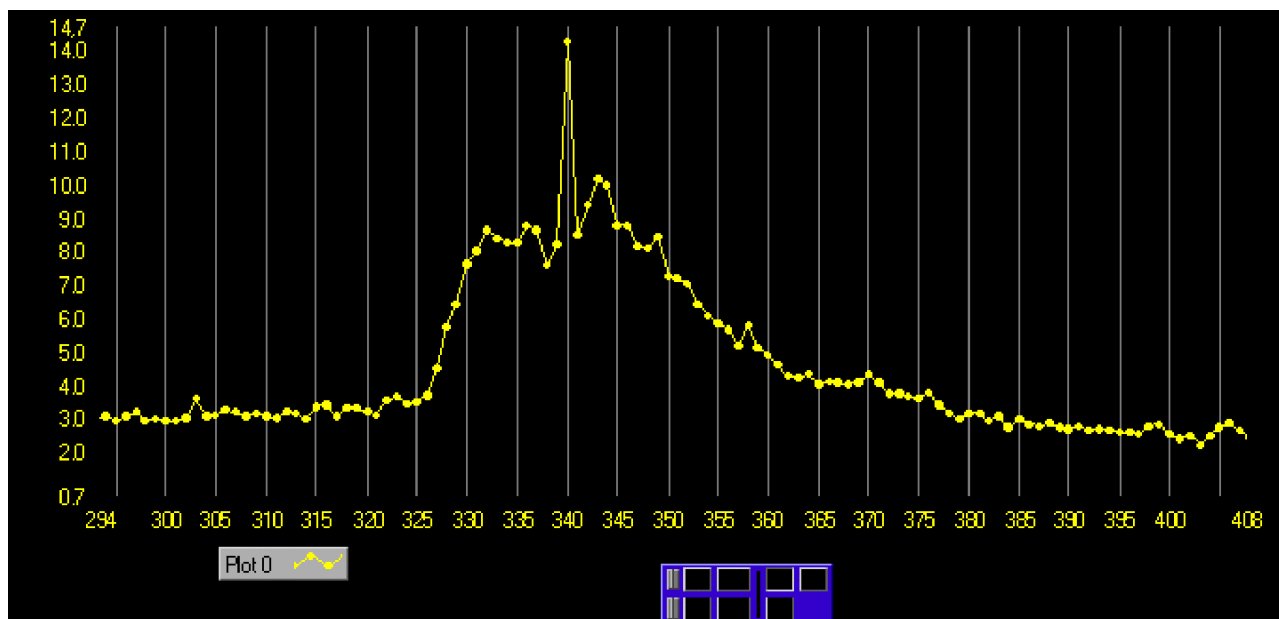


1.3 Spettro radio dei giorni precedenti e antecedenti la scossa.

La figura 1.3 rappresenta lo spettro di segnali registrati nel giorno 20 e 21 Settembre 1999, le aree nere indicano assenza di segnale quelle colorate dal blu al giallo indicano segnale in intensità crescente. Le linee verdi sono state tracciate a mano per evidenziare l'andamento del segnale precursore. Il segnale sembra avere uno strascico anche dopo il sisma e non sembra appartenere alla risonanza della crosta dopo l'evento ma sembra essere correlato all'evento stesso.

In figura 1.4 è invece illustrato l'andamento di intensità delle frequenze comprese tra 0.23 e 0.27 Hz registrate nelle 46 ore precedenti il sisma di Taiwan Ms 6.75 del 20 Settembre 1999 ore 17:47 GMT e le successive 68 ore.

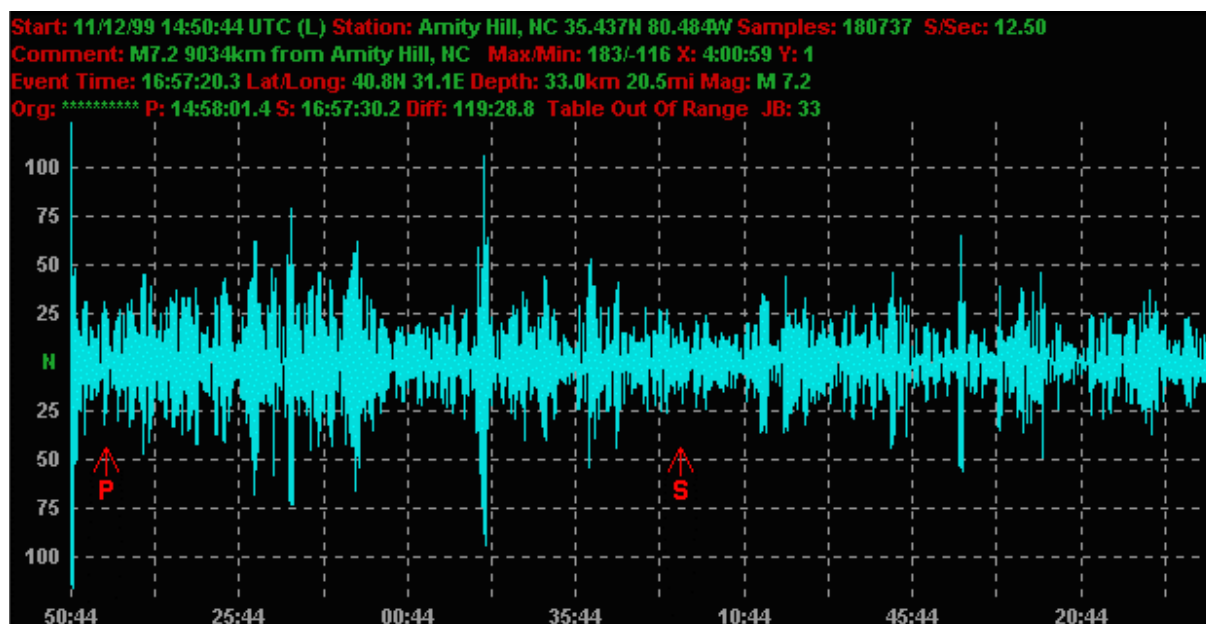
Il sisma è avvenuto nel momento in cui il grafico traccia l'ora 3:40 la scala Y non è esprimibile in una unità di misura ma indica in modo scalare l'intensità del segnale.



1.4 Andamento tra $0.23 \div 0.27$ Hz

Recentemente si sono verificati pochi altri casi che attivano segnali come quelli descritti sopra, il gruppo Elfrad detiene un buon archivio di registrazioni dei più importanti eventi degli ultimi cinque anni.

Un esempio molto chiaro è dato dal terremoto Turco dell' 17 Agosto del 1999 Il grafico (Fig 1.5) mostra chiaramente la rilevazione del precursore captato alle 14:58:01 UTC, 119 minuti prima dell'evento.

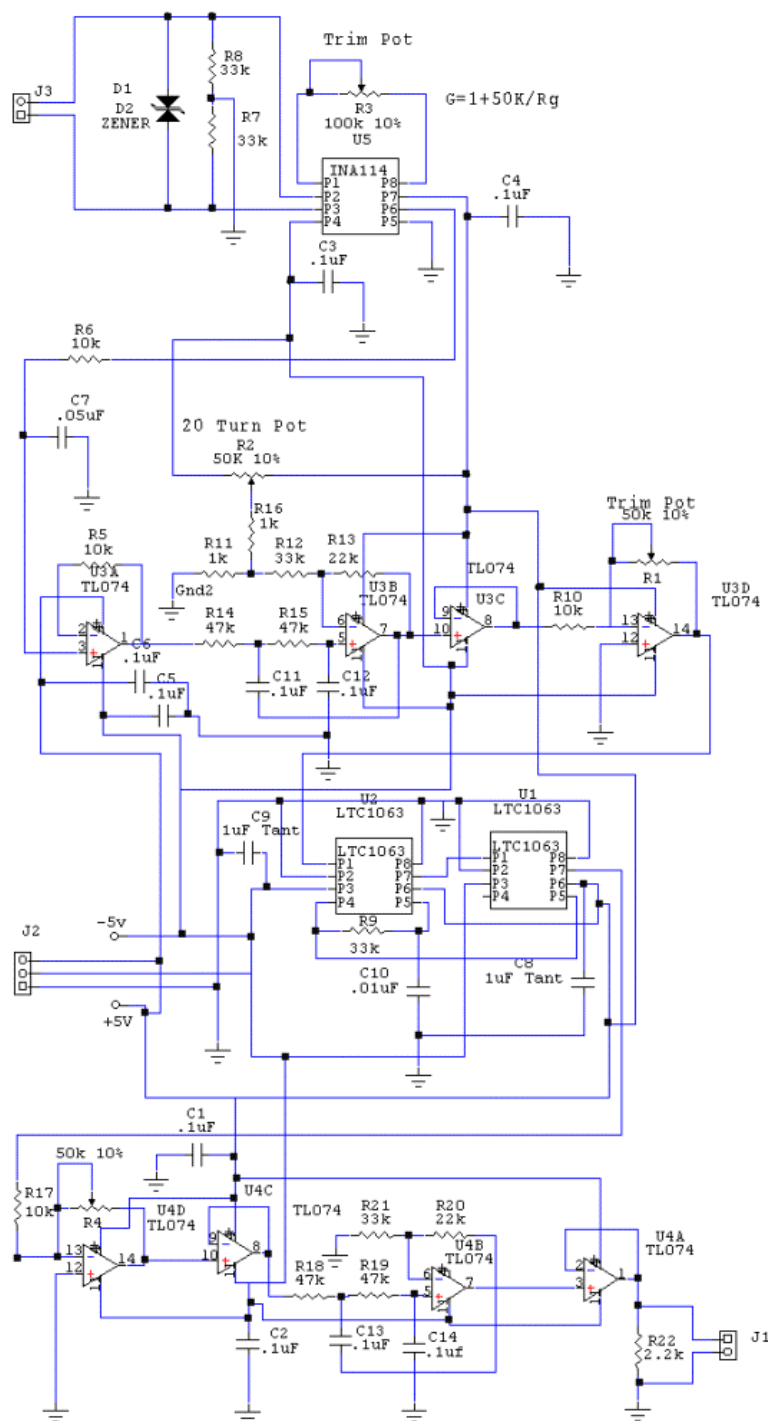


1.5 Rilevazione in occasione del terremoto Turco 17/08/1999

In realtà non esiste ancora una statistica tale da permettere una chiara definizione del fenomeno, rimane il fatto che questi tipi di segnale siano da tenere sotto osservazione per creare una casistica adeguata. Probabilmente segnali simili vengono attivati anche da fattori diversi che non hanno a che fare con eventi sismici o meglio, non direttamente.

Ad esempio ne sono stati osservati in occasione di perturbazioni atmosferiche. Allo stesso tempo durante perturbazioni atmosferiche non sono state osservate variazioni spettrali significative. Questo avvalorava l'ipotesi di una relazione tra le variazioni di tensione crostale e diversificazione della risposta in frequenza di aree geologicamente attive. Altri fenomeni geofisici, quali le luci sismiche (Earthquake Lights, EQL), sono individuati come possibili precursori di terremoti e le teorie sulla loro origine indirizzano a ricercare la loro "impronta" nel campo delle ULF. Questa se individuata ne consentirebbe il rilevamento a distanza permettendo di monitorare il territorio con sistemi di sorveglianza automatica della banda radio.

Al momento non si può certo affermare di avere "scoperto" dei precursori stabili e ripetitivi, si è però entusiasti che il tipo di approccio abbia avuto qualche successo. L'identificazione di pattern subacustici usando le tecniche di accelerazione digitale analizzati da un orecchio "esperto" potrebbe dare risultati sorprendenti se eseguito nell'ambito di una sperimentazione mirata (su siti geologicamente attivi) con strumentazione più adeguata e/o progettata appositamente come ad esempio potrebbe essere il ricevitore ULFO oggetto di questa tesi. Il nostro punto di partenza è stato proprio il ricevitore a conversione diretta sviluppato dal gruppo Elfrad (Fig. 1.6) cercando di andare a risolvere i problemi che in esso si sono presentati, soprattutto quelli fino ad ora insormontabili legati al rumore $\frac{1}{f}$ e alle interferenze dovute alla distribuzione della rete elettrica.



ELFRAD ULF Receiver
 DC to 30 hertz
 Build 122802
 Charlie Plyler
 Copyright 2003

1.6 Schema elettrico del ricevitore Elfrad.

1.3 Il fenomeno Hessdalen

La collaborazione del C.N.R. con L'università di Sarpsborg, in Norvegia nell'ambito del progetto Embla 2000 [Rif. 2], ha consentito di studiare un fenomeno particolare che avviene a Hessdalen, una località Norvegese nell'area di Holtalen a circa 100 Km da Trondhiem. In questa valle dal 1984 ad oggi sono stati avvistati strani oggetti luminosi fluttuanti nell'aria la cui natura non è ancora stata svelata. Sono sfere molto ben visibili di notte, luminescenti, di diametro e forme varie che compaiono e stazionano in questa valle. Secondo studi fatti dall'università Norvegese esse emettono più energia di quella che potrebbero teoricamente contenere date le loro dimensioni, cambiano di colore e di direzione quando sono colpite da un Laser, sono tracciabili dai radar e quando impattano su un terreno innevato non sciolgono la neve ma lasciano un'impronta a spirale. L'erba e qualsiasi batterio vivente muoiono nel terreno colpito. Alcune immagini del fenomeno sono riportate in Fig. 1.7,1.8.

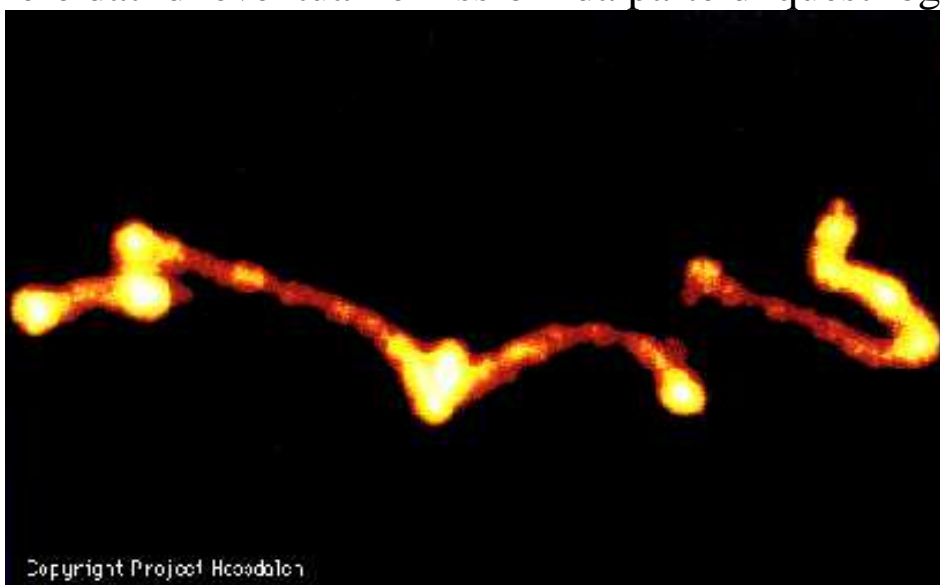


1.7 Immagini del Fenomeno Hessdalen

Data la limitatezza del numero delle osservazioni disponibili fino ad oggi non si è potuto dare una conferma definitiva ad alcuna delle ipotesi formulate. Eventi analoghi sono stati osservati anche

in altre aree del globo, tra le quali anche l'Italia e più precisamente nel comprensorio dei monti Sibillini. La particolarità di Hessdalen è però la ripetitività con cui tale fenomeno si manifesta.

Risulta evidente come quest'area si presenti come un perfetto laboratorio per testare le apparecchiature realizzate e per studiare al tempo stesso un fenomeno che ancora non trova spiegazione. Varie teorie sono state proposte per descrivere questo fenomeno, come ad esempio stress tettonici, l'azione dei monopoli magnetici, la concentrazione di gas ionizzato sostenuto da Vortons, all'interazione tra campo magnetico terrestre, la rotazione della terra e infine convezione atmosferica (dinamo terrestre). Il problema maggiore incontrato per spiegare il fenomeno si sintetizza nella difficoltà di trovare una teoria che giustifichi come il fenomeno può vivere per ore con potenze luminose superiori al Kw. Ipotizzando che questo sia un fenomeno di origine naturale e seguendo il filone di pensiero basato sul fatto che fenomeni naturali analoghi a questo emettano E.M. e considerando che alcune delle teorie sopra elencate sarebbero avvalorate se in concomitanza di questi eventi luminosi ci fossero emissioni nel campo ULF-ELF, lo scopo di questa tesi è stato quello di progettare un ricevitore che ci consentisse di monitorare e raccogliere dati di eventuali emissioni da parte di questi oggetti.



1.8 Immagini del Fenomeno Hessdalen

1.4 La risonanza di Schumann

Nel 1952, un ricercatore di Monaco di Baviera, W.O. Schumann, presentò una ricerca in cui dichiarava che, tra la ionosfera e la terra, si crea un campo magnetico pulsante alla frequenza di 10 Hz. Tale pulsazione venne definita come di Risonanza di Schumann. La terra si comporta come un circuito elettrico enorme. L'atmosfera è un conduttore debole e se non ci fossero fonti di carica, la relativa carica elettrica attuale si disperderebbe in circa 10 minuti. Dobbiamo quindi immaginare che esista una cavità risonante tra il bordo della terra e quello più basso della ionosfera (Fig.1.9) di circa 55 Km. In qualsiasi momento, la carica totale che risiede in questa cavità è di 500.000 coulomb. Per questo motivo si crea un flusso di corrente continuo verticale tra la terra e la ionosfera di $1 - 3 \times 10^{-12}$ A per metro quadro. La resistenza dell'atmosfera è di 200 Ohm. Il potenziale di tensione è di 200.000 volt. Sappiamo inoltre, per rilevazione scientifica, che ci sono circa 1000 lampi su tutta la terra in ogni istante. Ciascuno produce 0,5 - 1 Ampere e questi rappresentano il flusso di corrente misurato nella cavità elettromagnetica della terra.

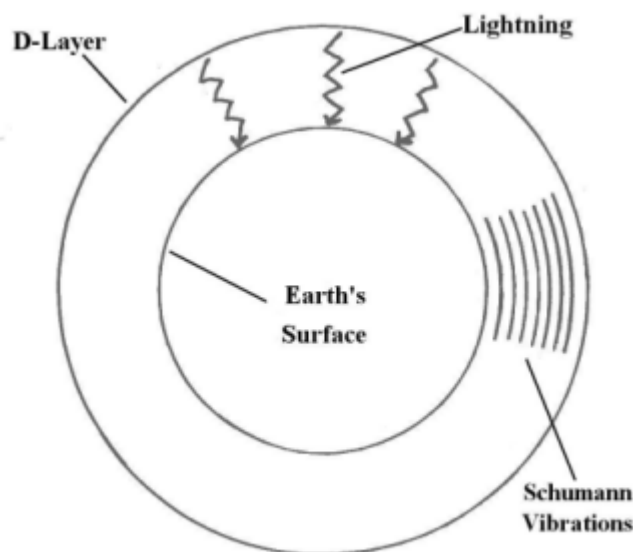


Fig.1.9 Cavità risonante Terra-Ionosfera

Le risonanze di Schumann sono onde elettromagnetiche che esistono e si propagano in questa cavità. Come le onde su una molla, non sono sempre presenti tutto il tempo, ma devono essere eccitate per essere osservate. Si sa di per certo che esse non sono causate dalla morfologia terrestre, dalla

crosta al mantello o al nucleo, ma sembrano essere collegate con l'attività elettrica nell'atmosfera, specialmente durante i periodi di attività intensa di lampi.

Si presentano a parecchie frequenze fra 6 e 50 cicli al secondo; specificamente 7.8, 14, 20, 26, 33, 39 e 45 Hertz , con una variazione quotidiana circa +/- di 0.5 Hertz, le tre prime linee possono essere viste nella la figura che visualizza i dati la Finlandia del Nord, la stazione di Kilpisjärvi (Fig.1.10).

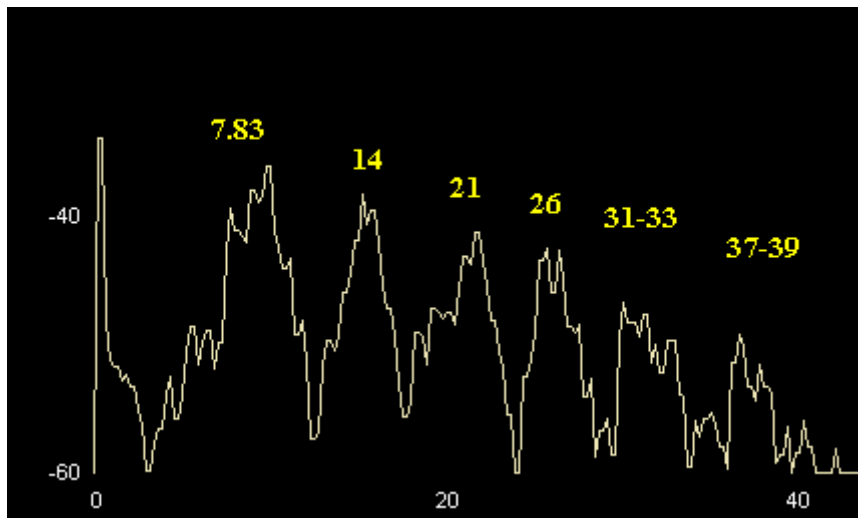


Fig.1.10 Frequenze medie nominale della risonanza di Schumann

A condizione che le proprietà della cavità elettromagnetica della terra rimanga quasi invariate, queste frequenze rimangono le stesse.

Presumibilmente c'è un certo cambiamento dovuto il ciclo delle macchie solari poichè la ionosfera cambia in risposta al ciclo undicennale di attività solare (Ciclo di Wolff).

Gran parte della ricerca, durante gli ultimi vent'anni, è stata condotta dalla Marina Militare degli Stati Uniti d'America. Il problema principale nell'affrontare la ricezione e lo studio di tale risonanza è dovuto ai forti interferenti causati dalle correnti alternate di tipo domestico, 50 Hz per l'Europa e 60 Hz per gli Stati Uniti .

Dal punto di vista biologico, molti studiosi, tendono a sostenere che la risonanza di Schumann governi in qualche modo la neuro fisiologia animale: le migrazioni e gli accoppiamenti potrebbero essere scandite da essa. Per quel che riguarda l'uomo è curioso notare che la risonanza ha la

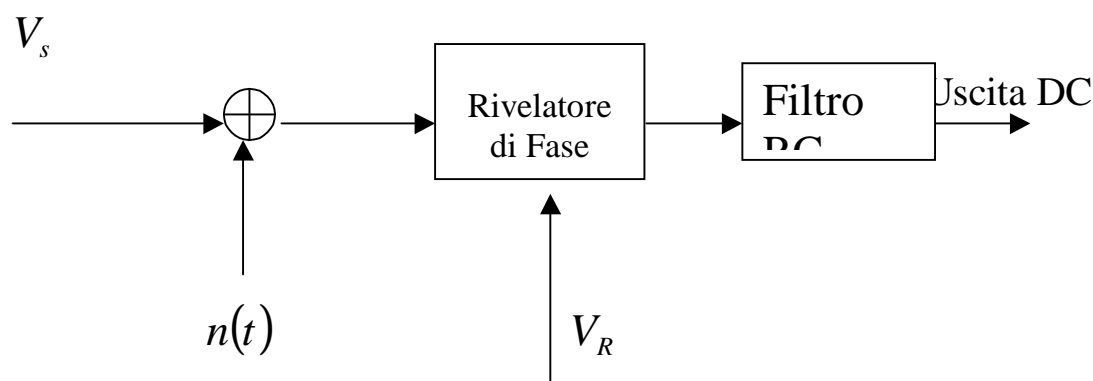
medesima frequenza delle onde Beta cerebrali, quelle onde che caratterizzano l'attività di veglia delle nostre capacità intellettive. Da alcuni studi, tra i quali citiamo quelli del dott. Fiorenzo Marinelli del CNR di Bologna, emerge la possibilità che gli interferenti elettromagnetici possano disturbare la percezione da parte dell'organismo umano della risonanza di Schumann e creare quindi problemi di carattere neuro vegetativo al nostro orologio biologico andando a peggiorare quelle situazioni di stress che già caratterizzano il mondo moderno.

Capitolo 2

Teoria della modulazione demodulazione sincrona

2.1 Efficacia della rivelazione di fase rispetto alla diretta.

Un metodo efficace per rivelare segnali al di sotto del rumore consiste nell'impiego di rivelatori sincroni, che, dato la loro miglior efficienza, consentono di utilizzare costanti di tempo più brevi. In tali circuiti il segnale d'ingresso è miscelato con una tensione di riferimento alla stessa frequenza; l'uscita, a frequenza zero, è proporzionale all'ampiezza del segnale di ingresso e alla relazione di fase tra il segnale stesso e la tensione di riferimento (Fig 2.1)



2.1 Schema a blocchi del Rivelatore sincrono.

In pratica il rumore all'ingresso può essere notevolmente più elevato del segnale utile, infatti è limitato soltanto dalla capacità dell'amplificatore di "manipolare" segnali forti, cioè con una dinamica in ingresso elevata [Rif.3].

In genere non può essere fatta nessuna previsione sul valore della tensione di rumore $n(t)$, essendo il suo comportamento completamente casuale.

Si possono conoscere però alcune grandezze legate alla $n(t)$ che sono quelle note per un processo stazionario:

a) Il valor medio della $n(t)$, che è nullo.

b) Il valor quadratico medio

$$n^2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} J(\omega) d\omega$$

c) La densità spettrale $J(\omega)$ che è lo spettro di potenza della fluttuazione di tensione. Si dimostra che la tensione quadratica media del rumore termico presente ai capi di una resistenza R ha uno spettro “bianco” (cioè in cui sono presenti le componenti a tutte le frequenze) con densità spettrale

$$J(\omega) = 2\kappa TR$$

dove: κ è la costante di Boltzmann
 T è la temperatura della sorgente
 R è la resistenza.

La tensione di rumore V_t all'uscita del filtro ha perciò valor quadratico medio dato da: $V(t)^2 = \kappa TR \Delta f$.

Immaginiamo di avere all'ingresso del rivelatore di fase (o rivelatore sincrono) un segnale di tipo sinusoidale V_s :

$$V_s = V_0 \sin(\omega_0 t + \Phi)$$

e una tensione di rumore $V(t)$ che vengono mischiati con la tensione di riferimento (supposta sinusoidale) V_r :

$$V_r = V_1 \sin(\omega_0 t + \Phi_1)$$

L'uscita viene poi integrata su un tempo τ .

Tralasciando per il momento la tensione di rumore $V(t)$, all'uscita del rivelatore in fase si ha una tensione continua V_{DC} data da:

$$V_{DC} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} V_0 \sin(\omega_0 t + \Phi) V_1 \sin(\omega_0 t + \Phi_1) dt$$

$$V_{DC} = \frac{1}{\tau} \frac{1}{2} V_0 V_1 \tau \cos(\Phi - \Phi_1)$$

La fase del segnale di riferimento può essere facilmente variata e, senza nulla togliere alla generalità, possiamo sceglierla in modo tale da avere:

$$\Phi_1 = \Phi$$

pertanto abbiamo un segnale V_{DC} che è proporzionale all'ampiezza del segnale da rivelare V_s

Se ora supponiamo che esiste rumore additivo l'uscita sarà:

$$V_{DC} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} (V_0 \sin(\omega_0 t) + v(t)) V_1 \sin(\omega_0 t) dt$$

$$V_{DC} = \frac{1}{\tau} \left(V_0 V_1 \frac{\tau}{2} (1 - \text{Sinc}(2\omega_0 t)) + V_1 \int_0^{\tau} v(t) \sin(\omega_0 t) dt \right)$$

Il primo termine è quello che contiene il segnale e, purchè la banda passante

all'ingresso sia $\Delta f \gg (2\pi\tau)^{-1}$, il rapporto tra il sin della pulsazione e la sua pulsazione è circa 1 (tranne che per $i=1$).

Il secondo termine contiene il rumore che, essendo una quantità casuale, viene meglio analizzato per mezzo del suo valor quadratico medio che per tempi di

integrazione non troppo brevi $\Delta f \gg \frac{1}{(2\pi\tau)}$ tale grandezza diviene:

$$\bar{v}(\tau)^2 = \frac{V_1^2}{2} J \frac{1}{\tau}$$

Possiamo definire per il momento X come il rapporto segnale rumore all'uscita (in potenza) :

$$X = \frac{V_0^2}{2J} \frac{1}{\tau}$$

in cui J è la densità di rumore bianco.

Da questa formula possiamo, chiamato \mathcal{X} il rapporto segnale rumore all'ingresso in potenza, si ha:

$$X = (\Delta f \tau) \chi$$

essendo:

$$X = \frac{V_0^2}{2J} \frac{1}{\Delta f}$$

Dal confronto di queste due ultime espressioni si può osservare come il circuito

agisca da filtro con banda passante pari a $\Delta F = \frac{1}{\tau}$.

Bande passanti nell'ordine di 1 Hz o minori sono in questo modo facilmente ottenibili impiegando costanti di tempo dell'ordine del secondo. Vediamo ora cosa succede nel caso in cui la medesima tensione V_s venga applicata all'ingresso di un diodo rivelatore lineare.

Il segnale utile è al centro di una banda passante Δf contenete rumore bianco con densità spettrale J .

Definiamo temporaneamente x il rapporto segnale rumore (in potenza) all'ingresso del rivelatore:

$$x = \frac{V_0^2}{j\Delta f}$$

e quindi definendo temporaneamente y il rapporto segnale rumore in tensione all'ingresso avremo: $y = \sqrt{x}$

All'uscita del diodo si ottiene una corrente I_{DC} che, nel caso di deboli segnali ($x < 1$) ha la seguente espressione:

$$I_{DC} = \frac{k}{\pi} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{J\Delta f} \left(1 + \frac{x}{2} \right)$$

Si nota che la I_{DC} è dovuta in parte al rumore e in parte al segnale, inoltre il fatto che la I_{DC} vari in modo apprezzabile al variare di x (anche con x

molto piccoli) suggerisce la possibilità di rivelare segnali al di sotto del rumore.

Un limite alla sensibilità di tale metodo è però dato dalla presenza di fluttuazioni attorno al valor medio.

Per ovviare a tal problema sarebbe necessario utilizzare costanti di integrazioni molto grandi, il valor medio della fluttuazione può venir ridotto se viene ridotta la banda passante dopo il rivelatore.

In assenza di segnale la corrente di rumore a valle del filtro diviene:

$$I_{DC} = \frac{k}{\pi} \sqrt{J\Delta f} \cdot 0.443 \frac{1}{\sqrt{\Delta f\tau}}$$

con $\tau = RC$

Siamo quindi in grado di definire la sensibilità del diodo rivelatore.

Il criterio di valutazione scelto è il valore del rapporto segnale rumore all'ingresso per il quale l'errore di misura dovuto alla fluttuazione è uguale alla variazione di tensione cioè quando il rapporto segnale rumore in uscita è unitario:

$$Y = \frac{I_{DC}}{I_{eff}} = 1$$

Sostituendo si ottiene che il rapporto $\frac{S}{N}$ in uscita è dato da:

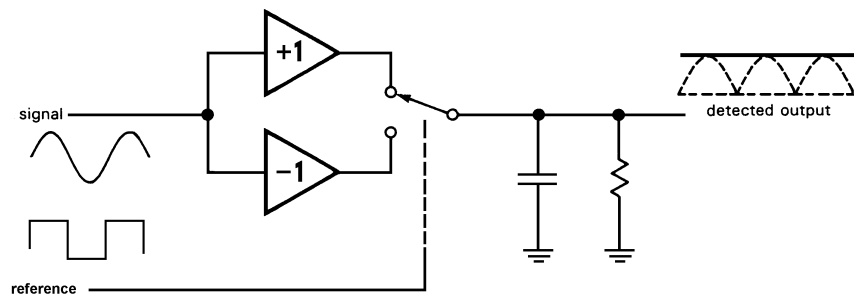
$$Y = 1.41\sqrt{\Delta f\tau} y^2$$

ricordando che $y = \sqrt{x}$ e quindi diventa unitario quando

$$y = \sqrt{0.707 \frac{1}{\sqrt{\Delta f\tau}}}$$

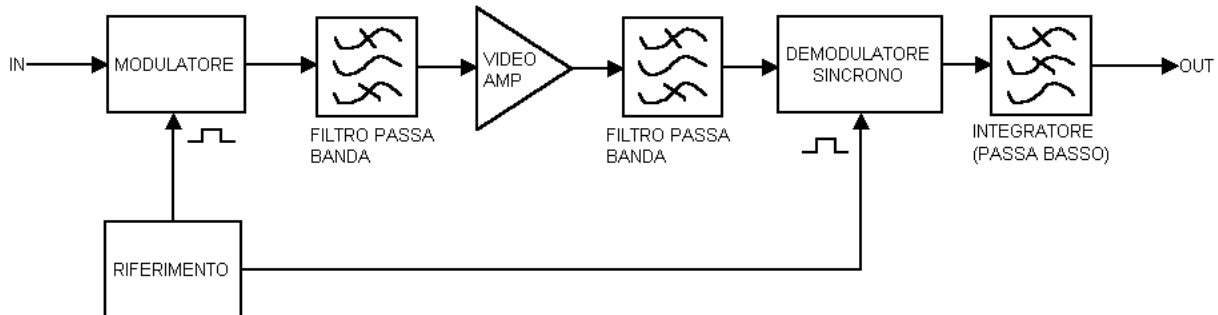
Per valori di y uguali o superiori a quanto dato dalla formula precedente, il rapporto $\frac{S}{N}$ in uscita Y è uguale o maggiore di 1, e quindi la I_{DC} in uscita è misurabile in quanto non più mascherata dalle fluttuazioni. Da queste formule si osserva il notevole vantaggio del rivelatore di fase rispetto ad un semplice diodo rivelatore, per impieghi con segnali al di sotto del rumore

Spesso per comodità circuitale risulta più semplice utilizzare un riferimento in onda quadra (Fig.2.2) anzichè sinusoidale, in linea di massima trattasi di modulazione ON/OFF in cui il segnale da rivelare viene alternativamente moltiplicato per +1 e -1. Ripetendo i calcoli si verifica pervenire al medesimo risultato. In questo caso il rivelatore di fase deve essere necessariamente preceduto da un filtro selettivo, in modo da evitare che le frequenze armoniche dispari del segnale giungano al rivelatore stesso.



2.2 Modulatore sincrono a onda quadra

2.2 Architettura della Modulazione Demodulazione sincrona

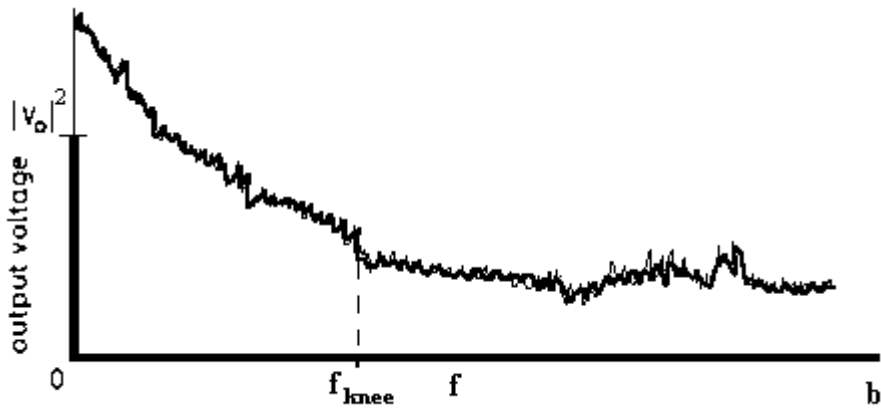


2.3 Schema generale dell' Anello Lock-In

Si è visto dal paragrafo precedente come l'architettura di tipo "LOCK IN" viene impiegata per il signal recovery di segnali aventi ampiezza molto al di sotto del livello di rumore. In particolare, questa metodologia viene adottata quando si vogliono rilevare segnali continui o lentamente variabili nel tempo, che possono essere soggetti a Offset, drift (lente variazioni nel tempo del segnale) termici e fluttuazioni di guadagno causate dal rumore di tipo $\frac{1}{f}$ della catena amplificatrice.

La tecnica (Fig.2.3), consiste nel realizzare una modulazione ad una frequenza diversa da quella del segnale sorgente, al fine di traslarlo al di fuori dalla banda in cui è dominante il rumore $\frac{1}{f}$.

Tale frequenza, nota come f_{chop} , dovrà essere superiore alla frequenza di ginocchio f_{knee} (Fig. 2.4), punto in cui si ha la transizione tra la regione in cui il rumore ha andamento $\frac{1}{f}$ e quella in cui il rumore è Bianco Gaussiano.

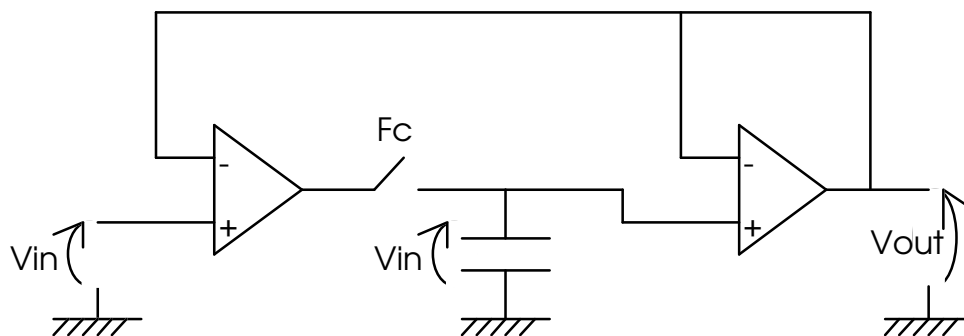


2.4 Frequenza di ginocchio

La tecnica di modulazione sincrona Lock-In prende anche il nome di modulazione Chopping, tecnica che viene usata per realizzare appunto amplificatori Chopper.

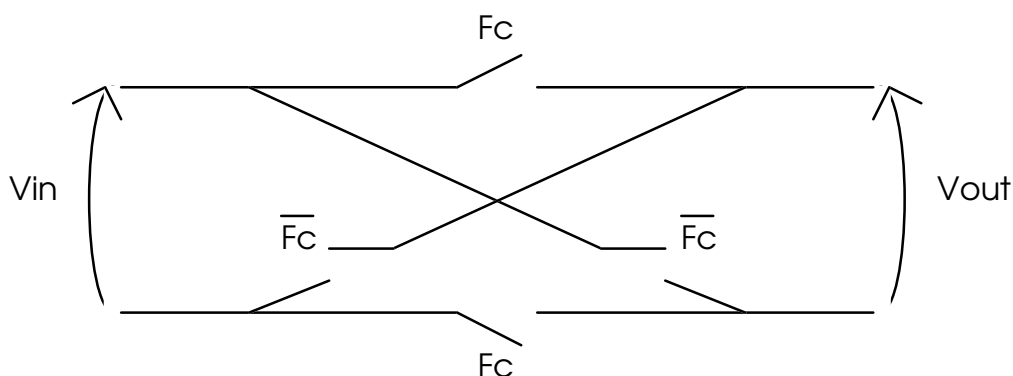
Ricordando che traslare in frequenza un segnale equivale a campionarlo, si può considerare la tecnica chopper come una tecnica di campionamento con frequenza F_c che, per il teorema di Nyquist, deve essere maggiore o uguale al doppio della frequenza massima del segnale.

Il procedimento consiste quindi nel selezionare in frequenza la parte di segnale che interessa, modularla, amplificarla, riselectzionare la parte di segnale che interessa tramite un filtro passa-banda e quindi demodularla in modo sincrono. Una delle tecniche fa uso di un campionatore digitale (Fig. 2.5). Il modulatore e demodulatore vengono collegati ad un clock comune esterno (generatore di F_c). Nel nostro caso si è scelto di modulare a 1 KHz, con onda sinusoidale.



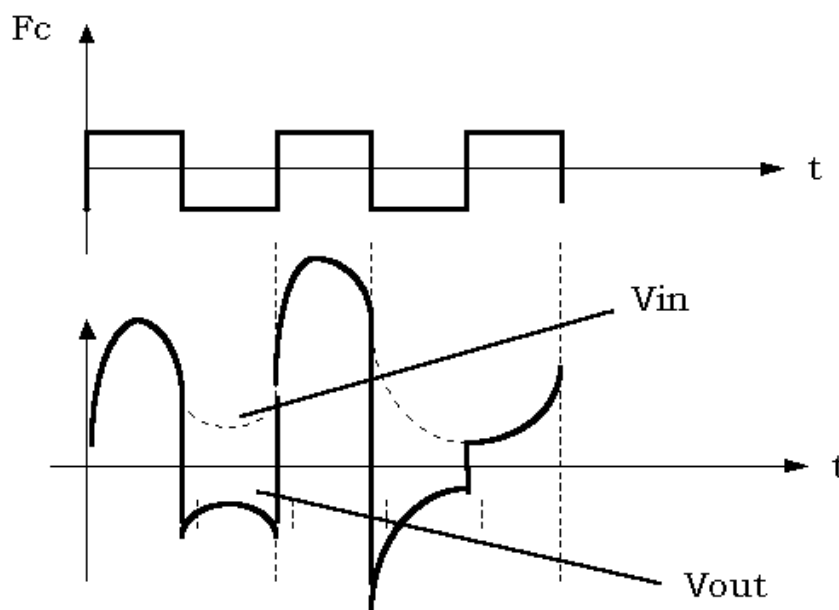
2.5 Implementazione a Modulatore bilanciato

A causa degli effetti parassiti del condensatore, delle correnti di bias degli amplificatori operazionali, della non idealità varie derivate dai drift termici, tale schema non può essere utilizzato quando il segnale V_{in} è molto piccolo in quanto genererebbe un errore molto grande in demodulazione ed è pertanto da escludersi con strumenti ad alta sensibilità. A tal fine, si può utilizzare un modulatore bilanciato realizzato con solo degli interruttori elettronici (Fig 2.6)

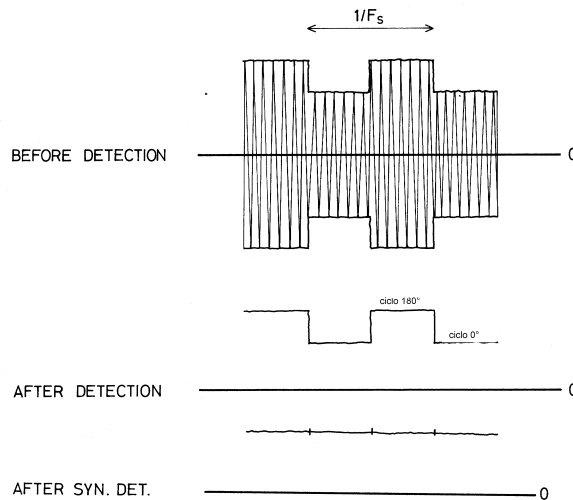


2.6 Implementazione a Interruttori elettronici.

Quando sono chiusi gli interruttori dei rami orizzontali passa il segnale inalterato, quando sono chiusi quelli dei rami obliqui, passa il segnale invertito (Fig 2.7a Fig.2.7b). Il demodulatore sarà realizzato in modo simmetrico e del tutto uguale al modulatore.



2.7a Relazione V_{in} , V_{out}

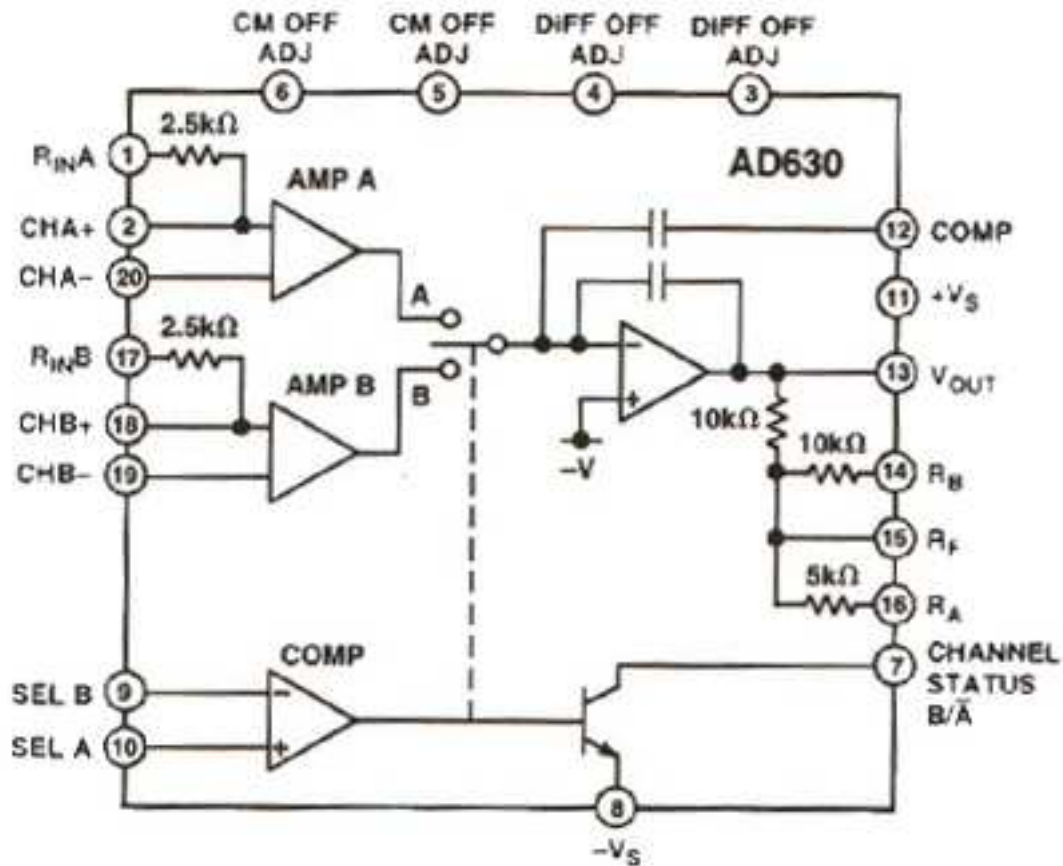


2.7b Il segnale nelle varie sezioni del Lock In.

Demodulando in modo sincrono il segnale di uscita verrà restituito amplificato di un certo valore per ottenere un rapporto $\frac{S}{N} > 1$, senza le componenti spettrali indesiderate e con il vantaggio di reiettare tutti gli offset e i drift alle basse frequenze, generati all'interno dell'anello.

2.3 ANALOG DEVICE AD630 Balanced Mod-Demodulator

L'AD630 è un modulatore demodulatore bilanciato di precisione che combina una architettura di commutazione flessibile con un'accurata stabilità in temperatura. Tra le sue varie applicazioni include oltre la Modulazione Demodulazione bilanciata, la rilevazione sincrona, la rilevazione di fase, di quadratura, l'amplificazione di tipo Lock In. Esso funziona come un amplificatore operazionale di precisione con due ingressi differenziali indipendenti e un comparatore di precisione che è usato per selezionare l'ingresso attivo (Fig 2.11).



2.11 Schema elettrico del circuito integrato.

In pratica, sul Pin 9, viene portato l'ingresso di Clock sincrono che comanda il comparatore di precisione selezionando alternativamente l'ingresso attivo degli amplificatori A o B. Il segnale in ingresso viene portato sui Pins 16 e 17, modulato a prodotto con il contributo del Pin 9, il segnale così ottenuto viene prelevato dai pins 12-13-14.

La potenza e la versatilità di questo circuito integrato fanno in modo che con lo stesso dispositivo e nella stessa configurazione sia possibile realizzare sia il modulatore che il demodulatore.

Nel nostro studio abbiamo utilizzato il dispositivo nella sua configurazione di Modulatore sincrono e Demodulatore sincrono e cioè, come visto nella teoria, abbiamo formato un anello Lock-In. Secondo le specifiche del Data Sheet, questa configurazione, è in grado di effettuare il signal-recovery di piccoli segnali immersi fino a 100 dB sotto il livello di rumore interferente.

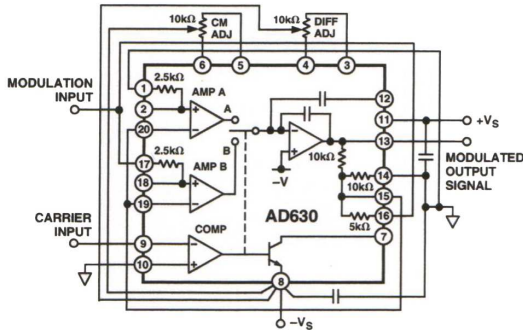


Figure 9b. AD630 Configured as a Gain-of-Two Balanced Modulator

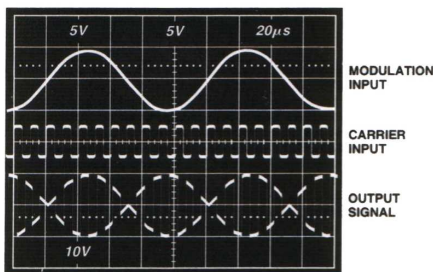


Figure 10. Gain-of-Two Balanced Modulator Sample Waveforms

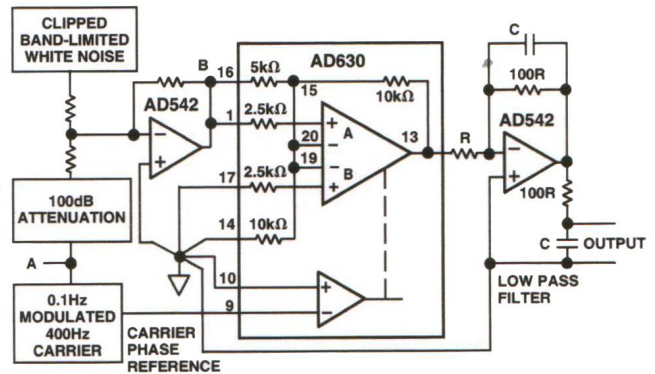


Figure 14. Lock-In Amplifier

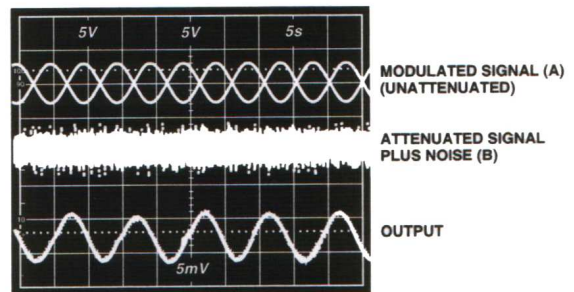
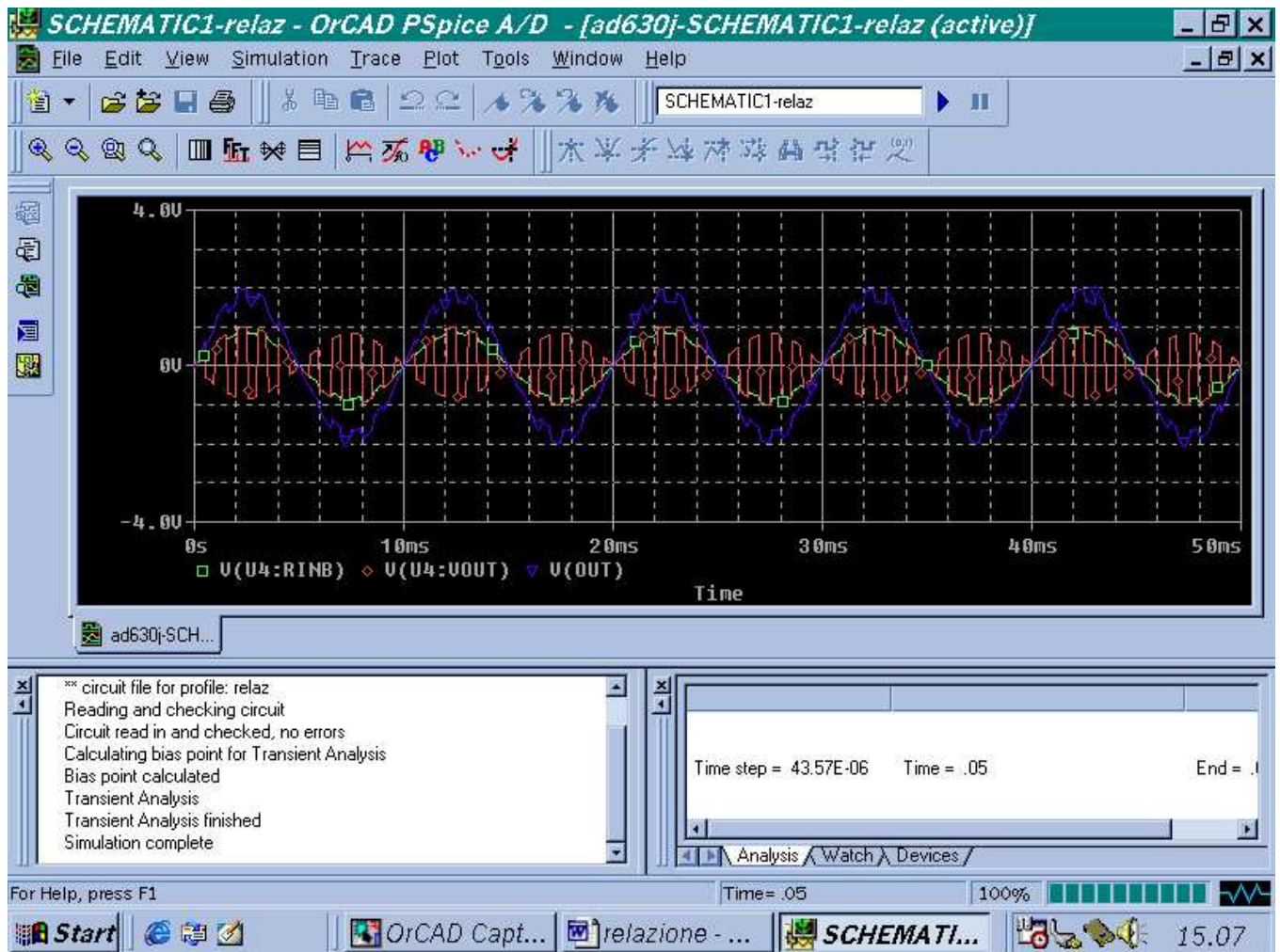


Figure 15. Lock-In Amplifier Waveforms

2.12 Configurazione a Modulatore

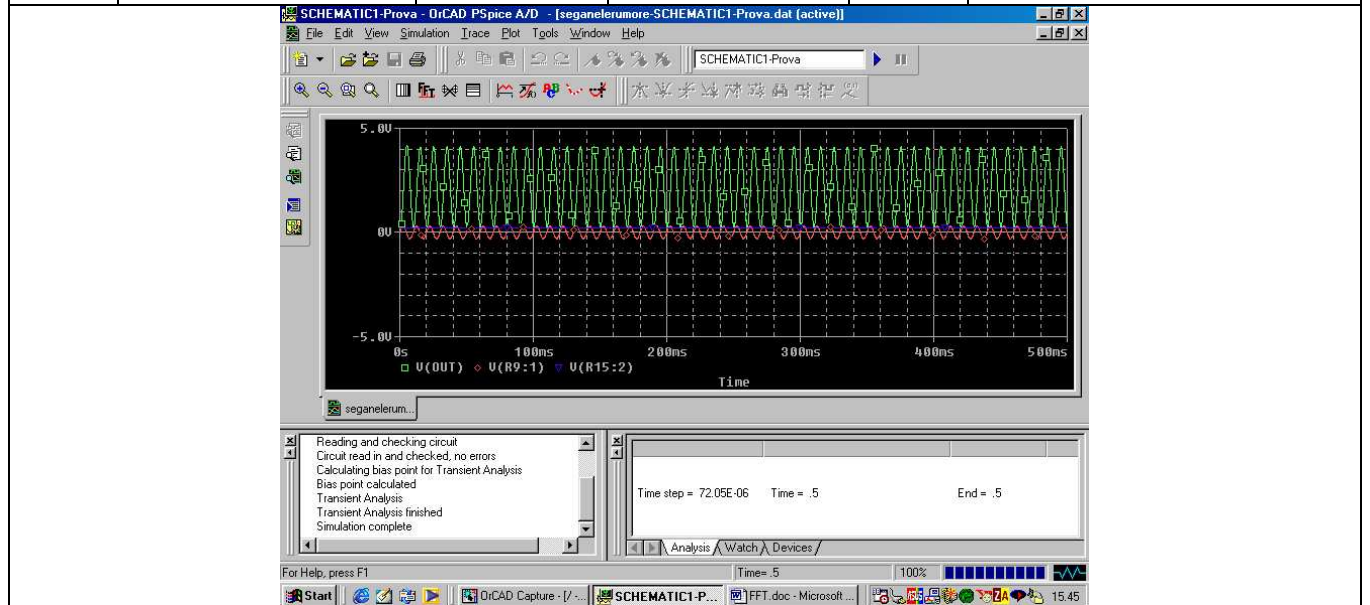
2.13 Configurazione Lock-In

Le simulazioni e la realizzazione pratica del circuito Lock In, impiegante AD630, effettuate durante il tirocinio, ci hanno permesso di giungere a risultati ben più precisi di quelli forniti dall' Analog Device. La simulazione mediante Pspice® (Fig.2.14) ci ha permesso di spingerci fino a $\frac{S}{N} = -40dB$, nelle pagine successive sono riportati i grafici di alcune delle simulazioni effettuate..

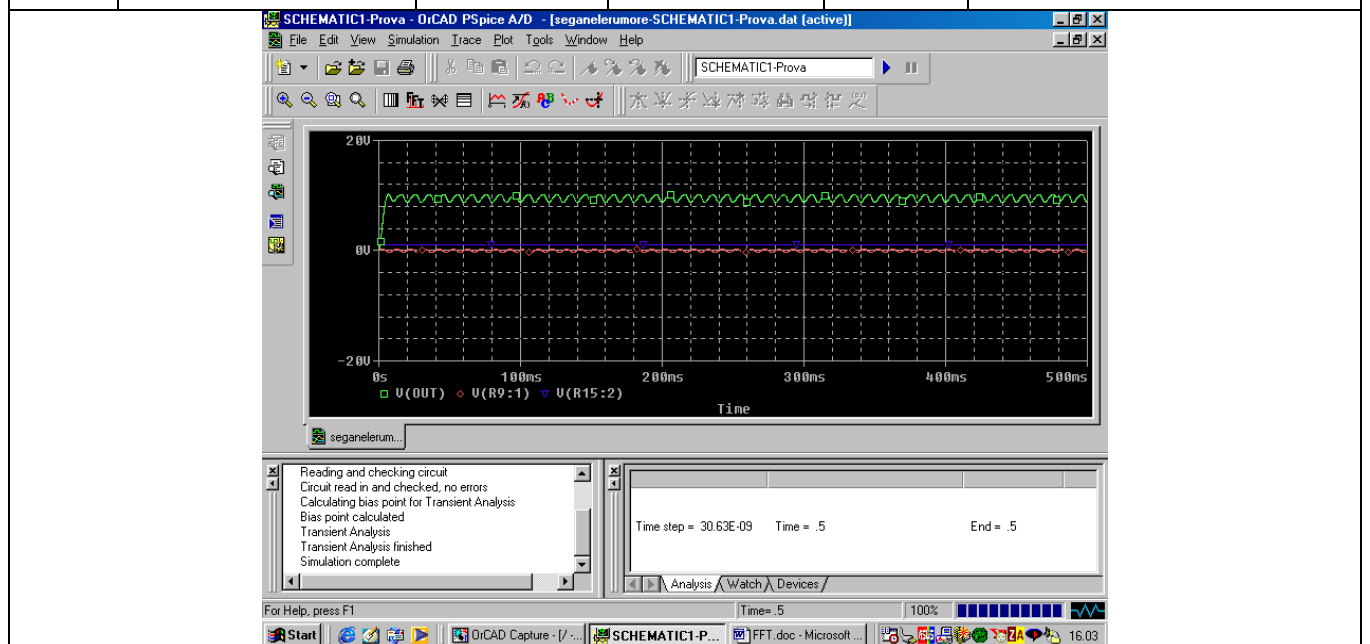


2.14 Simulazione dell' Anello Lock In mediante Pspice®

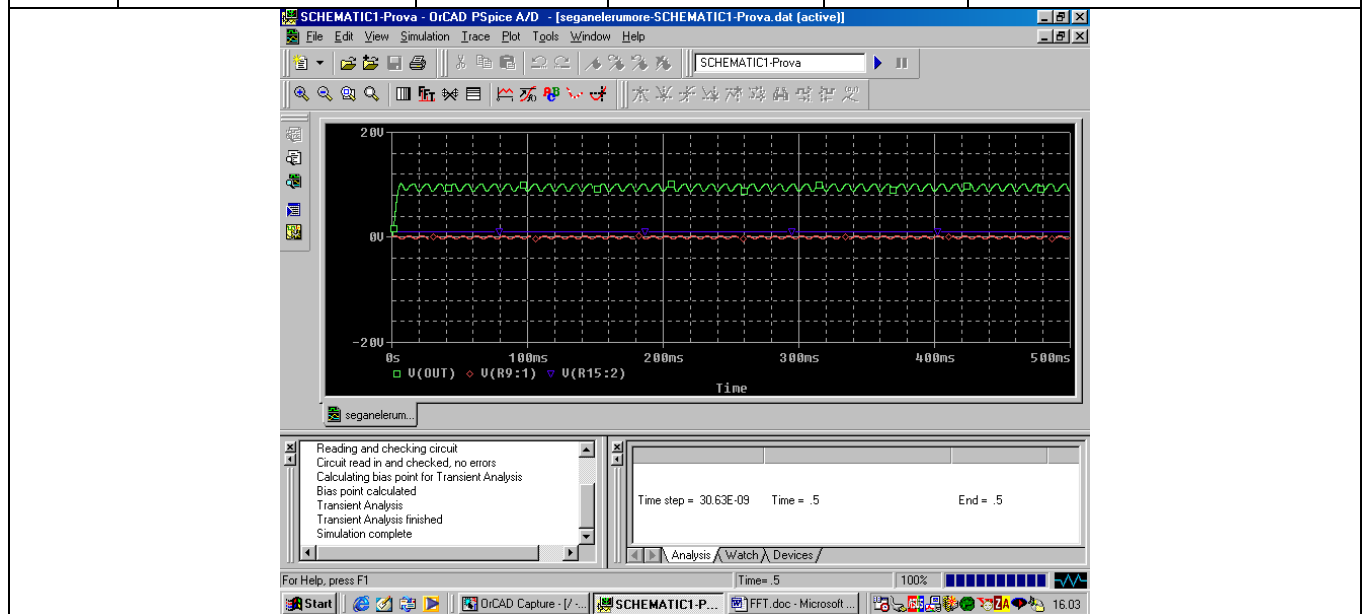
V_{in} V_{pp}	V_{noise} $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	Sign/Noise $\frac{S}{N} (dB)$	Gamp $20\text{Log}\left(1 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)\right)$	Demod.	Simulazione: Rosso=Input 100 Hz Verde=Out Demodulatore
1V	1.26 $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	-2 dB	6 dB	SI	



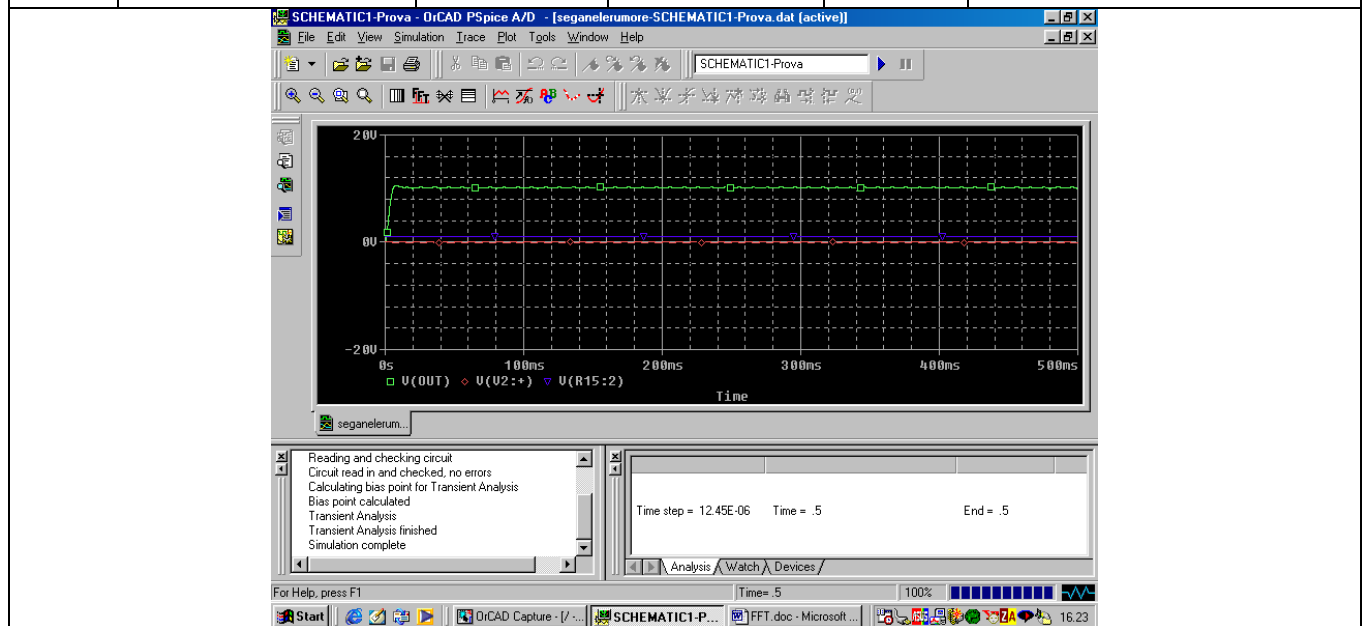
V_{in} V_{pp}	V_{noise} $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	Sign/Noise $\frac{S}{N} (dB)$	Gamp $20\text{Log}\left(1 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)\right)$	Demod.	
1V	1.90 $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	-5 dB	6 dB	SI	



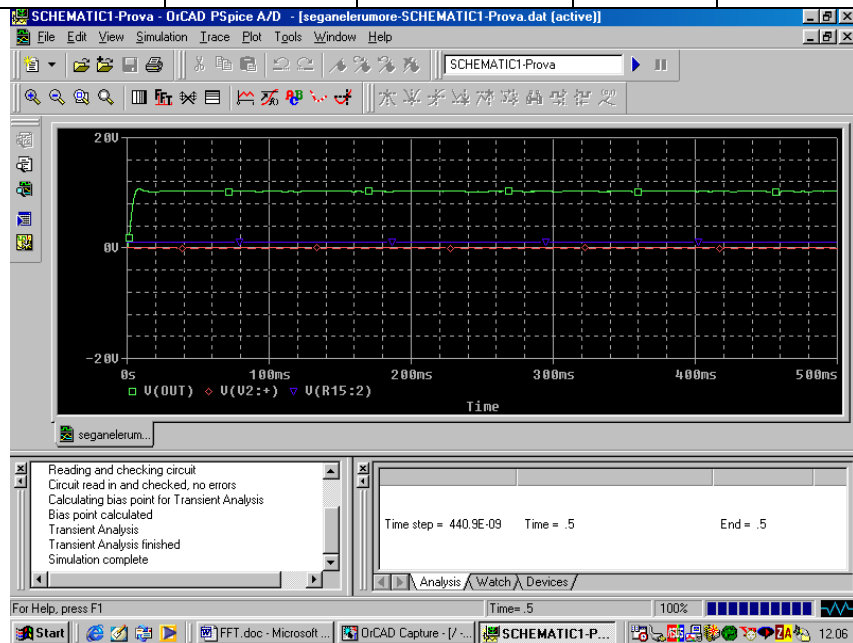
V_{in} V_{pp}	V_{noise} $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	Sign/Noise $\frac{S}{N} (dB)$	GAmp $1 + \left(\frac{R2}{R1}\right)$	Demod.	Simulazione: Rosso=Input 100 Hz Verde=Out Demodulatore
0.3V	1.90 $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	-16 dB	20 dB	SI	



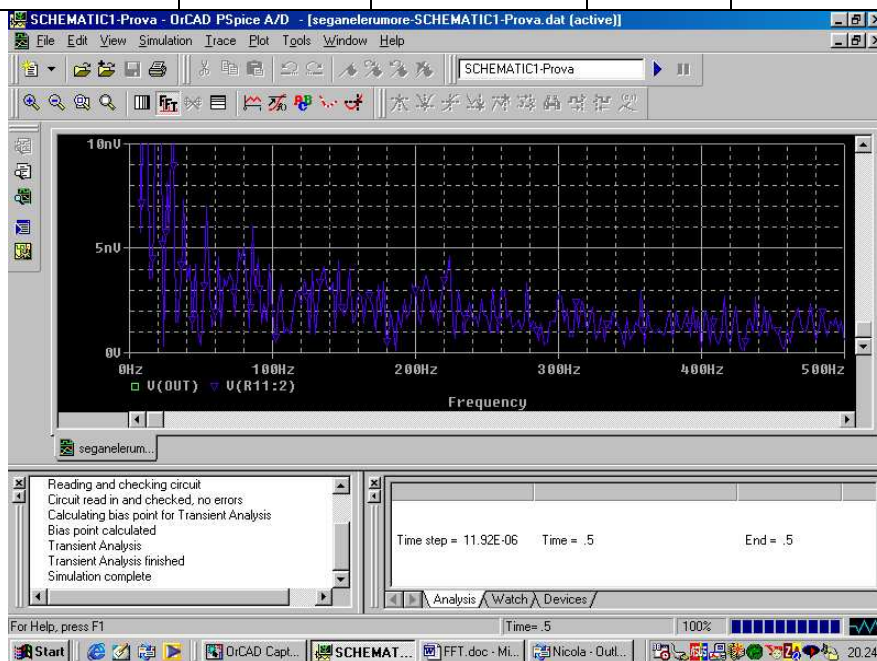
V_{in} V_{pp}	V_{noise} $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	Sign/Noise $\frac{S}{N} (dB)$	GAmp $1 + \left(\frac{R2}{R1}\right)$	Demod.	
0.1V	1.26 $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	-25 dB	27dB	SI	



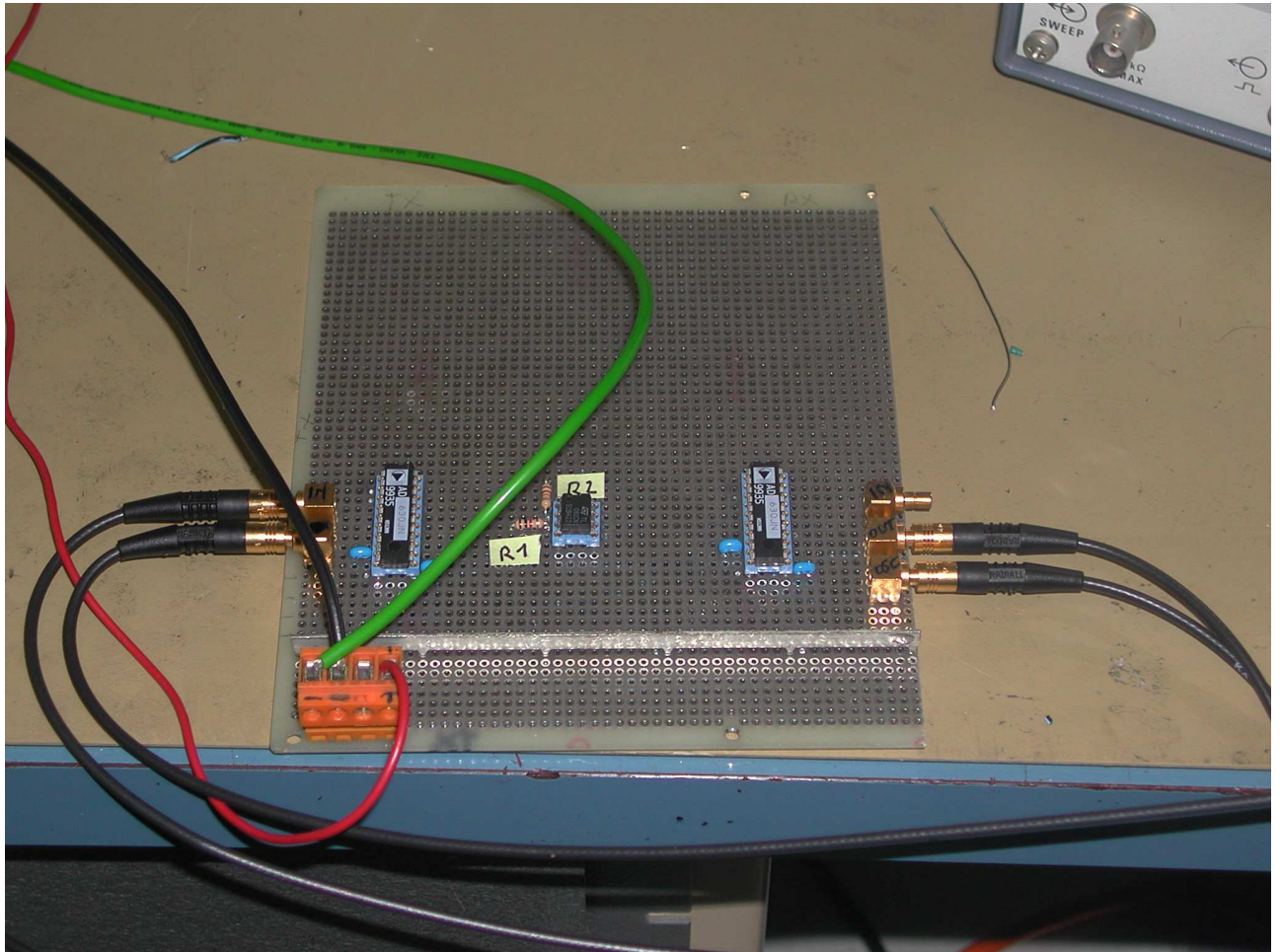
V_{in} V_{pp}	V_{noise} $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	Sign/Noise $\frac{S}{N} (dB)$	GAmp $1 + \left(\frac{R2}{R1}\right)$	Demod.	Simulazione: Rosso=Input 100 Hz Verde=Out Demodulatore
0.01 V	1.26 $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	-40 dB	40 dB		



V_{in} V	V_{noise} $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	Sign/Noise (dB)	GAmp (dB)	NO	
0.01 V	1.90 $\frac{V_{eff}^2}{Hz} (1Khz)$	-45 dB	46 dB		



La realizzazione pratica del circuito (Fig. 2.15), in fase di test, ha rivelato la possibilità di spingersi solo fino a $\frac{S}{N} = -20dB$.



2.15 Il Lock In nella fase di test