

**RICEVITORE VLF A CORRELAZIONE
PER IL MONITORAGGIO DEI
FENOMENI ELETTROMAGNETICI
IN ATMOSFERA**

**J. Monari, S. Montebugnoli, A. Cremonini, A. Scalambra,
A. Cattani, F. Tittarelli, A. Maccaferri, S. Mariotti.**

**Istituto di Radioastronomia CNR Bologna
IRA 335/03**

Introduzione

Cos'è lo spettro radio?

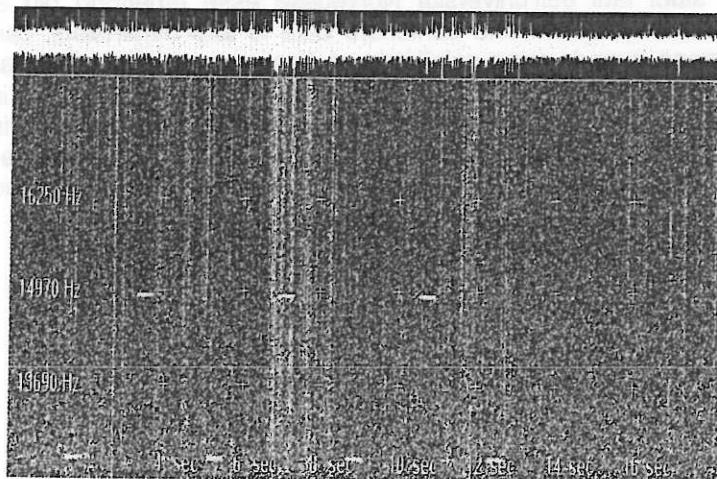
E' un mondo nel quale le onde elettromagnetiche sono fra loro distinguibili dalla loro intensità e dalla frequenza propria alla quale si propagano in un mezzo.

Ricerche effettuate nel campo della fisica e della geologia individuano le frequenze attraverso cui "la natura ci parla" quelle comprese tra 0.1 Hz e 100 KHz (di seguito indicate come ELF-VLF).

Emissioni elettromagnetiche dovute a fenomeni atmosferici quali fulmini globulari [1], aurore boreali [2], e ionizzazione dell'atmosfera dovuta all'impatto di micrometeoriti [3], oltre a fenomeni tettonici quali sismi [4], eruzioni o eventi di carattere geofisico quali le luci sismiche (EarthQuakeLight) [5] lasciano "impronte" a queste frequenze.

L'attenzione di diversi enti preposti alla protezione civile si è rivolta sulla possibilità di considerare come fenomeni precursori, le emissioni radio prima durante e dopo eventi quali i terremoti [6][7].

In questa banda non è economicamente conveniente trasmettere, sia per le proibitive dimensioni di un'antenna accordata, sia per l'enorme energia in essa dissipata e non irradiata oltre che per l'elevata rumorosità dell'ambiente radio a queste frequenze.



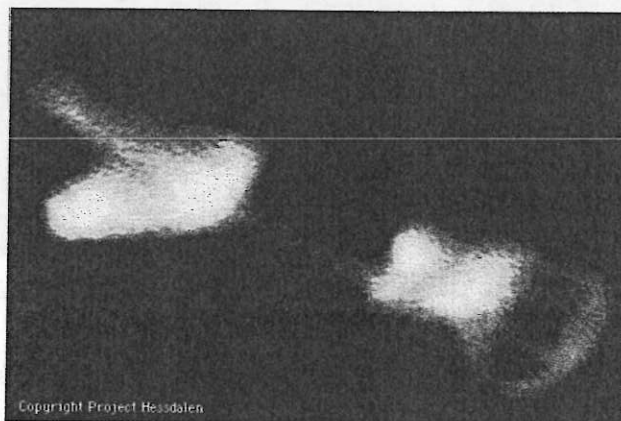
Rappresentazione grafica del dominio Tempo-Frequenza: sono visibili due Stazioni Alpha (tratteggio orizzontale) e varie scariche e crepitii atmosferici (linee verticali).

E' utilizzata, date le caratteristiche di propagazione e di pervasività delle onde elettromagnetiche a queste frequenze, solamente da organizzazioni militari o da spedizioni polari, per la necessità di comunicare con i sottomarini in navigazione

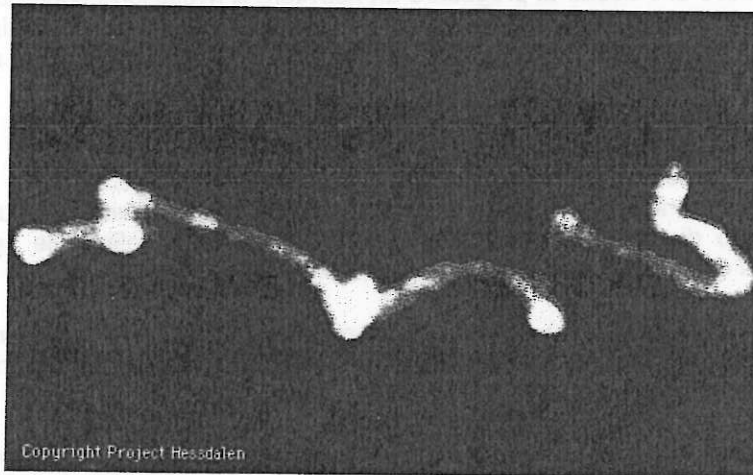
subacquea. Per citare qualche esempio, il sistema di navigazione OMEGA statunitense (non più in esercizio) e ALPHA (ex-USSR) operante con tre stazioni ancora attive (11.905-12.649-14.881 KHz) consentono le comunicazioni fra le centrali di comando ed i sottomarini in immersione (le tracce di due di queste stazioni sono rappresentate in figura). Inoltre il nuovo sistema SANGUIGNE statunitense, operante a 76 Hz, copre l'intero globo terrestre con due sole colossali stazioni trasmettenti. Ma, poiché la comunicazione a questa frequenza è molto lenta, per ora è utilizzato, data l'elevatissima capacità di penetrazione delle onde elettromagnetiche, solamente per avvertire i sottomarini in navigazione a grande profondità (fino a 400 piedi) che è in arrivo una comunicazione in VLF in modo che questi possano portarsi ad una quota tale da poter ricevere. Zevs, controparte Russa di Sanguigne, trasmette da Murmansk a 82 Hz ed oltre a propositi strategici, data la capacità di penetrazione delle onde ELF non solo nell'acqua e nel ghiaccio ma anche nel terreno, apre la strada a nuove metodologie di indagine geofisica.

Descrizione del fenomeno Hessdalen

La collaborazione del C.N.R. con L'università di Sarpsborg, in Norvegia nell'ambito del progetto Embla 2000, mi ha consentito di seguire 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 luminescenti ben visibili di notte, 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 sul terreno non sciolgono la neve sulla quale rimane un'impronta a spirale. L'erba e qualsiasi forma biologicamente vivente nel terreno dove impattano, muore. Alcuni immagini del fenomeno sono riportate in figura. Si ipotizza che si tratti di un fenomeno fisico di natura magnetica ma nessuna osservazione fino ad oggi ha



potuto dare una conferma definitiva ad alcuna delle ipotesi formulate per spiegare questo fenomeno. Eventi analoghi sono stati osservati anche in altre aree del globo, in Australia ed anche in Italia nel comprensorio dei monti Sibillini ma la particolarità di Hessdalen è la ripetitività con cui il 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, dagli stress tettonici all'azione dei monopoli magnetici¹, dalla concentrazione di gas ionizzato sostenuto da Vortons², all'interazione tra campo magnetico terrestre, la rotazione della terra e convezione atmosferica (dinamo terrestre) [8]. Il problema maggiore incontrato per spiegare il fenomeno si sintetizza nella difficoltà di trovare una teoria che giustifichi come il fenomeno può restare evidente per ore con potenze luminose superiori al Kw.



Ipotizzando che questo sia un fenomeno di origine naturale e seguendo il filone di pensiero che sostiene che fenomeni naturali analoghi a questo emettano E.M. in questa banda, e considerando che alcune delle teorie sopra elencate sarebbero avvalorate se in concomitanza di questi eventi luminosi ci fossero emissioni nel campo VLF-ELF, abbiamo progettato e realizzato un ricevitore che ci consente di monitorare eventuali emissioni di onde E.M. irradiate da questi oggetti, in questa banda.

¹Un monopolo magnetico consiste in una particella di tipo quark con un'elevatissima concentrazione di carica magnetica. Assumiamo che monopoli magnetici siano iniettati nell'atmosfera come componente addizionale dei raggi cosmici (fino ad ora nessuna di queste particelle è stata osservata nella nostra atmosfera). Un monopolo magnetico potrebbe essere un'efficace meccanismo di confinamento del plasma atmosferico ionizzato e potrebbe spiegare la tipica forma sferica dei Plasmoidi Luminosi (LP). In questo caso si potrebbe considerare le LP come strutture in equilibrio magnetostatiche dove il bilancio delle forze è dato da un lato dall'alta temperatura e pressione del plasma e dall'altro lato dalla forza magnetica centrale nel nucleo dell'LP (questa possibile causa della formazione dei LP potrebbe essere strettamente connessa con la teoria dei Vortons).

²L'anima delle LP secondo questa teoria sarebbe composta di una grande quantità di Vortons, che sono concentrazioni toroidali di campi elettromagnetici rotanti in simmetria duale. Questi Vortons si originerebbero con l'ausilio di campi magnetici orfani associati a scariche luminose di corrente.

Il ricevitore rispetta le seguenti specifiche iniziali:

1. Frequenza di lavoro da 1KHz a 10 KHz.
2. Alto guadagno.
3. Elevata immunità alle interferenze elettromagnetiche sia irradiate che condotte.
4. Trasportabilità.
5. Capacità di memorizzare in maniera automatica i segnali ricevuti.

La frequenza di lavoro molto bassa comporta una elevata rumorosità dell'ambiente elettromagnetico; scariche elettrostatiche atmosferiche, linee di alimentazione, motori a scoppio ed a spazzole producono interferenza a queste frequenze.

Per questo motivo si è scelto di progettare un ricevitore a rivelazione coerente, anche detto "a correlazione", per mitigare le interferenze di carattere locale introdotte dall'ambiente. Ciò comporta la realizzazione di un sistema composto di due antenne, due ricevitori ed un'unità appunto per la correlazione.

Il lavoro svolto è stato così articolato:

Progetto delle antenne: si sono valutate diverse ipotesi di realizzazione tenendo presente l'ambiente radio in cui esse devono operare; a ciò è seguito lo sviluppo e la caratterizzazione di alcuni prototipi che hanno permesso di definire le specifiche definitive per la costruzione del sistema di antenne.

Sviluppo dei ricevitori: ci si è ispirati ad un progetto guida costruendo un ricevitore ad amplificazione diretta e ne sono state provate in laboratorio diverse versioni fino ad ottenere dispositivi che rispettassero le specifiche dettate inizialmente.

Completamento dell'unità centrale: l'unità di correlazione è stata completata ed arricchita di nuove caratteristiche non previste nel progetto originale.

Scrittura del programma di gestione: operando con un collaudato ambiente di sviluppo è stato prodotto il software di gestione della memorizzazione dei dati e di visualizzazione dei segnali provenienti dalle antenne e dal correlatore.

Collaudo: sono state eseguite varie campagne di test per verificare sia il funzionamento complessivo del sistema che dei suoi componenti separati. Le prove sono state effettuate sia in laboratorio sia sul campo.

Campagna di osservazione: è stata preparata ed effettuata una spedizione nell'estate 2000 che ha portato il sistema a Hessdalen, dove è stato montato ed è rimasto operativo, ininterrottamente, per oltre un mese[9]. Durante l'estate 2001, grazie al contributo ed al sostegno vigoroso del Comitato Italiano Progetto Hessdalen (ICPH), il sistema, con nuove modifiche, è stato riportato in Norvegia insieme ad altre strumentazione nel campo ottico, per una nuova campagna di osservazioni.

Capitolo 1

Cenni di propagazione in VLF

Le onde elettromagnetiche, a tutte le frequenze, soggiacciono alle medesime leggi fisiche durante la propagazione e solo la risposta del mezzo da esse attraversato cambia. Pertanto le differenze dipendono da vari fattori tra cui l'inerzia ed il moto delle particelle cariche nella ionosfera sottoposte ad un campo di diverse frequenze, dalla conformazione e dalle caratteristiche dielettriche del terreno e del mezzo in cui si propaga. Introduciamo ora i principi generali per poi verificarne le dinamiche in particolare alle VLF.

1.1 - Principi di propagazione

1.1.1 - Rifrazione

Un'onda elettromagnetica che viaggia in un mezzo è rallentata rispetto al vuoto; la grandezza che quantifica tale rallentamento è definito **indice di rifrazione**. Il vuoto ha un indice di rifrazione pari ad 1, l'aria ha un indice di rifrazione circa 1.0003. Alcune sostanze chimicamente uguali, a temperatura o concentrazioni diverse non hanno il medesimo comportamento rispetto alle onde e.m. : Ad esempio l'aria fredda ha un indice leggermente più grande dell'aria calda ed a pressione normale ha un indice superiore rispetto a quando è rarefatta. Indichiamo con n l'indice di rifrazione e di seguito, nella [1.1.1.1] la sua espressione:

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}; \quad \epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}; \quad \mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

[1.1.1.1]

$$\Rightarrow v = \frac{c}{n} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu}} \cdot \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}$$

dove:

- v : velocità di propagazione delle onde
- ϵ, μ : costante dielettrica e permeabilità magnetica del mezzo
- ϵ_0, μ_0 : proprie del vuoto
- ϵ_r, μ_r : proprie del mezzo, riferite al vuoto

Come si evince dalla formula, n è direttamente proporzionale alla radice quadrata della permeabilità magnetica e della costante dielettrica e come vedremo in seguito questo è particolarmente importante nei confronti della ionosfera. L'effetto sul fronte d'onda che attraversa il piano di separazione fra due mezzi con indice di rifrazione differenti è il *cambiamento di direzione sul piano*. Gli angoli d'incidenza e rifrazione sono in relazione agli indici di rifrazione secondo l'espressione [1.1.1.2] nota con il nome di **legge di Snell**:

$$\frac{\sin(\vartheta_i)}{\sin(\vartheta_r)} = \frac{n_2}{n_1} = n_{21} \quad [1.1.1.2]$$

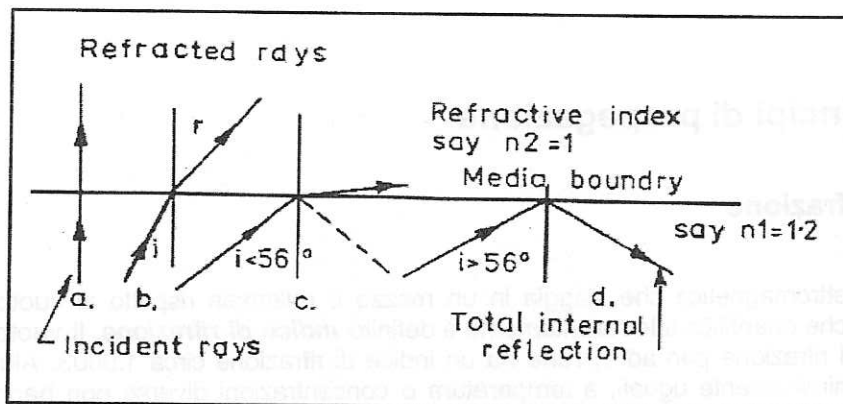


Fig.1.1.1.1

Se $n_{21} < 1$ quando $\sin(\vartheta_r)=1$ cioè $\vartheta_r=\pi/2$ significa che l'onda rifratta è parallela alla superficie. ciò porta ad ottenere:

$$\sin(\vartheta_i) = n_{21}$$

l'angolo di incidenza per cui si verifica questa condizione è detto *angolo limite* ed indicato con ϑ_c . In queste condizioni l'onda rifratta non si propaga nel mezzo oltre la superficie di discontinuità fra i due mezzi, ma parallelamente ad essa e ciò prende il nome di **riflessione totale**.

1.1.2 - Riflessione

La riflessione si verifica su un piano reale o virtuale quando il fronte d'onda incide il piano con un certo angolo rispetto alla normale e ne devia con lo stesso angolo. Pertanto **l'angolo di incidenza è uguale all'angolo di riflessione**. Se la superficie presenta irregolarità di larghezza comparabile alla lunghezza d'onda, il fronte d'onda sarà riflesso in varie direzioni ed il fenomeno prende il nome di **diffrazione** che verrà descritto in maniera più dettagliata al paragrafo 1.1.3.

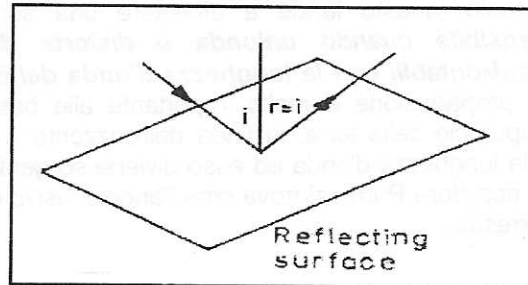


Fig. 1.1.2.1

Ci sono due tipi fondamentali di **riflessione**: **su superficie piana metallica e dielettrica**. Quando la riflessione avviene su di una superficie piana metallica avremo riflessione totale dell'onda in quanto, essendo nulla la componente del campo elettrico tangente alla superficie di discontinuità fra i due mezzi, l'onda incidente sarà riflessa come indicato in figura, in cui il piano di incidenza giace su quello del foglio.

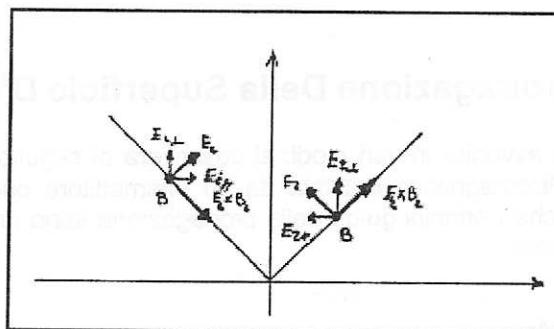


Fig. 1.1.2.2

Una superficie scarsamente riflettente causerà perdita di energia del fronte d'onda. Perché ci sia riflessione su una **superficie dielettrica o su una superficie dissipativa**, la discontinuità tra il mezzo di propagazione e la superficie riflettente deve essere il più netta possibile. Infatti, una discontinuità che consiste in un graduale cambiamento dell'indice di rifrazione su diverse lunghezze d'onda, non produce una riflessione regolare ma può produrre una riflessione totale interna. Oltre a ciò, le irregolarità sulla superficie devono essere piccole se comparate con la lunghezza d'onda, minori sono le irregolarità migliore sarà la riflessione.

1.1.3 - Diffrazione

La *diffrazione* è il fenomeno per cui un'onda intercettata da un ostacolo o dal bordo di un oggetto, è reirradiata sotto forma di onde elementari emesse nel punto di incidenza. L'effetto si osserva quando si proietta un fascio di luce contro un foro molto piccolo: questo tende a diventare una sorgente di luce. **Il fenomeno diviene sensibile quando un'onda è distorta da un'ostacolo che ha dimensioni confrontabili con la lunghezza d'onda del fronte incidente.** Questa caratteristica di propagazione è molto importante alle basse frequenze, poiché se considero la superficie della terra, la linea dell'orizzonte è un ostacolo di dimensioni comparabili alla lunghezza d'onda ed esso diviene sorgente di onde che perciò possono giungere al ricevitore R che si trova oltre l'angolo visivo del trasmettitore, limitato dalla curvatura terrestre.

1.1.4 - Scattering

Lo *scattering*, o diffusione, è il fenomeno per cui un'onda elettromagnetica viene diffusa nelle varie direzioni da molecole, particelle e irregolarità del terreno, dell'atmosfera o della ionosfera. Differisce dalla diffrazione in quanto le particelle, non solo perturbano l'onda elettromagnetica come ostacolo ma interagendo con l'onda stessa si muovono o producono un campo elettromagnetico capace di perturbare ulteriormente l'onda.

1.2 - Modi di Propagazione Della Superficie D'onda

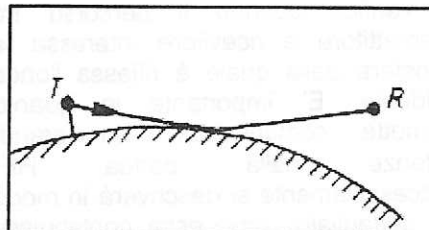
La propagazione può avvenire in vari modi; si descriverà di seguito le varie modalità con cui un'onda elettromagnetica irradiata da un trasmettitore può raggiungere un ricevitore. Da notare che i principi guida della propagazione sono i medesimi spiegati nel paragrafo precedente.

1.2.1 - Onda diretta

Si ha quando il ricevitore è nella visuale elettromagnetica del trasmettitore, nella regione di atmosfera non ionizzata. La propagazione è molto simile a quella nello spazio libero, però la presenza dell'atmosfera causa un incurvamento della direzione di propagazione, dovuto al variare dell'indice di rifrazione con l'altezza. L'indice di rifrazione n in un punto dell'atmosfera **diminuisce al crescere della temperatura e al diminuire di pressione ed umidità.** L'incurvamento nella propagazione dell'onda può consentire comunicazioni fra punti al di là dell'orizzonte ottico determinato dalla curvatura della terra. È il principale modo di propagazione per frequenze al di sopra della banda HF ($f > 30$ MHz).

1.2.2 - Onda riflessa

Quando il terreno, altri ostacoli o la troposfera riflettono l'onda trasmessa nella direzione del ricevitore, la propagazione dipende dalle caratteristiche fisiche ed elettriche della superficie riflettente e può rappresentare una possibilità di comunicazione quando il ricevitore non è nell'angolo visivo del trasmettitore.



1.2.3 - Onda superficiale

Per le frequenze più basse e per antenne poco alte dal suolo la schematizzazione con un'onda piana diretta e riflessa non è sufficiente poiché il suolo non è un conduttore perfetto. Le onde superficiali introdotte da Norton sono caratterizzate dalla proprietà di propagarsi lungo la superficie terrestre. Dato che il suolo ha una conducibilità che non è infinita, si ha dissipazione di energia e quindi l'intensità del campo elettrico diminuisce al crescere della distanza in misura maggiore che non nello spazio libero. L'attenuazione dipende oltre che dalla distanza d fra trasmettitore e ricevitore dall'altezza rispetto al suolo delle rispettive antenne, dalla permittività ϵ e dalla conducibilità del suolo; dalla conformazione del terreno e dalla rifrazione nella parte inferiore dell'atmosfera.

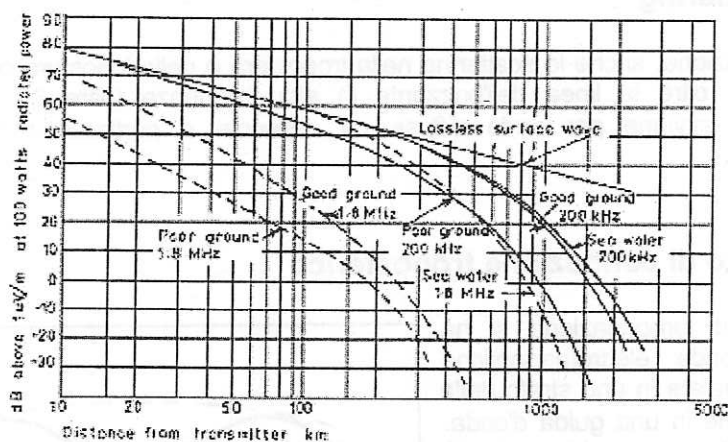
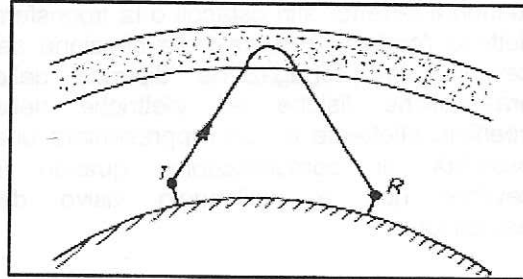


Fig. 1.2.3.1

Si può notare in Fig. 1.2.3.1 che se nella banda VLF (3-30 kHz) le onde si propagano in superficie senza apprezzabile attenuazione per migliaia di chilometri, al crescere della frequenza aumentano le perdite causate dal terreno. Pertanto la propagazione per onda superficiale è possibile solo su distanze progressivamente inferiori.

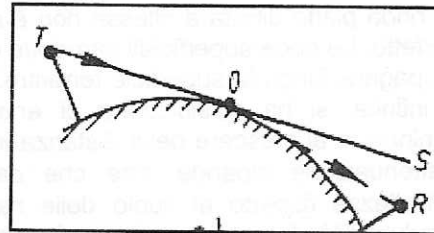
1.2.4 - Onda ionosferica

Si verifica quando il percorso fra trasmettitore e ricevitore interessa la ionosfera dalla quale è riflessa l'onda incidente. E' importante in quanto permette comunicazioni su grandi distanze nella banda HF. Successivamente si descriverà in modo più dettagliato come essa contribuisce alla propagazione nelle VLF.



1.2.5 - Diffrazione

Avviene per onde reirradiate dai bordi di un ostacolo, emesse dai punti di incidenza dell'onda diretta. Nel caso delle onde superficiali la linea dell'orizzonte diviene sorgente di onde che perciò possono giungere al ricevitore R che si trova oltre l'angolo visivo del trasmettitore, limitato dalla curvatura terrestre.

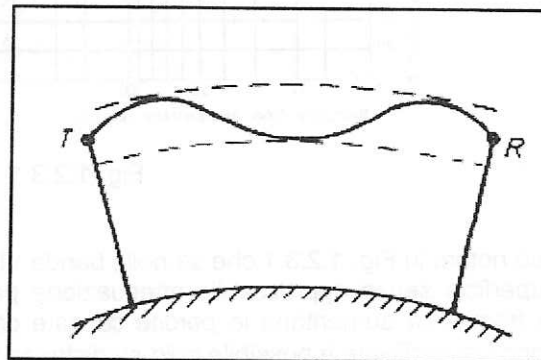


1.2.6 - Scattering

Come la diffrazione, anche lo scattering nella troposfera o nella ionosfera consente le comunicazioni oltre la linea dell'orizzonte in alta frequenza (oltre 30 MHz). La propagazione avviene per onde diffuse da molecole o particelle o irregolarità dell'atmosfera.

1.2.7 - Strato di conduzione troposferico

Questo tipo di propagazione si ha quando le onde elettromagnetiche risultano incanalate in uno strato della troposfera come in una guida d'onda. Questo tipo di propagazione si può avere quando, salendo dal suolo verso gli strati alti della troposfera, si incontra una regione in cui l'indice di rifrazione n , prima decrescente, diviene crescente, per poi tornare a decrescere ad altezze maggiori. Il raggio dell'onda risulta incurvato



successivamente verso il basso e verso l'alto, rimanendo così vincolato in uno strato, detto strato di conduzione. Le caratteristiche della propagazione dipendono da numerosi fattori: la frequenza, che deve essere superiore ad un valore critico; il gradiente dell'indice di rifrazione, funzione a sua volta dell'andamento di temperatura, pressione e umidità; lo spessore dello strato; il modo con cui giunge dal trasmettitore energia allo strato; la posizione del ricevitore. La propagazione per strato troposferico consente comunicazioni su grandi distanze.

1.3 - Propagazione in VLF

Precedentemente sono stati introdotte le varie modalità con cui un'onda elettromagnetica si propaga; Verranno ora descritte in particolar modo le caratteristiche della trasmissione VLF. A tutte le radiofrequenze il fronte d'onda è composto da diverse componenti: le onde più significative sono quella diretta, quella

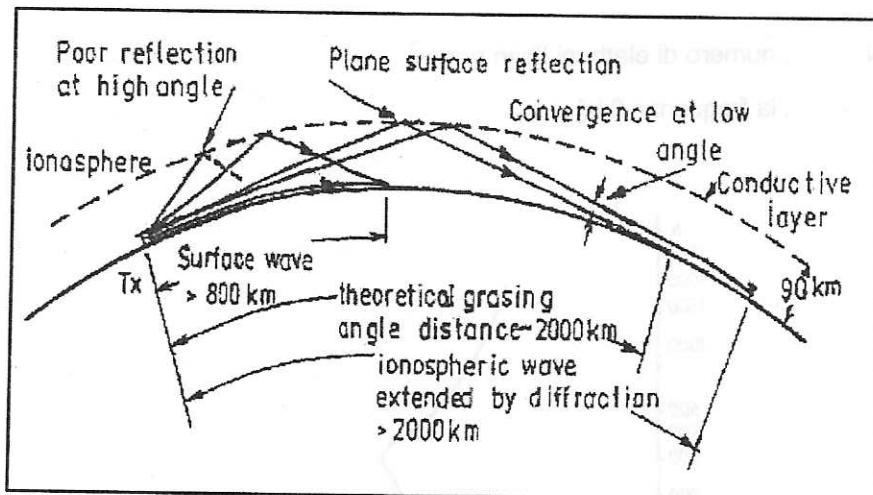


Fig. 1.3.1

riflessa e l'onda derivante dalla superficie della terra, denominata "onda ombra" descritta relativamente alla diffrazione. Alle basse frequenze, come quella da noi considerate, con una schematizzazione grossolana si può considerare che le onde dirette e riflesse praticamente si annullano a vicenda, poiché essendo piccola la differenza dei loro cammini rispetto alla lunghezza d'onda, esse sono in opposizione di fase a causa della rotazione di 180° subita dall'onda riflessa. L'onda di superficie presenta una bassa attenuazione essendo bassa la frequenza e l'energia si propaga fino a 1000Km senza perdite significative, mentre per distanze maggiori si trasmette per mezzo dell'onda diffratta e dell'onda ionosferica come in Fig. 1.3.1.

1.3.1 - La Struttura Della Ionosfera Vista Dalle LF

Si descriverà l'effetto della ionosfera senza il contributo del campo magnetico terrestre. La ionosfera è costituita principalmente da elettroni e particelle ionizzate per effetto di radiazioni cosmiche, soprattutto raggi ultravioletti e radiazioni corpuscolari emesse dal sole; quest'effetto di ionizzazione è tanto più marcato quanto più è rarefatto il gas, cioè quanto maggiore è l'altezza. Essa presenta una struttura rappresentabile schematicamente in strati; le cariche libere presenti in questi strati modificano la costante dielettrica del mezzo dal valore $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ al valore apparente ϵ_e dato dalla seguente espressione:

$$\epsilon_e = \epsilon_0 \cdot \left(1 - \frac{81 \cdot N}{f^2} \right) \quad [1.3.1.1]$$

dove

N : numero di elettroni liberi per m^3

f : la frequenza [Hz]

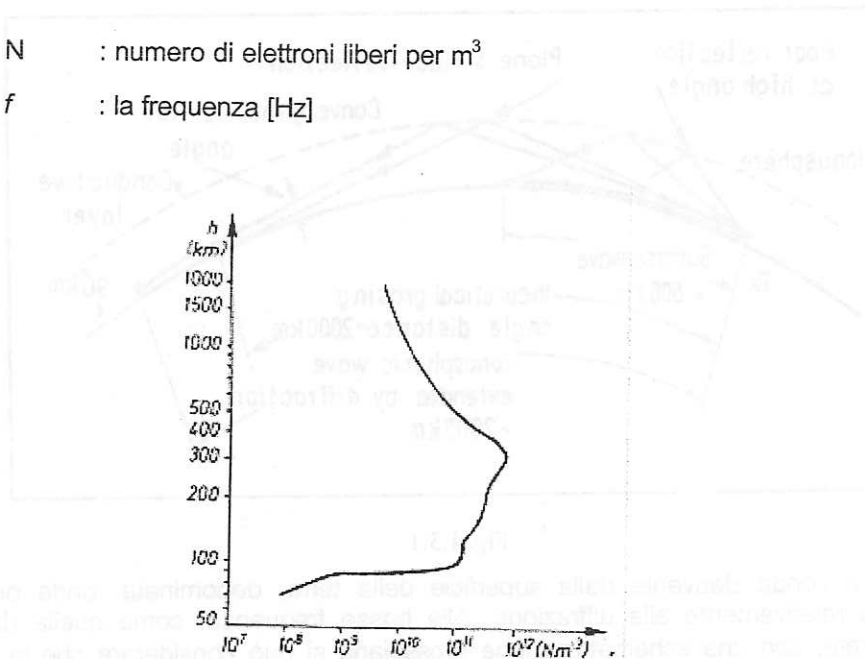


Fig. 1.3.1.1

Il fenomeno è quindi tanto più notevole quanto minore è la frequenza, e ciò perché la velocità quadratica media dell'elettrone cresce al diminuire della frequenza. Gli strati ionizzati si presentano quindi come *dielettrici*.

Definisco n la legge con cui, all'interno di un mezzo a costante dielettrica variabile, l'indice di rifrazione varia con continuità dal valore n_1 al valore n_2 . Un'onda elettromagnetica proveniente dal basso subisce un incurvamento progressivo verso il basso finché $dn/dh < 0$ dove h è la quota da terra e per successivi incurvamenti il raggio ritorna sulla terra. Se l'onda raggiunge e supera il massimo dello strato ($dn/dh = 0$) con un angolo di incidenza $\alpha > 0$, entra in una zona in cui $dn/dh > 0$ e pertanto subirà un incurvamento verso l'alto e non tornerà sulla terra se non per azione di un successivo strato ionizzato.

La frequenza $f_c = 9 \cdot \sqrt{N}$, per la quale n si annulla, prende il nome di *frequenza critica*: per essa e per frequenze inferiori il raggio rifratto ritorna sulla terra per qualunque angolo di incidenza.

Nella ionosfera si verificano perdite di energia dell'onda che le attraversa in funzione della frequenza di collisione tra elettroni e molecole: gli elettroni sono posti in oscillazione dall'onda e urtando le molecole di gas circostanti cedono ad esse energia termica. Le perdite sono in genere basse, in quanto la densità di gas nella ionosfera è piccola e si verificano in misura maggiore negli strati bassi dove la pressione è massima. All'interfaccia tra troposfera e ionosfera si forma uno strato in cui gli elettroni hanno un'alta frequenza di collisione e quindi alte perdite. Questo strato di perdita, che denominiamo **strato di conduzione**, è sempre presente però a diverse altezze. Di giorno ha spessore maggiore per effetto del sole ed esiste a circa 70 Km sopra la terra. Di notte la ionizzazione nella parte bassa della ionosfera è molto minore e lo strato di perdita è più sottile ed è presente a circa 90 Km. Si può paragonare lo strato di perdita ad un film resistivo che attraversa il fondo della ionosfera.

Le perdite sono tanto minori quanto più alta è la frequenza infatti al crescere di questa le oscillazioni degli elettroni hanno minore ampiezza e quindi l'energia persa per urti è minore. Alle frequenze VLF l'intera ionosfera diventa dissipativa. La perdita è particolarmente alta nello strato di conduzione anche se l'attenuazione totale è invece minore per le frequenze più basse perché le onde lunghe sono subito curvate verso terra e non attraversano gli strati alti della ionosfera.

1.3.2 - Riflessione della ionosfera a basse frequenze

Come visto in precedenza un segnale LF non penetra del tutto ma si ha una riflessione superficiale che si verifica nella parte inferiore della ionosfera quando la conduttività decresce con l'altezza in modo significativo rispetto alla lunghezza d'onda. Questo potere di riflessione della ionosfera sulla parte inferiore della discontinuità è come la riflessione della superficie della terra nella discontinuità fra l'atmosfera ed il terreno.

Considero il piano di riflessione come il punto dove la conduttività vale $1.11 \cdot 10^{10} \cdot f$. Questo è il primo elemento per ottenere riflessione 1. Il profilo di conduttività (variazione della conduttività con l'altezza della ionosfera) è espresso in termini di distanza (verticale) in Km (l_1) al di sopra del quale la conduttività cambia con un rapporto di 2.71:1. Per avere una riflessione soddisfacente nelle LF il valore della distanza l_1 varia tra 0.5 e 3.5 Km in funzione dell'ora del giorno o della notte e dell'epoca dell'anno; da questo valore si può ottenere un coefficiente di riflessione. Considero l'espressione:

$$20 \cdot \text{Log}_{10}|R| = 0.57 \cdot f \cdot l_1 \cdot \text{Cos}(i) \quad [1.3.2.1]$$

Dove:

$20 \cdot \text{Log}_{10}|R|$ è il coefficiente di [dB]
 f è la frequenza [Hz]
 i è l'angolo di incidenza sulla ionosfera [°]
 l_1 è la distanza verticale (quota) [Km]

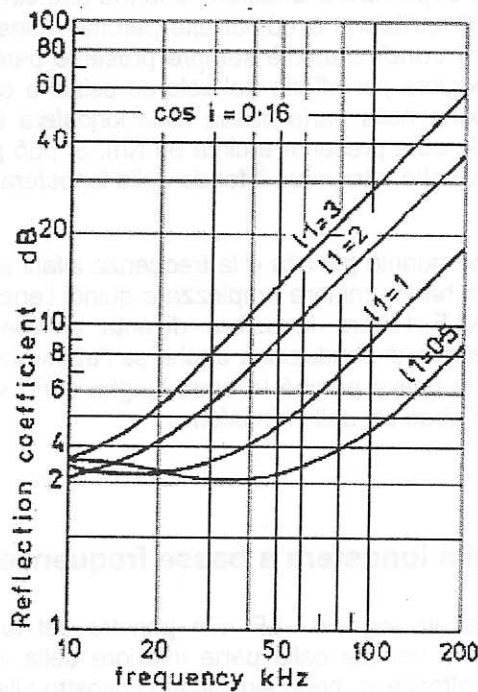


Fig. 1.3.2.1

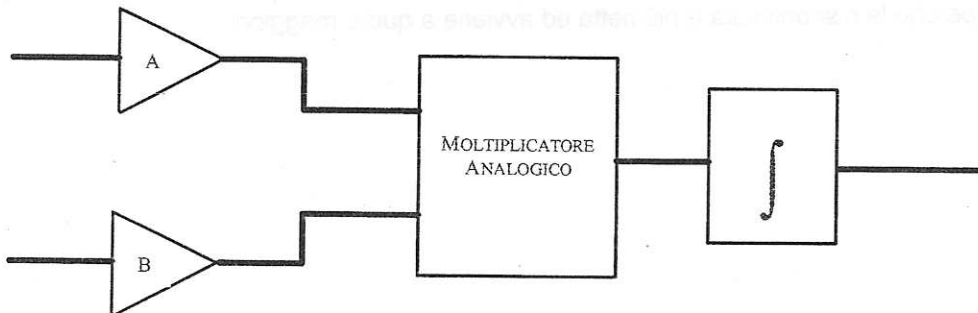
Si riassumono in questi tre punti le caratteristiche della propagazione ionosferica:

- Poiché il coefficiente di riflessione dipende dalla variazione di conduttività sulla lunghezza d'onda, sotto a 10Khz, minore è la frequenza migliore è la riflessione. La perdita di riflessione è minore per frequenze fra i 10 e i 30 Khz. Sopra questa frequenza lo strato conduttivo non è sufficientemente spesso o conduttivo da mantenere la riflessione.
- La riflessione di questo tipo è migliore ad un angolo di incidenza basso e decresce con l'aumentare dell'angolo.
- Poiché la ionizzazione in questa regione è molto bassa di notte, il coefficiente di riflessione aumenta considerevolmente alle basse frequenze semplicemente perché la discontinuità è più netta ed avviene a quote maggiori.

Capitolo 2

2.1 - Ricevitori a correlazione

La correlazione è una tecnica che consente, in primo luogo di rivelare segnali che altrimenti andrebbero persi, mascherati da interferenze di carattere locale o da elevati livelli di rumore di fondo. Inoltre contribuisce a ridurre gli errori dovuti ad instabilità dei parametri del ricevitore. I ricevitori detti "a correlazione" o a rivelazione coerente utilizzano come rivelatore un moltiplicatore analogico seguito da un integratore e fornisce un'uscita diversa da zero solo per segnali coerenti amplificati dai due rami A e B.



Il sistema di Fig. 2.1.1 è composto da due canali amplificatori formalmente identici denominati A e B che convergono agli ingressi di un moltiplicatore analogico. Il motivo di questa ridondanza che in pratica raddoppia il sistema ricevente, deriva dalla necessità di rendere incorrelati (poiché generati da sorgenti indipendenti) rumori di fondo e fluttuazioni aleatorie dei parametri (guadagno, banda passante, temperatura equivalente di rumore) che si generano all'interno di ciascun canale o interferenze di carattere locale che sono ricevute solamente da una delle antenne. Infatti, questi segnali successivamente moltiplicati e mediati forniscono un contributo nullo all'uscita. Considero in ingresso ad ogni canale il medesimo tono di prova:

$$g(t) = \sin(\omega \cdot t) \quad [2.1.1]$$

Il segnale in uscita dal moltiplicatore analogico sarà:

$$f(t) = \sin^2(\omega \cdot t) \quad [2.1.2]$$

Considero l'espressione generale dello sviluppo in serie di Fourier: poiché $f(t)$ è pari ($f(t)=f(-t)$) e definita nell'intervallo $[-\pi,\pi]$ e gli integrali dei coefficienti a_n e b_n sono convergenti allora possiamo affermare che:

$$f(t) \approx \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \text{Cos}(n \cdot t) + b_n \cdot \text{Sin}(n \cdot t)] \quad [2.1.3]$$

dove:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} f(t) \cdot \text{Cos}(n \cdot t) \cdot dt \quad n = 0,1,2,\dots \quad [2.1.4]$$

$$b_n = 0 \quad \forall n \quad \text{perchè} \quad f(t) = f(-t)$$

Lo sviluppo in serie di Fourier del prodotto dei due toni sarà:

$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \text{Cos}(2 \cdot t) \quad [2.1.5]$$

che se rappresentato nel dominio delle frequenze evidenzia una componente continua, una componente fondamentale a pulsazione doppia rispetto a quella del tono di prova. In realtà durante le prove sperimentali del nostro dispositivo si sono rilevate altre componenti armoniche di ordine superiore, dovute alla non linearità del moltiplicatore analogico. Notiamo inoltre che la nostra informazione di rivelazione dopo l'integratore è contenuta nella componente continua che indica, come un flag, la presenza di un segnale coerente pari alla potenza del segnale correlato. Infatti le armoniche di ordine superiore sono tagliate dall'integratore in cascata al moltiplicatore analogico, che altro non è che un filtro passa basso.

2.2 - Descrizione del sistema E.L.F.O.

E.L.F.O. è l'acronimo di Extremely Low Frequency Observer. L'obiettivo è stato realizzare un sistema automatico di monitoraggio della banda radio compresa fra 1 e 10 KHz per rilevare eventuali emissioni di origine naturale o artificiale presenti a queste frequenze. E' un ricevitore ad amplificazione diretta a correlazione in diversità di spazio. Il sistema è composto da due antenne Loop , schermate, elettricamente piccole. Ognuna di queste è collegata ad un ricevitore ad amplificazione diretta (Front-end) che ha la funzione di determinare la banda di ricezione che abbiamo posto da 1 KHz a 10 KHz e di amplificare il segnale ricevuto (Fig. 2.2.1). Poiché il sistema non è molto selettivo ci serviremo di segnali di riferimento molto potenti fuori banda attorno a 15KHz (Alpha) per verificare il funzionamento del sistema.

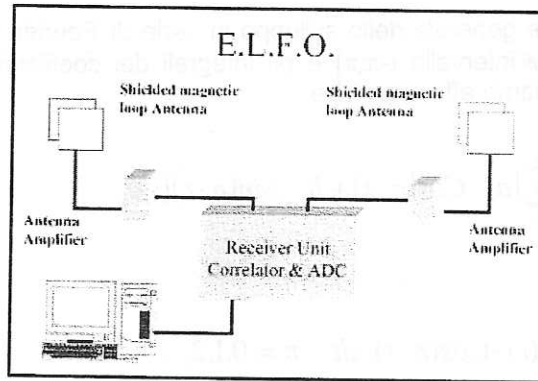


Fig. 2.2.1

Ciò che è ricevuto dalle due antenne, una volta amplificato, è trasferito all'unità centrale dove viene correlato. I tre segnali ottenuti afferiscono ad un convertitore analogico digitale (ADC) che campionando ogni canale ad una frequenza di circa 30KHZ consente, per il teorema di Shannon, di digitalizzare segnali analogici con frequenze fino a 15KHz. I campioni in formato digitale sono inviati, attraverso un collegamento Universal Serial Bus (USB) ad un personal computer (PC) dove vengono analizzati. In Fig. 2.2.2 è raffigurato un ricevitore: Nella parte superiore si notano i connettori: a quello sulla sinistra, di tipo militare, viene connesso il cavo che porta le alimentazioni ed il segnale ricevuto mentre quello sulla destra è un BNC al quale viene connesso il cavo coassiale che va all'antenna. Nella sezione superiore è situato il filtro passivo supplementare per aumentare attenuare oltre i 12KHz mentre nella parte centrale, montato con viti di teflon e isolato dagli schermi è individuabile il circuito stampato del ricevitore che sarà meglio descritto nel capitolo 4. In Fig. 2.2.3 è rappresentata l'unità centrale del sistema che verrà meglio descritta ed analizzata nelle sue parti nel quinto capitolo.

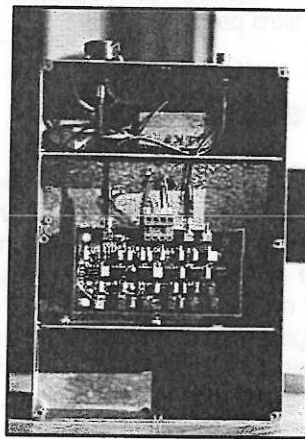


Fig. 2.2.2

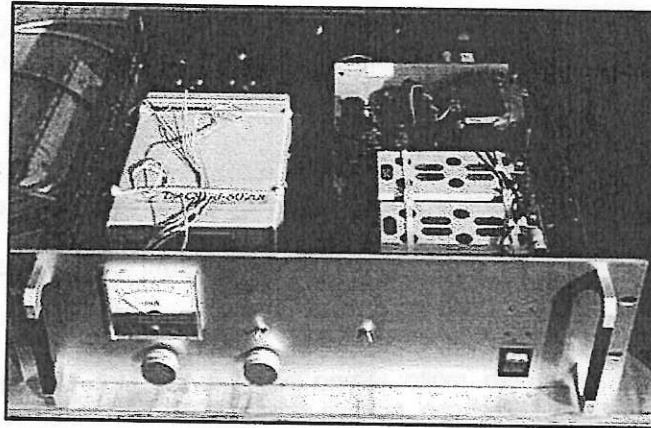


Fig. 2.2.3

Il software applicativo ha il compito fondamentale di elaborare e monitorare il flusso di dati in ingresso. In tempo reale i dati vengono visualizzati nel dominio del tempo e delle frequenze dove, grazie ad un sistema di soglie possiamo discriminare quali segnali memorizzare. Un'ulteriore serie di allarmi consente di sincronizzare la memorizzazione dei dati con il verificarsi di uno stimolo esterno (interrupt). Una volta collezionati i dati, memorizzati in format wav, sarà possibile, con software di post processing particolari, analizzare più in dettaglio ciò che è stato ricevuto. In Fig. 2.2.4 è rappresentato il pannello di controllo di E.L.F.O.

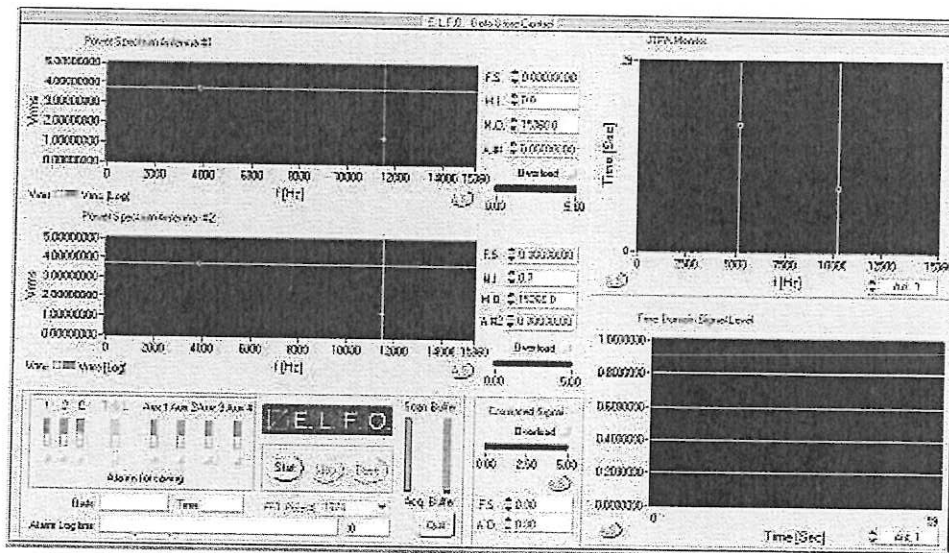


Fig. 2.2.4

Le problematiche affrontate sono state molteplici: dal tipo di antenna più congeniale al tipo di osservazione, alla necessità di immunizzare il segnale ricevuto da interferenze e disturbi quali ad esempio la rete di distribuzione dell'elettricità.

Una particolare cura è stata posta proprio nel realizzare un sistema il più possibile "silenzioso" ed immune alle interferenze elettromagnetiche irradiate e condotte (EMI) con un software per gestire e visualizzare i dati acquisiti ponendo l'accento sulla possibilità di poter individuare delle tipologie di "falsi allarmi" per evitare l'acquisizione di dati non significativi

Oltre a ciò è stato dedicato molto tempo alla fase di test del sistema ed alla preparazione della spedizione con relativa installazione del sistema a Hessdalen svoltasi dal 20 luglio alla fine del mese di agosto 2000 che descriveremo in dettaglio nel capitolo 8.

Il software è stato sviluppato in modo da essere in grado di gestire i dati acquisiti dal sistema di osservazione e di visualizzare i dati acquisiti in tempo reale. Il sistema è stato progettato in modo da essere in grado di gestire i dati acquisiti dal sistema di osservazione e di visualizzare i dati acquisiti in tempo reale. Il sistema è stato progettato in modo da essere in grado di gestire i dati acquisiti dal sistema di osservazione e di visualizzare i dati acquisiti in tempo reale.



Capitolo 3

Antenne

3.1 – Specifiche di progetto

Per il nostro sistema abbiamo la necessità di una coppia di antenne operanti in un range di frequenza da 1 a 10 KHz, non direttive, poco sensibili alla componente elettrica del campo EM, facilmente trasportabili e velocemente assemblabili. Considerando la frequenza di centrobanda, la lunghezza d'onda del segnale che si vuole ricevere sarà:

$$\lambda = \frac{c}{f} \cong 93 \text{ Km} \quad [3.1.1]$$

Poiché non è possibile costruire un'antenna di dimensioni comparabili alla lunghezza d'onda, risulta evidente che L dovrà essere tale che:

$$L \ll \lambda \quad [3.1.2]$$

dove : λ : lunghezza d'onda [m]

c: velocità della luce $\cong 3 \cdot 10^8$ [m/sec]

f: frequenza [Hz]

Il nostro scopo è di ricevere segnali dei quali non è nota a priori la direzione di provenienza, perciò desideriamo avere di un'antenna non direttiva ma che consenta di minimizzare eventuali interferenze prodotte da sorgenti note; da qui l'esigenza di poter disporre di uno zero in una direzione ben precisa. Per questo motivo non abbiamo preso in considerazione né quelle antenne che presentavano nei diagrammi di radiazione lobi particolarmente stretti e direttive, né isotrope. Un altro elemento che ha determinato la scelta dell'antenna è stato la ricerca della natura delle possibili sorgenti di interferenza nella banda da esplorare. Il contributo più rilevante è stato individuato nelle linee di distribuzione dell'energia elettrica, nei gruppi di continuità, negli alimentatori switching, nei motori a spazzole ed a scoppio. Molte di queste cause di disturbo hanno come denominatore comune quella di perturbare fundamentalmente la componente elettrica del campo elettromagnetico. Nei prossimi paragrafi si analizzeranno i due principali tipi di antenne che abbiamo studiato.

3.2 - Dipolo elettrico

Il dipolo elettrico è un conduttore filiforme di lunghezza L che nel caso di un'antenna ricevente è percorso da una corrente indotta da un campo EM. Per quanto detto prima, poiché $L \ll \lambda$, il dipolo viene considerato *dipolo elementare* ed è percorso da una corrente istantanea di ampiezza costante per tutta la lunghezza del cavo. Il diagramma di radiazione è indicato in figura:

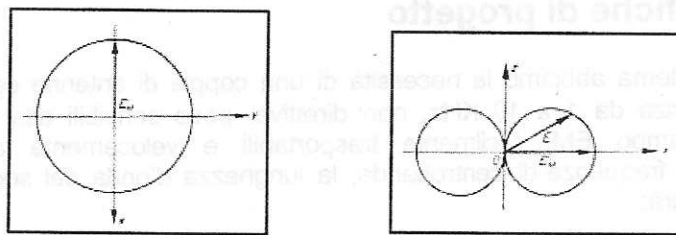


Fig. 3.2.1 Diagrammi di radiazione di un dipolo elementare

È un tipo di antenna sensibile soprattutto alla componente elettrica del campo EM: è isotropa sul piano X,Y e presenta 2 zeri in corrispondenza dell'asse $Z=0$, nella direzione di sviluppo del dipolo.

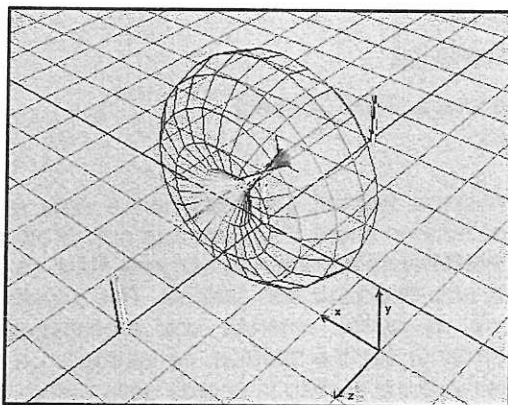


Fig. 3.2.2 sviluppo 3D dei diagrammi di radiazione

Il rumore generato in VLF ha una rilevante componente di campo elettrico e le dimensioni necessarie a rendere efficiente il dipolo lo rendono poco maneggevole. Inoltre, risulta essere poco sicuro per gli operatori nel caso in cui un fulmine cada in prossimità dell'apparecchiatura. Per questi motivi si è deciso di ricercare altre soluzioni.

3.3 - Antenne Loop

Classifichiamo le antenne loop in elettricamente piccole e grandi: esse differiscono nella *distribuzione della corrente* all'interno del cavo con il quale sono costituite. Nelle antenne loop elettricamente piccole la corrente che vi scorre all'interno è uniforme in tutte le porzioni del cavo, mentre nelle loop elettricamente grandi la corrente varia lungo la lunghezza del conduttore.

Le antenne loop piccole differiscono, inoltre, dalle loop grandi dal modo in cui reagiscono ai segnali radio. Un segnale radio è un'onda elettromagnetica trasversale, o TEM, in cui il campo elettrico e quello magnetico sono sempre perpendicolari fra loro ed il piano nel quale giacciono è sempre ortogonale alla direzione di propagazione. I loop grandi come molte antenne di tipo filare rispondono fondamentalmente alla componente elettrica dell'onda TEM, mentre i loop piccoli rispondono principalmente alla componente magnetica ossia si comportano come la spira di un induttore.

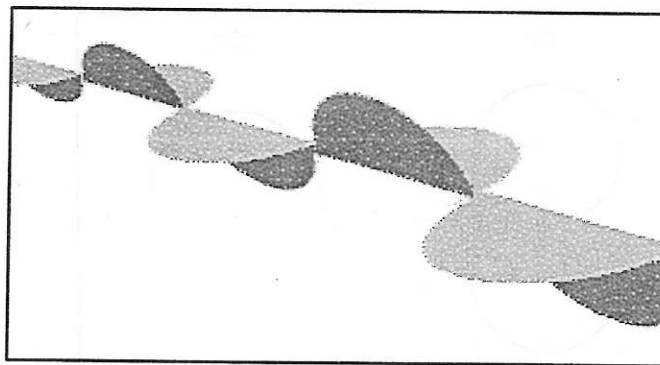


Fig. 3.3.1 - Propagazione di un'onda TEM

Ciò significa che le antenne loop piccole sono poco sensibili alle sorgenti elettromagnetiche locali di interferenza che generano scariche elettriche. La risposta al campo elettrico interferente può essere ridotta ulteriormente con un'opportuna schermatura. Altro pregio delle antenne loop elettricamente piccole è che hanno zeri molto profondi che consentono, orientando opportunamente l'antenna, l'annullamento di eventuali interferenze locali come le linee di alimentazione che costituiscono una fonte di disturbo rilevante.

Una antenna loop si definisce elettricamente piccola quando la lunghezza del cavo che la avvolge lungo il suo perimetro è molto minore di λ [3.1.2]. Vari autori utilizzano diverse lunghezze di riferimento per definire un loop elettricamente piccolo. Conformemente ai manuali della marina americana della II guerra mondiale, l'antenna è da considerarsi piccola se la lunghezza complessiva del filo è definita $\leq 0.22\lambda$. L'ARRL Antenna Book definisce il loop piccolo se si ha una lunghezza complessiva $\leq 0.085\lambda$. Nel nostro caso, poiché la frequenza centrale di funzionamento del nostro sistema è 3.2KHz, λ è 93 Km. Seguendo le specifiche di riferimento più restrittive otterremmo un'antenna lunga complessivamente circa 8 Km. Esigenze di trasportabilità del sistema hanno portato a considerare conveniente una lunghezza $L \cong 0.0031\lambda$.

D'ora in avanti, in riferimento ad antenne loop sarà sott'inteso che si tratta di antenne loop elettricamente piccole.

Le antenne loop hanno un diagramma di radiazione del tipo indicato in Fig.3.3.1. I minimi o zeri sono perpendicolari al piano del loop mentre i massimi sono lungo il piano.

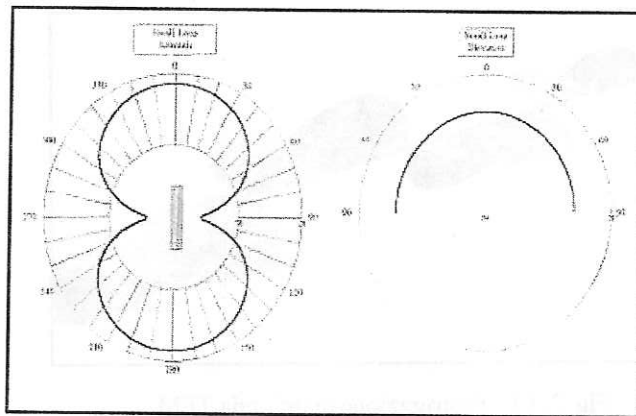


Fig. 3.3.1 Diagrammi di radiazione di una antenna loop piccola

3.3.1 - Antenne Loop Schermate

Finora abbiamo considerato antenne loop ideali: esse lavorano ragionevolmente bene, ma in molte circostanze il loro modello viene distorto. Due sono le principali cause di distorsione del modello del loop:

- se il piano del loop non è sufficientemente piatto, ci possono essere deviazioni dalle caratteristiche ideali. Ciò può accadere quando i lati del loop sono molto grandi rispetto alla sezione. Sarà necessario un accurato progetto meccanico della struttura per non degradare troppo le prestazioni dell'antenna;
- avvolgendo il loop a spirale si hanno teoricamente degli zeri più profondi di quanto non si avrebbe affiancando le spire. Dal punto di vista pratico le differenze sono comunque trascurabili.

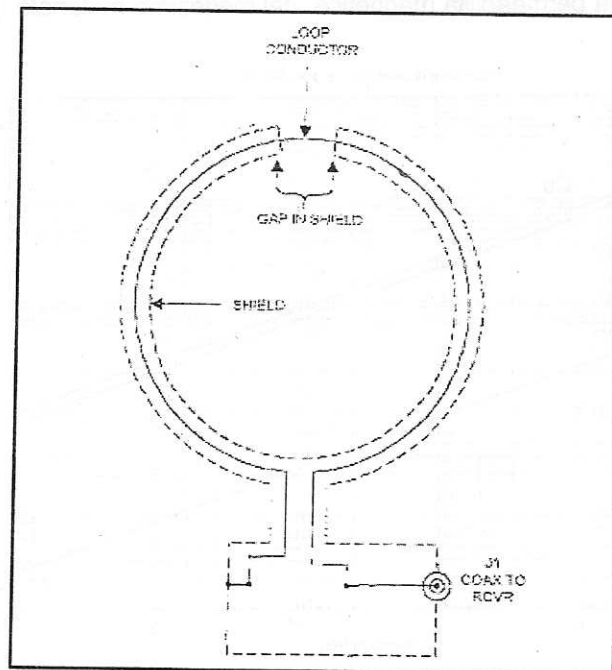


Fig. 3.3.1.1

La degradazione delle caratteristiche del loop comporta che gli zeri non sono così profondi rispetto al caso teorico. Una soluzione abbastanza efficace di questi problemi è la schermatura. Per consentire al loop di ricevere la componente magnetica del segnale viene lasciato un piccolo varco di alcuni centimetri nello scudo, come indicato in Fig.3.3.1.1. Infatti, l'antenna loop è sensibile alla componente magnetica del segnale ed in questo modo è possibile schermare il campo elettrico limitando lo scostamento dal modello ideale.

Per garantire l'efficienza della schermatura occorre che venga fatta con materiali adeguati di giusto spessore. Lo spessore di penetrazione a R.F. di un conduttore è:

$$s := \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad [m] \quad [3.3.1.1]$$

dove :

f è la frequenza [Hz]

ρ è la resistività del materiale componente lo schermo [$\Omega \text{ m}$]

μ è la permeabilità magnetica del medesimo materiale [H m^{-1}]

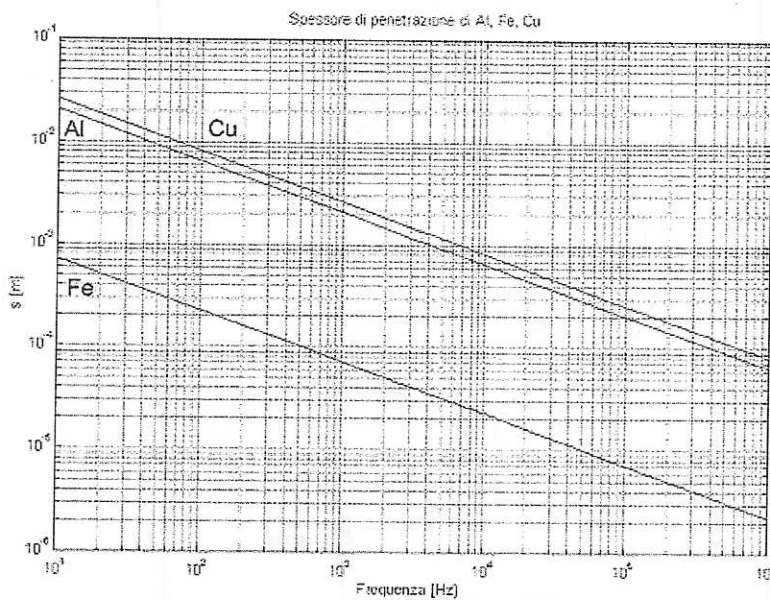


Fig. 3.3.1.2

	ρ [$\Omega \text{ m}$]	μ [H m^{-1}]
Al	$27 \cdot 10^{-9}$	$1.257 \cdot 10^{-6}$
Fe	$105 \cdot 10^{-9}$	$6.243 \cdot 10^{-3}$
Cu	$17 \cdot 10^{-9}$	$1.257 \cdot 10^{-6}$

La schermatura si considera totale quando lo spessore del materiale è 5s e, come si evince dal grafico, il ferro avrebbe ottime caratteristiche schermanti ma una permeabilità magnetica molto diversa da quella dell'aria. Essendo la nostra antenna sensibile soprattutto alla componente magnetica del campo EM, si temeva che questo schermo convogliasse le linee di campo magnetico rendendo meno sensibile l'antenna. Inoltre, questo tipo di materiale è ossidabile rapidamente agli agenti atmosferici più di quanto non lo sia l'alluminio. Nell'impossibilità di realizzare due schermi di diversi materiali per effettuare delle prove ci si è orientati sull'utilizzo dell'alluminio. Per frequenze di 1 KHz lo spessore (in Al) dovrebbe essere di 5s e cioè 1 cm. Per caratteristiche di rigidità, leggerezza, reperibilità commerciale sono stati utilizzati tubi di 2.5 mm di spessore. E' evidente che, rispetto a quanto dettato da [3.3.1.1], l'efficacia dello scudo non è sufficiente, ma è stato il miglior compromesso che potevamo raggiungere per la realizzazione pratica delle antenne.

3.3.2 - Sensibilità del loop in ricezione

Supponiamo di avere un campo magnetico variabile che vogliamo individuare e misurare. Questo potrebbe essere di origine naturale o artificiale. Valutiamo il comportamento di un loop elettricamente piccolo.

L'intensità di campo magnetico H , espressa in unità di Ampere per metro, produce una densità di flusso magnetico B , o induzione magnetica, espressa in volt al secondo per metro quadro. Secondo la 3.3.2.1

$$\begin{array}{l}
 B \quad [A \cdot m^{-1}] \\
 B = \mu \cdot H \quad \mu \quad [H \cdot m^{-1}] \quad [3.3.2.1] \\
 H \quad [Wb \cdot m^{-2}]
 \end{array}$$

μ , espresso in henrys per metro, è la permeabilità magnetica del mezzo, l'analogo della costante dielettrica. Considereremo, μ uguale a μ_0 , la permeabilità del vuoto. Quest'assunzione è ben giustificata per i loop con nucleo in aria circondati da mezzi non magnetici.

Il flusso magnetico Φ , in volt-secondo, è la densità di flusso nell'area.

$$\Phi = \int B \cdot n \cdot da \quad [V \cdot sec] \quad [3.3.2.2]$$

La tensione ai capi del loop è proporzionale alla frequenza con cui cambia la quantità di flusso che attraversa la superficie. Quando si hanno avvolgimenti multipli in serie, dato che operiamo in bassa frequenza, la tensione totale, secondo il principio di sovrapposizione degli effetti, è la somma delle tensioni presenti su ogni singolo loop:

$$V = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad [3.3.2.3]$$

Si noti da [3.3.2.3] che un loop immobile in un campo DC costante non produce tensione. La combinazione di [3.3.2.3-4-5] fornisce una espressione per la tensione ai capi di un loop con avvolgimenti multipli. La componente vettore normale del campo \mathbf{H} è integrato sull'area del loop e derivato nel tempo

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot \frac{d}{dt} \int \mathbf{H} \cdot \mathbf{n} \cdot da \quad [3.3.2.4]$$

Quando il campo \mathbf{H} è uniforme sul piano del loop, possiamo portare H fuori dall'espressione dell'integrale ed esprimere la sua componente vettoriale normale come un'ampiezza per il coseno dell'angolo tra il vettore H e gli assi del loop.

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot \cos\vartheta \cdot \frac{d}{dt} |H| \cdot \int da \quad [3.3.2.5]$$

l'integrale diventa semplicemente l'area del loop.

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot \cos\vartheta \cdot \frac{d}{dt} |H| \quad [3.3.2.6]$$

Rimane da ricavare la derivata nel tempo di \mathbf{H} . Possiamo ridurla ad una semplice espressione algebrica esaminando una distinta frequenza (ω) componente H con Ampiezza massima H_0 .

$$H = H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad [3.3.2.7]$$

che trasforma la [3.3.2.2] in:

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot \cos \vartheta \cdot \frac{d}{dt} (H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)) \quad [3.3.2.8]$$

otteniamo:

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot \cos \vartheta \cdot \omega \cdot H_0 \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad [3.3.2.9]$$

avendo l'ampiezza del segnale, otteniamo la tensione ai capi del loop direttamente come una espressione algebrica di 6 termini:

$$V = 2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot H_0 \cdot f \cdot \cos \vartheta \quad [3.3.2.10]$$

dove:

$2\pi\mu_0$	è una costante.
N	è il numero di avvolgimenti.
A	è l'area del loop [m ²].
H ₀	è il campo magnetico applicato [A/m].
f	è la frequenza [Hz].
Cos θ	è il coseno dell'angolo tra l'asse del loop ed il campo.

N e A sono i soli termini che descrivono le caratteristiche del loop. Il loro prodotto suggerisce una figura di merito per le antenne loop, l'*apertura effettiva*, A_e, che è l'area fisica per il numero di spire.

Esprimiamo la sensibilità sull'asse del loop, che è la tensione ai suoi capi diviso per il campo magnetico applicato come il prodotto di solo tre termini:

$$V/H_0 = 2 \cdot \pi \cdot \mu_0 \cdot f \cdot A_e \quad [3.3.2.11]$$

dove:

$2\pi\mu_0$	è una costante = 7.89×10^{-6} .
A _e	è l'apertura effettiva del loop [m ²].
f	è la frequenza [Hz].

L'equazione [3.3.2.11] mostra chiaramente il problema del loop alle basse frequenze: come f tende a zero così anche la tensione ai capi del loop. Poiché 2π è costante, noi possiamo provare di aumentare μ su μ_0 , usando un nucleo del loop di ferrite ma questo diventa impraticabile per aree grandi. Possiamo solo aumentare l'apertura effettiva.

Apertura Effettiva :

Ora abbiamo ridotto una espressione per la sensibilità dell'antenna loop ad un semplice prodotto di tre termini, una costante, la frequenza e l'apertura effettiva. Conoscendo l'apertura effettiva possiamo mettere in relazione l'uscita del loop con il campo magnetico. Possiamo anche comparare la sensibilità di diversi tipi di loop rendendo possibile la correlazione di dati di ricercatori che utilizzano diversi tipi di loop. L'apertura effettiva è semplicemente l'area del loop per il numero di avvolgimenti espressa in metri quadri. Ecco alcune geometrie comuni descritte in Fig. 3.3.2.1:





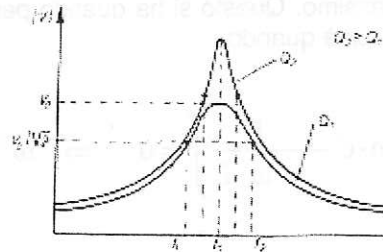
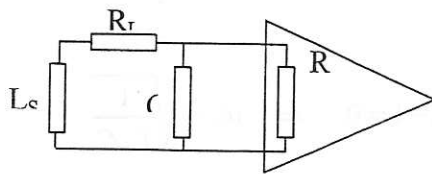
SQUARE		$A = kd^2 = d^2$ $k = 1$
HEXAGON		$A = kd^2 = .8660 d^2$ $k = \frac{3\sqrt{3}}{2}$
OCTAGON		$A = kd^2 = .5284 d^2$ $k = \frac{2+2\sqrt{2}}{3+2\sqrt{2}}$
CIRCLE		$A = kd^2 = .7854 d^2$ $k = \frac{\pi}{4}$

Fig. 3.3.2.1

Per la massima sensibilità vogliamo l'apertura effettiva massima. solamente le limitazioni pratiche e meccaniche definiscono l'apertura effettiva che noi possiamo raggiungere. Pertanto, per semplicità costruttiva e per disporre, a parità di ingombro, della superficie di raccolta maggiore, si è deciso di utilizzare un loop di forma quadrata.

3.3.3 – Fattore di merito dell'antenna e Sintonia

Alcune tipologie di antenne sfruttano il fenomeno della risonanza per sintonizzare la ricezione ad una determinata frequenza. Il fenomeno si può così brevemente descrivere. Considero il circuito di Fig. 3.3.3.1 a) che rappresenta con l'induttore L_s l'antenna, con R_{Ls} le eventuali perdite che vi sono in essa, con C le capacità parassite e la capacità utilizzata per fissare ad una determinata frequenza la risonanza, ed R_i è la resistenza di ingresso del ricevitore che l'antenna vede come un carico.



a)

Fig. 3.3.3.1

b)

Il circuito indicato in figura può essere trasformato come un circuito risonante parallelo:

$$R_{L_s} + j \cdot \omega \cdot L_s = \frac{1}{\frac{1}{R_{L_p}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_p}} \Rightarrow \frac{1}{R_{L_p}} + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_p} = \frac{1}{R_{L_s} + j \cdot \omega \cdot L_s}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{R_{L_p}} - j \cdot \frac{1}{\omega \cdot L_p} = \frac{R_{L_s} - j \cdot \omega \cdot L_s}{R_{L_s}^2 + (\omega \cdot L_s)^2} \Rightarrow \begin{aligned} R_{L_s} \cdot R_{L_p} &= R_{L_s}^2 + (\omega \cdot L_s)^2 \\ \omega^2 \cdot L_s \cdot L_p &= R_{L_s}^2 + (\omega \cdot L_s)^2 \end{aligned}$$

In un buon conduttore :

$$\begin{aligned} R_{L_s} \cdot R_{L_p} &\cong (\omega \cdot L_s)^2 \\ \omega^2 \cdot L_s \cdot L_p &\cong (\omega \cdot L_s)^2 \end{aligned} \Rightarrow \begin{aligned} L_s &\cong L_p = L \\ R_{L_p} &\cong \frac{(\omega \cdot L)^2}{R_{L_s}} \end{aligned} \quad [3.3.3.1]$$

Tutto il circuito è rappresentabile come un'ammettenza

$$\bar{Y} = \frac{1}{R_{L_p}} + j \cdot \omega \cdot C + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_p} = \frac{1}{R_{L_p}} + j \cdot \omega \cdot C - \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_p}$$

Considero $\bar{V} = I_0 / \bar{Y}$. Esiste un valore di Y per cui l'ampiezza di V è massima, cioè il $|V|$ è massimo. Questo si ha quando per un certo valore di ω la parte reattiva di Y si annulla, cioè quando:

$$\left(\omega \cdot C - \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L} \right)^2 = 0 \Rightarrow \omega^2 \cdot C \cdot L - 1 = 0 \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$$

La frequenza f_0 , detta **frequenza di risonanza** vale:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad [3.3.3.2]$$

Il valore di $|V|$ in f_0 , è definito **sovratensione di risonanza** ed in tali condizione si ha il massimo trasferimento di potenza. In Fig. 3.3.3.1 b) è rappresentato $|V|$ in funzione di f . Per caratterizzare un circuito risonante si utilizza un fattore di merito:

$$Q = \frac{\text{potenza attiva dissipata}}{\text{potenza reattiva immagazzinata}} \quad [3.3.3.3]$$

maggiore è questo valore più la curva di risonanza sarà selettiva come si evince dalla Fig. 3.3.3.1 b). Sempre in funzione di Q può essere espressa la larghezza di banda centrata su f_0 , definita come quell'intervallo di frequenze tali che $|\bar{V}| = V_0 / \sqrt{2}$:

$$B = \frac{f_0}{Q} \quad [3.3.3.4]$$

nel nostro caso Q vale:

$$Q = \frac{R_0}{\omega_0 \cdot L} = \frac{f_0}{B} \quad [3.3.3.5]$$

Poiché le maggiori perdite si hanno nella bobina e considerando le [3.3.3.1] possiamo assumere che :

$$Q = \frac{R_{P_L}}{\omega_0 \cdot L} \cong \frac{\omega_0 \cdot L_S}{R_{S_L}} \quad [3.3.3.6]$$

I loop sintonizzabili capacitivamente ad alto Q sono noti per la loro elevata sensibilità su una singola frequenza. Quest'elevata sintonia si paga in larghezza di banda.

Considero $f_0=3.2$ Khz

B [Hz]	Q
32	100
320	10
3200	1
6400	0.5

Poiché vogliamo osservare una banda relativamente ampia (una decade), abbiamo necessità di un'antenna che lavori **non in risonanza**. Il Q diventa per noi un fattore di merito per individuare l'efficienza dell'antenna come bobina e cioè quanta dell'energia raccolta dall'antenna è dissipata nell'antenna per effetto joule. Affinchè la frequenza di risonanza sia lontana da quella di lavoro, dimensioniamo L in modo da fissare la frequenza di risonanza propria almeno 5 volte la massima frequenza in esame, poiché a tale frequenza il loop non si comporta più come un induttore e, perciò, non si accoppia con il campo magnetico. Nel nostro caso desideriamo avere la frequenza di risonanza di circa 50 Khz. Da tale valore è stato calcolato il numero di spire del loop, in funzione dell'area efficace.

3.3.4 - Considerazioni sul tipo di conduttore

Per aumentare il Q_L e ridurre le perdite nel loop, bisogna necessariamente ridurre il valore R_S , aumentando la sezione del filo di rame o utilizzando cavi speciali a bassa perdita tipo Litz, costituiti da trecce di fili di rame sottilissimi ed isolati tra loro. Dopo diverse discussioni sul tipo di conduttore da usare, si è preferito considerare altri criteri quali la robustezza meccanica. Il filo Litz, infatti, è molto delicato e non adatto ad essere manipolato in trazione, mentre un filo di sezione elevata perde flessibilità. Per quanto riguarda le perdite ohmiche, dal

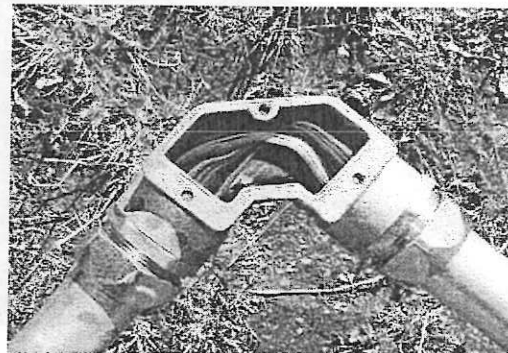


Fig. 3.3.4.1 - Particolare del cablaggio

momento che non si ottenevano sensibili aumenti di Q in funzione del tipo di conduttore, si è deciso di aumentare la sezione di quest'ultimo, ma di non considerare primario questo fattore.

3.4 - Prototipi

Per cercare il miglior compromesso tra trasportabilità, facilità di montaggio e sensibilità dell'antenna, sono stati costruiti alcuni prototipi che poi, una volta realizzati, sono stati caratterizzati. Nei paragrafi successivi si presenteranno i risultati della misura, che è stata fatta utilizzando un Vector Network Analyzer (VNA) come misuratore di impedenza. Per effettuare la misura, al network analyzer è stato connesso un ponte riflettometrico, fondamentalmente composto da due accoppiatori direzionali che prelevano una piccola parte del segnale generato dal NA come riferimento e in egual misura una parte del segnale riflesso dal DUT. In figura si riporta uno schema del banco di misura.

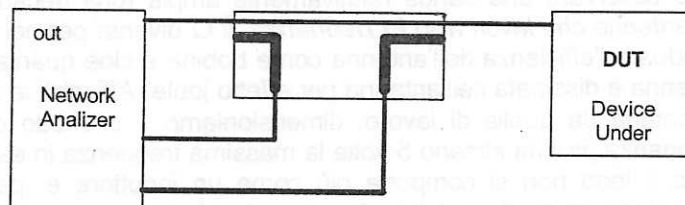


Fig. 3.4.1

Lo strumento necessita di essere calibrato prima di ogni misura. Quest'operazione deve essere effettuata tenendo presente il piano di calibrazione, cioè il punto di connessione al DUT più vicino al DUT stesso. E' perciò necessario fornire allo strumento, sul piano di calibrazione, una serie di riferimenti come un circuito aperto, un corto circuito ed un carico da 50Ω .

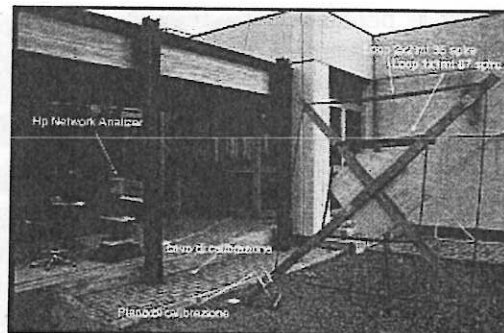


Fig. 3.4.1.2 - Caratterizzazione delle antenne

3.4.1 - Antenna Loop 2x2 mt. 10 spire

Il primo prototipo è stato realizzato creando un telaio quadrato utilizzando come supporto dei tubi in plastica per impianti elettrici nella quale è stato introdotto il cavo con una molla da elettricista. E' risultato subito evidente come non fosse possibile far filare all'interno qualsiasi tipo di filo; il rame smaltato di diametro 0.24mm per avvolgimenti, per esempio, è troppo fragile per essere infilato, mentre conduttori di sezione superiore risultano difficili da piegare. Lo sfregamento del filo, inoltre, ne rovina la smaltatura isolante con il forte rischio di creare corto circuiti. Dopo una serie di tentativi è stato utilizzato filo isolato del diametro di 0.24 mm. La frequenza di risonanza di questa antenna è stata rilevata circa a 350 KHz.

f [Hz]	Rs [Ω]	XL [Ω]	L [μ H]	Q
500	7.2	2.7	8.5	0,3708715
1K	7.2	5.4	8.65	0,7548326
2K	7.3	10.8	8.61	1,4820995
5K	7.4	26.9	8.57	3,6381966
10K	7.6	53.7	8.55	7,068375
20K	8	107	8.55	13,4299125
50K	9.4	273	8.69	29,0421649

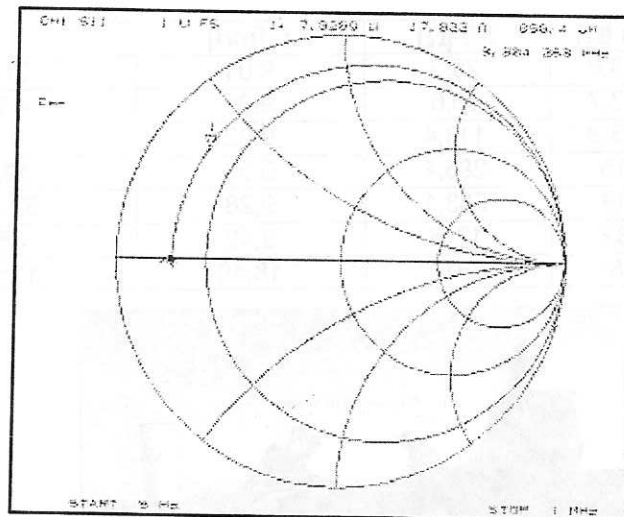


Fig. 3.4.1.1

Si noti come per questa antenna il valore di Q in banda non sia particolarmente elevato.

3.4.2 - Antenna loop 2x2 mt 35 spire

Questo secondo prototipo di antenna Loop è stato costruito su di un telaio di legno. Si è mantenuta inalterata la superficie di raccolta di 4 m², ma si è aumentato il numero di spire per abbassare la frequenza di risonanza propria ed ottenere una sensibilità maggiore alle basse frequenze. Inoltre è stata aumentata la sezione del cavo utilizzato (cavo da cablaggi in rame di mediocre qualità di 0.8 mm di diametro) per diminuire il valore di Rs. La frequenza di risonanza di questa antenna è all'incirca 60KHz.

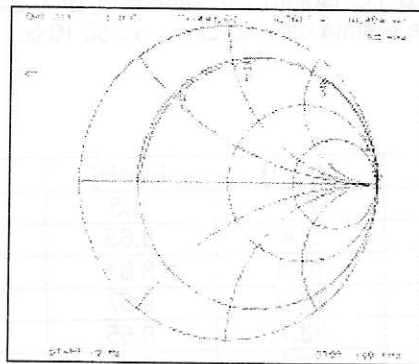


Fig. 3.4.2.1

f [Hz]	R_s [Ω]	X_L [Ω]	L [mH]	Q
500	13,6	28,3	9,01	2,081244
1000	13,7	56,6	9,01	4,132104
2000	13,9	113,4	9,02	8,15434
5000	15	285,4	9,09	19,03749
10000	18	583,1	9,28	32,392356
20000	32	1246	9,92	38,9546
50000	485	5810	18,46	11,957132



Fig.3.4.3.2 - Test di ascolto con il primo prototipo di antenna

3.4.3 - Antenna Loop 1x1 mt. 67 spire

Questo terzo prototipo di antenna loop differisce dalle precedenti per la superficie di raccolta. La lunghezza del cavo avvolto nel loop è la medesima della precedente così come il tipo di cavo e la sua sezione.

Esso è però, dal punto di vista resistivo, molto dissimile dal precedente e ciò può dipendere dal fatto che, essendo un cavo per cablaggi, le sue specifiche di resistività durante il processo produttivo hanno una tolleranza superiore al 30%.

f [Hz]	R_s [Ω]	X_L [Ω]	L [mH]	Q
500	9,61	44,13	14,046	4,591624
1000	9,8	88,21	14,039	9,000718
2000	9,85	176,83	14,072	17,952158
5000	10,98	444,6	14,152	40,490444
10000	18,26	914,71	14,558	50,091957
20000	34,76	2018	16,064	58,072562
50000	2019	15658	49,841	7,755102

Si noti come il valore di Q di quest'antenna sia migliore, a parità di lunghezza del cavo, rispetto a quello del prototipo precedente. Nonostante ciò la sensibilità d'antenna che dipende da A_e [3.3.2.11] in questo caso ($67m^2$) è molto peggiore se confrontato con l'altro ($140m^2$).

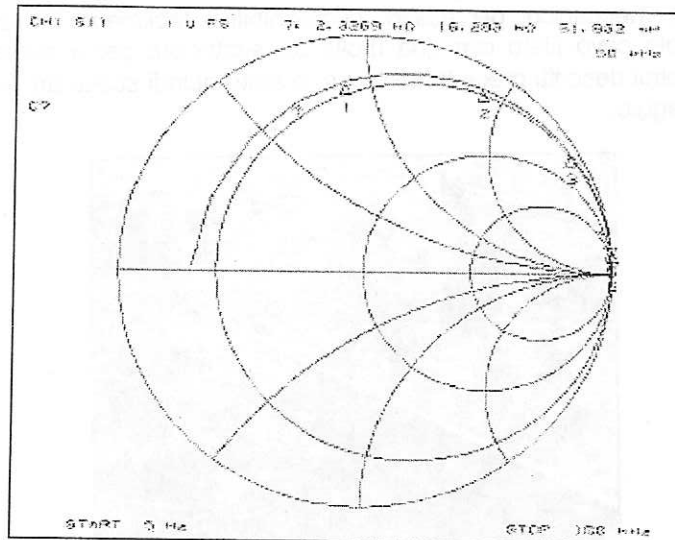


Fig. 3.4.3.1

Dai dati raccolti durante la misura possiamo estrapolare la seguente tabella:

ANTENNA	Q	A_E
2 x 2 x 10 SPIRE	3,63811966	40
1 x 1 x 67 SPIRE	40,490444	67
2 x 2 x 35 SPIRE	19,03749	140

Ciò ci consente di ritenere che la miglior antenna fra i prototipi realizzati sia quella con area di 4 m² e 35 spire, che ha un buon valore di Q e la miglior sensibilità.

3.5 – Realizzazione definitiva

3.5.1 - Realizzazioni meccanica ed elettrica

Ogni antenna è costituita da una quadrilatero di tubi di alluminio. La scelta dell'alluminio è stata fatta perché come materiale assicura caratteristiche di leggerezza e rigidità sufficienti ai nostri scopi, oltre a schermare il loop, all'interno del quale è stato infilato e cablato un flat cable a 64 poli. Poiché l'antenna doveva essere testata all'aperto in un territorio disagiata, la schermatura ed il polo sono stati studiati dal punto di vista meccanico, per essere componibili e facilmente assemblabili. Al posto di un singolo cavo filato con una molla da elettricista per il numero di spire calcolato dai prototipi descritti precedentemente, è stato quindi scelto un flat cable per comodità di montaggio.

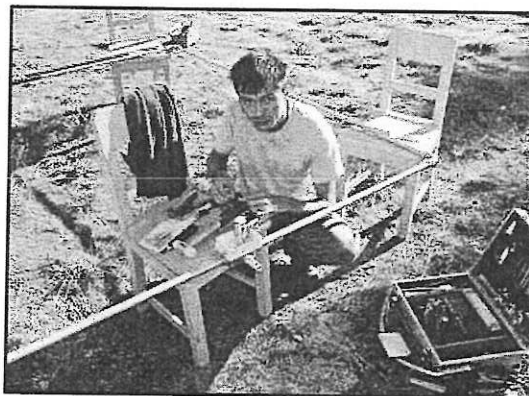


Fig. 3.5.1.1

Collegando opportunamente i poli del flat cable e mettendo in serie i diversi conduttori come in Fig.3.5.1.2, è stato sufficiente infilare in una sola volta il cavo, realizzando l'equivalente di 64 spire. La resistenza serie è risultata più alta essendo la sezione del conduttore scelto inferiore a quello utilizzato nel prototipo. Per ridurre il valore di R_s abbiamo cablato il flat cable in modo da realizzare due avvolgimenti di 32 spire ciascuno, che sono poi stati connessi in parallelo.

La sensibilità dell'antenna ed il Q sono inferiori rispetto a quelli misurati nei prototipi, ma è stato necessario privilegiare la facilità di montaggio meccanico a discapito delle prestazioni elettriche.

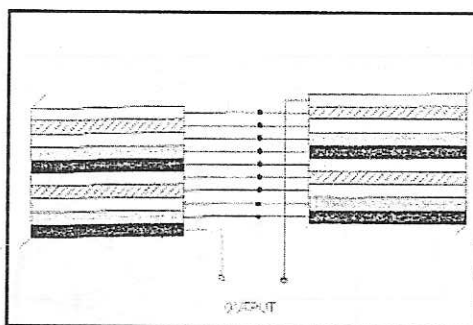


Fig. 3.5.1.2

Si vuole far notare che grazie alla robustezza meccanica dell'antenna sono stati drasticamente ridotti gli effetti microfonici.

Poichè le antenne necessitano di un adeguato supporto che ne garantisca una installazione solida, sono stati costruiti due tralicci (suddivisi in 3 sezioni) di 6 metri di lunghezza ciascuno, fissati su basi metalliche ancorate al terreno e tenuti in equilibrio da tre tiranti vincolati saldamente alla sommità del palo ed al terreno. In cima a ciascun palo, un sistema di carrucole in teflon consente di issare l'antenna fino ad un supporto-guida che ne impedisce la rotazione e lo sbandieramento.

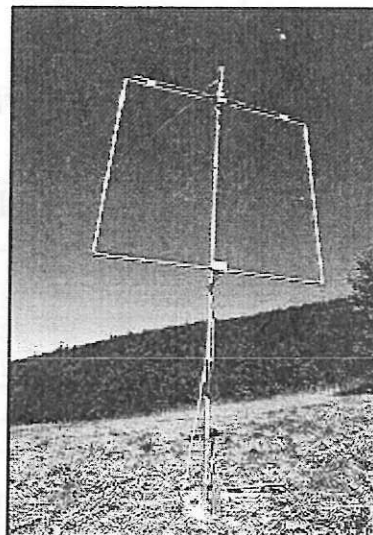


Fig. 3.5.1.3

3.5.2 – Misura della realizzazione definitiva

In questo paragrafo si riportano le misure effettuate sul loop finale.

La frequenza propria di risonanza è stata misurata essere appena sotto i 50Hz. La tabella sottoriportata evidenzia come siano sensibilmente superiori i valori di R_s rispetto al prototipo del paragrafo 3.4.3 e ciò è dovuto sia alla diversa sezione del cavo utilizzato sia alla resistività del materiale poiché dal colore argenteo del conduttore utilizzato nel flat cable indica che possa trattarsi di una lega.

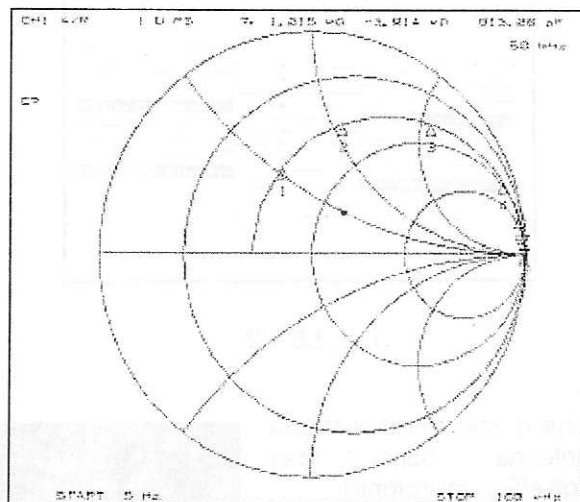


Fig. 3.5.2.1

f [Hz]	R_s [Ω]	X_L [Ω]	L [mH]	Q
500	28,56	26,8	8,53	0,93827
1000	29,65	53,78	8,56	1,813912
2000	32,58	107,66	8,57	3,305421
5000	44,56	271,66	8,65	6,098289
10000	72,28	577,22	9,19	7,988485
20000	231,86	1502	11,96	6,481901
50000	1197	-3884		

Come era stato introdotto in precedenza, pur avendo mantenuto la medesima area efficace del nostro miglior prototipo questa antenna, per via delle scelte fatte ha un valore di Q peggiore ma è risultato essere il miglior compromesso raggiungibile fra esigenze logistiche e prestazioni elettriche.

Capitolo 4

Ricevitori

4.1 Progetto Iniziale

Il progetto risulta essere costituito come un ricevitore ad amplificazione diretta realizzato con 6 stadi operazionali TL-081 con ingresso a FET.

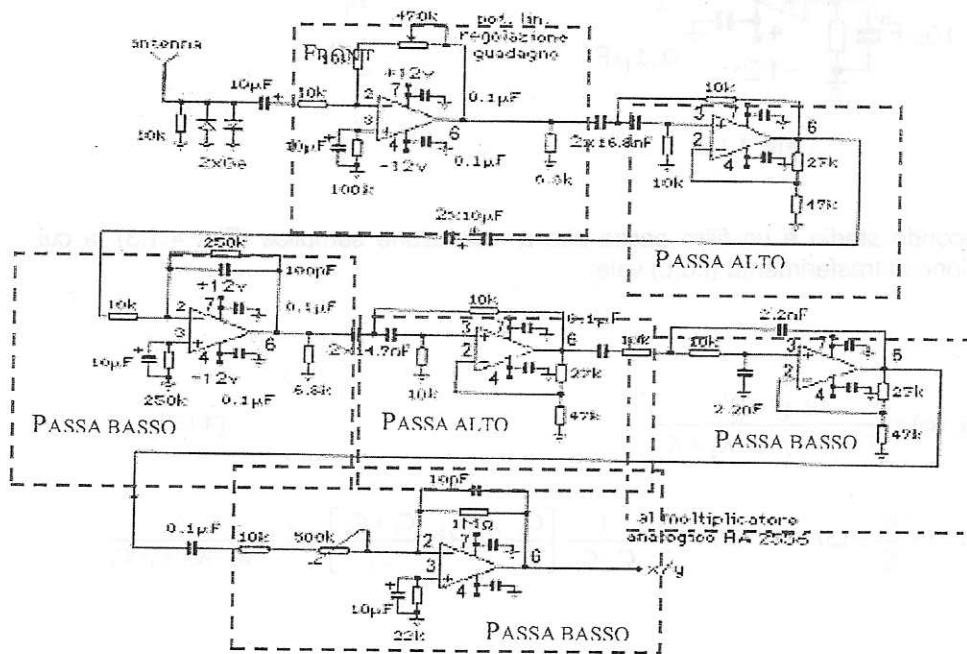


Fig. 4.1.1

Ciò che si vuole ottenere con questo circuito è l'eliminazione della 50Hz e delle sue armoniche a causa delle interferenze introdotte dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica e delle frequenze superiori a 100 KHz per evitare di ricevere trasmissioni radio. Le caratteristiche generali che vogliamo raggiungere con questo sistema sono basso rumore, una banda passante da 1KHz a 10KHz con una notevole selettività con un guadagno fino a 65 dB.

La prima sezione è lo stadio di ingresso del ricevitore (Fig. 4.1.2) ed è realizzato con un amplificatore operazionale (OP-AM) in configurazione invertente con guadagno variabile da 1 (0 dB) a 45 (33 dB); la funzione di questo stadio è di amplificare il debole segnale che proviene dall'antenna

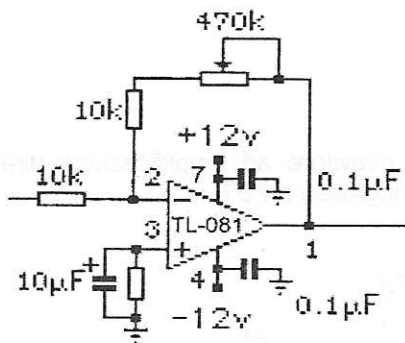


Fig. 4.1.2

$$A_v = -\frac{R_2 + R_3}{R_1} \cong -1 \dots -45 \quad [4.1.1]$$

Il secondo stadio è un filtro passa alto a retroazione semplice (Fig. 4.1.3) la cui funzione di trasferimento (f.d.t.) vale:

$$A_v(\omega) = \frac{A \cdot (j \cdot \omega)^2}{(j \cdot \omega)^2 + j \cdot \omega \cdot K_2 + K_3} \quad [4.1.2]$$

$$A = 1 + \frac{R_7}{R_6} \cong 1,57 \quad (4 \text{ dB}) \quad K_2 = \frac{1}{C_1 \cdot C_3} \cdot \left[\frac{C_3}{R_4} \cdot (1 - A) + \frac{C_1 + C_3}{R_5} \right] \quad K_3 = \frac{1}{R_4 \cdot R_5 \cdot C_1 \cdot C_3}$$

Ponendo i poli coincidenti otteniamo la frequenza di taglio pari a:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_3 \cdot R_4 \cdot R_5}} \cong 950 \text{ Hz}$$

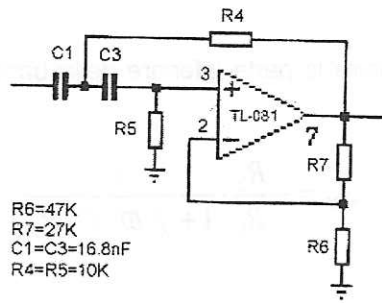


Fig. 4.1.3

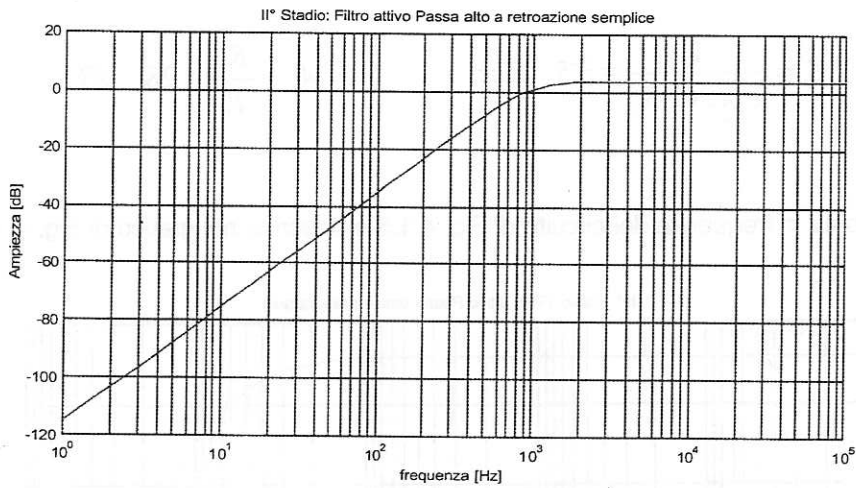


Fig. 4.1.4

Il terzo stadio è passa basso ad 1 polo rappresentato in Fig. 4.1.5

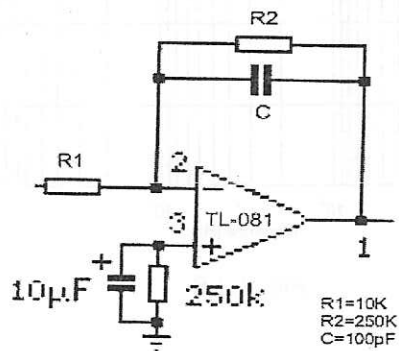


Fig. 4.1.5

che ha la funzione di definire la parte inferiore della banda passante la cui f.d.t. vale:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_2}$$

la frequenza di taglio ed il guadagno valgono:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_2} \cong 6,5 \text{ Khz} \qquad A_0 = \frac{R_2}{R_1} \cong 28 \text{ dB}$$

La risposta in frequenza del circuito di Fig. 4.1.5 è descritta nel grafico di Fig. 4.1.6

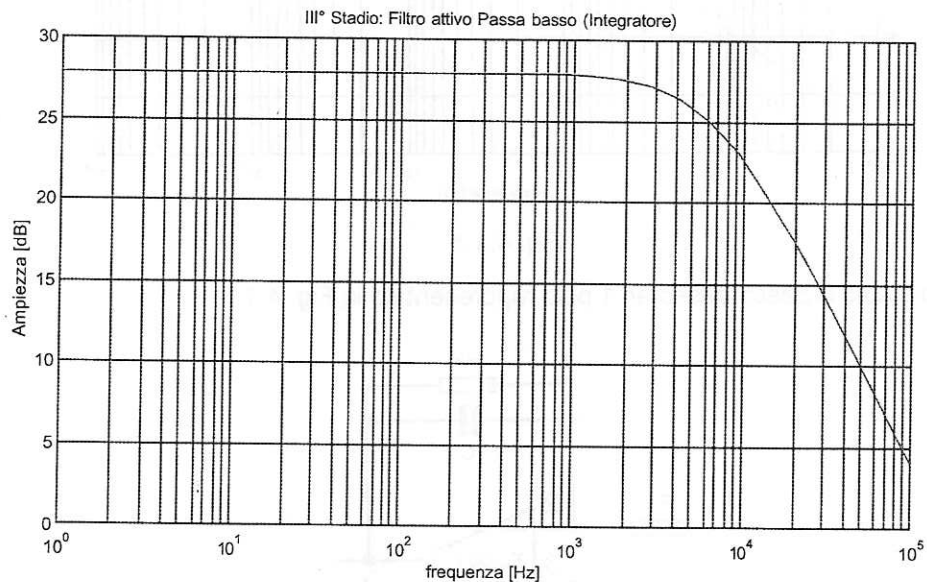


Fig. 4.1.6

Il quarto stadio è analogo al secondo ma con frequenza di taglio $f_0=1080\text{Hz}$ la cui risposta in frequenza è rappresentata nel grafico di Fig. 4.1.7:

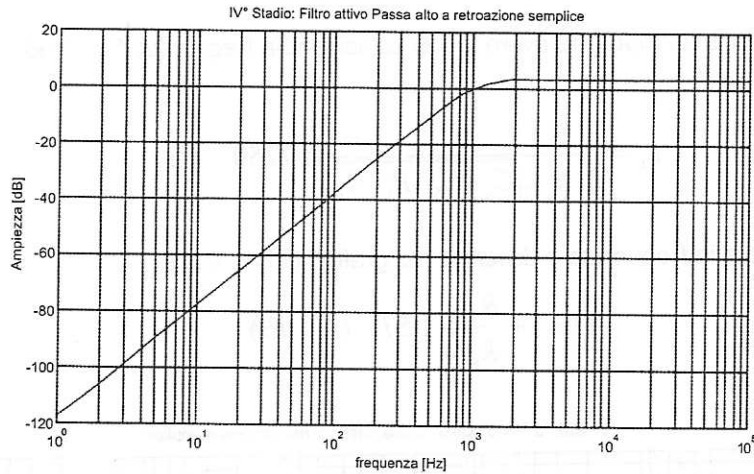


Fig. 4.1.7

Lo schema circuitale del quinto stadio è riportato in Fig. 4.1.8:

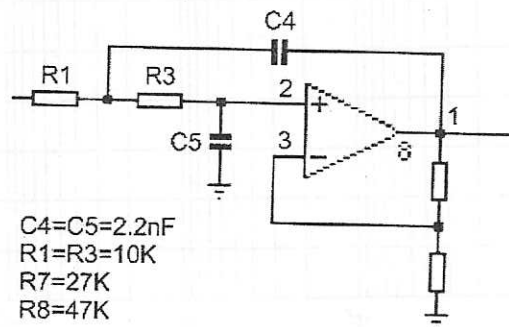


Fig. 4.1.8

E' è un filtro passa basso a retroazione semplice la cui f.d.t. vale:

$$A_v(\omega) = \frac{K_1}{(j \cdot \omega)^2 + j \cdot \omega \cdot K_2 + K_3} \quad [4.1.3]$$

$$K_1 = \frac{A}{R_1 \cdot R_3 \cdot C_4 \cdot C_5} \quad K_2 = \frac{1}{C_4} \cdot \left[\frac{C_4}{R_3 \cdot C_5} \cdot (1 - A) + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right] \quad K_3 = \frac{1}{R_1 \cdot R_3 \cdot C_4 \cdot C_5}$$

E' dimensionato in modo da avere 2 poli coincidenti a frequenza $f_0 = 7250$ Hz.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_4 \cdot C_5 \cdot R_1 \cdot R_3}} \cong 7250 \text{ Hz}$$

la cui risposta in frequenza è descritta nel grafico di Fig. 4.1.9

$$A = 1 + \frac{R_7}{R_6} \cong 1,57 \quad (4 \text{ dB})$$

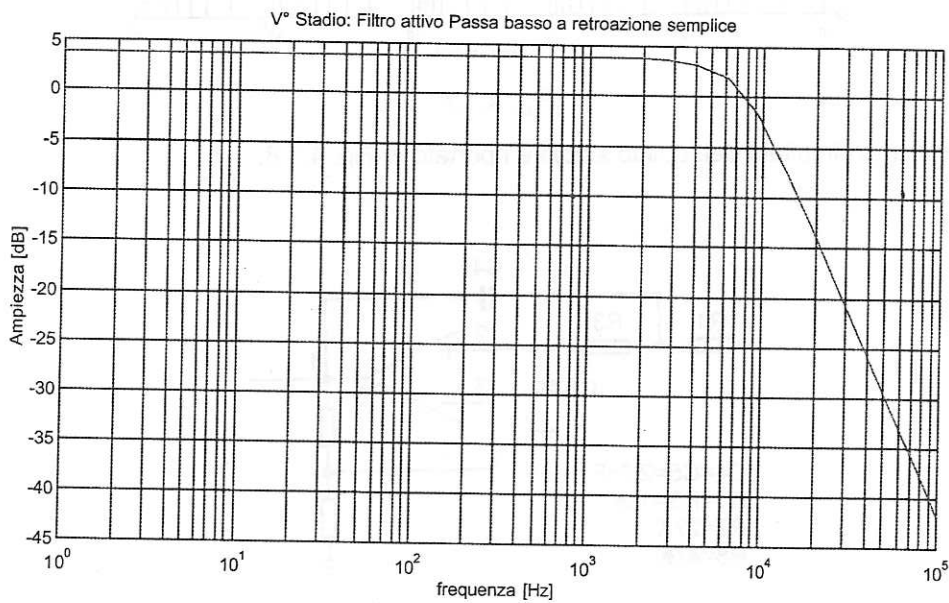


Fig. 4.1.9

Lo stadio di uscita è sempre un passa basso Fig. 4.1.10 ma con una $f_0 = 16$ KHz con guadagno variabile da 2 (6 dB) a 100 (40 dB).

$$A_v = -\frac{R_2}{(R_1 + P)} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot R_2} \quad [4.1.3]$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_2} \cong 16 \text{ Khz}$$

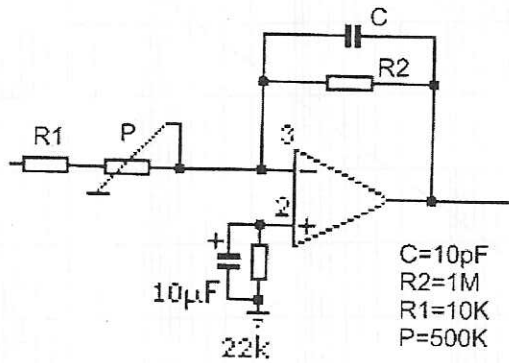


Fig. 4.1.10

Nel grafico di Fig 4.1.11 è riportata la risposta in frequenza del circuito di Fig. 4.1.10:

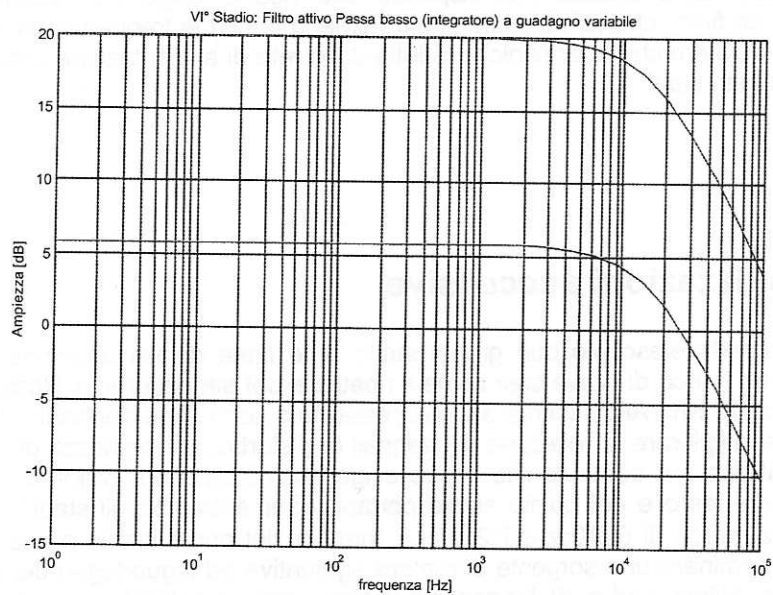


Fig. 4.1.11

La risposta in frequenza complessiva $H(\omega)$ è indicata in Fig. 4.1.12:

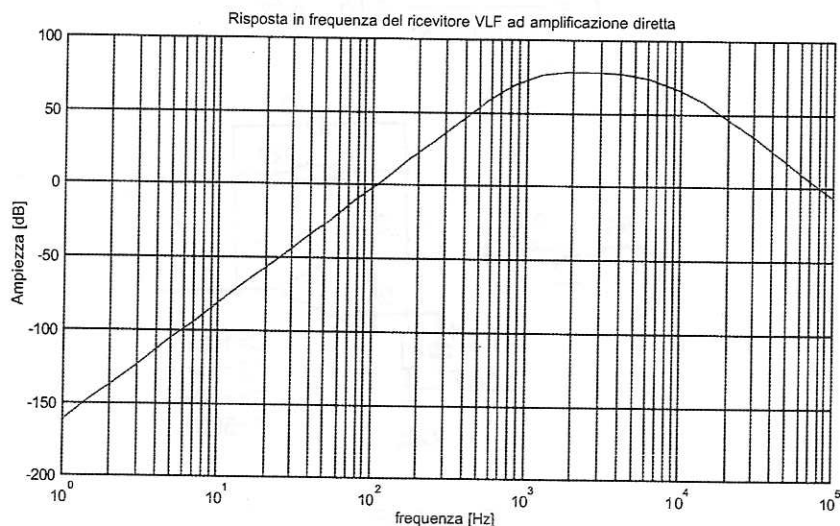


Fig. 4.1.12

Il circuito così dimensionato non risponde alle nostre esigenze: abbiamo la necessità di un filtro che reietti molto di più (almeno 40dB) le frequenze da 50 Hz ad 1 KHz per evitare che le armoniche indotte dalle rete di alimentazione disturbino o saturino i nostri stadi.

4.2 – Realizzazioni successive

Nell'area del radiotelescopio due gruppi statici e le linee di alimentazione sono state un ottimo banco di prova così come il ripetitore del segnale radio Radio RAI situato a circa 15 Km. Allo schema appena presentato sono state apportate alcune modifiche per migliorare la reiezione dei segnali di disturbo. La larghezza di banda è stata modificata per adattarla alle nostre esigenze modificando i valori di alcuni componenti del terzo e del quinto stadio portando per entrambe gli stadi le f_0 a circa 15 KHz invece di 6.5KHz e 7.2KHz. Il trimmer del primo stadio non è stato montato per eliminare una sorgente di rumore aggiuntiva ed il guadagno del primo stadio è stato definito pari a 20. La risposta in frequenza complessiva del ricevitore così ottenuta è rappresentata nel grafico di Fig. 4.2.1:

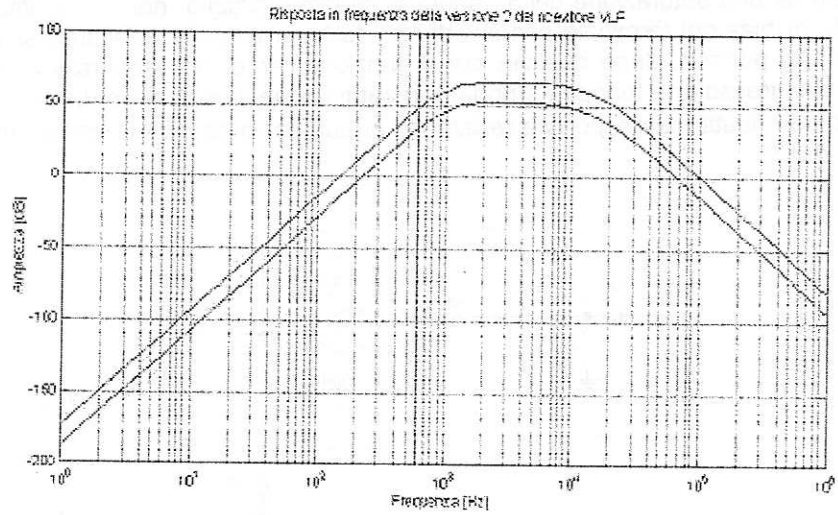


Fig. 4.2.1

Risulta evidente dal grafico comparativo di Fig. 4.2.2 dove sono comparate le risposte in frequenza delle diverse versioni del ricevitore che la nuova versione ha un'escursione di guadagno molto minore ma presenta una banda piatta e un'ottima selettività ($-50\text{dB } A_{V\text{min}}$, $-40\text{dB } A_{V\text{max}}$ a 50Hz).

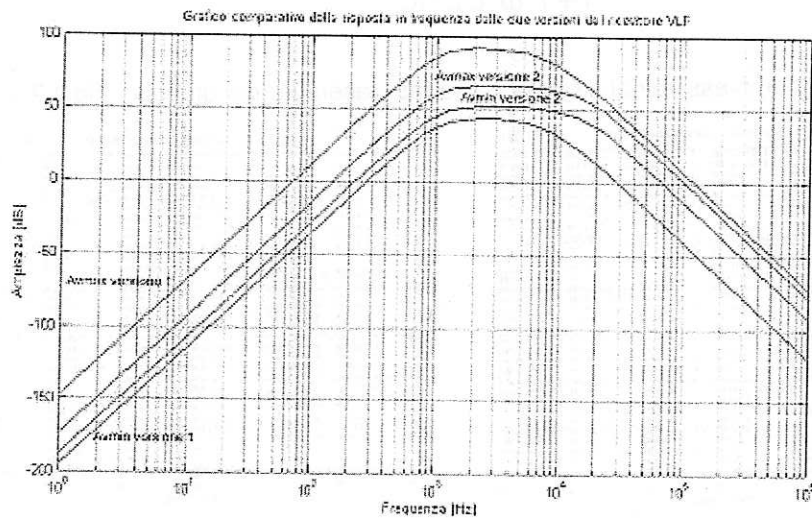


Fig. 4.2.2

Il problema maggiore riscontrato nel prototipo e verificato in fase di collaudo era costituito da una saturazione del 5° stadio in quanto il circuito non consentiva alla corrente di bias del terminale non invertente dell'operazionale di scaricarsi verso massa. Ciò portava, dopo qualche ora di funzionamento, alla generazione di un offset di ingresso che tendeva a portare in saturazione il dispositivo. La soluzione è stata individuata inserendo una resistenza di pull down da 10 KΩ come indicato in Fig. 4.2.3:

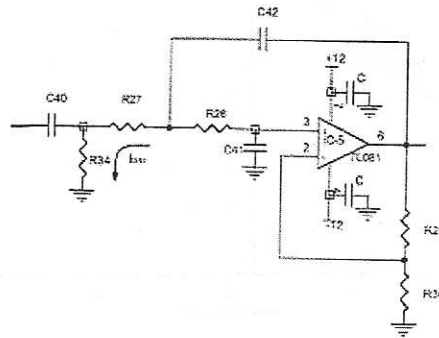


Fig. 4.2.3

L'inserimento di questa resistenza ha generato uno stadio passa alto RC con frequenza di taglio $f_0 \cong 160\text{Hz}$ che ha f.d.t.

$$H(\omega) = \frac{j \cdot \omega \cdot C_{40} \cdot R_{34}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{40} \cdot R_{34}} \quad [4.2.1]$$

La risposta complessiva del sistema come rappresentato nei grafici di Fig.4.2.4

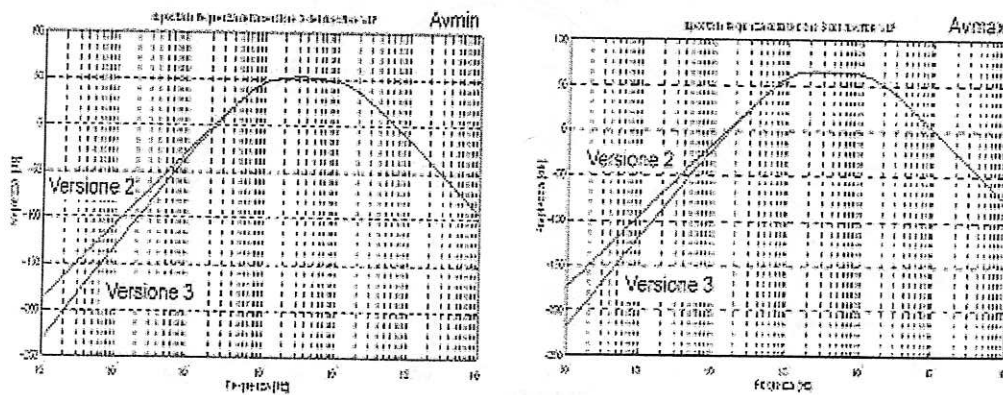


Fig.4.2.4

Come ulteriore intervento sul circuito si è voluto ridurre il rumore introdotto dal circuito, in particolare quello del 1° stadio. Considero la figura di rumore F o cifra di rumore di un quadripolo definita, per una determinata banda di frequenza, come il rapporto fra la potenza di rumore disponibile all'uscita e la potenza di rumore disponibile all'uscita nel caso ideale che il quadripolo non introduca rumore in condizioni di adattamento:

$$F = \frac{N_u}{G \cdot N_i} \quad [4.2.2]$$

Nel caso di n quadripoli in cascata:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot \dots \cdot G_{n-1}} \quad [4.2.3]$$

Da [4.2.3] risulta evidente che la cifra di rumore ed il guadagno del primo stadio della cascata è quello che influenza in modo più sensibile la rumorosità di tutto il sistema. Si fa notare che l'alto guadagno dello stadio di ingresso contribuisce a ridurre la figura di rumore complessiva.

Per ridurre F_1 si è deciso di utilizzare un OP-AMP a basso rumore con ingressi bipolari denominato OP-27 che ha una tensione equivalente di rumore nella banda di interesse pari a $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ sensibilmente inferiore rispetto a quella del TL-081 con ingresso a JFET che vale $18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Oltre a questo, sono stati ricalcolati i valori delle resistenze di questo stadio per evitare che il rumore termico prodotto dalle resistenze per effetto Johnson fosse superiore del rumore prodotto dall'OP-27. Considero l'espressione della tensione equivalente di rumore per effetto Johnson:

$$e_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad [4.2.4]$$

nella prima versione del ricevitore sul ramo di retroazione avevamo $480\text{K}\Omega$ che corrispondono ad una tensione equivalente di rumore di $8,45\mu\text{V}$ nella banda di funzionamento del ricevitore. Nella versione finale con una resistenza di $2 \text{ K}\Omega$ siamo scesi a 539nV : un valore 15 volte inferiore. Scalando in modo opportuno i valori delle resistenze che compongono il primo stadio ne abbiamo ridotto la rumorosità senza modificarne la funzionalità.

Lo schema del circuito, nella sua forma definitiva, è rappresentato in Fig.4.2.5. Si può notare che a monte del 1° stadio di amplificazione sono stati posti due diodi in opposizione per proteggere il circuito a valle da sovratensioni. Il trasformatore ha la funzione di disaccoppiare galvanicamente il circuito d'antenna da quello del ricevitore e di adattarne l'impedenza.

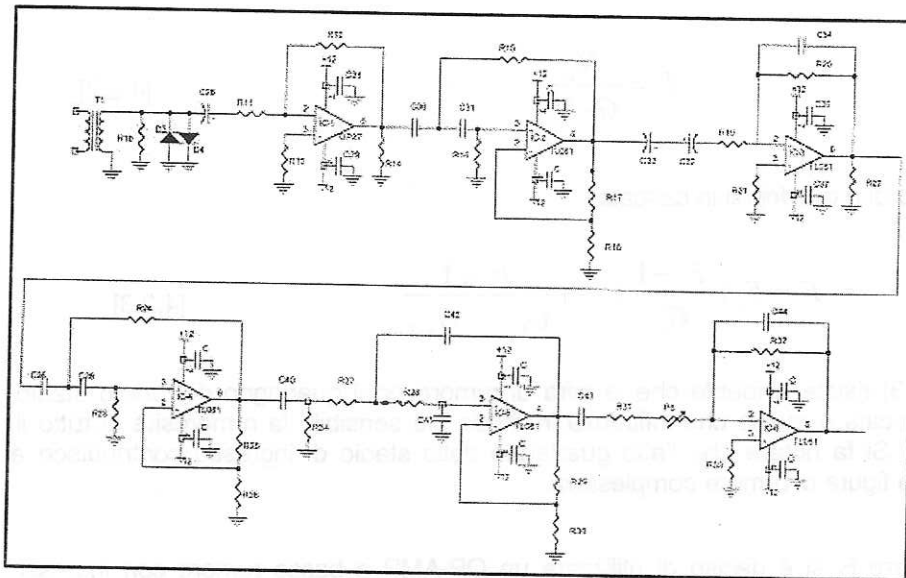


Fig. 4.2.5

Il circuito è in seguito stato montato sul circuito stampato di Fig.4.2.6:

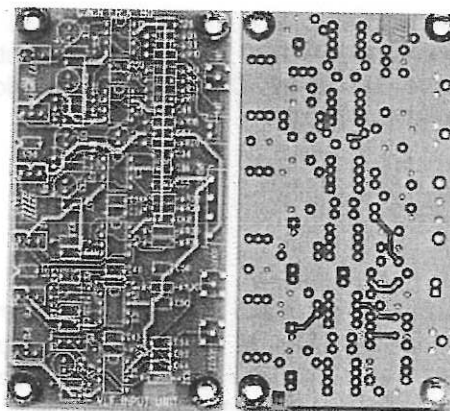


Fig. 4.2.6

Si noti il piano di massa sul lato saldature del circuito stampato, fondamentale per schermare i disturbi e per avere un potenziale di riferimento uniforme. La realizzazione finale è mostrata in Fig.4.2.7

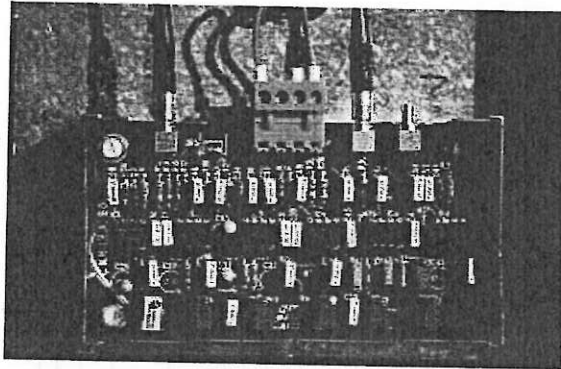


Fig. 4.2.7

4.3 – Caratterizzazione e tarature

Nonostante le precauzioni prese per evitare che segnali provenienti dall'alimentazione a 50Hz e multipli e dai ponti radio a bassa frequenza interferissero il segnale captato, le prove ed i test effettuati sul campo hanno messo in evidenza che tutto ciò non era sufficiente anche se era riscontrabile una minor rumorosità della 2° versione del ricevitore. Per aumentare la selettività ad alta frequenza è stato inserito un filtro passivo passa basso con frequenza di taglio a circa 12KHz subito a monte dell'antenna mentre i disturbi della rete elettrica sono stati minimizzati orientando l'antenna loop nella direzione di minor accoppiamento a questi segnali.



Fig. 4.3.1

In fig. 4.3.1. si può notare la disposizione degli strumenti utilizzati per la fase di caratterizzazione durante la quale viene individuata la risposta in frequenza reale del ricevitore e di taratura dove si sono regolati guadagno

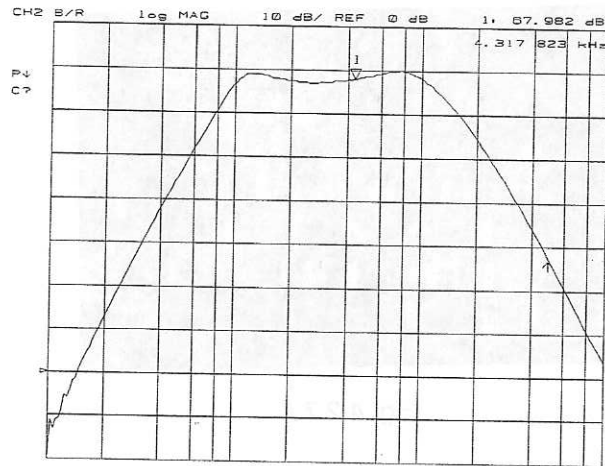


Fig. 4.3.2

Come indicato sopra è stato introdotto un filtro passivo aggiuntivo la cui f.d.t. è descritta in fig. 4.3.3:

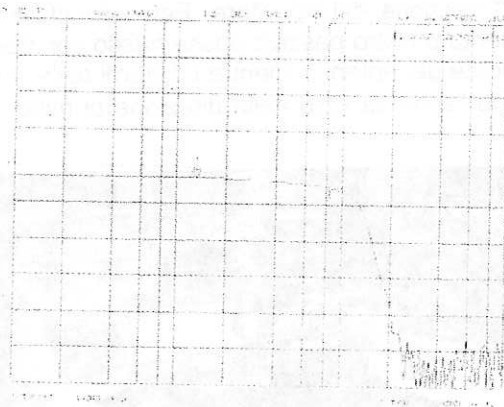


Fig. 4.3.3

La risposta complessiva del ricevitore è indicata in Fig.4.3.4 ricavata come quelle di Fig. 4.3.3 e 4.3.2 con il Vector Network Analyzer (VNA):

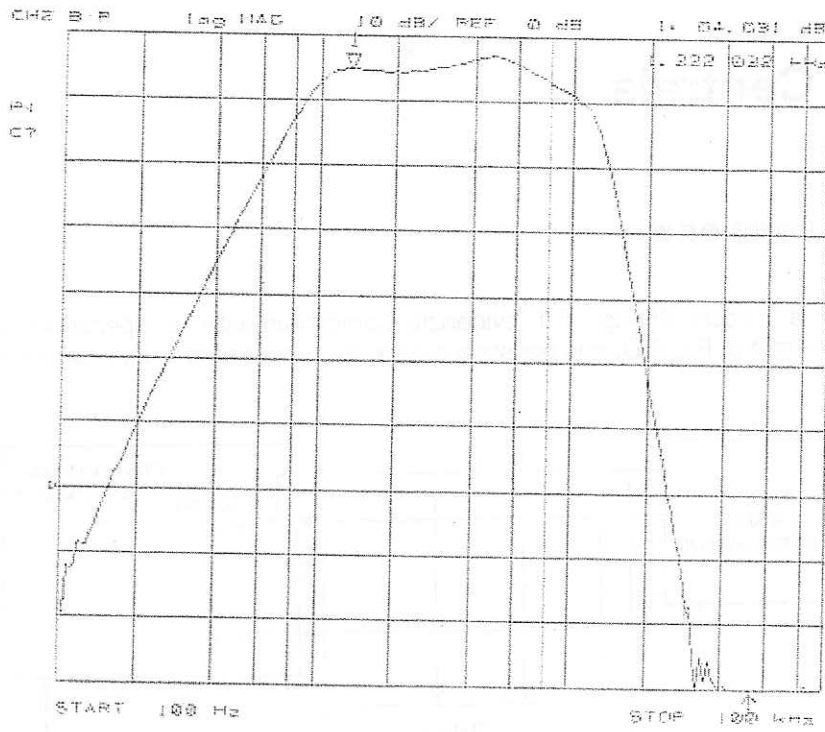


Fig. 4.3.4

Capitolo 5

Unità Centrale

5.1 – Descrizione

Lo schema a blocchi di Fig.5.1.1 evidenzia sommariamente le operazioni svolte dall'Unità centrale di E.L.F.O. che possono essere brevemente riassunte come segue.

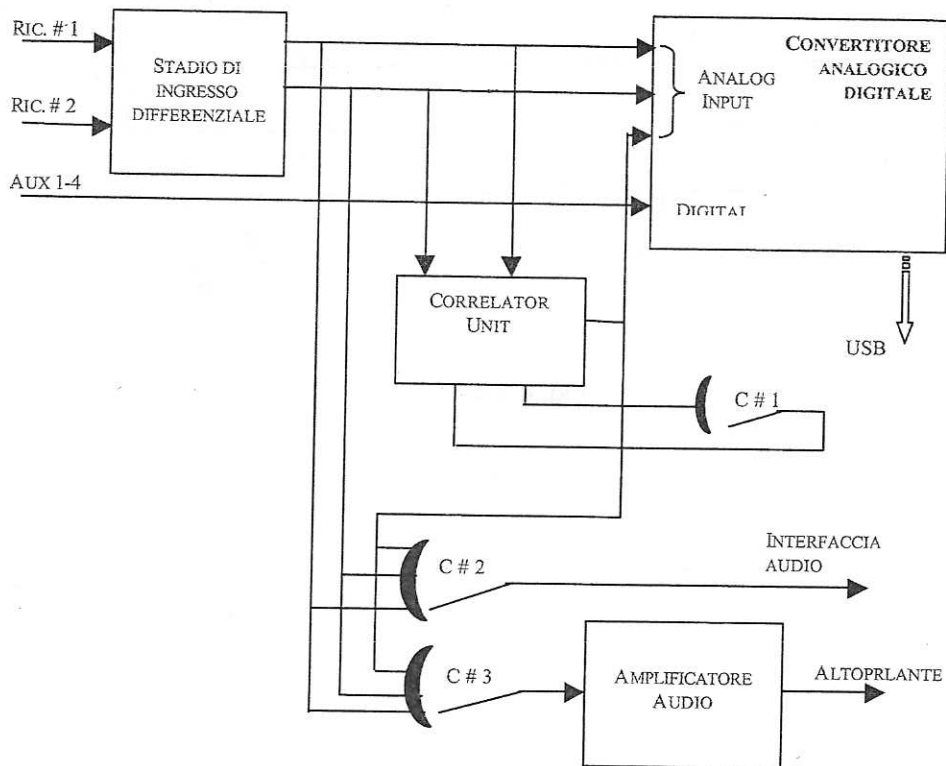


Fig. 5.1.1

I segnali in forma differenziale provenienti dai ricevitori sono acquisiti da un primo stadio definito *stadio d'ingresso (SI)*. Esso restituisce un segnale *single ended* ed elimina, se esiste, la componente del segnale di modo comune presente all'ingresso.

Lo stadio di correlazione fornisce un valore continuo che è proporzionale alla potenza di un eventuale segnale coerente ricevuto dalle due antenne. Il risultato del correlatore ed i segnali all'uscita dell'SI vengono digitalizzati dal convertitore analogico digitale (ADC) e trasferiti al personal computer che s'incarica del controllo e della memorizzazione dei dati. Sono stati anche previsti quattro ingressi di tipo digitale che consentono di sincronizzare E.L.F.O. con altre apparecchiature o strumentazioni esterne.

I segnali digitalizzati sono trasferiti al PC via USB. Vi è, inoltre, un'uscita audio non amplificata, collegabile ad un sistema audio (registratore e sound blaster). E' possibile ascoltare attraverso un'altoparlante i segnali ricevuti e quello elaborato dal correlatore.

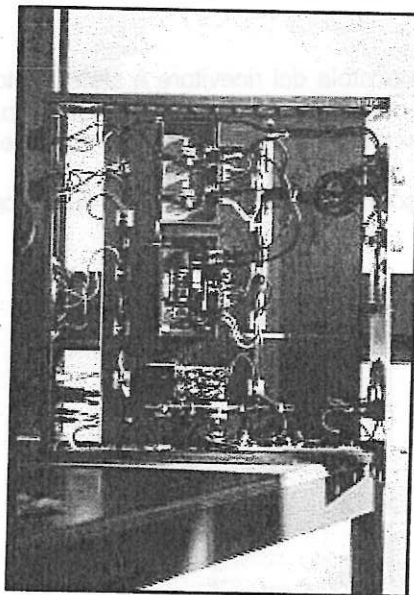


Fig. 5.1.2

In Fig. 5.1.2 è rappresentata la parte inferiore dell'unità centrale dove è possibile individuare, elencando dall'alto verso il basso, lo stadio di ingresso differenziale (SI), l'unità di correlazione (CU) e l'amplificatore audio cui è connesso l'altoparlante visibile sul pannello posteriore. Come indicato nello schema a blocchi di Fig. 5.1.1 le uscite per la scheda audio e per l'altoparlante sono selezionabili in maniera indipendente tramite appositi commutatori (C#2 e C#3) posti sul pannello anteriore (Fig.5.1.3). Il commutatore C#1 ha la funzione di selezionare la costante di tempo dell'integratore contenuto nel blocco di correlazione.

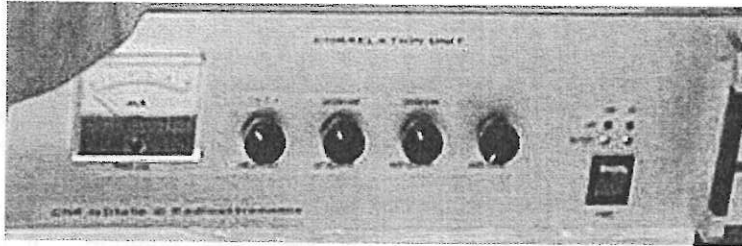


Fig. 5.1.3

5.2 – Immunità ai disturbi e sistema di alimentazione

Per aumentare l'immunità ai disturbi condotti dalla 50 Hz all'interno dei ricevitori e dell'unità centrale, è stata posta molta cura all'alimentazione dei vari dispositivi elettronici.

In particolare, all'interno della scatola del ricevitore è stato posto un DCDC converter che fornisce l'alimentazione necessaria agli operazionali e, nello stesso tempo, lo isola galvanicamente dall'alimentazione fornita dall'unità centrale.

In Fig. 5.2.1 sono indicate le connessioni fra i ricevitori e l'unità centrale.

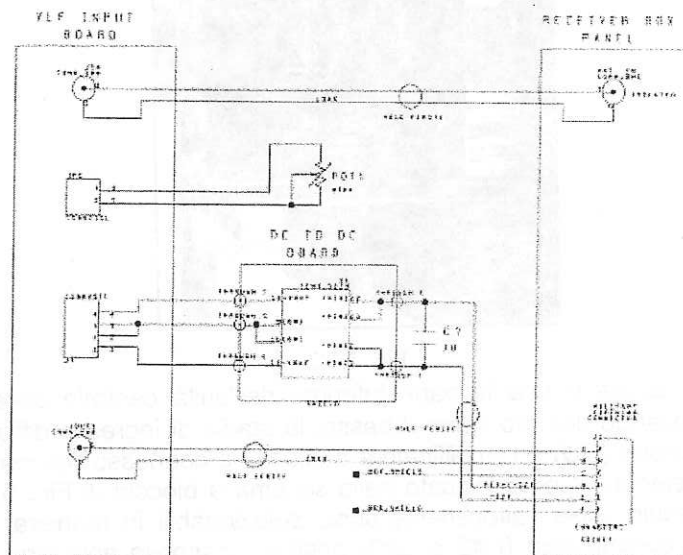


Fig. 5.2.1

L'uscita del ricevitore è stata svincolata da massa e resa differenziale per reiettare le componenti di segnale di modo comune.

Inoltre, il cavo di tipo twisted schermato permette una reiezione migliore dei segnali di modo comune che eventualmente si accoppiano fra RX e unità centrale.

In Fig. 5.2.2 è riportato in dettaglio lo schema dello stadio d'ingresso differenziale.

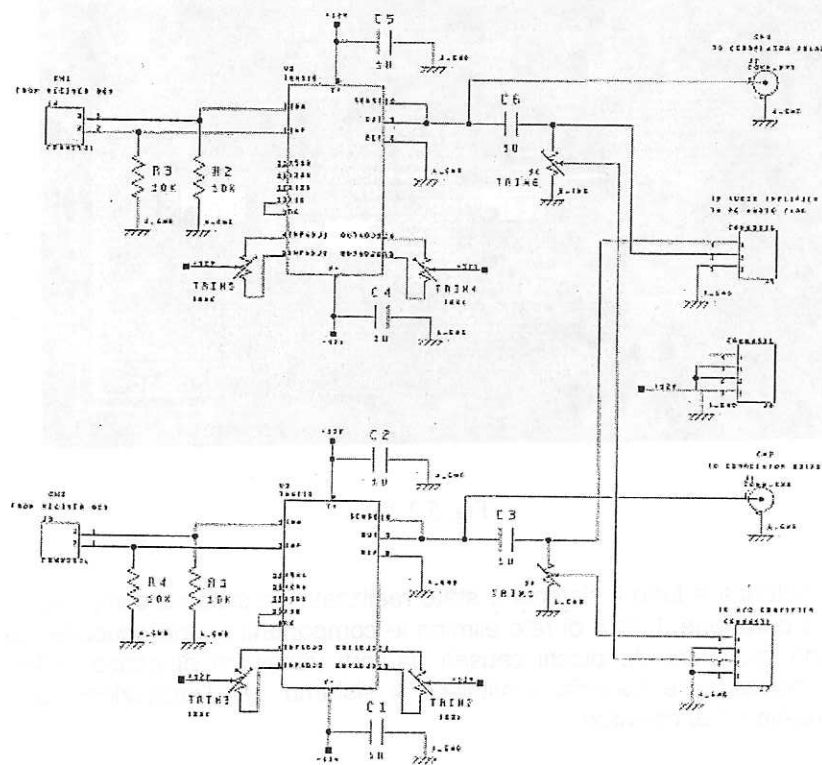


Fig. 5.2.2

Un'instrumentation amplifier è un dispositivo realizzato con tre amplificatori operazionali, che ha la caratteristica di amplificare solo la componente di modo differenziale del segnale all'ingresso. Entrambi gli ingressi hanno la medesima impedenza (con una tolleranza molto bassa) e le resistenze sono integrate nel chip e calibrate. Ciò garantisce una precisione molto elevata per quanto riguarda la simmetria del dispositivo.

E' stato utilizzato l'integrato INA110 prodotto dalla Burr-Brown definito come "Very Accuracy Instrumentation Amplifier". In appendice sono riportate in dettaglio le specifiche relative a questo dispositivo, mentre in Fig. 5.2.3 è riportata la realizzazione circuitale dell'SI realizzata.

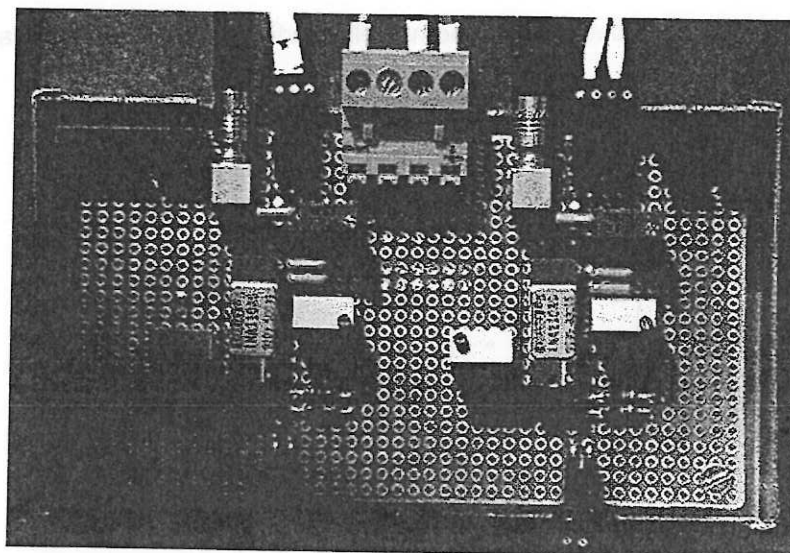


Fig. 5.2.3

Per fornire potenza a tutto il sistema è stato realizzato un sistema composto da filtro, alimentatore e batterie. Il filtro di rete elimina le componenti spurie condotte dalla rete che possono provenire da picchi causati da forti variazioni di carico sulla rete. Il sistema alimentatore e batteria costituisce il sistema per l'erogazione di energia all'unità centrale ed ai ricevitori.

La batteria fornisce la possibilità alternativa di alimentare l'apparecchiatura in assenza di rete. Ciò è risultato molto utile per le prove condotte in campo. Le batterie, inoltre, funzionano come grossi condensatori che filtrano e stabilizzano definitivamente l'alimentazione.

Per ridurre l'interazione dei disturbi irradiati con i circuiti del ricevitore e per l'unità centrale, sono state utilizzate scatole e contenitori schermanti connessi a terra. Nella tavola seguente si trova lo schema di connessione di cavi, schermi e masse. Va notato come i riferimenti di massa dei ricevitori e dell'unità centrale siano stati resi indipendenti.

Per proteggere i circuiti elettronici da possibili sovratensioni indotte da scariche o fulmini che possano scaricarsi in prossimità delle antenne o dei cavi, sono stati cablati (come da Fig. 5.2.4) componenti di protezione denominati TRANZORB che hanno la funzione di scaricare l'eccesso di energia tra le linee verso terra. Questi dispositivi sono stati inseriti sia sulle linee di segnale sia su quelle di alimentazione.

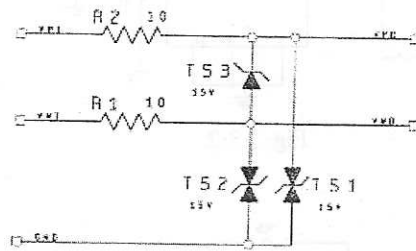


Fig. 5.2.4

5.3 - Funzionamento del correlatore

Il principio di funzionamento del correlatore è già stato introdotto nel secondo capitolo. Vediamone ora la realizzazione elettronica tramite l'utilizzo di un moltiplicatore analogico a quattro quadranti denominato HA-2556 della Harris.

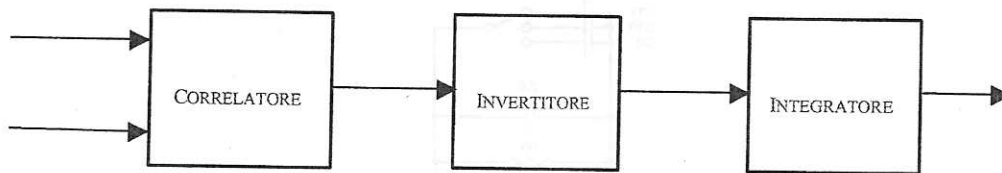


Fig. 5.3.1

Il moltiplicatore analogico effettua il prodotto dei due segnali d'ingresso. In Fig. 5.2.2 è riportato lo schema circuitale con i collegamenti. Il segnale **prodotto** dei due in ingresso è integrato nel tempo con un periodo di integrazione impostabile attraverso il selettore posto sul pannello frontale dell'unità centrale. Poiché l'integratore è realizzato con un amplificatore operazionale in configurazione invertente, la fase del segnale **prodotto** viene ruotata di 180° da un prestadio che ha anche la funzione di buffer, realizzato con LM358.

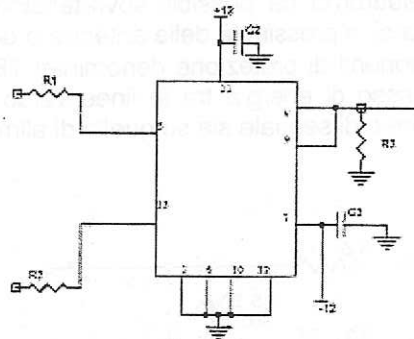


Fig. 5.3.2

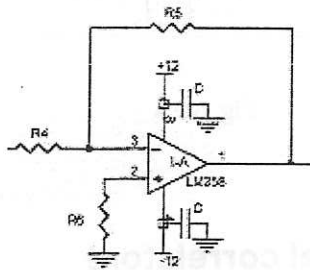


Fig. 5.3.3

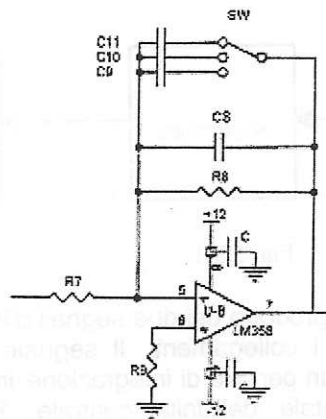


Fig. 5.3.4

L'integratore posto in fondo alla catena di correlazione rappresentato in Fig. 5.3.4 è realizzato nel modo classico, ossia con un OP-AMP in configurazione invertente la cui f.d.t. vale:

$$A_v = -\frac{R_8}{R_7} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot R_8 \cdot (C_{10} + C_x)} \quad [5.3.2]$$

$$C_x \in \{C_9, C_{10}, C_{11}\}$$

$$f_x = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_8 \cdot (C_{10} + C_x)}$$

La possibilità di inserire nel circuito capacità di diverso valore permette di spostare la frequenza di taglio del filtro come rappresentato nel grafico di Fig. 5.3.5 e ciò si traduce nell'eliminazione più o meno selettiva delle armoniche generate dall'operazione di prodotto svolta dal HA2556.

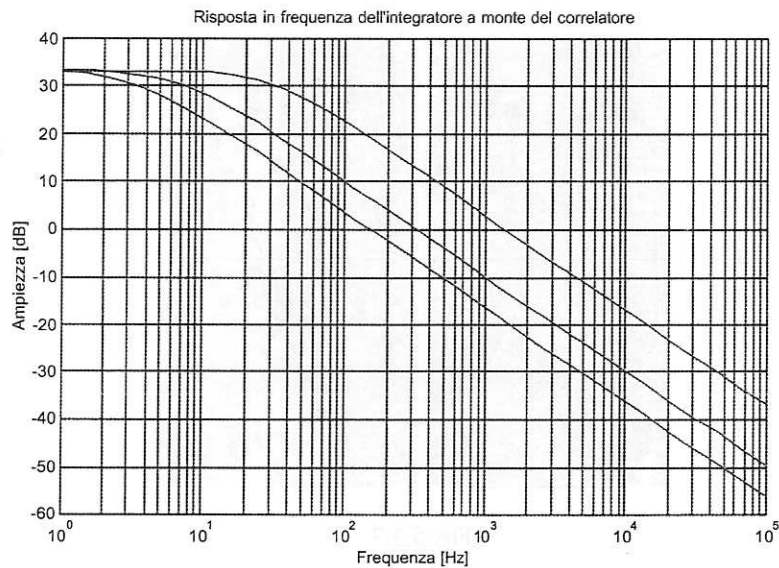


Fig. 5.3.5

Il Circuito completo dell'unità di correlazione è riportato in Fig. 5.3.6, mentre in Fig. 5.3.7 e 5.3.8 sono visibili, rispettivamente, il circuito stampato su cui sono stati montati i componenti e la sua realizzazione definitiva.

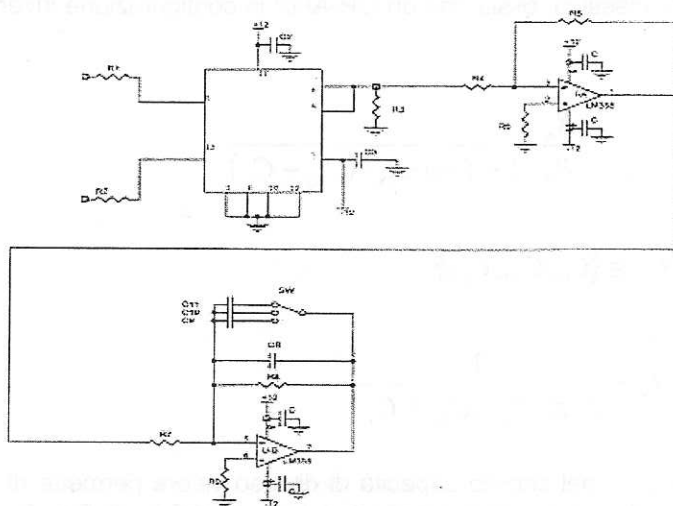


Fig. 5.3.6

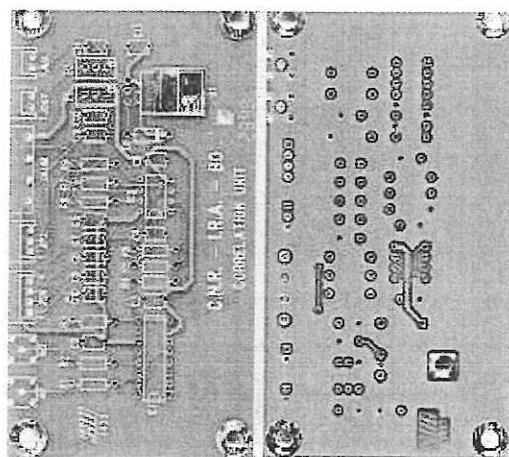


Fig. 5.3.7

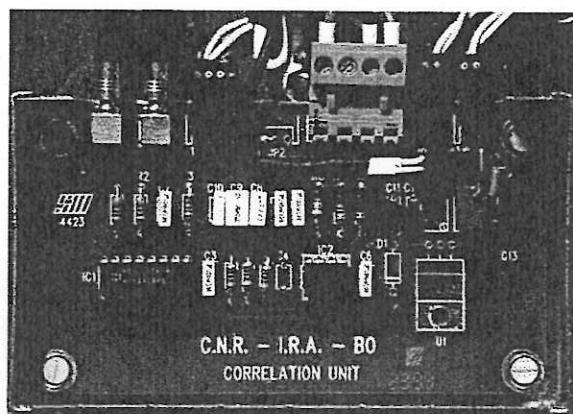


Fig. 5.3.8

Poiché il circuito del correlatore non è di tipo differenziale, ciò ha reso necessario svincolare il potenziale di riferimento di quest'ultimo e di tutta l'unità centrale rispetto a terra, per evitare di creare loop di corrente sulle masse che avrebbe potuto introdurre rumore sui segnali ricevuti.

5.4 – Convertitore Analogico Digitale

Come da figura 5.1.1, i segnali che provengono dai ricevitori e dall'unità di correlazione sono digitalizzati, per poi essere memorizzati su PC. Il dispositivo da noi utilizzato è prodotto da National Instrument ed ha la peculiarità di essere facilmente interfacciabile grazie all'ambiente di sviluppo denominato CVI che sarà meglio descritto al capitolo 6.

Esso è interfacciato al PC attraverso una porta USB, consente di connettere fino ad otto ingressi analogici in modo differenziale e permette di operare fino ad una frequenza di campionamento di 100KHz con una risoluzione di 12 bit.

Vi è inoltre integrata la possibilità di gestire segnali di Input/Output di tipo digitale attraverso otto linee TTL bidirezionali e configurabili. Le specifiche complete di questo dispositivo sono riportate in appendice.

Con E.L.F.O. utilizziamo tre ingressi analogici di tipo differenziale degli otto disponibili e quattro linee di output digitale. I tre ingressi sono relativi ai segnali ricevuti dalle due antenne ed a quello correlato, mentre gli ingressi digitali sono stati previsti nell'ipotesi di allertare E.L.F.O. e, quindi, iniziare la memorizzazione dei vari segnali, tramite altri strumenti esterni, come ad esempio un radar.

Capitolo 6

Software

Il software di gestione dell'acquisizione dati e di post visualizzazione sono stati progettati in un ambiente di sviluppo National Instruments chiamato Measurement Studio CVI. Il codice è stato scritto in linguaggio Visual C++ ampliato da alcune librerie sviluppate da National per la gestione specifica dei dispositivi d'acquisizione dati e dei thread multipli.

6.1 - LabWindows/CVI - System Overview

LabWindows/CVI della National Instruments è un potente ambiente interattivo di sviluppo software che consente la realizzazione di strumentazione virtuale. Esso è costituito da apposite librerie dedicate di funzioni da impiegare nella creazione di differenti tipi di programmi per misure, per acquisizione dati, test in genere e per il controllo/gestione di strumentazione elettronica da laboratorio.

La programmazione avviene attraverso il linguaggio ANSI C/C++ al quale sono affiancate queste funzioni di libreria programmabili interattivamente attraverso un'interfaccia chiamata Function Panel (Fig. 6.1) al cui interno esiste anche la possibilità di dichiarare le variabili da associare ai parametri della chiamata.

Ogni parametro che è possibile modificare viene indicato con il termine Control.

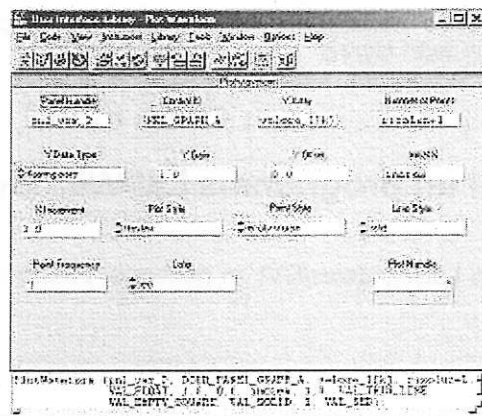
Uno dei vantaggi di CVI sta nella possibilità di eseguire ciascun function panel in modo da verificarne la corretta impostazione dei parametri scelti (cioè i controlli) prima di inserire, nel programma, la chiamata alla funzione. Nella parte bassa di Fig. 6.1 si può osservare la dichiarazione della funzione così come apparirà nel programma.

All'utente viene in ogni caso nascosta la definizione della funzione, ovvero il codice interno che automaticamente viene compilato nel programma realizzato dall'utente.

Tutti i function panel contenuti nelle varie librerie sono dotati di un help in linea sia per la spiegazione del tipo di operazione svolta dalla funzione sia per chiarire il significato di ciascun controllo della stessa.

Oltre all'utilizzo delle librerie specifiche fornite da LabWindows/CVI, si ha naturalmente la possibilità di costruire il codice ad-hoc adattandolo alle diverse esigenze del problema che si sta affrontando. Si ha perciò un maggiore controllo ed è questo un vantaggio che CVI ha rispetto al più noto LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench), sempre della National Instruments, in cui il linguaggio di programmazione è esclusivamente grafico. LabVIEW infatti, usa solo simboli grafici ai quali vengono associate funzioni. Ciò consente al programmatore di concentrarsi sul diagramma di flusso dei dati e delle operazioni da compiere, svincolandosi da tutto quello che riguarda la generazione del codice.

L'ambiente CVI inoltre permette, impiegando un'apposita finestra chiamata Variables Window, di avere visione in run-time del nome, del valore e del tipo di ciascuna variabile correntemente dichiarata. La visione di tale finestra avviene semplicemente mettendo in uno stato di wait l'esecuzione del programma. La successiva ripresa delle attività non viene ovviamente influenzata poiché la variables window ed il codice non possono essere modificati.



Quindi in sostanza, LabWindows/CVI non fa altro che arricchire il linguaggio ANSI C per la programmazione di applicazioni attinenti la strumentazione da laboratorio consentendo anche un certo controllo sul codice. A questo proposito è da rimarcare come LabWindows/CVI sia concepito con il concetto di Open Software Architecture. Ad esso possono essere infatti affiancati altri programmi di sviluppo software come i compilatori Microsoft Visual C++, Borland C++, Symantec C, ecc.

Infine, in questo ambiente è anche consentito realizzare Driver per strumenti cioè, un insieme di funzioni di alto livello, definito Function Set o Function Tree, da impiegare per controllare tutte o alcune le funzionalità di uno strumento. Tale set è composto da gruppi omogenei di funzioni di più basso livello organizzate per eseguire operazioni dello stesso tipo: I/O, data formatting, ecc.

Esiste inoltre la possibilità di programmare driver ad alte prestazioni, detti IVI (Interchangeable Virtual Instrument). Essi integrano particolari routines di tracking che testano la memoria del sistema nella quale è contenuto lo stato corrente dello strumento. Il driver IVI si comporta in modo intelligente, evitando l'invio di comandi ridondanti sul bus di I/O. Il traffico sul bus è così notevolmente ridotto in quanto vengono trasmessi alla periferica con la quale si sta comunicando esclusivamente quei parametri di setup che devono essere effettivamente modificati. Di conseguenza, le prestazioni del sistema vengono aumentate.

Gli IVI stanno cercando di imporsi come driver standard aspirando a rispondere alle richieste sempre più esigenti dei programmatori di software per strumentazione, sia a livello di prestazioni sia a livello di intercambiabilità. Questo si traduce in una totale compatibilità tra software e strumenti di costruttori diversi.

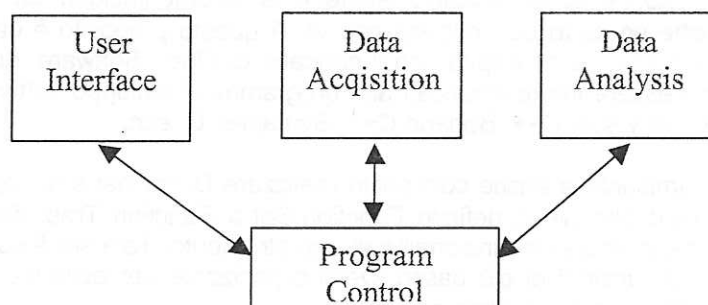
Le specifiche IVI sono create suddividendo i diversi tipi di strumenti in classi omogenee; alcune di esse sono già definite (Oscilloscopi, Multimetri Digitali, Alimentatori, Generatori di Segnale e Commutatori) mentre altre sono in via di sviluppo (tra le quali vi è quella degli Analizzatori di Spettro).

Per questo motivo si è reso necessario dover sviluppare un programma da poter utilizzare per lo scopo di questo lavoro.

6.2 - Struttura di un programma LabWindows/CVI

Un programma scritto con LabWindows/CVI, in generale, possiede alcuni se non tutti i seguenti elementi:

1. User Interface.
2. Program Control.
3. Data Acquisition.
4. Data Analysis.



Un progetto CVI viene iniziato costruendo la User Interface.

Il suo scopo è quello di fornire un meccanismo interattivo per acquisire i parametri di ingresso forniti dall'utente e per mostrare le uscite. Tutto ciò avviene attraverso appositi menù, pannelli e finestre di dialogo. Attraverso un editor (User Interface Editor) è possibile creare una semplice interfaccia grafica, detta Graphical User Interface (GUI), con la quale si rappresentano le operazioni che si desidera effettuare. Il suo progetto si traduce nell'impiego di una serie di controlli (gli ingressi) e di indicatori (le uscite) di diverso tipo: numerici, booleano, grafico, stringhe, testo, interruttori, ecc. adatti a simulare il pannello frontale dello strumento che si vuole controllare. Ciascuno di essi può essere personalizzato secondo le proprie esigenze. Tali controlli vengono resi operativi mediante le funzioni contenute nella User Interface Library.

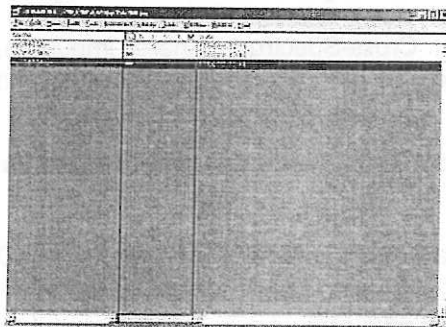
Quando la GUI viene salvata vengono automaticamente creati due file: il primo, con estensione `.uir` che contiene la user interface, ed il secondo con estensione `.h` nel quale sono dichiarati tutti gli identificatori dei vari controlli impiegati (Control Ids).

Terminato il progetto della GUI si passa alla generazione del codice. Essa avviene automaticamente sfruttando un apposito Code Builder il quale provvede a creare sia il programma principale (cioè la parte relativa al caricamento ed alla visualizzazione della GUI progettata dall'utente) sia il codice per ciascuna funzione associata ad un determinato controllo, indicata con Callback Function. Il file che viene generato ha ovviamente l'estensione `.c`. Nel file `.h` vengono anche inseriti i prototipi di ciascuna callback.

In realtà il code builder inserisce una semplice chiamata della callback il cui contenuto e quindi le operazioni da associare al comando, sono direttamente editabili dall'utente.

Prima dell'esecuzione anche il progetto deve essere ovviamente salvato. Il file corrispondente avrà estensione `.prj`. La Project Window di LabWindows/CVI si presenta come illustrato in Fig. 6.3.

Le callbacks vengono richiamate quando si ha l'attivazione di un comando. Ciò ha luogo tramite il verificarsi di un Evento e si traduce nell'esecuzione del codice in essa scritto. In Fig. 6.4 viene illustrata una lista di alcuni possibili eventi.



Una o più callbacks, trattandosi di uno strumento virtuale, deve ovviamente contenere funzioni dedicate alla acquisizione dati. Quindi si ha la sezione di Data Acquisition.

Questa sezione fornisce gli strumenti per l'acquisizione dei dati che devono essere presentati al resto del programma per le relative analisi. L'acquisizione avviene tramite le funzioni delle librerie GPIB (General Purpose Interface Bus, anche conosciuto come IEEE 488.1 - 1987), RS-232, VXI (VME^(*) eXtention Instrumentation) ed infine quelle per la gestione di schede DAQ (Data Acquisition Boards, prodotti tipici della National Instruments).



(*): VME è l'acronimo di Versa Module Europa: è un bus di sistema il cui standard è definito dall'IEEE con la sigla 1014-1987. Tale standard permette la realizzazione di sistemi elettronici modulari. Il VXI estende il VME alla strumentazione elettronica.

Acquisiti i dati è possibile, e a volte necessario, effettuare l'elaborazione. Si ha perciò una sezione di Data Analysis.

In tale parte del programma vengono forniti strumenti per l'analisi dei dati acquisiti. Tali funzioni riguardano la possibilità di effettuare operazioni di Fitting (Lineare, Non lineare, Esponenziale, ecc.), Signal Generation, Signal Processing (FFT, Convoluzione, Correlazione, ecc.), operazioni di tipo statistico, operazioni di Misura (Spettri di ampiezza e fase, Cross-Spectrum, Analisi impulsiva, ecc.). Sono anche presenti ulteriori set di funzioni da utilizzare per altri differenti tipi di analisi.

User interface, data acquisition e data analysis sono eseguite tramite un manager. Di questo si occupa la sezione di:

Program Control – Coordina le operazioni di Data Acquisition, Data Analysis e User Interface. La Control Logic gestisce il flusso dell'esecuzione del programma.

6.3 - Specifiche di progetto

Il software deve gestire la memorizzazione dei dati, controllando il sistema secondo alcuni criteri:

- Superamento di un livello di soglia dello spettro relativo ai segnali d'antenna.
- Superamento di un livello di soglia dello spettro relativo al segnale correlato.
- Superamento di un livello di soglia nel dominio dei tempi.
- Risposta ad un interrupt esterno generato da apparecchiature ausiliarie.
- La finestra temporale di memorizzazione dei dati deve estendersi almeno 1 minuto prima il verificarsi dell'allarme e concludersi un minuto dopo il ritorno nello stato di quiete, questo per consentire di rilevare eventuali fenomeni precursori l'apice dell'evento.
- Gli allarmi non devono essere mutuamente esclusivi.

6.3.1 - Descrizione del pannello

Seguendo le specifiche qui sopra riportate si è impostato il pannello di controllo di E.L.F.O. (Fig. 6.3.1.1.)

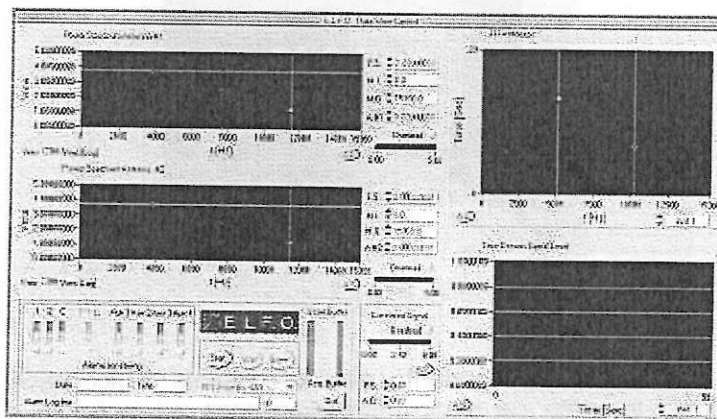


Fig. 6.3.1.1

Due display gemelli, come quello in Fig. 6.3.1.2, visualizzano gli spettri di potenza dei segnali relativi alle due antenne. Questi, oltre a funzionare come monitor, consentono di regolare i livelli di allarme per far partire la memorizzazione dei dati su disco. E' anche possibile limitare l'efficacia della soglia ad una frazione dello spettro acquisito, tramite due cursori che eseguono un'operazione di windowing.

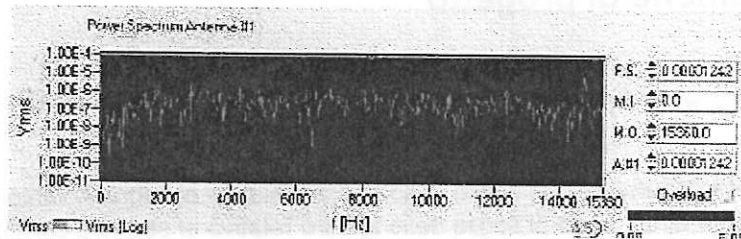


Fig. 6.3.1.2

Questa proprietà è importante nel caso ci si trovi alla presenza di segnali interferenti o disturbi in banda (caso molto frequente). Isolando zone non interessanti ai fini dell'osservazione si evita che la loro presenza faccia partire una fase di memorizzazione. E' inoltre possibile selezionare il modo di visualizzare le ampiezze, se in scala lineare o logaritmica, di definire un livello di fondoscala o impostarlo automaticamente in funzione del segnale in ingresso.

Il display di Fig. 6.3.1.3 visualizza l'evoluzione dello spettro nel tempo relativo a una delle due antenne (selezionabile). L'ampiezza delle varie righe dello spettro è espressa attraverso il colore.

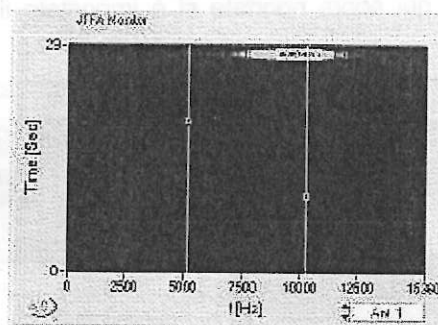


Fig. 6.3.1.3

Questo tipo di display è molto importante perchè consente di riconoscere segnali attraverso le "forme" tracciate nel piano tempo-frequenza ed in futuro è prevista, grazie a questa visualizzazione, l'implementazione di un ulteriore sistema di riduzione dei falsi allarmi consentendo di definire, oltre che una soglia sull'ampiezza del segnale anche una sulla durata minima che questo deve avere per far partire la memorizzazione su disco. Il display di Fig. 6.3.1.4 visualizza con ogni punto, la media dei campioni acquisiti in un secondo; quest'integrazione consente di verificare se ci sono delle evoluzioni lente del livello del segnale ricevuto. Inoltre, lo scopo di questo display è anche quello di evidenziare se ci sono aumenti di energia ricevuta prima, dopo o durante l'osservazione di un evento.

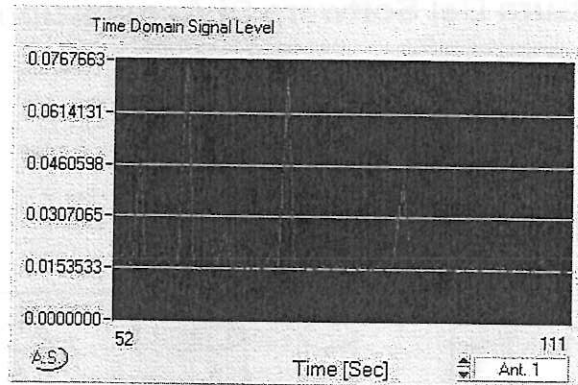


Fig. 6.3.1.4

Il pannello degli allarmi di Fig. 6.3.1.5 permette di attivare o meno gli allarmi che possono essere sia quelli ottenuti dall'analisi dei campioni acquisiti, sia quelli ottenuti attraverso l'ADC da dispositivi esterni come radar, sistemi di analisi di immagini ecc. Che rilevando un evento possono così forzare l'acquisizione dei dati al sistema E.L.F.O. tramite un interrupt mascherabile.

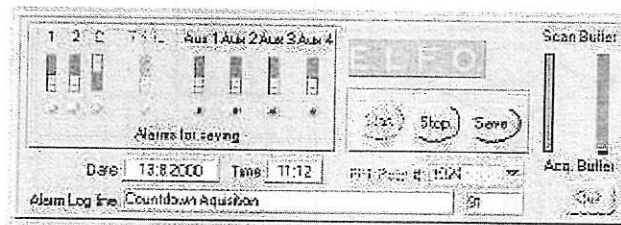


Fig 6.3.1.5

Il segnale correlato è rappresentato in Fig. 6.3.1.6. Il livello medio di potenza del segnale prodotto è indicato con una scala graduata e per mezzo di un commutatore è possibile selezionare la soglia che determinerebbe l'inizio della memorizzazione.

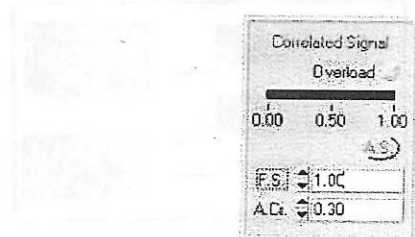
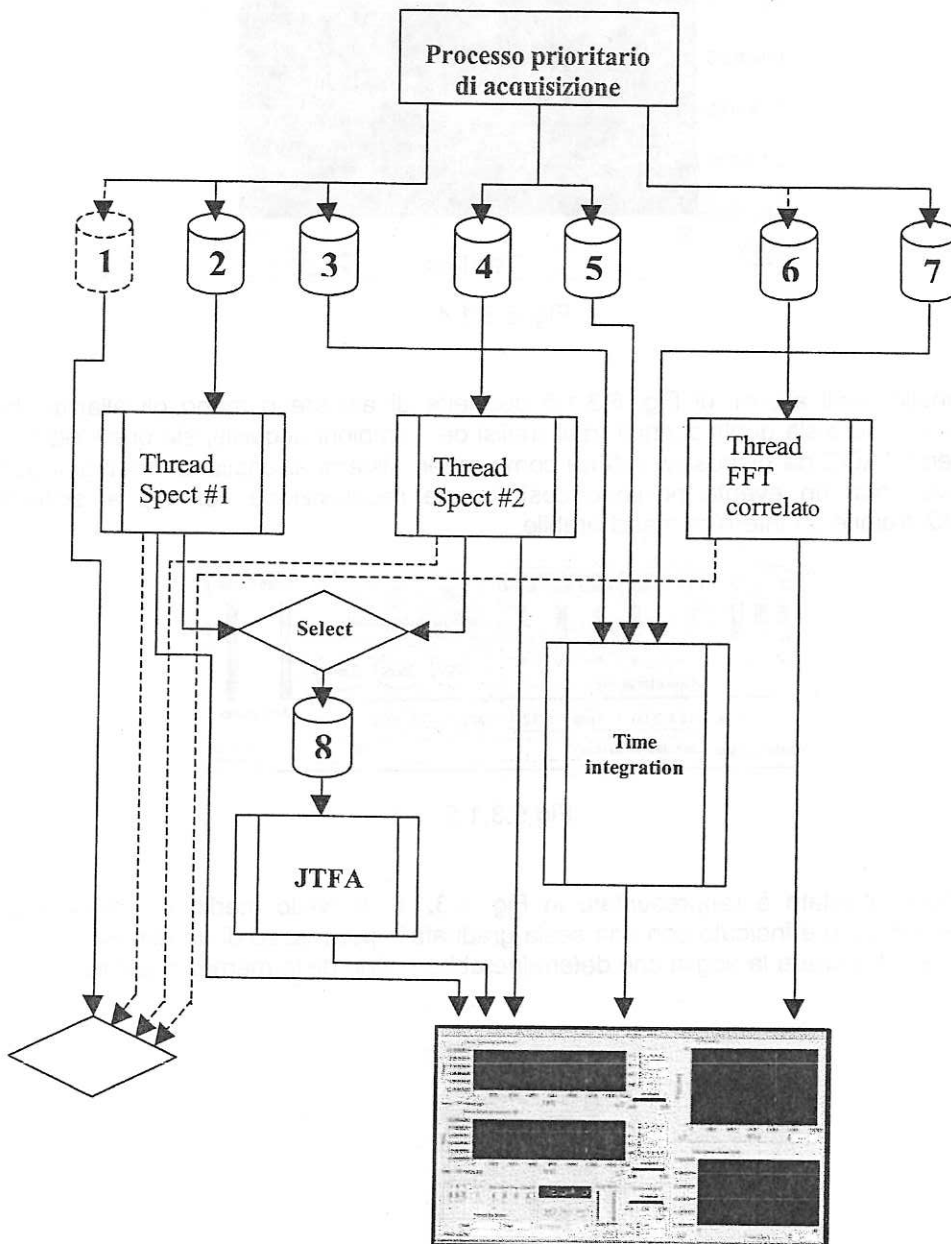


Fig. 6.3.1.6

6.3.2 - Architettura Del Software Di Acquisizione



6.3.3 - Descrizione dell'architettura

Il programma è stato scritto secondo un'architettura multithreading, mostrata nella figura della pagina precedente, in cui all'interno dello stesso ambiente concorrono all'esecuzione più processi contemporaneamente che condivide file e variabili complessivo all'ambiente. La gestione della concorrenza è data ad un processo arbitro che determina l'avanzamento dei diversi processi. Un task prioritario è incaricato di acquisire i campioni che Via USB arrivano dal convertitore. I campioni acquisiti sono relativi a tre flussi di dati, cioè antenna 1, antenna 2 e segnale correlato.

I flussi sono smistati su 7 diverse code di dati che sono utilizzate come buffer FIFO:

La **FIFO 1** è utilizzata come buffer di pre-acquisizione dove vengono contenuti i campioni del flusso antenna 1 che precedono di 1 minuto l'evento che scatena la memorizzazione su disco.

Le **FIFO 2, 4** contengono i campioni utilizzati dai Thread spect #1 e spect #2 per l'elaborazione dello spettro dei due segnali.

Le **FIFO 3, 5, 7** contengono i tre flussi che serviranno al Thread Time Integration che calcola il valore medio dei campioni in ingresso in 1 secondo.

La **FIFO 8** contiene uno dei due spettri calcolati dai thread Spec#1 o Spec#2 per consentire al Thread JTFA la visualizzazione tempo frequenza.

Spect#1 e *spect#2* utilizzano librerie proprie dell'ambiente di sviluppo e le funzioni da esse svolte possono essere così descritte: Il thread preleva il flusso dei dati da una FIFO, ne calcola lo spettro di potenza secondo l'espressione

$$\frac{FFT(X) \cdot FFT^*(X)}{n^2}$$

dove n è il numero di punti nell'array X che contiene i campioni del segnale nel dominio del tempo, effettua la verifica se almeno un valore del vettore risultante supera la soglia fissata e visualizza lo spettro, tutti i cursori e gestisce l'impostazione del fondo scala. Controlla inoltre che il livello del segnale in ingresso non sovraccarichi l'ingresso analogico del convertitore.

Il thread **JTFA** ha un selettore che permette di scegliere quale canale visualizzare e rappresenta nel dominio tempo frequenza, l'ampiezza dello spettro. Questo che per ora ha solamente una funzione di monitor ha delle notevoli prospettive per ciò che riguarda la mitigazione dei falsi allarmi, permettendo di impostare soglie anche sulla durata minima che un segnale di una certa ampiezza deve avere per poter scatenare una memorizzazione dei dati.

Anche il Thread denominato **Time Integration** ha al suo interno un selettore per decidere da quale FIFO attingere il flusso dei dati. Questo thread è stato studiato per effettuare valutazioni di lungo periodo, dove la variazione rapida di un segnale perde di significato. Esso calcola, sempre attraverso funzioni di libreria, la media dei campioni acquisiti in un secondo. Producendo pochi dati questo thread consente di fare valutazioni statistiche sul livello di segnale lungo l'arco di una giornata e perfino di mesi

Il buffer di preacquisizione è integrato nella FIFO 1 che una volta riempita mantiene esattamente i campioni acquisiti nell'ultimo minuto. Per osservare un fenomeno di origine sconosciuta è fondamentale poter disporre di una finestra temporale che nel breve periodo consente di "filmare" l'evoluzione del sistema. Un contatore **downto** permette di avere questa finestra temporale simmetrica rispetto all'evento che ha scatenato l'allarme, poiché consente la memorizzazione su disco, per un altro minuto dopo il cessato allarme.

Ovviamente per poter agilmente recuperare i dati memorizzati fra decine di file, è stato creato un log-file, che ha funzione di indice e tiene traccia di tutti gli allarmi che si verificano nell'arco della giornata a che ora e quale allarme ha provocato la memorizzazione.

Dalle prove di funzionamento effettuate nelle molteplici campagne di test si è potuto riscontrare che il software è stabile e riesce a seguire senza problemi l'acquisizione di tre canali, a visualizzare quattro display ed a memorizzare dati su disco senza apparenti perdite di prestazioni da parte del sistema. Durante la spedizione, è emersa la necessità di poter meglio mitigare i falsi allarmi e le nuove versioni implementeranno il sistema descritto sopra per impedire che scariche atmosferiche particolarmente intense ma molto brevi possano in continuazione attivare la memorizzazione dei dati.

Capitolo 7

7.1 – Test preliminare di funzionamento in laboratorio ed in campo.

Il sistema è stato inizialmente provato in laboratorio senza le antenne, realizzando un banco dove, al posto di queste ultime, era stato connesso in ingresso ai ricevitori un generatore di toni a frequenza ed ampiezza variabile.

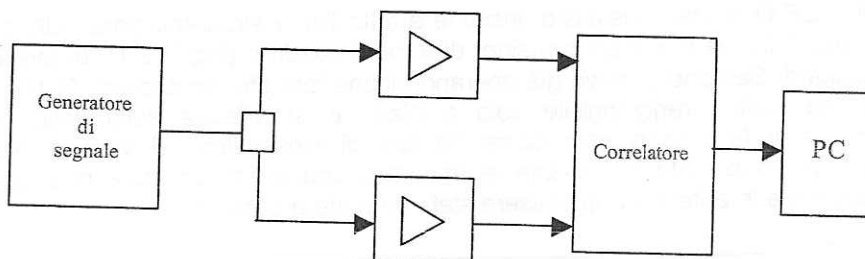


Fig. 7.1.1

Il test dell'apparato in un ambiente "rumoroso" (alimentazione di rete, monitor, ventole e dispositivi elettronici di ogni genere) ha consentito di verificare l'assoluta immunità del sistema alle EMI sia condotte che irradiate. Lo spettro del segnale in uscita visualizzato attraverso il software sviluppato per E.L.F.O. è stata la conferma: nessun segnale, a parte il tono di prova, veniva ricevuto.

Il test effettuato all'aperto, nelle campagne del bolognese, ha permesso di verificare l'effettiva capacità di ricezione del sistema. Le stazioni ALPHA sono state utilizzate come riferimento, in quanto si ricevono chiaramente con un'intensità almeno 30 db al di sopra del noise.

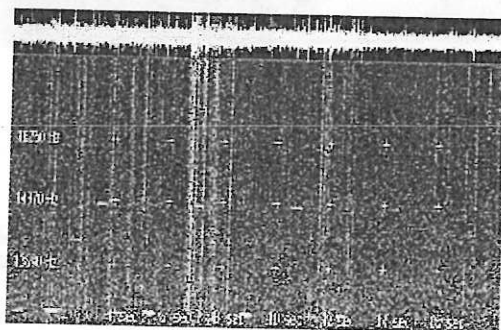


Fig. 7.1.2

Abbiamo constatato la notevole capacità di minimizzare le interferenze di carattere locale mediante l'orientamento del loop. Per ottenere questo risultato, l'antenna è stata installata nei pressi del ramo NORD-SUD che compone il radiotelescopio CROCE DEL NORD. L'alimentazione distribuita lungo la croce crea un campo elettrico interferente con componente fondamentale a 50 Hz e relative armoniche. Orientando il loop in direzione EST-OVEST, ossia mettendo lo zero di ricezione lungo la direzione degli interferenti, si è minimizzata l'interferenza fino quasi ad annullarla.

7.2 – La spedizione

Il sistema E.L.F.O. è stato installato, insieme a tutta l'altra strumentazione, all'interno del "blue box". Il *blue box* è un container di 9 metri quadri e (Fig. 7.2.1) predisposto dall'Università di Sarspborg, dove già operano alcune loro strumentazioni. Si trova in cima ad una collina raggiungibile solo a piedi, e si affaccia sulla valle dove statisticamente il fenomeno noto come "le luci di Hessdalen" si verifica più di frequente. Qui sono state trasportate le apparecchiature, l'attrezzatura di supporto logistico tecnico e le antenne dopo essere state montate e cablate.

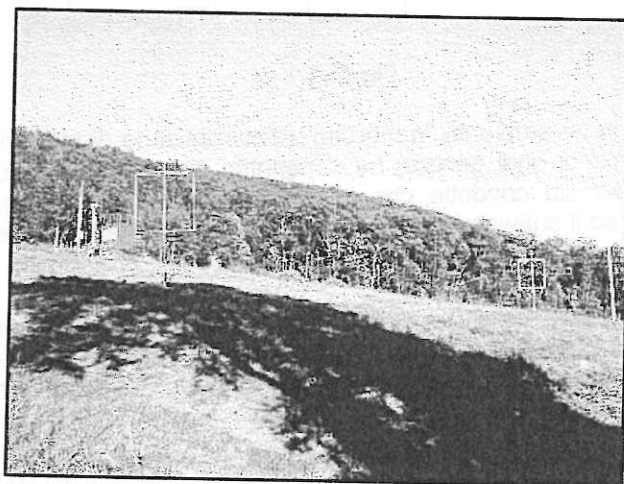


Fig. 7.2.1

L'installazione del sistema si è così articolata:

- Sopralluogo dell'area dove sarebbero dovute essere in seguito installate le antenne. Si è valutata pendenza della superficie e consistenza del terreno. Il problema maggiore è stata la pendenza che ha reso necessario un piccolo scavo per sistemare le piattaforme dei pali.

- Sopralluogo del Blue box che essendo di dimensioni contenute (l'area utilizzabile, dato lo spesso strato di coibentante necessario a mantenere una temperatura di 20°, è risultata essere di molto inferiore a 9 m²), necessitava di una accurata dislocazione degli strumenti (occorre ribadire che il gruppo di ricerca, oltre a E.L.F.O., ha portato in Norvegia anche due spettrometri ad altissima risoluzione operante a 1.42 GHz ed un ricevitore VLF distribuito dalla N.A.S.A. chiamato I.N.S.P.I.R.E.)
- Trasporto dei pali di supporto delle antenne e dei ricevitori al Blue box, collegamento in rete dei Pc che gestiscono gli strumenti e test per verificarne l'operatività.
- Montaggio delle antenne: Poiché non è stato possibile per via dell'ingombro, trasportare le antenne montate dall'Italia è stato necessario comporle e cablarle sul posto. Questo è stato effettuato presso la base operativa dislocata nell'ex scuola elementare di Hessdalen, messa a disposizione dalla comunità locale. (Fig. 7.2.2).

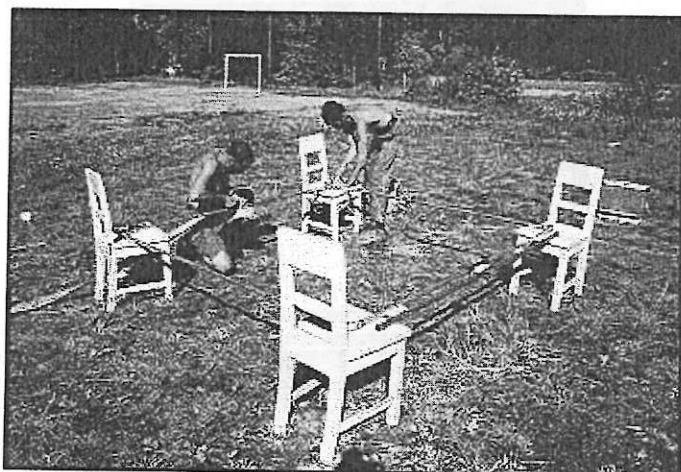
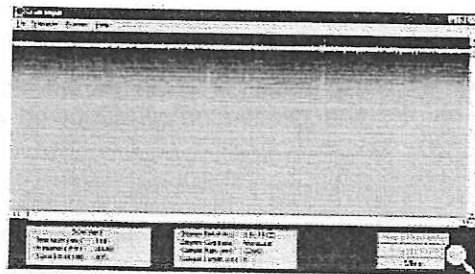


Fig. 7.2.2

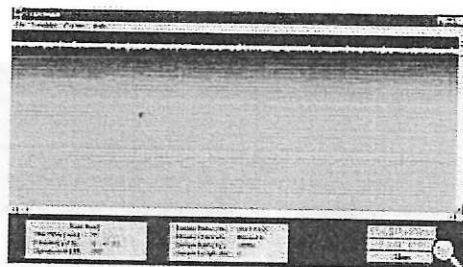
- Completato l'allacciamento del sistema la squadra di tecnici ha lavorato contemporaneamente all'installazione di E.L.F.O. nel *blue box* ed al piazzamento delle antenne, orientandole nella direzione di minor interferenza.

Sono seguiti a questa fase di messa in opera del sistema, periodi di manutenzione diurna, durante i quali è stato possibile affinare le caratteristiche del software, mirando le soluzioni alle necessità che si evidenziavano durante i cicli di osservazione notturna.

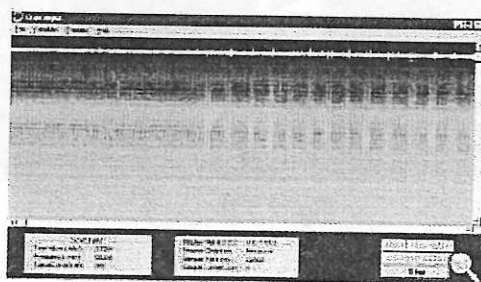
E.L.F.O. ha lavorato ininterrottamente per un oltre un mese senza dare segni di instabilità. Ha prodotto oltre 20Gbyte di dati che saranno presto analizzati. Fra i vari segnali ricevuti, però, alcuni si sono immediatamente evidenziati per la loro particolarità. Di seguito, in Fig. 7.2.3-a-b-c, sono riportati alcuni di questi segnali:



a)



b)



c)

Fig. 7.2.3

L'osservazione ha ispirato nuove idee su come migliorare la capacità di mitigazione dei falsi allarmi basata oltre che sul livello di un segnale anche sulla sua permanenza ad un dato livello nel tempo. In pratica un'analisi del livello del segnale nel dominio tempo-frequenza.

7.3 – Sviluppi futuri

Sulla base delle esperienze maturate durante la progettazione e la realizzazione di questo sistema, sono state avanzate varie idee sulla direzione da intraprendere per proseguire le ricerche.

Avendo verificato durante la spedizione pregi e difetti di E.L.F.O., sia nella parte software sia in quella hardware, sarà sviluppata una nuova release del software che curerà in modo particolare le tecniche per mitigare i falsi allarmi, basate sull'analisi congiunta tempo-frequenza.

Sarà ultimata la libreria di analisi dei dati acquisiti che si compone di un modulo di conversione audio e di altre due sezioni di visualizzazione: una di uno spettro e l'altra nel piano tempo frequenza.

E' in fase di sperimentazione una versione a basso costo del sistema che sfrutta la scheda audio di un personal computer come convertitore analogico digitale per acquisire i dati, mentre la correlazione sarà effettuata dal calcolatore. Si utilizzerà il software già sviluppato al quale andranno aggiunte le librerie di gestione della scheda audio.

Poiché questo progetto è stato un primo approccio nell'esplorazione delle bassissime frequenze, l'evoluzione di "E.L.F.O. Step 1°" sarà un ricevitore operante da 0.1Hz fino a 40Hz. Si stanno attualmente ricercando ed esaminando varie soluzioni realizzative per quanto riguarda le antenne ed i ricevitori.

E' importante ribadire le possibili applicazioni di questo sistema in contesti diversi da Hessdalen, soprattutto per quanto riguarda la possibilità di individuare fenomeni precursori certi dei terremoti. Apparecchiature analoghe ad E.L.F.O. potrebbero monitorare aree geografiche ritenute a rischio ed allertare le autorità competenti con sufficiente anticipo, consentendo di evitare gli effetti più tragici di un evento già di per sé così drammatico.

Conclusioni

In otto mesi presso i radiotelescopi di Medicina è stato progettato e realizzato un sistema di ricezione per certi versi pionieristico nel suo genere; si sono approfondite le conoscenze relative alla propagazione alle VLF, sono state ideate e costruite le antenne, i ricevitori ed il software ed il tutto ha dato risultati superiori a quelli pronosticati.

Sono degne di nota la straordinaria immunità del sistema alle EMI e la sensibilità del ricevitore alle VLF, verificata dalla ricezione dei segnali delle stazioni di comunicazione sottomarina ALPHA, captate sia in Italia sia in Norvegia, nonché la stabilità dei ricevitori agli agenti atmosferici.

Tutto l'apparato è stato collaudato a lungo e mantenuto operativo, oltre alla fase di test, quasi ininterrottamente per 4 settimane durante la spedizione norvegese.

Durante la spedizione l'installazione è avvenuta senza problemi, nonostante la difficoltà di lavorare in un ambiente semidisabitato, che non può fornire nessun supporto logistico tecnico agli operatori.

Nel corso della campagna di osservazione che è seguita all'installazione, E.L.F.O. ha memorizzato automaticamente segnali in concomitanza di allarmi rilevati dalle strumentazioni Norvegesi. I dati acquisiti sono attualmente allo studio degli esperti del fenomeno nella speranza che possano contribuire a far luce sulla sua origine.

Perciò, in relazione agli obiettivi che ci si era posti all'inizio possibile trarre le seguenti conclusioni.

1. Le antenne loop costruite sono un ottimo compromesso fra sensibilità, trasportabilità e realizzabilità meccanica. In relazione all'ambiente radio hanno contribuito in maniera rilevante ad ottenere un sistema poco rumoroso in cui è possibile, orientandole, tentare di minimizzare le interferenze note.
2. I ricevitori hanno dimostrato di avere un'alta capacità di ricezione fuori della propria banda di ricezione. Presentano, inoltre, un elevato guadagno, una bassa rumorosità ed alta stabilità nel tempo.
3. Il sistema di correlazione si è rivelato importante in fase di osservazione per rendere insensibile il sistema a disturbi di carattere locale. Costituisce, pertanto, un ottimo allarme per discriminare le memorizzazioni dei dati ai soli segnali sospetti.
4. Il software è risultato sostanzialmente stabile ed efficiente nelle funzioni già in esso implementate. L'intenso utilizzo in fase di osservazione ha fornito nuove idee per renderlo più potente ed efficace nella mitigazione dei falsi allarmi.