

Capitolo 6

Blocco di generazione del riferimento sincrono.

6.1 Problemi di asincronismo.

Il segnale di riferimento è necessario per effettuare i processi di modulazione e di demodulazione, sincrono nel sistema.

Come già spiegato (Rif. Cap 1.1), il segnale pilota uno switch elettronico che esegue la moltiplicazione per +1 in un semiperiodo e per -1 nell'altro semiperiodo.

E' stato scelto di operare con un segnale ad onda quadra di frequenza pari ad 1 Khz che permette di portarsi ad una frequenza ben al di sopra della f_{knee} e duty cycle al 50% che è necessario per aumentare la reiezione degli offset all'interno dell'anello Lock In.

A causa del ritardo di propagazione del segnale lungo la catena di amplificazione, in generale diverso da quello del segnale di demodulazione, si può riscontrare la possibilità di un non perfetto sincronismo tra la parte modulante e quella demodulante.

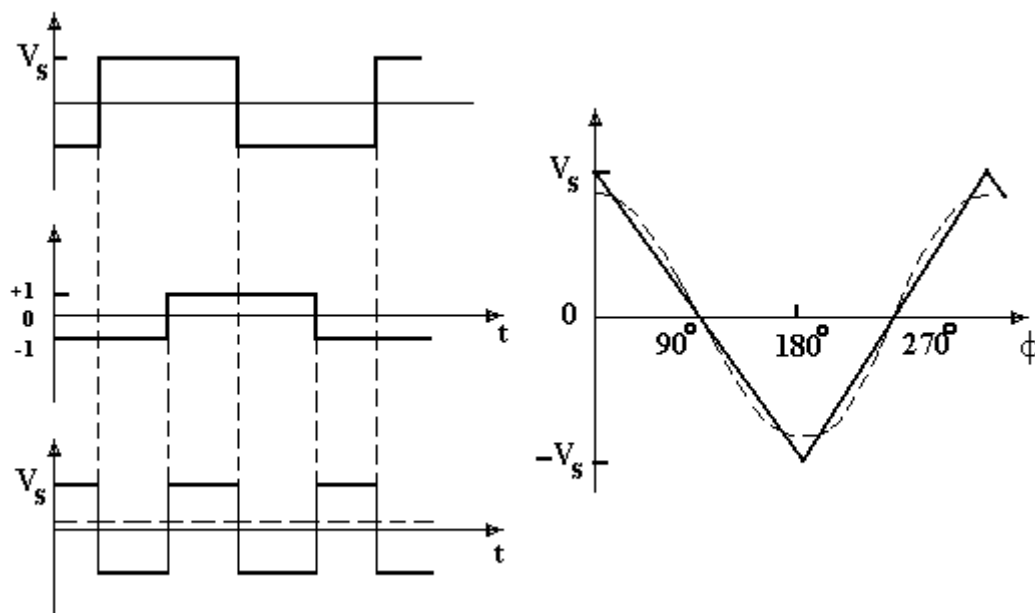
Se i due segnali sono alla stessa frequenza ma risultano asincroni tra di loro, all'uscita del filtro, si otterrà un segnale continuo direttamente proporzionale all'ingresso e al coseno della fase relativa (cioè $\Phi_{Rif} - \Phi_{Sign}$) tra i due segnali in esame.

Da ciò emerge l'importanza fondamentale di avere un preciso sincronismo tra il segnale e il riferimento onde perdere efficienza nella demodulazione.

L'importanza del sincronismo è data dal fatto che in presenza di uno sfasamento ϕ fra il segnale da demodulare e il riferimento si verificherebbe un errore sulla componente continua quantificabile mediante la relazione:

$$V_{out} = V_s \cdot \left[1 - \frac{\Phi}{90} \right] \quad \text{con: } 0 < \Phi < 90$$

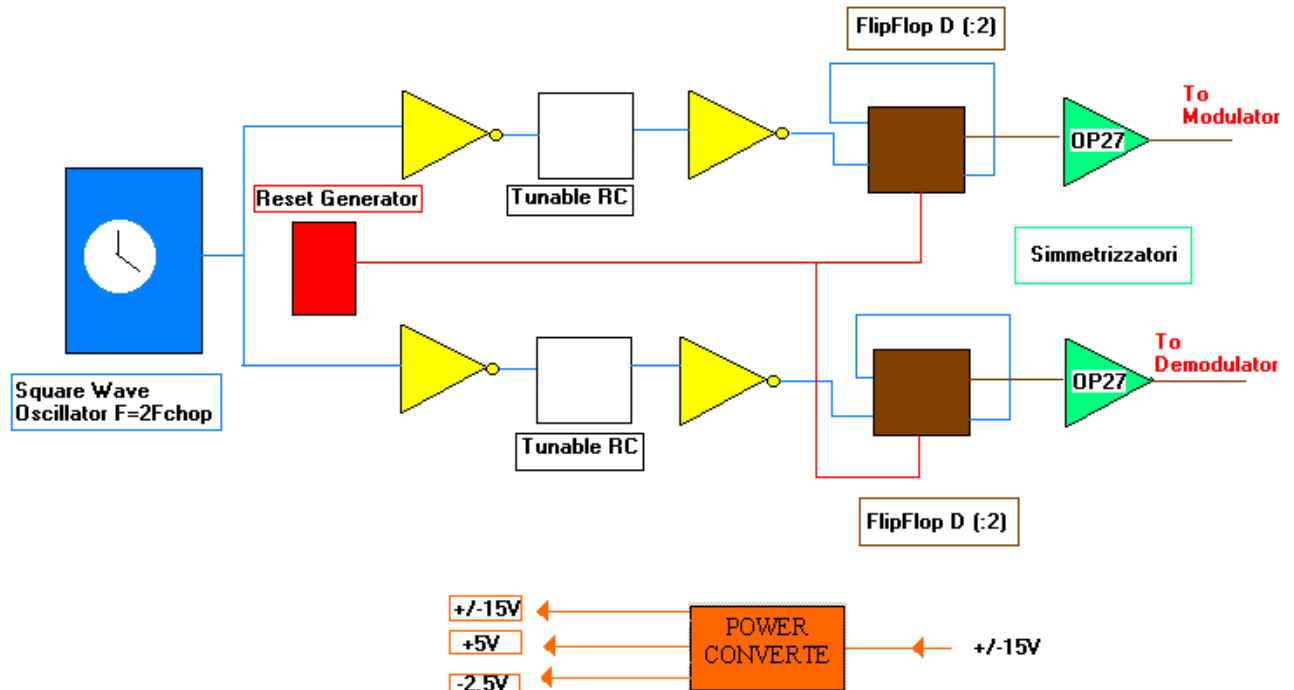
e graficabile mediante la figura 6.0



6.0 Ampiezza e fase nel caso di asincronismo

Come si nota dai grafici il segnale demodulato, a causa dello sfasamento, in uscita si ha un' ampiezza minore. In particolare si evidenzia come l'ampiezza sia inversamente proporzionale al crescere della differenza di fase fino ad annullarsi in coincidenza di 90° e dei suoi multipli, dove il segnale demodulato è nullo. Per i multipli dispari di 180° si avrà invece inversione del segno.

6.2 Architettura della generazione del segnale di riferimento



6.1 Schema del blocco generatore riferimento sincrono e linee di ritardo.

L'unità di generazione del riferimento sincrono [Rif.4] in onda quadra a 1 KHz e delle relative linee di ritardo è stata così studiata come da Figura 6.1.

Come generatore di onda quadra in grado sia di produrre un riferimento con DutyCycle del 50% sia di garantire un'ottima stabilità termica.

Si è scelto l' LTC1799I della Linear Technology®.

Il circuito integrato garantisce stabilità tra -40° a $+85^{\circ}$ C ed è inoltre a bassissimo costo. Il segnale generato è di ampiezza +5V sul riferimento.

Una tal architettura permette di elaborare e trattare il segnale come se fosse di tipo digitale.

Per garantire il sincronismo tra modulatore e demodulatore, nell'eventualità che i segnali di riferimento subiscano degli sfasamenti dovuti ai tempi di propagazione diversi del segnale lungo il cavo, sono state introdotte due linee di ritardo regolabili. Esse si basano su un circuito RC in cui è possibile andare a modificare la costante di tempo mediante trimmer.

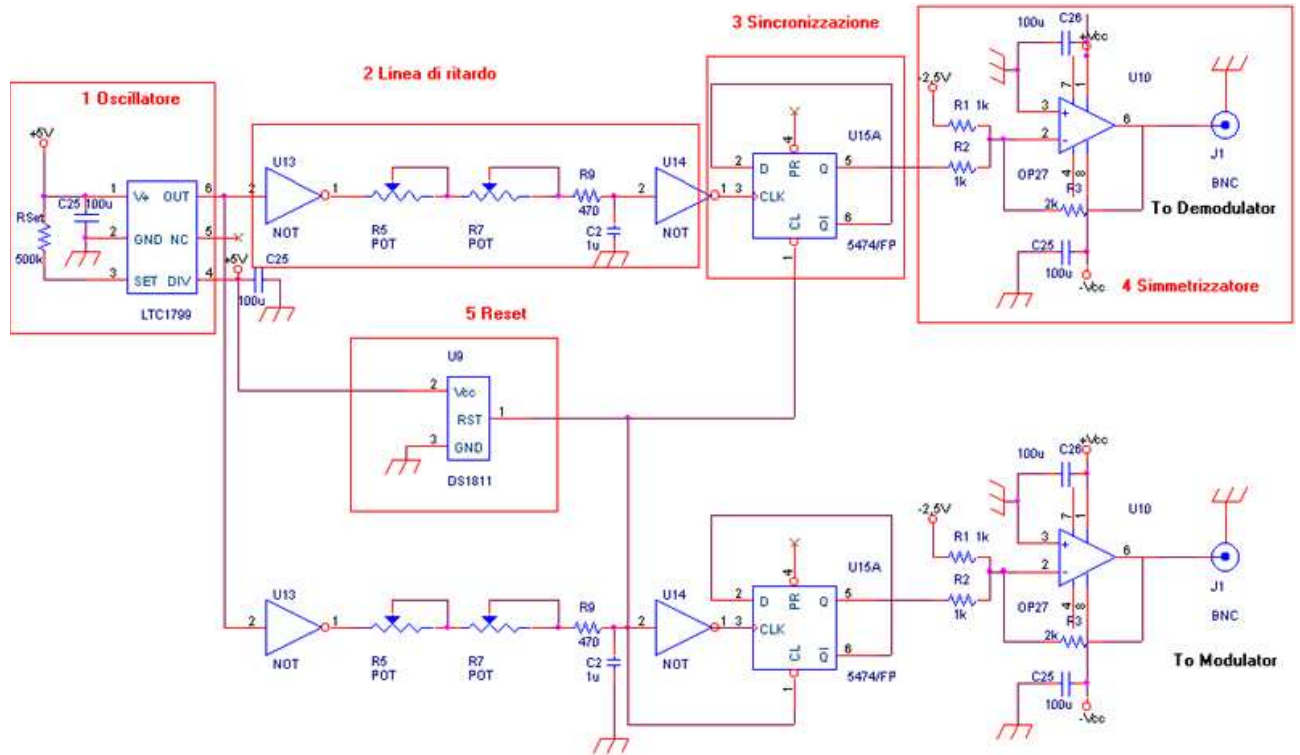
Per ottenere un segnale sincronizzato rispetto a quello fornito dall'oscillatore, viene impiegato un FlipFlop di tipo D con connessione a T. Occorre precisare che il Flip Flop si comporta come divisore per 2 della frequenza che si presenta al suo ingresso di Clock, per cui sarà necessario settare l'oscillatore per una frequenza doppia rispetto alla frequenza F_{chop} d'interesse.

A questo punto, prima di inviare i segnali ai relativi blocchi, si provvede con un semplice sommatore realizzato con un Analog Device® OP27 a realizzare un simmetrizzatore che porti il segnale in una dinamica di +/- 2.5 V rispetto al riferimento.

Il segnale, giunto a destinazione sulle rispettive schede di modulazione e demodulazione, verrà collegato all'ingresso da un Instrumentation Amplifier INA118, che provvederà a ripulirlo da eventuali interferenti e ricondizionarlo in un range tra +/- 10V necessario al Pin 9 dei rispettivi AD630.

In fase di test sul sistema finale, sarà inoltre utile realizzare un comparatore di fase per poter meglio tarare le linee di ritardo.

6.3 Schema elettrico del circuito



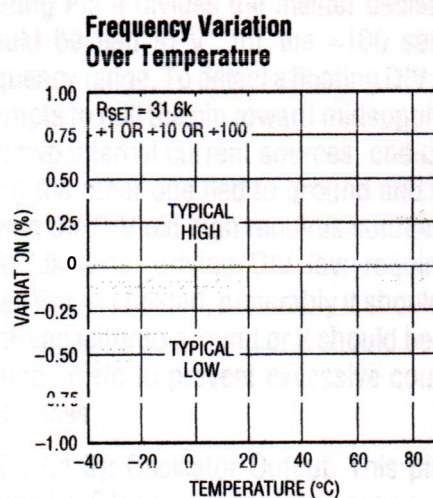
6.2 Schema elettrico del blocco generatore riferimento sincrono e linee di ritardo.

- **LTC1799 Resistor Set Oscillator**

Uno dei principali problemi a livello di progettazione ha riguardato la scelta del generatore di onda quadra. Si dovevano affiancare doti di versatilità, basso costo e stabilità in temperatura. A tal fine, abolita l'idea di un oscillatore a cristallo, il nostro interesse è stato attirato su un circuito integrato unico nel suo genere. Si tratta del LTC1799I della Linear Technology® , (Data Sheet in appendice) esso è un generatore di onda quadra, integrato accordabile tra 1 KHz e 33 Mhz, con dinamica 0-5V, la cui sintonia si effettua semplicemente andando a cambiare una resistenza detta R_{set} esterna al circuito. La frequenza di oscillazione si calcola nel seguente modo:

$$f_{osc} = 10Mhz \cdot \left(\frac{10K}{N \cdot R_{set}} \right) \quad \text{in cui} \quad N = \begin{cases} 100, & DIV\ Pin = V^+ \\ 10, & DIV\ Pin = Open \\ 1, & Div\ Pin = GND \end{cases}$$

Per il modello I (distribuzione industriale) la stabilità termica è garantita da -40° a $+85^\circ C$, i drift di frequenza rispetto alla temperatura tipici si mantengono nell'ordine di $\pm 0.004\% / ^\circ C$ (Fig. 6.3).

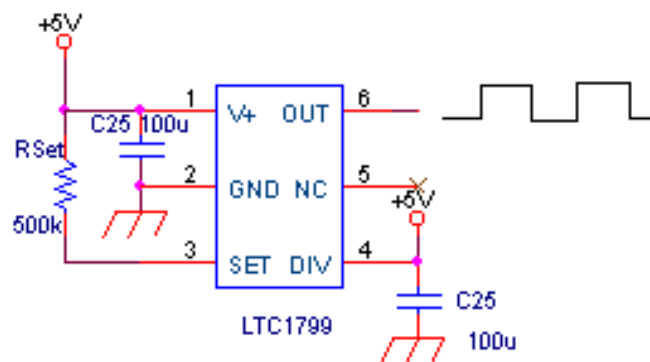


6.3 Variazione della frequenza rispetto alla temperatura.

Essendo la frequenza di oscillazione di interesse 2 KHz, dovendo poi essere divisa per due dal Flip Flop di sincronizzazione, andiamo a calcolare Rset nel seguente modo:

$$2\text{Khz} = 10\text{Mhz} \cdot \left(\frac{10\text{K}}{100 \cdot R_{set}} \right) \quad R_{Set} = 500\text{K}\Omega$$

quindi l'oscillatore avrà la seguente configurazione (Fig. 6.4):



6.4 Schema elettrico dell'oscillatore LTC1799

- **Linee di ritardo e reset.**

Il segnale generato dal LTC1799 è di tipo Square wave con DutyCycle al 50% e ampiezza 5V, a tal fine può a tutti gli effetti essere trattato come un segnale di tipo digitale.

Il problema principale nella realizzazione di Ulfo è dato dal fatto che la parte Ricevente e l'antenna (Blocco Modulatore), verrebbero installate all'esterno mentre la parte di Demodulazione e generazione del segnale di riferimento sincrono (Blocco Demodulatore), si troverebbe a molti metri di distanza, in un ambiente controllato termicamente.

A tal fine diviene fondamentale che il segnale di riferimento generato a livello del Blocco demodulatore possa arrivare perfettamente in fase al blocco modulatore per ovviare ai problemi di asincronismo di cui si è già ampiamente discusso (Rif. Cap. 1.4).

Il segnale, generato a livello dell'oscillatore, transita prima attraverso una porta NOT, entra poi nella linea di ritardo RC la cui costante di tempo è tarabile mediante trimmer, viene poi riconvertito tramite un NOT simmetrico al primo e consegnato al Flip Flop.

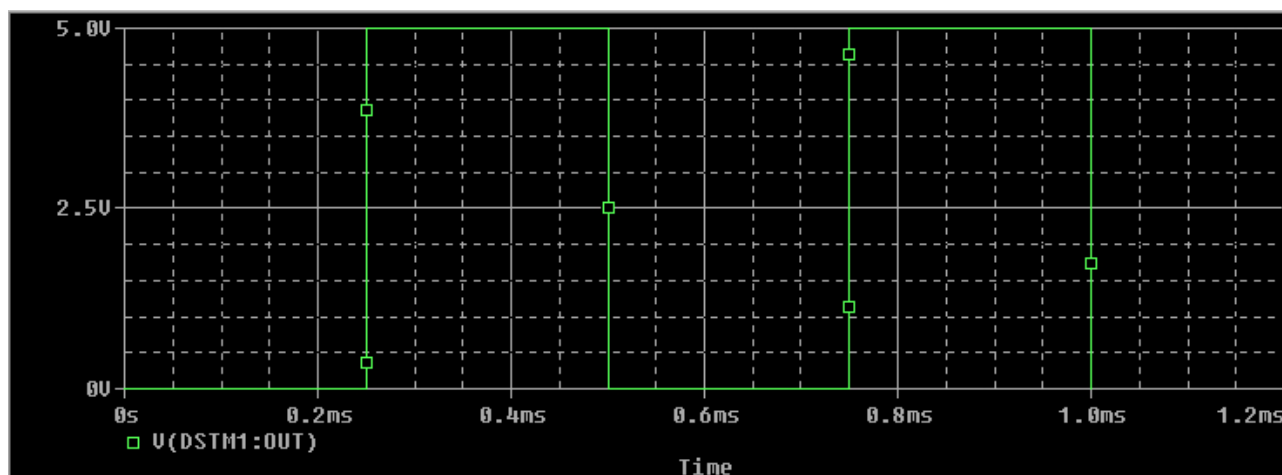
Questo, in configurazione a T, ha il compito di risincronizzare il segnale con l'oscillatore che l'ha generato, nello stesso tempo divide la frequenza per 2 consegnando alla sua uscita un onda quadra a 1 Khz.

Al fine di resettare i Flip Flop all'avvio del sistema, è stato previsto un piccolo circuito integrato di Reset collegato al Clear degli stessi, la nostra scelta è ricaduta sul DS1811 della Dallas Semiconductors®, semplice integrato che all'accensione del sistema invia un impulso di reset.

- **Simmetrizzazione del segnale**

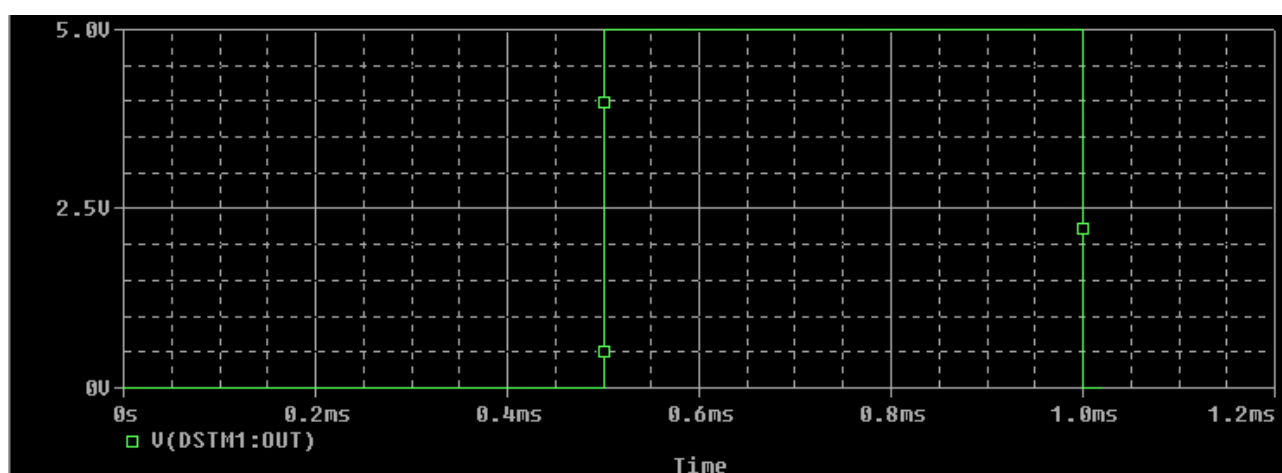
A questo punto si presenta la necessità di simmetrizzare il segnale in un range di $\pm 2.5V$.

Infatti l'oscillatore genera il segnale di figura 6.5, TTL ossia Onda quadra, ampiezza 5V , frequenza 2Khz e Duty Cycle del 50% :



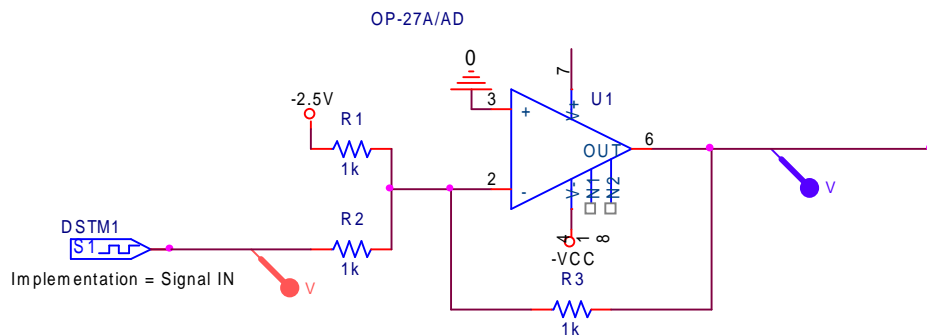
6.5 Segnale generato dall' LTC1799

A valle del Flip Flop ritroveremo lo stesso segnale, eventualmente ritardato ma con frequenza di 1 Khz (Fig 6.6).



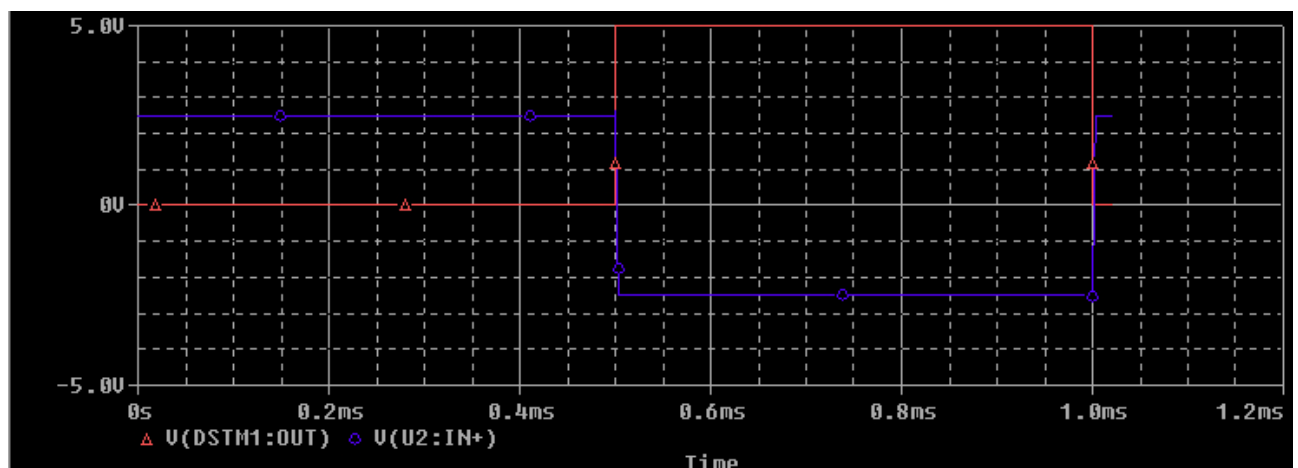
6.6 Segnale a valle del Flip Flop.

La simmetrizzazione è ottenibile attraverso uno stadio sommatore, formato da un amplificatore operazionale OP27 invertente (Fig 6.7).



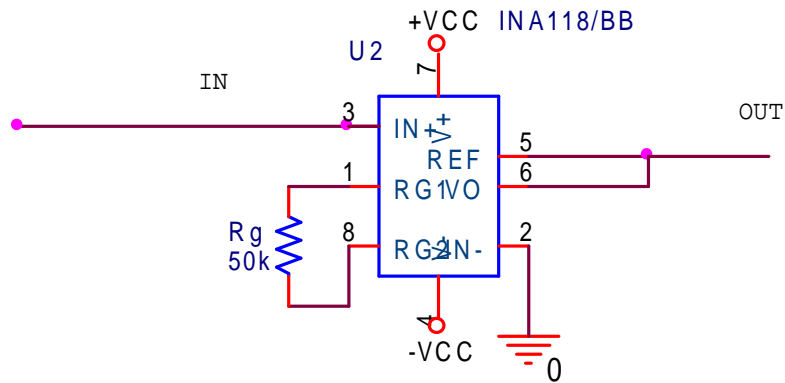
6.7 Schema elettrico del blocco di simmetrizzazione.

Il segnale così ottenuto è visibile nella simulazione di figura 6.8



6.8 Segnale simmetrizzato (Viola), segnale originario (Rosso).

Il segnale viene inviato attraverso una linea dedicata al Modulatore e al Demodulatore. Qui verrà amplificato per essere portato a +/-10 V dall'Instrumentation amplifier INA118 (Fig 6.9).



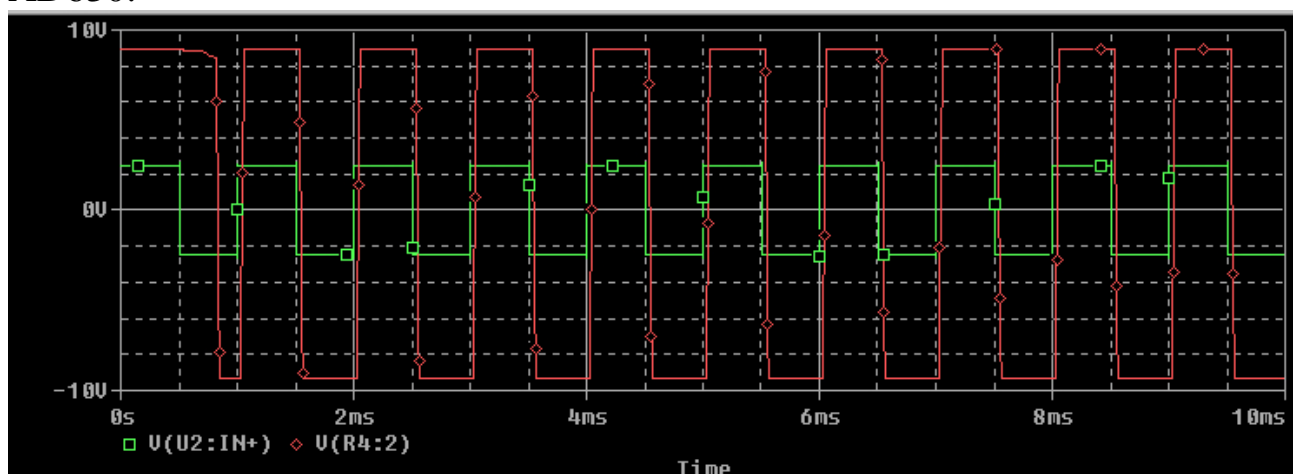
6.9 Schema elettrico INA118.

Il guadagno di tale stadio viene così determinato:

$$V_o = G \cdot (V_{in}^+ - V_{in}^-) = G \cdot (V_{in}^+ - 0)$$

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{R_g}$$

per cui dovendo guadagnare un fattore 4 impostiamo $R_g = 17K\Omega$ e otteniamo il segnale in figura 6.10 a cui andiamo a connettere il Pin 9 degli AD630.



6.10 In rosso il segnale di riferimento sincrono finale

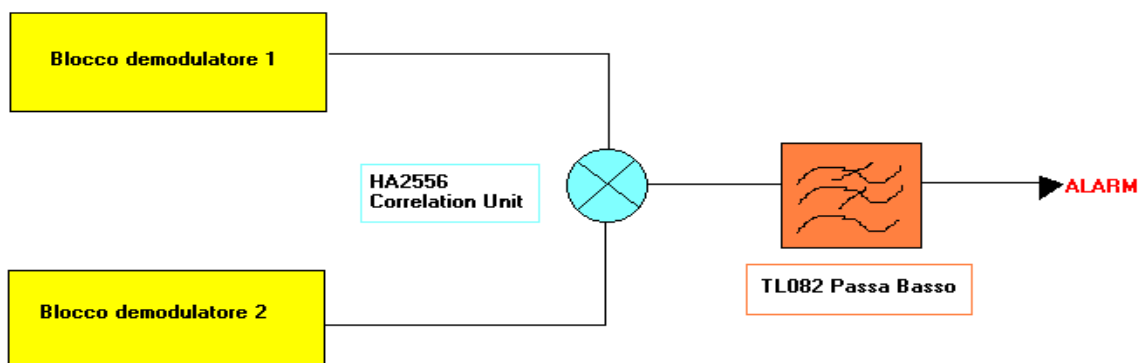
Capitolo 7

La correlazione

7.1 – Architettura dell'unità di correlazione

Per migliorare la ricezione dei segnali non utili ed evitare di memorizzare falsi allarmi si fa uso della tecnica della correlazione [Rif.2] .

Si genera un segnale di allarme mediante un moltiplicatore analogico seguito da un integratore e fornisce un'uscita diversa da zero solo per segnali coerenti amplificati dai due rami provenienti da due unità di ricezione (Fig 7.1).



7.1 Schema a blocchi del correlatore

Il motivo di questa ridondanza che in pratica raddoppia il sistema ricevente, deriva dalla necessità di rendere noncorrelati (poiché generati da sorgenti indipendenti) rumori di fondo e le 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:

$$g(t) = \sin(\omega \cdot t)$$

Il segnale in uscita dal moltiplicatore analogico sarà:

$$f(t) = \sin^2(\omega \cdot t)$$

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:

$$f(t) \approx \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot t)]$$

dove:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} f(t) \cdot \cos(n \cdot t) \cdot dt \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

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

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

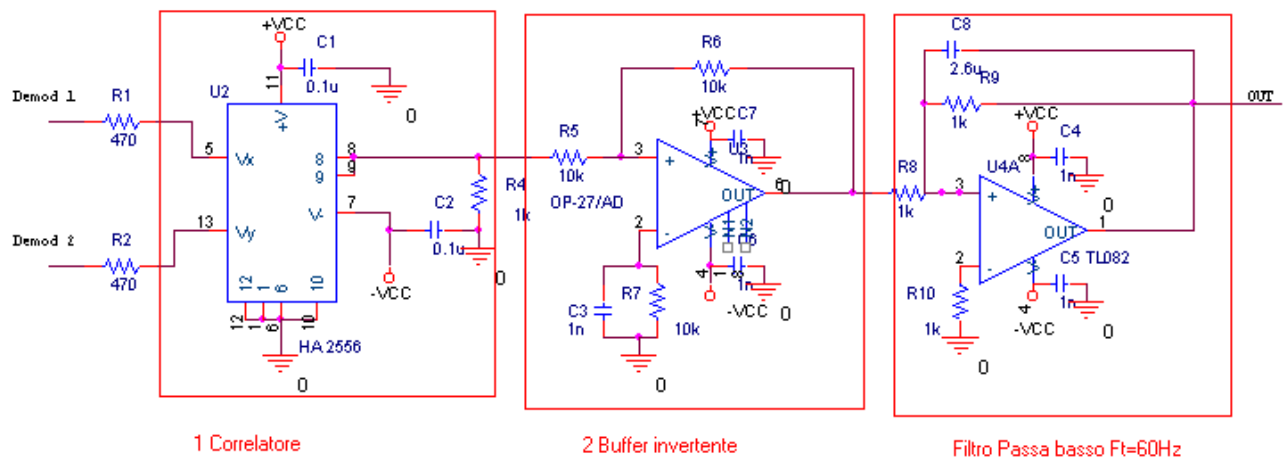
$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot t) + \frac{1}{4} \cdot \cos(4 \cdot t) + \dots$$

che se rappresentato nel dominio delle frequenze evidenzia una componente continua, una componente fondamentale a pulsazione doppia rispetto a quella del tono di prova e tutte le rispettive armoniche di ordine superiore. 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. Il segnale di allarme opportunamente gestito da un sistema di acquisizione, può essere considerato come il flag necessario per iniziare la registrazione.

7.2 – Schema elettrico dell'unità di correlazione

Per la realizzazione elettronica ci si è ispirati al circuito di correlazione già realizzato dal Ing. Andrea Cremonini durante la sua tesi di laurea presso l'Istituto di Radioastronomia. Esso sfrutta un moltiplicatore analogico a quattro quadranti denominato HA-2556 della Harris® .



7.2 Blocco di correlazione

Il moltiplicatore analogico effettua il prodotto dei due segnali d'ingresso. In Fig. 7.2 è riportato lo schema circuitale con i collegamenti. Come si evince dal data sheet l'HA2556 ha una banda passante di molti ordini di

grandezza superiore a quella necessaria a questo progetto e ciò va tutto a vantaggio della precisione.

Il segnale all'uscita del correlatore (Blocco 1) sarà dato da :

$$V_0 = \frac{(V_x \cdot V_y)}{5} \quad \text{dove } V_x \text{ e } V_y \text{ sono i due segnali in uscita dal ricevitore}$$

Le armoniche generate durante l'operazione di moltiplicazione analogica necessitano di essere filtrate, a tal fine viene introdotto un filtro passa basso realizzato con un amplificatore operazionale in configurazione invertente (2). La fase del segnale *prodotto* viene ruotata di 180° da un prestadio che ha anche la funzione di buffer, realizzato con OP27 a guadagno unitario.

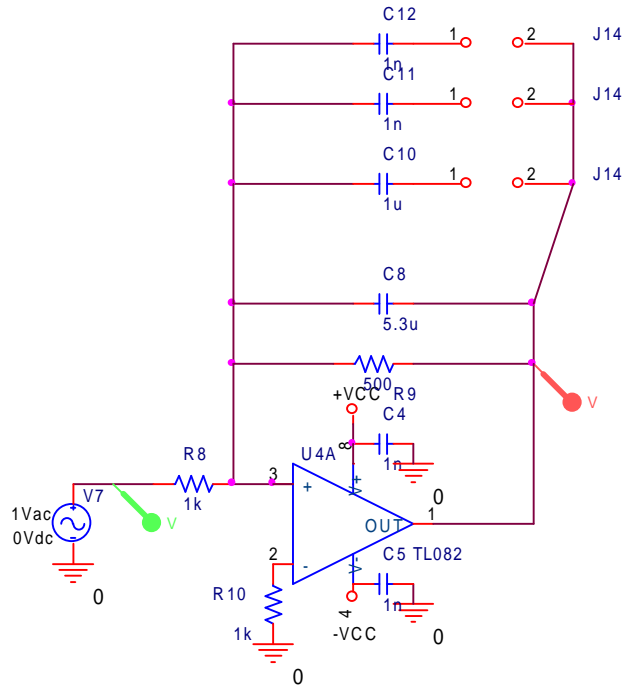
L'integratore posto in fondo alla catena di correlazione rappresentato in (3) è realizzato nel modo classico, ossia con un OP-AMP TL-082 in configurazione invertente la cui f.d.t. vale:

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

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

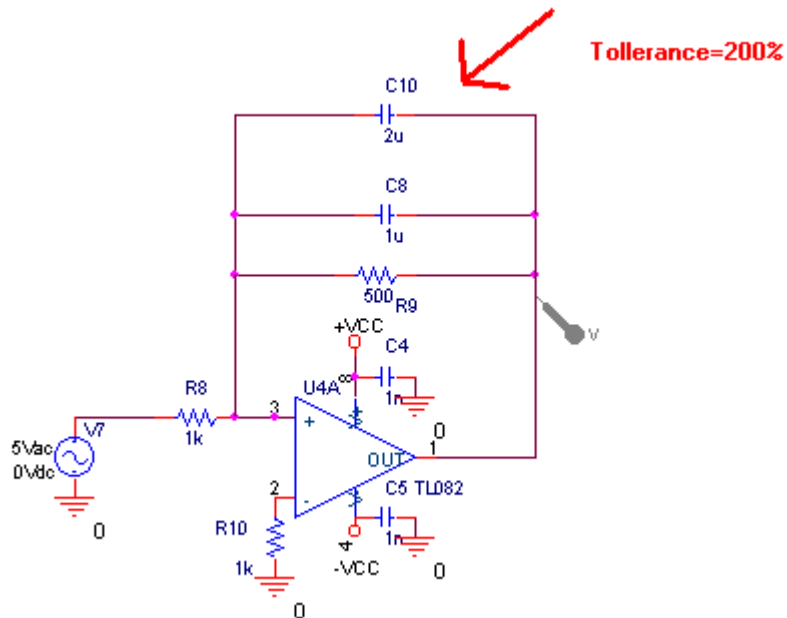
$$f_x = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_8 \cdot (C_{10} + C_x)}$$

La possibilità di inserire nel circuito capacità di diverso valore permette di spostare la frequenza di taglio del filtro come rappresentato nello schema Fig. 7.3 e ciò si traduce nell'eliminazione più o meno selettiva delle armoniche generate dall'operazione di prodotto svolta dal HA2556.

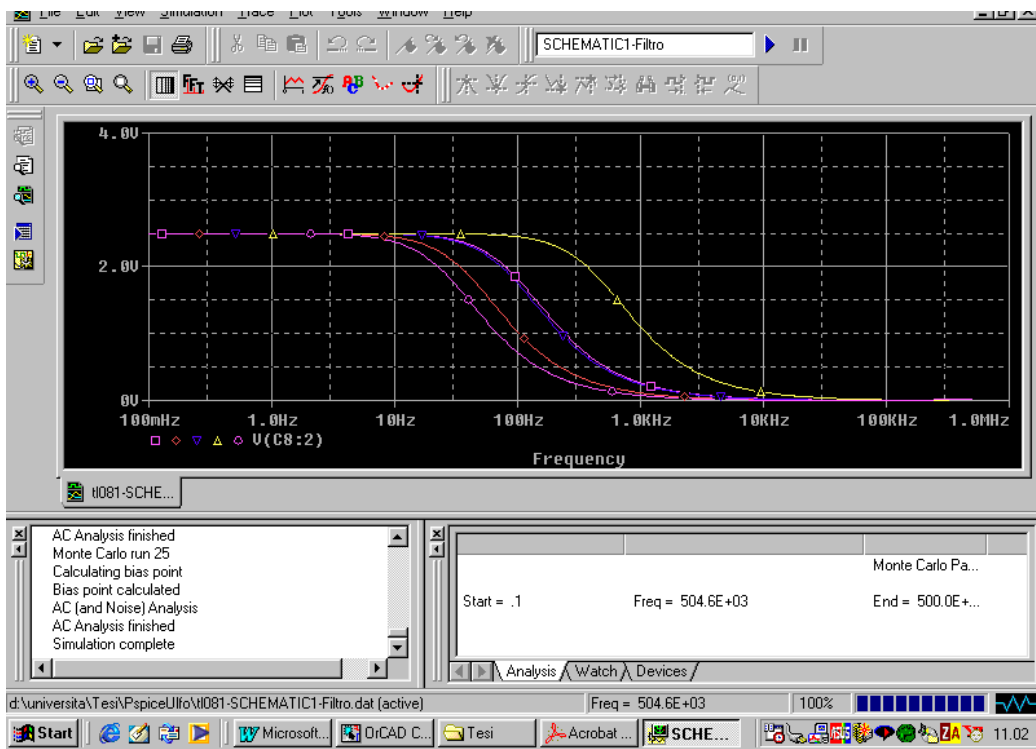


7.3 Schema elettrico dell'integratore con ritardo variabile

Simulando il circuito (Fig. 7.4) e facendo variare la capacità C10 in parallelo a C8 con tolleranza del 200% (2uF÷6uF), mediante algoritmo MonteCarlo con approssimazione Gaussiana, si nota che la banda passante varia da 10 Hz a 100 Hz (Fig.7.5).

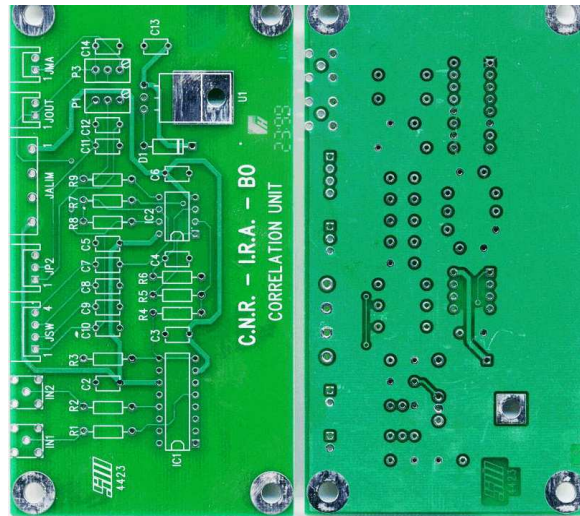


7.4 Schema elettrico dell'integratore per la simulazione.

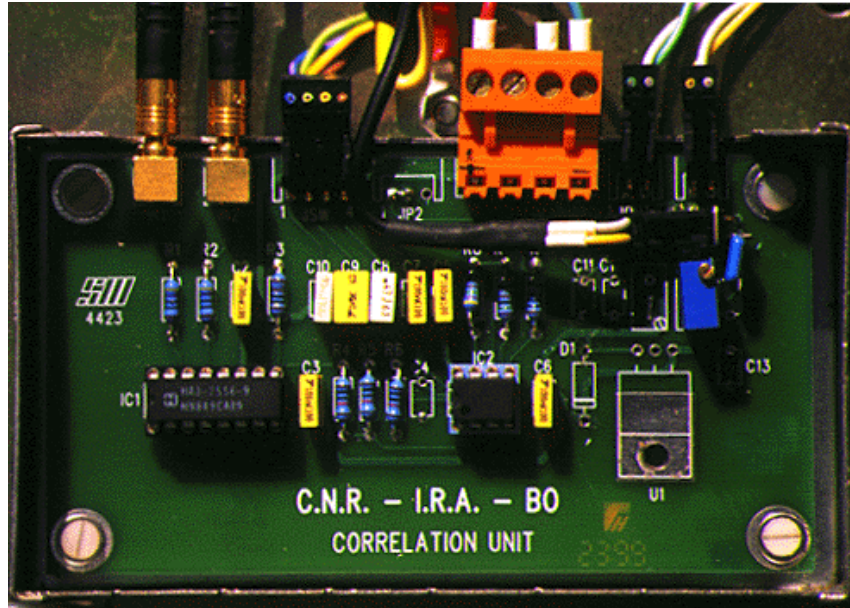


7.5 Banda passante al variare della capacità.

L'elettronica è comunque già stata realizzata nei laboratori del Ira-CNR e necessiterà solo di qualche taratura (Fig.7.6-7.7)



7.6 Circuito stampato del blocco di correlazione.



7.7 Realizzazione finale del blocco di correlazione.

Capitolo 8

Sistema di alimentazione

8.1 Cenni sul sistema di alimentazione

Per aumentare l'immunità ai disturbi condotti dalla 50 Hz all'interno dei vari blocchi che compongono ULFO si porrà molta cura e attenzione nell'alimentazione dei vari dispositivi elettronici.

In particolare è da sottolineare che occorre evitare di portare nelle vicinanze dei front-end la tensione di rete 220V 50 Hz, pertanto come già realizzato nel progetto E.L.F.O. [Rif.2] si è deciso di porre all'interno dei blocchi modulatore e demodulatore un DCDC converter in grado di fornire l'alimentazione necessaria agli operazionali. Allo stesso tempo esso avrà anche la funzione di isolare galvanicamente dall'alimentazione fornita dal blocco modulatore, partendo da una tensione continua fornita dall'unità demodulatrice.

In linea di principio la rete di alimentazione è studiata secondo lo schema a blocchi di figura 8.1

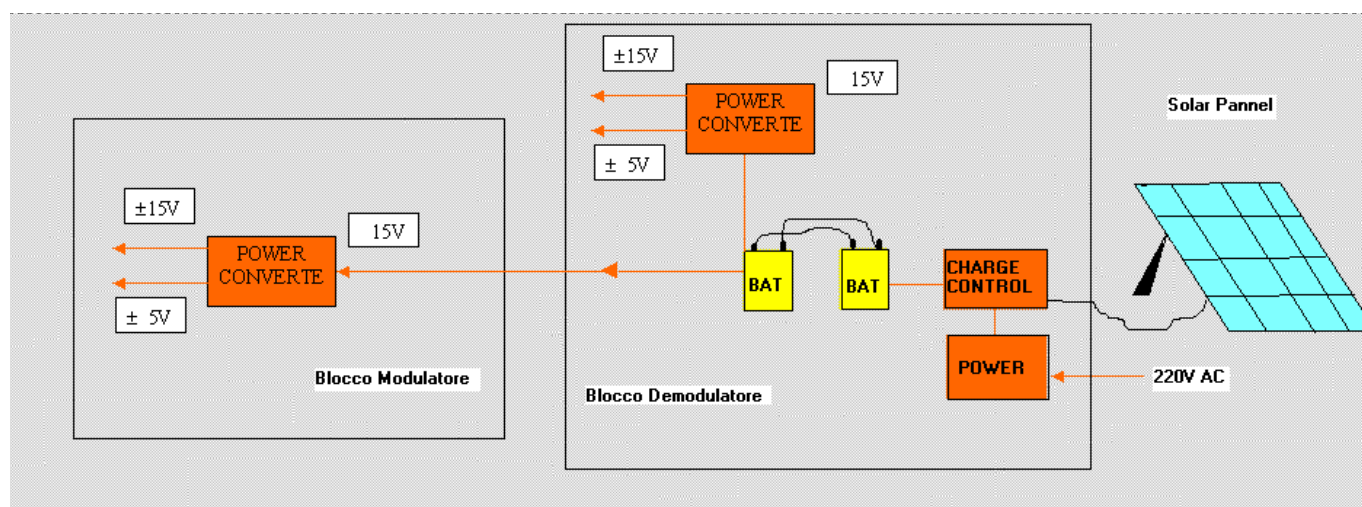


Fig. 8.1 Schema a blocchi del sistema di alimentazione

Per fornire potenza a tutto il ricevitore è stato realizzato un sistema composto da filtro, alimentatore e batterie. Il filtro di rete elimina le componenti spurie condotte dalla rete e derivanti da picchi causati da forti variazioni di carico sulla rete. Il sistema alimentatore-batteria fornisce quindi l'alimentazione sia al blocco modulatore sia al blocco demodulatore.

Le batterie, inoltre, funzionano come grossi condensatori che filtrano e stabilizzano ulteriormente l'alimentazione.

8.2 Sistema fotovoltaico

Vista la possibilità di installazione in zone remote del sistema ULFO e il suo prolungato funzionamento, al fine di mantenere in un efficiente stato di carica le batterie laddove la rete elettrica non arriva e di isolare totalmente il sistema da essa è previsto l'utilizzo di un pannello fotovoltaico. Dato il minimo assorbimento del sistema, sarebbe infatti necessario un solo pannello da 18 V 150 mA, collegato ad un semplice circuito per il controllo della carica delle batterie, per garantire la tensione e la corrente

sufficiente al funzionamento Full-time di U.L.F.O. e di un eventuale unità digitale di acquisizione dati ad esso collegato.

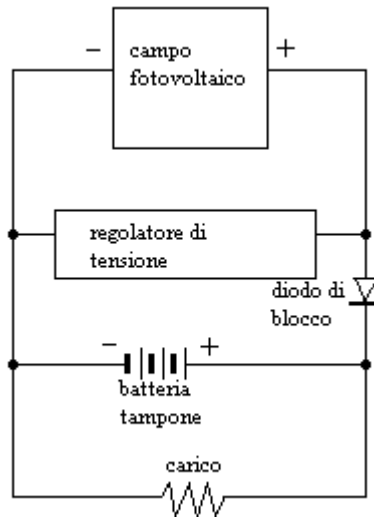


Fig. 8.2 Schema del sistema fotovoltaico.

Un sistema di questo genere è composto da (Figura 8.2): un unità fotovoltaica (campo fotovoltaico) un regolatore di tensione e di carica, un batteria di accumulatori a tampone a cui è connesso il carico.

Un vantaggio fondamentale di questa soluzione è che il pannello fotovoltaico produce corrente continua e quindi si vanno ad eliminare completamente le componenti alternate tipiche della rete di distribuzione a 50Hz le quali potrebbero inquinare in modo significativo i segnali di nostro interesse.

Parametro fondamentale di un pannello fotovoltaico è il suo rendimento di conversione istantaneo cioè il rapporto tra la potenza elettrica utile istantanea E , in uscita dal pannello di area A e l'intensità della radiazione solare I_b incidente sul pannello.

$$\eta = \frac{E}{A \cdot I_b}$$

Il parametro I_b è variabile rispetto alla zona geografica e quindi va valutato insieme al LLP (Load Lost Probability) probabilità di perdita del carico per scegliere il miglior sistema da accoppiare a ULFO rispetto all'insolazione media del luogo d'installazione.

Da non trascurare è infine la scelta delle batterie, un accumulatore per poter essere impiegato in un sistema fotovoltaico deve infatti possedere:

- 1) elevata efficienza (rapporto tra energia fornita ed energia immagazzinata).
- 2) lunga durata in regime di frequenti cicli carica/scarica.
- 3) elevata resistenza a grandi escursioni termiche.
- 4) ridotta autoscarica.
- 5) elevato rapporto capacità/volume.
- 6) basso costo e scarsa manutenzione.

Le batterie maggiormente utilizzate nei sistemi fotovoltaici e aventi queste caratteristiche sono quelle al piombo acido. I più moderni accumulatori al piombo acido hanno lunga vita (maggiore di 6 anni) e manutenzione ridotta. Tali batterie sono realizzate anche con piastre positive tubolari a basso tenore di antimonio, che presentano il vantaggio di una limitata autoscarica. Inoltre queste batterie hanno dei tappi ricombinatori che permettono di recuperare l'idrogeno e l'ossigeno che si formano durante la carica, riducendo il consumo di acqua distillata e quindi la frequenza di rabbocchi.

Capitolo 9

Antenne

9.1 – Specifiche di progetto

Quando si affronta il progetto di un'antenna per frequenze così basse il problema principale sono le dimensioni fisiche.

Considerando la frequenza di centrobanda, la lunghezza d'onda del segnale che si vuole ricevere sarà:

$$\lambda = \frac{c}{f} \cong 20.000 \text{ Km}$$

dove : λ : lunghezza d'onda [m]
 c : velocità della luce $\cong 3 \cdot 10^8$ [m/sec]
 f : frequenza [Hz]

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

$$L \ll \lambda$$

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 diagrammi di radiazione con lobi particolarmente stretti e direttive, né antenne 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 significativamente la componente elettrica del campo elettromagnetico. Nei prossimi paragrafi si analizzeranno i due principali tipi di antenne che abbiamo studiato.

9.2 - 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 [Rif.5]. 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:

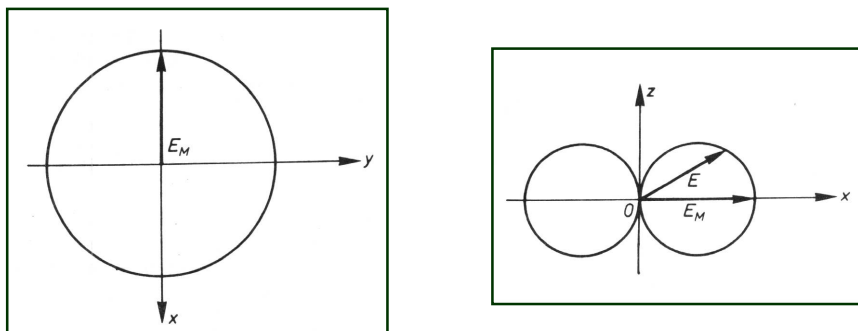


Fig. 9.1 Diagrammi di radiazione di un dipolo elementare

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.

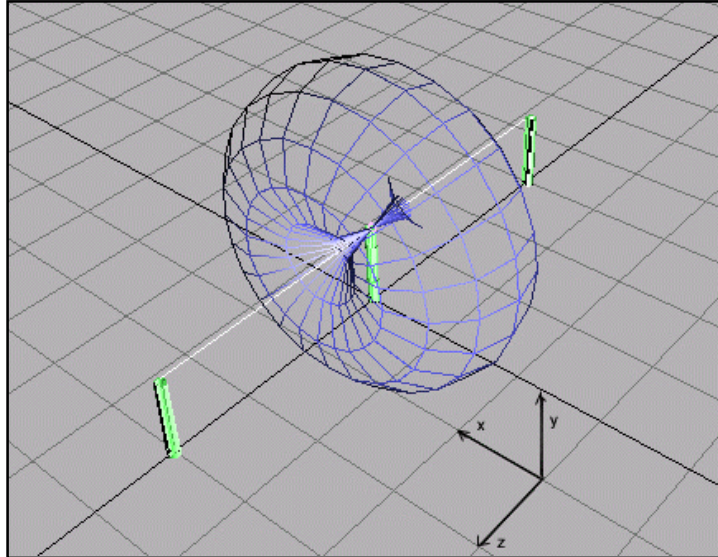


Fig.9.2 sviluppo 3D dei diagrammi di radiazione

Il rumore generato in ULF 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.

9.3 - Antenne Loop

Le antenne loop vengono in questo ambito suddivise in elettricamente piccole e elettricamente 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.

I due tipi di antenne differiscono, anche nel 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.

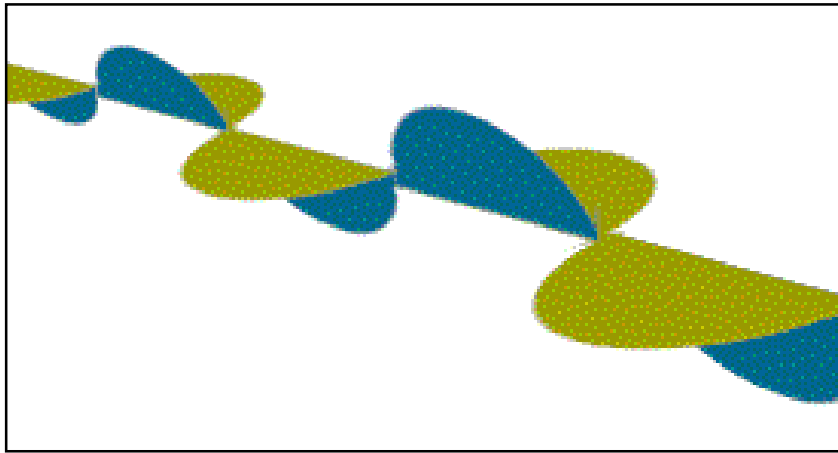


Fig.9.2 Propagazione del Modo TEM (Trasverso Elettro Magnetico)

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 . 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 15 Hz, λ è 20.000 Km. Seguendo le specifiche di riferimento più restrittive otterremmo un'antenna lunga centinaia di Kilometri.

Per cercare di arginare il problema ci viene incontro la legge dell'induzione magnetica di Faraday

L'intensità di campo magnetico \mathbf{H} , espressa in unità di Ampere per metro, produce una densità di flusso magnetico \mathbf{B} , o induzione magnetica, espressa in volt al secondo per metro quadro.

$$B = \mu_r \cdot H$$

B	$[A \cdot m^{-1}]$
μ_r	$[H \cdot m^{-1}]$
H	$[Wb \cdot m^{-2}]$

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.

$$\Phi = \int \bar{B} \times \hat{n} \cdot da \quad [V \cdot \text{sec}]$$

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:

$$V = N \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

Si noti che un loop immobile in un campo DC costante non produce tensione. La combinazione 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

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot \frac{d}{dt} \int \bar{\mathbf{H}} \times \hat{n} \cdot da$$

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

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot \cos \alpha \cdot \frac{d}{dt} |\mathbf{H}| \cdot \int da$$

l'integrale diventa semplicemente l'area del loop.

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot \cos \alpha \cdot \frac{d}{dt} |\mathbf{H}|$$

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

$$H = H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

che si trasforma in:

$$V = \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot \cos \theta \cdot \frac{d}{dt} (H_0 \cdot \sin(\omega \cdot t))$$

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

$$V = 2 \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot H_0 \cdot f \cdot \cos \theta$$

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].
- $\cos \theta$ 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 , cioè è l'area fisica per il numero di spire.

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

$$\frac{V}{H_0} = 2 \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot f \cdot A_e$$

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 mostra chiaramente il problema principale del loop alle basse frequenze: se f tende a zero anche la tensione ai capi del loop tende a zero. Volendo quindi aumentare l'intensità del flusso magnetico, essendo 2π costante non potendo aumentare l'area del loop sarà necessario agire sulla permeabilità magnetica del mezzo e quindi andare ad aumentare μ su μ_0 usando un nucleo del loop di materiale ferromagnetico oppure aumentando A_e agendo su N .

Da qui si deduce che una possibile antenna realizzabile per le ULF è il Coil a Induzione (Induction Coil).

9.4 Induction Coil

Un coil ad induzione magnetica non è null'altro che una bobina formata da molte centinaia di spire di conduttore metallico avvolte attorno ad un nucleo di materiale ferromagnetico ad altissimo μ .

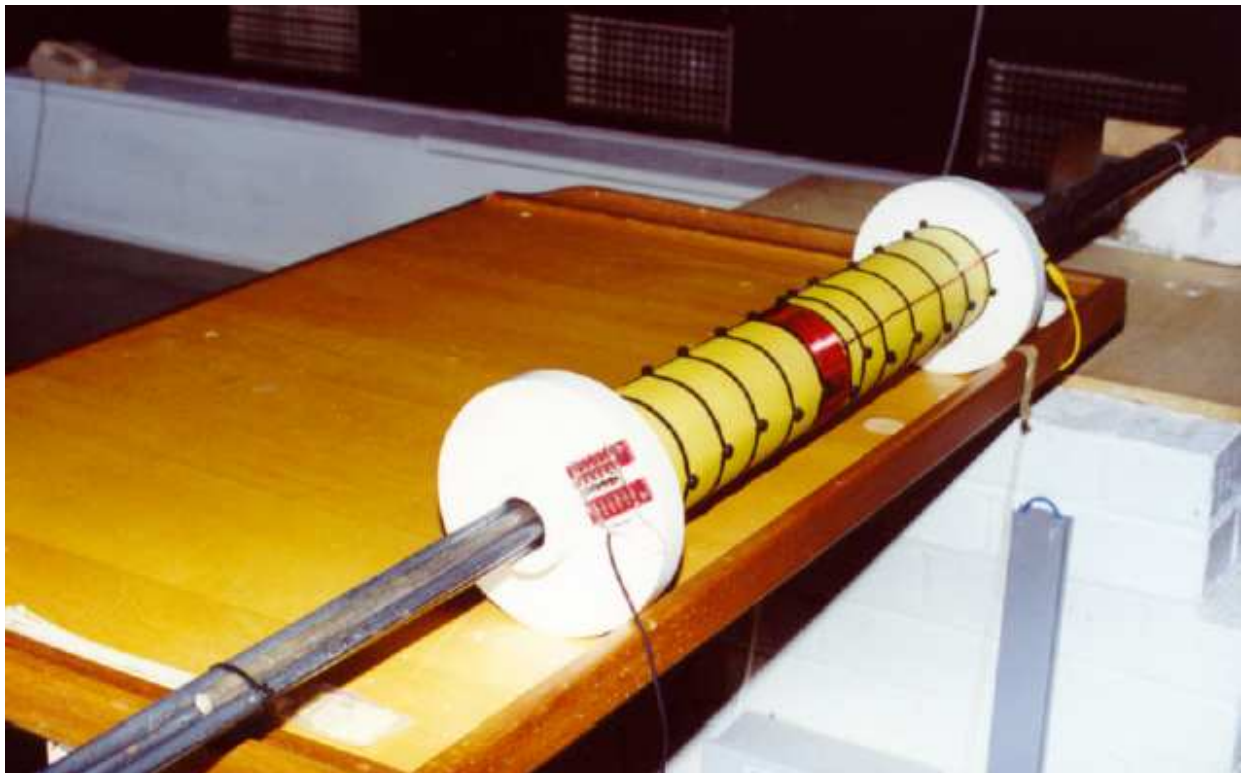


Fig.9.3 Un Coil ad induzione magnetica.

Il coil lavora immerso nel campo magnetico terrestre (Fig. 9.4) e insieme al ricevitore ULFO dovrebbe servire a studiarne le eventuali anomalie del campo in occasione di particolari fenomeni fisici.

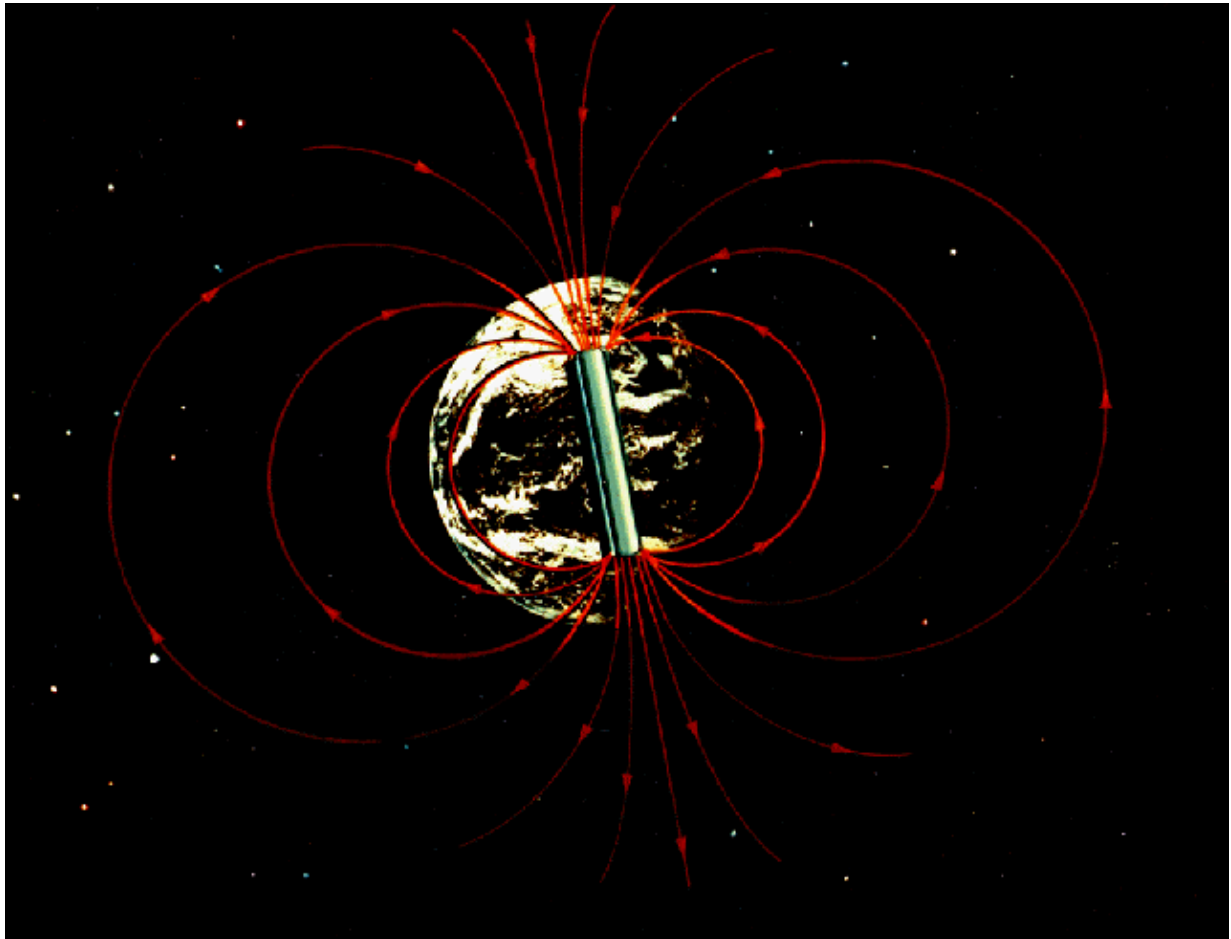


Fig.9.4 Campo magnetico terrestre.

Come dimostrato al paragrafo precedente la scelta del nucleo ferromagnetico si dimostra di fondamentale importanza, sia per l'area efficace dell'antenna a coil e quindi per il suo guadagno, sia per il costo molto elevato che materiali di questo tipo hanno sul mercato e che vanno a incidere pesantemente sul costo dell'antenna.

Il nucleo può essere realizzato in diversi modi, con delle striscie (Fig. 9.5) di materiale o con delle vergelle cilindriche.

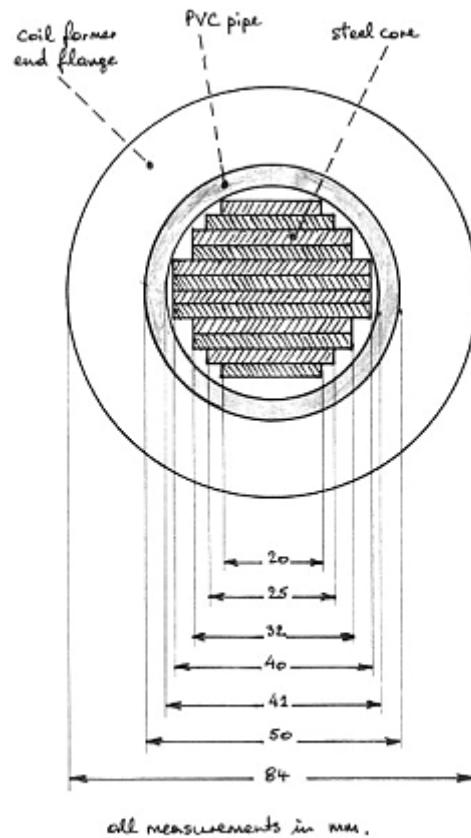


Fig.9.5 Nucleo a striscie sovrapposte di materiale ferromagnetico.

In questa prima fase il lavoro si è quindi concentrato sulla ricerca dei materiali per la realizzazione del nucleo essendo essi i più critici per la realizzazione del coil. Di seguito vengono elencati alcuni di questi materiali con le rispettive proprietà ferromagnetiche.

Materiali	Intensità di B (Gauss)	Permeabilità magnetica mezzo μ	Costi
Acciai speciali	6000 Gauss	800÷1200	Medi
Permalloy®	40 Gauss @60Hz	50.000÷65.000	Alti
Mumetal®	100 Gauss	70.000	Alti
Alloy48®	2000 Gauss @60Hz	50.000÷11.000	Alti
Amorphus®	Ceramica amorfa	60.000	Alti

Occorre tenere presente che la permeabilità magnetica del mezzo dipende ovviamente dalla intensità del campo magnetico in cui esso è immerso. I

dati sono stati acquisiti dai Data Sheet forniti dalle ditte produttrici di questi materiali speciali.

Quindi un buon coil, dovrà avere il giusto compromesso tra numero di spire, essendo la tensione totale presente ai capi del coil, secondo il principio di sovrapposizione degli effetti, la somma delle tensioni presenti su ogni singolo loop, e il μ (permeabilità magnetica) del nucleo ferromagnetico, essendo la tensione anche proporzionale alla frequenza con cui cambia la quantità di flusso che attraversa la superficie. Dalle analisi si è arrivati a fissare questi due dati per le ULF nell'ordine di 30,000 spire e un

$$kr_{Min} = 5000 \text{ .}$$

Le tipologie realizzative di Induction Coil investigate sono le seguenti. La prima è di tipo economico .Qualitativamente essa garantisce buoni risultati ed è realizzata e progettata da Hans Michlmayr, sperimentatore australiano [Rif.7].Il nucleo è realizzato in strisce di larghezza variabile di acciaio speciale ($\mu \approx 1000$) in modo da costituire una barra cilindrica (Fig 9.5 e 9.6), le barre possono essere isolate l'una dall'altra per garantire una corrente indotta maggiore .



Fig.9.6 Nucleo a strisce sovrapposte di materiale ferromagnetico.

Il nucleo ha la lunghezza totale di circa 2 metri ma solo su una lunghezza di 800 mm vengono avvolte 65,000 spire di filo di rame smaltato da 0.3mm di diametro.

Un primo punto di presa del segnale è stato effettuato a 31,500 giri ed un secondo e ultimo a 65,000 giri.

A prodotto finito la resistenza totale della bobina si è dimostrata essere di $3.60K\Omega$ e la sua induttanza di 10.52 H.

Al fine di proteggere l'avvolgimento dagli agenti atmosferici per un eventuale installazione esterna il coil è stato inserito in un tubo plastico (Fig.9.7).



Fig.9.7 Il coil finito.

La realizzazione, testata sul campo nel deserto australiano e quindi lontano da interferenti E.M.I. , ha presentato una frequenza di lavoro tra $0.1 \div 150$ Hz un'ottima sensibilità e un guadagno rispetto a un'antenna marconi nell'ordine di qualche decina di dB. Il secondo prototipo è quello realizzato dal gruppo di Kalmunda nell'Ovest Australia [Rif.7], già mostrato in figura 9.3.



Fig.9.8 Il coil del gruppo di Kalamunda.

Il nucleo è formato da 4 vergelle cilindriche di ferro lunghe 3 metri e di diametro 12mm e da 3 vergelle cilindriche di Permalloy® lunghe 610mm e di 12,7 mm di diametro.

Un nucleo promiscuo così composto garantisce alte proprietà magnetiche e contiene i costi. Quindi su una barra vuota di 63 mm di diametro vengono avvolte 100,000 spire di filo di rame isolato (poliestere), la lunghezza complessiva dell'avvolgimento è alla fine di 14 Km.

Ogni 6 strati si deposita uno strato isolante, il primo di materiale plastico a 18,000 giri, il secondo a 50,000 giri di tipo cartaceo il terzo a 70,000 sempre cartaceo e gli ultimi due a 85,000 e a 95,000 di un materiale isolante particolare il DMD 0222 utilizzato nella realizzazione dei trasformatori per alta tensione.

L'avvolgimento è formato da 5 coil di piccole dimensioni uniti tra di loro a tal fine anche il segnale viene prelevato in 5 punti dell'avvolgimento: a 28,000 giri a 56,000 giri a 80,000 giri a 88,000 giri e a 100,000 giri.

Alla fine la resistenza totale dell'avvolgimento è così determinata:

Coil	Numero Spire	Impedenza Ω
Coil 1	28,000	1,139
Coil 2	28,000	1,308
Coil 3	24,000	1,244
Coil 4	8,000	443
Coil 5	12,000	687
TOTALE	100,000	4812Ω

Al fine di poter calibrare il coil vengono avvolti sulla sua superficie esterna 41 giri di filo di rame diametro 1mm che tramite generatore di funzioni e oscilloscopio permetteranno l'esatta taratura del coil.

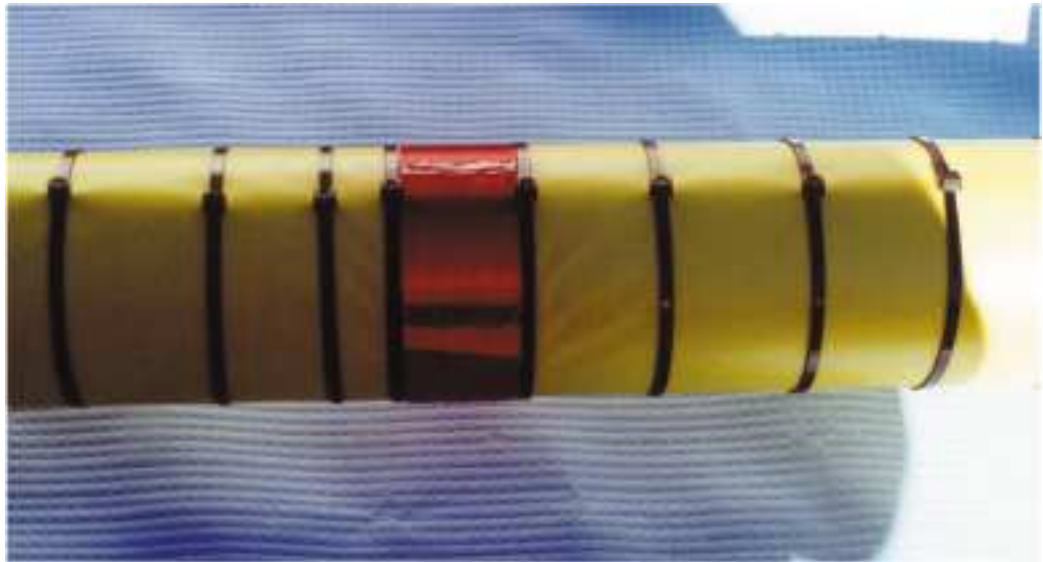


Fig.9.9 Avvolgimento per la calibrazione.

La prove effettuate su questo tipo di coil garantiscono la rivelazione di variazioni del campo magnetico terrestre nell'ordine dei pT (pico Tesla).

Rispetto allo scopo di questo progetto, il coil di Kalamunda potrebbe essere ulteriormente affinato con un adeguata termostatazione, al fine di eliminare fastidiosi drift termici.

Per ottenere ciò si potrebbe inserire il coil all'interno di un tubo di materiale plastico (da sconsigliarsi il PVC) riempito di poliuretano espanso o di resine fenoliche per rendere l'ambiente il più isolato possibile dalle variazioni di temperatura.

A sua volta il tubo potrebbe essere ricoperto da più strati di rete metallica, opportunamente aperta ai lati per evitare di cortocircuitare il loop, al fine di eliminare la componente elettrica del campo indotto.

Conclusioni

La fase progettuale del ricevitore U.L.F.O. ha impegnato circa cinque mesi, l'intero periodo è stato trascorso presso l'Istituto di Radioastronomia del C.N.R. di Medicina durante il quale insieme all'ing. Jader Monari e all'ing. Marco Poloni si è cercato di risolvere tutte le problematiche che possono influenzare un ricevitore per bassissime frequenze e quindi trovare le più adatte soluzioni.

Uno dei problemi principali è stato proprio la mancanza totale di bibliografia riguardante questa parte dello spettro radio.

Spesso si è dovuti ricorrere direttamente a quei pochi ricercatori che si interessano di ULF, per avere un valido raffronto.

La scelta della modulazione Lock In dovrebbe garantire la possibilità di rivelare quei segnali che fino ad ora rimanevano immersi nella componente di rumore strumentale e quindi permettere di ricevere anche le più piccole anomalie elettromagnetiche legate a questa banda di frequenza di cui si è ampiamente parlato nel capitolo 1.

Massima cura è stata posta nel progetto di tutti quei componenti utili per garantire immunità alle EMI, dai filtri selettivi per l'eliminazione della 50 Hz all'alimentazione studiata ad hoc distribuzione elettrica.

Il sistema di correlazione, già impiegato nel progetto E.L.F.O., si dovrebbe rivelare un importante alleato in fase di osservazione per rendere insensibile il sistema a disturbi di carattere locale e costituisce inoltre un ottimo allarme per discriminare le memorizzazioni dei dati ai soli segnali sospetti.

L'antenna di tipo Induction Coil dovrebbe garantire alta sensibilità e buoni guadagni per il ricevitore in oggetto.

Si ritiene, pertanto, che gli obiettivi fissati inizialmente siano stati raggiunti in modo soddisfacente, il progetto è completo in ogni sua parte e risulta validato nel funzionamento dalle simulazioni effettuate mediante Pspice®. Resta solo quindi da realizzare un primo prototipo da affinare ulteriormente con le prove sul campo per poi eventualmente iniziare una piccola realizzazione in serie

che potrebbe essere utile laddove esistono già delle stazioni di osservazione sismica e per lo studio dei fenomeni legati all'emissione elettromagnetica in questa banda di frequenza.

Bibliografia

[Rif.1]

Ezio Roberto Mognaschi: Teoria della precursione sismica elettromagnetica .

[Rif.2]

Andrea Cremonini: Tesi di Laurea.

[Rif.3]

C. Vignali (I4VIL):Radio Rivista 10/2002-Ricevitori a rivelazione Sincrona

F.P.Panter:Modulation-Noise and Spectral analysis – Mc Graw Hill 1985

[Rif.4]

Monari-Guidi-Poloni : Circuito di riferimento per Mod/Dem Lock In

[Rif.5]

William E. Payne (N4YWK): Sensitivity of Multi Turn Receiving Loops

[Rif.6]

Hans Michlmayr (VK6ZT): Ulf Induction Coil

Renato Romero (IK1QFK): www.vlf.it- Articoli vari

[Rif.7]

Arie Verveer: University of Australia- Induction Magnetometer

[Rif.8]

Giacomo Balboni: Relazione di tirocinio

[Rif. 9]

Marco Poloni: Tesi di Laurea

Thanks:

Papà, Mamma

Chiara

Guglielmo Marconi (Inventore della radio)

Dott. Ing. Jader Monari e Dott. Ing. Marco Poloni

Dott. Ing. Davide Dardari

Istituto di Radioastronomia C.N.R. Stazione Croce del Nord Medicina-
BO:

Dott. Ing. Stelio Montebugnoli e lo Staff

Anna e Assunta

Renzo Cabassi e Massimo Silvestri del CIPH

Prof. Enzo Mognaschi, INFN , Università di Pavia