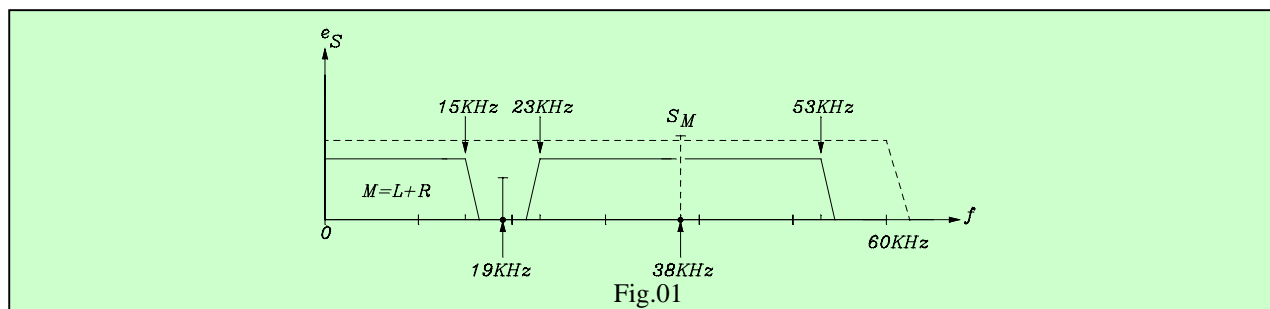


UN CODIFICATORE STEREOFONICO per Radio Libere F.M.

Prima di addentrarci nella progettazione del circuito accenniamo a qualche nozione teorica che reputiamo strettamente necessaria per la comprensione del lavoro che andremo a sviluppare.

Un po' di Teoria¹

La trasmissione in stereofonia si propone di trasmettere non solo l'**informazione** del messaggio vocale o musicale, ma anche, in un certo modo, la **sensazione spaziale** e direzionale del messaggio stesso per creare un **"effetto presenza"** il più naturale possibile della sua sorgente. Poiché questo metodo di trasmissione è stato introdotto successivamente nella modulazione delle radioaudizioni circolari e dell'audio delle trasmissioni televisive, esso deve rispettare alcune condizioni di compatibilità con le altre caratteristiche già esistenti. In particolare la compatibilità impone che un programma trasmesso in stereofonia debba poter essere ricevuto dai ricevitori monofonici e che i ricevitori stereofonici debbano poter ricevere i programmi trasmessi in monofonia. Il problema nato da questo doppio vincolo di compatibilità è stato risolto più o meno felicemente in tanti modi (sistema Crosby, sistema Philips, sistema svedese ecc...). Tra queste soluzioni vi è quella studiata e realizzata dalle ditte General Electric e Zenith, che è basata su una trasmissione a portante soppressa e che ha dato i migliori risultati. Ora è generalmente adottata (sistema acquisito in U.S.A. dall'F.C.C., Federal Communication Commission: comitato per le norme di radiodiffusione). In Fig.01 è riportata la stilizzazione dello spettro del segnale completo F.C.C. Il tratteggio rappresenta l'andamento del filtro Passa-Basso che verrà adottato.



Chiamiamo con "L" e "R" i messaggi sinistro (Left) e destro (Right) e consideriamoli, per semplicità, come segnali monotoni sinusoidali:

$$L = A_L \sin \omega_L t; \quad R = A_R \sin \omega_R t \quad (01)$$

dove A_L e A_R rappresentano le ampiezze (i volumi) mentre ω_L e ω_R rappresentano le frequenze (i toni) dei due messaggi. Nel sistema F.C.C. il segnale, che viene chiamato **Multiplex**, è composto da tre componenti informative distinte. Esse sono:

1) il **Segnale Mono M**: $M = L + R$. E' la somma dei Canali Sinistro e Destro, con la quale si ottiene la composizione totale del segnale in monofonia. Questo segnale soddisfa la compatibilità e viene trasmesso in banda fonica (Bassa Frequenza). Esso è espresso da:

$$M(t) = A_L \sin \omega_L t + A_R \sin \omega_R t$$

2) il **Segnale Pilota P**: E' un segnale ad una frequenza ω_0 pari a $19\text{KHz} \pm 1\text{Hz}$, che viene trasmesso continuamente per concretizzare la corretta fase della sottoportante soppressa a frequenza $2 \cdot \omega_0$, istante per istante, quando viene ricostituita in ricezione:

¹ Principale testo di consultazione:

Ir.W.P. Neidig, P.W. Zwollo – RADIOSTEREOFONIA – Biblioteca Tecnica Philips – Ed. C.E.L.I. - 1971

$$P(t) = P \sin \omega_0 t$$

3) il **Segnale Stereo S**: $S = L - R$. E' la differenza tra i Canali Sinistro e Destro:

$$S(t) = A_L \sin \omega_L t - A_R \sin \omega_R t .$$

Questo segnale S modula in **A.M.-P.S.** (Modulazione d'Ampiezza a Portante Soppressa) una sottoportante a frequenza $2 \cdot \omega_0$ (pari a $38KHz \pm 2Hz$) e dà luogo all'espressione:

$$S_m = A_0 (A_L \sin \omega_L t - A_R \sin \omega_R t) \cdot \sin 2\omega_0 t \tag{02}$$

che porta tutta l'informazione stereo.

Il **segnale Multiplex totale** $e_s(t)$ sarà, allora, formato dalle tre componenti:

$$e_s(t) = M + P + S_m$$

come descritto nello spettro stilizzato in Fig.01. In formule:

$$e_s(t) = (A_L \sin \omega_L t + A_R \sin \omega_R t) + P \sin \omega_0 t + A_0 (A_L \sin \omega_L t - A_R \sin \omega_R t) \cdot \sin 2\omega_0 t \tag{03}$$

Riportiamo, ora, alcuni grafici significativi, prodotti con un programma di simulazione.

Nei diagrammi di Fig.02 e Fig.03 sono riportati, come esempio, rispettivamente l'andamento sull'asse temporale di una modulazione stereo al 100% con un Segnale Sinistro a 3000Hz e un Segnale Destro a 1000Hz e il suo effettivo spettro sull'asse delle frequenze.

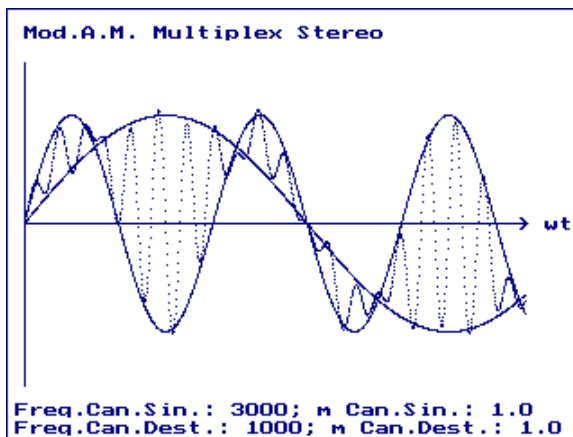


Fig.02

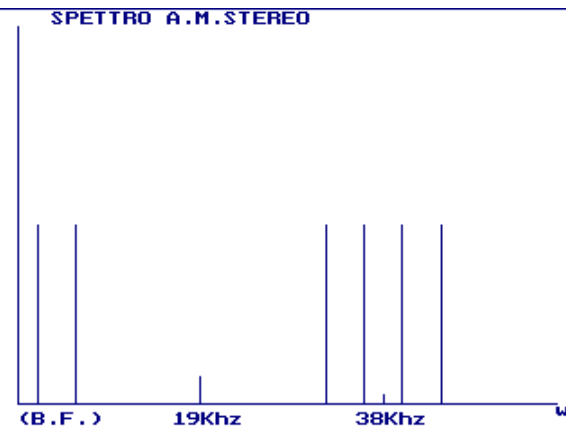


Fig.03

Le Figure da (04) a (07) evidenziano varie altre situazioni di modulazione, alcune delle quali, molto importanti per la taratura e la messa a punto del Codificatore.

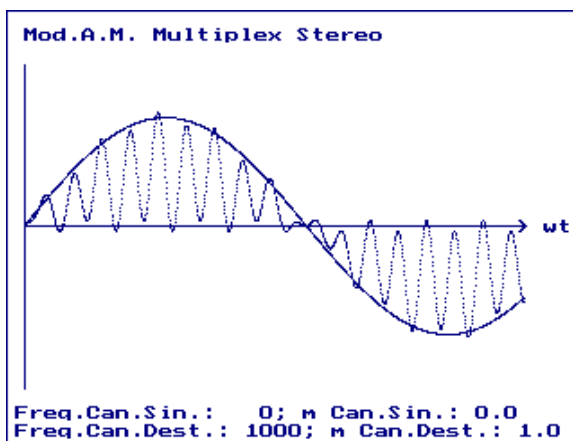


Fig.04

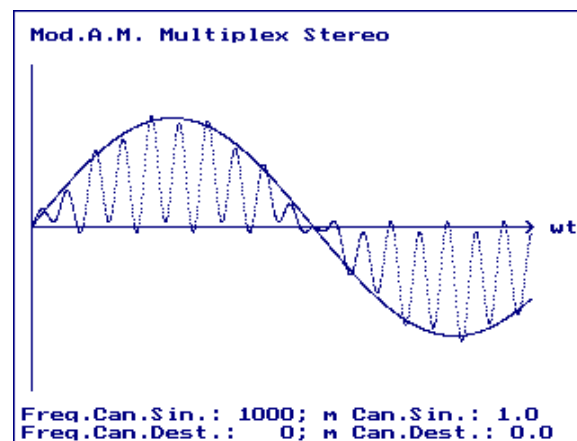


Fig.05

Le Figg. (04) e (05), in particolare, mostrano la modulazione al 100% di un suono puro a 1000Hz proveniente, rispettivamente, da destra e da sinistra. Apparentemente i due segnali sembrano uguali. Per distinguerli si deve stare attenti ai picchi più alti (in valore assoluto), per esempio quelli sull'asse ωt nel primo semiperiodo. Per il *canale destro*, essi saranno seguiti da picchi più alti, in valore assoluto (diremmo: alto-alto, basso-basso), per il *canale sinistro*, invece, essi saranno seguiti da picchi più bassi (qui diremmo: alto-basso, basso-alto). Questo è un metodo empirico per distinguere, su un oscilloscopio, un canale dall'altro.

La Figura (06), similmente alla (02), mostra la situazione generale di due segnali diversi in frequenza e ampiezza: in questo caso, il Canale Sinistro a 4000Hz modula la Sottoportante al 50% mentre il Canale Destro a 2000Hz modula al 100%. A fianco osserviamo lo spettro risultante.

La Figura (07) mostra invece la situazione di assenza di messaggi; in questo caso vi è solo la portante Pilota, che informa il Ricevitore che si è in presenza di una trasmissione Stereo momentaneamente senza segnale e che fa funzionare l'indicatore di stereofonia (accendere un LED per esempio).

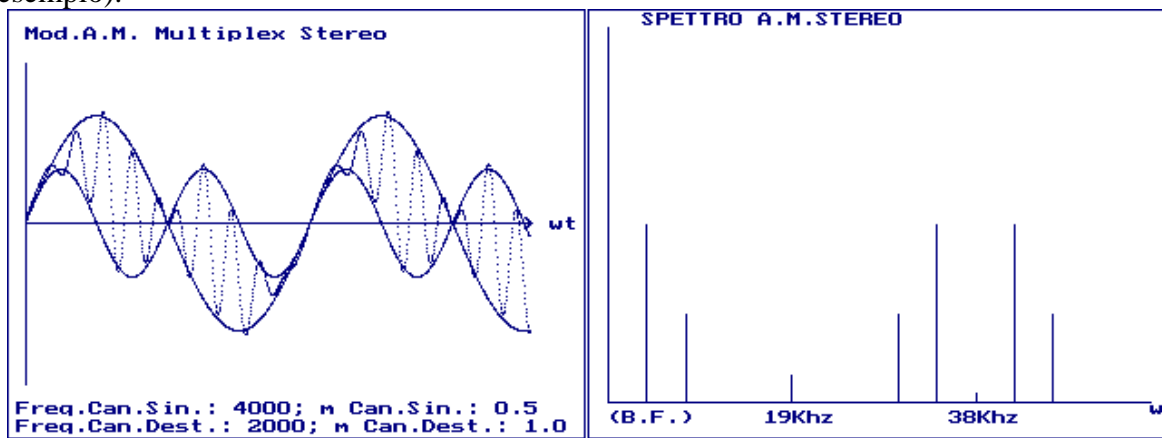


Fig.06

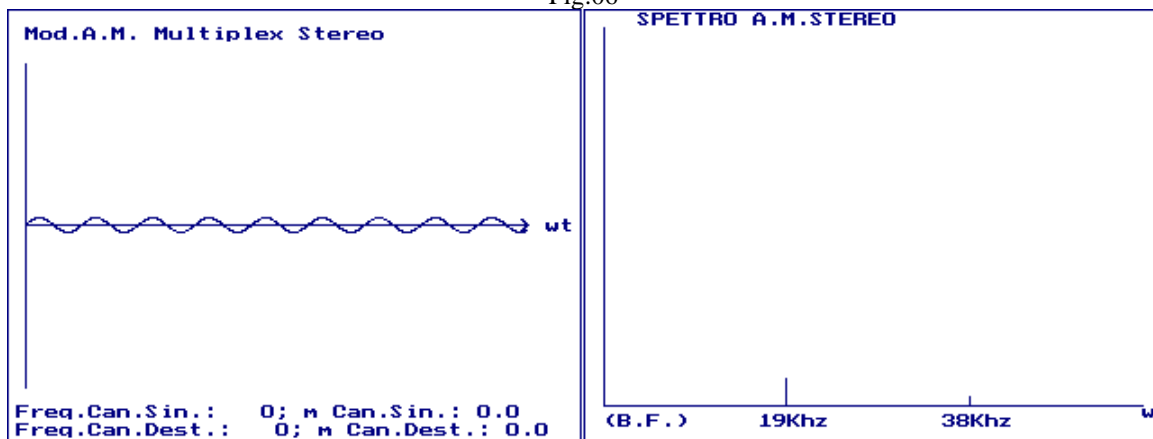


Fig.07

L'intero **Segnale Multiplex** di Fig.01 andrà, a sua volta, a modulare, solitamente in **M.F.** (Modulazione di Frequenza), una portante **R.F.** di trasmissione.

Vi sono norme severe cui devono sottostare le relazioni che legano le Ampiezze di A_L , A_R , P e A_0 per evitare rumore e sovramodulazioni. Ad esempio la portante Pilota non può modulare al di sopra del 10% dell'intero Segnale. In Modulazione di Frequenza ciò significa che la portante Pilota può provocare al massimo un $\Delta f \leq 7,5Kc / s$ se la massima deviazione è: $\Delta f_{max} = 75Kc / s$.

In Ricezione

Se il ricevitore è Monofonico, esso rivelerà soltanto la banda fonica (B.F.) in cui è dislocato il messaggio "**Mono**" (che è dato, come sappiamo, dalla somma dei canali sinistro e destro: $M = L + R$).

Se il ricevitore è Stereofonico, esso è dotato di *decodificatore Multiplex* da cui si estraggono i canali Sinistro e Destro mediante composizione e scomposizione di M e di S , ossia:

$$\begin{aligned}
 M + S &= (L + R) + (L - R) = 2L \quad (\text{Canale Sinistro}) \\
 M - S &= (L + R) - (L - R) = 2R \quad (\text{Canale Destro})
 \end{aligned}
 \tag{04}$$

I risultati $2 \cdot L$ e $2 \cdot R$ rappresentano le due informazioni Audio Sinistra e Destra che danno la sensazione della Stereofonia.

IL PROGETTO DEL CODIFICATORE STEREO

(Prototipo realizzato alla fine degli anni '70 come componente di Stazioni Radio Libere)

Ci siamo proposti di progettare e costruire un Codificatore (Encoder) Stereo secondo gli standard F.C.C. Sono varie le soluzioni attuabili per la sua realizzazione: noi abbiamo scelto il circuito fondato sul sistema a commutazione, perché è il meno complesso e il più facile ad essere costruito ed anche perché è facile la sua calibratura necessitando di attrezzature non molto sofisticate. In fondo per la sua messa a punto bastano solo un tester, un oscilloscopio e un generatore di segnale B.F. E' auspicabile, però, avere a disposizione un Ponte RCL necessario per la taratura delle induttanze. Lo schema a blocchi di Fig.08 mostra la sua struttura in generale.

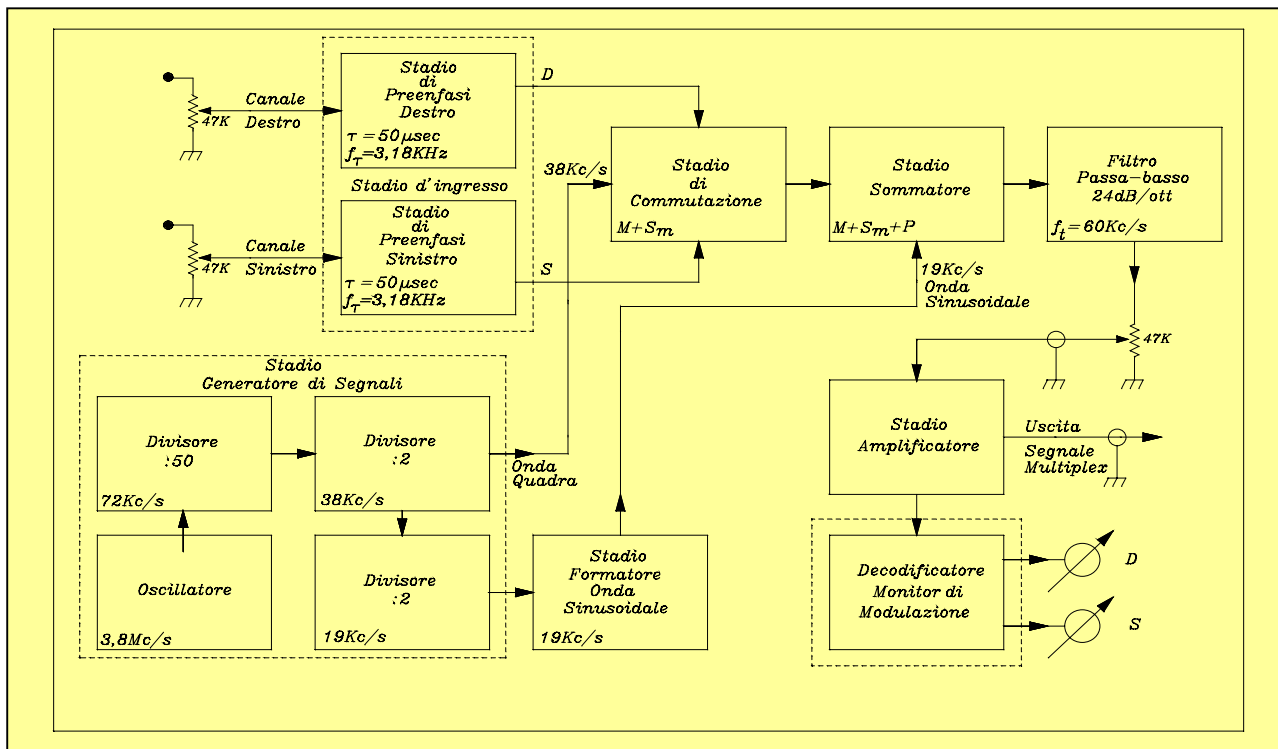


Fig.08

Analizziamo i vari blocchi (nella descrizione di alcuni di essi saranno riportati i calcoli essenziali):

1) Stadio d'ingresso. L'ingresso è formato da due amplificatori particolari che, oltre ad amplificare i segnali destro e sinistro, devono fornire la giusta preenfasi secondo le norme standard di trasmissione FM. Nelle trasmissioni Europee il tempo di preenfasi è di $\tau = 50 \mu\text{sec}$, corrispondente ad una frequenza di taglio $f_p = 3,18 \text{Kc/s}$. Questa normativa è stata soddisfatta applicando una adeguata controeazione di emettitore, applicando un gruppo con costante di tempo $\tau = RC$. Avendo adottato per $R = R_e$ un valore di $1,1 \text{K}\Omega$ otteniamo, dalla nota espressione:

$$f_p = \frac{1}{2\pi RC}$$

il valore di C:

$$C = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{6,28 \cdot 3,18 \cdot 1,1} \cong 47nF$$

2) Stadio di commutazione. I segnali *S* e *D* preenfattizzati, entrano nel commutatore formato dall'integrato **CD4007**. Questo integrato è dotato di quattro interruttori interni opposti a due a due e di un invertitore di fase.

Una coppia di questi interruttori è pilotata dal segnale di commutazione a $38KHz$ e l'altra coppia è pilotata dallo stesso segnale in opposizione di 180° . In questo modo i segnali *S* e *D* vengono campionati alla frequenza di $38Kc/s$.

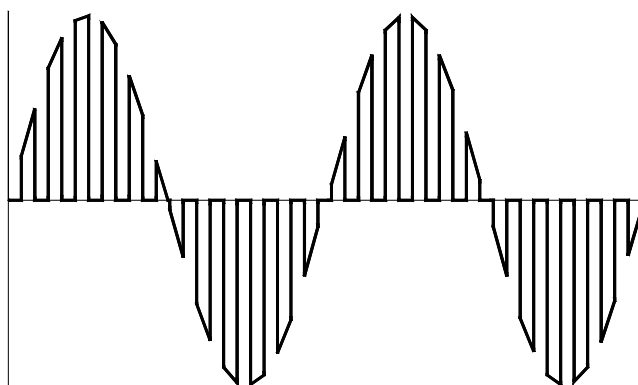


Fig.09

Nella fig.09, che per semplicità di disegno rappresenta la presenza di un solo segnale mentre l'altro è nullo, si osserva l'effetto della commutazione. Il segnale campionato che ne deriva ha già in sé essenzialmente $M+Sm$. Basta confrontarlo con le Fig.04 e 05.

3) Stadio Generatore di Segnali. E' composto da quattro circuiti:

1) Circuito Oscillatore con quarzo a $3,8MHz$. Utilizza l'integrato **74LS00**.

2) Circuito divisore per 50. Produce un segnale ad onda quadra di $72KHz$. Utilizza 2 integrati biquinari divisori per dieci (**7490**), di cui uno divide solo per cinque.

3) 1° circuito divisore per due ($\frac{1}{2}$ **74107**). Produce il segnale a $38KHz$ in onda quadra simmetrica (sottoportante per la modulazione) che fornisce la commutazione al commutatore.

4) 2° circuito divisore per due ($\frac{1}{2}$ **74107**). Produce il segnale di $19KHz$ a onda quadra simmetrica.

4) Stadio Formatore d'Onda sinusoidale. Un circuito risonante a $19Kc/s$ formato da un'induttanza di $70mH$ (regolabile) e una capacità di $1nF$, estrae la frequenza fondamentale dall'onda quadra, rendendola sufficientemente sinusoidale. Segue un amplificatore.

5) Stadio Sommatore. Qui avviene la somma del segnale $M+Sm$, che proviene dal commutatore, con il segnale sinusoidale *P* a $19KHz$ (segnale pilota).

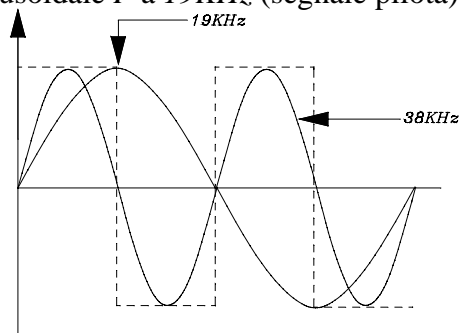


Fig.09a

Poiché secondo la normativa F.C.C. il segnale pilota non può modulare la portante più del 10% vi è un trimmer che bisogna regolare in fase di taratura.

Le specifiche della F.C.C. sono rigide per quanto riguarda la fase tra la sottoportante e il segnale pilota. La Fig.09a mostra come deve essere la sovrapposizione delle due frequenze con la giusta fase. La linea tratteggiata rappresenta l'onda quadra di commutazione a 38KHz.

La taratura della fase sarà fatta comparando la frequenza Pilota a 19KHz con l'onda quadra a 38KHz.

6) Filtro Passa-Basso. Questo filtro è necessario per eliminare tutte le armoniche superiori prodotte dalla commutazione.

Poiché vi è da considerare che l'occupazione di banda, a causa della banda laterale superiore della modulazione, giunge fino a 53Kc/s e dovendo il filtro tagliare la **seconda armonica** della frequenza di commutazione (76Kc/s), abbiamo deciso di porre la frequenza di taglio al valore di 60Kc/s.

Progettazione del filtro passa basso con pendenza -24dB/ott, e con $f_t=60KHz$.

Utilizziamo un filtro secondo la configurazione di Butterworth perché ci fornisce la massima piatezza nella zona chiara. Inoltre quanto più è alto l'ordine "n" tanto più il diagramma si avvicina all'andamento del filtro ideale, avendo sempre a $-3dB$ la frequenza di taglio superiore f_t . La pendenza oltre la frequenza di taglio è pari a **6dB/ottava** moltiplicata per il numero "n" del filtro.

Essendo quindi **24dB=6dB*4** il filtro deve essere del **4° ordine**. Adoperiamo perciò due cellule del 2° ordine, disaccoppiate tra loro mediante un transistor con configurazione a collettore comune (uscita di emettitore). Per un discreto adattamento d'impedenza del filtro con l'emettitore poniamo $R_a=R_b=560ohm$. (Fig.10).

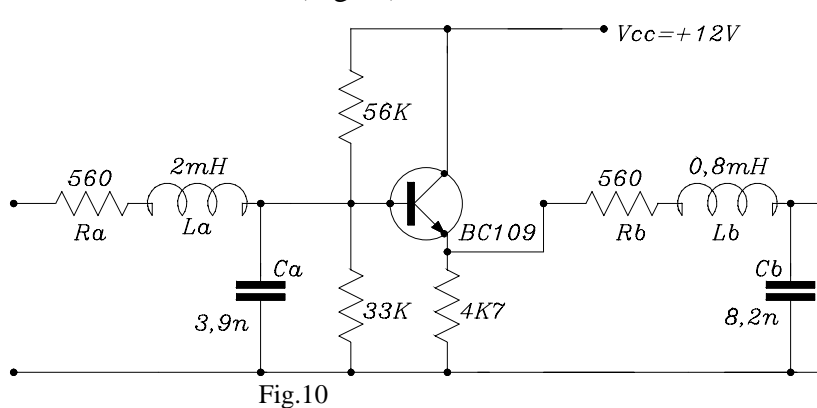


Fig.10

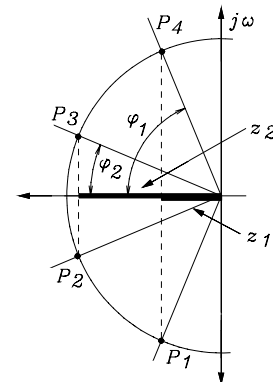


Fig.11

Poiché il filtro è del 4° ordine, il **semicerchio** nel piano complesso impegnato dall'asse *orizzontale negativa* deve essere diviso in quattro parti, per cui ogni angolo α dovrà avere il valore di:

$$\alpha = \frac{180^\circ}{4} = 45^\circ;$$

con l'angolo che fiancheggia l'asse *verticale* diviso in due parti (come in Fig.11), ossia:

$$\frac{\alpha}{2} = 22,5^\circ;$$

Questi angoli α individuano quattro raggi che collegano l'origine del cerchio con i punti $P1$, $P2$, $P3$, $P4$ sulla circonferenza di raggio unitario (*essi rappresentano i poli della funzione*). Si determinano, ora, gli angoli φ che formano detti raggi con l'asse orizzontale negativo

$$\varphi_1 = 180^\circ - \left(90^\circ + \frac{\alpha}{2}\right) = 180^\circ - 112,5^\circ = 67,5^\circ;$$

$$\varphi_2 = 180^\circ - \left(90^\circ + \alpha + \frac{\alpha}{2}\right) = 180^\circ - 157,5^\circ = 22,5^\circ;$$

da cui si ricavano i coefficienti di smorzamento z_1 e z_2 (proiezioni dei raggi sull'asse orizzontale)

i cui valori andranno inseriti nella **funzione di trasferimento $F(s)$ di Butterworth:**

$$z_1 = \cos 67,5^\circ = 0,382$$

$$z_2 = \cos 22,5^\circ = 0,923$$

(05)

Dimensioniamo finalmente i componenti del filtro. La funzione di trasferimento di Butterworth del 4° ordine è espressa da:

$$F(s) = \frac{\omega_0^4}{(s^2 + 2z_1\omega_0s + \omega_0^2) \cdot (s^2 + 2z_2\omega_0s + \omega_0^2)}$$

Dalla risoluzione del partitore RLC con uscita su C, si ricava che i coefficienti dell'equazione di 2° grado generica risultano essere (le formule che seguono saranno giustificate in Appendice):

$$2z_1\omega_0 = \frac{R}{L}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad (06)$$

Perciò, le espressioni necessarie al nostro calcolo, per le nostre due equazioni di 2° grado, sono:

$$2z_1\omega_0 = \frac{Ra}{La}; \quad 2z_2\omega_0 = \frac{Rb}{Lb}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{La \cdot Ca} = \frac{1}{Lb \cdot Cb};$$

Procediamo, quindi, alla determinazione dei componenti:

1° cellula) $La = \frac{Ra}{2z_1\omega_0} = \frac{560}{2 \cdot 0,382 \cdot 6,28 \cdot 60 \cdot 10^3} \cong 2mH;$ $Ca = \frac{1}{\omega_0^2 La} \cong 3,9nF$

2° cellula) $Lb = \frac{Rb}{2z_2\omega_0} = \frac{560}{2 \cdot 0,923 \cdot 6,28 \cdot 60 \cdot 10^3} \cong 0,8mH;$ $Cb = \frac{1}{\omega_0^2 Lb} \cong 8,2nF$

Così il filtro è completamente definito. Il transistor, che nella configurazione a collettore comune ha un'alta impedenza d'ingresso e una bassa impedenza d'uscita, funziona come separatore tra i due elementi filtranti in modo che il secondo non carichi il primo. Il circuito è stato costruito e provato a parte in laboratorio ed ha fornito questi risultati:

fo = 59,6KHz (a -3dB), pendenza: 24dB/ottava

valori praticamente uguali a quelli richiesti.

7) Stadio Amplificatore. E' necessario per portare il segnale Multiplex al giusto valore per una buona modulazione F.M. ($\Delta f_m = 75Kc/s$) sull'utilizzatore adoperato (eccitatore F.M.).

8) Monitor. E' un circuito interno, ma separato (quasi fosse a simulare un ricevitore), basato sull'**MC1310 (SN76115)**, che decodifica il segnale Multiplex, fornendo su due strumenti a bobina mobile i valori istantanei dei canali destro e sinistro. Tarati adeguatamente, essi ci mostrano istante per istante l'andamento dei segnali "S" e "D" e ci forniscono le informazioni su eventuali sovramodulazioni. Un LED si illumina se la modulazione è correttamente in stereofonia.

SCHEMI ELETTRICI

In Fig.12 è riportato lo schema del Monitor FM-Stereo. E' disegnato intorno all'integrato MC1310. Contiene un trimmer di taratura per l'aggancio al segnale pilota e alla sottoportante. All'aggancio si accende il LED.

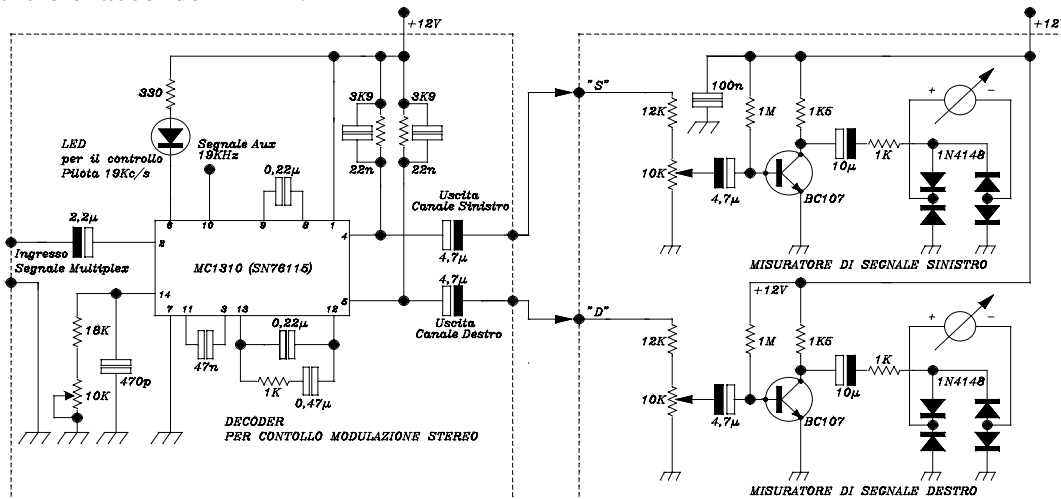


Fig.12

Le due uscite C.S. e C.D. vanno agli ingressi di due piccoli amplificatori, necessari per pilotare i due strumentini misuratori di segnale.

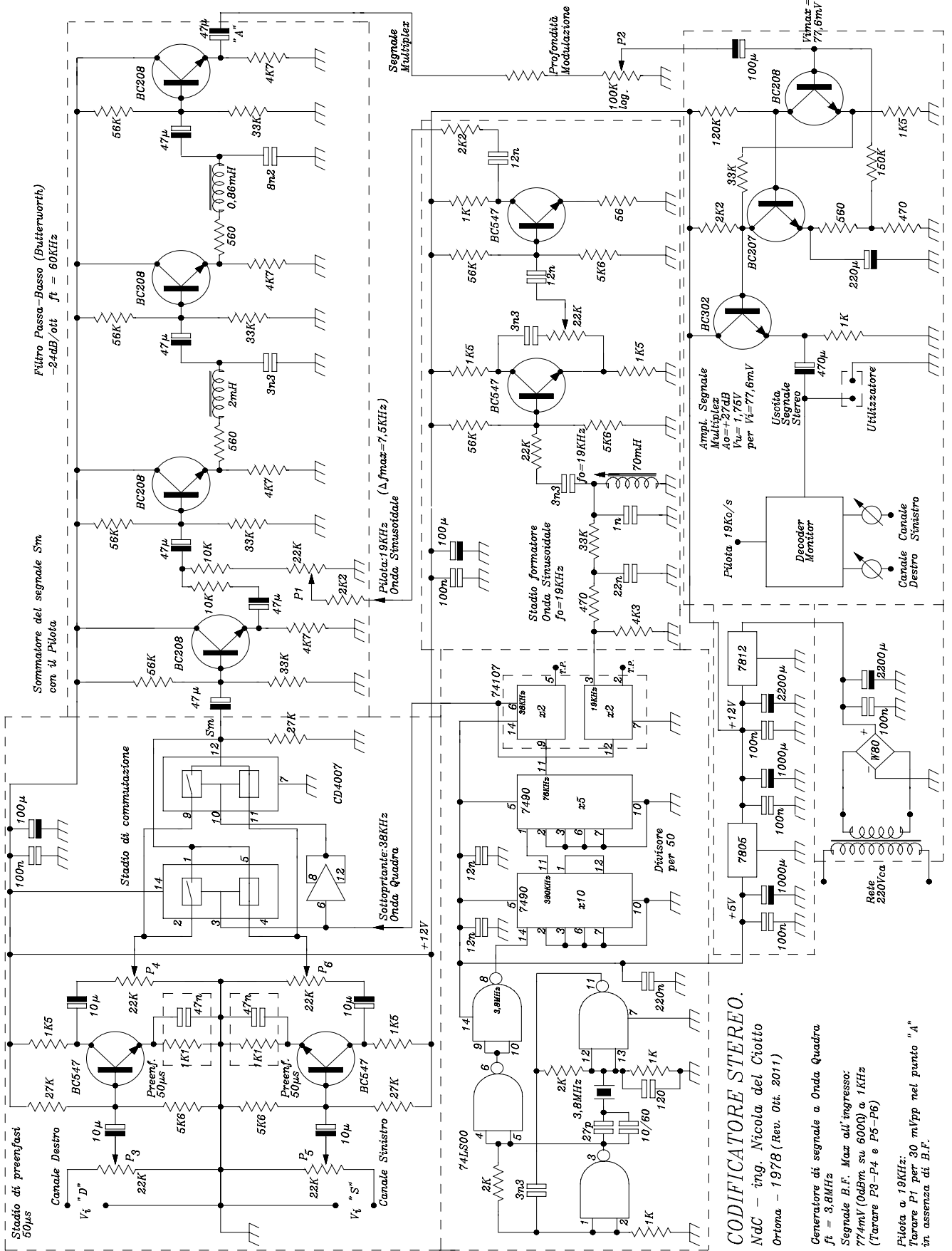


Fig.13

I due trimmer all'ingresso degli amplificatori servono per bilanciare le due letture con parità di segnali d'ingresso ed, in particolare, per posizionare le due lancette all'inizio della zona rossa quando siamo al massimo del segnale.



In fig.13 è riportato lo schema elettrico dell'intero codificatore. Le linee tratteggiate determinano generalmente i sei blocchi fondamentali, con alcune varianti non importanti (le alimentazioni, ad esempio).

Nella foto qui a lato sono riportati due componenti essenziali per il funzionamento del sistema: la bobina di accordo su 19Khz e il quarzo a 3,8MHz. La bobina è stata prelevata da uno stadio oscillatore di riga di un vecchio televisore. Poiché il suo accordo è su 15625Hz, è facile portarla a funzionare su 19KHz. Comunque è buona qualsiasi

induttanza accordabile tra 60mH e 80mH. Il quarzo, purtroppo, è un surplus e quindi di difficile reperimento: non ho ancora incontrato questo valore nei quarzi di attuale produzione commerciale.

Taratura e messa a punto.

Procediamo alla taratura:

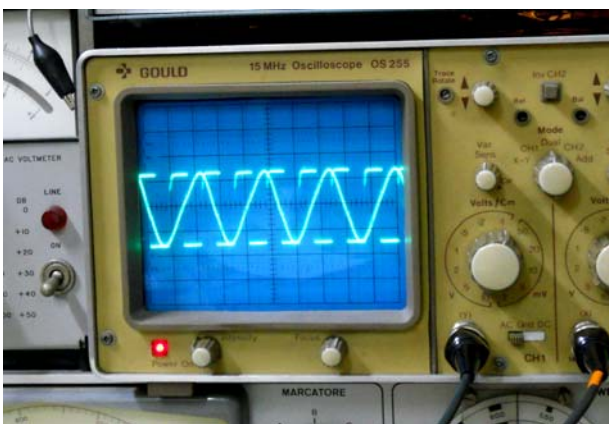
Regoliamo P1 per il giusto valore della portante P: di norma è sufficiente effettuare la regolazione finché non si accende il LED "Stereo".

Sull'oscilloscopio la sinusoide a 19Kc/s non deve avere un'ampiezza superiore al 10% dell'intero segnale Max.

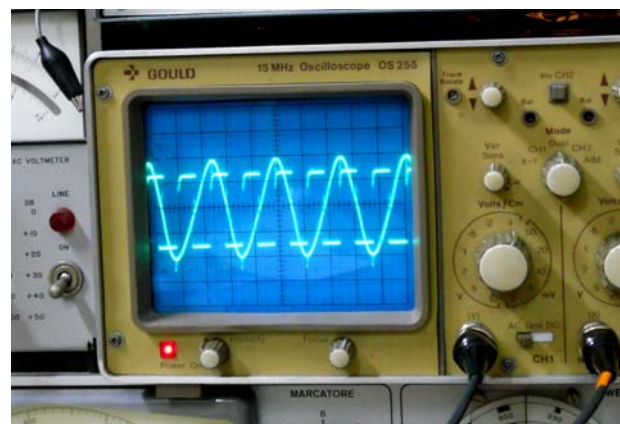
Regoliamo P3, P4, P5, P6 per un ottimale ed equilibrato valore dei due canali, agli ingressi del commutatore. Abbiamo abbondato in trimmer per una regolazione la più precisa possibile.

Regoliamo P2 per adattare il segnale Multiplex all'utilizzatore (ad es. al trasmettitore F.M.)

E' molto importante mettere in fase la sottoportante con il segnale pilota. Per far ciò utilizziamo un oscilloscopio a doppia traccia sui cui canali osserviamo l'onda quadra di commutazione e la sinusoide del segnale pilota, sovrapposti.



Condizione di fase errata tra sottoportante e pilota.



Condizione di fase giusta tra sottoportante e pilota

Un puntale deve essere posto sul piedino n° 6 dell'integrato 4007 per leggere l'onda quadra e l'altro sul cursore del trimmer P1 per leggere la sinusoide del pilota.. Il fronte di salita dell'onda quadra deve essere in linea con il picco positivo della sinusoide della frequenza Pilota.

Per aggiustare la fase è sufficiente agire sul nucleo di ferrite della bobina da 70mH regolando fino ad ottenere la condizione ottimale (foto n° 2).

CIRCUITI STAMPATI

Qui di seguito sono forniti i piani di montaggio dei vari circuiti. Le linee tratteggiate rappresentano i collegamenti filari tra i vari punti della piastra. (Queste piastre, ricostruite recentemente, fanno parte della versione aggiornata nel 1982).

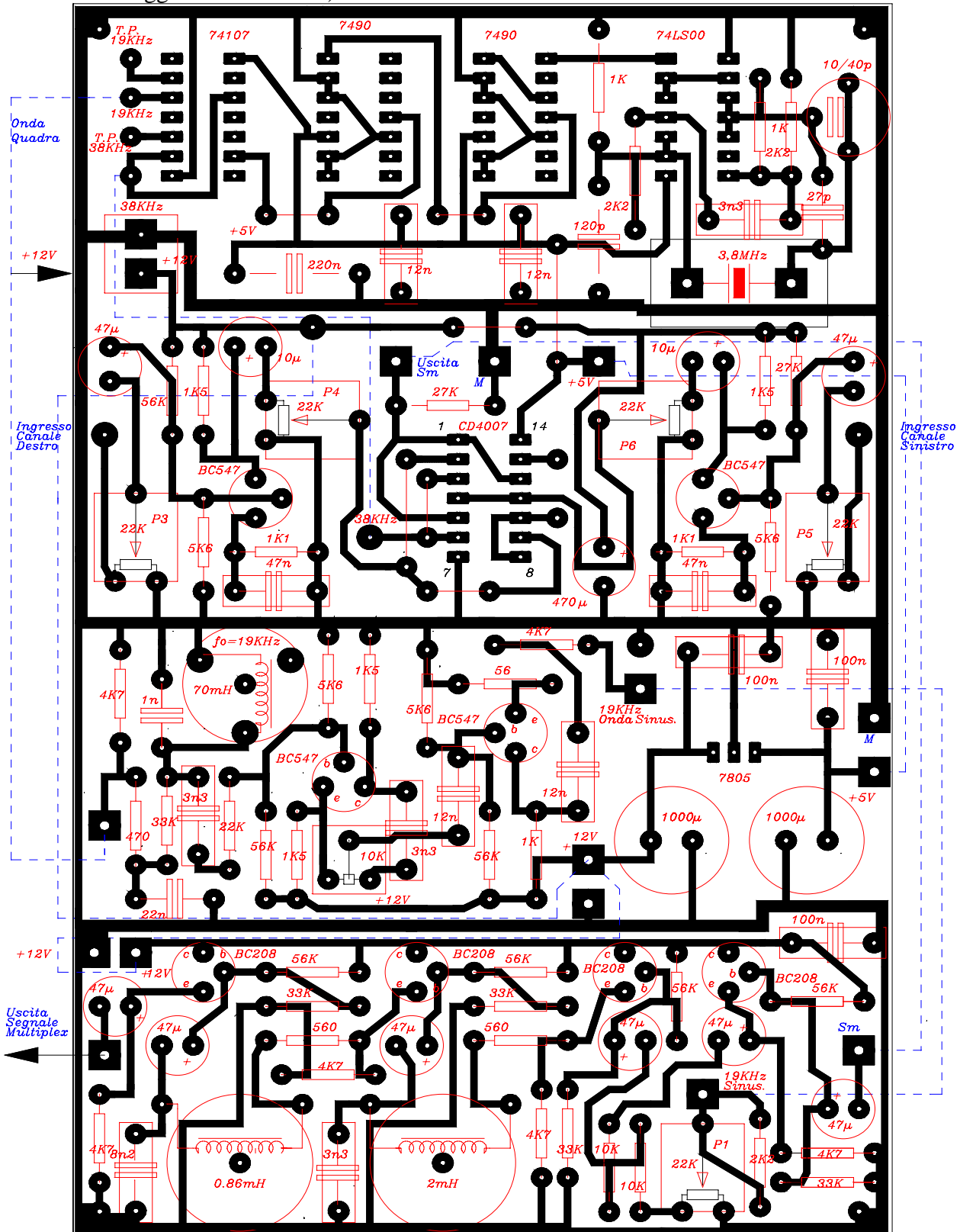


Fig.14 (Moduli dal 1° al 6°)

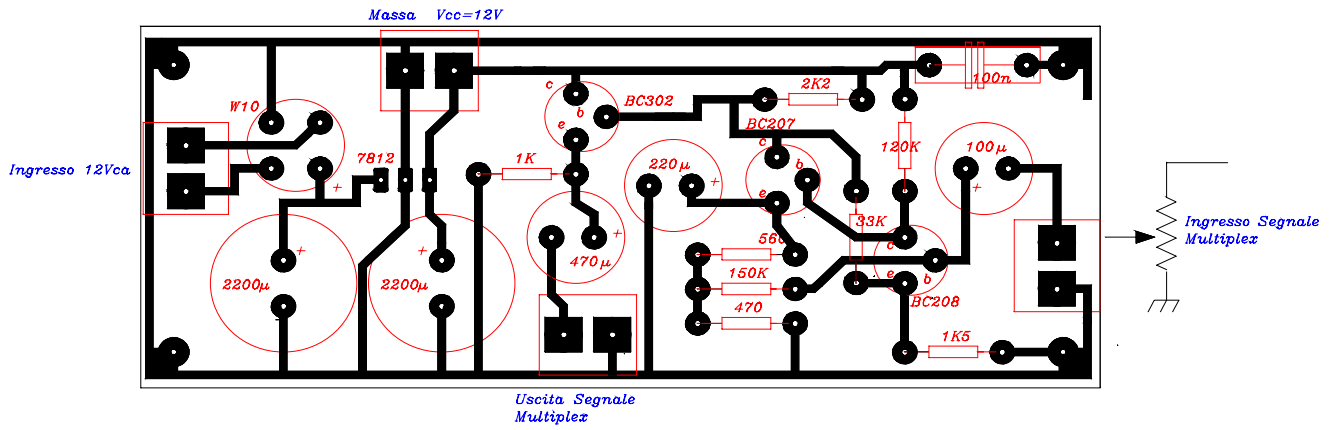
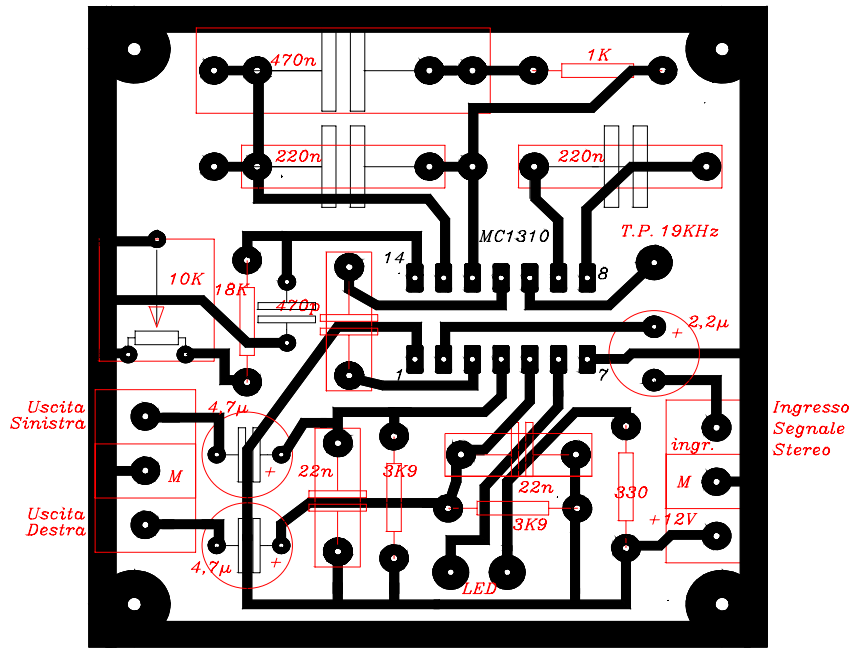
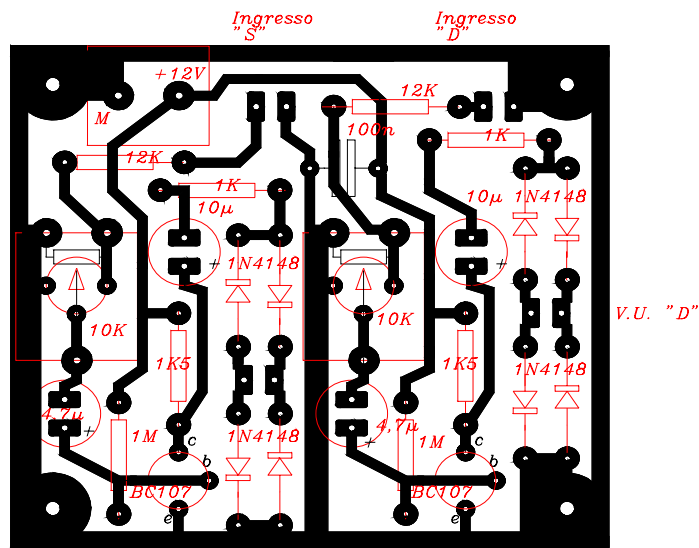


Fig.15 (Alimentatore e Amplificatore)



Visto da sopra

Fig.16 (Decodificatore)



Visto da sopra

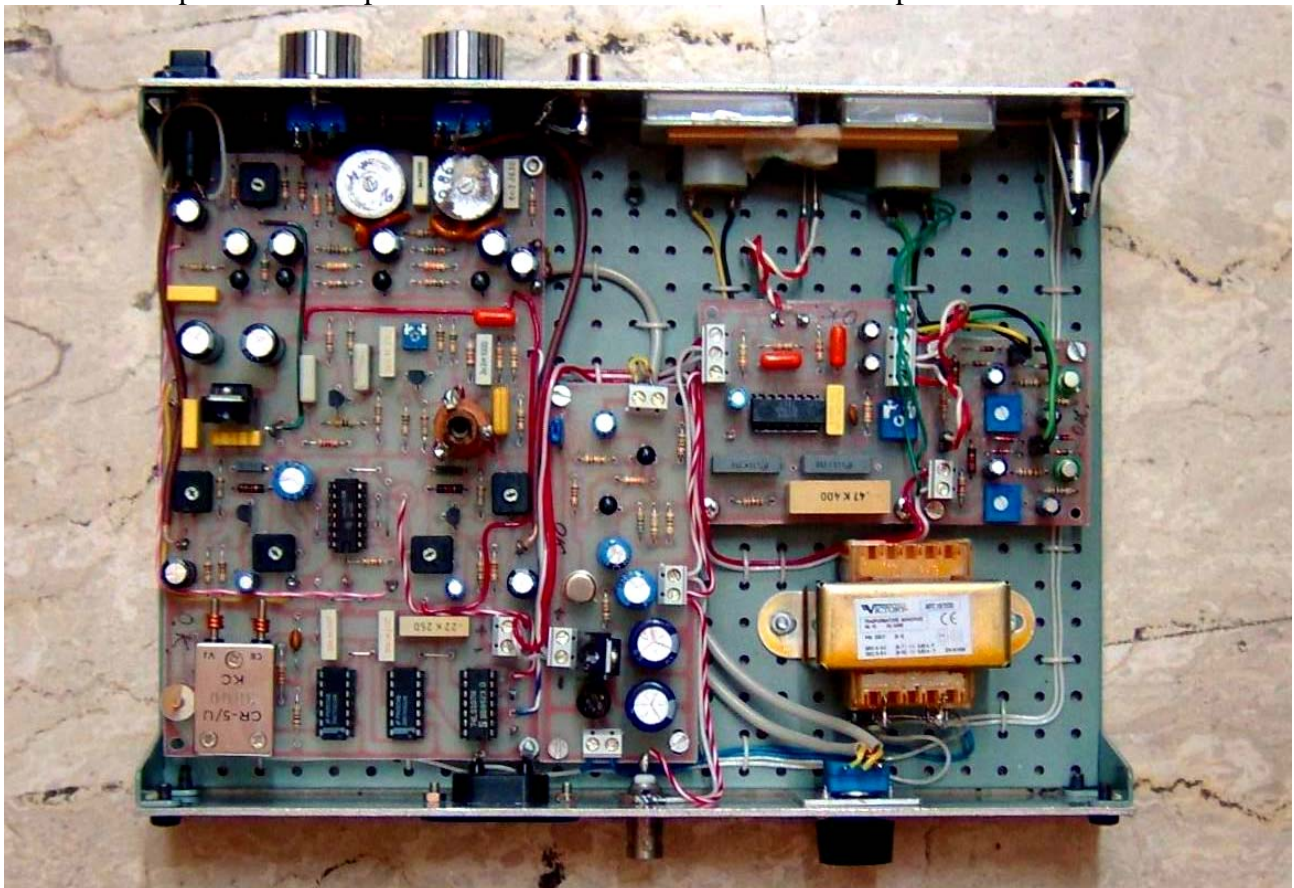
Fig.17 (Amplificatori dei microAmperometri)

Le foto del Codificatore

Questo esemplare faceva parte dei componenti d'emergenza e pronto intervento in caso di guasti nella Stazione Radio.
 La foto del pannello frontale mostra i due ingressi "S" e "D" con le rispettive manopole del guadagno. Il LED verde si illumina se è presente il Pilota a 19KHz della giusta ampiezza. I due strumenti sono tarati in modo che, al massimo della modulazione, l'ago non entri mai nella zona rossa. Nel retro dell'apparato vi è la manopola del guadagno globale (P₂) e l'uscita verso l'utilizzatore.

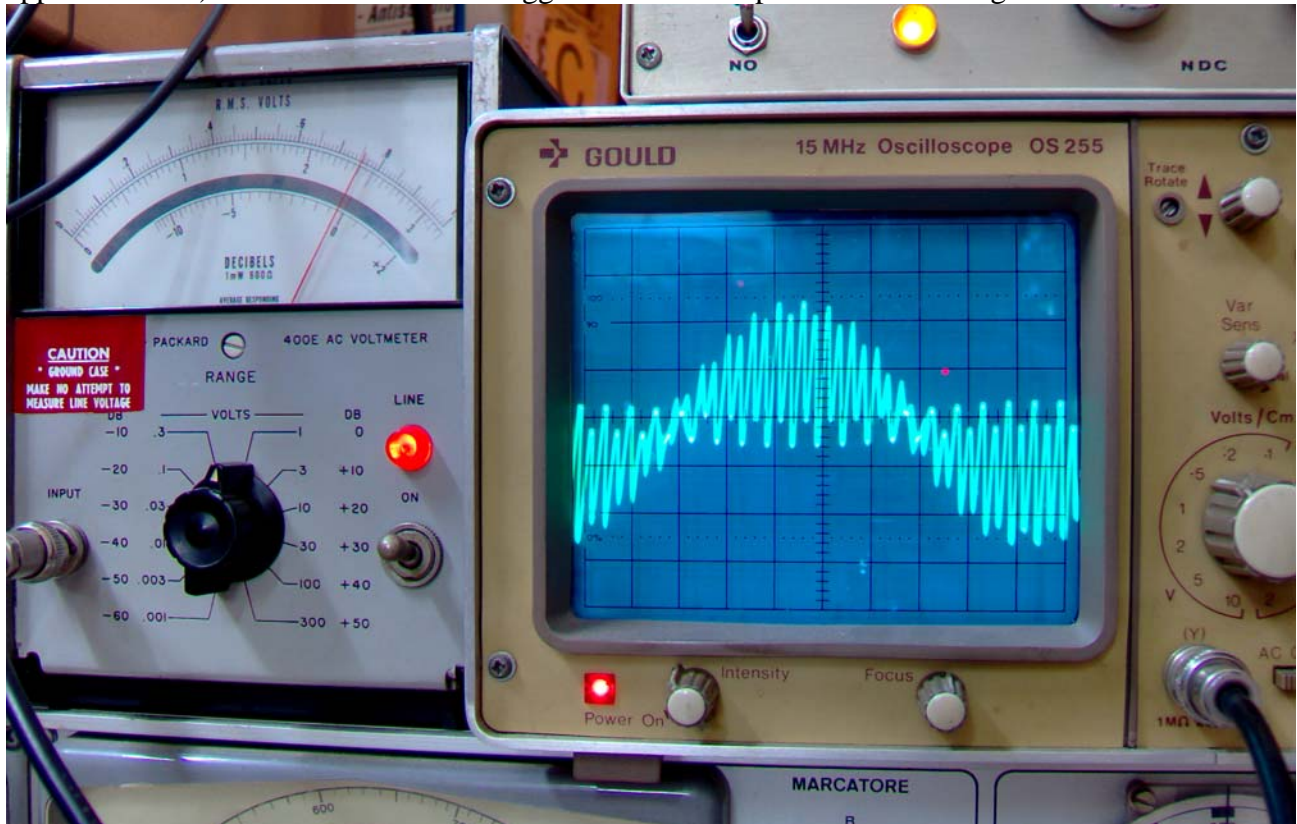


La foto qui sotto ritrae l'interno dell'apparato. Le piastre sono state ricostruite. All'estrema sinistra in basso della piastra grande è posizionato il quarzo a 3,8MHz (un surplus). Al centro si nota la bobina di 70mH del circuito risonante a 19KHz. In alto si vedono affiancate le due coppette di ferrite (tipo Philips P18/11) che realizzano le induttanze di 2mH e 0,8mH del filtro. Al centro del contenitore è posizionata la piastra che contiene l'alimentatore e l'amplificatore.

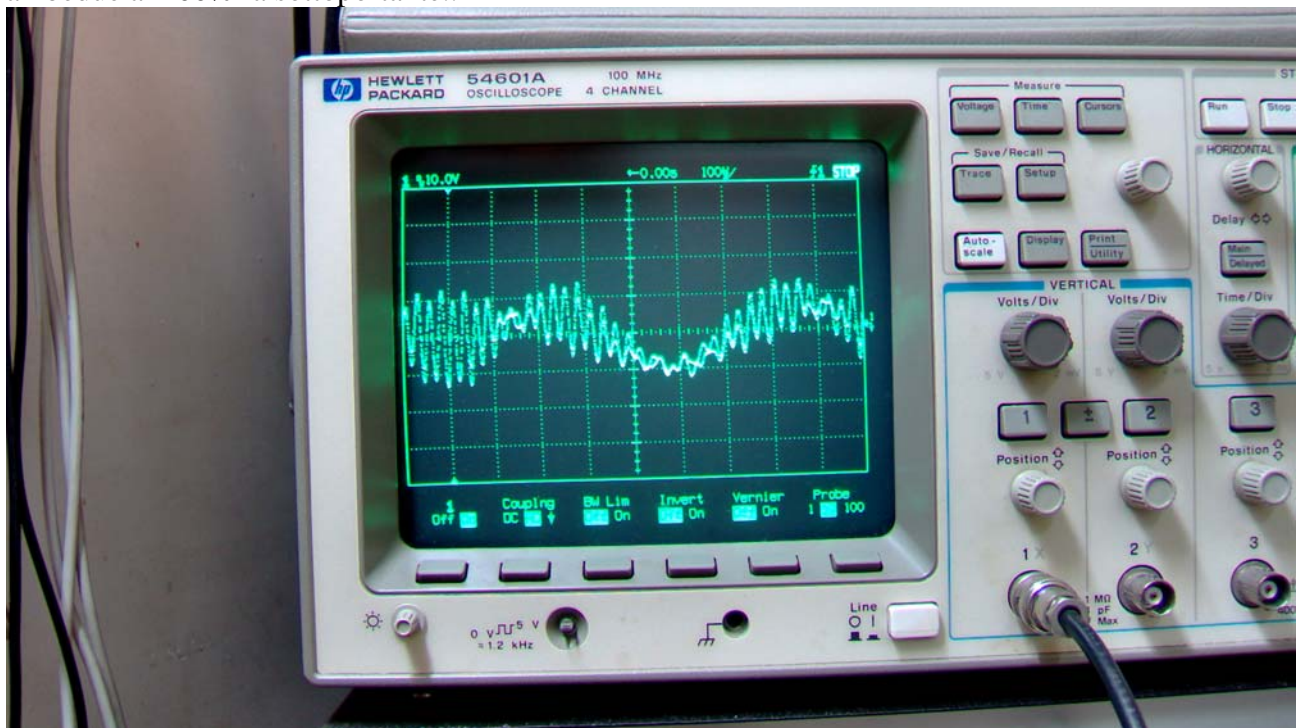


Sulla destra si vede il trasformatore di alimentazione. Sopra di esso il circuito di decodifica con, a fianco, la piastrina con il doppio circuito amplificatore che pilota i due microamperometri.

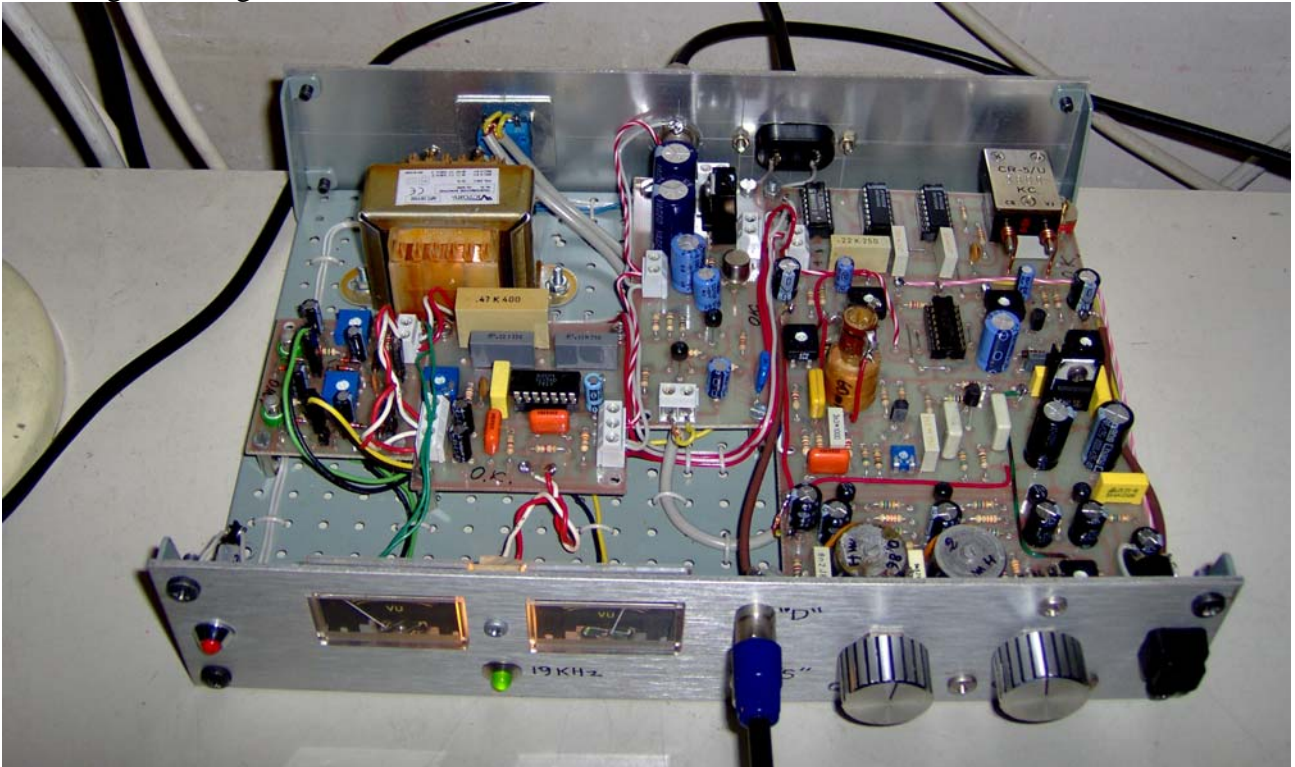
Il Codificatore di nuovo in funzione. La foto qui sotto mostra sullo schermo dell'oscilloscopio l'andamento del segnale Multiplex prodotto dal Canale Sinistro con un tono a 1000Hz e al 100% di modulazione, mentre il Canale Destro è escluso (nessun suono da destra). Si nota una leggera diafonia negativa (la linea di base, che dovrebbe essere rettilinea, mostra una lieve convessità, appena visibile). Sul millivoltmetro si legge 0dB su 600Ω pari a 774mV di segnale in uscita.



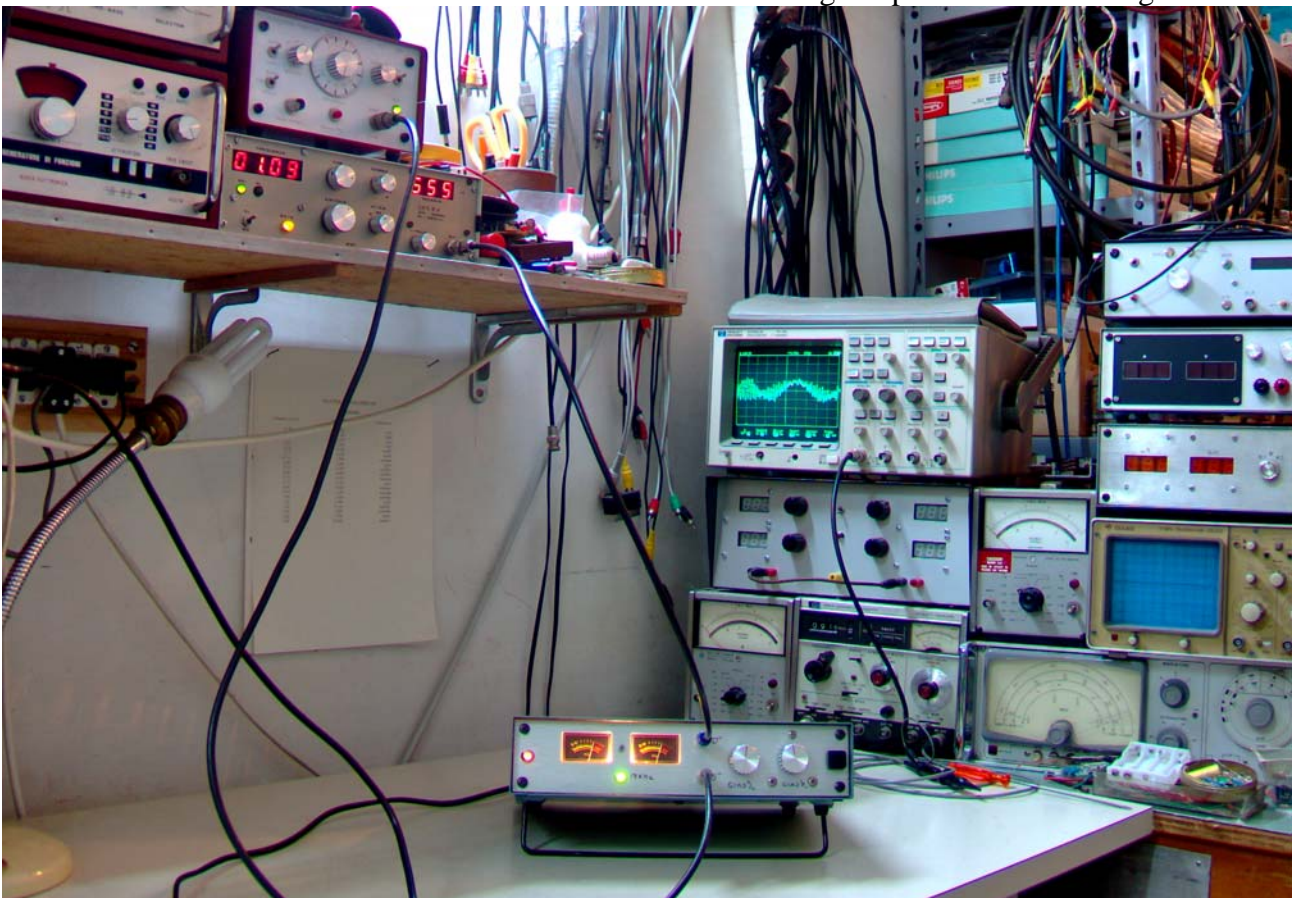
La foto successiva mostra una modulazione stereofonica con ambedue i segnali d'ingresso attivi. In questo caso abbiamo su un canale un tono a 1000Hz e sull'altro un tono a 2000Hz che modulano ambedue al 100% la sottoportante..



Un'altra foto dell'interno del Codificatore, mentre è in funzione. Si nota il LED verde acceso, a significare che il segnale stereo è su un valore entro lo standard. La lancetta dello strumento indica che il segnale d'ingresso "D" è al massimo, senza entrare nella zona di distorsione.



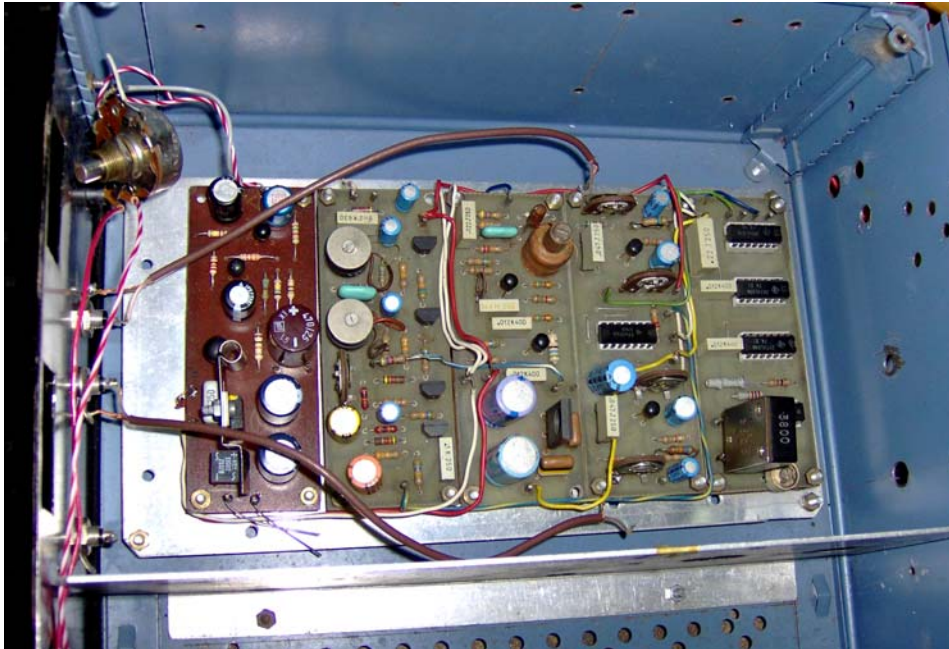
Infine mostriamo il Codificatore in funzione alimentato con i segnali provenienti da due generatori.



Si notano le lancette degli strumentini posizionate all'inizio della zona rossa e, sullo sfondo, il segnale Multiplex visualizzato sull'oscilloscopio. Gli strumentini sono illuminati.

Un po' di storia

In quest'ultima foto è mostrata la prima versione del Codificatore Stereo, costruita alla fine degli anni '70. Il Codificatore era situato all'interno del contenitore che qui vediamo in cui erano alloggiati anche l'eccitatore P.L.L./modulatore F.M. e l'amplificatore pilota R.F. da 10W che alimentava un finale di potenza esterno di 150W in antenna.



Negli anni '80 questo gruppo è stato smantellato per essere sostituito da una versione più recente e più funzionale. Fortunatamente il nostro circuito è rimasto abbandonato nel contenitore e dimenticato, per cui oggi, riportato alla luce, può essere considerato un pezzo da museo! Posso comunque garantire che ha funzionato instancabilmente ed ininterrottamente per quattro anni di seguito, prima di essere messo da parte (ma non sconfitto), senza aver dato mai segni di cedimento. Tuttora, ripristinati i collegamenti e alimentato, funziona ottimamente come decine di anni fa. Si può notare dalla foto come il Codificatore sia stato costruito e assemblato con piastrine staccate. Ciò è stato necessario per un prototipo. Infatti ogni modulo è stato studiato e realizzato separatamente e poi sottoposto a modifiche e collaudi, in modo da poter essere certi del suo funzionamento. Infine, tutte le piastrine collaudate e perfettamente funzionanti sono state collegate tra loro e montate su un'unica base di alluminio.

L'inconveniente principale di questa soluzione è stato quello di avere un legame indissolubile con altre parti importanti del sistema di trasmissione.



In caso di guasti o di malfunzionamenti tutta la Stazione Radio doveva essere purtroppo disattivata. Perciò si imponeva una modifica sostanziale di tutto l'apparato: separare, in contenitori diversi, le parti ritenute essenziali. Tra questi, ovviamente, il Codificatore. Così, i blocchi intercambiabili avrebbero ridotto al minimo il tempo d'intervento.

Nella foto a lato si vede il codificatore sovrapposto all'eccitatore-pilota, con la possibilità di poter utilizzare l'uno o l'altro in caso di necessità.

Questa seconda versione, che abbiamo visto nelle foto precedenti, è stata la definitiva. Il passaggio costruttivo alla successiva versione del Codificatore su unica basetta di vetronite è stato semplice: collegare uno a fianco dell'altro i master separati per ottenere un'unica piastra di circuito stampato (con gli opportuni adattamenti).

Appendice

Vogliamo giustificare le espressioni (06).

Consideriamo il partitore di tensione disegnato in Fig.18 la cui uscita è ai capi del condensatore C e determiniamo la sua espressione risolutiva con i soliti metodi dell'elettrotecnica. In fondo stiamo scrivendo alcuni passaggi matematici che daranno luogo alla funzione di trasferimento $F(s)$ del sistema. La tensione d'uscita v_u è:

$$v_u = v_0 \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{R + sL + \frac{1}{sC}} = v_0 \cdot \frac{1}{sRC + s^2LC + 1}$$

Da notare che la formula risultante ha al denominatore un'equazione di 2° grado ($n=2$).

Per porre uguale a 1 il coefficiente del termine di secondo grado, sviluppiamo ancora e otteniamo:

$$v_u = v_0 \cdot \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}} = v_0 \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2z\omega_0s + \omega_0^2} \tag{07}$$

dove abbiamo posto:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad 2z\omega_0 = \frac{R}{L}; \tag{07a}$$

Ma queste sono proprio le espressioni (06) che noi abbiamo adoperato per i nostri calcoli, sia per il primo (circuitto *a*) che per il secondo circuito (circuitto *b*).

Il partitore passivo RLC di fig.18, con i valori parametrici (07a), rappresenta la configurazione circuitale di un **filtro passa-basso passivo del 2° ordine di Butterworth ($n=2$)**.

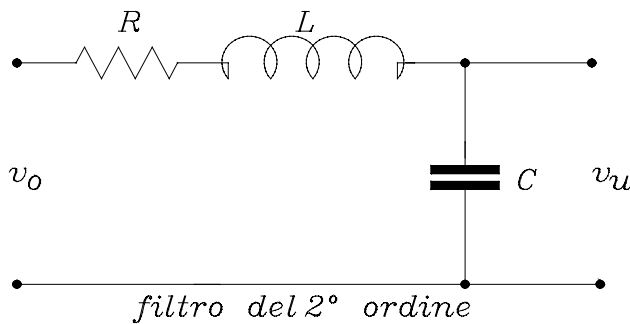


Fig.18

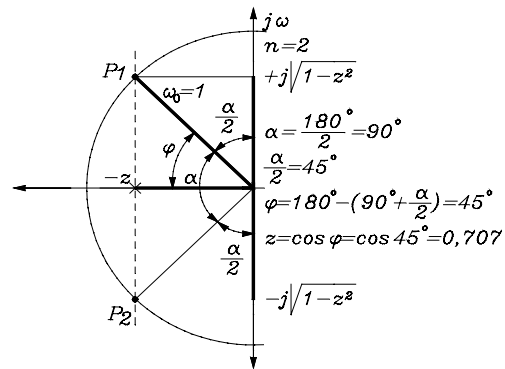


Fig.18a

In Fig.18a è riportato il semicerchio disegnato nel piano complesso sull'asse reale negativo dove sono collocati i punti P_1 e P_2 , che individuano le radici del denominatore cioè dei **due poli**:

$$s_1, s_2 = -z \pm j\sqrt{1-z^2}$$

che sono le **soluzioni della funzione del filtro del 2° ordine**:

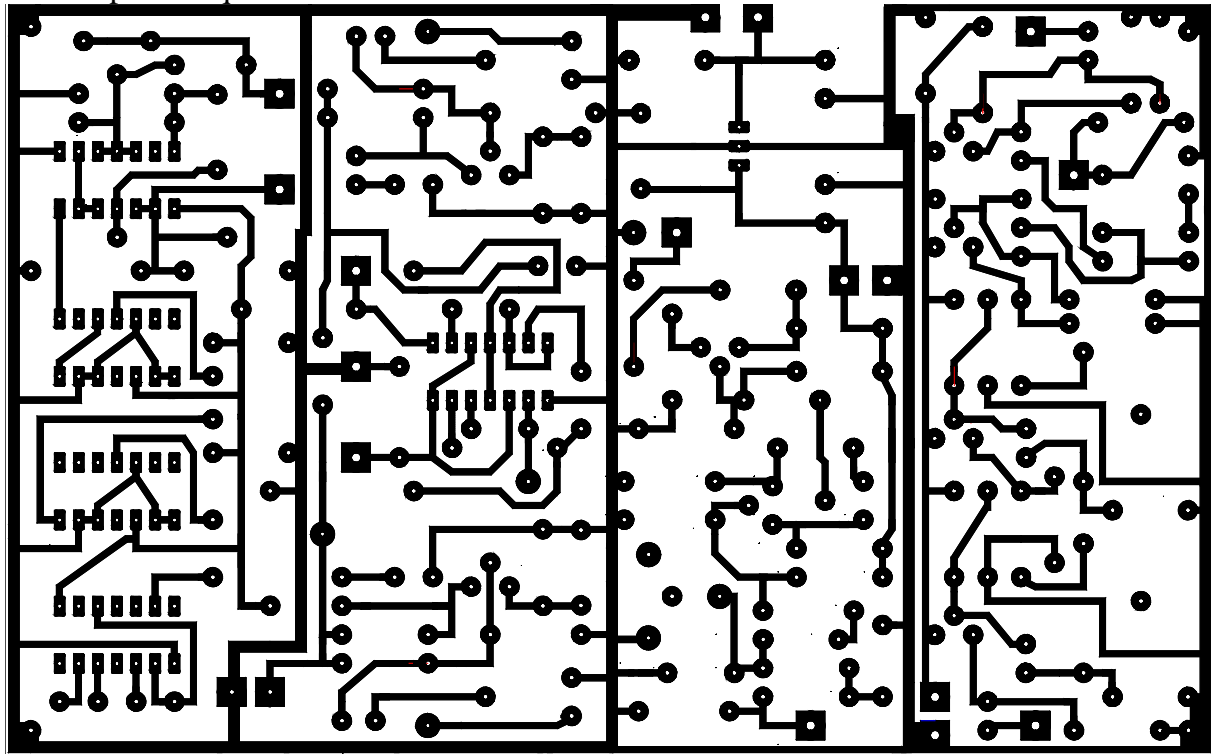
$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2z\omega_0s + \omega_0^2} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 1,52\omega_0s + \omega_0^2}$$

normalizzata, ($\omega_0 = 1$), in cui abbiamo $2z=2*0,76=1,52$.

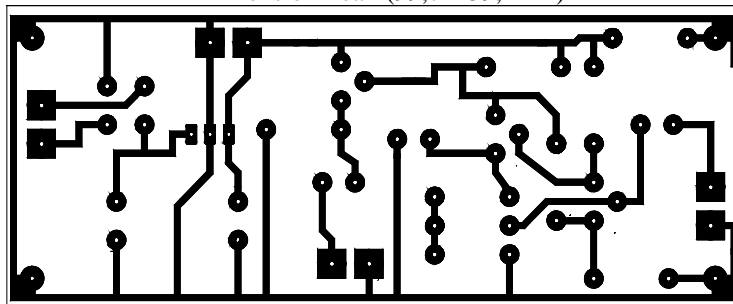
Nella stessa figura (18a) sono riportate anche le formule per il calcolo degli angoli α necessari per la risoluzione dell'angolo φ , importante per la determinazione del coefficiente di smorzamento z ($z = \cos \varphi = \cos 45^\circ = 0,76$) insito nel secondo termine dell'equazione di 2° grado.

Le Piastre a grandezza naturale.

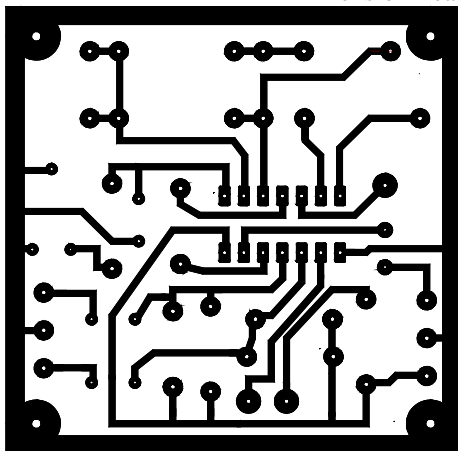
Vengono forniti i disegni di tutte le piastre adoperate con le dimensioni effettive, per un'eventuale utilizzo da parte di qualcuno interessato.



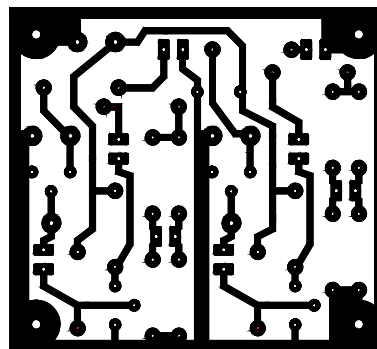
Dimensioni reali (99,7x159,4mm)



Dimensioni reali (40x99,7mm)



Dimensioni reali (60x60mm)



Dimensioni Reali (50x45mm)