

HD4 demodulatore RTTY a filtri attivi e shift variabile

un moderno converter RTTY proiettato nel futuro

14LCF, prof. Franco Fanti

articolo
promosso
da
I.A.T.G.
radiocomunicazioni



I telescriventi modenesi Rodolfo CHIODI, I4HD e Corrado GRASSI, I4GKC sono già noti ai lettori in quanto ho già presentato altri apparati RTTY da loro realizzati (Demodulatore per RTTY semplice ed economico, settembre 1973 - Un generatore per segnali RTTY, luglio 1974).

Il demodulatore che ora propongo, e che si chiamerà HD4, è un modello di TU che pure non scostandosi dalla « linea classica » presenta delle ottime doti di dinamica e di maneggevolezza nella « caccia allo shift » che lo rendono assai più efficace rispetto ai demodulatori che vanno per la maggiore in questo momento.

Il primo obiettivo degli autori è stato quello di realizzare un TU che non facesse uso delle solite bobine toroidali da 88 mHy e che desse qualche cosa di più alle condizioni limite di lavoro.

Sono giunti al sistema attuale dopo una lunga serie di prove su diversi circuiti, sistema che statisticamente in confronti contemporanei in varie condizioni di lavoro, usando due macchine e un altro TU in paragone sullo stesso segnale, ha dato la più bassa percentuale di errori in assoluto.

Il secondo obiettivo è stato quello di offrire a chi aveva già realizzato il demodulatore CGI001 la possibilità di passare a questo nuovo circuito mediante la semplice sostituzione di una scheda.

IL CIRCUITO

Anzitutto è da rilevare che il demodulatore può essere collegato a qualunque punto di prelievo della bassa frequenza del ricevitore e inoltre l'impedenza d'ingresso del TU è alta (più di 10 k Ω) e non teme di conseguenza i sovraccarichi. Si possono perciò applicare segnali di bassa frequenza fino ad ampiezze dell'ordine di 20 ÷ 30 V_{pp}, seppure bastano pochi millivolt perché sia già al 100 % delle condizioni di lavoro.

Sono selezionabili i due classici modi di lavoro: LIMITATO e LINEARE per mezzo di un interruttore che agisce su IC₁. Sempre su IC₁ il potenziometro R₄ permette di centrare la zona di lavoro di questo circuito nella fase di messa a punto.

Seguono quindi due filtri di canale (IC₂, IC₃) dei quali uno è fisso sulla frequenza nominale di mark (2125) mentre il secondo è regolabile su tutti i valori dei vari shift con continuità e ciò avviene mediante l'uso di un potenziometro doppio (2 x 10 k Ω , shift).

Forse molti affermeranno alla vista di questo circuito che esso è « una vecchia conoscenza », eppure il « Bi-Quad » (questo è il suo nome) è il circuito che a conti fatti si è dimostrato il più valido, in confronto ad altri filtri similari, per questo uso, in quanto presenta i seguenti vantaggi:

- la curva di risposta è pressoché simmetrica;
- può essere realizzato con componenti entro valori standard di tolleranza e, molto importante, va al primo colpo;

- c) l'integrato multiplo qui usato, anche se del tipo « difficile », si presta egregiamente e costa poco rispetto agli altri operazionali;
- d) l'amplificazione totale del filtro e la frequenza di centro banda non sono interdipendenti come in altri filtri attivi, forse più semplici, ed è quindi possibile variare questi parametri senza influenze reciproche, cosa che torna molto utile come si vedrà più avanti.

La banda passante a 6 dB è stata tenuta a circa un centinaio di hertz. Stringere oltre, anche se possibile, non conviene e ciò perché comincerebbe a presentarsi della distorsione sull'involuppo del segnale filtrato all'uscita. In particolare per le bande troppo strette si aggiunge una coda alla manipolazione che causerebbe la ben nota « End distortion » con conseguente aumento di errori nella stampa.

D'altro canto, come si vedrà successivamente, non è neppure la strada giusta per aumentare il rapporto segnale-rumore del TU.

Si deve però anche rilevare che i filtri attivi presentano lo svantaggio di una uscita non simmetrica rispetto alla massa mentre ciò invece avviene nei toroidi che hanno una presa centrale.

Per evitare l'uso di ponti di diodi, che avrebbero presentato una soglia di conduzione troppo elevata (in un ponte è necessario varcare il valore di ginocchio di due diodi in serie) con perdita di linearità sui segnali deboli, sono stati utilizzati dei raddrizzatori a onda intera. Questi rivelatori, che vengono utilizzati anche in millivoltmetri per alternata, consentono di eliminare il ginocchio dei diodi che possono essere di qualsiasi tipo.

Il circuito è lineare da pochi millivolt fino a livelli di alternata il cui valore di picco sia dell'ordine del 90 % della tensione di alimentazione. In tal modo i due filtri seguiti dal proprio raddrizzatore costituiscono, nel loro insieme, il discriminatore.

A un occhio esperto appare semplice il funzionamento ma in ogni caso è opportuno aprire una piccola parentesi.

Si tratta di un discriminatore a differenza di ampiezza, per cui, supponendo la presenza ipotetica del mark e dello space contemporaneamente, o comunque la presenza contemporanea di due toni di uguale ampiezza e frequenze uguali rispettivamente a quelle del centro banda dei filtri, andando a misurare alla uscita (punto « A » dello schema generale) non si troverebbe alcun segnale rivelato. Invece, come è facile intuire, se uno dei due toni mancasse o venisse attenuato, si avrebbe una uscita con valore proporzionale alla differenza dei segnali presenti all'ingresso.

Il medesimo discorso, ovviamente entro certi limiti, è valido anche per il rumore che, insieme al segnale, si presenta in uguale misura all'ingresso dei due filtri.

Ora, se i due canali sono il più possibile simmetrici sia come amplificazione che come larghezza di banda, una discreta parte del rumore verrà cancellata alla uscita.

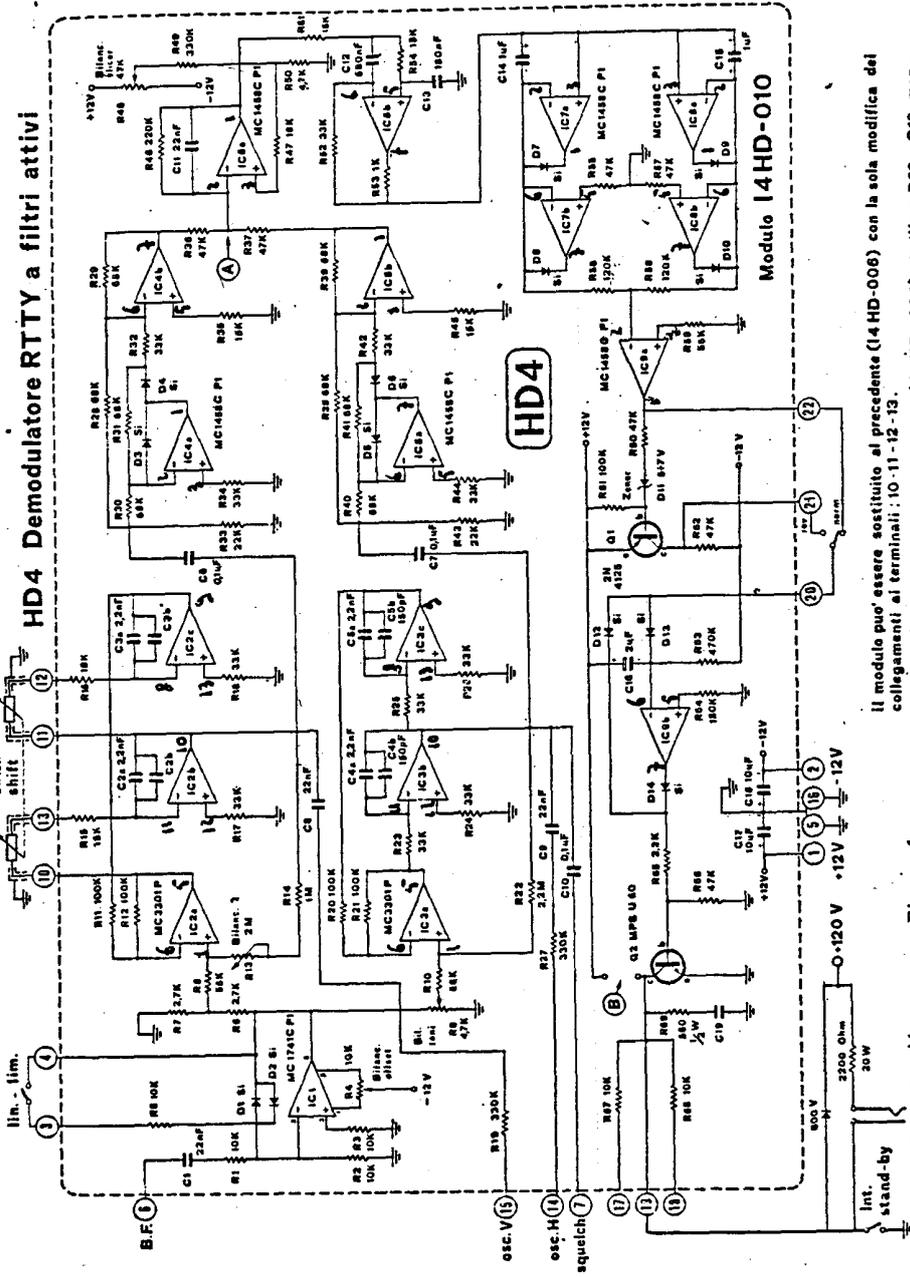
E' importante quindi avere canali uguali mentre a poco servirebbe per la immunità al rumore stringere la banda senza questa precauzione.

Per la simmetrizzazione sono previsti dei trimmer da regolare a quello shift a cui si penserà di trovare i segnali più deboli e ciò in modo da ottenere a quei valori (170 oppure 425) la massima resa alle condizioni limite.

Procedendo oltre nell'esame del circuito si nota che il segnale rivelato viene introdotto nella catena PASSABASSO-DTC-SLICER.

Il PASSABASSO è anch'esso un filtro attivo del tutto convenzionale e questo circuito, che è apparso qualche tempo fa su QST ed è utilizzato anche nel Mainline ST6, ha una ottima curva di attenuazione oltre i 25 Hz ed è probabilmente quanto di meglio sia possibile fare con due operazionali.

Il potenziometro R_{48} (bilanciamento slicer) controlla il potenziale di ingresso di IC_6 e serve a centrare il punto di lavoro di tutta la catena in modo da dare la massima sensibilità allo slicer (IC_{9a}).

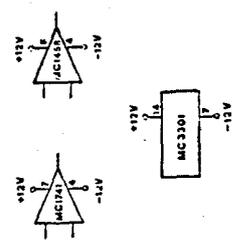


HD4 Demodulatore RTTY a filtri attivi

Equivalenze Integrati

MOTOROLA NATIONAL	TEXAS
MC174CP1	LM741CN
MC3301P	LM3300N
MC148CP1	LM1458N
	SN72858P

IC1 e' un uA741 in conf. mini dip.
 IC2 e IC3 sono amplificatori di Norton quadrupli in dual in line.
 IC4, IC5, IC6, IC7, IC8, IC9 sono doppi uA741 in conf. minidip.
 Q1 e' un PNP con V_{CE} di 30V
 Q2 e' un NPN con V_{CE} di 180V



Il modulo puo' essere sostituito al precedente (14HD-006) con la sola modifica dei collegamenti ai terminali: 10-11-12-13.
 se si utilizza anche il modulo per TX (14HD-008), togliere R69 e C19, montare in (B) una resist. da 2,2 K., montare per Q2 un 2N1711 o simile.

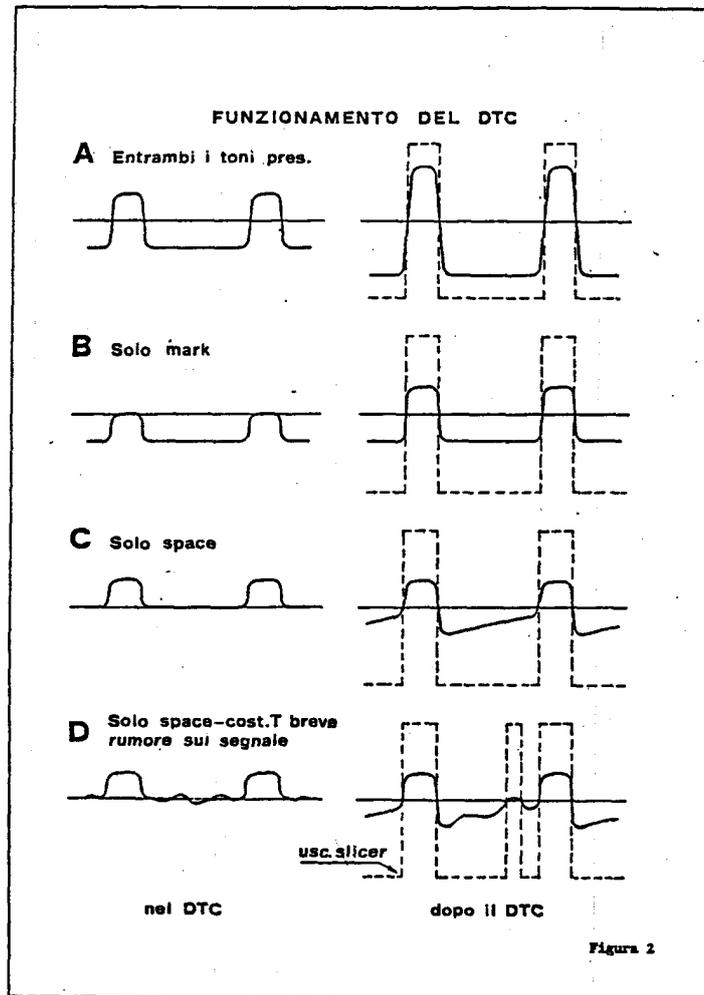
Figura 1

Il circuito DTC, realizzato a raddrizzatori attivi, tende, con i medesimi vantaggi già accennati circa i raddrizzatori alla uscita dei filtri, a centrare il punto di lavoro dello slicer anche durante l'assenza di uno dei due toni (evanescenza selettiva).

La costante di tempo ($R_{56} + R_{58} \times C_{14}$ o C_{15}) che è pari a circa 250 ms non è critica.

Il valore riportato sullo schema è un compromesso tra due situazioni entrambe constatate durante le prove. Una costante di tempo più breve, e cioè dell'ordine ad esempio di 100 ms, fa sì che il sistema acquisti maggiore « flessibilità » e si adatti molto bene alle fluttuazioni del segnale in presenza di « fading » anche se intenso e rapido. E' da notare però che il punto di lavoro dello slicer viene centrato quando uno dei due toni è momentaneamente assente e per segnali molto deboli il rumore sovrapposto può causare impulsi in più in uscita o distorsione che falserebbe la stampa.

In figura 2 sono riportati i disegni delle forme d'onda che corrispondono alle varie condizioni di lavoro del DTC allo scopo di spiegare più chiaramente quanto si è appena detto.



Una costante di tempo molto lunga « irrigidisce » invece la risposta del DTC e può accadere che, anche in presenza di segnali molto forti, il fading causi degli errori.

Gli errori e i « caratteri falsi » aumentano poi in caso di trasmissione lenta quando c'è il « fading del mark ».

A conclusione di questo discorso si può suggerire a chi ricevesse prevalentemente le stazioni di agenzie, che hanno generalmente segnali abbastanza forti, di dimezzare i valori delle capacità C_{14} e C_{15} in quanto il nemico da combattere è il fading.

Lo slicer e la « tenuta del mark » sono convenzionali.

Il circuito per ottenere i due modi di ricezione (normale o rovesciato) è stato messo a valle dello slicer per evitare degli sbilanciamenti (anche se piccoli) sugli ingressi di quest'ultimo quando si cambia il modo di lavoro.

REALIZZAZIONE PRATICA DEL CIRCUITO

Nella figura 3 è indicato come il demodulatore può essere inserito in un sistema modulare comprendente tutte le funzioni di una stazione RTTY.

Esaminando i dettagli pratici del circuito si può osservare che il transistor Q_1 potrà essere sostituito da altri PNP equivalenti al silicio e che abbiano in particolare un V_{CE0} di almeno 30 V.

Per Q_2 è stato utilizzato un MPSU60 della Motorola che è economico e ha un V_{CE0} di 30 V, tuttavia andranno egualmente bene altri transistori con le medesime caratteristiche.

Il diodo zener D_{11} può avere una qualsiasi tensione compresa tra 5 e 8 V. I condensatori di accordo dei filtri non dovranno essere del tipo ceramico (almeno C_{2a} , C_{3a} , C_{4a} , C_{5a}) ma in mylar oppure in polistirolo. Gli elettrolitici dovranno essere al tantalio. Per il montaggio non vi sono preoccupazioni particolari ad eccezione di quelle di attendere a installare i condensatori di accordo dei filtri (quelli di valore più basso come C_{2b} e C_{3b} del mark) nella fase di messa a punto.

Se questo demodulatore viene utilizzato in unione al circuito di trasmissione (vedere *cq elettronica*, luglio 1974) si dovranno effettuare le modifiche indicate nello schema.

OPERAZIONI PER LA MESSA A PUNTO

In questa fase sono necessari alcuni strumenti ed esattamente: un tester, un generatore di bassa frequenza avente una lettura agevole o, meglio ancora, la possibilità di abbinarlo a un frequenzimetro digitale e infine, se c'è, un oscilloscopio.

Per regolare il bilanciamento del limitatore di ingresso si verifichi l'uscita di IC_1 , ovviamente dopo avere messo l'ingresso del demodulatore a massa con un cavallotto.

L'operazione può essere controllata con un tester senza paura di sbattimenti della lancetta perché in questo tipo di limitatore lo « swing » è dato dal ginocchio di conduzione dei diodi. Ovviamente chi dispone di un oscilloscopio non ha questi problemi.

Fatto ciò si passerà alla taratura dei filtri, iniziando l'operazione dai valori della capacità del canale del mark.

I valori delle capacità riportati sullo schema sono nominali, anche se si possono ritenere molto vicini ai valori effettivi.

In caso di scarti notevoli si potrà giocare sui valori di C_{4b} e di C_{5b} che durante questa fase della messa a punto non dovranno essere saldati in maniera definitiva sul circuito ma soltanto fissati sul retro con una saldatura molto leggera. È facile ottenere una sufficiente approssimazione data la scala dei valori che si trovano disponibili sul mercato.

CABLAGGIO DEL DEMODULATORE HD4 RX-TX

FUNZIONI:

- S1 lineare - limitato
- S2 normale - rovesciato (RX)
- S3 normale - rovesciato (TX)
- S4 shift TX 170-850 Hz
- S5 comm. manuale RX-TX
- S6 RX-TX manuale autom.
 - pos 1 - solo ricez.
 - pos 2 - solo tastiera (stand by)
 - pos 3 - ricezione e tastiera
- S9 acceso-spegnito

NOTE:

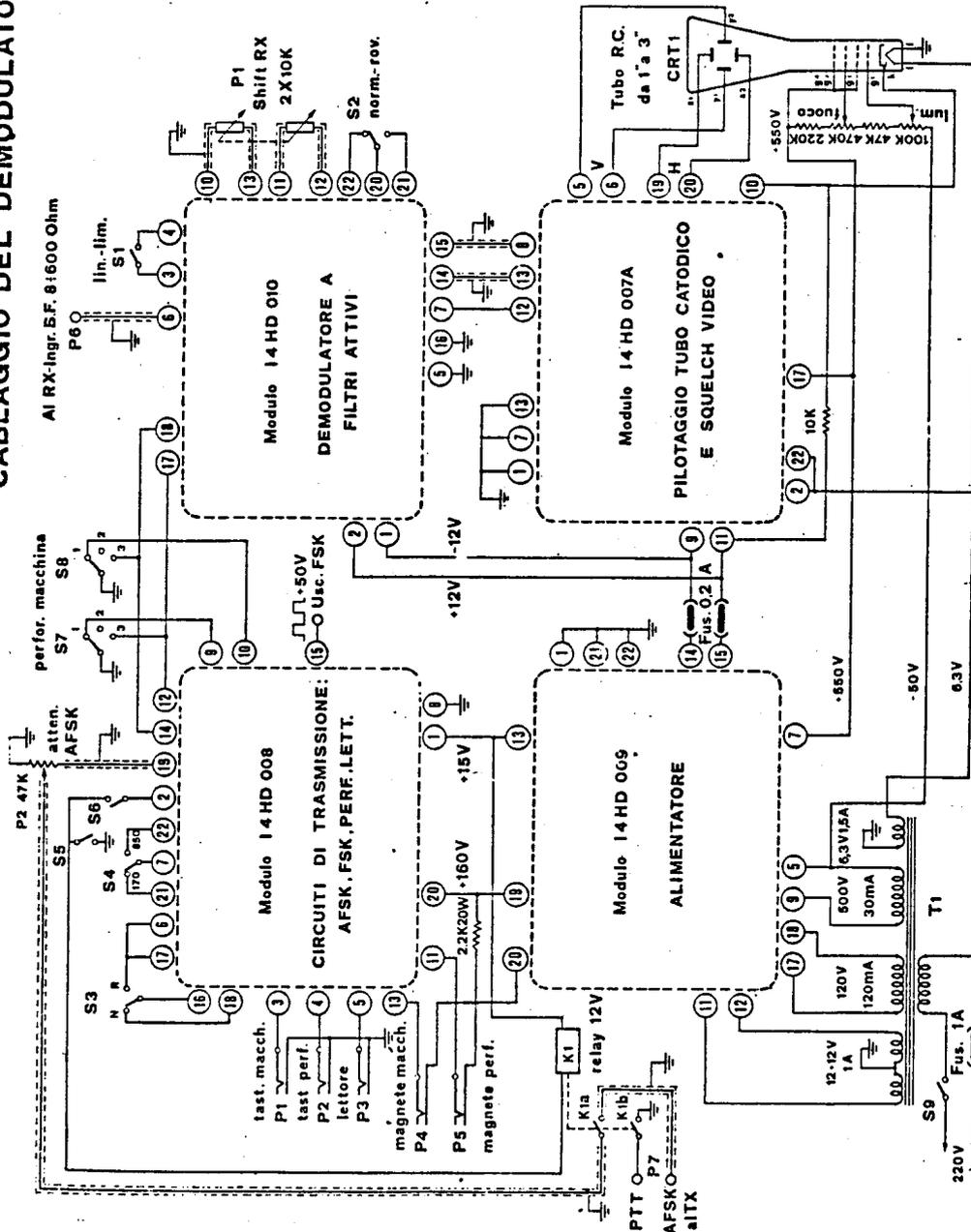
CRT1: qualsiasi tubo R.C. con persistenza normale. Ad es. 2AP1, 2BP1, 3BP1, 3CP1, 3RP1, DH3/91, DG7/32 ecc...
 Se il tubo ha il filamento collegato al catodo occorre un avvolgimento in più su T1 alla tensione di filamento

Le carcasse delle macchine devono essere collegate a massa!

I jack P1 P2 P3 devono essere del tipo con cortocircuito

I jack P4 e P5 devono essere isolati da massa

Figura 3



L'operazione seguente è quella di verificare che il canale dello space sia sintonizzato da 2.200 Hz fino a 3.000 Hz circa e ciò mediante la rotazione del potenziometro doppio da 10 k Ω collegato ai terminali 10-11-12-13 dello schema. Si avrà con ciò la possibilità di sintonizzare qualunque shift.

Poi si tratterà di uguagliare la larghezza di banda dei due filtri alle frequenze corrispondenti allo shift di uso più comune (2125 e 2975 Hz per lo shift a 170 Hz). Dato che la larghezza di banda del canale di mark è fissata da un valore già determinato dalle costanti del filtro essa verrà presa come campione per regolare quella del canale di space.

La misura della larghezza di banda viene data dalla differenza delle due frequenze, poste sopra e sotto a quella di « picco » del filtro, alle quali la tensione di uscita si dimezza.

Si agirà sul semifisso R_{13} in modo da avere nel canale di space la medesima differenza rilevata precedentemente nel canale di mark. Tutto questo senza preoccuparsi troppo se l'amplificazione dei due filtri non è uguale, infatti, dopo avere misurato la tensione di uscita del filtro alla frequenza di space, si regolerà la tensione di uscita del filtro alla frequenza di mark allo stesso valore agendo sul semifisso R_9 .

E' chiaro che per eseguire tutto ciò si dovrà collegare all'ingresso del converter il generatore di bassa frequenza e che le tensioni dovranno essere misurate, con un tester oppure con un oscilloscopio, all'uscita diretta dei raddrizzatori (piedino di uscita di IC_{4b} e di IC_{5b}).

Fatto ciò si dovrà effettuare la centratura dello slicer. Con il demodulatore collegato al ricevitore e alla macchina si sintonizzerà accuratamente un segnale RTTY piuttosto forte ed esente da QRM.

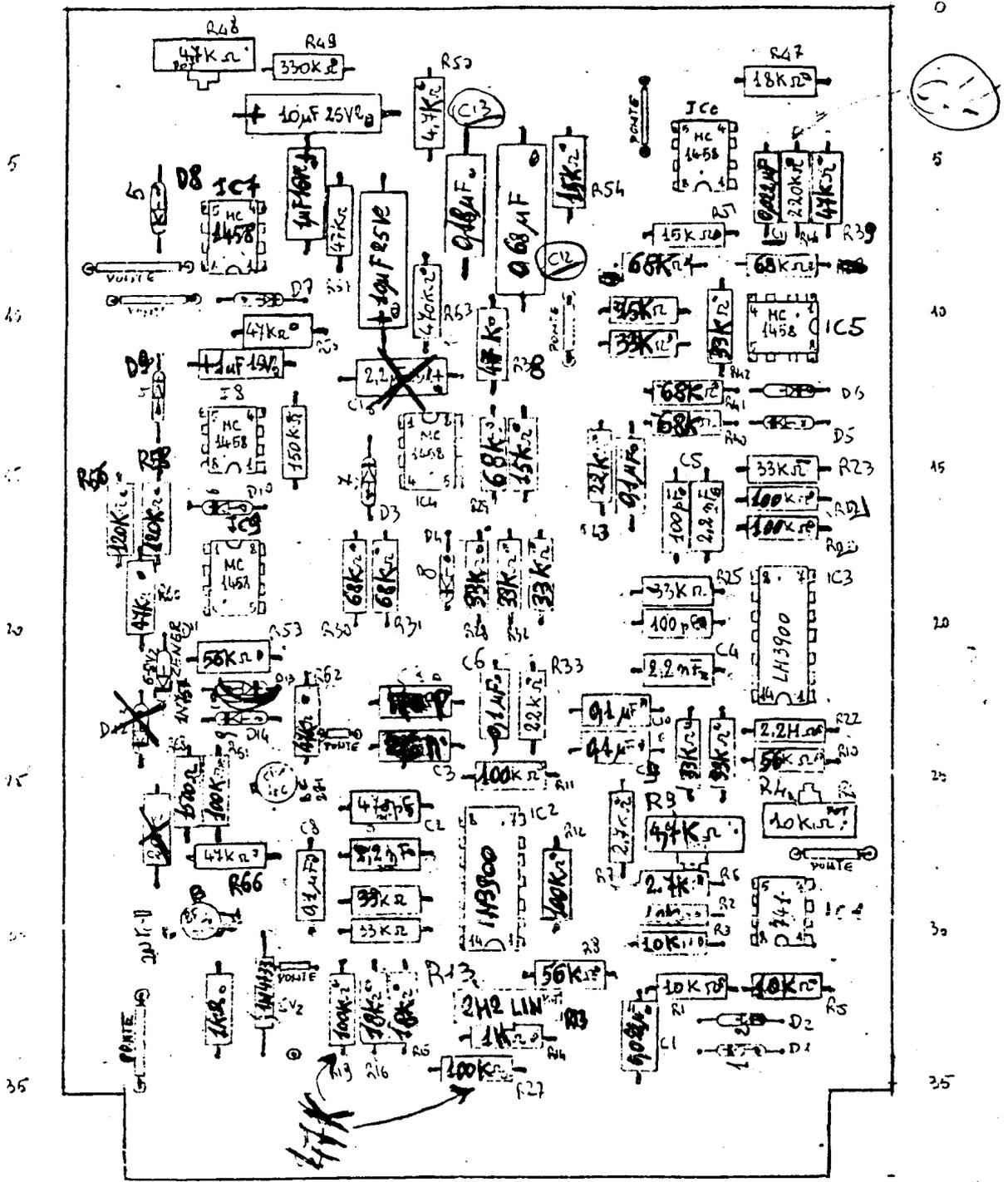
Agendo sulla sensibilità manuale del ricevitore si ridurrà accuratamente il segnale di bassa frequenza all'uscita del ricevitore fino a che non compariranno errori nella stampa.

Con successive manovre sul semifisso R_{48} , e ulteriore riduzione del segnale, si giungerà al massimo delle prestazioni del demodulatore.

Come si vede, alla semplicità costruttiva si accompagna una estrema facilità di messa a punto. Non solo, ma proseguendo un programma che mi sono imposto da qualche tempo, è disponibile il circuito stampato che sarà di grande aiuto e darà sicurezza nella realizzazione.

Per coloro che eventualmente incontreranno delle difficoltà nella realizzazione faccio presente che Corrado GRASSI, I4GKC, via Crespellano 79, 41100 MODENA è a disposizione per eventuali chiarimenti.

* * * * *



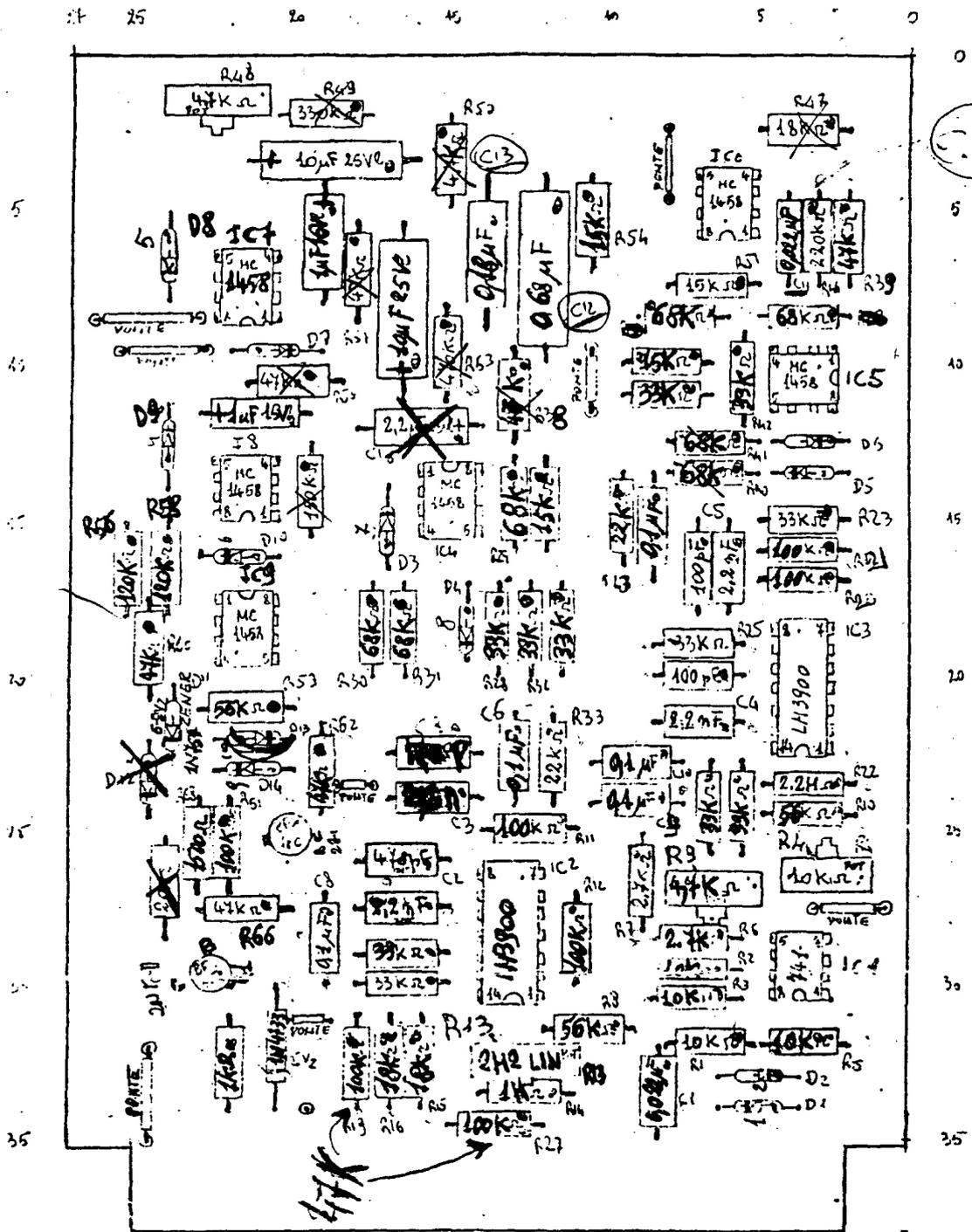
DEMODULATORE RTTY HD4 DEV 0 ÷ 1000 Hz

14 HD-010

DISPOSIZIONE COMPONENTI

DATASTARE CON
CAPACIMETRO

1466
1477



DEMODULATORE RTTY HD4 DEV 0 ÷ 1000 Hz

14 HD-010

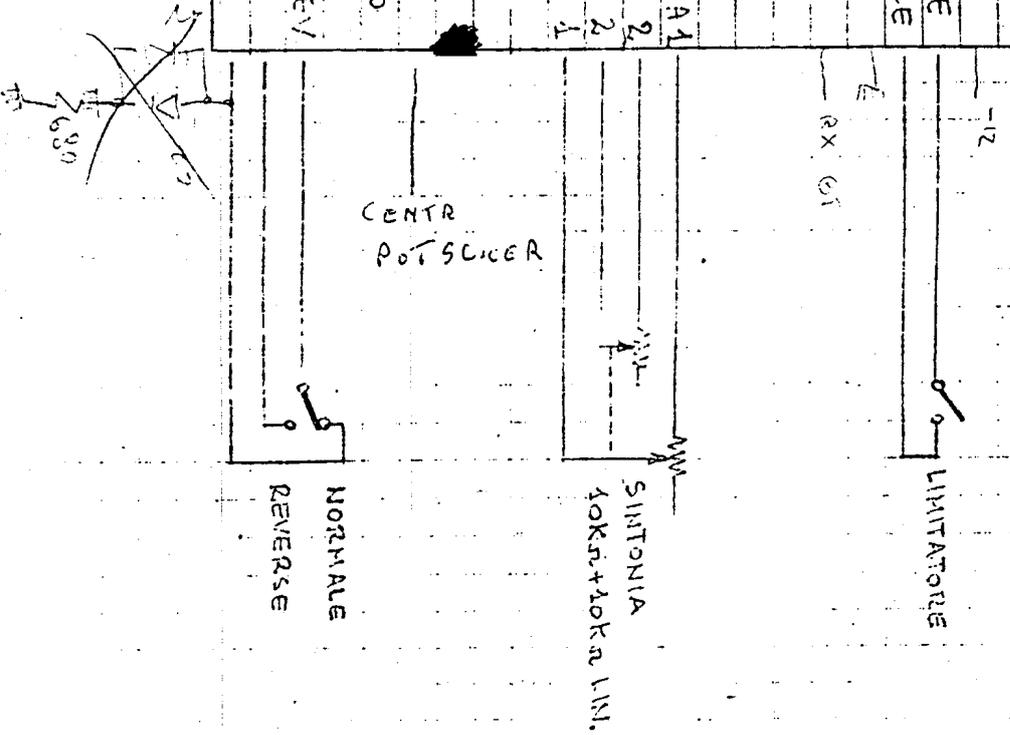
DISPOSIZIONE COMPONENTI

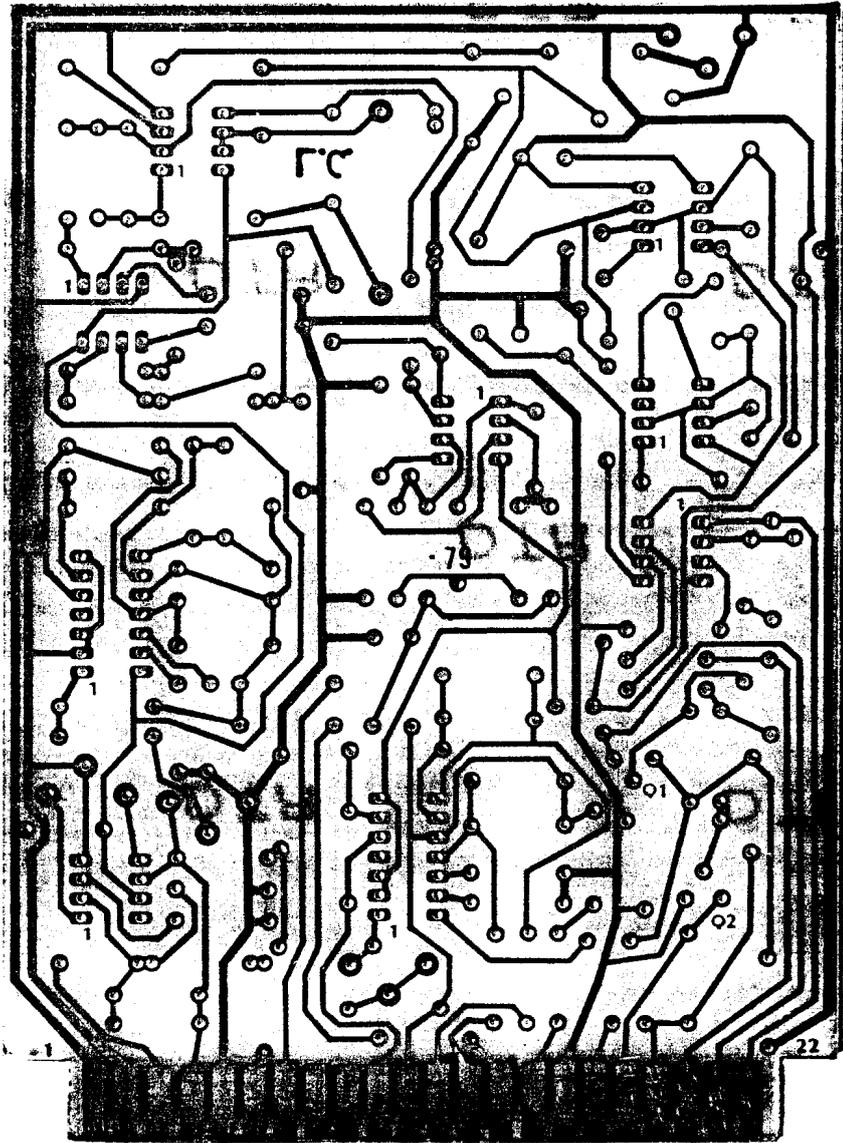
DATASHEET CON
CARATTERI

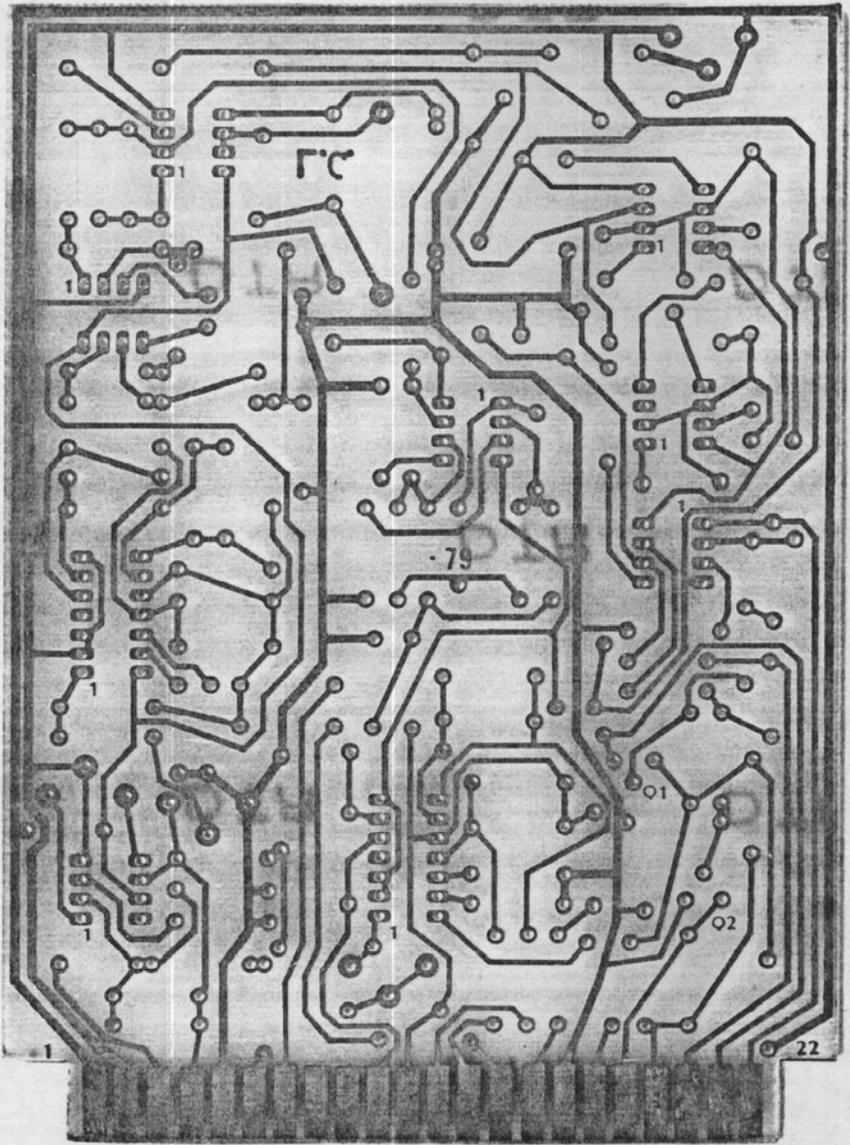
1466

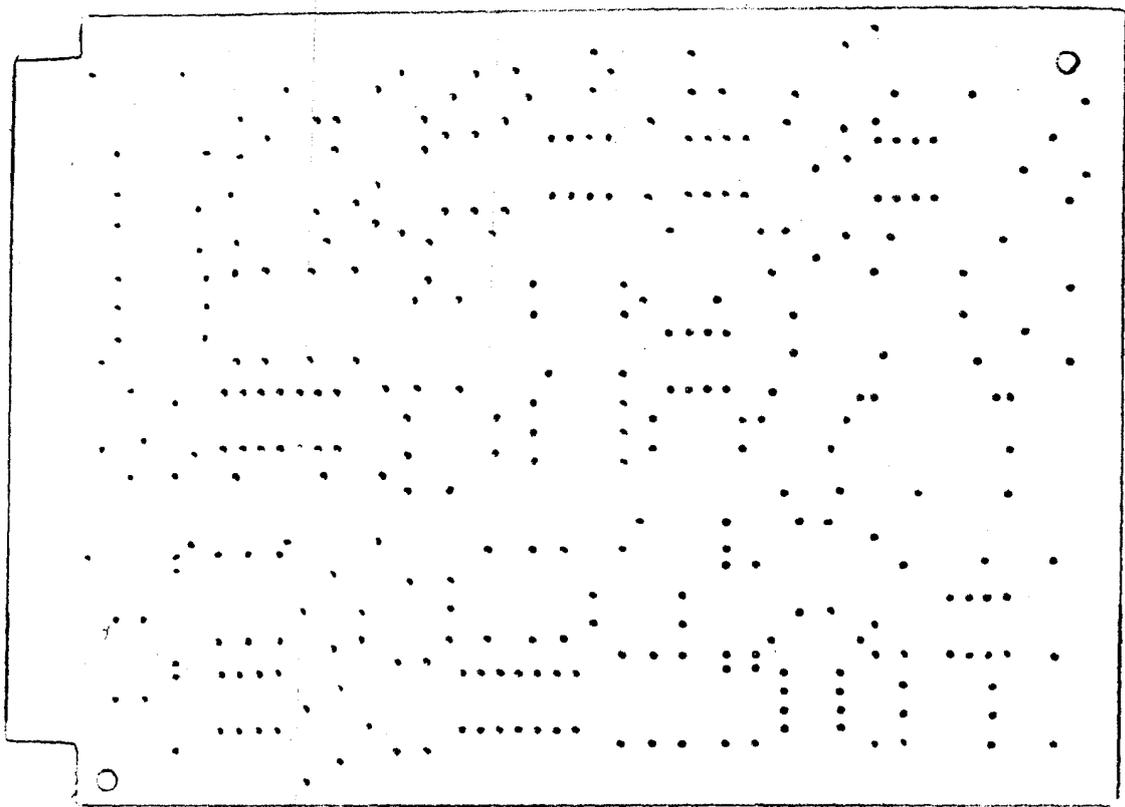
CONNETTORE DEMODULATORE RTTY 14 HD-010-119

1	+ 12V
2	- 12V
3	INTERDUTTORE LIMITATORE
4	INTERDUTTORE LIMITATORE
5	Sm.d. 777
6	INPUT DALL'RX
7	OUT SQUELCH
8	
9	
10	POT. 40KΩ LIN. SINTONIA A
11	POT 40KΩ LIN. SINTONIA B
12	CENTRALE POT. SINTONIA C
13	CENTRALE POT. SINTONIA A
14	OUT ASSE Y
15	OUT ASSE X
16	Sm.d. 777
17	+ 12V
18	OUT RTTY DEMODULATO
19	+5V INTERNO
20	COMUNE DEVIAT. NORCH/REV
21	REVERSE
22	NORMAL









Lato componenti