

# RICETRASMETTITORI a

**Considerando che è nostra intenzione iniziare la presentazione di progetti di ricetrasmittitori transistorizzati, per favorire coloro che desiderano cimentarsi alla costruzione di tali apparecchi, inizieremo parlando dello stadio più critico, quello cioè che condiziona il funzionamento del trasmettitore, vale a dire lo stadio che genererà il segnale di alta frequenza.**

Come potrete supporre questo articolo non è rivolto a quei radioamatori che hanno già una profonda esperienza in materia, benché pensiamo che anche essi possano trovare altra materia per arricchire il loro bagaglio di conoscenza, ma più che altro, come d'altronde nostra abitudine, intendiamo fare partecipi i nostri meno provveduti lettori dei risultati delle nostre esperienze e della nostra preparazione.

Quindi con questo articolo desideriamo spianare la strada ai principianti che desiderano far parte in futuro di quella ristretta cerchia categoria detta semplicemente OM, che abbraccia coloro che non si limitano solamente al campo della ricezione ma più specificatamente si interessano anche di trasmissione.

Ed è fuori di dubbio che costoro hanno bisogno di qualcuno che li guidi nei loro primi passi, che li consigli nella scelta dei circuiti adatti, che insegni come effettuare le tarature necessarie e come usare l'apparecchio già montato per ottenere i risultati migliori.

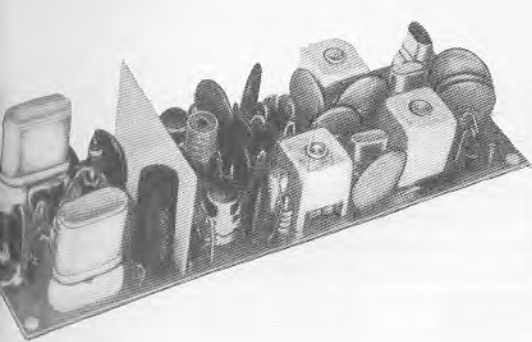
Nei numeri precedenti della nostra rivista noi ci siamo già soffermati su certi problemi inerenti anch'essi al campo della trasmissione ma più che altro ci siamo limitati a discutere come vanno costruiti gli apparecchi di misura necessaria a controllare che tutta la potenza erogata dal trasmettitore venga irradiata dall'antenna, partendo

quindi dal presupposto di una realizzazione già ultimata ed i succitati articoli vertevano quindi ad insegnare ai già possessori di apparecchi di trasmissione come utilizzarli nel migliore dei modi.

Ora invece inizieremo parlando della costruzione vera e propria partendo da quello che comunemente è ritenuto lo stadio più importante e più critico di un trasmettitore che, come abbiamo già accennato, consiste nello stadio oscillatore di A.F.

In definitiva la realizzazione « in proprio » di un trasmettitore non è una cosa inverosimilmente complicata, anzi siamo concordi nell'affermare che particolari difficoltà costruttive non ne esistono, specie se le necessarie delucidazioni vengono effettuate con un linguaggio semplificato ed alla portata dei meno esperti in modo che anche questi ultimi possano comprendere il funzionamento delle singole parti, senza dover fare dei corsi speciali, cosicché, alla pari, o quasi, dei loro colleghi più navigati possano essi stessi tentare con cognizione di causa a realizzare, od anche modificare, degli schemi che fino a ieri potevano risultare per lo meno incomprensibili.

Speriamo quindi che gli « anziani » vogliano perdonarci se con questo articolo parleremo di cose che a loro sembreranno ovvie e se ci soffermeremo a dare consigli ritenuti per molti pressoché superflui.



# TRANSISTOR

## GENERATORE DI AF

Per trasmissione si intende irradiare nello spazio, tramite un'antenna un segnale di ALTA FREQUENZA: è ovvio però che per poterlo irradiare occorrerà innanzitutto prima generarlo.

Lo stadio che provvede a fornire questo segnale di AF si chiama OSCILLATORE DI AF e di schemi adatti a questo scopo ne esistono parecchi: noi vi presenteremo quelli che riterremo più significativi e a voi resterà il compito di sperimentarli uno ad uno per fare pratica e scegliere di volta in volta quello che maggiormente si adatterà alle vostre particolari esigenze.

Da un oscillatore di AF noi potremmo già prelevare un segnale di alta frequenza per trasferirlo ad una antenna per essere irradiato, ma naturalmente la potenza erogabile dal solo oscillatore non può essere molto rilevante per cui le distanze raggiungibili saranno limitate.

Per poter quindi aumentare potenza, e di conseguenza coprire maggiori distanze, sarà necessario che il segnale prelevato dal generatore di AF venga amplificato da altri stadi transistorizzati proprio come si procede usualmente negli amplificatori di Bassa Frequenza fino ad ottenere la potenza necessaria per poter raggiungere i 10 chilometri oppure i 50 o i 100 ed oltre, quella distanza cioè che desideriamo venga coperta senza difficoltà dal trasmettitore che ci accingiamo a realizzare.

Per ora però tralasciamo la trattazione di ciò che seguirà l'oscillatore di AF ed interessiamoci invece di questo particolare stadio che, come abbiamo già accennato, rappresenta la difficoltà principale e più importante nella realizzazione di un trasmettitore.

Infatti se abbiamo un segnale di AF lo possiamo senza dubbio amplificare, ma se non sappiamo come ottenerlo sarà anche inutile parlare di

come costruire uno stadio amplificatore di AF.

Gli oscillatori di AF, a seconda di come funzionano, possono essere suddivisi in due categorie che presentano caratteristiche ben definite e precisamente in:

VARIABILI (conosciuti anche con il nome di VFO dalle iniziali di Variable Frequency Oscillator che tradotto vale appunto come oscillatore a frequenza variabile) ed oscillatori a QUARZO che invece funzionano a frequenza fissa caratteristica appunto dei quarzi.

Gli oscillatori a frequenza variabile presentano il pregio di avere una frequenza che può essere variata e sono provvisti di un circuito di sintonia formato in sintesi da una bobina e da un condensatore variabile ad essa posto in parallelo.

Per modificare la frequenza si può provvedere agendo sulla capacità del condensatore variabile o sul nucleo in ferrite della bobina stessa.

Se, tanto per fare un esempio, noi abbiamo realizzato una bobina che a variabile semiaperto generi una frequenza sui 7 Megahertz (40 metri), ruotando per tutta la sua corsa il condensatore variabile possiamo tranquillamente modificare la frequenza di emissione portandola da un minimo di 5 Megahertz ad un massimo di 10 Megahertz senza alcuna difficoltà; come dire in pratica che se invece di un trasmettitore questo circuito fosse un ricevitore, con esso noi potremmo esplorare tutta la porzione di gamma compresa fra le frequenze dei 5 fino ai 10 Megahertz ruotando semplicemente il variabile.

Questo circuito potrebbe sembrare una manna per coloro che non hanno molta dimistichezza coi problemi della trasmissione se non accennassimo agli inconvenienti cui esso è soggetto.

Il primo inconveniente che si presenta utilizzando un circuito oscillatore variabile, specialmente se a transistor, consiste nella precaria stabilità di frequenza per cui può capitare che,

se per esempio avete sintonizzato il vostro trasmettitore sui 7 Megahertz, avvicinando la mano al variabile o a qualsiasi altra parte del circuito oscillante la frequenza può facilmente slittare sui 6,9 Megahertz per poi ritornare sui 7 Megahertz non appena avrete allontanato la mano.

Lo stesso inconveniente si può manifestare anche quando durante il funzionamento il transistor si scalda obbligando chi vi sta ricevendo durante la trasmissione, a modificare in continuità la sintonia di ricezione.

Infine si hanno anche variazioni di frequenze se la tensione di alimentazioni non è perfettamente stabilizzata e cambia di valore durante il funzionamento. Da ciò si può quindi concludere che gli oscillatori VFO, se non sono costruiti con un notevole numero di transistor ed in maniera ben più complessa di quella che si richieda per un transistor portatile, vengono impiegati solamente per la realizzazione di apparecchi economici nei quali non sia richiesta una particolare stabilità di frequenza.

Trovano quindi comune impiego specialmente

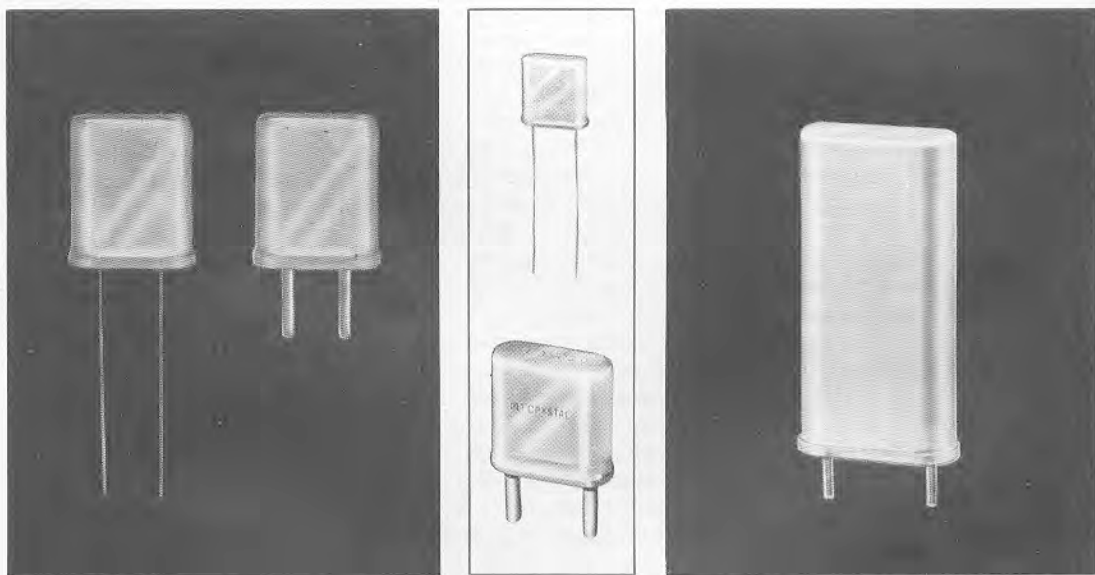
consiste in un cristallo dello stesso minerale, il quale a seconda di come viene tagliato e del suo spessore ha la caratteristica di comportarsi praticamente come un circuito di sintonia (una bobina ed un condensatore) accordato su di una ben determinata frequenza che resta costante e non può assolutamente essere variata in quanto in dipendenza dello spessore che non può subire modifiche da parte di agenti esterni.

Di quarzi ne esistono di diversi tipi e dimensioni e nella fotografia in basso è possibile distinguere alcuni dei tipi più comuni.

Su ogni involucro che li contiene è impressa la frequenza di oscillazione in Megahertz oppure in Kilohertz, ad esempio 3,8 Megahertz (oppure 3.800 Kilohertz) o 7,150 MHz (7.150 KHz) o ancora 6,135 MHz 6.135 KHz) e 27,050 MHz (27.050 KHz) ed ancora 72,250 MHz (72.250 KHz) ecc.

Questi inseriti in un oscillatore generano un segnale di AF sulla ben precisa frequenza indicata sul corpo contenitore.

Il vantaggio di usare un quarzo in un oscilla-



nei radiomicrofoni per onde medie a modulazione d'ampiezza oppure nei radiomicrofoni per le onde ultracorte ma a modulazione di frequenza.

Invece gli oscillatori che si dimostrano senza dubbio i più indicati per un buon ricetrasmittitore sono quelli che impiegano un quarzo.

Non staremo certo a fare in questa sede una dissertazione approfondita sulla intima entità di un quarzo ma ci limiteremo a dire che esso

tore è, in primis, quello di avere a disposizione una frequenza altamente stabile ed insensibile agli agenti esterni per cui si può tranquillamente avvicinare una mano all'oscillatore senza riscontrare slittamenti di frequenza la quale risulta indipendente anche dalle possibili variazioni della tensione di alimentazione e permane inalterata anche se il transistor oscillatore dovesse scaldarsi fino a 70 gradi.

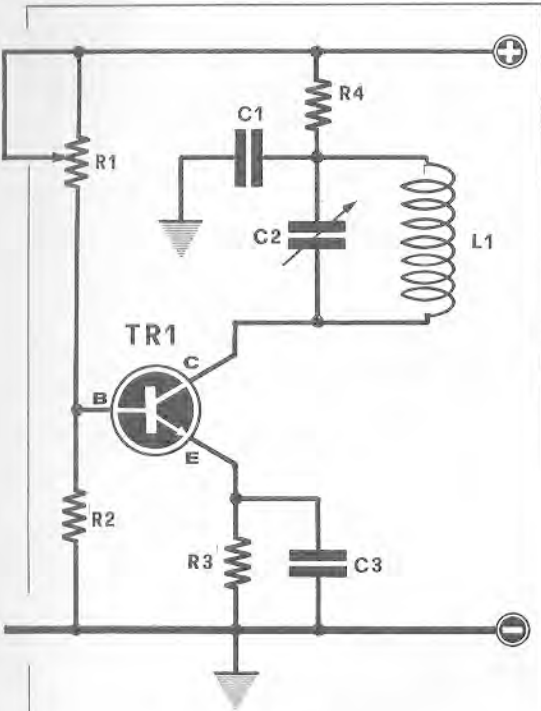


Fig. 1 In un oscillatore di AF, la bobina L1 ed il condensatore variabile C2 dovranno essere rapportati in funzione alla frequenza di emissione come dai dati indicati in tabella. Il trimmer R1, utile a ricercare il valore più idoneo di polarizzazione di base, in fase di progettazione, può essere sostituito in seguito con una resistenza fissa.

Questo componente quindi è senz'altro il più adatto per la realizzazione di ricetrasmittitori per le onde corte ed ultracorte e lo troverete sempre presente nei complessi di qualità.

Ovviamente a tutte queste ottime prerogative hanno un riscontro in quello che può essere considerato l'inconveniente di un quarzo, e cioè il prezzo d'acquisto che non lo fa certamente un componente economico.

Inoltre a questo dobbiamo aggiungere che non essendo possibile modificare con esso la frequenza di oscillazione se si desidera, per esempio, trasmettere su due o più frequenze diverse, occorrerà sostituire nell'oscillatore, o commutare sullo stesso, tanti quarzi a frequenze diverse tra di loro quante sono le frequenze sulle quali si vuole operare.

Se infatti fosse nostra intenzione trasmettere

sui 7.100 - 7.110 - 7.115 KHz occorrerà inserire tre quarzi diversi che risultino tagliati in modo che la loro frequenza di oscillazione sia perfettamente uguale a quelle richieste, poiché infine un quarzo normale costa in media dalle 3.000 alle 3.500 lire, a seconda della frequenza di lavoro, si comprenderà come possa diventare onerosa la realizzazione di un trasmettitore che disponga di diverse frequenze di emissione.

Come vedremo in seguito sarà però possibile, usando uno stesso quarzo, ottenere, tramite stadi di duplicazione, frequenze multiple rispetto a quella fondamentale: tanto per fare un esempio con un quarzo da 9 Megahertz possiamo ottenere frequenze di 18 MHz, 36 MHz, 72 MHz e 144 MHz, oltre naturalmente ai 9 MHz iniziali.

In ogni modo noi ci stiamo fattivamente interessando per poter fornire ai nostri lettori dei quarzi a prezzi più ragionevoli in modo che voi possiate quanto prima permettervi la realizzazione di ottimi ricetrasmittitori per i 27-30 MHz e per i 144 MHz senza dover sottostare ai prezzi proibitivi che vigono sul mercato nazionale.

Naturalmente il nostro operato ci potrà anche procurare da parte dei rivenditori dei nemici da non sottovalutare, ma come contropartita speriamo di acquisire la vostra simpatia e nel contempo di riuscire ad abbassare almeno di un poco il prezzo corrente di questo importante componente.

### LA SCELTA DEI TRANSISTOR

Prima di presentarvi gli schemi elettrici dei più usuali oscillatori sarà doveroso fare qualche accenno sui transistor da impiegare negli oscillatori di A.F. A questo proposito possiamo affermare che tutti i transistor per alta frequenza possono essere indistintamente impiegati come oscillatori di alta frequenza, siano essi al germanio che al silicio, di tipo NPN o PNP.

Ciò che cambierà qualora si volessero impiegare dei transistor diversi da quelli elencati nell'elenco componenti che accompagna ogni schema elettrico saranno i valori delle resistenze di polarizzazione di base, quello della tensione di alimentazione e della polarità di quest'ultima in considerazione che con i PNP il negativo va sempre al collettore ed il positivo all'emettitore mentre per gli NPN occorrerà invertire i collegamenti, vale a dire al collettore verrà inviata la tensione positiva ed all'emettitore quella negativa.

Inoltre, sarà utile, specialmente per i principianti, accennare ai tre fattori principali cui si deve fare attenzione nella scelta dei transistor adatti



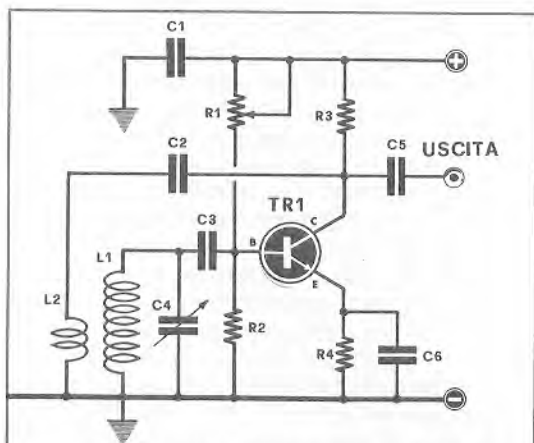


Fig. 2 oscillatore VFO con accordo di BASE

- R1 = 47.000 ohm trimmer
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 22 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47 pF
- C3 = 100 pF
- C4 = condensatore di sintonia
- C5 = 10 pF
- C6 = 10.000 pF
- L1 = bobina di sintonia (vedi testo)
- L2 = bobina di reazione
- TR1 = transistor al silicio NPN

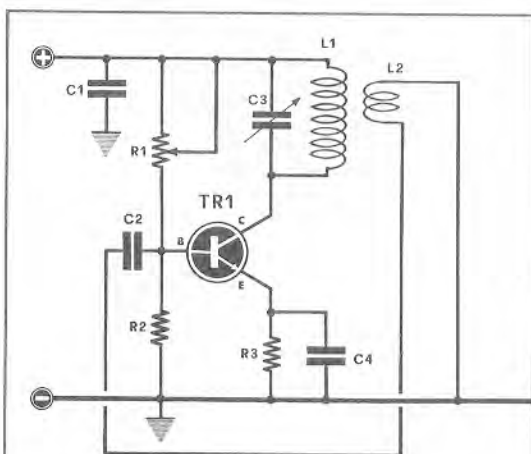


Fig. 3 oscillatore VFO con accordo di COLLETTORE

- R1 = 47.000 ohm trimmer
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 22 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47 pF
- C3 = condensatore di sintonia
- C4 = 10.000 pF
- L1 = bobina di sintonia (vedi testo)
- L2 = bobina di reazione
- TR1 = transistor al silicio NPN

e cioè la tensione di lavoro, la corrente massima di collettore e la frequenza di taglio. Sarebbe anche opportuno conoscere il fattore Beta, vale a dire il grado di amplificazione, ma questo crediamo sia un problema per ora trascurabile perché man mano che vi presenteremo dei progetti di trasmettitori provvederemo anche ad indicarvi i tipi di transistor più adatti.

Nelle prove che potete già effettuare sarà in ogni modo di una certa utilità che voi sperimentiate in luogo dei transistor dati altri tipi constatando di persona quale di quelli in vostro possesso avrà un maggiore rendimento in AF e fare così già una scelta preliminare sui componenti che a parer vostro meglio si prestano nell'impiego dei vostri primi oscillatori.

In ogni modo avrete sempre fatto delle interessanti esperienze che vi saranno preziose nei futuri montaggi ai quali vi cimenterete.

Questo per quanto riguarda il fattore guadagno e rendimento.

Invece importante, come anticipato, risulta la tensione di lavoro: se infatti avete un transistor che abbia una tensione di collettore massima di

20 volt, lo potete far funzionare tranquillamente a tensioni di 9 - 12 - 15 volt, ma non superare questi valori.

Se la corrente massima di collettore è di 100 milliamper, durante le prove, sarà bene controllare che durante il funzionamento non venga superata la metà di questo valore in modo che il transistor lavori con un abbondante margine di sicurezza con assicurazione di una vita lunga.

Ultimo elemento da controllare attentamente è la frequenza di taglio, cioè la frequenza massima oltre alla quale il transistor non è più in grado di assolvere alle sue funzioni.

Se ad esempio volete realizzare un trasmettitore che funzioni alla frequenza di 7 Megahertz dovete scegliere necessariamente un transistor la cui frequenza di taglio sia notevolmente superiore a quella richiesta, cioè sia almeno di 10 MHz. Se volete invece costruire un trasmettitore per i 144 MHz avrete bisogno di un transistor che abbia una frequenza di taglio di almeno 200 MHz.

Inutile peraltro tentare di far oscillare un transistor sui 27 Megahertz se scegliete un tipo che

abbia una frequenza di taglio sui 10 MHz, in quanto esso non oscillerà mai.

Per molti di voi queste nostre affermazioni sembreranno superflue e talmente ovvie da rasentare persino il ridicolo, ma se vi capitasse, come non di rado è capitato a noi, di vedersi proporre dei progetti che vorrebbero essere consigliati per una frequenza, ad esempio, di 144 MHz e che impiegano dei transistor la cui frequenza di taglio non supera i 60 MHz converrete anche voi che le nostre precisazioni giungono proprio a proposito.

Troppo spesso si consigliano infatti dei montaggi teorici che ad una più attenta considerazione mostrano senza fallo che lo schema non è mai stato provato e l'incauto realizzatore non molto ferrato otterrà come risultato solamente una perdita di tempo con dispendio di denaro, nonché una crescente sfiducia sulla serietà delle pubblicazioni dalle quali trae spunto per le proprie realizzazioni.

Un altro consiglio che desideriamo darvi, anche se contrastante con quanto altri potrebbero dirvi, è inerente alla potenza erogata da un transistor.

Non è assolutamente vero infatti che facendo assorbire più corrente al collettore si abbia sempre un aumento di energia AF anzi, come potrete constatare con l'ausilio degli strumenti che vi indicheremo (come per esempio il wattmetro di AF che abbiamo già presentato sul n. 4 a pag. 244 di questa stessa rivista) aumentando l'assorbimento oltre un certo limite si ha al contrario una diminuzione di energia AF.

E non è perciò detto che un transistor di potenza possa erogare più energia AF di un altro ben più modesto e soltanto con una precisa misura si sarà in grado di stabilire quale transistor si adatti maggiormente a questo oppure a quello schema.

## SE DESIDERATE PROVARE UN OSCILLATORE DI AF

Viene da se che ora noi vi presenteremo alcuni schemi base, schemi indicativi e quindi sprovvisti del valore relativo ai vari componenti im-

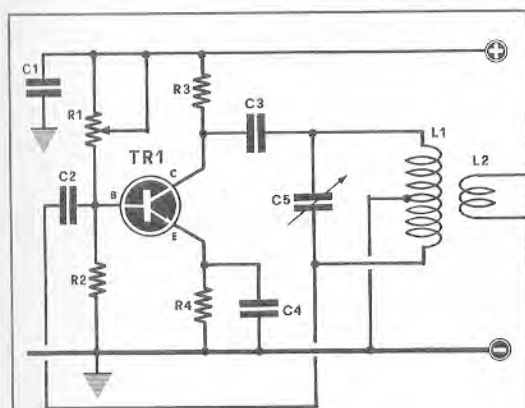


Fig. 4 oscillatore VFO tipo HARTLEY

- R1 = 25.000 ohm trimmer
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 12 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 § 100 pF
- C3 = 100 pF
- C4 = 10.000 pF
- C5 = variabile di sintonia
- L1 = bobina di sintonia con presa centrale
- L2 = bobina link per prelievo AF
- TR1 = transistor al silicio NPN

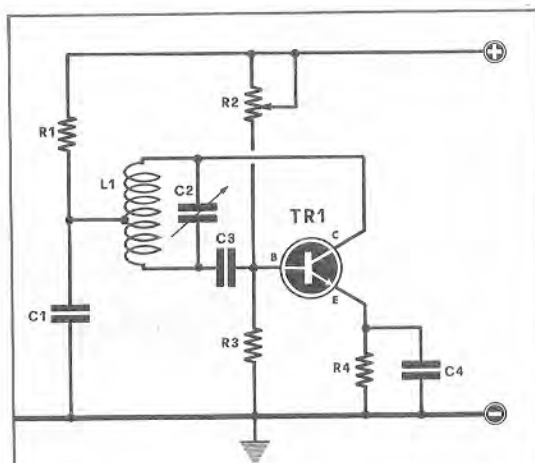


Fig. 5 oscillatore VFO tipo HARTLEY

- R1 = 100 ohm
- R2 = 47.000 ohm trimmer
- R3 = 3.300 ohm
- R4 = 22 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = variabile di sintonia
- C3 = 100 pF
- C4 = 10.000 pF
- L1 = bobina di sintonia con presa centrale
- TR1 = transistor al silicio NPN

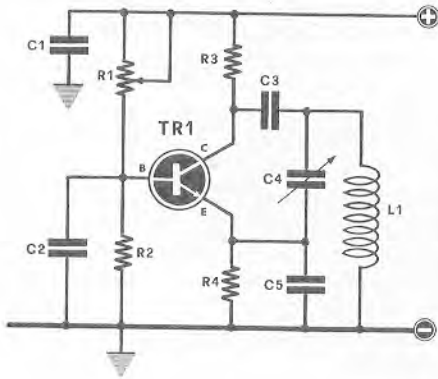


Fig. 6 oscillatore VFO tipo COLPITTS

- R1 = 25.000 ohm trimmer
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 100 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47.000 pF
- C3 = 100 pF
- C4 = variabile di sintonia
- C5 = valore critico (vedi testo)
- L1 = bobina di sintonia
- TR1 = transistor al silicio NPN

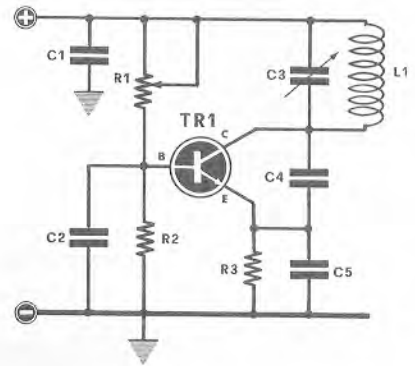


Fig. 7 oscillatore VFO tipo COLPITTS

- R1 = 47.000 ohm trimmer
- R2 = 3.300 ohm
- R3 = 100 ohm
- C1 = 100 pF
- C2 = 47.000 pF
- C3 = variabile di sintonia
- C4 = vedi testo
- C5 = vedi testo
- L1 = bobina di sintonia
- TR1 = transistor al silicio NPN

piegati, in quanto essi dipendono dai diversi tipi di transistor che vengono impiegati nella realizzazione del progetto dalla frequenza alla quale vengono fatti oscillare e dalla tensione di alimentazione quindi il principiante potrebbe anche trovarsi in difficoltà qualora volesse tentare qualche esperienza non conoscendo i valori da impiegare.

Proprio per venire incontro a costoro vogliamo facilitarli indicando come trovare i valori necessari senza incontrare eccessive difficoltà effettuando solamente due o tre prove.

Prendiamo come esempio lo schema di fig. 1 e supponiamo che esso sia un qualsiasi oscillatore: tra i componenti d'impiego troviamo una resistenza semifissa (indicata con la sigla R1) che collega la base del transistor alla tensione di alimentazione, una seconda resistenza (R2) che collega la base alla massa ed una resistenza, indicata con R3, inserita tra l'emettitore e la massa.

Abbiamo quindi il condensatore di disaccoppiamento C3, la resistenza R4 che alimenta il collettore (in molti schemi questa resistenza non

è prevista), quindi la bobina di sintonia L1 con in parallelo il condensatore variabile C2 ed infine un condensatore indicato con la sigla C1; che dopo il circuito di sintonia provveda a disaccoppiare a massa il lato freddo del circuito stesso.

Cerchiamo quindi di analizzare i vari componenti a cominciare dalla resistenza R2 che può variare, a seconda dei transistor impiegati tra i 680 ohm, i 1.000, i 1.500, i 3.300 ed i 4.700 ohm.

Poiché esiste una proporzione tra il valore di R2 e quello di R1, proporzione che si aggira sul rapporto massimo di 1 a 10 potremo partire fissando per R2 un valore medio di 1.500 ohm ed impiegando per R1 un potenziometro semifisso da 47.000 ohm.

Riducendo il valore di R1 avremo un aumento della corrente di collettore, mentre ovviamente aumentandolo otterremo una proporzionale riduzione: occorre quindi trovare sperimentalmente un valore che faccia assorbire al collettore del transistor oscillatore circa la metà della corrente massima acconsentita dalle sue caratteristiche di costruzione.

Misurando quindi con un ohmetro il valore resistivo della parte del potenziometro utilizzata da esso potremo risalire al valore adatto della resistenza R2 e quindi sostituirlo con una resistenza di valore analogo, risparmiando quindi nel costo e nello spazio.

La resistenza R3 inserita sull'emettitore ha il compito di limitare la corrente massima di assorbimento del transistor ed il valore della stessa può variare da un minimo di 10 ohm ad un massimo di 220 ohm.

Essa serve quindi per salvaguardare il transistor affinché durante il funzionamento la corrente di collettore rimanga costante il più possibile.

È ovvio che un valore di R3 troppo elevato viene a limitare la potenza di AF in uscita mentre un valore basso servirà ad aumentarla.

In ogni modo esiste un limite per cui cercando il valore di R3 occorrerà tenere sempre presente anche quello di R1 curando che al transistor non giunga una corrente superiore, od anche troppo vicina, a quella limite.

Il condensatore C3 che si trova in parallelo ad R3 serve al disaccoppiamento dell'emettitore

ed il suo valore che non è assolutamente critico, va cercato tra i 1.000 ed i 10.000 picofarad.

La resistenza R4 che vediamo inserita in serie al collettore ha come scopo quello di limitare la tensione sullo stesso e può anche servire come elemento di disaccoppiamento per l'AF, tant'è vero che in molti casi noterete come tale resistenza venga sostituita da una impedenza di AF.

Importante è invece il condensatore C1, il cui valore va scelto tra i 10.000, i 47.000 o i 100.000 picofarad.

Anche nel caso in cui non fosse presente la resistenza R4 questo condensatore è bene risulti sempre collegato direttamente al punto d'ingresso del circuito L1/C2 con la massa.

Volendo quindi provare con diversi tipi di transistor dovrete logicamente controllare l'assorbimento con un milliamperometro posto in serie al collettore e regolare il valore di R1 fino al punto in cui si ha erogazione di energia AF, quindi provando a modificare il valore degli altri componenti controllando di volta in volta se detta energia abbia ad aumentare oppure a diminuire.

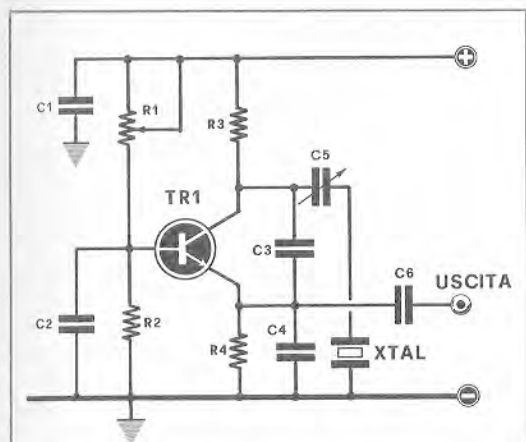


Fig. 8 oscilla ore a quarzo

- R1 = 25.000 ohm trimmer
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 120 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47.000 pF
- C3 = da 22 a 47 pF
- C4 = da 22 a 100 pF
- C5 = 100 pF compensatore
- C6 = 15 pF
- XTAL. = quarzo fino a 10 MHz.
- TR1 = transistor al silicio NPN

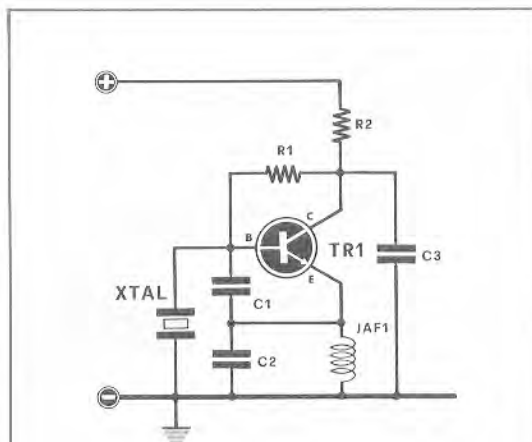


Fig. 9 oscillatore a quarzo

- R1 = 39.000/100.000 ohm
- R2 = 1.000 ohm
- C1 = da 47 a 220 pF
- C2 = da 47 a 220 pF
- C3 = 10.000 pF
- JAF1 = impedenza di AF
- XTAL = quarzo fino a 10 MHz.
- TR1 = transistor al silicio NPN

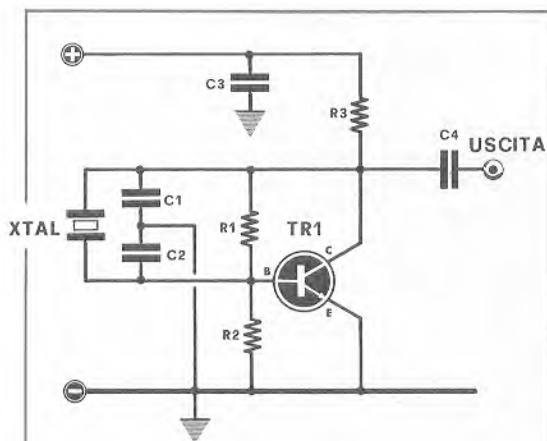


Fig. 10 oscillatore a quarzo tipo COLPITTS

- R1 = 22.000 a 47.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- C1 = da 47 a 100 pF
- C2 = da 47 a 100 pF
- C3 = 100.000 pF
- C4 = 22 pF
- TR1 = transistor al silicio NPN

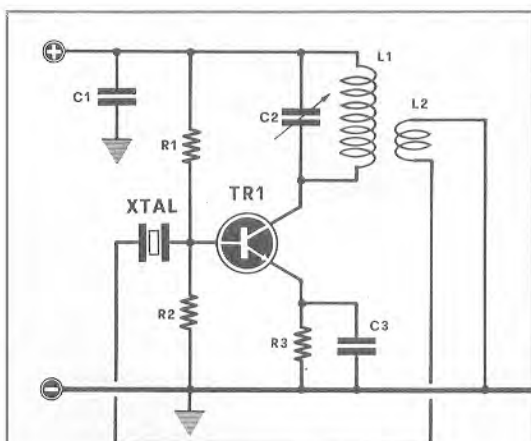


Fig. 11 oscillatore a quarzo tipo MEISSNER

- R1 = 10.000 ohm
- R2 = 3.300 ohm
- R3 = 82 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = variabile di sintonia
- C3 = 10.000 pF
- L1 = bobina di sintonia
- L2 = bobina di reazione
- XTAL = quarzo
- TR1 = transistor al silicio NPN

## OSCILLATORE CON CIRCUITO ACCORDATO DI BASE

In fig.2 troviamo lo schema di un primo oscillatore variabile (Un VFO) con accordo di base.

Facendo una panoramica sui valori possibili dai quali partire come base per trovare quelli esatti in corrispondenza del transistor che è vostra intenzione provare troveremo:

- R1 = 47.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 22 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47 pF
- C3 = 100 pF
- C4 = 100 pF variabile
- C5 = 10 pF
- C6 = 10.000 pF

Questi dati sono utili per la realizzazione di oscillatori per onde corte; per le onde medie occorrerà aumentare la capacità dei condensatori C4 - C2 - C3. La bobina L1 sarà formata da un numero di spire adeguato alla gamma su cui

si desidera far oscillare il transistor: ricordiamo che mentre per le onde corte saranno necessarie poche spire per le onde medie ne occorreranno un certo numero. Trovato il numero giusto di spire per L1 sarà semplice da questo risalire a quello di L2 in quanto di solito va rispettato in linea di massima un rapporto di 1/5 per cui se per L1 abbiamo 15 spire, per L2 possiamo impiegare una bobina che abbia da 2 a 4 spire.

Quest'ultime andranno avvolte sempre su L1 dal lato rivolto verso massa ed è, a questo proposito fare attenzione al senso di avvolgimento di L2 in quanto se esso non dovesse risultare in fase con quello di L1 il transistor non va in oscillazione ed in questi casi si proverà ad invertire i terminali di connessione di L2.

Il trimmer potenziometro R1 andrà regolato durante la fase di messa a punto in modo che il transistor oscillatore assorba metà della corrente massima. La fig. 3 mostra ancora un oscillatore del tutto simile, come componenti e come valori, al precedente dal quale si differenzia solo dal fatto che esso risulta accordato sul collettore mentre quello di fig. 2 è accordato sulla base.



Le caratteristiche sono le stesse e valgono similmente gli stessi accorgimenti di cui abbiamo già parlato quale, per esempio, se la bobina L2 non è in fase non si ha l'innesco dell'oscillazione quindi sarà necessario invertire il collegamento dei capi dell'avvolgimento stesso.

Lo schema che invece vi presentiamo in fig. 4 rappresenta l'oscillatore conosciuto sotto il nome di « oscillatore di HARTLEY ». Questo circuito è insito nel fatto che un tale sistema non richiede un secondo avvolgimento per la reazione, però come si può notare dallo schema elettrico di figura, la bobina di sintonia deve essere provvista di una presa centrale che andrà collegata a massa.

Anche per questo circuito non abbiamo valori critici ad esclusione del solito trimmer R1 che andrà regolato, come i progetti precedenti, in modo da fare assorbire al collettore una corrente compatibile al tipo di transistor impiegato.

Lo schema di fig. 5 rappresenta anch'esso un oscillatore HARTLEY e si differenzia dallo schema precedente solamente dal fatto che la presa centrale della bobina di sintonia invece di essere

collegata a massa risulta collegata in questo caso specifico alla tensione di alimentazione.

Un altro tipo di oscillatore variabile da prendere in considerazione è quello raffigurato in fig. 6 ed è conosciuto come tipo COLPITTS.

In questo tipo di oscillatore i valori critici sono quelli relativi ai condensatori C5 e C4 che troviamo posti in parallelo alla bobina di sintonia. Infatti normalmente il condensatore C5 deve risultare di capacità più elevata rispetto al condensatore C4.

In pratica abbiamo potuto constatare dalle nostre prove che anche con valori uguali per tutti e due i condensatori si ottiene ugualmente di fare entrare in oscillazione il transistor, comunque solamente misurando in uscita l'AF generata si potrà stabilire, a seconda del transistor impiegato o anche della frequenza sulla quale desideriamo farlo oscillare, quali siano i valori più adatti per conseguire il maggior rendimento in energia.

In fig. 7 troviamo invece una variante dell'oscillatore COLPITTS

Se desideriamo un oscillatore per le onde corte al posto del condensatore C4 si può inserire un componente che abbia una capacità compresa

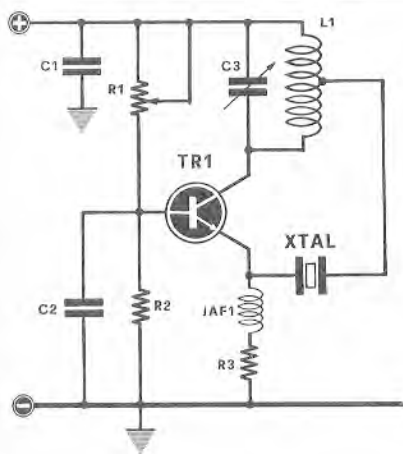


Fig. 12 oscillatore a quarzo

- R1 = 47.000 ohm trimmer
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 100 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 10.000 pF
- C3 = variabile di sintonia
- JAF1 = impedenza di AF
- L1 = bobina di sintonia con presa centrale
- XTAL = quarzo
- TR1 = transistor al silicio NPN

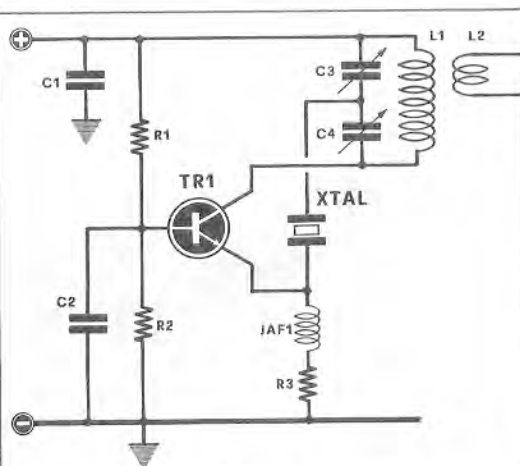


Fig. 13 oscillatore a quarzo

- R1 = 10.000 a 22.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 47 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47.000 pF
- C3 = 200 pF compensatore
- C4 = 200 pF compensatore
- JAF1 = impedenza di AF
- L1 = bobina di sintonia
- L2 = bobina link per prelievo AF
- XTAL = quarzo
- TR1 = transistor al silicio NPN

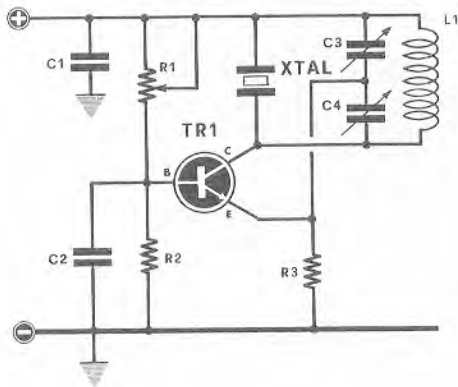


Fig. 14 oscillatore a quarzo

- R1 = 47.000 ohm trimmer
- R2 = 3.300 ohm
- R3 = 100 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47.000 pF
- C3 = 200 pF compensatore
- C4 = 200 pF compensatore
- L1 = bobina di sintonia
- XTAL = quarzo
- TR1 = transistor al silicio NPN

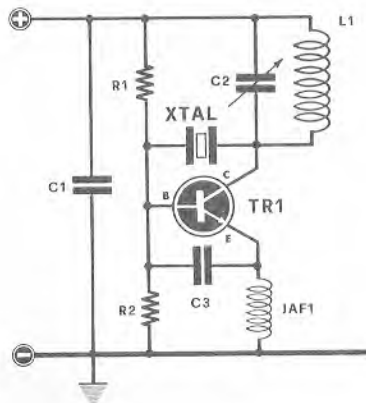


Fig. 15 oscillatore a quarzo

- R1 = 10.000 ohm
- R2 = 3.300 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = variabile di sintonia
- C3 = da 82 a 220 pF
- JAF1 = impedenza di AF
- L1 = bobina di sintonia
- XTAL = quarzo
- TR1 = transistor al silicio NPN

tra i 10 ed i 47 pF, valori che si possono utilizzare anche per C5.

Per un oscillatore per le onde medie occorrono invece condensatori di capacità più elevata; per C4 è necessaria infatti una capacità compresa tra i 100 ed i 200 pF mentre per C5 occorre raggiungere valori fino a 1.000 pF.

Per gli altri componenti anche con questo schema bisognerà scegliere sperimentalmente i valori più adatti, sempre a seconda del transistor impiegato e della frequenza di oscillazione, al fine di ottenere i risultati, come rendimento, migliori.

## OSCILLATORI FISSI A QUARZO

Da quanto inizialmente abbiamo anticipato avrete arguito che l'oscillatore a quarzo oscilla solamente sulla frequenza che appare indicata sull'involucro che lo contiene, pertanto il circuito di sintonia, che troveremo come parte integrante dei vari schemi, non viene utilizzato, come si potrebbe immaginare, a modificare la frequenza

di oscillazione, ma solamente per ottenere l'innescò del quarzo.

Infatti se questo circuito non viene ad essere sintonizzato sulla sua frequenza di oscillazione anche il transistor non oscilla e pertanto non si avrà alcuna emissione di energia AF.

Esistono pure dei particolari schemi di oscillatori sprovvisti di circuito di accordo. Non abbiamo certo la pretesa di presentarvi tutti i sistemi attuabili, ci limiteremo a trattare più che altro gli schemi che si dimostrano maggiormente validi come funzionalità od attualità.

Comunque sarà superfluo rammentare al lettore che di quarzi ne esistono una infinità di tipi ma, senza entrare in una lunghissima ed inutile dissertazione sugli stessi, dobbiamo anticipare che non tutti sono adatti per oscillare con un unico schema (esistono quarzi per circuiti con risonanza in serie altri per risonanza parallelo). Gli sperimentatori potranno trovare quindi tra diversi tipi di quarzi alcuni che, riescono ad oscillare con tutti i circuiti presentati, altri invece, surplus adatti per i 5-10 metri e costruiti per essere impiegati in circuiti a valvole, che oscillano bene solamente

con solo due o tre di tutti gli schemi indicati, mentre ciò non è possibile con tutti gli altri schemi.

Troveremo ancora altri quarzi per i 100 Kilo-hertz che riescono ad oscillare con circuiti che non possono essere utilizzati per altri quarzi; era quindi più che giusto, anzi doveroso, presentare ai vostri lettori tutti i tipi che sono stati provati nel nostro laboratorio per cui coloro che si cimentano in qualche montaggio non avranno difficoltà nella scelta dello schema adatto essendo al corrente di tutte le possibilità che possono presentarsi. Praticamente le esperienze che eventualmente farete, oltre ad essere molto divertenti, saranno anche di grande valore istruttivo. Voi stessi vi renderete conto di ciò quando con pochi transistor e qualche quarzo reperibile tra il materiale surplus, sapendo inoltre quali sono gli schemi più adatti a questo o quel tipo di cristallo, vi sentirete in grado di poter iniziare la progettazione e la realizzazione di apparecchi ricetrasmittitori, sapendo già come risolvere il problema più critico di tutta la realizzazione, vale a dire quello connesso con lo stadio oscillante.

Inizieremo quindi parlandovi dei tipi di oscillatore fisso che non hanno bisogno di alcun circuito

di accordo: il primo esempio che vogliamo presentarvi è quello il cui circuito elettrico è visibile in fig. 8.

Questo circuito risulta adatto per far oscillare quarzi per frequenze fino ai 10 Megahertz ed in esso gli unici valori critici sono quelli che concernano i condensatori C4 e C3 mentre C5 è costituito da un compensatore che andrà regolato fino ad ottenere l'innescò dell'oscillazione.

Per oscillatori su queste frequenze, vale a dire fino ai 10 Megahertz è molto indicato anche lo schema di fig. 9 nel quale i valori critici per far entrare in oscillazione il transistor sono quelli dei condensatori C1 e C2 e per essi si devono trovare quelli adatti.

Da notare che questo circuito prevede l'inserimento tra l'emettitore di TR1 e la massa di una impedenza di AF.

Lo schema di fig. 10 rappresenta una variante del circuito precedente e, come pure l'altro, l'oscillatore appartiene alla categoria dei COLPITTS.

I condensatori C1 e C2 vanno anch'essi scelti a seconda della frequenza di oscillazione che si vuole ottenere, cioè in dipendenza del quarzo

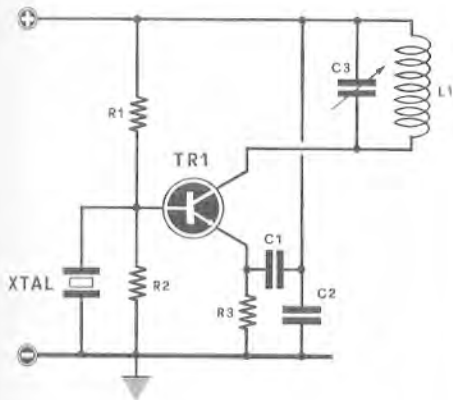


Fig. 16 oscillatore a quarzo per 27 MHz.

- R1 = 22.000 ohm
- R2 = 6.800 ohm
- R3 = 100 ohm
- C1 = da 100 a 220 pF
- C2 = da 47.000 a 100.000 pF
- C3 = variabile di sintonia
- L1 = bobina di sintonia
- XTAL = quarzo overtone
- TR1 = transistor al silicio NPN

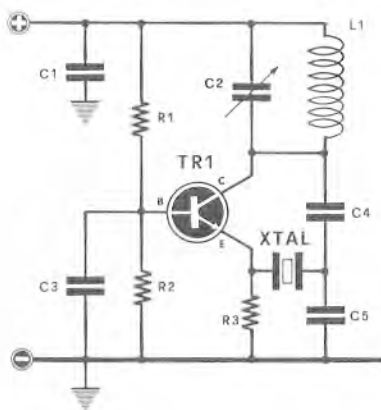


Fig. 17 oscillatore a quarzo per 7 MHz.

- R1 = da 5.600 a 10.000 ohm
- R2 = 2.200 a 3.300 ohm
- R3 = 100 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = variabile di sintonia
- C3 = 47.000 pF
- C4 = da 47 a 220 pF
- C5 = da 47 a 220 pF
- L1 = bobina di sintonia
- XTAL = quarzo

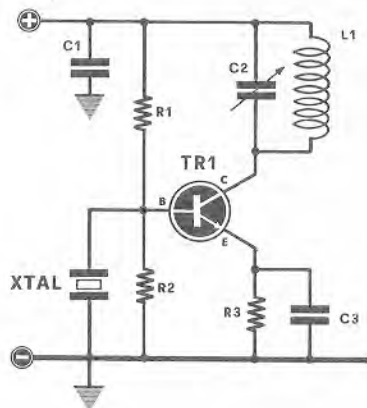


Fig. 18 oscillatore a quarzo per 27 MHz.

- R1 = 10.000 a 22.000 ohm
- R2 = 3.3000 ohm
- R3 = 47 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = variabile di sintonia
- C3 = 10.000 pF
- L1 = bobina di sintonia
- XTAL = quarzo
- TR1 = transistor al silicio NPN

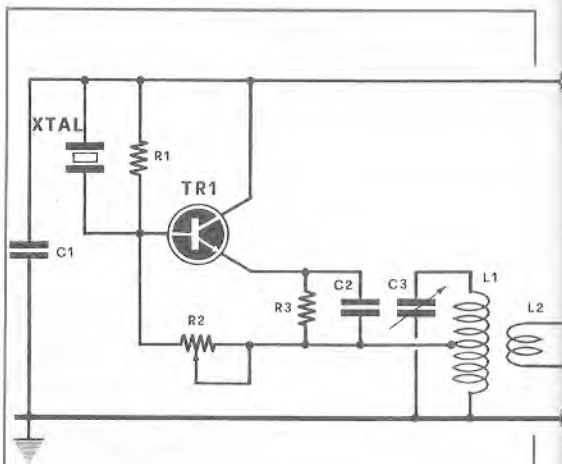


Fig. 19 oscillatore a quarzo accordato in emettitore

- R1 = 10.000 ohm
- R2 = 4.700 ohm trimmer
- R3 = 33 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 10.000 pF
- C3 = variabile di sintonia
- L1 = bobina di sintonia con presa centrale
- L2 = bobina link
- XTAL = quarzo per 27 o 72 MHz.
- TR1 = transistor al silicio NPN

e del transistor impiegati nel montaggio.

Gli altri oscillatori che tratteremo comprendono invece, come si noterà, un circuito di sintonia ed essi, pur abbisognando di maggior applicazione in quanto richiedono l'utilizzazione di una bobina e di un circuito accordato che dovrà essere sintonizzato sulla frequenza del quarzo, presentano il vantaggio indiscutibile di poter erogare in uscita una maggiore quantità di energia AF tanto che possono già essere impiegati come stadi finali per piccoli ricetrasmittitori.

Il primo schema che val la pena di prendere in considerazione è quello che appare in fig. 11 ed è conosciuto con la denominazione di oscillatore MEISSNER.

Il quarzo di questo tipo di oscillatore si trova inserito tra la base del transistor ed un capo dell'avvolgimento secondario della bobina di sintonia di collettore.

Come sempre avviene in questi casi, occorrerà fare attenzione al senso di avvolgimento della bobina L2 per cui se il transistor non dovesse entrare in oscillazione sarà necessario provvedere ad invertire i capi della stessa.

Dagli oscillatori MEISSNER e dai classicissimi circuiti COLPITTS discendono moltissimi altri schemi di oscillatori ed in fig. 12 ve ne presentiamo il primo. In questo schema si constata come il quarzo si trovi collegato tra l'emettitore del transistor oscillatore ed una presa centrale della bobina L1 di collettore.

La resistenza R3 di emettitore che troviamo in serie all'impedenza di AF (JAF1) in molti schemi di oscillatori può essere omessa nel caso che la sua omissione comportasse un maggiore rendimento AF.

Anche lo schema di fig. 13 si attiene sostanzialmente al sistema precedente e non differisce da esso se non dal fatto che il quarzo anziché essere collegato alla presa centrale della bobina L1 in questo schema si trova inserito tra l'emettitore ed il punto di collegamento dei due condensatori che si trovano in parallelo alla bobina stessa.

La scelta del valore delle due capacità deve essere effettuata in modo da ottenere una perfetta sintonia tra il circuito accordato e la frequenza del quarzo. In questo particolare caso i

due suddetti condensatori, nello schema elettrico sono indicati con le sigle C3 e C4, devono avere la stessa capacità.

Nella fig. 14 il quarzo risulta invece collegato in parallelo alla bobina di sintonia, tra la tensione positiva ed il collettore del transistor, ed il punto di collegamento dei due condensatori C3 e C4 (anch'essi in parallelo alla bobina di sintonia) va connesso con l'emettitore dello stesso transistor oscillatore.

Anche in questo caso occorrerà scegliere per C3 e C4 due condensatori il cui valore va scelto sperimentalmente in modo da ottenere l'accordo del circuito di sintonia sulla frequenza di taglio del quarzo.

Una variante di questo sistema è quella che appare riportata in fig. 15 nella quale il quarzo si trova inserito tra il collettore e la base di TR1 mentre l'emettitore risulta collegato a massa attraverso una impedenza di AF ed alla base tramite il condensatore C3.

Il valore di questo condensatore è critico e andrà scelto in base alla frequenza di oscillazione del quarzo.

In fig. 16 vi presentiamo lo schema di un oscillatore che noi abbiamo impiegato con ottimi risultati nella realizzazione di trasmettitori sui 27 e sui 72 MHz. In esso il quarzo si trova collegato tra la base dei transistor TR1 e la massa.

È necessario far notare che il condensatore C1 di emettitore si trova collegato alla tensione di collettore e non a massa per cui il suo valore risulta critico perché aumentandolo o diminuendolo, anche di poco rispetto al valore base, si hanno notevoli variazioni di energia AF erogata.

In fig. 17 è rappresentato un altro tipo di oscillatore che noi abbiamo sovente impiegato per frequenze molto basse, varianti tra i 2 ed i 9 MHz, ed in esso possiamo notare che il quarzo si trova collegato tra l'emettitore ed i due condensatori che congiungono il collettore con la massa.

Il valore di questi condensatori, C4 e C5, deve essere identico per tutti e due ed ovviamente di capacità adeguata alla frequenza che noi abbiamo scelto.

Tanto per fare un esempio volendo accordare il circuito di sintonia sulla frequenza di 3-5 MHz si può partire provando due condensatori da 220 pF ma, se vogliamo aumentare detta frequenza sarà necessario scegliere dei valori di capacità più bassi, fino a 100 o ancora 47 pF.

In fig. 18 abbiamo ancora uno schema di oscillatore non molto differente da quello presentato in fig. 16 dal quale differisce solamente dal fatto che il condensatore di emettitore anziché essere collegato alla tensione di collettore si trova in contatto con la massa.

Con questo tipo di oscillatore, naturalmente impiegando transistor e quarzo adatti, si possono realizzare ricetrasmittitori per le gamme dai 14 fino ai 72 MHz.

L'ultimo esempio di oscillatore che desideriamo sottoporre alla vostra attenzione è quello presentato in fig. 19 ed è stato da noi utilizzato parecchie volte per la realizzazione di apparecchi sulla frequenza dei 27 e dei 72 MHz.

Questo oscillatore presenta delle spiccate qualità, prima delle quali quella di poter essere utilizzato con transistor oscillatori di potenza.

Al contempo però presenta lo svantaggio di avere dei valori molto critici in quanto ogni transistor richiede anche per le resistenze R2 ed R3 dei valori che vanno scelti sperimentalmente in riflesso alla tensione di alimentazione ed alla frequenza di oscillazione.

Oltre a queste resistenze è critico anche il valore del condensatore C2 in quanto una capacità diversa da quella richiesta anche di poco può impedire l'innesco dell'oscillazione di AF.

La presa mediana sulla bobina di sintonia L1 va effettuata esattamente a metà spire.

## CIRCUITI DI SINTONIA

Finora vi abbiamo parlato di diversi tipi di oscillatori discutendo sul collegamento del quarzo e sui valori critici di questo o quel componente, ma non ci siamo ancora soffermati sui circuiti di sintonia presentandovi come un dato di fatto senza specificare numero di spire della bobina o capacità del condensatore variabile ad essa posto in parallelo.

Abbiamo preferito trattare a parte questo argomento in quanto da esso dipende la frequenza di oscillazione di ciascun oscillatore e siccome non possiamo sapere quale frequenza il lettore desidera provare per questo o quello schema non ci sarebbe stato possibile, parlando dei vari circuiti, dare indicazioni circostanziate su bobine o condensatori.

Per completare il nostro articolo abbiamo allora preparato una tabella riassuntiva dei valori base di condensatori e bobine validi in linea di massima per le varie frequenze che si vogliono ottenere.

Le bobine, di cui indicheremo il numero di spire e la sezione del filo per realizzarle, sono del tipo avvolte in aria per cui se eventualmente voleste impiegarne di quelle su nucleo ferromagnetico dovrete ridurre sperimentalmente il numero delle spire in base alle caratteristiche di permeabilità magnetica presentate dal nucleo stesso.

Il condensatore posto in parallelo alla bobina sarà bene sia variabile in maniera da poterci



facilmente sintonizzare con esattezza sulla frequenza desiderata; solamente in seguito, quando avrete raggiunta la necessaria pratica, potrete sostituire il variabile con un condensatore fisso.

Se infatti per esempio noi consigliassimo un condensatore variabile da 200 pF e voi constatate con le prove che il perfetto accordo avviene esattamente a metà della sua escursione, potrete sempre sostituirlo con un condensatore fisso da 100 pF oppure anche con uno da 82 pF che porta in parallelo un compensatore miniatura da 30 pF per una regolazione fine.

## TABELLA

GAMMA da 3,5 fino ai 5 MHz \_\_\_\_\_

Variabile da 500 pF e bobina composta da 15 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2,5 cm.

Variabile da 200 pF e bobina composta da 18 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2 cm.

Variabile da 200 pF e bobina composta da 30 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1,5 cm.

GAMMA da 5 fino agli 8 MHz \_\_\_\_\_

Variabile da 200 pF e bobina composta da 12 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2,5 cm.

Variabile da 150 pF e bobina composta da 15 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2 cm.

Variabile da 150 pF e bobina composta da 20 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1,5 cm.

GAMMA da 13 fino ai 15 MHz \_\_\_\_\_

Variabile da 100 pF e bobina composta da 8 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2 cm.

Variabile da 100 pF e bobina composta da 11 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1,5 cm.

Variabile da 50 pF e bobina composta da 15 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2 cm.

GAMMA dai 20 fino ai 22 MHz \_\_\_\_\_

Variabile da 100 pF e bobina composta da 7 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2 cm.

Variabile da 200 pF e bobina composta da 9 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1,5 cm.

Variabile da 50 pF e bobina composta da 13 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1 cm.

GAMMA dai 27 fino ai 30 MHz \_\_\_\_\_

Variabile da 50 pF e bobina composta da 5 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 2 cm.

Variabile da 50 pF e bobina composta da 9 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1,5 cm.

Variabile da 50 pF e bobina composta da 12 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1 cm.

GAMMA dai 30 fino ai 40 MHz \_\_\_\_\_

Variabile da 30 pF e bobina composta da 8 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1,5 cm.

Variabile da 30 pF e bobina composta da 11 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1 cm.

GAMMA dai 70 fino ai 74 MHz \_\_\_\_\_

Variabile da 25 pF e bobina composta da 3 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1,5 cm.

Variabile da 25 pF e bobina composta da 5 spire di filo da 0,8-1 mm avvolte su diametro di 1 cm.

Questi dati vi saranno utilissimi come base di partenza nella realizzazione dei circuiti di accordo per gli oscillatori che vorrete sperimentare.

Naturalmente non è che la tabella che vi abbiamo proposto abbia validità assoluta in quanto in un montaggio esistono sempre delle capacità parassite, causate dallo stesso cablaggio, dai transistor o da altri componenti inseriti nel circuito, tutti fattori che vi costringeranno a leggere modifiche per ottenere dei risultati veramente ottimi. Se infatti, per esempio, vi accorgete che il circuito si sintonizza alla massima capacità del variabile, sarà opportuno aumentare leggermente il numero delle spire mentre se vi accorgete che avviene il contrario per cui l'accordo avviene alla minima capacità del variabile risulterà evidente che il numero delle spire è superiore al necessario in quanto nel circuito sono presenti delle capacità parassite in quantità eccessiva, per cui o se ne ridurrà il numero oppure si provvederà a spaziarle adeguatamente.

Ma, ciò che è importante, crediamo di aver fornito ai nostri lettori una base di partenza abbastanza solida affinché coloro che desiderano per esempio realizzare dei ricetrasmittitori sappiano scegliere dei circuiti di accordo adatti alla frequenza voluta per il loro apparecchio.

Precisiamo come ultima cosa che il valore del condensatore variabile che va posto in parallelo alla bobina di sintonia può anche essere superiore a quella da noi indicata come ideale in quanto essendo appunto variabile la sua capacità può essere variata da un minimo ad un massimo.

**Se volete imparare a realizzare o progettare dei ricetrasmittitori a transistor operanti sia sulle gamme delle onde corte come sulle VHF, seguitemi in questa serie di articoli.**

**Vi spiegheremo tutti i segreti per tarare, ed ottenere da ogni stadio oscillatore, amplificatore AF, o duplicatore di frequenza, il massimo rendimento.**

# TRASMETTITORE sperimentale

Il campo della trasmissione è forse quello che più di ogni altro ha sempre attirato l'attenzione e la simpatia di quanti si interessano in senso hobbystico di elettronica, ma è anche quello che maggiormente necessita di esperienza e di pratica. Volete quindi imparare a realizzare dei ricetrasmittitori su qualsiasi frequenza?

Desiderate conoscere la maniera migliore per tarare uno stadio oscillatore di AF oppure un duplicatore di frequenza?

Vi interessa sapere come far assorbire ad una antenna tutta l'alta frequenza che lo stadio finale di un trasmettitore è in grado di erogare?

Ebbene per avere una chiara risposta a tutti questi interrogativi non dovete fare altro che seguirci in una serie di articoli, di cui questo è il primo, mirante appunto a farvi penetrare nei segreti della trasmissione. Infatti non è che il problema maggiore consista nel montare un apparecchio in quanto per questo esistono schemi esaurienti da un punto di vista costruttivo, ma come funzionerà l'apparecchio da voi realizzato se non saprete come procedere per una perfetta taratura?

Non desideriamo che questa nostra premessa possa essere fraintesa o capita come un atto di sfiducia nei confronti dei nostri lettori, ma abbiamo dovuto constatare di persona questa diffusa e quasi universale mancanza.

Sono molti infatti coloro che vengono alla nostra redazione con progetti di trasmettitori, che teoricamente dovrebbero fornire una potenza di

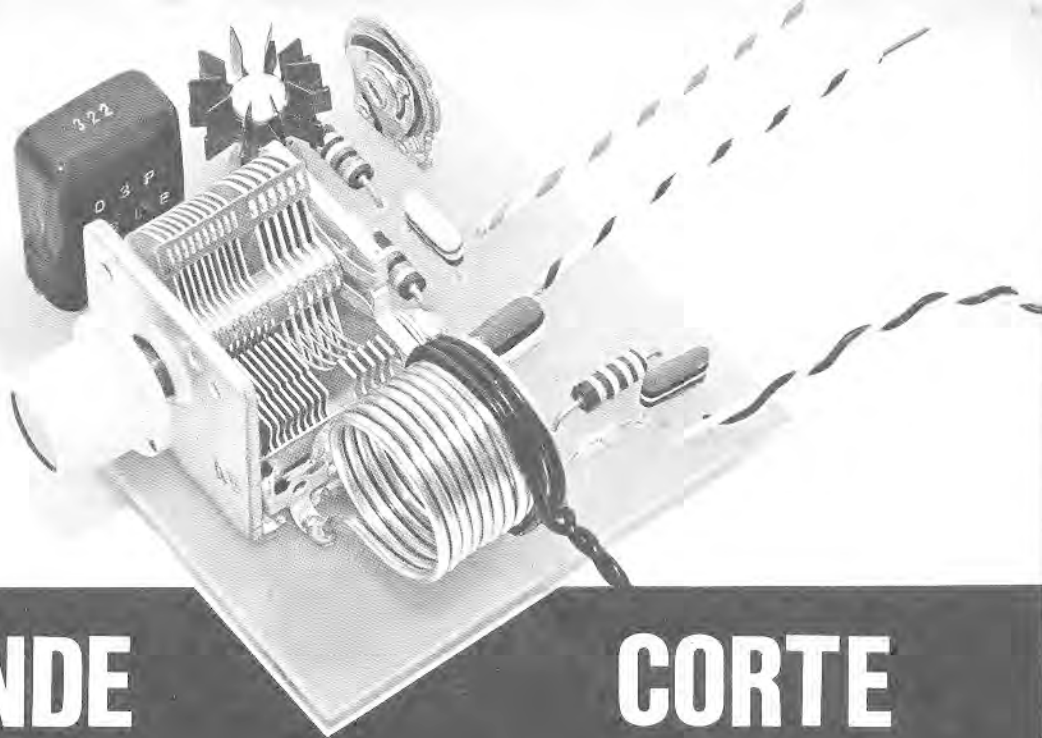
1 watt, ma all'atto pratico constatiamo con rammarico che di tutta l'AF presente nello stadio finale solamente un 10% viene debitamente sfruttato mentre la restante percentuale va dispersa per difetti di taratura.

Il guaio purtroppo nella maggior parte dei casi è proprio causato dalle stesse riviste, che si preoccupano solamente di presentare schemi su schemi tralasciando di trattare quello che in definitiva sono i fattori principali, vale a dire come si mettono a punto i vari stadi, come si accorda un oscillatore o un finale, o come si deve procedere per adattarlo all'impedenza dell'antenna. Queste sono tutte cose che probabilmente non interessano molto a chi è già esperto, a coloro cioè che saprebbero loro stessi progettare un qualcosa forse più perfezionato dello schema presentato, ma quante sono queste persone?

E quante sono invece quelle che non hanno ancora esperienza sufficiente nel campo della trasmissione e desiderano imparare? Per costoro non possiamo fornire scarse descrizioni su di un montaggio quando poi una volta eseguito sapremmo che avrebbero ben poche possibilità di farlo funzionare in maniera almeno decente.

Ecco perché abbiamo deciso di iniziare una serie di articoli per insegnarvi a realizzare dei piccoli trasmettitori di potenza limitata, però più che sufficienti a permettere collegamenti a distanza di svariati chilometri.

Il nostro progetto verrà spiegato stadio per stadio, la realizzazione risulterà quindi graduale per-



per ONDE

CORTE

ché possiate comprendere e constatare come si comportano in fase di taratura. La gamma scelta da noi per questa specifica realizzazione è quella che va dai 35 ai 50 metri e se abbiamo scelto queste frequenze inusitate, considerando che la gamma concessa ai radioamatori è precisamente quella dei 40 metri, ciò è dato dal fatto che è possibile reperire in commercio per queste frequenze dei « quarzi » surplus ad un prezzo accessibile, lire 900, anziché lire 3.500.

È logico infatti che si cerchi di eseguire le prime esperienze con la minor spesa possibile.

D'altronde, abbiamo pensato che impiegando queste frequenze, qualsiasi ricevitore, a valvole o a transistor, sarà in grado di captare il segnale emesso dal vostro trasmettitore ed infine, visto che abbiamo l'intenzione di insegnarvi come duplicare e triplicare una frequenza partendo da un quarzo a frequenza bassa, vi sarà sempre possibile captare tale segnale sempre con un normale ricevitore casalingo.

#### OSCILLATORE DI AF

Il primo punto da trattare quando si desidera montare un trasmettitore è senza dubbio l'oscillatore di AF. Tale stadio può essere realizzato con un qualsiasi transistor NPN al silicio per AF quale per esempio il 2N708 oppure il 2N706, il BSY46, il BSY48 e pure con transistor di BF

quali ad esempio il BC107 il BC208 che hanno una frequenza di taglio elevata (200 MHz) al punto di poterli utilizzare anche per i 144 MHz.

Il rendimento ovviamente dipenderà dal transistor utilizzato per cui se con un tipo avremo una certa potenza, con un altro potremo avere una potenza superiore od inferiore, pur restando inalterato lo schema.

Per i quarzi di cui noi abbiamo parlato poc'anzi e che sono reperibili al prezzo menzionato di L. 900 precisiamo che non è possibile richiederli su di una ben determinata frequenza per cui ve ne saranno di quelli tarati sui 5.150 KHz ed altri sui 7.000 KHz o sugli 8.300 KHz ecc.

Comunque per questo prototipo sperimentale essi andranno benissimo in quanto ce ne serviremo solamente per poter imparare a tarare un trasmettitore, se vi interessa realizzare dei trasmettitori che funzionano sui 14 MHz, oppure sui 27 MHz o sui 144 MHz non dovrete fare altro che ripetere le stesse operazioni.

Lo stadio oscillante che appare in fig. 1, che poi diventerà con l'aggiunta dei futuri stadi, un completo apparecchio trasmettitore, utilizza un circuito COLPITTS, sistema che si presta egregiamente a far entrare in oscillazione i quarzi tipo surplus che noi vi consigliamo.

Precisiamo inoltre che il valore dei vari componenti indicati in figura può servire per qualsiasi transistor NPN al silicio per AF.

È invece soggetto a variazione il numero delle spire della bobina L1. Per i quarzi compresi nella

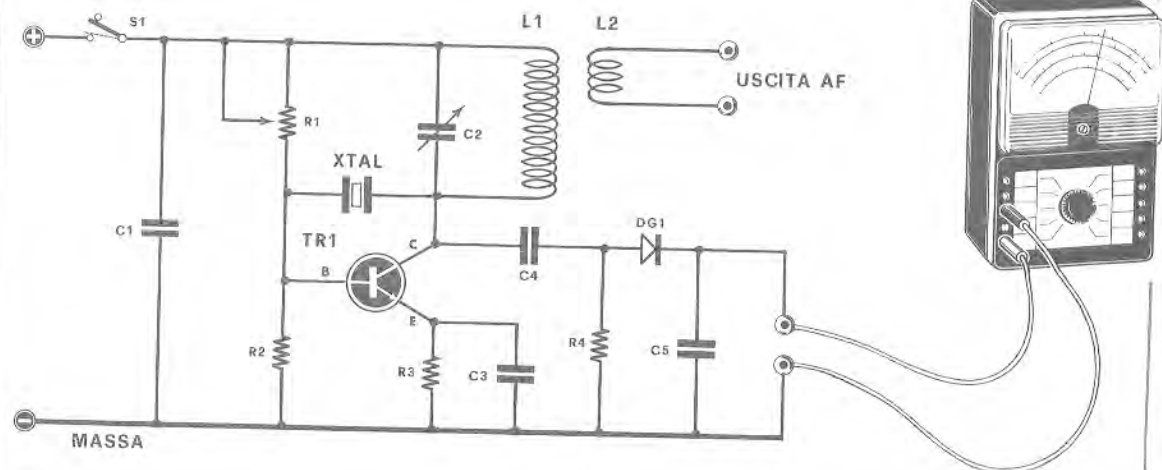


Fig. 1

- R1 = 25.000 ohm trimmer
- R2 = 1.000 ohm
- R3 = 68 ohm
- R4 = 33.000 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = variabile ad aria da 300 a 390 pF, usare le due sezioni di un condensatore collegate in parallelo.
- C3 = 47.000 pF

- C4 = 18 pF pin-up o ceramico
- C5 = 10.000 pF
- DG1 = diodo OA81 - OA85 ecc.
- TR1 = transistor NPN - BSX26
- XTAL = quarzo da 6.000 KHz a 9.000 KHz
- L1 = bobina di sintonia, vedi articolo
- L2 = bobina Link per antenna o per futuro stadio amplificatore di AF
- S1 = interruttore di rete
- PILA = da 9 o 12 volt

gamma dai 5.000 ai 7.000 KHz è necessario 18 spire di filo di rame avente una sezione di 1 mm ed avvolte su di un diametro di 20 mm mentre per i quarzi compresi nella gamma che va dai 7.000 ai 9.000 KHz sono sufficienti 15 spire dello stesso filo da avvolgere sempre su di un diametro di 20 mm.

Il condensatore variabile C2 è costituito da un comunissimo variabile ad aria a due sezioni utilizzato su piccoli apparecchi supereterodina con capacità comprese tra i 260 pF. per una sezione e 130 pF. per la seconda che, collegati in parallelo come appare chiaro dallo schema, danno un valore totale di 390 pF. circa.

Volendo, e senza pregiudicare in alcun modo il funzionamento del trasmettitore, si può tranquillamente sostituire questo variabile con altri tipi a capacità maggiore e, poiché il nostro progetto vi servirà principalmente come esperimento, potete utilizzare anche un condensatore variabile ad aria di grosse dimensioni ricordando però che la carcassa metallica dello stesso dovrà sempre risultare collegata al terminale positivo di alimentazione.

Inoltre nell'oscillatore sono stati anche aggiunti dei componenti che non sono strettamente necessari al funzionamento, ma che riteniamo indi-

spensabili al principiante, intendiamo riferirci ai condensatori C4 e C5, al diodo DG1 e la resistenza R4. Questi componenti, come potrete capire, non rappresentano altro che un rivelatore di AF in cui il segnale, prelevato dal collettore, da C4, viene rivelato dal diodo in modo che applicando in uscita un voltmetro 10 volt fondo scala da esso possiamo arguire se l'oscillatore eroga AF ed in che quantità. Ciò vi sarà senza dubbio utilissimo per fare un confronto sul rendimento di transistor diversi e per stabilire se l'oscillatore autooscilla anche in assenza del quarzo.

In seguito, quando avrete acquisito la pratica necessaria per far funzionare nelle sue migliori condizioni l'oscillatore, potrete naturalmente eliminare dal circuito questi componenti.

Tornando al nostro circuito avremo quindi la bobina L2 che è composta da 3 spire di filo di rame flessibile avvolte sopra L1 dal lato freddo, cioè dal lato in cui quest'ultima si collega al positivo della batteria (chiamato comunemente lato freddo).

Un collegamento dal lato opposto, cioè verso l'estremo di L1 che va al collettore del transistor (chiamato lato caldo per contrapposizione) pregiudicherebbe il funzionamento dell'oscillatore e potrebbe, a carico inserito, (carico che potrebbe

essere rappresentato dall'antenna o da un secondo stadio amplificatore di AF) impedire l'innescio dell'oscillazione AF.

Si tratta quindi di eseguire il montaggio dei vari componenti su di una basetta. Come siamo soliti e per facilitarvi in tutto e per tutto, noi anche di questo apparecchio abbiamo studiato e preparato il circuito stampato adatto che abbiamo provveduto inoltre a riportare a grandezza naturale in fig. 2.

Montati quindi tutti i componenti sul circuito stampato, sistemati come si può vedere in fig. 3, possiamo sì affermare che lo stadio oscillatore di AF è terminato ma non possiamo certamente dire che esso si trova già in grado di erogare energia AF.

Per giungere a questo sarà necessaria una *tattatura* ed è proprio questa l'operazione principale, d'altronde molto semplice, da effettuare nei suoi minimi particolari.

Come prima cosa sarà necessario inserire in serie all'alimentazione il vostro tester commutato sulla portata di 50 milliampere fondo scala, quindi, prima di applicare la tensione di alimentazione, sarà opportuno controllare che il trimmer R1 risulti regolato sulla sua massima resistenza e che pure il condensatore C2 sia ruotato in corrispondenza alla sua massima capacità. Dopo di questo potete applicare al circuito una tensione che può essere indifferentemente di 9 oppure 12 volt.

In queste condizioni iniziali il tester denuncerà un assorbimento quasi nullo per cui si procederà, con un cacciavite, a regolare il cursore di R1 fino a leggere sullo strumento indicatore un assorbimento che può variare da un minimo di 7 ad un massimo di 10 mA e non di più.

Ora il tester non ci serve più così inserito in serie all'alimentazione per cui potrete toglierlo ed applicarlo alla presa da noi prevista per la misura dell'AF in uscita e cioè ai capi tra il diodo DG1 e la massa.

Il tester dovrà ora evidentemente risultare predisposto per misure di tensione e precisamente commutato nella posizione dei 10 volt fondo scala.

Se noi abbiamo lasciato immutate le condizioni dell'oscillatore, vale a dire con R1 regolato in modo che il transistor assorba una corrente di 7-10 mA, noteremo che il voltmetro non accuserà alcuna presenza di tensione.

Cominciate ora con il ruotare lentamente il condensatore variabile C2 e vedrete che a circa 3/4 della sua capacità lo strumento bruscamente accuserà una tensione che, a seconda del transistor impiegato, potrà variare dai 5 ai 9 volt.

Ciò sta a significare che il transistor eroga AF, cosa anche appurabile praticamente se possede-

te un ricevitore provvisto della gamma delle onde corte in quanto, sintonizzandolo sulla frequenza di oscillazione del quarzo, udrete nell'altoparlante un forte soffio, indice dell'AF irradiata dall'oscillatore.

Per fare una controprova potete ora spegnere il trasmettitore, all'atto il soffio scomparirà.

Si è raggiunto così lo scopo che ci eravamo prefissati, cioè far erogare AF dall'oscillatore. I futuri progettisti, potrebbero, ottenuta tale condizione, ridurre le dimensioni di tutto il progetto sostituendo il condensatore variabile C2 con un condensatore fisso la cui capacità risulti pari a quella ricavata dalla posizione del condensatore variabile.

A questo punto voi potrete anche porvi la logica domanda sul perché noi vi abbiamo consigliato di utilizzare nell'oscillatore un variabile di così spiccate dimensioni quando alla fin fine poteva risultare sufficiente una capacità fissa con un discreto risparmio di spazio e di denaro.

State pur tranquilli che il nostro operato non è né illogico né inutile in quanto un motivo ben preciso esiste e neppure da sottovalutare, anzi...

Infatti voi avete trovato che, con C2 regolato su circa 3/4 della sua capacità totale, l'oscillatore eroga AF ed il voltmetro applicato sull'uscita del rivelatore ce lo ha dimostrato.

Provate ora a ruotare ancora C2 fino a raggiungere la minima capacità e constaterete che a metà corsa del variabile la tensione, che prima aveva tornato nelle primitive posizioni di 5-9 volt per un valore di C2 vicino al minimo.

Chi non ha mai avuto modo di lavorare attorno ad oscillatori di AF potrebbe dedurre che il quarzo entra in oscillazione su due posizioni del variabile in corrispondenza cioè ad un valore capacitivo massimo ed uno minimo.

Questo è appunto l'errore in cui molti principianti cadono quando si dedicano alla realizzazione di progetti puramente teorici o non provvisti di sufficienti indicazioni sul come tararli.

E sarà certamente accaduto a parecchi di voi di constatare una apparente emissione di copiosa AF da un trasmettitore per poi constatare in pratica che ciò si traduceva, nei casi più favorevoli, in una portata limitata a poche decine di metri.

La spiegazione di questo fenomeno risiede appunto nel fatto che l'oscillatore può autooscillare su di una frequenza propria dimenticandosi che esiste un quarzo a determinarla.

Per rendervi ancora più persuasi di quanto abbiamo affermato potete procedere alla semplicissima prova che vi proponiamo: riportate il variabile C2 nella posizione di circa 3/4 della sua capacità massima (fino a leggere sullo strumento



un'uscita di 5-9 volt) e raccordate il ricevitore sulle onde corte in modo da udire ancora il soffio dell'alta frequenza, quindi provate a diminuire la capacità di C2 fino a constatare sullo strumento la presenza di una tensione uguale a quella precedentemente rilevata, vale a dire di 5-9 volt.

Noterete con sorpresa che mentre i valori di tensione si equivarranno nel ricevitore non udrete più il soffio dell'AF.

La ragione che potrebbe sembrare incomprensibile è invece in effetti molto semplice e si può risolvere nella giustificazione che l'oscillatore autooscilla su di una frequenza propria, indipendente da quella del quarzo, e che potrebbe essere, ad esempio, di 22 MHz, di 39,6 MHz o di 18,5 MHz, ecc. ben lontana cioè dai 5.000 KHz o 7.000 KHz del quarzo. Potrete averne conferma togliendo il quarzo dall'oscillatore; constaterete che anche senza questo componente l'oscillatore continua ad erogare AF.

Questo è il primo errore cui è necessario accuratamente evitare. Perciò quando desiderate sperimentare un qualsiasi oscillatore noi vi consigliamo sempre, anziché inserire una capacità fissa, anche se il suo valore è indicato, di applicare in parallelo alla bobina di sintonia un condensatore variabile da 200 pF circa e stabilire con questo la giusta capacità necessaria al circuito. Queste note servono per i progetti che potrebbero apparire su altre riviste, perché per i nostri la capacità indicata risulterà sempre idonea.

Infine, ammesso che l'oscillatore risulti tarato nella maniera migliore e generi un segnale di AF della stessa frequenza del quarzo, non è ancora detto che esso lavori nella sua condizione ideale.

Può succedere che pur accordato in modo perfetto disinserendo dall'oscillatore il quarzo e poi

rimettendolo al suo posto, l'oscillatore non oscilli più (mentre prima oscillava egregiamente) o ancora che spegnendo l'oscillatore e riaccendendolo (ricordatevi che un giorno farà parte di un trasmettitore completo) abbiate a volte erogazione normale di AF ed altre volte invece assolutamente nulla.

Ciò può succedere quando il trimmer R1 risulta regolato su di un valore critico per cui, se mai vi capitassero inconvenienti di questo genere, potete provvedere riducendo il valore di R1, ad esempio, se la resistività ohmica suldove risulta regolato R1 fosse di 10.000 ohm, la si dovrebbe portare sugli 8.200 ohm. Nel nostro caso particolare sarà sufficiente rimettere in serie all'alimentazione il tester predisposto come prima per le misure di corrente sulla posizione di 50 mA fondo scala e correggere l'assorbimento a transistor disinnescato.

Ad esempio, noi vi avevamo consigliato di regolare R1 in modo che il transistor assorbisse di 7 mA; ebbene ora basterà far assorbire al transistor 2-3 mA in più, portandolo sui 10 mA, se lo avessimo regolato sui 10 mA sarà sufficiente portare l'assorbimento sui 12-13 mA per veder sparire come per incanto tutti questi inconvenienti.

Non è però consigliabile superare tale limite massimo di assorbimento al fine di ottenere a tutti i costi che il transistor oscilli. Aumentando l'assorbimento a transistor disinnescato ad oltre i 18-20 mA lo stesso surriscaldereà con il pericolo di pregiudicarne la durata.

Ricapitolando possiamo quindi fare una sintesi veloce delle operazioni da compiere quando si realizza un oscillatore per l'AF nonché di tutte le controprove necessarie perché il funzionamento avvenga nel migliore dei modi.

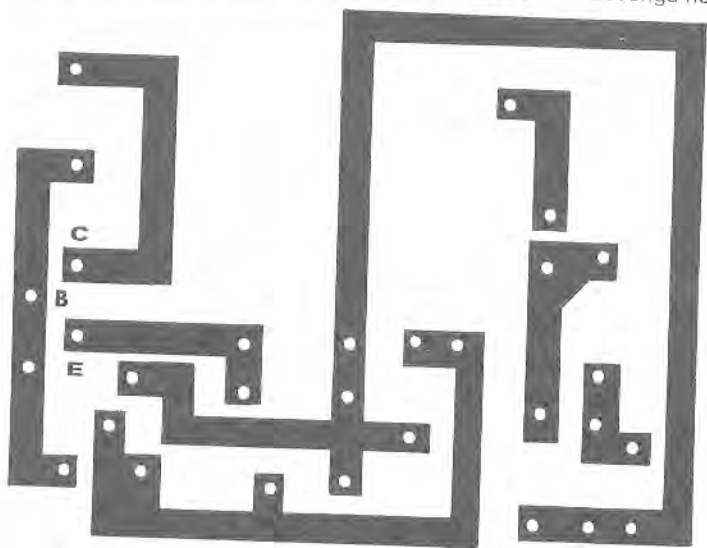
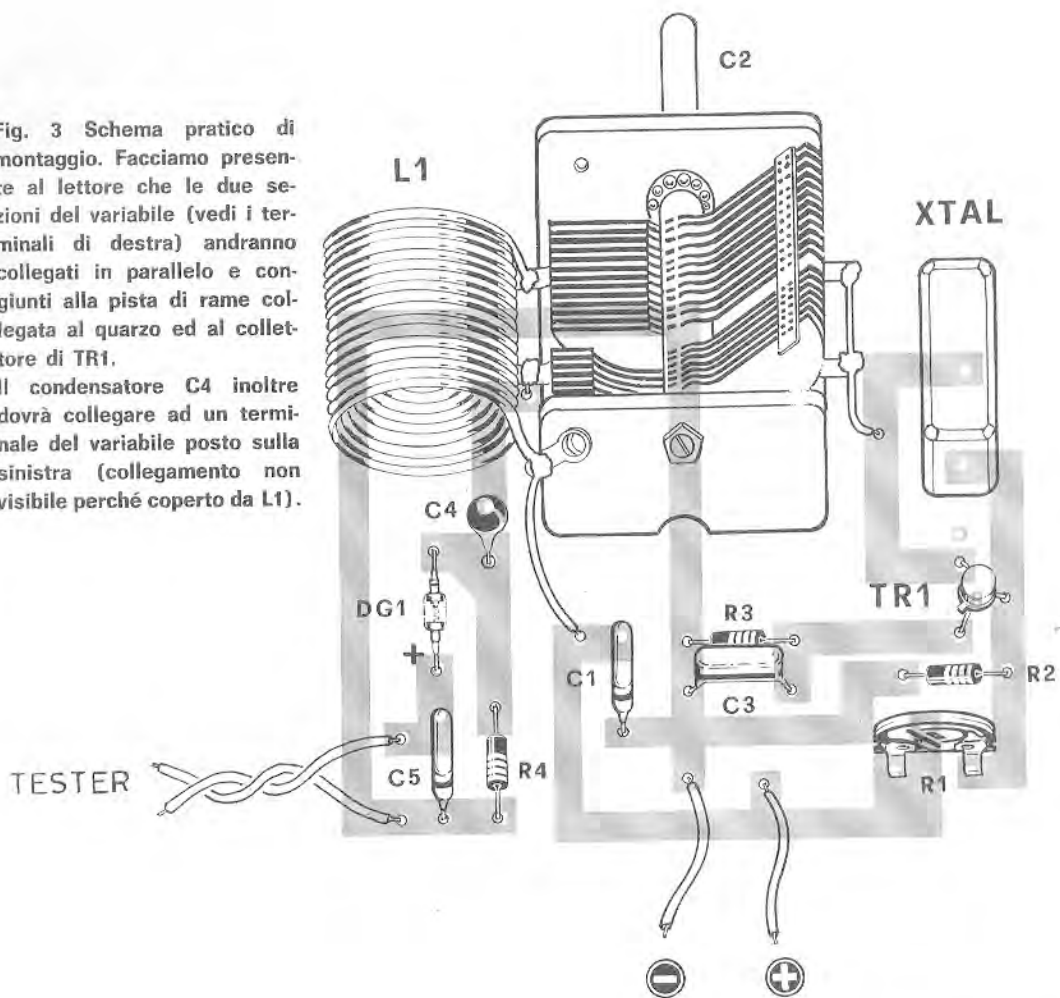


Fig. 2 Circuito stampato a grandezza naturale. Nel circuito mancano le posizioni per i fori di fissaggio del condensatore variabile C2 in quanto questi variano da tipo e marca.

Fig. 3 Schema pratico di montaggio. Facciamo presente al lettore che le due sezioni del variabile (vedi i terminali di destra) andranno collegati in parallelo e congiunti alla pista di rame collegata al quarzo ed al collettore di TR1.

Il condensatore C4 inoltre dovrà collegare ad un terminale del variabile posto sulla sinistra (collegamento non visibile perché coperto da L1).



## OPERAZIONE ASSORBIMENTO

Si collega in serie all'alimentazione dell'oscillatore un milliamperometro od un tester commutato nella posizione di 50 mA fondo scala e con esso controllare che a variabile tutto chiuso e regolando il trimmer R1, l'assorbimento del transistor si mantenga su di un valore di 7-10 mA.

Si ruoterà in seguito il condensatore variabile C2 fino al punto corrispondente alla capacità esatta di sintonia (controllando con un ricevitore il soffio). A transistor innescato si noterà che l'assorbimento da 7-10 mA salirà immediatamente a 20-30 mA, a seconda del transistor impiegato.

Come controprova per sincerarsi che tutto vada veramente nel migliore dei modi potremo eseguire le seguenti operazioni:

1) Si ruota in tutta la sua escursione il variabile C2 e si controlla con un ricevitore su quale delle due posizioni di C2 si ottiene l'oscillazione sulla frequenza del quarzo.

2) Con il tester inserito nella presa « uscita AF » e commutato nella posizione 10 volt fondo scala si dovrà rilevare una tensione minima di 5 volt, tensione che dovrà sparire disinserendo il quarzo. Qualora lo strumento ci indicasse ancora una tensione ciò starà a significare che il variabile C2 non è sintonizzato esattamente sulla giusta capacità. Rimettendo il quarzo la tensione in uscita dovrà riapparire. Se ciò non dovesse avverarsi risulterà evidente che il trimmer R1 non è regolato al suo valore per far assorbire al transistor più corrente per far assorbire al transistor più corrente (2-3 mA come detto prima).

3) Provate a toccare con le mani il corpo del transistor: la tensione in uscita deve diminuire mentre, lasciando il transistor essa dovrà tornare al suo primitivo valore.

Se invece la tensione non dovesse riapparire (il transistor quindi non oscilla più) occorrerà regolare ancora R1 per far assorbire al transistor un altro milliamper in più.

## OPERAZIONE SINTONIA

Se si raggiunge l'esatta sintonia a variabile completamente chiuso (cioè con le lamelle variabili tutte interne a quelle fisse) sarà necessario aumentare il numero delle spire della bobina L1.

Quando l'oscillatore funziona noi con il ricevitore potremo ascoltare il soffio AF non solamente sulla frequenza fondamentale del quarzo ma anche sulle armoniche.

Se per esempio noi abbiamo inserito nell'oscillatore un quarzo che oscilla sulla frequenza di 5.000 KHz (corrispondente ai 60 metri) oltre che su questa frequenza, dovremo udire un soffio anche in corrispondenza alla seconda armonica cioè sui 10.000 KHz sulla quarta armonica, vale a dire sui 20.000 KHz (pari ai 15 metri). L'emissione di armoniche ci sarà poi molto utile, come vedremo in seguito, per poter raggiungere con un solo quarzo delle frequenze più elevate interponendo degli stadi intermedi accordati in maniera da eliminare la frequenza fondamentale per accordarsi sull'armonica desiderata.

## OPERAZIONE RENDIMENTO

Di solito, per calcolare la potenza erogata da uno stadio oscillatore di AF o da uno stadio finale amplificatore di AF si usa moltiplicare la corrente assorbita per la tensione applicata al collettore e con questo sistema molti concludono che più corrente assorbe il transistor più potenza eroga tale stadio.

Se abbiamo quindi un transistor che assorbe

10 mA alimentato su 12 Volt e che dovrebbe in teoria erogare 120 milliwatt un altro che invece ne assorba 20, dei milliamper, dovrà per forza erogare una potenza doppia.

Niente è più errato di questa opinione (tanto radicata in molti dilettanti) e voi stessi lo potrete constatare con le prove che vi consigliamo di effettuare.

Praticamente la formula  $\text{Watt} = \text{Volt} \times \text{mA}$  : 1.000 ci dà solamente il valore della potenza assorbita (potenza « INPUT ») ma non il rendimento che si traduce poi nella potenza erogata (potenza « OUTPUT »).

Per cui possiamo avere dei transistor che assorbono molta corrente ma che in pratica erogano pochissima potenza (BASSO RENDIMENTO) ed altri che invece sono capaci di potenze superiori con molta meno corrente (ALTO RENDIMENTO).

Quindi il scegliere un transistor ad alto rendimento comporta due indiscutibili vantaggi quali una evidente economia di corrente (con aumento nella durata della pila di alimentazione) ed una riduzione pure della temperatura di funzionamento (un transistor ad alto rendimento scalda notevolmente di meno). L'oscillatore sperimentale che vi proponiamo vi servirà anche per paragonare il rendimento tra tutti i transistor che voi potete avere in vostro possesso, a determinare il valore più idoneo della resistenza R1 per ciascuno, sia con alimentazione a 9 volt, sia a 12 volt, e a rilevare il valore della capacità ideale da applicare in parallelo ad L1 (vale a dire il valore di C2).

Tanto per fornirvi degli esempi vi accludiamo una tabella che potrete completare con altri tipi di transistor in vostro possesso

TRANSISTOR TIPO	VOLT COLLETTORE	CORRENTE ASSORBITA	VOLT IN USCITA AF
BSX26	9	15 mA	7 volt
	12	20 mA	9 volt
BFY45	9	12 mA	5 volt
	12	12 mA	7 volt
BC107	9	20 mA	5 volt
	12	30 mA	8 volt
2N1711	9	20 mA	5 volt
	12	25 mA	7 volt
BSX46	9	20 mA	5 volt
	12	30 mA	7 volt
BC301	9	18 mA	8 volt
	12	26 mA	13 volt
BFY43	9	13 mA	6 volt
	12	16 mA	9 volt



## CORRENTE ASSORBITA AD OSCILLATORE ACCORDATO

Sotto la colonna che porta la dicitura « Volt in uscita AF » verrà trascritta la tensione letta sul tester inserito in uscita del rivelatore.

Precisiamo inoltre che passando da una tensione di alimentazione di 9 volt ai 12 volt sarà bene ritoccare il trimmer R1 in modo da fare assorbire al transistor disinnescato sempre la stessa quantità di corrente, cioè i 7-10 mA precedentemente indicati.

Quando avrete completato la nostra tabella con i dati riferiti ad altri transistor in vostro possesso e che voi avrete provato, potete già trarre delle interessanti conclusioni come quelle che noi potremo fare ora con i sette tipi da noi presi come esempio.

Ammettendo quindi che il nostro trasmettitore dovesse funzionare a 9 volt una breve analisi della tabella ci porta a concludere che i transistor più consigliabili, tra quelli naturalmente da noi collaudati, da inserire nello stadio oscillatore consistono nel BS X 26, che, con un assorbimento di 15 mA fornisce in uscita 7 volt, oppure il BFY43 che assorbe meno del precedente, circa 13 mA, ma eroga anche meno energia AF, 6 volt, od ancora il BC301 che con un assorbimento di circa 18 mA dà una tensione in uscita di 8 volt.

Gli altri transistor hanno un minor rendimento, assorbono più corrente, ed erogano meno AF. Precisiamo tuttavia, che anche questi ultimi transistor si possono utilizzare lo stesso con risultati soddisfacenti anche se nettamente inferiori a quello dei tre di cui abbiamo or ora parlato. Supponendo invece di alimentare il progetto con una tensione di 12 volt dalla tabella troveremo che il BSX26 è ancora un buon transistor in quanto con un assorbimento di appena 20 mA dà in uscita 9 volt, ed ottimo pure il BC301 che, pur avendo un assorbimento nettamente superiore al precedente transistor, tuttavia eroga anche in uscita una tensione di ben 13 volt. Ottimo poi per tale tensione si rivela il BFY43 che con un assorbimento di appena 16 mA fornisce ben 9 volt in uscita, mentre sono decisamente da scartare tanto il BC107 quanto il BSX46 che pur assorbendo 30 mA hanno una tensione d'uscita che non supera gli 8 volt.

Come potete appurare quindi la differenza tra

transistor e transistor è veramente notevole ed il rendimento dipende non solamente dai tipi stessi ma anche dalla tensione alla quale sono sottoposti cosicché possiamo vedere dei transistor che, mentre a 9 volt rendono poco, a 12 invece risultano ideali. Quindi se avete intenzione in futuro di dedicarvi alla realizzazione di apparecchi ricetrasmittitori sarà molto utile che cominciate con l'eguire questo semplice progetto che si tradurrà per voi in altrettanta pratica sugli oscillatori AF sia per quanto concerne il tipo di transistor da impiegare, sia per comprendere quelle piccole astuzie che raramente nei libri vengono spiegate.

In ogni modo per questo prototipo noi vi consigliamo di impiegare il BS X 26 della SGS, un NPN al silicio abbastanza comune.

Precisiamo che il nostro schema serve anche per transistor al germanio di tipo PNP curando però di invertire la polarità della pila di alimentazione. Quando avrete montato questo oscillatore e l'avrete usato per le vostre prove vi consigliamo di non smontarlo perché vi servirà per pilotare i futuri stadi amplificatori di AF e duplicatori di frequenza, ecc., che dal prossimo numero cominceremo a presentare su queste pagine fino ad ottenere al termine un ottimo trasmettitore sperimentale di cui riveleremo stadio per stadio tutti i segreti affinché un domani possiate dedicarvi alla realizzazione di qualsiasi schema con chiara cognizione di causa.

## SCATOLA DI MONTAGGIO

Per agevolarvi nella realizzazione di questo oscillatore nel caso non riusciate a reperire il materiale potrete rivolgervi al nostro indirizzo - NUOVA ELETTRONICA VIA CRACOVIA 21 - BOLOGNA - noi provvederemo a farvelo pervenire da una Ditta di nostra fiducia ai seguenti prezzi, con esclusione ovviamente delle spese postali:

1 CIRCUITO STAMPATO	L. 600
1 QUARZO DA 5 MHZ A 9 MHZ	L. 900
2 QUARZI SU FREQUENZE DIVERSE	L. 1.600
1 VARIABILE	L. 1.100
1 TRANSISTOR BSX26	L. 300
1 TRANSISTOR BC301	L. 600
1 DIODI RIVELATORE	L. 200



**Dopo avervi presentato i vari tipi di oscillatori di AF continuiamo nella nostra disquisizione descrivendovi, questo mese, come si realizza e come si tara uno stadio amplificatore di AF.**

# RICETRASMETTITORI a

Nei due numeri precedenti di questa stessa rivista, e precisamente sul n. 8 e n. 9, vi abbiamo indicato quali sono gli schemi più adatti per realizzare un oscillatore di AF e vi abbiamo inoltre consigliato di costruirne un esemplare perché abbiate la possibilità di constatare di fatto quali inconvenienti può presentare un oscillatore qualora non venga tarato nelle condizioni più idonee di funzionamento oppure non risulti polarizzato nella condizione migliore.

Se avete seguito con meticolosità i nostri consigli voi ora possedete un piccolo trasmettitore già in grado di erogare un segnale di AF.

Sarebbe sufficiente modulare il segnale di AF ottenuto per poter irradiare nello spazio la vostra voce dato che, come avrete constatato, osservando molti piccoli trasmettitori, la sezione trasmettente può essere costituita anche da un solo transistor impiegato sia come oscillatore e finale di AF.

Considerando quindi che non è vostra intenzione, né tantomeno la nostra, limitare lo studio a trasmettitori in grado di coprire distanze irrisorie, occorrerà procedere prendendo in considerazione gli stadi amplificatori di AF. Essi serviranno ad aumentare la potenza del segnale AF erogata dall'oscillatore ed un aumento di potenza corrisponderà ovviamente, se adeguatamente sfruttata, un aumento della portata chilometrica.

## UTILITÀ DEGLI STADI DI AF

Ammettiamo di poter disporre di un oscillatore di AF, capace di erogare in uscita una potenza di appena 0,05 watt (vale a dire 50 milliwatt) mentre a noi interesserebbe una potenza notevolmente superiore, ammettiamo 5 watt. In questo caso dovremo scegliere un transistor amplificatore in grado di erogare detta potenza alla frequenza desiderata.

Ammettendo quindi che il nostro interessamento verta alla gamma dei 30 MHz per prima cosa dovremmo scegliere un semiconduttore in grado di funzionare ed amplificare almeno fino ai 40 MHz (frequenza di taglio) ed infine che possa sopportare sul collettore una tensione almeno doppia di quella di alimentazione ed erogare una corrente tale che, considerando le eventuali perdite, possa fornirci i 5 watt richiesti. Ad esempio supponendo che la tensione di alimentazione sia di 9 volt, il transistor deve accreditare tra le sue caratteristiche una tensione di collettore di 20 volt ed una corrente di almeno 1 ampere considerando che il valore della corrente si può dedurre, conoscendo tensione e wattaggio, dalla formula: Watt : Volt = Ampere da cui nel nostro caso  $5 : 9 = 0,78$  ampere.

Però perché tale transistor, che presenta tutte le peculiarità necessarie, possa erogare in u-



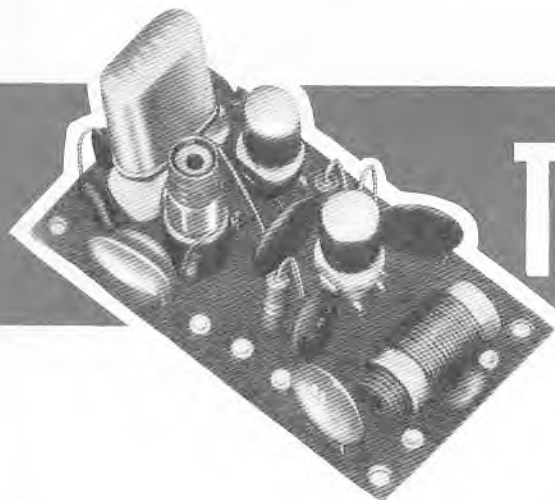
scita i 5 watt che ci siamo prefissati deve essere pilotato (vale a dire che sulla base dello stesso deve essere presente) una potenza di almeno 1 watt.

Sapendo quindi che l'oscillatore preso in esame come esempio può disporre di soli 0,05 watt, se vi applicassimo direttamente l'ipotetico stadio finale che abbiamo testé discusso non potremmo certamente rilevare la potenza richiesta in quanto non avrebbe la possibilità di pilotarlo. In pratica un trasmettitore si comporta esattamente come un qualsiasi stadio amplificatore di BF, almeno

che richieda come pilotaggio, una potenza non superiore a 5 watt. Fig. 1

Tutti questi stadi che si possono interporre tra oscillatore e stadio finale di potenza vengono comunemente chiamati « amplificatori di AF » e circuitualmente non si differenziano l'uno dall'altro.

Ciò che cambia invece è solamente il transistor utilizzato che, come abbiamo già affermato e come è facilmente intuibile, dovrà avere potenza sempre superiore in progressione da stadio a stadio.



# TRANSISTOR

concettualmente, nel quale, se vogliamo veramente in uscita molta potenza, occorre amplificare il segnale proveniente dal pick-up (o da altro generatore) tramite uno stadio preamplificatore il segnale preamplificato sarà trasferito ad un secondo transistor per aumentare la potenza, ed anche ad un terzo transistor se necessario fino a raggiungere la potenza necessaria per pilotare lo stadio finale.

Con la stessa prassi sarà quindi necessario interporre tra lo stadio oscillatore e quello finale AF uno stadio prepilota che avrà il compito di portare il segnale generato dall'oscillatore ad un livello tale da essere idoneo a pilotare lo stadio finale di potenza, quindi, nel nostro caso, l'amplificatore di AF interposto tra oscillatore e stadio finale dovrà poter aumentare la potenza fornita dall'oscillatore, 0,05 watt fino ad 1 watt come richiesto.

Se poi noi desiderassimo un trasmettitore in grado d'erogare in uscita una potenza superiore ai 5 watt dovremmo far seguire allo stadio di 5 watt un ultimo transistor di potenza più elevata

Lo stadio amplificatore di AF può essere realizzato in tanti sistemi diversi e noi prenderemo in considerazione i tipi più comuni e di maggior rendimento che voi stessi potrete realizzare avendo già a disposizione uno stadio oscillatore di AF come descritto sul n. 9.

## ACCOPIAMENTO TRA STADIO OSCILLATORE E STADIO AMPLIFICATORE DI AF

Il fattore più importante per uno stadio amplificatore AF è quello di ricevere dallo stadio oscillatore la massima energia AF disponibile in quanto maggiore sarà la tensione di pilotaggio parimenti maggiore risulterà pure il rendimento dello stadio amplificatore.

Per ottenere quindi il massimo trasferimento di energia dal collettore del transistor oscillatore alla base del transistor amplificatore AF, occorre un accoppiamento che può essere eseguito per via induttiva o capacitiva tenendo presente alcune considerazioni:

- 1) è consigliabile cercare di adattare il più possibile l'impedenza d'uscita dello stadio oscillante con quella d'ingresso dell'amplificatore AF.

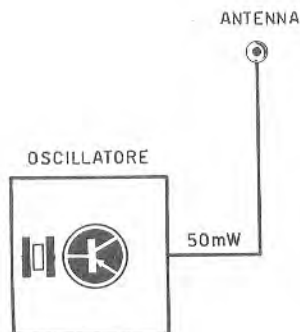


Fig. 1 A Applicando direttamente un'antenna ad un oscillatore di AF, noi potremmo già irradiare nello spazio un segnale, ma non potendo fornire un oscillatore elevata potenza, la portata risulterà limitata

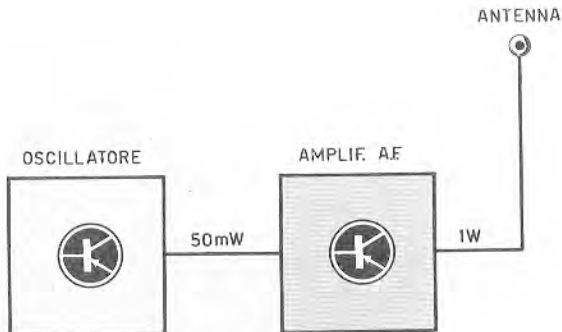


Fig. 1 B Volendo aumentare la potenza di AF risulta necessario amplificare il segnale dell'oscillatore. Per questo è necessario inserire nel trasmettitore un'altro stadio chiamato appunto « amplificatore di AF »

2) evitare di sovraccaricare l'oscillatore affinché non disinnesci.

Ottenuti questi preliminari occorrerà infine:

1) che lo stadio amplificatore non autooscilli, cioè venga ad erogare in maniera autonoma dell'energia AF anche senza oscillatore (si comporti cioè come un oscillatore di AF che, non essendo pilotato da nessun quarzo, genererà una frequenza diversa da quella dell'oscillatore e senza alcun carattere di stabilità).

2) che l'impedenza d'uscita, vale a dire quella del collettore dello stadio amplificatore AF, si adatti a quello del circuito di sintonia posto in uscita.

Dopo queste anticipazioni sarà logico passare a quelli che sono i 3 diversi sistemi di realizzare un amplificatore AF.

### I TRE TIPI DI AMPLIFICATORI

Gli amplificatori di AF possono essere realizzati secondo tre diversi sistemi circuitali che, a seconda del tipo, vengono comunemente distinti in: **amplificatore con emettitore a massa**

**con base a massa**

**con collettore a massa.**

La scelta del sistema va effettuata in considerazione del circuito o del transistor impiegato in quanto in montaggi può risultare più adatto, ad esempio, un amplificatore con base a massa di un altro con emettitore a massa, benché questo secondo sistema possa presentare un guadagno

di tensione o di corrente più elevato rispetto al primo.

Inoltre può anche capitare che variando l'impedenza d'entrata e quella di uscita si possano ottenere risultati più soddisfacenti con un dato circuito che con un altro, che ad una prima considerazione poteva sembrare migliore, per la possibilità di eventuali autoinneschi di AF mentre il primo circuito presenta maggiore sicurezza come stabilità di funzionamento. Per stabilire le varie differenze che intercorrono fra i tre tipi di circuiti amplificatori AF ve ne abbiamo riportato le diverse caratteristiche:

### EMETTITORE A MASSA

**Impedenza d'entrata = bassa**

**impedenza d'uscita = alta**

**guadagno in corrente = alto**

**guadagno in tensione = alto**

Fig. 1 D Non è possibile, come un principiante potrebbe supporre, applicare subito dopo l'oscillatore uno stadio amplificatore utilizzando un transistor di elevata potenza. Un transistor di potenza per poter erogare in uscita la sua massima energia richiede sempre una potenza di pilotaggio (cioè potenza da applicare in base) adeguata. Per cui se un finale per erogare in uscita 10 Watt occorre una potenza pilota che può variare dai 3 ai 5 Watt sarà necessario amplificare il segnale dell'oscillatore con tanti stadi AF fino ad ottenere la potenza di pilotaggio richiesta

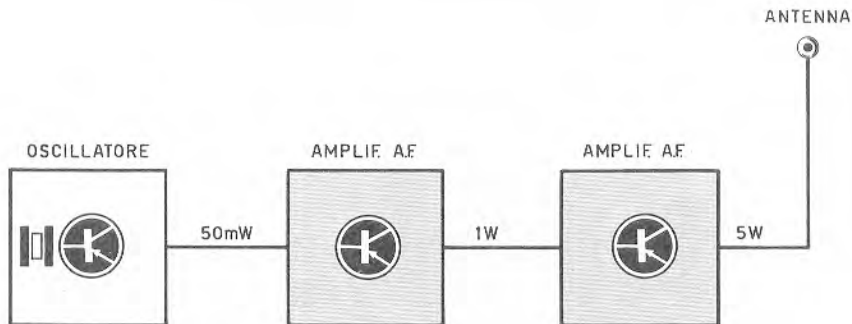


Fig. 1 C Se anche la potenza che potesse fornirci lo stadio amplificatore di AF, fosse inferiore al wattaggio desiderato, dovremo riamplicare il segnale del secondo stadio, utilizzando un transistor a maggior potenza

### BASE A MASSA

Impedenza d'entrata = molto bassa  
 impedenza d'uscita = molto alta  
 guadagno in corrente = nullo  
 guadagno in tensione = molto alto

### COLLETTORE A MASSA

Impedenza d'entrata = molto alta  
 impedenza d'uscita = molto bassa  
 guadagno in corrente = alto  
 guadagno in tensione = nullo

### ACCOPIAMENTO CAPACITATIVO

In fig. 2 è riportato lo schema di un amplificatore con emettitore a massa collegato capacitivamente alla bobina oscillatrice.

Come potete vedere, sulla bobina L1 dell'oscillatore si fa uso della capacità C3 per prelevare l'energia AF da trasferire direttamente alla

base del transistor TR2.

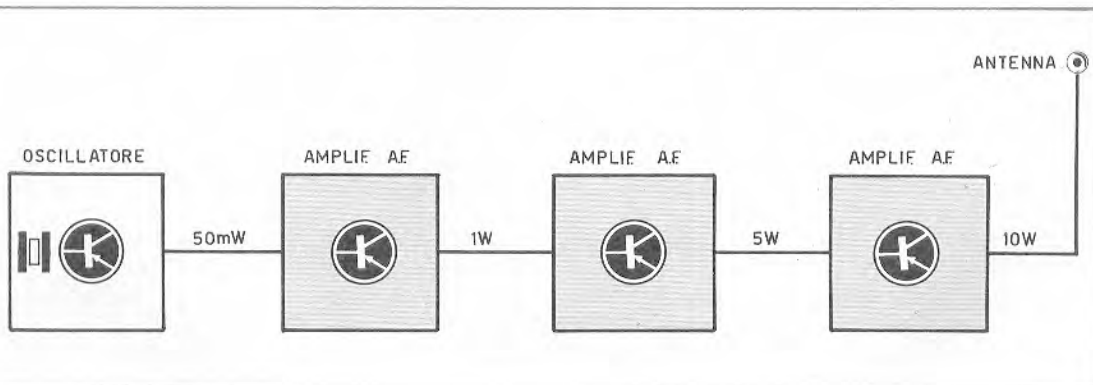
E poiché questa base deve risultare polarizzata tramite la resistenza R1, per evitare che l'energia AF possa scaricarsi a massa attraverso tale componente sarà necessario interporre una impedenza di AF (JAF2).

La parte più critica nella scelta del valore dei componenti adatti è relativa a quello del condensatore C3 e della posizione del collegamento di questo sulla bobina L1.

Il valore del condensatore dipende dalla frequenza di lavoro e può variare dai 22 ai 170 pF considerando che valori superiori potrebbero comportare il rischio di far entrare in autooscillazione il transistor TR2.

L'adattamento d'impedenza tra stadio oscillatore TR1 e stadio amplificatore TR2 si ottiene modificando il punto di presa sulla bobina L1, quindi per raggiungere la posizione esatta non esiste altro da fare che provare sperimentalmente.

Si parte quindi dal lato freddo della bobina



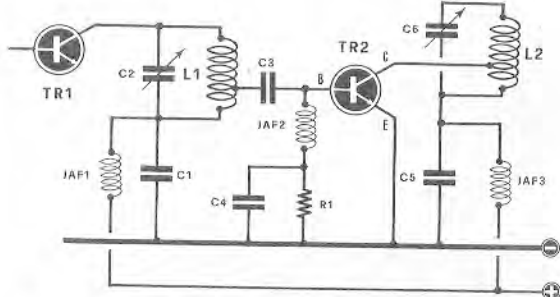


Fig. 2 amplificatore di AF con emettitore a massa ad accoppiamento capacitivo

- R1. da 10 a 560 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3. da 22 a 470 pF.
- C4. 10.000 pF.
- C5. 10.000 pF
- C6/L2 circuito sintonia finale
- JAF1-2-3. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF.

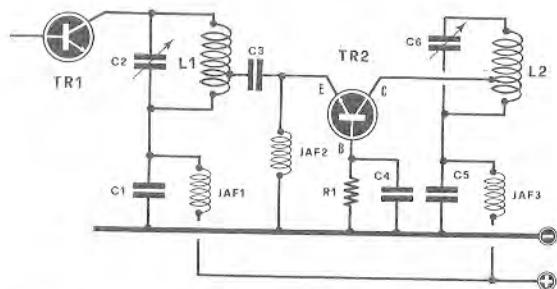


Fig. 3 Amplificatore di AF con base a massa ad accoppiamento capacitivo

- R1. 4,7 a 100 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3. da 22 a 470 pF.
- C4. 10.000 pF.
- C5. 10.000 pF.
- C6/L2. circuito sintonia finale
- JAF1-2-3. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF

(cioè il lato opposto a quello con cui essa è collegata al collettore di TR1) e si prova spira per spira fino a trovare il punto in cui il transistor TR2 assorbe la maggior corrente di collettore.

A questo proposito consigliamo di non andare mai oltre la metà delle spire di L1 ma, all'occorrenza è meglio aumentare il valore del condensatore C3.

La resistenza R1 va scelta tra una gamma di valori varianti dai 10 ai 560 ohm in relazione al tipo di transistor impiegato ed alla tensione d'alimentazione. Come si può notare, il collettore di TR2 non è collegato ad un estremo di L2, ma ad una presa intermedia; vedremo che anche questo artificio servirà per adattare l'impedenza del collettore a quella del circuito di sintonia finale, cioè sempre per ottenere il maggior rendimento possibile.

L'unica difficoltà nella realizzazione di questo circuito consiste nel dover trovare sperimentalmente la posizione più idonea di C3 sulla bobina L1 anche perché non sempre risulta agevole ef-

fettuare la saldatura.

In fig. 3 abbiamo invece un secondo tipo di amplificatore, questa volta con base a massa. Anche per questo circuito valgono le note descritte per l'amplificatore con emettitore a massa. In fig. 4 invece è descritto un amplificatore AF con accoppiamento a partitore capacitivo.

In questo caso il segnale, anziché da una presa intermedia sulla bobina L1 viene prelevato direttamente dal lato caldo (lato del collettore di TR1) della bobina stessa tramite un compensatore (C4) mentre tra base e massa di TR2 risulta inserito un secondo compensatore (C3).

Il vantaggio di questo sistema circuitale consiste nella possibilità di avere un più esatto adattamento d'impedenza tra lo stadio oscillante e quello amplificatore finale con eliminazione della presa sulla bobina L1 che oltretutto può anche risultare di non semplice attuazione.

Gli inconvenienti che possono verificarsi con questo circuito sono tutti di ordine strettamente pratico, non tecnico, in quanto esso necessita di

maggior spazio, per l'inserimento di due compensatori, costa un po' di più rispetto al sistema precedente ed ha bisogno di una maggiore cura per raggiungere il massimo trasferimento di energia AF dall'oscillatore alla base.

Con questo circuito il valore della capacità C2 risulta notevolmente inferiore a quello impiegato per i circuiti precedenti a causa dell'aggiunta dei due compensatori che, come si nota, si trovano praticamente ad essere in parallelo alla bobina L1.

## ACCOPIAMENTO CON FILTRO A PI-GRECO

Nella categoria dei circuiti ad accoppiamento capacitivo quello che meglio di ogni altro è in grado di adattare l'impedenza d'ingresso (stadio oscillatore) con quella d'uscita (stadio amplificatore e finale) è senza dubbio quello che si avvale del sistema a « filtro a pi-greco » visibile in fig. 5.

In esso il condensatore C3, che varia da un

minimo di 10 pF ad un massimo di 47 pF, si trova collegato ad una presa fissa (normalmente ad 1/4 o ad 1/5 delle spire totali di L1 partendo dal lato freddo) e con l'altro terminale collegato ad un filtro a pi-greco composto da C4-L2-C5 dove il condensatore variabile C4 serve per adattare l'impedenza d'uscita e C5 quella d'entrata.

Gli inconvenienti maggiori che si presentano nella realizzazione di questo circuito sono quelli inerenti all'impiego di una seconda bobina, di due condensatori variabili di capacità non indifferente (da 100 a 300 pF a seconda della frequenza di lavoro) e di richiedere una taratura un po' più laboriosa. Benché questo sistema sia veramente il più efficace, come abbiamo già puntualizzato, esso si rivela veramente ottimo per i trasmettitori a postazione fissa nei quali non esistono problemi di spazio ma per i complessi portatili, dove lo spazio a disposizione è piuttosto ridotto, il suo impiego è praticamente da escludere.

In ogni modo il problema maggiore, qualora si sia realizzato una tale sistema, è quello della

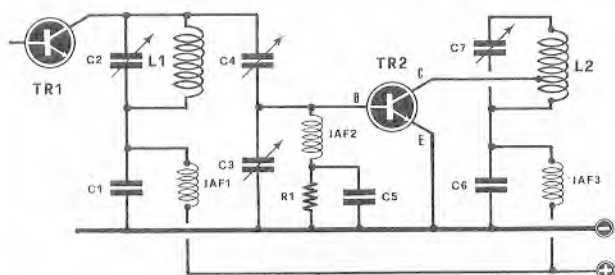


Fig. 4 Amplificatore di AF con emettitore a massa ad accoppiamento a partitore capacitivo

- R1. da 10 a 560 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3. 25 pF compensatore
- C4. 40 pF. compensatore
- C5. 10.000 pF.
- C6. 10.000 pF.
- C7/L2. circuito sintonia finale
- JAF1-2-3. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF.

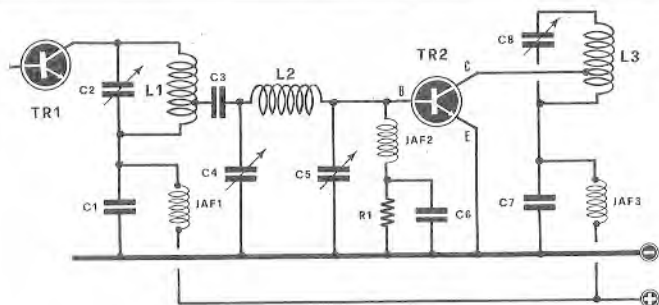


Fig. 5 Amplificatore di AF con emettitore a massa ad accoppiamento con filtro pi-greco

- R1. da 10 a 560 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3. da 10 a 47 pF.
- C4. 200 pF. variabile
- C5. 200 pF. variabile
- C6. 10.000 pF.
- C7. 10.000 pF.
- C8/L3. circuito sintonia finale
- L2. bobina filtro a pi-greco
- JAF1-2-3. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF.



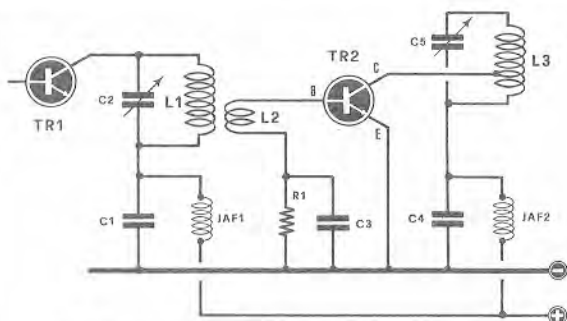


Fig. 6 Amplificatore di AF con emettitore a massa ad accoppiamento induttivo

- R1. da 10 a 1.000 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3. 10.000 pF.
- C4. 10.000 pF.
- C5/L3. circuito sintonia finale
- L2. bobina link avvolta sopra a L1
- JAF1-2-3. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF.

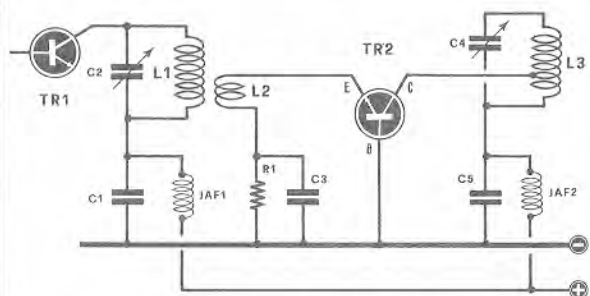


Fig. 7 Amplificatore di AF con base a massa ad accoppiamento induttivo

- R1. da 10 a 1.000 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3. 10.000 pF.
- C4/L3. circuito sintonia finale
- C5. 10.000 pF.
- L2. bobina link avvolta sopra L1
- JAF1-2-3. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF.

taratura in quanto si può facilmente sbagliare tarando l'uscita di C5 su di una armonica anziché sulla frequenza fondamentale per cui è consigliabile in fase sperimentale partire con dei condensatori di capacità sensibilmente superiore a quella richiesta per stabilire se con le spire che formano L2 non esistono due posizioni di accordo. In questi casi l'accordo sulla fondamentale è sempre quello che si ottiene con la maggiore capacità di C4 e C5.

Per i valori di R1 valgono le stesse considerazioni fatte per la fig. 2, vale a dire che il suo valore andrà scelto sperimentalmente in funzione delle tensioni di alimentazione e dei tipi di transistor impiegati.

## ACCOPIAMENTO INDUTTIVO

Un altro sistema per prelevare l'energia AF dall'oscillatore ed applicarla alla base del transistor amplificatore di AF può essere quello di tipo induttivo.

In fig. 6 abbiamo riportato il circuito di un amplificatore con emettitore a massa.

La bobina L2 si trova avvolta su L1, sempre dal lato freddo di L1, preleverà l'energia AF induttivamente e la applicherà alla base di TR2 per amplificarla. Per la polarizzazione della base del transistor TR2 un capo della bobina anziché essere collegato a massa farà capo ad una resistenza, R1 (il cui valore varia da 10 a 1.000 ohm a seconda del tipo di transistor impiegato), disaccoppiata da un condensatore (nello schema elettrico è contraddistinto dalla sigla C3).

La polarizzazione potrà essere effettuata anche di emettitore collegando a massa il capo della bobina L2 ed applicando sull'emettitore una resistenza di valore variabile tra i 10 ed i 1.000 ohm sempre disaccoppiata da un condensatore da 10.000 pF.

Il vantaggio di utilizzare una bobina, L2, avvolta su di un'altra, L1, consentirà di adattare meglio l'impedenza d'accoppiamento modificando il numero delle spire (da 1/2 a 5 a seconda della frequenza di lavoro), senza dovere, co-

me nell'accoppiamento capacitivo, saldare il condensatore su una spira di L1.

In fig. 7 troviamo invece un circuito amplificatore con base a massa e lo schema non si differenzia di molto dal primo circuito.

Infatti abbiamo sempre la solita bobina L2 accoppiata ad L1 ed applicata con un capo all'emettitore di TR2 e con l'altro estremo alla resistenza di polarizzazione R1 disaccoppiata da C3.

Come al solito il valore della resistenza R1 può variare da 10 a 1.000 ohm a seconda della tensione di alimentazione e del tipo di transistor impiegato. In fig. 8 abbiamo invece un amplificatore con collettore a massa e si noterà infatti che la bobina di sintonia L3 anziché essere collegata al collettore risulta in questo caso specifico in collegamento con l'emettitore di TR2.

In questo circuito risulta molto critico il valore del condensatore C3 e della resistenza R1 in quanto, per esempio, con un transistor di media potenza C3 può assumere un valore di 330 pF ed R1 un valore di 220 ohm, mentre con un

transistor di potenza il valore di C3 potrà raggiungere i 1.000 pF e quello di R1 i 47 ohm.

A differenza di ogni altro, questo circuito presenta il vantaggio di poter fissare il transistor TR2 direttamente su di una apposita aletta di raffreddamento senza il pericolo che la capacità introdotta da tale aletta possa modificare in modo sensibile le caratteristiche del circuito di sintonia, eliminando inoltre l'irradiazione da parte della aletta stessa dell'AF che potrebbe produrre.

## ACCOPIAMENTO CON ENTRATA SINTONIZZATA

Il circuito degli amplificatori che finora abbiamo presentato erano caratterizzati da entrate aperiodiche, vale a dire non accordate; ma, per avere un maggior rendimento dell'amplificatore stesso, è possibile inserire in entrata un circuito accordato accoppiato a quello dell'oscillatore tramite un link.

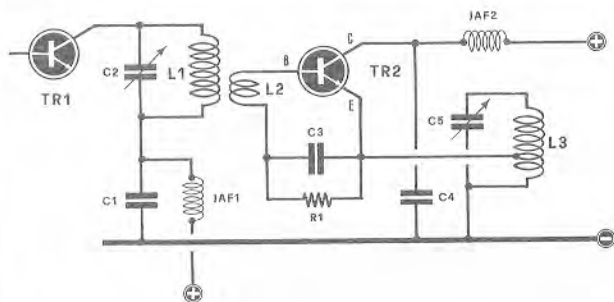


Fig. 8 Amplificatore di AF con collettore a massa

- R1. da 22 a 1.000 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3. da 220 a 1.000 pF.
- C4. 10.000 pF.
- C5/L3. circuito sintonia finale
- L3. bobina link avvolta sopra L1
- JAF1-2. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF.

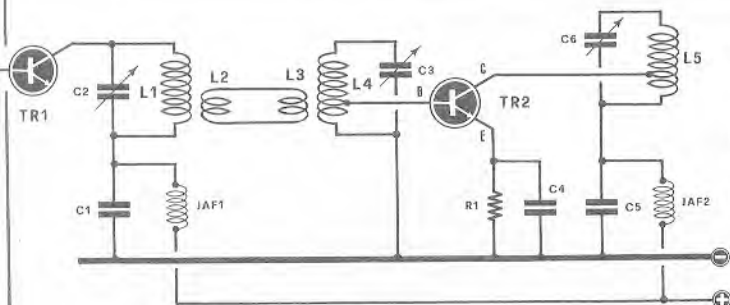
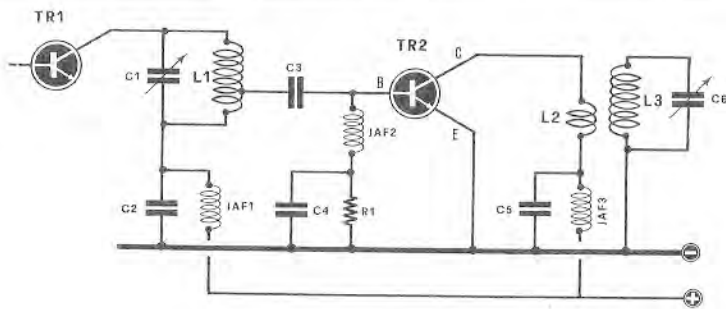


Fig. 9 Amplificatore di AF con emettitore a massa con entrata sintonizzata

- R1. da 10 a 470 ohm
- C1. 10.000 pF.
- C2/L1. circuito sintonia oscill.
- C3/L4. circuito sintonia d'entrata
- C4. 10.000 pF.
- C5. 10.000 pF.
- C6/L5. circuito sintonia finale
- L2. link avvolto sopra L1
- L3. link avvolto sopra L4
- JAF1-2. impedenze di AF.
- TR1. transistor oscillatore
- TR2. transistor amplif. AF



**Fig. 10** Può in molti casi risultare scomodo dover ricercare sperimentalmente su quale presa il collettore di TR2 deve essere collegato sulla bobina finale (L3) per ottenere il massimo rendimento. In questi casi si può ovviare avvolgendo su L3 una seconda bobina (L2) composta da 2 a 4 spiri. Modificando il numero delle spire di L2 si potrà più facilmente ricercare quello che ci darà il massimo rendimento

Cioè su L1 andrà avvolta una o due spire (la bobina L2) poi, intrecciando i due fili, il segnale di AF viene trasferito ad una bobina identica ad L2, che nello schema elettrico di fig. 9 è indicata con la sigla L3, ed è avvolta su L4.

Questo circuito può risultare ideale quando si desidera duplicare la frequenza dell'oscillatore con TR2, per cui, ammettendo ad esempio che l'oscillatore oscilli sui 72 MHz (circuito L1/C2) noi possiamo sintonizzare L4/C3 sulla prima armonica, cioè sui 144 MHz, ed infine sintonizzare il finale (L5/C6) sempre sui 144 MHz.

## ACCORDO STADIO FINALE

Abbiamo visto negli esempi che abbiamo finora illustrato che quasi sempre il collettore del transistor amplificatore di AF non è mai collegato ad un estremo del circuito di sintonia ma bensì ad una presa della bobina stessa.

Questo procedimento è indispensabile per poter adattare non solo l'impedenza del transistor con il circuito stesso, ma anche per poter ottenere una maggiore selettività e migliorare così il rendimento dell'amplificatore stesso.

Praticamente sarà necessario trovare in modo sperimentale quale spira risulta la più idonea per questo accoppiamento, solo che può anche riuscire scomodo dover saldare e dissaldare sulle varie spire della bobina fino a trovare quella che si dimostra la più adatta.

Per evitare queste difficoltà si può modificare lo stadio finale, come vedesi in fig. 10, collegando il collettore del transistor ad un link, avvolto sopra un circuito di accordo, ed in questo modo ri-

solterà più semplice effettuare l'accoppiamento modificando il numero delle spire del link trovando quella più adatta al transistor scelto.

## TARATURA DI UNO STADIO AF

Come lo stadio oscillatore, anche lo stadio amplificatore di AF, affinché possa erogare in uscita della AF, necessita di una adeguata taratura. Però non è che la taratura di tale stadio comporti particolari difficoltà, ma occorrerà naturalmente, quando ci si applicherà alla realizzazione di uno stadio sperimentale, procedere ad un controllo attento eventualmente modificando qualche valore al fine di ottenere il massimo rendimento.

Infatti è vero che uno stadio di AF può amplificare oppure anche erogare AF, ma con quale rendimento percentuale?

Noi possiamo ottenere un rendimento, nella migliore delle ipotesi, del 70 oppure dell'80%, ma potremmo anche non riuscire a superare il 20%, cosa questa assolutamente da evitare in quanto è inconcepibile accettare rendimenti inferiori al 50%. Quando ci si accinge alla taratura di uno stadio di AF, come prima cosa sarà necessario inserire in serie all'alimentazione di collettore del transistor un milliamperometro, come si nota dalla fig. 12 predisposto sulla portata più coerente alla potenza del transistor impiegato.

Se l'oscillatore non dovesse funzionare, va da sé che lo stadio amplificatore AF non potrà assorbire alcuna corrente (fig. 12A) e solamente quando invece esisterà una effettiva produzione

da parte dell'oscillatore di energia AF l'amplificatore denuncerà un certo assorbimento (fig. 12B).

Avuta quindi la prova che l'oscillatore funziona sarà necessario fare in modo che l'amplificatore assorba più corrente possibile e per ottenere questo giunge opportuno ritoccare la sintonia del circuito di accordo dell'oscillatore ruotando leggermente il condensatore variabile C2.

Se poi l'accoppiamento tra oscillatore e stadio amplificatore avviene per via capacitiva (come da fig. 12) sarà logico modificare il valore della capacità C3 e la posizione della presa sulla bobina L1 fino al punto in cui il transistor mostrerà il maggior assorbimento di corrente.

Se invece l'accoppiamento si verifica attraverso un partitore capacitivo, come appare in fig. 4, sarà opportuno ritoccare i compensatori C3-C4 fino a raggiungere lo scopo precedentemente discusso, vale a dire il maggior assorbimento possibile del transistor amplificatore, cosa questa appurabile dalla lettura del milliamperometro. Tutti questi discorsi valgono anche se l'accoppiamento avviene tramite un filtro a pi-greco, come da fig. 5.

Con l'accoppiamento induttivo sarà però necessario modificare le spire della bobina del link L2 fino a trovare quella più idonea cioè che riesca a trasferire la massima tensione della base del transistor, cosa che provocherà automatica-

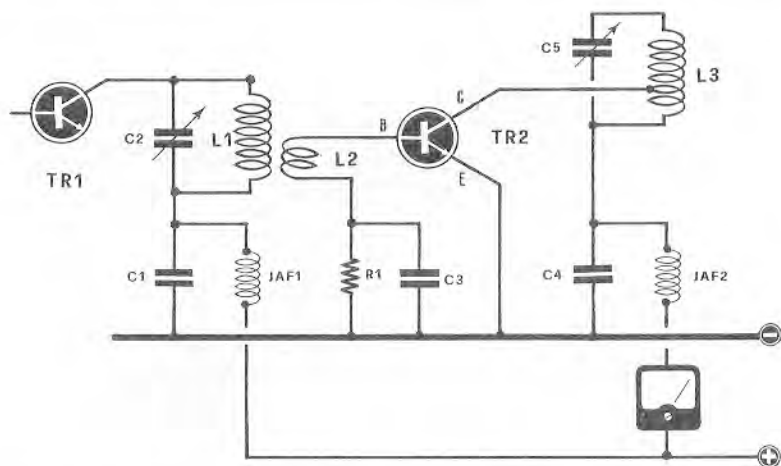
mente un aumento della corrente di collettore.

In pratica potrete constatare, a seconda del transistor impiegato, che la bobina L2, perché si abbia un massimo assorbimento della corrente di collettore può essere composta da 3 spire oppure da 1 sola o ancora anche da 1/2 spira.

Infatti il massimo trasferimento di energia AF dallo stadio oscillatore a quello amplificatore si ottiene solamente quando l'impedenza d'entrata è perfettamente adattata al tipo di transistor impiegato e questo adattamento si ottiene appunto agendo sul numero delle spire di L2 (oppure, a seconda dei casi, variando la capacità o sul punto di collegamento della stessa alla bobina L1 quando l'accoppiamento è di tipo capacitivo).

Si può cercare anche di variare il valore della resistenza di polarizzazione R1 per trovare quella più idonea al tipo di transistor impiegato in quanto con questo sistema si possono pure ottenere ampie variazioni della corrente di collettore.

Quindi il primo obiettivo da raggiungere in uno stadio amplificatore di AF è quello di ottenere che il transistor assorba la massima corrente possibile. Se notissimo invece che il transistor impiegato (che per esempio come caratteristiche consente un assorbimento di 500 mA) giungesse ad assorbire una corrente, nonostante tutte le prove, troppo inferiore a quella che potrebbe raggiungere (per esempio, sempre nel nostro caso,



**Fig. 11** Per accordare uno stadio di AF, occorre far sì che il circuito di sintonia (C5/L3) risulti sintonizzato esattamente sulla frequenza generata dall'oscillatore. Per poter constatare tale condizione, occorrerà applicare in serie all'alimentazione di collettore di TR2 uno strumento miliamperometro e leggerne le variazioni di corrente.

A

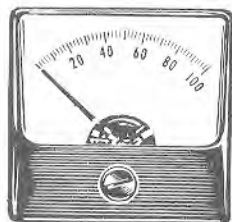


Fig. 12 A Ricordatevi che uno stadio amplificatore di AF non deve assorbire corrente se l'oscillatore di AF non è funzionante, per cui se il transistor non assorbe nessuna corrente è evidente che l'oscillatore non eroga AF. Mancando la tensione di pilotaggio il transistor TR2 non può ovviamente amplificarla

B

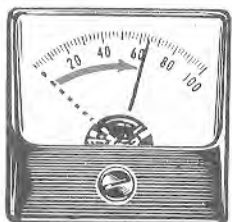


Fig. 12 B Se l'oscillatore AF funziona noteremo che anche il transistor amplificatore AF assorbe corrente. Per ottenere il massimo rendimento è necessario in fase sperimentale cercare di modificare l'accoppiamento capacitivo o induttivo tra stadio e stadio, o modificare il valore di R1 fino ad ottenere il massimo assorbimento.

C

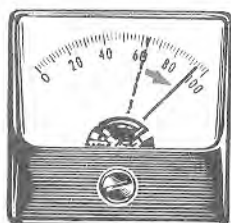


Fig. 12 C Quando avremo raggiunto il massimo assorbimento di corrente da parte dello stadio amplificatore di AF, l'operazione taratura non è ancora terminata, per considerarla tale dovremo ora sintonizzare il circuito finale sulla frequenza generata dall'oscillatore

10 mA) ciò starà a significare che detto transistor richiede una tensione di pilotaggio maggiore di quella che eroga lo stadio oscillatore e quindi se ne deve dedurre che esso non è idoneo per essere collegato direttamente dopo lo stadio oscillatore ma è necessario interporvi un altro stadio di preamplificazione intermedio tale da aumentare la potenza di eccitazione (vedi fig. 1).

Quando avremo raggiunto il massimo assorbimento possibile per ottenere in uscita l'energia AF amplificata occorre accordare il circuito di sintonia posto sul collettore, affinché risulti sintonizzato sulla frequenza d'emissione.

Ruotando il condensatore variabile C4 si dovrà trovare la posizione dove lo strumento mil-

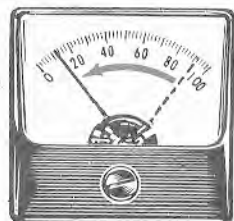
liamperometro sempre inserito in serie alla tensione di collettore, denunci il minimo assorbimento di corrente.

Naturalmente si avrà una posizione ben definita del variabile sulla quale la lancetta del milliamperometro effettuerà un marcato « dip », come da fig. 13.

La taratura si può considerare perfetta solamente quando la differenza tra l'assorbimento massimo e quello minimo sarà sostanziale cioè, tanto per spiegarci meglio, quando al massimo l'assorbimento raggiungerà un valore sui 200 mA al minimo deve corrispondere un assorbimento di circa 15-20 mA.

Qualora invece ad un assorbimento massimo

Fig. 13 Dovremo ora ruotare il condensatore o compensatore posto in parallelo alla bobina dello stadio finale, fino a trovare la posizione dove lo strumento milliamperometro dal massimo assorbimento, effettuerà una brusca variazione verso lo zero. L'accordo risulta perfetto quando esisterà una marcata differenza tra massimo e minimo assorbimento





di 200 mA corrispondesse un assorbimento minimo di una corrente intorno ai 100 mA sarebbe palese che il rendimento è veramente molto scarso.

Infatti la potenza di AF sfruttabile è derivata appunto dalla differenza che si riscontra tra i due assorbimenti, *massimo* e *minimo*.

Se la differenza è minima avremo come effetto non solo poca AF in uscita, ma anche un surriscaldamento del transistor e quindi potenza che verrà dissipata esclusivamente sotto forma di calore e non di AF.

I motivi che possono comportare una riduzione del rendimento di un stadio amplificatore di AF possono essere molteplici:

- 1) Il transistor può essere non idoneo allo scopo: a questo proposito può darsi benissimo che il transistor da voi impiegato non sia in grado di amplificare convenientemente la frequenza scelta. Per esempio, su un trasmettitore per i 144 MHz si sia scelto un transistor incapace di amplificare oltre i 140 MHz.
- 2) Vi possono essere anche delle perdite di AF causate da collegamenti troppo lunghi. Il condensatore di disaccoppiamento C5 che non si trova collegato direttamente sulla giunzione del variabile e la bobina L3 e la massa più vicina, ecc.

3) Può avere anche una influenza negativa il fatto che la bobina L3 ed il condensatore C6 non siano sufficientemente rapportata. Per esempio poche spire per L3 ed un eccessivo valore per C6.

In questo caso specifico occorrerà aumentare il numero delle spire e diminuire il valore del condensatore.

4) La presa del collettore del transistor sulla bobina L3 non idonea alle caratteristiche d'impedenza dello stesso. Occorrerà modificare sperimentalmente tale presa cercando quella spira dalla quale si riesce a raggiungere il minimo assorbimento.

5) Il circuito di sintonia del finale risulta accordato su di una armonica e non sulla frequenza fondamentale. Questo inconveniente può verificarsi quando sullo stadio amplificatore se è stato da voi progettato avete impiegato una capacità di valore troppo inferiore a quella necessaria.

Ed infatti un accordo, su di una armonica l'assorbimento minimo si manterrà sempre molto elevato. Il transistor, duplicando la frequenza, non potrà mai superare come rendimento il 20 o il 30%. Ammettendo infatti che abbiate realizzato uno stadio finale sui 30 MHz, se l'accordo risulta effettivamente su detta frequenza potremo

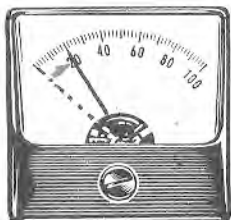


Fig. 14 Se non riuscissimo ad ottenere un massimo assorbimento (vedi fig. 12 C) da parte dello stadio finale è evidente che il transistor impiegato necessita di maggior potenza di pilotaggio. Tale inconveniente può manifestarsi anche quando l'accoppiamento tra stadio oscillatore e stadio finale non risulta adeguato al transistoro (modificare capacità d'accoppiamento, spire bobina del link, o valore di R1)

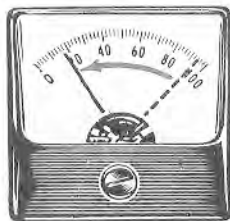


Fig. 15 Lo stadio finale risulta accordato ed eroga quindi la massima potenza soltanto quando si è riusciti accordando il circuito di sintonia finale ad ottenere la più ampia variazione da massimo assorbimento a minimo assorbimento

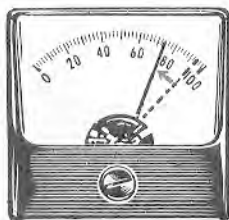


Fig. 16 Se la variazione di assorbimento durante la taratura fosse limitata dovremmo concludere che il circuito di sintonia finale risulta accordato su un'armonica, oppure la presa di collettore sulla bobina non è quella giusta, infine che il transistor non è adatto ad amplificare la frequenza in gioco.

avere un rendimento di oltre il 70%, ma se invece vi trovate sintonizzati su di una armonica (60 MHz e cioè  $30 \times 2$ ) il rendimento calerà ovviamente fino ad un insufficiente 20-30%.

Per evitare questo errore noi consigliamo, in fase di taratura, di inserire sempre, sperimentalmente, come prova di accordo un condensatore di elevata capacità, quindi procedere con questo alla sintonia.

Si dovranno trovare due posizioni di accordo delle quali la prima a minor capacità (corrispondente all'accordo sulla 1. armonica) e di rendimento scarso (con un « dip » minimo come dalla fig. 16) la seconda posizione a maggior capacità (corrispondente all'accordo sulla fondamentale) e con un rendimento palesemente superiore (« dip » massimo).

Stabilita quindi la capacità più adatta potete controllare la capacità esatta, aiutandovi per esempio con il capacimetro pubblicato sul n. 8 della rivista e che si è rivelato insostituibile per queste necessità.

Se per esempio la vostra misura denunciasse una capacità di 80 pF noi possiamo scegliere un compensatore da 40 pF collegandovi in serie un condensatore fisso in ceramica da 56 pF.

Ultimata la taratura dello stadio finale occorrerà controllare infine che l'amplificatore di AF non autooscilli, che cioè anche l'amplificatore non funzioni esso stesso da oscillatore di AF.

Per questo particolare controllo sarà utile togliere la tensione allo stadio oscillatore ed in questa condizione verificare che l'amplificare non denunci un assorbimento di corrente come da fig. 12 A).

Se invece notassimo un assorbimento risulterà evidente che tale stadio autooscilla ed in questo caso sarà necessario invertire i capi della bobina L2 collegando alla base del transistor quello che prima si collegava alla resistenza R1 e viceversa quindi modificando il valore di R1 e distanziando, o possibilmente schermando, la bobina L1/L2 da quello dello stadio finale, L3, affinché non avvengano accoppiamenti induttivi tali da provocare autooscillazioni.

A questo punto noi vi consigliamo, anche se dopo tutte queste prove non sarete ancora riusciti ad ottenere quei risultati che vi aspettate e che saranno solamente dilazionati, di collegare uno di questi stadi amplificatori di AF con l'oscillatore di AF presentato sul n. 9 badando che il numero delle spire della bobina L3 risulti di 16 spire con un condensatore variabile da 500 pF.: nel prossimo articolo che apparirà sul n. 11 della rivista vi spiegheremo come poter infine con un amplificatore di AF da noi espressamente calcolato e collaudato, trasferire l'energia di AF erogata dal complesso oscillatore-amplificatore in antenna donde verrà irradiata nello spazio.

Questa rappresenterà la fase finale e più importante nella realizzazione e messa in funzione di un trasmettitore perché è inutile produrre della AF quando poi non si riesce o non si sa come farla assorbire completamente, o almeno nella sua massima parte, da una qualsiasi antenna.

La nostra serie di articoli in ogni modo continuerà nella spiegazione di come si deve modulare uno stadio finale con un amplificatore di BF ed infine come realizzare degli efficientissimi complessi ricetrasmittitori per i 27 ed i 144 MHz.



## TUTTO L'OCCORRENTE PER I CIRCUITI STAMPATI

confezione da 1/2 litro per bottiglia

soluzione DECAPAGGIO	L. 200
soluz. PERCLORURO FERRICO	L. 400
soluzione ACCELERANTE	L. 300
spese postali per pacco	L. 500

confezione da 1 litro per bottiglia

soluzione DECAPAGGIO	L. 380
soluz. PERCLORURO FERRICO	L. 750
soluzione ACCELERANTE	L. 570
spese postali per pacco	L. 600

1 bottiglia INCHIOSTRO  
PROTETTIVO L. 300

Le ordinazioni dei prodotti chimici necessari alla preparazione dei circuiti stampati debbono essere indirizzate alla Rivista NUOVA ELETTRONICA, via Cracovia 21 BOLOGNA.

Provvederemo noi a farveli inviare, ai prezzi sopra indicati, direttamente dal produttore al vostro domicilio.



Iniziate a realizzare in pratica gli amplificatori di AF descritti in questo articolo, a prendere confidenza con gli assorbimenti, a circuito disaccordato ed accordato, a misurare l'alta frequenza erogata impiegando anche transistor al silicio diversi da quelli da noi consigliati.

# RICETRASMETTITORI a

Nel numero precedente vi era stato illustrato come poteva essere studiato uno stadio amplificatore di AF prendendo in esame tutti i circuiti di maggiore affidamento come di solito vengono impiegati in casi del genere. Molti di voi, almeno per quanto abbiamo potuto appurare dalle lettere che ci sono pervenute, si sono subito cimentati nell'impresa e fra i tanti alcuni già di primo acchito hanno ottenuto risultati soddisfacenti, altri appena passabili ed infine non sono mancati neppure quelli che non sono riusciti ad ottenere alcun risultato.

Inutile puntualizzare che questi ultimi appartengono alla categoria dei « principianti della trasmissione » cioè a coloro che fino a ieri tutt'al più si sono cimentati alla costruzione di qualche amplificatore di BF senza avere mai avuto contatti con l'AF ed i suoi molteplici problemi.

Vogliamo rassicurare questi ultimi affermando che i primi insuccessi sono più che prevedibili visto che addirittura nel numero precedente noi ci eravamo preoccupati solamente di dare delle spiegazioni teoriche tralasciando di indicare il valore esatto dei componenti, i tipi di transistor impiegabili ed il numero delle spire delle bobine adatte alle varie frequenze, ma accontentandoci di gettare solamente delle basi da tradurre in realtà in seguito.

Alcuni però prendendo spunto dalle poche concrete informazioni di carattere tecnico presentate sono riusciti lo stesso a cavarne fuori dei montaggi funzionanti a dovere.

Agli esperti non possiamo dire niente perché questo rientra nelle loro competenze, ma ai principianti che sono riusciti a tanto non possiamo che fare le nostre congratulazioni per la loro naturale predisposizione per aspirare un giorno a diventare degli ottimi radioamatori (degl' « OM » in gergo radiantistico).

A coloro che invece non sono riusciti ancora a nulla vanno le nostre esortazioni a non perdersi d'animo perché l'esperienza in tutte le cose si acquisisce anche (e forse maggiormente) attraverso gli errori per cui se è andata male una volta, la seconda andrà senza dubbio meglio.

Comunque, come vi avevamo promesso, non ci limiteremo a presentarvi solo dei circuiti teorici, lasciando poi a voi il compito di cavarvi dagli impicci, ma vi sottoporremo anche dei circuiti pratici perché solo la pratica può completare una seppur approfondita teoria al fine di acquisire la tanto sospirata esperienza necessaria per qualsiasi vostra realizzazione futura. In questa puntata vogliamo quindi continuare nella trattazione del nostro trasmettitore, facendo seguire allo stadio oscillatore, presentato sul n. 9 di questa stessa rivista, uno stadio amplificatore di AF indispensabile per portare il segnale di AF ad una potenza maggiore.

Come stadio di AF, considerato che la nostra frequenza di lavoro è compresa tra i 6 ed i 9 MHz, può essere impiegato qualsiasi transistor di media potenza che abbia una frequenza di taglio superiore ai 20 MHz (cioè che possa amplificare fino

a questa frequenza) e che possa sopportare tensioni di collettore di almeno 25 volt con correnti superiori ai 100 mA.

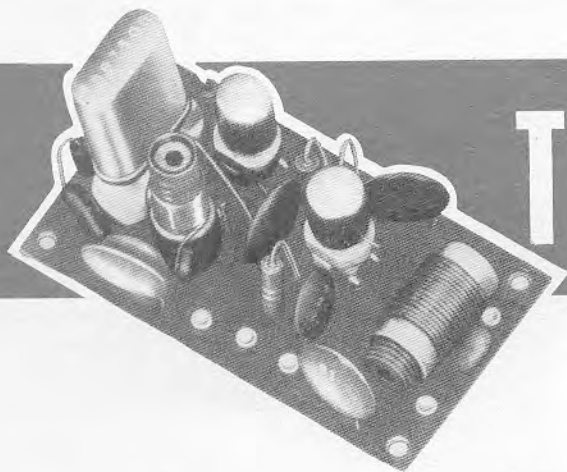
Per comodità vostra e secondo reperibilità noi vi presenteremo il resoconto delle prove da noi eseguite con alcuni transistor tra i più facili da trovare e tutti al silicio.

Ovviamente se siete in possesso di altri tipi di transistor al silicio per AF da noi non menzionati in tabella potete utilizzarli senza preoccupazioni ed in fondo questo è proprio quello che noi

plificatore AF con un PNP al silicio che riteniamo una interessante novità nel campo della trasmissione.

Il materiale necessario per queste prove è ridotto in quanto oltre al transistor dovete provvedervi di:

- 1 condensatore variabile ad aria da 360-500 pF circa
- 1 bobina di sintonia
- 1 resistenza
- 2 condensatori a capacità fissa.



# TRANSISTOR

desideriamo affinché voi stessi possiate rendervi conto direttamente della differenza che esiste tra i diversi tipi.

## PROVE PRATICHE

A buona ragione per non rendere l'articolo troppo prolisso e pesante ci limiteremo alla presentazione di una limitata serie di montaggi scegliendo per questo i tre circuiti classici, ossia di amplificatore con base a massa, con emettitore a massa e con collettore a massa ed uno con accoppiamento diretto tra oscillatore ed am-

plificatore. La bobina di sintonia, poiché la banda da noi scelta per le nostre prove è quella compresa tra i 6 ed i 9 MHz come abbiamo già detto, verrà realizzata avvolgendo su di un supporto di 2 cm di diametro 18 spire affiancate di filo di rame con diametro che può essere scelto tra i 0,7 ed 1 mm.

Allo scopo sarà bene utilizzare un tubo di cartone, plastica o bachelite, per mantenere in forma le spire, specie se si utilizza del filo da 0,7, non dimenticando durante la preparazione della bobina di provvederla di prese in rispondenza della 4° spira, della 6° e della 10°.

Bobina e condensatore variabile andranno quindi fissati su di un supporto in legno o bachelite che servirà pure per accogliere gli altri componenti.

Infatti per il cablaggio non è consigliabile per ora l'uso di un circuito stampato in quanto queste sono solamente delle prove pratiche riman-

TABELLA N. 1

Transistor NPN	volt coll.	corr. collett. in mA	amplificazione	Freq. taglio in MHz
BSX26 NPN	20	300	60-120	350
2N708 NPN	40	100	30-100	300
BC140 NPN	40	1.000	40-300	60
2N1711 NPN	30	1.000	100-130	120
BSX46 NPN	100	1.000	40-120	60
BFY64 PNP	40	500	80-100	100



dando ad un domani una realizzazione più elegante e pratica (su circuito stampato) quando avremo tutti i dati necessari per costruirlo in dimensioni ridotte eliminando per prima cosa il variabile (sostituendolo con una capacità fissa) ed avvolgendo la bobina di sintonia su di un supporto ridotto ad appena 1 cm e provvisto di nucleo ferromagnetico per effettuare la messa a punto.

## AMPLIFICATORE CON BASE A MASSA

Lo schema dell'amplificatore con base a massa è quello visibile in fig. 1. Il circuito è completo di elenco componenti scelto a seconda del transistor impiegato.

La bobina link L2 va avvolta sulla bobina dell'oscillatore L1 (quello pubblicato sul n. 9) dal lato freddo, vale a dire dal lato opposto a quello in cui la bobina stessa si collega al collettore del transistor oscillatore.

Per questo particolare tipo di amplificatore AF ed in considerazione della frequenza da noi utilizzata il link è composto di due spire di filo di rame ricoperto in plastica di qualsiasi diametro o spessore.

Per avere la possibilità di controllare il funzionamento dell'amplificatore è necessario inserire in serie alla corrente di alimentazione di collettore un milliamperometro da 50 mA fondo scala (che ci darà l'indicazione del massimo assorbimento ad amplificatore disaccordato ed il minimo ad amplificatore accordato) nonché un apparato per misurare la tensione di AF (che dovrà essere applicato solo dopo aver accordato lo stadio finale al minimo assorbimento e composto dal condensatore C4 dalla resistenza R2, dal diodo DG1 e dal condensatore C6.

Lo strumento di misura, che può essere un comune tester da 20.000 ohm per volt oppure un voltmetro elettronico, andrà applicato ai capi del diodo DG1. Per vostra comodità, vi daremo il valore delle tensioni AF rilevate per ogni tipo di amplificatore e con tensioni di alimentazioni a 9 e a 12 volt.

Per questo stadio la presa più idonea di collettore sulla bobina L3, composta, come già affermato, da 18 spire, risulta la 4<sup>a</sup> a partire dal lato di collegamento al condensatore C2.

Dopo avere collegato il milliamperometro in serie al collettore potete controllare come si comporta il vostro amplificatore di AF dando tensione allo stesso ed escludendo l'oscillatore.

In queste condizioni noterete che lo stadio AF non denota alcun assorbimento di corrente di collettore e da ciò potrete già dedurre che se l'oscillatore non funziona anche l'amplificatore rimarrà inerte.

Provate ora ad applicare la tensione opportuna all'oscillatore di AF: constaterete il transistor amplificatore che denuncerà un assorbimento di corrente che, a seconda del transistor impiegato potrà variare tra i 15 ed i 40 mA.

Non lasciate troppo tempo l'amplificatore in questa condizione per non incorrere nel rischio di un surriscaldamento del transistor con conseguenze facilmente immaginabili ed assolutamente da evitare, tanto più che non essendo l'amplificatore AF non tarato, non si avrà alcuna erogazione di AF.

Per effettuare la taratura di uno stadio di AF occorre semplicemente accordare il circuito di sintonia di collettore (L3-C3) affinché risuoni esattamente alla frequenza di oscillazione del quarzo.

Ruotando lentamente C3 troverete una posizione in corrispondenza della quale il milliamperometro segnerà una brusca variazione della corrente che dal massimo scenderà ad un minimo, (il condensatore C4 collegato al diodo DG1 dovrà essere distaccato dal circuito).

Quando avremo trovato la posizione di minor assorbimento potremo concludere che il circuito di sintonia L3-C3 risulta accordato sulla stessa frequenza di oscillazione del quarzo.

Collegando ora il condensatore C4 all'estremo della bobina L3 oppure sul collettore del transistor constateremo che il tester ci indicherà una tensione.

Il maggior rendimento di un transistor si ha ovviamente quando dallo stesso sapremo ottenere la massima tensione (AF di uscita) e per questo scopo si potrebbe provare a ridurre il valore della resistenza R1 il che aumenterà la corrente di collettore ma, in molti casi come voi stessi avrete modo di constatare, pur aumentando la corrente di assorbimento del collettore, la tensione in uscita di AF non varierà, o tutt'al più varierà di pochissimo.

Quindi il valore di R1 andrà scelto in modo da ottenere la tensione massima in uscita mantenendo il valore di assorbimento della corrente ad amplificatore ancora disaccordato ad un livello che conceda un certo margine di sicurezza.

La corrente di collettore aumenterà pure aumentando il numero delle spire del link L2, cioè avvolgendo 3 spire anziché 2, ma in questi casi si potrebbe incorrere nel pericolo di far entrare in autooscillazione l'amplificatore di AF.

La presa effettuata sulla bobina L3 (dalla quale cioè ci si collega al collettore del transistor amplificatore) ha una importanza tutta particolare in quanto serve per adattare l'impedenza di uscita del transistor a quella del circuito di sintonia.



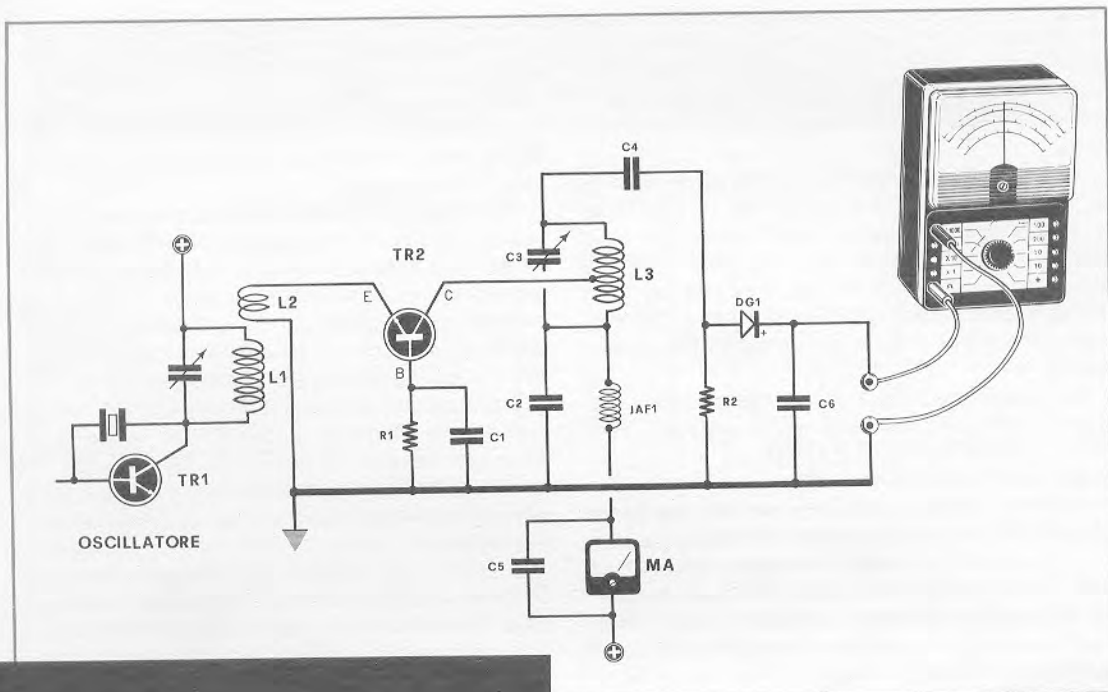


Fig. 1 Amplificatore con base a massa. I dati di assorbimento indicati nella tabella n. 2 si riferiscono all'amplificatore pilotato dall'oscillatore di AF descritto sul n. 9 alimentato a 9 volt. Se l'oscillatore di AF viene alimentato a 12 volt l'assorbimento di AF a circuito disaccordato risulterà superiore, e superiore anche l'uscita (tensione) di AF.

- R1 = 100 ohm
- R2 = 1.000 ohm
- C1 = 47.000 pF
- C2 = 47.000 pF
- C3 = 500 pF variabile ad aria
- C4 = 10 pF ceramico
- C5 = 47.000 pF
- C6 = 47.000 pF
- L1 = bobina dell'oscillatore AF
- L2 = bobina LINK (2 spire)
- L3 = bobina sintonia (vedi articolo)
- TR1 = transistor oscillatore
- TR2 = transistor NPN al silicio
- DG1 = diodo OA85 - OA95 o similari
- JAF1 = impedenza AF (Geloso n. 555)
- MA = milliamperometro 50 mA

In pratica la presa che risulta più idonea è quella che ci permette, a circuito sintonizzato, di ottenere il minor assorbimento di corrente, e il massimo assorbimento a circuito disaccordato.

Ritorniamo ora a parlare del condensatore variabile C3.

Voi avrete già trovato, ruotando leggermente il suo perno verso la sua minima capacità, una posizione di accordo, rilevata dal milliamperometro con un minor assorbimento di corrente e dal voltmetro con una maggiore tensione in uscita.

Se continuate a ruotare detto variabile per ridurre ancora di più la sua capacità (occorre nuovamente eliminare il condensatore fisso C4 collegato al diodo DG1) noterete la presenza di una seconda posizione di accordo.

Come mai esistono due posizioni distinte di accordo, una a maggior capacità ed una a minor capacità di C3? Chi ha esperienza di trasmissione ne conosce già il motivo, ma coloro che per la prima volta si dedicano alla realizzazione di stadi amplificatori di AF rimarranno perplessi e per loro sarà necessaria una spiegazione.

La prima posizione di accordo, quella cioè corrispondente alla maggiore capacità, corrisponde all'accordo sulla frequenza *fondamentale*, vale a dire che se la frequenza di oscillazione del quarzo è, per esempio, di 7 MHz, anche la bobina L3 ed il condensatore C3 si trovano sintonizzati esattamente sulla stessa frequenza. La se-

conda posizione di accordo, quella cioè rispondente alla minore capacità di C3, è riferita invece all'accordo sulla prima *armonica*, anziché sulla frequenza fondamentale, che corrisponde al doppio della frequenza del quarzo, cioè  $7+7 = 14$  MHz.

Se avete un ricevitore per onde corte ponetelo alla distanza di 5-6 metri dal trasmettitore e sintonizzate lo stadio amplificatore AF sulla frequenza fondamentale (accordo di C3 alla massima capacità): sentirete nel ricevitore un forte soffio (segnale di AF captato dal ricevitore) in corrispondenza dei 7 MHz ed un soffio più debole sui 14 MHz.

Se invece ora regolate il condensatore variabile C3 per l'accordo sulla minor capacità, sentirete un forte soffio sui 14 MHz ed uno più debole quando il ricevitore è sintonizzato sui 7 MHz.

Potremo quindi concludere che un amplificatore di AF ci permette, oltre che amplificare un segnale di AF sulla stessa frequenza del quarzo, anche di duplicarlo facendo sì che con un quarzo ad esempio di 7 MHz si possa anche realizzare un trasmettitore per una frequenza doppia ad esempio sui 14 MHz.

Quindi in definitiva se applichiamo all'oscillatore più stadi amplificatori di AF che si accordino ciascuno sull'armonica del precedente potremo addirittura con un solo quarzo a frequenza bassa realizzare un trasmettitore per VHF.

Ammettendo infatti che il quarzo dell'oscillatore risulti appunto con una frequenza di 7 MHz con un primo stadio duplicatore noi potremo ottenere un segnale di AF sui 14 MHz, ( $7+7 = 14$  MHz) aggiungendo un altro stadio duplicatore potremo ottenere un segnale sui 28 MHz ( $14+14 = 28$  MHz) ed infine con un quarto stadio duplicatore i 56 MHz ( $28+28 = 56$  MHz).

È ovvio come si potrà arguire anche dalle tensioni che rileveremo dal voltmetro posto in parallelo al diodo DG1, che il transistor accordato su di una armonica rende meno di quanto potrebbe se accordato su di una fondamentale, ma anche se l'AF è inferiore questo artificio ci permette di raggiungere una frequenza che non sempre si potrebbe raggiungere per la mancanza di un quarzo adatto.

Così per i 144 MHz, non essendo reperibili dei quarzi appositi per tali gamme, si parte da un oscillatore provvisto di un quarzo a frequenza più bassa i 36 o al massimo i 72 MHz per giungere alla frequenza desiderata attraverso una serie di duplicazioni.

È logico però che se volete far lavorare lo stadio amplificatore di AF sull'armonica, la bobina L3 dovrà essere composta da un minor numero di

spire rispetto a quanto richiede l'accordo sulla fondamentale poiché, come si sa e come potrete constatare misurando l'AF in uscita, il rendimento è maggiore quando viene mantenuta una certa proporzione tra l'induttanza (numero delle spire) della bobina e la sua capacità (condensatore di sintonia).

Noi vi abbiamo infatti indicato il numero di spire più idoneo per la frequenza fondamentale, però se noi vi avessimo voluto far accordare lo stadio amplificatore esclusivamente sulla armonica vi avremmo consigliato per L3 una bobina composta da 12 spire con presa sulla terza spira sempre avvolta su un supporto del diametro di 2 cm.

Il principiante sappia infine che questa bobina può essere realizzata anche su un supporto di diametro inferiore a quello da noi indicato (in questo caso il numero delle spire va aumentato) oppure superiore (in questo caso il numero di spire va ridotto).

Si può altresì utilizzare un supporto provvisto di nucleo ferromagnetico di regolazione nel qual caso si potrebbe eliminare il condensatore variabile sostituendolo con uno fisso di capacità scelta in modo che l'accordo si ottenga a nucleo metà inserito al fine di poter variare la sintonia semplicemente introducendo o ritirando il nucleo dalla bobina.

Da notarsi che una bobina con nucleo ferromagnetico richiede un minor numero di spire.

Dalla tabella che qui vi presentiamo potrete ricavare i dati per i transistor da noi scelti come esempio e con tensione di alimentazione di 9 e 12 volt.

I dati sono stati misurati con l'amplificatore accordato sulla frequenza fondamentale, sull'armonica e con il circuito disaccordato escludendo il condensatore C4 collegato al diodo rivelatore DG1.

La tensione AF in uscita (prelevata ai capi di DG1) è stata misurata con un normale tester da 20.000 ohm x volt.

Notare che la misura di corrente a circuito L3-C3 accordato, vale a dire la corrente minima di assorbimento che si raggiunge ruotando il variabile C3, è rilevata escludendo il condensatore C4 dal diodo rivelatore DG1 ed in seguito dopo questa operazione il condensatore staccato dovrà essere ricollegato per poter misurare la tensione AF in uscita.

Il transistor che naturalmente riuscirà a fornire una maggiore tensione di AF assorbendo la quantità minore di corrente di collettore è quello di più alto rendimento.

Ricordiamo inoltre che modificando leggermente la sintonia del condensatore variabile dell'oscillatore si può arrivare a trovare una posi-

TABELLA N. 2 TRANSISTOR	Tensione aliment. in volt	assorbimento a circuito disaccordato in mA	Accordo su Fondamentale		Accordo su armonica	
			corrente in mA	tensione volt	corrente in mA	tensione in volt
BSX26	9	14	2,5	11	10	5
	12	18	3	14	12	6
2N708	9	14	2	11	8	5
	12	18	6	14	10	6
BC140	9	12	8	9	10	4
	12	14	10	11	12	5
2N1711	9	18	8	12	12	4
	12	24	10	14	16	5
BSX46	9	15	8	12	10	7
	12	18	8	14	11	9

zione in cui il segnale di AF può aumentare leggermente, questa posizione logicamente sarà quella che ci permetterà il maggior rendimento dello stadio amplificatore di AF.

Dalle prove che avrete eseguito e dalle modifiche che elencheremo potrete dedurre che:

- 1) uno stadio amplificatore di AF non può assorbire corrente se l'oscillatore non è in funzione o non eroga AF
- 2) uno stadio amplificatore di AF eroga solamente AF quando il circuito di sintonia L3-C3 risulta accordato sulla frequenza del generatore dell'oscillatore o su una sua armonica
- 3) modificando le spire della bobina del link (L2) si può ottenere a transistor disaccordato un maggior assorbimento di corrente da parte del collettore ma non sempre ciò può corrispondere ad un aumento del segnale in uscita di AF.
- 4) uno stadio amplificatore di AF può essere accordato sulla frequenza fondamentale oppure su di una armonica, in questo caso il trasmettitore emetterà un segnale di AF doppio rispetto a quello del quarzo inserito nell'oscillatore.
- 5) modificando la presa di collettore sulla bobina L3 si altera il valore della corrente di assorbimento, e la presa migliore risulterà naturalmente quella che permette a circuito accordato un minor assorbimento senza alcuna variazione della tensione in uscita.
- 6) modificando il valore della resistenza di emettitore R1 si può ottenere un aumento oppure una diminuzione del segnale di AF in uscita, però, in pratica, il valore da scegliere è quello che permette un assorbimento adeguato a circuito disaccordato.

Ammettendo infatti di avere a disposizione un

transistor che assorbi un massimo di 100 mA, è ovvio che, se non vogliamo metterlo fuori d'uso dovremo limitare la corrente di assorbimento ad un valore massimo del 50%.

Ricordatevi comunque che riducendo il valore di R1 si aumenta la corrente di assorbimento ed aumentandolo la si diminuisce.

Se volete fare una prova con questo schema potete modificare R1 portandolo da 68 ohm a 100 oppure 220 ohm constatando la differenza di tensione AF in uscita.

Sarà infine utile ricordare che è sempre opportuno provvedere il transistor amplificatore di AF di una adeguata aletta di raffreddamento perché se esso si scalda oltre un certo valore il rendimento diminuirà.

Quando si realizza uno stadio amplificatore di AF, occorre fare attenzione ad un solo inconveniente normale che potrebbe presentarsi in tale montaggio; « l'autooscillazione ». Vuol dire che il transistor amplificatore di AF può in certi casi comportarsi come un « oscillatore di AF » e generare quindi un segnale di frequenza indipendente da quella dell'oscillatore pilotato a quarzo.

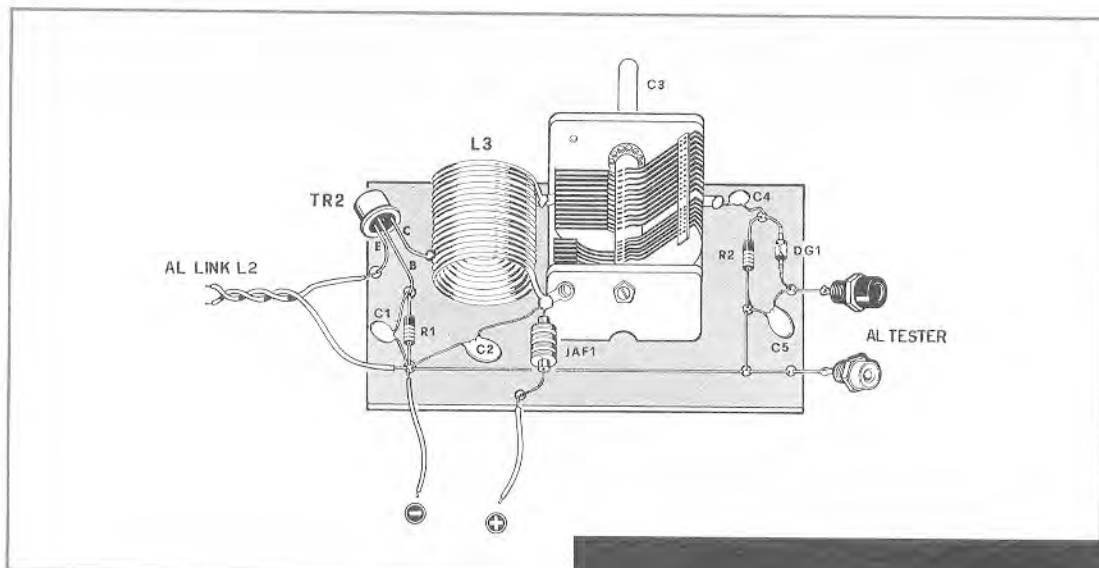
Per evitare di incorrere in questo inconveniente si può effettuare una semplice prova.

Si toglie la tensione all'oscillatore pilotato a quarzo e si osserva il comportamento del milliamperometro.

Se l'amplificatore di AF funziona esattamente come dovrebbe, allora esso non deve assolutamente assorbire alcuna corrente o generare alcuna tensione di AF.

Se invece pur togliendo la tensione di alimentazione all'oscillatore si notasse in uscita dell'amplificatore un segnale di AF, allora ne dovremo necessariamente dedurre che il nostro amplificatore è imperfetto.

Per eliminare questo inconveniente basta li-



mitare la lunghezza dei collegamenti dello stadio amplificatore e cercare che la bobina di sintonia L3 non risulti troppo vicina a L1-L2 e si possa quindi creare un accoppiamento induttivo.

Inoltre ricordarsi di collegare il condensatore C2 direttamente sul punto di congiunzione di C3-L3 e la massa più vicina al transistor oppure, aumentare il valore di R1.

Molto raramente può anche succedere che un amplificatore di AF sia viziato da un altro inconveniente e cioè che si verifichi un'autoscillazione su frequenze ultrasoniche.

Questo raro difetto è facilmente eliminabile collegando in serie al collettore (cioè tra il collettore e la presa sulla bobina L3) una resistenza da 100 ohm 1/2 di watt con avvolte attorno una decina di spire di filo di rame da 0,3 mm. Queste note cui abbiamo appena accennato valgono pure per qualsiasi stadio di AF, quindi ne dovrete sempre tener conto anche per tutti i progetti che vi presenteremo. Anche per quanto concerne la realizzazione pratica vi illustreremo solamente questo particolare tipo di amplificatore di AF in quanto anche per gli altri tipi valgono le stesse raccomandazioni e gli stessi consigli con l'unica differenza dei collegamenti diversi che dedurrete dallo schema elettrico.

## REALIZZAZIONE PRATICA

Su di una basetta di bachelite (legno o faesite) fissate il vostro condensatore variabile C3 collegando vicino ad esso la bobina di sintonia L3 (fig. 2).

Fig. 2 Per sperimentare gli amplificatori di AF da noi descritti sarà sufficiente montare provvisoriamente il tutto sopra ad una basetta in legno a bachelite seguendo lo schema pratico raffigurato. Il condensatore variabile C3 può essere scelto di qualsiasi tipo (se la capacità di una sezione risultasse inferiore ai 500 pF collegate in parallelo le due sezioni) e se non riuscite a trovarlo in commercio noi possiamo farvelo pervenire a L. 1.100.

Ricordiamo in questa prima operazione che la carcassa metallica del variabile va rivolta verso il gruppo C2-JAF1.

Per C3 possiamo utilizzare un qualsiasi condensatore variabile e noi ne abbiamo utilizzato uno ad aria perché questa soluzione ci permette meglio di ogni altra di stabilire gli accordi sulla frequenza fondamentale e sull'armonica osservando di quanto le lamelle mobili risultano inserite all'interno di quelle fisse.

Ovviamente potete sempre impiegare un piccolo condensatore variabile a mica, di quelli, per intenderci, usati nei ricevitori a transistor.

La bobina del link, ovvero L2, dovrà essere avvolta sulla bobina oscillatrice dal lato freddo (quello che si collega cioè alla tensione positiva).

Avvolgendola sul lato opposto, quello che si collega invece al collettore dell'oscillatore, oltre a sovraccaricare l'oscillatore stesso (surriscaldandolo) potremmo causare anche la possibilità di non farlo oscillare.

Il filo da utilizzare per il link sarà bene risulti isolato in plastica e di tipo flessibile per poterlo avvolgere comodamente attorno alla bobina L1. Il collegamento tra bobina «link» ed il transistor amplificatore di AF può essere tenuto lungo al massimo 8-10 cm, purché i due fili risultino attorcigliati.

Perché inavvertitamente la bobina del link non si sposti sulla bobina oscillatrice, sarà opportuno che le fissiate tra di loro con qualche goccia di cementatutto.

Gli altri collegamenti andranno eseguiti con filo di rame, come abbiamo già detto, visto che non avvitano approntato alcun circuito stampato per evitarvi di doverne acquistare quattro diversi con una spesa non indifferente ed anche inutile, data

la facilità di cablaggio di tutti i circuiti da noi scelti per le esperienze.

## AMPLIFICATORE DI AF CON EMETTITORE A MASSA

Il secondo circuito che vi consigliamo di sperimentare, sempre per aumentare la vostra pratica nel campo della trasmissione e per stabilire le differenze di comportamento esistenti fra schemi diversi, è quello che appare in fig. 3 con emettitore a massa.

A differenza dal primo schema noteremo che la resistenza di polarizzazione R1 ed il condensatore di disaccoppiamento C1 risultano inseriti tra l'emettitore e la massa.

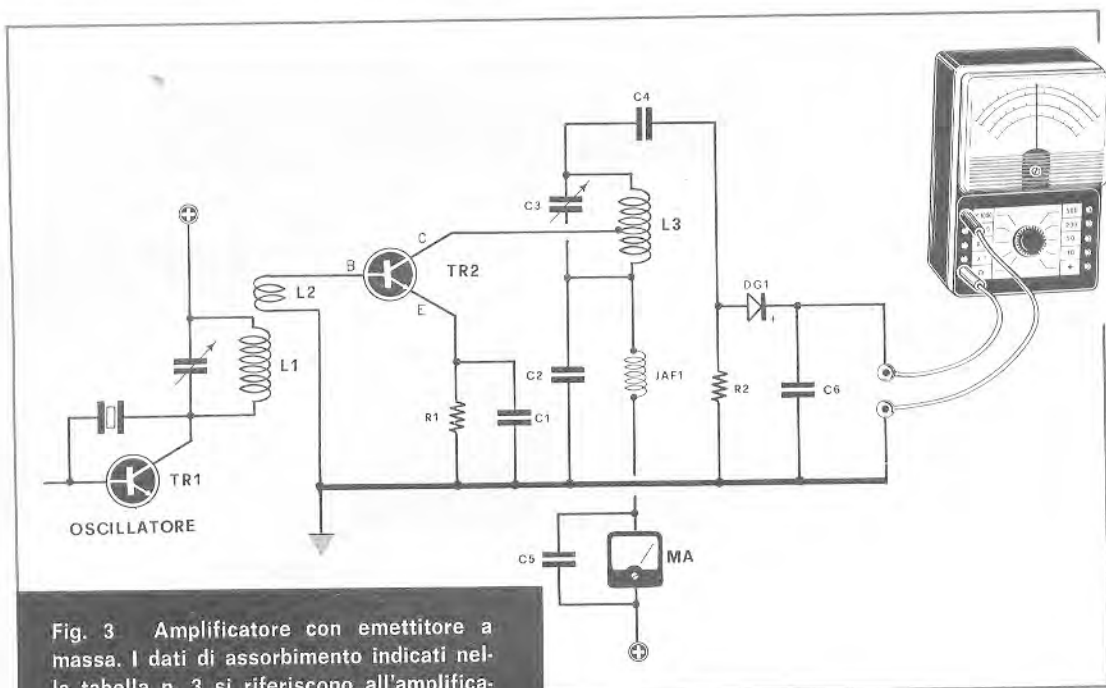


Fig. 3. Amplificatore con emettitore a massa. I dati di assorbimento indicati nella tabella n. 3 si riferiscono all'amplificatore pilotato dall'oscillatore di AF descritto sul n. 9 alimentato a 9 volt.

R1 = 100 ohm

R2 = 1.000 ohm

C1 = 47.000 pF

C2 = 47.000 pF

C3 = 500 pF variabile ad aria

C4 = 10 pF ceramico

C5 = 47.000 pF

C6 = 47.000 pF

L1 = bobina dell'oscillatore AF

L2 = bobina LINK (3 spire)

L3 = bobina sintonia (vedi articolo)

TR1 = transistor oscillatore

TR2 = transistor NPN al silicio

DG1 = diodo OA85 - OA95 o similari

JAF 1 = impedenza AF (Geloso n. 555)

MA = milliamperometro 50 mA

In questo circuito per ottenere un buon rendimento occorrerà che le spire del link risultano in numero di 3 anziché di 2 come in quello precedente ed inoltre la presa di collettore invece di essere effettuata alla 4<sup>o</sup> spira, avvenga, in questo caso, a metà bobina.

Voi però potete cercare il punto più adatto provando sperimentalmente a quale spira della bobina corrisponde la maggior quantità di AF presente in uscita.

I dati da noi rilevati con questo schema e con i transistor in nostro possesso sono quelli che compaiono nella tabella n. 3



Da notare che impiegando i transistor tipo BSX26 e tipo 2N708 occorrerà diminuire il numero delle spire del link, portandole cioè da 3 a 2.

I valori che vi abbiamo presentato sono quelli che risulteranno anche dai vostri montaggi. Per tutti gli accorgimenti da adottare al fine di non

a circuito accordato, con un ovvio minor surriscaldamento, in una minore incidenza di casi di auto-oscillazione ed infine, specialmente se si utilizzano transistor di alta potenza, nella possibilità di fissare il corpo del transistor stesso su di una aletta di raffreddamento anche di grande dimensione (quale potrebbe essere addirittura la scatola

TABELLA N. 3 TRANSISTOR	Tensione aliment. in volt	assorbimento a circuito disaccordato in mA	Accordo su Fondamentale		Accordo su armonica	
			corrente in mA	tensione volt	corrente in mA	tensione in volt
BSX26	9	8	8	10	3	12
	12	10	10	10		16
2N708	9	8	8	10	5	12
	12	10	10	12		16
BC140	9	8	10	9	8	12
	12	8	12	10		15
2N1711	9	8	10	10	8	12
	12	10	12	12		16
BSX46	9	6	10	9	8	12
	12	8	12	10		16

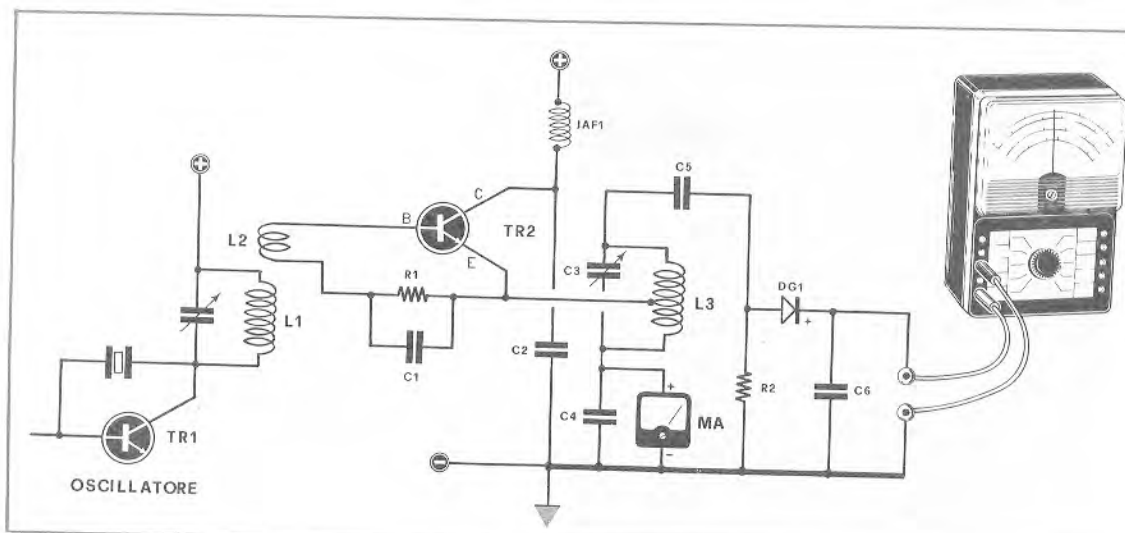
incorrere in inconvenienti valgono le stesse note riportate in precedenza per il primo schema.

### AMPLIFICATORE DI AF CON COLLETTORE A MASSA

Il terzo circuito che vi presentiamo, e che noi preferiamo a qualsiasi altro, è quello di fig. 4 di tipo con collettore a massa.

I vantaggi che questo schema offre rispetto ai precedenti consistono in un minor assorbimento

Fig. 4 Amplificatore AF con collettore a massa. Consigliamo ai lettori di sperimentarlo provando a variare i valori della resistenza R1 e del condensatore C1 secondo la tabella n. 4. Per transistor non indicati in tabella consigliamo per R1 = 560 e per C1 = 220 pF 560 pF e 1.000 pF.



metallica del trasmettitore), in quanto il collettore, non essendo come altrimenti collegato alla bobina di sintonia, anche se in contatto con una superficie estesa non pregiudica, con la capacità della stessa, il circuito di sintonia.

A tanti vantaggi si contrappone anche uno svantaggio consistente nella criticità dei valori della resistenza R1 e del condensatore posto in parallelo alla medesima, valori che vanno scelti a seconda del transistor impiegato ed anche in dipendenza dal fatto che usiate tale stadio come amplificatore in fondamentale o come duplicatore di frequenza.

A titolo indicativo nella seguente tabella vi indichiamo i valori più idonei rilevati con i transistor campione e secondo l'impiego dello stadio amplificatore di AF.

Con questi valori l'assorbimento di corrente da parte del collettore a circuito disaccordato ed accordato, la tensione di AF in uscita e l'assorbimento massimo sono riportati nella seguente tabella.

In questo circuito, inoltre, aumentando il valore del condensatore C1 si viene a notare pure un aumento della corrente di assorbimento del transistor.

I valori che abbiamo descritto sono reali però, anche se doveste rilevare qualche piccola differenza, non doveste preoccuparvi in quanto si sa che molti transistor, anche se dello stesso tipo, possono differire leggermente tra di loro come caratteristiche ed inoltre lo stadio amplificatore di AF dipende direttamente dal rendimento dello stadio oscillatore di AF.

TABELLA N. 4 TRANSISTOR	CON TENSIONE A 9 volt		CON TENSIONI A 12 volt	
	R1 (in ohm)	C1 (in pF)	R1 (in ohm)	C1 (in pF)
BSX46	560	220	470	560
2N708	560	560	220	1.000
BC140	220	1.000	1.000	4.700
2N1711	560	1.000	560	560
BSX26	33	560	220	1.000

R1 = 560 ohm (vedi tabella n. 4)  
 R2 = 1.000 ohm  
 C1 = 560 pF (vedi tabella n. 4)  
 C2 = 47.000 pF  
 C3 = 500 pF variabile ad aria  
 C4 = 47.000 pF  
 C5 = 10 pF ceramico  
 C6 = 47.000 pF  
 L1 = bobina dell'oscillatore  
 L2 = bobina LINK (2 spire)  
 L3 = bobina sintonia (vedi articolo)  
 TR1 = transistor oscillatore  
 TR2 = transistor NPN al silicio  
 DG1 = diodo OA85 - OA95 o similari  
 JAF1 = impedenza di AF (Geloso 555)  
 MA = milliamperometro 100 mA

### AMPLIFICATORE DI AF AD ACCOPPIAMENTO DIRETTO

L'ultimo schema da provare è quello descritto in fig. 5 e rappresenta un amplificatore ad accoppiamento diretto.

Con questo tipo di amplificatore è necessario impiegare un transistor di polarità opposta a quello utilizzato nell'oscillatore per cui, se in quest'ultimo viene usato un NPN, nell'amplificatore di AF viene ad essere necessario un PNP e viceversa. È consigliabile sempre usare dei transistor al silicio, anche se in pratica, e cambiando opportunamente valore ai componenti, si possono impiegare anche dei semiconduttori al germanio.

Lo schema che presentiamo è poco noto, ed anche poco utilizzato, ma crediamo che, una volta che l'abbiate provato, ve ne servirete spesso nei vostri progetti.

Come si può notare dalla figura, l'emettito-

TABELLA N. 5 TRANSISTOR	Tensione aliment. in volt	assorbimento a circuito disaccordato in mA	Accordo su Fondamentale		Accordo su armonica	
			corrente in mA	tensione volt	corrente in mA	tensione in volt
BSX26	9	50	8	12	12	6
	12	60	8	14	14	8
2N708	9	50	8	12	12	6
	12	60	8	14	14	8
BC140	9	30	13	7	15	4
	12	40	16	10	20	6
2N1711	9	40	10	10	30	7
	12	50	12	15	35	8
BSX46	9	40	20	12	25	7
	12	50	25	15	30	8

re del transistor va collegato direttamente ad una presa della bobina oscillatrice, presa che andrà effettuata dal lato freddo della bobina stessa, cioè dal lato in contatto con la tensione di alimentazione e non da quello collegato al collettore.

Normalmente la presa ideale viene a trovarsi tra la 2 e la 3 spira; questo per la gamma da noi scelta mentre, per altre gamme, può essere sufficiente una presa ad 1/2 o ad 1/4 di spira.

Il collettore del transistor amplificatore di AF andrà invece collegato ad una presa sulla 4° spira dal lato massa.

Nello schema noterete inoltre che, per controllare la corrente di assorbimento, il milliamperometro viene inserito tra il lato freddo della bobina e la massa dove troviamo pure, in parallelo allo strumento, un condensatore per scaricare a massa eventuali residui di AF.

Una volta tarato ed eliminato lo strumento la

bobina dovrà risultare collegata direttamente a massa.

Con questo circuito bisogna fare molta attenzione alle autooscillazioni che d'altronde verranno eliminate dai due condensatori C1-C2 che si trovano inseriti tra la base del transistor ed i due terminali dell'alimentazione. Se anche con questo noterete lo stesso delle autooscillazioni si potrà sempre, come in precedenza con gli altri schemi, collegare in serie al collettore una resistenza da 100 ohm 1/2 watt con avvolte 10-15 spire di filo da 0,3 mm.

Fig. 5 Amplificatore ad accoppiamento diretto NPN-PNP. Contrariamente al disegno l'emettitore di TR2 va collegato alla 2° o 3° spira di L1 dal lato opposto al collettore di TR1 cioè verso al capo dell'alimentazione (+).

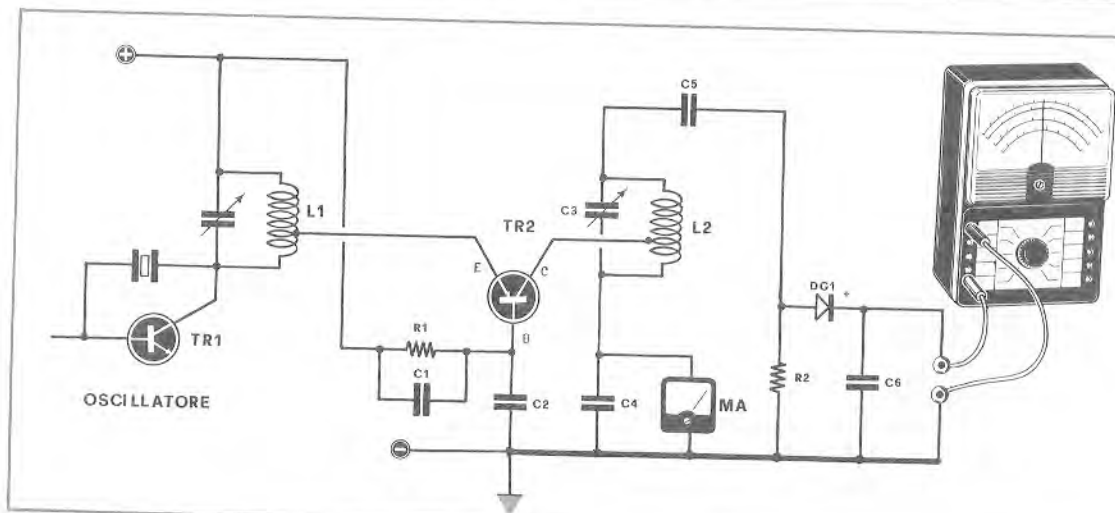


TABELLA N. 6 TRANSISTOR	Tensione aliment. in volt	assorbimento a circuito disaccordato in mA	Accordo su Fondamentale		Accordo su armonica *	
			corrente in mA	*tensione volt	corrente in mA	tensione in volt
BFY64 (PNP)	9 volt 12 volt	40 mA 80 mA	10 mA 20 mA	10 volt 15 volt	15 mA 25 mA	6 volt 8 volt

Come transistor per questo sistema di amplificatore di AF noi abbiamo provato solamente il BFY64 e nella tabella n. 6 noi riportiamo i risultati dell'esperienza.

### POTENZA IN USCITA DI AF

Nelle prove che vi abbiamo fatto eseguire voi avrete rilevato delle misure di tensione AF dalle quali avrete potuto appurare se un transistor rende di più oppure di meno di un altro confrontando i risultati ottenuti.

Ma molti di voi desidereranno conoscere direttamente quale potenza è in grado di erogare questo o quel transistor.

Per poter stabilire con esattezza i milliwatt di uscita il tester che finora avete usato non si dimostra di sufficiente precisione sempre a causa della sua limitata resistenza interna che, se anche di 20.000 ohm x volt, ci darà una caduta di tensione tanto elevata da impedirvi un calcolo attendibile.

Per effettuare correttamente questa misura è quindi necessario un voltmetro elettronico e so-

lamente con esso potremo renderci conto in linea di massima dell'effettiva potenza erogata.

Abbiamo precisato « in linea di massima » perché fintanto che non avremo completato lo stadio finale con un adattatore di impedenza (che descriveremo nel prossimo numero) ci troveremo ad avere sempre un valore inferiore alla realtà.

Prendendo come esempio una tensione rilevata dal tester di 10 volt, se noi la misurassimo con un voltmetro elettronico questo ci indicherebbe una tensione di ben 12-14 volt con una differenza già di circa il 20-40%.

Facciamo conto comunque che la tensione sia stata effettuata con un voltmetro elettronico: la formula per ottenere la potenza del segnale OUTPUT (cioè la reale AF che verrà inviata all'antenna) è la seguente

$$\text{Watt} = (\text{volt} \times \text{Volt}) : (R + R)$$

dove i volt rappresentano la tensione ai capi del diodo DG1 ed R è il valore della resistenza presente prima del diodo e cioè R2 (vedi lo schema di fig. 1). Ammettendo quindi di avere una R2 di 1.000 ohm ed una tensione di 15 volt, la potenza sfruttabile sarà di:

$$\text{Watt} = (15 \times 15) : (1.000 + 1.000) = 0,112$$

corrispondenti a 112 milliwatt.

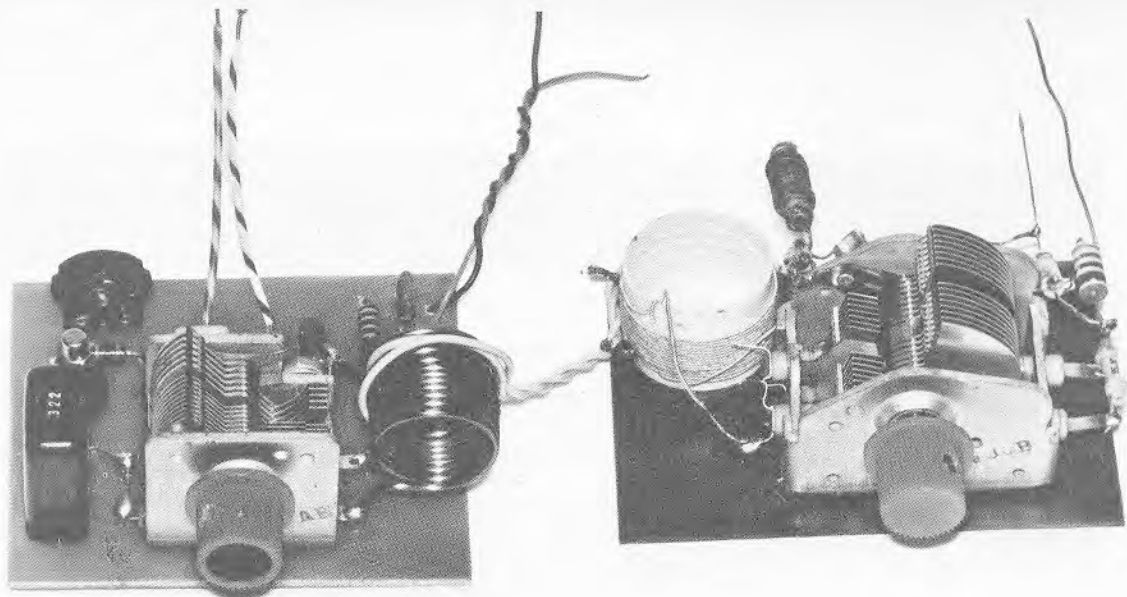
Questa potenza è quella efficace e se si desidera conoscere quella di picco la precedente relazione va modificata nella seguente:

$$\text{Watt} = (\text{Volt} \times \text{Volt}) : R$$

Infatti la prima formula rappresenta quella effettiva senza modulazione, quando il segnale è completato di modulatore modulando al 100%, si raddoppierà all'incirca il valore di potenza.

Se la misura di tensione è stata invece effettuata con un comune tester allora il valore registrato sarà inferiore alla realtà anche se, per misure approssimative, potete sempre usarlo, per conoscere a grandi linee la potenza di AF disponibile.

- R1 = 100 ohm
- R2 = 1.000 ohm
- C1 = 47.000 pF
- C2 = 47.000 pF
- C3 = 500 pF variabile ad aria
- C4 = 47.000 pF
- C5 = 10 pF ceramico
- C6 = 47.000 pF
- L1 = bobina dell'oscillatore
- L2 = bobina sintonia (vedi articolo)
- TR1 = transistor oscillatore
- TR2 = transistor PNP al silicio BFY64
- DG1 = diodo OA85 - OA95 o similari
- MA = milliamperometro 50 mA



Noi nella formula vi abbiamo indicato la potenza OUTPOUT (quella effettiva in uscita) però vi ricordiamo che in molti piccoli trasmettitori non è mai indicato questo valore, ma quello IMPUT (la potenza assorbita dal transistor finale) che è facilmente ottenibile tramite una semplice operazione di moltiplicazione tra l'assorbimento del transistor finale con l'antenna inserita e la tensione di alimentazione di collettore.

Ammettendo quindi di avere un amplificatore di AF alimentato a 9 volt e che assorba una corrente di 20 milliampere, la potenza IMPUT calcolabile risulterebbe di  $20 \times 9 = 180$  milliwatt.

Abbiamo espresso la potenza in milliwatt perché la corrente risulta in milliampere; è ovvio che con una corrente in ampere la potenza ottenuta risulterebbe in watt.

Non lasciatevi però ingannare dalle caratteristiche di potenza IMPUT che possono accompagnare la descrizione di un trasmettitore perché ad esempio un apparecchio dotato di 300 milliwatt IMPUT può risultare meno potente di un altro che abbia invece solamente 200 milliwatt IMPUT.

In ogni modo il motivo lo apprenderete direttamente se eseguirete le prove che abbiamo consigliato.

Troverete infatti dei transistor che assorbono molta corrente (quindi con elevate potenze IMPUT) ma che in pratica rendono molto meno AF di altri che assorbono meno corrente (quindi minore potenza IMPUT) per cui quello che veramente interessa conoscere in un trasmettitore è la potenza OUTPOUT perché solo questa rappresenta la vera AF presente in antenna.

Quindi l'indicazione della potenza IMPUT se non accompagnata e completata da quella OUT-

Fig. 6 Nella foto, l'oscillatore di AF (a sinistra) descritto sul n. 9 impiegato per pilotare gli amplificatori di AF (a destra) presentati in questo numero. Quando l'accoppiamento è ottenuto tramite LINK (bobina L2 avvolta sopra a quella dell'oscillatore L1) la distanza tra i due montaggi può risultare anche di 10 cm, purché i due fili che congiungono L2 al transistor amplificatore AF risultino attorcigliati.

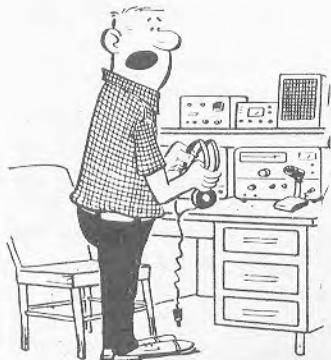
POUT non ha alcun valore pratico in quanto se esistono ambedue potremo anche conoscere il rendimento del transistor finale, ma se manca l'ultima, la più importante, potremmo, trovarci di fronte ad un finale che rende appena un 20%, con un risultato ben diverso da quello che ci aspettiamo.

Sarebbe molto comodo che per tutti gli apparati ricetrasmittenti fosse indicata la potenza OUTPOUT ma in questo caso si verrebbero a denunciare troppo chiaramente le differenze esistenti tra due modelli e si comprenderebbero anche perché di due tipi con la stessa potenza IMPUT l'uno sia capace di coprire distanze maggiori dell'altro.

Dopo di questo vi lasciamo e vi attendiamo al solito appuntamento del mese prossimo quando vi insegneremo come procedere per adattare l'impedenza d'uscita di uno stadio finale con quella di un'antenna affinché tutta l'AF disponibile possa essere assorbita ed irradiata dall'antenna.

È questa la parte più importante di un ricetrasmittitore e purtroppo sono in molti ad ignorarlo.





**Riduciamo per prima cosa le dimensioni del trasmettitore sperimentale pubblicato sui numeri e completiamolo con il filtro pi-greco al fine di adattarne l'impedenza di uscita.**

# RICETRASMETTITORI a

Ora che siete riusciti ad ottenere, dai circuiti presentati in precedenza, un piccolo trasmettitore composto da un oscillatore AF, completo dello stadio amplificatore di AF, possiamo ora parlare della sua miniaturizzazione. Il progetto iniziale, infatti, è stato da noi volutamente realizzato con dimensioni abbondanti, questo per facilitarvene la realizzazione; inoltre il condensatore variabile ad aria, che vi abbiamo consigliato di impiegare, serviva per stabilire con quale capacità si accordava il circuito: se avessimo utilizzato condensatori variabili a mica non potevate determinare se, ruotando il perno verso sinistra, si aumentava o si diminuiva la sua capacità, non potendo vedere la posizione delle lamine mobili.

Con la pratica acquistata, potrete ora cercare di rimontarlo in uno spazio più ridotto.

Lo schema elettrico che vi proponiamo è composto, come vedesi in fig. 1, da un transistor oscillatore AF al silicio NPN tipo BSX26, e da uno stadio amplificatore di AF, costituito da un transistor sempre al silicio, ma PNP tipo BFY64.

Al termine della realizzazione, potrete constatare, che alimentando tutto il complesso a 9 volt, saremo in grado di ottenere una potenza di circa 45 milliwatt; e una potenza di 100 milliwatt se lo alimentiamo con una tensione di 12 volt.

Si tratta evidentemente di potenze ancora ridotte, ma che risultano più che sufficienti al nostro

scopo; pensate ad esempio quei piccoli radiotelefonini portatili per i 27 MHz, raramente superano i 10 milliwatt di potenza e che i trasmettitori portatili da 100 milliwatt rientrano già nei tipi professionali il cui costo si aggira intorno alle 40.000 lire per esemplare. Un domani sostituendo il quarzo e le bobine in modo che risultino adatte per i 27 MHz, potrete sempre ottenere un trasmettitore di potenza non trascurabile (con 100 milliwatt si può già coprire una distanza di 5 e più Km).

Per la gamma invece che noi abbiamo prescelta per il basso costo del quarzo (dai 5 ai 9 MHz), qualora non esista sulla nostra stessa frequenza di trasmissione una stazione di radiodiffusione, con 100 milliwatt (e una buona antenna potrete arrivare a coprire la distanza di 1 Km circa; diversamente, ci dovremo accontentare di trasmettere a qualche centinaio di metri: non possiamo infatti pretendere di competere, con 100 milliwatt, con potenze sull'ordine dei Kilowatt.

## SCHEMA ELETTRICO

A differenza del modello presentato sul n. 9, sull'oscillatore di AF, abbiamo eliminato il trimmer collocato tra il terminale positivo di alimentazione e la base del transistor TR1, sostituendolo con una resistenza di valore fisso (R1). Se il trasmetti-



# TRANSISTOR

tore viene alimentato a 9 volt tale resistenza assume un valore di 8.200 Ohm (nel caso in cui trovassimo difficoltà a far entrare in oscillazione il transistor possiamo ridurre tale resistenza a 6.800 Ohm, ma non sarà necessario); se invece il trasmettitore viene alimentato a 12 volt, il valore della resistenza sarà di 15.000 ohm. Questo è il solo valore di resistenza che dovremo sostituire nel trasmettitore, per alimentarlo a 9 che a 12 volt; tutti gli altri componenti, compresi quelli dello stadio amplificatore di AF, rimarranno invariati anche nel caso in cui venisse variata la tensione di alimentazione.

Il segnale di AF, generato dall'oscillatore verrà prelevato dalla bobina L2 composta da poche spire avvolte sopra L1 dalla parte che viene a collegarsi alla tensione positiva.

Un capo di tale bobina verrà collegato alla base del transistor TR2, mentre l'altro capo si congiungerà a R4 e C4 poste in parallelo e collegati poi, come si vede dallo schema, all'emettitore dello stesso transistor.

La bobina di sintonia dello stadio finale, dal momento che il transistor impiegato è un PNP, risulterà collegata alla tensione positiva, mentre in parallelo sarà sempre necessario un condensatore variabile (C6) per accordare lo stadio finale alla frequenza del quarzo.

Come avrete compreso, l'amplificatore finale da

noi scelto rientra nella categoria di quelli con «collettore a massa».

Il segnale di AF da inviare all'antenna verrà prelevato dall'emettitore tramite C7 ed applicato al filtro pi-greco che, come già sapete è necessario per adattare l'impedenza di uscita del trasmettitore ai 75 ohm, cioè a quella presentata dal cavo coassiale per TV che useremo poi per trasferire il segnale di AF all'antenna.

## REALIZZAZIONE PRATICA

Se, utilizziamo al posto dei due condensatori variabili ad aria, dei condensatori a mica per radio a transistor, riusciamo a contenere sia lo stadio oscillatore sia lo stadio amplificatore di AF su un circuito stampato delle dimensioni di cm. 7 X 5. Le dimensioni del circuito stampato potrebbero risultare anche più ridotte, qualora i condensatori variabili fossero sostituiti con condensatori fissi, ma poi preferiamo scartare questa possibilità poiché, per effettuare tale modifica, sarebbe necessario accordare provvisoriamente la bobina di sintonia con un condensatore variabile, quindi misurare con un capacimetro la capacità e sostituirla con una fissa di uguale valore. Comunque, coloro che volessero procedere a tale variante, si ricordino di completare la bobina con un nucleo ferro-

magnetico e di regolarlo a metà corsa, di utilizzare un condensatore fisso di capacità leggermente inferiore a quella richiesta, ed infine di accordare il circuito di sintonia agendo sul solo nucleo.

Il circuito stampato da noi disegnato in fig. 2 non è disponibile: il lettore dovrà realizzarlo da sé, dal momento che i condensatori variabili a mica esistenti in commercio, non presentano tutti le stesse dimensioni. Se noi progettassimo un circuito per il condensatore da noi utilizzato, potrebbe accadere che il lettore, non riuscendo a trovarlo, non potrebbe più sfruttare il circuito da noi costruito.

Una volta in possesso del circuito stampato, il montaggio risulta molto semplice. Prima di iniziare ad eseguire il montaggio, sarà bene costruirsi le bobine di sintonia, L1/L2 e L3.

Per esse cercheremo dei supporti in plastica del diametro di 8 o 10 mm. circa, sprovvisti di nucleo. Il numero delle spire necessarie sarà, in linea di massima, subordinato alla frequenza del quarzo che impiegheremo, come da tabella:

Frequenza del quarzo	Spire della bobina L1
da 5.000 KHz a 5.800 KHz	55 spire filo smaltato diam. 0,25 mm.
da 6.000 KHz a 6.800 KHz	50 spire filo smaltato diam. 0,3 mm.
da 7.000 KHz a 7.800 KHz	45 spire filo smaltato diam. 0,3 mm.
da 8.000 KHz a 8.900 KHz	40 spire filo smaltato diam. 0,3 mm.

Da un estremo della bobina L1 dovremo intercalare la bobina L2, composta, indipendentemente dalla frequenza, sempre di 5 spire con filo da 0,3 mm. In altre parole, fra le prime 5 spire, della bobina L1, dovremo inserire 5 spire per L2.

Dovete ricordare che la bobina, L2 dovrà trovarsi collocata dal lato di L1 che si collega alla tensione positiva (cioè dal lato opposto a quello che si congiungerà al collettore TR1): diversamente il trasmettitore non funzionerà. Per quanto concerne la bobina L3, ovvero la bobina dello stadio finale, dovremo avvolgere le spire, nel numero indicato nel-

la tabella, a seconda della frequenza del quarzo utilizzato per l'oscillatore:

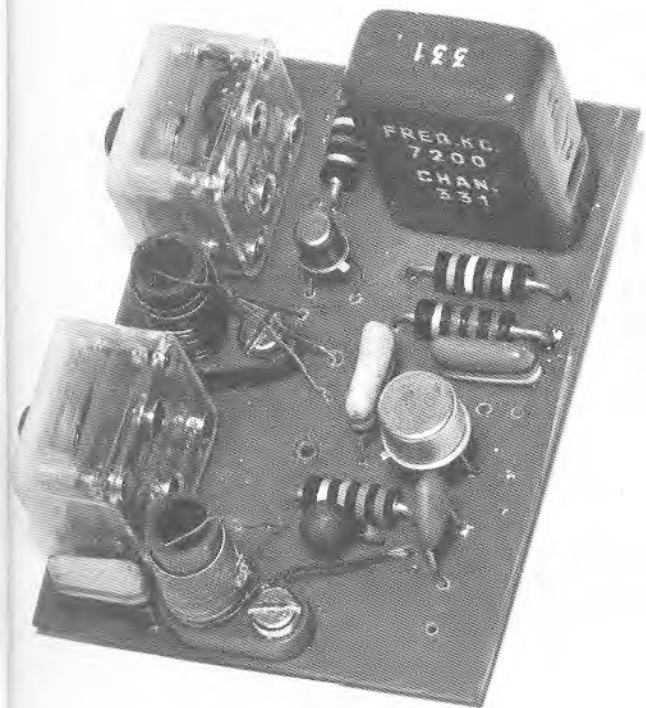
Quando avvolgerete la bobina L3 ricordatevi di effettuare, alla 5<sup>a</sup> spira, una presa che dovrà servire per il collegamento dell'emettitore di TR2.

Nel fissare la bobina al circuito stampato, ricor-

Frequenza del quarzo	Spire della bobina L3
da 5.000 KHz a 5.800 KHz	50 spire filo smaltato diam. 0,3 mm.
da 6.000 KHz a 6.800 KHz	45 spire filo smaltato diam. 0,3 mm.
da 7.000 KHz a 7.800 KHz	40 spire filo smaltato diam. 0,3 mm.
da 8.000 KHz a 8.800 KHz	35 spire filo smaltato diam. 0,3 mm.

#### TRASMETTITORE SPERIMENTALE

R1 = 8.200 ohm o 15.000 ohm vedi articolo  
 R2 = 1.000 ohm  
 R3 = 68 ohm  
 R4 = 100 ohm  
 C1 = 100.000 pF  
 C2 = condensatore variabile a mica da 500 pF  
 C3 = 47.000 pF  
 C4 = 220 pF  
 C5 = 47.000 pF  
 C6 = condensatore variabile a mica da 500 pF  
 C7 = 1.000 pF  
 C8 = 350-500 pF vedi articolo  
 C9 = 350-500 pF vedi articolo  
 C10 = 100.000 pF  
 C11 = 47.000 pF  
 L1-L2-L3-L4 = vedi articolo  
 TR1 = transistor NPN al silicio tipo BSX26  
 TR2 = transistor PNP al silicio tipo BFY64  
 Alimentazione a 9 e 12 Volt  
 XTAL = quarzo da 5 a 8 MHz



date che la presa alla 5<sup>a</sup> spira deve trovarsi dal lato del positivo di alimentazione: qualora la presa venisse a trovarsi dal lato opposto, l'amplificatore di AF non funzionerebbe.

Sul circuito stampato abbiamo inoltre applicato il condensatore d'uscita C7 da 1000 pF; ricordate poi, quando realizzerete il circuito stampato, di interrompere la pista nei punti indicati con le lettere A e B.

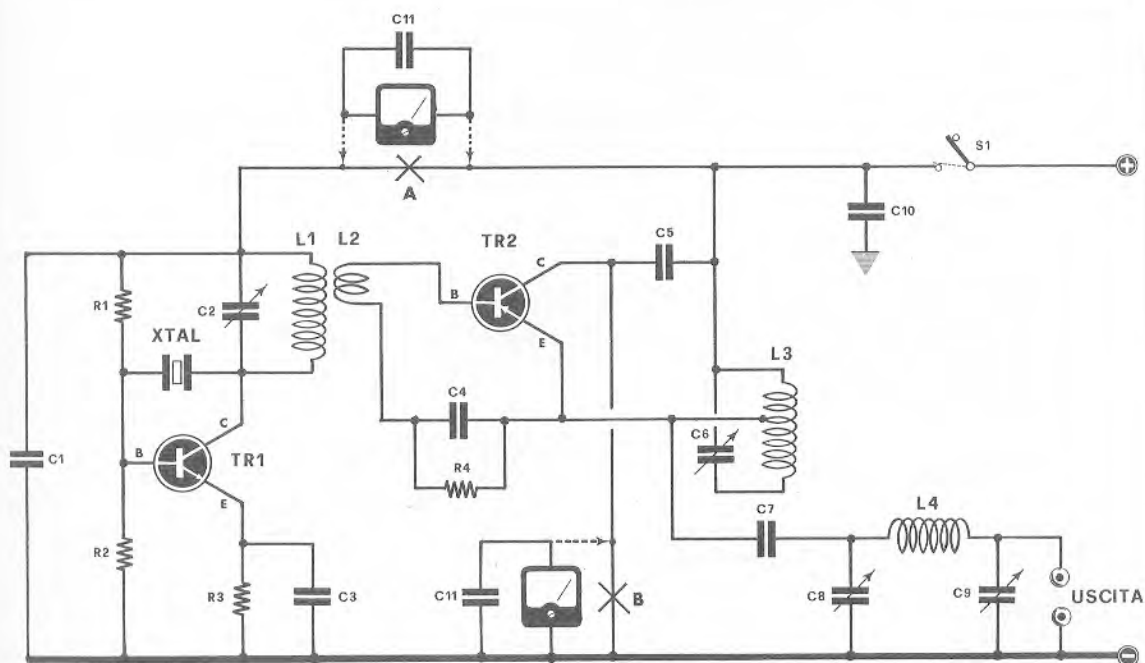
Tali interruzioni serviranno per inserire, in serie all'alimentazione del transistor oscillatore e di quello amplificatore, un milliamperometro per controllare gli assorbimenti durante la fase di taratura.

Una volta eseguita la taratura, occorrerà ripristinare la continuità delle due piste con due spezzoni di filo di rame.

### IL FILTRO A PI GRECO

In questo progetto il filtro a pi-greco verrà costruito separatamente in modo da poter più comodamente procedere all'accordo e controllare con il tester le variazioni che si potrebbero ottenere cambiando i valori del condensatore di accoppiamento C7 e della bobina del filtro (indicata nello schema elettrico con la sigla L4).

Fissate sopra una basetta in legno o in bachelite due condensatori variabili ad aria a doppia sezio-



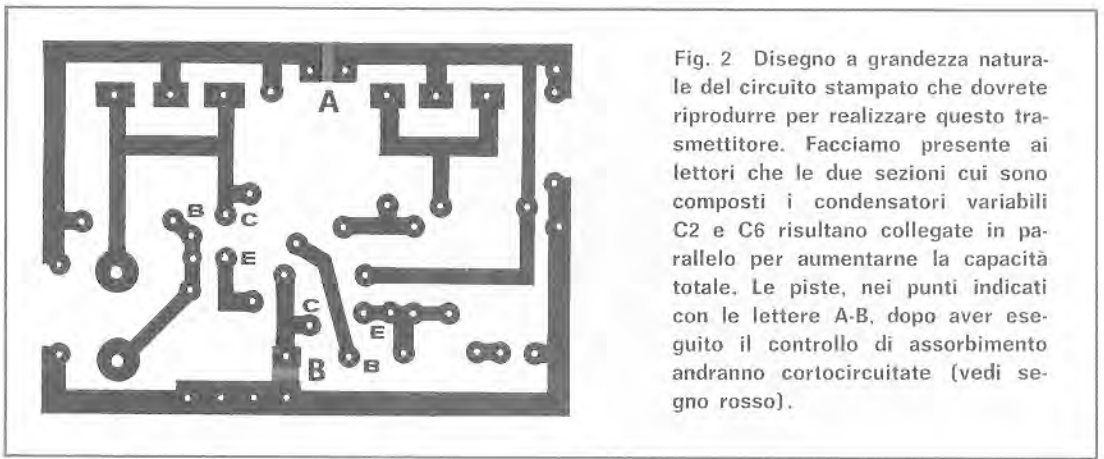


Fig. 2 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato che dovrete riprodurre per realizzare questo trasmettitore. Facciamo presente ai lettori che le due sezioni cui sono composti i condensatori variabili C2 e C6 risultano collegate in parallelo per aumentarne la capacità totale. Le piste, nei punti indicati con le lettere A-B, dopo aver eseguito il controllo di assorbimento andranno cortocircuitate (vedi segno rosso).

ne (come capacità potrete scegliere  $500 + 500$  pF oppure  $350 + 350$  pF ecc.).

Per il condensatore d'entrata, cioè per C8, occorrerà collegare in parallelo le due sezioni, in modo da ottenere un condensatore variabile da 700 pF, mentre per quello d'uscita, C9, useremo una sola sezione, lasciando l'altra inutilizzata. La bobina L4, posta in serie tra C8 e C9, la potremo realizzare in dimensione standard, oppure miniaturizzata. Nel primo caso avvolgeremo sopra un supporto del diametro di 2 cm. 12 spire usando del filo smaltato del diametro di 0,8 o 1 mm.; se invece vogliamo realizzare la bobina L4 in dimensione miniaturizzata, prenderemo un supporto da 1 cm. di diametro e sopra ad esso avvolgeremo 22 spire, utilizzando del filo di rame da 0,3 mm.

Ricordatevi inoltre che le carcasse metalliche dei due condensatori variabili vanno collegate insieme e quindi congiunte alla massa del trasmettitore, cioè alla pista negativa.

Collegeremo infine sul condensatore variabile d'uscita C9, tra le lamelle fisse e quelle mobili, due resistenze in parallelo da 150 ohm, 1 watt, in modo da ottenere un carico che presenti un valore di 75 ohm, pari cioè all'impedenza del comune cavo coassiale per TV.

Alle estremità di tali resistenze, andrà applicato il diodo rivelatore, per permettere la misurazione con il tester della tensione in uscita fig. 4.

## MESSA A PUNTO

Terminato il montaggio, entriamo ora nella fase più affascinante: «L'operazione di messa a punto».

Applichiamo il tester, in posizione 25/50 milli-ampere fondo scala, tra i capi «A» del circuito stampato, cioè in serie all'alimentazione del transistor oscillatore TR1.

Lo strumento dovrà rilevare un assorbimento medio di 10 mA.

Se ora ruotiamo il condensatore variabile C2, dovremo trovare in una posizione dove la corrente aumenterà bruscamente, passando da 10 mA a 15-18 mA.

Il punto massimo assorbimento indicherà, come già sappiamo, che l'oscillatore eroga AF.

A questo punto dobbiamo controllare se il valore della resistenza R1 è esatto; toccheremo con una mano il transistor R1: l'assorbimento dovrà ridursi a 10 mA; lasciando il transistor esso dovrà tornare sui 15-18 mA. Proviamo inoltre a togliere la tensione d'alimentazione al circuito ed a riapplicarla: l'assorbimento dovrà ritornare sui 15-18 mA.

Se nelle due prove che abbiamo eseguito, l'assorbimento non raggiungesse di nuovo i 15-18 mA significa che R1 ha un valore troppo alto (abbiamo già accennato al fatto che se alimentiamo il trasmettitore a 9 volt, R1 dovrà risultare di 6.800 ohm, mentre invece con 12 volt tale resistenza assume un valore di 15.000).

Questo inconveniente comunque vi capiterà difficilmente, mentre potrà verificarsi la mancata sintonia di L1. Per questa bobina abbiamo già indicato il numero di spire necessarie, che, tuttavia a causa delle tolleranze del diametro del supporto o del filo, può essere necessario un piccolo ritocco. In pratica il numero di spire più idoneo è quello che ci permette l'accordo, tenendo il condensatore C2 in posizione intermedia.

Se noi otteniamo l'accordo alla massima capacità di C2, occorre aumentare il numero delle spire; viceversa se l'otteniamo alla minima capacità occorre diminuire il numero delle spire. Quando tutto risulterà regolare, potremo togliere il tester dal punto «A» (ricongiungete i due rami della pista con un ponticello ed inseritelo nel punto B), cioè



in serie al collettore del transistor TR2. Vi ricordiamo inoltre che il parallelo ai terminali del tester, è necessario sia sempre presente un condensatore da 47.000 pF (C11).

Accendendo il trasmettitore, noteremo che l'assorbimento del transistor finale potrà variare dai 30 ai 45 mA, a seconda della tensione di alimentazione (9 oppure di 12 volt).

Nel caso in cui il transistor finale non assorba corrente, è evidente che l'oscillatore non funziona: ruotate allora C2 da un estremo all'altro, fino a trovare la posizione dove il transistor finale assorbirà la corrente da noi indicata.

L'ultima operazione da effettuare sarà quella di accordare la bobina finale L3 sulla frequenza del quarzo: dovremo perciò ruotare il condensatore variabile C6 fino a trovare la posizione in cui l'assorbimento scenda ad un valore minimo (esso potrà risultare compreso tra i 10 e i 12 mA).

A questo punto, se noi accendessimo un ricevitore posto sulla gamma delle onde corte e lo sintonizzassimo sulla frequenza del quarzo, udremo nel ricevitore un forte soffio, che denuncia il segnale di AF emesso dal trasmettitore.

Possiamo a questo punto ritenerci soddisfatti, poiché, eseguendo quest'ultima operazione abbiamo ottenuto un segnale di AF che potrà venir irradiato nello spazio.

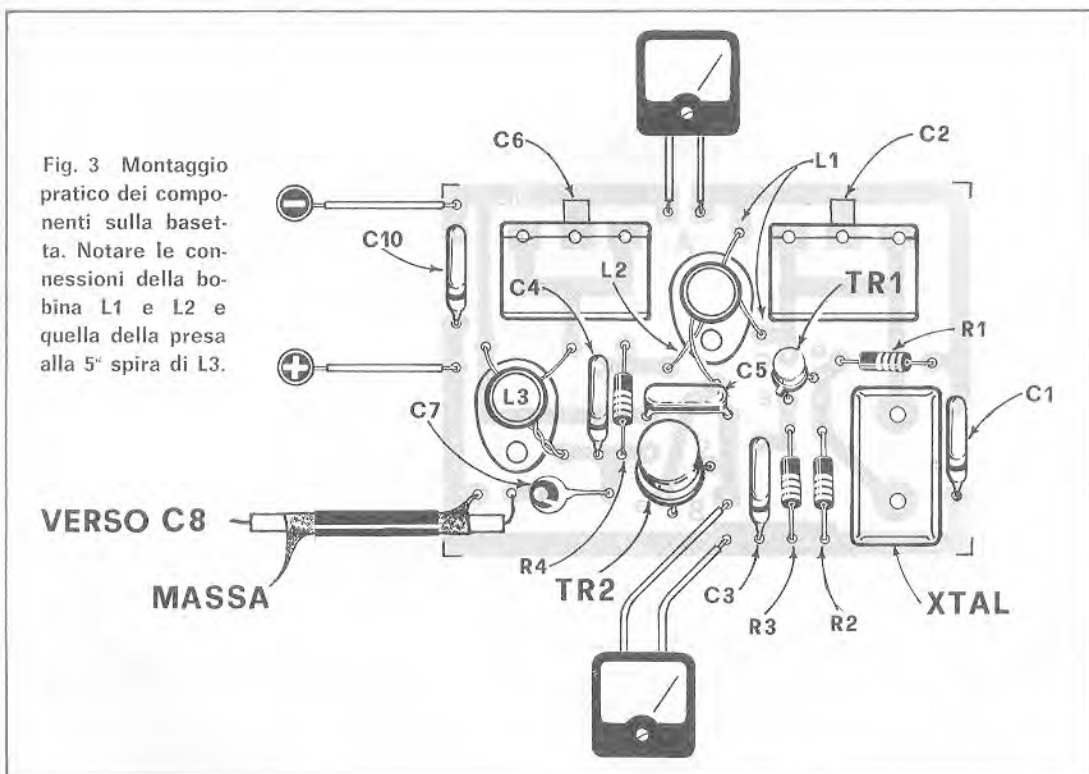
Rimane però il problema dell'adattamento tra trasmettitore e cavo di discesa dell'antenna. Quale impedenza presenta lo stadio finale del trasmettitore? Non lo sappiamo, potremmo giungere a conoscere questo dato con laboriosi calcoli ma in pratica non ci sarebbe di nessun aiuto in quanto a noi occorrerebbe che l'uscita presentasse 75 ohm d'impedenza (impedenza del cavo coassiale per TV, cioè la stessa che useremo per trasferire il segnale dal trasmettitore all'antenna).

Come potremo ottenere in uscita tale impedenza? Per mezzo del filtro a pi-greco.

Il terminale che fa capo a C7 verrà perciò collegato al condensatore variabile C8, mentre la massa (terminale negativo di alimentazione) verrà collegata alla carcassa metallica dei due variabili (C8, C9).

Per adattare l'uscita sui 75 ohm, occorrerà infine applicare in parallelo al condensatore d'uscita (C9) due resistenze da 150 ohm 1 watt poste tra loro in parallelo (in modo da ottenere 75 ohm) ed il circuito di rivelazione costituito da un diodo e da un condensatore da 47.000 pF, fig. 4.

Togliamo il tester dal punto B (in serie cioè al collettore di TR2) riuniamo la pista B, ed applichiamo lo strumento in posizione 10 volt CC fondo scala ai capi d'uscita del diodo rivelatore, come da fig. 4.



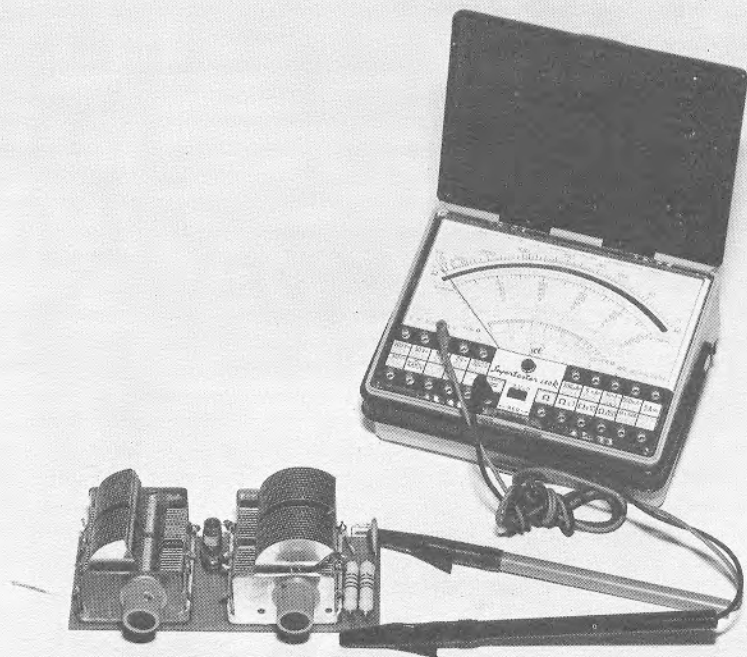
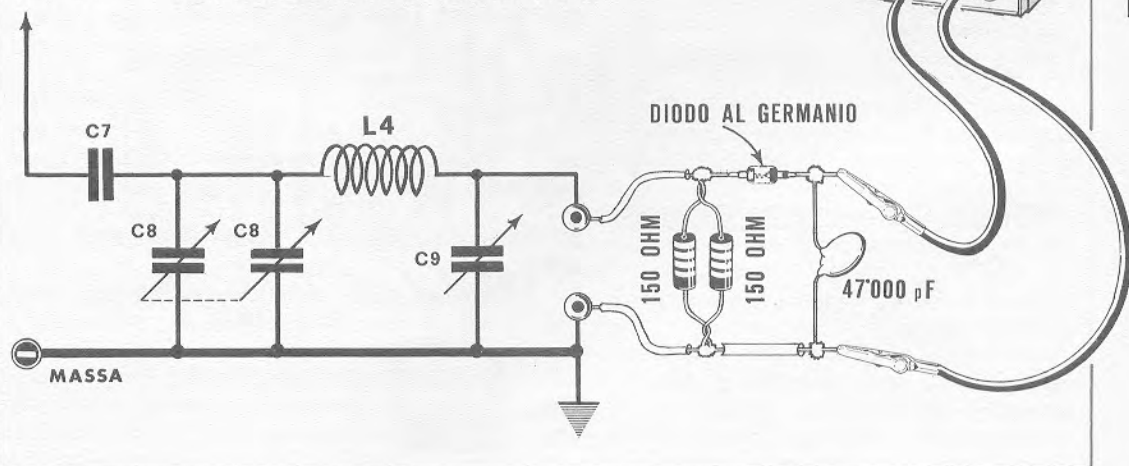


Fig. 4 Per poter adattare l'impedenza d'uscita del nostro trasmettitore della impedenza caratteristica di 75 ohm applicheremo ai capi di C9 due resistenze di 150 ohm 1 watt in parallelo (si ottiene così un valore ohmico di 75 ohm) un qualsiasi diodo al germanio (OA81-OA85-OA79 - ecc.) più un condensatore da 47.000 pF. L'accordo risulterà perfetto quando saremo riusciti, ruotando C8 e C9 ad ottenere in uscita la massima tensione.

VERSO L3



Se possedete un voltmetro elettronico, usatelo al posto del tester, perché quest'ultimo vi indicherà una tensione inferiore a quella realmente esistente. Comunque anche se il tester non ci permetterà di conoscere esattamente la tensione di uscita, ci indicherà sempre con assoluta precisione la posizione esatta di accordo di C8 e di C9.

Inizieremo l'accordo partendo con i due condensatori sopra citati dalla loro massima capacità.

Noteremo in tal modo che la tensione in uscita, a trasmettitore acceso, potrà in linea di massima aggirarsi intorno ad 1 volt. Ruotando ora lentamente C8, troveremo una posizione in cui la tensione aumenterà di circa mezzo volt dal valore indicato, quindi 1,5 volt.

Lasciando C8 in tale posizione, passeremo ora a ruotare C9 verso la sua minima capacità fino a trovare una posizione dove la tensione in uscita aumenterà fino a circa 2 volt. (Tale tensione la si ottiene con 9 volt di alimentazione, con 12 volt invece, la tensione in uscita raggiungerà circa i 3,8 volt).

**IN ALTO A SINISTRA.** Il filtro a pi-greco verrà realizzato con due condensatori variabili ad aria di qualsiasi tipo o capacità. Ricordatevi di collegare in parallelo le due sezioni del condensatore variabile C8 poiché per il suo accordo può in molti casi risultare necessaria una capacità di 600-700 pF. **IN BASSO A DESTRA.** Per poter più comodamente procedere all'accordo e a controllare tutte le variazioni che si potrebbero ottenere cambiando i valori di C7 e della bobina L4 (vedi pag. 938) lo stadio del filtro a pi-greco verrà realizzato su di una base separata dal trasmettitore.

Trovata anche questa seconda posizione, ritoccheremo ancora la sintonia di C6 e di C2, fino ad ottenere in uscita la massima tensione. Teniamo presente che con questo nostro trasmettitore, regolando C6 e C2, potremo avere degli aumenti di tensione massima di 0,3-0,4 volt, il che significa che da 3,50 volt potremo raggiungere i 3,8 3,9.

Le misure ottenute nel nostro laboratorio di tale progetto, a taratura effettuata, sono risultate le seguenti:

#### **CON ALIMENTAZIONE A 9 VOLT:**

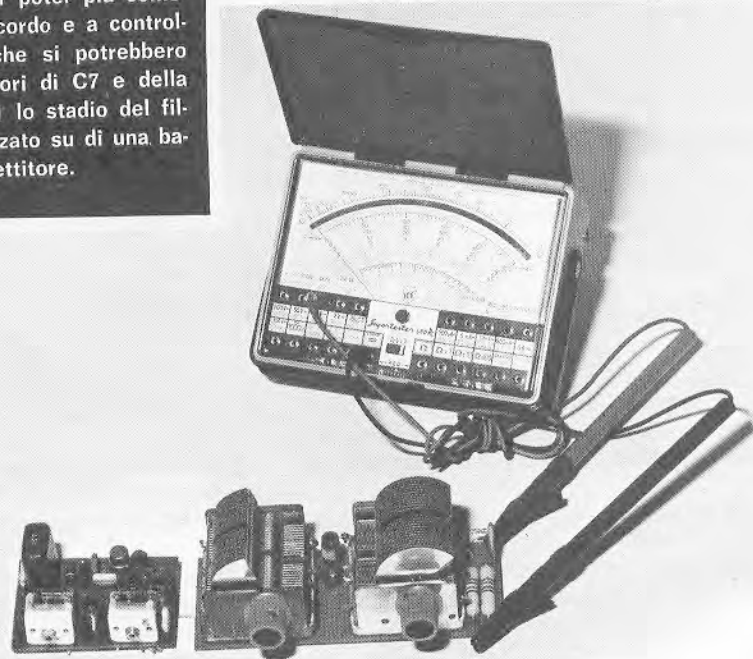
assorbimento totale: 45 milliamper  
corrente assorbita dal transistor finale TR2: 30 mA  
tensione di AF misurata con tester: 2,2 volt  
tensione di AF misurata con voltmetro elettronico: 2,6 volt.

#### **CON ALIMENTAZIONE A 12 VOLT:**

assorbimento totale: 75 milliamper  
corrente assorbita dal transistor finale TR2: 50 mA  
tensione di AF misurata con tester: 3,8 volt  
tensione di AF misurata con voltmetro elettronico: 4,3 volt.

I valori che vi abbiamo indicato vi saranno utili per un confronto con i dati ricavati dal vostro montaggio, ovviamente tra il nostro prototipo ed il vostro potrebbero anche verificarsi delle differenze, comunque vi accorgete che difficilmente supereranno la tolleranza del 10%.

Bisogna ricordare che inserendo sul pi-greco



bobine (L4) con diametro e numero di spire diversi da quelli indicati, si riuscirà sempre in ogni caso ad ottenere un accordo per i due variabili C8-C9, comunque noterete che la tensione in uscita varierà da una bobina all'altra: la più idonea, logicamente sarà quella che ci darà in uscita la maggior tensione.

Dai dati sopra riportati si potrà notare la differenza di tensione indicata in uscita dal voltmetro elettronico al comune tester 20.000 ohm X volt. Poiché questa tensione ci è utile per determinare la potenza in uscita, ne risulta che soltanto quella rivelata dal voltmetro elettronico potrà essere presa in considerazione. La formula per determinare la potenza di AF «output» è la seguente:

$$\text{Watt} = (\text{Volt} \times \text{Volt}) : (\text{R} + \text{R})$$

dove:

## L'ANTENNA

Tarato il trasmettitore sulla impedenza caratteristica di 75 ohm, possiamo togliere le due resistenze da 150 ohm e collegare ai capi del filtro a pi-greco un cavo coassiale per TV da 75 ohm qualsiasi lunghezza; ed all'estremità di questo una antenna a dipolo fig. 5. La lunghezza dei bracci sarà ricavata dalla formula:

$$L \text{ in metri} = 75.000 : \text{Khz}$$

dove 75.000 è il numero fisso per ottenere 1/4 di lunghezza d'onda e Khz la frequenza del quarzo impiegato nell'oscillatore.

Ammettendo di avere un quarzo a 7.300 Khz occorreranno due spezzoni di filo di rame lunghi esattamente metri 10,2. Uno di questi lo collegheremo alla calza metallica del cavo e l'altro al terminale schermato. Al centro e agli estremi dei

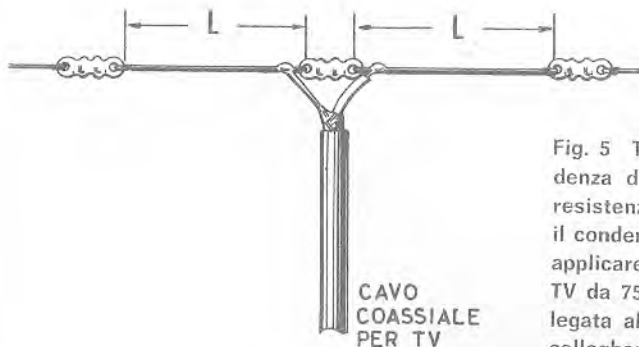


Fig. 5 Tarato il filtro a pi-greco sulla impedenza di 75 ohm potremo togliere le due resistenze di carico, il diodo al germanio, il condensatore da 47000 pF (vedi fig. 4) ed applicare in sua vece un cavo coassiale per TV da 75 ohm (la calza metallica andrà collegata alla massa). L'estremità del cavo si collegherà ad un'antenna come indicato in figura. La lunghezza dei bracci L si calcolerà secondo la formula indicata in articolo.

Volt è la tensione letta in uscita ai capi della resistenza di carico R, fig. 4

R è il valore ohmico della resistenza di carico applicata in uscita al pi-greco.

Prendendo come esempio i dati dal trasmettitore, alimentato a 12 volt, avremo:

$$\text{Watt} = (4,3 \times 4,3) : (75 \times 2) = 0,12 \quad (\text{pari cioè a 120 milliwatt})$$

Se avessimo utilizzato la tensione indicata dal tester nella formula, riveleremmo una potenza di:

$$\text{Watt} = (3,8 \times 3,8) : (75 \times 2) = 0,096 \quad (\text{pari cioè a 96 milliwatt})$$

Da questi due esempi capirete il perché è necessario utilizzare il voltmetro elettronico per poter determinare con esattezza la potenza in uscita AF.

due fili applicheremo due isolatori in plastica, ceramica o in altro materiale isolante. Con questa semplice antenna noi saremo già in grado di irradiare nello spazio un segnale AF.

Il segnale irradiato non è ancora completo, in quanto non è modulato (manca l'amplificatore di BF per modulare l'AF con un suono), inoltre, pur avendo realizzato un'antenna, non sappiamo ancora con esattezza se la sua impedenza caratteristica risulta di 75 ohm, pari cioè all'impedenza del trasmettitore ed a quella del cavo coassiale.

Nel prossimo numero vi insegneremo come stabilire l'impedenza di un'antenna, e come si deve procedere per portarla al valore richiesto. È soltanto eliminando quest'ultimo disadattamento che potremo essere certi che tutta l'AF erogata dal trasmettitore venga irradiato nello spazio.

**In questa puntata, vi indichiamo, come tarare l'impedenza caratteristica di un'antenna, su di un valore standard, utilizzando semplici strumenti che potrete voi stessi autocostruirvi.**

# RICETRASMETTITORI a

Riprendiamo il nostro discorso sui ricetrasmittitori a transistor, (l'ultima puntata è stata presentata sul n. 12), insegnandovi oggi, come si deve procedere per tarare una antenna, affinché questa presenti l'impedenza da noi voluta.

Se ben ricordate, a pag. 938 del n. 12, vi avevamo consigliato di tarare l'uscita del vostro trasmettitore su di una ben determinata impedenza corrispondente a 52 o 75 Ohm, perché sono questi i due valori standard dei cavi coassiali più facili da reperire in commercio.

Vi abbiamo inoltre consigliato fra tutti gli adattatori di impedenza, di preferire quello denominato «filtro a pi-greco», per la sua precisione e facilità di adattarsi a qualsiasi trasmettitore.

Non vogliamo ripetervi quanto è già stato esaurientemente spiegato nei numeri precedenti, vogliamo solo ricordarvi che se non adatteremo la impedenza d'uscita del trasmettitore, sull'esatto valore d'impedenza che presenta il cavo di discesa che utilizzeremo per trasferire il segnale alla antenna, avremo delle perdite di AF, e altre perdite si aggiungeranno, se l'impedenza dell'antenna non risulterà identica a quella del cavo.

Ricordatevi che il punto chiave di qualsiasi trasmettitore, consiste proprio in queste due semplici, ma importantissime operazioni:

- 1) accordare l'uscita del trasmettitore su di una impedenza di 52-75 ohm
- 2) accordare l'antenna, in modo che presenti anch'essa, ai suoi capi un'impedenza di 52-75 ohm.

La prima operazione, cioè quella di adattare la impedenza d'uscita di un trasmettitore ai 52 o 75 Ohm, come avrete potuto apprendere leggendo l'articolo presentato a pag. 938 del numero 12, è un'operazione alquanto semplice.

La seconda, quella di adattare un'antenna in modo che presenti ai suoi capi una impedenza analoga, cioè 52 o 75 Ohm è altrettanto semplice se si ha a disposizione un'attrezzatura adeguata.

## L'ANTENNA IRRADIANTE

Esistono molte formule per calcolare la lunghezza fisica del tipo di antenna irradiente ma possiamo affermare che in pratica queste formule ci sono di aiuto soltanto per determinare la lunghezza approssimativa.

$$\text{LUNGHEZZA METRI} = (300.000 : \text{KHz}) : 2$$

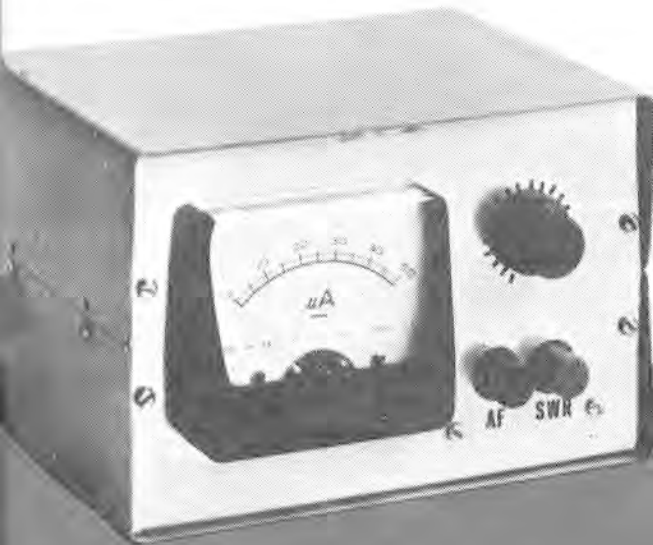
Infatti l'impedenza di un'antenna, varia considerevolmente col variare dell'altezza alla quale viene installata; dal tipo di terreno che si trova sotto ad essa, può inoltre variare se nel sottosuolo o sotto il tetto della casa, vi sono dei tubi metallici (condutture d'acqua), fili della luce, muri in cemento armato, se nella vicinanza di questa vi sono degli alberi o pali metallici.

Quindi, calcolata un'antenna che in teoria dovrebbe presentare una impedenza di 75 Ohm in pratica questa potrebbe benissimo assumere un valore di 100 Ohm. Se prendiamo inoltre la stessa antenna e la installiamo sopra un altro edificio, alla stessa altezza, questa può da 100 Ohm presentare invece un valore di 150 o 60 Ohm.

Perciò qualsiasi antenna una volta installata deve essere necessariamente ritoccata nelle sue dimensioni per farle assumere il valore d'impedenza richiesto.

Se un'antenna non presenta lo stesso valore di impedenza del cavo coassiale, si producono delle





Vi puntata

# TRANSISTOR

*onde stazionarie*, queste onde, sono anche conosciute col nome anglosassone di S.W.R., Standing Wave Ratio, che tradotto in italiano significa: Rapporto di Onde Stazionarie, per cui molti sono soliti chiamarle R.O.S. e R.O.S., vogliono dire in pratica, la stessa cosa, (vedi articolo apparso sul n. 5 - 1970 a pag. 370.)

In pratica, le onde stazionarie, ci indicano non solo se l'antenna è disadattata ma, quanta energia AF viene irradiata nello spazio e quanta invece ne rimane inutilizzata, cioè quanta energia AF l'antenna rifiuta, rinviandola al trasmettitore.

Ovviamente, per spiegare a fondo il fenomeno delle onde stazionarie, sarebbe necessario scrivere pagine su pagine, ma poiché questo argomento è già stato trattato nel numero 5 di NUOVA ELETTRONICA a pag. 370, ci limiteremo a dirvi soltanto che la presenza di onde stazionarie in una linea di discesa ci fanno comprendere che l'antenna da noi montata non ha le dimensioni richieste. In questi casi occorrerà modificarla sperimentalmente fino a quando lo strumento non ci indicherà, la completa assenza di onde stazionarie.

Per essere più chiari, vi diremo che quando il R.O.S. è uguale al valore di 1, significa che non esistono onde stazionarie e che l'adattamento d'impedenza tra antenna e cavo coassiale è perfetto.

Per esempio:

1) se noi abbiamo un cavo coassiale da 75 Ohm e un'antenna che presenta anch'essa 75 Ohm, dividendo  $75:75$  otterremo il quoziente di 1, cioè, adattamento perfetto.

2) se colleghiamo, sempre ad un cavo coassiale da 75 Ohm, un'antenna che presenti un'impe-

denza di 300 Ohm dividendo  $300:75$  otterremo un quoziente di 4 cioè, 4 onde stazionarie.

3) se colleghiamo sempre ad un cavo da 75 Ohm, un'antenna da 30 Ohm, otterremo  $75:30 = 2,5$  cioè significa che il disadattamento d'impedenza di questi due valori, creano nella linea 2,5 onde stazionarie.

**N.B.** Nell'eseguire il calcolo, l'impedenza maggiore, va sempre divisa per il valore inferiore (esempi 2 e 3) per concludere, quando il rapporto tra due impedenze è superiore a 1, noi avremo sempre delle perdite di energia AF.

Le perdite, come si potrà comprendere, non si manifestano soltanto tra il disaccoppiamento tra cavo coassiale e antenna, ma anche tra uscita del trasmettitore e cavo coassiale; di conseguenza, aggiungendo le perdite che si possono avere tra i due disadattamenti, si potrà comprendere che in molti casi all'antenna giungerà solo una minima parte dell'AF disponibile sullo stadio finale del trasmettitore.

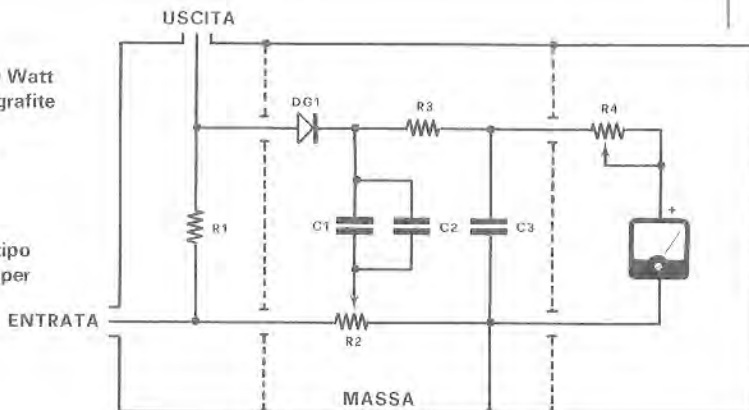
Uno strumento che ci possa indicare se l'antenna da noi realizzata, presenta un'impedenza di 52 o 75 Ohm, sapendo che solo in tali condizioni, si ha la possibilità di irradiare nello spazio il 100% dell'energia AF, presente sullo stadio finale del trasmettitore, è particolarmente semplice da realizzare, e per di più la sua importanza è tale, che dovrebbe essere il primo strumento da costruire da parte di chi volesse dedicarsi alla costruzione di ricetrasmettitori o radiocomandi.

## IMPEDENZIMETRO D'ANTENNA

Lo schema che presentiamo nella figura 1, si riferisce ad uno strumento che permetterà di sta-

Fig. 1

- R1. 52 o 75 ohm antiinduttiva 10 Watt
- R2. 5.000 ohm potenz. lineare a grafite
- R3. 10.000 ohm 1/2 Watt
- R4. 10.000 ohm potenz. lineare
- C1. 4.700 pF. ceramica
- C2. 2.200 pF. ceramica
- C3. 10.000 pF.
- DG1. diodo al germanio qualsiasi tipo
- MA. strumento 50 o 100 microamper



bilire il valore dell'impedenza caratteristica di un'antenna alle varie frequenze.

Il circuito, utilizza un normale ponte di Wheatstone, i cui bracci, sono costituiti, uno da R1 e l'impedenza dell'antenna, l'altro dal potenziometro R2.

Se la resistenza R1, ad esempio, ha un valore di 52 Ohm, e l'impedenza dell'antenna presenta anch'essa un valore di 52 Ohm, il cursore del potenziometro R2, essendo lineare dovrà trovarsi esattamente al centro per ottenere il bilanciamento del ponte.

Se invece l'impedenza dell'antenna risultasse inferiore o superiore al valore di R1, il cursore del potenziometro R2, dovrà essere necessariamente ruotato verso destra o sinistra, per ottenere il bilanciamento cioè portare la lancetta dello strumento sullo ZERO.

I vantaggi di questo circuito, si possono così riassumere:

1) possibilità di stabilire l'esatta impedenza dell'antenna

2) Facilità di realizzazione e messa a punto.

Gli inconvenienti rilevati da noi sono i seguenti:

1) modifica del carico del trasmettitore tramite R1, quindi il valore dell'impedenza dell'antenna non può essere stabilito con assoluta precisione

2) lo strumento serve unicamente per poter conoscere in via approssimativa l'impedenza della antenna, ma non per indicarci quanta potenza viene riflessa dall'antenna e perciò non irradiata.

A nostro avviso, questo strumento può risultare utile soltanto per particolari applicazioni, quindi se lo presentiamo ai lettori, lo facciamo esclusivamente per coloro che avessero bisogno di stabilire in via approssimativa il valore d'impedenza di una qualsiasi antenna.

Per la realizzazione pratica, occorrerà procurarsi innanzitutto una resistenza R1 che abbia esattamente un valore di 52 Ohm o 75 Ohm (scegliere tra i due valori, quello più comunemente usato ed un wattaggio superiore alle potenze da noi misurate) questa resistenza dovrà necessariamente trovarsi completamente schermata rispetto alle rimanenti parti del circuito elettrico.

Dentro la scatola metallica che sceglieremo per la realizzazione pratica occorrerà applicare un divisorio per la resistenza R1; più un secondo divisorio per separare DG1-R3-C1-C2-C3-R2, dallo strumento di misura.

Precisiamo che per lo strumento milliamperometro si potrà utilizzare anche un normale tester.

Precisiamo inoltre che la resistenza R1, dovrà risultare del tipo a carbone cioè antinduttiva; quindi non utilizzate delle resistenze a filo. Nel caso aveste necessità di applicare allo strumento potenze elevate collegate in parallelo, tante resistenze a carbone da 1 o più Watt fino ad ottenere la potenza desiderata.

Anche il potenziometro R2 deve essere del tipo a grafite e non a filo. Per l'entrata e l'uscita non impiegate delle normali boccole di bachelite ma utilizzate gli appositi bocchettoni di AF per cavo coassiale. Per individuare l'esatto valore d'impedenza di un'antenna, è ovvio che lo strumento dovrà risultare collegato direttamente, con il suo bocchettone d'uscita, ai terminali dell'antenna irradiante o ad un cavo coassiale che presenti una impedenza analoga al valore di R1 impiegato e con il bocchettone d'entrata al trasmettitore.

Per la taratura del potenziometro R2, sarà sufficiente applicare all'entrata dell'impedenziometro,

un segnale di AF, prelevato da un trasmettitore, quindi applicare in uscita resistenze di valore ben definito, (33-52-75-100-150-200- Ohm) quindi segnare la posizione assunta dalla manopola di R2 per ottenere con questi valori, il bilanciamento del ponte.

## MISURATORE DI ONDE STAZIONARIE

Il più semplice misuratore di onde stazionarie è quello che presentiamo in figura 2.

Questo strumento a differenza del primo, ci permette di controllare quanta energia AF viene irradiata nello spazio dell'antenna e quanta invece ne viene riflessa, cioè rifiutata dall'antenna per disadattamento d'impedenza.

I vantaggi di questo strumento possono risultare i seguenti:

1) possibilità di stabilire se tutta l'alta frequenza da noi inviata all'antenna, viene irradiata nello spazio, quindi indirettamente, stabilire se l'antenna presenta l'impedenza da noi richiesta

2) facilità di realizzazione e messa a punto.

Gli inconvenienti che si possono addebitare a tale strumento sono:

1) possibilità di misurare potenze elevate, in quanto la resistenza R3 che deve essere antin-

duttiva (cioè non del tipo a filo di nichel-cromo), deve possedere una potenza pari a quella erogata dal trasmettitore.

2) necessità di dover togliere lo strumento, una volta tarata l'antenna, per fare funzionare il trasmettitore, (onde eliminare il carico costituito da R3).

Quindi anche questo misuratore di onde stazionarie, pur essendo molto pratico e facile da usare, non è certamente il tipo che noi preferiamo.

Se lo realizzerete, ricordatevi sempre che questi strumenti, vanno racchiusi in una scatola metallica, in modo che tutto risulti schermato.

La resistenza R3, che dovrà avere un valore di 52 o 75 Ohm ed una potenza pari ai watt erogati in uscita del trasmettitore, dovrà risultare completamente isolata dal resto del circuito elettrico, quindi dovremo realizzare un vano per accogliere R3 ed un altro per i diodi rivelatori, e lo strumento di misura.

Per usare questo strumento si collega l'entrata del misuratore SWR al trasmettitore applicando all'uscita il cavo coassiale, che si congiungerà poi all'antenna. Per controllare se l'antenna presenta l'impedenza richiesta di ruoterà il deviatore S1, verso DG1 (onda diretta) e regolerà il potenziometro R7, in modo che la lancetta dello strumento, arrivi a fondo scala. Effettuata tale taratura si ruoterà S1 verso DG2 (onda riflessa) e si controllerà

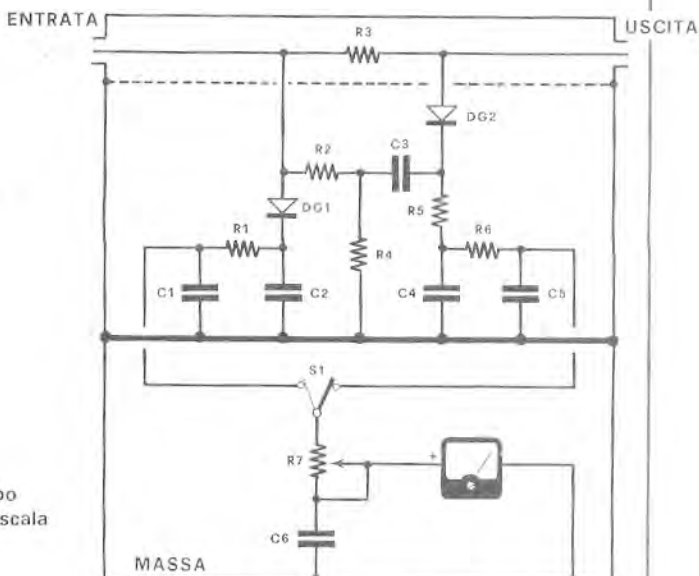


Fig. 2

- R1. 2.200 ohm 1/2 Watt
- R2. 150 ohm 1/2 Watt all'1%
- R3. 52 o 75 ohm antiinduttiva 10 Watt
- R4. 150 ohm 2 Watt all'1%
- R5. 1.000 ohm 1/2 Watt
- R6. 1.000 ohm 1/2 Watt
- R7. 10.000 ohm potenz.
- C1. 10.000 pF.
- C2. 10.000 pF.
- C3. 4.700 pF. ceramico
- C4. 10.000 pF.
- C5. 10.000 pF.
- C6. 10.000 pF.
- S1. deviatore a levetta
- DG1-DG2. diodi al germanio qualsiasi tipo
- mA. strumento da 50 microamper fondo scala

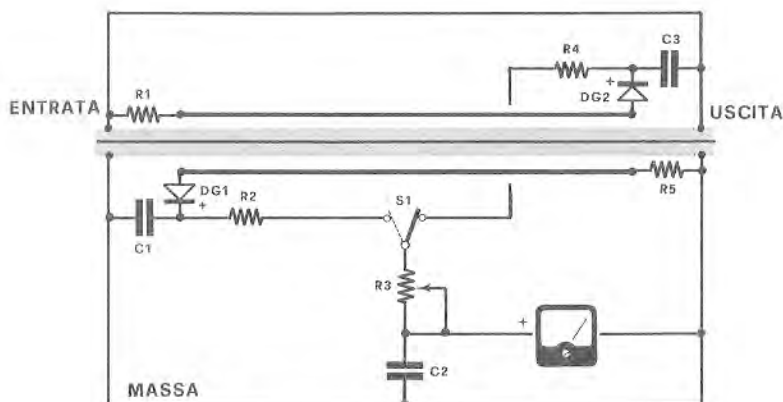


Fig. 3

in quale posizione si ferma l'indice dello strumento. Se l'antenna risulta perfettamente adattata la lancetta dello strumento, dovrà portarsi sullo ZERO.

Se invece questa si fermasse in una posizione superiore (10-20-25 ecc.) significa che l'antenna non risuona sulla frequenza di trasmissione cioè la sua lunghezza non è tale da presentare ai suoi capi una impedenza di 52 o 75 Ohm. In questi casi occorrerà accorciare la lunghezza degli elementi (nel caso, di un dipolo) oppure modificare l'inclinazione dei bracci (per antenne ground-plane), fino a far scendere la lancetta sullo zero.

### MISURATORE DI ONDE STAZIONARIE PERFEZIONATO

Il misuratore di onde stazionarie perfezionato da noi preferito e che consigliamo il lettore di realizzare per accordare le proprie antenne è quello presentato nella figura 3.

Questo strumento a differenza degli altri, ha il pregio di poter essere lasciato sempre inserito nel trasmettitore non essendoci internamente inserita in serie alla linea di trasmissione nessuna resistenza che ne limiti la potenza o ne modifichi le caratteristiche d'accoppiamento. Non essendo per questo SWR necessaria una resistenza di valore ben definita (52 o 75 Ohm) e di potenza adeguata a quella del trasmettitore, esso può risultare impiegato indifferentemente sia per trasmettitori da pochi milliwatt a 10-100 o più watt).

- R1. 150 ohm 1/2 Watt all'1%
  - R2. 10.000 ohm 1/2 Watt
  - R3. 10.000 ohm potenziometro lineare
  - R4. 10.000 ohm 1/2 Watt
  - R5. 150 ohm 1/2 watt all'1%
  - C1. 4.700 pF, ceramico
  - C2. 10.000 pF.
  - C3. 4.700 pF, ceramico
  - DG1-DG2. diodi al germanio qualsiasi tipo
  - S1. deviatore a levetta
  - mA. strumento da 100 microamper (vedi nota)
- I valori indicati di R1 e R5 sono per una impedenza da 52 ohm per 75 ohm, i valori di R1 e R5 dovranno risultare da 100 ohm anziché 150 ohm.

Date le sue caratteristiche, si presta sia per trasmettitori da 7 MHz come per quelli da 27 MHz o per i 144 MHz.

Il principio del funzionamento su cui si basa questo misuratore di onde stazionarie è alquanto semplice.

Applicando su due lati di uno spezzone di cavo coassiale (logicamente sprovvisto di calza metallica), due fili di rame, sui quali avremo applicato ai due estremi una resistenza R1 (o R5) e un diodo rivelatore DG1 (o DG2) noi avremo realizzato un semplice «accoppiatore direzionale» vale a dire che quando attraverso al filo del cavo coassiale scorrerà una tensione AF, sui due fili riveleremo per l'effetto capacitivo-induttivo, una corrente solo quando la tensione di AF scorrerà verso una ben precisa direzione.

Vale a dire se noi applichiamo il segnale del trasmettitore sulla presa «entrata» del misuratore e logicamente l'antenna sulla presa «uscita» (collegandola poi anche tramite un cavo coassiale che presenti un'impedenza identica a quella d'uscita del trasmettitore) la corrente di AF scorrerà da sinistra a destra. In queste condizioni una tensione indotta sarà presente soltanto sul filo di cui il diodo risulti rivolto verso la presa «entrata» (cioè DG1) mentre sull'altro filo, il cui diodo è collegato verso la boccola d'uscita, non rileveremo nessuna tensione.

Se l'antenna non riuscisse in questi casi ad assorbire tutta l'energia di AF che il trasmettitore eroga per disadattamento d'impedenza, essa ritornerà per riflesso al trasmettitore, e quindi avremo una tensione di AF che scorrerà ora da destra a sinistra, influenzando così la sola linea dove il diodo si trova applicato verso il bocchettone d'uscita (DG2).

Queste due linee che noi abbiamo realizzato hanno la caratteristica di essere indotte da un'energia di AF, solamente quando l'onda sulla linea,

viaggia dal diodo verso la resistenza, mentre non vengono assolutamente influenzate da eventuali onde che viaggiano in senso contrario.

Abbiamo in questo modo la possibilità di misurare attraverso il milliamperometro, il rapporto dell'onda diretta (quella cioè inviata dal trasmettitore all'antenna), e quella riflessa, (cioè quella rifiutata dall'antenna e di conseguenza rispedita al trasmettitore); il rapporto della differenza tra queste due tensioni, ci fa conoscere immediatamente il coefficiente di riflessione, cioè proprio il dato che a noi interessa di più, al fine di valutare l'efficienza della nostra antenna.

Usare questo strumento è molto semplice.

Inserito direttamente sull'uscita del trasmettitore, dopo che questo risulta già tarato per un'impedenza d'uscita di valore noto, (52 o 75 ohm), ed applicato a questo il cavo coassiale completo di antenna, si comincerà col ruotare S1 verso R2 (misurazione dell'onda diretta) e si regolerà il potenziometro R3, fino a fare coincidere la lancetta dello strumento al fondo scala.

Poi, senza più muovere la manopola di R3, si

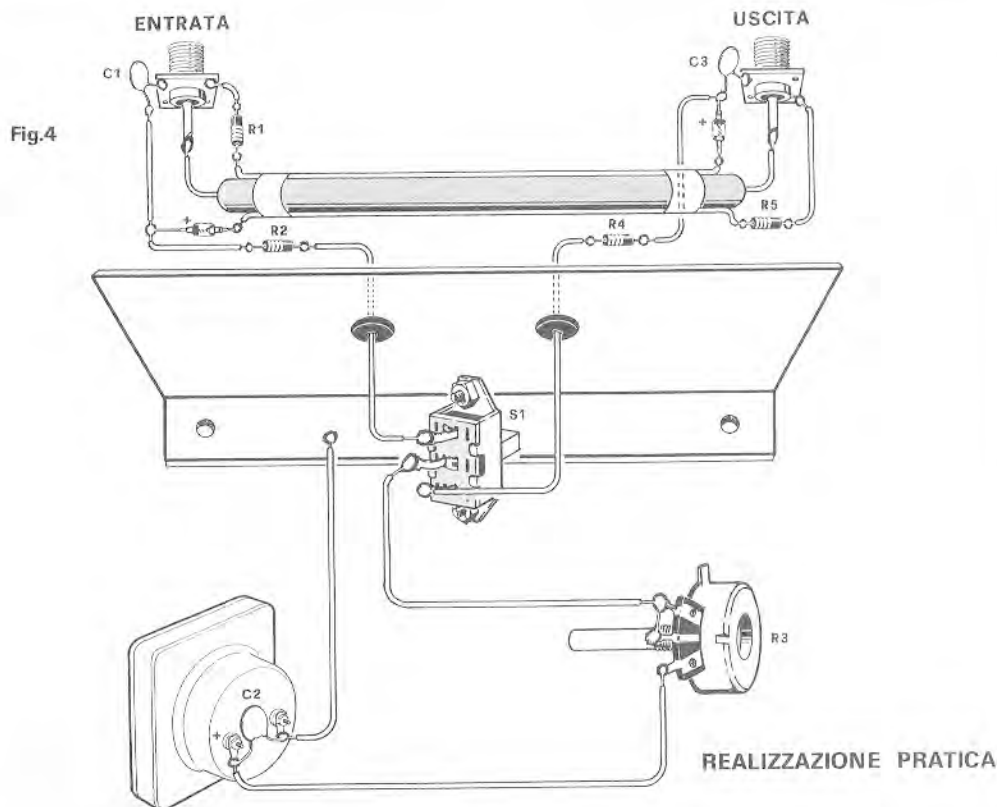
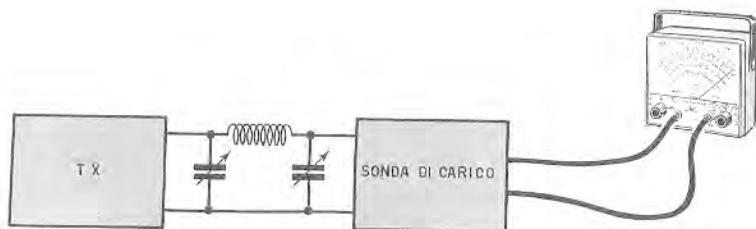


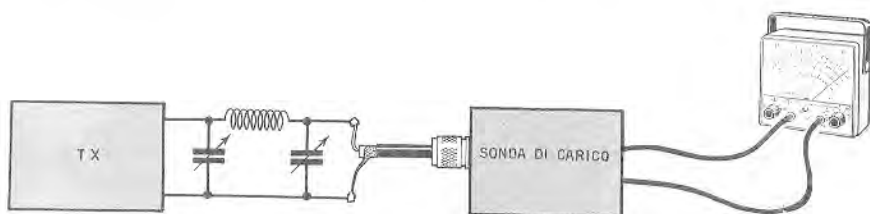


Fig.5



Per tarare un'antenna occorrerà prima di ogni altra operazione accordare perfettamente il filtro a pi-greco posto sull'uscita del trasmettitore, in modo da ottenere con la sonda di carico da 52 o 75 ohm la massima tensione in uscita che leggeremo sul tester (vedi n. 12 di Nuova Elettronica).

Fig.6



La sonda di carico va collegata direttamente sul filtro a pi-greco. Non utilizzate quindi spezzoni di cavo coassiale anche se di lunghezza minima, perché questo potrebbe sfalsarci la lettura.

sposterà il deviatore S1, verso R4 (misurazione dell'onda riflessa).

Controllando la fig.14, noi potremo stabilire, a seconda della posizione assunta dalla lancetta dello strumento, il rendimento dell'antenna.

Si potrà notare che soltanto quando la lancetta si troverà perfettamente sullo zero, noi avremo un rendimento al 100%, perché soltanto quando non esistono « onde riflesse » significa che l'antenna, presenta la stessa impedenza (52 o 75 ohm) dal cavo coassiale e quindi tutta l'energia AF viene irradiata nello spazio.

Se l'antenna avesse una lunghezza maggiore o inferiore a quella richiesta, ai suoi capi non avremmo il valore d'impedenza richiesta, quindi non riuscendo l'antenna ad irradiare tutta l'energia AF; la rinvierebbe di ritorno al trasmettitore.

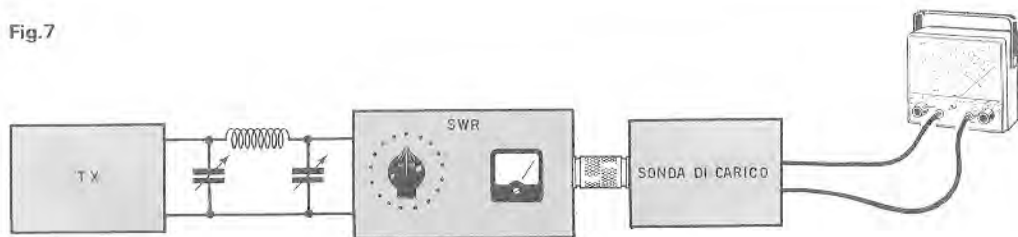
Quando lo strumento ci indica la presenza di onde stazionarie occorre modificare necessariamente la lunghezza dei bracci dell'antenna, fino a trovare la posizione dove l'indice dello strumento inizierà a scendere, lentamente verso sinistra

fino a raggiungere un coefficiente di corrente nulla, fermarsi cioè sullo zero.

In linea di massima, si considera passabile, una antenna che renda il 96% (cioè, su una scala di uno strumento graduata da 0 a 100, la lancetta, sull'indicazione onda riflessa, si fermi sul 20), a nostro avviso, tale valore è inaccettabile, in quanto, per ottenere un rendimento del 100%, sarà semplicemente necessario allungare o accorciare di qualche centimetro la nostra antenna, operazione questa, che richiederà al massimo 10 minuti.

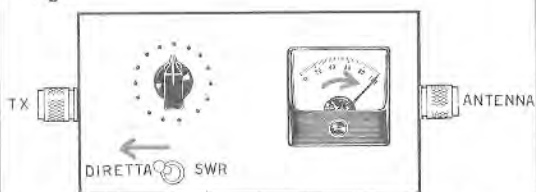
Un rendimento del 96% è accettabile soltanto negli apparati portatili, cioè con antenne a « lunghezza accorciata », provviste di bobine di compensazione, mentre per un qualsiasi trasmettitore, la cui antenna risulti installata su di una carrozzeria di una automobile, anche se questa è del tipo accorciata e provvista di bobina di compensazione, è possibile ottenere con facilità, agendo sul numero di spire della bobina di compensazione, un rendimento del 100%.

Fig.7



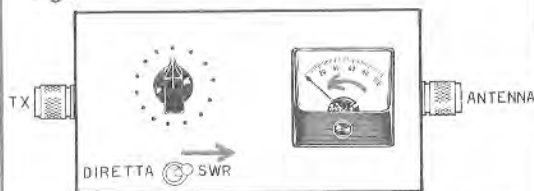
Tarata l'uscita del trasmettitore sull'impedenza voluta (52 o 75 ohm) potremo inserire, come vedesi in figura, il misuratore di SWR e in uscita di questo la sonda di carico.

Fig.8



Si ruoterà ora il deviatore sulla posizione ONDA DIRETTA, e si regolerà la manopola del potenziometro fino a far coincidere la lancetta dello strumento al fondo scala. Se la lancetta non raggiungesse il fondo scala, è evidente che la potenza del vostro TX è irrisoria, occorrerà in questi casi sostituire lo strumento con uno più sensibile da 50 microamper.

Fig.9



Senza più toccare la manopola del potenziometro, si ruoterà il deviatore nella posizione SWR (onda riflessa). Se il carico presenta una impedenza analoga a quella d'uscita del trasmettitore, la lancetta dello strumento scenderà fino a fermarsi sullo ZERO. E' ovvio che durante queste prove occorre sempre collegare sull'uscita del misuratore di SWR un carico, costituito da un'antenna o sonda di carico.

Quindi non accontentatevi di un rendimento del 96%, anche se a voi sembrerà più che sufficiente, perché vi diremo che quella piccola percentuale di AF non irradiata, ritornando al trasmettitore, può procurarvi delle noie a non finire, come ad esempio il surriscaldamento dei transistor finali, inneschi di AF sullo stadio amplificatore di BF (modulatore), surriscaldamento del cavo coassiale nel caso utilizzate potenze elevate, ecc.

#### REALIZZAZIONE PRATICA DEL MISURATORE DI SWR

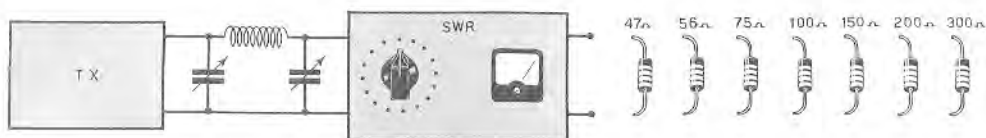
A questo punto, vi si presenterà il problema, della realizzazione pratica di questo misuratore di onde stazionarie.

Vi diremo innanzitutto, che tra tutti gli strumenti elettronici, questo è forse il più semplice da realizzare.

Scegliete come prima cosa, una scatola metallica che abbia una larghezza di circa 20 centimetri; le dimensioni non sono critiche, quindi potrete anche scegliere scatole di dimensioni maggiori, importante, che dentro la stessa, ci si possa collocare con facilità uno spezzone di cavo coassiale, e aver lo spazio per poter schermare il vano dove collocheremo questo cavo, dallo strumento di misura del potenziometro R3 e dal deviatore S1.

Prendete ora un pezzo di cavo coassiale di impedenza ben nota, cioè da 52 ohm (se vorrete tarare tutti i vostri trasmettitori su tale impedenza) o da 75 ohm.

A questo cavo, la cui lunghezza minima sarà di 20 cm., toglierete la calza schermata esterna, la lunghezza del cavo non è tassativamente quella



Se applicherete sull'uscita del misuratore di SWR delle resistenze a carbone (cioè non induttive) di valore diverso e proverete ad effettuare le stesse operazioni indicate in figg. constaterete che soltanto quando la resistenza di carico ha un valore ohmmico identico all'impedenza d'uscita del trasmettitore, in posizione SWR la lancetta dello strumento raggiungerà lo ZERO, diversamente la lancetta si fermerà in una posizione superiore, denotando così un disadattamento d'impedenza.

Fig.10

da noi riportata, maggiore è la sua lunghezza e maggiore risulterà la sua sensibilità: comunque 20 cm. sono apparsi idonei a fornire sui due fili, dell'accoppiatore direzionale una tensione indotta, sufficiente a fare deviare la lancetta dello strumento a fondo scala, anche con debolissime potenze.

Se lavorate con potenze superiori ai 5 watt, la lunghezza di questo spezzone può essere ridotta anche a soli 10 cm.

Sopra all'isolante del cavetto coassiale, (vedi fig 4), stenderemo, per tutta la sua lunghezza, due fili di rame da 0,5 a 1 millimetro di diametro, poi faremo in modo che questi risultino ben aderenti all'isolante del cavetto coassiale, fissandolo con nastro autoadesivo (del tipo in plastica e non in carta, perché si potrebbe staccare col calore o l'umidità).

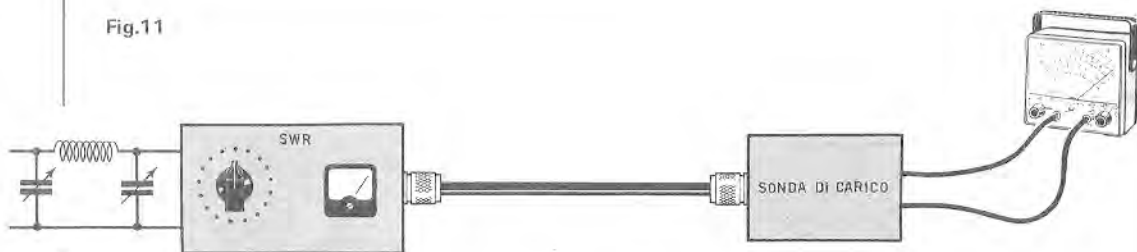
Porremo sulla scatola metallica, due bocchettoni femmine per cavi coassiali, ad una distanza tale da potere immediatamente congiungere a questi fili gli estremi dello spezzone di cavo coassiale.

Sulle estremità dei due fili di rame, applicheremo, da un lato il diodo DG2 e R5, sull'altro DG1 e R1, cercando di tenere il terminale che si congiunge ai fili da 0,5 mm., il più corto possibile.

Facciamo presente che le resistenze R1 - R5 debbono assolutamente risultare del valore che qui indicheremo, e soprattutto del tipo antinduttivo (non inserire quindi, resistenze a filo di nichel cromo o altro).

Se noi avremo utilizzato uno spezzone di cavo coassiale da 52 ohm, il valore delle resistenze R1-R5 dovrà essere esattamente da 150 ohm 1/2 Watt, se invece avremo utilizzato uno spezzone di cavo coassiale da 75 ohm, il valore di queste due

Fig.11



Se all'uscita del misuratore SWR, collegherete un cavo coassiale di qualsiasi lunghezza, che risulti d'impedenza analoga a quella d'uscita del trasmettitore, e all'estremità di questa applicherete la sonda di carico utilizzata per tarare l'uscita del trasmettitore, constaterete che effettuando le operazioni indicate in figg. la lancetta dello strumento raggiungerà lo ZERO indicandoci così che esiste un perfetto adattamento d'impedenza.

A questo punto non rimane che collegare all'estremità del cavo coassiale l'antenna da noi calcolata o prescelta per il trasmettitore, e quindi modificarne la lunghezza dei suoi elementi fino ad ottenere che in posizione SWR la lancetta dello strumento scenda fino allo « zero »

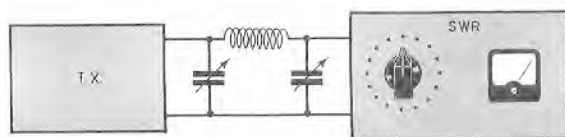


Fig.12

resistenze, dovrà risultare di 100 ohm 1/2 Watt.

Per la precisione dello strumento non vi consigliamo di chiedere al vostro negoziante semplicemente delle resistenze del valore richiesto e inserirle fidandovi di quanto scritto sull'involucro di ciascuna di esse.

Prima di inserirle, misuratele con un ohmmetro e sceglietele uguali il più possibile tra di loro.

Tanto per farvi un esempio, una resistenza da 150 ohm, potrebbe in pratica, presentare un valore di 170 o 130 ohm, quindi comprenderete che, se per caso da un lato venisse applicata una resistenza da 130 ohm e dall'altro lato una da 170 ohm, non potremo ovviamente pretendere di potere tarare le vostre antenne sul valore di impedenza richiesto.

Nell'interno della scatola, il cavetto coassiale provvisto delle due linee d'accoppiamento, dovrà trovarsi distanziato dal metallo delle scatole, di almeno 1 cm., e anche lo schermo metallico che separerà il cavetto dallo strumento di misura, non dovrà essere collocato a meno di 1 centimetro.

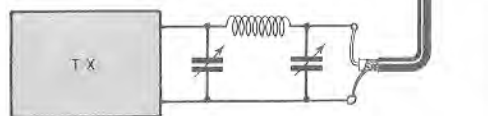
Lo strumento da impiegare per questo misuratore, di SWR, dovrà avere una sensibilità di 100 microampère, solamente nei casi dove la potenza risultasse così irrisoria da non riuscire, anche ruotando R3 alla sua minima resistenza: a portare l'indice dello strumento a fondo scala, si potrà sostituire con uno da 50 microampère.

## CONTROLLO DELLO STRUMENTO

Lo strumento, una volta terminata la realizzazione, non ha bisogno di nessuna messa a punto. Se non avete errato nelle polarità dei diodi, que-

Fig.13

Per tarare un'antenna con assoluta precisione sarebbe necessario applicare il misuratore vicino ai terminali dell'antenna, perché in questo caso si potrà avere la matematica certezza che eventuali residui di « onda riflessa » non risultino prodotti dal cavo coassiale. Non è raro il caso che qualche negoziante ad esempio vi venda cavo coassiale da 75 ohm per uno da 52, ed in questo caso con il misuratore di SWR posto vicino al trasmettitore non riuscirete mai ad eliminare completamente le onde riflesse.



sto funzionerà immediatamente. Se disponete già di un trasmettitore al quale abbiate già tarato lo stadio finale ed accordato l'uscita tramite il filtro « pi-greco » con l'aiuto anche della sonda di carico presentata sui numeri precedenti sull'impedenza voluta (52 o 75 ohm), potrete ora controllare come vi funziona il misuratore di onde stazionarie.

Ammettiamo quindi, per esempio, che voi abbiate realizzato un misuratore di onde stazionarie per 75 ohm, e di avere tarato l'uscita del vostro trasmettitore sui 75 ohm. Se collegherete ora il misuratore di SWR al trasmettitore sull'uscita dell'SWR (vedi fig.10), applicherete una resistenza esattamente a 75 ohm (del tipo a carbone, cioè non induttiva), spostando S1 nella posizione di onda diretta (ruotando verso R2) e regolato R3 in modo da mandare la lancetta a fondo scala spostando S1 verso R4 (onde stazionarie), la lancetta dello strumento ritornerà esattamente sullo zero.

Se sostituirete la resistenza da 75 con un'altra di valore diverso 33-68-150-300 ohm, la lancetta dello strumento, non raggiungerà mai lo zero, ma si collegherà ad esempio, su 10-20-50-70 microampère, mettendovi così in evidenza, che tutta l'energia AF, non viene assorbita dalla resistenza, ma riflessa nuovamente verso il trasmettitore. Da questa prova si potrà rilevare, che soltanto nel caso in cui la resistenza di carico presenti lo stesso valore dell'impedenza sul quale è stata tarata l'uscita del trasmettitore, si avrà il totale assorbimento di potenza.

Vale a dire che quando noi sostituiamo la resistenza di carico, con un'antenna irradiante, se questa non presenta un'esatta impedenza di 75 ohm, la lancetta dello strumento non potrà mai ritornare allo zero.

Con la prova sopraindicata (quella delle resistenze di diverso valore), potrete indirettamente stabilire anche quale impedenza presenta l'antenna da voi installata, ad esempio, se con una resistenza da 150 ohm la lancetta si ferma sull'indicazione « 35 microampère », è anche logico che se, quando installerete un'antenna nell'indicazione dell'onda stazionaria (S1 ruotato verso R4), la lancetta si fermerà, sui 35 microampère, l'impedenza dell'antenna risulterà di 150 ohm.

### COME SI DEVE PROCEDERE PER TARARE UN'ANTENNA

Tralasciamo per ora il problema del calcolo delle diverse antenne, un argomento questo, che dovrà essere trattato a parte esaurientemente.



Fig.14

Se avete uno strumento tarato da 0 a 100 potrete immediatamente ricavare il rendimento della vostra antenna guardando in che posizione si ferma la lancetta. Solo sullo « zero » avremo un rendimento del 100%. In basso vi presentiamo una tabella che potrà servirvi non solo per stabilire il rendimento della vostra antenna, ma anche il rapporto di onde stazionarie ROS o SWR esistenti nella linea di trasmissione per disadattamento d'impedenza.

INDICAZIONE FORNITA DA UNO STRUMENTO GRADUATO DA « 0 » a « 100 ».	R.O.S. S.W.R.	RENDIMENTO DELL'ANTENNA in %
5	1,11:1	99,5 %
10	1,22:1	99 %
15	1,35:1	98 %
20	1,5 :1	96 %
25	1,67:1	94 %
30	1,85:1	91 %
35	2,1 :1	88 %
40	2,3 :1	84 %
45	2,6 :1	80 %
50	3 :1	75 %
60	4 :1	65 %
70	5,5 :1	51 %
80	9 :1	34 %
90	19 :1	19 %
100	infinito	zero



Comunque in linea di massima, diremo, un'antenna irradiante dovrà essere calcolata sempre su di una lunghezza fisica di mezza onda, utilizzando la seguente formula:

$$\text{lunghezza in metri} = (300.000 : \text{KHz}) : 2$$

Il filo, nel caso si voglia realizzare un dipolo, verrà tagliato esattamente a metà, e ai due capi collegato il cavetto coassiale da 52 o 75 ohm.

La lunghezza ottenuta una volta installata l'antenna, difficilmente presenterà ai suoi capi, l'impedenza da noi richiesta, quindi occorrerà modificarla, e per farlo, ci serviremo del nostro misuratore di onde stazionarie.

Ammettendo quindi di avere realizzato un trasmettitore e desiderare che l'antenna irradii al 100% tutta l'alta frequenza disponibile, dovremo, sempre ed in ogni caso, procedere nel seguente modo, sia che si realizzi un TX per 7 MHz per i 14 o 27 od anche 144 MHz:

●1) applicare all'uscita del trasmettitore, la «sonda di carico» (come abbiamo spiegato nel n. 12) e regolare il filtro a pi-greco, in modo da leggere sul tester la massima tensione.

●2) collegare quindi all'uscita del trasmettitore, il cavo coassiale con identica impedenza, al quale è stato accordato il filtro a pi-greco (52 o 75 ohm), quindi applicare all'estremità del cavetto, prima naturalmente di collegare l'antenna, la sonda di carico. Se il cavo coassiale avrà l'impedenza richiesta, rileveremo sul tester la stessa tensione che avevamo quando la sonda risultava collegata direttamente sul trasmettitore.

●3) lasciare collegata all'estremità del cavo coassiale, la sonda di carico, e inserire tra trasmettitore e cavo, il misuratore di onde stazionarie.

●4) spostare il deviatore S1 del misuratore di SWR sulla posizione onda diretta, e regolare il potenziometro R3 finò a fare coincidere la lancetta dello strumento al fondo scala (cioè sulla tacca dei 100 microampère).

●5) spostare il deviatore S1 nella posizione «onda riflessa»; poiché il cavo coassiale risulterà della stessa impedenza sulla quale avevamo tarato l'uscita del trasmettitore con il filtro a pi-greco, e considerando che all'estremità del cavo è applicata la sonda di carico che internamente possiede una resistenza, o più resistenze in parallelo, di uguale valore ohmico all'impedenza del cavo coassiale, la lancetta dello strumento dovrà necessariamente portarsi sulla posizione «zero».

●6) se causalmente il misuratore di SWR ci indicasse una potenza riflessa, cioè la lancetta, anziché portarsi sullo zero si fermasse a 10-20 microampère, potremo senz'altro concludere che il filtro a pi-greco non è stato tarato su di una frequenza fondamentale bensì su di una armonica.

Ripetere quindi l'accordo del filtro a pi-greco, pj fare in modo che dalla sonda di carico si ottenga sempre la massima tensione, e che sul misuratore SWR, quando passeremo dalla misura dell'onda diretta a quella riflessa, la lancetta raggiunga lo zero.

●7) ottenuto ciò, potremo collegare l'antenna irradiante. Ritoccheremo il potenziometro R3 del misuratore di SWR posto nella posizione «onda diretta», onde fare coincidere la lancetta al fondo scala.

●8) sposteremo il deviatore S1, nella posizione «onda riflessa» e controlleremo se la lancetta sarà tornata a zero. Difficilmente tale condizione si manifesta subito, purtroppo constaterete anche, che la lancetta può non solo fermarsi sui 10-20 microampère, ma non scendere addirittura oltre i 70-60 micropère, perciò con un rendimento di antenna veramente deludente.

●9) in queste condizioni, si dovrà semplicemente accorciare o allungare i due bracci del dipolo (dello stilo se fosse un'antenna verticale o ground-plane), fino a trovare quella dimensione che riuscirà a fare scendere la lancetta dello strumento sullo «zero».

Come avrete constatato da questa semplice descrizione, per fare irradiare ad un trasmettitore tutta l'energia AF disponibile, sono indispensabili due strumenti: la SONDA DI CARICO ed un MISURATORE DI ONDE RIFLESSE (o stazionarie che è la medesima cosa). Senza questi due strumenti, che riteniamo semplici ed economici, sarebbe assurdo dedicarsi alla trasmissione; coloro che fino a ieri hanno tentato di farlo, si saranno trovati sempre a mal partito, in quanto ben difficilmente la loro antenna si sarà trovata nelle condizioni adatte per irradiare tutta l'alta frequenza disponibile.

Forse solo ora comprenderanno perché con un trasmettitore da 50 e più Watt, non riuscivano mai a coprire distanze che altri raggiungevano con estrema facilità e con potenze notevolmente inferiori.

A questo punto vi lasciamo, sperando che nei prossimi numeri, quando cominceremo a presentarvi dei completi trasmettitori sui 27 e 144 MHz, possediate già questi strumenti, perché in caso contrario, non vi consiglieremmo nemmeno di tentarne la realizzazione, per non incorrere in insuccessi e delusioni.

Una volta riusciti a tarare l'antenna sulla impedenza voluta e messo quindi il trasmettitore nelle condizioni di irradiare nello spazio tutta l'alta frequenza disponibile, rimane un'ultima operazione da compiere e cioè modulare il segnale di AF con uno di BF.

# RICETRASMETTITORI a

Trattando l'argomento dei ricetrasmittitori siamo giunti fino ad oggi a farvi realizzare un oscillatore di AF e ad aggiungere inoltre a tale stadio un amplificatore di AF, in modo da aumentare la potenza del segnale da irradiare.

Vi abbiamo anche insegnato come si deve procedere per accordare l'uscita dello stadio finale per una determinata impedenza (52 o 75 ohm) e spiegato che, per poter irradiare nello spazio tutta l'alta frequenza disponibile, è assolutamente necessario adattare l'impedenza dell'antenna allo stesso valore sul quale è stata tarata l'uscita del trasmettitore. Per queste operazioni vi abbiamo già indicato quali sono gli strumenti indispensabili e cioè una sonda di carico (wattmetro di AF - vedi N. 4 pag. 244 e N. 12 pag. 907) ed un misuratore di onde stazionarie (vedi N. 14).

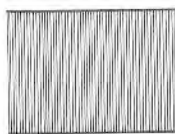
Se non realizerete questi due strumenti, che noi, nei due numeri sopra citati, Vi abbiamo descritto come è possibile costruire, non riuscirete mai a far funzionare come si deve qualsiasi apparato trasmittente, non importa se da 10 o 50 milliwatt, oppure da 100 o più watt.

Appreso come si deve procedere per eseguire tutte le operazioni necessarie alla taratura ed all'adattamento d'impedenza di un trasmettitore e dopo essere riusciti finalmente a trasferire sull'antenna tutta la potenza di AF senza nessuna perdita, siete giunti già a buon punto, ma non potete ancora affermare di avere a disposizione un trasmettitore; a questo manca infatti ancora uno stadio. Il segnale di AF irradiato è difatti incompleto, mancando il « suono »: in pratica, è privo di « modulazione ».

Lo scopo di un trasmettitore è quello di far giungere a chi ci ascolta, anche lontano centinaia o migliaia di chilometri, la nostra voce, della musica, cioè dei suoni, che logicamente sono segnali di bassa frequenza. Il problema che rimane ora da risolvere è come riuscire a modulare un segnale di AF con uno di bassa frequenza, in modo da permettere ad un qualsiasi ricevitore di riprodurre sull'altoparlante, il più fedelmente possibile, tutti i suoni che il microfono del trasmettitore capta.

La risoluzione in via teorica non è difficile: si

Segnale di AF



Segnale di BF

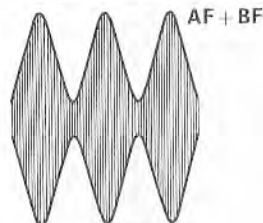
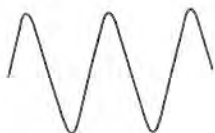


Fig. 1. Un segnale di AF sprovvisto di modulazione si presenta come visibile nel disegno di sinistra, cioè perfettamente lineare. Se aggiungiamo a tale segnale uno di BF (vedi disegno al centro), l'ampiezza del segnale di AF risulterà modificata come vedesi nel disegno di destra, cioè sulle due estremità inferiori risulterà presente la sinusoide del segnale di BF. Il segnale di destra, in definitiva, è un segnale di AF modulato.



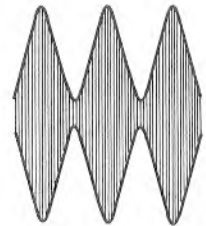
# TRANSISTOR

tratta unicamente di sovrapporre al segnale di AF un segnale di BF. Occorre cioè modificare il segnale di AF, l'unico capace di irradiarsi nello spazio, con un segnale di BF, in modo che risulti simile a quello visibile nella fig. 1 di destra. Il segnale di AF sprovvisto di modulazione, come risulta nella fig. 1 di sinistra, ha un'ampiezza lineare; quando invece a questo si aggiunge un segnale di BF, l'ampiezza del segnale di AF subisce delle variazioni più o meno ampie, che seguono fedelmente, sulle due estremità inferiori e superiori, la sinusoide del segnale di BF. Poiché in una simile modulazione la frequenza di emissione rimane costante e varia unicamente, da un massimo ad un minimo, l'ampiezza del segnale di AF, si dice che il trasmettitore è modulato in « ampiezza ».

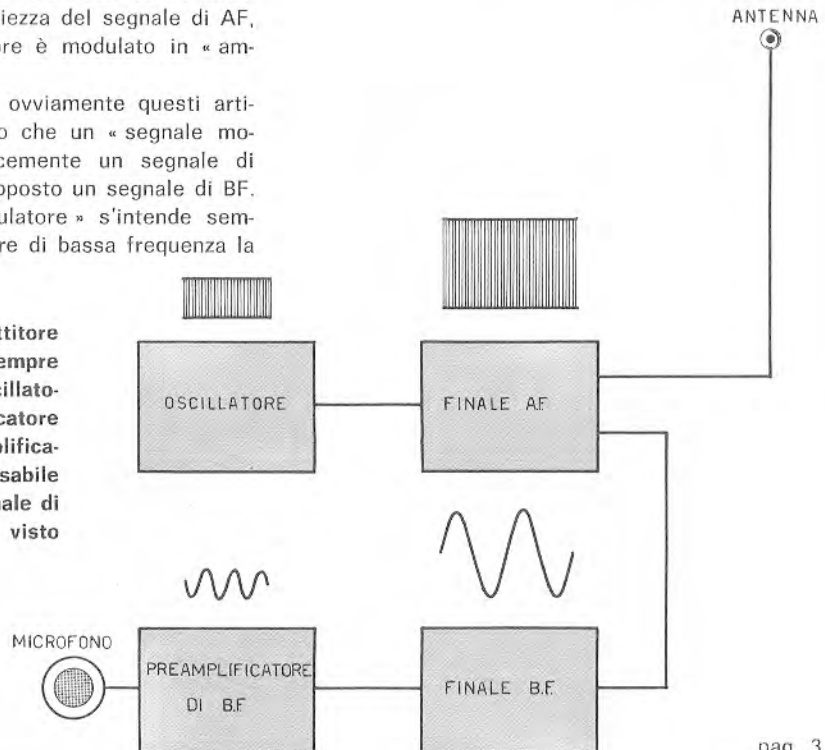
Ai principianti, ai quali ovviamente questi articoli sono dedicati, diremo che un « segnale modulato » significa semplicemente un segnale di AF al quale è stato sovrapposto un segnale di BF.

Con il nome di « modulatore » s'intende semplicemente un amplificatore di bassa frequenza la

Un segnale di AF modulato al 100% aumenta la sua ampiezza del doppio rispetto ad un segnale privo di modulazione; conseguentemente, anche la potenza in uscita risulterà quasi raddoppiata.



**Fig. 2.** Un trasmettitore in AM. risulta sempre composto da un oscillatore di AF, un amplificatore di AF, più un amplificatore di BF, indispensabile per modulare il segnale di AF (come abbiamo visto in fig. 1).



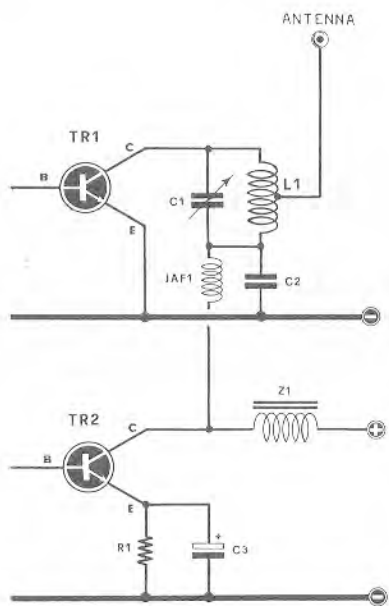


Fig. 3. Nello schema è visibile uno stadio di AF modulato con sistema Heising. La tensione positiva che alimenta lo stadio finale dello stadio di AF (TR1), viene prelevata, per questo tipo di modulazione, direttamente dal collettore dello stadio finale di BF (TR2). Così facendo, tutte le variazioni presenti sul collettore di TR2 influenzeranno la tensione di alimentazione di TR1 e, conseguentemente, sull'antenna otterremo un segnale di AF modulato. Tale sistema viene comunemente impiegato per piccoli trasmettitori.

- TR1 = transistor finale di AF
- TR2 = transistor finale di BF
- JAF1 = impedenza di AF
- Z1 = impedenza di BF
- C1 = condensatore di sintonia
- C2 = condensatore di fuga
- C3 = condensatore di polarizzazione stadio finale BF
- L1 = bobina di sintonia
- R1 = resistenza polarizzazione stadio finale di BF

cui uscita, anziché essere collegata ad un altoparlante, è collegata allo stadio finale di AF.

Un trasmettitore, come vedesi in fig. 2, è composto da una sezione di AF, costituita da un oscillatore seguito da uno o più stadi amplificatori di AF, più una sezione di BF, composta da un pre-amplificatore di BF seguito da uno stadio finale di potenza.

Poiché esistono diversi modi per modulare in ampiezza uno stadio finale di AF, noi li prenderemo in esame ad uno ad uno, spiegando i vantaggi e gli svantaggi che essi presentano.

#### MODULAZIONE SISTEMA HEISING

In fig. 3 presentiamo uno stadio finale AF, modulato con sistema Heising. Si noterà da questo schema come il collettore del transistor finale di AF (TR1) risulti collegato tramite l'impedenza di AF, JAF1, direttamente sul collettore dello stadio finale dell'amplificatore di BF (TR2).

La tensione positiva di alimentazione (abbiamo preso come esempio dei transistor NPN, quindi, nel caso si impiegassero dei PNP, la tensione di

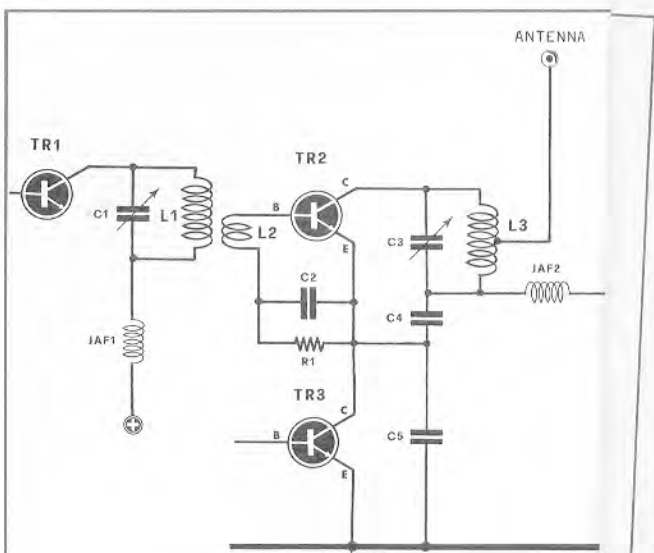


Fig. 4. Modulazione in serie. Si noti come l'emettitore dello stadio finale di AF, anziché essere collegato a massa, risulti collegato sul collettore dello stadio finale di BF. Questo sistema è raramente impiegato per la realizzazione di trasmettitori di potenza, per cui riteniamo non valga la pena di prenderlo in considerazione.

alimentazione dei collettori risulterà ovviamente di polarità « negativa ») raggiungerà i due transistor dopo essere passata attraverso all'impedenza di BF indicata nello schema con la sigla Z1. Con questo sistema otterremo che qualsiasi variazione presente sul collettore del transistor di BF, TR2, influenzi automaticamente la tensione di alimentazione del transistor amplificatore di AF, TR1, e quindi in antenna otterremo un segnale di AF modulato tramite TR2.

L'impedenza di BF, Z1, serve da carico per lo stadio finale di BF. Il vantaggio di questo sistema è unicamente quello della sua semplicità: occorre però precisare che esso presenta non pochi inconvenienti e quindi lo si utilizza unicamente per trasmettitori di piccolissima potenza; infatti bisogna dire che:

1. il transistor TR2, amplificatore finale di BF, può funzionare soltanto in classe A; la potenza in uscita è quindi sempre limitata e perciò difficilmente si riesce a modulare lo stadio finale di AF al 100%.
2. Occorre scegliere un transistor TR2 che sia in grado di erogare una potenza almeno pari a quella dello stadio finale di AF; cioè, ammettendo che il trasmettitore abbia una potenza da 0,5 Watt, anche lo stadio di BF dovrà disporre di uguale potenza.
3. Poiché attraverso all'impedenza Z1 scorre la corrente che alimenta TR1 e TR2, occorre che il filo impiegato per il suo avvolgimento abbia un diametro tale da non introdurre una elevata resistenza ohmmica, per non ridurre considerevolmente la tensione sui collettori dei transistor e, di conseguenza, la loro potenza d'uscita.

## MODULAZIONE IN SERIE

Un altro sistema di modulazione impiegato per piccoli apparati è quello visibile in fig. 4. Il transistor TR2, che costituisce lo stadio finale di AF, anziché avere l'emettitore collegato alla massa lo ha collegato al collettore del transistor TR3 che funziona da amplificatore finale di BF.

Questo circuito ha il vantaggio di non richiedere l'impedenza di BF, Z1, come era previsto nel primo schema, ma presenta l'inconveniente di richiedere, per alimentare il finale, una tensione di alimentazione doppia rispetto al primo schema per poter ottenere uguale potenza (la tensione di alimentazione viene suddivisa metà per TR2 e metà per TR3). A questo inconveniente si aggiunge la difficoltà di polarizzazione del transistor TR3.

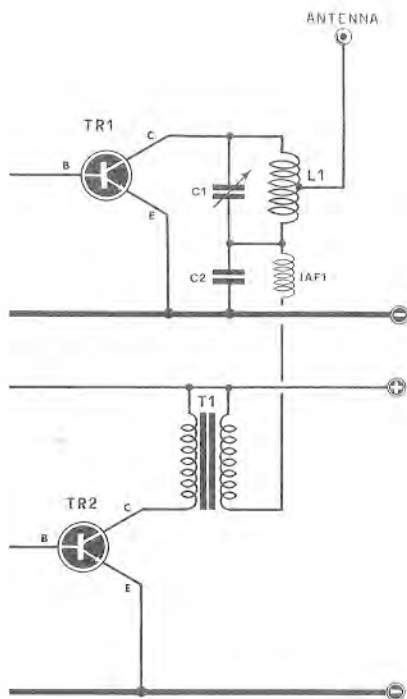


Fig. 5. Modulazione di collettore tramite un trasformatore di accoppiamento. Questo sistema di modulazione è preferito per le sue qualità. Con esso è possibile adattare le due impedenze di carico (quella dello stadio finale di BF con l'avvolgimento primario e quella dello stadio finale di AF con l'avvolgimento secondario), permettendo così di ottenere un maggior rendimento dei due stadi.

- TR1 = transistor finale di AF
- TR2 = transistor finale di BF
- JAF1 = impedenza di AF
- C1 = condensatore di sintonia
- C2 = condensatore di fuga
- L1 = bobina di sintonia
- T1 = trasformatore di modulazione, con avvolgimento primario adatto all'impedenza del transistor di BF e avvolgimento secondario adatto all'impedenza del transistor di AF.



Comunque, anche se questo sistema viene impiegato per piccoli trasmettitori da pochi milliwatt, non è conveniente quando si desiderano realizzare dei trasmettitori di una certa potenza, per cui noi lo abbiamo presentato soltanto per pura curiosità.

## MODULAZIONE DI COLLETORE

Il tipo di modulazione preferito per tutti i rice-trasmettitori che, oltre alla potenza, debbono presentare certe doti di qualità, è quello che si ottiene utilizzando un trasformatore di modulazione. Nella fig. 5 vi presentiamo uno schema di uno stadio finale di AF (TR1) modulato di collettore.

I vantaggi che questo sistema di modulazione presenta possono essere così riassunti:

1. possibilità di adattare in modo perfetto l'impedenza del secondario del trasformatore di modulazione alle caratteristiche del transistor finale di AF, quindi metterlo nelle condizioni migliori di modulare al 100% il segnale AF senza introdurre nessuna distorsione.
2. Possibilità di impiegare come amplificatore di BF qualsiasi circuito, purché l'avvolgimento primario di T1 risulti idoneo al transistor finale BF.

Gli svantaggi in pratica non esistono, se non vogliamo considerare svantaggio il fatto che il transistor finale di BF (TR2) deve erogare una potenza pari a quella dello stadio finale di AF (TR1).

Per la realizzazione pratica di questo circuito occorre tener presente qualche piccolo particolare. Primo: il nucleo del trasformatore T1 deve possedere un nucleo di potenza almeno doppia rispetto alla potenza erogata da TR2. Inoltre l'avvolgimento secondario dovrà essere avvolto con filo di diametro superiore alla corrente massima assorbita da TR1, in modo da ridurre al minimo la caduta di tensione introdotta dalla resistenza ohmmica di tale avvolgimento, che potrebbe ridurre notevolmente la potenza del transistor finale di AF. Ammettendo infatti che ai capi di T1 si abbia una caduta di 2 volt, se il trasmettitore viene alimentato a 9 volt sul collettore di TR1 avremo soltanto 7 volt, quindi una riduzione notevole della potenza totale che si potrebbe invece ottenere se a TR1 giungessero 9 volt.

Lo stesso dicasi per l'impedenza di alta frequenza JAF1; in questi casi consigliamo i tipi avvolti su nuclei in ferrosilicio, vedi ad esempio le Philips tipo VK 200.10/3B (numero catalogo 4312.020.36630) provviste di sole 2 spire avvolte con filo di diametro notevole e quindi con resistenza ohmmica nulla.

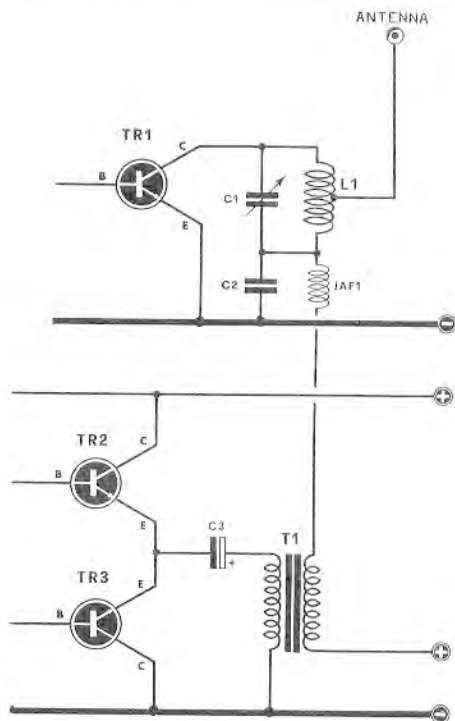


Fig. 6. Modulazione di collettore con stadio finale di BF in single-ended. Questo sistema di modulazione consente di impiegare dei trasformatori di modulazione di basso costo, richiedendo un avvolgimento primario a poche spire (impedenza 4-8 ohm). In trasmettitori di potenza, presenta lo svantaggio di richiedere per l'alimentazione dello stadio di BF una tensione doppia rispetto ad uno stadio finale di push-pull, per poter erogare una identica potenza di BF.

TR1 = transistor finale di AF

TR2-TR3 = transistor finali di BF in single-ended

C1 = condensatore di sintonia

C2 = condensatore di fuga

C3 = condensatore di uscita BF

JAF1 = impedenza di AF

L1 = bobina di sintonia

T1 = trasformatore di modulazione con primario a 4-8 ohm d'impedenza e con secondario adatto all'impedenza del transistor finale AF.

## MODULAZIONE DI COLLETTORE CON SINGLE ENDED

Poiché l'amplificatore di BF che viene impiegato come stadio modulatore deve erogare una potenza pari a quella erogata dallo stadio finale di AF, se il trasmettitore ha una potenza di 10 o più watt logicamente occorrerà abbandonare i comuni amplificatori costituiti da un solo transistor in classe A per quelli in push-pull composti da due transistor di potenza lavoranti in classe AB.

Normalmente oggi per tutti gli amplificatori transistorizzati di potenza si preferisce il single-ended, in quanto è possibile collegare direttamente sull'uscita di tale amplificatore l'altoparlante, risparmiando così un costoso trasformatore di accoppiamento.

Questi amplificatori possono essere convenientemente impiegati in un trasmettitore, collegando però, come vedesi in fig. 6, il solito trasformatore di modulazione, indicato nello schema con la sigla T1. Ovviamente in questi casi il primario di tale trasformatore avrà un'impedenza di 4-8 ohm a seconda dell'amplificatore scelto ed il secondario presenterà invece una impedenza determinata dalla tensione di alimentazione e dalla corrente assorbita dallo stadio finale di AF.

Ad esempio, se il transistor finale AF è alimentato a 12 volt e assorbe 0,5 Amper, l'impedenza richiesta per l'avvolgimento secondario risulta  $12 : 0,5 = 24$  ohm.

I vantaggi che si hanno scegliendo come amplificatore uno con uscita a single-ended sono i seguenti:

1. facilità di realizzare il trasformatore di modulazione, dovendo questo disporre di un solo avvolgimento primario a basso numero di spire, in quanto l'impedenza non supera mai gli 8 ohm.
2. Possibilità di modulare al 100% anche trasmettitori di elevata potenza, riuscendo con pochi componenti a realizzare anche ottimi amplificatori BF in grado di erogare 20-30-100 watt.

Unico svantaggio del single-ended è quello di richiedere per l'amplificatore una tensione alquanto elevata per poter erogare una certa potenza; quindi, nel caso si desideri realizzare un trasmettitore da alimentare con i 12 volt di una batteria da auto, con un single-ended non si riescono ad ottenere più di 6-8 watt. Quindi con tali tensioni può essere utilizzato soltanto per trasmettitori che non superino come potenza di AF gli 8 watt.

Se invece si realizza un trasmettitore alimentato a rete luce, senza quindi problemi di tensioni, potendo a nostro piacimento disporre di 24-30 o

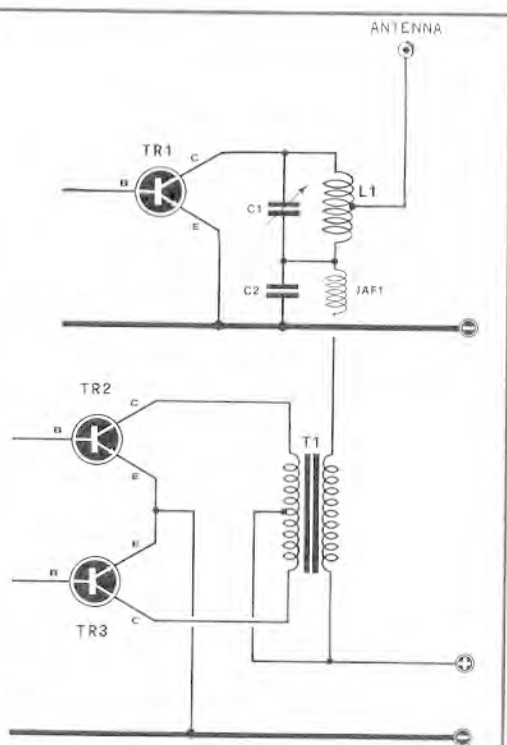


Fig. 7. Modulazione di collettore con stadio finale di BF in push-pull.

Questo sistema di modulazione è quello comunemente impiegato per trasmettitori di potenza funzionanti a basso voltaggio (12-15 volt) in quanto lo stadio finale in push-pull è in grado di erogare, con basse tensioni, potenze elevate. L'unico svantaggio che presenta tale circuito consiste nel trasformatore di modulazione: questo deve possedere un'avvolgimento primario bilanciato, quindi occorrerà avvolgerlo con filo bifilare.

TR1 = transistor finale di AF

TR2-TR3 = transistor finale di BF in push-pull

C1 = condensatore di sintonia

C2 = condensatore di fuga

JAF1 = impedenza di AF

L1 = bobina di sintonia

T1 = trasformatore di modulazione con un primario ad avvolgimenti bilanciati ed un secondario con un rapporto spire utile a permettere un carico adatto all'impedenza del transistor finale di AF.

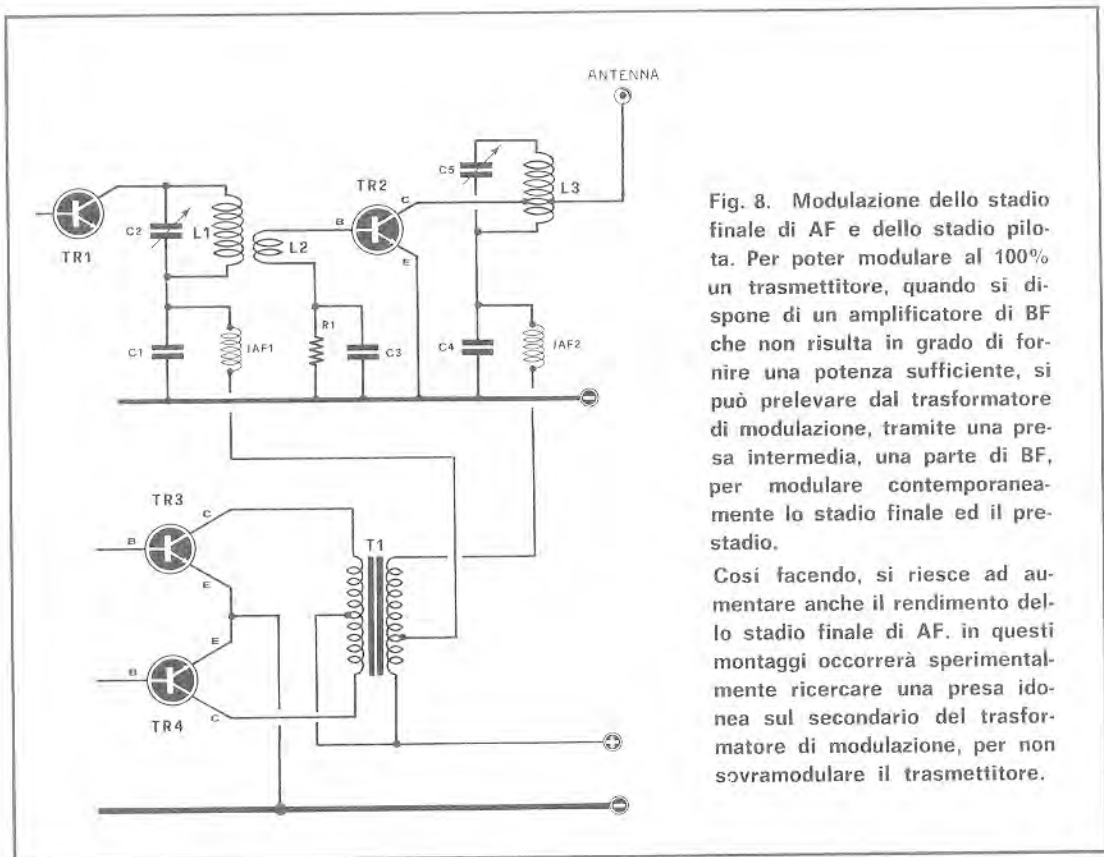


Fig. 8. Modulazione dello stadio finale di AF e dello stadio pilota. Per poter modulare al 100% un trasmettitore, quando si dispone di un amplificatore di BF che non risulta in grado di fornire una potenza sufficiente, si può prelevare dal trasformatore di modulazione, tramite una presa intermedia, una parte di BF, per modulare contemporaneamente lo stadio finale ed il pre-stadio.

Così facendo, si riesce ad aumentare anche il rendimento dello stadio finale di AF. In questi montaggi occorrerà sperimentalmente ricercare una presa idonea sul secondario del trasformatore di modulazione, per non sovrarmodulare il trasmettitore.

50 volt, allora il single-ended è molto vantaggioso per la facilità di costruzione del trasformatore di modulazione.

Facciamo presente al lettore che il nucleo di T1 dovrà risultare di potenza doppia rispetto alla potenza massima erogata dall'amplificatore; così, se si ha un amplificatore che eroga 15 watt, il nucleo andrà scelto almeno da 30 watt, meglio ancora se da 40 watt. Valgono inoltre le stesse considerazioni già precedentemente accennate per quanto riguarda il secondario di T1 e l'impedenza di AF, JAF1, cioè utilizzare filo di grosso diametro per ridurre la resistenza ohmica dell'avvolgimento onde ridurre al minimo la caduta di tensione.

#### MODULAZIONE DI COLLETTORE CON PUSH-PULL

Quando si desidera realizzare un trasmettitore di elevata potenza — 10-15 watt — da alimentare a bassa tensione — 9 o 12 volt —, risulta allora indispensabile preferire al single-ended il normale stadio amplificatore in push-pull visibile in

fig. 7. Infatti, se noi con 12 volt a disposizione avessimo un amplificatore in single-ended, i due transistor lavorerebbero con una tensione di collettore di soli 6 volt (la tensione totale di alimentazione viene dimezzata per ogni transistor); se invece realizziamo un push-pull utilizzando un trasformatore composto da un avvolgimento con presa centrale, come vedesi in fig. 7, i due transistor funzionano con una tensione di collettore di 12 volt cadauno. Per questo motivo con un push-pull si ottiene maggior potenza di BF, pur utilizzando una tensione inferiore a quella che impiegheremmo con un single-ended (la stessa potenza con un single-ended si otterrebbe in questo caso alimentandolo a 24 volt).

I vantaggi del push-pull potrebbero essere così riassunti:

1. possibilità di ottenere elevate potenze di BF, pur utilizzando basse tensioni di alimentazione;
2. ottimo rendimento e facilità di modulare al 100% senza distorsione trasmettitori di potenza.

Dobbiamo però contrapporre a questi vantaggi un inconveniente che non va sottovalutato: il co-

sto del trasformatore di modulazione. Infatti, per ottenere un perfetto funzionamento dell'amplificatore occorre che l'avvolgimento primario risulti realizzato con precise caratteristiche. Non è cioè possibile, come si potrebbe supporre, avvolgere il numero di spire richiesto eseguendo una presa al centro. Così facendo, le spire che si trovano più vicine al nucleo, essendo di diametro inferiore rispetto alle spire esterne, avranno una resistenza ohmmica diversa e quindi ai capi dei due collettori si avrà una tensione diversa; un transistor, ad esempio, può risultare alimentato a 11,9 volt ed un altro a 10,7 volt. Questo non solo ci porterà ad avere un transistor che amplifica di più e ad ottenere quindi una sinusoide asimmetrica (distorzione), ma può anche succedere che un transistor si riscaldi notevolmente più dell'altro.

Quindi, ammettendo che il primario richiede 100 spire con presa centrale, noi dovremo avvolgere con filo bifilare (cioè due fili appaiati) 50 spire. Solo in questo modo i due avvolgimenti risultano simmetrici, cioè uguale lunghezza di filo per le due sezioni dei transistor, uguale resistenza ohmmica e quindi uguale amplificazione ed uguale assorbimento da parte dei due transistor finali.

L'avvolgimento secondario potrà essere avvolto sopra al primario, come si usa normalmente fare con qualsiasi trasformatore, impiegando però del filo di diametro elevato per ridurre la resistenza ohmmica e quindi limitare la caduta di tensione sul collettore di TR1, cioè sul transistor finale amplificatore di AF.

### MODULAZIONE DEL PRESTADIO E FINALE DI AF

È possibile modulare, oltre allo stadio finale di AF, anche il pre-stadio (nel caso il trasmettitore fosse composto da uno stadio oscillatore + uno stadio preamplificatore di AF + un finale di potenza), in modo da poter, con un amplificatore di BF che eroga una potenza inferiore rispetto a quella di AF erogata dallo stadio finale, modulare il segnale di AF al 100%.

Lo schema mostrato in fig. 8 non si differenzia sostanzialmente da quello presentato in fig. 7 se non per una presa intermedia sul secondario del trasformatore T1, che verrà sfruttata per alimentare lo stadio pilota, indicato nello schema con la sigla TR1.

In pratica l'avvolgimento totale del secondario di T1 verrà calcolato per l'impedenza adatta al transistor finale TR2; poi, sul trasformatore, verrà effettuata una presa ad  $1/3$  o ad  $1/2$  dell'avvol-

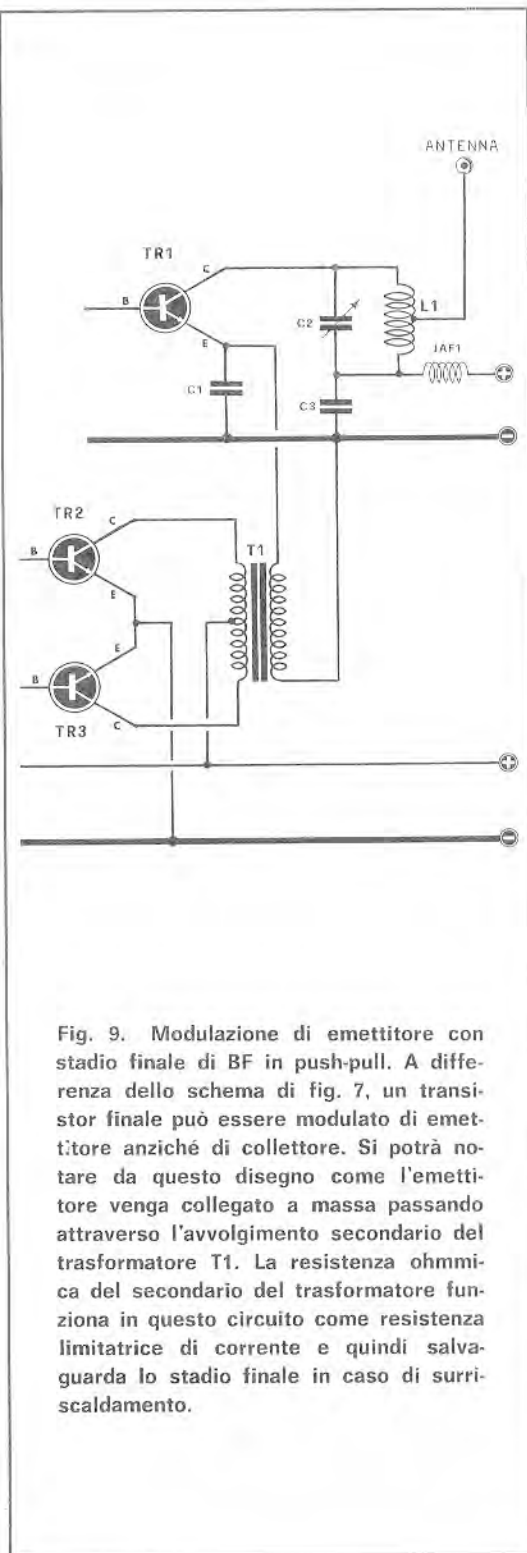


Fig. 9. Modulazione di emettitore con stadio finale di BF in push-pull. A differenza dello schema di fig. 7, un transistor finale può essere modulato di emettitore anziché di collettore. Si potrà notare da questo disegno come l'emettitore venga collegato a massa passando attraverso l'avvolgimento secondario del trasformatore T1. La resistenza ohmmica del secondario del trasformatore funziona in questo circuito come resistenza limitatrice di corrente e quindi salvaguarda lo stadio finale in caso di surriscaldamento.

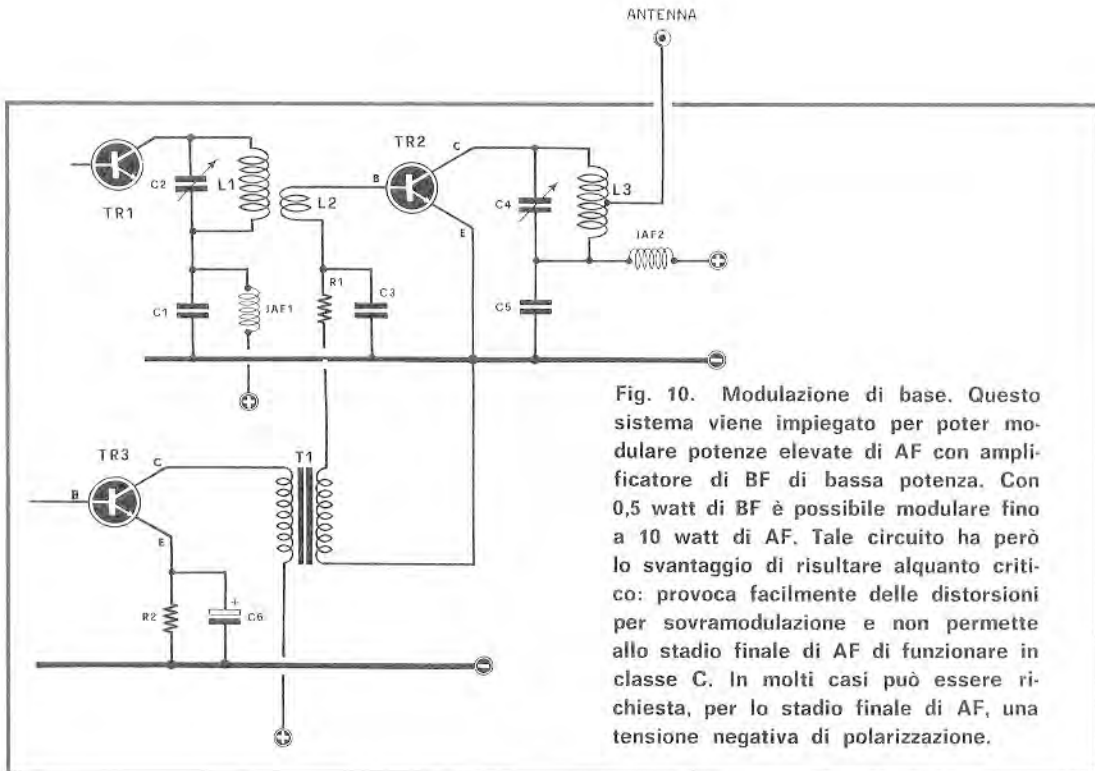


Fig. 10. Modulazione di base. Questo sistema viene impiegato per poter modulare potenze elevate di AF con amplificatore di BF di bassa potenza. Con 0,5 watt di BF è possibile modulare fino a 10 watt di AF. Tale circuito ha però lo svantaggio di risultare alquanto critico: provoca facilmente delle distorsioni per sovr modulazione e non permette allo stadio finale di AF di funzionare in classe C. In molti casi può essere richiesta, per lo stadio finale di AF, una tensione negativa di polarizzazione.

gimento totale e su tale presa verrà collegata l'impedenza di AF (JAF1) che alimenta lo stadio pilota TR1. I vantaggi che si ottengono da tale sistema sono:

1. possibilità di modulare al 100% un trasmettitore di potenza pur avendo a disposizione un amplificatore di BF che eroga una potenza inferiore a quella richiesta.
2. Possibilità di adottare tale schema per qualsiasi altro tipo di amplificatore, ad esempio con un single-ended, etc.
3. Possibilità di impiegare questo sistema anche in trasmettitori modulati di emettitori anziché di collettore.
4. Possibilità di aumentare il rendimento dello stadio finale, in quanto si aumenta la potenza di pilotaggio del prestadio in fase di modulazione.

Esiste con questo sistema un solo svantaggio, quello di trovare sperimentalmente una presa idonea sul secondario del trasformatore T1 per non saturare il prestadio e quindi introdurre distorsioni (normalmente quando si costruisce tale trasformatore è consigliabile fare su questo diverse prese, onde scegliere la più idonea).

A questo si deve aggiungere che il filo da utilizzare per il secondario dovrà essere di diametro adatto a lasciar scorrere, oltre alla corrente assorbita dallo stadio finale, anche quella del prestadio.

## MODULAZIONE DI EMETTITORE

In fig. 9 vi presentiamo invece uno stadio finale di AF modulato di emettitore anziché di collettore. Si noterà infatti che il secondario del trasformatore T1, anziché risultare collegato in serie all'alimentazione di collettore, risulta applicato tra emettitore e massa.

In pratica l'unico vantaggio di tale sistema potrebbe essere quello di aver applicata in serie all'emettitore una resistenza (costituita dall'avvolgimento del secondario di T1) che agisce da limitatrice di corrente e quindi protegge il transistor in caso di surriscaldamento.

Anche per questo tipo di modulazione il trasformatore dovrà avere un nucleo di potenza notevolmente superiore alla potenza erogata dall'amplificatore di BF. Inoltre l'avvolgimento secondario dovrà essere avvolto con filo di spessore alquanto elevato, per non superare una resistenza ohmica massima di 1 ohm. La potenza richiesta dall'amplificatore dovrà risultare pari a quella erogata dallo stadio finale di AF per poter ottenere una modulazione del 100%.

## MODULAZIONE DI BASE

In ricetrasmittitori portatili dove esiste il problema dello spazio, può in certi casi risultare impossibile applicare un grosso trasformatore di mo-



dulazione, specialmente se si realizzano trasmettitori da 2-3 watt di potenza. In questi casi è allora comodo modulare lo stadio finale di AF di base anziché di collettore o emettitore. Modulando di base si ha il vantaggio di poter utilizzare degli amplificatori di BF di potenza veramente esigua.

Tanto per fare un esempio, con 0,5 watt di BF è possibile modulare uno stadio finale di AF da 10 watt.

Tale sistema di modulazione (fig. 10), salvo il vantaggio di poter modulare potenze elevate con piccoli amplificatori di BF, presenta non pochi svantaggi, che possiamo così riassumere:

1. possibilità di sovramodulare lo stadio finale e quindi introdurre una elevata distorsione;
2. facilità di autooscillazione dello stadio finale;
3. necessità di dover polarizzare la base con una tensione negativa fissa, in modo da far lavorare lo stadio finale in classe B anziché in classe C (necessità indispensabile per finali di potenza).

In pratica, per gli inconvenienti sopra riportati, si utilizza tale sistema preferibilmente quando si

desiderano realizzare trasmettitori di dimensioni notevolmente ridotte, in quanto il trasformatore di modulazione ha dimensioni microscopiche, non superando mai la potenza di mezzo watt.

## IL MODULATORE

Qualsiasi amplificatore di BF può essere impiegato come modulatore. Occorre precisare che esso non ha necessità di risultare ad alta fedeltà, in quanto la banda passante di un qualsiasi ricevitore supereterodina in AM non supera mai i 9.000 Hz; risulterebbe quindi praticamente inutile cercare di realizzare degli amplificatori Hi-Fi da impiegare come modulatori per trasmettitori in AM.

Nella realizzazione di un modulatore occorre tenere presente soltanto che esso risulti in grado di erogare una potenza in watt che non sia inferiore alla metà della potenza erogata dallo stadio finale AF; meglio ancora se il modulatore ha una uguale potenza.

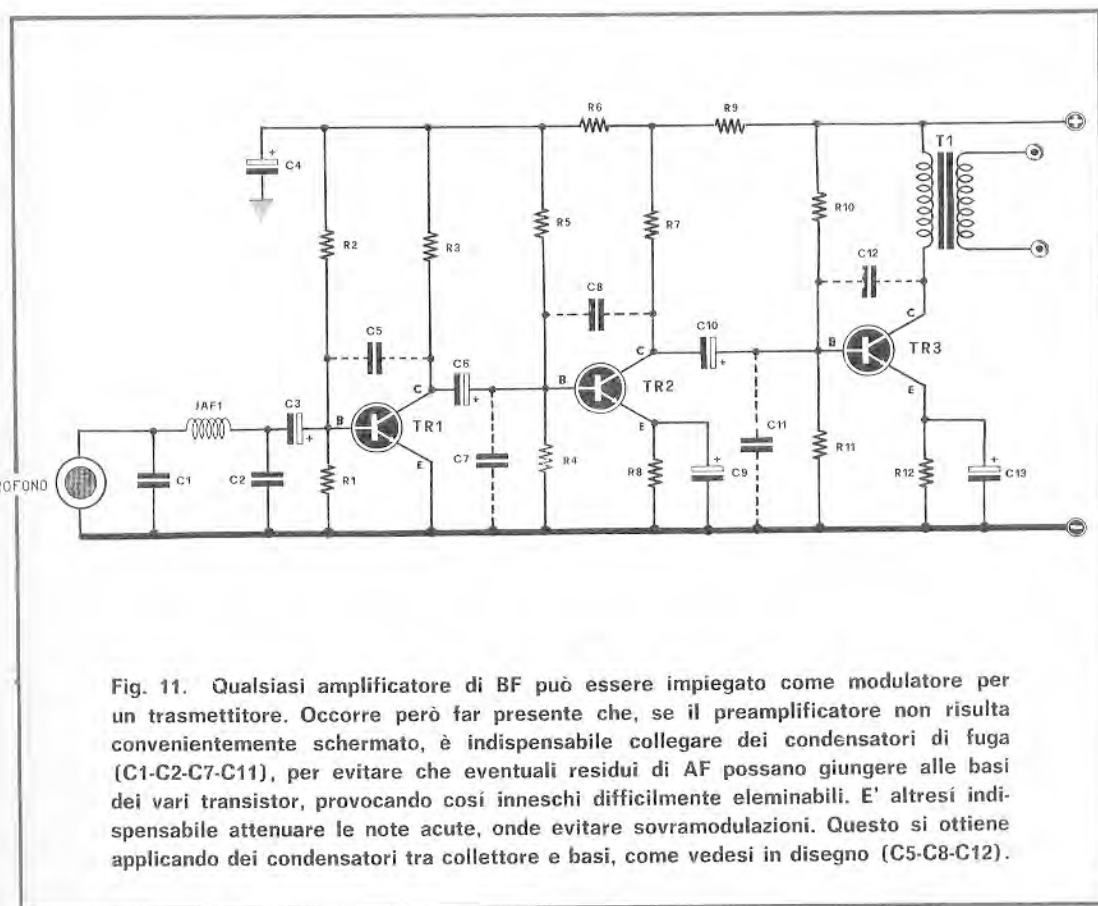


Fig. 11. Qualsiasi amplificatore di BF può essere impiegato come modulatore per un trasmettitore. Occorre però far presente che, se il preamplificatore non risulta convenientemente schermato, è indispensabile collegare dei condensatori di fuga (C1-C2-C7-C11), per evitare che eventuali residui di AF possano giungere alle basi dei vari transistor, provocando così inneschi difficilmente eliminabili. E' altresì indispensabile attenuare le note acute, onde evitare sovramodulazioni. Questo si ottiene applicando dei condensatori tra collettore e basi, come vedi in disegno (C5-C8-C12).

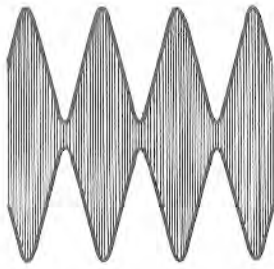


Fig. 12 A. Segnale di AF modulato al 100%. Pur risultando la potenza dello stadio di AF nettamente inferiore a quella dello stadio di destra (fig. 12 D), l'ampiezza del segnale irradiato sull'antenna risulta quasi analoga.

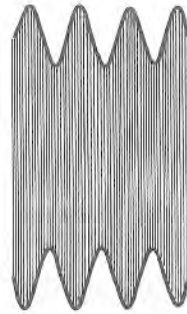


Fig. 12 D. Segnale di AF di potenza superiore a quello di sinistra, ma modulato al 30%. Se tale portante AF fosse modulata al 100%, l'ampiezza del segnale risulterebbe raddoppiata.

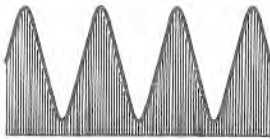


Fig. 12 B. Lo stesso segnale di AF presenta sullo stadio rivelatore del ricevitore. In questo segnale è ancora presente la componente di AF che verrà poi eliminata prima che il segnale giunga al potenziometro di volume per essere amplificato in bassa frequenza.

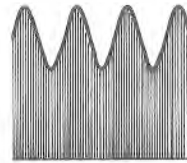


Fig. 12 E. Segnale di BF rivelato da una portante modulata al 30%. Paragonandolo a quello di sinistra (fig. 12 B), si noterà che, pur avendo il segnale di AF uguale ampiezza, la sinusoidi di bassa frequenza è inferiore a quella del trasmettitore di minor potenza.

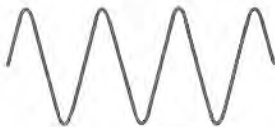


Fig. 12 C. Segnale di BF rivelato, ottenuto da una portante di AF modulata al 100%. Sebbene il segnale di AF risulti di potenza inferiore a quello di destra (fig. 12 D), il segnale di BF ha un'ampiezza superiore; quindi, chi lo riceve, potrebbe dedurre che l'emittente sia di potenza superiore, anche se in pratica questo non corrisponde a verità.



Fig. 12 F. Infatti il segnale di BF ottenuto da una simile portante AF avrà un'ampiezza nettamente inferiore rispetto a quella visibile in fig. 12 C. In pratica occorre sempre cercare di modulare un segnale di AF al 100%, non solo perché così se ne aumenta la portata, ma anche perché in ricezione il segnale di BF risulterà di potenza superiore.

Occorre inoltre aggiungere che, installando un amplificatore di BF vicino ad uno stadio di AF, se l'antenna non risulta accordata in modo perfetto avremo dell'alta frequenza riflessa che potrebbe essere captata dagli stadi preamplificatori di BF e quindi provocare fastidiosi inneschi. Consigliamo quindi di racchiudere sempre lo stadio preamplificatore entro una scatola metallica, in modo che il tutto risulti schermato. Inoltre, come vedesi in fig. 11, può risultare indispensabile applicare tra base e massa di ogni stadio dei condensatori di fuga C2-C7-C11 da 220-470 pF., in modo da scaricare a massa qualsiasi residuo di AF.

Sul primo stadio preamplificatore, specialmente per trasmettitori di potenza, occorre sempre interporre tra il cavo del microfono e la base del transistor un filtro di AF, costituito, come vedesi in fig. 11, da una qualsiasi impedenza di AF (JAF1) e da due condensatori di fuga C1-C2, sempre da 220-470 pF. Inoltre, l'amplificatore che utilizzeremo come modulatore, se impiegheremo come microfono un piezoelettrico, dovrà attenuare le note acute e accentuare le note basse, in modo da ottenere una profondità di modulazione unifor-

me, sia in presenza di suoni acuti come di quelli gravi. Infatti non va dimenticato che questi microfoni hanno la caratteristica di fornire un segnale più intenso sugli acuti che sui bassi, per cui si potrà avere una modulazione scarsa sui bassi ed una sovr modulazione per gli acuti. Quindi l'amplificatore deve presentare la caratteristica di amplificare maggiormente le note basse ed attenuare invece quelle acute.

Questo si ottiene con estrema facilità applicando tra collettore e base dei vari stadi preamplificatori dei condensatori da 470-1000 pF. (vedi C5-C8-C12 in fig. 11).

Ricapitolando, le caratteristiche di un amplificatore da utilizzare come modulatore debbono risultare le seguenti:

1. fornire in uscita una potenza pari alla potenza dello stadio finale di AF: così, se noi abbiamo un trasmettitore da 1 watt « output » (cioè potenza reale irradiata dall'antenna), anche l'amplificatore dovrà essere in grado di fornire in uscita una potenza da 1 watt BF.
2. L'amplificatore deve avere maggior sensibilità sulle note basse che sulle acute: cioè, se per

8

## UNA ECCEZIONALE PUBBLICAZIONE



per i tecnici e gli appassionati dell'alta fedeltà, della stereofonia e della diffusione sonora. Una raccolta di schemi, per lo più inediti in Italia, di apparecchiature elettroniche a tubi, a transistors, a circuiti integrati.

■ Preamplificatori per giradischi, micro, nastro, strumenti musicali.

■ Unità di potenza da 2 a 200 Watt

■ Casse acustiche da 10 a 200 Watt

■ Giochi di luci ed effetti psichedelici

Un'opera senza precedenti assolutamente indispensabile per chi opera nel campo della bassa frequenza.

**RICHIEDETELA SUBITO alla HIRTEL** Costruzioni Elettroniche Corso Francia, 30 TORINO  
**INVIANDO UN VAGLIA POSTALE DI L.3.750** (comprese spese di porto)  
 riceverete in omaggio lo splendido catalogo HIRTEL HI-FI stereo 1971.

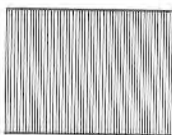


Fig. 13. Se avete un oscilloscopio, prelevando dalla MF di un ricevitore un segnale di AF privo di modulazione apparirà sullo schermo dell'oscilloscopio un segnale rettangolare come quello indicato in figura. L'ampiezza verticale aumenterà all'aumentare della potenza, quindi tale controllo potrebbe risultare utile anche per la taratura del trasmettitore.

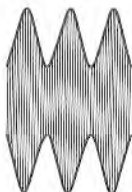


Fig. 14. Se moduliamo il segnale di AF con una frequenza di 1.000 Hz (prelevata da un oscillatore di BF applicato al posto del microfono) al 40-50%, noteremo che il segnale di AF aumenterà di ampiezza, confermandoci che la potenza irradiata subirà anch'essa un aumento. La potenza però si raddoppia soltanto nel caso che la modulazione riesca a raggiungere una percentuale del 100%.

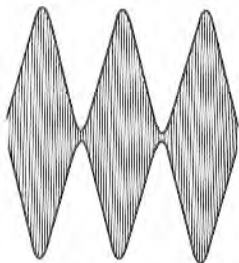


Fig. 15. Quando la potenza di BF è tale da riuscire a modulare al 100% il segnale di AF, potremo notare sull'oscilloscopio che l'ampiezza del segnale ricevuto aumenta quasi del doppio rispetto a quella del segnale di AF privo di modulazione (vedi fig. 13). In un trasmettitore occorre sempre cercare di ottenere tale limite consentito, poiché è solo in queste condizioni che si ottiene il massimo rendimento del trasmettitore.

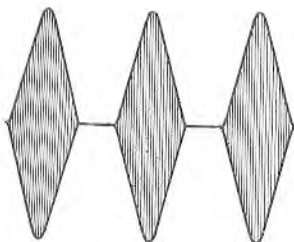


Fig. 16. Se la percentuale di modulazione supera il 100%, si ottiene la cosiddetta « sovr modulazione ». Un segnale sovr modulato si presenta sullo schermo dell'oscilloscopio come quello visibile in disegno, cioè al centro le varie semionde risultano spezzate. In ricezione un segnale sovr modulato risulta notevolmente distorto, tanto da rendere incomprensibili le parole.

ottenere 1 watt a 100 Hz sono necessari 10 millivolt, sugli 8.000 Hz sarà bene desensibilizzare l'amplificatore, in modo che risultino necessari 100 millivolt per ottenere l'identica potenza.

3. Possedere dei condensatori di fuga sulle basi dei transistor, in modo da evitare che residui di AF possano essere amplificati e miscelati con i segnali di BF del microfono, provocando così degli inneschi, con il risultato di ottenere poi un segnale incomprensibile, pieno di fischi e notevolmente distorto.

## LA PROFONDITA' DI MODULAZIONE

Si legge in ogni manuale di trasmissione che la portata kilomtrica di una trasmittente è proporzionale alla potenza di AF disponibile. Ciò non è errato ed è facile comprendere come un trasmettitore da 100 watt abbia la possibilità di raggiungere una portata che quello da 1 watt non potrà mai raggiungere.

Dobbiamo però affermare, e la pratica ce lo ha confermato, che un trasmettitore da 1 watt, se ben tarato e ben modulato, può raggiungere la stessa portata di uno da 10 watt tarato con troppa facilità.

Si potrebbe quindi affermare che la potenza è importante per arrivare lontano, ma ancor più importanti sono una perfetta taratura dell'impedenza dell'antenna irradiante ed un'ottima modulazione.

In pratica, se un segnale di AF viene modulato al 100%, la potenza irradiata dall'antenna aumenta di circa il 100%, per cui, se noi abbiamo ad esempio un trasmettitore da 1 watt modulato al 100%, si otterrà in pratica un segnale di potenza quasi doppia, cioè 2 watt; se prendiamo invece un trasmettitore da 5 watt modulato al 20%, otteniamo un segnale di potenza pari a 6 watt; in ricezione, però, quando il segnale verrà rivelato (fig. 12), noi otterremo in pratica un'audizione di BF più potente dal trasmettitore da 1 watt che da quello da 5 watt, perché, come vedesi nel disegno, risulta essere più ampio il segnale di BF rivelato dal trasmettitore da 1 watt di quello rivelato dal trasmettitore da 5 watt. A orecchio ci sembrerà quindi più potente la trasmittente più debole, anche se in verità l'S-meter (misuratore presente sul ricevitore che indica l'intensità del segnale AF) ci indicherebbe la diversità della potenza AF esistente tra i due segnali.

Ci chiederete, a questo punto, come è possibile controllare se un segnale di AF risulta modulato al 100%.

Una prima risposta ci sarà data dal modulatore: se questo è in grado di fornire una potenza di BF

pari a quella erogata dal trasmettitore, noi possiamo essere certi di raggiungere la percentuale voluta. La seconda, la più precisa, ce la darà un oscillografo, ammesso che ne siamo in possesso.

Il segnale da applicare all'oscillografo verrà preferibilmente prelevato da un ricevitore sul secondario della prima MF. Così facendo noi avremo un segnale già convertito alla frequenza di 470 KHz e quindi qualsiasi oscillografo, anche di BF, servirà allo scopo.

In assenza di modulazione, sullo schermo dell'oscillografo apparirà una traccia come visibile in fig. 13, cioè un rettangolo, la cui altezza risulterà proporzionale alla potenza del trasmettitore.

Se noi ora nel trasmettitore sostituiamo il microfono con un segnale da 1.000 Hz prelevato da un qualsiasi oscillatore di BF, noteremo che, modulando ad esempio al 50%, l'ampiezza del segnale di AF aumenterà (vedi fig. 14), riproducendo sulle due estremità del segnale la sinusoide della bassa frequenza.

Se aumentiamo ancora la potenza del segnale di BF, arriveremo ad ottenere un segnale come visibile in fig. 15, cioè di ampiezza doppia rispetto al segnale privo di modulazione (vedi fig. 13). In queste condizioni noi abbiamo una modulazione con una profondità del 100%, la sola che ci permetterà di raddoppiare la potenza di AF senza introdurre nessuna distorsione.

Se aumentiamo ancora la potenza d'uscita dell'amplificatore di BF, e superiamo così la potenza erogata dallo stadio finale di AF, noi otteniamo una SOVRAMODULAZIONE e sullo schermo dell'oscillografo vedremo un segnale che risulterà simile a quello visibile in fig. 16; al centro, cioè, le varie semionde risulteranno spezzate. In queste condizioni, nel ricevitore l'onda rivelata, anziché risultare uniformemente sinusoidale, si presenterà sotto forma di onda trapezoidale; ciò significa distorsione e quindi suoni e parole incomprensibili.

Il potenziometro di volume installato nell'amplificatore non avrà più, quindi, la funzione di « CONTROLLO DEL VOLUME SONORO », bensì quella di « CONTROLLO DELLA PROFONDITA' DI MODULAZIONE »; esso andrà cioè regolato una volta per sempre, onde ottenere in base alla sensibilità del microfono da noi impiegato una profondità di modulazione del 90 o 100%. Se tale controllo verrà regolato in una posizione inferiore a quella richiesta, otterremo una « modulazione insufficiente » (fig. 14); se esagereremo, aumentandoci notevolmente il volume, otterremo una « sovrामodulazione » (fig. 16), cioè un segnale distorto, che, quando verrà captato dal ricevitore, risulterà incomprensibile.