

# I PARAMETRI “Y” E GLI AMPLIFICATORI A BANDA STRETTA PARTE SECONDA: PRATICA COSTRUTTIVA

## Prerequisiti:

Oltre le comuni leggi dell'Elettrotecnica e dell'Elettronica è necessario avere: Conoscenza della teoria dei quadripoli e dei parametri che li caratterizzano. Conoscenza dei concetti di base che si riferiscono alla polarizzazione, all'amplificazione ed ai circuiti equivalenti. Conoscenza dei circuiti risonanti e della teoria dei numeri complessi. Conoscenza dei rapporti di trasformazione. Conoscenza del calcolo di un Amplificatore di tensione. Conoscenza dei parametri “Y”

## Obiettivi:

Essere in grado di impostare il calcolo e di progettare un amplificatore selettivo.

## 01). GENERALITA'

Abbiamo già visto nella prima parte come il transistor, quando è utilizzato per amplificare segnali in Alta Frequenza, non può essere più schematizzato mediante i comuni parametri ibridi h, perché questi, essendo considerati reali, non possono rappresentare i fenomeni reattivi in gioco.

Abbiamo visto anche che l'equivalenza di un transistor ai parametri “Y” è più pertinente agli effetti reattivi che si producono al suo interno e che il metodo più semplice per realizzare praticamente un amplificatore selettivo è quello di utilizzare i **circuiti risonanti**.

*Abbiamo anche definito **le tre relazioni fondamentali necessarie** alla progettazione dell'amplificatore.*

Le riportiamo:

$$1) \quad B = \frac{f_0}{Q} \quad (01)$$

Questa è la relazione che lega tra loro la frequenza selezionata  $f_0$ , la banda passante  $B$  e la bontà del circuito risonante  $Q$ .

$$2) \quad A = -\frac{\bar{y}_{fe}}{\bar{y}_t} \quad (02)$$

che può anche scriversi:  $A = -\bar{y}_{fe} \cdot \bar{Z}_t$  (che rassomiglia tanto alla  $A = -g_m \cdot \bar{Z}_t$  dei tubi a vuoto).

Questa è l'espressione che fornisce l'amplificazione  $A$  dello stadio mediante i parametri “Y”.

$$3) \quad G_1 \cdot G_2 = 2 \cdot |y_{fe} \cdot y_{re}| \quad (03)$$

che determina l'importante "**condizione di stabilità**" dello stadio amplificatore contro le autooscillazioni:

In questa espressione,  $G_1$  e  $G_2$  rappresentano le parti reali, ossia le conduttanze totali di ingresso e di uscita dell'amplificatore, alla risonanza.

*Le relazioni (01), (02) e (03), insieme alle note formule per la polarizzazione, sono sufficienti a progettare completamente uno stadio amplificatore selettivo.*

## 02). ESEMPI DI CALCOLO

Un primo esempio di calcolo renderà più chiari gli argomenti, *apparentemente un po' ostici*, che abbiamo trattato finora. Analizziamo, quindi, e approfondiamo i concetti fin qui espressi tramite un'applicazione pratica, dove *diventa evidente il problema della stabilità*.

### Esempio di calcolo di uno stadio amplificatore a frequenza intermedia

Vogliamo realizzare uno stadio di media frequenza a  $f_0 = 480\text{Kc/s}$  con una banda passante  $B$  di  $10\text{Kc/s}$ , ed un solo circuito accordato in uscita (Fig.04).

Viene utilizzato il transistor al germanio PNP AF121. La bobina ha un'induttanza  $L = 167 \mu\text{H}$  con un  $Q_v = 130$  ( $Q$  a vuoto).

Nel punto di lavoro,  $V_{CE} = -5\text{V}$ ,  $I_C = -2\text{mA}$ , stabilito in precedenza e non necessario nel nostro calcolo, abbiamo i seguenti valori parametrici:

$$g_{ie} = 0,8 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}; \quad C_{ie} = 45\text{pF}; \quad g_{oe} = 0,8 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}; \quad C_{oe} = 2,7\text{pF};$$

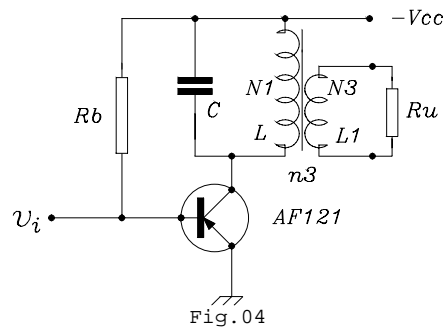
$$|Y_{re}| = 1,7 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}; \quad |Y_{fe}| = 73 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1};$$

Supponiamo che il valore del carico  $R_u$  su cui si riversa il segnale sia uguale a  $3000\Omega$ .

<b>AF121</b>			
CHARACTERISTICS		T <sub>amb</sub> = 25 °C unless otherwise specified	
<b>Collector cut-off current</b>			
I <sub>E</sub> = 0; -V <sub>CB</sub> = 10 V	-I <sub>CBO</sub>	typ.	1.2 μA
I <sub>E</sub> = 0; -V <sub>CB</sub> = 10 V; T <sub>J</sub> = 75 °C	-I <sub>CBO</sub>	<	8 μA
I <sub>E</sub> = 0; -V <sub>CB</sub> = 10 V; T <sub>J</sub> = 75 °C	-I <sub>CBO</sub>	<	150 μA
<b>Base current</b>			
-I <sub>C</sub> = 3 mA; -V <sub>CE</sub> = 10 V	-I <sub>B</sub>	typ.	40 μA
-I <sub>C</sub> = 3 mA; -V <sub>CE</sub> = 10 V	-I <sub>B</sub>	<	100 μA
<b>Base-emitter voltage</b>			
-I <sub>C</sub> = 3 mA; -V <sub>CE</sub> = 10 V	-V <sub>BE</sub>	typ.	320 mV
-I <sub>C</sub> = 3 mA; -V <sub>CE</sub> = 10 V	-V <sub>BE</sub>		280 to 380 mV
<b>Feedback capacitance at f = 0.45 MHz</b>			
-I <sub>C</sub> = 1 mA; -V <sub>CE</sub> = 10 V	-C <sub>re</sub>	typ.	450 (pF <sup>1</sup> )
-I <sub>C</sub> = 1 mA; -V <sub>CE</sub> = 10 V	-C <sub>re</sub>		250 to 650 (pF <sup>1</sup> )
<b>Transition frequency</b>			
-I <sub>C</sub> = 3 mA; -V <sub>CE</sub> = 10 V	f <sub>T</sub>	typ.	270 MHz
<b>Noise figure at f = 100 MHz<sup>2</sup></b>			
I <sub>E</sub> = 2 mA; -V <sub>CB</sub> = 5 V	F	typ.	4.5 dB
I <sub>E</sub> = 2 mA; -V <sub>CB</sub> = 5 V	F	<	6 dB
<b>y parameters at f = 0.45 MHz (common emitter)<sup>3</sup></b>			
-I <sub>C</sub> = 2 mA; -V <sub>CE</sub> = 5 V			
Input conductance	g <sub>ie</sub>	typ.	0.8 mΩ <sup>-1</sup>
Input capacitance	C <sub>ie</sub>	typ.	45 pF
Feedback admittance	Y <sub>re</sub>	typ.	1.7 μΩ <sup>-1</sup>
Phase angle of feedback admittance	∠Y <sub>re</sub>	typ.	270°
Transfer admittance	Y <sub>fe</sub>	typ.	73 mΩ <sup>-1</sup>
Phase angle of transfer admittance	∠Y <sub>fe</sub>	typ.	0
Output conductance	g <sub>oe</sub>	typ.	0.8 μΩ <sup>-1</sup>
Output capacitance	C <sub>oe</sub>	typ.	2.7 pF

1) 1 pF = 10<sup>-12</sup> F  
 2) To obtain minimum noise figure the terminating admittance at the input of the transistor shall be |Y<sub>s</sub>| = (11-6j) mΩ<sup>-1</sup>  
 3) Length of leads between bottom of transistor and measuring jig is 5 mm

3.3.1966 | 187



Per la stabilità il prodotto  $G_1 \cdot G_2$  deve essere almeno:

$$G_1 \cdot G_2 = 2 \cdot |Y_{re} \cdot Y_{fe}| = 2 \cdot 1,7 \cdot 10^{-6} \cdot 73 \cdot 10^{-3} = 250 \cdot 10^{-9} \Omega^{-2}$$

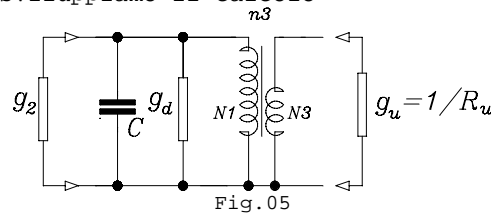
In questo tipo di semplice polarizzazione (senza stabilizzazione termica) il valore di  $R_b$  è sempre abbastanza elevato per cui possiamo ritenere trascurabile la sua conduttanza rispetto a  $g_{ie}$ , perciò:

$$G_1 = g_1 + g_{ie} \cong g_{ie} = 0,8 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$$

Conosciuta quindi la  $G_1$ , per la (03) la  $G_2$  dovrà risultare:

$$G_2 = \frac{250 \cdot 10^{-9}}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 310 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} \quad (04)$$

Adattiamo, ora, il circuito al carico, ossia troviamo il rapporto spire  $n_3$ . Tenendo presente la Fig.05,sviluppiamo il calcolo:



Il  $Q$  effettivo  $Q_{eff}$  è, per la (01):

$$Q_{eff} = \frac{f_0}{B} = \frac{480 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 48 ;$$

Ricordiamo anche che, per definizione, in un **circuito risonante parallelo** il  $Q_{eff}$  è dato da:

$$Q_{eff} = \frac{R_{dp}}{\omega L} = \frac{1}{g_2 \cdot \omega L}$$

da cui si può ricavare:

$$g_2 = \frac{1}{Q_{eff} \cdot \omega L} = \frac{1}{48 \cdot 6,28 \cdot 480 \cdot 10^3 \cdot 167 \cdot 10^{-6}} \cong 42 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$$

Conosciamo il  $Q_v$  a vuoto della Bobina. Per trovare la sua conduttanza dinamica possiamo di nuovo scrivere:

$$Q_v = \frac{R_d}{\omega L} = \frac{1}{g_d \cdot \omega L}$$

da cui:

$$g_d = \frac{1}{130 \cdot 6,28 \cdot 480 \cdot 10^3 \cdot 167 \cdot 10^{-6}} = 15,4 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} .$$

Continuando:

$$g_2 = g_d + n_3^2 \cdot g_u$$

otteniamo:

$$n_3^2 = \frac{g_2 - g_d}{g_u} = \frac{(42 - 15,4) \cdot 10^{-6}}{0,33 \cdot 10^{-3}} = 79,8 \cdot 10^{-3}$$

quindi, finalmente:

$$n_3 = \frac{N_1}{N_3} = \sqrt{79,8 \cdot 10^{-3}} = 0,28$$

Così si è adattato il carico **Ru** al circuito risonante in modo da soddisfare la condizione **B = 10KHz**.

**Non vi è, però, stabilità poiché G2 deve avere il valore della (04). Ossia deve verificarsi che:**

$$G_2 = g_{oe} + n_2^2 \cdot g_2 = 310 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$$

Calcoliamo allora quale deve essere il rapporto spire  $n_2$  tra tutte le spire primarie e una loro parte per portare lo stadio in condizioni di stabilità (effettuiamo sull'induttanza un collegamento ad autotrasformatore). Si tenga conto della Fig.06:

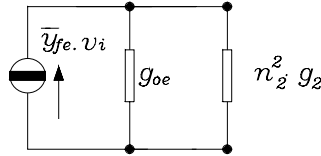


Fig.06

$$n_2^2 = \frac{G_2 - g_{oe}}{g_2} = \frac{(310 - 0,8) \cdot 10^{-6}}{42 \cdot 10^{-6}} \cong \frac{310}{42} = 7,38$$

da cui:

$$n_2 = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{7,38} = 2,7$$

Le amplificazioni senza stabilizzazione A e con stabilizzazione A' sono:

$$|A| = \frac{73 \cdot 10^{-3}}{(42 + 0,8) \cdot 10^{-6}} = 1705 ; \quad |A'| = \frac{73 \cdot 10^{-3}}{310 \cdot 10^{-6}} = 235$$

La Fig.08 mostra lo schema conclusivo e definitivo del circuito, messo a confronto con quello iniziale di Fig.04

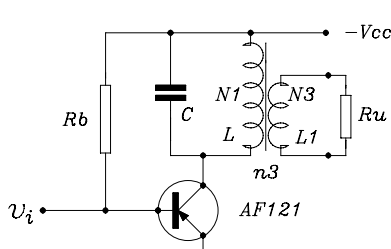


Fig.04

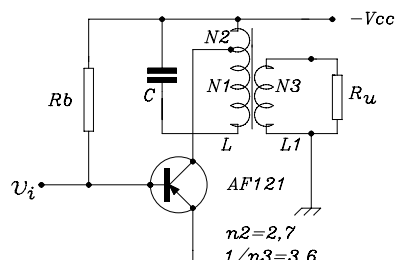


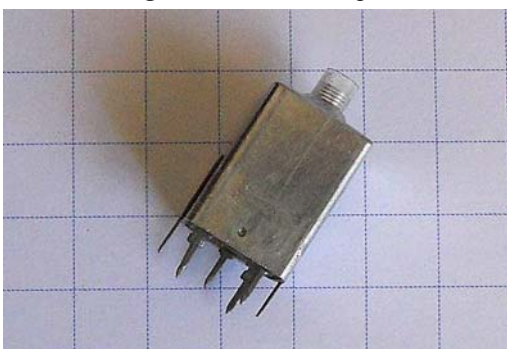
Fig.08

Per quanto riguarda i rapporti spire, non deve meravigliare che **n2** è maggiore di uno mentre **n3** è minore: essi sono visti dal transistor, perciò **n2** è in salita mentre **n3** è in discesa. Se guardiamo **N2** e **N3** da **N1** allora possiamo dire che per ogni 2,7 spire di **N1** vi è una spira di **N2** e per ogni 3,6 (1/0,28) spire di **N1** vi è una spira di **N3**.

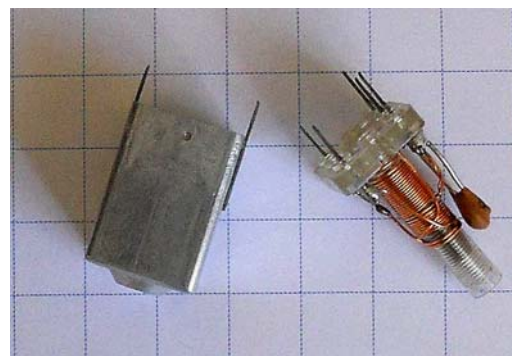
## Esercizio completo e documentato di progettazione

Accingiamoci, ora, ad eseguire un esercizio di progettazione e realizzazione costruttiva totale allo scopo di approfondire meglio i concetti esposti finora e nella prima parte. Partiamo dall'idea di voler utilizzare un'induttanza già costruita, ovviamente per altri motivi a noi ignoti, e costruire con essa uno stadio amplificatore in Media Frequenza F.M.

Un trasformatore A.F., riprodotto nelle due foto sottostanti e con le caratteristiche costruttive di Fig.09, è stato collegato a vari valori di capacità in parallelo, nel tentativo di farlo oscillare su 10,7MHz. Dopo varie prove e sostituzioni il valore giusto è risultato 82pF.



Il trasformatore A.F. nel suo schermo

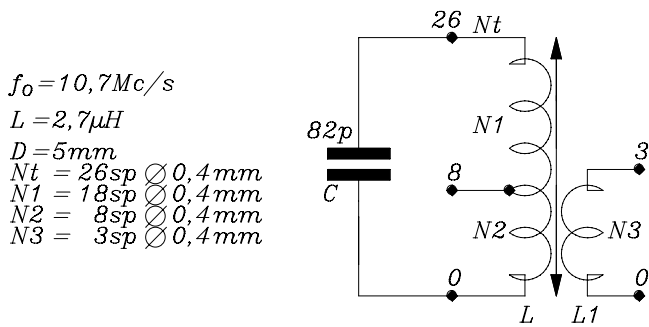


La bobina completa di condensatore d'accordo

Se ne deduce che il valore induttivo della bobina L è:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C} = \frac{1}{(6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6)^2 \cdot 82 \cdot 10^{-12}} = 2,7 \mu H$$

L'affinamento di sintonia su 10,7Mc/s è stato effettuato variando con un piccolo cacciavite in plastica la posizione del nucleo filettato di taratura, posto all'interno del supporto D.



$f_0 = 10,7 \text{ Mc/s}$   
 $L = 2,7 \mu H$   
 $D = 5 \text{ mm}$   
 $N_t = 26 \text{ sp } \varnothing 0,4 \text{ mm}$   
 $N_1 = 18 \text{ sp } \varnothing 0,4 \text{ mm}$   
 $N_2 = 8 \text{ sp } \varnothing 0,4 \text{ mm}$   
 $N_3 = 3 \text{ sp } \varnothing 0,4 \text{ mm}$

Fig.09

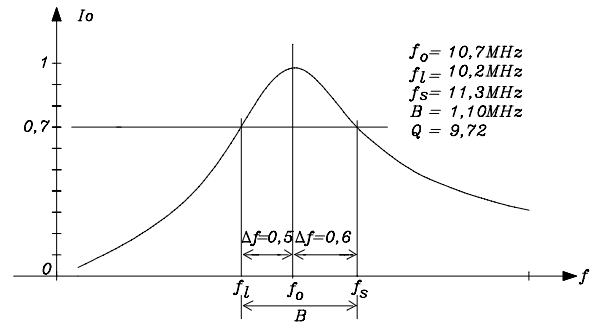
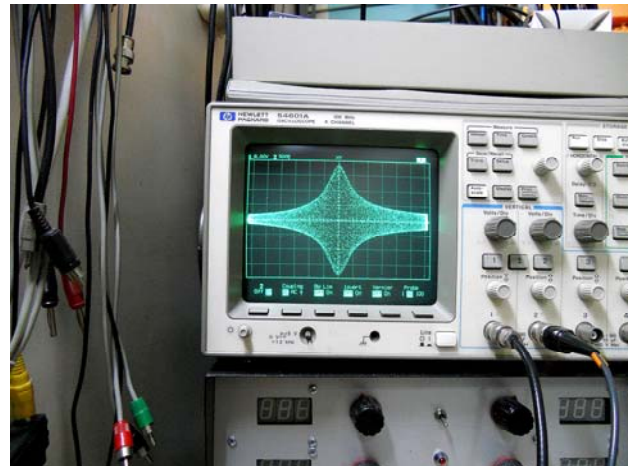
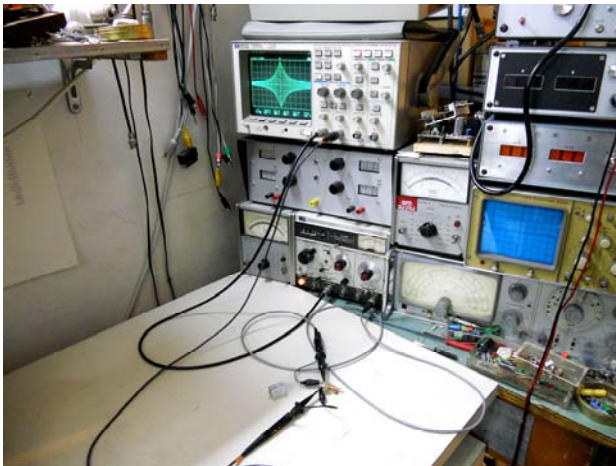


Fig.10

Per determinare il suo coefficiente di bontà Q abbiamo collegato un generatore H.F. all'avvolgimento aperiodico N<sub>3</sub> e abbiamo regolato il suo segnale in modo da avere su N<sub>1</sub> un valore di 2V<sub>pp</sub> alla risonanza. Poi abbiamo variato manualmente la frequenza verso il basso fino a quando non abbiamo ottenuto in uscita una tensione di 1,4V<sub>pp</sub> (ossia 0,7 · 2V<sub>pp</sub>); altrettanto abbiamo fatto verso i valori superiori di frequenza fino ad ottenere di nuovo una tensione di 1,4V<sub>pp</sub>. Per ulteriore verifica della curva di risonanza abbiamo spazzolato la frequenza intorno ad f<sub>0</sub>=10,7Mc/s ottenendo una buona forma, come mostrano le immagini qui sotto riportate.



Il trasformatore A.F. al banco, con l'oscilloscopio in posizione X-Y.

La curva di risonanza centrata su 10,7Mc/s.

Le frequenze di taglio inferiore f<sub>i</sub> e superiore f<sub>s</sub> lette in corrispondenza delle cadute di tensione a 0,7 · V<sub>pp</sub> sono risultate (cfr. Fig.10):

$$f_i = 10,2 \text{ Mc/s con un } \Delta f \text{ di } 0,5 \text{ Mc/s}$$

$$f_s = 11,3 \text{ Mc/s con un } \Delta f \text{ di } 0,6 \text{ Mc/s}$$

Da queste si ricava una banda passante B di 1,1Mc/s e un Q di:

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{10,7 \cdot 10^6}{1,1 \cdot 10^6} = 9,72 \quad (01)$$

Vogliamo adesso applicare questo trasformatore A.F. che risona a 10,7Mc/s ad un semplice circuito amplificatore selettivo A.F., con un solo circuito risonante in uscita, che deve fornire energia al carico R<sub>u</sub> (600Ω) come si può vedere in Fig.11.

Le formule necessarie al calcolo sono, come già sappiamo, la (02) e la (03), che qui riportiamo, insieme alla (01) già utilizzata.

$$A = - \frac{\bar{y}_{fe}}{\bar{y}_t} \quad (02)$$

$$G_1 \cdot G_2 = 2 \cdot |y_{fe} \cdot y_{re}| \quad (03)$$



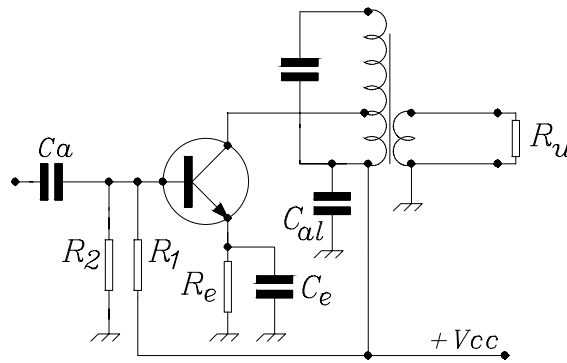
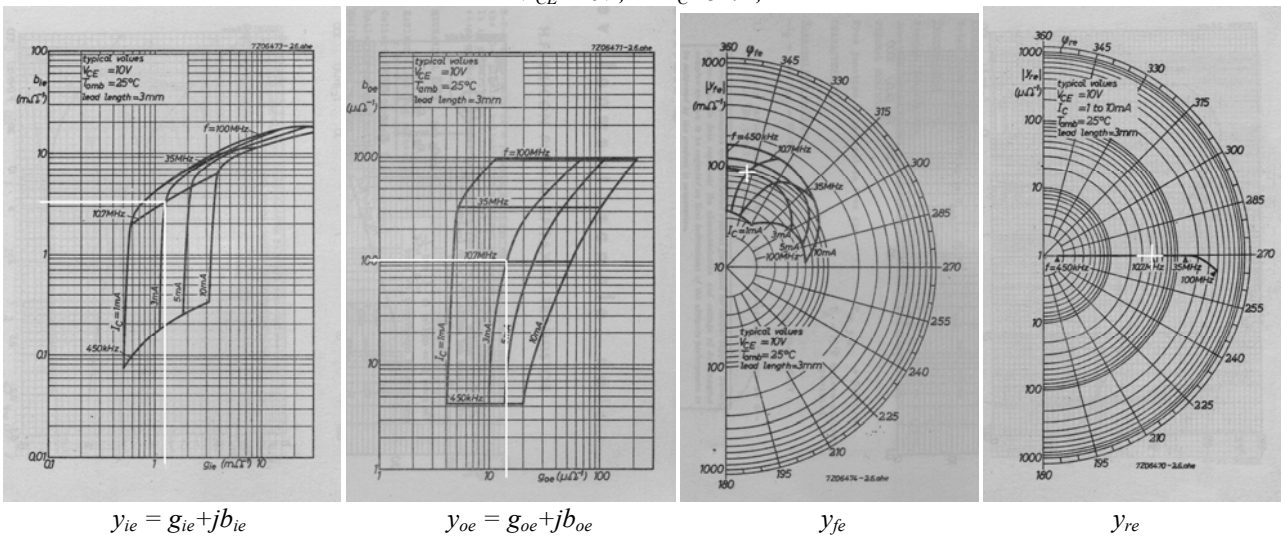


Fig.11

Il transistor adoperato è un **BF185**, alimentato da una tensione  $V_{CC}=12V$ , con una polarizzazione stabilita dai seguenti dati (praticamente imposti dai diagrammi):

$$V_{CE}=10V; \quad I_C=3mA;$$



$$y_{ie} = g_{ie} + j b_{ie}$$

$$y_{oe} = g_{oe} + j b_{oe}$$

$$y_{fe}$$

$$y_{re}$$

Nel punto di lavoro succitato leggiamo sui diagrammi del BF185 i seguenti valori di “y”:

$$\begin{aligned} y_{ie} &= (1,2 + j3) \text{m}\Omega^{-1} & y_{oe} &= (15 + j100) \mu\Omega^{-1} \\ y_{fe} &= |100| e^{j350^\circ} \text{m}\Omega^{-1} & y_{re} &= |45| e^{j270^\circ} \mu\Omega^{-1} \end{aligned}$$

**Verifichiamo subito la condizione di stabilità.**

Per quanto già detto, come anteprima al progetto vi è l'importante verifica della stabilità.

Il modulo del prodotto di  $y_{fe}$  e  $y_{re}$  fornisce:

$$|y_{fe} \cdot y_{re}| = 100 \cdot 10^{-3} \cdot 45 \cdot 10^{-6} = 4500 \cdot 10^{-9} \Omega^{-2}$$

Per una sufficiente stabilità contro le autooscillazioni dobbiamo fare in modo che, alla risonanza, il prodotto delle conduttanze globali d'ingresso e d'uscita sia **uguale almeno al doppio** di  $|y_{fe} \cdot y_{re}|$  come ci consiglia la (03), cioè :

$$G_1 \cdot G_2 = 9000 \cdot 10^{-9} \Omega^{-2} = 9 \cdot 10^{-6} \Omega^{-2}$$

Supponiamo che il carico applicato in uscita sia  $R_u=600\Omega$ , a cui corrisponde una conduttanza  $g_u = 1,6 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$

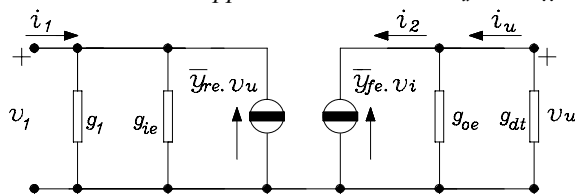


Fig.12

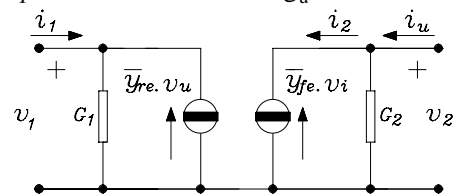


Fig.13

**Calcoliamo la conduttanza totale d'uscita  $G_2$ .** Teniamo conto della Fig.14, dove sono messe bene in evidenza le conduttanze e sono riportati i valori di “n” che ci interessano.

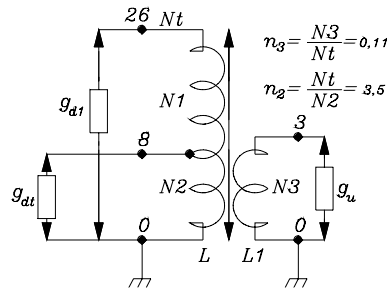


Fig.14

La conduttanza dinamica del circuito risonante parallelo a vuoto è:

$$g_d = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot L \cdot Q} = \frac{1}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 2,7 \cdot 10^{-6} \cdot 9,72} = 0,56 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}.$$

La conduttanza di carico  $g_u$  si ripercuote sul circuito risonante con  $n_3^2 \cdot g_u$ , per cui la nuova conduttanza  $g_{d1}$  che tien conto anche del carico applicato  $g_u$  sarà:

$$g_{d1} = g_d + n_3^2 \cdot g_u = 0,56 \cdot 10^{-3} + (0,11)^2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} = 0,58 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}.$$

La conduttanza vista dal transistor con il collettore collegato sull'ottava spira sarà (Fig.12, Fig.13, Fig.14):

$$g_{dt} = n_2^2 \cdot g_{d1} = (3,5)^2 \cdot 0,58 \cdot 10^{-3} = 7,1 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$$

**Finalmente siamo arrivati a determinare la  $G_2$ :**

$$G_2 = g_{oe} + g_{dt} = 15 \cdot 10^{-6} + 7,1 \cdot 10^{-3} = 7,115 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}.$$

**Possiamo ora conoscere immediatamente quanto sarà l'Amplificazione:**

$$|A| = \frac{|y_{fe}|}{G_2} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{7,115 \cdot 10^{-3}} = 14$$

**Ricaviamo il valore minimo della  $G_1$  per una sicura stabilità di funzionamento:**

$$G_1 = \frac{2 \cdot |y_{fe} \cdot y_{re}|}{G_2} = \frac{9 \cdot 10^{-6}}{7,115 \cdot 10^{-3}} = 1,26 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$$

Tenendo conto della Fig.12 e della Fig.13, da  $G_1 = g_1 + g_{ie}$  ricaviamo:

$$g_1 = G_1 - g_{ie} = 0,06 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$$

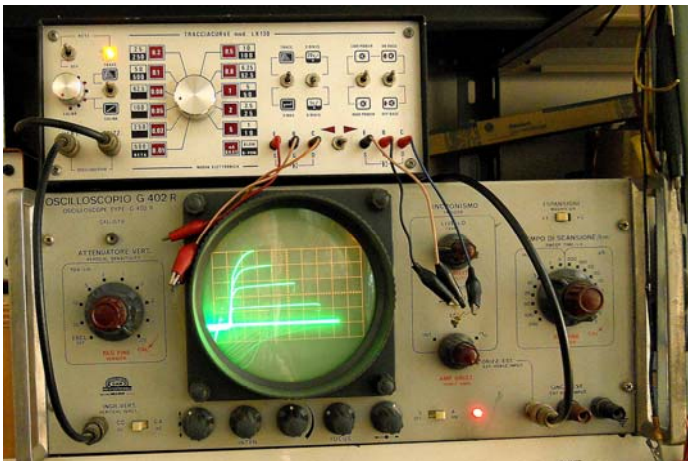
A cui corrisponde un valore resistivo massimo  $R_p$  di  $16,66 \cdot 10^3 \Omega$  all'ingresso dello stadio.

**Polarizziamo il transistor.**

La  $V_{RE}$  è data da  $V_{RE} = V_{CC} - V_{CE} = 12 - 10 = 2V$ . da cui il valore di  $R_E$  è immediato:

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_C} = \frac{2}{3 \cdot 10^{-3}} \cong 680 \Omega$$

La  $C_E$  è determinata, imponendo che la sua reattanza sia almeno 1000 volte più piccola della  $R_E$  alla frequenza  $f_0$  di funzionamento.



$$X_{Ce} = \frac{1}{1000} \cdot R_e = 0,68 \Omega ;$$

$$C_e = \frac{1}{\omega_0 \cdot X_{Ce}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 0,68} \cong 22nF$$

Dalla Fig.11 si evince che il valore trovato per  $R_p$  non è altro che il parallelo di  $R_1$  e  $R_2$ . Applicando le semplici leggi dell'Elettrotecnica per il parallelo e per il partitore di tensione, otteniamo:

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} (= 16,66 \cdot 10^3 \Omega) ;$$

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Sapendo che:  $V_{BB} = V_{RE} + V_{BE} = 2 + 0,6 = 2,6V$  e

risolvendo il sistema, abbiamo i risultati per le resistenze di polarizzazione:

$$R_1 = \frac{V_{CC} \cdot R_p}{V_{BB}} = \frac{12 \cdot 16,66}{2,6} \cdot 10^3 = 76,89 \cdot 10^3 \rightarrow 82K\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_p \cdot R_1}{R_1 - R_p} = \frac{16,66 \cdot 76,89}{76,89 - 16,66} \cdot 10^3 = 21,2 \cdot 10^3 \rightarrow 22K\Omega$$

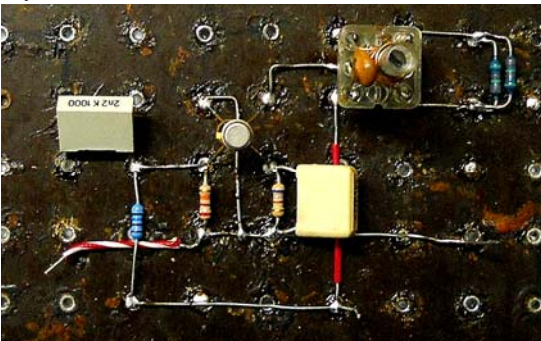
che sono i **massimi valori resistivi ammissibili** per avere la stabilità di funzionamento dello stadio contro le autooscillazioni. Il valore di  $C_a$  può essere di 2,2nF. Così abbiamo finalmente terminato il calcolo.

----\*----

**Accingiamoci, ora, a realizzare il nostro circuito.** Utilizziamo un **BF185** di recupero, del quale, per sicurezza, verificiamo prima di tutto il suo perfetto funzionamento, tramite un vecchio prova-transistor dinamico<sup>1</sup> tutt'ora in perfetta forma (nella foto il transistor è collegato ai coccodrilli neri Base, Emittitore, Collettore). Il circuito viene quindi montato su una piastra di bachelite rivettata e provato.

----\*----

Il funzionamento dello stadio è stato immediato, senza nessun sintomo di autooscillazione.



Alcune misure fatte sul circuito hanno fornito i seguenti risultati:

$$V_{RE}=1,4V; I_C=2mA; V_{CE}=10,6V; V_{BB}=2,1;$$

Con un segnale d'ingresso di 100mV<sub>PP</sub> a 10,7Mc/s, abbiamo ottenuto in uscita sulla  $R_U$  un segnale di 540mV<sub>PP</sub>, con un'amplificazione di 5,4. Alcuni di questi valori si discostano ampiamente da quelli imposti o calcolati.

Controlliamo, inoltre, se è stata rispettata la stabilità termica della polarizzazione del transistor.

Con una  $R_p$  di  $16,66 \cdot 10^3 \Omega$  otteniamo un valore di  $S$  pari a:

$$S = \frac{R_p}{R_E} + 1 = \frac{16,66 \cdot 10^3}{680} + 1 = 25,5$$

che è troppo alto e inaccettabile.

Poiché, però, abbiamo detto che il valore di  $R_p$  è il massimo possibile per la stabilità dinamica, esso può essere ancora ridotto, ottenendo così due vantaggi:

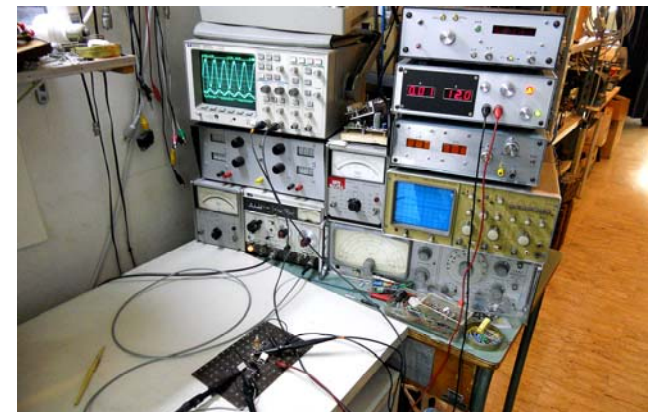
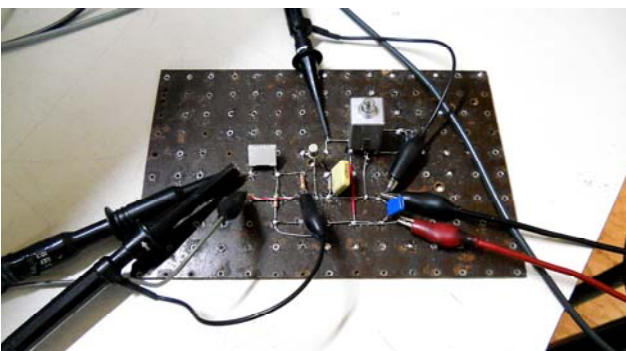
**una maggiore stabilità di funzionamento dinamico e una maggiore stabilizzazione termica.** Riduciamo, perciò, drasticamente di un fattore 10 i valori di  $R_1$  e  $R_2$ :  $R_1=8,2K\Omega$ ;  $R_2=2,2K\Omega$

Questi valori portano ad avere:

$$R_p = 1,6 \cdot 10^3 \Omega,$$

per cui:

$$S = \frac{R_p}{R_E} + 1 = \frac{1,6 \cdot 10^3}{680} + 1 = 3,35$$



che è un valore accettabilissimo e perfettamente nella norma. Abbiamo perciò modificato il circuito con i nuovi valori e lo abbiamo messo alla prova. Abbiamo ottenuto i seguenti risultati:

$$V_{RE}=1,9V; I_C=2,8mA; V_{CE}=10,3V; V_{BB}=2,5;$$

Con lo stesso segnale d'ingresso di 100mV<sub>PP</sub> a 10,7Mc/s, abbiamo ottenuto in uscita sulla  $R_U$  un segnale di 710mV<sub>PP</sub>, con un'amplificazione di 7,1.

I valori di polarizzazione sono nettamente più vicini a quelli imposti, sui quali abbiamo determinato i parametri "y".

Anche l'amplificazione è aumentata.

Nella foto qui sopra si vede il nuovo circuito, con l'induttanza coperta dallo schermo. L'introduzione dello schermo ci ha costretto ad una nuova taratura per l'accordo a 10,7Mc/s. La capacità  $C_{al}=100nF$  è necessaria per fugare a massa la componente di segnale ad A.F., senza avere ritorni sull'alimentazione.

<sup>1</sup> Nuova Elettronica - Tracciature LX130 - Rivista N° 40-41 - 1975

### 03). ALTRI PROGETTI E REALIZZAZIONI<sup>2</sup>

Per approfondire ancor più l'argomento nei suoi vari aspetti, cerchiamo di progettare qualche altro circuito, partendo di volta in volta da considerazioni diverse.

#### 1° Esercizio di progetto:

*Si vuol progettare un amplificatore a frequenza intermedia per F.M. che abbia un'amplificazione  $A_v = 100$  ad una frequenza di centro-banda  $f_o = 10,7\text{MHz}$  con una banda passante  $B = 200\text{KHz}$ , secondo gli standard usuali per la modulazione di frequenza.*

Viene adoperato un transistor **BF185**.

I dati necessari per la polarizzazione sono riportati nella tabella sottostante:

$$V_{CC} = 12\text{V}; \quad V_{CE} = 10\text{V}; \quad I_{CO} = 3\text{mA}; \quad h_{FE} = 130; \quad S_T = 11; \quad V_{RE} = 2\text{V}.$$

*Il circuito risonante ha la presa autotrasformatrice al centro dell'avvolgimento, per cui:*

$$n = \frac{N_1}{N_2} = 2;$$

Sono disponibili i diagrammi dei parametri "Y" al variare della frequenza e della polarizzazione. Su di essi rintracciamo i valori dei parametri in base al punto di lavoro assegnato e alla frequenza di **10,7MHz**.

Otteniamo (utilizziamo i valori dell'esercizio precedente):

$$y_{ie} = (1,2 + j3)\text{m}\Omega^{-1} \quad y_{oe} = (15 + j100)\mu\Omega^{-1}$$

$$y_{fe} = |100|e^{j350^\circ}\text{m}\Omega^{-1} \quad y_{re} = |45|e^{j270^\circ}\mu\Omega^{-1}$$

Se la presa sul primario è centrale, determinare quale deve essere il rapporto tra **N1** e

**N3**  $n_1 = \frac{N_1}{N_3}$  per una stabilità pari a **2**. Lo schema è nella Fig.15.

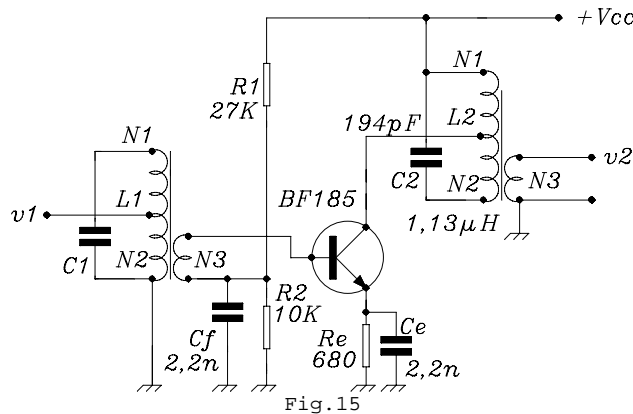


Fig.15

**Calcoliamo la polarizzazione secondo la comune prassi:**

$$R_e = \frac{V_{Re}}{I_{Co}} = \frac{2 \cdot 10^3}{3} = 666\Omega \rightarrow 680\Omega \quad R_b = R_e \cdot (S_T - 1) = 6800\Omega$$

$$I_{bo} = \frac{I_{Co}}{h_{FE}} = \frac{3 \cdot 10^3}{130} = 23\mu\text{A}$$

$$V_{BB} = R_b \cdot I_b + V_{BE} + V_{Re} = 2,75\text{V} ;$$

$$R_1 = R_b \cdot \frac{V_{CC}}{V_{BB}} = 29,6 \cdot 10^3 \Omega \rightarrow 27\text{K}\Omega ; \quad R_2 = \frac{R_1 \cdot R_b}{R_1 - R_b} \rightarrow 10\text{K}\Omega$$

La **Ce** è determinata tenendo conto che la sua reattanza sia almeno **100** o **1000** volte più piccola della **Re** alla frequenza **fo** di funzionamento.

$$X_{Ce} = \frac{1}{100} \cdot R_e = 6,8\Omega ; \quad C_e = \frac{1}{\omega \cdot X_{Ce}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 6,8} \cong 2,2\text{nF}$$

La **Cb** è determinata, come per la **Ce**, tenendo conto che la sua reattanza sia almeno **100** o **1000** volte più piccola della **Rb** alla frequenza **fo** di funzionamento.

$$X_{Cb} = \frac{1}{1000} \cdot R_b = 6,8\Omega \quad C_b \cong 2,2\text{nF}$$

**Calcoliamo ora la parte dinamica del circuito:**

$$Q = \frac{f_o}{B} = \frac{10,7 \cdot 10^6}{0,2 \cdot 10^6} = 53,5 ;$$

<sup>2</sup> Da esercizi proposti in classe agli allievi negli anni 1985 – 1990, alcuni dei quali poi realizzati in laboratorio.



$$G_1 \cdot G_2 = 2 \cdot |Y_{re} \cdot Y_{fe}| = 9000 \cdot 10^{-9} \Omega^{-2};$$

$G_2$  è imposta dall'amplificazione:

$$G_2 = \frac{|Y_{fe}|}{A_v} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{100} = 1 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1};$$

ma è anche, essendo  $n = 2$ :

$$G_2 = g_{oe} + n^2 \cdot g_d;$$

quindi:

$$g_d = \frac{G_2 - g_{oe}}{n^2} = \frac{1 \cdot 10^{-3} - 15 \cdot 10^{-6}}{4} = \frac{9,85 \cdot 10^{-4}}{4} = 2,46 \cdot 10^{-4} \Omega^{-1};$$

$$L = \frac{1}{\omega_0 \cdot Q \cdot g_d} = 1,13 \mu\text{H}; \quad j b_{oe} = j \omega_0 C_{oe} = j 100 \mu\text{S}; \quad C_{oe} = 1,48 \text{pF};$$

L'induttanza della bobina deve avere quindi il valore di 1,13  $\mu\text{H}$ .

$$C_t = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot L} = 196 \text{pF}; \quad C = C_t - C_{oe} = 196 - 1,48 \approx 194 \text{pF};$$

così il circuito risonante è completo.

Dobbiamo, ora, determinare la  $G_1$  all'ingresso del transistor, in modo da rispettare la condizione di stabilità:

$$G_1 = \frac{2 \cdot |Y_{fe} \cdot Y_{re}|}{G_2} = \frac{9000 \cdot 10^{-9}}{1 \cdot 10^{-3}} = 9 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1};$$

ma è anche:

$$G_1 = g_{ie} + n_1^2 \cdot g_d;$$

da cui ricaviamo il rapporto spire sul circuito risonante all'ingresso del transistor:

$$n_1^2 = \frac{G_1 - g_{ie}}{g_d} = \frac{(9 - 1,2) \cdot 10^{-3}}{2,46 \cdot 10^{-4}} = 31,7;$$

$$n_1 = \sqrt{31,7} = 5,6$$

Questo valore può essere valido anche per determinare la stabilità dinamica di uno stadio successivo, che potrebbe essere un altro **BF185**. Abbiamo, perciò, stabilito che, per un coefficiente di stabilità pari a **2**, il rapporto spire tra **N1** e **N3** (cioè  $n_1$ ) deve essere di **5,6**.

Il valore di  $n_1$  tiene conto, quindi, del valore della  $g_{ie}$  d'ingresso dello stadio.

Nella Fig.15 è riportato il circuito completo di tutti i valori dei componenti che abbiamo calcolato durante la progettazione.

## 2° Esercizio di Progetto.

*Usiamo un BF185 con lo stesso punto di polarizzazione, la stessa frequenza  $f_0$  e la stessa banda passante  $B$  dell'esercizio precedente. Per l'induttanza viene utilizzata una bobina commerciale. La polarizzazione è semplice senza stabilizzazione termica.*

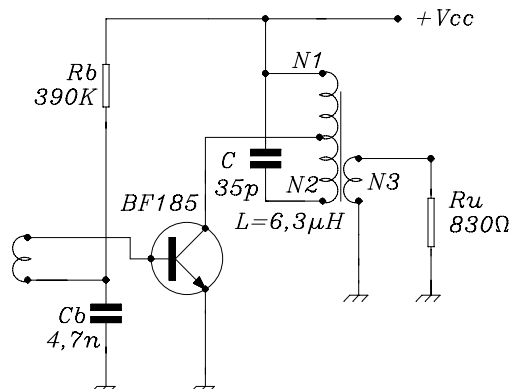


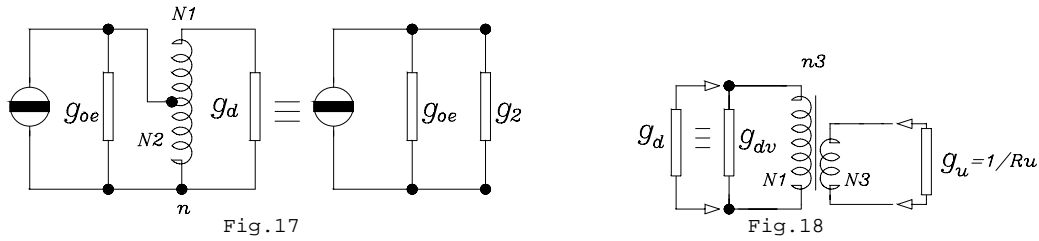
Fig.16

Abbiamo ora a disposizione una bobina commerciale di **induttanza  $L = 6,3\mu\text{H}$**  con un coefficiente di bontà a vuoto  $Q_v = 110$ . La polarizzazione è risolta con la sola resistenza **Rb** senza stabilizzazione termica per non aumentare il numero di calcoli, non essenziali in questo momento.

Come già fatto precedentemente, la **Cb** è determinata tenendo conto che la sua reattanza sia almeno **100** o **1000** volte più piccola della **Rb** alla frequenza **f<sub>0</sub>** di funzionamento. Il

carico all'uscita è posto pari a **830 ohm**, valore probabile dell'impedenza d'ingresso dello stadio successivo.

Il circuito è disegnato in Fig.16. I circuiti equivalenti di Fig.17 e Fig.18 sono di appoggio al calcolo:



Sviluppiamo:

$$Q_c = \frac{f_0}{B} = 53,5 ; \quad G_1 \cdot G_2 = 2 \cdot |Y_{fe} \cdot Y_{re}| = 9000 \cdot 10^{-9} \Omega^{-2} ;$$

$$G_1 = g_{ie} = 1,2 m\Omega^{-1} ; \quad G_2 = \frac{2 \cdot |Y_{fe} \cdot Y_{re}|}{G_1} = \frac{9 \cdot 10^{-6}}{1,2 \cdot 10^{-3}} = 7,5 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1} ;$$

$$Q_v = \frac{1}{g_{dv} \cdot \omega L} ;$$

$$g_{dv} = \frac{1}{Q_v \cdot \omega L} = \frac{1}{110 \cdot 6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 6,3 \cdot 10^{-6}} = 21 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} ;$$

$$g_u = \frac{1}{R_u} = \frac{1}{830} = 1,2 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1} ; \quad g_d = \frac{1}{Q_c \cdot \omega L} = 44 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1} ;$$

$$g_d = g_{dv} + n_3^2 \cdot g_u ; \quad n_3 = \sqrt{\frac{g_d - g_{dv}}{g_u}} = \sqrt{\frac{(44 - 21) \cdot 10^{-6}}{1,2 \cdot 10^{-3}}} = 0,138 ; \quad \frac{1}{n_3} = 7,2 ;$$

$$G_2 = g_{oe} + n^2 \cdot g_d ; \quad n = \sqrt{\frac{G_2 - g_{oe}}{g_d}} = \sqrt{\frac{7,5 \cdot 10^{-3} - 15 \cdot 10^{-6}}{44 \cdot 10^{-6}}} = 13 ;$$

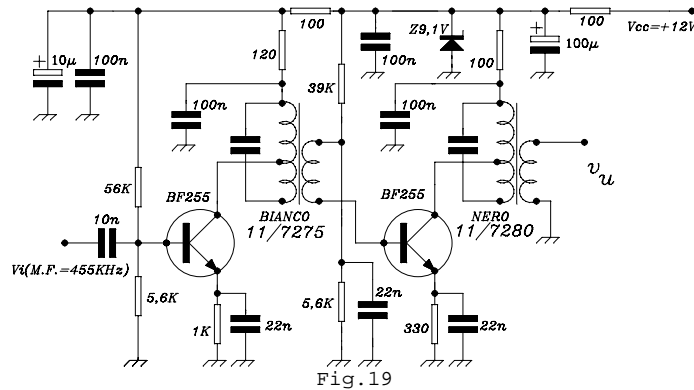
$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(6,28 \cdot 10,7 \cdot 10^6)^2 \cdot 6,3 \cdot 10^{-6}} \cong 35 pF ;$$

$$A_v = - \frac{|Y_{fe}|}{G_2} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{7,5 \cdot 10^{-3}} = 13,3 ;$$

**Si nota come un aumento consistente dell'induttanza costringe ad un maggior rapporto di trasformazione per mantenere la stabilità contro le autooscillazioni, pagando ciò con una forte perdita di amplificazione.**

### Realizzazione di un Canale F.I. a 455KHz.

In Fig.19 è mostrato un Amplificatore selettivo a due transistor (**BF255**), accordato sulla Frequenza Intermedia di **455KHz**, costruito in laboratorio su una piastrina di circuito stampato.



Il circuito è l'unione in cascata dei due circuiti del tipo di Fig.11 e del tipo di Fig.15 trattati precedentemente.

I filtri di banda adoperati, distribuiti da una grande ditta commerciale con i codici riportati sullo schema, sono ancora di possibile reperimento e portano i colori bianco e nero sulla vite di accordo, come è stato indicato sul disegno.



Foto di una basetta in vetronite che realizza il circuito di F.I. riportato nella Fig.19, completato con l'aggiunta del sistema di rivelazione e del controllo automatico di guadagno (C.A.G.).

L'ingresso del segnale è all'estrema sinistra. Si notano i due transistor BF255 e i due circuiti risonanti con le viti di accordo bianca e nera. All'estrema destra si nota il diodo rivelatore.

L'Amplificatore, realizzato su circuito stampato, ha funzionato immediatamente.

Qualche problema si è avuto quando abbiamo cercato di tarare i due filtri di banda "bianco" e "nero" per la massima tensione di segnale in uscita: purtroppo sono insorte oscillazioni indesiderate che al momento hanno reso praticamente inservibile il circuito. Abbiamo pensato che questo fenomeno fosse dovuto, principalmente, alla scarsa conduttanza d'ingresso (infatti un ingresso così concepito è praticamente aperto e può ritenersi ad alta impedenza). Infatti, quando abbiamo collegato all'ingresso un generatore di segnale con bassa resistenza interna ( $50\Omega$ ), lo sgradevole fenomeno è scomparso.

Tutto ciò in perfetto accordo con quanto è stato affermato nelle pagine precedenti.



Il circuito ora descritto fa parte di un ricevitore didattico in A.M. costruito molti anni addietro in un laboratorio scolastico. Il complesso è tuttora perfettamente funzionante. Nella foto vediamo il ricevitore in funzione.

----\*----

Concludiamo qui questo lavoro. E' inutile nascondere la difficoltà dell'argomento. Esso è impegnativo e, a volte, pesante e apparentemente molto macchinoso. Anche le realizzazioni pratiche hanno una certa difficoltà di costruzione e le misure su di esse presuppongono una strumentazione di buona qualità. Abbiamo abbondato in esercizi sperando che, tramite loro, si riesca a individuare un metodo accettabile di progettazione.

Purtroppo la tecnica dello stato solido non si mostra accogliente come la obsoleta ma nostalgica tecnica del vuoto spinto dove tutto era chiaro e interpretabile facilmente (come riusciva a fare il buon Ravalico).

Ma questa è la realtà dell'elettronica che ci circonda e che, partita dagli "ormai vecchi" transistor nati nei lontani anni '50, avanza ora velocissima e inesorabile. Perciò noi "tubisti" dai capelli bianchi, "ob torto collo" siamo costretti a guardare avanti e ad inseguire (qualche volta anche con affanno).

Altrimenti ci ritroveremo abbandonati e ridotti ad anticaglie come vecchi Matusalemme!

Ortona, Giugno 2012

Nicola del Ciotto