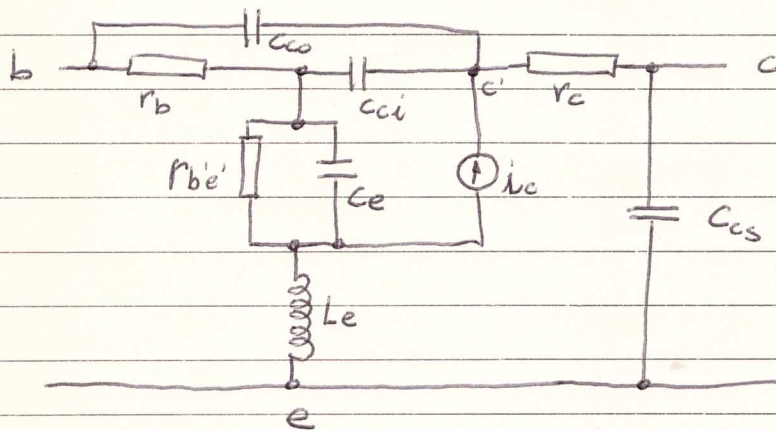


Calcolo di stadi amplificatori RF transistorizzati

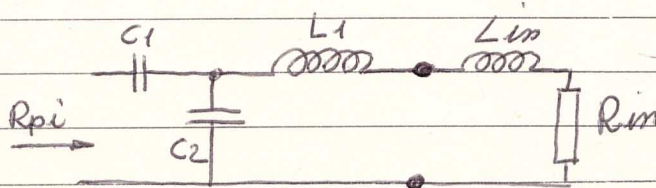
L'impedenza d'ingresso di un transistor consiste di una resistenza R_{in} in serie ad un'induttanza L_{in} e può essere espressa con la seguente formula:

$$R_{in} = \frac{\omega_T L_{e'} + (1 + \omega_T R_{po} C_{ci}) r_b}{1 + \omega_T R_{po} C_c}$$

dove ω_T denota la frequenza di transizione, R_{po} la resistenza di carico presentata dal transistor e $C_c = C_{ci} + C_{co}$ mentre gli altri simboli sono mostrati nel circuito equivalente ibrido a π .



L'impedenza d'ingresso L_{in} è approssimativamente uguale alle somme delle induttanze di base ed emettitore. Se il circuito d'ingresso è visto separatamente in figura, tutte le basse resistenze sono state trascurate.



Per iniziare il calcolo è necessario decidere il fattore di merito Q di lavoro.

$$Q_w = \omega (L_1 + L_{in}) / R_{in} \quad (1)$$

che deve soddisfare la condizione:

$$Q_w > \sqrt{(R_{pi}/R_{in} - 1)} \quad (2)$$

dove R_{pi} rappresenta la resistenza presentata dalla sorgente dello stadio d'ingresso.

Condizione (2) implica anche che:

$$R_{pi}/R_{in} > 1 \quad (3)$$

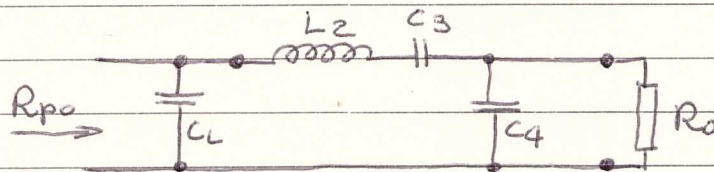
Per gli altri componenti può essere scritto:

$$C_1 = \frac{1}{\omega R_{pi} \sqrt{\{R_{in}(1 + Q_w^2)/R_{pi} - 1\}}} \quad (4)$$

$$C_2 = \frac{Q_w - \sqrt{\{R_{in}(1 + Q_w^2)/R_{pi} - 1\}}}{\omega R_{in}(1 + Q_w^2)} \quad (5)$$

$$L_1 = Q_w R_{in}/\omega - L_{in} \quad (6)$$

In figura è mostrato il circuito d'uscita:



L'impedenza di carico che termina il transistor tra collettore e massa è così espressa:

$$R_{po} = V_{ce}^2 / 2 P_{oc} \quad (7)$$

dove P_{oc} indica la potenza di uscita dal transistor (da non confondere con quella dell'amplificatore

all'uscita della cella di adattamento chiuso sul carico, che è decisamente inferiore)
 La capacità di collettore è dipendente dalla tensione in accordo all'espressione

$$C_c = K (V_{CB} + V_0)^{-\gamma}$$

dove K è una costante per un dato tipo di transistor e V_0 indica il potenziale di contatto interno (circa 0,7V per transistor al silicio)

L'esponente γ è una misura della tensione in dipendenza alla capacità e vale da $1/2$ a $1/3$

Per valutare gli elementi del circuito necessitate per primo caso determinare un fattore di merito Q_w di lavoro che soddisfi la condizione:

$$Q_w > R_{po} / X_{CL} + \sqrt{(R_o / R_{pos} - 1)} \quad (8)$$

per cui

$$R_o / R_{pos} > 1 \quad (9)$$

In queste espressioni:

$$X_{CL} = 1 / \omega C_L \quad (10)$$

$$R_{pos} = R_{po} / (1 + R_{po}^2 / X_{CL}^2) \quad (11)$$

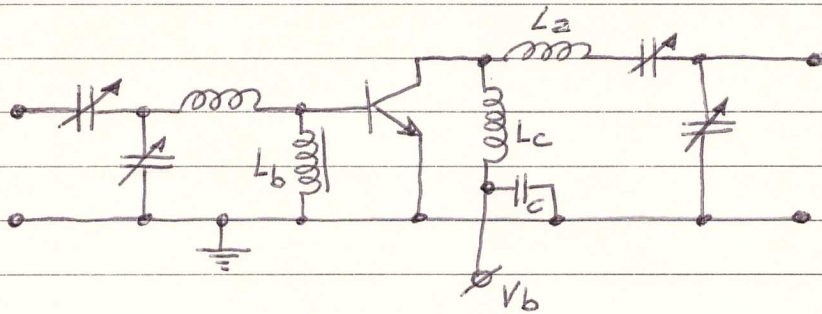
I valori dei componenti del circuito sono dati da:

$$L_2 = Q_w R_{pos} / \omega$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega R_{pos} \{ Q_w - R_{po} / X_{CL} - \sqrt{(R_o / R_{pos} - 1)} \}}$$

$$C_4 = \sqrt{(R_o / R_{pos} - 1)} / \omega R_o$$

Stadio amplificatore comprendente i "chokes" di base e collettore.

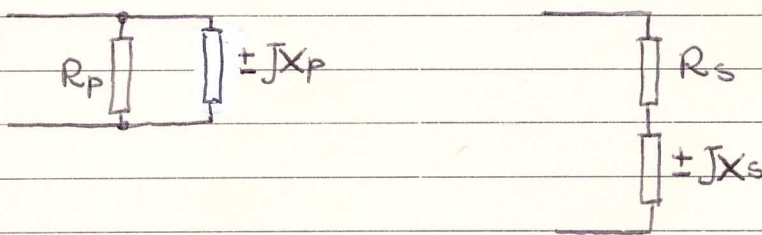


$$L_b/L_c > h_{fe} C_c/C_e$$

Per ordine pratico X_{Lc} normalmente maggiore o uguale a R_{po} (da 1 a 3 volte)

Appendice:

Molti problemi di adattamento possono essere semplificati applicando le seguenti formule di conversione



Se sono conosciute R_p ed X_p :

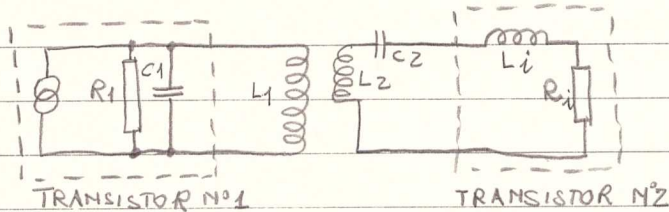
$$R_s = R_p / (1 + R_p^2 / X_p^2) \quad \text{e} \quad X_s = X_p / (1 + X_p^2 / R_p^2)$$

Se sono conosciute R_s ed X_s :

$$R_p = R_s (1 + X_s^2 / R_s^2) \quad \text{e} \quad X_p = X_s (1 + R_s^2 / X_s^2)$$

Accoppiamento interstadio a larga banda

Il circuito di accoppiamento interstadio è sostanzialmente un doppio circuito accordato come mostrato in figura



R_1 e C_1 rappresentano la resistenza e la capacità di uscita del collettore del transistor pilota.

L_i e R_i rappresentano l'induttanza e la resistenza serie dell'ingresso di un transistor.

Per semplicità sono state omesse le resistenze delle induttanze. Il valore di Q per i due circuiti viene espresso come segue:

$$Q_1 = \frac{R_1}{\omega L_1}$$

$$Q_2 = \frac{\omega(L_2 + L_i)}{R_i}$$

Per grandi larghezze di banda è desiderabile che Q_1 sia molto maggiore di Q_2 .

$L_2 - C_2$ e L_i sono risonanti serie a diverse frequenze f_0 nella larghezza di banda; L_1 e C_1 possono essere determinati come segue:

$$L_1 C_1 = \frac{1}{(\omega_0)^2} = L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_1}$$

In pratica, la frequenza di risonanza f_0 non sarà esattamente la frequenza centrale del passabanda, ma prossima al limite superiore della larghezza di banda per compensare la degradazione

della risposta di frequenza del transistor

Normalmente non è un problema ottenere alti valori di Q_1 in quanto il transistor possiede un'abbondante resistenza di uscita di collettore R_1

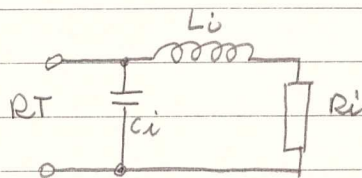
È, invece, molto difficile ottenere bassi valori di Q_2 in un interstadio a doppio circuito accordato a transistor in quanto i transistor di alta potenza hanno una bassa resistenza serie di ingresso R_i

La contribuzione della reattanza serie induttiva di ingresso L_i è sufficiente a portare il valore di Q_i a livelli indesiderabili e conseguentemente limitare la larghezza di banda ottenibile

Questo problema può essere risolto usando una sezione ad L e le sue proprietà di trasformazione

Il valore di Q definito associato con questa impedenza di ingresso può essere rappresentato con Q_i

Se un condensatore è associato all'ingresso del transistor la resistenza R_i è trasformata ad un valore superiore dalla sezione ad L nel nuovo valore R_T



$$R_T = R_i (Q_i^2 + 1)$$

Il valore del condensatore C_i può essere calcolato come segue:

$$C_i = \frac{1}{\omega R_T} \sqrt{\frac{R_T}{R_i} - 1} = \frac{L_i}{\omega^2 L_i^2 + R_i^2}$$

Quando una sezione ad L è usata in congiunzione con un doppio circuito accordato interstadio, il valore Q'_2 del secondo circuito è dato da:

$$Q'_2 = \frac{\omega L_2}{R_T}$$

Questo valore è, di conseguenza, minore di quello che si è già visto nell'equazione di Q_2

Conseguentemente, una sezione ad L può essere usata per adattare resistenze di grandezze non troppo differenti e nello stesso tempo mantenere bassi valori di Q .

Il valore di L_i nel circuito è dato da:

$$L_i = \frac{R_i}{\omega} \sqrt{\frac{R_T}{R_i} - 1}$$

Vi sono dei limiti nei risultati che possono presentarsi con questo tipo di trasformazione.

Per molte combinazioni di L_i e R_i , il necessario valore di C_i è così grande da non poter essere realizzato praticamente.

In aggiunta R_T è un parametro dipendente dalla frequenza

Per valori molto bassi di Q_i , il condensatore C_i perde il suo effetto in quanto R_T diventa molto simile o uguale a R_i .
La retta di carico viene calcolata con

$$R_L = \frac{V_{cc}}{I_c} \quad \text{per stadi in classe A, dove}$$

I_c è la corrente di collettore a riposo

C_i è la capacità collettore-base C_{CB}

Surim

Il progetto di un circuito di uscita di un amplificatore RF a larga banda equipaggiato con transistor di potenza dipende da due principi base:

1) che la parte reale del carico di collettore sia una grandezza costante (indipendente dalla frequenza), determinata dalla tensione di collettore e dalla potenza di uscita,

2) che la capacità di uscita sia anch'essa di grandezza costante, determinata dalla capacità C_{CB} collettore-base. Generalmente la resistenza di carico di collettore e la capacità di uscita per un particolare transistor vengono riportate sui manuali tecnici.

Se questi valori non sono disponibili, per il progetto dell'adattamento di uscita si può usare la seguente formula con buona approssimazione

$$R_L = \frac{[V_{CC} - V_{CE(sat)}]^2}{2P_o}$$

dove R_L è l'equivalente parallelo della parte reale del carico di collettore, V_{CC} è la tensione di alimentazione, $V_{CE(sat)}$ è la tensione di saturazione di collettore-emettitore in alta frequenza. Il valore di $V_{CE(sat)}$ non è normalmente conosciuto, ma un valore di 3 Volt è una buona approssimazione.

Il parallelo equivalente della capacità di uscita C_o è data da

$$C_o = K \cdot C_{CB}$$

dove C_{CB} è la capacità collettore-base e la costante K vale circa da 1 a 1,5 per la classe C di lavoro.

Il dimensionamento di un circuito di uscita si riduce all'adattamento di due resistenze intorno ad una determinata banda di frequenza; la parte reale del carico presentato dal collettore, che è normalmente la minore delle due resistenze in un amplificatore RF di potenza a transistor, ed il carico a 50Ω .

La scelta della configurazione circuitale da usare per questo lavoro è pressoché ristretta dalla presenza di una capacità a fianco della piccola resistenza.

La figura 1 mostra un circuito che trasforma una piccola resistenza R_1 in una più grande resistenza R_2 per almeno un'ottava.

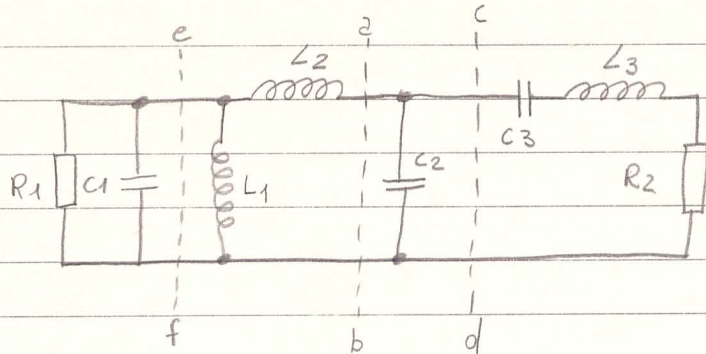


fig. 1

Sebbene la trasformazione non sia completa con grandi larghezze di banda, il circuito può essere progettato a favore delle più alte frequenze della banda.

La piccola degradazione del disadattamento alle basse frequenze può essere compensata dal maggior guadagno del transistor.

La via più semplice per operare su un circuito di uscita è di considerarlo come una sezione ad L come mostrato in fig. 2.

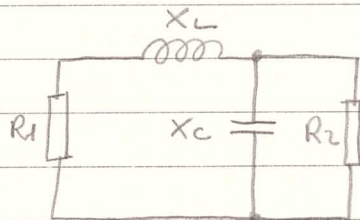


Fig. 2

Per la trasformazione di R_1 in R_2 , le grandezze delle reattanze X_L e X_C sono determinate solamente da R_1 e R_2 , senza riguardo alla frequenza, come segue:

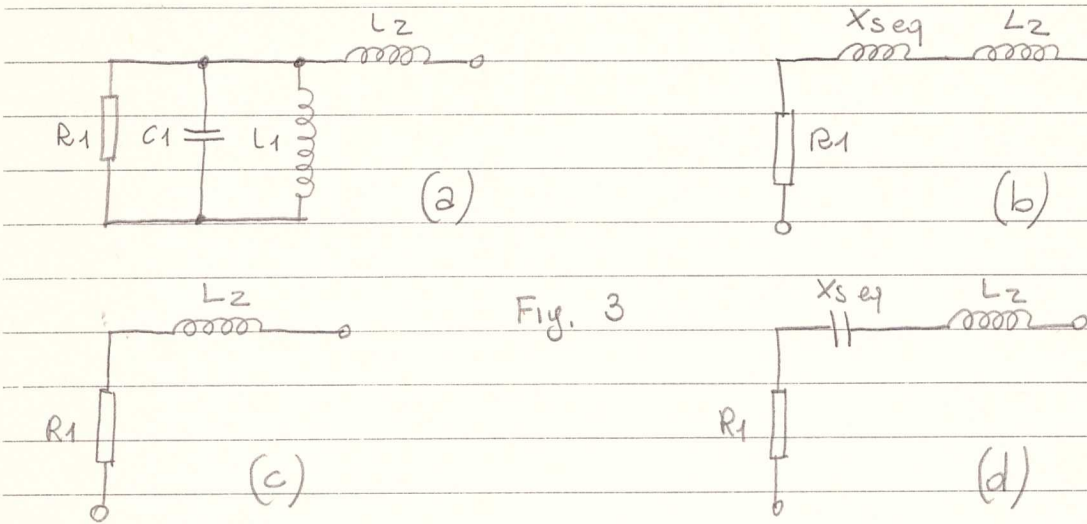
$$X_L = (R_1 R_2 - R_1^2)^{1/2}$$

$$X_C = R_2 \left(\frac{R_1}{R_2 - R_1} \right)^{1/2}$$

Se si desidera trasformare R_1 in R_2 per più di una banda di frequenze, X_L ed X_C possono essere prese come costanti su tutta la banda.

Questa conclusione è un'apparente contraddizione del fatto che $X_L = \omega L$ ed $X_C = 1/\omega C$ sono parametri dipendenti

dalla frequenza, i circuiti di fig. 3 e 4 provvedono ad una appropriata soluzione del problema per punti.



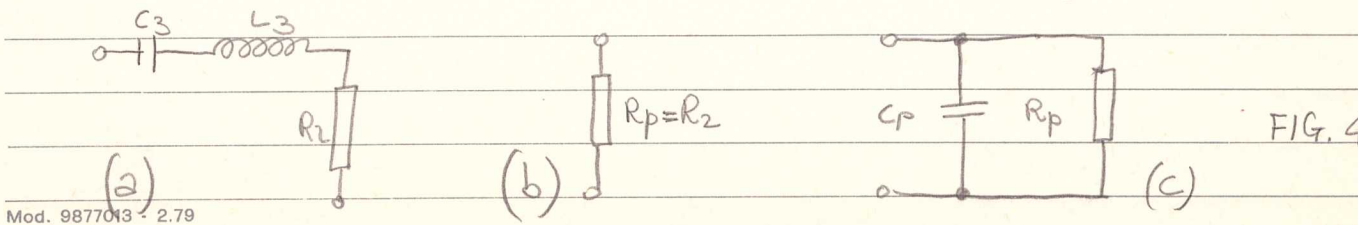
Nel circuito di fig. 3a, se C_1 ed L_1 sono selezionati per risuonare nella banda, l'effettivo valore dell'induttanza serie è incrementato al disotto della risonanza come mostrato in figura 3b, rimane uguale a L_2 alla risonanza (fig. 3c), ed è decrementato al di sopra della risonanza (fig. 3d)

Per la ragione della presenza di C_1 ed L_1 , R_1 è trasformata in un più basso valore nell'equivalente serie (R_1' , R_1'' , R_1''' e così via) che è differente per ogni frequenza.

Alla risonanza, R_1 mantiene il suo valore originale nel circuito equivalente serie

Sebbene l'esatta condizione di fig. 2 non è mantenuta, la tendenza generale nella variazione della reattanza equivalente serie è in direzione favorevole, ad esempio, verso maggiori induttanze effettive al limite inferiore della banda e minori induttanze effettive verso il limite superiore della banda.

Una capacità in derivazione può essere posta per variare nell'uso un circuito risonante serie come mostrato in fig. 4



C_3 e L_3 nel circuito di fig. 4a sono selezionati per risuonare al limite superiore della banda e non hanno effetto a questo punto come si può vedere in fig. 4b.

Al di sotto della risonanza provvedono a porre una capacità equivalente parallelo C_p (fig. 4c) che si aggiunge a C_2 di fig. 1.

Al diminuire della frequenza C_p assume valori effettivi maggiori.

I circuiti di fig. 3 e 4 possono essere combinati per formare il circuito di figura 1.

I valori dei componenti sono selezionati nel seguente modo:

$R_1 =$ è la parte reale del carico di collettore

$C_1 =$ è la capacità sbunt di uscita del transistor

$L_1 =$ è selezionata per risuonare con C_1 a centro-banda

L_2 e $C_2 =$ sono selezionati per effettuare la sezione di trasformazione ad L alla frequenza ove è desiderato il migliore adattamento

L_3 e $C_3 =$ sono selezionati per risuonare alle più alte frequenze e provvedere alla massima capacità parallelo alle più basse frequenze.

Quando i valori dei componenti sono stati selezionati, può essere verificata la sezione di trasformazione ad L per ogni frequenza per la parte del circuito di fig. 1 che si trova a sinistra della linea a-b.

La sezione a L risultante è mostrata in fig. 5

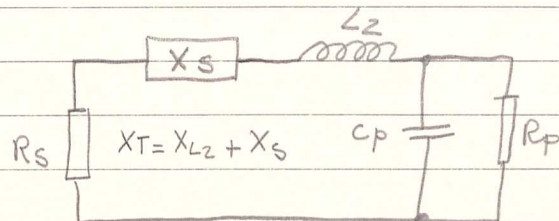


FIG. 5

Nella tabella I, ad esempio, la lista dei risultati di una verifica per i valori dei componenti e intervalli di 25 MHz.

R_p è il valore della resistenza parallelo nella quale è trasformato il carico di collettore dalla sezione ad L risultante per

I valori dati di C_1 , L_1 ed L_2 .

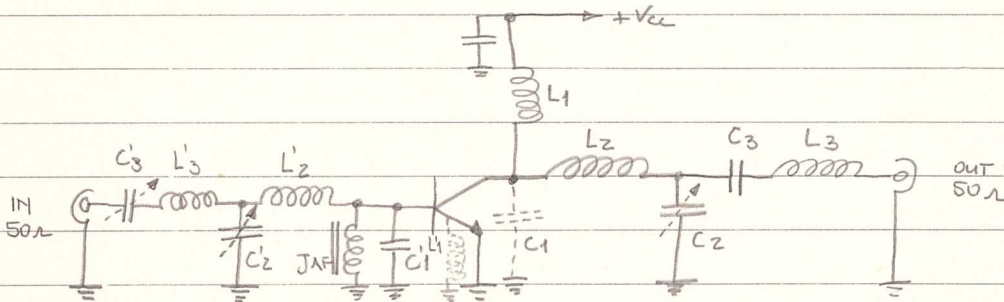
la capacità C_p è il valore di capacità per effettuare la trasformazione completa.

L'estensione a quella parte del circuito alla destra della linea c-d di fig. 1 è per stabilire effettivamente la variazione del condensatore ed è mostrato nella Tabella II

Il confronto dei risultati delle tabelle I e II è di aiuto per determinare i valori dei componenti per il circuito di fig. 1. La tabella III dà i valori trasformati ammettenza/impedenza per l'interno circuito di fig. 1 dalla destra della linea e-f. Questi valori rappresentano il carico di collettore applicato al transistor nella banda 225-400 MHz e sono dati come valori equivalenti serie e parallelo.

Quanto visto può essere opportunamente applicato anche per un adattamento di ingresso di un transistor.

lo schema elettrico definitivo di un amplificatore RF può risultare quindi come il seguente:



Come si può notare, nello stadio di ingresso essendo L_1 interna al transistor risulta esterno C_1

TAB. I

Per $R_1 = 20\Omega$, $C_1 = 16pF$, $L_1 = 13nH$, $L_2 = 11nH$

F MHz	$R_s - \Omega$	$X_s - \Omega$	$X_T - \Omega$	Q	$R_p - \Omega$	$C_p - pF$
225	14,24	9,06	24,61	1,73	56,76	21,53
250	16,30	7,77	25,05	1,54	54,80	17,86
275	17,06	6,06	25,07	1,40	52,95	15,26
300	19,13	4,08	24,81	1,30	51,30	13,41
325	19,80	1,98	24,44	1,23	49,97	12,10
350	20,00	- 0,08	24,11	1,21	49,06	11,17
375	19,80	- 2,00	23,92	1,21	48,69	10,53
400	19,29	- 3,71	23,94	1,24	49,00	10,08

TAB. II

Per $R_2 = 50\Omega$, $L_3 = 13nH$, $C_3 = 12pF$

F MHz	$R_p - \Omega$	$C_p - pF$
225	82,91521	6,95
250	71,29604	5,85
275	63,27814	4,75
300	57,76538	3,62
325	54,06837	2,58
350	51,73186	1,63
375	50,44882	0,80
400	50,00470	0,08

TAB III

Per $R_2 = 50\Omega$, $C_3 = 12\text{pF}$, $C_2 = 10\text{pF}$, $L_1 = 13\text{nH}$, $L_2 = 11\text{nH}$, $L_3 = 13\text{nH}$

FMHZ	G-mhos	B-mhos	R_p - Ω	X_p - Ω	R_s - Ω	X_s - Ω
225	0,03	-0,02	35,62	40,48	20,08	17,66
250	0,04	-0,02	27,33	47,85	20,63	11,81
275	0,04	-0,02	22,61	47,54	18,44	8,77
300	0,05	-0,02	20,08	41,42	16,26	7,88
325	0,05	-0,03	19,00	34,94	14,66	7,97
350	0,05	-0,03	18,82	30,28	13,58	8,44
375	0,05	-0,04	19,17	27,29	12,84	9,02
400	0,05	-0,04	19,78	25,41	12,31	9,59