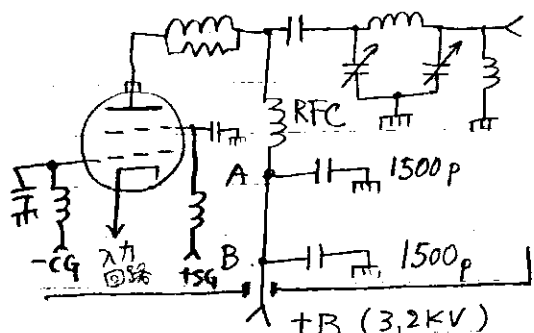


1. パスコンとRFCと自己共振

(1) 1000PFのパスコンを追加したら、発振器になった!? —ウソ・ホト



誰にも見覚えのあるファイラのプレート回路です。RFC (自作, 100 μ H) のコイル端に付けたのは 12KV-1500pF の高圧コン (円板の両面からリードの出たもの) で、リードは約 10mm に切り使っています。その点 A から シールド板を通過して電源部へ入る

B 点に A と同じ 1500PF を付かし、+B を 2KV から 3.2KV に上げたとき、それまで働いていたこの回路 (4CX1000A の AB1 級 GG アンプ) がみごとに発振器に変貌してしまいました。あまりの強力な発振だったために、プレートのカップリングコン (500pF, 15KV \times 2個) がショートし割れ、SG と CG に入っていた RFC (1mH, 200mA) が焼けたイモ虫のようになりました。ほんの一瞬のときごとでした。……SG の RFC が焼切れて SG が回路から浮いてしまったので、SG-アース間に入っていた 0.002 μ F, 1KV のマイカ C、3個が SG に発生した高圧のために続けざまに大音響とともにぐちゃぐちゃに散りました。SG が浮いた場合には、プレート電圧に近い高圧が発生して、大変危険です。

何でこの事態に至ったのか、最初はまったく理解できませんでした。破損したパーツを新しいものととりかえて、もう一度 21MHz で Tune としようとドライブをかけようとした瞬間、再び SG と CG のパスコン (マイカ) と RFC が焼け仕になってしまいました。あちゃ〜。——これまでも、不適当な負荷・同調ずれではしばしば発振・音の濁りがあった

ので、自己発振 寄生発振の類が +B を上げたのを契機に一挙に顕著化したのでしよう。具体的には納得が行くまで二週間

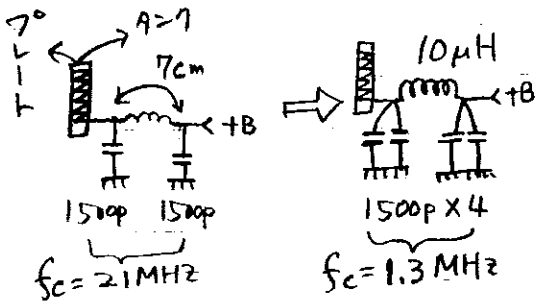
かかりました。複数の要因がうまくかさなりあつた事件だったようです。

★まず、おどろかされたのは図の A-B 間のリード (5D2V の芯線) 約 7cm と、2個のパスコン (各々 1500PF) とが、

「たまたま、21MHz 付近に同調する π 型共振回路!」

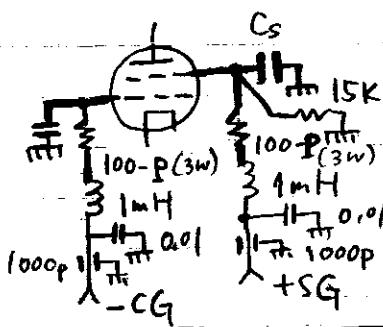
を形成していたのです。このため、プレート RFC から +B 側に流入してくる RF エネルギー (正常でも出力の数% + 数パーセントくらい) が、この「カットオフ周波数 21MHz のローパス・フィルタ (π 型回路)

をツツ抜け (に近く) なった発振の引き金になった、さらに「グリッド~スクリーン側の要素がこれに確実にしたと考えられるようです。

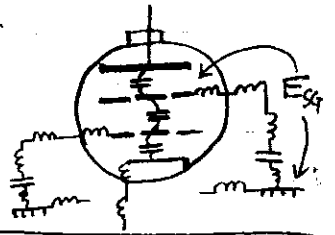


★改善策はまず、このフィルタを「カットオフ周波数(f_c)=1.3MHz (最低使用周波数である3.5MHzより充分低い)のπ型D-パスフィルタにする」と
 • L=10µHは1φPEWで空芯~コア入り何でも可。

★グリッド及びスクリーンのバイパスC~RFCに至るルートがプレート

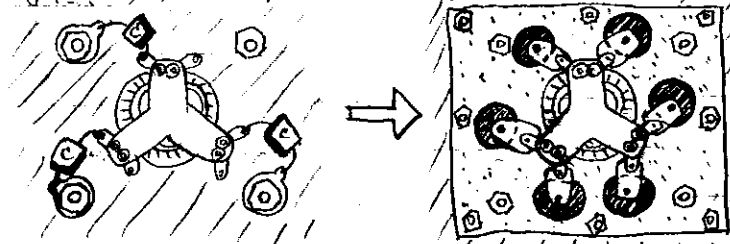


回路に共振することがあると発振することになる
 ので、RFCは直列にQダンパーRを入れます。SGのRFCが断線してSGが浮くのを防ぐため、グリッド-Rの一部(15K)を=に移動します。球~ソケット~パスCの物理的大きさをのインダクタンス(右図)により、SG~アース間に電圧が発生するの?



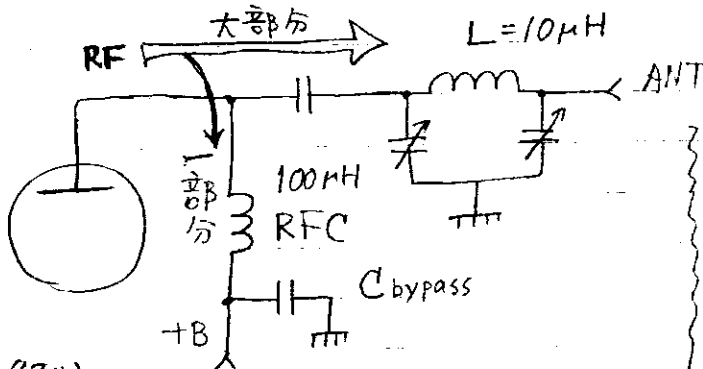
さらに重要なことですが、四極管のP-Gストロバック量は、SGに発生するRF電圧に左右される

この事件は、上記の改良と同時に、球のSG回路のバイパスを良好にすることで解決しました。(四極管での重要事項!)
 また、ソケット周囲に銅板を敷いて、低インダクタンスのアースを可能にしました。



★改良前(左)は、0.002・1KVマイカCを各端子からソケットネジ3箇所へ。
 ★改良後(右)は、1500p・高圧用円盤型セラミック銅片で、グラウンドの銅板へ最短距離で6箇所全部!

(2) プレートのパスCとRFCの重要性



(例)
 タンクコイルとRFCのインダクタンス比
 = 10 : 100 = 10 : 1

プレートに発生するRF電流は、正常時には、大部分タンクへ流れ、ごく一部のみRFCからパスコン(Cbypass)や+B回路へと流入します。このRFCに流れこくRF電流を左図で考えてみます。

プレート側から見たタンクコイルとRFCのインダクタンス比は10:127か?

実際の RFC は RF 抵抗がかなり高く、そのインピーダンス ($=\sqrt{X_L^2 + R^2}$) は、使用する TX のタンク回路 ($Q=10\sim 15$ とした高い値) に比較してはるかに大きな値となるため、RFC に流れる RF 電流は $1/10$ くらい、さらに小さな値となると考えられます。 (タンクへ流れる電流の)

プレートインピーダンス $2k\Omega$ のとき、タンク回路の Q を 12 and 2 にすると、タンクコイルのインダクタンスは $10\mu H$ くらい ($3.5MHz$) であり、市販の $1\sim 2kW$ 級 RFC は $100\sim 200\mu H$ 程度ですから、この「たとえ」がよくあてはまるでしょう。

つまり、タンクへ出ていく RF 電流 I に対し、RFC に流れる RF 電流は $1/10$ よりも小さくなる (たとえば $1/50$ とか、 $1/300$ とか)、と考えてよいでしょう。ただし、「直列共振点」では、大電流が流れます!!

★ プレート出力電圧 E_p のとき、プレートからブッキングコイルを経たタンク回路へ流れる電流 I_{out} と

RFC に流れていく RF 電流 I_{RFC} を考えると、

$$E_p \times I_{out} = \text{プレート出力電力}$$

であり、このうち、若干(数%?)は $E_p \times I_{RFC}$

と、RFC-パイプ-アースへと

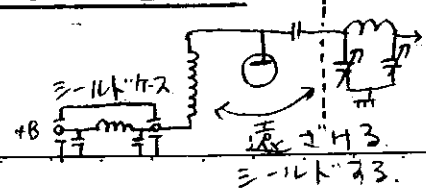
シヤットされることとなります。RFC とパイプで損失が無いとすれば問題となるのは、① RFC の RF 耐圧 (線間耐圧) ② パイプの対地インピーダンスと DC+RF 耐圧 ③ +B ラインに残る RF 電力 であり、実際の回路では、特に RFC での RF 損失 (プレート出力電力のほんの一部、 0.5% とか 3% とかいう程度) による発熱も、忘れてはなりません。

① RFC ポテン ($20^\circ\sim 25^\circ$) は、テフロンヤタイト (吸水性あり) などの耐熱材を使う。② 使用周波数でインピーダンスが低くならないように RFC を作る ③ 直巻巻きを使用するなど。

さらに重要なのは、

RF エネルギーをできる限り +B ラインに出さないこと! そのためには、

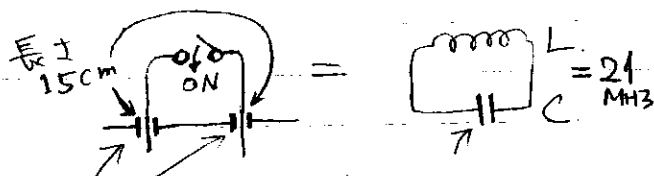
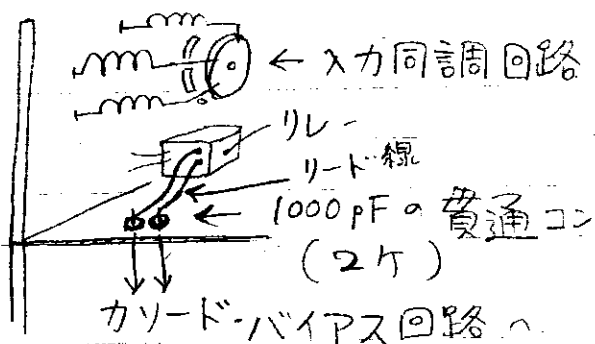
(1) 2 書いたように、 π 型フィルターを 1-2 段設置する、さらにこれをしっかりとシールドケース内におさめる、タンクコイルの強力な磁界 (電界) からのがれるように充分配置を検討するなど



して、水も漏らさぬような「RF-Proof」のリニアを作ります。
 いはば、RFCが自作品、X-カー品をとけず、タンクコイルのとなりにあたり
 して、タンクコイルの強烈な磁界から逃がれなくして、入れた
 RFCもただのヒックアップコイルです。結合をできるだけ
 少くするよう、配置を考慮する、シールド板を入れる、などが重要で

(3) 貫通コンさえ使っていれば、OKか?!

今作っているリニアで気付いた、オソロシイ話。

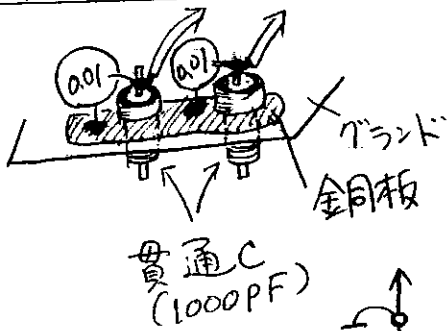


1000 pF 貫通C 約500 pFか?

カソードバイパス回路の切替
 えのため、リード線を 1000 pF
 1KV の貫通コンを通じ
 入力同調回路めきにある
 リレーに配線しました。
 この二本のリードがリレーで
 ON された時、この部分は
 タント、21 MHz 付近に同調す
 る共振回路となっていたので

実はおぼろしいところまで偶然、
 入力同調回路をテックX-ター
 であっている時に発見したので。もしそのままに
 おいたなら、完成後はさびかし原因不明のスプリアス、ある
 いは、まわりをみ、共振をたてて悩んでいたかも知れません。
 なせなら、この副産物的「共振回路」は特にその共振
 周波数(=ここでは 21 MHz)において能率の良いヒックアップリンク
 である。

配線は全部で 15cm くらいになり、貫通C (1000 pF だか) が、
 実際は、その 1/2 ~ 2倍くらいの範囲(?) 2ヶ直列との組合せで、
 この 21 MHz 付近の共振が出現しました。どうも、HF機には
 1000 pF というパコンは合性が悪い(良すぎる?!) ようです。
 解決策は、両方の貫通コンにパラに 0.01 μF・500V の
 セラC を足を短く切って追加して対アスインピーダンスを充分小さく



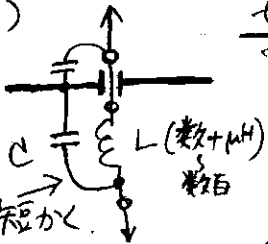
しておきます。(1000PFのみ) $1/11$ となる)

さらに

貫通Cのまわると反対側より大きな
アイソレーションを得るためには、Lと組み合わせ
 せたRFフィルターを作っておくことが重要
 です。

L, Cの組み合わせで

リードは短かく



つまりπ型ローパスフィルターを形成させ、
 そのカットオフ周波数を使用周波数帯より
充分低く ($1/2 \sim 3$ 以下) します。(後述する)

(4) パスコンの自己共振

ある長さを持つリード線とある容量のキャパシタンスが組みあ
 されば、嫌々でも共振回路が出来あかります。

上記のセラCをショートして、その自己共振周波数を
 (500V, 479) 測定してみよう。(5ヶ測定)

円形 13φ



12mm :
 24mm :

15.5 MHz (15~16 MHz)
 12 MHz

リード線の長さを2倍にしたなら共振周波数は $1/\sqrt{2}$ になったか?
 このコンデンサー自身の「大きさ」(=L分) 中には、やはりなりません。

CAPACITOR	LEAD LENGTHS	RESONANT FREQ.
.02 μ F MICA	NONE	44.5 MHz
.002 μ F MICA	NONE	23.5 MHz
.01 μ F MICA	1/4"	10 MHz
.0009 μ F MICA	1/2"	55 MHz
.002 μ F CERAMIC	3/8"	24 MHz
.001 μ F CERAMIC	1/2"	55 MHz
500 pF BUTTON	NONE	220 MHz
.0005 μ F CERAMIC	1/2"	90 MHz
.01 μ F CERAMIC	1/2"	14.5 MHz

Figure 13

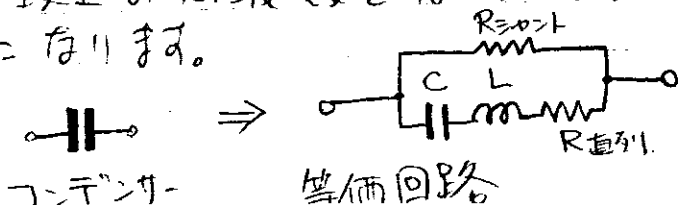
SELF-RESONANT FREQUENCIES OF VARIOUS CAPACITORS WITH RANDOM LEAD LENGTH

右の表は、あるリード長さときの
 コンデンサーの自己共振周波数を
 示しています。

材質、構造上、マイカよりセラミック、
 さらにボタン型が高い周波数を
 示しています。(Radio Handbook, WBSAI)

(ただしR成分による損失は、セラ>マイカ)
 自己共振周波数を越える周波数
 では、バイパスCとしての働きが劣化
 します。これは、そのコンデンサー個体が

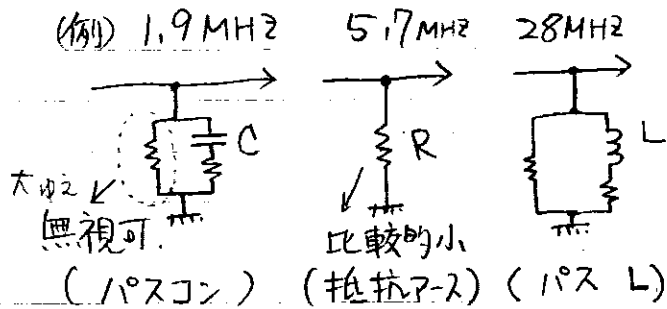
持つL分(誘導リアクタンス)が共振点において X_C と等しくなり、
 より以上の周波数では $X_L > X_C$ となるため、コイルとして働く
 ようになります。



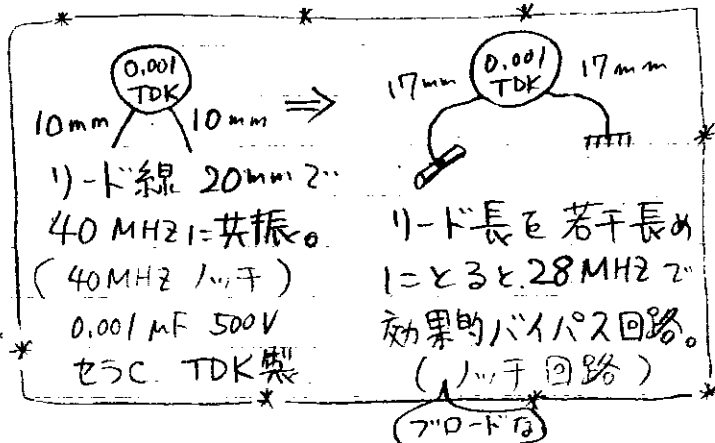
低い周波数: キャパシティブ(含
 共振周波数: 抵抗のみ
 高い周波数: インダクティブ(含

$$X_C = \frac{1 \times 10^6}{2\pi f C} (\Omega); X_L = 2\pi f L (\Omega) \begin{cases} f: \text{MHz} \\ C: \text{pF}, L: \mu\text{H} \end{cases}$$

★ 自己共振点 5.7MHz の 0.05μF (セラミックディスク型) をパスコンとして使用したときの動作は左図のようになります。→(下のグラフ参照)

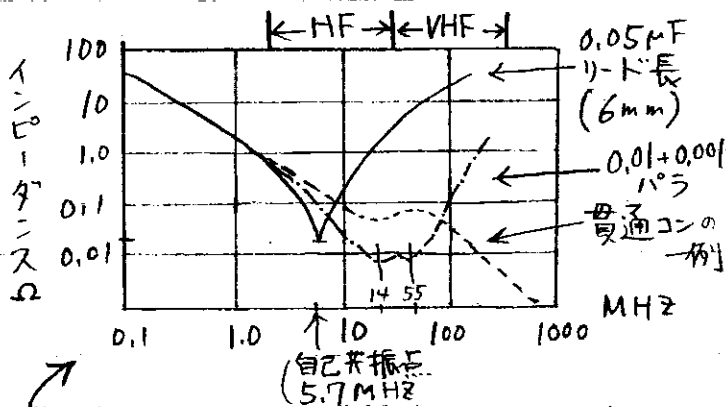


前ページの表にみられるような周波数特性を利用して、特定周波数(たとえば 28MHz)に有効なバイパスコンデンサーを作ることができます。たとえば、自己共振 40MHz のセラC のリード線をやや長めに調節し、これにより、28MHz に同調した直列回路(ノッチ回路)にすることが可能です。ただし、リード長は実際に調整し、目的周波数に合わせてする必要があります。リードを曲げたり、寄せたり、しても共振点が変わります。



★ 右の表も前ページの表と同様にコンデンサーの自己共振について示したものです。(RSGB V-UHF 2=2P1)

実際には手持ちのCを片一端からテイスツ7°X-9-を覗きみるといろいろと遊べますよ!



★ RSGB Amateur Radio Technique の表も、自己共振点以上の周波数で

Table 2. Self-resonance frequencies of some commonly used capacitors

Capacitance (pF)	Frequency in MHz with		ERIE Type
	1/4 in. leads	1/2 in. leads	
330	85	62	
220	120	82	
100	145	120	
47	240	180	
33	250	210	
22	280	235	
15	400	300	
10	530	390	
6-8	600	470	
1000	75	42	
10,000	14	12	
1000 (feed through) (18swg single lead)		40	
1000 (discoidal) (18swg single lead)	200	125	

L, C, R 回路での

$$\text{インピーダンス } Z \begin{cases} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (\Omega) & \text{(直列非共振)} \\ = R \quad (\Omega) & \text{(直列共振時)} \\ = L/CR & \text{(並列共振)} \end{cases}$$

パソコンとしての効果が劣化することと物語っています。VHF-UHF帯では、リード線をもたないボタン型Cや貫通Cが好んで使われるのはこのためなのですね。へつに(金)趣味ばかりじゃないのだ。

注) V-UHFでは、容量は小さくにする。(ロバートと逆!)

理由 ① 自己共振周波数が高くなるため。(同じリード長でも。)

② $X_C = 1/2\pi fC$ により、小容量で充分低いリアクタンスが得られるため。

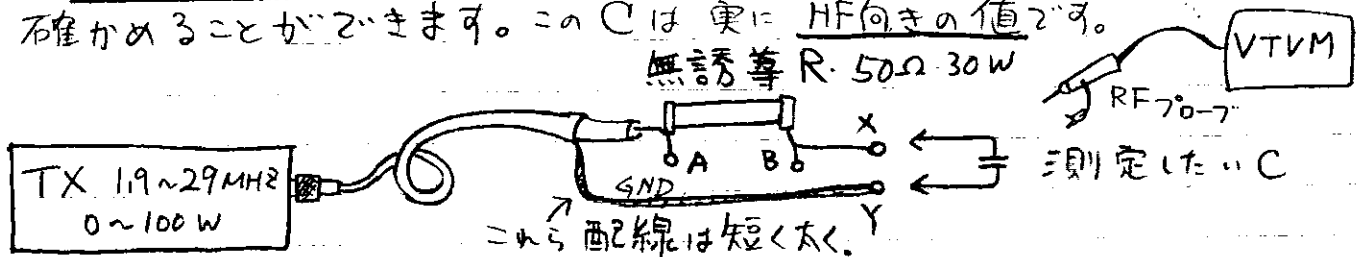
(5) 広帯域用パソコン ($0.1 \rightarrow 1.9\text{MHz} + 0.01 \rightarrow 14\text{MHz} + 0.001 \rightarrow 50\text{MHz}$)

アマチュア無線用リグも近年では1.5MHzから30MHzにわたる(ひと昔前で考えれば)何と広大なスペクトラムを(!!!)カバーするものになってきました。(日本製リグ・リニアの話です。)

やうしないと、売れないからです。それを何とかカバーできる技術はともかく、やうしてもホロを出さない程度の技術(良好なパーツをいくら使う、といった程度)の進歩があったことも見のがせません。

ただ、「パソコン」には、0.01μFのディスク型セラミックコンデンサを1ヶというのは、実に、商業的妥協の産物としか思えません。けす。

0.01μFのディスクは、下記のような簡単な実験でその有用性を確かめることができます。このCは実はHF向きの値です。

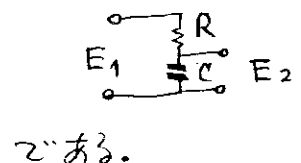


手順① X-Yをショート、A-GND間のRF電圧(20W出力時には31.6V)をセッテ。= E1 とする。

② X-Yに目的のCを接続し、再びA-GNDの電圧を確認し、次にX-Yの電圧を読む。= E2 とする。

③ コンデンサのリアクタンス X_C により

$$E_2 = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \times E_1$$



である。

Note

$$X_c = \frac{1 \times 10^6}{2\pi f C} (\Omega) \begin{cases} f: \text{MHz} \\ C: \text{pF} \end{cases}$$

(実際のコンデンサーは、さらにL分・R分を持つ。)

No.

Date

この簡単な装置で、「ジャンク屋で見つけたきた高圧用コンデンサーが、HF帯で使えようか、どうか」を判断する目安が得られます。比較対照として、同容量のシルバーマイカをあとがってみるとよいでしょう。(リードは短かく、銅板(リボン)を用いて配線)

2. 広帯域で働くパコンなど、HF機に必要か?

答えは **オ、Yes!** VHF帯域、場合によるとUHF帯域までカバーする必要があります。広い帯域で低インピーダンスであること!!

★理由は、増幅器は必ず高調波を発生しているからです。基本波のみならず、このハーモクスもいっしょにバイパスしてやらねばなりません。手を抜くと子供ができてしまうのです。VHF帯寄生発振の防止にも重要です。(まよ、うまご...まよ!)

パコン用ディスクセラミックCは 0.01 と 0.001 (1000 pF) をパラに抱合させて(場合によってはさらに100~300pFマイカを追加して) 3.5~28 MHz 用と(まよ)。脚は 太く短かく、(リード) 理想。

1.9 MHz 帯では、さらに 0.05 くらいを追加するか、0.01を複数パラに使ったほうがよいようです。14¥100位ですから。

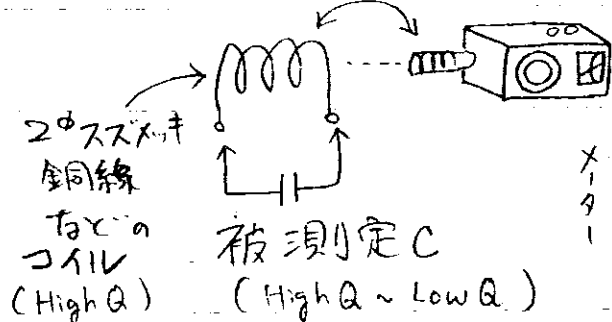
↳ 1.9 MHz における X_c は、1000 pF で 84Ω (!), 0.01 μF で 8.4Ω

ただし、大容量のもの(3000 pF以上の大型チタコン・RF用フィルムコン・高圧用マイカコンなど)では、高周波(10 MHz以上)に対し、R成分が大きい(損失が大きい)ものがあるので注意。(L分も) ↳ 発熱! それにバイパス効果の低下!

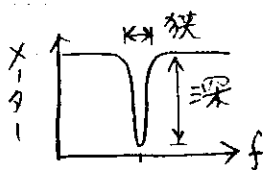
(b) コンデンサーのQ、コイルのQ

グリッドタイアクターでも調べられます。簡単かつよく当たる。

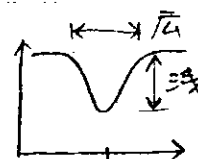
浅い結合(はなす)



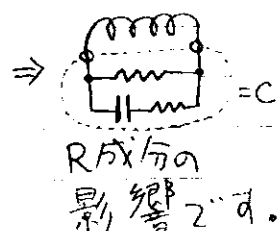
比較的浅い結合状態では、タイアクターのようでは、Qの高いCと比較してみる。



High Q



Low Q



Qの高いものは、浅い結合でも敏感に反応してしまいます。
(7- イッパ!)

★ 感じる周波数 (1秒間に何回上下するか) を示す式は

$$f = \frac{1000}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ (MHz)} \begin{cases} L: \mu\text{H} \\ C: \text{pF} \end{cases} \Rightarrow f = \frac{160}{\sqrt{LC}} \text{ (MHz)} \\ \text{(L: } \mu\text{H, C: pF)}$$

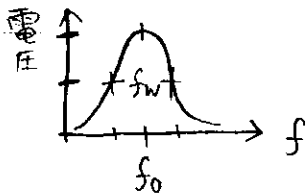
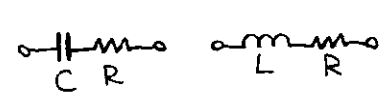
未知のL, Cを求める式は

$$L = \frac{1 \times 10^6}{4\pi^2 f^2 C} \text{ (}\mu\text{H)} \Rightarrow L = \frac{25330}{f^2 C} \text{ (}\mu\text{H)}$$

$$C = \frac{1 \times 10^6}{4\pi^2 f^2 L} \text{ (pF)} \Rightarrow C = \frac{25330}{f^2 L} \text{ (pF)}$$

なので、右のワケ内の式は紙に書いて壁にはっておき、やる時は必ず横目でチラチラ見るようにしよう。
(東馬金巨発)

また Q を示す式は

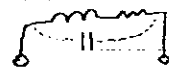


共振時

$$Q = \frac{1}{X_C R}, \quad Q = \frac{X_L}{R} \quad (\text{R分が小さいほど } Q \uparrow)$$

$$Q = \frac{f_0}{f_w}; \quad \begin{cases} f_0: \text{共振周波数} \\ f_w: \text{電圧} \frac{1}{2} \text{ とするバンド幅} \end{cases}$$

など。



★ コイルの Q を高めるためには

Skin Effect

- ① 太い銅線、幅広の銅帯にする。(表皮効果を考慮する。)
- ② 銀×にする。
- ③ 巻数を小さくしてインダクタンスを高めるために、フライトなどのコアを使用する(ただし損失の小さいもの)。)
- ④ 小径より大径のほうがより短いコイルでインダクタンスがとれるので、R分を小さくおさえられる。 などなど。

C₂は微調整用。15~60 pFのコンデンサを取っかえ引替えしながら調整する。

2-13 表面のアースと裏面のアースの結び方

一般基板とスルーホール式の基板とはその価格の比は1:2程度といわれている。もちろんスルーホールが高い。したがってスルーホールを使いたくないのが人情。

ところがスルーホールだと、たとえば15cm×20cm程度の大きさのものにだいたい30個ほどのスルーホールがあるのが普通。そしていやでもプリント基板の表面のアースと裏面のアースとが結ばれているのである。

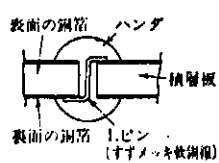


図 2-10 Lピン(貫通ピンともいう)

ところがスルーホールでない一般基板ではわかりやすく「表裏一体」どころか「表裏不一体」。「全くアース間が結ばれていなかった」なんていう話もチラホラと聞える。

こういうのを防ぐには図 2-10 のような貫通ピンを左右前後にだいたい5cm間隔に入れ、「表のアース」と「裏のアース」とをバッチリと結んでおくことが大切である。特に注意しなければならないのが離れ小島。ベタアースがよいというので図 2-11 の E₁ のようにどこにもつながっていないければこれは困るのである。浮島は必ず貫通ピンで他のアースと結んでおくこと。

しかし「貫通ピンの数がプリント基板1枚当たり30本」ともなると貫通ピンのための手数がかなりすぎ、スルーホールにした方が價格的に有利になるので要注意!!

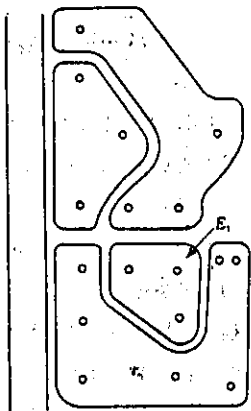


図 2-11 ベタアースはよいが「浮いているアース」は困る

「アースとバスコン」より31用

第3章 バスコンとその大きさ

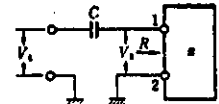
3-1 結合コンデンサのインピーダンスは「入力抵抗値の1/5」

いきなり1/5といってもお分かりにはなるまい。が、実はこれが結合コンデンサの大きさを決めるのに相当有力な手段なのである。

たとえば図 3-1 (a) で入力抵抗を R としよう。するとその等価回路は図 (b)。「この場合の結合コンデンサ C の容量如何?」という問題。……くわしい設計方法は「アースと位相」p.32 に書いてあるがここでは簡便法を……。

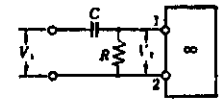
それにはまず、この回路の使用周波数範囲を「1MHz から 10MHz まで」とか、「50Hz から 200kHz まで」とか、あるいはもっと一般的に図 (c) のように「f₁ から f₂ まで」と決めなければならない。

さて、こういうふうに周波数範囲を決めたら、その一番低い周波数 f₁ に対し 1/ωC を計算するのである。たとえば「1~10MHz まで」の時は 1MHz、「50Hz から 200kHz まで」の時は 50Hz に対するコンデンサのインピーダンスを計算するのである。



- 内部のことは分からないのでとした。
- しかし入力抵抗だけは分かっているのでそれを R とした。すると等価回路は図(b)のようになる。

(a) 入力抵抗は R



$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1+j\omega C R}$$

$$\text{ただし } \omega = \frac{1}{\omega C R}$$

- ただし入力端子①から見た回路の入力インピーダンスは無量大
- するとV₁の入力を入れても実際に負荷に加わる電圧はV₂。

(b) 等価回路



f₁: 帯域内の一番低い周波数
f₂: 帯域内の最高周波数

(c) 周波数帯域

図 3-1 結合コンデンサの大きさの決め方

そしてそのインピーダンス $1/\omega C$ を R の $1/5$ になるように、すなわち

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{R}{5} \quad (3-1)$$

によって“Cを計算せよ”ということ……これが簡便にしてしかも実用的なCの決め方……。

実例で話を進めよう。

「実例 1」

図 3-1 (b) にて $R=1\text{k}\Omega$ で 1MHz から 10MHz までの周波数範囲で使用可能な結合コンデンサの大きさ如何？

式 (3-1) の $\frac{1}{\omega C} = \frac{R}{5}$ から

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1\text{k}\Omega}{5} = 200\Omega$$

$f=1\text{MHz}$ から

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \times 10^6 \times C} = 200$$

したがって

$$C = \frac{1}{2\pi \times 10^6 \times 200} \text{ F} = \frac{10^4}{2\pi \times 2} \text{ pF} = 796 \text{ pF} \approx 800 \text{ pF}$$

「実例 2」

図 3-1 (b) において $R=100\Omega$ の場合 50Hz から 200kHz までの周波数範囲に適合する結合コンデンサを求めよ。

式 (3-1) から

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{100\Omega}{5} = 20\Omega$$

$f=50\text{Hz}$ として計算すればよいため $\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times C} = 20$

したがって

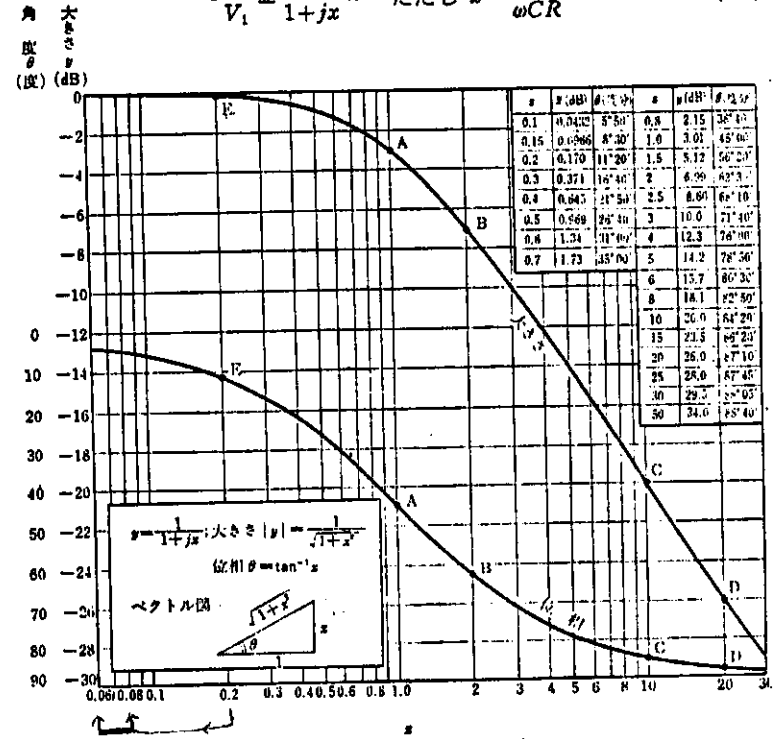
$$C = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 20} \text{ F} = \frac{1000}{2\pi} \mu\text{F} = 159 \mu\text{F}$$

RF, kW 4 = ?
2 は、この
3~5倍に
した方がよい。
(位相差↓と
なるため。)

3-2 “1/5 だよ” という根拠

理由はきわめて簡単。図 3-1 (b) で出力電圧 V_2 を求めると

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1+jx} \dots\dots \text{ただし } x = \frac{-1}{\omega CR} \quad (3-2)$$



数値例

例	x	大きさ	角度	点
例1	x=1.0	-3dB	45度	A点
例2	x=2.0	-7dB	63度	B点
例3	x=10.0	-20dB	84度	C点
例4	x=0.2	-0.17dB	11度	E点

図 3-2 $v = \frac{1}{1+jx}$ の計算図表 (ボーズ線図)

この式(3-2)を計算したのが図3-2になることは「アースと位相」p.12で
縷々説明してあるとおり!!

一方、式(3-1)より $\frac{1}{\omega C} = \frac{R}{5}$ であるから $\frac{1}{\omega CR} = x = \frac{1}{5} = 0.2 \dots x = 0.2$
として図3-2から振幅の大きさと位相角を求めてみよう。

まず大きさは図中の表から $-0.17 \text{ dB} \dots$ “本当かしら?” とちょっと計算し
てみると

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{5}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1.04}} \approx \frac{1}{1.02} \approx 0.98 = -0.17 \text{ dB} \dots \text{OK.}$$

次に位相、図3-2の数値例4のE点からもわかるようにわずかの11度。

したがって「入った信号 V_1 がほぼそのまま V_2 として出る」と考えてよい
のである。

一番低い周波数 f_1 でもこの程度、より高い周波数に対してはオシンの字、これ
が「コンデンサのインピーダンスは入力抵抗の1/5で十分」という理論的根
拠、そして同じことをベクトルを用いて説明したのが図3-3。

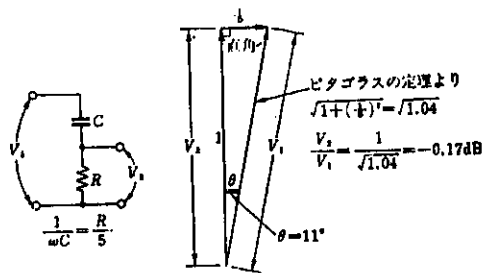
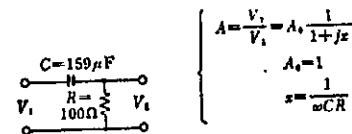


図3-3 「結合コンデンサのインピーダンスは1/5でOK」
という証明……ベクトルを用いて

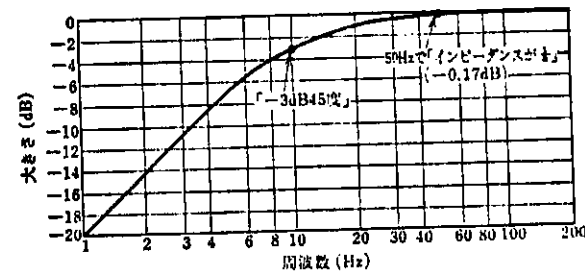
3-3 「インピーダンスが1/5」と「3dB 45度」との関係

「本当かしら? こんな簡単なやり方で……??」とまだ不安な方のためちょ
っと計算してみよう。



- $x=1$ となる周波数が -3dB
- $x=1$ となる周波数を求めると $C=159\mu\text{F}$ $R=100\Omega$ として $\omega CR=1$ より $2\pi f \times 159 \times 10^{-6} \times 10^2 = 1$
- $f = \frac{10^4}{2\pi \times 159} \approx 10 \text{ (Hz)}$
- “10Hzで-3dB”として「アースと位相」p.16によって求めたのが図(b)

(a) 回路図



(b) 周波数特性

図3-4 「インピーダンスが1/5」と「3dB 45度」との関係

といっても「まじめに計算するのは愚の骨張」

そこは計算板（「アースと位相」p.15 参照）を用いて……p.34の3-1節の
「実例2」について求めた結果が図3-4。

3-4 パスコンも同じこと

「わかった!! 結合コンデンサの場合は……、そして“パスコンの場合も同
様に1/5でよろしい”といいたいのだろう!!?”

「そのとおり」というわけで取り出したのが
図3-5、3-1節の「実例2」と同様に「 $R=100\Omega$ 、 $50 \text{ Hz} \sim 200 \text{ kHz}$ 」の場合につき計算すると
…… $1/\omega C = R/5$ 、 $f=50 \text{ Hz}$ だから…… $C=159$

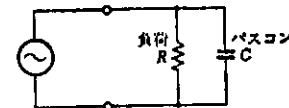


図3-5 形だけはパスコン…
…だが

PF. 全く同じ!!

と書くとこれはとんでもない間違い!! 「え? 間違い??? いったいどこが間違っているのだい?」と疑問に思われる方がおられたら頭が硬いことオビタダシイ。

というてはいささかいいすぎかも知れぬが何をかきそり著者も時々やらかす失敗だ!!

「どこが間違いか?」を簡単に説明したのが図 3-6 (a)。これは図 3-5 のパスコン C を右から左へ移動中の図面。図 (b) が移動完了後の図面。

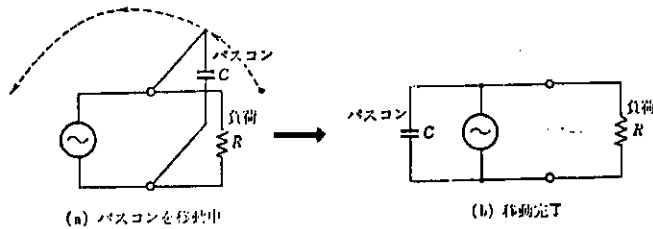


図 3-6 電源電圧がそのまま負荷に加わってしまう…したがってパスコンの有無には無関係

これでお分かりとは思いますが念のため補足説明すると抵抗 R には発振器の出力がそのまま加えられている。したがってパスコンの有無には無関係!!

3-5 パスコンの大きさは電源の内部抵抗が大きく影響する

「では図 3-5 は意味ないのか?」というとも必ずしもそうではないのであって、電源に内部抵抗がある場合には有効!! そのへんの事情を図 3-7 を用いて説明しよう。それには図の中の式……この式は「アースと位相」p. 14 の図 2-5 の回路 3 より簡単に求められるのだが……を用い

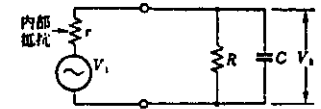
$$R = 100 \Omega, C = 159 \mu\text{F}, r = 0, 10, 30, \dots, 3 \text{ k}\Omega, 6 \text{ k}\Omega$$

として計算したのが図 3-8。これから分かることは

① 内部抵抗が少ないほどパスコン

は効かない

極端な場合として内部抵抗 $r = 0$ とすると……パスコンは全く効かない。



$$\frac{V_1}{V_i} = A_0 \frac{1}{1+j\omega RC}$$

② 内部抵抗が大きいほど低い周波

数から効き始める。r 大 \rightarrow 低 f が有効

$$\text{ただし } \left\{ \begin{array}{l} A_0 = \frac{R}{R+r} \dots \text{挿入損失} \\ r = \frac{Rr}{R+r} \cdot \omega C \end{array} \right.$$

③ r が大きいほど挿入損失 A_0 が

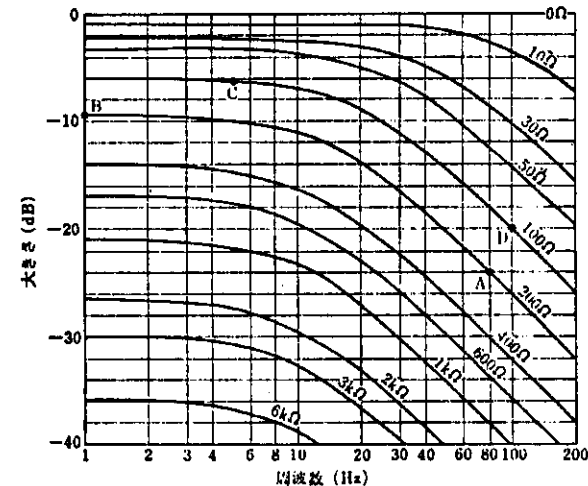
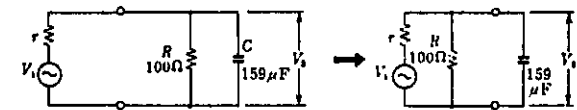
増大する。

図 3-7 電源の内部抵抗まで考えるとパスコンが…

の3つだが、どう考えても図 3-8 を見て

ただけでは「パスコンのインピーダンスは抵抗値の 1/5」というわけにはいかないようだ!!

r: フィルタ - RFC と考える R: 負荷インピーダンス



● 図中傍記せる抵抗値は内部抵抗 r の値

図 3-8 パスコンの効き方は電源の内部抵抗によって決まる

PF? 考え方は ↓ グラフは MHz

3-6 パソコンの決め方も「抵抗値の 1/5」

が、なんといっても「結合コンデンサのインピーダンスは抵抗値の 1/5」という考え方はきわめて便利。そこで“なんとか同じ考え方がパソコンにも適用できないものかな？”とジッと図 3-7 に描かれている

$$x = \frac{Rr}{R+r} - \omega C \quad (3.3)$$

という式を見ているうちにハッと気がついた!!

$\frac{Rr}{R+r}$ は R と r が並列になった抵抗値ということに……それを R_0 としよう。この「合成抵抗 R_0 の 1/5」になるようにパソコンを選ぶのである。……実例で説明しよう。

「実例 1」

図 3-8 で $r=200\Omega$ としよう。すると合成抵抗 R_0 は $R=100\Omega$ だから

$$R_0 = \frac{Rr}{R+r} = \frac{100 \times 200}{100+200} = 66.7\Omega$$

さてここで“ $C=159\mu F$ とした場合、 $1/\omega C$ が 66.7Ω の 1/5、すなわち 13.3Ω になる周波数は如何？”という問題をまず解いてみよう。

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f \cdot 159 \times 10^{-6}} = 13.3$$

より

$$f = \frac{1}{2\pi \times 159 \times 10^{-6} \times 13.3} = \frac{10^6}{2\pi \times 159 \times 13.3} = 75\text{ Hz}$$

さて図 3-8 にて $r=200\Omega$ で 75 Hz とすると……A点……-24 dB

そして明らかに 6dB/oct の領域。

さて「6dB/oct ということは周波数が倍になるとインピーダンスが半分」と

いうこと。ということは“図 3-8 の $R \parallel C$ の回路で C だけが効いて R は有っても無くても同じ”ということ……これこそパソコン (図 3-9 参照) ……というわけで、「抵抗値の 1/5」という考え方で OK。

「実例 2」

図 3-8 で $r=100\Omega$, $R=100\Omega$ としよう。さてここで 5 Hz の周波数まで十分パソコンとして効くコンデンサを入れたい……何 μF を入れたらよいか？

答；合成抵抗 R_0 は

$$R_0 = \frac{Rr}{R+r} = \frac{100 \times 100}{100+100} = 50\Omega$$

そこで $1/\omega C$ をこの 50Ω の 1/5、すなわち 10Ω とすればよい。

$f=5\text{ Hz}$ だから、

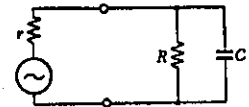
$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times C} = 10\Omega$$

したがって

$$C = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10} = 3180\mu F$$

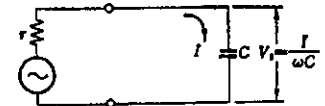
“サテ……この値は図 3-8 のカーブのどこに相当するかな？”と探してもない。……ないのが当然で図 3-8 は $C=159\mu F$ の時のカーブ。しかし“いたし方なし”といってあきらめては不可。ではどうするかというと $r=100\Omega$ のカーブを利用するのである。がこれはもちろん $C=159\mu F$ の場合の値。C が $3180\mu F$ ということは $159\mu F$ の 20 倍……“C が 20 倍ということは周波数を 20 倍するのと同じ”という原理を利用すると、5 Hz を表わす C 点は $5\text{ Hz} \times 20 = 100\text{ Hz}$ の D 点に対応するはず。

この D 点すなわち -20.2 dB が、 $C=3180\mu F$, $r=100\Omega$, $R=100\Omega$ の場合の 5 Hz の減衰量。これなら、6 dB/oct の範囲に入っているからパソコンとして OK。3180 μF で十分ということ。



●「C がパソコンとして十分その役割を果たしている」ということは R に比べ $1/\omega C$ が十分小さいということ

(a) 基本回路

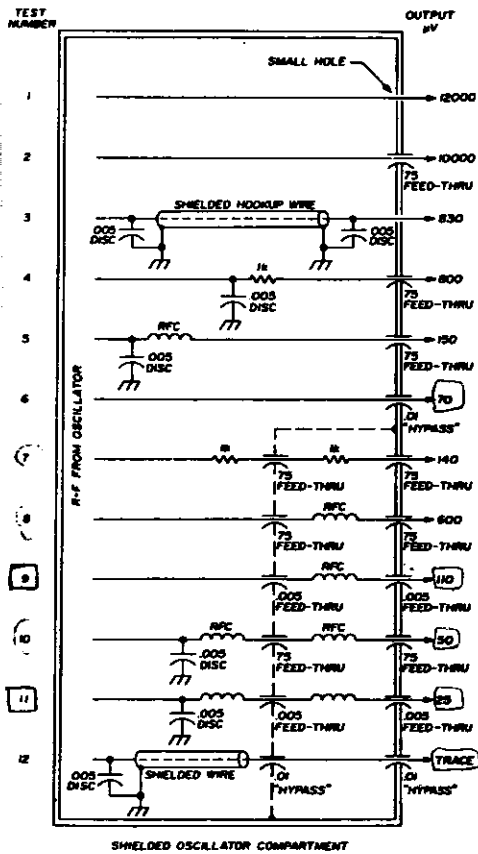


- ということは R は無理できるということ
- したがって出力電圧は $\frac{I}{\omega C}$ になり周波数に反比例
- したがって周波数が 2 倍になれば出力は半分
- すなわち周波数が octave 上げれば出力は -6dB
- これを称して 6dB/oct という
- 逆にいえば 6dB/oct で出力の周波数特性が下がってれば C はパソコンとして十分動作しているということ

(b) 6dB/oct になっていればパソコンとして OK

図 3-9 6dB/oct がパソコンの条件

(7) RF フィルター



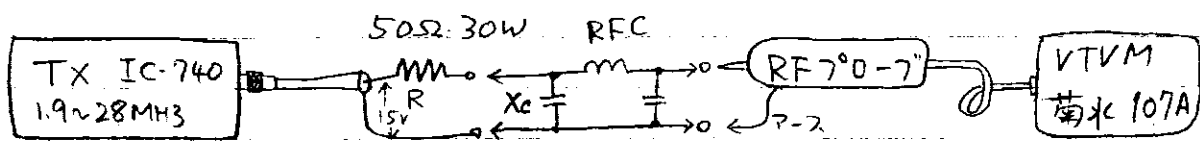
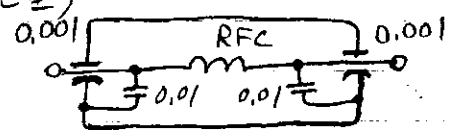
左図は、シールドケースの内に 80MHz の発振器を入れ、その出力 $12,000 \mu\text{V}$ ($=12\text{V}$) をリードに接続して (それぞれフィルターを経由して) 外部にとり出したときの出力電圧 (μV) を示したものである。

(Eimac, Amateur Service Newsletter)
(原典: RSGB, Amateur Radio Technique)

- 貫通コン: $75 = 75 \text{ pF}$, $0.01 = 0.01 \mu\text{F}$. (feed-through) "Hypass" というのは商品名。
- RFC: $7 \mu\text{H}$. $1/2 \text{ W}$ (Ohmite Z-50)
- 比較的大きいCを用いたπ型フィルター (9番), π×2段を用いた10番11番, Cは大きな値 (0.01) を用いた6番, 12番が出力を低いレベルにおさえている。
(注) この実験は80MHzのものなので、HF用にはL・C値を10倍にして考えると参考になる。(8MHz)

8番 (75pF×2のπ型) で充分おさえられなかったのに対して、10番で RFC + 0.005 (5000pF) を追加して良好な値を得ています。(0.005 × 75pF, RFCは40MHz π型)

• 上の図にはは示していませんが、右のように 1000pFの貫通Cと 0.01μFのテック型電圧ミッサーCを用いたものは大変効果的です。以下、そのHFでの応用実験。



- ① RにRFを加える。(15Vとする。TX出力4.5W程度)
- ② Raアース側はフィルターの入力へ接続。(RはXcでアースされる。)

この装置を用いて測定した結果を次ページに示します。

貫通C: 1000pF 1KV 社式 (無名・東京ラジオパーツ 1Fにある 桜屋電機で 1ヶ200円のもの)

★ フィルタ-効果の実験 < 周波数によるちがひ / 回路構成によるちがひ > → 使う回路のインピーダンスは、24~26Ωを見よ。

各入力: 15V-RF を 50Ω を経て接続。表中の数値は フィルタ-出力 (volts)

回路 No.	①	②	③	④	⑤	⑥
1.9 MHz	2.28	1.20	0.80	Trace	3.70 ↑	2.13 ↑
3.5	1.18	0.57	0.36	Trace	0.31	0.95 ↑
7.0	0.52	0.27	0.12	0	0.005	0.02
14.0	0.30			0	Trace	Trace
f_{cut} 21.0	0.05 ↓	①の $\frac{1}{2}$	①の $\frac{1}{3}$	0	Trace	Trace
28.5	0.11 ↓ 増			0	0.005	Trace

表を各バンドごとには右の方向へ読んでみましょう。①は基本型です。

注) 回路は左が入力、右が出力端子です。

貫通Cは 1000 pF, キは ティスクセラミック, 0.01 μF 500V 45A
カリットは できるかぎり切りつめて接続してあります (2~3 mm)。

< コメント >

実験方法 (前ページ) は、フィルタ-入力側のコンデンサの各周波数における X_C (リアクタンス $1/2\pi fC$) を利用し出力側へ電圧を供給してありますので、①~③では結果の数値が、周波数及びCの個数に反比例してあります。ただし、0.01 μF の自己共振点 15 MHz 互さかいに、電圧は ↓ 再び上昇するのがわかります。

④ RFC 820 μH (小さなもの、コキシ or タルマ型) の威力は見たとおり。でも、100 mA くらいしか流せないの、電源系ラインには不可。

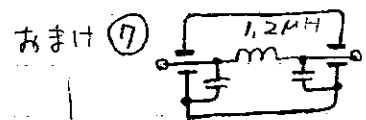
- ⑤ L: 0.8 φ PEW (ホリル線) を 外径 10 mm に 10 回巻き (1 μH)
⑥ L: 0.8 φ PEW を 4.5 φ の テルリン棒 に 27 回密着巻き (0.67 μH)
⑦ L: 同上, 50 回 (1.2 μH)

⑤~⑦の回路の共振周波数 f_0 (計算値) は、

⑤ - 2.15 MHz ⑥ - 2.62 MHz ⑦ - 1.96 MHz

となり、表中 ↑ 印の上昇 (基本①や②に比し) が理解されます。(表中 ↓ 印) これらのバンドには不適。

* フィルタ-は、出力同調回路ではありません。使用帯域より (π型フィルタ-の共振周波数は) 充分低くとらなくちゃダメです。



1.9 - 5.5 M < f_0
3.5 - 0.30
7.0 - 0.01
14.0 - trace
21.0 - "
28.5 - "

これら実際に使うコイルは各自工夫して、十分インダクタンスのとれるものを作ってください。コア入りなど。

どのくらい離すか (detune するか) は、回路の Q に依りますが、この程度の回路なら、⑤・⑦の結果を参考にしてください。

「最低周波数 $\times 0.5$ (MHz)」

より低く設定すれば良いように思われます。

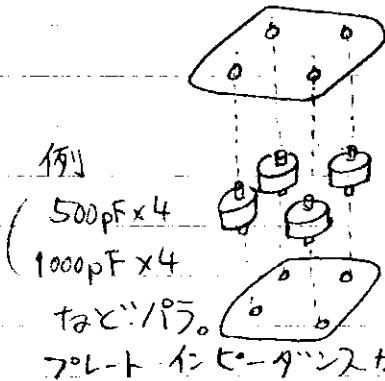
($\times 0.25$ くらいは、まず OK)

- 1.9MHz 帯を含めるときには、1PSC を 0.05 (0.01 \times 5本) くらいに増やして、ヨークも 0.8 ϕ ホルマルを 10mm 径で 20回密着巻きにすれば充分な効果が得られます。(f₀ = 0.7MHz)
コア入りコイルとしてインダクタンスを大きくするのも有効かつ便利。

- 高圧用セラC, 円板チタC (セラミック) などは大容量のものが入り困難なので、2~4個パラにして使用すると良い結果が得られます。リード型の場合は、足を短く切って、銅板で「配線」。

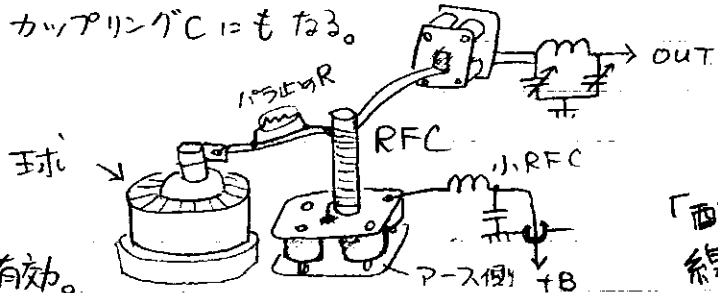
★銅板でスタンドオンにするのが良い。

これはそのまま高圧用スタンドオフCやカップリングCにもなる。



プレートインピーダンスが低い時有効。

(球をパラにしたら、Cもパラにせよ)



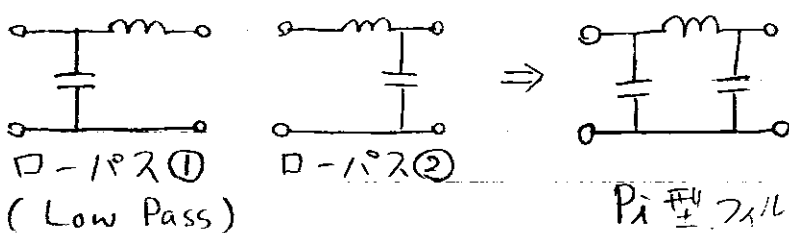
「配線」だ。
線は9x
↑

★RF回路の配線は「太く短かく!!」そして「幅広く!!」

(例) 3 ϕ の銅線2ギツギに配線するよりも、たとえばへたへたの0.3mm厚・幅10mmの銅板(リボン状)のほうが、RF回路では好ましいのだよ。(表面積が \otimes)

(8) オッ! ^{パイ} ^{かた} π の型... しているか? 「 π 型フィルター」

表皮効果!



π 型同調回路は基本的にはローパスフィルターです。

また、「オッパイ」とは何ら近い関係にはないと思われま。

(注意) このページに書いてあることは、一般の FL2100 系には No. _____
 2 は、行なわれないほうが いい でしょう。球や入カ C が Date _____
 コワレて しまいます ので。(私の は、特別 製 です。)

★ この π 型 フィルター が、「D-パス フィルター」 である ことは、たぶん FL2100 シリーズ・リアの バンド SW を 20m に セット してある とき、入カ 同調 回路は π 型 なの だ、20m 以外 にも 40m や 80m など 低い 周波数 の 信号 も 通過 し、ドライブ が かかり ます。が、15m や 10m の 信号 は、ほとんど 通過 せず、ドライブ でき ません。(入カ 回路 で トラップ される = 損失 だろ)

(入カ 信号)

実際 に やってみると、160-80/75-40-30m で ドライブ でき、IP も ほぼ 20m 同様 (同ドライブ 電力 だ) 流せる うえ、ナント、出力 (20m?) も、各 バンド 20m に 対して、それぞれ、5%、5%/5%、25%、5% の 効率 で パワー が 出 できます。(過倍 or 筒抜け?)

(ただし、私の「FL-2100B」は、球は 4x150A・2本)

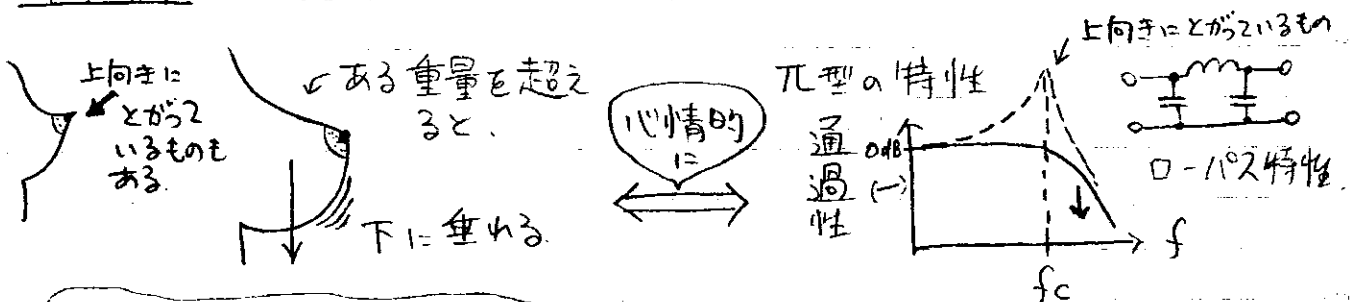
仮に、基本波 が 筒抜け に 出カ タンク に 入ってきた と しても、出力 (基本波) は 出 ます。15m-10m の 入カ では、ドライブ も できず、出力 も ゼロ。

(ファイナル タンク も π 型 だ。念のため。)

この 出力 を 吸収 型 周波数 計 で 測定 すると、40m 入カ の ときは 20m 出力 が 実際 に かなり 出 くる 他は、基本波 の 筒抜け に 対して、パワー 計 が 振れ ている よう だ。入カ の 高調波 も 増幅 します。

40m 入カ (20W) - 20m 出力 70W (プレート 入カ 900W?) と、なりました けど、こんな こと すると、ファイナル が イケル ます。

やはり π 型 は、何はともあれ、親しみの 深さ と「下に 垂れる 特性」上、オッパイ と 何らかの 関係 (ほとんど 心情的 なもの) は ある ふう だ。



「容量 (キャパシタンス) が 2 つ ある」という 点 だ、類似 だろ、浅野 さん...

カット オフ 周波数 を こえ ると、やはり 下に 垂れる。なんと、肉感的 な こと だ、ヒューティフル ♪

そこで次節。

7-8 例題としてローパス・フィルタ

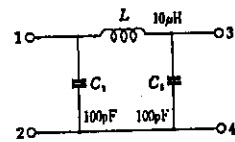


図7-21 このフィルタの周波数特性やいかに?

例題が好きな著者。早速取り出しましたのが図7-21「このローパス・フィルタの周波数特性如何?」というのが問題。

ところが「濾波器とかフィルタとかいうとそれ!!とばかりにイメージインピーダンスとか反復パラメータとかとかくむずかしい理論を展開する。「そんなむずかしい理論を使わなくてもできるはず!!?」とつぶやきたくなるのが著者の悪い癖。そしてもうすっかりつぶやきでもしたらそれこそ大変。「ちっともむずかしくありません!!簡単な理論です!!」とかいって著者に猛然と食ってかかってくる人がたくさんいる。特に若くて頭が良い……と自分では思っているエンジニア……。

が、そんなやからに「では図7-21のフィルタの周波数特性を計算してくれ」というと部厚い理論が書いてある本を持ってきて、しちめんどくさい式を何やらひねくり回したあげく、できた!!とってて式を著者にみせてくれる。

「そうか!!では負荷抵抗 R が 50Ω。この C1, C2 のコンデンサは 100 pF。そしてインダクタンスが 10 μH の場合の周波数特性は?」というふうに具体的な数値を持ち出すとトタンにヘナヘナ。

それでもなんとか頭が良いと思っている手前照れくささをかくして一晩がかりで計算してくる。その点だけはたのもし。

そして得られたのが図7-22の式。

もちろんこの式を計算したのが図7-22の曲線。

だがこのカーブ、よくよく見るとどうもおかしいのである。周波数がうんと高い 100 MHz 付近からおかしいのである。「どこがおかしいか」というと R = 10Ω の場合も 100Ω の時も 200Ω の時もどれも 12dB/oct で下降している点。

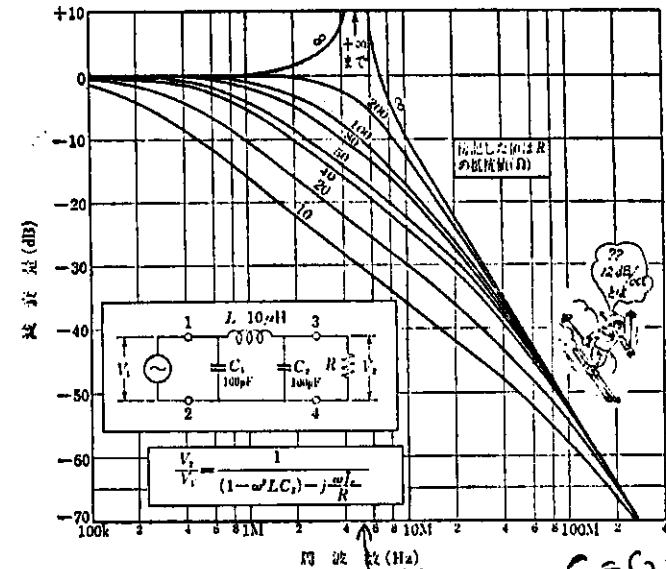


図7-22 フィルタの特性……ただし間違い

C1 = C2 = 200 pF の
7.57 E35.

“なぜおかしいか?”というところ、C1, C2 の2つあるから 12dB/oct, なら 1つで 6dB/oct. 合計で 18dB/oct にならなければならないはず。ああそれなのに、それなのに図7-22では 12dB/oct.

7-9 恥ずかしい間違い!!

ところで正直いってこんな間違っただけ計算とか測定を著者自身何回やったことが数知れず。

特に測定したデータの場合計算値よりまだ始末が悪い。というのはわれわれ現場のエンジニア。理論にはあまり自信がないが測定した値そのものについては胸に自信。「なにしろこの俺が測定したのだから……」と、そして実測値には絶対の信頼。

さて前置きはこれぐらいにして「どこが間違いか?」はもうお分かりのはず。図7-23(a)のような測定方法だと、発振器からはいつも一定の電圧が出

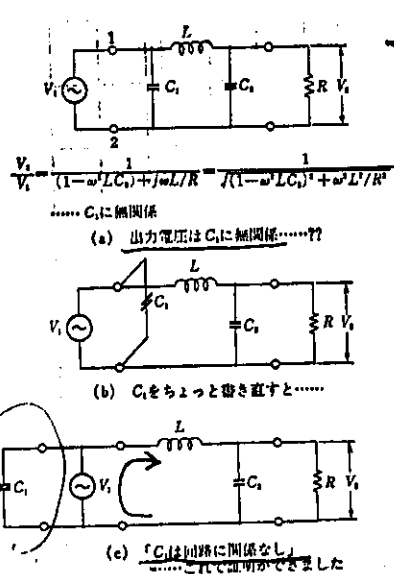


図 7-23 出力電圧一定ということは……

ていて、しかもその一定の電圧がそのまま C_1 に加わっていて……ということ、 C_1 は周波数特性に無関係……この無関係だということを証明したのが図 (b) と (c)。

「そうそう、そういえば実は図7.22の式、どうもおかしい? と思ってはいましたが……」と例の頭のよい(?) 男……が、いまさらグチでも始まらない……。

“ではどうしたらよいか?” という図 7.24. この図のように電源の内部抵抗 r に等しい抵抗 R を挿入して計算したり測定したり……。

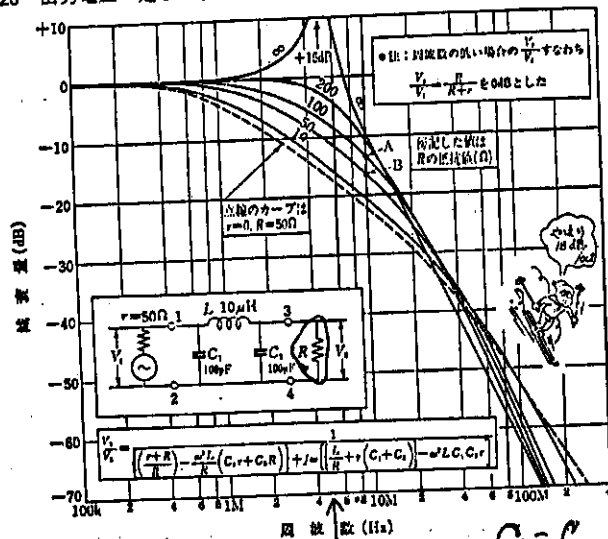


図 7.24 フィルタの正しい特性

$f_c = 100\text{kHz}$ なら 7MHz は?

$C_1 = C_2 = 200\text{pF}$ の 7.37 !

RF
2.14A - (3.12, 2.14)
2.14
負荷の R は
大きな値と
考えるとする。
(∞)
したがって f_c は
ピークが現れる

7.10 電源の内部抵抗を考えれば万事 OK

“では”と自分では頭がよいと思っている例の男。気を取り直して計算し直したのが図 7.24 の式。もちろんむずかしい伊波器理論を用いて……。一方、著者はもちろん交流理論だけで解いてしまったが……。

「おや、やり方は違っても結果は同じですね!!? ヤレ、ヤレ」と例の男。そして数値計算した結果が図 7.24 の曲線。

今度こそ 18dB/oct. 本当に“ヤレ、ヤレ!!”

7.11 せめて $1/\omega C$ だけは計算しよう

“ヤレ、ヤレ”もけっこうなのだが、よく考えてみると同じ回路の同じ特性を求めたのであるから結果が違うわけがないのであって全く同じ結果になるはず。それなら何もむずかしい理論など使わず初めから交流理論的に $R + j\omega L$ とか $1/j\omega C$ だけでガシガシ計算するに限る。というのが著者のいいたいところ。

たしかに著者。メーカーに勤めていた 30 年間、その間ラプラス変換も伊波器理論も使用したことなどただの 1 回もなし。その間すべて交流理論だけで済んできた。……いや済ませてきた。……この敢たる事実。

ただ最後に誤解のないように……著者は「何の計算もしなかった」とはしていないのであって「 $f=1\text{MHz}$, $C=50\text{pF}$ のインピーダンスは?」なんていう計算。すなわち $1/\omega C$ の計算だけは必ず実行するよう心掛けてきた。

ああそれなのにそれなのに……

「何をそんなにげくのか?」という近頃の新人社員はもちろんのこと、相当なベテランでも、簡単な“次の問題”ができないのである。

できないからそんな計算もせずに設計しているのである。

“では、どんな問題か”というと「 $C=100\text{pF}$, $f=1\text{MHz}$ のとき、コンデン



図 7-25 交流理論もいりません。だがしかし $\frac{1}{\omega C}$ だけは計算して下さい!!

7-12 フィルタの特性と負荷インピーダンス

ところで図 7-24. この図をよく見ると面白い!!

たとえば, $R=100\Omega$ と $R=50\Omega$ との2つの場合, $f=10\text{MHz}$ とすると減

サのインピーダンスは何 Ω か?という問題. この問題に正確に $1.59\text{k}\Omega$ と答えられた人がまあなんと全体の $\frac{2}{3}$. 残りの $\frac{1}{3}$ の 33% は間違った答を出して平気. “そんなバカなことが……”といわれても困るのであってこれは著者の体験.

そこで再び声を大にしていいたいのである. 「交流理論を使えというのもやめましょう. しかしせめて $\frac{1}{\omega C}$ だけは計算して下さいよ!!」と.

衰量は片や A 点で -13.5dB , 片や B 点で -16.5dB でその差 3dB .

そこで結論. フィルタというのは負荷インピーダンス次第. 負荷のインピーダンスにより特性がガタガタ変わる.

ところが実際にはそういうことを知らずにフィルタを使用し“フィルタ・メーカーの発表しているデータ通りになるはず”と信じ込んでいる人がなんと多いことか!!……明らかに間違い!!

フィルタの特性といってメーカーが発表しているデータはそのフィルタメーカーが自分勝手に決めた負荷抵抗という名の抵抗をつないだときの特性. そんな特性をぎょうぎょうしくカタログにのせているにすぎないのである. これでは実際と食い違って当然.

最後に一言:「耐雷トランスのフィルタとて例外じゃないぞ!!」

7-13 耐雷トランスに話をもどすと…….

「フィルタの特性は負荷インピーダンスによってもものすごく違う. ましてやトランスをいくつもカスケードにつないだ回路においておや」なんていいながらもう一度取り出したのが図 7-14. 「何をいうのだ. この図だと T₁ というトランスがただ1個しかないじゃないか?」という質問もあるいは出るかも知れない. が, 問題は出力端子の ③, ④ のあと.

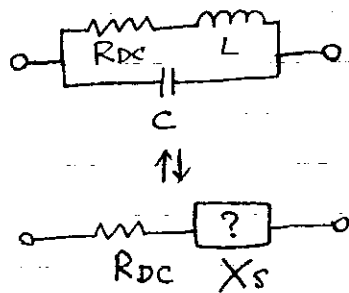
この ③, ④ のあとにデジタル機器がつながり, そこにはトランスが使用されているはず. すなわちトランスのカスケード接続.

こんな回路に「雑音という名のパルス」が加わるのである. ところがパルスというものはものすごく広い周波数帯域が必要なことはすでにご承知のはず. 問題はデジタル機器, そんなに広い周波数帯域をもったパルスを受け入れる体勢があるであろうか? 「50Hz から 35MHz」なんていうとてつもない広い帯域にわたり入力インピーダンスが 75Ω で一定不変”なんていうデジタル機器があるだろうか? 絶対にない. ないどころかインピーダンスの周波数特性がどんなになるかさえも予想がつかない.

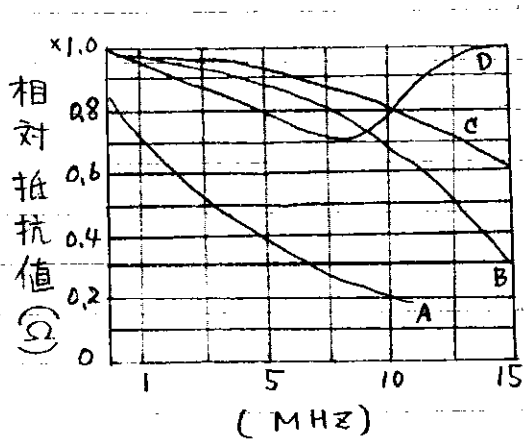
その一例が図 5-12 (p.108).

(9) 「抵抗」のリアクタンス

「抵抗」は直流的「抵抗」成分のほか、RFではそれ自体の大きさによってインダクタンス(L分)と分布容量(C分)とを含んでいます。



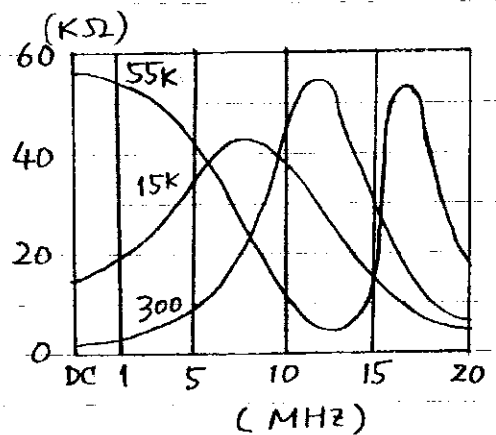
このL分・C分は使用周波数により左下の X_s (直列リアクタンス)としてリアクティブ、あるいはキャパシティブに働き、「抵抗」として要望される本来の動作に影響を及ぼします。



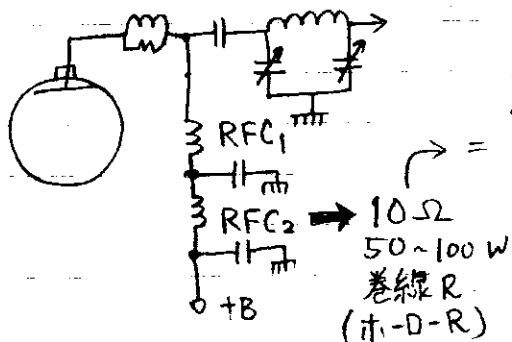
← カーボン抵抗の周波数特性

巻線抵抗の周波数特性

Bill Orr 著 (Radio Handbook より)



- 巻線抵抗は HF~VHF 帯で Low-Q の コイル (RFC) として動作します。この「コイル」のリアクタンスは抵抗値や W 数などによって左右されます。またこの「コイル」としての直列共振周波数を



測定したものと、トント!

★ 5Ω - 40W	→ 65MHz,	115MHz
★ 30Ω - 60W	→ 29MHz	44MHz
2kΩ - 40W	→ 24MHz,	42MHz
★ 10Ω - 100W	→ 28MHz	48MHz

● これを生かして、70V-RFC₂ としたロー-Q-VHF 帯用 RFC として使うことができます。(例 上記の★印のもの)

- この抵抗は、RFC とした効果に加え、70V-回路でのスパークが起こった場合に発生するエネルギーを吸収する作用があり、大型リニアの高圧回路にはぜひ付加したいパーツです。70V-電流が

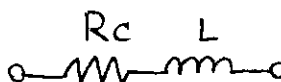
(注) 抵抗器のワット数は 必要な値(計算値)の2倍以上^{No.} におくと寿命が長くなります。発熱のため $E = -IL_{Date}$ 線が溶けたり、ハンダが溶けることがあるので充分注意!

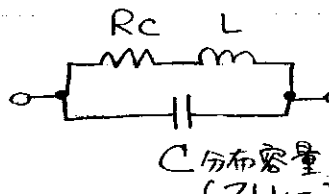
ラッシュした場合の緩衝としても有効で、高価な球に対する思いやりと言えるでしょう。数Aの過大電流に耐えるワット数には(は)。(ただし、『 $I_p^2 \times$ 抵抗値』の熱損失を生じ、 E_p も $I_p \times R$ だけ) (低下します。例 $10\Omega - I_p = 2A$ なら $40W$, $20V$ は不可避。) \rightarrow 100W用以上を使いましょう。

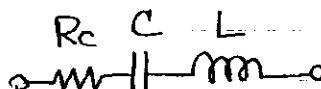
「無誘導抵抗」でいい抵抗は、RF回路では「単なる抵抗」としておとしなくしていいばかりか、共振回路になりうることもお忘れなく!

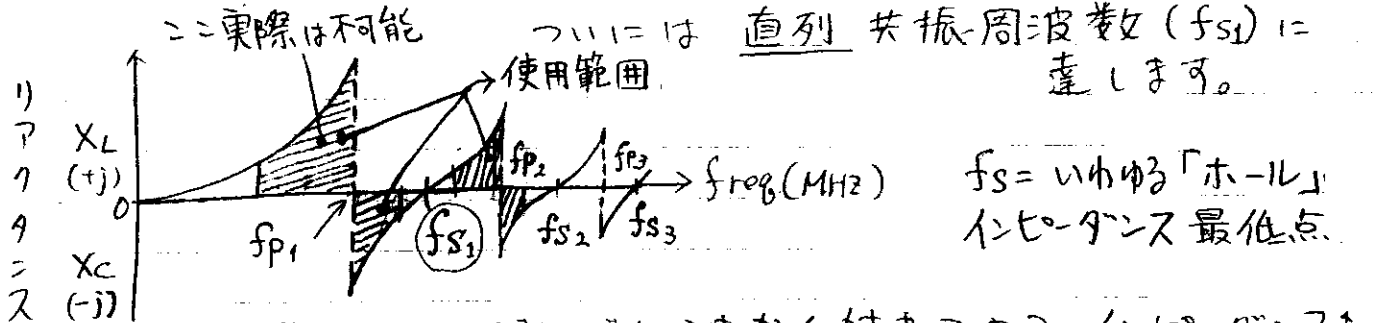
(10) RFC の自己共振

RFC は 高周波帯域で高いインピーダンス値を示すインダクタンスであると考えられます。実際の RFC は インダクタンス(L分)の他、分布容量(C分)と抵抗(R分、 \sqrt{f} に比例し、直流Rより大)を持ちます。

 --- 充分低い周波数帯域での RFC は $R \times L$ で構成されると見なせます。(Lとして働く)

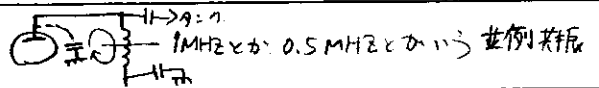
 --- 周波数が高くなるにつれて、このRFCの持つ分布容量が無視できなくなり、ついに $X_L = X_C$ となる周波数に達します。これがこのRFCの 並列共振周波数 (f_p) です。

 --- さらに高い周波数では、このコイル全体のリアクタンス分は「キャパシティブ」となり、ついに 直列共振周波数 (f_{s1}) に達します。



このサイクルは、だんだん小さく狭まってくる。インピーダンスも小さい範囲内におさえられます。(やがて集束する。) RFCとして使えるのは、 f_{p1} より低い周波数帯域(実際上、 f_{p2} は

プレート
 数+MH+ 最小容量 による 並列共振点 →
 プレートVCが入ることで下がる。



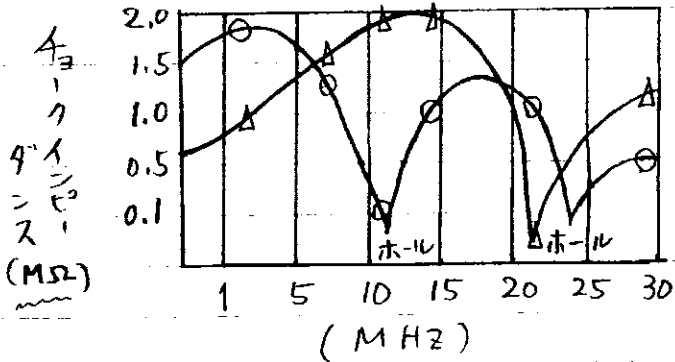
下がってしまうので不可) や f_{s1} に近い周波数を除く 図の斜線部分

くらいが精々で、それ以上の周期では 極大インピーダンス が徐々に

小さくなるうえ、ホールも多くなり、RFC 上に電圧の腹が乗るので、線間耐圧がバカ配になります。

(左図) RFC のインピーダンス曲線の例

- △ ... 21MHz付近に f_{s1} があり、それ以外のバンドで使用可。
- ... 10MHzに f_{s1} 、24MHzに f_{s2} があるが、他のバンドで使用可。ただし、28MHzでインピーダンス小。(やや)



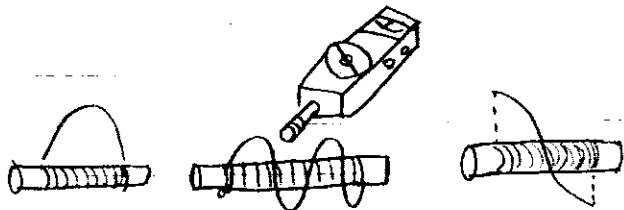
RFC のインピーダンス曲線

☆ 自己共振周波数の測定



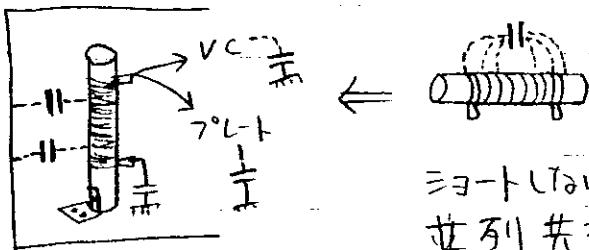
① f_s 直列共振

RFC 両端子を低インピーダンスの銅帯で結んで、テックメーターを粗結合して測定。
 低い周波数から探す。



「共振周波数」であっても、コイル上のある点で dip しても、他の位置で dip が読めないことに注意!

最初に現れたものがいわゆる RFC の自己「直列共振」周波数 (f_{s1})。たいていはコイルの末端で見つけられるが、2次、3次の f_s , f_p では、コイル上のちがう場所でもテックメーターのさかしてみることに注意!
 (150MHz くらいまではフェックメーター!)



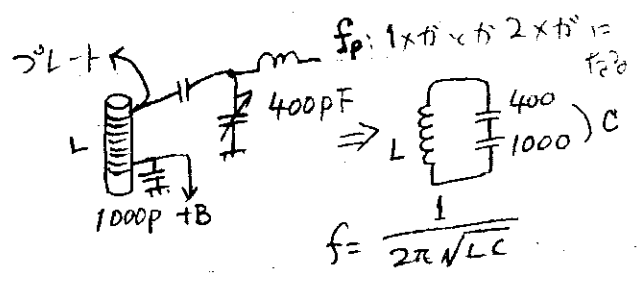
ショートしたとき
 並列共振 (f_p)

②

このショート片をはずすと先の f_{s1} は若干 (10% 位) 高い周波数に移動します。
 さらに、 f_{s1} よりやや低い周波数にあつたにテックメーターのさかして現れます。これが

RFC の 並列共振点 (f_p) です。これは、セット内に組込んだときのストレージや回路の C などによって簡単に低い方へ変動します。

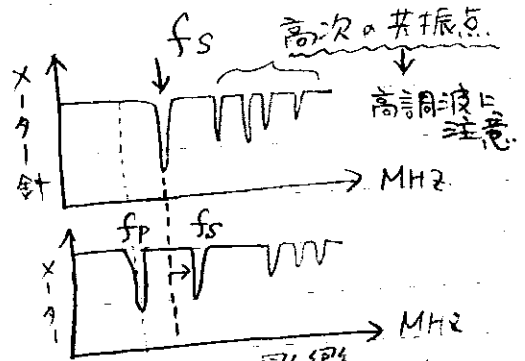
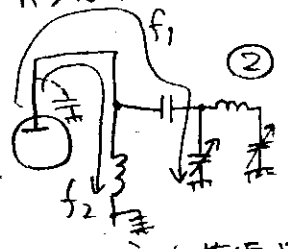
プレートタンクVCとバイパスCを接続すると、ドッと低い周波数へ下降します。(下の図) → TXの使用範囲より下の周波数へ。これに対し、直列共振点(f_s)はそれほど変化せず、いせんと高いまま存在します。



★ 不思議としか言いようがない。これが RFC の世界のおもしろさ。

まとめ
VHF帯
10μ共振回路

- ① コイルを巻いてショートする。
→ 直列共振 f_s を見付ける。
- ② ショート片を取りはずす。
→ (f_s やや高くなる。
その下には 並列共振 f_p)



* f_p は ストレートなどで容易に変動。 f_s はあまり影響されたい。
★ 高次共振点(含配線リード、ストV-C)は VHF帯10μ共振の「より」ところ、周波数となる。
★ ここで、これらの場面で見られる「高次の共振点」は、使用バンドの高調波に共振したように、巻数を調節(巻き方と一部間隔巻きにしたり、巻数を増減したり)するとよい。
→ 必ずこういう副次的共振点が存在するので高調波除去を考えると RFC 一段で済ませるのには無理があると思う。
(ただし R が大きくなるので、実際にはやはりシビアな問題にはならない)

(11) プレート RFC の実例

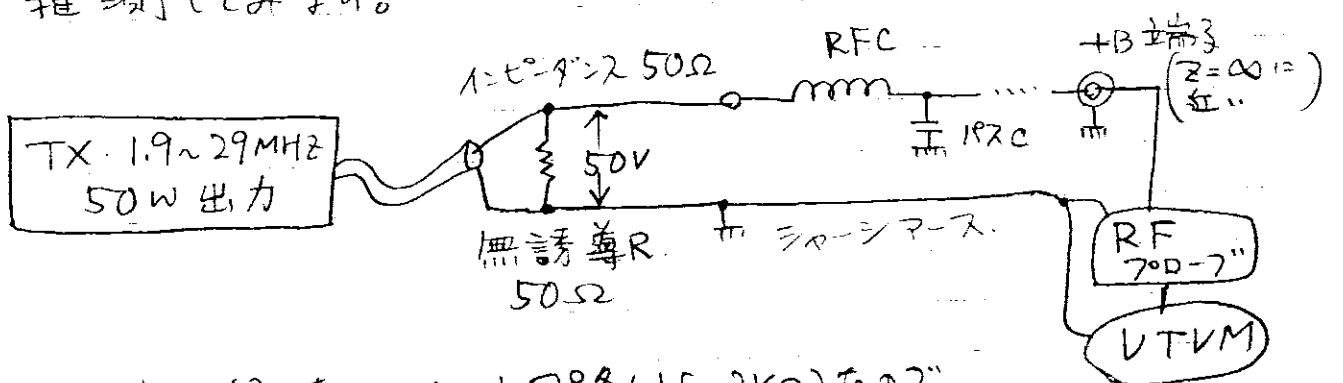
- 1.9 ~ 14 MHz, 6KV · 2A 0.8φ PEW × 150回密巻, 13cm.
(7KW · P.E.P. 出力) 32φ グラスファイバーパイプ (テバポール)
全長 32cm (取付け部分も含む長さ)
- (A) (140 MHz, $f_s = 17\text{MHz}$) → 212μF 使えばよい...
-
- 3.5 ~ 28 MHz, 6KV · 2A 0.8φ PEW × 190回密着巻, 150cm
ただし 24MHz 付近を除く 25φ グラスファイバーパイプ (テバポール)
全長 32cm (取付け部分も含む長さ)
- (B) (80 MHz, $f_s = 24\text{MHz}$) ★ 数十 ~ 百 MHz 帯の共振点の使用バンドの高調波関係に一致しないよう巻数若...

フブキ (注) PEW = ホルワル線 E.C = イチル線 (PEW 2代用可)

- (C) 7~30 MHz, 5KV·2A ---- 1.0φ PEW x 90回を 105mm上には ^{ほぼ}密巻。
(4KW - P.E.P.) 19φ テフロン棒・17.5cm 全長。
(32μH, f_s = 43MHz) 3.5MHz 用には L が不足。
 - (D) 21~54 MHz, 3KV - 1A ---- 0.4φ EC x 48回を 38mm上には スペース巻。
(2KW P.E.P.) 12.5φ セラミック棒・75mm 長
 - (E) 3.5~30 MHz, 3KV - 1A ---- 0.4φ EC x 110回を 100mm上には スペース巻。
(2KW - P.E.P.) 25φ セラミック棒・15cm 全長。T = 10⁴。
(78μH, 25MHz) f_s = 25MHz 付近で 使用できる。
 - (F) 3.5~28MHz 6KV·2A ---- ① 0.8φ PEW x 120回を 105mm上には 密巻。
② 0.8φ PEW x 65回を 60mm上には 密巻。
①は スペース巻 30回を 40mm上には。
ホビン 16° テルリン, 30cm 長。46μH, f_s = 46MHz
②は スペース巻 17回を 50mm上には。
ホビン 25° グラスファイバー・パイプ 17° (テフロン)。
30cm 長。37μH, f_s = 37MHz
- 2本分割して巻く。
立体的直角配置。
ホビン (相互の結合を防ぐ)
合計 83μH
○ f_s ① + ② には あり (-本で作る時) 高くなる
○ f_p (ストレーカ) が 2以上出る
の2: バンド内に 現れないよう 注意!

★ 高級インピーダンスマータでも あり。数百kΩ ~ 数MΩ までの 範囲で 周波数レスポンス が読めれば 理想的 だが...

アマチュア的に 下記の 装置で RFC・パスコンの 効果を 推測 してみます。

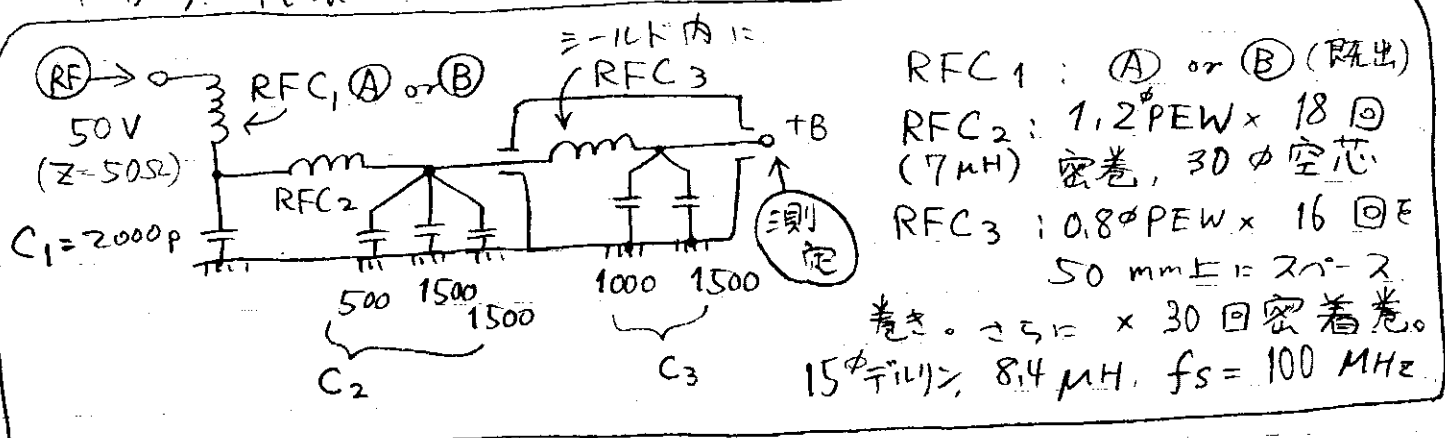


実際使用する時は、プレート回路 (1.5~3kΩ) があるので、この実馬力より RF フィルタ - 効果は大 でしょうが。

(つぎ)

扱う電力が \sim KW ですから、キビシイ態度で臨んでみます。

$\gamma = 2$ 、さらに RFC の段数を増やして、113113 や 24124 の中から、代表して下図の結果を示します。(本来、B 用の回路です。)



- これは、実際の回路に組んでみたもの2。このセットは 3.5~30MHz 用に設計されたものです。使用する時はさらにタンク回路などが付くので、やや変化があり得ます。さらに 1.9MHz は使用周波数ではなく、この場合には、 C_3 を 5000pF にすると良好2(LT₂, (ZILC-213, RF用8KWV))

RF 周波数	RFC (A) ($f_s = 17\text{MHz}$) 2.0V ($C_3 + 5000\text{pF}$) 0.35V	RFC (B) (使用) 15V ($C_3 + 5000\text{pF}$) 0.01V
1.9 MHz	0	0
3.5	0	0
7.0	0	0
10.1	0	0
14.0	0	0
21.0	0	0
28.5	0	0

OK? (括弧内)
 全体的に良いが RFC (A) 自身はホールの数が多くなり、使用するのは危険。
 $f_s = 24\text{MHz}$

- 左の表は、フォルトにあたりと23に RF 50V ($Z=50\Omega$) を加えて、+B 端子に2測定した RF 出力(三漏れ)電圧を示します。

- コア-シヤル機では RFC を3本程度直列にして、ハイバンドでは、1本ショートするようにしているものがあります。(高周波対策に有効)

- RFC₂ (~3) を 10 Ω 50~100W の巻線抵抗で置換えると RFC として働くと同時に、フォルト回路でスパークした時のエネルギーを吸収する役目も果たします。近年に設計されたリ=アには必ず入った別に入れでも可。(このRは、)

- RFC 1本で 100 μ H とするよりも、2本に分割して、50+50 (とか 40+60) とする方が、直列共振点が高くよ2良いよ2です。別のホビセンに巻いて、直角になるように配置します。(RFC (F) がその例。)

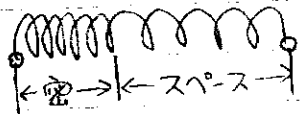
(充分なインダクタンス) + (高い自己共振周波数) \Rightarrow 使用範囲が広い

32 F=C.L. ストレ-C などにより、各段-1に並列共振点が見られるので、注意。(約-10 μ MHz)

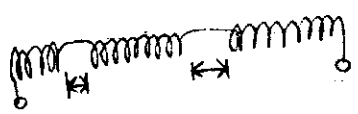
(12) RFC <まとめ>

PS フォレット引出しリット~VCリットを含むフォレット回路や RFC付近の高い周波数での共振は、VHF帯帯域共振のよりこぼる

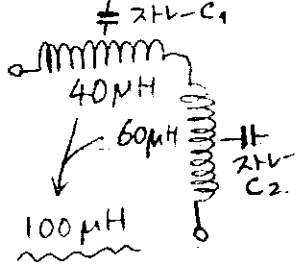
1. ボビンの径は — 大きいほどインダクタンスが大きくなり、直列共振周波数が低くなる。それ以上の周波数でのホールも多くなる(サイクルが短くなる)。
(3.5~21MHz 25mm^φが最適) 1.9寸もど太く、28用には20^φ
2. ホルマル線の径は — 太いほどインダクタンスは小さくなり、直列共振周波数は低くなる(周波数範囲がせまくなる)。許容電流は大きくなる。必要最小限(α)の太さが理想的。
(1.9~HF帯 = PEW 0.8~1^φ, 2-3A用) 0.8^φが使いやすい。
3. 巻数(n)は — n^2 に比例してインダクタンスが増え、直列共振周波数は低くなる。(ローバンド向き) ただし、さらに高い周波数域での共振点が多くなる(周期がせまくなる)。高調波に注意。
4. スペース巻きは — インダクタンスが減り、直列共振周波数は高くなる。(ハイバンド~VHF向き) 線間耐圧は上昇する(長いボビンに巻けばハイバンド向き)
5. フォークコイルの一部をスペース巻きにすると — インダクタンスはやや減少し、共振点はやや高くなる。特にさらに高い周波数域での共振点に影響を受け、高調波に共振しやすくなる。共振周波数を上下させて逃げるのに調整しやすくなる。(スペースを変化させたり、スペース巻にする巻数を増減させる。)が重要。



6. 密着巻きを区切り2みる(途中でスペースをと2みる)と — インダクタンス、直列共振周波数ともに、大した変化は見られない。(長いボビンが必要になるだけ。)がセシス。



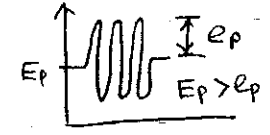
7. 同じインダクタンスでも、2本に分割し2巻と — 合計のインダクタンスは減らない(2本分のまま)だが、一本に巻くより直列共振点が高くなる。(それぞれ一本ずつの共振点と考えられる) つまり、大きなインダクタンス・高い直列共振点を得られる。が、シャープ向、他のパーツ向とのストレージ (0.0何pF~1pF) で、それぞれ2本のRFCが独立して、並列共振点(数~数+MHz)を現れるの要注意。できれば1本で済ませるほうが好ましい。



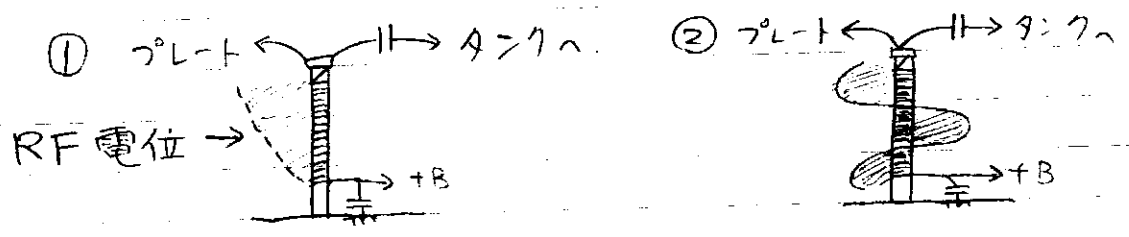
8 RFCの耐圧は?

① 予備コイル (ターナー) にかかる RF 電圧の目安は最大で

$$E_{1A} \rightarrow = \frac{\text{プレート DC 電圧 } (> E_p) \quad (V)}{\text{RFC 1本 (全体) の巻数}}$$



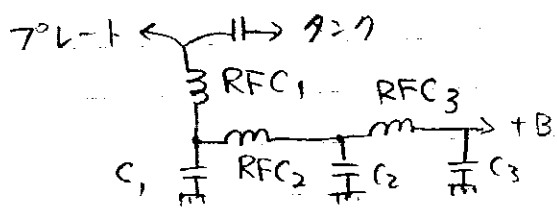
② ただし RFC は RF 電圧分布の波がのびるとき (RFC の共振点より高い周波数にのびたとき) 一部に高い電圧が集中するの要注意。 (V-UHF では スペース巻き がよい理由のひとつ。)



絶縁性 (RF 耐圧) — 密着巻きするときの線間耐圧の目安は、
 E+XIL 線 2 数 V ~ 20~30V, ホルマル線 2 数 + V,
 E=-IL 線 2 数 + ~ 200V 位, テフロン線 2 数百 ~ KV

ただし 特には E=-IL 線 E+XIL 線は熱に弱いのに注意。
 RFC の耐熱性は (直流電流による発熱) + (高周波損失による発熱) + (球から発散される高熱) を考慮しよう。

9. VHF 用 (HF 用追加の意味もある) の RFC₂, RFC₃ は —



$C_1 - RFC_2 - C_2$ } は π 型共振回路
 $C_2 - RFC_3 - C_3$ } になる

使用周波数に同調させたいように注意する。使用周波数帯域が

十分に低い周波数に L₂ だけは良好となる (理想的には 1/4)
 (3.5~28MHz 用 2' 1.5~2MHz くらい。 = 妥協値。
 1.9MHz 用 2' 1MHz くらい (指は 1/4 以下))

各 C は 3000pF (数個 1μF 2') とか 1.9MHz 用は 5000pF 以上の方が良い。
 RFC₂ や RFC₃ のかわりに (あるいは RFC₁ に
 続けたり直列に) 10Ω · 50~100W の巻線抵抗を使うと良い。
 ↳ 4.28MHz は ホール ⊕ RF LQ 位

70L-RFC回路の実例 — ぜひ参考にしたいもの

機種名、製作者、出力、球、回路

4K-Ultra Henry 2KW⁺ 8877 (3~30MHz)
 200x4 → π-L
 RFC ↓ 40MHz位?
 4700pF
 F.B.
 500pF x 4
 +4KV

TRC-75 Collins 500W⁺ 7580 x 3 (HF) (4CX250R?)
 π+LCマッパ
 1000p x 2
 RFC₁ RFC₂
 1000pF
 ↑ (1/4) x 2' ≧ 9-1

208U-3A " 2.5KW-DC 4CX5000J (2~30MHz)
 6800pF
 並列複同調回路
 60μH 6800pF 40μH 6800pF
 4KV

208U-10 " 10KW-DC 4CX10,000D (2~30MHz)
 2000pF → π-L
 42μH 2000 40 2000
 4.7 40μH 6800

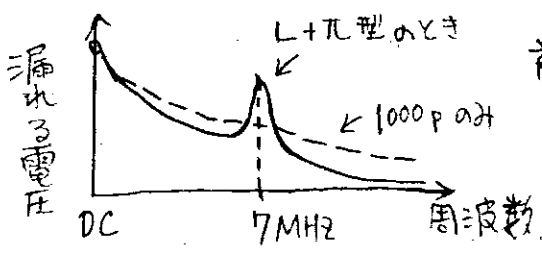
★ Lを小さく C Eを小さくするのが近年の傾向です。

208U-10A " 10KW-DC 4CX15,000J (2~30MHz)
 2000 → 並列複同調回路 7450V
 (L₂) 2700 40 2700
 7500V

A Linear Amp. K8RA 2KW 8877
 ① 1.6° I x IL 12回 9.5° 空芯。
 (3.5~28MHz) " 1μH位だ35。
 2000x2 → π-L
 180μH 0.04 0.04
 ↑ 1μH ↑

コマニル.1) = 3 W8ZR 2.5KW 8877 (MARS用?) (3.5~28MHz)
 1000x2 → π-L
 1μH
 180μH 1000 1000
 4KV

コX=ト? → 1μH + 1000pF = 242 7MHzに共振? = NG.
 7MHz (カットオフ周波数) 以下はフィルタ効果が低下?



前同様に12調へ243と。(λが50V)

1.9 MHz	---	1.30V
3.5	---	0.50
7	---	13.5 ↑ (共振点)
14(~28)	---	0

(たとえばL 180μH のかわりに 140μH = RFC(A))