

ラジオ用高周波コイルの製作

北陽無線工業株式会社 研究部長

松 森 毅

(青柳教授紹介)

ラジオ用高周波コイルは数多くのラジオ部品の内でもその品種が多く且つ其の進歩も日まぐるしいものである。製作者は常にその品質性能向上の為細心の注意と不断の研究に全力を尽しているが、尚時日の足らぬ感がある。ここに最近のコイルについてその改良されて来た過程と現在の設計製作の進歩したものについて大略の状況をつかむ一助としたいと考える。

しかもこう言っている間にゲルマニウムトランジスタやダイオードが使用された超小型受信機が出来て来ている。コイルも更に新要求に適合する優秀品が生れ出つゝある様な状態である。

1. コイルの巻き方による分類

ラジオ用高周波コイルの巻き方を大別すると大體次の様になる。

- (イ) 単層 (ソレノイド) 捲
 - (1) トロイダル (ドーナツツ) 捲
 - (2) ビノキュラー (8 の字) 捲
- (ロ) 多層捲
 - (1) パンケーキ捲
 - (2) ハニカム捲
 - (3) スタガード (セミパンク) 捲

之等は其形状の異なる用途を持つている事は勿論であるが受信機各部の進歩につれて色々のコイルを組合せて要求せられる条件に適合する様につくられている。

2. コイルボビン

初期の真流式受信機には殆どソレノイド捲コイルが用いられファイバー又はエポナイトのボンビに捲かれ其直径も 25~50 耗位の大きいものであつた。しかし受信機が小型化されるにつれてボンビ直径は小さくなり 12~25 耗位になつている。

一方日本の気象状態に適合する様に、湿度に対する各部品の改造が要求せられる様になつて其の性能は著しく進歩した。即ちボンビとして従来使用せられたファイバーは吸湿性が大有り品質の劣化が甚だしいので先づ駆逐せられ、エポナイトも游離硫酸が析出して絶縁度を下げる虞もあるため用いられなくなつた。之等に代つて誘電損失が少く絶縁抵抗の高いベークライトが盛に用いられる

様になり現在に至つている。尚最近アクリル酸系等の合成樹脂製品も用いられ特殊のものにはステアタイト系のものも使用されている。

3. 捲線種

初期には B.S. #20 前後の単線絶縁線が使われたがコイルの容積の小さいものが要求せられたので線径も細くなり現在単線では直径 0.16~0.23 耗、短波用コイルには 0.6 耗のものが使われている。絶縁度をよくするためにフオルメット線やエナフオルム線も使用され高周波損失を少なくするためにはリッツ線も採用されている。

前述の様に防湿のために色々工夫せられコイルの捲工程の途中又は捲き上げ後に高周波損失が少くて防湿性の強い絶縁塗料を塗布したり含浸したりしてコイルボビンも捲線自身の絶縁度の低下を防ぎ高度の耐湿性を保持出来る様に処理している。ボンビは勿論捲線を施す前に充分脱湿乾燥してある。この塗料にはスチロール、アクリル、等樹脂を主成分としヴィニール等をも添加してある。

4. コイルの型式の変遷

初期の O-V-2, I-V-2, レフレックス等の受信機には専らソレノイドコイルが用いられたがキュートロデザインや多段高周波増幅方式等の受信機が製作せられるにつれてボンビ捲のソレノイド以外にボンビを使用せぬセルフサポートのコイルが考えられ所謂ローロス型 (現今のハイ Q の意味)、トロイダル型及スタガード型 (スパイダー捲、バスケット捲、ナローバスケット捲) 等が使用された事もあつた。スーパーヘテロデザイン方式受信機に於ても略同様なコイルが使用された。大平洋戦後地方放送局、民間放送局の増加や短波放送受信が自由になつた事等のため全泉式スーパー受信機が急速に普及せられて、高周波コイル、局部発振コイル、中間周波コイル等に著しい進歩を見た。又用途別に高性能真空管が多種多様に出現し受信機の小型化のために小型ハニカムやセミパンク捲を高周波、局部発振、中間周波のコイルに活用して性能が向上した。更にリッツ線や高周波用ダストコアを使用する事により高周波抵抗を少しコイルの利得を上げ、小型高性能で調整容易なものが得られる様になつ

た。最近ではダストコアのバーを利用したフェリステックアンテナ等も製作され受信機の高感度小型化に一役買っている。更に絶縁板上に導体被膜を焼付けるか吹付固着してコイルとした所謂印刷配線（コイルだけに限らない）も実用化されその応用により一層小型化される事になった。

5. 現在の主要なコイルの型式

以上の様な変遷後現在主として使用せられているラジオ用コイルの型式は下記の第1～3表の様になっている。

第1表 ストレート受信機用コイル

アンテナコイル	プレートコイル	同調コイル	再生コイル	用途	製品例
ソレノイド 単線	—— ———	ソレノイド 単線	ソレノイド 単線	並 四	ライジング #90
“ “	ハニカム 単線	“ “	“ “	高 —	“ #95

第2表 スーパー受信機用コイル

アンテナコイル	プレートコイル	同調コイル	局部発振コイル	用途	製品例
ソレノイド 単線	—— ———	ソレノイド 単線	ハニカム 単線	五球普及型	ライジング S-50
ハニカム “	—— ———	“ “	“ “	“	“ S-53
ソレノイド “	ハニカム 単線	“ “	“ “	高 一 六 球	“ RS-57
ハニカム “	—— ———	セ ミ リ ツ ツ 線	“ “	小 型 五 球 ス ー パ ー	“ MS-58
“ “	—— ———	“ “ (コア入)	“ “ (コア入)	“	“ MS-59
“ “	—— ———	ハニカム (分 割)	“ “	“	“ MS-54
“ “	—— ———	(“) (コア入)	“ “ (コア入)	“	“ MS-55
“ “	—— ———	ソレノイド 単線	ソレノイド “	小 型 2 バンド ス ー パ ー	“ A-65
“ “	—— ———	ソレノイド “	“ “	五 球 2 バンド ス ー パ ー	“ A-60
“ “	ハニカム 単線	“ “	ソレノイド “	五 球 3 バンド ス ー パ ー	“ A-70
“ “	ハニカム 単線	“ “	“ “	高 一 3 バンド 六 球 ス ー パ ー	“ RA-85

第3表 スーパー受信機用中間周波コイル

構 型	線 種	用途	製品例
小型ハニカム (三分割)	単 線	普及型 μ —同調	ライジング #22
“ (“)	リ ツ ツ 線	標準型 “	“ #20
ハニカム	単 線	小 型 “	“ M-25
“	リ ツ ツ 線	超 小 型 “	“ M-27
“ (ツボ型)	“	“ “	“ M-28
小型ハニカム (三分割)	“	2 段 用 “	“ #620
“ “ (“)	単 線	普及型 C—同調	“ #30
“ (“)	リ ツ ツ 線	標準型 “	“ #32
“	単 線	普及型 “	“ #33
“	リ ツ ツ 線	標準型 “	“ #37
“ “ (三分割)	単 線	2 段 用 “	“ #630

6. 改良の要点と設計法

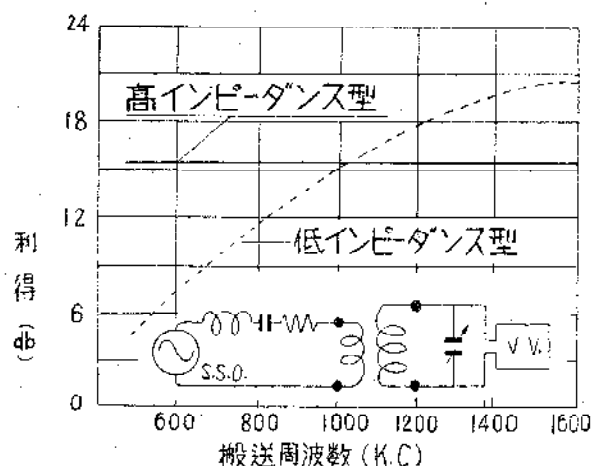
A. アンテナコイル (一次側)

(イ) 低インピーダンス型と高インピーダンス型

放送受信周波帯全域に亘つて受信感度の一様性を得る為に自動音量調整回路の研究と並んでアンテナコイルの改善が考えられ低域帯に於て感度が著しく低くなる傾向があり且つアンテナ実効高さの大小により甚だしく感度及同調の影響される虞のある低インピーダンス型のアンテナコイルに代り、高インピーダンス型アンテナコイルが採用された。即ちこれを用いる事により使用アンテナの大小に余り影響されず近頃の様に極めて短いアンテナ若しくは1米前後の小さいアンテナを用いても二次同調側に略一様な利得が得られる様になった。第一図に両者比較の一例を示す。

第 一 図

アンテナコイルの周波数特性



(註) 実線で示すハイインピーダンス型は短いアンテナに依る特性であり又点線はローインピーダンスに標準アンテナを使用した時の特性曲線を示す (ローインピーダンス型に同じ短いアンテナを使用した場合は最高 2db 以下になる)

実際の回路では高インピーダンス型では高域帯に於ける若干の利得低下を補正する為にアンテナコイル (一次) と同調コイル (二次) との間に小容量の結合容量を挿入して用いられる。

勿論低インピーダンス型でも Q 特性の山を利用してその最高点を低域帯の方へ適当な位置までずらして感度差を少なくする事は出来るが高インピーダンス型程一様にはならない。

(ロ) 高周波増幅附受信機用コイル

アンテナコイル (初段一次) は低インピーダンス型を用いプレートコイル (二段一次) は高インピーダンス型を用いる。これによつて総合感度は長短相補ひ全周波帯に亘り一様になり且つ製作費が安価になる。即ち利得、感度、

Q が同時に高く得られる事になる。

(ハ) 高インピーダンス型コイルの設計

- (1) 実用せられている短小アンテナの持つインダクタンスはコイルのインダクタンスに比して無視し得るので殆ど容量性リアクタンスを考える事が出来る。その遊歴容量は実測例によると長さ 2 米で約 20PF である。
- (2) アンテナ回路の配線の持つ容量は第 4 表から決定出来る。この表は実測値の一例である。

第 4 表

配線長 (cm)	シャーシからの距離 (mm)	遊歴容量 (PF)
10	0	5
10	5	2
10	10	1.7
10	20	1.4
10	30	1.3

配線に当つては他の回路との電磁的、静電的の結合を避ける為配線を極力シャーシの隅に沿うて行われるから普通平均配線長を約 15 ㎝と仮定すれば、その遊歴容量は次の様になる。

$$5PF \times 1.5 = 7.5PF$$

- (3) アンテナコイルの分布容量を 7.5 PF とし 結合用コンデンサー及一次二次間の負荷効果を 2.5PF と仮定しますと合計で 10PF となる。

- (4) アンテナ回路の全容量 C_0 は並列に入っていると見て、

$$C_0 = 20 + 7.5 + 10 = 37.5PF$$

- (5) アンテナコイルが二次同調回路に及ぼす負荷効果による二次同調容量のづれは高インピーダンスのアンテナコイルを使へば

$$\Delta = \frac{C_2 - C_2'}{C_2} \approx \frac{1}{1 - \frac{1}{k^2}} \quad (1)$$

但、 Δ : 二次同調容量のづれ

C_2 : 負荷効果ない時の二次同調容量

C_2' : 負荷効果ある時の二次同調容量

k : アンテナコイルと二次間の結合係数

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_0 L_2}} \quad (2)$$

但、 L_0 : アンテナコイルのインダクタンス

L_2 : 同調コイルのインダクタンス

M : L_0, L_2 間の相互インダクタンス

- (1) 式は同調のづれが受信周波数に無関係な事を表わしているが、そのための条件を満たすにはアンテナコイルのインダクタンスを充分大きくとりアンテナ回路の固有共振周波数を受信周波数帯の遙か下方に追い出さ

ねばならない。アンテナ回路の固有周波数の影響を考慮した場合の二次回路の同調づれは普通2~3%に取る。即ち

$$\Delta = \frac{1}{1 - \frac{1}{k^2} \left(1 - \frac{1}{\gamma^2}\right)} = -0.02 \sim -0.03 \dots (3)$$

$$\text{但, } \gamma = \frac{\omega}{\omega_1} = \frac{f}{f_1} \dots (3')$$

f : 受信周波数

f_1 : 固有共振周波数

若し $\gamma \geq 4$ とすれば3式は(1)式に近づく

(=) 設計例

最低受信周波数 $f = 535 \text{kc}$

同調のづれ $\Delta \approx -0.03$ (容量性)

と仮定すれば(1)式より

$$k < \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{\Delta}}} \text{, } k \leq 0.17 \text{ 依て } k = 0.13 \text{ とる。}$$

$$(3) \text{ 式より } \gamma \approx 1.54$$

$$(3') \text{ 式より } f_1 = \frac{f}{\gamma} = \frac{535}{1.54} \approx 348 \text{kc}$$

$$\text{又 } \omega_1^2 = \frac{1}{L_0 C_0} \text{ であるから}$$

$$\begin{aligned} L_0 &= \frac{1}{\omega_1^2 C_0} \\ &= \frac{1}{(2\pi \times 348 \times 10^3)^2 \times 37.5 \times 10^{-12}} \\ &= 5.6 \times 10^{-8} = 5.6 (\text{mH}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (2) \text{ 式より } M &= k\sqrt{L_0 L_2} = 0.13 \\ &\times \sqrt{5.6 \times 10^{-8} \times 205 \times 10^{-6}} \\ &\approx 136 \times 10^{-6} = 136 (\mu\text{H}) \end{aligned}$$

但 $L^2 = 205 \mu\text{H}$ と仮定する。

B. 同調コイル (二次側)

(イ) インダクタンスの決定

受信最高周波数 f_h , 最低周波数 f_e , 最大同調量, $C_{\max}$, 最小同調容量 $C_{\min}$ との間に次の関係があるのは周知の事である。

$$m = \frac{f_h}{f_e} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} \dots (4)$$

一般にラジオ用可変コンデンサの最小容量は約20PF程度で、回路の游漂容量は約20PF、又単一調整のためのトリミングコンデンサの使用容量は約10PFと仮定すれば、游漂容量とトリミングコンデンサの容量の和 ΔC と $C_{\min}$ との比は

$$\frac{\Delta C}{C_{\min}} = \frac{20+10}{10} = 1.5 \dots (5)$$

式(4)と(5)の関係を予め図表にして置けば $C_{\max}/C_{\min}$ の値は算出出来るから従つて $C_{\max} + \Delta C$ が得られ所要インダクタンス L_2 の値も得られる。コ

イルの設計に当つては小型で Q が大きく分布容量の少ないものが希望されるのでセミバンダ型やハカム型が使用される。これ等については一括して後述する。

(ロ) ダストコアの使用

又ダストコアを挿入する事によつて μ を大きくしてコイルそのもののインダクタンスを少くして小型化する一方、リッツ線を使用して高周波損失を減少せしめて Q を高くする事が出来る。

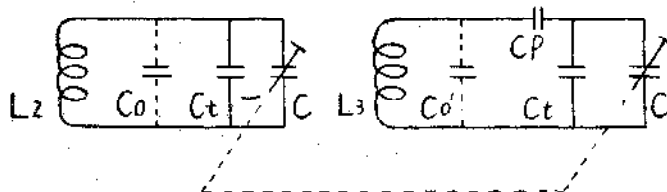
C. 局部発振コイル

局部発振コイルも同調コイルと略同様な過程を経て改良されて来た。局部発振コイルは同調コイルに比してそれ程高い Q が必要でない為小型につくれる。特にダストコア入りのものでは極めて小型であるから他の部品との結合の心配も少なくなった。

此の回路の設計では入力信号回路と単一調整を行う様に各定数を選ぶ。同調容量として特殊の可変コンデンサ (例えば所謂親子バリコン等) を使用する事もあるが一般には同一容量の連結可変コンデンサを使用する。局部発振周波数は受信周波数よりも中間周波数だけ高く取るのが普通である。各定数の計算法は種々のものがあるが何れも仮定条件が入るので近似的な値が得られるに過ぎない。それで実際には使用に当つて細かい調整をする必要がある。今算出法の一例を挙げると、

$$\begin{aligned} (\text{第2図参照}) \quad L_3 &= 0.52 L_2 \\ \left. \begin{aligned} C_p &= 1.05 (C_0 + C_t + C_{\max}) \\ C_t' &= 11 + (C_0 + C_t - C_0') \end{aligned} \right\} \dots (6) \end{aligned}$$

第 2 図



C_0, C_0' : 回路游漂容量

C_t, C_t' : トリミングコンデンサ

若しダストコアを用うるならばコイルのみのインダクタンスはコアの μ に応じて減少させてよいから、形は小さくなる。そしてコアの調整によつてインダクタンスを微細に変化させるのが容易となる。

D. 中間周波コイル

最も進歩の著しいのは中間周波コイルである。先づ小型化のためにボビンが細く12耗位になり単線の小型ハカムから分布容量を少くするため分割式になり更に高周波損失を少くするためにリッツ線を使用して Q 及利得を上げる事が出来た。又ダストコアを使用する事によつてコイルボビンの直径も更に小さく7.8耗になり同時に従来

の容量同調式から μ 調整同調式となつたために耐湿性も一層容易に改善された。尚超小型化のためには壺形のコアと超小型のハニカムとを利用して携帯用受信機等に用いられているし、印刷配線に似た方式で小型化されたものも出現している。又安定性を保つためには経年変化を僅少にするため防湿塗料、附加コンデンサの構造材料、ポピン材料加工等の研究と相俟つて、小型化されたに拘らず其の性能は昔日のものに比して極めて優秀なものとなり、感度、選択度、忠実度、取扱の便等に一段と進歩して所謂高忠実度、広帯域のものとなつた。

其の設計法の大要は次の様である。

ラジオ用中間周波トランスはその実効 Q の Q_e は普通 $Q_e \approx 90 \sim 80$

であるから一次二次は臨界結合として充分な選択性を得るようにする。即結合度は

$$k = \frac{1}{Q_e} \quad (7)$$

変換利得は初段で

$$G_{(db)} = 20 \log_{10} g_c \frac{Q_e}{4\pi f_i C} \quad (8)$$

二段目増幅度は

$$G_{(db)} = 20 \log_{10} g_m \frac{Q_e}{4\pi f_i C} \quad (9)$$

但、 g_c : 変換コンダクタンス

g_m : 中間周波増幅管の相互コンダクタンス

C : 同調容量

f_i : 中間周波数

即ち Q_e を大きくすると共になるべく C を小さくするのが望ましいが C は安定度の点から C の変化率を小さくせねばならないため制限を受ける。従つて増幅度も大体 40 db 位迄になる様に Q_e と C を選ぶ。

C の最小値は AVC による入力容量の変化等により同調容量が変化した場合の同調づれ許容範囲により安定度から制限をうける。即ち

$$C = \frac{f_i}{\Delta f} \cdot \frac{\Delta C}{2} \quad (10)$$

但、 ΔC : C の微小変化

Δf : ΔC による周波数偏差

C がきまればコイルのインダクタンス L は

$$L_{(mH)} = \frac{25,400}{f_i^2 C} \cdot 10^6 \quad (11)$$

次に選択度を仮定して同路の実効 Q 、 Q_e を求める。

臨界結合に於ける周波数偏差 Δf に対して減衰度 S は

$$S_{(db)} = 10 \log_{10} \left[1 + 4 \left(\frac{\Delta f}{f_i} \right)^2 Q_e^2 \right] \quad (12)$$

シールドケース其他による損失を考えに入れると、コイルのみの Q は 90~100 位とする。この時の帯域幅は

$$\frac{B}{f_i} = \frac{1.4}{Q_e} \quad (13)$$

但、 B : 同調点から 3db 下つた点の帯域幅

f_i : 同調中間周波数

これから Q_e が求められる。結合度は (7) 式から得ら

れるから相互インダクタンス M は次式から得られる。

$$M = kL \quad (14)$$

二段目の中間周波トランスに対しては減衰度式 (12) から得られる。

$$Q_e \times \frac{\Delta f}{f_i} \\ Q_e = \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (15)$$

但、 Q_1, Q_2 : 各一次、二次の Q

二極検波管をつながない時の実効 Q, Q_2' 、二極管の入力抵抗を R_{in} とすれば

$$R_{in} = \frac{Q_2 Q_2'}{Q_2' - Q_2} \times \frac{1}{\omega_1 C} \quad (16)$$

一次二次の結合度及相互インダクタンスは前述の様にし得られる。

7. ハニカムコイルの設計

ハニカムコイルの設計に当つては所要インダクタンス、許容電流、許容分布容量、寸法等を基として予備設計を行う。

(イ) コイルの層間距離又は隣接線間距離 (絶縁線の実効直径)

$$d = \delta d_0$$

但、 d : 隣接線間距離 (耗)

d_0 : 使用銅線直径 (耗)

δ : 捲線法及絶縁被覆厚等に因る係数

(ロ) コイルの捲幅

$$N = \frac{B}{d}$$

但、 B : コイルの捲幅 (略カムの山の高さに等しい)

N : 一層当りの捲回数 (但しカムの山数により変る)

(ハ) コイルの捲幅と直径とカム山数との関係

D : コイルの直径

$\frac{B}{D}$ が小さければ山数を多くとる。

$\frac{B}{D}$ が大きければ山数は少くとる。

(ニ) コイルの捲軸とカム軸との歯車の歯数

コイルの山数(p)	コイル軸歯数(n_1)	カム軸歯数(n_2)
$\frac{1}{4}$	N	$4N \pm 1$
$\frac{1}{8}$	N	$3N \pm 1$
$\frac{1}{2}$	N	$2N \pm 1$
1	2N	$2N \pm 1$
2	4N	$4N \pm 1$
4	8N	$8N \pm 1$

8. 結 言

最初は一々設計計算例と実際の製品の数値とを記述するつもりであつたが意外に冗長になつて予定の紙数を費してしまつたので一先づこれで終り各部門の詳細なデータ等については他日機会を得たら述べさせて戴くことにする。