

# 高一を卒業した人のために スーパーの作り方

ここでは初步の方といつても高周波一段程度を手掛られたことがある方で、これからスーパーを造ってみようと思われる方を対象に放送波帯のスーパーの作り方や市販の部分の選び方、簡単な工作上の注意等とりまぜて述べることにする。

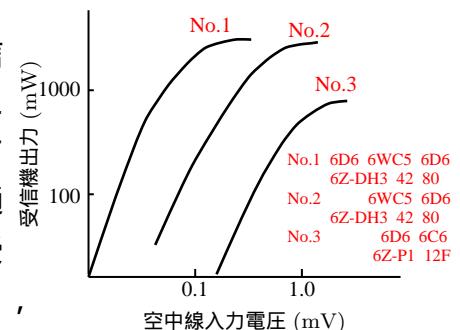
## (1) 感度地図と受信機

先ず我々が受信機を製作するにあたり、第一に考えねばならぬのが受信地点の電波の強さ即ち、電界強度がどの程度あるかということである。

では電界強度はどうしてしらべたらよいかといえば、放送協会にて発表した電界強度地図を御覧になれば良い訳で、最近には本誌『無線と実験』及『ラジオ技術』の一月号の附録及その他の雑誌に掲載されているので、それを参照していただくこととする。そこでその見方を簡単に述べると各放送局を中心に種々雑多な恰好の線が引いてあり、線の上には5, 1, 0.5等の数字が記入してあるのに気付けることと思う。即ち、この線の近くでは電波の強さが5mV/m, 1mV/m, 0.5mV/m(実効高1メートルの空中線をその地点に立てた場合の空中線に誘起するところの電圧で実効高2メートルの空中線を立てれば誘起する電圧は2倍となる)であることを示すものである。

以上の如くにして受信地点の電界強度が判つたので、その電界強度で十分に動作する受信機の條件を考えねばならぬ。條件とは満足に聴取するには、使用するスピーカーによって受信機の出力が決ってくるので、例えば普通マグネチック・スピーカー付の受信機なら受信機の出力は100ミリワット程度あれば良く、又ダイナミック・スピーカー付の受信機なら300~500ミリワット程度の出力が必要である。

そこでこの條件を念頭におき、第1図を参考として受信機の型式を選べばよい。即ち第1図の空中線入力電圧(先にのべた如く電界強度×空中線実効高=空中線入力電圧)の上に垂線を立て各型式の受信機の出力特性曲線との交点を求め、その点より横へ線を引き受信機出力を求める。例えば空中線入力電圧0.2mV/mとせばNo.2の出力曲線との交点より受信機出力650ミリワットを得る。以上の様に



第1図

して求めた出力が先に述べた條件に合致する様な型式の受信機を選べばよく、この様にして保守及経済の上からも希望する受信機を選定することが出来る訳である。なお第1図は各型式の出力特性曲線の単に一例を示すものである。

## (2) 真空管の選定

無線周波増幅管 6D6, RH-4, 12Y-V1A

(高周波及中間周波増幅管)

周波数変換管 6WC5, 12W-C5, 6A7(6L7G)

検波増幅管 75, 6B7, 6ZDH3, 12G-DH3, 12G-R6

終段出力管 42, 6ZP1, 30G-P9

整流管 80, 12F, 30G-K5

以上の様に現在国産の真空管が出廻っているが、どの真空管を選ぶかは受信機の型式や電源の方式、即ち電源変圧器を使用するか、トランスレス方式等を採用するか及手持真空管の組合せ上のことなどで各人が選択されるのが良い。

## (3) 周波数変換部

ところでスーパー受信機の心臓ともいえる周波数変換管には6SA7相当管の6WC5が出現したので、この球の使用法を簡単に述べると共に、その規格を第1表に示す。なお12WC5もヒーター電圧以外は同一規格である。次に6WC5を第2図の様にハートレイ回路で使用した場合の実際の使用法を簡単に述べると、放送波帯では先ず発振グリッドリークは20KΩに、発振グリッド電

第1表

陽極電圧	250V
第2, 4格子電圧	100V
第3格子電圧	0V
第1格子漏洩抵抗	20KΩ
陽極電流	3.2mA
第2, 4格子電流	8.0mA
第1格子電流	0.5mA
変換コンダクタンス	450μΩ
発振部相互コンダクタンス	4500μΩ
内部抵抗	1.0MΩ
ヒーター電圧	6.3V
ヒーター電流	0.35A

流を500~600μAの間にし、そしてタップとアース間の電圧即ち $E_k$ を2V程度になる如くすれば良い。なおこれらの状態にするにはタップの取方を全巻数の10~12%程度にすれば良く、この様に調整された時に一番変換利得が大きいことが、たしかめられている。それから遮蔽グリッド電圧は発振強度に影響するからなるべく規定の100Vに保つ様に注意すべきである。

なおついでに述べると、発振電圧の強い程変換利得も高くなる如くに普通考えられるが、6WC5の特性曲線に示されている如く、発振電圧即ち $E_k$ を2V以上に高めても、決して変換コンダクタンスは高くならず、かえって変換コンダクタンスが下る様になるので、結局変換利得は下ることになる。よって実際に使用され

る場合には、 $E_k$  の電圧を 2V 程度に押えて使用されたら良い。

なお変換利得は一般に次式で表される。

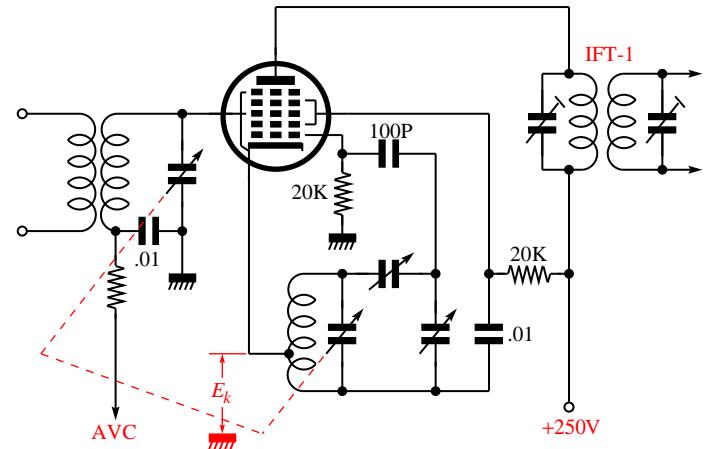
$$A = G_c \frac{r_a Z_a}{r_a + Z_a} \quad (1)$$

$G_c$  …… 変換コンダクタンス

$r_a$  …… 内部抵抗

$Z_a$  …… 負荷インピーダンス

さて  $Z_a$  の負荷インピーダンスを  $15\text{K}\Omega$  として計算してみると

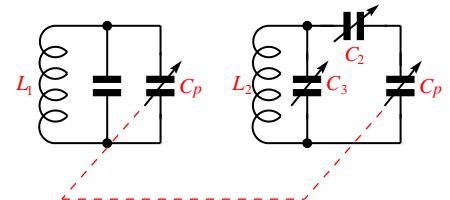


第 2 図 6W-C5 の標準的な使用回路

$$A = 450 \times 10^{-6} \times \frac{10^6 \times 15 \times 10^3}{10^6 + 15 \times 10^3} = 450 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^3 = 6.75$$

なお負荷インピーダンス  $Z_a$  をもっと高いインピーダンスを持つように設計すれば、変換利得も高くすることが出来る。次に本筋の局部発振部及单一調整に入ることにする。

スーパー受信機が一般受信機に対する特異性という点をあげれば、第一検波と中間周波增幅部を有するということであろう。その様に大事な中間周波数の增幅を行わんが為には、局部発振周波数を受信する到来電波に対して、常に中間周波数即ち 463KC だけ高めに発振させておくことが必要である。ところでバリコンは連動の同容量（特殊バリコンを除く）のものを使用する為、ただ単に発振コイルのインダクタンスのみを少くしても受信する周波数全部にわたって 463KC だけ高い局部発振周波数を得ることは出来ないが、しかしインダクタンスや容量等の適当な組合せによって受信周波数全部にわたって、ほぼ 463KC の中間周波数を得る様な局部発振周波数を造ることが出来る。しかし以上の如くにしても、なお受信周波数全部にわたって 463KC の中間周波数が得られないが、受信周波数帯の或る三点（700, 1000, 1300KC）でもって 463KC の中間周波数が得られる様に調整することによって、大体全周波数帯にわたって 463KC に近い中間周波数を得ることが出来る。では第 3 図の様な回路を採用する



第 3 図

として  $L$  や  $C$  の探し方を述べる。

$$\left. \begin{array}{l} C_2=0.728C_0 \\ C_3=0.0184C_0 \\ L_2=0.556L_1 \left( \frac{C_2}{C_2+C_3} \right) \end{array} \right\} \quad (2)$$

なる式にて表される。なお中間周波数  $f_i = 0.463\text{M}\text{c/s}$  , 三点の周波数  $f_1 = 0.7\text{M}\text{c/s}$  ,  $f_3 = 1.0\text{M}\text{c/s}$  ,  $L_2 = 210\mu\text{H}$  , とすると

$$\begin{aligned} C_0 &= 563 \quad \left( C_0 = \frac{25330}{L_1 f_i^2} \right) \\ \therefore C_2 &= 409\mu\mu\text{F} \\ C_3 &= 10.9\mu\mu\text{F} \\ L_2 &= 111.7\mu\text{H} \end{aligned}$$

以上により各定数が判ったが , なお実際に自分で設計される時に次式によって

$$\begin{aligned} L_2(\mu\text{H}) &= \frac{160^2}{f^2(\text{KC}) \times C(\mu\text{F})} \\ f &= \text{最小周波数} \\ C &= \text{最大容量 (全漂遊容量を含む)} \end{aligned}$$

同調コイルのインダクタンス  $L_1$  を求め , その値を  $C_0 = \frac{25330}{L_1 f_i^2}$  に代入して  $C_0$  のみを計算し直せば ,  $C_2$  ,  $C_3$  ,  $L_2$  の各定数は (2) 式によって簡単に求められる。なお市販のバリコンの容量を紹介すると , A 社  $390 \sim 19.5\mu\mu\text{F}$  , B 社  $430 \sim 20\mu\mu\text{F}$  程度であった。なおインダクタンスと巻数との関係は

$$L = K \left( \frac{\mu_0 N^2 \pi r^2}{\ell} \right)$$

但し  $L$ : インダクタンス [H]

$$K: \text{長岡係数} \left( \frac{2r}{\ell} \right)$$

$\mu_0: 4\pi \times 10^{-7} [\text{H/m}]$  ( 真空中の透磁率 )

$N$ : 巾数

$r$ : コイルの半径 [m]

$\ell$ : コイルの長さ [m]

で表わされる。

第2表 長岡係数表

$2r/\ell$	$K$	$2r/\ell$	$K$	$2r/\ell$	$K$	$2r/\ell$	$K$
0.1	0.959	0.6	0.789	1.2	0.648	3.0	0.429
0.2	0.920	0.7	0.761	1.4	0.611	4.0	0.365
0.3	0.884	0.8	0.735	1.6	0.580	6.0	0.285
0.4	0.850	0.9	0.711	1.8	0.551	8.0	0.237
0.5	0.818	1.0	0.688	2.0	0.526	10.0	0.203

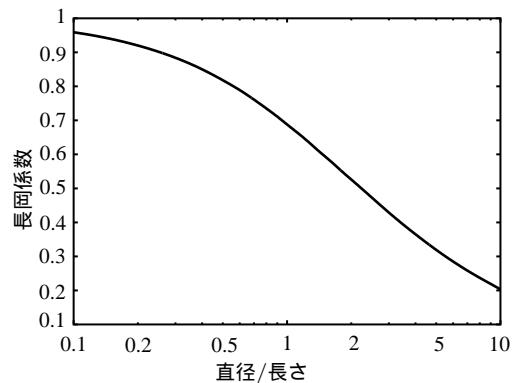
ここで、長岡係数<sup>1)</sup>は第4図または第2表によって計算出来る。

コイルの半径3cm、長さ10cmのボビンにコイルを100回巻いた時のインダクタンス $L$ を第2表によって計算する例を示す。直径/長さ =  $3 \times 2/10 = 0.6$ となるから、この時長岡係数 $K$ は第2表によれば、 $K = 0.789$ となる。したがって、このコイルのインダクタンス $L[H]$ は

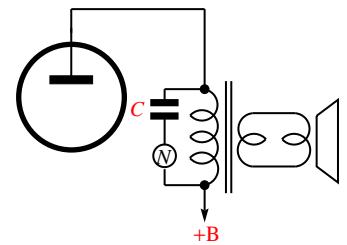
$$L = 0.789 \times \frac{4 \times 3.14^2 \times 10^{-7} \times 100^2 \times 0.03^2}{0.1} = 2.800 \times 10^{-4} [H] = 280.0 [\mu H]$$

となる。

次に単一調整の仕方を簡単に述べると、先ずラッパの両端に第5図の如く0.1~1.0程度のコンデンサー $C$ と交流電圧計を接ぎ、出力電圧計としておき、次にテストオシレーターから1300KCを発振せしめて空中線回路に入れ、良く同調をとり、交流電圧計の振れが最大になる様に $C_3$ を加減し、次に700KCを入れて同じく出力が最大になる如く $C_2$ を調整する。そしてこの動作をもう一度繰返し、次に1000KCを入れて良く同調をとり、調整棒の両端を交互に同調線輪の中へ入れてみる。そしてダスト・コアの方を入れて出力が増える様であったら、局部発振周波数が低いのであるから局部発振線輪の巻数を減らす。又金属部の方を入れて出力が増える様なら局部発振周波数が高いのであるから発振線輪の方の巻数を増してやる。そしてこの様な調整を繰返せば調整が完了する。



第4図 長岡係数



第5図

1) 単層ソレノイドコイルのインダクタンスを求めるためのサイトがいくつある。たとえば、

<http://homepage2.nifty.com/kaoru~i/coil.htm>

は、計算フォームにコイルの半径、長さ、巻数を入力すると、長岡係数とコイルのインダクタンスを計算してくれる。

即ち

周波数の高い方では  $C_3$  を加減する

周波数の低い方では  $C_2$  を加減する

中間 (1000KC) の周波数では発振線輪の巻数を加減する

#### (4) 中間周波変成器部

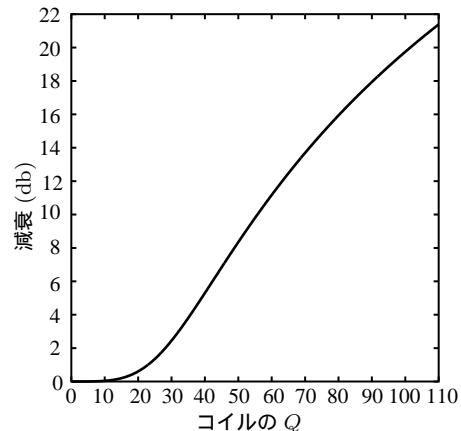
先ず初步の方は中間周波変成器を作られることは少ないので市販の中間周波変成器を買われることと思う。そこでどんなものを選べば良いかということに頭を悩まされることであろう。では選び方の一参考として述べれば放送協会の認定に合格したものが良いだろう。然しここにお断りすることは非認定品必ずしも不良というのではない。

某雑誌に市販中間周波トランス性能測定表が載っている様であるから、ついでに御参照になれば便利であろう。

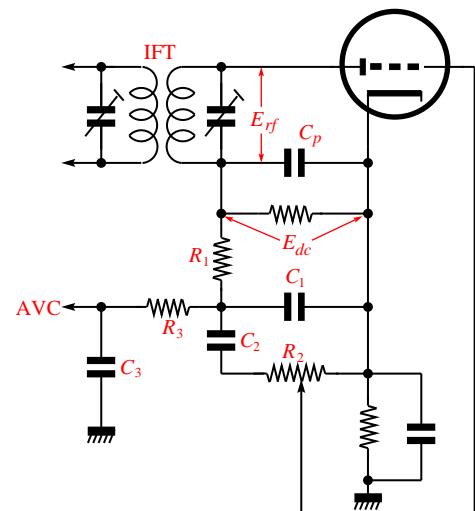
なお先に紹介した性能測定表等にコイルの実効  $Q$  というのが明示してあるが、この  $Q$  と選択度とは密接な関連性があるので、コイルの  $Q$  によって  $\pm 10\text{KC}$  離れた点の減衰が第 6 図によって判るので御参考の為示しておく。

それから増幅度は普通どの位あるかといふと大体  $30 \sim 35\text{db}$  (大体  $31 \sim 56$  倍程度) 程度である。

次に注意したいことは 6D6 等の不良によって球を差換えた時、周波数がずれるとのことである。即ち球の入力容量や出力容量が球によって種々違う為差換えによって中間周波数の同調がずれるのである。故に差換えた時には同調を取直すべきである。それからグリッドの配線等に、とかく初步の方はシールド線を使われるが、シールド線は心線と外線との間に相当に容量を持っているので、シールド線を使うと往々にして同調の取り難くなることがあるから、



第 6 図



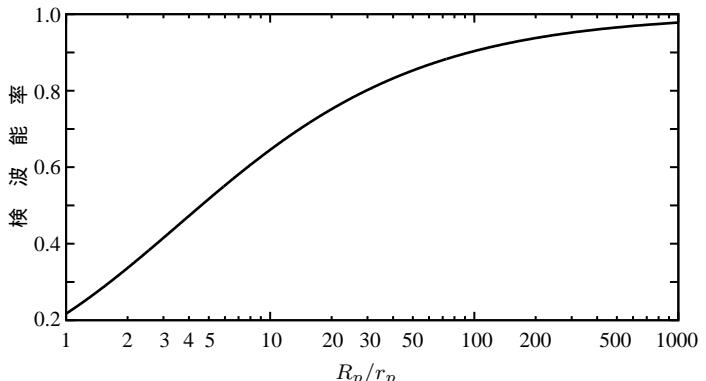
第 7 図

グリッドは普通の線をなるべく短くなる様に配線すれば誘導等による妨害の心配はない。

### (5) 二極管検波部

第二検波は第7図の様に 6Z-DH3, 12G-DH3, 75 等で二極検波する訳であるが、回路の設計にあたっては検波能率、入力抵抗、歪、低周波電圧の取出し方や結合法を考慮せねばならぬ。では検波能率の説明をすると検波管にかかる非変調高周波電圧の波高値を  $E_{rf}$  とし、負荷抵抗  $R_p$  の両端に生ずる直流電圧を  $E_{dc}$  とした時、 $\frac{E_{dc}}{E_{rf}}$  で現される比のことをいうのである。なお検波能率は負荷抵抗  $R_p$  及二極管の内部抵抗  $r_p$  の比にも関係するものである。

ところで検波出力に歪を生じない様にする為には次の如き條件が必要である。即ち検波管に加わる高周波入力電圧は数ボルト以上であること、検波能率は 80% 以上なること、及時定数  $C_p R_p$  が最高変調周波数の周期  $T(1/f)$  の  $1/10$  位にとること、次にこれ等の條件



第8図

を考慮しながら負荷抵抗  $R_p$  及側路蓄電器  $C_p$  を求めることにする。先ず検波能率 90% とするならば第8図より  $\frac{R_p}{r_p}$  の比が 100 程度となる。今  $r_p$  を  $2\text{K}\Omega$  とせば  $R_p$  は  $200\text{K}\Omega$  程度となる訳であるが、 $C_p R_p$  の時定数があまり大きいと、変調度の深い時に歪を生ずるので、普通  $100\text{K}\Omega$  程度にとる。次に  $C_p$  を求めると前の時定数の條件によって

$$C_p R_p = \frac{1}{10f_m}$$

$$\therefore C_p = \frac{1}{10R_p f_m}$$

となる。

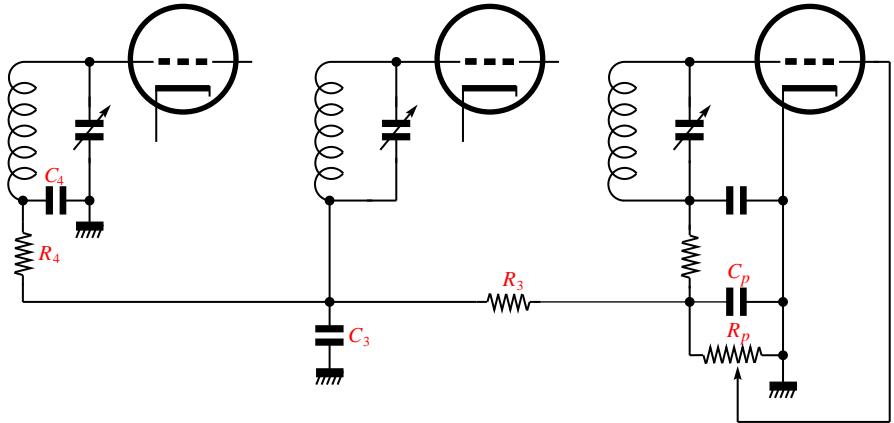
なお  $f_m = 400\text{C/S}$ 、 $R_p = 100\text{K}\Omega$  にとると  $C_p = 250\mu\mu\text{F}$  となる。次に  $C_2$  であるが、 $C_2$  は低周波の周波数特性を考慮して  $0.01 \sim 0.1\mu\text{F}$  程度に選ぶべきであり、高周波阻止濾波器の  $R_1 C_1$  は検波回路のインピーダンスを考慮して、 $R_1 = 20\text{K}\Omega$

程度， $C_1 = 100\mu\mu\text{F}$  程度に選べばよく，なお  $R_2$  は  $500\text{K}\Omega$  程度のポテンショメータを使用すればよい。

### (6) AVC 回路部

AVC には一般型の AVC と遅動型 AVC とに大別されるが，ここでは簡単に一般型 AVC を考えることにする。

AVC 回路は検波によって得られる脈動直流電压を  $CR$  濾波器で



第 9 図

濾波しその電圧を周波数変換，中間周波增幅回路等の制御格子のグリッド・バイアスに重畳して加え増幅度をフェーディングに応じて自動的に制御して一定に保たしめる様にしたものである。ところで AVC 電圧は前に述べた如く制御格子に加わるので濾波回路は脈動電圧を極力平滑にする為と検波部の負荷インピーダンスを大に保つため  $C$  及  $R$  の値を大きく選ばねばならぬが，しかし  $C \times R$  即ち時定数というものが影響してくる為ある制限を加えられる訳である。そこで時定数とは時定数(秒) = 抵抗( $\Omega$ )  $\times$  容量( $\text{F}$ ) で表されるもので，この時定数を大とすれば低周波をよく減衰させて濾波作用をするが，AVC の動作がフェーディングに即応せず，その為大きな信号が来ると AVC が動かず音が歪む様になる。又時定数を小とすると AVC 回路に低周波電圧が残り，その電圧が各段の制御格子に饋還されてモーターボウディング等の原因となる。では時定数はどの程度に選べば良いかというと，普通の放送波帯の受信機ならば 0.1 ~ 0.3 秒程度あれば良い。ところで第 9 図の様な直列饋電の一例に就て説明すると

$$\text{充電の時定数 } T = R_3(C_3 + C_4) + R_4C_4$$

$$\text{放電の時定数 } T = C_4(R_4 + R_2 + R_p) + C_3(R_3 + R_p) + C_pR_p$$

で与えられる。そこで  $R_p = 500\text{K}\Omega$ ， $R_3 = 1\text{M}\Omega$ ， $R_4 = 100\text{K}\Omega$ ， $C_p = 250\mu\mu\text{F}$ ， $C_3 = 0.1\mu\text{F}$ ， $C_4 = 0.05\mu\text{F}$  とすると充電時 = 0.15 秒，放電時 = 0.23 秒程度となる。なお注意すべきことは AVC 回路に往々他からの誘導があり，それが制御格子

に饋還され，発振を起すことがある。その様な時にはシールド線を使えば良い。

### (7) イメージ

スーパー受信機ではイメージ妨害ということを考えねばならぬ。ではどうしてイメージ妨害なるものが起るかといえば、今受信周波数を 550～1500KC とし、中間周波数を 463KC に選んだ場合、前の周波数変換部の所で述べた如く局部発振周波数は受信周波数 + 中間周波数に選ぶので、その周波数は 1013KC～1963KC 迄となる。然るに今 1013KC よりも中間周波数だけ、即ち 463KC だけ高い周波数の電波があったとすると、たとえ同調回路は 550KC に同調していても周波数変換管のグリッドには 550KC の電圧と 1476KC の電圧が一緒に加わる為、局部発振周波数と 550KC 及 1475KC との間には同じ様に 463KC の中間周波数が出来ることになり、その電圧が増幅され、そして混信ということになる。これがイメージ妨害である。ところでイメージ周波数は 1476KC から 2426KC 迄考えられるが、実際に出ていて妨害になる放送周波数は 1500KC 迄であるから、放送波数による妨害イメージ周波数は 1476KC～1500KC 迄と考えれば良く、実際に妨害を受ける放送周波数は 600KC 位迄であるといえる。なお大体イメージ周波数と受信周波数との混信程度は  $-40\text{db} \left( \frac{1}{100} \right)$  程度なら左程妨害も苦にならない。なおイメージ妨害を防ぐには同調回路の  $Q$  を上げて選択度を上げるのも一方法であるとし、又高周波一段を付加することによってイメージ・レシオを上げることも出来る。

以上に低周波段より前の簡単な説明が終ったのであるが、低周波増幅部は普通の受信機と何等変りがないので省略することにする。

(大西 豊)

### PDF 化にあたって

本 PDF は、

『無線と実験』(1949年6月号)  
を元に作成したものである。

PDF 化にあたり、旧漢字は新漢字に、旧仮名遣いは新仮名遣いに変更した。

ラジオ関係の古典的な書籍及び雑誌のいくつかを  
ラジオ温故知新

<http://www.cam.hi-ho.ne.jp/munehiro/>

に、

ラジオの回路図を

ラジオ回路図博物館

<http://fomalhaut.web.infoseek.co.jp/radio/radio-circuit.html>  
に収録してある。参考にしてほしい。