

# 周波数変換管の動作

関 英男

## 1 周波数変換器

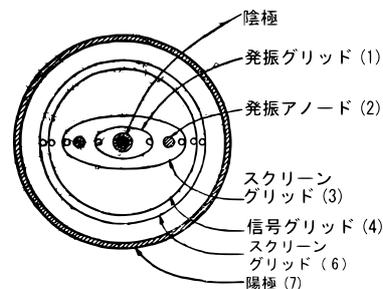
無線受信機の術語のうちでも特に重要なものゝ一つに周波数変換といふ語がある。これは超ヘテロダイン受信機などで、信号周波数を原波形のままですつくりある周波数差をもつ他の周波数にかへることである。そして一般に局部発振器を含むこれらの装置の一組を周波数変換器といふことになつてゐる。例へば信号周波数が  $f_i$  で、局部発振周波数が  $f_0$  であれば、周波数変換器を通ることによつて  $f_0 - f_i$  又は  $f_i - f_0$  となる。きわめて稀に  $f_i + f_0$  となる場合もある。そして  $f_i$  にいくらかの側帯波があれば、それらとの相対的周波数差は少しも変化をうけないで差周波数  $f_0 - f_i$  になる。この差周波数を中間周波数  $f_m$  とよんでゐる。この中間周波数の信号は予めよく調整された中間周波増幅器に入つて増幅されてゆく。即ちこの種の受信機では無線周波回路と局部発振回路とを調整して、一定の中間周波信号さへ作つてやれば、後は調整の必要がないといふのが特徴である。

なほ無線用語として重要な術語で変周器といふのがある。周波数を変へる装置といふ意であるから、理窟をいへば上と同じものである。たゞすべてのことばは習慣がものをいふやうに、変周器といへばもとの周波数を整数倍又は整数分の1にする装置を連想する。通昇変周器といへば2倍、3倍等に周波数を高める回路装置をいう。通降変周器といへば  $1/2$ ,  $1/3$  にする装置である。通昇変周器は短波、超短波の送信機で大抵使はれるもので、水晶発振器の周波数を安全に通倍しながら増幅する。又局発が水晶で制御された超短波受信機などでも通昇変周器が使はれることがある。

さて、周波数変換器 (Frequency Converter) を略して単に変換器といふこともある、はじめて超ヘテロダイン受信機が発明された頃の変換器は、局部発振用真空管回路と検波用真空管回路と別にあつて、後者の回路へ入力信号電圧が局発電圧と一緒に加はつた。かく構成された変換器は実際調整してみるとわかるやうに、あまり安定でない。これは信号の強さが変わると、ときどき局発の周波数が変わるために、信号が中間周波帯域外にはみだしてしまふことがある。のみならず局発の回路と入力信号回路とが共通の素子もつてゐることは一種の複雑な結合回路を構成することになるために、互いに独立に最良の調整まで達し得ぬ一大欠点もある。この不能さが、使ふ人々に段々痛切に感ぜられるやうになつてから、一つの新しい真空管の発明を促すことになつたのである。これこそ周波数変換管として、今日多くのラジオ聴取者がその恩恵を蒙つてゐる所のものである。

## 2 周波数変換管

周波数変換器専用として考案された真空管は格子 (grid) の五つあるものである。従つて7極管 (heptode) といふこともあるが、これも習慣上5格子変換管 (pentagrid converter) といふことが多い。1A6, 2A7, 6A7などがこれである。これらは特性に於ては大差がない。代表的な例として6A7の電極配置を第1図に示す。この構造はグリッドの数が多いいふだけで、普通の真空管と大差がない。そして、5極管の場合などに名づけた制御グリッド、遮蔽グリッド、抑制グリッドなどといふ名前は煩雑であるから、内側から数へて第1グリッド、第2グリッド...第5グリッドといふこともある。この方がよい場合もある。勿論図に示したやうな名も使はれるが、後でのべようとする6L7の場合にはもう使へない。第1グリッド、第2グリッドなら6L7でも6A7でも同じやうに使へる。陰極のすぐ外側に接近して楕円形の第1グリッドがある。これは丁度普通の真空管の制御グリッドと同じやうに非常に細い線を密接に螺旋状にまいてあ



第1図 Ut-6A7 電極配置

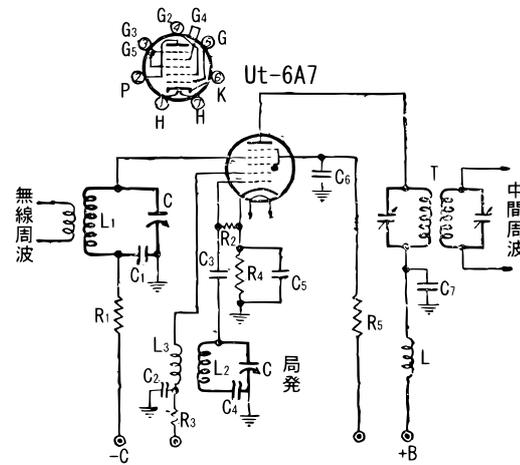
る。所が第2グリッドだけは単に2本のアルミニウム柱である。陰極と第1グリッドと第2グリッドで一つの3極管を形成し、これで局部発振回路を構成することができる。そのため第1グリッドのことを発振グリッド、第2グリッドのことを発振アノードともいふ。その外側のグリッドは三つ共、普通のアノードのやうな巻き方になつてゐるが、第3グリッドは楕円形、第4及び第5グリッドは円形で、一番外側に円形の陽極が全体を包んでゐる。第4グリッドには無線周波信号電圧を加へるので、これを信号グリッドといふこともある。第3グリッドと第5グリッドとは管内で電氣的に接がれてゐて、これが静電遮蔽の役目を果すものであるから、遮蔽グリッド又はスクリーングリッドともよんでゐる。すべてこれらの名前は6A7や2A7などに通用するので、6L7には通用しない。内側の3極管を一括して一つの陰極と考えると、それ以外の電極、即ち信号グリッド、遮蔽グリッド及び陽極とで4極真空管を構成してゐると考へることもできる。そしてその陰極から噴きだす電子流が、局部発振の周期で消長するやうな特殊の真空管とみれば、これから周波数変換器の動作を説明するのに極めてわかりが早いと思ふ。

次に具体的な特性表をあげて参考に供しよう。

	1A6 (直熱 2V 60 m A)	2A7 (傍熱 2.5V 0.8A) 6A7 (傍熱 6.3V 0.3A)
電極間静電容量		
$G_4$ P (遮蔽罐共)	0.25pF	0.3 pF
$G_4$ $G_2$ ( " )	0.2pF	0.15pF
$G_4$ $G_1$ ( " )	0.1pF	0.15pF
$G_1$ $G_2$	0.8pF	1.0pF
$G_4$ から全極へ (無線周波入力)	10.5pF	8.5pF
$G_2$ から全極へ (発 振 出 力)	6.pF	5pF
$G_1$ から全極へ (発 振 出 力)	5pF	7.0pF
P から全極へ (変 換 器 出 力)	9pF	9.0pF
陽極電圧	180V	250V
スクリーン電圧 ( $G_3$ と $G_5$ )	67.5V	100V
発振アノード電圧 ( $G_2$ )	135V	200V
信号グリッド電圧 ( $G_4$ )	-3V	-3V
全陰極電流	9mA	14mA
代表的動作例		
陽極電圧	135 180V	100 250V
スクリーン電圧	67.5 67.5V	50 100V
発振アノード電圧	135 135V	100 300V
信号グリッド電圧 $E_4$	-3 -3V	-1.5 -3V
発振グリッド抵抗	50 50K $\Omega$	10 50K $\Omega$
陽極電流	1.2 1.3mA	1.3 3.5mA
スクリーン電流	2.5 2.4mA	2.5 2.2mA
発振陽極電流	2.3 2.3mA	3.3 4.0mA
発振グリッド電流	0.2 0.2mA	1.2 0.7mA
全陰極電流	6.2 6.2mA	8.3 10.4mA
陽極抵抗	0.4 0.5M $\Omega$	0.6 0.36M $\Omega$
陰極抵抗		150 300 $\Omega$
変換コンダクタンス $g_c$	275 300 $\mu\text{U}$	350 520 $\mu\text{U}$
$g_e = 4\mu\text{U}$ となる $E_4$	-22.5 -22.5V	
$g_e = 2\mu\text{U}$ となる $E_4$		-20 -45V

### 3 周波数変換回路

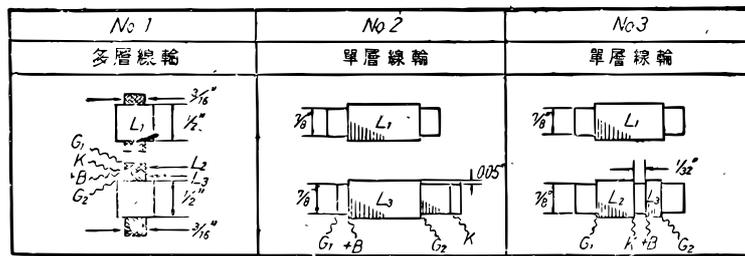
実際に 2A7 や 6A7 で変換回路を組立てるには第 2 図のやうにすればよい。L<sub>1</sub>C は受信電波の周波数 f<sub>i</sub> に同調し、T は中間周波数 f<sub>m</sub> に、L<sub>2</sub>C は局部発振周波数 f<sub>0</sub> に合はせることはいふまでもない。そして f<sub>i</sub> と f<sub>0</sub> との差は常に f<sub>m</sub> である。又 C をギャングバリコンで調整するために、C<sub>4</sub> とい



- C = ギャング蓄電器 (40 乃至 350pF)
- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub> = 0.1μF
- C<sub>3</sub> = 0.00025μF
- C<sub>4</sub> = 別表参照
- R<sub>1</sub> = 250KΩ, 0.1W
- R<sub>2</sub> = 10 乃至 50KΩ, 0.1W
- R<sub>3</sub> = 発振アノードの電源抵抗
- R<sub>4</sub> = 150 乃至 300Ω, 0.1W
- R<sub>5</sub> = 遮蔽格子抵抗
- L = 60mH 高周波チョーク
- T = 463KC 変成器

第 2 図 Ut-6A7 の変換回路例

ふトラッキング補正用の蓄電器を入れる。従来の真空管では局発の回路と無線周波回路とは、直接連絡せざるを得なかつたのであるが、こゝに示したやうな変換管を使い回路を組立てるときは、その心配がなくなる。局発の周波数をかへたからといって、L<sub>1</sub>C の回路の同調がくづれることもなく、無線周波回路を調整しても局発の周波数が狂ふわけでもない。両回路は全く独立に調整されるのである。従来の場合に較べて真空管 1 個儉約されたといふだけの利益でなく、このやうな大きな意味があることを見逃してはならない。



周波数帯 (Mc)	0.15 - 0.40		0.55 - 1.5				1.5 - 4.0		4.0 - 10		10 - 25	
組立番号	No.1		No.1		No.2		No.2		No.3		No.4	
	巻数	線番	巻数	線番	巻数	線番	巻数	線番	巻数	線番	巻数	線番
L <sub>1</sub>	422	36SSC	116	30SSC	146	32ENAM	36.2	30ENAM	10.1	30ENAM	4.4	20ENAM
L <sub>2</sub>	198	36SSC	80	30SSC	92	32ENAM	30.9	30ENAM	9.7	30ENAM	4.3	20ENAM
L <sub>3</sub>	60	36SSC	30	30SSC	20	32ENAM	12	30ENAM	12	30ENAM	6	20ENAM
C <sub>4</sub>	117pF		400pF				1070pF		2900pF		7300pF	

第 3 図 線輪の設計詳細

-C と記した端子には E<sub>4</sub> = -3V の固定バイアスをかけてもよいが、前表にみるやうに、バイアスを -45V までかへると、変換コンダクタンスが 520μU から 2μU まで変わるものであるから、AVC 電圧を加へて自動音量調整を行はせることもできる。こゝで変換コンダクタンスといふ術語の説明をしておかう。勿論御承知の方は以下しばらく省略して読んで頂きたい。変換コンダクタンスとは、信号グリッドに加へられた無線周波の電圧で以て、陽極回路に流れる中間周波電流を割つた値である。電流を電圧で割つた値だから、丁度抵抗の逆数のデメンションをもつてゐる。例へば、信号グリッドに 1V(ボルト) 加はつたとき、陽極電流の中間周波成分が 1μA(マイクロアンペア) であるならば、変換コンダクタンスは 1μU(マイクロモ- ) であるといふのである。同様にして変換コンダクタンス 520μU のやうな周波数変換器に 1V の無線周波電圧が加はつたならば、520μA の中間周波電流が流れることになる。即ち式で表はせば

$$\text{変換コンダクタンス} = \frac{\text{中間周波電流}}{\text{無線周波入力電圧}}$$

ところが我々の実際知りたいのは、電圧が何倍に増幅されるかといふ変換増幅度で、これは、

$$\text{変換増幅度} = \frac{\text{中間周波出力電圧}}{\text{無線周波入力電圧}}$$

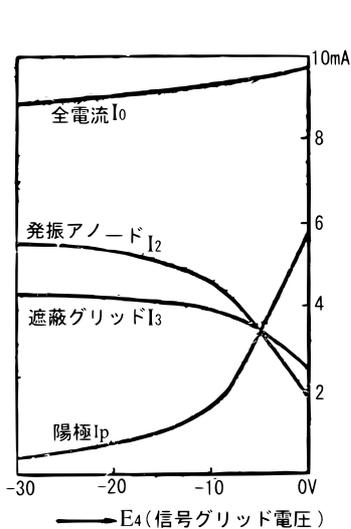
何故必要な変換増幅度をかゝらないで、変換コンダクタンスをかいしておくのであらう。これは変換増幅度は中間周波変成器のインピーダンスによつて一々変つてくるのに対し、変換コンダクタンスの方はそれに関係なく、一義的に真空管特有の値として定まるからである。いま中間周波変成器の1次回路の共振インピーダンスも、2次回路のそれも共に等しいとすれば、変換増幅度は次の関係から容易に計算される。

$$\text{変換増幅度} = \frac{1}{2} \times \text{共振インピーダンス} \times \text{変換コンダクタンス}$$

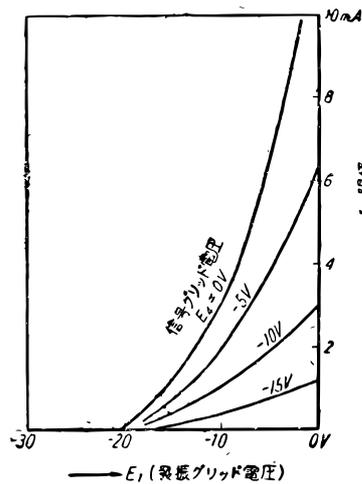
この関係は変換管の陽極抵抗に較べて共振インピーダンスが非常に低い場合に於てのみ成立する近似関係である。実際、陽極抵抗は前表に見られるやうに  $1M\Omega$  に近く、共振インピーダンスは  $10K\Omega$  乃至  $50K\Omega$  程度のものであるから、まづこの式で計算しても大した間違いが起らない。例へば

$$\begin{aligned} \text{共振インピーダンス} &= 20K\Omega \\ \text{変換コンタタンス} &= 300\mu\text{U} \end{aligned}$$

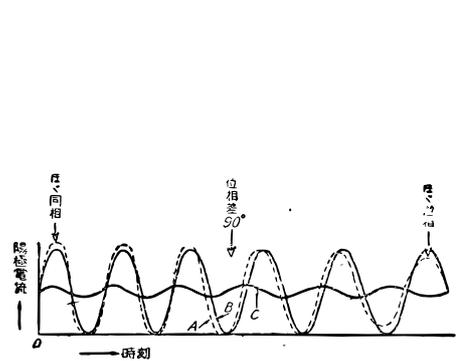
として、変換増幅度を計算してみると3倍、即ち 10db となる。かく変換コンダクタンスの値さへわかつてゐればどんな中間周波変成器の場合に対しても立ち所に變換増幅度の計算ができるものである。



第4図 Ut-6A7の静特性



第5図 周波数変換管 Ut-6A7が周波数変換をすることを表す最も基本的な静特性



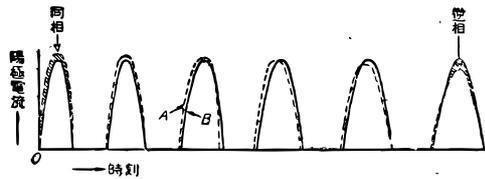
第6図 周波数変換管の各グリッドに交流電圧を与へたときの陽極電流変化

## 4 変換理論

それでは、周波数変換はどうして行はれるものであらうか? 又変換コンダクタンスと、普通真空管でいふ相互コンダクタンスとどんな関係があるか? これらの疑問をこれから解いてみよう。そのためにまづ変換管の静特性を調べてみなければならない。第4図は信号グリッド電圧以外の電圧を一定に保つたまま各電極の電流を測つた静特性曲線である。信号グリッド電圧を簡単に  $E_4$  で表はすと、 $E_4$  の変化によつて、最も著しい変化を示すのは陽極電流  $I_p$  であり、最も変化のないのは全電流である。又、発振アノード電流と遮蔽グリッド電流は  $E_4$  のある範囲で略々一定であるが、ある程度  $E_4$  が正に近づくとき急に減少するやうな傾向をもつてゐる。

次に第5図は発振グリッド電圧  $E_1$  と陽極電流  $I_p$  との関係を  $E_4$  をパラメータとして画いた静特性曲線であつて、これがこれから説明しようとする変換理論の役に立つ曲線群である。例へば  $E_4 = -10V$  として  $E_1$  対  $I_p$  の曲線を求めると丁度、3極管の  $R_g$  対  $I_p$  特性のやうな曲線となる。 $E_4 = -5V$  にして同様の曲線を求めると、右肩上りの曲線となり、傾斜が急になる。 $E_4 = -15V$  にしてやれば、右肩下りとなり、傾斜が緩やかになる。この傾斜は8極管の相

互コンダクタンス  $g_m$  と同一のものである。故にバイアスが正に偏ると  $g_m$  は大きくなり、負に偏れば  $g_m$  は小さくなる。即ち  $E_4$  は  $g_m$  をかへる作用をするものともいへよう。



A: 信号グリッドにも交流を与へたとき  
B: 発振グリッドのみに交流電圧を与へたとき

第7図 周波数変換管グリッドに交流電圧を与へたときの陽極電流の変化(発振強いとき)

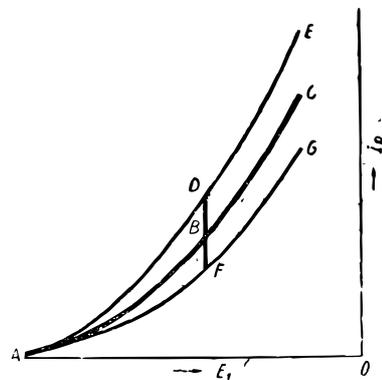
しかし又別の面からこの特性を観察すれば、 $E_1$  は  $G_4$  から  $P$  への  $g_m$  をかへる作用があると考へられる。即ち  $E_1$  をパラメータとして  $E_4$  と  $I_p$  との関係に第5図をかき直せば、横軸が  $E_4$ 、縦軸が  $I_p$  となつて、その曲線の傾斜は  $G_4$  から  $P$  への相互コンダクタンスを表はすことになるからである。第2図をもう一度見直してみよう。 $G_1$  の電圧は発振周波数に応じて変化し、 $G_2$  の電圧も劇しく変化する。 $G_3$  と  $G_5$  とは一定の直流電圧がかゝるだけで変化しない。 $G_4$  には通常微小な無線周波入力電圧がかゝる。結局、高周波電圧のかゝるのは  $G_1, G_2, G_4$  の三つであるが、そのうち  $G_2$  は第1図のやうに柱が二本あるだけであるから、陽極電流を制御する能力は  $G_1$  に較べて少いから  $G_1$  と  $G_4$  だけを問題にして考へればよい。 $G_1$  に比較的強い同発周波数の電圧、 $G_2$  には比較的弱い無線周波入力電圧が加はる。その時間変化は第6図又は第7図のやうになる。第6図は発振が比較的弱いとき、第7図は発振が比較的強いときを表はしてみた積りである。かりに発振回路の作用が停止し、 $G_1$  にも  $G_2$  にも一定の直流電圧がかゝつてみた場合、 $G_4$  だけに信号電圧が加はつた場合を想像すれば第6図の太い実線のやうに、一定振幅の連続的陽極電流が流れるわけである。又かりに信号が零で、発振だけ起つてみたとすれば、第6図の細い実線のやうに変わるに違ひない。しかし実情はいつも両者の高周波電圧が夫々の電極に同時に加はり、しかもその周波数は僅かに異つてゐるものであるから、第7図の破線のやうに変わるのである。

周波数が僅かに異なるために、両電圧は時には同相に時には逆相になる。同相の瞬間は陽極電流の尖頭値は僅かふへる。逆相の瞬間は僅かに陽極電流の尖頭値がへる。陽極電流の0は抑へられてゐるから、平均電流をみてみると同相のとき僅かにまし、逆相のとき僅かにへる。信号周波数  $f_i$ 、局発周波数  $f_0$  とすれば、その差  $f_m$  となり、同相と逆相とは  $f_m$  の逆数の周期で交互にやつてくる。いひかへれば陽極電流の中には  $f_m$  の成分が含まれる。これが中間周波である。

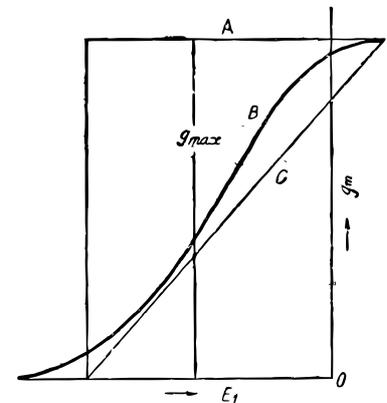
周波数が僅かに異なるために、両電圧は時には同相に時には逆相になる。同相の瞬間は陽極電流の尖頭値は僅かふへる。逆相の瞬間は僅かに陽極電流の尖頭値がへる。陽極電流の0は抑へられてゐるから、平均電流をみてみると同相のとき僅かにまし、逆相のとき僅かにへる。信号周波数  $f_i$ 、局発周波数  $f_0$  とすれば、その差  $f_m$  となり、同相と逆相とは  $f_m$  の逆数の周期で交互にやつてくる。いひかへれば陽極電流の中には  $f_m$  の成分が含まれる。これが中間周波である。

第6図の状態では同相のとき信号によつて平均電流をます部分のみならず、それを相殺する部分のあるために変換コンダクタンスはあまり多くを期待し得ない。実際は発振の強さを増し、第7図のやうな状態ではらねばならぬ。この場合では同相の場合は常に信号によつて平均電流を増すやうに作用し、逆相によつて減するやうに作用する。かうなれば陽極電流に含まれる中間周波成分も比較的多いことになる。しかし、第7図の一つの波例へば同相の場合の波をとつて仔細に観察してみると、実線と破線との高さの差は、信号電圧に  $g_m$  をかけ合はせたものであるが、 $g_m$  の値は山の頂点で最大、麓で最小、その間連続的に変つてゐる。そして第7図の一つの山と次の山の間の電流0の時間では  $g_m$  も0であること勿論である。

この辺の様子は第5図をもう一度かき直して第8図のやうにしてみると尚更わかり易い。局発があつて、信号のないときの動的軌跡は太い実線  $ABC$  のやうになり、局発がなくては信号だけの場合の動作軌跡は  $DBF$  のやうになる。信号グリッドから陽極への  $g_m$  は曲線  $ADE$  と  $AFG$  の高さの差に比例する。従つて  $E_1$  の正に偏つて  $I_p$  の大きいときは  $g_m$  が大きく、 $E_1$  が負に偏つて  $I_p$  の小さいときは  $g_m$  は小さい。第9図は更にわかり易くかき直したものである。 $E_1$  が変化するにつれて  $g_m$  の変化する傾向は丁度  $B$  曲線のやうであるが、理論的計算は  $A$  或は  $C$  の曲線が都合よい。実際瞬間々々に  $g_m$  が変化することにより周波数変換が行はれるが、陽極回路の中間周波電

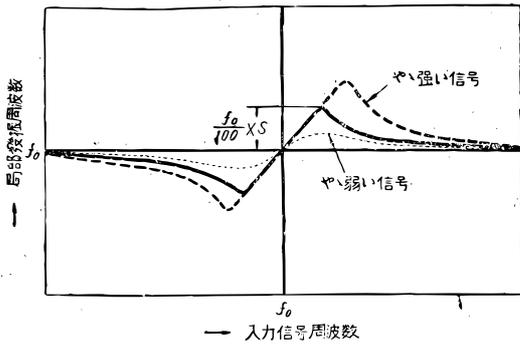


第8図 周波数変換に際し特性曲線上の動作軌跡

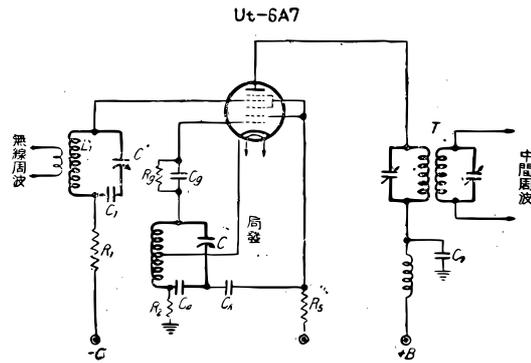


第9図 発振グリッド電圧の変化による  $g_m$  の変化

第9図は更にわかり易くかき直したものである。 $E_1$  が変化するにつれて  $g_m$  の変化する傾向は丁度  $B$  曲線のやうであるが、理論的計算は  $A$  或は  $C$  の曲線が都合よい。実際瞬間々々に  $g_m$  が変化することにより周波数変換が行はれるが、陽極回路の中間周波電



第 10 図 標準の引込み特性

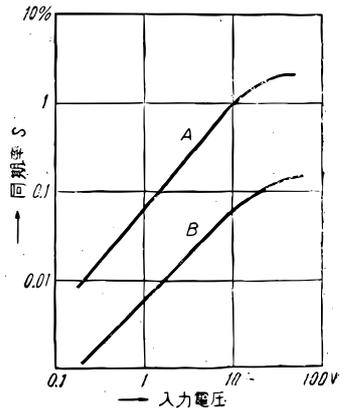


第 11 図 引き込みのない回路

流の振幅は大約第 7 図の斜線の面積を  $2\pi$  に亘つて平均したものに等しい。かく考へ変換コンダクタンスを求めれば、曲線 A と仮定した場合、最大の相互コンダクタンス  $g_{max}$  の  $1/\pi$  になり、曲線 C と仮定した場合、最大の相互コンダクタンス  $g_{max}$  の  $1/4$  になる。このやうなわけで普通の真空管が 1000 乃至 2000 $\mu\text{A/V}$  の相互コンダクタンスをもつてゐるのに対し、変換コンダクタンスは 300 乃至 500 $\mu\text{A/V}$  (又は  $\mu\text{V}$ ) 程度の値になることが頷かれよう。

## 5 引き込み現象とその対策

2A7 や 6A7 のやうな変換管の発明によつて、一応は超ヘテロダインの悩みを解決してくれた。けれども、それは中波より長い波長に対してのことであつて、短波の短い方になるとやはり僅かながら引き込み現象 (Interlocking) が免れないやうである。特に帯域幅の狭い中間周波を具へた電信の受信機等では使えないという苦情もできるようになつた。一体引き込み現象といふのはどんなことを簡単に説明してみよう。元来、局部発振回路の同調コンデンサーに手をふれなかつたならば、入力信号周波数を独立に如何に変化せしめても全周波数の周波数に影響ない筈である。所が、信号が強く周波数が局発のそれに近くなると、信号周波数に引き込まれて、ある範囲変るのである。第 10 図に於て、横軸に入力信号周波数を取り、縦軸に局部発振周波数とると引き込み現象のないときは局発周波数  $f_0$  は一定であるから、一本の水平線になる。信号がある程度強くなると、局発周波数はある範囲だけ図のように斜め S 字形に変化する。局発周波数が原周波数から最も離れた値を % で表わし同期率  $S$  と名づけると、同期率は信号の強い程大きくなる。理想的には同期率が 0 であるべき筈の変換管に引き込み現象のある理由を考へてみると、第 4 図の特性で信号グリッド電圧の変化によつて、発振アノード電流  $I_2$  の変化することに原因するらしい。



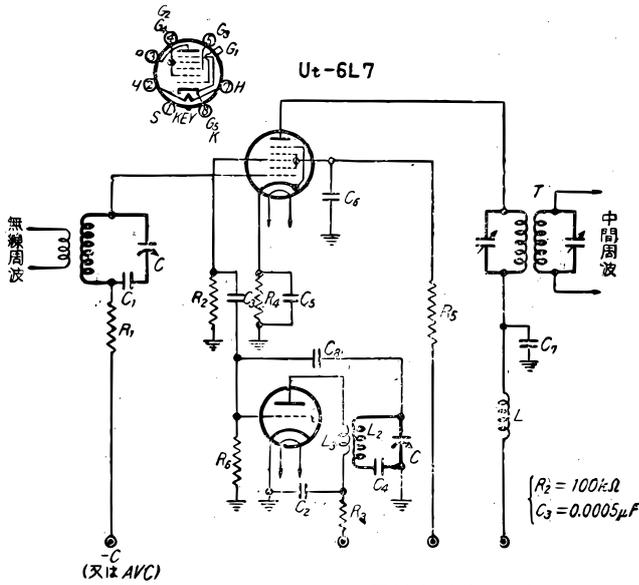
第 12 図 通常の回路 A と改良型回路 B との同期率の比較

そこで、 $I_2$  の変化が局発のタンク回路に流れないようにすれば、多分引き込み現象が少なくなるであろうとゆうので P. W. Klipsch(邦外誌 18 号参照) とゆう人の考へたのが第 11 図の回路である。即ち、発振アノードは遮蔽グリッドと一緒にしてしまつて、高周波的には  $C_6$  で接地して大地のポテンシャルにしてしまい、その代り、今度は陰極が高周波的に浮動することにするのである。このようにすると、同期率は第 12 図の A から B のように小さくなり、引き込み現象は桁違ひに改善されるのである。この回路は今日流行のオールウェーブ受信機には屢採用されてゐるやうである。

## 6 混合管 6L7 とその使ひ方

6A7 の周波数変換回路を改良して同期率が一桁改善することはできるけれども第 12 図にみる通り、まだ完全といふ訳にゆかぬ。例えば、入力無線周波電圧がかりに 10V 程度になつた場合をみると、0.05% 程度の同期率になる。これは 20MC の周波数に対して丁度 10KC に相当する。中間周波を高く選べばずつとこれより少いわけであるが、1KC の変動があるものとしても、余り樂觀できる値でない。放送電話をきくような場合は全体の帯域幅が相当広いが

ら、これでもどうやらギリギリ一杯といふ所である。通信業務用の電信受信になるともう問題である。フェーディングで電波の強さが変動する度毎に始終、局発の周波数がこれだけ変動することを覚悟しなければならない。



第 13 図 6L7 を用いた周波数変換回路

このような厳格な要求が屢々提出されるようになると真空管製造者としても何か新しい考案を出さないわけにはゆかなくなつた。このようにして誕生したのが 6L7 という変換管である。これは第 13 図の回路をみてもわかる通り、発振管を別に設けなければならない。五格子管である点は前の 6A7 と変りないが、この場合の五格子管は単に 2 種の高周波を混合するだけである。この意味で 6A7 と区別して混合管といふ人もある。しかし、この回路全体が変換回路であることには変りはないから、変換管とよんでも、別に差支へはない。この真空管の第 1 グリッドから第 2 グリッドまでは次のような機能をもつものである。

第 1 グリッドは無線周波信号入力に加はる電極である。変調歪や混変調を伴うことなく自動音量制御ができるやうにカットオフ特性が与へられてゐる。又、陽極

に対する相互コンダクタンスをできるだけ大きくするよう、無理のない程度に陰極に接近して巻かれてゐる。 $g_m$  は多分 1.4mA/V 程度と推定される。第 1 グリッドを一名制御グリッドともいう。

第 2 グリッドは電子に加速度を与へ、丁度空間電荷グリッドに似た作用を行う外、第 1 グリッドと他のグリッドとの間に遮蔽効果をもたすために設けたものである。従つて、6A7 の場合とは全く異つた機能を有し、グリッドの巻き方も普通の遮蔽グリッドに似ている。

第 3 グリッドは外部からヘテロダイン電圧を加へるためのものである。ヘテロダイン電圧がなるべく低くてすむやうに、高い増幅率をもたしてある。この電極を一名ヘテロダイングリッドともいう。

第 4 グリッドは真空管の内部で第 2 グリッドに接続せられ遮蔽グリッドとして作用する。

第 5 グリッドは一名抑制グリッドともよばれ、陽極からの二次電子の放射を抑制する作用をもっている。

標準の動作状態は次の通りである。

6L7 の諸定数

陰極加熱電圧	6.3V	6.3V
陰極加熱電流	300mA	300mA
陽極電圧	250V	250V
陽極電流	2.4mA	3.2mA
遮蔽格子電圧	100V	150V
遮蔽格子電流	6.2mA	8.3mA
制御格子電圧	-3V	-6V
ヘテロダイン格子電圧	-10V	-15V
ヘテロダイン電圧	12V	18V
変換コンダクタンス	360 $\mu$ U	360 $\mu$ U
陽極抵抗	1M $\Omega$	1M $\Omega$

6L7 の場合も  $E_3$  と  $g_m$  との関係をとると第 9 図の曲線 B のやうになる。この場合の  $g_m$  は  $G_1$  から  $P$  への相互コンダクタンスであつて、6A7 の場合と異なるのである。実測の経験によれば、第 3 格子に加へるヘテロダイン電圧は 5V 乃至 7V 位で略々変換コンダクタンスの飽和値に達する。それ以下のヘテロダイン電圧では変換コンダクタンスがどんどん低下する。丁度、変換コンダクタンスが半分になるやうなヘテロダイン電圧は約 2 乃至 3V である。尚、6L7G という真空管は 6L7 と特性に於て全く同様であるが、只ガラス球に封入されてゐる点だけが異なる。6L7 は金属管である。

## 7 特殊の変換管

6L7 又は 6L7G を用いた第 13 図のような周波数変換回路でも尚、不安な場合は、発振管と混合管との間に、緩衝増幅管を入れる。国際業務に使用しつゝある短波受信機はすべてこの方式を採用している。これで短波領域から 40MC 程度の超短波の範囲まで殆んど支障なく動作し、同期率も問題にならぬ程に多い。

しかし動作確実だからといって今日、このような方式は一般素人用のオールウェーブ受信機等に使われてない。主な理由は球数が多いことである。そこで、6L7 のように理想的特性でないが 6A7 よりも遥かによく、球数も増さないですむような方法が考案された。その構想は、一つの管の中に三極の発振管と六極の混合管とを同時に封入したようなものである。それかといって、所謂複合管のように、単に二組の電極を封入しただけのものでなく陰極と第 1 グリッドだけは両方の部分に共用され、三極発振管の陽極だけは全然独立した位置に位し、六極管はその反対の側に位し、その間は遮蔽壁で隔離されてあるといったような格好の真空管である。これが、比較的新しく誕生した 6K8 といふ変換管なのである。ヒーターは 6.3V 0.3A スクリーン電圧も発振アノード電圧も共に 100V、動作特性の一例を示せば、

出力側陽極電圧	100V	250V
発振回路グリッドリーク	50K $\Omega$	50K $\Omega$
発振部グリッド電流	0.15mA	0.15mA
変換コンダクタンス	325 $\mu\text{U}$	350 $\mu\text{U}$
出力側内部抵抗	0.3M $\Omega$	0.6M $\Omega$
信号グリッド電圧	-3V	-3V

最後にあげた信号グリッド電圧をかえると、変換コンダクタンスは相当範囲に変る。例えば、-30V で 2 $\mu\text{U}$ 、-25V で 6 $\mu\text{U}$ 、-15V で 30 $\mu\text{U}$ 、-10V で 50 $\mu\text{U}$ 、-5V で 200 $\mu\text{U}$  といふようになり、自動音量調整に好適なことを示してゐる。

6L7 のような安全さは期待し得ないにしても、一球でよく 100MC 程度の高い周波数まで、満身に動作できることは確かに 6K8 の優秀なことを物語るものである。

本稿にのべてきた数々の新しい変換管は何れも受信機使用者の立場から極めて自然に誕生したものばかりである。しかし、何れも米国で発明されたものばかりで、我が国で生れたものが一つもないといふ事実は誠に残念なことである、この種の発明が醸成された環境を想像してみるに多分、受信機に多大の関心をもつ真空管専門家が多いか、真空管製造者に常に連絡し、常に改良案を提示する受信機技術者が多いかであらうと思ふ。そして常に夢を追ひ、新しい技術を創造しようとする努力の報いであることを考へ今日大いに我々の反省しなければならないものがある。

(『無線と実験』1946年11-12月号、1947年2月号。旧漢字は新漢字に変更した。仮名遣いは原文のまま)