

## スーパーの新回路 五極管による周波数変換回路

日本の真空管はアメリカの指導によって発達してきたので常にアメリカの後を追っている。しかし考えなければならないことは日本の資材のありかたがアメリカのそれと異なることである。したがって、真空管においても教少ないもので、音質も感度も十分なものを考えだして使用しなければ生産が不足となるおそれがある。

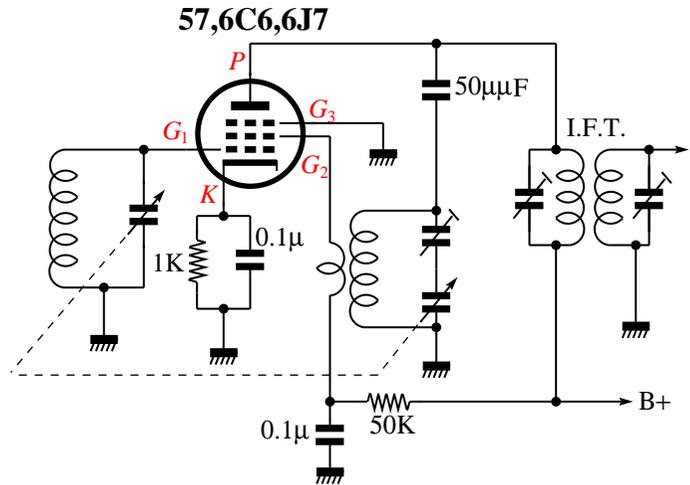
日本の新らしし段階として殆んど全部の受信機がスーパー・ヘテロダイン方式に変わりつつあるとき、必然的に周波数変換管（以下単に変換管）の問題が生じてくる。筆者は最近における傾向をも考えあわせ五極管による変換回路に再検討をし、

実用上複合管による変換回路に比べ遜色ない結果を得たのでここに発表させていただきます。

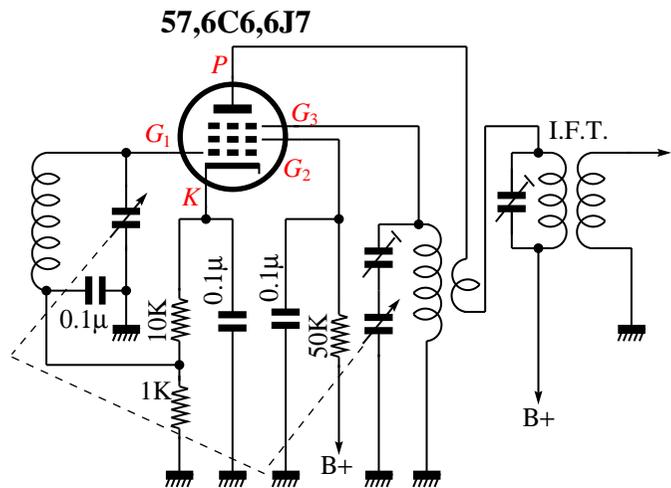
### 従来の五極管変換回路

1933年に2A7が発表される以前のスーパーは57を変換管として使用し、第1～4図に示すような4回路が考案発表された。

図について説明をすると、第1図と第2図の回路では、真空管の構造上発振さ



第1図  $G_2$  と  $P$  との反結合による発振回路



第2図  $G_3$  と  $P$  との反結合による発振回路

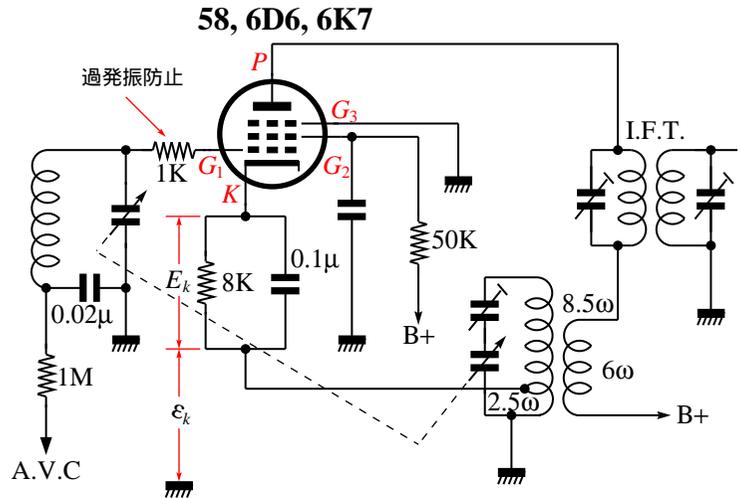
れた高周波電圧が不安定になりがちである。特に発振回路に使用される電流はカソードより放射される全電流にくらべすくないため、カソードのエミッション不足という現象が起る。

第3図と第4図の回路は、発振回路のカソード電流を使用したため前2回路より進歩した回路である。これらの回路での問題は、カソード・コイルに誘起される電圧がバイアス電圧より高くなると信号回路にグリッド電流が流れ、同調回路のQを低下させる。さらにカソードの高周波電圧の値により変換コンダクタンスが大きく変化し不安定となる。

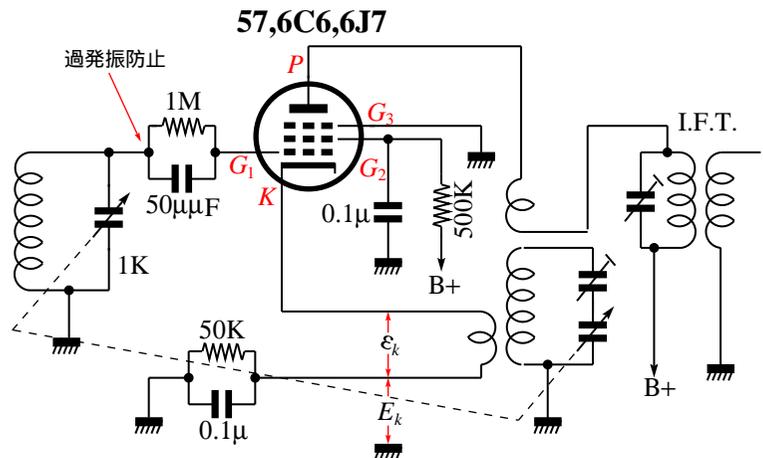
以上の欠点を有するため、これらの回路は次第に使用されなくなり、真空管も次に述べる複合管が考案されるにいたった。

### 複合管変換回路の欠点

複合管による変換回路の代表的な回路としては、前ページ第1図及び第2図の回路より発達した6A7及び第3図及び第4図より発達した6SA7の回路があるが、6A7は前記のエミッション不足による発振の不安定性と入力グリッド電圧の変化による発振回路の発振強度及び発振周波数の変動という欠点があるため次第に使用されなくなっている。この欠点を補い、全カソード放射電流を利用する



第3図 C.T.C.A社発表の回路



第4図 ATWATER KENT社発表の回路

6SA7は6Mc/sぐらいまでは一応無難な球であるが変換コンダクタンスを高く望むことは困難であり、また雑音比が大きい。それに前ページ第3図及び第4図でのべたカソード電圧の大きさにより、第5図に示すように変換コンダクタンスは大きく変化し、広い周波数範囲にわたり常に一定の変換コンダクタンスを求めることはこの回路では困難である。

以上のことを整理すれば次の点を改良すれば安定な変換回路が得られることになる。

(1) 発振回路の不安定性をなくするために変換管の全カソード電流を利用する。

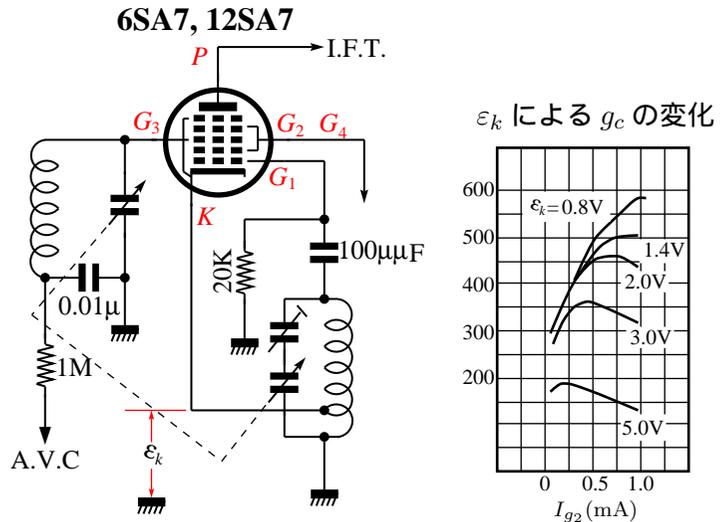
(2) カソード電圧の過大による悪影響を除くため信号グリッド回路に発振強度に応じて自動的にバ

イアス電圧をかけ、前記の悪影響を除き、一定の変換コンダクタンスを得る。

### 新しい五極管変換回路

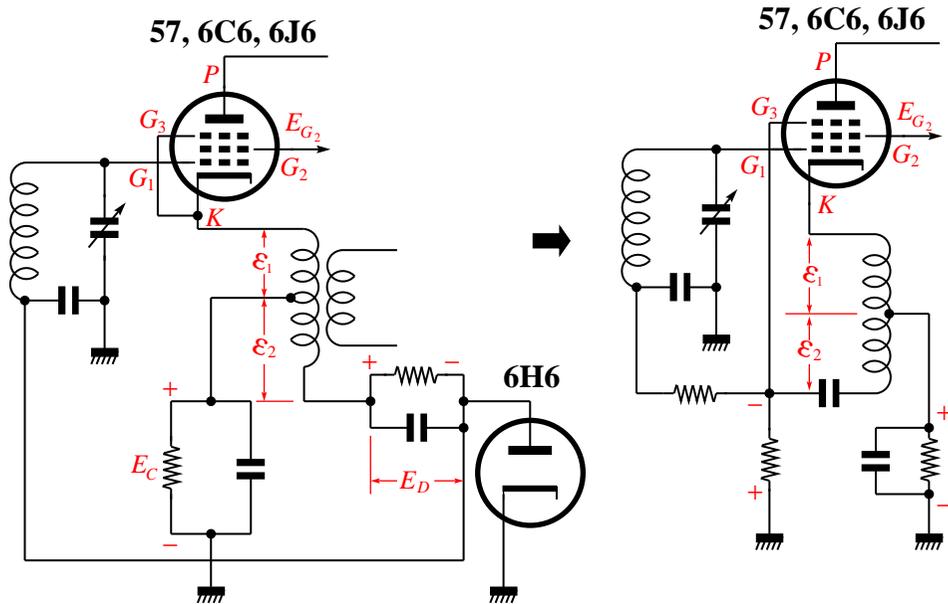
以上の結果を満足させるためには、安定な強めの発振をカソード回路で起し、その過大電圧分だけバイアスを加えればよい。第6図左にこの回路の原理を示した。すなわち、カソード・コイルをアース点より更に巻きたしそのさきに整流管をつける。こうすればカソードとアース間の発振電圧がカソード電流によるバイアス電圧より小さければ、信号グリッドに電流はながれないが、もしも大きくなったときでも整流管回路の整流電圧がカソードバイアスに加わり、より大きいバイアス電圧が信号グリッドに加えられる。そのため信号グリッドにはいかに発振電圧が変化してもグリッド電流が流れなくなる。整流管を別に使用しなくてもサプレッサー・グリッド ( $G_3$ ) を利用して同図右のごとくすればよい。

以上の考察よりこの回路をオートマティック・オートゲイン・コンバーター (A.A.C) 回路と呼び、第7図に放送波帯の実例をあげた。なお実際の製作データは、本誌【『ラジオ技術』1948年5月号】の萩原氏の記事を参照していただ



第5図 6SA7の変換回路

くとして、以下回路の解析をする。



第 6 図 A.A.C. の原理

前述の原理図でのべたように、発振電圧の一部を  $G_3$  で整流し、その整流電圧の一部を第 1 グリッド ( $G_1$ ) のバイアス電圧に加えるものである。こうすると発振電圧が変化しても、それに付随して整流電圧 (図中  $E_D$ ) が自動的に変化し、 $G_1$  の電流を抑えるとともに発振電圧を一定値に制御する。

また最良の変換コンダクタンス ( $g_c$ ) を得るためには、理論的にカット・オフ付近で動作させる必要がある。本回路では、常に  $E_D$  なる電圧をその発振強度に依り変化させ、それをバイアス電圧に加えるため、この条件は自動的に満足され  $g_c$  は第 2 グリッド ( $G_2$ ) が 180V のとき約  $400\mu\text{S}$  が得られる。このときのプレート電流は約 2mA である。

このように設計された回路では、電源電圧が変動しても、コイルの Q が変化しても、真空管の定数が変化しても自動的にすべての変動が補償されて、常に同じ変換利得が得られるため多量生産にも適し、また真空管の交換による感度差もなくなる。

### 変換利得と発生雑音

A.A.C. 回路は 6C6 を使用しても約  $400\mu\text{S}$  の  $g_c$  が得られ、これは 6A7 や 6SA7 のそれに比較し相当の開きがあるが、さらに変換管の発生雑音を比較すると格



音電圧のもとに得られるかを知ることができるのである。従来2個のグリッドを有する真空管をミクサーとし, 局部発振器を別にしたものが理想的な変換方式と考えられてきたが, 雑音比の改善の意味からも三極管または五極管をミクサーとし, これに一定振幅の発振器を局部発振器にもつものが次の時代の変換管となりつつあることは明らかな事実である。

6C6 A.A.C. の標準状態	
$\varepsilon \cdots$ 交流電圧, $E \cdots$ 直流電圧	
局部発振電圧	$\varepsilon_r < 40V$ R.M.S
変調電圧	$\varepsilon_1 \simeq 5V$ R.M.S
発振抑制電圧	$\varepsilon_2 \simeq 5V$ R.M.S
信号回路誘起電圧	$\varepsilon_{og} \simeq 0.3V$ R.M.S
カソード・バイアス電圧	$E_C \simeq 5V$ R.M.S [ $I_p + I_{G_2} = 3mA$ ]
発振抑制バイアス電圧	$E_D \simeq 4V$ R.M.S [ $E_D = 4\mu A \times 1M\Omega$ ]
直流プレート電圧	$E_P > 230V$
直流第2グリッド電圧	$E_{G_2} \simeq 180V$
変換コンダクタンス	$g_c \simeq 400\mu\Omega$
以上の値となるようバイアス抵抗 $K$ と 発振回路抵抗 $R_L$ を加減する	
6C6 A.A.C. の最良条件	
(a) 発振電圧過少による $g_c$ 低下の防止条件	
$\varepsilon_{1max} > E_C$	
(b) 信号回路に誘起電流を流さず, $g_c$ を高めるための条件	
$E_C + E_D = \varepsilon_{gmax} + E_x$	
$E_x$ は電子初速度に対するバイアスで 1~3V	
(c) 妨害振動電流の防止条件	
$\varepsilon_{og} < 0.5V$ R.M.S.	
(d) 最大 $g_c$ を与えるためのバイアス電圧と発振抑制電圧との関係	
$E_{cutoff} = \simeq E_C + E_D$	
但し $E_{cutoff} = \simeq \left( \frac{E_{G_2}}{20} + 1 \right)$	

第2表 A.A.C. の理論的諸条件

わが国の変換管の発達過程としては、一応 6SA7 を市場に送るとともに Hi- $g_m$  五極管による変換管を考える必要があると思う。第 2 表に 6C6 の各条件を参考のため示した。

諸賢のこれら変換回路に対する熱心なるご研究を希う。（前田久雄・品川電気株式会社）

---

この PDF は、  
『ラジオ技術』1948 年 5 月号  
をもとに作成した。

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://fomalhaut.web.infoseek.co.jp/index.html>

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。