

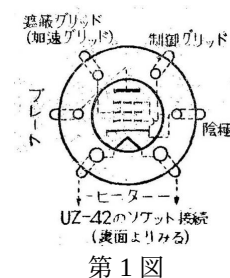
# 真空管の実際的使用法

## UZ-42 の巻

大井脩三

UZ-42 は電力増幅用として最近の受信機に最も多く使用されている真空管であるから、今月より下記の順序でこれが実際的使用法を述べよう。

- (1) UZ-42 の概要と規格
- (2) UZ-42 の得失に就て
- (3) UZ-42 を単球として使用する場合の注意
- (4) UZ-42 を用いた回路の音質補償法
- (5) UZ-42 を三極管接続として使用した回路
- (6) UZ-42 を A 級プッシュプル接続とした場合の注意
- (7) UZ-42 を AB 級プッシュプル接続した場合の注意



第 1 図

## UZ-42 の概要と規格

UZ-42 は傍熱型で出力は単球で約 3 ワット, 2 個プッシュプルにして使用すれば, 6~7 ワット以上の出力が得られる。第 1 図はその構造とソケットへの接続を示す。

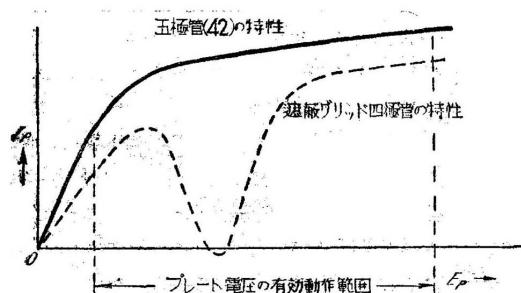
## 規格及び特性

|          |               |                     |              |
|----------|---------------|---------------------|--------------|
| ヒーター電圧   | 6.3V          | ヒーター電流              | 0.5A         |
| 最大プレート電圧 | 250V          | 最大加速グリッド (遮蔽グリッド電圧) | 250V         |
| 制御グリッド電圧 | -16.5V        | 増幅定数                | 220          |
| プレート電流   | 34mA          | 相互コンダクタンス           | 2200 $\mu$ S |
| 加速グリッド電流 | 6.3mA         | 負荷抵抗                | 7K $\Omega$  |
| プレート抵抗   | 100K $\Omega$ | 無歪最大出力              | 3W           |

## UZ-42 の得失に就て

### 特 徴

(1) 五極真空管 UZ-42 は、 $E_p - I_p$  特性が平坦となつているからプレート電圧の有効動作範囲が広く歪の少ない大きい出力が得られること——昔あつた遮蔽グリッド四極管、たとえば UY-42 等では、プレート電圧が遮蔽グリッド電圧よりも低い範囲に於ては、二次電子流の影響により第 2 図の点線で示すように  $E_p - I_p$  特性曲線上に起伏を生じ、このためにプレート電圧の有効動作範囲が狭められ、大きな出力に対しては歪を生ずることとなり結局電力増幅管としては使用出来ない。しかるに UZ-42 のような五極真空管は抑制グリッドの作用によりプレートと遮蔽グリッド間に於



第 2 図

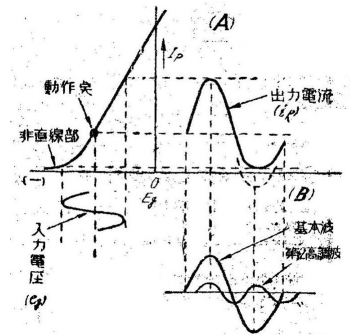
ける二次電子流の影響が無くなり、その  $E_p - I_p$  特性は第 2 図実線で示すように平坦となつて、プレート電圧の有効動作範囲が広くなつたと共に、遮蔽グリッド電圧をプレートと同電位迄引上げることが出来て、陰極よりプレートに

流入する電子流を加速させてプレート電流を多くし相互コンダクタンスを大きくして電力増幅管として歪の少ない大きい出力が得られるように設計されている。故に 42 の如き五極管の第 2 グリッドは遮蔽グリッド (Screen grid) というよりも寧ろ加速グリッド (Acceleratin grid) というべきである。

(2) 増幅率が大いいため三極管に比べて小さい入力電圧で大なる出力が得られること——UZ-42 は第 2 グリッドによりプレートと制御グリッド間が静電的に遮蔽されているため、増幅率 ( $\mu$ ) が大きく三極管の 20 倍以上である。これがため小さい入力で大きな出力が得られるから、三極管増幅回路にしばしば用いられる段間増幅器を省略しても充分な出力が得られる。

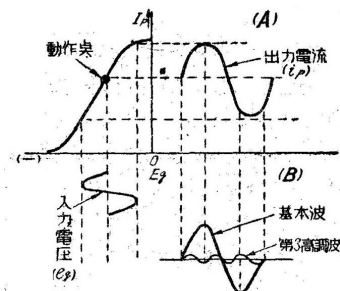
## 欠 点

(1) 三極管と比べて高調波の含有量が多く歪を生じ易いこと——一般に真空管増幅回路に於て、制御グリッドに入力電圧を加えた場合、その動作範囲が特性曲線の直線部分にあれば歪のない増幅を行うことが出来るが、第 3 図 (A) のようにその動作範囲が非直線部にまで及ぶと、たとえ図のように正弦波形の入力電圧を加えたとしても、そのプレート出力電流は上下不整一となり明かに正弦波形とはならない。かように出力波形が元の入力波形と異なる形となることを波形が歪んだといい、特性曲線の直線でないために生ずる歪であるからこれを非直線歪ともいう。そしてこのような波形の電流がスピーカーのコイルを通ずれば音に歪を生ずることは当然である。



第 3 図

さて、このような歪んだ波形を分解して見ると第 3 図に示すように異なる周波数を有する二つの正弦波を重ね合せたものとなり、一方はグリッド回路へ加えた入力電圧と同じ周波数を有し、他方はその倍の周波数を持つていることが判る。この場合前者を基本波、後者を第二高調波という。



第 4 図

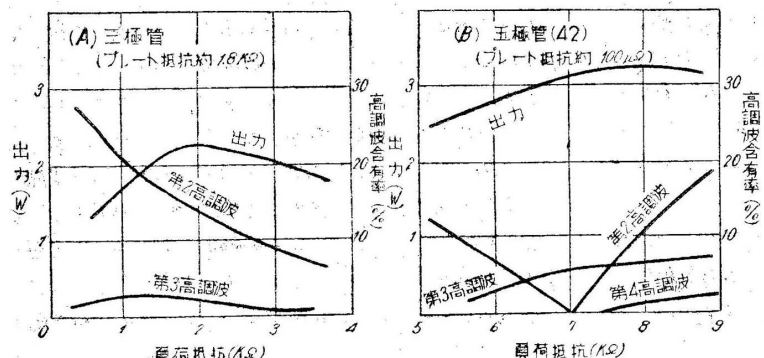
第 4 図 (A) のように直線部分が少なく全体に丸味を帯びていると矢張り出力波形に歪みを生ずるが、この場合は第二高調波よりも第三高調波が多く含まれている。

そこで、第 2 図に就て五極管 (UZ-42) の特性を吟味してみると、三極真空管のそれと異なり特性曲線に直線部分が少なく、このために三極管よりも高調波 (第二、第三等) の含有量が多く出力波形に歪を生じ易いことが判る。そしてこの歪を生ずる程度は負荷抵抗によつて左右される。

第 5 図は負荷抵抗に対する高調波の含有率と出力との関係で (A) では負荷抵抗をプレート抵抗の約 2 倍即ち 3.6K $\Omega$  程度にした場合、無歪最大出力 (高調波の含有率以内に於ける最大出力) が得られるが、五極管即ち UZ-42 では第 5 図に示すように UZ-42 のプレート抵抗 (100K $\Omega$ ) より遙に低い 7000 $\Omega$  附近で歪の主成分たる第二高調波が消え、第三高調波も比較的小さいことが判る。故に五極管では一般に負荷抵抗を 7000 $\Omega$  とするのである。しかしスピーカーを使用する場合は、周波数によつてスピーカーコイルのインピーダンスが甚だしく変化するため、最も適当なインピーダンスを或る一定周波数に就てのみ論ずることは無意味であるから実際には相当の歪があることを知つて置かなければならない。

(2) 五極管 (UZ-42) は内部抵抗が高くその負荷抵抗を内部抵抗に比して小さくせねばならぬので、動電的制動が小さくなり、この結果周波数の低い方に於て共振を生じ音質が不明瞭となるおそれがあること——この動電的制動というのは入力信号が止んだら同時にスピーカーの振動板の振動が止るよう電氣的にブレーキがかかることでこの入力信号がやんでも慣性で振動板がふれようとする振動数はダイナミックでは 70~80 あたりが甚しい。

さてこの慣性的振動の消失はどのようにして行われるかというと、その一部は空气中に音響エネルギーとして放散され、一部は、スピーカーのコーンや、スプリングの内部摩擦の為に熱エネルギーに代り、残りの部分は、可動コイル



第 5 図

が磁界内で運動する為コイルに起電力を生じ、この電氣的エネルギーは出力管の内部抵抗に熱損失として失われることとなる。この最後の電氣的エネルギーの吸収が前記の動電的制動である。この動電的制動は低音部に於て特に著しいため前述のスピーカーに於て 70~80 サイクル附近で生ずる共振の悪影響を有効に制御することができるものである。そしてこの制動は真空管の内部抵抗の大きさで支配され、内部抵抗の低い程制動が強くなることとなるから、三極管の方が五極管に較べて音質がよいのである。出力管に五極管を用いた増幅器でよく低音部が出過ぎてボコボコといったような音となるのはこれがためである。これが対策としてはかかる高内部抵抗の真空管を使った回路には後述の負饋還をかける方法もある。

## UZ-42 を単球として使用した場合の注意

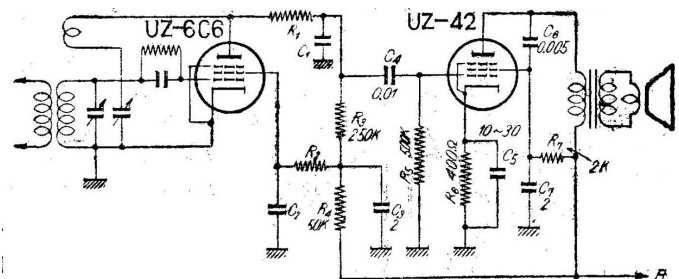
次に UZ-42 を単球として実際に使用する場合の諸注意に就て述べてみよう。

(1) 三極管では動作中にグリッド励振電圧が大き過ぎて最大振幅がグリッドバイアスの範囲を越えてプラス側にかかってもそれ程甚だしい歪は起さないが、UZ-42 に於ては甚だしく歪む。斯様な大振幅の入力を加えてもなお歪を少なくするためには負荷抵抗を小さくするか、プレート電圧を上げて動作点を左へ移せばよいが、それは真空管の寿命その他の点より不可能である。

(2) 第 6 図のように抵抗結合の場合は、真空管の構造上漏洩によるグリッド電流或は輻射熱によるグリッドよりの熱電子放射とグリッドバイアスの低いこと等によつてグリッドリーク  $R_5$  の値は、なるべく低く  $0.5\text{M}\Omega$  乃至  $0.1\text{M}\Omega$  位とすること。

(3) グリッドバイアス抵抗  $R_6$  と並列につないでいるバイパスコンデンサー ( $C_2$ ) は可成り大きなものがよく、特に自己バイアスの場合は  $10\sim 30\mu\text{F}$  位が望ましい。

(4) プレート電圧を第 2 グリッド (加速グリッド) 電圧より低くすると出力が減じ歪を増加させることとなるから出来るならば第 6 図の如く第 2 グリッド回路に抵抗  $R_7$  とバイパスコンデンサーをつなぐことが望ましい。この場合  $R_7$  の値は出力トランスの 1 次側直流抵抗の約 4 倍である。



第 6 図

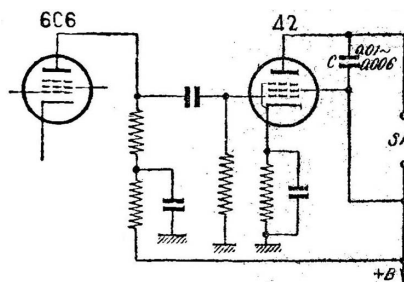
## UZ-42 の欠点と音質補償回路

前回に於て述べたように五極管 (UZ-42) は三極管と比較して次のような欠点がある。

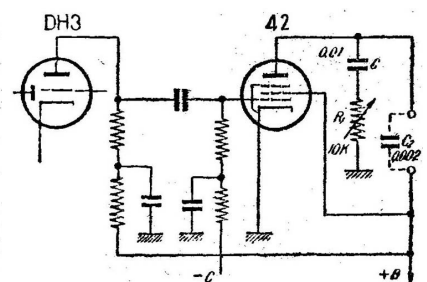
(1) 三極管と異り無歪最大出力を得るための負荷抵抗を五極管 (42) の内部抵抗  $100\text{K}\Omega$  よりも遥かに低い値、即ち  $7000\Omega$  附近に選ぶために負荷がスピーカー・コイルの如く周波数によつてインピーダンスの増加するものではインピーダンスの増加と共に高調波が多くなり且つ周波数特性が悪くなつて、高音部が強調され、低音部の再生が不良となり易いこと。

(2) 動電的制動が小さく、周波数の低い方に於て共振を生じ甚だしい時は ボコボコ 声となること。

以上のうち (1) の欠点を除去するためには、トーンコントロール (Tone control) と称して第 7 図の如く出力管 42 のプレート回路へ固定コンデンサー  $C(0.01\sim 0.006\mu\text{F})$  を接続し、42 のプレート回路を通ずる低周波電流中の高い方の周波数の一部を側路させて低音部の再生を強調させるようにしたのである。



第 7 図



第 8 図

次に、第 8 図は抵抗  $R_1$  とコンデンサー  $C_1$  とを直列に接続したトーンコントロールの回路であつて、この回路ではコンデンサー  $C_2$  によつて或る程度以上の高い方の周波の部分バイパスさせ、抵抗  $R_1$  によつてその量を加減するようになっている。

以上はいずれも低い周波数の方を増加せしめるものではなく、高い周波数の方を減少させて恰も低い周波数の方が増加したかの如き観念を与えるものであることに注意されたい。なお、第 8 図に於て  $C_2$  は、42 で増加されたプレート電流中に含まれている中間周波分もしくは高周波分がスピーカークoilを通ずるのを避けるための側路として使用するもので、これが接続しないと  $R_1$  を高い周波数の方へ調節した時に低周波発振を起すことがある。

## 負饋還増幅を行う方法

五極管やビーム管のような高内部抵抗管は、上述の如き欠点があり、この欠点を除去するために最近では負饋還増幅器 (Negative feed back amplifier) が多く採用されている。

## 負饋還増幅器の特長と種類

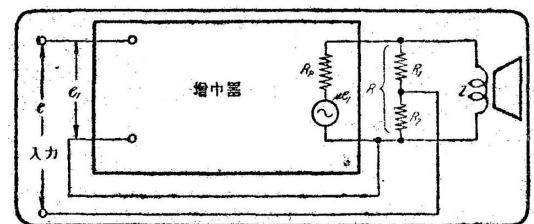
負饋還増幅器は、わざわざ或る程度の逆方向の再生を施して、その増幅度を減ずるようにし、これによつて、非直線歪並に増幅器に於て生ずる雑音を減少し、増幅度を実際上電極電圧、真空管定数に無関係とし、また位相歪、周波数歪をも軽減することができるばかりでなく、その内部抵抗を三極管なみに低くしスピーカへの動電的制動を大きくすることができる。この結果負饋還を行わない場合よりも遙に音質良好となる。しかし、欠点としては負饋還増幅は増幅度が低下することでこれを補うためには入力電圧を若干大きくしてやらなければならない。

負饋還増幅器は饋還の方法により、これを電圧饋還、電流饋還、及びこの両者を併用した電力饋還の三つに大別する。

これ等のうち電流饋還は内部抵抗が高くなるため電圧増幅回路に多く用いられ電力饋還回路にはあまり用いられない。これに反して電圧饋還は実効内部抵抗が低くなるため電力増幅回路に最も多く採用されている。

## 電圧饋還を応用した実際の回路に就て

第 9 図は、電圧饋還の原理を示すもので、負荷と並列に  $R_1, R_2$  を挿入し、これによつて増幅管のプレートと陰極間の交流電圧の一部を入力側へ饋還する方法で、饋還率  $\beta$  は  $R_2 / (R_1 + R_2)$  によつて決定される。この場合  $R_1, R_2$  の合成抵抗の値を負荷インピーダンス  $Z$  よりも遙かに大きくしておけば出力電圧は饋還抵抗  $R_2$  だけによつて決定される。



第 9 図

### 電圧饋還回路 (その一)

第 10 図は UZ-42 のプレートとグリッド回路との間に抵抗  $R_1$  とコンデンサー  $C_1$  とを直列に接続した電圧饋還 (並列饋還ともいう) 回路の 1 例であつて、これを 1 段饋還という、次にこの回路の動作を説明してみよう。

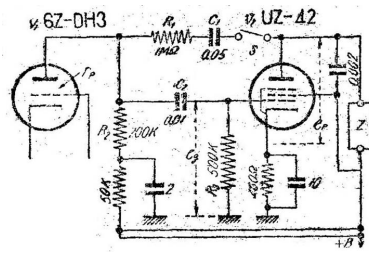
まず、スイッチ  $S$  を開いて饋還を行わない時の 42 の入力電圧を  $e_g$  とし、これに対するプレート出力電圧を  $e_p$  とすれば、 $e_g$  と  $e_p$  とは  $Z$  を仮に純抵抗負荷とすれば正確に  $180^\circ$  の位相差となる。従つて  $S$  を閉じた場合  $C_1$  のリアクタンスが  $R_1$  に比して無視出来る程小なれば  $C_1 R_1$  を通じてプレート側からグリッド側に危難される電圧と、最初の入力電圧  $e_g$  とは当然逆位相となり実際のグリッド電圧は減少し負饋還が行われることとなる。

この場合プレート側からグリッド側に饋還される電圧の値は、DH3 の負荷抵抗  $R_2$  と DH3 のグリッドリーク  $R_3$  と DH3 の三極管部の内部抵抗  $r_p$  の三つの並列合成抵抗を  $R$  とし、 $C_1, C_2$  によるリアクタンスを無視し得るものとすれば、プレート電圧  $e_p$  の  $R / (R_1 + R_2)$  倍となる。そしてこの  $R / (R_1 + R_2)$  を饋還率  $\beta$  と称える。

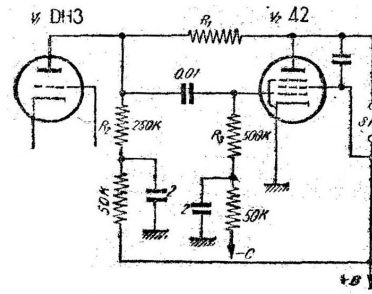
今、第 10 図に於て

$$R_1 = 1\text{M}\Omega, \quad R_2 = 200\text{K}\Omega, \quad R_3 = 500\text{K}\Omega$$

$$\text{DH3 の三極部の内部抵抗 } r_p = 100\text{K}\Omega$$



第 10 図



第 11 図

とすれば、 $R_2$  と  $R_3$  及び  $r_p$  の並列合成  $R$  は約  $60\text{K}\Omega$  なる故にこの場合の負饋還率  $\beta$  は

$$\beta = -\frac{R}{R_1 + R_2} = \frac{60\text{K}\Omega}{1000\text{K}\Omega + 60\text{K}\Omega} = -0.056$$

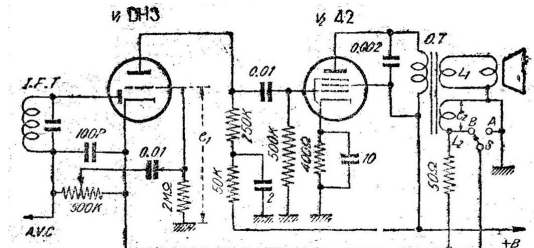
即ち 5.6% となる。

### 電圧饋還回路 (その二)

第 11 図は  $V_1(\text{DH3})$  と  $V_2(42)$  の二つの真空管のプレート間に饋還抵抗  $R_1$  を接続しただけの回路である。この回路では  $R_1$  を  $R_2, R_3$  よりも数倍大きく  $1\sim 3\text{M}\Omega$  位とする。

### 電圧饋還回路 (その三)

第 12 図は、前者と異りダイナミックスピーカの出カトランスの 2 次側に負饋還用コイルを別に設け、このコイル端に電圧を前段  $V_1(\text{DH3})$  の陰極回路え饋還する方法であつて、これを二段饋還という。すべて負饋還を行う場合は前者のように 1 段だけでやっている場合は、その 1 段だけの回路の特性は改善されるがその他の回路に於けるものは改善されない。故に 1 段饋還よりも 2 段饋還の方が効果があり、2 段饋還の場合も出力トランスの 1 次側から行うよりも 2 次側から行つた方が更に効果があるわけである。



第 12 図

次に、第 12 図の回路の動作を説明してみると、今、スイッチ  $S$  を A 側に倒した場合、負饋還用コイル  $L_3$  の一端に接地されているから饋還は行われぬが、 $S$  を B 側に倒すと負饋還用コイル  $L_2$  の電圧  $e_2$  は  $V_1(\text{DH3})$  の陰極とアース間に饋還される。即ち  $\text{DH3}$  の有効なる入力電圧は  $e_1$  だけでは無く  $e_1$  と饋還電圧  $e_2$  との合成と考えることができる。そしてこの場合  $L_2$  の接続を考慮して  $e_1$  に対し  $e_2$  が逆位相となるようにしておけば、茲に負饋還が行われるわけである。(注意  $L_2$  の接続がこれと反対であると正饋還の状態となり低周波発振を起す) なお、 $L_3$  に接続されている  $50\Omega$  の抵抗は  $S$  を A 側に倒した場合負荷インピーダンスと出力管との整合が損われるのを防止するためとコイルの短絡により電力の消費を防ぐためである。

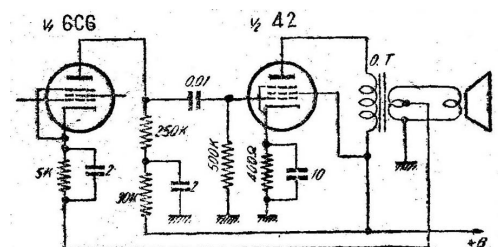
### 電圧饋還回路 (その四)

第 13 図は出力トランスの 2 次側にタップを設けて前段の真空管の陰極回路え饋還を行う方法でこの場合の饋還率は 2 次コイルのタップの出し方によつて変り、大体中央にタップを設けて、これとアース間の電圧を饋還すれば  $\beta = -0.5$  となる。

### 電流饋還回路

前述の電圧饋還は負荷と並列に抵抗を挿入しその出力電圧を適当に分割して負饋還を行う方法であつたが、電流饋還というのは負荷と直列に抵抗を入れ、その抵抗中を通ずる電流 (交流) によつて生ずる電圧を入力側え饋還する方法で別名直列饋還ともいう。

この電流饋還は、電圧饋還と反対に真空管の内部抵抗を高め、相互コンダクタンスを小さくする性質があるため出力管にはあまり用いられない。



第 13 図

## UZ-42 を三極管接続としての使用する場合

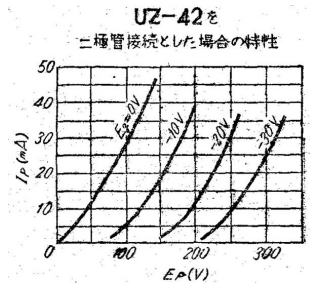
UZ-42 の遮蔽グリッドをプレートに接続すれば三極管として使用することができ、その特性は第 14 図の如くで、規格は下記の通りである

☆三極管としての規格

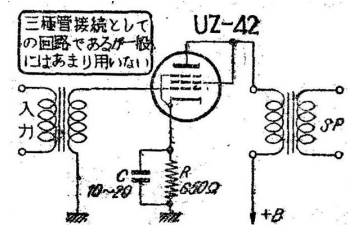
|           |        |
|-----------|--------|
| 最大プレート電圧  | 250V   |
| 制御グリッド電圧  | -20V   |
| 増幅定数      | 6.3    |
| プレート抵抗    | 2700Ω  |
| 相互コンダクタンス | 2300μS |
| プレート電流    | 31mA   |
| 負荷抵抗      | 3000Ω  |
| 出力        | 0.63W  |

☆使用上の注意

UZ-42 を三極管接続とし、これを A 級増幅のシングルとして使用した回路の一例は第 15 図の通りであつて、これで小型ダイナミックスピーカー又はマグネチックスピーカーを働かすことが出来るが、こうした回路は、非実用的であるためあまり用いられず、一般には二個を対称的に接続しプッシュプル増幅として使用するが、又は AB 級或は B 級プッシュプル増幅器の励振管として使用している。



第 14 図



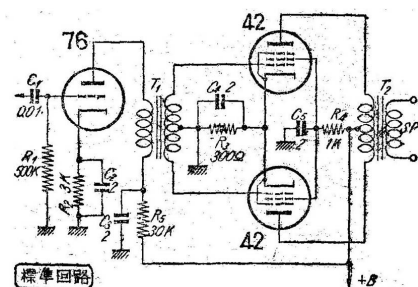
第 15 図

## 変成器結合 A 級プッシュプル増幅器に 42 を使用する場合の注意

2 個の真空管を対称的に接続したプッシュプル増幅器は下記のような特徴があるため電蓄、拡声装置等の如く音質と出力とに重きを置くものに多く用いられている。

- (1) 第 2 高調波 (偶数次高調波) による歪みが少なく、単球の場合の 2 倍以上の出力が得られること。
- (2) 出力変成器の 1 次側を通ずる直流分は、その値が等しく、方向が反対であるため出力変成器の鉄心が直流により磁気飽和を起さず従って小型で特性のよいものが得られること。
- (3) B 電源より生ずるハムは出力変成器の一次側に於て打消されること。

以上の理由で、UZ-42 は A 級又は AB 級のプッシュプル増幅器に多く使用されるが、茲では、まず変成器結合の A 級プッシュプル増幅に用いる場合について述べてみよう。



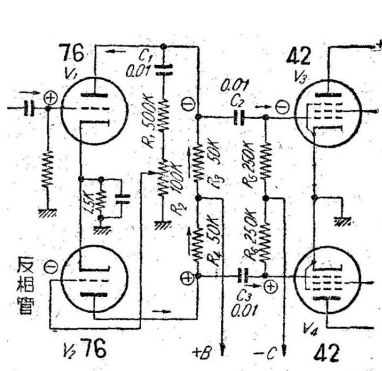
第 16 図

第 16 図は UZ-42 を用いた変成器結合 A 級プッシュプル増幅の標準回路ともいふべきものである。この回路では 42 の制御グリッドに充分な励振電圧を加えるためには検波管の次に UY-76 のような三極管を段間増幅として用い、入力変成器には 1:3 位の通昇型を使用した方がよいのである。しかし最近では真空管の増幅率も高くなっているから周波数特性をよくするために 1 対 1 程度のもも用いられている。この入力変成器は二次側のセンタータップを中心として両コイルのインピーダンスが出来るだけ等しいことが必要である。しかし、このインピーダンスは必ずしも両コイルの直流抵抗に比例するものではないから、選定の場合、両コイル間をオームメーターで測つてその誤差を調べることは無意味である。

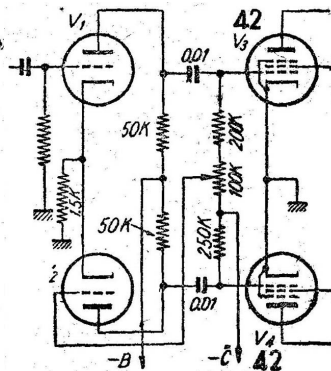
次に  $R_3$  のバイアスレダスターは約 300Ω で 3W 乃至 5W 型程度の巻線型のもを用いることが望ましく、これと並列に接続してあるバイパスコンデンサは、両真空管の特性が等しく完全にバランスがとれている場合は、理論上この回路を低周波電流が通じないわけであるから  $C_4$  は不要である。

しかし実際には完全なる平衡はなかなか得られないから 2μF 程度のもを用いている。出力変成器に  $T_2$  にはダイナミックスピーカー附属のものを使用するのが普通であるが、プレートとプレート間の負荷インピーダンスは単球の場合の 2 倍としなければならないことを知っておく必要がある。

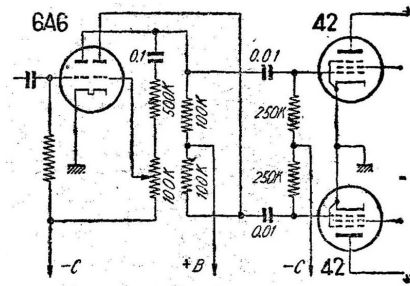




第 21 図



第 22 図



第 23 図

第 21 図の抵抗結合プッシュプル増幅回路に於ては、 $V_2$  が反相管として動作する。即ち  $V_1$  の制御グリッドえ図のように入力電圧の正半サイクルが加つた場合を考えると、これによつて  $V_1$  のプレート電流は増加することになるからその方向は実線矢印のようになり従つて  $V_1$  の負荷抵抗  $R_3$  端にはプレート側が負となるような電圧降下を生ずる。即ち、 $V_1$  の入力電圧と出力電圧とは位相が 180 度変ることとなる。そしてこの負電圧は  $C_2$  を介して  $V_3$  の制御グリッドに加えられて  $V_3$  を励振すると同時にこの負電圧は  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  を介して反相管  $V_2$  の制御グリッドにも加わるから、 $V_2$  のプレート電流は  $V_1$  とは逆に実線矢印の方向に減少し、従つて  $V_2$  の負荷抵抗  $R_4$  端の電圧は図のよに  $V_2$  のプレート側が正となる。故に  $V_4$  の励振電圧は  $V_3$  と正反対となる。この回路は充分にプッシュプルとして動作するのである。

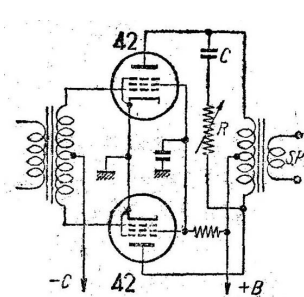
かようにこの回路では、 $V_2$  の働きによつて位相反転が行われるのであるが、この場合は単にプッシュプル増幅管の位相を変えるだけでなく、一般の増幅管と同様増幅作用も営むから、このままでは  $V_3$  の入力電圧よりも  $V_4$  の入力電圧の方が高くなつて出力波形に歪みを生ずることとなるから  $V_2$  のグリッドリーク  $R_2$  は可変型として  $V_2$  の制御グリッドに加わる電圧を加減しなければならない。

次に第 22 図は、反相管  $V_2$  の制御グリッドに加える電圧を  $V_3$  のグリッドリークの一端から取つた回路である。

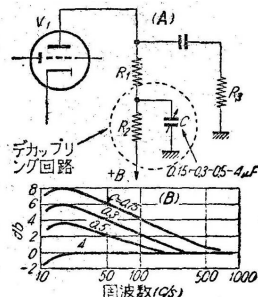
また、第 23 図のように複合管 6A6, 6N7 等を使用すれば、励振と位相反転とを 1 個の真空管で行うことが出来る。これは外国製受信機にしばしば見受けられる回路である。

### プッシュプル増幅回路の音質補償法

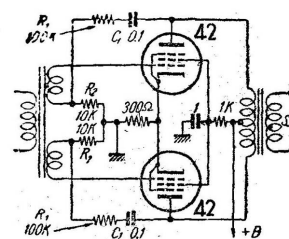
プッシュプル増幅回路の音質補償はシングルの場合と殆んど同様の方法で行えばよいが、次に実際に最も多く用いられている方法について述べてみよう。



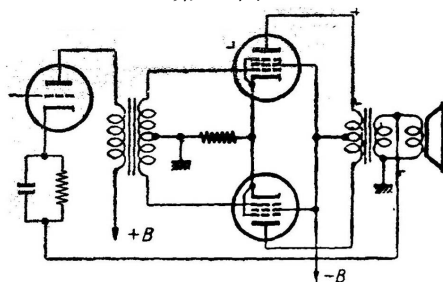
第 24 図



第 25 図



第 26 図



第 27 図

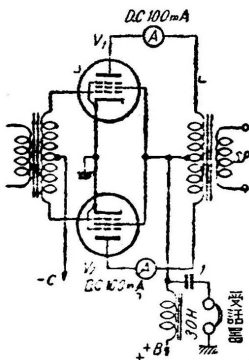


### (1) 補償フィルタを使用する方法

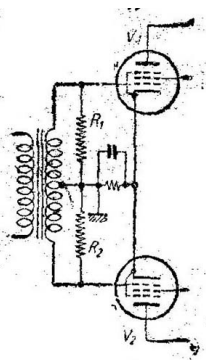
前回に於ても述べたように UZ-42, UZ-2A5 等の五極管はその特性上高音部が出過ぎるという欠点があるから、第 24 図のように 42 のプレート回路に固定コンデンサー (C) と可変レヂスター (R) とを直列につないだフィルターを挿入し、低周波電流中の高い方の周波数一部を側路させて低音部の再生を強調させるようにして、周波数特性を改善する方法が行われている。この場合 R の値は両真空管のプレート間の負荷抵抗の 1~1.5 倍とする。またコンデンサー C は 1000 サイクル附近に於ける出力電圧と 400 サイクル附近における出力電圧とが等しくなるような値に決めるがよい。以上の理由で R には  $10k\Omega \sim 20K\Omega$  を、C には  $0.01 \sim 0.03\mu F$  を使用する。

次に第 25 図の如くその前後に設けてあるデカップリング回路のコンデンサー (C) の容量を変えて音質補償を行うことも出来る。元来このデカップリング回路は、各真空管のプレート回路が電源部で共通となることを避けると共に B 電源より生ずるハムを抑圧するために設けるのであるが、この場合 C の値を小さくしてゆくと、ここを通ずる低周波電流の低い周波数に対して C のリアクタンスが増加し、第 25 図 B に示すように低い周波数に於て増幅度が高くなり低音部の再生が良好となる。

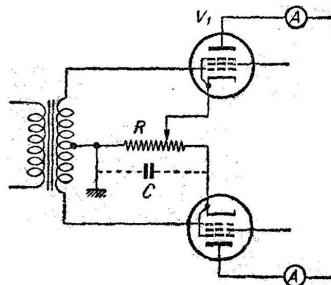
(2) 負饋還を利用する方法 第 26 図は一般の負饋還増幅回路というもので低い周波数帯に於てよく起る振幅歪みを減少させ周波数特性を改善させることができ且出力管の内部抵抗を三極管なりに低くしてスピーカーへの動電的制動を有効ならしめる。しかし、このような回路では周波数特性の改善は出力変成器の一次側までで二次側の漏洩インダクタンス又は分布容量による周波数特性の劣化に効果がない。故にこの場合、第 27 図のように二段饋還増幅回路として、出力変成器の二次側より前段へ饋還を行えば、前段から出力変成器の二次側までの特性を改善することができる。しかし茲で注意すべきことは、この饋還電圧は必ず入力電圧と逆位相となるようにすることで、そうでないと低周波発振を起すおそれがある。故に出力変成器の二次側から饋還する場合はその抵抗を取換えてみる必要がある。



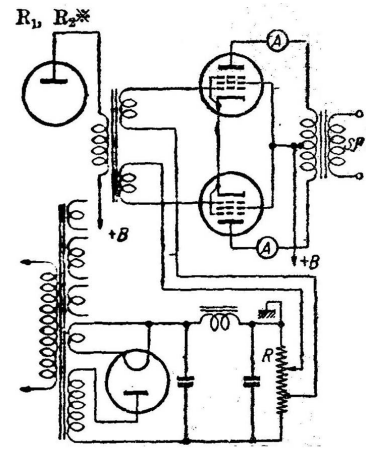
第 28 図



第 29 図



第 30 図



第 31 図

## プッシュプル増幅回路の平衡を取る方法

プッシュプル増幅回路は、よく平衡がとれていなければ、その妙味を發揮することができない。プッシュプル増幅回路が不平衡となるのは、真空管の特性の不同や、入力変成器の二次側の両コイルのバランスがとれないのが主なる原因である。次にこの平衡の取り方を述べよう。

第 28 図はプッシュプル回路がバランスしているかどうかを調べる二つの方法を示したものである。

その一つは、図のように  $V_1$ ,  $V_2$  の両真空管のプレート回路に 100mA 位の直流電流計を接続し、両真空管のプレート電流が同じであるか否かを調べる方法である。この場合、 $V_1$ ,  $V_2$  のプレート電流が大体同じであれば平衡していると見てよいが、不同なときは次に述べる方法で平衡をとらなければならない。

今一つの方法は、出力変成器の一次側中間引出し線と B+ 間にチョークコイルとコンデンサー及び受話器を図のようにつなぎ、入力信号(ラジオかレコード)を加えながら、 $V_1$ ,  $V_2$  のバイアスを変化し、受話器から音が殆んど聞えなくなるように調節すればよい、その時が平衡されたときである。

さて、上述のような方法で調べて見て平衡していないような場合は次のような方法で行つてみる。

(1) 入力変成器の二次側の平衡がとれていないときは、第 29 図のように二次巻線と並列に  $R_1$ ,  $R_2$  の抵抗をつなぐ。これらはいずれも同一抵抗のもので  $250\text{K}\Omega \sim 50\text{K}\Omega$  位のものを使用する。

(2) 真空管の特性が異なる場合は、自己バイアス回路では、第 30 図のようにバイアスレヂスターを  $R$  の一部に摺動片をつけ  $V_1$  か  $V_2$  の一方のグリッドバイアスを加減して両真空管のプレート電流が同一となるように調節すればよい。また第 31 図のような固定バイアスの回路では入力変成器の二次側タップを別々に出し  $R$  の一部を可変にして平衡をとるようにする。

(『無線と実験』1949 年 4～7 月号。旧漢字は新漢字に変更した。仮名遣いは原文のまま)