

## 6BD6 スクリーニンググリッド G2 電圧可変型再生方式 0V3 の回路説明

### 1.初段

アンテナコイルの同調巻線に誘起された目的の搬送波電圧が 18 pF を介して 6BD6 G1 へ印加される。増幅された搬送波信号はプレートに出力される。

MW と SW は 4 回路 3 接点のロータリスイッチによって受信切換が可能で、アンテナコイルは自作手巻きで 2 本具備している。2 連バリコンを使用し、片方を MW、もう一方を SW とした。

#### 1-1.MW

バリコンは 430 pF で同調巻線は約 200  $\mu$ H、最低同調周波数は 540 kHz である。同調微調整用に 20 pF のトリマキャパシタを接続している。また、6BD6 のカソードをアンテナ巻線に接続して再生をかけている。再生強度切換のため、Al と As を選択できるようにした。

#### 1-2.SW

主バリコンはロータを半分削除し、約 200 pF として最低同調周波数 3 MHz に合わせている。Fine tuning できるよう 10 pF の小型バリコンを一体化し、アセンブリとした。

また、受信周波数上限でダイアル上同調範囲が詰まってしまうので、アンテナ巻線となっている PM 巻線には 47 pF を直列に挿入し、ダイアル目盛りの拡大を図った。再生のかけ方だが、再生用アンテナ巻線は試行錯誤の末、同調巻線と PM 巻線の間巻くことに落ち着いた。ポビン直径  $d=30$  mm なので、各巻線共巻数が少なくなり外観上見映えはしない。

#### 1-3.RF GAIN

RF GAIN は G2 (スクリーングリッド) 電圧を可変することで調節する。回路上カソード抵抗は 1 k $\Omega$ としてあるが、本来不要である。MW/SW 切換の際、生じる切換音を無くすることができるかと入れてみたが効果はない。グリッド～カソード間バイアスが  $-1$  V  $\sim$  0 V とごく浅くなるので、プレート電流は数 mA $\sim$ 12 mA 間の大きな値で変化する (gm が大きく変化する部分で使用する)。

G2 の電位は抵抗分割で直流だが、数十 k $\Omega$ とインピーダンスが高くなるので信号などが重畳しやすくなり、増幅作用安定化のため 0.01  $\mu$ F でデカップリングしている。また、G2 電圧可変範囲は 0 V  $\sim$  20 V でよい結果が得られる。1  $\mu$ F 以下なら適切である。

#### 1-4.搬送波除去 LC フィルタ

プレート側の増幅された搬送波成分は 2.5 mH と 100 pF で除去され、音声信号だけが抽出される。遮断周波数は以下で表される。

$$fr2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2.5 \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{-12}}} = 318.31 \text{ kHz} \quad \dots \dots \dots 1-1$$

目的の放送 JOAK (594 kHz) 受信時で約 10 dB の減衰が得られる。直列の 4.7 k $\Omega$ は LC フィルタが共振周波数で (信号源インピーダンスが小さい場合) オーバーシュートを生じるので、そのダンピングのため挿入したものである。rp=800 k $\Omega$ で不要であろう (他の製作例でもついていない)。

この fr2 の設定は、同型機種でも 10 k $\Omega$ +100 pF(159.1 kHz)や 10 k $\Omega$ +200 pF(79.58 kHz)のなどの例がある。高周波チョークコイルより抵抗の方が安価で、初段管の内部抵抗 rp が 800 k $\Omega$ なので、10 k $\Omega$ でも信号の減衰には殆ど影響はない。また、fr2 が小さい方が搬送波に重畳する高周波ノイズが低減されると思われる。

更に、L のプレート側を 100 pF で直接アースに落とし、 $\pi$ 型フィルタにする例もある。いずれも受信環境などで検討されるのがよい。

## 2.VU メータ用音声信号増幅回路 (FET+トランジスタ)

初段管の出力側インピーダンスは負荷抵抗 240 k $\Omega$ との合成値で、凡そ 100 k $\Omega$ 台となるため、信号の分割損失が生じないように 1 M $\Omega$ と FET ソースホロワで受ける。これをトランジスタ増幅器で所望の電圧まで約 30 dB 増幅する。ゲイン計算については本 HP 内部リンク<sup>1)</sup>を参照されたい。

出力段 2SA838 のコレクタ電位は 0.3 V で 1SS97 が導通する電位とした。また、回路図にある 3.3  $\mu$ F はメータ動作を考えたものだが、無くても動作に支障はないので取り付けていない。同調時無信号状態で S2 レベルを表示するが、概ね 6BD6 G1 の雑音レベルに合致している<sup>2)</sup>。

1)本 HP 内部 検討資料「トランジスタ増幅器のゲイン計算」

2)本 HP 内部 検討資料「同調回路と 6BD6 の S/N」参照

## 4.AF 増幅回路とトーンコントロール

12AX7 を用い、低周波電圧増幅とトーンコントロールを組み込んでいる。増幅部の定数は一般的なもので、カソード抵抗 2.2 k $\Omega$ 、プレート負荷抵抗 220 k $\Omega$ である。なお、初段にはカソード抵抗と並列にキャパシタを接続し、音声信号に対してフィードバックがかからぬようにして利得を稼いでいる。

トーンコントロールは標準的な減衰型音質調整回路で、参考文献<sup>3)</sup>にある定数を少し変えて用いている。CL1=470 pF は、完成後 Bass の効き具合を聴感しながら修正した値で、最終的にまとめた定数である。12AX7 の後段のカソードにはキャパシタを接続していないが、このあたりは検討・改善の余地があると考えられる。

## 5.PA 回路

6AR5 を用い、電力増幅とした。変わったところではカソード抵抗を分割し、電流フィードバックをかけていること、更にプレート側から 12AX7 へ 1 M $\Omega$ +0.1  $\mu$ F で電圧フィードバックをかけていることである。前者は 2 本あるカソード抵抗の接地側を短絡するとより音量が大きくなるため、受信環境によっては有効になるだろうと考えた。後者は音量が充分なので完成した後に追加し、特性改善を試みたもので、約 6 dB のフィードバックをかけている。

AF 増幅・トーンコントロール・PA 回路の総合特性は、本 HP 内部リンク<sup>4)</sup>を参照されたい。

## 6.電源回路

電源トランスの 230 V/35 mA を両派整流した脈流を 30 H AF チョークインダクタと 22  $\mu$ F の  $\pi$  型フィルタでリップルを 10 mV オーダまで抑えている。これにより、AF GAIN を最大にしてもハムはほぼ聞き取れないレベルである。

6.3 V ヒータ巻線に 0.39  $\Omega$ /2 W を直列に入れ、ヒータ電圧を 6.0 V として球の長寿命化を図った。5 V 巻線はトランジスタ増幅回路用で、ブリッジ整流してツェナーダイオードで -5 V を得ている。なお、+8 V は 35 H の入力側から 33 k $\Omega$ /3 W と 470  $\mu$ F で脈流とし、VU メータ用音声信号増幅回路基板内の 7.5V ツェナーとダイオードで 8.2 V とした。

一次側にはインレットソケットタイプのノイズフィルタを用いた。そのアース端子はシャーシアース (アンテナアースと同電位) で、ノイズ低減に効果がありスピーカから出る音は明瞭で心地よい。

3)復刻版 真空管活用自由自在 誠文堂新光社 1999 年 4 月 20 日 東芝電子管技術部編 48 頁

4)本 HP 内部 検討資料「12AX7+6AR5 ゲイン計算と周波数特性」