

2. 1V2 6AU6 プレート同調回路と検波回路特性の考察

回路シミュレータ LTspice XVII 用いて検討した結果を以下に記載する。

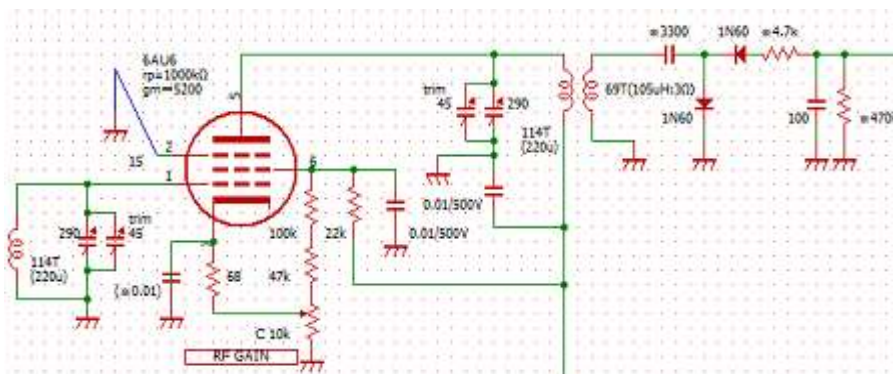


Fig.2-1 6AU6 プレート同調回路と検波回路

Fig.2-1 で、プレート側同調回路のコイルに発生する AM 波の搬送波は 810 kHz、信号波を 4 kHz (4 Vp-p)としたものが Fig.2-2 の左側である。同図の V(n006)が検波出力で、Fig.2-3 が倍電圧、Fig.2-4 は単一検波の場合である。明らかに倍電圧の方が検波出力電圧が大きく、また 220 kΩと 100 pF のフィルタ ($f_c=7.23$ kHz) でほぼ 810 kHz を除去できている。ダイオードは 1N60 に近いものを選択したが、D2 の導通が信号に歪みを与えるようなので、検討の結果 C1 は 3 300 pF に落ち着いた。

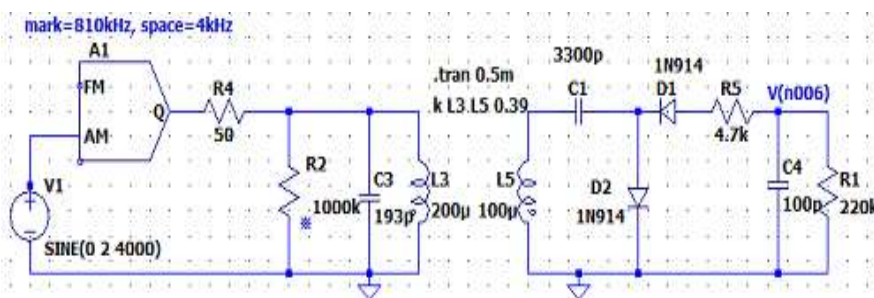


Fig.2-2 プレート同調回路シミュレーション回路

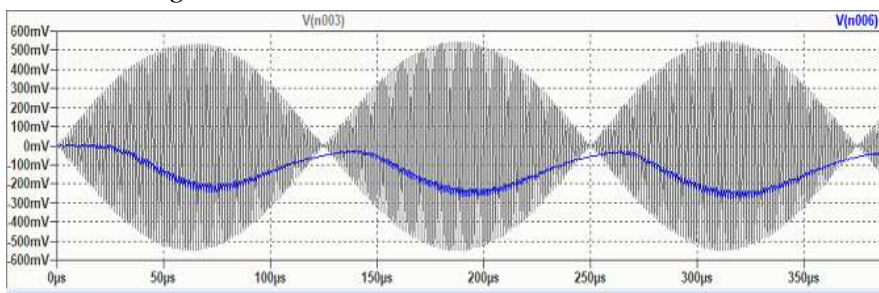


Fig.2-3 検波出力 (倍電圧検波)

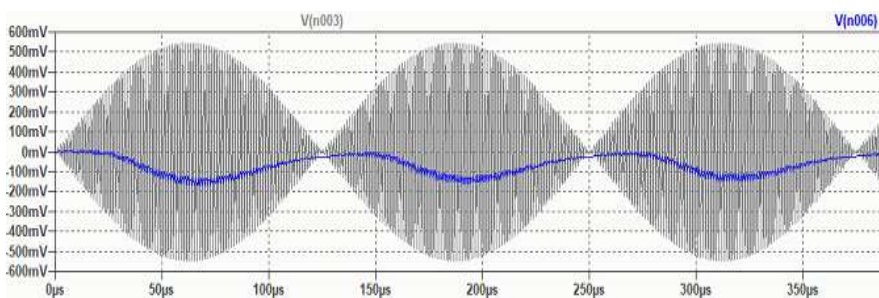


Fig.2-4 検波出力 (単一検波)

- 1) 200 μH, 100 μH は Fig.2-1 と異なるが、検波出力に顕著な差異なし。
- 2) k ; 実計算値
R1 ; 合成値

- 3) Fig.2-4 と比較して検波出力が増加し、250 mVp-p
- 4) 検波波形歪みは、R1=68 kΩ で解消される。

- 5) 検波出力は 160 mVp-p

2-2.考察 1

検波用コイルの出力インピーダンスは、6AU6 内部抵抗($r_p=1\ 000\ \text{k}\Omega$)とプレート側同調回路の共振インピーダンス Z_p の並列値及び巻数比(n_2/n_1)の関係から、次式が成立する。

$$Z_o = \{r_p \times Z_p / (r_p + Z_p)\} \times (n_2/n_1)^2 \quad \dots \dots \dots 2-1$$

$$Z_p = \frac{L}{C \cdot R} + \frac{1}{j\omega C} = 220\ 482.86 - j1\ 018.07 \rightarrow |Z_p| \cong 220.5\ \text{k}\Omega \quad \dots \dots \dots 2-2$$

$Z_p \cong$ 同調回路共振時インピーダンス ($L=200\ \mu\text{H}$ (直列抵抗 $4.7\ \Omega$), $C=193\ \text{pF}$, $f_r=810\ \text{kHz}$)

※R; 実際には実効抵抗で、 $4.7\ \Omega$ よりも大きい。

よって、 $n_1=114$, $n_2=69$ から

$$\begin{aligned} Z_o &= \{1\ 000 \times 10^3 \times 220.5 \times 10^3 / (1\ 000 \times 10^3 + 220.5 \times 10^3)\} \times (69/114)^2 \\ &= 180.65 \times 10^3 \times (0.605\ 3)^2 = 66.19 \times 10^3 \rightarrow Z_o = 66.2\ \text{k}\Omega \quad \dots \dots \dots 2-3 \end{aligned}$$

となる。出力インピーダンスは意外に高く、最大抽出電力は負荷抵抗 $66\ \text{k}\Omega$ の時である。

よって、E24 系列値では $68\ \text{k}\Omega$ が適切だろうが、出力電圧及び次段の AF GAIN VR($500\ \text{k}\Omega$) 並びに VU メータ用音声信号増幅回路の入力抵抗($2\ \text{M}\Omega$)を勘案し、Fig.2-2 の R_1 は $220\ \text{k}\Omega$ とした。また、当初検波フィルタに $2.5\ \text{mH}$ ($12.7\ \text{k}\Omega$; $810\ \text{kHz}$) の RF チョークコイルを使用していたが、検波波形に歪みを生じるので固定抵抗 $4.7\ \text{k}\Omega$ にした。これにより検波出力電圧が $3.4\ \%$ ほど向上する。以上から、VU メータの反応は改善され、S/N も向上しているようで聴感は良くなっている。

2-3.考察 2

同調するとプレート同調回路のインピーダンスは大きくなるので、純抵抗負荷と比べより大きく増幅されるのではないかと思いついて設計したが、実際にはそれほどでもない(式 2-2)。

Fig.2-2 で信号波振幅が $4\ \text{Vp-p}$ の際、 L_5 端では約 $1\ \text{Vp-p}$ となり、同調コイルと検波コイルのゲインは高々 0.25 倍²⁻¹⁾ ($-12\ \text{dB}$) である。

$$A_v = 0.95^{2-2)} \times g_m^{2-3)} \times \{r_p \times Z_p / (r_p + Z_p)\} \quad \dots \dots \dots 2-4$$

Z_p ; プレート負荷抵抗 (同調回路共振時インピーダンス), r_p ; 内部抵抗

$$\therefore A_v = 0.95 \times 4\ 000 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^6 \times 220.5 \times 10^3 / (1 \times 10^6 + 220.5 \times 10^3) = 686.53\ (56.7\ \text{dB})$$

別記事からアンテナコイル～同調コイルのゲインが約 10 倍なので、アンテナに誘起された信号は例えば $10\ \mu\text{Vp-p}$ (S レベル; $S_4 \sim S_5$ 相当) の時 6AU6 グリッドで $100\ \mu\text{Vp-p}$ 、プレート側にはその 686.53 倍の $68.6\ \text{mVp-p}$ が現れる。更に検波コイルで 0.25 倍されるため、出力は $17.1\ \text{mVp-p}$ となり、高周波一段増幅のメリットを無にするような結果となっている。

自作したソレノイド型コイルは、受信帯の感度の点では並四コイル (低インピーダンスコイル) と同等なので、プレート側同調・検波に用いるのは難点があり、やはり検波コイル巻数が多いもの (ハイインピーダンス型; ハニカム巻) を用いるのが良いのかとも考えられる。

以上が“感度”で再生式 0V3 に劣る直接の原因では? と、漸く納得できるところまで来た。

2-1) プレート側は高インピーダンスのため、オシロで測定すると負荷効果が出てしまい、良好な測定環境が望めない。

2-2) 内部抵抗に起因する増幅度の低下率 (別資料による)

2-3) 自作 静特性測定装置で得た 6AU6 $E_g - I_p$ 特性から、 $\Delta E_g = 0.5\ \text{V}$ 時の $\Delta I_p = 2\ \text{mA}$ より算出 ($g_m = 4\ 000\ \mu$)