

## 低ノイズ&高効率パワー回路の実験

# 12 プッシュプル方式 Eクラス・アンプの製作(後編)

稲葉 保  
Tamotsu Inaba

前回(第11回, 2004年12月号)は, 3.5 MHz, 150 W のEクラス・アンプの基本回路を設計しました. 今回はパワー MOSFETやLC部品の選択方法, 定数設計の方法を解説したのち, 実際にパワー・アンプを製作し動作させます.

前回掲載した3.5 MHz, 150 W アンプの全回路図(図11-2)を図12-1に示します. 前回掲載したとおり, 主なスペックは周波数  $f_{sw} = 3.5 \text{ MHz}$ , 出力  $P_{out} = 150 \text{ W}$ ,  $R_{L\alpha} = 12.5 \Omega$ ,  $R_L = 50 \Omega$ , 電源電圧  $V_{DD} = 0 \sim 50 \text{ V}$  です.

### アンプ前段部分の部品選定と定数算出

#### ● パワー MOSFET の選択

高周波帯で使えるパワー MOSFET の品種は多くありません. ここではスイッチング電源用に使われるパワー MOSFET のなかから, 高速スイッチングが可能なインターナショナル・レクティファイアー社(IR社)の IRFB17N20D を選択しました.

表12-1に今回使用した IRFB17N20D の主な電気的特性を示します. 入力容量  $C_{iss}$  が小さいのが特徴です. スwitching特性やゲート・チャージなどにも注

目してください.

最大ドレイン電圧  $V_{DSS}$  は 200 V なので, 電源電圧  $V_{DD}$  は  $200 \text{ V} / 3.56 = 56.1 \text{ V}$  以下にします. 放熱板は  $250 \times 120 \text{ mm}$ , 板厚 4 mm のアルミ板で十分です.

#### ● 入力回路

本回路の入力電力は 3.5 MHz で 2~3 W 程度必要です. 入力側に抵抗減衰器(パッドと呼ぶ)で約 3 dB 減

表12-1 パワー MOSFET IRFB17N20D の主な電気的特性

項目	記号	値など	単位
最大ドレイン電圧	$V_{DSS}$	200 min	V
最大ドレイン電流	$I_D$	16	A
ON抵抗@ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$R_{DS(on)}$	0.17 max	$\Omega$
許容損失@ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$	140	W
入力容量	$C_{iss}$	1100	pF
出力容量	$C_{oss}$	1340	pF
帰還容量	$C_{rss}$	44	pF
OFF時間	$t_{off}$	18	ns
立ち上がり時間	$t_r$	6.6	ns
ゲートしきい値電圧	$V_{GS(th)}$	5.5 max	V
全ゲート・チャージ	$Q_G(\text{total})$	33 typ	nC
パッケージ		TO-220AB	

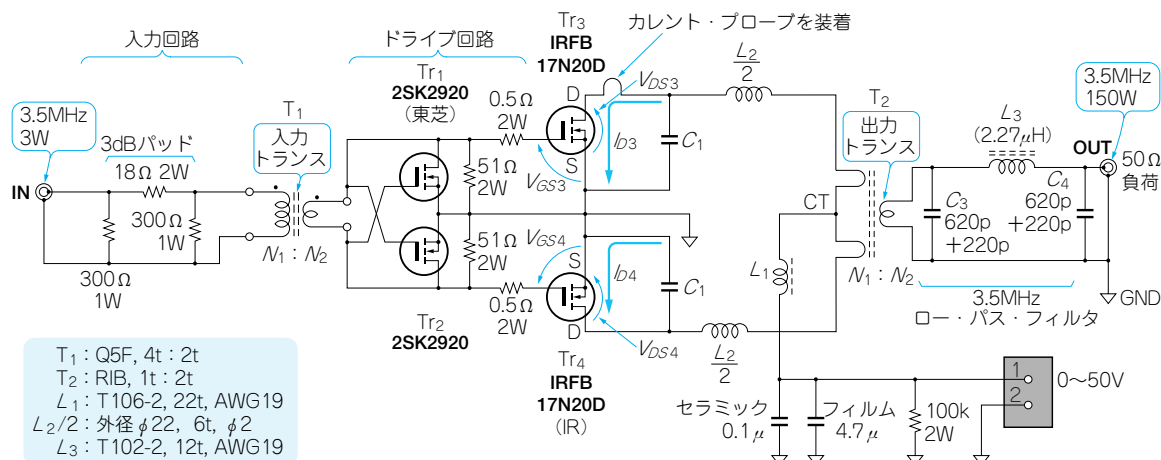


図12-1 製作した 3.5 MHz, 150 W のEクラス・アンプの回路

衰させます。リニア・アンプなどでは入力開放時に発振の防止に使われますが、ここでは入力トランス  $T_1$  の1次側のインピーダンスが容量性なので、入力側での反射を小さくする目的で挿入します。ほかに、第4回(2004年5月号)の図4-14のように直列インダクタを接続して、容量成分をキャンセルする方法も多く使われています。

● ゲート・ドライブ回路

第11回の図11-7を使って説明したとおり、Eクラス動作に適した回路です。詳細は省略します。

51Ωのゲート・ソース間抵抗はもっと高い値でも構いません。この抵抗は安定動作をさせるため、ドライブ電力の許す範囲で低い値とします。

アンプ後段部分の部品選定と定数算出

● 電源供給コイル  $L_1$ 、直列コイル  $L_2$

$L_1$ のインダクタンスはおよその値(回路動作インピーダンスの10倍以上)でよく、

$$L_1 \geq \frac{10R_{L\alpha}}{2\pi f_{sw}} = 5.6 \mu\text{H} \dots\dots\dots(12-1)$$

とします。巻き数  $N$ は、次式から、

$$N = \sqrt{5.6 \mu\text{H} / 13.5 \text{ nH}} = 20.36 \text{ 回} \dots\dots\dots(12-2)$$

ですが、AWG19ワイヤを最大巻き数の22回巻きます。

直列コイル  $L_2$ は  $C_2$ を省略するため、 $Q_L = 1.8$ として計算すると、

$$L_2 \geq \frac{Q_L R_{L\alpha}}{2\pi f_{sw}} = 1.023 \mu\text{H} \dots\dots\dots(12-3)$$

となります。

ここで図12-1に示す  $L_2/2$ コイルは  $L_2$ の半分の0.5μHとなり、 $Tr_3$ と $Tr_4$ にそれぞれ直列に接続します。

インダクタンスは0.5μHと小さいため、空芯コイルで実現できます。ここでは外形をφ22として2mm

のエナメル線を6回巻きます。これを写真12-1に示します。

●  $Tr_3$ 、 $Tr_4$ の並列コンデンサ  $C_1$ 、 $C_2$

プッシュプルEクラス・アンプは、スイッチング周波数と  $C_1$ 、 $L_2$ による共振周波数  $f_0$ が等しいという特徴をもっています。

並列コンデンサ  $C_1$ は簡単に算出できます。 $C_2$ は  $C_1$ と同じ値になります。

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_{sw})^2 L_2} = 2021 \text{ pF} \dots\dots\dots(12-4)$$

または、

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{sw} Q_L R_{L\alpha}} = 2021 \text{ pF} \dots\dots\dots(12-5)$$

で求めます。

LC共振回路の特性インピーダンス  $Z_0$ は、

$$Z_0 = \sqrt{L_2 / C_1} = 22.498 \Omega \dots\dots\dots(12-6)$$

となります。これは  $R_{L\alpha} = 12.5 \Omega$ を  $Q_L = 1.8$ 倍した値です。

実装するコンデンサの値は、式(12-4)で求まる値からパワーMOSFETの出力容量  $C_{oss}$ を差し引きます。しかし、データシートに掲載されている  $C_{oss}$ は、ドレイン・ソース間電圧  $V_{DS}$ を規定した値で、ZVSスイッチング回路では現実的ではありません。今回使用するIRFB17N20Dの  $C_{oss}$ は1340 pF@ $V_{DS} = 25 \text{ V}$ で、この値は  $V_{DS}$ に大きく依存して変化します。

最終的に選んだ  $C_1$ の値は、耐圧500Vのディップ・マイカで、ドレイン電圧波形を観測して1000 pFとしました。

● 出力トランス  $T_2$

電源電圧の制約から、出力トランスでインピーダンスを変換する必要があります。トランスは  $R_{L\alpha}$  (12.5Ω) :  $R_L$  (50Ω)の変換をします。巻き数比は1 : 2です。コアはトミタ電機のRIB21×42×40(表12-2)を選択します。

写真12-1に示すように、両側をプリント基板で挟み込み、φ6の銅パイプを2本使って連結しました。巻き線はこの銅パイプに通します。

参考のため一般的なトロイダル・コアやスリーブ・コアを使用したパイプ・トランスの構造を図12-2に示します。パイプが0.5回×2、2次巻き線が1回巻きです。

● 負荷オープン対策用のLPF

負荷をオープンすると、パワーMOSFETのドレイン電圧波形は以前に実験したように、ランプ状になります。スイッチON時には大きなドレイン電流  $I_D$ が流れて安全動作領域をオーバーし、素子が破壊すること

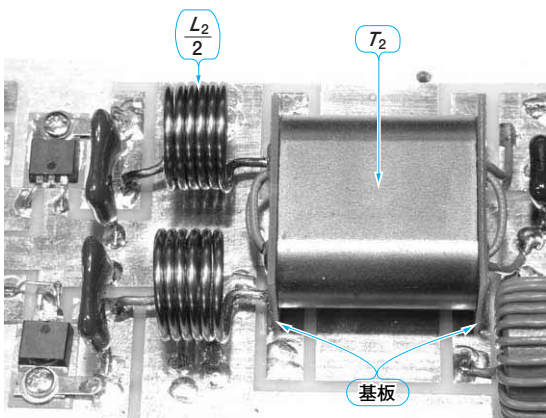


写真12-1  $L_2$ と出力トランス周辺の様子