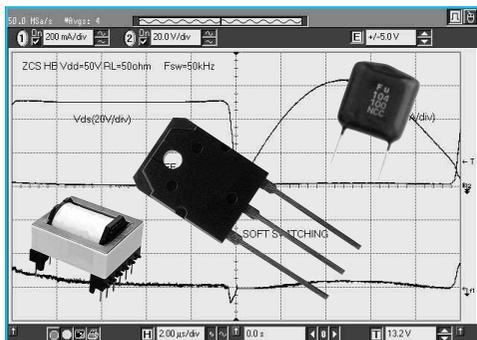


低ノイズ&高効率パワー回路の実験

10 300 W 出力の PZT 駆動用 E クラス・アンプの製作(後編)

稲葉 保
Tamotsu Inaba



前回(2004年10月号)は、300 W 出力の超音波駆動回路の発振回路とゲート駆動回路部の設計法を解説しました。今回は、出力回路部分の設計方法を説明したのち、実際に試作回路を動かして、各部の動作を見えます。

前回掲載した、超音波洗浄器の出力回路(図9-6)を図10-1に、試作基板の外観を写真10-1に示します。前回示した設計条件をもう一度ここで示します。

- スwitching 周波数 f_{SW} : 1 MHz ($\omega = 2\pi f_{SW} = 6.28 \times 10^6 \text{ rad/s}$)
- R_L : 32 Ω
- クオリティ・ファクタ Q_L : 3

部品の選択と定数設計

● LC 素子

▶ DC 供給用コイル L_1

次式で求められます。

$$L_1 = \frac{43.57 R_L}{\omega} = \frac{43.57 \times 32}{6.28 \times 10^6} \approx 222 \mu\text{H} \dots (10-1)$$

定数 43.57 は、連載第7回(2004年8月号)の式(7-11)を参照してください。ここでは、マイクロメタル社の FT140-61 ($\mu_i = 125$) と、AWG19 の耐熱電線を使います。 A_L 値は 140 nH (0.14 μH) なので、222 μH にするための巻き数は、

$$N = \sqrt{\frac{222}{0.140}} \approx 39.8 \text{ 回}$$

と計算できます。 A_L 値はばらつくため、実際には 37 回巻きとします。実測すると 226 μH でした。

▶ C_1

次式で求められます。

$$C_1 = \frac{0.1836}{\omega R_L} = \frac{0.1836}{6.28 \times 10^6 \times 32} \approx 913 \text{ pF} \dots (10-2)$$

この値からパワー MOSFET の出力容量 (C_{oss}) を差し引きます。後述のパワー MOSFET の耐圧計算結果から、913 pF より大きい 1000 pF とします。耐圧ぎりぎりですが、500 V 耐圧 (1 kV なら安全) のディップ・

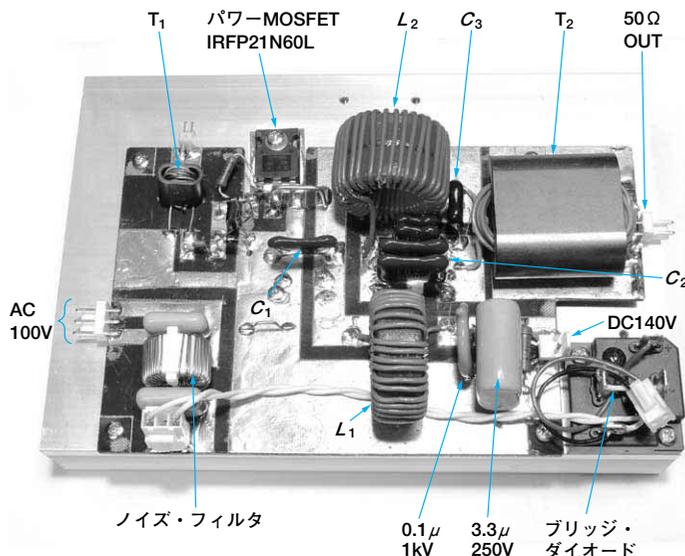


写真10-1 300 W 出力 E クラス・アンプの試作基板

マイカ・コンデンサ(双信電機の型名DM20~40)を使用しました。

▶直列共振コイル L_2

次式で求められます。

$$L_2 = \frac{Q_L R_L}{\omega} = \frac{3 \times 32}{6.28 \times 10^6} \approx 15.28 \mu\text{H} \dots (10-3)$$

損失が最も気になる部品です。マイクロメタル社のT130-2を2個重ねて、AWG19の耐熱電線を26回(15.6 μH)巻きます。 Q_L を変更すると、インダクタンスも変更する必要があるのでタップを設けてあります。

▶直列共振コンデンサ C_2

次式で求められます。

$$C_2 = \frac{1}{\omega R_L (Q_L - 1.1525)} = \frac{1}{6.26 \times 10^6 \times 32 \times (3 - 1.1525)} \approx 2.322 \text{ nF} = 2000 + 220 + 220 \text{ pF} \dots (10-4)$$

LC共振回路の両端には、 Q_L に比例した電圧が発生します。 Q_L を変更すると定数も変える必要がありますので、数個を並列接続します。 V_{DD} を141 Vとして、 C_2 の端子電圧 V_{C2} を計算すると、

$$V_{C2} = I_{out} \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1.8621 \times 0.5678 V_{DD}}{R_L} \frac{1}{\omega C_2} = \frac{1.0573 \times 141}{32 \times 6.28 \times 10^6 \times 2.322 \times 10^{-9}} \approx 317 \text{ V} \dots (10-5)$$

Q_L を下げることによって、 C_2 は500 V耐圧のものを使用できます。

● パワーMOSFETの選定

V_{DD} の最大電圧は、 $\sqrt{2} \times 100 \approx 141 \text{ V}$ です。パワーMOSFETに加わる電圧と流れる電流のピーク値は次式で求められます。

$$V_{DS\max} = 3.562 V_{DD} \approx 502 V_{\text{peak}} \dots (10-6)$$

$$I_{D\max} = \frac{2.862 \times 0.5676 V_{DD}}{R_L} \approx 7.11 A_{\text{peak}} \dots (10-7)$$

上式については第7回を参照してください。

パワーMOSFETは、耐圧が502 V以上の品種を選択しますが、600 V系のパワーMOSFETでは、負荷オープン、ショート時に電圧マージンが不足します。

そこで、ドレインのピーク電圧を少しでも抑える目的で、並列 C_1 の値を変更します。 C_1 の計算値は、913 pFからパワーMOSFETの出力容量 C_{oss} の340 pFを差し引いた573 pFとなります。しかし実際には、これより大きくして1000 pFを使用することで、ピーク電圧を500 V以下に抑えました。

パワーMOSFETは、高耐圧な品種ほど、オン抵抗 $R_{DS(on)}$ が高くなる傾向があり、スイッチON時の損失が増加しそうですが、実際は、高電源電圧で動作させると、回路に流れる電流を小さくできるので、損失が小さくなります。

スイッチング周波数は約1 MHzで、ON時間とOFF時間は500 nsですから、ターン・オフ遅延時間 $t_{d(off)}$ と立ち下がり時間 t_f の短い品種を選択します。

表10-1 パワーMOSFET IRFP21N60L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}	600 _{min.}	V
最大ドレイン電流	I_D	21	A
オン抵抗@ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$R_{DS(on)}$	0.27	Ω
許容損失@ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	330	W
入力容量	C_{iss}	4000	pF
出力容量	C_{oss}	340	pF
帰還容量	C_{rss}	29	pF
OFF時間	t_{off}	33	ns
立ち下がり時間	t_f	10	ns
ゲートしきい値電圧	$V_{GS(th)}$	5 _{max.}	V
全ゲート・チャージ	$Q_G(\text{total})$	150 _{max.}	nC
パッケージ		TO-247AC	

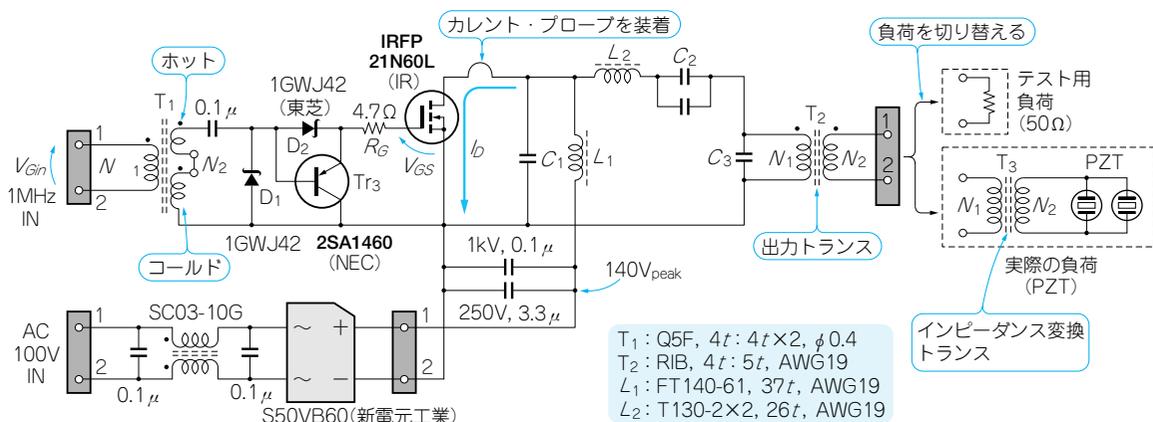


図10-1 300 W出力Eクラス・アンプの回路

