

车载高频推挽 DC-DC 变换器设计方案

引言

随着现代汽车用电设备种类的增多，功率等级的增加，所需要电源的型式越来越多，包括交流电源和直流电源。这些电源均需要采用开关变换器将蓄电池提供的+12VDC 或+24VDC 的直流电压经过 DC-DC 变换器提升为+220VDC 或+240VDC，后期再经过 DC-AC 变换器转换为工频交流电源或变频调压电源。对于前级 DC-DC 变换器，又包括高频 DC-AC 逆变部分、高频变压器和 AC-DC 整流部分，不同的组合适应不同的输出功率等级，变换性能也有所不同。推挽逆变电路以其结构简单、变压器磁芯利用率高等优点得到了广泛应用，尤其是在低压大电流输入的中小功率场合；同时全桥整流电路也具有电压利用率高、支持输出功率较高等特点，因此本文采用推挽逆变-高频变压器-全桥整流方案，设计了 24VDC 输入-220VDC 输出、额定输出功率 600W 的 DC-DC 变换器，并采用 AP 法设计相应的推挽变压器。

1 推挽逆变的工作原理

图 1 给出了推挽逆变-高频变压-全桥整流 DC-DC 变换器的基本电路拓扑。通过控制两个开关管 S1 和 S2 以相同的开关频率交替导通，且每个开关管的占空比 d 均小于 50%，留出一定死区时间以避免 S1 和 S2 同时导通。由前级推挽逆变将输入直流低电压逆变为交流高频低电压，送至高频变压器原边，并通过变压器耦合，在副边得到交流高频高电压，再经过由反向快速恢复二极管 FRD 构成的全桥整流、滤波后得到所期望的直流高电压。由于开关管可承受的反压最小为两倍的输入电压，即 $2U_1$ ，而电流则是额定电流，所以，推挽电路一般用在输入电压较低的中小功率场合。

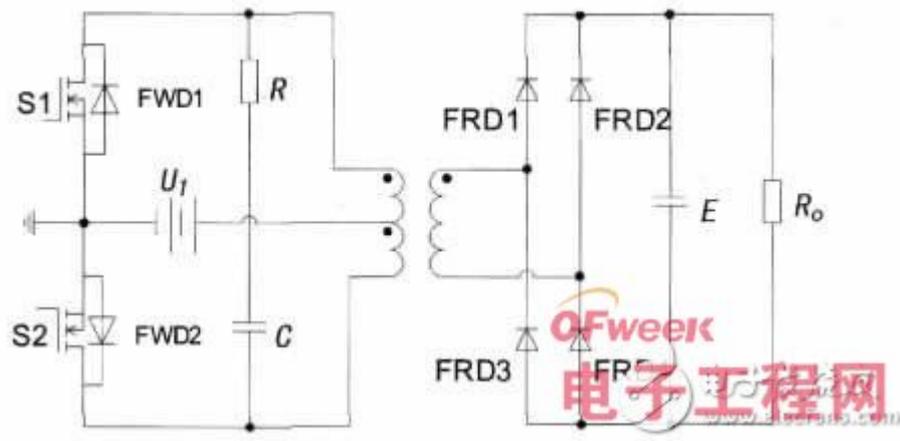


图 1 推挽逆变-高频变压-全桥整流 DC-DC 变换器的基本电路拓扑

当 S1 开通时，其漏源电压 u_{DS1} 只是一个开关管的导通压降，在理想情况下可假定 $u_{DS1}=0$ ，而此时由于在绕组中会产生一个感应电压，并且根据变压器初级绕组的同名端关系，该感应电压也会叠加到关断的 S2 上，从而使 S2 在关断时

承受的电压是输入电压与感应电压之和约为 $2U_i$ 。在实际中，变压器的漏感会产生很大的尖峰电压加在 S2 两端，从而引起大的关断损耗，变换器的效率因受变压器漏感的限制，不是很高。在 S1 和 S2 的漏极之间接上 RC 缓冲电路，也称为吸收电路，用来抑制尖峰电压的产生。并且为了给能量回馈提供反馈回路，在 S1 和 S2 两端都反并联上续流二极管 FWD。

2 推挽变压器设计的主电路

图 2 为简化后的主电路。输入 24V 直流电压，经过大电容滤波后，接到推挽变压器原边的中间抽头。变压器原边另外两个抽头分别接两个全控型开关器件 IGBT，并在此之间加入 RC 吸收电路，构成推挽逆变电路。推挽变压器输出端经全桥整流，大电容滤波得到 220V 直流电压。并通过分压支路得到反馈电压信号 U_{OUT} 。

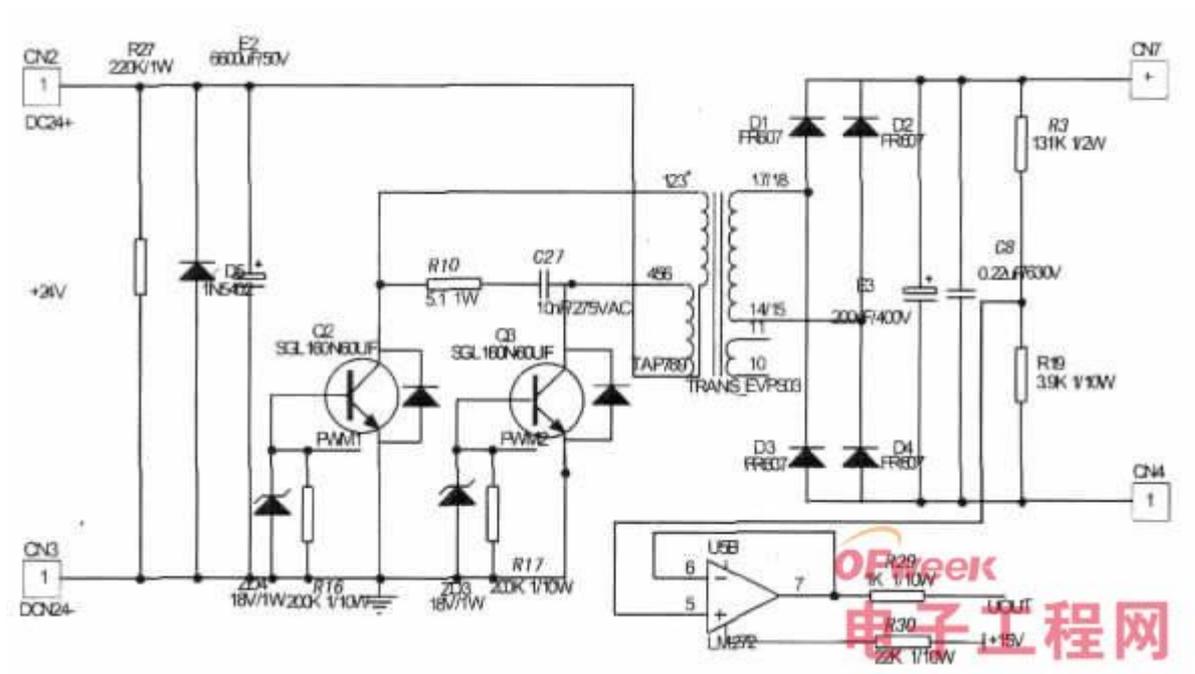


图 2 推挽变压器简化后的主电路图

以 CA3524 芯片为核心，构成控制电路。通过调节 6、7 管脚间的电阻和电容值来调节全控型开关器件的开关频率。12、13 管脚输出 PWM 脉冲信号，并通过驱动电路，分别交替控制两个全控型开关器件。电压反馈信号输入芯片的 1 管脚，通过调节电位器 P2 给 2 管脚输入电压反馈信号的参考电压，并与 9 管脚 COM 端连同 CA3524 内部运放一起构成 PI 调节器，调节 PWM 脉冲占空比，以达到稳定输出电压 220V 的目的。

3 开关变压器的设计

采用面积乘积 (AP) 法进行设计。对于推挽逆变工作开关电源, 原边供电电压 $U_I=24V$, 副边为全桥整流电路, 期望输出电压 $U_O=220V$, 输出电流 $I_O=3A$, 开关频率 $f_s=25kHz$, 初定变压器效率 $\eta=0.9$, 工作磁通密度 $B_w=0.3T$ 。

(1) 计算总视在功率 P_T 。设反向快速恢复二极管 FRD 的压降: $V_{DF}=0.6 \times 2=1.2V$

(2) 计算 A_P 值, 取 $K_o=0.4$, $K_f=4.0$, $K_j=433$, $B_w=0.3T$, $X=-0.17$, 得

$$\begin{aligned} A_P &= \left(\frac{P_T \times 10^4}{K_o \times K_f \times f_s \times B_w \times K_j} \right)^{\frac{1}{1+X}} \\ &= \left(\frac{1980.9 \times 10^4}{0.4 \times 4 \times 50000 \times 0.3 \times 433} \right)^{\frac{1}{1-0.17}} \\ &= 2.175 \text{cm}^4 \end{aligned} \quad (2)$$

(3) 考虑 10% 裕度, $A_P = 2.175 \times 1.1 = 2.3925 \text{cm}^4$, 查得一型号为 ER53-2 的磁芯, $MLT = 14 \text{cm}$ 。

(4) 计算原边绕组的匝数 N_P (中心抽头至两端)

$$\begin{aligned} N_P &= \frac{U_I \times 10^4}{K_f \times f_s \times B_w \times Ae} \\ &= \frac{2.4 \times 10^4}{4 \times 50 \times 10^3 \times 0.3 \times 3.14} \approx 2 \text{匝} \end{aligned} \quad (3)$$

(5) 计算原边绕组电流 I_P

$$I_P = \frac{P_o}{U_I \times \eta} = \frac{221.2 \times 3}{24 \times 0.9} = 30.72 \text{A} \quad (4)$$

(6) 计算电流密度 $J = K_j \times A_P^X$

$$= 433 \times 2.3925^{-0.17} = 374 \text{A/cm}^2 \quad (5)$$

(7) 计算原边绕组裸线面积。注意电路中有中间抽头时, I_P 需乘上 0.707 校正因素, 得

$$\begin{aligned} A_{XP} &= \frac{I_P \times 0.707}{J} \\ &= \frac{30.72 \times 0.707}{374} = 0.058 \text{cm}^2 \end{aligned} \quad (6)$$

由导线规格表的 AWG 规格查到最接近裸线面积的导线编号为 AWG#10, $A_{xp} = 0.05261 \text{ cm}^2$, $\mu\Omega/\text{cm} = 32.70$ 。

$$\begin{aligned} \text{计算原边绕组电阻 } R_p &= \text{MLT} \times N_p \times \mu\Omega/\text{cm} \times 10^{-6} \\ &= 14 \times 2 \times 32.70 \times 10^{-6} = 0.001\Omega \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{计算原边绕组铜耗 } P_{pcu} = I_p^2 R_p = 30.72^2 \times 0.001 = 0.944\text{W} \quad (8)$$

(8) 计算副边绕组匝数。变压器副边电压为

$$\begin{aligned} U'_i &= 220 + 1.2 = 221.2\text{V} \\ N_s &= \frac{N_p U'_i}{U_s} = \frac{2 \times 221.2}{24} \approx 19 \text{匝} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{计算副边绕组裸线面积 } A_{xs} = \frac{I_o}{J} = \frac{3}{374} = 0.008\text{cm}^2 \quad (10)$$

由导线规格表的 AWG 规格查到最接近裸线面积的导线编号为 AWG#18, $A_{xs} = 0.008228\text{cm}^2$, $\mu\Omega/\text{cm} = 209.5$ 。

计算副边绕组电阻

$$\begin{aligned} R_s &= \text{MLT} \times N_s \times \mu\Omega/\text{cm} \times 10^{-6} \\ &= 14 \times 19 \times 209.5 \times 10^{-6} = 0.0557\Omega \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{计算副边绕组铜耗 } P_{scu} = I_s^2 R_s = 3^2 \times 0.0557 = 0.5013\text{W} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{总铜耗 } P_{cu} &= P_{pcu} + P_{scu} \\ &= 0.944 + 0.5013 \end{aligned}$$

由导线规格表的 AWG 规格查到最接近裸线面积的导线编号为 AWG#10, $A_{xp} = 0.05261 \text{ cm}^2$, $\mu\Omega/\text{cm} = 32.70$ 。

$$\begin{aligned} \text{计算原边绕组电阻 } R_p &= \text{MLT} \times N_p \times \mu\Omega/\text{cm} \times 10^{-6} \\ &= 14 \times 2 \times 32.70 \times 10^{-6} = 0.001\Omega \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{计算原边绕组铜耗 } P_{pcu} = I_p^2 R_p = 30.72^2 \times 0.001 = 0.944\text{W} \quad (8)$$

(8) 计算副边绕组匝数。变压器副边电压为

$$\begin{aligned} U'_1 &= 220 + 1.2 = 221.2\text{V} \\ N_s &= \frac{N_p U'_1}{U_s} = \frac{2 \times 221.2}{24} \approx 19 \text{匝} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\text{计算副边绕组裸线面积 } A_{xs} = \frac{I_o}{J} = \frac{3}{374} = 0.008\text{cm}^2 \quad (10)$$

由导线规格表的 AWG 规格查到最接近裸线面积的导线编号为 AWG#18, $A_{xs} = 0.008228\text{cm}^2$, $\mu\Omega/\text{cm} = 209.5$ 。

计算副边绕组电阻

$$\begin{aligned} R_s &= \text{MLT} \times N_s \times \mu\Omega/\text{cm} \times 10^{-6} \\ &= 14 \times 19 \times 209.5 \times 10^{-6} = 0.0557\Omega \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{计算副边绕组铜耗 } P_{scu} = I_s^2 R_s = 3^2 \times 0.0557 = 0.5013\text{W} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{总铜耗 } P_{cu} &= P_{pcu} + P_{scu} \\ &= 0.944 + 0.5013 \end{aligned}$$

(9) 计算在满足效率 η 下允许的总损耗 P_{Σ}

$$\begin{aligned} P_{\Sigma} &= P_o / \eta - P_o \\ &= 221.2 \times 3 / 0.9 - 221.2 \times 3 \\ &= 73.7 \text{ W} \end{aligned} \quad (14)$$

(10) 计算允许铁耗 P_{fe}

$$\begin{aligned} P_{fe} &= P_{\Sigma} - P_{cu} \\ &= 73.7 - 1.4453 = 72.2 \text{ W} \end{aligned} \quad (15)$$

(11) 根据铁心损耗曲线, 求工作时实际发生的损耗由推挽线路损耗表示式, 可求出 50kHz 时每公斤损耗(W)值

$$\begin{aligned} \frac{W}{kg} &= 0.165 \times 10^{-3} \times 50000^{1.41} \times 0.3^{1.77} \\ &= 82.696 \end{aligned} \quad (16)$$

实际发生的损耗

$$\begin{aligned} P_{fe} &= \frac{W}{kg} \times W_{fe} \\ &= 82.696 \times 0.13262 = 10.967 \text{ W} \end{aligned} \quad (17)$$

算得的损耗小于允许损耗 72.2W。

4 推挽逆变的问题分析

4.1 能量回馈

主电路导通期间, 原边电流随时间而增加, 导通时间由驱动电路决定。

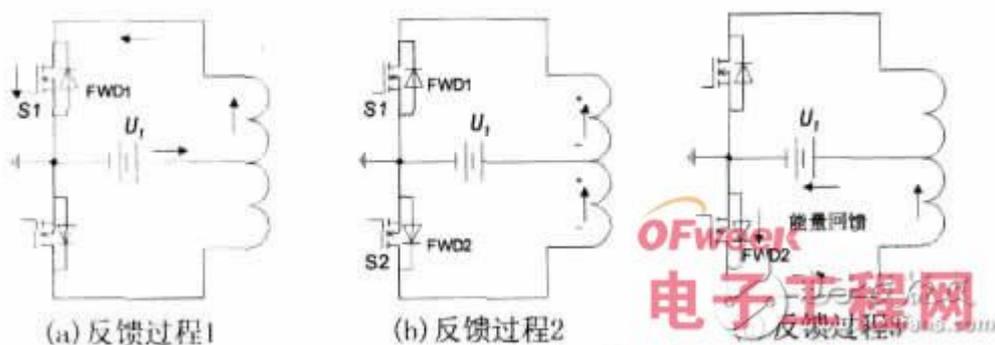


图 3 S1 导通、S2 关断时的等效电路

图 3 (a) 为 S1 导通、S2 关断时的等效电路, 图中箭头为电流流向, 从电源 U_i 正极流出, 经过 S1 流入电源 U_i 负极, 即地, 此时 FWD1 不导通; 当 S1 关断时, S2 未导通之前, 由于原边能量的储存和漏电感的原因, S1 的端电压将升高, 并通过变压器耦合使得 S2 的端电压下降, 此时与 S2 并联的能量恢复二极管 FWD2

还未导通，电路中并没有电流流过，直到在变压器原边绕组上产生上正下负的感生电压。如图 3 (b)；FWD2 导通，把反激能量反馈到电源中去，如图 3 (c)，箭头指向为能量回馈的方向。

4.2 各点波形分析

当某一 PWM 信号的下降沿来临时，其控制的开关元件关断，由于原边能量的储存和漏电感的原因，漏极产生冲击电压，大于 $2U_i$ ，因为加入了 RC 缓冲电路，使其最终稳定在 $2U_i$ 附近。如图 4 所示。

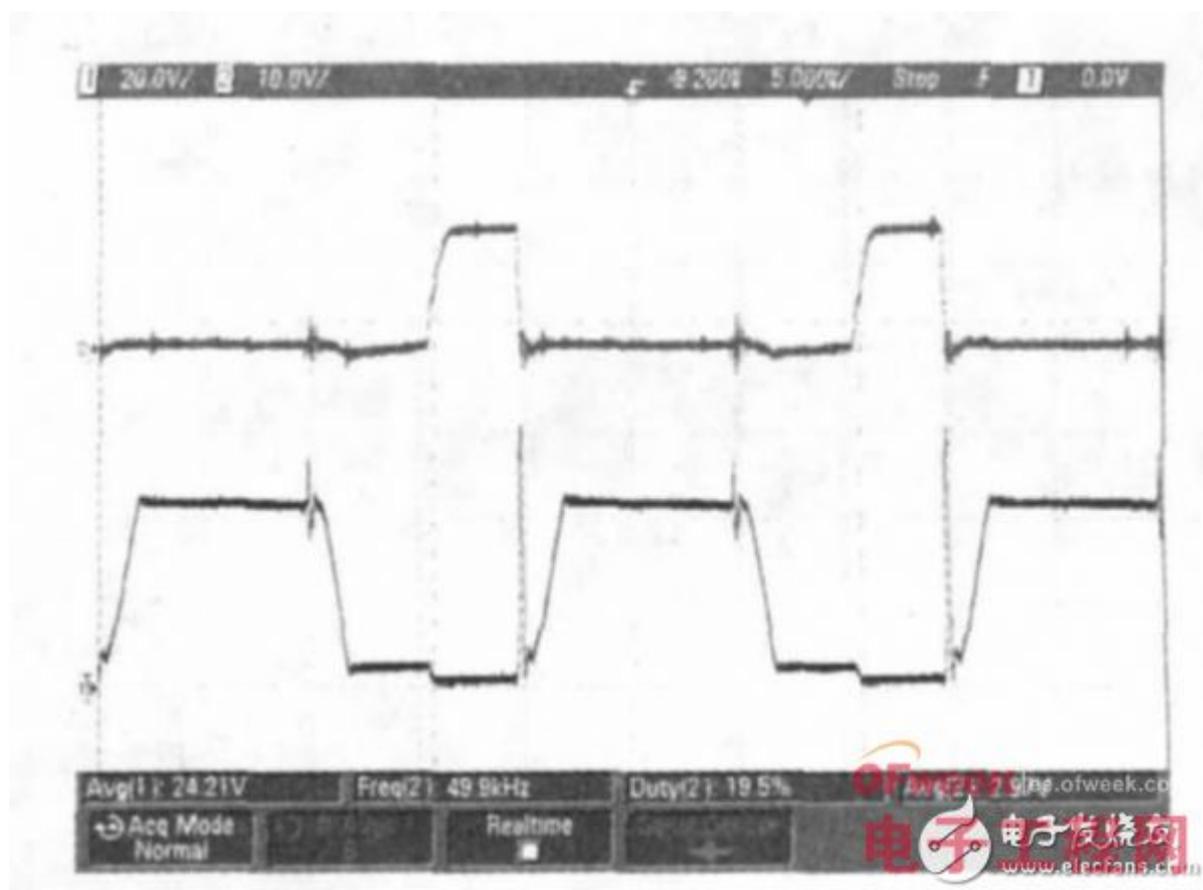


图 4RC 缓冲电路波形图

当 S1 的 PWM 信号下降沿来临，S1 关断，漏极产生较高的冲击电压，并使得与 S2 并联的反馈能量二极管 FWD2 导通，形成能量回馈回路，此时 S2 漏极产生较高的冲击电流，见图 5。

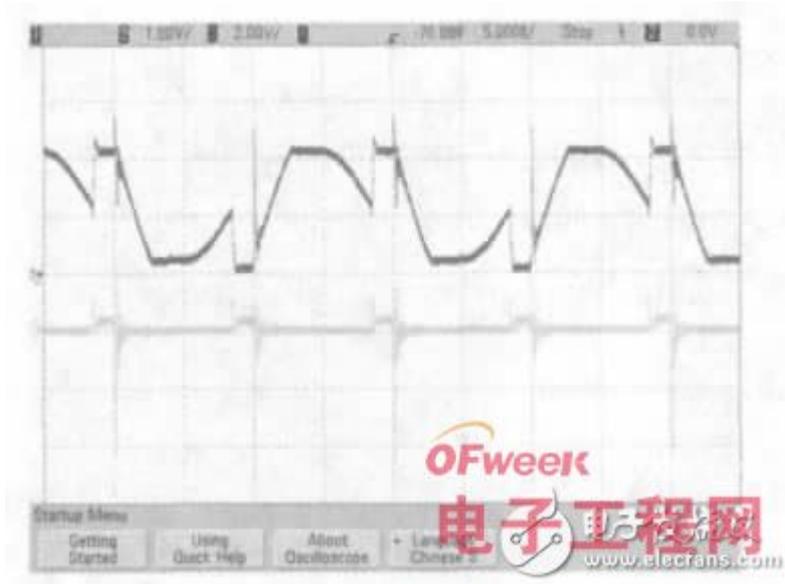


图 5S2 漏极产生较高的冲击电流

5 实验与分析

实验结果表面，输出电压稳定在 220V，纹波电压较小。最大输出功率能达到近 600W，系统效率基本稳定在 80%，达到预期效果。其中，由于 IGBT 效率损耗较大导致系统效率偏低，考虑如果采用损耗较小的 MOSFET，系统效率会至少上升 10%~15%。

注意事项：

(1) 变压器初级绕组在正、反两个方向激励时，由于相应的伏秒积不相等，会使磁芯的工作磁化曲线偏离原点，这一偏磁现象与开关管的选择有关，原因是开关管反向恢复时间的不同可导致伏秒积的不同。

(2) 实验中，随着输入电压的微幅增高，系统损耗随之增大，主要原因是变压器磁芯产生较大的涡流损耗，系统效率有所下降。减小涡流损耗的措施主要有：减小感应电势，如采用铁粉芯材料；增加铁心的电阻率，如采用铁氧体材料；加长涡流所经的路径，如采用硅钢片或非晶带。

表 1 测量数据与计算数据

输入电压	输入电流	输入功率	输出电压	输出电流	输出负载	输出功率	系统效率	开关频率	占空比
V	A	W	V	A	Ω	W	%	kHz	%
24	0.4	9.6	220.8	0.009	25k	1.96	20.4	50.3	1.2
24	3.6	86.4	220.9	0.276	800	60.94	70.5	50.3	5.5
24	6.7	160.8	220.9	0.552	400	121.77	75.7	50.3	9.5
24	9.9	237.6	220.9	0.826	266.7	181.97	76.6	50.3	13.5
24	13.1	314.4	220.9	1.1	200	242.22	77.1	50.3	15.0
24	16.3	391.2	220.7	1.32	166.7	290.4	74.2	50.3	18.6
24	19.4	465.6	220.7	1.648	133.3	362.1	77.8	50.3	23.0
24	22.5	540.0	220.5	1.916	114.3	419.61	77.8	50.3	25.3
24	25.65	615.6	220.2	2.183	100	476.55	78.1	50.3	27.3
24	28.9	693.6	219.5	2.469	88.89	542.02	78.2	50.3	26.6

6 结论

推挽电路特别适用于低压大电流输入的中小功率场合，并利用 AP 法设计了一种高频推挽 DC-DC 变换器。实验结果表明本文的高频推挽变压器的设计方案达到了预期的效果，使输出电压稳定在 220V 并具有一定的输出硬度，效率达到 80%，为现代汽车电源的发展提供了一定的发展空间。