

# 有源钳位正激变换器电源设计

马文超

(中科芯集成电路有限公司, 江苏 无锡 214072)

**摘要:** 正激变换器适用于输出功率为 200 W 以内的电源产品中, 而有源钳位正激变换器由于可以实现变压器磁自复位, 结构简单, 加上有较多成熟的有源钳位正激变换器 PWM 控制器, 使用最为广泛。讨论了有源钳位正激变换器的工作原理; 给出在实际工程应用时关键参数设计方法; 以 LM5025C 为例进行仿真分析, 对关键参数设计方法进行交叉验证。

**关键词:** 有源钳位; 磁复位; 正激变换器

中图分类号: TN432

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.222610

中文引用格式: 马文超. 有源钳位正激变换器电源设计[J]. 电子技术应用, 2022, 48(10): 36-39, 42.

英文引用格式: Ma Wenchao. Power design of active clamped forward converter[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(10): 36-39, 42.

## Power design of active clamped forward converter

Ma Wenchao

(China Key System & Integrated Circuit Co., Ltd., Wuxi 214072, China)

**Abstract:** Forward converter is appropriate for that output power is lower than 200 Watt. While active clamp forward converter is used widely for its simple structure, transformer reseted automatically and many matured active clamp forward PWM controllers. This paper introduces the principle of active-clamp forward converter firstly, than shows the design method of key parameters, lastly simulates taking LM5025C as an example.

**Key words:** active clamped; flux reset; forward converter

## 0 引言

传统正激变换器工作在磁特性的第一象限, 磁芯利用率低, 功率管硬开关工作, 需要额外的磁复位电路, 存在电磁干扰大、磁复位电路结构复杂、功率管损耗大和承受较高的电压应力等缺点<sup>[1]</sup>。在传统有源钳位正激变换器拓扑基础上, 增加由钳位功率管与钳位电容串联构成的有源钳位支路, 构成了有源钳位正激变换器, 该拓扑结构克服了传统正激变换器的缺点, 能够实现伏秒平衡, 占空比可以大于 50%, 由于添加了钳位电容和钳位功率管, 主功率管承受的电压应力减小, 有源钳位变换器原边上的电压是有规律的方波, 能够为副边整流管提供自驱动信号, 降低了同步整流电路的复杂度, 而且实现了 ZVS, 降低了电磁辐射<sup>[2-3]</sup>, 因此, 有源钳位正激变换器拓扑在实际工程中获得了广泛应用<sup>[1,4]</sup>。

针对有源钳位正激变换器, 周睿对该电路拓扑结构的工作原理进行了分析, 给出了变压器等关键器件关键指标设计方法<sup>[4]</sup>, 陈光亮对有源钳位正激软开关工作原理进行深入剖析<sup>[5]</sup>, 以 LMC5025C 为主控电路, 对环路外围配置进行了说明, 给出了仿真结论。综上分析, 以上研

究对该拓扑结构主要还是偏向于理论方面的分析, 或者只针对个别外围元件选型进行了研究, 电路整体设计思路不够清晰明确。在实际工程应用方面, 除了变压器、输出滤波电感等磁性元器件的选型外, 还涉及功率管选型、功率管驱动电路设计、输出滤波电容、钳位电容等主要器件的设计。本文在理论分析基础上, 依托实际应用, 先明确关键参数指标, 再给出主要器件的设计方法和思路, 对工程应用具有一定的指导意义。

## 1 有源钳位正激变化器工作原理

有源钳位正激变换器根据钳位电路(钳位电容与钳位功率管串联)的连接方式, 分为低边有源钳位和高边有源钳位<sup>[6-7]</sup>, 其电路结构图分别如图 1 和图 2 所示。低边有源钳位电路由一个 P 沟通功率 MOSFET 和一个钳位电容串联, 再并联在主功率管的两端, 又称为升压式钳位电路; 高边有源钳位电路有一个 N 沟通 MOSFET 和一个钳位电容串联, 再并联在变压器的两端, 又称为反激式钳位电路。由于低边有源钳位电路驱动电路简单, 不需要加驱动电路, 而且市面上有多种针对有源钳位电路的 P 管供选择, 因此, 低边有源钳位电路用途最广, 本

文以此种拓扑结构进行分析。

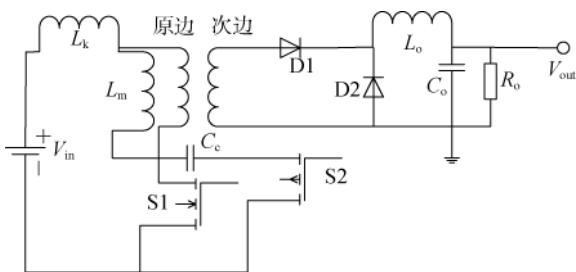


图 1 低边有源钳位连接图

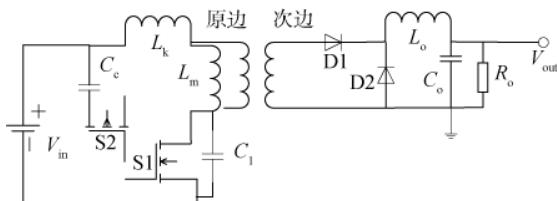


图 2 高边有源钳位连接图

在工程应用中,输出部分大多采用同步整流来提高转换器效率,因此,从图 1 中衍生出图 3 这种比较实用的拓扑图。

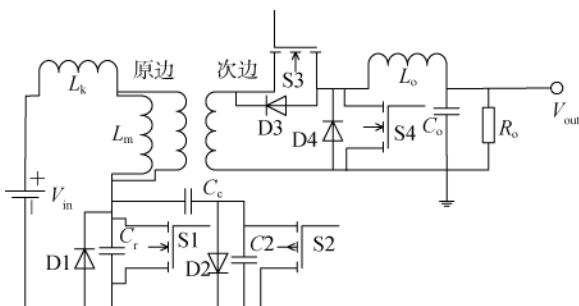


图 3 同步整流低边有源钳位连接图

图 3 中,  $N_1$ 、 $N_2$  分别为变压器初级和次级绕组匝数,  $L_m$  和  $L_r$  为励磁电感和变压器漏感,  $S1$  和  $S2$  为主功率管 (复位开关),  $D1$  和  $D2$  为功率管体二极管,  $C_c$  和  $C_r$  为钳位电容和主功率管并联电容 (结电容和寄生电容之和),  $D3$  和  $D4$  是输出整流管体二极管,  $L_o$ 、 $C_o$  和  $R_o$  为输出滤波电感、输出滤波电容和等效负载电阻,  $V_o$  为输出电压,  $V_{in}$  为输入电压, 定义  $n=N_1/N_2$  为匝比, 定义一个开关周期为  $T_s$ ,  $S1$  导通时间为  $T_{on}$ , 占空比  $D=T_{on}/T_s$ , 同时  $D=n \times V_o/V_{in}$ , 定义输出电流纹波系数为  $k_{ind}$ 。

彭国平、陈道炼和张磊等把有源钳位的每个周期分为若干个阶段<sup>[8-10]</sup>,对有源钳位电路工作原理做了简单介绍,并给出了不同阶段励磁电流、钳位电容电压的波形,这里基于以上分析进行细分,给出每个阶段的工作机理。

(1)  $T_0 \sim T_1$  期间,  $S1$  导通,  $S2$  关断,  $S3$  导通,  $S4$  关断, 输入电压  $V_{in}$  直接施加在变压器初级线圈, 此时, 变压器次级绕组电压为  $nV_{in}$ , 励磁电流  $i_{Lr}$  线性上升, 开关电流

$I_{s1}$  为  $I_m$  和负载折算到原边的电流  $I_o/n$  之和, 电容  $C_r$  电压  $V_{cr}=0$ , 能量从原边传递到副边。

(2)  $T_1 \sim T_2$  期间,  $T_1$  时刻  $S1$  软关断,  $S3$  仍然处于导通状态, 电感  $L_r$ 、 $L_m$  与电容  $C_r$  开始谐振,  $i_{Lr}$  对  $C_r$  开始充电, 由于充电电流较大而  $C_r$  较小, 当  $C_r$  两端电压  $V_{cr}$  上升到  $V_{in}$  之前  $i_{Lr}$  继续上升,  $T_2$  时刻,  $V_{cr}=V_{in}$ , 该过程结束。

(3)  $T_2 \sim T_3$  期间,  $T_2$  时刻, 励磁电流  $i_{Lm}$  被钳位保持不变, 而励磁电感两端的电压  $v_1$  下降到 0 V, 次级绕组  $v_2=0$  V, 因此  $S3$  和  $S4$  都关断, 但  $D3$  和  $D4$  都导通,  $L_r$  和  $C_r$  谐振,  $L_m$  不参与,  $V_{cr}$  继续上升,  $i_{Lr}$  开始减小,  $D3$  中的电流较小, 而  $D4$  中的电流增加, 负载电流从  $D3$  转移到  $D4$ , 当  $V_{cr}$  上升到  $V_{in}/(1-D)$ , 该过程结束。

(4)  $T_3 \sim T_4$  期间,  $T_3$  时刻,  $D2$  开始导通, 为钳位功率管  $S2$  零电压开通提供了条件,  $v_1$  仍然为 0,  $i_{Lr}$  继续减小并对  $C_c$  充电, 此时  $L_r$  与  $C_c$  谐振,  $T_4$  时刻,  $S2$  管 ZVS 开通。

(5)  $T_4 \sim T_5$  期间,  $L_r$  和  $C_c$  继续谐振,  $i_{Lr}$  继续减小,  $T_5$  时刻,  $i_{Lr}=i_{Lm}$ ,  $D3$  中电流为 0,  $D4$  中电流上升为负载电流, 两者换流结束, 变压器初级的钳位状态结束。

(6)  $T_5 \sim T_6$  期间,  $T_5$  时刻, 变压器磁芯开始复位, 初级测电压  $v_1=V_{in}-V_{in}/(1-D)=-V_{in}D/(1-D)$ ,  $v_2=v_1/n$  也变为负,  $S4$  开通,  $D4$  截止, 期间,  $L_r$ 、 $L_m$  和  $C_c$  谐振,  $i_{Lr}$  继续减小,  $V_c$  会有小幅度上升;  $T_6$  时刻,  $i_{Lr}=0$ ,  $V_c$  上升到最大。

(7)  $T_6 \sim T_7$  期间,  $T_6$  时刻后  $i_{Lr}$  开始反向, 变压器磁芯复位, 存储在励磁电感和漏感中的能量回馈到电源中,  $T_7$  时刻,  $S2$  断开。

(8)  $T_7 \sim T_8$  期间,  $i_{Lr}$  通过  $C_r$  续流,  $S4$  继续导通,  $S3$  保持关断,  $L_r$ 、 $L_m$  与  $C_r$  谐振,  $C_r$  向  $L_r$  和  $L_m$  放电,  $C_r$  两端电压从  $V_{in}/(1-D)$  放电,  $T_8$  时刻,  $i_{Lr}$  达到负向最大值,  $V_{cr}$  下降到  $V_{in}$ , 此过程结束。

(9)  $T_8 \sim T_9$  期间,  $T_8$  开始,  $v_1$  被钳位为 0, 则  $v_2=0$ ,  $L_r$  和  $C_r$  谐振,  $L_r$  两端电压变为正,  $i_{Lr}$  开始升高,  $D3$  和  $D4$  都导通,  $D3$  中的电流从 0 开始上升,  $D4$  中的电流从  $I_{L0}$  开始减小, 为了确保  $S1$  达到 ZVS, 在  $S1$  开通前,  $V_{cr}$  必须为 0, 即在本阶段,  $C_r$  中的能量要在谐振过程中全部转移出去。

(10)  $T_9 \sim T_{10}$ , 当  $T_9$  时,  $V_{cr}=0$ ,  $S1$  的体二极管  $D1$  开始导通, 同时  $D3$  和  $D4$  也处于导通状态,  $v_2=0$ , 故变压器初级电压仍被钳位于 0, 因此  $L_r$  两端电压为  $V_{in}$ ,  $i_{Lr}$  继续上升但仍为负,  $T_{10}$  时,  $S1$  ZVS 开通。

(11)  $T_{10} \sim T_{11}$ ,  $i_{Lr}$  继续上升到 0。

(12)  $T_{12}, T_{11} \sim T_0+T_s$ ,  $D3$  和  $D4$  仍处于导通状态, 初级电压仍被钳位为 0,  $L_r$  两端电压为  $V_{in}$ ,  $i_{Lr}$  继续上升,  $D3$  中电流也不断上升, 当  $i_{S3}$  上升到负载电流,  $i_{S4}$  下降到 0, 两者完成换流, 结束时刻,  $i_{Lr}=i_{Lm}+I_{L0}/n$ , 变压器初级钳位解除,  $v_1=V_{in}$ ,  $v_2=V_{in}/n$ ,  $S3$  开通, 开始下一个周期。

## 2 关键元器件参数设计

本文基于案例指标: 输入电压  $V_{in}=18$  V~36 V, 输出

电压  $V_{\text{out}}=12$  V, 负载电流  $I_{\text{load}}=2$  A, 工作频率  $F_s=100$  kHz, 转换效率  $\eta=80\%$ , 给出重要参数设计步骤。

## 2.1 最大占空比设计

钳位电容两端的电压  $V_c$  如式(1)所示, 主功率管漏源两端承受的电压  $V_{\text{ds}}=V_c$ , 磁复位电压  $V_{\text{reset}}$  如式(2)所示, 从数学分析的角度看, 随着  $D$  的增加,  $V_{\text{ds}}$  和  $V_{\text{reset}}$  的变换量也显著, 最大占空比工程上一般选择  $D_{\text{max}}=0.7$  左右, 这样,  $V_{\text{ds}}$  在整个输入电压范围内变化量不大。

$$V_c = \frac{1}{1-D} V_{\text{in}} \quad (1)$$

$$V_{\text{reset}} = \frac{1}{1-D} V_{\text{in}} \quad (2)$$

## 2.2 功率变压器设计<sup>[3,11]</sup>

### 2.2.1 磁芯选择

通常采用 AP 法经验公式来确定磁芯类型和规格, AP 法经验公式为:

$$AP = A_w A_c = \frac{P_T \times 10^4}{K_w K_f F_s \Delta B J} \quad (3)$$

其中  $P_T$  为变压器视在功率 (W);  $A_w$  为线圈有效窗口面积 ( $\text{cm}^2$ );  $A_c$  为磁芯有效截面积 ( $\text{cm}^2$ );  $K_f$  为波形系数, 这里取为 4;  $K_w$  为窗口系数即刺心窗口线圈的占空系数, 一般选 0.4;  $F_s$  为变换器开关频率 (kHz);  $\Delta B$  为磁通变换量 (T);  $J$  为流过导线的电流密度 ( $\text{A}/\text{cm}^2$ )。

$$P_T = P_o (1 + \frac{1}{\eta}) \quad (4)$$

可以算出  $P_T=54$  W,  $\Delta B$  取 0.18 T,  $J$  取 400  $\text{A}/\text{cm}^2$ , 可以计算出  $AP=0.0468 \text{ cm}^4$ 。

选用 TDK PC40,EE30 磁芯, 查表可得  $AP=0.7995 \text{ cm}^4$  ( $\text{AeAw}$ ),  $A_c=109 \text{ mm}^2$ ,  $A_w=73.7 \text{ mm}^2$ 。

### 2.2.2 初级匝数、次级匝数和导线选择

匝数比可按照式(5)计算:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_{\text{inmin}}}{V_o} \cdot D_{\text{max}} = \frac{18 \times 0.7}{12} = 1.05 \quad (5)$$

原边线圈匝数为:

$$N_1 = \frac{V_{\text{inmin}} D_{\text{max}} \times 10^4}{F_s A_c \Delta B} \quad (6)$$

$A_c=109 \text{ mm}^2=1.09 \text{ cm}^2$  代入公式计算, 可以计算出  $N_1=10.7$  匝, 取  $N_1=11$  匝。

次边线圈匝数:

$$N_2 = \frac{V_o N_1}{V_{\text{inmin}} D_{\text{max}}} \quad (7)$$

计算出  $N_2=10.5$ , 取  $N_2=11$ , 则  $n=1$ 。

初级输入电流峰值为:

$$I_p = \frac{P_o}{0.5 V_{\text{inmin}} \eta} \quad (8)$$

电流有效值为:

$$I_{\text{rms1}} = I_p \sqrt{D_{\text{max}}} \quad (9)$$

可以算出  $I_{\text{rms1}}=2.8$  A。

初级侧导线截面积为:

$$S_{\text{m1}} = \frac{I_{\text{rms1}}}{J} \quad (10)$$

$J=400 \text{ A}/\text{cm}^2=4 \text{ A}/\text{mm}^2$ , 计算出  $S_{\text{m1}}=0.7 \text{ mm}^2$ 。

导线直径为:

$$d_1 = \sqrt{\frac{4S_{\text{m1}}}{\pi}} \quad (11)$$

则  $d_1=0.944 \text{ mm}$ 。

$$I_{\text{rms2}} = I_o \sqrt{D_{\text{max}}} \quad (12)$$

算出  $I_{\text{rms2}}=1.67$  A。

$$S_{\text{m2}} = \frac{I_{\text{rms2}}}{J} \quad (13)$$

算出  $S_{\text{m2}}=0.42 \text{ mm}^2$ , 则  $d_2=0.648 \text{ mm}$ 。

导线集肤深度按照式(14)得出, 为 0.21 mm。

$$\Delta = \frac{66.1}{\sqrt{F_s}} \quad (14)$$

初次级导线直径都大于 2 倍集肤深度, 不能直接采用上述计算的导线直径, 因此需要采用多股并绕; 查 AWG 表, 可以看出  $d_1$  对应 18 AWG,  $d_2$  对应 22 AWG,  $d_1$  采用 4 股 24 AWG 并联,  $d_2$  采用 4 股 25 AWG 并联。

### 2.3 钳位电容选型

根据第一节工作原理描述, 当  $C_c$  足够大时, 钳位电容两端的电压近乎不变, 但是根据式(1)可以看出  $V_c$  随着输入电压和占空比变化而变化, 当电容值比较过小时, 电压纹波增加, 增加开关管电压应力, 系统的瞬态响应较快, 当电容比较大时, 钳位电压纹波小, 但瞬态响应变慢, 综合考虑, 钳位电容值允许有 20%~30% 的电源纹波。

为了使主开关管和辅助开关管的电压应力最小, 需要满足以下关系:

$$2\pi \sqrt{(L_r + L_m)C_c} > 10(1 - D_{\text{min}})T_s \quad (15)$$

即

$$C_c > \frac{100(1 - D_{\text{min}})^2}{4(L_r + L_m)\pi^2 F_s^2} \quad (16)$$

其中,  $D_{\text{min}}=nV_o/V_{\text{inmax}}=1/3$ , 根据 2.2 节得到的变压器参数可以实测得到  $L_r$ 、 $L_m$ , 进而计算出理论值  $C_c$ 。

### 2.4 主功率管选型

功率管主要考虑电压应力和电流应力, 漏源电压  $V_{\text{ds}}=V_c$ , 主功率管两端承受的电压为  $V_c$ :

$$V_c = \frac{V_{\text{in}}}{1 - D} = \frac{V_{\text{in}}^2}{V_{\text{in}} - nV_o} \quad (17)$$

占空比最小时, 承受的电压最大, 代入数值  $V_{\text{inmin}}$ ,  $V_c=54$  V (本例子比较特殊, 最大输入和最小输入电压时,  $V_c$  都是 54 V,  $V_c$  随着  $V_{\text{in}}$  先递减后递增), 满载输出, 最大占空比时流过 S1 的电流最大, 通过式(18)可以

计算出  $I_{\text{rms(s1)}}=1.68 \text{ A}$ 。

$$I_{\text{rms(s1)}} = \frac{I_o \sqrt{D_{\text{max}}}}{n} \quad (18)$$

根据主功率管耐压值和峰值电流, 考虑足够降额, 可以选择IRF640, 查看手册可知, 其  $V_{\text{DSS}}=200 \text{ V}$ ,  $I_{\text{Dmax}}=16 \text{ A}$ 。

## 2.5 输出电感设计

输出电感和输出电容的设计与普通 BUCK 型拓扑结构相似<sup>[12]</sup>, 对于有源钳位拓扑结构, 当占空比最小时, 电感电流纹波最大, 设定输出纹波电流系数  $k_{\text{ind}}=0.1$ , 代入式(20)可以计算出电感值为  $133.3 \mu\text{H}$ , 可选  $200 \mu\text{H}$  电感。

$$D_{\text{min}} = \frac{nV_o}{V_{\text{inmax}}} \quad (19)$$

$$L_{01} = \frac{V_o}{k_{\text{ind}} I_o F_s} (I - D_{\text{min}}) \quad (20)$$

## 2.6 输出电容设计

实际的电容等效为寄生电阻 ESR、电感  $L_c$  和理想电容  $C_o$  的串联, 当开关频率小于  $500 \text{ kHz}$  时,  $L_c$  可以忽略, 输出纹波电压由输出纹波电流在 ESR 产生的电压和纹波电流在  $C_o$  上的充放电引起的电压纹波之和, 后者与流过  $C_o$  的电流积分成正比, 当频率比较低时, 输出纹波主要由前者产生。

设定纹波电压为  $\Delta V_o=120 \text{ mV}$ , 则  $\text{ESR}=120 \text{ mV}/200 \text{ mA}=0.6 \Omega$ 。

针对电解电容有  $\text{ESR} \times C_o=65 \times 10^{-6}$ , 可以算出  $C_o=108.3 \mu\text{F}$ , 考虑温度系数等因素, 可选择  $220 \mu\text{F}$  电容, 耐压  $25 \text{ V}$ 。

## 2.7 辅助功率管驱动

辅助功率管采用 PMOSFET, 陈小明给出了低端箝位 MOSFET 的驱动电路<sup>[13]</sup>, 如图 4 所示, 驱动信号 OUTB 的高电平电压为  $V_{\text{aux}}$ , 当 OUTB 为高电平时, 二极管 D1 导通, 电容  $C_1$  充电, 左负右正, 充电到  $-V_{\text{aux}}$ ; 当 OUTB 为低电平时, D1 截止,  $C_1$  上的电压经过  $R_1$  进行放电,  $C_1$  和  $R_1$  放电时间常数远大于 PWM 波周期时,  $C_1$  上的电压近似不变,  $T_1$  的源级、放电电阻和 D3 共地, 故  $T_1$  棚源级电压峰值为 0, 因此  $T_2$  棚极为负电平的驱动电压信号, 可通过第三节的仿真结果看到。

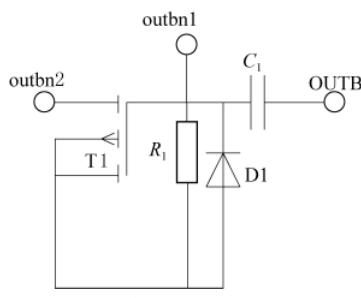


图 4 辅助管驱动原理图

通常选取  $C_1 \times R_1 \geq 100 \text{ Ts}$ ,  $V_{\text{aux}}=7.5 \text{ V}$ , 电阻选择 0805 封装贴片电阻, 额定功率为  $1/4 \text{ W}$ , 可以计算出

$R_1=225 \Omega$ , 假定  $R_1=1 \Omega$ , 可以计算出  $C_1=1 \mu\text{F}$ , 如果  $R_1=10 \Omega$ , 可以计算出  $C_1=0.1 \mu\text{F}$ , 因此,  $R_1$  可以在  $1 \Omega \sim 10 \Omega$  范围内选择,  $C_1$  在  $0.1 \mu\text{F} \sim 1 \mu\text{F}$  范围内选择,  $C_1$  可选择 0805 封装,  $16 \text{ V}$  耐压值。

## 3 仿真分析结果

基于以上理论分析, 采用 TI 公司的 LM5025C 作为 PWM 控制器, 搭建外围电路, 构成闭环控制系统进行仿真分析, 电路原理图如图 5 所示。该器件是单通道有源钳位电压模式 PWM 控制器, 有主功率管驱动信号 OUTA 和辅助功率管驱动信号 OUTB, OUTA 可以直接驱动 NMOS, OUTB 经过耦合电容后接 PMOS 管的栅极, 还具有死区时间可调、欠压锁定、软启动、频率可调和外部时钟同步等功能, 非常适用于正激电源拓扑结构中<sup>[14-15]</sup>。图 6 是仿真结果图, OUTA 和 OUTB 分别是主功率管和辅助功率管栅极驱动信号, 可以看出 OUTA 为负电压信号, 驱动 PMOS, 输出电压软启上升到稳定值。

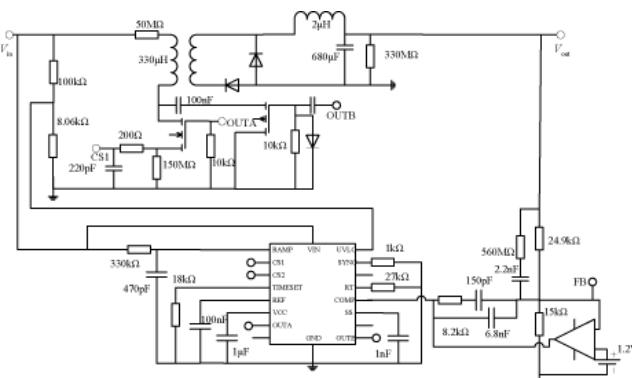


图 5 仿真电路原理图

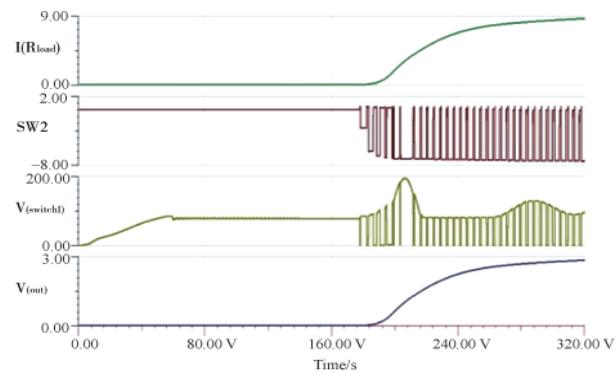


图 6 仿真结果

## 4 结论

通过仿真结果可以看出, 输出电压软启动上升, 在满载时输出电压也能保持稳定, 主功率管和辅助功率管驱动波形满足设定要求, 整个环路可以正常工作。由于篇幅限制, 对变压器详细的设计过程、误差放大器选择等未做具体阐述。

## 参考文献

[1] 普利斯曼, 比得斯, 莫瑞. 开关电源设计(第三版)[M].

(下转第 42 页)

## 2 应用实例

采用基于顶部热沉的混合集成电源结构研制的抗辐射 POL 电源体积可减小为  $17\text{ mm} \times 17\text{ mm} \times 7.8\text{ mm}$  , 重量仅为  $7.5\text{ g}$  , 功率密度高达  $320\text{ W/in}^3$  。该电源具有输出电流大、功率密度高、重量轻、抗辐射等特点, 与同类型产品相比, 功率密度提升了  $52\%$  , 体积减小  $37\%$  , 重量降低  $53\%$  。

## 3 结论

本文介绍了一种基于顶部热沉的混合集成电源结构, 该电源结构由一体化基板、无源器件、功率器件及散热结构件构成, 其中无源器件采用高温焊料焊接到陶瓷一体化基板上, 功率芯片植球后倒扣焊到一体化基板上, 功率器件通过导热胶与散热结构件粘接, 散热结构件采用粘接胶粘接到一体化基板上。采用陶瓷一体化工艺结构, 可实现混合集成电源的微型化、轻量化; 采用倒扣焊后的功率器件通过导热胶将热量传递到顶部的散热结构, 便于用户安装结构件进行散热。

该结构在抗辐射 POL 电源中应用, 验证了该方案的可行性, 与同类型产品相比, 功率密度提升了  $52\%$  , 体积减小  $37\%$  , 重量降低  $53\%$  。

## 参考文献

- [1] 方唱凯, 王卫国, 郭显鑫, 等.国外星载大电流直流开关电源均流技术综述[J].航天器工程, 2021, 30(2): 128–135.
- [2] 张小龙, 龚科, 李文琛, 等.宇航用系统级封装产品可靠性设计综述[J].质量与可靠性, 2019(6): 17–21.
- [3] 董硕, 陈辉, 许娟, 等.星载 DC–DC 电源 MOS 管驱动电路

(上接第 39 页)

- 北京: 电子工业出版社, 2010.
- [2] 李康艺, 王兴蔚, 龚军勇.单输出有源钳位正激 DC–DC 变换器设计[J].工艺技术应用, 2010, 41(5): 60–63.
- [3] 何登峰. 低压大电流正激变换器的关键技术研究[D]. 西安: 西安科技大学, 2010.
- [4] 周睿. 有源钳位正激变化器的研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2019.
- [5] 陈光亮. 有源钳位器设计研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2014.
- [6] 邱力军. 基于 LM5026 的有源钳位正激 DC–DC 变换器设计[J]. 工艺技术应用, 2014, 46(3): 54–57.
- [7] 贺东. 基于同步整流技术的有源钳位正激变换器的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- [8] 彭国平, 杨旭, 鱼振民. 有源钳位正激变换器的分析和设计[J]. 电力电子技术, 2003(10): 29–33.
- [9] 陈道炼, 严仰光. 有源钳位正激变换器的分析与设计[J]. 电气传动, 1999(1): 30–33.

的设计[J].通信电源技术, 2015, 32(5): 12–15, 19.

- [4] 姬忠涛, 张正富. 共烧陶瓷多层基板技术及其发展应用[J]. 中国陶瓷工业, 2006(4): 45–48.
- [5] 陆琪, 刘英坤, 乔志壮, 等. 陶瓷基板研究现状及新进展[J]. 半导体技术, 2021, 46(4): 257–268.
- [6] 高陇桥, 崔高鹏, 刘征. 氮化铝陶瓷金属化技术的探讨[J]. 真空电子技术, 2020(1): 32–36.
- [7] 张伟儒, 高崇, 郑彧. 氮化硅: 未来陶瓷基片材料的发展趋势[J]. 新材料产业, 2016(11): 34–37.
- [8] 李发, 刘征, 鲁燕萍, 等. 高导热 AlN 陶瓷材料制造及其应用研究[J]. 真空电子技术, 2002(3): 56–58.
- [9] 郝自亮. 应用化学镀的 DPC 陶瓷基板制备技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- [10] 李泊, 王海, 王东, 等. 焊料凸点倒装焊技术[J]. 半导体情报, 2000(2): 40–44.
- [11] 吕晓瑞, 林鹏荣, 刘建松, 等. 倒装焊封装工艺缺陷及检测方法研究[J]. 信息技术与标准化, 2021(7): 16–20.

(收稿日期: 2022-04-09)

## 作者简介:

杨正男(1986–), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向: 开关电源设计、混合集成电路设计。

王勇(1987–), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向: 工艺结构设计。

欧长江(1992–), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向: 开关电源设计。



扫码下载电子文档

- [10] 张磊, 岳改丽. 基于 UCC2891 的有源钳位正激变换器的分析与设计[J]. 电力电气, 2013, 32(13): 58–61.
- [11] 赵修科. 实用电源技术手册磁性组件分册[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [12] 马文超. BUCK 电路外围器件参数选型分析[J]. 电子与封装, 2019, 19(2): 28–31.
- [13] 陈小明. 基于正激有源钳位拓扑的 DC–DC 变换器的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2006.
- [14] TI.LM5025C Active Clamp Voltage Mode PWM Controller [DB/OL]. [2008-09-xx]. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/LM5025C.pdf>.
- [15] 庄启超, 康冲, 张伟. 基于 LM5025 的模块电源设计[J]. 电子元器件应用, 2010, 12(1): 36–38.

(收稿日期: 2022-02-04)

## 作者简介:

马文超(1987–), 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向: 电源类集成电路应用、技术支持、产品规划等。



扫码下载电子文档

## 版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所