

一种基于有源箝位 SEPIC 拓扑的航空电子变换器

A Novel Aeronautic AC/DC Converter Based on Active2Clamped SEPIC

方 宇 邢 岩 赵修科 (南京航空航天大学航空电源航空科技重点实验室 210016)

Fang Yu Xing Yan Zhao Xiuke (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics 210016 China)

摘要 提出了一种适合航空电源应用的单级单开关有源功率因数校正变换器, 应用有源箝位技术改进了传统的 SEPIC 拓扑。详细分析了新拓扑的特点和工作原理, 给出了实现零电压开关的条件。实验结果验证了理论分析结果, 并采用单层变压器设计, 使变换器的效率达到 90%。

关键词: 电力电子变换器 有源功率因数校正 零电压开关 拓扑

中图分类号: TM919

Abstract A novel aeronautic single2stage single2switch active power factor correction converter is proposed, which is an improved SEPIC topology operating in zero2voltage switching with the active clamp cell. The operation principle of the proposed converter is analyzed in detail with design method. At last, a 100W prototype converter with average current control is built and verified. High efficiency up to 90% is achieved with the help of an optimized single layer transformer.

Key words: Power converters, active power factor correction, zero2voltage switching, topologies

1 引言

航空飞行器中的电源系统, 一般是单相交流 115V 或三相交流 230V, 电网频率是 400Hz、变化范围可能达 360~800Hz, 电压的变化范围可达 $\pm 15\%$ 。并且要求 115V 的设备必须能承受 170V 的浪涌电压和 70V 的低压。由于输入电压还可能在零 V 持续 200ms, 这就使系统复杂化, 对前端变换器来说, 要接入一个较大的储能电容。因此航空电力电子变换器必需在宽范围内能够很好地工作。

针对这种应用, 小功率 PFC 整流器适宜采用 SEPIC 拓扑^[1,2], 工作在连续导通方式下。它与隔离式 Boost 拓扑相比, 器件应力低; 与反激式和其他的断续导通工作方式比较, 滤波器小。并且用这种电路起动电流和冲击电流得以限制, 这对延时达 200ms 和输出电容大的场合下是很有意义的。文献 [3, 4] 中用零电流转换、零电流开关、或辅助变换技术实现了 SEPIC 电路的 PFC, 可工作在断续

导通方式或临界导通模式, 可以提高变换效率, 但也只能达到 70%~85%, 总谐波失真的范围是 5%~20%。本文提出应用有源箝位技术, 以获得主功率开关管的软开关, 不但提高了变换器的效率, 而且减少了开关管的电压应力。

2 有源箝位 SEPIC 电路拓扑

采用有源电压箝位^[3~5]的 SEPIC 变换器, 如图 1 所示。可利用变压器的漏感实现软开关, 同时可限制开关管的峰值电压应力, 通过控制输出二极管中的电流变化斜率可减小其反向恢复电流和因此而产生的损耗。开关管的 ZVS 减少了开关损耗, 这使得开关管能在较高的开关频率下工作, 从而减小了电抗元件的尺寸, 并增加了控制器的带宽, 减少了 THD, 电流环性能好, 无需对联接的电容进行限制。

3 有源 SEPIC 电路稳态分析

3.1 稳态工作过程

方 宇 男, 1972 年生, 讲师, 硕士研究生, 主要研究方向为航空电源及电力电子技术。

邢 岩 女, 1964 年生, 副教授, 主要研究方向为航空电源及电力电子技术。

在图 1 所示电路中, VQ_1 是主开关管, VQ_2 是箝位开关管, C_s 是箝位电容, C_c 是耦合电容, L_r 是为变压器漏感与外加电感之和, L_m 励磁电感, $C_1 = C_2 = C_r$, 输出电压为 V , 输出电流为 I_0 。在对图 1 所示的电路进行详细讨论之前, 作了如下几点假设: 所有元器件都是理想的; 变压器励磁电流 i_m 总是处于正的非零状态; 谐振电感 L_r 远小于励磁电感 L_m , 通常 L_r 为 L_m 的 5% ~ 10%; C_s 和 C_c 足够大, 各自电压 V_s 、 V_c 在某过程中可认为常数, 且 $V_s > V_g$, 变压器变比为 n 。主要电量的正方向如图 1 所示。

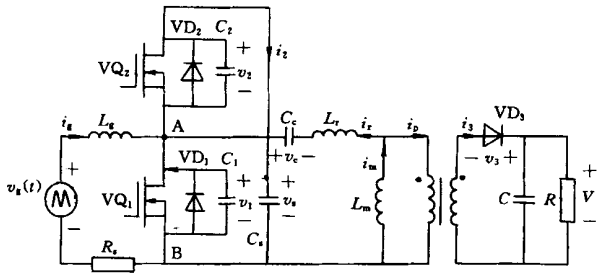


图 1 有源箝位 SEPIC 电路拓扑

Fig11 Topology of SEPIC with an active voltage clamp

图 1 所示的电路在一个开关周期 T_s 中可分为六个时间段描述, 图 2 为一个开关周期中电路各主要电量波形及开关管、二极管状态示意图。

31111 $[t_0, t_1]$ 时间段

t_0 时刻, VD_1 自然导通, 在这段时间上 VQ_1 将导通, VQ_2 关断, VD_2 由于 C_2 而反偏, 处于阻断状态, $V_2 = V_s$, $i_2 = 0$ 。 t_m 时刻, 电流 i_1 由负过零变正, VD_1 自然关断, 故 VQ_1 必须在 t_m 时刻之前导通方可实现 ZVS (否则 C_1 开始充电, VQ_1 失去 ZVS 的条件)。 V_g 对电感 L_g 充电, 可以认为是线性上升的; C_c 并接在 L_r 和 L_m 上, 使得 i_m , i_p , i_r 近似线性变化, $i_1 = i_g + i_r$, 也认为是线性变化, 由公式 (1) 知 i_p , i_m 线性减少, i_r 负向线性减少, 当 i_p 减少到零时, 这一过程结束, 这一时间段持续时间 $T_0 = t_1 - t_0$, 由公式 (2) 确定。

代入初始条件 $i_{p(t_0)} = I_0/n$, $i_{r(t_0)} = I_0$, $i_{m(t_0)} = I_0 + I_0/n$ 可解得

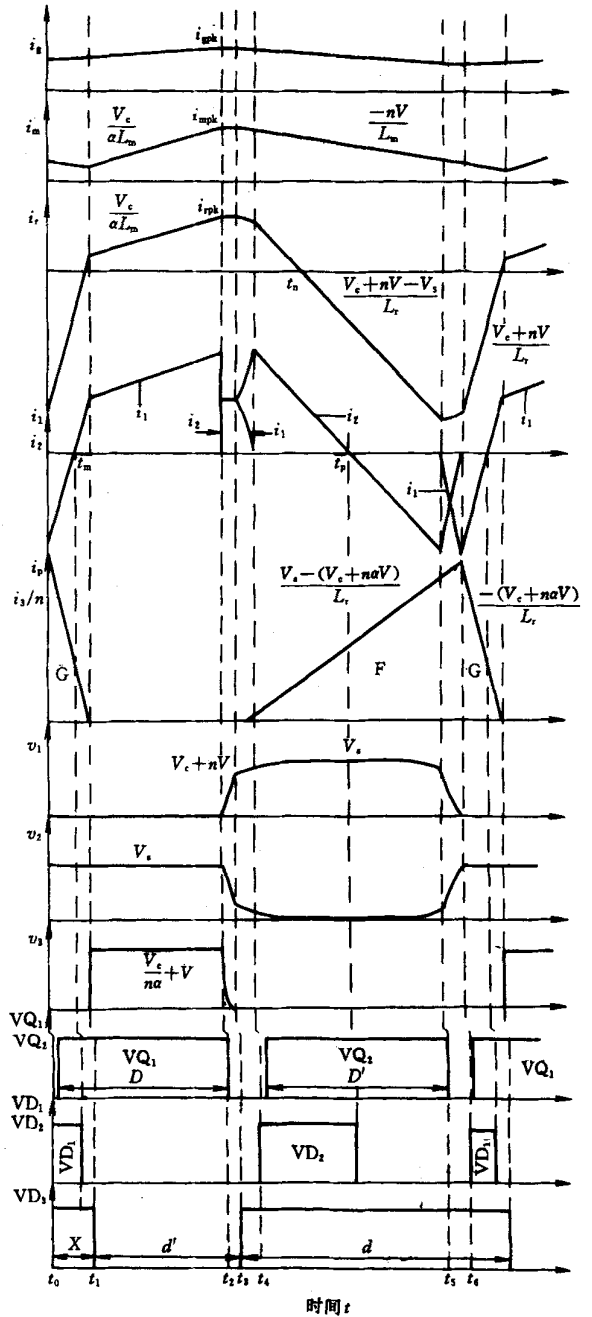


图 2 主要电量波形

Fig12 Main work waveforms

$$\begin{cases} i_m = -\frac{nV}{L_m}(t - t_0) + I_0 + \frac{I_0}{n} \\ i_r = \frac{V_c + nV}{L_r}(t - t_0) + I_0 \\ i_p = -\frac{V_c + nV}{L_r}(t - t_0) + \frac{I_0}{n} \end{cases} \quad (1)$$

式中 $\frac{V_c + nV}{L_r} = 1 + L_r/L_m$
将 $i_p = 0$ 代入解得

$$T_0 = t_1 - t_0 = \frac{I_0 L_r}{n(V_c + nV)} \quad (2)$$

31112 [t₁, t₂] 时间段

这段时间内 VQ₁ 继续导通, t₁ 时刻, i_p 电流降为零, i_r = i_m = I_{r1}, 二次电流也为零, 输出二极管截止, 由于 V_c, VD₃ 反偏, 输出电流为零, 使得 i_p 保持为零。在这段时间上, i_r = i_m, 电感 L_r, L_m 与电容 C_c 谐振, 考虑到 L_m 和 C_c 均具有较大的数值, 故在工程分析中, v_c 和 i_m 在这时间段内, 均可看作线性变化。v_c 在恒定电流 I_{r1} 作用下线性上升, i_m 在恒定电压 V_c 作用下线性下降。即有

$$v_c = \frac{I_{r1}}{C_c} (t - t_1) + V_c \quad (3)$$

$$i_r = i_m = \frac{V_c}{L_m + L_r} (t - t_1) + I_{r1} = \frac{V_c}{L_m} (t - t_1) + I_{r1} \quad (4)$$

另外 i₁ = i_g + i_r, 也为线性上升, VQ₂、VD₂、C₂、C_s 状态同前一段时间, i₂ 仍为零。

这段持续时间取决于电路的占空比控制要求。设在 t₂ 时刻, 主功率开关管 VQ₁ 关断, 此时 i_m = i_{mpk}, 该时间段结束, 则这个时间长度由公式 (4) 求得

$$T_2 = \frac{L_m (i_{mpk} - I_{r1})}{V_c} \quad (5)$$

31113 [t₂, t₃] 时间段

t₂ 时刻, VQ₁ 在缓冲电容 C₁ 的作用下软关断, 电流 i₁ 转移到电容 C₁ 上, L_m 上极性反向, 但这一电压还不足以使 VD₃ 正偏。在 I_g + I_m 电流的作用下 (因 L_g、L_m 较大, 故可以认为该过程中 i_g、i_m 不变), C₁ 谐振充电, C₂ 谐振放电, 在该段 i₁ 可认为保持不变, 则 C₁ 电压 v₁ 线性上升, 当 C₁ 上电压上升到 v₁ = nV + V_c 时, 这段过程结束, 在 t₂ 时刻 i₂ 迅速上升到一个值, 并保持不变, C₂ 上电压线性下降。这段时间内设 I = i_{gpk} + i_{mpk}, 考虑初始值 v_{1(t2)} = 0, v_{2(t2)} = V_s, 则有

$$\begin{cases} v_1 = \frac{I(t-t_2)}{2C_r} \\ v_2 = V_s - \frac{I(t-t_2)}{2C_r} \\ i_1 = I/2 \\ i_2 = I/2 \end{cases} \quad (6)$$

将 v₁ = nV + V_c 代入式 (6) 得这段持续时间

$$T_3 = \frac{2C_r(nV + V_c)}{I} \quad (7)$$

31114 [t₃, t₄] 时间段

t₃ 时刻, 变压器一次电压为正的 nV, 输出二极管 VD₃ 导通, 迅速将一次电压箝位在 nV, 且励磁电流 i_m 在 nV 电压作用下线性下降, 一次侧开始流过二次反射电流 i₃/n, 同时 C₁、C₂ 继续谐振充放电, 当 C₁ 上电压充电到 V_s 时, C₂ 上电压放电到零, 该段结束。T₄ 时刻, VD₂ 自然导通, 在这段时间里有

$$\begin{cases} v_1 = I_1 Z \sin(t - t_3) + (V_c + nV - V_e) \cos(t - t_3) + V_e \\ v_2 = V_s - v_1 \\ i_g = \frac{L_c}{L_r} [I_1 \cos(t - t_3) - \frac{V_c + nV - V_e}{Z} \sin(t - t_3)] \\ i_r = \frac{L_c}{L_r} [I_1 \cos(t - t_3) - \frac{V_c + nV - V_e}{Z} \sin(t - t_3)] \end{cases} \quad (8)$$

式中 $L_c = \frac{L_r L_g}{L_g + L_r}$
 ——谐振角频率
 $= 1/\sqrt{L_c C_r}$
 Z ——特性阻抗
 $Z = \sqrt{L_c/2C_r}$
 I₁ = I
 V_e ——谐振电路的外部等效直流激励

$$\begin{cases} i_1 = C_1 \frac{dv_1}{dt} = \frac{I_1}{2} \cos(t - t_3) - \frac{1}{2Z} (V_c + nV - V_e) \sin(t - t_3) \\ i_2 = i_g + i_r - i_1 \end{cases} \quad (9)$$

在 t₄ 时刻, 将 i₁ = 0 代入式 (9) 可求得该段持续时间 T₄

$$T_4 = \frac{2}{\omega} - 1 \quad (10)$$

式中 $\omega = \arctg \frac{I_1 Z}{V_e - nV - V_c}$

31115 [t₄, t₅] 时间段

t₄ 时刻, VD₂ 导通, L_g、L_r、L_m 与箝位电容

C_s 谐振 (由于 $C_s \gg C_1$, 故 $i_g + i_r$ 可近似认为全部流向 C_s), C_s 充电, 同时将 A、B 箝位在 V_s , 这一过程中考虑初始条件, $i_{r(t_4)} = I_{r4}$, $i_{m(t_4)} = I_{m4}$, $i_{g(t_4)} = I_{g4}$, 可得

$$\begin{cases} i_r = -\frac{V_s - V_c - nV}{L_r}(t - t_4) + I_{r4} \\ i_m = -\frac{nV}{L_m}(t - t_4) + I_{m4} \\ i_p = \frac{V_s - (V_c + nV)}{L_r}(t - t_4) + I_{m4} + I_{r4} \\ i_g = \frac{V_g - V_s}{L_g}(t - t_4) + I_{g4} \\ i_2 = \left[\frac{V_g - V_s}{L_g} - \frac{V_s - V_c - nV}{L_r} \right] (t - t_4) + I_{r4} + I_{g4} \end{cases} \quad (11)$$

可见, i_r , i_m , i_p , i_g 和 i_2 在该段都呈线性变化。 t_n 时刻, $i_r = 0$, 之后变负, C_c 充电。 t_p 时刻, $i_2 = 0$, VD_2 阻断, 之后变负, 应在 t_p 时刻之前开通 VQ_2 以获得 ZVS。 t_5 时刻, VQ_2 在 C_2 的作用下软关断, 这段时间持续的长度取决于占空比的控制要求, 将 $i_{m(t_5)} = I_{m5}$ 代入式 (14) 中可求得 T_5 为

$$T_5 = t_5 - t_4 = \frac{L_m(I_{m4} - I_{m5})}{nV} \quad (12)$$

31116 [t_5 , t_6] 时间段

t_5 时刻, VQ_2 关断, VQ_2 上电流 i_2 转移到 C_2 上, 在 $i_r + i_g$ 作用下, C_2 谐振充电, C_1 谐振放电, 谐振电感是 $L_e = L_r // L_g$, t_6 时刻, $v_1 = 0$, $v_2 = V_s$, VD_1 自然导通, 为下一周期工作作好准备。这段过程有

$$\begin{cases} i_2 = i_g + i_r - i_1 \\ i_1 = -\frac{V_s - V_c}{2Z} \sin(t - t_5) + \frac{L_2}{2} \cos(t - t_5) \\ v_1 = (V_s - V_c) \cos(t - t_5) + I_2 Z \sin(t - t_5) + V_e \\ v_2 = V_s - V_1 \\ i_g = \frac{L_e}{L_g} \left[-\frac{V_s - V_c}{Z} \sin(t - t_5) + I_2 \cos(t - t_5) \right] \\ i_r = \frac{L_e}{L_r} \left[-\frac{V_s - V_c}{Z} \sin(t - t_5) + I_2 \cos(t - t_5) \right] \end{cases} \quad (13)$$

式中 $L_e = \frac{L_r L_g}{L_g + L_r}$
——谐振角频率
 $= 1 / \sqrt{L_e C_r}$
 Z ——特性阻抗
 $Z = \sqrt{L_e / 2 C_r}$
 V_e ——谐振电路的外部等效直流激励
 $I_2 = I_{g5} + I_{r5}$

将 t_6 时刻, $v_1 = 0$ 代入式 (13) 可求得该段持续时间 T_6 为

$$T_6 = -\frac{2}{\omega} \quad (14)$$

式中 $\omega = \arctg \frac{V_s - V_c}{I_2 Z}$

312 直流变换比和零电压开关 (ZVS) 条件

31211 有源箝位 SEPIC 电路直流变换比

因谐振过渡过程相对整个开关周期历时较短, 故在工程中可被忽略。在一个开关周期中由电感 L_g 、 L_m 上伏秒平衡特性列方程可得

$$V_g D T_s = (V_s - V_g) D T_s, \text{ 即 } V_s = \frac{V_g}{D} \quad (15)$$

$$\frac{1}{D} V_c (D - x) = nV (D + x) \quad (16)$$

又 $V_c = V_g (D - X) \quad (17)$

由以上三式解得 SEPIC 电路的直流变换比 M

$$M = \frac{nV}{V_g} = \frac{D - X}{(D + X)} \quad (18)$$

因一个工作周期中输出电容 C 上平均电流为零, 故有

$$M = \frac{n^2 R T_s}{2 L_r} (D + X) (D - MD) \quad (19)$$

由式 (18)、(19) 消去 X 得

$$\left[\frac{2 L_r}{n^2 R T_s} \right] M^2 + \left[\frac{2 L_r}{N^2 R T_s} + D \right] M - D = 0 \quad (20)$$

解得

$$M = \frac{2D}{D \left[1 + \frac{K}{D} + \sqrt{1 + \frac{K}{D}} \right]^2 + \frac{4KD}{D^2}} \quad (21)$$

式中 $K = \frac{z L_r L_m}{n^2 R T_s}$

31212 ZVS 条件

由前面讨论可知, 主功率开关管 VQ_1 及箝位开关管 VQ_2 都是在其各自的结电容作用下以软关

断方式完成，但是 VQ_1 、 VQ_2 的开通必须满足一定的条件。经分析知 VQ_1 、 VQ_2 实现 ZVS 条件为

$$f_0 \frac{f_s \sqrt{(1+2M) D} - D}{D (D - MD)} \quad (22)$$

式中 f_s —— 开关频率

f_0 —— 谐振环节谐振频率

4 实验结果

图3是一个100W整流器模块，参数如下：单相输入交流电压变化范围是90~135V，频率变化范围是360~800Hz，额定输入交流电压为115V/400Hz，输入直流电压是28V。对该样机作实验，样机采用的是平均电流型APFC控制技术^[6]，变压器采用单层绕组结构，选用PQ3535磁心，这种变压器结构中磁化电感相对来说较小。

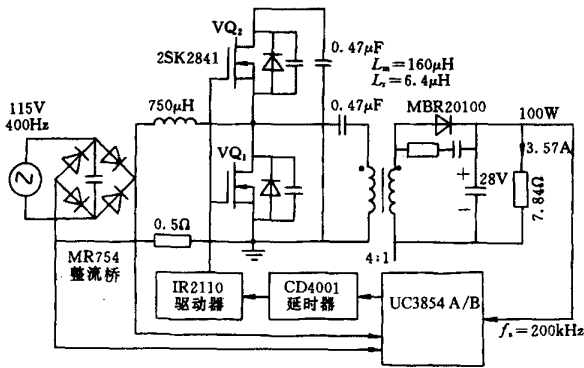


图3 设计实例

Fig13 Design example

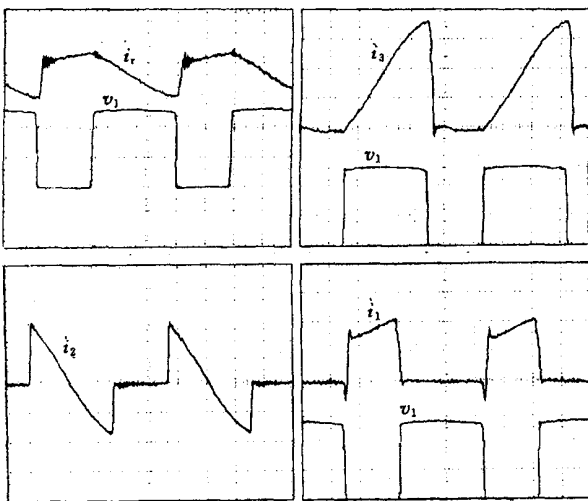


图4 主要电量的实验波形

Fig14 Main experimental waveforms

开关频率 f_s 选为 200kHz。图4是样机在开环下的实测波形，这些波形与前述稳态分析波形是一致的（若忽略短暂的谐振过程），表明了工程分析中可忽略谐振时间段，并可将其谐振段波形用直线近似。这组实验波形证明功率电路已实现了 ZVS。实测满载效率达 90%。

5 结论

提出的有源箝位隔离式 SEPIC 变换器能稳定工作，效率可高达 90%，由于有源箝位技术的应用，根除了因变压器漏感能量而增加的开关电压应力，在这里利用变压器的漏感实现了软开关，故无需加吸收电路；开关管的 ZVS 减少了开关损耗，主功率开关管 VQ_1 承受的最大电压为 V_s 。另外，通过控制输出二极管中的电流变化斜率，可减小其反向恢复电流和因此而产生的损耗。分析和实验表明它是小功率航空整流器的最佳拓扑之一。

参考文献

- 1 Spiazzi G, Mattavelli P. Design criteria for power factor preregulators based on SEPIC and Cuk converters in continuous conduction mode. IEEE IAS, Denver, 1994, 1084~1089
- 2 Ayyanar R, Mohan N, Sun J. Single2stage three2phase power2factor2correction circuit using three isolated single2 phase SEPIC converters operating in CCM. IEEE PESC 2000, 353~358
- 3 Spiazzi G, Rossetto L, Mattavelli P. Design optimization of soft2switched insulated DC2DC converters with active voltage clamp. IEEE IAS 1996, 2348~2355
- 4 Watson R, Hua G C, Lee F C. Characterization of an active clamp flyback topology for power factor correction applications. IEEE APEC 1994, 412~418
- 5 Duarte C, Barbi I. A new ZVS2PWM active2clamping high power factor rectifier: analysis, design and experimentation. IEEE APEC 1998, 230~236
- 6 Tang Wei, et al. Small signal modeling of average current mode control. IEEE Trans. on Power Electronics, 1993, 8 (2): 112~119

收稿日期 2002 - 09 - 10