

一种新颖的完全断续箝位电流模式功率因数校正电路

潘靖, 谢晓高, 周子颖, 钱照明

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 提供了一种新颖的宽输入范围、完全DCM、箝位电流工作模式的Boost功率因数校正电路控制方法。该控制方法不存在Boost电路中二极管的反向恢复, 从而提高了整个电路的效率, 同时, 该方案获得了低的总谐波畸变 (*THD*) 和较高的功率因数 (*PF*)。该方案适合于中低功率场合的应用。给出了具体的理论分析和一个100W的电路实验数据。

关键词: 电流箝位升压; 功率因数校正; 完全断续电流模式

0 引言

在以往的有源功率因数校正电路拓扑中, 一个带乘法器的控制芯片不可避免。为了降低成本, 一种电流箝位 (Clamped Current Boost, CCB) 的控制方法可以简化电路。在这种电路中, 每半个周期中开关电流峰值被箝位至一个参考值。输入电流的波形跟随输入电压, 这样就可以得到理想的THD。由于它不需要乘法器来提供一个电流参考值, 而可以利用任何一种峰值电流控制的芯片 (如UC3843) 来完成这个功能, 从而大大降低了成本, 简化了电路。

但是, 以往提出的箝位电流模式电路, 在低输入电压时工作在断续电流DCM, 在高输入电压时工作在连续电流模式CCM。而CCM的工作方式存在两个缺点: 一是电路中的续流二极管的反向恢复, 这降低了电路的效率; 二是电路中的电感值比较大, 这给提高电路的功率密度带来了困难。

本文提出了一种在通用的整个输入电压范围内工作在DCM的CCB PFC电路。该电路消除了二极管的反向恢复问题, 从而提高了电路的工作效率; 同时, 由于工作在电流断续模式, 电感量减小, 这样就可以减小电感的体积, 提高功率密度。

本文给出了该电路拓扑的数学分析并且给出了一个100W的电路实验结果。

1 理论分析

电路原理图如图1所示。在进行分析之前, 假设以下条件成立:

- 所有的元器件都是理想的;
- 变换器工作在稳态时, 开关频率远大于交流母线的频率, 从而可以认为在一个开关周期内, 输入电压是恒定的;
- 输入电压是理想的正弦波 $v_{ac} = V_m \sin(\omega_L t)$, 其中 ω_L 为交流母线的频率;
- 参考电压在一段时间内是一个恒定值 V_{ref} ;
- 输出电压是恒定的。

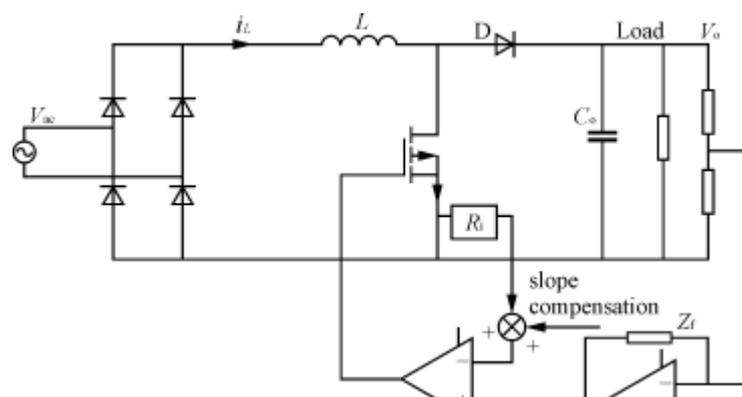




图1 CCB PFC电路

为了便于分析,使得计算的结果与具体的电路参数无关,我们采用标么值,即令

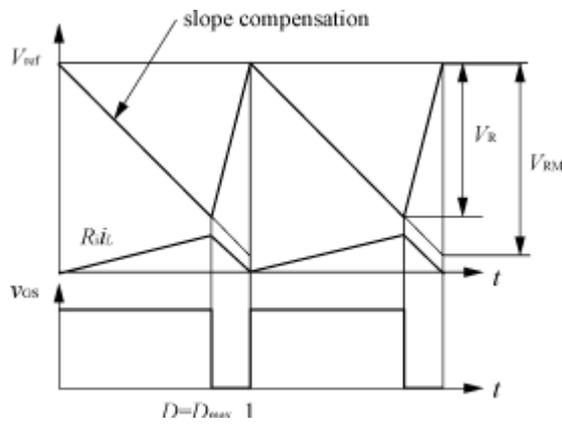
$$V_b = V_o;$$

$$I_b = V_o / R_t (R_t = 2L / T_s, T_s \text{为开关周期});$$

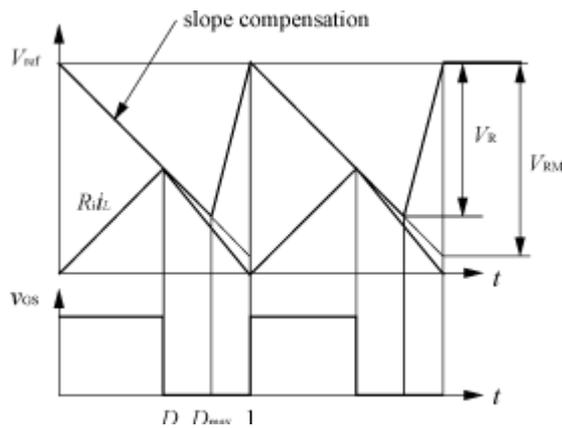
则输入的电压峰值为:

$$V_m = V_m / V_b \quad (1)$$

与传统的CCB PFC电路不同,在整个母线电压输入周期内,该电路工作在电流断续模式。在每个半周期内,有两种电流断续工作模式。如图1所示,在开关周期开始阶段,Boost电路中的开关管处于开通的状态,电感中的电流 i_L 从零开始增加。在采样电压 ($R_t i_L$) 达到参考电压 (V_{ref}) 和斜率补偿电压 (V_R) 的和,或者达到最大占空比时,开关管关断,电感电流线性减小(如图2)。这两种工作模式分别定义为DCM₂和DCM₁。



(a) DCM₁ ($D = D_{max}$)



(b) DCM₂ ($D < D_{max}$)

图2 两种电流断续工作模式

对一个周期内电感电流求平均值,可以得到两种DCM工作模式下的电流归一化后的表达式分别为:

$$i_{L,avDCM1} = \frac{\bar{V}_m |\sin(\alpha)|}{1 - \bar{V}_m |\sin(\alpha)|} D_{max}^2 \quad (2)$$

$$i_{L,avDCM2} = \frac{\bar{V}_m |\sin(\alpha)| \bar{I}_c}{4(\bar{V}_m |\sin(\alpha)| + K_T)^2 (1 - \bar{V}_m |\sin(\alpha)|)} \quad (3)$$

式中: K_T 为电流模式斜率补偿深度系数。

DCM₁和DCM₂的边界条件为:

$$D = \frac{I_c}{(\bar{V}_m |\sin(\alpha)| / L + M_c)} = D_{max} \quad (4)$$

式中: 斜率补偿 $M_c = I_R / (D_{max} T_s)$, I_R 为斜率补偿电流。

因此, 可以得出DCM₁和DCM₂两种工作模式的边界点为:

$$\omega_L t = \arcsin \frac{\bar{I}_c / D_{max} - \bar{I}_{m1}}{2\bar{V}_m}$$

式中: \bar{I}_{m1} 为斜率补偿电流峰值。

由前所述, 可以得到每半个周期的平均电流归一化暂态值:

$$\bar{i}_{L,av}(\omega_L t) = \begin{cases} i_{L,DCM1} & 0 \leq \omega_L t < \alpha \\ i_{L,DCM2} & \alpha \leq \omega_L t < \pi - \alpha \end{cases} \quad (5)$$

由上面的分析可以得到每半个工频周期, 在不同输入电压下, 输入电流的的波形如图3所示。

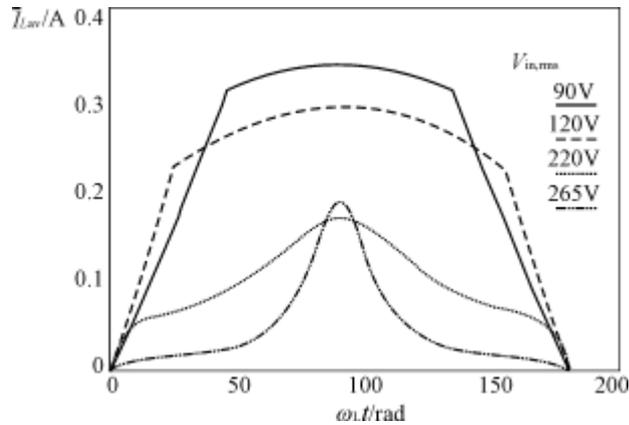


图3 输入电流波形与输入电压的关系图

Boost电感值必须保证在整个周期内, 电路工作在DCM模式。

在最小输入电压下的电流峰值为:

$$I_{inp} = \sqrt{2} P_o / (\eta V_{in,rms,min}) \quad (6)$$

式中: P_o 为输出功率;

η 为最低效率;

$V_{in,rms,min}$ 为最低的输入电压幅值。

所以, 电感值由式(7)决定。

$$(V_{\text{inpmi}}/L) D_{\text{1min}} T_s \geq 2I_{\text{inp}} \quad (7)$$

式中: V_{inpmi} 为最小输入电压峰值;

D_{1min} 为在最小输入电压时的最小占空比, 即

$$D_{\text{1min}} = (V_o - V_{\text{inpmi}}) / V_o \quad (8)$$

输出电容必须满足式 (9)。

$$C_o \geq P_o / (2\pi f_{\text{line}} V_o \Delta V_o) \quad (9)$$

标幺化的功率因数可以由式 (10) 获得。

$$\overline{PF} = \overline{P}_{\text{in}} / (\overline{V}_{\text{inrms}} \overline{I}_{\text{inrms}}) \quad (10)$$

式中:

$$\overline{P}_{\text{in}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{V}_m |\sin(\omega_L t)| \overline{i}_{L_{\text{av}}}(\omega_L t) d\omega_L t \quad (11)$$

$$\overline{i}_{L_{\text{av}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [i_{L_{\text{av}}}(\omega_L t)]^2 d\omega_L t} \quad (12)$$

$$\overline{V}_{\text{inrms}} = \overline{V}_m / \sqrt{2} \quad (13)$$

那么,

$$I_{i,k} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\int_0^{\pi} \overline{i}_{L_{\text{av}}}^{\text{DCM}_1} \sin(k\omega_L t) d\omega_L t + \int_{\pi}^{2\pi} \overline{i}_{L_{\text{av}}}^{\text{DCM}_1} \sin(k\omega_L t) d\omega_L t \right) + \int_{-\pi}^{\pi} \overline{i}_{L_{\text{av}}}^{\text{DCM}_1} \sin(k\omega_L t) d\omega_L t \quad (14)$$

$$\overline{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=3}^{2N+1} I_{i,k}^2}}{I_{i,1}}, \quad k=3, 5, \dots (2N+1) \quad (15)$$

2 实验结果

设定以下工作条件:

$$V_m = 127 \sim 311\text{V}; \quad f_{\text{line}} = 50\text{Hz}; \quad V_o = 380\text{V};$$

$$P_o = 100\text{W}; \quad \eta = 0.92; \quad f_s = 77\text{kHz}; \quad D_{\text{max}} = 0.95。$$

参数设定为:

$$L = 370 \mu\text{H}; \quad K_T = 0.22; \quad C = 68 \mu\text{F}, \quad \text{选用 } 68 \mu\text{F}/400\text{V} \text{ 铝电解电容。}$$

电路图如图4所示。

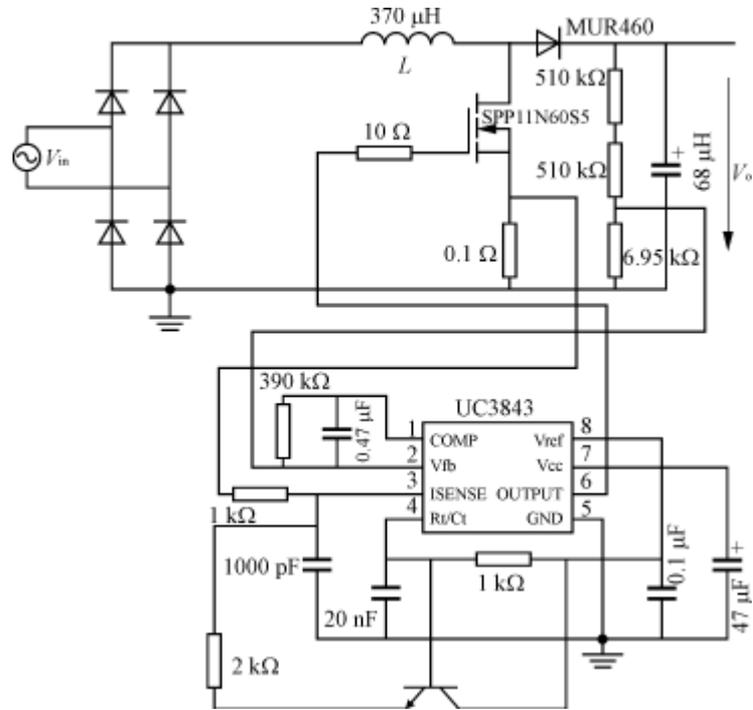
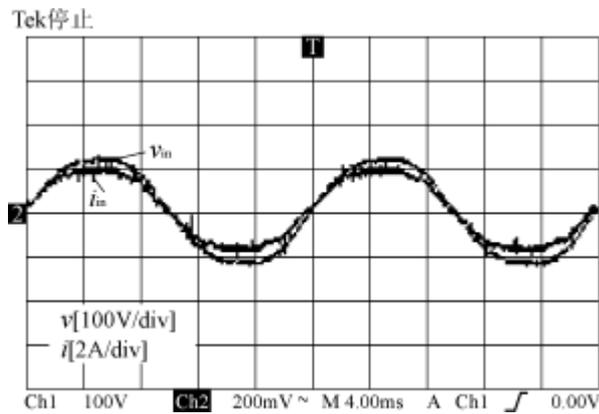
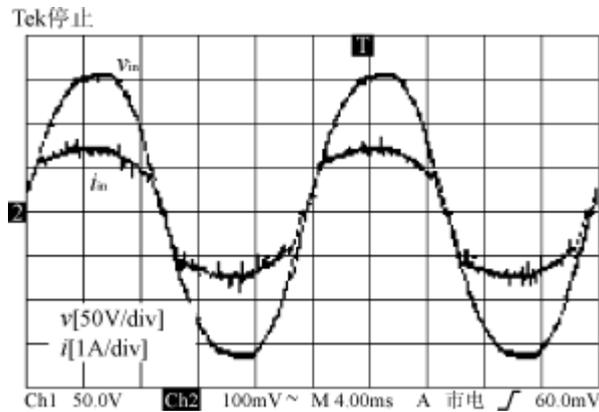


图4 实验电路图

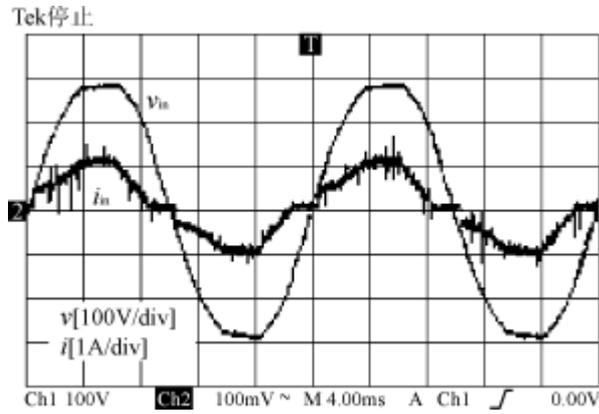
获得的电路波形如图5所示，由图5可以看出，实验结果符合理论分析。



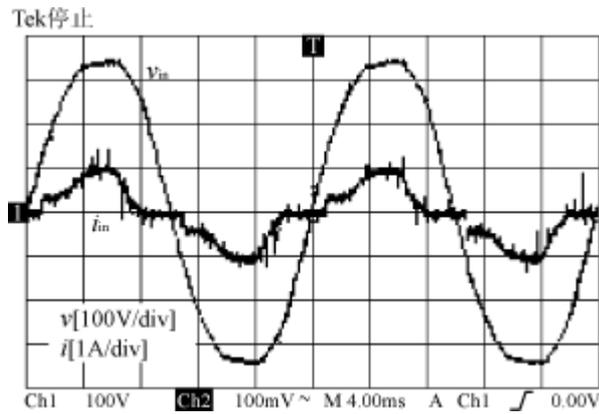
(a) $V_{in} = 90V$



(b) $V_{in} = 120V$



(c) $V_{in}=220V$



(d) $V_{in}=265V$

图5 实验电路波形图

表1为实验获得的PF和THD与 $V_{in,rms}$ 关系。由表1可以看出，该电路符合IEC-3-2的标准。

表1 PF, THD与输入电压关系表

V_{in}/V	90	120	220	265
PF	0.997	0.994	0.961	0.911
$THD/\%$	5.6	12.1	17.2	32

该电路在满负载 ($V_o=380V$, $I_o=0.263A$) 下的效率测试如图6所示。

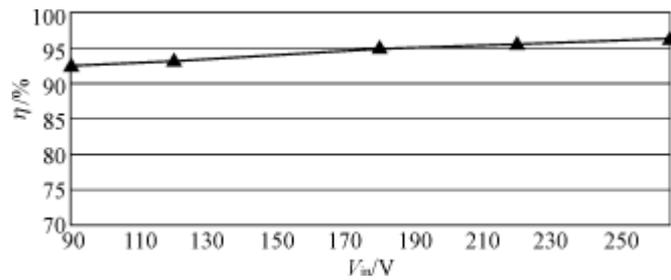


图6 满负载、不同电压下的电路效率

3 结语

本文对一种在通用的整个输入电压范围内实现DCM CCB PFC的电路拓扑,进行了详细的理论分析,实验结果证明了该电路可以满足IEC1000 3-2标准。同时,由于它消除了二极管的反向恢复,采用电流断续模式,提高了电路的工作效率和功率密度。这对于中小功率的应用有很大的吸引力。

作者简介

潘靖(1979?),男,浙江大学电气工程学院电力电子与电力传动在读硕士生,研究方向电力电子技术。

谢晓高(1976-),男,浙江大学电气工程学院电力电子与电力传动在读博士生,研究方向电力电子技术。

周子颖(1980-),女,本科毕业于浙江大学电气工程学院应用电子技术专业,现在工作于Delta Electronics。

钱照明(1939-),男,教授,博导,现任浙江大学电力电子应用技术国家工程研究中心副主任。研究方向为电力电子应用技术,电力电子系统电磁兼容设计,电力电子系统集成。