

单周期控制的Swiss整流器

陈志海, 陈为

福州大学 电气工程学院 功率变换与电磁技术研究所, 福州 350100

摘要: 在传统的平均电流控制下, 不仅系统的电流增益和带宽受限, 严重影响系统的动态响应速度, 而且系统建模的准确性影响闭环系统的稳定性。在单周期控制中, 利用拓扑自身的状态变量构造非线性方程, 实现开关周期内参考电流的控制, 达到单位功率因数校正的目标。基于单周期控制的Swiss整流器进行研究, 推导出单周期控制的Swiss整流器的控制方程, 提出了在直流侧增加滤波电容Swiss整流器方案, 替代传统的交流侧滤波电容。相比较于传统的交流侧滤波电容整流器, 该方案能够有效降低系统损耗和差模电流的大小。仿真结果论证了理论分析的准确性。

关键词: Swiss整流器, 单周期控制, 功率因数校正, 直流侧滤波电容

One Cycle control of Swiss Rectifier

Chen Zhi-hai, Chen Wei

Institute of Power Conversion and Electromagnetic Technology, College of Electrical Engineering,

Fuzhou University, Fuzhou 350100

Abstract: Under the traditional average current control, not only the current gain and bandwidth of the system are limited, which seriously affects the dynamic response speed of the system, but also the accuracy of system modeling affects the stability of the closed-loop system. In one-cycle control, a nonlinear equation is constructed using the state variables of the topology itself to achieve the control of the reference current during the switching cycle and to achieve the goal of unity power factor correction. sBased on the research of the Swiss rectifier with one-cycle control, the control equations of the Swiss rectifier with one-cycle control are deduced, and the Swiss rectifier scheme of adding a filter capacitor on the DC side is proposed to replace the traditional AC-side filter capacitor. Compared with the traditional AC side filter capacitor rectifier, this scheme can effectively reduce the system loss and the differential mode current. The simulation results demonstrate the accuracy of the theoretical analysis.

Keywords: swiss rectifier, one cycle control, power factor correction, dc-side filter capacitance

Swiss 整流器作为降压型功率因数校正电路, 具有单位功率运行、开关损耗小、电流谐波畸变率低、全电压可调等优势^[1]。图 1 为 Swiss 整流器的原理图, Swiss 整流器由 Buck DC-DC 变换器与有源三次谐波电流注入网络组成。由传统的三相不控整流电路可知, 在电源的正(负)半周, 每相导通角为 120 度, 输入电流死区大, 电流畸变

严重。三次谐波电流注入的原理是在剩余的 60 度的死区范围内, 通过控制补偿死区时间, 谐波注入网络仅仅为电源频率的 2 倍^[2]。由于 Swiss 整流器的上述优点, 越来越成为国内外的研究热点^{[3]-[5]}。传统的平均电流控制方法电流增益、带宽受限, 严重的影响系统的动态响应速度, 而且建模的准确性与精度严重影响闭环系统的稳定性。单周

期控制技术利用积分复位电路实现在一个开关周期内使被控量跟踪给定。该控制方案具有动态响应速度快、鲁棒性强等优点^[6]。

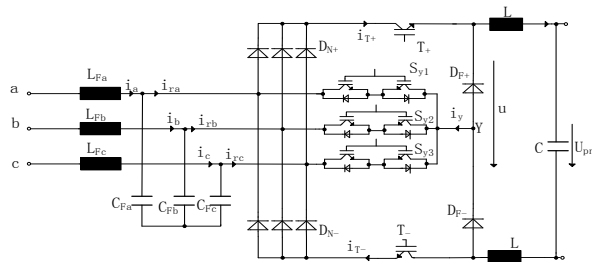


图1 Swiss 整流器的原理图

本文基于单周期控制的 Swiss 整流器进行研究，推导了单周期控制的 Swiss 整流器的控制规律方程。同时，本文还提出了直流侧滤波电容的 Swiss 整流器方案。相比较于传统的交流侧滤波电容方案，直流侧滤波电容的 Swiss 整流器有效的减少了整流桥二极管和三次谐波注入网络的导通损耗，同时也有有效的减少差模电流的大小，提高了系统的效率。

1 单周期控制的 Buck 变换器

图2为单周期控制的基本原理图，假设控制变量 $y(t)$ 为断续导通模式，当开关 S 开通时，输出变量。当开关 S 关断时，输出变量，则：

$$y(t) = \begin{cases} x(t), & S = \text{on} \\ 0, & S = \text{off} \end{cases} \quad (1)$$

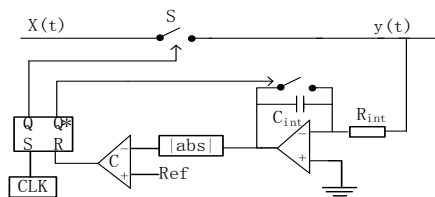


图2 单周期控制的基本原理图

根据开关周期平均值的定义：

$$\langle y(t) \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} y(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} x(t) dt \quad (2)$$

在复位积分电路的作用下，可以得到输出与参考值关系式：

$$R_{\text{ref}} = \frac{1}{R_{\text{int}} C_{\text{int}}} \int_0^{T_S} y(t) dt = \frac{1}{R_{\text{int}} C_{\text{int}}} \int_0^{T_{\text{on}}} x(t) dt \quad (3)$$

由式 (2)、(3) 可以进一步得到参考值 R_{ref} 与状态变量 $y(t)$ 开关周期平均值的关系为：

$$\langle y(t) \rangle_{T_S} = \frac{R_{\text{int}} C_{\text{int}}}{T_S} R_{\text{ref}} = K_C R_{\text{ref}} \quad (4)$$

由上述结果可以得到状态变量平均值与目标参考 R_{ref} 成比例，与被控对象的模型参数无关。将该思想运用到 Buck 变换器，如图3为基于 Buck 变换器的单周期控制原理图。S 开通时， $U_d = U_{\text{in}}$ ；S 关断时， $U_d = 0$ 。根据电感电压伏秒平衡，二极管电压 U_d 的开关周期平均值 $\langle U_d \rangle_{T_S} = U_0$ 。根据上述方法，可以得到：

$$\langle U_d \rangle_{T_S} = U_0 = \frac{R_{\text{int}} C_{\text{int}}}{T_S} \frac{1}{R_{\text{int}} C_{\text{int}}} \int_0^{T_S} U_{\text{in}} dt = K R_{\text{ref}} \quad (5)$$

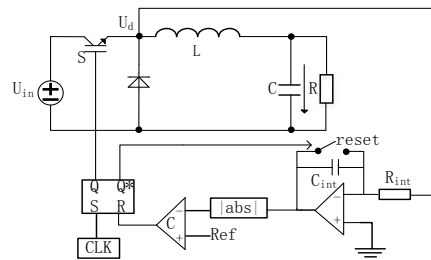


图3 单周期控制的 Buck 变换器

2 连续型变量的单周期控制

由于 Swiss 整流器的等效电路本质上也是 Buck 电路^[7]，因此可以用类似的方法对输入电流进行控制。

当 buck 变换器工作在连续导通模式时，输入电流的开关周期平均值和电感电流开关周期平均值之间关系为：

$$\langle i_{\text{in}} \rangle_{T_S} = d \langle i_L \rangle_{T_S} \quad (6)$$

式中， $\langle i_{\text{in}} \rangle_{T_S}$ 为输入电流的开关周期平均值， $\langle i_L \rangle_{T_S}$ 为输出电感电流的开关周期平均值，d 为占空比。

当输入电流需要跟踪某一个参考值时，即：

$$\langle i_{\text{in}} \rangle_{T_S} = I_{\text{ref}} \quad (7)$$

式中， I_{ref} 为输入电流开关周期平均值需要跟踪的参考值。

联立式 (6)(7), 可以得到占空比 d 的表达式为:

$$d = \frac{I_{ref}}{\langle i_L \rangle_{TS}} \quad (8)$$

上述推导过程都是基于控制变量为断续模式的假设, 工作在连续导通模式下的 Buck 变换器没办法直接使用断续模式下的单周期控制方法。但是, 可以通过构造一个人造的脉冲复位信号作为传统的积分器复位信号。连续型变量单周期控制电路如图 4 所示, 假设积分时间常数和开关周期相等。图中通过人为的构造脉冲信号作为复位信号, 并且必须要求确保先将积分结果读取完之后才能进行复位。在一个开关周期内积分器对输入电流进行积分, 下一个开关周期到来后, 开关 S_2 导通, 将上一个周期的积分结果保存在采样电容上面。然后, 经过一小段延时, 将开关 S_1 导通, 重新复位电容 C_{int} 上的电压为 0。由于积分结果只有在下一个周期到来时才能够得到当前周期的平均值, 因此, 该控制方法存在一个周期的延时时间。

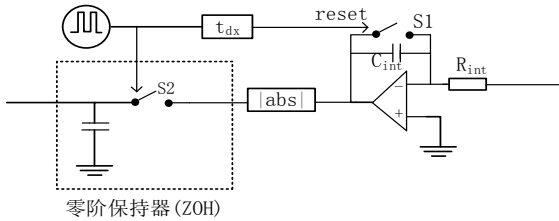


图 4 连续型变量的单周期控制原理图

3 单周期控制的 Swiss 整流器

Swiss 整流器本质上等效电路也是 Buck 电路, 根据上述 Buck 变换器的分析, 可以得到类似的结论:

$$\langle i_L \rangle_{TS} = i_N(peak) \quad (9)$$

上式表达式说明输入电流开关周期平均值跟踪输入相电流的峰值, 所以对输入电流的控制实际上就是对输入相电流峰值的控制。

图 5 为 Swiss 整流器区间瞬时等效电路, U_{py} 为区间瞬时整流桥正端 P 与低频网络中点 Y 之间的电压; U_{yn} 为区间瞬时低频网络中点 Y 与整流桥负端 n 之间的电压; L 为直流侧输出电感; C 为直流侧输出滤波电容; R 为直流侧输出负载电阻; U_0 为输出直流电压; D_{F+} 和 D_{F-} 为直流侧续流二极管; S_1 和 S_2 为高频开关管; i_y 为低频网络任意时刻流过的电流; i_p 和 i_n 为输出正向和负向电流。

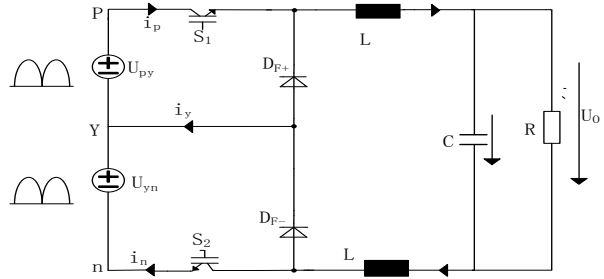


图 5 Swiss 整流器区间瞬时等效电路

当实现单位功率因数目标时, 三相系统的输入阻抗可以等效为纯阻性负载:

$$\begin{cases} i_{p-ref} = \frac{u_{pN}}{R_e} = i_N(peak)u_{pN}^* \\ i_{n-ref} = \frac{|u_{nN}|}{R_e} = i_N(peak)|u_{nN}^*| \end{cases} \quad (10)$$

式中, u_{pN}^* 和 u_{nN}^* 为整流桥正负端相对三相电源中性点 N 的电压 U_{pN} 、 U_{nN} 的标幺值, R_e 为输入侧等效电阻, $i_N(peak)$ 为三相输入相电流的峰值。

根据开关周期平均值的定义, 图 5 中电流和表达式为:

$$i_p = \begin{cases} i_L, S1 = ON \\ 0, S1 = OFF \end{cases} \quad (11)$$

$$i_n = \begin{cases} i_L, S2 = ON \\ 0, S2 = OFF \end{cases} \quad (12)$$

电流 i_p 和 i_n 开关周期平均值为:

$$\begin{cases} \langle i_p \rangle_{TS} = d_1 \langle i_L \rangle_{TS} \\ \langle i_n \rangle_{TS} = d_2 \langle i_L \rangle_{TS} \end{cases} \quad (13)$$

式中, $\langle i_p \rangle_{TS}$ 为电流 i_p 的开关周期平均值, $\langle i_n \rangle_{TS}$ 为电流 i_n 的开关周期平均值, $\langle i_L \rangle_{TS}$ 为输出电感电流的开关周期平均值, d_1 为高频管 S_1 的占空比, d_2 为高频管 S_2 的占空比。

联立式 (10)(13), 得到

$$\begin{cases} d_1 = \frac{U_{pN}}{R_e \langle i_L \rangle_{TS}} = \frac{i_N(peak)U_{pN}^*}{\langle i_L \rangle_{TS}} \\ d_2 = \frac{|U_{nN}|}{R_e \langle i_L \rangle_{TS}} = \frac{i_N(peak)|U_{nN}^*|}{\langle i_L \rangle_{TS}} \end{cases} \quad (14)$$

式 (14) 即为 Swiss 整流器的单周期控制方程, 根据该控制方程可以得到如图 6 所示的 Swiss 整流器的单周期控制框图。

图 6 为交流侧滤波电容的单周期控制框图, 对于直流侧滤波电容的单周期控制, 只要把交流侧电容放到直流侧

即可。输出电压跟踪给定值 U_{pn} , 经过补偿网络后得到的电流值 $i_N(peak)$ 与输入电流跟踪的相电压相乘, 得到输入电流的参考值 $i_{p,ref}$ 和 $i_{n,ref}$ 。通过对占空比的中点对输出电感电流采样, 得到输出电感电流的周期平均值。

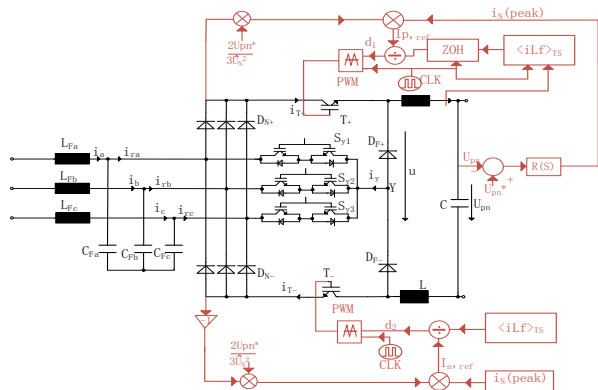


图6 Swiss 整流器单周期控制框图

4 直流侧滤波电容的 Swiss 整流器

图7为交流侧滤波电容 Swiss 整流器原理图, Swiss 整流器的交流输入端往往需要滤波电容。整流桥的二极管工作在电源频率, 电压 U_{xN} 、 U_{yN} 、 U_{zN} 都是正弦波, 形成了一个三相系统。因此, 可以将交流侧的滤波电容移到直流侧。图8为直流侧滤波电容 Swiss 整流器原理图, 将交流输入的滤波电容放在直流侧有如下几个优点: 1. 缩短了 DC-DC 变换器的换相路径, 也不需要额外的电容。2. 当把输入滤波电容放在直流侧电流 i_x, i_y, i_z 电流是连续的。因为整流桥工作在电源频率, 因此在每个扇区内输入滤波电感的电流都分别等于 i_x, i_y, i_z 。3. 交流侧滤波电容 i_x, i_y, i_z 电流是断续的, 直流侧滤波电容由于电流的连续有效的降低了整流桥二极管和低频网络的导通损耗。

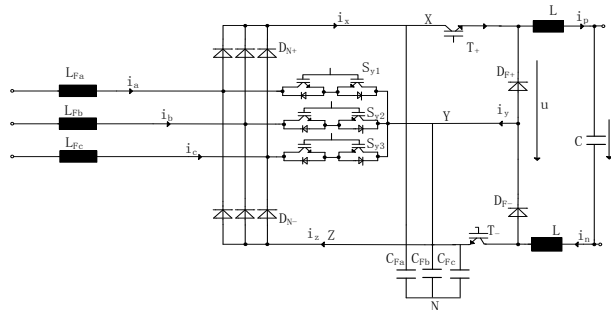


图7 交流侧滤波电容 Swiss 整流器原理图

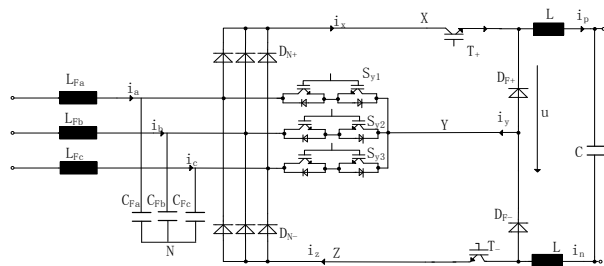


图8 直流侧滤波电容 Swiss 整流器原理图

为了方便分析, 做出以下假设: 1. 输入三相电流 $i_{a,b,c}$ 为正弦波。2. 开关频率远远大于电源频率。3. 输出电流 $i_p = i_n = I_{dc}$ 。整流桥二极管有效值为:

$$I_{DN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (M \times I_{dc} \times \sin(\omega t))^2 d\omega t} = I_{dc} M \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{8\pi} + \frac{1}{6}} \quad (15)$$

式中 I_{dc} 为输出直流电流, M 为整流器的调制系数。对于传统的交流侧滤波电容整流器, 整流桥二极管有效值为:

$$I_{DN} = I_{dc} \sqrt{\frac{\sqrt{3}M}{2\pi}} \quad (16)$$

注意到二极管的平均值电流不变。假设典型的二极管正向压降为 0.8V, 导通电阻为 33mΩ, 输出电流为 67.5A, 调制系数为 0.82。此时整流桥二极管的损耗可以减小大约 16%。类似的, 三次谐波注入网络开关管有效值为^[2]:

$$I_{SV,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (M \times I_{dc} \times \sin(\omega t))^2 d\omega t} = I_{dc} M \sqrt{\frac{1}{12} - \frac{\sqrt{3}}{8\pi}} \quad (17)$$

对应的传统交流侧滤波电容整流器三次谐波注入网络为:

$$I_{SV,rms} = I_{dc} \sqrt{M \frac{2 - \sqrt{3}}{2\pi}} \quad (18)$$

同理, 对于上述假设条件下, 三次谐波注入网络开关管损耗可以减小大约 48%。

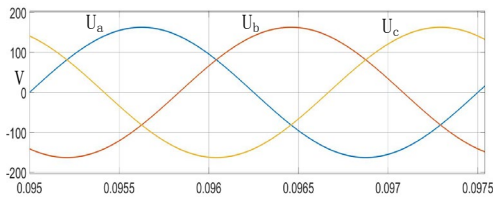
5 系统仿真实证

本文基于 SIMULINK 软件搭建的交流侧与直流侧滤波电容的单周期控制仿真图, 仿真结果验证了控制方案

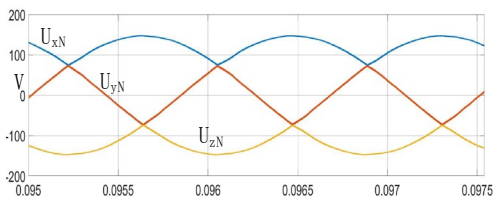
的可行性。电路参数选择为开关频率 200kHz, 电源频率 400Hz, 输出电压 200V, 滤波电容 4.4 μ F, 滤波电感 30 μ H, 直流电感 60 μ H, 输出电容 150 μ F。

图 9 为交流侧滤波电容单周期控制仿真结果, 图 10 为直流侧滤波电容单周期控制仿真结果。从仿真结果可以看出直流侧滤波电容方案电流 i_x, i_y, i_z 是连续的, 交流侧方案电流 i_x, i_y, i_z 是不连续的。由于 $i_{DM}=i_x$, 因此该方案有效的减少了差模电流的大小。输入电流总谐波含量 THD 仅仅为 2%, 近似为标准的正弦波, 实现单位功率因数校正。

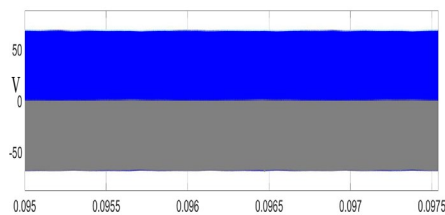
图 11 为输出电压与输出电流仿真波形, 输出电压稳定在 200V, 输出电流稳定在 67.5A, 证明了单周期控制方案的可行性。



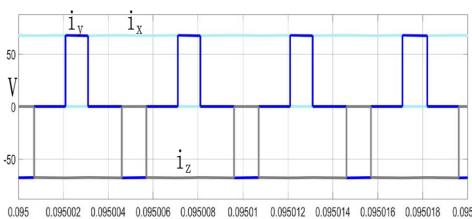
(a) 输入三相电压



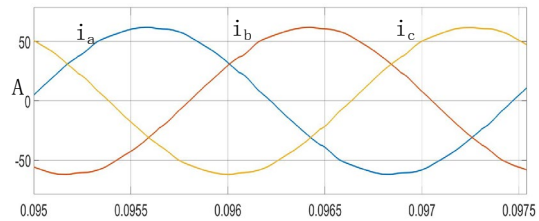
(b)x,y,z 到节点 N 的电压



(c)x,y,z 流过的电压

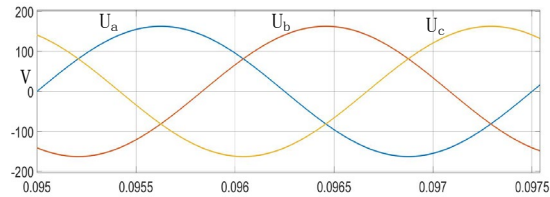


(d) 图 (c) 放大图

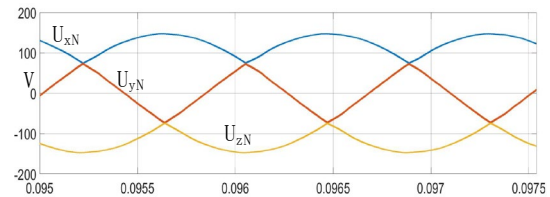


(e) 输入三相电流

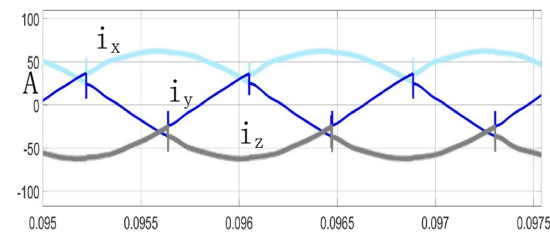
图 9 交流侧滤波电容仿真结果



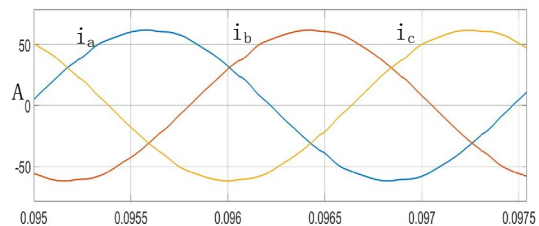
(a) 输入三相电压



(b)x,y,z 到节点 N 的电压

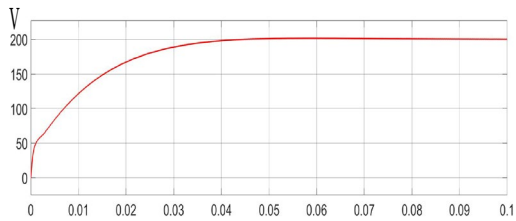


(c)x,y,z 流过的电压

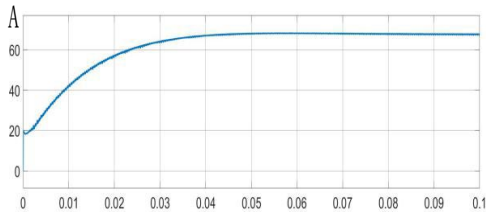


(d) 输入三相电流

图 10 直流侧滤波电容仿真结果



(a) 输出电压



(b) 输出电流

图 11 输出电压与输出电流仿真波形

6 结论

本文详细分析了单周期控制的 Swiss 整流器的工作原理, 推导了相关的控制方程, 实现了对于 Swiss 整流器单周期控制的方法。此外, 本文还提出了将传统的交流侧滤波电容转移到直流侧。该方案能够有效的降低整流桥二极管的导通损耗同时也大大减小了三次谐波注入网络开关管的导通损耗, 差模电流大小也在一定程度上降低, 减小了系统的差模干扰。仿真结果表明了理论的准确性和方案的可行性。

参考文献

[1] J. W. Kolar and T. Friedli, "The essence of three-

phase PFC rectifier systems[J], in Proc. 33rd IEEE Int. Telecom. Energ. Conf., Oct. 9-13, 2011, pp. 1-27

[2] Thiago B. Soeiro, Thomas Friedli, and J. W. Kolar, "Design and Implementation of a Three-Phase Buck-Type Third Harmonic Current Injection PFC Rectifier SR," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, pp. 1608-1621, APR. 2013.

[3] T. Soeiro, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Swiss Rectifier: A novel three phase buck-type PFC topology for electric vehicle battery charging[C]," in Proc. 26th IEEE Appl. Power Electron. Conf. Exp., Feb. 5-9, 2012, pp. 2617-2624.

[4] 李湖胜. 用于电动汽车充电的 SWISS 整流器研究 [D]. 湖南大学, 2017.

[5] Schrittwieser, M. F. Vancu, J. W. Kolar and T. B. Soeiro, "Control of the input characteristic and the displacement factor of uni- and bidirectional SWISS rectifier for symmetrical and unsymmetrical three-phase mains," 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul, 2015, pp. 40-47.

[6] K. M. Smedley and S. Cuk, "One-cycle control of switching converters," PESC '91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cambridge, MA, USA, 1991, pp. 888-896, doi: 10.1109/PESC.1991.162781.

[7] P. Cortes, M. F. Vancu and J. W. Kolar, "Swiss rectifier output voltage control with inner loop power flow programming (PFP)," 2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Salt Lake City, UT, 2013, pp. 1-8.

上接155页

6 结束语

总而言之, 汽车专用电子子系统在迅速增多, 因此对汽车应用中的电源集成电路产生了苛刻的性能要求。视电源在汽车电源总线上位置的不同, 电源可能遇到负载突降和冷车发动以及高环境温度问题。另外, 有些系统需要在备用模式下始终保持接通的环境工作, 这需要最大限度地

减小电源电流。随着汽车中电子系统的不断增多, 最大限度地缩小解决方案占板面积, 同时又最大限度地提高传热效率也是至关重要的。幸运的是一些电源集成电路设计师已经设计出满足这些需求的解决方案, 为将来在汽车中增加更多的电子系统铺平了道路。