

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.09.015

# MOSFET 反向恢复特性对临界导通 模式图腾柱 Boost PFC 的影响\*

赵臣凯, 吴新科\*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 针对传统的临界导通模式计算方法没有考虑反向恢复, 导致图腾柱 Boost PFC 实验结果与计算不符的问题, 将线性拟合的方法应用到反向恢复的预测中。开展了考虑反向恢复的临界导通模式图腾柱 Boost PFC 的模态分析, 建立了电感电流正向峰值和负向电荷之间的关系, 提出了线性拟合实验测量结果从而预测反向恢复的方法; 在 600 W 临界导通模式图腾柱 Boost PFC 上, 对预测反向恢复的方法进行了评价, 进行了反向恢复对 PFC 影响的试验。研究表明: 该方法能精确计算临界导通模式图腾柱 Boost PFC 的反向恢复, 验证了反向恢复会显著增加电感电流, 减小开关频率, 并有助于拓展零电压开通范围。

**关键词:** 图腾柱 Boost PFC; 临界导通模式; 反向恢复

中图分类号: TM910.6

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2018)09-0981-05

## Influence of MOSFET reverse recovery on boundary conduction mode totem pole Boost PFC

ZHAO Chen-kai, WU Xin-ke

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that traditional boundary conduction mode (BCM) design methodology does not consider the effect of reverse recovery causing the error between calculation and experimental result of totem pole boost PFC, the linear fit method was investigated. After the mode analysis of BCM totem pole Boost PFC with reverse recovery, the relationship between inductor current positive peak value and negative charge was established. A method was presented to predict negative charge. The influence of reverse recovery was evaluated on the 600 W totem pole Boost PFC with two different MOSFETs. The experimental results indicate that the proposed design methodology is more accurate, and the reverse recovery increases the inductor current, decreases switching frequency and expands ZVS-ON zone.

**Key words:** totem-pole Boost PFC; boundary conduction mode; reverse recovery

## 0 引 言

传统的 Boost 型功率因数校正电路由前级整流桥和后级 Boost 电路构成, 具有输入电流脉动小、功率因数高等优点。但是前级整流桥的导通损耗严重, 为进一步提高效率, 研究人员提出了各种无桥 PFC 拓扑<sup>[1-4]</sup>。其中, 图腾柱 BoostPFC, 具有主电路元器件

少、共模干扰小的优点, 适用于高效高功率密度场合。

由于图腾柱拓扑使用 MOSFET 的体二极管作为续流管, 而体二极管反向恢复严重, 其常用于临界导通模式 (BCM)。BCM Boost 计算方法通常忽略由于反向恢复和谐振造成的负向电流过程。但随着频率的增加, 这段时间在整个开关周期中的比重增加, BCM 计算方法与实验结果误差明显。

收稿日期: 2017-12-22

基金项目: 国家重点研发计划资助项目 (2017YFB0402804)

作者简介: 赵臣凯 (1992-), 男, 浙江兰溪人, 硕士研究生, 主要从事功率因数校正器方面的研究。E-mail: chenkaizhao@zju.edu.cn

通信联系人: 吴新科, 男, 教授, 博士生导师。E-mail: wuxinke@zju.edu.cn

因此,本文提出通过实验拟合分析反向恢复和谐振过程的方法,以便更准确地分析 BCM 图腾柱 Boost PFC 的工作模态。

## 1 BCM 图腾柱 Boost PFC 模态分析

工频桥臂采用同步管的图腾柱 Boost PFC 如图 1 所示。

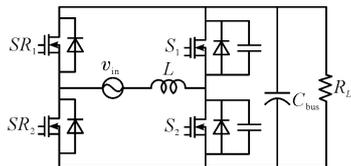


图 1 临界模式图腾柱 Boost PFC 主电路

当输出电压为正半周时,SR<sub>1</sub> 始终断开,SR<sub>2</sub> 始终导通。当输出电压为负半周时,SR<sub>1</sub> 始终导通,SR<sub>2</sub> 始终断开。

本研究以正半周为例,对一个开关过程做模态分析。关键波形如图 2 所示。

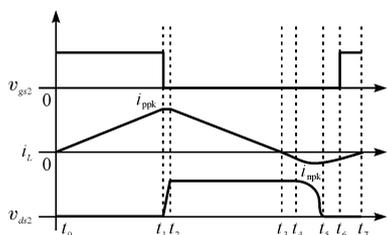


图 2 BCM 图腾柱 Boost PFC 开关过程波形

BCM 图腾柱 Boost PFC 开关过程等效电路如图 3 所示。

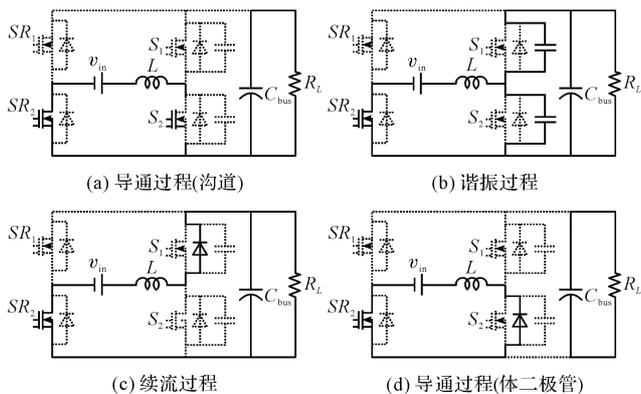


图 3 BCM 图腾柱 Boost PFC 开关过程等效电路

当  $t_0 \sim t_1$  时, $S_1$  断开, $S_2$  导通,等效电路如图 3(a) 所示。在该阶段,电源给电感  $L$  充电,电感电流从 0 升至正向峰值  $i_{ppk}$ ,直流母线电容放电维持输出电压。

当  $t_1 \sim t_2$  时, $S_1$  断开, $S_2$  断开,等效电路如图 3(b) 所示。在该阶段, $S_1$  的寄生电容放电, $S_2$  的寄生电容充电,直到  $S_2$  的管压  $v_{ds2}$  达到输出电压进入下一个阶段。

当  $t_2 \sim t_3$  时, $S_1$  体二极管导通, $S_2$  断开,等效电路如图 3(c) 所示。在该阶段,电源和电感  $L$  一起给负载和直流母线电容充电,电感电流从正向峰值  $i_{ppk}$  降至 0。

当  $t_3 \sim t_4$  时, $S_1$  体二极管发生反向恢复, $S_2$  断开,等效电路如图 3(c) 所示。在该阶段, $S_1$  体二极管反向恢复电荷提供电流,电感电流负向增加直到反向恢复电荷释放完全。

当  $t_4 \sim t_5$  时, $S_1$  断开, $S_2$  断开,等效电路如图 3(b) 所示。在该阶段,电感  $L$  和  $S_1$ 、 $S_2$  的寄生电容发生谐振, $S_2$  的管压  $v_{ds2}$  从输出电压下降至 0。

当  $t_5 \sim t_6$  时, $S_1$  断开, $S_2$  体二极管导通,等效电路如图 3(d) 所示。在该阶段,电源给电感  $L$  充电,电感电流负向减小,直流母线电容放电维持输出电压,直到  $S_2$  管给出门极信号。

在  $t_6$  之后, $S_2$  沟道导通,等效电路如图 3(a) 所示。在该阶段电源给电感  $L$  充电,电感电流负向减小,电容  $C$  放电维持输出电压,完成整个开关周期。

由模态分析过程可知,临界模式图腾柱 PFC 实现了软开关,能有效地减小开关损耗。

## 2 BCM 图腾柱 Boost PFC 计算方法

### 2.1 BCM 计算方法

BCM Boost 分析时,通常忽略负向电感电流过程( $t_3 \sim t_7$ )<sup>[5]</sup>。假设输出功率为  $P_o$ ,效率为  $\eta$ ,输入电压  $v_{in}(\theta)$  为:

$$v_{in}(\theta) = \sqrt{2}V_{in}\sin(\theta) \quad (1)$$

则输入电流  $i_{in}(\theta)$ 、峰值电感电流  $i_{pk}(\theta)$  分别为:

$$i_{in}(\theta) = \sqrt{2} \frac{P_o}{\eta V_{in}} \sin(\theta) \quad (2)$$

$$i_{pk}(\theta) = 2\sqrt{2} \frac{P_o}{\eta V_{in}} \sin(\theta) \quad (3)$$

所以电感电流上升时间  $t_{on}(\theta)$ ,下降时间  $t_{off}(\theta)$  分别为:

$$t_{on}(\theta) = \frac{i_{pk}(\theta)}{v_{in}(\theta)/L} = \frac{2P_o L}{\eta V_{in}^2} \quad (4)$$

$$t_{off}(\theta) = \frac{2\sqrt{2}P_o L \sin(\theta)}{\eta [V_o - \sqrt{2}V_{in} \sin(\theta)]} \quad (5)$$

所以开关周期  $t_{per}(\theta)$ 、开关频率  $f_s(\theta)$  分别为:

$$t_{per}(\theta) = t_{on}(\theta) + t_{off}(\theta) \quad (6)$$

$$f_s(\theta) = \frac{1}{t_{per}(\theta)} \quad (7)$$

### 2.2 考虑反向恢复的 BCM 计算方法

随着开关频率的升高,开关周期中负向电感电流过程( $t_3 \sim t_7$ )的比重增加,忽略该过程会影响计算精

确性。而续流二极管的反向恢复性能显著影响负向电流过程的大小。本文提出根据实验测得的负向电荷  $Q_n$  和电感电流正向峰值  $i_{ppk}$ , 通过线性拟合求得两者关系的方法进行 BCM 图腾柱 Boost PFC 的计算。

一定输出功率条件下, 开关周期内电感电流的波形如图 4 所示。

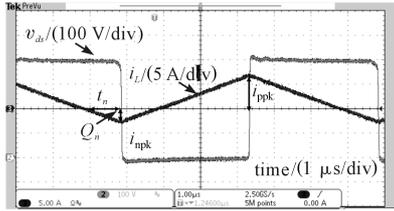


图4 开关过程电感电流波形(MOSFET B)

可以读出电感电流正向峰值  $i_{ppk}$ , 电感电流负向峰值  $i_{npk}$  和电感电流从过零到负向峰值电流的时间  $t_n$ 。根据  $i_{npk}$  和  $t_n$  可以求得在这段时间内, 流过电感的负向电荷  $Q_n$  为(即图中电感电流围成的三角形面积):

$$Q_n = \frac{1}{2} \cdot t_n i_{npk} \quad (8)$$

根据以上方法, 通过实验可以得到在该输出功率条件下的  $Q_n$  和  $i_{ppk}$  数据。通过改变输出功率, 可以得到不同的  $i_{ppk}$  对应的  $Q_n$ , 如图 5 所示。

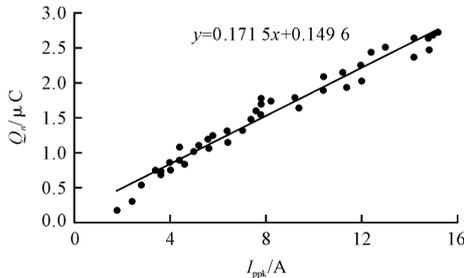


图5 反向恢复电荷和正向峰值电流关系(MOSFET B)

根据实验结果, 通过线性拟合可以知道负向电荷与正向峰值电流的关系满足:

$$Q_n = \alpha \cdot i_{ppk} + \beta \quad (9)$$

根据实验测得  $Q_n$  和  $i_{ppk}$  的关系, 可以帮助求解开关过程中电感电流的峰值。根据  $Q_n$  与  $i_{ppk}$  的关系为:

$$Q_n = \frac{1}{2} \frac{i_{npk}^2}{k} \quad (10)$$

式中:  $k$ —电感电流下降斜率, 满足:

$$k = \frac{V_o - v_{in}}{L} \quad (11)$$

正向峰值电流和负向峰值电流与平均电流的关系为:

$$i_{avr} = \frac{i_{ppk} + i_{npk}}{2} \quad (12)$$

平均电流又和输入电压、输出功率及效率满足:

$$i_{avr} = \frac{P_o}{\eta v_{in}} \quad (13)$$

在确定的输入、输出电压和功率条件下, 可以求解正向峰值电流  $i_{ppk}$  和负向峰值电流  $i_{npk}$ :

$$i_{ppk} = 2 \frac{P_o}{\eta v_{in}} + \alpha k + \sqrt{\alpha^2 k^2 + 2\beta k + 4\alpha k \frac{P_o}{\eta v_{in}}} \quad (14)$$

$$i_{npk} = -\alpha k - \sqrt{\alpha^2 k^2 + 2\beta k + 4\alpha k \frac{P_o}{\eta v_{in}}} \quad (15)$$

然后根据电流上升下降斜率, 可以求得 4 个阶段的时间, 从而可以求得开关周期和频率。如果通过实验测得的正向峰值电流和负向电荷不成线性关系, 可以用分段线性拟合的方式计算。

### 2.3 反向恢复的影响

考虑反向恢复对电感电流、开关频率以及 ZVS 拓展的影响, 本研究选择了 A、B 两种反向恢复性能不同的 MOSFET 进行对比, 其中 A 管反向恢复较小, B 管反向恢复较大。

在 230 V 交流输入, 400 V 直流输出, 70 μH 电感值的实验条件下, 根据本文提出的计算模型, 测得了各自  $Q_n$  和  $i_{ppk}$  的关系如下:

$$Q_{n,A} = 0.03 i_{ppk} + 0.25 (\mu C) \quad (16)$$

$$Q_{n,B} = 0.17 i_{ppk} + 0.15 (\mu C) \quad (17)$$

根据 2.2 的计算方法, 可以求得在工频周期内两种 MOSFET 在该实验条件下的电流峰值, 如图 6 所示。

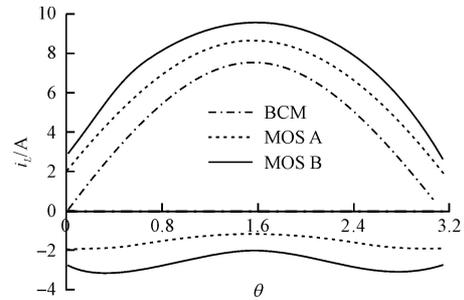


图6 两种不同方法电感电流峰值对比

由于反向恢复, 电感电流的负向峰值增大, 为了达到相同的平均输入电流, 电感电流的正向峰值也需要增大。可见考虑反向恢复, 电感电流峰值明显增大, 并且反向恢复越大, 电感电流峰值增大越明显。

另外, 电感电流的正负向峰值电流增大会导致整个开关周期增加和开关频率下降。

不考虑反向恢复时, 根据电感电流初始值为 0,  $S_1$  管寄生电容初始电压为 0,  $S_2$  管寄生电容初始电压为  $V_o$ , 主开关管谐振的方程为:

$$v_{ds2} = v_{in} - (v_{in} - V_o) \cos(\omega_r t) \quad (18)$$

式中： $\omega_r$ — 谐振角频率， $\omega_r = \sqrt{1/L(C_1 + C_2)}$ 。

所以，当  $v_{in} < V_o/2$  时， $S_2$  管实现零电压开通；当  $v_{in} > V_o/2$  时， $S_2$  管实现谷底开通。

在图腾柱 Boost PFC 中，续流管的反向恢复会拓展 ZVS - ON 的范围<sup>[6-7]</sup>。电感电流初始值为  $i_{L0}$ ， $S_1$  管寄生电容初始电压为 0， $S_2$  管寄生电容初始电压为  $V_o$ ，谐振过程方程为：

$$v_{ds2} = v_{in} + (V_o - v_{in})\cos(\omega_r t) + i_{L0}Z_L\sin(\omega_r t) \quad (19)$$

式中： $Z_L$ — 谐振阻抗， $Z_L = \sqrt{L/(C_1 + C_2)}$ 。

文献[8] 给出了实现 ZVS 需要的最小  $i_{L0}$  为：

$$i_{min}(t) = \frac{\sqrt{[2v_{in}(t) - V_o]V_o}}{Z_L} \quad (20)$$

实现全范围零电压开通所需要的最小负向电流和由于存在反向恢复所造成的负向电流在工频半周内的曲线，如图 7 所示。

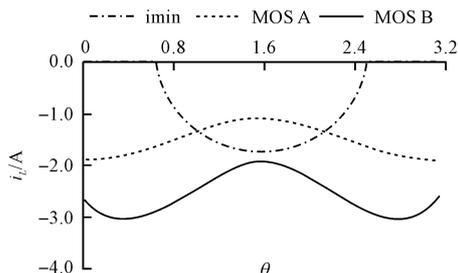


图 7 工频半周内 ZVS-ON 拓展所需负向电流边界

可以看到：反向恢复拓展了 ZVS 区域，并且足够的反向恢复能实现全范围的 ZVS。

### 3 实验验证

根据以上分析，本研究选择了 A 和 B 两种反向恢复性能不同的 MOSFET，在输入电压 230 V/60 Hz，输出电压 400 V，功率 600 W，电感值 70  $\mu$ H 的实验条件下进行验证。实验样机如图 8 所示。

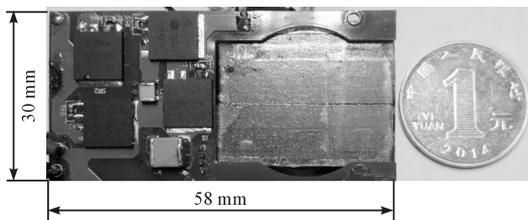
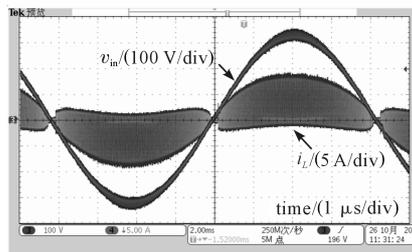


图 8 BCM 图腾柱 BoostPFC 样机

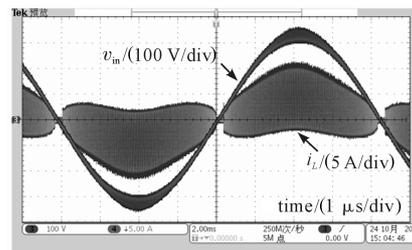
两种管子在工作频率内的实验波形如图 9 所示。

由此可见实验结果和计算值非常吻合。而通过 BCM 计算方法求得的峰值电感电流由于没有考虑开关器件反向恢复特性，与实际电流存在较大的误差，开关器件反向恢复特性越差，这种误差越大。

A、B 两种 MOSFET 在不同功率下的开关频率如图 10 所示。



(a) MOSFET A 在工频周期波形



(b) MOSFET B 在工频周期波形

图 9 A、B 两种 MOSFET 在工频周期波形对比

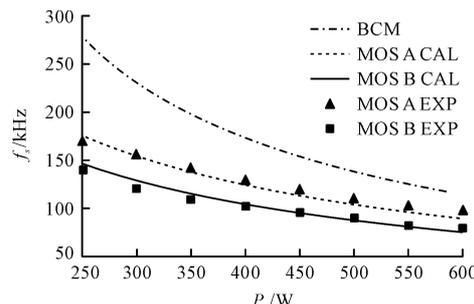
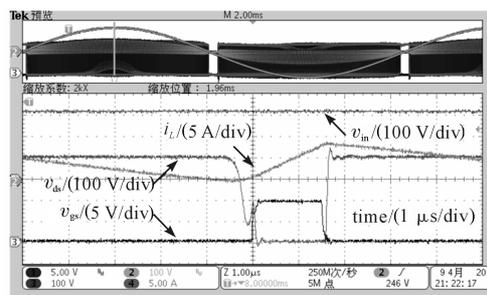


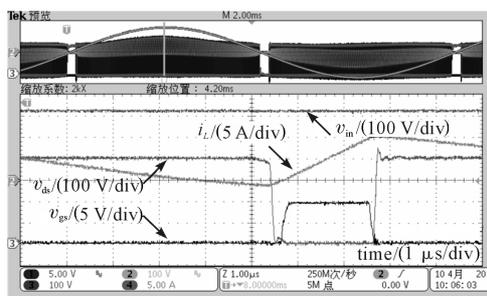
图 10 两种 MOSFET 开关频率计算值与实验值对比

可以看到：本文提出的计算方法比理想 BCM 模型的计算结果更吻合实验结果。

两种 MOSFET 的软开关情况如图 11 所示。



(a) MOSFET A 峰值电压处实现谷底开通



(b) MOSFET B 峰值电压处实现零电压开通

图 11 两种 MOSFET 峰值电压处软开通实现情况对比

根据之前的计算结果可知:开关管 A 反向恢复小,在峰值电压处负向电流较小,没有达到实现零电压开通所需的最小负向电流,故在峰值处只能实现谷底开通,这和图 11(a)所示的实验结果吻合。而开关管 B 由于它的反向恢复更大,能在全范围实现零电压开通,这和图 11(b)所示的实验结果吻合。

## 4 结束语

本文通过实验测量了负向电荷  $Q_n$  和电感电流正向峰值  $i_{ppk}$  的关系,结合考虑反向恢复的 BCM 模态分析,给出了电感电流峰值和开关频率的计算方法,并通过实验验证了该方法在不同管子下的准确性。根据该方法可知,图腾柱 Boost PFC 的反向恢复增大了 PFC 电感电流,不利于导通损耗;但它也减小了开关频率,同时拓展了 ZVS-ON 范围,有利于开关损耗。

该方法能准确计算出 BCM 图腾柱 Boost PFC 的电感电流峰值和开关频率,能指导 PFC 电感的设计和开关管的选型。

### 参考文献 (References):

- [1] MARTINEZ R, ENJETI P N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1996, 11(2):311-317.
- [2] TOLLIK D, PIETKIEWICZ A. Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies[C]. Telecommunications Energy Conference, Washington: IEEE, 1992.
- [3] DE SOUZA A F, BARBI I. High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses[C]. Telecommunication Energy Conference, Copenhagen: IEEE, 1999.
- [4] SALMON J C. Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase AC supplies and using either single or split DC rail voltage outputs[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas: IEEE, 1995.
- [5] LAI J S, CHEN D. Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode. [C]. Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. San Diego: IEEE, 1993.
- [6] SU B, LU Z. An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2010, 25(6):1406-1415.
- [7] SU Bin, ZHANG Jun-ming, LU Zheng-yu. Totem-pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM [J]. **Power Electronics, IEEE Transactions**, 2011, 26(2):427-435.
- [8] LIU Z, LEE F C, LI Q, et al. Design of GaN-based MHz Totem-pole PFC rectifier [J]. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2016, 4(3):799-807.

[编辑:李 辉]

### 本文引用格式:

赵臣凯,吴新科. MOSFET 反向恢复特性对临界导通模式图腾柱 Boost PFC 的影响[J]. 机电工程, 2018, 35(9):981-985.

ZHAO Chen-kai, WU Xin-ke. Influence of MOSFET reverse recovery on boundary conduction mode totem pole Boost PFC[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2018, 35(9):981-985.

《机电工程》杂志;http://www.meem.com.cn