

交错并联的单相功率因数校正电路的研究

冯 昊

(国家知识产权局专利局专利审查协作北京中心, 北京 100071)

摘 要 本文提出了一种并联交错 Boost 功率变换电路。该电路具有耦合电感, 通过该耦合电感的设置, 可以解决电路中二极管的零反向恢复损耗问题, 这样便能够提高电路的效率, 减小电磁干扰。该电路具有的优点是, 控制电路的控制方法非常简单, 稍微改进传统单相 PFC 电路的控制电路便可轻易得到。

关键词 PFC 控制电路 交错并联

中图分类号: TN7

文献标识码: A

文章编号: 1007-0745(2022)08-0007-03

1 前言

Boost 变换器, 是电力电子领域中一种具有特定结构的升压电路。传统的 Boost 电路的电路拓扑比较简单, 且其存在能够升压、工作性能稳定的优点, 因此其经常被使用在功率因数校正电路中。然而, 单相 PFC 由于存在不能承受开关器件过高的瞬间电压应力和电流应力的缺点, 已不能满足功率等级的增加的需求, 且单相 Boost 电路存在严重的电磁干扰 (EMI) 的问题^[1-3]。解决这一问题的常见做法是, 变换器常需要并联。但这又带来了其他问题, 当电路具有较大的输入电流时, 并联 Boost 功率因数校正电路的支路电流是输入电流的几分之一。在这种情况下, 交错并联电路由于具有输入电流纹波小、开关损耗低, 并能够提高变流器的转换效率的优点, 而被广泛运用。

Boost 电路中的二极管会存在反向恢复的问题, 而有些 Boost 电路中存在耦合电感, 可解决这一问题^[4-7]。而若在单相 PFC 电路中采用具有耦合电感的拓扑, 其具有连续的输入电流, 传统的电流断续模式的功率因数校正电路, 输入电流断续, 这样就使得在设计输入滤波器时要简单很多^[8-10]。此外, 具有耦合电感的 Boost 电路还具有另一优点, 即可大大降低反向恢复损耗, 从而降低电磁干扰损耗。

由此可得, 该交错并联单相 PFC 电路中的控制电路, 也可通过相应的改进传统单相整流电路的功率因数变换器的控制电路得到^[11]。

功率因数校正电路的不断发展, 新型的功率因数校正电路被不断提出, 例如倍压功率因数校正电路、无桥功率因数校正电路、交错并联 Boost PFC 电路等^[12-14]。而交错并联 Boost PFC 系统能减小系统的输入电流纹波,

而且还具备传统的并联系统的所有优点, 同时还能够降低电路中开关管的电流应力。

目前现有的功率因数校正电路的电路, 常见的控制方法有: 均流控制、单周期控制、峰值电流控制等。均流控制由于其具备更优秀的动态以及静态特性, 因此本文采用均流控制方法。

2 交错并联单相 PFC 电路和实现

本文的电路拓扑描述如下: 直流输入电源 V_{in} , 电源的正输入端连接并联的两条支路, 分为第一支路和第二支路, 第一支路包括耦合电感 L_1 、可控开关管 S_1 以及可控开关管 S_2 , 第二支路包括电感 L_2 、可控开关管 S_3 以及可控开关管 S_4 ; 其中电感 L_1 和电感 L_2 为耦合电感, 耦合电感 L_1 的一端连接耦合电感 L_2 的一端, 耦合电感 L_1 的另一端连接可控开关管 S_1 的漏极, 可控开关管 S_1 的源极连接直流输入电源 V_{in} 的负输入端, 可控开关管 S_1 的漏极还连接可控开关管 S_2 的源极, 可控开关管 S_2 的漏极为第一支路的输出端; 耦合电感 L_2 的一端为第二支路的输入端, 耦合电感 L_2 的另一端连接可控开关管 S_3 的漏极, 可控开关管 S_3 的另一端连接直流输入电源 V_{in} 的负输入端, 可控开关管 S_3 的漏极同时连接可控开关管 S_4 的源极, 可控开关管 S_4 的源极为第二支路的输出端。耦合电感 L_1 和耦合电感 L_2 的连接端连接直流输入电源 V_{in} 的正输入端, 第一支路以及第二支路的输出端连接在一起, 共同连接输出电容 C_o 的第一端, 输出电容 C_o 的第二端连接直流输入电源 V_{in} 的负输入端, 负载电阻 R_L 与输出电容 C_o 并联, 也即, 负载电阻 R_L 的一端连接第一支路与第二支路的输出端, 负载电阻 R_L 的另一端连接直流输入电源 V_{in} 的负输入端, 负载电阻 R_L 的两端为输出电压。

可控开关管 S1、可控开关管 S2、可控开关管 S3 以及可控开关管 S4 可以为 MOSFET 功率管。可选的可控开关管 S1、可控开关管 S2、可控开关管 S3 以及可控开关管 S4 可以包括两端反并联二极管的 MOSFET 功率管,还可以包括两端反并联二极管以及电容的 MOSFET 功率管。在本领域中, Boost 功率因数变换电路拓扑是为大家所熟知的。直流输入电源 E, 其正输入端连接可控开关管 V 的集电极, 可控开关管 V 的发射极连接二极管 VD 的阴极, 二极管 VD 的阳极连接直流输入电源 E 的负输入端, 电感 L 的一端连接可控开关管 V 的发射极与二极管 VD 阴极的连接点, 电感 L 的另一端连接电阻 R 的一端, 电阻 R 的另一端连接输出支流电源的一端, 输出直流电源的另一端连接输入直流电源的负输入端以及二极管 VD 的阳极。可控开关管的选择有很多, 比如本领域所熟知的 IGBT、MOSFET 等。电阻 R 的两端即为输出电压。

因此, 对比本文的电路拓扑和本领域熟知的 Boost 电路可知, 本文的电路拓扑可以看成两条 Boost 电路耦合在一起, 且本文是全控性的两条 Boost 电路, 因为本文的电路拓扑中采用可控开关管替代了传统 Boost 电路中的二极管 VD, 更好地实现了交错并联的功能。本文的电路拓扑包括绕向相同的耦合电感 L1 和 L2, 耦合电感 L1 和 L2 可等效为 3 个非耦合电感, 其电路等效方式为: 耦合电感 L1、L2 可等效为电感 La、Lb、Lc, 电感 La 的一端为第一输入端, 电感 La 的另一端连接电感 Lb 以及电感 Lc 的连接点, 电感 Lc 的另一端为第二输入端和第二输出端, 电感 Lb 的另一端为第一输出端。

传统的 Boost 电路工作原理如下: 电路刚启动时, 电感电流为零, 随着工作过程的进行, 电感电流开始逐渐增长, 而与此同时, 通过二极管 VD 的电流下降, 这样就实现了可控开关管 V 的零电流导通和二极管 VD 的零电流反向恢复损耗。而本文所介绍的交错并联功率因数校正电路的控制和传统的单相功率因数校正电路的控制过程实质上是相同的, 最终实现的控制目标是它的输入电流最大限度地跟随输入电压, 而实现电路的功率因数最大限度地逼近 1。

本文中电路拓扑的控制过程与传统的单相 Boost 功率因数校正电路的控制过程相同, 通过再次分配传统单相 Boost 功率因数变换电路的控制信号, 使得可控开关管 S1 和可控开关管 S2 实现交错导通, 而其他外围电路与传统的单相 Boost 功率因数变换电路没有过多的区别, 这样便不需要额外设计单独的脉宽调制的控制

芯片, 而只需再增加一个脉宽调制分配电路。

3 控制电路

本文采用的控制芯片是 UC3854, 而本文的开关管控制频率是传统的脉宽调制开关频率的一半。本文的控制模块描述如下: 目标输出电压 U_{ref} 作为输入电压, 进入 PI 控制模块, 接下来与电感 L1 的目标电流 I_{L1ref} 做差, 其做差的结果进入 PI 控制模块, 再进行 $G(s)$ 变换, 输出第一输出电压; 目标输出电压 U_{ref} 作为输入电压进入 PI 控制模块的结果, 同时与电感 L2 的目标电流 I_{L2ref} 做差, 做差结果进入 PI 控制模块, 在进行 $G(s)$ 变换, 输出另一第二输出电压。第一输出电压和第二输出电压相加, 共同进行另一 $G(s)$ 变换, 输出的电压即为输出电压 UDC。同时控制过程还包括负反馈过程, 即输出电压 UDC 返回目标输出电压 U_{ref} , 进行负反馈; 上述第一输出电压返回目标输出电压 U_{ref} 作为输入电压进入 PI 控制模块的结果, 进行负反馈, 上述第二输出电压返回目标输出电压 U_{ref} 作为输入电压进入 PI 控制模块的结果进行负反馈。作为本文的耦合电感 L1 和耦合电感 L2 是工作在断续导通模式下, 即其电感电流是断续的, 这样也变不需要考虑耦合电感 L1 和耦合电感 L2 之间的均流问题, 这样只需要在传统单相 Boost 电路的控制电路即可完成控制。

为使交错并联 Boost PFC 电路并联两模块实现均流, 考虑只有两模块并联, 所以设计占空比补偿控制环时, 只需在其中一条支路中加入占空比补偿控制环, 当这一支路电感电流通过均流占空比补偿后达到总电流的一半时, 另一支路的电流必定也为总电流的一半, 达到了两条支路均流的目的。

根据之前对导致两条电路不均流的原因的分析, 交错并联的控制过程中, 由于可控开关管的导通延迟产生很小的输入电压增量, 致使电感的电流与其给定值之间有一定的差距, 即不能很好地实现跟踪的效果, 因此两条并联的支路的电流之间将形成电流偏差。所以, 分析两条并联支路, 电感 L2 支路为产生这一现象的源头支路, 在这一支路的控制电流环中加入占空比补偿环节, 就可以实现控制目标中所需要达到的占空比补偿, 其所到平均电流控制的电流内环输出的控制占空比中, 使电感 L2 支路的实现为电路中总电流的一半大小, 那么电感电流 i_{L1} 也为总电流的一半大小, 就可以实现两条并联的 Boost 支路的均流。

根据电感 L2 的支路电流给定值 $1/2(i_{Lref})$ 与电感 L2

支路的电感实际电流的差值,根据该差值与电感 L2 支路的电流给定值 $1/2(i_{Lref})$ 的比例得到电感 L2 支路的电流偏差程度。

交错并联 Boost PFC 变换器的直流输入电压为 V_{in} , 其输入电压的形式是整流桥输出电压的正弦半波, 该输入电压的大小介于 0 到 v_{pk} 之间, 其中 v_{pk} 代表的是峰值电压。我们在控制过程中发现, 输入电压 V_{in} 约等于 0 时, 能实现控制占空比最大的效果, 而输入电压 V_{in} 在峰值附近时, 能实现控制占空比最小的效果。因此, 本文采用的占空比补偿控制方式, 能实现两条支路中用于补偿的并且能够实现均流效果的均流占空比, 其最大值也能成为控制占空比的最大值。

4 实验结果

本文的模拟由 MATLAB 软件实现, 本文的控制电路为控制芯片 UC3854, 主要的元件选择为: 二极管 VD 是软恢复二极管, 可控开关管 S1 采用的是英飞凌公司生产的 CMT57UA40 开关, 输入电压为市电, 经过 Boost 电路升压后, 输出电压可达到 350V, 可控开关管 S1 的工作频率为 18kHz, 电路的输出功率为 2kW, 其他三个可控开关管 S2、S3、S4 也可选用同样类型的可控开关, 也即可同样采用英飞凌公司生产的 CMT57UA40 开关。耦合电感 L1 与电感 L2 的感量相同, 都是 0.7mH, 输出电容 C_o 容量为 950 μ F, 耦合电感 L1 与电感 L2 的耦合系数为 0.95。续流二极管的电压和电流的实验波形可达到完全连续。续流二极管实现了零电压关断, 续流二极管的反向恢复电流为零, 这样, 便能够减小由于二极管反向恢复电流而导致的能量损耗, 降低电磁干扰损耗。同时, 可控开关管 S1 的电压波形以及电流波形也相较于传统的 Boost 电路的电压波形以及电流波形有较大的改善。本文的输出电压波形可以更大程度地实现跟随电流波形, 从而实现功率因数的极大提高, 同时损耗也能降低。同时, 本文中的交错并联电路实现了电压与电流的交错, 大大降低了开通损耗, 并且减小了电磁损耗。

5 结论

本文介绍了一种交错并联的单相升压功率因数校正电路, 这样的电路拓扑能够大大提高电路效率, 降低电磁损耗, 并且由于具有耦合电感, 还可进一步实现升压电路的二极管零反向恢复损耗。且该电路控制简单, 可采用与传统单相电路相同的控制方法, 采用传统的控制芯片即可, 加以简单的分配电路即可实现,

控制电路采用控制芯片 UC3854, 实现了交错并联的 Boost 电路的 PFC。与断续电流模式的单相功率因数变换电路相比, 本文所采用的电路的输入电流连续, 且可实现电路中二极管的反向恢复损耗为零。

参考文献:

- [1] B.A.Miwa,D.M.Otten and M.F.Schlecht.High efficiency power factor correction using interleaving techniques[C].proceedings of APEC92,1992:557-568.
- [2] 曹具,马建国,莫话,等.交错临界导电模式 PFC 原理与设计 [J].通信电源技术,2009,26(05):29-33.
- [3] 杨喜军,叶芄生,龚幼民,等.单相双重交错 BOOST PFC 功率开关的驱动技术 [C].第十五届全国电源技术年会论文集,2003:815-817.
- [4] 苗海亮,雷淮刚,陈辉,等.并联交错 Boost PFC 驱动技术的仿真研究 [C].第十五届全国电源技术年会论文集,2003:829-831.
- [5] 蒋志宏,李辉,黄立培.基于占空比动态分配控制的并联交错 CCM PFC 变换器 [J].北京理工大学学报,2009,29(03):240-244.
- [6] 张卫平.开关变换器的建模与控制(第一版)[M].北京:中国电力出版社,2006.
- [7] 周鹤良.中国电动汽车发展状况及建设 [J].中国机电工业,2001,19(03):19-22.
- [8] LU B,BROWN R,SOLDANO M.Bridgeless PFC implementation using one cycle control technique[C].Twentieth Annual IEEE,2005:812-817.
- [9] 王山山,刘旭丹,胡长生.峰值控制交错并联 Boost PFC 的设计 [J].机电工程,2010,27(08):88-90.
- [10] 王玉斌,李继文,田兆光,等.一种新型的基于单周控制的功率因数校正方法及实验研究 [J].电工技术学报,2007,22(02):137-143.
- [11] 高玉峰,胡旭杰,陈涛.开关电源模块并联均流系统的研究 [J].电源技术,2011,35(02):210-212.
- [12] Thomas Nussbaumer,Johann W Kolar.Design Guidelines for Interleaved Single-phase Boost PFC Circuits[J].IEEE Trans.On Power Electron,2009,56(07):2599-2573.
- [13] Jose R Pinheiro, Hilton A Grundling,Dalton L R,et al.Control Strategy of an Interleaved Boost Power Factor Correction Converter With Fast Dynamic Response[J].IEEE Trans.On Industrial Electronics,2011,58(09):4207-4216.
- [14] Dylan Dah-Chuan Lu,Herbert Ho-Ching Iu,Velbor Pjevalica.A Single-Stage AC/DC Converter With High Power Factor,Regulated Bus Voltage,and Output Voltage[J].IEEE Transactions on power electronics,2008,23(01):218-228.