



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102130581 B

(45) 授权公告日 2013.04.24

(21) 申请号 201110079685.X

US 2005285583 A1, 2005.12.29,

(22) 申请日 2011.03.30

方孝杰, 南余荣. 基于开环的临界续断模式  
交错并联 BoostPFC. 《通信电源技术》. 2011, 第  
28卷(第2期),

(73) 专利权人 浙江工业大学

审查员 段文婷

地址 310014 浙江省杭州市下城区朝晖六区

(72) 发明人 南余荣 田密

(74) 专利代理机构 杭州天正专利事务所有限公  
司 33201

代理人 王兵 王利强

(51) Int. Cl.

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 1/12 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 1518197 A, 2004.08.04,

CN 101197544 A, 2008.06.11,

CN 101673957 A, 2010.03.17,

CN 101217255 A, 2008.07.09,

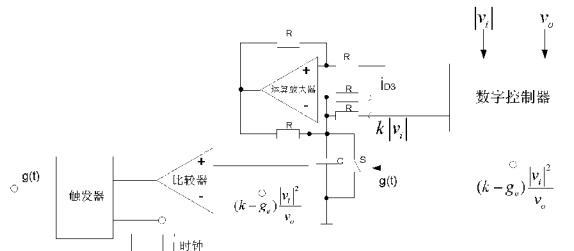
权利要求书1页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

基于非线性平均电流控制的 BOOST PFC 电路

(57) 摘要

一种基于非线性平均电流控制的 BOOST PFC 电路, 包括图腾柱 BOOST PFC 主电路和控制支路, 图腾柱 BOOST PFC 主电路包括输入侧、电容 C0、电阻 Rs、第一二极管 D1、第二二极管 D2、第三二极管 D3, 第一场效应管 Q1、第二场效应管 Q2、电感 L 和输出侧, 控制支路包括数字控制器、运算放大器、积分电容 C、开关 S、比较器和触发器, 控制支路的控制率方程如下 (14); 控制率方程 (14) 的左边采用可复位的积分器实现, 所述控制率方程 (14) 的右边采用数字控制器实现。本发明减小无桥 BOOST PFC 的电磁干扰和克服已有的单周期控制中轻载 B 不稳定、非线性载波控制中积分器设计复杂等的不足。



1. 一种基于非线性平均电流控制的BOOST PFC电路，包括图腾柱BOOST PFC主电路，所述图腾柱BOOST PFC主电路包括输入侧、电容C<sub>o</sub>、电阻R<sub>s</sub>、第一二极管D1、第二二极管D2、第三二极管D3，第一场效应管Q1、第二场效应管Q2、电感L和输出侧，所述输出侧与所述电容C<sub>o</sub>并联，所述输出侧一端与所述第三二极管D3的反向端相接，所述输出侧的另一端与电阻R<sub>s</sub>的一端相接，所述第三二极管D3的正向端与所述第二场效应管Q2的漏极、所述第二二极管D2的反向端连接，所述电阻R<sub>s</sub>的另一端与第一二极管D1的正向端、第一场效应管Q1的源极连接，所述第一二极管D1的反向端和第二二极管D2的正向端均与输入侧的一端连接，所述第二场效应管Q2的源极和第一场效应管Q1的漏极均与电感L的一端连接，所述电感L的另一端与输入侧的另一端连接，其特征在于：所述的基于非线性平均电流控制的BOOST PFC电路还包括控制支路，所述控制支路的控制率方程如下：

$$\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} (k|v_i| - i_{D3}) dt = (k - g_e) \frac{|v_i|^2}{v_o} \quad (14)$$

其中，|v<sub>i</sub>|是输入侧电压绝对值，g<sub>e</sub>是电压环补偿器输出值，k是一比例常数，T<sub>s</sub>是场效应管的开关周期，i<sub>D3</sub>是第三二极管D3的电流，d是场效应管的开关占空比，v<sub>o</sub>是输出侧电压；

所述控制率方程(14)的左边采用可复位的积分器实现，所述控制率方程(14)的右边采用数字控制器实现，所述积分器包括运算放大器、积分电容C和开关S；

所述的控制支路包括所述数字控制器、所述积分电容C、所述开关S、所述运算放大器、比较器和触发器，所述的数字控制器一路输出与运算放大器的反相输入端连接，所述的数字控制器另一路输出与比较器的负输入端连接，所述的比较器的正输入端与运算放大器的反相输入端连接，所述的开关S与所述的积分电容C并联，所述的积分电容C的一端与运算放大器的反相输入端连接，所述的积分电容C的另一端与地连接，所述的触发器的一端与比较器的输出连接，所述的触发器的另一端与时钟信号相接，所述的触发器的输出信号控制场效应管Q1、Q2和开关S的开通和关断。

## 基于非线性平均电流控制的 BOOST PFC 电路

### 技术领域

[0001] 本发明涉及功率因数校正电路,尤其是一种 BOOST PFC 电路。

### 背景技术

[0002] 电力电子装置的大量频繁使用给电网造成了很严重的谐波污染,因此必须引入功率因数校正(PFC) 电路,使其输入电流谐波满足现有的谐波要求。功率因数校正一直在朝着效率高、结构简单、控制容易实现、减小EMI 等方向发展,所以无桥 BOOST PFC 电路作为一种提高效率的有效方式越来越受到人们的关注。无桥 BOOST PFC 电路省略了传统 BOOST PFC 电路的整流桥,减少了二极管的通态损耗,效率得到很大提高。但是传统的无桥 BOOST PFC 的EMI 较大,图腾柱 BOOST PFC 作为它的一种演变,EMI 要小很多,但是图腾柱 BOOSTPFC 的传统控制较为复杂,特别是电感电流检测上较困难。因此,提出一种相对简单的图腾柱 BOOST PFC 电路的控制方法是很有意义的。

### 发明内容

[0003] 为了减小无桥 BOOST PFC 的电磁干扰和克服已有的单周期控制中轻载不稳定、非线性载波控制中积分器设计复杂等的不足,本发明提供一种轻载稳定、简化积分器设计的基于非线性平均电流控制的图腾柱 BOOST PFC 电路。

[0004] 本发明解决其技术问题所采用的技术方案是:

[0005] 一种基于非线性平均电流控制的图腾柱 BOOST PFC 电路,包括图腾柱 BOOST PFC 主电路,所述图腾柱 BOOST PFC 主电路包括输入侧、电容 C0、电阻 Rs、第一二极管 D1、第二二极管 D2、第三二极管 D3,第一场效应管 Q1、第二场效应管 Q2、电感 L 和输出侧,所述输出侧与所述电容 C0 并联,所述输出侧一端与所述第三二极管 D3 的反向端相接,所述输出侧的另一端与电阻 Rs 的一端相接,所述第三三极管 D3 的正向端与所述第二场效应管的漏极连接,所述电阻 Rs 的另一端与第一二极管的正向端、第一场效应管的源极连接,所述第一二极管 D1 的反向端和第二二极管的正向端均与输入侧的一端连接,所述第二场效应管 Q2 的源极和第一场效应管 Q1 的漏极均与电感 L 的一端连接,所述电感 L 的另一端与输入侧的另一端连接,所述的基于非线性平均电流控制的 BOOST PFC 电路还包括控制支路,所述控制支路的控制率方程如下:

$$[0006] \frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} (k|v_i| - i_{D3}) dt = (k - g_e) \frac{|v_i|^2}{v_o} \quad (14)$$

[0007] 其中,  $|v_i|$  是输入侧电压绝对值,  $g_e$  是电压环补偿器输出值,  $k$  是一比例常数,  $T_s$  是场效应管的开关周期,  $i_{D3}$  是第三二极管 D3 的电流,  $d$  是场效应管的开关占空比,  $v_o$  是输出侧电压;

[0008] 所述控制率方程(14)的左边采用可复位的积分器实现,所述控制率方程(14)的右边采用数字控制器实现,所述积分器包括运算放大器、积分电容 C 和开关 S;

[0009] 所述的控制支路包括数字控制器、积分电容 C、开关 S、运算放大器、比较器和触发

器,所述的数字控制器一路输出与运算放大器的反相输入端连接,所述的数字控制器另一路输出与比较器的负输入端连接,所述的比较器的正输入端与运算放大器的反相输入端连接,所述的开关 S 与所述的积分电容并联,所述的积分电容的一端与运算放大器的反相输入端连接,所述的积分电容的另一端与地连接,所述的触发器的一端与比较器的输出连接,所述的触发器的另一端与时钟信号相接,所述的触发器的输出信号控制场效应管 Q1、Q2 和开关 S 的开通和关断。

[0010] 本发明的技术构思为:将非线性平均电流控制方法运用在图腾柱 BOOST PFC 电路上,达到单位功率因数和设计简单的目的。

[0011] 本发明的有益效果主要表现在:电磁干扰较小,能克服单周期控制中轻载稳定、非线性载波控制中积分器设计复杂等的不足。

## 附图说明

[0012] 图 1 是图腾柱 BOOST PFC 主电路的电路图。

[0013] 图 2 是图腾柱 BOOST PFC 控制电路的电路图。

[0014] 图 3 是图腾柱 BOOST PFC 主电路的模态分析示意图。

## 具体实施方式

[0015] 下面结合附图对本发明作进一步描述。

[0016] 参照图 1 ~ 图 3,一种基于非线性平均电流控制的图腾柱 BOOSTPFC 电路,包括图腾柱 BOOST PFC 主电路,所述图腾柱 BOOST PFC 主电路包括输入侧、电容 C0、电阻 Rs、第一二极管 D1、第二二极管 D2、第三二极管 D3,第一场效应管 Q1、第二场效应管 Q2、电感 L 和输出侧,所述输出侧与所述电容 C0 并联,所述输出侧一端与所述第三二极管 D3 的反向端相接,所述输出侧的另一端与电阻 Rs 的一端相接,所述第三三极管 D3 的正向端与所述第二场效应管的漏极连接,所述电阻 Rs 的另一端与第一二极管的正向端、第一场效应管的源极连接,所述第一二极管 D1 的反向端和第二二极管的正向端均与输入侧的一端连接,所述第二场效应管 Q2 的源极和第一场效应管 Q1 的漏极均与电感 L 的一端连接,所述电感 L 的另一端与输入侧的另一端连接,所述的基于非线性平均电流控制的图腾柱 BOOST PFC 电路还包括控制支路,所述控制支路的控制率方程如下:

$$[0017] \frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} (k|v_i| - i_{D3}) dt = (k - g_e) \frac{|v_i|^2}{v_o} \quad (14)$$

[0018] 其中,  $|v_i|$  是输入侧电压绝对值,  $g_e$  是电压环补偿器输出值,  $k$  是一比例常数,  $T_s$  是场效应管的开关周期,  $i_{D3}$  是第三二极管 D3 的电流,  $d$  是场效应管的开关占空比,  $v_o$  是输出侧电压;

[0019] 所述控制率方程 (14) 的左边采用可复位的积分器实现,所述控制率方程 (14) 的右边采用数字控制器实现,所述积分器包括运算放大器、积分电容 C 和开关 S;

[0020] 所述的控制支路包括数字控制器、积分电容 C、开关 S、运算放大器、比较器和触发器,所述的数字控制器一路输出与运算放大器的反相输入端连接,所述的数字控制器另一路输出与比较器的负输入端连接,所述的比较器的正输入端与运算放大器的反相输入端连接,所述的开关 S 与所述的积分电容并联,所述的积分电容的一端与运算放大器的反相输入端连接,所述的积分电容的另一端与地连接,所述的触发器的一端与比较器的输出连接,所述的触发器的另一端与时钟信号相接,所述的触发器的输出信号控制场效应管 Q1、Q2 和开关 S 的开通和关断。

入端连接,所述的积分电容的另一端与地连接,所述的触发器的一端与比较器的输出连接,所述的触发器的另一端与时钟信号相接,所述的触发器的输出信号控制场效应管 Q1、Q2 和开关 S 的开通和关断。

[0021] 本实施例中,所述数字控制器的输入侧信号为输入侧电压绝对值  $|v_i|$  和输出侧电压  $v_o$ ,所述的数字控制器一路输出的数值与公式 (14) 的右边相等;所述的数字控制器另一路输出的数值为  $k|v_i|$ ;所述运算放大器的负极同时连接一个输入信号,该输入信号的数值为  $-i_{D3}$ 。

[0022] 本实施例中,图腾柱 BOOST PFC 主电路如图 1 所示,D3 是外加的一个二极管,目的是防止 Q1 和 Q2 同时开通时出现桥臂直通,同时由于 D3 的存在,可以同时控制 Q1 和 Q2 的开通和关断,而不需要在输入电压的正负半周分开控制,这样可以大大简化控制电路。根据输入电压正负半周,该主电路可等效为两个 BOOST 电路。在输入电压正半周,由 Q1、D1 和 Q2 体二极管组成;在输入电压负半周,由 Q2、D2 和 Q1 体二极管组成。

[0023] 该电路共有 4 种模态:

[0024] (1) 模态 1:输入电压正半周,开关管 Q1 和二极管 D1 导通,形成电感充电回路,电感电流上升,同时输出电容放电,稳定输出电压。

[0025] (2) 模态 2:Q2 体二极管、D1 和 D3 导通,输入电源和电感同时给负载供电,电感电流下降。

[0026] (3) 模态 3:输入电压负半周,开关管 Q2 和二极管 D2 导通,形成电感充电回路,电感电流上升,同时输出电容放电,稳定输出电压。

[0027] (4) 模态 4:Q1 体二极管、D2 和 D3 导通,输入电源和电感同时给负载供电,电感电流下降。

[0028] 非线性平均电流控制是在单相 PFC 中提出的一种控制方式。对于单相 BOOST PFC 电路,电流控制的目标是调节电感电流使其与整流输入电压成一定比例,如下式:

$$[0029] \bar{i}_L = i_{ref} = g_e |v_i| \quad (4)$$

[0030] 其中,  $\bar{i}_L$  是电感电流平均值,  $|v_i|$  是输入电压绝对值,  $i_{ref}$  是电流参考值,  $g_e$  是电压环补偿器输出值。

[0031] 开关管导通时开关管上流过的电流与电感电流相等,所以每个开关周期内电感电流平均值与开关电流平均值的关系有:

$$[0032] d\bar{g}_L = \bar{i}_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_s dt \quad (5)$$

[0033] 其中,  $d$  为开关的占空比,  $\bar{i}_s$  是开关电流平均值。结合式 (4) 和 (5) 可得下式:

$$[0034] \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_s dt = g_e |v_i| gd \quad (6)$$

[0035] 由于式 (6) 会导致一个内在不稳定的电流环,所以将式 (6) 右边的  $d$  用  $d_{ff}$  代替,  $d_{ff}$  可以用以下两个表达式的任意一个表示:

$$[0036] d_{ff} = 1 - \frac{|v_i|}{v_o} \quad (7)$$

[0037] 或  $d_{ff} = 1 - \frac{|v_i| - L \frac{di_L}{dt}}{v_o}$  (8)

[0038] 则非线性平均电流控制的控制率方程为：

[0039]  $\frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_s dt = g_e |v_i| d_{ff}$  (9)

[0040] 如图 2 所示, 为图腾柱 BOOST PFC 电路控制原理图。

[0041] 对于图腾柱 BOOST PFC 电路, 需要在输入电压正负半周分别检测两个开关管的电流, 这样较为复杂。如图 3 所示, 用检测第三二极管 D3 上的电流代替检测开关管上的电流, 只需要在 D3 路径上串一个采样电阻  $R_s$  就可测出 D3 上的电流。由于开关管断开时二极管 D3 上流过的电流与电感电流相等, 则式 (5) 可变为：

[0042]  $(1-d)\bar{i}_L = \bar{i}_{D3} = \int_{dT_s}^{T_s} i_{D3} dt$  (10)

[0043] 其中,  $d$  为开关占空比。

[0044] 结合式 (4) 和 (10), 可得：

[0045]  $\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} i_{D3} dt = (1-d)g_e |v_i|$  (11)

[0046] 同样, 用  $d_{ff}$  代替式 (11) 右边的  $d$ , 则变为：

[0047]  $\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} i_{D3} dt = (1-d_{ff})g_e |v_i|$  (12)

[0048] 然而, 得出的控制率仍是不稳定的。为此, 将 (12) 式两边同时引入补偿电流  $i_c$ , 则可将 (12) 式变为：

[0049]  $\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} (i_c - i_{D3}) dt = (1-d_{ff})[i_c - g_e |v_i|]$  (13)

[0050] 选取  $i_c = k |v_i|$ ,  $k$  是一比例常数, 将  $i_c$  代入上式并结合式 (7), 则有：

[0051]  $\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} (k |v_i| - i_{D3}) dt = (k - g_e) \frac{|v_i|^2}{v_o}$  (14)

[0052] 上式为图腾柱 BOOST PFC 电路非线性平均电流控制的控制率方程。

[0053] 如图 2 所示, 等式 (14) 左边用一个可复位的积分器实现; 考虑到线性乘法器和除法器很难去设计, 而且工作范围有限和对噪声敏感的缺点, 等式 (14) 用一个数字控制器实现, 同时也可以到达数字控制的目的。

[0054] 如图 2 所示, 由运算放大器构成的可复位积分器的输出与比较器正输入端相连, 即控制率方程的左边式子; 由数字控制器得出的控制率右边的式子与比较器的负输入端相连, 比较器的输出和时钟信号接入触发器产生两个场效应管 Q1、Q2 和开关 S 的导通和关断信号。

[0055] 电路参数表如表 1 所示。

[0056]	输入交流峰值电压/V	工频/Hz	输出电压/V	开关频率/KHz	升压电感/mH	输出电容/mF
	200	50	350	30	0.6	2

[0057] 表 1

[0058] 不同负载下的效率、THD(总谐波失真)和输出电压如表 2 所示。

[0059]

负载 ( $\Omega$ )	20	30	50	80
输出电压 (V)	350.13	350.06	350.02	350.01
THD (%)	4.03	4.99	7.33	11.15
效率 (%)	94.52	93.75	93.13	92.55

[0060] 表 2。

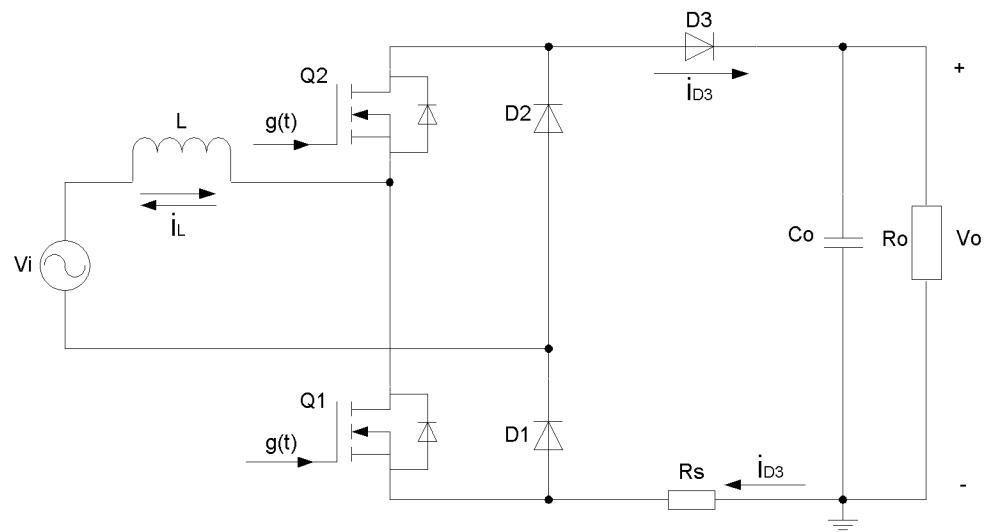


图 1

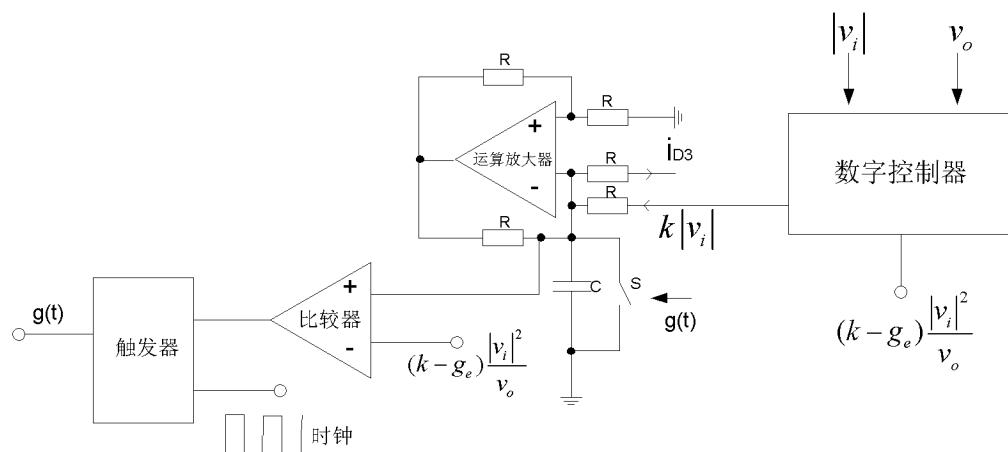


图 2

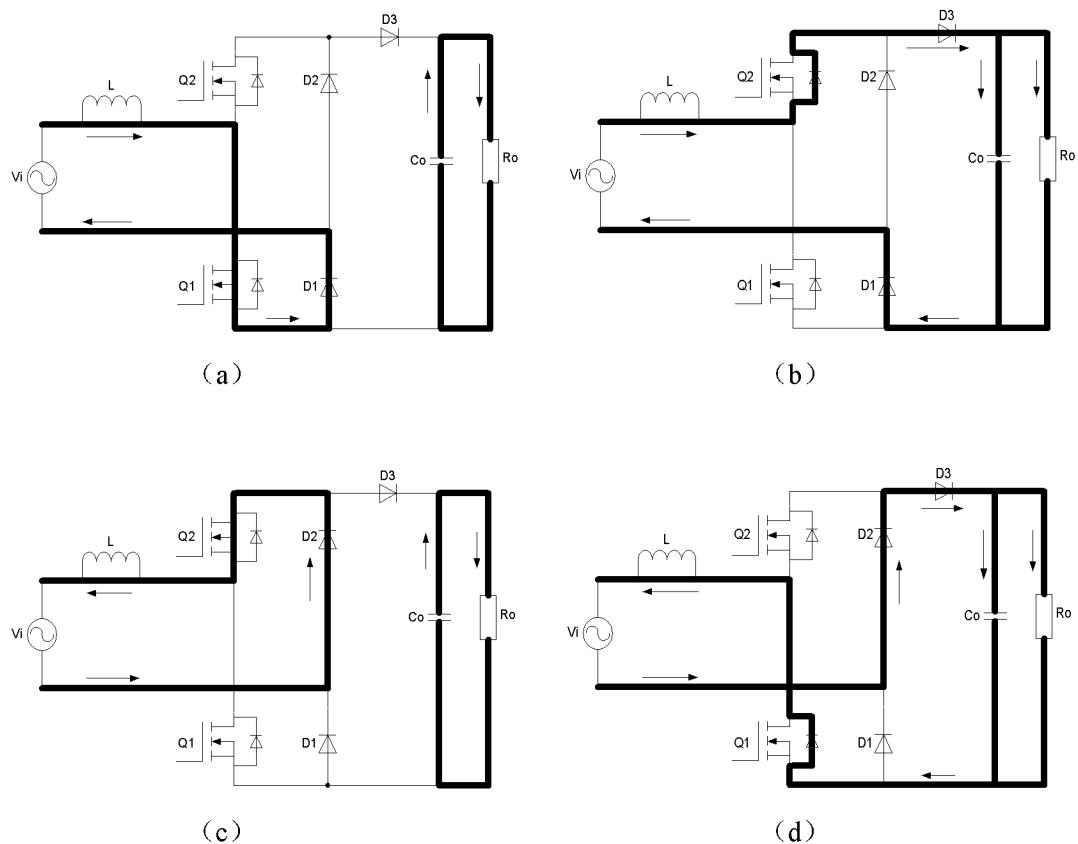


图 3