

电流型阻抗源升压整流器

刘静怡¹,李大飞¹,王煜坤²

(1. 航空工业南京机电液压工程研究中心,江苏 南京 211106; 2. 南京航空航天大学 金城学院,江苏 南京 211156)

摘要:自Z源网络提出以来,阻抗源变流器得到了广泛的研究和应用,但大多是针对电压型及逆变器的。选择电流型准Z源整流器作为研究对象,在传统控制策略中加入了阻抗源电感电流的前馈控制和有源阻尼控制,得到了更高的输出范围和更好的输出波形,并通过仿真验证了控制策略的正确性。设计了1台1 kW量级的样机并进行实验验证。

关键词:准Z源;电流型;整流器;有源阻尼

中图分类号:TM461 **文献标志码:**B **文章编号:**1671-5276(2020)01-0181-04

Current-fed Impedance Source Boost Rectifier

LIU Jingyi¹, LI Dafei¹, WANG Yukun²

(1. China Aviation Industry Nanjing Electrical and Hydraulic Engineering Research Center, Nanjing 211106, China; 2. Nanhong Jincheng College, Nanjing 211156, China)

Abstract: Since the Z source network came out, the impedance converter is widely studied and applied, especially the voltage-fed and inverter. This paper takes the current quasi-Z source rectifier as object of study. On the basis of the traditional control strategy, the feedforward control of the inductance current of the impedance source and active damping control are added, so as to obtain higher output range and better output waveform. And the simulation results show that the control strategy is correct. A 1 kW prototype is designed for the experimental verification.

Keywords: quasi-Z source; current-fed; rectifier; active damping

0 引言

根据直流侧储能元件的不同,三相PWM整流器可分为电流型整流器(current source rectifier, CSR)和电压型整流器(voltage source rectifier, VSR)。目前,在研究的深度、广度以及实际应用等方面,CSR均不及VSR。但是,随着高温超导材料的日臻成熟^[1]和逆阻型IGBT(RB-IGBT)的不断发展,它的效率和功率密度可以进一步提高^[2-3],再加上动态响应快、限流能力强等优点,CSR受到了更多关注。

2002年,彭方正教授提出一种新颖的整流器拓扑理论^[4-5],它可以克服传统整流器的不足,满足了电能转换更宽升降压范围的需求,同时提高了可靠性。此后,阻抗源整流器作为一种全新的拓扑得到了业界的广泛关注。

本文以三相电流型准Z源PWM整流器作为研究对象,首先分析拓扑结构,了解其运行机制。然后选择一种控制策略,进行整体系统设计并仿真。最后搭建1台样机,对仿真结果进行验证。

1 电流型准Z源整流器及其工作原理

Z源整流器的缺点是阻抗源电容电压高于输入电压,而且启动冲击大,体积质量大,可靠性低。基于此,彭方正教授又提出了准Z源整流器拓扑^[6],如图1所示,目前已在多个领域得到应用^[7-9]。

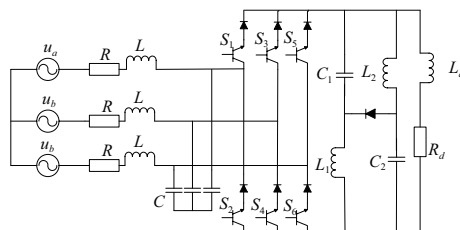


图1 电流型准Z源整流器拓扑结构

下面分析其工作原理。三相整流桥可以认为是等效电压源 i_m 。不同工作状态下的等效电路如图2所示。

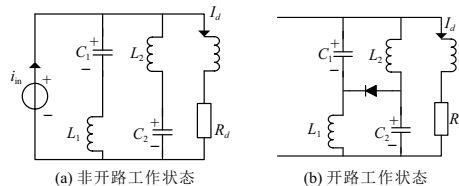


图2 电流型准Z源整流器等效电路

假设 $L_1=L_2, C_1=C_2$ 。

当整流器处于非开路工作状态,有:

$$I_c = I_L, i_m = 2I_L + I_d \quad (1)$$

式中 i_m 为流入整流器电流。

当整流器处于开路工作状态,有:

$$I_C = -(I_I + I_d), i_{in} = 0 \quad (2)$$

而在稳态下,一个开关周期 T 中流过电容的电流平均值为 0,记处于开路零状态的时间为 T_0 ,处于非开路开关状态的时间为 T_1 。 $T_0 = T - T_1$ 。则:

$$I_c = \bar{i}_c = \frac{T_1 \cdot I_L - T_0 \cdot (I_L + I_d)}{T} = 0 \quad (3)$$

$$\text{得: } \frac{I_L}{I_d} = \frac{T_0}{T_1 - T_0}, I_d = \frac{T_1 - T_0}{T_0} I_L = \left(\frac{T_1}{T_0} - 1 \right) I_L \quad (4)$$

因此,流出整流器电流在一个开关周期内的平均值为:

$$I_{\text{in}} = \frac{T_1 \cdot (2I_L + I_d)}{T} = \frac{T_1 \cdot \left(2I_L + \left(\frac{T_1}{T_0} - 1 \right) I_L \right)}{T} = \left(\frac{T}{T_0} - 1 \right) I_L \quad (5)$$

令开路占空比 $d_0 = \frac{T_0}{T}$, 则:

$$I_{\text{in}} = \left(\frac{1}{d_0} - 1 \right) I_L, I_L = \frac{d_0}{1 - d_0} I_{\text{in}} \quad (6)$$

$$I_L = \frac{d_0}{1-2d_0} I_d \quad (7)$$

又,非开路工作状态下 $i_{in} = 2I_L + I_d$, 则:

$$\frac{i_{\text{in}}}{I_d} = \frac{2I_L}{I_d} + 1 = \frac{1}{1-2d_0}, \text{ 即 } I_d = (1-2d_0)i_{\text{in}} = Bi_{\text{in}} \quad (8)$$

由上可知,通过控制开路占空比 d_0 的大小,可以实现准 Z 源网络储能与输出状态的切换,从而改变输出电压与输入母线电压的变换比例,实现自由升降。为此,在阻抗源网络加入开关管 S_7 ,以此控制 d_0 ,如图 3 所示。

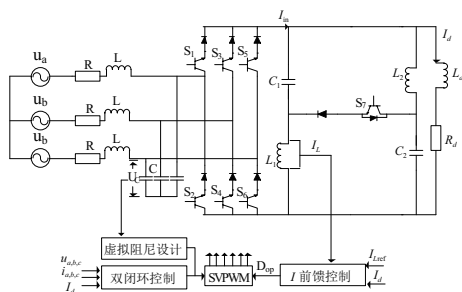


图3 电流型准Z源整流器整体控制策略

2 阻抗源网络的参数设计

由前文可知,流入到整流器中的电流为:

$$I_{\text{in}} = I_d + 2I_L = \frac{1}{1 - 2d_0} I_d \quad (9)$$

系统 I_{in} 和 I_d 的方向是一致的, 即 $\frac{1}{1-2d_0} > 0$, 即 $1-2d_0 > 0, d_0 < 0.5$, 说明开路矢量状态的占空比不能超过 0.5。

交流侧参数设计与传统电流型 PWM 整流器相同,在此不做赘述。以下从理论上介绍阻抗源参数的设计思路。

为了计算出阻抗源网络中无源器件的具体参数,假设系统在运行过程中,电容电压和电感电流的方向不发生变化,即使它工作在 CCM 模式。下面进行参数设计。

2.1 阻抗源网络电感设计

电感电流在整个系统运行过程中均保持电流方向不

变化。

在开路矢量状态下, $V_C = V_L = V_d/2$, 电感电流变化量为:

$$\Delta I_L = \frac{V_L}{2L} d_0 T = \frac{V_C}{2L} d_0 T = \frac{V_d}{4L} d_0 T \quad (10)$$

当要求 $\Delta I_L \leq \Delta I_{\max}$ 时,可得到阻抗源网络电感的取值范围为:

$$L > \frac{d_0 TV_d}{4\Delta I_{\max}} \quad (11)$$

2.2 阻抗源网络电容设计

电容电压在整个系统运行过程中均保持电压方向不变化。

在非开路矢量状态下, $I_c = I_l$ 。电容电压变化量为:

$$\Delta U_c = \frac{I_c}{2C}(1-d_0)T = \frac{1}{2C} \left(\frac{d_0}{1-2d_0} I_d \right) (1-d_0)T = \frac{d_0(1-d_0)}{2C(1-2d_0)} I_d T \quad (12)$$

当要求 $\Delta U_C \leq \Delta U_{max}$ 时,可得到阻抗源网络电感的取值范围为:

$$C > \frac{d_0(1-d_0)I_d T}{2(1-2d_0)\Delta U_{\max}} \quad (13)$$

3 控制算法及实现

本系统采用常见的空间矢量调制方式、双闭环控制策略以及基于 PI 调节器的软件锁相方法^[10],并在此基础上加入了阻抗源电感电流前馈控制和基于电容电压的虚拟阻尼设计。

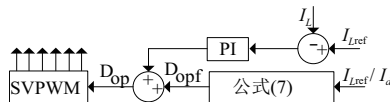
3.1 阻抗源电感电流前馈控制

阻抗源整流器需要控制开路零矢量的作用时间,并用它来部分替代传统 SVPWM 控制方法中的传统零矢量作用时间,保持有效矢量的作用时间不变。为此,需要得到开路占空比 d_0 。而将传统 CSR 的双闭环控制应用到阻抗源整流器中,外环的反馈量不是流入直流侧的电流 i_m ,而是最终的输出电流 i_d ,且开路零矢量的存在又给 i_m 的检测和控制带来麻烦。

由式(6)分析可得,稳态下,

$$I_L = \frac{d_0}{1-d_0} I_{\text{in}}$$

因此加入 I_L 的前馈 PI 控制策略——直接检测阻抗源电感电流 I_L , 并与给定值 I_{Lref} 相比较, 误差经 PI 调节器得到开路占比 d_0 。由于 I_L 与 d_0 有着密切的联系, 所以通过调节 d_0 , 能够达到理想的系统电流增量, 从而使输出电流稳定在目标值 (图 4)。

图 4 关于准 Z 源电感电流 I_L 的前馈 PI 控制

3.2 基于电容电压的虚拟阻尼设计

针对网侧 LC 滤波器的谐振问题,主要有两大类抑制措施,分别为无源阻尼方案与有源阻尼方案。本系统采用

的是电容支路并虚拟电阻的有源阻尼方案,如图 5 所示。

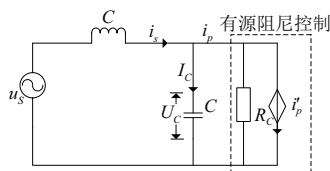


图 5 交流侧单相电容支路并联虚拟电阻

若是采用无源阻尼方案,则将 R_c 直接并联在网侧 LC 滤波器环节中即可;而采用基于虚拟电阻的有源阻尼方案,需要通过软件方式将阻尼电阻 R_c 移至控制环路中,如图 6 所示。其中 $G_{ic}(s)$ 为网侧电流内环控制器的传递函数, $G_{PWM}(s)$ 为 PWM 调制与三相全桥网络的等效传递函数。

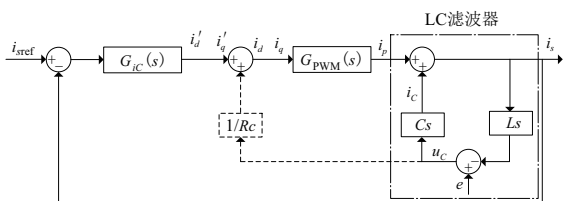


图 6 等效虚拟电阻的有源阻尼控制内环结构

接下来是算法的实现。由于 LC 滤波器的谐振频率一般都在基频以上,所以实际控制系统中减震电阻 R_c 主要是针对除基波频率外的高频分量,这在同步旋转坐标系下很容易实现。电容电压先转换坐标系,并通过高通滤波器得到其中的高频分量,再根据电阻 R_c 就能得到减震电流,同时与由功率因数控制算法得到 dq 轴指令电流叠加,就得到加入有源阻尼控制的指令电流,最后通过 SVPWM 技术产生 6 路 PWM 波控制各个功率管动作达到减震效果(图 7)。

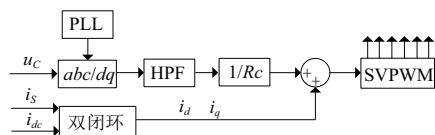


图 7 等效虚拟电阻的有源阻尼实现

4 仿真及结果分析

此次的课题为设计一个准 Z 源升压整流器。输入电压有效值 40 V, 频率 50 Hz; 直流侧电阻 10 Ω , 开关频率 5 kHz。仿真模型如图 8 所示。

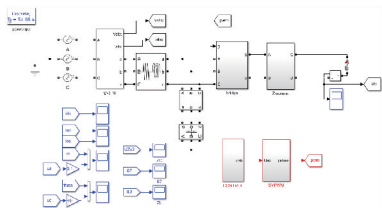


图 8 MATLAB 整体仿真模型

首先对虚拟阻尼部分进行仿真验证,在 0.4 s 后加入有源阻尼控制,其前后交流侧电流电压如图 9 所示。从仿真结果可知,加入了有源阻尼控制后,其交流侧的 THD 降低了,由此

可得所采用的有源阻尼抑制谐振的方式是有效的。

针对阻抗源电感电流的前馈控制部分,在 0.4 s 前后设置不同的 I_{Lref} , 可以看到, I_L 和 I_d 均能稳定在给定值上。 I_d 调节时间 0.055 s, 稳态误差 ± 0.3 V, 系统具有较好的动态性能和稳态性能(图 10)。

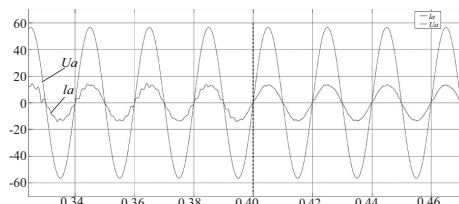


图 9 加入有源阻尼控制前后结果对比图

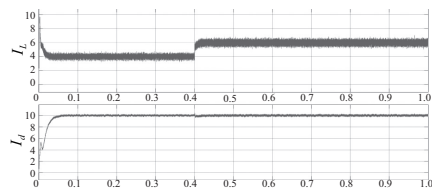


图 10 阻抗源电感电流和直流侧输出电流

下面针对同一整流器拓扑,固定目标输出值为 10 A, 比较加入阻抗源前后,在不同输入电压下的输出电流(如图 11 所示)。

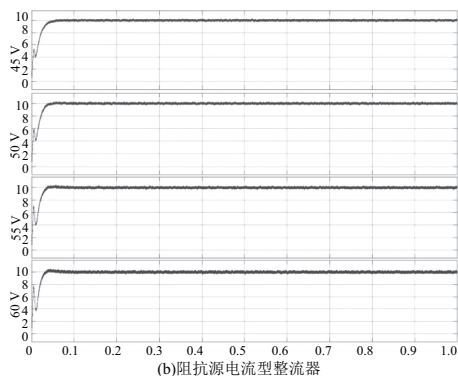
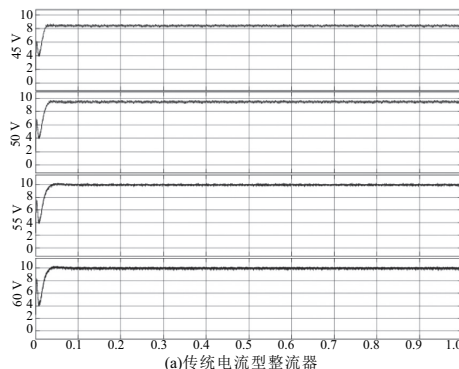


图 11 不同输入电压下的输出电流

图 11(a) 为同一传统 CSR 在不同输入电压下得到的输出电流波形。由图可知,在输入电压有效值为 45 V 和 50 V 下,输出无法达到 10 A;有效值为 55 V 和 60 V 下,输出可以达到 10 A。图 11(b) 为加入阻抗源之后所得到的

电流波形。由图可知,在输入电压有效值为 45 V 到 60 V 下,输出均可以达到 10 A。

通过对比可以看出,阻抗源网络的加入使得整流器的输出电流能够自由升降,验证了理论分析和控制策略的正确性,为以后的样机设计提供了可靠的理论参考。

5 硬件设计及实验结果

为了进一步验证理论分析,本文按照仿真采用的参数,搭建了一个 1 kW 能量等级的小型试验样机,用来验证以上所述内容的正确性与可行性,实验参数及器件选型如下:

输入电压频率:50 Hz;
开关频率:5 kHz;
交流侧电感:2 mH,电容 50 μ F;
直流电感:15 mH,负载 10 Ω ;
阻抗源电感:5 mH,电容 100 μ F;
IGBT 型号:IKW40T120;
二极管型号:IDP45E60;
DSP 芯片:TMS320F28335;
CPLD 芯片:EPM1270T144I5N。

下面通过仿真,进行传统电流型整流器与准 Z 源电流型整流器的试验对比。给定直流侧电流为 10 A,阻抗源增流 6 A,电网相电压的有效值从 45 V 变化到 60 V,实验结果如图 12-图 15 所示。

图中示波器显示的实验结果,阻抗源型整流器所示曲线,依次为交流侧电压 U_a 、电流 I_a 、输出电流 I_d 和阻抗源电感电流 I_L ;传统整流器所示曲线依次为交流侧电压 U_a 、电流 I_a 、输出电流 I_d 。

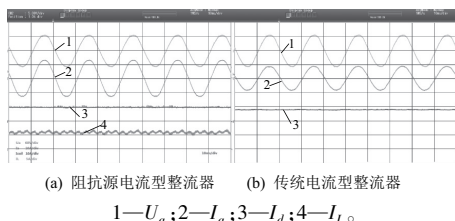


图 12 电网电压有效值为 45 V 的实验结果

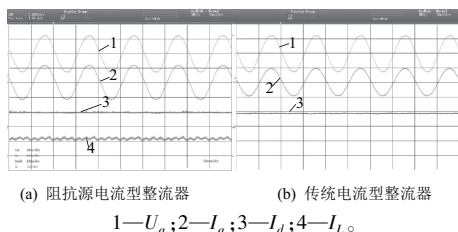


图 13 电网电压有效值为 50 V 的实验结果

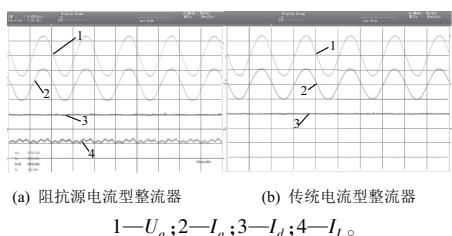
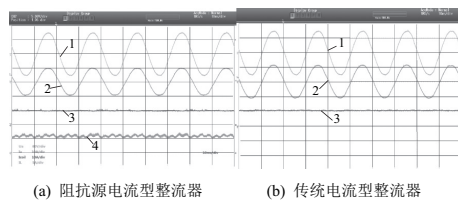


图 14 电网电压有效值为 55 V 的实验结果



(a) 阻抗源电流型整流器 (b) 传统电流型整流器

1— U_a ; 2— I_a ; 3— I_d ; 4— I_L 。

图 15 电网电压有效值为 60 V 的实验结果

电网相电压有效值在 45 V 和 50 V 时,传统 CSR 的直流侧电流达不到给定的 10 A,原因是电网电压过低,网侧电流无法过大,否则会出现过调制状态。对比同样电网电压下阻抗源 CSR,由于阻抗源网络的增流效果,直流侧电流能够达到 10 A。而电网电压在 55 V 和 60 V 的情况下,两种拓扑均能达到 10 A。实验结果验证了仿真结果,证明了设计方案的可行性。

6 结语

本文选择了电流型准 Z 源整流器作为研究对象,进行了原理分析,并完成了整体系统设计。在引入传统的空间矢量调制方式及双闭环控制策略的基础上,加入了阻抗源电感电流的前馈控制和有源阻尼控制,得到了更高的输出范围和更好的输出波形,并通过仿真验证了整体控制策略的正确性。然后根据仿真结果,设计了 1 kW 量级的样机进行实验验证,相关实验波形表明了控制策略和装置的正确性和可行性。

参考文献:

- [1] JUN L, CHENG K W E, SUTANTO D, et al. A multimodule hybrid converter for high-temperature superconducting magnetic energy storage systems (HT-SMES) [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(1): 475-480.
- [2] STUPAR A, FRIEDLIT, MINIBOCKJ, et al. Towards a 99% efficient three-phase buck-type PFC rectifier for 400V DC distribution systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1732-1743.
- [3] XU F, GUO B, TOLBERT L M, et al. An all-SiC three-phase buck rectifier for high-efficiency data center power supplies [J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2013, 29(6): 2662-2673.
- [4] PENG F Z. Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [5] 彭方正, 房绪鹏, 顾斌, 等. Z 源变换器 [J]. 电工技术学报, 2004(2): 47-51.
- [6] ANDERSON J, PENG F Z. Four quasi-Z-source inverters [J]. IEEE Power Electron. 2008, 27: 43-49.
- [7] TANG Y, WEI J, XIE S. Grid-tied photovoltaic system with series Z-source inverter [J]. IET Renewable Power Generation, 2013, 7(3): 275-283.
- [8] LIU Y, GE B, ABU-RUB H, et al. Control system design of battery-assisted quasi-Z-source inverter for grid-tie photovoltaic power generation [J]. Sustainable Energy, IEEE Transaction on, 2013, 4(4): 994-1001.
- [9] LEI Q, CAO D, PENG F Z. Novel loss and harmonic minimized vector modulation for a current-fed quasi-Z-source inverter in HEV motor drive application [J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2014, 29(3): 1344-1357.
- [10] 关艳翠, 刘斌儒. 基于 PI 调节器的软件锁相环方法及应用 [J]. 机械制造与自动化, 2017, 46(2): 201-204.

收稿日期: 2018-11-16