

文章编号:1005-0523(2011)06-0033-05

电流型Z源逆变器的SHE-PWM控制

徐 凯,宋平岗

(华东交通大学电气学院,江西 南昌,330013)

摘要:传统的电流源应用中,需要保证电路不能出现阻断状况。使用Z源的电流源不仅允许电路出现阻断状况,而且通过对电路的控制实现电流的升降。本文对电流源的Z源拓扑结构进行了分析,并推导了其输入输出的关系式。同时将这种拓扑结构运用在了基于SHE-PWM控制的单相电流源逆变器上。以及运用MATLAB/SIMULINK工具对分析进行了仿真验证,以此说明这个电路的特性。

关键词:Z源;电流源;升降电流;特定谐波消除

中图分类号:TM464

文献标志码:A

Z源功率变换器是一种比较新型的变换器结构^[1],它克服了传统的电压源和电流源的一些缺点。通过Z源功率变换器本身不是一个电源,但是它与电压源或电流源连接后使得电源可以直通,而电流源可以阻断。这首先是由浙大的彭方正教授^[2-3]提出的,之后国内外对此进行了大量细致的研究并且提出了一些改进的拓扑结构,但那些研究主要集中在电压源应用一块,而对于电流源的具体应用涉及的较少,下面主要谈论的Z源变换器在电流源中的应用。

Z源变换器是有两个电感和两个电容组成,它是电感接在负载两端,然后电容X形的接在电感的两边即如图1中的Z源变换器。它们是Z源分别在电压源和电流源中的应用。这里就是要实现一种应用Z源变换器来实现电流源升降的电路。并对这个电路经过理论推导来得到其输入和输出的关系。

对于电流源SHE-PWM逆变器的控制中,一般逆变器都是三相的,而没有单相的。这是因为电流源不能阻断,如果在单相工作状态时其必然会出现断态的情况。但是加了Z源电流源可以工作在断态情况下,而且为了实现电流的提升必须有断态情况,因此可以实现单相的电流源SHE-PWM逆变控制。

1 原理

1.1 电流源Z源的拓扑结构

电流源Z源电路如图1所示,在电流源上并联一个二极管D,而Z源右边有一个开关S。通过和电压源的Z源比较可以发现其主要电路都是两个电感 L_1, L_2 及两个电容 C_1, C_2 的叉形结构,差别只是二极管和开关的位置不同。而它们在电路中的作用是不一样的,电压源中的二极管是用于防止负载对电源DC反向充电,与负载并联一个开关是用来实现直通从而升高电感上的电流以达到升高电压的作用;而在电流源中,二极管与电流源反并联来起到续流作用使得输出的电流值大于电流源的电流值 I_s ,与负载串联一个开关通过断开负载来提升电容的电压使负载两端的电压增大来提高负载上的电流^[4-5]。

在两种类型的电路中,其工作时为了升压或升流都是要增加电容上的电压。但是它们的实现方法不一样,电压源是通过对负载进行短路来实现,而电流源是通过对负载进行断路来实现的。因为对于电压源,在对负载短路后其电感上电流增大,然后恢复电路工作后给电容充入更多的电使得电容电压增大。而对于电流源,其电源本身的电流无法增大来增加负载上的电流,需要通过增加二极管上的续流电流来达到

收稿日期:2011-09-25

作者简介:徐凯(1987—),男,硕士研究生,研究方向是电力电子与电力传动。

增加负载电流的目的。

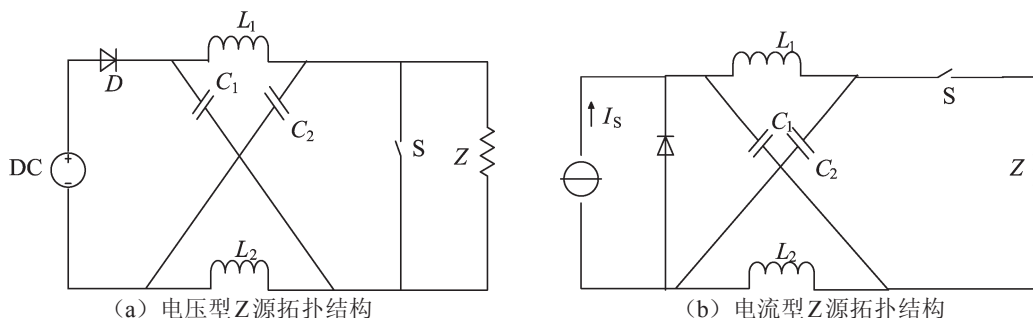


图1 Z源的拓扑结构

Fig.1 Topological structure of Z-source

1.2 电流源Z源的工作原理

Z源在电流源中应用其电路图如图1(b)所示,这个电路可以通过控制开关S的载波比D来调节输入电流和输出电流的大小关系。这个电路在稳定后有两种工作状态:一种工作状态是开关S断开,此时电感和电容是串联关系,即电感给电容充电。同时要使节点电流为零,则二极管续流,它的等效电路图如图2(a)所示;另一种工作状态是开关S闭合时,此时二极管处于闭合状态,其电感上的电流一直比电流源上的电流大因此,电容处于放电状态。它的等效电路图如图2(b)所示。图2中 I_s 为电流源流出的电流, I_D 流过二极管的电流, I_{L1} 和 I_{L2} 分别是流过电感 L_1 和 L_2 的电流, I_{C1} 和 I_{C2} 分别是流过电容 C_1 和 C_2 的电流, I_o 是流过负载Z的电流。

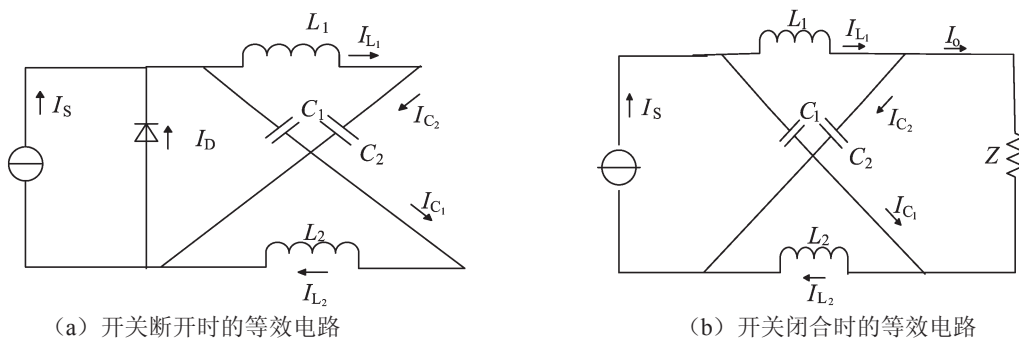


图2 电流源Z源工作时的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of the Z-source

在此升流电路中,在分析其输入输出电流关系时首先做如下假设。此电流型电路在开关频率较高时,其电感上的电流变化很小,假设其电感上电流恒定。同时电容其电容值较大时,其在某种状态时电流变化也比较小,在此也假设在任何一种状态时其电流大小恒定。这个电路中的Z源上下电感和左右电容的电感量 L 和电容量 C 相等,即为一个对称的结构。如此其图1(b)所示电路中的参数有在任何时刻都存在等式关系

$$I_{L1} = I_{L2} = I_L, I_{C1} = I_{C2} = I_C \quad (1)$$

在电路负载断路,即开关S断开时,由等效电路图2可得其关系式

$$I_L = I_C, I_s + I_D = I_L + I_C, I_o = 0 \quad (2)$$

而在电路负载接入,即开关S闭合时,其等效电路如图3可得其关系式

$$I_L = I_s - I_C, I_o = I_L - I_C \quad (3)$$

假设一个开关周期为 T ,在某周期中开关开通的时间为 t_{on} ,关闭时间为 t_{off} 。则它们的关系式有 $T = t_{on} + t_{off}$ 。在稳定情况下,一个周期中流过电容的电流平均值为零。再有式(2)和(3)可得

$$I_O = \begin{cases} 0, & \text{S断开时} \\ \frac{I_S T}{t_{\text{on}} - t_{\text{off}}}, & \text{S闭合时} \end{cases} \quad (4)$$

由此可得到加在负载上的平均电流为

$$\hat{I}_O = \frac{1}{T} \int I_O dt = \frac{I_S T}{t_{\text{on}} - t_{\text{off}}} D = \frac{I_S t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} - t_{\text{off}}} = B I_S \quad (5)$$

其中: D 为开关S的占空比,即 $D=t_{\text{on}}/T$ 。 B 在这里是电流升高的比值,其值为

$$B = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} - t_{\text{off}}} \quad (6)$$

这里必须符合条件 $t_{\text{on}} > t_{\text{off}}$,因此 B 就会大于1。

由(5)式和(6)式可得,若要调整电流的放大倍数 B ,可以调节器占空比 D 。因为(6)式可以转换为公式

$$B = \frac{D}{2D-1} \quad (7)$$

其中 $1 \geq D > 0.5$,这样 B 就随着 D 的增大而减小了。

对于电流源和电压源的Z源电路进行比较可以发现它们具有的对偶关系,①对于电流源Z源电路器电源为电流源,要升降的是电流大小。而对于电压源Z源电路器电源为电压源,要升降的是电压的大小;②对于电流源为了增大输出电流,需要阻断负载来达到目的。对于电压源为了增大输出电压,需要对负载进行直通来达到目的;③其电路达到稳定时,电流源Z源电路有通过电容的电流必须平衡,以此为基础来确定电流增大的量。电压源Z源电路在稳定是其电感两端电压要平衡,以此为基础来确定电压的增大量;由于上述的这些对偶关系,使得计算得到的输入输出的比值和 D 的关系是相同的,其中 D 在电流源Z源电路中意思为负载在一个周期中导通时间与周期的比值,它的另一种对应状态是阻断。而 D 在电压源Z源电路中的意思也是为负载在一个中期中导通的时间和周期的比值,它的另一种对应状态是短路。它们二极管的作用是不同的,二极管在电流源Z源电路中是续流作用。而在电压源Z源电路中,二极管只是起到保护作用,防止电流反向流动对升压工作没有实际的作用。

1.2 单相SHE控制方法

在如图3所示为Z源电流源的单相逆变器,其内个参数与图2中相同。这种逆变器可以通过调节工作时导通时间来实现调节输出电流的作用。三相电流源的SHE-PWM控制控制法^[6]与三相电压源的SHE控制法^[7]是不同,因为前者要保证任何时候电流源不能出现阻断情况。而基于Z源的单相电流源没有电流不能出现阻断情况的限制,因此可采用三相电压源的SHE-PWM控制法。使用此控制方法可以消除特定的某次谐波,通常选择消除低次谐波,因为高次谐波更容易滤除。此拓扑电路是其SHE-PWM控制得到的PWM是半波对称的不包含偶次谐波,因此剩下的谐波有3,5,7,……。而此要消除的最低次谐波是3,5,7谐波。式(7)中的占空比 D 要求大于0.5,因此进行SHE控制中,要保证占空比大于0.5。

特定谐波消除法(SHE)是一种离线式调制方法,它可以通过设置PWM波形来消除特定的一些谐波。如图4所示它有4个可以自由变化角度 $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$,可以先设定好3个要消除的谐波次数和幅值调制因素,再通过傅里叶变换

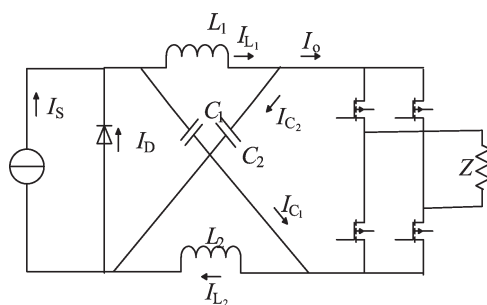


图3 基于电流源的Z源逆变器电路图
Fig.3 Inverter circuit diagram of Z-source based on current source

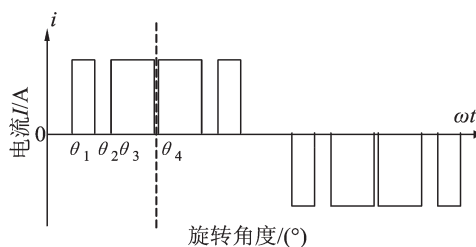


图4 特定谐波消除的PWM波
Fig.4 PWM waves of SHE

来计算出4个自由角度的大小。根据傅里叶级数公式可得到PWM波与基波及其谐波的计算公式为

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (n=1, 2, 3, \dots) \quad (8)$$

式中:

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(\omega t) \sin n\omega t d\omega t \quad (9)$$

对于PWM波形,其谐波幅值 b_n 的表达式为

$$b_n = \frac{4I_{dc}}{\pi} \times \begin{cases} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \dots + \int_{\theta_k}^{\frac{\pi}{2}} \sin(n\omega t) d(\omega t) & k \text{ 为奇数} \\ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin(n\omega t) d(\omega t) + \dots + \int_{\theta_{k-1}}^{\theta_k} \sin(n\omega t) d(\omega t) & k \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (10)$$

经化简后得

$$b_n = \frac{4I_{dc}}{n\pi} \times \begin{cases} \cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_k) & k \text{ 为奇数} \\ \cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_{k-1}) - \cos(n\theta_k) & k \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (11)$$

为了消除 $k-1$ 个谐波,只要设置要消除的 n 次谐波的 $b_n=0$ 得到 $k-1$ 个方程及设定的调制因素

$$m_a = \frac{b_1}{I_{dc}} \quad (12)$$

即可得到第 k 个方程

$$\frac{b_1}{I_{dc}} - m_a = 0 = \begin{cases} \frac{4}{\pi} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_k)] - m_a & k \text{ 为奇数} \\ \frac{4}{\pi} [\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2) + \dots + \cos(n\theta_{k-1}) - \cos(n\theta_k)] - m_a & k \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (13)$$

联合得到 k 个方程

$$F_i(\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_k) = 0 \quad i=1, 2, 3, \dots, k \quad (14)$$

对于这个非线性和超越方程,可通过多种数值算法解算,牛顿-拉普逊迭代法^[7-8]即为其中之一。

2 仿真结果

为了证实上述理论,用 MATLAB/SIMULINK 对其进行仿真。按图3电路对其进行接线后设置其参数,在这里设置的电感值为 $L_1=L_2=10$ H,电容值为 $C_1=C_2=0.1$ F,电流源 I_s 为 100 A 的电流,负载为纯电阻负载阻值 R 为 5。电路原理图如图3所示。表一中为用牛顿-拉普逊迭代法求得的谐波消除及各调制因素与角度查询表。这是在消除3,5,7次谐波时各个调制因素得到的4个角度值。在调制因素 m_a 为1时,通过表1得到的角度进行SHE控制可得到负载和电流源电流的波形图导出如图4所示,再进行傅里叶分析后得到仿真结果如图5所示。

由图4中仿真电流波形,可以得到的PWM电流波形和输入电流源的关系,输入的电流源为100 A的恒定值,得到电流的PWM波形的幅值大概是380 A。由表一中角度可计算得到占空比 D 为0.62,其输出的电流值由式(4)理论计算得 $I_0 = \begin{cases} 0, & \text{S断开时} \\ 409 \text{ A}, & \text{S闭合时} \end{cases}$ 。这里仿真的PWM峰值大概是380 A和409 A的理论值较

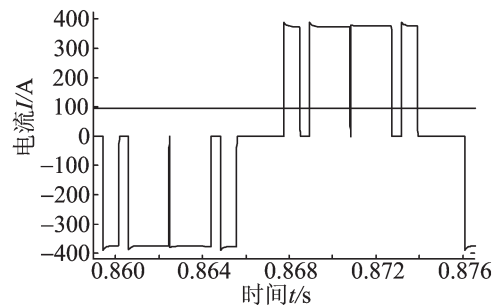


图4 输出电流和输入电流的仿真波形图
Fig.4 Simulated waveforms of output current and input current

接近。

表1 计算的四个自由角度的度数

Tab.1 Calculated degrees of four freedom angles

调制 因数	自由变化角度 $\theta/(^{\circ})$				调制 因素	自由变化角度 $\theta/(^{\circ})$			
	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4
0.1	34.94	37.06	70.31	73.74	0.6	29.16	41.22	60.87	82.17
0.2	33.84	38.05	68.55	75.43	0.7	27.91	41.61	58.61	83.88
0.3	32.71	38.99	66.75	77.11	0.8	26.62	41.66	56.07	85.62
0.4	31.55	39.85	64.89	78.79	0.9	25.22	41.09	53.02	87.41
0.5	30.37	40.61	62.94	80.47	1	23.57	39.28	48.99	89.27

在这个SHE控制中有4个自由角度,来分别消除3,5,7次谐波及得到设定的幅值调制因素。通过这4个角度数值制定的控制,得到的电流波形如图4所示,其中PWM波为负载的电流波形,直线为电流源的值。对此PWM波进行频谱分析得到图5所示,我频谱分析的结果可以很清楚的看到其大的谐波是从9次开始的,更低的谐波含量很少。这与一般的电流源工作情况差不多,低次谐波较少时,高次谐波的滤除比较容易。

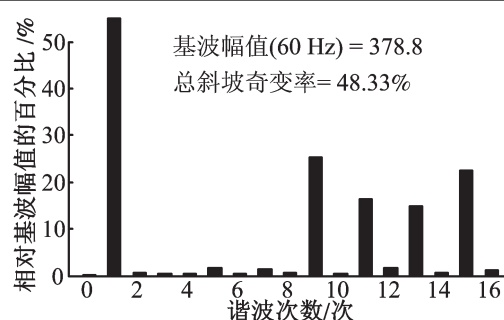


图5 负载电流的频谱分析
Fig.5 Spectrum analysis of the load current

3 结论

从上述的仿真可以到以下的理论:利用Z源电流源的拓扑结构可以实现电流的升降。而且将Z源应用到逆变器电路中时,其电路仿真也说明其能比较稳定的工作。这种基于Z源的电流源,不仅继承了一般Z源的优点,而且在应用中特性也比较稳定。在实际应用中在Z源的直接升流作用还可以起到变压器的作用,使得实际中电路更加简单。

参考文献:

- [1] SHEN MIAOSEN, JOSEPH A, WANG JIN, et al. Comparison of traditional inverters and Z—source inverter for fuel cell vehicles[J]. Power Electronics, IEEE Transactions, 2007, 22(4): 1453-1463.
- [2] 彭方正, 房续鹏, 顾斌, 等. Z源变换器[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 49-53.
- [3] FANG ZHENG PENG. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2003, 39(2): 504-510.
- [4] 孙小景. 三相电流源Z源逆变器数字逻辑脉宽调制[J]. 科技创业月刊, 2010(12): 247-248.
- [5] PENG F Z, SHEN M, QIAN Z. Maximum boost control of the Z-source inverter[C]//Proc of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004: 255-260.
- [6] BIN WU. High-power converters and ac drives[M]. Toronto Canada, A John Wiley & Sons, Inc, Publication, 2005: 25-41.
- [7] 宋平岗, 官二勇. 三电平逆变器SHE-PWM的研究[J]. 电力电子技术, 2005, 39(5): 21-23.
- [8] 费万民, 张艳莉, 阮新波, 等. 三电平逆变器SHEPWM非线性方程组的求解[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(6): 62-68.

(下转第52页)

- [4] 中华人民共和国住房和城乡建设部. GB50446-2008盾构法隧道施工与验收规范[S]. 北京:中国建筑工业出版社,2008.
- [5] 汪玉勤. 长区间盾构法施工地铁隧道的测量控制方法[J]. 铁道勘察,2007(2):1-4.
- [6] 居向明,徐忠阳,李俊玲. GPS在工程控制测量中应注意的几个问题[J]. 测绘学院学报,2003,20(1):18-21.
- [7] 李猛. 浅谈长大隧道平面控制网(CP II)测量[J]. 铁道勘测与设计,2011(1):26-30.
- [8] 潘明华,朱国力. 盾构机自动导向系统的测量方法研究[J]. 施工技术,2005,34(6):34-36.
- [9] 刘绍堂,蒋瑞波,苏轩. 陀螺全站仪在矿井联系测量中的应用[J]. 测绘科学,2011,36(2):94-96.
- [10] 袁仁爱,杜强,罗田郎. 浏阳河隧道3#竖井陀螺定向联系测量技术[J]. 铁道工程学报,2010(1):59-62.

Optimization of Measurement of Long Distance Shield Tunnel Construction from Opposite Directions

Zhang Yewei, Yang Xin'an

(School of Urban Track and Railway Engineering, Tongji University, Shanghai 200092, China)

Abstract: Taking Shiziyang Tunnel as an example, the paper discusses the optimization methods of the long distance underwater shield tunnel construction, which adopts the docking underground methods from opposite ends of the project. Optimization plan include measuring project construction plan as a whole, transfixion precision requirement, ground control survey, connection survey, underground control survey and tunnel guiding survey. Successful connecting of the tunnel means that the method can satisfy the transfixion precision requirement of the tunnel.

Key words: long distance shield tunnel; opposite directions construction; survey; method optimization

(上接第37页)

SHE-PWM Control of Z-source Inverters Based on Current Source

Xu Kai, Song Pinggang

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: In the application of traditional current source, the status of circuit block is not allowed. Using Z-source current not only allows the block of circuit, but also implements lift current by controlling the switch. In this paper, the topology of Z-source is analyzed, and the relation of output and input is deduced. The topology is applied in current source inverter that is based in the control of SHE-PWM. MATLAB/SIMULINK is also used to simulate and test, illustrating the characteristics of the circuit.

Key words: Z-source; current source; lift current; specific harmonic elimination