

单周控制双 Buck 型电压源换流器

周雒维¹, 彭容¹, 杜雄²

(1.高电压与电工新技术教育部重点实验室(重庆大学), 重庆市沙坪坝区 400044;
2.重庆大学电气工程学院, 重庆市沙坪坝区 400044)

A NOVEL DUAL-BUCK VOLTAGE SOURCE CONVERTER WITH ONE CYCLE CONTROL

ZHOU Luo-wei¹, PENG Rong¹, DU Xiong²

(1.Key Laboratory of High Voltage and Electrical New Technology, The Ministry of Education, Chongqing University, Shapingba District, Chongqing 400044, China;
2.College of Electrical engineering, Chongqing University, Shapingba District, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: In this paper a new Buck type voltage source converter (BVSC) is proposed in order to reduce the cost of voltage source converter. The new BVSC comprises a dual-buck converter and a three-phase inverter operating in grid frequency. Only two high frequency switches are used, which results good output waveform performance. The BVSC can be decoupled into a series-connected dual-buck topology during each 60 degree of grid cycle. A new extension of the constant-frequency one cycle control strategy is proposed to provide the PFC function for the new BVSC. No multiplier is necessary to scale the current reference as required by many other approaches. The new BVSC and control method are verified by experiment.

KEY WORDS: Power electronics; Voltage source converter; Cost; Waveform performance; One cycle control

摘要: 为了改善轻型直流输电网络的波形质量, 目前电压源换流器使用较多的高频开关器件, 导致损耗加大, 成本增高, 限制了其实际应用。该文提出了一种双 Buck 型电压源换流器 (BVSC), 该 BVSC 由一组双 Buck 变换器和一个工频逆变桥组成, 仅用两个高频开关, 即可取得较好的输出波形, 大大降低了系统成本。同时文中提出了基于单周控制的控制策略实现换流器输出电流与电网电压同相, 应用简单的控制电路可以实现单位功率因数。实验结果证明了单周控制双 Buck 换流器的正确性和实用价值。

关键词: 电力电子; 电压源换流器; 成本; 波形质量; 单周控制

基金项目: 国家自然科学基金项目 (60172009)。

Project Supported by National Science Foundation of China (60172009).

1 引言

随着全控型功率器件的发展和性能的不断改善, 基于电压源换流 (VSC) 技术的轻型直流输电改善了基于半控型电力电子器件——晶闸管的相控换流 (PCC) 的传统直流输电的不足^[1-6]。目前适合 VSC HVDC 的拓扑结构主要有两电平拓扑结构, 二极管箝位式多电平以及飞电容式多电平拓扑结构^[7-13]。两电平具有电路简单, 换流站占地面积小等优点, 但此结构的交流侧电流谐波含量大, 开关器件电压等级高, 换流器开关损耗大; 二极管箝位式多电平以及飞电容式多电平拓扑结构的交流侧电流谐波含量小, 可使用耐压较低的开关器件输出较高的电压, 但电路结构比较复杂, 开关损耗大^[2]。目前使用的多端轻型直流输电网络中的电压源换流器使用较多的高频开关, 导致系统的成本很高, 从而限制了它在此领域中的应用^[5]。本文针对将海上再生能源发电系统接入电网, 从降低换流设备成本的角度出发, 提出一种经济、合理的有功功率单向可控的新型 Buck 型电压源换流器 (BVSC), 电路结构中所用的高频开关器件的数目远比传统的 VSC 少。所采用的控制方法为单周控制, 该方法电路简单可靠, 属于恒频控制, 控制效果好, 具有很好的理论和实际意义。

2 新型双 Buck 型电压源换流器的拓扑结构及工作原理

针对将海上再生能源发电系统接入电网, 功率

为单向流动，交流侧为有源网络，文中提出的新型双 Buck 型电压源换流器如图 1 所示。S_a、S_b、S_c 为双向开关，工作在二倍工频。S₁、S₂ 工作在高频，S₁、L₁、D₁ 和 S₂、L₂、D₂ 分别构成两个 Buck 变换器，在该电路中起到波形整形，使 Buck 变换器的输出电流为正弦波形包络的作用；晶闸管三相桥和双向开关起着将 Buck 变换器输出的正弦包络电流逆变为三相正弦电流的作用。

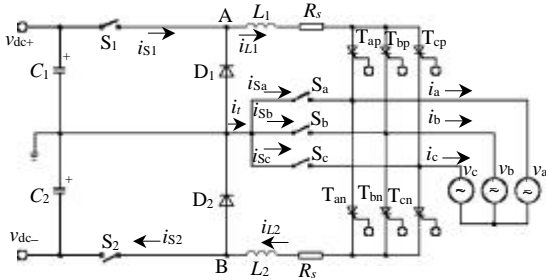


图 1 BVSC HVDC 逆变电路拓扑结构
Fig. 1 The BVSC HVDC topology

将三相交流侧电压分为如图 2 所示的 6 个区间，即区间 I、II、III、IV、V、VI。在每个区间内分别控制三相逆变桥中的 2 个晶闸管和 3 个双向开关中的 1 个导通，如在区间 I 中，晶闸管 T_{ap} 和 T_{bn} 以及双向开关 S_c 导通，其余开关均关断，6 个区间中的低频开关导通情况如表 1 所示。在每个区间内，可以将电路解耦为一个双 Buck 变换器，如在区间 I 内，等效电路如图 3 所示。

表 1 低频开关导通表

Tab. 1 The conduction states of swithes

	区 间					
	I	II	III	IV	V	VI
T _{ap}	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
T _{an}	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
T _{bp}	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
T _{bn}	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
T _{cp}	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
T _{cn}	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
S _a	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
S _b	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF
S _c	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

在每个区间内，通过分别控制双 Buck 变换器中的高频开关 S₁、S₂，使得 Buck 变换器的电感电流与对应的相电压波形一致，可控硅逆变桥将与相电压波形一致的电流波形逆变为正弦波注入电网。如在区间 I 中，控制开关 S₁ 使得电感 L₁ 的电流与 a 相电压波形相同；控制开关 S₂ 使得电感 L₂ 的电流与 b 相电压波形相同。

因此在该电路中，通过利用工频逆变桥和 3 个两倍于工频的双向开关，将电路解耦为双 Buck 变换器来控制两相的电流实现对三相电流的控制。与

传统的换流器相比，大大减少了高频开关的数量，可以提高效率，降低成本。

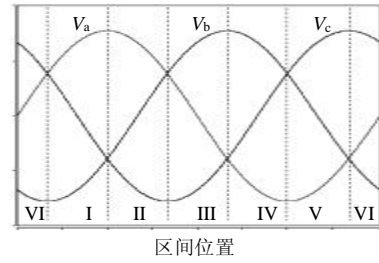


图 2 交流侧三相电压波形
Fig. 2 The three phase AC voltage

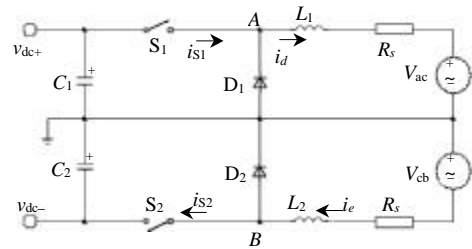


图 3 区间 I 等效双 Buck 变换器
Fig. 3 The dual Buck converter in interval I

3 双 Buck 型电压源换流器的单周控制策略

在第 2 节中将每个工频周期中分成了 6 个区间，为了方便分析，以下采用“x-y-z”标示。x, y, z 是在{a,b,c}中的取值且互不相同。假设在某时间段，v_x>v_y>v_z，这时双向开关 S_y 导通，S_x, S_z 关断，可控硅 T_{xp}, T_{zn} 导通。那么图 3 中的 v_{ac}、v_{cb} 将被表示为通用的 v_{xy}、v_{yz}。

假设：① 交流侧三相输出电压完全对称，开关频率远大于电网电压频率，可以假设在一个开关周期内工频量近似不变；② 电容 C₁, C₂ 足够大，换流器工作于稳态，且不考虑直流侧电容电压的波动，即 v_{dc+}=-v_{dc-}=V_{dc}；③ 直流侧电抗器 L₁=L₂，电路工作于连续导电模式(CCM)下；④ 开关器件均为理想开关器件

在每个开关周期中，S₁、S₂ 导通比分别定义为 d₁、d₂，那么对于电感 L₁、L₂ 由伏秒平衡可得

$$\begin{cases} (v_{dc+} - v_{xy}) \cdot d_1 + (-v_{xy}) \cdot (1 - d_1) = 0 \\ (-v_{dc-} - v_{yz}) \cdot d_2 + (-v_{yz}) \cdot (1 - d_2) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

整理式(1)可得

$$\begin{cases} v_{xy} = v_{dc+} \cdot d_1 \\ v_{yz} = -v_{dc-} \cdot d_2 \end{cases} \quad (2)$$

由于 v_{xy} = v_x - v_y，v_{yz} = v_y - v_z，v_x + v_y + v_z = 0，则由式(2)可得

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{dc}} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3)$$

如果要想实现单位功率因数, 那么该电路的控制目标就是通过控制电流 i_a, i_b, i_c , 使其跟踪电压 v_a, v_b, v_c 。因为对称三相系统中, 三相电流的自由度为 2, 因此可以通过控制两相电流 i_x, i_z 跟踪对应的相电压 v_x, v_z 实现对三相电流的控制。这样就可将换流器看成是交流侧的三相输出等效电阻 R_e , 得

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_z \end{bmatrix} = \frac{1}{R_e} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (4)$$

令 $1/R_e = K_1 - K_2$, 可以将式(4)改为

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_z \end{bmatrix} = K_1 \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} - K_2 \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (5)$$

只要确定了 K_1 , 就可以限制最大输出电流, 从而确定最大输出功率, 而改变 K_2 的大小则可调节输出功率的大小。

在式(5)两边同乘电流取样比 R_s , 可得

$$R_s \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_z \end{bmatrix} = R_s \cdot K_1 \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} - R_s \cdot K_2 \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ V_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (6)$$

由式(3), (6)可得

$$R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_z \end{bmatrix} = R_s \cdot K_1 \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} - R_s \cdot K_2 \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

令

$$\begin{cases} K = R_s \cdot K_1 \\ V_{mod} = R_s \cdot K_2 \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)代入式(7)得到

$$R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_x \\ i_z \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} - V_{mod} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

又由于 $i_d = i_x, i_e = -i_z$, 为了便于控制, 可检测直流侧 Buck 变换器的输出电流 i_d, i_e , 于是由公式(9)可得到最终的控制方程:

$$R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_e \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_z \end{bmatrix} - V_{mod} \cdot \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

在每个开关周期中, 对式(10)两端进行积分, 积分时间常数为开关周期 T_s 。得

$$\frac{1}{T_s} \cdot R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \int_0^{T_s} i_d dt \\ \int_0^{T_s} i_e dt \end{bmatrix} =$$

$$\frac{1}{T_s} \cdot R_s \cdot \begin{bmatrix} K \cdot \int_0^{T_s} (2v_x + v_z) dt - \int_0^{T_s} V_{mod} \cdot d_1 dt \\ K \cdot \int_0^{T_s} (-v_x - 2v_z) dt - \int_0^{T_s} V_{mod} \cdot d_2 dt \end{bmatrix} \quad (11)$$

根据假设(1), 在一个开关周期 T_s 中, 可以认为 $v_d, i_e, v_x, v_z, V_{mod}$ 的值保持不变, 式(11)又可以写为

$$\frac{1}{T_s} \cdot R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \cdot (2v_x + v_z) - \int_0^t V_{mod} dt \\ K \cdot (-v_x - 2v_z) - \int_0^t V_{mod} dt \end{bmatrix} \quad (12)$$

式(12)符合单周控制理论^[14-15]控制方程的基本形式, 可以采用如图 4 所示的简单电路实现。

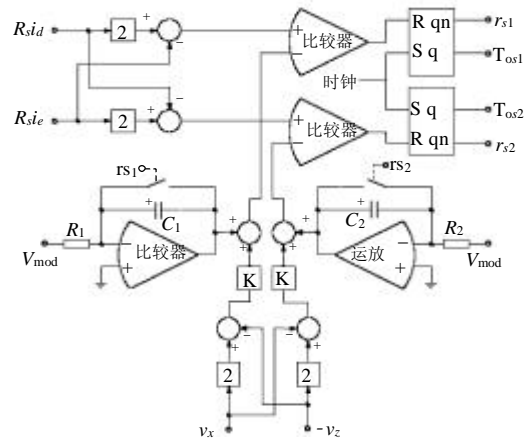


图 4 BVSC 单周控制电路

Fig. 4 The OCC control circuit of BVSC

图 4 中 $R_s i_d, R_s i_e$ 表示两个电感电流取样; v_x, v_z 表示每 60° 区间中, 对应最大相和最小相的相电压取样; r_{s1}, r_{s2} 表示两个积分器的复位信号; T_{os1}, T_{os2} 表示两个高频开关 S_1, S_2 的驱动信号。 V_{mod} 代表给定输出电流大小的指令信号, 由电容电压与给定输出功率参考值综合得到。该电路主要由两个单周控制器构成, 每个单周控制器实现式(12)中的一个方程。每个单周控制器由一个带复位功能的反向积分器、一个比较器、一个 RS 触发器、一个时钟信号组成。下面以实现式(12)中的第一个控制方程为例进行说明。电容电压与给定输出功率参考值一起得到 V_{mod} , 将 V_{mod} 送入带复位功能的积分器, 三相交流电压取样经过运算得到 $2v_x + v_z$, 对 $2v_x + v_z$ 同样按照式(8)乘上 K , $K(2v_x + v_z)$ 与反向积分器的输出相加, 得到式(12)右边的项; 等式左边的项通过电感电流的取样进行运算得到; 等式左右两项送入比较器进行比较。工作过程如下: 当每个时钟到来时, RS 触发器 T_{os1} 端输出高电平, 控制开关 S_1 导通, r_{s1} 端为低电平, 积分器开始对 V_{mod} 进行积

分。当比较器的同相端与反向端相等时,比较器的输出翻转为高电平,使RS触发器复位, T_{os1} 端输出低电平, rs_1 端为高电平,同时积分器复位。这样,该电路就实现了式(12)。在每个开关周期中,都重复同样的过程。因此,在每个开关周期中都满足了式(12),达到了控制目标,故称为单周控制。

4 实验研究

对文中提出的双 Buck 型电压源换流器进行了小功率的实验研究,换流器输出经过调压器接入电网,试验电路采用图1中的主电路结构形式,控制电路采用图4中的控制框图。输入直流电压为400V,输出相电压为220V,开关频率5kHz。电流取样采用 Lem 霍尔电流传感器,等效检测电阻 $R_s=0.02\Omega$ 。实验结果如图5所示。

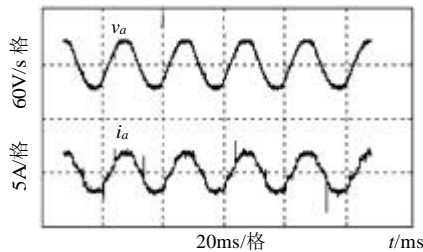


图5 实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms

图5为A相电压电流波形,上图为电压波形,下图为电流波形。从实验结果可以看出,实验结果和理论分析与仿真结果相吻合,从而证明了文中所提出的电路拓扑结构以及控制策略的正确性。

5 结论

本文针对海上再生能源发电系统接入电网,输出交流侧为有源网络且能量单向流动的特性,在基于电压源换流技术的高压直流输电系统中,提出了一种简化的新型逆变电路,并将单周控制这种新型的控制方法应用于此电路结构中。该电路高频开关元件少;控制电路简单;波形效果好。通过理论分析、仿真以及实验验证,说明该结构可以实现低成本的换流电路,具有良好的应用前景。

参考文献

- [1] Schettler F, Huang H, Christl N. HVDC transmission systems using voltage sourced converters design and applications[C]. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Seattle, Washington, USA, 2000, 2(2): 715-720.
- [2] Meynard T A, Foch H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters[C]. IEEE PESC1992. Toledo, Spain, 1992, 1(1): 397-403.

- [3] 任震, 曾艳, 戴保明. 高压直流输电系统中C型阻尼滤波器的优化模型及其算法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 123-126.
Ren Zhen, Zeng Yan, Dai Baoming. Optimization model and algorithm of type-C damped filtering high voltage direct current transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 123-126.
- [4] 杨卫东, 徐政, 韩祯祥. 混合交直流电力系统的非线性调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(7): 1-6.
Yang Weidong, Xu Zheng, Han Zhenxiang. A nonlinear modulation strategy for hybrid AC/DC power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(7): 1-6.
- [5] Kirby N M, Xu Lie, Luckett M. HVDC transmission for large offshore wind farms[J]. IEE Power Engineering Journal, 2002, 16(3): 135-141.
- [6] 王广柱, 二极管箝位式多电平逆变器直流侧电容电压不平衡机理的研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 22(12): 111-117.
Wang Guangzhu. Mechanism of DC bus voltage unbalance in diode-clamped multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 22(12): 111-117.
- [7] 张桂斌, 徐政, 王广柱. 基于VSC的直流输电系统的稳态建模及其非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 17-22.
Zhang Guibin, Xu Zheng, Wang Guangzhu. Steady state model and its nonlinear control of VSC HVDC system[J]. Proceedings of CSEE, 2002, 22(1): 17-22.
- [8] Xu L, Agelidis V G. Active capacitor voltage control of flying capacitor multilevel converters[J]. Electric Power Applications, IEE Proceedings, 2004, 151(3): 313-320.
- [9] Chunmei Feng, Jun Liang, Agelidis V G. A novel voltage balancing control method for flying capacitor multilevel converters [C]. IECON, Roanoke, Virginia, USA, 2003. 1179-1184.
- [10] Sirisukprasert S, Huang A Q, Lai J S. Modeling, analysis and control of cascaded-multilevel converter-based STATCOM[C]. Power Engineering Society General Meeting, IEEE, Toronto, Canada, 2003. 2568-2572.
- [11] Tolbert L M, Chiasson J N, McKenzie K J *et al.* Control of cascaded multilevel converters with unequal voltage sources for HEVs [C]. IEMDC, Madison, Wisconsin, USA, 2003. 663-669.
- [12] Soto D, Pena R. Nonlinear control strategies for cascaded multilevel STATCOMs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(4): 1919-1927.
- [13] Kou X, Corzine K A, Wieleski M W. Over-distortion operation of cascaded multilevel inverters IEMDC [C]. Madison, Wisconsin, USA, 2003. 1535-1542.
- [14] Qiao Chongming, Smedley K M. A general three-phase PFC controller for rectifiers with a series-connected dual-boost topology[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(1): 137-148
- [15] 周维维, 罗全明, 杜雄, 等. 高效率积分复位控制三相 Boost 型功率因数校正[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(1): 47-50.
Zhou weiwei, Luo Quanming, Du xiong *et al.* A novel high efficiency Integrate-Reset-Control Boost type three-phase power-factor-correction[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(1): 47-50.

收稿日期: 2005-03-08。

作者简介:

周维维(1954-), 男, 博士, 重庆大学教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术、电能质量控制;

彭容(1978-), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术在直流输电中的应用;

杜雄(19-), 男, 博士研究生, 研究方向为变换器理论、有源电力滤波、功率因数校正等。