

基于移相空间矢量调制的多通道三相变流器

陈 万, 谢少军, 朱 哲, 李 磊

(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016)

摘要: 在传统阶梯波合成变流器基础上, 提出一种移相结合错时采样空间矢量调制(STS-SVM)的多通道三相并网变流器, 该变流器由多组结构完全一致的阶梯波合成变流器组成, 其中一组变流器采用 STS-SVM 方式得到控制信号, 其他各组变流器的控制信号可以依次延迟一定的角度得出。交流侧串联叠加各组阶梯波合成变流器输出, 大幅抑制了其中的高次谐波, 网侧接入很小滤波器即可得到高质量进网电流。研究了该多通道变流器的数学模型, 给出了直接电流控制方案。研制了一台 16 通道中频脉宽调制(PWM)变流器, 实验结果表明该多通道 PWM 变流器具有开关频率低、网侧电流质量高、系统响应速度快和功率因数可控的优点。

关键词: 阶梯波合成变流器; 三相并网变流器; 错时采样空间矢量调制; 移相控制; 电流控制; 变流器

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.002

0 引言

三相脉宽调制(PWM)变流器在目前研究较多的交流-直流-交流变频调速传动系统^[1-2]以及三相并网型太阳能和风力发电系统中有着广泛应用^[3-5], 这些场合对变流器效率以及网侧电流质量^[6-8]有较高要求, 以免对电网形成谐波污染。提高变流器开关频率或增大滤波器参数可以提高其进网电流正弦性, 但是前者影响系统效率并存在电磁兼容问题, 后者增大了系统体积和重量。有文献研究了 LCL 型滤波结构^[9-10], 在较小的滤波参数下就可获得良好的进网电流波形, 但系统存在谐振问题且控制复杂^[11-13]。

阶梯波合成变流器具有开关频率低、输出波形好的优点^[14-17], 文献^[18]研究了一种阶梯波合成 PWM 整流器, 采用错时采样的空间矢量调制(STS-SVM)技术在低开关频率下获得较好的网侧电流波形, 克服了传统的三相 PWM 变流器输出波形质量和开关频率的矛盾, 但受移相变压器复杂性的制约, 实际通道数目一般在 4 以下, 变流器网侧电流波形质量难以进一步提高。文献^[19]提出一种 PWM 结合移相控制的低开关频率逆变器, 在不增加移相变压器复杂性的基础上, 可以提高阶梯波合成逆变器的通道数, 改善逆变器输出波形质量, 但该方案仅用于独立逆变系统, 且该文未分析变流器的数学模型及相应的闭环控制策略。本文研究一种基于移相 SVM 多通道变流器, 采用多组移相控制的阶梯波合成变换器^[19]替代了三相 PWM 变流器主电路, 在 3 倍基波频率开关方式下, 网侧电流的谐波次数大幅提高, 采用单电感滤波即可得到高质量的网侧电流波形。

本文分析了多组 4 通道阶梯波合成变流器的移相结合 STS-SVM 控制方式, 给出了该变流器交流侧的谐波成分。研究了该多通道 PWM 变流器的数学模型并给出电流解耦的瞬时值控制方案, 最后研制了 16 通道 PWM 变流器样机, 并用于 30 kV·A 直流-交流-直流的背靠背实验系统, 实验表明该多通道 PWM 变流器具有网侧电流质量高、功率因数可调和性能稳定可靠的优点。

1 阶梯波合成变流器控制策略

传统的 4 通道 24 阶梯波变流器(见图 1)电路由 4 个结构完全一致的三相逆变器桥和对应的移相变压器组成, 在基频开关方式下交流侧输出 24 阶梯波, 其谐波集中于 $24k \pm 1 (k=1, 2, 3, \dots)$ 次, 输出电压调节方式主要有移相控制方式和 SVM 方式。

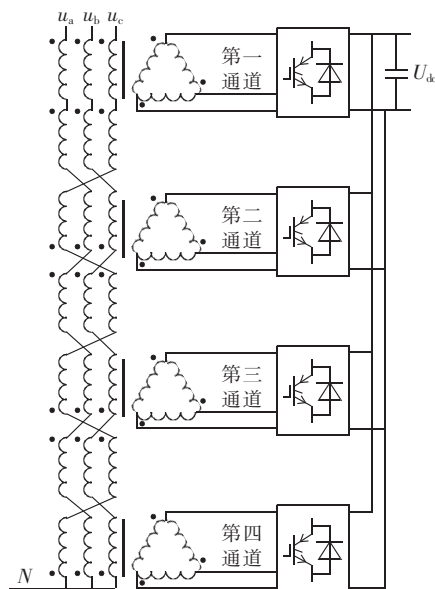


图 1 4 通道阶梯波合成变流器

Fig.1 4-channel staircase converter

收稿日期: 2014-04-24; 修回日期: 2015-01-10

基金项目: 江苏省科技支持计划项目(BE2010188)

Project supported by the Science and Technology Support Program of Jiangsu Province(BE2010188)

1.1 移相控制策略

阶梯波合成变流器采用基频开关方式时,通常采用 2 组结构相同的变流器移相调节方式来稳定输出电压幅值,如图 2 所示,该控制策略因对输出电压有效值闭环调节存在输出波形难以控制、响应速度慢以及变流器容量利用率低等问题,不适用于对响应速度要求高的 PWM 变流场合。

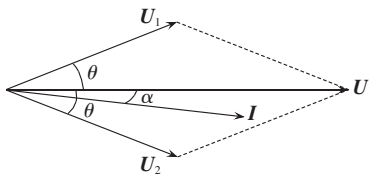


图 2 移相控制策略

Fig.2 Phase-shift control strategy

1.2 SVM 策略

为便于输出电压调节且保持阶梯波合成变流器的低开关频率优势,第一通道的逆变器采用 3 倍频的 SVM 方式,其他 3 个通道的控制信号由通道 1 依次滞后 15°、30°、45° 得到,则 4 通道阶梯波合成变流器输出相电压表达式为:

$$u = 4a_1 \cos(\omega t) + 4b_1 \sin(\omega t) + 4 \sum_{n=24k \pm 1} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (1)$$

其中, a_1 、 b_1 、 a_n 、 b_n 为通道 1 变压器网侧的相电压傅里叶系数。

式(1)表明该 SVM 方式下,阶梯波合成逆变器输出电压谐波分布和基频开关方式一致,而网侧的电压综合矢量在每个扇区采样 1 次,即阶梯波合成变流器在一个周期中只有 6 个有效调节矢量。

1.3 STS-SVM 控制策略

为提高阶梯波合成变流器在 SVM 方式下的动态特性,对图 1 所示阶梯波合成变流器的每个通道都采用上述 3 倍频的 SVM 方式得到相应功率器件的控制信号,并且通道 1—4 的 SVM 依次滞后 15° 采样(见图 3),以保证 4 个通道输出电压的相位一致,各个通道的移相变压器使得对应的空间矢量扇区也旋转相应的角度。图 4 示出了各通道在扇区 1 内空间矢量的合成,由于合成的矢量在相应扇区的位置 θ 相同,产生的 PWM 信号也相同。根据阶梯波合成变流器的谐波抵消原理,采用 STS-SVM 控制方式的

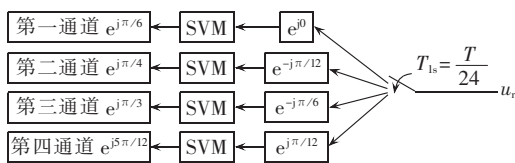


图 3 4 通道阶梯波合成变流器 STS-SVM 原理

Fig.3 STS-SVM principle of 4-channel

staircase converter

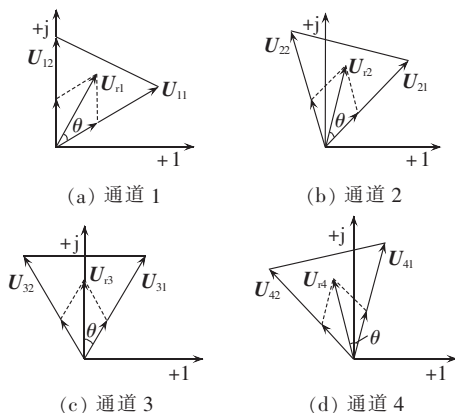


图 4 各通道空间矢量合成方式

Fig.4 Space vector synthesis for all channels

阶梯波合成变流器输出波形与 SVM 方式完全一致,但采样频率提高了 4 倍,即有效调节矢量提高到 24 个,系统动态性能得到改善。

2 多组多通道阶梯波合成变流器的移相结合 STS-SVM 的控制策略

因阶梯波合成变流器的变压器复杂性,实际应用中通道数多在 4 以下,多组结构相同的阶梯波合成变流器通过移相控制可以消除特定的高次谐波并提高输出波形质量^[20],但每个通道都采用 STS-SVM 控制方案会导致采样频率提高,给控制系统设计带来困难。采用移相结合 STS-SVM 的控制策略,可在不增加系统复杂性的基础上,提高输出波形质量并保持 STS-SVM 控制方式下的动态特性好的优势。

不失一般性,以 p 组 4 通道阶梯波合成变流器移相叠加为例,由式(1)可知其输出电压为:

$$u^{(4p)} = \sum_{i=1}^4 u_i = 4pa_1 \sum_{i=1}^4 \cos \left[\omega t - (i-1) \frac{\pi}{12p} \right] + 4pb_1 \sum_{i=1}^p \sin \left[\omega t - (i-1) \frac{\pi}{12p} \right] + 4 \sum_{n=24k \pm 1} \left\{ a_n \sum_{i=1}^4 \cos n \left[\omega t - (i-1) \frac{\pi}{12p} \right] \right\} + b_n \sum_{i=1}^4 \sin \left\{ n \left[\omega t - (i-1) \frac{\pi}{12p} \right] \right\} \quad (2)$$

其中基波成分为:

$$u_{\text{base}}^{(4p)} = 4pa_1 \cos \frac{\pi}{24 \times 2^1} \cos \frac{\pi}{24 \times 2^2} \cdots \cos \frac{\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \times \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{24 \times 2^1} - \frac{\pi}{24 \times 2^2} - \cdots - \frac{\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \right) + 4pb_1 \cos \frac{\pi}{24 \times 2^1} \cos \frac{\pi}{24 \times 2^2} \cdots \cos \frac{\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \times \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{24 \times 2^1} - \frac{\pi}{24 \times 2^2} - \cdots - \frac{\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \right) \quad (3)$$

n 次谐波表达式为:

$$u_n^{(4p)} = 4p \sum_{n=24k \pm 1} \left\{ a_n \cos \frac{n\pi}{24 \times 2^1} \cos \frac{n\pi}{24 \times 2^2} \cdots \cos \frac{n\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \times \right. \\ \left. \cos \left[n \left(\omega t - \frac{\pi}{24 \times 2^1} - \frac{\pi}{24 \times 2^2} - \cdots - \frac{\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \right) \right] + \right. \\ \left. b_n \cos \frac{n\pi}{24 \times 2^1} \cos \frac{n\pi}{24 \times 2^2} \cdots \cos \frac{n\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \times \right. \\ \left. \sin \left[n \left(\omega t - \frac{\pi}{24 \times 2^1} - \frac{\pi}{24 \times 2^2} - \cdots - \frac{\pi}{24 \times 2^{\log_2 p}} \right) \right] \right\} \quad (4)$$

式(4)表明该 $4p$ 通道阶梯波合成变流器可以抑制额外的 $24k \pm 1, 2 \times 24k \pm 1, \dots, 2^{\log_2 p-1} \times 24k \pm 1$ (k 为奇数)类高次谐波,为提高 PWM 整流器进网电流质量奠定了基础。

图 5 示出了 16 通道 PWM 变流器开关调制方式,其中 T 为基波周期, T_s 为整流器采样周期。应用顺序采样 SVM 方式计算第一组 4 通道变流器的功率管控制信号,第二、三、四组的驱动信号由第一组顺延 $\pi/48$ 获得,这样顺序采样结合移相控制后该 16 通道变流器输出波形的谐波特性和式(4)、(5)一致,则该整流器交流侧电流的典型谐波为 $96k \pm 1$ 次。考虑到变流器线性调节的特性,要求输出基波与参考矢量 U_r 同相位(见图 6),将第一组 4 通道参考矢量的旋转角度依次调整为 $\pi/32, -5\pi/96, -13\pi/96$ 和 $-7\pi/32$,则第一组 4 个通道在空间矢量图也逆时针旋转 $\pi/32$,而参考矢量 U_r 在各个通道的扇区中采样角度仍相同,根据另外 3 组变流器驱动信号依次滞后关系,16 通道整流器典型谐波仍然为 $96k \pm 1$ 次。

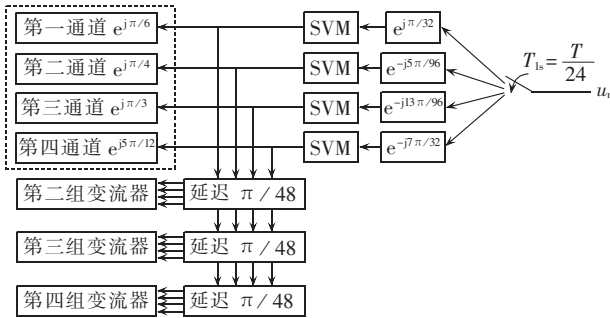


图 5 16 通道 PWM 变流器开关调制方式

Fig.5 Switching modulation mode of 16-channel PWM converter

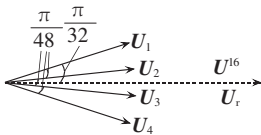


图 6 16 通道变流器输出矢量

Fig.6 Output voltage vector of 16-channel converter

采用移相结合 STS-SVM 控制方式的多通道 PWM 变流器和相同通道数的传统阶梯波合成变流器具有几乎一致的谐波特性,但有效矢量的数目上升为原来的 p 倍,因此其动态性能比传统 SVM 方式控制的多通道变流器具有明显优势。

3 移相 SVM 16 通道变流器的数学模型及控制参数设计

3.1 数学模型

PWM 变流器空间矢量调制的过程就是变流器对参考信号 u_r 采样保持并放大的过程,设直流侧电压稳定,单个通道变流器可等效为图 7 所示的采样模块、零阶保持模块(ZOH)和比例增益模块(Gain),其中 K_1 为一个通道的电压增益,包括空间矢量调制增益和变压器增益。依据采样理论并且考虑系统的带宽^[19],一个通道整流器的数学模型表达式如下:

$$G_{SVM}(s) = \frac{u_c(s)}{u_r(s)} = \frac{K_1(1-e^{-sT_{ls}})}{sT_{ls}} \quad (5)$$

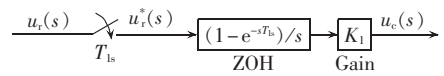


图 7 单通道变流器等效框图

Fig.7 Equivalent block diagram of single-channel converter

考虑 4 组变流器之间的相位关系,以及每个通道变压器的移相角度,可得出 4 组 4 通道组合式变流器总的等效传递函数为:

$$G_{rec}(s) = \frac{u_c(s)}{u_r(s)} = \frac{16K_1 \cos(\pi/48) \cos(\pi/96) (1-e^{-sT_{ls}})}{sT_{ls}} \quad (6)$$

为方便三相 PWM 变流器控制系统设计,将式(6)中的指数环节用有理函数逼近,并将所得关系式转换成以基波频率旋转的 $dq0$ 坐标系下的数学模型:

$$G_{dq}(s) = \frac{16K_1 \cos(\pi/48) \cos(\pi/96)}{1 + \frac{T_{ls}(s+j\omega_m)}{2} + \frac{T_{ls}^2(s+j\omega_m)^2}{12}} \quad (7)$$

将式(7)化简如下:

$$G_{dq}(s) = \frac{16K_1 \cos(\pi/48) \cos(\pi/96)}{1.05 + 0.52T_{ls}s + 0.072T_{ls}^2s^2} \quad (8)$$

3.2 基于坐标变换的直接电流控制

16 通道变流器的输出电压谐波主要集中于 $96k \pm 1$ 次,采用单电感滤波即可得到高质量的网侧电流波形,其瞬时值反馈闭环控制如图 8 所示。控制器采用电压电流双闭环控制技术,电压瞬时值闭环用于稳定输出直流电压,电流瞬时值闭环用于调节交流电流。图中锁相环(PLL)用来产生坐标变换的相位角 θ ,STS-SVM 模块的详细结构见图 5。结合前文多通道 PWM 变流器数学模型的分析,研究 $dq0$ 坐标系下直接电流控制方案并给出控制参数设计准则。

同步旋转 $dq0$ 坐标系下变流器交流侧电压、电流关系式如下:

$$\begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \omega L \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} di_{gd}/dt \\ di_{gq}/dt \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} \quad (9)$$

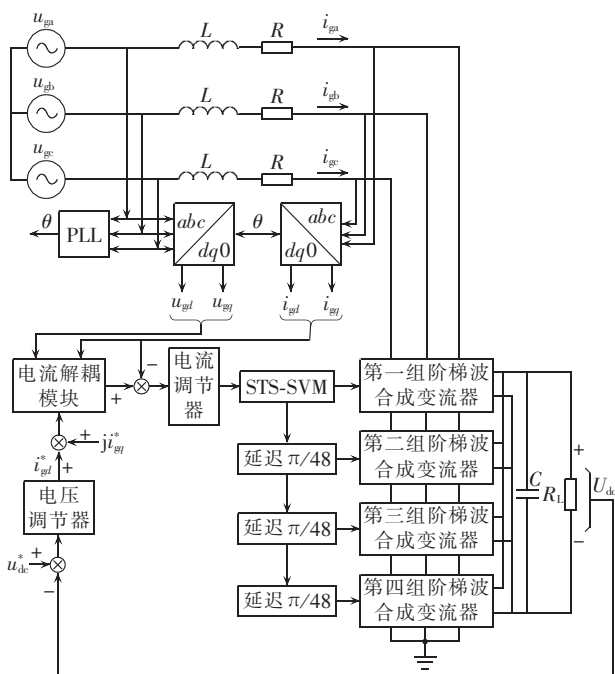


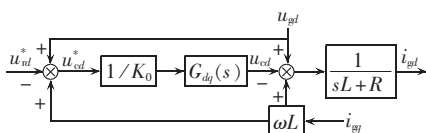
图 8 多通道 PWM 变流器瞬时值闭环控制框图

Fig.8 Block diagram of instantaneous close-loop control for multi-channel PWM converter

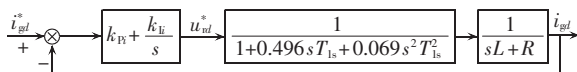
从式(9)看出 i_{gd} 和 i_{gq} 存在耦合,为实现对 i_{gd} 和 i_{gq} 的独立控制,构造整流器交流侧电压指令 u_{cd}^* 和 u_{cq}^* 为:

$$\begin{aligned} u_{cd}^* &= u_{gd} + \omega L i_{gq} - u_{nd}^* \\ u_{cq}^* &= u_{gq} - \omega L i_{gd} - u_{nq}^* \end{aligned} \quad (10)$$

应用式(10)构造的电压指令可以实现 i_{gd} 和 i_{gq} 的独立控制,以 i_{gd} 为例,采用解耦控制后其控制框图如图 9 所示,其中 $K_0 = |G_{dq}(j0)|$ 。

图 9 电流 i_{gd} 的解耦控制框图Fig.9 Block diagram of i_{gd} decoupling control

采用比例积分(PI)调节,电流闭环控制框图如图 10 所示。

图 10 电流 i_{gd} 的闭环控制框图Fig.10 Block diagram of i_{gd} close-loop control

合理配置 k_P 和 k_I ,使开环传递函数的幅值裕度大于 10 dB 和相角裕度大于 45° ,以保证电流内环的稳定性。

忽略 PWM 变流器的损耗以及线路的杂散损耗,根据瞬时功率平衡原理有:

$$\frac{3u_{gd}i_{gd}}{2} = u_{dc}^2 \left(sC + \frac{1}{R_L} \right) \quad (11)$$

设电网电压 u_{gd} 不变,列写直流电压 u_{dc} 关于电网电流 i_{gd} 传递函数的小信号模型如下:

$$G_{dc}(s) = \frac{\hat{u}_{dc}}{\hat{i}_{gd}} = \frac{3R_L u_{gd}}{4u_{dc}(sR_L C + 1)} \quad (12)$$

图 11 所示为直流电压闭环的小信号控制框图,其中 $G_i(s)$ 为电流内环的传递函数。

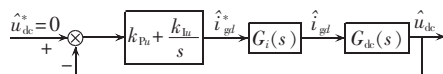


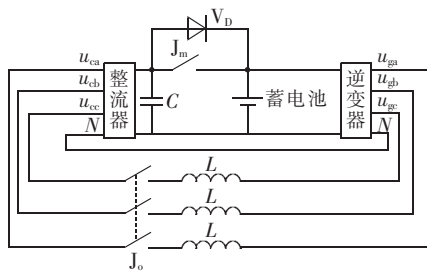
图 11 直流电压闭环控制的小信号模型

Fig.11 Small-signal model of DC voltage close-loop control

设计外环开环截止频率为内环的 $1/5 \sim 1/2$,且根据负载变化范围内系统稳定裕度的要求($\gamma \geq 45^\circ$; $20\lg h \geq 10$ dB, h 表示系统开环传递函数在穿越频率处的模值)选取适当的 k_P 和 k_I 。

4 多通道 PWM 变流器的实验研究

基于前文多组 4 通道 PWM 变流器的分析,研制了一台 16 通道 $30 \text{ kV} \cdot \text{A}$ 变流器原理样机,将其用于图 12 示出的 $30 \text{ kV} \cdot \text{A}$ 直流-交流-直流对拖系统,逆变器将蓄电池直流电逆变成 $115 \text{ V}/400 \text{ Hz}$ 的三相交流电,多通道 PWM 整流器将交流电整流成直流电能回馈给蓄电池,使得能量可以循环利用。其基本参数如下:移相变压器等效匝比为 0.866,输入交流电压为 $115 \text{ V}/400 \text{ Hz}$,输出直流电压为 28 V ,网侧滤波电感为 $83 \mu\text{H}$ 。考虑整流器直流侧连接蓄电池,控制系统采用单电流环的工作方式,且电流环控制参数取 $k_{Ii} = 0.01$ 、 $k_{Pi} = 0.1$ 。

图 12 $30 \text{ kV} \cdot \text{A}$ 直流-交流-直流对拖系统框图Fig.12 Block diagram of $30 \text{ kV} \cdot \text{A}$ DC-AC-DC system

为验证本文所提整流器网侧电流的良好正弦性,进行了图 13—15 示出的 3 种不同功率因数时 80 A 网侧电流对拖的实验,(a)图为整流器直流侧电压 U_{dc} 、电网 a 相电压 u_{ga} 、电网 a 相电流 i_{ga} 和整流器交流侧 a 相电压 u_{ca} 波形,(b)图为 i_{ga} 的频谱。图 13—15 表明该变流器主要谐波由交流侧的 95、97 次谐波电压在滤波电感上产生,而谐波电压次数较高,其幅值只有基波的 1% 左右,因此无论在超前或滞后的功率因数指令下,网侧电流仍然具备良好正弦性。从图 13 看出 i_{ga} 与 u_{ga} 相位一致,其中 95、97 次谐波相

对基波被衰减了 48 dB, THD 低至 1.11%, 实现了单位功率因数整流。图 16 给出了整流器由空载到满载

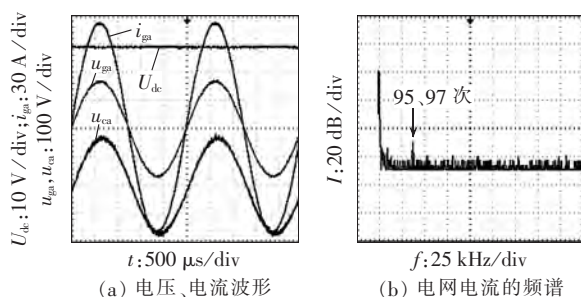


图 13 80 A 对拖时电压、电流波形及电网电流频谱 (功率因数为 1)

Fig.13 Waveforms of voltage and current, and spectrum of grid current when one-to-one current is 80 A (unity power factor)

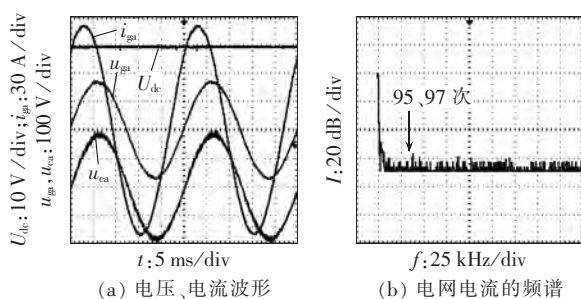


图 14 80 A 对拖时电压、电流波形及电网电流频谱 (功率因数超前 0.8)

Fig.14 Waveforms of voltage and current, and spectrum of grid current when one-to-one current is 80 A (power factor leading 0.8)

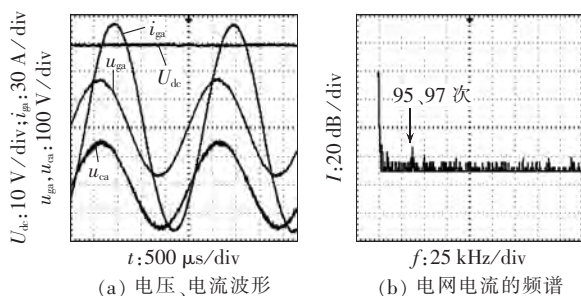


图 15 80 A 对拖时电压、电流波形及电网电流频谱 (功率因数滞后 0.6)

Fig.15 Waveforms of voltage and current, and spectrum of grid current when one-to-one current is 80 A (power factor lagging 0.6)

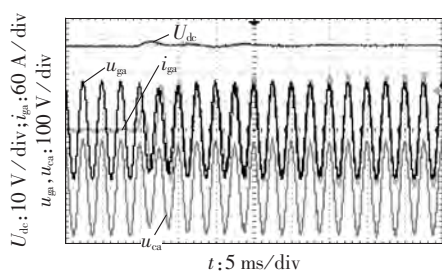


图 16 网侧电流从 0 A 变化到 80 A 动态实验波形

Fig.16 Waveforms of dynamic experiment for grid-side current changing from 0 A to 80 A

时,网侧电流 i_{ga} 、直流侧电压 U_{dc} 、网侧 a 相电压 u_{ga} 和整流器交流侧 a 相电压 u_{ca} 的动态过渡波形,可以看出系统经过 25 ms 基本过渡到稳态,说明该变流器在 3 倍基波的开关频率下仍具有较好的动态性能,和采用 SVM 方式的传统阶梯波合成变流器相比调节时间减少了 1/3 左右。

5 结论

本文研究了一种基于移相 SVM 的多通道变流器,分析了其输出特性,给出了 STS-SVM 结合移相的瞬时值控制方案,结合 30 kV·A 16 通道 PWM 变流器样机实验结果得出如下结论:

a. 该多通道三相变流器对比传统的相同通道数的阶梯波合成变流器,具有变压器结构简单、便于系统扩容的优点,实验的 16 通道变流器只有 3 种移相变压器,降低了变压器设计和制造成本;

b. 该变流器具有开关频率低(3 倍的基波频率)、交流侧电流波形好(实验 30 kV·A 满载整流时,THD 低至 1.11%)的优点,且长期用于直流-交流-直流的中频逆变电源的老化平台,表明该变流器具有性能稳定可靠的优势;

c. 因采用了 STS-SVM 以及电压电流瞬时值控制方式,系统的动态响应速度较快,空载到满载整流网侧电流在 10 个周期内达到稳态,该变流器在新能源发电、城市轨道交通等需要隔离的大功率场合有很好的应用前景。

参考文献:

- [1] 赵振波,许伯强,李和明. 高功率因数 PWM 整流器综述[J]. 华北电力大学学报,2002,29(4):36-40.
ZHAO Zhenbo, XU Boqiang, LI Heming. Summarization of high-power factor PWM converter[J]. Journal of North China Electric Power University, 2002, 29(4): 36-40.
- [2] 马宏伟,李永东,郑泽东,等. 一种 PWM 整流器的模型预测控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(11):21-25.
MA Hongwei, LI Yongdong, ZHENG Zedong, et al. Model predictive control of PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(11): 21-25.
- [3] 苑国锋,柴建云,李永东. 变速恒频风力发电机组励磁变频器的研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(8):90-94.
YUAN Guofeng, CHAI Jianyun, LI Yongdong. Study on excitation converter of variable of variable speed constant frequency wind generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(8): 90-94.
- [4] 王峰,姜建国. 风力发电机用双 PWM 变换器的功率平衡联合控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(22):134-139.
WANG Feng, JIANG Jianguo. Research of power balancing combined control scheme for back to back PWM converters used in the wind generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22): 134-139.
- [5] 陈强,任浩瀚,杨志超,等. 三相并网逆变器改进型直接功率预测控制[J]. 电力自动化设备,2014,34(12):100-105.

- CHEN Qiang, REN Haohan, YANG Zhichao. Improved predictive direct power control of three-phase grid-connected inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(12): 100-105.
- [6] OHNUKI T, MIYASHITA O, LATAIRE P, et al. Control of a three-phase PWM rectifier using estimated AC-side and DC-side voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(2): 222-226.
- [7] 方宇, 袁迅, 邢岩, 等. 基于预测电流控制的三相高功率因数 PWM 整流器研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 69-73.
- FANG Yu, QIU Xun, XING Yan, et al. Research on three-phase high power factor correction based on predictive digital current controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 69-73.
- [8] BOUAFIA A, GAUBERT J P, KRIM F. Predictive direct power control of three-phase Pulse Width Modulation (PWM) rectifier using Space-Vector Modulation (SVM) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 228-236.
- [9] LISERRE M, BLAAJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2005, 41(5): 640-652.
- [10] JALILI K, BERNET S. Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1674-1689.
- [11] 肖华锋, 许津铭, 谢少军. LCL 型并网滤波器的有源阻尼技术分析和比较 [J]. 电力自动化设备, 2013, 33(5): 55-59.
- XIAO Huafeng, XU Jinming, XIE Shaojun. Analysis and comparison of active damping technologies for LCL filter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(5): 55-59.
- [12] PARK S Y, CHEN C L, LAI J S, et al. Admittance compensation in current loop control for a grid-tie LCL fuel cell inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1716-1723.
- [13] MARIÉTHOZ S, MORARI M. Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 389-399.
- [14] 张勇, 谢少军. 大功率三相静止变流器研究 [J]. 南京航空航天大学学报, 2002, 34(1): 55-59.
- ZHANG Yong, XIE Shaojun. Three-phase static converter with high power output [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2002, 34(1): 55-59.
- [15] 谢少军, 韩军, 张勇, 等. 阶梯波合成逆变器的单脉宽调制调压技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 62-65.
- XIE Shaojun, HAN Jun, ZHANG Yong, et al. Research on staircase waveform inverters with single-pulse width modulation technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 62-65.
- [16] 许爱国, 谢少军. 阶梯波合成逆变器的波形调制技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(21): 34-39.
- XU Aiguo, XIE Shaojun. Research on waveform modulation technique for staircase inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(21): 34-39.
- [17] XU Aiguo, XIE Shaojun. A multipulse-structure-based bidirectional PWM converter for high-power applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(5): 1233-1242.
- [18] 许爱国, 谢少军. 阶梯波合成整流器及其闭环控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(6): 28-33.
- XU Aiguo, XIE Shaojun. Rectifier based on staircase synthesize technique and its close-loop control strategy [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(6): 28-33.
- [19] 陈万, 谢少军, 李磊, 等. 一种 PWM 结合移相控制的低开关频率逆变器 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 31-36.
- CHEN Wan, XIE Shaojun, LI Lei, et al. A low switching frequency inverter with PWM plus phase-shift control scheme [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 31-36.
- [20] DATTA R, WENG Haiqing, CHEN Kunlun, et al. Multipulse converter-topology and control for utility power conversion [C]// 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006. Paris, France: IEEE, 2006: 1950-1955.

作者简介:



陈 万

陈 万(1979—),男,江苏淮安人,博士研究生,从事大功率变换技术、新能源并网发电技术的研究(E-mail: calvinchenw@sina.com);

谢少军(1968—),男,湖北天门人,教授,博士研究生导师,博士,从事功率电子变换及航空电源等领域的研究。

Multi-channel three-phase converter based on phase-shift space vector modulation

CHEN Wan, XIE Shaojun, ZHU Zhe, LI Lei

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: Based on the traditional staircase converter, a multi-channel three-phase grid-connected converter with phase-shift control plus STS-SVM (Sample-Time-Staggered Space Vector Modulation) is presented, which is composed of multiple staircase converters with same structure. The switching signal of one staircase converter is obtained by the STS-SVM while the switching signal for other staircase converters are obtained in turn by phase shifting of a certain angle. High order harmonics of its output voltage is greatly suppressed by superposing the outputs of all staircase converters at AC side, thus the grid-connecting current of high quality can be obtained by connecting a very small filter at grid side. The mathematical model of the presented multi-channel converter is studied and its direct current control strategy is given. A 16-channel medium-frequency PWM (Pulse Width Modulation) converter is developed and its experimental results show that, it has the advantages of low switching frequency, high quality grid-connecting current, quick response speed and controllable power factor.

Key words: staircase converter; three-phase grid-connected converter; sample-time-staggered space vector modulation; phase-shift control; electric current control; electric converters