

一种模块化 48 脉冲大功率 PWM 逆变器*

石殿郑, 张聪

(国网江苏省电力有限公司淮安供电分公司, 江苏 淮安 223002)

摘要:多脉冲逆变器通过移相变压器原副边移相角度的精确设计,可以在工频开关方式下,实现交流侧阶梯波输出,经过滤波得到高质量的正弦波形,但工频开关方式使其输出调压困难,而且随着脉冲数的提高,逆变器连接的变压器结构复杂,多个绕组之间的匝比难以兼顾,因此实际应用中多脉冲逆变器的通道数多在4以下。提出一种只有两个规格移相变压器结构的模块化48脉冲大功率PWM逆变器,该逆变器具有8个通道的三相逆变器和对应移相变压器组成,且每个三相逆变器采用低频PWM调制策略,实现输出电压调节。构建了一台8通道48脉冲的PWM逆变器样机,在各种运行状态下的输出波形以及相关测试数据验证了所提出的模块化多脉冲逆变器在输出波形、开关频率以及输出调节特性等方面的优势。

关键词:多脉冲逆变器;移相变压器;PWM;调压

DOI:10.19753/j.issn1001-1390.2019.017.023

中图分类号:TM933

文献标识码:B

文章编号:1001-1390(2019)17-0139-08

A modular 48-pulse high-power PWM inverter

Shi Dianzheng, Zhang Cong

(Huai'an Power Supply Branch of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Huai'an 223002, Jiangsu, China)

Abstract: Multi-pulse inverter can output staircase wave under low switching frequency mode with the secondary winding of phase shift transformer turn ratio accurately design, and then, the high quantity sine wave can be obtained at the AC side of the inverter after filter. But suffering from the fundamental switching mode, the output voltage regulation of multi-pulse inverter is difficult. Moreover, as the number of its pulse increased, the structure of the phase shift transformer becomes complex and the winding turn ratio of transformer cannot be designed accurately. The channel number of the multi-pulse inverter is usually below four in actual application. This paper presents a modular 48-pulse high-power PWM inverter with only two kinds of phase shift transformer which has the structure of 8-channel three-phase inverter and phase shift transformer accordingly. The proposed inverter shows great virtue of voltage regulation benefited from low switching frequency PWM modulation strategy. A 50 kilowatts 8-channel multi-pulse inverter prototype is constructed, and the test data and waveform in many operating modes validated the advantages of the proposed modular multi-pulse inverter in output waveform, switching frequency and regulation performance etc.

Keywords: multi-pulse inverter, phase shift transformer, PWM, voltage regulation

0 引言

大容量逆变器在直流输电、大容量电机驱动以及电力系统的有源滤波等领域有着广泛应用,目前大功率逆变器主要电路结构有功率器件串并联、多电平^[1-2]和多脉冲^[3]等方案,功率器件串并联形成的复合器件具备高的耐压和承载大电流能力,但需

要额外的控制电路解决复合器件内部单体的均压和均流问题^[4-5],而这会增加系统的复杂程度,降低其可靠性。多电平逆变结构主要有单一直流侧电源的二极管箝位式、电容箝位式以及两者混合箝位结构,这类多电平逆变器输出电平数提高的同时需引入大量箝位二极管或箝位电容,增加了电路复杂性,且PWM控制方式随着电平数增加也愈加复杂,因此在实际应用较多的三电平结构较多,另外具有

* 基金项目:国网江苏省电力公司科技项目(J2017125)

多个独立直流源的级联型多电平结构具有模块化程度高的优势,但其独立直流电源的箝位方式限制了该电路拓扑的应用场合。多脉冲逆变器是在多脉冲不控整流电路基础上用全控型开关器件取代二极管得到,该电路具备开关频率低,输出波形质量好等优势,实现了交流侧输出波形质量和功率器件开关频率之间平衡,其在大功率变换场合具有独特的优势。

增加多脉冲逆变器的通道数,可以增加交流侧输出波形的阶梯数,为进一步提高多脉冲逆变器交流侧输出波形的质量奠定基础,但需要增加对应的移相变压器,使得多个通道的移相变压器绕组之间的匝比难以兼顾,因此实际应用中最多为四通道二十四脉冲的输出方式。多脉冲逆变器工作于工频开关方式,使得输出波形的调节困难,当前调压方式主要有移相调压方式^[6]、直流侧电压调节以及 PWM 调压^[7-8]。移相调压方式通过调节两组结构完全一致的多脉冲逆变器输出电压矢量之间的夹角实现输出调节,该调压方案结构简单控制稳定可靠,但其有效值外环的惯性环节,影响了系统响应速度,限制其在动态响应要求较高的场合使用,直流侧调压实现的间接交流输出调节的策略,增加系统的功率变换环节,降低了系统变换效率实际应用较少,文献[3]采用的单脉宽调制方式,将功率器件的开关频率提高一倍,实现了多脉冲逆变器的输出波形调节,但该方案仍然需要有效值电压外环,动态特性没有改进。文献[7]提出了一种多通道逆变器方案,在不增加系统复杂程度的基础上,提高了输出波形质量,同时实现了输出波形调节,但文献没有对该方案的具体应用展开深入研究。

提出一种基于移相星型-三角型变压器结构的48脉冲逆变器结构,该逆变器由两组结构完全一致的四通道二十四脉冲逆变器组成,且该逆变器中只含有两种规格的移相变压器,提高了系统的模块化程度,使得更多通道数的多脉冲逆变器的实际应用成为可能。另外该逆变器采用了三倍基波频率的空间矢量调制方案,保持该逆变器的输出特性基础上,实现了输出电压的调节,最后构建了一台8通道的48脉冲逆变器的样机,试验表明该逆变器具有开关频率低,输出特性好等优点。

1 多脉冲逆变器结构

四通道24脉冲逆变器兼顾了系统的复杂程度和逆变器的输出特性的优化,是当前应用较多的一种多脉冲变换器^[9-10],并且移相变压器是其重要部件,组成

四通道多脉冲逆变器的变压器结构主要有 Zig/Zag 联结、多边形联结^[11]、延边三角形联结^[12]以及星型三角型固定角度的移相连接^[13]。

图1给出的 Zig/Zag 联结的变压器结构,四个通道的变压器的副边和原边之间的相位差依次是 -22.50° 、 -7.50° 、 7.50° 、 22.50° ,则满足四个变压器的移相角度,需要保证副边的4种绕组之间的匝比的精确设计。

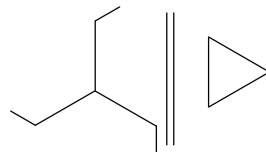


图1 Zig/Zag 移相变压器

Fig. 1 Zig/Zag phase shift transformer

而多边形的连接方式本质是将 Zig/Zag 联结的变压器移相绕组首尾顺次连接形成对称得六边形(见图2),通过设计相邻绕组之间的匝比,可以实现变压器相电压的移相,为实现交流侧24阶梯波输出,四组变压器的移相角度和 Zig/Zag 变压器移相角度一致。

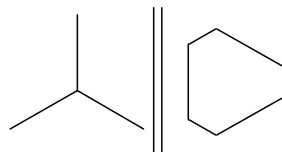


图2 多边形移相变压器

Fig. 2 Polygon phase shift transformer

图3所示的延边三角形移相变压器联结同样可以实现变压器原副边电压的移相,并实现四通道依次相差 150° 的移相,同样可以组成四通道24脉冲逆变器。

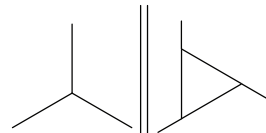


图3 延边三角形移相变压器

Fig. 3 Stretch triangle phase shift transformer

图4给出的星-三角移相变压器相比前面研究的三种变压器移相角度实现方式不同,该变压器利用三角形联结方式中相电压和线电压之间 300° 相位差实现原副边电压之间固定移相,因此该结构可以用于双通道12脉冲逆变器可以消除其中 $6k \pm 1$ 次谐波,但组成4通道24脉冲逆变器,不能消除其中的 $12k \pm 1$ 次谐波,所以多通道组合方式的实际应用受到制约。

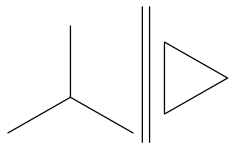


图 4 星-三角移相变压器

Fig. 4 Star-delta phase shift transformer

对比以上常用的移相变压器结构,前三种结构可以组成 4 通道甚至更高通道数的多脉冲逆变器,但是随着通道数目增多,其多台变压器绕组之间的匹配困难,实际输出波形中的低次谐波抑制效果变差,而图 4 的移相方案适用于 2 通道 12 阶梯波输出方式,若用于四通道输出,其输出谐波特性较差,表格 1 给出了以上四种结构的变压器组成 4 通道 24 脉冲逆变器,绕组利用率、输出特性,模块化程度等数据对比,从表 1 看出除去星-三角移相方案,其它三种变压器结构构成的 24 脉冲逆变器结构输出特性基本一致,只是延边三角形联结方式的移相角度范围较小,而星-三角移相方案变压器具有结构简单、绕组利用率高等优势,在输出波形要求不太高的场合,可以用两组星-三角方案错相叠加得到 24 脉冲输出波形。

表 1 常用的 24 脉冲逆变器移相变压器参数对比

Tab. 1 Parameter comparison of the phase shift transformer of traditional 24-pulse inverter

	移相 角度	绕组利 用率	输出波形 谐波分布	THD	变压器 种类
星/三角 形联结	$\pm 30^\circ$	100%	$12k \pm 1$	7.5%	2
延边三角 形联结	$-30^\circ < \alpha < 30^\circ$	92.9%	$24k \pm 1$	7.3%	4
Zig/Zag 联结	$-60^\circ < \alpha < 60^\circ$	92.9%	$24k \pm 1$	7.3%	4
多边形 联结	$-60^\circ < \alpha < 60^\circ$	92.9%	$24k \pm 1$	7.3%	4

2 模块化 8 通道 48 脉冲逆变器结构

基于表 1 给出的几种移相变压器的更多通道数多脉冲逆变器的移相变压器设计困难,难以精确消除低次谐波,因此提出了一种基于移相星-三角变压器的 48 脉冲逆变器,在提高绕组利用率的同时降低移相变压器的种类,实现一种模块化的多脉冲结构。

如图 5 所示,该逆变器由两组结构一致的四通道 24 脉冲逆变器组成,两组逆变器直流侧并联,交流侧输

出串联连接,每组逆变器中的通道 1 和通道 2 的移相变压器原边采用星型连接,副边分别为 zig/zag 连接的滞后 7.5° 和超前 7.5° 的连接方式,通道 3 和 4 的变压器原边为三角型连接,而副边绕组的移相连接方式同通道 1 和 2 的副边,则四个通道的移相变压器副边和原边的相位差分别为 -7.50° 、 7.50° 、 22.50° 和 37.50° ,相应地每个通道对应功率器件的控制信号依次滞后 150° ,所以每组逆变器交流侧可以得到 24 阶梯波输出,其谐波分布于 $24k \pm 1$ 次(其中, $k = 1, 2, 3, \dots$),且输出波形的总谐波含量(Total Harmonic Distortion, THD)低至 7.3%,控制两组逆变器之间的驱动信号错开 7.50 ,可以大幅抑制每组逆变器中的 $24k \pm 1$ 次谐波,使得输出的 48 阶梯波中的主要谐波集中在 $48k \pm 1$ 次,输出波形的 THD 可进一步降低。

图 5 和图 6 给出的 48 脉冲逆变器结构只有两种移相变压器结构,并且只有四个绕组需要精确设计

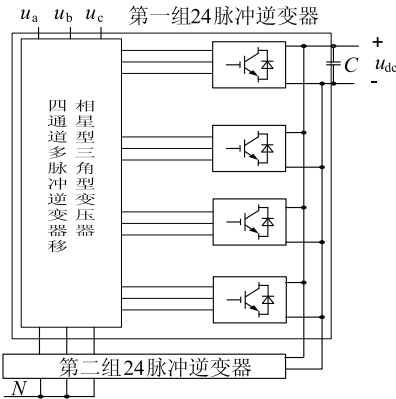


图 5 8 通道 48 脉冲逆变器

Fig. 5 Eight-channel 48-pulse inverter

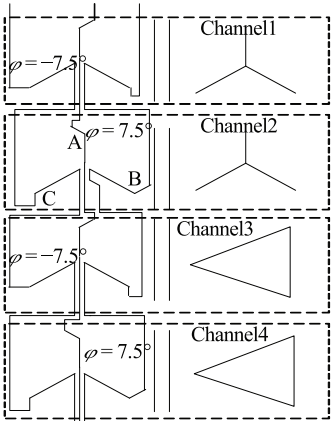


图 6 每组四通道逆变器的移相变压器结构

Fig. 6 Phase shift transformer structure of each group of 4-channel inverter

相互的匝比,以抵消输出波形中的低次谐波,这和传统的8通道多脉冲逆变器的移相变压器相比,其结构简单,绕组设计容易实现。

3 8通道48脉冲逆变器的调压研究

传统多脉冲逆变器采用工频180°导通型开关方式,调节直流侧电压可以实现输出调节,但这增加系统变换环节降低系统变换效率。采用两台结构一致的多脉冲逆变器移相调压是应用较多的一种控制策略,该方案相对成熟可靠,而采用PWM调制逆变器的功率器件实现多脉冲逆变器的输出波形调节,使得逆变器采用较为灵活的控制策略成为可能,并提高多脉冲逆变器的动态特性。

3.1 移相调压策略

阶梯波合成变流器采用工频开关方式时,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7所示,该控制方案结构简单,控制稳定可靠,但存在以下弱点。该控制策略因对输出电压有效值闭环调节存在输出波形开环控制、响应速度慢以及变流器容量利用率低等问题;而两组变流器移相调压方式还造成相同阶梯波输出情况下,通道数量增加一倍,结构复杂的弱点;两组逆变器输出电压矢量之间的相位差导致逆变器阻感负载情况下,两组逆变器之间功率不均分问题。因此移相控制策略主要用于对响应速度要求不高的独立逆变场合。

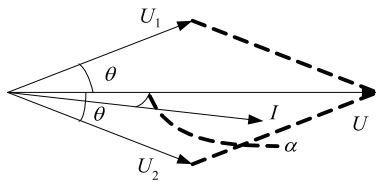


图7 移相控制策略

Fig. 7 Phase shift control strategy

3.2 低频SVM调制技术

为了保持多脉冲逆变器的低开关频率特性及输出波形的谐波分部特征,采用3倍基波频率的不对称空间矢量调制技术(SVM)实现多脉冲逆变器的输出波形调节,图6所示的第一组24脉冲逆变器第一个通道的三相逆变器参考电压,由表达式(1)转换成空间矢量 V_r (如图7),在每个扇区作用时,都可以等效成该扇区的相邻两个非零矢量和零矢量的四段矢量合成方式,表2给出了6个扇区具体的四段矢量组合方式。

$$V_r = \frac{2}{3}(u_a + u_b e^{j120^\circ} + u_c e^{-j120^\circ}) \quad (1)$$

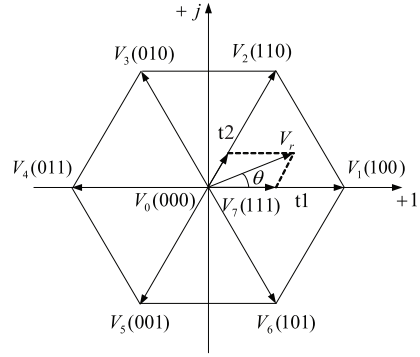


图8 电压空间矢量六边形

Fig. 8 Voltage space vector hexagon

表2 不对称三倍基频SVM矢量组合

Tab. 2 Asymmetry three times fundamental frequency SVM vector group

扇区	四段矢量组合
I	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7$
II	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_3 \rightarrow V_0$
III	$V_0 \rightarrow V_3 \rightarrow V_4 \rightarrow V_7$
IV	$V_7 \rightarrow V_4 \rightarrow V_5 \rightarrow V_0$
V	$V_0 \rightarrow V_5 \rightarrow V_6 \rightarrow V_7$
VI	$V_7 \rightarrow V_6 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$

在表2的SVM矢量组合方式下,图5所示通道1逆变器的输出相电压和线电压波形见图9,其中 t_0 表示零矢量作用时间, t_1 、 t_2 分别表示每个扇区相邻两个矢量作用时间,输出线电压 u_{ab} 傅里叶级数表达式为:

$$u_{ab} = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^A \cos n\omega t + b_n^A \sin n\omega t) \quad (2)$$

其中对应的傅里叶系数为:

$$a_n^A = \frac{1 - \cos n\pi}{n\pi} \left[\sin n \left(\frac{\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) + \right.$$

$$\left. \sin n \left(\frac{2\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) - 3 \sin n t_0 \right]$$

$$b_n^A = \frac{1 - \cos n\pi}{n\pi} \left[\cos n \left(\frac{\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) + \right.$$

$$\left. \cos n \left(\frac{2\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) + 2 \sin \frac{n\pi}{3} \sin n t_0 \right]$$

$$a_1^A = \frac{2}{\pi} \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) + \right.$$

$$\left. \sin \left(\frac{2\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) - 3 \sin t_0 \right]$$

$$b_1^A = \frac{2}{\pi} \left[\cos \left(\frac{\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) + \cos \left(\frac{2\pi}{3} + t_0 + t_1 \right) + \right.$$

$$\sqrt{3} \sin t_0]$$

输出相电压傅里叶级数表达式为:

$$u_{aN} = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^Y \cos n\omega t + b_n^Y \sin n\omega t) \quad (3)$$

对应的傅里叶系数如下:

$$a_n^Y = \frac{1 - \cos n\pi}{n\pi} \left[\pm \frac{\sqrt{3}}{2} \cos n(t_0 + t_1) - \frac{1}{2} \sin n(t_0 + t_1) - \sin nt_0 \right]$$

$$a_1^Y = \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(t_0 + t_1) - \frac{1}{2} \sin(t_0 + t_1) - \sin t_0 \right]$$

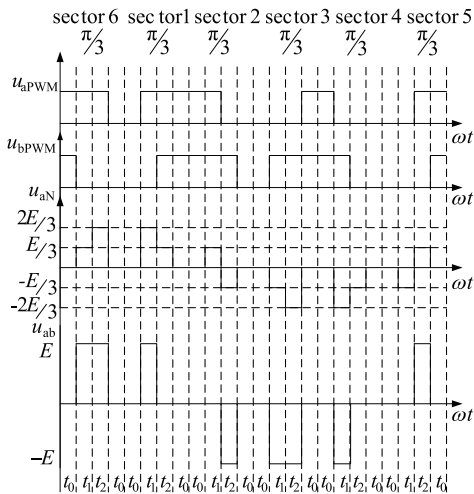


图9 四段矢量SVM调制逆变器输出波形

Fig. 9 Output waveform of SVM modulated inverter with four-segment vector

由四个通道移相变压器的相位关系以及四通道相互之间错相 15° 的控制方式,得出第一组24脉冲逆变器输出波形的傅里叶级数如式(4)所示,可以看出输出波形中只含有 $24k \pm 1$ 次谐波,和基频开关方式谐波分部一致。

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

式中 a_1^Y 、 b_1^Y 、 a_n^Y 、 b_n^Y 分别为通道1相电压的傅里叶系数。

表达式(4)给出了第一组四通道24脉冲逆变器输出波形的谐波定量表达式,可以计算出不同的采样角度 θ 和调制比 M 的输出波形THD,如图10所示,采样角为零度时输出波形的谐波含量较低,且THD曲线中存在一些极值点,兼顾直流侧电压利用率,逆变器稳态工作点附近的调制比 M 一般设计为0.866附近,此时

THD低至7.3%。

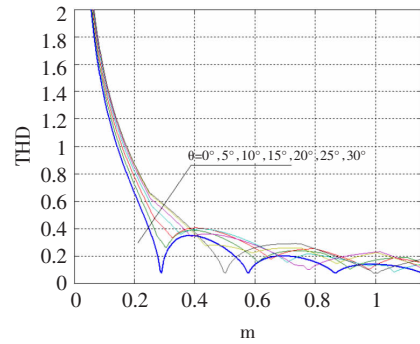


图10 3倍基频SVM调制的24脉冲逆变器输出特性

Fig. 10 Output characteristic of 24-pulse inverter under 3 p. u. frequency SVM

3.3 顺序采样的SVM结合移相的控制策略

3倍基波频率的SVM调制方式可以很好解决多脉冲逆变器的调压问题,但每个扇区只采样一次计算占空比,而其它通道对应驱动信号由该电路依次滞后 15° 得到,使得一个工频周期内有效调节波形的次数只有6次,降低了系统的动态特性。

3.3.1 顺序采样的SVM调制

为提高多脉冲逆变器在低频SVM方式下的动态性能,对图6所示逆变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,各个通道的移相变压器使得对应的空间矢量扇区旋转相应的角度,为保证4个通道输出基波电压的相位一致,通道1~通道4的SVM依次滞后 15° 采样。图11给出了各通道在扇区1内空间矢量的合成,由于参考矢量 V_r 在相应扇区的位置 θ 相同,产生的PWM信号也相同。因此采用顺序采样的3倍基频SVM调制方式,图6所示

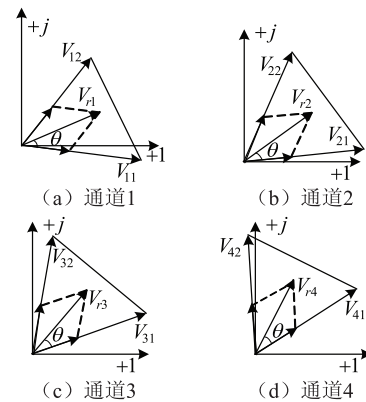


图11 四个通道扇区1空间矢量合成

Fig. 11 Space vector synthesis of each channel in sector 1

的四通道 24 脉冲逆变器输出波形和 SVM 结合滞后的调制方式的波形完全一致,输出特性也相同,但顺序采样 SVM 一个周期内采样次数为 24 次,因此系统的动态性能显著提高。

3.3.2 8 通道 48 脉冲逆变器顺序采样结合移相控制

图 5 给出的 48 脉冲逆变器的控制策略为:对第一组 4 通道逆变器采用顺序采样的 SVM 调制技术;第二组逆变器信号由第一组信号依次滞后 7.50° 得到,使得输出 48 阶梯波中的 $24k \pm 1$ 次谐波被大幅抑制,从而进一步提高了输出波形质量,系统控制框图如图 12 所示。

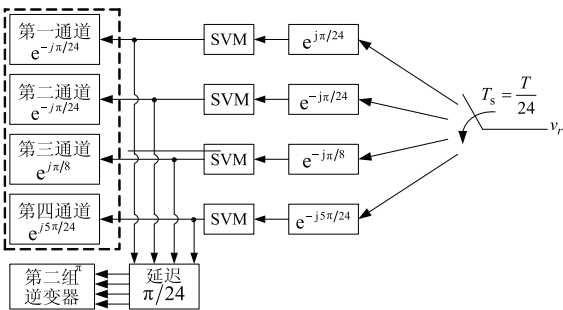


图 12 8 通道多脉冲逆变器顺序采样 SVM 结合移相控制策略

Fig. 12 SVM plus phase shift control strategy of 8-channel multi-pulse inverter

采用图 12 所示 SVM 方案的 48 脉冲逆变器输出波形的傅里叶分析:

$$u^{48} = 8 a_1^Y \cos \frac{\pi}{48} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{48} \right) + 8 b_1^Y \cos \frac{\pi}{48} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{48} \right) + 8 \sum_{n=24k \pm 1} \left[a_n^Y \cos \frac{n\pi}{48} \cos n \left(\omega t - \frac{\pi}{48} \right) + b_n^Y \cos \frac{n\pi}{48} \sin n \left(\omega t - \frac{\pi}{48} \right) \right] \quad (5)$$

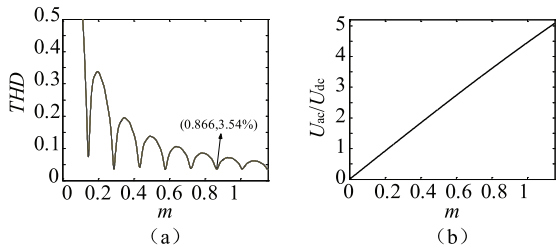


图 13 8 通道多脉冲逆变器 THD、基波电压和调制比 m 的关系

Fig. 13 Relationship of THD versus m and fundamental voltage versus m of eight-channel multipulse inverter

由表达式(5)看出 8 通道多脉冲逆变器输出基波为单一通道的 $8\cos \frac{\pi}{48}$ 倍,且其中典型谐波为 $48k \pm 1$

次,同时可以计算出采样角 θ 为 0° 时输出波形 THD 以及基波电压随调制比 m 的关系,从图 13 看出该 8 通道多脉冲逆变器具有良好的调节特性以及低至 3.54% 的总谐波含量。

为了对 48 脉冲逆变器输出稳压控制,采用图 14 给出的电压瞬时值反馈控制策略,将输出三相电压通过坐标变换得出 dq 轴分量,衰减反馈后和参考电压 U_{dqref} 比较后,其误差通过比例积分调节器,其输出量通过反变换获得三相调制波后,通过 FPGA 计算得到 8 个通道的 PWM 信号。通过该瞬时值反馈闭环控制实现了对输出电压波形的反馈,并且电压环的调节器实现了输出电压无静差的跟踪参考电压,达到较高的稳压精度。

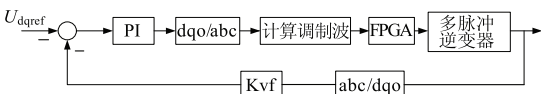


图 14 48 脉冲逆变器瞬时值反馈控制

Fig. 14 Instantaneous voltage feedback control strategy of the 48-pulse inverter

4 实验结果及分析

基于对移相星形-三角形 8 通道多脉冲逆变器作的详细分析,研制了一台 8 通道 48 脉冲逆变器原理样机,其电路参数如表 3,其控制器采用 TI 公司 TMS320F28035DSP 结合 FPGA(XC3S400)的复合控制器,DSP 用来采样角流侧电压电流,并进行闭环控制运算获得三相调制波,而 FPGA 进行顺序采样的 SVM 运算得到各个通道逆变器的 PWM 控制信号。

表 3 多脉冲逆变器样机参数

Tab. 3 Parameters of the multi-pulse inverter prototype

参数	数值
直流母线额定电压/V	435
输出电压/V	3Φ380
输出电压频率/Hz	50
开关频率/Hz	150
变压器规格/V	原边线电压 254,副边 25.2V/4.2V
滤波电感/μH	360
48 次谐波陷阵	147μH/30uF

为验证所提出的 8 通道多脉冲逆变器的输出特性,进行了开环实验,图 15 给出了直流母线电压 335 V,调制比 $m = 1.15$ 时逆变器输出的 48 阶梯波及其 FFT 分析,频谱中可以看出输出的阶梯波中典型谐波为 $48k \pm 1$ 次,连接输出的陷阱式 LC 滤波器后可以

获得总谐波含量低至 1.62% 的完美正弦波,如图 15 (c)。图 16 给出了直流母线电压为 435 V,SVM 调制比为 0.866 时逆变器输出波形,可以看出调制比不同没有改变输出多脉冲波形的谐波分布特性,但 THD 比前者略大一些,这和表达式(5)的理论分析一致。

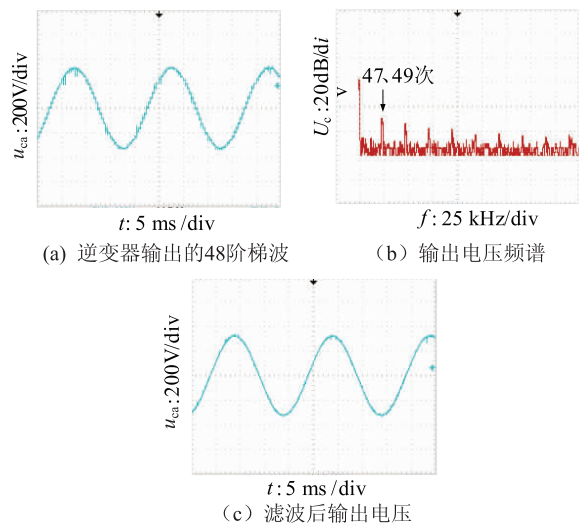


图 15 直流母线电压 335 V,满占空比时逆变器输出波形

Fig. 15 Output waveform of inverter with full duty ratio of 335 V DC bus voltage

图 17 给出了直流母线电压为 100 V 时,调制比从 0.43 ~ 1.15 时多脉冲逆变器输出波形有效值曲线,曲线表明采用顺序采样 SVM 结合移相控制的 8 通道多脉冲逆变器具有较好的线性调节特性。

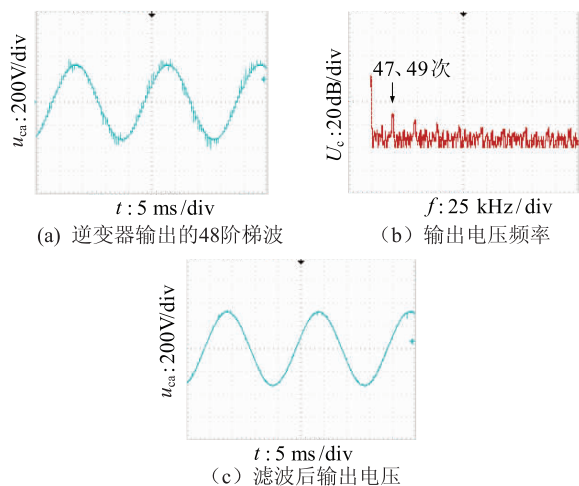


图 16 直流母线电压 435 V,满占空比时逆变器输出波形

Fig. 16 Output waveform of inverter with full duty ratio of 435 V DC bus

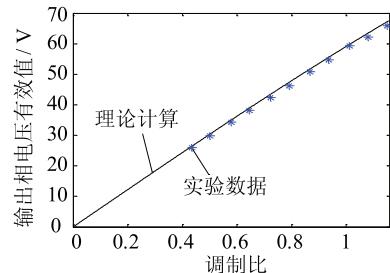


图 17 48 脉冲逆变器调节特性曲线

Fig. 17 Regulation characteristic curve of 48-pulses inverter

表 4 给出了采用图 14 瞬时值闭环控制策略的多脉冲逆变器输出稳压数据,数据表明直流母线电压从 333.5 V ~ 574 V,逆变器具有良好的源调整特性,达到了较好的闭环稳压效果。

表 4 多脉冲逆变器的闭环源调整率测试

Tab. 4 Closed-loop source regulation rate test of the multi-pulse inverter

u_{dc}/V	u_A/V	u_B/V	u_C/V	THD
333.5	220.9	220.5	220.0	1.15%
368	217.2	217	216.4	1.06%
435	219.6	219.5	218.9	1.14%
510	216.1	216.2	215.6	2.0%
574	219.1	219	218.5	2.72%

5 结束语

提出了一种模块化 48 脉冲 PWM 逆变器结构,分析了该逆变器在 3 倍基频顺序采样,SVM 结合移相控制方式下,其谐波特性及调压特性输出波形,并给出了基于坐标变换的瞬时值反馈的多脉冲逆变器闭环控制策略,制作了一套 435 V 直流输入 380 V/50 Hz 输出的三相 48 脉冲逆变器原理样机,结合实验验证得出如下结论:

- (1)提出的 8 通道多脉冲逆变器只有两种规格的移相变压器,使得该逆变器具有结构简单、模块化程度高、易与工程实现的优势;
- (2)该逆变器采用的 3 倍基频的 SVM 结合移相调制方式,保持了传统多脉冲逆变器谐波分布特征,同时具有良好的输出调节特性,为多脉冲逆变器用于并网变流奠定基础;
- (3)提出的基于坐标变换的多脉冲逆变器瞬时值反馈控制方案,实现输出波形和有效值的闭环控制,既保证了高质量输出波形,又实现了较好地输出稳压特性;

(4)提出的多脉冲逆变器移相组合方式,可以进一步拓展到4组或者更多组结构一致逆变器的串并联的组合方案,实现更大容量的功率变换,使之在大功率应用场合有着良好的应用前景。

参 考 文 献

- [1] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等. 模块组合多电平变换器的研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 1-14.
Yang Xiaofeng, Lin Zhiqin, Zheng Qionglin, et al. A Review of Modular Multilevel Converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 1-14.
- [2] 李笑倩,宋强,刘文华,李建国. 采用载波移相调制的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 49-55.
Li Xiaoqian, Song Qiang, Liu Wenhua, Li Jianguo. Capacitor Voltage Balancing Control by Using Carrier Phase-shift Modulation of Modular Multilevel Converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 49-55.
- [3] 谢少军,韩军,张勇,陈勇. 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, Chen Yong. Research on Staircase Waveform Inverters with Single-pulse Width Modulation Technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(5): 62-65.
- [4] Kiyooki Sasagawa, Yasushi Abe and Kouki Matsuse. Voltage-Balancing Method for IGBTs Connected in Series[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(4): 1025-1030.
- [5] 常江. IGBT 并联直流开关的均流技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学硕士学位论文, 2011.
- [6] 谢少军,张勇,韩军. 28V 输入 20kVA 三相静止变流器的动态特性研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37(1): 29-31.
Xie Shaojun, Zhang Yong, Han Jun. Research on Dynamic Characteristics of 28V Input 20kVA Three-Phase Static Converter[J]. Power Electronics, 2003, 37(1): 29-31.
- [7] Javier Chivite-Zabalza, Miguel Angel Rodriguez Vidal, etc. A Large Power Low-Switching-Frequency Voltage Source Converter for FACTS Applications With Low Effects on the Transmission Line[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4868-4879.
- [8] Davood Yazdani, Alireza Bakhshai, and Geza Joos. Multifunctional Grid-Connected Multimodule Power Converters Capable of Operating in Single-Pulse and PWM Switching Modes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1228-1238.
- [9] Daniel Legrand, Mon-Nzongo and Paul Gistain Ipoum-Ngome etc. An Improved Topology for Multipulse AC/DC Converters Within HVDC and VFD Systems: Operation in Degraded Modes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 3646-3656.
- [10] R Kalpana and Khimavath Sai etc. Power Quality Enhancement Using Current Injection Technique in a Zigzag Configured Autotransformer Based 12-Pulse Rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2018, early access.
- [11] Bhim Singh and Sanjay Gairola etc. Power Quality Improvements in Isolated Twelve Pulse AC-DC Converters Using Delta/Double Polygon Transformer[J]. Power Electronics Specialists Conference, 2007: 2848-2853.
- [12] Jiaopu Wen and Haihong Qin etc. Basic Connections and Strategies of Isolated Phase-Shifting Transformers for Multipulse Rectifiers: A Review[J]. Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2012: 105-108.
- [13] Diego Soto and Tim C. Green. A Comparison of High-Power Converter Topologies for the Implementation of FACTS Controllers[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2002, 49(5): 1072-1080.

作者简介:



石殿郑(1975—),男,本科,从事大功率并网逆变器电流控制技术、高压直流输电以及柔性输电技术的研究。Email:106563903@qq.com



张聪(1992—),男,本科,从事新能源发电、同步无功补偿技术的研究。

收稿日期:2018-07-05;修回日期:2018-10-24

(王艳丽 编发)