

DOI: 10.7667/PSPC170822

单极倍频 CPS-SPWM 传输带宽的研究

张国荣, 颜丽花

(合肥工业大学电气与自动化工程学院教育部光伏系统工程研究中心, 安徽 合肥 230009)

摘要: 载波相移技术已广泛应用于多电平变流器的开关调制策略。同等条件下, 单极倍频相较双极性可获得好的带宽性能。而传输带宽作为评价多电平变流器的关键性能指标, 在有源电力滤波器谐波治理等特定场合下, 显得尤其重要。在阐述单极倍频式载波相移技术工作原理的基础上, 利用双重傅里叶变换详细推导 H 桥级联变流器的输出电压解析式, 通过定义噪声容限来确定贝塞尔函数阶数。进而对单极倍频载波相移技术的传输带宽进行研究, 得到其传输带宽定量表达式。最后, 通过仿真和实验验证了所推导单极倍频式载波相移技术传输带宽的准确性和合理性。

关键词: 载波相移调制技术; 单极倍频; 传输带宽; H 桥级联; 双重傅里叶变换

Study on the transmission bandwidth of unipolar frequency doubled CPS-SPWM

ZHANG Guorong, YAN Lihua

(Research Center for Photovoltaic System Engineering Ministry of Education, School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Carrier Phase-Shifted SPWM (CPS-SPWM) technique has been widely used in the switching modulation strategy of multilevel converters. Under the same conditions, unipolar dual frequency CPS-SPWM can obtain good bandwidth performance compared with bipolar CPS-SPWM. The transmission bandwidth is especially important in the harmonic control of Active Power Filter (APF) because it is the key performance index of multilevel converter. The principle of unipolar dual frequency CPS-SPWM is described and the output voltage formula of H-bridge cascaded converter is derived by double Fourier. Through the definition of noise margin, the order of Bessel function is determined, then the transmission bandwidth of the unipolar dual frequency CPS-SPWM is studied and its quantitative expression is got. Finally, the simulation and experimental results verify the accuracy and rationality of the transmission bandwidth of the proposed unipolar dual frequency CPS-SPWM.

This work is supported by National High-tech R & D Program of China (863 Program) (No. 2015AA050104).

Key words: carrier phase shift modulation technique; unipolar dual frequency; transmission bandwidth; H-bridge cascade; dual Fourier transform

0 引言

随着能源需求量的增加和电力电子技术的发展, 大功率、高性能的多电平变流器已广泛应用于电力系统中, 其中级联多电平变流器因具有易模块化设计、维修和扩展, 可靠性较高, 直流侧易电压均衡和负荷平衡, 效率高, 低开关频率, 开关器件承受低电压应力, 相同电平数时所需功率半导体器件数量较少等优点, 已广泛应用于静止无功补偿器、

有源电力滤波器、电力电子变压器等场合^[1-5]。调制策略与拓扑结构存在着共生关系, 对 H 桥级联多电平变流器来说, 载波移相正弦脉宽调制技术(Carrier Phase-Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation, CPS-SPWM)尤其是单极倍频 CPS-SPWM 已成为主流标准调制技术, 因其具有在较低的器件开关频率下实现较高的等效开关频率, 输出谐波较小, 控制性能优越等优点^[6-9]。调制技术的传输带宽对级联多电平变流器的性能有着关键影响。例如, 有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)的传输带宽决定了对其指令信号的传输还原能力, 因此严重影响其补

基金项目: 国家 863 高技术基金项目资助 (2015AA050104)

性能的优劣。

文献[10]对比了单极倍频 CPS-SPWM 与普通 SPWM 输出波形, 得到单极倍频 CPS-SPWM 技术具有较低的开关损耗, 表明当采用单极倍频 CPS-SPWM 技术时可忽略开关损耗对开关频率的限制。文献[11]分析了半周期载波移相的工作原理, 借助仿真和实验结果表明载波频率的提高可造成输出波形畸变的缩小。文献[12-13]通过对双极性 CPS-SPWM 和单极倍频 CPS-SPWM 的输出波形进行数学分析, 表明相对于双极性 CPS-SPWM, 采用单极倍频 CPS-SPWM 调制策略, 装置的等效开关频率更高, 输出波形更接近于调制波形。多电平变频器的开关调制策略对其传输带宽有影响。文献[14]根据采用双极性 CPS-SPWM 调制策略后, H 桥级联总的输出电压频率数学关系, 对其传输带宽进行了研究。文献[15-17]阐述了单极倍频式 CPS-SPWM 具有较为优良的传输带宽性能的优点。有时, 在没有详细的论据情况下陈述事实——单极倍频载波相移调制技术具有良好的传输带宽, 并专注于实践方面, 而不是理论。因此需要对单极倍频载波相移调制技术的传输带宽进行理论研究。

为进行单极倍频载波相移传输带宽研究, 本文首先阐述了单极倍频式 CPS-SPWM 技术的工作原理, 然后重点分析了单极倍频式 CPS-SPWM 的输出电压特性, 提出了确定单极倍频式 CPS-SPWM 的传输带宽方法, 进而推导得到传输带宽定量表达式。最后借助 Matlab/Simulink 仿真实验, 以及 H 桥级联有源电力滤波器实验平台验证了所得带宽表达式的正确性和合理性。

1 单极倍频式 CPS-SPWM 技术

单极倍频式 CPS-SPWM 是以倍频正弦脉宽调制为基石发展而来的。其基本思想是: 在 N 个变流器单元串联构成的组合变流器中采用共同的调制波, 将各个变流器单元的三角载波的相位依次错开载波周期的 $1/(2N)$ [18-19]。将三角载波信号与正弦调制波信号进行比较, 作为各单元桥的驱动信号。每个单元桥之间互不影响, 与单独工作时输出电压特性一致, 每个单元桥输出电压之和即为级联桥的输出电压特性。

图 1 为级联 H 桥多电平变流器拓扑, 每相级联三个 H 桥单元, 且这三个 H 桥单元采用串联形式。以 A 相为例, 三个单元桥级联时单极倍频载波移相 SPWM 原理图如图 2 所示。图 2(a)中三角载波的相位依次错开载波周期的 $1/6$, 三角波 $U_{ci}(i=1, 2, \dots, 6)$

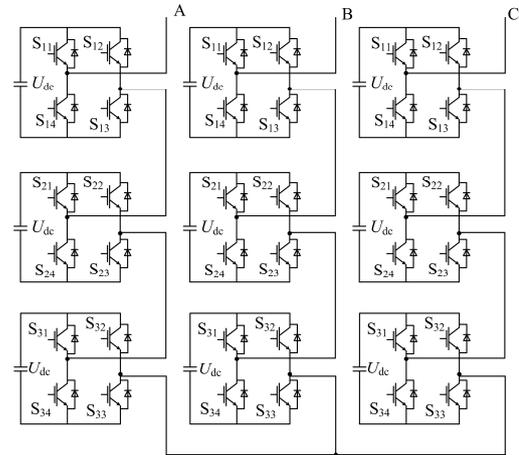


图 1 级联 H 桥多电平变流器拓扑

Fig. 1 Topology of the multilevel converter based on cascaded H-bridge

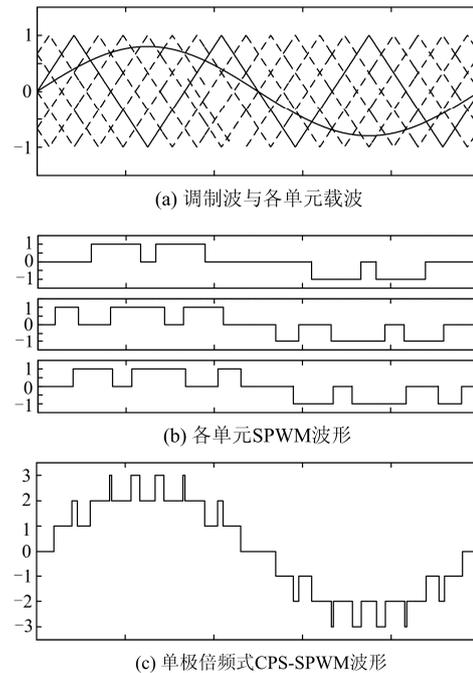


图 2 单极倍频载波移相 SPWM 原理图

Fig. 2 Schematic of unipolar multiplier CPS-SPWM

与正弦波 U_s 比较驱动各单元开关管, 当 U_s 大于 $U_{ci}(i=1, 2, 3)$ 时, 分别导通开关管 $S_{r1}(r=1, 2, 3)$, 关闭开关管 $S_{r4}(r=1, 2, 3)$, S_{r1} 与 S_{r4} 互补导通, 反之, 导通开关管 $S_{r4}(r=1, 2, 3)$, 关闭开关管 $S_{r1}(r=1, 2, 3)$; 当 U_s 大于 $U_{ci}(i=4, 5, 6)$ 时, 分别导通开关管 $S_{r3}(r=1, 2, 3)$, 关闭开关管 $S_{r2}(r=1, 2, 3)$, S_{r2} 与 S_{r3} 互补导通, 反之, 导通开关管 $S_{r2}(r=1, 2, 3)$, 关闭开关管 $S_{r3}(r=1, 2, 3)$; 图 2(b)为各单元 SPWM 波形, 可知每个单元桥有 3 个电平输出; 图 2(c)为单极倍频式 CPS-SPWM 波形, 可知此级联桥有 7 个电平输

出。采用单极倍频式 CPS-SPWM 调制的级联变流器总的输出电压波形比双极性 CPS-SPWM 调制更接近于调制波波形, 谐波含量更少。

2 单极倍频式 CPS-SPWM 输出电压特性

图 3 为 H 桥模块结构。

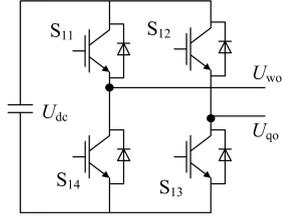


图 3 H 桥模块结构

Fig. 3 H-bridge module

如图 3, 在单个 H 桥中, 有^[20]

$$U_{wo}(t) = \frac{MU_{dc}}{2} \sin(\omega_s t - \theta_s) + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[J_0\left(\frac{m}{2} M\pi\right) \sin \frac{m\pi}{2} \cdot \frac{2U_{dc}}{m\pi} e^{-jm\theta_c} \cos(m\omega_c t) \right] + \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \left\{ \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_n\left(\frac{m}{2} M\pi\right) \sin \frac{(m+n)\pi}{2} e^{-jm\theta_c} \cos\left[m\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s) - \frac{n\pi}{2}\right] \right\} \quad (1)$$

$$U_{qo}(t) = -\frac{MU_{dc}}{2} \sin(\omega_s t - \theta_s) + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[J_0\left(\frac{m}{2} M\pi\right) \cos(m\omega_c t) \cdot \frac{2U_{dc}}{m\pi} e^{-jm\theta_c} \sin \frac{m\pi}{2} \right] + \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \left\{ \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_n\left(\frac{m}{2} M\pi\right) \sin \frac{(m-n)\pi}{2} e^{-jm\theta_c} \cos\left[m\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s) - \frac{n\pi}{2}\right] \right\} \quad (2)$$

式中: M 为幅度调制比; U_{dc} 为变流器直流侧电压; ω_s 为调制波角频率; θ_s 为调制波初相角; $J_n()$ 为 n 阶贝塞尔函数; ω_c 为载波角频率; θ_c 为载波初相角; m 为载波倍数。

则 H 桥输出电压 $U_{OUT} = U_{wo}(t) - U_{qo}(t)$, 表示为

$$U_{OUT}(t) = U_{wo}(t) - U_{qo}(t) = MU_{dc} \sin(\omega_s t - \theta_s) + \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \left\{ \frac{2U_{dc}}{m\pi} J_n\left(\frac{m}{2} M\pi\right) e^{-jm\theta_c} \left[\sin \frac{(m+n)\pi}{2} - \sin \frac{(m-n)\pi}{2} \right] \cos\left[m\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s) - \frac{n\pi}{2}\right] \right\} \quad (3)$$

式(3)中:

$$\sin \frac{(m+n)\pi}{2} - \sin \frac{(m-n)\pi}{2} = 2\cos \frac{m\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{2}$$

$$\cos\left[m\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s) - \frac{n\pi}{2}\right] =$$

$$\cos\left[m\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s)\right] \cos \frac{n\pi}{2} +$$

$$\sin\left[m\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s)\right] \sin \frac{n\pi}{2}$$

当 m 为偶数时, $\cos(m\pi/2) = (-1)^{m/2}$;

当 m 为奇数时, $\cos(m\pi/2) = 0$;

当 n 为偶数时, $\sin(n\pi/2) = 0$;

当 n 为奇数时, $\sin(n\pi/2) = 1$ 。

则式(3)化简为

$$U_{OUT}(t) = MU_{dc} \sin(\omega_s t - \theta_s) + \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \left\{ \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_n\left(\frac{m}{2} M\pi\right) (-1)^{\frac{m}{2}} \sin\left[m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_s t - \theta_s)\right] \right\} \quad (4)$$

借助双重傅里叶级数(Fourier)变换法^[11,20]对单极倍频式 CPS-SPWM 进行定量分析。若级联型变流器的基本变流单元数为 N , 调制波信号为 U_s , 第 L 个变流单元的三角载波信号具有初始相位角 $\theta_L = \theta_c + \pi(L-1)/N$, 那么第 L 个变流单元输出电压波形的双重 Fourier 表达式为

$$U_L(t) = MU_{dc} \sin(\omega_s t - \theta_s) + \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \left\{ \frac{4U_{dc}}{m\pi} \sin\left[m(\omega_c t + \theta_L) + n(\omega_s t - \theta_s)\right] \cdot (-1)^{\frac{m}{2}} J_n\left(\frac{m}{2} M\pi\right) \right\} \quad (5)$$

式中, N 为变流器单元数。

由于 N 个 H 桥单元是采用串联形式, 所以将 N 个 H 桥单元输出电压波形叠加, 即可以得到每相输出电压 $U(t)$ 为

$$U(t) = NMU_{dc} \sin(\omega_s t - \theta_s) + \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \sum_{L=1}^N \left\{ \frac{4U_{dc}}{m\pi} \sin\left[m(\omega_c t + \theta_L) + n(\omega_s t - \theta_s)\right] \cdot J_n\left(\frac{m}{2} M\pi\right) (-1)^{\frac{m}{2}} \right\} \quad (6)$$

若 m 为 N 的整数倍, 有

$$\sum_{L=1}^N \sin[m(\omega_c t + \theta_L) + n(\omega_s t - \theta_s)] = \quad (7)$$

$$N \sin[m\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s)]$$

若 m 为其他整数时, 有

$$\sum_{L=1}^N \sin[m(\omega_c t + \theta_L) + n(\omega_s t - \theta_s)] = 0 \quad (8)$$

由式(6)一式(8), 可得:

$$U(t) = NMU_{dc} \sin(\omega_s t - \theta_s) + \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} \left\{ \frac{4U_{dc}}{m\pi} J_n\left(\frac{m}{2} NM\pi\right) (-1)^{\frac{mN}{2}} \sin[mN\omega_c t + n(\omega_s t - \theta_s)] \right\} \quad (9)$$

对式(9)分析, 可知:

① 级联 H 桥总输出的基波含量幅值是单个单元桥基波幅值的 N 倍, 频率和相位不变, 线性度良好。

② 最低次载波谐波出现在 $2Nf_c$ 附近, 说明在装置每个功率开关管低开关频率时, 装置整体等效开关频率可提高 $2N$ 倍, 输出波形的谐波特性得到明显改善。

③ 不存在 Nf_c 的奇数倍的载波谐波。

④ 无论变流器单元数 N 和载波比 $V(=f_c/f_s)$ 的奇偶, 边带谐波的次数 $h(=mNV+n, m=2,4,\dots, \infty, n=\pm 1, \pm 3, \dots, \pm \infty)$ 恒为奇数, 不会产生直流分量。

3 单极倍频式 CPS-SPWM 技术的传输带宽

传输带宽是指所需信号与噪声相分离, 不受噪声干扰时的最大传输频率值。传输带宽的大小对信号的数据传输还原能力起决定性作用。在单极倍频式 CPS-SPWM 变流器中, 影响信号传输还原能力的阻碍因素是来自调制过程中功率半导体开关的载波谐波以及边带谐波。对于单极倍频式 CPS-SPWM, 最低次谐波频率为 $2Nf_c - nf_s$ 。定义噪声容限 β [21-22] 为最低次谐波幅值与基波幅值之比, 由式(9)可知: 要使所需信号不失真地传输还原, 则必有传输信号的频率小于最低次谐波频率, 得到式(11)和式(12)。

$$\beta = \frac{2J_n(NM\pi)}{NM\pi} \quad (10)$$

$$f_s < \frac{2Nf_c}{n+1} \quad (11)$$

$$H = \frac{2Nf_c}{n+1} \quad (12)$$

这里定义 $H(=2Nf_c/(n+1))$ 为传输带宽。通过单极

倍频式 CPS-SPWM 调制后, 频率低于 H 的信号都可以认为被完整不失真地传输。

采用单极倍频式 CPS-SPWM 调制方式的传输带宽的求算流程图如图 4 所示。

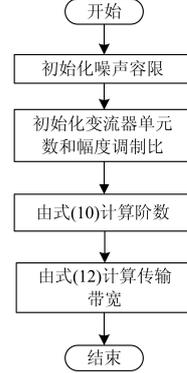


图 4 传输带宽的求算流程图

Fig. 4 Flow chart of transmission bandwidth

由于有源电力滤波器(APF)波形的总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)应小于 5%, 本文噪声容限 β 取为 5%。根据式(10)对阶数 n 与幅度调制比 M 、变流器单元数 N 的关系进行分析。

式(10)中的 n 阶贝塞尔函数 $J_n()$ 的表达式为

$$J_n(x) = \sum_{i=1}^{\infty} \left[(-1)^i \frac{x^{n+2i}}{2^{n+2i} i!(n+i)!} \right] \quad (13)$$

级联变流器单元数为 3, 调制度一定时, 噪声容限与贝塞尔函数阶数的关系如图 5 所示。由图 5 可知, 调制度一定时, 噪声容限大致随着贝塞尔函数阶数的增大而减小, 且其最终值无限趋近于零。

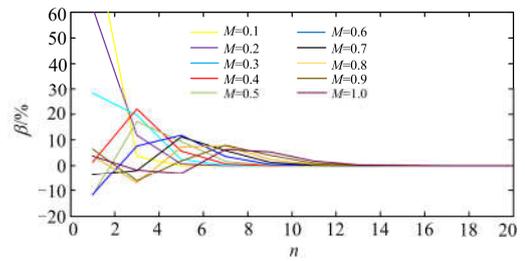


图 5 N 为 3 时, β 与 n 的关系图

Fig. 5 Relationship between β and n when N is chosen as three

噪声容限为 5%, 级联变流器单元数为 3 时, 贝塞尔函数的阶数与调制度的关系如图 6 所示。由图 6 可知, 当级联变流器单元数一定时, 随着调制度的增大, 贝塞尔函数的阶数呈上升趋势, 继而根据传输带宽公式可知带宽呈下降趋势。由此表明, 设计系统性能应依照最小极限传输带宽的原则, 即调制度为 1。

调制度为 1 时, 噪声容限与贝塞尔函数阶数的关系如图 7 所示。由图 7 可知, 在调制度为 1 的前

提下, 当级联的变流器单元数一定时, 噪声容限有最大值; 且随着级联变流器单元数的增加, 最大噪声容限值存在一定的下降; 当贝塞尔函数的阶数达到一定值时, 噪声容限波形较为平缓, 且其值都趋近于零, 表明此处的谐波对所需信号近似无影响。级联的变流器单元数不小于 4 时, 所有谐波的幅值与所需信号的幅值之比都小于本文所设噪声容限 5%, 即认为所需信号被无失真地传输还原, 此时式 (10) 不再是约束条件, 根据传输带宽公式可知, 带宽宽度很大程度上取决于功率半导体器件的开关频率大小。

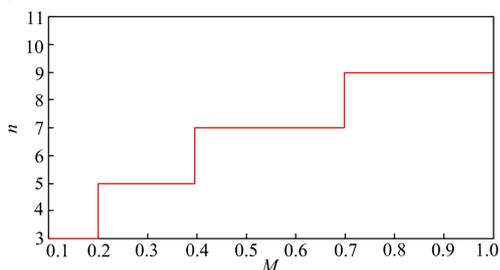


图 6 N 为 3 时, n 与 M 的关系图

Fig. 6 Relationship between n and M when N is chosen as three

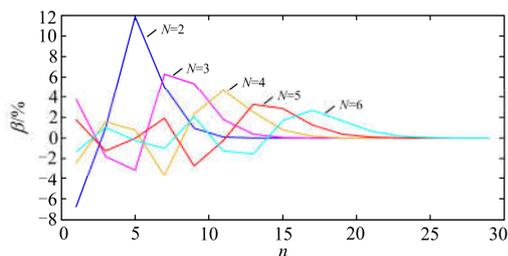


图 7 调制度为 1 时, β 与 n 的关系图

Fig. 7 Relationship between β and n when modulation depth is chosen as one

4 仿真和实验验证

对本文的理论进行仿真验证, 仿真的参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	取值
基波频率/Hz	50
三角载波的频率/kHz	1.5
变流器单元数	3
幅度调制度	1
噪声容限/%	5

根据式(12)计算可知, 采用单极倍频 CPS-SPWM 调制方式时的传输带宽为 750 Hz, 即 15 次以下的波都可以被无失真地传输。图 8 为调制波频谱, 图 9 为单极倍频 CPS-SPWM 变流器输出频谱。结合图

8 和图 9 可看出, 15 次谐波以下的频谱基本吻合, 并且最低次载波谐波出现在 180 次谐波附近。图 10 为双极性 CPS-SPWM 变流器输出频谱。对比图 9 和图 10 可知, 双极性 CPS-SPWM 变流器输出电压波形中谐波主要集中在 90 次谐波和 180 次谐波附近, 而单极倍频 CPS-SPWM 变流器输出电压波形中谐波主要集中在 180 次谐波附近; 相对于双极性 CPS-SPWM, 单极倍频变流器输出电压波形更接近于图 8 的调制波。

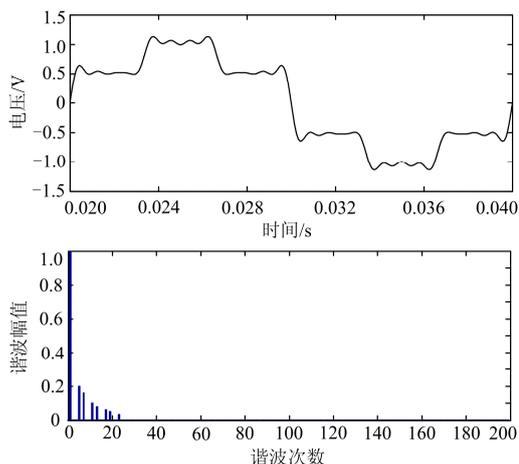


图 8 调制波频谱

Fig. 8 Modulation spectrum

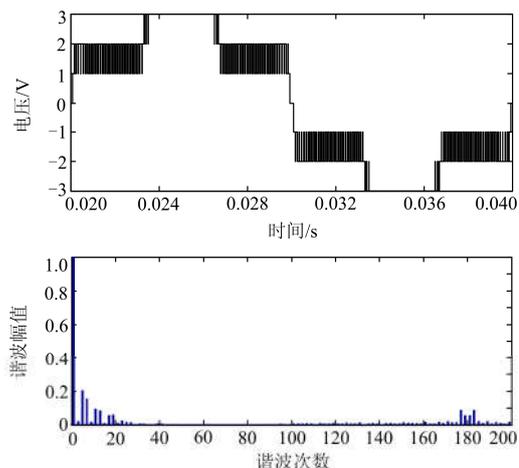
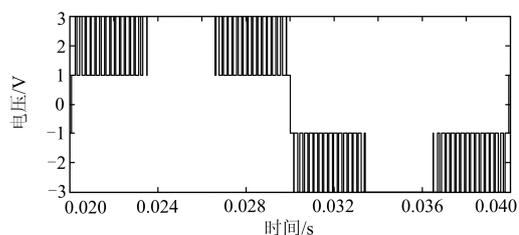


图 9 单极倍频 CPS-SPWM 变流器输出频谱

Fig. 9 Output spectrum of unipolar dual frequency CPS-SPWM converter



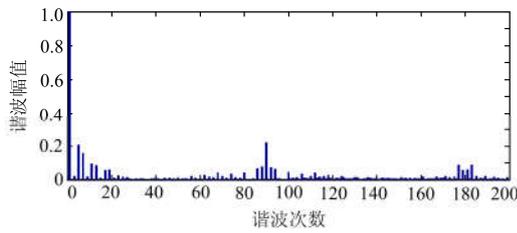


图 10 双极性 CPS-SPWM 变流器输出频谱

Fig. 10 Output spectrum of bipolar CPS-SPWM converter

表 2 为两种 CPS-SPWM 谐波传输误差对比表, 详细列出各次谐波传输误差, 由表 2 定量分析可知采用双极性 CPS-SPWM 调制技术, 7 次以下的谐波传输误差都在 5% 以下, 即其被无失真地传输, 而 7 次以上的谐波传输误差超过 5%, 即其无法无失真地传输。而采用单极倍频 CPS-SPWM 调制技术, 15 次以下的谐波传输误差都在 5% 以下, 即其被无失真地传输, 而 15 次以上的谐波传输误差超过 5%, 即其无法无失真地传输。由此可知单极倍频 CPS-SPWM 的传输带宽比双极性 CPS-SPWM 的传输带宽宽, 并且数值仿真结果与利用式(12)的计算结果吻合。因而, 在 H 桥级联变流器中, 采用单极倍频 CPS-SPWM 调制技术比采用双极性 CPS-SPWM 调制技术更能提高变流器的性能。

表 2 两种 CPS-SPWM 谐波传输误差对比

Table 2 Comparison of two CPS-SPWM harmonic transmission errors

谐波次数	谐波相对基波幅值			CPS-SPWM 谐波传输误差/%	
	图 8	图 9	图 10	单极倍频	双极性
5	0.200	0.203 3	0.203 6	1.650	1.800
7	0.160	0.154 2	0.154 4	3.625	3.500
11	0.100	0.096 6	0.092 8	3.400	7.200
13	0.080	0.081 6	0.086 6	2.000	8.250
17	0.060	0.053 6	0.053 6	10.667	10.667
19	0.050	0.056 6	0.056 4	13.200	12.800
23	0.035	0.021 1	0.021 2	39.714	39.429

本文搭建了三相七电平 H 桥级联有源电力滤波器实验平台。控制芯片采用 Freescale 公司的 DSP MC56F84789 和 Altera 公司的 CPLD EPM1270T 144C5N, IGBT 型号是英飞凌公司的 FF450R12ME4 1 200 V/450 A。实验参数如表 3 所示。

图 11 为负载电流波形和补偿后电网电流波形。由图 11 可知, APF 补偿效果良好, 补偿后电网电流非常接近于正弦波。

图 12 和图 13 分别为负载电流中各次谐波的 THD 和补偿后电网电流中各次谐波的 THD。对比图 12 和图 13 可知, H 桥级联有源电力滤波器采用单极倍频 CPS-SPWM 调制技术, 50 次以下的谐波

传输误差都在 5% 以下, 即其被无失真地传输, 补偿后网侧电流中 50 次以下的谐波含量均符合 IEEE-519 标准。

表 3 系统参数

Table 3 System parameters

参数	取值
电网频率/Hz	50
开关频率/kHz	5
变流器单元数	3
额定电压/V	380
噪声容限/%	5
并网电抗器/mH	2
直流侧给定电压/V	150
非线性负载	50 Ω+30 mH

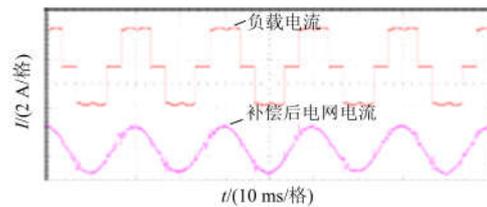


图 11 负载电流和补偿后电网电流

Fig. 11 Load current and grid current after compensation



图 12 负载电流中各次谐波的 THD

Fig. 12 THD of each harmonic in the load current



图 13 补偿后电网电流中各次谐波的 THD

Fig. 13 THD of each harmonic in the current of a grid after compensation

5 结论

单极倍频 CPS-SPWM 技术是一种适用于大功率电力开关变流器的优秀开关调制策略, 在 APF 等场合有良好的应用前景。对于 APF 来说, 系统的传输带宽对系统的补偿性能起着至关重要的作用。本文通过变流器单元数、幅度调制比、载波频率等因素对传输带宽的影响, 得到了确定性的结论:

1) 本文通过推导得到的传输带宽公式可对变流器的带宽进行定量分析, 而非传统通过波形图定性传输带宽的定性确定, 因此结果更加科学准确。

2) 根据单极倍频 CPS-SPWM 传输带宽的确定办法, 分别进行了仿真研究和实验验证。仿真和实验与公式计算结果一致, 说明本文提出的单极倍频 CPS-SPWM 传输带宽确定公式是合理正确的。

参考文献

- [1] WANG T, XU H, HAN J, et al. Cascaded H-bridge multilevel inverter system fault diagnosis using a PCA and multi-class relevance vector machine approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 1-1.
- [2] THONGPRASRI P. Capacitor voltage balancing in dc link five-level full-bridge diode-clamped multilevel inverter[J]. Indian Journal of Pure & Applied Physics, 2016, 54(1): 73-80.
- [3] AMINI J, VIKI A H, RADAN A, et al. A general active capacitor voltage regulating method for L-level M-cell N-phase flying capacitor multilevel inverter with arbitrary DC voltage distribution[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2659-2668.
- [4] 刘海军, 李刚, 王志凯, 等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器建模方法与控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(2): 85-93.
LIU Haijun, LI Gang, WANG Zhikai, et al. Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer modeling and control strategies [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(2): 85-93.
- [5] 漆炜之, 刘全景, 谢永强, 等. 基于三相-单相变换的新型同相供电系统方案[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(4): 93-98.
QI Weizhi, LIU Quanjing, XIE Yongqiang, et al. A new cophase power supply system based on three-phase to single-phase converter[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(4): 93-98.
- [6] 王跃, 赵文健, 胡耀威, 等. T 型 H 桥级联多电平变换器的改进型脉宽调制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(19): 87-93.
WANG Yue, ZHAO Wenjian, HU Yaowei, et al. Improved phase width modulation strategy for T-type H-bridge based cascaded multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(19): 87-93.
- [7] WANG Y, YANG K, CHEN G. Implementation of a no pulse competition CPS-SPWM technique based on the concentrated control for cascaded multilevel DSTATCOMs[J]. Journal of Power Electronics, 2014, 14(6): 1139-1146.
- [8] 刘闯, 田孝铜, 曹亚华, 等. 基于随机牛顿法(SNM)的级联多电平逆变器特定谐波消除[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(5): 96-102.
LIU Chuang, TIAN Xiaotong, CAO Yahua, et al. Selected harmonic elimination in cascaded multi-level voltage inverters based on the stochastic Newton method (SNM) [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5): 96-102.
- [9] LIU Z, ZHENG Z, SUDHOFF S D, et al. Reduction of common-mode voltage in multiphase two-level inverters using SPWM with phase-shifted carriers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6631-6645.
- [10] 张祥虎, 邓先明, 边道海. 不同调制方式下载波移相 SPWM 技术研究[J]. 电源技术, 2015, 39(12): 2721-2724.
ZHANG Xianghu, DENG Xianming, BIAN Daohai. Study on CPS-SPWM technology in different modulation methods[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2015, 39(12): 2721-2724.
- [11] 游林旭, 王锐凤, 郭谋发. 基于 CPS-SPWM 的级联 H 桥多电平逆变器控制方法[J]. 电气技术, 2016, 17(9): 5-11.
YOU Linxu, WANG Ruifeng, GUO Moufa. Controlling method of cascaded H-bridge multilevel inverter based on CPS-SPWM technique[J]. Electrical Engineering, 2016, 17(9): 5-11.
- [12] 陈鑫, 刘升. 链式 STATCOM 单极倍频载波移相技术的研究[J]. 华北电力技术, 2012(12): 5-7.
CHEN Xin, LIU Sheng. Research on cascaded STATCOM with unipolar dual-frequency and carry phase shifting technology[J]. North China Electric Power, 2012(12): 5-7.
- [13] 徐兴华. 星形连接级联式 DSTATCOM 控制策略研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2014.
XU Xinghua. Study on control strategies of cascade DSTATCOM with star connection[D]. Beijing: China University of Mining and Technology, 2014.

- [14] 王立乔, 胡长生, 刘兆燊, 等. 载波相移 SPWM 技术传输带宽的研究[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(9): 49-52.
WANG Liqiao, HU Changsheng, LIU Zhaoshen, et al. Study on the transmitting bandwidth of carrier phase shifted SPWM[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(9): 49-52.
- [15] BABU A R. Comparative analysis of cascaded multilevel inverter for phase disposition and phase shift carrier PWM for different load[J]. Indian Journal of Science & Technology, 2015, 8(S7): 251-257.
- [16] 孙浩, 杨晓峰, 支刚, 等. CPS-SPWM 在模块组合多电平变换器中的应用[J]. 北京交通大学学报(自然科学版), 2011, 35(5): 131-136.
SUN Hao, YANG Xiaofeng, ZHI Gang, et al. Application of carrier phase-shifted SPWM in the modular multilevel converter[J]. Journal of Beijing Jiaotong University (Natural Science), 2011, 35(5): 131-136.
- [17] 曹松伟, 尹忠东. 基于载波移相的多目标电压扰动发生器研究[J]. 电力电子技术, 2013, 47(7): 92-95.
CAO Songwei, YIN Zhongdong. Study of multi objectives voltage disturbance generator based on carrier phase shift[J]. Power Electronics, 2013, 47(7): 92-95.
- [18] 江友华, 曹以龙, 龚幼民. 基于载波相移角度的级联型多电平变频器输出性能的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 76-81.
JIANG Youhua, CAO Yilong, GONG Youmin. Research on the cascade multilevel inverter based on different carrier phase-shifted angle[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 76-81.
- [19] 卢文立. 调制方式和载波移相角度对 H 桥级联型变频器输出性能的研究[J]. 中国科技纵横, 2015(14): 151-153.
LU Wenli. Study on the output performance of H-bridge cascaded converter based on modulation mode and carrier phase shift angle[J]. China Science & Technology Panorama Magazine, 2015(14): 151-153.
- [20] 曹海洋, 姜子健, 沈建辉, 等. 大功率双三电平变频调速系统共模电磁干扰研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(5): 17-25.
CAO Haiyang, JIANG Zijian, SHEN Jianhui, et al. Research on the common mode EMI of high power dual three-level frequency control systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(5): 17-25.
- [21] 刘兆燊. 载波相移级联型多电平变流器及其在 APF 中的应用[D]. 杭州: 浙江大学, 2005.
LIU Zhaoshen. Cascaded multilevel converter with carrier phase-shifted SPWM technique and its application to active power filter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2005.
- [22] 贺利芳, 曹莉, 张天骐. Levy 噪声中 EMD 降噪的随机共振研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(1): 21-28.
HE Lifang, CAO Li, ZHANG Tianqi. Stochastic resonance research with EMD de-noising under Levy noise[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(1): 21-28.

收稿日期: 2017-06-02; 修回日期: 2017-09-12

作者简介:

张国荣(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电能质量控制技术, 储能系统中的电力变换技术, 光伏发电技术; E-mail: zhanggrcao@163.com

颜丽花(1993—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电技术。E-mail: 2391217149@qq.com

(编辑 姜新丽)