

级联型多电平变流器新型载波相移 SPWM 研究

王立乔, 齐飞

(电力电子节能与传动控制河北省重点实验室(燕山大学), 河北省 秦皇岛市 066004)

Novel Carrier Phase-shifted SPWM for Cascade Multilevel Converter

WANG Li-qiao, QI Fei

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province (Yanshan University),
Qinhuangdao 066004, Hebei Province, China)

ABSTRACT: A novel carrier phase-shifted sine pulse width modulation (SPWM) strategy was proposed in this paper by introducing unipolar SPWM into cascade multilevel converters. The amount of pulse width modulation (PWM) pulse generators of the proposed modulation strategy is only the half of that of the traditional modulation strategy, which is of significant theoretical and practical value for the digital implementation of cascade multilevel converter. The two modes of novel carrier phase-shifted SPWM were given. The frequency domain modulated model of both modes was deduced. The harmonics feature of both modes was analyzed and compared, which is verified through simulation. Simulation result includes that both modes are equivalent for single phase system, and mode 2 is better than mode 1 at harmonic feature for three phase system. The thermal stability of novel carrier phase-shifted SPWM was analyzed and settled by an easy scheme. Experimental results proved the correctness of theoretical analyses and simulation research.

KEY WORDS: novel carrier phase-shifted SPWM; cascade multilevel converter; PWM pulse generator; frequency domain modulated model; thermal stability

摘要: 将单极性正弦脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)引入到级联型多电平变流器中, 提出一种新型载波相移 SPWM 策略。该策略较传统的载波相移 SPWM 可以节省一半的脉宽调制(pulse width modulation, PWM)脉冲发生器, 对级联型多电平逆变器的数字化实现有重要的理论和实用价值。给出新型载波相移 SPWM 的 2 种调制方式, 分别推导频域调制模型, 并对其谐波特性进行分析、比较和仿真验证。仿真结果表明, 对于单相系统, 2 种方式基本相当; 对于三相系统, 方式二的谐波特性更好。分析新型载波相移

SPWM 技术的热稳定性问题, 并给出其解决办法。实验结果验证了理论分析和仿真研究的正确性。

关键词: 新型载波相移 SPWM; 级联型多电平变流器; PWM 脉冲发生器; 频域调制模型; 热稳定性

0 引言

级联型多电平变流器能够采用低压低频器件实现高频大功率的输出, 具有许多优点, 诸如: 各变流器单元结构相同, 容易实现模块化设计、安装、维修; 直流侧相互独立, 电压均衡容易实现; 各变流器单元工作对称, 开关负荷平衡等^[1-2]。基于这些优点, 级联型多电平变流器已经成为大容量电力电子设备如中压变频器^[3-4]、无功发生器^[5-7]、动态电压调节器^[8]及有源电力滤波器^[9-12]经常使用的拓扑结构。

级联型多电平变流器一般采用载波相移 SPWM (carrier phase-shifted SPWM, CPS-SPWM)^[13-15]作为开关调制策略。载波相移 SPWM 技术具有开关负荷均衡、谐波特性优越等显著优势, 能在较低的开关频率下实现较高等效开关频率的输出, 几乎已经成为级联型多电平变流器的标准调制策略。载波相移 SPWM 技术在理论上和实践上都取得了重要的成果, 但也面临一些问题, 其中最主要的问题之一就是数字化实现。

载波相移 SPWM 数字化实现的一大问题是 PWM 发生器问题。载波相移 SPWM 技术对 PWM 发生器数目的要求极其庞大。一个三相 $2N+1$ 电平级联型多电平变流器在采用载波相移 SPWM 技术时需要 $6N$ 对互补的 PWM 驱动信号, 即 $6N$ 对互补的 PWM 发生器。而目前常用的专用 DSP 芯片, 如 TI 公司的 TMS320F2407 和 TMS320F2812, 均只有 6

基金项目: 国家自然科学基金项目(50707028, 50837003)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50707028, 50837003).

对互补的PWM发生器,即只够三相三电平变流器使用。如果需要更多的PWM发生器,只能通过FPGA扩展实现^[16],即使如此,数量庞大的PWM发生器还是会占用大量的系统资源。

为了改善和优化载波相移 SPWM 数字化实现面临的问题,本文将单极性 SPWM 引入到载波相移 SPWM 之中,提出一种新型的载波相移 SPWM 策略。这种新型的载波相移 SPWM 策略与传统的载波相移 SPWM 策略相比,能够在不改变系统性能的情况下省去一半的 PWM 发生器,对载波相移 SPWM 的数字化实现有重要的理论和实用价值。本文首先给出这种新型载波相移 SPWM 技术的基本原理和实现方法,在此基础上分析其调制模型、谐波特性和热稳定性,最后通过仿真和实验验证理论分析的正确性。

1 新型载波相移 SPWM 技术的基本原理

1.1 单相全桥变流器的 SPWM

级联型多电平变流器是由多个单相全桥变流器直接级联构成,因此单相全桥变流器的 SPWM 策略是级联型多电平变流器 SPWM 策略的基础。

单相全桥变流器的电路拓扑结构如图 1 所示。同一半桥上下两器件的驱动信号互补。

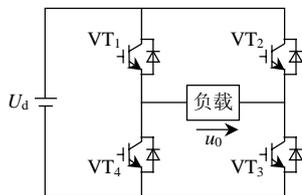


图 1 电压型单相全桥变流电路

Fig. 1 Voltage source single phase full-bridge converter

单相全桥变流器的SPWM策略有 3 种^[17]: 双极性SPWM、单极性SPWM和倍频式SPWM。为充分利用单相全桥变流器开关器件的自由度,在级联型多电平变流器中的单相全桥变流器输出电压为三电平,因此在级联型多电平变流器中,单相全桥变流器的SPWM策略不能采用双极性SPWM。目前通用的级联型多电平变流器载波相移SPWM策略中,各单相全桥变流器采用的均是倍频式SPWM,因此每个开关器件均需要PWM脉冲驱动,即需要 2 对 PWM发生器。而采用单极性SPWM时,输出电压同样为三电平,因此可以将单极性SPWM引入级联型多电平变流器。

常规单极性SPWM的调制原理如图 2(a)所示。图 2(c)中 u_{g3} 为PWM脉冲,作为VT₃的驱动脉冲;

SPWM时,只有 2 个开关器件需要PWM脉冲驱动,图 2(d)中 u_{g1} 为工频方波脉冲,作为VT₁的驱动脉冲;图 2(b)所示波形为输出电压波形。可见采用单极性令 2 个器件只需工频方波脉冲驱动,因此单极性 SPWM所需的PWM发生器数目比倍频式SPWM少了 1/2。

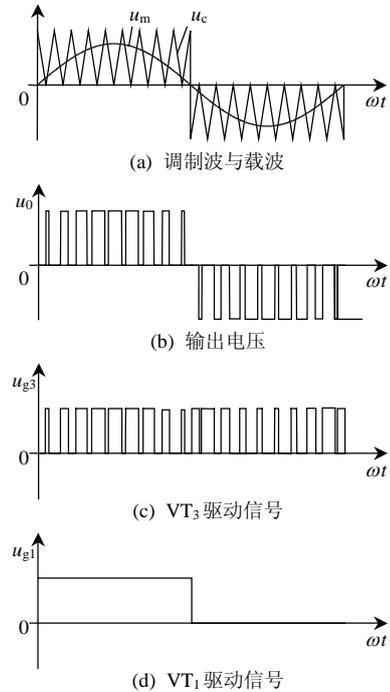


图 2 常规单极性 SPWM 调制原理、输出电压及各器件驱动脉冲波形

Fig. 2 Modulation principle, output voltage waveform and trigger pulse of each switch of regular unipolar SPWM

观察图 2(a), 可发现正弦调制波正半周期所用三角载波信号的相位与负半周所用三角载波信号的相位相差 180°, 因此可把这种单极性 SPWM 称为载波反相单极性 SPWM。与此相对,可使正负半周的三角载波相位相同,如图 3 所示,同样可以构成单极性 SPWM,可称为载波同相单极性 SPWM。

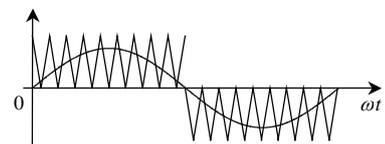


图 3 载波同相单极性 SPWM

Fig. 3 Unipolar SPWM with same phase carrier

1.2 新型载波相移 SPWM 的基本原理

将单极性SPWM引入级联型多电平变流器形成新型载波相移SPWM,具体原理为:在如图 4 所示的N级级联型多电平变流器(以两级五电平变流器为例)中,各单相全桥变流器均采用相同载波频率 ω_c 、相同调制比 a 的单极性SPWM,相邻的 2 个单

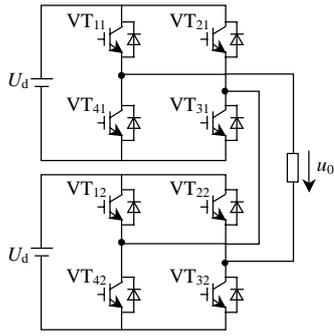


图4 单相级联型多电平变流器(五电平为例)
Fig. 4 Single phase cascade multilevel converter (a five-level converter as example)

相全桥变流器的载波相位依次相差 $2\pi/(N\omega_c)$ 。

考虑到单极性 SPWM 有 2 种具体的调制方式, 为简便起见, 本文将采用载波反相单极性的新型载波相移 SPWM 称为方式一, 将采用载波同相单极性的新型载波相移 SPWM 称为方式二。

图 5 所示为单相两级级联型五电平变流器采用方式一时的运行工况图。其中, 图 5(a)为调制波信号 u_m 与载波信号 u_{c1} 和 u_{c2} ; u_m 与 u_{c1} 调制出的脉冲信号供给变流单元 1 使用, u_m 与 u_{c2} 调制出的脉冲信号供给变流单元 2 使用。图 5(b)为输出电压信号, 为五电平。图 5(c)~(f)分别为开关 VT₁₁、VT₃₁、VT₁₂ 和 VT₃₂ 的触发波形 u_{g11} 、 u_{g31} 、 u_{g12} 和 u_{g32} , 其中 u_{g11} 和 u_{g12} 为工频方波, u_{g31} 和 u_{g32} 为 PWM 波。可见对于五电平变流器, 采用新型载波相移 SPWM 技术只需 2 个 PWM 发生器, 而采用传统的载波相移 SPWM 技术则需 4 个 PWM 发生器, 即新型载波相移 SPWM 技术可以节省一半的 PWM 发生器, 这个

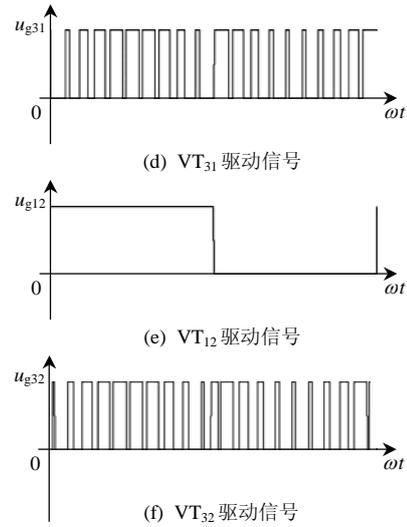
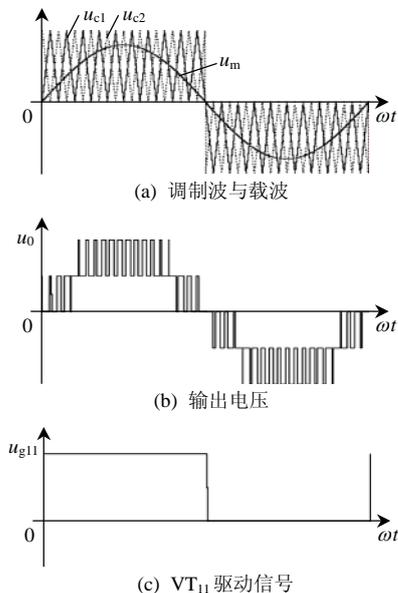


图5 采用新型载波相移 SPWM(方式一)的单相五电平级联型变流器运行工况图
Fig. 5 Operation situation of single phase five-level cascade multilevel converter with novel CPS-SPWM (Mode 1)

结论很容易推论到电平数更多的变流器中。

2 新型载波相移 SPWM 技术的调制模型与谐波特性分析

2.1 新型载波相移 SPWM 调制模型的获得

对于单相 N 级级联型多电平变流器, 采用新型载波相移 SPWM 技术, 每个单相全桥逆变器输出电压的频域模型均与单极性 SPWM 输出电压的频域模型一致, 只是载波相位依次相差 $2\pi/N$; 而级联型多电平逆变器总输出电压波形的频域模型为所有单相全桥逆变器输出电压波形的频域模型之和, 此即新型载波相移 SPWM 技术的调制模型。

2.2 方式一的调制模型及谐波特性

载波反相单极性 SPWM 的频域调制模型, 即输出电压的双重傅里叶展开式^[18]为

$$u_0(t) = aU_{dc} \sin(\omega_m t) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{2U_{dc} J_n(\frac{k\pi a}{2})}{k\pi}$$

$$\sin^2(\frac{n}{2}\pi) \cos(k\pi) \sin[k(\omega_c t + \phi_c) + n\omega_m t] \quad (1)$$

式中: a 为调制比; U_d 为直流源电压; ω_m 为调制波频率; ω_c 为载波频率; ϕ_c 为载波相位; $J_n(\cdot)$ 为 n 阶贝塞尔函数。则方式一的频域模型为

$$u_{an}(t) = NaU_{dc} \sin(\omega_m t) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{2U_{dc} J_n(\frac{kN\pi a}{2})}{kN\pi}$$

$$\sin^2(\frac{n}{2}\pi) \cos(kN\pi) \sin[kN(\omega_c t + \phi_c) + n\omega_m t] \quad (2)$$

由式(2)可知, 方式一具有以下谐波特性:

1) 基波成分是单个载波反相单极性 SPWM 基波分量的 N 倍, 没有基波损失。

2) 不含载波频率整数倍次谐波。

3) 不含 n 为偶数次的谐波。

4) 谐波出现在 N 倍载波频率 ($N\omega_c$) 附近, 相当于载波频率提高了 N 倍。

与文献[19]中传统的载波相移 SPWM 调制模型相比较可知, 在输出脉动频率相同时, 方式一与传统的载波相移 SPWM 的调制模型完全一致, 即二者等价, 但方式一所需的 PWM 发生器数目减少一半。

2.3 方式二的调制模型及谐波特性

载波同相单极性 SPWM 的频域调制模型为

$$u_0(t) = aU_{dc} \sin(\omega_m t) + U_{dc} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4 \sin^2(\frac{k}{2}\pi) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_{2m-1}(k\pi a)}{2m-1}}{k\pi^2} \cos[k(\omega_c t + \phi_c)] + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} \frac{2U_{dc} \sin^2(\frac{k+n}{2}\pi)}{k\pi^2} \{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(k\pi a) \{ D \cos[k(\omega_c t + \phi_c) + n\omega_m t] \Big|_{n \neq 2m-1} + \pi \sin[k(\omega_c t + \phi_c) + n\omega_m t] \Big|_{n=2m-1} \} \} \quad (3)$$

其中
$$D = \frac{4(2m-1)\cos^2(\frac{n}{2}\pi)}{(2m-1)^2 - n^2} \quad (4)$$

则方式二的调制模型为

$$u_0(t) = NaU_{dc} \sin(\omega_m t) + U_{dc} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4 \sin^2(\frac{kN}{2}\pi) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{J_{2m-1}(kN\pi a)}{2m-1}}{kN\pi^2} \cos[kN(\omega_c t + \phi_c)] + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} \frac{2U_{dc} \sin^2(\frac{kN+n}{2}\pi)}{kN\pi^2} \{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(kN\pi a) \{ D \cos[kN(\omega_c t + \phi_c) + n\omega_m t] \Big|_{n \neq 2m-1} + \pi \sin[kN(\omega_c t + \phi_c) + n\omega_m t] \Big|_{n=2m-1} \} \} \quad (5)$$

观察式(5)和式(2)可以发现, 当 N 为偶数时, 2 者实际上完全相同, 即方式一和方式二等价; 当 N 为奇数时, 方式二具有以下谐波特性:

1) 基波成分是单个载波同相单极性 SPWM 基波分量的 N 倍, 没有基波损失。

2) 含有 $N\omega_c$ 奇数倍次谐波, 但其分量与 N 的大小成反比。

3) 不含 $kN+n$ 为偶数次的谐波。

4) 谐波出现在 N 倍载波频率 ($N\omega_c$) 附近, 相当于载波频率提高了 N 倍。

2.4 方式一与方式二的比较分析

图 6 所示为当 $N=2$ 时, 方式二的调制波、载波的波形, 与图 5(a) 比较可以发现, 虽然对单个单相全桥逆变器来说, 方式一和方式二是不同的, 但就整个变流器来看, 2 者完全一致, 即 N 为偶数时方式一和方式二完全等价, 这个结论上文已经提到。图 7 为 $N=2$ 时, 采用新型载波相移 SPWM 的单相级联型变流器输出电压波形及其频谱(调制比为 0.8, 载波频率为 1000 Hz), 其中 M 为谐波相对幅值。

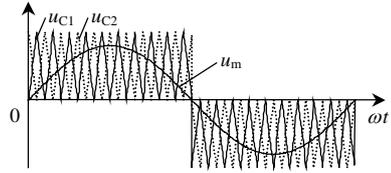
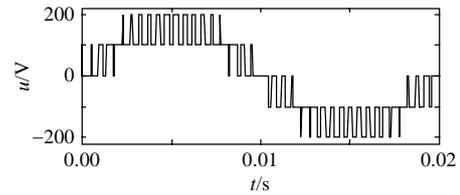
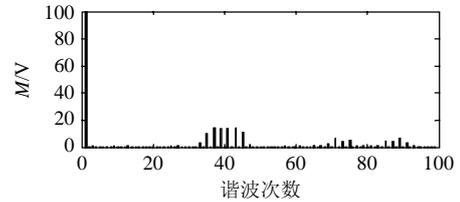


图 6 $N=2$ 时, 方式二的调制原理波形

Fig. 6 Modulation principle waveforms of Mode2 ($N=2$)



(a) 输出波形



(b) 输出波形频谱

图 7 $N=2$ 时, 新型载波相移 SPWM 的单相级联型变流器输出电压波形及其频谱

Fig. 7 Output voltage waveform with spectra of single phase cascade converter with novel CPS-SPWM ($N=2$)

图 8、9 所示为当 $N=3$ 时, 分别采用方式一、方式二进行仿真得到的输出电压波形及其频谱的波形, 可以发现二者有一定区别: 采用方式一时不含 ω_c 整数倍的谐波, 采用方式二时含有 $N\omega_c$ 整数倍的谐波。但 2 者输出电压的总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 分别为 16.3% 和 15.85%, 差距不大。因此, 对于单相系统来说, 尽管方式一和方式二在谐波特性上有一定区别, 但其整体效果相差不多。

对于三相平衡无中线系统来说, 由于载波频率一般选 3 的整数倍, 因此载波频率整数倍的谐波会自然消除, 则方式二的谐波特性就会优于方式一, 但这种优势会随着 N 的增加而逐渐减小。图 10、11

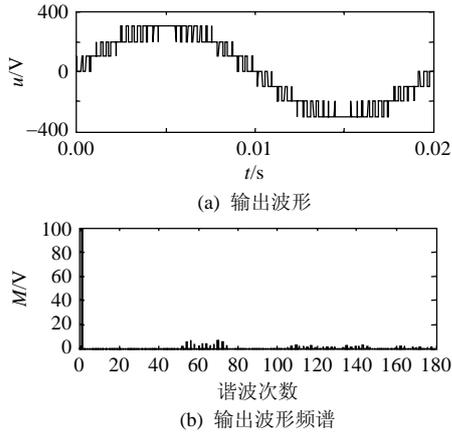


图8 $N=3$ 时, 采用方式一时单相级联型变流器输出电压波形及其频谱(调制比为1, 载波频率为1200 Hz)
Fig. 8 Output voltage waveform with spectra of single phase cascade converter with novel CPS-SPWM Mode 1 ($N=3, a=1, \omega_c=1200$ Hz)

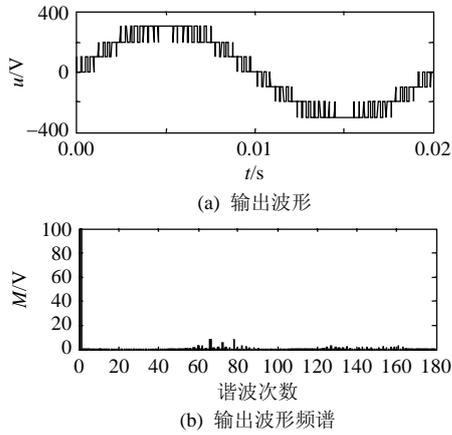


图9 $N=3$ 时, 采用方式二时单相级联型变流器输出电压波形及其频谱(调制比为1, 载波频率为1200 Hz)
Fig. 9 Output voltage waveform with spectra of single phase cascade converter with novel CPS-SPWM Mode 2 ($N=3, a=1, \omega_c=1200$ Hz)

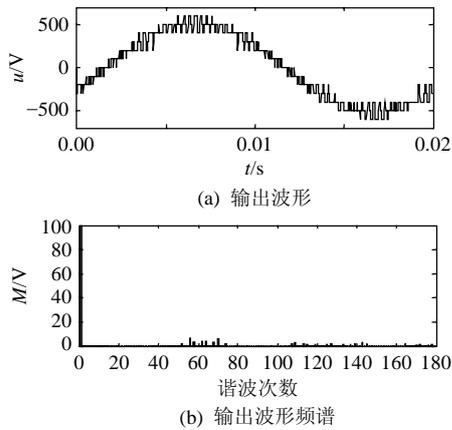


图10 $N=3$ 时, 采用方式一时三相无中线级联型变流器输出电压波形及其频谱(调制比为1, 载波频率为1200 Hz)
Fig. 10 Output voltage waveform with spectra of three phase cascade converter without neutral wire under novel CPS-SPWM Mode 1 ($N=3, a=1, \omega_c=1200$ Hz)

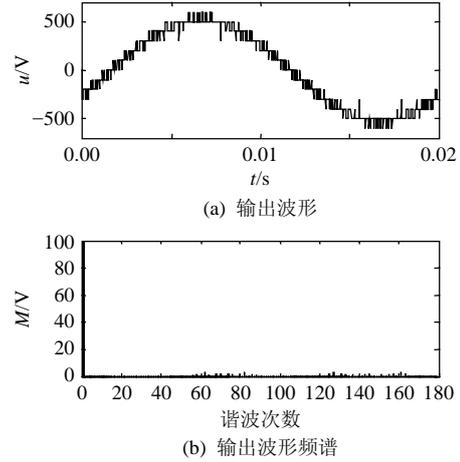


图11 $N=3$ 时, 采用方式二时三相无中线级联型变流器输出电压波形及其频谱(调制比为1, 载波频率为1200 Hz)
Fig. 11 Output voltage waveform with spectra of three phase cascade converter without neutral wire under novel CPS-SPWM Mode 2 ($N=3, a=1, \omega_c=1200$ Hz)

所示的分别为 $N=3$ 时三相无中线级联型多电平变流器输出线电压的波形及其频谱。图10的THD为13.2%, 比图7下降19%; 图11的THD为8.24%, 比图8下降48%。这表明, 在三相平衡无中线系统中, 方式二的谐波特性优于方式一。

3 新型载波相移 SPWM 技术的热稳定性问题及其解决

新型载波相移 SPWM 技术比传统的载波相移 SPWM 技术节省了一半的 PWM 发生器, 这对于级联型多电平变流器的全数字化控制极为有利, 这种优势是显而易见的。但采用新型载波相移 SPWM 技术也带来了一个严重的问题, 即开关负荷不均衡。

传统的载波相移 SPWM 技术各个器件的开关频率、开关负荷完全一致, 因此具有良好的热稳定性, 在散热设计方面有明显的好处, 新型载波相移 SPWM 技术则不同。因为新型载波相移 SPWM 技术中, 有一半的器件为 PWM 控制(可称为斩波臂), 开关损耗大; 另外一半的器件为工频方波控制(可称为控制臂), 通态损耗大。采用这样的控制策略, 造成了开关负荷的不均衡, 这会导致开关器件的热稳定性的不一致, 最终造成系统的热不平衡, 不利于系统的器件选型设计和长期稳定运行。

解决这一问题, 可以从单个单相全桥变流器入手。对于图2所给出的器件驱动波形, 可做下列逻辑运算处理:

$$\begin{cases} u'_{g3} = u_{g3}u_{g1} \\ u'_{g1} = u_{g3} + \bar{u}_{g1} \end{cases} \quad (6)$$

用 u'_{g3} 和 u'_{g1} 代替 u_{g3} 和 u_{g1} , 如图 12 所示, 其输出电压与原控制方式完全相同, 则所有开关器件的总开关负荷能基本平衡, 系统的热稳定性问题得以解决^[20]。而式(6)只需要几个简单的逻辑门电路就可以实现, 基本不占用数字资源。

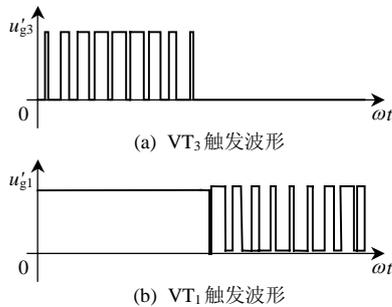


图 12 经过式(6)处理后 VT_3 和 VT_1 的触发脉冲波形
Fig. 12 Trigger pulse waveform of VT_3 and VT_1 after disposition by equation 6

4 实验验证

为了验证上文理论分析和仿真研究的正确性, 本文进行了实验验证。实验样机为一个单相五电平级联型逆变器, 直流电源电压均为 75 V, 采用方式一进行控制, 调制比为 0.9, 载波频率为 2 100 Hz, 其输出电压的实验波形及频谱如图 13 所示。由图可知, 实验波形与理论研究基本一致。

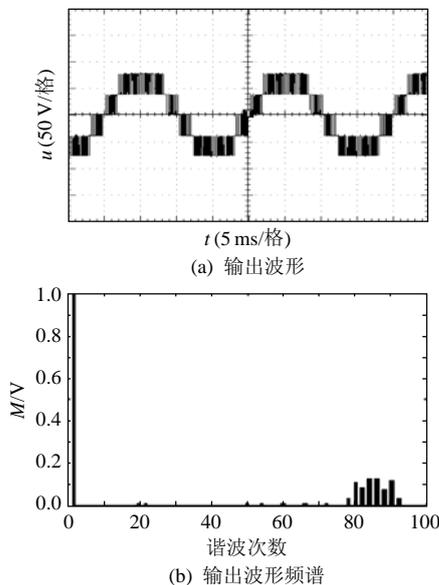


图 13 新型载波相移 SPWM 的实验波形
Fig. 13 Experimental waveform of novel CPS-SPWM

5 结论

载波相移 SPWM 技术已经成为级联型多电平变流器最常用的开关调制策略, 在中压变频器、大容量静止无功发生器(static var generator, SVG)等得

到大量应用。传统的载波相移 SPWM 技术需要大量的 PWM 脉冲发生器, 占用大量的数字资源, 不利于级联型多电平变流器的数字化实现。针对这一问题, 本文提出了一种基于单极性 SPWM 的新型载波相移 SPWM 技术。在输出脉动频率相同的情况下, 新型载波相移 SPWM 技术与传统载波相移 SPWM 技术相比可以节省一半的 PWM 脉冲发生器, 这对于级联型多电平变流器的数字化和大规模化实现具有重要的理论意义和实用价值。

本文分别推导了基于 2 种单极性 SPWM 的新型载波相移 SPWM 的频域调制模型, 详细分析了其谐波特性, 得到以下结论: 1) 在输出脉动频率相等的情况下, 方式一与传统的载波相移 SPWM 等效; 2) 当 N 为偶数时, 2 种调制方式等效; 3) 对于单相变流器而言, 2 种方式的 THD 基本相当; 4) 当 N 为奇数时, 对于三相无中线变流器而言, 方式二的谐波特性更好。此外, 本文在分析了新型载波相移 SPWM 技术潜在的热稳定性问题的基础上, 提出了一种几乎不耗费数字资源的解决方案。

参考文献

- [1] Lai Jihsheng, Peng Fangzheng. Multilevel converter : a new breed of power converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(3): 509-517.
- [2] Peng Fangzheng, Lai Jihsheng, John W M. A multilevel voltage source inverter with separate DC source for static var generation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(5): 1130-1137.
- [3] 丁辉, 姚蜀军, 韩民晓. 高压变频驱动系统脉冲封锁保护策略[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(7): 123-127.
Ding Hui, Yao Shujun, Han Minxiao. Pulse blocking protection strategies for medium voltage variable frequency drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(7): 123-127(in Chinese).
- [4] 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(in Chinese).
- [5] 许湘莲, 邹云屏, 郭江. 基于自抗扰控制器的级联多电平静态同步补偿器控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(31): 40-44.
Xu Xianglian, Zou Yunping, Guo Jiang. Control system of cascade multilevel STATCOM based on auto-disturbance rejection controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(31): 40-44(in Chinese).
- [6] 袁志昌, 宋强, 滕乐天, 等. 大容量链式 STATCOM 150 Hz 优化 PWM 控制策略的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(8): 83-87.
Yuan Zhichang, Song Qiang, Teng Letian, et al. 150 Hz optimal PWM control for high-power STATCOM employing cascade multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical society, 2004, 19(8): 83-87(in Chinese).
- [7] 刘文华, 宋强, 滕乐天, 等. 暂态电压稳定与新型动态无功补偿装置[J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 18-23.
Liu Wenhua, Song Qiang, Teng Letian, et al. Transient voltage

- stability and static synchronous compensator[J]. Transactions of China Electrotechnical society, 2007, 22(7): 18-23(in Chinese).
- [8] 李学斌, 赵彩宏, 肖立业, 等. 基于滞环滑模算法的级联型动态电压调节系统分程控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(21): 106-111.
- Li Xuebin, Zhao Caihong, Xiao Liye, et al. Split ranging control method based on pseudo-sliding mode algorithm for cascaded DVR system[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(21): 106-111(in Chinese).
- [9] 李建林, 张仲超, 许洪华. 基于级联 H 桥五电平变流器 SAPF 的应用研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(2): 79-82.
- Li Jianlin, Zhang Zhongchao, Xu Honghua. Research on SAPF based on cascade H bridge five-level converter[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2006, 21(2): 79-82(in Chinese).
- [10] 王立乔, 邬伟扬. 错时采样空间矢量调制的级联型多电平变流器及其在并联有源电力滤波器中的应用[J]. 电工技术学报, 2006, 21(12): 90-97.
- Wang Liqiao, Wu Weiyang. Cascade multilevel converter based on sample time staggered space vector modulation and its application to shunt active power filter[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2006, 21(12): 90-97(in Chinese).
- [11] 孙建军, 张振环, 刘会金, 等. 基于级联型逆变器的中压有源电力滤波器滞环电流矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 86-90.
- Sun Jianjun, Zhang Zhenhuan, Liu Huijin, et al. A hysteresis current vector control for medium voltage active power filter based on cascade multilevel inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(23): 86-90(in Chinese).
- [12] 李建林, 赵栋利, 赵斌, 等. 载波相移 SPWM 级联 H 型变流器及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 109-113.
- Li Jianlin, Zhao Dongli, Zhao Bin, et al. Cascade H-bridge converter with carrier phase shifted SPWM technique and its application in active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 109-113(in Chinese).
- [13] Zhang Zhongchao, Ooi B T. Forced commutated HVDC and SVC based on phase-shifted multi-converters[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1993, 8(2): 712-718.
- [14] 王长永, 金陶涛, 张仲超. 电流型组合变流器相移 SPWM 技术的数学分析[J]. 电工技术学报, 2000, 15(6): 18-22.
- Wang Changyong, Jin Taotao, Zhang Zhongchao. Mathematical analysis on current source multi-modular SPWM converter[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2000, 15(6): 18-22(in Chinese).
- [15] 李建林, 林平, 王长永, 等. 基于载波相移 SPWM 技术的电流型有源电力滤波器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 99-103.
- Li Jianlin, Lin Ping, Wang Changyong, et al. Research on current-source converter with carrier phase shifted SPWM for active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 99-103(in Chinese).
- [16] 李建林, 王立乔, 李彩霞, 等. 基于现场可编程门阵列的多路 PWM 波形发生器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 55-59.
- Li Jianlin, Wang Liqiao, Li Caixia, et al. Multi-PWM pulse generator based FPGA[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 55-59(in Chinese).
- [17] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 178-197, 219-221.
- Lin Weixun. Modern Power Electronic Technique [M]. Beijing: China Machine Press, 2006: 178-197, 219-221(in Chinese).
- [18] 王立乔. 正弦波逆变器 PWM 技术的调制模型分析[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(17): 45-49.
- Wang Liqiao. Modulated model analysis of sinusoidal inverter PWM technique[J]. Automation of Electric Power System, 2008, 32(17): 45-49(in Chinese).
- [19] 王立乔, 王长永, 黄玉水, 等. 基于相移 SPWM 技术的级联型多电平变流器[J]. 高电压技术, 2002, 28(7): 17-18.
- Wang Liqiao, Wang Changyong, Huang Yushui, et al. A cascade multi-level converter with phase-shifted SPWM technique[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(7): 17-18(in Chinese).
- [20] 孙孝峰, 邬伟扬, 李长吾, 等. 高效率并网太阳能逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37(2): 49-52.
- Sun Xiaofeng, Wu Weiyang, Li Changwu, et al. Research on high frequency net grid photovoltaic converter[J]. Chinese Power Electronics, 2003, 37(2): 49-52(in Chinese).

收稿日期: 2009-12-02。

作者简介:

王立乔(1974—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术、脉宽调制理论、电能质量控制、多电平变流技术、可再生能源发电及分布式发电等;

齐飞(1984—), 男, 硕士研究生, 研究方向为多电平变流及其调制技术。



王立乔

(编辑 吕鲜艳)