

基于差补调制方式的级联 H 桥逆变器 单元故障控制方法

臧 义, 林家泉, 王 旭, 徐 彬

(东北大学信息科学与工程学院, 辽宁省 沈阳市 110004)

Control Method for Cascaded H-Bridge Inverter With Faulty Cells Based on Differential PWM

ZANG Yi, LIN Jia-quan, WANG Xu, XU Bin

(School of Information Science & Engineering, Northeastern University,
Shenyang 110004, Liaoning Province, China)

ABSTRACT: To increase the output value of the cascaded H-bridge inverter after cell failure, neutral shift principle is often used. The phase angle of each inverter phase voltage can be adjusted to generate a set of balanced line voltage for the motor, but the harmonic is increased with the shifted neutral point. To decrease the harmonic, differential pulse width modulation (PWM) strategies used to control the cascaded H-bridge three phase inverter before and after cell faults are presented, the output voltage value is increased than that in traditional way, and the voltage keeps clean after cell fault by this strategy. The reliability of the system is then enhanced. The simulated results agree with the theoretical analysis.

KEY WORDS: power electronics; cascaded H-bridges; cell failure; neutral shift; differential pulse width modulation; harmonic analysis

摘要: 为了增加级联 H 桥型逆变器单元故障后的输出能力, 采用逆变器中性点偏移的工作方式, 使逆变器非故障部分继续工作, 输出最大幅值的对称线电压, 但同时中性点的偏移也造成了电压谐波的增加。该文以 6 单元串联 H 桥系统为例进行分析, 提出中性点偏移前后采用差补调制方式来控制逆变器, 可以减少电压的谐波含量, 且参数易于调整。与目前所采用的其它控制方法相比, 该方法不仅提升输出合成电压的幅值, 而且有效控制了电压的谐波含量, 从而减少故障对系统的影响, 提高级联 H 桥逆变器系统的可靠性。系统故障前后的仿真和实验结果表明所提出的控制方法是正确和有效的。

关键词: 电力电子; 级联 H 桥; 单元故障; 中性点偏移; 差补调制; 谐波分析

0 引言

单元级联多电平逆变器可以采用故障单元旁路的方法提高系统的可靠性, 因而在比较重要的中高压大功率交流电机调速系统中得到了广泛的应用^[1-3], 其原理样机结构如图 1(a)所示, 每相由若干个低压功率单元通过输出串联产生高压输出。其中每个功率单元是一个典型的三相输入、单相输出的交-直-交电压型单相全桥逆变器, 又称 H 桥逆变器, 其结构如图 1(b)所示。

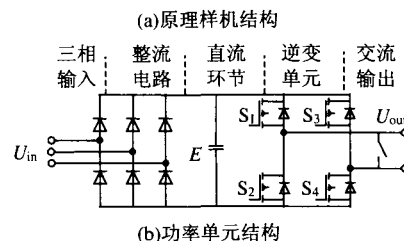


图 1 级联 H 桥逆变器原理样机及功率单元结构
Fig.1 Structure of a cascaded H-bridge inverter prototype and the power cell

为了进一步提高多电平逆变器的输出性能, 目前的研究主要是针对其调制策略^[3-8]和结构^[9-11]的改进。但是当逆变器发生故障时, 必须应用新的控

制方法来确保系统的稳定运行^[12-13]。对级联 H 桥逆变器, 在某故障单元被旁路时, 须采取特殊的控制策略来保证电机获得三相对称电压。传统的控制方法是将另外两相与故障 H 桥单元相应的非故障单元也同时脱离主电路, 从而保证三相输出相电压幅值相同, 使电机对称降容运行^[12-13]。这种方法是可行的, 但是很明显, 部分非故障单元(即另外两相被屏蔽的非故障单元)的输出能力没能得到充分利用。文献[13]中 Hammond 提出了利用逆变器中性点偏移的方法, 对于应用广泛的三相三线制系统, 可以在仅旁路故障单元的情况下获得最大的对称线电压。本文对该方法进行了简要介绍, 并提出了采用差补调制方式对中性点偏移的逆变器进行控制, 该方式能够有效地消除每相电压中的低次谐波, 在单元故障状态下, 通过改变差补调制方式的参考波相位, 即可改变逆变器输出电压中性点的位置, 得到幅值对称的线电压; 通过调整故障相各单元载波间的相位, 可使故障相的谐波互相叠加抵消; 同时, 通过增加故障相各单元的载频比, 可以使该相输出电压的谐波频带继续保持在较高的位置, 从而易于滤除。

1 中性点偏移原理介绍

中性点偏移是利用逆变器的中性点是浮动的, 且不连接到电机中点, 因此中性点可以偏离电机中点。尽管逆变器三相输出相电压不平衡, 但通过调整相电压的相位角可以得到三相平衡的电机线电压。

图 2 为中性点偏移工作原理示意图, 以虚线表示的三角形表示故障前相、线电压间关系; 在发生故障后, 各相剩余的单元数用 K_a 、 K_b 、 K_c 表示, 该值正比于各相能够提供的电压值, 通过适当调整这三相电压中性点 O 的位置, 即可得到三相对称的线

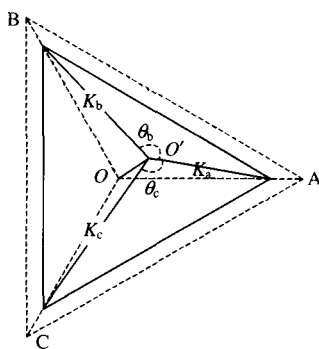


图 2 中性点偏移原理示意图
Fig.2 Schematic diagram for neutral shift

电压, 此时逆变器电压的中性点位置为 O' , A 相与另外两相的相位角不再是 120° , 分别为 θ_a 和 θ_c , 此时相、线电压间的关系以实线表示。通过简单的几何运算, 即可得到各种故障状态下参数的通用表达式以及合成后的线电压等。这些参数可用于故障后的控制策略中。

通过计算可以得到传统方式在首次容错后, 仅能够输出原来 83.3%的工作电压, 而采用中性点偏移后的线电压则能达到 94.2%, 系统的可靠性得到提高。

六单元级联系统采用中性点偏移在 K_f 次容错后的相关参数如表 1。表中列出了故障后输出电压能够维持在额定电压 80%以上的各种容错情况, $K_{abc}/3K$ 表示剩余的非故障单元总数占有所有单元的比例。 V_{nl} 和 V_{cl} 分别表示故障后采用中性点偏移法和传统方法的最大输出能力。可见故障单元总数为 3 时, 中性点偏移法仍能够得到与传统方式首次容错类似的效果。

表 1 不同故障状态下的中性点偏移参数
Tab.1 Neutral shift parameters for different fault modes

K_f	K_a, K_b, K_c	$(K_{abc}/3K)/\%$	$\theta_a/(\circ)$	$\theta_c/(\circ)$	$V_{nl}/\%$	$V_{cl}/\%$
0	6,6,6	100	120	120	100	100
1	5,6,6	94.4	125.4	125.4	94.2	83.3
2	6,5,5	88.9	113.1	113.1	88.5	66.7
	4,6,6		130.5	130.5	87.8	
3	5,5,5	83.3	120	120	83.3	50
	4,5,6		142.8	115.8	82.1	
	3,6,6		135.5	135.5	80.9	

2 差补调制方法

在逆变器采用中性点偏移处理故障后, 系统的控制方法也要做出相应的调整, 本文采用差补调制方式对其控制, 不仅参数易于调整, 而且能够有效减少谐波。差补调制方式是载波相移调制的一种形式, 对于 H 桥的两个桥臂分别采用相位互差 180° 的参考波进行双极性调制, 载波相位相同, 从而在不增加开关损耗的情况下, 使 H 桥的输出能够得到三种电平, 输出得到优化。其输出可表示为^[14]

$$U_h(t) = U_{hl}(t) - U_{hr}(t) = U_{dc} \{ 2M \cos(\omega_0 t) + \frac{8}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty, n \neq 0}^{\infty} \frac{1}{2m} \{ \cos[(m+n+1)\pi] \cdot J_{2n-1}(m\pi M) \cos[2m\omega_0 t + (2n-1)\omega_c t] \} \} \quad (1)$$

式中: $U_{hl}(t)$ 与 $U_{hr}(t)$ 分别表示左右两桥臂中点对直流地的输出电压, 其线性组合即是 H 桥的输出; M 为调制系数; J_n 为 n 阶 Bessel 函数^[15]; ω_0 和 ω_c 分别为基波和载波频率; m 和 n 为自然数, 取不同值

时，分别对应不同的载波谐波及边带谐波。

由式(1)中的 $\cos[2m\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t]$ 项可以看出，输出电压中不再含有偶次边带谐波，所有的奇数倍载波谐波也不再存在；又由于当载频比 $k_c = \omega_c / \omega_0$ 为整数时， $2m\omega_c + (2n-1)\omega_0$ 不会得到 ω_0 的偶数倍组合，所以所有的偶次谐波均不存在，且与载频比的大小无关。因此单个 H 桥输出电压的频率 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 取决于正弦调制信号的频率；以载波频率 ω_c 偶数倍的各点 $\omega = 2m\omega_c$ 为中心频率，与此频率相对应的谐波幅值较大，其大小随 m 值增大而减小；以 $\omega = 2m\omega_c$ 为中心组成各个边带谐波幅值衰减的频带，边带带中相邻两次谐波的频差为 $2\omega_0$ 。其分布如图 3 所示。

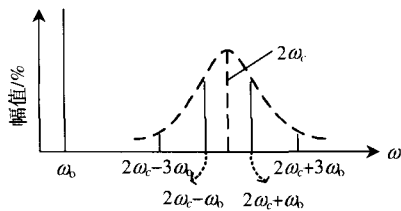


图 3 输出电压频谱分析

Fig.3 Spectrums analysis of output voltage

式(1)的分析结果表明：所有奇数倍载波谐波在 H 桥内已被消除，因而边带谐波仅存在于偶次载波倍谐波中。可见采用差补调制方式的 H 桥单元，有很强的谐波消除能力。如果使每相串联的 N 个 H 桥载波相位依次相移 $\delta = (i-1)\pi/N$ ，则级联后的输出为 $U(t) = \sum U_h^i(t)$ ，其中的谐波部分表示为

$$\sum \cos\{2m[\omega_c t + (i-1)\pi/N] + (2n-1)\omega_0 t\} \quad (2)$$

i 为第 i 个 H 桥， $i=1,2,\dots,N$ 。

由于

$$\sum \cos[\zeta + 2m(i-1)\pi/N] = \begin{cases} 0, & m \neq kN \\ N \cos \alpha, & m = kN \end{cases} \quad (3)$$

$k=1,2,3,\dots$

整理后得到

$$\cos[2Nm\omega_c t + (2n-1)\omega_0 t] \quad (4)$$

因而级联 H 桥输出中只剩下以 $2N$ 倍载波谐波为中心的部分边带谐波。比如对于每相六单元串联，差补调制的载波依次相移 30° ，则 $12\omega_c$ 以内的谐波几乎均可以消除，从而得到了较好的谐波特性，有效地解决了低次谐波干扰的问题。

在单元发生故障被屏蔽后，通过改变差补调制方法中各相参考波的相位角 θ ，即可实现级联逆变器的中性点偏移，得到对称的线电压。但是如果其他的参数不进行适当调整，得到的线电压只是幅值上相等，输出谐波将会增加。从前面对差补调制的

研究可以发现，只要相应调整故障相非故障单元间载波相移角度 δ ，仍能够达到互相叠加消除谐波的目的。另外，通过增加故障相剩余单元的调制比即增大 k_c 来保持 ω_c 不变，仍可以使载波带出现在较高的频带，易于滤除。部分参考波相位变化参数在表 1 中已经给出。例如首次故障发生在 A 相第一个单元，该单元被屏蔽后应该调整 A 相和其它两相间的相位角度来实现中性点的偏移，得到三相幅值相等的线电压， θ_a 和 θ_c 从原来的 120° 调整为 125.4° 。之后为了消除 A 相的谐波，载波间相移角度 δ 从故障前的 $\pi/6$ 调整至 $\pi/5$ ，即 36° ，则该相电压 $10\omega_c$ 以内的谐波几乎均被消除。此时只要相应增大 A 相的 k_{c-A} 至 $12/10k_c$ 就可以使 A 相电压的高频带 $10\omega_{c-A}$ 和 BC 相的 $12\omega_c$ 保持一致，从而线电压中不会出现两个高频带，线电压具有和故障前一样良好的谐波特性。

3 仿真结果

在 Matlab/Simulink 环境下建模对系统首次故障前后进行了仿真研究。给出了采用差补调制实现中性点偏移方法和传统方法对比的波形与电压值，以及谐波分析等。仿真中忽略了故障诊断时间。

图 4(a)是采用传统控制方法处理故障时系统的输出电压波形，正弦波参考波频率 $f_s=50\text{Hz}$ ，幅度调制比 $M_{a1}=0.95$ ，载波调制比 $k_c=15$ ， $\delta=30^\circ$ 。此时屏蔽了故障的单元及其相邻两相中相应的非故障单元，由此得到三相平衡的相电压和对称的线电压，但此时的电压幅值也按比例降低，仅为非故障时的 83.3%。图 4(b)是采用本文提出的差补调制实现中性点偏移的控制方式，在发生故障前后系统输出的线电压波形。从仿真结果可以看出，线电压仍然十分接近正弦波。故障后参考波相位 θ_a 、 θ_c 分别

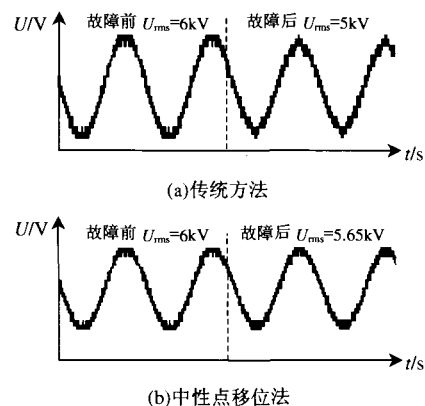


图 4 一单元故障时系统输出线电压波形

Fig.4 Line voltage waveforms under single-cell-fault mode

从原来的 120° 调整到 125.4° , 故障相的 $k_c=18$, $\delta=36^\circ$, 其他参数不变。从电压幅值的角度看, 此时得到的三相对称电压有效值为非故障状态时的 94.2%, 比传统方式有很大提高, 从而降低了故障对系统的影响。

系统发生故障后, 由于单元数的减少以及中性点的移位, 输出电能的质量肯定会有所下降, 通过差补调制参数的调整, 可将故障引起的谐波增量降至最低。图 5 是对图 4(b)故障前后所进行的谐波分析, 仅给出了 200 次以内的谐波分析示意图, 从图中可以看出, 由于调整了调制参数, 中性点偏移后的谐波仍然被控制在较高的频带, 只是线电压的 THD(总谐波畸变, 记作 λ_{THD})有所增加, 从故障前的 $\lambda_{\text{THD}}=7.03\%$ 增加到故障后的 7.87%, 但是谐波含量主要分布在较高的 200 次左右, 低次谐波几乎为 0, 线电压 150 次以内的 λ_{THD} 在故障前后分别为 1.06% 和 1.12%。由于电机绕组电感的感抗与频率成正比, 所以高次谐波电压很难形成谐波电流, 电感本身起到了很好的低通滤波作用, 此时电机电流的总谐波畸变仅为 1.02%(无故障时为 0.68%), 高次谐波电压对系统的影响很小。仿真结果显示, 采用差补调制方式在单元故障后能够轻易实现中性点偏移, 从而产生最大幅值的对称线电压, 并且能够有效地控制输出电压的谐波含量。

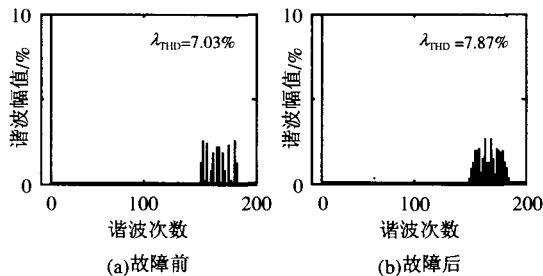


图 5 输出线电压谐波分析

Fig.5 Harmonic analysis of output line voltage

图 6 是在试验样机上测得的首次故障后的线电压波形, 与仿真结果一致。从整体上看, 这种方法实现起来比较简单, 而且产生的波形比较接近理想

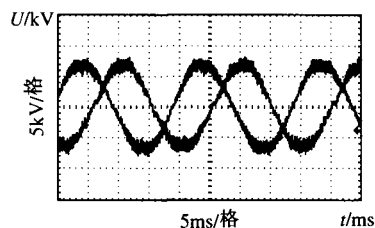


图 6 一单元故障后测量的线电压波形

Fig.6 The measured line voltage waveforms under single cell fault mode

情况下的输出电压波形, 该方法适合级联 H 桥多电平变频调速系统的控制。

4 结论

本文提出了采用差补调制方式来控制中性点偏移前后的逆变器运行, 该方法能够十分方便地调整用于逆变器控制的相关参数, 不仅能够让逆变器在故障后最大限度地输出三相对称的线电压, 而且能有效降低输出电压的谐波, 从而进一步提高了系统的可靠性。该方法仍存在开关频率和损耗之间的矛盾, 当为了追求完美的谐波特性而使开关频率过高时, 开关损耗将会增加, 这两者可以进行协调。采用该方法控制的试验样机, 运行效果良好。

参考文献

- [1] Hammond P W. Medium voltage PWM drive and method[P]. U.S. Patent Number 05625545, 1997-03-29.
- [2] Rodriguez J, Lai J S, Peng F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [3] 吴洪洋, 何湘宁. 级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(8): 42-46.
Wu Hongyang, He Xiangning. Research on PWM control of a cascade multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(8): 42-46(in Chinese).
- [4] McGrath B P, Holmes D G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2002, 49(8): 858-867.
- [5] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 方法和 SVPWM 方法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15.
Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship between multilevel carrier-based PWM and SVPWM and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 10-15(in Chinese).
- [6] 卫三民, 孙旭东, 刘丛伟, 等. 串联 H 桥多电平变频器电压空间矢量控制算法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(3): 366-368.
Wei Sanmin, Sun Xudong, Liu Congwei, et al. Voltage space vector control algorithm for cascaded H-bridge multi-level inverters[J]. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech), 2003, 43(3): 366-368(in Chinese).
- [7] 宋强, 刘文华, 严干贵, 等. 多电平逆变器的通用空间矢量调制算法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2004, 44(7): 888-892.
Song Qiang, Liu Wenhua, Yan Gangui, et al. Universal space vector modulation algorithm for multilevel inverters[J]. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech), 2004, 44(7): 888-892(in Chinese).
- [8] 王鸿雁, 陈阿莲, 邓焰, 等. 基于控制自由度组合的多电平逆变器载波 PWM 控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 131-133.
Wang Hongyan, Chen Alian, Deng Yan, et al. Multilevel inverter carrier-based PWM method based on control degrees of freedom combination[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 131-133(in Chinese).
- [9] Corzine K, Familant Y. A new cascaded multilevel h-bridge drive

- [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(1): 125-131.
- [10] 陈阿莲, 何湘宁, 赵荣祥. 一种改进的级联型多电平变频器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 9-12.
Chen Alian, He Xiangning, Zhao Rongxiang. An improved cascade multilevel inverter topology[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 9-12(in Chinese).
- [11] 李冬黎, 张晋, 陈阿莲, 等. 一种具有自修复功能的多电平变频器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 54-60.
Li Dongli, Zhang Jin, Chen Alian, et al. A multilevel converter topology with self-repair ability[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 54-60(in Chinese).
- [12] 卫三民, 刘丛伟, 孙旭东, 等. 串联 H 桥多电平变频器单元故障时的控制方法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(3): 369-372.
Wei Sanmin, Liu Congwei, Sun Xudong, et al. Control of cascaded H-bridge multi-level inverters in fault[J]. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech), 2003, 43(3): 369-372(in Chinese).
- [13] Hammond P W. Enhancing The reliability of modular medium voltage drives[J]. IEEE Trans.on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 948-954.
- [14] Holmes D G. A general analytical method for determining the theoretical components of carrier based PWM strategies[C]. IEEE Industry Applications Conference, St.Louis, MO, USA, 1998, 2(10): 1207-1214.
- [15] Holmes D G, McGrath B P. Opportunities for harmonic cancellation with carrier based PWM for two-level and multilevel cascaded inverters[J]. IEEE Trans.on Industry Applications, 2001, 37(3): 574-582.

收稿日期: 2006-05-26。

作者简介:

臧 义(1980—), 男, 博士研究生, 研究方向为级联高压变频器及其故障处理技术, zangyi@126.com;

林家泉(1975—), 男, 博士研究生, 研究方向为高性能变频器及其控制技术;

王 旭(1956—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术及装置;

徐 彬(1980—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术及装置。

(责任编辑 韩 蕾)

《中国学术期刊文摘》中文版和英文版

2007 年征订启事

《中国学术期刊文摘》分中文版(简称 CSAC)和英文版(简称 CSAE)两种, 各自收录了我国高水平学术期刊中基础科学、医学、农业科学和工程技术领域约 40 个学科的论文文摘, 全景展现我国的科研成果与进展。

作为综合性科技类检索刊物, 《中国学术期刊文摘》致力于将我国科学技术各领域的原创性学术成果全面、快速地向科技工作者交流、传播, 其中 CSAE 是我国第一份综合性英文版科技类学术检索刊物。

《中国学术期刊文摘》由中国科学技术协会主管, 科技导报社主办并负责编辑、出版、发行, 对科研单位、高等院校、图书馆以及广大科技工作者检索和了解我国的科技研究成果、学术研究动向具有重要的参考价值。

《中国学术期刊文摘(中文版)》刊号为 CN 11-3501/N, ISSN 1005-8923, 2007 年为半月刊, 大 16 开, 国内定价 38.00 元/册, 全年定价 912 元, 邮发代号: 82-707。

《中国学术期刊文摘(英文版)》刊号为 CN 11-5411/N, ISSN 1673-4084, 2007 年改为月刊, 大 16 开, 国内定价 15.00 元/册, 全年定价 180 元, 邮发代号: 80-487。

欢迎广大科技工作者、科研单位、高等院校、图书馆订阅。

通讯地址: 北京市海淀区学院南路 86 号科技导报社(邮编 100081)

联系电话: 010-62103122

联系人: 姚玉琴

征订信箱: yaoyuqin@cast.org.cn

单位主页: <http://www.csac.org.cn>

户 名: 科技导报社

账 号: 0200001409089017271

开户银行: 工商银行百万庄支行