

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.L80101

考虑最佳开关序列的三电平变换器 非正交坐标系空间矢量调制简化算法

李伟伟¹ 张学广¹ 万梓燊¹ 赵旖旎² 徐殿国¹

(1. 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院 哈尔滨 150001)

2. 中国空间技术研究院通信卫星事业部 北京 100084)

摘要 在三电平变换器的控制过程中，相较于传统正交坐标系下的空间矢量调制算法， 60° 非正交坐标系算法能够大大简化计算过程，因此得到了广泛应用。但是在最佳开关序列的实现过程中，如果仍采用和正交坐标系算法一样的查表方法，则无法充分发挥该算法在简单性和直观性方面的优势。从 60° 非正交坐标系矢量空间的独特对称性出发，在传统最佳开关序列实现方法的基础上，提出一种仅需两步排序即可完成的简化方法，既便捷地实现了最佳开关序列，又充分发挥了非正交坐标系简化计算的优势。通过仿真和实验对所提算法的有效性进行了验证，结果表明，该简化算法能够实现与正交坐标系算法一致的输出波形质量和谐波性能。

关键词：三电平变换器 空间矢量调制 非正交坐标系 最佳开关序列

中图分类号：TM921.3

Simplified Implementation of Optimal Switching Sequences for Nonorthogonal Space Vector Modulation of Three Level Converter

Li Weiwei¹ Zhang Xueguang¹ Wan Zishen¹ Zhao Yini² Xu Dianguo¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation Harbin Institute of Technology
Harbin 150001 China)

2. Communications Satellite Division China Academy of Space Technology
Beijing 100084 China)

Abstract In three-level converter applications, the nonorthogonal frame space vector modulation method is widely used, because it is simpler than conventional orthogonal frame method. However, the implementation of optimal switching sequences based on look up table does not take advantage of the simplicity and intuitiveness of this method. Based on the unique symmetric property of nonorthogonal vector space, a new simple implementation process is proposed in this paper. This new method consists of only two steps of adjustment, and assures both the optimal switching sequences and the simplicity of nonorthogonal algorithm. The new method is verified by simulation and experiment in comparison with conventional orthogonal algorithm, and the results confirm that the same output waveform and harmonic performance are maintained.

Keywords: Three level converters, space vector modulation (SVM), nonorthogonal coordinate system, optimal switching sequences

0 引言

与两电平变换器相比,三电平变换器的输出电压和电流谐波性能更高、开关器件应力更小,因此日益受到新能源和大功率传动应用的青睐^[1-2]。典型的中点钳位三电平变换器拓扑结构如图 1 所示^[3],在此基础上也衍生出了许多不同的拓扑结构^[4-6]。最常用的三电平变换器调制算法包括载波法和空间矢量法两种,这两种方法在本质上是一致的,但是各有优缺点^[7-8]。

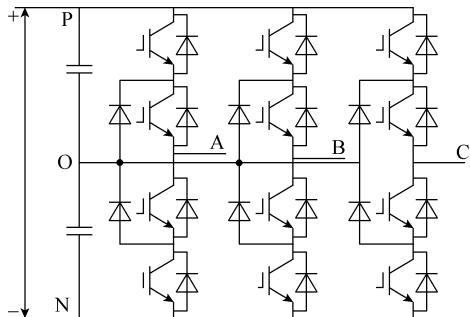


图 1 中点钳位型三电平变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of three level NPC converter

为了解决多电平变换器空间矢量调制计算复杂的问题,人们提出了许多简化算法。文献[9]提出基于非正交坐标系的空间矢量调制算法,通过坐标变换避免了传统正交坐标系算法所需要的有理数计算。文献[10]通过空间映射将三电平空间矢量转换为更简单的两电平调制过程,然后再将两电平计算结果映射回三电平变换器开关状态,从而简化计算。文献[11]将矢量空间中的区域等效为分形理论中的 Sierpinski 三角形,通过迭代处理简化了查找分区的过程。文献[12]将有限元理论中的形函数技术应用到空间矢量调制算法中,以简化确定合成矢量所在分区的过程。

上述简化算法各有优劣,但是非正交坐标系算法有其独特的优势^[13]。比如,分形和有限元法仅针对矢量分区和选择起到了简化作用,而非正交坐标系算法则有助于简化空间矢量调制算法的整个过程(包括确定分区、选择矢量、计算时间和确定开关序列);而在扩展为更一般的多电平变换器空间矢量调制算法时,非正交坐标系算法又比两电平算法具有更好的直观性和一致性。尽管如此,在非正交坐标系算法中最佳开关序列的实现方面,还存在一些需要解决的问题。

所谓最佳开关序列,指的是在有效合成参考矢量的前提下,尽可能减少开关器件的多余动作。有

研究针对一般多电平变换器提出了最佳开关序列的选择过程^[14],以及正交坐标系下三电平变换器最佳开关序列的基本构造规则^[15]。后续研究针对小区分法进行了改进,优化了谐波性能,而且解决了开关器件的窄脉冲问题^[16-17]。但是最佳开关序列的概念尚未得到全面的归纳和解释,许多调制方法并不能实现最佳序列^[18-20]。

采用非正交坐标系空间矢量调制算法时,如果仍和正交坐标系算法一样,使用查找表来实现最佳开关序列^[21],会有两个方面的问题:一方面,在扩展到多电平之后,查找表的规模和复杂度会大大增加;另一方面,非正交坐标系算法最大的优点就是无需判断参考矢量的分区,但是要使用查找表就必然需要进行分区。这两方面均有悖于非正交算法简化计算的初衷。

为避免使用查找表,有文献直接对三矢量开关状态进行排序来确定开关序列,但是该方法仅适用于四小区分法,而四小区分法无法实现最佳开关序列。有研究提出了一种适用于多电平的通用空间矢量调制算法,在选择开关序列时使用了所谓的最小变化检测方法,但是对于三电平变换器而言显得过于复杂^[18]。

针对以上问题,本文首先针对传统非正交调制算法的特点,分析了如何在不使用查找表的前提下实现最佳开关序列。在此基础上,又提出了通过两步排序即可完成的简化算法,进一步简化了最佳开关序列的实现过程,并通过仿真和实验进行了验证。

1 传统 60° 坐标系空间矢量算法中最佳开关序列的实现

60° 坐标系下的三电平非正交坐标系矢量空间示意图如图 2 所示,根据合成矢量与 g 轴夹角的大

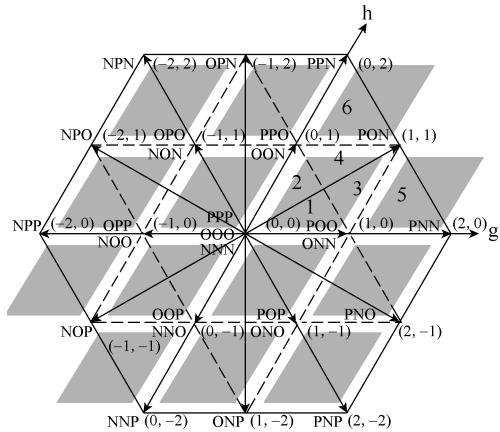
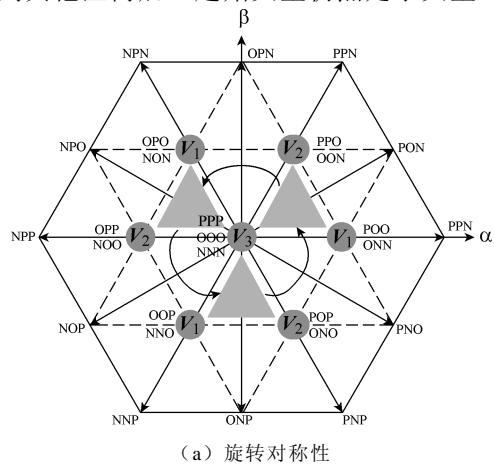


图 2 非正交坐标系矢量空间示意图

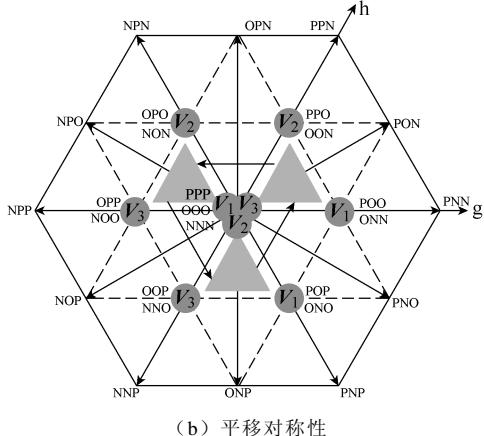
Fig.2 Vector space in nonorthogonal coordinate system

小，每 60° 为一个大区，共分为I~VI这6个大区。图2中给出了I大区内6个小区的分布情况，其他大区内的小区分法可以此类推。该矢量空间下的调制算法主要分为确定最近三矢量、计算矢量作用时间、确定最佳开关序列、根据矢量坐标求取三相开关状态以及生成七段式对称脉冲五个步骤。本文重点针对最佳开关序列的设计过程进行分析，其他步骤在相关文献中早有阐释，本文不再赘述。

在 α - β 正交坐标系下，整个矢量空间各大区内的基本矢量（无论是小矢量、中矢量还是大矢量）均以原点为中心具有旋转对称性。不同坐标系下最近三矢量的空间对称性示意图如图3所示。图3a中，将I大区内1和2小区用于合成参考矢量的最近三矢量 V_1 、 V_2 和 V_3 间隔 60° 逆时针旋转，就能依次得到其余各大区内1和2小区对应的最近三矢量 V_1 、 V_2 和 V_3 。而且，最近三矢量的位置、顺序均保持不动，只要最初的起始矢量是小矢量，那么旋转到其他区内后，起始矢量仍然是小矢量。



(a) 旋转对称性



(b) 平移对称性

图3 不同坐标系下最近三矢量的空间对称性示意图

Fig.3 Symmetry property of various vector spaces

而在g-h非正交坐标系下，矢量空间各大区内的基本矢量不再具备旋转对称性，而是只有平移对

称性。图3b中，将I大区内1和2小区用于合成参考矢量的最近三矢量 V_1 、 V_2 和 V_3 相应平移，即可依次得到其余各大区内1和2小区对应最近三矢量 V_1 、 V_2 和 V_3 。

但是，与正交坐标系不同的是，经过平移后，最近三矢量的顺序尽管不变，位置却大相径庭。比如，I大区的 V_1 是小矢量(POO/ONN)，但是平移到III大区后， V_1 变成了零矢量(PPP/OOO/NNN)，平移到V大区后， V_1 变成了小矢量(POP/ONO)，其他各小区也具备同样的特性。

要实现最佳开关序列，首先要求最近三矢量始终以距离参考矢量最近的小矢量作为起始矢量（正小矢量和负小矢量并无差别，本文均以负小矢量为起始矢量），以确保临近小区使用同一个起始矢量，从而一方面避免参考矢量在临近小区之间过渡时出现频繁的开关动作，另一方面还可以避免出现窄脉冲问题。对于原始的g-h非正交坐标系调制算法来说，最近三矢量中的第一个矢量可能是小矢量，也可能是中矢量或大矢量，所以需要根据最佳开关序列的要求，重新调整 V_1 、 V_2 和 V_3 及相应作用时间的次序，以确保小矢量始终作为起始矢量。

下面仅以I大区为例解释起始矢量的调整过程，其他大区可以类推。先看1、3和5小区，I大区1、3、5小区矢量调节过程示意图如图4所示。由于1和3小区的起始矢量 V_1 本身就是小矢量，因此不需要调整。而5小区的起始矢量 V_1 是大矢量(PNN)，所以需要将5小区内原来的小矢量 V_3 调整为新的起始矢量 V_1 ，也就是最近三矢量的转换顺序从 V_1 - V_2 - V_3 改为 V_3 - V_2 - V_1 。可以看出，转换之后，5小区的起始矢量与1和3小区保持一致（见图4）。

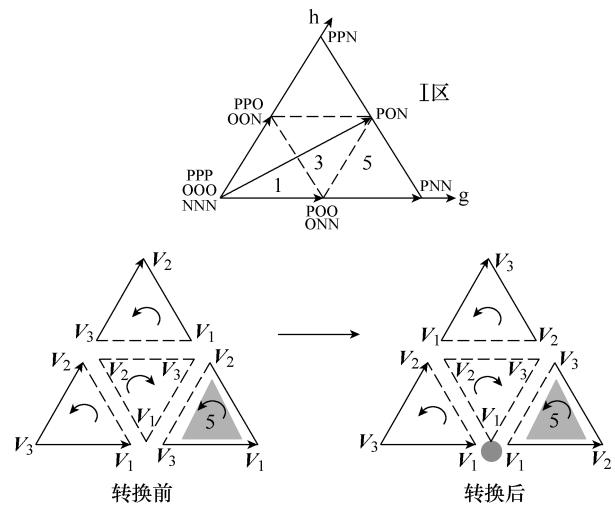


图4 I大区1、3、5小区矢量调节过程示意图

Fig.4 Vector adjustment in regions 1, 3, 5 of sector I

中大圆点),这样就可以避免当参考矢量处于边界附近时,起始矢量频繁变化,从而确保最佳开关序列。2、4 和 6 小区的矢量调整过程类似,此处不再进行详细说明。

通过对各区内的矢量进行分析,可以归纳出最佳开关序列的基本实现思路:先确定最近三矢量中小矢量的个数,在三电平变换器矢量空间内,最近三矢量的小矢量个数要么是 1 个(当参考矢量位于 5 小区或 6 小区时),要么是 2 个(当参考矢量位于 1、2、3 或 4 小区时)。如果小矢量数量为 1,则只需在 V_1 、 V_2 和 V_3 中找到这个小矢量,以它作为起始矢量,其余两个矢量顺延;如果小矢量数量为 2,则对于 I -2/4、II -1/4、III -2/3、IV -1/3、V -1/4、VI -2/3 这些区域来说,需要以 V_1 、 V_2 和 V_3 中的第 2 个小矢量作为起始矢量,其余两个矢量顺延。以第 2 个小矢量作为起始矢量的特殊区域如图 5 所示。 V_g 和 V_h 分别为合成矢量在非正交坐标系下的坐标值。

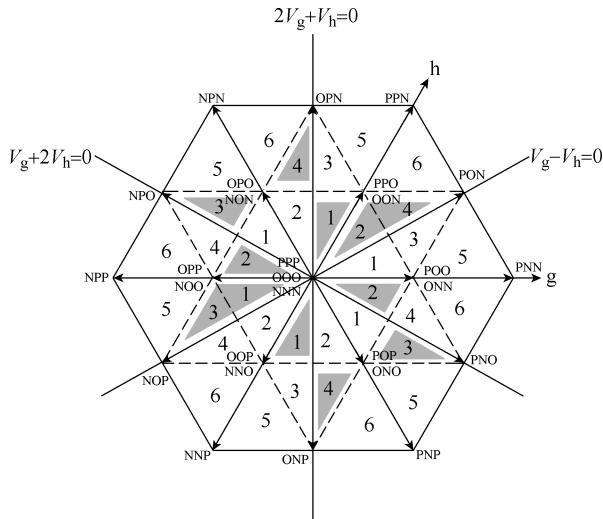


图 5 需要调整起始矢量的区域示意图

Fig.5 Regions where the start vector needs adjustment

需要注意的是,对于小矢量数量为 2 的情况(当参考矢量位于各扇区的 1、2、3 或 4 小区时),在以第 2 个小矢量作为起始矢量,其余两个矢量顺延之后,为了保证相邻两个矢量所对应的状态,只有一相发生变化,还需要把最后一个矢量变成它对应的冗余小矢量。I / III / V 大区的 2 和 4 小区以及 II / IV / VI 大区的 1 和 3 小区都需要进行这样的调整,需要调整最后一个矢量状态的区域示意图如图 6 所示。

与图 5 所示区域对应的判断条件见表 1,其中 Flag 取值-1 和 1 分别表示合成矢量所处三角形是上三角形和下三角形。与图 6 所示区域对应的判断条件见表 2。

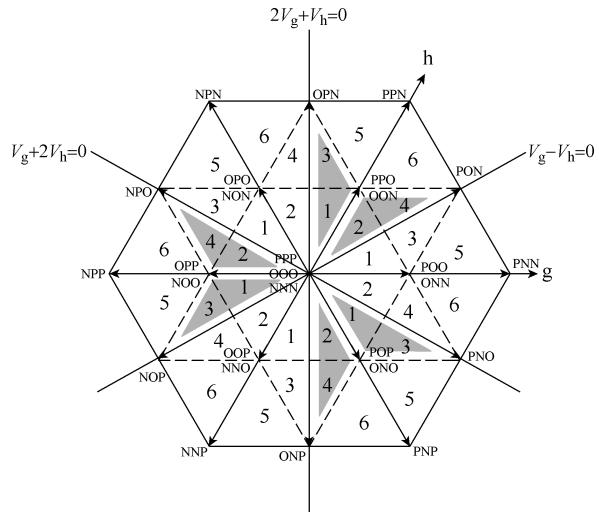


图 6 需要调整最后一个矢量状态的区域示意图

Fig.6 Regions where the last vector state needs adjustment

表 1 需要调整起始矢量的区域判断条件

Tab.1 Criteria for adjustment regions

| 大区 | 小区 | 判断条件 |
|-----|-----|-----------------------------|
| I | 2/4 | $V_g < V_h$ |
| II | 1/4 | $\text{Flag}(2V_g+V_h) > 0$ |
| III | 2/3 | $\text{Flag}(V_g+2V_h) > 0$ |
| IV | 1/3 | $V_g < V_h$ |
| V | 1/4 | $\text{Flag}(2V_g+V_h) > 0$ |
| VI | 2/3 | $\text{Flag}(V_g+2V_h) > 0$ |

表 2 需要调整矢量状态的区域判断条件

Tab.2 Criteria for special regions

| 大区 | 小区 | 判断条件 |
|-----|-----|----------------|
| I | 2/4 | $V_g < V_h$ |
| II | 1/3 | $2V_g+V_h > 0$ |
| III | 2/4 | $V_g+2V_h < 0$ |
| IV | 1/3 | $V_g < V_h$ |
| V | 2/4 | $2V_g+V_h > 0$ |
| VI | 1/3 | $V_g+2V_h < 0$ |

2 最佳开关序列简化算法

在传统非正交坐标系调制算法的基础上实现最佳开关序列时,一方面,需要对矢量空间内特定区域进行特殊处理,比如有些区域要使用第 2 个小矢量作为起始矢量(见表 1),有些区域第 3 个矢量要变成原来矢量的冗余矢量(见表 2),处理过程繁冗复杂;另一方面,在进行表 1 和表 2 所述的处理时,还需要判断合成矢量所在大区和小区,无法充分发挥非正交坐标系算法无需分区判断的优势。

本文提出一种基于两步排序的简化算法。主要

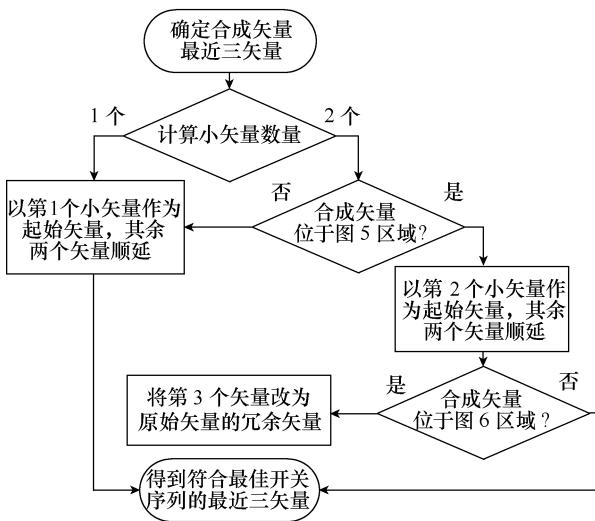
思路是把最佳开关序列的实现过程分为两个阶段，在得到最近三矢量之后，首先通过一个排序过程把最近三矢量中的小矢量调整为起始矢量，然后在具有两个小矢量的三个特殊区域内（这些区域仍与图6一致，判断条件见表2），对两个小矢量的起止位置和冗余状态进行调整，从而实现最佳开关序列。

仍以I大区1/2小区为例进行说明。按照非正交坐标系空间矢量调制算法，计算得到的1/2小区内最近三矢量 V_1 、 V_2 和 V_3 对应的三相开关状态分别是ONN、OON和NNN，先把所有的零矢量NNN都换成OOO，所以三矢量就变成了ONN、OON和OOO。

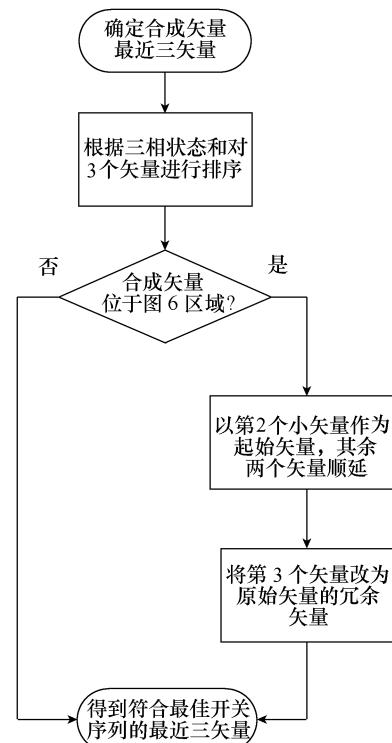
第一步，对 V_1 、 V_2 和 V_3 三相开关状态之和进行排序。 V_1 (ONN)的三相开关状态之和是 $1+0+0=1$ ， V_2 (OON)的三相开关状态之和是 $1+1+0=2$ ， V_3 (OOO)的三相开关状态之和是 $1+1+1=3$ ，因此按照从小到大排序之后，三矢量的顺序仍然是ONN、OON和OOO。

第二步，如果合成矢量位于图6所示的特殊区域，就需要将第2个小矢量作为起始矢量，其余两个矢量按照原顺序顺延，并将原来的起始矢量（就是第1个小矢量）换成其对应的冗余矢量。1小区不属于图6所示的特殊区域，所以无需处理，三矢量仍然是ONN、OON和OOO。2小区属于图6区域，所以先令第2个小矢量OON作为起始矢量，按照原转换顺序，最近三矢量变成OON、OOO和ONN，再把原来的起始矢量ONN换成其对应的冗余矢量，即ONN+111=POO，最终得到的三矢量为OON、OOO和POO。

按照同样的方法，对I大区其余小区进行处理，处理前和处理后的对比关系见附表。非正交传统算法与简化算法流程如图7所示。



(a) 传统算法



(b) 简化算法

图7 非正交传统算法与简化算法流程
Fig.7 Flow diagrams of the two algorithms

3 仿真和实验验证

为了验证本文所提算法的有效性，分别在Matlab/Simulink和实验平台上进行了仿真和实验，相关参数见表3。

表3 仿真和实验参数

Tab.3 Simulation and experimental parameters

| 参 数 | 数 值 |
|-----------------|-----|
| 母线电压 U_d /V | 200 |
| 滤波电感 L /mH | 5 |
| 负载电阻 R /Ω | 40 |
| 基波频率 f_s /Hz | 50 |
| 开关频率 f_c /kHz | 3.2 |
| 仿真步长 T_s /μs | 5 |

本文使用的三电平变换器实验平台如图8所示，该平台采用TI公司TMS320F28377D数字信号处理器作为主控制器。正交算法、非正交传统算法（见第1节）以及非正交简化算法（见第2节）在DSP中的实现代码长度和执行时间见表4。

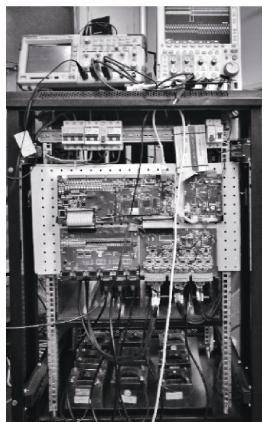


图 8 实验平台

Fig.8 Experiment platform

表 4 算法代码长度及执行时间的对比

Tab.4 Code size and execution time comparison

| 算法名称 | 是否使用查表 | 代码长度/Byte | 执行时间/μs |
|---------|--------|-----------|---------|
| 正交算法 | 是 | 1 614 | 6.83 |
| 非正交传统算法 | 否 | 1 924 | 9.13 |
| 非正交简化算法 | 否 | 1 600 | 8.12 |

此处有三点需要说明:

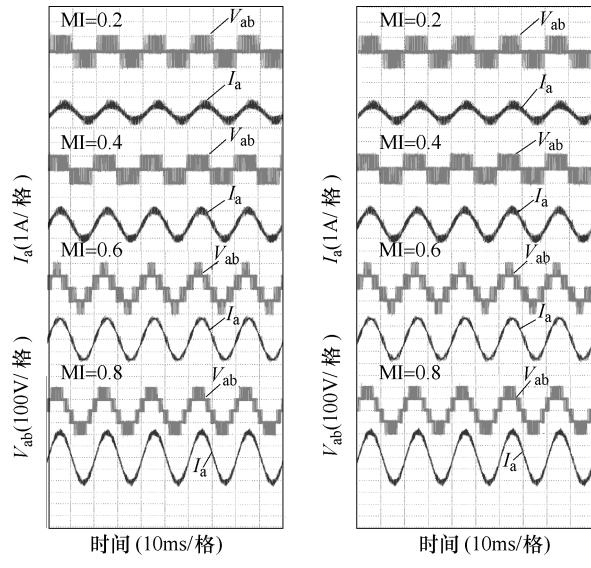
(1) 由于正交算法基于查表实现最佳开关序列, 而本文所述非正交传统算法和简化算法均采用不基于查表的一般性算法来实现开关序列, 因此与正交算法之间并不具有直接可比性, 表 4 中数据仅供参考。

(2) 尽管提出非正交坐标系算法的初衷是为了简化计算, 但是在考虑开关序列且不使用查表的情况下, 其代码长度和执行时间均超过了正交坐标系算法。采用本文所提简化算法之后, 代码长度和执行时间均大幅减小。

(3) 从执行时间上看, 基于搜索排序的非正交坐标系算法在三电平上优势并不明显, 但是该算法具有更高的通用性和扩展性, 在扩展到更高电平数时算法复杂度变化不大, 而基于查表的方法会占用大得多的存储空间。

图 9 是当调制比为 0.2、0.4、0.6 和 0.8 时, 变换器输出线电压阶梯波 V_{ab} 和 A 相电流 I_a 在不同算法下的实验波形。

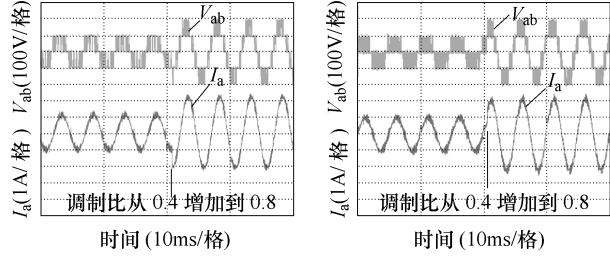
图 10 是调制比从 0.4 增加到 0.8 时, 变换器在过渡过程中的输出线电压 V_{ab} 和 A 相电流 I_a 波形。由波形可知, 这两种算法在调制比动态变化时, 都能实现平滑过渡。



(a) 正交算法 (b) 简化算法

图 9 不同调制比下的实验波形

Fig.9 Waveforms of line to line voltage and phase current under different modulation indexes



(a) 正交算法 (b) 简化算法

图 10 调制比从 0.4 突增到 0.8 时的实验波形

Fig.10 Waveforms of line to line voltage and phase current when modulation index changes from 0.4 to 0.8

采用两种算法通过仿真和实验得到的变换器输出线电压总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 数据见表 5, 可以看出在输出波形质量和谐波性能方面, 本文提出的算法都能实现和正交坐标系 SVM 相同的最佳开关序列。

表 5 不同调制比下两种算法的线电压 THD

Tab.5 THD of output line voltage under two algorithms (%)

| 调制比 | 仿真数据 | | 实验数据 | |
|-----|--------|--------|--------|-------|
| | 正交算法 | 简化算法 | 正交算法 | 简化算法 |
| 0.2 | 114.85 | 114.83 | 128.11 | 128.3 |
| 0.4 | 63.26 | 63.27 | 70.13 | 70.13 |
| 0.6 | 33.12 | 33.14 | 34.64 | 35.08 |
| 0.8 | 32.03 | 32.04 | 33.23 | 33.14 |

4 结论

为了充分发挥 60° 非正交坐标系下空间矢量调制算法在简单性和直观性方面的优势，同时确保通过最佳开关序列实现更高的变换器输出电压波形质量和谐波性能，本文针对非正交坐标系矢量空间的独特对称性，提出了通过两步排序即可完成的最佳开关序列简化实现方法，并通过仿真和实验对所提方法的有效性进行了验证。仿真和实验数据表明，所提出的算法能够有效实现最佳开关序列，输出电压波形及谐波特性数据均与正交坐标系空间矢量调制算法一致。

附录

附表 全矢量空间内最佳开关序列的实现过程

App.Tab. Implementation of optimal switching sequences in complete vector space

| 大区 | 小区 | 排序前 | 排序后 | 特殊区域处理后 |
|-----|----|-------------|-------------|-------------|
| I | 1 | ONN-OON-OOO | ONN-OON-OOO | ONN-OON-OOO |
| | 2 | | | OON-OOO-POO |
| | 3 | ONN-OON-PON | ONN-OON-PON | ONN-OON-PON |
| | 4 | | | OON-PON-POO |
| | 5 | PNN-PON-ONN | ONN-PNN-PON | ONN-PNN-PON |
| | 6 | PON-PPN-OON | OON-PON-PPN | OON-PON-PPN |
| II | 1 | NNN-NON-OON | NON-OON-OOO | OON-OOO-OPO |
| | 2 | | | NON-OON-OOO |
| | 3 | OON-OPN-NON | NON-OON-OPN | OON-OPN-OPO |
| | 4 | | | NON-OON-OPN |
| | 5 | OON-OPN-PPN | OON-OPN-PPN | OON-OPN-PPN |
| | 6 | NON-NPN-OPN | NON-NPN-OPN | NON-NPN-OPN |
| III | 1 | NNN-NON-NOO | NON-NOO-OOO | NON-NOO-OOO |
| | 2 | | | NOO-OOO-OPO |
| | 3 | NOO-NPO-NON | NON-NOO-NPO | NON-NOO-NPO |
| | 4 | | | NOO-NPO-OPO |
| | 5 | NON-NPN-NPO | NON-NPN-NPO | NON-NPN-NPO |
| | 6 | NOO-NPO-NPP | NOO-NPO-NPP | NOO-NPO-NPP |
| IV | 1 | NNO-NOO-NNN | NNO-NOO-OOO | NOO-OOO-OOP |
| | 2 | | | NNO-NOO-OOO |
| | 3 | NNO-NOO-NOP | NNO-NOO-NOP | NOO-NOP-OOP |
| | 4 | | | NNO-NOO-NOP |
| | 5 | NOP-NPP-NOO | NOO-NOP-NPP | NOO-NOP-NPP |
| | 6 | NNP-NOP-NNO | NNO-NNP-NOP | NNO-NNP-NOP |
| V | 1 | ONO-NNN-NNO | NNO-ONO-OOO | NNO-ONO-OOO |
| | 2 | | | ONO-OOO-OOP |
| | 3 | ONP-NNO-ONO | NNO-ONO-ONP | NNO-ONO-ONP |
| | 4 | | | ONO-ONP-OOP |
| | 5 | ONP-NNO-NNP | NNO-NNP-ONP | NNO-NNP-ONP |
| | 6 | PNP-ONO-ONP | ONO-ONP-PNP | ONO-ONP-PNP |

(续)

| 大区 | 小区 | 排序前 | 排序后 | 特殊区域处理后 |
|----|----|-------------|-------------|-------------|
| | 1 | ONO-NNN-ONN | ONN-ONO-OOO | ONO-OOO-OPO |
| | 2 | | | ONN-ONO-OOO |
| VI | 3 | PNO-ONN-ONO | ONN-ONO-PNO | ONO-PNO-POO |
| | 4 | | | ONN-ONO-PNO |
| | 5 | PNP-ONO-PNO | ONO-PNO-PNP | ONO-PNO-PNP |
| | 6 | PNO-ONN-PNN | ONN-PNN-PNO | ONN-PNN-PNO |

参考文献

- [1] Leon J I, Vazquez S, Franquelo L G. Multilevel converters: control and modulation techniques for their operation and industrial applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2066-2081.
- [2] Edpuganti A, Rathore A. A survey of low switching frequency modulation techniques for medium-voltage multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(5): 4212-4228.
- [3] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, 17(5): 518-523.
- [4] 李敏裕, 马晓军, 魏曙光, 等. T型逆变器中点电压全范围精确平衡研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1814-1826.
Li Minyu, Ma Xiaojun, Wei Shuguang, et al. Research on full range accurate balance of neutral point voltage for T-type inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1814-1826.
- [5] 戴鹏, 石祥龙, 朱晓莹, 等. 有源钳位三电平变频器改进 SVPWM 策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 137-145.
Dai Peng, Shi Xianglong, Zhu Xiaoying, et al. Improved SVPWM strategies for active neutral point clamped converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 137-145.
- [6] 王伟胜, 陈阿莲, 柴锦, 等. 基于简化 SVPWM 的 Z 源三电平逆变器中点电位控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1835-1843.
Wang Weisheng, Chen Alian, Chai Jin, et al. The neutral-point balancing method for Z source neutral point clamped inverter based on simplified SVPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1835-1843.

- [7] 姜卫东, 赵德勇, 胡杨, 等. 基于载波实现的二极管钳位型三电平逆变器虚拟空间矢量脉宽调制方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(12): 153-160.
Jiang Weidong, Zhao Deyong, Hu Yang, et al. Carrier-based virtual space vector pulse width modulation for diode clamped three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(12): 153-160.
- [8] 刘勇超, 葛兴来, 蒲俊楷, 等. 四开关三相逆变器全调制度范围内两种等效 PWM 算法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(2): 206-215, 227.
Liu Yongchao, Ge Xinglai, Pu Junkai, et al. Two types of equivalent PWM algorithms in the full modulation region for four-switch three-phase inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2): 206-215, 227.
- [9] Celanovic N, Boroyevich D. A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 637-641.
- [10] Seo J H, Choi C H, Hyun D S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 545-550.
- [11] Gopinath A, Aneesh Mohamed A S, Baiju M R. Fractal based space vector PWM for multilevel inverters-a novel approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(4): 1230-1237.
- [12] Szczepankowski P, Nieznanski J. Virtual space vector pulse width modulation algorithm for three-level NPC converters based on the final element shape functions[C]/39th IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference, Beijing, China, 2013: 3824-3829.
- [13] 张传金, 侯洁, 唐轶, 等. 非正交三维坐标系下多电平空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 160-173.
Zhang Chuanjin, Hou Jie, Tang Yi, et al. Multi-level space vector modulation strategy in a non-orthogonal three-dimensional coordinate system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 160-173.
- [14] McGrath B, Holmes D, Lipo T. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1293-1301.
- [15] Brückner T, Holmes D G. Optimal pulse-width modulation for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 82-89.
- [16] Pou J, Pindado R, Boroyevich D, et al. Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 52(6): 1582-1588.
- [17] Chen Wei, Dai Wenkai, Wang Zhiqiang, et al. Optimal space vector pulse width modulation strategy of neutral point clamped three-level inverter for output current ripple reduction[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(12): 1638-1646.
- [18] Irfan Ahmed, Vijay B Borghate, Amarendra Matsa, et al. Simplified space vector modulation techniques for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8483-8499.
- [19] Sebaaly F, Vahedi H, Kanaan H, et al. Design and implementation of space vector modulation based sliding mode control for grid-connected 3LNPC inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7854-7863.
- [20] 何湘宁, 陈阿莲. 多电平变换器的理论和应用技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [21] 李永东, 肖曦, 高跃. 大容量多电平变换器: 原理·控制·应用[M]. 北京: 科学出版社, 2005.

作者简介

李伟伟 男, 1982 年生, 博士研究生, 研究方向为多电平变换器调制与控制。

E-mail: wolf_wei2003@163.com

张学广 男, 1981 年生, 副教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: zxghit@126.com (通信作者)

(编辑 陈 诚)