

双级矩阵变换器的非线性分析及其补偿策略

孙尧, 粟梅, 王辉, 桂卫华

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省长沙市 410083)

Nonlinearity Analysis and Compensation Strategies for Two-stage Matrix Converter

SUN Yao, SU Mei, WANG Hui, GUI Wei-hua

(School of Information Science & Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: The nonlinearity sources and features of two-stage matrix converter (TSMC) output voltage were analyzed. Due to the similarity of two-stage, traditional matrix converter and active-front-end converter in terms of structure and function, comparisons were carried out. It was found that the nonlinearity of TSMC had many special features, such as narrow pulse, device voltage drops and ripples of filter capacitor which was concerned with modulation strategy, operating mechanism and topologies. To meet the end of reliable operation and compensate the negative affects of nonlinearity, revised modulation strategy and nonlinearity compensation algorithms were proposed. The key to the improved modulation strategy was one time varying distribution factor which was introduced to overcome the constraints from real practice, and the minimum narrow pulse restriction could be met without special handling. As a result, the waveform quality of TSMC both in output and input was improved greatly, especially in the region where the modulation index is close to limitation. The experimental results verify the feasibility of the proposed method.

KEY WORDS: two-stage matrix converter (TSMC); nonlinearity compensation; carrier-based modulation; narrow pulse; total harmonic distortion

摘要: 分析双级矩阵变换器输出电压非线性根源与特征。鉴于它和双PWM变频器、传统矩阵变换器在结构和功能方面的相似性,对其非线性特征进行对比分析,发现双级矩阵变换器的非线性有其明显的独特性,如窄脉冲、器件电压降、滤波电容电压纹波等,这些问题与调制策略、工作机理、拓扑结构和运行状态等有关。为保证系统可靠运行,补偿非线性所带来的负面影响,提出一种修正调制算法,并给出基于变载波调制的非线性补偿策略,克服了已有算法在实现上的

固有缺陷,提高了系统波形质量。在高调制系数区域内,性能改善尤为明显,运行可靠性也相应提高。实验结果证明了所提方案的正确性及可行性。

关键词: 双级矩阵变换器;非线性补偿;载波调制;窄脉冲;总谐波畸变率

0 引言

矩阵变换器^[1-3]具有能量双向流通、正弦输入输出电流、输入功率因数可控、结构紧凑等优点,是当前研究热点之一。双级矩阵变换器(two-stage matrix converter, TSMC)^[2-3]是从传统矩阵变换器衍生出来的一种新型拓扑,二者调制思想基本一样,功能上也几乎等价,不同的是双级矩阵变换器在物理上存在矩阵式整流部分和普通逆变部分。除此之外,双级矩阵变换器还可根据特定的应用需求做适当裁剪,功率器件的数目可适当减少,同时它还可以实现零电流换流,因此,换流复杂度降低,开关损耗减少,可靠性得到了提高。

功率变换器优良的输入电流质量是绿色变频装置的必要条件,而高质量的输出电压波形则是高性能驱动的基本前提。矩阵变换器在理论上具备上述条件,但由于其在工程实现中不可避免地会受到各种物理限制(如器件性能约束、处理器及传感器性能约束等),因此其输入输出性能会受影响。目前,器件性能约束是提高矩阵变换器性能最主要的瓶颈之一。由于目前没有理想双向开关,多数双向开关由IGBT和二极管通过一定方式组合而成。安全换流是实现矩阵变换器性能的重要保障,四步换流作为主要换流方式,在其实现的过程中需要安插几段一定时长的死区,从而导致输出电压畸变。文献[4]分析了四步换流和两步换流中死区对输出线电压的影响,提出了补偿办法。文献[5]进一步考虑器件

基金项目: 国家自然科学基金项目(60674065, 60804014)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (60674065, 60804014).

压降的影响,提出了一种基于前馈、反馈相结合的补偿办法。双级矩阵变换器由于拓扑结构的独特性,具体工程约束对其输入输出特性的影响也有所不同,但因其是物理上的电压型逆变器,输出非线性与普通逆变器还是有一定相似之处。近20年来,研究人员在普通电压型逆变器非线性补偿方面取得了诸多成果:文献[6]提出的电流重构方法,一定程度上解决了电流过零点附近极性检测问题;文献[7-9]考虑了零电流钳位效应对输出电压的影响,提出了补偿措施;文献[10]根据非线性的周期性,提出了基于重复控制的补偿办法;文献[11]提出了基于扰动估计的补偿方法;文献[12]提出了基于支持矢量机对非线性离线建模,进行扰动前馈的补偿方法。另外,文献[7]还分析了器件寄生电容对输出电压的影响,文献[13]则考虑了器件动态、电缆和电机的相互影响。从方法论上讲,对非线性进行补偿主要有2种方式:一种是对非线性进行精确建模,然后对其前馈补偿,优点是补偿响应快,但要求工程师对系统非线性掌握较为完全;另一种是通过闭环反馈的方式,设计反馈算法,使系统自动抑制不确定性(非线性)。从调制方法上讲,补偿主要有基于载波调制和空间矢量调制2种方式^[14]。

和普通逆变器一样,双级矩阵变换器输出电压将同样受到死区、计算机有限字长、处理速度、器件开通、关断延时、器件寄生电容、吸收电路、零电流钳位及器件管压降等影响,同时,矩阵变换器的输入滤波电容纹波、滤波电感压降、复杂的管压降,也会对其输出性能产生影响。除此之外,由调制策略特殊性所导致的窄脉冲问题也是一道棘手的难题。通常,为了减少电压畸变率而采用双边对称调制,但由于矩阵变换器输入电流合成的需要,用于合成输出电压的两段中间直流电压在时间分配上呈非线性变化。在扇区切换附近,其中一段所分配的时间很小,若输出电压矢量也在扇区切换附近,窄脉冲问题将相当突出。由于电网频率和输出电压频率没有固有联系,上述严重的窄脉冲问题在输出电压空间中的分布无确定规律,这样就使得问题更加复杂。为了保证安全运行,常采取工程上的“四舍五入”进行近似,但输出性能严重下降。经过分析发现,这个问题是由已有算法的不合理性所造成的,但从本质上来说,矩阵变换器的特殊性有利于避免这一问题,本文将通过引入适当的分配因子,解决此问题。

本文首先分析双级矩阵变换器非线性问题的来源,比较它们的相对重要性;研究因调制策略而引起的窄脉冲问题,提出一种修正载波零序分量和自适应选择载波类型的办法,解决了窄脉冲引起的非线性问题,并提出由死区引起的非线性补偿方法。

1 非线性来源分析

1.1 采样、计算时滞

采样和计算时滞效应在数字控制系统中难以避免。在脉宽调制(pulse width modulation, PWM)逆变器中,常伴随一个采样周期的时滞,这在高性能系统应用中,会严重影响系统动态响应和输出电压质量。在双级矩阵变换器中,由于没有大的中间储能环节,逆变部分直接和整流部分耦合,整流部分的时滞效应使得输出电压质量进一步恶化。若在调制过程中,仅采用输入电压相位和有效值信息,那么采样、计算时滞的影响可以用数学表达式近似描述为

$$\mathbf{u}_o = \mathbf{u}_o^* e^{-\omega_o T_s} (1 - T_s \omega_o \tan \varphi) \quad (1)$$

式中: \mathbf{u}_o^* 为期望输出电压矢量; ω_i 、 ω_o 、 T_s 和 φ 分别为电网电压角频率、输出电压角频率、采样周期和输入端功率因数角。如果要求调制策略具有抑制电网不平衡的能力,三相电压的完全信息将被采用,此时,时滞影响的表达式会更复杂。

1.2 输入滤波器的电容电压纹波和电感压降

双级矩阵变换器的拓扑结构如图1所示,其中输入滤波器未详细画出,其输入端等效电路如图2所示。

$$\frac{u_C(s)}{i_{rec}(s)} = \frac{L_f s}{L_f C_f s^2 + 1} \approx \frac{1}{C_f s} \quad (2)$$

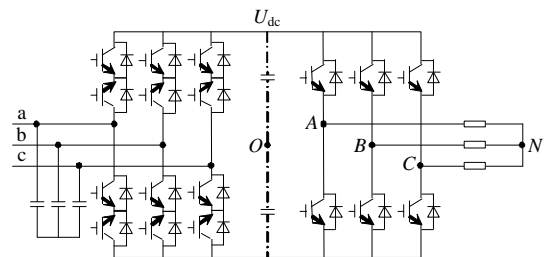


图1 双级矩阵变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of TSMC

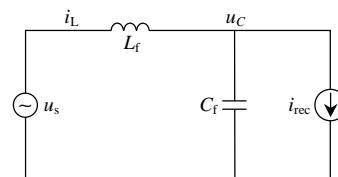


图2 输入端单相等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of input part of TSMC

$$\frac{u_{dc}(s)}{i_o(s)} = \frac{1}{C_{dc}s} \quad (3)$$

$$\Delta u_C = \frac{1}{C_f} \int (i_{rec} - i_{rec}^*) dt \quad (4)$$

由图 2 可知, TSMC 输入电流到滤波电容电压的传递函数如式(2)所示。分析电压纹波时, 主要考虑 i_{rec} 高频成分(开关频率)对电容电压的影响, 因 $L_f s \gg 1$, 故有如式(2)的近似表达。对于普通逆变器, 输出电流对直流电容电压的传递函数为式(3), 其中 C_{dc} 为普通逆变器直电解电容。电压纹波计算如式(4), 其中 i_{rec}^* 为参考电流矢量, i_{rec} 为实际合成电流矢量。分析可知, 电容电压纹波主要与电容参数及整流脉冲安排方式有关。显然, 矩阵变换器的滤波器纹波电压对输出电压的影响相对普通逆变器更为严重, 因为中间直电解电容值比滤波电容大很多。

1.3 输出电压畸变和输入电流畸变的相互影响

矩阵变换器的一个突出特点是整流和逆变直接耦合, 其优点是结构紧凑(无需中间储能环节), 但整流、逆变部分相互影响, 增加了系统的控制难度, 任何部分的扰动都可能影响到整个系统的性能, 甚至稳定性。

1.4 死区、开通关断延时、管压降及直流电压

电压型逆变器如图 3 所示。理论上任一桥臂上下开关状态要求互补, 但为了避免同一桥臂上下开关直通, 需要插入一段死区, 如图 4 所示, 在此期间, 输出电压状态失控, 完全由输出电流(或反电动势)决定。由于死区的存在, 开通、关断延时所引起的输出电压波形畸变如图 5 所示。不同的死区安插方法在微观上有所不同。图 5 中的死区安插方法, 在电流方向为正时, 使得电压畸变很小, 而电流方向为负时, 会引起两倍死区的电压损失, 同时脉冲也会有一定的局部不对称。

通常, 为了抑制过压而设置的吸收电路及器件本身的寄生电容(可等效为图 3 中并联在开关两端的电容), 也会影响调制输出电压, 并在电流过零点附近尤为明显。零电流钳位也是影响系统输出电压非线性的一个原因, 即在死区时间内, 电流减少至零, 输出电压由该相反电动势决定。另外, 器件管压降也是输出电压畸变的一个原因, 而且该问题在双级矩阵变换器中更加复杂。参考图 1, 逆变级的直流电压取自输入滤波电容, 在经过整流级时, 每一次都会经历几个功率开关管的压降, 至于其实际

大小, 一方面依赖于所选的拓扑结构, 另一方面则取决于直流电流方向, 该电流由逆变调制函数和三相负载电流共同决定。

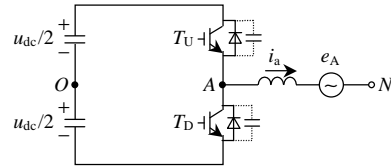


图 3 逆变端的单相桥臂
Fig. 3 One bridge of inverter

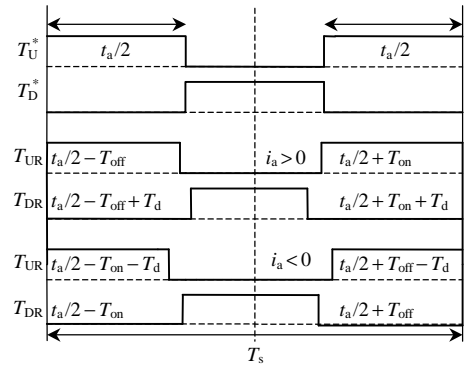


图 4 死区补偿示意图
Fig. 4 Diagram of dead-time compensation

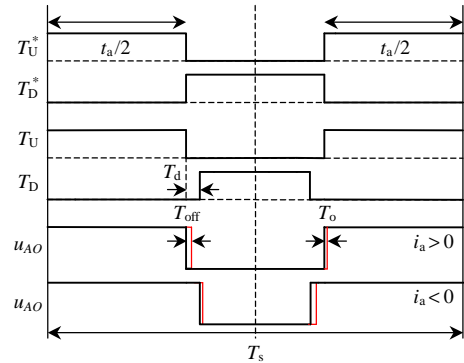


图 5 死区示意图
Fig. 5 Diagram of dead-time arrangement

1.5 最小窄脉冲限制

通常, 开关器件的开关频率会受到限制, 即存在一个最小开通时间, 称之为窄脉宽^[15]。在单相脉宽调制过程中, 通常要避免窄脉冲, 因为由器件非线性引起的畸变电压在窄脉冲情况下比重较大, 故谐波畸变率十分严重。死区补偿中, 窄脉冲也难以补偿, 因此在双级矩阵变换器的调制过程中, 必须有足够长的零矢量来保证整流端的零电流换流, 用以避免复杂的四步换流。脉宽调制一方面要避免窄脉冲, 另一方面要保证输出电压畸变最小。

双级矩阵变换器由于其特殊性, 窄脉冲问题尤为严重, 本文首先讨论此问题的来源。通常, 间接矩阵变换器整流级占空比^[16]有如下紧凑表达式:

$$d_\alpha = d_1 / (d_1 + d_2) \quad (5)$$

$$d_\beta = d_2 / (d_1 + d_2) \quad (6)$$

$$d_1 = \sin(k\pi/3 - \theta - \pi/6) \quad (7)$$

$$d_2 = \cos(\theta - k\pi/3) \quad (8)$$

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2 \quad (9)$$

式中： θ 为电流参考矢量的绝对相角； k 为 θ 所在的扇区号； d_1 、 d_2 和 d_0 为原始整流调制占空比^[1]； d_α 、 d_β 为归一化整流调制占空比(不显含零矢量)。

从图6可以看出 d_α 、 d_β 在半个工频周期中的变化规律，在扇区切换附近(图中黑框处)，其中某一线电压的作用时间必然极短。以图7为例，假定 d_β 很小，考虑到最小脉冲限制，若不采用饱和和限幅措施，调制将不可实现，而采用如限幅等近似方法，则必然引起波形畸变。但是，注意到通用零矢量(即对输入电流、输出电压空间矢量均无贡献的矢量)占空比的分布，如图6所示，可以发现，在扇区切换附近(黑框处)，通用零矢量占空较大，若将其适当利用，即可克服上述因窄脉冲限制而引起的非线性问题。

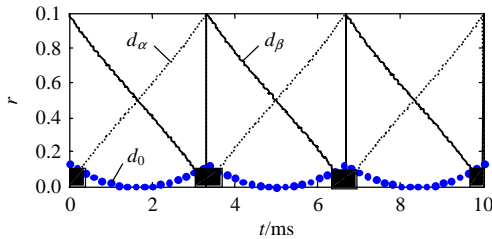


图6 d_α 、 d_β 、 d_0 在各扇区中的分布

Fig. 6 Distribution of duty ratio for rectifier

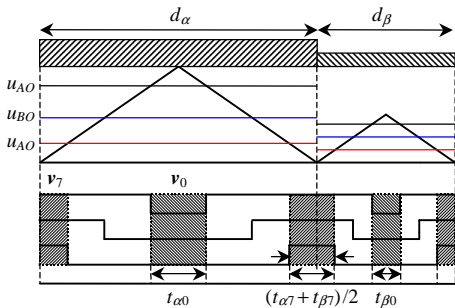


图7 原有双级矩阵变换器调制示意图

Fig. 7 Diagram of original modulation for TSMC

2 修正的载波调制策略

为解决整流调制扇区切换附近可能出现窄脉宽的问题，首先要探究问题的本质来源。由图7可知，窄脉宽等于零矢量分配的宽度。文献[2-3]所提出的调制策略中，通用零矢量以一种固定的隐含方式参与了分配，直观上是为了最大化直流电压利用率，但存在一定弊端。如果整流某段占空比太小，

实际调制几乎无法进行，不得已采用“四舍五入”的近似策略，又加重了输出电压畸变。本文先将广义零矢量显式的提取出来，然后根据需求进行重新分配。图8为新的调制示意图。

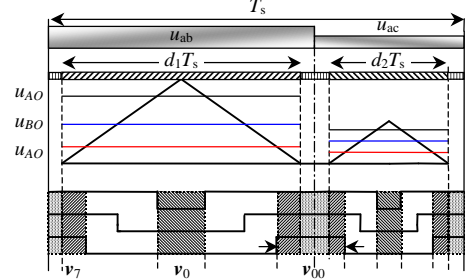


图8 新的调制示意图

Fig. 8 Diagram of the proposed modulation

整流级调制分两步完成：1) 按式(7)、(8)计算初始占空比 d_1 、 d_2 ；2) 修正初始占空比，此步骤需在广义零矢量分配确定之后完成。

逆变级调制要先计算平均直流电压。以第一扇区为例，有

$$u_{dc} = d_1 u_{AB} + d_2 u_{AC} \quad (10)$$

特殊情况下，当三相电网电压对称平衡时，平均直流电压为

$$u_{dc} = 1.5 U_m \quad (11)$$

参考文献[16]，定义调制信号 u_{io} ，根据电路理论，得

$$u_{io} = u_{iN} + u_{N0}, \quad i \in \{a, b, c\} \quad (12)$$

式中 u_{iN} 、 u_{N0} 分别为输出参考电压和零序电压，且 u_{iN} 、 u_{N0} 、 u_{io} 均为对应实际物理量与直流电压 u_{dc} 的比值(归一化处理)。通常取

$$u_{N0} = -\frac{[\max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) + \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN})]}{2} \quad (13)$$

这一选择方案，也正是标准空间矢量调制。

图8中前、后段载波周期中逆变级的各桥臂占空比(未包括广义零矢量)为

$$d_{1i} = (0.5 + m_{i1})d_1 \quad (14)$$

$$d_{2i} = (0.5 + m_{i2})d_2 \quad (15)$$

式中：

$$m_{i1} = u_{iN} + u_{N01} \quad (16)$$

$$m_{i2} = u_{iN} + u_{N02} \quad (17)$$

式中 u_{N01} 、 u_{N02} 分别为前、后段零序电压。

如图8所示，本文将通用零矢量对称地分配到整个调制周期当中，分配方式为：将 λd_0 的广义零矢量分配给前一个调制周期，而 $(1 - \lambda)d_0$ 分配给后一个，其中分配因子 λ 满足 $0 \leq \lambda \leq 1$ 。

由此，窄脉宽限制可表示为

$$\begin{cases} d_{17} + \lambda d_0 > t_{\min} \\ d_{27} + (1 - \lambda)d_0 > t_{\min} \\ d_{10} > t_{\min} \text{ 或 } d_{10} = 0 \\ d_{20} > t_{\min} \text{ 或 } d_{20} = 0 \end{cases} \quad (18)$$

以上不等式组有 3 个自由度, 即零序电压 u_{N01} 、 u_{N02} 和分配因子 λ 。

选择满足式(18)的零序电压和分配因子之后, 即可确定整流调制的最终占空比。

$$d_{1f} = d_1 + \lambda d_0 \quad (19)$$

$$d_{2f} = d_2 + (1 - \lambda)d_0 \quad (20)$$

根据式(14)、(15), 修正前、后段载波周期中逆变级的各桥臂占空比为

$$d_{1i} = (0.5 + m_{i1})d_1 + \lambda d_0 \quad (21)$$

$$d_{2i} = (0.5 + m_{i2})d_2 + (1 - \lambda)d_0 \quad (22)$$

经分析可知, 文献[2-3]所取的分配因子为

$$\lambda = d_\alpha \quad (23)$$

若采用这种分配因子, 没有能在所有时间轴上都满足不等式(18)的零序电压, 故该算法存在缺陷。图 9 为窄脉冲宽度(即零矢量大小)示意图, 其中 d_{10} 和 d_{20} 为窄脉冲宽度, 假设图中黑线代表脉宽限制, 则黑线之下的区域是不可接受的。

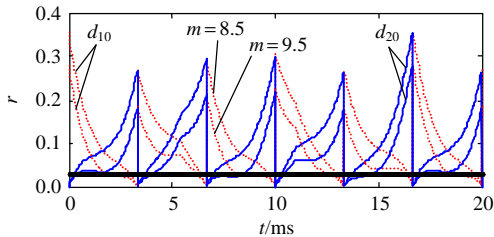


图 9 窄脉冲宽度

Fig. 9 Narrow pulse width

根据式(21), 若 $d_{10} = 0$ 且 $d_{20} = 0$, 对应 8 段双边对称调制; 若仅有 $d_{10} = 0$ 或 $d_{20} = 0$, 则对应 10 段双边对称调制; 若 $d_{10} \neq 0$ 且 $d_{20} \neq 0$, 则对应 12 段双边对称调制^[17]。

迄今为止, 大多数关于矩阵变换器调制策略的研究论文, 在本质上讨论的是零矢量的特定分配问题。零矢量决定了调制算法的性能, 如最小电流畸变率^[18], 减小共模电压等。本文的调制算法考虑了工程实际约束前提的优化算法, 而不仅仅是理论上的最优。

3 分配因子选取策略

3.1 低调制系数区域($m < 0.7$)

在调制系数较低的区域, 零序电压 u_{N01} 、 u_{N02} 的选择方式均按式(13)确定, 即零矢量 v_7 、 v_0 占空

比均为 0.5。这种方法既简单, 谐波畸变率也较低, 是一种次优调制方法。分配因子如下:

$$\lambda = d_\beta, \quad \theta \in \{[0, \pi/12] \cup [\pi/4, \pi/3]\}$$

$$\lambda = d_\alpha, \quad \theta \in \{[\pi/12, \pi/4]\}$$

3.2 高调制系数区域($m > 0.7$)

窄脉冲限制问题主要发生在高调制系数区域, 当选择分配因子 $\lambda = d_\beta$ 时, 先前所述的不可实现问题得到了解决, 同时还为系统调制增加了自由度。真正难以克服的问题转移到了 $\theta = \pi/6$ 附近区域, 这也是矩阵变换器电压传输比的真正瓶颈。

为了使 v_7 的比重增大从而满足式(18), 最直接的办法就是令 v_0 的占空比为零, 也即

$$\text{令 } u_{N01} = u_{N02} = 0.5 - \max\{u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}\}$$

如此处理有 3 方面的好处: 1) 在工程上扩大了线性调制区域; 2) 谐波畸变率更小; 3) 由于各相均有长达 1/3 的时间段无开关切换, 开关损耗降低。本文中 m 的取值, 是通过仿真实验确定。

4 非线性补偿

评估矩阵变换器输入输出性能的优劣, 可以分为 2 个层次: 一是“伏秒平衡”原则是否满足; 二是瞬时输出电压误差的均方根是否较小。第 1 项原则是脉宽调制的基本要求, 如死区、管压降等常常导致“伏秒失衡”; 第 2 项指标是衡量输出电压谐波畸变率的一种有效的闭环解析法。本文在保证“伏秒平衡”的同时, 尽量使第 2 项指标最小。

通常, 死区补偿方法主要有两类, 电压补偿法和基于脉冲的补偿方法。前者仅仅考虑了“伏秒平衡”原则; 后者则在考虑了“伏秒平衡”的同时, 对第 2 项指标也有所顾及, 也就是考虑了补偿后脉冲的局部对称性问题以及零矢量分配问题。根据文献[17-18]可知, 脉冲的对称性和零矢量的分配因子可提高输出电压质量。

间接矩阵变换器的直流电压由 2 个或 3 个线电压合成, 称为电流型整流。当然电流型整流需要横向换流, 同样需要安插必要的死区, 但由于双级矩阵变换器的整流级换流发生在逆变状态恰好为零矢量(即通用零矢量)的时候, 对输入输出均为“零”贡献, 因而该死区无需补偿。双级矩阵变换器的直流电压问题包括管压降和滤波电容纹波。管压降问题与普通逆变器不同的是, 整流级压降和直流电流方向有关, 当负载功率因数高于 0.866 时, 在整个调制周期中, 电流方向单一, 压降易于确定; 但在功率因数低于 0.866 时, 问题则变得比较复杂。由

于滤波电容纹波电压较大,且通常矩阵变换器的输入电压传感器安装在滤波器之前,故纹波电压无法确定。工程上为了简单起见,主要考虑死区引起的“伏秒失衡”问题。

补偿方式参考图4,具体实现方法如下:

参考上桥臂开通时间调整为

$$\begin{cases} t_{1n+} = 0.5[(t_n + t_{on} + t_{off} - T_d) + (t_{on} + T_d - t_{off})\text{sgn}i_n] \\ t_{2n+} = 0.5[(t_n - t_{off} - t_{on} - T_d) + (t_{on} + T_d - t_{off})\text{sgn}i_n] \end{cases} \quad (24)$$

参考下桥臂关闭时间调整为

$$\begin{cases} t_{1n-} = 0.5[(t_n - t_{off} - t_{on} + T_d) + (t_{on} + T_d - t_{off})\text{sgn}i_n] \\ t_{2n-} = 0.5[(t_n + t_{on} + t_{off} + T_d) + (t_{on} + T_d - t_{off})\text{sgn}i_n] \end{cases} \quad (25)$$

式中: $n \in \{a, b, c\}$; T_d 、 t_{on} 和 t_{off} 分别为死区时间、开关开通和关断延时; t_n 为理想情况开通时刻。

5 实验结果

为了验证所提方案的正确性,在一台 10kW 的双级矩阵变换器样机和一台 3.7kW 的感应电机上进行了相关实验。样机拓扑结构如图1所示,样机整流级的双向开关由共射级的2个IGBT串联而成,而逆变部分由一块IPM模块PM75CLB120构成。控制板由数字处理器TMS320F2812和可编程逻辑器件EPM1270T144C5构成。系统参数如下:开关频率为10kHz,死区设置为3 μ s,LC输入滤波器电感为0.2mH,电容为40 μ F。

实验内容主要有新、旧调制和补偿前、后4种调制策略的对比分析。实验1选择输出频率为5Hz,调制系数为0.3~1。本文所指的调制系数和通常的电压传输比不同,关系为 $Q=0.886m$,其中 Q 为电压传输比, m 为调制系数。实验2选择输出频率为30Hz,调制系数为0.5~1,修正策略的数字信号处理(digital signal process, DSP)程序流程图如图10所示。

实验1的结果如图11所示。其中,方法old为原方法^[2],old+为在原方法基础上采用了非线性补偿的调制策略,new指本文提出的方法,new+指具有非线性补偿的新方法。显然,本文提出的方法优于原方法,尤其在调制系数高于0.8以上的区域,具有非线性补偿的算法分别优于未补偿的情况;在调制系数较低时,效果不明显,主要原因是电流较小时,电流方向检测非常困难,且调制系数较低时,相对误差大。在调制系数接近1时,由于补偿的余地不大,采用了大量非线性操作,如限幅等,导致波形质量下降。图12为实验2的结果,其反映的

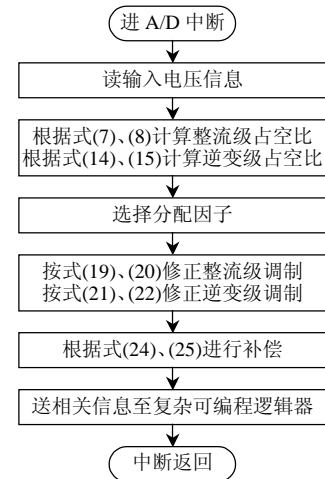


图10 修正策略的DSP程序流程

Fig. 10 Flow chart of revised strategy

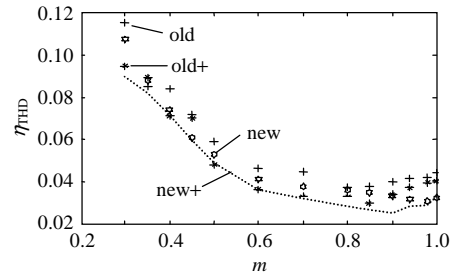


图11 输出电流总谐波畸变率

Fig. 11 Total harmonic distortion of output currents under the four conditions

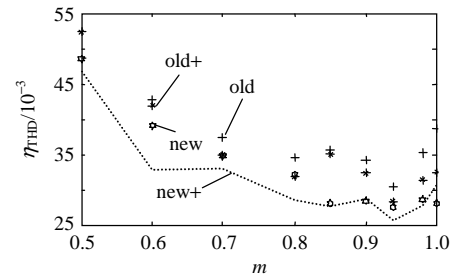


图12 输出电流总谐波畸变率

Fig. 12 Total harmonic distortion of output currents under the four strategies

趋势和图11基本一致,调制系数在1附近时,情况有些变化,新方法甚至优于带补偿的原方法,这说明谐波情况和输出频率也有关系。

图13(a)~(d)分别为输入线电压为170V,调制系数为0.98时,新方法补偿后、新方法未补偿、原方法补偿后和原方法未补偿策略下的输出电流,相应的谐波畸变率从图11可以看出。显然,补偿后电流有效值高于未补偿时的情况,根据傅里叶分析和叠加原理可以分析出原因,即死区导致实际输出电压有效值降低。从图13(b)、(c)的对比分析可知,原方法中大量的限幅操作,也是导致输出电压降低的原因。

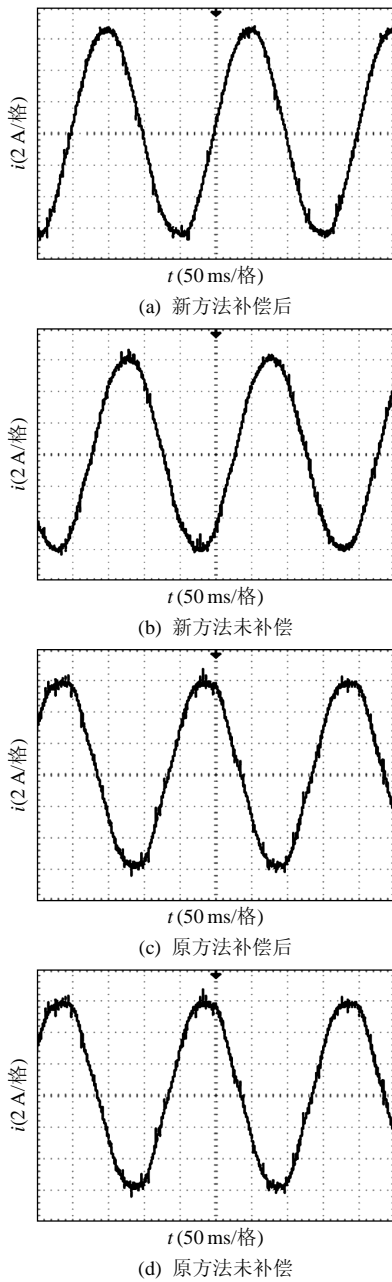


图 13 输出电流波形

Fig. 13 Output current waveforms

图 14(a)为新方法补偿后的输入电流波形,其中方波为相应输入相电压过零点标志。显然,矩阵变换器输入功率因数基本为 1。图 14(b)为矩阵变换器输出线电压(输出频率为 5 Hz)。图 15 为 4 种调制方式下输入电流的谐波分析。比较发现,新方法补偿后的输入电流谐波畸变率 $\eta_{\text{THD}}=7.9\%$,为最小;新方法未补偿时的输入电流谐波畸变率 $\eta_{\text{THD}}=10.6\%$,与新方法补偿后的情况相比,7、11 次谐波成分有所增加;原方法补偿后的输入电流谐波畸变率 $\eta_{\text{THD}}=14.2\%$;原方法未补偿前的输入电流谐波畸变率 $\eta_{\text{THD}}=18.4\%$ 。原方法下的测试结果比新方

法要糟糕得多,而且补偿策略的作用也不够明显。图 15 表明,由于矩阵变换器输入输出直接耦合,输入输出相互影响,所以要想提高系统综合性能,

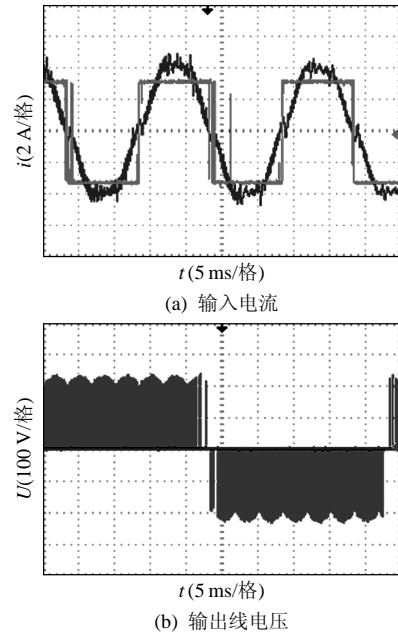


图 14 输入电流和输出电压

Fig. 14 Input current and line-to-line voltage waveforms

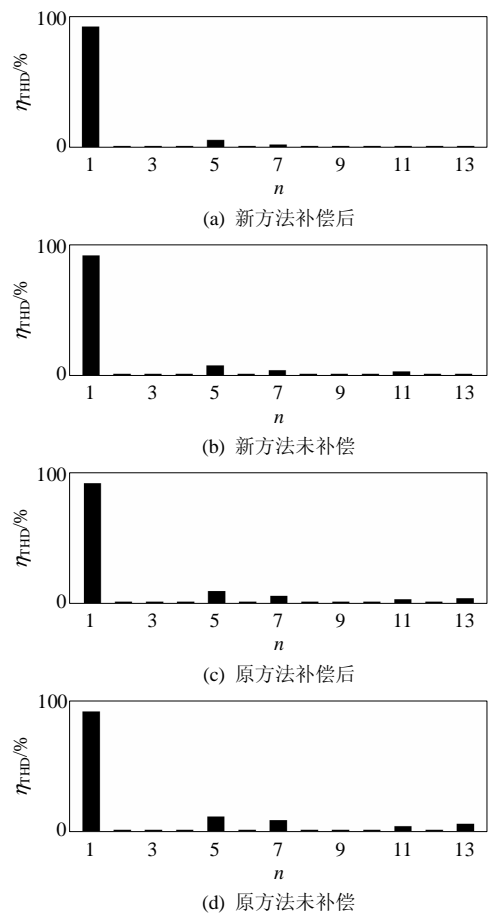


图 15 输入电流谐波分析

Fig. 15 Input current harmonics analysis

必须兼顾输入和输出。

6 结论

本文详细分析了双级矩阵变换器的非线性来源,研究了原有调制算法所存在的局限性。在考虑工程实现基本约束的前提下,提出一种修正的载波调制算法,通过合理地引入分配因子,克服了窄脉冲的限制,避免了因工程约束而使用限幅非线性操作所引起的不必要非线性问题,并采用脉冲修正的非线性补偿方式,提高了双级矩阵变换器的综合性能。

参考文献

- [1] Huber L I, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234-46.
- [2] Wei Lixiang, Matushita Y, Lipo T A. A compensation method for dual bridge matrix converters operating under distorted source voltages[C]. IECON'03, Roanoke, Virginia, 2003.
- [3] Kolar J W, Baumann M, Schafmeister F, et al. Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter[C]. 17th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, TX, USA, 2002.
- [4] 王勇, 吕征宇, 陈威, 等. 一种基于空间矢量调制的矩阵变换器死区补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 42-45.
Wang Yong, Lü Zhengyu, Chen Wei, et al. Dead-time compensation based on the improved space vector modulation strategy for matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 42-45(in Chinese).
- [5] Lee K B, Blaabjerg F. A nonlinearity compensation method for a matrix converter drive[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005, 3(1): 19-23.
- [6] Munoz A R, Lipo T A. On line dead time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(4): 683-689.
- [7] Guerrero J M, Leetmaa M, Briz F, et al. Inverter nonlinearity effects in high frequency signal injection based sensorless control methods [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 618-626.
- [8] Choi J W, Sul S K. A new compensation strategy reducing voltage/current distortion in PWM VSI systems operating with low output voltages[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1001-1008.
- [9] 王高林, 于泳, 杨荣峰, 等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 79-83.
Wang Gaolin, Yu Yong, Yang Rongfeng, et al. Dead-time compensation of space vector PWM inverter for induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 79-83(in Chinese).
- [10] Lazhar B B. On the compensation of dead time and zero current crossing for a PWM inverter controlled AC servo drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5): 1113-1117.
- [11] Kim H S, Moon H T, Youn M J. On line dead time compensation method using disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1336-1345.
- [12] Choi C H, Cho K R, Seok J K. Inverter nonlinearity compensation in the presence of current measurement errors and switching device parameter uncertainties[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 576-583.
- [13] Kerkman R J, Leggate D, Schlegel D W. Effects of parasitic on the control of voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 140-150.
- [14] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 101-105.
Wu Maogang, Zhao Rongxiang, Tang Xinzhou. Dead-time effects analysis and compensation of SPWM and SVPWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 101-105(in Chinese).
- [15] 薄保中, 刘卫国, 苏彦民. 三电平逆变器 PWM 控制窄脉冲补偿技术的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 60-64.
Bo Baozhong, Liu Weiguang, Su Yanmin. Study of compensating technique in PWM control for three-level inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 60-64(in Chinese).
- [16] 孙尧, 栗梅, 夏立勋, 等. 基于最优马尔可夫链的双级四脚矩阵变换器随机载波调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(6): 8-14.
Sun Yao, Su Mei, Xia Lixun, et al. Based on optimal Markov chain randomized carried modulation strategy for four-leg matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6): 8-14(in Chinese).
- [17] Helle L, Larsen K B, Jorgensen A H, et al. Valuation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(1): 158-171.
- [18] Casadei D, Serra G, Tani A, et al. Optimal use of zero vectors for minimizing the output current distortion in matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(2): 326-336.



孙尧

收稿日期: 2009-12-24。

作者简介:

孙尧(1981—), 男, 博士研究生, 研究方向为非线性控制在电力电子方面的应用, yaosuncsu@gmail.com;

栗梅(1967—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统自动化、电力电子与电力传动;

王辉(1984—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子建模与控制等;

桂卫华(1950—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为复杂工业过程建模与优化控制等。

(责任编辑 张玉荣)