

基于广义载波调制的双级四脚矩阵变换器及其调制方法

申请号：[200710034729.0](#)

申请日：2007-04-13

申请(专利权)人 [中南大学](#)

地址 410083湖南省长沙市麓山南路1号

发明(设计)人 [桂卫华](#) [栗梅](#) [危韧勇](#) [阳春华](#) [贺建军](#) [孙尧](#) [余岳](#) [覃恒思](#)
[宋冬然](#) [韩海萍](#)

主分类号 [H02M5/458\(2006.01\)I](#)

分类号 [H02M5/458\(2006.01\)I](#) [H02M1/12\(2006.01\)I](#)

公开(公告)号 101075786

公开(公告)日 2007-11-21

专利代理机构 [中南大学专利中心](#)

代理人 [胡燕瑜](#)



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101075786 B

(45) 授权公告日 2010.08.25

(21) 申请号 200710034729.0

(22) 申请日 2007.04.13

(73) 专利权人 中南大学

地址 410083 湖南省长沙市麓山南路1号

(72) 发明人 桂卫华 栗梅 危韧勇 阳春华

贺建军 孙尧 余岳 覃恒思

宋冬然 韩海萍

(74) 专利代理机构 中南大学专利中心 43200

代理人 胡燕瑜

(51) Int. Cl.

H02M 5/458 (2006.01)

H02M 1/12 (2006.01)

审查员 李航

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图 1 页

(54) 发明名称

基于广义载波调制的双级四脚矩阵变换器及其调制方法

(57) 摘要

一种基于载波调制的双级矩阵变换器,本发明在现有的双级矩阵变换器逆变级上增添一个桥臂,并将新增桥臂中点N与负载中性点连在一起生成新的拓扑—逆变级具有四脚的双级矩阵变换器。并将它命名为双级四脚矩阵变换器。针对该新型拓扑结构,本发明提出了基于载波的调制策略,使得它不仅具有传统单、双级矩阵变换器的所有优点,而且还可以抑制输出零序分量,适合三相四线制运行方式,可同时满足带对称和不对称负载要求,并且计算简单,易于数字实现。

1. 一种基于广义载波调制的双级四脚矩阵变换器,包括电源、输入滤波器、输出滤波器以及不平衡电流源型负载,双级矩阵变换器逆变级上增添一桥臂,并将新增桥臂中点 N 与所述负载中性点连在一起,其特征在于分为整流级和逆变级两级调制:

整流级采用电流空间矢量调制策略,六个扇区的占空比计算统一表示如下:

$$d_\gamma = \sin(k\pi/3 - \theta - \pi/6) \quad , \quad d_\sigma = \cos(\theta - k\pi/3) \quad , \quad d_{\gamma 1} = d_\gamma / (d_\gamma + d_\sigma) \quad ,$$

$$d_{\sigma 1} = d_\sigma / (d_\gamma + d_\sigma)$$

其中, k 值表示 θ 所在的扇区号,当 $k = 1$ 时,输入电压空间矢量在第一扇区,中间平均直流电压 $u_{dc} = u_{AB}d_{\gamma 1} + u_{AC}d_{\sigma 1}$,同理可求出 $k = 2 \sim 6$ 时中间平均直流电压的表达式;

逆变级调制采用基于载波的调制策略;载波调制的核心是载波和调制波的生成;载波的生成采用双级矩阵变换器的载波生成方法,而调制波或调制电压的生成采用一种新的方法,获取调制电压的表达式为:

$$u_{i_o} = u_{i_N} + u_{N_o}, \quad i \in \{a, b, c\},$$

其中, o 点电势是虚拟的直流电压中点电势, u_{i_N} 为输出参考电压, u_{i_o} 为输出 a、b、c 三相的调制电压, u_{N_o} 为零序电压,即第四脚的调制电压,受第四脚开关 s_{Np} 和 s_{Nn} 的控制;

调制电压等于输出参考电压与零序电压之和,通过求取输出参考电压和零序电压获得调制电压;输出参考电压的求取:先通过对系统进行数学建模,得到系统输出状态方程如下:

$$u_{aN} = (s_{ap} - s_{Np})u_{dc} = L \frac{di_a}{dt} + u_a + L_n \frac{di_n}{dt}$$

$$u_{bN} = (s_{bp} - s_{Np})u_{dc} = L \frac{di_b}{dt} + u_b + L_n \frac{di_n}{dt}$$

$$u_{cN} = (s_{cp} - s_{Np})u_{dc} = L \frac{di_c}{dt} + u_c + L_n \frac{di_n}{dt}$$

$$C \frac{du_a}{dt} = i_a - i_{1a}$$

$$C \frac{du_b}{dt} = i_b - i_{1b}$$

$$C \frac{du_c}{dt} = i_c - i_{1c}$$

其中, s_{ap} , s_{bp} , s_{cp} , s_{Np} 为双级四脚矩阵变换器逆变级四个上桥臂的开关函数,合上状态为 1,断开状态为 0, i_a , i_b , i_c 分别为三相输出电感 L 上的电流, i_n 为电感 L_n 上的电流, i_{1a} , i_{1b} , i_{1c} 为三相负载电流源上的电流, u_a , u_b , u_c 等于三相输出电容两端电压,即期望的输出电压;

再将系统输出电压电流变量先合成空间矢量,再将其分解成正序、负序、零序分量;然后通过稳态分析,引入控制目标函数,再通过坐标变换得到输出参考电压的正序、负序、零序如下:

$$u_{dc}\vec{s}_p = \vec{u}_p + jL_s\omega_o\vec{i}_p - L_sC\omega_o^2\vec{u}_p^* \quad (a)$$

$$u_{dc} \bar{s}_n = -jL_s \omega_o \vec{i}_{in}; \quad (b)$$

$$u_{dc} s_0 = (L_s + 3L_n) \frac{di_{io}}{dt}; \quad (c)$$

将上述式 (a), (b) 和 (c) 乘以从 DQO 坐标系到 abc 坐标系的变换阵即可得到三相输出参考电压 u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} ;

零序电压的选取: 零序电压的选取具有一定的自由度, 只需满足下面约束条件:

$$-0.5u_{dc} \leq u_{No} \leq 0.5u_{dc} - \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \text{ 当 } \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) > 0$$

$$-0.5u_{dc} - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \leq u_{No} \leq 0.5u_{dc} \text{ 当 } \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) < 0$$

$$-0.5u_{dc} - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \leq u_{No} \leq 0.5u_{dc} - \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \text{ 当其他情况}$$

在满足以上约束条件下, 根据不同的性能要求选取不同零序电压; 基于开关损耗选择零序电压 $u_{No} = 0.5u_{dc}$;

利用归一化方法, 将载波和调制电压的幅值除以中间平均直流电压 u_{dc} , 使得载波幅值始终为 1, 而调制电压归一化为 $\bar{u}_{io} = \frac{2u_{io}^*}{u_{dc}}$, 这样使得载波调制的实现变得更为容易。

基于广义载波调制的双级四脚矩阵变换器及其调制方法

[0001] [技术领域] 本发明涉及一种电力变换器及其调制方法。

[0002] [背景技术] 矩阵变换器是近十年来电力电子领域里的研究热点,它具有很多优良特性,能量可以双向流通、输入输出电流正弦、输入功率因数可控,且无需大容量的储能元件、结构紧凑、体积小。特别是最近几年在单级矩阵变换器基础上发展起来的双级矩阵变换器,它不仅具备了单级矩阵变换器的优良特性,而且克服了单级矩阵变换器存在的钳位电路庞大,换流控制复杂等不足,成为目前最有发展潜力的一种电力变换器。但是目前矩阵变换器只有工作在三相对称电源和负载的情况下才具备以上优良特性。而在负载不平衡条件下,传统的矩阵变换器只能提供正、负分量,当输出存在零序扰动时,矩阵变换器无法提供平衡的输出电压。

[0003] [发明内容] 矩阵变换器一般包括电源,输入滤波器,输出滤波器以及不平衡电流源型负载。为了抑制输出零序分量,本发明在现有的双级矩阵变换器逆变级上增添一个桥臂,并将新增桥臂中点 N 与负载中性点连在一起,就构成本发明提出的一种新型矩阵变换器拓扑结构-双级四脚矩阵变换器。

[0004] 双级四脚矩阵变换器的调制策略和传统的双级矩阵变换器调制策略类似,分整流级和逆变级两级调制。

[0005] 整流级调制的目的是产生三相平衡正弦的输入电流,同时保证输入功率因数可控,取输入电压输入电流同相位时,则 $\theta = \theta_A$,整流级采用电流空间矢量调制策略,六个扇区的占空比计算可以统一表示如下:

$$[0006] \quad d_v = \sin(k\pi/3 - \theta - \pi/3), d_o = \cos(\theta - k\pi/3), d_{r1} = (d_v/(d_r+d_o)), d_{r1} = d_o/(d_r+d_o)$$

[0007] 其中, k 值表示 θ 所在的扇区号。

[0008] 当 $k = 1$ 时,输入电压空间矢量在第一扇区,中间平均直流电压可表示为 $u_{dc} = u_{AB}d_{v1} + u_{AC}d_{o1}$,同理可求出 $k = 2 \sim 6$ 时中间平均直流电压的表达式,归纳整理后中间平均直流电压六个扇区的统一表达式为:

$$[0009] \quad u_{dc} = \frac{1.5u_m}{\cos((k-1)\frac{\pi}{3} - \theta)}$$

[0010] 本发明提出双级四脚矩阵变换器逆变级采用基于载波的调制策略。载波调制的核心是调制波的生成,三相三线载波调制的一个自由度体现在偏置信号,调制信号 u_i 由对称基频信号 u_m 和偏置信号 z 共同合成,有数学表达式 $u_i = u_m + z$,通过适当选取偏置信号,可以得到各种性能不同的调制输出,如最小输出电压谐波畸变率,最小开关损耗等。而三相四线载波调制的一个自由度体现在零序信号 u_{No} ,调制电压的表达式为:

$$[0011] \quad u_{i_o} = u_{iN} + u_{No}, i \in \{a, b, c\},$$

[0012] 其中, o 点电势是虚拟的直流电压中点电势, u_{iN} 为输出参考电压, u_{i_o} 为输出 a、b、c 三相的调制电压, u_{No} 为零序信号,即第四脚的调制电压,受第四脚开关 s_{Np} 和 s_{Nn} 的控制。

[0013] 对该新型拓扑结构进行载波调制,不仅能够实现单级矩阵变换器和双级矩阵变换

器具具备的所有优点,而且还可以抑制输出零序分量。

[0014] [附图说明]

[0015] 图 1 为双级四脚矩阵变换器拓扑结构示意图;

[0016] 图 2 为双级四脚矩阵变换器整流级 SVPWM 调制原理图;

[0017] 图 3 为双级四脚矩阵变换器逆变级广义载波调制原理图;

[0018] 图 4 为双级四脚矩阵变换器逆变级调制波归一化后的载波调制原理图。

[0019] 下面结合附图对本发明作进一步的详细说明。

[0020] [具体实施方式]

[0021] 1. 双级四脚矩阵变换器的数学描述

[0022] 双级四脚矩阵变换器系统的拓扑结构如图 1 所示,系统包括电源,输入滤波器,输出滤波器以及不平衡电流源型负载,本发明增加的桥臂在图 1 中由粗实线连接的开关 s_{Np} 和 s_{Nn} 组成。为了洞察系统的动、稳态行为特性,有必要对其建模,对于这样一个复杂开关系统,应用开关函数法建立其大信号模型。在建模之前,首先定义开关函数:

[0023]

$$s_i = \begin{cases} 1, & \text{开关导通} \\ 0, & \text{开关断开} \end{cases} \quad i \in \{Ap, An, Bp, Bn, Cp, Cn, Np, Nn, ap, an, bp, bn, cp, cn\} \quad (1)$$

[0024] 定义空间矢量: $\vec{X} = \lambda(x_a + x_b\alpha + x_c\alpha^2)$, $\alpha = e^{\frac{2\pi}{3}j}$ (2)

[0025] 为了便于分析与理解,在双级四脚矩阵变换器拓扑结构中间构造虚拟直流环节,如图 1 中虚线所示,虚拟直流环节由两个等值电容串联而成,设中间点 o 电位为 0。这样,虚拟直流环节左边的拓扑结构可当成双级四脚矩阵变换器的整流级来处理,右边的拓扑结构作为逆变级来处理。为简洁起见,仅对 A 相建模说明,B、C 相有类似结果。

[0026] 从图 1 可知,整流级有如下电路方程:

$$L_s \frac{di_{sA}}{dt} = u_{sA} - u_{cA} - R_s i_s \quad (3)$$

$$C_s \frac{du_{cA}}{dt} = i_{sA} - i_{dc}(s_{Ap} - s_{An}) \quad (4)$$

$$u_{dc} = u_{ca}(s_{Ap} - s_{An}) + u_{cb}(s_{Bp} - s_{Bn}) + u_{cc}(s_{Cp} - s_{Cn}) \quad (5)$$

[0030] 其中: i_{sA} 为 A 相电压源输出电流, u_{cA} 为输入滤波器电容两端电压, u_{dc} 为中间直流电压一个 PWM 周期的平均值。

[0031] 逆变级有如下电路方程:

$$u_{ao} = (s_{ap} - s_{Np})u_{dc} = L \frac{di_a}{dt} + u_a + L_n \frac{di_n}{dt} \quad (6)$$

$$C \frac{du_a}{dt} = i_a - i_{la} \quad (7)$$

$$i_{dc} = (s_{ap} - s_{Np})i_a + (s_{bp} - s_{Np})i_b + (s_{cp} - s_{Np})i_c \quad (8)$$

[0035] 其中: i_a 为电感 L 上的电流, i_n 为电感 L_n 上的电流, i_{la} 为负载电流源上的电流, i_{dc} 为中间直流环节中的电流一个 PWM 周期的平均值, u_a 等于电容两端电压,即希望输出电压。

[0036] 考虑到输入电压输入电源不能短路,输出负载不能开路等前提,对开关做如下约束:

$$s_{Ap} + s_{Bp} + s_{Cp} = s_{An} + s_{Bn} + s_{Cn} = 1 \quad (9)$$

[0038]
$$s_{ap}+s_{an} = s_{bp}+s_{bn} = s_{cp}+s_{cn} = s_{np}+s_{nn} = 1 \quad (10)$$

[0039] 从以上模型可以看出,多数部分看似与交直交相同,如式(3)、(4)就和传统电流型整流器类似,区别在于矩阵变换器的直流电流的动态直接与逆变开关状态以及负载电流耦合,如式(8)。而传统电流型整流器中直流电流动态由电感主导,虽然也与负载相关,但一般情况下由于该电感系数较大,在一个采样周期里近似与负载解耦。如式(6)、(7)和传统三相四脚电压型逆变器类似,区别在于矩阵变换器的直流电压直接与整流开关状态以及输入滤波器电容上电压耦合,如式(5)。而传统电压型逆变器直流电压取自解耦电容。所以矩阵变换器是一个强耦合的系统复杂系统,对于这样一个耦合系统,稳态去耦的办法就在于开关同步,不能像传统交直交变换器一样,整流、逆变可以独立控制。

[0040] 2. 基于载波的双级四脚矩阵变换器调制策略

[0041] 如图1所示,在传统的双级矩阵变换器逆变级上增添一桥臂即形成了双级四脚矩阵变换器。双级四脚矩阵变换器的调制策略和传统的双级矩阵变换器调制策略类似,分整流级和逆变级两级调制。

[0042] 2.1 整流级调制

[0043] 设三相输入相电压为:

[0044]
$$\begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_m \cos(\omega_i t) \\ u_m \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ u_m \cos(\omega_i t - 4\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_m \cos \theta_A \\ u_m \cos \theta_B \\ u_m \cos \theta_C \end{bmatrix}$$

[0045] 其中: ω_i 为输出角频率, u_m 为输入相电压幅值,则输入电压空间矢量可表示为:

[0046]
$$\vec{u}_i = u_{sA} + u_{sB}\alpha + u_{sC}\alpha^2 = u_m e^{j\theta_A}, \quad \alpha = e^{\frac{2\pi}{3}j}$$

[0047] 整流级调制的目的是产生三相平衡正弦的输入电流,同时保证输入功率因数可控,本文取输入电压输入电流同相位,则输入电流空间矢量角度 $\theta = \theta_A$,如图2所示。整流级采用电流空间矢量调制策略,六个扇区的占空比计算可以统一表示如下:

[0048]
$$d_y = \sin(k\pi/3 - \theta - \pi/6), d_o = \cos(\theta - k\pi/3), d_{r1} = d_y/(d_r+d_o), d_{r1} = d_o/(d_r+d_o) \quad (12)$$

[0049] 其中,k值表示 θ 所在的扇区号。

[0050] 当 $k = 1$ 时,输入电压空间矢量在第一扇区,中间平均直流电压可表示为 $u_{dc} = u_{AB}d_{y1} + u_{AC}d_{o1}$,同理可求出 $k = 2 \sim 6$ 时中间平均直流电压的表达式,归纳整理后中间平均直流电压六个扇区的统一表达式为:

[0051]
$$u_{dc} = \frac{1.5u_m}{\cos((k-1)\frac{\pi}{3} - \theta)} \quad (13)$$

[0052] 从式(13)可以看出,双级四脚矩阵变换器的直流电压由两个线电压合成,图3表示输入电压矢量在第一扇区的情况,直流电压由线电压 u_{ab} , u_{ac} 合成。考虑到输入电流矢量的合成目标,线电压 u_{ab} , u_{ac} 持续的时间分别为 $d_{y1}T_s$, $d_{o1}T_s$,其合成平均电压如图3中粗实线 u_{dc} 。

[0053] 2.2 逆变级调制

[0054] 本发明提出双级四脚矩阵变换器逆变级采用基于载波的调制策略。载波调制的原理是：将希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形。载波调制的核心是载波和调制波的生成。

[0055] 双级四脚矩阵变换器逆变级载波的生成原理和双级矩阵变换器的相同。为简洁起见，在这里只讲述调制波的生成，即调制电压（调制信号）的生成。双级矩阵变换器逆变级为三相三线式连接，它的载波调制的自由度体现在偏置信号，调制信号 u_i 由对称基频信号 u_m 和偏置信号 z 共同合成，有数学表达式 $u_i = u_m + z$ ，通过适当选取偏置信号，可以得到各种性能不同的调制输出，如最小输出电压谐波畸变率，最小开关损耗等。而双级四脚矩阵变换器为三相四线式连接，它的载波调制的自由度体现在零序信号 u_{No} 。从图 1 可以得出调制电压的表达式：

$$[0056] \quad u_{i_o} = u_{iN} + u_{No}, \quad i \in \{a, b, c\}, \quad (14)$$

[0057] 其中， o 点电势是虚拟的直流电压中点电势（图中虚线部分）， u_{i_o} 为输出 a、b、c 三相的调制电压， u_{iN} 为输出参考电压， u_{No} 为零序信号，即第四脚的调制电压，受第四脚开关 s_{Np} 和 s_{Nn} 的控制。

[0058] 从式 (14) 可知，通过获取 a、b、c 三相的输出参考电压和零序电压，相加即可得到三相的调制电压，而零序电压也即为第四脚的调制电压。期望电压的获取通过对系统负载的分析得到，零序电压可以根据不同性能需要和约束来选取，下面对它们进行详细阐述：

[0059] 2.2.1 输出参考电压 u_{iN} 的获取

[0060] 考虑四脚矩阵变换器带不对称负载的情况（对称负载为不对称负载的一种特例）。当负载不平衡时，为了便于分析，根据对称分量分析法，将系统输出变量分解成正序分量，负序分量，和零序分量。参照图 1，显然，控制目标是保证在负载不平衡下滤波电容上的电压仅仅存在期望的正序分量。这里假设系统输出变量仅存在一次正、负序和零序分量，即：

$$[0061] \quad \bar{x} = \bar{x}_p e^{j\omega t} + \bar{x}_n e^{-j\omega t} + kx_0 \quad (15)$$

[0062] 其中 \bar{x} 表示三维空间向量， \bar{x}_p ， \bar{x}_n 分别表示 DQ 平面上的正负序矢量， k 代表零轴分量。参照式 (6)，(7) 列写三相的输出变量（包含输出电压和输出电流）方程如下：

[0063]

$$u_{aN} = (s_{ap} - s_{Np})u_{dc} = L \frac{di_a}{dt} + u_a + L_n \frac{di_n}{dt} \quad (16)$$

[0064]

$$u_{bN} = (s_{bp} - s_{Np})u_{dc} = L \frac{di_b}{dt} + u_b + L_n \frac{di_n}{dt} \quad (17)$$

[0065]

$$u_{cN} = (s_{cp} - s_{Np})u_{dc} = L \frac{di_c}{dt} + u_c + L_n \frac{di_n}{dt} \quad (18)$$

[0066]

$$C \frac{du_a}{dt} = i_a - i_{la} \quad (19)$$

[0067]

$$C \frac{du_b}{dt} = i_b - i_{lb} \quad (20)$$

$$[0068] \quad C \frac{du_c}{dt} = i_c - i_{lc} \quad (21)$$

[0069] 将式 (16)、(17)、(18) 和式 (19)、(20)、(21) 分别按照式 (2) 合并即得到两相坐标系中的空间矢量描述：

[0070]

$$\vec{u}_{iN} = \vec{s}u_{dc} = L \frac{d\vec{i}}{dt} + \vec{u} + 3L_n \frac{di_n}{dt} \quad (22)$$

[0071]

$$C \frac{d\vec{u}}{dt} = \vec{i} - \vec{i}_l \quad (23)$$

[0072] 将式 (22)、(23) 按照式 (15) 进行分解, 得到：

[0073] 正序状态方程：

$$[0074] \quad \vec{s}_p u_{dc} = L \frac{d\vec{i}_p}{dt} + jL\omega_o \vec{i}_p + \vec{u}_p \quad (24)$$

$$[0075] \quad C \frac{du_p}{dt} + jC\omega_o u_p = i_p - i_{lp} \quad (25)$$

[0076] 负序状态方程：

$$[0077] \quad \vec{s}_n u_{dc} = L \frac{d\vec{i}_n}{dt} - jL\omega_o \vec{i}_n + \vec{u}_n \quad (26)$$

[0078]

$$C \frac{d\vec{u}_n}{dt} - jC\omega_o \vec{u}_n = \vec{i}_n - \vec{i}_{ln} \quad (27)$$

[0079] 零序状态方程：

[0080]

$$s_0 u_{dc} = L \frac{di_0}{dt} + u_0 + 3L_n \frac{di_0}{dt} \quad (28)$$

$$[0081] \quad C \frac{du_0}{dt} = i_0 - i_{i0} \quad (29)$$

[0082] 对系统进行稳态分析,假设系统负载 $\vec{i}_{lp}, \vec{i}_{ln}, i_{i0}$ 已知,控制的目标是 $\vec{u}_p = \vec{u}_p^*$; $\vec{u}_n = 0$;

$u_0 = 0$;则由式(24)-(29)得到:

$$[0083] \quad i_0 = i_{i0}; \quad (30)$$

[0084]

$$\vec{i}_p = \vec{i}_{lp} + jC\omega_o \vec{u}_p^*; \quad (31)$$

[0085]

$$\vec{i}_n = \vec{i}_{ln}; \quad (32)$$

[0086]

$$u_{dc} \vec{s}_p = \vec{u}_p + jL \omega_o \vec{i}_p; \quad (33)$$

[0087]

$$u_{dc} \vec{s}_n = -jL \omega_o \vec{i}_n; \quad (34)$$

[0088]

$$u_{dc} s_0 = (L + 3L_n) \frac{di_0}{dt}; \quad (35)$$

[0089] 将式(30)-(32)代入式(33)-(35),即求得输出参考电压空间矢量 \vec{u}_N 的正序、负序和零序分量:

[0090]

$$u_{dc} \vec{s}_p = \vec{u}_p + jL \omega_o \vec{i}_{lp} - L C \omega_o^2 \vec{u}_p^*; \quad (36)$$

$$[0091] \quad u_{dc} \vec{s}_n = -jL \omega_o \vec{i}_{ln}; \quad (37)$$

$$[0092] \quad u_{dc} s_0 = (L + 3L_n) \frac{di_{i0}}{dt}; \quad (38)$$

[0093] 将上述三式乘以从DQ0坐标系到abc坐标系的变换阵即可得到三相输出参考电压 u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} 。

[0094] 2.2.2 零序电压的选取

[0095] 从图1可知, u_{iN}, u_{i0}, u_{N0} 应分别满足下面不等式:

$$[0096] \quad -u_{dc} \leq u_{iN} \leq u_{dc} \quad (39)$$

$$[0097] \quad -0.5u_{dc} \leq u_{i0} \leq 0.5u_{dc} \quad (40)$$

$$[0098] \quad -0.5u_{dc} \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} \quad (41)$$

[0099] 从式(39)-(41)可以解出零序电压 u_{N0} 的取值范围:

$$[0100] \quad -0.5u_{dc} \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} - \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \quad \text{当} \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) > 0 \quad (42)$$

$$[0101] \quad -0.5u_{dc} - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} \quad \text{当} \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) < 0 \quad (43)$$

$$[0102] \quad -0.5u_{dc} - \min(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \leq u_{N0} \leq 0.5u_{dc} - \max(u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) \quad \text{当其他情况} \quad (44)$$

[0103] 根据已求取的输出参考电压 u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} , 任选满足以上不等式的零序电压 u_{N0} , 可得到双级四脚矩阵变换器另外三脚的输出的调制电压 u_{ao}, u_{bo}, u_{co} 。

[0104] 根据不同性能要求, 零序电压选取有不同选取方法。本发明基于较小开关损耗进行选取。一般情况下零序电压 u_{N0} 取值范围较大, 最直观的办法就是取边界极值。取极值的一个显然的好处是在每个开关周期里至少有一个桥臂的开关无需动作, 如一种满足条件的选择 $u_{N0} = 0.5u_{dc}$, 那么 n 相上桥臂开关一个周期常开。

[0105] 2.2.3 调制波和载波的归一化

[0106] 对于本发明——双级四脚矩阵变换器, 在一个采样周期里的直流电压由两个线电压合成。为使整流级和逆变级开关同步, 达到稳态去耦的效果, 逆变级的载波调制在一个采样周期里需要考虑两个直流电压。

[0107] 考虑输入电压矢量在第一扇区的情况, 直流电压由线电压 u_{ab}, u_{ac} 合成, 根据输入电流矢量的合成, 线电压 u_{ab}, u_{ac} 持续的时间分别为 $d_{Y1}T_s, d_{O1}T_s$ 。如果直接进行载波调制, 如图 3 所示, 在一个采样周期里, 需要两种不同高度的载波, 在 N 个采样周期里, 则需要生成 $2N$ 个不同高度的载波; 相应的, 调制波的情况也如此。显然可知, 直接对获取的载波和调制波进行载波调制是比较复杂的。

[0108] 归一化方法用于将数据映射到 0-1 范围之内进行处理, 一方面它使得数据处理更加快捷方便, 另一方面它使有量纲数据变成无量纲数据, 成为纯量。

[0109] 从 2.2.1 节、2.2.2 节可知, 调制电压和直流电压是成正比的, 这样可以采用归一化处理, 使逆变级的载波调制变得容易。假设存在一个真实的直流平均电压 u_{dc} , 期望调制

输出为 u_{io}^* , 则归一化调制信号为 $\bar{u}_{io} = \frac{2u_{io}^*}{u_{dc}}$, 而事实一个采样周期里要调制出期望的输

出电压需要在直流 u_{ab}, u_{ac} (输入电压矢量在第一扇区时) 下协调完成, 综合考虑 d_{Y1}, d_{O1} 的约束和伏秒平衡原则, 则要求满足前后两段归一化调制信号均为 $\frac{2u_{io}^*}{u_{dc}}$ 。经过归一化处理

后的载波调制原理如图 4 所示。在一个采样周期里: 两种载波归一化后都为单位高度 1, 斜率由两个直流电压持续时间长短决定, 也即为前后两段载波的周期决定; 调制信号的幅值也保持不变。在不同采样周期里, 载波的幅值都保持单位高度不变, 变化的是它的斜率, 调制信号的大小是变化的, 等于 $\frac{2u_{io}^*}{u_{dc}}$ 。

[0110] 基于载波的双级四脚矩阵变换器调制算法可以归纳为表 1, 首先按式 (36) ~ (38) 求出输出参考电压的正序、负序和零序分量, 再经过坐标变换可得三相输出参考电压 u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} , 然后选取满足性能要求和约束条件的零序电压, 相加之后得到调制电压; 然后按照表 1, 根据输入电压的不同扇区选取归一化后的调制信号, 确定一个采样周期里前后两段载波的周期; 最后构造所选取的调制信号和载波即可。

[0111] 表 1 基于载波的双级四脚矩阵变换器调制算法

[0112]

	前段直 流电压	后段直 流电压	归一化调制信号	前段载波周 期	后段载波周 期
扇区 I	u_{ab}	u_{ac}	$\frac{4u_{io}}{3} \cos \theta$	$-\frac{u_b}{u_a}$	$-\frac{u_c}{u_a}$

[0113]

扇区 II	u_{ac}	u_{bc}	$\frac{4u_{io}}{3} \cos(\frac{\pi}{3} - \theta)$	$-\frac{u_a}{u_c}$	$-\frac{u_b}{u_c}$
扇区 III	u_{bc}	u_{ba}	$\frac{4u_{io}}{3} \cos(\frac{2\pi}{3} - \theta)$	$-\frac{u_c}{u_b}$	$-\frac{u_a}{u_b}$
扇区 IV	u_{ba}	u_{ca}	$\frac{4u_{io}}{3} \cos(\pi - \theta)$	$-\frac{u_b}{u_a}$	$-\frac{u_c}{u_a}$
扇区 V	u_{ca}	u_{cb}	$\frac{4u_{io}}{3} \cos(\frac{4\pi}{3} - \theta)$	$-\frac{u_a}{u_c}$	$-\frac{u_b}{u_c}$
扇区 VI	u_{cb}	u_{ab}	$\frac{4u_{io}}{3} \cos(\frac{5\pi}{3} - \theta)$	$-\frac{u_c}{u_b}$	$-\frac{u_a}{u_b}$

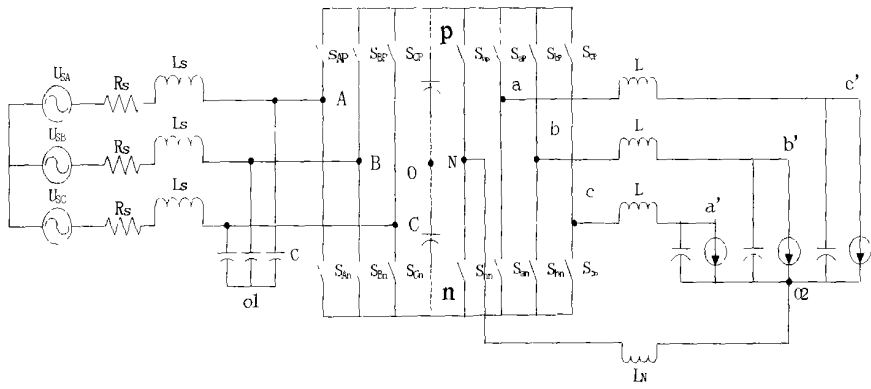


图 1

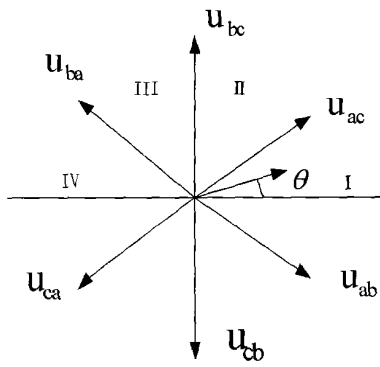


图 2

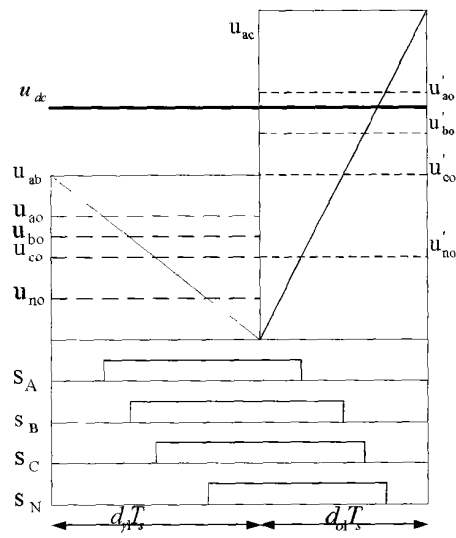


图 3

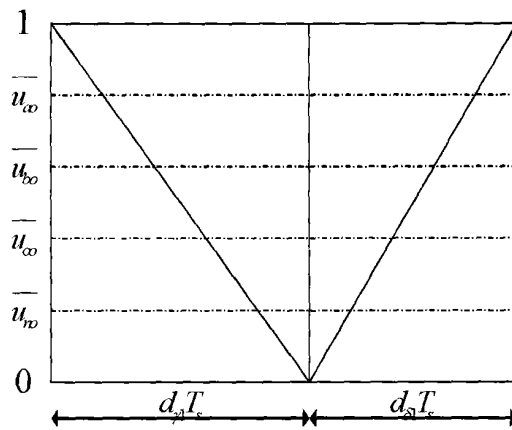


图 4