

单相三电平H桥两模块级联变换器的一维均压SVPWM算法

柳明, 陈亚军, 林宏健, 魏斌, 舒泽亮

(西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘要:针对两模块级联多电平变换器,提出一种利用冗余矢量实现均压的一维空间矢量脉宽调制算法。该算法根据当前作用矢量计算得到下一时刻的作用矢量,矢量的变化是在相邻矢量间进行选择,保证了端口电平不会发生越级跳变的现象,并同时保留所有冗余矢量,最终输出均压能力最强的矢量。给出了均压算法的实现过程,并分析了该算法无越级跳变的矢量变化路径。通过MATLAB/Simulink仿真和小容量实验对算法进行了验证,结果证明了该算法的正确性和可行性,系统静态性能良好。

关键词:单相三电平H桥级联变换器;多电平;均压;SVPWM;冗余矢量

中图分类号:TM 46

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.03.015

0 引言

随着电力电子技术的迅速发展,高压大功率变换器的应用越来越广泛,多电平技术能大范围提高变换器的工作电压等级和容量^[1]。其中H桥级联多电平变换器是一种常见的多电平变换器结构,和其他多电平结构相比,具有很多优点:易于实现模块化、易于扩展;容易实现多电平输出,显著减少系统注入谐波,提高变换器的功率等级等^[2-3]。因此H桥级联多电平变换器在光伏发电、风力发电中的功率转换系统^[4]、微电网系统中的固态变压器^[5]、牵引系统中的中频隔离变压器^[6]等领域中具有良好的应用前景。

单相级联多电平变换器可采用载波相移脉冲宽度调制(PS-PWM)^[7-9]及空间矢量脉冲宽度调制(SVPWM)^[10-19]等调制技术。其中,SVPWM具有电压利用率高、易于数字化实现、输出波形质量好、利用冗余矢量实现直流均压等优点^[14-19]。文献[10]在单相三电平H桥单模块变换器中,将所有开关状态放在一维直线上提出了1D-SVM;在两模块级联变换器的算法研究上,文献[11]针对级联H桥逆变器提出了调制的脉冲分配方法;文献[12]将三模块级联变换器的所有矢量放在三维立体空间中,实现了3D-SVPWM算法;对于更多模块数级联的变换器,文献[13]提出了一种多维调制的算法。

这些SVPWM算法均能够通过矢量的选择实现电压的均衡、抑制和消除谐波,但随着模块数的增加,矢量数目急剧增加,算法实现的复杂度也急剧增加。例如,三电平多模块级联变换器的矢量数高达有 5^n (n 为级联的模块数)个,因此近年来,对于三电

平H桥级联变换器拓扑结构的矢量算法的研究,级联模块数多局限在2个模块。

而对于两模块级联的三电平H桥变换器,需在其直流侧完成模块间和模块内部的均压。模块内均压算法实际上是三电平H桥整流器均压算法,在文献[14]中,利用冗余的开关状态很好地解决了这一问题。而对于模块之间的均压算法,文献[15]针对单相级联H桥整流器提出基于整体能量分配的方法来实现级联整流器直流侧的均压,虽具有较强的均压效果,但会导致开关动作时模块端口电平越级跳变。文献[16]在实现均压过程中虽然没有端口电平的跳变,但舍去了较多的冗余状态,从而影响了均压的效果。

本文针对两模块级联的变换器,在文献[17]的基础上改进算法的实现方式,将所有的冗余矢量放在一维直线上进行分析,根据均压原理计算得到具有均压能力的冗余矢量,在避免了端口电平的越级跳变的情况下,完成了直流侧的均压。

1 单相三电平H桥级联变换器拓扑结构

单相三电平H桥两模块级联变换器主电路结构如图1所示。该电路由2个二极管箝位三电平H桥变换器级联组成,左右桥臂上采用4个开关管 V_{Tm1} 、 V_{Tm2} 、 V_{Tm3} 、 V_{Tm4} 和2个二极管 V_{Dm1} 、 V_{Dm2} 组成的二极管箝位电路,其中 $m=a, b$ 表示桥臂, $n=1, 2$ 表示模块数。各个模块的直流侧是由2个大小相等的支撑电容 C_{n1} 、 C_{n2} 组成,电容中点 O_1 、 O_2 和2个半桥的箝位二极管的中点相连。在电路直流侧后并联一个LC电路以滤除直流侧的二次纹波。模块1的端口电压为 U_{A1B1} ,模块2的端口电压为 U_{A2B2} ,因此级联两模块的总交流侧端口电压为 $U_{A1B2}=U_{A1B1}+U_{A2B2}$ 。当两模块的直流侧电容电压处于均衡状态时,即 $U_{C11}=U_{C12}=U_{C21}=U_{C22}=E$,通过不同的开关组合, U_{A1B2} 将出现从

收稿日期:2016-11-07;修回日期:2017-10-31

基金项目:国家自然科学基金面上项目(51377004)

Project supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China(51377004)

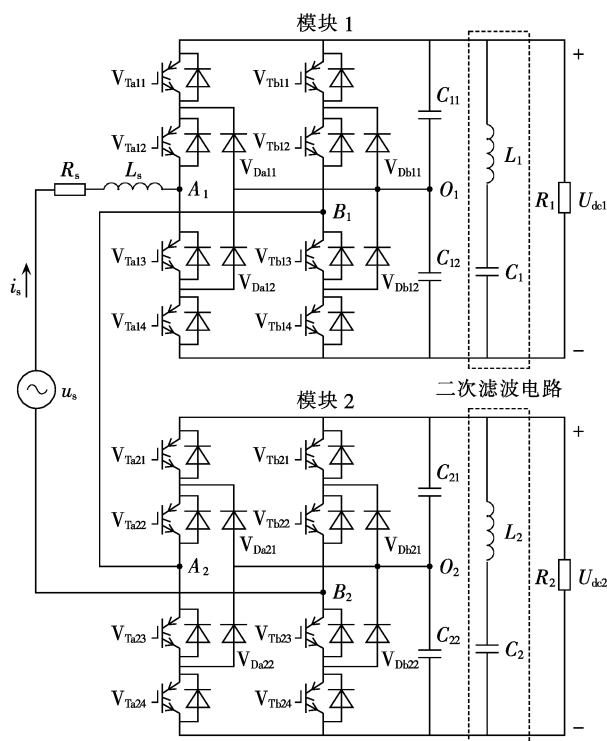


图 1 单相三电平 H 桥两模块级联变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of single-phase three-level two-cell cascaded H-bridge converter

$-4E$ 到 $4E$ 等 9 个电平。

设 S_{mn} 为单个桥臂的开关函数,定义 S_{mn} 为:

$$S_{mn} = \begin{cases} 2 & V_{Tmn1}, V_{Tmn2} \text{ 均开通} \\ 1 & V_{Tmn1} \text{ 关断}, V_{Tmn2} \text{ 开通} \\ 0 & V_{Tmn1}, V_{Tmn2} \text{ 均关断} \end{cases} \quad (1)$$

则单个模块具有 9 种不同开关状态组合,其输出交流侧端口电平有 5 种,如表 1 所示。

表 1 三电平 H 桥变换器开关状态

Table 1 Switching state of three-level H-bridge converter

S_{an}	S_{bn}	U_{AnBn}	$U_{AnBn}(U_{Cn1}=U_{Cn2}=E)$
2	0	$U_{Cn1} + U_{Cn2}$	$2E$
2	1	U_{Cn1}	E
1	0	U_{Cn2}	E
0	0		
1	1	0	0
2	2		
1	2	$-U_{Cn1}$	$-E$
0	1	$-U_{Cn2}$	$-E$
0	2	$-(U_{Cn1} + U_{Cn2})$	$-2E$

2 带均压控制的 1D-SVPWM 算法

2.1 单相 SVPWM 算法

图 1 电路包含 2 个三电平 H 桥模块,每个模块中有 2 个直流支撑电容。该拓扑的 SVPWM 算法需要完成模块之间和模块内部的均压,包含矢量选择、时间计算、时间分配、模块之间均压算法、模块内部

均压算法以及开关状态输出等部分,如图 2 所示,图中 G_{a1} 、 G_{b1} 、 G_{a2} 、 G_{b2} 为开关管的开关信号。

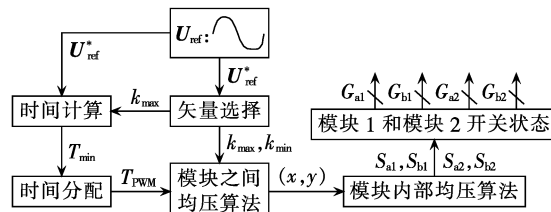


图 2 单相 SVPWM 算法框图

Fig.2 Block diagram of single-phase SVPWM algorithm

参考矢量 U_{ref} 由 2 个相邻矢量合成。其中,电平数大的为大矢量,以 U_{max} 表示;电平数小的为小矢量,以 U_{min} 表示。定义 U_{ref} 的标幺值为 $U_{ref}^* = |U_{ref}|/E$,则根据 U_{ref}^* 可计算 2 个合成矢量的电平数为:

$$\begin{cases} k_{max} = \text{floor}(U_{ref}^*) + 1 \\ k_{min} = \text{floor}(U_{ref}^*) \end{cases} \quad (2)$$

其中, k_{max} 为 U_{max} 的电平数; k_{min} 为 U_{min} 的电平数;函数 $\text{floor}(\cdot)$ 为向下取整函数。

设参考矢量 U_{ref}^* 的作用时间为 T_s ,根据冲量守恒原理,2 个合成矢量的作用时间满足:

$$\begin{cases} k_{min} T_{min} + k_{max} T_{max} = U_{ref}^* T_s \\ T_{max} + T_{min} = T_s \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} T_{min} = \frac{k_{max} - U_{ref}^*}{k_{max} - k_{min}} T_s \\ T_{max} = T_s - T_{min} \end{cases} \quad (4)$$

其中, T_{max} 为大矢量工作时间; T_{min} 为小矢量工作时间。由于 k_{max} 和 k_{min} 是相邻电平,电平数相差 1,即 $k_{max} - k_{min} = 1$,式(4)可简化为:

$$\begin{cases} T_{min} = (k_{max} - U_{ref}^*) T_s \\ T_{max} = T_s - T_{min} \end{cases} \quad (5)$$

在矢量的时间分配上,本文采用三段式分配方式。 T_s 采用三角波,当 $T_{min} > T_s$ 时, $T_{PWM} = 0$, U_{min} 作用;当 $T_{min} \leq T_s$ 时, $T_{PWM} = 1$, U_{max} 作用。这样可以得到合成矢量 U_{max} 和 U_{min} 作用的三段式矢量分布,如图 3 所示。

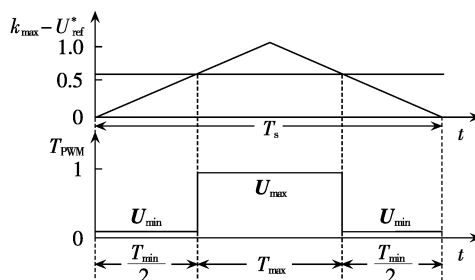


图 3 三段式 SVPWM 矢量分布

Fig.3 Three-stage vector distribution

2.2 模块间均压算法

2.2.1 冗余矢量在一维空间中的分布

设模块 1 端口电压 U_{A1B1} 的电平数为 x ,模块 2 端

口电压 U_{A2B2} 的电平数为 y , 总端口电压 U_{A1B2} 的电平数为 k , 则 $x = U_{A1B1}/E, y = U_{A2B2}/E, k = U_{A1B2}/E$, 且均为整数, 矢量表示为 (x, y) , 由于 $U_{A1B2} = U_{A1B1} + U_{A2B2}$, 则:

$$k = x + y \quad (6)$$

每个模块可以输出 $-2E$ 到 $2E$ 的电平, $x, y \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}$, 但因式(6)的限制, x, y 的范围缩小为:

$$x, y \in [\max(k-2, -2), \min(k+2, 2)] \quad (7)$$

例如, 当 $k = -3$ 时, $x, y \in [-2, -1]$, 则由式(6)可得输出电平为 -3 时的冗余矢量有 $(-2, -1)$ 、 $(-1, -2)$ 。因此, 不同 k 值下冗余矢量在一维空间中的分布见图 4, 共有 25 个矢量, 根据 k 值划分为区间 I—VIII。

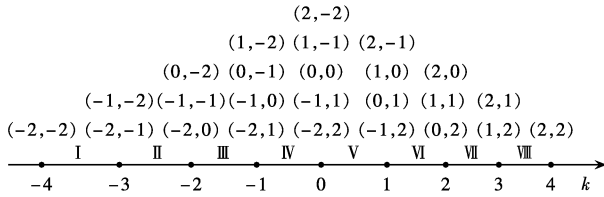


图 4 单相三电平两模块级联变换器一维空间矢量图

Fig.4 One-dimensional space vector diagram of single-phase three-level two-cell cascade converter

2.2.2 均压算法的实现

由图 4 可知矢量 (x, y) 在不同电平上(除 $-4E$ 和 $4E$)有不同取值的冗余矢量, 利用这些冗余矢量可实现 2 个模块直流侧电压的均衡。模块间均压算法的实现框图如图 5 所示。图中, $(x_{\text{now}}, y_{\text{now}})$ 为当前作

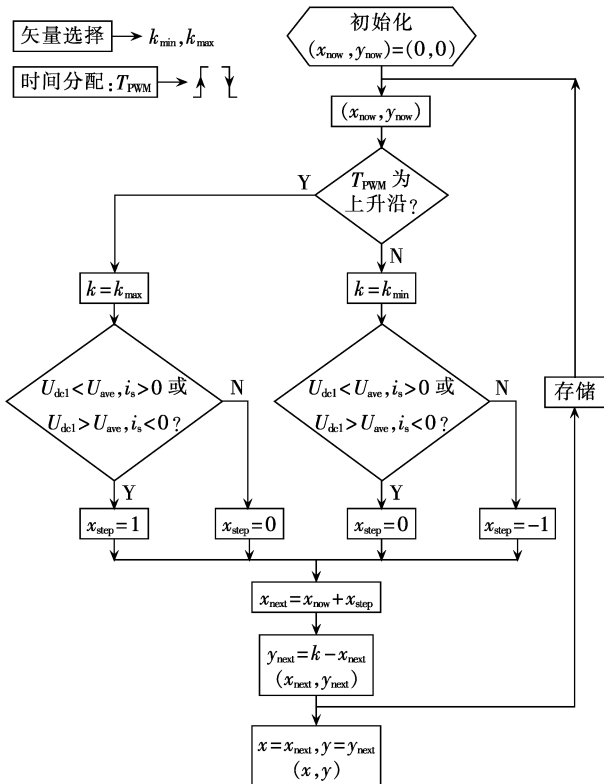


图 5 模块之间均压算法框图

Fig.5 Block diagram of equalization algorithm between modules

用矢量; $(x_{\text{next}}, y_{\text{next}})$ 为下一次作用矢量; x_{step} 为 x 的变化值; U_{ave} 为 2 个模块直流侧电压的平均值, 即 $U_{\text{ave}} = 0.5(U_{\text{dc1}} + U_{\text{dc2}})$ 。

该算法均压的原理是将交流侧电源输出的能量根据模块 1 和模块 2 负载的需求进行合理分配。当需求之和等于输入时, 模块间的直流电压平衡。此时, 交流侧电源输出能量等于模块 1、2 吸收的能量:

$$W = W_1 + W_2 = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} U_{A1B1} i_s dt + \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} U_{A2B2} i_s dt \quad (8)$$

其中, W_1, W_2 分别为模块 1、模块 2 吸收的能量。设 2 个模块的负载分别为 R_1, R_2 , 直流侧电容 $C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22} = C$, 不考虑开关管的损耗, 则有:

$$\begin{aligned} W_1 &= \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \frac{U_{\text{dc1}}^2(t)}{R_1} dt + \frac{1}{2} C \left[\left(\frac{U_{\text{dc1}}(t_0+\Delta t)}{2} \right)^2 - \left(\frac{U_{\text{dc1}}(t_0)}{2} \right)^2 \right] \cdot 2 = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \frac{U_{\text{dc1}}^2(t)}{R_1} dt + \frac{1}{4} C (U_{\text{dc1}}^2(t_0+\Delta t) - U_{\text{dc1}}^2(t_0)) \\ W_2 &= \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \frac{U_{\text{dc2}}^2(t)}{R_2} dt + \frac{1}{2} C \left[\left(\frac{U_{\text{dc2}}(t_0+\Delta t)}{2} \right)^2 - \left(\frac{U_{\text{dc2}}(t_0)}{2} \right)^2 \right] \cdot 2 = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \frac{U_{\text{dc2}}^2(t)}{R_2} dt + \frac{1}{4} C (U_{\text{dc2}}^2(t_0+\Delta t) - U_{\text{dc2}}^2(t_0)) \end{aligned} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)则有:

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} U_{A1B1} i_s dt &= \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \frac{U_{\text{dc1}}^2(t)}{R_1} dt + \frac{1}{4} C (U_{\text{dc1}}^2(t_0+\Delta t) - U_{\text{dc1}}^2(t_0)) \\ \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} U_{A2B2} i_s dt &= \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} \frac{U_{\text{dc2}}^2(t)}{R_2} dt + \frac{1}{4} C (U_{\text{dc2}}^2(t_0+\Delta t) - U_{\text{dc2}}^2(t_0)) \end{aligned} \quad (10)$$

根据式(10)可以得到各种情况下的均压情况: 当 $i_s > 0$ 时, 若 $U_{\text{dcn}} > U_{\text{ave}}$, 此时需要降低 U_{dcn} , 则应尽量降低 U_{AnBn} 的输出电平; 若 $U_{\text{dcn}} < U_{\text{ave}}$, 此时需要升高 U_{dcn} , 则应尽量增加 U_{AnBn} 的输出电平。当 $i_s < 0$ 时, 电平的变化相反。根据这种规律, 每个电平中均压能力最强的矢量为边界矢量, 例如 $k = 0$ 时, 均压能力最强的矢量为 $(2, -2)$ 和 $(-2, 2)$ 2 个矢量。按照以上均压规律, x 值计算如下。

a. 当作用矢量从 U_{min} 变化到 U_{max} 时, 交流端口电平 k 变化为 1。由图 4 可知, x 值变化可能出现 $-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4$ 。当 x 变化为 $-3, -2, 2, 3, 4$ 时, 模块 1 将出现端口电平越级跳变的情况; 当 x 变化为 -1 时, 由式(6)可知 y 值变化为 2, 模块 2 将出现端口电平越级跳变的情况; 若 x 变化为 0 或 1 时, 由式(6)可知 y 值变化为 1 或 0, 2 个模块的端口电平

均不会发生越级跳变。因此为了保证各端口电平不会出现越级跳变,此时 x 变化为 0 或 1。则根据均压规律, x 的变化值 x_{step} 的取值为:

$$x_{\text{step}} = \begin{cases} 1 & U_{\text{dc}1} < U_{\text{ave}}, i_s > 0 \text{ 或 } U_{\text{dc}1} > U_{\text{ave}}, i_s < 0 \\ 0 & U_{\text{dc}1} > U_{\text{ave}}, i_s > 0 \text{ 或 } U_{\text{dc}1} < U_{\text{ave}}, i_s < 0 \end{cases} \quad (11)$$

b. 当作用矢量从 U_{max} 变化到 U_{min} 时,交流端口电平 k 变化为 -1 。模块 1 端口电平不发生越级跳变时, x 值的变化可能出现 $-1, 0$ 或 1 。当 x 变化为 1 时,由式(6)可知 y 值变化为 -2 ,模块 2 将出现端口电平越级跳变现象;当 x 变化为 0 或 -1 时,由式(6)可知 y 值变化为 -1 或 0 ,2 个模块的端口电平均不会发生越级跳变。因此为了保证各端口电平不会出现越级跳变,此时 x 变化为 -1 或 0 。则根据均压规律, x_{step} 的取值为:

$$x_{\text{step}} = \begin{cases} 0 & U_{\text{dc}1} < U_{\text{ave}}, i_s > 0 \text{ 或 } U_{\text{dc}1} > U_{\text{ave}}, i_s < 0 \\ -1 & U_{\text{dc}1} > U_{\text{ave}}, i_s > 0 \text{ 或 } U_{\text{dc}1} < U_{\text{ave}}, i_s < 0 \end{cases} \quad (12)$$

因此,根据当前值 x_{now} 和变化值 x_{step} 可计算下一周期作用矢量的 x 值 x_{next} :

$$x_{\text{next}} = x_{\text{now}} + x_{\text{step}} \quad (13)$$

根据式(6)可计算 y_{next} ,即可得到下一周期作用的矢量 $(x_{\text{next}}, y_{\text{next}})$,按照图 5 的计算流程得到的矢量在一维空间中的变化如图 6 所示。

2.3 模块内均压算法

模块间均压算法完成后,由表 1 可知每个 x 和 y 值在不同电平上(除 $-2E$ 和 $2E$)对应的开关状态有多个,由文献[14]可知 U_{AnBn} 只有在 $-E$ 和 E 电平时,其冗余开关状态具有均压作用,按照表 2 选择 $(S_{\text{an}}, S_{\text{bn}})$ 对应的状态即可实现模块内电容 $C_{\text{n}1}, C_{\text{n}2}$ 的均压。

2.4 无越级跳变的矢量变化路径分析

根据式(11)和式(12)可知, x 值每次的变化最大为 1,因此在矢量选择全部限制在相邻矢量之中,从初始时刻 t_0 及后续 $t_1, \dots, t_n$ 时刻输出的矢量 $U_0, \dots, U_n$ 均无越级跳变的现象。

当 U_{ref} 变化在区间 I—VIII 内时,根据式(2)可知 k_{min} 和 k_{max} 取值保持不变,由式(13)计算出 x_{next} ,由式(6)计算出 y_{next} 。其中 x_{next} 的计算与 x_{step} 有关,而 $x_{\text{step}} \in$

表 2 U_{AnBn} 在不同情况下冗余状态的选择

Table 2 Selection of redundant state of U_{AnBn} under different conditions

U_{AnBn}	$(S_{\text{an}}, S_{\text{bn}})$			
	$U_{\text{Cn}1} < U_{\text{Cn}2}$		$U_{\text{Cn}1} > U_{\text{Cn}2}$	
	$i_s < 0$	$i_s > 0$	$i_s < 0$	$i_s > 0$
$-E$	(1, 2)	(0, 1)	(0, 1)	(1, 2)
E	(1, 0)	(2, 1)	(2, 1)	(1, 0)

$\{-1, 0, 1\}$,根据式(11)和(12)的不同条件取值不同。

例如,当 U_{ref} 在区间 V, t_0 时刻作用矢量为小矢量 $U_0(0, 0)$ 时,此时 $k_{\text{min}} = 0, k_{\text{max}} = 1, x_{\text{now}} = 0, y_{\text{now}} = 0$ 。由于直流电压的不同,矢量变化将出现 2 种不同的路径。

a. 若 $U_{\text{dc}1} < U_{\text{ave}}, i_s > 0$ 或 $U_{\text{dc}1} > U_{\text{ave}}, i_s < 0, T_{\text{PWM}}$ 为上升沿,根据式(11)得到 $x_{\text{step}} = 1$,代入式(13)得到 $x_{\text{next}} = 1$ 。此时 $k = k_{\text{max}} = 1$,由式(6)得到 $y_{\text{next}} = 0$,则下一时刻 t_1 作用矢量为 $U_1(1, 0)$ 。进一步计算 t_2 时刻矢量,此时 $x_{\text{now}} = 1, y_{\text{now}} = 0, T_{\text{PWM}}$ 变为下降沿,根据式(12)得到 $x_{\text{step}} = 0$,代入式(13)得到 $x_{\text{next}} = 1$ 。由于 $k = k_{\text{min}} = 0$,由式(6)得到 $y_{\text{next}} = -1$,因此作用矢量为 $U_2(1, -1)$ 。同样计算可以得到 $t_3, \dots, t_n$ 时刻作用的矢量,但由于 x, y 范围的限制,最后矢量将在区间 V 的 2 个下边界矢量 $(2, -1), (2, -2)$ 之间变化,其在一维空间中的变化路径如图 6 中 P_1 所示。

b. 若 $U_{\text{dc}1} > U_{\text{ave}}, i_s > 0$ 或 $U_{\text{dc}1} < U_{\text{ave}}, i_s < 0, T_{\text{PWM}}$ 为上升沿,根据式(11)得到 $x_{\text{step}} = 0$,代入式(13)得到 $x_{\text{next}} = 0$ 。此时 $k = k_{\text{max}} = 1$,由式(6)得到 $y_{\text{next}} = 1$,则下一时刻 t_1 作用矢量为 $U_1(0, 1)$ 。进一步计算 t_2 时刻动作的矢量,此时 $x_{\text{now}} = 0, y_{\text{now}} = 1$,根据式(12)得到 $x_{\text{step}} = -1$,代入式(13)得到 $x_{\text{next}} = -1$ 。由于 $k = k_{\text{min}} = 0$,由式(6)得到 $y_{\text{next}} = 1$,因此作用矢量为 $U_2(-1, 1)$ 。由于 x, y 范围的限制,最后矢量将在区间 V 的 2 个上边界矢量 $(-2, 2), (-1, 2)$ 之间变化,其在一维空间中的变化路径如图 6 中 P_2 所示。

需要注意的是,实际工作中直流电压的状态是不断变化的,因此矢量变化路径会不断改变,但在每次下一个矢量的选择中,都是在相邻矢量中选择,因此没有矢量越级跳变的发生。同时在矢量的变化中,图

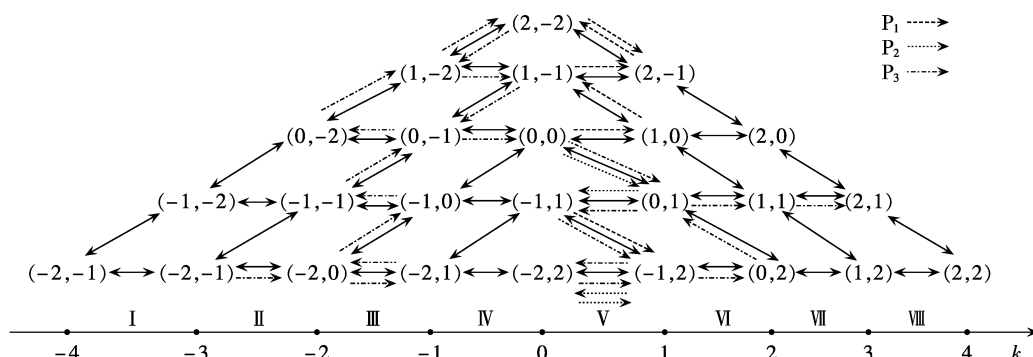


图 6 矢量在一维空间中的变化

Fig.6 Change of vectors in one-dimensional space

6中每个矢量点都有可能被选择到,因此没有冗余矢量的舍弃,并最终会选择到均压能力最强的矢量。

另外该算法还能够扩展到 n 个模块级联变换器中,有较强的扩展性,具体如下:

a. n 个模块级联的变换器的矢量有 5^n 个, $n \geq 3$ 时,矢量数量非常庞大,而该算法的矢量是根据均压规律计算得到的,不需要进行矢量的罗列和选择;

b. 每个模块的端口电平 U_{AnBn} 可通过该算法中的相关公式计算出来,当扩展到 n 个模块时只需按照该算法规律继续计算出 n 个模块的端口电平,即可得到作用的矢量。

3 仿真与实验分析

3.1 MATLAB/Simulink 仿真实验

基于MATLAB/Simulink对1D-SVPWM算法进行仿真验证,仿真参数如下:交流侧电源电压 $u_s = 7.2\sqrt{2}$ kV,频率 $f = 50$ Hz,开关频率 $f_s = 2$ kHz,电感 $L_s = 5$ mH,电容 $C = 4400$ μ F,直流电压 $U_{dc} = 14$ kV,负载 R 取100、50、20 Ω 。

图7、图8为系统的仿真结果,其中图7为直流侧电压波形。在仿真中,0~0.6 s为空载运行;0.6~1.2 s为平衡负载工况下运行,2个模块负载均为50 Ω ;1.2~1.8 s为不平衡负载工况下运行,模块1负载为100 Ω ,模块2负载为20 Ω ;1.8~2.5 s为极不平衡负载工况下运行,模块1负载为空载,模块2负载为100 Ω 。可以看到,在这些条件下,模块1和模块2直流侧电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} 都能达到均衡,并稳定在7000 V。并且不管是在负载突变还是负载不平衡条件下,系统都能稳定运行。

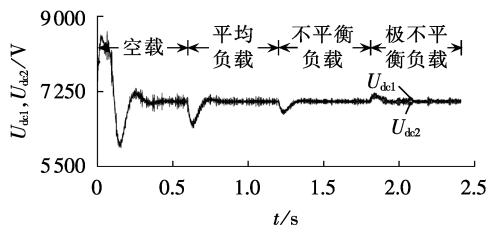
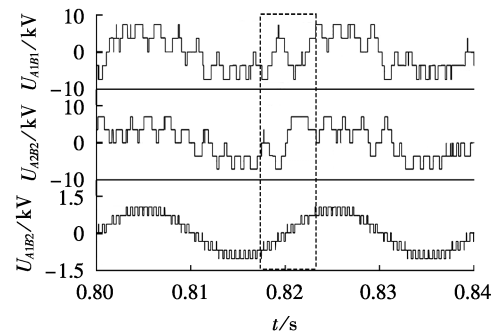


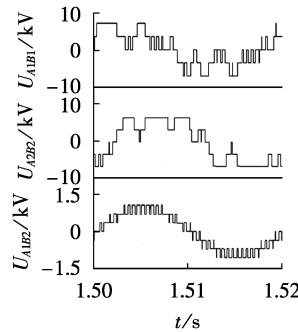
图7 直流侧电压波形

Fig.7 Waveform of DC voltage

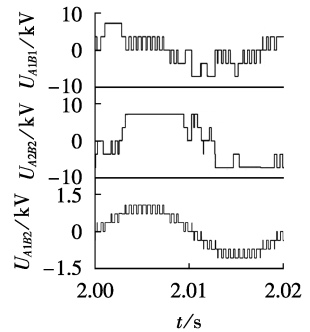
图8为不同负载情况下,端口电平的输出波形,可以看到每个模块的端口电平没有出现越级跳变的情况。图8(a)中虚框中2个模块端口电平的变化对应矢量变化为 $(-2,-1) \rightarrow (-2,0) \rightarrow (-2,1) \rightarrow (-2,0) \rightarrow (-1,0) \rightarrow (-1,-1) \rightarrow (0,-1) \rightarrow (0,-2) \rightarrow (1,-2) \rightarrow (2,-2) \rightarrow (1,-2) \rightarrow (1,-1) \rightarrow (0,-1) \rightarrow (0,0) \rightarrow (0,1) \rightarrow (-1,1) \rightarrow (-1,2) \rightarrow (-2,2) \rightarrow (-1,2) \rightarrow (0,2) \rightarrow (-1,2) \rightarrow (0,2) \rightarrow (0,1) \rightarrow (1,1) \rightarrow (2,1)$,与图6一维空间中的路径 P_3 一致。



(a) 平衡负载



(b) 不平衡负载



(c) 极不平衡负载

图8 不同负载情况下的各端口电压波形

Fig.8 Waveforms of each port voltage under different load conditions

3.2 实验验证

为了进一步验证1D-SVPWM算法的正确性和可行性,本文进行了小容量的实验验证,实验框图如图9所示,其中主电路拓扑中的交流侧电压 u_s 、电流 i_s 和直流侧的电容电压 U_{C11} 、 U_{C12} 、 U_{C21} 和 U_{C22} 是由传感器以及AD采样模块完成。此外,该系统的控制部分由锁相环、瞬时电流控制和1D-SVPWM算法组成。实验参数如下:交流侧电源电压 $u_s = 80\sqrt{2}$ V,频率 $f = 50$ Hz,开关频率 $f_s = 2$ kHz,电感 $L_s = 3$ mH,电容 $C = 470 \times 2$ μ F,直流电压 $U_{dc} = 160$ V,负载 R 取100、50、20 Ω 。主要器件的型号为:FPGA为Altera公司的EP3C55F484C7芯片;IGBT为Infineon耐压600 V、耐流20 A的IKW20N-60T。

图10—12为整流器在不同负载状态下的均压结果。图10为平衡负载工况下运行的实验波形,负

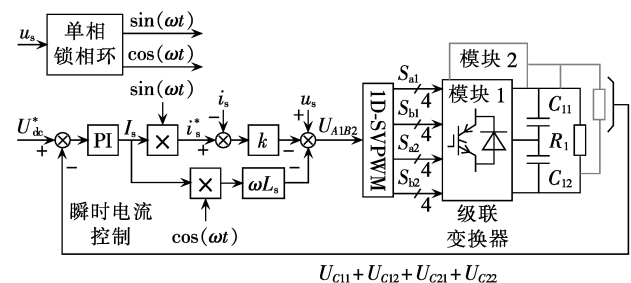


图9 实验框图

Fig.9 Block diagram of experiment

载均为 $50\ \Omega$; 图 11 为不平衡负载工况下的实验波形, 模块 1 负载为 $100\ \Omega$, 模块 2 负载为 $20\ \Omega$; 图 12 为极不平衡负载工况下的实验波形, 模块 1 空载, 模块 2 负载为 $50\ \Omega$ 。可以看到在不同工况下直流侧电压都可以达到均压。图 12 为极不平衡条件下各模块端口电平输出波形, 没有出现越级跳变的现象。

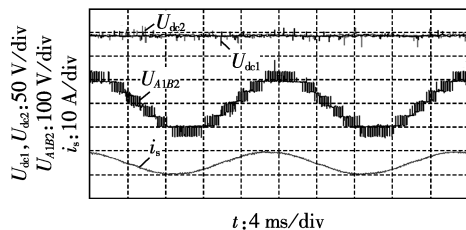


图 10 平衡负载工况下的实验波形

Fig.10 Experimental waveforms with balanced loads

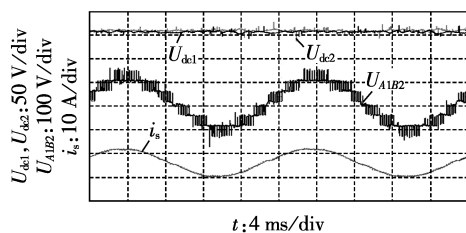


图 11 不平衡负载工况下的实验波形

Fig.11 Experimental waveforms with unbalanced loads

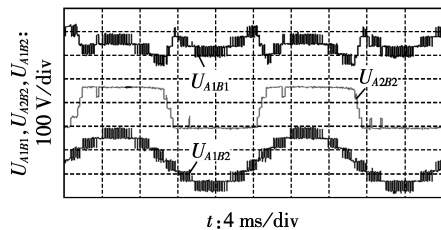


图 12 极不平衡条件下各模块端口电压波形

Fig.12 Waveforms of port voltage of each module with extreme unbalanced loads

图 13、图 14 分别为变换器负载从空载到带载实验和平衡负载到不平衡负载时的动态波形。图 13 中系统先空载启动, 然后模块 1 和模块 2 各带 $50\ \Omega$ 负载运行。平衡负载稳定运行后, 突切模块 1 的负载, 系统工作在不平衡负载工况, 运行结果如图 14

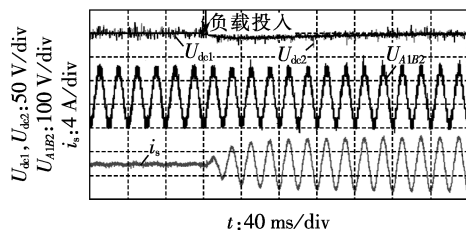


图 13 从空载到平衡负载的实验波形

Fig.13 Experimental waveforms when changing from no load to balanced loads

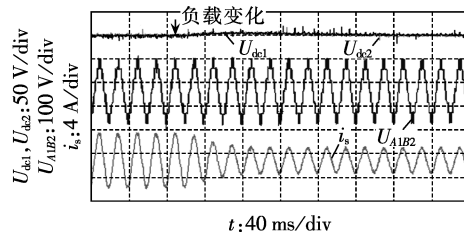


图 14 平衡负载到不平衡负载的实验波形

Fig.14 Experimental waveforms when changing from balanced loads to unbalanced loads

所示。可以看到: 空载到带载时, 经过约 $0.2\ \text{s}$ 达到稳定; 平衡负载突变到不平衡负载时, 系统也经过约 $0.2\ \text{s}$ 达到稳定。

4 结论

本文通过对单相三电平 H 桥两模块级联变换器的研究, 提出了一种带均压控制的 1D-SVPWM 算法, 该算法在一维空间上通过计算得到每个时刻作用的矢量, 计算简单, 并且保证了各模块电平变化不发生越级跳变, 通过合理利用所有的冗余矢量, 使系统具有较强的均压能力。通过仿真和实验对算法进行了验证, 结果表明了算法的正确性和可行性, 系统动静态性能良好。

参考文献:

- [1] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [2] MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, RODRIGUEZ J, et al. A survey on cascaded multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2197-2206.
- [3] KOURO S, MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2553-2580.
- [4] VILLANUEVA E, CORREA P, RODRIGUEZ J, et al. Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4399-4406.
- [5] 张明锐, 刘金辉, 金鑫. 应用于智能微网的 SVPWM 固态变压器研究 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 90-97.
ZHANG Mingrui, LIU Jinhui, JIN Xin. Research on the SVPWM solid state transformer applied in smart micro-grid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 90-97.
- [6] 王丹, 毛承雄, 陆继明. 基于电子电力变压器的自平衡牵引变压器 [J]. 高电压技术, 2008, 34(1): 176-181.
WANG Dan, MAO Chengxiong, LU Jiming. Auto-balancing traction transformer with electronic power transformer [J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(1): 176-181.
- [7] 侯世英, 万江, 郑含博. 单相五电平逆变器的多载波 PWM 方法分析 [J]. 电力自动化设备, 2007, 27(9): 67-70.
HOU Shiying, WAN Jiang, ZHENG Hanbo. Analysis of multi-carrier PWM methods for single-phase five-level inverter [J].

- Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(9): 67-70.
- [8] 杨波, 曾光, 钟彦儒, 等. 大容量链式多电平变换器的优化 CPS-PWM 方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 167-178.
YANG Bo, ZENG Guang, ZHONG Yanru, et al. An optimal CPS-PWM strateg for high-power cascaded multilevel converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 167-178.
- [9] 袁志昌, 宋强, 刘文华. 载波移相 SPWM 开关频率的选取[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(8): 37-41.
YUAN Zhichang, SONG Qiang, LIU Wenhua. Selection of phase-shift SPWM switching frequency[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(8): 37-41.
- [10] LEON J I, PORTILLO R, VAZQUEZ S, et al. Simple unified approach to develop a time-domain modulation strategy for single-phase multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(9): 3239-3248.
- [11] 章勇高, 熊健. 级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(7): 148-154.
ZHANG Yonggao, XIONG Jian. Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 148-154.
- [12] SHE X, HUANG AQ, WANG G. 3-D space modulation with voltage balancing capability for a cascaded seven-level converter in a solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3778-3789.
- [13] 李辉, 白鹏飞, 李洋, 等. 抑制 IGBT 器件结温的双馈风电变流器分段 DSPWM 策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(2): 37-43.
LI Hui, BAI Pengfei, LI Yang, et al. Segmented DSPWM strategy to depress IGBT junction temperature of wind-power converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(2): 37-43.
- [14] LEON J I, KOURO S, VAZQUEZ S, et al. Multidimensional modulation technique for cascaded multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2): 412-420.
- [15] 王聪, 张国澎, 王俊, 等. 一种适用于级联 H 桥整流直流侧电容电压快速平衡的新型调制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 120-127.
WANG Cong, ZHANG Guopeng, WANG Jun, et al. A novel modulation method for fast balancing DC-link capacitor voltages of cascaded H-bridge rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 120-127.
- [16] 李卫超, 马伟明, 汪光森, 等. 中点钳位型 H 桥级联单相逆变器新型空间矢量脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5313-5319.
LI Weichao, MA Weiming, WANG Guangsen, et al. A novel SVPWM method for single-phase cascaded NPC H-bridge inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5313-5319.
- [17] 舒泽亮, 马伟天, 柳明, 等. 中点钳位型 H 桥级联单相变换器均压 SVPWM 最优工作点转移路径研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(13): 3565-3572, 3375.
SHU Zeliang, MA Weitian, LIU Ming, et al. An optimal SVPWM transition path for voltage equalization in NPC cascade H-bridge single-phase inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3565-3572, 3375.

作者简介:



柳明

柳明(1991—),男,湖北黄冈人,硕士研究生,主要研究方向为多电平变换器调制技术(E-mail:liuming1991@outlook.com);

舒泽亮(1979—),男,四川德阳人,教授,博士,主要研究方向为多电平变流器技术、同相供电变换器、电力电子变压器技术、APF等FACTS装置及电力电子应用中的数字信号处理技术等(E-mail:shuzeliang@swjtu.edu.cn)。

One-dimensional SVPWM algorithm with voltage balancing capability of single-phase three-level two-cell cascaded H-bridge converter

LIU Ming, CHEN Yajun, LIN Hongjian, WEI Bin, SHU Zeliang

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A one-dimensional space vector pulse width modulation algorithm is proposed for the two-cell cascaded multi-level converter, using redundant vectors to realize voltage equalizing. The next-time working vector is calculated according to the current working vector. The change of vector follows the adjacent vector selection rule, which avoids the leapfrog hopping of the port level. According to the method, all the redundant vectors are retained and the final chosen output vector has the strongest equalizing ability. The implementation process of the equalizing algorithm is introduced, and the vector conversion path without leapfrog hopping is analyzed. Results of MATLAB/Simulink simulations and experiments verify the correctness and feasibility of the proposed algorithm, and the system has excellent dynamic and static performance.

Key words: single-phase three-level cascade converters; multi-level; equalizing; SVPWM; redundant vector