第 52 卷 第 7 期：3162-3174 高电压技术 Vol.52, No.7: 3162-3174
2026 年 7 月 31 日 High Voltage Engineering July 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20251139

无变压器型背靠背级联变换器的二维空间矢量脉宽调制策略

周犹松[1]，谢锡锋[1,2]，田圣君[1]，舒泽亮[1]
（1. 西南交通大学电气工程学院，成都 610031；2. 广西水利电力职业技术学院，南宁 530023）

摘　要：无变压器型背靠背级联变换器具有传输效率高、功率密度高及成本低等优势，但传统单边调制算法易导致直流侧电容短路故障，限制了此类变换器的推广应用。鉴于此，该文提出了一种双边统一的二维空间矢量脉宽调制策略。首先，通过分析电容短路故障的形成机理，建立了简化的短路判据模型，总结了可规避故障的开关状态选取准则；其次，基于输入、输出侧端口电压的分布特性，构建了二维矢量空间坐标系，对不同类型的扇区分别设计了相应的矢量合成算法。最后，通过仿真分析和实验验证了所提调制算法的有效性和可行性。结果表明，所提策略不仅能有效规避电容短路故障，而且在电能质量、传输效率等方面表现出良好的运行特性。

关键词：背靠背级联变换器；非隔离；电容短路；二维空间矢量脉宽调制；双边统一

Two-dimensional Space Vector Pulse Width Modulation Strategy for Transformer-less Back-to-back Cascaded Converter

ZHOU Yousong [1], XIE Xifeng[1,2], TIAN Shengjun[1], SHU Zeliang[1]
(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;
2. Guangxi College of Water Resources and Electric Power, Nanning 530023, China)

Abstract: Transformer-less back-to-back cascaded converters offer advantages such as high transmission efficiency, high power density, and low costs. However, the traditional single-side modulation algorithm can lead to DC-link capacitor short-circuit faults, limiting the widespread application of the converter. To address the issue, a bilateral unified two-dimensional space vector pulse width modulation strategy is proposed in this paper. Firstly, by analyzing the formation mechanism of capacitor short-circuit faults, a simplified fault criterion model is established, and the criteria of selecting switch states that can avoid capacitor short-circuit faults are summarized. Secondly, based on the distribution characteristics of port voltages on both input and output sides, a two-dimensional vector space coordinate system is constructed, with corresponding vector synthesis algorithms specially designed for different subsector types. Finally, the effectiveness and feasibility of the proposed modulation algorithm are verified through simulation analysis and experimental validation. The results indicate that the proposed strategy not only effectively mitigates the faults but also exhibits excellent operational performance in terms of power quality and transmission efficiency.

Key words: back-to-back cascaded converter; non-isolated; capacitor short-circuit; two-dimensional space vector pulse width modulation; bilateral unification

0　引言

背靠背(back-to-back, BTB)变换器作为交交变换器中应用最为广泛的拓扑结构，在多个工业场景中发挥着关键作用[1-2]，例如模块化多电平变换器[3]、智能软开关[4]以及电机驱动[5]等。为了满足中高压应用场景的需求，背靠背变换器通常采用多电平技术，不仅有效提升输出电压等级和容量水平，同时改善了输出波形质量，降低开关损耗。

在多电平技术中，级联 H 桥型拓扑是应用最为广泛的结构。根据输入、输出侧之间是否电气隔离，背靠背型级联(back-to-back cascaded H-bridge, BTB-CHB)变换器可分为含变压器型和无变压器型。含变压器型变换器由于引入了隔离 DC/DC 变换环节[6]，不仅降低了系统的传输效率，还增加了整机的体积、成本和重量[7]。相比之下，无变压器型变换器具有更高的功率密度和传输效率，但采用

基金资助项目：国家自然科学基金(52577217；52207138)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52577217, 52207138).

传统调制策略时，某些开关状态组合可能导致直流侧电容发生短路故障[8-10]。

针对此类变换器的故障问题，一些学者提出了不同的解决方案。文献[10]针对输入串联输出串联型背靠背级联变换器，采用了特定谐波消除法(selected harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)实现规避电容短路，但输出电压中谐波含量较高且输入电流畸变严重；类似地，普里托联邦大学 Felipe Silva 等人利用基于最优开关矢量的模型预测控制(model predictive control, MPC)方法分别解决了输入并联输出串联型[11]和输入串联输出并联型[12]变换器的短路故障问题；文献[13]提出了一种基于图论法的 MPC 调制方法；尽管以上 MPC 方法解决了短路故障问题，但由于其缺乏固定的开关频率和明确的切换规则，端口电平易发生跳变，进而引入大量宽频带谐波，最终导致系统的谐波含量偏高。

尽管传统单边空间矢量调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)算法可有效适用于级联整流器[14-16]和级联逆变器[17-18]，但对于输入、输出侧之间未电气隔离的背靠背级联变换器，却不能有效适用[19]。有学者将双边 SVPWM 算法应用于其他类型的变换器中；文献[20]将双边 SVPWM 技术应用于三电平三桥臂的 AC-DC-AC 变换器，实现了输出电压倍频功能，并降低了开关损耗；文献[21]将其应用于三电平变换器，解决了直流母线电压不均衡的问题，并消除了电网电流过零点畸变。但对于背靠背级联变换器存在的短路故障问题，目前鲜有研究涉及。

针对背靠背级联变换器的电容短路故障问题，本文以两模块拓扑为例，分析了故障形成的机理，并归纳出故障规避的开关状态选择准则；此外，基于输入、输出侧端口电压分布，构建了二维电压矢量空间，提出了一种基于双边统一的二维 SVPWM 调制算法，详细阐述了参考电压矢量的合成方法与实现过程。所提调制策略不仅有效避免了电容短路故障，也实现了直流侧电压的双边均压控制，确保了输出端口电平的平滑切换。最后，通过仿真和实验验证了所提调制策略的有效性和可行性。

1 变换器拓扑和短路故障分析

1.1 拓扑结构

单相非隔离型背靠背级联变换器拓扑如图 1 所示，由 2 个 H 桥型背靠背型变换器模块构成，输入、输出侧通过级联方式连接。图 1 中，u_s、i_s、u_{ab} 分别为输入侧电压、电流和总端口电压；u_o、i_o、u_{cd} 分别为输出侧电压、电流和总端口电压；L_s 和 L_o 分别为两侧的滤波电感；u_{aibi} 和 u_{cidi} 分别为整流侧、逆变侧第 $i(i=1,2)$ 个模块的端口电压；u_{dc1}、u_{dc2} 分别为直流侧电容 C_1、C_2 的电压；R_L 为负载阻值。定义变换器的输入电压 u_s、输出电压 u_o 分别为：

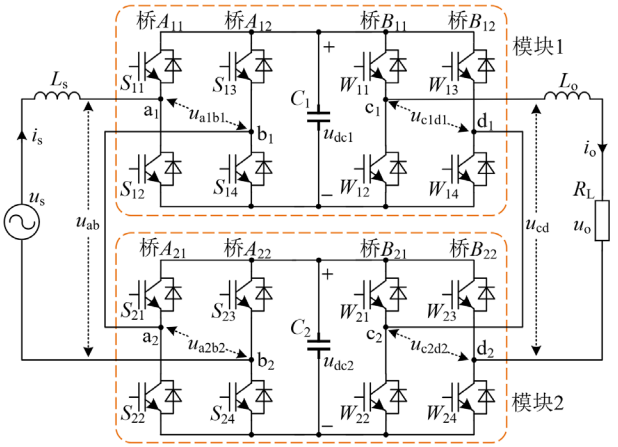


图 1 单相两功率单元背靠背级联变换器拓扑

Fig.1 Single-phase two-cell BTB-CHB converter topologies

$$\begin{cases} u_s = 2m_1 E\sin(\omega_1 t) \\ u_o = 2m_2 E\sin(\omega_2 t-\varphi) \end{cases} \tag{1}$$

式中：ω_1、ω_2 分别为输入、输出侧电压角频率；m_1、$m_2(0<m_1、m_2<1)$ 分别为输入、输出侧调制度；E 为单个直流侧电容电压；φ 为电压 u_s 与 u_o 之间相位差。图 1 中，$S_{i1}—S_{i4}$、$W_{i1}—W_{i4}$ 分别为第 i 个模块输入侧、输出侧 H 桥的开关状态；为便于分析，其输入侧桥臂 a_i/b_i 和逆变侧桥臂 c_i/d_i 的桥臂状态定义为 A_{ik}/B_{ik} $(k=1、2、3、4)$，即：

$$\begin{cases} A_{i1}=\begin{cases} 1, S_{i1}导通, S_{i2}断开 \\ 0, S_{i1}断开, S_{i2}导通 \end{cases} \\ A_{i2}=\begin{cases} 1, S_{i3}导通, S_{i4}断开 \\ 0, S_{i3}断开, S_{i4}导通 \end{cases} \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} B_{i1}=\begin{cases} 1, W_{i1}导通, W_{i2}断开 \\ 0, W_{i1}断开, W_{i2}导通 \end{cases} \\ B_{i2}=\begin{cases} 1, W_{i3}导通, W_{i4}断开 \\ 0, W_{i3}断开, W_{i4}导通 \end{cases} \end{cases} \tag{3}$$

各个 H 桥模块的交流端口电压为：

$$\begin{cases} u_{aibi}=(A_{i1}-A_{i2})u_{dci} \\ u_{cidi}=(B_{i1}-B_{i2})u_{dci} \end{cases} \tag{4}$$

因此，变换器两侧总端口电压可表示为：$u_{ab}=u_{a1b1}+u_{a2b2}$、$u_{cd}=u_{c1d1}+u_{c2d2}$。当 2 个模块的直流电压处于均衡状态时，即：$u_{dc1}=u_{dc2}=E$ 时，通过不同的开关组合，端口电压 u_{ab}、u_{cd} 的取值范围为 $-2E$、$-E$、0、$+E$、$+2E$，共 5 个电平。

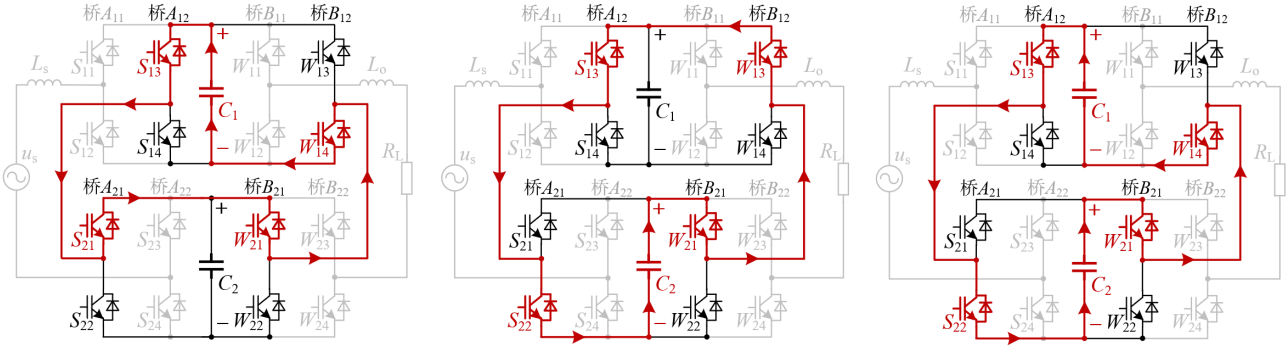
1.2 拓扑结构

根据短路故障的电容不同，故障可分为 3 种，如图 2 所示，即：(1)电容 C_1 短路；(2)电容 C_2 短路；(3)电容 C_1、C_2 共同短路。

由图 2 可知：电容短路的流通路径仅取决于与级联线相连的桥臂开关状态。即：电容是否短路，由模块 1 中桥臂 b_1、d_1 与模块 2 中桥臂 a_2、c_2 的开关状态共同决定，其余桥臂的状态则无影响。将电路简化，可得短路判定电路，如图 3 所示。表 1 展示了简化电路中桥臂状态与电路状态的对应关系。每个桥臂具有 2 种开关状态，因此该简化电路共存在 $2^4=16$ 种状态组合，其中 10 种组合会导致电容短路，其余则为正常状态。为了便于判定电容是否短路，定义 ΔJ 为短路故障判据值。若系统为正常状态，则有：

$$\Delta J=J_{AB12}-J_{AB21}=A_{12}-B_{12}-(A_{21}-B_{21})=0 \tag{5}$$

式中：J_{AB12}、J_{AB21} 分别为模块 1、模块 2 的判据值。当级联线连接桥臂在对角位置的开关管状态之和相等时，变换器可实现正常运行。



(a) 电容 C_1 短路　(b) 电容 C_2 短路　(c) 电容 C_1 和 C_2 形成短路

图 2　电容短路的流通路径

Fig.2　Circulation paths of capacitor short-circuit

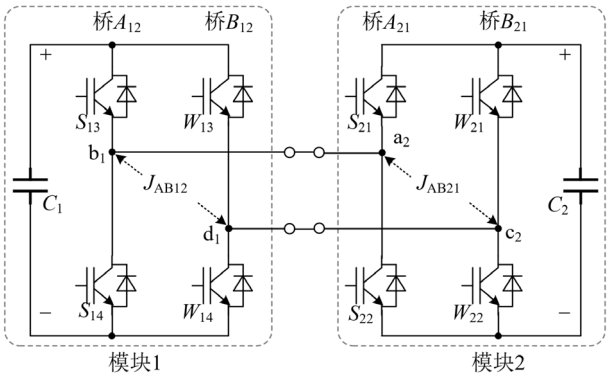


图 3　短路判定的简化电路

Fig.3　Simplified circuit of short-circuit determination

由于变换器输入、输出侧拓扑均采用级联结构，每侧端口电压共有 9 种开关状态，对应 16 种桥臂状态，因此系统总共有 $16\times16=256$ 种开关状态组合。附录 A 表 A1 给出了不同开关状态组合下电容短路故障的判定集合，其中状态“1”为该开关组合可规避电容短路，状态“0”则表示该开关组合发生短路故障。在 256 种状态组合中，仅有 96 种是可用的。

表 1　简化电路中桥臂状态与电路状态的关系

Table 1　Relationship between leg states and circuit states in the simplified circuit

电路状态	桥臂状态				模块判据		判据
	A_{12}	B_{12}	A_{21}	B_{21}	J_{AB12}	J_{AB21}	ΔJ
电容 C_1 短路	1	0	1	1	1	0	1
	1	0	0	0	1	0	1
	0	1	1	1	−1	0	−1
	0	1	0	0	−1	0	−1
电容 C_2 短路	1	1	1	0	0	1	−1
	0	0	1	0	0	1	−1
	1	1	0	1	0	−1	1
	0	0	0	1	0	−1	1
电容 C_1、C_2 共同短路	1	0	0	1	1	−1	2
	0	1	1	0	−1	1	−2
正常模式	1	1	1	1	0	0	0
	1	1	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	1	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	−1	−1	0

2 故障规避的开关状态选择准则

电路中电容是否短路故障取决于判据 ΔJ 的取值，因此有必要分析在 ΔJ 为非零时，各个模块开关状态组合的选取情况。

2.1 模块端口电压为零

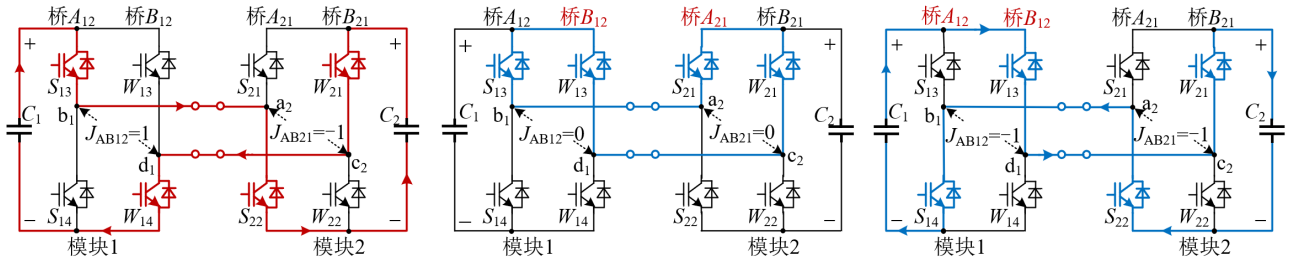
当判据 $\Delta J=2$ 时，桥臂状态分别为 $A_{12}=1$、$B_{12}=0$、$A_{21}=0$ 和 $B_{21}=1$，短路流通路径如图 4(a)所示。若使系统中电容规避短路故障，则判据应满足 $\Delta J=0$，即 2 个模块的判据新值应相等。由模块判据取值(即：−1, 0, 1)的不同，可分为 3 种情况。

1）模块判据新值 $J_{\mathrm{AB12}}=J_{\mathrm{AB21}}=0$

当 u_{c1d1} 和 u_{a2b2} 的输出电压均为 0 时，若使模块判据新值为 0 成立，则对应桥臂状态应满足 $B_{12}=1$ 且 $A_{21}=1$，其对应模块开关状态分别为 $(S_{21},S_{22},S_{23},S_{24})=(1,0,1,0)$ 和 $(W_{21},W_{22},W_{23},W_{24})=(1,0,1,0)$；其余模块的开关状态保持不变。此时桥臂状态可规避电容故障，如图 4(b)所示。

2）模块判据新值 $J_{\mathrm{AB12}}=J_{\mathrm{AB21}}=-1$

当端口电压 u_{a1b1} 和 u_{c1d1} 为 0 时，若使模块 1 的判据 J_{AB12} 为−1，则桥臂状态应为 $A_{12}=0$ 且 $B_{12}=1$，对应模块开关状态分别为$(S_{11},S_{12},S_{13},S_{14})=(0,1,0,1)$和$(W_{11},W_{12},W_{13},W_{14})=(1,0,1,0)$；其余模块开关状态保持不变，此时桥臂状态如图 4(c)所示。



(a) 电容短路故障　(b) 规避故障方式 1　(c) 规避故障方式 2

图 4　端口电压为 0 时电容短路故障规避前、后的桥臂状态

Fig.4　Leg states before and after capacitor short-circuit fault mitigation under zero port voltage

3）模块判据新值 $J_{\mathrm{AB12}}=J_{\mathrm{AB21}}=1$

与情况 2）类似，当端口电压 u_{a2b2} 和 u_{c2d2} 均为 0、且桥臂状态满足 $A_{21}=1$ 且 $B_{21}=0$ 时，则判据 J_{AB21} 为 1，此时电路可有效规避电容短路故障。则相应 H 桥子模块的开关状态分别为 $(S_{11},S_{12},S_{13},S_{14})=(1,0,1,0)$ 和 $(W_{11},W_{12},W_{13},W_{14})=(0,1,0,1)$，其余模块的开关状态则保持不变。表 2 给出了不同 H 桥模块端口电压为 0 时，对应模块的桥臂状态、开关状态的选择情况。

表 2　端口电平为 0 时相应模块的开关状态

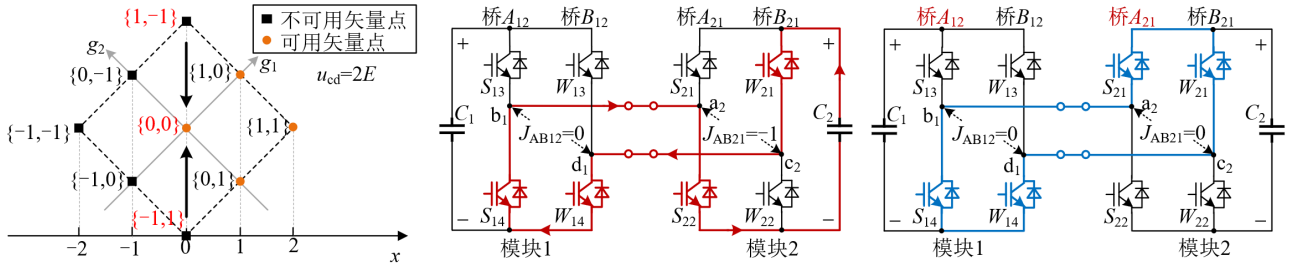
Table 2　Switching states of relevant modules under zero port voltage

端口电平	判据条件	桥臂状态	开关状态
$u_{\mathrm{a2b2}}=0$	$\Delta J\le 0$	$A_{21}=0$	(0,1,0,1)
	$\Delta J>0$	$A_{21}=1$	(1,0,1,0)
$u_{\mathrm{c1d1}}=0$	$\Delta J\le 0$	$B_{12}=0$	(0,1,0,1)
	$\Delta J>0$	$B_{12}=1$	(1,0,1,0)
$u_{\mathrm{c2d2}}=0$	$\Delta J<0$	$B_{21}=1$	(1,0,1,0)
	$\Delta J\ge 0$	$B_{21}=0$	(0,1,0,1)
$u_{\mathrm{a1b1}}=0$	$\Delta J<0$	$A_{12}=1$	(1,0,1,0)
	$\Delta J\ge 0$	$A_{12}=0$	(0,1,0,1)

2.2 模块端口电压为非零

对于两功率单元级联变换器，端口电压共有 9 种开关状态，其电压矢量分布情况如图 5(a)所示，其中 $x=u_{\mathrm{ab}}/E$。非零的电压矢量有 4 个，即：{−1,−1}，{+1,−1}，{−1,+1}和{+1,+1}。其中，矢量{−1,−1}和{+1,+1}不具备冗余性，而矢量{+1,−1}、{−1,+1}与{0,0}互为冗余。因此，在保证总端口电压不变的条件下，利用模块间冗余矢量可规避电容短路故障。

以端口电压 $u_{\mathrm{a1b1}}=+E$、$u_{\mathrm{a2b2}}=-E$、$u_{\mathrm{c1d1}}=+E$ 和 $u_{\mathrm{c2d2}}=+E$ 为例，此时电容 C_2 短路，桥臂状态如图 5(b)所示。此时，端口电压$<u_{\mathrm{ab}},u_{\mathrm{cd}}>=<0,+2E>$，利用整流侧电压冗余矢量规避电容短路故障。若使判据 ΔJ 为 0，则桥臂状态应分别为 $A_{12}=0$ 和 $A_{21}=1$，其余模块开关状态保持不变，如图 5(c)所示；此时，整流侧的 2 个模块对应开关状态分别为$(S_{11},S_{12},S_{13},S_{14})=(0,1,0,1)$和$(S_{21},S_{22},S_{23},S_{24})=(1,0,1,0)$。同理，对于其他非零电平的情况，可采用类似方法。表 3 总结了不同 H 桥模块端口电压为非零时，对应模块的桥臂状态、开关状态的选择情况。



(a) u_{cd}=2E 时整流侧电压矢量转移过程 (b) 电容短路故障 (c) 规避短路故障

图 5 端口电压非零时电容短路故障规避前、后的桥臂状态

Fig.5 Leg states before and after capacitor short-circuit fault mitigation under non-zero port voltage

表 3 端口电平为非零时相应模块的开关状态

Table 3 Switching states of relevant modules under non-zero port voltage

端口电压	判据条件	桥臂状态	开关状态
$u_{a1b1}+u_{a2b2}=0$	$u_{c1d1}+u_{c2d2}>0$	$A_{12}=0$	(0,1,0,1)
		$A_{21}=1$	(1,0,1,0)
	$u_{c1d1}+u_{c2d2}<0$	$A_{12}=1$	(1,0,1,0)
		$A_{21}=0$	(0,1,0,1)
$u_{c1d1}+u_{c2d2}=0$	$u_{a1b1}+u_{a2b2}>0$	$B_{12}=0$	(0,1,0,1)
		$B_{21}=1$	(1,0,1,0)
	$u_{a1b1}+u_{a2b2}<0$	$B_{12}=1$	(1,0,1,0)
		$B_{21}=0$	(0,1,0,1)

3 二维空间矢量调制策略

3.1 二维矢量平面的建立

由于变换器的整流侧、逆变侧的开关状态共同决定了电容是否发生短路，因此传统单边调制策略难以适用于背靠背型级联变换器。因此，以交流端口电压 u_{ab} 为实轴、u_{cd} 为虚轴，构建了 $u_{ab}\times u_{cd}$ 的二维空间平面，本文提出了一种双边统一的二维空间矢量调制策略。图 6 展示了各个电压矢量点对应的可用开关状态组合数量，图中 $\boldsymbol{V}_r$ 为系统在二维空间平面中的电压合成矢量点，x=u_{ab}/E，y=u_{cd}/E。由图 6 可知，在二维空间平面内共存在 19 个可用电压矢量点，分别对应 96 种不同的开关状态组合。

图 7 给出了变换器的二维空间矢量分布。电压矢量 $\boldsymbol{V}_r$ 在平面中的坐标定义为< X_{ref}, Y_{ref} >，其中 X_{ref} 为整流侧电压矢量值，Y_{ref} 为逆变侧电压矢量值。为便于计算，对电压矢量标幺化处理，则 $\boldsymbol{V}_r$ 的坐标值可表示为 $X_{ref}=u_s/E$、$Y_{ref}=u_o/E$ 。

根据电压矢量 $\boldsymbol{V}_r$ 的大小及符号，二维平面可被划分为 4 个扇区，划分方式为：(1)扇区 I：0≤ X_{ref} ≤2，

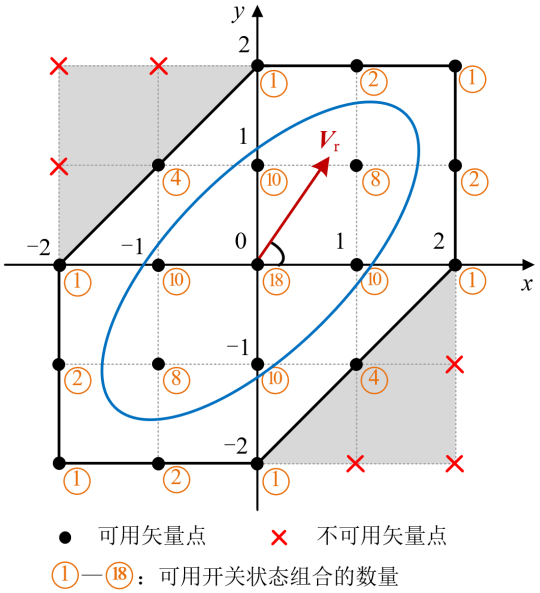


图 6 变换器可用开关状态在二维空间的数量分布

Fig.6 Quantitative distribution of switching combinations of the converter in the two-dimensional plane

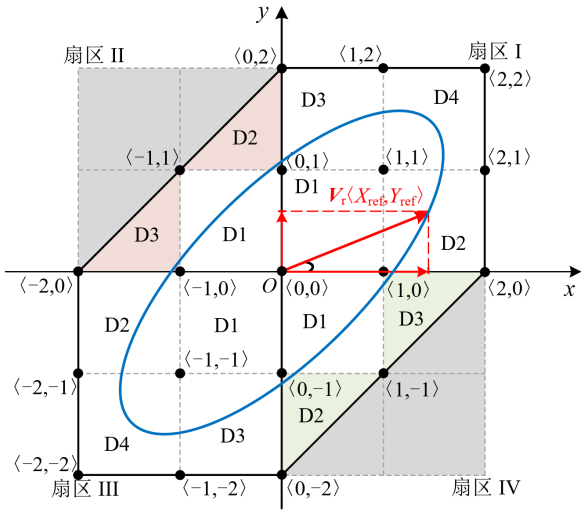


图 7 变换器的二维空间矢量

Fig.7 2-D space vectors of converter

$0\le Y_{\mathrm{ref}}\le 2$；(2)扇区 II：$-2\le X_{\mathrm{ref}}\le 0$，$0\le Y_{\mathrm{ref}}\le 2$；(3)扇区 III：$-2\le X_{\mathrm{ref}}\le 0$，$-2\le Y_{\mathrm{ref}}\le 0$；(4)扇区 IV：$0\le X_{\mathrm{ref}}\le 2$，$-2\le Y_{\mathrm{ref}}\le 0$。依据 X_{ref} 和 Y_{ref} 的取值，扇区可划分为 4 个小扇区，分别标记为 D1、D2、D3 和 D4，如图 7 所示。图 7 中，扇区 I、III 中各个小扇区由 4 个基本矢量合成；然而，受电容短路故障的影响，扇区 II、IV 中小扇区 D2、D3 存在不可用的基本矢量点，导致四边形扇区区域退化为三角形工作区域。

3.2 合成矢量的选取

为了确保在相邻载波周期内端口电平不跳变，在不同的小扇区中可选择相邻矢量点构成参考电压矢量。同时，参考矢量应在一个载波周期结束之前返回到起始矢量。定义合成参考电压矢量的旋转方向为逆时针，起始矢量设置为近零矢量 $\boldsymbol{V}_1<V_{\mathrm{sx}},V_{\mathrm{sy}}>$，其坐标值为：

$$\begin{cases}V_{\mathrm{sx}}=\mathrm{fix}\left(X_{\mathrm{ref}}\right)\\ V_{\mathrm{sy}}=\mathrm{fix}\left(Y_{\mathrm{ref}}\right)\end{cases}\tag{6}$$

式中：fix(·)表示对数值向原点 $O<0,0>$方向取整的函数。其余基本矢量 $\boldsymbol{V}_2$、$\boldsymbol{V}_3$ 和 $\boldsymbol{V}_4$ 的坐标值可通过二维平面中坐标位置关系依次确定。

3.3 矢量作用时间的计算

参考电压矢量位于不同类型小扇区时，合成的基本矢量数量是不同的，小扇区可被划分为 2 类。

1）四矢量区域

在此类型扇区，电压参考矢量是由 4 个电压矢量 $\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_2$、$\boldsymbol{V}_3$ 和 $\boldsymbol{V}_4$ 合成，一个载波周期内被划分为 5 个时间段。此类小扇区位于不同扇区时，其起始矢量的坐标并不相同。为了便于统一计算，定义计算占空比的起始矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{t1}}<V_{\mathrm{tx}},V_{\mathrm{ty}}>$为小扇区左上角矢量。定义矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}n}(n=1,2,3,4)$ 的作用时间为 T_n，载波周期为 T_{s}。根据伏秒平衡原理，可知：

$$\begin{cases}V_{\mathrm{t1}x}T_1+V_{\mathrm{t2}x}T_2+V_{\mathrm{t3}x}T_3+V_{\mathrm{t4}x}T_4=X_{\mathrm{ref}}T_{\mathrm{s}}\\ V_{\mathrm{t1}y}T_1+V_{\mathrm{t2}y}T_2+V_{\mathrm{t3}y}T_3+V_{\mathrm{t4}y}T_4=Y_{\mathrm{ref}}T_{\mathrm{s}}\\ T_1+T_2+T_3+T_4=T_{\mathrm{s}}\end{cases}\tag{7}$$

式中：$V_{\mathrm{t}nx}$ 和 $V_{\mathrm{t}ny}$ 分别为参考电压矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{t}n}$ 在 x、y 轴上的坐标值。化简式(7)，可得：

$$\begin{cases}T_2=T_{\mathrm{s}}\left(1+V_{\mathrm{tx}}-X_{\mathrm{ref}}\right)-T_1\\ T_3=T_1-T_{\mathrm{s}}\left(V_{\mathrm{tx}}-V_{\mathrm{ty}}-X_{\mathrm{ref}}+Y_{\mathrm{ref}}+1\right)\\ T_4=T_{\mathrm{s}}\left(1-V_{\mathrm{ty}}+Y_{\mathrm{ref}}\right)-T_1\end{cases}\tag{8}$$

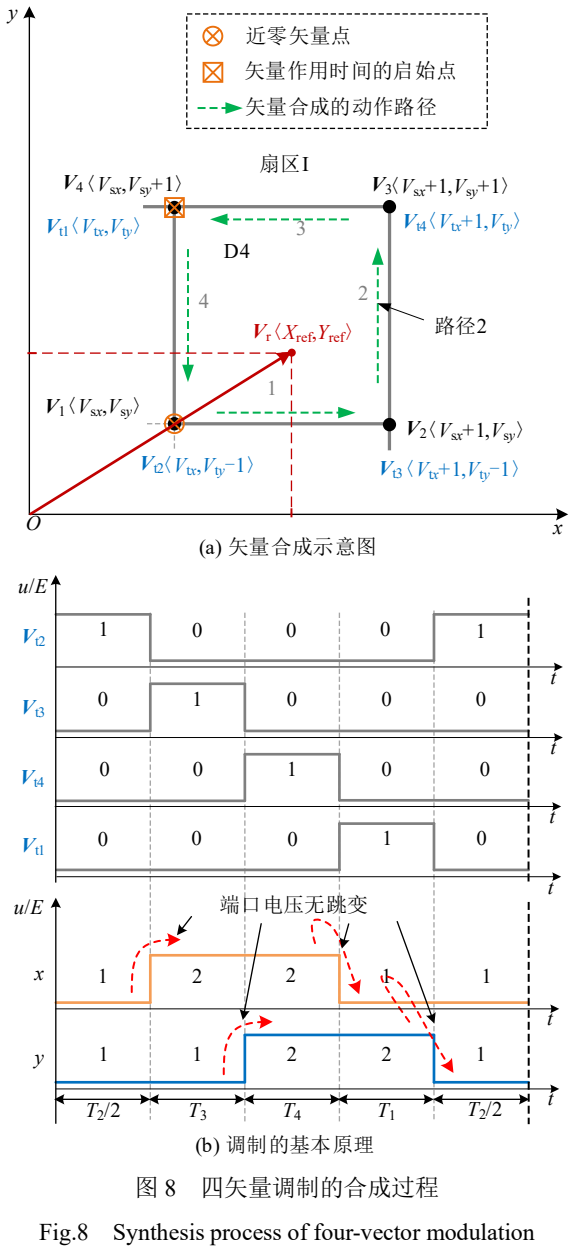
由于矢量作用时间 T_n 满足 $0\le T_n\le T_{\mathrm{s}}$，结合式(7)可得 T_1 的取值范围为：

$$\begin{cases}T_{1_\min}=\max\left(0,T_{\mathrm{s}}\left(1+Y_{\mathrm{ref}}-X_{\mathrm{ref}}+V_{\mathrm{tx}}-V_{\mathrm{ty}}\right)\right)\\ T_{1_\max}=\min\left(T_{\mathrm{s}}\left(1+V_{\mathrm{tx}}-X_{\mathrm{ref}}\right),T_{\mathrm{s}}\left(1-V_{\mathrm{ty}}+Y_{\mathrm{ref}}\right)\right)\end{cases}\tag{9}$$

式中：max(·) 和 min(·) 分别表示求取最大值和最小值的函数；$T_{1_\min}$ 和 $T_{1_\max}$ 分别表示时间 T_1 的最小值和最大值。为了便于计算，矢量时间 T_1 可取其平均值，即：

$$T_1=\left(T_{1_\min}+T_{1_\max}\right)/2\tag{10}$$

图 8 给出了参考电压矢量位于扇区 I 中小扇区 D4 区域时矢量合成的过程。由图 8 可见，在一个载波周期内，整流侧和逆变侧的端口电平是交替动作的，每次端口电平的变化是连续且平滑的，并未出现端口电平跳变的现象。



(a) 矢量合成示意图

(b) 调制的基本原理

图 8 四矢量调制的合成过程

Fig.8 Synthesis process of four-vector modulation

2）三矢量区域

位于此扇区的电压矢量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$是由3个基本矢量合成的，其开关序列为4段。根据扇区的位置不同，可细分为2类：(1) 第1类三矢量扇区，此类型适用于扇区II中小扇区D2、D3；(2) 第2类三矢量扇区，此类型适用于扇区IV中小扇区D2、D3。

当电压矢量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$位于第1类三矢量扇区时，根据伏秒平衡原理，可得：

$$\begin{cases} T_2 = T_{\mathrm{s}}\left(1+V_{\mathrm{tx}}-X_{\mathrm{ref}}\right) \\ T_3 = \left(V_{\mathrm{ty}}-V_{\mathrm{tx}}+X_{\mathrm{ref}}-Y_{\mathrm{ref}}-1\right)T_{\mathrm{s}}/2 \\ T_4 = T_{\mathrm{s}}\left(1+V_{ty}-Y_{\mathrm{ref}}\right) \end{cases} \tag{11}$$

同理，矢量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$位于第2类三矢量扇区时，有：

$$\begin{cases} T_1 = \left(V_{\mathrm{tx}}-V_{\mathrm{ty}}-X_{\mathrm{ref}}+Y_{\mathrm{ref}}+1\right)T_{\mathrm{s}}/2 \\ T_3 = T_{\mathrm{s}}\left(V_{\mathrm{ty}}-Y_{\mathrm{ref}}\right) \\ T_4 = T_{\mathrm{s}}\left(X_{\mathrm{ref}}-V_{\mathrm{tx}}\right) \end{cases} \tag{12}$$

图9分别给出了2类三矢量扇区的矢量合成过程。与四矢量区域类似的，当电压矢量位于三矢量区域时，在矢量合成过程中，整流、逆变侧端口电平均呈现平稳连续的变化，未出现电平跳变现象。

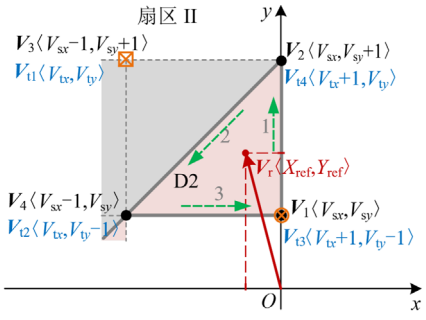
3.4 调制信号的产生

参考电压矢量位于不同小扇区时，其两侧所对应的开关矢量作用时间也随之变化。图10展示了参考电压矢量位于四矢量区域时，两侧矢量作用时间的分布情况。图10中，$X_{\max}$和$X_{\min}$分别为整流侧作用的大矢量和小矢量，$Y_{\max}$和$Y_{\min}$分别为逆变侧作用的大矢量和小矢量。此时，两侧矢量的作用时间分别为：

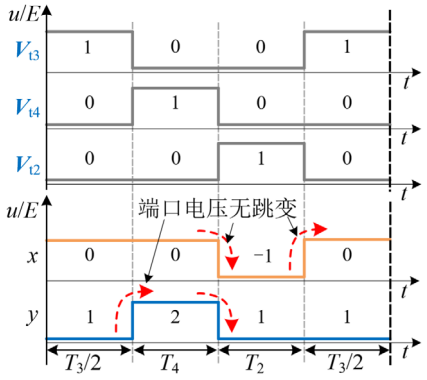
$$\begin{cases} T_{x\min} = T_1+T_2 \\ T_{x\max} = T_3+T_4 \\ T_{y\min} = T_2+T_3 \\ T_{x\max} = T_1+T_4 \end{cases} \tag{13}$$

式中：$T_{x\max}$和$T_{x\min}$分别为整流侧X_{ref}大矢量值$X_{\max}$和小矢量值$X_{\min}$的作用时间；$T_{y\max}$和$T_{y\min}$分别为逆变侧Y_{ref}大矢量值$Y_{\max}$和小矢量值$Y_{\min}$的作用时间。设在k时刻，整流侧和逆变侧各个子模块的作用矢量值分别定义为$\{p_1(k),p_2(k)\}$和$\{q_1(k),q_2(k)\}$；p_{1_step}、q_{1_step}分别为p_1、q_1的变化值。由于两侧电路结构相同，因此两侧均可独立应用一维SVPWM调制技术，以实现模块间均压矢量的选择[17-18]。

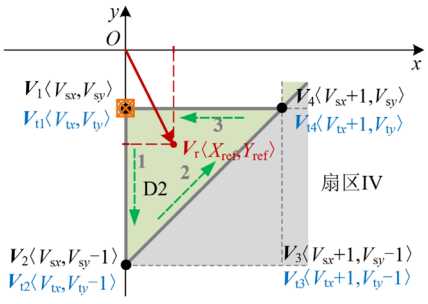
在k+1时刻，若整流侧总端口电压矢量值由$X_{\min}$切换至$X_{\max}$，则输出电平变化量为+1。为了保



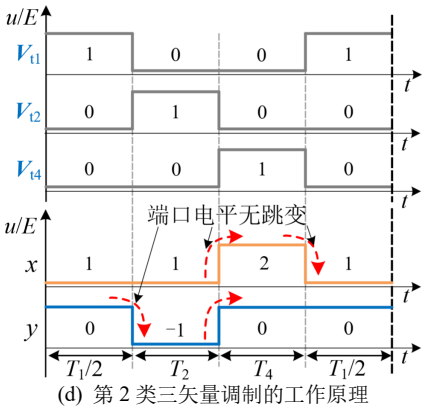
(a) 第1类三矢量合成示意图



(b) 第1类三矢量调制的工作原理



(c) 第2类三矢量合成示意图



(d) 第2类三矢量调制的工作原理

图9 三矢量调制的合成过程

Fig.9 Synthesis process of three-vector modulation

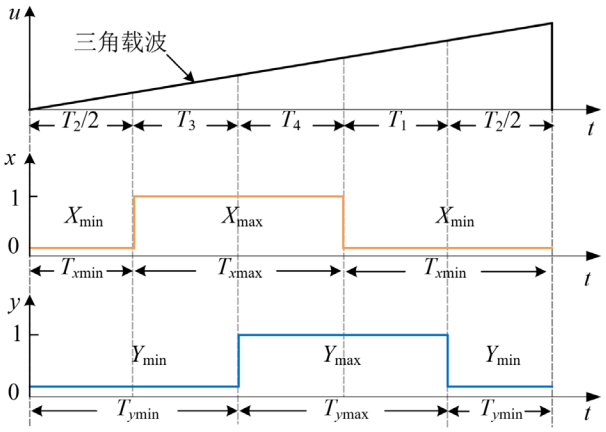


图 10 两侧的矢量作用时间分布图

Fig.10 Time distribution of vector action on both sides

证功率单元输出电平不越级跳变，结合均压规律，p_{1_step} 为：

$$p_{1_step}=\begin{cases}+1, & u_{dc1}<u_{dc2}, i_s>0 \text{或} u_{dc1}>u_{dc2}, i_s<0\\ 0, & u_{dc1}>u_{dc2}, i_s>0 \text{或} u_{dc1}<u_{dc2}, i_s<0\end{cases} \tag{14}$$

而当整流侧总端口电压矢量值由 X_{max} 切换至 X_{min} 时，若输出电平变化量为−1，则 p_{1_step} 的取值为：

$$p_{1_step}=\begin{cases}0, & u_{dc1}<u_{dc2}, i_s>0 \text{或} u_{dc1}>u_{dc2}, i_s<0\\ -1, & u_{dc1}>u_{dc2}, i_s>0 \text{或} u_{dc1}<u_{dc2}, i_s<0\end{cases} \tag{15}$$

在 k+1 时刻，$p_1(k+1)$ 可表示为：

$$p_1(k+1)=p_1(k)+p_{1_step} \tag{16}$$

此时，根据整流侧总端口电压矢量值 $P(k+1)$，即可确定 $p_2(k+1)$，即：

$$p_2(k+1)=P(k+1)-p_1(k+1) \tag{17}$$

同理，逆变侧作用矢量值 $\{q_1(k+1), q_2(k+1)\}$ 可采用类似的均压调制算法计算确定。最后，依据表 2 和表 3 中短路故障规避的开关状态选择准则，完成各个子模块开关状态的合理分配。

图 11 展示了该系统的控制算法流程。该算法采用双环控制结构，具体实现步骤如下：首先，通过实时采样 2 个模块直流侧电压 u_{dc1}、u_{dc2} 并进行求和运算，将求和结果与预设参考值 $2U_{dc}^*$ 比较后送入比例积分(proportional integral, PI)控制器，生成参考电流信号 I_s，从而确保直流侧电压处于稳定状态；其次，将参考电流 I_s 与网侧电压 u_s 通过锁相环(phase-locked loop, PLL)生成的正弦量 $\sin(\omega t)$ 相乘，得到输入侧电流指令信号 i_s^*，在将该值与实际电流值 i_s 作差形成电流误差信号；然后，为修正交流侧电感电压的偏差，将电流信号 I_s 与网侧电压 u_s 的余弦量 $\cos(\omega t)$ 相乘后，结合前述电流误差信号与网侧电压 u_s，生成调制信号 X_{ref}；最后，经过调幅、移相处理，可得到逆变侧调制信号 Y_{ref}。该控制策略通过电压电流双闭环设计，实现了直流侧电压的稳定控制与网侧电流的精确跟踪。

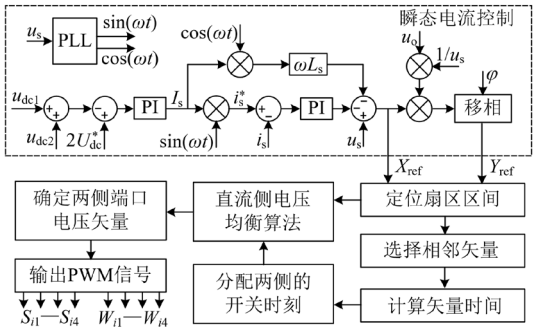


图 11 控制算法的实现过程

Fig.11 Implementation process of control algorithm

4 实验验证

为了进一步验证所提策略的可行性和有效性，搭建了相应的小功率实验平台，如附录 A 图 A1。该系统的控制器采用 Cyclone III EP3C55F484I7 型号的 FPGA 芯片，开关器件采用 P3M12080K3 型 MOSFET 器件，实验平台硬件参数如表 4 所示。

表 4 实验参数

Table 4 Experimental parameters

参数	数值
交流侧电压有效值 u_s / V	100
输入侧电感 L_s / mH	5
输出侧电感 L_o / mH	5
直流侧电容 C_1、C_2 / μF	470
开关频率 f_{sw} / kHz	10
负载阻值 R_L / Ω	50
输入侧频率 f_1 / Hz	50
输出侧频率 f_2 / Hz	15/50/400
采样频率 f_s / Hz	35

4.1 动静态实验波形

图 12 给出了变换器在不同调制策略下的实验结果。在采用所提调制策略时，直流侧电压可实现均衡控制，变换器实现稳定运行；而采用传统单边 SVPWM 调制策略时，2 个直流侧电压迅速跌落，输出电流和端口电压出现畸变。该现象的原因在于：电容短路故障是由输入、输出侧的桥臂状态共同作用所致，因此传统单边 SVPWM 调制技术无法有效

适用于无变压器型背靠背级联变换器。图 13 给出了采用所提调制算法时，系统工作于不同调制区域的静态实验波形。可以看出，输入、输出侧的电压和电流相位相同，两侧实现了单位功率因数控制。当相位差 φ 为 0°时，电流 i_s 、i_o 的总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)分别为 2.3%和 2.6%；而当电压 u_s 与 u_o 反相时，两侧电流的 THD 分别为 3.9%和 4.7%。实验结果表明，采用所提调制策略，能够有效避免电容短路故障，同时使输出波形质量良好。

图 14 给出了参考电压矢量在不同扇区切换时，变换器的动态实验波形。由图 14(a)可知，当电压矢量位于小扇区 D4 时，矢量合成遵循五段式开关序列，即：〈1,1〉→〈2,1〉→〈2,2〉→〈1,2〉→〈1,1〉；而当电压矢量转移至小扇区 D1 时，序列调整为〈0,0〉→〈1,0〉→〈1,1〉→〈0,1〉→〈0,0〉。由图 14(b)可以看出，在小扇区 D3 时，序列为四段式，矢量动作顺序为〈−1,0〉→〈−1,1〉→〈−2,0〉→〈−1,0〉；而切换至小扇区 D1 时，合成矢量由 3 个转换为 4 个，开关序列切换为五段式，即：〈0,0〉→〈0,1〉→〈−1,1〉→〈−1,0〉→〈0,0〉。实验结果表明：在不同类型小扇区的切换过程中，两侧各个模块的端口电平均实现了平滑过渡，均未发生电平跳变现象，确保了开关器件的低电压应力。

图 15 给出了变换器在负载切换时，直流侧电压和电流的实验波形。当系统加载至 35 Ω 时，电流

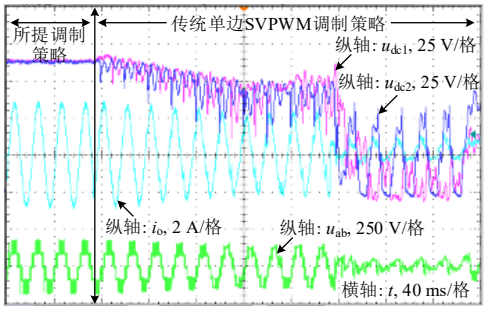
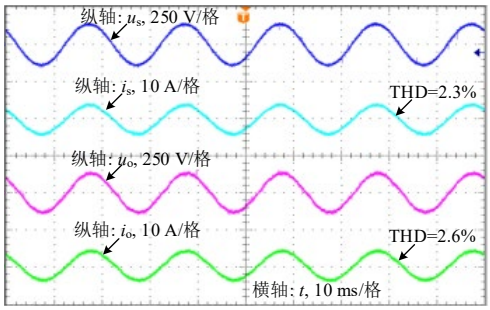
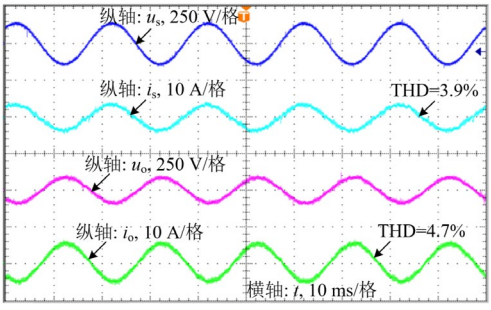


图 12 传统与所提调制算法的对比实验波形

Fig.12 Experimental waveform comparison between conventional and proposed modulation algorithms



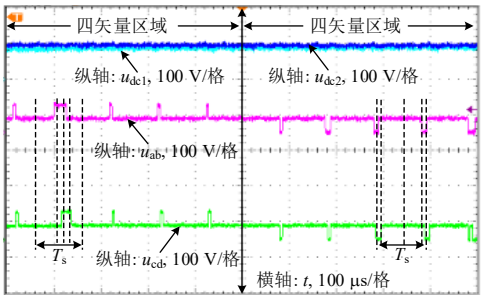
(a) 四矢量调制，m_1=m_2=0.8，φ=0°



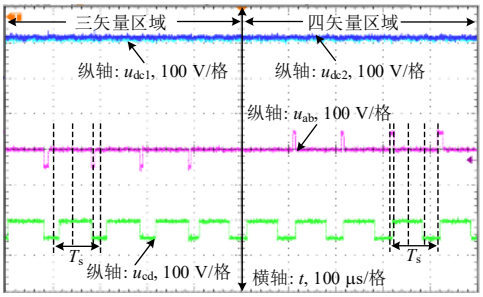
(b) 三矢量调制，m_1=0.55，m_2=0.375，φ=180°

图 13 不同调制区域的静态实验波形

Fig.13 Static experimental waveforms in different modulation regions



(a) 扇区 I，小扇区 D4 切换至 D1



(b) 扇区 II，小扇区 D3 切换至 D1

图 14 扇区切换的动态实验波形

Fig.14 Dynamic experimental waveforms during sector transition

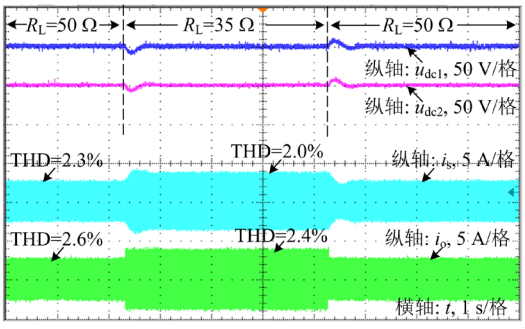
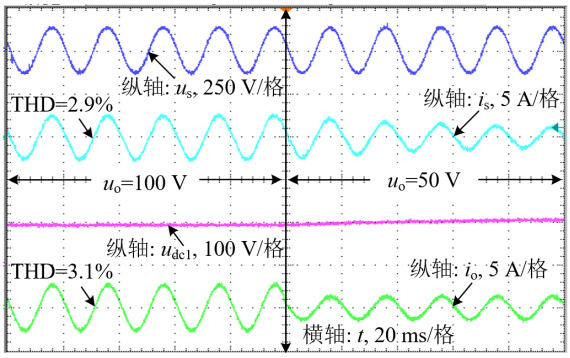


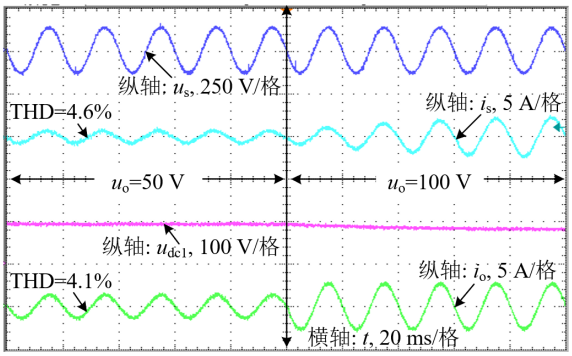
图 15 不同负载的动态实验波形

Fig.15 Dynamic experimental waveforms under different load conditions

i_s 的 THD 由 2.4%减小至 1.9%，电流 i_o 的 THD 由 2.6%减小至 2.2%。此外，当系统加载或减载时，均能快速达到新的稳定状态，且 2 个直流侧电压始终保持均衡。图 16 给出了输出电压动态调节时，直流侧电压和电流的实验波形。可以看出，无论输出电压减小或增大，系统均能实现快速的动态响应，同时直流侧电压始终保持均衡控制。实验结果表明，在负载切载或输出电压动态调节等工况下，系统展现出良好的动态响应性能。



(a) 输出电压减小



(b) 输出电压增大

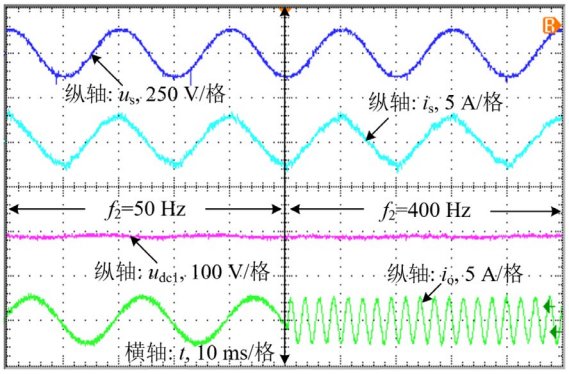
图 16 输出电压调节的动态实验波形

Fig.16 Dynamic experimental waveforms under output voltage regulation

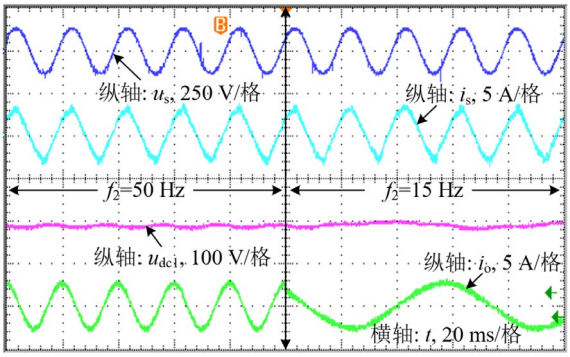
图 17 给出了变换器在不同输出频率时，直流侧电压和电流的实验波形。当输出频率从 50 Hz 增加至 400 Hz 时，电流 i_o 能迅速调整到相应的频率，同时直流侧电压始终保持均衡。由于输出侧滤波电感的阻抗值随输出频率的增大而增大，导致输出电流的幅值略有减小。而当输出频率减小至 15 Hz 时，直流侧电压出现轻微波动，但系统依旧处于稳定运行状态，输出侧电流波形正弦性良好。实验结果表明：采用所提调制策略时，变换器具有良好的变频输出能力。

4.2 性能对比分析

背靠背级联变换器在采用不同调制策略时谐波抑制能力的对比情况如图 18 所示。文献[10]中 SHEPWM 调制方法仅能消除有限数量的低次谐波(如第 5、7、9、11 次)，而高次谐波(如 15 次以上)仍然存在，且分布不均[22-23]；另一方面，为了降低开关损耗，该方法通常采用较低开关频率，从而使输出电压呈现阶梯数较少的方波或梯形波，与理想正弦波相差较大，进一步导致高次谐波的幅值相对



(a) 输出频率增大至 400 Hz



(b)输出频率减小至 15 Hz

图 17 输出频率调节的动态实验波形

Fig.17 Dynamic experimental waveforms under output frequency regulation

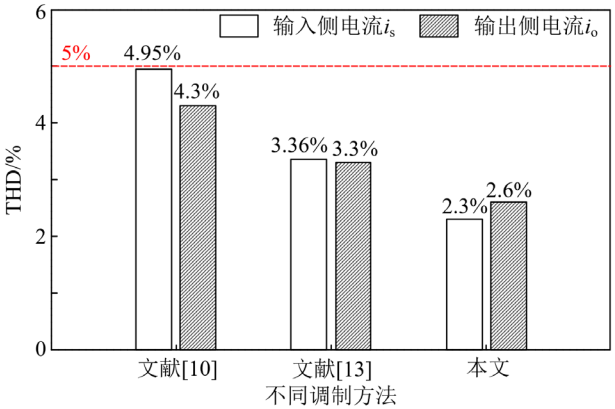


图 18 不同调制策略的电流 THD 对比

Fig.18 THD comparison of currents under different modulation strategies

较高。而文献[13]中 MPC 调制方法由于无固定的切换规则，在运行过程中易出现端口电平跳变现象，产生较高的 $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$ (其中 u 表示电压)，进而产生大量的宽频带谐波[24-25]。此类谐波难以通过滤波电感实现有效滤除，导致系统总谐波畸变率较高。

图 19 展示了不同功率等级下，背靠背级联变换器采用不同调制策略的效率对比。采用所提调制策略时，其传输效率优于文献[10, 13]的方法，峰值效率约为 98.3%。由于 SHEPWM 调制对高次谐波的抑制效果较差，流经滤波电感的高次谐波电流会产生额外的铜损，进而降低系统的传输效率。而 MPC 调制方法因开关频率不固定，电流波形畸变严重[25-26]，导致谐波损耗较大，造成传输效率的降低。此外，这 2 种方法在运行过程中均易发生端口电压的跳变，导致功率器件频繁处于硬开关状态，进一步增加了开关损耗，对系统的传输效率产生不利影响。

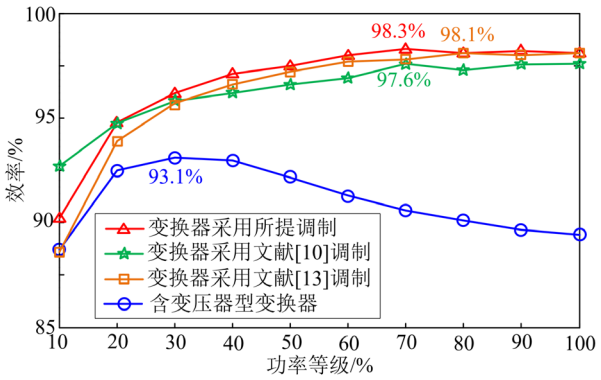


图 19 不同功率等级的效率对比

Fig.19 Efficiency comparison across different power levels

本文所提的二维 SVPWM 调制是一种连续型高频调制技术，利用相邻矢量的组合来生成输出波形，优化了开关状态的分布，使输出电压波形更接近理想正弦波。同时，由于采用较高的开关频率，高次谐波的幅值随频率升高而衰减，少量的高次谐波可通过滤波电感有效滤除，有效降低系统的总谐波畸变率。此外，该调制结合了端口电压无跳变技术，进一步减小了功率器件的开关损耗，提高了系统的整体效率。

5 结论

1）当级联线相连桥臂开关满足对角线位置的状态之和相等时，背靠背型级联变换器可规避电容短路故障。

2）利用所提双边二维调制策略，不仅实现了直流侧电压的均衡控制，也确保了各模块端口电平的无跳变。该技术最大限度地减少了开关转换的次数，减少了开关损耗和电压应力。

3）与现有方法相比，所提调制策略可显著降低电流谐波分量，改善电能质量，且传输效率高；同时具有良好的动态调节能力，能有效应对动态切载、输出电压调节以及调频等复杂工况。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 迟永宁，江炳蔚，胡家兵，等. 构网型变流器：物理本质与特征[J]. 高电压技术，2024，50(2)：590-604.
CHI Yongning, JIANG Bingwei, HU Jiabing, et al. Grid-forming converters: physical mechanism and characteristics[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 590-604.

[2] 彭程，阳岳希，高冲，等. 跟网型和构网型变流器动态电压支撑技术综述[J]. 高电压技术，2025，51(8)：3810-3825.
PENG Cheng, YANG Yuexi, GAO Chong, et al. Review of dynamic voltage support technology for grid-following and grid-forming converters[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(8): 3810-3825.

[3] 杨煜，吕敬，王潇，等. 双馈风电场柔直并网系统的近工频振荡分析与抑制[J]. 高电压技术，2025，51(2)：593-604.
YANG Yu, LYU Jing, WANG Xiao, et al. Analysis and suppression of near fundamental-frequency oscillation in DFIG-based wind farm connected with MMC-HVDC transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(2): 593-604.

[4] 朱振山，张新炳，陈豪. 基于深度强化学习的含智能软开关配电网电压控制方法[J]. 高电压技术，2024，50(3)：1214-1224.
ZHU Zhenshan, ZHANG Xinbing, CHEN Hao. Voltage control method of distribution network with soft open point based on deep reinforcement learning[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 1214-1224.

[5] XUE C, DING L, LI Y W. Improved model predictive control with reduced DC-link capacitor RMS current for back-to-back converter-fed PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(1): 194-203.

[6] 薛腾跃，李凯，原亚雷，等. 基于一体化高频变压器的电力电子变压器拓扑及其控制策略[J]. 高电压技术，2023，50(10)：4499-4511.
XUE Tengyue, LI Kai, YUAN Yalei, et al. Topological structure and control strategy of power electronic transformer based on integrated high-frequency transformer[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(10): 4499-4511.

[7] MA D J, CHEN W, SHU L C, et al. Multiport AC-AC-DC converter for SNOP with one medium-frequency transformer[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2022, 7(4): 374-385.

[8] DE OLIVEIRA V M R, CAMARGO R S, PEÑA E J B, et al. Transformeless cascaded H-bridge back-to-back converter driving an dynamic load[C]//2020 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT-Europe). Hague, Netherlands: IEEE, 2020: 136-140.

[9] 周志，涂春鸣，侯玉超，等. 一种高性能低成本的中压异质器件混合型模块化多电平变换器及其控制策略[J]. 电网技术，2024，48(9)：3686-3694.
ZHOU Zhi, TU Chunming, HOU Yuchao, et al. A high-performance

and low-cost medium-voltage heterogeneous device hybrid modular multilevel converter and its control strategy[J]. Power System Technology, 2024, 48(9): 3686-3694.

[10] MIRANBEIGI M, IMAN-EINI H, ASOODAR M. A new switching strategy for transformer-less back-to-back cascaded H-bridge multilevel converter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(7): 1868-1877.

[11] OLIVEIRA F S, ENCARNAÇÃO L F, CAMARGO R S, et al. Model predictive control on back-to-back parallel-series cascaded H-bridge converters[C]//2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe. Bucharest, Romania: IEEE, 2019: 1-5.

[12] OLIVEIRA F S, ENCARNAÇÃO L F, CAMARGO R S, et al. Multilevel back-to-back cascaded H-bridge converter with model predictive control[C]//IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Lisbon, Portugal: IEEE, 2019: 1880-1885.

[13] BACHETI G G, CAMARGO R S, AMORIM T S, et al. Model-based predictive control with graph theory approach applied to multilevel back-to-back cascaded H-bridge converters[J]. Electronics, 2022, 11(11): 1711.

[14] 王顺，马兰，朱磊磊，等. 单相 PET 级联整流 SVPWM 均压边界及拓展方法[J]. 高电压技术，2024，50(3)：1235-1243.
WANG Shun, MA Lan, ZHU Leilei, et al. Voltage balancing boundary and extension method of SVPWM for single-phase cascaded rectifier based on PET[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 1235-1243.

[15] 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.
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.

[16] LIN H J, SHU Z L, YAO J X, et al. A simplified 3-D NLM-based SVPWM technique with voltage-balancing capability for 3LNPC cascaded multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3506-3518.

[17] 原景鑫，朱俊杰，聂子玲，等. 基于脉冲跳变 SVPWM 的单相中点钳位型 H 桥级联逆变器开关损耗解析计算[J]. 电工技术学报，2020，35(23)：4877-4887.
YUAN Jingxin, ZHU Junjie, NIE Ziling, et al. Analytical calculation of switching loss of single-phase neutral point clamped H-bridge cascaded inverters based on SVPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(23): 4877-4887.

[18] LEWICKI A, ODEH I C, MORAWIEC M. Space vector pulsewidth modulation strategy for multilevel cascaded H-bridge inverter with DC-link voltage balancing ability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2): 1161-1170.

[19] 高志刚，金晓锋. 背靠背级联 H 桥型四象限五电平变换器[J]. 高电压技术，2016，42(1)：79-84.
GAO Zhigang, JIN Xiaofeng. Research on a back-to-back cascaded H-bridge four-quadrant five-level converter[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(1): 79-84.

[20] DA COSTA A E L, ROCHA N, JACOBINA C B, et al. Single-phase AC-DC-AC three-level three-leg converter with reduced switch count[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2295-2307.

[21] DA COSTA A E L, JACOBINA C B, ROCHA N, et al. A single-phase AC-DC-AC unidirectional three-leg converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(5): 3876-3886.

[22] 褚艳红，周明磊，王琛琛，等. 适用于三电平逆变器的电流谐波最小脉宽调制策略[J]. 电机与控制学报，2024，28(8)：21-30.
CHU Yanhong, ZHOU Minglei, WANG Chenchen, et al. Current harmonic minimum pulse width modulation for three-level inverter[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(8): 21-30.

[23] MEMON M A, SIDDIQUE M D, MEKHILEF S, et al. Asynchronous particle swarm optimization-genetic algorithm (APSO-GA) based selective harmonic elimination in a cascaded H-bridge multilevel inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1477-1487.

[24] 肖蕙蕙，魏苏东，郭强，等. 优化开关序列的 PWM 整流器模型预测控制策略[J]. 电工技术学报，2022，37(14)：3665-3675，3700.
XIAO Huihui, WEI Sudong, GUO Qiang, et al. Model predictive control strategy for PWM rectifier with optimized switching sequence[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3665-3675, 3700.

[25] VAZQUEZ S, MARQUEZ A, AGUILERA R, et al. Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2010-2020.

[26] XIAO Q, JIN Y, JIA H J, et al. Modulated model predictive control for multilevel cascaded H-bridge converter-based static synchronous compensator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1091-1102.



周犹松
1992—，男，博士生
主要从事有源电力滤波器和多电平变换器调制及控制方面的研究工作
E-mail: z2410767638@163.com

ZHOU Yousong
Ph.D. candidate

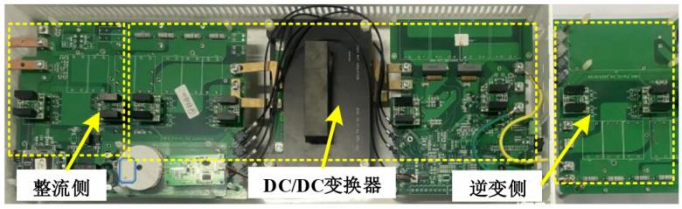


舒泽亮(通信作者)
1979—，男，博士，教授，博导
主要从事电力电子技术及应用研究，包括多电平变换装置、同相供电系统及电力电子应用中的数字信号处理技术等
E-mail: shuzeliang@swjtu.edu.cn

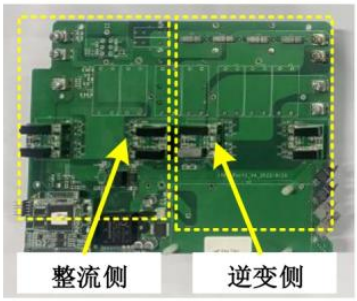
SHU Zeliang
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2025-07-28 在线出版日期 2025-12-01 编辑 程子丰

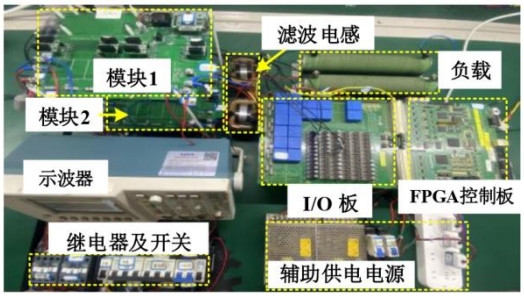
附录 A



(a) 含变压器型背靠背变换器



(b) 无变压器型背靠背变换器



(c) 单相两模块背靠背级联变换器系统

图 A1　背靠背级联变换器实验平台

Fig.A1　Experimental platform of the BTB-CHB converter

表 A1　五电平背靠背级联变换器的开关状态真值表

Table A1　Truth table of switching states for five-level BTB-CHB converter

				$\{u_{a1b1},u_{a2b2}\}$	{E,E}	{E,0}		{0,E}		{0,0}				{E,-E}	{-E,E}	{-E,0}		{0,-E}		{-E,-E}
				$[A_{11},A_{12}]$	[1,0]	[1,0]	[1,0]	[1,1]	[0,0]	[1,1]	[1,1]	[0,0]	[0,0]	[1,0]	[0,1]	[0,1]	[0,1]	[1,1]	[0,0]	[0,1]
				$[A_{21},A_{22}]$	[1,0]	[0,0]	[1,1]	[1,0]	[1,0]	[1,1]	[0,0]	[0,0]	[1,1]	[0,1]	[1,0]	[1,1]	[0,0]	[0,1]	[0,1]	[0,1]
$\{u_{c1d1},u_{c2d2}\}$	$[B_{11},B_{12}]$	$[B_{21},B_{22}]$	u_{cd} \ u_{ab}	2E	E				0							-E				-2E
{E,E}	[1,0]	[1,0]	2E	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
{E,0}	[1,0]	[0,0]	E	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
	[1,0]	[1,1]		1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
{0,E}	[1,1]	[1,0]		0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
	[0,0]	[1,0]		1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
{0,0}	[1,1]	[1,1]	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
	[1,1]	[0,0]		0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	
	[0,0]	[0,0]		0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
	[0,0]	[1,1]		1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
{E,-E}	[1,0]	[0,1]		0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
{-E,E}	[0,1]	[1,0]		0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
{-E,0}	[0,1]	[1,1]	-E	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
	[0,1]	[0,0]		0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	
{0,-E}	[1,1]	[0,1]		0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	
	[0,0]	[0,1]		0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
{-E,-E}	[0,1]	[0,1]	-2E	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	