基于交错断续空间矢量调制的并联 PWM 变流器控制策略

温春雪[1,2] 李建林[1] 朱晓光[1] 许洪华[1]
（1.中国科学院电工研究所 北京 100190 2.中国科学院研究生院 北京 100049）

摘要 并联 PWM 变流器可以显著增大变流器的容量并提高交流侧的电能质量，但是变流器的直接并联容易在其内部产生环流，从而导致变流器损耗增加甚至开关器件损坏。本文以三相 PWM 整流器并联系统为例给出了环流的数学模型，该环流是一个存在于零轴的带直流偏移量的环流。针对环流问题，本文通过建立并联系统的小信号模型分析确定了零序电流环的设计，并采用了交错断续空间矢量调制方法来消除和抑制其对整个系统的影响。通过该方法，环流可以用 dq 轴分量表示，并通过功率因数校正（PFC）电路的电流环加以抑制。最后的仿真和实验验证了本文控制策略的有效性。

关键词： 环流 交错断续空间矢量调制 并联 PWM 变流器 零序电流
中图分类号： TM310

Control Strategy for Parallel PWM Converters With Interleaved Discontinuous Space-Vector Modulation

Wen Chunxue[1,2] *Li Jianlin*[1] *Zhu Xiaoguang*[1] *Xu Honghua*[1]
（1.Institute of Electrical Engineering Chinese Academic Sciences Beijing 100190 China
2.Graduate University of Chinese Academy of Sciences Beijing 100049 China）

Abstract Parallel PWM converter can significantly increase the capacity of the converter and improve the power quality of AC side, but the circulation which can lead to high switching loss and even damage the devices will easily exist in the direct parallel converters. In this paper, the circulation mathematical model of three-phase PWM rectifier parallel system is shown, and the circulation is a zero-axis circulating current with the DC offset. To address the circulation problem, a small signal model is established to analyze and determine the zero-sequence current loop, and the control strategy with interleaved discontinuous space-vector modulation (IDSVM) is used to eliminate and suppress the influences to entire system. Then the circulation can be described by dq axis components and inhibited through the power factor correction (PFC) circuit of the current loop. Finally, the effectiveness of control strategy is verified by the simulations and experiments in this paper.

Keywords： Circulation, interleaved discontinuous space-vector modulation (IDSVM), parallel PWM converters, zero-sequence current

国家自然科学基金资助项目（ 50907067）
收稿日期 2008-06-21 改稿日期 2008-12-27

1 引言

三相整流器/逆变器并联系统有很多优点，例如

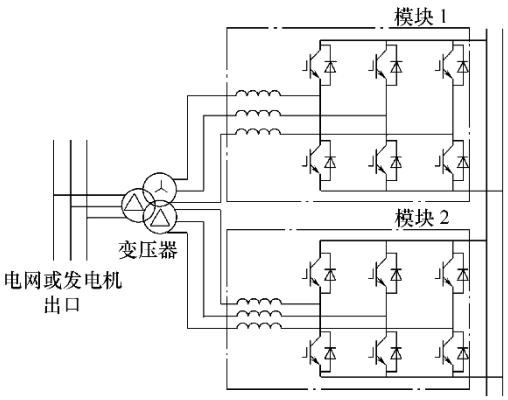
更高的耐电流等级，电流 /电压纹波较小以及更高的系统带宽等。以前关于并联系统的研究主要集中在 UPS、电机驱动以及提高功率因数等场合 [1-6]。随着 IGBT 和其他电力半导体设备向结构集成化、控制智能化的发展，现在多个模块直接并联的应用越来越多，尤其是对于兆瓦级风力发电系统，通过并联技术提高了变流器的功率和电流等级，增强了系统的冗余度，因此，并联 PWM 变流器技术对于促进大功率风力发电的应用有着重要意义 [7]。

模块的并联也有其自身的缺点。其中最主要的是三相系统并联模块之间的交叉耦合干扰，即当各模块连接在同一个直流母线并共用一个电源或负载时，就为系统中不需要的环流提供了回路。为了避免这个环流问题，传统的方法是使用变压器来隔离电流的流动[8-9]。然而，使用变压器无疑会增大变流器系统的体积和成本，尤其在高功率和低开关频率场合这一问题更为突出。因此，功率变流器模块直接并联是必须的。

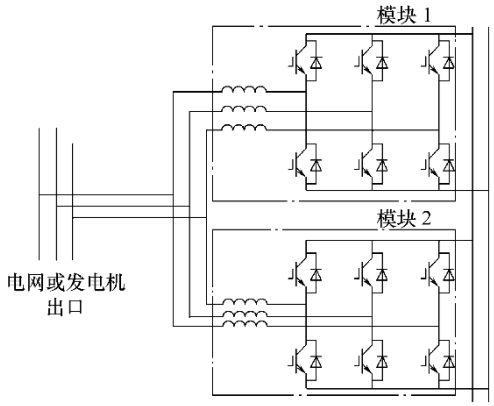
大功率双馈式或直驱式风力发电系统对变流器的容量提出了更高的要求；此外，对于网侧变流器的可靠性、稳定性以及输出电能质量等有更为严格的标准。因此，机侧与网侧需要三相 PWM 变流器并联进行功率变换来提高整个系统的功率等级和可靠性[7]。三相 PWM 整流器由于具有单位功率因数运行和稳定可调的直流输出电压等特点，一直是中高功率等级变流器前端直流电源的解决方案，许多文献也介绍了对这种整流器的设计、控制以及操作方法[10-11]。本文即以 PWM 整流器为例对变流器并联技术进行研究。图 1 给出了风力发电系统整流器模块通过直流母线并联的典型结构图。图 1a 是通过移相变压器进行隔离的并联结构，图 1b 是 PWM 整流器直接并联拓扑结构。

在单个平衡三相系统中，控制方法都是在旋转 dq 坐标系下通过数字控制器实现。在这样的系统中，dq 轴分量以调制频率的角速度旋转受控，零轴分量不予考虑。而当三相系统并联时，环流将在各相中流通，且会分解在 dq 轴以及零轴。已有文献对减少模块间环流提出的方法有：①在并联模块间加入均流电抗器，构成交流侧加电抗器的电压源型变流器 VSI 或直流侧加电抗器的电流源型变流器 CSI[1,5-6]。②采用“bang-bang”控制通过改变开关频率将环流限制在一定的带宽内 [3]。③采用“组合模式”电流控制方法将并联系统等效为单一系统，通过检测输出电流选择合适的电压矢量来补偿环流[12]。

本文建立了平均 SVM 模型并对系统进行了小信号模型分析，阐述了交错断续 SVM 应用于并联 PWM 整流器的工作原理，以及零序环流产生的原因和机理。最后给出了在保持各模块 SVM 控制相互独立的前提下减少环流的方法。



(a) 带有相移变压器结构



（b）交错 PWM 并联结构

图 1 整流器并联典型结构图

Fig.1 Typical configurations of parallel rectifier on a single source

2 环流分析

2.1 系统结构

两个三相模块并联的系统结构框图如图 2 所示。每个模块由三相桥臂、三个交流侧输入升压电感和电流环控制器构成。电流环控制器实现如下功能：线电压、电流检测与同步；零序电流环控制；电流环补偿；空间矢量调制。两个模块通过电感并接于同一电网侧或发电机出口侧，直流侧也直接并联于直流母线，并且从电压环获得两个信号：

①SVM 交错信号（相移 180°）。②从电压补偿器得到的电流环输入参考量。

为了减小输入电流的纹波，系统采用 180° 相移 PWM 调制。此外，为了保证负载电流的均衡，共模电压环给内部电流环 PI 控制器提供了同样的参考量，使得电流输出始终跟踪参考量。系统采用 60° 钳位的 SVM 调制方法以减小开关损耗。

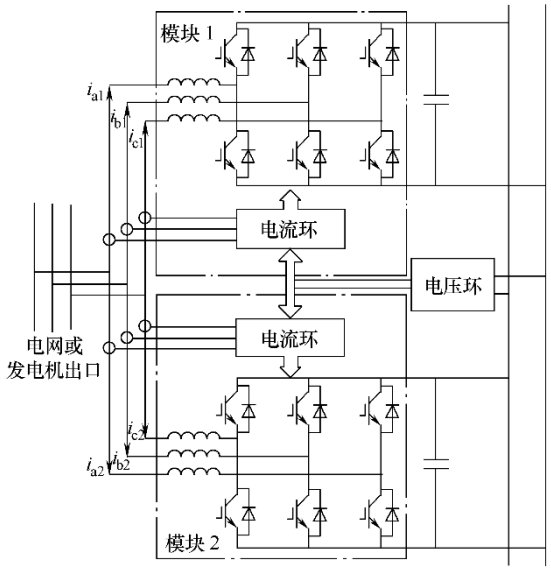


图 2　并联系统框图

Fig. 2　System block diagram

2.2　交错断续 SVM 引起的零轴电流

对于三相 PWM 变流器有许多种 SVM 调制方法。其中，60° 钳位的 SVM 对于功率因数校正（PFC）是最有效的，这是因为每个周期 60° 范围内电流最大相的开关是不动作的。计算表明这样的调制可以将开关损耗减小 50%并且有较好的总谐波失真（Total Harmonic Distortion，THD）效果[13]。为了描述这种调制方法的原理，假定 S_a、S_b、S_c 是三相变流器上臂开关的控制信号。当参考矢量在图 3a 所示的第一扇区时， A 相电压、电流与其他两相相比最大，则 A 相上桥臂开关一直保持导通而 B、C 两相进行 PWM 调制，如图 3b 所示。这意味着在开关周期的 60° 范围内，只有（111）的零矢量作用。将这一结果推广到其他扇区，则可以得到六边形里的零矢量分布如图 3a 所示，其中零矢量（111）和（000）每隔 60° 出现一次。

根据上述 SVM 的分析即可得到 SVM 的逐周平均模型。在该模型中， SVM 模块不仅在每个开关周期提供脉冲门极驱动信号，而且根据各矢量的作用时间通过 D_a、D_b、D_c 改变占空比。D_a、D_b、D_c 是由每个开关周期内各小占空比脉冲平均值组成的离散值。

在 SVM 模块平均模型中，首先通过断续点的模块与后续模块使用不同的空间矢量。这样就在一个很短的时间内产生了零矢量交叠影响。通过这种调制，一个模块的上桥臂开关连接到直流母线的正极性端，另一个模块的下桥臂开关连接到直流母线的负极性端。三相电流同时流经上桥臂开关、直流

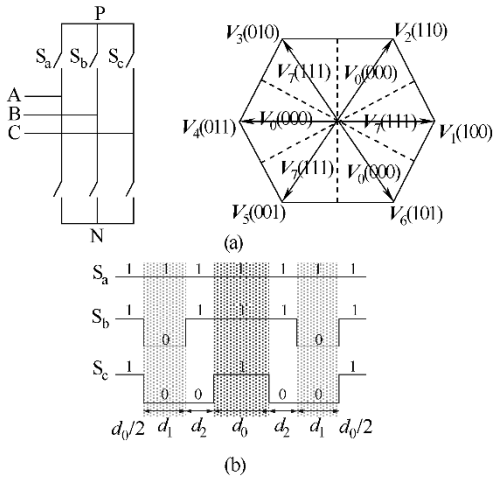


图 3　60° 钳位型 SVM

Fig.3　The 60° clamped SVM

母线电容一端、交流侧电感、下桥臂开关回到直流母线电容的另一端，如图 4 所示。如果零矢量的交叠时间为 Δt，则直流电压将直接加在交流侧电感上。此时的电感电流为

$$\Delta i_0 = \frac{V_{dc}}{2L}\Delta t \qquad (1)$$

式中　V_{dc}——直流侧电压；

L——交流侧电感值；

Δt——零矢量交叠时间。

这一“贯通”电流同时在三相中对电感进行充放电。如果一个模块抬高了一定电流，则另一模块就会降低相应的电流。这一电流是没有反映在 dq 轴变换中的纯零序电流

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{pmatrix} = \frac{2}{3}\begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \mathrm{g}$$

$$\begin{pmatrix} i_a+\Delta i_0 \\ i_b+\Delta i_0 \\ i_c+\Delta i_0 \end{pmatrix} \tag{2}$$

式中 i_d，i_q，i_z——旋转坐标系下的电流；

i_a，i_b，i_c——三相静止坐标系下的电流；

Δi_0——零矢量交叠在电感上引起的电流。

在单模块工作的情况下，零矢量仅在变流器三相的上桥臂或下桥臂全部导通时才会出现，而在模块并联工作时，由于零矢量交叠的影响使得纯零序电流可以出现在并联模块间构成的任意闭合回路，如图 4 所示。

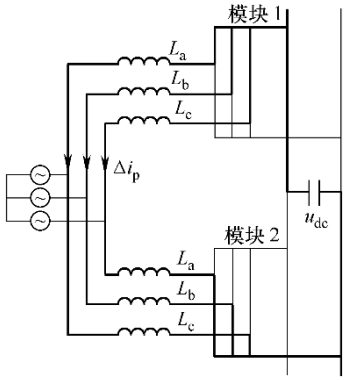


图 4 纯零序电流流通路径

Fig.4 The path of the pure zero-sequence current

随着时间的变化，每隔 60°的开关周期，参考矢量就穿越一次断续点。在单调超前或滞后模式下，参考矢量通过这些点时将不再同步。假设模块 1 的 A 相占空比是 D_{a1}，模块 2 的 A 相占空比是 D_{a2}，两个占空比的差是 ΔD_a

$$\Delta D_a = D_{a1} - D_{a2} \tag{3}$$

因为占空比可以调制，所以并联模块的输入电流也可以调制。并联模块 A 相电流的差值由下式给出

$$\Delta i_a = i_{a1} - i_{a2} \tag{4}$$

式中 i_{a1}，i_{a2}——两个模块的 A 相电流。

由图 3a 的空间矢量图可以看到，在 SVM 的连续区域，零序电流不会保持前一个值。这是因为当模块在后续的开关周期采用另一矢量组合时，环流仍然存在，但已在不同的相流动了。这一过程分解了零序电流，并将其一部分转换到了 dq 轴。dq 轴电流环会实时跟踪给定参考量来修正此电流。在 60°范围内，如果零序电流没有被完全修正，则在下一个转换过程继续进行修正。因此在零轴上就会有一个低频分量。

假设有一个共模电流加在平衡三相电流上，如下式所示

$$\begin{cases} i_a = I\cos\omega t + \Delta i_a \\ i_b = I\cos(\omega t - 2\pi/3) + \Delta i_b \\ i_c = I\cos(\omega t + 2\pi/3) + \Delta i_c \end{cases} \tag{5}$$

$$\Delta i_a = \Delta i_b = \Delta i_c = I_0\cos(\omega t + \psi) = i_0' \tag{6}$$

式中 Δi_a，Δi_b，Δi_c——三相共模电流。

在时域内，对其进行如下转换：

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{pmatrix} = \frac{2}{3}\boldsymbol{T}\left(\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} i_0' \\ i_0' \\ i_0' \end{pmatrix}\right) \tag{7}$$

式中 $\boldsymbol{T}$——三相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换矩阵；

i_d，i_q，i_z——两相旋转坐标系下的电流。

通过此变换，三相电流可以被映射到 dq0 坐标系。其中，dq 轴分量仍然在 dq 平面同步旋转，但是零轴分量则在与 dq 平面垂直的零轴上变化。在一个平衡三相系统中，只有两相是独立的，因为三相电压或电流之和为零。这一结论在旋转坐标系下同样成立。在 dq 平面，控制器仅能控制其中两个轴的分量，即 d、q 轴。一旦在系统中注入一个纯零序电流，则控制器无法观测到该轴的分量，因为零轴是与 dq 平面垂直正交的，不在 dq 平面内。

3 环流抑制

为了实现环流抑制，首先需要建立并联变流器的数学模型，以三相 PWM 整流器为例。由整流器拓扑可以得出其转化为 dq 坐标后的状态空间方程如下：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_z \end{pmatrix} = \frac{1}{L}\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_z \end{pmatrix} + \frac{1}{L}\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}u_N \end{pmatrix} -$$

$$\begin{pmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d}} \\ i_{\mathrm{q}} \\ i_{\mathrm{z}} \end{pmatrix}-\frac{1}{L}\begin{pmatrix} d_{\mathrm{d}} \\ d_{\mathrm{q}} \\ d_{\mathrm{z}} \end{pmatrix}u_{\mathrm{dc}} \tag{8}$$

$$\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{C}\begin{pmatrix} d_{\mathrm{d}} & d_{\mathrm{q}} & d_{\mathrm{z}}/3 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d}} \\ i_{\mathrm{q}} \\ i_{\mathrm{z}} \end{pmatrix}-\frac{u_{\mathrm{dc}}}{RC} \tag{9}$$

式中　i_{d}，i_{q}，i_{z}——两相旋转坐标系下的 d、q、0 轴电流；

u_{d}，u_{q}，u_{z}——两相旋转坐标系下的 d、q、0 轴电压；

d_{d}，d_{q}，d_{z}——两相旋转坐标系下的占空比；

ω——三相电网电压基波的角频率；

R——PWM 整流器交流侧滤波器电阻；

C——PWM 整流器直流侧电容。

当两个变流器并联后，根据图 1b 的连接关系可以得到并联 PWM 整流器 dq 坐标系下的状态空间方程：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d1}} \\ i_{\mathrm{q1}} \end{pmatrix}=\frac{1}{L_1}\begin{pmatrix} u_{\mathrm{d}} \\ u_{\mathrm{q}} \end{pmatrix}-\begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d1}} \\ i_{\mathrm{q1}} \end{pmatrix}-\frac{1}{L_1}\begin{pmatrix} d_{\mathrm{d1}} \\ d_{\mathrm{q1}} \end{pmatrix}u_{\mathrm{dc}} \tag{10}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d2}} \\ i_{\mathrm{q2}} \end{pmatrix}=\frac{1}{L_2}\begin{pmatrix} u_{\mathrm{d}} \\ u_{\mathrm{q}} \end{pmatrix}-\begin{pmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d2}} \\ i_{\mathrm{q2}} \end{pmatrix}-\frac{1}{L_2}\begin{pmatrix} d_{\mathrm{d2}} \\ d_{\mathrm{q2}} \end{pmatrix}u_{\mathrm{dc}} \tag{11}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{z}}}{\mathrm{d}t}=-\frac{\Delta d_{\mathrm{z}}u_{\mathrm{dc}}}{L_1+L_2} \tag{12}$$

$$\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{2C}\left(\begin{pmatrix} d_{\mathrm{d1}} & d_{\mathrm{q1}} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d1}} \\ i_{\mathrm{q1}} \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} d_{\mathrm{d2}} & d_{\mathrm{q2}} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d2}} \\ i_{\mathrm{q2}} \end{pmatrix}+\frac{\Delta d_{\mathrm{z}}i_{\mathrm{z}}}{3}\right)-\frac{u_{\mathrm{dc}}}{RC} \tag{13}$$

式中　i_{d1}，i_{q1}，d_{d1}，d_{q1}——dq 坐标系下变流器 1 的电流和占空比；

i_{d2}，i_{q2}，d_{d2}，d_{q2}——dq 坐标系下变流器 2 的电流和占空比；

L_1，L_2——变流器 1、2 的交流侧电感；

$i_{\mathrm{z}}=i_{\mathrm{z1}}=-i_{\mathrm{z2}}$——流经两个变流器的零轴电流分量；

$\Delta d_{\mathrm{z}}=d_{\mathrm{z1}}-d_{\mathrm{z2}}$——两个变流器零轴占空比差值。

由上述数学模型可知，零序电流用 z 轴表示，在单个变流器模型中，该分量是不存在的，而在并联变流器模型中该轴分量不可忽略。

为了实现零轴控制，需要在系统中增加第三个电流传感器，该传感器应该测量模块的第三相，因为该电流不能由另外两相得到。此外，在感测三相电流时，需要做 abc/dq0 的坐标变换。本文据此提出了采用交错断续空间矢量调制的零轴电流控制策略，其原理描述如下：两个 PWM 变流器分别使用交错相移 180° 的脉冲驱动，对其中一个变流器采用检测三相电流信号进行零轴电流信号的采集，在原有电流环的基础上增加一个零轴电流环进行零轴电流控制，该控制方法采用断续空间矢量调制技术，即采用无零矢量或零矢量重新分配的调制方法。

为了更好地设计零轴电流环，对并联 PWM 整流器进行如下小信号模型建模与分析 [14]。为了得到并联三相 Boost 整流器的小信号模型，首先要得到如下的稳态工作点：

$$U_{\mathrm{d}}=\sqrt{\frac{3}{2}}U_{\mathrm{m}}\quad U_{\mathrm{q}}=0$$

$$I_{\mathrm{d1}}=\frac{U_{\mathrm{dc}}}{RD_{\mathrm{d1}}}\quad I_{\mathrm{d2}}=\frac{U_{\mathrm{dc}}}{RD_{\mathrm{d2}}}$$

$$I_{\mathrm{q1}}=I_{\mathrm{q2}}=0\quad I_{\mathrm{z}}=0$$

$$D_{\mathrm{d1}}=\frac{U_{\mathrm{d}}}{U_{\mathrm{dc}}}\quad D_{\mathrm{d2}}=\frac{U_{\mathrm{d}}}{U_{\mathrm{dc}}}$$

$$D_{\mathrm{q1}}=-\frac{\omega L_1I_{\mathrm{d1}}}{U_{\mathrm{dc}}}\quad D_{\mathrm{q2}}=-\frac{\omega L_2I_{\mathrm{d2}}}{U_{\mathrm{dc}}}$$

$$\Delta D_{\mathrm{z}}=0$$

其中，R、L_1、L_2、U_{m} 已经给定；U_{dc}、I_{q1}、I_{q2}、I_{z} 为被控制跟随参考值；I_{d1}、I_{d2}、D_{d1}、D_{d2}、D_{q1}、D_{q2}、ΔD_{z} 根据给定值和控制目标计算得到。假设输入电压源是理想的，那么有

$$\hat{u}_{\mathrm{d}}=\hat{u}_{\mathrm{q}}=0$$

则单个三相整流器的小信号模型为

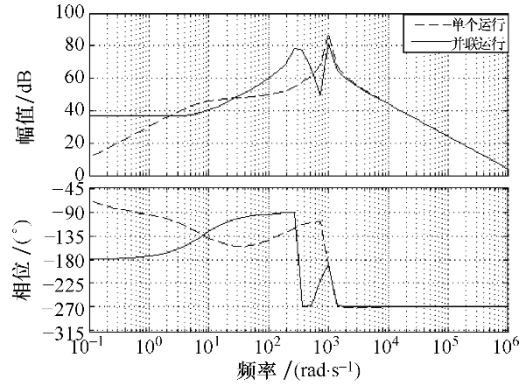
$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix}\Delta v_{dc}\\ \Delta i_d\\ \Delta i_q\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\dfrac{-1}{RC} & \dfrac{D_d}{C} & \dfrac{D_q}{C}\\ -\dfrac{D_d}{L} & 0 & \omega\\ -\dfrac{D_q}{L} & -\omega & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta v_{dc}\\ \Delta i_d\\ \Delta i_q\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}\dfrac{I_d}{C} & \dfrac{I_q}{C}\\ -\dfrac{V_{dc}}{L} & 0\\ 0 & -\dfrac{V_{dc}}{L}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta d_d\\ \Delta d_q\end{pmatrix} \tag{14}$$

并联三相整流器的小信号模型由下式得到

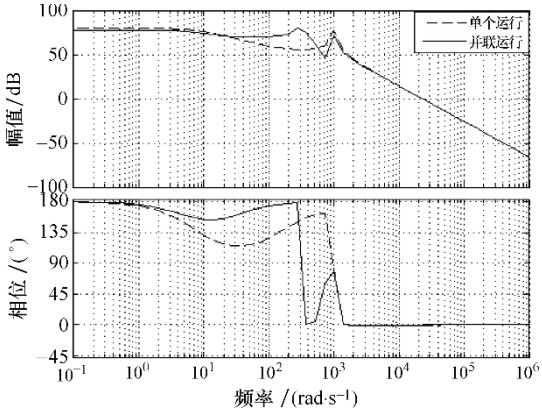
$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix}\Delta v_{dc}\\ \Delta i_{d1}\\ \Delta i_{q1}\\ \Delta i_{d2}\\ \Delta i_{q2}\\ \Delta i_z\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\dfrac{-1}{RC} & \dfrac{D_{d1}}{2C} & \dfrac{D_{q1}}{2C} & \dfrac{D_{d2}}{2C} & \dfrac{D_{q2}}{2C} & 0\\ -\dfrac{D_{d1}}{L_1} & 0 & \omega & 0 & 0 & 0\\ -\dfrac{D_{q1}}{L_1} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0\\ -\dfrac{D_{d2}}{L_2} & 0 & 0 & 0 & \omega & 0\\ -\dfrac{D_{q2}}{L_2} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta v_{dc}\\ \Delta i_{d1}\\ \Delta i_{q1}\\ \Delta i_{d2}\\ \Delta i_{q2}\\ \Delta i_z\end{pmatrix}+$$

$$\begin{pmatrix}\dfrac{I_{d1}}{2C} & \dfrac{I_{q1}}{2C} & \dfrac{I_{d2}}{2C} & \dfrac{I_{q2}}{2C} & 0\\ -\dfrac{U_{dc}}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & -\dfrac{U_{dc}}{L_1} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -\dfrac{U_{dc}}{L_2} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{U_{dc}}{L_2} & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dfrac{U_{dc}}{L_1+L_2}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\Delta d_{d1}\\ \Delta d_{q1}\\ \Delta d_{d2}\\ \Delta d_{q2}\\ \Delta d_z\end{pmatrix} \tag{15}$$

根据上述模型，在 Matlab 环境下进行了 PWM 整流器单个运行与并联运行时的开环控制输出电流的传递函数博德图绘制分析。



（a）$\Delta i_d/\Delta d_d$ 和 $\Delta i_{d1}/\Delta d_{d1}$

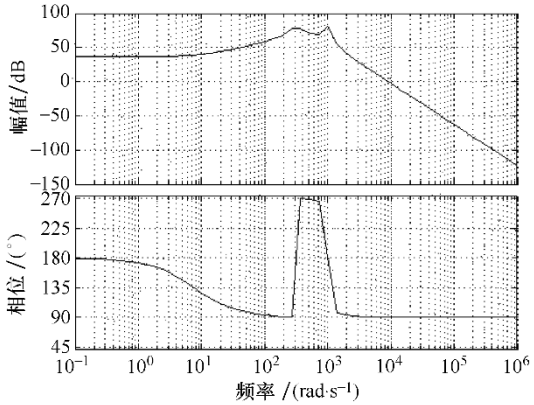


（b）$\Delta i_q/\Delta d_q$ 和 $\Delta i_{q1}/\Delta d_{q1}$

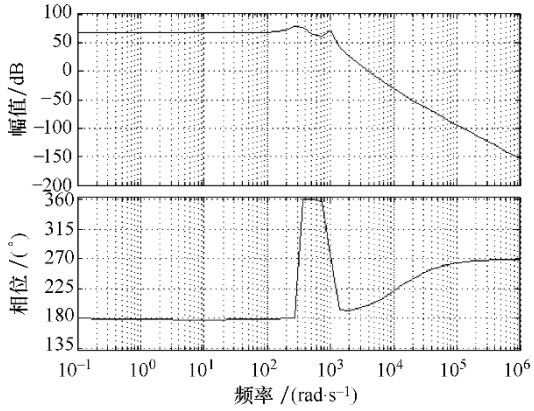
图 5 dq 轴分别控制 d、q 轴电流分量的开环传递函数

Fig.5 Open-loop transfer functions of dq axis control to d- and q-axis currents

图 5 给出了变流器单个运行和并联运行两种情况下的开环控制输出电流的传递函数。并联运行的传递函数在电网频率附近有明显的动态波动。图 6 给出了两个变流器交叉耦合的开环传递函数。



（a）$\Delta i_{d2}/\Delta d_{d1}$



（b）$\%_{q2}/\%_{d1}$

图 6　两个变流器交叉耦合的开环传递函数

Fig.6　Open-loop transfer functions showing the two converters are cross-coupled

这些传递函数表明，尽管并联变流器是相互耦合的，但是耦合的部分实际上彼此相互抵消了。因此，并联变流器的开环控制电流传递函数的基本特性与单个变流器运行比较类似。这一结论对于并联变流器电流环的设计至关重要，因为电流环可以按照单个变流器独立进行设计。此外，在并联系统中引入一个零序电流环，即可以消除彼此间小信号的交互作用。

理论上，（111）和（000）矢量可以在一个开关周期内被分开并与其他 SVM 调制矢量合理安排以减小或消除断续点处零矢量交叠的影响。然而，由于电流纹波的作用，系统瞬态过程或扇区转换总是存在转换跳变等不确定性。一旦零矢量发生交叠，则在对其进行修正前该交叠影响将持续一个开关周期。因为电流环是基于电流反馈来优化后续操作，控制器不可能在很短的时间内消除开关频率电流。因此，不使用零矢量的断续调制方法可能是针对 PWM 整流器并联系统比较有效的方法。图 7 示出了这种调制方法的原理。这种调制方法的基本概念是将零矢量的占空比分为 4 个等间隔时间，并重新按下式安排各占空比输出：

$$\begin{aligned} d_0' &= d_0/2 \\ d_1' &= d_1 + d_0/4 \\ d_2' &= d_2 + d_0/4 \end{aligned} \qquad (16)$$

在 d_0' 间隔内，有效作用矢量的反矢量用来合成图 7 所示的零矢量。

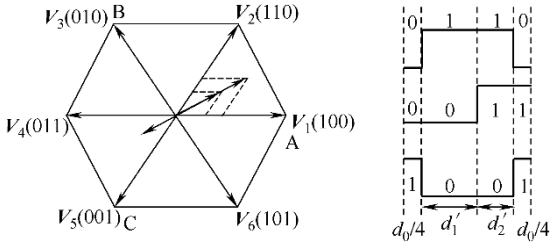
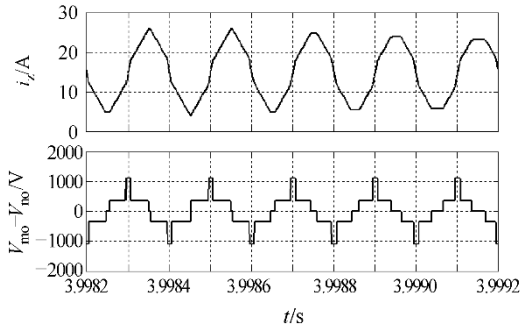


图 7　并联系统无零矢量 SVM 调制

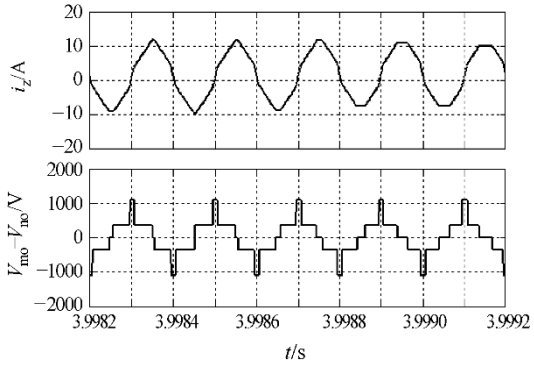
Fig.7　The proposed SVM without using zero vectors

通过使用这种调制方法，在两个方面削弱了零序电流。首先，零矢量交叠产生的影响只在断续点处有较小的波动。其次，从每个变流器自身的角度出发，可以把由其他变流器引起的电流视为对自身控制器的扰动量。这是一个电流环控制 dq 轴分量同步旋转的动态过程。高带宽的电流环与 PFC 中的控制器一样，会尽可能快地使被控制量跟踪指令变化。虽然这种调制方法增加了开关在每一个周期的动作次数，但是由于整个系统采用并联结构，每个变流器可以使用较低的开关频率来达到整个系统等效开关频率的提高，所以这种动作次数的增加并不会带来更多额外的开关损耗。图 8 给出了采用此调制方法和零轴电流环控制策略后消除零序电流直流分量的仿真结果。图中上半部分波形为零序电流波形，下半部分波形为零序电压波形，由图可知，虽然零序电流中的纯直流分量可以被消除，但仍然无法消除零序电流交流分量的波动，会给电流的输出带来纹波影响。

这种交错断续无零矢量 SVM 调制方法的应用可以有效降低整个并联系统输出电流的 THD，但是这种调制方法也增加了开关动作和电流的纹波，不过对于具有 PFC 的电流环而言，这种 SVM 调制深度的变化范围不是很大，所以电流中的纹波含量是可以接受的。图 9～图 11 给出了并联 PWM 整流器中各自 A 相电流放大波形及其 THD 分析。



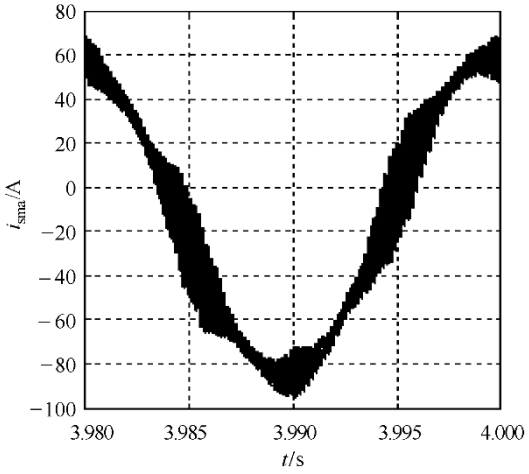
（a）消除直流分量前



（b）消除直流分量后

图 8 消除零序电流直流分量仿真

Fig.8 The simulation eliminating DC component of zero-sequence current



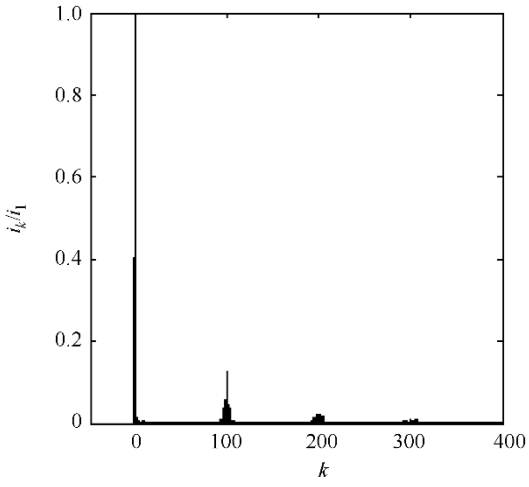
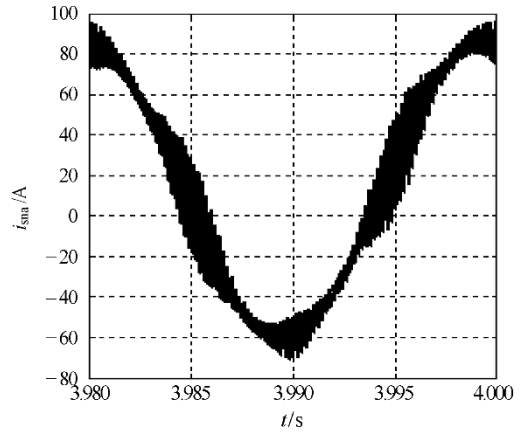


图 9 变流器 1 对应 A 相电流放大波形及其 FFT 分析

Fig.9 Extended view of converter 1 phase A current and FFT analysis



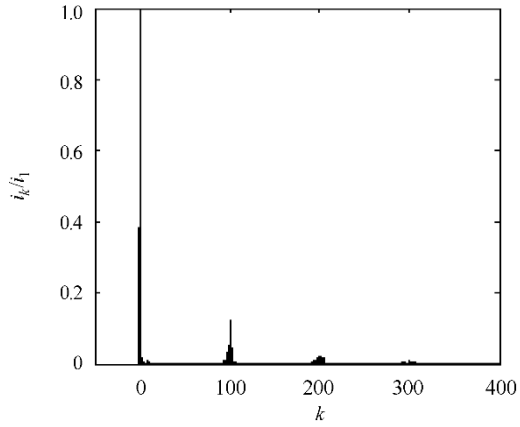
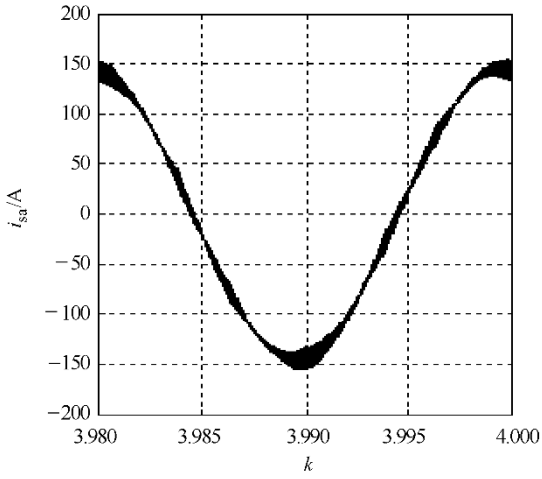


图 10 变流器 2 对应 A 相电流放大波形及其 FFT 分析

Fig.10 Extended view of converter 2 phase A current and FFT analysis



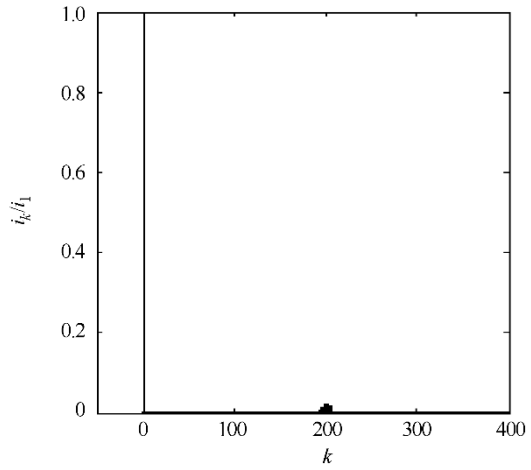


图 11　并联变流器输出 A 相电流及其 FFT 分析

Fig.11　Extended view of parallel converters phase A current and FFT analysis

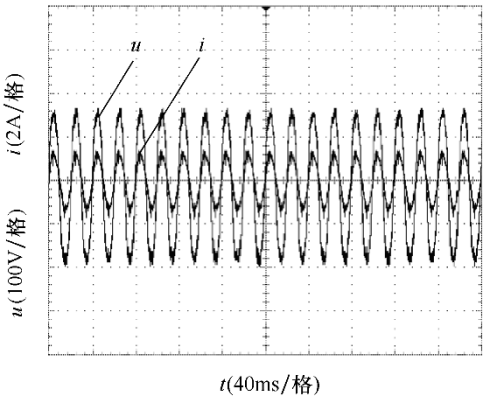
4　实验

针对上述理论基础和仿真分析，本文进行了实验验证。实验系统中各 IGBT 模块的直流端连接到公共直流母线，并联模块的交流端通过电感连接到交流电源。DSP 作为电流环控制器和 SVM 调制器。每个子系统的公共信号包括来自于同一母板的电压环输出和开关同步信号。

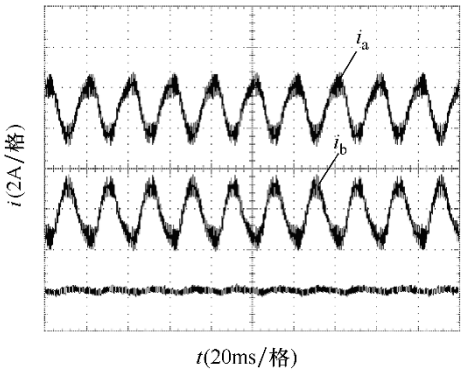
以下是实验系统的详细设备和参数：

输入电压：三相，线电压　150V；输出电压：200V；单模块额定功率：　10kVA；开关频率　5kHz；IGBT 模块：　Mitsubishi PM100DSA60；交流侧电感：0.5mH；输出电容：　5000μF；DSP：TMS320LF2407。

图 12a 给出了在阻性负载下的并联模块输入电流和电压的波形，其中电流与电压同相，实现了整个并联系统的单位功率因数运行。图　12b 给出了采用本文所提的交错断续 SVM 调制时单个模块的两相输入电流波形及其流经该模块的零序电流波形。由图可知，在此调制方法下系统仍然存在环流，但是并联系统内已经没有明显的低频振荡电流存在。图 13 给出了两个模块 A 相电流的放大波形。由图可知，通过交错断续空间矢量调制的并联控制策略达到了预期减小并联系统电流波形畸变的目的。



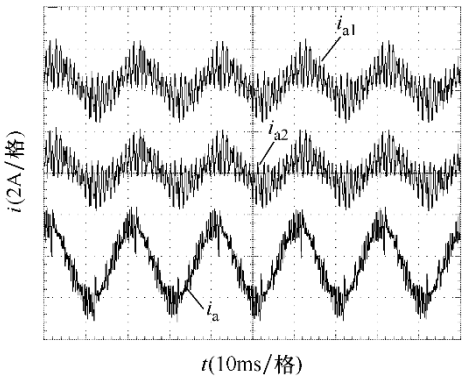
(a)并联模块的输入电压、电流波形



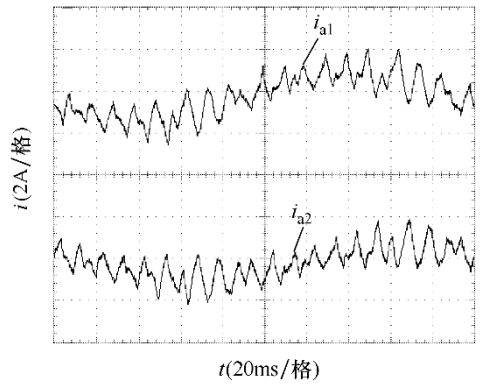
（b）一个模块两相电流及环流波形

图 12　并联模块的输入电压、电流波形和环流波形

Fig.12　Parallel module input voltage and current waveforms and circulation waveforms



（a）两个模块 A 相电流及其合成电流波形



（b）相应 A 相电流放大波形

图 13 两模块 A 相电流放大波形

Fig.13 Extended view of two modules phase A current

5 结论

变流器直接并联系统可以增加变流器系统容量并显著降低变流器交流侧电流的波形畸变，非常适合应用于日益向大功率发展的风力发电系统中。然而，在该系统中困扰变流器并联运行的环流问题比较突出。针对如何消除或抑制这一环流的问题，本文根据单个变流器的模型和并联变流器拓扑结构建立了环流模型，然后对此模型做了小信号分析，提出了基于交错断续空间矢量调制的零序电流控制策略。文中以并联 PWM 整流器为例给出了抑制环流的仿真与分析。最后，文中给出了相应的实验结果加以验证。本文所提的调制方法和控制策略可以有效抑制零序电流的产生，而且可以有效降低并联变流器输出电流的波形畸变，为并联变流器应用于风力发电系统做好了技术储备。

参考文献

[1] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2006, 53(5):1398-1409.

[2] Guerrero J M, Matas J, et al. Wireless-control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2006, 53(5): 1461-1470.

[3] Cichowlas M, Malinowski M, Kazmierkowski M P, et al. Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2005, 52(2): 410-419.

[4] Kwon B H, Youm J H, Lim J W. A line- voltage-sensorless synchronous rectifier [J]. IEEE Trans. Power Electron., 1999, 14(5):966-972.

[5] Kazmierkowski M P, Malesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 1998, 45(5):691-703.

[6] Mazumder SK. Continuous and discrete variable-structure controls for parallel three-phase boost rectifier [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2005, 52(2):340-354.

[7] 李建林，高志刚，等. 并联背靠背 PWM 变流器在直驱型风力发电系统的应用 [J]. 电力系统自动化，2008, 32(5):59-62.
Li Jianlin, Gao Zhigang, et al. Application of parallel back-to-back PWM converter on the direct-drive wind power system[J]. Automation of Electric Power System, 2008, 32(5):59-62.

[8] Walker H. 10 MW GTO converter for battery peaking service [J]. IEEE Trans. Ind. Applicant., 1990, 26(1): 63-67.

[9] Komatsuzaki Y. Cross current control for parallel operating three-phase inverter [C]. 25th Annul. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1994: 943-950.

[10] Ye Z, Xing K, Mazumder S, et al. Modeling and control of parallel three phase PWM boost rectifiers in PEBB-based dc distributed power system[C]. IEEE APEC'98, 1998, 2: 1126-1132.

[11] 伍小杰，罗悦华，乔树通.三相电压型 PWM 整流器控制技术综述 [J]. 电工技术学报，2005, 20(12):7-12.
Wu Xiaojie, Luo Yuehua, Qiao Shutong. A control technical summary of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2005, 20(12):7-12.

[12] 王立乔，王长永，张仲超. 组合变流器相移 SVM 技术的研究[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(18): 36-40.
Wang Liqiao, Wang Changyong, Zhang Zhongchao. Study of the multi-modular phase shifted SVM converters [J]. Automation of Electric Power System, 2002, 26(18):36-40.

[13] 王立乔，邬伟扬. 错时采样空间矢量调制的级联型多电平变流器及其在并联有源电力滤波器中的应用 [J]. 电工技术学报，2006, 21(12):90-97.

Wang Liqiao, Wu Weiyang. Cascade multilevel converter based on sample time staggered space vector modulation and its application to shunt active power filter[J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2006, 21 (12):90-97.

[14] 马皓，雷彪．逆变器无连线并联系统的统一小信号模型及应用 [J]. 浙江大学学报 (工学版), 2007, 41(7): 1111-1115.

Ma Hao, Lei Biao. Generalized small-signal model and its application for wireless-parallel inverter systems [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2007, 41(7):1111-1115.

作者简介:温春雪　男，1980 年生，博士研究生，研究方向为变速恒频风力发电控制技术。 李建林　男，1976 年生，博士，副研究员，研究方向为多电平变流器和变速恒频风力发电控制技术。