(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)实用新型专利

(10)授权公告号 CN 205430084 U
(45)授权公告日 2016.08.03

(21)申请号 201620270851.2

(ESM)同样的发明创造已同日申请发明专利

(22)申请日 2016.04.01

(73)专利权人 山东大学
地址 250061 山东省济南市历下区经十路17923号

(72)发明人 张承慧 张桐盛 陈阿莲 杜春水 潘羿威 邢相洋

(74)专利代理机构 济南圣达知识产权代理有限公司 37221
代理人 张勇

(51)Int.Cl.
H02M 7/493(2007.01)
H02M 7/487(2007.01)
H02M 7/5387(2007.01)
H02M 1/12(2006.01)

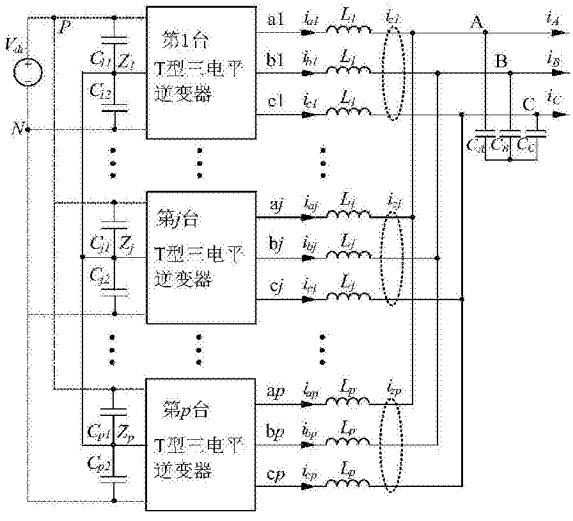
权利要求书1页 说明书7页 附图8页

(54)实用新型名称

SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统

(57)摘要

本实用新型公开了一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，和传统的SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器并联系统运行方法相比，该方法在同样开关角数量的情况下可以在系统输出交流侧消除更多的谐波；在要求交流侧消除同样数量谐波的情况下比传统的系统开关次数更低，开关损耗更小。本方法对逆变器之间的零序环流进行有效抑制，提高系统整体运行的效率和稳定性。本系统无需增加额外器件和控制算法，只需要更改系统中预存的SHEPWM开关角度，简单易行。



CN 205430084 U

1.一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，其特征是：包括脉冲信号发生器、控制器、开关角控制器和T型三电平逆变器并联系统，其中，T型三电平逆变器并联系统，包括多个并联的T型三电平逆变器，所有T型三电平逆变器共用交直流母线，且所有T型三电平逆变器直流侧分裂电容的中点相连，所有T型三电平逆变器的交流侧经过滤波器滤波后并联连接；

所述脉冲信号发生器产生脉冲信号，发送给每个T型三电平逆变器，所述控制器通过SHEPWM调制方式控制T型三电平逆变器并联系统的开关器件的开断，所述开关角控制器控制每个T型三电平逆变器的开关角，切断零序环流各个频率分量通路。

2.如权利要求1所述的一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，其特征是：所述T型三电平逆变器，包括并联的三相桥臂，每相桥臂包括两个串联的IGBT管，各相桥臂的中点一侧串联两个方向不同的IGBT管，另一侧经滤波器与负载或电网连接；在并联的各桥臂输入端接入输入电压源；每台逆变器输入直流侧并联有两组电容，两组电容连接处连接各相桥臂的两个方向不同IGBT管的一端，各个IGBT管均由控制信号驱动。

3.如权利要求2所述的一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，其特征是：所述控制器为解耦控制器，驱动T型三电平逆变器的每个IGBT管。

4.如权利要求1所述的一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，其特征是：所述T型三电平逆变器并联系统采用不同的开关角。

5.如权利要求1所述的一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，其特征是：所述滤波器为电感。

SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统

技术领域

[0001] 本实用新型涉及一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统。

背景技术

[0002] 随着国家对新能源的重视程度不断增加，光伏产业近几年发展非常迅速，在低压可再生能源发电系统中，多电平逆变器得到了越来越广泛的研究和使用。其输出交流电压有较低的dv/dt，较低的谐波畸变率，相比传统两电平逆变器有较低的器件开关应力，并可进一步降低开关器件的电压等级。三电平逆变器的拓扑结构如中点钳位型(NPC)、飞跨电容型和级联H桥型等，其中NPC型使用最为广泛，并以此为基础出现了诸多改进拓扑，特别是近来提出的T型拓扑。

[0003] 单台T型三电平逆变器的功率受到器件额定功率等因素的限制，使得面对大功率应用场合时，单台T型三电平逆变器会不能满足要求。对于大功率应用如电机驱动、微电网、分布式发电系统等，逆变器并联是简单有效的方法。逆变器并联通常采用相互隔离的直流母线，或利用变压器产生隔离的交流母线，以切断零序环流的流通路径，达到并联运行目的。但这种硬件隔离的方法会增加系统成本和体积。共交直流母线的并联方法能极大程度减小系统开销，但相应的也会产生零序环流通路，零序环流如果不加以抑制，会产生极大的输出电流畸变，并带来无功和谐波损耗，严重影响系统运行的稳定性，甚至会给逆变器带来损坏。

[0004] 目前已有多种逆变器并联运行的方法。视逆变器控制与调制的方法不同，相应的环流抑制的方法也不相同。逆变器的调制有多种方法如正弦脉宽调制(SPWM)，空间矢量调制(SVPWM)，特定谐波消除法(SHEPWM)等。其中SHEPWM相对于SPWM和SVPWM具有开关频率小，开关损耗低，控制简单，软件开销小的优点；在特定谐波抑制方面，SHEPWM有显著的优点。这些特点使SHEPWM特别适合大功率应用。传统的SHEPWM调制的并联逆变器零序环流抑制的方法有控制零矢量和小矢量的方法，但这种方法提高了逆变器的开关频率。在尽可能保持SHEPWM优点的情况下，最大可能的抑制零序环流，对SHEPWM调制的T型三电平逆变器并联系统意义重大。

实用新型内容

[0005] 本实用新型为了解决上述问题，提出了一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，本实用新型能够很好的提高系统性能，有效抑制并联系统环流。

[0006] 为了实现上述目的，本实用新型采用如下技术方案：

[0007] 一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制系统，包括脉冲信号发生器、控制器、开关角控制器和T型三电平逆变器并联系统，其中，T型三电平逆变器并联系统，包括多个并联的T型三电平逆变器，所有T型三电平逆变器共用交直流母线，且所有T型三电平逆变器直流侧分裂电容的中点相连，所有T型三电平逆变器的交流侧经过滤波器滤波后并联连接；

[0008] 所述脉冲信号发生器产生脉冲信号，发送给每个T型三电平逆变器，所述控制器通过SHEPWM调制方式控制T型三电平逆变器并联系统的开关器件的开断，所述开关角控制器控制每个T型三电平逆变器的开关角，切断零序环流各个频率分量通路。

[0009] 所述T型三电平逆变器，包括并联的三相桥臂，每相桥臂包括两个串联的IGBT管，各相桥臂的中点一侧串联两个方向不同的IGBT管，另一侧经滤波器与负载或电网连接；在并联的各桥臂输入端接入输入电压源；每台逆变器输入直流侧并联有两组电容，两组电容连接处连接各相桥臂的两个方向不同IGBT管的一端，各个IGBT管均由控制信号驱动。

[0010] 优选的，所述控制器为解耦控制器，驱动T型三电平逆变器的每个IGBT管。

[0011] 优选的，所述T型三电平逆变器并联系统采用不同的开关角。

[0012] 所述滤波器为电感。

[0013] 一种SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器的零序环流抑制方法，具体包括：多台T型三电平逆变器采用不同的开关模式，即多台T型三电平逆变器的SHEPWM计算出的开关角不完全相同，根据要求的开关角的个数N及T型三电平逆变器的台数p，联立p×N个方程求解出开关角，使得每台T型三电平逆变器每四分之一周期中仍然有N个开关角，控制基波幅值以及N-1个谐波幅值，每台T型三电平逆变器都根据给定基波调制比M产生相同的基波分量后，保证各台T型三电平逆变器具有(N-1)个自由度，消除(N-1)个谐波。

[0014] 具体的，计算每台T型三电平逆变器的SHEPWM开关角时，要考虑消除(3+6n)次谐波，n＝0,1,2…，要消除零序环流中m个分量，就增加p×m个方程和p×m个未知数，相应的每台T型三电平逆变器增加m个开关角，系统整体增加2m个开关角。

[0015] 优选的，每台T型三电平逆变器m个开关角都用来切断零序环流各个频率分量通路，保证环流抑制效果。

[0016] 优选的，则p-1台逆变器增加的m个开关角用来切断零序环流各个频率分量通路，剩余一台逆变器增加的m个开关角用来消除交流母线上更多的谐波，保证交流母线电能质量。

[0017] 本实用新型的有益效果为：

[0018] (1)在同样开关频率下，和传统方案相比，本实用新型可以在交流侧公共连接点出消除更多低次谐波；在交流侧要求同样谐波消除效果的情况下，本实用新型比传统方案开关次数更低，开关损耗更小；

[0019] (2)本实用新型可以对逆变器之间零序环流进行有效抑制，增强三电平逆变器并联运行的稳定性，提高系统整体运行的效率；

[0020] (3)本实用新型无需增加额外器件和控制算法，只需要更改系统中预存的SHEPWM开关角度，简单易行。

附图说明

[0021] 图1为多台T型三电平逆变器并联系统拓扑图；

[0022] 图2为两台T型三电平逆变器并联系统拓扑图；

[0023] 图3为三电平逆变器拓扑图；

[0024] 图4为T型三电平逆变器SHEPWM的典型波形；

[0025] 图5(a)为方法一下第一台逆变器的输出线电压的仿真结果；

[0026] 图5(b)为方法一下第一台逆变器的输出线电压仿真结果的FFT分析；

[0027] 图6(a)为方法一下第二台逆变器的输出线电压的仿真结果；

[0028] 图6(b)为方法一下第二台逆变器的输出线电压仿真结果的FFT分析；

[0029] 图7(a)为方法一下并联逆变器输出公共连接点处线电压的仿真结果；

[0030] 图7(b)为方法一下并联逆变器输出公共连接点处线电压仿真结果的FFT分析；

[0031] 图8(a)为方法一下并联逆变器交流母线A相电流波形的仿真结果；

[0032] 图8(b)为方法一下并联逆变器交流母线A相电流波形仿真结果的FFT分析；

[0033] 图9(a)为方法一下并联逆变器没有抑制环流的仿真结果；

[0034] 图9(b)为方法一下并联逆变器采用本实用新型的环流抑制方法后的仿真结果；

[0035] 图10(a)为方法二下第一台逆变器的输出线电压的仿真结果；

[0036] 图10(b)为方法二下第一台逆变器的输出线电压仿真结果的FFT分析；

[0037] 图11(a)为方法二下第二台逆变器的输出线电压的仿真结果；

[0038] 图11(b)为方法二下第二台逆变器的输出线电压仿真结果的FFT分析；

[0039] 图12(a)为方法二下并联逆变器输出公共连接点处线电压的仿真结果；

[0040] 图12(b)为方法二下并联逆变器输出公共连接点处线电压仿真结果的FFT分析；

[0041] 图13(a)为方法二下并联逆变器交流母线A相电流波形的仿真结果；

[0042] 图13(b)为方法二下并联逆变器交流母线A相电流波形仿真结果的FFT分析；

[0043] 图14(a)为方法二下并联逆变器没有抑制环流的仿真结果；

[0044] 图14(b)为方法二下并联逆变器采用本实用新型的环流抑制方法后的仿真结果。

具体实施方式：

[0045] 下面结合附图与实施例对本实用新型作进一步说明。

[0046] 多台三电平逆变器并联系统拓扑图如图1所示，在本实用新型中为了验证方法的可行性采用两台三电平逆变器并联系统拓扑图如图2所示，逆变器通过输出滤波电感共享交直流母线，P、N为并联系统的正负直流母线；A、B、C为并联系统的三相并网点；aj、bj、cj为第j台逆变器输出的交流端，滤波器采用L滤波器，滤波电感为L_j(j＝1,2,3,……p)，交流侧并网滤波电容为C_m，i_{mj}为第j台逆变器的m相输出电流，m＝a、b、c，j＝1,2,3,……p；i_A、i_B、i_C为系统并网电流。i_{zj}为第j台逆变器中的零序环流。

[0047] 以如图3所示单台逆变器结构阐述逆变器控制策略。单台T型三电平逆变器相电压V_{xZ}的SHEPWM波形如图4所示。波形四分之一周期对称，可消除电压波形中的偶次谐波分量。若指定四分之一周期内N个开关角，则基波与n次谐波的的幅值可利用傅里叶级数展开得到。对于图4所示SHEPWM波形，设波形具有单位幅值，该波形中基波与n次谐波幅值分别如式(1)、(2)。其中M为基波幅值调制比。

[0048] $$\frac{4}{\pi}\left(\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos\alpha_k\right)=M \tag{1}$$

[0049] $$\frac{4}{n\pi}\left(\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos(n\alpha_k)\right)=0,n=5,7,\ldots,3N-2 \tag{2}$$

[0050] 由于三相电压中三次谐波相位相同，故3次谐波与3的倍次谐波不考虑。所以四分

之一周期中N个开关角可以控制基波幅值以及N-1个谐波幅值。定义为该SHEPWM具有(N-1)个自由度。多台逆变器都按照式(1)(2)计算出来的开关角进行开关，进而并联，即是传统的SHEPWM调制的三电平T型并联逆变器运行方法。在公共交流母线上可消除N-1个谐波。

[0051] 本方案中，多台逆变器工作在不同的开关模式下，在开关角个数相同的情况下，尽可能多的消除公共交流母线上的特定谐波。这些特定谐波在公共交流母线上不存在，但可能会在单台逆变器的输出中存在。每台逆变器每四分之一周期中仍然有N个开关角，控制基波幅值以及N-1个谐波幅值。每台逆变器都根据给定基波调制比M产生相同的基波分量后，各台逆变器还有(N-1)个自由度，可消除(N-1)个谐波。这样p台并联系统在公共交流母线上可消除p×(N-1)个谐波，即有p×(N-1)个自由度。为了能消除p×(N-1)个谐波并控制基波分量，需要联立p×N个方程解出p×N个角，p×N个解中每台逆变器有N个开关角。系统整体开关频率不变，但可消除的谐波量增加数倍。以p＝2，N＝3为例，求解两台逆变器开关角的方程如式(3)。

$$\begin{aligned}
&\frac{4}{\pi}\left[\cos(\alpha_{11})-\cos(\alpha_{12})+\cos(\alpha_{13})\right]=M\\
&\frac{4}{\pi}\left[\cos(\alpha_{21})-\cos(\alpha_{22})+\cos(\alpha_{23})\right]=M\\
&\frac{4}{5\pi}\left[\begin{array}{l}\cos(5\alpha_{11})-\cos(5\alpha_{12})+\cos(5\alpha_{13})\\+\cos(5\alpha_{21})-\cos(5\alpha_{22})+\cos(5\alpha_{23})\end{array}\right]=0\\
&\frac{4}{7\pi}\left[\begin{array}{l}\cos(7\alpha_{11})-\cos(7\alpha_{12})+\cos(7\alpha_{13})\\+\cos(7\alpha_{21})-\cos(7\alpha_{22})+\cos(7\alpha_{23})\end{array}\right]=0\\
&\frac{4}{11\pi}\left[\begin{array}{l}\cos(11\alpha_{11})-\cos(11\alpha_{12})+\cos(11\alpha_{13})\\+\cos(11\alpha_{21})-\cos(11\alpha_{22})+\cos(11\alpha_{23})\end{array}\right]=0\\
&\frac{4}{13\pi}\left[\begin{array}{l}\cos(13\alpha_{11})-\cos(13\alpha_{12})+\cos(13\alpha_{13})\\+\cos(13\alpha_{21})-\cos(13\alpha_{22})+\cos(13\alpha_{23})\end{array}\right]=0
\end{aligned}\tag{3}$$

[0052]

[0053] 其中α_{11}，α_{12}，α_{13}为逆变器1四分之一周期内的开关角，α_{21}，α_{22}，α_{23}为逆变器2四分之一周期内的开关角，如图2和图4所示。对于特定的调制比M，5、7、11和13次谐波可在输出公共交流母线上消除。

[0054] 如图4所示的SHEPWM可以控制基波分量并消除正序和负序谐波分量，但零序分量会存在于单台逆变器的相电压中。零序分量主要是输出电压频率的(3+6n)次谐波，n＝0，1，2…。当逆变器共交直流母线直接并联运行时，逆变器之间会存在零序环流通路。第j台逆变器的零序环流定义为式(4)，其中j＝1，2，3，……p。

[0055] $i_{0j}=i_{aj}+i_{bj}+i_{cj}$ (4)

[0056] 本实用新型提出了适用于SHEPWM调制的多台并联T型三电平逆变器零序环流抑制方法，即切断逆变器之间零序环流的各个频率分量的流通路径。通过切断多台逆变器之间分量较大的低频环流流通路径，达到抑制环流的目的。本实用新型采用两种方法实现抑制环流：

[0057] 方法一：p台逆变器中，每台逆变器的输出相电压中都要消除3次和9次谐波，这两个分量在零序环流中占有比例较大。以上述p＝2，N＝3为例，在逆变器输出电压中，这两个谐波完全得到消除，故3次和9次谐波也不会在逆变器之间流动，从而达到抑制环流的目的。每台逆变器都要完全消除这两个谐波，故每台逆变器都需要增加两个开关角，即N＝5，同时

保持并联系统自由度为4，即其可消除5、7、11、13次谐波。为求解开关角，可列方程(5)(6)。求解该方程即可得到两台逆变器的开关角。

[0058]

$$\begin{aligned}&\frac{4}{\pi}\left[\cos(\alpha_{j1})-\cos(\alpha_{j2})+\cos(\alpha_{j3})-\cos(\alpha_{j4})+\cos(\alpha_{j5})\right]=M,j=1,2\\&\frac{4}{n\pi}\left[\begin{array}{l}\cos(n\alpha_{11})-\cos(n\alpha_{12})+\cos(n\alpha_{13})-\cos(n\alpha_{14})+\cos(n\alpha_{15})\\+\cos(n\alpha_{21})-\cos(n\alpha_{22})+\cos(n\alpha_{23})-\cos(n\alpha_{24})+\cos(n\alpha_{25})\end{array}\right]=0,n=5,7,11,13\end{aligned}\qquad(5)$$

[0059]

$$\frac{4}{n\pi}\left[\cos(n\alpha_{j1})-\cos(n\alpha_{j2})+\cos(n\alpha_{j3})-\cos(n\alpha_{j4})+\cos(n\alpha_{j5})\right]=0,j=1,2;n=3,9\qquad(6)$$

[0060] 零序环流成分主要是输出电压频率的(3+6n)次谐波，消除的谐波次数越高，零序环流抑制效果越好。如果要消除m个(3+6n)次谐波分量，每台逆变器每四分之一周期就需要增加m个开关角，系统需要整体增加p×m个开关角，求解开关角的方程组中需要增加p×m个未知数和p×m个方程。m越大，零序环流抑制效果就越好。

[0061] 在MATLAB/simulink 2012B中，以图2所示的两台三电平逆变器并联系统拓扑结构对本实用新型提出的控制策略进行仿真研究。仿真中，直流侧电压为200V，输出频率为50Hz，电容C_A、C_B、C_C为14μF。输出滤波电感L_1、L_2为5mH。在M＝1，N＝5时，第一台逆变器的输出线电压和FFT分析如图5(a)、(b)所示；第二台逆变器的输出线电压和FFT分析如图6(a)、(b)所示；公共连接点处线电压V_{AB}及其FFT分析如图7(a)、(b)。并联系统输出A相电流及其FFT分析见图8(a)、(b)。可见，三电平T型并联系统的输出电压和相电流中均不含较低的5、7、11和13次谐波，取得了比较满意的特定谐波消除效果。

[0062] 图9(a)为并联逆变器没有抑制环流的仿真结果，图9(b)为并联逆变器采用本实用新型的环流抑制方法后的仿真结果。可见，没有抑制环流时零序环流幅值约14A，将会严重影响系统运行的稳定性；环流抑制后零序环流幅值约为1.4A，幅值缩小为抑制前的1/10。说明本实用新型的环流抑制方法能够有效抑制SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器并联系统的零序环流。

[0063] 对于p台逆变器，根据方法一，系统根据公式(7)和(8)即可算出开关角度。

[0064]

$$\begin{aligned}&\frac{4}{\pi}\left(\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos\alpha_{jk}\right)=M,j=1,2,...,p\\&\frac{4}{n\pi}\left(\sum_{j=1}^{p}\left[\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos(n\alpha_{jk})\right]\right)=0,n=5,7,...\end{aligned}\qquad(7)$$

[0065]

$$\frac{4}{n\pi}\left(\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos(n\alpha_{jk})\right)=0,n=3,9;j=1,2,...,p\qquad(8)$$

[0066] 方法二：在p台逆变器中，其中前p-1台逆变器的输出相电压中都要消除3次和9次谐波，这两个分量在零序环流中占有比例较大，由于p-1台逆变器的输出相电压中都要消除3次和9次谐波，所以第p台逆变器就消除了3次和9次谐波回路，第p台逆变器也不会含有3次和9次谐波，达到抑制环流的目的。前p-1台逆变器都要完全消除这两个谐波，故每台逆变器都需要增加两个开关角，而第p台逆变器不用消除3次和9次谐波，所以系统多了两个自由

度，就可以多消除两个谐波。以上述p＝2，N＝3为例，在逆变器输出电压中，由于在一台逆变器中这两个谐波完全得到消除，从而对于另外一台逆变器来说消除了3次和9次谐波回路，故3次和9次谐波也不会在逆变器之间流动，从而达到抑制环流的目的。第一台逆变器都要完全消除这两个谐波，故第一台逆变器都需要增加两个开关角，为了使两台逆变器开关频率相同，使N＝5，即并联系统增加了两个自由度，增加为6，即其可消除5、7、11、13、17、19次谐波。为求解开关角，可列方程(9)(10)。求解该方程即可得到两台逆变器的开关角。

[0067]

$$\begin{aligned}&\frac{4}{\pi}\left[\cos(\alpha_{j1})-\cos(\alpha_{j2})+\cos(\alpha_{j3})-\cos(\alpha_{j4})+\cos(\alpha_{j5})\right]=M,j=1,2\\&\frac{4}{n\pi}\left[\begin{array}{l}\cos(n\alpha_{11})-\cos(n\alpha_{12})+\cos(n\alpha_{13})-\cos(n\alpha_{14})+\cos(n\alpha_{15})\\+\cos(n\alpha_{21})-\cos(n\alpha_{22})+\cos(n\alpha_{23})-\cos(n\alpha_{24})+\cos(n\alpha_{25})\end{array}\right]=0,n=5,7,11,13,17,19\end{aligned}\qquad(9)$$

[0068]

$$\frac{4}{n\pi}\left[\cos(n\alpha_{11})-\cos(n\alpha_{12})+\cos(n\alpha_{13})-\cos(n\alpha_{14})+\cos(n\alpha_{15})\right]=0,n=3,9\qquad(10)$$

[0069] 零序环流成分主要是输出电压频率的(3+6n)次谐波，消除的谐波次数越高，零序环流抑制效果越好。如果要消除m个(3+6n)次谐波分量，每台逆变器每四分之一周期就需要增加m个开关角，其中p-1台逆变器利用增加的m个开关角切断零序环流的m个低频分量，剩余1台逆变器利用增加的m个开关角进一步消除m个谐波。系统需要整体增加p×m个开关角，求解开关角的方程组中需要增加p×m个未知数和p×m个方程。m越大，零序环流抑制效果就越好，同时公共交流母线上谐波消除效果越好。相比方法一，在开关角数量相同的情况下，方法二可以在公共交流母线上消除更多谐波。

[0070] 在MATLAB/simulink 2012B中，以图2所示的两台三电平逆变器并联系统拓扑结构对本实用新型提出的控制策略进行仿真研究。仿真中，直流侧电压为200V，输出频率为50Hz，电容C_A、C_B、C_C为14μF。输出滤波电感L_1、L_2为5mH。在M＝1，N＝5时，第一台逆变器的输出线电压和FFT分析如图10(a)、(b)所示；第二台逆变器的输出线电压和FFT分析如图11(a)、(b)所示；公共连接点处线电压V_{AB}及其FFT分析如图12(a)、(b)。并联系统输出A相电流及其FFT分析见图13(a)、(b)。可见，三电平T型并联系统的输出电压和相电流中均不含较低的5、7、11、13、17和19次谐波，取得了比较满意的特定谐波消除效果。

[0071] 图14(a)为并联逆变器没有抑制环流的仿真结果，图14(b)为并联逆变器采用本实用新型的环流抑制方法后的仿真结果。可见，没有抑制环流时零序环流幅值约14A，将会严重影响系统运行的稳定性；环流抑制后零序环流幅值约为2.1A，幅值缩小为抑制前的将近1/7。说明本实用新型的环流抑制方法能够有效抑制SHEPWM调制的多台T型三电平逆变器并联系统的零序环流。

[0072] 对于p台逆变器，根据方法二，系统根据公式(11)和(12)即可算出开关角度。

[0073]

$$\begin{aligned}&\frac{4}{\pi}\left(\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos\alpha_{jk}\right)=M,j=1,2,...,p\\&\frac{4}{n\pi}\left(\sum_{j=1}^{p}\left[\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos(n\alpha_{jk})\right]\right)=0,n=5,7,...\end{aligned}\qquad(11)$$

[0074] $$\frac{4}{n\pi}\left(\sum_{k=1}^{N}(-1)^{k+1}\cos(n\alpha_{jk})\right)=0, n=3,9; j=1,2,\ldots,p\text{-}1 \quad (12)$$

[0075] 通过以上仿真结果可知，相比于方法二，方法一能实现逆变器之间环流更小，但消除的谐波比方法二少两个，所以采用方法一时系统输出电流不如方法二。方法二改善输出波形的代价是零序环流会略有增加，这是因为开关角并不能够精确的将3次、9次等低次谐波完全消除。零序环流增加的量相对于系统输出来说非常小，几乎可以忽略，对系统稳定性没有影响。但与此同时，交流母线上消除了更多的谐波，提高了输出波形质量。因此方法二比方法一实用意义更大。方法一和方法二都对环流进行了有效的抑制，效果明显，且消除的谐波个数比普通的SHEPWM更多，系统输出波形效果更好。本实用新型采用SHEPWM的多台T型三电平逆变器并联系统能保持SHEPWM消除特定谐波的能力，在每四分之一周期开关角相同的情况下，并联系统可以消除更多的谐波。本实用新型中多台逆变器之间的环流也得到有效抑制。

[0076] 本方法易于实现，不需要对逆变器的硬件和软件进行大量改动，只需要改变预存的SHEPWM开关角数组表，或在实际产品中设计多种查表备选方案，通过人为的模式切换，以适应单台或多台运行的环境，具有简单易行和便于模块化扩展的优点。

[0077] 上述虽然结合附图对本实用新型的具体实施方式进行了描述，但并非对本实用新型保护范围的限制，所属领域技术人员应该明白，在本实用新型的技术方案的基础上，本领域技术人员不需要付出创造性劳动即可做出的各种修改或变形仍在本实用新型的保护范围以内。

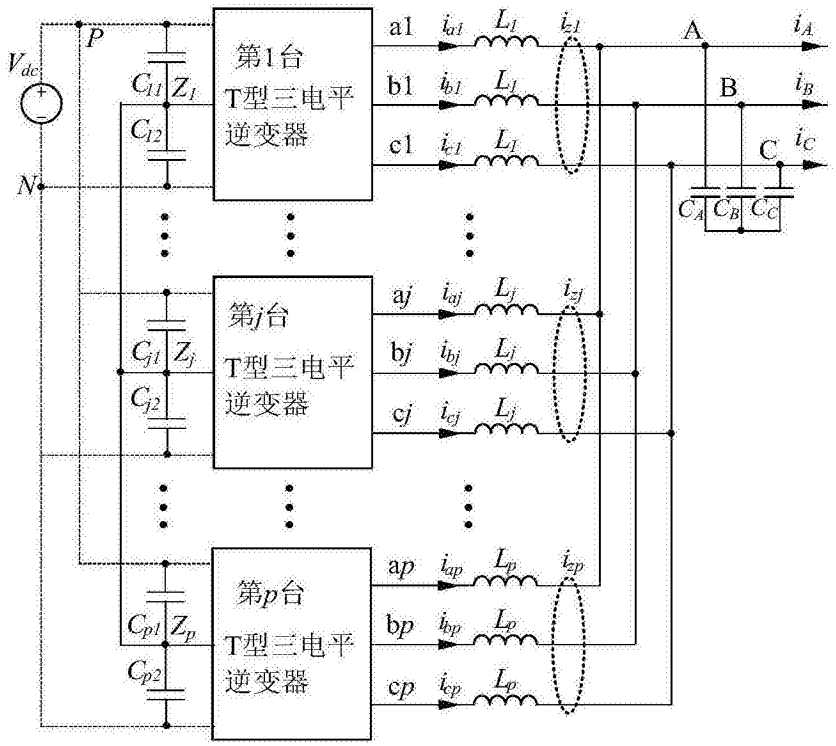

P
V_{dc}
N
C_{1l} Z_1
C_{1l2}
第1台
T型三电平
逆变器
a1 i_{a1} L_1 i_{z1}
b1 i_{b1} L_1
c1 i_{c1} L_1
A i_A
B i_B
C i_C
C_A C_B C_C
C_{j1} Z_j
C_{j2}
第j台
T型三电平
逆变器
aj i_{aj} L_j i_{zj}
bj i_{bj} L_j
cj i_{cj} L_j
C_{p1} Z_p
C_{p2}
第p台
T型三电平
逆变器
ap i_{ap} L_p i_{zp}
bp i_{bp} L_p
cp i_{cp} L_p

图1

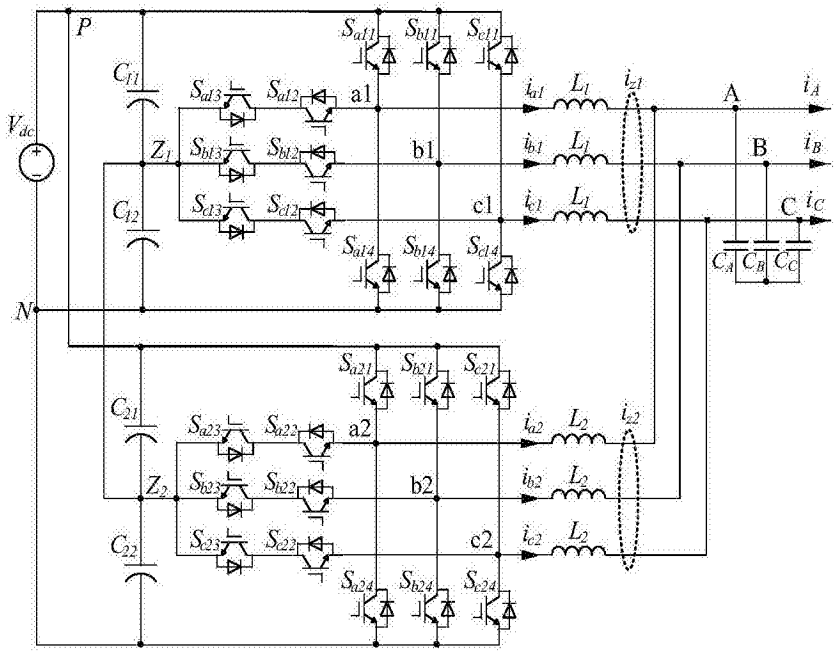

P
V_{dc}
N
C_{l1}
Z_1
C_{l2}
S_{al1} S_{bl1} S_{cl1}
S_{al3} S_{al2} a1
S_{bl3} S_{bl2} b1
S_{cl3} S_{cl2} c1
S_{al4} S_{bl4} S_{cl4}
i_{a1} L_1 i_{z1}
i_{b1} L_1
i_{c1} L_1
A i_A
B i_B
C i_C
C_A C_B C_C
C_{21}
Z_2
C_{22}
S_{a21} S_{b21} S_{c21}
S_{a23} S_{a22} a2
S_{b23} S_{b22} b2
S_{c23} S_{c22} c2
S_{a24} S_{b24} S_{c24}
i_{a2} L_2 i_{z2}
i_{b2} L_2
i_{c2} L_2

图2

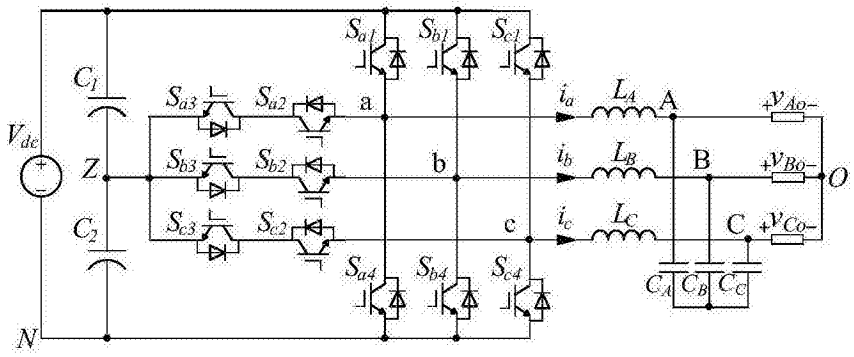

V_{dc}
C_1
Z
C_2
N
S_{a3} S_{a2} S_{a1} S_{a4}
S_{b3} S_{b2} S_{b1} S_{b4}
S_{c3} S_{c2} S_{c1} S_{c4}
a
b
c
i_a i_b i_c
L_A L_B L_C
A B C
$+v_{Ao}-$ $+v_{Bo}-$ $+v_{Co}-$
O
C_A C_B C_C

图3

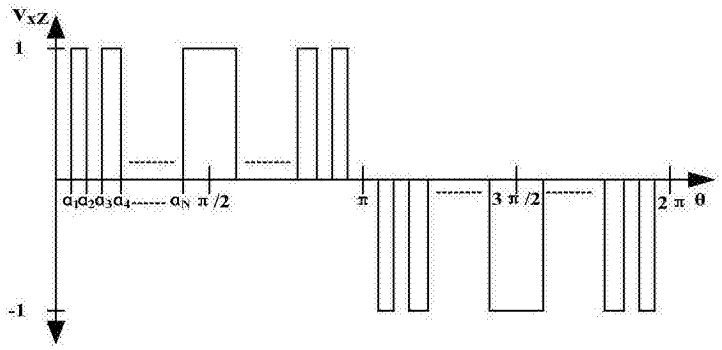

V_{xZ}
1
-1
$\alpha_1\alpha_2\alpha_3\alpha_4$ ------ α_N π /2
π
3 π /2
2 π θ

图4

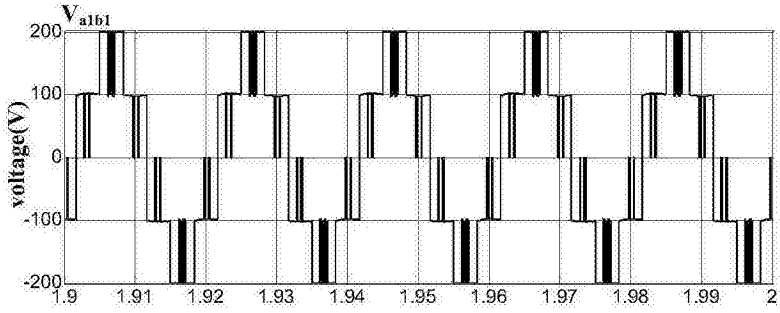

V_{a1b1}
200
100
0
-100
-200
voltage(V)
1.9 1.91 1.92 1.93 1.94 1.95 1.96 1.97 1.98 1.99 2

图5(a)

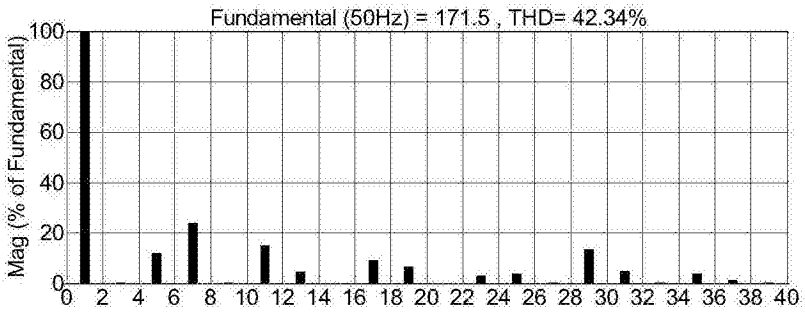


图5(b)

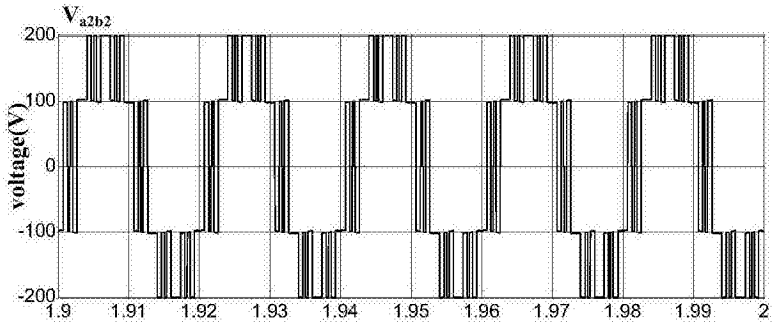


图6(a)

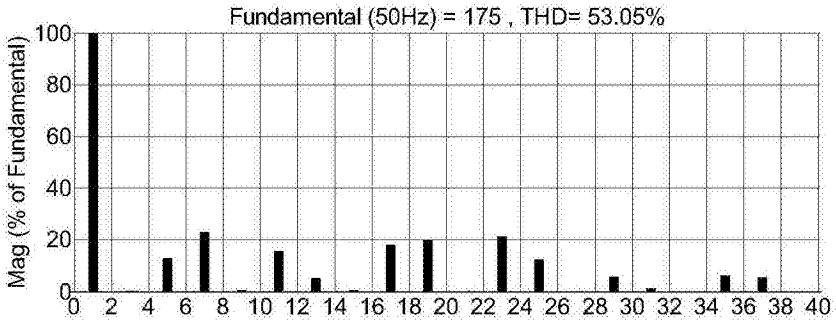


图6(b)

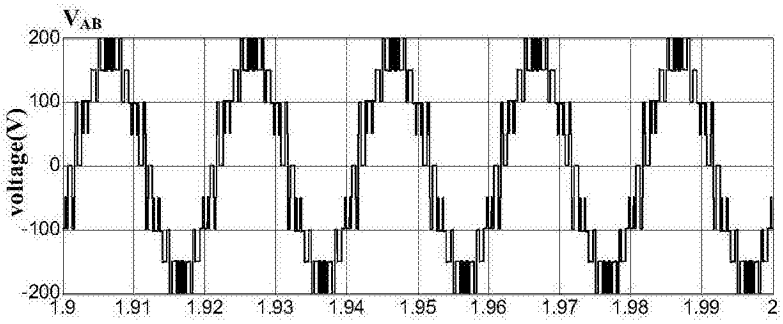


图7(a)

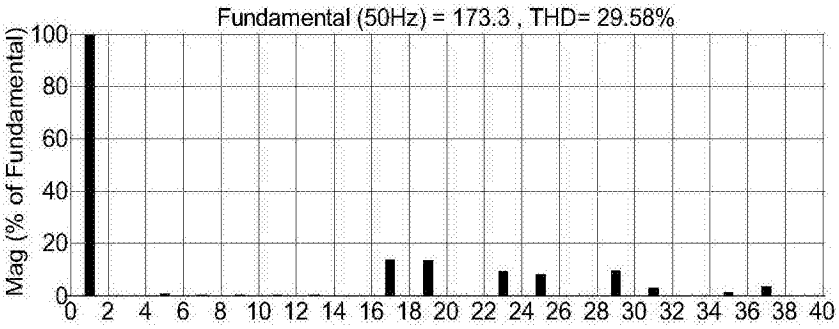


图7(b)

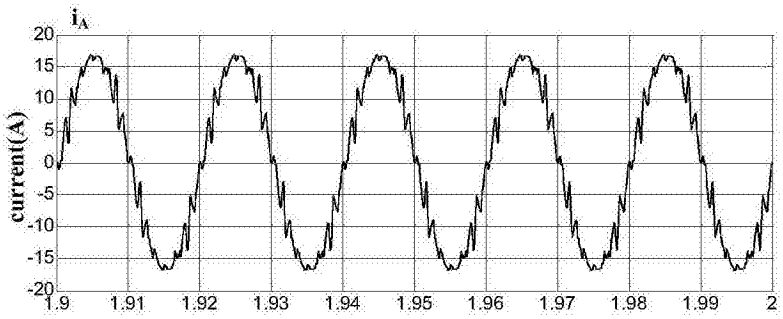


图8(a)

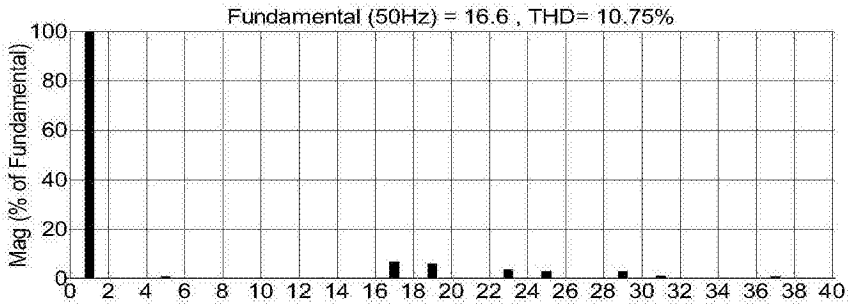


图8(b)

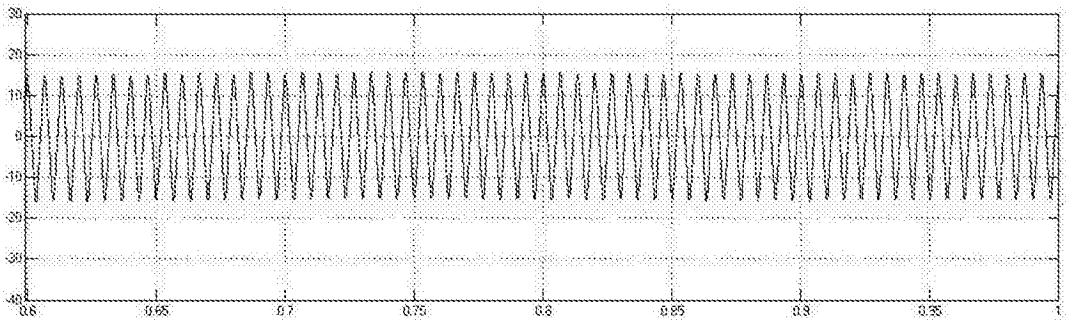


图9(a)

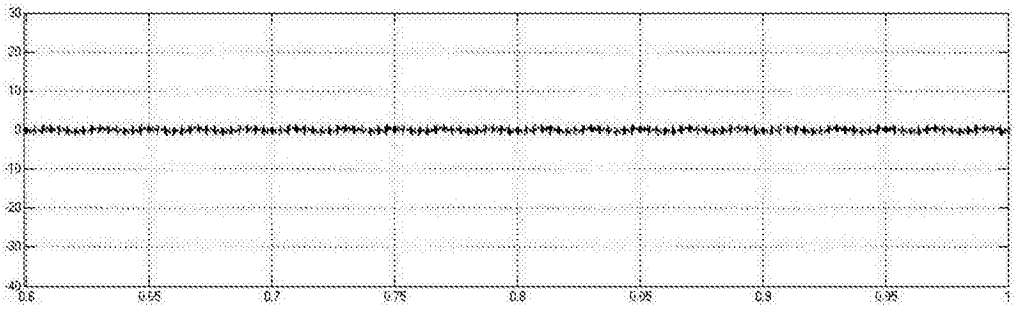


图9(b)

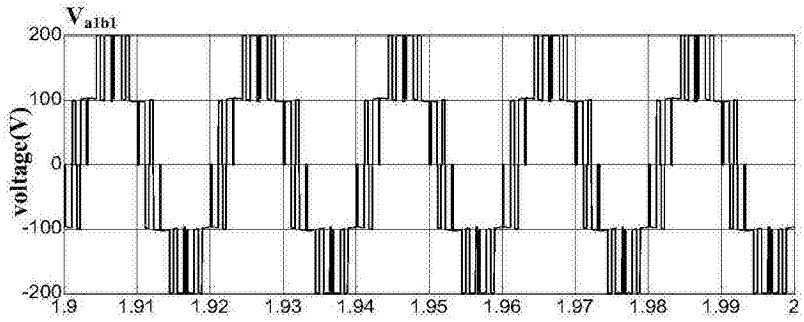


图10(a)

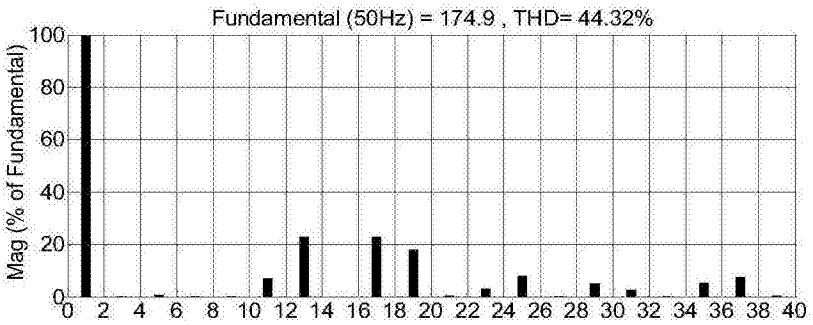


图10(b)

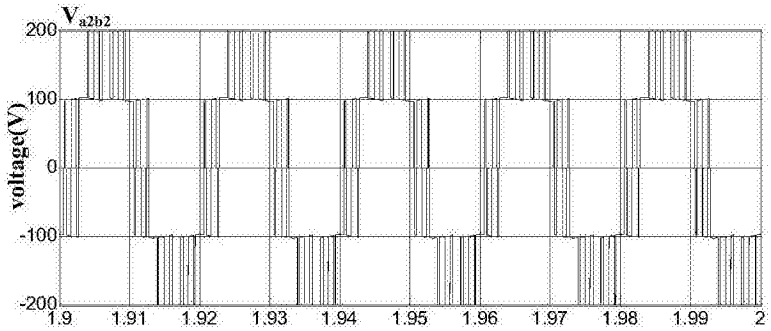


图11(a)

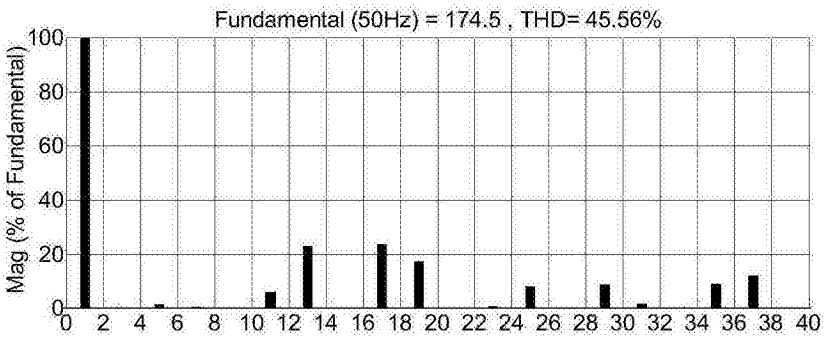


图11(b)

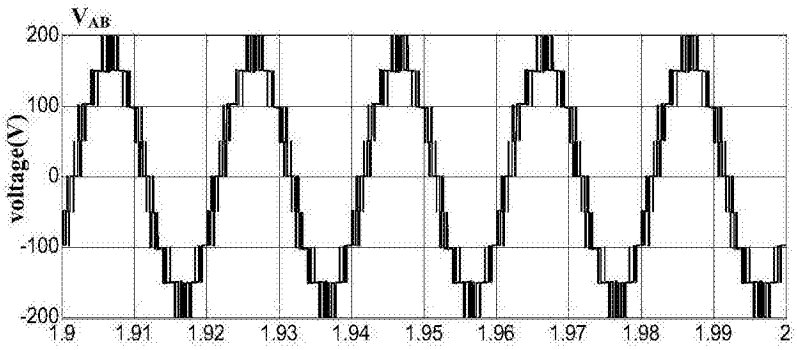


图12(a)

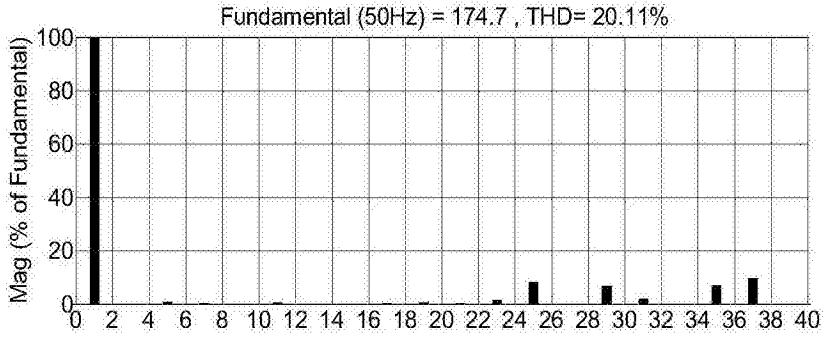


图12(b)

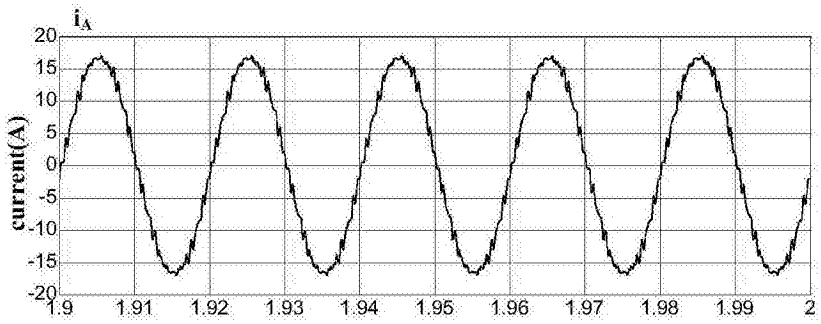


图13(a)

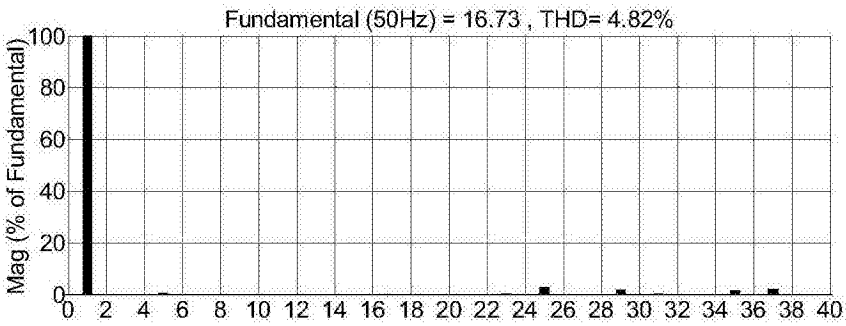


图13(b)

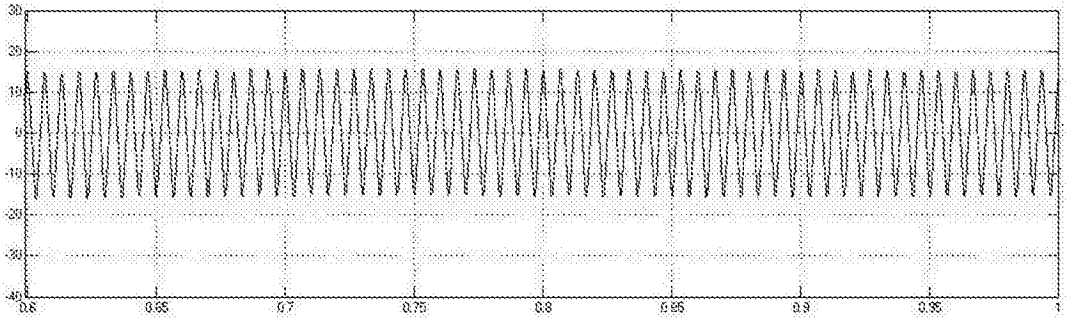


图14(a)

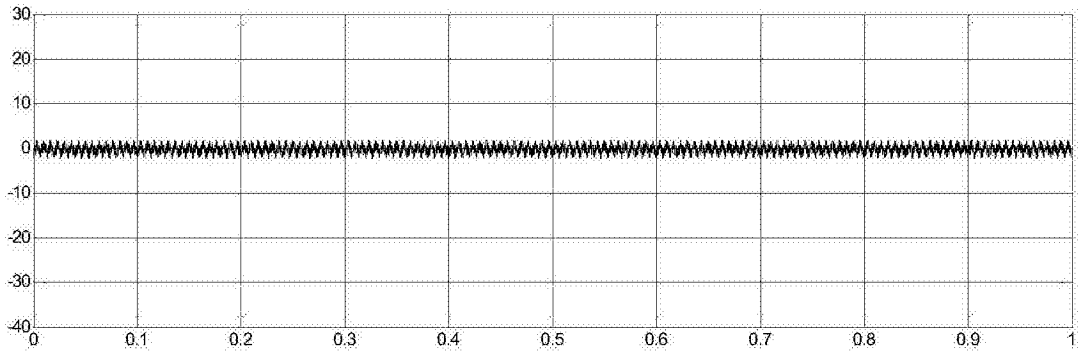


图14(b)