

# 基于直线式移相变压器的多重叠加逆变系统

赵镜红, 马远征, 孙 盼

(海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

**摘要:**在多重叠加逆变系统中,为了克服传统的移相变压器绕组设计复杂、不能实现精确匝数比、不易拓展等缺点,提出了将直线式移相变压器应用于多重叠加逆变系统。分析了直线式移相变压器的气隙磁场分布,介绍了基于直线式移相变压器的多重叠加逆变系统的基本原理,设计了可以削弱三相不对称问题的绕组结构。通过仿真优化气隙提高系统的逆变效率,最后进行了仿真和实验验证。仿真和实验结果表明,所设计的逆变系统可以输出电能质量较高的三相交流正弦电压,且逆变系统效率较高,验证了将直线式移相变压器应用于多重叠加逆变系统这一方案的可行性。

**关键词:**直线式移相变压器;多重叠加逆变;绕组设计;效率

**中图分类号:**TM 464;TM 41

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.201911024

## 0 引言

逆变技术是电力电子技术的重要组成部分,其作用是将蓄电池、太阳能电池、燃料电池等得到的直流电能转换成电能质量较高且能满足负载对电压和频率需求的交流电能。本文研究的多重叠加逆变是三大逆变方式之一,其主要特点是功率管开关频率低、谐波含量小、输出功率大、效率高。多重叠加逆变一般与移相变压器相结合使用,即移相多重叠加逆变<sup>[1-5]</sup>。

移相变压器是一种特殊变压器,既可用于电气设备又可作为实验室测量的精密仪器,本文研究的直线式移相变压器用于多重叠加逆变,主要作用是将多组移相的电势叠加合成为近似正弦的阶梯波,并具有电气隔离的作用。当前移相变压器主要分为两大类:心柱式移相变压器和圆形移相变压器<sup>[6-12]</sup>。心柱式移相变压器是将多个通道的电压输入变压器,由变压器的原边产生脉振磁场,在副边感应出多阶梯波的三相电动势,这种移相变压器存在绕组复杂、不能实现精确匝数比、铁芯利用率低的问题;圆形移相变压器结构类似于交流电机,其原理是将移相变压器磁路集成在一个圆形铁芯结构中,应用旋转磁场的理论消除谐波,使输出电压为接近正弦的阶梯波,这种移相变压器自身结构、铁芯和绕组结构复杂,不便于拓展。

针对这2种结构下移相变压器的缺点,本文提出了一种基于直线电机结构的直线式移相变压器<sup>[13-14]</sup>,这种移相变压器具有移相绕组结构设计简单、易于模块化、易拓展等优点。

## 1 直线式移相变压器的气隙磁场

直线式移相变压器与直线电机结构相似,图1为直线式移相变压器结构示意图。原边和副边铁芯长度、宽度和高度均相等,且原边和副边固定在一起,相对位置不变。

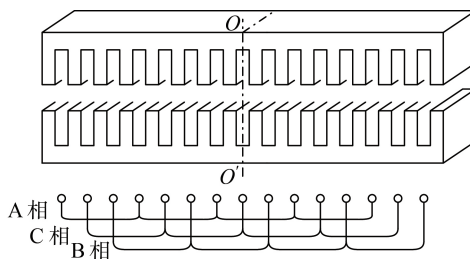


图1 直线式移相变压器结构图

Fig.1 Structure diagram of linear phase-shifting transformer

当原边绕组输入三相对称交流电流时,会在气隙中产生一个行波磁场,副边绕组在行波磁场中感应出三相交流电压及电流。附录A中图A1为导体中产生感应电流示意图。图中, $V_s$ 为行波磁场速度; $N$ 、 $S$ 分别为磁场北极和南极。

由于两端开口,原边激磁电流产生的磁场在两端会发生变化,磁场在拐角处会增强,影响靠近两端部分绕组的感应电压,造成总的电压畸变,谐波分量增加。在直线电机中,这种现象称为第二类纵向边端效应,笔者在文献[13]中重点研究这一问题。在直线电机中,第一类纵向边端效应是由三相不对称引起的,本文将在第3节绕组设计部分做简要分析;第一类横向边端效应是气隙与铁芯宽度比值较大时磁场在横向边缘处削弱的现象,本文设计的直线式移相变压器的气隙较小,可以忽略此问题;第二类横向边端效应是由于原边、副边宽度不同导致的,本文设计的直线式移相变压器的原边、副边的长度和宽

收稿日期:2019-03-29;修回日期:2019-09-27

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51507813)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51507813)

度均相等,也不存在此问题。

不考虑边端效应及三相不对称问题,使用无槽口等效气隙代替实际气隙时,气隙磁场沿 $Y$ 轴方向(顺着槽的方向)的分布是均匀的,因此气隙磁场是一个二维场。磁通密度沿 $Y$ 轴方向分量 $B_y$ 和磁场强度沿 $Y$ 轴方向分量 $H_y$ 均为0。气隙磁场的二维场模型见附录A中图A2。本文借用电机中二维场简化为一维场的理论,用气隙系数 $K_{\delta 1}$ 来等效槽口的影响;将气隙磁场沿 $Z$ 轴方向的分布看作是均匀的,即用气隙系数 $K_{\delta 2}$ 来等效气隙磁场沿 $Z$ 轴分布不均匀的影响,并忽略气隙沿 $X$ 轴方向的分量,简化后的气隙磁场—维场模型见图2。其中 $K_{\delta 1} = a_0 / [a_0 - b_0^2 / (4.4\delta_e + 0.75b_0)]$ ,  $K_{\delta 2} = \sinh[\pi\delta_e / (2\tau)] / [\pi\delta_e / (2\tau)]$ ,  $a_0$ 为齿距,  $b_0$ 为槽宽,  $\delta_e$ 为气隙大小,  $\tau$ 为极距,  $\sinh$ 为双曲正弦函数。

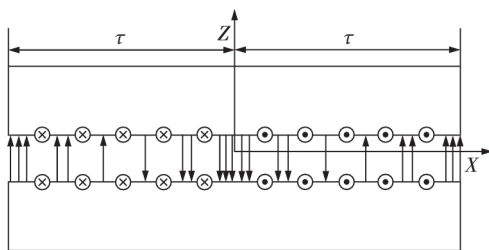


图2 气隙磁场的一维场模型

Fig.2 One-dimensional field model of air gap magnetic field

## 2 多重叠加逆变系统

### 2.1 系统结构及工作原理

本文设计的是十二相直线式移相变压器,相应的逆变系统是由4组三相全桥逆变器和直线式移相变压器组成,逆变系统电路图如图3所示。4条逆变电路连接变压器原边12个线圈,副边输出三相交流电。4组三相全桥逆变器由24个IGBT组成,通过24

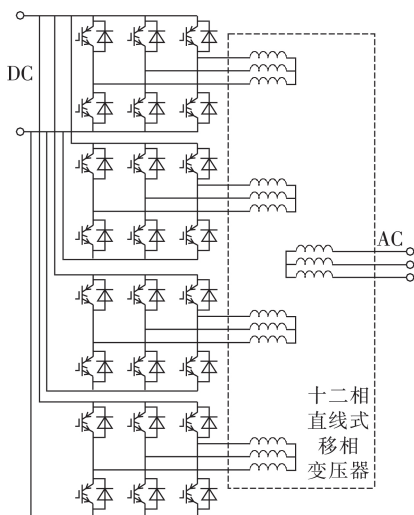


图3 逆变系统电路图

Fig.3 Inverter system circuit

个IGBT控制输出电压波形。各组逆变器只需要工作在基频即可,且频率相同,同一桥臂上的开关管互补控制,同组逆变器的三相输出依次滞后 $120^\circ$ ,而各组逆变电路对应的开关管依次滞后 $15^\circ$ 。

输出电压波形叠加原理图如附录A中图A3所示。三相逆变电路输出的相电压是六阶梯波。4组六阶梯波依次滞后 $15^\circ$ ,叠加合成为24阶梯波,波形趋近于正弦波。由于变压器本身是感性的,具有滤波作用,所以负载工作时输出电压谐波较小,本文第4节将具体介绍逆变效果。

### 2.2 多重叠加在系统中的应用

通过数学分析,根据“谐波抵消”的原理计算各准矩形波幅值,确定变压器次级绕组串联方法。对于一个脉宽为 $\theta$ 、幅值为 $E$ 的准矩形波,示意图如图4所示。其傅里叶级数展开式如下(为便于分析下文波形合成时的情况,坐标轴原点取在 $\theta/2$ 处):

$$e = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{\pi} \frac{1}{n} \sin n \frac{\theta}{2} \cos n\omega t \quad n = 1, 3, \dots$$

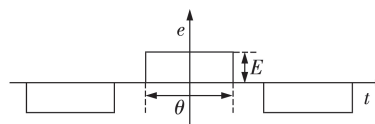


图4 准矩形波

Fig.4 Quasi rectangular wave

根据上式可写出12个依次相移为 $\pi/12$ 的准矩形波中第 $i$ 个准矩形波的傅里叶级数展开式如下:

$$e_i = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E_i}{\pi} \frac{1}{n} \sin n \frac{\theta_i}{2} \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (1)$$

其中,  $\varphi_i = \varphi_1 + (i-1)\pi/12$ , 为第 $i$ 个准矩形波的初相角,  $\varphi_1$ 为第1个准矩形波的初相角, 其余依次相移 $\pi/12$ ;  $\theta_i$ 为第 $i$ 个准矩形波的脉宽, 一般各准矩形波脉宽相等, 可设 $\theta_i = \theta$ ;  $E_i$ 为第 $i$ 个准矩形波幅值, 即各变压器次级绕组上的电压, 由于各功率电路的输出电压与施加在每个变压器初级绕组上电压相等, 其幅值近似等于直流电源电压 $E_0$ , 故 $E_i = d_i E_0$ ,  $d_i$ 为变压器变比。

则 $e_i$ 可写为:

$$e_i = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E_0}{\pi} \frac{1}{n} \sin n \frac{\theta}{2} d_i \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (2)$$

设 $\frac{4E_0}{\pi} \frac{1}{n} \sin n \frac{\theta}{2} = E_n$ , 即变压器初级电压中第 $n$ 次谐波电压幅值。将12个准矩形波叠加得合成的输出电压 $e$ 为:

$$e = \sum_{i=1}^{12} e_i = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{12} E_n d_i \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (3)$$

从式(3)中可得第 $n$ 次谐波电压 $e_n$ 为:

$$e_n = E_n \sum_{i=1}^{12} d_i \cos n(\omega t - \varphi_i) \quad (4)$$

其幅值为:

$$|e_n| = E_n \left[ \left( \sum_{i=1}^{12} d_i \cos n \varphi_i \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^{12} d_i \sin n \varphi_i \right)^2 \right]^{1/2} \quad (5)$$

要消除  $n$  次谐波, 必须满足  $|e_n| = 0$ , 即满足:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{12} d_i \cos n \varphi_i = 0 \\ \sum_{i=1}^{12} d_i \sin n \varphi_i = 0 \end{cases} \quad (6)$$

式(6)的意义是将 12 个不同相位和不同幅值的准矩形波中的第  $n$  次谐波互相抵消, 使合成的阶梯波中无  $n$  次谐波, 这就是“谐波抵消”原理。将式(5)做变换, 以  $24K \pm n$  代替  $n$ , 式(5)变为:

$$|e_{24K \pm n}| = E_{24K \pm n} \left\{ \left[ \sum_{i=1}^{12} A_i \cos (24K \pm n) \varphi_i \right]^2 + \left[ \sum_{i=1}^{12} A_i \sin (24 \pm n) \varphi_i \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (7)$$

可简化式(7)等号右侧第一项中  $\cos (24K \pm n) \varphi_i$ , 代入  $\varphi_i = \varphi_1 + (i+1)\pi/24$ , 当采用奇数电压叠加时,  $\varphi_1 = 0$ , 则:

$$\begin{aligned} \cos (24K \pm n) \varphi_i &= \cos [2K(i-1)\pi \pm n\varphi_i] = \\ &= \pm \cos (\pm n\varphi_i) = \pm \cos n\varphi_i \end{aligned} \quad (8)$$

同理, 式(7)等号右侧第二项中有:

$$\sin (24K \pm n) \varphi_i = \pm \sin n\varphi_i \quad (9)$$

综上, 式(7)可转化为:

$$|e_{24K \pm n}| = E_{24K \pm n} \left[ \left( \sum_{i=1}^{12} \pm d_i \cos n \varphi_i \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^{12} \pm d_i \sin n \varphi_i \right)^2 \right]^{1/2} \quad (10)$$

比较式(10)与式(5)可见, 当满足式(6)时, 不仅  $|e_n| = 0$ , 而且  $|e_{24K \pm n}| = 0$ 。反之, 由于需要保留基波  $e_1 (n=1)$ , 则不能消去  $24K \pm 1$  次谐波, 即  $|e_{24K \pm 1}| \neq 0$ 。故可以得到以下结论。

(1) 若  $|e_n| = 0$ , 则必有  $|e_{24K \pm n}| = 0 (n=5, 7, 11)$ 。其中, 针对谐波  $|e_{24K \pm 5}|$  和  $|e_{24K \pm 7}|$  可以选择合适的变压器线圈节距进行削弱; 谐波  $|e_{24K \pm 11}|$  次数更高且幅值较小, 可利用直线变压器本身的自感与漏感进行滤除; 由于谐波  $|e_{24K \pm 3}|$  和  $|e_{24K \pm 9}|$  为零序谐波, 可通过变压器绕组 Y 型联结进行消除, 在此不再讨论。

(2) 必须保留  $|e_{24K \pm 1}|$ , 其不能为 0。

### 3 直线式移相变压器的绕组设计

由于两端开口, 铁芯及绕组在两端不连续, 导致各相绕组的自感和绕组之间的互感不对称。当原边绕组通入对称的三相交流电压时, 会产生不对称的

三相电流, 进而产生不对称的行波磁场, 副边在不对称的磁场中感应出的电压也不对称<sup>[16-17]</sup>。

对于直线电机而言, 由于一般情况下两端开口绕组采用半填充槽绕组<sup>[18-19]</sup>, 见附录 A 中图 A4。这种绕组采用的是双层叠绕式整距绕组, 由于端部 3 个槽只有单层绕组, 所以是半填充槽绕组。下面分析直线式移相变压器使用这个绕组结构时的自感、互感。

利用磁路的相关理论求取各相绕组的自感及绕组间互感。磁路、自感和互感等参数之间基本关系式为:  $\Phi = NI / R_m$ ,  $L_m = N\Phi / I$ ,  $L_{21} = N_2\Phi_{21} / I_1$ 。其中,  $\Phi$  为磁通;  $N$  为线圈匝数;  $I$  为线圈电流;  $R_m$  为磁阻;  $L_m$  为线圈自感;  $L_{21}$  为线圈 1 和线圈 2 之间的互感;  $N_2$  为线圈 2 的匝数;  $\Phi_{21}$  为线圈 2 和线圈 1 之间的磁通;  $I_1$  为线圈 1 的电流。

对磁路做近似处理, 忽略漏磁, 磁路中的主要磁阻来源于齿齿之间的齿隙磁阻, 如附录 A 中图 A5 内圈起来的部分。本文中将磁阻做近似等效, 中间部分磁阻为  $R_m$ , 左右两端磁阻为  $2R_m$ , 图 5 为等效磁路。对单个线圈绕组通电, 利用各线圈的磁链求得各线圈的自感和线圈之间的互感, 最后利用总的磁链求得各相之间的互感。采用半填充槽时各单个线圈自感均为  $12N^2 / (5R_m)$ , 各相自感为  $L_m = 48N^2 / (5R_m)$ 。最终的计算结果为:  $L_{AC} = L_{CA} = L_{BC} = L_{CB} = -\frac{25}{48} L_m$ ,  $L_{AB} = L_{BA} = -\frac{5}{24} L_m = \frac{2}{5} L_{AC}$ 。绕组结构互感明显不对称。

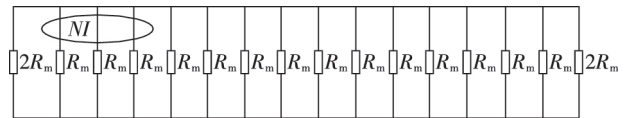


图 5 等效磁路

Fig.5 Equivalent magnetic circuit

针对直线式移相变压器的绕组互感不对称问题, 本文使用长距绕组来削弱三相不对称的方法。在旋转电机和直线电机中, 由于长距绕组会使用更多的铜线, 一般很少使用长距绕组。绕组分布图见附录 A 中图 A6。

使用上述磁路求自感、互感的方法求出使用长距绕组时的各相自感值和各相之间互感值。自感值和互感值分别为:  $L_{AA} = L_{CC} = L_{BB} = 9N^2 / R_m$ ,  $L_{AC} = L_{CA} = L_{AB} = L_{BA} = L_{BC} = L_{CB} = -\frac{4}{9} L_{AA} = -\frac{4N^2}{R_m}$ 。使用此种绕组结构时, 自感和互感均对称, 可用于解决三相不对称问题。

### 4 有限元仿真分析和实验验证

#### 4.1 有限元仿真分析

在第 3 节中, 通过采用长距绕组的方式可以改



善直线式移相变压器三相不对称问题。基于这种绕组结构,通过Ansoft Maxwell软件建立变压器的有限元仿真模型,模型参数如下:原边相数 $m_1=12$ ,原边单绕组匝数 $N_1=344$ ,副边相数 $m_2=12$ ,副边单绕组匝数 $N_2=210$ ,原边、副边槽数均为12,极对数 $p=1$ ,槽间距 $d=18\text{ mm}$ ,铁芯长度 $L=216\text{ mm}$ ,铁芯高度 $H=40\text{ mm}$ ,原、副边气隙为 $0.25\text{ mm}$ ,铁芯叠加厚度 $\sigma=100\text{ mm}$ 。原、副边三相绕组均采用Y型联结以消除3、9次谐波,同时线圈节距 $y=7\tau/6$ ,以削弱5、7次谐波。仿真模型见附录A中图A7。

仿真完成后变压器磁场如附录A中图A8所示。

通过改变原、副边之间的气隙值,仿真得到输出电压谐波及逆变系统的效率,综合考虑二者,得出气隙为 $0.25\text{ mm}$ 时,逆变效果最好,具体数据见附录B中表B1;通过修改原、副边齿槽对齐方式,综合考虑谐波、磁路磁阻、漏磁通及效率,推导出齿与齿对齐时逆变效果最好,具体数据见附录B中表B2。

仿真测得变压器副边输出相电压峰值 $U_A=U_B=U_C=260\text{ V}$ ,输出频率 $f=50\text{ Hz}$ 。图6和图7分别为空载时和额定负载时的三相输出电压波形。可见空载时输出电压波形为阶梯波,额定负载时输出为正弦波,与理论分析基本一致。附录A中图A9和图A10分别为2种工况时的快速傅里叶变换(FFT)分析,可得谐波含量分别为9.26%和1.60%。

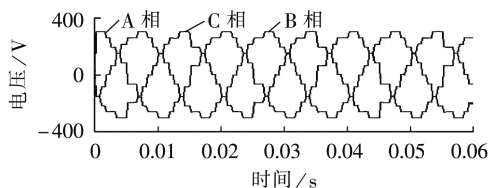


图6 空载时电压波形

Fig.6 Voltage waveform under no-load condition

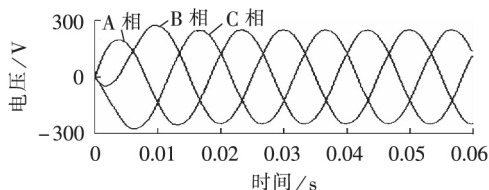


图7 额定负载时电压波形

Fig.7 Voltage waveform under rated load condition

#### 4.2 实验验证

为验证理论分析的准确性,根据4.1节中的仿真参数设计制作了实验样机,见附录A中图A11。图中由左至右依次为:驱动电源、DSP控制器、驱动电路板、逆变模块、接线柱和直线式移相变压器。

变压器按照仿真参数进行设计,调整变压器气隙为 $0.25\text{ mm}$ ,IGBT采用6MBP15RH060三相桥模块,4个模块组成十二相输入,IGBT模块直流耐压为 $450\text{ V}$ ,最大电流为 $15\text{ A}$ 。实验时按照额定负载输入

直流电压 $160\text{ V}$ ,示波器采用TektronixTPS2012B,带宽为 $100\text{ MHz}$ ,采样率为 $1\text{ GS/s}$ 。获得空载和额定负载时的电压波形分别如图8和图9所示。

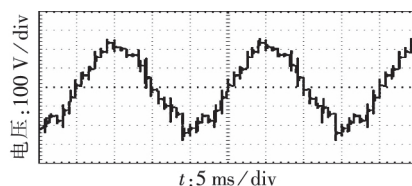


图8 空载时电压波形

Fig.8 Voltage waveform under no-load condition

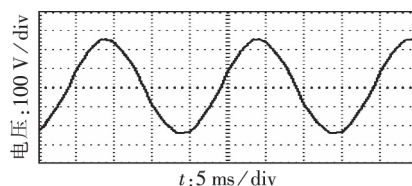


图9 额定负载时电压波形

Fig.9 Voltage waveform under rated load condition

变压器输出端无滤波电容时,空载输出波形为阶梯波,额定负载时输出波形为正弦波,与仿真结果基本一致。附录A中图A12和图A13为2种工况下的FFT分析,可得谐波含量分别为9.38%和2.31%。上述实验中移相变压器输出端均未接电容滤波。

由于直线式移相变压器本身存在漏感,如果在变压器输出侧增加 $10\text{ }\mu\text{F}$ 电容,变压器漏感与电容结合形成滤波器,对变压器输出电压进行滤波,获得空载电压波形如图10所示,其FFT分析如附录A中图A14所示,可得谐波含量为1.98%;额定负载电压波形及其FFT分析见附录A中图A15和图A16,可得谐波含量为1.41%。可知增加 $10\text{ }\mu\text{F}$ 电容使得变压器的空载输出电压质量获得显著提高,同时额定负载情况下的电压质量也有所提高。

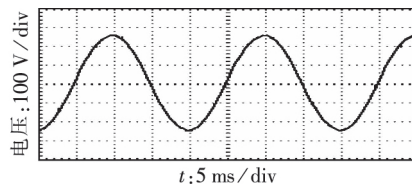


图10 带滤波器空载电压波形

Fig.10 Voltage waveform under no-load condition with filter

#### 4.3 效率分析

调整变压器原、副边气隙为 $0.25\text{ mm}$ ,在额定负载下,直流母线输入电压 $U_d=160\text{ V}$ ,直流电流 $I_d=13.43\text{ A}$ ,直流侧功率 $P=2\text{ }148.8\text{ W}$ ;交流侧输出相电压峰值 $U_{2m}=260\text{ V}$ ,有效值 $U_2=184\text{ V}$ ,相电流有效值 $I_2=3.68\text{ A}$ ,输出总功率 $P_2=2\text{ }031\text{ W}$ ,额定负载下变压器效率 $\eta=94.52\%$ 。与最优气隙时仿真对比,效

率降低,原因在于仿真时未增加逆变电路部分,直接在变压器原边输入理想阶梯波,未考虑逆变器的开关损耗,以及制作变压器时的工艺误差导致仿真与实际实验效率存在误差。

查询相关数据知容量为 $2\text{ kV}\cdot\text{A}$ 的变压器在额定负载下效率约为95%。对于本文逆变系统,在额定电压下,通过改变负载大小,获得变压器效率数据如下:负载占额定负载20%、40%、60%、80%、100%时,系统效率分别为88.7%、91.4%、93.7%、95.8%、94.5%。

#### 4.4 非线性负载实验分析

带 $10\text{ }\mu\text{F}$ 电容滤波时,在变压器输出侧接三相桥式二极管整流负载,获得变压器副边输出电压波形如附录A中图A17所示。FFT分析如附录A中图A18所示,可得谐波含量约为14.38%。

当带 $10\text{ }\mu\text{F}$ 电容滤波时,进行4.2节的空载和线性额定负载实验时,波形质量较好,但是由附录A中图A17可见,带整流负载时其波形质量较差。在这种情况下,通过增大电容的大小以改善滤波效果。通过选择不同电容进行实验,当选用 $80\text{ }\mu\text{F}$ 电容进行非线性负载实验时,其变压器输出侧电压谐波含量降低至2.98%,实验波形如图11所示,FFT分析如附录A中图A19所示。通过改变不同电容滤波参数得到带整流负载变压器输出侧谐波含量如下:电容为10、20、40、60、80、100  $\mu\text{F}$ 滤波时,带非线性负载变压器输出电压总谐波畸变率(THD)分别为14.38%、11.36%、8.46%、4.77%、2.98%、2.95%。

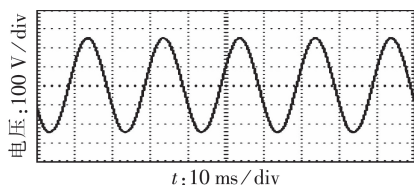


图11 带 $80\text{ }\mu\text{F}$ 电容时的整流负载电压波形

Fig.11 Rectified load voltage waveform with  $80\text{ }\mu\text{F}$  capacitor

仿真和实验结果表明,将直线式移相变压器应用于多重叠加逆变这一方案确实可行、有效。额定负载时的谐波低于空载谐波,主要原因是变压器自身是感性的,具有滤波作用,电流增大,滤波效果越明显,电压波形质量越好。

## 5 结论

本文提出了将直线式移相变压器应用于多重叠加逆变,分析了直线式移相变压器的磁场分布,描述了整个逆变系统的工作原理,设计了变压器的绕组结构,最后通过仿真和实验来验证逆变系统的可行性,得出以下结论。

(1)相较于常规的变压器多重化逆变系统,基于直线式移相变压器的多重叠加逆变系统绕组结构更加简单,无需特殊匝数比;同时由于直线式移相变压器本身存在自感和漏感,变压器无需外接滤波电感,只需外接电容即可形成滤波器,从而极大地减小了滤波器体积。

(2)利用长距绕组改变直线式移相变压器的绕组结构,显著改善了直线式移相变压器铁芯两端不连续引起的绕组互感不对称问题。

(3)基于直线式移相变压器的逆变系统输出三相电质量较高、谐波含量极小的正弦电压;利用直线式移相变压器的易拓展优点,可以使开关器件工作在基频下以任意角度移相实现任意阶阶梯波,使逆变系统输出电压谐波含量进一步降低。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

#### 参考文献:

- [1] 刘凤君. 现代逆变技术及应用[M]. 北京:电子工业出版社, 2006:43-44.
- [2] 郝亮亮,张静,黄银华,等. 模块化多电平换流器的分频均压控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(6):195-200.  
HAO Liangliang, ZHANG Jing, HUANG Yinhua, et al. Frequency dividing control of capacitor voltage balance for multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6):195-200.
- [3] 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.
- [4] 郑立波,汪飞,何湘宁. 多重化逆变器控制方法的研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(1):23-25.  
ZHENG Libo, WANG Fei, HE Xiangning. Research on control methods for multiple inverters[J]. Power Electronics, 2004, 38(1):23-25.
- [5] 梁旭,刘文华,陈建业,等. 基于多重化逆变器的静止无功发生器直流侧电流分析[J]. 电工技术学报, 2000, 15(1):52-56.  
LIANG Xu, LIU Wenhua, CHEN Jianye, et al. Analysis of current on DC side of static var generator based on multi inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(1):52-56.
- [6] 雷建华,朱志勇. 自耦调压移相变压器电压、电流和磁势相量分析[J]. 变压器, 2006, 43(10):12-15.  
LEI Jianhua, ZHU Zhiyong. Vector analysis of voltage, current and magnetic potential in phase shift regulating auto-transformer[J]. Transformer, 2006, 43(10):12-15.
- [7] VERBOOMEN J, HERTEM D V, SCHAVEMAKER P H, et al. Phase shifting transformers: principles and applications[C]// International Conference on Future Power Systems. Amsterdam, Netherlands: IEEE, 2005:1-6.
- [8] GABRIJEL A, MIHALIC B. Phase-shifting transformers in a structure-preserving energy function[J]. Electric Power Systems Research, 2005, 74(2):323-330.
- [9] 王铁军,方芳,姜晓弋,等. 圆形变压器在24脉冲整流中的应用[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13):172-179.  
WANG Tiejun, FANG Fang, JIANG Xiaoyi, et al. Application

- of round-shaped transformers in 24 pulses rectifier systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 172-179.
- [10] 方芳, 王铁军, 柳泊, 等. 新型12相多重叠加逆变器的建模与仿真[J]. 武汉理工大学学报, 2014, 38(5): 1016-1021.  
FANG Fang, WANG Tiejun, LIU Bo, et al. Modeling and simulation of a novel 12-phase multi-module inverters[J]. Journal of Wuhan University of Technology, 2014, 38(5): 1016-1021.
- [11] 王铁军, 饶翔, 姜小弋, 等. 用于多重化逆变的移相变压器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 32-37.  
WANG Tiejun, RAO Xiang, JIANG Xiaoyi, et al. A phase-shift transformer applied in multi-module inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 32-37.
- [12] ZHOU D. Twelve phase transformer configuration: US6198647 [P]. 2001-03-06.
- [13] 熊欣, 赵镜红, 丁洪兵, 等. 直线式移相变压器边端效应研究[J]. 西安交通大学学报, 2017, 51(8): 110-115.  
XIONG Xin, ZHAO Jinghong, DING Hongbing, et al. Linear phase-shifting transformer end effect[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2017, 51(8): 110-115.
- [14] 王众, 赵镜红, 孙盼, 等. 平板式移相变压器的磁场分析[J]. 船电技术, 2014, 34(12): 35-38.  
WANG Zhong, ZHAO Jinghong, SUN Pan, et al. Field analysis of flat phase-shifting transformer[J]. Marine Electric & Electronic Technology, 2014, 34(12): 35-38.
- [15] 陈万, 谢少军, 朱哲, 等. 基于移相空间矢量调制的多通道三相变流器[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(5): 9-14.  
CHEN Wan, XIE Shaojun, ZHU Zhe, et al. Multi-channel three-phase converter based on phase-shift space vector modulation [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 9-14.
- [16] ODEH N A, COCKERILL T. Life cycle GHG assessment of fossil fuel power plants with carbon capture and storage [J]. Energy Policy, 2008, 36(1): 367-380.
- [17] 牟树君, 柴建云, 孙旭东, 等. 分段供电交流直线电机三相互感不对称分析及抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 81-88.  
MU Shujun, CHAI Jianyun, SUN Xudong, et al. Analysis and restrain of mutual inductance asymmetry in the sectionally powered AC linear motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 81-88.
- [18] 龙遐令. 直线感应电动机的理论和电磁设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 2006: 7-10.
- [19] 上海工业大学. 直线异步电动机[M]. 北京: 机械工业出版社, 1979: 18-19.

#### 作者简介:



赵镜红

赵镜红(1975—),男,江苏靖江人,教授,博士,研究方向为直线电机(E-mail: zhaojinghong@163.com);

马远征(1994—),男,河南南阳人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: 1362039810@qq.com);

孙盼(1986—),男,山东淄博人,讲师,博士,通信作者,主要研究方向为电力集成技术(E-mail: 489451440@qq.com)。

(编辑 李玮)

## Multi-module inverter system based on linear phase-shifting transformer

ZHAO Jinghong, MA Yuanzheng, SUN Pan

(School of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** To overcome the shortcomings of traditional phase-shifting transformer winding design, such as complex design of winding, inaccurate turn's ratio and difficult to expand, a linear phase-shifting transformer is applied to multi-module inverter system. The air gap magnetic field of linear phase-shifting transformer is analyzed. The basic principle of multi-module inverter system based on the linear phase-shifting transformer is introduced. At the same time, the winding structure is designed to weaken three-phase asymmetry and the efficiency of inverter system is improved by adjusting the air gap. Finally, the simulation and experimental verification are carried out. The results show that the designed inverter system provides three-phase AC sine voltage with high power quality, and the efficiency of the inverter system is relatively high. Hence, the feasibility of utilizing the linear phase-shifting transformer for multi-module inverter system is verified.

**Key words:** linear phase-shifting transformer; multi-module inverter; winding design; efficiency

# 附录

## 附录 A

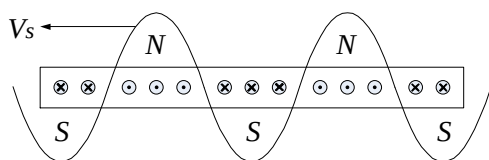


图 A1 导体中感应电流  
Fig.A1 Induced current in conductor

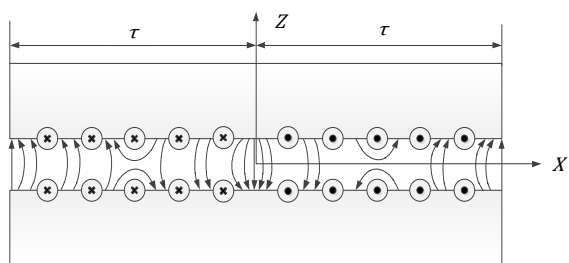


图 A2 气隙磁场的二维场模型  
Fig.A2 Two-dimensional field model of air gap magnetic field

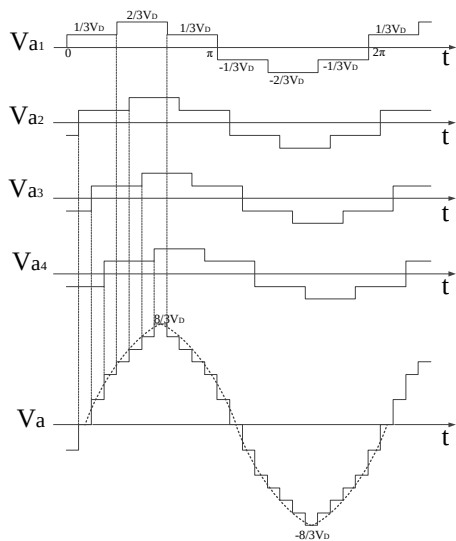


图 A3 叠加合成电压波形  
Fig.A3 Composite voltage waveform

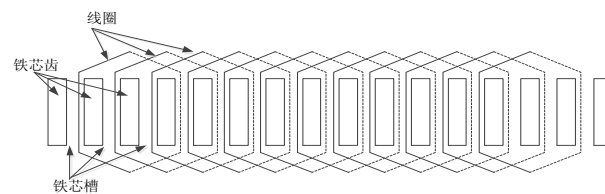


图 A4 半填充槽绕组分布图  
Fig.A4 Distribution diagram of half-filled slot winding

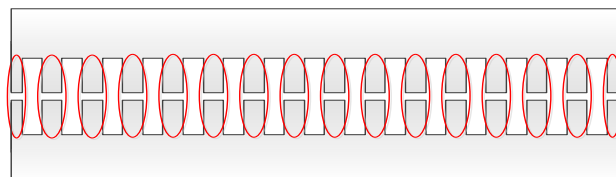


图 A5 磁路中主要磁阻  
Fig.A5 Main magnetic resistance of magnetic circuit

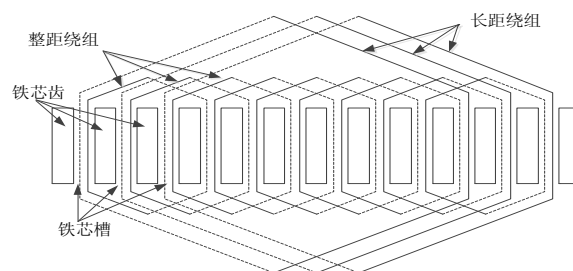


图 A6 使用长距绕组时绕组分布图  
Fig.A6 Distribution diagram with long pitch winding

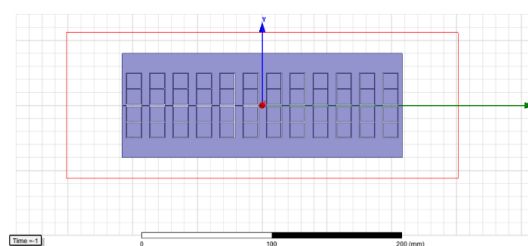


图 A7 变压器仿真模型  
Fig.A7 Simulation model of transformer

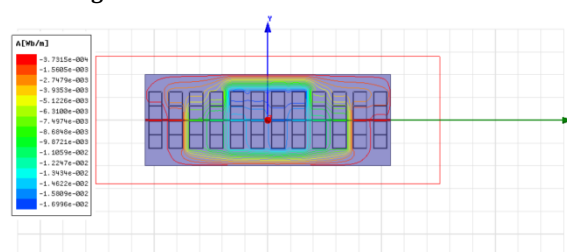


图 A8 变压器仿真磁场  
Fig.A8 Simulation magnetic of transformer



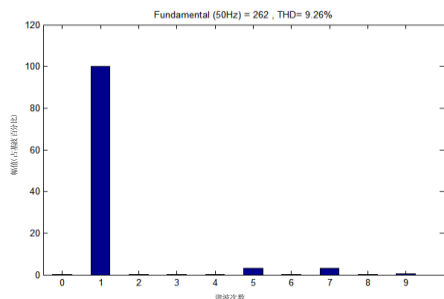


图 A9 空载时电压的 FFT 分析  
Fig.A9 FFT analysis of voltage under no-load

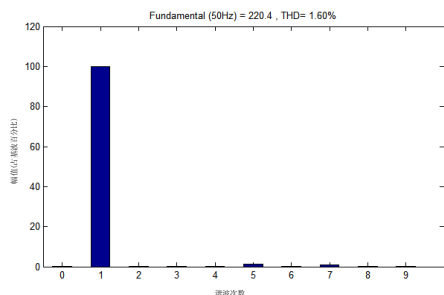


图 A10 额定负载时电压的 FFT 分析  
Fig.A10 FFT analysis of voltage under rated load

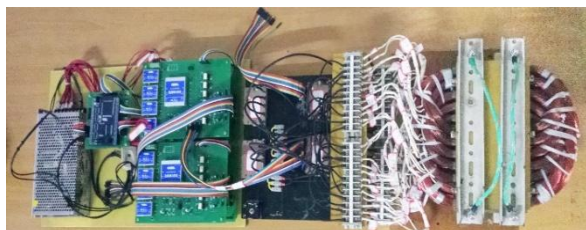


图 A11 逆变系统  
Fig.A11 Inverter system

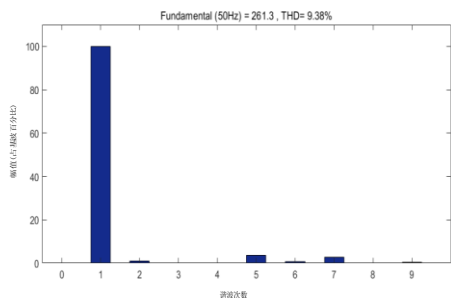


图 A12 空载时电压 FFT 分析  
Fig.A12 FFT analysis of voltage under no-load

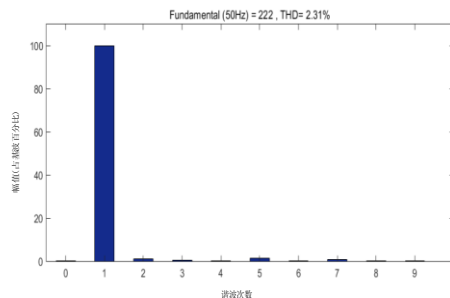


图 A13 额定负载时电压 FFT 分析  
Fig.A13 FFT analysis of voltage under rated load

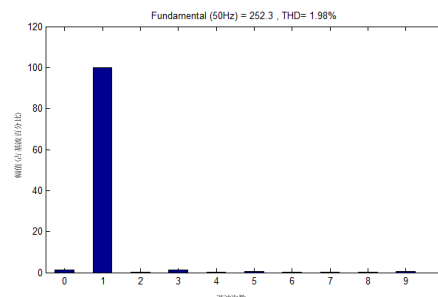


图 A14 带滤波器空载时电压 FFT 分析  
Fig.A14 FFT analysis of voltage under no-load with filter

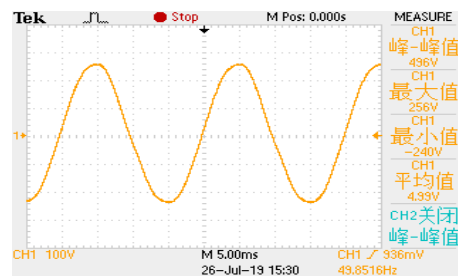


图 A15 带滤波器额定负载电压波形  
Fig.A15 Rated load voltage waveform with filter

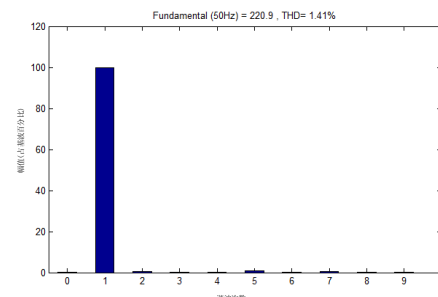


图 A16 带滤波器额定负载时电压 FFT 分析  
Fig.A16 FFT analysis of voltage under rated load with filter



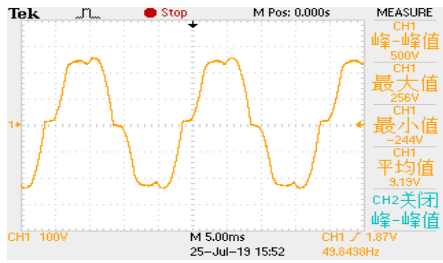


图 A17 带整流负载电压波形  
Fig.A17 Rectified load voltage waveform

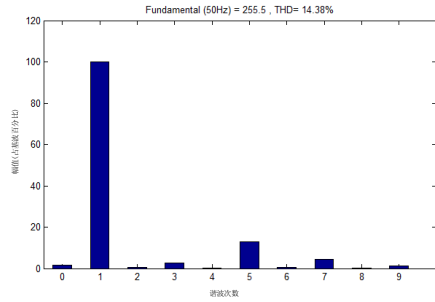


图 A18 带整流负载电压 FFT  
Fig.A18 Rectified load voltage FFT analysis

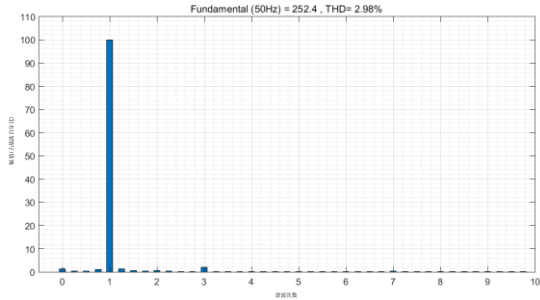


图 A19 80  $\mu$ F电容带整流负载电压 FFT  
Fig.A19 Rectified load voltage FFT analysis with  
80  $\mu$ F filter

## 附录 B

表 B1 不同气隙时电流谐波及逆变系统效率

Table B1 Current harmonics and efficiency of inverter  
system with different air gaps

| 气隙/<br>mm | A 相<br>谐波/% | B 相<br>谐波/% | C 相<br>谐波/% | 系统<br>效率/% |
|-----------|-------------|-------------|-------------|------------|
| 0         | 4.36        | 2.51        | 3.74        | 91.9       |
| 0.1       | 4.07        | 2.36        | 3.52        | 92.2       |
| 0.2       | 3.89        | 2.26        | 3.36        | 93.5       |
| 0.225     | 3.85        | 2.24        | 3.34        | 94.8       |
| 0.250     | 3.83        | 2.21        | 3.27        | 95.8       |
| 0.275     | 3.77        | 2.19        | 3.25        | 94.9       |
| 0.3       | 3.71        | 2.18        | 3.23        | 94.5       |
| 0.4       | 3.64        | 2.12        | 3.15        | 89.3       |
| 0.5       | 3.56        | 2.08        | 3.07        | 88.7       |
| 0.8       | 3.40        | 2.00        | 2.91        | 89.0       |
| 1.0       | 3.33        | 2.00        | 2.90        | 89.0       |

表 B2 不同对齐方式时数据

Table B2 Data in different alignment modes

| 齿槽对齐<br>方式 | 磁路<br>磁阻 | 漏磁通 | 谐波/% | 系统<br>效率/% |
|------------|----------|-----|------|------------|
| 齿齿对齐       | 小        | 小   | 3.01 | 95.8       |
| 互错 1/4 槽距  | 中        | 中   | 2.76 | 89.7       |
| 互错 1/2 槽距  | 大        | 大   | 2.44 | 83.4       |