一种新型的基于变压器谐波磁势平衡的有源电力滤波方法

许加柱,王 涛,崔贵平,刘裕兴

(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:为降低有源电力滤波器(APF)开关器件耐压水平,充分发挥低压大电流开关器件和装置容量潜能,节 省APF与网侧线路相连接的升压变压器成本,并有效降低直流稳压电容的额定电压,提出一种新型的基于变 压器谐波磁势平衡的有源电力滤波方法。该方法将有源电力滤波装置接于变压器二次侧绕组抽头中间,使 该装置产生的谐波电流磁势在变压器二次侧与负载谐波电流磁势相互抵消,从而使得网侧电流谐波含量显 著降低。详细分析了运用该谐波磁势平衡在变压器二次侧绕组进行滤波的数学原理,并对配电网侧常用的 10 kV/380 V Y/△及△/Y 变压器进行了负载谐波电流滤波仿真,并通过实验验证了该滤波方法的可行性。

关键词:有源电力滤波器;变压器;谐波治理;磁势平衡 中图分类号:TM 401;TN 713 文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.02.016

0 引言

随着电力电子技术的不断发展和电力系统的不 断电力电子化,电网中非线性负载不断增多,由此而 引起的谐波污染问题也越来越严重。谐波使得电能 利用效率降低,引发电气设备过热易振、绝缘老化, 继电故障,干扰电子设备,并有可能导致局部谐振, 甚至烧毁电气设备^[1-2]。近年来,"绿色电力电子电 能变换"的呼声越来越高,关于谐波污染问题的治理 引起了国内外学者的广泛关注。

目前,消除谐波的方法主要有如下2个方面。 一方面,不断改进自身拓扑结构与控制方法,如脉宽 调制(PWM)整流器、多电平电能变换器、模块化多 电平换流器(MMC)、多重化技术、矩阵式变频器等。 另一方面,装设谐波补偿装置,其主要措施有:装设 无源滤波装置[2-3],采用感应滤波技术[4-6],采用有源 电力滤波器(APF)^[6-10]。无源滤波装置主要由电容 器与调谐在一定频率的电抗器组成,其在特定次谐 波频率附近呈现低阻抗特性,从而利用分流原理来 实现谐波抑制作用。这种方法结构简单、成本价格 低,但不能从根本上解决谐波电流及无功电流对变 压器等供电设备所带来的发热增加、振动加剧和损 耗增加等问题,其特性受电网阻抗与运行状态的影 响,易和系统发生谐振,导致谐波放大。此外,一般 其只用于补偿固定次数的低频谐波,且易受电感电 容运行参数变动的影响。采用感应滤波技术的特点 是在变压器铁芯上加入感应滤波绕组,利用变压器 内部耦合绕组在谐波频率下产生的安匝平衡,将谐 波隔离在二次绕组,避免流入电网一次侧绕组中。 该方法提供了一种滤波新思路,且成本低、运行可

收稿日期:2018-03-20;修回日期:2018-11-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477044)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51477044)

靠,滤波效果比无源滤波更好,可应用在高压大容量 领域。但是该方法需在变压器上附加滤波绕组,且 滤波绕组须满足一定的电磁特性,加大了变压器设 计难度和制造成本。APF的基本原理是从负载电流 中检测出谐波分量,由补偿设备产生大小相等、方向 相反的补偿电流,与负载谐波电流相互抵消,使得网 侧电流只含有基波分量。该方法能够对所有频次谐 波分量进行补偿,且不受系统阻抗的影响,因而各种 控制算法^[8-10](传统 PI 控制、无源控制、预测控制、 滑模控制等)与拓扑结构(多电平、模块化级联等) 在其中得到广泛研究与推广。

本文在综合了感应滤波以及 APF 滤波原理的 基础上,提出了一种基于变压器磁势平衡的新型有 源电力滤波方法。该方法利用变压器的电磁潜能, 只需根据装置的耐压与耐流能力按比例在变压器二 次侧绕组中引出抽头并接上有源滤波装置。相比于 感应滤波,其无需在变压器上附加感应滤波绕组,变 压器也不必满足苛刻的电磁条件,大幅降低了变压 器的设计难度。与传统 APF 相比,其可以减少直流 侧稳压电容的电压,发挥低压大电流开关器件的潜 能,使得有源滤波装置中各开关器件的电压与电流 均达到最优利用,从而尽可能发挥开关器件的容量 水平。另外,该方法省去了与电网相连的降压变压 器,因此具有很好的经济性。与适用于电力机车的 多功能平衡变压器^[11]和 YNvd 平衡变压器^[12]外接 滤波装置相比,本文所提变压器的参数设计更简单 且适用范围更广。

1 谐波磁势平衡原理

1.1 △/Y 变压器谐波磁势平衡原理

 Δ / Y 变压器基于谐波磁势平衡滤波方法的滤 波电路图如图 1 所示。图中, $U_A \ U_B \ U_C \ \pi i_A \ i_B \ i_C$ 分别为网侧的三相电压和电流;以二极管整流桥接 阻感负载表示三相对称谐波负载, $i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3}$ 为三相 负载电流,*i*_{C1}、*i*_{C2}、*i*_{C3}为三相补偿电流;*x*:1为变压器 二次侧绕组中滤波接头两边匝数比;有源滤波装置 由3组互补桥臂开关与1个稳压电容构成,有源滤 波装置通过电感与变压器二次侧绕组中间抽头相 连接。



图 1 △/Y 变压器滤波电路图

Fig.1 Circuit diagram of \triangle/Y transformer filtering

图 1 中,根据变压器一次侧电流满足基尔霍夫 电流定律(KCL)可得:

$$\begin{bmatrix} i_{\rm A} \\ i_{\rm B} \\ i_{\rm C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\rm 1} \\ i_{\rm 2} \\ i_{\rm 3} \end{bmatrix}$$
(1)

忽略变压器励磁支路所造成的变压器一、二次 侧电流相位偏差和磁势平衡误差,变压器一次侧与 二次侧电流满足如下磁势平衡方程:

$$\begin{cases} i_1 N_1 + (-i_{L1}) N_2 \frac{x}{1+x} + (-i_{L1} + i_{C1}) N_2 \frac{1}{1+x} = 0\\ i_2 N_1 + (-i_{L2}) N_2 \frac{x}{1+x} + (-i_{L2} + i_{C2}) N_2 \frac{1}{1+x} = 0 \end{cases} (2)\\ i_3 N_1 + (-i_{L3}) N_2 \frac{x}{1+x} + (-i_{L3} + i_{C3}) N_2 \frac{1}{1+x} = 0 \end{cases}$$

其中,N₁、N₂分别为变压器一次侧与二次侧匝数。

由式(1)和式(2)可得到负载电流与补偿电流 转换到变压器一次侧电流的转换方程式(3),具体 推导过程及所推得的中间方程式(A1)、(A2)见附 录 A。

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ 2\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ \frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{1}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \\ -2\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{1}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \\ \frac{1}{1+x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix}$$
(3)

式(3)中2个转换系数矩阵的向量均线性无关, 2个转换系数矩阵也均可逆,具体判证见附录 B。

1.2 Y/△变压器谐波磁势平衡原理

图 2 为 Y/△变压器基于谐波磁势平衡滤波方 法的滤波电路图,图中 i_{k11}、i_{k21}、i_{k31}和 i_{k12}、i_{k22}、i_{k32}为 变压器二次侧滤波接头两侧绕组中的电流。当三相 整流桥装置控制为受控电流源时,忽略补偿装置自 身由于 PWM 所产生的高频谐波分量,若变压器二 次侧负载谐波电流磁势与补偿谐波电流磁势相互平 衡,则 Y/△变压器一次侧绕组即网侧谐波分量便可 得到有效滤除。



图 2 Y/△变压器滤波电路图

Fig.2 Circuit diagram of Y/ \bigtriangleup transformer filtering

该装置中,有源滤波变流器控制为受控电流源, Y/△变压器二次侧等效电路原理图如图3所示。图 中用等效电流源代替负载谐波电流分量以及补偿滤 波电流。运用叠加原理对负载谐波等效电流源与有 源滤波装置补偿谐波等效电流源进行电路简化分 析,即将图2中Y/△变压器二次侧绕组电路等效为 图3中两电路的叠加。



图 3 Y/△变压器二次侧绕组等效电路图 Fig.3 Equivalent circuit diagram of secondary winding

for Y/\triangle transformer

当 *i*_{c1} = *i*_{c2} = *i*_{c3} = 0 时(如图 3(a)所示),由变压 器二次侧电流满足 KCL 方程可得:

$$\begin{cases} i_{L1} = -i_{k1} + i_{k3} \\ i_{L2} = -i_{k2} + i_{k1} \\ i_{L3} = -i_{k3} - i_{k2} \\ i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} = 0 \\ i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} = 0 \end{cases}$$
(4)

将式(4)结合附录 C 中 Y/△变压器一二次侧电 流磁势平衡方程式(C2),推导可得变压器一次侧绕 组电流与负载电流的转换关系式(5),具体推导过 程及式(C1)、(C2)见附录C。

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix}$$
(5)

当 $i_{L1}=i_{L2}=i_{L3}=0$ 时(如图 3(b)所示),由 Y/ Δ 变压器二次侧电流满足 KCL 方程可得:

$$\begin{bmatrix} -i_{C1} \\ 0 \\ -i_{C2} \\ 0 \\ -i_{C3} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ x & 1 & x & 1 & x & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{k11} \\ i_{k22} \\ i_{k31} \\ i_{k32} \end{bmatrix}$$
(6)
$$\exists \mathbf{X}(6) \neq, \mathbf{\hat{\pi}}:$$
$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ x & 1 & x & 1 & x & 1 \end{bmatrix} = 3x + 3 \neq 0$$

所以式(6)中的系数矩阵可逆,对式(6)可进行 取逆变换。

同理,忽略变压器励磁支路的影响,根据式(6) 与附录 D 中 Y/△变压器一二次侧电流磁势平衡方 程式(D1)可得变压器一次侧绕组电流与补偿电流 的转换关系式(D2),然后结合式(5)对式(D2)进行 化简可得负载电流、滤波补偿电流与变压器一次侧 电流的关系式(7)。具体推导过程及式(D1)— (D3)见附录 D。

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} & -\frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ \frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{2}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_{2}}{3} \frac{2x^{2} + x - 1}{N_{1} \frac{3}{3}(x+1)^{2}} & \frac{N_{2}}{N_{1} \frac{x^{2} + 2x + 1}{3}}{(x+1)^{2}} \\ \frac{N_{2}}{N_{1} \frac{-x^{2} - 2x - 1}{3(x+1)^{2}} & \frac{N_{2}}{N_{1} \frac{x^{2} - x - 2}{3(x+1)^{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix}$$
(7)

式(7)中2个转换系数矩阵的向量均线性无关, 2个转换系数矩阵也均可逆,具体判证见附录 B。

2 基于谐波磁势平衡的滤波补偿原理

从式(3)和式(7)中可以看出,无论是△/Y还 是Y/△变压器,其负载电流与滤波补偿电流转换到 变压器一次侧电流的转换方程式具有统一形式,如 式(8)所示。

$$\begin{bmatrix} i_{\rm A} \\ i_{\rm B} \end{bmatrix} = \boldsymbol{M} \left(\begin{bmatrix} i_{\rm L1} \\ i_{\rm L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\rm L1h} \\ i_{\rm L2h} \end{bmatrix} \right) + \boldsymbol{N} \begin{bmatrix} i_{\rm C1} \\ i_{\rm C2} \end{bmatrix}$$
(8)

其中,*M*、*N*分别为负载电流与补偿电流的转换系数 矩阵;*i*_L、*i*_{Lh}分别为负载电流中的基波和谐波分量;*i*_c 为滤波装置的谐波补偿电流分量。若负载谐波电流 与滤波补偿电流满足式(9),则可阻断负载谐波电 流流入网侧,使变压器一次侧电流只含有基波分量。

$$\boldsymbol{M}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{\text{L1h}} \\ \boldsymbol{i}_{\text{L2h}} \end{bmatrix} + \boldsymbol{N}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{\text{C1}} \\ \boldsymbol{i}_{\text{C2}} \end{bmatrix} = \boldsymbol{0}$$
(9)

由此可得到有源滤波装置的控制输出电流如式 (10)所示,从式(10)中可以看出通过检测负载谐波 电流可以得到有源滤波装置补偿输出电流,从而将 补偿装置等效为一个电流受控电流源。

$$\begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix} = -N^{-1}M\begin{bmatrix} i_{L1h} \\ i_{L2h} \end{bmatrix}$$
(10)

由上述分析可知,若负载电流中含有谐波、无 功、负序分量,均可通过同步坐标下的 dq 变换对负 载电流中的谐波、无功、负序分量进行提取,而在图 1 和图 2 所示的补偿装置中按式(10)提供补偿电 流,则网侧电流的谐波、无功、负序分量可得到有效 抑制,本文为验证所提方法的正确性只对负载谐波 进行补偿。

式(10)中矩阵变换所带来的计算延时会使得整个系统的稳定性与跟踪精度有所下降,可采用高速的 DSP 控制芯片把该矩阵计算所带来的延时误差降低到最小;除此之外,可采取级联多电平、多重化等大容量拓扑设计方法以减少控制器载波频率,使得 DSP 的控制计算时间可以有更多余量。本文将采用简单桥式拓扑结构验证该滤波方案的可行性。

3 基于谐波磁势平衡的滤波控制器设计

图 1 和图 2 的等效电路分析图如图 4 所示,图 4 (a)中 u_a, u_b, u_c 为 Δ/Y 变压器二次侧绕组抽头对 变压器二次侧绕组中性点电压,图 4(b)中 u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} 为 Y/Δ 变压器二次侧绕组抽头之间的电压。在 Δ/Y 变压器中可通过三相锁相环对 u_a, u_b, u_c 进行 锁相,得到其电压矢量 E的旋转角度 θ ,并以此对负 载电流进行 dq变换,电流进行 dq变换的示意图如 图 5 所示。通过低通滤波器提取基波电流在旋转 dq 坐标下的直流分量,用负载电流 i_{L1} 、 i_{L2} 减去该直流 分量 dq 反变换得到的基波交流量(即负载电流谐波 分量 i_{L1h} 、 i_{L2h}), $[i_{L1h}$, i_{L2h}]^T左乘矩阵 $-N^{-1}M$ 即可得 到滤波装置的理想补偿量 i_{C1}^* 、 i_{C2}^* 。有源滤波装置的 直流电压与理想电压的差值通过 PI 控制器输出附 加在所需补偿电流的 d 轴分量上,即可向滤波变流 器中注入单位功率因数的有功功率以稳定直流电 压,补偿理想电流 i_{C3}^* 可通过式(11)得到。









图 5 dq 变换示意图 Fig.5 Schematic diagram of dq transform

当滤波变压器为Y/△变压器时,由于变压器二 次侧缺少输出端口与中性点之间的电压,如果直接 按Y/△变压器二次侧绕组抽头线电压进行锁相,直 流电压经 PI 调节后,附加在所需补偿电流的 d 轴上 的分量就不能向滤波变流器电容中注入单位功率因 数有功电流分量以用于电压调节。因此需对Y/△ 变压器二次侧绕组抽头线电压进行电源等效变换, 变换后的抽头口相电压如图 4(b)所示,此时形成了 虚拟中性点,可用于注入单位功率因数有功以稳定 滤波装置电容电压,其变换关系为:

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{a}^{\prime} = \frac{1}{\sqrt{3}} \ u_{ab} \angle -30^{\circ} \\ \boldsymbol{u}_{b}^{\prime} = \frac{1}{\sqrt{3}} \ u_{bc} \angle -30^{\circ} \\ \boldsymbol{u}_{c}^{\prime} = \frac{1}{\sqrt{3}} \ u_{ca} \angle -30^{\circ} \end{cases}$$
(12)

其中, u'_{a} 、 u'_{b} 、 u'_{c} 分别为 u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 通过等效电源变换 得到的电源电压矢量。

因此可通过对 u'_a, u'_b, u'_c 进行锁相得到锁相角 θ ,根据此角度在控制算法中进行dq变换,使最终控 制算法与 Δ/Y 变压器一致,从 u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} 变换至 u'_a 、 **u**_b、**u**_c的相位延迟可通过 DSP 的采样延迟简单 实现^[13-14]。

在上述分析中可得到对于滤波控制而言, Δ/Y 变压器的 u_a, u_b, u_c 分别与 Y/ Δ 变压器的 u'_a, u'_b, u'_c 相 等效,下面均以 Δ/Y 变压器的 u_a, u_b, u_c 为例进行分 析,对于 Y/ Δ 变压器而言具有相同的控制算法。根据图 4 电路有:

$$\begin{cases} u_{a} - u_{Ca} = -L \frac{\mathrm{d}i_{C1}}{\mathrm{d}t} \\ u_{b} - u_{Cb} = -L \frac{\mathrm{d}i_{C2}}{\mathrm{d}t} \\ u_{e} - u_{Ce} = -L \frac{\mathrm{d}i_{C3}}{\mathrm{d}t} \end{cases}$$
(13)

对式(13)进行 dq 变换可得:

$$\begin{cases} u_d - u_{cd} = -L \frac{\mathrm{d}i_{cd}}{\mathrm{d}t} + \omega L i_{cq} \\ u_q - u_{cq} = -L \frac{\mathrm{d}i_{cq}}{\mathrm{d}t} - \omega L i_{cd} \end{cases}$$
(14)

从式(14)中可以看出 i_{Cd} 、 i_{Cq} 相互耦合,因此采 用前馈解耦控制可使得 i_{Cd} 、 i_{Cq} 的控制相互解耦,通 过 PI 调节使 i_{Cd} 、 i_{Cq} 跟踪检测补偿分量 i_{Cd}^* 、 i_{Cq}^* ,生成 调制电压信号为:

$$\begin{cases} u_{Cd}^{*} = u_{d} - \omega L i_{Cq} + K_{p} (i_{Cd}^{*} - i_{Cd}) + K_{i} \int (i_{Cd}^{*} - i_{Cd}) dt \\ u_{Cq}^{*} = u_{q} + \omega L i_{Cd} + K_{p} (i_{Cd}^{*} - i_{Cd}) + K_{i} \int (i_{Cd}^{*} - i_{Cd}) dt \end{cases}$$
(15)

其中, K_{p} 、 K_{i} 分别为 PI 控制的比例、积分参数。其整体控制框图如图 6 所示。

4 仿真与实验分析

本文在 MATLAB/Simulink 中对 10 kV/380 V 的 Y/ $\Delta \pi \Delta$ /Y 变压器分别进行了仿真验证,仿真时载 波频率为 2 kHz,其谐波负载用不可控整流加阻感负 载代替,为更接近于实际情况,在 380 V 配电线路上 再接入了一定的对称阻感负载,其主电路图如图 7 所示。主电路参数如下: $R_{load1} = 1 \Omega$, $L_{load1} = 0.1 mH$, $R_{load2} = 100 \Omega$, $L_{load2} = 15 mH$, $R_{load3} = 1 \Omega$, $L_{load3} = 0.1 mH$, $L_{link} = 0.5 mH$, $C = 5 mF_{o}$

4.1 △/Y 变压器滤波仿真

图 8(a)给出了 10 kV/380 V \triangle /Y 变压器接入三 相谐波负载后的电流仿真波形,图中负载电流总谐 波畸变率(THD)达到 29.71%,变压器一次侧电流由 于励磁支路的影响,THD 较负载侧电流有所下降, 如图 8(b)所示,但仍可达到 18.4%,远超过了网侧 谐波电流畸变标准。0.2 s 时在 \triangle /Y 变压器二次侧 绕组中间按 x=1 投入本文所提的基于变压器磁势平 衡的滤波装置后,网侧电流 THD 为 4.3%,其电容电压



图 6 △/Y 变压器滤波控制结构图

Fig.6 Control structure diagram of \triangle/Y transformer filtering



图7 仿真图

Fig.7 Simulation diagram

仿真波形如图 8(c)所示。滤波装置直流侧电容预充电 电压为 100 V,运行后稳定电压仅为 110 √2×1.5 V (该电压在实际工程中应与补偿谐波电流在滤波 电感和变压器二次侧线圈漏抗中所形成的电压降 进行综合考虑)远低于传统 APF 电容电压值(大于 220√2 V),正因为降低了装置的电压等级而可以省 略实际工程中所需的升压变压器,节约了成本,也可 改变变压器二次侧抽头位置而使得直流母线电压灵 活可调。谐波电流仿真波形如图 8(d) 所示, 可以看 到补偿谐波电流能对基于谐波磁势平衡计算得到的 理想谐波电流补偿值进行跟踪,图中虚线波形为理 想谐波电流补偿值,实线波形为有源滤波装置实际 补偿发出的谐波电流,两波形基本重合。另外相比 于传统 APF 装置,从仿真参数中可以看出连接变压 器抽头与 APF 装置的电感值较小,但需补偿谐波电 流有所增大,所以适用于低压、大电流开关器件。

若谐波负载在 0.3 s 时增加 1 倍, 仿真时在二极 管整流电路中再并上 1 个与 R_{load1} , L_{load1} 相同的阻感 负载 R_{load3} , L_{load3} , 其负载电流波形如图 9(a) 所示, 网 侧电流波形如图 9(b) 所示, 可见电流波形过渡平 滑,其 THD 有所上升可达到 5.23%, 但仍具有很好 的滤波效果, 从图 9(b) 中也可以看出由于励磁电流 的存在使得网侧电流较原来 2 倍略小。图 9(c) 为 谐波负载变动时有源滤波装置直流电容电压波形



图,从图中可以看出直流电容电压在经过大约0.03 s 后恢复稳定,没有过大超调,具有很好的动态效果。

4.2 Y/△变压器滤波仿真

图 10(a) 给出了 Y/ Δ 变压器接入三相谐波负载后的三相负载电流仿真波形,图中电流 THD 达到 30.07%。变压器一次侧三相电流仿真波形如图 10(b)所示,电流 THD 达 24.11%,远远超过了网侧谐波畸变标准,0.2 s 时在变压器二次侧绕组中间按 x=1投入本文所提的基于磁势平衡滤波的 APF 装置



Œ۵

load changes (Δ/Y transformer)

后,三相网侧电流 THD 下降为 4.81%, 且补偿动态 效果较为迅速。其电容电压波形如图 10(c)所示, 可见其电压大小仅为 190√2×1.5 V, 远低于传统 APF 电容电压值(大于380√2 V)。谐波电流仿真波 形如图 10(d)所示,可以看到补偿谐波电流对基于 谐波磁势平衡计算得到的理想谐波电流补偿值的跟 踪情况, 图中虚线波形为理想谐波电流补偿值, 实线 波形为有源滤波装置实际补偿发出的谐波电流, 两 波形基本重合, 这说明控制跟踪效果良好, 器件耐压 显著降低。

类似于 4.1 节中的负荷变化,若谐波负荷在 0.3 s 时增加 1 倍,仿真时在二极管整流电路中再并上 1 个与 R_{load1} , L_{load1} 相同的阻感负载 R_{load3} , L_{load3} ,负载电 流增大为原来的 2 倍,其波形如图 11(a)所示,网侧 电流波形如图 11(b)所示,可见电流波形过渡较为 平滑,其 THD 有所上升达到 5.56%,但仍具有很好 的补偿效果,同样较原来 2 倍略小。图 11(c)为谐 波负载变化时有源滤波装置的直流电容电压波形图, 从图中可以看出直流电容电压在经过大约 0.03 s 后 恢复稳定,没有较大超调,动态效果良好。

4.3 实验验证

基于本文所提的有源滤波方法,在实验平台上 对△/Y带抽头变压器进行了实验,具体硬件平台如 附录 E 中图 E1 所示。图中控制器采用 TI 公司 C2000系列的 F28335 型号 DSP 作为核心控制器。 网侧电源为相电压为 220 V 的三相交流电源,谐波 负载用二极管带阻感负载代替,二极管阻感负载电 阻为 14 Ω,二极管阻感负载电感为 19 mH,另外在



负载侧并联电阻为 100 Ω、电感为 19 mH 的阻感负载,变压器额定变比为 380 V/140 V,二次侧绕组中抽头两边绕组比为 1:1,直流侧电容为 1 500 μF,连

接电感为1 mH,直流侧电压大小取为140/2/√3× √2×1.2≈70(V)。采用 HIOKIPW3198 电能质量分 析仪对网侧电流波形进行测试,未进行变压器谐波 磁势平衡滤波的网侧电流实验波形如图 12 所示,滤 波后的波形如图 13 所示。对比图 12、13 可以看到, 采用本文所提的有源滤波方法时网侧谐波电流能够 得到很好的抑制,电能质量分析仪测得 THD 从原来 的 21.41%降为 4.48%。滤波后网侧 A 相线电流的 谐波分析图如图 14 所示,电流示波器测得直流电压 与网侧 A 相线电流波形如图 15 所示,从图 15 中也 可以看出由于采用的直流稳压电容较小,因此波形 中 2 倍频分量较大,工程中可通过加大电容值以减 小纹波量。



图 12 滤波前网侧电流波形

Fig.12 Waveforms of grid-side current before filtering



图 13 滤波后网侧电流波形





图 14 网侧电流谐波分析图







Fig.15 Waveforms of DC-side voltage and grid-side current

5 结论

a. 本文提出一种在△/Y 与 Y/△变压器二次侧 绕组引出抽头进行有源滤波的方法,运用变压器安 匝平衡与谐波磁势平衡对该装置的滤波原理进行理 论分析,并通过仿真与实验验证该方法对谐波补偿 的可行性。

b. 该滤波方法有效地降低了有源滤波装置的 电压等级,但也使得补偿电流得以提升,通过合理选 择二次侧抽头的位置,可以使得装置中各器件的耐 压耐流达到最优,从而充分发挥整个装置的补偿容 量潜能。同时省去了升压变压器,使得整个补偿装 置经济性能较传统滤波装置更为优越。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1] RAHMANI S, HAMADI A, AL-HADDAD K. A Lyapunov-functionbased control for a three-phase shunt hybrid active filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3):1418-1429.
- [2]张晓虎,罗隆福,李勇,等.大功率工业整流系统能效在线监测系统及其远程校准算法[J].电力自动化设备,2014,34(12): 123-130.

ZHANG Xiaohu, LUO Longfu, LI Yong, et al. Online energy-efficiency monitoring system for large-power industrial rectifier system and its remote calibration algorithm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(12):123-130.

- [3]魏伟,许胜辉,孙剑波. 一种无源滤波器的优化设计方法[J].
 电力自动化设备,2012,32(1):62-66.
 WEI Wei,XU Shenghui,SUN Jianbo. Optimal design of passive filter
 [J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(1):62-66.
- [4] 王灿,罗隆福,陈跃辉,等.一种改进型感应滤波高压直流输电系统及其谐波传递特性分析[J].电力自动化设备,2015,35
 (10):127-132.

WANG Can, LUO Longfu, CHEN Yuehui, et al. Improved HVDC system based on inductive filtering and its harmonic transfer characteristics [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(10): 127-132.

 [5] 刘文业,罗隆福,李勇,等. 基于感应滤波的工业整流系统潜在 谐波放大及防治措施[J]. 电工技术学报,2014,29(2): 304-317.

LIU Wenye, LUO Longfu, LI Yong, et al. Potential harmonic amplification and its prevention of industrial rectifier system based on inductive filtering method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2):304-317.

[6]曾进辉,罗隆福,罗伟原,等.系统故障和参数变化对感应滤波 型直流输电系统换相失败的影响[J].电力自动化设备,2014, 34(1):14-20.

ZENG Jinhui, LUO Longfu, LUO Weiyuan, et al. Impact of system faults and parameter variation on commutation failure of inductive filtering HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014,34(1):14-20.

- [7] 商少锋,陈识微,蒋鲁军. 模块化并联型低压有源电力滤波装置的设计与工程应用[J]. 电网技术,2008,32(3):93-98.
 SHANG Shaofeng, CHEN Shiwei, JIANG Lujun. Design and engineering practice of modularized shunt active power filter for low voltage[J]. Power System Technology,2008,32(3):93-98.
- [8] GUZMAN R, DE VICUÑA L G, MORALES J, et al. Model-based control for a three-phase shunt active power filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 69(7): 3998-4007.
- [~9~] PANIGRAHI R, SUBUDHI B. Performance enhancement of shunt active power filter using a Kalman filter-based H_∞ control strategy

[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(4):2622-2630.

- [10] KOMURCUGI H, ALTIN N, OZDEMIR S, et al. Lyapunov-function and proportional-resonant-based control strategy for single-phase grid-connected VSI with LCL filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 63(5):2838-2849.
- [11] HU Sijia,ZHANG Zhiwen,LI Yong, et al. A new half-bridge winding compensation-based power conditioning system for electric railway with LQRI[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (10):5242-5256.
- [12] XIE Bin,ZHANG Zhiwen,HU Sijia, et al. YN/VD connected balance transformer-based electrical railway negative sequence current compensation system with passive control scheme[J]. IET Power Electronics,2016,9(10):2044-2051.
- [13] LI Yong, LIU Qianyi, HU Sijia, et al. A virtual impedance comprehensive control strategy for the controllably inductive power filtering system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 920-926.
- [14] 宁志毫,罗隆福,张志文,等.节能滤波型变压器及其整流系统 关键问题研究[J].电力自动化设备,2012,32(4):20-25.

NING Zhihao, LUO Longfu, ZHANG Zhiwen, et al. Key techniques of rectifier system based on energy-saving and filtering transformer [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(4):20-25.

作者简介:



许加柱(1980—),男,安徽来安人,教授,博士,主要研究方向为交直流电能变换 新技术(E-mail:xujiazhu@126.com); 王 涛(1994—),男,湖南娄底人,硕

士研究生,主要研究方向为交直流电能变 换新技术以及储能装置在配电网中的应用 (E-mail:473260354@qq.com);

崔贵平(1986—),男,湖南衡阳人,博士研究生,主要研 究方向为储能装置的应用(E-mail:328736407@qq.com);

刘裕兴(1991—),男,湖南邵阳人,博士研究生,主要研究 方向为双流制电力机车的牵引传动技术(E-mail:503821992@ qq.com)。

A novel active power filtering method based on harmonic magnetic potential balance of transformer

XU Jiazhu, WANG Tao, CUI Guiping, LIU Yuxing

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: To reduce the voltage withstand capability of APF(Active Power Filter) switch, exploit the capacity potential of both low-voltage large-current switches and devices, save the cost of boosting transformer which connected with APF and grid-side lines, and reduce the nominal voltage of DC stabilized voltage capacitor effectively, a novel active power filtering approach based on the harmonic magnetic potential balance of transformer is proposed. The active power filtering device is connected to the middle of the secondary side winding tap of transformer in this approach, the harmonic current magnetic potential produced by the device and load cancels out each other at the secondary side of transformer consequently, hence the grid-side harmonic current is significantly decreased. The detailed filtering mathematical principle associated with the harmonic magnetic potential balance in the secondary side winding of transformer is analyzed. Filtering simulation on widely used 10 kV/380 V Y/ Δ and Δ /Y transformers at the distribution network side is performed. Finally, the effectiveness of the proposed filtering approach is verified by experiments. **Key words**: active power filter; power transformers; harmonic suppression; magnetic potential balance

· * • • * • *

(上接第 99 页 continued from page 99)

Power time series curve clustering method combining improved spectral clustering and genetic algorithm

DING Ming¹, HUANG Feng¹, ZOU Jiaxin², LIU Jinshan², SONG Xiaowan¹

(1. Anhui Key Laboratory of New Energy Utilization and Energy Conservation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Key Laboratory of Photovoltaic Power Generation and Grid Integration, State Grid Qinghai

Electric Power Research Institute, Xining 810008, China)

Abstract: To improve the clustering effect of traditional clustering algorithms on power time series data, a genetic spectrum clustering algorithm using selected optimal feature vectors is proposed. According to the characteristics of the application data structure, the extraction process of the feature vectors in the spectral clustering algorithm is optimized to avoid possible lack of data information suffered from traditional approaches. Then, the genetic clustering optimization algorithm is used to cluster the optimized feature vectors, and map the final division results back to the original data. The UCI standard synthetic time series data and the daily load data provided by the USA regional power grid operator PJM are employed as an example. Test results obtained from the traditional clustering algorithm and the proposed algorithm are compared and analyzed in terms of cluster validity indicators and morphological features. These results indicate that the proposed algorithm has remarkable classification effect, high clustering quality and robustness, which exhibits promising engineering applications.

Key words: time series data; spectral clustering; genetic algorithm; feature vector extraction; load clustering

114

将式 (2) 进行变量分离可得:

$$\begin{bmatrix} i_1\\i_2\\i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_2}{N_1} & 0 & 0\\ 0 & \frac{N_2}{N_1} & 0\\ 0 & 0 & \frac{N_2}{N_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}\\i_{L2}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1}\\i_{L3}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3}\\i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3}\\$$

将变压器磁势平衡方程式(A1)代入变压器一次侧电流 KCL 式(1)中有:

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 \\ \frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \\ 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix}^{\left[i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix}} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{L3} \\ i_{L3} \\$$

注意到式(A2)中由于 $i_A + i_B + i_c = 0$,负载电流与补偿电流的系数矩阵向量线性相关,所以这两个系数矩阵并不可逆,从式(A2)可以看出由前两个方程可推出第三个方程,因此对式(A2)进行最简化处理,得到负载电流与补偿电流转换到变压器一次侧电流的转换方程式(3):

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ 2\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{1}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{1}{1+x} \\ -2\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{1}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{1}{1+x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix}$$

$$(3)$$

附 录

附录 B: 式(3)与式(14)中两个转换系数矩阵的 向量线性无关性判断

$$\begin{aligned} \vec{x}_{1} & (3) \neq \\ \begin{vmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ 2\frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \end{vmatrix} < 0; \quad \begin{vmatrix} \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{1}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{1}{1+x} \\ -2\frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{1}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{1}{1+x} \end{vmatrix} < 0 \end{aligned}$$

所以转换方程式(3)中两个转换系数矩阵的向 量均线性无关,两个转换系数矩阵也均可逆。

$$\left| \frac{1}{3} \frac{N_2}{N_1} - \frac{1}{3} \frac{N_2}{N_1} \right| > 0; \left| \frac{N_2}{N_1} \frac{2x^2 + x - 1}{N_1} - \frac{N_2}{3(x+1)^2} - \frac{N_2}{N_1} \frac{x^2 + 2x + 1}{3(x+1)^2} - \frac{1}{N_1} \frac{N_2}{3(x+1)^2} - \frac{1}{N_1$$

 $= 3(x^4 + x^3 + x + 1) \neq 0$

所以转换方程式(7)中两个转换系数矩阵的向 量均线性无关,两个转换系数矩阵也均可逆。

附录 C: 式(4) 到式(5) 推导过程

対式 (4) 进行等价变换可得:

$$\begin{bmatrix} i_{\kappa_1} \\ i_{\kappa_2} \\ i_{\kappa_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(C1)

忽略变压器励磁支路的影响,根据 Y/Δ变压器一 二次侧电流磁势平衡方程有:

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{K1} \\ i_{K2} \\ i_{K3} \end{bmatrix}$$
(C2)

把二次侧电流 KCL 式(C1)代入变压器一二次 侧磁势平衡式(C2)中得到变压器一次测绕组电流 与负载电流的转换关系:

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}$$
(5)
$$\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix}$$

附录 D: 式(6) 到式(7) 推导过程

忽略变压器励磁支路的影响, Y/Δ变压器一二次 侧电流磁势平衡方程如式(D1)所示:

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{C} \end{bmatrix} = S \bullet \begin{vmatrix} i_{K11} \\ i_{K12} \\ i_{K21} \\ i_{K22} \\ i_{K31} \\ i_{K32} \end{vmatrix}$$
(D1)

式中: $S = \{S_1, S_2\}$ 代表矩阵合并。且有:

$$S_{1} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{x}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{1}{1+x} & 0\\ 0 & 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{x}{1+x}\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
$$S_{2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0\\ -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{1}{1+x} & 0 & 0\\ 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{x}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{1}{1+x} \end{bmatrix}$$

把变压器二次侧电流 KCL 式(D1)逆变换后代 入变压器一二次侧电流磁势平衡式(D1)可得变压 器一次测绕组电流与补偿电流的转换关系式(D2):

$$\begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} = A \bullet B \bullet C \tag{D2}$$

 $\begin{bmatrix} l_c \end{bmatrix}$ 式中: $A = \{A_1, A_2\}$ 代表矩阵合并。且有:

$$A_{1} = \begin{bmatrix} -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{x}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{1}{1+x} & 0\\ 0 & 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{x}{1+x}\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{1}{1+x} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{x}{1+x} & -\frac{N_{2}}{N_{1}}\frac{1}{1+x} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2x+3}{3x+3} & \frac{2}{3} & \frac{x+2}{3x+3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3x+3} & \frac{1}{3x+3} \\ \frac{-x}{3x+3} & \frac{2}{3} & \frac{x+2}{3x+3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3x+3} & \frac{1}{3x+3} \\ \frac{-x}{3x+3} & -\frac{1}{3} & \frac{x+2}{3x+3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3x+3} & \frac{1}{3x+3} \\ \frac{-x}{3x+3} & -\frac{1}{3} & \frac{-2x-1}{3x+3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3x+3} & \frac{1}{3x+3} \\ \frac{-x}{3x+3} & -\frac{1}{3} & \frac{-2x-1}{3x+3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3x+3} & \frac{1}{3x+3} \\ \frac{-x}{3x+3} & -\frac{1}{3} & \frac{-2x-1}{3x+3} & -\frac{2}{3} & \frac{-3x-2}{3x+3} & \frac{1}{3x+3} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \\ 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix}$$

结合式(5)对式(D2)进行化简可得负载电流、 滤波补偿电流与变压器一次侧电流的关系式(D3):

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \\ i_{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} & -\frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ \frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{2}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ -\frac{2}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} & -\frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix}^{\left[i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix}} + \begin{bmatrix} \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{2x^{2} + x - 1}{3(x + 1)^{2}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{x^{2} + 2x + 1}{3(x + 1)^{2}} \\ \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{-x^{2} - 2x - 1}{3(x + 1)^{2}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{x^{2} - x - 2}{3(x + 1)^{2}} \\ \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{-x^{2} + x + 2}{3(x + 1)^{2}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{-2x^{2} - x + 1}{3(x + 1)^{2}} \end{bmatrix}^{\left[i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix}}$$
(D3)

注意到(D3)中由于 $i_A + i_B + i_c = 0$, 对该式进行最简化处理如式(7)所示。

$$\begin{bmatrix} i_{A} \\ i_{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} & -\frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} \\ \frac{1}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} & \frac{2}{3} \frac{N_{2}}{N_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_{2}}{3} \frac{2x^{2} + x - 1}{3(x+1)^{2}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{x^{2} + 2x + 1}{3(x+1)^{2}} \\ \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{-x^{2} - 2x - 1}{3(x+1)^{2}} & \frac{N_{2}}{N_{1}} \frac{x^{2} - x - 2}{3(x+1)^{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{bmatrix}$$
(7)

附录 E



图 EI 头短平台 Fig.E1 Experimental platform