

基于感应滤波方法提高变电站的电能质量*

石赛美¹, 黄肇¹, 张贻文²

(1. 邵阳学院 电气工程学院, 湖南 邵阳 422000;

2. 国网湖南省电力有限公司邵阳供电分公司, 湖南 邵阳 422000)

摘要: 为了改善变电站的 220 kV 供电网的电能质量, 提出一种四绕组感应滤波变压器(FW-IFT)组合无源滤波装置的 IF 方法来屏蔽电网负荷侧的特定次谐波, 使其无法窜入供电网。阐述了新型 IF 方案, 详细分析了 FW-IFT 的 IF 机理。然后, 基于辐射型电路建立基波与谐波下 FW-IFT 的电压方程, 并分析了滤波性能。最后, 通过 MATLAB 仿真和样机试验, 验证了所提方法是有效可行的。

关键词: 电能质量; 感应滤波; 滤波绕组; 无源滤波器

中图分类号: TM 72; TM 41 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)06-0103-07

doi: 10.12177/emca.2020.032

Power Quality Enhancement Based on Inductive Filtering Method for a Distribution Substation*

SHI Saimei¹, HUANG Zhao¹, ZHANG Yiwen²

(1. School of Electrical Engineering, Shaoyang University, Shaoyang 422000, China;

2. State Grid Shaoyang Power Supply Company, Shaoyang 422000, China)

Abstract: In order to enhance the power quality of the 220 kV supply grid of a distribution substation, a novel inductive filtering (IF) method with a four-winding inductive filtering transformer (FW-IFT) connected to passive filters is proposed to prevent the main load harmonic current from flowing into the supply grid. A new IF scheme is introduced and the IF mechanism of the FW-IFT is analyzed in detail. Then, the voltage equations of the FW-IFT under fundamental and harmonic frequencies are established based on the radial circuit, and the filtering performance is analyzed. Finally, the effectiveness and feasibility of the proposed method is verified by MATLAB simulation and prototype experiment.

Key words: power quality; inductive filtering (IF); filtering winding; passive filter

0 引言

随着国民经济的快速发展, 工业负荷日益增多。工业负荷在运行时产生大量的谐波以及消耗大量的无功功率, 不仅严重影响了高压配电网的供电质量, 还会给电力系统的安全运行带来极大危害^[1-4]。在高压变电站一般会有 220、110、35 kV 3 个电压等级, 常用三绕组变压器与 3 个不同的电压等级连接起来传输电能。由于现代工业企业广

泛使用大功率的电力电子变换装置, 这些装置在工作时会出现特定次谐波电流, 同时这些电力电子装置功率因数较低, 最终影响了 220 kV 公用电网质量。为了提高 220 kV 变电站公用电网的供电质量, 传统滤波方案是在低压侧的母线上并联无源滤波器与电容器就地实施谐波抑制与无功功率补偿^[5-6]。因其结构简单、成本较低, 广泛应用于电力系统中, 但也存在一些缺陷, 如易与系统阻抗易发生串并联谐振, 出现谐波放大的现象^[7-13]。

收稿日期: 2020-02-25; 收到修改稿日期: 2020-04-12

* 基金项目: 湖南省教育厅一般项目(19C1674); 邵阳市科技计划项目(2019RC53)

作者简介: 石赛美(1983—), 女, 硕士, 研究方向为电力电子技术电力系统中的应用。

文献[14-18]介绍了一种感应滤波(IF)技术应用于直流输电系统、工业整流系统及舰船供电系统。工程实践表明,IF技术具有良好的谐波抑制与无功补偿效果,可以有效解决因受电设备电能质量差引起的电力变压器发热、噪声和振动等问题。

为了提高220 kV变电站公用电网供电质量,提出一种四绕组感应滤波变压器(FW-IFT)及滤波系统的新型IF方案来屏蔽负荷侧的主要特征谐波电流,使之无法窜入到公用电网。在谐波频率下,利用独立滤波绕组的电磁感应产生反向感应电流,抵消负荷侧的主要特征次谐波电流,实现全调谐,有效实施谐波抑制与无功补偿的目的。

本文阐述了传统滤波方案与新型IF方案的主电路拓扑结构;分析了四绕组IF变压器的滤波机理,从谐波磁通路径论证了此方案的合理性;基于等值电路模型建立了FW-IFT及滤波系统的各绕组电压方程,从而推导出在基波与谐波下的数学表达式,并对其稳态运行特性进行了分析,从理论上论证了该方案的可行性;通过MATLAB软件建立了仿真模型,并对仿真结果进行分析,同时通过工程样机试验验证了理论的正确性以及该方案的有效性和可行性。

1 主电路拓扑结构

图1为传统滤波方案与新型滤波方案应用于高压变电站的主电路拓扑结构对比图。传统滤波方案是在低压侧接入无源滤波器和电容器,治理变电站负荷侧主要特征次谐波的同时兼顾无功补偿作用。由于只能滤除低压侧的谐波,不能滤除中压侧的谐波,因此造成220 kV公用电网滤波效果不佳^[15],存在谐波含量超标的现象。

为此,提出一种新型IF方案应用于高压变电站的谐波治理,主要由FW-IFT和IF系统组成,如图1所示。为了满足IF的性能要求,有效实施谐波抑制与无功补偿必须具备2个基本条件:(1)基于零等值阻抗设计含有独立滤波绕组的FW-IFT;(2)合理设计无源滤波器参数,构建滤波绕组与无源滤波器连接的IF系统。因此,FW-IFT由高/中/低压绕组和滤波绕组组成,高压绕组连接220 kV交流电网,中/低压绕组供电给工业企业,滤波绕组与滤波装置连接构成滤波回路。

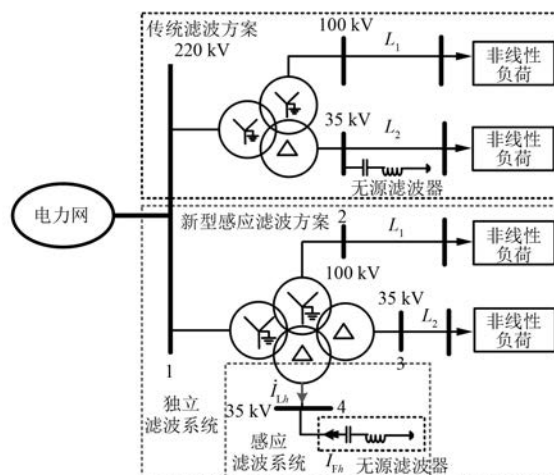


图1 2种滤波方案的主电路拓扑

2 IF机理分析

图2为IF对FW-IFT谐波交变磁通路径影响的示意图。FW-IFT的中/低压负荷产生的谐波电流所带来的磁通经过铁心与高压绕组交链,在高压绕组中感应出相应频率的谐波电流。谐波电流在高压绕组中产生铜耗,谐波磁通所引起的铁耗和振动没有得到有效抑制,这是FW-IFT滤波机理的重点研究问题。

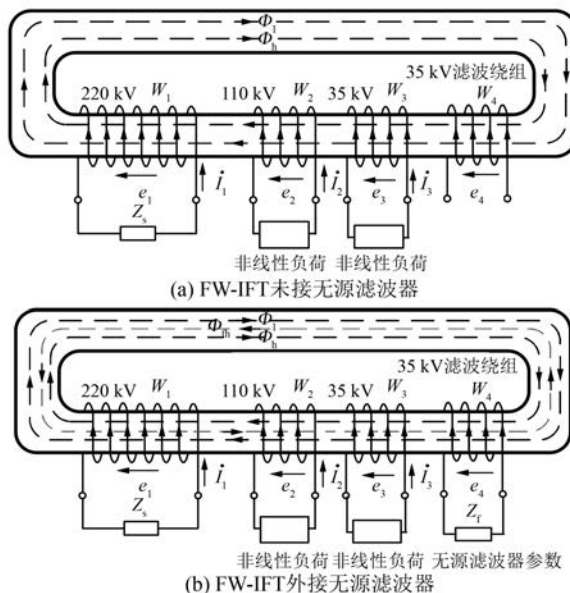


图2 FW-IFT谐波交变磁通路径影响的示意图

在 h 次谐波频率下,FW-IFT的铁心磁通 Φ 可分为2部分,即基波磁通 Φ_1 和谐波磁通 Φ_h ,采

用余弦形式表示^[18]:

$$\begin{cases} \Phi(t) = \Phi_1(t) + \Phi_h(t) \\ \Phi_1(t) = \Phi_{1m} \cos(\omega t + \varphi_1) \\ \Phi_h(t) = \sum_{h=2,3,\dots} \Phi_{hm} \cos(h\omega t + \varphi_h) \end{cases} \quad (1)$$

式中: Φ_{1m} 、 Φ_{hm} 分别表示基波和 h 次谐波的幅值; φ_x 表示各次磁通分量的初始相位角。

根据图 2(a), FW-IFT 的中/低压负荷产生的谐波电流, 若不采用 IF 技术, 即滤波绕组开路, 各绕组满足如下磁动势平衡方程:

$$W_2 \dot{I}_{2h} + W_3 \dot{I}_{3h} + W_1 \dot{I}_{1h} = W_2 \dot{I}_0 + W_3 \dot{I}_0 \approx 0 \quad (2)$$

式中: W_1 、 W_2 、 W_3 分别表示高/中/低绕组的匝数; $\dot{I}_{1h}$ 、 $\dot{I}_{2h}$ 、 $\dot{I}_{3h}$ 为高/中/低压绕组的 h 次谐波电流; $\dot{I}_0$ 是励磁电流。

根据电磁感应定理, 磁通 Φ 在各绕组上分别产生感应电动势 e_1 、 e_2 和 e_3 。在高压侧绕组回路中列写电路方程:

$$\begin{cases} i_1 = -e_1 / (Z_s + Z_{K14}) \\ e_1 = -W_1 \frac{d\Phi}{dt} = W_1 \Phi_{1m} \omega \sin(\omega t + \varphi_1) + \\ W_1 h \omega \sum_{h=2,3,\dots} \Phi_{hm} \sin(h\omega t + \varphi_h) \end{cases} \quad (3)$$

式中: Z_s 为高压侧的交流系统阻抗; Z_{K14} 为高压绕组与低压滤波绕组的短路阻抗。

由式(3)可知, 当中/低压侧存在负荷谐波电流时, 谐波电流必然在中/低压绕组中产生谐波磁动势, 同时谐波磁动势使变压器的铁心、高压侧绕组中产生谐波磁通, 因此高压绕组中的电流具有同铁心磁通 Φ 相同的谐波成分。以上分析表明, 若不采取谐波抑制措施, 中/低压侧负荷谐波将自由传递至变压器高压侧的公共电网, 恶化公共电网的电能质量; 铁心和绕组中的谐波, 同时又给变压器带来振动、噪声和损耗等影响。

图 3 为单相 FW-IFT 绕组布置图。在 Φ_{41} 和 Φ_0 磁通作用下, 低压滤波绕组 W_4 会感应出电动势 e_4 , 则滤波绕组会短路, 流过电流 I_{4h} , 此时安匝平衡方程为

$$W_2 \dot{I}_{2h} + W_3 \dot{I}_{3h} + W_4 \dot{I}_{4h} + W_1 \dot{I}_{1h} \approx 0 \quad (4)$$

安匝 $W_4 \dot{I}_{4h}$ 的作用是使 Φ_0 和 Φ_{41} 同时减少, 而 Φ_0 的减少又导致 $W_1 \dot{I}_{1h}$ 减少。由于低压滤波

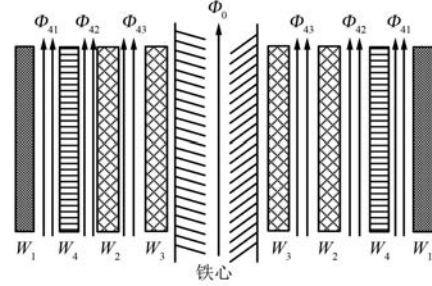


图 3 单相 FW-IFT 绕组布置图

绕组的电阻极小, 这一过程要一直进行到 $\Phi_0 \approx 0$, $\Phi_{41} \approx 0$, $W_1 \dot{I}_{1h} \approx 0$, 达到新的安匝平衡为止:

$$W_2 \dot{I}_{2h} + W_3 \dot{I}_{3h} + W_4 \dot{I}_{4h} \approx W_2 \dot{I}_0 + W_3 \dot{I}_0 \approx 0 \quad (5)$$

因此, 中/低压侧的负荷谐波电流被 $W_4 \dot{I}_{4h}$ 平衡, 不再注入电网。

根据图 2(b), 当滤波绕组外接无源滤波装置时, 对其所在回路列写电路方程:

$$\begin{cases} i_4 = -e_4 / (Z_4 + Z_f) \\ e_4 = -W_4 \frac{d\Phi}{dt} = W_4 \Phi_{1m} \omega \sin(\omega t + \varphi_1) + \\ W_4 h \omega \sum_{h=2,3,\dots} \Phi_{hm} \sin(h\omega t + \varphi_h) \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可知, 滤波绕组电流也具有与铁心磁通 Φ 相同的谐波成分。假设滤波绕组等值阻抗 Z_4 为零, 在实施 IF 时, 滤波装置具备对电流的鉴别和选择功能, 理想情况下, 对基波电流呈现阻抗为无穷大, 而对谐波电流呈现阻抗为无穷小, 即滤波绕组回路总的谐波阻抗 ($Z_{4h} + Z_{fh}$) 接近零值。因此, 滤波绕组的感应电动势为

$$\begin{cases} e_4 = e_{41} + e_{4h} \\ e_{41} = i_{f1} \times (Z_{41} + Z_{f1}) \\ e_{4h} = i_{fh} \times (Z_{4h} + Z_{fh}) \approx 0 \end{cases} \quad (7)$$

结合式(1)、式(7)可推得:

$$e_4 = -W_4 \frac{d\Phi_h}{dt} =$$

$$W_4 h \omega \sum_{h=2,3,\dots} \Phi_{hm} \sin(h\omega t + \varphi_h) = 0 \quad (8)$$

分析式(8)可知, 方程式中 W_4 、 h 、 ω 均为不等于零的常数, 要使该磁通表达式等于零, 可推得 $\Phi_h = C$ 或者 $\Phi_h = 0$ 。由此表明, 对谐波电流实施 IF, 其行为特性符合超导回路磁链守恒规律, 即外部交链变化时该滤波回路的谐波磁链随之相应改

变,该回路总能感应一个大小相等方向相反的谐波磁链抵消这种变化,使得滤波绕组与中/低压负载绕组间谐波磁势达到动态平衡。由图 2(b)可知,滤波绕组感应的反谐波磁通 Φ_h ,其大小与 Φ_h 相等,方向相反,彼此相互抵消,故变压器铁心磁通 Φ 只剩下基波部分 Φ_1 交链高压侧绕组,相当于实现了对谐波磁通的有效抑制。

3 基波与谐波下的各绕组电压方程

文献[15-17]建立了 FW-IFT 的单相谐波模型,阐述了滤波绕组与高压绕组、中压绕组的等值阻抗 $Z_{K4,12h} \approx 0$,滤波绕组与高压绕组、低压绕组 $Z_{K4,13h} \approx 0$,从而论证了依据等值零阻抗设计 FW-IFT 的独立滤波绕组是完全可行的,为开展 FW-IFT 理论应用奠定了基础工作。依据 FW-IFT 及 IF 系统的工作原理建立了单相等值解耦电路,如图 4 所示。

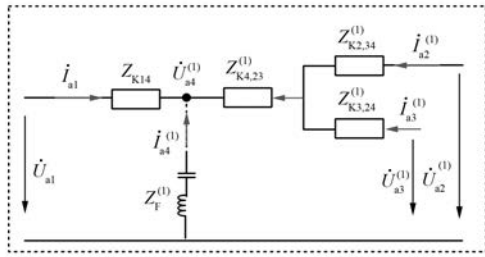


图 4 新方案的单相等值解耦电路

由多绕组变压器理论^[19]可知,FW-IFT 各绕组的电压传递方程:

$$\begin{cases} \dot{U}_{a1} - \dot{U}_{a4}^{(1)} = Z_{K14}^{(1)} \dot{i}_{a1}^{(1)} \\ \dot{U}_{a2}^{(1)} - \dot{U}_{a4}^{(1)} = Z_{K24}^{(1)} \dot{i}_{a2}^{(1)} + Z_{K4,23}^{(1)} \dot{i}_{a3}^{(1)} \\ \dot{U}_{a3}^{(1)} - \dot{U}_{a4}^{(1)} = Z_{K4,23}^{(1)} \dot{i}_{a2}^{(1)} + Z_{K34}^{(1)} \dot{i}_{a3}^{(1)} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\dot{U}_{an}$ 为变压器各绕组 a 相的电压; $\dot{i}_{an}$ 为变压器各绕组 a 相的电流; Z_{Kmn} 为变压器 m 与 n 绕组间的短路阻抗; $Z_{Kk,mn}$ 为变压器 k 绕组与 m、n 绕组之间的等值阻抗, $Z_{Kk,mn} = 0.5(Z_{Kkm} + Z_{Kkn} - Z_{Kmn})$, $k, m, n = 1, \dots, 4$; 上标 (1) 表示归算到高压侧。

若忽略励磁电流,根据变压器安匝平衡原理,可得磁势平衡方程为

$$\dot{i}_{a1} + \dot{i}_{a2}^{(1)} + \dot{i}_{a3}^{(1)} + \dot{i}_{a4}^{(1)} = 0 \quad (10)$$

IF 系统的滤波支路电压方程为

$$\dot{U}_{a4}^{(1)} = Z_F^{(1)} \dot{i}_{a4}^{(1)} = -Z_F^{(1)} (\dot{i}_{a1} + \dot{i}_{a2}^{(1)} + \dot{i}_{a3}^{(1)}) \quad (11)$$

为了体现新型 IF 方案应用于 220 kV 的滤波效果,分析在基波与谐波下的稳态运行特性。

在基波条件下,未投入 IF 装置,则存在约束条件:

$$\begin{cases} Z_F^{(1)} = \infty \\ \dot{i}_{a4-f}^{(1)} = 0 \\ \dot{U}_{a4-f}^{(1)} = 0 \\ \dot{i}_{a1-f} = -\dot{i}_{a2-f}^{(1)} - \dot{i}_{a3-f}^{(1)} \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)代入式(9),可得 FW-IFT 各绕组的基波电压传递方程为

$$\begin{cases} \dot{U}_{a1-f} = -Z_{K14}^{(1)} \dot{i}_{a2-f}^{(1)} - Z_{K14}^{(1)} \dot{i}_{a3-f}^{(1)} \\ \dot{U}_{a2-f}^{(1)} = Z_{K24}^{(1)} \dot{i}_{a2-f}^{(1)} + Z_{K4,23}^{(1)} \dot{i}_{a3-f}^{(1)} \\ \dot{U}_{a3-f}^{(1)} = Z_{K4,23}^{(1)} \dot{i}_{a2-f}^{(1)} + Z_{K34}^{(1)} \dot{i}_{a3-f}^{(1)} \end{cases} \quad (13)$$

由式(12)、式(13)可知,在基波下,FW-IFT 具有传统三绕组变压器的不同电压等级转换及电能传输的功能。

在 h 次谐波条件下,投入 IF 装置,则存在约束条件:

$$\begin{cases} Z_{Fh}^{(1)} = 0 \\ \dot{i}_{a1-h} = 0 \\ \dot{U}_{a4-h}^{(1)} = 0 \\ \dot{i}_{a4-h} = -\dot{i}_{a2-h}^{(1)} - \dot{i}_{a3-h}^{(1)} \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(9),可得 FW-IFT 的 h 次谐波电压传递方程为

$$\begin{cases} \dot{U}_{a1-h} = 0 \\ \dot{U}_{a2-h}^{(1)} = Z_{K24}^{(1)} \dot{i}_{a2-h}^{(1)} + Z_{K4,23}^{(1)} \dot{i}_{a3-h}^{(1)} \\ \dot{U}_{a3-h}^{(1)} = Z_{K4,23}^{(1)} \dot{i}_{a2-h}^{(1)} + Z_{K34}^{(1)} \dot{i}_{a3-h}^{(1)} \\ \dot{U}_{a4-h}^{(1)} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

由式(14)、式(15)可知,在谐波下,通过独立滤波绕组外接滤波装置构成一个超导闭合回路并感应出 h 次反向电流,抵消中/低压负荷侧的 h 次谐波电流,使其负荷 h 次谐波电流无法窜入公共电网,因此新型 IF 方案能实现谐波抑制,改善 220 kV 变电站的供电质量。

4 仿真与试验验证

4.1 仿真建模

为了验证新型 IF 方法应用于高压变电站谐波治理的效果及理论分析的正确性,基于 MATLAB 软件建立了图 1 的仿真模型。为了简化仿真模型,110 kV 侧接入的负荷容量为 60 MVA 的 6 脉波晶闸管整流系统(非线性负荷)和功率因数为 0.9、30 MW 感性负荷,35 kV 侧接入的负荷容量为 60 MVA 的 6 脉波晶闸管整流系统和功率因数为 0.9、20 MW 感性负荷。新型滤波方案采用 FW-IFT,型号为 SSZ11-L-180000/220,FW-IFT 参数如表 1 所示。传统滤波方式是无源滤波装置并联在 FW-IFT 的低压 35 kV 侧。

表 1 FW-IFT 参数

参数名称	高压侧 1	中压侧 2	低压侧 3	滤波绕组 4
额定容量/(MVA)	180	180	90	50
额定电压/kV	230	121	38.5	38.5
额定电流/A	451.8	858.9	1 349.6	749.8
联接方式	YN	YN	d11	d11
短路阻抗/%	$Z_{K12}=14.6$; $Z_{K13}=20.94$; $Z_{K14}=9.58$; $Z_{K23}=5.04$; $Z_{K24}=5.22$; $Z_{K34}=11.86$			

4.2 仿真结果分析

图 5 所示为网侧电压和电流仿真波形。图 5(a)是没有滤波方式时网侧电压和电流仿真波形,图 5(b)是传统滤波方式时网侧电压和电流仿真波形,图 5(c)是 IF 方式时网侧电压和电流仿真波形。图 6 所示为网侧谐波电流频谱对比图。其中,计及的谐波次数为 19。可以得出,传统滤波方式有一定的滤波效果,易于输电线路阻抗发生并联谐振,出现网侧 5、7 次谐波发生谐波放大现象,而 IF 方式有效抑制了负荷侧的谐波。因此,新型 IF 方案能屏蔽中/低压负荷侧的谐波电流,有效保证网侧供电质量。

4.3 试验验证

某高压变电站原有的滤波方案是在三绕组变压器的低压 35 kV 电网并联无源滤波器和电容器组,通过理论分析和试验可知,原有的无源滤波方案能抑制低压 35 kV 电网侧的谐波,但不能完全消除中压 110 kV 电网侧的谐波,因而中压侧的谐

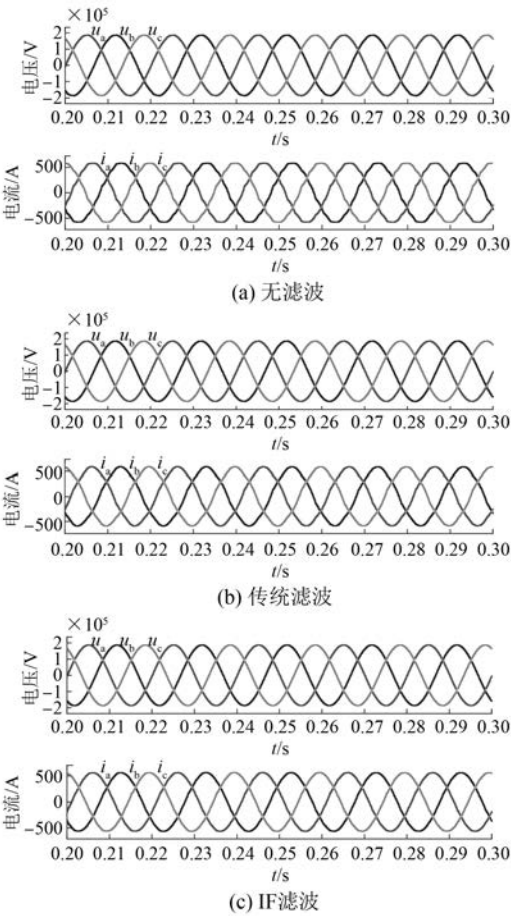


图 5 网侧电压和电流的仿真波形

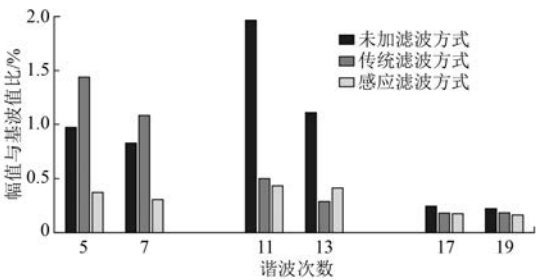


图 6 网侧谐波电流频谱对比

波仍然在三绕组变压器内部自由流通,从而导致高压电网侧的电能质量降低,同时导致变压器的谐波磁势增大、噪声过大等不良现象。因此,在原有方案的基础上安装 1 台型号 SSZ11-L-180000/220 双组 IFT,并在滤波绕组上外接无源滤波器和电容器组构成 IF 系统,有利于改善高压交流电网的供电质量。

通过试验可以得到网侧电压和电流的试验波

真,如图7所示。图7(a)是未连接滤波方式时网侧电压和电流试验波形,图7(b)是传统滤波方式时网侧电压和电流试验波形,图7(c)是IF方式时网侧电压和电流仿真波形。图8所示为网侧谐波电流频谱对比图。其中,计及的谐波次数为19。

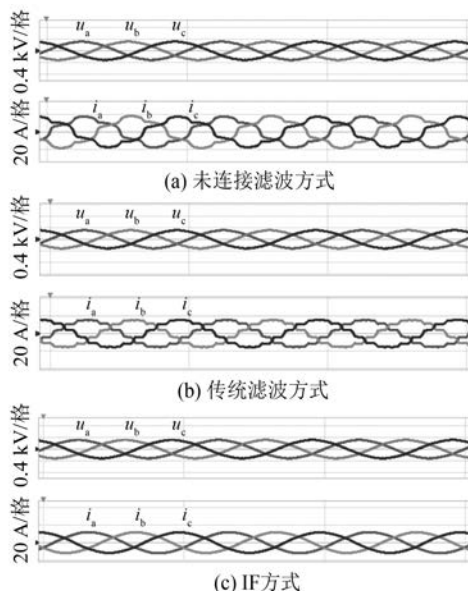


图7 网侧的电压和电流实测波形

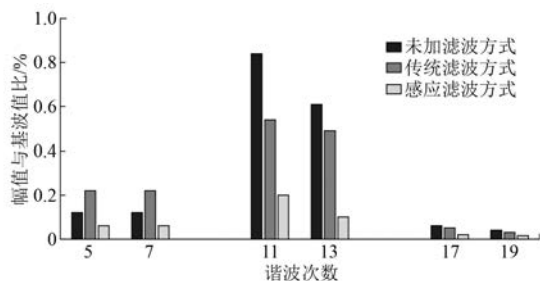


图8 网侧谐波电流频谱对比

从以上分析可得出,220 kV 变电站采用新型IF 方案之后,公共电网的电流更接近正弦波,流入220 kV 公共电网的主要特征谐波电流减小为较小值,滤波效果佳,更能保证公共电网的质量。

5 结 语

针对传统滤波方案的不足,本文研究了一种FW-IFT 及IF 系统的新型IF 方案应用于高压变电站的谐波抑制和无功补偿。分析了FW-IFT 与IF 系统两者协调作用的滤波机理。通过对比仿

真和试验比较了无滤波、传统滤波和IF 3 种情形下的网侧电压电流波形,结果表明,新型IF 方案能屏蔽负荷侧的主要次谐波电流,使负荷侧的谐波电流无法窜入220 kV 公共电网,具有良好的滤波效果,提高了220 kV 变电站的供电质量。

【参 考 文 献】

- [1] BERES R N, WANG X, BLAABJERG F, et al. Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2083.
- [2] 崔应宇, 贺芳, 张永晖, 等. 配电网电容电流超标问题研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(21): 147.
- [3] TAKESHITA T, MATSUI N. Current waveform control of PWM converter system for harmonic suppression on distribution system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(6): 1134.
- [4] CHOU C, LIU C, LEE J, et al. Optimal planning of large passive-harmonic-filters set at high voltage level [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2000, 15(1): 433.
- [5] 宁志毫, 罗隆福, 李勇, 等. 基于感应滤波的大功率整流系统原理分析及综合节能设计[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 223.
- [6] 李勇, 罗隆福, 张志文, 等. 应用感应滤波原理构建的直流供电系统[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(22): 107.
- [7] 陈清玉, 罗隆福, 许加柱, 等. 感应滤波器对新型换流变压器短路阻抗的影响[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 71.
- [8] 李世军, 罗隆福, 余双翔, 等. 集成滤波电抗绕组变压器数学模型[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 201.
- [9] 高骏, 王磊, 周文, 等. 双馈风电机组电网背景谐波运行与谐波抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(23): 164.
- [10] XU J Z, LUO L F, LI Y, et al. Operating characteristics of a new filter-commutated converter based on equivalent Graetz bridge circuit model[J]. IET Power Electronics, 2011, 4(9): 959.
- [11] LUO L, LI Y, XU J, et al. A new converter transformer and a corresponding inductive filtering method for HVDC transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(3): 1426.

- [12] LI Y, PENG Y, LIU F, et al. A controllably inductive filtering method with transformer-integrated linear reactor for power quality improvement of shipboard power system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(4): 1817.
- [13] LI Y, LUO L, REHTANZ C, et al. An industrial DC power supply system based on an inductive filtering method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 714.
- [14] 王灿, 罗隆福, 李勇, 等. 新型高效工业整流机组的运行特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 80.
- [15] 王灿, 罗隆福, 陈跃辉, 等. 220 kV 变压器附加绕组专接滤波器的谐波治理方案[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 186.
- [16] 李世军, 罗隆福, 李伟栋, 等. 感应滤波四绕组变压器及其滤波补偿装置分析[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2017, 44(2): 88.
- [17] LI Y, YAO F, CAO Y, et al. An inductively filtered multiwinding rectifier transformer and its application in industrial DC power supply system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 3987.
- [18] 刘文业. 高效能整流系统理论及关键技术研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2014.
- [19] 瓦修京斯基. 变压器的理论与计算[M]. 崔立君, 杜恩田, 译. 北京: 机械工业出版社, 1983.

(上接第 81 页)

- [7] 郑江, 代颖, 石坚. 车用异步电机的电磁噪声分析与抑制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 74.
- [8] 李天元, 夏加宽, 龙宇航, 等. 不同转子辅助槽对内置式永磁电机齿槽转矩的影响[J]. 微特电机, 2019, 47(5): 17.
- [9] PANDO-ACEDO J, ROMERO-CADAVAL E, GRAGERA-PEN˜A C, et al. Noise, vibration and harshness on a permanent magnet synchronous motor for a remote laboratory[C] // Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, 2017.
- [10] 孙雪, 代颖, 赵剑飞, 等. 高速异步电主轴电机的电磁噪声分析[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(12): 66.
- [11] 张维, 黄坚. 综合分析槽配合与定子振动特性降低电动机电磁噪声[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(10): 1.
- [12] GIERASJ F, WANG C, LAI J C. Noise of Polyphase Electric Motors[M]. Boca Raton: CRC Press, 2006.
- [13] 杨萍, 代颖, 黄苏融, 等. 基于有限元法的车用永磁同步电机电磁噪声的评估[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(9): 33.
- [14] 陈永校, 诸自强, 应善成. 电机噪声的分析与控制[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1987.
- [15] 王庆春. 同步电机的磁振动噪声和控制措施[J]. 电工技术杂志, 1990(1): 8.
- [16] KANG G, SON Y, KIM G. A novel cogging torque reduction method for interior-type permanent-magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 161.
- [17] 吴建中, 杜善杰, 朱琛琦, 等. 一种电机转子冲片结构: CN207234549U[P]. 2018-04-13.

《电机与控制应用》新网站启用

为了更好地服务于作者和读者,《电机与控制应用》建设了新的网站。服务升级,内容丰富,域名不变,仍为 www.motor-abc.cn。

新网站设有网刊系统。2018 年至今《电机与控制应用》发表的所有论文均可通过该系统检索、阅读、下载。

新网站同时开通了移动版。关注《电机与控制应用》微信公众号(djykyzyy),即可在移动端阅读最新论文、查询稿件处理状态,并可登录投稿系统进行其他操作。

请扫码关注《电机与控制应用》微信公众号:

