

基于能量模型的混合感应滤波系统控制方法

张志文¹, 曾令雄¹, 谢斌¹, 饶玉凡², 易梅生³

(1. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410082; 2. 长沙电力职业技术学院 电力工程系, 湖南长沙 410131;
3. 特变电工湖南电气有限公司, 湖南衡阳 421007)

摘要:提出了一种工业配电系统新型混合感应滤波(HIAF)装置。分析了 HIAF 投入后谐波流通路径及对整流变压器及系统的益处。通过系统三相等效电路分析了 HIAF 的补偿机理并建立了 HIAF 的数学模型。基于无源控制(PBC)思想建立了该系统在 dq 坐标系下的欧拉-拉格朗日能量模型。依据 HIAF 的补偿特性,并结合阻尼注入的方法设计了控制器。仿真和实验结果验证了补偿系统和控制策略的正确性。

关键词:混合感应滤波;无源控制;欧拉-拉格朗日能量模型;阻尼注入;补偿

中图分类号:TN 713

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.10.016

0 引言

近年来,随着新能源发电的发展,越来越多的电力电子变换装置作为新能源接入电网的接口被广泛地应用到中低压配电网中。电能变换装置的非线性特性不可避免地给供电质量带来一定的影响^[1-2]。同时,非线性负荷如中压电机调速装置和工业二极管或晶闸管整流装置等,向电网注入大量谐波并消耗大量无功,在严重影响电能质量的同时,也给整个系统的安全稳定运行带来巨大的挑战^[3]。

为了治理配电网中存在的大量谐波,可以采用安装无源滤波器、有源滤波器或者混合滤波器等方式加以滤除。无源滤波器虽然设计简单,但体积较大,参数固定,在容量变化的配电网中不仅效果不佳,还存在与系统发生谐振的风险。相较无源滤波器,有源滤波器具有较好的滤波特性且能有效抑制谐波的发生,但在 6.6 kV 及以上电压等级的中压配电网中,使用有源滤波方式补偿时容量大、成本高。所以,为了降低有源补偿容量、减小投资成本,通常采用混合滤波器提高滤波系统综合性价比^[3-4]。

上述常规治理方案虽然能够满足配电网谐波治理的要求,但其安装位置一般为公共母线,虽然可以大幅改善母线及其上级系统的供电环境,但改善效果无法拓展至下一级系统。另一方面,在大功率整流系统中,谐波可能增加整流变压器的损耗和噪声,降低其使用寿命,常规的滤波方法无法改善这一状况^[5-6]。

感应滤波技术是一种基于磁动势平衡原理的新型滤波技术。文献[7-10]以电解整流系统为例全面地分析了感应滤波的特性,指出其克服了已有常规滤波装置的缺点,表现了良好的滤波特性。然而,由于其本质还是无源滤波器,谐振风险依旧存在,且设备占地面积大,难以在一些安装空间受限的场合加以应用。感应调控滤波技术^[11]通过将感应滤波和有源滤波结合,很好地克服了感应滤波存在的一些固有问题,并有效地改善了整个系统的滤波性能。然而,目前感应调控滤波技术均采用阻尼控制,虽然控制原理简单但控制精度不够,且在工程中滤波系统参数偏移时控制效果易受影响。

本文在已有研究的基础上,提出了一种新型的混合感应滤波 HIAF (Hybrid Inductive Active Filtering) 系统。该系统将一组 7 次无源滤波支路和电压源型变流器直接串联并与对应滤波变压器的滤波绕组相连接,从而取代了感应滤波系统中原有的多组无源支路。同时,基于系统的耗散特性,引入了无源控制 PBC (Passive-Based Control) 方法,通过建立系统等能量模型,可实现对滤波支路更为精确的分析和控制。仿真和实验结果表明该方法可以有效提高系统的动、静态性能。

1 系统技术特征介绍

图 1 为工业配电系统结构示意图。该系统中的非线性负荷产生大量谐波电流,经过整流变压器和配电变压器注入电网。在母线上配置滤波装置以形成低阻抗通路,可以有效抑制负荷谐波电流流入公共电网,改善了该母线或其他母线负荷的供电环境,但谐波源所在供电系统的电能质量问题依旧存在。

从图 1 可知,由于滤波装置安装位置的限制,使得所有谐波和无功分量电流都会经过整流变压器,引起整流变压器损耗加大、温升提高、振动和噪声加剧等问题。

不同于传统混合滤波技术,图 2 给出了应用

收稿日期:2017-09-13;修回日期:2018-07-11

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477046);湖南省创新创业技术投资资助项目(2017GK5021);湖南省重点研发计划项目(2016GK2087,2017GK2241)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477046), the Project of Innovation and Entrepreneurship Technology Investment in Hunan Province(2017GK5021) and the Key R&D Program of Hunan Province(2016GK2087,2017GK2241)

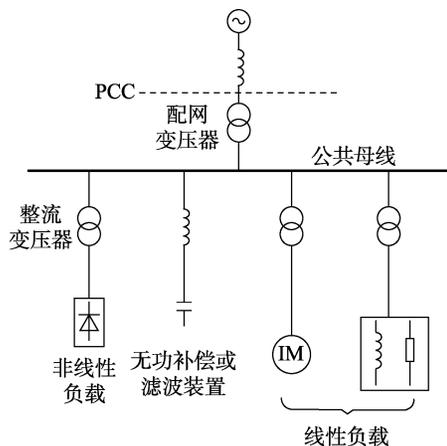


图1 工业配电系统的结构示意图

Fig.1 Structure of industrial distribution system

HIAF 的工业配电系统结构示意图。图中,感应滤波整流变压器 IFCT(Inductive Filtering Converter Transformer)代替了原有的常规整流变压器,并通过一组特殊设计的零阻抗绕组引入混合滤波支路,构成 HIAF。

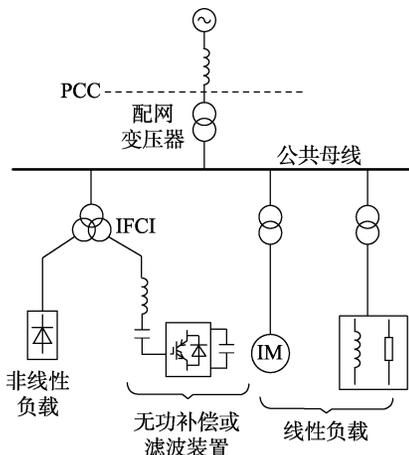


图2 HIAF引入后工业配电系统的结构示意图

Fig.2 Structure of industrial distribution system with HIAF

根据已有的感应滤波原理^[7-10]可知:当谐波频段为无源支路调谐频段时,由于滤波绕组零阻抗设计,同时调谐支路阻抗也为0,负载谐波成分被无源滤波支路吸收;当谐波不是调谐频段时,则需要通过控制有源装置使谐波从滤波支路中流通,以阻止其向电源侧注入。在上述2种情况中,由于谐波磁动势在负载绕组和滤波绕组之间实现平衡,使得 IFCT 一次侧绕组几乎不产生谐波磁动势因而不会感应出谐波电流。由于负载产生的谐波被抑制在变压器的低压侧,因此大幅降低了其对整流变压器的不利影响,同时由于谐波的流电路径缩短,在一定程度上可以减小谐波电流所带来的能量损耗。

2 补偿机理分析

图3为应用 HIAF 装置的大工业整流系统结构

图。滤波支路与特殊设计的滤波绕组相连,LC 根据负载容量采用 7 次调谐设计。图中, Z_s 为系统等效阻抗;CT 和 PT 分别为电流传感器和电压传感器; i_s 为网侧电流; i_L 为非线性负载电流; i_f 为滤波器电流。

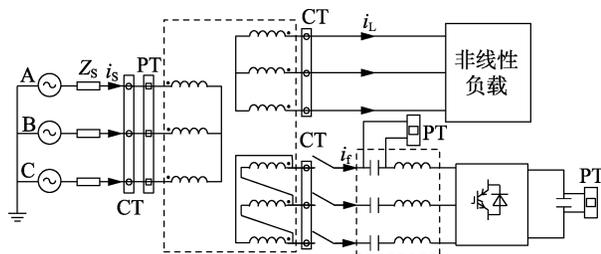


图3 HIAF系统绕组结构图

Fig.3 Structure of HIAF system

由于本文通过控制换流器端口的输出电压和滤波支路电容电压来控制滤波支路输出电流,属于间接电流控制,所以分析补偿机理时只需从变压器绕组电流传递关系入手,简化了系统补偿特性分析。图4给出了系统的三相等值电路。图中, I_s 、 I_L 、 I_f 分别为网侧、负载侧、滤波侧的电流,网侧、负载侧三相分别用下标 A、B 和 C 标明,滤波侧三相分别用下标 a、b 和 c 标明,其参考方向按图中箭头标识所示。

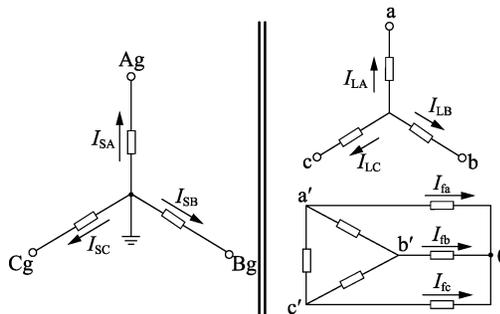


图4 三相等值电路

Fig.4 Three-phase equivalent circuit

当只有负载作用时,网侧电流与负载侧电流的变换关系为:

$$\begin{bmatrix} I_{SA} \\ I_{SB} \\ I_{SC} \end{bmatrix} = \frac{N_2}{N_1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_L \begin{bmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, N_1 、 N_2 分别为网侧、负载侧绕组的匝数; \mathbf{T}_L 为变换矩阵。当只有滤波支路作用时,依据变压器的多绕组理论^[12],网侧电流与滤波支路电流的关系为:

$$\begin{bmatrix} I_{SA} \\ I_{SB} \\ I_{SC} \end{bmatrix} = \frac{N_3}{3N_1} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_f \begin{bmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, N_3 为滤波侧绕组的匝数; \mathbf{T}_f 为变换矩阵。结合式(1)、(2),并根据电路的叠加定理^[12]得网侧合成电流为:

$$\begin{bmatrix} I_{SA} \\ I_{SB} \\ I_{SC} \end{bmatrix} = T_L \begin{bmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{bmatrix} + T_f \begin{bmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

因为负载中包含基波分量和谐波分量,利用瞬时无功检测算法^[13]将其分离,分别表示为 I_{L1} 、 I_{Ln} 。

$$\begin{bmatrix} I_{LA} \\ I_{LB} \\ I_{LC} \end{bmatrix} = I_{L1} + I_{Ln} = \begin{bmatrix} I_{LA1} \\ I_{LB1} \\ I_{LC1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{n=2,3,\dots} I_{LA_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LB_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LC_n} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, $n=2,3,\dots$ 为谐波分量对应的频次。

将式(4)代入式(3)可得:

$$\begin{bmatrix} I_{SA} \\ I_{SB} \\ I_{SC} \end{bmatrix} = T_L \begin{bmatrix} I_{LA1} \\ I_{LB1} \\ I_{LC1} \end{bmatrix} + T_L \begin{bmatrix} \sum_{n=2,3,\dots} I_{LA_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LB_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LC_n} \end{bmatrix} + T_f \begin{bmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

从式(5)可以看出,当滤波支路电流满足式(6)所示的关系时,负载侧产生的谐波将被完全滤除。

$$T_L \begin{bmatrix} \sum_{n=2,3,\dots} I_{LA_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LB_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LC_n} \end{bmatrix} + T_f \begin{bmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{bmatrix} = 0 \quad (6)$$

根据式(6)可以计算得到滤波支路的参考电流为:

$$\begin{bmatrix} I_{fa}^* \\ I_{fb}^* \\ I_{fc}^* \end{bmatrix} = \frac{N_2}{N_3} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{n=2,3,\dots} I_{LA_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LB_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LC_n} \end{bmatrix} = T_{L-f} \begin{bmatrix} \sum_{n=2,3,\dots} I_{LA_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LB_n} \\ \sum_{n=2,3,\dots} I_{LC_n} \end{bmatrix} \quad (7)$$

3 无源控制器设计

为了便于控制算法的分析,将滤波支路单独提取出来得到图 5 所示的 HIAF 等效电路图。

图中, L 、 C 分别为滤波支路的电感和电容; r 为电抗器电阻; u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 为没有负载时滤波支路的端口电压; v_a 、 v_b 、 v_c 为滤波端口电压进行 Δ -Y 变换后的相电压,其变换关系如式(8)所示。

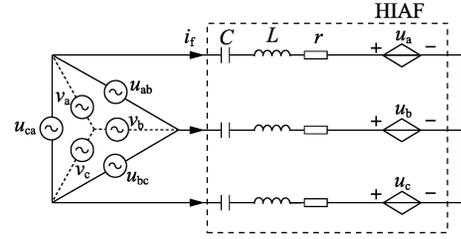


图 5 换流器等效电路图

Fig.5 Equivalent circuit of converter

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \frac{N_3}{3N_1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = T_V \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中, u_A 、 u_B 和 u_C 为变换到网侧的滤波端口电压; T_V 为变换矩阵。

3.1 欧拉-拉格朗日模型建立

依据文献[14]可得 HIAF 在 dq 坐标系下的平均等效模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + r i_d + u_{Cd} - v_d + u_d = 0 \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + r i_q + u_{Cq} - v_q + u_q = 0 \\ C \frac{du_{Cd}}{dt} - \omega C u_{Cq} - i_d = 0 \\ C \frac{du_{Cq}}{dt} + \omega C u_{Cd} - i_q = 0 \end{cases} \quad (9)$$

其中, i_d 、 i_q 和 v_d 、 v_q 分别为 i_{fa} 、 i_{fb} 、 i_{fc} 和 v_a 、 v_b 、 v_c 在 dq 坐标系下的电流和电压; u_{Cd} 、 u_{Cq} 分别为滤波电容 C 上的 d 、 q 轴电压分量; u_d 、 u_q 分别为换流器逆变端口 d 、 q 轴电压分量; ω 为电源角频率。

基于无源控制理论,定义状态变量 $i = dq_L/dt$, $u_c = q_C/C$, 其中 q_L 和 q_C 分别为电感和电容上“循环充电能量”和电场电荷能量。因此得到 HIAF 系统的欧拉-拉格朗日(EL)数学模型参数如下:

$$\begin{cases} T = \frac{L}{2} \dot{q}_{Ld}^2 + \frac{L}{2} \dot{q}_{Lq}^2 \\ V = \frac{1}{2C} q_{Cd}^2 + \frac{1}{2C} q_{Cq}^2 \\ F = \frac{r}{2} \dot{q}_{Ld}^2 + \frac{r}{2} \dot{q}_{Lq}^2 \\ Q_{Ld} = -\omega L \dot{q}_{Lq}, \quad Q_{Lq} = \omega L \dot{q}_{Ld} \\ Q_{Cd} = -\omega q_{Cq}, \quad Q_{Cq} = \omega q_{Cd} \\ M_{Ld} = 1, \quad M_{Lq} = 1, \quad M_{Cd} = 1, \quad M_{Cq} = 1 \end{cases} \quad (10)$$

其中, T 、 V 、 F 分别为补偿系统的动能函数、势能函数和耗散函数; Q 、 M 分别为系统的扰动、常数; q_{Ld} 、 q_{Lq}

分别为 q_L 的 d 、 q 轴分量; q_{Cd} 、 q_{Cq} 分别为 q_C 的 d 、 q 轴分量。

依据式(10)中的参数得到拉格朗日能量方程如下:

$$f_{\text{Lagrangian}} = T - V = \frac{L}{2} \dot{q}_{Ld}^2 + \frac{L}{2} \dot{q}_{Lq}^2 - \frac{1}{2C} q_{Cd}^2 - \frac{1}{2C} q_{Cq}^2 \quad (11)$$

依据无源控制中的定义^[15-16], EL 等式表达如下:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L}{\partial \dot{q}}(q, \dot{q}) \right] - \frac{\partial L}{\partial q}(q, \dot{q}) + \frac{\partial F}{\partial q}(\dot{q}) = Mu + Q \quad (12)$$

其中, u 为控制变量, 即逆变器输出电压在 dq 坐标轴上的等效。

将式(10)、(11)代入式(12), 得到式(13)中的换流器的状态等式:

$$\begin{cases} L \ddot{q}_{Ld} = -u_d + v_d + \omega L \dot{q}_{Lq} - q_{Cd}/C - r \dot{q}_{Ld} \\ L \ddot{q}_{Lq} = -u_q + v_q - \omega L \dot{q}_{Ld} - q_{Cq}/C - r \dot{q}_{Lq} \\ \dot{q}_{Cd} = \dot{q}_{Ld} + \omega q_{Cq} \\ \dot{q}_{Cq} = \dot{q}_{Lq} - \omega q_{Cd} \end{cases} \quad (13)$$

由于系统中的耦合是系统内部互联特性, 所以分析系统能量均衡时不用考虑。对式(13)左右两边乘以 $[\dot{q}_L \ q_C]$ 得到系统的能量均衡等式:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} L [\dot{q}_L^2(t) - \dot{q}_L^2(0)] \\ \frac{1}{2C} [q_C^2(t) - q_C^2(0)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_0^t (v_d - u_d) \dot{q}_L dt \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \int_0^t r \dot{q}_L^2 dt \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

式(14)中, 等式的左边代表系统存储的能量, 等式的右边代表外部注入系统的能量与系统耗散能量之差。显然由于电抗器中存在电阻, 系统中存储的能量总是小于外部注入系统的能量, 所以 HIAF 装置是无源的。

3.2 PBC 控制器设计

为便于分析, 将式(9)中等式简化为矩阵形式:

$$D\dot{z} - gz^* + Rz^* = \varepsilon \quad (15)$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 & \omega L & -1 & 0 \\ -\omega L & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & \omega C \\ 0 & 1 & -\omega C & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \text{diag}\{L, L, C, C\}, \quad R = \text{diag}\{r, r, 0, 0\}$$

$$z = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{Cd} \\ u_{Cq} \end{bmatrix}, \quad \varepsilon = \begin{bmatrix} v_d - u_d \\ v_q - u_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

假设闭环系统参考变量为 z^* , 当系统实现跟踪时, 有:

$$D\dot{z}^* - gz^* + Rz^* = \varepsilon \quad (16)$$

结合式(14)、(15)可得:

$$D\Delta\dot{z} - g\Delta z + R\Delta z = 0 \quad (17)$$

其中, $\Delta z = z - z^*$ 为系统的跟随误差。

系统控制的目标是使得系统变量 z 跟随参考变量 z^* 。在此, 使用一个能量存储函数 $H_d = \Delta z^T D \Delta z / 2$ 来评估系统的跟随特性。

结合式(17), 可得:

$$H_d = \frac{1}{2} \Delta z^T g \Delta z - \frac{1}{2} \Delta z^T R \Delta z \quad (18)$$

将 H_d 对时间求导, 考虑 g 的反对称特性可得 $dH_d/dt = -\Delta z^T R \Delta z < 0$ 。基于 Lyapunov 稳定性理论可知^[17], Δz 将逐渐趋于 0, 即系统实现跟踪。但由于系统中电阻较小, 系统的趋零时间较长。为了缩短趋零时间, 在式(16)中加入虚拟阻尼矩阵 R_s 得:

$$D\dot{z}^* - gz^* + Rz^* - R_s \Delta z = e \quad (19)$$

其中, $R_s = \text{diag}\{r_L, r_L, r_C, r_C\}$, r_L 和 r_C 分别为电抗器和电容器的虚拟电阻, $r_L > 0, r_C > 0$ 。

同理, 由式(15)、(18)可得:

$$D\Delta\dot{z} - g\Delta z + (R + R_s)\Delta z = 0 \quad (20)$$

此时 $dH_d/dt = -\Delta z^T (R + R_s) \Delta z$, 对比注入阻尼之前的能量函数可知:

$$dH_d/dt = -\Delta z^T (R + R_s) \Delta z \leq -\frac{\alpha}{\beta} H_d < 0 \quad \forall \Delta z \neq 0 \quad (21)$$

其中, $\alpha = \min\{R, R_s\}$, $\beta = \max\{L, C\}$ 。

通过调节 R_s 可以改变 z 的衰减速度, 以获得一个满意的动态跟踪性能。

由式(19)展开得到换流器在 dq 坐标系下的调制方程为:

$$\begin{cases} u_d = v_d - L \frac{di_d^*}{dt} + \omega Li_q^* - u_{Cd}^* - r i_d^* + r_L (i_d - i_d^*) \\ u_q = v_q - L \frac{di_q^*}{dt} - \omega Li_d^* - u_{Cq}^* - r i_q^* + r_L (i_q - i_q^*) \\ C \frac{du_{Cd}^*}{dt} = i_d^* + \omega C u_{Cq}^* + r_C (u_{Cd} - u_{Cd}^*) \\ C \frac{du_{Cq}^*}{dt} = i_q^* - \omega C u_{Cd}^* + r_C (u_{Cq} - u_{Cq}^*) \end{cases} \quad (22)$$

为了使系统正常工作, 需稳定变流器直流侧电压。本文通过将直流电压 PI 控制器输出信号叠加至 q 轴调制信号中, 与系统无功补偿电流同相以传递有功功率分量, 并最终实现直流侧电压的稳定。该系统控制具体实现过程如图 6 所示。

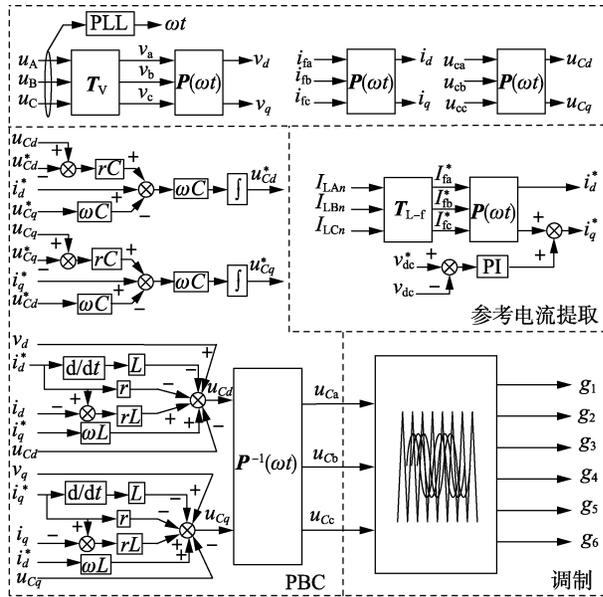


图 6 HIAF 系统控制图
Fig.6 Control system of HIAF

4 仿真与实验

4.1 仿真验证

为了验证该系统的正确性,参照图 3 在 MATLAB/Simulink 环境下搭建系统仿真模型。仿真参数如下:电网电压为 380 V;系统短路容量为 0.32 MV·A;无源滤波器 $C = 247.935 \mu\text{F}$;无源滤波器 $L = 0.834 \text{ mH}$, $r = 0.5 \Omega$;IFCT 的变比 $U_1 : U_2 : U_3 = 410 : 173.2 : 173.2$;IFCT 中短路阻抗 $Z_{1-2} = 7.83\%$, $Z_{1-3} = 4.57\%$, $Z_{2-3} = 3.55\%$,其中下标 1、2、3 分别代表网侧、负载侧、滤波侧;直流侧电容为 $1500 \mu\text{F}$;三相整流桥负载 Load1 为 $22 \Omega / 2 \text{ mH}$, Load2 为 $22 \Omega / 2 \text{ mH}$ 。

图 7 给出了系统仿真结果,从上至下依次为网

侧电压、负载侧电流、网侧电流和换流器直流侧电压。表 2 列出了图 7 中负载电流和网侧电流的 THD 含量。

表 2 网侧电流和负载侧电流 THD 仿真结果

Table 2 Simulated THD of grid side current and load side current

时间/s	THD/%	
	i_L	i_s
[0.05,0.2)	28.76	3.95
[0.2,0.4)	28.44	3.36
[0.4,0.6]	28.68	3.65

从图 7 中可知,未接入 HIAF 时(0~0.05 s),网侧电流波形畸变很大,并与负载电流波形接近;当 HIAF 在 0.05 s 接入系统后,网侧电流畸变得明显改善。从表 2 可知,在不同的负载下,尽管负载电流 i_L 的 THD 达到了 28% 以上,但补偿后的网侧电流 i_s 的 THD 降到了 4% 以下,验证了 HIAF 具有很好的谐波抑制能力。

由图 7 可知,装置在 0.2 s 和 0.4 s 时分别投切了 2 次负载;在 0.2 s 时系统负载由 Load1+Load2 变为 Load1;在 0.4 s 时系统负载为 Load1 变回 Load1+Load2。通过图 7 中的网侧电流波形和逆变器直流侧电压波形可知,负载切换过程中,系统都能快速实现过渡并达到稳定状态,说明 HIAF 均有良好的动态响应特性。

4.2 实验验证

为了进一步验证该系统及其控制算法的可行性,搭建了一个等比例实验系统。数字控制器采用 TMS320F28335;采样频率为 10 kHz,波形测量仪器为 HIOKI3198 电能质量分析仪和 Aglient DSO-X3024A 示波器。系统的详细参数与仿真参数相同。

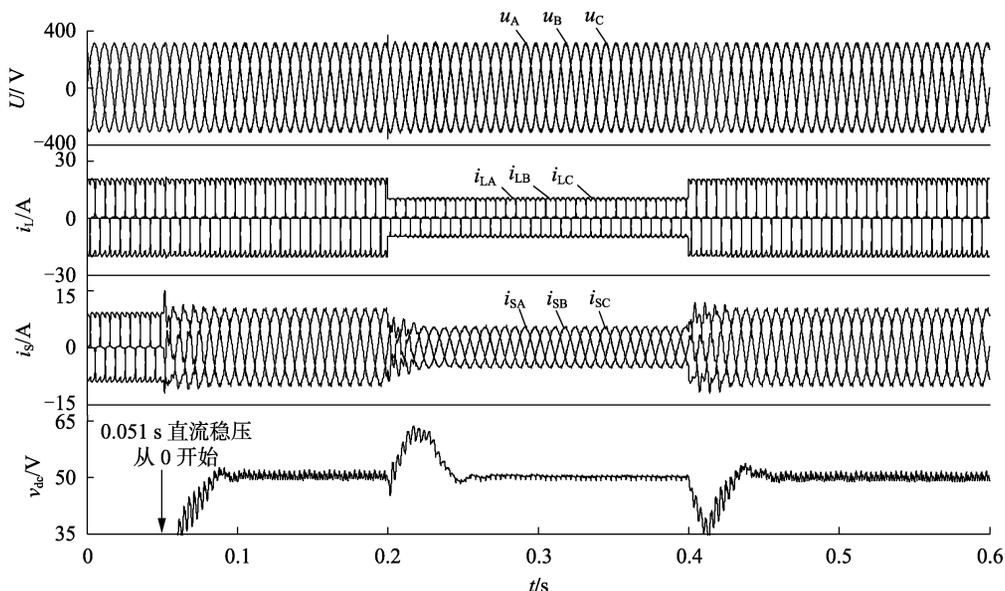


图 7 HIAF 仿真波形图

Fig.7 Simulative results of HIAF

实验系统图如附录中图 A1 所示。图 8 为 HIAF 投入后直流侧电压波形;图 9 为 HIAF 投入后网侧电压、网侧电流和负载电流波形;图 10 上、下图分别为 HIAF 投入前、后网侧电流的频谱和 THD 对比图。

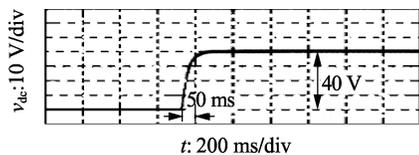


图 8 HIAF 投入后直流侧电压实验波形

Fig.8 Experimental waveform of DC voltage after HIAF action

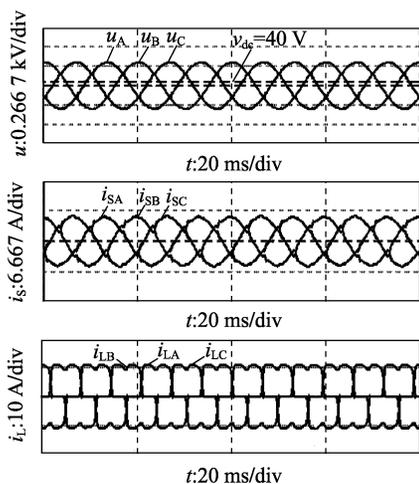


图 9 HIAF 投入后网侧电压、网侧电流和负载电流实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of grid-side voltage, grid-side current and load-side current after HIAF action

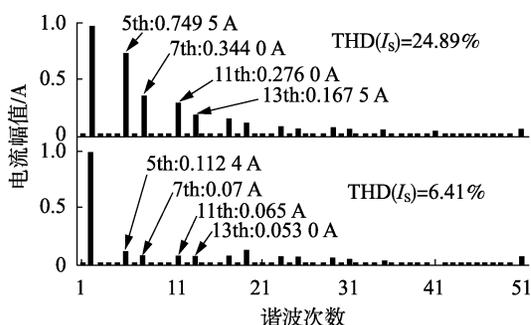


图 10 HIAF 投入前、后网侧电流频谱及 THD 实测结果

Fig.10 Experimental spectrum and THD of grid-side current before and after HIAF action

从图 8 可以看出, HIAF 作用时的直流侧电压能很好地稳定在 40 V。由图 9 和图 10 可知, 当 HIAF 投入时网侧电流的 THD 从 24.89% 减小到 6.41%, 该装置具有较好的滤波特性。

5 结论

本文针对工业配电系统中谐波对整流变压器等设备造成的不利影响, 采用感应滤波与有源技术的结合, 提出了一种新型的 HIAF 系统。通过对比 HIAF 与传统滤波方案中系统的谐波电流通路路径,

可总结得出 HIAF 系统具有谐波流通过程短、谐波损耗低、设备容量小、滤波特性好等优点。基于系统的补偿特性和装置的能量模型, 设计了 HIAF 的控制方法。仿真和实验结果表明, HIAF 装置具有良好的滤波特性, 能解决传统滤波方案存在的固有缺点, 具有一定的工程实用价值。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 唐振东, 杨洪耕. 基于模态分析的风电场并网谐波谐振研究[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(3): 87-99.
TANG Zhendong, YANG Honggeng. Harmonic resonance research based on modal analysis for grid-connected wind farms[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3): 87-99.
- [2] 王继东, 庞文杰. Fisher 判别分类法在光伏并网系统稳态电能质量评估中的应用[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(3): 50-54.
WANG Jidong, PANG Wenjie. Application of Fisher discriminant analysis in steady-state power quality evaluation of grid-connected photovoltaic system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3): 50-54.
- [3] AKAGI H, ISOZAKI K. A hybrid active filter for a three-phase 12-pulse diode rectifier used as the front end of a medium-voltage motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 69-77.
- [4] DURNA E, YILMAZ I, ERMIS M. Suppression of time-varying interharmonics produced by medium-frequency induction melting furnaces by a HAPF system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1030-1043.
- [5] ZHANG J. Research on comprehensive treatment of HVDC converter station noise[J]. Electric Power Construction, 2007, 28(8): 14-16.
- [6] YANG Dechang, LI Yong, REHTANZ C, et al. Study on harmonic losses of Inductive Filtering Converter Transformer (IFCT) in HVDC System[C] // 2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Chengdu, China: IEEE, 2010: 1-4.
- [7] LI Y, LOU 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): 714-722.
- [8] 李世军, 罗隆福, 余双翔, 等. 电解锰新型综合节能可断流 6 脉波整流系统[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(7): 131-137.
LI Shijun, LUO Longfu, SHE Shuangxiang, et al. Synthetic energy-saving interruptible 6-pulse rectifier system for manganese electrolyzation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7): 131-137.
- [9] 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): 305-317.
LIU Wenyue, LUO Longfu, LI Yong. 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.
- [10] LI Y, LOU L, REHTANZ C, et al. An inductively filtered multiwinding rectifier transformer and its application in industrial DC[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 3987-3997.
- [11] LI Yong, LIU Fang, SAHA T K, et al. Hybrid inductive and active filtering method for damping harmonic resonance in distribution net-

- work with non-linear loads [J]. IET Power Electronics, 2014 (7): 1-9.
- [12] C. B. 瓦修斯基. 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: 229-233
- [13] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998: 39-49.
- [14] 薛花, 范月, 王育飞, 等. 基于李雅普诺夫函数的并联型混合有源电力滤波器非线性控制方法 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (21): 133-141.
XUE Hua, FAN Yue, WANG Yufei, et al. Nonlinear control strategy based on Lyapunov function for shunt hybrid active power filter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31 (21): 133-141.
- [15] BLANKENSTEIN G, ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A J. The matching conditions of controlled Lagrangians and interconnection assignment passivity based control [J]. International Journal of Control, 2002, 75 (9): 645-665.
- [16] MAHINDRAKAR A D, ASTOLFI A, ORTEGA R, et al. Further constructive results on interconnection and damping assignment control of mechanical systems: the acrobot example [C] // Proceedings of the 2006 American Control Conference Minneapolis. Minnesota, USA: [s.n.], 2006: 5584-5589.
- [17] MEI S, SHEN T, LIU K. Modern robust control theory and application [M]. 2nd ed. Beijing, China: Tsinghua University Press, 2008: 85-92.

作者简介:



张志文

张志文 (1963—), 男, 湖南长沙人, 教授, 博士研究生导师, 通信作者, 主要从事电气化铁道电能质量分析与控制、交直流电能变换系统理论与新技术、电力系统谐波抑制等研究工作 (E-mail: hdzzw@126.com);

曾令雄 (1992—), 男, 湖北荆州人, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统电能质量治理、电气化铁道电能质量分析与控制 (E-mail: 15886390917@163.com);

谢斌 (1990—), 男, 湖南怀化人, 博士研究生, 主要研究方向为电气化铁道电能质量分析与控制 (E-mail: xiebin_1215@163.com)。

Control method of hybrid inductive filtering system based on energy model

ZHANG Zhiwen¹, ZENG Lingxiong¹, XIE Bin¹, RAO Yufan², YI Meisheng³

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2. Changsha Electric Power Technical College, Changsha 410131, China;

3. TBEA Hunan Electric Co., Ltd., Hengyang 421007, China)

Abstract: A novel HIAF (Hybrid Inductive Active Filtering) system is proposed for industrial distribution network. The path of harmonic flow and the benefits to converter transformer and system with HIAF added are analyzed. The compensation mechanism of HIAF is analyzed according to the three-phase equivalent circuit of the system and the mathematical model of HIAF is built. Based on the idea of PBC (Passive-Based Control), the EL (Euler-Lagrange) model of the system in dq coordinate system is established. The controller is designed with the damping injection method and the compensation characteristics of HIAF. Simulative and experimental results verify the correctness of the proposed compensation system and control method.

Key words: hybrid inductive active filtering; passive-based control; Euler-Lagrange model; damping-injection; compensation

(上接第 73 页 continued from page 73)

Review of MOSFET resonant gate drive circuit research

ZHAO Qinglin, GUO Juanwei, YUAN Jing, CHEN Lei, CUI Shaowei

(Key Laboratory of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province,

College of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: Resonant gate drive circuit can reduce the driving loss of MOSFET at high frequency. Firstly, the traditional voltage source driver and its problems are introduced, and then the resonant drive technology is introduced. The current topologies of resonant gate drive circuits are summarized and divided into three types: current source prototype, resonant prototype and coupled inductor prototype. The advantages and disadvantages of the current source prototype and resonant prototype proposed earlier are respectively introduced, and compared with the later development of various topologies. The coupled inductor prototype is adding coupled inductor to current source prototype or resonant prototype for energy transmission, which also increases the complexity of the topology. Considering the complexity of the resonant gate drive circuits, the topology components are integrated into a chip to achieve optimization.

Key words: high frequency converter; MOSFET; gate drive; drive loss; resonant gate drive

附录

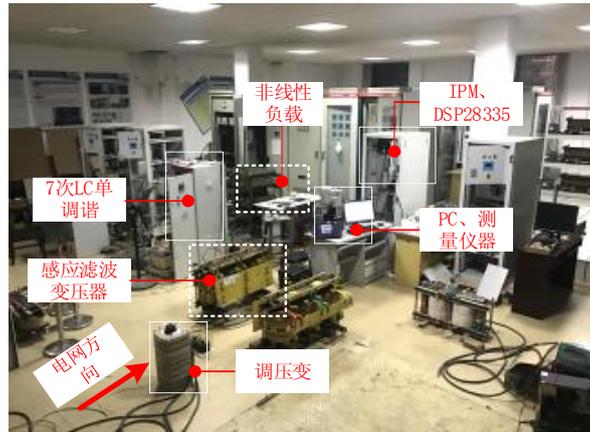


图 A1 HIAF 实验平台

Fig.A1 Experimental system of HIAF