

基于无源性控制的变压器低频加热电源

朱小帆, 查晓明, 秦亮, 黄坡

(武汉大学电气工程学院, 湖北武汉 430072)

摘要: 针对目前大型变压器加热干燥方法存在的受热不均、绝缘受损等缺点, 设计了一种应用于大型变压器干燥的低频加热电源装置, 能够在电压等级较低的情况下, 为待干燥的负载变压器提供较高的低频加热电流。该低频加热电源采用交-直-交变换原理, 整流侧为2个不控整流桥, 逆变侧采用中性点箝位三电平结构; 计算偏差中线电流以达到直流电容电压均衡控制, 采用无源性控制理论, 构建无源性控制模型, 确定无源性控制比率, 确保了对指令低频电流的渐近跟踪; 通过给定的较大指令低频电流, 保证负载变压器的加热效果。仿真结果表明, 所提控制算法能够在输出低频电流的同时实现直流电压的均衡控制, 且稳态特性好、响应速度快、算法实现简单、鲁棒性强。380 V、700 kV·A的工程实际应用表明低频加热电源具有良好的加热效果。

关键词: 变压器; 干燥; 低频加热电源; 中性点箝位; SPWM; 无源性控制

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.06.026

0 引言

变压器作为电力系统运行的核心器件之一, 其良好的绝缘性能是电力系统安全运行的重要保障。当变压器长期暴露在空气中时, 变压器油容易受潮, 而变压器的绝缘材料具有一定的亲水性, 易导致变压器绝缘性能下降, 时刻威胁着变压器的安全运行。因此, 变压器的干燥十分必要。传统的加热干燥方法, 如涡流加热法、热风干燥法、真空干燥法, 存在操作复杂、暴露在空气中绝缘易氧化、加热效果不均匀、加热干燥时间较长等缺点^[1]。为此设计了一种基于无源性控制的低频加热电源 LFHS (Low-Frequency Heating Source)。LFHS 通过输出低频电流来降低负载变压器中感抗的影响, 可以在电压远低于负载变压器额定电压的情况下使电流达到负载变压器的额定电流, 保证良好的加热效果。由于直接利用负载变压器的线圈绕组加热, LFHS 避免了加热不均匀、暴露在空气中绝缘易氧化的缺点, 且操作简单。LFHS 利用交-直-交变换原理, 为了提高电压等级, 整流侧由1个隔离变压器和2个级联的不控整流桥构成, 逆变侧主拓扑采用中性点箝位 NPC (Neutral Point Clamped) 三电平结构, 此结构具有输出功率大、开关损耗小、谐波含量少的特点。

NPC 三电平结构的弱点在于其直流电容电压容易产生不平衡, 可以从改变硬件拓扑和优化控制算法2种途径保证直流电容电压均衡, 改变硬件拓会使结构变得复杂、成本增加, 相对而言优化控制算法更容易实现; 在参考电压上叠加适当的零序电压分

量可以达到保持直流电容电压均衡^[2-9]的目的。文献[4]从机理上研究了注入零序分量的类型, 文献[9]中优化了注入零序分量的计算方法, 提出了一种简单实用的零序分量预估-校验-修正算法。本文通过中点电流计算公式, 求得所需零序分量直接代入无源性控制模型, 同时求解所需参考电压的正序分量和零序分量, 更易于工程实现。

无源性控制理论是研究非线性系统稳定性的重要工具, 它是一种能量整形的方法, 通过配置系统的能量和注入非线性阻尼, 迫使系统总能量跟踪期望的能量函数, 并使系统的状态变量渐近收敛至设定值, 达到要求的性能^[10-13]。它的物理意义在于表明系统的能量由初始时刻到目前时刻的增长量总是小于等于外部注入的能量总和。这是一种全局定义且全局稳定的控制方法, 无奇异点, 控制器的设计简单, 鲁棒性强^[14-18]。本文基于无源性控制理论, 设计无源性控制比率, 确保了对指令电流的渐近跟踪; 通过给定指令电流, 实现了 LFHS 对低频电流的控制。仿真结果表明, 此控制算法能够在输出低频电流的同时实现直流电压的均衡控制, 且稳态特性好、动态响应速度快、算法实现简单、鲁棒性强。380 V、700 kV·A的工程实际应用表明该 LFHS 起到很好的加热作用。

1 LFHS 的电路分析

1.1 主电路拓扑

LFHS 的主电路拓扑如图1所示, 其输入侧接入市电 380 V, 输入电源分为2路, 一路直接接入不控整流桥, 另一路通过隔离变压器和不控整流桥, 旨在建立较高的直流电压 u_{dc} , 经过变换后接入负载变压器, 二极管箝位三电平逆变器中的开关器件 IGBT 的导通与关断均通过正弦脉宽调制 SPWM (Sine Pulse Width Modulation) 控制。LFHS 的主要任务是在保证

收稿日期: 2014-04-23; 修回日期: 2015-01-02

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51207115)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51207115)

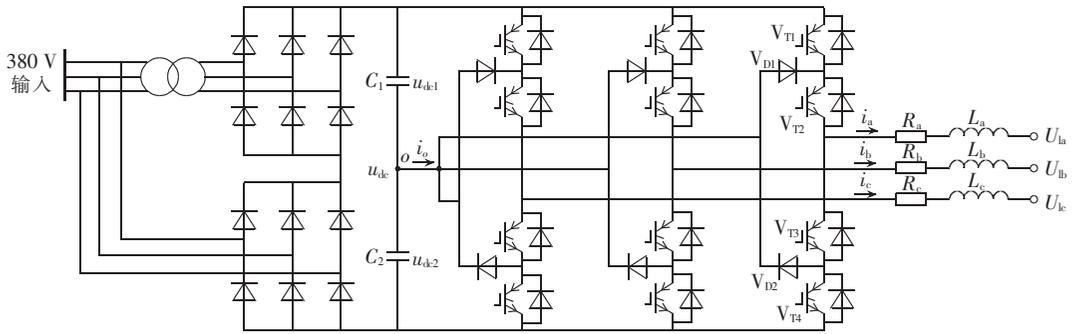


图 1 LFHS 主电路拓扑

Fig.1 Main circuit topology of LFHS

直流电压均衡的前提下,输出用于负载变压器加热的低频电流。

为了便于分析,假设 u_{dc} 为一恒定的直流电压; C_1, C_2 为直流分压电容, $C_1 = C_2 = C$; u_{dc1}, u_{dc2} 分别为 C_1, C_2 上的直流电压; i_a, i_b, i_c 分别为 a、b、c 三相的输出电流; u_{la}, u_{lb}, u_{lc} 为接入负载变压器的三相电压; o 为电压中点; i_o 为中线总电流; $V_{T1}, V_{T2}, V_{T3}, V_{T4}$ 为 a 相桥臂上的 4 个 IGBT; V_{D1}, V_{D2} 为 a 相桥臂的箝位二极管; R_a, R_b, R_c 分别为 a、b、c 相的等效串联损耗电阻; L_{la}, L_{lb}, L_{lc} 分别为 a、b、c 相联接电抗器。

1.2 数学模型

令 NPC 逆变器的开关函数为 $S_x(x=a,b,c)$, 以 a 相为例:

$$S_a = \begin{cases} 1 & V_{T1}, V_{T2} \text{ 导通}, V_{T3}, V_{T4} \text{ 关断} \\ 0 & V_{T2}, V_{T3} \text{ 导通}, V_{T1}, V_{T4} \text{ 关断} \\ -1 & V_{T3}, V_{T4} \text{ 导通}, V_{T1}, V_{T2} \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

同理可得 S_b, S_c , 根据图 1 所示拓扑结构, 基于基尔霍夫电压定律可以得到如式(2)所示方程:

$$\begin{cases} S_a u_{dc} = L_a \frac{di_a}{dt} + R_i i_a + u_{la} \\ S_b u_{dc} = L_b \frac{di_b}{dt} + R_i i_b + u_{lb} \\ S_c u_{dc} = L_c \frac{di_c}{dt} + R_i i_c + u_{lc} \end{cases} \quad (2)$$

由于开关函数 S_x 为断续函数, 无法进行无源性控制, 为了方便分析, 根据 PWM 的控制原理, 在一个控制周期内开关状态输出的平均效果与参考电压等效, 由此可得式(2)所示的状态平均模型:

$$\begin{cases} u_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + u_{la} \\ u_b = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + u_{lb} \\ u_c = L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + u_{lc} \end{cases} \quad (3)$$

其中, u_a, u_b, u_c 为逆变器控制的三相参考电压。

2 LFHS 的无源性控制

2.1 直流电容电压均衡控制

对于 NPC 三电平逆变器的拓扑, 由于器件参数

不同等原因, 在能量交换的暂态过程中直流侧电容电压不能保持均衡, 即中点电位发生偏移。中点电位偏移会导致 NPC 三电平逆变器的输出产生谐波, 影响负载性能, 失衡严重时甚至会导致逆变器本身器件损坏, 造成事故。直流电压均衡即为:

$$\Delta u_{dc12} = u_{dc1} - u_{dc2} = 0 \quad (4)$$

由基尔霍夫电流定律可知:

$$i_o = C_1 \frac{du_{dc1}}{dt} - C_2 \frac{du_{dc2}}{dt} = C \frac{d\Delta u_{dc12}}{dt} \quad (5)$$

如果直流电容电压存在偏差, 对方程(5)在一个控制周期 T_c 内积分, 可以求得中点电流的控制量为:

$$i_o = -C \Delta u_{dc12} / T_c \quad (6)$$

令三相正序参考电压为:

$$\begin{cases} u_{a1} = M \sin(\omega t) \\ u_{b1} = M \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_{c1} = M \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (7)$$

其中, M 为调制比。在三相正序参考电压上叠加零序电压分量 u_0 , 可以得到实际的参考电压为:

$$\begin{cases} u_a = M \sin(\omega t) + u_0 \\ u_b = M \sin(\omega t - 2\pi/3) + u_0 \\ u_c = M \sin(\omega t + 2\pi/3) + u_0 \end{cases} \quad (8)$$

约束条件为 $|u_a| \leq 1$ 。

控制 NPC 三电平逆变器的直流电压均衡等效为控制中线电流 $i_o = 0$, 而只有当 NPC 三电平逆变器的开关状态处于中点箝位状态即 $S_x = 0$ 时, 才会有中线电流 $i_o \neq 0$, 故中线电流可以表达为:

$$i_o = (1 - |S_a|) i_a + (1 - |S_b|) i_b + (1 - |S_c|) i_c = -|S_a| i_a - |S_b| i_b - |S_c| i_c \quad (9)$$

根据 PWM 的控制原理, 在一个控制周期内开关状态输出的平均效果与参考电压等效, 令符号函数为:

$$\text{sgn}(u_x) = \begin{cases} 1 & u_x \geq 0 \\ -1 & u_x < 0 \end{cases} \quad (10)$$

根据式(9)和式(10)可以得到一个控制周期内的平均中线电流 i_{op} 为:

$$i_{op} = -[\text{sgn}(u_a) u_{a1} i_a + \text{sgn}(u_b) u_{b1} i_b + \text{sgn}(u_c) u_{c1} i_c] - u_0 [\text{sgn}(u_a) i_a + \text{sgn}(u_b) i_b + \text{sgn}(u_c) i_c] \quad (11)$$

若保持直流电压均衡则必须满足 $i_{op} = 0$, 由此可

以求得需要叠加的零序电压 u_0 :

$$u_0 = -\frac{\text{sgn}(u_a)u_{a1}i_a + \text{sgn}(u_b)u_{b1}i_b + \text{sgn}(u_c)u_{c1}i_c}{\text{sgn}(u_a)i_a + \text{sgn}(u_b)i_b + \text{sgn}(u_c)i_c} \quad (12)$$

约束条件为:

$$u_0 = \begin{cases} 1 - u_{\max} & u_0 + u_{\max} > 1 \\ -1 - u_{\min} & u_0 + u_{\min} < -1 \\ u_0 & u_0 + u_{\max} \leq 1 \text{ 且 } u_0 + u_{\min} \geq -1 \end{cases} \quad (13)$$

其中, $u_{\max} = \max(u_a, u_b, u_c)$; $u_{\min} = \min(u_a, u_b, u_c)$ 。

2.2 无源性控制

设 NPC 三电平逆变器的控制目标 $X^* = [i_a^* \ i_b^* \ i_c^*]^T$, 其中 i_a^*, i_b^*, i_c^* 分别为 NPC 三电平逆变器的 a、b、c 相指令输出电流, 令 $X^* = X - X_e$, 其中 $X = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, $X_e = [i_{ae} \ i_{be} \ i_{ce}]^T$, 代入式(3)可得:

$$A\dot{X}_e + R X_e = F - (A\dot{X}^* + R X^*) \quad (14)$$

其中, $A = \text{diag}[L_a \ L_b \ L_c]$ 为一正定对角阵; 对称正定矩阵 $R = \text{diag}[R_a \ R_b \ R_c]$, 反映了系统的耗散特性; $F = [u_a - u_{1a}, u_b - u_{1b}, u_c - u_{1c}]^T$ 为系统与外部交换的能量。

设置反馈阻尼为:

$$-Z_f X_e = F - (A\dot{X}^* + R X^*) \quad (15)$$

其中, $Z_f = \text{diag}[z_{fi}] (i = 1, 2, 3)$ 为阻尼系数矩阵, 且 $z_{fi} > 0$ 。式(15)代入式(14)可得:

$$-Z_f X_e = A\dot{X}_e + R X_e \quad (16)$$

对于误差方程(14), 选择能量存储函数为:

$$H = \frac{1}{2} (L_a i_{ae}^2 + L_b i_{be}^2 + L_c i_{ce}^2) = \frac{1}{2} X_e^T A X_e \quad (17)$$

对方程(17)等号两边求导, 并联立式(16)可得:

$$\dot{H} = X_e^T A \dot{X}_e = -X_e^T (R + Z_f) X_e \leq W(X_e) < 0 \quad (18)$$

其中, $W(X_e) = -\beta \|X_e\|^2, \beta > 0, \|X_e\|$ 为 X_e 的 Euclidean 范数。由上式可知, 误差方程在 $X_e = [0 \ 0 \ 0]^T$ 处渐近稳定, 确保对控制目标 X^* 的渐近跟踪。

将式(8)代入式(15), 并联立式(12)可得:

$$\begin{cases} u_{a1} + u_0 - u_{1a} - \left(L_a \frac{di_a^*}{dt} + R_a i_a^* \right) + z_{fa} (i_a - i_a^*) = 0 \\ u_{b1} + u_0 - u_{1b} - \left(L_b \frac{di_b^*}{dt} + R_b i_b^* \right) + z_{fb} (i_b - i_b^*) = 0 \\ u_{c1} + u_0 - u_{1c} - \left(L_c \frac{di_c^*}{dt} + R_c i_c^* \right) + z_{fc} (i_c - i_c^*) = 0 \\ u_0 = -\frac{\text{sgn}(u_a)u_{a1}i_a + \text{sgn}(u_b)u_{b1}i_b + \text{sgn}(u_c)u_{c1}i_c}{\text{sgn}(u_a)i_a + \text{sgn}(u_b)i_b + \text{sgn}(u_c)i_c} \end{cases} \quad (19)$$

由于负载变压器为三相对称固定参数负载, 所以可以通过上式求解得到逆变侧控制的正序参考电压 u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} 和所需要注入的零序电压 u_0 。由此可得 LFHS 逆变侧的无源性控制框图如图 2 所示。

由上述推导可知由式(14)表示的误差系统为欠驱动系统, 在理想情况下, 可以在保证直流电压均衡即 $\Delta u_{dc12} = 0$ 的同时实现对任意 i_a^*, i_b^*, i_c^* 的渐近跟踪。

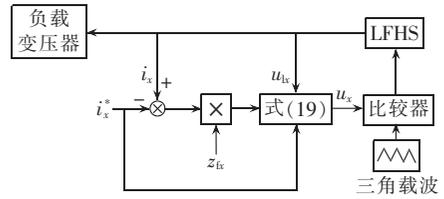


图 2 LFHS 无源性控制框图

Fig.2 Block diagram of passivity control for LFHS

3 仿真与工程试验

3.1 仿真研究

为了验证此控制算法的有效性, 基于 PSCAD/EMTDC 软件仿真平台, 根据实际装置元件参数构建了输入电压为 380 V、装置容量为 750 kV·A 的 LFHS 无源性控制仿真模型。LFHS 不控整流桥 1 联接的隔离变压器变比为 1:1.28, 容量为 0.5 MV·A, 直流母线的 2 个串联电容均为 20000 μF , 由于负载为变压器, 装置输出的联接电抗器为 1 μH , 等效损耗串联电阻为 0.001 Ω 。负载变压器高压侧电压等级为 110 kV, 容量为 30 MV·A, 正序漏抗为 0.1 p.u., 空心电抗为 0.2 p.u。

根据设计要求, 在不超过装置自身容量和负载限制的情况下, LFHS 装置指令低频电流的大小可以随时变化; 输出电流指定频率的范围设置为 0.2 ~ 1 Hz, 设置频率上限是为了防止由于输出电流受到负载变压器感抗影响过大而无法达到指令电流值, 设置频率下限的目的是防止负载变压器磁饱和。所以将仿真流程设置为: 0~0.3 s 为装置启动过程; 0.3~2 s LFHS 的指令电流大小(指令电流均指电流有效值)为 50 A、频率为 1 Hz; 2~4 s 增加 LFHS 的指令电流至 80 A, 降低频率至 0.5 Hz; 4~6 s 提高 LFHS 的指令电流至 95 A, 降低频率至 0.2 Hz。

图 3 所示为无源性控制下 LFHS 三相输出电流的波形, 图 4 所示为无源性控制下 LFHS 输出的 a 相

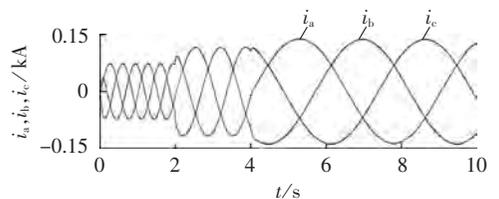


图 3 无源性控制下三相电流

Fig.3 Three-phase current under passivity control

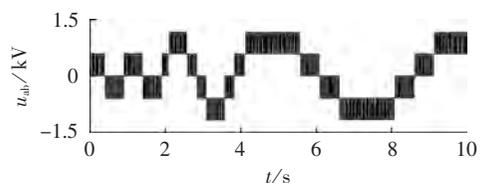


图 4 无源性控制下线电压 u_{ab}

Fig.4 Line voltage u_{ab} under passivity control

与 b 相间线电压 u_{ab} 。由图 3 和图 4 可知,在无源性控制下,改变 LFHS 指令电流的频率和大小,LFHS 都能够快速响应,准确跟踪指令电流。

图 5 为无源性控制下 2 个直流电容电压 u_{dc1} 和 u_{dc2} 的波形。在 0.3~2 s 内, u_{dc1} 和 u_{dc2} 波动范围为 600~601 V,直流电容电压均衡控制效果良好;在 2~4 s 内,图 5 中圆圈处可以看出直流电容电压 u_{dc1} 和 u_{dc2} 波动范围下降至 595~596 V;在 4~10 s 内, u_{dc1} 和 u_{dc2} 波动范围为 594~597 V。原因为仿真中的直流电源为非理想电源,由 0.5 MV·A 的隔离变压器和 2 个不控整流桥构成,但是直流电容电压的均衡控制效果仍然良好,直流电容电压偏差低于 0.5%。

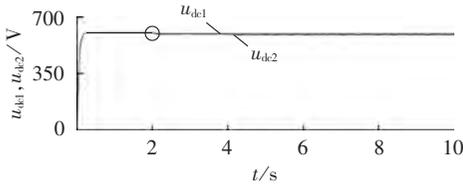


图 5 无源性控制下 u_{dc1} 和 u_{dc2}

Fig.5 u_{dc1} and u_{dc2} under passivity control

由仿真结果可以看出,在 LFHS 指令电流的大小和频率发生变化时,LFHS 通过无源性控制能够快速准确地跟踪指令电流的变化,而且可以很好地维持直流电压均衡,保证输出电流的大小和频率满足指令要求。

3.2 工程试验

基于无源性控制的 LFHS 装置在 110 kV 主变成功试验。装置参数为:输入电压为 380 V,装置容量为 750 kV·A;装置的电源由 1.5 MW 的备用电源车提供;隔离变压器变比为 1:1.28,容量为 500 kV·A;上下 2 组直流电容均为采用 10000 μ F/400 V 的直流电解电容四串八并,等效容值为 $C=20000 \mu$ F;由于负载为变压器,所以没有额外再加联接电抗器,负载变压器为型号 SF10-31500/110 的 110 kV 主变,将负载变压器的低压侧短路,LFHS 输出接入负载变压器的高压侧。IGBT 的型号为 FZ800R12KE3。

控制器的实现由可编程逻辑控制器 PLC(Programmable Logic Controller)、数字信号处理器 DSP(Digital Signal Processor)、现场可编程门阵列 FPGA(Field Programmable Gate Array)和复杂可编程逻辑器件 CPLD(Complex Programmable Logic Device)4 个部分组成。PLC 可靠性高,抗干扰能力强,用于开关量逻辑控制以及人机界面数据交换。DSP 指令执行速度快,具有快速中断响应与处理能力,用于有效值计算以及装置系统级的保护,包括交流过压、交流欠压、输出过流、输出速断和 TV 断线保护等。FPGA 具有体系结构和逻辑单元灵活、集成度高以及适用范围

宽等特点,用于基于无源性控制理论的无功电流控制和直流电压稳定控制,以及利用功率单元相互作用的直流电压均衡控制。CPLD 放在功率单元驱动板上,在产生精确的死区时间的同时,实现功率单元直流电压的采样和保护(直流电容电压偏差保护参考值为 30 V)、IGBT 温度的采样和过热保护等。

LFHS 的实际装置由隔离变压器、开关柜、功率柜和控制柜组成。硬件控制器框图如图 6 所示,其中人机界面与 DSP 采用 RS-485 通信,DSP 与 FPGA 通过 DSP 的公共数据线、公共地址线、读写使能线、地址片选线及 FPGA 的 IO 口交换数据,FPGA 与 CPLD 通过 2 根光纤实现命令下发和数据交换,并通过 3 根光纤发送 PWM 信号,CPLD 生成的开关控制信号通过 M57962 控制功率单元中 IGBT 的通断。

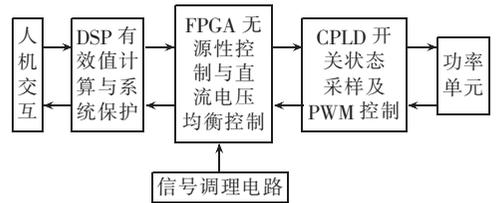


图 6 LFHS 硬件控制器框图

Fig.6 Block diagram of hardware controller of LFHS

图 7 所示为 LFHS 指令电流大小为 60 A、电流频率为 0.5 Hz 时,a 相输出电流波形及 2 个直流电容电压波形。图 8 所示为 LFHS 指令电流大小为 110 A、电流频率为 0.2 Hz 时,a 相输出电流波形及 2 个直流电容电压波形。图 9 所示为 LFHS 指令电流大小为 110 A、电流频率为 0.2 Hz 时,ab 相线电压波形。

由图 7—9 可以看出,LFHS 的工作频率为 0.5 Hz 和 0.2 Hz 时,在无源性控制下,输出电流可以很好地

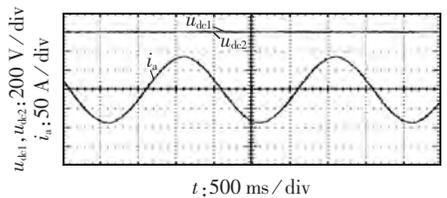


图 7 输出电流和直流电容电压波形 ($f=0.5$ Hz)

Fig.7 Waveforms of output current and DC capacitor voltage ($f=0.5$ Hz)

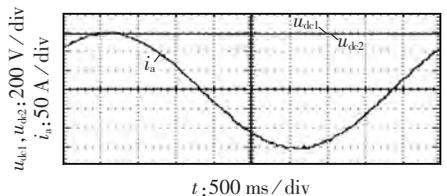
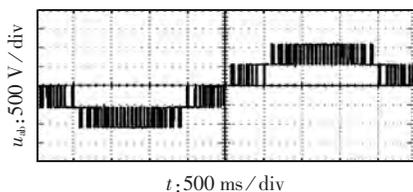


图 8 输出电流和直流电容电压波形 ($f=0.2$ Hz)

Fig.8 Waveforms of output current and DC capacitor voltage ($f=0.2$ Hz)

图 9 ab 相线电压波形 ($f=0.2$ Hz)Fig.9 Waveform of u_{ab} ($f=0.2$ Hz)

跟踪指令电流, 电流波形输出基本正弦; 由于 LFHS 是一个容量为 5 MW 的备用电源车, 在 LFHS 的指令电流增大时, 直流电容电压产生了一个较小的下降。由 LFHS 的人机界面记录了指令电流分别为 60 A 和 110 A 时直流电容电压的 10 组数据如表 1 所示。

表 1 人机界面显示直流电容电压

Table 1 DC capacitor voltages displayed on man-machine interface

指令电流/A	u_{dk1}/V	u_{dk2}/V	指令电流/A	u_{dk1}/V	u_{dk2}/V
60	597	602	110	593	588
	601	599		591	590
	601	598		590	590
	600	600		592	590
	599	600		591	590

由表 1 可以看出, 当指令电流为 60 A 时直流电容电压的波动范围为 597~602 V, 最大偏差电压为 5 V; 当指令电流为 110 A 时直流电容电压的波动范围为 588~593 V, 最大偏差电压仍为 5 V, 由此可以说明总的直流电压虽然有所下降, 但是直流电容电压仍然保持良好的均衡效果。在没有投入直流电容电压均衡控制环节的情况下, LFHS 的直流电容电压偏差会随着输出电流增大而变大, 当输出电流为 27 A 时, 触发了直流电容压差保护 30 V, 从而导致装置封锁 IGBT 控制脉冲。

由于负载变压器已经脱离电网, 而且没有温度采样接口, 无法精确监测绕组温度和油温, 故采用红外成像仪监测负载变压器的油温, 并每隔 1 h 记录负载变压器的最高局部油温。在低频加热电源输出电流大小为 110 A 时温度记录如表 2 所示。

表 2 负载变压器油温

Table 2 Oil temperatures of load transformer

运行累计时间/h	油温/ $^{\circ}C$	运行累计时间/h	油温/ $^{\circ}C$
0	9.4	6	49.7
1	14.6	7	56.4
2	21.3	8	63.2
3	28.2	9	67.3
4	35.5	10	67.4
5	42.9	11	67.3

LFHS 现场工作试验时间为 10:00—21:00, 环境温度最高 11 $^{\circ}C$, 最低 3 $^{\circ}C$ 。由表 2 的数据可以看出: 在加热开始阶段, 温度上升较慢; 加热 1 h 后, 升温速度大概保持 7 $^{\circ}C/h$; 9 h 后油温基本稳定保持在

67 $^{\circ}C$ 左右。导致升温速度 7 $^{\circ}C/h$ 与最终稳定温度为 67 $^{\circ}C$ 的主要原因为环境温度较低, 夜间环境温度下降至 3 $^{\circ}C$, 如果能辅以保温措施, 将能够取得更好的加热效果。由此可以看出无源性控制算法可以使 LFHS 在保证直流电容电压均衡的条件下输出完好的低频加热电流, 为负载变压器加热。

4 结论

本文针对目前变压器加热干燥存在的受热不均、绝缘受损等问题设计了一种新型的 LFHS, 并提出了应用于 LFHS 的无源性控制方法。通过理论推导、仿真实验证明了该控制算法的可行性, 并经过实际工程应用验证基于无源性控制的 LFHS 能够在保证直流电容电压保持均衡的条件下, 快速跟踪指令低频电流, 为变压器加热方法提供了新的思路 and 参考。

参考文献:

- [1] 刘锐, 李金忠, 张书琦. 大型变压器现场加热干燥方法的研究与应用[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(1): 193-197.
LIU Rui, LI Jinzhong, ZHANG Shuqi. Study on the on-site heating method for large-scale power transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(1): 193-197.
- [2] 王学华, 阮新波. SPWM 控制单相三电平逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 73-76.
WANG Xuehua, RUAN Xinbo. SPWM control single-phase three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 73-76.
- [3] CELANOVIC N, BOROYEVICH D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three level-point-clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3): 242-249.
- [4] 王新宇, 何英杰, 刘进军. 注入零序分量 SPWM 调制三电平逆变器直流侧中点电压平衡控制机理[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 70-76.
WANG Xinyu, HE Yingjie, LIU Jinjun. Neutral-point voltage balancing principle of NPC inverter modulated by SPWM injected zero-sequence voltage [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 70-76.
- [5] AKAGI H, HATADA T. Voltage balancing control for a three-level diode-clamped converter in a medium-voltage transformer-less hybrid active filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 571-579.
- [6] AKAGI H, KONDO R. A transformer-less hybrid active filter using a three-level Pulse Width Modulation (PWM) converter for a medium-voltage motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(6): 1365-1374.
- [7] WANG C C, LI Y D. Analysis and calculation of zero-sequence voltage considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2262-2271.
- [8] POU J, ZARAGOZA J, CEBALLOS S, et al. A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter [J]. IEEE Transactions on

- Power Electronics, 2012, 27(2):642-651.
- [9] 宋强,刘文华,严干贵,等. 基于零序电压注入的三电平NPC逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5):57-62.
- SONG Qiang, LIU Wenhua, YAN Gangui, et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5):57-62.
- [10] van der SCHAFT A J. L_2 -gain and passivity techniques in nonlinear control[M]. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1999: 19-25.
- [11] 张振环,刘会金. 基于欧拉-拉格朗日模型的单相有源电力滤波器无源性控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 37-44.
- ZHANG Zhenhuan, LIU Huijin. A novel passivity-based control algorithm for single-phase active power filter using Euler-Lagrange model[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(9):37-44.
- [12] 王久和,黄立培. 三相电压型PWM整流器的无源性功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21):20-25.
- WANG Jiuhe, HUANG Lipai. Power control of three-phase Boost-type PWM rectifier based on passivity[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21):20-25.
- [13] 林飞,刘晓敏,郑琼林. 基于无源化的感应电机能量最优控制[J]. 电力自动化设备, 2005, 25(1):28-31.
- LIN Fei, LIU Xiaomin, ZHENG Qionglin. Energy optimized control of induction motors based on passivity theory[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005, 25(1):28-31.
- [14] 梅生伟,申铁龙,刘康志. 现代鲁棒控制理论与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2008:135-141.
- [15] 薛花,王育飞. 基于无源性的并联型有源滤波器自适应滑模控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(9):60-64.
- XUE Hua, WANG Yufei. Passivity-based adaptive sliding mode control of shunt active filters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(9):60-64.
- [16] 薛花,王育飞. 基于无源性的同步电机自适应滑模控制方法[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(7):67-71.
- XUE Hua, WANG Yufei. Passivity based adaptive sliding mode control for synchronous motors[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(7):67-71.
- [17] LEE T S. Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase AC/DC voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4):892-902.
- [18] 王国强,王志新,张学燕. 海上风电场柔性直流输电变流器的无源性控制策略[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(8):11-15.
- WANG Guoqiang, WANG Zhixin, ZHANG Xueyan. Passivity control of VSC-HVDC for off shore wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(8):11-15.

作者简介:



朱小帆

朱小帆(1989—),男,湖北武汉人,博士研究生,研究方向为电力电子与电力传动、风电接入电网的频率影响(E-mail:dearstone@whu.edu.cn);

查晓明(1967—),男,湖北武汉人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为电力电子与电力传动、电能质量问题分析、风电并网等;

秦亮(1981—),男,湖北武汉人,讲师,博士,研究方向为电力电子、电力传动、风电并网等;

黄坡(1990—),男,湖北武汉人,硕士研究生,研究方向为电力电子及电力传动、风机控制等。

Low-frequency transformer heating source based on passivity control

ZHU Xiaofan, ZHA Xiaoming, QIN Liang, HUANG Po

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A LFHS(Low-Frequency Heating Source) is designed, which provides biggish heating current at lower voltage level to uniformly dry the large load transformer without insulation damage. With two uncontrolled rectifiers at rectifier side and a three-level NPC(Neutral Point Clamped) converter at inverter side, it adopts the AC-DC-AC transformation principle, applies the calculated middle-line current to balance DC capacitor voltage, builds a passivity control model based on passivity control theory and determines the passivity control rate to asymptotically follow the low-frequency current reference, and ensures the heating effect of load transformer by a bigger given low-frequency current reference. Simulative results show that, the proposed control algorithm ensures the output of low-frequency current and the balance of DC voltage at the same time and the designed LFHS has nice static performance, rapid response, simple algorithm and strong robustness. The practical engineering application of a 380 V, 750 kV·A LFHS verifies its excellent heating effect.

Key words: electric transformers; drying; low-frequency heating source; NPC; SPWM; passivity control