

用于抑制 SSR 的高压大容量低频电流发生器的研究与实现

王晓宇¹, 张涛², 操丰梅², 刘树², 文晶², 刘全², 杨奇逊¹

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206;
2. 北京四方继保自动化股份有限公司, 北京 100085)

摘要: 针对火电厂用于提高机组抑制次同步谐振(SSR)能力的机端阻尼控制器向机组定子注入与扭振模式互补频率的次同步和超同步补偿电流的问题, 提出一种应用级联式 H 桥多电平逆变器实现高压大容量低频电流发生器(HHLCG)的控制系统设计方法。HHLCG 存在低频电流与输出的工频电压矢量非同速旋转、解耦困难、直流电压波动较大、电容电压平衡等突出问题, 对 HHLCG 的电压内、外环和电流内环的三环控制方法进行了研究, 重点研究了电压环的控制, 提出电压闭环控制中对采样直流电压经过平滑处理的方法和占空比微调电容电压平衡控制方法。搭建了基于 RTDS 的数/模混合仿真平台。仿真及现场试验结果表明所提方法能够准确跟踪低频次同步目标电流的同时, 实现直流电压的稳定与均衡控制, 且稳态特性好, 动态响应快。

关键词: 级联式低频电流发生器; 直流电容电压; 占空比微调; 实时数字仿真; 数/模混合仿真

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.03.019

0 引言

能源与用电负荷分布的不均衡, 决定了我国远距离大容量输电模式的普遍存在。然而, 大量研究表明大容量、远距离输电系统中的固定串补可能会引起次同步谐振 SSR(Sub-Synchronous Resonance), 危及机网的安全稳定运行^[1]。近几年来, 随着新开发的大型煤电基地采用远距离厂对网串补输电模式, 导致 SSR 问题成为我国电网安全运行面临的一个新现实难题^[2]。目前, 已研究出一系列的 SSR 抑制方法, 如扭振继电器^[3], 其属于继电保护装置, 主要用来防止机电扭振互作用, 对抑制大扰动下的暂态力矩放大无显著作用; 附加励磁阻尼控制^[4], 其将 SSR 的阻尼控制环节附加在现有励磁调节器上; 阻塞滤波器^[5], 作为一种电路阻塞措施近年在国内托克托电厂进行了工程应用。柔性交流输电 FACTS(Flexible AC Transmission Systems)技术由于其快速灵活的调节能力在电力系统中得到广泛应用^[6-7], 这种快速灵活的变流技术如 STATCOM^[8]、SSSC^[9]等应用在抑制次同步振荡方面也越来越受到重视; 然而, 这些研究多基于三相两电平变流器, 存在开关应力大、频率高、损耗大、输出电流谐波大等缺点^[10-11]。

级联式多电平逆变器结构简单, 技术成熟, 易于封装和模块化^[12-13], 已广泛应用在电能质量控制^[14-15]、高压直流输电^[16]、新能源电源接入^[17-20]及大功率电力传动^[21]等领域。然而, 上述研究主要以产生目标工频、高频及变频电流为最终目的, 对控制策略、结构参数优化、试验及应用等方面的研究居多, 对高压大容量的低频电流发生器的研究却鲜有报道。

本文在文献[2, 22]的应用背景下, 设计大容量低频电流发生装置输出与 SSR 模式频率互补的低频

电流, 并注入机组定子侧, 最终在轴系产生次同步频率扭矩, 阻尼 SSR。设计并开发了基于级联式 H 桥多电平拓扑结构的高压大容量低频电流发生器 HHLCG(High-voltage High-power Low-frequency Current Generator), 在深入分析控制方法设计不同于常规应用场合的特点, 即低频电流与输出的工频电压矢量非同速旋转、解耦困难、直流电压波动较大、电容电压平衡等突出问题, 重点研究了其控制方法, 通过仿真及厂内实验, 验证了该结构设计的合理性及控制方法的有效性, 为进一步应用该 HHLCG 于新型的 SSR 抑制设备进行了有效探索。

1 HHLCG 结构及电容电压稳态数学分析

1.1 主电路结构

级联式 HHLCG 电路原理图如图 1 所示, 装置主电路为通过滤波电抗器并联接入 10 kV 系统的三相星形连接的 H 桥级联结构, 再经 10 kV/22 kV 的升压变压器, 送入 22 kV 机端, 变压器容量为 10 MV·A。每相都由 12 个逆变桥串联而成, 各桥直流电容独立。装置的开关器件选用大功率自关断电子器件绝缘栅双极晶体管 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)。图中, $u_{sx}(x=a, b, c, \text{下同})$ 为三相电源电压; u_{cx} 为逆变器输出电压; i_{sx} 为电源侧电流; i_{cx} 为装置输出的补偿电流; $U_{dci}(i=1, 2, \dots, 12)$ 为 x 相各 H 桥直流侧电容电压。

1.2 直流电压稳态数学分析

由于级联式 HHLCG 三相各自独立, 只需研究单相的情形。假设输出电流能够完全跟踪目标电流, 且目标电流为单一频率, 即 $i_c = I_c \sin(\omega_1 t + \varphi)$, 该电流为间谐波电流(频率范围为十几到三十几赫兹)。

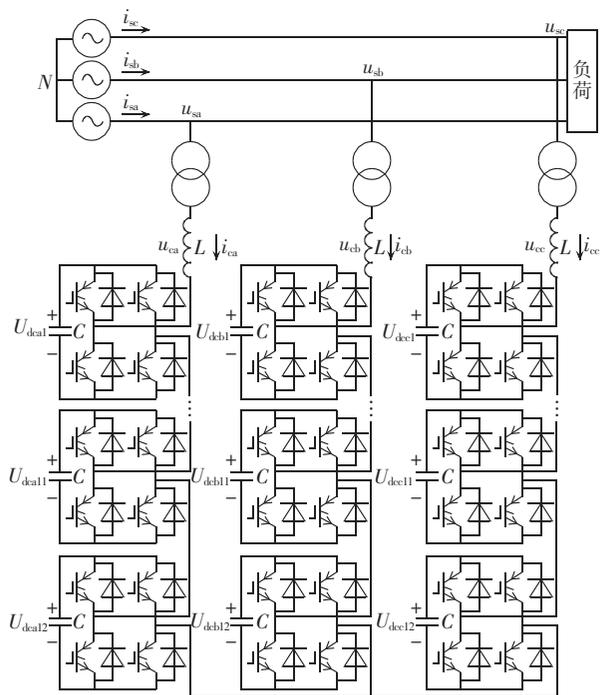


图 1 HHLCC 主电路图

Fig.1 Main circuit of HHLCC

HHLCC 简化模型如图 2 所示。图中, U_{dc} 为逆变器直流侧电压; L 为连接电感; u_L 为连接电感上的电压; u_s 为系统电压; u_c 为逆变器输出电压; i_c 为逆变器输出电流; i_{dc} 为流过直流侧电容的电流。

$$i_c = I_c \sin(\omega_1 t + \varphi) \quad (1)$$

$$u_s = U_s \sin \omega_0 t \quad (2)$$

$$u_L = L \frac{di_c}{dt} \quad (3)$$

$$i_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} \quad (4)$$

其中, U_s 为系统电压峰值; I_c 为逆变器输出电流峰值; φ 为输出电流初相角。

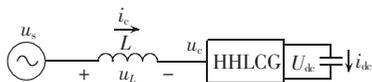


图 2 HHLCC 简化模型图

Fig.2 Sampled structure of HHLCC

根据基尔霍夫定律及逆变器交、直流侧能量守恒, 可得如下电压和电流守恒关系:

$$u_L = u_s - u_c \quad (5)$$

$$i_{dc} U_{dc} = u_c i_c \quad (6)$$

将式(1)~(5)代入式(6)得:

$$\begin{aligned} \frac{dU_{dc}^2}{dt} = & -\frac{LI_c^2 \omega_1}{C} [\sin(2\omega_1 t) + 2\varphi] + \\ & \frac{I_c}{C} U_s \cos[(\omega_0 - \omega_1)t - \varphi] - \\ & \frac{I_c}{C} U_s \cos[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi] \end{aligned} \quad (7)$$

将式(7)积分得:

$$\begin{aligned} U_{dc}^2 = & -\frac{U_s I_c}{C(\omega_0 + \omega_1)} \sin[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi] + \\ & \frac{U_s I_c}{C(\omega_0 - \omega_1)} \sin[(\omega_0 - \omega_1)t - \varphi] + \\ & \frac{1}{2C} LI_c^2 \cos(2\omega_1 t + 2\varphi) + d \end{aligned} \quad (8)$$

其中, d 为常数。由上式可知, 直流电压的平方主要包含 $\omega_0 - \omega_1$ 、 $\omega_0 + \omega_1$ 、 $2\omega_1$ 的频率分量; 而直流电压将包含更多的频率分量, 由于 L 较小, $2\omega_1$ 的频率分量可忽略, 所以直流电压中的主要频率成分为 $\omega_0 - \omega_1$ 、 $\omega_0 + \omega_1$ 。若总直流电压控制采样中, 不对总直流电压进行平滑处理, 输出电流中会含有 $2\omega_0 - \omega_1$ 、 ω_1 、 $2\omega_0 + \omega_1$ 间谐波含量, 严重影响输出电流 THD, 同时对阻尼 SSR 起到消极作用, 甚至是反作用。

2 控制系统及控制策略

2.1 控制系统组成

装置每相级联数为 12, 直流电压波动的容许范围为 800~1200 V。36 个级联单元通过载波移相正弦脉宽调制技术进行调制, 调制波频率为 600 Hz。图 3 所示为控制系统结构图, 该控制系统是基于数字信号处理器(DSP)和现场可编程门阵列(FPGA)。DSP 作为总控制器用于实现系统管理、定值管理、控制策略、保护算法及通信; FPGA 利用接收到的调制波信号进行调制, 实现载波移相正弦脉宽调制技术, 产生 36 个逆变单元的开关信号。

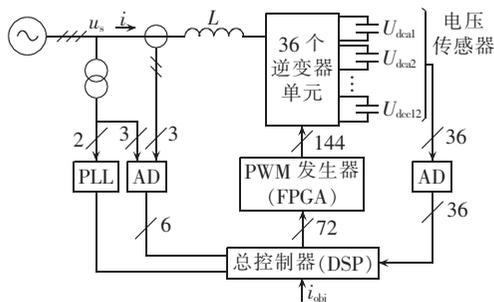


图 3 HHLCC 控制系统结构图

Fig.3 Control system for HHLCC

2.2 控制策略

H 桥级联结构的多电平逆变器的电容是独立的, 因此必须使其直流电压维持在一定的数值, 以保证主电路在任何时刻都能跟踪指令电流的变化。若不对直流电压进行控制, 由于系统存在损耗及补偿电流的变化会使电容端电压产生衰减或大的波动。而低频电流与装置输出的工频电压矢量非同速旋转, 使得直流电压波动较大, HHLCC 很难像级联式 STATCOM 一样实现直流电压与输出无功电流解耦控制, 此外, 产生的电流中谐波和间谐波含量较大, 在分析了上述控制目标及难点后, 设计了一套适合 HHLCC 的控制策略。

HHLCG 控制策略由电压内、外环和电流内环的三环控制方法,具体由电容电压平衡控制、电容电压稳定控制和电流跟踪控制三部分组成。其中电压稳定控制是将每相的总直流电压进行 PI 控制,输出可认为是等效的有功电导,与系统相电压相乘作为电流跟踪控制器中参考电流的一部分,其与三相低频目标电流^[23]分别相加,作为电流跟踪控制器的参考电流。电压平衡控制即各单元均压控制,是通过在每级联单元加入 PI 控制动态跟踪各级联单元实时动态平均值。整个控制系统的控制原理框图如图 4 所示。

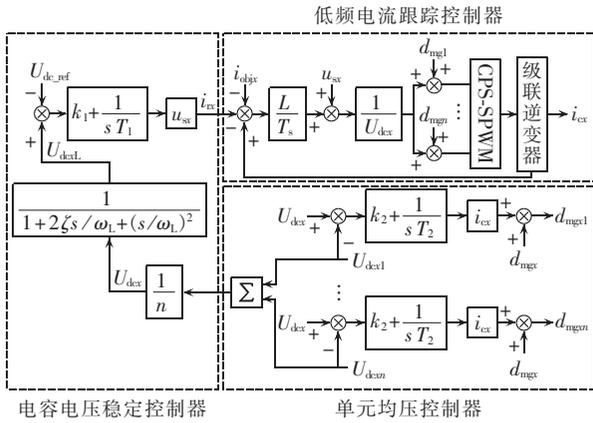


图 4 系统控制原理框图

Fig.4 Schematic diagram of control system

2.2.1 电容电压稳定控制策略

HHLCG 在实现低频电流跟踪的同时,需要通过电容电压稳定控制不断地与系统交换能量,实现交流侧与直流侧能量的双向流动。

为了达到三相之间电容电压整体平衡,首先引入一个变量,拓扑结构中每相所有级联单元独立电容的电压的平均值:

$$U_{dcx} = \left(\sum_{i=1}^N U_{dcxi} \right) / 12 \quad (9)$$

其中, N 为级联逆变桥的数量; U_{dcxi} ($x = a, b, c; i = 1, 2, \dots, 12$) 为第 x 相、第 i 个逆变桥的直流电容电压。

本文采用二阶低通滤波器对总直流电压平均值进行平滑处理,其传递函数为:

$$f_{lp2}(s) = \frac{1}{1 + 2\zeta s / \omega_L + (s / \omega_L)^2} \quad (10)$$

其中, ω_L 为预设的低通角频率参数; ζ 为二阶低通滤波器的阻尼率系数。

本文对直流电压的控制采用 PI 方式,原理如图 4 中电容电压稳定控制器所示。其中, U_{dc_ref} 为参考直流电压指令值; U_{dcst} 为逆变器每相所有级联单元独立电容的电压的平均值经低通滤波器滤波后的值; i_{cx} 为经控制器后得到的逆变器需要输出的有功电流信号; k_1, T_1 分别为电容电压稳定控制器的比例系数和积分时间常数。

由于装置发出低频电流,对应直流电压会产生较大波动,其包含交流分量和直流分量:

$$U_{dc} = \bar{U}_{dc} + \tilde{U}_{dc} \quad (11)$$

其中, \bar{U}_{dc} 为直流电压中的直流分量; \tilde{U}_{dc} 为直流电压中的交流分量。忽略式(8)中的其他频率成分,仅考虑电容电压主要频率成分 $\omega_0 - \omega_1, \omega_0 + \omega_1$, 直流电压中的交流分量可表示为:

$$\tilde{U}_{dc} = M_1 \sin[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_1] + M_2 \sin[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_2] \quad (12)$$

其中, M_1, M_2 分别为 $\omega_0 - \omega_1, \omega_0 + \omega_1$ 频率成分的直流电压峰值; φ_1, φ_2 为直流电压交流分量的初相角。

若将电容电压的采样值,包括直流分量和交流分量直接应用于总直流电压控制中,由于积分时间常数较大,推导中仅考虑比例控制,以 a 相为例,总直流电压控制中产生的目标电流 i_{ra} 为:

$$\begin{aligned} i_{ra}(t) = & k_1 U_s [\sin(\omega_0 t) (\bar{U}_{dc}(t) + \tilde{U}_{dc}(t) - U_{dc_ref})] = \\ & k_1 U_s [\sin(\omega_0 t) (\bar{U}_{dc}(t) - U_{dc_ref})] + \\ & k_1 U_s \{ \sin(\omega_0 t) \{ M_1 \sin[(\omega_0 - \omega_1)t + \varphi_1] - U_{dc_ref} \} \} + \\ & k_1 U_s \{ \sin(\omega_0 t) \{ M_2 \sin[(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_2] - U_{dc_ref} \} \} \end{aligned} \quad (13)$$

其中,等号右侧第 1 项为基频分量,第 2 项为 $2\omega_0 - \omega_1, \omega_1$ 频率分量,第 3 项为 $2\omega_0 + \omega_1, \omega_1$ 频率分量。如式(13)所示,若不对直流电压进行处理,或直流电压中交流分量未完全滤除,在目标电流中会引入 $2\omega_0 - \omega_1, \omega_1, 2\omega_0 + \omega_1$ 的成分,且所含的 ω_1 频率成分比较多,会引起跟踪误差。特别是在本系统的应用场合,多余产生的 $2\omega_0 - \omega_1, \omega_1$ 及 $2\omega_0 + \omega_1$ 的频率成分馈入系统中,会进一步恶化装置的运行工况。

针对该问题,有 2 个解决途径:

a. 在进行总直流电压稳定控制之前,首先进行低频波动预测,将该预测成分加入总直流电压稳定控制的参考值中,即将直流参考值加入周期性波动,并动态地与直流电压采样值比较;

b. 在进行总直流电压稳定控制之前,对采样的波动直流电压进行平滑处理,得到其直流分量,将该直流分量用于下一步控制中。

2 种方法相比,途径 **a** 依赖于预测技术的准确性和鲁棒性,若目标电流含有多个频率成分时,其实现起来将更加困难;途径 **b** 简单易行。本文采用途径 **b**。

2.2.2 低频电流跟踪控制策略

HHLCG 的电流采用无差拍控制方法。单相逆变器的交流侧电压方程为:

$$L \frac{di_{cx}}{dt} + u_{cx} = u_{sv} \quad (14)$$

$$u_{cx} = U_{dcx} d_{mngx} \quad (15)$$

其中, d_{mngx} 为 x 相占空比,当开关频率较高时,可用平均值意义的 d_{mngx} 代替等效的开关函数。将电感状态方程离散化,得:

$$L \frac{di_{cx}}{dt} = L \frac{i_{refx} - i_{cx}}{T_s} \quad (16)$$

将式(15)、(16)代入式(14)中得:

$$d_{ngx} = \left[(i_{cx} - i_{refx}) \frac{L}{T_s} + u_{sv} \right] / U_{dcx} \quad (17)$$

低频电流跟踪控制根据上述原理设计,其控制框图如图 4 中低频电流跟踪控制器所示。其中, i_{refx} 为参考电流(其为目标电流 i_{objx} 与总直流电压控制输出的有功参考电流 i_{rx} 之和); T_s 为无差拍的控制周期。由于采样时刻与控制时刻之间存在一个采样周期的延迟,当前采样点的系统电压在下一周期才能作用。为消除这一延迟,本文采用了线性预测,即系统电压表达为:

$$u_{sv}^* = 2u_{sv} - u_{sv_buf} \quad (18)$$

其中, u_{sv}^* 为修正后的采样值; u_{sv} 为当前采样值; u_{sv_buf} 为前一个采样值。

此外, T_s 应恰当选取,若 T_s 选择过小,会放大局部误差,使得调制波、输出电流中含有大量毛刺,导致开关管的误导通,甚至长时间导通。

2.2.3 单元均压控制策略

每相各 H 桥之间不可避免地存在参数差异性、由载波移相调制造成的脉冲时延、各个传输通道差异造成的脉冲延时,只靠直流电压稳定控制难以实现各 H 桥之间直流电压的平衡,各桥之间的电压将出现偏差,且呈现不断放大趋势,最后导致系统发散。本文通过闭环微调占空比调节电容电压的充放电时间使得各个单元之间电容电压平衡。电容电压平衡控制原理如图 4 中单元均压控制器所示。

3 仿真分析

3.1 离线电磁暂态仿真

利用 PSCAD/EMTDC 建立仿真模型进行仿真分析。系统基本参数如下:系统额定电压 10 kV,三相均并联接入 H 桥级联结构的逆变器,每相逆变器由 12 个 H 桥单元串联组成,开关元件选用 IGBT,直流电压额定值为 950 V。采用上述控制算法,0~0.812 s 期间带预充电电阻充电(不开脉冲,不控整流);0.812 s 时旁路电阻并网并加入均压控制。在上述仿真参数及仿真条件下,对单一频率低频目标电流(频率 28 Hz,峰值 0.816 kA)进行跟踪,验证电容电压稳定控制中对电容电压平滑处理的必要性及其对低频电流跟踪控制的影响。仿真结果如图 5—7 所示。

在电容电压稳定控制中若不对电容电压平滑处理,对采样总直流电压 U_{dcx} 进行 FFT 分析,其中 22 Hz 交流电压的最大值为 1.077 kV,56 Hz 交流电压的最大值为 0.0485 kV,78 Hz 交流电压的最大值为 0.3121 kV,这与理论推导的含有 $\omega_0 - \omega_1$ 、 $\omega_0 + \omega_1$ 、 $2\omega_1$

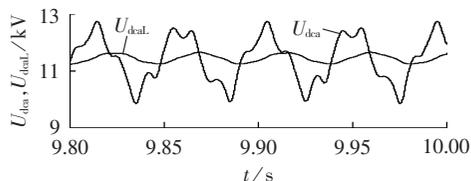


图 5 总直流电压波形

Fig.5 Waveforms of total DC voltage

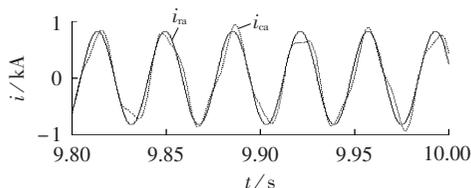


图 6 低频电流跟踪控制仿真结果
(不加直流电压平滑处理)

Fig.6 Simulative waveforms of low-frequency current tracing control without smoothing DC voltage

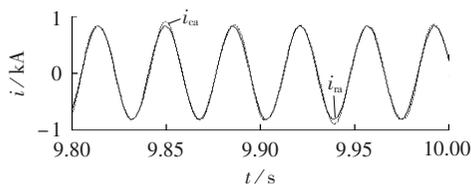


图 7 低频电流跟踪控制仿真结果
(加直流电压平滑处理)

Fig.7 Simulative waveforms of low-frequency current tracing control with smoothing DC voltage

谐波成分较大的推断是一致的。对滤波处理后的总直流电压 U_{dca} 进行 FFT 分析,其中 22 Hz 交流电压的最大值为 0.263 2 kV,56 Hz 交流电压的最大值为 0.0018 kV,78 Hz 交流电压的最大值为 0.005 9 kV。

前文理论推导得出,若将图 5 所示的总直流电压直接应用于电容电压稳定控制中,输出电流将含有 $2\omega_0 - \omega_1$ 、 ω_1 等频率成分的谐波,严重影响电流跟踪效果。图 6、7 是分别针对总直流电压进行平滑处理前后应用于直流电压稳定控制中的仿真结果。

由图 6 可见,不加直流电压平滑处理,a 相输出电流 i_{ca} 对目标电流 i_{ra} 跟踪效果较差,输出电流中含有较大谐波成分,经 FFT 分析,其中 28 Hz 目标电流为 771.0 A,50 Hz 目标电流为 26.5 A,72 Hz 目标电流为 140.6 A,该仿真结果与理论分析结果相符。

由图 7 可见,装置的输出电流能够较好地跟踪目标电流,相比图 6 所示的仿真结果有较大改善,经过 FFT 分析,装置实际发出的 28 Hz 目标电流为 824.5 A,50 Hz 目标电流为 28.6 A,72 Hz 目标电流为 29.8 A,谐波畸变率 THD=2%。

3.2 数/模混合仿真实验

本文所提出的用于抑制 SSR 的 HHLCG,作为一项包含多项新技术的工程项目,在软硬件联机调试之前,为进一步验证控制策略,避免频繁的现场试验,实时数字仿真测试显得尤为重要。

本文采用 RTDS 和自主开发的 DSP 控制器,构建了 HHLCG 的数/模混合仿真系统。逆变器控制器采用物理实物,其他部分采用 RTDS 建立数学模型,数/模两部分交换信息如控制器输出给控制模型的脉宽调制(PWM)驱动脉冲信号和数字模型输出给控制器的反馈模拟信号,通过 RTDS 专用 IO 附件 GTA0(吉比特模拟输出)卡和 GTDI(吉比特数字输入)卡作为接口实现 2 类信号的交换。RTDS 参数为:电网电压 22 kV,经 22 kV/10 kV 的降压变压器接入 H 桥级联式逆变器,变压器漏抗为 0.05 p.u.,总直流电压平均值目标电压为 900 V,级联式逆变器结构及参数与 PSCAD 仿真参数一致,对频率为 22 Hz、幅值为 753.7 A 的目标电流进行跟踪。

图 8 为低频电流跟踪 RTDS 仿真结果,可见输出电流能够较好地跟踪目标电流,谐波畸变率较小。对输出电流进行 FFT,结果如图 9 所示。可知,输出电流 $I_{22\text{Hz}}=754.15\text{ A}$,该输出电流与目标电流的偏差为 0.6%,跟踪效果良好; $I_{50\text{Hz}}=17.6\text{ A}$,工频 50 Hz 电流成分的产生主要用于直流母线电压支撑;而 78 Hz 电流成分的产生则如文中所分析,在加入直流电压平滑处理后该含量很小,可忽略。需注意的是,50 Hz 工频电流成分及极少量谐波的产生是必然的,所以在装置设计初期需考虑一定的容量冗余。

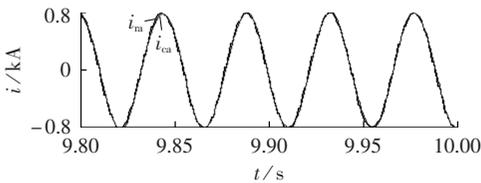


图 8 电流跟踪仿真结果

Fig.8 Simulative waveforms of current tracing

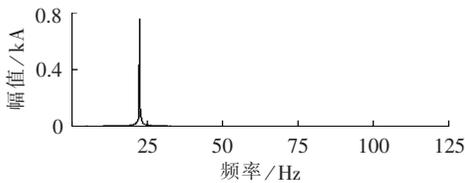


图 9 输出电流 FFT 分析仿真结果

Fig.9 Current spectrum by FFT analysis

图 10 为跟踪上述目标电流时,a 相各单元直流电压的 RTDS 仿真结果,由于加入均压控制,单元直流电压基本保持平衡,最大偏差不超过 25 V,偏差

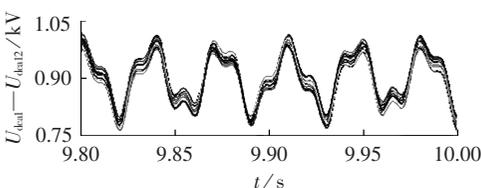


图 10 a 相各单元直流电压波形

Fig.10 DC voltage waveforms of phase-a

量为 2.6%,该偏差也在一定误差范围内,进一步证明了本文所提出的控制策略的有效性。

4 系统整机实验

经过 RTDS 测试调整后,所开发的 HHLCG 样机及其控制器在某电厂 35 kV 施工变电站进行了现场试验,实验装置主接线图如图 11 所示。系统电压为 220 kV,经 220 kV/110 kV/35 kV 及 35 kV/10 kV 降压变压器后与 HHLCG 相接,以下实验仅采用 T_1 进行实验。HHLCG 装置容量为 10 MV·A,系统及装置的主要电气参数如表 1 所示。

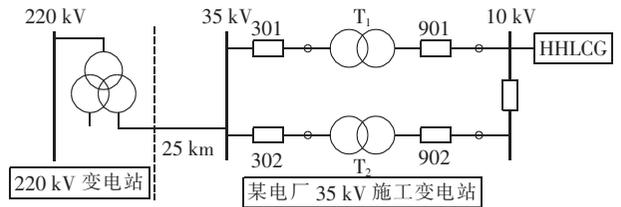


图 11 HHLCG 实验系统图

Fig.11 Experiment system for HHLCG

表 1 HHLCG 及系统主要参数

Tab.1 Main parameters of HHLCG and system

对象	参数
220 kV 变压器	90 MV·A, 220 kV/110 kV/35 kV, Y/Y
35 kV 变压器	5 MV·A, 35 kV/10 kV, Y/Y, 短路电压百分比 7.23%
35 kV 开关 301, 302	ZW7-40.5/T1600-31.5
10 kV 开关 901, 902	ZW8-12/T600-20
HHLCG 级联单元数	12
单元直流电压	额定 900 V ± 150 V
HHLCG 输出	电压有效值 10 kV, 电流峰值 816 A, 等效容量 10 MV·A
开关器件	IGBT, $U_{\text{cm}}=1700\text{ V}$, $I_{\text{c, rms}}=1000\text{ A}$
开关频率	600 Hz
直流电容器	22240 μF/组, 12×3=36 组
目标电流	22.4 Hz, 电流峰值 560 A

图 12—14 给出了 HHLCG 现场实验波形。由于级联单元数较多,实验现场不具备同时测量几十个单元直流电压通道的示波器,图 12 和图 14 通过触发 DSP 存储了时间长度约为 500 ms 的 COMTRADE 格式的数据文件,将其导入 MATLAB 中画图得到。图 13 通过对输出电流做频谱分析后画图得到。

图 12 给出了目标低频电流与 HHLCG 输出的 a 相电流的实测波形,输出电流能够较好地跟踪目标

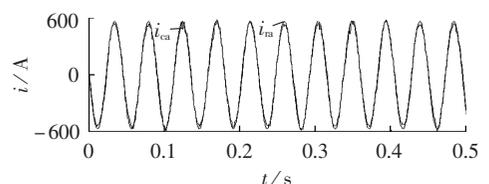


图 12 现场实验 a 相参考及输出电流实测结果

Fig.12 Experimental waveforms of phase-a reference and output current

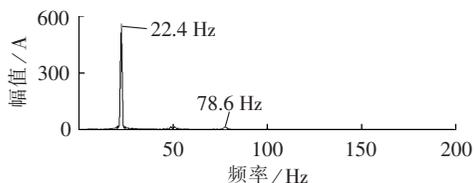


图 13 现场实验 a 相输出电流频谱

Fig.13 Spectrum of phase-a output current

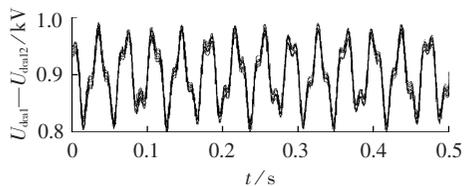


图 14 现场实验 a 相各单元直流电压实测结果

Fig.14 Experimental waveforms of phase-a DC voltages

电流。图 13 给出了输出电流的频谱分析,其中频率为 22.4 Hz 的幅值为 551 A;频率为 78.6 Hz 幅值为 5 A,该频率成分含量极少,可忽略;频率为 50 Hz 的幅值约为 11 A,主要实现直流母线电压支撑。

如图 14 所示,其最大偏差不超过 20 V,偏差量为 2.2%,单元直流电压基本保持平衡,装置均压效果良好。图 12—14 所示的实验结果表明装置硬件结构及参数设计合理,本文所提出的控制策略在保证良好的电流跟踪效果的前提下,基本维持了各 H 桥之间直流电压的平衡和稳定。

5 结论

在抑制发电机组 SSR 所需设计 HHLCC 的应用背景下,本文采用级联式 H 桥逆变器结构,在对该拓扑及稳态数学模型分析的基础上,提出低频电流与输出的工频电压矢量非同速旋转、解耦困难、直流电压波动较大、输出电流中谐波和间谐波含量大、电容电压平衡等突出问题。本文重点研究了 HHLCC 的控制方法,提出电压闭环控制中对采样直流电压经过平滑处理的方法和占空比微调电容电压平衡控制方法。通过理论推导、PSCAD 离线仿真、基于 RTDS 的数/模混合仿真及发电厂现场实验证明了所提控制方法的可行性和可靠性。该 HHLCC 的提出及应用具有以下优点。

a. 级联式 H 桥结构的采用,大幅降低了输出电流的谐波含量,其模块化的结构易于扩展。

b. 所提出的电压环控制中,数字滤波器的引入解决了直流电压和输出电流中谐波含量大、电流跟踪精度和直流电压稳定的问题;占空比微调算法可靠解决了各级联单元电容电压均衡的问题。

c. 数/模混合仿真实验平台的构建大幅缩短了装置现场调试周期,探索性地尝试了研发可靠、稳定、安全的大容量变流装置的关键环节。

d. HHLCC 基本无静差地发出与扭振模态互补频率的次同步和超同步低频电流,可抑制机组的 SSR 并为其他应用场合的 HHLCC 的实现提供一定的参考。

参考文献:

- [1] CHUDASAMA M C, KULKARNI A M. Dynamic phasor analysis of SSR mitigation schemes based on passive phase imbalance[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2011, 26(3): 1668-1676.
- [2] 李志鹏, 谢小荣. 应用静止同步补偿器抑制次同步谐振的模态互补电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(34): 22-27.
LI Zhipeng, XIE Xiaorong. STATCOM-SSR damping control method based on dynamic compensation of currents at complementary frequencies to torsional modes[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(34): 22-27.
- [3] AGRAWAL B L, FARMER G R. Application of subsynchronous oscillation real-type SSO[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1981, 100(5): 2242-2451.
- [4] XIE Xiaorong, GUO Xijiu, HAN Yingduo. Mitigation of multimodal SSR using SEDC in the Shangdu series-compensated power system [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 26(1): 22-27.
- [5] 张琦雪, 牛洪海, 柏传军, 等. 汽轮发电机次同步自励磁过电流保护[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(2): 66-68.
ZHANG Qixue, NIU Honghai, BAI Chuanjun, et al. Subsynchronous self-excitation overcurrent protection for turbine generator[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(2): 66-68.
- [6] 黄伟雄, 刘锦宁, 王永源, 等. 35 kV ±200 Mvar STATCOM 系统总体设计[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(10): 136-140.
HUANG Weixiong, LIU Jinning, WANG Yongyuan, et al. Overall design of 35 kV ±200 Mvar STATCOM system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(10): 136-140.
- [7] 孙世贤, 田杰. 提升直流并网风电故障穿越能力的新方法[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(8): 137-140.
SUN Shixian, TIAN Jie. Enhancement of fault ride-through capability for grid-connected wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8): 137-140.
- [8] PADIYAR K R, PRABHU N. Design and performance evaluation of subsynchronous damping controller with STATCOM[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1398-1405.
- [9] 郑翔, 徐政, 屠卿瑞, 等. 静止同步串联补偿器次同步谐振多模式阻尼控制器设计[J]. 高电压技术, 2011, 37(9): 2321-2327.
ZHENG Xiang, XU Zheng, TU Qingrui, et al. Static synchronous series compensator multimode damping controller design for subsynchronous resonance suppression[J]. High Voltage Engineering, 2011, 37(9): 2321-2327.
- [10] TOLBERT L M, PENG F Z, HABELTLER T G. Multilevel converters for large electric drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(1): 36-44.
- [11] 杨振宇, 许胜, 许杏桃. 高压大容量 D-STATCOM 主电路的比较与分析[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(6): 50-54.
YANG Zhenyu, XU Sheng, XU Xingtao. Comparison and analysis of high-voltage large-capacity D-STATCOM main circuit[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(6): 50-54.
- [12] 胡应宏, 任佳佳, 申科, 等. 基于电压冗余状态的链式 STATCOM 直流侧电容电压平衡控制策略[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(11): 33-36.

- HU Yinghong, REN Jiajia, SHEN Ke, et al. Balancing control of DC capacitor voltage for cascaded H-bridge STATCOM based on voltage redundant states[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2011, 31(11): 33-36.
- [13] AKAGI H, INOUE S, YOSHII T. Control and performance of a transformerless cascade PWM STATCOM with star configuration [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007, 43(4): 1041-1048.
- [14] 申科, 王建斌, 纪延超. 级联型多电平动态电压恢复器直流侧电压控制方法[J]. *电力自动化设备*, 2009, 29(8): 83-86.
SHEN Ke, WANG Jianze, JI Yanchao. DC voltage control of cascaded inverter-based dynamic voltage restorer [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2009, 29(8): 83-86.
- [15] 王庚, 李永东, 游小杰. 级联式并联有源电力滤波器的控制[J]. *电工电能新技术*, 2004, 23(4): 51-55.
WANG Geng, LI Yongdong, YOU Xiaojie. A novel control algorithm for cascaded shunt active power filter [J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2004, 23(4): 51-55.
- [16] 管敏渊, 徐政. MMC型柔性直流输电系统无源网络供电的直接电压控制[J]. *电力自动化设备*, 2012, 32(12): 1-4.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Direct voltage control of MMC-based VSC-HVDC system for passive networks [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2012, 32(12): 1-4.
- [17] 金一丁, 宋强, 刘文华. 大容量链式电池储能系统及其充放电均衡控制[J]. *电力自动化设备*, 2011, 31(3): 6-10.
JIN Yiding, SONG Qiang, LIU Wenhua. Large scaled cascaded battery energy storage system [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2011, 31(3): 6-10.
- [18] MAHARJAN L, INOUE S, AKAGI H. State-of-charge balancing control of a battery energy storage system based on cascade PWM converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(6): 1628-1634.
- [19] MAHARJAN L, YAMAGISHI T, AKAGI H. Fault-tolerant operation of a battery-energy-storage system based on a multilevel cascade PWM converter with star configuration [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(9): 2386-2395.
- [20] 李学斌, 赵彩宏, 黄晓华, 等. 级联型换流器在超导储能系统中的应用[J]. *电网技术*, 2006, 30(16): 54-57.
LI Xuebin, ZHAO Caihong, HUANG Xiaohua, et al. Application of cascaded converter in superconducting magnetic energy storage system [J]. *Power System Technology*, 2006, 30(16): 54-57.
- [21] 竺伟, 陈伯时, 周鹤良, 等. 单元串联式多电平高压变频器的起源、现状和展望[J]. *电力传动*, 2006, 36(6): 3-7.
ZHU Wei, CHEN Boshi, ZHOU Heliang, et al. Origination status and trend of cell-series MV drive [J]. *Electric Drive*, 2006, 36(6): 3-7.
- [22] 董晓亮, 谢小荣, 李国庆, 等. 采用SEDC和GTSDC抑制SSR的控制参数优化设计[J]. *电力系统保护与控制*, 2012, 40(20): 83-87.
DONG Xiaoliang, XIE Xiaorong, LI Guoqing, et al. Coordinated parameter design of SEDC and GTSDC for SSR mitigation [J]. *Power System Protection and Control*, 2012, 40(20): 83-87.
- [23] 清华大学. 有效抑制次同步谐振和次同步振荡的次同步阻尼控制系统: 中国, 200910090158.1 [P]. 2009-12-30.

作者简介:



王晓宇

王晓宇(1984-),女,内蒙古鄂尔多斯人,博士研究生,从事大功率变流器控制、新能源并网方面的研究(E-mail:wangxybs@163.com);

张涛(1971-),男,江西萍乡人,教授级高级工程师,从事电力系统保护与控制、电力电子技术在电力系统中的应用、新能源并网方面的研究。

High-voltage high-power low-frequency current generator for SSR damping

WANG Xiaoyu¹, ZHANG Tao², CAO Fengmei², LIU Shu², WEN Jing², LIU Quan², YANG Qixun¹

(1. State Key Lab of New Energy Power System, North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. Beijing Sifang Automation Co., Ltd., Beijing 100085, China)

Abstract: The generator terminal damping controller is used in thermal power plants to inject the controllable sub-/super-synchronous compensating currents into generator stators for damping the SSR (Sub-Synchronous Resonance), for which, a control system of HHLCG (High-voltage High-power Low-frequency Current Generator) is designed based on the cascaded H-bridge multi-level inverters. Aiming at the asynchronous rotation of low-frequency current and output voltage vector, the difficult decoupling, the large fluctuation of DC voltage and the difficult balancing of capacitor voltage, a tri-loop control scheme is developed for the voltage and current control. The voltage control loop is emphasized by smoothing the DC voltage samples and fine tuning the duty cycle for capacitor voltage balance. A digital/physical hybrid simulation platform of HHLCG is constructed based on RTDS. Simulative and experimental results demonstrate that, the low-frequency sub-synchronous reference current is completely traced and the stable and balanced control of DC voltage is realized with excellent steady-state and dynamic performance.

Key words: cascade low-frequency current generator; DC capacitor voltage; fine duty tuning; real-time digital simulation; digital/physical hybrid simulation