

一种新型的电流源型变流器 PWM 控制策略 及其在超导磁储能装置中的应用

彭晓涛, 程时杰, 王少荣, 唐跃进

(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省 武汉市 430074)

A Novel PWM Control for Current Source Converter and Its Application in a Superconducting Magnetic Energy Storage Unit

PENG Xiao-tao, CHENG Shi-jie, WANG Shao-rong, TANG Yue-jin

(College of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science & Technology,
Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: The superconducting magnet in a superconducting magnetic energy storage (SMES) unit connects with the power system by a converter. Different kinds of improved pulse width modulation (PWM) technologies are used in the converter to reduce the harmonic injected by the SMES unit to the power system. Using a sinusoidal wave and a triangle wave as the modulation signals and carrier signal respectively, a new kind of PWM switching strategy for the current instantaneous control of the current source converter is proposed. Based on the switching strategy proposed, a real-time power control method used to independently regulate the active and the reactive power exchanging between the superconducting magnet and the interconnected power system according to the requirements of the system is studied. Simulation results show that the switching strategy proposed is able to quickly change the magnitude and phase angle of the AC current output of the converter. The additional advantages of the proposed switching strategy are that the harmonic produced by the converter is reduced effectively and the response characteristics of the CSMES in power exchanging is improved. Also, as the proposed method is simple, it can be easily realized in the practice.

KEY WORDS: pulse width modulation; superconducting magnetic energy storage(SMES); current source converter; real-time control; power regulation

摘要: 超导磁储能(SMES)装置的超导磁体通过变流器与电网连接, 为了减小装置向系统注入的谐波电流, 各种改进

基金项目: 国家 973 基础研究项目(2004CB217906); 国家 863 计划项目(2002AA306331)。

Project Supported by the National Basic Research Program of China-973 Program (2004CB217906), and the High Tech Research & Development Programm of China (2002AA306331).

的脉宽调制(PWM)技术被用于变流器的控制。该文分别用正弦波和三角波作为调制和载波信号, 提出一种可用于电流源型变流器的实时电流控制的新型 PWM 开关策略, 并在此基础上研究了能够按照系统要求对电流源型 SMES 独立地进行有功和无功功率四象限调节的实时功率控制方法。仿真结果表明, 该开关策略不仅能够快速改变变流器交流侧电流的幅值和相位, 有效降低变流器交流侧电流中的谐波含量, 而且能够提高 SMES 装置的功率响应特性。同时该方法还具有控制策略简单, 工程实现容易的特点。

关键词: 脉宽调制; 超导磁储能; 电流源型变流器; 实时控制; 功率调节

0 引言

超导磁储能(superconducting magnetic energy storage, SMES)是 20 世纪 90 年代发展起来的一种新型储能技术, 主要由超导磁体和变流器组成。由于这种储能装置储能效率高, 能够按照系统的要求进行有功和无功功率的独立地四象限快速调节, 可以用于改善电力系统的动态特性和增加系统有功备用以及提高线路输送容量, 因此越来越受到电力系统研究人员的关注^[1-5]。根据它接入电力系统采用变流器拓扑结构的不同, 其变流装置可以采用电压源型变流器(voltage source converter, VSC), 也可以采用电流源型变流器(current source converter, CSC)。由 VSC、斩波器和超导磁体组成的 SMES 装置称为电压源型超导磁储能装置(简称 VSMES); 由 CSC 和超导磁体组成的 SMES 装置称为电流源型超导磁储能装置^[6](简称 CSMES)。因为超导磁体在电力系

统中的作用在本质上可等效为一个注入电流源，所以和 VSMES 相比，采用 CSMES 具有如下优点：在拓扑结构上不需要斩波器，可以通过直接调节磁体电流来改变储能，易于通过实现多模块并联运行提高 SMES 的容量^[7-10]。作为超导磁体和电网之间的功率接口，变流器的开关策略将对 SMES 功率调节的范围和响应速度有非常大的影响，当然也会影响到 SMES 对控制目标的跟踪性能。为了提高 SMES 这两方面的特性，同时为了减小 SMES 向系统注入的谐波电流，各种消除谐波和改进的脉宽调制(简称 PWM)技术，如优化 PWM^[11-12]、直接电流 PWM^[13]、旋转空间矢量^[14]等方法都被用于 SMES 的变流器控制。

本文以 CSMES 为研究对象，分别用正弦波和三角波作为调制波和载波，提出了一种适用于电流型变流器的 PWM 开关控制方法，并在此基础上研究了能够按照系统要求进行有功和无功功率四象限调节的实时控制方法。仿真研究结果表明，该方法不仅能够快速改变变流器交流电流的幅值和相位，达到提高 SMES 功率响应特性的目的，而且具有较宽的功率调节范围，同时可有效地降低交流电流中的谐波含量。该项研究工作的实验样机和 SMES 系统的研制和实验工作正在进行中，本文的重点在于介绍所研究控制装置的控制策略，相信它的实际应用可望大幅度地提高电力系统的稳定性。

1 CSMES 的结构和工作原理

图 1 所示为一个六脉冲 CSMES 装置的基本结构原理图。由图可知，该 CSMES 主要由一个六脉冲 IGBT 变流器及其控制模块、超导磁体 L_d 和滤波电容 C 组成。图中， R 代表连接变压器和变流器开关的总电阻损耗； L 代表连接变压器的漏感和变流器开关的电感总和； R_d 代表超导磁体和变流器的总连接电阻损耗。整个装置经变压器与电网连接，通过调节 6 个 IGBT 的开关状态，以改变各相电流 i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 的基波分量的幅值和相位，从而控制 SMES 和电网之间快速独立地进行有功和无功功率的交换。

超导磁体用来储存电磁能量；滤波电容 C 和变压器的漏感所构成的滤波器用来滤除变流器各相电流中的高次谐波；变流器的控制模块包括功率测量、功率调节和触发脉冲发生器等 3 个部分，用来产生变流器的触发脉冲信号，使 SMES 与电网接入点处

的输入或者输出有功和无功功率能够准确跟踪给定的有功和无功功率参考值 p_r 和 q_r 。功率测量部分根据电压互感器 $PT_1 \sim PT_3$ 和电流互感器 $CT_1 \sim CT_3$ 的测量值实时计算 SMES 的输入(输出)功率 p_{sm} 、 q_{sm} (参考方向以 CSMES 吸收功率为正)。功率调节部分则利用适当的控制算法，根据 SMES 的实际调节功率、超导磁体中流过的直流电流 i_d 以及给定的功率参考值，确定触发脉冲发生器所需要的诸如调制信号幅值 M 以及调制信号相位 α 等控制信号。触发脉冲发生器则利用相应的 PWM 开关策略产生变流器的触发脉冲信号 $p_{s1} \sim p_{s6}$ 。

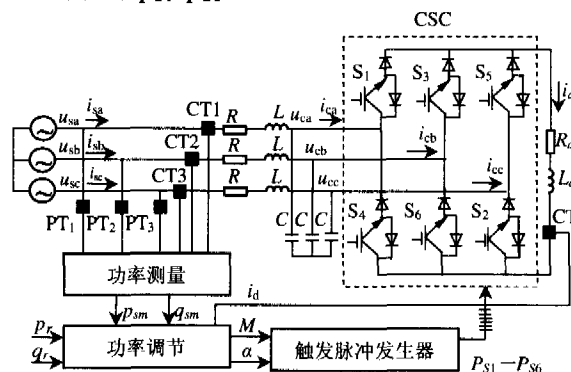


图 1 CSMES 的结构原理图
Fig. 1 Block diagram of CSMES unit

2 CSC 电流实时控制的 PWM 开关策略

文献[15]提出了一种以三角波为载波、以单极性电平为调制信号的 PWM 开关策略，并将其应用于 CSC 的实时电流控制。它根据变流器交流侧目标电流的实时相位选择触发模式，并按照该触发模式所对应的开关规则确定各开关器件的触发脉冲，以实现变流器输出电流的相位实时控制。这种方法按目标电流幅值的要求调节调制信号，以实现变流器输出电流幅值的控制。同时通过设计上升斜率和下降斜率各不相同的三角波来获取具有不同占空比的触发脉冲，以达到减小变流器各相调制电流中谐波含量的目的。但该方法存在以下不足：①三角载波上升和下降斜率的选取存在困难；②该 PWM 调制方法的载波信号的形式比较复杂，工程实现存在困难；③由于调制信号与目标电流的幅值存在非线性的对应关系，因此用该调制方法对 SMES 进行功率调节时，使调节功率对目标功率的准确跟踪存在困难。

针对该方法所存在的问题，本文提出了如图 2 所示的分别利用正弦波和三角波作为调制波和载波信号的一种改进 PWM 控制策略。该 PWM 控制策略同样以基于比较方式的硬件电路进行设计，不仅

可以有效地减少变流器交流输入电流 i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 的谐波含量, 而且可以准确地调节 i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 基波分量的幅值和相位。由该 PWM 控制的工作原理图可知, 它利用载波和调制波信号产生 $p_1 \sim p_7$ 个调制脉冲信号, 并根据由变流器交流侧目标电流的相位所确定的触发模式信号 m , 确定变流器各开关器件的触发脉冲 $p_{S1} \sim p_{S6}$, 具体工作原理详述如下。

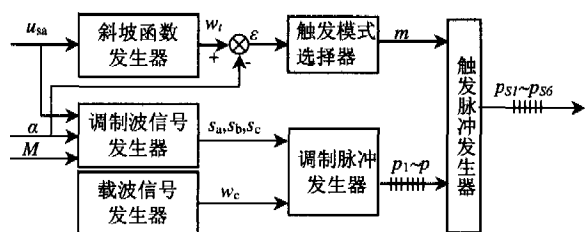


图2 CSC 电流实时控制的 PWM 控制原理图
Fig. 2 Block diagram of PWM for real-time current control of a CSC

图2中, 载波发生器用于产生幅值变化区间为 $[-1, 1]$ 的周期性三角波 w_c ; 调制波发生器用于产生幅值为 $M(M \in [0, 1])$ 、相位滞后变流器各输入相电压 $a+30^\circ$ 的三相正弦信号 s_a 、 s_b 和 s_c 。图3给出使用调制波信号和载波信号, 产生调制脉冲的工作过程, 如图2所示。首先利用调制波和载波的比较结果, 经比较器产生 $x_n(n=a, b, c)$ 和 $x'_n(n=a, b, c)$ 6个参考信号, 即当 $s_n(n=a, b, c)$ 大于等于 w_c 时, x_n 为高电平, x'_n 为低电平, 反之则 x'_n 为高电平, x_n 为低电平。然后将此6个参考信号代入以下逻辑运算表达式(1), 可得到 $p_1 \sim p_7$ 7个调制脉冲信号。

$$\begin{cases} p_1 = \text{and}(x_a, x'_b) \\ p_2 = \text{and}(x'_c, x_a) \\ p_3 = \text{and}(x_b, x'_c) \\ p_4 = \text{and}(x'_a, x_b) \\ p_5 = \text{and}(x_c, x'_a) \\ p_6 = \text{and}(x'_b, x_c) \\ p_7 = \text{nor}(p_1, p_2, p_3, p_4, p_5, p_6) \end{cases} \quad (1)$$

式中: and 为逻辑与函数; nor 为逻辑或非函数。

图2中, 斜坡函数发生器用于产生幅值范围为 $0^\circ \sim 360^\circ$, 周期与交流器 A 相输入电压 u_{sa} 相同的锯齿波信号 w_r 。因此 w_r 与 α 的差值 ϵ 就等于变流器交流侧给定调节电流的实时相位, 而触发模式选择器则根据此差值 ϵ , 利用函数表达式(2)产生用于 PWM 控制的触发模式信号 m 。图4为 α 分别等于 110° 、 -110° 和 240° 时, 触发模式信号的波形。

$$m = \begin{cases} \text{floor}(\epsilon/60^\circ) + 1 & \epsilon \geq 0^\circ \\ 7 + \text{ceil}(\epsilon/60^\circ) & \epsilon < 0^\circ \end{cases} \quad (2)$$

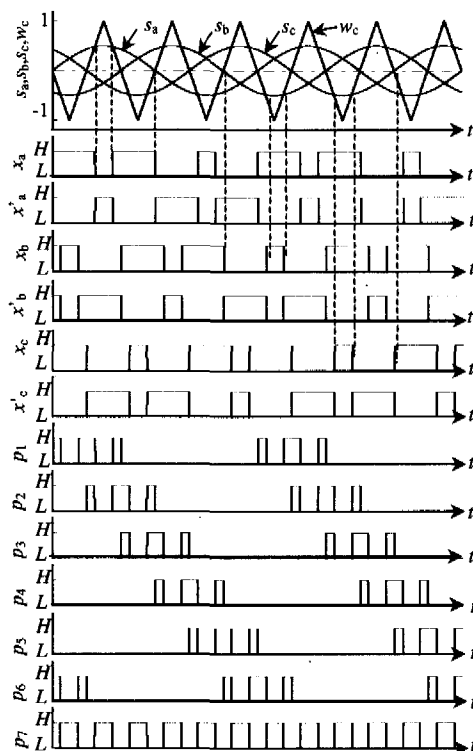


图3 $p_1 \sim p_7$ 调制脉冲的产生
Fig. 3 Generation of the modulated p_1 to p_7

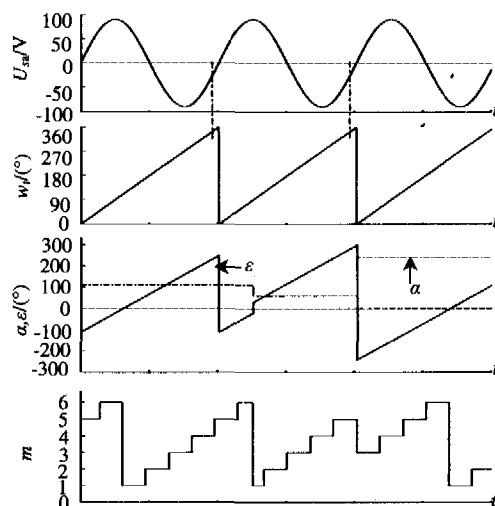


图4 α 改变时的触发模式信号
Fig. 4 Trigger mode signal with the variation of α

表1为依据式(2)所归纳的12种不同 ϵ 取值区间所对应的6种触发模式信号。

表2是本文提出的 PWM 控制的触发脉冲产生规则。图5则给出 $\alpha=0^\circ$ 、 $M=0.5$ 且载波频率 $f_{w_c}=150\text{Hz}$ 时, 利用该 PWM 控制策略得到的变流器各开关器件的触发脉冲及调制电流 i_{ac} 、 i_{bc} 和 i_{cc}

的波形，图中 i_d 为变流器直流侧母线电流。由调制电流波形可以看出，该 PWM 控制策略根据当前时刻的触发模式信号，并按照表 2 的规则，通过调整 ps_1 至 ps_6 各触发脉冲，实现对电流的实时控制。

表 1 ε 对应的触发模式信号

Tab. 1 The signal of trigger mode for ε

$\varepsilon = \omega_r - \alpha$	m
$0^\circ \leq \varepsilon < 60^\circ, -360^\circ \leq \varepsilon < -300^\circ$	1
$60^\circ \leq \varepsilon < 120^\circ, -300^\circ \leq \varepsilon < -240^\circ$	2
$120^\circ \leq \varepsilon < 180^\circ, -240^\circ \leq \varepsilon < -180^\circ$	3
$180^\circ \leq \varepsilon < 240^\circ, -180^\circ \leq \varepsilon < -120^\circ$	4
$240^\circ \leq \varepsilon < 300^\circ, -120^\circ \leq \varepsilon < -60^\circ$	5
$300^\circ \leq \varepsilon < 360^\circ, -60^\circ \leq \varepsilon < 0^\circ$	6

表 2 触发脉冲产生规则

Tab. 2 Rules for generation of the trigger pulses

m	ps_1	ps_3	ps_5	ps_4	ps_6	ps_2
1	p_1	p_7	p_5	L	H	L
2	H	L	L	p_7	p_6	p_2
3	p_1	p_3	p_7	L	L	H
4	L	H	L	p_4	p_7	p_2
5	p_7	p_3	p_5	H	L	L
6	L	L	H	p_4	p_6	p_7

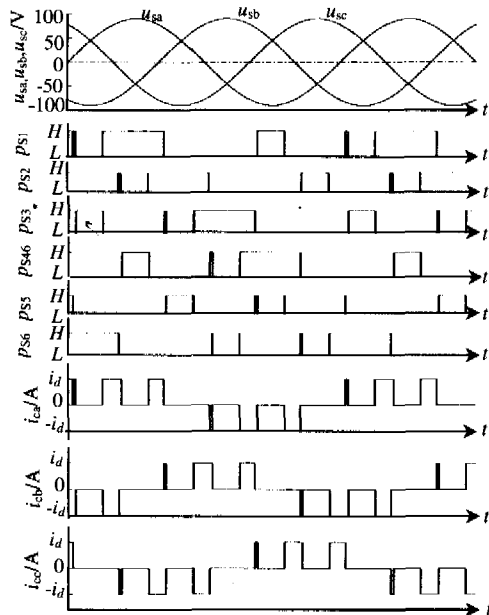


图 5 $\alpha=0^\circ, M=0.5, f_{wc}=150\text{Hz}$ 时 CSC 的相电压、调制电流和 ps_1 — ps_6 触发脉冲

Fig. 5 Phase Voltages, modulated currents and trigger pulses ps_1 to ps_6 of CSC at $\alpha=0^\circ, M=0.5, f_{wc}=150\text{Hz}$

对图 5 中调制电流 i_a 、 i_b 和 i_c 进行傅里叶分析可知，它们均由基波分量和边带谐波分量组成，并且边带谐波的谐波次数将随着载波频率的增加而增加^[16]。图 6 是载波频率 f_{wc} 分别为 500Hz 和 1000Hz 时，变流器 A 相调制电流的谐波分析结果。对比图 6(a)和图 6(b)的谐波分析结果可知，调制电流的各

次谐波含量随着载波频率的提高而显著降低。特别是由图 6(b)的结果可知，该 PWM 调制方法在开关频率为 1000Hz 时，其调制电流的低次谐波分量已经被有效抑制，并且最低次谐波分量已经为 19 次。这既有利于简化滤波器的设计^[17]，使调制电流经滤波器滤波后能够非常接近所需电流的基波分量，而且也说明该调制方法具有能够通过选择较低开关频率降低变流器开关损耗的特点。在调制过程中，如假设变流器直流侧电流 i_d 恒定，这时由傅里叶分析方法得出的三相调制电流的基波幅值为

$$I_{cn} = \frac{\sqrt{3}M i_d}{2} \quad (n = a, b, c) \quad (3)$$

式(3)表明当直流电流 i_d 不变时，变流器调制电流的基波幅值与 i_d 具有比例函数关系，说明该调制方法能够通过改变调制波的幅值，线性调节变流器基波电流的幅值。

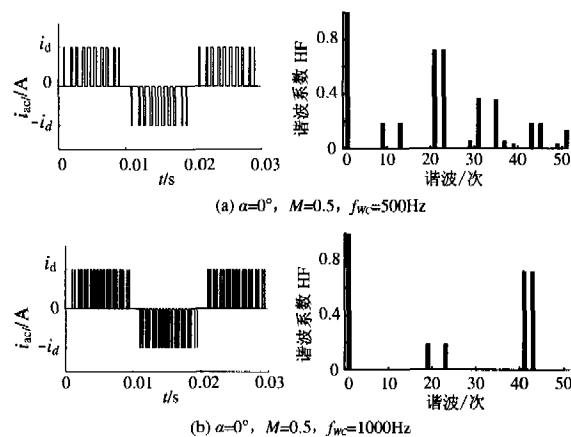


图 6 A 相调制电流和谐波分析

Fig. 6 Modulated current of phase A and results of harmonic analysis

3 在 CSMES 功率控制中的应用

电力系统有时会因各种故障或负荷扰动而出现功率不平衡的现象，严重时甚至会造成系统的解列，从而危及系统的稳定运行。而 SMES 因具有理想的功率调节特性，可以用来平衡系统中不平衡功率和补偿系统的无功功率缺额，因此正逐渐被广泛应用于提高系统动态稳定性的研究。

将 CSMES 接入实际电力系统进行功率调节时，CSMES 的控制一般由外环控制和内环控制两部分组成。其中：外环控制器作为主控制器用于按照电力系统的需求，提供内环控制所需要的有功和无功功率给定值。而内环控制器主要完成两项工作，首先它必需根据系统的实际功率需要，确定诸如变

流器进行 PWM 控制所需调制信号的幅值和相位等控制量, 从而实现对系统有功和无功功率相应的补偿。然后它还必需根据变流器的控制方式, 产生各开关器件的触发脉冲信号, 使变流器交流侧电流的幅值和相位跟踪给定的目标值, 从而达到按照外环控制的要求进行四象限调节有功和无功功率的目的。第 2 节介绍的 PWM 控制既可以通过改变调制波的相位 α 和幅值 M 实时调节变流器注入交流侧基波电流的幅值以及它和电压之间的相位关系, 同时还能够通过提高载波频率来抑制注入电流的低次谐波分量。因此本文以此调制方法为基础, 研究了一种能够实现实时调节超导磁储能(SMES)装置输入输出有功和无功功率的控制方法。

为方便分析, 忽略图 1 所示的变流器、连接变压器和滤波器功率损耗, 由瞬时功率理论可知, SMES 的调节有功和无功功率为

$$p_{sm} = u_{sa}i_{sa} + u_{sb}i_{sb} + u_{sc}i_{sc} \quad (4)$$

$$q_{sm} = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{bc}i_{sa} + u_{ca}i_{sb} + u_{ab}i_{sc}) \quad (5)$$

在三相电压对称的电网中, 图 1 中的三相电流和三相电压之和为零, 即 $i_{sa}+i_{sb}+i_{sc}=0$, $u_{sa}+u_{sb}+u_{sc}=0$, 如果电压和电流之间的相位差为 α , 并且考虑 SMES 接入点处的电流等于变流器调制电流的滤波电流, 即 $I_{sn}=I_{cn}(n$ 为 a, b, c), 将上述条件代入式 (4)、(5), 利用三角恒等式可得

$$p_{sm} = \frac{3}{2}U_s I_s \cos \alpha = \frac{3\sqrt{3}}{4}U_s M i_d \cos \alpha \quad (6)$$

$$q_{sm} = \frac{3}{2}U_s I_s \sin \alpha = \frac{3\sqrt{3}}{4}U_s M i_d \sin \alpha \quad (7)$$

式中 U_s 、 I_s 分别为电网中 SMES 接入点处变流器的基波电压和电流的幅值。

SMES 的功率调节目的就是跟踪给定的有功和无功功率参考值, 将参考值 p_r 和 q_r 代入式(6)、(7)可得

$$\alpha = f(p_r, q_r) = \arctan(q_r / p_r) \quad (8)$$

$$M = g(p_r, q_r) = 4\sqrt{p_r^2 + q_r^2} / 3\sqrt{3}U_s i_d \quad (9)$$

式(8)、(9)表明, 通过直接调节 M 和 α , 可以实现 SMES 和电网之间按照给定的功率参考值交换有功和无功功率。

图 7 是所设计的 CSMES 功率控制器原理图。图中, 两个 PI 调节器构成的有功和无功功率反馈控制环节用来补偿由变压器和变流器以及滤波器的功率损耗所引起的给定功率和 SMES 调节功率之间的

误差。同时通过合适地选取 PI 调节器的参数可以避免因调节功率误差引起的 α 和 M 剧烈变化, 从而减少 SMES 输出电流和调节功率的振荡, 提高 SMES 的输出电流品质和功率响应特性。

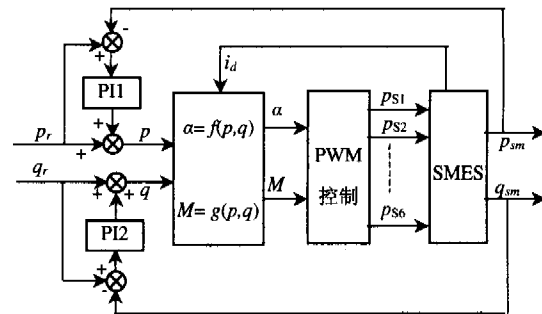


图 7 CSMES 功率控制原理图

Fig. 7 Block diagram of power control for CSMES

4 仿真结果

用 MATLAB 中的 Simulink 软件包和 PSB 工具箱建立图 1 所示的六脉冲 CSMES 仿真模型。模型系统的参数为 $R=0.5\Omega$, $L=400\mu\text{H}$, $R_d=0.1\Omega$, $C=200\mu\text{F}$, $U_s=89.815\text{V}$, $L_d=7.8\text{H}$, PI1 和 PI2 调节器的参数分别为 $k_{p1}=0.001$, $k_{i1}=0.005$, $k_{p2}=0.04$, $k_{i2}=0.04$ 。

图 8 给出 CSMES 开环工作状态下, 载波频率 f_{wc} 为 2000Hz, 变流器直流侧电流 i_d 初始值为 80A, 相位差 α 和调制波幅值 M 在 $t=0.08\text{s}$ 处由 $\alpha=0^\circ$, $M=0.5$ 改变为 $\alpha=120^\circ$, $M=0.3$, 并且在 $t=0.12\text{s}$ 时 M 改变为 0.7 时, 变流器交流侧 A 相电压、电流以及直流侧电流的波形。从直流侧电流波形可以看出, 因为超导磁体的电感很大, 所以直流侧电流变化比较缓慢。但是变流器在该 PWM 控制方法下, 在 $t=0.08\text{s}$ 时仍然能够迅速由整流工作方式切换到逆变工作方式, 而且其直流电流的衰减速度在 $t=0.12\text{s}$ 时会随着给定目标电流幅值 M 的增加而增加。图 8(a)和(b)的电压和电流的相位关系表明, 无论是同时改变 α 和 M 还是单独改变 M , 交流侧电压和电流的相位都能在小于 0.25 个电压周期内实现对目标相位 α 的跟踪。图 0.08s 的电压幅值变化说明 SMES 可以通过向电网输入或从电网吸收无功功率改变其接入点电压。本仿真中由于 SMES 在前 0.08s 内和系统不进行无功功率交换, 所以电压幅值没有变化, 0.08s 以后 SMES 工作再向系统输入无功功率状态, 所以电压幅值开始逐渐增加。同时图 8(b)的电流幅值也表明该调制方法能够按照式(3)准确调节基波电流的幅值。

图 9 和图 10 分别给出 SMES 对阶跃和形如 $p_r=1000\sin(20\pi t)$, $q_r=1500\sin(20\pi t+2\pi/3)$ 的正弦给定功率的响应曲线。由 SMES 的有功和无功功率响应曲线可以看出, 所提出的功率实时控制器能够实现 SMES 对参考功率的快速准确跟踪。对比两图的 SMES 功率响应曲线和直流电流曲线还可以看出, 直流电流的变化取决于 SMES 和系统之间的有功功率交换, 直流电流的变化相位和周期与 SMES 交换有功功率的相位和周期一致。当 SMES 从系统吸收有功功率时直流电流会逐渐增加, 相应地使超导磁体储能增加; 当 SMES 向系统输出有功功率时, 直流电流会逐渐下降并使磁体储能减小。图 9(b)和(c)表明当 SMES 输出的有功功率为零时, 即使 SMES

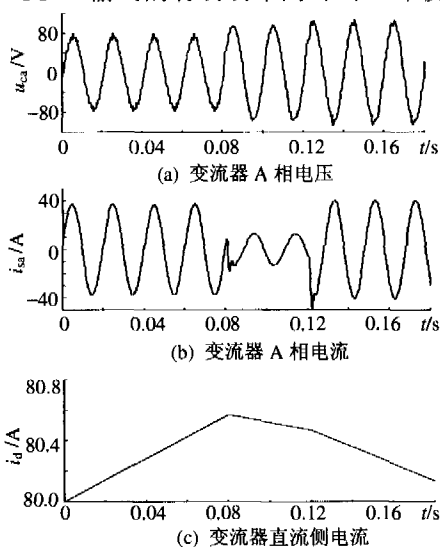


图 8 α 、 M 改变时变流器的电压和电流
Fig. 8 Voltage and current of the CSC under the variation of α 、 M

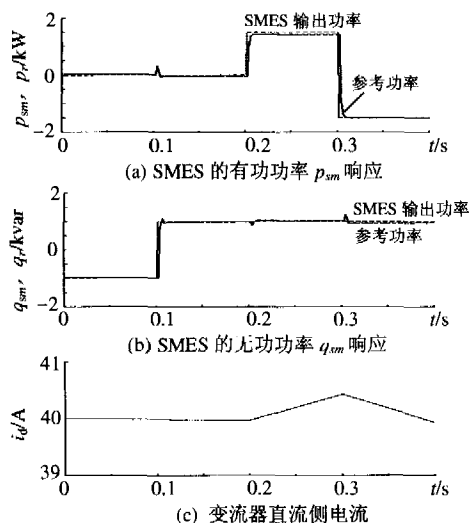


图 9 SMES 的阶跃功率响应
Fig. 9 The step power response of SMES

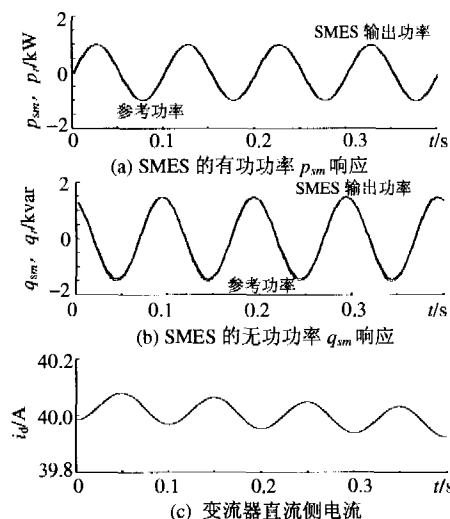


图 10 SMES 的波动功率响应
Fig. 10 The fluctuating power response of SMES

和系统之间进行无功功率交换, 也不会引起直流电流和超导磁体储能的变化。

以上仿真表明, 利用 SMES 的功率和电压调节特性, 将其用于抑制电力系统功率振荡, 提高系统动态特性, 稳定系统电压是一种行之有效的措施。

5 结论

本文以 CSMES 作为研究对象, 从提高其功率响应特性和减小输出电流谐波两个目标出发, 提出了能够实时控制 CSC 输出电流的新型 PWM 调制方法, 并研究了能够对 CSMES 进行实时功率控制的功率控制器。仿真结果不仅验证了所提出调制方法和控制器的可行性, 而且说明该控制器对 SMES 提高电力系统的动态性能和稳定电压具有很好的控制效果, 同时也表明该调制方法对变流器输出电流具有较好的谐波抑制作用。

参考文献

- [1] 杨勇. 超导技术的发展及其在电力系统中的应用[J]. 电网技术, 2001, 25(9): 48-60.
Yang Yong. Developing of the superconduction technology and its applications in the power system[J]. Power System Technology, 2001, 25(9): 48-60(in Chinese).
- [2] 肖立业. 超导电力技术的现状和发展趋势[J]. 电网技术, 2004, 28(9): 33-37.
Xiao Liye. Present station and development trend of superconducting power technology[J]. Power System Technology, 2004, 28(9): 33-37(in Chinese).
- [3] 陈星莺, 刘孟觉, 单渊达. 超导储能单元在并网型风力发电系统的应用[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(12): 63-66.
Cheng Xingying, Liu Mengjue, Shan Yuanda. Application of superconducting magnetic energy storage system-SMES in wind power system of network-forming [J]. Proceedings of the CSEE,

- 2001, 21(12): 63-66(in Chinese).
- [4] 周双喜, 吴畏, 吴俊玲, 等. 超导储能装置用于改善暂态电压稳定性的研究[J]. 电网技术, 2004, 28(4): 1-5.
Zhou Shuangxi, Wu Wei, Wu Junling, et al. Application of superconducting magnetic energy storage to improve transient voltage stability[J]. Power System Technology, 2004, 28(4): 1-5(in Chinese).
- [5] 韩翀, 李艳, 余江, 等. 超导电力磁储能系统研究进展—超导磁储能装置[J]. 电力系统自动化, 2001, 25(12): 63-68.
Han chong, Li yan, Yu Jiang, et al. Application development of SMES in electric power system[J]. Automation of Electric Power System, 2001, 25(12): 63-68(in Chinese).
- [6] Iglesias I J, Acero J. Comparative study and simulation of optimal converter topologies for SMES systems[J]. IEEE Trans. on Applied Superconductivity, 1998, 5 (2): 254-257.
- [7] Zhongchao Zhang, Boon-Teck Ooi. Multi-modular current-source SPWM converter for a superconducting magnetic energy storage System [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1993, 8 (3): 250-56.
- [8] 李君, 徐德鸿, 郑家纬, 等. 超导储能系统用多模块电流型变流器载波轮换均流方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (7): 106-111.
Li Jun, Xu Dehong, K. W. E. Cheng, et al. Carrier-swapping method to equalize current in a multi-modular current source converter for SMES[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(7): 106-111(in Chinese).
- [9] 刘小宁, 王付胜. 基于托卡马克超导纵场线圈的 SMES-UPS 变流器设计及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 172-176.
Liu Xiaoning, Wang Fusheng. Design and control strategies of converter for SMES-UPS based on TF superconducting coils of TOKMAK[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 172-176(in Chinese).
- [10] 熊宇, 王培容, 鲍建宇, 等. 一种新的分相控制式三相电流型五电平逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 13-16.
Xiong Yu, Wang Peirong, Bao Jianyu, et al. A new split-control three-phase 5-level current-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(16): 13-16(in Chinese).
- [11] Chu Xu, Jiang Xiaohua, Wu Xuezhi, et al. DSP-based control system of a SMES unit[C]. The Third International Power Electronics and Motion Control Conference Proceedings, Beijing, 2000.
- [12] Wu Xuezhi, Chu Xu, Liu Wei, et al. A harmonics-free SMES system [C]. The Third International Power Electronics and Motion Control Conference Proceedings, Beijing, 2000.
- [13] 刘逊, 褚绪, 蒋晓华. 超导储能装置中的电流源型逆变器[J]. 电力电子技术, 2004, 38(4): 20-22.
Liu Xun, hu Xu, Jiang Xiaohua. Current source inverter(CSI) in SMES[J]. Power Electronics, 2004, 38(4): 20-22(in Chinese).
- [14] 余江, 段献忠. 旋转空间矢量算法在电压型 SMES 控制中的应用[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(21): 39-44.
Yu Jiang, Duan Xianzhong. Rotating space vector control algorithm of superconducting magnetic energy Storage (SMES) [J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(21): 39-44(in Chinese).
- [15] Hidefumi Shirahama, Yoshimi Sakurai, Yasuo Matsuda. Instantaneous control method with a GTO Converter for active and reactive power in superconducting magnetic energy storage[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1994, 9(1): 1-6.
- [16] 王永永. 组合变流器相移 SPWM 技术及其在有源电力滤波器中的应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2000.
Wang Changyong. Multi-modular converter with phase-shifted SPWM technique and its application to active power filter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2000(in Chinese).
- [17] 徐德鸿, 马皓. 超导储能系统交流侧滤波器设计的几何方法[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(5): 48-52.
Xu Dehong, Ma Hao. Geometric approach to designing of filter for SMES[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(5): 48-52(in Chinese).

收稿日期: 2006-05-01。

作者简介:

彭晓涛(1971—), 男, 湖北武汉人, 博士研究生, 主要从事超导磁储能装置在电力系统中应用的研究, whpxt@sina.com;

程时杰(1945—), 男, 湖北武汉人, 教授, 博士生导师, IEEE 高级会员, 主要从事电力系统的稳定分析与控制、超导和 FACTS 技术在电力系统中的应用、人工智能及其在电力系统中的应用、电力线载波通信等方面的研究;

王少荣(1960—), 男, 浙江丽水人, 副教授, 主要从事电力系统运行监控及其自动装置、基于 GPS 的广域测量技术、超导磁储能装置在电力系统中应用等方面的研究;

唐跃进(1958—), 男, 湖南石门人, 教授, 博士生导师, 中国电工技术学会超导应用技术专委会委员, 主要从事超导电力应用技术研究。

(编辑 王彦骏)