

基于动态演化理论的SMES变流器控制策略

朱英伟,付伟真,林晓冬,杨浩瀚

(四川大学 电气信息学院,四川 成都 610065)

摘要:超导磁储能(SMES)中的变流器及其控制方法对SMES的储能效率和可靠性运行有很大的影响,传统比例积分(PI)控制方法的参数难以整定并且容易出现超调而不能适用于复杂的非线性系统,因此提出动态演化控制(DEC)。该控制方法是一种非线性控制策略,其主要思想是通过迫使误差函数按照演化路径随时间逐渐趋近于0,从而来控制参数的严格误差调节,有效提高了SMES系统运行时的稳定性和鲁棒性。在MATLAB/Simulink中对所提控制方法在不同算例下的有效性进行验证,仿真结果表明了所提方法具有响应速度快、鲁棒性强、稳定性高的特点。

关键词:超导磁储能;变流器;PI控制;动态演化控制;鲁棒性;控制策略

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.201911036

0 引言

风能、太阳能等新能源因具有可再生、污染小的优点得到了快速的发展,但其波动性强、间歇性大等问题对电力系统的稳定性造成了很大的威胁^[1]。超导磁储能(SMES)是一种将超导磁体与现代电力电子快速电能转换技术相结合的新型灵活交流输电装置^[2],它具有效率高、能量密度高、寿命长(超过30 a)和功率补偿响应快等优点,能保证电力系统的稳定运行及高质量供电,并且能有效缓解电力系统中可再生能源的间歇性和波动性,成为了目前众多研究学者关注的热点^[3-4]。

功率调节系统是SMES的核心装置之一,它是连接交流电网和直流超导电感的枢纽,其中的并网变流器及其控制策略更是对整个SMES系统的可靠性和运行性能产生了很大的影响^[5]。目前,SMES系统中最常用的变流器拓扑结构为电压源型变流器(VSC),该类型变流器能保证超导磁体和变流器系统的独立工作,且成本较低,应用前景较好^[6-8]。由于SMES的并网变流器具有高度的非线性特征,故并网变流器的控制策略至关重要。常见的控制方法有比例积分(PI)控制方法,它是一种线性控制法,方法简单,但参数难以整定,容易出现超调,当PI参数发生变化时,系统的鲁棒性差,且不能适用于复杂的非线性系统^[9-10]。文献[11]采用比例谐振(PR)控制方法,将旋转坐标系下的变换用静止参考系下的PR控制器代替,在本质上与旋转坐标系下的PI控制类似,但在参数变化时鲁棒性较差。文献[12]所提出的无源控制PBC(Passivity-Based Control)是一种非线性反馈控制方法,该控制方法全局定义且全局稳定,扩展后可推导得到基于端口受控哈密尔顿PCH(Port-Controlled Hamiltonian)系统方程,将其应用于

SMES的变流器系统中能改善系统的输出特性,提高系统的鲁棒性。文献[13]采用滑模变控制方法,相比于PI控制,系统的鲁棒性大幅提升,但控制本身存在的符号函数鲁棒项会导致滑动面附近的颤振问题。文献[14]提出了鲁棒无源控制器,提高了系统的鲁棒性。文献[15]采用反步法控制,该控制的鲁棒性较差,计算要求相当大。文献[16]针对变流器的非线性、强耦合特点提出了基于反馈线性化的极点配置方法,该方法可实现全局稳定,但在面对外界干扰时效果较差,且需要精确的系统参数。模糊逻辑控制^[17]的鲁棒性较强,但需要设立完善的模糊逻辑规则,系统的稳态性差。上述控制方法均依赖于变流器的数学模型,系统参数的变化会对这些控制的稳定性产生较大的影响。

综上所述,本文提出了一种基于动态演化控制DEC(Dynamic Evolution Control)理论的变流器控制方法。DEC是一种基于动态演化路径的非线性控制策略,该方法目前已在DC/DC斩波器中得到应用,用于严格调节输出电压。从文献[18-19]中可以看出,这种方法特别适用于具有非线性和时变特性的系统。DEC利用系统的非线性和时变特性,通过迫使系统的误差状态沿着特定的路径逐渐趋近于0来进行控制,以克服上述线性控制的问题,具有稳态误差为0、范围稳定、鲁棒性强等优点^[20-22]。相较于上述各种控制方法,该控制方法的计算比较简单,且易于数字化实现。本文以SMES系统中的VSC为对象,研究了基于DEC的变流器控制策略。首先对SMES的变流器系统进行数学建模,然后建立SMES变流器交、直流侧的DEC方程,最后在MATLAB/Simulink中对该控制方法在不同工况下进行仿真分析,并与传统PI控制进行对比,验证该控制方法的优越性。

1 SMES系统变流器的数学模型

1.1 SMES交流侧数学模型

SMES变流器是严格的无源系统,由交流侧VSC和直流侧斩波器组成^[23],其拓扑结构如图1所示。图中, $e_k(k=a,b,c)$ 为电网 k 相电压; i_k 为三相输入电流; L 为三相输入交流滤波电感; R 为开关元件的等效电阻; C 为输出滤波电容; U_{dc} 为直流侧电容电压; L_{sc} 为SMES线圈的电感; i_{sc} 为流过SMES线圈的电流; i_{dc} 为流入直流侧的电流。

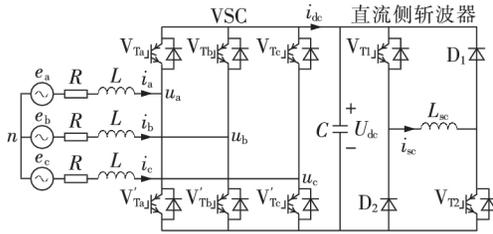


图1 SMES变流器的拓扑结构

Fig.1 Topological structure of SMES converter

根据基尔霍夫定律,可写出SMES交流侧在abc三相静止坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} Ldi_a/dt = -Ri_a - U_{dc} \left(S_a - \sum_{k=a,b,c} S_k/3 \right) + U_a \\ Ldi_b/dt = -Ri_b - U_{dc} \left(S_b - \sum_{k=a,b,c} S_k/3 \right) + U_b \\ Ldi_c/dt = -Ri_c - U_{dc} \left(S_c - \sum_{k=a,b,c} S_k/3 \right) + U_c \end{cases} \quad (1)$$

其中, $S_k(k=a,b,c)$ 为三相桥臂的开关函数,当 $S_k=1$ 时,对应桥臂的上桥臂开关导通,下桥臂开关关断,当 $S_k=0$ 时,对应桥臂的下桥臂开关导通,上桥臂开关关断。

对式(1)进行dq变换,可得dq坐标系下交流侧的数学模型为:

$$\begin{cases} Ldi_d/dt = -Ri_d + \omega Li_q - S_d U_{dc} + U_d \\ Ldi_q/dt = -Ri_q - \omega Li_d - S_q U_{dc} + U_q \end{cases} \quad (2)$$

其中, i_d, i_q 分别为dq坐标系下变流器交流侧电流的d、q轴分量; U_d, U_q 分别为dq坐标系下电网电压的d、q轴分量; S_d, S_q 分别为dq坐标系下开关函数的d、q轴分量; ω 为网侧电压角频率。

1.2 SMES直流侧数学模型

具有SMES线圈和在输入输出侧公共直流链路电容器的DC/DC变换器的构成如图1所示。它是一个简单的桥式斩波电路,由2个离散IGBT和2个二极管组成。SMES线圈的充电通过控制开关 V_{T1} 和 V_{T2} 来实现,而通过二极管 D_1 和 D_2 释放其储存的能量。通过引入占空比 D 来实现斩波器的控制信号,在dq坐标系下其数学模型为:

$$\begin{cases} L_{sc} di_{sc}/dt = -R_{sc} i_{sc} + (2D-1)U_{dc} \\ CdU_{dc}/dt = i_{dc} - (2D-1)i_{sc} \end{cases} \quad (3)$$

其中,当 $0 \leq D < 0.5$ 时,SMES放电,当 $D=0.5$ 时,SMES续流,当 $0.5 \leq D < 1$ 时,SMES充电; R_{sc} 为SMES线圈的内阻值,此处取 $R_{sc}=0$ 。

2 DEC方程

DEC的基本思想是通过强制误差状态遵循特定的路径来减小误差状态,从而保证误差状态随着时间的增加而趋于0。这个特定的路径被称为动态演化路径。通过采用DEC迫使系统的动态特性按照演化路径进行演化。选择如图2所示的指数函数为演化路径,系统动态特性的值将按该指数函数路径减少到0。

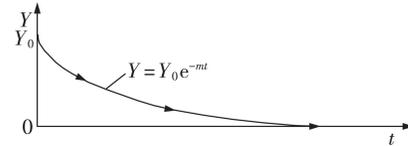


图2 动态演化路径

Fig.2 Dynamic evolution path

该指数函数的方程为:

$$Y = Y_0 e^{-mt} \quad (4)$$

其中, Y 为系统的动态特性; Y_0 为 Y 的初始值; m 为演化率。

对式(4)求导,可得:

$$\begin{cases} dY/dt = -mY_0 e^{-mt} \\ dY/dt = -mY \end{cases} \quad (5)$$

该控制器的动态演化方程为:

$$dY/dt + mY = 0 \quad m > 0 \quad (6)$$

设 K 为任意一个正数, $x_{err} = x_{ref} - x$ (x 为系统变量的实际值, x_{ref} 为系统变量的参考值)为系统变量的误差值,则系统的误差状态方程 Y 和 x_{err} 可写成如下的线性方程:

$$Y = Kx_{err} \quad (7)$$

$$dY/dt = K dx_{err}/dt \quad (8)$$

将式(7)和式(8)代入式(6)可得:

$$K dx_{err}/dt + mKx_{err} = 0 \quad (9)$$

将式(9)进行变换,可得:

$$K dx_{err}/dt + (mK-1)x_{err} + x_{ref} = x \quad (10)$$

式(10)即为DEC方法表示误差控制的通用公式,可根据该通用公式表示交、直流侧的误差控制方程,从而使得系统的变量误差按照指数路径随时间不断减小直至趋近于0,从而完成对系统的控制。

2.1 SMES交流侧的DEC模型

S_d, S_q 为SMES交流侧的控制量,故可将式(2)改写为:

$$\begin{cases} S_d = (-Ri_d + \omega Li_q + U_d - Ldi_d/dt)/U_{dc} \\ S_q = (-Ri_q - \omega Li_d + U_q - Ldi_q/dt)/U_{dc} \end{cases} \quad (11)$$

此外,为了调节补偿电流的 d 、 q 轴分量,开关函数可以通过将 i_d 、 i_q 替换成其各自的基于 DEC 的实际电流值来导出,由式(10)可得:

$$\begin{cases} Kdi_{d_err}/dt + (mK - 1)i_{d_err} + i_{d_ref} = i_{d_DEC} \\ Kdi_{q_err}/dt + (mK - 1)i_{q_err} + i_{q_ref} = i_{q_DEC} \end{cases} \quad (12)$$

其中, i_{d_ref} 、 i_{q_ref} 为参考值; $i_{d_err} = i_{d_ref} - i_d$ 、 $i_{q_err} = i_{q_ref} - i_q$ 分别为补偿电流的 d 轴、 q 轴分量, i_d 和 i_q 为实际值; $i_{d_DEC} = i_d$ 、 $i_{q_DEC} = i_q$ 为基于 DEC 方法所得到的实际值。

将式(12)代入式(11)可得 DEC 下 SMES 交流侧 VSC 的控制方程为:

$$\begin{cases} S_d = \frac{\omega Li_q - Ri_{d_DEC} - Ldi_{d_DEC}/dt + U_d}{U_{dc}} \\ S_q = \frac{-\omega Li_d - Ri_{q_DEC} - Ldi_{q_DEC}/dt + U_q}{U_{dc}} \end{cases} \quad (13)$$

演化率 m 和误差比例系数 K 的选取会对控制方程产生一定的影响,由式(4)可知, m 越大,则系统的收敛速度越快,因此,要选取最为合适的 m 和 K 。关于交流侧演化率 m 和误差比例系数 K 的具体取值将在仿真分析中进行详细说明。

2.2 SMES 直流侧的 DEC 模型

DEC 的主要目标是保证状态误差函数随时间的增加逐渐趋于 0,对于斩波器的控制,该方法主要表现在占空比控制方程。为了推导 SMES 直流侧的控制策略,必须对斩波器的动态方程进行分析并推导 DEC 方程。假设斩波器的开关时间为 t_{on} 、 t_{off} ,其总的周期为 T , $R_{sc} = 0$ 。

斩波器的工作状态可分为 2 种情况。

情况 1:斩波器开关管 V_{T1} 、 V_{T2} 同时导通,变流器直流侧电容向超导磁体充电,则斩波器的电压公式如式(14)所示。

$$U_{dc} = L_{sc} di_{sc}/dt \quad (14)$$

情况 2: V_{T1} 、 V_{T2} 同时关断, D_1 、 D_2 导通,超导磁体向直流侧电容放电,则电压公式如式(15)所示。

$$-U_{dc} = L_{sc} di_{sc}/dt \quad (15)$$

假设情况 1 的持续时间为 t_{on} ,情况 2 的持续时间为 t_{off} ,则情况 1 与情况 2 下电压和时间的方程可分别表示为:

$$t_{on} U_{dc} = t_{on} L_{sc} di_{sc}/dt \quad (16)$$

$$-t_{off} U_{dc} = t_{off} L_{sc} di_{sc}/dt \quad (17)$$

将式(16)与式(17)相加,并将结果除以开关周期,可得到动态方程为:

$$U_{dc}(2D - 1) = L_{sc} di_{sc}/dt \quad 0 \leq D < 1 \quad (18)$$

其中, $D = t_{on}/T$, $T = t_{on} + t_{off}$ 。

将式(18)进行变换,可得到斩波器的输出电

压为:

$$U_{dc} = \frac{L_{sc} di_{sc}/dt}{2D - 1} \quad (19)$$

DEC 需先确定动态误差函数,因此设定 U_{dc_err} 为 SMES 直流侧的误差函数,则 $U_{dc_err} = U_{d_ref} - U_{dc}$ 。因此可根据上述动态演化方程的推导,得到斩波器电压的控制方程,如式(20)所示。

$$KdU_{dc_err}/dt + (mK - 1)U_{dc_err} + U_{d_ref} = U_{dc_DEC} \quad (20)$$

其中, U_{dc_DEC} 为在 DEC 方法下直流侧电压的实际值,且有 $U_{dc_DEC} = U_{dc}$ 。

将式(19)与式(20)相结合,可得到 SMES 直流侧的 DEC 方程为:

$$U_{dc_DEC}(2D - 1) = L_{sc} di_{sc}/dt \quad (21)$$

$$D = \frac{1}{2U_{dc_DEC}} [KdU_{dc_err}/dt + (mK - 1)U_{dc_err} + U_{d_ref} + L_{sc} di_{sc}/dt] \quad (22)$$

从式(22)可看出,占空比 D 迫使状态误差函数 Y 满足动态演化方程式(4)。因此,状态误差函数 Y 通过减小演化率 m 来逐渐趋近于 0。综合而言,DEC 工作在非线性系统中不需要对系统模型进行线性化或简化,这正是传统 PI 控制理论所缺少的。

将控制方程式(22)重新排列,可写为:

$$D = \frac{U_{d_ref}}{2U_{dc_DEC}} + \frac{(mK - 1)U_{dc_err}}{2U_{dc_DEC}} + \frac{KdU_{dc_err}/dt + L_{sc} di_{sc}/dt}{2U_{dc_DEC}} \quad (23)$$

式(23)所示控制方程由 4 个不同的部分组成:第 1 个部分是前馈项 $U_{d_ref}/(2U_{dc_DEC})$,它是通过前面采样时刻的占空比计算得到的,这个前馈项补偿输入电压的变化;第 2 个部分和第 3 个部分分别由输出电压扰动的比例项和导数项组成,与传统 PI 控制器的比例增益和导数增益不同,DEC 方法下的这些重要项不是常数;第 4 个部分由线圈电感电流的导数项组成。由式(23)可看出,控制输出需涉及输入电压、输出电压和电感电流。其优点是 DEC 可补偿输入/输出电压的变化以及电感电流的变化,有助于控制系统得到更好的动态性能。

此外,该控制器在误差收敛速度方面也具有良好的响应。由占空比控制方程式(22)可看出,其迫使状态误差函数 Y 根据式(4)进行动态演化,并将演化率 m 逐渐减小至 0,这意味着 m 越大,则误差收敛越快。

综上可知,采用 DEC 方法设计得到的 SMES 交、直流侧的控制器具有较高的鲁棒性和较快的响应速度,相较于传统的 PI 控制,其受参数的影响较小。下文将通过算例仿真进一步验证该控制方法的优越性。

3 算例仿真

为了验证本文所提DEC理论在SMES系统中的有效性,在MATLAB/Simulink中对该系统进行建模,其系统框图如图3所示,仿真所需参数如下:直流侧电感为0.002 H,磁体电感为5 H,运行电流为100~800 A,直流侧电压为1 200 V,输出滤波电容为0.005 F,空间矢量脉宽调制(SVPWM)开关频率为5 000 Hz,脉宽调制(PWM)开关频率为1 000 Hz。

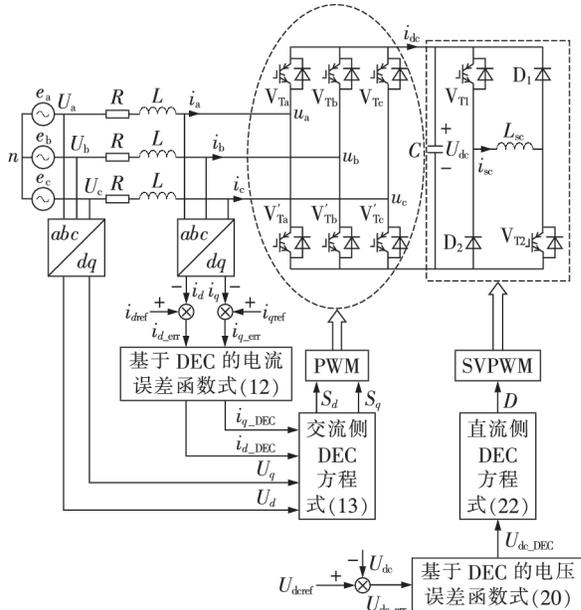


图3 系统控制框图

Fig.3 Control block diagram of system

3.1 算例1

DEC中的2个系统参数是 m 和 K ,其中 m 为演化率,取决于状态误差以及误差变到0的时间间隔,在通常情况下, m 的值越大,误差收敛速度越快;而 K 为误差比例系数,它的取值范围为(0,1)。取3组 m 和 K ,具体DEC设计参数的取值如表1所示,设置0.1~0.2 s时,有功功率为0.1 MW,无功功率为0,对交流侧电流误差 i_{d_err} 、 i_{q_err} 和直流侧电压误差 U_{dc_err} 进行仿真,观察不同的 m 、 K 对误差函数的影响,最终进行选值。

表1 DEC设计参数的取值

Table 1 Design parameter values of DEC

组合	i_d		i_q		U_{dc}	
	m	K	m	K	m	K
A	2500	0.001	2500	0.001	1500	0.015
B	1500	0.005	1500	0.005	1500	0.010
C	500	0.010	500	0.010	1500	0.100

根据演化率 m 的特性,可在MATLAB中绘制直流侧斩波器 U_{dc_err} 在不同 m 值下的收敛曲线,如图4所示。

由图4可知,当 $m \geq 1000$ 时,收敛速度变化不明

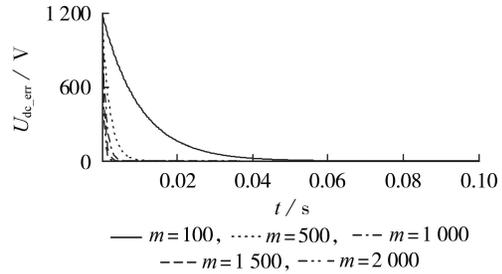


图4 不同 m 取值下的误差收敛曲线

Fig.4 Error convergence curves with different values of m

显,因此,选取直流侧的演化率 $m=1500$ 。

交流侧电流的值可由有功、无功功率计算得到,在0.1~0.2 s,已知有功功率为0.1 MW,无功功率为0,由此可计算得到 $i_{dref}=220$ A, $i_{qref}=0$,其中 $i_{d_err}=i_{dref}-i_d$, $i_{q_err}=i_{qref}-i_q$,因此可在实际仿真中观察到误差变量在不同参数取值下的变化情况。不同的 m 和 K 参数组合下的交流侧电流状态误差波形如图5所示。由图5可看出,在参数组合A下,交流侧电流误差波动小,畸变小,电流误差分布较为均匀,而随着演化率 m 的减小,波动开始变大,畸变也较为明显,因此选取参数组合A为交流侧电流的动态演化参数。

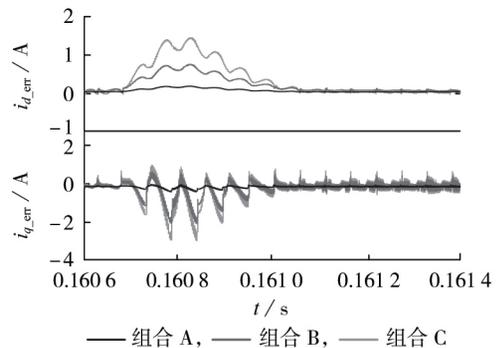


图5 不同参数组合下的交流侧电流状态误差波形
Fig.5 AC-side current state error waveforms under different parameter combinations

根据上述对图4的分析,已选取 $m=1500$,因此只需选取不同的 K 值进行仿真,不同 m 、 K 取值下的直流侧电压状态误差波形如图6所示。由图6可看出,当 $K=0.01$ 时,DEC下的直流侧电压 U_{dc} 能在较短

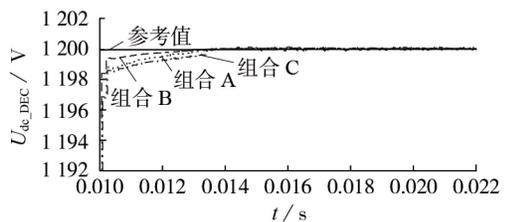


图6 不同参数组合下的直流侧电压状态误差波形
Fig.6 DC-side voltage state error waveforms under different parameter combinations

的时间内达到要求值 1 200 V,并且能稳定运行,因此选取参数组合 B 作为直流侧电压的动态演化参数。

3.2 算例 2

为了验证本文所提 DEC 方法在 SMES 交流侧的动态响应能力,对交流侧有功功率和无功功率设置随时间 t 变化的功率阶跃指令,即在 0.1、0.2、0.3 s 时使有功功率分别变化为 0.1、0.05、-0.05 MW,取无功功率为 0,仿真结果如图 7 所示;在 0.15、0.25、0.35 s 时分别使无功功率变化成 -5、10、5 kvar,取有功功率为 0,仿真结果如图 8 所示。

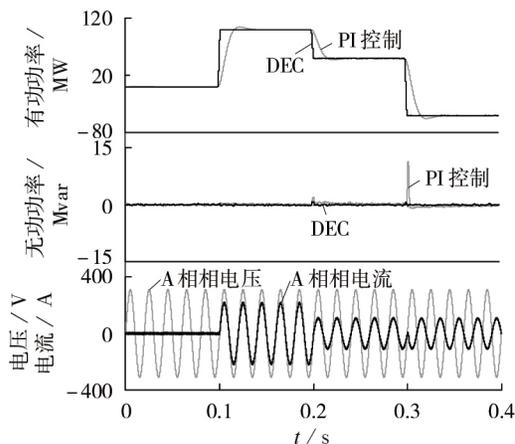


图 7 改变有功功率时的仿真结果

Fig.7 Simulative results when active power changes

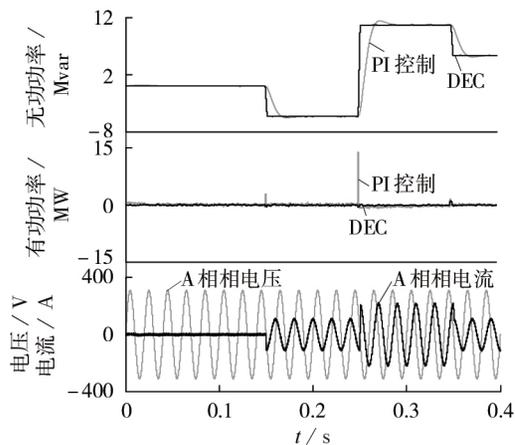


图 8 改变无功功率时的仿真结果

Fig.8 Simulative results when reactive power changes

图 7 给出了在改变有功功率指令的情况下,交流侧变流器在 PI 控制和 DEC 下的有功功率和无功功率的对比波形以及 SMES 输出电压、电流的单相波形;图 8 给出了在改变无功功率指令的情况下,交流侧变流器在 PI 控制和 DEC 下的无功功率和有功功率的对比波形以及 SMES 输出电压、电流的单相波形。图 7 和图 8 所示仿真结果反映了 2 种控制的动态响应能力。通常情况下会使系统运行在单位功

率因数下,而本文为了充分验证该控制方法的有效性,故也修改了无功指令。由图可看出,DEC 能快速无超调地跟踪变化的功率指令,其动态响应能力较为优越,由有功功率对比图可看出,在 0.1 s 时,DEC 能快速达到所设定的功率,而 PI 控制的速度较慢且有超调;通过无功功率对比图可看出,当无功功率指令也发生变化时,DEC 方法仍能保持较快的动态响应能力,而 PI 控制则会产生超调且需要一定的时间进行反应。

3.3 算例 3

设定 SMES 直流侧的初始电压为 1 200 V,在 0.15 s 时,设定电压指令为 1 000 V,有功、无功功率指令与算例 1 相同,观察 2 种控制下的直流侧电压变化以及超导磁体电流变化情况。

图 9 和图 10 分别为当直流侧电压指令突变时,PI 控制和 DEC 下直流侧电压、超导磁体电流的对比图。从图中可看出,在 0.15 s 时直流侧电压从 1 200 V 骤降至 1 000 V,DEC 方法可快速响应此扰动,能平滑地降低至设定的新的参考电压,并使其迅速恢复平稳运行;而 PI 控制则响应速度较慢,且跌落参考值之后再上升至新的设定值。因此可看出 DEC 方法具有良好的抗干扰能力和快速响应能力。

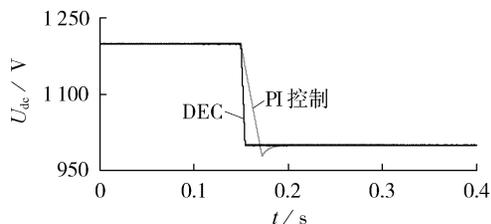


图 9 直流侧电压指令突变时的直流侧电压

Fig.9 DC-side voltage when DC-side voltage instruction changes suddenly

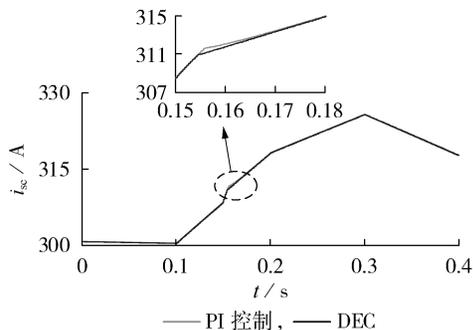


图 10 直流侧电压指令突变时的超导磁体电流

Fig.10 Superconducting magnet current when DC-side voltage instruction changes suddenly

3.4 算例 4

本算例在系统稳定运行时改变交流侧的电感参数用于测试所提方法的鲁棒性。设置电感值为 2、5、8 mH,模拟在实际运行中可能出现的参数摄动对

控制器性能的影响,仿真结果见图11。

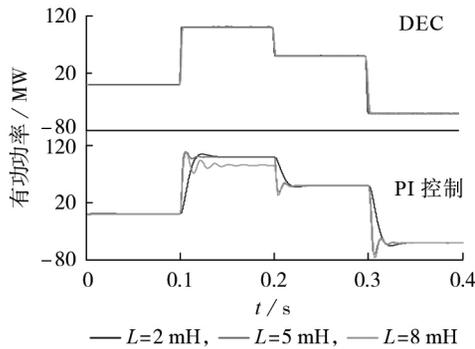


图11 改变电感时的交流侧功率

Fig.11 AC-side power when inductance changes

图11表示改变交流侧电感时,PI控制和DEC下的交流侧有功功率对比。由图可知,在改变电感参数时,因PI控制只能局部稳定这一特性,导致PI控制下的功率振荡较大,且不能较快地追踪指令,鲁棒性较差;而采用DEC方法时,虽然也会发生功率波动,但很快恢复平稳,说明其鲁棒性较好,信号追踪的能力强。

3.5 算例5

在系统稳定运行时,模拟交流侧电压暂降,假设在0.15~0.18 s时电网电压下降至0.6 p.u.,观察此时的功率曲线变化。

图12对比了电压暂降时2种控制方法下的功率。从图中可以看出,当发生电压扰动时,DEC在10 ms内就恢复平衡,有功功率虽有一定的波动,但受到的影响较小;而在PI控制下,无功功率波动非常大,且需要50 ms才能恢复平衡,且其无功功率也受到较大的影响。因此仿真结果证明了DEC方法的优越性。

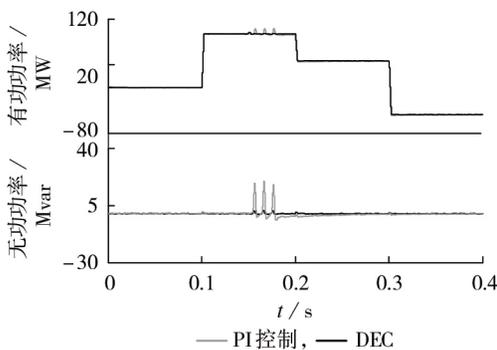


图12 电压暂降时的功率对比

Fig.12 Comparison of power when voltage drops

由上述算例仿真结果可得出PI控制在功率指令突变、改变电压指令、改变电感指令、电压暂降等方面无法满足响应速度快、鲁棒性高的要求,且因为参数的影响,其抗扰动的能力较差。相比于PI控制,本文所提DEC方法则具有较高的鲁棒性,在上

述算例仿真中的效果更好。

4 结论

本文研究了一种基于DEC的SMES控制策略,首先对SMES系统的交流侧和直流侧分别进行数学建模,然后提出一种基于DEC的方法,并建立了交、直流侧的DEC控制器,最后对该控制器进行了算例仿真,通过改变功率、电压等指令,与传统PI控制进行对比,证明了DEC具有响应速度快、瞬态性能好、鲁棒性强的特点。但本文也存在一些不足之处:目前DEC中最重要的2个参数 m 和 K 的选取为定量选取,后续将分析这2个控制参数在不同时间尺度上的选取方法;本文的控制思想是通过迫使状态误差遵循特定的路径来减少误差,从而确保随着时间的推移误差状态趋近于0,本文中选取的演化路径为指数函数,而演化路径是否能用其他函数来代替,则是下一步的研究要点。

参考文献:

- [1] SPAGNUOLO G, PETRONE G, ARAUJO S V, et al. Renewable energy operation and conversion schemes: a summary of discussions during the seminar on renewable energy systems[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2010, 4(1): 38-51.
- [2] 王丹. 超导磁储能系统控制策略的研究[J]. 电气传动自动化, 2015, 37(4): 31-34.
WANG Dan. Research on control strategies of the SMES system[J]. Electrical Drive Automation, 2015, 37(4): 31-34.
- [3] 戴少涛, 王邦柱, 马韬. 超导磁储能系统发展现状与展望[J]. 电力建设, 2016, 37(8): 18-23.
DAI Shaotao, WANG Bangzhu, MA Tao. Superconducting magnetic energy storage system: status and prospect[J]. Electric Power Construction, 2016, 37(8): 18-23.
- [4] 徐国栋, 程浩忠, 马紫峰, 等. 用于平滑风电出力的储能系统运行与配置综述[J]. 电网技术, 2017, 41(11): 3470-3479.
XU Guodong, CHENG Haozhong, MA Zifeng, et al. An overview of operation and configuration of energy storage systems for smoothing wind power outputs[J]. Power System Technology, 2017, 41(11): 3470-3479.
- [5] 林晓冬, 雷勇. SMES/BESS储能变流器在微电网中的控制策略研究[J]. 电网技术, 2018, 42(5): 1458-1466.
LIN Xiaodong, LEI Yong. Research on control strategy of SMES/BESS energy storage converters in microgrid[J]. Power System Technology, 2018, 42(5): 1458-1466.
- [6] 李涛, 程启明, 程尹曼, 等. 基于E-L模型的Z源T型逆变器无源控制策略研究[J]. 电网技术, 2018, 42(7): 2303-2311.
LI Tao, CHENG Qiming, CHENG Yinman, et al. Research on passivity-based control strategy of Z-source T-type inverter based on E-L model[J]. Power System Technology, 2018, 42(7): 2303-2311.
- [7] 辛征, 魏莉, 施啸寒. SMES装置用电压源型变流器双闭环功率控制系统设计[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(12): 168-173, 193.
XIN Zheng, WEI Li, SHI Xiaohan. Design of double closed-loops control system of VSC used in SMES device[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(12): 168-173, 193.
- [8] CHOUBDARI OMRAN K, MOSALLANEJAD A. SMES/battery hybrid energy storage system based on bidirectional Z-source inverter for electric vehicles[J]. IET Electrical Systems in

- Transportation, 2018, 8(4):215-220.
- [9] PENTHIA T, PANDA A K, SARANGI S K. Implementing dynamic evolution control approach for DC-link voltage regulation of superconducting magnetic energy storage system [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2018, 95:275-286.
- [10] GIL-GONZÁLEZ W, MONTOYA O D. Passivity-based PI control of a SMES system to support power in electrical grids: a bilinear approach [J]. Journal of Energy Storage, 2018, 18: 459-466.
- [11] 赵巧妮, 夏益辉. 单相PWM整流器比例谐振与阻尼控制研究 [J]. 电气传动, 2018, 48(11):30-33.
ZHAO Qiaoni, XIA Yihui. Research on single-phase proportional resonant PWM rectifier based on input current damping control [J]. Electric Drive, 2018, 48(11):30-33.
- [12] MENG Y Q, SHANG S N, ZHANG H T, et al. IDA-PB control with integral action of Y-connected modular multilevel converter for fractional frequency transmission application [J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2018, 12(14):3385-3397.
- [13] 陈龙, 卢旺. 基于滑模变结构控制的Buck型DC/DC变换器实验研究 [J]. 实验技术与管理, 2017, 34(11):65-70.
CHEN Long, LU Wang. Research on experiment of Buck type DC/DC converter based on sliding mode variable structure control [J]. Experimental Technology and Management, 2017, 34(11):65-70.
- [14] 陈华. 基于端口受控哈密顿模型的永磁同步直线电机无源控制 [D]. 郑州: 郑州大学, 2015.
CHEN Hua. Base on port-controlled Hamiltonian model of permanent magnet synchronous linear motor passivity-based control [D]. Zhengzhou: Zhengzhou University, 2015.
- [15] WAN Y, ZHAO J. Extended backstepping method for single-machine infinite-bus power systems with SMES [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(3):915-923.
- [16] BAO X W, ZHUO F, TIAN Y, et al. Simplified feedback linearization control of three-phase photovoltaic inverter with an LCL filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6):2739-2752.
- [17] XING Y Q, JIN J X, WANG Y L, et al. An electric vehicle charging system using an SMES implanted smart grid [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7): 1-4.
- [18] MOHANTY P R, PANDA A K. A nonlinear control scheme based on dynamic evolution path theory for improved dynamic performance of boost PFC converter working on nonlinear features [J]. ISA Transactions, 2016, 65:254-261.
- [19] PANDA A K, MOHANTY P R, PATNAIK N, et al. Closed-loop-controlled cascaded current-controlled dynamic evolution control-based voltage-doubler PFC converter for improved dynamic performance [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4):1884-1891.
- [20] SAMOSIR A S, YATIM A H M. Dynamic evolution controller for single phase inverter application [C] // 2009 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications. Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2009: 1-6.
- [21] SAMOSIR A S, YATIM A H M. Dynamic evolution control for synchronous buck DC-DC converter: theory, model and simulation [J]. Simulation Modelling Practice and Theory, 2010, 18(5):663-676.
- [22] SAMOSIR A S, SUTIKNO T, MOHD YATIM A H. Dynamic evolution control for fuel cell DC-DC converter [J]. Telecommunication Computing Electronics and Control, 2011, 9(1): 183-190.
- [23] 郭鑫, 任海鹏. 三相PWM变换器的鲁棒变结构控制 [J]. 自动化学报, 2015, 41(3):601-610.
GUO Xin, REN Haipeng. Robust variable structure control for three-phase PWM converter [J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(3):601-610.

作者简介:



朱英伟

朱英伟(1982—),男,湖北枣阳人,副教授,博士,主要研究方向为超导磁储能、电磁发射技术;

付伟真(1995—),女,安徽宿州人,硕士研究生,通信作者,主要研究方向为超导磁储能以及混合控制系统的技术与应用 (E-mail: 352526963@qq.com);

林晓冬(1993—),男,四川成都人,硕士研究生,主要研究方向为混合储能系统的控制与优化、超导应用技术。

(编辑 陆丹)

Control strategy of SMES converter based on dynamic evolution theory

ZHU Yingwei, FU Weizhen, LIN Xiaodong, YANG Haohan

(College of Electrical Engineering and Information Technology, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: The converter and its control method in SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) have a great impact on the energy storage efficiency and reliability operation of SMES. The traditional PI (Proportional Integral) control methods are difficult to set the parameters and easy to overshoot, which cannot be applied to complex nonlinear system. Therefore, a DEC (Dynamic Evolution Control) method is proposed, which is a nonlinear control strategy. The main idea is to force the error function to approach 0 with time according to the evolution path, which effectively improves the stability and robustness of SMES system during operation. The effectiveness of the proposed control method under different examples is verified in MATLAB/Simulink, and simulative results show that the proposed method has the characteristics of fast response speed, strong robustness and high stability.

Key words: SMES; converter; PI control; dynamic evolution control; robustness; control strategy