基于改进嵌入式SOGI-FLL的储能变换器 虚拟惯量控制策略

石荣亮¹,张烈平¹,于雁南¹,张 兴² (1. 桂林理工大学 机械与控制工程学院,广西 桂林 541004; 2. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院,安徽 合肥 230009)

摘要:针对储能变换器采用二阶广义积分器-锁频环(SOGI-FLL)的虚拟惯量控制策略,易受电网谐波和直流 分量干扰而存在纹波的问题,提出一种基于改进嵌入式二阶广义积分器-锁频环(IESOGI-FLL)的虚拟惯量控 制策略。将多重频率自适应陷波器与基于二阶广义积分器原理的频率自适应滤波器嵌入SOGI-FLL的控制 系统中形成IESOGI-FLL;分别建立SOGI-FLL和IESOGI-FLL检测电网频率微分信号的小信号模型,给出二者 的参数设计过程;基于MATLAB/Simulink软件进行仿真对比研究,并搭建了一套柴储微电网系统实验平台, 仿真与实验结果均验证了所提控制策略的有效性。

关键词:储能变换器;二阶广义积分器-锁频环;虚拟惯量;电网谐波;直流分量;频率微分信号
 中图分类号:TM 46
 文献标志码:A
 DOI:10.16081/j.epae.202012003

0 引言

光伏、风电等可再生能源通过快速功率变换器 接口接入电网,但是由于缺少机械旋转部件,无法向 电网提供相应的惯量支撑,导致电网的等效惯量 大幅降低,给电网的安全与可靠运行带来了严峻的 挑战^[1]。电网等效惯量的减少将会带来频率幅值偏 差加大以及频率变化率 RoCoF(Rate of Change of Frequency)加快的频率稳定性问题^[2:3]。为了提高电 网的等效惯量,有必要对传统功率变换器的控制策 略加以改进,即引入虚拟惯量控制策略,以增强电网 运行的频率稳定性^[4]。

目前,已公开报道的基于频率微分原理的虚拟 惯量控制策略主要包括基于锁相环 PLL (Phase Locked Loop)的频率微分运算^[5-6]、PLL频率动态调 节直流电压^[7]以及二阶广义积分器--锁频环 SOGI-FLL(Second Order Generalized Integrator-based Frequency Locked Loop)^[8]这3种。文献[6]提出对PLL 检测的电网频率进行微分运算,通过一阶低通滤波 环节后,将滤波结果直接加在功率变换器的电流参 考指令上,完成虚拟惯量控制,但微分运算易引入谐 波且滤波环节会引入控制延时。文献[7]提出通过 PLL检测的电网频率在线调节功率变换器直流侧电 容电压的方法完成虚拟惯量控制,解决了频率微分

收稿日期:2020-06-23;修回日期:2020-10-12

基金项目:广西省自然科学基金资助资助(2020JJB170004); 桂林理工大学科研启动基金资助项目(GUTQDJJ2019167) Project supported by the Natural Science Foundation of Guangxi Province(2020JJB170004) and the Scientific Research Foundation of Guilin University of Technology (GUTQDJJ2019167) 运算所带来的谐波放大问题,但只适用于直流侧电 容电压可调的功率变换器场景。文献[8]提出利用 SOGI-FLL检测电网频率微分信号,并将检测信号直 接应用于功率变换器的电流指令调节,以实现虚拟 惯量控制,同样避免了频率微分运算所引入的不良 影响,但SOGI-FLL抑制电网电压扰动的能力有限, 即检测的电网频率微分信号易受电网电压谐波和直 流分量干扰而存在大量的纹波,进而影响虚拟惯量 的响应性能。

为此,本文提出一种基于改进嵌入式二阶广义 积分器-锁频环 IESOGI-FLL (Improved Embedded SOGI-FLL)检测频率微分信号的虚拟惯量控制策 略。首先,建立基于 SOGI-FLL检测频率微分信号的 小信号模型,给出其参数的设计过程,并指出其应用 的不足;然后,提出将多重频率自适应陷波器和基于 二阶广义积分器(SOGI)原理的频率自适应滤波器 嵌入 SOGI-FLL 的控制系统中形成 IESOGI-FLL 的改 进方案,建立基于 IESOGI-FLL检测频率微分信号的 小信号模型,并给出其参数的设计过程;最后,利用 MATLAB / Simulink软件进行仿真对比分析,并建立 一套柴储微电网实验平台,仿真、实验结果验证了所 提基于 IESOGI-FLL 的虚拟惯量控制策略的有效性。

1 柴储微电网的系统结构和频率控制

本文所研究的柴储微电网系统的结构^[9]见附录 A图A1。系统的组成单元主要包括微电网中央控 制器MGCC(MicroGrid Central Controller)、柴油发 电机组DGS(Diesel Generator Set)、蓄电池储能单 元、储能变换器ESC(Energy Storage Converter)和用 电负荷等。其中,DGS具有较小的转动惯量与较慢 的调速性能,在给动态变化率较高的负荷供电时,其 输出频率将产生较大幅度的波动^[10]。为了增加系统 的等效惯量,需要将虚拟惯量控制策略加入ESC的 控制系统中,以提升柴储微电网系统的频率稳定性。

当柴储微电网中的ESC采用基于频率微分原理的虚拟惯量控制策略时,系统的频率协调控制结构框图如图1(a)所示^[11]。图中, P_m 、 P_e 分别为机械功率、电磁功率; ω_r 分别为DGS转速给定值、实际值; T_a 为发动机的延迟时间常数; T_i (i=1,2,...,5)为各机械环节的等效时间常数; T_j 为发电机的惯量时间常数;K为等效增益; P_J 为ESC提供的惯量功率;H为惯量时间常数。虚拟惯量控制结构框图如图1(b)所示^[10]。图中, u_{gabe} 、 ω_g 、 U_{gref} 分别为电网的三相电压、角频率、电压幅值; i_{dref} 、 P_{ref} 分别为ESC的有功电流参考值、有功功率参考值。虚拟惯量控制策略基本控制原理的数学表达式如式(1)所示^[12]。

$$P_{\rm I} = -H {\rm d}\omega_{\rm r}/{\rm d}t \tag{1}$$





由式(1)可知,为了实现虚拟惯量控制,需要准确检测电网频率的微分信号 $d\omega_i/dt$,并将H作为比例控制增益,输入ESC的虚拟惯量控制器,而 P_1 作为其输出功率的参考指令值。ESC的电流内环采用PI调节器完成对 i_{dref} 的无静差跟踪。PI调节器比例系数与积分系数的设计过程可参考文献[12],本文不再赘述。值得指出的是,在忽略锁频环(FLL)的响应延时且检测频率微分信号准确的前提下,满足 $d\omega_g/dt = d\omega_r/dt$,即基于图2(b)所示的控制结构可以完成式(1)所描述的虚拟惯量控制策略。

2 SOGI-FLL的小信号模型与参数设计

SOGI-FLL的控制框图见附录B图B1,其中图B1 (a)为单相SOGI-FLL的控制框图,图B1(b)为三相 SOGI-FLL的控制框图^[13]。下文通过建立SOGI-FLL 的小信号模型,并给出参数设计过程,以分析其检测 频率微分信号和实现虚拟惯量控制策略的响应特性。

由附录B图B1可知,三相SOGI-FLL能够近似 等效为2个单相SOGI-FLL。为了简化理论分析过 程,可通过建立单相SOGI-FLL的小信号建模,等效 分析三相SOGI-FLL检测频率微分信号的响应性能。 SOGI的输入信号 u_g 与输出信号 u_d 、 u_q 间的关系可表示为^[14]:

$$H_1(s) = \frac{u_d(s)}{u_g(s)} = \frac{K_p \omega_g s}{s^2 + K_p \omega_g s + \omega_g^2}$$
(2)

$$H_{2}(s) = \frac{u_{q}(s)}{u_{g}(s)} = \frac{K_{p}\omega_{g}^{2}}{s^{2} + K_{p}\omega_{g}s + \omega_{g}^{2}}$$
(3)

其中, K_p 为SOGI-FLL的PI调节器的比例系数。 $H_1(s)$ 可当作一台带通滤波器,且 K_p 决定了其控制带宽,即 K_p 的值越大,其动态响应速度越快,但带通选择性越差。 $H_2(s)$ 可当作一台低通滤波器。其中, u_a 与 u_g 的基波分量幅值相同、相位相同; u_q 与 u_g 的基波分量幅值相同、相位相同; u_q 与 u_g 的基波分量幅值相同、例本

由附录B图B1(a)可得SOGI-FLL的状态空间方程为:

$$\dot{u}_{d} = \boldsymbol{\omega}_{g} [K_{p}(u_{g} - u_{d}) - u_{q}]$$

$$\tag{4}$$

$$\dot{u}_q = \omega_g u_d \tag{5}$$

$$\dot{\boldsymbol{\nu}}_{g} = -K_{i}(\boldsymbol{u}_{g} - \boldsymbol{u}_{d})\boldsymbol{u}_{q} \approx 0.5 U_{g}^{2} K_{i}(\boldsymbol{\theta}_{0} - \boldsymbol{\varphi})$$
(6)

其中, K_i 为SOGI-FLL的PI调节器的积分系数; U_s 和 θ_0 分别为电网的电压幅值和相位; φ 为SOGI-FLL检 测的电网电压相位,如式(7)所示。

$$\varphi = \arctan\left(u_a/u_d\right) \tag{7}$$

对式(7)求导可得:

$$\dot{\rho} = \frac{u_d \dot{u}_q - \dot{u}_d u_q}{u_d^2 + u_q^2} = \frac{u_d \dot{u}_q - \dot{u}_d u_q}{U_g^2} \tag{8}$$

将式(4)—(6)代入式(8)并化简,可得:

$$\dot{\varphi} = \frac{(u_d^2 + u_q^2)\omega_g - K_p \omega_g u_q (u_g - u_d)}{U_g^2} = \frac{K_p \omega_g}{K_p \omega_g} = \frac{K_p \omega_g}{K_p \omega_g}$$

$$w_{g} + \frac{1}{K_{i}U_{g}^{2}} w_{g} \sim w_{g} + \frac{1}{K_{i}U_{g}^{2}} w_{g}$$
 (9)
根据式(6)和式(9)可得到 SOGL-FLL 的相位小

根据式(6)和式(9)可得到SOGI-FLL的相位小信号模型,如图2所示。

$$\xrightarrow{\theta_0} \underbrace{0.5U_g^2 K_i}_{\bullet} \underbrace{\dot{\omega}_g} \xrightarrow{1/s} \underbrace{\phi_g}_{\bullet} \underbrace{1/s}_{\bullet} \underbrace{\phi_g}_{\bullet} \underbrace{1/s}_{\bullet} \underbrace{\phi_g}_{\bullet} \underbrace{1/s}_{\bullet} \underbrace{\phi_g}_{\bullet} \underbrace{1/s}_{\bullet} \underbrace{\phi_g}_{\bullet} \underbrace{0.5U_g^2 K_i}_{\bullet} \underbrace{\phi_g}_{\bullet} \underbrace{\phi$$

图2 SOGI-FLL的相位小信号模型

Fig.2 Phase small-signal model of SOGI-FLL

根据图 2 可以得到 SOGI-FLL 的相位闭环传递 函数 $G_{\text{el}}(s)$ 为:

$$G_{\rm p1}(s) = \frac{\varphi(s)}{\theta_0(s)} = \frac{0.5K_{\rm p}\omega_0 s + 0.5K_{\rm i}U_{\rm g}^2}{s^2 + 0.5K_{\rm p}\omega_0 s + 0.5K_{\rm i}U_{\rm g}^2} \quad (10)$$

根据 $\omega_0(s) = s\theta_0(s)$ 可以得到SOGI-FLL的频率闭 环传递函数 $G_{u1}(s)$ 为:

$$G_{\omega_1}(s) = \frac{\omega_{\rm g}(s)}{\omega_0(s)} = \frac{0.5K_{\rm i}U_{\rm g}^2}{s^2 + 0.5K_{\rm p}\omega_0 s + 0.5K_{\rm i}U_{\rm g}^2} \quad (11)$$

式(11)表明,SOGI-FLL的输入频率与输出频率 之间的传递函数是一个典型的二阶系统。值得指出 的是,通常将典型二阶系统的阻尼系数 ζ 设定为 $1/\sqrt{2}$,以折中系统的超调量与稳定时间^[15]。因此, 系统的自然振荡角频率 ω_m 和 ζ 可表示为:

$$\begin{cases} \omega_{\rm m} = U_{\rm g} \sqrt{K_{\rm i}/2} , \, \zeta = \frac{K_{\rm p} \omega_0}{2U_{\rm g} \sqrt{2K_{\rm i}}} \\ K_{\rm i} = K_{\rm p}^2 \omega_0^2 / (4U_{\rm g}^2) \end{cases}$$
(12)

式(12)表明,由于 K_i 可以用 K_p 表示,SOGI-FLL 的响应特性主要由 K_p 决定,即 K_p 的值越小,其谐波 抑制能力越强,但动态响应速度越慢。因此,本文将 K_p 设置为 $1/\sqrt{2}$,以最优权衡其响应速度与谐波抑制 能力之间的关系,则 K_i 也随之选定。

值得指出的是,在实际应用中电网电压通常会 含有谐波、直流分量等扰动,而SOGI-FLL在抑制电 网电压扰动方面的能力是有限的^[16],即SOGI-FLL检 测的电网频率微分信号易受谐波与直流分量的影响 而存在大量的纹波,进而恶化惯量响应性能,因此有 必要对SOGI-FLL进行改进。

3 IESOGI-FLL的小信号模型与参数设计

单相、三相IESOGI-FLL改进方案的控制框图分 别见附录C图C1和图3。图3中, u_{α} 、 u_{β} 分别为电网 电压的 α 轴、 β 轴分量; u'_{α} 、 u'_{β} 分别为电网电压经过前 级SOGI滤波后的 α 轴、 β 轴分量; $u_{\alpha d}$ 、 $u_{\alpha q}$ 分别为 u'_{α} 经 过后级SOGI滤波后的d轴、q轴分量; $u_{\mu d}$ 、 $u_{\mu q}$ 分别为 u'_{β} 经过后级SOGI滤波后的d轴、q轴分量; ξ 、 ω_n 分别 为多重频率自适应陷波器的品质因数、陷波角频率, 且有 $\omega_n = n\omega_g$ ($n = 3, 5, 7, \cdots$); K_{p2} 为前级SOGI的比 例系数; K_{p1} 、 K_{i1} 分别为后级SOGI-FLL的比例系数与 积分系数。

一方面,加入多重陷波器的目的是为了滤除电 网电压所包含的特征次谐波对检测频率微分信号的 干扰;另一方面,前级嵌入基于SOGI原理的频率自 适应滤波器的目的是为了进一步消除电网电压所包 含的直流分量与谐波对检测频率微分信号的影响, 并将 IESOGI-FLL 检测得到的 ω,作为多重陷波器与 前级 SOGI 的频率输入信号以实现频率自适应。值得指出的是,多重陷波器只对电网电压所包含的特征次谐波起陷波作用,而对基波分量几乎不产生影响,且IESOGI-FLL只利用电压的基波分量来检测电网频率微分信号,故在对 IESOGI-FLL进行小信号建模的过程中可忽略多重陷波器的影响。

鉴于上述结论, IESOGI-FLL的结构可近似将前级 SOGI 嵌入后级 SOGI-FLL 的控制系统而构成, 且前级 SOGI 的频率输入信号 ω_s 由通过后级的 SOGI-FLL 直接给出,因此可以得到 IESOGI-FLL 的相位小信号模型如图4所示。

$$\theta_0 \xrightarrow{+} \bigotimes_{l=0}^{+} \underbrace{K_{p2}\omega_0/2}_{l=0} \xrightarrow{+} \underbrace{K_{p2}\omega_0/2}_{l=0} \xrightarrow{+} \underbrace{K_{p1}\omega_0/2}_{l=0} \xrightarrow{+} \underbrace{K_{p2}\omega_0/2}_{l=0} \xrightarrow{+} \underbrace{K_{p2}\omega_0/2}_{l=0}$$

图4 IESOGI-FLL的相位小信号模型

Fig.4 Phase small-signal model of IESOGI-FLL

根据图4所示小信号模型,可得到IESOGI-FLL的相位闭环传递函数 $G_{\mu 2}(s)$ 和频率闭环传递函数 $G_{\mu 2}(s)$ 和频率闭环传递函数 $G_{\omega 2}(s)$ 分别为:

$$G_{\rm p2}(s) = \varphi(s)/\theta_0(s) =$$

$$\frac{K_{p1}K_{p2}\omega_0^2 s + K_{p2}\omega_0 K_{i1}U_g^2}{4s^3 + 2K_{p2}\omega_0 s^2 + K_{p1}K_{p2}\omega_0^2 s + K_{p2}\omega_0 K_{i1}U_g^2}$$
(13)

$$G_{\omega_2}(s) = \omega_{\rm g}(s)/\omega_0(s) = \frac{K_{\rm p2}\omega_0 K_{\rm i1} U_{\rm g}^2/4}{s^3 + \frac{K_{\rm p2}\omega_0}{2}s^2 + \frac{K_{\rm p1}K_{\rm p2}\omega_0^2}{4}s + \frac{K_{\rm p2}\omega_0 K_{\rm i1} U_{\rm g}^2}{4}}$$
(14)

同时根据图 4, 可得 IESOGI-FLL 的相位误差信 号至其检测相位的开环传递函数为:

$$\frac{\varphi(s)}{\theta_0(s) - \varphi(s)} = \frac{K_{\rm p1} K_{\rm p2} \omega_0^2 [s + K_{\rm i1} U_g^2 / (K_{\rm p1} \omega_0)]}{4s^2 (s + K_{\rm p2} \omega_0 / 2)} \quad (15)$$

根据式(15)的表示形式,本文采用对称最优化 方法对 IESOGI-FLL 的主要参数进行设计^[17-18]。根 据文献[18]提出的对称最优化方法,闭环系统所对 应的标准开环传递函数可表示为:

$$G_{o}(s) = \frac{\omega_{m}}{s + \omega_{m}} \frac{k_{p}s + k_{i}}{s^{2}} = \frac{\omega_{m}k_{p}(s + k_{i}/k_{p})}{s^{2}(s + \omega_{m})} \quad (16)$$



图 3 三相 IESOGI-FLL 的控制结构框图 Fig.3 Control block diagram of three-phase IESOGI-FLL

其中, ω_{m} 、 k_{p} 、 k_{i} 为开环系统的控制参数,开环极点 $\omega_{m} = b^{2}k_{i}/k_{p}$,b为一正数。根据式(16)可得系统的相 位裕度 δ_{PM} 为:

$$\delta_{\rm PM} = \arctan\left(k_{\rm p}\omega_{\rm c}/k_{\rm i}\right) - \arctan\left(\omega_{\rm c}/\omega_{\rm m}\right) \qquad (17)$$

其中, ω_{c} 为转折角频率。当 $\omega_{c} = \omega_{m}/b = bk_{i}/k_{p} = (\omega_{m}k_{i}/k_{p})^{1/2}$ 时, δ_{PM} 取得最大值, 即 $\delta_{PM_{max}} = \arctan[(b^{2} - 1)/(2b)]$,此时有:

$$\left| G_{o}(j\omega_{c}) \right| = \frac{\omega_{m}k_{p}\sqrt{\omega_{c}^{2} + (k_{i}/k_{p})^{2}}}{\omega_{c}^{2}\sqrt{\omega_{c}^{2} + \omega_{m}^{2}}} = \frac{k_{p}}{\omega_{c}} = 1 \quad (18)$$

基于上述分析结果,可得到 $k_p = \omega_c, k_i = \omega_c/b$, $\omega_m = b\omega_c$ 。同理,将对称最优化方法应用于式(15) 可得:

$$\begin{cases} K_{\rm p1} = 2\omega_{\rm e}/\omega_0, \ K_{\rm p2} = 2b\omega_{\rm e}/\omega_0 \\ K_{\rm i1} = 2\omega_{\rm e}^2/(bU_{\rm g}^2) \end{cases}$$
(19)

根据式(19)可知, K_{p1} 主导 IESOGI-FLL 的转折 角频率,即控制带宽, K_{p2} 主要影响其相位裕度。另 外,式(14)的特征多项式可表示为:

$$s^{3} + \frac{K_{p2}\omega_{0}s^{2}}{2} + \frac{K_{p1}K_{p2}\omega_{0}^{2}s}{4} + \frac{K_{p2}\omega_{0}K_{i1}U_{g}^{2}}{4} = s^{3} + b\omega_{c}s^{2} + b\omega_{c}^{2}s + \omega_{c}^{3} = (s + \omega_{c})[s^{2} + (b - 1)\omega_{c}s + \omega_{c}^{2}] \quad (20)$$

根据式(20)可知,IESOGI-FLL的阻尼系数为 (b-1)/2,当选定 $b-1=\sqrt{2}$,即 $b=\sqrt{2}+1$,也即阻尼 系数为 $1/\sqrt{2}$,以最优折中系统的超调量与稳定时间 之间的关系时, $\delta_{PM}=45^\circ$ 。另外,为了公平起见,本文 设定 ESOGI-FLL的控制带宽 ω_e 与 SOGI-FLL的自然 振荡角频率 ω_m 相等,即 $\omega_e = \omega_m$,则 $K_{\mu 1}$ 、 $K_{\mu 2}$ 和 K_{i1} 也随 之选定。综上所述,可得容量为100 kV·A的ESC主 要参数如附录C表C1所示。

4 仿真与实验验证

为了验证本文所提IESOGI-FLL检测电网电压频率微分信号的可行性与优越性,利用MATLAB/ Simulink软件搭建了一套如附录A图A1所示的柴储 微电网系统仿真平台,并将图1(b)所示的虚拟惯量 控制策略应用于容量为100kV·A的ESC控制中,且 设置n为5和7,其他仿真参数如附录C表C1所示。

在仿真过程中,ESC分别采用 SOGI-FLL 和本 文所提 IESOGI-FLL 检测电网频率微分信号,并设置 了如下 3 种仿真工况:工况 1,在 0.5 s时电网频率以 1 Hz / s的速率上升,并在 0.8 s时恢复正常;工况 2, 电网电压中含有 5、7 次谐波,且电压谐波的幅值为 $V_s = V_7 = 0.01$ p.u;工况 3,电网A 相电压中含有幅值 为 0.1 p.u 的直流分量。3 种仿真工况的 RoCoF 仿真 结果对比如图5 所示。

由图 5(a)可知, SOGI-FLL 与 IESOGI-FLL 具备相同的控制带宽,在检测不含 5、7次电压谐波与直



Fig.5 Comparison of simulative results among three

simulation conditions

流分量电网的RoCoF信号时具有相近的动态响应性能,且二者均能够准确检测电网的频率微分信号;由图5(b)可知,相较于SOGI-FLL,IESOGI-FLL在电网包含5、7次电压谐波扰动的工况下,具有更优越的谐波抑制能力,即IESOGI-FLL能够排除5、7次电压谐波的干扰,可以准确检测电网频率微分信号,而SOGI-FLL的检测结果中包含大量的纹波扰动分量; 由图5(c)可知,相较于SOGI-FLL,IESOGI-FLL在电网电压包含直流分量扰动的工况下,同样具备更优越的直流分量抑制能力,即IESOGI-FLL能够消除直流分量的干扰,可以准确检测电网频率微分信号,而SOGI-FLL的检测结果中包含了较大的脉动分量。

为了进一步验证本文所提基于 IESOGI-FLL 的 虚拟惯量控制策略的有效性,搭建了一套柴储微电 网系统实验平台,其中 440 kW DGS 的实验平台见 附录D图D1(a),储能微电网的实验平台见附录D图 D1(b)。储能微电网实验平台主要包括2台容量为 100 kV·A 的 ESC(其参数与仿真参数相同)、2台容 量为100 kV·A 的双向可控整流器(用作蓄电池模拟 器)和1个250 kW 可调电阻负载。

值得指出的是,根据图5所示仿真对比结果可知,相较于SOGI-FLL,本文所提IESOGI-FLL在抑制

谐波和直流分量扰动方面具备更优越的性能,但受限于文章篇幅,仅对基于IESOGI-FLL的虚拟惯量控制策略在改善柴储微电网系统的频率稳定性方面进行实验验证。图6为单台ESC采用图1(a)所示虚拟惯量控制策略(H取值为11、7、3s)后与DGS并联系统在拖动100kW阶跃负载动态过程中的响应波形。图中,f为微电网系统的频率;P_{ESC}为ESC输出的有功功率;P_{DGS}为DGS输出的有功功率。图6中系统频率的李雅普诺夫图见附录D图D2。





Fig.6 Experimental results of frequency stability with virtual inertia control strategy based on IESOGI-FLL

由图6与附录D图D2可知,基于IESOGI-FLL的 虚拟惯量控制策略可有效提高柴储微电网系统的频 率稳定性,且在同等阶跃负载条件下,随着H的增加,系统的频率幅值偏差及其变化率均减小,但也需 要配置储能容量更大的电池以满足ESC的出力需 求。另一方面,从P_{ESC}曲线可以看出,ESC采用所提 IESOGI-FLL可避免频率微分运算所引入的谐波放 大,并消除了电网中特征次电压谐波与直流分量的 干扰,故其输出功率P_{ESC}中并没有包含大量的纹波 成分和脉动分量。

5 结论

针对已有基于 SOGI-FLL 的虚拟惯量控制策略 易受电网中电压谐波与直流分量干扰的问题,进行 改进虚拟惯量控制策略的研究与设计,所得结论 如下:

(1)对 SOGI-FLL 与 IESOGI-FLL 方案进行小信 号建模与参数设计,结果表明二者在检测正常电网 的频率微分信号方面具有相近的响应特性;

(2) 仿真对比 ESC 采用 SOGI-FLL 和 IESOGI-FLL方案检测含谐波电压与直流分量电网的频率微 分信号,结果验证了后者在抑制电压谐波与直流分 量扰动方面的能力均明显优于前者; (3)进行 ESC 与 DGS 并联运行时的负载阶跃实验,结果验证了基于 IESOGI-FLL 的虚拟惯量控制策略可有效提高柴储微电网系统的频率稳定性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

 [1] 石荣亮,张兴,徐海珍,等.基于虚拟同步发电机的微网运行模式无缝切换控制策略[J].电力系统自动化,2016,40(10): 16-23.

SHI Rongliang, ZHANG Xing, XU Haizhen, et al. Seamless switching control strategy for microgrid operation modes based on virtual synchronous generator[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(10):16-23.

[2] 石荣亮,张兴,徐海珍,等. 基于虚拟同步发电机的多能互补孤 立型微网运行控制策略[J]. 电力系统自动化,2016,40(18): 32-40.

SHI Rongliang, ZHANG Xing, XU Haizhen, et al. Operation control strategy for multi-energy complementary isolated microgrid based on virtual synchronous generator [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(18): 32-40.

- [3] SHI Rongliang, ZHANG Xing, HU Chao, et al. Self-tuning virtual synchronous generator control for improving frequency stability in autonomous photovoltaic-diesel microgrids[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2018, 6(3): 482-494.
- [4] 赵婷,吕志鹏,刘国宇,等.虚拟同步机技术系列标准解读[J]. 供用电,2019,36(4):13-17,36.
 ZHAO Ting,LÜ Zhipeng,LIU Guoyu, et al. Interpretation of virtual synchronous machine technology series standards[J]. Distribution & Utilization,2019,36(4):13-17,36.
- [5] DUCKWITZ D, FISCHER B. Modeling and design of df/dtbased inertia control for power converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5 (4):1553-1564.
- [6] RAKHSHANI E, RODRIGUEZ P. Inertia emulation in AC / DC interconnected power systems using derivative technique considering frequency measurement effects [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(5):3338-3351.
- [7] FANG J Y,LI H C,TANG Y, et al. Distributed power system virtual inertia implemented by grid-connected power converters
 [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8488-8499.
- [8] FANG J Y, ZHANG R Q, LI H C, et al. Frequency derivative-based inertia enhancement by grid-connected power converters with a frequency-locked-loop[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(5):4918-4927.
- [9] 石荣亮. 多能互补微电网中的虚拟同步发电机(VSG)控制研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2017.
 SHI Rongliang. Research on Virtual Synchronous Generator (VSG) in the multi-energy complementary microgrid[D]. Hefei; Hefei University of Technology,2017.
- [10] 石荣亮,张兴,徐海珍,等.光储柴独立微电网中的虚拟同步发 电机控制策略[J].电工技术学报,2017,32(23):127-139.
 SHI Rongliang, ZHANG Xing, XU Haizhen, et al. A control strategy for islanded photovoltaic-battery-diesel microgrid based on virtual synchronous generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(23):127-139.
- [11] 石荣亮,张兴,刘芳,等. 虚拟同步发电机及其在多能互补微 电网中的运行控制策略[J]. 电工技术学报,2016,31(20): 170-180.

SHI Rongliang, ZHANG Xing, LIU Fang, et al. Control technologies of multi-energy complementary microgrid operation based on virtual synchronous generator [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20):170-180.

- [12] 石荣亮,张兴,徐海珍,等. 基于自适应模式切换的虚拟同步发 电机功率控制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(12):127-137.
 SHI Rongliang, ZHANG Xing, XU Haizhen, et al. The active and reactive power control of virtual synchronous generator based on adaptive mode switching[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(12):127-137.
- [13] DEHGHANI ARANI Z,TAHER S A,GHASEMI A,et al. Application of multi-resonator notch frequency control for tracking the frequency in low inertia microgrids under distorted grid conditions[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 337-349.
- [14] 石荣亮,张兴,刘芳,等.不平衡与非线性混合负载下的虚拟同 步发电机控制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(22): 6086-6095.

SHI Rongliang, ZHANG Xing, LIU Fang, et al. A control strategy for unbalanced and nonlinear mixed loads of virtual synchronous generators[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(22): 6086-6095.

- [15] OGATA K, YANG Y. Modern control engineering [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1970: 577-582.
- [16] GOLESTAN S, GUERRERO J M, VASQUEZ J C, et al. Mode-

ling, tuning, and performance comparison of second-order-generalized-integrator-based FLLs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10229-10239.

- [17] LEONHARD W. Control of electrical drives[M]. New York, USA:Springer, 2012:77-86.
- [18] GOLESTAN S, MONFARED M, FREIJEDO F D, et al. Design and tuning of a modified power-based PLL for single-phase grid-connected power conditioning systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8):3639-3650.

作者简介:



石荣亮(1987—),男,上海人,讲师,博 士,主要研究方向为分布式发电技术、虚拟同 步发电机及其应用技术(E-mail:shirl163@ 163.com);

张烈平(1971—),男,广西桂林人,教授,博士,主要研究方向为检测与传感器技术、系统优化与调度(E-mail:25761108@qq. com);

张 兴(1963—),男,安徽合肥人,教 授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为特种电源、大功率 风力发电用变流器、大型光伏并网发电技术(E-mail:honglf@ ustc.edu.cn)。

(编辑 陆丹)

Virtual inertia control strategy of energy storage converter based on improved embedded SOGI-FLL

SHI Rongliang¹, ZHANG Lieping¹, YU Yannan¹, ZHANG Xing²

(1. College of Mechanical and Control Engineering, Guilin University of Technology, Guilin 541004, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: The SOGI-FLL (Second Order Generalized Integrator-based Frequency Locked Loop)-based virtual inertia control strategy of energy storage converter suffers from oscillatory ripples due to the grid harmonics and DC components, so a virtual inertia control strategy based on IESOGI-FLL (Improved Embedded SOGI-FLL) is proposed. The IESOGI-FLL is formed by embedding a multi-frequency adaptive trap filter and a SOGI principle-based frequency adaptive filter into the control system of SOGI-FLL. The small signal models of SOGI-FLL and IESOGI-FLL for detecting frequency derivative signals of power grid are established respectively, and the design process of their parameters is given. Based on MATLAB / Simulink software, a set of experimental platform for the diesel-storage microgrid system is built. The simulative and experimental results verify the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: energy storage converter; SOGI-FLL; virtual inertia; grid harmonic; DC component; frequency derivative signals



Fig.A1 Structure of diesel-battery microgrid

附录 B



(b) 三相 SOGI-FLL 图 B1 SOGI-FLL 的控制结构框图 Fig.B1 Structure block diagram of SOGI-FLL control

U

附录 A

附录 C



图 C1 单相 IESOGI-FLL 的控制结构框图 Fig.C1 Structure block diagram of single-phase SOGI-FLL control

Table C1 Key parameters of ESC			
参数	取值	参数	取值
额定线电压/V	380	SOGI-FLL 的 KP	0.707
额定频率/Hz	50	SOGI-FLL 的 Ki	0.128
采样频率/kHz	5	IESOGI-FLL 的 KP2	1.209
开关频率/kHz	5	IESOGI-FLL 的 KP1	0.501
滤波电感/mH	0.56	IESOGI-FLL 的 K _{il}	0.053
滤波电容/uF	90	IESOGI-FLL 的 <i>ξ</i>	0.707

表 C1 ESC 的主要参数

附录 D



(a) DGS 实验平台



(b) 储能微电网实验平台 图 D1 柴储微电网系统实验平台 Fig.D1 Test platform of diesel-battery microgrid system

