

双馈风机附加次同步阻尼控制器抑制方法分析与优化设计

王 杨¹, 杨汉芦¹, 肖先勇¹, 周 波², 石 鹏², 王海风¹

(1. 四川大学 电气工程学院, 四川 成都 610065; 2. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610094)

摘要:次同步阻尼控制器(SSDC)抑制次同步振荡(SSO)因具有良好的抑制效果和低廉的成本而得到广泛的认可,但是现有SSDC种类众多,缺乏系统性比较。为此梳理了常见的SSDC结构及其参数设计方法,在对动态性能、鲁棒性等指标的对比中发现转子电流反馈型SSDC具有最佳的抑制效果。进一步深入研究了该SSDC参数对SSO抑制性能的影响,从而优化了参数设计,并提出基于固有频率分解算法的自适应振荡频率选取方法,实现SSDC的SSO精准抑制。对附加改进后SSDC系统进行根轨迹分析和硬件在环实验,结果表明,通过增加自适应振荡频率选取环节和优化设计参数,改进的SSDC具有更优的SSO抑制效果,且不会影响双馈风机的正常运行。

关键词:次同步振荡;次同步阻尼控制器;次同步振荡抑制;双馈风机;参数辨识

中图分类号:TM 712;TM 614

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202205046

0 引言

大规模双馈风机(DFIG)并网增加了系统发生次同步振荡(SSO)的风险,对电网的安全稳定造成了威胁^[1-3]。近年来,在美国德克萨斯州ERCOT地区和中国河北等的多座风电场都出现了SSO事件,给电力系统带来巨大的经济损失和安全隐患^[4]。针对这一问题,相关学者开展了大量研究来抑制SSO,取得了一定的成效。

目前SSO抑制策略主要分为以下2类:①策略聚焦电网侧,如安装具备SSO抑制功能的灵活交流输电系统(FACTS)装置或专门的SSO抑制装置^[5],但安装此类大容量补偿设备具有较为高昂的成本;②策略聚焦风机侧,调整风机变流器的结构或参数来抑制振荡,这类方法具有成本低、易于实现等优点,更适用于实际工程应用^[6],也是本文所关注的重点。

在风机侧的振荡抑制策略可进一步分为3类。①调整风机变流器的关键参数,文献[7]通过理论推导和仿真验证得出选择合适的控制参数可有效减少SSO发生的结论。这种方法容易实现,但是改变风机变流器的关键参数可能会影响其动态性能和故障穿越性能,因此并不是一个理想的解决方案。②利用先进的非线性控制器取代现有的比例-积分(PI)控制器,比如滑模控制、 H_∞ 、部分或完全反馈线性化

的控制器等^[8-10]。然而,这一类控制器在实际应用中受到复杂的控制结构和较大计算量的限制。此外,这些非线性控制多依赖于风机的精确建模且对外界干扰较为敏感^[6]。③在变流器的控制器中附加次同步阻尼控制器(SSDC),这种线性控制器结构简单易于实现,在实际工程中得到了较为广泛的应用^[9]。下面对常见的3种SSDC做进一步介绍:①文献[11]提出将线路补偿电容电压有效值 V_c 用作SSDC的输入控制信号,其输出被嵌入网侧变流器控制器(GSC)中,结果表明将 V_c 用作控制信号具有良好的抑制效果;②文献[12]将转子转速同时嵌入转子侧变流器控制器(RSC)的 d 轴和 q 轴的输出电压回路中,通过改进粒子群优化算法对控制器参数进行优化,从而实现了多种工况下的SSO抑制;③文献[6]利用转子电流 d 、 q 轴分量 i_{dr} 和 i_{qr} 作为输入控制信号,针对一个实际发生SSO的系统设计了转子侧SSDC,通过硬件在环实验和小信号阻抗模型验证了控制器的性能,结果表明,这种方法不影响DFIG的稳态性能、动态性能和低电压穿越能力。上述3种SSDC已较为成熟且被广泛接受,但是其控制结构具有多样性,抑制性能具有差异性,这为实际应用的选择带来了困难。

基于上述背景,本文对现有SSDC进行了系统性比较,结果表明基于 i_{dr} 和 i_{qr} 的SSDC具有最好的控制效果。因此,本文深入研究了该方法的抑制机理并做进一步改进:①通过研究该方法的抑制机理和控制器参数对性能的影响,提出控制器参数优化设计方案;②进一步提出基于固有频率分解算法(ITD)的自适应振荡频率选取方法,从而避免通过历史经验或数据离线确定带通滤波器(BPF)参数;③通过根轨迹法和硬件在环仿真实验验证了改进后方法的性能,并与原有方法比较证实了改进方法的优越性。

收稿日期:2021-10-04;修回日期:2022-01-26

在线出版日期:2022-05-11

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51907133);国网四川省电力公司科技项目(52199720002S)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51907133) and the Science and Technology Project of State Grid Sichuan Electric Power Company(52199720002S)

1 现有 SSDC 的对比

为了研究 SSDC 的性能,测试系统采用聚合了 100 台 1.5 MW 的 DFIG 的串补系统,如附录 A 图 A1 所示,系统参数来源于 ERCOT 风力发电系统^[13]。DFIG、变压器、输电线路的参数如附录 A 表 A1 所示。当风速为 9 m/s 时,将等效模型的串补度提高到 30%,系统发生 SSO。

附录 A 图 A2 展示了引言中提到的 3 种 SSDC 的结构及其嵌入点,为简化下文表述,将其依次定义为 SSDC₁—SSDC₃。其中 SSDC₁ 利用电容电压有效值作为输入控制信号,结合运行工况选择控制参数后嵌入 GSC;SSDC₂ 利用转子转速作为输入控制信号,通过二阶 BPF 选出次同步分量,再经过相位和幅值的补偿后嵌入 RSC;SSDC₃ 通过二阶 BPF 提取转子电流中的 SSO 分量,通过一个比例-积分-微分(PID)控制器补偿相位和幅值后嵌入 RSC。

后文中通过以下 3 个方面综合比较 3 种 SSDC:①SSDC 的抑制性能及鲁棒性;②SSDC 参数的适用范围;③输入控制信号的采集难度。3 种 SSDC 的参数分别采用引言所提文献中的设计方案,经验证在所用参数下每种方法的抑制效果均达到最优性能。

1.1 抑制性能及鲁棒性

在 SSO 抑制性能方面,功率波形的超调量反映了 SSDC 的抑制强度,调整时间反映了抑制速度,超调量越小,调整时间越短,对 SSO 的抑制能力越强。附录 A 图 A3(a)展示了无 SSDC 以及分别附加 3 种 SSDC 时 DFIG 输出功率的波形,附录 A 图 A3(b)展示了串补度提高时主导 SSO 模态的根轨迹。可见 SSDC₃ 具有最小超调量和最短调整时间,同时其主导 SSO 的模态距离虚轴最远,系统阻尼最大,因此该方案具有最好的抑制性能和最强的鲁棒性。

1.2 SSDC 参数的适用范围

由于 SSDC 性能具有差异性,部分 SSDC 只使用一套固定控制参数,其适用范围较小,不能在所有工况下均实现其抑制功能,此时,需要根据运行工况适当调整控制参数以扩大抑制范围。附录 A 图 A4 展示了串补度和风速在可能的范围内变化组成的 72 种工况下 3 种 SSDC 的抑制效果,各 SSDC 参数为风速 9 m/s、串补度 40% 下的最优值,所有滤波器的中心频率自适应选择为该工况下的 SSO 频率。图中每 1 格代表 1 个风速和串补度组合而成的运行工况,当采用某一 SSDC 时,被线条包围的工况数量占总工况数量的百分比表示该 SSDC 能够抑制的工况范围。以 SSDC₁ 为例,红色线条包围 43 种工况,故 SSDC₁ 仅能保证 $43 \div 72 = 59.7\% \approx 60\%$ 工况下的抑制效果。为此,文献[14]通过多模态自适应控制方法为 SSDC₁ 设计了一种辅助控制器,根据工况查表选择最佳参

数使其在更大范围实现抑制。此外,SSDC₂ 可以实现 94% 工况下抑制,SSDC₃ 可以实现全部工况抑制。考虑到 SSDC₁ 需要实时的串补度和风速信息,因此 SSDC₂ 和 SSDC₃ 具有更高的容错性能。

1.3 SSDC 输入控制信号的采集难度

SSDC 的输入控制信号应具备易于采集和快速传输的特点,从而降低信号采集所带来的时延。采集和传输串补电容电压需要设计专用的信号传递通道,而转子转速、转子电流可以就地采集,更适用于实时控制,因此 SSDC₂ 和 SSDC₃ 更适用于实际工程。

综上,SSDC₃ 具有更强的抑制能力、更广的抑制范围和简单方便的信号采集方式。因此,在后文中将进一步深入研究 SSDC₃ 的工作机理和改进方案。

2 SSDC₃ 的工作机理与改进方案

2.1 SSDC₃ 工作机理

SSDC₃ 主要由 SSO 提取模块和控制模块两部分构成,提取模块主要利用 1 个二阶 BPF 提取 SSO 分量,控制模块利用 1 个 PID 控制器来补偿被提取信号的幅值和相位^[6]。

为了更直观地解释 SSDC₃ 抑制振荡的工作机理,在本节中建立了 DFIG 的等效模型^[15],如图 1 所示。图中: r_r 、 x_r 分别为 DFIG 的转子电阻和电抗; r_s 、 x_s 分别为 DFIG 的定子电阻和电抗; r_T 、 x_L 分别为系统中变压器和线路折算后的电阻值; x_T 、 x_L 分别为系统中变压器和线路折算后的电抗值; x_C 为串联补偿电容的容抗值; x_m 为励磁电抗; k_{PR3} 为 RSC 电流环的比例增益系数; Δv 为 RSC 输出电压中的小扰动; Δi_2 为转子电流的扰动值; s 为在异步电机同步角频率 ω 下异步电机的转差率,其表达式如式(1)所示。

$$s = (\omega - \omega_r) / \omega \quad (1)$$

式中: ω_r 为转子电流的角频率。文献[15]详细介绍了该模型的推导过程,在此不再赘述。

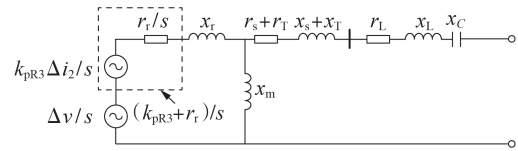


图 1 DFIG 等效模型

Fig.1 Equivalent model of DFIG

在次同步频率 f_{SSO} 下,其角频率 $\omega_{SSO} = 2\pi f_{SSO}$, $s = (\omega_{SSO} - \omega_r) / \omega_{SSO}$, 转差率 $s < 0$, 由 $(k_{PR3} + r_r) / s$ 可知,DFIG 在此频率下呈现负阻尼。若此时回路中总电阻 $R(\omega_{SSO}) = (k_{PR3} + r_r) / s + r_s + r_T + r_L < 0$ 且总电抗 $X(\omega_{SSO}) = 0$, 那么系统在此频率下发生振荡。当附加 SSDC₃ 后,控制器在次同步频率下利用 PID 控制器的比例增益系数 k_{PR3} 来减小 RSC 中提供负电阻的 $k_{PR3} + r_r$ 。假设 BPF 完整提取 SSO 分量,即滤波器不提供幅值增益和相位偏差,则转子侧变流器的等效电阻值 $R_{RSC} =$

$k_{pR3}+r_r-k_{p3}$,这样就减小了DFIG在SSO频率下呈现的负阻尼。这在仿真波形中表现为:在次同步频率 f_{SSO} 下,SSDC₃注入RSC的振荡抑制信号与RSC输出电压信号中的SSO分量同频反相,在抑制信号注入后两信号相减削弱了振荡。为了直观对比,在图2中展示了经过反相处理后的SSDC₃输出的抑制信号和经滤波器滤出的RSC输出电压 v_{dr}^* 中的SSO分量(电压为标么值),两信号基本重合,因此可以相互削弱。

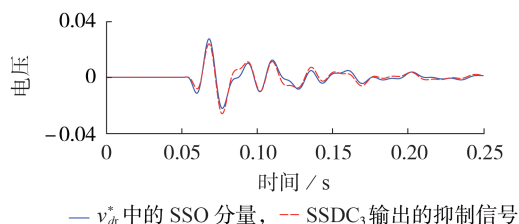


图2 SSDC₃输出的抑制信号与 v_{dr}^* 中SSO分量波形
Fig.2 Waveforms of output mitigation signal of SSDC₃ and SSO component in v_{dr}^*

图3展示了风速9 m/s、串补度50%下系统的阻抗模型,图中电阻与电抗为标么值。当 $k_{p3}=0$ 时,阻抗模型中无附加SSDC₃,此时谐振频率 $f_{SSO1}=9.5$ Hz;当 $k_{p3}=0.6$ 时,阻抗模型中加入经过参数优化后的SSDC₃,此时BPF中心频率为 f_{SSO1} 。可见,附加SSDC₃后,在 f_{SSO1} 下系统的电阻值由负值被提升到正值,实现了对SSO的抑制。

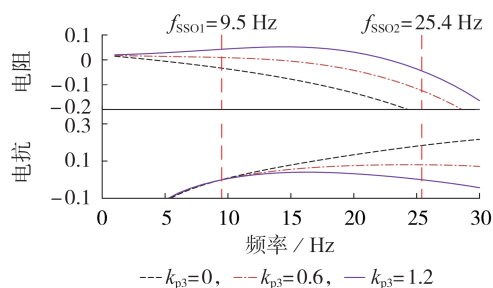


图3 系统在不同 k_{p3} 下的阻抗模型
Fig.3 Impedance model of system with different values of k_{p3}

2.2 SSDC₃控制器参数对抑制性能的影响

在消除引发SSO的负电阻时,次同步频率下的电阻值提升越大,系统的阻尼就越强,该电阻值的增量主要由PID控制器的比例增益系数 k_{p3} 决定,如图3所示。但使用过大的 k_{p3} 会导致系统不稳定,在设计参数时应将该值控制在合理范围内,原因如下。

附录A图A5是在串补度为50%时附加SSDC₃后系统随 k_{p3} (由0变化至1.2)增大的根轨迹,其中SupSO模态为由频率耦合效应引起的超同步模态^[16],其频率 $f_{SupSO}=2f_0-f_{SSO}$ (f_{SupSO} 、 f_0 分别为超同步频率、基波频率)。可见随着 k_{p3} 增大主导SSO的模态由坐标轴右半平面向左移动并越过虚轴进入左半

平面。因此 k_{p3} 越大,系统对SSO的抑制能力越强。然而,1个在实轴负半轴、频率略高于SSO但仍属于次同步频率范围内的模态随 k_{p3} 的增大快速右移,最终越过虚轴进入右半平面,这个模态在附加SSDC₃后出现,由滤波器引入。附录A表A2展示了 $k_{p3}=0.6$ 时主导该模态的状态变量及其影响因子。可见该模态的不稳定现象主要由SSDC₃中滤波器与电机相互作用导致,且 k_{p3} 越大,BPF状态变量的影响因子越大,系统越容易失稳;另外该模态还受到线路串补度的影响。综上,SSDC₃中BPF会导致系统失稳,且 k_{p3} 越大,失稳风险越大。

为了研究提高 k_{p3} 时系统失稳的物理意义,建立 $k_{p3}=1.2$ 时系统的阻抗模型,如图3所示,其中SSDC₃中BPF的中心频率选择SSO频率。当 $k_{p3}=1.2$ 时,虽然在谐振频率 f_{SSO1} 下SSDC使系统的电阻值得到较大提升,但是BPF在略高于 f_{SSO1} 处提供了较大容性电抗,使得当 $f_{SSO2}=25.4$ Hz时,系统整体电抗为0,此时,在该频率下电阻值为负值,产生新的SSO,即为滤波器引入的SSO。

综上,SSDC₃中PID控制器比例增益参数 k_{p3} 的选取尤为关键:当取值过小时,控制器为系统提供的电阻值不足以抵消引发SSO的负电阻;当取值过大时,控制器会引入新的SSO。因此,在参数设计时,需要综合考虑以上2个方面,使系统兼顾稳定性和SSO抑制性能,本文针对参数设计提出以下建议。

1)引发SSO时,谐振频率处的负电阻主要由RSC电流环比比例增益系数 k_{pR3} 和转子电阻 r_r 组成^[15],在抑制SSO时,SSDC提供的电阻值需要完全抵消该负电阻才能使系统稳定。根据附录A图A2所示SSDC控制结构,如果忽略转子电流参考值 i_{dr}^* 和 i_{qr}^* 中的SSO分量和转子电阻,则 k_{p3} 取值应不小于RSC电流环比比例增益系数 k_{pR3} 。

2)当 $k_{p3}>k_{pR3}$ 时,系统给SSO提供更大的阻尼,同时也增加了滤波器SSO模态失稳的风险,因此,从保证系统在能够抑制SSO前提下安全稳定性的角度来设计。 k_{p3} 值的选取原则如下:其初始值与 k_{pR3} 相等,并逐渐增大,直至能够为系统提供足够阻尼,满足系统稳定性要求。

3)SSDC₃中的积分系数 k_{i3} 和微分系数 k_{d3} 主要用于调节SSDC₃输出信号的相位。若BPF设计合理,提取的振荡分量无相位偏移,那么 k_{i3} 和 k_{d3} 均可设计为0,即输出信号与转子电流同向,使RSC呈现“虚拟电阻”特性,从而抑制SSO。

文献[6]中SSDC₃固定了滤波器中心频率,当实际SSO频率偏移该频率时,BPF输出信号会有相位变化。因此文献[6]采用较大带宽的滤波器,并通过积分或微分环节来修正抑制信号的相位,使之适应复杂多变的工况。然而,这一解决方案不仅使控制

器设计变得复杂,且只适用于工况偏离预期不大时。针对该问题,本文提出基于 ITD 的自适应 BPF 参数设计方法,保证 BPF 中心频率与实际 SSO 频率相同,从而完整提取 SSO 分量,避免相位偏移,具体算法将在 2.3 节中介绍。

2.3 基于 ITD 的自适应 BPF 设计

SSDC₃ 中的 BPF 对于振荡抑制具有重要作用,其传递函数 G_{BPF} 如式(2)所示。

$$G_{\text{BPF}} = 2\zeta\omega_n\Gamma/(\Gamma^2 + 2\zeta\omega_n\Gamma + \omega_n^2) \quad (2)$$

式中: $\omega_n = 2\pi f_n$, f_n 为滤波器中心频率; ζ 为阻尼比; Γ 为拉普拉斯算子。滤波器中心频率 f_n 、阻尼比 ζ 的参数设计决定了 SSDC 的性能。理想的 BPF 应将 SSO 频率设计在中心位置,从而完整提取振荡分量并且不产生幅值增益和相位偏移。原 SSDC₃ 中 BPF 的中心频率 f_n 根据历史经验或数据离线确定,在实际应用中可能存在偏差,从而需要 k_{i3} 和 k_{d3} 补偿相位,且补偿效果难以得到保证。为此,本文提出根据实时监测数据提取振荡频率,自适应设计 BPF 参数,使 SSDC₃ 在具有随机性的风电系统中更具鲁棒性。

2.3.1 基于改进 ITD 的自适应频率选择

选取计算量小、算法简单、性能优秀的 SSO 频率提取算法有利于对信号实时监测,本文中选用 ITD 来监测 SSO 并向 BPF 提供振荡频率。

ITD 可以自适应分解信号为多个振荡分量。其提取原理是:通过线性插值拟合原始信号的包络线;利用信号极值点附近上、下 2 条包络线确定信号内振荡分量的关键点;通过插值拟合关键点即可得到低频振荡信号。原始信号减去该低频信号可以得到高频振荡信号,ITD 的具体介绍如下^[17]。

对于原始信号 $X_i(t \geq 0)$, 定义低频振荡信号提取算子 ρ , 可分离出 1 个低频振荡信号 L_i 和 1 个高频信号 H_i , X_i 可以表示为:

$$X_i = \rho X_i + (1 - \rho) X_i = L_i + H_i \quad (3)$$

式中: $L_i = \rho X_i$; $H_i = (1 - \rho) X_i$ 。

确定原始信号 X_i 的区间内的所有极值点 X_k ($k = 1, 2, 3, \dots$) 及对应时刻 τ_k , 如图 4 所示, 假设 L_i 和 H_i 存在于区间 $[0, \tau_k]$, X_i 存在于 $[0, \tau_{k+2}]$, 则可以在区间 (τ_k, τ_{k+1}) 内定义 1 个低频率信号提取算子 ρ , 使得:

$$\rho X_i = L_i = L_k + \frac{L_{k+1} - L_k}{X_{k+1} - X_k} (X_i - X_k) \quad t \in (\tau_k, \tau_{k+1}] \quad (4)$$

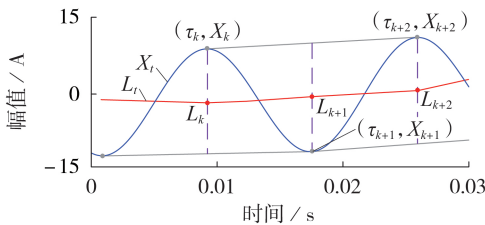


图 4 ITD 分解原理

Fig.4 Decomposition principle of ITD

式中: $L_k = L(\tau_k)$ 。 L_{k+1} 决定了低频信号, 且:

$$L_{k+1} = 0.5 \left[X_k + \frac{\tau_{k+1} - \tau_k}{\tau_{k+2} - \tau_k} (X_{k+2} - X_k) \right] + 0.5 X_{k+1} \quad (5)$$

信号分解以后, 剩余高频信号 H_i , 定义其提取算子 ε , 那么:

$$H_i = X_i - L_i = (1 - \rho) X_i = \varepsilon X_i \quad (6)$$

设算法中的采样频率为 1 000 Hz, 采用直角坐标系下 DFIG 输出的三相电流信号来辨识振荡。这是因为振荡分量在电流中更明显。算法分解时, 低频分量 L_i 为次同步分量, 高频分量 H_i 为基波分量。

原始 ITD 需要保存大量的数据来保持时间窗内存在连续极值点, 其不适用于实时监测。为此, 将其改进以进行迭代运行, 下面介绍 ITD 的改进方案。

由式(3)可知, 振荡分量的关键点 L_k 由原始信号 X_i 的极值点决定, 对于连续的 2 个极值点, 若满足式(7), 那么一定存在 1 个过零点 (t_z, L_z), $t_z \in (\tau_k, \tau_{k+1}]$, 其对应的 X_z 可以由式(8)得到。

$$L_{k+1} L_k < 0 \quad (7)$$

$$L_z = L_k + \frac{L_{k+1} - L_k}{X_{k+1} - X_k} (X_z - X_k) = 0 \quad (8)$$

由于原始曲线在 2 个极值点之间单调, 可以计算 X_z 的横坐标, 即为振荡分量过零点的横坐标 t_z 。

由振荡曲线连续 2 个过零点的横坐标 t_{z-1} 和 t_z , 可得振荡频率为:

$$f_{\text{SSO}} = 1 / [2(t_z - t_{z-1})\delta t_1] \quad (9)$$

式中: δt_1 为 X_i 的采样时间。每检测到 1 个过零点更新一次 f_{SSO} 。

改进后的 ITD 大幅减小了监测所需的数据量, 相较于常用的 Prony^[18]、ERA^[19] 等具有复杂矩阵运算的振荡检测方法, 其计算量更小, 更适用于实时监测。对比 Prony 算法、ERA 算法和改进 ITD 的频率检测性能, 如图 5 所示。各算法的时间窗统一选为 100 ms, 采样率为 1 000 Hz。被测试信号建模方法为:

$$y = 100 \cos(2\pi \times 60 t) + 10 \cos(2\pi f_{\text{re}} t) \quad (10)$$

式中: f_{re} 为在 5~45 Hz 范围内变化的频率信号。图 5 为 Prony、ERA、ITD 这 3 种振荡监测算法下的频率跟踪性能, 图中 f_{Prony} 、 f_{ERA} 、 f_{ITD} 分别为 Prony、ERA、ITD 算法辨识出的振荡频率。可见 3 种方法都可以准确跟踪振荡频率。

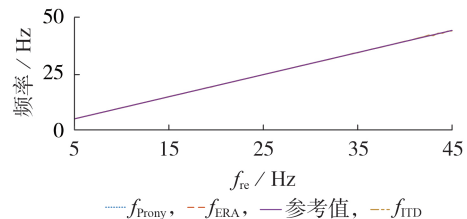


图 5 3 种振荡监测算法的频率跟踪性能

Fig.5 Frequency tracking performance of three oscillation monitoring algorithms

实际应用中,采用ITD自适应调整BPF频率存在一定延时,主要来源于硬件计算及频率测量延时。

1)硬件计算延时。主要分为3步:①次同步分量拟合;②过零点检测计算次同步频率;③振荡幅值监测,判断是否超过幅值条件的阈值。以上3步在每个数据采样周期内都要执行一次,故该方案的硬件计算延时为1个采样周期,本文中 $t_1=1\text{ ms}$ 。

2)频率测量延时。ITD通过过零点检测来估计振荡频率,在检测到新出现的过零点以后才能通过最新的2个过零点估计振荡频率,故频率测量的延时由振荡频率决定。在一个50 Hz系统中,SSO频率一般在5~45 Hz之间,此时振荡分量的最大周期为200 ms,因此所提改进方案中频率测量延时的最大值为 $t_2=100\text{ ms}$ 。需要指出的是,ITD是时域算法,通过半个周期检查振荡频率已是理论上最小的延时。

因此,ITD延时的最大值 $t_{\max}=t_1+t_2=101\text{ ms}$ 。实际工作中,在ITD确定振荡频率之前,BPF根据预设值进行工作,该预设值可由历史振荡数据或仿真模拟确定^[6]。在延时 t_{delay} 之前,所提方案与原始SSDC₃完全相同;在延时 t_{delay} 之后,ITD准确调节了BPF的中心频率,振荡分量被完整提取,故提升了SSDC₃的抑制效果。另外,由于电力系统稳态运行时,输出电流内部必然存在微弱波动,增加幅值条件以防止这些波动干扰BPF的频率选择,如当振荡信号 L_i 幅值超过基波 H_i 幅值的10%时,改变BPF中心频率。

2.3.2 阻尼比 ζ 的设计

滤波器的阻尼比 ζ 取值越小,其通带就越窄,能提高电阻值的通带也越窄,在具有时变性和随机性的风电系统中将会降低系统的鲁棒性。 ζ 取值越大,系统容错率越高,但会给20~50 Hz频带来较大的电阻值增量。自适应选择频率后的SSDC₃实现了精准抑制,无需再在整个次同步频带上为系统提供阻尼,所以在设计 ζ 时应减小其对所需抑制的SSO频率外频带的电阻值造成影响。

为寻找滤波器的最优 ζ ,对比测试了在 ζ 取值为0.1、0.4、0.6、0.8、1.0、2.0时SSO的抑制性能,如附录A图A6所示,可见当 ζ 取值为0.4、0.6、0.8时滤波器所具有动态性能更优。同时,考虑到附加SSDC后应减小 ζ 对SSO频率外频带电阻值的影响,本文测试了 ζ 取值为0.4、0.6、0.8时SSDC为系统提供的电阻值增量,如附录A图A7所示,其中振荡频率为 $f_{\text{SSO}1}$ 。可见,不同的 ζ 在振荡频率上为系统提供的电阻值增量几乎相同,但当 $\zeta=0.4$ 时,20~50 Hz频带下的电阻值增量最小,因此在本文中BPF的 ζ 取为0.4。此外BPF的 ζ 可以根据实际需求灵活取值,以获得理想的鲁棒性和动态性能。

综上,改进后SSDC₃的控制结构见图6,图中 v_{d^*}, v_{q^*} 分别为转子电压 d, q 轴分量, $v_{d^*}^*, v_{q^*}^*$ 分别为接入SSDC后的转子电压 d, q 轴分量。图7展示了发生

SSO时DFIG的输出电流波形与ITD检测到的频率信号。ITD环节实时监测振荡分量,在 $t_3=10\text{ s}$ 时发生SSO,此后振荡电流的幅值超过阈值,SSDC₃将中心频率发送给BPF模块,当SSO被抑制后滤波器中心频率不再改变。控制器部分仅由比例环节构成,其值应不小于RSC内环比例增益。

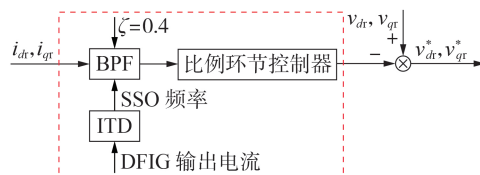


图6 改进后SSDC₃的控制结构

Fig.6 Control structure of improved SSDC₃

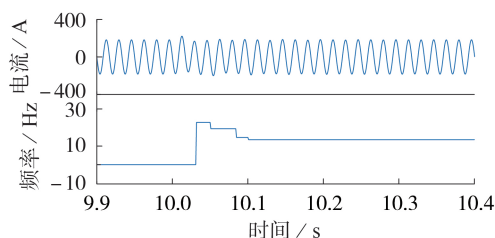


图7 发生SSO后电流波形与SSO频率

Fig.7 Current waveform and SSO frequency after SSO happened

3 根轨迹性能验证和硬件在环仿真实验

3.1 根轨迹性能验证

利用根轨迹法,将文献[6]所提改进前SSDC₃和改进后SSDC₃的SSO抑制性能进行对比分析。SSDC₃的滤波器中心频率固定为风速9 m/s、串补度40%下的SSO频率,为了提高系统在整个次同步频带上的阻尼,文献[6]将阻尼比 ζ 固定为2,以保障系统在较大范围内具有振荡抑制能力。本文所提方案中的滤波器中心频率自适应改变, ζ 固定为0.4。

设风速为5 m/s,串补度在10%~80%范围内变化,附录A图A8(a)、(b)分别为附加改进后SSDC₃和改进前SSDC₃的系统根轨迹。当串补度增加时,系统的谐振频率也随之改变,尽管改进前SSDC₃选用较大的阻尼比 $\zeta=2$ 来提升整个次同步频带上的阻尼,但是当串补度提高导致振荡频率改变足够大时,滤波器为该频率处电阻值提供的增量较低,不足以抵消原有负电阻,整体仍呈现负阻性。另外,选用较大的 ζ 也改变了目标频带外系统阻抗特性。相比较而言,本文所改进的方案自适应选择滤波频率,实现了精准抑制,具更强的稳定性。

3.2 硬件在环仿真实验验证

通过MT6020实时仿真设备与MT1050快速控制原型的实时信息交互完成硬件在环实验,以验证改进抑制方案的鲁棒性和动态性能,实验平台和原理图分别见附录A图A9、A10。在MT6020实时仿真

设备中建立含DFIG的串补系统模型,而DFIG的RSC、GSC及附加SSDC在MT1050快速控制原型中建模。MT6020实时仿真设备以 $1\mu\text{s}$ 的步长实时运行,MT1050快速控制原型以 $50\mu\text{s}$ 的步长控制DFIG。MT6020实时仿真设备的输出电流电压模拟信号并送到MT1050快速控制原型中,信号经处理后,反馈回RSC、GSC控制DFIG。SSDC中ITD实时提取DFIG输出的三相电压、电流信号中的振荡分量,将振荡频率传递给SSDC的BPF以完整提取振荡分量,提取出的振荡信号经比例控制器调节后附加到RSC电压环以抑制SSO。

3.2.1 SSDC抑制性能测试

设风速为 8 m/s ,初始串补度为 10% ,DFIG正常稳定运行。第 8 s 时提高串补度至 60% 后引发振荡频率为 19 Hz 的SSO。图8展示了附加3种SSDC后DFIG的输出功率波形。由图可知,附加3种SSDC均能够有效抑制SSO,且所提改进SSDC₃在抑制SSO时具有最小的超调量和最短的调整时间。

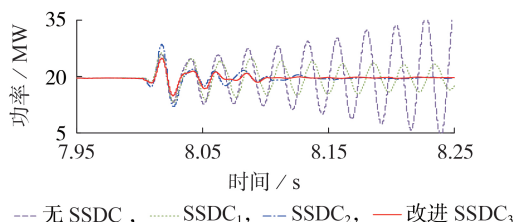


图8 3种SSDC的抑制性能测试

Fig.8 Mitigation performance test of three SSDCs

3.2.2 动态性能测试——三相故障测试

风力发电必须保证风机在电网故障引起的电压下降期间保持在线。在第 8 s 时,系统在双回输电线路中的1条线路上发生三相接地短路故障,100 ms后切除线路,在发生故障时,三相电压降低至额定电压的 33% 。图9展示了A相输出电流、A相电压、

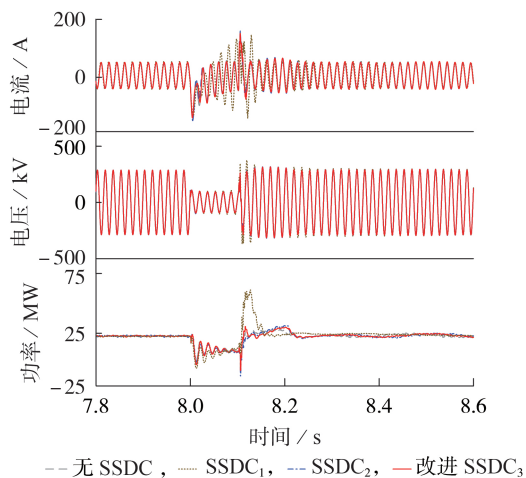


图9 附加3种SSDC后DFIG的低电压穿越能力测试

Fig.9 Low voltage ride-through performance test of DFIG with three SSDCs

DFIG输出功率波形。仿真结果表明:附加SSDC₂、改进SSDC₃将不影响DFIG的低电压穿越能力,这是因为所安装的SSDC只在次同步频率范围内工作,不会影响基频的动态特性;附加SSDC₁的DFIG系统在故障穿越期间会出现短暂的功率波动。

4 结论

本文对比分析了现有的3种SSDC,选出抑制性能最优的SSDC并研究其工作机理,在此基础上对其进行改进,最后验证了其性能。具体结论如下:

1)对比已被广泛接受的3种SSDC,结果表明基于转子电流反馈的SSDC₃具有较好的SSO抑制效果;

2)本文深入分析了SSDC₃的控制参数对抑制性能和系统稳定性的影响,结果表明PID控制器的比例增益系数 k_{p3} 对系统的SSO抑制性能和稳定性有重要影响,过大或过小的 k_{p3} 均可导致系统失稳,并针对该分析结果对控制器参数的设计提出建议;

3)提出基于ITD的自适应BPF频率选择方案,保证BPF将振荡频率设计在中心位置,从而完整提取振荡分量,避免相位补偿环节;

4)通过根轨迹法、硬件在环实验验证所提方案的性能,结果表明所提方案具有良好的SSO抑制性能,实现了精准抑制,且不会影响DFIG的正常运行。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 周彦彤,郝丽丽,王昊昊,等. 大容量风电场柔直并网系统的送/受端次同步振荡分析与抑制[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(3):100-106.
ZHOU Yantong,HAO Lili,WANG Haohao,et al. Analysis and suppression of SSO at sending/receiving end in VSC-HVDC system connected large-capacity wind farms[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020,40(3):100-106.
- [2] 王杨,晁苗苗,谢小荣,等. 基于同步相量数据的次同步振荡参数辨识与实试验证[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 899-909.
WANG Yang,CHAO Miaomiao,XIE Xiaorong,et al. Identification of subsynchronous oscillation parameters and field tests based on PMU data[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3):899-909.
- [3] 王杨,宋子宏,占颖,等. 风电并网系统次同步振荡监测装置优化配置方法[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(13):141-150.
WANG Yang,SONG Zihong,ZHAN Ying,et al. Optimal placement method for subsynchronous oscillation monitoring devices in grid-connected wind power system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(13):141-150.
- [4] 薛安成,付潇宇,乔登科,等. 风电参与的电力系统次同步振荡机理研究综述和展望[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 118-128.
XUE Ancheng,FU Xiaoyu,QIAO Dengke,et al. Review and prospect of research on sub-synchronous oscillation mechanism for power system with wind power participation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020,40(9):118-128.
- [5] 蒋平,栗楠. PSS和SVC联合抑制次同步振荡[J]. 电力自动化

- 设备,2010,30(7):40-45.
- JIANG Ping, LI Nan. Restraint of subsynchronous oscillation with PSS and SVC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010,30(7):40-45.
- [6] SHAIR J, XIE X, LI Y, et al. Hardware-in-the-loop and field validation of a rotor-side subsynchronous damping controller for a series compensated DFIG system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021,36(2):698-709.
- [7] ALI M T, ZHOU D, SONG Y, et al. Analysis and mitigation of SSCI in DFIG systems with experimental validation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020,35(2):714-723.
- [8] CHOWDHURY M A, MAHMUD M A, SHEN W, et al. Nonlinear controller design for series-compensated DFIG-based wind farms to mitigate subsynchronous control interaction[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017,32(2):707-719.
- [9] CHOWDHURY M A, SHAFIULLAH G M. SSR mitigation of series-compensated DFIG wind farms by a nonlinear damping controller using partial feedback linearization[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018,33(3):2528-2538.
- [10] WANG Y, WU Q, YANG R, et al. H_∞ current damping control of DFIG based wind farm for sub-synchronous control interaction mitigation[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2018,98:509-519.
- [11] FAN L, MIAO Z. Mitigating SSR using DFIG-based wind generation[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2012,3(3):349-358.
- [12] YAO J, WANG X, LI J, et al. Sub-synchronous resonance damping control for series-compensated DFIG-based wind farm with improved particle swarm optimization algorithm[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019,34(2):849-859.
- [13] LI Y, FAN L, MIAO Z. Replicating real-world wind farm SSR events[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020,35(1):339-348.
- [14] GHAFARZADEH H, MEHRIZI-SANI A. Mitigation of subsynchronous resonance induced by a type III wind system[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2020,11(3):1717-1727.
- [15] WANG L, XIE X, JIANG Q, et al. Investigation of SSR in practical DFIG-based wind farms connected to a series-compensated power system[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015,30(5):2772-2779.
- [16] LIU H, XIE X, HE J, et al. Subsynchronous interaction between direct-drive PMSG based wind farms and weak AC networks[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017,32(6):4708-4720.
- [17] FREI M G, OSORIO I. Intrinsic time-scale decomposition: time-frequency-energy analysis and real-time filtering of non-stationary signals[J]. Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, 2007,463(2078):321-342.
- [18] WANG Y, JIANG X, XIE X, et al. Identifying sources of subsynchronous resonance using wide-area phasor measurements[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021,36(5):3242-3254.
- [19] SALEHI F, MATSUO I B M, BRAHMAN A, et al. Sub-synchronous control interaction detection: a real-time application[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020,35(1):106-116.

作者简介:



王 杨

王 杨(1990—),男,研究员,博士,主要研究方向为电能质量、新能源并网、电力系统广域监测与控制(E-mail:fwang@scu.edu.cn);

肖先勇(1968—),男,教授,博士,主要研究方向为电能质量与优质供电(E-mail:xiaoxianyong@163.com)。

(编辑 王欣竹)

Mitigation method analysis and optimization design of doubly-fed induction generator additional subsynchronous damping controller

WANG Yang¹, YANG Hanlu¹, XIAO Xianyong¹, ZHOU Bo², SHI Peng², WANG Haifeng¹

(1. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China;

2. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610094, China)

Abstract: SSDC (SubSynchronous Damping Controller) has been widely recognized for its excellent mitigation performance and low cost in SSO (SubSynchronous Oscillation) mitigation, however, the existing SSDCs are numerous and lack of systematic comparison. Therefore, the common SSDCs' structures and parameter design methods are sorted and compared, as a result, the rotor current feedback type SSDC has the best mitigation effect on dynamic performance and robustness. Furthermore, the influence of SSDC parameters on SSO mitigation performance is researched, and the design of parameters is optimized. In addition, the adaptive oscillation frequency selection method based on intrinsic time-scale decomposition algorithm is proposed to achieve accurate SSO mitigation. Root locus of the additional improved SSDC system is analyzed and the hardware-in-the-loop experiment is conducted. The result show that the improved SSDC has better mitigation effect on SSO by adding adaptive oscillation frequency selection part and optimizing design parameters, and will not affect the normal operation of doubly-fed induction generator.

Key words: subsynchronous oscillation; subsynchronous damping controller; subsynchronous oscillation mitigation; doubly-fed induction generator; parameter identification

附录 A

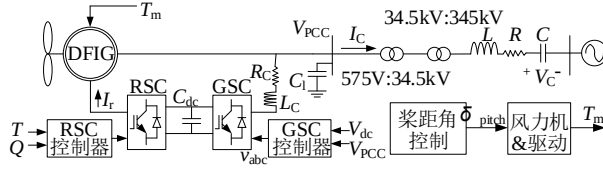


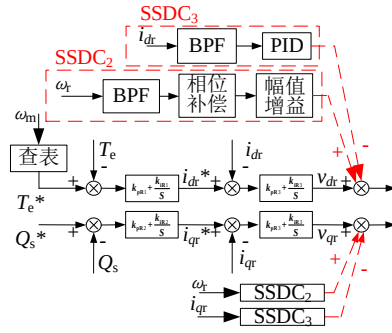
图 A1 聚合 DFIG 接入串补线路等效模型

Fig.A1 Topology of DFIG wind turbine connected to series compensated line

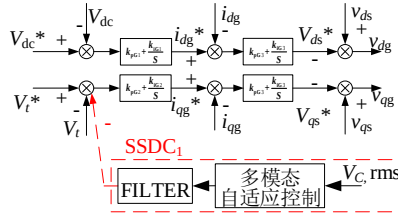
表 A1 1 台 DFIG 接入串补输电系统的参数

Table A1 Parameters of one DFIG wind turbine connected to series compensated line

参数	有名值	标么值
额定功率	1.5 MW	0.9
直流电压	1 150 V	
额定电压	575 V	1
标称频率	60 Hz	1
L_{ls}, r_s	134 μ H, 3.25 m Ω	0.255 2, 0.016 38
L_{lr}, r_r	117 μ H, 3.62 m Ω	0.222 2, 0.018 27
L_m	8.27 mH	15.71
惯性系数, 摩擦系数,	0.685, 0.01, 3	
极对数		
线路参数 L_{line}, R_{line}	69 mH, 2.26 Ω	
GSC 电流环控制器		$K_{pig}=0.2, k_{ig}=5$
直流电压环控制器		$K_{pdc}=0.4, k_{idc}=5$
RSC 电流环控制器		$K_{pir}=0.6, k_{iir}=5$
功率环控制器		$K_{pp}=0.02, k_{ip}=0.08$
变压器 $T_1(34.5 \text{ kV})$	31.6 μ H, 1.2 m Ω	0.002, 0.000 2
变压器 $T_2(345 \text{ kV})$	3.16 mH, 0.12 Ω	0.002, 0.000 2



(a) RSC控制环



(b) GSC控制环

图 A2 3 种 SSDC 的结构及其嵌入点

Fig.A2 Structure and embedding points of three SSDCs

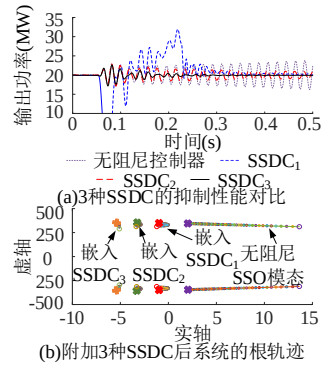


图 A3 串补度由 10%提高到 50%时 3 种 SSDC 的抑制性能对比及系统根轨迹

Fig.A3 Mitigation performances of three SSDCs when increasing compensation level from 10% to 50% and system root loci

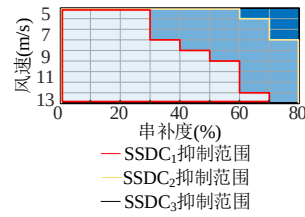
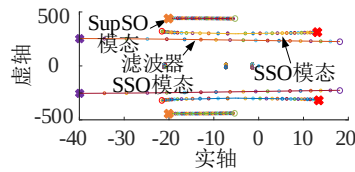


图 A4 3 种 SSDC 的抑制范围

Fig.A4 Mitigation range of three SSDCs.



注：“X”代表根轨迹起点，“O”代表根轨迹终点。

图 A5 系统在 k_{p3} 从 0 增大到 1.2 时的根轨迹

Fig.A5 Root locus diagram when k_{p3} increasing from 0 to 1.2

表 A2 $k_{p3}=0.15$ 时主导滤波器 SSO 的状态变量及影响因子

Table A2 State variables and their impact factors of dominant mode of filter-SSO when $k_{p3}=0.15$

参数	参数值	参数	参数值	参数	参数值	参数	参数值
$S_{filter1}$	0.091	$S_{filter2}$	0.175	$S_{filter3}$	0.088	$S_{filter4}$	0.170
$\Delta\varphi_{ds}$	0.0335	$\Delta\varphi_{qs}$	0.0333	$\Delta\varphi_{dr}$	0.1388	$\Delta\varphi_{qr}$	0.1433
ΔV_{Cd}	0.0374	ΔV_{Cq}	0.0374	ΔI_d	0.0123	ΔI_q	0.0122

注: $S_{filter1}$ — $S_{filter4}$ 为 SSDC₃ 中二阶 BPF 的 4 个状态变量; $\Delta\varphi_{ds}$ 、 $\Delta\varphi_{qs}$ 、 $\Delta\varphi_{dr}$ 、 $\Delta\varphi_{qr}$ 分别为定子和转子的磁链; ΔV_{Cd} 、 ΔV_{Cq} 分别为电容电压 d 、 q 轴分量; ΔI_d 和 ΔI_q 分别为风机的输出电流 d 、 q 轴分量。

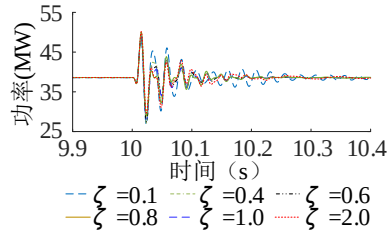
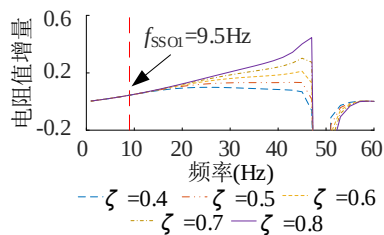


图 A6 $\zeta=0.1$ 、0.4、0.6、0.8、1.0、2.0 时的功率振荡波形

Fig.A6 Power oscillation waveforms when $\zeta=0.1$, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0, 2.0



注：电阻值增量为标么值。

图 A7 $\zeta=0.4\sim0.8$ 时系统的电阻值增益

Fig.A7 Diagram of resistance increments of system when $\zeta=0.4\sim0.8$

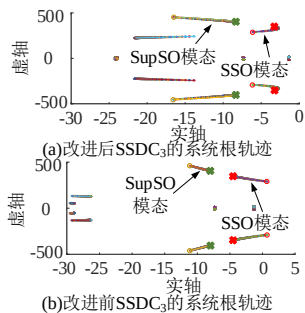


图 A8 当风速为 5m/s, 串补度在 10~80%范围内变化时, 附加改进后 SSDC₃和改进前 SSDC₃的系统根轨迹

Fig.A8 Root locus diagrams when compensation level increasing from 10% to 80%, where (a) and (b) represent root loci of added improved and original SSDC₃ respectively



图 A9 StarSim HIL 硬件在环实验平台

Fig.A9 StarSim HIL Hardware-In-the-Loop experimental platform

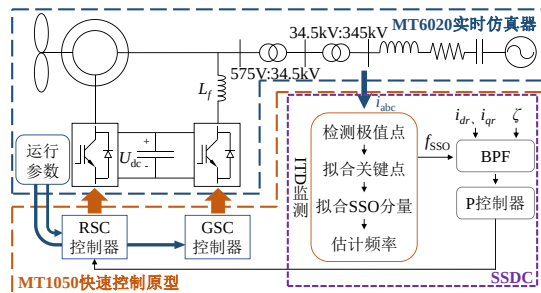


图 A10 基于 ITD 算法的改进 SSDC₃ 硬件在环实验原理图

Fig.A10 Schematic diagram of Hardware-In-the-Loop experiment of improved SSDC₃ based on ITD algorithm