

直流楼宇的风储微网系统的大信号稳定性分析

崔玉璐¹,尚兴明¹,钱欣¹,童晓庆²,张志国¹

(1. 国网冀北电力有限公司秦皇岛供电公司,河北 秦皇岛 066000;

2. 秦皇岛福电集团电力设计有限公司,河北 秦皇岛 066000)

摘要:针对风储直流楼宇微网系统易受到外界大干扰影响,在多模式切换、大功率负荷投切情况下,直流母线易失稳,严重威胁到用电设备的安全可靠运行的问题,通过建立含永磁直驱同步风力发电机的直流风储微网系统大信号简化模型,运用混合势函数理论,构建该系统的大信号等效模型,解析大信号稳定性边界,并建立对应仿真模型验证了理论计算的稳定域范围及理论的正确性与准确精度,误差可以控制在6%以内,保证稳定域范围内系统稳定;在此基础之上,进一步分析了硬件电路中电容C、电感L和关键控制回路参数 K_{vp} 对稳定域改善的影响,为直流楼宇系统的运行切换稳定性提升及控制参数优化提供了新思路。

关键词:直流微网;混合势函数理论;大信号稳定性分析

中图分类号:TM4 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd26218

Large Signal Stability Analysis of DC Building Wind Storage Microgrid System

CUI Yulu¹, SHANG Xingming¹, QIAN Xin¹, TONG Xiaoqing², ZHANG Zhiguo¹

(1. Qinhuangdao Power Supply Company of State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd., Qinhuangdao 066000, Hebei, China; 2. Qinhuangdao Fudian Group Power Design Co., Ltd., Qinhuangdao 066000, Hebei, China)

Abstract: In response to the susceptibility of wind storage DC building microgrid systems to external interference, the DC bus is prone to instability during multi-mode switching and high-power load switching, posing a serious threat to the safe and reliable operation of electrical equipment. A large-signal simplified model of the permanent magnet direct-drive synchronous wind power generation system was established, the theory of mixed potential function was applied, the large-signal stability boundary of the system was calculated, and the correctness and accuracy of the criterion was verified, and the error could be controlled within 6%. Finally, through analyzing the criterion, it was concluded that the parameters of the system such as inductance L, capacitance C, and the magnitude of the rectifier PI control parameter K_{vp} have an important influence on the large-signal stability boundary. This provided new ideas for improving the operational switching stability and optimizing control parameters of DC building systems.

Key words: DC microgrid; mixed potential function theory; large-signal stability analysis

风、光作为可再生能源的代表,因其清洁无污染、经济成本相对较低及取之不尽的特点,受到全球各国的密切关注与重视^[1-3]。因此,国家提出了“碳中和”和“碳达峰”的“双碳”战略,旨在进一步挖掘可再生能源的潜力。

另一方面,受限于国家的资源禀赋特征以及所面临的用电负荷分布不均衡问题,在发展集中式可再生能源的同时还需要充分发挥分布式可再生能源的潜力,以满足沿海地区城市化规模不

断扩大所导致的用电负荷快速增长的应用需求。其中,直流楼宇作为可再生能源的重要载体,随着江亿院士提出“光储直柔”建筑理念后,吸引了广泛学者的关注,而对应的在天津滨海、秦皇岛等沿海地区,风力资源丰富,关于含分布式风储的直流楼宇同样得到了快速的发展。

然而,由永磁直驱同步风力发电机构建的分布式新能源直流楼宇作为典型的风储直流微网配用电系统,在受到大扰动后或大的源荷功率跳

基金项目:国网秦皇岛供电公司2024年群众性创新项目(520104240002)

作者简介:崔玉璐(1994—),女,硕士研究生,工程师,主要研究方向为变电站“高效化、智能化、数字化”转型、新能源交叉融合技术,

Email:2294882522@qq.com

变时,极易引起直流母线电压崩溃,严重影响连接母线的用电设备的安全稳定运行^[4-12]。而该系统中大部分负载经变换器与直流母线级联,这些变换器在闭环控制下,其功率消耗维持稳定,不受输入电压波动的影响,为典型的恒定功率负载。恒定功率负载的特点是功率保持固定,若输入电压提升,则负载电流会相应减少,展现出负阻抗特性。在遭遇干扰时,恒定功率负载的这种负阻抗特性,相当于在系统中引入了正反馈机制,可能会加剧干扰信号的影响,导致系统稳定性受损,严重时还可能使整个系统陷入无法正常运作的状态^[13-18]。因此,含风储的直流微网系统的稳定性分析,特别是面向大功率源荷变化的大信号稳定性分析建模方法受到众多学者关注。

目前,对于带恒功率负载的直流系统的稳定性分析有小信号分析与大信号分析两种方法。小信号稳定性分析方法主要基于 Middlebrook 学者在 1976 年提出的阻抗判据(Middlebrook 稳定性判据)。而朱成花学者在此基础之上,进一步提出了改进后的阻抗比判据,满足稳定性标准的级联系统,既能保持系统稳定状态,又能确保前级变换器在动态性能上不低于其独立工作时的表现。然而,小信号稳定性分析仅适用于系统在受到小扰动时在平衡点附近线性化模型对系统的稳定性进行分析,而难以适配分布式新能源直流楼宇为代表的永磁直驱同步风力发电构建的直流配用电系统所受到大扰动后或大的源荷功率跳变的稳定性问题;对此,付媛等学者通过构建李雅普诺夫函数,得到系统稳定域的准确解析式,有助于系统的优化改进,分析了附加电量的直流微网的稳定性,但是依托于直流楼宇的风储直流微网大信号稳定性分析尚鲜有研究。为此,本文旨在建立永磁直驱同步风力发电系统级联整流器系统的大信号简化模型,通过运用混合势函数理论,计算得到该系统的大信号稳定边界,并基于仿真分析验证了改善系统大信号稳定性的硬件因素以及关键控制因素,以此寻找拓宽稳定域范围的有效措施及控制方法。

1 风储微网结构与大信号建模

依托于含分布式风电储能直流楼宇的应用背景,所建立的风储微网简化结构如图 1 所示。其中,直驱型风力发电机通过三相 PWM 整流器连接到直流母线,蓄电池通过双向 DC/DC 变换器

连接到直流母线,此外,低压 DC 负载同样通过 DC/DC 电压变换挂接在直流母线上。

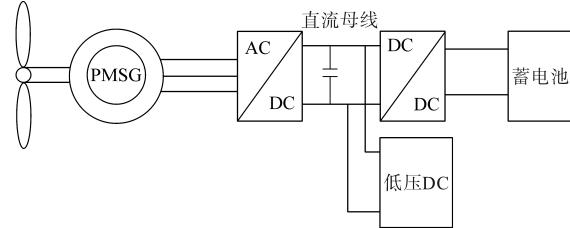


图 1 风储微网结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of wind storage microgrid structure

为了简化稳定研究过程,本研究选择忽略后级 DC/DC 变换器的详尽结构构造及其具体参数设定,仅关注其端口特性,在此基础上,我们采取一种简化的处理方式,将处于闭环控制状态的后级 DC/DC 变换器等效为一个恒功率负载模型来进行深入分析。简化后的系统拓扑结构如图 2 所示。图中 $e_a \sim e_c$ 为风机产生的三相电压源; $i_a \sim i_c$ 为三相交流相电流; $S_1 \sim S_6$ 为三相整流开关管; v_{dc} 为整流直流母线电压; i_o 为输出电流; C 为直流母线稳压电容,L 为电机绕组等效电感。

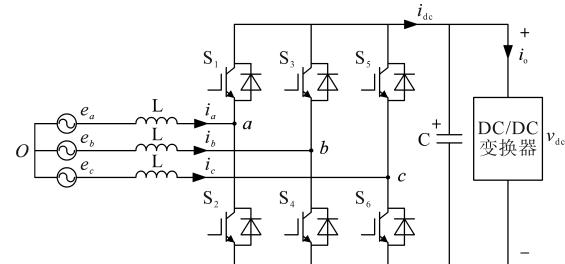


图 2 三相 PWM 整流器级联 DC/DC 变换器结构图

Fig.2 Structure of three-phase PWM rectifier cascaded DC/DC converter

建立三相 PWM 整流器开关周期平均电路方程如下:

$$\begin{cases} 3L \frac{di_{ab}}{dt} = e_a - Ri_{ab} - d_{ab}v_{dc} \\ 3L \frac{di_{bc}}{dt} = e_b - Ri_{bc} - d_{bc}v_{dc} \\ 3L \frac{di_{ca}}{dt} = e_c - Ri_{ca} - d_{ca}v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = d_{ab}i_{ab} + d_{bc}i_{bc} + d_{ca}i_{ca} - \frac{P}{v_{dc}} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{ab}, i_{bc}, i_{ca} 为三相线电流; R 为等效电阻; d_{ca}, d_{ab}, d_{bc} 为对应占空比; P 为输出功率。

借助旋转坐标变换方法, $a-b-c$ 坐标系内的各个变量被映射至 $d-q-0$ 坐标系,构建出对应的系统数学模型,0 轴分量在此过程中可以不予考

虑,具体描述如下:

$$\begin{cases} 3L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -3\omega L \\ 3\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_d i_d + S_q i_q) - \frac{P_{cpl}}{v_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: ω 为旋转坐标系的旋转角速度,也是电网基波频率的角速度; $i_d, i_q, e_d, e_q, S_d, S_q$ 分别为对应旋转坐标系d轴与q轴的电流分量、反电动势以及开关函数; P_{cpl} 为恒功率负载用电功率。

所用的旋转变换矩阵如下:

$$T_{abcdq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

取 $v_d = S_d v_{dc}, v_q = S_q v_{dc}$,根据输入输出功率平衡得到下式:

$$\begin{cases} 3L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -3\omega L \\ 3\omega L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{v_d i_d + v_q i_q}{v_{dc}} - \frac{P_{cpl}}{v_{dc}} \\ i_{dc} = \frac{v_d i_d + v_q i_q}{v_{dc}} \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可以画出大信号简化电路图如图3所示。

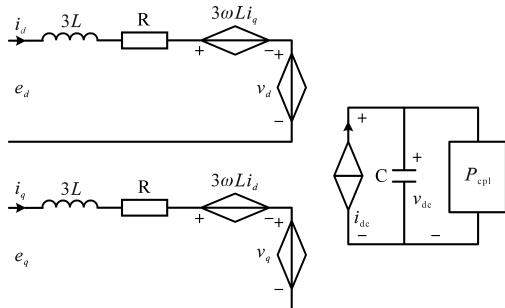


图3 风储微电网大信号简化模型

Fig.3 Simplified model of large signal for wind storage microgrid

图3所示的简化电路模型将交流侧与直流侧通过功率守恒建立联系,大大简化了系统的分析。

2 风储微网大信号稳定性判据

根据图3所建立的大信号简化模型,可通过

混合势函数理论^[19]推导系统的大信号稳定性判据。混合势函数是基于李雅普诺夫法得到的能量函数,包括电压势函数和电流势函数。混合势函数模型标准形式为

$$P(i, v) = -A(i) + B(v) + (i, \gamma v - \alpha) \quad (5)$$

式中: $A(i)$ 为系统中非储能元件的电流势函数; $B(v)$ 为非储能元件的电压势函数; $(i, \gamma v - \alpha)$ 为电路中电容的能量和部分非储能元件的能量,由电路拓扑决定。

将建立的混合势函数代入下式验证准确性:

$$\begin{cases} L \frac{di_\rho}{dt} = \frac{\partial P}{\partial i_\rho} \\ -C \frac{dv_\sigma}{dt} = \frac{\partial P}{\partial v_\sigma} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} P_i = \frac{\partial P(i, v)}{\partial i} \\ P_v = \frac{\partial P(i, v)}{\partial v} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} A_{ii} = \frac{\partial^2 A(i)}{\partial i^2} \\ B_{vv} = \frac{\partial^2 B(v)}{\partial v^2} \end{cases} \quad (8)$$

式中: L 为电感元件的对角矩阵; C 为电容元件对角矩阵。

综合式(6)~式(8),可以构建系统的李雅普诺夫型能量函数如下:

$$P^*(i, v) = \left(\frac{\mu_1 - \mu_2}{2} \right) P(i, v) + \frac{1}{2} (P_i, L^{-1} P_i) + \frac{1}{2} (P_v, C^{-1} P_v) \quad (9)$$

式中: μ_1 为矩阵 $L^{-1/2} \cdot A_{ii} \cdot L^{-1/2}$ 的最小特征值; μ_2 为矩阵 $C^{-1/2} \cdot B_{vv} \cdot C^{-1/2}$ 的最小特征值。

如果对于电路中所有的电压和电流满足条件: $\mu_1 + \mu_2 > 0$,当 $|v| + |i| \rightarrow \infty$ 时,满足 $P^*(i, v) \rightarrow \infty$,表明运行时间趋于无穷,系统可以运行到一个稳定状态。如图3所示,列写系统混合势函数如下式所示:

$$\begin{aligned} P(v, i) &= \int_T \sum_{\mu > r+s} v_\mu di_\mu + \sum_{\sigma=r+1}^{r+s} i_\sigma v_\sigma \\ &= e_d i_d + e_q i_q - \frac{1}{2} R i_d^2 - \frac{1}{2} R i_q^2 - \int_0^{i_d} 3\omega L i_q di_d - \\ &\quad \int_0^{i_d} 3\omega L i_q di_d - \int_0^{i_d} v_d di_d - \int_0^{i_q} v_q di_q - \\ &\quad \int_0^{v_{dc}} i_{dc} dv_{dc} + \int_0^{i_d} \frac{P_{cpl}}{v_{dc}} dv_{dc} \end{aligned} \quad (10)$$

可以得到系统的电流势函数矩阵为

$$\left\{ \begin{array}{l} A(i) = \begin{bmatrix} X_{11} & 0 \\ 0 & X_{22} \end{bmatrix} \\ X_{11} = -e_d i_d + \frac{1}{2} R i_d^2 + \int_0^{i_d} v_d d i_d - \int_0^{i_d} 3\omega L i_q d i_d \\ X_{22} = -e_q i_q + \frac{1}{2} R i_q^2 + \int_0^{i_q} v_q d i_q - \int_0^{i_q} 3\omega L i_d d i_q \end{array} \right. \quad (11)$$

进而获得系统的电压势函数为

$$B(v) = - \int_0^{v_{dc}} i_{dc} dv_{dc} + \int_0^{v_{dc}} \frac{P_{cpl}}{v_{dc}} dv_{dc} \quad (12)$$

依据混合势函数第三稳定性定理,矩阵 $L^{-1/2} \cdot A_{ii} \cdot L^{-1/2}$ 的最小特征值为 $(R+K_{ip})/(3L)$, 矩阵 $C^{-1/2} \cdot B_{vv} \cdot C^{-1/2}$ 的最小特征值为 λ , 则有:

$$\lambda = \frac{K_{ip} K_{vp} v_{dc} i_d - (v_d i_d + v_q i_q)}{v_{dc}^2} - \frac{P_{cpl} + P_0}{v_{dc}^2} \quad (13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_1 = \frac{R + K_{ip}}{3L} \\ \mu_2 = \frac{K_{ip} K_{vp} v_{dc} i_d - (v_d i_d + v_q i_q)}{v_{dc}^2} - \frac{P_{cpl} + P_0}{v_{dc}^2} \end{array} \right. \quad (14)$$

由以上可得方舱与底盘电网并网统一系统的稳定边界为

$$P_{cpl} < -(K_{ip} K_{vp} v_{dcmin} - v_d) i_{dref} + C v_{dcmin}^2 \frac{R + K_{ip}}{3L} - P_0 \quad (15)$$

检验可知,式(15)满足式(6),由此可知式(15)所得判据是正确的。

3 风储微网大信号稳定性验证

为了验证上一节理论分析及数学建模的准确性,本节依托于直流楼宇风储微网系统构建电力电子及控制系统仿真模型,如图4所示,以验证混合势函数稳定性边界的准确性,并针对稳定性判据分析大信号稳定性的影响因素。

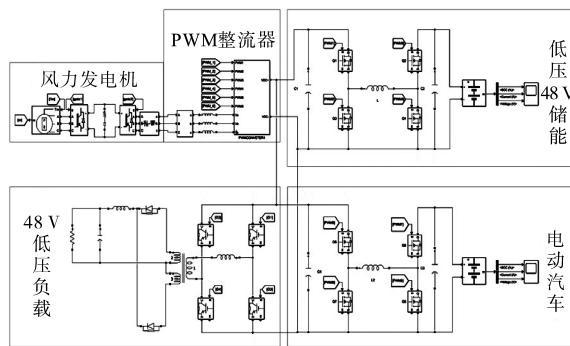


图4 直流楼宇风储微网仿真电路图

Fig.4 DC Building wind storage microgrid simulation circuit

风储微网的部分仿真电路设计参数如表1所示。

表1 仿真电路参数

Tab.1 Simulation circuit parameters

符号	名称	值	符号	名称	值
e_{abc}	电网相电压	380 V	K_{vp}	比例系数1	0.2
f	电网频率	50 Hz	K_{vi}	积分系数1	10
f_s	开关频率	50 kHz	K_{ip}	比例系数2	5
L	网侧电感	2 mH	K_{ii}	积分系数2	50
C	直流侧电容	210 μ F			-

3.1 稳定性判据仿真验证

为了验证在大信号扰动下的不稳定现象以及混合势函数建模的准确性,取初始负载功率为10 kW,并结合表1中的数据和式(15)的稳定性判据,可以得到理论稳定边界 P_{cpl} :

$$P_{cpl} < C v_{dcmin}^2 \frac{R + K_{ip}}{3L} - (K_{ip} K_{vp} v_{dcmin} - v_d) i_{dref} - P_0 = 37.9 \text{ kW} \quad (16)$$

仿真母线电压波形如图5所示,在1 s时系统的负载功率阶跃增加到37.9 kW时,系统经过0.4 s最终再次稳定到900 V附近,系统还能收敛,可以有效说明本文建模分析的有效性,保证在稳定域范围内系统负荷切换的稳定性及抗扰性。

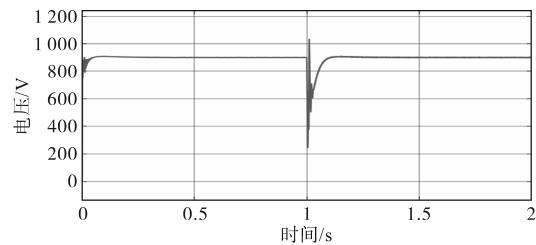


图5 $P_{cpl}=37.9 \text{ kW}$ 时母线电压波形

Fig.5 Bus voltage waveform at $P_{cpl}=37.9 \text{ kW}$

为了更好地模拟实际情况下系统在大信号扰动下的不稳定现象,仍取初始负载功率为10 kW,逐渐增大后级负载的跳变功率,直到系统无法维持自身稳定,此时的功率阶跃值就是该系统的实际稳定性边界值。当1 s时系统的负载功率阶跃增加到40 kW时,母线电压如图6所示,此时可以看到母线电压已经无法维持在给定值附近,故仿真时系统的负载功率突增最大不能超过40 kW。

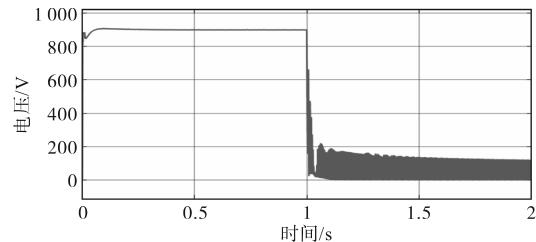


图6 $P_{cpl}=40 \text{ kW}$ 母线电压波形

Fig.6 Bus voltage waveform at $P_{cpl}=40 \text{ kW}$

综上所述,由仿真得到的系统稳定性边界值

为 40 kW, 理论计算值为 37.9 kW, 相对误差为 5.5%, 这是因为运用混合势函数分析的简化模型含部分近似等效, 计算得到的理论结果具有一定保守性, 在实际应用中, 系统可能在超出计算值范围依旧稳定, 但为我们提供了一个相对宽广的操作空间和安全裕度。

3.2 电路自身参数的影响

为进一步寻找拓宽稳定域范围的有效措施及控制方法, 需要分析部分硬件参数以及控制变量对于稳定域变换的影响。

由式(15)可知系统在投切大功率负载时能否保持稳定有一个功率极大值, 在该范围内系统可保持稳定, 该功率边界值与电路电感、电容参数有关, 还和系统控制电路参数有关。电容越大或电感越小, 功率极值越大, 意味着系统在大信号扰动下更容易趋于稳定。

首先, 对于电感的影响, 以后级功率突增 37.9 kW 为例进行大功率切换(下同), 取电容、控制参数 K_{vp} 恒定, 对比不同电感参数下的稳定性, 如表 2 所示, 其稳定性仿真波形如图 7 所示。

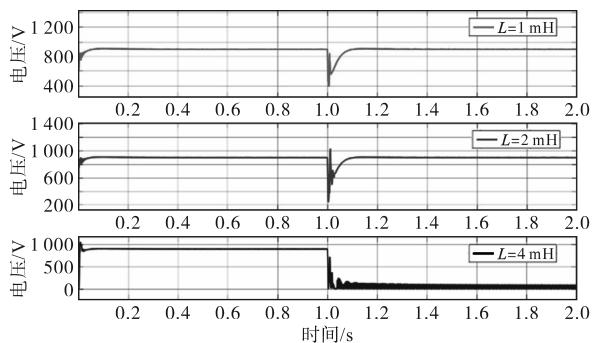


图 7 不同电感取值下的电路稳定性比较图

Fig.7 Comparison of circuit stability under different inductance values

表 2 不同电感取值下系统大信号稳定性比较

Tab.2 Comparison of large signal stability of systems with different inductance values

组别	L	C	K_{vp}	稳定性
1	1 mH	210 μF	0.2	稳定
2	2 mH	210 μF	0.2	稳定
3	4 mH	210 μF	0.2	不稳定

从图 7 中我们可以发现, 在电感 L 取值为 2 mH 时为电路原始的参数值, 将电感 L 减小到 1 mH 后的母线电压在 1 s 后的暂态过程电压跌落相较于电感 L 取值为 2 mH 时的母线电压的跌落更小, 更加稳定, 而将电感 L 增大到 4 mH 后电路振荡发散的幅度增大, 系统趋于更加恶劣的失稳

状态。

同样, 对于电容的影响, 相同工况下, 取电感、控制参数 K_{vp} 恒定, 对比不同电容参数下的稳定性, 如表 3 所示, 其稳定性仿真波形如图 8 所示。

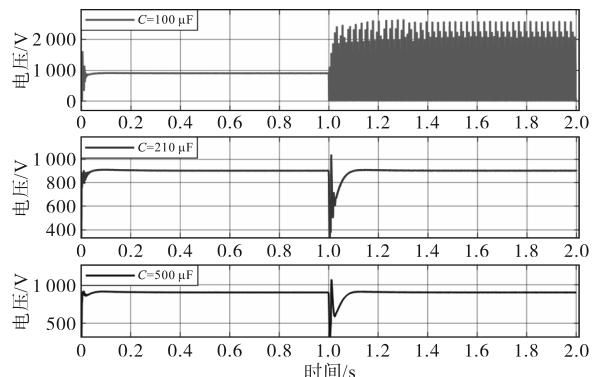


图 8 不同电容取值下的电路稳定性比较图

Fig.8 Comparison of circuit stability under different capacitor values

表 3 不同电容取值下系统大信号稳定性比较

Tab.3 Comparison of large signal stability of systems with different capacitor values

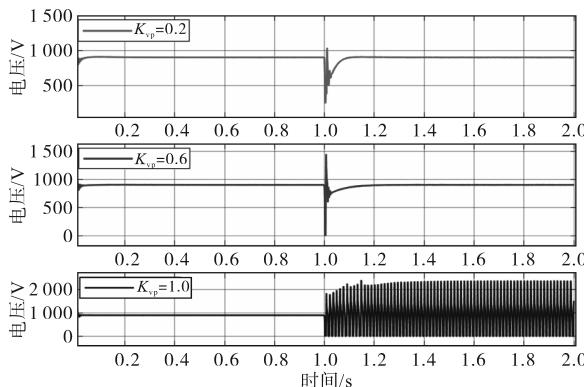
组别	L	C	K_{vp}	稳定性
4	2 mH	100 μF	0.2	不稳定
5	2 mH	210 μF	0.2	稳定
6	2 mH	500 μF	0.2	稳定

从图 8 中可以发现, 在电容 C 取值为 210 μF 时为电路原始的参数值, 将电容 C 增大到 500 μF 后电路在 1 s 功率突增后暂态过程中振荡更少, 更容易趋于稳定, 而将电容 C 减小到 100 μF 后电路振荡发散幅度增大, 系统趋于失稳状态。由此可见, 增大电容 C 或者减小电感 L 的值均可以扩大稳定域, 仿真与理论分析结果一致, 在设计电路参数阶段具有指导意义。

3.3 控制回路比例系数的影响

由混合势函数理论所计算得到的稳定性判据表明, 大信号稳定性不仅与电容 C 和电感 L 的值有关, 还与电路中的控制回路参数 K_{vp} 的大小有关。在实际工程中, 电感电容往往被封装在变换器产品内部不便于调整, 面临大负荷切换稳定域不足的问题, 通常需要改变控制电路参数来更方便地调整系统的大信号稳定边界。由式(15)可知, K_{vp} 的值越小, 电力系统在大信号扰动下更容易趋于稳定。

对此, 同样以 10 kW 为初始负荷功率, 后级突增 37.9 kW 工况进行 Simulink 仿真, 分析 K_{vp} 分别取值为 0.2, 0.6 以及 1.0 时对于稳定域的影响, 如表 4 所示, 其稳定性仿真波形如图 9 所示。

图 9 不同 K_{vp} 取值下的电路稳定性比较图Fig.9 Comparison of circuit stability under different K_{vp} values

从图 9 可以看出,在 K_{vp} 取值为 0.2 时为电路原始的参数值,此时将 K_{vp} 增大到 0.6 后电路的母线电压在 1 s 后的暂态过程电压跌落幅度明显大于 K_{vp} 取值为 0.2 时的母线电压跌落值,而将 K_{vp} 增大到 1.0 后电路振荡发散,系统趋于更加恶劣的失稳状态。

表 4 $L=2 \text{ mH}, C=210 \mu\text{F}$, 不同 K_{vp} 系统稳定性比较Tab.4 Comparison of large-signal stability of the system with different values of K_{vp} for $L=2 \text{ mH}, C=210 \mu\text{F}$

组别	K_{vp}	负荷边界值	判据值	稳定性
7	0.2	37.9 kW	>0	稳定
8	0.6	34.0 kW	<0	稳定
9	1.0	10.5 kW	<0	不稳定

由表 4 可以看出,当 K_{vp} 取值为 0.6 时理论计算边界为 34.0 kW,此时大信号稳定性判据小于 0,但是由于混合势函数理论的保守性,在仿真中系统依然是稳定的,因此可以保证在稳定域内系统稳定;而当 K_{vp} 取值为 1.0 时,稳定边界为 10.5 kW,远小于 37.9 kW,故系统将会振荡发散,将组别 9 的后级功率突增值降为 10 kW 后的母线电压波形如图 10 所示,可见系统可以趋于稳定,再次验证了大信号稳定性的正确性。

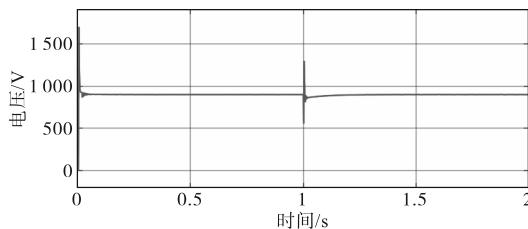


图 10 组别 9 参数下功率突增 10 kW 的母线电压波形图

Fig.10 Waveform of bus voltage for power surge of 10 kW at group 9 parameters

综上所述,在实际应用中,通过增大电容 C 的值、减小电感 L 的值和减小控制回路参数 K_{vp} 均

可以有效扩大系统稳定域,仿真与理论分析结果一致。可以根据稳态波动响应超调以及大信号稳定边界的需求综合选取控制参数。

4 结论

本文依托于含分布式新能源直流楼宇(分布式风储直流楼宇)的应用背景,针对永磁直驱同步风力发电系统在受到外界大干扰影响下系统容易失稳这一现象,通过建立永磁直驱同步风力发电系统的大信号简化模型,运用混合势函数理论,计算得到该系统的大信号稳定边界,并建立对应仿真模型验证了理论计算的稳定域范围及理论的正确性与准确精度,误差可以控制在 6% 以内,保证稳定域范围内系统稳定;在此基础之上,进一步分析了硬件电路中电容 C 、电感 L 和关键控制回路参数 K_{vp} 对稳定域改善的影响,通过适当调整可以有效扩大系统的大信号稳定性边界;最终,根据稳态波动响应超调以及大信号稳定边界的需求综合选取或调节控制参数,为微网系统的参数设计提供了新的思路。

参考文献

- [1] 贺德馨.中国风能发展战略研究[J].中国工程科学,2011,13(6):95-100.
HE Dexin. Research on China's wind energy development strategy[J]. Strategic Study of CAE, 2011, 13(6): 95-100.
- [2] 乐威.新能源背景下我国风力发电现状和未来发展方向探索[J].绿色环保建材,2020(11):165-166.
YUE Wei. Exploration of the current situation and future development direction of wind power generation in China under the background of new energy[J]. Green Environmental Protection Building Materials, 2020(11): 165-166.
- [3] 崔炜,艾斯卡尔.国内外风电技术现状与发展趋势[J].电器与能效管理技术,2019(13):1-5.
CUI Wei, AISKAER. Current state and future development trend of wind power at home and abroad[J]. Electrical & Energy Management Technology, 2019(13): 1-5.
- [4] CHEN Y, PILLAY P, KHAN A. PM wind generator comparison of different topologies[C]//IEEE Industry Applications Conference, 2004 39th IAS Annual Meeting, Seattle, WA, USA, 2004: 1405-1412.
- [5] HOLDSWORTH L, WU X, EKANAYAKE J, et al. Comparison of fixed speed and doubly-fed induction wind turbines during power system disturbances[J]. IEE Proceedings Generation Transmission and Distribution, 2003, 150(3):342-352.
- [6] PENA R, CLARE J C, ASHER G M. Doubly fed induction generator using back to back PWM converter and its application to

- variable speed wind energy generation[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 2002, 143(3): 231–241.
- [7] CHINCHILLA M, ARNALTES S, BURGOS J C. Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(1): 130–135.
- [8] SCHIEMENZ I, STIEBLER M. Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system[C]//Electric Machines and Drives Conference, 2001: 872–877.
- [9] 李建林,许洪华,高志刚,等.风力发电中的电力电子变流技术[M].北京:机械工业出版社,2008:63–67.
- LI Jianlin, XU Honghua, GAO Zhigang, et al. Power electronic converter technology in wind power generation[M]. Beijing: China Machine Press, 2008:63–67.
- [10] 闫承山,邱明泉,张立军,等.基于多组储能动态调节的直流微电网电压稳定控制策略[J].电气传动,2023,53(3):48–55,63.
- YAN Chengshan, QIU Mingquan, ZHANG Lijun, et al. Voltage stability control strategy for DC microgrid based on multi-group energy storage unit dynamatic regulation[J]. Electric Drive, 2023, 53(3): 48–55, 63.
- [11] 杨逸帆,尹晗,陆治治,等.无电解电容变频器的母线电压振荡抑制研究[J].电气传动,2023,53(12):40–46.
- YANG Yifan, YIN Han, LU Zhiye, et al. Research on bus voltage oscillation suppression of electrolytic capacitor-less inverter [J]. Electric Drive, 2023, 53(12): 40–46.
- [12] 王超,曹炜,张旭航,等.一种改进下垂控制的直流微电网多储能运行方法[J].电气传动,2023,53(1):74–80.
- WANG Chao, CAO Wei, ZHANG Xuhang, et al. A multi-energy storage operation method of DC microgrid based on improved power droop control[J]. Electric Drive, 2023, 53 (1) : 74–80.
- [13] 高卓.考虑储能单元动态性能的交直流混合微电网系统稳定性分析[D].北京:北方工业大学,2020.
- GAO Zhuo. Stability analysis of AC/DC hybrid microgrid system considering dynamic performance of energy storage units [D]. Beijing: North China University of Technology, 2020.
- [14] 谢文强,韩民晓,严稳利,等.考虑恒功率负荷特性的直流微电网分级稳定控制策略[J].电工技术学报,2019,34(16): 3430–3443.
- XIE Wenqiang, HAN Minxiao, YAN Wenli, et al. Hierarchical stability control strategy of DC micro-grid considering constant power load performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(16): 3430–3443.
- [15] 张晓兵.PWM整流器级联系统大信号稳定性分析及改善方法研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2018.
- ZHANG Xiaobing. Research on large signal stability analysis and improvement methods of PWM converter cascade system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018.
- [16] 刘博.三相PWM整流器带变换器负载时的稳定性研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2018.
- LIU Bo. Stability study of three phase PWM rectifiers with converter load[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018.
- [17] 吴彦伟,欧嘉俊,苏涛,等.多电压等级直流系统大信号稳定性分析[J].电力系统及其自动化学报,2023,35(10):115–124.
- WU Yanwei, OU Jiajun, SU Tao, et al. Stability analysis of large signals in multi voltage level DC systems[J]. Proceedings of the EPSA, 2023, 35(10): 115–124.
- [18] 徐浩轩,马晓军,刘春光,等.混合动力装甲车直流微电网大信号稳定性分析[J].兵工学报,2023,44(1):108–116.
- XU Haoxuan, MA Xiaojun, LIU Chunguang, et al. Large-signal stability of on-board DC microgrids for hybrid electric armored vehicles[J]. Acta Armamentarii, 2023, 44(1): 108–116.
- [19] BRAYTON R K, MOSER J K. A theory of nonlinear networks-I [J]. Quarterly of Applied Mathematics, 1964, 22(1):1–33.

收稿日期:2024-10-12

修改稿日期:2024-11-06