

直流汇集型风电系统阻抗建模与小干扰稳定性分析

李小龙¹, 樊艳芳¹, 侯俊杰¹, 卢俊龙², 玄东旭¹

(1. 新疆大学电气工程学院, 乌鲁木齐 830017; 2. 中国科学院电工研究所, 北京 100190)

摘要: 与交流汇集型风电系统相比, 直流汇集方式通过高变比大容量直流变换器对直流输出型风电机组进行升压汇集, 可减小系统损耗并促进远距离直流输电。该系统中电力电子装备数量较多, 亟需开展阻抗建模及振荡特性分析。为此, 首先提出输入并联输出串联型 Boost 全桥隔离变换器二端口阻抗模型, 在此基础上建立串并联汇集拓扑的风电场送出端口阻抗模型, 并采用多谐波线性化法建立模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)直流侧输入阻抗模型。根据小信号模型的频率特性对直流汇集型风电系统进行小干扰稳定性分析。最后, 在 MATLAB/Simulink 中搭建系统时域仿真模型, 验证了所建立阻抗模型及系统稳定性分析结论的正确性。

关键词: 直流汇集; 风电; Boost 全桥隔离变换器; 模块化多电平变换器; 阻抗建模; 小干扰稳定性

Impedance Modeling and Small Disturbance Stability Analysis of DC Pooling Wind Power System

LI Xiaolong¹, FAN Yanfang¹, HOU Junjie¹, LU Junlong², XUAN Dongxu¹

(1. School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830017, China;

2. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China)

Abstract: Compared to existing AC-pooled wind power systems, the DC pooling method uses a high-variable-ratio and large-capacity DC converter to boost and aggregate DC-output wind turbine generators, which reduces system losses and facilitates long-distance DC transmission. The high number of power electronic equipment in the system requires impedance modeling and oscillation characterization urgently. To this end, a two-port impedance model of the input-parallel output-series Boost full-bridge isolation converter is first proposed. Based on this, an impedance model of the send-out port for the series-parallel pooling topology wind farm is established, and a multi-harmonic linearization method is used to establish the DC-side input impedance model of the modular multilevel converter (MMC). The stability analysis of the DC pooled wind power system is carried out according to the frequency characteristics of the small-signal model. Finally, the time-domain simulation model of the system is built in MATLAB/Simulink to verify the correctness of the established impedance model and the conclusions of the system stability analysis.

Key words: DC pooling; wind power; Boost full bridge isolation converter; modular multilevel converter; impedance modeling; small-signal stability

0 引言

随着能源革命的深入推进, 以风电为主的新能源发展迅猛, 装机容量快速增长^[1]。目前, 风电系统以交流汇集结合直流送出为主流方案, 但交流汇集方式电能需经多次变化, 具有高损耗和低可靠性的特点^[2-3]。直流汇集方案避免了对电能进行多次整流、逆变和升压, 从而降低损耗并解决了原有的风场内部无功电压问题^[4]。

风电并网系统中水火电源支撑不足, 电力电子装备较多, 且风能具有较大的波动性和间歇性, 导致该系统存在振荡风险^[5]。美国德州、德国北海、我国河北沽源和新疆哈密等地区发生了风电并网系统振荡失稳事故, 严重影响了电力系统安全稳定运行。特征值分析法基于系统的时域状态空间模型来判定系统的稳定性, 但当系统较为复杂时存在维数灾的问题^[6]。目前对含有复杂电力电子装备系统的小干扰稳定性分析多采用频域下的阻抗法^[7-8], 该方法需建立 2 个子系统的频域阻抗模型, 通过 Nyquist 判据分析系统稳定性, 可得出系统的稳定裕度与失稳频率。文献[9]基于电网阻抗与直驱风电机组网侧

基金资助项目: 国家重点研发计划(2021YFB1507000); “天山英才”培养计划(2022TSYCLJ0019)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2021YFB1507000), Tianshan Talent Training Program(2022TSYCLJ0019).

变流器的正、负序阻抗模型, 研究了风电经交流汇集、交流传输这一方案的次同步振荡问题。文献[10-11]基于风电场侧模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)和风电并网逆变器的交流侧相序阻抗模型, 揭示了风电经 MMC 柔性直流输电送出系统的振荡机理。以上研究主要集中于交流汇集型风电系统, 目前国内外对直流汇集型风电系统的稳定性研究较少, 尤其是针对高变比、大容量 DC/DC 变换器的阻抗建模研究还较少。

文献[12-14]所建立的直流变换器阻抗模型主要适用于直流微网和直流电源等中低压小功率系统的稳定性分析。近年来, 风电机组正朝着大功率化趋势发展, 因此应用于直流风电场升压汇集的直流变换器需具备中高变比、大容量的特性^[15]。模块化多电平 DC/DC 变换器和模块组合型 DC/DC 变换器在高压大功率场合中具有良好的应用前景^[16]。MMC 开关器件较多, 正常运行时开关频率较高, 因此建设成本和运行损耗较大。输入并联输出串联结构(input parallel output series, IPOS)的组合型变换器适用于低电压输入、高电压输出的大功率场合, 能够满足直流汇集型风电系统的技术要求^[17]。目前对模块组合型变换器的阻抗建模和振荡机理已有了一定的研究成果, 文献[18]建立了串并联型 Boost-LLC 直流变压器的输出阻抗模型, 并基于该模型分析了中低压直流配电系统的稳定性; 文献[19]基于双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器的降阶平均模型, 建立了输入串联、输出并联型 DAB 的输入输出阻抗模型。中国科学院电工研究所研制出了适用于中压领域的大功率、高变比 DC/DC 变换器, 该变换器采用了输入并联输出串联(input parallel output series, IPOS)的拓扑结构, 且已应用于云南大理的“大型光伏电站直流升压汇集接入关键技术及设备研制”国家重点研发计划示范工程; 本文将建立该拓扑结构的 DC/DC 变换器阻抗模型, 并基于此研究直流汇集型风电系统的小干扰稳定性。

本文首先基于 Boost 全桥升压隔离变换器(Boost full-bridge isolated converter, BFBIC)平均值模型, 提出了 IPOS-BFBIC 阻抗建模方法, 并基于此建立了串并联汇集拓扑的风电场送出端口阻抗模型。然后采用多谐波线性化方法建立了 MMC 逆变器直流侧阻抗, 利用系统小信号模型的频率特性分析了电路参数、控制参数以及风电机组功率对直流汇集型风电系统小干扰稳定性的影响。最后, 在

MATLAB/Simulink 中建立了系统时域仿真模型, 通过扫频法验证所建立的阻抗模型的准确性, 并设置多个仿真场景验证系统稳定性分析结论的正确性。

1 直流汇集型风电系统拓扑和控制策略

直流汇集型风电系统的拓扑结构如图 1 所示, 系统内主要设备为直流型风机、DC/DC 变换器和并网逆变器。每台直流型风机出口级联 DC/DC 变换器升压, DC/DC 变换器高压侧通过串并联方式进行二次升压和汇集, 构成直流风电场。最后电能经直流电抗器、输电线路和 MMC 逆变器并入交流电网。其中 L_{dc1} 为风电场侧直流电抗器, L_{dc2} 为 MMC 侧直流电抗器。

1.1 风电场直流汇集系统

直流型风机由风力机、永磁同步发电机和两电平电压源型换流器(voltage source converter, VSC)构成。其中, 风力机采用桨距角控制策略, 当风速不超过额定风速时, 桨距角为 0° , 当风速超过额定风速时, 桨距角开始增大, 直到直流型风机功率降到额定功率为止。机侧整流器采用旋转坐标系下的功率外环、电流内环控制策略, 直流电流参考值设为 0, 运行在单位功率因数状态。

鉴于永磁同步发电机出口交流电压较小, 一般在 690 V~1 kV 之间, 机侧整流器出口直流电压在 1~5 kV 之间, 若直流型风机直接在该电压等级下进行汇集传输, 则汇集线路上将会产生大量的电能损耗, 不利于电能的高效率传输, 因此需要在直流型风机出口接高变比的 DC/DC 变换器进行升压。除此之外, 直流型风机的输出功率一般较大, 因此 DC/DC 变换器还要满足大功率的要求。

本文中直流变换器采用输入并联、输出串联型 Boost 全桥升压隔离变换器, 其主电路结构如图 2 所示。图 2 中: u_{in} 、 i_{in} 和 u_o 、 i_o 分别为变换器输入侧和输出侧的电压、电流; 开关管 S_1 — S_4 组成全桥

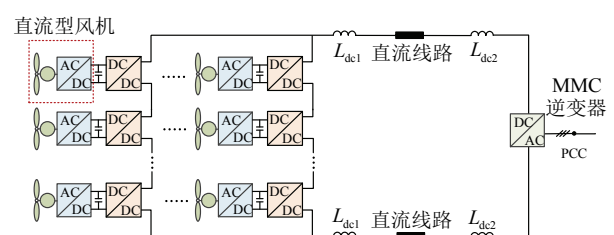


图 1 直流汇集型风电系统拓扑结构

Fig.1 Topology of DC collection wind power systems

电路, S_c 为钳位开关管; T 为高频隔离变压器; n 为变压器变比; C_c 为钳位电容; L_r 为变压器等效漏感; L_{sk} 为第 k 个 BFBIC 子模块的升压电感; 高频变压器变比为 $1:n$; C_1 为风机侧模拟电容与变换器输入侧电容之和; C_{2k} 为第 k 个 BFBIC 子模块的输出侧电容; u_{in}^* 为输入电压参考值; G_u 为输入电压外环 PI 控制器的传递函数; G_i 为输入电流内环 PI 控制器的传递函数。

Boost 结构可以使输入端输出端电压调节范围更广, 全桥结构可以实现高低压侧的电气隔离, 保护设备的安全, 同时实现一个更高的升压比。多个基本模块的串并联组合可降低各子模块中元器件承担的电压和电流, 从而提高直流变换器的功率等级。但在隔离型 BFBIC 电路中, 实际的变压器存在漏感, 在功率开关管同时关断时, 会产生一个电压尖峰。为了保证变换器可靠运行, 可以通过添加有源钳位电路来避免开关管出现暂态过电压。

后文对 IPOS-BFBIC 阻抗建模时, 假设每个子模块具有相同的电气参数, 因此本文采用自然功率均衡法中的共同占空比方案, 模块间利用自身特性实现平均运行。IPOS-BFBIC 采用输入电压外环、输入电流内环的控制策略来调节各子模块开关管的占空比。其占空比可表示为:

$$d = G_i G_u (u_{in} - u_{in}^*) - G_i i_{in} \quad (1)$$

1.2 MMC 逆变器并网系统

MMC 典型拓扑结构如图 3 所示, 逆变器由对称的三相六桥臂组成, 每个桥臂由 M 个相同参数的半桥子模块、桥臂电感 L 和桥臂电阻 R 串联构成。 i_{dc} 为直流电流; U_{dc} 为直流电压参考值; u_{ju} 和 $u_{jl}(j=a, b, c)$ 分别为 j 相上、下桥臂电压; i_{ju} 和 i_{jl} 分别为 j 相上、下桥臂电流; u_j 为三相交流电压; i_j 为三相交流电流。

为了使系统中直流变换器稳定运行, 需维持并网侧直流电压的稳定, 因此 MMC 并网逆变器采取定并网侧直流电压来获取电流内环控制的参考值, 电流内环控制器与环流控制器共同输出调制波信号进行最近电平调制, 其控制结构如图 4 所示。

本文中控制器均采用 PI 控制器以实现无静差调节, $H_v(s)$ 、 $H_i(s)$ 和 $H_c(s)$ 分别为直流电压控制器、电流内环控制器和环流控制器的传递函数; θ_{PLL} 由控制系统中的锁相环决定, 定义为公共连接点处的电压相位; u_{dc} 为直流电压; 电流内环控制器 q 轴电

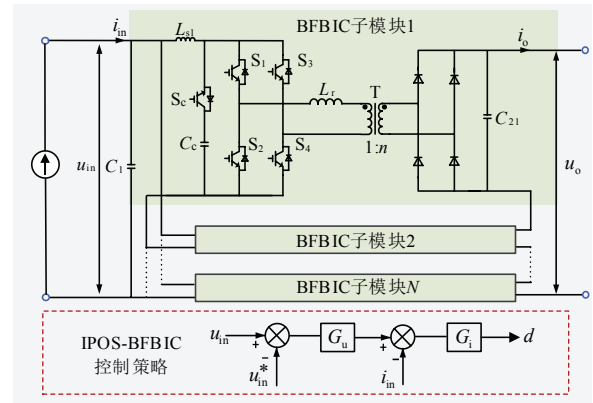


图 2 IPOS-BFBIC 主电路结构与控制策略

Fig.2 Main circuit structure and control strategy of IPOS-BFBIC

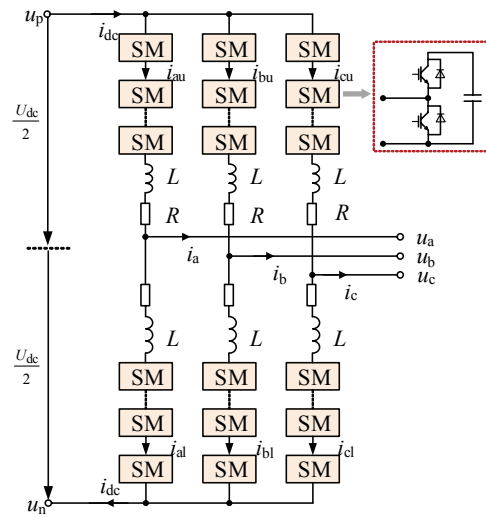


图 3 MMC 主电路拓扑结构

Fig.3 Topology of MMC main circuit

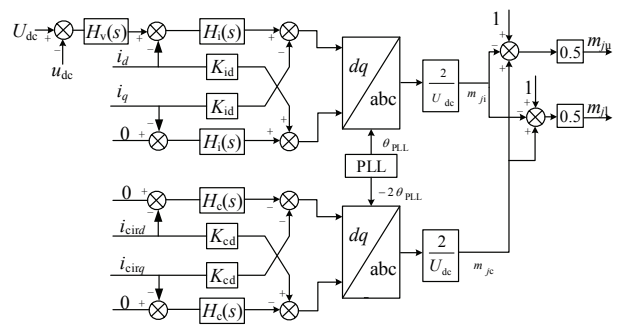


图 4 MMC 并网逆变器控制结构

Fig.4 Control structure of MMC grid-connected inverter

流参考值设置为 0; i_d 和 i_q 分别为交流电流经 abc-dq 变换得到的 dq 轴分量; K_{id} 为交流电流控制解耦系数; 为使二倍频环流分量被调节为 0, 环流控制的参考指令均设置为 0, i_{cird} 和 i_{cirq} 分别为三相桥臂环

分量在负序二倍频同步坐标系下的 dq 轴分量;
 K_{cd} 为环流控制解耦系数。

电流内环控制与环流控制所得调制信号分别为 m_{ji} 和 m_{jc} , 则 MMC 逆变器三相上、下桥臂调制信号 m_{ju} 和 m_{jl} 为:

$$\begin{cases} m_{ju} = \frac{1 - m_{ji} + m_{jc}}{2} \\ m_{jl} = \frac{1 + m_{ji} + m_{jc}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

2 直流风电场送出端口阻抗建模

本文将图 1 中风电场直流汇集系统、直流输电线路和直流电抗器 L_{dc1} 、 L_{dc2} 的总输出阻抗称为直流风电场送出端口阻抗。鉴于永磁直驱风电机组的机侧变流器与网侧变流器通过较大的直流侧电容解耦, 通常将风力机、永磁同步发电机以及机侧变流器等效为受控电流源^[10], 本文将采用该等效方法对系统进行简化。

2.1 BFBIC 平均值模型

直流变换器正常运行时, BFBIC 子模块中各 IGBT 的触发信号时序、Boost 升压电感电流 $i_{Ls}(t)$ 、钳位电容电流 $i_{Cc}(t)$ 、变压器漏感电压 $u_{Lr}(t)$ 和电流波形 $i_{Lr}(t)$ 如图 5 所示。开关管 S_1 和 S_4 的触发信号完全一致, 开关管 S_2 和 S_3 的触发信号相同。在正常工作时, 开关管占空比 >0.5 , S_1 和 S_4 的触发信号超前 S_2 和 S_3 的触发信号半个周期。 S_0 的触发信号是由 S_1 和 S_4 的触发信号及 S_2 和 S_3 的触发信号经过与非运算再缩小一段时间得来的, 缩短导通时间是为了避免出现暂态过电压, 使变压器漏感的能量有回路进行释放。

本文旨在分析多风电机组系统并网稳定性, 其中 IPOS-BFBIC 数目较多, 且每个变换器具有多个子模块, 若采用开关模型进行仿真, 则巨大的计算量将严重影响仿真速度。为提高仿真分析效率, 采用 BFBIC 平均模型进行分析, 该模型能够比较准确地表征变换器端口特性^[20-21]。

以 IPOS-BFBIC 中第 k 个子模块为例, 将开关网络用二端口网络表示, 端口变量为输入电压 $u_{1k}(t)$ 、输入电流 $i_{Lk}(t)$ 、输出电压 $u_{2k}(t)$ 和输出电流为 $i_{2k}(t)$ 。对开关网络的端口变量求平均, 之后用受控源等效开关网络。

在第 k 个 BFBIC 子模块中, 端口变量 $i_{Lk}(t)$ 和 $u_{2k}(t)$ 刚好分别为电感电流和电容电压, 因此将其定

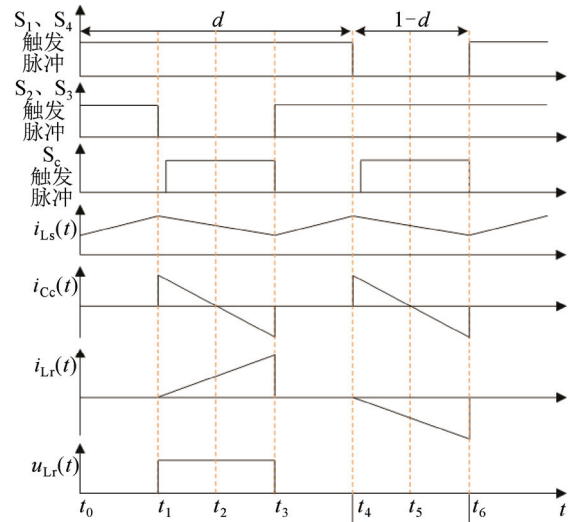


图 5 BFBIC 开关管控制时序

Fig.5 BFBIC switch tube control timing

义为独立变量, 则 $u_{1k}(t)$ 和 $i_{2k}(t)$ 为非独立变量。根据图 5 中 BFBIC 子模块的工作状态进行分析, 可以得到 1 个周期不同时间间隔内各变量之间的关系为:

$$\begin{cases} u_{1k}(t) = 0 \\ i_{2k}(t) = 0 \end{cases}, t_0 < t < t_1, t_3 < t < t_4 \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{1k}(t) = u_{Lr}(t) + \frac{u_{2k}(t)}{n} \\ i_{2k}(t) = \frac{i_{Lr}(t) - i_{Cc}(t)}{n} \end{cases}, t_1 < t < t_3, t_4 < t < t_6 \quad (4)$$

应用开关周期平均的概念, 由图 5 可知, 漏感电压 $u_{Lr}(t)$ 和 $i_{Cc}(t)$ 在式(3)和式(4)对应时间间隔内的平均值为 0。在 1 个开关周期 T_s 内, 只有 1 对开关管 (S_1 、 S_4 或 S_2 、 S_3) 导通的时长为 $2(1-d)T_s$, 则 4 个开关管同时导通的时长为 $(2d-1)T_s$ 。由上述分析可得, 在 1 个周期 T_s 内端口变量之间的关系为:

$$\begin{cases} u_{1k} = \frac{2(1-d)}{n} u_{2k} \\ i_{2k} = \frac{2(1-d)}{n} i_{Lk} \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_{1k} 和 u_{2k} 分别为 $u_{1k}(t)$ 和 $u_{2k}(t)$ 在 1 个周期内的平均变量; i_{Lk} 和 i_{2k} 分别为 $i_{Lk}(t)$ 和 $i_{2k}(t)$ 在 1 个周期内的平均变量。

根据式(5)可建立图 6 所示的平均开关模型, 开关网络用受控源两端网络进行等效, u_{ik} 、 u_{ok} 和 i_{ok} 分别为 IPOS-BFBIC 第 k 个子模块输入侧电压、输出侧电压和输出侧电流在 1 个周期内的平均变量。

2.2 IPOS-BFBIC 二端口阻抗模型

IPOS-BFBIC 作为直流型风机与直流输电线路

的互联装置, 将其等效为二端口网络可更好地反映变换器输入量与输出量之间的关系, 同时有利于直观地求解互联系统的输入输出阻抗, IPOS-BFBIC 闭环二端口阻抗模型为:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{in} \\ \hat{u}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{in} & G_{in} \\ G_{out} & -Z_{out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{in} \\ \hat{i}_o \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: 变量上方带“^”表示对应变量的小信号分量; Y_{in} 为低压侧输入导纳; G_{in} 为闭环反向电流增益; G_{out} 为闭环电压增益; Z_{out} 为高压侧闭环输出阻抗。

由图 6 中 BFBIC 平均值模型可得, IPOS-BFBIC 第 k 个子模块的开环频域稳态方程为:

$$\begin{cases} sL_{sk}\hat{i}_{Lk} = u_{ik} - \frac{2(1-d)}{n}u_{ok} \\ sC_{2k}u_{ok} = \frac{2(1-d)}{n}\hat{i}_{Lk} - \hat{i}_{ok} \end{cases} \quad (7)$$

令 $d'=2(1-d)/n$, 在稳态工作点上对式(7)进行 Taylor 级数展开并忽略高阶小信号分量, 可得 BFBIC 子模块的开环线性化方程为:

$$\begin{cases} sL_{sk}\hat{i}_{Lk} = \hat{u}_{ik} - d'\hat{u}_{ok} + \frac{2u_{ok}}{n}\hat{d} \\ sC_{2k}\hat{u}_{ok} = d'\hat{i}_{Lk} - \frac{2i_{Lk}}{n}\hat{d} - \hat{i}_{ok} \end{cases} \quad (8)$$

当 IPOS-BFBIC 子模块个数为 N 时, 根据式(8)可建立其小信号模型, 如图 7 所示。由图 7 可知, 多个 BFBIC 子模块的小信号模型通过输入并联、输出串联的方式得到 IPOS-BFBIC 的小信号模型, 则其开环线性化方程为:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^N sL_{sk}\hat{i}_{Lk} = N\hat{u}_{in} - \sum_{k=1}^N d'\hat{u}_{ok} + \sum_{k=1}^N \frac{2u_{ok}}{n}\hat{d} \\ \sum_{k=1}^N sC_{2k}\hat{u}_{ok} = \sum_{k=1}^N d'\hat{i}_{Lk} - \sum_{k=1}^N \frac{2i_{Lk}}{n}\hat{d} - N\hat{i}_o \end{cases} \quad (9)$$

本文假设 IPOS-BFBIC 各子模块的升压电感 L_{sk} 、输出侧电容 C_{2k} 以及变压器变比均相同。令 $L_{s1}=L_{s2}=\dots=L_{sk}=L_s$ 、 $C_{21}=C_{22}=\dots=C_{2k}=C_2$, 则式(9)可简化为:

$$\begin{cases} sL_s\hat{i}_{in} = N\hat{u}_{in} - d'\hat{u}_o + \frac{2u_o}{n}\hat{d} \\ sC_2\hat{u}_o = d'\hat{i}_{in} - \frac{2i_{in}}{n}\hat{d} - N\hat{i}_o \end{cases} \quad (10)$$

IPOS-BFBIC 采用共同占空比方案, 通过输入电压外环、输入电流内环的控制策略来调节各子模块开关管的占空比。因此, 变换器中各个子模块在稳态工作点具有相同的占空比 d , 将式(1)线性化可得占空比小信号分量为:

$$\hat{d} = G_u G_i \hat{u}_{in} - G_i \hat{i}_{in} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)中可得 IPOS-BFBIC 的闭环二端口阻抗模型(式(6))中各元素为:

$$\begin{cases} Y_{in} = \frac{N + u_o G_u G_i C - B}{sL_s + u_o G_i C} \\ G_{in} = \frac{Nd'}{(sC_2 + Ad')(sL_s + u_o G_i C)} \\ G_{out} = \frac{A(N + u_o G_u G_i C) - G_u G_i C}{sC_2 + Ad'} \\ Z_{out} = \frac{N}{sC_2 + Ad'} \end{cases} \quad (12)$$

式中: A 、 B 、 C 为中间变量, 其表达式见附录 A。由式(12)可建立 IPOS-BFBIC 的二端口阻抗模型, 如图 8 所示。

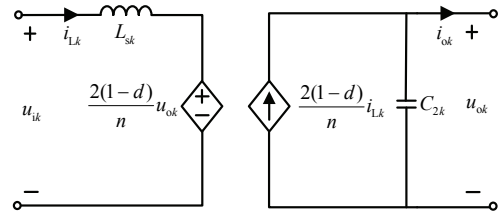


图 6 BFBIC 平均值模型

Fig.6 BFBIC's mean model

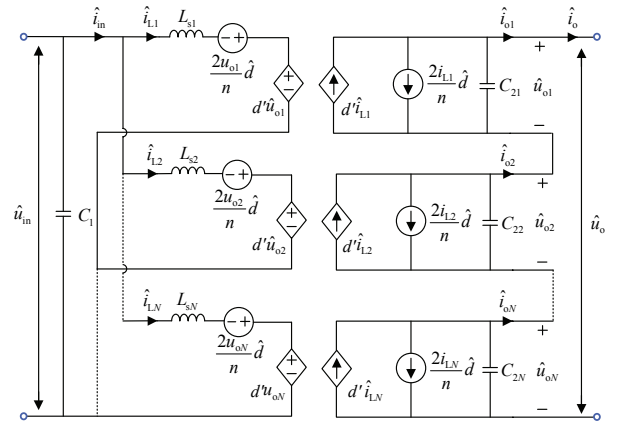


图 7 IPOS-BFBIC 小信号模型

Fig.7 Small signal model of IPOS-BFBIC

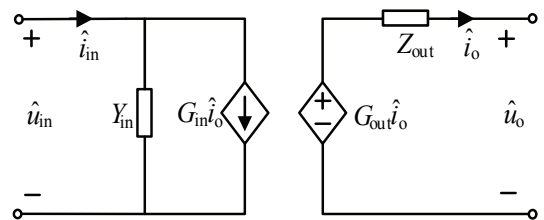


图 8 IPOS-BFBIC 二端口阻抗模型

Fig.8 Two-port impedance model of IPOS-BFBIC

本文中 IPOS-BFBIC 输入端为风机侧模拟电容与变换器输入侧电容之和 C_1 , 可根据等效电路列写以下方程:

$$\begin{cases} \hat{u}_o = G_{out}\hat{u}_{in} - Z_{out}\hat{i}_o \\ G_{in}\hat{i}_o = -\hat{u}_{in}(Y_{in} + sC_1) \end{cases} \quad (13)$$

进一步整理方程可得 IPOS-BFBIC 的总输出阻抗为:

$$Z_o = -\frac{\hat{u}_o}{\hat{i}_o} = \frac{G_{out}G_{in}}{Y_{in} + sC_1} + Z_{out} \quad (14)$$

本文建立的 IPOS-BFBIC 闭环二端口阻抗模型可直观求解级联系统总输入阻抗和总输出阻抗。

2.3 风电场送出端口阻抗建模

对于 $a \times b$ 串并联型汇集拓扑的风电场, 即风电场中每一个链路包含 a 台风电机组, b 个链路之间并联连接, 直流型风机经 IPOS-BFBIC 进行升压和汇集后, 直流母线电压为 $u_{WF} = au_o$ 。通过忽略各个风电机组之间的相互作用, 将 $a \times b$ 串并联型拓扑的风电场直流汇集系统阻抗表示为:

$$Z_{WF} = \frac{a}{b} Z_o \quad (15)$$

本文中风电场直流汇集系统采用 4×3 串并联拓扑结构。直流输电线路采用图 9 所示的 T 型等效模型。将风电场直流汇集系统、直流输电线路和直流电抗器总输出阻抗称为风电场送出端口阻抗 Z_{eq} , 可表示为:

$$Z_{eq} = \frac{Z_{WF} + 2L_{dc1} + R_{line} + sL_{line}}{sC_{line}(Z_{WF} + 2L_{dc1} + R_{line} + sL_{line} + 1/(sC_{line}))} + \frac{R_{line} + sL_{line} + 2L_{dc2}}{sC_{line}} \quad (16)$$

式中: L_{line} 、 R_{line} 和 C_{line} 分别为直流输电线路的等效电感、等效电阻和等效电容。

附录 C 图 C1 为基于附录 A 表 A1 中系统参数, 输电线路采用阻感等效模型、T 型等效模型和 π 型等效模型时风电场送出端口阻抗 Z_{eq} 的波特图。由图 C1 可知, 采用 T 型等效和 π 型等效模型的 Z_{eq} 频率特性在第 1 个谐振点前基本相同, 且与阻感等效模型有较大差异。若要研究系统高频段振荡问题, 则选用多个 π 型等效模型^[22]。本文主要研究中低频段的振荡问题, 因此直流线路采取 T 型等效即可。

2.4 阻抗扫频验证

为验证所得风电场送出端口阻抗模型的准确性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建了 4×3 串并联汇集拓扑的风电系统平均值仿真模型, 系统参数如附录 A 表 A1 所示。在直流输电线路末端注入一系列

不同频率的扰动电压, 通过计算扰动电压与扰动电流的比值得到风电场送出端口阻抗的扫频值。图 10 为解析模型理论值与仿真测量值结果, 可以看出理论值与测量值基本相符, 验证了风电场送出端口阻抗模型的准确性。

3 MMC 并网逆变器直流侧阻抗建模

3.1 主电路频域稳态模型

MMC 每个桥臂含有数十个甚至数百个子模块, 计及开关过程的 MMC 建模非常复杂。因此本章忽略开关过程的影响, 建立桥臂平均值模型, 从而降低 MMC 小信号建模的难度。可建立 a 相上桥臂平均值模型^[23]为:

$$\begin{cases} L \frac{di_{au}}{dt} + Ri_{au} = u_p - m_{au} u_{cua}^\Sigma - u_a \\ C_{arm} \frac{du_{cua}^\Sigma}{dt} = m_{au} i_{au} \end{cases} \quad (17)$$

式中: u_{cua}^Σ 为 a 相上桥臂电容电压之和; C_{arm} 为各桥臂的集中等效电容, 与 MMC 的子模块电容 C_{SM} 之间存在如下关系:

$$C_{arm} = \frac{C_{SM}}{M} \quad (18)$$

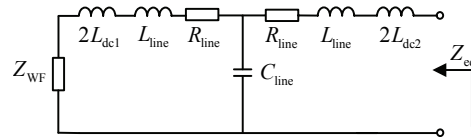


图 9 风电场送出端口阻抗小信号阻抗模型

Fig.9 Small signal impedance model of wind farm outgoing port impedance

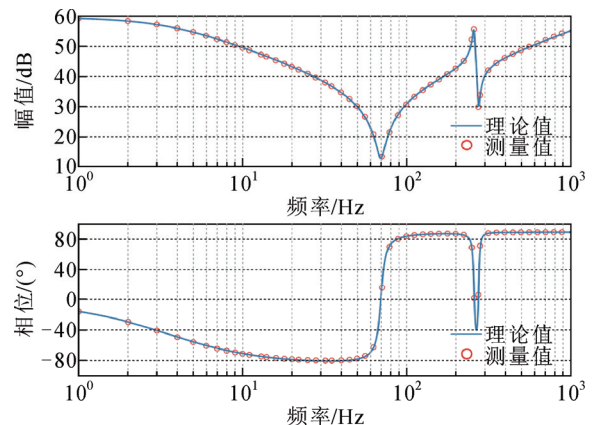


图 10 风电场送出端口阻抗理论值与测量值

Fig.10 Theoretical and measured values of output impedance at wind farm side

式中: M 为并网 MMC 子模块个数。

采用多谐波线性化方法, 并网 MMC 的桥臂电流、桥臂电容电压和调制信号均表示为各次谐波对应频率的 Fourier 复系数构成的向量。以 a 相上桥臂为例, 桥臂电流稳态向量 \mathbf{i}_{au} 、桥臂电容电压稳态向量 $\mathbf{u}_{\text{cua}}^{\Sigma}$ 以及调制信号稳态向量 \mathbf{m}_{au} 可分别表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\text{cua}}^{\Sigma} = [\mathbf{U}_{-n} \cdots \mathbf{U}_{-1} \mathbf{U}_0 \mathbf{U}_1 \cdots \mathbf{U}_n]^T \\ \mathbf{i}_{\text{au}} = [\mathbf{I}_{-n} \cdots \mathbf{I}_{-1} \mathbf{I}_0 \mathbf{I}_1 \cdots \mathbf{I}_n]^T \\ \mathbf{m}_{\text{au}} = [\mathbf{M}_{-n} \cdots \mathbf{M}_{-1} \mathbf{M}_0 \mathbf{M}_1 \cdots \mathbf{M}_n]^T \end{cases} \quad (19)$$

式(19)中频域下的变量向量通过加粗字母表示, 从而与时域中的变量进行区分。稳态向量中的 Fourier 复系数可表示该频率分量的幅值和相位, 且负频率分量等于正频率分量的共轭, 以 a 相上桥臂电流的 k 次稳态谐波为例, 其 Fourier 系数可表示为:

$$\mathbf{I}_k = \mathbf{I}_{-k}^* = \frac{1}{2} I_k e^{i\varphi_{ik}} \quad (20)$$

式中: 上标 “*” 表示卷积运算; I_k 和 φ_{ik} 分别为时域下 a 相上桥臂 k 次谐波分量的幅值和相位。

根据上述桥臂电容电压、桥臂电流和调制信号的表述方法, 将式(17)转换至频域。时域下的乘积运算转换至频域下的卷积运算, 用符号 “ \otimes ” 表示 2 个向量的卷积运算, 可得:

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{L0} \mathbf{i}_{\text{au}} = \frac{\mathbf{u}_{\text{dc}}}{2} + \mathbf{u}_m - \mathbf{m}_{\text{au}} \otimes \mathbf{u}_{\text{cua}}^{\Sigma} - \mathbf{u}_a \\ \mathbf{u}_{\text{cua}}^{\Sigma} = \mathbf{Z}_{C0} \mathbf{m}_{\text{au}} \otimes \mathbf{i}_{\text{au}} \end{cases} \quad (21)$$

式中: \mathbf{u}_{dc} 为直流电压稳态分量; \mathbf{u}_a 为 a 相交流电压稳态向量; \mathbf{u}_m 为直流侧中点到交流侧中点的电压, 表达式见附录 B; \mathbf{u}_m 为变量 u_m 的 Fourier 系数向量; \mathbf{Z}_{L0} 和 \mathbf{Z}_{C0} 都是对角矩阵, 分别表示不同频率下的桥臂电感阻抗矩阵和桥臂电容导纳矩阵; \mathbf{u}_{dc} 为直流电压稳态值; \mathbf{u}_{dc} 、 \mathbf{Z}_{L0} 、 \mathbf{Z}_{C0} 的表达式见附录 A; \mathbf{U} 为 n 阶单位矩阵。

使用数量积代替卷积可简化计算, 因此将桥臂调制信号的稳态向量扩展成 $2n+1$ 阶矩阵形式, 其对应的 Toeplitz 稳态矩阵见附录 A。

由附录 B 式(B2)可知, 直流侧中性点到交流侧中性点电压为零序差模分量。在式(21)中, 直流侧中性点到交流侧中性点电压的稳态向量 \mathbf{u}_m 可由式(B2)转化至频域得到, 即:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_m = \mathbf{G} \mathbf{M}_{\text{au}} \mathbf{u}_{\text{cua}}^{\Sigma} \\ \mathbf{G} = \text{diag}(\{T_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n}) \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角阵; \mathbf{M}_{au} 为 \mathbf{m}_{au} 的托普利兹矩

阵。mod(\cdot) 表示取余函数, 由附录 B 式(B4)可知, 当且仅当 mod($k, 3$)=0 且 mod($k, 2$)=1 时, $T_k=1$, 对应频次为 $k=6n+3$, 其余情况 T_k 皆为 0。mod($k, 3$)=0 表示频率为 $k f_1$ 的稳态分量为零序分量, mod($k, 2$)=1 表示频率为 $k f_1$ 的稳态分量为差模分量。

由于直流侧中点电压为零序差模分量, 且三相三线制系统中不存在零序电流, 因此可通过修正稳态频率序列下的桥臂电感阻抗来消除式(21)中原有的 \mathbf{u}_m , 即在零序差模稳态分量对应频率处, 令桥臂电导纳为 0, 从而简化稳态模型。修正后的稳态频率序列下桥臂电导纳矩阵 \mathbf{Y}_L 可表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_L = \text{diag}(\{q_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n}) \\ q_k = \frac{1 - |E_{k2}|(1 - |T_{k2}|)}{R + j2\pi L k f_1} \end{cases} \quad (23)$$

式中: f_1 为基频频率; q_k 表示矩阵对角线上的各个元素, 其值随 k 的变化而变化, 后文中采用类似方法表示。

根据以上所述对式(17)进行简化, 可得 MMC 主电路频域稳态模型为:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{\text{au}} = \mathbf{Y}_L \left(\frac{\mathbf{u}_{\text{dc}}}{2} - \mathbf{M}_{\text{au}} \mathbf{u}_{\text{cua}}^{\Sigma} - \mathbf{u}_a \right) \\ \mathbf{u}_{\text{cua}}^{\Sigma} = \mathbf{Z}_{C0} \mathbf{M}_{\text{au}} \mathbf{i}_{\text{au}} \end{cases} \quad (24)$$

3.2 MMC 直流侧小信号阻抗模型

为建立 MMC 的小信号频域模型, 首先在 MMC 直流侧注入频率为 f_p 的正弦扰动电压, 然后分析小信号在桥臂电容电压、桥臂电流和调制信号之间的频域分布特性, 从而建立主电路和控制回路的小信号频域模型。直流侧小信号扰动可表示为:

$$\hat{u}_p = U_p \cos(2\pi f_p t + \varphi_p) \quad (25)$$

式中: U_p 为扰动电压幅值; φ_p 为扰动电压相位。

根据式(17)可知, 直流侧注入的扰动电压将分别导致桥臂电容电压、桥臂电容电流和调制信号在扰动频率处的小信号响应。这些小信号分量与稳态分量相乘后, 将导致桥臂电气量产生频率为 $f_p + k f_1$ 的小信号谐波^[24]。以 a 相上桥臂为例, 频域下各扰动量向量由式(26)表示。由文献[25]可知, 直流侧注入的扰动电压对 6 个桥臂的影响相同, 频率为 $f_p + k f_1$ 的三相桥臂电气量之间的关系可用式(14)来表示。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{u}}_{\text{cua}}^{\Sigma} = [\mathbf{U}_{p-n} \cdots \mathbf{U}_{p-1} \mathbf{U}_{p-0} \mathbf{U}_{p+1} \cdots \mathbf{U}_{p+n}]^T \\ \hat{\mathbf{i}}_{\text{au}} = [\mathbf{I}_{p-n} \cdots \mathbf{I}_{p-1} \mathbf{I}_{p-0} \mathbf{I}_{p+1} \cdots \mathbf{I}_{p+n}]^T \\ \hat{\mathbf{m}}_{\text{au}} = [\mathbf{M}_{p-n} \cdots \mathbf{M}_{p-1} \mathbf{M}_{p-0} \mathbf{M}_{p+1} \cdots \mathbf{M}_{p+n}]^T \end{cases} \quad (26)$$

根据小信号线性化理论, 对 MMC 主电路的频域模型式(19)线性化后得到小信号模型为:

$$\begin{cases} \hat{i}_{au} = Y_{Lp} \left(\frac{\hat{u}_{dc}}{2} - M_{au} \hat{u}_{cua}^{\Sigma} - U_{cua}^{\Sigma} m_{au} \right) \\ \hat{u}_{cua}^{\Sigma} = Z_{Cp} (M_{au} \hat{i}_{au} + I_{au} \hat{m}_{au}) \end{cases} \quad (27)$$

式中: U_{cua}^{Σ} 和 I_{au} 分别为桥臂电容电压和桥臂电感电流稳态向量对应的 Toeplitz 稳态矩阵, 表达式见附录 A; Y_{Lp} 和 Z_{Cp} 分别为修正后的小信号频率下桥臂电感导纳矩阵和桥臂电容阻抗矩阵; \hat{u}_{dc} 、 Y_{Lp} 和 Z_{Cp} 表达式见附录 A。

本文中假设锁相环的动态性能能够实时、准确地获取 PCC 点基频电压的相位。因此, 直流电压控制模式中调制信号扰动可表示为:

$$\hat{m}_{au} = G_{id} \hat{i}_{au} + G_{ic} \hat{i}_{au} + G_v \hat{u}_{dc} \quad (28)$$

式中: G_{id} 、 G_{ic} 和 G_v 分别为交流电流控制回路、环流控制回路和直流电压控制回路的系数矩阵, 其反映了 3 个控制环路对调制信号扰动的影响。 G_{id} 、 G_{ic} 和 G_v 的表达式推导见附录 B。

由于 MMC 的三相六桥臂之间存在对称相似关系, 只需对其中 1 个桥臂建模, 再乘以相应的系数即可得到直流侧阻抗模型。将式(27)中 2 方程联立可得:

$$\begin{cases} (U + Y_{Lp} M_{au} Z_{Cp} M_{au}) \hat{i}_{au} = Y_{Lp} \left(\frac{\hat{u}_{dc}}{2} - F_{au} \hat{m}_{au} \right) \\ F_{au} = U_{cua}^{\Sigma} + M_{au} Z_{Cp} I_{au} \end{cases} \quad (29)$$

直流侧扰动电流可表示为:

$$\begin{cases} \hat{i}_{dc} = \frac{3}{2} (U + T_a) \hat{i}_{au} \\ T_a = \text{diag} \left(\left\{ (-1)^k \right\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n} \right) \end{cases} \quad (30)$$

将式(28)和式(30)代入式(29)可得直流侧导纳矩阵为:

$$Y_{dc} = \frac{3}{2} (U + T_a) F_1^{-1} F_2 \quad (31)$$

式中: F_1 、 F_2 表达式见附录 A。

综上所述, 当直流侧注入频率为 f_p 的扰动电压时, 可得该扰动频率下的直流侧阻抗为 Y_{dc} 中心元素的倒数。

3.3 阻抗扫描验证

为验证所得 MMC 直流侧阻抗解析模型的准确性, 采用与 2.4 节相同的方法进行扫频测量。由图 11 可知理论值($n=3$)与仿真测量值基本相符, 验证了 MMC 直流侧阻抗模型的准确性。

4 小干扰稳定性分析与仿真验证

本文中 IPOS-BFBIC 控制输入侧电压恒定, 输出侧呈现电流源特性, 因此采用诺顿等效电路进行等效。MMC 逆变器采用定直流电压控制策略, 可等效为电压源与输入阻抗串联的戴维南等效电路。直流汇集型风电系统的等效小信号阻抗模型如图 12 所示, 其中 $i_{WF(s)}$ 为风电场汇集系统等效电流, $u_{MMC(s)}$ 为 MMC 逆变器等效电压, Z_L 为直流线路与直流电抗器阻抗之和, Z_{WF} 为直流风电场输出阻抗。定义风电场及送出系统阻抗为 Z_{eq} , 其满足 $Z_{WF} + Z_L = Z_{eq}$ 。则直流线路电流可表示为:

$$i_{dc(s)} = \frac{i_{WF(s)} Z_o - u_{MMC(s)}}{Z_{eq}} \left/ \left(1 + \frac{Z_{MMC}}{Z_{eq}} \right) \right. \quad (32)$$

风电场汇集系统和 MMC 逆变系统在独立运行时都可以保持稳定运行, 该系统小干扰稳定性取决于环路增益 Z_{MMC}/Z_{eq} 。本文通过 Z_{MMC} 和 Z_{eq} 幅频曲线交点处的相位差大小来判断稳, 若相位差 $> 180^\circ$, 则系统相位裕度不足而失稳。

4.1 风电场及送出系统参数对系统稳定性的影响

由风电场送出端口阻抗模型 Z_{eq} 和 MMC 并网

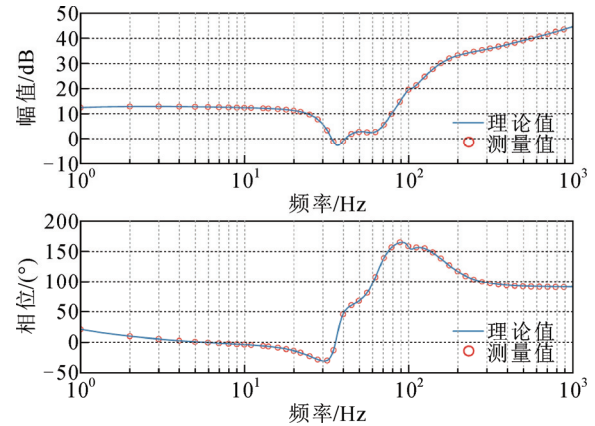


图 11 MMC 直流侧输入阻抗理论值与测量值

Fig. 11 Theoretical and measured values of input impedance at the DC side of MMC

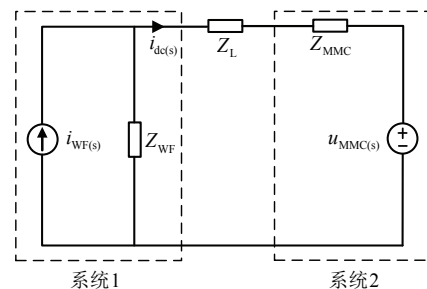


图 12 系统等效阻抗模型

Fig. 12 Equivalent impedance model of the system

逆变器输入阻抗模型 Z_{MMC} 可知, 阻抗特性与系统电路参数和控制环节具有紧密的关系。后文通过改变各电路参数和控制参数对系统进行稳定性分析。

4.1.1 直流电抗器对稳定性的影响

首先研究 MMC 侧直流电抗器 L_{dc2} 对系统稳定性的影响。基于附录 A 表 A1 的系统参数, 将 Z_{MMC} 频率特性曲线与不同直流电抗器 L_{dc2} 参数下的 Z_{eq} 频率特性曲线绘制在同一波特图中进行分析。

由图 13 可知, 直流电抗器 L_{dc2} 对风电场送出端口阻抗 Z_{eq} 有较大影响。输电线路采用 T 型等效的 Z_{eq} 幅频曲线在谐振频率点附近与 Z_{MMC} 幅频曲线有交点, 但交点频率处相频特性差值均 $<180^\circ$, 因此系统的稳定性主要取决于较低频率处的频率特性。当 $L_{dc2}=40、50$ mH 时, Z_{MMC} 与 Z_{eq} 的幅频曲线在 100 Hz 以下频率处无交点, 系统稳定; 当 $L_{dc2}=25$ mH 时, 2 个子系统幅频特性交点为 82.7 Hz, 此时交点频率处的相频特性差值为 167.1° , $<180^\circ$, 系统稳定; 当 $L_{dc2}=20$ mH 时, 2 个子系统幅频特性交点为 85.8 Hz, 此时交点频率处的相频特性差值为 199.4° , $>180^\circ$, 系统失稳。

随着直流电抗器 L_{dc2} 的减小, Z_{eq} 与 Z_{MMC} 的幅频特性会在 100 Hz 以下出现交点, 因此增大 L_{dc2} 可提高系统的稳定裕度, 但在实际工程中, 需综合考虑短路电流限制、制造成本等因素。

为验证上述结论的正确性, 基于附录 A 表 A1 中的系统参数在 Matlab/Simulink 时域仿真模型中设置场景 1 进行验证。场景 1 设置直流电抗器 L_{dc2} 在 2 s 时由 40 mH 减小为 20 mH, 在 4.5 s 时增大为 50 mH, 仿真结果如图 14 所示。

由图 14(a)可知, 当直流电抗器 L_{dc2} 在 2 s 发生变化后, 直流线路电流产生振荡, 系统逐渐失稳, 由图 14(b)所示的快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 分析可知, 失稳频率为 85.8 Hz, 与理论分析结果一致。在 4.5 s 时 L_{dc2} 增大为 50 mH, 系统重新达到稳定状态。

本文中系统阻抗波特图和时域仿真模型的参数均基于附录 A 表 A1 进行设置, 后续分析中, 需调整的参数会进行具体说明。

图 15 为 $L_{dc2}=20$ mH 时, Z_{MMC} 的频率特性曲线和不同 L_{dc1} 参数下 Z_{eq} 的频率特性曲线。当 $L_{dc1}=10$ mH 时, 系统失稳频率为 85.8 Hz。当 L_{dc1} 增大为 20 mH 和 30 mH 时, 2 个子系统幅频特性在 100 Hz 以下将没有交点, 则系统稳定性取决于谐振峰对应

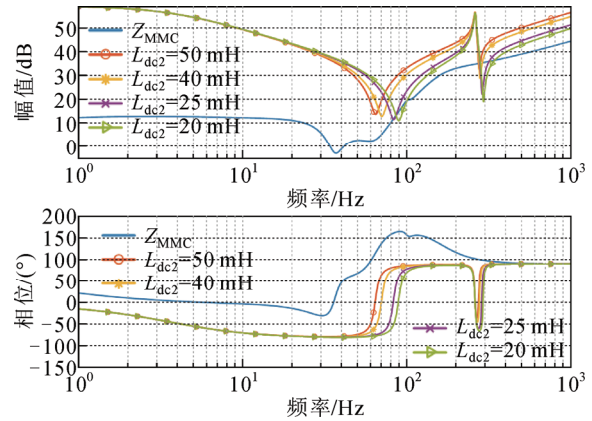


图 13 不同 L_{dc2} 时系统阻抗波特图

Fig.13 System impedance Bode diagram at different L_{dc2} values

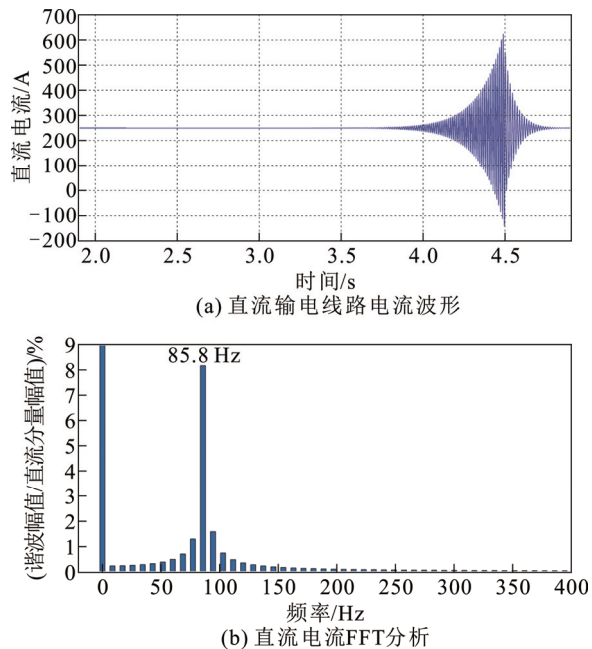


图 14 场景 1 工况下系统直流输电线路电流波形分析

Fig.14 Analysis of the system's DC transmission line current waveform under scenario 1 operating conditions

频率点附近的阻抗特性。 $L_{dc1}=20$ mH 时, 2 子系统阻抗在幅频特性交点频率 226.7 Hz 处的相位差增加为 185.3° , 系统失稳; $L_{dc1}=30$ mH 时, 系统同样处于不稳定状态。

直流电抗器 L_{dc1} 取较小值时, 系统会在较低频率处振荡。随着直流电抗器 L_{dc1} 的增大, Z_{eq} 与 Z_{MMC} 的幅频特性在 100 Hz 频率以下将不会产生交点, 但会使系统在谐振峰对应频率点附近失稳。因此, 改变 L_{dc1} 的取值对系统稳定性并未产生显著改善。

在 Matlab/Simulink 时域仿真模型中设置场景 2

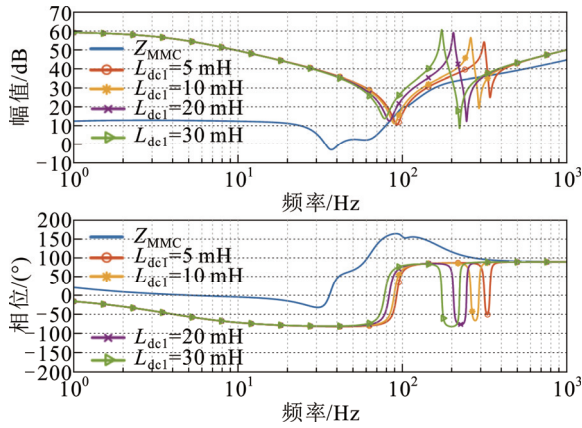


图 15 不同 L_{dc1} 时系统阻抗波特图

Fig.15 System impedance Bode diagram at different L_{dc1} values

来验证上述结论。场景 2 设置风电场侧直流电抗器 $L_{dc1}=20$ mF, 直流电抗器 L_{dc2} 在 2 s 时由 40 mH 减小为 20 mH, 仿真结果如附录 C 图 C2 所示。由图 C2(a) 可知, 系统在 2 s 后逐渐失稳, 由图 C2(b) 的 FFT 分析可知, 失稳频率为 226.7 Hz, 与理论分析结果一致。

4.1.2 BFBIC 输出电容 C_2 对稳定性的影响

设置 $L_{dc2}=20$ mH, 将 Z_{MMC} 波特图与改变 BFBIC 输出电容 C_2 参数的 Z_{eq} 波特图绘制在一起进行频率特性分析, 结果如附录 C 图 C3 所示。 Z_{MMC} 与 Z_{eq} 在谐振峰对应频率点附近的幅频曲线交点处相位差 $<180^\circ$, 因此系统的稳定性主要取决于较低频率处的阻抗特性。当 $C_2=80 \mu\text{F}$ 时, 系统为场景 1 中的不稳定工况, 失稳频率为 85.8 Hz; 当 $C_2=100 \mu\text{F}$ 时, Z_{MMC} 与 Z_{eq} 在幅频特性交点频率 81 Hz 处的相位差为 168.1° , 系统处于稳定状态; 当 $C_2=120 \mu\text{F}$ 时, Z_{MMC} 与 Z_{eq} 在 100 Hz 频率以下的幅频特性曲线没有交点, 系统稳定; 当 $C_2=60 \mu\text{F}$ 时, 2 子系统阻抗的幅频特性交点为 93.5 Hz, 该频率下相频特性差值为 219.8° , 系统失稳。

随着电容 C_2 的增大, Z_{eq} 与 Z_{MMC} 的幅频特性在 100 Hz 以下将没有交点, 从而提高系统的稳定性。 C_2 值太大 ($>250 \mu\text{F}$) 也会导致系统在谐振峰对应频率点附近失稳, 但较大的电容值在工程中会增加成本以及技术难度, 因此本文对此不予考虑。

为验证上述结论的正确性, 在时域仿真模型中设置场景 3 进行验证。场景 3 分别设置 $C_2=100 \mu\text{F}$ 和 $C_2=60 \mu\text{F}$ 2 个工况进行仿真, 直流电抗器 L_{dc2} 在 2 s 时由 40 mH 减小为 20 mH, 仿真结果如图 16 所

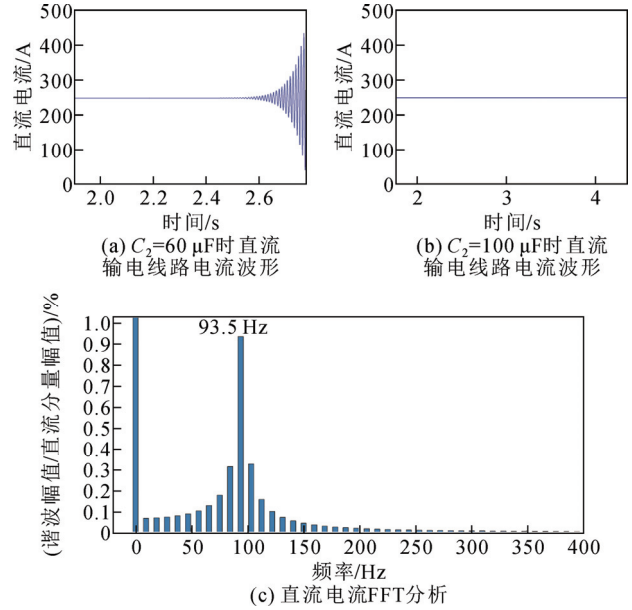


图 16 场景 3 工况下系统直流输电线路电流波形分析

Fig.16 Analysis of the system's DC transmission line current waveform under scenario 3 operating conditions

示。由图 16(a) 可知, 当 $C_2=100 \mu\text{F}$ 时, 2 s 后系统保持稳定运行; 当 $C_2=60 \mu\text{F}$ 时, 直流电抗器 L_{dc2} 由 40 mH 减小为 20 mH 后, 直流线路电流产生振荡, 系统逐渐失稳, 由图 16(b) 的 FFT 分析可知失稳频率为 93.5 Hz, 与理论分析结果一致。

4.1.3 线路长度对稳定性的影响

附录 C 图 C4 为 $L_{dc2}=40$ mH 时, Z_{MMC} 与改变线路长度后的 Z_{eq} 频率特性曲线。当 $l=80, 50$ km 时, Z_{eq} 与 Z_{MMC} 的幅频特性在 100 Hz 频率以下没有交点, 系统处于稳定状态; $l=25$ km 时, 2 子系统幅频特性在 82.9 Hz 处产生交点, 交点频率处相位差为 169° , 系统依然稳定; $l=10$ km 时, Z_{eq} 与 Z_{MMC} 的幅频特性交点为 86.4 Hz, 该频率下相频特性差值为 197.7° , 系统失稳。由上述分析可知, 输电线路长度减小会降低系统的稳定裕度。

在时域仿真模型中设置场景 4 对上述结论进行验证。场景 4 设置输电线路距离为 $l=10$ km, 直流电抗器 L_{dc2} 在 2 s 时由 50 mH 减小为 40 mH, 仿真结果如附录 C 图 C5 所示。由仿真结果可知, 当 $l=10$ km 时, 系统在 2 s 后逐渐失稳。由 FFT 分析可知失稳频率为 86.4 Hz, 与理论分析结果一致。

附录 C 图 C6 为 IPOS-BFBIC 一次侧电容 C_1 对系统阻抗特性的影响, 可知 C_1 对 Z_{eq} 频率特性的影响非常小。采用相同的方法可得, 升压电感 L_s 及 IPOS-BFBIC 控制器参数对系统稳定性影响甚微。

4.2 MMC 并网逆变器参数对系统稳定性的影响

本节采用与 4.1 节相同的方法分析 MMC 逆变器参数对系统稳定性的影响。

4.2.1 电路参数对稳定性的影响

经研究得出子模块电容 C_{SM} 和桥臂电感 L 对 MMC 阻抗特性影响较大。设置 $L_{dc2}=20$ mH, 将风电场送出端口阻抗 Z_{eq} 与改变子模块电容参数的 MMC 逆变器输入阻抗 Z_{MMC} 波特图绘制在一起进行频率特性分析, 结果如图 17 所示。当 $C_{SM}=10$ mF 时, 系统为场景 1 中的不稳定工况, 失稳频率为 85.8 Hz; 当 $C_{SM}=8$ mF 时, Z_{MMC} 与 Z_{eq} 在幅频曲线交点频率 88.3 Hz 处的相位差为 170.4° , 系统稳定; 当 $C_{SM}=12$ mF 时, 2 子系统阻抗的幅频特性在交点频率 84.3 Hz 处的相位差为 208.2° , 系统失稳。因此, 适当减小子模块电容 C_{SM} 会增大系统的稳定裕度。

在时域仿真模型中设置场景 5 对上述结论进行验证。场景 5 设置 $C_{SM}=8$ mF 和 $C_{SM}=12$ mF 2 个工况进行仿真, 直流电抗器 L_{dc2} 在 2 s 时由 40 mH 减小为 20 mH, 仿真结果如附录 C 图 C7 所示。可知, 当 $C_{SM}=8$ mF 时, 系统在 2 s 后仍可稳定运行。当 $C_{SM}=12$ mF 时, 直流电抗器 L_{dc2} 由 40 mH 减小为 20 mH 后, 直流线路电流产生振荡, 系统逐渐失稳, 由 FFT 分析可知失稳频率为 84.3 Hz, 与理论分析结果一致。

附录 C 图 C8 为 $L_{dc2}=20$ mH 时, Z_{eq} 的频率特性曲线和不同桥臂电感 L 参数下 Z_{MMC} 频率特性曲线。可知, 适当减小桥臂电感 L 可改善系统的稳定性。对于直流汇集型风电系统应具体问题具体分析, 其 MMC 电气参数应选取合适的值, 既要满足 MMC 工作的性能和成本指标, 也要保证系统稳定运行。

4.2.2 控制参数对稳定性的影响

经研究得出直流电压外环控制器比例系数 k_{pu} 和电流内环控制器比例系数 k_{pi} 对 Z_{MMC} 频率特性影响较大。设置 $L_{dc2}=20$ mH, 由附录 C 图 C9 可知, 当 $k_{pu}=0.3$ 时, 2 子系统阻抗的幅频特性交点为 84.5 Hz, 该频率下相频特性差值为 204.8° , 系统失稳。当 $k_{pu}=0.6$ 时, 2 子系统阻抗的幅频特性在交点频率 84.8 Hz 处的相位差为 175.6° , 系统稳定。因此适当增大 k_{pu} 可改善系统的稳定性。

在时域仿真模型中设置场景 6 对上述结论进行验证。场景 6 分别设置 $k_{pu}=0.3$ 和 $k_{pu}=0.6$ 这 2 个工况进行仿真, 直流电抗器 L_{dc2} 在 2 s 时由 40 mH 减小为 20 mH, 仿真结果如附录 C 图 C10 所示。可知,

当 $k_{pu}=0.6$ 时, 系统在 2 s 后仍可稳定运行。当 $k_{pu}=0.3$ 时, 直流电抗器 L_{dc2} 由 40 mH 减小为 20 mH 后, 直流线路电流产生振荡, 系统逐渐失稳。由 FFT 分析可知失稳频率为 84.5 Hz, 与理论分析结果一致。

图 18 为电流内环控制器比例系数 k_{pi} 对 MMC 逆变器阻抗特性的影响, 图中 Z_{eq} 频率特性曲线对应的 L_{dc2} 取值为 22 mH。当 $k_{pi}=20$ 时, 系统失稳, 随着 k_{pi} 增大, 幅频特性交点向右移动, 且相位差减小, 系统会变为稳定状态。因此, 增大电流内环控制器比例系数 k_{pi} 可提高系统稳定性。

4.3 风电机组功率对系统稳定性的影响

本文假设每台风电机组功率 P 相同, 系统传输功率为风机台数与风电机组功率的乘积。为研究风电机组功率对系统稳定性的影响, 需分别研究其对 Z_{MMC} 与 Z_{eq} 阻抗特性的影响。

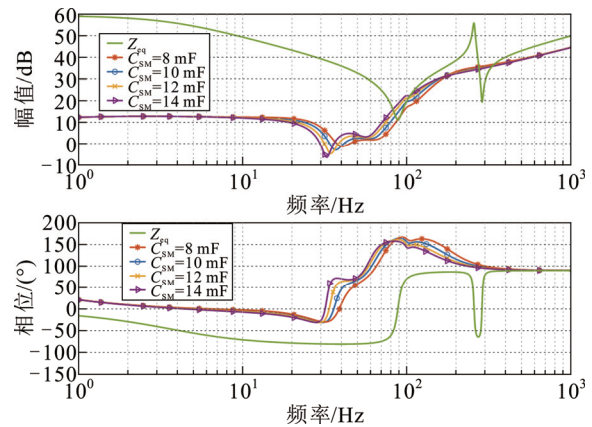


图 17 不同 C_{SM} 时系统阻抗波特图

Fig.17 System impedance Bode diagram at different C_{SM} values

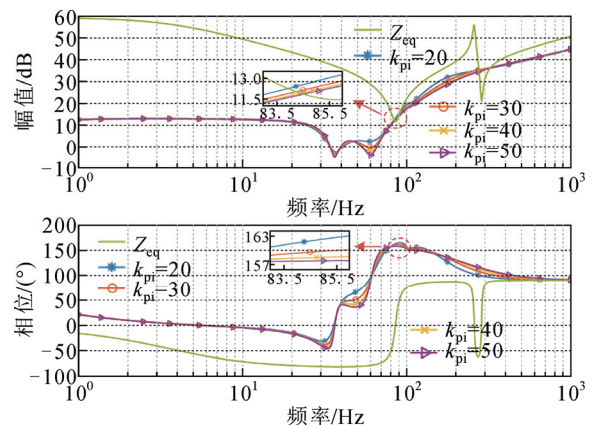


图 18 不同 k_{pi} 时系统阻抗波特图

Fig.18 System impedance Bode diagram at different k_{pi} values

由附录 C 图 C11 可知, 风电机组功率对 Z_{MMC} 的频率特性影响甚微。图 19 为直流电抗器 $L_{dc2}=30\text{ mH}$ 时, P 分别为 5、3、2、1 MW 时 Z_{eq} 的阻抗波特图。由于 Z_{MMC} 的阻抗特性受功率影响非常小, 因此图 19 中采用 $P=5\text{ MW}$ 时的 Z_{MMC} 波特图进行稳定性分析。风电机组功率较小会导致 Z_{MMC} 和 Z_{eq} 幅频特性曲线产生交点, 当 $P=2\text{ MW}$ 时, 2 子系统在幅频特性交点频率 77.2 Hz 处的相位差 $<180^\circ$, 系统稳定。当 $P=1\text{ MW}$ 时, Z_{MMC} 和 Z_{eq} 幅频特性交点为 76.6 Hz , 且该频率处相频特性差值为 186.3° , 系统失稳。风电机组功率的减小会影响 Z_{eq} 的频率特性, 可能会导致系统振荡失稳。

设置场景 7 进行仿真验证。设置 $L_{dc2}=30\text{ mH}$, 风电机组功率在 2 s 时由 5 MW 降低至 3 MW, 4 s 时降低至 1 MW, 仿真结果如图 20 所示。

风电机组功率由 5 MW 减小为 3 MW 后, 系统仍可达到稳定状态, 但继续减小为 1 MW 后, 系统失稳, 失稳频率为 76.6 Hz , 与理论分析结果一致。附录 C 图 C12 为直流电抗器 $L_{dc2}=35\text{ mH}$ 时, 不同风电机组功率下的 Z_{eq} 阻抗波特图, 可知风电机组功率为 1 MW 甚至更小时, 系统仍可保持稳定。因此需设置合适的直流电抗器 L_{dc2} 或调整其他系统参数, 以确保系统在风电机组功率较小时仍能稳定运行。

5 结论

本文建立了直流汇集型风电系统阻抗模型, 通过阻抗波特图分析了系统小干扰稳定性。主要结论如下文所述。

1) 理论阻抗模型的频率特性与时域仿真扫频结果一致, 验证了所提 IPOS-BFBIC 二端口阻抗模型的准确性。

2) 增大直流电抗器 L_{dc2} 和 BFBIC 子模块输出电容 C_2 对提高系统稳定性具有显著作用。此外, 增加线路长度在一定程度上也能提高系统的稳定裕度。

3) MMC 逆变器的桥臂电容、桥臂电感和电压外环控制器比例系数对 MMC 直流侧阻抗特性有较大影响, 适当调整这些参数可以改善系统的稳定性。风电机组功率的减小可能导致系统振荡失稳, 在实际工程中可调整系统参数以确保风电机组功率较小时系统仍能稳定运行。

本文提出的直流汇集型风电系统阻抗建模和小干扰稳定性分析方法可以推广应用于更大规模的风电并网系统, 为未来直流汇集型风电系统的设计

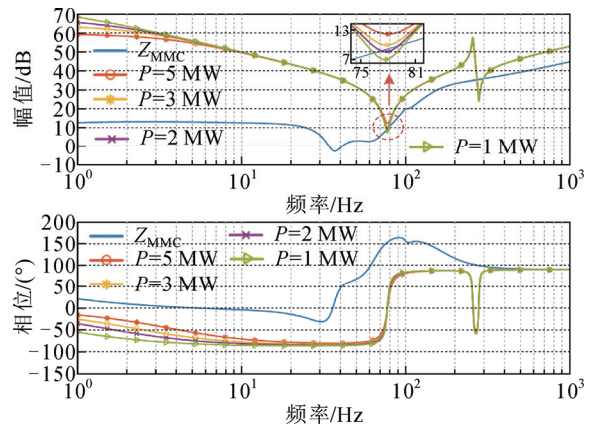


图 19 不同风电机组功率时系统阻抗($L_{dc2}=30\text{ mH}$)波特图
Fig.19 System impedance Bode diagram at different wind turbine generator power levels($L_{dc2}=30\text{ mH}$)

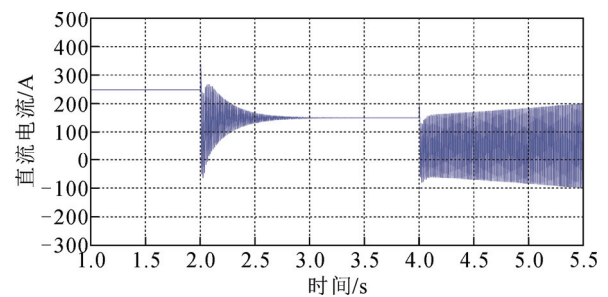


图 20 场景 7 工况下系统直流输电线路电流波形
Fig.20 System's DC transmission line current waveform under scenario 7 operating conditions

提供了理论基础。

附录见本刊网络版(<http://hve.epri.sgcc.com.cn>)。

参考文献 References

- [1] 叶林, 裴铭, 李卓, 等. 风电和光伏发电功率联合预测与预调度框架[J]. 高电压技术, 2024, 50(9): 3823-3836.
YE Lin, PEI Ming, LI Zhuo, et al. Framework for joint wind and photovoltaic power forecasting and predispach[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(9): 3823-3836.
- [2] 杨光亚. 欧洲海上风电工程实践回顾及未来技术展望[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 23-32.
YANG Guangya. Review on engineering practices and future technology prospects of European offshore wind power[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 23-32.
- [3] 李岩, 冯俊杰, 卢毓欣, 等. 大容量远海风电柔性直流送出关键技术及展望[J]. 高电压技术, 2022, 48(9): 3384-3393.
LI Yan, FENG Junjie, LU Yuxin, et al. Key technologies and prospects of VSC-HVDC for large-capacity and long-distance offshore wind power transmission[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3384-3393.
- [4] ZHAO P Q, MENG Y Q, GE M W, et al. Series-parallel multiple integrated modular multilevel DC-DC Converter for all-DC offshore wind power system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(4): 2482-2494.
- [5] 向念文, 王书来, 邵冰冰, 等. 柔性低频输电系统宽频振荡研究

- 状与展望[J]. 高电压技术, 2024, 50(5): 1967-1977.
- XIANG Nianwen, WANG Shulai, SHAO Bingbing, et al. Research status and challenges of wide-band oscillation in flexible low-frequency transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(5): 1967-1977.
- [6] 解宝, 李萍宇, 苏建徽, 等. 不平衡电网下并网逆变器阻抗建模及稳定性分析[J]. 高电压技术, 2023, 49(12): 5196-5206.
- XIE Bao, LI Pingyu, SU Jianhui, et al. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverter under unbalanced grid[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5196-5206.
- [7] 叶杰, 汤广福, 赵成勇. 多电压等级柔性直流电网建模与稳定性分析[J]. 高电压技术, 2022, 48(4): 1433-1441.
- YE Jie, TANG Guangfu, ZHAO Chengyong. Modeling and stability analysis for flexible DC power grid with multi-voltage levels[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(4): 1433-1441.
- [8] 王一珺, 杜文娟, 王海风. 大规模风电汇集系统小干扰稳定性研究综述[J]. 电网技术, 2022, 46(5): 1934-1946.
- WANG Yijun, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Review on small signal stability analysis of large-scale wind power collection system[J]. Power System Technology, 2022, 46(5): 1934-1946.
- [9] 张冲, 王伟胜, 何国庆, 等. 基于序阻抗的直驱风电场次同步振荡分析与锁相环参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 6757-6767.
- ZHANG Chong, WANG Weisheng, HE Guoqing, et al. Analysis of sub-synchronous oscillation of full-converter wind farm based on sequence impedance and an optimized design method for PLL parameters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6757-6767.
- [10] 吕敬, 蔡旭. 提高风场柔直并网系统稳定性的控制器参数优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(2): 431-443.
- LÜ Jing, CAI Xu. Controller parameters optimization design for enhancing the stability of wind farm with VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(2): 431-443.
- [11] 刘凯, 姚骏, 汪军, 等. 基于零序环流控制器的海上风电 MMC-HVDC 并网系统小干扰稳定分析与优化控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(12): 4068-4080.
- LIU Kai, YAO Jun, WANG Jun, et al. Small signal stability analysis and optimization control of offshore wind power generation MMC-HVDC grid-connected system based on zero-sequence circulating current controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(12): 4068-4080.
- [12] GUAN Y P, XIE Y X, WANG Y, et al. An active damping strategy for input impedance of bidirectional dual active bridge DC-DC converter: modeling, shaping, design, and experiment[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1263-1274.
- [13] 黄旭程, 何志兴, 伍文华, 等. 交直流微电网中变换器级联系统稳定性分析与协同控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1432-1442.
- HUANG Xucheng, HE Zhixing, WU Wenhua, et al. Stability analysis of converters cascade system in the hybrid AC/DC microgrid and coordinative control[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1432-1442.
- [14] CAO L L, LOO K H, LAI Y M. Output-impedance shaping of bidirectional DAB DC-DC converter using double-proportional-integral feedback for near-ripple-free DC bus voltage regulation in renewable energy systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2187-2199.
- [15] 孙瑶, 樊艳芳, 卢俊龙, 等. 陆上风电直流汇集系统拓扑结构优化设计方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(3): 142-152.
- SUN Yao, FAN Yanfang, LU Junlong, et al. Optimal design method for topology of onshore wind power DC collection system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(3): 142-152.
- [16] 杨晓峰, 郑琼林, 林智钦, 等. 用于直流电网的大容量 DC/DC 变换器研究综述[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 670-677.
- YANG Xiaofeng, ZHENG Qionglin, LIN Zhiqin, et al. Survey of high-power DC/DC converter for HVDC grid application[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 670-677.
- [17] 黄欣科, 王环, 周宇, 等. 兆瓦级光伏中压直流并网变换器研制及实证应用[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(14): 150-157.
- HUANG Xinke, WANG Huan, ZHOU Yu, et al. Development and empirical application of megawatt-level medium-voltage DC photovoltaic grid-connected converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(14): 150-157.
- [18] 刘闯, 张艳, 朱帝, 等. 中低压直流配电系统: 关键装备阻抗建模与稳定性分析[J]. 高电压技术, 2021, 47(11): 3968-3980.
- LIU Chuang, ZHANG Yan, ZHU Di, et al. Medium and low-voltage DC distribution system: impedance modeling and stability analysis of the key equipment[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(11): 3968-3980.
- [19] 李硕, 王建华, 李旭枫, 等. 输入串联输出并联中压直流变压器阻抗特性及稳定性分析[J]. 高电压技术, 2022, 48(1): 210-219.
- LI Shuo, WANG Jianhua, LI Xufeng, et al. Impedance characteristics and stability analysis of input-series output-parallel medium-voltage DC transformer[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 210-219.
- [20] ZAHEDI B, NORUM L E. Modeling and simulation of all-electric ships with low-voltage DC hybrid power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(10): 4525-4537.
- [21] BANAEI M R, ALIZADEH R. Simulation-based modeling and power management of all-electric ships based on renewable energy generation using model predictive control strategy[J]. IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine, 2016, 8(2): 90-103.
- [22] 李彧野. 基于阻抗模型的柔性直流输电系统稳定性分析与控制方法研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2020.
- LI Yuye. Research on stability analysis and control method of VSC-HVDC system based on impedance method[D]. Wuhan, China: Wuhan University, 2020.
- [23] SUN J, LIU H C. Impedance modeling and analysis of modular multi-level converters[C]//2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Trondheim, Norway: IEEE, 2016: 1-9.
- [24] LI Z Y, WANG Z, WANG Y, et al. Accurate impedance modeling and control strategy for improving the stability of DC system in multiterminal MMC-based DC grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10026-10049.
- [25] SONG Q, LIU W H, LI X Q, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.



LI Xiaolong

李小龙

1997—, 男, 硕士生

主要从事电力系统稳定性、新能源并网技术的研究工作

E-mail: lx13953@163.com



FAN Yanfang

Professor
Corresponding author

樊艳芳(通信作者)

1971—, 女, 硕士, 教授, 博导

主要从事新能源并网技术、电力系统继电保护的研究工作

E-mail: fyf3985@xju.edu.cn

附录 A

表 A1 系统参数表

Table 1 Simulation model parameter table

直流风电场及送出系统参数	数值	MMC 逆变器侧系统参数	数值
BFBIC 升压电感 L_s/mH	10	子模块数量 $M/\text{个}$	120
IPOS-BFBIC 输入侧电容 C_1/mF	50	子模块电容 C_{sm}/mF	10
高频变压器变比	1:10	桥臂电感 L/mH	40
BFBIC 输出侧电容 $C_2/\mu F$	80	桥臂电阻 Ω	0.05
IPOS-BFBIC 子模块个数 $N/\text{个}$	2	交流侧额定电压 U_{ao}/kV	110
风电机组功率 P/MW	5	直流电压控制器比例系数 k_{pu}	0.4
IPOS-BFBIC 输入侧电压 U_{in}/V	1500	直流电压控制器积分系数 k_{iu}	1
IPOS-BFBIC 输出侧电压 U_m/kV	60	直流电压参考值 U/kV	240
直流线路长度 l/km	80	电流控制器比例系数 k_{pi}	20
线路电阻 $R_l/(\Omega \cdot km^{-1})$	0.015 1	电流控制器积分系数 k_{ii}	1300
线路电感 $L_l/(mH \cdot km^{-1})$	0.151	环流控制器比例系数 k_{pt}	80
线路电容 $C_l/(\mu F \cdot km^{-1})$	0.244	环流控制器积分系数 k_{it}	300
MMC 侧直流电抗器 L_{dc2}/mH	40	锁相环比例系数 k_{ppll}	0.000 22
风电场侧直流电抗器 L_{dc1}/mH	10	锁相环积分系数 k_{ipll}	0.014

$$\begin{cases} A = \frac{d' + i_{in} G_i C}{sL_s + u_o G_i C} \\ B = \frac{d'(A(N + u_o G_u G_i C) - i_{in} G_u G_i C)}{sC_2 + Ad'} \\ C = \frac{2}{n} \end{cases} \quad (A1)$$

$$M_{au} = \begin{bmatrix} M_0 & \cdots & M_{-n+1} & M_{-n} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ M_{n-1} & \cdots & M_0 & M_{-1} & M_{-2} & \cdots & 0 \\ M_n & \cdots & M_1 & M_0 & M_{-1} & \cdots & M_{-n} \\ 0 & \cdots & M_2 & M_1 & M_0 & \cdots & M_{-n+1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & M_n & M_{n-1} & \cdots & M_0 \end{bmatrix} \quad (A2)$$

$$U_{au} = \begin{bmatrix} U_0 & \cdots & U_{-n+1} & U_{-n} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ U_{n-1} & \cdots & U_0 & U_{-1} & U_{-2} & \cdots & 0 \\ U_n & \cdots & U_1 & U_0 & U_{-1} & \cdots & U_{-n} \\ 0 & \cdots & U_2 & U_1 & U_0 & \cdots & U_{-n+1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & U_n & U_{n-1} & \cdots & U_0 \end{bmatrix} \quad \&$$

$$I_{au} = \begin{bmatrix} I_0 & \cdots & I_{-n+1} & I_{-n} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ I_{n-1} & \cdots & I_0 & I_{-1} & I_{-2} & \cdots & 0 \\ I_n & \cdots & I_1 & I_0 & I_{-1} & \cdots & I_{-n} \\ 0 & \cdots & I_2 & I_1 & I_0 & \cdots & I_{-n+1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & I_n & I_{n-1} & \cdots & I_0 \end{bmatrix} \quad (A3)$$

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{dc} = [0, \cdots, 0, u_{dc}, 0, \cdots, 0]^T \\ \mathbf{Z}_{L0} = R\mathbf{U} + j2\pi L \cdot \text{diag}(\{a_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n}) \\ a_k = kf_1 \\ \mathbf{Z}_{C0} = \text{diag}(\{b_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n}) \\ b_k = \frac{1}{j2\pi C_{arm} kf_1} \end{cases} \quad (A4)$$

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{u}}_{dc} = [0, \cdots, 0, U_p, 0, \cdots, 0]^T \\ \mathbf{Y}_{Lp} = \text{diag}(\{c_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n}) \\ c_k = \frac{1 - |E_{k2}|(1 - |T_{k2}|)}{R + j2\pi L(f_p + kf_1)} \\ \mathbf{Z}_{Cp} = \text{diag}(\{d_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n}) \\ d_k = \frac{1}{j2\pi C_{arm}(f_p + kf_1)} \end{cases} \quad (A5)$$

$$\begin{cases} \mathbf{F}_1 = \mathbf{U} + \mathbf{Y}_{Lp}(\mathbf{M}_{au} \mathbf{Z}_{Cp} \mathbf{M}_{au} + \mathbf{F}_3(\mathbf{G}_{id} + \mathbf{G}_{ic})) \\ \mathbf{F}_2 = 0.5(\mathbf{U} - (\mathbf{U}_{cau}^\Sigma + \mathbf{M}_{au} \mathbf{Z}_{Cp} \mathbf{I}_{au}) \mathbf{G}_v) \\ \mathbf{F}_3 = \mathbf{U}_{cau}^\Sigma + \mathbf{M}_{au} \mathbf{Z}_{Cp} \mathbf{I}_{au} \end{cases} \quad (A6)$$

附录 B

为了对稳态模型进行简化,引入变量 u_m 表示直流侧中点到交流侧中点的电压,对直流侧列写方程有:

$$\begin{cases} u_p = \frac{u_{dc}}{2} + u_m \\ u_n = -\frac{u_{dc}}{2} + u_m \end{cases} \quad (B1)$$

由于三相交流系统平衡,交流电流中不存在零

序分量，因此对三相交流侧电流方程求和可 u_m 为：

$$u_m = - \sum_{j=a,b,c} \left(\frac{m_{j1} u_{clj}^{\Sigma} - m_{ju} u_{cu}^{\Sigma}}{6} \right) \quad (B2)$$

理论上 MMC 各电气量可包含任意次谐波。考虑桥臂电流、桥臂电容电压及调制信号中含有频率为 kf_1 的稳态谐波分量 ($k=0, \pm 1, \dots, \pm n$)，其中 n 为所考虑的最高谐波频次。根据三相对称关系，对于 kf_1 频率处的稳态分量，相邻两相之间的移相角为：

$$-\frac{2k\pi}{3} = \begin{cases} -2\pi/3, k=3n+1 \\ 2\pi/3, k=3n+2 \\ 0, k=3n \end{cases} \quad (B3)$$

移相角为 $-2\pi/3$ 时，三相之间的关系为正序；移相角为 $+2\pi/3$ 时，三相之间的关系为负序；移相角为 0 时，三相之间的关系为零序。为简化模型采用取模函数来描述三相之间的相序关系和 MMC 上下桥臂电气量的关系。各电气量中不同频率的稳态谐波特性可由 T_k 和 E_k 的取值表示 ($i=0, \pm 1, \dots, \pm n$)。

$$T_k = \text{mod}(k, 3) = \begin{cases} +1, k=3i+1 \\ -1, k=3i+2 \\ 0, k=3i \end{cases} \quad (B4)$$

$$E_k = \text{mod}(k, 2) = \begin{cases} +1, k=2i+1 \\ 0, k=2i \end{cases}$$

交流电流控制：本文中通过理想锁相环从电网电压中提取 park 变换所需的变换角，其不受注入扰动电压的影响。由两电平 VSC 序阻抗建模可知，park 变换会使正序分量的频率偏移 $-f_1$ ，使负序谐波的频率偏移 $+f_1$ 。交流电流控制结构如图 3 所示， $H_i(s)$ 和 K_{id} 表示电流内环控制器及交叉解耦项，在仅考虑电流内环时，可认为电流参考值扰动为 0。考虑交流电流为上下桥臂电流差值，因此交流电流控制回路的系数矩阵可以表示为：

$$\mathbf{G}_{id} = \text{diag} \left(\{q_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n} \right) \\ q_k = -E_k |T_k| (1 - (-1)^k) \cdot \left(-H_i(j2\pi(f_p + kf_1) - T_k j2\pi f_1) + T_k jK_{id} \right) / U_{dc} \quad (B5)$$

环流控制：本文在负序二倍频同步坐标系下实现的环流控制策略，因此经过坐标变后，会使正序分量的频率偏移 $+2f_1$ ，使负序谐波的频率偏移 $-2f_1$ 。环流控制结构如图 3 所示， $H_c(s)$ 和 K_{cd} 分别表示环流控制器及交叉解耦项系数。考虑桥臂环流为上下桥臂电流之和的一半，故环流控制回路的系数矩阵表示为：

$$\mathbf{G}_{cd} = \text{diag} \left(\{q_k\}_{k=-n, \dots, 0, \dots, n} \right) \\ q_k = \frac{(1 - E_k) |T_k| (1 + (-1)^k) \cdot \left(H_c(j2\pi(f_p + kf_1) + T_k j4\pi f_1) + T_k jK_{cd} \right)}{2U_{dc}} \quad (B6)$$

直流电压控制：直流电压外环中单一频率的扰动量等效在静止坐标系下的内环参考值中引入了两个新的小信号谐波，这两个谐波的幅值为原来的一半，频率相差 $+2f_1$ 。直流电压控制结构如图 3 所示， $H_v(s)$ 为直流电压外环控制器。直流电压控制回路的系数矩阵可以表示为

$$\mathbf{G}_v = \mathbf{G}_{ir} \mathbf{G}_{vr} \quad (B7)$$

式中： \mathbf{G}_{ir} 表示直流电压控制外环对直流电压扰动量的作用； \mathbf{G}_{vr} 表示电流控制对内环参考值的作用。基于上述分析， \mathbf{G}_{ir} 和 \mathbf{G}_{vr} 可表示为：

$$\mathbf{G}_{ir} = -\frac{1}{2U_{dc}} \text{diag} \left(|E_k| |T_k| H_i(j2\pi(f_p + kf_1) - T_k j2\pi f_1) \right) \\ \mathbf{G}_{vr} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -H_{v0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -H_{v0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (B8) \\ H_{vk} = k_{pu} + \frac{k_{iu}}{j2\pi(f_p + kf_1)}$$

式中：直流电压控制器传递函数 H_{vk} 在不同谐波频率时具有不同的表达式，且仅出现在零序环流分量对应行对角线元素的上下两侧。

附录 C

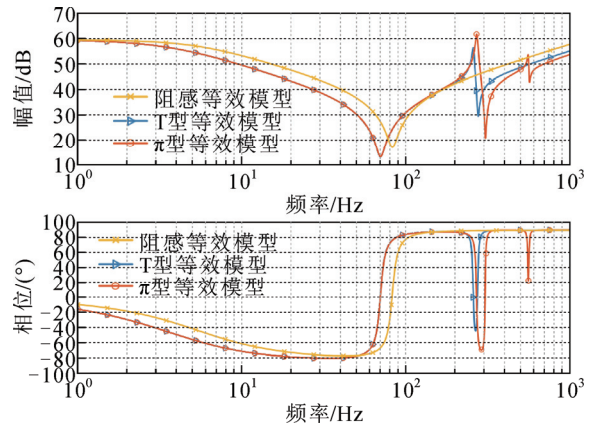
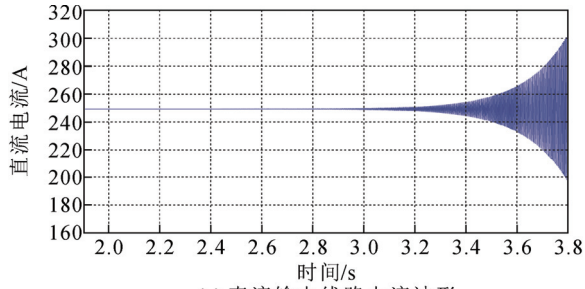
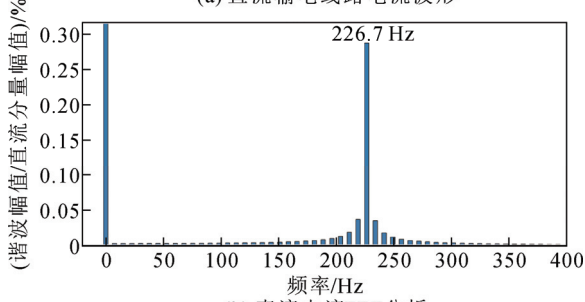


图 C1 不同输电线路等效模型下 Z_{eq} 的波特图

Fig.C1 Bode diagram of Z_{eq} under different transmission line equivalent models



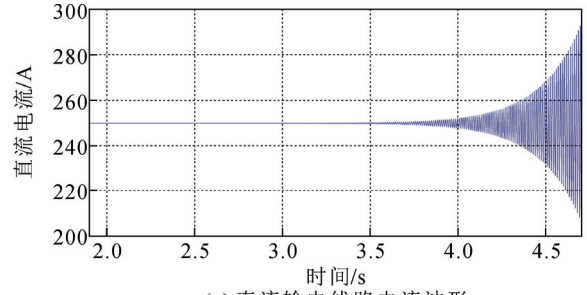
(a) 直流输电线路电流波形



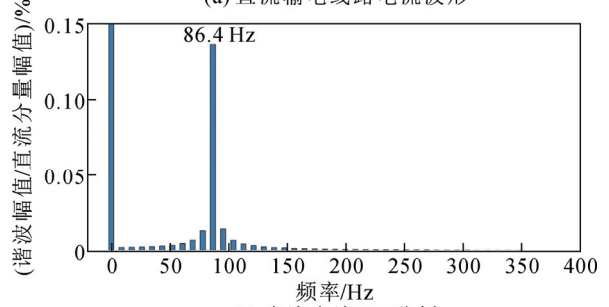
(b) 直流电流FFT分析

图 C2 场景 2 工况下系统直流输电线路电流波形分析

Fig.C2 Analysis of the system's DC transmission line current waveform under scenario 2 operating conditions



(a) 直流输电线路电流波形



(b) 直流电流FFT分析

图 C5 场景 4 工况下系统直流输电线路电流波形分析

Fig.C5 Analysis of the system's DC transmission line current waveform under scenario 4 operating conditions

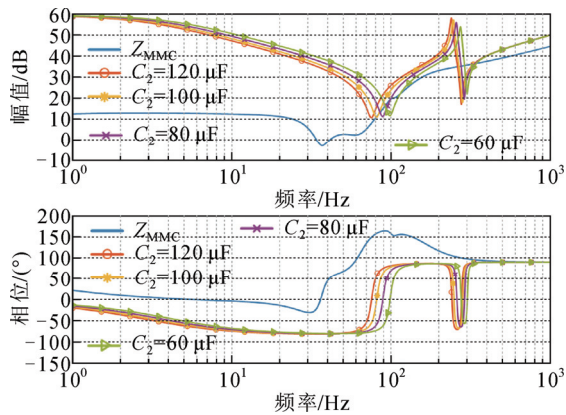


图 C3 不同 C_2 时系统阻抗波特图

Fig.C3 System impedance bode diagram with different C_2

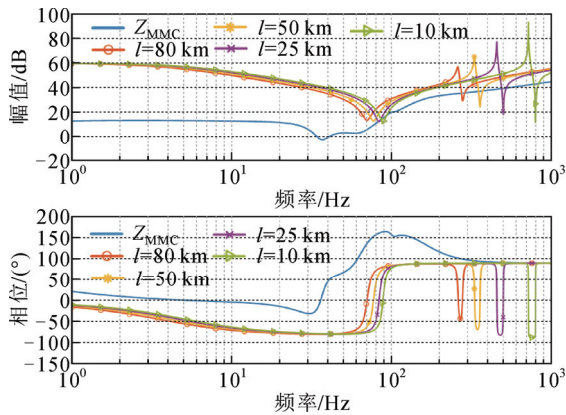


图 C4 不同线路长度时系统阻抗波特图

Fig.C4 Bode diagram of system impedance at different line lengths

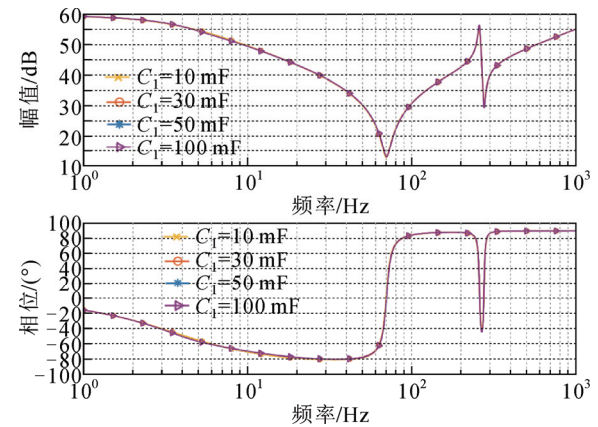


图 C6 不同电容 C_1 时 Z_{eq} 波特图

Fig.C6 Bode diagram of Z_{eq} at different capacitance values of C_1

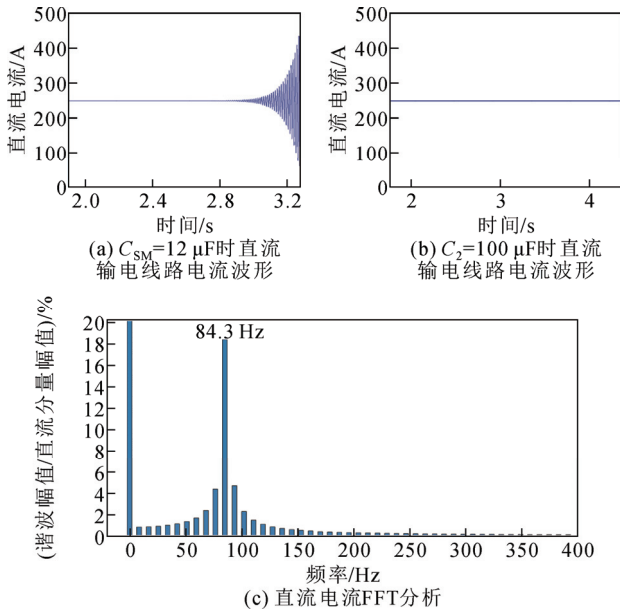


图 C7 场景 5 工况下系统直流输电线路电流波形分析

Fig.C7 Analysis of the system's DC transmission line current waveform under scenario 5 operating conditions

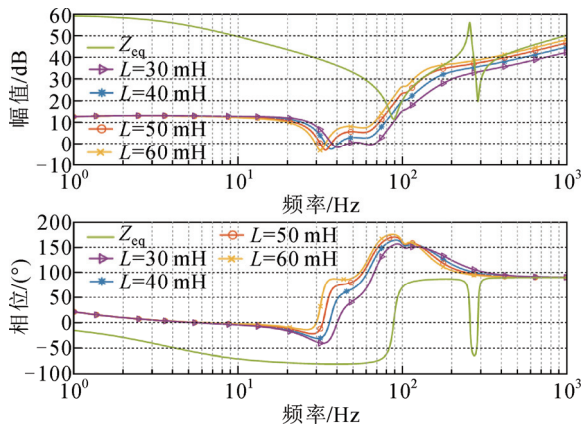


图 C8 不同桥臂电感时系统阻抗波特图

Fig.C8 System impedance Bode diagram at different arm inductances

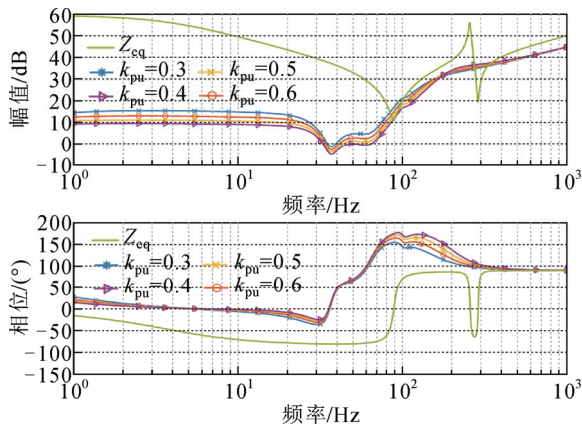


图 C9 不同 k_{pu} 时系统阻抗波特图

Fig.C9 System impedance Bode diagram at different k_{pu} values

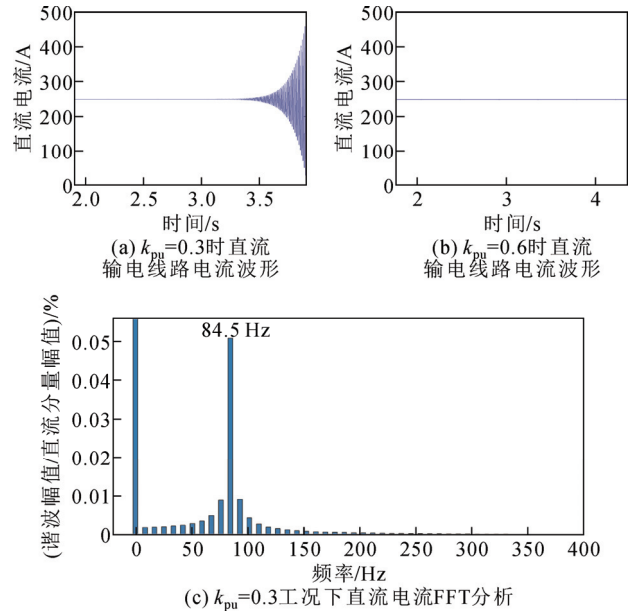


图 C10 场景 6 工况下系统直流输电线路电流波形分析

Fig.C10 Analysis of the system's DC transmission line current waveform under scenario 6 operating conditions

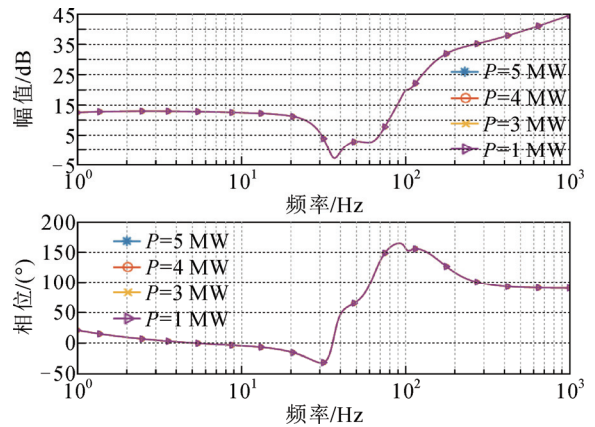


图 C11 不同风电机组功率时 Z_{MMC} 波特图

Fig.C11 Z_{MMC} Bode diagram at different wind turbine generator power levels

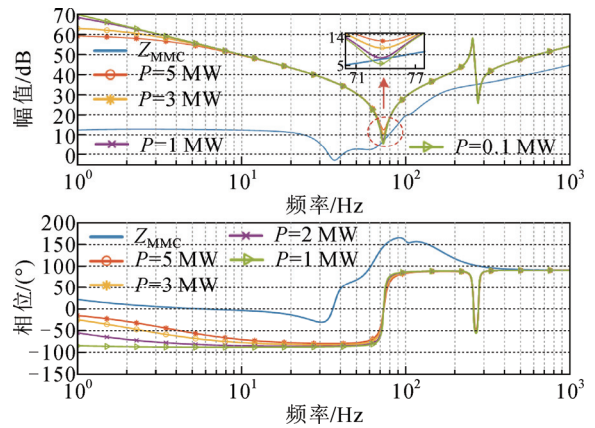


图 C12 不同风电机组功率时系统阻抗($L_{dc2}=35\ \text{mH}$)波特图

Fig.C12 System impedance Bode diagram at different wind turbine generator power levels ($L_{dc2}=35\ \text{mH}$)

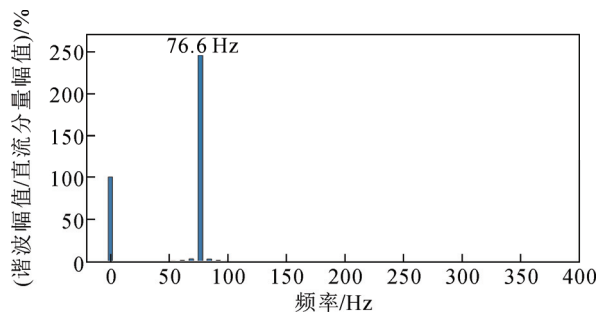


图 C13 场景 7 工况下系统直流输电线路电流波形 FFT 分析

Fig.C13 FFT analysis of the system's DC transmission line current waveform under scenario 7 operating conditions