

基于能量与信号复合调制的直流微电网 阻抗估计方法

项阳¹, 李明雪¹, 赵雨顺¹, 卢伟国², 于东升¹

(1. 中国矿业大学电气工程学院, 江苏省 徐州市 221116;

2. 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆市 沙坪坝区 400044)

A DC Microgrid Impedance Estimation Method Based on Energy and Signal Composite Modulation

XIANG Yang¹, LI Mingxue¹, ZHAO Yushun¹, LU Weiguo², YU Dongsheng¹

(1. College of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu Province, China;

2. National Key Laboratory of Power Transmission and Distribution Equipment and System Safety and New Technology,
Chongqing University, Shapingba District, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: DC microgrids have high energy utilization, flexible dispatch, and high reliability, and they are becoming an important research direction in the field of distributed energy consumption. The bus equivalent impedance is a key parameter for the structural optimization and control strategy design of DC microgrids, and its accurate calculation and measurement are of great significance. However, current measurement methods still suffer from low accuracy and complex measuring setups, and there remains considerable room for improvement in the estimation and measurement of equivalent impedance. To address these issues, this paper introduced an impedance measurement method based on energy and signal composite modulation. The impedance measurement signal was generated by modulating the power converter's switching frequency, eliminating the need for additional complex devices. Using time-division multiplexing with selected frequencies enabled efficient parallel multi-frequency impedance measurement. An optimal measurement frequency model was established by analyzing system resonance and filtering constraints. Using the selected frequency for power switch modulation, time-division multiplexing technology was applied to achieve efficient parallel impedance measurement at multiple frequencies, thereby enhancing both the effectiveness of signal injection and the measurement accuracy. Experimental results demonstrated that the proposed method significantly enhanced the measurement accuracy of the equivalent impedance, with errors

of less than 5%, and provided technical support for impedance evaluation and optimal design of DC microgrids.

KEY WORDS: DC microgrid; hybrid energy storage; energy and signal composite modulation; impedance estimation

摘要: 直流微电网具有能源利用率高、调度灵活、可靠性高等优势, 已成为分布式能源消纳领域的重要研究方向。母线等效阻抗是直流微电网结构优化和控制策略设计的核心参数, 等效阻抗的精确计算和测量具有重要意义。然而, 现有的测量方法尚存在精度不高、测量装置复杂等问题, 等效阻抗的估计和测量仍有很大改进空间。为此, 该文引入了基于能量与信号复合调制的母线阻抗测量方法, 仅通过调制变换器功率开关的频率注入阻抗测量信号, 无需附加复杂的测量装置。此外, 通过研究系统谐振频率和滤波效应对调制信号频率的约束, 构建了测量信号频率的优选模型, 在使用所选频率进行功率开关调制时引入时分复用技术, 实现多频率并行的高效阻抗测量, 提高了信号注入的有效性和测量精度。实验结果表明, 该方法能够显著提高等效阻抗测量精度, 误差小于 5%, 为直流微电网的阻抗评估和优化设计提供一定的技术支撑。

关键词: 直流微电网; 混合储能; 能信复合调制; 阻抗计算

DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2025.0379

0 引言

微电网是分布式能源消纳的重要技术手段, 已成为可再生能源发电系统与智能配电网的重要组成部分, 在推动节能减排和实现能源可持续发展方面具有深远意义^[1]。其中直流微电网具有较高的系统效率、较强的可靠性、较低的控制复杂度以及较少的能量变换环节等优势, 逐渐引起了广泛关注^[2]。然而,

基金项目: 国家自然科学基金项目(52377201)、徐州高校服务“343”产业发展项目(GX2023003)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(NFSC)(52377201), Xuzhou University Service “343” Industrial Development Project(GX2023003).

在直流微电网的实际运行中,母线阻抗会干扰直流母线电压,导致线路损耗增大^[3]、电能质量下降,并影响系统的稳定性^[4]。因此,准确估计直流微电网母线阻抗,对于提高系统性能与稳定性至关重要。

建立直流微电网等效电路模型是准确估计母线阻抗的基础。通过构建直流微电网中各个变换器和直流母线的等效电路模型,并考虑系统中的线路阻抗,可以有效地建立直流微电网的等效电路模型^[5]。在此基础上,结合恒功率负载和并联阻性负载,文献[6]研究了一种包含完整状态变量集的等效非线性电路模型,降低了数学模型中状态变量之间的耦合程度。文献[7]提出了分布式发电单元接入直流母线的典型方案,适用于船舶电力系统。文献[8]则介绍了多母线直流微电网的简化型和非简化等效电路模型,用于分析低频稳定性。现有的直流微电网建模研究已经取得了显著进展,为直流微电网阻抗模型的建立提供了重要的参考。

“注入式”方法是直流微电网阻抗测量的常用手段^[9],通过向被测设备施加扰动信号,并采集设备端口电压与电流的扰动频率成分,从而计算出系统阻抗^[10]。对于微电网中 α - β 坐标系的单输入单输出阻抗,可以单独对 α 轴或 β 轴注入扰动电压,分别计算阻抗^[11]。在变换器的输入侧和输出侧分别注入高频谐波信号,可以得到变换器的高频阻抗模型^[12],在此基础上能够进一步构建直流微电网的阻抗模型。文献[13]提出了一种基于方波电流注入的微电网 dq 阻抗测量方法。虽然注入式阻抗测量方法在微电网系统中已有应用,但注入式测量方法需要配置独立的信号注入装置,系统相对复杂。

能信复合调制是利用变换器内部功率开关同时调制电能和信息的新技术。将携带信息的信号耦合到系统中,实现能量与信号同步传输(power and signal synchronous transmission, PSST)。在直流微电网中,可以通过调制变换器开关频率的方式向系统中耦合信号并传输^[14];在文献[15]中,引入正交频分复用技术(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM),提出了一种针对电容电流脉冲序列 Buck 变换器的能信复合调制方法,在保证本安 DC/DC 变换器动态响应的同时实现了 PSST;对于输入并联输出串联双有源桥(input parallel output series dual active bridge, IPOS-DAB)变换器,采用能信复合调制可实现大功率与高速率信号的同步传输^[16];在含有开关磁阻电机(switched reluctance generator, SRG)的直流微电网中,采用能信复合调制技术在 SRG 输出电压波形中注入特

定频率的纹波,也可以实现 PSST^[17]。诸多研究表明,能量与信号复合调制能够在不增加硬件设施的条件有效地向系统中引入纹波,并在特定位置进行检测。因此,若将能量与信号复合调制理念应用于微网阻抗测量,可以省去注入测试信号的系统硬件成本,具有重要的研究和应用价值。

本研究提出了一种基于能信复合调制的母线阻抗测量方法。建立了含母线阻抗的直流微电网简化模型,结合时分复用(time division multiplexing, TDM)与快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)方法完成频率调制与解调。探讨了开关频率与影响母线阻抗测量精度的各因素的关系,确定了满足多重约束条件的开关频率。相较于传统的注入式方法,无需增加信号注入装置,即可实现阻抗测量。

1 直流微电网母线阻抗计算方法

1.1 母线阻抗计算模型

直流微电网主要包含储能锂电池、含风机和光伏的分布式发电单元、负载等,文献[5-6]给出了直流微电网中 DC/DC、AC/DC 变换器以及各单元到直流母线的传输线缆的等效电路,将储能锂电池、风机和光伏分别通过变换器和线缆接入直流母线,得到直流微电网结构如图 1 所示。

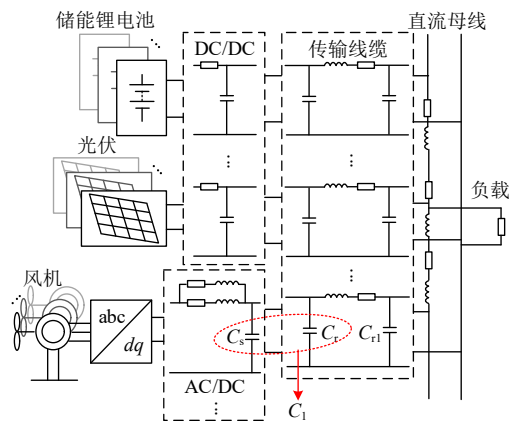


图1 直流微电网结构

Fig. 1 Structure of DC microgrid

由于 C_s 和 C_r 的容量相对较小,可以分别将 C_s 和 C_r 归算到变换器的输入输出阻抗中考虑,且输入变换器的电压即为各个单元的输出电压。以 AC/DC 支路为例,将并联的电容 C_s 和 C_r 合并得到 C_1 ,得到支路等效电路如附录图 A1,其中: Z_{os1} 是 AC/DC 变换器的输出阻抗; Z_{o1} 是该支路的等效阻抗, s 域下的 Z_{o1} 和开路电压 U_{oc1} 的表达式如式(1)(2)所示:

$$Z_{o1}(s) = \frac{Z_{os1} + (sL_{link1} + R_{link1})}{sC_{r1} \cdot Z_{os1} + sC_{r1} \cdot (sL_{link1} + R_{link1}) + 1} \quad (1)$$

$$U_{oc1}(s) = \frac{1}{(sL_{link1} + R_{link1}) \cdot sC_{r1} + 1} \cdot U_{C1}(s) \quad (2)$$

式中： U_{C1} 是 C_1 两端的电压。其余变量定义见附录。同理，DC/DC 支路也能够等效为电压源串联输出阻抗的形式，在此基础上进一步化简，得到直流微电网等效电路模型如附录图 A2。当直流微电网工作于稳定状态，储能锂电池变换器以及分布式发电单元变换器的输出侧电压稳定，而且在阻抗计算的过程中，只需考虑开关频率变化产生的交流扰动^[18]，因此将分布式发电单元和储能锂电池以及它们的变换器等效为开关频率下的电压源。为简化讨论，建立交流阻抗计算等效电路如图 2 所示^[19]。

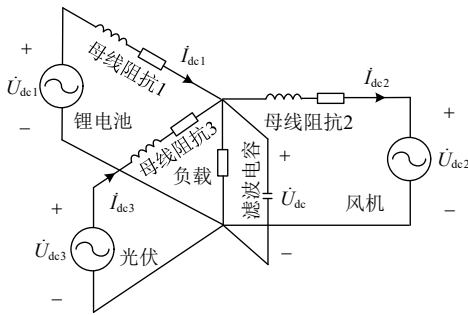


图 2 阻抗计算电路

Fig. 2 Circuit for impedance calculation

在计算直流微电网线路阻抗的电路中设置电压电流采样点，对信号进行快速傅里叶变换，即可得到图 2 中所标注的电压电流相量。以母线阻抗 1 为例，根据基尔霍夫定律可知：

$$Z_{L1} = \frac{\dot{U}_{dc1} - \dot{U}_{dc}}{\dot{I}_{dc1}} \quad (3)$$

1.2 信号的调制

锂离子电池具有高能量密度、循环寿命较长、自放电率较低、充放电效率较高等优势^[20]，能够在较小体积和重量的条件下储存更多的电能，且在多次充放电过程中保持较高的容量，减少能量损耗，适应微网中对高效能量存储和快速响应的需求。此外，锂电池的电压输出稳定性也使其在能量管理和调度中具有显著优势^[21]，能够有效与其他可再生能源(如光伏、风能)及负载进行协调。因此，选择锂电池进行能信复合调制能够增强系统在复杂环境下的可靠性和适应性。锂电池采用下垂控制^[22]的 Buck-Boost 双向变换器，电压外环将基准电压 U_{dcref} 与直流母线电压 U_{dc} 作差，通过 PI 控制器输出电流内环的基准量，与电池输出电流作差，再经过 PI 控制器输出占空比 D ，与三角载波共同输入 PWM 发生器，产生驱动信号控制变换器中开关管的通断，从而对不同频率的信号进行能信复合调制，如

附录图 A3 所示。调制后的信号以电压扰动的形式通过 Buck-Boost 变换器注入直流母线，并随着能量流动在系统中传播，且三角波波动、开关管通断的周期与电压纹波波动的周期相同。传播过程中，信号与系统的固有阻抗特性相互作用，导致其幅值和相位发生变化。为提取信号信息，在直流母线上设置采样点，采集在系统中传播的扰动信号，再经过解调，能够提取采样信号中与调制频率对应的响应分量。基于解调后的电压和电流扰动信号，利用频域分析方法计算直流母线的阻抗特性，从而实现对系统阻抗的非侵入式测量，如图 3 所示，三角波波动周期为 T_{tri} ，开关管通断周期为 T_{sw} ，电压纹波波动周期为 T_{ripple} 。

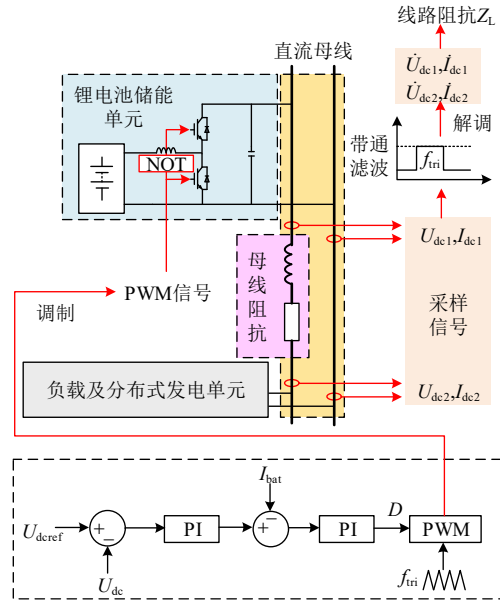


图 3 直流母线阻抗计算示意图

Fig. 3 Schematic diagram of DC bus impedance calculation

TDM 是一种通信技术，功率传送与信号传送占据不同的时段，通过将不同的信号源分配到不同的时间片段来共享同一个通信信道，以实现多路信号的传输^[23]。将信号的调制与时分复用技术结合，不仅能够支持特定调制频率对系统影响的分析，还能够单组测试中进行不同调制频率下的阻抗测量，有效提高了阻抗测量的效率和准确度。在直流母线阻抗测量的工作中，只需在采样点处能够得到包含开关频率调制产生的扰动的信号即可，因此无需考虑载波频率与数字信息的关系。保持输入 PWM 发生器的占空比 D 不变，选择多组频率不同的载波信号，利用时分复用技术进行组合输入 PWM 发生器，PWM 发生器即可输出时分复用的方波信号，控制储能电池变换器中开关管的开断，实现信号的能信复合调制，如图 4 所示。

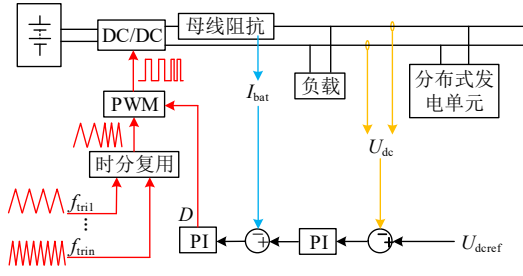


图4 信号调制原理图

Fig. 4 Schematic diagram of signal modulation

时分复用信号调制过程如附录图 A4 所示。为简化推导,在一个时分复用周期内复用两个不同频率的信号。选取频率分别为 f_{tri1} 和 f_{tri2} 的三角波作为载波,两个时间片上的三角载波表示为 V_{tri1} 和 V_{tri2} , A_{tri} 为三角波的峰值幅度, $T_{tri1}=1/f_{tri1}$ 、 $T_{tri2}=1/f_{tri2}$ 为三角波的周期。PWM 发生器输出的开关信号为

$$S_1(t) = \begin{cases} 1, & D \leq V_{tri1}(t) \\ 0, & D > V_{tri1}(t) \end{cases}, \quad S_2(t) = \begin{cases} 1, & D \leq V_{tri2}(t) \\ 0, & D > V_{tri2}(t) \end{cases} \quad (4)$$

用二进制时序信号 $S_{switch}(t)$ 对两个载波信号进行

$$U_{dc}(t) =$$

$$\begin{cases} \bar{U}_{dc} + \sum_{n=1}^{N-1} A_n \cos(2\pi n f_{tri1} + \phi_n) + \sum_{k=1}^{N-1} A_k \cos(2\pi k f_{TDM} + \phi_k) + \sum_{p=1}^{N-1} A_p \cos(2\pi p f_{sw} + \phi_p) + \sum_{r=1}^{N-1} A_r \cos(2\pi r f_{res} + \phi_r), & S_{switch}(t) = 1 \\ \bar{U}_{dc} + \sum_{m=1}^{N-1} B_m \cos(2\pi m f_{tri2} + \psi_m) + \sum_{h=1}^{N-1} B_h \cos(2\pi h f_{TDM} + \phi_h) + \sum_{q=1}^{N-1} B_q \cos(2\pi q f_{sw} + \phi_q) + \sum_{s=1}^{N-1} B_s \cos(2\pi s f_{res} + \phi_s), & S_{switch}(t) = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中: A_n 和 B_n 、 ϕ_n 和 ψ_m 分别表示不同时间片中由调制信号产生的直流母线电压的谐波幅度和谐波相位; A_k 和 B_h 、 ϕ_k 和 ψ_h 分别表示由时分复用产生的直流母线电压的谐波幅度和谐波相位; A_p 和 B_q 、 ϕ_p 和 ψ_q 分别表示由各个单元的工作频率产生的直流母线电压的谐波幅度和谐波相位; A_r 和 B_s 、 ϕ_r 和 ψ_s 分别表示由系统谐振产生的直流母线电压的谐波幅度和谐波相位。为避免 TDM 频率和 PWM 频率交叉干扰,设置 PWM 频率远大于 TDM 频率,满足以下条件:

$$f_{tri} \notin (f_{TDM} - \Delta f, f_{TDM} + \Delta f) \quad (10)$$

式中: Δf 为时分复用产生谐波的带宽。因此忽略 TDM 频率对直流母线电压纹波的影响,并通过考虑风机、光伏变换器工作频率与系统谐振频率的约束,选择合适的调制频率避开干扰,最终直流母线电压可以表示为

$$U_{dc}(t) = \begin{cases} \bar{U}_{dc} + \sum_{n=1}^{N-1} A_n \cos(2\pi n f_{tri1} + \phi_n), & S_{switch}(t) = 1 \\ \bar{U}_{dc} + \sum_{m=1}^{N-1} B_m \cos(2\pi m f_{tri2} + \psi_m), & S_{switch}(t) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

行选择,得到最终控制变换器开关的信号为

$$S_{out}(t) = \begin{cases} S_1(t), & S_{switch}(t) = 1 \\ S_2(t), & S_{switch}(t) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

在 $S_{out}(t)$ 的控制下,储能电池变换器输出含有频率为 f_{tri1} 和 f_{tri2} 的信号,表示为 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$,实现不同频率信号的时分复用,可表示为

$$U_{dc} = S_{switch}(t) \cdot x_1(t) + (1 - S_{switch}(t)) \cdot x_2(t) \quad (6)$$

并以直流母线电压的形式传播(语句不完整)。时分复用调制下的占空比 D^* 可以表示为

$$D^* = D_1 \cdot g_1 + D_2 \cdot g_2 \quad (7)$$

式中: g_1 和 g_2 为时分复用权重且 $g_1 + g_2 = 1$, D_1 等于 D_2 为电流内环 PI 控制器输出的占空比,因此两个时间片对应的 U_{dc1} 等于 U_{dc2} ,所以直流母线电压的直流分量表示为

$$\bar{U}_{dc} = \frac{T_1 U_{dc1} + T_2 U_{dc2}}{T_1 + T_2} = U_{dc1} = U_{dc2} \quad (8)$$

考虑 N 次谐波的直流母线电压表达式为

1.3 信号的解调

快速傅里叶变换解调法是常见的信号解调方式^[24],通过与带通滤波器相结合,可以有效提取调制频率处的信号特征,并计算出直流母线的阻抗。这种方法较大程度上避免了噪声干扰,提高了阻抗测量的精度。根据信号的调制方式,可以得到调制频率为

$$f_{mod} = f_{tri} \quad (12)$$

对(11)表示的直流母线电压信号进行滤波,得到 $x_{1_filtered}$ 和 $x_{2_filtered}$ 并消除直流量,再根据(6)对时分复用信号进行解复用,可得:

$$\begin{cases} x'_1 = S_{switch}(t) \cdot x_{1_filtered}(t) \\ x'_2 = (1 - S_{switch}(t)) \cdot x_{2_filtered}(t) \end{cases} \quad (13)$$

得到频率为 f_{mod1} 和 f_{mod2} 的信号分别对应的不同时间片。对每一个时间片执行 FFT,可得:

$$\begin{cases} X_1(f) = F\{x'_1(t)\} = \int x'_1(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \\ X_2(f) = F\{x'_2(t)\} = \int x'_2(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \end{cases} \quad (14)$$

获得每个时间片信号的频谱,将所有频谱进行叠加,可得:

$$X_{total}(f) = X_1(f) + X_2(f) \quad (15)$$

最终可以得到便于观察比较的整体频谱,解调过程如图 5 所示。从 X_{total} 中分别索引 $f_{\text{mod1}}=f_{\text{tri1}}$ 和 $f_{\text{mod2}}=f_{\text{tri2}}$ 处直流母线上采样点的电压电流信号的复数分量,根据得到的结果即可计算得到线路阻抗值。

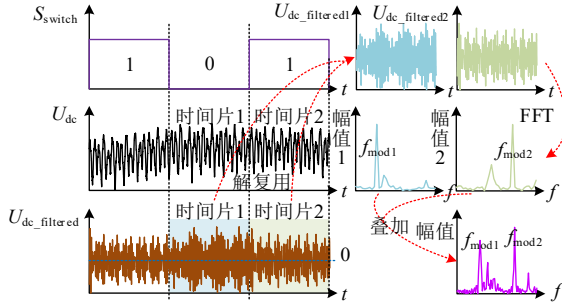


图 5 时分复用信号解调过程示意图

Fig. 5 Time division multiplexing signal demodulation process diagram schematic diagram

2 调制频率的选择

2.1 调制频率的约束

调制频率的选择对直流微电网母线阻抗测量的准确性有重要影响,风机和光伏的变换器工作频率、直流母线滤波电容的滤波效应以及系统的谐振频率都可能导致母线阻抗测量准确度降低。根据图 2 可知,测量不同节点之间阻抗的方法相同,本节以计算母线阻抗 1 为目标,综合考虑各因素后选择调制频率,保障阻抗测量结果更为精确。

2.1.1 风机、光伏变换器工作频率对调制频率的约束

光伏和风机的变换器通常工作在高频开关模式,其开关频率会对直流母线上的频率响应产生影响。变换器的开关频率以及谐波会在母线中产生高频扰动,可能会对阻抗计算造成干扰,尤其是在高频范围。如果扰动频率与变换器的开关频率重合,可能导致测量误差。

因此,调制频率需要避开光伏和风机变换器的工作频率及其谐波频率,可得:

$$Z_{\text{总}} = \frac{1}{\frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_{jc}} + R_{TG} + R_s + j\omega L_q + Z_{L2} + Z_{L3}} + Z_{L1} \quad (18)$$

$$\frac{1}{R_{\text{load}} + \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_{jc}} + R_{TG} + Z_{L3}} (R_s + j\omega L_q + Z_{L2}) + j\omega C_{\text{filter}}$$

式中: Z_{L2} 和 Z_{L3} 分别代表母线阻抗 2 和母线阻抗 3。 R_{TG} 和 R_p 可以表示^[25]为

$$R_{TG}(T, G) = R_{TG, \text{STC}} \cdot \frac{T}{T_{\text{STC}}} (1 - 0.217 \ln \frac{G}{G_{\text{STC}}}) \quad (19)$$

$$R_p(G) = R_{p, \text{STC}} \left(\frac{G_{\text{STC}}}{G} \right) \quad (20)$$

$$\begin{cases} f_{\text{mod}} \neq k_1 \cdot f_{\text{sw1}}, k_1 = 1, 2, 3 \dots \\ f_{\text{mod}} \neq k_2 \cdot f_{\text{sw2}}, k_2 = 1, 2, 3 \dots \end{cases} \quad (16)$$

式中 f_{sw1} 和 f_{sw2} 分别为光伏和风机变换器的工作频率。

2.1.2 滤波效应对调制信号的约束

直流母线上往往并联一个滤波电容 C_{filter} 以减小直流母线电压的波动,但是该电容的存在增强了系统的滤波效应,可能导致扰动信号无法有效地在直流母线上传输。因此需要分析母线阻抗 1、滤波电容以及负载构成的网络的滤波特性。

母线阻抗 1、滤波电容以及负载构成的网络如附录图 B1 所示,该网络的传递函数可以表示为

$$H(\omega) = \frac{\frac{R_{\text{load}}}{1 + j\omega R_{\text{load}} C_{\text{filter}}}}{Z_{L1} + \frac{R_{\text{load}}}{1 + j\omega R_{\text{load}} C_{\text{filter}}}} \quad (17)$$

当 ω 趋于 0 时,传递函数趋于 1,当 ω 趋于无穷大时,传递函数趋于 0。因此应当选择一个较低的调制频率以得到较好的扰动传输效果,提高阻抗测量精度。

2.1.3 系统谐振频率对调制频率的约束

为进一步提高阻抗测量的准确性,调制频率应当保证避免共振现象发生,因此系统的谐振频率是选择调制频率时的重要考虑因素。

为计算系统的谐振频率,首先需要建立系统的等效电路模型。文献[25]和文献[26]分别给出了光伏和永磁同步电机的等效电路模型如附录图 B2 和 B3。将系统中的源置零,则光伏等效电路中的二极管 D 关断。考虑到永磁同步电机通常采用 $i_d=0$ 的控制方式,舍去永磁同步电机的 d 轴等效电路,因此系统的谐振频率计算模型如附录图 B4 所示,其中: R_{load} 是负载电阻; C_{filter} 是滤波电容; R_{TG} 和 R_p 分别是光伏模型的串联电阻和并联电阻; C_{jc} 是二极管的结电容; R_s 是永磁同步电机的定子电阻; L_q 是 q 轴电感。该模型的总阻抗表示为

式中: T 和 G 是产生光电流的温度和辐照度; T_{STC} 、 G_{STC} 、 $R_{TG, \text{STC}}$ 、 $R_{p, \text{STC}}$ 分别为标准测试条件(25 °C, 1000 W/m²)下的温度、辐照度、串联电阻、并联电阻。

将 $Z_{\text{总}}$ 的实部和虚部分离,并分离虚部中正比于 ω 和正比于 $1/\omega$ 的部分,化简 $Z_{\text{总}}$ 表达式可得:

$$Z_{\text{总}} = R_{\text{eq}} + j\omega L_{\text{eq}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{eq}}} \quad (21)$$

式中: R_{eq} 等于 $Z_{\text{总}}$ 的实部; L_{eq} 和 C_{eq} 分别等于 $Z_{\text{总}}$ 虚部中正比于 ω 和正比于 $1/\omega$ 的部分。系统的谐振频率 f_{res} 表示为

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{eq}}C_{\text{eq}}}} \quad (22)$$

因此, 为保证阻抗测量的准确性, 调制频率 f_{mod} 应当满足:

$$f_{\text{mod}} \neq f_{\text{res}} \quad (23)$$

2.2 调制频率选择

综合风机和光伏的变换器工作频率、直流母线滤波电容的滤波效应以及系统的谐振频率对调制频率的限制, 结合仿真实验, 可以计算并选取合适的调制频率。

考虑到滤波效应与谐振频率的计算中含有待测量的 R_L 、 L_L , 设计调制频率选择的流程见图 6。

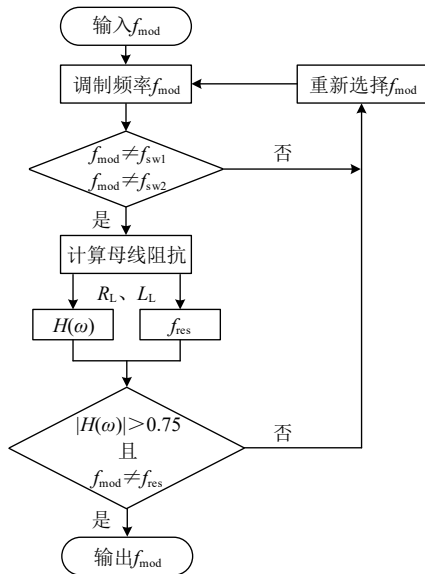


图 6 频率选择流程

Fig. 6 Frequency selection process

向该流程中输入初选调制频率 f_{mod} , 首先判别所选频率是否避开了光伏和风机变换器的开关频率, 若没有避开则重新选择频率, 若避开, 则使用该频率计算母线阻抗。母线阻抗计算的结果用于构建滤波效应和谐振频率对调制频率的约束, 再将所选频率输入到约束条件中进行判别, 若不满足约束条件则重新选择频率, 若两个约束条件都满足, 则输出为合适的调制频率。为避免陷入局部解(利用不合适的调制频率计算出错误的约束条件, 通过错误的约束条件输出不合适的调制频率)或死循环(输入的调制频率始终无法满足约束条件), 需要在初始阶段输入多个频率。根据式(17), 考虑到低通滤波效

应, 为避免输入过多无意义的频率值, 或者遗漏可能存在的符合要求但较大频率值, 限制最大频率初值略大于风机、光伏变换器的开关频率, 而频率过低会降低系统动态响应速度, 且可能与 TDM 频率发生混叠, 为提高频率选择速度, 减少计算资源浪费并兼顾精确度, 在 100Hz 到 21kHz 范围内每隔 100Hz 进行一次频率初值的采集, 由频率选择流程进行筛选, 并舍弃偏差过大的数据。通过上述频率选择流程, 可以在 $H(\omega)$ 的增益幅度图的基础上绘制光伏及风机变换器的开关频率、不同频率测试下得到的系统谐振频率区间以及满足 $|H(\omega)| > 0.75$ 的频率区间如图 7。

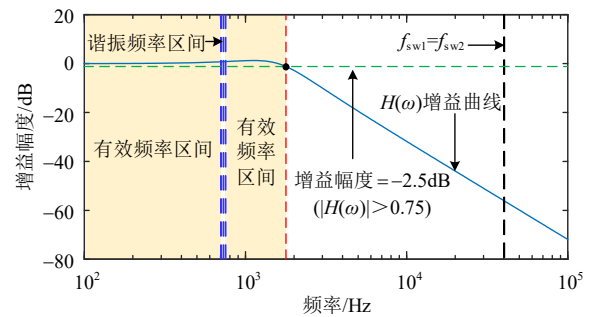


图 7 增益幅度图

Fig. 7 Gain amplitude diagram

3 仿真和实验验证

3.1 直流微电网模型参数

直流微电网模型中所涉及的电路参数和控制参数如表 1 所示。

表 1 系统参数
Table 1 System parameter

参数	取值
直流母线基准电压 $U_{\text{dcref}}/\text{V}$	380
负载电阻 R_{load}/Ω	7.22
滤波电感 L_{in}/mH	1
储能变换器滤波电容 $C_{\text{out}}/\mu\text{F}$	1500
直流母线滤波电容 $C_{\text{filter}}/\text{F}$	0.01
光伏变换器开关频率 $f_{\text{sw1}}/\text{kHz}$	20
光伏电路二极管结电容 C_{jc}/pF	50
光伏环境温度 $T/^\circ\text{C}$	25
光伏辐照度 $G/(\text{W}/\text{m}^2)$	1000
STC 下串联电阻 $R_{\text{TG,STC}}/\Omega$	600
STC 下并联电阻 $R_{\text{p,STC}}/\Omega$	0.78
风机变换器开关频率 $f_{\text{sw2}}/\text{kHz}$	20
永磁同步电机 q 轴电感 L_q/H	0.001
永磁同步电机定子电阻 R_s/Ω	0.25
时序信号振幅	1
时序信号周期 $T_{\text{switch}}/\text{s}$	0.1
时序信号周期百分比	50

3.2 仿真结果及讨论

仿真模型中设置母线阻抗 1 的参数为 $R_{L1}=0.01 \Omega$, $L_{L1}=1\mu\text{H}$ 。在 100Hz 到 21kHz 的宽频带中每隔 100Hz

使用频率调制法计算一次母线阻抗, 得到结果如图 8 所示。

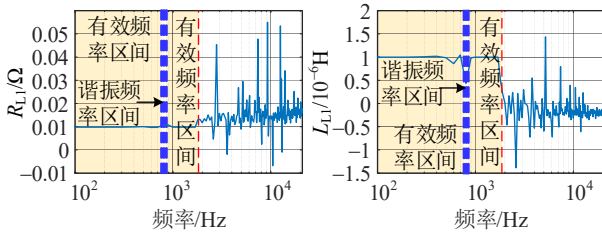


图 8 宽频带母线阻抗测量结果

Fig. 8 Wideband bus impedance measurements

根据图 8 可知, 在较低的调制频率下测量得到的母线阻抗具有较高准确性, 在谐振频率区间内, 阻抗测量结果小幅波动, 准确性有所降低, 而在较高频段, 由于母线阻抗 1、滤波电容以及负载构成的网络滤波能力增强, 用于测量阻抗的信号强度不断衰减, 且可能受到系统中固有频率信号的干扰, 阻抗测量方法失效。此外, 图 8 中的阻抗测量结果展示的各频率区间与图 7 基本吻合, 有效频率区间为 100Hz 到 700Hz 左右、800Hz 左右到 1700Hz 左右, 谐振频率区间为 700Hz 左右到 800Hz 左右, 验证了频率选择步骤的准确性。

传统的注入法受限于信号注入装置, 一组测量仅能获取一组数据, 而时分复用的能信复合调制阻抗测量方法能够在—组测量过程中获取不同频率下的多组测量数据, 具有成本低、结构简单的优势。因此本章以两个合适的调制频率复用, 以母线阻抗 1 的仿真计算为例, 并将其与注入信号幅值为 5 V 的传统信号注入法阻抗计算结果比较。

根据前文得到的对调制频率的约束, 选取一组合适的调制频率:

$$f_{\text{mod}1} = 1000\text{Hz}, \quad f_{\text{mod}2} = 1250\text{Hz} \quad (24)$$

将这两个调制频率的三角波输入两个独立 PWM, 将 PWM 输出的方波信号进行时分复用组合, 运行仿真。同时, 向原仿真模型的基准电压注入一个频率 $f_{\text{inj}} = 1125\text{Hz}$ 的正弦信号, 运行仿真, 作为信号注入法测量阻抗的对照实验组。系统稳定状态下两组实验的直流母线电压波形如附录图 C1 所示。可以看出, 使用信号注入法时, 直流母线电压波形比较规整。使用频率调制法时, 当储能电池变换器开关频率为 $f_{\text{mod}1}$, 两种阻抗测量方法的直流母线电压波动幅值接近, 适当增大变换器调制频率, 能够进一步减小直流母线电压波动幅值。频率调制和信号注入对直流母线电压纹波造成的影响如图 9 所示。

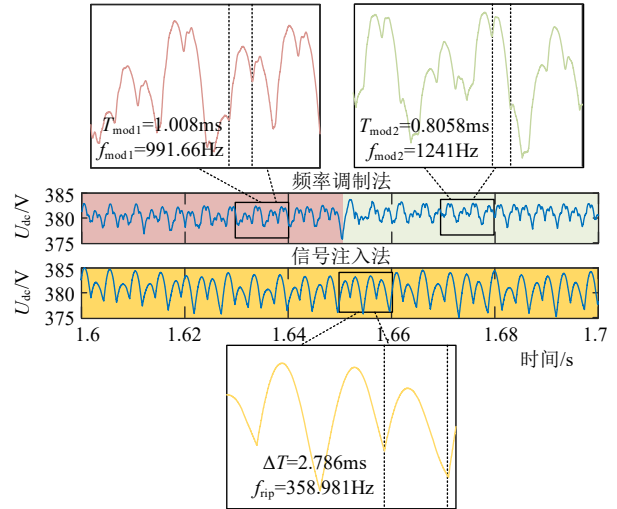


图 9 直流母线电压纹波比较

Fig. 9 Comparison of DC bus voltage ripple

图中 f_{rip} 表示采用信号注入法时直流母线电压纹波的波动频率。时分复用的调制信号通过控制储能电池变换器中开关管的通断, 使得变换器输出电压产生频率为 f_{mod} 的纹波, 且理想情况下, 由锂电池变换器中开关管通断引起的母线电压纹波与锂电池变换器输出电压纹波频率相等, 因此调制信号能够直接影响母线电压纹波的频谱分布。仿真结果表明, 母线电压纹波的主频率成分与调制信号的频率基本一致, 因此其频率成分在一定程度上可预测。然而, 在采用信号注入法时, 直流母线上同样存在明显的电压扰动, 但是由于注入信号对占空比产生影响, 占空比的时变特性受控制回路动态影响, 引入了非线性效应, 使得由注入信号引起的变换器输出电压波动周期偏离注入信号周期, 而变换器输出电压与母线电压的关系又受母线阻抗特性影响, 使得电压纹波的频谱分布更为复杂, 因此直流母线电压纹波与所注入信号之间的直接对应关系并不能通过简单的时域观察直观地识别。

为充分获得谐波携带的阻抗信息, 对两种阻抗计算方法得到的直流母线电压信号进行宽频带的滤波, 并进行快速傅里叶变换, 得到的结果如图 10 所示。

从图 10 中可以观察到, 采用频率调制法进行阻抗测量时, 直流母线电压的滤波波形在时序信号的不同状态下呈现明显变化, 而信号注入法的时域波形较为均匀, 缺乏时序依赖性。FFT 结果显示, 频率调制法能够在各次谐波分量上产生清晰峰值, 使阻抗特性在更宽频率范围内得以展现, 提高测量分辨率和准确性。相比之下, 信号注入法的谐波峰值分散, 部分分量幅值较低, 受背景噪声和非线性

因素影响较大,可能导致测量精度受限。因此,频率调制法能够提供更全面的阻抗信息,适用于宽频带范围的阻抗特性测量和动态系统分析。

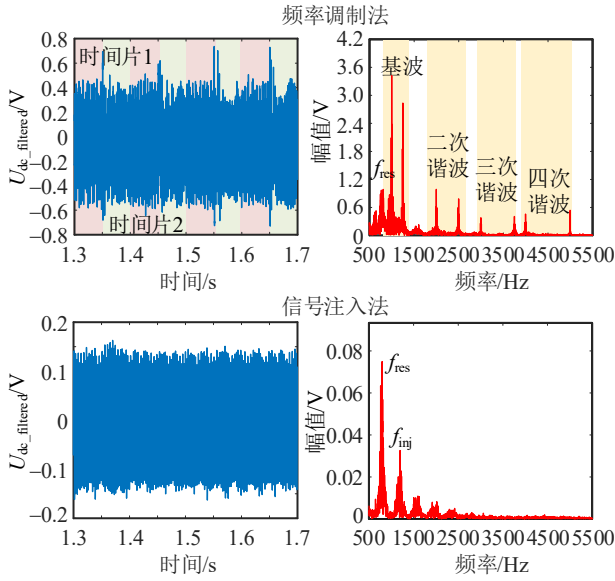


图10 直流母线电压滤波波形及FFT结果比较

Fig. 10 Comparison of DC bus voltage filtering waveform and FFT results

为计算母线基波阻抗,使用通带较为狭窄的滤波器,将两种阻抗计算方法得到的直流母线电压信号滤波并进行快速傅里叶变换,结果如附录图C2所示。在FFT结果中索引 f_{mod1} 、 f_{mod2} 和 f_{inj} ,得到各个频率下直流母线电压的复数分量,根据基尔霍夫定律分别计算使用两种阻抗测量方法得到直流母线阻抗,储能电池变换器开关频率为 f_{mod1} 和 f_{mod2} 时,计算得到的母线阻抗分别为

$$\begin{cases} R_{L1_1} = 0.00998\Omega \\ L_{L1_1} = 1.02000\mu\text{H} \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} R_{L1_2} = 0.01002\Omega \\ L_{L1_2} = 0.99970\mu\text{H} \end{cases} \quad (26)$$

使用信号注入法测量得到的母线阻抗 $Z_{L1,\text{inj}}$ 为

$$\begin{cases} R_{L1,\text{inj}} = 0.01001\Omega \\ L_{L1,\text{inj}} = 1.02321\mu\text{H} \end{cases} \quad (27)$$

两种阻抗测量方法得到的结果接近,为进一步验证频率调制阻抗测量方法的可行性,本文分别使用储能锂电池单元、风机发电单元、恒功率负载以及母线阻抗的直流微电网整体模型(考虑与母线相耦合的各单元主电路和控制环路对直流母线阻抗的有源特性产生影响)与简化阻抗计算电路(使用最基本的R-L模型,忽略各单元对母线阻抗的影响,记为频率调制法1)进行仿真验证,并与传统的信号注入法作比较。选取多组频率分别对两种阻抗

测量方法进行仿真,结果如表2所示。

表2 阻抗测量结果 Table 2 Impedance measurements						
频率调制法			频率调制法1		信号注入法	
频率/Hz	R_{L1}/Ω	$L_{L1}/\mu\text{H}$	R_{L1}/Ω	$L_{L1}/\mu\text{H}$	R_{L1}/Ω	$L_{L1}/\mu\text{H}$
500	0.01008	1.00501	0.00995	1.00210	0.01015	1.00255
600	0.00992	0.98212	0.01002	1.00141	0.00977	1.04823
700	0.01092	0.65010	0.01001	1.00008	0.01110	0.50128
800	0.01104	0.66007	0.01000	0.99995	0.01096	0.51898
900	0.01005	0.99500	0.01003	1.00050	0.01018	0.93263
1000	0.00998	1.02000	0.01000	1.00021	0.01005	0.94003
1100	0.01003	1.00303	0.00997	0.99988	0.00992	1.01876
1200	0.00999	1.00197	0.01001	1.00010	0.01012	0.99538
1300	0.01000	0.99555	0.00998	1.00005	0.00977	0.96505

为了更直观地比较各阻抗测量方法,绘制阻抗计算结果折线图如图11所示。

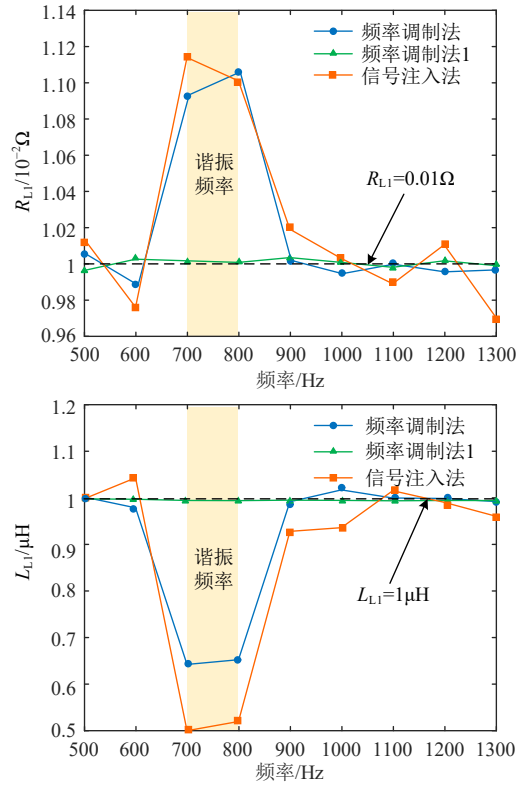


图11 阻抗测量结果比较

Fig. 11 Comparison of impedance measurement results

可见,使用频率调制法1测量母线基波阻抗得到的结果误差极小,但模型过于理想化,而本文所提的频率调制法得到的结果相较传统的信号注入法波动较小,误差较小,且充分考虑了各因素对母线阻抗的影响,更符合工程实际情况,具有可行性。此外,根据频率调制法测量阻抗时得到的采样信号谐波,能够计算出各个频率下的谐波阻抗,结果如附录表C1、C2、C3所示。根据谐波阻抗计算结果,绘制的折线图如附录图C3。

由谐波信息计算得到的直流母线阻抗误差普遍小于5%,且通过联合处理基波和谐波阻抗数据,

能够进一步提高阻抗测量的精确度。

3.3 实验验证

为进一步证明所提方法的可行性,本研究搭建了 Speedgoat 半实物仿真平台,以调制频率 500Hz 和 1300Hz 为例进行实验,令 $f_{\text{mod1}}=500\text{Hz}$, $f_{\text{mod2}}=1300\text{Hz}$, U_{dc1} 、 U_{dc} 以及 I_{dc1} 的波形如图 12 所示。

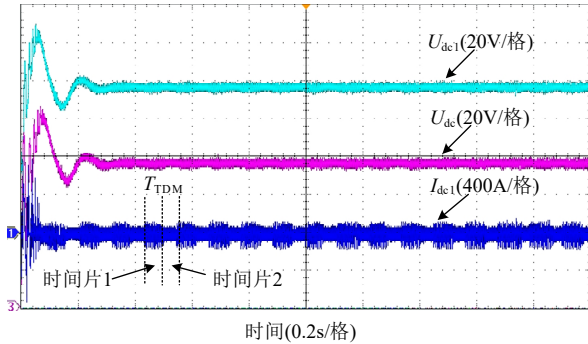


图 12 各信号波形

Fig. 12 Waveform of each signal

截取各信号在 1.6s 到 1.7s 的细节,能够看到母线电压和电流受时分复用调制频率的影响产生的幅值和波动频率的变化。各信号细节波形及其滤波信号的 FFT 结果如图 13 所示。

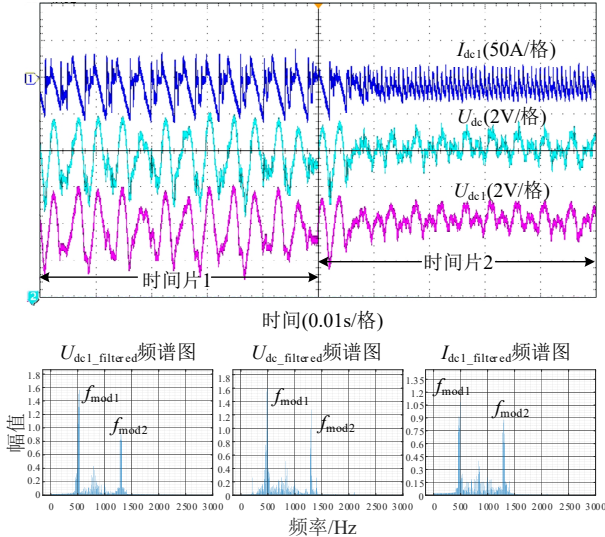


图 13 波形细节以及 FFT 结果

Fig. 13 Waveform details and FFT results

根据实验结果计算两组母线阻抗 $R_{L1_1}=9.98219\text{m}\Omega$ 、 $L_{L1_1}=1.00127\mu\text{H}$, $R_{L1_2}=10.02979\text{m}\Omega$ 、 $L_{L1_2}=1.00004\mu\text{H}$, 均具有较高的精度。

综上所述,本研究提出的母线阻抗测量新方法具有有效性和准确性。

4 结论

本文提出了一种基于能量与信号复合调制的直流微电网母线阻抗测量方法以及调制频率选择

策略。本方法通过控制储能电池变换器开关管的通断实现信号的能信复合调制,向直流微电网系统中注入扰动,在直流母线上设置采样点并解调特定调制频率下的电压、电流信号,以此计算出直流母线阻抗,并且结合时分复用技术,实现多组调制频率同时进行阻抗测量。本研究通过考虑系统的谐振和滤波效应对调制频率的约束,构建了频率选择模型,实现合适的调制频率的选取。通过与传统注入法进行对比,仿真和实验验证了本文提出的直流母线阻抗测量方法的有效性和优越性。该方法不仅具有更高的精度,而且简化了阻抗测量装置,提高了阻抗测量效率,有助于推动微电网领域的技术创新,为未来的可再生能源整合和高效能源管理提供支持。

附录见本刊网络版(<http://www.dwjs.com.cn/CN/1000-3673/current.shtml>)。

参考文献

- [1] 李霞林, 郭力, 王成山, 等. 直流微电网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 2-17.
LI Xialin, GUO Li, WANG Chengshan, et al. Key technologies of DC microgrids: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 2-17(in Chinese).
- [2] 朱珊珊, 汪飞, 郭慧, 等. 直流微电网下垂控制技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(1): 72-84.
ZHU Shanshan, WANG Fei, GUO Hui, et al. Overview of droop control in DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(1): 72-84(in Chinese).
- [3] 薛士敏, 齐金龙, 刘冲. 直流微网保护综述[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(13): 3404-3412.
XUE Shimin, QI Jinlong, LIU Chong. A research review of protection for DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3404-3412(in Chinese).
- [4] KAKIGANO H, MIURA Y, ISE T. Distribution voltage control for DC microgrids using fuzzy control and gain-scheduling technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2246-2258.
- [5] 李鑫. 单母线直流微电网模型的建立及其稳定性分析[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.
- [6] 王力, 谭振杰, 曾祥君, 等. 基于改进等效电路模型的直流微电网大信号稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(5): 1284-1299.
WANG Li, TAN Zhenjie, ZENG Xiangjun, et al. Large-signal stability analysis for DC microgrids based on the improved equivalent circuit model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(5): 1284-1299(in Chinese).
- [7] MOSAYEBI M, SADEGHZADEH S M, GHEISARNEJAD M, et al. Intelligent and fast model-free sliding mode control for shipboard DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1662-1671.
- [8] RASHIDIRAD N, HAMZEH M, SHESHYKANI K, et al. A simplified equivalent model for the analysis of low-frequency stability of multi-bus DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(6): 6170-6182.
- [9] 钟佩军, 孙建军, 司学振, 等. 基于电压扰动源的并网逆变器输

- 出阻抗测量方法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4739-4750.
- ZHONG Peijun, SUN Jianjun, SI Xuezheng, et al. Measurement method of inverter output impedance based on voltage disturbance source[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(22): 4739-4750(in Chinese).
- [10] 李萌, 年珩, 胡彬, 等. 应用于新能源发电设备阻抗测量的扰动信号类型综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6296-6315.
- LI Meng, NIAN Heng, HU Bin, et al. Review of perturbation signals applied to impedance measurement of renewable generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(17): 6296-6315(in Chinese).
- [11] GUO Jian, MENG Zhiqiang, CHEN Yandong, et al. Harmonic transfer-function-based $\alpha\beta$ -frame SISO impedance modeling of droop inverters-based islanded microgrid with unbalanced loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 452-464.
- [12] JIA Ke, ZHU Zhengxuan, ZHAO Qijuan, et al. Islanding detection method of multi-port photovoltaic DC micro grid based on harmonic impedance measurement[J]. IET Renewable Power Generation, 2019, 13(14): 2604-2611.
- [13] HOU Lixiang, ZHUO Fang, SHI Hongtao. New techniques for impedance characteristics measurement of islanded microgrid based on stability analysis[J]. Journal of Power Electronics, 2016, 16(3): 1163-1175.
- [14] CHOI H J, JUNG J H. Enhanced power line communication strategy for DC microgrids using switching frequency modulation of power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4140-4144.
- [15] LENG Yang, YU Dongsheng, HAN Kunfeng, et al. OFDM-based intrinsically safe power and signal synchronous transmission for CC-PT-controlled buck converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10319-10331.
- [16] LI Mingxue, YU Dongsheng, YU S S, et al. Frequency division multiplexing-based power/signal synchronous transmission strategy for IPOS-DAB DC/DC converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(4): 3290-3301.
- [17] YU Dongsheng, WANG Xin, YU Shenglong, et al. A soft-PWM approach to power/signal synchronous transmission for SRG-Based DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10): 8450-8460.
- [18] WANG Xiongfei, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [19] 孔亮. 直流微电网短路故障保护关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
- [20] 王萍, 张吉昂, 程泽. 基于最小二乘支持向量机误差补偿模型的锂离子电池健康状态估计方法[J]. 电网技术, 2022, 46(2): 613-621.
- WANG Ping, ZHANG Ji'ang, CHENG Ze. State of health estimation of li-ion battery based on least squares support vector machine error compensation model[J]. Power System Technology, 2022, 46(2): 613-621(in Chinese).
- [21] 和萍, 宫智杰, 靳浩然, 等. 高比例可再生能源电力系统调峰问题综述[J]. 电力建设, 2022, 43(11): 108-121.
- HE Ping, GONG Zhijie, JIN Haoran, et al. Review of peak-shaving problem of electric power system with high proportion of renewable energy[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(11): 108-121(in Chinese).
- [22] 许诒翊, 刘威, 刘树, 等. 电力系统变流器构网控制技术的现状与发展趋势[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3586-3594.
- XU Jieyi, LIU Wei, LIU Shu, et al. Current state and development trends of power system converter grid-forming control technology[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3594(in Chinese).
- [23] 杨博, 杜海江, 吕剑刚, 等. 基于功率变换器脉宽调制和电流检测的通信方法[J]. 电网技术, 2014, 38(11): 3213-3218.
- YANG Bo, DU Haijiang, LV Jiangang, et al. A communication method based on PWM technology and current detection of power converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(11): 3213-3218(in Chinese).
- [24] SPEER J, GEORGE K, MUTZ D. FFT based algorithm to demodulate high frequency chirp signals[C]//2016 IEEE Aerospace Conference. Big Sky, USA: IEEE, 2016: 1-6.
- [25] CHAUHAN A, PRAKASH S. Considering various equivalent circuits for solar PV array modelling[C]//2018 2nd International Conference on Power, Energy and Environment: Towards Smart Technology (ICEPE). Shillong, India: IEEE, 2018: 1-6.
- [26] CHAI Feng, LI Xinmei, CHENG Shukang, et al. Research of the inductance of the permanent magnet synchronous in-wheel motor for hybrid electric vehicle[C]//2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Harbin, China: IEEE, 2008: 1-5.



项阳

在线出版日期: 2025-08-14。

收稿日期: 2025-03-26。

作者简介:

项阳(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为直流微电网, E-mail: ts23230202p31@cumt.edu.cn;

于东升(1982), 男, 通信作者, 博士生导师, 教授, 研究方向为新能源发电技术、高效储能和电能变换、非线性电路等, E-mail: dongsiee@163.com。

(责任编辑 赵梓含)

附录 A

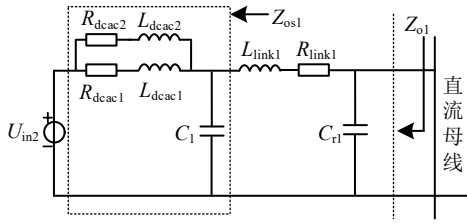


图 A1 AC/DC 支路等效电路

Fig. A1 AC/DC branch equivalent circuit

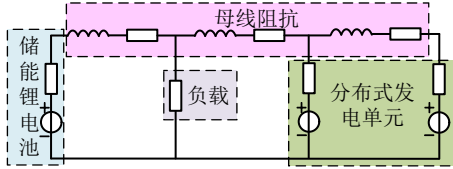


图 A2 直流微电网等效电路模型

Fig. A2 Equivalent circuit model of DC microgrid

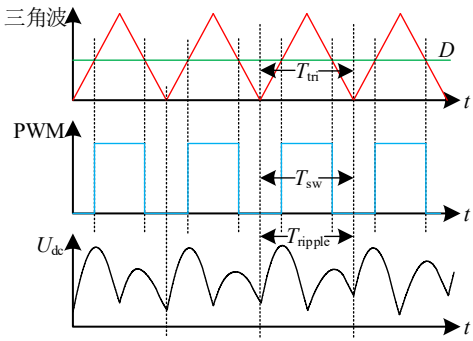


图 A3 信号调制过程示意图

Fig. A3 Signal modulation process schematic diagram

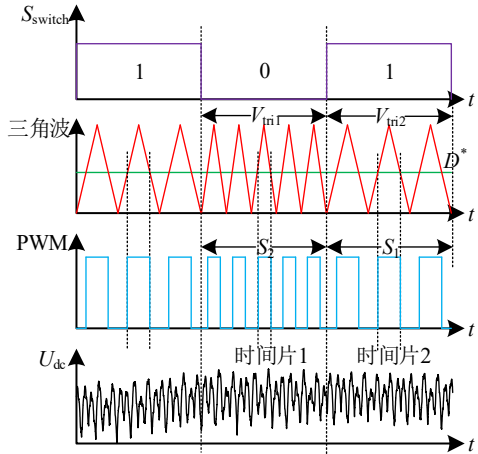


图 A4 时分复用信号调制过程示意图

Fig. A4 Time division multiplexing signal modulation process diagram schematic diagram

附录 B

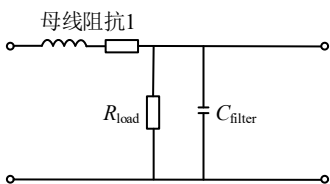


图 B1 滤波网络

Fig. B1 Filtering network

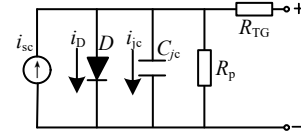


图 B2 光伏等效电路

Fig. B2 Photovoltaic equivalent circuit

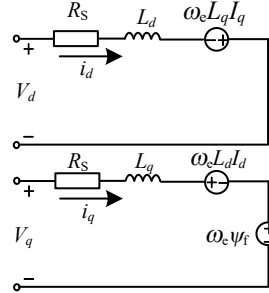


图 B3 永磁同步电机等效电路

Fig. B3 Equivalent circuit of permanent magnet synchronous motor

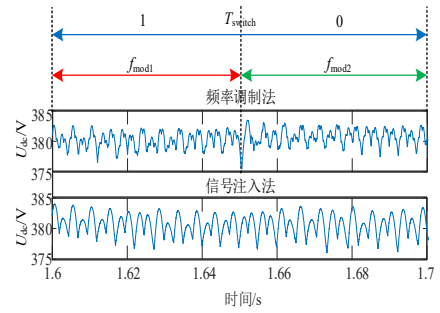


图 B4 谐振频率计算模型

Fig. B4 Harmonic frequency calculation model

附录 C

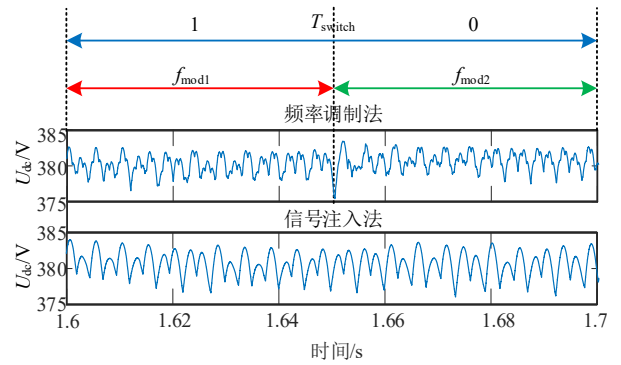


图 C1 直流母线电压波形比较

Fig. C1 Comparison of DC bus voltage waveforms

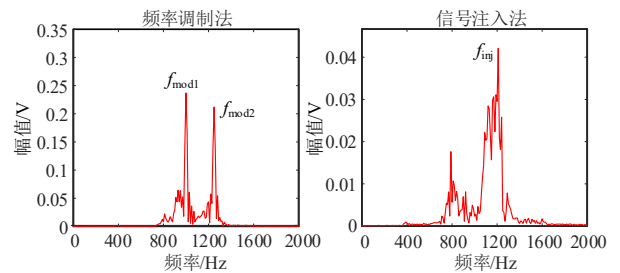


图 C2 基波频率下直流母线电压

Fig. C2 DC bus voltage at fundamental frequency

表 C1 频率调制法二次谐波阻抗

Table C1 Second harmonic impedance calculated by frequency modulation method

频率/Hz	R_{L1}/Ω	$L_{L1}/\mu\text{H}$
500	0.01005	1.01000
600	0.00995	0.99878
700	0.01092	0.64213
800	0.01098	0.58993
900	0.01009	0.99996
1000	0.00990	1.00301
1100	0.01000	1.00172
1200	0.01002	1.00227
1300	0.00998	1.00061

表 C2 频率调制法三次谐波阻抗

Table C2 Third harmonic impedance calculated by frequency modulation method

频率/Hz	R_{L1}/Ω	$L_{L1}/\mu\text{H}$
500	0.00988	1.01021
600	0.00969	0.98813
700	0.01115	0.60375
800	0.01094	0.64646
900	0.01012	1.00458
1000	0.00986	1.01067
1100	0.01014	0.99426
1200	0.00972	1.00568
1300	0.00996	0.99889

表 C3 频率调制法四次谐波阻抗

Table C3 Fourth harmonic impedance calculated by frequency modulation method

频率/Hz	R_{L1}/Ω	$L_{L1}/\mu\text{H}$
500	0.00985	0.99586
600	0.01012	1.02141
700	0.01098	0.67338
800	0.01103	0.63201
900	0.00995	0.99870
1000	0.00978	1.02068
1100	0.01033	1.00021
1200	0.01036	0.99308
1300	0.00979	1.01483

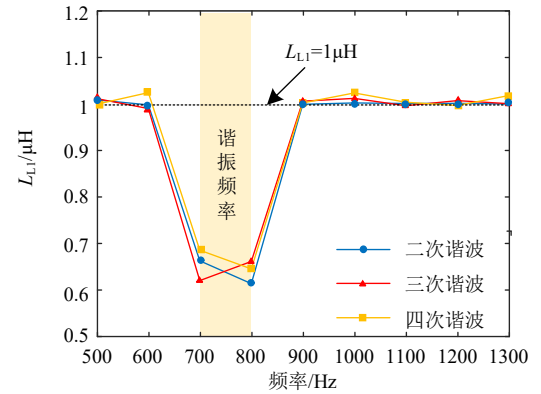
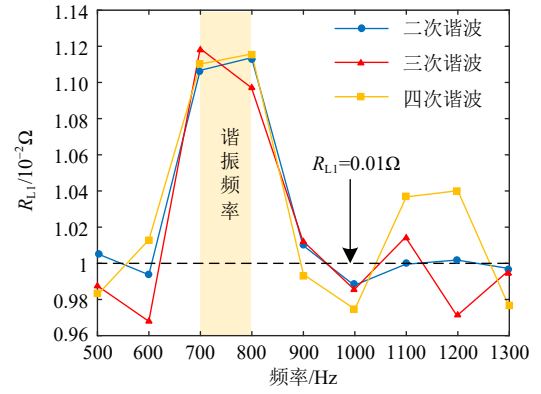


图 C3 频率调制法谐波阻抗

Fig. C3 Harmonic impedance calculated by frequency modulation method