



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111999563 B

(45) 授权公告日 2022. 03. 22

(21) 申请号 202010903727.6

审查员 李海榕

(22) 申请日 2020.09.01

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 111999563 A

(43) 申请公布日 2020.11.27

(73) 专利权人 浙江大学

地址 310013 浙江省杭州市西湖区余杭塘路866号

(72) 发明人 年珩 李萌

(74) 专利代理机构 杭州天勤知识产权代理有限公司 33224

代理人 王琛

(51) Int. Cl.

G01R 27/02 (2006.01)

H02M 3/00 (2006.01)

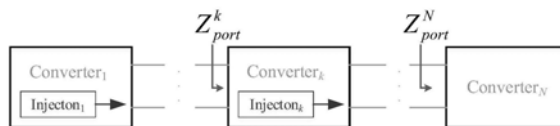
权利要求书2页 说明书6页 附图5页

(54) 发明名称

一种多级联直流变换器阻抗在线测量方法

(57) 摘要

本发明公开了一种多级联直流变换器阻抗在线测量方法,通过多扰动源的协调配合,实现快速准确的多级联直流变换器阻抗特性提取。不同于传统的单扰动源方法,本发明提出多扰动源的位置、频谱能量分布协调配合阻抗在线测量方法,通过设计其频率避免了系统中同时存在多个扰动源而引发的相互干扰问题,并由系统中存在的直流变换器生成扰动,可以实现更为快速的阻抗在线测量,该方法在多级联直流系统中具有更好的优越性,同时也适用于并联系统、交流系统等各种场景。



1. 一种多级联直流变换器阻抗在线测量方法,包括如下步骤:

(1) 对于多级联直流变换器中的任一级变换器,为其设计一个频域解耦的多正弦扰动信号,其表达式如下:

$$x(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)$$

其中: $x(t)$ 为 t 时刻的多正弦扰动信号值, a_n 为多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的幅值, f_n 为多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的频率, φ_n 为多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的相位, n 为自然数且 $1 \leq n \leq N$, N 为已知测量频段内频率分量的数量, t 为自然数;

所述多正弦扰动信号的幅频特性表示如下:

$$X_i(k) = \begin{cases} 1, & k = 4(n-1) + i \\ 0, & k \neq 4(n-1) + i \end{cases}$$

其中: $X_i(k)$ 为第 i 级变换器的多正弦扰动信号在 k Hz频率点处的初始幅值, k 为第 i 级变换器的多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的频率 f_n , i 为自然数且 $1 \leq i \leq K$, K 为多级联直流变换器中的变换器数量;

所述多正弦扰动信号的峰值系数表达式如下:

$$CF = \frac{x_{\max}}{x_{RMS}} = \frac{\max |x(t)|}{\sqrt{\frac{2}{T_m} \int_0^{T_m} |x(t)|^2 dt}}$$

其中: CF 为多正弦扰动信号的峰值系数, x_{\max} 为多正弦扰动信号的峰值, x_{RMS} 为多正弦扰动信号的有效值, T_m 为多正弦扰动信号的周期即各频率分量对应周期的最小公倍数;

(2) 以多正弦扰动信号峰值系数 CF 最小为目标,采用有效集优化方法寻找使 CF 值最小的各频率分量相位组合,所述有效集优化方法通过计算有效约束推进优化过程,优化过程中保证相位 φ_n 的取值范围如下:

$$0 < \varphi_n < 2\pi$$

(3) 对于任一级变换器的多正弦扰动信号,首先令其中各频率分量的幅值相等,进而在满足以下关系式的前提下选择最大的幅值作为多正弦扰动信号各频率分量的幅值:

$$x_{\max} = \max |x(t)| < 20\% U_{\text{nom}}$$

其中: U_{nom} 为变换器的额定电压;

(4) 将构造好的多正弦扰动信号与原输出电压参考值叠加后作为新的输出电压参考值并对变换器加以控制,使得变换器的输出端口生成多正弦扰动信号作为下一级变换器的扰动源;

(5) 对变换器输入端口的电压及电流信号进行傅里叶分析,通过测量提取电压及电流信号中对应的分量,进而计算出变换器对应各频率分量的阻抗,具体地:

对于变换器对应第 n 个频率分量的阻抗,则先提取变换器输入端口的电压及电流信号中对应频率为 f_n 的分量 U_n 和 I_n ,然后通过以下公式计算出变换器对应第 n 个频率分量的阻抗

$Z[f_n]$;

$$Z[f_n] = U_n / I_n。$$

一种多级联直流变换器阻抗在线测量方法

技术领域

[0001] 本发明属于可再生能源并网技术领域,具体涉及一种多级联直流变换器阻抗在线测量方法。

背景技术

[0002] DC-DC变流系统采用了多级联变换器结构,以实现高效,可靠的电源转换,级联变换器之间的动态交互可能会导致其动态性能下降并影响系统的稳定性,通常采用基于阻抗模型的小信号稳定性分析来评估多级联直流系统的稳定裕度,获得直流变换器的精确阻抗模型是获得准确分析结果的重要步骤。

[0003] 可以使用两种方法获得直流变换器的阻抗特性:解析建模方法和阻抗测量方法,解析建模方法需要被测对象的详细内部参数和控制结构,这在实际应用中是未知的,而阻抗测量是一种可以仅根据输出端口电压和电流信号获得阻抗特性而无需内部参数等的阻抗模型提取方法;因此,阻抗测量对实际系统的稳定性分析具有重要意义。

[0004] 正弦信号、二进制序列信号和多正弦信号可用作阻抗测量中的扰动信号。其中,正弦信号可确保最佳的信噪比,但是测量效率较低;二进制序列信号是一种宽频带信号,可以将多个频率分量注入被测变换器,但是由于二进制序列的频谱能量分布难以精确控制,在测量时易出现频谱泄漏、谐波干扰等问题,从而影响测量精度;此外,多正弦信号同样包含多个频率分量,并且多正弦信号的频谱能量分布精确可控,不存在频谱泄漏与谐波干扰的问题。目前对于变换器的阻抗测量多采用二进制序列,由于二进制序列所具有的频谱泄漏、谐波干扰等问题,结合多级联系统的结构特征,二进制序列不适用于多级联直流变换系统的实时阻抗测量。

[0005] 目前,对于直流变换器的阻抗测量多采用单个扰动源注入的扰动注入方式,如文献[P.Li and B.Lehman,Performance prediction of DC-DC converters with impedances as loads[J].IEEE Trans.Power Electron.,vol.19,no.1,pp.201-209,Jan.2004.]以及文献[D.Martin,E.Santi,A.Barkley,“Wide bandwidth system identification of AC system impedances by applying perturbations to an existing converter,”Energy Conversion Congress&Exposition.Phoneix,AZ,USA,Sept.2011,pp.2549-2556.]都有公开介绍,但在对由多个级联变换器构成的系统内的阻抗测量时,由于级联变换器之间的直流电容具有解耦作用,仅凭单扰动源注入扰动信号难以在多级联系统中所有变换器端口产生足够强的激励信号,从而无法获取准确可靠的测量结果。为了确保准确的测量结果,根据现有技术,需要将扰动源连接在各个变换器端口分多次注入扰动信号,显然该方法测量效率较低;此外,由于频繁的负载切换和变化的工作条件,需要快速阻抗测量以确保在测量过程中系统工作状态不发生变化,因此现有方法的低效性使得对进行系统的实时稳定性分析难以实现;并且,采用将扰动源连接于不同的测量端口从而进行阻抗测量的方法,在实际操作时较为复杂,不仅需要额外的扰动源,还需要将扰动源依次连接在不同测量端口,在实际中需要耗费大量的人力、时间与经济成本。

发明内容

[0006] 鉴于上述,本发明提出了一种多级联直流变换器阻抗在线测量方法,通过多扰动源的协调配合,实现快速准确的多级联直流变换器阻抗特性提取。

[0007] 一种多级联直流变换器阻抗在线测量方法,包括如下步骤:

[0008] (1) 对于多级联直流变换器中的任一级变换器,为其设计一个频域解耦的多正弦扰动信号;

[0009] (2) 以多正弦扰动信号峰值系数最小为目标,计算确定多正弦扰动信号各频率分量的相位;

[0010] (3) 选择确定多正弦扰动信号各频率分量的幅值;

[0011] (4) 将构造好的多正弦扰动信号与原输出电压参考值叠加后作为新的输出电压参考值并对变换器加以控制,使得变换器的输出端口生成多正弦扰动信号作为下一级变换器的扰动源;

[0012] (5) 对变换器输入端口的电压及电流信号进行傅里叶分析,通过测量提取电压及电流信号中对应的分量,进而计算出变换器对应各频率分量的阻抗。

[0013] 进一步地,所述多正弦扰动信号的表达式如下:

$$[0014] \quad x(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)$$

[0015] 其中: $x(t)$ 为 t 时刻的多正弦扰动信号值, a_n 为多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的幅值, f_n 为多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的频率, φ_n 为多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的相位, n 为自然数且 $1 \leq n \leq N$, N 为已知测量频段内频率分量的数量, t 为自然数。

[0016] 进一步地,所述多正弦扰动信号的幅频特性表示如下:

$$[0017] \quad X_i(k) = \begin{cases} 1, & k = 4(n-1) + i \\ 0, & k \neq 4(n-1) + i \end{cases}$$

[0018] 其中: $X_i(k)$ 为第 i 级变换器的多正弦扰动信号在 k Hz频率点处的初始幅值, k 为第 i 级变换器的多正弦扰动信号中第 n 个频率分量的频率 f_n , i 为自然数且 $1 \leq i \leq K$, K 为多级联直流变换器中的变换器数量。

[0019] 进一步地,所述多正弦扰动信号的峰值系数表达式如下:

$$[0020] \quad CF = \frac{x_{\max}}{x_{RMS}} = \frac{\max |x(t)|}{\sqrt{\frac{2}{T_m} \int_0^{T_m} |x(t)|^2 dt}}$$

[0021] 其中: CF 为多正弦扰动信号的峰值系数(用于描述相位与峰值的关系, CF 值越小越有利于阻抗测量的准确性), x_{\max} 为多正弦扰动信号的峰值, x_{RMS} 为多正弦扰动信号的有效值, T_m 为多正弦扰动信号的周期即各频率分量对应周期的最小公倍数。

[0022] 进一步地,所述步骤(2)中以多正弦扰动信号峰值系数 CF 最小为目标,采用有效集优化方法寻找使 CF 值最小的各频率分量相位组合,所述有效集优化方法通过计算有效约束

推进优化过程,优化过程中保证相位 φ_n 的取值范围如下:

$$[0023] \quad 0 < \varphi_n < 2\pi$$

[0024] 进一步地,所述步骤(3)中对于任一级变换器的多正弦扰动信号,首先令其中各频率分量的幅值相等,进而在满足以下关系式的前提下选择最大的幅值作为多正弦扰动信号各频率分量的幅值;

$$[0025] \quad x_{\max} = \max |x(t)| < 20\% U_{\text{nom}}$$

[0026] 其中: x_{\max} 为多正弦扰动信号的峰值, U_{nom} 为变换器的额定电压。

[0027] 进一步地,所述步骤(5)中对于变换器对应第n个频率分量的阻抗,则先提取变换器输入端口的电压及电流信号中对应频率为 f_n 的分量 U_n 和 I_n ,然后通过以下公式计算出变换器对应第n个频率分量的阻抗 $Z[f_n]$;

$$[0028] \quad Z[f_n] = U_n / I_n$$

[0029] 本发明多级联直流变换器阻抗在线测量方法与传统的阻抗测量方法相比,具有快速与实时性的特点;不同于传统的单扰动源方法,本发明提出多扰动源的位置、频谱能量分布协调配合阻抗在线测量方法,通过设计其频率避免了系统中同时存在多个扰动源而引发的相互干扰问题,并由系统中存在的直流变换器生成扰动,可以实现更为快速的阻抗在线测量,该方法在多级联直流系统中具有更好的优越性,同时也适用于并联系统、交流系统等各种场景。

附图说明

[0030] 图1为多级联直流变换器阻抗在线测量原理示意图。

[0031] 图2为频域解耦的多正弦信号幅频特性示意图。

[0032] 图3(a)为本发明设计的多正弦信号1的幅频特性示意图。

[0033] 图3(b)为本发明设计的多正弦信号2的幅频特性示意图。

[0034] 图3(c)为本发明设计的多正弦信号3的幅频特性示意图。

[0035] 图3(d)为本发明设计的多正弦信号4的幅频特性示意图。

[0036] 图4(a)为采用本发明测量方法下直流变换器1的阻抗测量结果示意图。

[0037] 图4(b)为采用本发明测量方法下直流变换器2的阻抗测量结果示意图。

[0038] 图4(c)为采用本发明测量方法下直流变换器3的阻抗测量结果示意图。

[0039] 图4(d)为采用本发明测量方法下直流变换器4的阻抗测量结果示意图。

具体实施方式

[0040] 为了更为具体地描述本发明,下面结合附图及具体实施方式对本发明的技术方案进行详细说明。

[0041] 本发明多级联直流变换器阻抗在线测量方法,包括如下步骤:

[0042] (1) 根据多级联变换器数目K设计K个频域解耦的多正弦扰动信号所包含频率分量。

[0043] 首先,多正弦信号的时域表达式定义如下:

$$[0044] \quad x(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)$$

[0045] 其中： a_n 表示构成多正弦信号频率分量的幅值， f_n 表示各分量的频率， φ_n 表示各分量相位。

[0046] 以 $K=4$ 为例，4个频域解耦的多正弦信号的幅频特性可表示为：

$$[0047] \quad X_i(k) = \begin{cases} 1, & k = 4n + i \\ 0, & k \neq 4n + i \end{cases}, i = 1, 2, 3, 4.$$

[0048] 其中： $n=0, 1, 2, 3, \dots$ ， i 表示频域解耦的多正弦信号的序号， k 表示多正弦信号中频率分量的频率， $X_i(k)$ 表示第 i 个多正弦信号的在 k Hz的幅值，该式可由图2表示。

[0049] (2) 通过有效集优化方法设计多正弦信号各频率分量的相位。

[0050] 本发明中以下式作为相位的设计指标：

$$[0051] \quad CF = \frac{x_{\max}}{x_{RMS}} = \frac{\max |x(t)|}{\sqrt{\frac{2}{T_m} \int_0^{T_m} |x(t)|^2 dt}}$$

[0052] 其中： CF 是多正弦信号的峰值系数，用于描述相位与多正弦信号峰值的关系， CF 越小越有利于阻抗测量的准确性， x_{\max} 是多正弦信号峰值， x_{RMS} 是多正弦信号有效值， T_m 是多正弦信号周期。

[0053] 可以通过有效集优化方法，寻找使 CF 最小的相位组合，该方法通过计算有效约束推进优化过程，具有较快的迭代收敛速度与较强的跳出局部最优的能力。变量 φ_n 的取值范围是：

$$[0054] \quad 0 < \varphi_k < 2\pi$$

[0055] (3) 设计多正弦信号各频率分量幅值。

[0056] 为保证测量结果的准确性，多正弦信号峰值应满足下式：

$$[0057] \quad x_{\max} = \max |x(t)| < 20\% U_{\text{nom}}$$

[0058] 其中： U_{nom} 是直流变换器额定电压。

[0059] 在上述步骤中已经完成对频率和相位的设计，同时考虑令所有分量幅值相等，则多正弦信号各分量幅值的最大值可以通过计算得到，并将该值作为多正弦信号各分量的幅值。

[0060] (4) 将各个频域解耦的多正弦信号分别与一个直流变换器的输出电压参考值叠加，在各变换器的输出端口生成多正弦扰动信号，作为下一级变换器的扰动源，如图1所示。

[0061] (5) 对各变换器输入端口电压与电流信号进行傅里叶分析，提取测量分量，计算变换器阻抗。

[0062] 将注入的扰动信号频率定义为 f_p ，则应提取被测直流变换器输入端口电压电流信号中频率为 f_p 的分量 U_p, I_p ，并由下式计算得到直流变换器在 f_p Hz的阻抗：

$$[0063] \quad Z[f_p] = U_p / I_p$$

[0064] 本实施例考虑对包含4个直流变换器的多级联系统内直流变换器的阻抗测量，测

量频段为0~100Hz,其参数如表1所示:

[0065] 表1

变换器(1)		
电感	L_1	2(mH)
电容	C_1	800(uF)
电阻	R_1	3.25(Ω)
输入额定电压	V_{i1}	750(V)
输出额定电压	V_{o1}	375(V)
变换器(2)		
电感	L_2	2.5(mH)
电容	C_2	650(uF)
电阻	R_2	5(Ω)
输入额定电压	V_{i2}	375(V)
输出额定电压	V_{o2}	110(V)
变换器(3)		
电感	L_3	1.8(mH)
电容	C_3	1000(uF)
电阻	R_3	5(Ω)
输入额定电压	V_{i3}	110(V)
输出额定电压	V_{o3}	75(V)
变换器(4)		
电感	L_4	2(mH)
电容	C_4	800(uF)
电阻	R_4	3(Ω)
输入额定电压	V_{i4}	75(V)
输出额定电压	V_{o4}	24(V)

[0068] (1) 首先,可由下式设计4个频域解耦的多正弦信号所包含的频率分量:

$$[0069] \quad X_i(k) = \begin{cases} 1, k = 4n + i \\ 0, k \neq 4n + i \end{cases}, i = 1, 2, 3, 4.$$

[0070] 其中:n的最大值取50。

[0071] (2) 确定频率以后,通过有效集优化方法对4个多正弦信号的CF进行优化,以寻找最优的相位组合,初始相位可由随机数获取,最终的多正弦信号的幅频特性如图3(a)~图3(d)所示,其中每个正弦分量的幅值暂时定义为1V。图中4个优化后的多正弦信号峰值分别为8.80V、8.34V、8.96V、7.96V,峰值系数CF分别为1.23、1.17、1.25、1.11。

[0072] (3) 在完成相位设计以后,通过4个变换器的额定电压可以计算出4个多正弦信号的峰值上限分别为: $0.2 \times 750 = 150V$, $0.2 \times 375 = 75V$, $0.2 \times 110 = 22V$, $0.2 \times 75 = 15V$;由此

得到的多正弦信号各分量幅值最大值为： $150/8.80=17V$ ， $75/8.34=9V$ ， $22/8.96=2.5V$ ， $15/7.96=1.2V$ 。

[0073] (4) 将多正弦信号叠加到各直流变换器的输出电压控制环中直流电压指令值上，则可以实现扰动信号的输出控制。

[0074] (5) 提取直流变换器输入端口电压电流信号中与扰动频率对应的分量，通过下式计算得到被测变换器阻抗：

$$[0075] \quad Z[f_p] = U_p / I_p$$

[0076] 其中： f_p 表示扰动频率， U_p 表示电压扰动频率分量， I_p 表示电流扰动频率分量， $Z[f_p]$ 表示直流变换器在 f_p Hz处的阻抗；对4个直流变换器阻抗测量而结果如图4(a)～图4(d)所示。

[0077] 上述对实施例的描述是为便于本技术领域的普通技术人员能理解和应用本发明。熟悉本领域技术的人员显然可以容易地对上述实施例做出各种修改，并把在此说明的一般原理应用到其他实施例中而不必经过创造性的劳动。因此，本发明不限于上述实施例，本领域技术人员根据本发明的揭示，对于本发明做出的改进和修改都应该在本发明的保护范围之内。

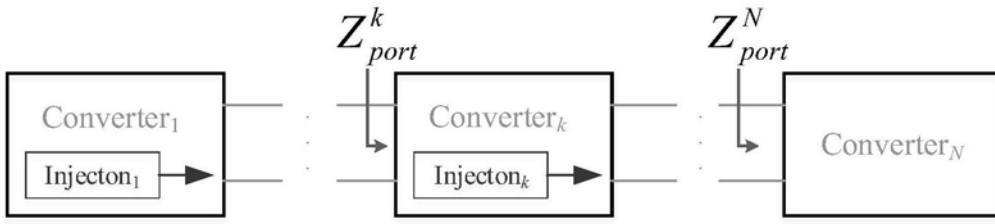


图1

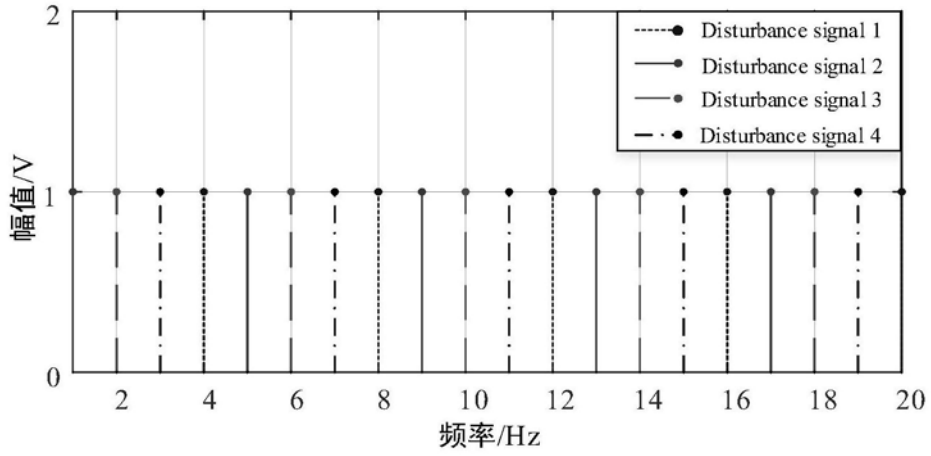


图2

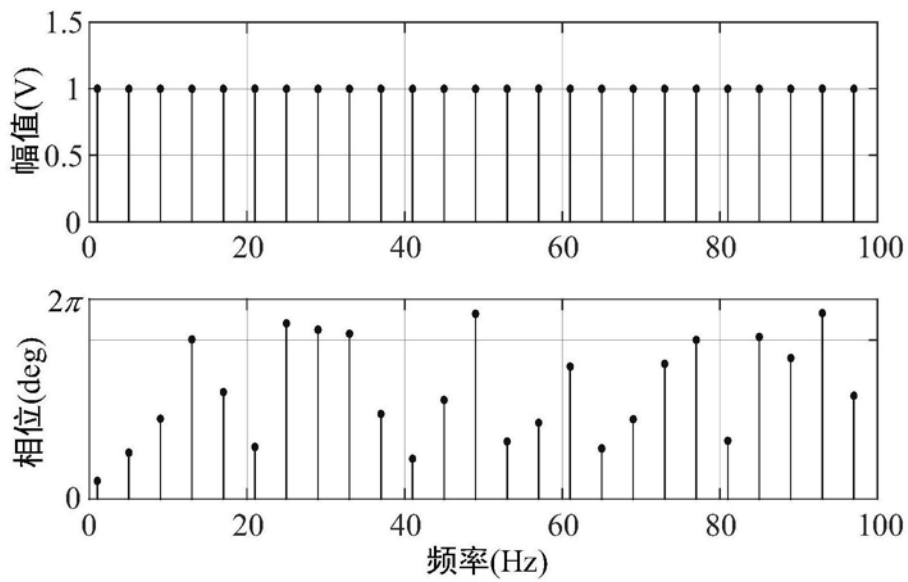


图3 (a)

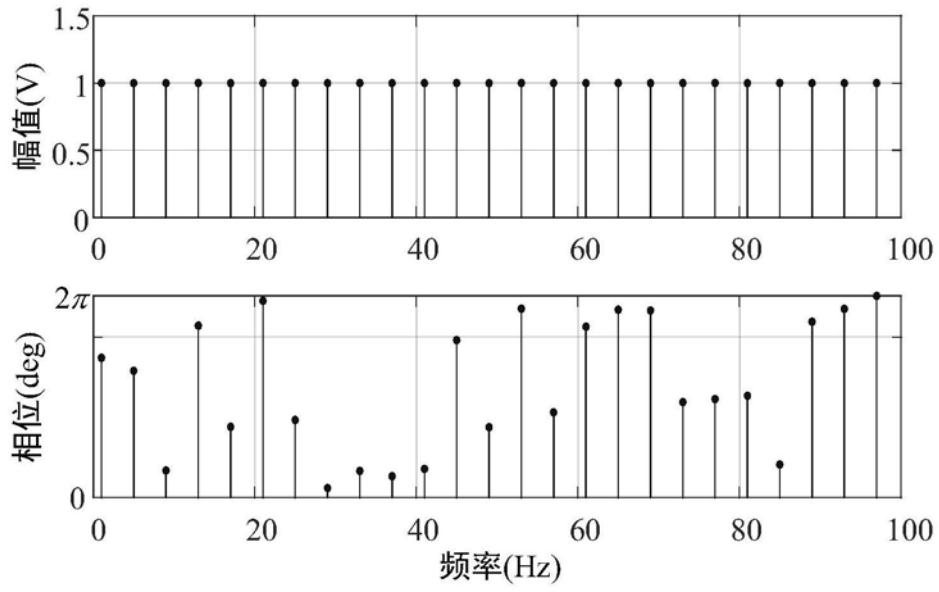


图3 (b)

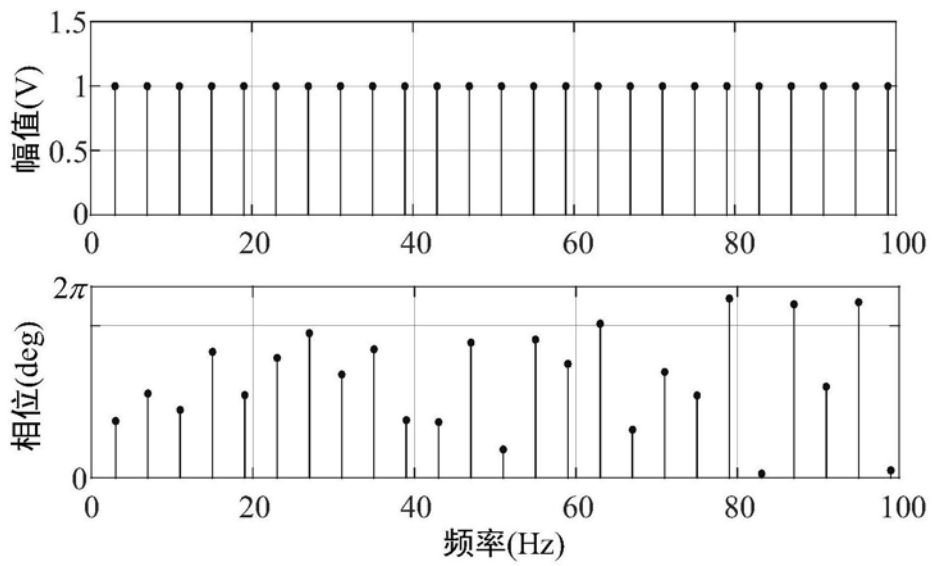


图3 (c)

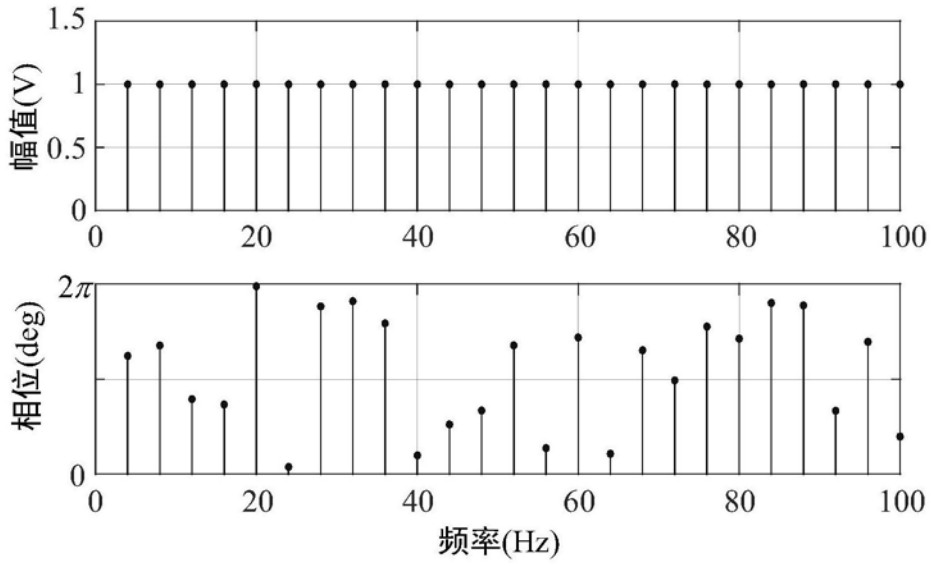


图3 (d)

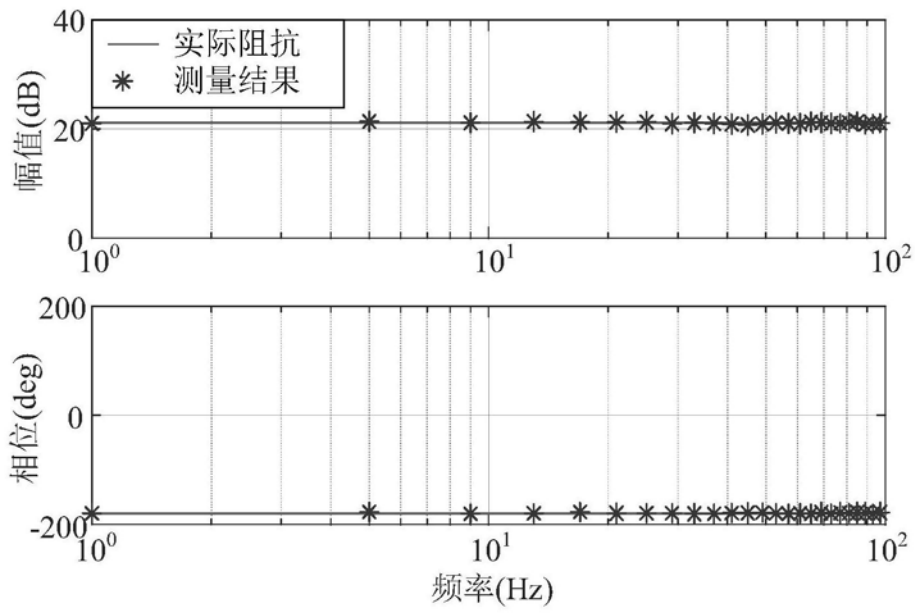


图4 (a)

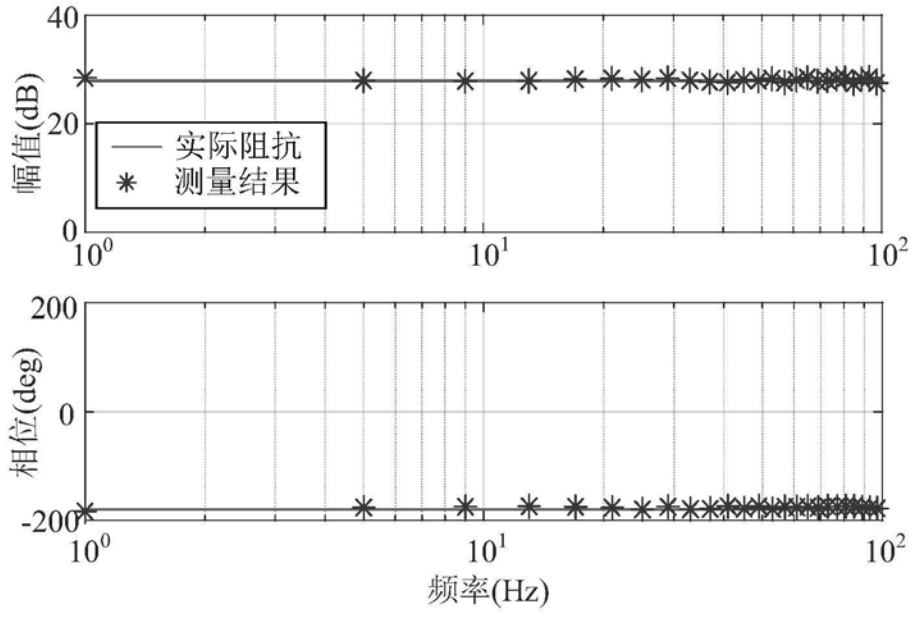


图4 (b)

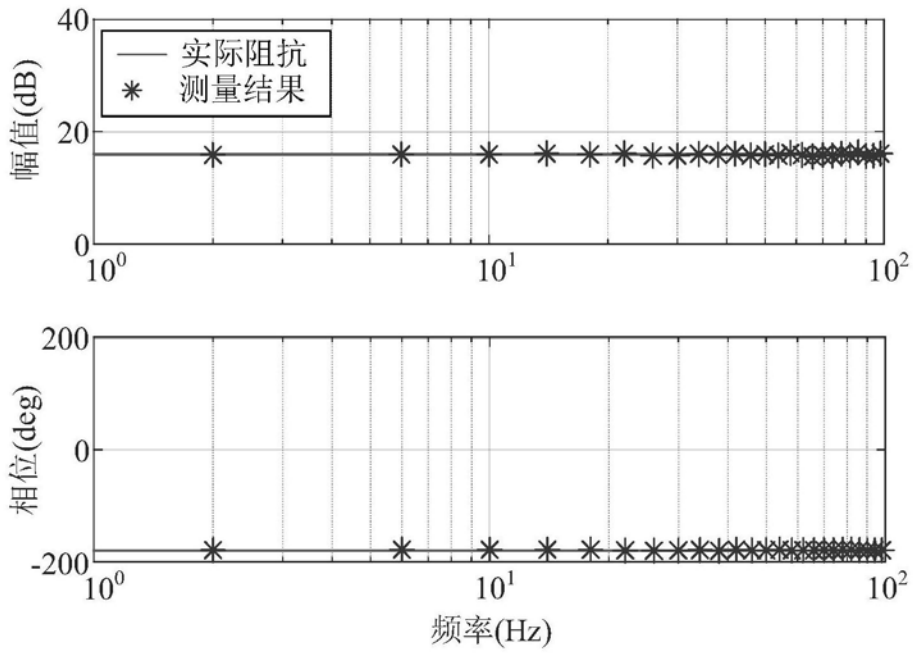


图4 (c)

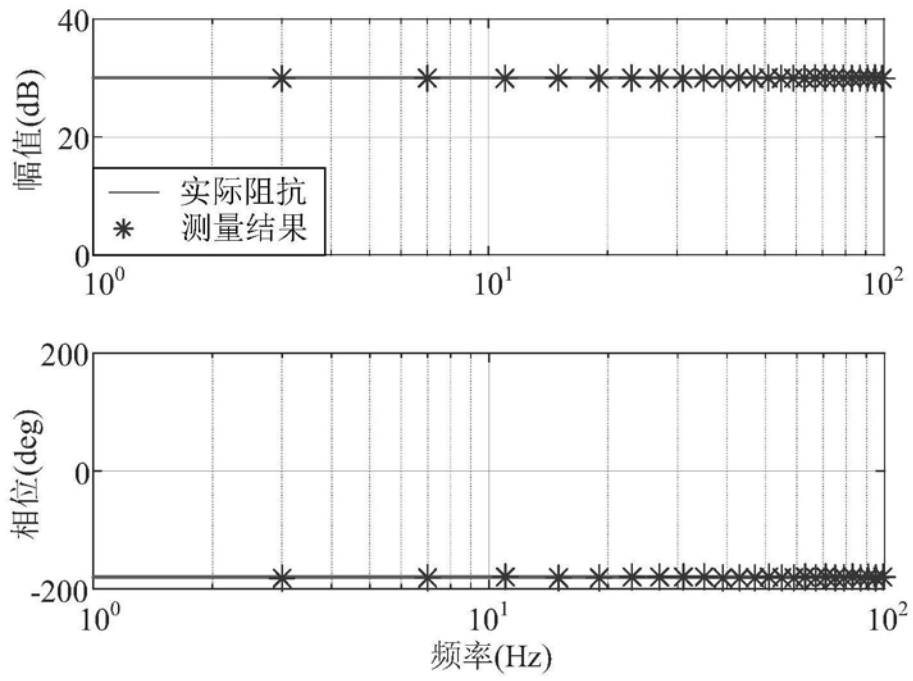


图4 (d)