



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 115236404 B

(45) 授权公告日 2024.07.30

(21) 申请号 202210794961.9

(22) 申请日 2022.07.07

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 115236404 A

(43) 申请公布日 2022.10.25

(73) 专利权人 新疆海纳同创智能科技有限公司
地址 834000 新疆维吾尔自治区克拉玛依市克拉玛依区丰源路35826至827号(百瑞广场A座)

(72) 发明人 李言章 郑宏 廖麒 胡小琴 谢川

(74) 专利代理机构 成都行之智信知识产权代理有限公司 51256
专利代理师 温利平

(51) Int.Cl.

G01R 27/08 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 103354359 A, 2013.10.16

CN 110112776 A, 2019.08.09

审查员 朱刘路

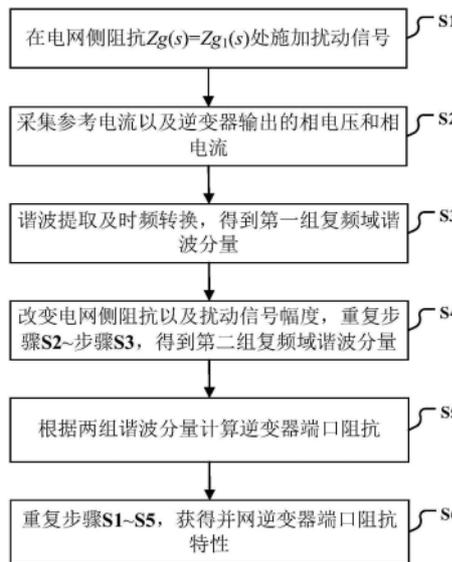
权利要求书1页 说明书5页 附图3页

(54) 发明名称

一种并网逆变器端口阻抗自测量方法

(57) 摘要

本发明公开了一种逆变器端口阻抗自测量方法,通过在参考电流处施加扰动以及改变电网侧阻抗的方法,获得两组线性独立的测量参数,将测量参数经离散傅里叶变换得到的复频域谐波分量代入逆变器端口阻抗自测量算法表达式中,实现对逆变器阻抗的自测量。这样改进了传统的逆变器阻抗测量方法需要加装外部谐波注入装置或电路,减小了测量成本,也不需要大量的计算,加快了测量效率,且测量频率可以调整。



1. 一种并网逆变器端口阻抗自测量方法,其特征在于,包括以下步骤:

(1)、针对并网逆变器系统,在并网逆变器的电流环控制输入端对参考电流施加频率为 f_p 的扰动信号,此时,电网侧阻抗 $Z_g(s) = Z_{g_1}(s)$;

(2)、使用采样设备对注入扰动信号后的参考电流以及逆变器输出的相电压和相电流进行采样获取,得到参考电流 $i_{r_1}(t)$ 、相电压 $u_{c_1}(t)$ 、相电流 $i_{c_1}(t)$;

(3)、使用离散傅里叶变换对参考电流 $i_{r_1}(t)$ 、相电压 $u_{c_1}(t)$ 、相电流 $i_{c_1}(t)$ 进行谐波提取,并将谐波分量由时域转换为频域,得到第一组复频域谐波分量:参考电流复频域谐波分量 $I_{r_1}(s)$ 、相电压复频域谐波分量 $U_{c_1}(s)$ 、相电流复频域谐波分量 $I_{c_1}(s)$;

(4)、改变电网侧阻抗 $Z_g(s) = Z_{g_2}(s)$ 以及扰动信号幅度,重复步骤(2)~(3)采样、谐波提取、时频转换得到第二组复频域谐波分量:参考电流复频域谐波分量 $I_{r_2}(s)$ 、相电压复频域谐波分量 $U_{c_2}(s)$ 、相电流复频域谐波分量 $I_{c_2}(s)$;

(5)、根据两组谐波复频域分量,计算逆变器端口阻抗 $Z_{inv}(s)$:

$$Z_{inv}(s) = \frac{U_{c_1}(s)I_{r_2}(s) - U_{c_2}(s)I_{r_1}(s)}{I_{c_2}(s)I_{r_1}(s) - I_{c_1}(s)I_{r_2}(s)}。$$

2. 根据权利要求1所述的并网逆变器端口阻抗自测量方法,其特征在于,还包括以下步骤:

(6)、对需要测试的频率范围内的频率进行扫描,并重复步骤(1)到步骤(5),获得并网逆变器所有频率下的阻抗,从而获得并网逆变器端口阻抗特性。

一种并网逆变器端口阻抗自测量方法

技术领域

[0001] 本发明属于并网逆变器端口阻抗测量技术领域,更为具体地讲,涉及一种并网逆变器端口阻抗自测量方法。

背景技术

[0002] 随着电力电子技术的发展,基于阻抗分析法的阻抗稳定性分析方法得到广泛使用。如何有效地获取并网逆变器和电网阻抗特性来判断并网逆变器系统的稳定性成为了目前的研究热点。因此,为了解决并网逆变器阻抗与电网阻抗的匹配问题,各种并网逆变器阻抗测量的方法相继被提出。常见的并网逆变器阻抗测量方法有两类:主动测量法和被动测量法。

[0003] 主动测量法是在并网逆变器系统中注入一系列谐波扰动信号,通过测量扰动后在公共耦合点处产生的电压信号和电流信号响应,来测量并网逆变器的阻抗特性,因此主动测量法的关键在于如何将谐波扰动信号稳定地注入到系统中,并从系统中准确提取出响应信号。在2019年06月14日公布的、公布号为CN109932568A的中国发明专利申请《并网逆变器阻抗的测量方法》中公开了一种基于配电网中注入扰动的并网逆变器等效阻抗测量方法,该方法在配电网中注入扰动,通过频率分析仪检测公共耦合点处的电压电流。但这种方法需要外加谐波注入装置,且需要频率分析仪对信号进行分析,增加了测量的复杂度和成本。在2019年06月10日公布的、公布号为CN110554242A的中国发明专利申请《并网逆变器阻抗测量装置》中公开了一种基于谐波电压信号生成电路的阻抗测量方法,该方法通过变压隔离器,将基准谐波电压信号进行变压得到与该基准谐波电压信号相电气隔离的用于施加到并网逆变器两线端的注入谐波电压信号,处理对应的电压电流信息来计算逆变器等效阻抗,但这种方法仅考虑电力线通信系统预设通信频率下的等效阻抗测量,没有考虑到通用状况,且需要专门设计谐波注入电路,成本高昂。

[0004] 利用非线性设备运行时产生的谐波扰动,通过数学计算方法统计系统自身的电压电流参数计算逆变器系统阻抗,被动测量方法利用逆变器自身的谐波特性进行相关的阻抗测量工作。在2019年06月04日公布的、公布号为CN109839540A的中国发明专利申请《基于RPWM的在线单相并网逆变器弱网阻抗测量方法》中公开了一种基于RPWM的在线单相并网逆变器弱网阻抗测量方法,该方法将被动测量法和主动测量法相结合,实时进行被动测量,并在满足扰动条件时通过施加扰动进行主动测量,弱网阻抗取为施加扰动后的主动测量值,以及在满足扰动条件时的被动测量值,并以电流畸变程度为依据进行扰动,但是只针对于单相系统,没有针对三相系统进行改善,且判定条件较多,计算量较大。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于克服现有技术的不足,提供一种并网逆变器端口阻抗自测量方法,

[0006] 为实现上述发明目的,本发明并网逆变器端口阻抗自测量方法,其特征在于,包括

以下步骤:

[0007] 本发明的目的在于克服现有技术的不足,提供一种光伏逆变器端口阻抗自测量方法,不需要专门的谐波注入装置或电路,降低测量成本的同时,也不需要大量的计算。

[0008] 为实现上述发明目的,本发明并网逆变器端口阻抗自测量方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0009] (1)、针对并网逆变器系统,在并网逆变器的电流环控制输入端对参考电流施加频率为 f_p 的扰动信号,此时,电网侧阻抗 $Z_g(s) = Z_{g_1}(s)$;

[0010] (2)、使用采样设备对注入扰动信号后的参考电流以及逆变器输出的相电压和相电流进行采样获取,得到参考电流 $i_{r1}(t)$ 、相电压 $u_{c1}(t)$ 、相电流 $i_{c1}(t)$;

[0011] (3)、使用离散傅里叶变换对参考电流 $i_{r1}(t)$ 、相电压 $u_{c1}(t)$ 、相电流 $i_{c1}(t)$ 进行谐波提取,并将谐波分量由时域转换为频域,得到第一组复频域谐波分量:参考电流复频域谐波分量 $I_{r1}(s)$ 、相电压复频域谐波分量 $U_{c1}(s)$ 、相电流复频域谐波分量 $I_{c1}(s)$;

[0012] (4)、改变电网侧阻抗 $Z_g(s) = Z_{g_2}(s)$ 以及扰动信号幅度,重复步骤(2)~(3)采样、谐波提取、时频转换得到第二组复频域谐波分量:参考电流复频域谐波分量 $I_{r2}(s)$ 、相电压复频域谐波分量 $U_{c2}(s)$ 、相电流复频域谐波分量 $I_{c2}(s)$;

[0013] (5)、根据两组复频域谐波分量,计算逆变器端口阻抗 $Z_{inv}(s)$:

$$[0014] \quad Z_{inv}(s) = \frac{U_{c1}(s)I_{r2}(s) - U_{c2}(s)I_{r1}(s)}{I_{c2}(s)I_{r1}(s) - I_{c1}(s)I_{r2}(s)}。$$

[0015] 本发明的发明目的是这样实现的:

[0016] 本发明光伏逆变器端口阻抗自测量方法,通过在参考电流处施加扰动以及改变电网侧阻抗的方法,获得两组线性独立的测量参数,将测量参数经离散傅里叶变换得到的复频域谐波分量代入逆变器端口阻抗自测量算法表达式中,实现对逆变器阻抗的自测量。这样改进了传统的逆变器阻抗测量方法需要加装外部谐波注入装置或电路,减小了测量成本,也不需要大量的计算,加快了测量效率,且测量频率可以调整。

附图说明

[0017] 图1是本发明并网逆变器端口阻抗自测量方法一种具体实施方式流程图;

[0018] 图2是等效变换后并网逆变器系统逆变器的诺顿等效模型;

[0019] 图3是离散傅里叶变换原理图;

[0020] 图4是三相并网逆变器系统一相的原理图;

[0021] 图5是单电流控制下逆变器端口阻抗测量实验结果;

[0022] 图6是加入有源阻尼控制下逆变器端口阻抗测量实验结果。

具体实施方式

[0023] 下面结合附图对本发明的具体实施方式进行描述,以便本领域的技术人员更好地理解本发明。需要特别提醒注意的是,在以下的描述中,当已知功能和设计的详细描述也许会淡化本发明的主要内容时,这些描述在这里将被忽略。

[0024] 图1是本发明并网逆变器端口阻抗自测量方法一种具体实施方式流程图。

[0025] 在本实施例中,如图1所示,并网逆变器端口阻抗自测量方法,其特征在于,包括以

下步骤:

[0026] 步骤S1:在电网侧阻抗 $Z_g(s) = Z_{g_1}(s)$ 处施加扰动信号

[0027] 针对并网逆变器系统,在并网逆变器的电流环控制输入端对参考电流施加频率为 f_p 的扰动信号,此时,电网侧阻抗 $Z_g(s) = Z_{g_1}(s)$ 。其中,s表示信号,待有(s)的信号为复数表示的信号

[0028] 步骤S2:采集参考电流以及逆变器输出的相电压和相电流

[0029] 使用采样设备对注入扰动信号后的参考电流以及逆变器输出的相电压和相电流进行采样获取,得到参考电流 $i_{r1}(t)$ 、相电压 $u_{c1}(t)$ 、相电流 $i_{c1}(t)$ 。其中,t表示时间。

[0030] 步骤S3:谐波提取及时频转换,得到第一组复频域谐波分量

[0031] 使用离散傅里叶变换对参考电流 $i_{r1}(t)$ 、相电压 $u_{c1}(t)$ 、相电流 $i_{c1}(t)$ 进行谐波提取,并将谐波分量由时域转换为频域,得到第一组复频域谐波分量:参考电流复频域谐波分量 $I_{r1}(s)$ 、相电压复频域谐波分量 $U_{c1}(s)$ 、相电流复频域谐波分量 $I_{c1}(s)$;

[0032] 步骤S4:改变电网侧阻抗以及扰动信号幅度,重复步骤S2~步骤S3,得到第二组复频域谐波分量

[0033] 改变电网侧阻抗 $Z_g(s) = Z_{g_2}(s)$ 以及扰动信号幅度,重复步骤(2)~(3)采样、谐波提取、时频转换得到第二组复频域谐波分量:参考电流复频域谐波分量 $I_{r2}(s)$ 、相电压复频域谐波分量 $U_{c2}(s)$ 、相电流复频域谐波分量 $I_{c2}(s)$;

[0034] 步骤S5:根据两组复频域谐波分量计算逆变器端口阻抗

[0035] 根据以下公式计算逆变器端口阻抗 $Z_{inv}(s)$:

$$[0036] \quad Z_{inv}(s) = \frac{U_{c1}(s)I_{r2}(s) - U_{c2}(s)I_{r1}(s)}{I_{c2}(s)I_{r1}(s) - I_{c1}(s)I_{r2}(s)}。$$

[0037] 在本发明中,为了获得并网逆变器端口阻抗特性,本发明还包括以下步骤:

[0038] 步骤S6:重复步骤S1~S5,获得并网逆变器端口阻抗特性

[0039] 对需要测试的频率范围内的频率进行扫描,并重复步骤S1到步骤S5,获得并网逆变器所有频率下的阻抗,从而获得并网逆变器端口阻抗特性。

[0040] 图2是本发明中并网逆变器系统的阻抗模型图。

[0041] 如图2所示,逆变器表示为 $I_r(s)T_c(s)$,其中, $I_r(s)$ 为参考电流, $T_c(s)$ 为逆变器系统闭环传递函数,相电流表示为 $I_c(s)$,逆变器端口阻抗表示为 $Z_{inv}(s)$,电网侧阻抗表示为 $Z_g(s)$,电网侧电压表示为 $U_g(s)$ 。

[0042] 从图2可知,考虑逆变器端口阻抗 $Z_{inv}(s)$ 同时受逆变器系统内部激励信号即参考电流 $I_r(s)$ 和外部信号即电网侧电压 $U_g(s)$ 共同作用,要想获得逆变器端口阻抗 $Z_{inv}(s)$ 的阻抗特性,必须对并网逆变器系统进行扰动信号注入。本发明考虑基于内部激励信号即参考电流 $I_r(s)$ 的阻抗自测试原理的可行性分析,由于内部谐波注入法的阻抗测量方法区别于外部谐波注入方法,逆变器端口阻抗测量时,其内部激励信号即参考电流 $I_r(s)$ 的影响不可忽略不计,并且同时会受到外部信号即电网侧电压 $U_g(s)$ 的作用,需考虑内部激励信号即参考电流 $I_r(s)$ 和外部信号即电网侧电压 $U_g(s)$ 同时作用时对逆变器端口阻抗测量造成的影响。

[0043] 在分析并网逆变器系统端口阻抗自测试方法原理的基础上,想要求解出逆变器系统端口阻抗特性 $Z_{inv}(s)$,需同时得到两组线性独立的谐波分量,因为并网逆变器系统在建

模时将阻抗模型等效为线性模型,仅仅改变内部激励信号 I_r 的幅值或相位只能获得两组线性相关的方程,无法获得线性独立的方程,进而求解出逆变器端口阻抗 $Z_{inv}(s)$ 。

[0044] 为实现获得两组线性独立方程,通过分析影响测量逆变器端口阻抗的因素后,可以发现,逆变器端口阻抗只与逆变器自身的结构参数、滤波器参数和控制参数有关,与并网逆变器系统之外的电路参数无关,改变并网逆变器系统的外部电路参数不会改变逆变器端口阻抗特性。基于以上分析,本发明提出改变电网侧阻抗的方法,当改变电网侧阻抗后,在相同的谐波信号注入后,可得到两组线性独立的信号,改变电网侧阻抗的可选方法为改变串联电感参数、并联电容参数以及电阻参数的值,分别在改变电网阻抗前后测量系统的参考信号和响应信号。

[0045] 包含两组线性独立方程的方程组如式(1)所示。

$$[0046] \quad \begin{cases} (I_{r1}(s)T_c(s) - I_{c1}(s))Z_{inv}(s) = U_{c1}(s) \\ (I_{r2}(s)T_c(s) - I_{c2}(s))Z_{inv}(s) = U_{c2}(s) \end{cases} \quad (1)$$

[0047] 首先需要求解 $Z_{inv}(s)$ 与 $I_r(s)$, $I_c(s)$, $U_c(s)$ 之间的关系式,需要将方程组中的 $T_c(s)$ 消除,将式(1)展开可得式(2)。

$$[0048] \quad \begin{cases} I_{r1}(s)T_c(s)Z_{inv}(s) - I_{c1}(s)Z_{inv}(s) = U_{c1}(s) \\ I_{r2}(s)T_c(s)Z_{inv}(s) - I_{c2}(s)Z_{inv}(s) = U_{c2}(s) \end{cases} \quad (2)$$

[0049] 对方程组进行移项处理后,可得式(3)。

$$[0050] \quad \begin{cases} I_{r1}(s)T_c(s)Z_{inv}(s) = I_{c1}(s)Z_{inv}(s) + U_{c1}(s) \\ I_{r2}(s)T_c(s)Z_{inv}(s) = I_{c2}(s)Z_{inv}(s) + U_{c2}(s) \end{cases} \quad (3)$$

[0051] 将式(3)方程组两式相除,可以得到不包含 $T_c(s)$ 的表达式(4)。

$$[0052] \quad \frac{I_{r1}(s)}{I_{r2}(s)} = \frac{I_{c1}(s)Z_{inv}(s) + U_{c1}(s)}{I_{c2}(s)Z_{inv}(s) + U_{c2}(s)} \quad (4)$$

[0053] 对式(4)进行运算处理后,可得关于逆变器端口阻抗 $Z_{inv}(s)$ 关于测量变量的表达式(5)。

$$[0054] \quad Z_{inv}(s) = \frac{U_{c1}(s)I_{r2}(s) - U_{c2}(s)I_{r1}(s)}{I_{c2}(s)I_{r1}(s) - I_{c1}(s)I_{r2}(s)} \quad (5)$$

[0055] 图3是离散傅里叶变换原理图。

[0056] 在图3中,将参考电流 $i_{r1}(t)$ 、 $i_{r2}(t)$ 、相电压 $u_{c1}(t)$ 、 $u_{c2}(t)$ 、相电流 $i_{c1}(t)$ 、 $i_{c2}(t)$ 都表示为输入信号 $x(t)$, $\sin(\omega_0 t)$ 、 $\cos(\omega_0 t)$ 为电网同步锁相环输出相位的正余弦信号。

[0057] 如图3所示,将输入信号 $x(t)$ 分别与正余弦信号 $\sin(\omega_0 t)$ 、 $\cos(\omega_0 t)$ 相乘,然后分别进行周期平均,然后分别取实部(Re)和虚部(Im),这样得到共同作用产生待测频率点的响应信号的幅值 $|u|$ 和相位 $\angle u$,即得到对应的频域谐波分量。

[0058] 实例

[0059] 图4是三相并网逆变器系统一相的原理图。

[0060] 图4给出了三相并网逆变器系统一相的原理图,其他两相是相同的。逆变器连接电感 L_1 、 L_2 以及电容 C 构成的LCL滤波器,并网逆变器系统采用电流环外加有源阻尼控制。有源阻尼控制采用电容电压反馈和电容电流前馈,其中,电容电压反馈即电容电压 u_c 经控制器 H_f

产生的参考信号叠加到原有控制回路的信号上,共同对系统产生作用;电容电流前馈即电容C输出电流 i_c 经过控制器 H_{ad} 产生的参考信号叠加到原有控制回路的信号上。参考电流 i_{ref} 减去电流环选择LCL滤波器逆变器侧电流 i_1 或电网侧电流 i_2 得到的差值信号经控制器 G_c ,产生控制回路的信号并通过空间矢量脉宽调制SV-PWM产生开关信号控制开关管,产生与同步电网的输出信号输出到LCL滤波器,得到与电网同步正弦输出信号,实现对直流源(DC Source)到交流源的逆变。图4中,PCC为公共连接点, u_{pcc} 为电网侧电压, L_g 为电网侧电感,并网逆变器系统的工作原理属于现有技术,在此不再详细赘述。

[0061] 在本实施例中,电流控制方法采用比例谐振控制,有源阻尼控制方法采用比例控制,在实验中建立了如图4所示的实验模型,输出采用LCL滤波器,逆变器所用的参数如表1所示。

[0062]

描述	数值
直流侧电压	350V
电网频率	50Hz
交流侧电压	220V
LCL滤波器电容	25uf
LCL滤波器电感	6mH
开关频率	3kHz
电流环比例增益	6.3
电流谐振增益	1973.9
电容电流有源阻尼增益	2.03
电容电压有源阻尼增益	0.5

[0063] 表1

[0064] 在实验室环境下搭建的实验平台,单电流控制下的逆变器端口阻抗测量结果以及加入有源阻尼控制下逆变器端口阻抗测量实验结果。

[0065] 从图5和图6可以看出,使用本发明并网逆变器端口阻抗自测量方法得到的并网逆变器端口阻抗,其幅频特性曲线与理论值在中低频段基本吻合,在高频段出现一些偏差,说明本发明在实现了降低测量成本,不需要大量的计算的同时,能够准确测量得到逆变器端口阻抗,实现了本发明的目的。

[0066] 尽管上面对本发明说明性的具体实施方式进行了描述,以便于本技术领域的技术人员理解本发明,但应该清楚,本发明不限于具体实施方式的范围,对本技术领域的普通技术人员来讲,只要各种变化在所附的权利要求限定和确定的本发明的精神和范围内,这些变化是显而易见的,一切利用本发明构思的发明创造均在保护之列。

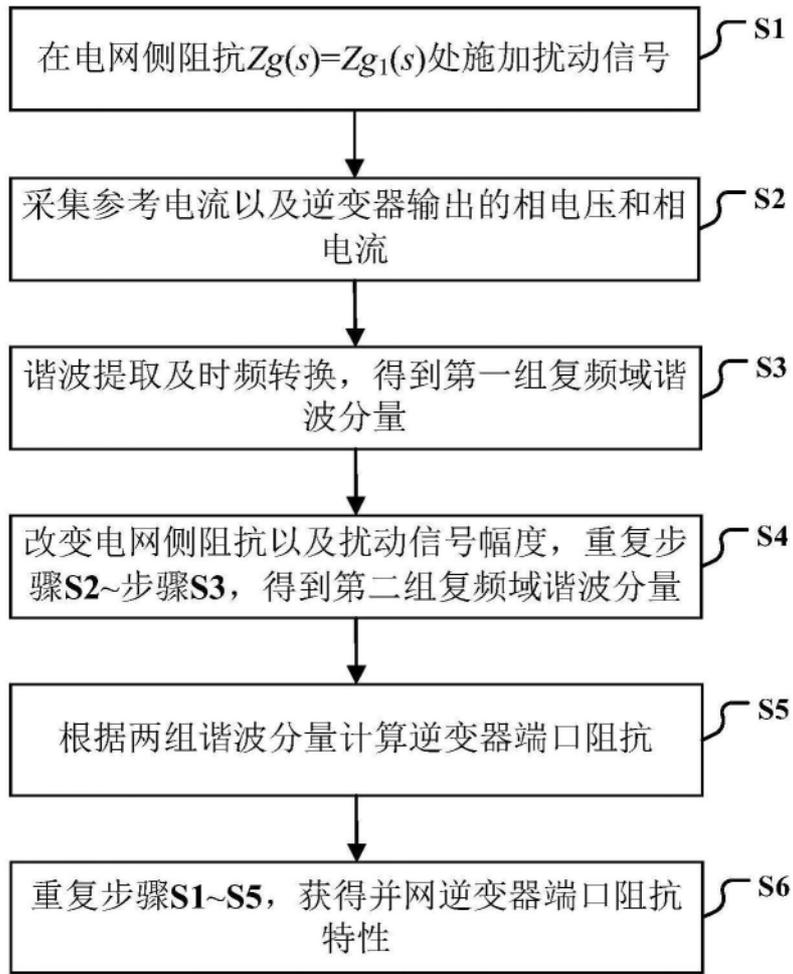


图1

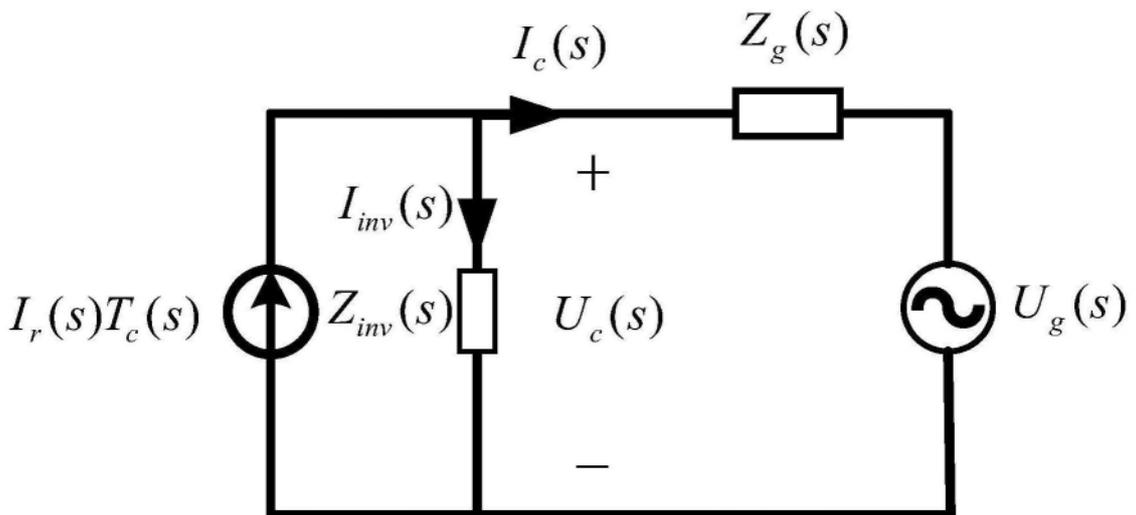


图2

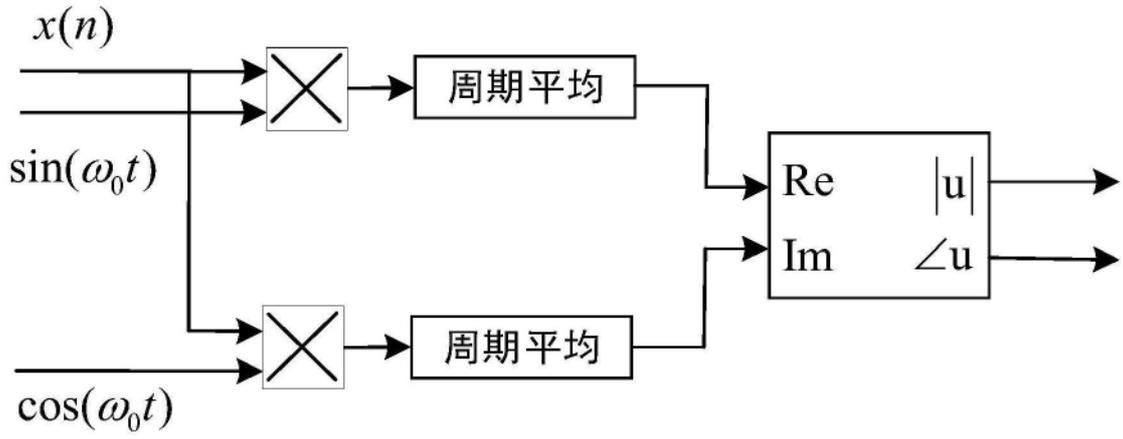


图3

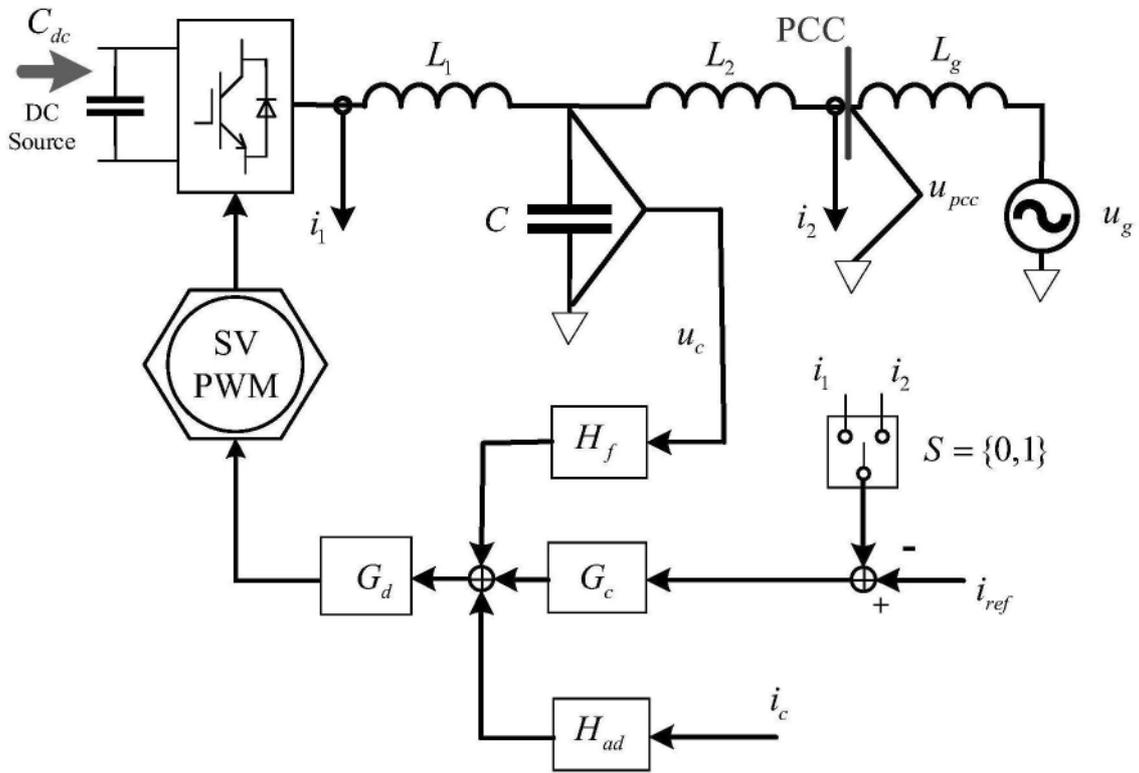


图4

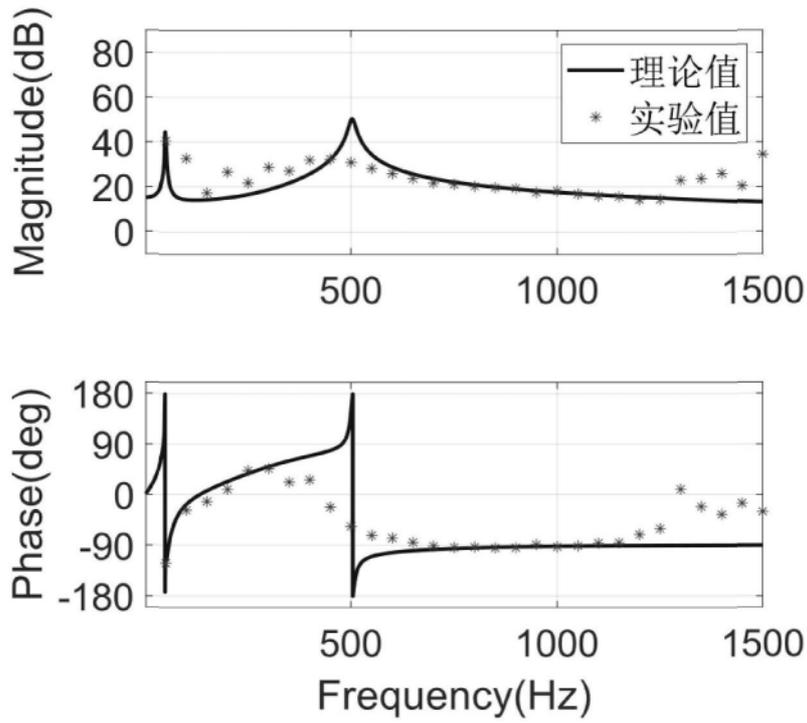


图5

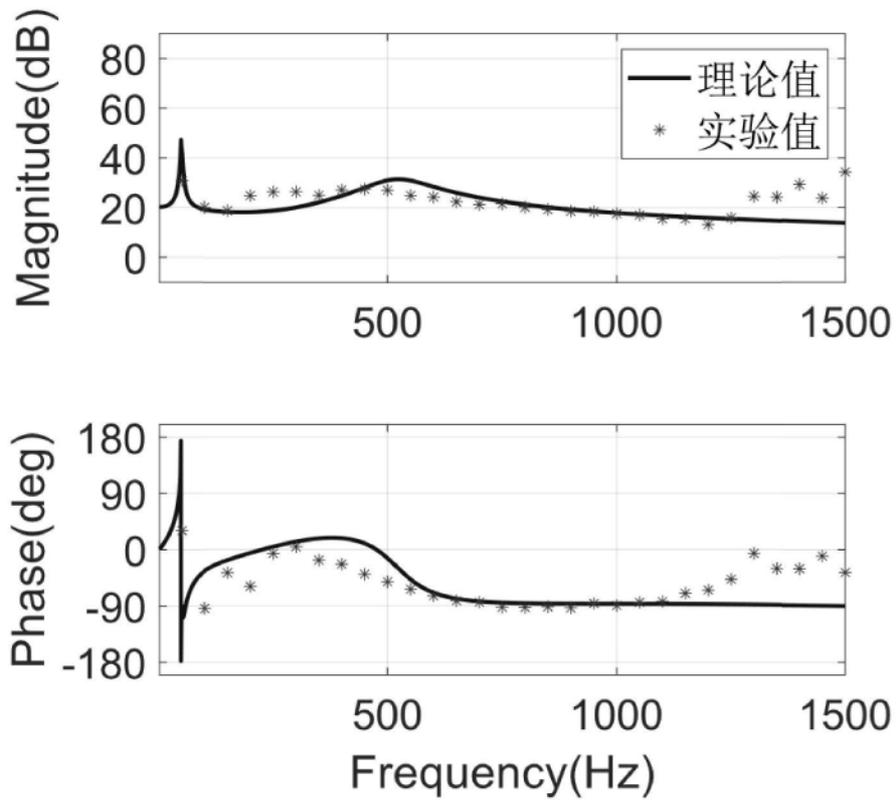


图6