



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 108535545 B

(45)授权公告日 2019.08.09

(21)申请号 201810314067.0

(22)申请日 2018.04.10

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 108535545 A

(43)申请公布日 2018.09.14

(73)专利权人 湖南大学
地址 410082 湖南省长沙市岳麓区麓山南路2号

(72)发明人 陈燕东 张兵 伍文华 谢志为
刘家源 王伊 刘津铭 罗安

(74)专利代理机构 长沙正奇专利事务所有限责任公司 43113

代理人 马强 王娟

(51)Int.Cl.

G01R 27/02(2006.01)

(56)对比文件

CN 103018612 A,2013.04.03,
CN 105699780 A,2016.06.22,
CN 106443185 A,2017.02.22,
JP 2010115018 A,2010.05.20,
CN 106526328 A,2017.03.22,

审查员 张烨

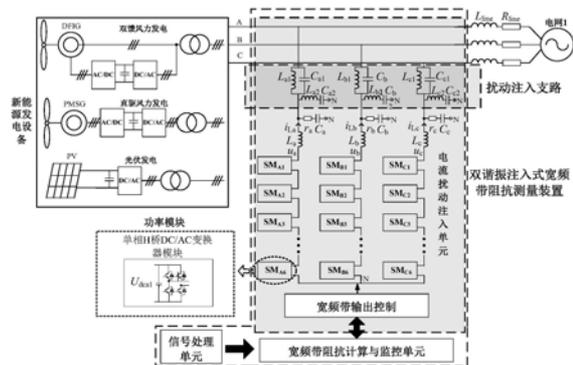
权利要求书1页 说明书4页 附图3页

(54)发明名称

一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置及其控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置及其控制方法,测量装置包括电流扰动注入单元、信号处理单元、宽频带阻抗计算与监控单元,其中电流扰动注入单元每相级联6个子功率模块单元,各相输出通过扰动注入支路接入待测系统,扰动注入支路结合了串联谐振支路和并联谐振支路的优点,使得级联功率模块能够承受较小的基波电压,扰动电流大部分注入系统,提供电流扰动源。级联型H桥变换器采用电压外环比例积分电流内环准比例谐振控制,通过载波移相SPWM多电平调制控制每相H桥变换器的功率器件导通与关断。所使用的控制方法使系统具有较高的可靠性和更快的动态响应,满足系统应用于兆瓦级大功率场合及宽频带扰动输出阻抗测量的要求。



1. 一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置的控制方法, 双谐振注入式宽频带阻抗测量装置, 包括依次连接的信号处理单元、宽频带阻抗计算与监控单元、电流扰动注入单元; 所述电流扰动注入单元每相级联6个子功率模块单元, 每一相的子功率模块单元级联后均通过扰动注入支路接入电网; 每个子功率模块单元均由单相H桥DC/AC变换器构成; 其特征在于, 包括以下步骤:

1) 在每个采样周期的起始点, 对子功率模块单元中级联型单相H桥DC/AC变换器直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 以及输出电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 分别进行采样;

2) 将电压指令信号 U_{refa} 、 U_{refb} 、 U_{refc} 与采样得到的级联型单相H桥DC/AC变换器直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 对应作差, 得到电压误差量 ΔU_a 、 ΔU_b 、 ΔU_c ;

3) 将电压误差量 ΔU_a 、 ΔU_b 、 ΔU_c 经电压外环PI控制, 所得值经限幅环节后, 得到稳定直流侧的有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} ;

4) 将有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} 与每相的单位正弦信号相乘, 再分别叠加上根据具体测量需求设定的每相扰动电流指令 i_{ar} 、 i_{br} 、 i_{cr} , 得到电流参考值 i_{refLa} 、 i_{refLb} 、 i_{refLc} ;

5) 将电流参考值 i_{refLa} 、 i_{refLb} 、 i_{refLc} 与采样得到的输出电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 对应作差, 得到电流误差量 Δi_{La} 、 Δi_{Lb} 、 Δi_{Lc} ;

6) 将电流误差量 Δi_{La} 、 Δi_{Lb} 、 Δi_{Lc} 经电流内环准PR控制后限幅输出, 并与调制系数 k_{PWM} 作乘积得到调制信号 U_{ra} 、 U_{rb} 、 U_{rc} ;

7) 将三的各单相H桥DC/AC变换器的直流侧电压平均值 U_{avga} 、 U_{avgb} 、 U_{avgc} 分别与三的各单相H桥DC/AC变换器的直流侧电压 U_{dcan} 、 U_{dcbn} 、 U_{dccn} 作差, 并将所得差值分别乘以比例系数, 然后将乘积分别对应乘以三相有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} , 得到三的各单相H桥DC/AC变换器直流侧电压均分的调制波信号 ΔU_{an} 、 ΔU_{bn} 、 ΔU_{cn} ;

8) 将调制信号 U_{ra} 、 U_{rb} 、 U_{rc} 与上述调制波信号 ΔU_{an} 、 ΔU_{bn} 、 ΔU_{cn} 叠加, 得到总的调制信号 U_{ran} 、 U_{rbn} 、 U_{rcn} , 对 U_{ran} 、 U_{rbn} 、 U_{rcn} 和三角载波进行载波移相SPWM多电平调制, 得到单相H桥DC/AC变换器中逆变器开关管的占空比信号 T_{ra1} 、 T_{ra2} ... T_{ra6} 、 T_{rb1} 、 T_{rb2} ... T_{rb6} 、 T_{rc1} 、 T_{rc2} ... T_{rc6} , 控制逆变器开关管的开通与关断。

2. 根据权利要求1所述的方法, 其特征在于, 步骤1) 中, 单相H桥DC/AC变换器直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 的计算公式为:

$$\begin{cases} U_{dca} = \sum_{n=1}^{n=6} U_{dcan} \\ U_{dcb} = \sum_{n=1}^{n=6} U_{dcbn} \\ U_{dcc} = \sum_{n=1}^{n=6} U_{dccn} \end{cases};$$

其中, n 为每相各子功率模块单元编号, 直流侧电压平均值 U_{avga} 、 U_{avgb} 、 U_{avgc} 即每相直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 除以每相子功率模块单元个数。

3. 根据权利要求1所述的方法, 其特征在于, 步骤6) 中, 准PR控制的传递函数为:

$$H_1(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2};$$

其中 K_p 为准PR控制的比例系数, K_i 为准PR控制的积分系数, ω_c 为谐振带宽, ω_0 为电网角频率。

一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及新能源发电中的阻抗测量领域,特别是一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置及其控制方法。

背景技术

[0002] 随着化石能源的日益枯竭,以及全球变暖等环境问题加剧,新能源的开发和利用成为人们寻求能源结构调整、实现可持续发展的最佳选择。在分析大规模新能源发电装备接入电网时,电网的阻抗特性对风力、光伏并网逆变器等电力电子装备的稳定运行和控制产生重要影响。理想情况下,电网应该表现为理想的电压源,新能源发电装备应控制为理想的电流源,以避免任何阻抗交互耦合问题。然而实际中,我国大容量的新能源电站多建立在沙漠等偏远地区,距离用电负荷较远。由于变压器和长输电线路引入的电网阻抗较大,且新能源发电装备的外特性也不能表现为理想的电流源,这将导致弱电网的阻抗和新能源发电装备的阻抗发生交互耦合,影响新能源发电系统的稳定运行。因此,新能源发电装备的阻抗测量对大型新能源并网发电系统的稳定性研究具有重要的现实意义。阻抗分析方法所需原始数据少且简单有效,但国内、外现有阻抗特性测量方法及装备主要面向于低电压、小容量新能源发电装备及微电网系统。在新能源发电基地内,发电装备外特性差异大,且电网扰动与新能源能源波动等因素使得发电装备阻抗特性测量更趋复杂,缺乏对兆瓦级风电机组、光伏发电单元等发电装备的阻抗特性数据,难以满足新能源发电基地内发电装备仿真模型所需的精细化要求,而高压、兆瓦级、宽频带阻抗特性的精确测量方法与装备在国内外处于空白,关键技术亟待突破。针对此需求,本发明提出一种基于模块化级联结构的双谐振注入式宽频带阻抗测量装置。

发明内容

[0003] 本发明所要解决的技术问题是,针对现有技术不足,提供一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置及其控制方法,通过并联注入的方式,向待测系统注入扰动电流,双谐振的注入方式结合了串联谐振支路和并联谐振支路的优点,使得级联功率模块承受较小的基波电压,扰动电流大部分注入系统,且级联功率模块可以通过控制从系统直接取电,无需额外提供直流源,既降低了成本又减小了装备体积。

[0004] 为解决上述技术问题,本发明所采用的技术方案是:一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置,包括依次连接的信号处理单元、宽频带阻抗计算与监控单元、电流扰动注入单元;所述电流扰动注入单元每相级联6个子功率模块单元,每一相的子功率模块单元级联后均通过扰动注入支路接入电网;每个子功率模块单元均由单相H桥DC/AC变换器构成。

[0005] 相应地,本发明还提供了一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置的控制方法,包括以下步骤:

[0006] 1) 在每个采样周期的起始点,对子功率模块单元中级联型单相H桥DC/AC变换器直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 以及输出电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 分别进行采样;

[0007] 2) 将电压指令信号 U_{refa} 、 U_{refb} 、 U_{refc} 与采样得到的级联型单相H桥DC/AC变换器直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 对应作差,得到电压误差量 ΔU_a 、 ΔU_b 、 ΔU_c ;

[0008] 3) 将电压误差量 ΔU_a 、 ΔU_b 、 ΔU_c 经电压外环PI控制,所得值经限幅环节后与每相的单位正弦信号相乘,得到稳定直流侧的有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} ;

[0009] 4) 将有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} 分别叠加上根据具体测量需求设定的每相扰动电流指令 i_{ar} 、 i_{br} 、 i_{cr} ,得到电流参考值 i_{refLa} 、 i_{refLb} 、 i_{refLc} ;

[0010] 5) 将电流参考值 i_{refLa} 、 i_{refLb} 、 i_{refLc} 与采样得到的输出电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 对应作差,得到电流误差量 Δi_{La} 、 Δi_{Lb} 、 Δi_{Lc} ;

[0011] 6) 将电流误差量 Δi_{La} 、 Δi_{Lb} 、 Δi_{Lc} 经电流内环准PR控制后限幅输出,并与调制系数 k_{PWM} 作乘积得到调制信号 u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} ;

[0012] 7) 将三相的各单相H桥DC/AC变换器的直流侧电压平均值 U_{avga} 、 U_{avgb} 、 U_{avgc} 分别与三相的各单相H桥DC/AC变换器的直流侧电压 U_{dcan} 、 U_{dcbn} 、 U_{dccn} 作差,并将所得差值分别乘以比例系数,然后将乘积分别对应乘以三相有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} ,得到三相的各单相H桥DC/AC变换器直流侧电压均分的调制波信号 Δu_{an} 、 Δu_{bn} 、 Δu_{cn} ;

[0013] 8) 将调制信号 u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} 与上述调制波信号 Δu_{an} 、 Δu_{bn} 、 Δu_{cn} 叠加,得到总的调制信号 u_{ran} 、 u_{rbn} 、 u_{rcn} ,对 u_{ran} 、 u_{rbn} 、 u_{rcn} 和三角载波进行载波移相SPWM多电平调制,得到单相H桥DC/AC变换器中逆变器开关管的占空比信号 T_{ra1} 、 T_{ra2} ... T_{ra6} 、 T_{rb1} 、 T_{rb2} ... T_{rb6} 、 T_{rc1} 、 T_{rc2} ... T_{rc6} ,控制逆变电路开关管的开通与关断。

[0014] 步骤1)中,单相H桥DC/AC变换器直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 的计算公式为:

$$[0015] \begin{cases} U_{dca} = \sum_{n=1}^{n=6} U_{dcan} \\ U_{dcb} = \sum_{n=1}^{n=6} U_{dcbn} \\ U_{dcc} = \sum_{n=1}^{n=6} U_{dccn} \end{cases};$$

[0016] 其中, n 为每相各子功率模块单元编号,直流侧电压平均值 U_{avga} 、 U_{avgb} 、 U_{avgc} 即每相直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 除以每相子功率模块单元个数。

[0017] 步骤6)中,准PR控制的传递函数为: $H_1(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}$;其中 K_p 为准PR控制的比例系数, K_i 为准PR控制的积分系数, ω_c 为谐振带宽, ω_0 为电网角频率。

[0018] 与现有技术相比,本发明所具有的有益效果为:本发明满足了新能源发电基地内发电装备仿真模型所需的精细化要求,弥补了在高压、兆瓦级、宽频带阻抗特性的精确测量方法与装备上的空白,双谐振的注入方式结合了串联谐振支路和并联谐振支路的优点,使得级联功率模块能够承受较小的基波电压,扰动电流大部分注入系统,且级联功率模块可以通过控制从系统直接取电,无需额外提供直流源,既降低了成本又减小了装备体积。

附图说明

[0019] 图1为本发明一实施例一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置系统结构图;

[0020] 图2为本发明一实施例一种双谐振注入式宽频带阻抗测量装置的控制方法控制框

图；

- [0021] 图3为并联注入扰动电流源法示意图；
 [0022] 图4为dq坐标下测量系统等效电路模型图；
 [0023] 图5为阻感性阻抗在dq坐标系下的 $Z_{dd}(s)$ ；
 [0024] 图6为阻感性阻抗在dq坐标系下的 $Z_{dq}(s)$ ；
 [0025] 图7为阻感性阻抗在dq坐标系下的 $Z_{qd}(s)$ 。

具体实施方式

[0026] 如图1所示,本发明一实施例包括电流扰动注入单元、信号处理单元、宽频带阻抗计算与监控单元,其中电流扰动注入单元包括多个功率模块单元、LC滤波电路、扰动注入支路以及宽频带输出控制单元;所述装置由多个功率模块单元级联构成,三相中每相级联6个子功率模块单元,各相输出通过扰动注入支路接入待测系统,提供电流扰动源;所述LC滤波电路,在滤波电容支路串联阻尼电阻 r_a 、 r_b 、 r_c ,避免发生谐振现象;所述扰动注入支路为 L_{a1} 与 C_{a1} 并联谐振于基波频率,使并联支路基波阻抗为一极大值,降低级联H桥承受的基波电压; L_{a2} 与 C_{a2} 串联谐振于基波频率,旁路基波电流,此外选取合适的电感电容参数使得扰动电流经并联谐振支路注入系统,而不会流向串联支路;所述子功率模块单元是通过扰动注入支路与电网相连,且由单相H桥DC/AC变换器构成;所述待测系统为与电网相连的风力发电装备,包括风机,DFIG,整流桥,逆变桥,变压器。 u_a 、 u_b 、 u_c 为三相级联子模块输出相电压,电感 L_a 、 L_b 、 L_c 、电容 C_a 、 C_b 、 C_c 与电阻 r_a 、 r_b 、 r_c 并联组成LC滤波器, i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 为输出相电流, N 为零电位中性点, L_{line} 为线路电感、 R_{line} 为线路电阻。

[0027] 图2为控制框图,在每个采样周期的起始点,对双谐振注入式宽频带阻抗测量装置的子功率模块单元中级联型H桥变换器直流侧总电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 、输出电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 分别进行采样,将经过AD转换器转换后的数据送给DSP控制器,将电压指令信号 U_{refa} 、 U_{refb} 、 U_{refc} 与采样得到的直流电压 U_{dca} 、 U_{dcb} 、 U_{dcc} 作差,得到电压误差量 ΔU_a 、 ΔU_b 、 ΔU_c ;电压误差量 ΔU_a 、 ΔU_b 、 ΔU_c 经电压外环PI控制所得值经限幅环节后与每相的单位正弦信号相乘可得稳定直流侧的有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} ,将有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} 分别与根据具体测量需求设定的每相扰动电流指令 i_{ar} 、 i_{br} 、 i_{cr} 叠加,得到电流参考值 i_{refLa} 、 i_{refLb} 、 i_{refLc} ,将电流参考值 i_{refLa} 、 i_{refLb} 、 i_{refLc} 与采样得到的输出电流 i_{La} 、 i_{Lb} 、 i_{Lc} 作差,得到电流误差量 Δi_{La} 、 Δi_{Lb} 、 Δi_{Lc} ;将电流误差量 Δi_{La} 、 Δi_{Lb} 、 Δi_{Lc} 经电流内环准PR控制后限幅输出,准PR传递函数为:

$$[0028] \quad H_1(s) = K_p + \frac{K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}$$

[0029] 其中 K_p 为准PR控制的比例系数, K_i 为准PR控制的积分系数, ω_c 为谐振带宽, ω_0 为电网角频率。

[0030] 限幅输出后的结果与调制系数 k_{PWM} 作乘积得到调制信号 u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} ,将三的各单相H桥DC/AC变换器的直流侧电压平均值 U_{avga} 、 U_{avgb} 、 U_{avgc} 分别与三的各单相H桥DC/AC变换器的直流侧电压 U_{dcan} 、 U_{dcbn} 、 U_{dccn} 作差,并将所得差值分别乘以比例系数,然后将乘积分别乘以三相有功电流 i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} 得到三的各单相H桥DC/AC变换器直流侧电压均分的调制波信号 Δu_{an} 、 Δu_{bn} 、 Δu_{cn} ;调制信号 u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} 与电容电压平衡调制信号 Δu_{an} 、 Δu_{bn} 、 Δu_{cn} 叠得到总的调制信号 u_{ran} 、 u_{rbn} 、 u_{rcn} ,对 u_{ran} 、 u_{rbn} 、 u_{rcn} 和三角载波进行载波移相SPWM多电平调

制,得到级联型H桥变换器中逆变器开关管的占空比信号 T_{ra1} 、 $T_{ra2}\cdots T_{ra6}$ 、 T_{rb1} 、 $T_{rb2}\cdots T_{rb6}$ 、 T_{rc1} 、 $T_{rc2}\cdots T_{rc6}$,控制逆变电路开关管的开通与关断。

[0031] 图3为并联注入扰动电流源法示意图,图中, i_{pa} 、 i_{pb} 和 i_{pc} 为扰动电流源; v_{pa} 、 v_{pb} 和 v_{pc} 为扰动电流源产生的电压响应; i_{pma} 、 i_{pmb} 、 i_{pmc} 、为扰动电流分流到新能源发电装备的电流; i_{pga} 、 i_{pgb} 、 i_{pgc} 为扰动电流分流到在交流电网上的电流; $Z_{ga}(s)$ 、 $Z_{gb}(s)$ 和 $Z_{gc}(s)$ 为交流电网的等效阻抗; I_{ma} 、 I_{mb} 和 I_{mc} 为新能源发电装备的并网电流; $Z_{ma}(s)$ 、 $Z_{mb}(s)$ 和 $Z_{mc}(s)$ 为新能源发电装备的等效阻抗。根据图3可得新能源发电装备侧在自然坐标系下的电路方程为:

$$[0032] \quad \begin{bmatrix} v_{pa}(s) \\ v_{pb}(s) \\ v_{pc}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{ma}(s) & 0 & 0 \\ 0 & Z_{mb}(s) & 0 \\ 0 & 0 & Z_{mc}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pma}(s) \\ i_{pmb}(s) \\ i_{pmc}(s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

[0033] 式中: $s=j\omega$, ω 为扰动正弦电流的角频率。需特别说明的是: $i_{pma}(s)$ 、 $i_{pmb}(s)$ 、 $i_{pmc}(s)$ 、 $v_{pa}(s)$ 、 $v_{pb}(s)$ 和 $v_{pc}(s)$ 都不含有交流电网的基波分量,也就是说这些量是经过带阻滤波器滤波处理过的。

[0034] 对(1)两边均左乘abc坐标系至dq坐标系的变换矩阵T,可得新能源发电装备侧在dq旋转坐标系下的电路方程为:

$$[0035] \quad \begin{bmatrix} v_{pd}(s) \\ v_{pq}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{mdd}(s) & Z_{mdq}(s) \\ Z_{mqd}(s) & Z_{mqq}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pmd}(s) \\ i_{pmq}(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0036] 式中: $Z_{mdd}(s)$ 、 $Z_{mdq}(s)$ 、 $Z_{mqd}(s)$ 和 $Z_{mqq}(s)$ 为新能源发电装备的阻抗矩阵的各元素。abc坐标系至dq坐标系的变换矩阵 T_{dq} 如(3)所示。式中: $\theta=\omega t$ 为初相角为0的基准相位角。

$$[0037] \quad T_{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0038] 图4阻感性阻抗在dq坐标系下的 $Z_{dd}(s)$ 。

[0039] 图5阻感性阻抗在dq坐标系下的 $Z_{dq}(s)$ 。

[0040] 图6阻感性阻抗在dq坐标系下的 $Z_{qd}(s)$ 。

[0041] 图7阻感性阻抗在dq坐标系下的 $Z_{qq}(s)$ 。

[0042] 当新能源发电装备用电阻和电感串联 R_m+sL_m 代替时,其阻抗在dq坐标下的阻抗矩阵表达式为:

$$[0043] \quad \begin{bmatrix} Z_{dd}(s) & Z_{dq}(s) \\ Z_{qd}(s) & Z_{qq}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + sL_m & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_m + sL_m \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0044] 由图4图7以看出:测量阻抗和实际阻抗能够吻合,验证了所提方法的有效性。

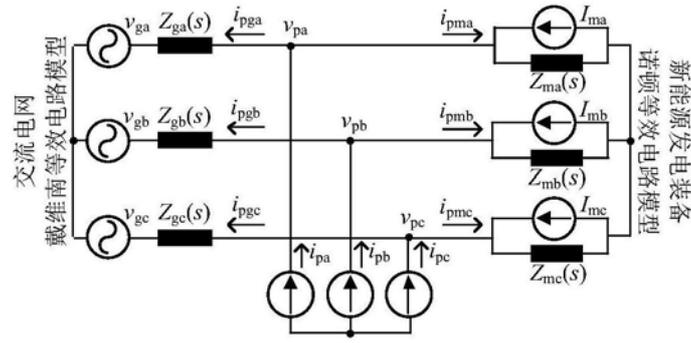


图3

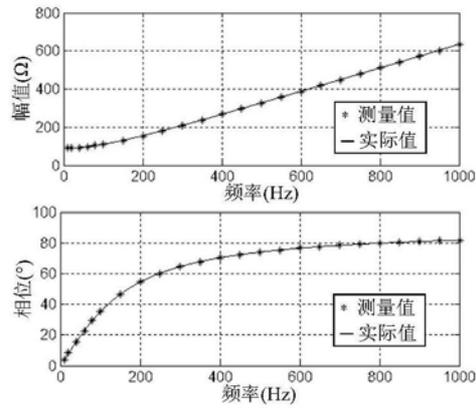


图4

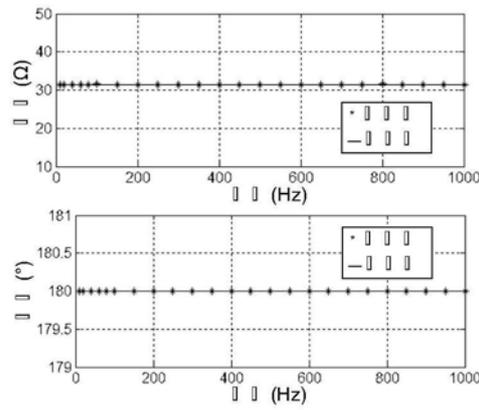


图5

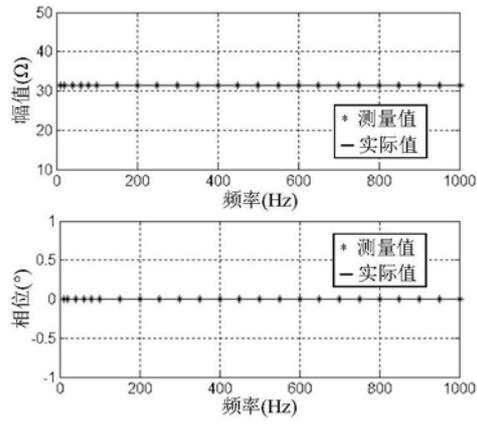


图6

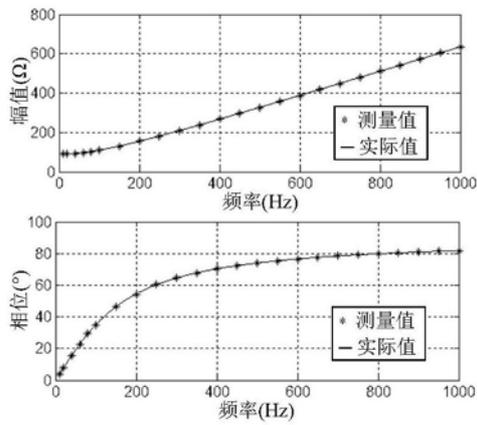


图7