



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102540106 B

(45) 授权公告日 2015. 05. 20

(21) 申请号 201210020645. 2

(22) 申请日 2012. 01. 30

(73) 专利权人 江苏省计量科学研究院
地址 210007 江苏省南京市光华东街 3 号

(72) 发明人 邓凌翔 陈道升 周雷 邵羽达

(74) 专利代理机构 江苏圣典律师事务所 32237
代理人 贺翔

(51) Int. Cl.
G01R 31/40(2014. 01)
G01R 27/28(2006. 01)

(56) 对比文件
CN 101093235 A, 2007. 12. 26,
CN 101629980 A, 2010. 01. 20,
梁洪昌. S 散射参数的普遍化理论. 《西北电
讯工程学院学报》. 1984, (第 4 期), 42-43.

董颖华等. 基于新能源利用的逆变系统电磁
干扰噪声解决方案. 《电子质量》. 2010, (第 01
期), 58-61.

审查员 马丽

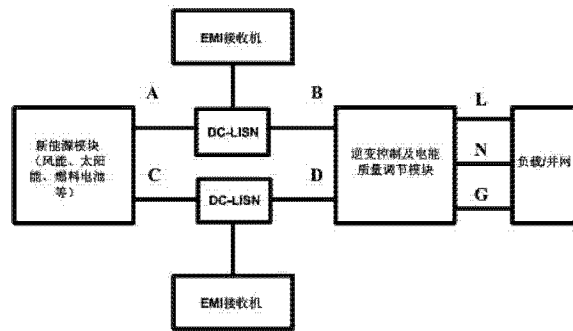
权利要求书1页 说明书10页 附图5页

(54) 发明名称

新能源逆变系统直流侧传导 EMI 噪声测量装
置及测校方法

(57) 摘要

本发明公开了一种新能源逆变系统直流侧
EMI 噪声测量装置及测校方法, 该新能源逆变系
统包括新能源模块、逆变控制及电能质量调节模
块及负载或并网, 在新能源模块与逆变控制及
电能质量调节模块之间的导线上连接 DC-LISN,
DC-LISN 再与 EMI 接收机连接。本方法基于 S 参数
测量新能源逆变系统直流侧传导 EMI 内阻抗的一
般公式, 采用 S 参数法对新能源端、DC-LISN 端、
逆变控制及电能质量调节端的内阻抗建模测量。
结合波反射理论, 推导了直流传导 EMI 校准补偿
公式, 为最终实现测量结果补偿提供了充分的理
论依据。同时为直流侧传导 EMI 滤波器的设计提
供了可靠的参考。



1. 一种新能源逆变系统直流侧传导 EMI 噪声测量及校准方法, 所述新能源逆变系统包括新能源模块、逆变控制及电能质量调节模块及负载或并网, 新能源模块提供直流电源并输出到逆变控制及电能质量调节模块, 由逆变控制及电能质量调节模块得到交流电压再供给负载或并网, 在新能源模块与逆变控制及电能质量调节模块之间的导线上连接 DC-LISN, DC-LISN 再与矢量网络分析仪或 EMI 接收机连接,

其特征在于, 该方法包括以下几个步骤:

1) 首先基于散射参数测量求得 DC-LISN、新能源模块、逆变控制及电能质量调节模块的内阻抗, 设新能源模块内阻抗为 Z_{X1} 、DC-LISN 内阻抗为 Z_{X2} 、逆变控制及电能质量调节模块内阻抗为 Z_{X3} ;

各模块内阻抗的测算过程为:

运用两个电流探头, 一个作为注入探头接至矢量网络分析仪的输出端; 另一个作为检测探头接至矢量网络分析仪的输入端, 两探头经耦合电容 C 分别接入待测 DC-LISN、新能源模块、逆变控制及电能质量调节模块, 测得各模块的噪声源内阻抗 Z_X , 即为新能源模块内阻抗为 Z_{X1} 、DC-LISN 内阻抗为 Z_{X2} 、逆变控制及电能质量调节模块内阻抗为 Z_{X3} ; 基于散射参数法的内阻抗测量公式为:

$$Z_X = k \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_X = Z_X} - Z_{setup} \quad (3-16)$$

式中 $Z_{setup} = Z_{M1} + Z_{M2} + Z_M$ 为回路的内阻抗, $k = (-j \omega M Z_{T2} / (Z_{sig} + j \omega L_p))$ 为测量回路的系数, S_{11} 为输入反射系数, S_{21} 为正向传输系数;

分别使用短路导线和标准电阻 $R_{standard}$ 代替 Z_X 可得

$$0 = k \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_X = 0} - Z_{setup} \quad (3-17)$$

$$R_{standard} = k \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_X = R_{standard}} - Z_{setup} \quad (3-18)$$

联立上式计算可得 k 与 Z_{setup} , 因此测量待测噪声源 Z_X 的散射参数, 可根据式 (3-16) 计算出噪声源内阻抗 Z_X ;

2) 结合波反射理论进行校准补偿, 根据测得的新能源模块内阻抗为 Z_{X1} 、DC-LISN 内阻抗为 Z_{X2} 、逆变控制及电能质量调节模块内阻抗为 Z_{X3} , 求出电压反射系数:

$$\rho_V = \frac{Z_{X3} - Z_{X2}}{Z_{X3} + Z_{X2}} \quad (3-1)$$

式中 ρ_V 为电压反射系数;

根据式 (3-1) 求得的电压反射系数, 再求得:

实际电压 $V_N = V_N^+ / \rho_V$, 反射电压 $V_{NF}^- = \rho_V * V_N$,

其中, V_N^+ 为 EMI 接收机实际测量的电压值, V_{NF}^- 为反射电压, 也即为需要补偿的电压, V_N 为实际存在的传导 EMI 电压。

新能源逆变系统直流侧传导 EMI 噪声测量装置及测校方法

技术领域

[0001] 本发明属于电磁兼容技术领域,具体是一种新能源逆变系统直流传导 EMI 噪声测量装置,及测量和补偿校准方法,该方法采用 S 参数分析了新能源端(直流供电端)、DC-LISN 端、逆变控制及电能质量调节端的内阻抗,基于波反射理论研究了直流传导 EMI 的测量补偿。

背景技术

[0002] 随着环境污染的加大及传统能源的日益紧缺,改善能源结构与发展可再生新能源,提高电能的质量已经成为我国能源发展的战略性措施。近年来随着电力电子技术的进步及国家政策的扶持,太阳能发电以其资源丰富、无污染、建设周期短等优点引起了人们的广泛关注。由于太阳能并网系统中使用了大量的电力电子器件,使系统的电磁兼容性问题突显出来,成为工程及科研人员关注的焦点,随着并网系统的影响增加其兼容性变得更加重要。

[0003] 传统的传导 EMI 噪声研究主要限于对逆变系统交流侧噪声的研究,没有深层次研究传导 EMI 可能的产生根源。逆变系统往往包含直流升降压环节,直流环节虽然不同于交流控制及电能质量调节环节,但高频的传导 EMI 同样存在于直流环节的电路之中,如何有效、准确地测量直流环节的传导 EMI,对于消除传导 EMI 直接或潜在的影响有不可忽视的重要作用。

发明内容

[0004] 本发明所要解决的技术问题是提供一种新能源逆变系统直流侧传导 EMI 噪声测量装置及测量、校准方法,该装置及方法针对 S 参数测量的阻抗信息,结合波反射理论,计算测得 EMI 波反射的大小,最终实现直流传导 EMI 的测量补偿。

[0005] 本发明所述的一种新能源逆变系统直流侧传导 EMI 噪声测量装置,该新能源逆变系统包括新能源模块、逆变控制及电能质量调节模块及负载或并网,新能源模块提供直流电源并输出到逆变控制及电能质量调节模块,由逆变控制及电能质量调节模块得到交流电压再供给负载或并网,在新能源模块与逆变控制及电能质量调节模块之间的导线上连接 DC-LISN,DC-LISN 再与 EMI 接收机或矢量网络分析仪连接。

[0006] 本发明还提供了一种新能源逆变系统直流侧传导 EMI 噪声测量及校准方法,其包括以下步骤:

[0007] 1) 在上述测量装置基础上,首先基于 S 参数测量求得 DC-LISN、新能源模块、逆变控制及电能质量调节模块的内阻抗,设新能源模块阻抗为 Z_{x1} 、DC-LISN 内阻抗为 Z_{x2} 、逆变控制及电能质量调节模块内阻抗为 Z_{x3} ;

[0008] 2) 结合波反射理论进行校准补偿,根据测得的新能源模块阻抗为 Z_{x1} 、DC-LISN 内阻抗为 Z_{x2} 、逆变控制及电能质量调节模块内阻抗为 Z_{x3} ,求出电压反射系数

ρ_v ;

$$[0009] \quad \rho_V = \frac{Z_{X3} - Z_{X2}}{Z_{X3} + Z_{X2}} \quad (3-1)$$

[0010] 根据式(3-1)求得的反射系数,再求得:

[0011] 实际电压 $V_N = V_N^+ / \rho_V$, 反射电压 $V_{NF}^- = \rho_V * V_N$,

[0012] 其中, V_N^+ 为 EMI 接收机实际测量的电压值, V_{NF}^+ 反射电压, 也即为需要补偿的电压, V_N 为实际存在的传导 EMI 电压。

[0013] 上述步骤 1) 各模块阻抗的测算过程为:

[0014] 运用两个电流探头, 一个作为注入探头接至矢量网络分析仪的输出端; 另一个作为检测探头接至矢量网络分析仪的输入端, 两探头经耦合电容 C 分别接入待测 DC-LISN、新能源模块、逆变控制及电能质量调节模块, 测得各模块的噪声源内阻抗 Z_x , 即为新能源模块阻抗为 Z_{x1} 、DC-LISN 内阻抗为 Z_{x2} 、逆变控制及电能质量调节模块内阻抗为 Z_{x3} ;

[0015] 基于散射参数法的内阻抗测量公式为:

$$[0016] \quad Z_x = k \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_x = Z_x} - Z_{\text{setup}} \quad (3-16)$$

[0017] 式中 $Z_{\text{setup}} = Z_{M1} + Z_{M2} + Z_M$ 为回路的内阻抗, $K = (-j\omega M Z_{T2} / (Z_{sig} + j\omega L_p))$ 为测量回路的系数, S_{11} 为输入反射系数, S_{21} 为正向传输系数。

[0018] 分别使用短路导线和标准电阻 R_{standard} 代替 Z_x 可得

$$[0019] \quad 0 = k \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_x = 0} - Z_{\text{setup}} \quad (3-17)$$

$$[0020] \quad R_{\text{standard}} = k \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_x = R_{\text{standard}}} - Z_{\text{setup}} \quad (3-18)$$

[0021] 联立上式计算可得 k 与 Z_{setup} , 因此测量待测噪声源 Z_x 的散射参数, 可计算出噪声源内阻抗 Z_x

$$[0022] \quad Z_x = k \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_x = Z_x} - Z_{\text{setup}} \quad (3-19)$$

[0023] 上述式中, $Z_{\text{setup}} = Z_{M1} + Z_{M2} + Z_M$ 为回路的内阻抗, $K = (-j\omega M Z_{T2} / (Z_{sig} + j\omega L_p))$ 为测量回路的系数, S_{11} 为输入反射系数, S_{21} 为正向传输系数。

[0024] 上述步骤 2) 当考虑 2 次反射系数的时候, 可知输入电压即为反射电压 V_{NF}^- , 可求得 2 次反射系数为:

$$[0025] \quad \rho_S = \frac{Z_{X2} - Z_{X3}}{Z_{X2} + Z_{X3}} \quad (3-3)$$

[0026] 式中, ρ_S 为电压反射系数, Z_{x2} 为 DC-LISN 内阻抗、 Z_{x3} 为新能源模块内阻抗, 可知 V_N^+ 为 EMI 接收机实际测量的电压值, V_{NF}^+ 反射电压, V_N 为实际存在的传导 EMI 电压; 有公式:

$$[0027] \quad V_N^2 = V_N^{2+} + V_{NF}^2 \quad (3-4)$$

[0028] 则根据式(3-3)求得的反射系数,求得实际电压 $V_N^2 = V_N^{2+} / \rho_S$, 反射电压 $V_{NF}^2 = \rho_S * V_N^2$, 式中, $V_N^2 = V_{NF}^2$ 。可知最终 EMI 接收机的终端电压 V_r 为: $V_r = V_N^+ + V_{NF}^- = V_N * (1 - \rho_V) + V_N * \rho_V * \rho_S$, 可得电压传输系数 δ_V :

$$[0029] \quad \delta_V = (1 - \rho_V) + \rho_V * \rho_S \quad (3-5)$$

$$[0030] \quad \text{校正补偿电压为: } V_B = (1 - \delta_V) * V_N \quad (3-6)$$

[0031] 同理对于电流的测量,可得电流传输系数 δ_I :

$$[0032] \quad \delta_I = (1 - \rho_{VI}) + \rho_{VI} * \rho_{SI} \quad (3-7)$$

$$[0033] \quad \text{校正补偿电流为: } I_B = (1 - \delta_I) * I_N \quad (3-8)$$

[0034] 本发明从新能源逆变系统的原理图出发,分析了新能源逆变系统直流侧传导 EMI 噪声产生的根源。定义了 DC 侧传导 EMI,分析了 DC—LISN 的插入损耗特性,得到了相应的测量公式。推导了基于 S 参数测量新能源逆变系统直流侧传导 EMI 内阻抗的一般公式,采用 S 参数法对新能源端(直流供电端)、DC—LISN 端、逆变控制及电能质量调节端的内阻抗建模测量。结合波反射理论,推导了直流传导 EMI 校准补偿公式,为最终实现测量结果补偿提了充分的供理论依据。同时为直流侧传导 EMI 滤波器的设计提供了可靠的参考。

附图说明

- [0035] 图 1 新能源系统传导 EMI 测试原理图;
- [0036] 图 2 直流侧传导 EMI 定义;
- [0037] 图 3 二端口网络 S 参数示意图;
- [0038] 图 4 基于 S 参数的内阻抗测量原理图;
- [0039] 图 5 基于 S 参数法的噪声源内阻抗建模等效电路图;
- [0040] 图 6 信号反射的理想传输线分析模型;
- [0041] 图 7 滤波器插入损耗图,其中图 7a) 是滤波器接入前,图 7b) 是滤波器接入后;
- [0042] 图 8 基于 S 参数的 DC—LISN 端内阻抗测量;
- [0043] 图 9 基于 S 参数的新能源端内阻抗测量;
- [0044] 图 10 基于 S 参数的逆变控制及电能质量调节端内阻抗测量;
- [0045] 图 11 反射参数模型;
- [0046] 图 12 二次反射参数模型。

具体实施方式

[0047] 新能源逆变系统直流侧传导 EMI 测试系统简介

[0048] 新能源逆变系统及直流侧传导 EMI 测试系统包含几个主体部分:新能源模块(风能、太阳能、燃料电池等)、逆变控制及电能质量调节模块、负载(并网)、DC—LISN 及 EMI 接收机。

[0049] 系统通过新能源模块提供直流电源,输出到逆变控制及电能质量调节模块,最终

得到交流电压供给负载或并网。传导 EMI 存在于系统的各个模块,为了研究直流侧传导 EMI 对系统的影响,选择了 DC-LISN 作为直流传导 EMI 的测量器件。由于直流传导 EMI 的源头可能是逆变控制侧、也可能是新能源模块侧。我们实际测量的时候要对不同端口的噪声分别测量。如图 1, DC-LISN 为单线进出,在测量的时候,当 DC-LISN 接在 A、B 端口的时候,可以分别实现(测量的时候调转 DC-LISN 的进出线)对 A、B 侧传导 EMI 的测量。当 DC-LISN 接在 C、D 端口的时候,可以分别实现(测量的时候调转 DC-LISN 的进出线)对 C、D 侧传导 EMI 的测量。图 1 的测量原理图里面采用了两个 EMI 接收机,实际测量中只需使用一个 EMI 接收机就能对直流侧两根导线的传导 EMI 进行测量。

[0050] 新能源逆变测试系统及直流侧传导 EMI 侧噪声原因及影响分析

[0051] 直流侧的传导 EMI 噪声有两个源头,一个来自于新能源模块侧,另一个来自于逆变控制及电能质量调节模块侧。新能源模块侧由于存在电机、开关器件等的作用,会产生高频的传导 EMI,由于输出的电源端口没有加载有效的滤波措施,传导 EMI 很容易通过电源短线进入直流侧。逆变控制及电能质量调节模块侧是传导 EMI 产生的主要源头,由于逆变侧存在大量开关器件,同时由于控制策略等问题,可能产生不同频段的传导 EMI 噪声,传输到直流侧。传统的电磁兼容研究往往忽略高频噪声在直流侧的影响,认为只要逆变的最终输出端能够加载滤波措施就能最终消除传导 EMI 的影响。但是,实践证明,传导 EMI 只要存在,就会对新能源模块侧及逆变器控制及电能质量调节侧器件产生直接或潜在的影响。

[0052] 在逆变系统的直流侧由于只存在两根导线,没有所谓的地线,所以只存在一种情况的噪声。对于两线之间的传导 EMI,我们可以做一个简单的定义,如图 2 所示。在新能源模块侧和逆变器控制及电能质量调节模块侧定义两根线:L、N。我们假设传导 EMI 的传输路径如图中所示,则 L 线上的传导 EMI 定义为 L 线传导 EMI, N 线上的传导 EMI 定义为 N 线的传导 EMI。

[0053] 参数的定义及测试原理

[0054] 3.1 S 参数的基本原理

[0055] S 参数(散射参数)是一种射频矢量参数,同时包含幅值和相位信息,能够更加全面的描述网络端口特性。S 参数反映端口入射波和反射波之间的关系。

[0056] 以二端口为例,讲述基本原理。正常二端口的参数如图 3 所示。S 参数用于表示入射波 a 和反射波 b 之间的关系,任何网络都可用多个 S 参数表征其端口特性。n 端口网络需要 n^2 个 S 参数,其中,表示某一端口自身入射波和反射波关系的 S 参数 S_{11} 称为反射系数,表示不同端口之间的入射波和反射波关系的 S 参数 S_{ij} 称为传输系数。对于二端口网络 S 参数的物理意义,如式(3-1)所示,该二端口网络的散射参数包括反射系数 S_{11} 和 S_{22} ,以及传输系数 S_{12} 和 S_{21} ,该网络的散射参数方程可以表示为:

$$[0057] \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

[0058] 式中 S 参数的物理意义分别为:

[0059] $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$:表示端口 2 阻抗匹配时,端口 1 的反射系数;

[0060] $S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$:表示端口 1 阻抗匹配时,端口 2 的反射系数;

[0061] $S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$:表示端口 2 阻抗匹配时,由端口 1 到端口 2 的传输系数;

[0062] $S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$:表示端口 1 阻抗匹配时,由端口 2 到端口 1 的传输系数。

[0063] 对于多端口网络,设端口数为 n ,各端口的入射波和反射波分别为 a_n 和 b_n ,其散射参数矩阵方程可以表示为:

$$[0064] \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

[0065] 多端口网络的散射参数具有以下性质:

[0066] (1) 网络对称时 $S_{ii}=S_{jj}$;

[0067] (2) 网络互易时 $S_{ij}=S_{ji}$ 。

[0068] (3) 匹配负载用于吸收功率,端口 i 使用匹配负载时,该端口无反射。

[0069] 基于 S 参数的内阻抗测量的实现

[0070] 散射参数法是运用两个电流探头,一个作为注入探头接至矢量网络分析仪的输出端;另一个作为检测探头接至矢量网络分析仪的输入端,如图 4 所示,其中 C 为耦合电容, Z_x 为噪声源内阻抗。

[0071] 电流探头相当于电流互感器,因此可将图 4 电路等效为图 5,其中 L, L_1, L_2 分别为电路等效自感,注入探头自感,检测探头自感; M_1, M_2 分别为注入/检测探头与电路之间等效互感; V_1, V_2 分别为矢量网络分析仪的输出信号和矢量网络分析仪的接收信号。根据基尔霍夫电压定律可得

$$[0072] U_1 = 50U_1 + Z_1I_1 + j\omega L_1I_1 - j\omega M_1I \quad (3-3)$$

$$[0073] 0 = 50I_2 + Z_2I_2 + j\omega L_2I_2 + j\omega M_2I \quad (3-4)$$

$$[0074] 0 = j\omega LI + j\omega M_2I_2 - j\omega M_1I_1 + \frac{I}{j\omega C} + Z_xI \quad (3-5)$$

[0075] 消去 I_1, I_2 后可得

$$[0076] U_1 \frac{j\omega M_1}{50 + Z_1 + j\omega L_1} = \left(j\omega L + j\omega C + Z_x + \frac{\omega^2 M_2^2}{50 + Z_2 + j\omega L_2} + \frac{\omega^2 M_1^2}{50 + Z_1 + j\omega L_1} \right) I \quad (3-6)$$

[0077] 为了简化运算,做如下定义:

$$[0078] \begin{aligned} U_{M1} &= U_1 \frac{j\omega M_1}{50 + Z_1 + j\omega L_1} & Z_{M1} &= \frac{\omega^2 M_2^2}{50 + Z_2 + j\omega L_2} \\ Z_{M2} &= \frac{\omega^2 M_1^2}{50 + Z_1 + j\omega L_1} & Z_M &= j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \end{aligned} \quad (3-7)$$

[0079] 则式 (3-6) 可写为

$$[0080] \quad U_{M1} = (Z_{M1} + Z_{M2} + Z_M + Z_x) I \quad (3-8)$$

[0081] 令 $Z_{\text{setup}} = Z_{M1} + Z_{M2} + Z_M$ 可得

$$[0082] \quad Z_x = \frac{U_{M1}}{I} - Z_{\text{setup}} \quad (3-9)$$

[0083] 电流 I 可由测量电流探头测得, 根据电流探头使用原理可得

$$[0084] \quad I = \frac{U_{p2}}{Z_{T2}} \quad (3-10)$$

[0085] 式中, U_{p2} 为矢量网仪输入端测得的电压信号, Z_{T2} 为测量电流探头的传输特性阻抗。

[0086] 另一方面, 由于

$$[0087] \quad U_1 = \frac{50 + Z_1 + j\omega L_1}{Z_1 + j\omega L_1} U_{p1} \quad (3-11)$$

[0088] 可得

$$[0089] \quad Z_x = \frac{j\omega M_1 U_{T2}}{Z_1 + j\omega L_1} \frac{U_{p1}}{U_{p2}} - Z_{\text{setup}} = k \frac{U_{p1}}{U_{p2}} - Z_{\text{setup}} \quad (3-12)$$

[0090] 根据散射参数分析方法可得 S_{11} 为输入反射系数, S_{12} 为反向传输系数, S_{21} 为正向传输系数, S_{22} 为输出反射系数, 与波参数具有如下关系:

$$[0091] \quad \begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (3-13)$$

[0092] 又有

$$[0093] \quad \begin{cases} U_1 = \sqrt{Z_{c1}} (a_1 + b_1) \\ U_2 = \sqrt{Z_{c2}} (a_2 + b_2) \end{cases} \quad (3-14)$$

[0094] 对于矢量网仪的输入端和输出端而言, 特性阻抗相等且均为 50Ω , 即 $Z_{c1} = Z_{c2} = 50\Omega$, 因此有

$$[0095] \quad \frac{U_{p1}}{U_{p2}} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{a_1 + b_1}{b_2} = \frac{1 + \frac{b_1}{a_1}}{\frac{b_2}{a_1}} = \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \quad (3-15)$$

[0096] 式 (3-12) 可写为

$$[0097] \quad Z_x = k \left. \frac{(1 + S_{11})}{S_{21}} \right|_{Z_x = Z_x} - Z_{\text{setup}} \quad (3-16)$$

[0098] 分别使用短路导线和标准电阻 R_{standard} 代替 Z_x 可得

$$[0099] \quad 0 = k \frac{(1+S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_x=0} - Z_{\text{setup}} \quad (3-17)$$

$$[0100] \quad R_{\text{standard}} = k \frac{(1+S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_x=R_{\text{standard}}} - Z_{\text{setup}} \quad (3-18)$$

[0101] 联立上式计算可得 k 与 Z_{setup} , 因此测量待测噪声源 Z_x 的散射参数, 可计算出噪声源 Z_x

$$[0102] \quad Z_x = k \frac{(1+S_{11})}{S_{21}} \Big|_{Z_x=Z_x} - Z_{\text{setup}} \quad (3-19)$$

[0103] 测量过程中反射参数和传输参数都包含相位信息, 因此噪声源内阻抗也包含幅值和相位信息, 从而避免了相位缺失, 并有效地解决噪声源与 EMI 滤波器之间的阻抗匹配问题。相对于基于双电流探头法的噪声源内阻抗建模方法, 本方法不需要考虑标准电阻 $R_{\text{standard}} \gg |Z_{\text{in}}|$ 的近似条件, 提高了测量精度。

[0104] 波反射理论

[0105] 信号在高速数字电路上传输的时候, 当传输线上的阻抗不连续时, 这时传输线上会出现信号反射的情况。如图 6 所示的电路图。假设传输线 L 被内阻抗为 R_0 的数字信号驱动源 V_s 驱动, 传输线的特性阻抗为 Z_0 , 负载阻抗为 R_L 。可以分三种情况讨论:

[0106] 1) 理想情况是当 $R_0=Z_0=R_L$ 时, 传输线的阻抗是连续的, 不会发生任何反射, 能量有一半消耗在负载内阻 R_L 上, 负载完全吸收到达的能量, 没有任何信号反射回源端, 这种情况称为临界阻尼。

[0107] 2) 如果负载阻抗大于传输线的特性阻抗, 那么负载端多余的能量就会反射回源端, 由于负载端没有吸收全部能量, 因此称这种情况为欠阻尼。

[0108] 3) 如果负载阻抗小于传输线的特性阻抗, 那么负载想要消耗比当前源端提供的能量更多的能量, 因此通过反射来通知源端来输送更多的能量, 这种情况称为过阻尼。

[0109] 对于欠阻尼和过阻尼来说, 他们都会引起反方向的传播波形, 在某些情况下传输线上会形成驻波。临界阻尼是一种完全能够避免反射的状态。但是临界阻尼情况很难实现, 一般实际中要采用轻微过阻尼方式。

[0110] 负载端阻抗于传输线阻抗不匹配会在负载端(B) 反射一部分信号回源端(A 点), 反射电压信号幅值由负载反射系数 ρ_L 决定, 即

$$[0111] \quad \rho_L = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} \quad (4-1)$$

[0112] 式(4-1)中, ρ_L 为负载电压反射系数, 实际上是反射电压与入射电压之比; R_L 负载阻抗; Z_0 为传输线的特性阻抗。

[0113] 通过上面的公式可知, $-1 \leq \rho_L \leq +1$, 并且当 $R_L=Z_0$ 时, $\rho_L=0$, 这时将不会发生反射现象。可见, 只要根据传输线的特性阻抗进行终端匹配, 就能消除反射。

[0114] 当从负载端反射回的电压到达源端时, 又将再次反射回负载端, 形成二次反射波,

这时的反射电压的幅值由源反射系数 ρ_s 决定, 即

$$[0115] \quad \rho_s = \frac{R_0 - Z_0}{R_0 + Z_0} \quad (4-2)$$

[0116] 经过二次反射后的信号, 作用已经很微弱了。可以不再做深入的考虑。

[0117] 本发明针对直流传导 EMI 噪声测量中可能存在的信号反射问题, 采用 S 参数法, 全频段测量噪声源内阻抗, 实验配置相对简单, 可靠性高。结合测得的波阻抗, 采用波反射理论进行补偿计算。通过相应的理论计算补偿, 使测试的结果更加接近实际值, 也为噪声抑制提供最准确的阻抗信息。

实施例

[0118] 1. 基于 A 参数的 DC-LISN 的插入损耗测量

[0119] EMI 滤波器对干扰噪声的抑制能力用插入损耗 IL (Insertion Loss) 来衡量。插入损耗的定义为: 没有滤波器接入时, 从噪声源传输到负载的功率 P1 和接入滤波器后, 噪声源传输到负载的功率 P2 之比, 用 dB (分贝) 表示。滤波器接入前后的电路如图 7 所示。

$$[0120] \quad \text{IL} = 10 \lg(P_1 / P_2) \quad (1-1)$$

$$[0121] \quad P_1 = V_1^2 / R_L \quad (1-2)$$

$$[0122] \quad P_2 = V_2^2 / R_L \quad (1-3)$$

$$[0123] \quad \text{所以 IL} = 10 \lg(V_1^2 / V_2^2) = 20 \lg(V_1 / V_2) \quad (1-4)$$

$$[0124] \quad \text{由图 7 (a) 可得 } V_1 = \frac{V_s}{R_s + R_L} R_L \quad (1-5)$$

$$[0125] \quad \text{图 7 (b) 的网络传输方程为 } V_1' = a_{11} V_2 + a_{12} I_2 \quad (1-6)$$

$$[0126] \quad I_1 = a_{21} V_2 + a_{22} I_2 \quad (1-7)$$

$$[0127] \quad \text{同时 } V_1' = V_s - I_1 R_s \quad (1-8)$$

$$[0128] \quad V_2 = I_2 R_L \quad (1-9)$$

[0129] 式(1-6)~(1-9)联立可解出 V_2 为

$$[0130] \quad V_2 = \frac{V_s R_L}{a_{11} R_L + a_{12} + a_{21} R_s R_L + a_{22} R_s} \quad (1-10)$$

[0131] 然后将(1-10)、(1-5)代入到(1-4)中, 求得

$$[0132] \quad \text{IL} = 20 \lg \left| \frac{a_{11} R_L + a_{12} + a_{21} R_s R_L + a_{22} R_s}{R_s + R_L} \right| \quad (1-11)$$

[0133] 对于图 7 (b), 我们采用 A 参数表示滤波器网络, A 参数矩阵为

[0134]

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

[0135] 2. 基于 S 参数的 DC-LISN 端、新能源(直流供电端)、逆变控制及电能质量调节端的内阻抗测量。

[0136] 2.1 基于 S 参数的 DC-LISN 的内阻抗测量

[0137] 在本发明创造的技术方案中,得出了基于 S 参数测量阻抗的公式(见式(3-16)),式中有系数 K 和源内阻抗 Z_{setup} 两个未知数,所以为了测量未知阻抗,还需要进行短路和加接标准阻抗的两次测量(见式(3-17)、式(3-18))。

$$[0138] \quad Z_x = k \frac{(1+S_{11}^3)}{S_{21}^3} \Big|_{Z_x=Z_x} - Z_{\text{setup}} \quad (2-1)$$

[0139] 式中 Z_x 为待求阻抗, K 为相关系数, Z_{setup} 源内阻抗, S_{21}^3 、 S_{11}^3 为频谱仪测量的 S 参数

$$[0140] \quad 0 = k \frac{(1+S_{11}^1)}{S_{21}^1} \Big|_{Z_x=0} - Z_{\text{setup}} \quad (2-2)$$

[0141] 式中 K 为相关系数, Z_{setup} 源内阻抗, S_{21}^1 、 S_{11}^1 为频谱仪测量的 S 参数

$$[0142] \quad R_{\text{standard}} = k \frac{(1+S_{11}^2)}{S_{21}^2} \Big|_{Z_x=R_{\text{standard}}} - Z_{\text{setup}} \quad (2-3)$$

[0143] 式中 R_{standard} 为标准阻抗, K 为相关系数, Z_{setup} 源内阻抗, S_{21}^2 、 S_{11}^2 为频谱仪测量的 S 参数

[0144] 通过式(2-2)、式(2-3)的运算能够解出系数 K 和源阻抗 Z_{setup} 两个未知数。然后代入式(2-1)中,便能得到所要求取的阻抗 Z_x 。试验布置如图 8 所示,所得结果为 DC-LISN 的内阻抗。

[0145] 2.2 基于 S 参数的新能源(直流供电端)内阻抗测量

[0146] 直流供电端的内阻抗求取和 DC-LISN 原理相同,通过式(2-1)、(2-2)、(2-3)中公式可得新能源端内阻抗,试验布置如如图 9 所示。

[0147] 2.3 基于 S 参数的逆变控制及电能质量调节端内阻抗测量

[0148] 逆变控制及电能质量调节端的内阻抗求取和 DC-LISN 原理相同,通过式(2-1)、(2-2)、(2-3)中公式可得逆变控制及电能质量调节端内阻抗,试验布置如图 10 所示。

[0149] 3. 波反射的校准补偿

[0150] 通过 2.1、2.2、2.3 的求解。我们得到了新能源(直流供电端)、DC-LISN 端、逆变控制及电能质量调节端三个阻抗,设新能源(直流供电端)阻抗为 Z_{x1} 、DC-LISN 内阻抗为 Z_{x2} 、逆变控制及电能质量调节端内阻抗为 Z_{x3} 。结合发明内容里面的波反射理论,我们知道。传导 EMI 在直流端传输时。必然存在波的反射,当我们加接 DC-LISN 进行传导 EMI 测量的时候,由于没有考虑波的反射,实际的测量可能存在偏差,为了获得最准确的传导 EMI 信息,我们可以结合波反射理论进行校准补偿。如图 11,当我们搭接好准备测量逆变控制及电能质量调节端的传导 EMI 时。考虑逆变控制及电能质量调节端有 V_n 的传导 EMI 输出

到 DC-LISN 端时,由于阻抗的不匹配,存在波反射,结合我们已经测得的 DC-LISN 端、逆变控制及电能质量调节端阻抗,可以求出电压反射系数。

$$[0151] \quad \rho_V = \frac{Z_{X3} - Z_{X2}}{Z_{X3} + Z_{X2}} \quad (3-1)$$

[0152] 式中, ρ_V 为电压反射系数, Z_{X2} 为 DC-LISN 端内阻抗、 Z_{X3} 为新能源端(直流供电端)内阻抗。根据试验接线图 11,可知 V_N^+ 为 EMI 接收机实际测量的电压值, V_{NF}^+ 为反射电压, V_N 为实际存在的传导 EMI 电压,有公式:

$$[0153] \quad V_N = V_N^+ + V_{NF}^+ \quad (3-2)$$

[0154] 根据式(3-1)求得的反射系数,可以求得实际电压 $V_N = V_N^+ / \rho_V$, 反射电压 $V_{NF}^+ = \rho_V * V_N$, 所以,在测量的时候, V_{NF}^+ 即为需要补偿的电压,可以通过相应的换算转化为 EMI 接收机的测量值。

[0155] 图 7,当考虑 2 次反射系数的时候,可知输入电压即为反射电压 V_{NF}^+ ,可求得 2 次反射系数为:

$$[0156] \quad \rho_S = \frac{Z_{X2} - Z_{X3}}{Z_{X2} + Z_{X3}} \quad (3-3)$$

[0157] 式中, ρ_S 为电压反射系数, Z_{X2} 为 DC-LISN 端内阻抗、 Z_{X3} 为新能源端(直流供电端)内阻抗。根据试验接线图 12,可知 V_N^+ 为 EMI 接收机实际测量的电压值, V_{NF}^+ 为反射电压, V_N 为实际存在的传导 EMI 电压。有公式:

$$[0158] \quad V_N^2 = V_N^{2+} + V_{NF}^{2+} \quad (3-4)$$

[0159] 则根据式(3-3)求得的反射系数,可以求得实际电压 $V_N^2 = V_N^{2+} / \rho_S$, 反射电压 $V_{NF}^{2+} = \rho_S * V_N^2$, 式中, $V_N^2 = V_N^+$ 。可知最终 EMI 接收机的终端电压(设为 V_r)为: $V_r = V_N^+ + V_{NF}^{2+} = V_N * (1 - \rho_V) + V_N * \rho_V * \rho_S$, 可得电压传输系数(设为 δ_V):

$$[0160] \quad \delta_V = (1 - \rho_V) + \rho_V * \rho_S \quad (3-5)$$

$$[0161] \quad \text{校正补偿电压为: } V_B = (1 - \delta_V) * V_N \quad (3-6)$$

[0162] 同理对于电流的测量,可得电流传输系数(设为 δ_I):

$$[0163] \quad \delta_I = (1 - \rho_{VI}) + \rho_{VI} * \rho_{SI} \quad (3-7)$$

$$[0164] \quad \text{校正补偿电流为: } I_B = (1 - \delta_I) * I_N \quad (3-8)$$

[0165] 以上所述仅是本发明的优选实施方式,应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以作出若干改进,这些改进也应视为本发明的保护范围。

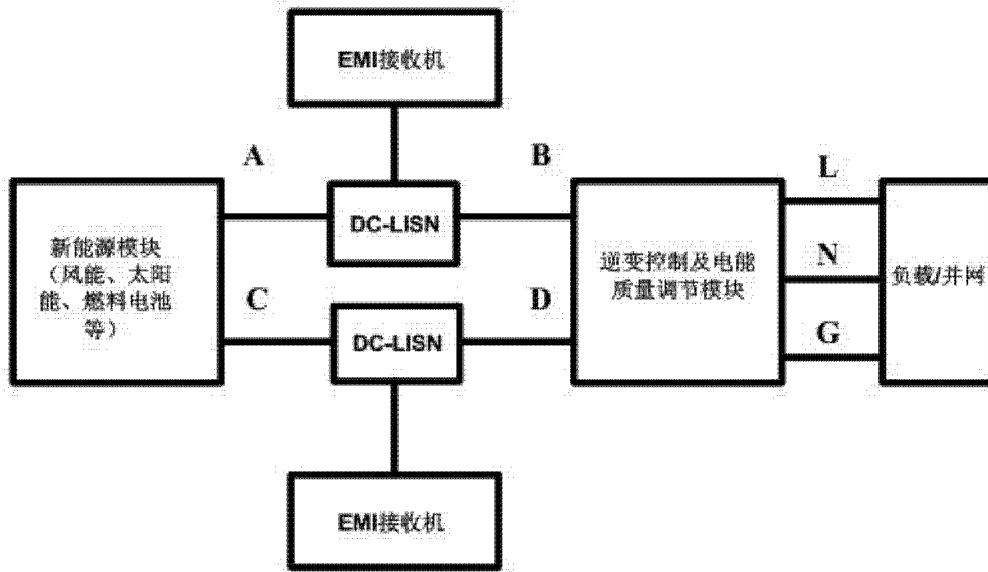


图 1

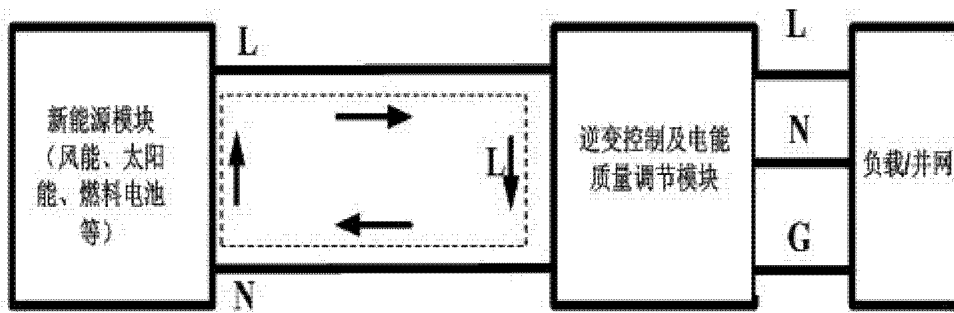


图 2

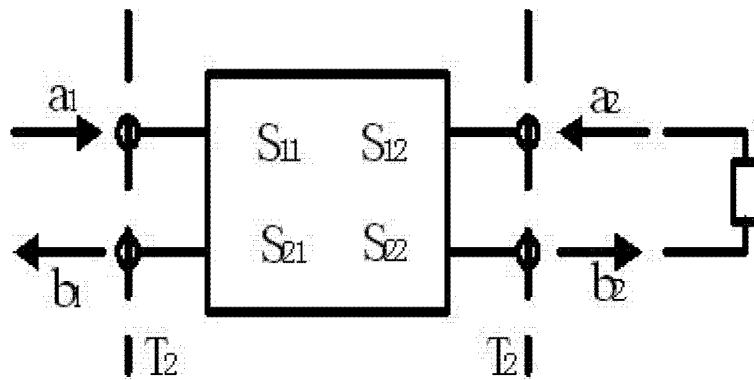


图 3

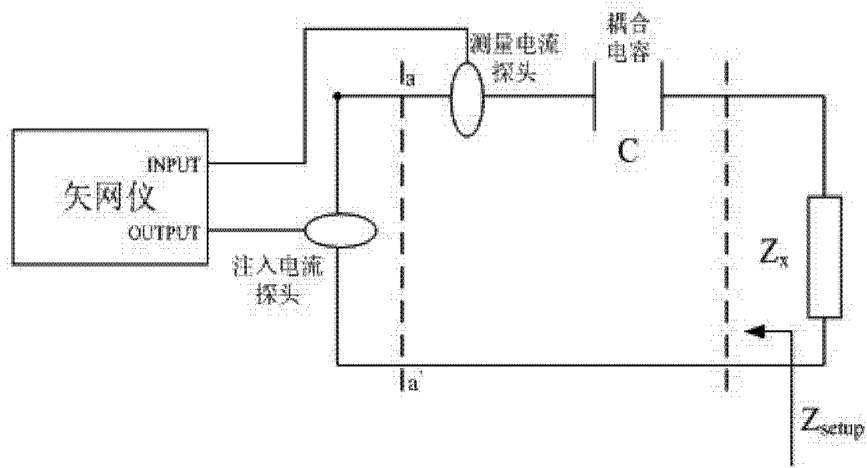


图 4

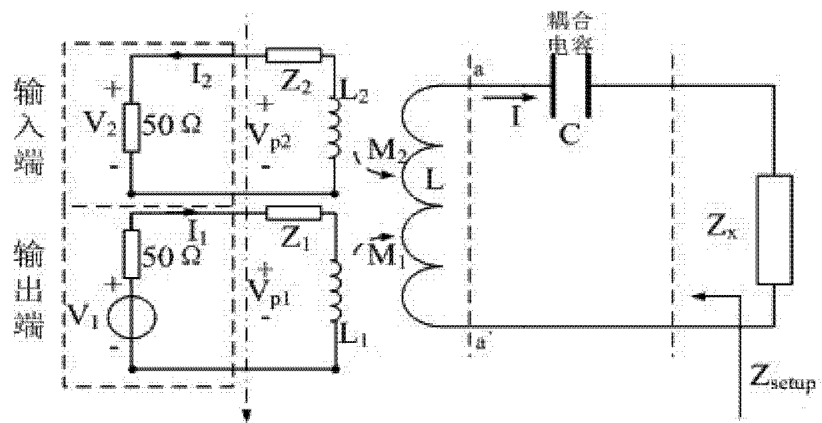


图 5

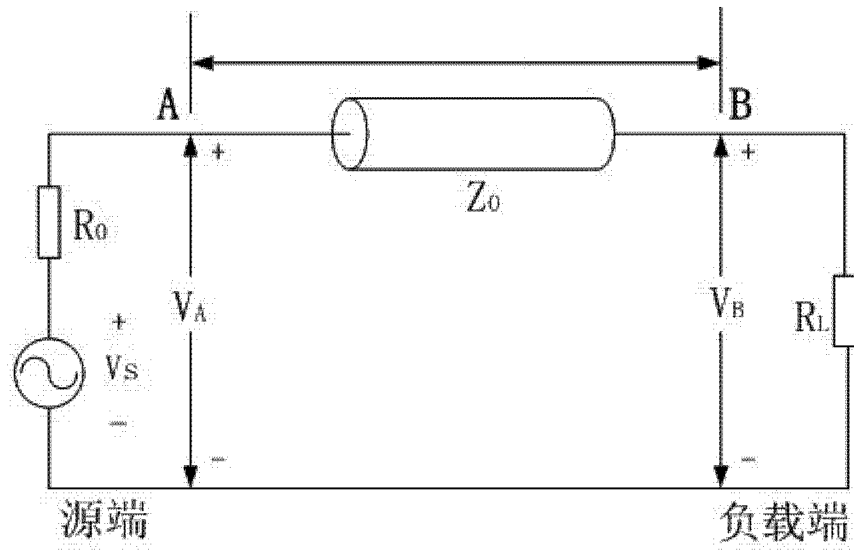


图 6

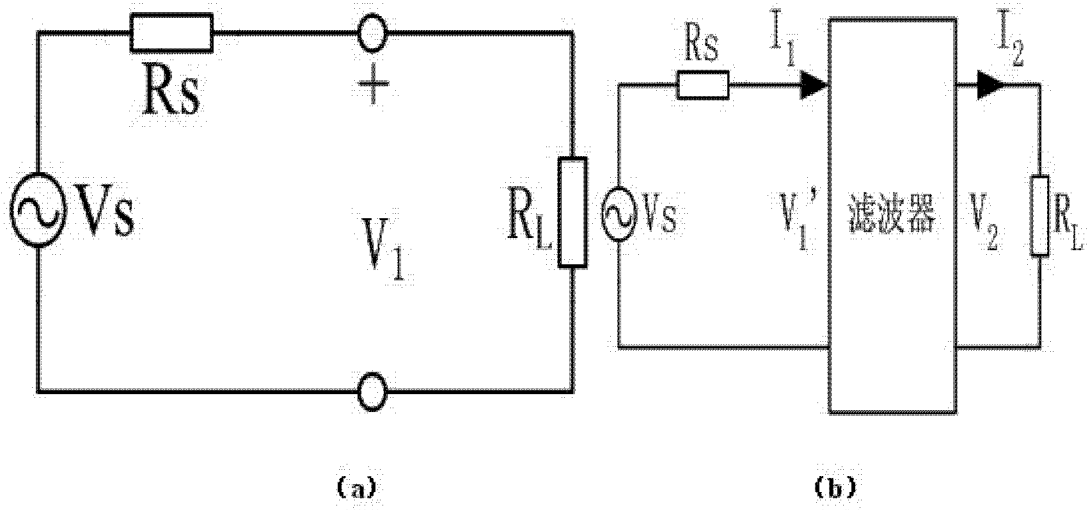


图 7

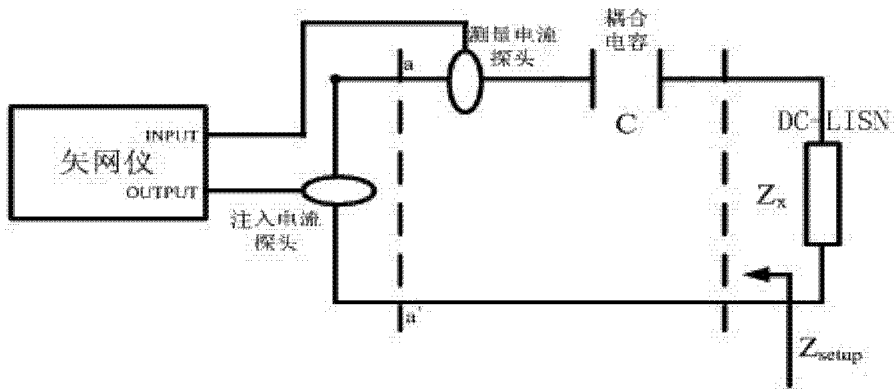


图 8

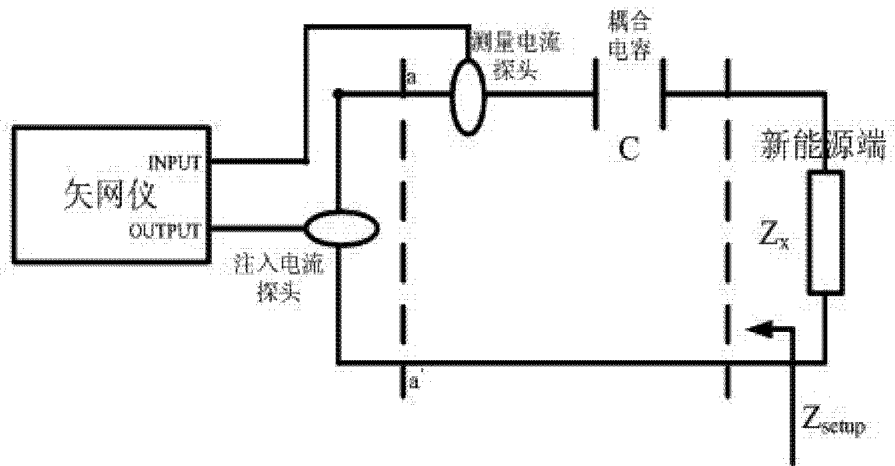


图 9

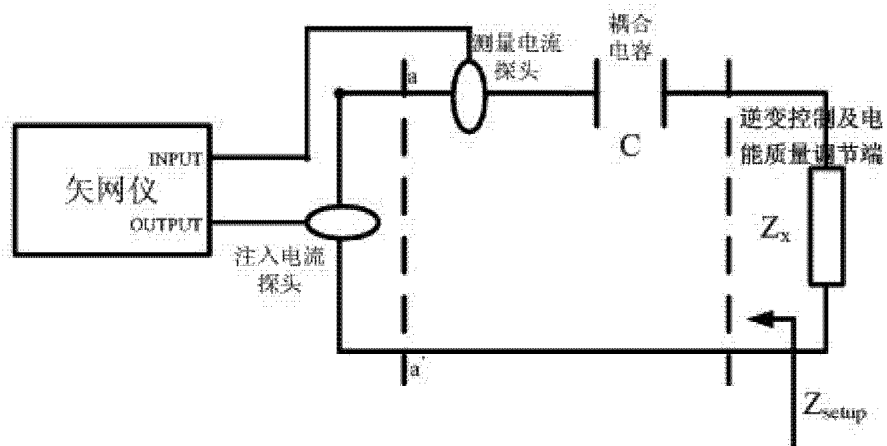


图 10

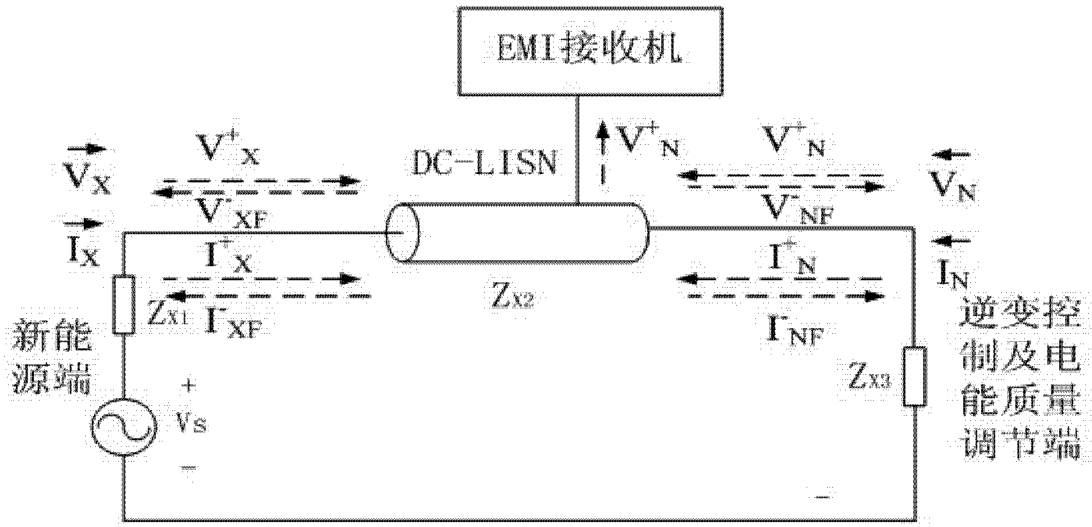


图 11

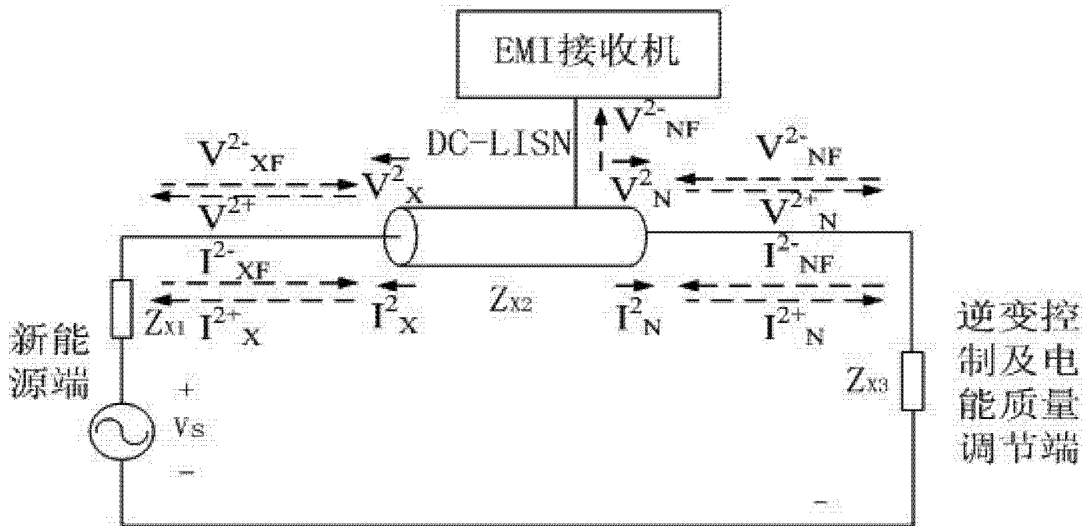


图 12