(19)国家知识产权局

(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 119945133 A
(43)申请公布日 2025.05.06

(21)申请号 202411980663.4

(22)申请日 2019.05.02

(30)优先权数据
10-2018-0050717 2018.05.02 KR

(62)分案原申请数据
201980029888.2 2019.05.02

(71)申请人 蔚山科学技术院
地址 韩国蔚山市蔚州郡彦阳邑

(72)发明人 金嗔国 郑想永 申东一

(74)专利代理机构 上海弼兴律师事务所 31283
专利代理师 高晓莉

(51)Int.Cl.
H02M 1/44(2007.01)
H02J 3/01(2006.01)
H03H 1/00(2006.01)

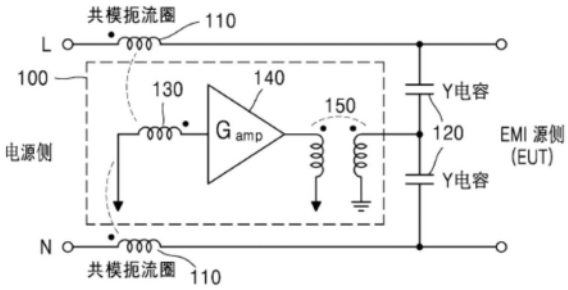
权利要求书2页 说明书17页 附图7页

(54)发明名称

一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器

(57)摘要

本发明公开涉及一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器以防止通过电源线电缆发出的噪声,在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器包括:配置于电源侧的共模扼流圈;配置于EMI源侧的Y电容;感测电流的感测绕组;放大噪声电流的放大单元;将次级线圈的信号作为补偿信号注入到Y电容的变压器。



CN 119945133 A

1.一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,包括:

共模扼流圈,所述共模扼流圈的连接到EMI源的两条电源线分别缠绕成绕组;

感测绕组,所述感测绕组通过线圈重绕在所述共模扼流圈上,并感测所述共模扼流圈的噪声电流;

放大单元,所述放大单元放大由所述感测绕组感测的噪声电流;

变压器,所述变压器接收来自所述放大单元的放大信号并生成补偿信号;及

Y电容,所述Y电容连接于所述变压器与所述两条电源线之间;

其中,

在当所述共模扼流圈的寄生电路的电容为C_{cm}、所述感测绕组的寄生电路的电容为C_{sen}时,所述感测绕组的匝数N_{sen}小于$2C_{cm}/Cs_{en}$的平方根。

2.根据权利要求1所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,

所述放大单元包括:

非反向运算放大器;

电阻R_1,所述电阻R_1连接于所述非反向运算放大器的输入端子;及

电阻R_2,所述电阻R_2介于所述非反向运算放大器的输入端子与输出端子之间。

3.根据权利要求2所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,

还包括与所述放大单元并联连接的相位补偿器。

4.根据权利要求3所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,

所述相位补偿器包括连接于所述非反向运算放大器的输入端子与输出端子之间的电阻R_c和电容器C_c。

5.根据权利要求1所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,

还包括:低通滤波器,所述低通滤波器一端与所述感测绕组连接,另一端连接于所述放大单元。

6.根据权利要求5所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,

所述低通滤波器包括连接于所述感测绕组与所述放大单元之间的电阻R_f和连接于放大单元与接地之间的电容器C_f。

7.根据权利要求5所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,

从所述放大单元输入端子朝向所述低通滤波器的阻抗$Z_{in,AEF}$被设定为高于所述感测绕组的寄生RC分量阻抗$Z_{sen,para}$。

8.根据权利要求1所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在于,

还包括:旁路支路,所述旁路支路配置于所述Y电容与所述变压器之间。

9.根据权利要求8所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,其特征在

于，

所述旁路支路包括：连接于所述Y电容与所述变压器之间的电阻R_{d1}、串联连接于所述电阻R_{d1}与接地之间的电容器C_d和电阻R_{d2}。

10.根据权利要求8所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器，其特征在于，

还包括：低通滤波器，所述低通滤波器一端与所述感测绕组连接，另一端连接于所述放大单元；

其中，所述低通滤波器的截止频率$1/2\pi R_f C_f$大于由所述变压器的电感与所述旁路支路的电容确定的最大工作频率$f_{op,max}$，且小于频率$1/2\pi\sqrt{(1-k_{sen}^2)N_{sen}^2 L_{cm} C_{sen}}$，其中，$k_{sen}$是所述感测绕组的耦合系数，$N_{sen}$是所述感测绕组的匝数，$L_{cm}$是所述共模扼流圈的电感，$C_{sen}$是所述感测绕组的寄生电路的电容。

11.根据权利要求1所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器，其特征在于，

所述变压器包括：与所述放大单元的输出端子连接的初级绕组、及与所述Y电容的另一端连接的次级绕组。

12.根据权利要求10所述的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器，其特征在于，

所述Y电容的有效电容至少由所述感测绕组的匝数N_{sen}、所述变压器的初级绕组和初级绕组的绕组比N_{inj}、以及所述放大单元的增益确定。

一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器

[0001] 本申请是优先权日为2018年5月2日、申请号为201980029888.2、发明创名称为“一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器”的发明专利的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明涉及一种EMI滤波器,更具体地说,涉及一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器。

背景技术

[0003] 在大多数家庭/工业电气系统中,安装了EMI滤波器以防止通过电源线电缆发出的传导EMI噪声。

[0004] 为了防止共模传导噪声,通常使用由共模扼流圈和Y电容组成的滤波器。在大功率/大电流的电气系统中,共模扼流圈的自饱和会降低降噪性能,为防止这种情况,必须使用多级滤波器或昂贵的高性能扼流圈才能获得足够的衰减性能,这导致滤波器的尺寸和价格将大大增加。因此,已经尝试使用有源EMI滤波器,该有源EMI滤波器可以克服无源EMI滤波器的局限并且有效地提高性能,并且优选没有由于有源EMI滤波器而导致的添加到电源线上的扼流圈。

[0005] 有源EMI滤波器具有反馈电路结构,该电路可通过电容器或变压器感测噪声电压或电流,并将补偿电压或电流施加回变压器或电容器以将其消除。但是,如果有源EMI滤波器通过在电源线上添加变压器来感测并补偿噪声,则由于变压器的自饱和,大功率/大电流电气系统的性能将大大降低。即,在相关技术中,在电源线上没有添加变压器的有源EMI滤波器,通过电容器执行噪声感测和噪声补偿。

[0006] 但是,当有源EMI滤波器将电容器连接到电源线以感测和补偿噪声时,有源电路元件未与电源线隔离,因此对抗电过载(electrical overstress,EOS)的可靠性和稳定性大大降低。换句话说,需要一种结构,所述结构既不会由于有源EMI滤波器在电源线上增加扼流圈,且可使有源电路元件与电源线隔离。

发明内容

[0007] 技术课题

[0008] 本发明要解决的课题是提供一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,所述EMI滤波器即使在电源线上没有附加元件,有源电路元件也与电源线隔离。

[0009] 本发明要解决的另一个问题是提供一种通过使用在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器来减小EMI噪声的方法,所述EMI滤波器即使在电源线上没有附加元件,有源电路元件也与电源线隔离。

[0010] 技术解决方法

[0011] 为了实现所述目的,根据本发明的第1实施例的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器包括:共模扼流圈,所述共模扼流圈的连接到EMI源的两条电源线分别缠绕

成绕组;感测绕组,所述感测绕组通过线圈重绕在所述共模扼流圈上,并感测所述共模扼流圈的噪声电流;放大单元,所述放大单元放大由所述感测绕组感测的噪声电流;变压器,所述变压器接收来自所述放大单元的放大信号并生成补偿信号;及Y电容,所述Y电容连接于所述变压器与所述两条电源线之间;其中,在当所述共模扼流圈的寄生电路的电容为C_{cm}、所述感测绕组的寄生电路的电容为C_{sen}时,所述感测绕组的匝数N_{sen}小于$2C_{cm}/Cs_{en}$的平方根。

[0012] 为了实现所述目的,根据本发明第2实施例的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器包括:共模(CM)扼流圈,配置于供电的电源侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组;Y电容,所述Y电容配置于产生EMI的EMI源的一侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和中性线之间并联连接,并与接地共同连接;变压单元,所述变压单元安装在所述Y电容的前端,初级线圈感测所述Y电容的噪声电压,次级线圈将其进行变压,并与电源线隔离(isolated);放大单元,所述放大单元放大由所述变压单元感测到并经过变压的噪声电压;补偿绕组,所述补偿绕组通过线圈重绕在所述共模扼流圈上,并将由所述放大单元放大的噪声信号注入到所述共模扼流圈中。

[0013] 为了实现所述目的,根据本发明的第3实施例的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器包括:共模(CM)扼流圈,配置于产生EMI的EMI源一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组;Y电容,所述Y电容配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和所述中性线之间并联连接,并与接地共同连接;感测绕组,所述感测绕组通过线圈重绕在所述共模扼流圈上,并感测所述共模扼流圈的噪声电流;放大单元,所述放大单元放大由所述感测绕组感测的噪声电流;以及变压器,所述变压器设置在所述Y电容的前端,初级线圈接收来自所述放大单元的放大信号,次级线圈连接到与所述Y电容相连的接地从而与电源线隔离(isolated),并将通过所述次级线圈变压的信号作为补偿信号注入到所述Y电容。

[0014] 为了实现所述目的,根据本发明的第4实施例的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器包括:共模(CM)扼流圈,配置于产生EMI的EMI源的一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组;Y电容,所述Y电容配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和中性线之间并联连接,并与接地共同连接;变压器,所述变压器设置在所述Y电容的前端,初级线圈感测来自所述Y电容的噪声电压并通过次级线圈对其进行变压,并与电源线隔离(isolated);放大单元,所述放大单元放大由所述变压器变压的噪声电压;补偿绕组,所述补偿绕组通过线圈重绕在所述共模扼流圈上,并将由所述放大单元放大的噪声信号作为补偿信号注入到所述共模扼流圈中。

[0015] 为了实现所述其他目的,通过使用根据本发明的第1实施例的、在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器来减小EMI噪声的方法,该方法作为在无源EMI滤波器上添加有源元件来降低EMI噪声的方法,所述无源EMI滤波器包括共模扼流圈,所述共模扼流圈的连接到EMI源的两条电源线分别缠绕成绕组;感测绕组,所述感测绕组通过线圈重绕在所述共模扼流圈上,并感测所述共模扼流圈的噪声电流;放大单元,所述放大单元放大由所述感测绕组感测的噪声电流;变压器,所述变压器接收来自所述放大单元的放大信号并生成补偿信号;及Y电容,所述Y电容连接于所述变压器与所述两条电源线之间;其中,在当所述共

模扼流圈的寄生电路的电容为C_{cm}、所述感测绕组的寄生电路的电容为C_{sen}时,所述感测绕组的匝数N_{sen}小于$2C_{cm}/Cs_{en}$的平方根,其特征为:该方法包括:通过将线圈重绕在所述共模扼流圈上而形成的感测绕组来感测所述共模扼流圈的噪声电流的步骤;放大所述感应绕组感应到的噪声电流的步骤;及通过次级线圈变压通过安装在所述Y电容前端的变压器的初级线圈接收的所述已放大信号,并将其注入到所述Y电容的步骤,其中,所述变压器的次级线圈连接到与所述Y电容相连的接地,从而与电源线隔离(isolated)。

[0016] 为了实现所述其他目的,通过使用根据本发明的第2实施例的、在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器来减小EMI噪声的方法,该方法作为在无源EMI滤波器上添加有源元件来降低EMI噪声的方法,所述无源EMI滤波器包括共模(CM)扼流圈,配置于供电的电源侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组;以及Y电容,所述Y电容配置于产生EMI的EMI源的一侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和中性线之间并联连接,并与接地共同连接,其特征为:该方法包括:安装在所述Y电容前端的变压器的初级线圈将所述Y电容用作感测电容器来感测噪声电压,并通过所述变压器的次级线圈变压电压的步骤;放大通过所述次级线圈变压的噪声电压的步骤;并通过补偿绕组将所述放大的噪声信号注入到所述共模扼流圈中的步骤,所述补偿绕组是通过用线圈重绕所述共模扼流圈而形成的,其中所述变压器的次级线圈连接到与所述Y电容相连的接地,从而与电源线隔离(isolated)。

[0017] 为了实现所述其他目的,通过使用根据本发明的第3实施例的、在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器来减小EMI噪声的方法,该方法作为在无源EMI滤波器上添加有源元件来降低EMI噪声的方法,所述无源EMI滤波器包括共模(CM)扼流圈,配置于产生EMI的EMI源的一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组;以及Y电容,所述Y电容配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和中性线之间并联连接,并与接地共同连接,其特征为:该方法包括:通过用线圈重绕所述共模扼流圈而形成的感测绕组来感测所述共模扼流圈的噪声电流的步骤;放大所述感测绕组感测到的噪声电流的步骤;及通过次级线圈变压通过安装在所述Y电容前端的变压器的初级线圈输入的所述已放大信号,并将其作为补偿信号注入到所述Y电容的步骤,其中,所述变压器的次级线圈连接到与所述Y电容相连的接地,从而与电源线隔离(isolated)。

[0018] 为了实现所述其他目的,通过使用根据本发明的第4实施例的、在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器来减小EMI噪声的方法,该方法作为在无源EMI滤波器上添加有源元件来降低EMI噪声的方法,所述无源EMI滤波器包括共模(CM)扼流圈,配置于产生EMI的EMI源的一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组;以及Y电容,所述Y电容配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和中性线之间并联连接,并与接地共同连接,其特征为:该方法包括:通过安装在所述Y电容前端的变压器的初级线圈感测所述Y电容的噪声电压,并通过次级线圈变换电压的步骤;放大所述变压后的噪声电压的步骤;及通过补偿绕组将所述放大后的噪声信号作为补偿信号注入到所述共模扼流圈中的步骤,所述补偿绕组是通过用线圈重绕所述共模扼流圈而形成的,其中,所述变压器的次级线圈连接到与所述Y电容相连的接地,从而与电源线隔离(isolated)。

[0019] 发明的效果

[0020] 在大多数家用/工业用电气和电子设备中,必须安装EMI滤波器以防止通过电源线电缆发出的传导EMI噪声,但是根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器以及使用所述滤波器来降低EMI噪声的方法,与仅使用无源滤波器的情况相比,可以以更小的尺寸和更低的成本获得相同的降噪性能。

[0021] 另外,根据本发明,当使用传统的多级无源EMI滤波器来充分降低噪声时,可以通过添加根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器来减少滤波器的级数并可以减小大部分电气电子设备的尺寸和成本。

附图说明

[0022] 图1示出了根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第1实施例的配置的电路图。

[0023] 图2根据本发明的AEF的配置的示例,示出了附加地((add-on))安装到CM L-C EMI滤波器的所提出的变压器隔离AEF的配置。

[0024] 图3示出了根据本发明实施例的AEF的电路模型。

[0025] 图4示出了包括寄生成分的一半(half portion)的等效电路。

[0026] 图5示出了包括感测绕组的影响的在电源线中的CM扼流圈等效电路模型。

[0027] 图6a、6b和6c显示了有源EMI滤波器在每个频域中电流路径以及Y电容的电容效应($C_{Y,eff}(s)$)的变化。

[0028] 图7示出了从Y电容位置沿电源方向观察时的电源线阻抗(Z_{line})曲线。图7A显示了N_{sen}违反公式19时图7B显示了N_{sen}满足公式19时的情况。

[0029] 图8是环路增益的比较,其中图8A显示了在没有阻尼分量R_{d1}、C_d、R_{d2}及相位补偿器R_c、C_c的不稳定情况下的环路增益,图8B显示了这些分量的存在的稳定情况下的环路增益。

[0030] 图9是根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第2实施例的电路图。

[0031] 图10是根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第3实施例的电路图。

[0032] 图11是根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第4实施例的电路图。

[0033] 图12示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第1实施例。

[0034] 图13示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第2实施例。

[0035] 图14示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第3实施例。

[0036] 图15示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程

图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第4实施例。

[0037] 优选具体实施方式

[0038] 本发明涉及一种在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器以及一种使用所述隔离型有源EMI滤波器来降低EMI噪声的方法,其中,所述隔离型有源EMI滤波器包括配置于供电的电源侧共模(CM)扼流圈;Y电容;通过线圈重绕在所述共模扼流圈上,并感测所述共模扼流圈的噪声电流的感测绕组;放大由所述感测绕组感测的噪声电流的放大单元;以及变压器,所述变压器设置在所述Y电容的前端,初级线圈接收来自放大单元的放大信号,次级线圈连接到与Y电容相连的接地从而与电源线隔离(isolated),并将所述次级线圈的信号作为补偿信号注入到Y电容。

具体实施方式

[0039] 在下文中,将参照附图详细描述本发明的优选实施例。由于本说明书中描述的实施例和附图中所示的配置仅是本发明的优选实施例,并不代表本发明的全部技术精神,因此对于本申请,应该理解为可以有替代它们的各种等同形式和变化的实施例。

[0040] 图1示出了根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第1实施例的配置电路图。所述本发明的第1实施例包括由共模(CM)扼流圈110和Y电容120组成的无源EMI滤波器,以及由感测绕组130、放大单元140和变压器150组成的EMI滤波器100。

[0041] 共模(CM)扼流圈110设置在供电的电源侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组。

[0042] Y电容120配置于产生EMI的EMI源的一侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线(L)和中性线(N)之间并联连接,并与接地共同连接。

[0043] 感测绕组130通过线圈重绕在所述共模扼流圈110上,并感测所述共模扼流圈110中流动的噪声电流。当共模扼流圈110的寄生电路的电容为C cm时,感测绕组130的寄生电路的电容为C sen,感测绕组130的匝数(N sen)优选小于2C cm/C sen的平方根。

[0044] 放大单元140放大由感测绕组130感测的噪声电流。

[0045] 变压器150设置在Y电容120的前端,初级线圈接收来自放大单元的放大信号,次级线圈连接到与Y电容120相连的接地从而与电源线隔离(isolated),并将所述次级线圈的信号作为补偿信号注入到Y电容120。

[0046] 图2根据本发明的AEF的配置的示例,示出了附加地((add-on))安装到CM L-C EMI滤波器的所提出的变压器隔离AEF的配置。图3示出了根据本发明实施例的AEF的电路模型。

[0047] 根据本发明,在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器可以进一步包括低通滤波器(Low pass filter),以防止由于高频范围内的绕组谐振而引起的稳定性问题(参照图3)。低通滤波器包括一个电阻(R_f)和一个电容器(C_f)。

[0048] 电阻(R_f)的一端连接到所述感测绕组,另一端连接到所述放大单元的+输入端子。所述电容器(C_f)的一端连接到所述电阻(R_f)的另一端和所述放大单元的+输入端子,另一端连接到接地,并位于所述放大单元的输入端。

[0049] 另外,优选地,在感兴趣的频率范围内,从放大单元140的输入端子朝向所述低通滤波器的阻抗($Z_{in,AEF}$)被设置为高于感测绕组130的寄生RC分量阻抗($Z_{sen,para}$)。

[0050] 优选地,所述低通滤波器的截止频率(1/2ΠR$_f$C$_f$)大于最大工作频率(f$_{op,max}$),并且小于频率1/2π√(1-k$_{sen}^2$)N$_{sen}^2$L$_{cm}$C$_{sen}$(k$_{sen}$是感测绕组130的耦合系数;N$_{sen}$是感测绕组130的匝数;L$_{cm}$是共模扼流圈110的电感;C$_{sen}$是感测绕组130的寄生电路的电容)。

[0051] 另外,根据本发明的在电源线中无附加元件的隔离型有源EMI滤波器还可以包括一个旁路支路,具有作为旁路和阻尼电路的稳定性,以避免所述变压器中的谐振,并且缓解由于EMI源阻抗和所述Y电容之间的谐振而导致的性能下降。(参照图3)。所述旁路支路(Bypass branch)可以包括一个第1电阻(R$_{d1}$)、电容器(C$_d$)及第2电阻(R$_{d2}$)。

[0052] 第1电阻R$_{d1}$的一端连接到所述Y电容,另一端连接到所述变压器的次级线圈,电容器C$_d$的一端连接到所述电阻的一端。第2电阻R$_{d2}$的一端与所述电容器的另一端串联,另一端连接到接地。

[0053] 另外,根据本发明的在电源线中在无附加元件的隔离型有源EMI滤波器可以进一步包括相位补偿器,用于在低频范围内保持稳定(参照图3)。

[0054] 相位补偿器包括并联的电阻(Rc)和电容器(Cc),并且所述并联的电阻(Rc)和电容器(Cc)的一端连接到放大单元的(-)输入端子,并且所述并联的电阻(Rc)和电容器(Cc)的另一端与所述放大单元的输出端子并联连接。

[0055] 本发明提出了一种完全(fully)变压器隔离AEF的新结构。参照图2,根据本发明的一个实施例的AEF被附加地安装(add-on)到由CM扼流圈和Y电容组成的现有CM L-C EMI滤波器。根据本发明的一个实施例的AEF结构类似于传统的CSCC AEF拓扑,但是在放大单元的输出和补偿Y电容之间添加了注入(injection)变压器。由于注入变压器未安装在主电源线上,因此只有少量补偿信号电流流经变压器。注入变压器可以实现为小尺寸,因为它的电流很小,而与应用的工作电流无关,从而降低了磁饱和和热问题的风险。另外,AEF的感测部分不需要额外的变压器,而是在现有的商用CM扼流圈上另外缠绕了细小的噪声感测线。已经尝试将感测绕组(sensing winding)直接添加到商用CM扼流圈上,但是尚未研究感测绕组的不利影响和最大允许匝数(turn)。总之,根据本发明的一个实施例的AEF的主要新特征在于,主电源线是完全变压器隔离(fully transformer-isolated)的,而无需使用单独的组件,并且可以采用特定的紧凑尺寸设计(compact sized design)。由于这些特性,与其他变压器隔离的CSVC AEF相比,根据本发明的AEF具有更小的尺寸和更好的性能。

[0056] 本发明为根据本发明的一个实施例的AEF的完整设计提供了许多有用的明确设计指南。如下所述,对变压器隔离AEF进行分析以评估噪声衰减性能,在此基础上,为AEF的性能和稳定性提供了适当的设计指南,并通过矢量网络分析仪(Vector Network Analyzer,VNA)测量和验证了AEF的滤波器插入损耗和环路增益。在实际产品SMPS板上也可以看到通过AEF降低CM CE噪声。另外,测量对地的泄漏电流,以确认AEF使用的安全性。

[0057] 下面将分析根据本发明的一个实施例的AEF。在图3中,CY表示Y电容的电容。CM扼流圈以Lcm和Mcm为模型,表示电源线上绕组的自感和互感。

[0058] AEF主要由缠绕在CM扼流圈上的感测绕组(sensing winding)、放大单元和注入变压器组成。将电源线上的绕组与感测绕组的绕组比设为1:N$_{sen}$,感测绕组的自感约为N$_{sen}^2$L$_{cm}$。M$_{sen}$表示电源线的绕组与AEF输入的感测绕组之间的互感。类似地,M$_{inj}$代表注入变压器的互感,并且初级绕组和次级绕组的比率设置为1:N$_{inj}$。每侧的自感分别为L$_{inj}$和N$_{inj}^2$L$_{inj}$。M$_{cm}$、M$_{sen}$及M$_{inj}$分别以k$_{cm}$L$_{cm}$、k$_{sen}$N$_{sen}$L$_{cm}$及k$_{inj}$N$_{inj}$L$_{inj}$计算。在这里,k$_{cm}$、k$_{sen}$及k$_{inj}$代表

每个耦合系数。在实际设计中,k_{cm}、k_{sen}及k_{inj}的值通常在0.99到1的范围内。放大单元配置为具有电阻R_1和R_2的非反向运算放大器。

[0059] 考虑到AEF的反馈稳定性,需要几个附加组件,例如低通滤波器、旁路支路和相位补偿器,如图3所示。R_f和C_f在运算放大器中构成一个低通滤波器,以防止由于感测绕组在高频范围内的谐振而引起的稳定性问题。R_{d1}、C_d和R_{d2}为了旁路支路和阻尼电路的稳定性工作,以避免注入变压器中产生谐振,从而进一步缓解由于噪声源阻抗和Y电容之间的谐振引起的性能下降。R_c和C_c是相位补偿器,可确保低频范围内的稳定性。

[0060] 即使将AEF的接地基准电压设置为与接地不同,AEF也会相对于AC零电位对称,并且可以通过对电路进行分压来进行分析。图4示出了包括寄生成分的一半(halfportion)的等效电路。参照图4,为了更准确地显示,还对CM扼流圈、感测绕组和注入变压器的寄生电路参数进行了建模,分别包含R_{cm}、C_{cm}、R_{sen}、C_{sen}、R_{inj1}、C_{inj1}、R_{inj2}及C_{inj2}。被测设备(Equipment under Test,EUT)的CM噪声源分别建模为戴维南等效电路V_n和Z_n,以表示CM噪声源的电压和阻抗。Z_{LISN}表示线路阻抗稳定网络(LISN)的阻抗。Z_{line}、Z_{line}、$_{AEF}$和Z_Y、$_{eff}$分别表示在每个方向上相对ac零电位的阻抗。

[0061] 根据CM扼流圈的有效电感和Y电容分支的有效电容的表达式,分析了AEF的工作原理并解释CM扼流圈的有效电感。

[0062] 使用基尔霍夫(Kirchhoff)定律,从CM扼流圈前端朝向电源线的阻抗如下。

[0063] [公式1]

[0064] $$Z_{line}=(sL_{cm,eff})\| R_{cm}\| \frac{1}{sC_{cm}}+Z_{LISN}$$

[0065] 其中,

[0066] [公式2]

[0067] $$L_{cm,eff}(s)=(1+k_{cm}-X(s))L_{cm}$$

[0068] $$X(s)=\frac{2M_{sen}I_{sen}}{L_{cm}I_{cm}}=\frac{2sk_{sen}^2N_{sen}^2I_{cm}}{sN_{sen}^2L_{cm}+Z_{in,AEF}\| Z_{sen,para}}$$

[0069] [公式4]

[0070] $$Z_{sen,para}=R_{sen}\| \frac{1}{sC_{sen}}$$

[0071] [公式5]

[0072] $$Z_{in,AEF}\approx R_f+\frac{1}{sC_f}$$

[0073] $L_{cm,eff}$表示CM扼流圈的有效电感,其中出现了电感抵消项X(s)。X(s)定义为$(2M_{sen}I_{sen})/(L_{cm}I_{cm})$,其中$I_{cm}$和$I_{sen}$分别表示图4中通过电感支路(branch)$(L_{cm}+M_{cm})$和$2N_{sen}{}^2L_{cm}$的电流。$Z_{sen,para}$表示感测绕组的寄生RC分量阻抗。$Z_{in,AEF}$表示从放大单元的输入端朝向低通滤波器的阻抗。假定运算放大器的输入阻抗大于目标频率范围,在公式5中将其忽略。

[0074] 图5示出了包括感测绕组的影响的在电源线中的CM扼流圈等效电路模型。图5总结了感测绕组对CM扼流圈电感的影响。参照图5,右边的方框示出了考虑由$2M_{sen}$诱导的电压的电源线中的CM扼流圈等效电路模型。诱导电压$2sM_{sen}I_{sen}$的极性与$s(L_{cm}+M_{cm})I_{cm}$的电压降的

极性相反。如果将X(s)定义为$(2M_{sen}I_{sen})/(L_{cm}I_{cm})$,则扼流电感的总电压可以简化为$s(1+k_{cm}-X(s))L_{cm}I_{cm}$。因此,如公式2所示,CM扼流圈的有效电感$L_{cm,eff}$表示为$(1+k_{cm}-X(s))L_{cm}$。

[0075] 如果没有感测绕组,则$k_{sen}=X(s)=0$,因此$L_{cm,eff}$可以简单地表示为$(1+k_{cm})L_{cm}$。但是,当公式3中的$sN_{sen}^2L_{cm}$远高于$(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})$时,$k_{cm}$和$k_{sen}$非常接近1,因此$X(s)\approx 2k_{sen}^2$,$L_{cm,eff}\approx L_{cm}(1+k_{cm}-2k_{sen}^2)$。这意味着,流经感测绕组的电流可以对扼流电感产生决定性的影响。因此,为了保持扼流电感,必须限制感测绕组的匝数N_{sen}。

[0076] 接下来,将说明Y电容的有效电容。朝向Y电容分支$Z_{Y,eff}$的阻抗可以用公式6至公式11表示。

[0077] [公式6]

[0078] $$Z_{Y,eff}(s)=\frac{1}{sC_Y}\cdot\frac{1+\beta(s)}{1+\alpha(s)}$$

[0079] 其中,

[0080] [公式7]

[0081] $$\alpha(s)=sk_{inj}N_{inj}L_{inj}G_1(s)G_{amp}(s)\cdot\frac{(R_{d2}+\frac{1}{sC_d})(R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}})(R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})}{\{R_{d1}+R_{d2}+\frac{1}{sC_d}+R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}}\}(R_o+\frac{1}{sC_o}+R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}})A(s)}$$

[0082] [公式8]

[0083] $$\beta(s)=sC_Y(R_{d1}+R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})\|(R_{d2}+\frac{1}{sC_d})$$
$$\times[1-\frac{(R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})^2}{(R_{d1}+R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})A(s)}\cdot\frac{R_{d2}+\frac{1}{sC_d}}{R_{d1}+R_{d2}+\frac{1}{sC_d}+R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}}}\{\frac{(R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}})^2}{R_o+\frac{1}{sC_o}+R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}}}-R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}}-sL_{inj}\}]$$

[0084] [公式9]

[0085] $$G_1(s)=\frac{V_{in,amp}}{V_{in}}=-\frac{2sk_{sen}N_{sen}L_{cm}Z_{senpara}}{sN_{sen}^2L_{cm}+Z_{senpara}\|Z_{in,AEF}}\cdot\frac{\frac{1}{sC_f}}{R_f+\frac{1}{sC_f}+Z_{senpara}}\cdot\frac{R_{cm}\|\frac{1}{sC_{cm}}-Z_{line}-Z_{LISN}}{(R_{cm}\|\frac{1}{sC_{cm}})Z_{line}}$$

[0086] [公式10]

[0087] $$G_{amp}(s)=\frac{V_{out,amp}}{V_{in,amp}}=1+\frac{R_2+R_c\|\frac{1}{sC_c}}{R_1}$$

[0088] [公式11]

[0089] $$A(s)=\{\frac{(R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}})^2}{R_o+\frac{1}{sC_o}+R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}}}-R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}}-sL_{inj}\}\{sN_{inj}^2L_{inj}+(R_{d1}+R_{d2}+\frac{1}{sC_d})\|R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}}\}+(sk_{inj}N_{inj}L_{inj})^2$$

[0090] 此处,α(s)和β(s)在物理上可以分别理解为提升因子(boosting factor)和旁路因子,如后面所述。$G_1(S)$是从V_{in}到$V_{in,amp}$的电压增益,$G_{amp}(s)$是从$V_{in,amp}$到$V_{out,amp}$的放大单元的增益。假设运算放大器的频率带宽足够高于目标频率范围。公式6中的$Z_{Y,eff}$的表达可以理解为有效电容$C_{Y,eff}(S)$的阻抗,其定义如公式12所示。

[0091] [公式12]

[0092] $$C_{Y,eff}(s)=C_Y\frac{1+\alpha(s)}{1+\beta(s)}$$

[0093] 图6a,6b和6c示出了随着频率变化的$C_{Y,eff}(s)$的变化,图6a示出了在频率范围内的AEF操作,图6b示出了α(s)及β(s)的图表(plot),图6c显示了$Z_{Y,eff}$的阻抗曲线。

[0094] 在图6a,6b和6c中总结了根据频率变化的$C_{Y,eff}(s)$的变化。在图6a中示出了Y电容分支上AEF的影响和电流路径的变化。虚线框显示AEF对$C_{Y,eff}$的影响。$f_{op,min}$和$f_{op,max}$是分别可以通过AEF的电路参数设计的AEF的最小和最大目标工作频率。

[0095] 例如,根据图6b中的频率绘制了恰当设计的AEF的α(s)和β(s)的大小。在图6c中还绘制了Y电容分支的阻抗$Z_{Y,eff}$。在足够低于$f_{op,min}$的频率下,α(s)和β(s)都远小于1,而公式6中的$Z_{Y,eff}$则简单地近似为1/sCY。这意味着,与CY的阻抗相比,旁路电路和注入变压器可以忽略不计,并且通过AEF补偿的噪声电压非常小。在从$f_{op,min}$到$f_{op,max}$的AEF工作频率范围内,α(s)大于1,但β(s)仍远小于1。即,AEF将补偿电压提供给Y电容分支,如图6a中的$-\alpha V_{in}$所示,而旁路电路仍然可以忽略不计。

[0096] α(s)的大小在工作频率范围内主要保持在感测绕组、放大单元和注入变压器的电压增益的乘积即$N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1)$的范围。因此,流过Y电容分支的CM电流根据$(1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))$放大,如图6c所示,实效电容增加到$(1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))C_Y$。随着频率增加到接近$f_{op,max}$,α(s)开始减小,这表明来自AEF的补偿电压减小了。同时,β(s)与1相似,这意味着旁路支路的阻抗$(R_{d2}+1/sC_d)$低于注入变压器路径的阻抗。因此,CM噪声电流主要流过旁路支路,$Z_{Y,eff}$的阻抗近似为$(1/sC_Y+2(R_{d2}+1/sC_d))$。

[0097] 图6c显示在$f_{op,max}$之后的频率范围内,因为C_d和R_{d2}被添加到电流路径,所以$Z_{Y,eff}$的大小相对于$1/sC_Y$的大小增大更多。但是,阻尼电阻R_{d2}在减轻Y电容和CM噪声源阻抗之间的谐振方面起着重要作用。因为整个CM滤波器的性能通常会因谐振而大大降低,因此应避免谐振。

[0098] 接下来,将描述整个滤波器的插入损耗。通常将滤波器的噪声衰减性能量化为插入损耗(IL),该损耗定义为没有滤波器的状态下LISN接收到的噪声电压与装有滤波器的LISN的噪声电压之比。在图4中,如公式13所示导出整个EMI滤波器的IL。

[0099] [公式13]

[0100] $$IL=\frac{Z_{line}\parallel Z_{Y,eff}+2Z_n}{Z_{line}\parallel Z_{Y,eff}}\frac{Z_{line}}{2Z_n+Z_{LISN}}$$

[0101] 随着频率的增加,公式13的插入损耗IL主要在$Z_{Y,eff}$变得小于Z_{line}的频率点开始增加。滤波器操作的低频边界可以近似为$1/2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{Y,eff}}$。如图6c所示,所提出的AEF大大降低了目标频率范围内的$Z_{Y,eff}$,这增加了整个滤波器的IL。此外,AEF允许整个滤波器以更低的频率开始工作。

[0102] 另一方面,将描述本发明提供的AEF的设计指南。考虑性能和稳定性,为AEF制定实际的设计指南。首先,将描述感测绕组和输入低通滤波器的设计。

[0103] 感应绕组直接缠绕在CM扼流圈上,因此无需添加额外的感应变压器。就尺寸和成本而言,优选不使用单独的感测变压器。但是,如上所述,可以通过额外的感测绕组来减小CM扼流电感$L_{cm,eff}$和电源线阻抗Z_{line}。即使根据本发明的AEF很好地提高了Y电容$C_{Y,eff}$,减小

的电源线阻抗Z_{line}也会使整个CMEMI滤波器的噪声衰减性能恶化。因此,为了防止Z_{line}减小,需要适当的感测绕组的设计指南。

[0104] Z_{line}在CM扼流圈的第一个自谐振频率$f_{r,cm}$(给定为$1/2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{cm}}$)之后,主要由寄生电容确定。因此,频率$f_{r,cm}$之后的电感抵消项X(s)对$Z_{line}$的大小没有显著影响。此外,仅当$sN_{sen}{}^2L_{cm}$高于$(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})$时,公式3中的X(s)才有意义。因此,如果$sN_{sen}{}^2L_{cm}$开始变得大于$(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})$的频率点高于$f_{r,cm}$,则$Z_{line}$几乎不受感测绕组的影响。这些条件可以通过以下设计程序来满足。首先,在所有感兴趣的频率范围内(例如10kHz至30MHz),$Z_{in,AEF}$被设计为高于$Z_{sen,para}$。即,可以表示为公式14的条件。

[0105] [公式14]

[0106] $$\left(Z_{in,AEF}=R_f+\frac{1}{sC_f}\right)>\left(Z_{sen,para}=R_{sen}\|\frac{1}{sC_{sen}}\right)$$

[0107] 更简单地说,R_f和C_f的选择如公式15和16所示。

[0108] [公式15]

[0109] $$R_f>\frac{1}{sC_{sen}}$$

[0110] [公式16]

[0111] $C_f<C_{ser}$

[0112] 如果充分满足公式14中的不等式条件,则为$(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})\approx Z_{sen,para}$。然后,$sN_{sen}{}^2L_{cm}$开始变得大于$(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})$的频率点近似等于$N_{sen}{}^2L_{cm}$和$C_{sen}$之间的谐振频率,如公式17所示。

[0113] [公式17]

[0114] $$f_{r,sen}=\frac{1}{2\pi N_{sen}\sqrt{L_{cm}C_{sen}}}$$

[0115] 然后,由于$f_{r,sen}$必须高于$f_{r,cm}$,如公式18,

[0116] $$\left(f_{r,sen}=\frac{1}{2\pi N_{sen}\sqrt{L_{cm}C_{sen}}}\right)>\left(f_{r,cm}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{cm}}}\right)$$

[0117] 导出感测绕组匝数的设计指南,如根据公式19所示。

[0118] [公式19]

[0119] $$N_{sen}<\sqrt{\frac{L_{cm,eff}C_{cm}}{L_{cm}C_{sen}}}\approx\sqrt{\frac{2C_{cm}}{C_{sen}}}$$

[0120] 在这里,$L_{cm,eff}$近似为$(1+k_{cm})L_{cm}\approx 2L_{cm}$。可保证维持$Z_{line}$的公式19的设计指南是通过感测绕组的最大允许绕组得出的。公式19中CM扼流圈以及C_{cm},C_{sen}的寄生电容的准确值在设计之前实际上是未知的,但公式19仍可为感测绕组的匝数提供有用的指南。

[0121] 图7显示了从Y电容位置朝向电源方向的电源线阻抗(Z_{line})的曲线。图7A表示当N_{sen}违反公式19时,(b)表示N_{sen}满足公式19时的情况。数值示例如图7所示。通过将C_{cm}和C_{sen}设置为相同的固定值设计AEF,用其以对两个不同的N_{sen}值进行简单分析。在没有AEF的情况和有AEF时的情况下,比较了每个Z_{line}的大小,即比较了$Z_{linew/o,AEF}$和$Z_{linew/,AEF}$。在图7A中,N_{sen}

＝2违反了条件公式19,并且$f_{r,sen}$低于$f_{r,cm}$。相反,图7B中,Nsen＝0.5满足公式19,并且$f_{r,sen}$高于$f_{r,cm}$。结果,在图7A中,与$Z_{line,w/oAEF}$相比,$Z_{linew/,AEF}$显着降低,而在图7B中,$Z_{linew/,AEF}$几乎不变。

[0122] 另外,当使用AEF时,在高频区域中Z_{line}发生另一谐振。如图7A和B所示,通过感测绕组在$1/2\pi\sqrt{(1-k_{sen}^2)N_{sen}^2 L_{cm} C_{sen}}$的频率产生谐振。由于这种谐振会对高频范围内的系统反馈的稳定性产生不利影响,因此在运算放大器的输入端子处需要由R_f和C_f组成的低通滤波器来抑制谐振。对于在工作频率范围内不影响AEF性能的低通滤波器而言,滤波器的截止频率应大于最大工作频率$f_{op,max}$,但应小于公式20的谐振频率。

[0123] [公式20]

[0124] $$f_{op,max} < \frac{1}{2\pi R_f C_f} < \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{sen}^2)N_{sen}^2 L_{cm} C_{sen}}}$$

[0125] 公式15、公式16和公式20可以成为低通滤波器的设计指南。

[0126] 接下来,将描述注入变压器和放大单元的设计。

[0127] 注入变压器和放大单元组件的设计主要决定图6的AEF的主要性能参数$f_{op,min}$,$f_{op,max}$和$C_{y,eff}$。放大单元输出端的电容器C_o用于阻止频率低于目标工作频率范围的有害信号。与L_{inj}串联的C_o构成高频滤波器,其截止频率的导出如公式21所示,以确定AEF的最小工作频率。

[0128] $$f_{op,min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{inj} C_o}}$$

[0129] 在$f_{op,min}$频率下,与L_{inj}串联连接的C_o的阻抗迅速减小,从而增加了运算放大器的输出电流。因此,尽管R_o被添加到在运算放大器输出中以限制谐振频率下的阻抗,但在所有工作频率范围内,它都必须足够小于sL_{inj}。

[0130] 同时,如图6a中所述,AEF的最大工作频率$f_{op,max}$由旁路支路的阻抗低于注入变压器路径的阻抗的频率边界决定。与图7所示感应绕组引起的谐振相似,注入变压器次级绕组中的谐振会引起反馈不稳定,因此旁路支路必须以低于谐振频率的频率开始工作。如公式22所示,次级绕组的谐振发生在高于$f_{op,max}$的频率$1/2\pi\sqrt{(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2 L_{inj} C_{inj2}}$上。

[0131] [公式22]

[0132] $$f_{op,max} < \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2 L_{inj} C_{inj2}}}$$

[0133] 根据注入变压器的电感部分$(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2 L_{inj}$与旁路支路电容$C_d$之间的谐振来确定$f_{op,max}$,如公式23。

[0134] [公式23]

[0135] $$f_{op,max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2 L_{inj} C_d}}$$

[0136] 将公式23代入公式22后,得出C_d和C_{inj}^2之间的关系如下。

[0137] [公式24]

[0138] $C_d > C_{inj2}$

[0139] 为了在高频下保持稳定,需要一些阻尼电阻R_{d1}和R_{d2}。建议使用数十欧姆(ohm)的R_{d2}以减轻Y电容和CM噪声源阻抗在高频范围内的谐振,这将在第IV章中通过实验显示。

[0140] 假设可以忽略除谐振点外的在AEF工作中的电阻R_{d1}和R_{d2}和$R_{inj}{}^2$的影响,公式24的条件,可将公式7到公式11在$f_{op,max}$的频率范围内按照公式25进行估算。

[0141] [公式25]

[0142] $\alpha(s) \approx N_{sen}N_{inj}G_{amp}(s), \beta(s) \approx 0$

[0143] 在公式12中的Y电容、有效电容$C_{Y,eff}(s)$由公式26简化。

[0144] [公式26]

[0145] $C_{Y,eff}(s) \approx (1+N_{sen}N_{inj}G_{amp}(s))C_Y$

[0146] $G_{amp}(s)$的相位补偿元件R_c和C_c应几乎不会影响AEF操作,并且公式26进一步简化为一个不依赖于频率的值,如图6所示。

[0147] [公式27]

[0148] $C_{Y,eff} \approx (1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))C_Y$

[0149] 最后,一些有关AEF的几种有用设计指南可以按以下内容导出。尽管N_{sen}受公式19的限制,但在公式27中,可以通过增加N_{inj}和放大单元的增益$(1+R_2/R_1)$,将$C_{Y,eff}$设计为C_Y的几倍。但是,随着N_{inj}的增加,最大工作频率$f_{op,max}$将根据公式23减小。此外,高放大器增益要求运算放大器具有较大的输出电压摆幅和较大的增益带宽。因此,应考虑运算放大器的成本以及AEF的$f_{op,max}$,选择合适的N_{inj}和$(1+R_2/R_1)$值。

[0150] 此外,公式22的条件意味着可以通过注入变压器的N_{inj},L_{inj}和$C_{inj}{}^2$来调整AEF的$f_{op,max}$。由于寄生电容$C_{inj}{}^2$不是独立的设计参数,因此应将N_{inj}和L_{inj}设计得较小,以实现较高的$f_{op,max}$。但是,较小的N_{inj}使$C_{y,eff}$减小,L_{inj}减小,则公式21中的$f_{op,min}$会增加。因此,我们提出以下设计过程以优化AEF的性能。首先,在给定尺寸的物理封装中,将C_o设计为尽可能大,并且为了目标$f_{op,min}$将L_{inj}降低至公式21的极限。接下来,为了目标$f_{op,max}$将N_{inj}增加到公式22的极限,以获得最大的$C_{Y,eff}$。

[0151] 接下来,将描述稳定性检查。

[0152] AEF本质上是一个具有模拟输入和模拟输出的反馈系统,必须仔细设计和保证其稳定性。如果系统不稳定,即使未应用EUT噪声源,系统也会振荡。反馈稳定性可以通过环路增益的相位和增益裕度来验证。为了从图4的电路模型中得出环路增益,将反馈环路与运算放大器的输出分开,将来自分离节点的测试电压源V_t施加到注入变压器,并且在不施加噪声源电压V_n的状态下,CM扼流圈前端节点的电压V_{in}与测试电压V_t的比值可按照公式28计算。

[0153] [公式28]

[0154] $$G_o(s)=\frac{V_{in}}{V_t}=\frac{sk_{inj}N_{inj}L_{inj}(R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}})(R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})}{(R_o+\frac{1}{sC_o}+R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}})\{sL_{inj}+(R_o+\frac{1}{sC_o})\|R_{inj1}\|\frac{1}{sC_{inj1}}\}}\cdot\frac{R_{d2}+\frac{1}{sC_d}}{(\frac{1}{Z_n}+\frac{1}{Z_{line}})(R_{d1}+R_{d2}+\frac{1}{sC_d}+R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})B(s)}$$

[0155] 其中,

[0156] [公式29]

$$B(s)=\{(\frac{1}{Z_n}+\frac{1}{Z_{line}})^{-1}+Z_{Cy}+2(R_{d2}+\frac{1}{sC_d})\|(R_{d1}+R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})\}$$

[0157] $$\times\{sN_{inj}^{2}L_{inj}+(R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})\|(R_{d1}+R_{d2}+\frac{1}{sC_d})-\frac{(sM_{inj})^2}{sL_{inj}+(R_o+\frac{1}{sC_o})\|(R_{inj3}\|\frac{1}{sC_{inj2}})}\}-\frac{2(R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}})^2(R_{d2}+\frac{1}{sC_d})^2}{(R_{d1}+R_{inj2}\|\frac{1}{sC_{inj2}}+R_{d2}+\frac{1}{sC_d})^2}$$

[0158] $(V_{in,amp}/V_{in})$和$(V_{out,amp}/V_{in,amp})$的电压增益分别在公式9和10中推导为$G_1(s)$和$G_{amp}(s)$。因此,系统的环路增益可以表示为公式30。

[0159] [公式30]

[0160] $$G_{loop}(s)=-\frac{V_{outamp}}{V_t}=-\frac{V_{in}}{V_t}\frac{V_{inamp}}{V_{in}}\frac{V_{outamp}}{V_{inamp}}=-G_1(s)G_2(s)G_{amp}(s)$$

[0161] 使用R_c和C_c的目的是,扼流圈的有效电感$L_{cm,eff}$和Y电容分支的有效电容$C_{Y,eff}$之间的谐振会带来不稳定的风险,因此为了低频范围的稳定性,增加$G_{loop}(s)$的相位裕度。谐振频率$1/2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{Y,eff}}$决定了滤波器工作的低频边界,并且在适当的EMI滤波器设计中应低于CE标准的低频极限。如公式31所示,计算由于R_c和C_c引起的最大相位补偿量。

[0162] [公式31]

[0163] $$\max(|\angle G_{loop,w/comp}(f)-\angle G_{loop,w/o\ comp}(f)|)=\tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{R_c^{\ 2}}{4(R_1+R_2)(R_1+R_2+R_c)}}\right)$$

[0164] 公式31在频率

[0165] $$\frac{1}{2\pi R_c C_c}\sqrt{1+\frac{R_c}{R_1\|R_2}}$$

[0166] 下发生。

[0167] $\angle G_{loop,wlocomp}(S)$表示具有相位补偿器的$G_{loop}(s)$的相位,并且$\angle G_{loop,wlocomp}(S)$表示不具有相位补偿器的$G_{loop}(s)$的相位。通过将最大相位补偿频率设置为$1/2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{Y,eff}}$的谐振频率,可导出$R_c$和$C_c$的其他表达如公式32。

[0168] [公式32]

[0169] $$C_c=\frac{1}{R_c}\sqrt{L_{cm,eff}C_{Y,eff}\left(1+\frac{R_c}{R_1+R_2}\right)}$$

[0170] 公式31和32的表达为R_c和C_c提供了设计指南。

[0171] 由于公式28中的$G_2(s)$根据EUT噪声源阻抗Z_n的不同而变化,因此应注意公式30中的环路增益也相同。在公式30中,可以看出随着Z_n的增大,环路增益的增大,因此增益裕度趋于减小。因此,以Z_n为无穷大(infinite)来设计稳定性通常会在最坏条件下提供稳定性。因此,在本说明书中,在无穷大值的Z_n条件下计算或测量所设计的AEF的环路增益,以确保在任何EUT应用中的稳定性。

[0172] 图8是环路增益的比较,其中图8A显示了在没有阻尼分量R_{d1},C_d和R_{d2}及相位补偿器R_c,C_c的不稳定情况下的环路增益,图8B显示了存在这些分量的稳定情况下的环路增益。

[0173] 例如,可以使用公式30表示具有AEF的滤波器的$G_{loop}(s)$,如图8所示。旁路支路和相位补偿器R_{d1}、C_d、R_{d2}、R_c、C_c未安装在图8A中,但已安装在图8B中。它们对稳定性的影响已被清楚地显示。在图8A中,由于大约在10MHz的突然相移引起的不稳定性是由于注入变压器的

次级绕组引起的,并且在图8B的情况下,由旁路支路解决。在图8A中,在小于100kHz的低频下,$L_{cm,eff}$及$C_{Y,eff}$之间的谐振会引起过度的相移和不稳定的风险。从图8B可以看出,使用相位补偿器R_c和C_c大大增加了增益裕度。

[0174] 接下来,将描述运算放大器的选择和总体设计步骤。非反相放大器中运算放大器的工作高频极限f_{OPamp}必须高于CE标准的高频极限$f_{CE,max}$。

[0175] [公式33]

[0176] $f_{OPmp} > f_{CE,ma}x$

[0177] 此外,运算放大器的电压和电流容量必须足以补偿噪声。为了计算所需的运算放大器容量,分别根据公式34和公式35,根据图4的电路模型计算运算放大器输出端的电压$V_{out,amp}(s)$,电流$I_{out,amp}(s)$。

[0178] [公式34]

[0179] $V_{out,amp}(s) = V_{in}(s)G_1(s)G_{amp}(s)$

[0180] [公式35]

[0181] $$I_{out,amp}(s) = \frac{V_{in}(s)}{2} \frac{G_1(s)G_{amp}(s) + k_{inj}\sqrt{N_{inj}}\left(sL_{inj1} \| R_{inj1} \| \frac{1}{sC_{inj1}}\right) \frac{R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{inj1} \| \frac{1}{sC_{inj1}}}{\left(R_{d2} + \frac{1}{sC_d}\right)\left(R_{inj2} \| \frac{1}{sC_{inj2}}\right)} \left[1 - \frac{\frac{1}{sC_Y} + 2\left\{\left(R_{d2} + \frac{1}{sC_d}\right) \| \left(R_{d1} + R_{inj1} \| \frac{1}{sC_{inj1}}\right)\right\}}{Z_{Y,eff}}\right]}{\frac{1}{sC_o} + R_o + sL_{inj1} \| R_{inj1} \| \frac{1}{sC_{inj1}}}$$

[0182] 其中,

[0183] [公式36]

[0184] $$V_{in}(s) = \frac{(Z_{line} + Z_{LISN}) \| Z_{Y,eff}}{2Z_n + (Z_{line} + Z_{LISN}) \| Z_{Y,eff}} V_n(s)$$

[0185] 由于$V_{in}(s)$不仅由包括AEF在内的滤波器阻抗确定,还由Z_n及$V_n(s)$确定,因此需要噪声源模型信息来用于估计$V_{out,amp}(s)$及$I_{out,amp}(s)$。可以通过已经开发的各种测量方法来导出运行中的SMPS、Z_n及$V_n(s)$的噪声源模型。导出Z_n及$V_n(s)$后,运算放大器输出电压$v_{out,amp}(t)$和输出电流$i_{out,amp}(t)$的时域波形可以通过在公式34至公式36中给出的$V_{out,amp}(s)$及$I_{out,amp.}$的光谱计算。因此,运算放大器输出的电压容量$v_{OPamp,max}$及电流容量$i_{OPamp,max}$,应足以分别提供计算出的$v_{out,amp}(t)$及$i_{out,amp}(t)$。

[0186] [公式37]

[0187] $v_{OPamp,max} > \max(|v_{out,amp}(t)|)$

[0188] [公式38]

[0189] $i_{OPamp,max} > \max(|2i_{out,amp}(t)|)$

[0190] 由于在半电路(half-circuit)模型中定义了$I_{out,amp}(s)$,因此流经运算放大器的实际电流是计算出的电流的两倍,如公式38所示。

[0191] 如公式35所示,在影响$I_{out,amp}(s)$的各种设计要素中,增加N_{inj}会大大增加AEF的工作频率范围内的$I_{out,amp}(s)$。由N_{inj}引起的注入变压器的电压增益,与如上所述增加输出电流相反,可以降低运算放大器的输出电压。注入变压器不仅将AEF接地与SMPS接地隔离,而且还为增益和运算放大器电路提供了额外的设计灵活性。

[0192] 将描述根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的其他实施例,图9是根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第2实施例的电

路图。根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第2实施例包括共模(CM)扼流圈1710、Y电容1720、变压单元1750、放大单元1740和补偿绕组1730。

[0193] 参照图9,共模(CM)扼流圈1710设置在电源侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组。

[0194] Y电容1720配置于在产生EMI的EMI源的一侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和中性线之间并联连接,并与接地共同连接。

[0195] 变压单元1750安装在Y电容1720的前端,初级线圈感测Y电容的噪声电压,次级线圈将其进行变压,并与电源线隔离(isolated)。

[0196] 放大单元1740放大由变压单元1750感测并变压的噪声电压。

[0197] 补偿绕组1730通过线圈重绕在共模扼流圈1710上,并且将由所述放大单元放大的噪声信号注入到共模扼流圈1710中。

[0198] 图10是根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第3实施例的电路图,包括共模(CM)扼流圈1810、Y电容1820、感测绕组1830、放大单元1840和变压单元1850。

[0199] 参照图10,共模扼流圈1810配置于产生EMI的EMI源的一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line,L)和中性线(Neutral line,N)分别缠绕有绕组。

[0200] Y电容1820配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线(L)和所述中性线(N)之间并联连接,并与接地共同连接。

[0201] 感测绕组1830通过线圈重绕在共模扼流圈1810上,并且感测共模扼流圈1810的噪声电流。

[0202] 放大单元1840放大由感测绕组1830感测的噪声电流。

[0203] 变压单元1850设置在Y电容1820的前端,初级线圈接收来自放大单元1840的放大信号,次级线圈连接到与Y电容1820相连的接地从而与电源线隔离(isolated),并将通过所述次级线圈变压的信号作为补偿信号注入到Y电容1820。

[0204] 图11是根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第4实施例的电路图,包括共模(CM)扼流圈1910、Y电容1920、变压单元1930、放大单元1940和补偿绕组1950组成。

[0205] 参照图11,共模扼流圈1910配置于产生EMI的EMI源的一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组。

[0206] Y电容1920配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线和中性线之间并联连接,并与接地共同连接。

[0207] 变压器1930设置在Y电容1920的前端,初级线圈感测来自Y电容1920的噪声电压并通过次级线圈对其进行变压,并与电源线隔离(isolated)。

[0208] 放大单元1940放大由变压器1930变压的噪声电压。

[0209] 补偿绕组1950通过线圈重绕在共模扼流圈1910上,并且将由放大单元1940放大的噪声信号作为补偿信号注入到共模扼流圈1910中。

[0210] 图12示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第1实施例。

[0211] 参照图1和图12,首先,准备无源EMI滤波器,在所述无源EMI滤波器中,共模扼流圈110设置在电源侧,Y电容120设置在EMI源侧(步骤S2010),即,共模(CM)扼流圈110设置在供电的电源侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组。Y电容120配置于产生EMI的EMI源的一侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线(L)和中性线(N)之间并联连接,并与接地共同连接。

[0212] 通过用线圈重绕共模扼流圈110形成的感测绕组130感测共模扼流圈110的EMI噪声电流(步骤S2020),放大单元140放大由感测绕组130感测的噪声电流(步骤S2030)。

[0213] 由放大单元140放大的信号通过安装在Y电容120前端的变压器150的初级线圈接收(步骤S2040),然后通过变压器150的次级线圈进行变压,并将其注入Y电容120(步骤S2050)。这里,变压器150的次级线圈连接到与Y电容120相连的接地,并且与电源线隔离(isolated)。

[0214] 图13示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第2实施例。参照图9和图13,首先,准备无源EMI滤波器,在所述无源EMI滤波器中,共模扼流圈1710设置在电源侧,Y电容1720设置在EMI源侧(步骤S2110)。更具体来说,共模扼流圈1710配置于供电的电源侧,并且连接到EMI源的火线(Live line)和中性线(Neutral line)分别缠绕有绕组。Y电容1720配置于产生EMI的EMI源一侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线(L)和中性线(N)之间并联连接,并与接地共同连接。

[0215] 安装在所述Y电容1720前端的变压器1750的初级线圈将Y电容1720用作感测电容器来感测噪声电压(步骤S2120))。使用变压器1750的次级线圈变压感测到的噪声电压(S2130步骤)。此处,变压器1750的次级线圈连接到与所述Y电容1720相连的接地,从而与电源线隔离(isolated)。

[0216] 放大单元1740放大从变压器1750的次级线圈变压的电压(步骤S2140)。通过用线圈重绕所述共模扼流圈而形成的补偿绕组1730,将所述放大的噪声信号注入到所述共模扼流圈中(步骤S2150)。

[0217] 图14示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第3实施例。

[0218] 参照图10和图14,首先,准备无源EMI滤波器,在所述无源EMI滤波器中,共模扼流圈1810设置在EMI源侧,Y电容1820设置在电源侧(步骤S2210)。具体来说,共模(CM)扼流圈1810配置于产生EMI的EMI源的一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line,L)和中性线(Neutral line,N)分别缠绕有绕组。Y电容1820配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线(L)和中性线(N)之间并联连接,并与接地共同连接。

[0219] 通过用线圈重绕所述共模扼流圈1810而形成的感测绕组1830来感测所述共模扼流圈1810的噪声电流(步骤S2220),放大单元1840放大从感测绕组1830感测到的噪声电流(S2230步骤)。

[0220] 由放大单元1840放大的信号被输入到安装在Y电容1820的前端的变压器1850的初级线圈(步骤S2240),然后,输入至所述初级线圈的信号通过变压器1850的次级线圈进行变压,并作为补偿信号注入到Y电容1820中(步骤S2250)。此处,变压器1850的次级线圈连接到

与Y电容1820相连的接地,从而与电源线隔离(isolated)。

[0221] 图15示出了通过在无源EMI滤波器中添加有源元件来降低EMI噪声的方法的流程图,该方法对应于根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器的第4实施例。参照图11和图15,准备无源EMI滤波器,在所述无源EMI滤波器中,共模扼流圈1910设置在EMI源侧,Y电容1920设置在电源侧(步骤S2310)

[0222] 更具体地,共模扼流圈1910配置于产生EMI的EMI源的一侧,并且连接到EMI源的火线(Live line,L)和中性线(Neutral line,N)分别缠绕有绕组。Y电容(1920)配置于供电的电源侧,由两个串联的电容器组成,所述两个电容器在所述火线(L)和中性线(N)之间并联连接,并与接地共同连接。

[0223] 安装在Y电容1920前端的变压器1930的初级线圈感测Y电容1920的噪声电压(步骤S2320)。由所述初级线圈感测到的噪声电压通过变压器1930的次级线圈变压(步骤2330),此处,变压器1930的次级线圈连接到与Y电容1920相连的接地,从而与电源线隔离(isolated)。

[0224] 放大单元1940放大从所述次级线圈变压的噪声电压(步骤2340)。补偿绕组1950将所述放大后的噪声信号作为补偿信号注入到所述共模扼流圈1910中,所述补偿绕组是通过用线圈重绕所述共模扼流圈1910而形成的(步骤2350)。

[0225] 在上文中,根据本发明的在电源线上无附加元件的隔离型有源EMI滤波器,是在由共模扼流圈和Y电容组成的现有无源EMI滤波器上另外安装的形式的有缘滤波器。本发明提出一种扼流元件,所述扼流元件通过将噪声感测或补偿线重绕在无源EMI滤波器中存在的共模扼流圈上而被添加到电源线上。无源EMI滤波器中存在的Y电容用作补偿或感测电容器,并且在补偿或感测电容器前端安装一个小型变压器,以将有源电路与电源线隔离,具有无需添加元件至电源线并将有源电路与电源线隔离的优点。

[0226] 根据本发明的隔离型有源EMI滤波器使感测和补偿线以最佳匝数(turn)回绕,从而不会降低无源EMI滤波器本身的噪声衰减性能。调整变压器匝数(turn)比(ratio),以通过Y电容和前端的小变压器优化噪声感测和补偿性能,并优化有源滤波器放大单元的增益。可以添加各种稳定性补偿电路以确保用于噪声感测和补偿的整个反馈电路结构的反馈稳定性。本发明的有源EMI滤波器是用于感测噪声并注入补偿信号的反馈电路结构。

[0227] 根据本发明的实施例,当仅使用无源滤波器时,低频带传导噪声减小了11dB,但是当另外安装本发明的有源EMI滤波器(AEF,active EMI filter)时,减小了26dB。在仅使用无源滤波器的情况下,必须使用昂贵的共模扼流圈,或者必须增加滤波器的总级数以充分衰减低频带中的噪声。

[0228] 已经参考附图中所示的实施例描述了本发明,但是这些仅仅是示例性的,并且本领域普通技术人员将理解,由此可以进行各种修改和其他等效实施例。因此,本发明的真实技术保护范围应由所附的注册权利要求的技术思想确定。

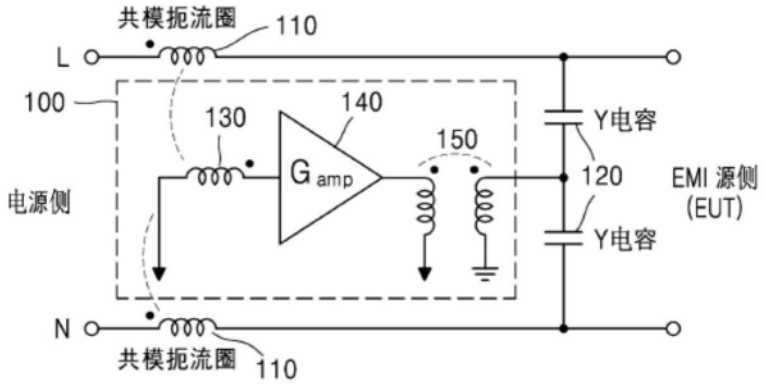

共模扼流圈
110
L
100
130
140
150
Y电容
120
EMI 源侧
(EUT)
电源侧
Y电容
N
共模扼流圈
110

图1

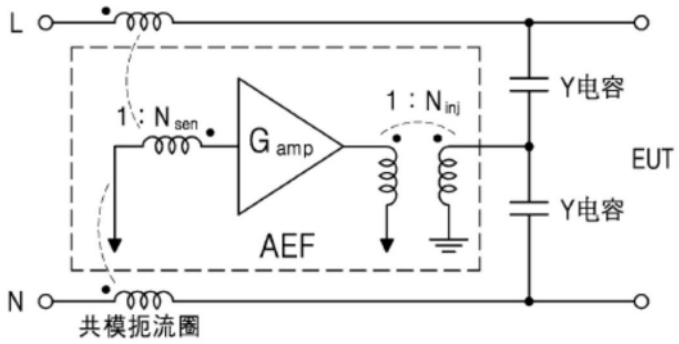

L
Y电容
1 : N sen
G amp
1 : N inj
EUT
Y电容
AEF
N
共模扼流圈

图2

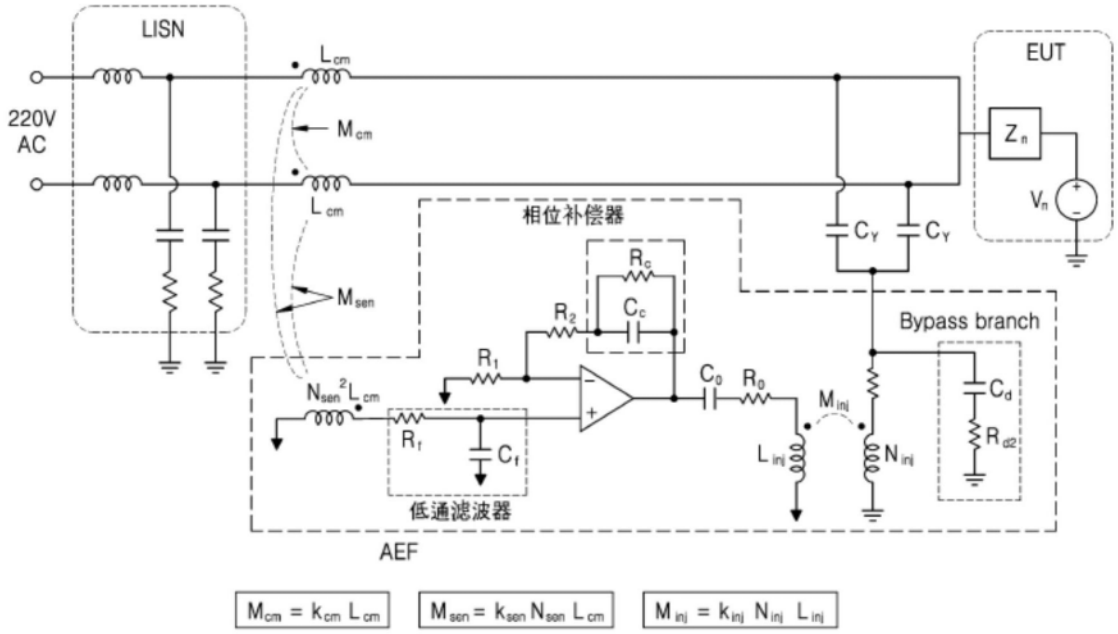

LISN
220V
AC
L cm
M cm
L cm
M sen
N sen 2 L cm
相位补偿器
R c
C c
R 2
R 1
R f
C f
低通滤波器
AEF
C 0
R 0
M inj
L inj
N inj
Bypass branch
C d
R d2
EUT
Z n
V n
C Y
C Y
M cm = k cm L cm
M sen = k sen N sen L cm
M inj = k inj N inj L inj

图3

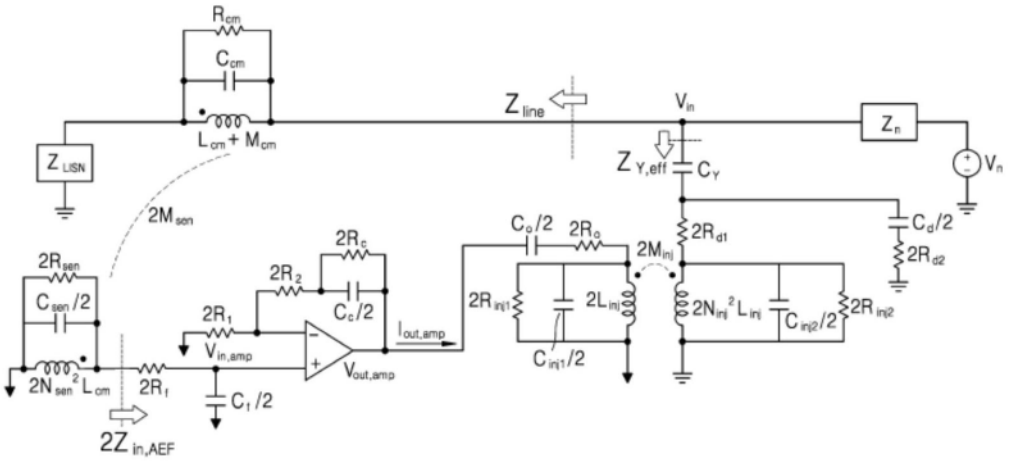

R_cm
C_cm
L_cm + M_cm
Z_line
V_in
Z_n
V_n
Z_LISN
Z_Y,eff
C_Y
2M_son
2R_sen
C_sen/2
2N_sen²L_cm
2R_f
2Z_in,AEF
2R_1
2R_2
2R_c
C_c/2
V_in,amp
V_out,amp
C_f/2
I_out,amp
C_o/2
2R_o
2M_inj
2R_d1
C_d/2
2R_d2
2R_inj1
2L_inj
C_inj1/2
2N_inj²L_inj
C_inj2/2
2R_inj2

图4

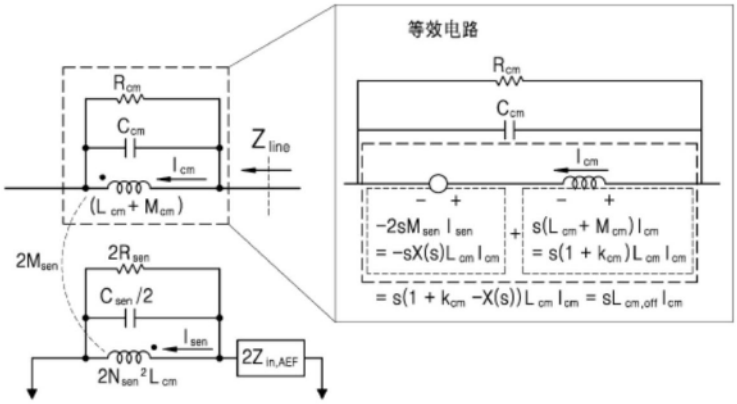

等效电路
R_cm
C_cm
I_cm
Z_line
(L_cm + M_cm)
2M_sen
2R_sen
C_sen/2
I_sen
2N_sen²L_cm
2Z_in,AEF
-2sM_sen I_sen
= -sX(s)L_cm I_cm
+
s(L_cm + M_cm) I_cm
= s(1 + k_cm)L_cm I_cm
= s(1 + k_cm -X(s))L_cm I_cm = sL_cm,off I_cm

图5

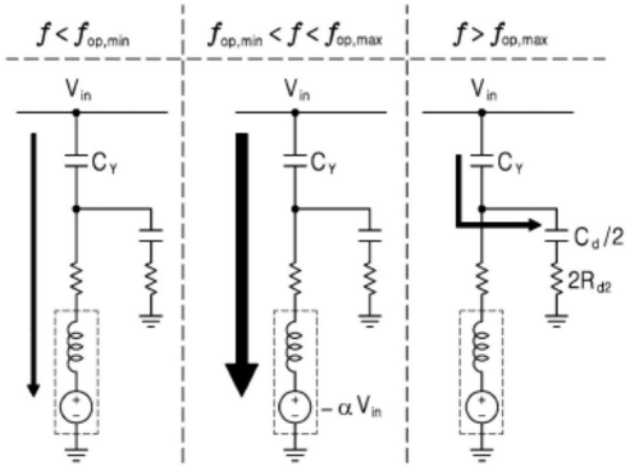

f < f_op,min
f_op,min < f < f_op,max
f > f_op,max
V_in
C_Y
C_d/2
2R_d2
-αV_in

图6a

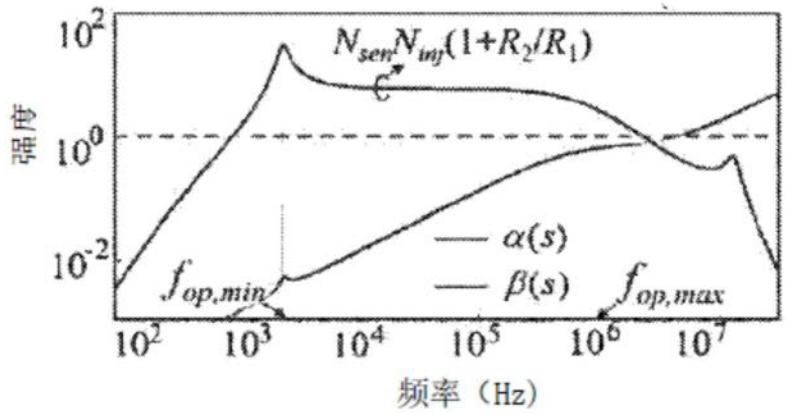

$N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1)$
$\alpha(s)$
$\beta(s)$
$f_{op,min}$
$f_{op,max}$
强度
频率（Hz）

图6b

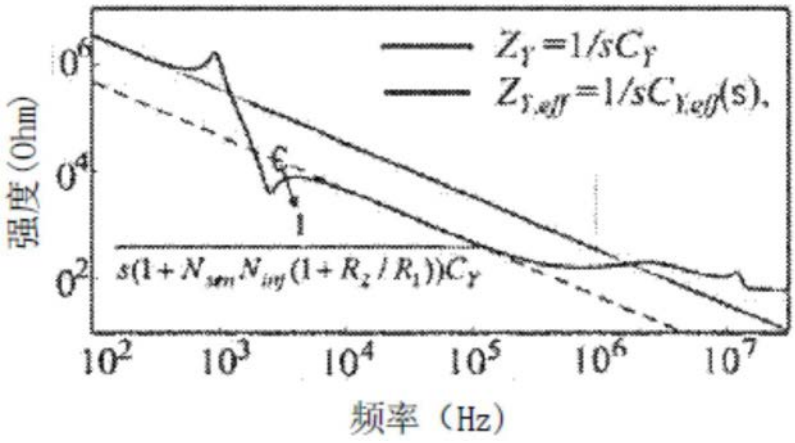

$Z_Y=1/sC_Y$
$Z_{Y,eff}=1/sC_{Y,eff}(s)$,
$s(1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))C_Y$
强度 (Ohm)
频率（Hz）

图6c

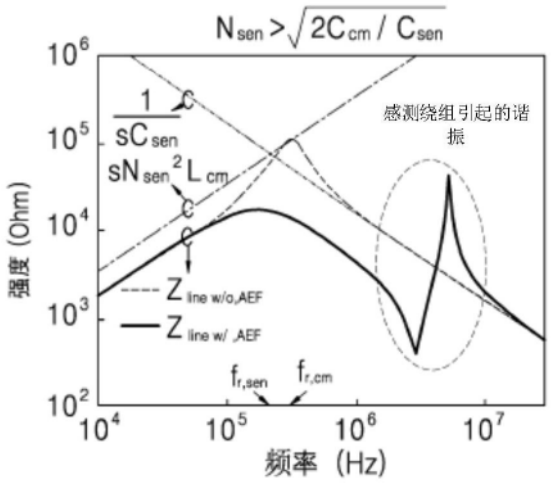

$N_{sen}>\sqrt{2C_{cm}/C_{sen}}$
$\frac{1}{sC_{sen}}$
$sN_{sen}^2L_{cm}$
$Z_{line\ w/o,AEF}$
$Z_{line\ w/,AEF}$
$f_{r,sen}$
$f_{r,cm}$
感测绕组引起的谐振
强度 (Ohm)
频率 (Hz)

图7A

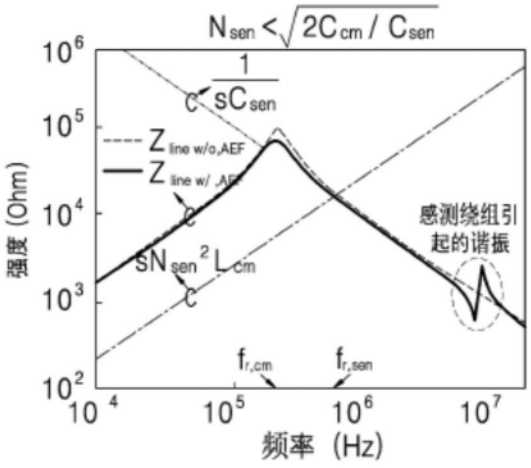

$N_{sen} < \sqrt{2C_{cm} / C_{sen}}$
$\frac{1}{sC_{sen}}$
$Z_{line\ w/o\ AEF}$
$Z_{line\ w/\ AEF}$
$sN_{sen}^2 L_{cm}$
$f_{r,cm}$
$f_{r,sen}$
感测绕组引起的谐振
强度 (Ohm)
频率 (Hz)

图7B

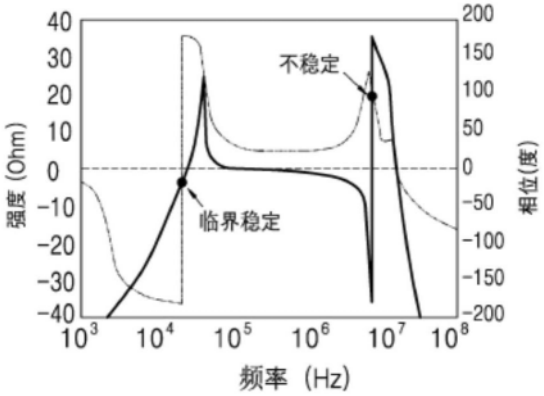

不稳定
临界稳定
强度 (Ohm)
相位(度)
频率 (Hz)

图8A

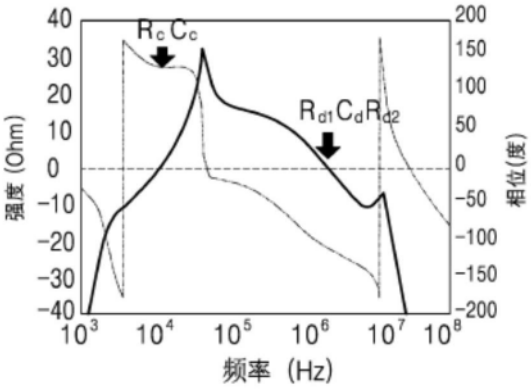

$R_c C_c$
$R_{d1} C_d R_{d2}$
强度 (Ohm)
相位(度)
频率 (Hz)

图8B

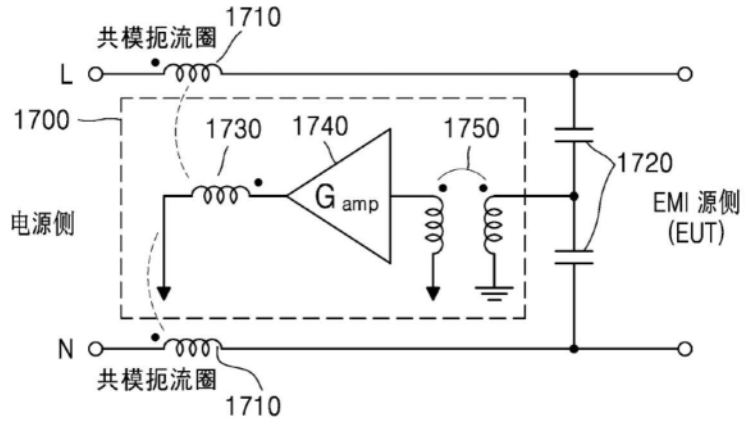

1710
共模扼流圈
L
1700
1730
1740
1750
1720
G amp
电源侧
EMI 源侧
(EUT)
N
共模扼流圈
1710

图9

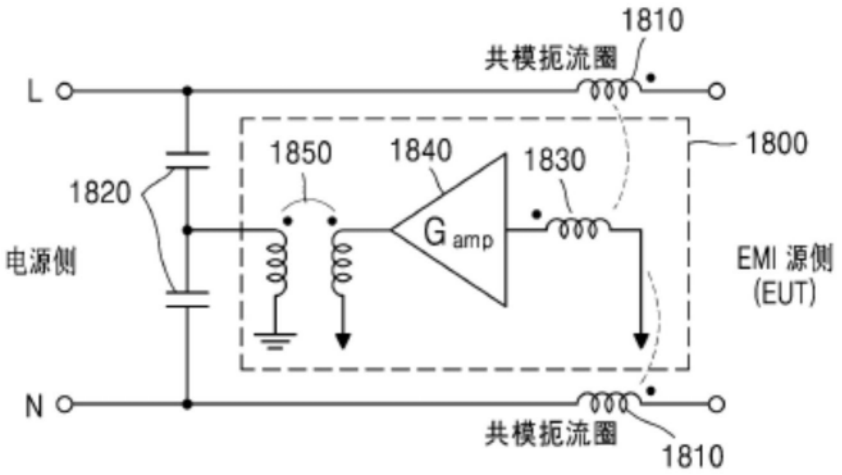

1810
共模扼流圈
L
1800
1850
1840
1830
1820
G amp
电源侧
EMI 源侧
(EUT)
N
共模扼流圈
1810

图10

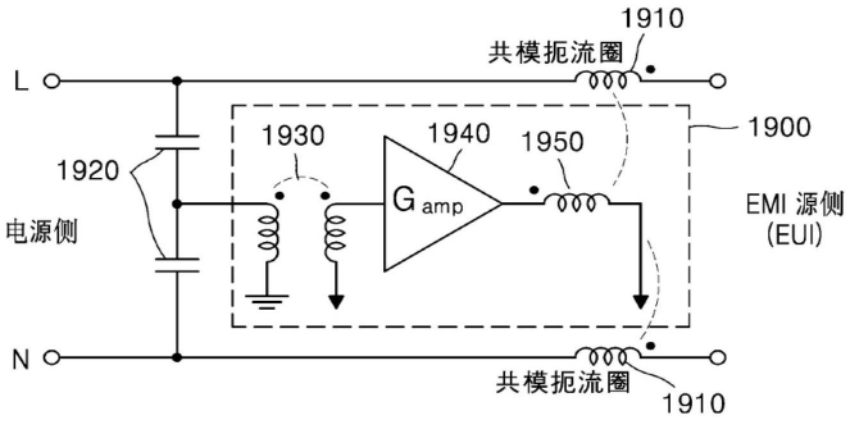

1910
共模扼流圈
L
1900
1930
1940
1950
1920
G amp
电源侧
EMI 源侧
(EUI)
N
共模扼流圈
1910

图11

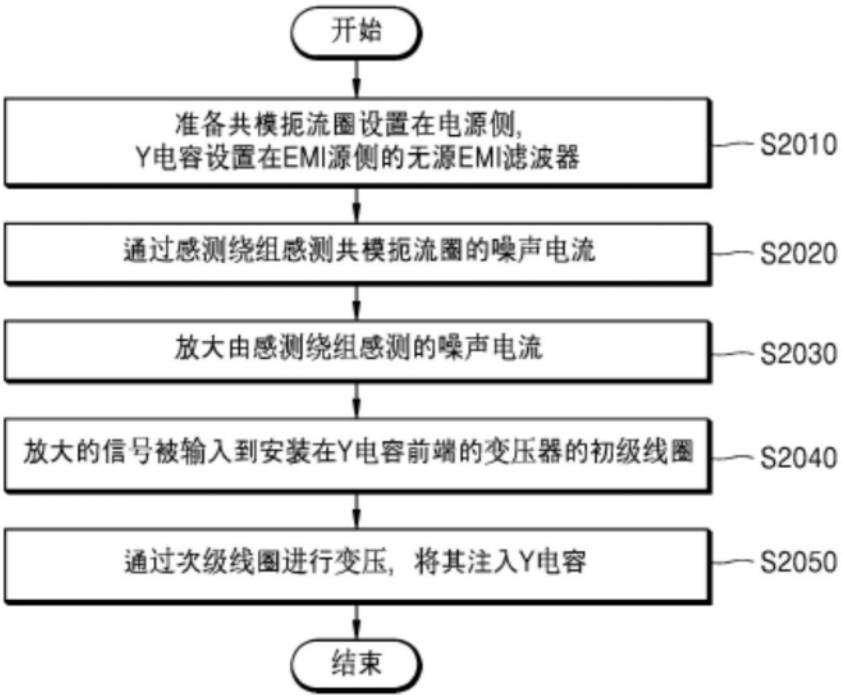

开始
准备共模扼流圈设置在电源侧,
Y电容设置在EMI源侧的无源EMI滤波器
S2010
通过感测绕组感测共模扼流圈的噪声电流
S2020
放大由感测绕组感测的噪声电流
S2030
放大的信号被输入到安装在Y电容前端的变压器的初级线圈
S2040
通过次级线圈进行变压，将其注入Y电容
S2050
结束

图12

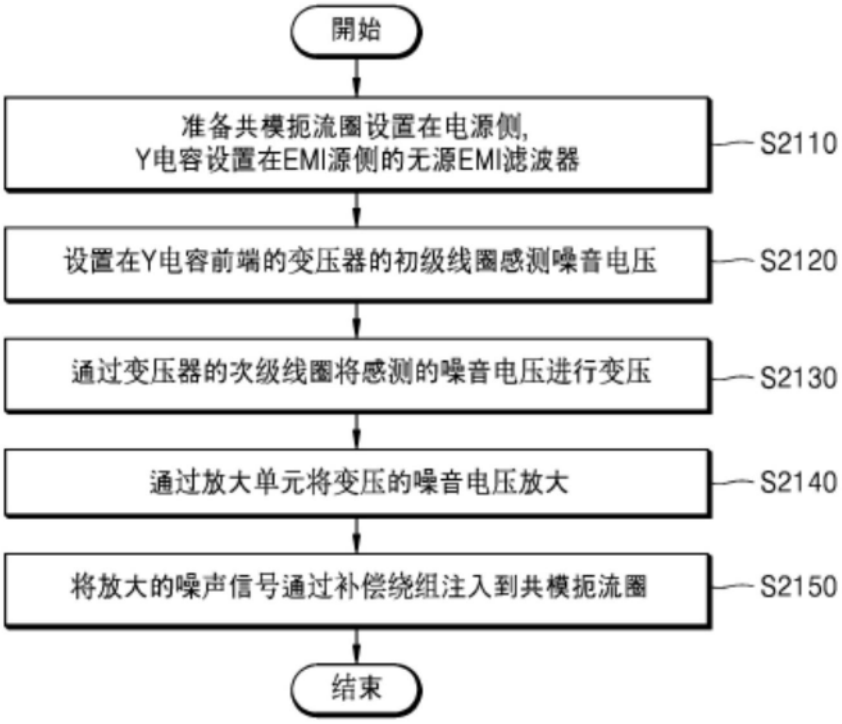

開始
准备共模扼流圈设置在电源侧,
Y电容设置在EMI源侧的无源EMI滤波器
S2110
设置在Y电容前端的变压器的初级线圈感测噪音电压
S2120
通过变压器的次级线圈将感测的噪音电压进行变压
S2130
通过放大单元将变压的噪音电压放大
S2140
将放大的噪声信号通过补偿绕组注入到共模扼流圈
S2150
结束

图13

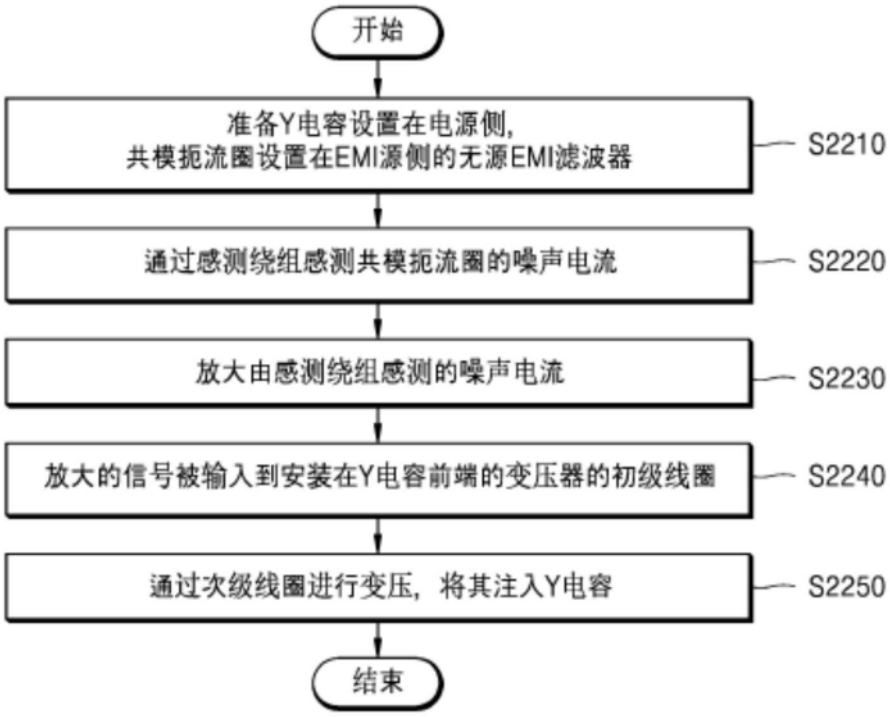

开始
准备Y电容设置在电源侧,
共模扼流圈设置在EMI源侧的无源EMI滤波器
S2210
通过感测绕组感测共模扼流圈的噪声电流
S2220
放大由感测绕组感测的噪声电流
S2230
放大的信号被输入到安装在Y电容前端的变压器的初级线圈
S2240
通过次级线圈进行变压，将其注入Y电容
S2250
结束

图14

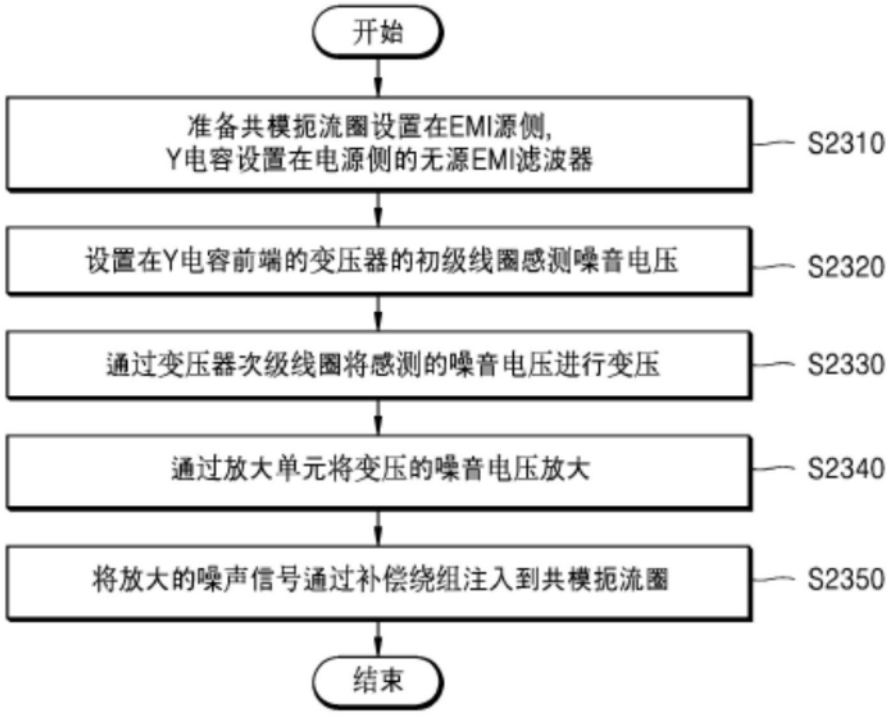

开始
准备共模扼流圈设置在EMI源侧,
Y电容设置在电源侧的无源EMI滤波器
S2310
设置在Y电容前端的变压器的初级线圈感测噪音电压
S2320
通过变压器次级线圈将感测的噪音电压进行变压
S2330
通过放大单元将变压的噪音电压放大
S2340
将放大的噪声信号通过补偿绕组注入到共模扼流圈
S2350
结束

图15