



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102981086 B

(45) 授权公告日 2015. 05. 20

(21) 申请号 201210525487. 6

US 2006/0187004 A1, 2006. 08. 24,

(22) 申请日 2012. 12. 10

CN 101887095 A, 2010. 11. 17,

(73) 专利权人 江苏省产品质量监督检验研究院
地址 210007 江苏省南京市光华东街 5 号

审查员 郭军宏

(72) 发明人 郭艳萍 陈向阳

(74) 专利代理机构 南京瑞弘专利商标事务所
(普通合伙) 32249

代理人 陈建和

(51) Int. Cl.

G01R 31/00(2006. 01)

G01R 31/28(2006. 01)

G01R 29/08(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101533049 A, 2009. 09. 16,

权利要求书2页 说明书6页 附图3页

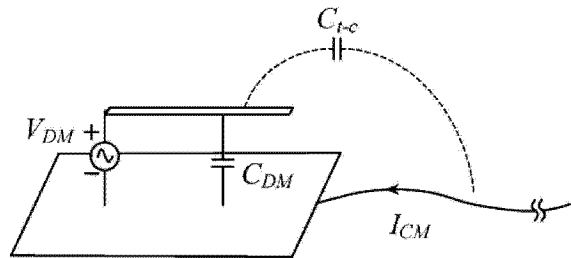
(54) 发明名称

一种电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法

(57) 摘要

电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法, 对 PCB 电路和辐射线缆测定电路参数分析和测量电路近场辐射特性, 考虑 PCB 电路辐射线缆小尺寸模型, 根据辐射电磁场 E 场强与辐射线缆共模电流 I_{CM} 之间的关系可建立辐射电磁干扰噪声与 PCB 电路参数间的关系; 在半波暗室中, 估算的辐射电磁场要乘以 2 以补偿最坏情况下地面的反射; PCB 电路和辐射线缆之间的 CM 电流能够用等效 CM 电压来表示, 得到最大辐射场, 共模电压信号与 PCB 板电压信号之间的关系为 $V_{CM} = \frac{C_{t-c}}{C_{in}} V_{DM}$

式中, C_{t-c} 为辐射线缆与 PCB 板间的分布电容, C_{in} 为辐射线缆输入电容; 仅需测量 PCB 板中的电路参数, 即可测量、预估计算辐射电磁干扰噪声大小。



1. 电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法,对 PCB 电路和辐射线缆测定电路参数分析和测量电路近场辐射特性,其特征是

考虑 PCB 电路辐射线缆小尺寸模型,根据辐射电磁场 E 场强与辐射线缆共模电流 I_{CM} 之间的关系可建立辐射电磁干扰噪声与 PCB 电路参数间的关系:

$$P_{rad} = \iint \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta_0} ds = \frac{4\pi r^2 |E|^2}{2\eta_0} \equiv \frac{1}{2} I_{CM}^2 R_{rad} \quad (1)$$

式中, P_{rad} 为辐射功率, E 为辐射电磁场场强, η_0 为自由空间波阻抗 $120 \pi \Omega$, R_{rad} 为辐射线缆共模阻抗, r 为测试距离, I_{CM} 为辐射线缆共模电流;

若考虑偶极子天线模型,其辐射线缆共模阻抗是 100Ω ,则由此产生辐射电磁场场强为

$$|E| \approx \sqrt{30 R_{rad}} \frac{I_{CM}}{r} \approx (55 \Omega) \frac{I_{CM}}{r} \quad (2)$$

通常,辐射电磁干扰噪声测试是在半波暗室中进行,因此综合考虑地面反射问题,上述计算需乘以 2 作为补偿;

在半波暗室中,估算的辐射电磁场要乘以 2 以补偿最坏情况下地面的反射;PCB 电路和辐射线缆之间的 CM 电流能够用等效 CM 电压来表示,CM 表示共模,最大辐射场为:

$$|E|_{max} \approx \frac{2V_{CM}}{r} \sqrt{\frac{30}{R_{rad}}} \approx 1.1 \frac{V_{CM}}{r} \quad (3)$$

式中, V_{CM} 为共模电压信号;共模电压信号与 PCB 板电压信号之间的关系为

$$V_{CM} = \frac{C_{t-c}}{C_{in}} V_{DM} \quad (4)$$

式中, C_{t-c} 为辐射线缆与 PCB 板间的分布电容, C_{in} 为辐射线缆输入电容;

据此,仅需测量 PCB 板中的电路参数,即能测量、预估计算辐射电磁干扰噪声大小,从而实现辐射目标重构。

2. 根据权利要求 1 所述的电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法,其特征是结合偶极子天线辐射模型与半波天线辐射模型进行重构,提出辐射线缆共模阻抗修正方法:若辐射线缆中的电流为

$$I(x, t) = I_0 e^{kr-j\omega t} \quad (5)$$

若辐射线缆中电流对应的波长的四分之一 $\lambda/4$ 远大于线缆长度 l 时,即 $\lambda/4 \gg l$,对于整个线缆而言,电流在线缆中的分布相对与整个波长 λ 仅为很小的一部分,因此,线缆中各处的电流幅值与相位均相等;然而,若线缆中电流对应的波长的四分之一 $\lambda/4$ 接近或小于线缆长度时,电流在线缆中会产生若干个波峰或波谷,辐射线缆共模电流的全波分析具体步骤如下:

(1) 根据 PCB 辐射噪声的频段特征及“四分之一”波长原则将辐射线缆划分为 i 段;“四分之一”波长为一段;

(2) 以辐射线缆中心点处的电流为基准,即为 I_0 ,两侧电流叠加不同幅值修正因子 $e^{i\xi}$ 与相位修正因子 $e^{j\alpha}$;

(3) 设 Z_0 为自由空间即远场波阻抗,则根据麦克斯韦方程组和线缆辐射关系,得带电导线在远场产生的辐射电磁场;

$$E_{\theta} \approx j \frac{IZ_0 \beta_0 L \sin \theta}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \quad (6)$$

- (4) 辐射线缆各段的共模电流均会产生不同的辐射电磁场 E_i ;
 (5) 不同的辐射电磁场 E_i 在测试点处产生的合成场为

$$E \approx \sum_{i=-n}^n \left(j \frac{IZ_0 \beta_0 \sin \theta}{4\pi r_i} e^{-j\beta_0 r_i} I_0 e^{i\xi + j\alpha} \right) \quad (7)$$

式中, Z_0 为自由空间即远场波阻抗, 即 $120 \pi \Omega$, $e^{i\xi}$ 为幅值修正因子, $e^{j\alpha}$ 为相位修正因子, l 是导线长度, $\beta_0 = 2\pi / \lambda$, λ 为波长, r_i 是测试距离; 计算上述每段辐射线缆的共模电流引起的空间辐射场强, 从而实现辐射目标快速重构。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法, 其特征是将辐射线缆辐射电磁干扰噪声按照频率分成 2-3 子波段进行处理, 从而进一步提高辐射线缆共模电流的全波分析模型精度。

一种电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法

技术领域

[0001] 本发明涉及的是对高速 PCB 电路测定电路参数分析和预估电路近场辐射特性的方法,尤其说的是一种基于电压驱动型电路参数电流分段校准的高速 PCB 电路电磁辐射特性分析与预估方法,为辐射性电磁干扰(EMI)噪声的机理判断以及抑制提供前提,属于电磁兼容技术领域。

背景技术

[0002] 现代电气与电子产品正向微型化、智能化方向发展,系统的设计也越来越复杂,加上设备中开关器件产生的寄生参数,致使设备遭受辐射干扰愈加严重,而且对系统抗电磁干扰能力的要求越来越高。因而,为了节省产品开发时间,节约开发费用,对电气与电子产品电路电磁辐射特性(电磁兼容)研究是必不可少的。

[0003] 电磁兼容性测试 EMC (Electro Magnetic Compatibility),是指设备或系统在其电磁环境中符合要求运行并不对其环境中的任何设备产生无法忍受的电磁干扰的能力。EMC 设计与 EMC 测试是相辅相成的。EMC 设计的好坏是要通过 EMC 测试来衡量的。只有在产品的 EMC 设计和研制的全过程中,进行 EMC 的相容性预测和评估,才能及早发现可能存在的电磁干扰,并采取必要的抑制和防护措施,从而确保系统的电磁兼容性。否则,当产品定型或系统建成后再发现不兼容的问题,则需在人力、物力上花很大的代价去修改设计或采用补救的措施。往往难以彻底的解决问题,而给系统的使用带来许多麻烦。

[0004] 在测试仪器方面,以频谱分析仪为核心的自动检测系统,可以快捷、准确地提供 EMC 有关参数。新型的 EMC 扫描仪与频谱仪相结合,实现了电磁辐射的可视化。可对系统的单个元器件,PCB 板、整机与电缆等进行全方位的三维测试,显示真实的电磁辐射状况。

[0005] EMC 测试必须依据 EMC 标准和规范给出的测试方法进行,并以标准规定的极限值作为判据。对于预兼容测试,尽管不能保证产品通过所有项目的标准测试,但至少可以消除绝大部分的电磁干扰,从而提高产品的可靠性。而且能够指出你如何改进设计、抑制 EMI 发射。电磁兼容测试标准主要有:民品 GB17626 系列;军品 GJB151A/GJB152A。民品测试项目有电快速瞬变脉冲群抗扰度试验、浪涌(冲击)抗扰度试验、电压暂降、短时中断和电压变化的抗扰度试验、静电放电抗扰度试验、射频电磁场辐射抗扰度试验、传导发射试验和辐射发射试验。军品测试有 CE101、CE102、CS106、CS114、CS116、RE102 等。测试内容包括电磁干扰和电磁敏感度两部分,电磁干扰测试是测量被测设备在正常工作状态下产生并向外发射的电磁波信号的大小来反应其对周围电子设备干扰的强弱。电磁敏感度测试是用来衡量被测设备对电磁骚扰的抗干扰能力的强弱。

[0006] EMC 测试包括测试方法、测试仪器和试验场所。目前,国内外常用的试验场地有:开阔场、半电波暗室、屏蔽室、混响室及横电磁波小室等。作为 EMC 测试的实验室包括有进行传导干扰、传导抗扰度及静电放电抗扰度测试的屏蔽室,有进行辐射抗扰度测试的消声屏蔽室,有用来进行辐射发射测试的开阔场地和配备齐全的测试与控制仪器设备等。目前 EMC 测试中关于辐射干扰目标重构及其机理描述方面的研究大多基于电波暗室等标准电磁

环境,虽然能够迅速获知辐射场强的大小并可据此判断其是否满足电磁兼容标准,但当检测结果不通过时,就需要进行辐射目标的快速重构及其干扰机理的快速描述,以便完成对高频辐射电磁干扰噪声问题的诊断与噪声抑制方法的确定,从而有效解决辐射 EMC 问题,然而目前常用的依赖标准电磁环境分析方法在实现辐射噪声诊断过程中尚有许多困难,因此有必要进一步考虑采用非标电磁环境的分析方法。

发明内容

[0007] 本发明所目的是,解决现有电磁兼容测量中存在的技术问题,在于克服现有技术存在的缺陷,提出了一种电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法。包括电压驱动模型中建立了基于辐射线缆共模电流模型,即认为射频电流在辐射线缆中的分布是均一的,幅值和相位均不变,结合偶极子天线辐射模型与半波天线辐射模型进行重构,提出辐射线缆共模阻抗修正方法,虽然进一步提高电压驱动模型的精度,并未考虑辐射线缆共模电流频率效应。本发明方法直接测量电路参数,通过电路参数分析以及建立电流分段模型并在空间测量点的相位叠加,获取电路的辐射发射特性。

[0008] 本发明技术方案是,电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法,对 PCB 电路和辐射线缆测定电路参数分析和测量电路近场辐射特性的方法,考虑 PCB 电路辐射线缆为小尺寸模型,根据辐射电磁场 E 场强与辐射线缆共模电流 I_{CM} 之间的关系可建立辐射电磁干扰噪声与 PCB 电路参数间的关系。

[0009]

$$P_{rad} = \iint \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta_0} ds = \frac{4\pi r^2 |E|^2}{2\eta_0} \equiv \frac{1}{2} I_{CM}^2 R_{rad} \quad (1)$$

[0010] 式中, P_{rad} 为辐射功率, E 为辐射电磁场场强, η_0 为自由空间波阻抗 ($120 \pi \Omega$), R_{rad} 为辐射线缆共模阻抗, r 为测试距离, I_{CM} 为辐射线缆共模电流;

[0011] 若考虑偶极子天线模型,其辐射线缆共模阻抗是 100Ω ,则由此产生辐射电磁场场强为

$$|E| \approx \sqrt{30 R_{rad}} \frac{I_{CM}}{r} \approx (55 \Omega) \frac{I_{CM}}{r} \quad (2)$$

[0013] 通常,辐射电磁干扰噪声测试是在半波暗室中进行,因此综合考虑地面反射问题,上述计算需乘以 2 作为补偿;

[0014] 在半波暗室中,估算的辐射电磁场要乘以 2 以补偿最坏情况下地面的反射。PCB 电路和辐射线缆之间的 CM 电流 (CM 表示共模) 能够用等效 CM 电压来表示,最大辐射场为:

$$|E|_{max} \approx \frac{2V_{CM}}{r} \sqrt{\frac{30}{R_{rad}}} \approx 1.1 \frac{V_{CM}}{r} \quad (3)$$

[0016] 式中, V_{CM} 为共模电压信号;共模电压信号与 PCB 板电压信号之间的关系为

$$V_{CM} = \frac{C_{t-c}}{C_{in}} V_{DM} \quad (4)$$

[0018] 式中, C_{t-c} 为辐射线缆与 PCB 板间的分布电容, C_{in} 为辐射线缆输入电容。

[0019] 据此,仅需测量 PCB 板中的电路参数,即可测量、预估计算辐射电磁干扰噪声大小,从而实现辐射目标重构。但是,上式中存在一个问题,电压驱动模型中建立了辐射线缆

共模电流的直流简单模型,即认为射频电流在辐射线缆中的分布是均一的,幅值和相位均不变,未考虑辐射线缆共模电流频率效应。

[0020] 针对上述情况,在此考虑辐射线缆频率效应。对于低频情况而言,线缆中的电流分布为理想情况,即线缆中各处的电流幅值和相位均相等。然而,当线缆中的电流频率达到一定程度时,线缆中的电流分布并非理想情况,即线缆中的电流和相位与其所处的位置有关。此时,线缆中的电流不再在“直流”模型,而应考虑电流的波动性。

[0021] 若线缆中的电流为

$$[0022] \quad I(x, t) = I_0 e^{kx - j\omega t} \quad (5)$$

[0023] 若线缆中电流对应的波长的四分之一 $\lambda/4$ 远大于线缆长度 l 时,即 $\lambda/4 \gg l$,对于整个线缆而言,电流在线缆中的分布相对与整个波长 λ 仅为很小的一部分,因此,线缆中各处的电流幅值与相位均相等;然而,若线缆中电流对应的波长的四分之一 $\lambda/4$ 接近或小于线缆长度时,电流在线缆中可能会产生若干个波峰或波谷,因此,线缆中各处的电流幅值与相位不再相同,即产生辐射线缆共模电流频率效应。

[0024] 辐射线缆共模电流的全波分析模型具体如下:

[0025] (1) 根据 PCB 辐射噪声的频段特征及“四分之一”波长原则将辐射线缆划分为 i 段;

[0026] (2) 以辐射线缆中心点处的电流为基准,即为 I_0 ,两侧电流叠加不同幅值修正因子 $e^{i\xi}$ 与相位修正因子 $e^{j\alpha}$;

[0027] (3) 设 Z_0 为自由空间(远场)波阻抗,则根据麦克斯韦方程组和线缆辐射关系,可得带电导线在远场产生的辐射电磁场;

$$[0028] \quad E_\theta \approx j \frac{IZ_0\beta_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \quad (6)$$

[0029] (4) 辐射线缆各段的共模电流均会产生不同的辐射电磁场 E_i ;

[0030] (5) 不同的辐射电磁场 E_i 在测试点处产生的合成场为

$$[0031] \quad E \approx \sum_{i=-n}^n \left(j \frac{lZ_0\beta_0 \sin\theta}{4\pi r_i} e^{-j\beta_0 r_i} I_0 e^{i\xi + j\alpha} \right) \quad (7)$$

[0032] 式中, Z_0 为自由空间(远场)波阻抗,即 $120 \pi \Omega$, $e^{i\xi}$ 为幅值修正因子, $e^{j\alpha}$ 为相位修正因子, l 是导线长度, $\beta_0 = 2\pi/\lambda$, λ 为波长, r_i 是测试距离。采用上述全波模型,计算上述每段辐射线缆的共模电流引起的空间辐射场强,从而实现辐射目标快速重构。

[0033] 进一步的,将辐射线缆辐射电磁干扰噪声按照频率分成 2-3 子波段进行处理,从而进一步提高辐射线缆共模电流的全波分析模型精度。

[0034] 本发明的有益效果是:解决现有电磁兼容测量中存在的技术问题,通过电压驱动型辐射源电磁辐射分析测量方法,考虑辐射线缆共模电流频率效应,结合偶极子天线辐射模型与半波天线辐射模型进行重构,本发明直接测量电路参数,通过电路参数分析以及建立电流分段模型并在空间测量点的相位叠加,获取电路的辐射发射特性。为辐射性电磁干扰(EMI)噪声的机理判断以及抑制提供前提。

附图说明

[0035] 图 1 为电压驱动模型;

[0036] 图 2 为辐射线缆共模电流频率效应；

[0037] (a) 低频情况, $\lambda/4 \gg 1$ 时; (b) 线缆中电流对应的波长的四分之一 $\lambda/4$ 接近或小于线缆长度 l 时, 电流在线缆中可能会产生若干个波峰或波谷。

[0038] 图 3 为辐射线缆共模电流分布模型；

[0039] 图 4 为 3m 暗室测量结果；

[0040] 图 5 为现有辐射目标重构方法预估结果；

[0041] 图 6 为采用本发明方法的辐射目标预估结果。

具体实施方式

[0042] 下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步详细地说明。

[0043] 如图 1 所示, V_{DM} 为 PCB 电压信号 (差模信号), C_{DM} 为 PCB 电路板分布电容, C_{t-c} 为辐射线缆与 PCB 间的分布电容, I_{CM} 为辐射线缆共模电流。对于图 1 所示的辐射模型可认为是辐射线缆本身与辐射线缆中的共模电流引起的辐射电磁干扰噪声。此外, 由于辐射线缆中的共模电流与 PCB 电压信号 V_{DM} 、PCB 分布电容 C_{DM} 、辐射线缆与 PCB 间的分布电容 C_{t-c} 、辐射线缆输入电容 C_{in} 、辐射线缆长度 l 、辐射线缆共模电流分布和辐射线缆阻抗 Z 有关, 同时, 仅考虑 PCB 电路辐射线缆为电小尺寸模型, 根据辐射电磁场 E 场强与辐射线缆共模电流 I_{CM} 之间的关系可建立辐射电磁干扰噪声与 PCB 电路参数间的关系。

[0044]

$$P_{rad} = \iint \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta_0} ds = \frac{4\pi r^2 |E|^2}{2\eta_0} \equiv \frac{1}{2} I_{CM}^2 R_{rad} \quad (1)$$

[0045] 式中, P_{rad} 为辐射功率, E 为辐射电磁场场强, η_0 为自由空间波阻抗 ($120 \pi \Omega$), R_{rad} 为辐射线缆共模阻抗, r 为测试距离, I_{CM} 为辐射线缆 C 共模电流。若考虑偶极子天线模型, 其辐射线缆共模阻抗可认为是 100Ω , 则由此产生辐射电磁场场强为

$$|E| \approx \sqrt{30 R_{rad}} \frac{I_{CM}}{r} \approx (55 \Omega) \frac{I_{CM}}{r} \quad (2)$$

[0047] 通常, 辐射电磁干扰噪声测试是在半波暗室中进行, 因此综合考虑地面反射问题, 上述计算需乘以 2 作为补偿。

[0048] 在半波暗室中, 估算的辐射电磁场要乘以 2 以补偿最坏情况下地面的反射。PCB 电路和辐射线缆之间的 CM 电流 (CM 标示共模) 可以用等效 CM 电压来表示, 最大辐射场为:

$$|E|_{max} \approx \frac{2V_{CM}}{r} \sqrt{\frac{30}{R_{rad}}} \approx 1.1 \frac{V_{CM}}{r} \quad (3)$$

[0050] 式中, V_{CM} 为共模电压信号。如图 1 所示, 共模电压信号与 PCB 板电压信号之间的关系为

$$V_{CM} = \frac{C_{t-c}}{C_{in}} V_{DM} \quad (4)$$

[0052] 式中, C_{t-c} 为辐射线缆与 PCB 板间的分布电容, C_{in} 为辐射线缆输入电容。

[0053] 据此, 仅需测量 PCB 板中的电路参数, 即可测量、预估计算辐射电磁干扰噪声大小, 从而实现辐射目标重构。但是, 该方法中存在一个问题, 电压驱动模型中建立了辐射线缆共模电流的直流简单模型, 即认为射频电流在辐射线缆中的分布是均一的, 幅值和相位

均不变,未考虑辐射线缆共模电流频率效应。

[0054] 因此,本发明将结合偶极子天线辐射模型与半波天线辐射模型进行重构,提出辐射线缆共模阻抗修正方法,从而进一步提高电压驱动模型的精度。

[0055] 对于低频情况而言,线缆中的电流分布为理想情况,即线缆中各处的电流幅值和相位均相等。然而,当线缆中的电流频率达到一定程度时,线缆中的电流分布并非理想情况,即线缆中的电流和相位与其所处的位置有关。此时,线缆中的电流不再在“直流”模型,而应考虑电流的波动性。不失一般性,假设线缆中的电流为

$$[0056] \quad I(x, t) = I_0 e^{kr - j\omega t} \quad (5)$$

[0057] 若线缆中电流对应的波长的四分之一 $\lambda/4$ 远大于线缆长度 l 时,即 $\lambda/4 \gg l$,对于整个线缆而言,电流在线缆中的分布相对与整个波长 λ 仅为很小的一部分,因此,线缆中各处的电流幅值与相位均相等;然而,若线缆中电流对应的波长的四分之一 $\lambda/4$ 接近或小于线缆长度时,电流在线缆中可能会产生若干个波峰或波谷,因此,线缆中各处的电流幅值与相位不再相同,即产生辐射线缆共模电流频率效应,如图 2 所示。

[0058] 为了有效解决上述问题,考虑到当辐射线缆长度与共模电流对应的波长为相同数量级时,辐射线缆中的共模电流不再均匀分布,本发明是一种基于电压驱动型电路和辐射线缆电流参数分段校准的高速 PCB 电路电磁辐射特性分析与预估方法,本发明利用电流传输的波动特性建立辐射线缆共模电流的全波分析模型,辐射线缆共模电流分布模型,如图 3 所示。

[0059] 辐射线缆共模电流的全波分析模型具体如下:

[0060] (1) 根据 PCB 辐射噪声的频段特征及“四分之一”波长原则将辐射线缆划分为 i 段;

[0061] (2) 以辐射线缆中心点处的电流为基准,即为 I_0 ,两侧电流叠加不同幅值因子 $e^{i\xi}$ 与相位因子 $e^{j\alpha}$;

[0062] (3) 设 Z_0 为自由空间(远场)波阻抗,则根据麦克斯韦方程组和线缆辐射关系,可得带电导线在远场产生的辐射电磁场;

$$[0063] \quad E_0 \approx j \frac{IZ_0 \beta_0 L \sin \theta}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \quad (6)$$

[0064] (4) 辐射线缆各处的共模电流均会产生不同的辐射电磁场 E_i ;

[0065] (5) 不同的辐射电磁场 E_i 在测试点处产生的合成场为

$$[0066] \quad E \approx \sum_{i=-n}^n \left(j \frac{IZ_0 \beta_0 \sin \theta}{4\pi r_i} e^{-j\beta_0 r_i} I_0 e^{i\xi + j\alpha} \right) \quad (7)$$

[0067] 式中, Z_0 为自由空间(远场)波阻抗,即 $120 \pi \Omega$, $e^{i\xi}$ 为幅值修正因子, $e^{j\alpha}$ 为相位修正因子。

[0068] 采用上述全波模型,计算上述每段共模电流引起的空间辐射场强,从而实现辐射目标快速重构。值得注意的是,辐射电磁干扰噪声是由 PCB 电路的驱动信号和控制信号引起,相应的辐射干扰频段不尽相同,针对上述问题,将辐射电磁干扰噪声按照频率分成 2-3 子波段进行处理,从而进一步提高辐射线缆共模电流的全波分析模型精度。

[0069] 在实际应用中,设计一个由 5V 电压源、10Mhz 晶振、100 欧姆电阻组成的电路进行辐射发射预估,需按照如下步骤进行:

[0070] (1) 采用辐射线缆长度 $l=0.5\text{m}$ 的 PCB 板, 令波长 $\lambda=4\text{l}$, 并计算其对应的频率 f , $f=c/\lambda=150\text{MHz}$ 其中: c 表示光速, λ 是波长;

[0071] (2) 将线缆分成 3 段; 分别为 0.2m , 0.1m , 0.2m ; 再分别测量 3 段线缆的中心点处电流 I_1, I_2, I_3 。

[0072] (3) 根据麦克斯韦方程组和线缆辐射关系, 可得带电导线在远场产生的辐射电磁场 E_1, E_2, E_3 ;

$$[0073] \quad E_{\theta} \approx j \frac{IZ_0\beta_0 L \sin\theta}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r}$$

[0074] (4) 不同的辐射电磁场 E_i 在测试点处产生的合成场为

$$[0075] \quad E \approx \sum_{i=-n}^n \left(j \frac{IZ_0\beta_0 \sin\theta}{4\pi r_i} e^{-j\beta_0 r_i} I_0 e^{j\xi + jia} \right)$$

[0076] 式中, Z_0 为自由空间(远场)波阻抗, 即 $120 \Pi \Omega$, $e^{j\xi}$ 为幅值修正因子, e^{jia} 为相位修正因子。通过以上 4 步即可实现辐射线缆共模阻抗修正, 从而进一步提高电压驱动模型的精度。

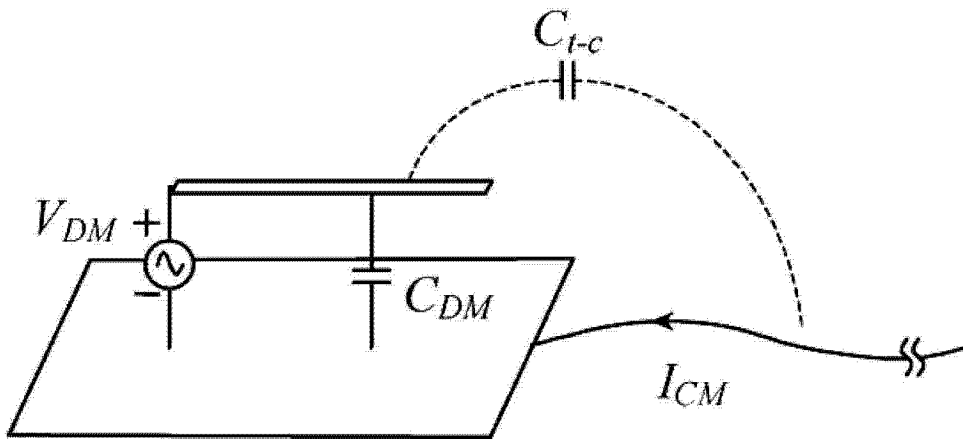


图 1

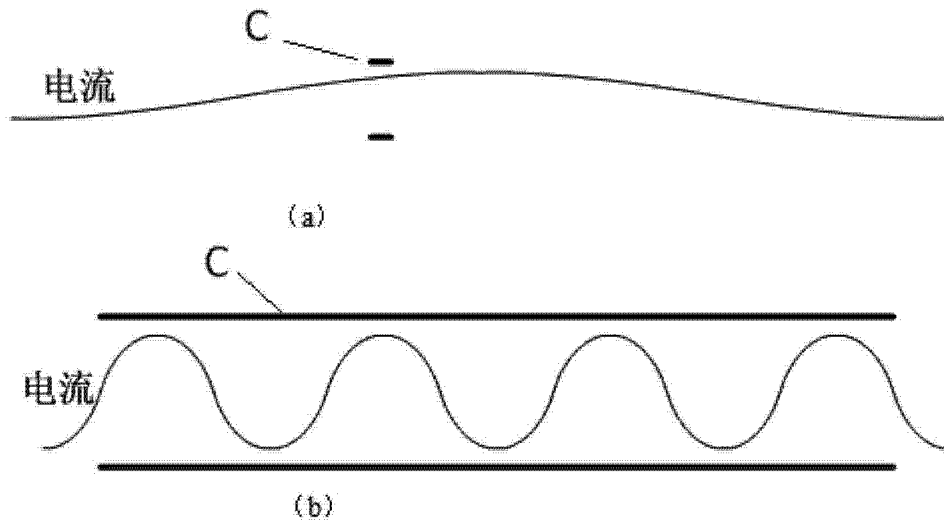


图 2

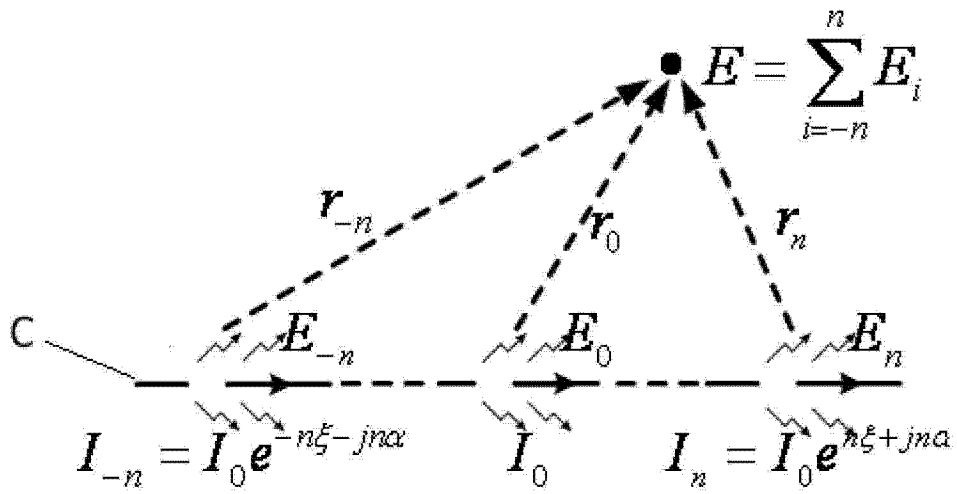


图 3

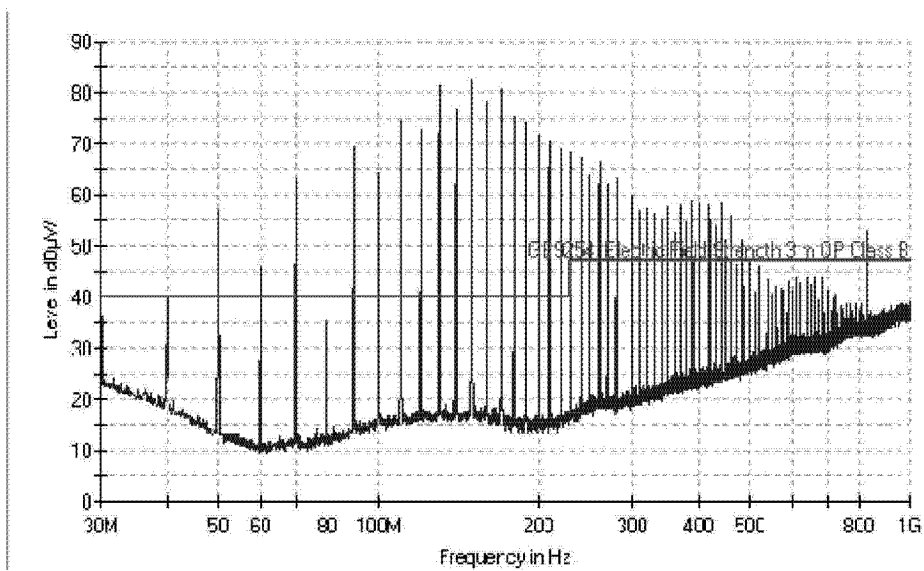


图 4

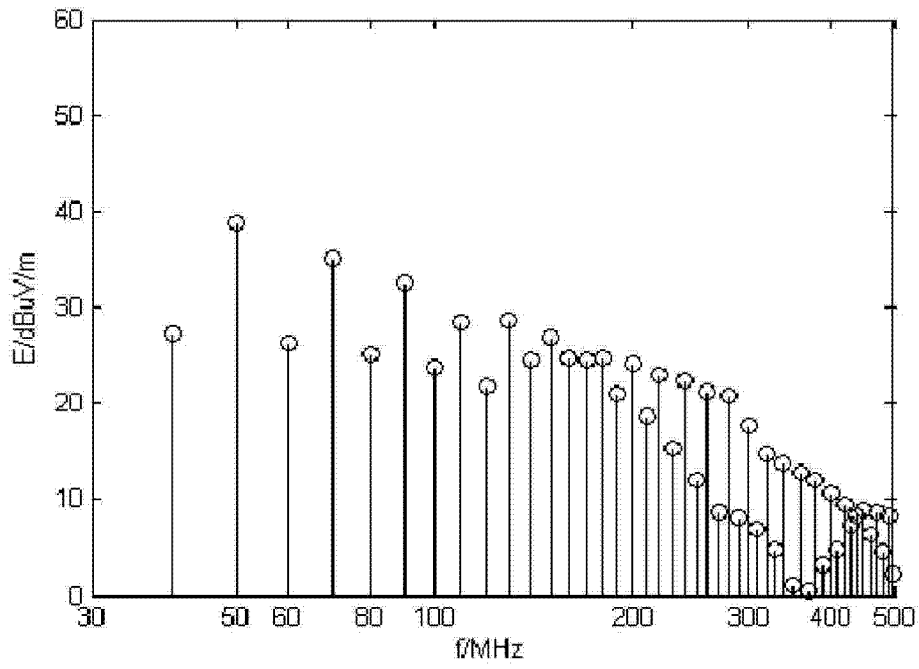


图 5

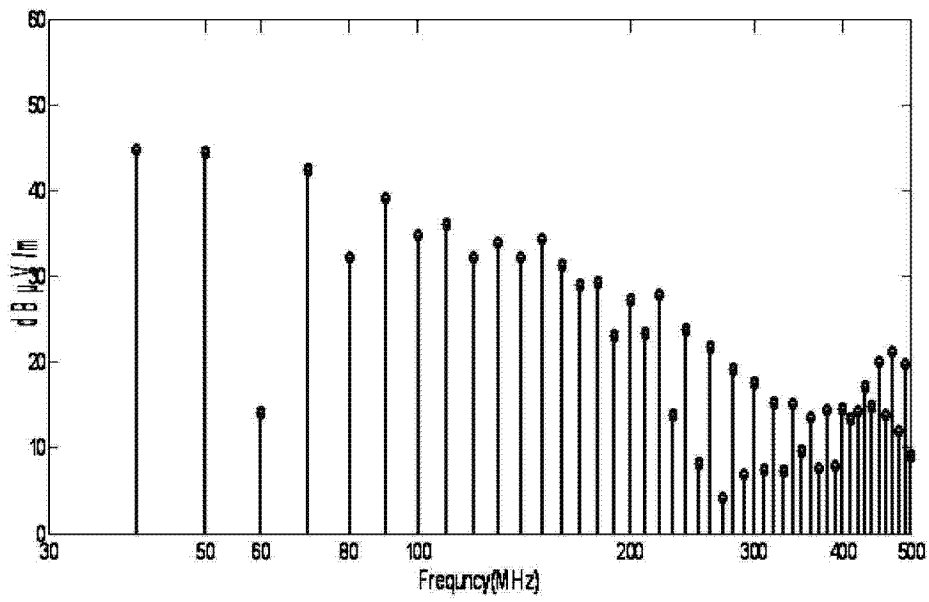


图 6