



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103609013 B

(45) 授权公告日 2016.03.09

(21) 申请号 201280017691.5

(22) 申请日 2012.03.12

(30) 优先权数据

61/451,823 2011.03.11 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2013.10.10

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2012/028829 2012.03.12

(87) PCT国际申请的公布数据

W02012/125590 EN 2012.09.20

(73) 专利权人 犹他州立大学

地址 美国犹他州

(72) 发明人 K·D·西利 B·T·莎帕 H·吴

A·吉尔克里斯特

(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245

代理人 赵蓉民

(51) Int. Cl.

H02M 7/5387(2007.01)

(56) 对比文件

US 5943223 A, 1999.08.24,

CN 1286521 A, 2001.03.07,

CN 101728961 A, 2010.06.09,

CN 201213241 Y, 2009.03.25,

Mangesh B et al.. Characteristics and Design of an Asymmetrical Duty-Cycle-Controlled LCL-T Resonant Converter. 《IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS》. 2009, 第24卷(第10期), 第2268-2275页.

Luis A. Barragán et al.. Efficiency Optimization in ZVS Series Resonant Inverters With Asymmetrical Voltage-Cancellation Control. 《IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS》. 2005, 第20卷(第5期), 第1036-1044页.

Michael L et al.. Detection of the Tuned Point of a Fixed-Frequency LCL Resonant Power Supply. 《Detection of the Tuned Point of a Fixed-Frequency LCL Resonant Power Supply》. 2009, 第24卷(第4期), 第1140-1143页.

审查员 姜婷婷

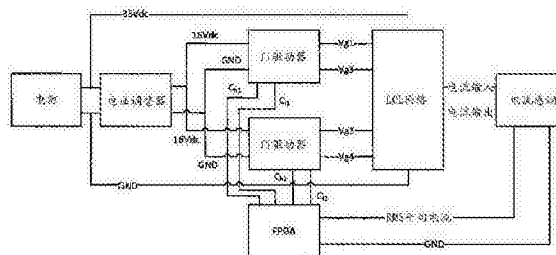
权利要求书3页 说明书13页 附图34页

(54) 发明名称

利用不对称电压消除技术控制 LCL 变换器的方法和设备

(57) 摘要

描述了一种利用不对称电压消除的 LCL 谐振变换器控制方法和设备。讨论了用于确定控制变量最佳轨迹的方法。包括感测负载参数的实际实现。简单的 PI、PID 和模糊逻辑控制器被包括与 AVC 一起用于实现具有输出电流调节的良好的瞬态响应特性。



1. 一种用于利用不对称电压消除技术控制电路的计算机实现方法,包括:
基于加载条件和至少一个电路参数确定避免二极管反向恢复损耗的多个点,其中每个点包括一个控制变量组合;
为所述多个点中每个点确定谐波失真;
基于所确定的谐波失真确定具有最小谐波失真的点的轨迹;
对于所述点的轨迹上至少一个点,利用所述控制变量组合来控制所述电路;以及
基于所述加载条件控制所述电路中的功率电平。
2. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述控制变量组合包括:
 α 控制变量;
 α 控制变量;和 β 控制变量,其中所述 α 控制变量、所述 α 控制变量、和所述 β 控制变量使得能够实现不对称电压消除。
3. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述电路包括:
第一电感器;
电容器;和
第二电感器,其中所述第一电感器、所述电容器、和所述第二电感器被配置为形成电感-电容-电感(LCL)变换器。
4. 如权利要求 3 所述的方法,其中所述至少一个电路参数包括下列中至少之一:
第一电感与第二电感的比率,其中所述第一电感是基于所述第一电感器的,而所述第二电感是基于所述第二电感器的;
阻抗;
反射阻抗;以及
部件容差。
5. 如权利要求 1 所述的方法,还包括:
监测所述电路的加载条件;和
基于所述加载条件来调节所述控制变量组合。
6. 如权利要求 1 所述的方法,还包括:
监测所述电路的所述至少一个电路参数;和
基于所感测的电路参数沿着所述点的轨迹调节所述控制变量组合。
7. 如权利要求 1 所述的方法,其中用于所述点的轨迹上所述至少一个点的所述控制变量组合使得能够实现以恒定开关频率的软开关。
8. 一种被配置为减小电路的二极管反向恢复损耗的控制器,包括:
处理器;
与所述处理器电子通信的存储器,其中所述存储器存储在被所述处理器执行时使所述处理器执行以下步骤的可执行指令:
基于加载条件和至少一个电路参数确定避免二极管反向恢复损耗的多个点,其中每个点包括一个控制变量组合;
为所述多个点中每个点确定谐波失真;
基于所确定的谐波失真确定具有最小谐波失真的点的轨迹;
对于所述点的轨迹上的至少一个点,利用所述控制变量组合控制所述电路;和

基于所述加载条件控制所述电路中的功率电平。

9. 如权利要求 8 所述的控制器,其中所述控制变量组合包括:

α_1 控制变量;

α 控制变量;和 β 控制变量,其中所述 α_1 控制变量、所述 α 控制变量、和所述 β 控制变量使得能够实现不对称电压消除。

10. 如权利要求 8 所述的控制器,其中所述电路包括:

第一电感器;

电容器;和

第二电感器;其中所述第一电感器、所述电容器、和所述第二电感器被配置为形成电感-电容-电感(LCL)变换器。

11. 如权利要求 10 所述的控制器,其中所述至少一个电路参数包括下列中至少之一:

第一电感与第二电感的比率,其中所述第一电感基于所述第一电感器,而所述第二电感基于所述第二电感器;

阻抗;

反射阻抗;和

部件容差。

12. 如权利要求 8 所述的控制器,还包括:

监测所述电路的所述加载条件;和

基于所述加载条件调节所述控制变量组合。

13. 如权利要求 8 所述的控制器,还包括:

监测所述电路的所述至少一个电路参数;和

基于所感测的电路参数沿着所述点的轨迹调节所述控制变量组合。

14. 如权利要求 8 所述的控制器,其中用于所述点的轨迹上所述至少一个点的所述控制变量组合使得能够实现以恒定开关频率的软开关。

15. 一种感应式功率传输系统,包括:

谐振变换器电路,具有发射器线圈;

接收器线圈,被配置为从所述发射器线圈接收功率;以及

控制器,其中所述控制器包括用于执行以下步骤的处理器:

基于所述谐振变换器电路的加载条件和至少一个电路参数为所述谐振变换器确定避免二极管反向恢复损耗的多个点,其中每个点包括一个控制变量组合;

为所述多个点中每个点确定谐波失真;

基于所确定的谐波失真确定具有最小谐波失真的点的轨迹;

对于所述点的轨迹上至少一个点,利用所述控制变量组合控制所述谐振变换器电路;

和

基于所述加载条件控制所述谐振变换器电路中的功率电平。

16. 如权利要求 15 所述的感应式功率传输系统,其中所述控制变量组合包括:

α_1 控制变量;

α 控制变量;和

β 控制变量,其中所述 α_1 控制变量、所述 α 控制变量、和所述 β 控制变量使得能够

实现不对称电压消除。

17. 如权利要求 15 所述的感应式功率传输系统,其中所述谐振变换器电路包括:

二极管;

第一电感器;

电容器;和

第二电感器,其中所述第一电感器、所述电容器、和所述第二电感器被配置为形成电感-电容-电感(LCL)变换器。

18. 如权利要求 17 所述的感应式功率传输系统,其中所述电路参数包括下列中至少之一:

第一电感与第二电感的比率,其中所述第一电感基于所述第一电感器,而所述第二电感基于所述第二电感器;

反射阻抗;和

部件容差。

19. 如权利要求 15 所述的感应式功率传输系统,其中所述处理器还执行以下步骤:

监测所述电路的所述加载条件;

基于所述加载条件调节所述控制变量组合;

监测所述电路的所述至少一个电路参数;和

基于所述电路参数沿着所述点的轨迹调节所述控制变量组合。

20. 如权利要求 15 所述的感应式功率传输系统,其中用于所述点的轨迹上的点的所述控制变量组合使得能够实现所述谐振变换器电路的恒定开关频率的软开关。

利用不对称电压消除技术控制 LCL 变换器的方法和设备

[0001] 相关专利申请的交叉引用

[0002] 本专利申请要求提交于 2011 年 3 月 11 日的美国临时专利申请 No. 61/451,823 的优先权。

[0003] 政府资助的研究

[0004] 本发明是以美国能源部授予的合同 DE-EE0003114 的形式在政府支持下进行的。美国政府享有本发明中的某些权益。

技术领域

[0005] 本公开涉及一种用于提高感应式功率传输系统的效率的方法,尤其涉及利用不对称电压消除技术来控制 LCL 谐振式变换器。

背景技术

[0006] 实现无线功率传输的一种方法是通过一种被称为感应式功率传输 (IPT) 的处理,在感应式功率传输中,输入功率 (以来自恒定高频交流电的电能的形式) 根据安培定律被转换为时变磁场 (图 1)。在接收端,磁场根据法拉第定律被转换为感应电压,从而生成输出功率用于负载。无线功率传输可以使得机动车辆能够在静止或运动期间被连续地充电,而不需要车辆与道路之间的物理连接。IPT 系统大体上可以分为三个主要部分,包括电源、磁耦合器以及拾取接收器。

发明内容

[0007] 设计无线电源的关键是在将成本和尺寸保持为很低的同时无损耗和寄生效应或者损耗和寄生效应很低地将 DC 功率转换为高频 AC 功率。在实践中,从未实现零损耗。因此,设计功率变换器的目标始终是在将成本、尺寸和寄生效应 (如电磁干扰 (EMI)) 保持为尽可能低的同时获得尽可能高的变换效率。在无线功率传输领域中,减少高功率电感-电容-电感 (LCL) 谐振变换器的 EMI 和提高效率已经成为了一项重要的研究。电效率问题与发送器电子器件中的变换损失有关。

[0008] 随着可再生能源领域的快速发展,高效率系统的观念正变得越来越重要。根据这个趋势,能够实现超高效率就成为广为接受的理念。这样,现代功率电子器件已经将关键注意力放在了高效率软开关变换器上。

[0009] MOSFET 技术在过去几十年在性能方面已经获得了快速发展。现在,这些器件被用作用于很多功率电子系统的基本构造模块。但是,这些器件中的体二极管通常具有非常差的关断特性,这导致在 LCL 变换器中尤其出现的巨大的二极管反向恢复损耗。所需要的是用于 LCL 变换器的控制策略来提高效率。这包括最佳开关条件来消除 LCL 变换器中的二极管反向恢复损耗。需要开关速度快并且导通状态电阻非常低的 MOSFET 来改善绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 性能。

[0010] 公开了一种利用不对称电压消除 (AVC) 的新调制技术来提供对用于感应式功率

传输 (IPT) 系统中的高功率 LCL 谐振变换器的有效率的控制。AVC 控制提供了一种方式来避免二极管反向恢复损耗,同时实现可接受的总谐波失真 (THD) 和相关损耗。与 H 桥中开关上的额外的寄生或外部电容相结合,实现了完全软开关的零电压开关 (ZVS) 固定频率谐振功率变换器。

附图说明

- [0011] 图 1 示出了一种感应式功率传输。
- [0012] 图 2 示出了一种具有全桥控制的 LCL 谐振变换器。
- [0013] 图 3 示出了一种示例性开关门波形与 H 桥输出电压的映射关系。
- [0014] 图 4 示出了一个列出 H 桥的多个示例性开关过渡状态的表格。
- [0015] 图 5 示出了一个示例性对称电压消除控制 V_{ab} 波形。
- [0016] 图 6 示出了一个示例性不对称占空比控制 V_{ab} 波形。
- [0017] 图 7 示出了一个示例性不对称电压消除控制 V_{ab} 波形。
- [0018] 图 8 示出了用于不同控制角度的 THD, $\beta=180$ 并且 $Q_1=4.0$ 。
- [0019] 图 9 示出了用于不同控制角度的 THD, $\beta=180$ 并且 $Q_1=1.5$ 。
- [0020] 图 10 示出了用于不同控制角度的 THD, $\beta=90$ 并且 $Q_1=1.5$ 。
- [0021] 图 11 示出了一种利用变流器 (CT) 来检测电桥电流的示例性 LCL 变换器。
- [0022] 图 12 示出了 V_{ab} 的一个示例性振幅分量图, $\beta=180$ 。
- [0023] 图 13 示出了 V_{ab} 的一个示例性相位分量图, $\beta=180$ 。
- [0024] 图 14 示出了 V_{ab} 的二次谐波的一个示例性振幅分量图, $\beta=180$ 。
- [0025] 图 15 示出了 V_{ab} 的二次谐波的一个示例性相位分量图, $\beta=180$ 。
- [0026] 图 16 示出了随品质因数变化的 N 阶次的关系。
- [0027] 图 17 示出了一种用于确定二极管反向恢复损耗的示例性流程图。
- [0028] 图 18 示出了贪婪算法的一种示例性示意图。
- [0029] 图 19 示出了对于 $Q_1=2$ 的贪婪算法的一种示例性方案。
- [0030] 图 20 示出了对于 $Q_1=2$ 的 THD 的控制角度的贪婪算法的一种示例性方案。
- [0031] 图 21 示出了对于 $Q_1=2$ 的最佳 THD 的贪婪算法的一种示例性方案。
- [0032] 图 22 示出了对于 $Q_1=4$ 的贪婪算法的一种示例性方案。
- [0033] 图 23 示出了对于 $Q_1=4$ 的 THD 的控制角度的贪婪算法的一种示例性方案。
- [0034] 图 24 示出了具有最小 THD 路径的贪婪算法的一种示例性方案。
- [0035] 图 25 示出了对于 β 角度的 4 阶次多项式拟合。
- [0036] 图 26 示出了利用电阻器或霍尔效应传感器进行感测的桥电感电流测量。
- [0037] 图 27 示出了利用 PLL 的一种示例性相位检测电路。
- [0038] 图 28 示出了一种示例性的滤波桥电流波形
- [0039] 图 29 示出了一种示例性测量电路的方框图。
- [0040] 图 30 示出了控制器的一种示例性微控制器输入输出信号图实现。
- [0041] 图 31 示出了 AVC 的微控制器实现的一种示例性内部方框图。
- [0042] 图 32 示出了用于设计 AVC 控制器的一种示例性方框图。
- [0043] 图 33 示出了具有额外开关输出电容的一种示例性软开关固定频率 LCL 变换器。

- [0044] 图 34 示出了用于确定开关电容值的一个示例性流程图。
- [0045] 图 35 示出了在开关的情况下的多个示例性桥电流。
- [0046] 图 36 示出了用于 LCL 谐振网络的示例性分量值的表格。
- [0047] 图 37 示出了一种示例性高等级控制方框图。
- [0048] 图 38 示出了一种示例性 H 桥半驱动器的低等级示意图。
- [0049] 图 39 示出了通过所公开的系统的一个示例性电流路径。
- [0050] 图 40 示出了一种示例性 LCL 变换器系统的高等级示意图。
- [0051] 图 41 示出了一种示例性 LCL 谐振网络的示意图。
- [0052] 图 42 示出了一种示例性软件流程图。
- [0053] 图 43 示出了一种示例性图形用户界面 (GUI) 的一个示例。
- [0054] 图 44 示出了一种示例性硬件描述语言 (HDL) 设计逻辑的流程图。
- [0055] 图 45 示出的表格列出了在一种示例性不对称电压消除中的总谐波失真改善。
- [0056] 图 46 示出了表明不可避免二极管反向恢复的示例性实验结果。
- [0057] 图 47 示出了表明可以避免二极管反向恢复的示例性实验结果。
- [0058] 图 48 示出了不对称电压消除与对称电压消除的一个示例性效率比较。

具体实施方式

[0059] 本发明涉及用于改进的电感 - 电容 - 电感 (LCL) 谐振变换器的设备和相关方法。在下面的描述中提供了很多具体细节以便全面地理解具体的优选实施例。但是,本领域技术人员将会认识到,在没有这些具体细节中的一个或多个的情况下、或者利用其他方法、部件、材料等也可以实现实施例。在一些情形下,公知的结构、材料或操作没有被详细地示出或描述,以便避免使优选实施例的各方面难以理解。此外,所描述的特征、结构、或特性可以在多个可选实施例中以任何适当的方式组合。因此,以下对如附图中某些方面所示的本发明实施例的更具体的描述并不旨在对发明范围进行限制,而仅代表本发明的多个实施例。

[0060] 在本说明书以及随后的权利要求书中,除非内容明确地有相反说明,否则单数形式(例如“一个”、“一种”和“这个”)涵盖复数形式。除非明确地指出,否则这里所给出的所有范围都包括所有端点和中间值。此外,“可选的”或“可选地”例如是指后面描述的情形可能发生也可能不发生的实例,并且包括该情形发生的实例以及该情形不发生的实例。术语“一个或多个”以及“至少一个”例如是指后面描述的情形之一发生的实例以及后面描述的情形中不止一个情形发生的实例。

[0061] 本发明介绍了一种用于改进的电感 - 电容 - 电感 (LCL) 谐振变换器的方法和设备。LCL 网络被调谐为在期望频率谐振。谐振工作的 LCL 网络充当恒定 AC 电源。LCL 变换器由于二极管反向恢复损耗而通常是效率低下的,这与在导通状态期间体二极管的反向偏压有关。这导致开关损耗很高。变换器效率还与正常运行质量因数 (Q_1) 值在其中使得不可避免二极管反向恢复损耗的加载范围有关。 Q_1 可以通过下式来定义:

$$[0062] \quad Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_{r1}} \quad (1)$$

[0063] 其中 R_{r1} 是反射迹线电阻, ω 是角频率,而 L_1 是迹线电感。现有的用于 LCL 谐振

变换器的控制方法包括对称电压消除 (SVC) 和不对称占空比 (ADC) 技术。这两种方法都使用单个控制变量。本发明引入了不对称电压消除 (AVC), 其利用三个控制变量, 从而相比于 SVC 和 ADC 具有更大的灵活性的优势。这使得能够实现与 SVC 和 ADC 相当的控制以及附加的灵活性, 从而自然地, 对于 LCL 谐振变换器控制, AVC 不会比 SVC 和 ADC 效率差。诸如全桥串联谐振变换器这样的其他变换器已经使用了 AVC; 但是, 发明人没有发现将 AVC 应用到 LCL 变换器中。

[0064] 感应式功率传输中的一个问题是电磁干扰 (EMI)。在这种情况下, EMI 被认为是以不期望的频率发射的功率。这在信号不是精确的正弦信号并且谐波连同其基频一起被引入时发生。谐波是基频整数倍处的正弦信号。这可以通过被称为总谐波失真 (THD) 的公知变量、或者谐波所占的功率百分比来定量表示。例如, 具有 9 次谐波 (540kHz) 的 60kHz 工作频率信号会干扰 AM 无线电。

[0065] 法拉第定律要求变化的磁场来感生电动势。类似地, 根据安培定律, 需要变化的电流来生成变化的磁场。因此, 必须生成高频交流电 (AC)。这意味着, 必须使用某种变换器或逆变器来将直流电 (DC) 输入转换为期望的 AC 输出。一种 DC 到 AC 的变换方法是具有全桥控制的 LCL 谐振变换器。

[0066] 如图 2 中所示, LCL 谐振变换器是一种公知的电路, 其获取 DC 输入并且生成高频 AC 输出。LCL 谐振变换器的理想特性是, 当调谐并工作在其谐振频率时, 输出电流保持恒定, 而不管施加在其上的负载是如何的。这意味着, 可以在不知道负载的情况下控制 AC 输出电流, 例如恒定电流源特性。此外, LCL 变换器具有在轻载时效率高 (单位功率因数) 以及谐波滤除能力等优点。

[0067] 但是, LCL 谐波变换器在其全桥控制中具有问题。全桥控制器中的二极管容易导致高的开关损耗, 被称为二极管反向恢复损耗。

[0068] 1. 在 LCL 变换器中使用的 AVC 用于减小二极管反向恢复损耗

[0069] 二极管反向恢复损耗在处于正向偏置的二极管具有在负方向上的瞬时电压转换, 而电流仍然流过它的时候发生。例如, 可以参考图 2 到 4 来介绍从状态 S_1 到状态 S_2 的转换。如果电流 i_b 在 S_1 中是负的, 那么状态被称为 S_{1b} 。电流向上流过 D_1 和 D_4 , 并且 V_{ab} 为正的。由于 V_{g1} 高, 而 V_{g2} 低, 所以在 D_4 两端在反方向上没有电压。一旦电路转换到 S_{2b} , 则 V_{g1} 为高, 并且 V_{g2} 为高, 因此在 D_4 两端在反方向上有高电压。现在, D_4 将随着电流开始流过与 V_{g2} 相关的 MOSFET 的沟道而转换为非导通状态, 但是 D_4 有片刻是以高反向偏置电压而导通的。这个现象被称为二极管反向恢复损耗, 并且相关的开关损耗可以是通常具有特别差性能体二极管的某些部件 (如功率 MOSFET) 导通损耗的几十到几百倍。这是因为在制造期间 MOSFET 中体二极管的固有差的特性。用于避免这个问题的当前方法是将被动二极管部件 (具有优良的反向恢复响应) 与体二极管并联, 或者使用 ADC 控制。但是, 前者增加了电路的成本和大小, 而后者将增加的谐波引入到波形中, 从而增加了 THD。

[0070] 当前有两种控制方法常用于 LCL 谐振变换器。用于控制电流的第一方法是 SVC 控制 (参见图 5)。该方法具有易于实现的优点, 并且当使用 120° 的导通角时具有非常好的谐波滤除能力。SVC 控制非常容易实现, 因为其只使用一个控制变量, 即导通角 σ ($180^\circ - \alpha$)。SVC 控制还提供低的 THD, 因为 120° 处的导通角消除了所有三次谐波分量, 并且对称性消除了所有偶次谐波。但是, SVC 存在缺陷, 因为上述与体二极管的开关

损耗在 $\sigma = 120^\circ$ 时特别高,即使对于相对高的 Q_1 ($Q_1 > 5$) 条件也是如此。二极管反向恢复损耗与电路的工作品质因数 (Q_1) 成反比。

[0071] 用于控制 LCL 谐振变换器的第二方法是 ADC 控制 (参见图 6)。该方法具有易于实现的优点,并且在高于特定品质因数时避免了二极管反向恢复损耗。与 SVC 类似,ADC 只具有一个控制变量 β 。但是,其由于不对称的波形而具有高很多的 THD。

[0072] 与 SVC 和 ADC 控制不同,AVC 控制提供了一种能够控制 LCL 谐振变换器的 AC 输入、同时降低二极管反向恢复损耗的方案 (参见图 7)。AVC 控制使用三个控制变量,即 α^+ 、 β 和 α^- 。它通过降低 THD 和避免二极管反向恢复损耗而具有获得 SVC 和 ADC 组合优点的潜能。

[0073] 2. 用于优化 LCL 变换器性能的 AVC

[0074] AVC 控制由于涉及三个控制变量而更难实现。此外,为了实现最好的结果,应当考虑 LCL 谐振变换器的负载条件 (Q_1) 和 $\gamma (L_b/L_1)$, (在第 3 和 4 部分中进一步讨论)。此外,还应该考虑来自副边拾取的反射电抗性阻抗,如后面将展示的那样,因为不是所有的电抗加载都可以被被动补偿,尤其是在表现出可变互耦条件的系统中。感应式功率传输系统中的可变互耦系统在发射器和接收器线圈之间具有可变的高度和对准。这些系统的示例包括固定 EV 充电系统,其中驾驶员不能保证完美的停车对准位置并且不能进行对运动车辆的功率传输。而且,为了将 LCL 变换器保持为高性价比,网络中调谐部件的精确度不能太高,因为制造成本与这些调谐部件的制造公差直接关联。为了将变换器的成本保持得合理,必须允许调谐的某些容差,并且 AVC 算法必须或者通过借由传感器进行的测量来补偿这个变化,或者通过稳健性设计来在宽的失调条件范围上工作。

[0075] 概括来说,最理想的 AVC 控制算法可以找到在不同的 Q_1 、 $\gamma (L_b/L_1)$ 、反射阻抗、和部件灵敏度问题下将满足对二极管反向恢复损耗的避免的这三个变量 α^+ 、 β 、 α^- 的轨迹。不幸的是,这个问题极其复杂,因为存在 α^+ 、 β 和 α^- 的很多组合都可以满足该条件,并且确定最佳方案并不简单。支配最佳方案的一些基本指导原则是 THD、开关损耗 (不是二极管反向恢复损耗) 和导通损耗。

[0076] 这里给出了解决这个复杂问题的一些方法。

[0077] 可以使用稳态时域分析法来求解 AVC 的方案。这个实施例使用每个开关状态中的状态空间表示来求解 V_{ab} 、 i_b 、和 i_1 的单周期波形。已经利用 SPICE 建模验证了利用该方法的波形方案。例如,图 2 中的 LCL 变换器可以通过一组分段线性状态方程来建模:

$$[0078] \quad \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot V_d(t) \quad (2)$$

[0079] 其中 x 是状态矢量, A 是系统矩阵, B 是输入矩阵, 而 V_d 是输入变换器电压。

$$[0080] \quad x(t) = \begin{bmatrix} i_b(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \\ i_1(t) \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_b & -1/L_b & 0 \\ 1/C_b & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & -1/C_1 \\ 0 & 0 & 1/L_1 & -R_L/L_1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1/L_b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0081] 可以定义四个时间间隔,如

$$[0082] \quad \Delta_0 = t_1 - t_0 \quad (4)$$

$$[0083] \quad \Delta_1 = t_2 - t_1$$

$$[0084] \quad \Delta_2 = t_2 - t_2$$

[0085] $\Delta_3 = t_4 - t_2$

[0086] 考虑这四个间隔

[0087] $V_d(\Delta_0) = V_{dc}$, $V_d(\Delta_1) = 0$, $V_d(\Delta_2) = -V_{dc}$, $V_d(\Delta_3) = 0$ (5)

[0088] 配置 k 中状态方程的时域解是

[0089] $x(t_{k+1}) = e^{A \cdot \Delta_k} \cdot x(t_k) + A^{-1}(e^{A \cdot \Delta_k} - I)B \cdot V_d(\Delta_k)$ (6)

[0090] 可以从 (6) 中导出四个方程, 表示这四个状态的时域解, 并且将这四个方程组合为联立形式就提供了以下矩阵,

$$[0091] \begin{bmatrix} -e^{A \cdot \Delta_0} & I & 0 & 0 \\ 0 & -e^{A \cdot \Delta_1} & I & 0 \\ 0 & 0 & -e^{A \cdot \Delta_2} & I \\ I & 0 & 0 & -e^{A \cdot \Delta_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t_0) \\ x(t_1) \\ x(t_2) \\ x(t_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^{-1}(e^{A \cdot \Delta_0} - I)B \cdot V_{dc} \\ 0 \\ -A^{-1}(e^{A \cdot \Delta_2} - I)B \cdot V_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0092] 对 (7) 求解将给出每个时间间隔处的状态矢量条件。将状态矢量作为初始条件代入到 (6) 中就提供了全时域解

[0093] 控制变量 Beta、Alpha+、和 Alpha-、以及电路特性 L_b 、 C_b 、 L_1 、 C_1 、和 Z_r (如图 2 中所示) 在算法中被使用。进行该算法来在 Beta、Alpha+、和 Alpha- 连同多个 Q_1 值 (加载条件) 的可能组合上迭代, 并且该算法对 i_1 、 i_b 、 i_l 的总谐波失真、和 i_b 的总谐波失真的四个矩阵进行填充。如果组合避免了二极管反向恢复损耗, 则矩阵中的相应点被填充以 i_1 、和 i_b 值、以及总谐波失真值的均方根。而且, 所有开关过渡处的开关电流和每个状态的导通电流被保存。

[0094] 累积的 THD 数据可以在可接受性矩阵中显示, 如图 8 中所示。不考虑其中不能避免二极管反向恢复损耗的白色区域。由于这个示例是针对 beta 值为 180° 进行的, 所以对角线 (其中 $\alpha^+ = \alpha^-$) 对应于 SVC 控制。此外, $\alpha^+ = \alpha^- = 0$ 的点对应于 ADC 控制。

[0095] 如果电流被控制在大约 6.2A 和 3.7A 之间或者归一化电流在 0.95 和 0.57 之间, 则利用 SVC 控制不可能避免二极管反向恢复损耗。 Q_1 值越低, 二极管反向恢复损耗越难以避免。图 9 是可接受性矩阵, 其可以与图 8 进行对比来表明减小 Q_1 值的效果。可接受性矩阵清楚地表明了 SVC 控制不能避免二极管反向恢复损耗。虽然为每个不同的 beta 值构建一个单独的可接受性矩阵, 但是可接受性矩阵的评估表明 ADC 控制避免了二极管反向恢复损耗。图 10 是另一个可接收性矩阵, 其可以与图 8 和 9 进行比较来展示改变 beta 的效果。

[0096] 在图 10 中, 起源处的点对应于大约 4.6A, 而图 9 中的起源处的点对应于大约 6.5A。在这两种情形下都避免了二极管反向恢复损耗。因此, 通过使用 ADC 控制, 电流已经被控制到其最大值的 72%, 同时避免了二极管反向恢复损耗。这对应于 48.2% 的系统中功率传输减少, 因为在电流和功率之间存在着平方关系。但是, 对于 I_1 , 针对 THD 已经付出了沉重的代价, 并且其值高达 10%。这是建议 AVC 来提供合理的 THD, 同时避免二极管反向恢复损耗。

[0097] 在一个实施例中, 为 6.57A RMS 的最大原边迹线电流 (i_1)、和 1.5 的比率 L_b/L_1 设计了硬件, 如图 36 中所示。为了设计 LCL 变换器, 首先确定所需要的 X_L ,

$$[0098] \quad X_L = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{\pi(I_1)_{max}} \quad (8)$$

[0099] 其中 V_{dc} 是 H 桥的输入 DC 电压。

[0100] 通过利用 X_L , 利用下式可以确定电感和电容值,

$$[0101] \quad X_L = \frac{1}{\omega C_b} = \omega L_1 = \frac{\omega L_b}{\gamma} = \frac{1}{\omega C_b(\gamma - 1)} \quad (9)$$

[0102] 在这个方程中, γ 是比率, 其中 $\gamma = (L_b/L_1)$ 确定 C_b 的大小, C_b 对在二极管反向恢复损耗在其上被避免的区域有显著的作用。因此, γ 是设计其中避免二极管反向恢复损耗的系统的一个重要参数。比率 L_b/L_1 越小, 在其上可以避免二极管反向恢复损耗的区域越大。但是, 可以获得的最小比率是 1, 因为 C_b 不能比无穷大还大。比率 1.5 足够大来将电路保持为可实现的 (具有 C_b 的可接受值), 并且足够小来为二极管反向恢复避免提供可用区域。图 11 示出了可以使用的值的列表。电感器被自定义调谐以获得期望的值, 并且电容器成组从而提供灵活性来精细调谐。

[0103] 一旦已经计算出所有这些波形和数据, 就可以基于由 THD、开关损耗和导通损耗计算出的最低权重指数来确定在特定的 Q 、 γ 、反射阻抗和部件容差的情况下避免二极管反向恢复损耗的最佳轨迹。最佳轨迹应该是将会把输出电流从最大设计值向下调整到某个预定量的控制角。但是, 可能仍然满足该条件的点的数量非常大, 并且设计最佳轨迹很难。

$$[0104] \quad P_{\text{加权}} = a_0 \cdot \text{THD} + a_1 \cdot P_{\text{开关损耗}} + a_2 \cdot P_{\text{导通损耗}} \quad (10)$$

[0105] 3. 经由解析解的最佳轨迹

[0106] 确定最佳轨迹的一种方法是经由解析函数公式。该方法是对频域谱分析的扩展。在这里, 使用包括图解法、演算法和优化法在内的解析技术中的一些来求解最佳轨迹。为了进行频率分析, 使用全频率分解。频率分解包括两个阶段: 由 AVC 控制算法生成的输入电压和 LCL 谐振网络的频率响应。原边迹线电流的频率分量的振幅为:

$$[0107] \quad I_1(n) = V_{ab}(n) \cdot Y_{V1}(n \omega_0) \quad (11)$$

[0108] 其中 n 是 n 次谐波分量, Y_{V1} 是原边迹线电流与网络输入电压之比得到的导纳, 而 ω_0 是基波谐振角频率。

[0109] 类似地, 桥电流是:

$$[0110] \quad I_b(n) = V_{ab}(n) \cdot Y_{Vb}(n \omega_0) \quad (12)$$

[0111] 其中 Y_{Vb} 是桥电流与网络输入电压之比得到的导纳。这两个变量的计算相当复杂, 并且每个都具有必须考虑的振幅和相位分量。

[0112] 对于 V_{ab} , 振幅和相位分量是:

[0113]

$$|V_{ab}(n)| = \frac{V_{dc}}{\pi} \sqrt{4 + 2\cos(n\alpha_+) - 2\cos(n\beta) + 2\cos(n\alpha_-) - 2\cos(n(\beta + \alpha_-)) - 2\cos(n(\beta - \alpha_-)) - 2\cos(n(\beta - \alpha_+ + \alpha_-))} \quad (13)$$

$$[0114] \quad \arg(V_{ab}(n)) = \tan^{-1} \frac{\sin(n(\beta - \alpha_+)) + \sin(n\beta) + \sin(n\alpha_-)}{1 - \cos(n(\beta - \alpha_-)) - \cos(n\beta) + \cos(n\alpha_-)} \quad (14)$$

[0115] 振幅和相位二者的方程难以利用微分和积分的直接演算法来解析预测。因此, 在使用直接演算法之前使用解析简化法。在这里, 可以在解析演算技术之前首先使用基于图形的方法来确定函数的特性。图 12 和 13 分别示出了 V_{ab} 的基波振幅和相位分量。此外, 在图 14 和 15 中分别示出了二次谐波分量振幅和相位分量。其他谐波分量也可以被分析, 但是在这里没有被示出。其他 β 角的图也需要被分析, 但是在这里没有被示出。

[0116] 可以为 LCL 网络确定电路的导纳。考虑包括原边迹线和桥的两个导纳。桥导纳确定二极管反向恢复损耗是否被消除,而原边迹线导纳确定迹线电流中的基波电流和 THD。首先分析桥导纳。对于具有某个 γ 比率的 LCL 网络,网络的阻抗是:

$$[0117] \quad Z_{in}(\omega) = R_{in}(\omega) + jX_{in}(\omega) \quad (15)$$

$$[0118] \quad R_{in}(\omega) = R_1 \left(\frac{1}{(1 - \omega_n^2)^2 + (\omega_n/Q_1)^2} \right) \quad (16)$$

$$[0119] \quad X_{in}(\omega) = j\omega_0 L_1 \left(\omega_n \gamma - \frac{\gamma - 1}{\omega_n} + \frac{\omega_n - \omega_n^3 + (\omega_n/Q_1)^3}{(1 - \omega_n^2)^2 + (\omega_n/Q_1)^2} \right) \quad (17)$$

[0120] 其中 ω_n 是归一化频率,而 ω_0 是基波频率。

[0121] 对于基波电阻,可以简化为:

$$[0122] \quad R_{in}(\omega_0) = Q_1 X_1 \quad (18)$$

[0123] 高次谐波电阻显著低于基波和电抗性阻抗,并且它们将在前面的分析中被忽略。

[0124] 对于输入电抗 X_{in} ,后面两项与第一项相比在高次谐波的情况下相对更接近零,并且方程的振幅由第一项占主导地位。二次谐波可以通过下式来近似:

$$[0125] \quad Z_{in}(2\omega_0) = j\omega_0 L_1 (2\gamma - 0.5) \quad (19)$$

[0126] 对于超过二次的谐波,可以通过下式来近似:

$$[0127] \quad Z_{in}(n\omega_0) = j\omega_0 L_1 n\gamma \quad (20)$$

[0128] 在这里应当注意,避免二极管反向恢复的一种重要方法是将更高次谐波引入到桥电流波形中,因为基波同相分量通常不能避免二极管反向恢复。因此,这个谐波分析是通常不应该忽略的一个重要步骤。

[0129] 产生的一个问题是,需要保留多少谐波来精确地确定桥电流?发现阻抗精度与实电流和无功电流的比率成比例,因为到桥中的无功电流是 90° 异相的。因此,

$$[0130] \quad e_z \propto \frac{X_{in}(n\omega_0)}{R_{in}(\omega_0)} = \frac{n\gamma}{Q_1} \quad (21)$$

[0131] 电流精度为:

[0132]

$$\text{精度}_{Ib} \propto \frac{1/V_{ab}(n\omega)}{1/e_z} \propto \frac{\gamma n^2}{Q_1} > \text{因数} \quad (22)$$

[0133] 利用该方程,在图 16 中示出了对于精度因数=10 分析电路所需要的 n 次谐波。发明人发现,对于一个实施例的典型工作条件,当 $\gamma=1.5$ 并且 $Q_1=4$ 时,需要大约为 7 的 N 阶次,虽然这随着不同工作条件而变化。使用等于 4 的 Q_1 ,因为对二极管反向恢复损耗的实现在超过 $Q_1=4$ 时可以被避免,并且不应需要被分析。

[0134] 在确定阶次之后,可以一起确定 LCL 变换器的阻抗和电压输入。这可以通过以下方式来实现:利用电感来近似网络的阻抗,其中复数部分是输入电压振幅和相位分量。通过确定输入电压的振幅和相位的某些比率,可以避免二极管反向恢复损耗。通过利用这些,可

以通过原边迹线的导纳来确定原边迹线电流中的 THD。

[0135] 可以归纳为在这里存在两个问题。第一个是是否避免二极管反向恢复损耗。第二计算取避免反向恢复损耗的点并且计算对于运行具有最佳 THD 的趋势。

[0136] 在图 17 中为反向恢复损耗避免的计算示出了一个示意性流程图。程序开始于利用系统参数来确定频率分量。然后,使用为振幅分量确定最佳比率的程序来在宽范围的 β 、 α^+ 、 α^- 角度条件上预测二极管反向恢复条件。在确定了最佳趋势之后,一组控制角的结果是计算程序的输出。

[0137] 在确定了用于避免二极管反向恢复损耗的趋势之后,求得的解于是成为第二计算程序的输入,第二计算程序确定针对 THD 值的最佳控制趋势。这些程序不是必须不得不进行两阶段先后顺序的计算。在这两个阶段之间反向和正演计算的迭代过程已经表明生成更优结果。

[0138] 经有求解 TSP 的算法的最佳轨迹

[0139] 由于控制局限的本质,控制角 α^+ 、 α^- 和 β 的最大跳转大小必须受限与相邻归一化迹线电流的界限。通过引入该界限,最佳 THD 路径变得难以确定,因为在一局部点处最低的 THD 可能偏移在整个轨迹上较高的总 THD。这个具体类型的问题可以被定量为旅行推销员问题 (TSP)。TSP 是数学和计算机科学中一个公知的极其复杂的问题。由于具有大致 100 个步骤或遍历节点,所以以蛮力搜索方式来计算这个问题的可能性实际上是不可行的,需要超过 6×10^{169} 次比较。因此,实现显著降低计算时间的用于确定近于最佳的 AVC 解的算法,而不保证绝对最佳解。所计算得到的解通常非常接近于 AVC 的最佳解。在这里,贪婪算法可以被用于确定接近最优的轨迹,同时使计算资源最小化。也可以使用求解 TSP 的很多其他算法选项。下面介绍可以用于为 LCL 变换器的 AVC 控制求解最佳轨迹的 TSP 算法的一些可能的变型。

[0140] 在图 18 中示出了一个贪婪算法示例。该算法开始于 $I_1 = 0.5-0.55$ 的归一化电流范围,并且由该数据组确定最低 THD 点。然后,该算法开始查看最邻近的点 ($I_1 = 0.55-0.6$),并且确定满足某个最大跳转角(在一具体情形下是 6 度)限制的最低 THD 点。在该情形下,不选择该组数据的最低 THD 点,因为跳转角太大。重复这个过程,直到规划出从 $I_1 = 0, 5-1$ 的完整轨迹。该算法将在再次开始启动该过程时使用第二好的 THD 点,以确定是否有另一最佳轨迹可以被找到。这可以重复 N 次,对于 $Q_1 = 2$ 的示例只需要一次迭代。图 19 示出了利用贪婪算法为 AVC 确定的轨迹。在图 19 中,在 AVC 上添加了“最好 AVC”。还为了比较的目的,添加了额外的绝对最佳图。注意,这等同于求解 TSP 以及寻找可能最好的解。某些情形中可能最好的解由于跳转角限制而可能从不被实现,即使利用蛮力搜索方法计算了所有可能的选项。可以看出,在没有任何跳转角限制的情况下得到的最佳几乎与简单贪婪算法解相同。在图 20 和 21 中画出了对于贪婪算法解和没有跳转角限制的绝对最佳解的所需要的 α^+ 、 α^- 和 β 角。可以看出,所计算得到的角度几乎是相同的,并且在该情形下,贪婪算法对于获得最佳解绰绰有余。为 $Q_1 = 4$ 进行了类似计算,并且在图 22 中示出了结果。在这种情况下,最好的解略微不同于贪婪算法解。这并不必然意味着贪婪算法不是最佳的,但是如果不限限制跳转角的话,它可能不如最好的那么好。对于这二者的跳转角之间的差别在图 23 和 24 中示出。

[0141] 在确定了期望的轨迹之后,可以利用存储在微控制器中的查找表来完成对于其的

物理实现。但是,这可能对于 Q_1 的不同工作条件需要很多点。减少点数量的一种方法是利用通过最小二乘法拟合进行的多项式近似。在图 25 中示出了一个曲线拟合示例。在这里,使用四阶多项式来估计 beta 角,并且可以看到近似是非常精确的。

[0142] 下面介绍一种确定最佳轨迹的方法。在这里,使用 4 阶次最小二乘法多项式作为示例。只有变量 I_1 包括在近似中,并且所有其他变量被认为是恒定的并且固有地结合到近似中。为了近似上述归一化特性,近似函数的形式为:

$$[0143] \quad f(a_+, a, \beta) = a_4 I_1^4 + a_2 I_1^2 + a_2 I_1^2 + a_2 I_1 + a_0 \quad (23)$$

[0144] 并且可以由下式获得多项式的值:

$$[0145] \quad A = \begin{bmatrix} a_4 \\ a_2 \\ a_2 \\ a_2 \\ a_0 \end{bmatrix} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (24)$$

[0146] 其中 X 是 α_+ 、 α_- 和 β 的数据矩阵。 Y 是所关心的归一化输出数据的数据矩阵,在这个情况下,所关心的归一化输出数据例如是归一化的原边迹线电流。因为 X 矩阵最可能不是方形矩阵,所以直接的矩阵求逆是不可能的。因此,通常需要伪逆过程,其中必须添加矩阵 X 的转置来将其变换为方形矩阵,使得可以进行矩阵求逆。

[0147] 利用一个多项式来包括两个或更多个工作参数的多变量回归法也是一个选项。作为一个示例,利用多变量回归对上一问题的最小二乘法拟合多项式是:

$$[0148] \quad f(a_+, a, \varepsilon) = a_2 I_2^2 + a_2 I_2^2 + a_2 I_2 + a_2 + e_2 Q_2^2 + b_2 Q_2^2 + b_2 Q_2 + c_2 Q_2^2 I_2 + c_2 I_2^2 Q_2 + d_1 I_2 Q_2 \quad (25)$$

在这个示例中,给出了三阶曲面近似。利用 (24) 中伪矩阵求逆过程的类似过程来计算多项式的系数。注意,对于曲面近似,多项式中系数的数量巨大地增加,因为多项式阶次的组合也必须被包括。

[0149] 5. 用于 AVC 的感测电路

[0150] 可以使用感测电路来测量加载条件 (Q_1) 和反射电抗性阻抗和部件容差。为了测量电路的 Q_1 ,使用具有用于测量桥电流的变流器的简单整流器,如图 11 中所示。rms 桥电流大致涉及:

$$[0151] \quad i_b = \frac{V_{ab} R_{r1}}{X_1^2} \quad (26)$$

[0152] 其中 V_{ab} 是 LCL 网络的 AC 输入电压, R_{r1} 是副边拾取的反射电阻,而 $X_1 (= \omega L_1)$ 是 LCL 网络的电抗。该方程假设没有反射电抗。由于 X_1 是一设计值,而 V_{ab} 是控制器输入,所以这两个变量都是已知的,并且 R_{r1} 是通过测量 i_b 直接估计的。 R_{r1} 与 Q_1 的关系在 (1) 中被限定为 $Q_1 = \omega L_1 / R_{r1}$ 。

[0153] 测量桥电感器电流的另一替代方案是使用霍尔效应传感器和功率电阻,如图 26 中所示。对这些感测电路拓扑结构的组合的任何使用也是可能的。

[0154] 可以使用更高级的感测电路来确定原边迹线线圈上的反射电抗。感测电路可以容易地通过仍然测量桥电感器电流而获得:

$$[0155] \quad i_b = \frac{V_{ab} Z_1}{X_1^2} = \frac{V_{ab}}{X_1^2} (R_{r1} + jX_{r1}) \quad (27)$$

[0156] 其中 X_{r1} 是副边拾取的反射电抗。因此,通过测量 i_b 相对于 V_{ab} 的基波分量相位,

确定实和电抗性的反射阻抗。除了前面提到的 i_b 的振幅测量,在图 27 中引入了相位测量电路。可以使用锁相环 (PLL) 电路来获得 i_b 和 V_{ab} 二者的相位,并且相位差被通过“或门”。 i_b 和 V_{ab} 将具有 50% 的占空比波形,并且如果它们是完美同相的,只涉及反射阻抗,则“或门”将输出 50% 占空比。对于无功负载, i_b 和 V_{ab} 将不是完美同相的,因此“或”输出将具有大于 50% 输出。如果 V_{ab} 领先于 i_b , 则 X_{r1} 必然是电容性的,并且类似地, X_{r2} 在 i_b 领先于 V_{ab} 时必然是电感性的。应当指出的是,当在桥电流侧进行测量时, LCL 网络将电感性反射阻抗翻转。诸如低通滤波器和带通滤波器这样的其他电路可以添加在 PLL 之前,以通过消除谐波分量而提高相位检测的精度。在图 28 中示出了波形的滤波后版本。在滤波后为桥电流确定相位振幅,并且利用 (13) 和 (14) 确定 V_{ab} 的基波振幅和相位分量。此外,可以使用其他门级实现来测量相位。此外,使用模数转换器 (ADC) 来对高频波形进行采样,并且使用数字信号处理器 (DSP) 来以与模拟电路对应物所提出的类似方式测量振幅和相位分量二者。此外,这些电路中任何电路的合理方式的组合也可以检测和测量 i_b 的相位和振幅,从而估计电路的反射电阻和电抗。

[0157] 图 29 中展示的概括性方框图示出了传感器块的操作。首先,测量或采样感兴趣的关键变量。然后利用但不限于上述方法来获得这些测量值的振幅和相位分量。然后在计算中使用振幅和相位分量来确定是否可以实现二极管反向恢复。

[0158] 为了在制作过程中保持谐振功率变换器的低成本,必须使用具有较低容差的调谐部件。这增加了加载到 LCL 变换器的额外的电抗,并且改变了其性能特性。为了对其进行补偿,上面提出的电压和电流传感器可以被用于测量谐振电容器电压和原边迹线电流。但是,这在批量生产系统中可能是成本高的。另一替代方案是选择控制轨迹来为最坏情形调谐失匹配避免二极管反向恢复损耗,并且在正常工作期间在较不最佳的 THD、开关损耗、和导通损耗特性处工作。设计过程使用蒙特卡罗分析和稳健性系统设计技术。这个分析背后的思想是为宽范围的部件容差 (例如 $\pm 10\%$) 模拟 LCL 谐振网络。应当为调谐部件的所有组合执行宽范围的计算或模拟,以帮助确保以足够的余量满足对于避免二极管反向恢复的最坏情形条件。

[0159] 6. 用于 AVC 的控制器

[0160] 为了实现运行期间的最佳轨迹,控制系统应当被实际地实现。主控制变量是 LCL 变换器的输出电流的调节。在利用系统辨识或暂态分析技术对变换器特性进行建模之后,推导出降阶传递函数。利用这个传递函数,可以实现具有简单的比例 - 积分 (PI) 控制器的闭环系统,如图 30 中所示。控制器与诸如 i_b 、 V_{ab} 、 V_c 、 i_c 这样的所需要的输入一起从输出电流测量获得输入,并且经由微控制器中预加载的查找表来为 H 桥确定最佳控制角,如图 31 中所示。也可以使用其它控制器,如比例 - 积分 - 微分 (PID)、模糊逻辑、鲁棒控制器、状态空间控制器或其它。而且,这个控制功能的数字和模拟实现都是可能的。

[0161] 利用 AVC 而不是其它方法来控制 LCL 变换器的一个不同是在于其能够在暂态条件下避免二极管反向恢复。由在时域中计算得到的稳态解非常难以对其进行确保。因此,附加的确定性工作条件被引入到控制器设计中,以避免二极管反向恢复。这是因为控制角中的系统增益可能在不同的 Q_1 和其它参数的情况下必须改变。这样,非线性可能被引入到传统控制器中,以实现所要求的响应时间。为了对该问题进行解析求解,可以将相平面分析和广义状态空间平均 (GSSA) 并入到控制器设计中。在图 32 中示出了一个代表性设计过程的流

程图。可以使用分析来验证是否可以基于时域稳态解来避免二极管反向。如果不满足,则有两个选项可用。第一选项是使用控制器中的较低增益来以非常慢的速度斜坡驱动 (ramp) 迹线电流,使得暂态响应和稳态非常相似。然而,这在某些应用中并不是始终实用的。另一选项是通过在过渡为更大时对桥电流进行加权来修改最佳轨迹,使得在过渡期间,仍然有足够的余量来避免反向恢复损耗。这涉及改变 (10) 中的权重。

[0162] 7. 软开关的固定频率 LCL 变换器

[0163] 通过实现 AVC,可以完全避免二极管反向恢复损耗。这样,LCL 变换器中的 H 桥可以只具有功率 MOSFET 或 IGBT 的关断损耗。利用这个开关特性,功率开关器件的额外小电容器或寄生输出电容可以有助于完全软开关变换器的设计实现零电压开关 (ZVS) 条件。在图 33 中示出了一种典型的电路结构。可以通过使用电容器来在开关关断条件期间在流过其的电流减小到零的同时临时保持开关电压来实现 ZVS 条件。这使得电压过渡可以在关断条件期间是最小,从而实现软开关条件。然而,存在某些设计限制来确保软开关,因为跨在开关两端的电容器必须小心地控制,或者额外电容器的致命的短路条件可能发生并且导致甚至更高的开关损耗或极端条件下的功率器件故障。为了确保电容器在开关接通之前完全放电,必须满足以下方程:

[0164]

$$C_{sn} = \frac{i_b(0)t_{dead}}{V_{dc}} \quad (28)$$

[0165] 其中 t_{dead} 是 H 桥的死区时间 (即为了避免 H 桥支路中的直通电流而在改变开关状态之前所需要的时间), $i_b(0)$ 是开关瞬间的桥电感器电流, V_{dc} 是 H 桥的 DC 输入电压。

[0166] 跨在开关两端的并联电容器对于 H 桥中的四个开关可以不是必须是相同的。这是因为流过开关的电流在这四个条件 (S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4) 下是不同的,并且因此根据 (27) 需要不同的电容值。图 34 中所示的流程图可以用于确定最佳电容器值。流程图中的第一阶段是确定开关情形的电流值的范围。在图 35 中示出了每个开关过渡处电流的一个示例。由前面提到的时域解析技术来计算这些电流值。流程图中的计算程序应当确定在开关中的短路情形出现之前所允许的最大电容。注意,对于两个开关瞬时,共享每个 H 桥臂中的电容值。 S_1 和 S_3 被分组在一起以共享一组电容器值,而 S_2 和 S_4 被分组在一起以共享另一组。

[0167] 已经设计了一种用于 IPT 电源的新型变换器来实现软开关,同时将开关频率保持为恒定 (LCL 变换器和 AVC)。这种变换器相对于 IPT 中的传统变换器具有显著的优点,在传统变换器中不能同时容易地实现固定频率和软开关。这种新的控制技术已经允许变换器一次就具有这两个优点。

[0168] 在一些配置中,这里所介绍的系统和方法可以通过控制器来执行 (例如如前面所描述的)。例如,控制器可以包括处理器和与处理器电子通信的存储器。在某些配置中,存储器可以存储使处理器使能这里所介绍的系统和方法的处理器可执行指令。例如,处理器可以执行使处理器选择减小 THD 并避免二极管反向恢复损耗的 alpha plus (例如 alpha+)、alpha minus (例如 alpha-)、和 beta 的可执行指令。

[0169] 以下示例只是示例性的,并不旨在以任何形式对本发明进行限制。

[0170] 示例

[0171] 应当理解,上面介绍的和其他的特征和功能中的各种或者其变型都可以有利地组

合到很多其他不同系统或应用中。而且,本领域技术人员以后可以进行各种目前未预见或未预料的替代方式、修改形式、变型或改进,并且它们也涵盖在后面的权利要求的范围内。

[0172] 在图 37 中示出了具有图 36 中所示参数值的设备的一个实施例的一种总设计配置。图 38 是门驱动器的示意图。图 39 示出了通过所公开系统的电流路径。

[0173] 图 40 示出了系统的一个实施例的高等级方框图。蓝色虚线表示隔离,因为 NanoBoard3000 控制器经由光隔离器与电路的其他部分通信。图 41 示出了 LCL 变换器的谐振槽路。

[0174] 在这个实施例中,软件提供用户界面用于设置所期望的电流值、过流保护、以及控制系统。这些控制然后被发送到固件,固件控制现场可编程门阵列 (FPGA) 中的硬件描述语言 (HDL) 设计来对决定性的门级控制进行时间安排。图 42 示出了软件的一般概貌,而图 43 示出了图形用户界面 (GUI) 的屏幕截图。

[0175] 在这个实施例中,固件通过 HDL 设计界面为全桥设置关键性定时控制。控制变量被从软件传入,被检查其有效性,并且使用 HDL 设计界面来修改时间安排。固件和 HDL 设计还为全桥提供保护,因为它们在所有开关过渡上施加死带来防止低边和高边 MOSFET 同时接通。在图 44 中提供了固件的一个示例性流程图。

[0176] 可以实现所公开的 AVC 方法和设备,使得在与 ADC 控制可以避免二极管反向恢复损耗的相同范围上可以避免二极管反向恢复损耗,如图 8-10 所示。所公开的 AVC 方法和设备还提供与 SVC 控制类似的 THD 结果。

[0177] 在图 45 中概述了针对 THD 的 AVC 优点,在图 45 中示出了相对于 ADC 和 SVC 控制方法的 THD 的最大改进和平均改进。

[0178] 在图 46 和 47 中展示了所公开的 AVC 方法和设备的测试结果,图 46 和 47 示出了具有相同负载 ($Q=2$) 以及相同 i_1 (4.8ARMS) 的 SVC 控制和 AVC 控制之间的比较。在这些波形中,标记出电压 (V_{ab}) 和电流 (i_b)。这表明 SVC 控制没有避免二极管反向恢复损耗,而 AVC 控制当根据本发明一实施例实现时确实避免了二极管反向恢复损耗。在 SVC 波形示例 (图 46) 中,第一和第三开关过渡的电流与电压改变具有相同的符号 (即电流为正,并且电压上升)。这表明二极管反向恢复损耗正在发生。相反,AVC 波形示例 (图 47) 表明在所有开关过渡上,电流与电压变化具有相反的符号。因此避免了二极管反向恢复损耗

[0179] 图 48 表明 AVC 控制更高效。其效率在宽的功率范围上也更一致。

[0180] 调节电路中所公开的 AVC 控制的实施例有助于实现高效率的非干扰性的无线充电系统。这个控制设备和方法比现有技术的 SVC 控制和 ADC 控制方案复杂得多,并且提供了进行 SVC 控制和 ADC 控制系统自身不能进行的那些功能的能力。更具体地,AVC 控制提供了在宽范围的加载条件和电流值上避免二极管反向恢复损耗和实现可接受的 THD 的能力。

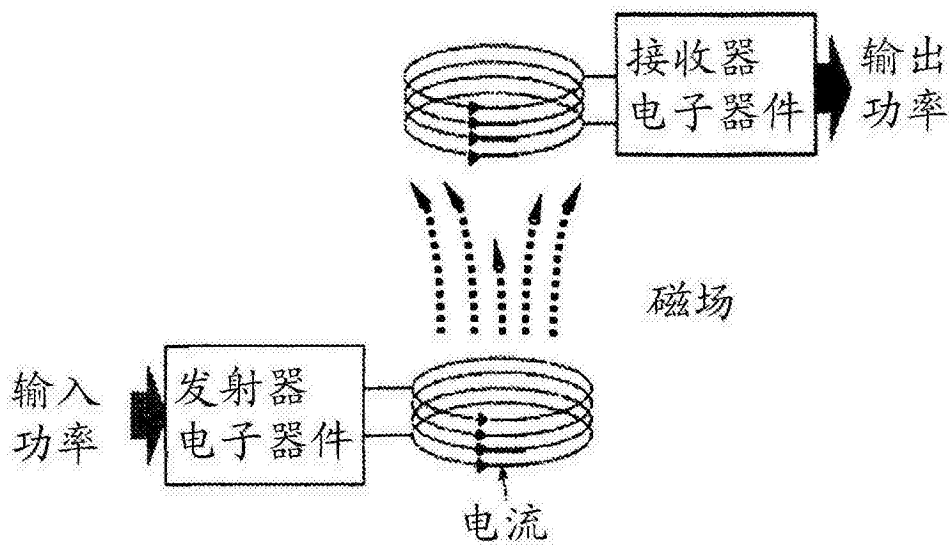


图 1

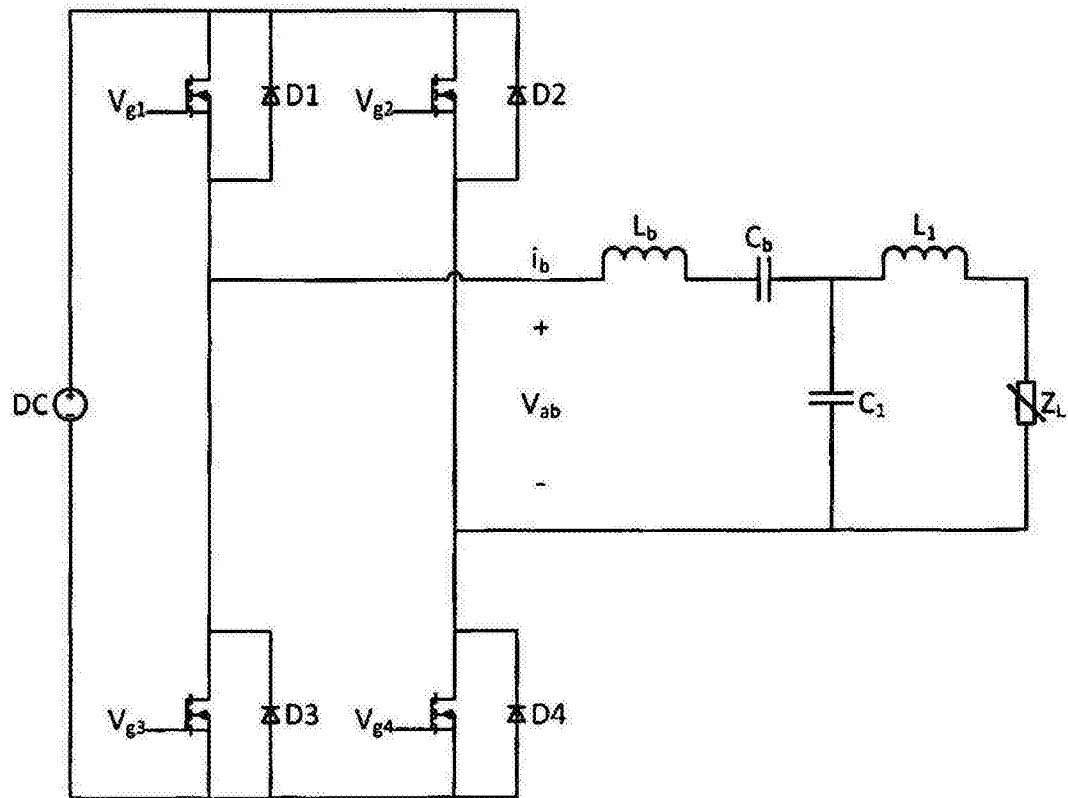


图 2

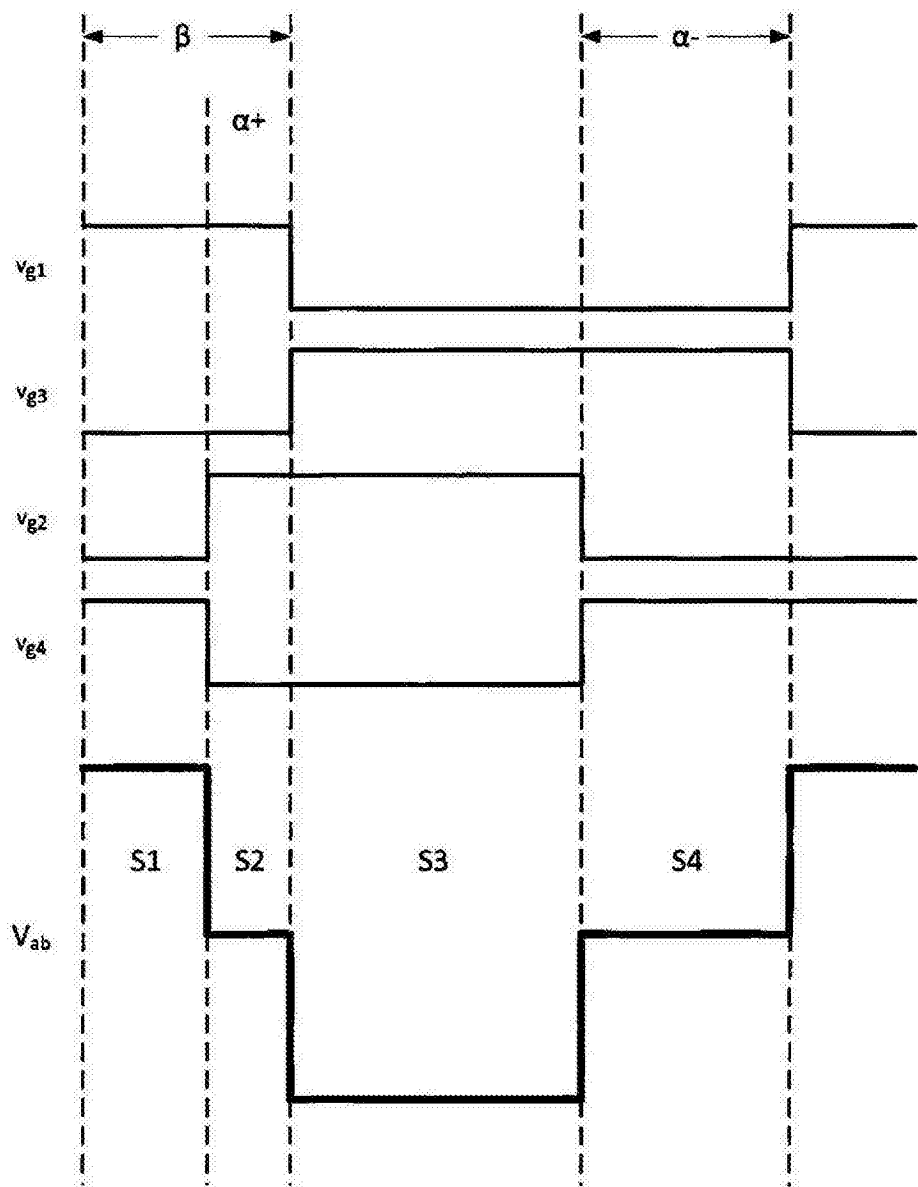


图 3

起始状态	结束状态	开关条件
S1a(Vab +, ib +)	S1b(Vab +, ib -)	零电压开关
	S2a(Vab 0, ib +)	硬 (可接受)
S1b(Vab +, ib -)	S1a(Vab +, ib +)	零电压开关
	S2b(Vab 0, ib -)	硬 (二极管反向恢复)
S2a(Vab 0, ib +)	S2b(Vab 0, ib -)	零电压开关
	S3a(Vab -, ib +)	硬 (可接受)
S2b(Vab 0, ib -)	S2a(Vab 0, ib +)	零电压开关
	S3b(Vab -, ib -)	硬 (二极管反向恢复)
S3a(Vab -, ib +)	S3b(Vab -, ib -)	零电压开关
	S4a(Vab 0, ib +)	硬 (二极管反向恢复)
S3b(Vab -, ib -)	S3a(Vab -, ib +)	零电压开关
	S4b(Vab 0, ib -)	硬 (可接受)
S4a(Vab 0, ib +)	S4b(Vab 0, ib -)	零电压开关
	S1a(Vab +, ib +)	硬 (二极管反向恢复)
S4b(Vab 0, ib -)	S4a(Vab 0, ib +)	零电压开关
	S1b(Vab +, ib -)	硬 (可接受)

图 4

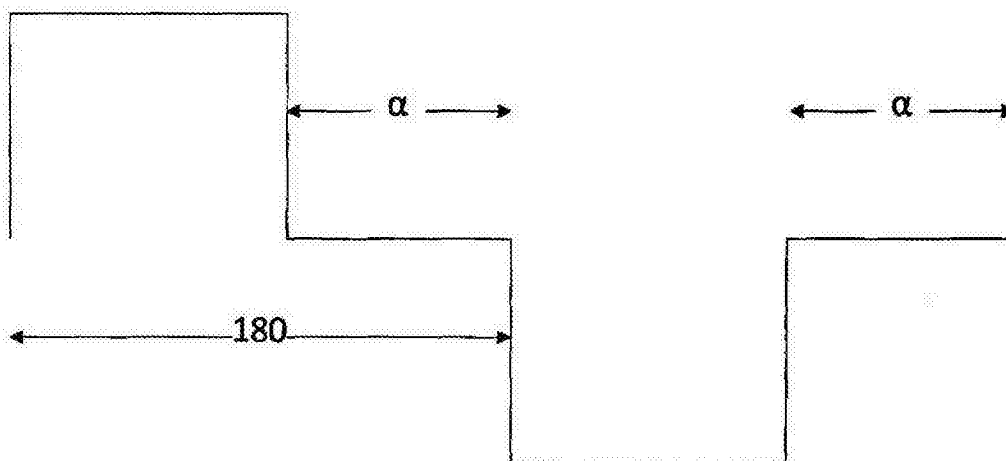


图 5

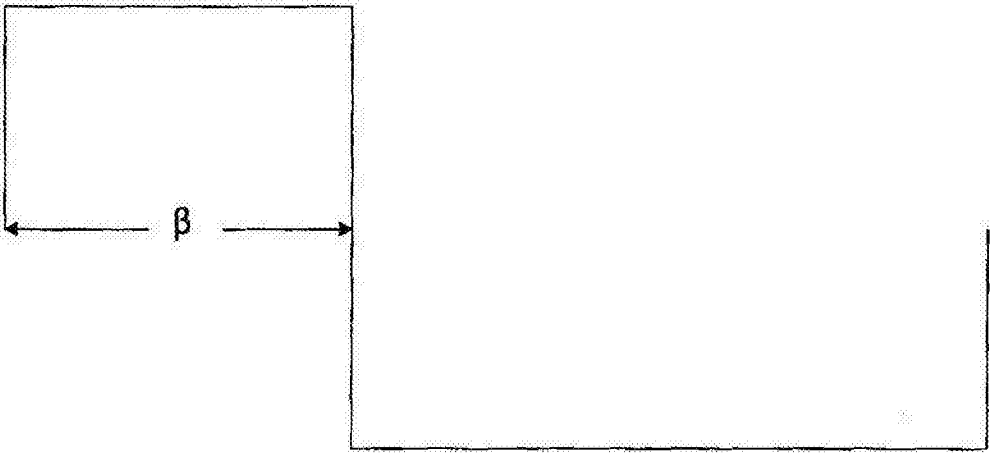


图 6

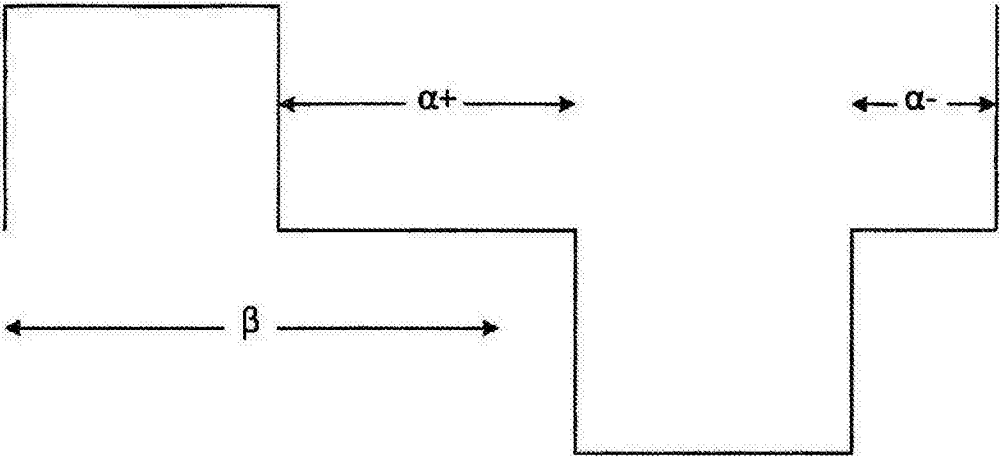


图 7

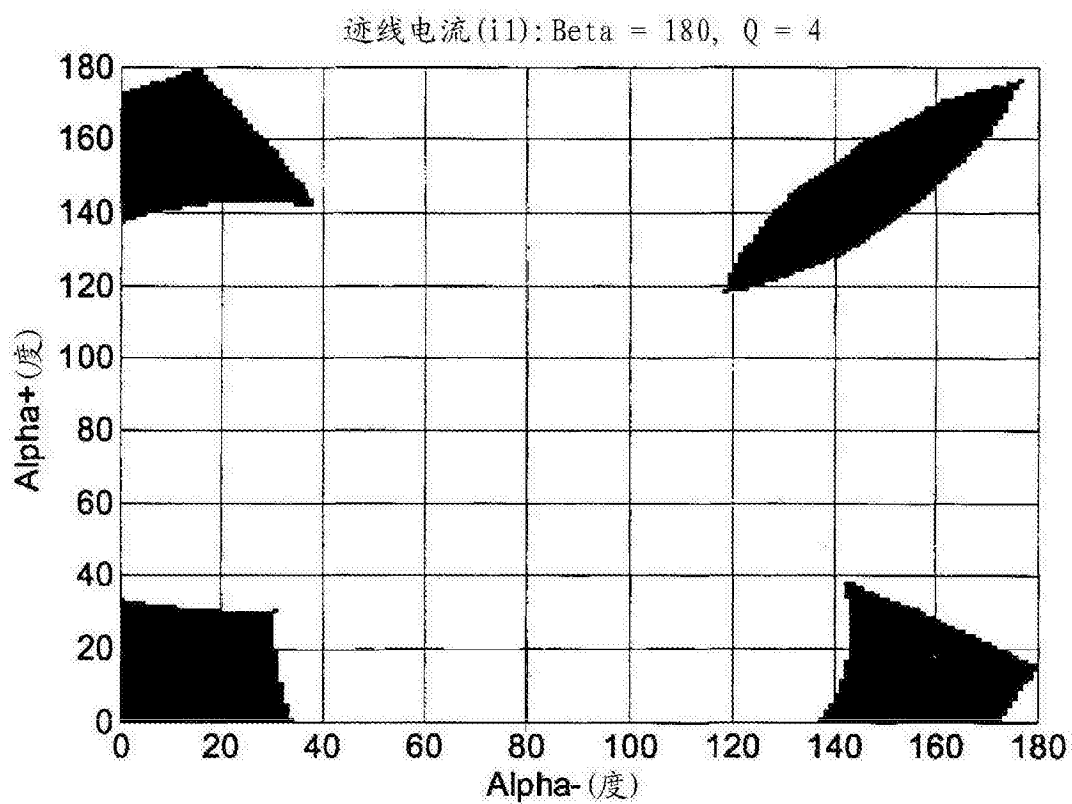


图 8

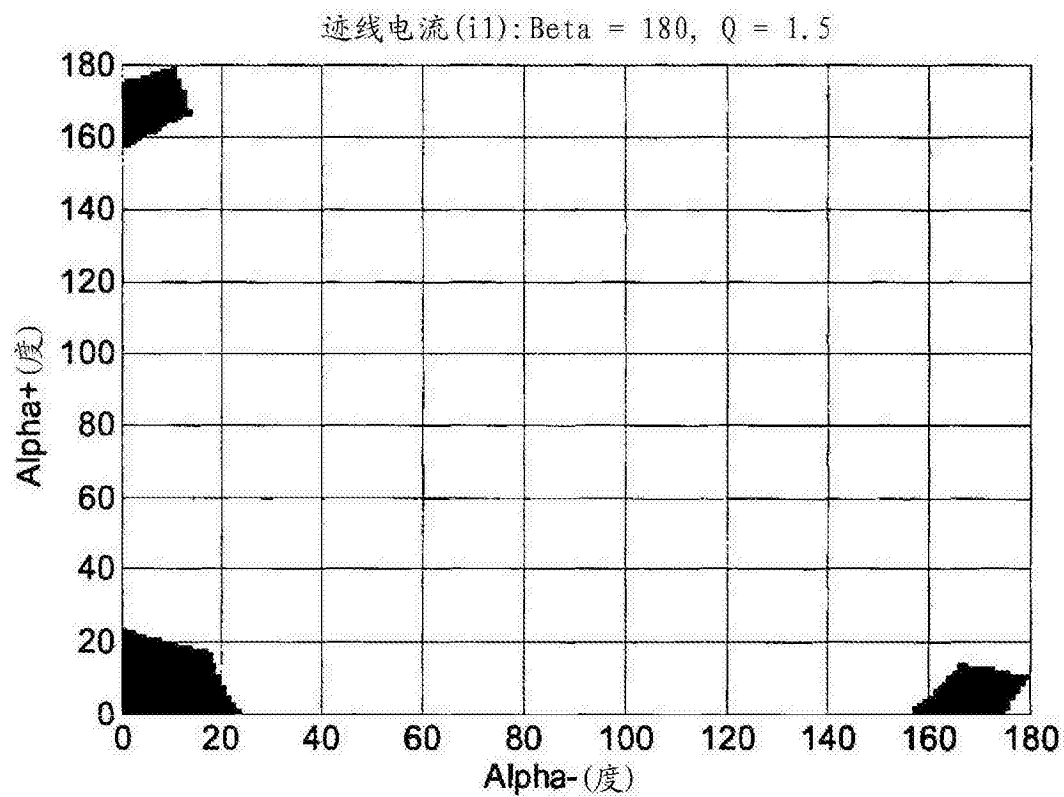


图 9

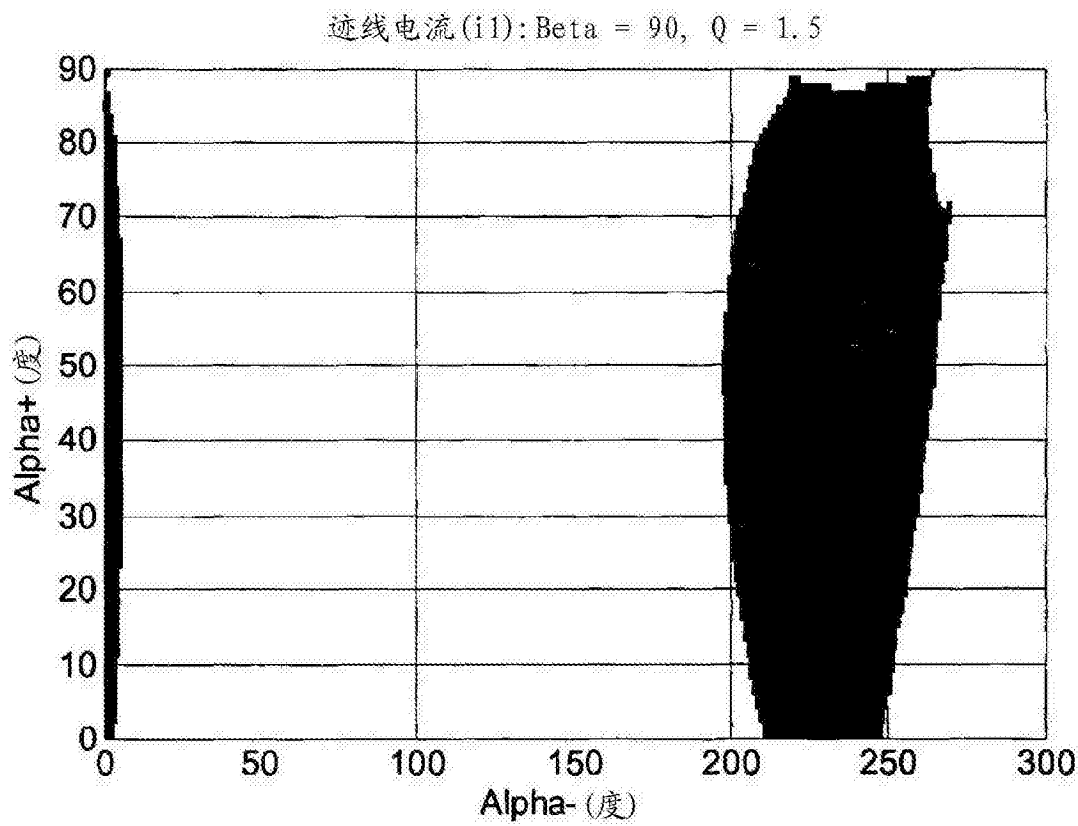


图 10

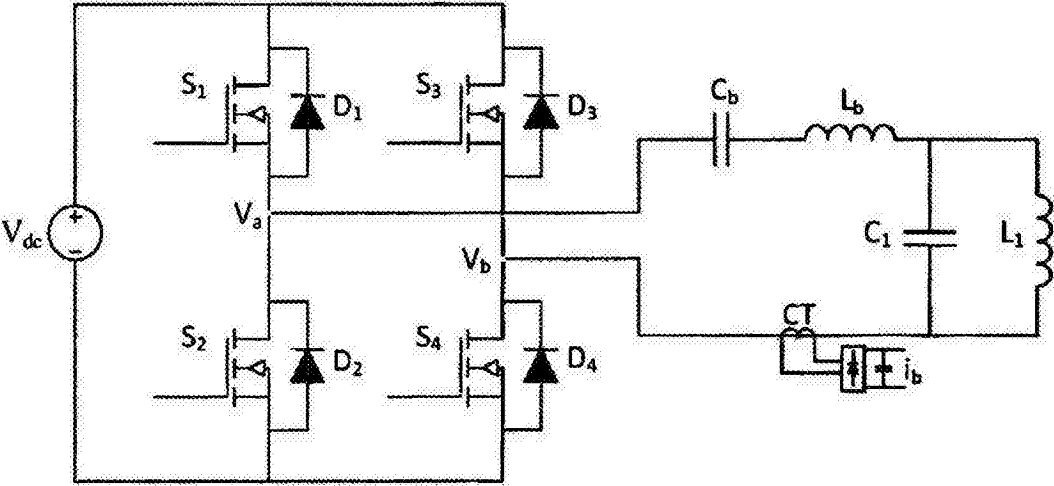


图 11

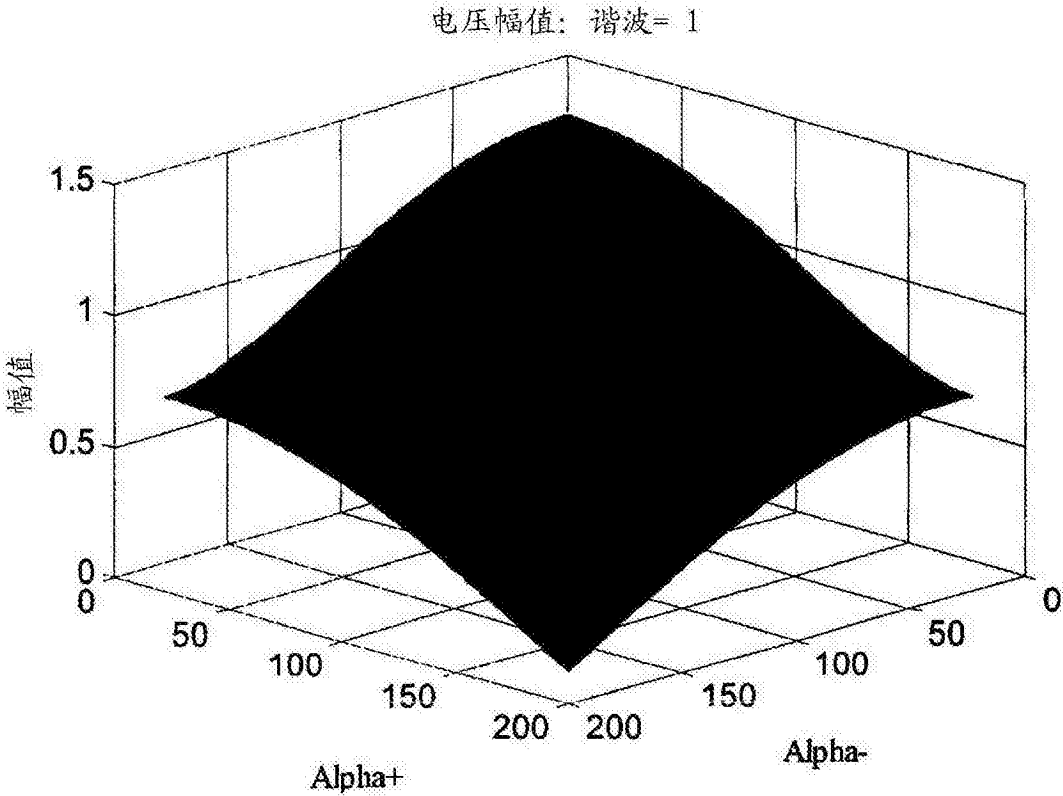


图 12

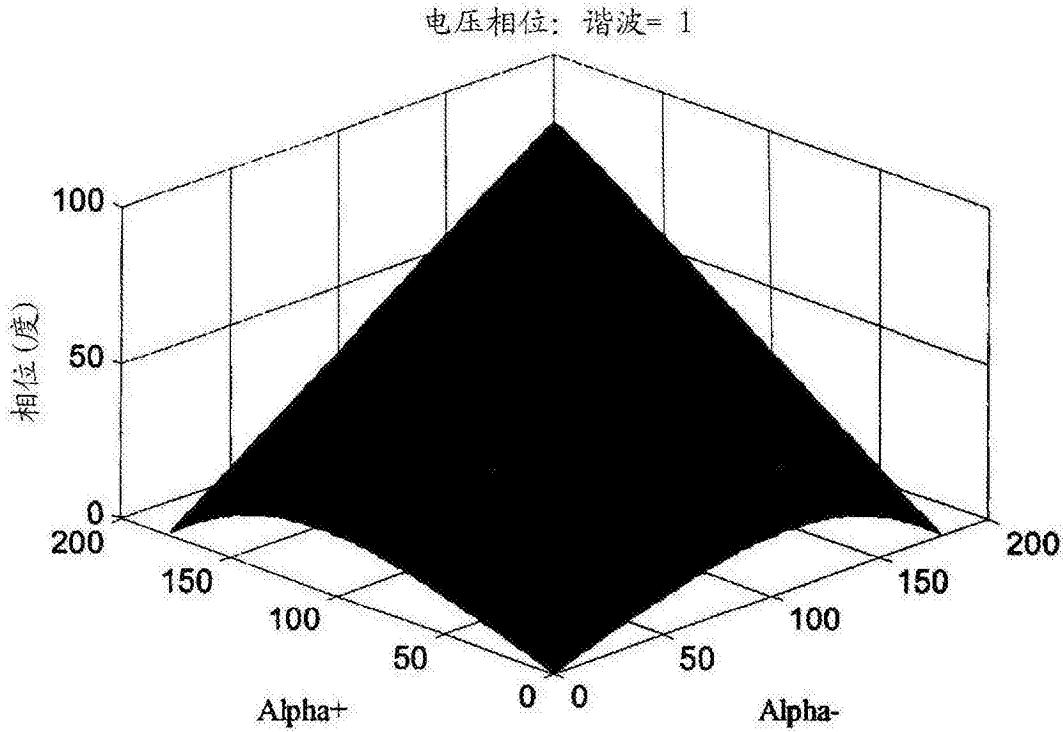


图 13

电压幅值: 谐波= 2

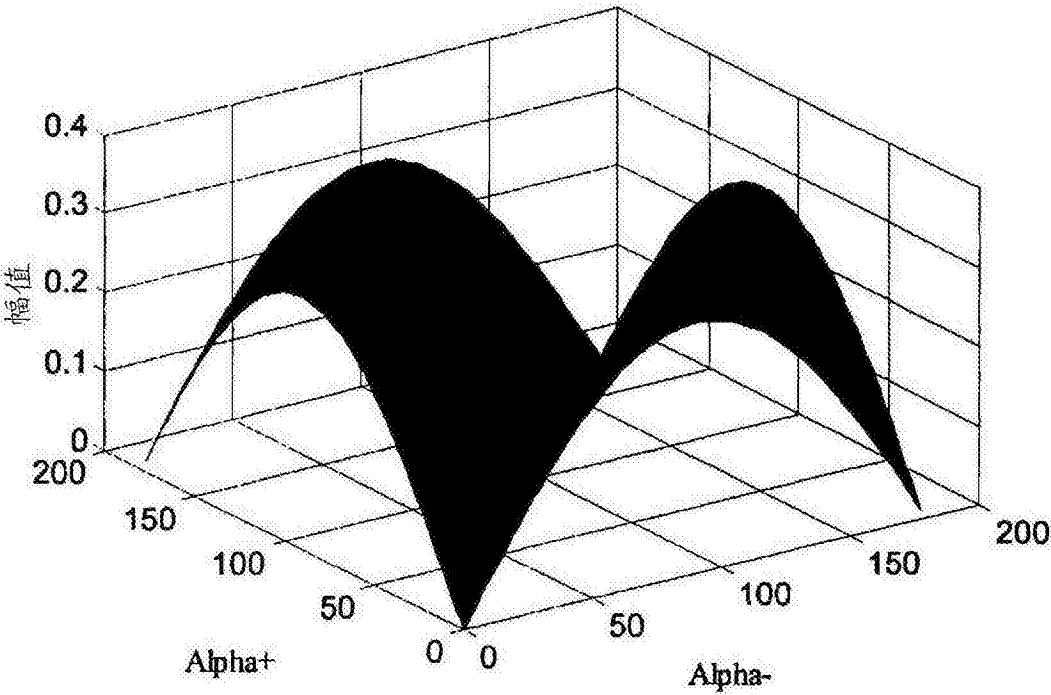


图 14

电压相位: 谐波= 2

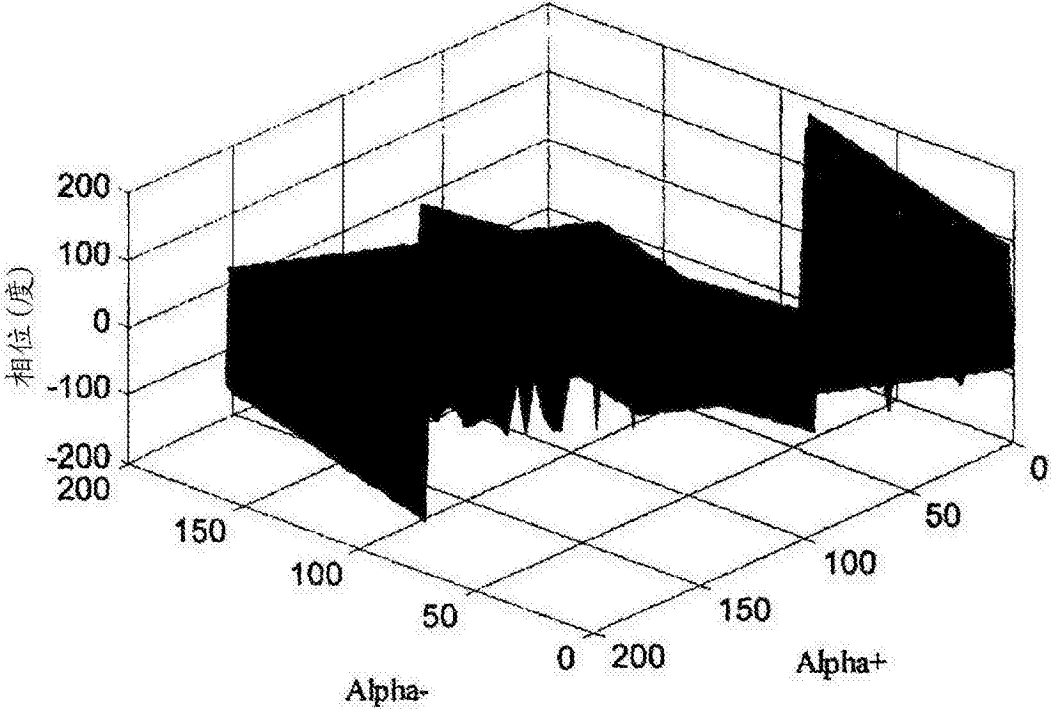


图 15

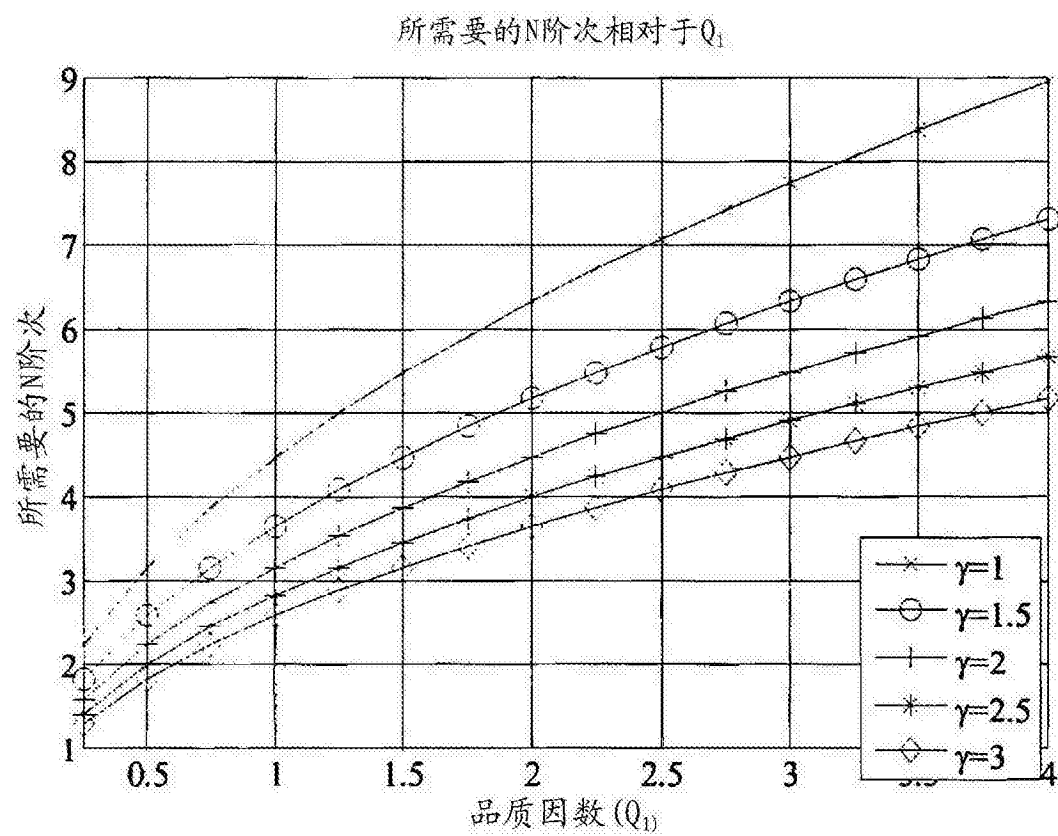


图 16

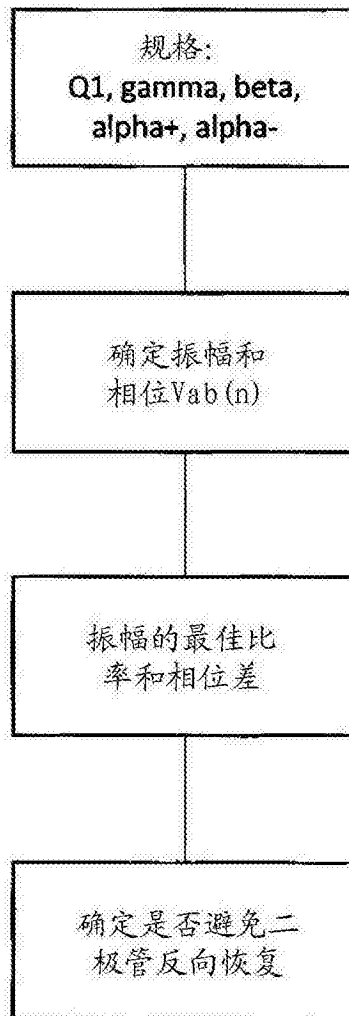


图 17

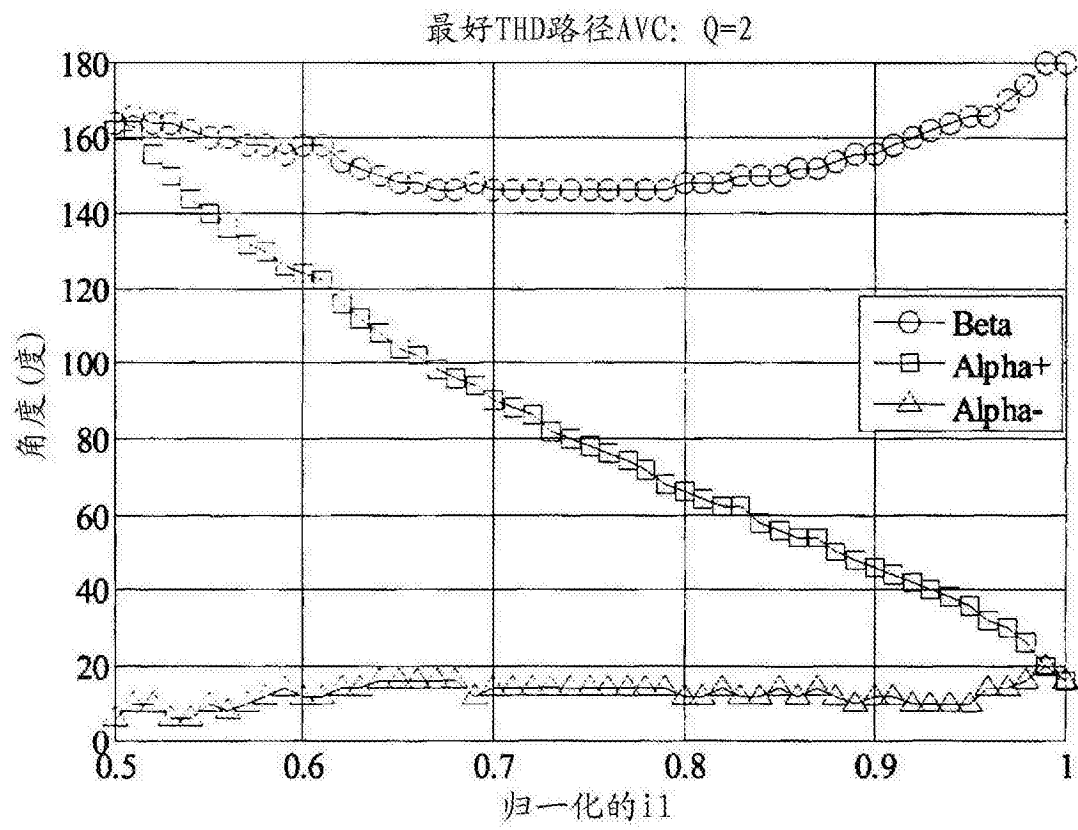


图 20

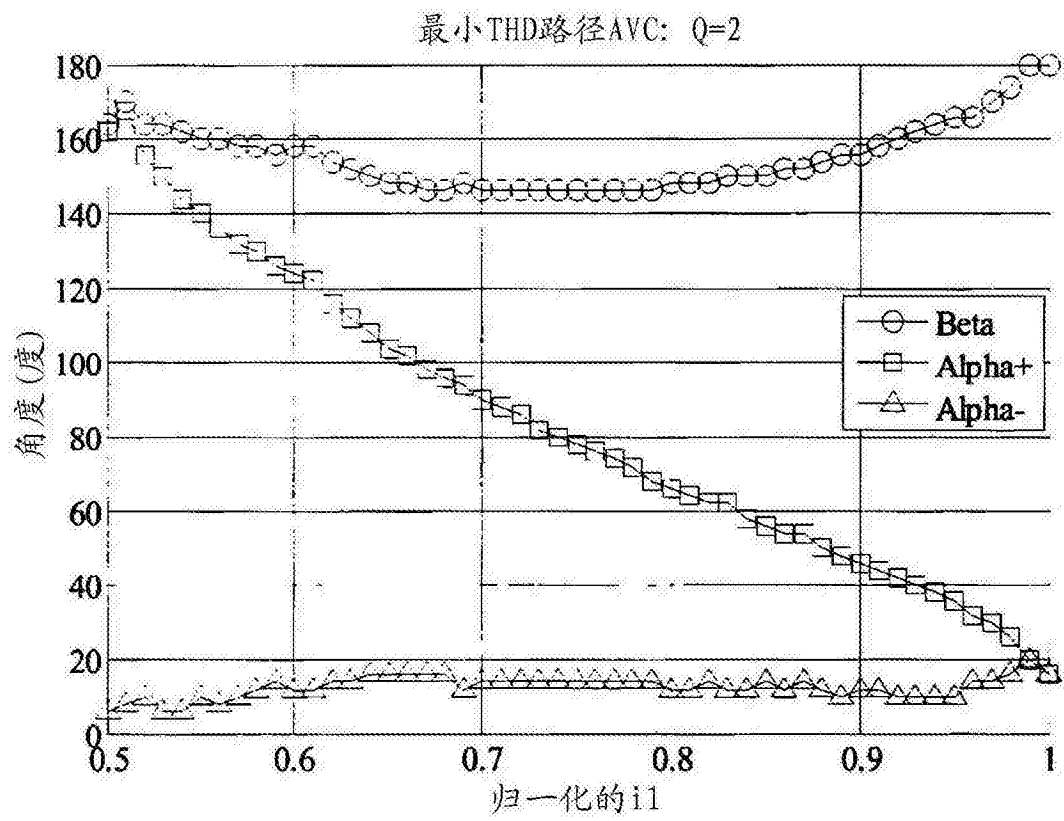


图 21

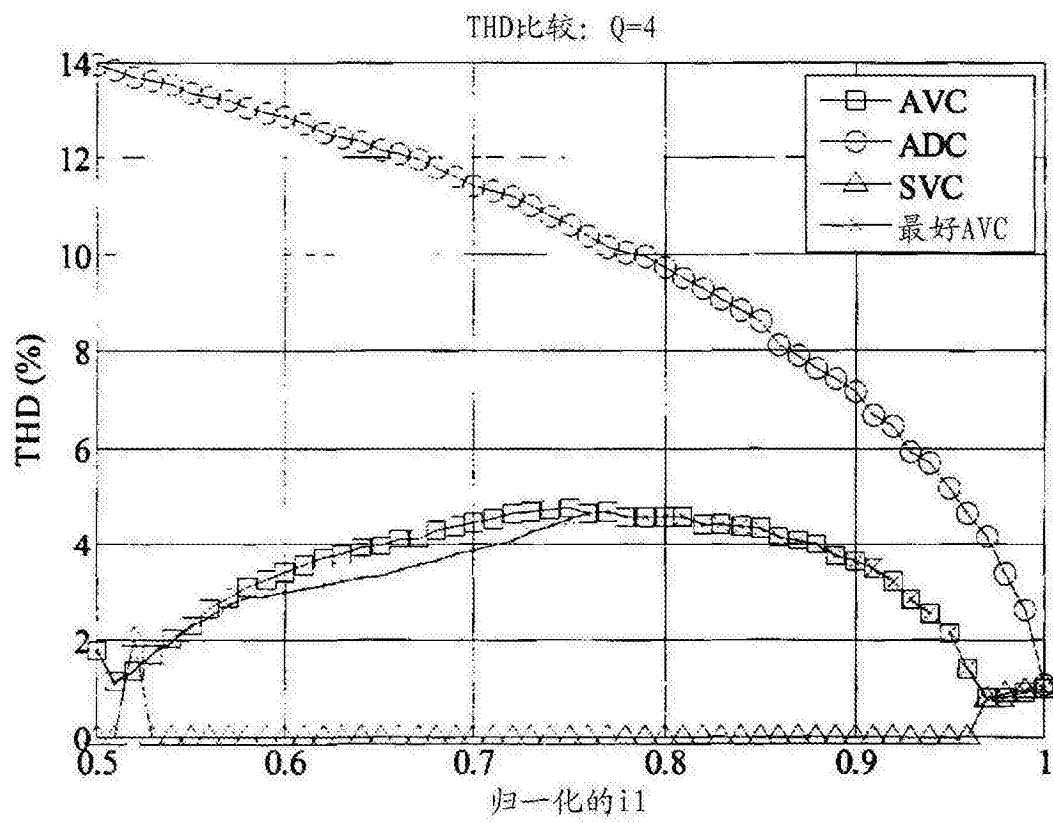


图 22

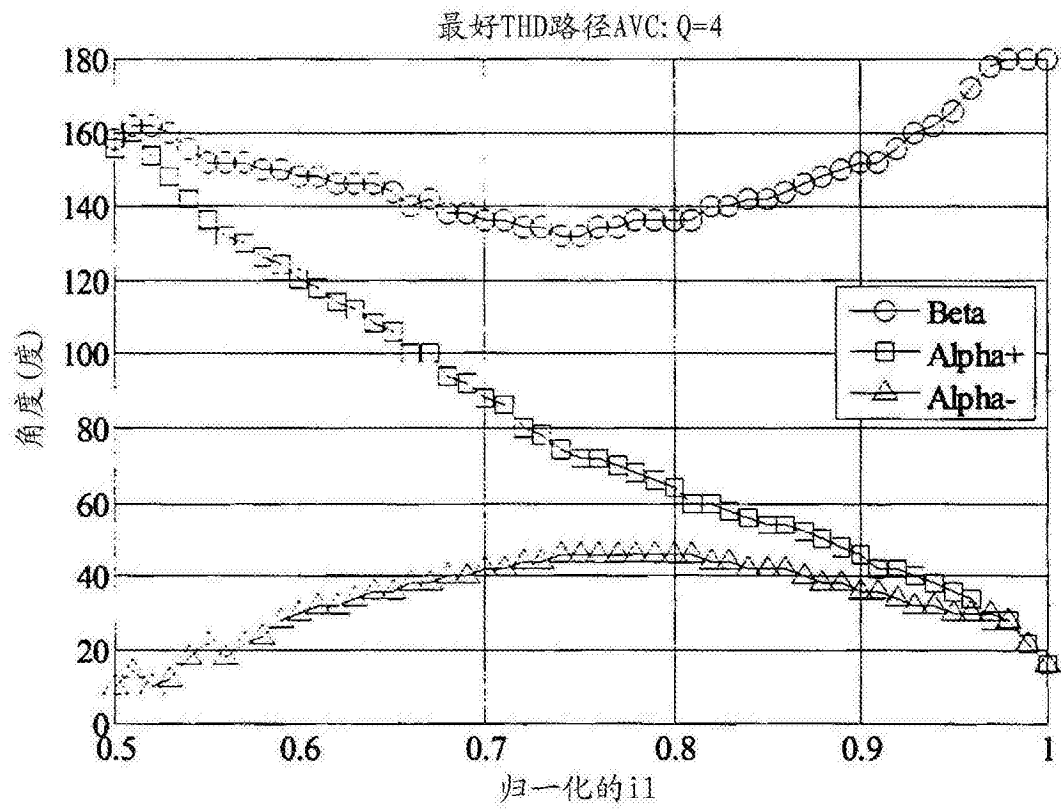


图 23

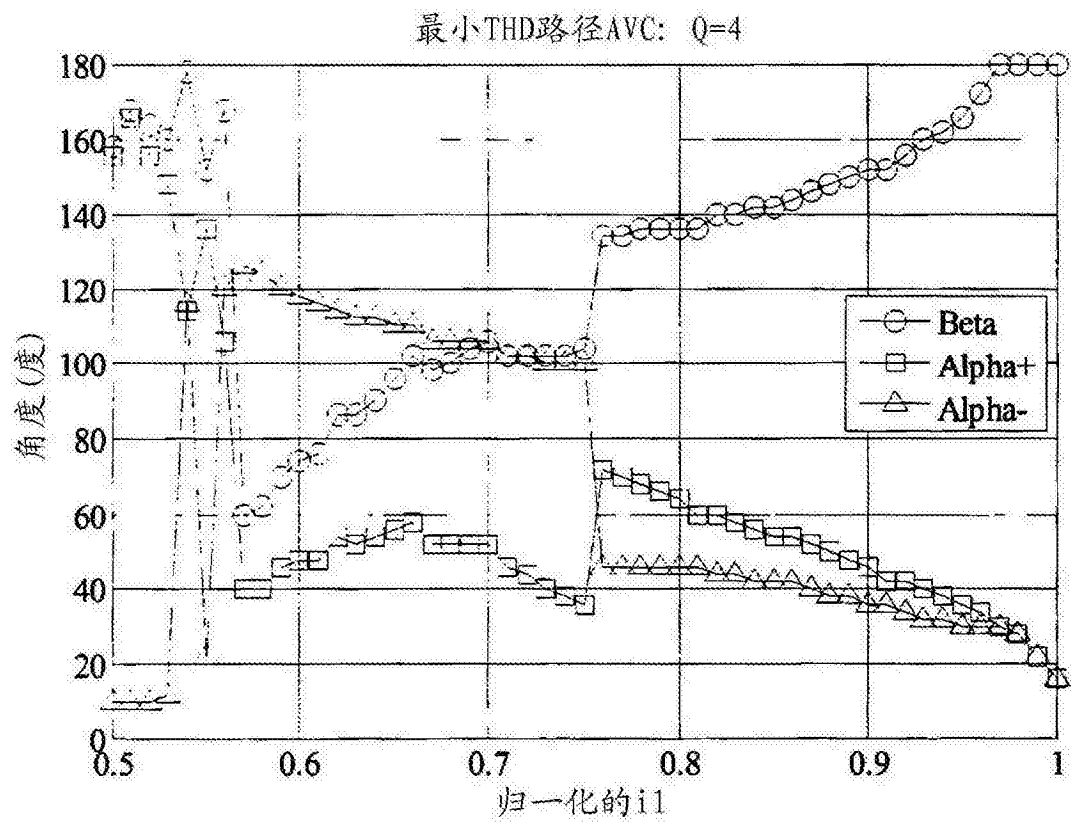


图 24

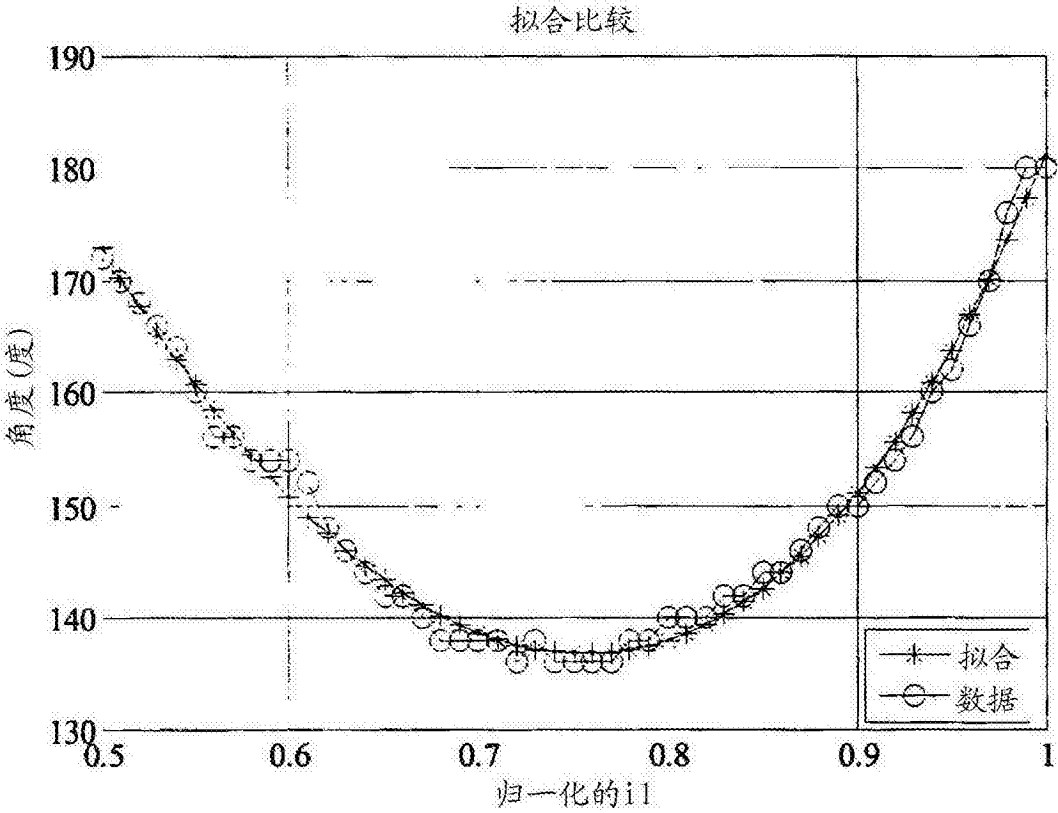


图 25

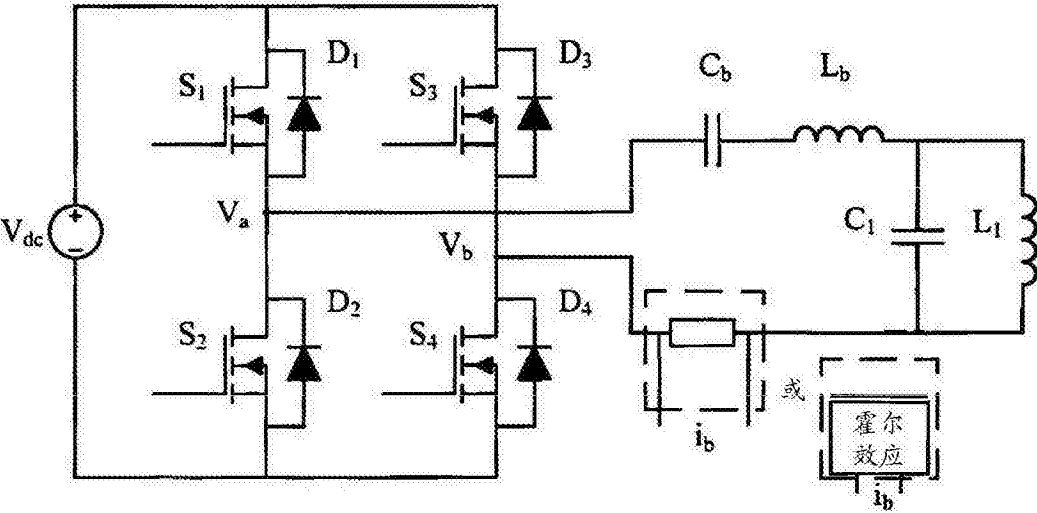


图 26

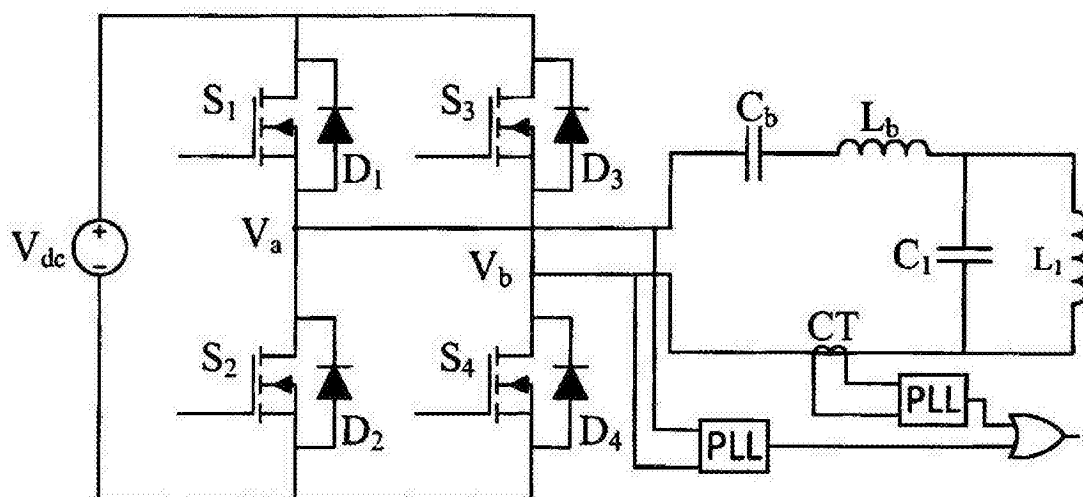


图 27

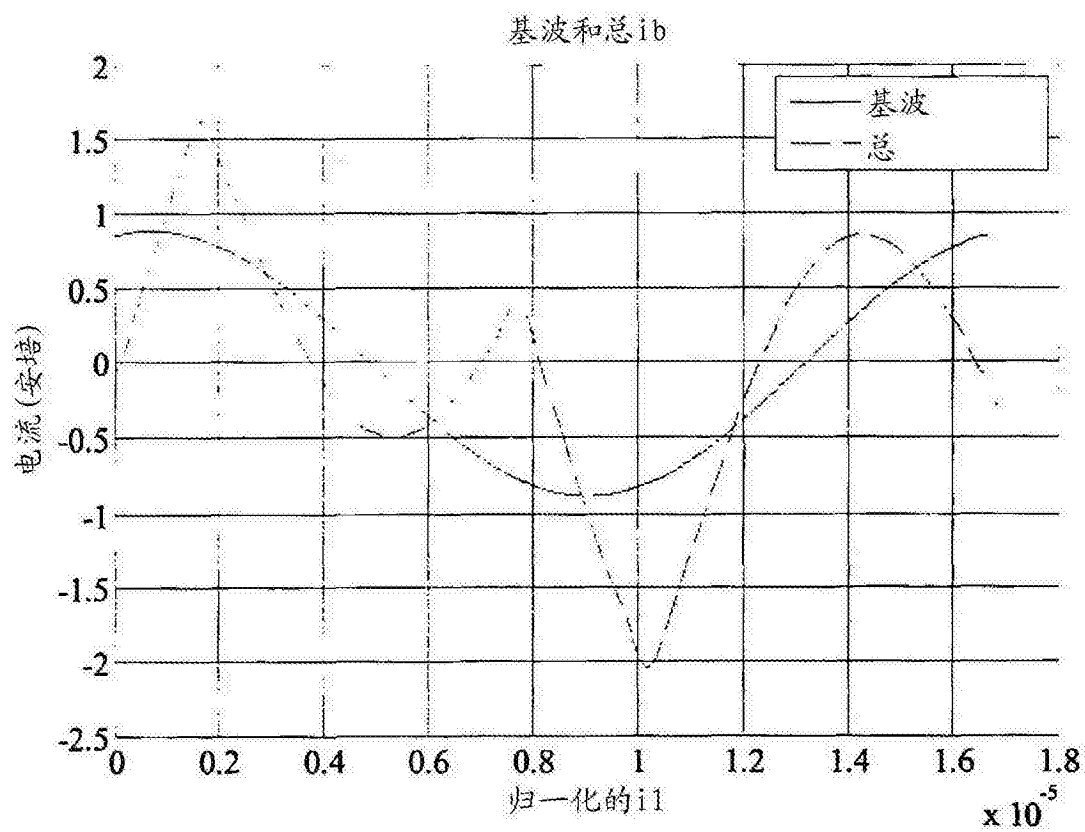


图 28

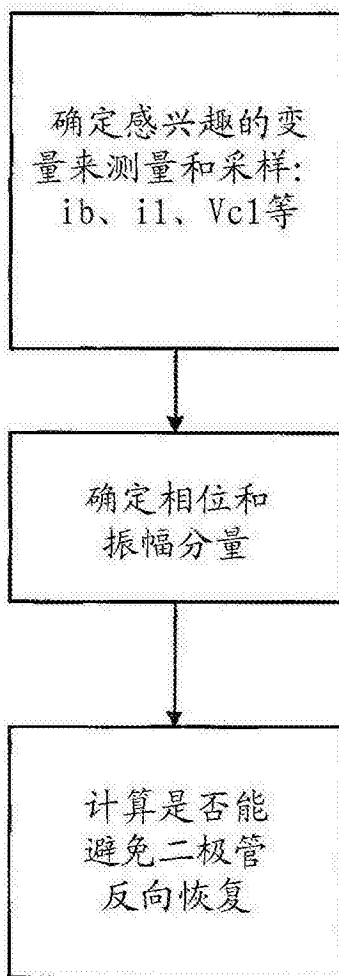


图 29

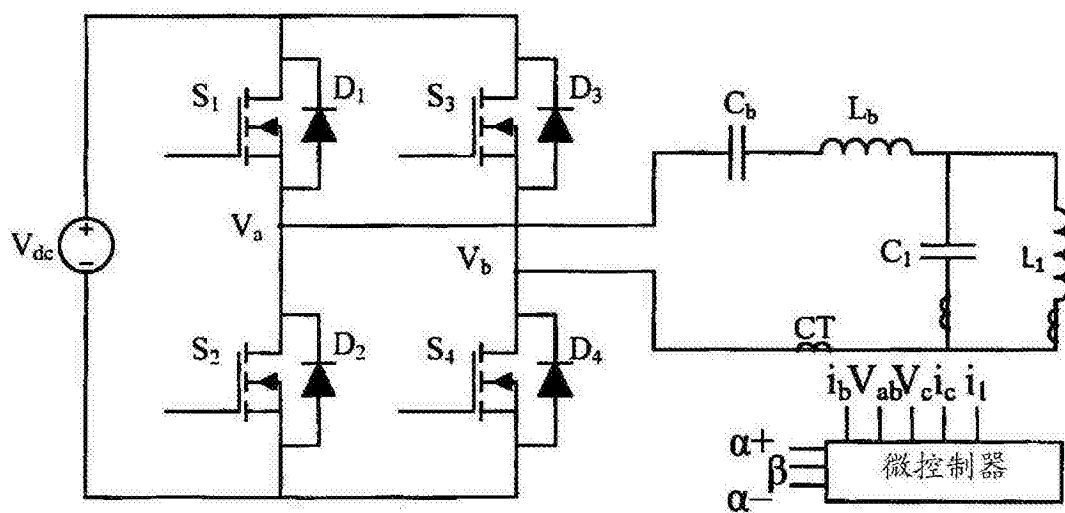


图 30

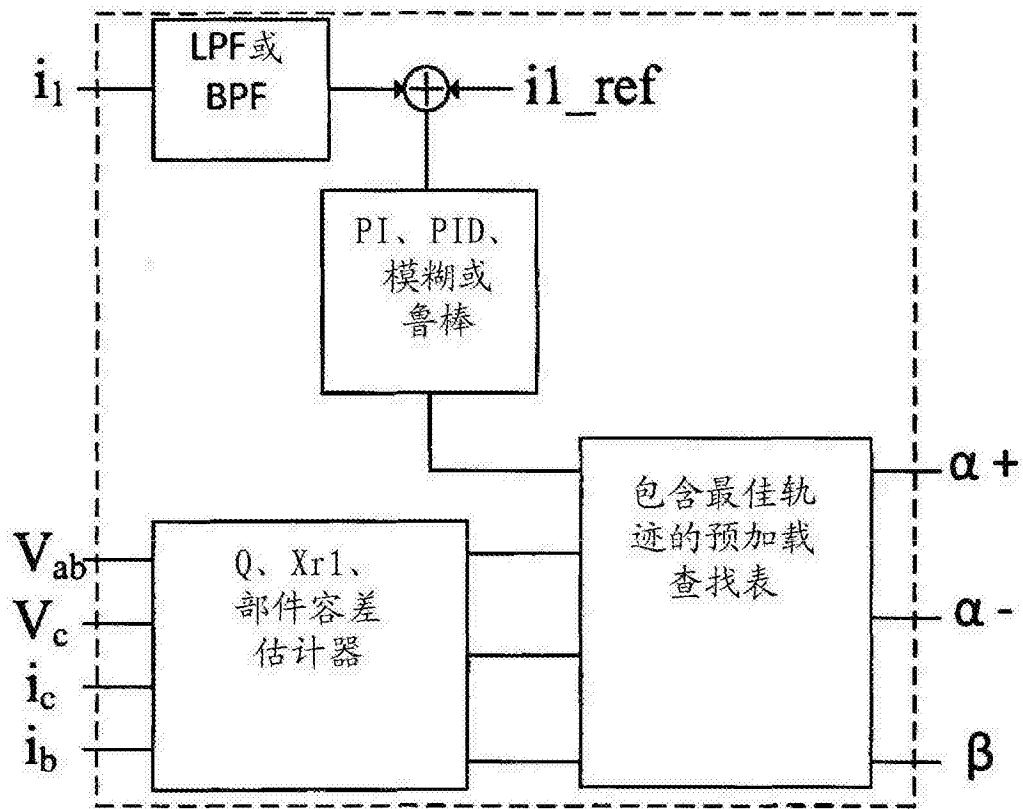


图 31

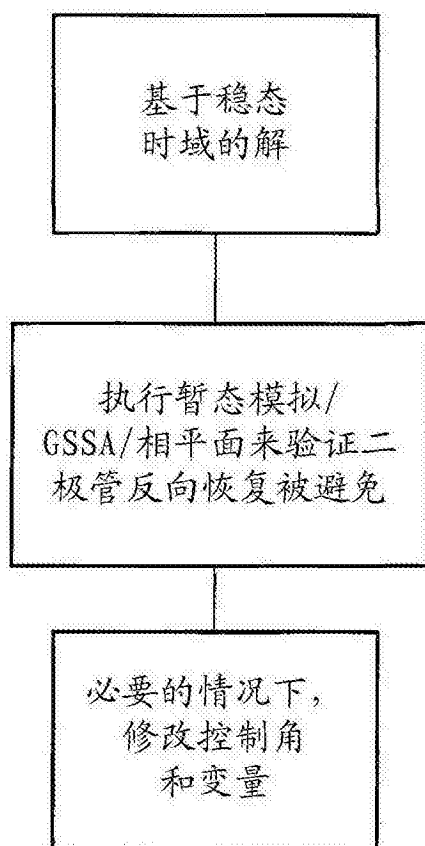


图 32

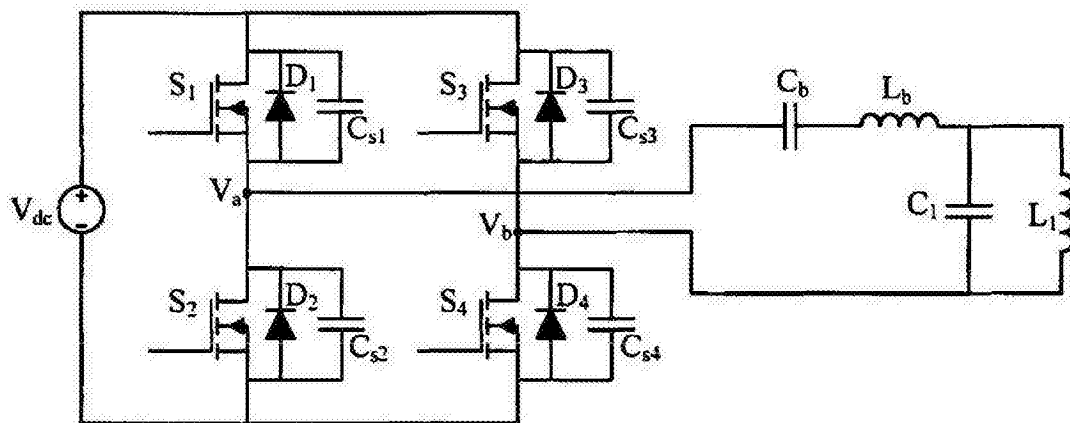


图 33

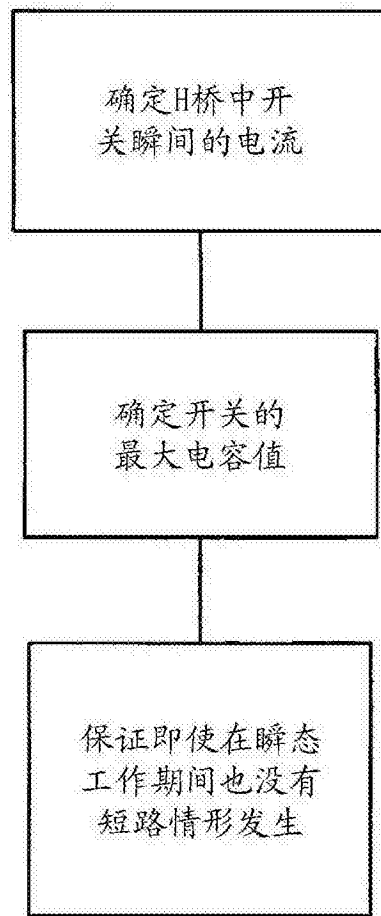


图 34

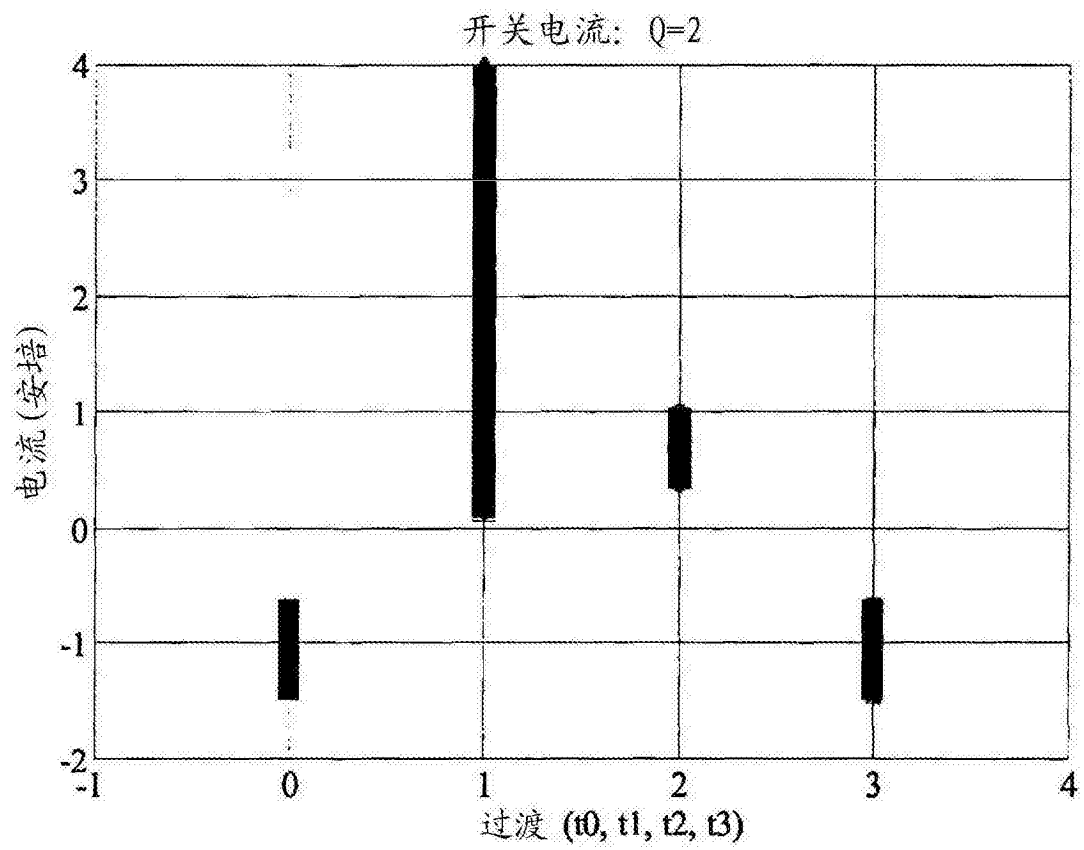


图 35

部件	值
Lb	18.93uH
Cb	1.1151uF
L1	12.62uH
C1	0.5575uF

图 36

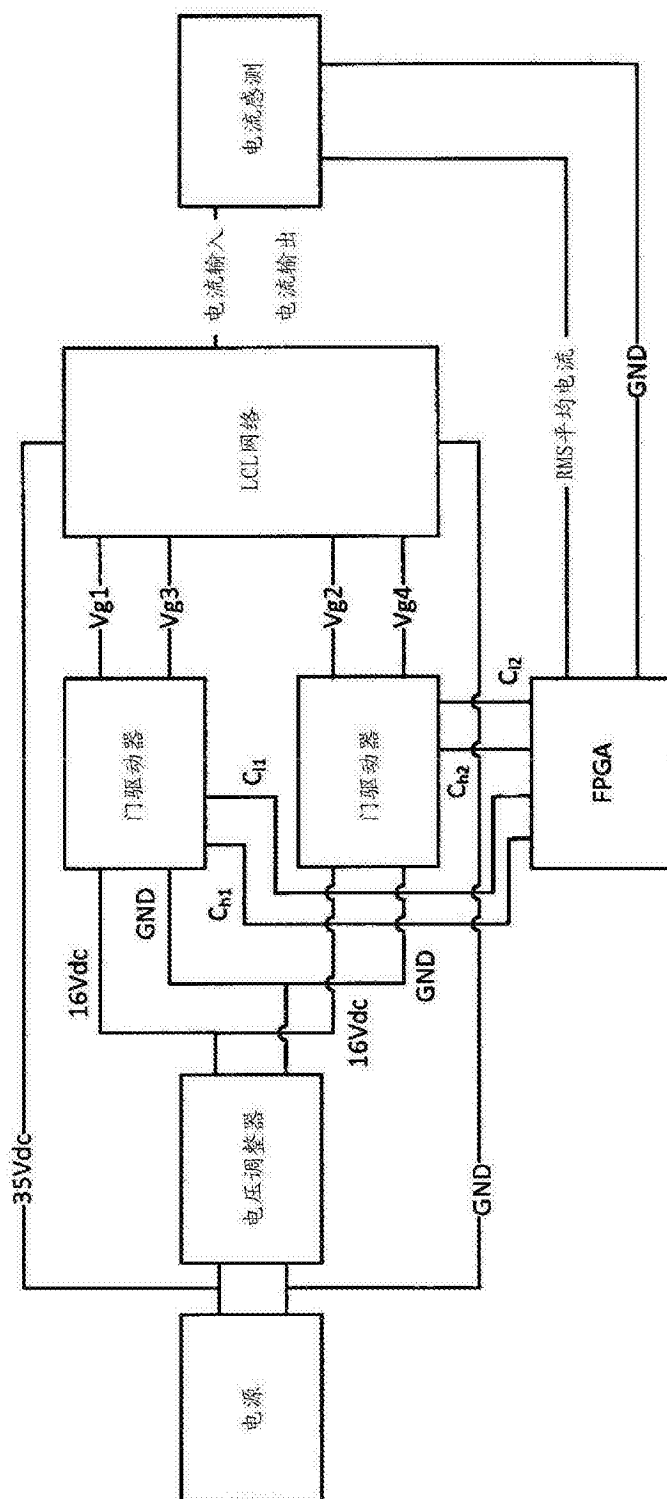


图 37

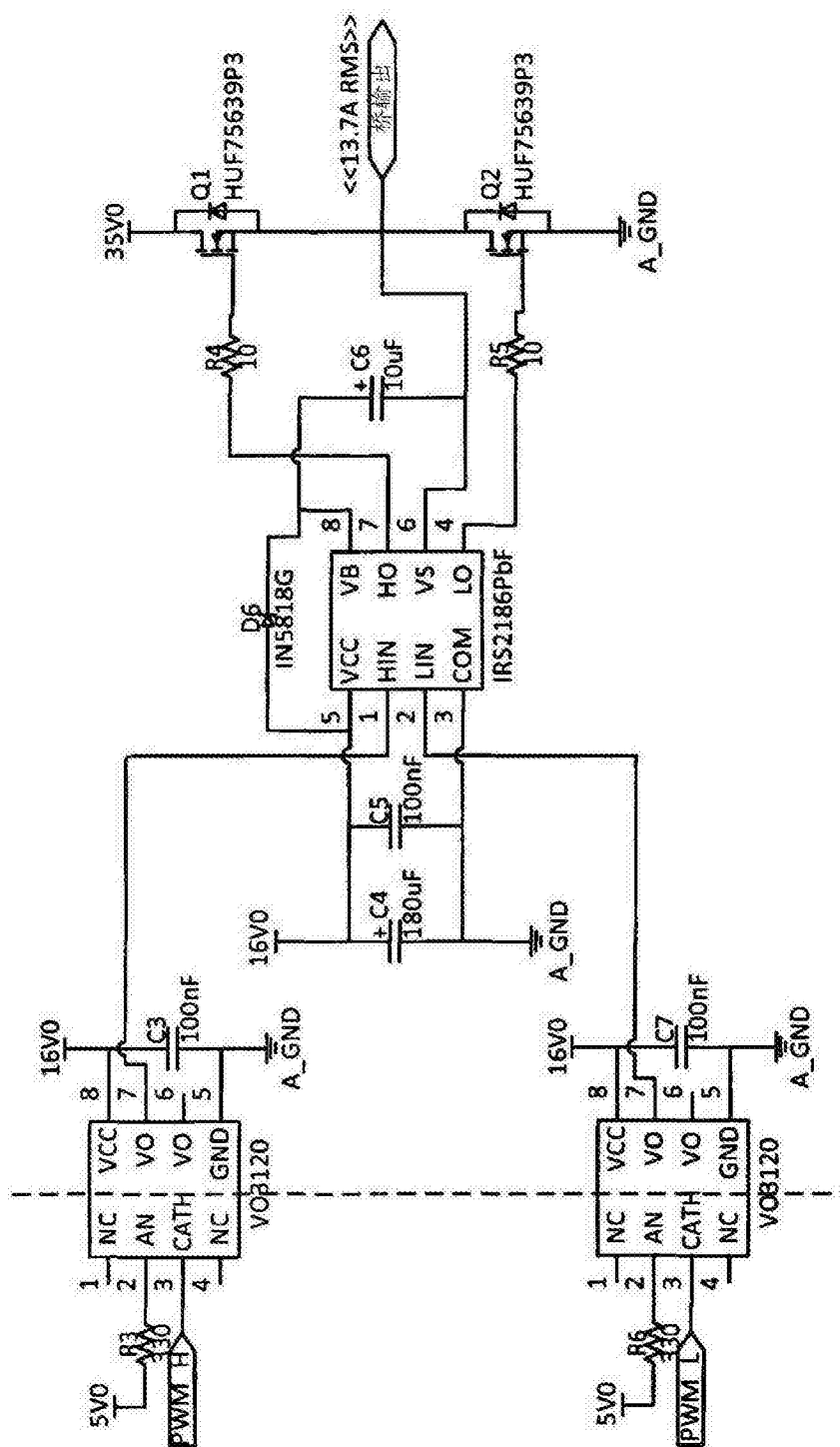


图 38

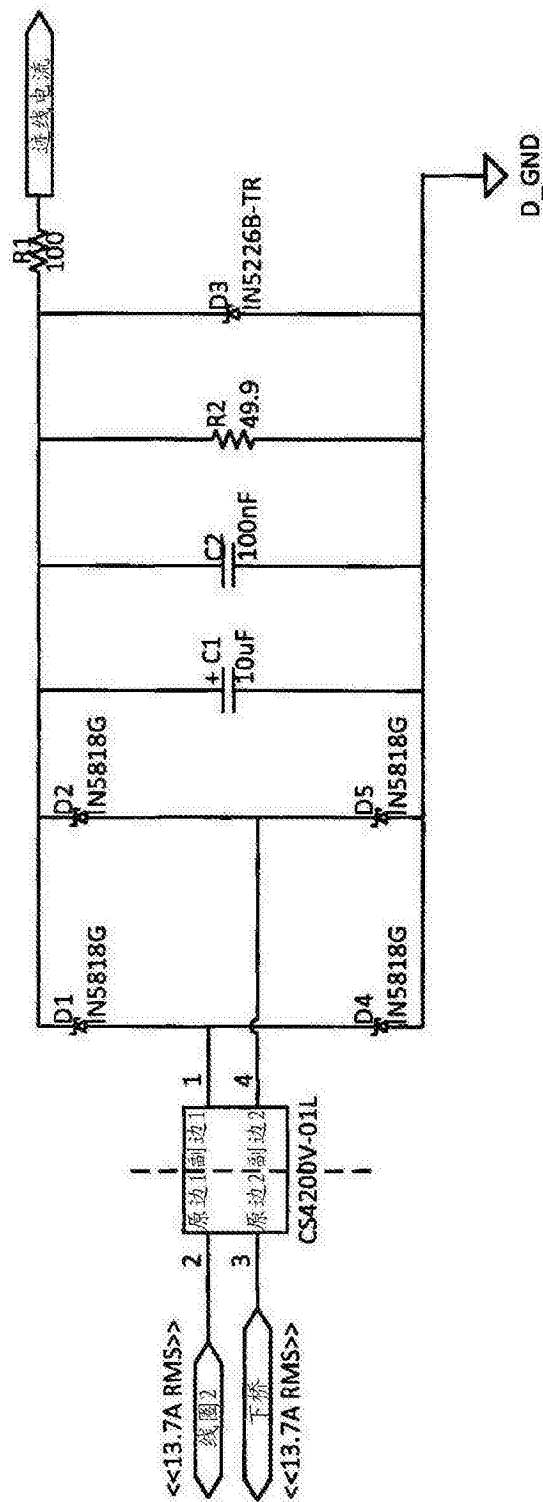


图 39

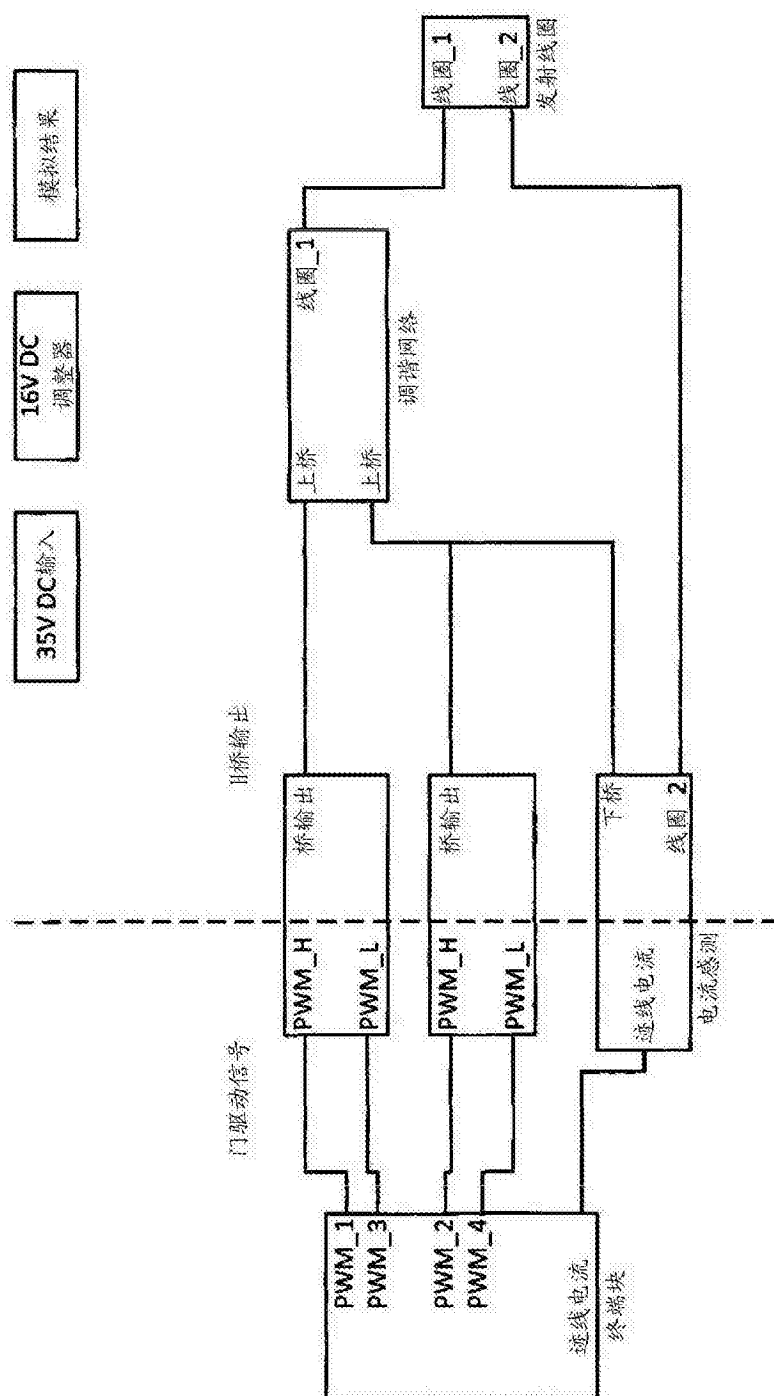


图 40

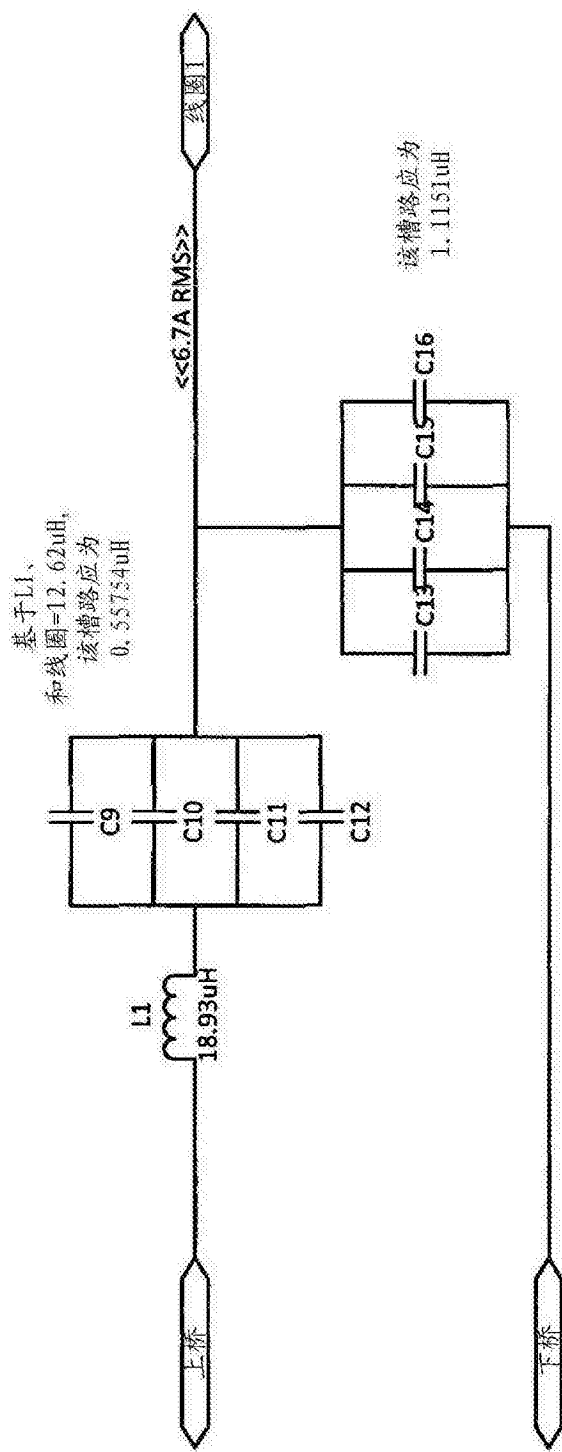


图 41

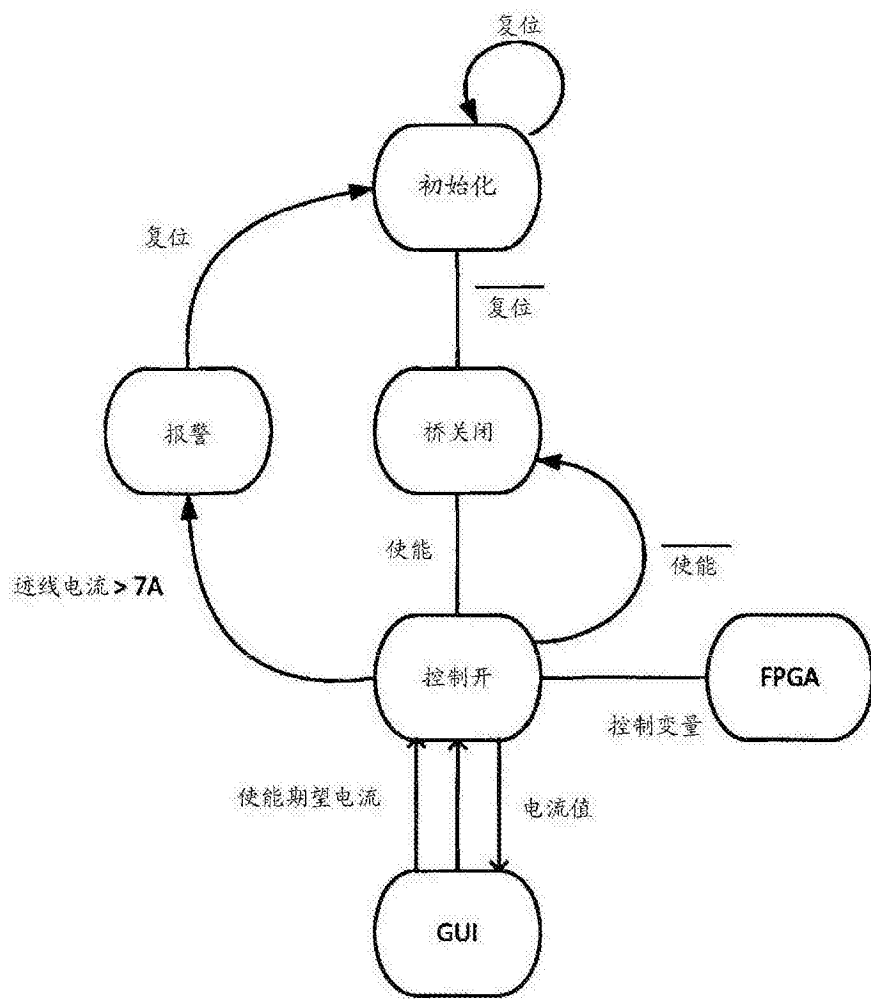


图 42

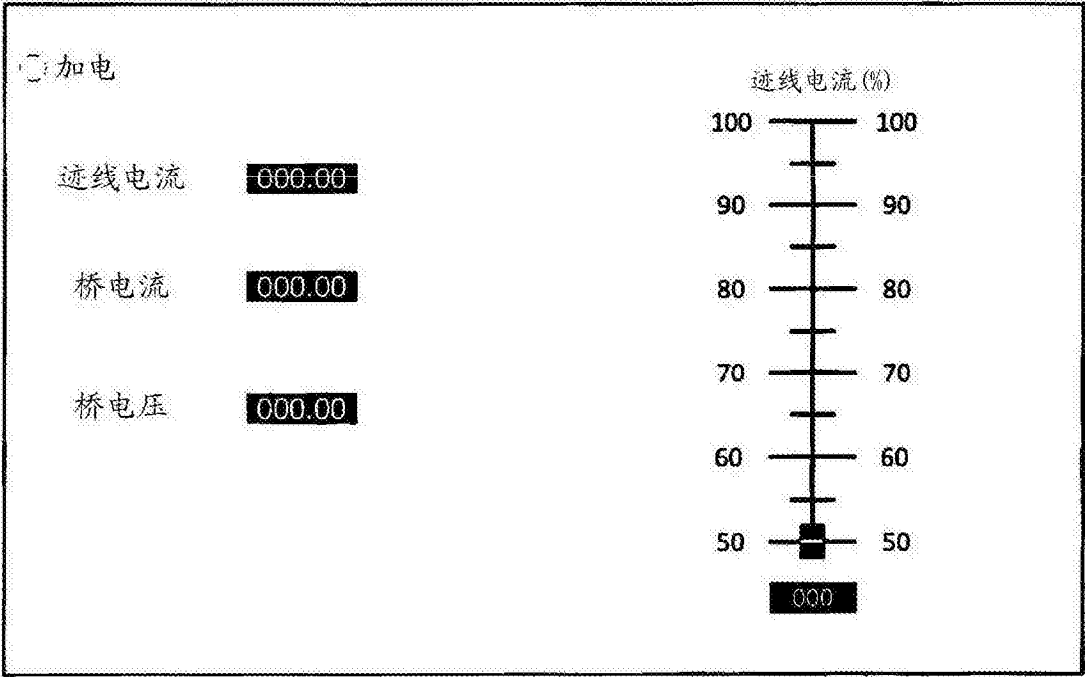


图 43

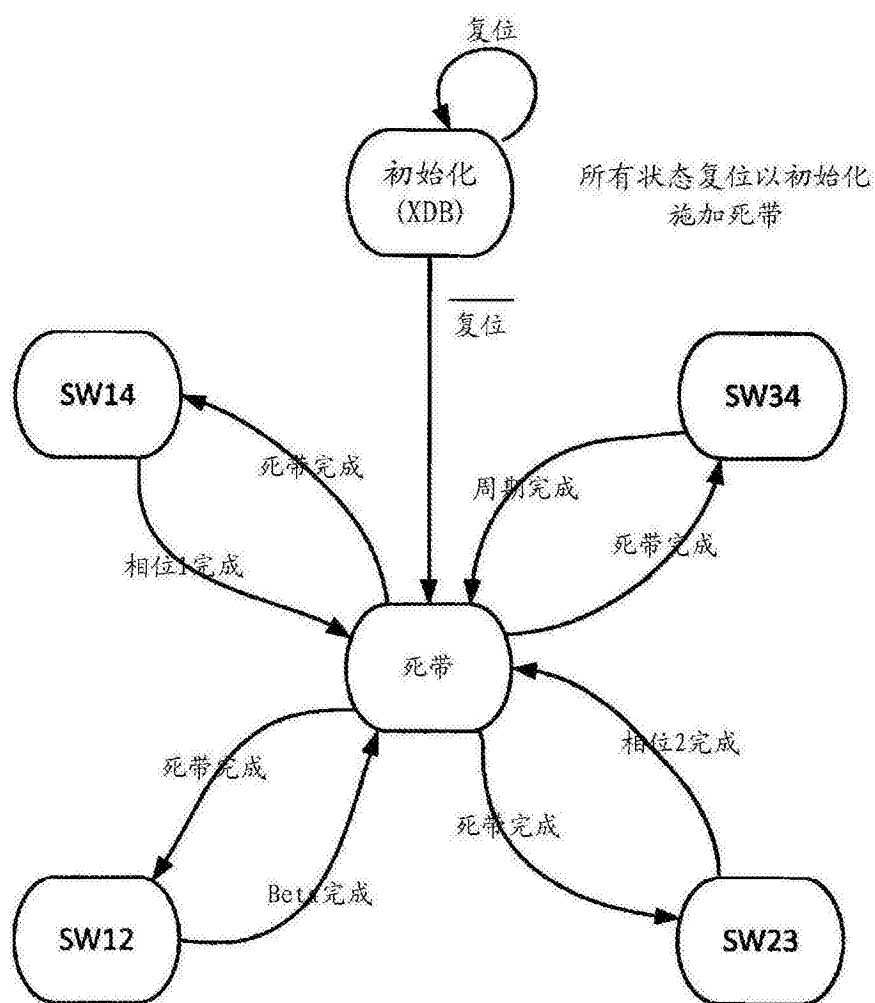


图 44

Q-值	% THD 最大 ADC/AVC	% THD 平均 ADC/AVC	ADC可适用	% TDH 最大 SCV/AVC	% TDH 平均 SCV/AVC	SVC可适用
4	12.684	3.342	是	1.515	1.124	不
2	12.363	2.584	是	1.000	1.000	不
1.5	12.077	2.498	是	1.000	1.000	不

图 45

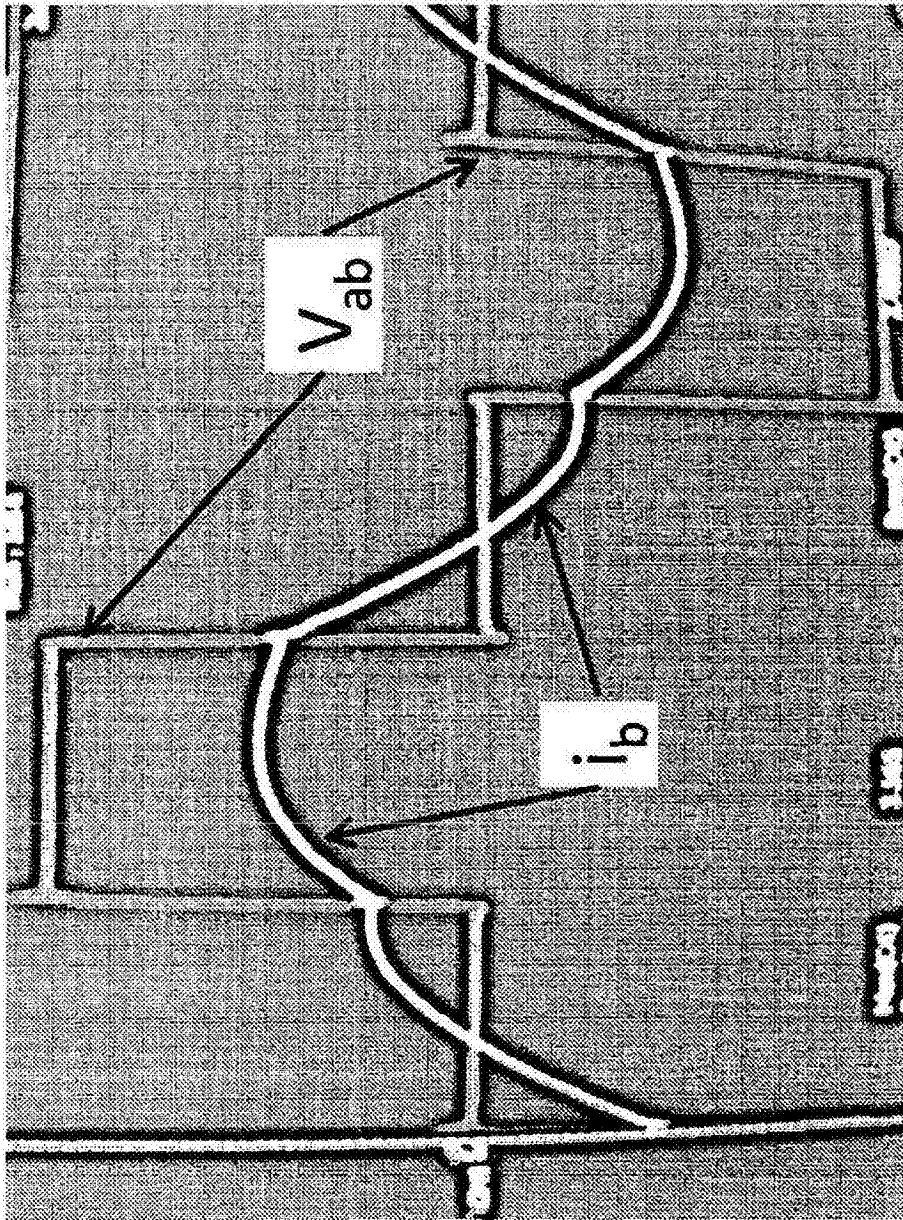


图 46

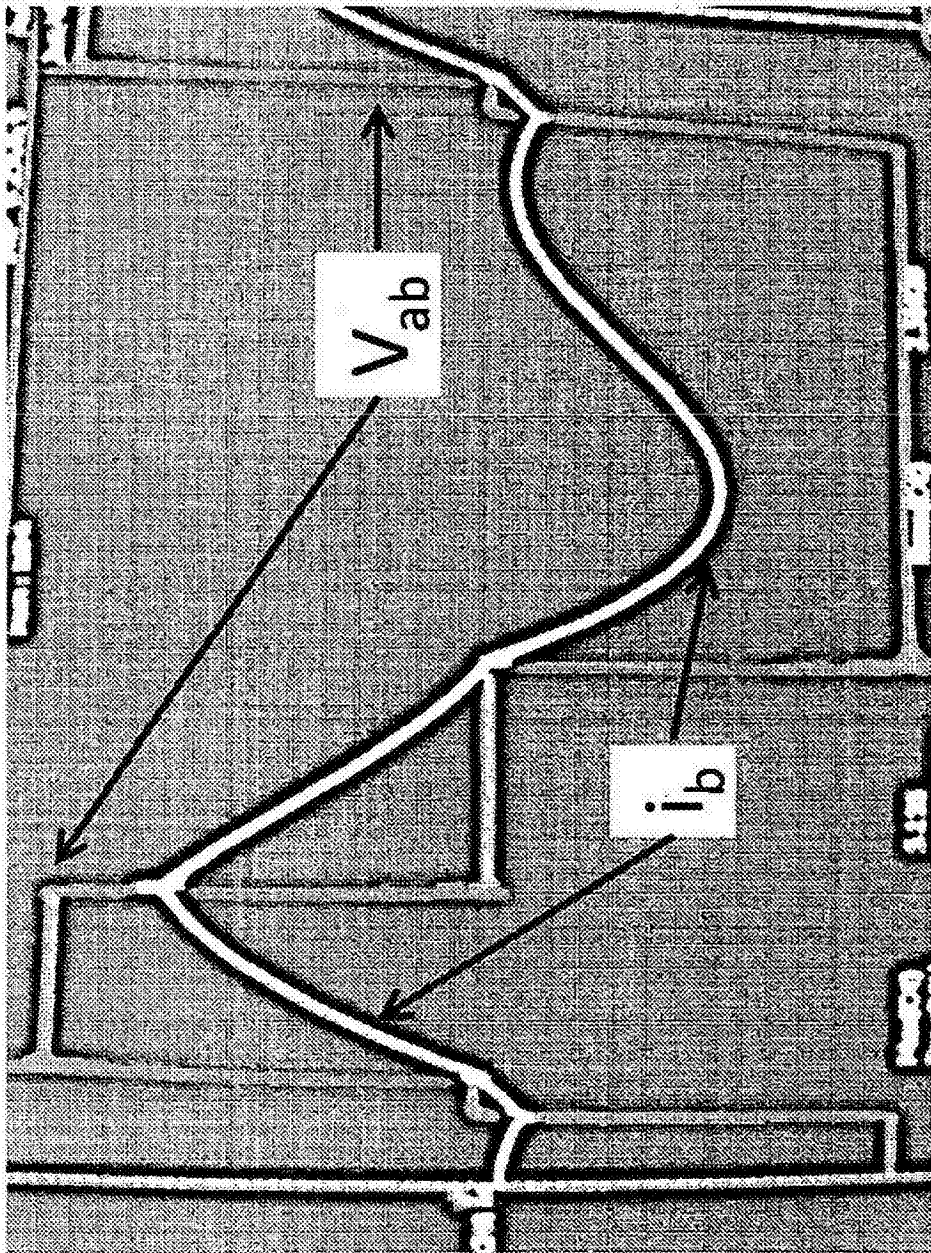


图 47

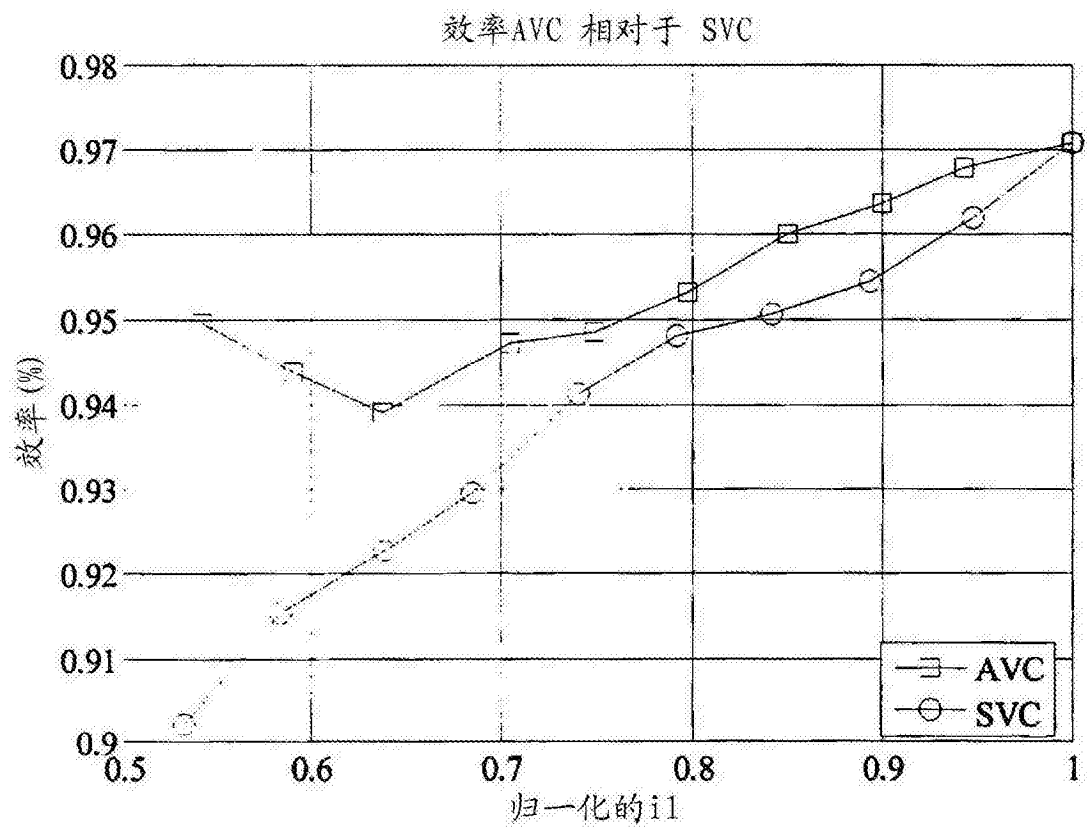


图 48