



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103703664 B

(45)授权公告日 2017.08.01

(21)申请号 201280028703.4

(73)专利权人 克拉科夫大学

(22)申请日 2012.07.23

地址 波兰克拉科夫

(65)同一申请的已公布的文献号

(72)发明人 切扎里·沃雷克

申请公布号 CN 103703664 A

(74)专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司 11243

(43)申请公布日 2014.04.02

代理人 许静 郭凤麟

(30)优先权数据

(51)Int.Cl.

P.395844 2011.08.02 PL

H02M 3/37(2006.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2013.12.11

(56)对比文件

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2012/064379 2012.07.23

US 2006/077695 A1, 2006.04.13,

(87)PCT国际申请的公布数据

W02013/017450 EN 2013.02.07

CN 100521484 C, 2009.07.29,

US 6151231 A, 2000.11.21,

审查员 蔡莹莹

权利要求书2页 说明书7页 附图6页

(54)发明名称

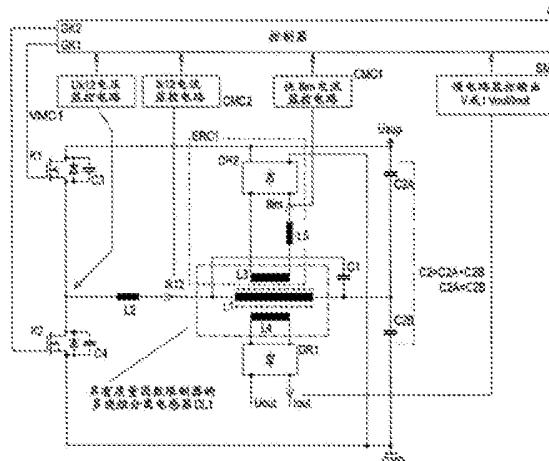
减小供应到所述谐振电路的功率。

用于控制谐振模式功率供应的方法以及具有控制器的谐振模式功率供应的电路

(57)摘要

一种用于控制谐振模式功率供应的方法，所述谐振模式功率供应包括：开关组件(K1、K2、K3、K4)，在所述开关组件之间连接有具有输出负载的谐振电路，以及控制器(C)，所述控制器(C)被配置为，通过响应于慢响应监控电路(SMC)的输出，控制所述开关组件(K1、K2、K3、K4)的开关频率，来稳定输出电压或电流，其中所述慢响应监控电路被配置为监控所述输出电压或电流，并且具有对于所述输出电压或电流的值的变化的特定的响应时间(τ_1)。所述功率供应还包括能量再循环电路(ERC1)，在所述能量再循环电路中，通过快响应监控电路(CMC1)监控电流(I_{lim})，所述快响应监控电路具有比所述慢响应监控电路(SMC)的响应时间(τ_1)快的对所述(I_{lim})电流中的变化的响应时间(τ_2)。所述方法涉及经由所述控制器(C)调整所述开关组件(K1、K2、K3、K4)的开关频率，以便在电流(I_{lim})超过阈值时，

CN 103703664 B



1. 一种用于控制谐振模式功率供应的方法,所述谐振模式功率供应包括:

-开关组件 (K1、K2、K3、K4) ,

-在所述开关组件之间,连接有具有输出负载的谐振电路,

-控制器 (C) ,所述控制器 (C) 被配置为,通过响应于慢响应监控电路 (SMC) 的输出,控制所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率,来稳定输出电压或电流,其中所述慢响应监控电路被配置为监控所述输出电压或电流、并且具有对于所述输出电压或电流的值的变化的特定的响应时间 (τ_1) ,以及

-能量再循环电路 (ERC1) ,

其特征在于

-通过快响应监控电路 (CMC1) 监控所述能量再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) ,所述快响应监控电路具有比所述慢响应监控电路 (SMC) 的响应时间 (τ_1) 快的对所述能量再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) 中的变化的响应时间 (τ_2) ,

-并且其中,所述方法包括经由所述控制器 (C) 调整所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率,以便在所述能量再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) 超过阈值时,减小供应到所述谐振电路的功率。

2. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,通过用于监控所述再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) 的所述快响应监控电路 (CMC1) ,经由所述控制器 (C) ,增加所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率。

3. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,通过用于监控所述再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) 的所述快响应监控电路 (CMC1) ,经由所述控制器 (C) ,关断所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关。

4. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,通过所述控制器 (C) :

-在重输出负载、超过所述阈值的情况下,

-通过调整采用软开关技术的所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率,稳定所述输出电压或电流,

-以便以通过所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的负或零电流开启所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) ,通过用于监控所述谐振电路电流的电路 (CMC2) 来监控通过开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的电流,

-其中在所述谐振电路振荡的每个周期期间,将每个开关的占空因数保持为50%,并且

-调整开关之间的死时间,以便在所述死时间期间,开关处的电势能够获取供应总线电势的值,

-而在轻输出负载、低于所述阈值的情况下,

-通过藉由缩短所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 中的一些开关、关断其他开关组件 (K1、K2、K3、K4) 并且在通过这些开关的电流为负或零的时刻再次开启所述其他开关,利用所述谐振电路自振荡全周期的顺序周期窃取,来稳定所述输出电压或电流。

5. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,所述输出电压、电流或功率相对于开关频率的特性是模糊的,并且包括两个区域:第一区域,通过降低所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率来表征从无负载到最大负载,和第二区域,通过增加所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率来表征从最大负载到短路。

6. 一种谐振模式功率供应的电路,包括:

-开关组件 (K1、K2、K3、K4) ,

-在所述开关组件之间,连接有具有输出负载的谐振电路,

-控制器 (C) ,所述控制器 (C) 被配置为,通过响应于慢响应监控电路 (SMC) 的输出,控制所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率,来稳定输出电压或电流,其中所述慢响应监控电路被配置为监控所述输出电压或电流、并且具有对于所述输出电压或电流的值的变化的特定的响应时间 (τ_1) ,以及

-能量再循环电路 (ERC1) ,

其特征在于

-通过快响应监控电路 (CMC1) 监控所述能量再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) ,所述快响应监控电路具有比所述慢响应监控电路 (SMC) 的响应时间 (τ_1) 快的对所述能量再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) 中的变化的响应时间 (τ_2) ,其中,所述快响应监控电路 (CMC1) 被配置为经由所述控制器 (C) 调整所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率,以便在所述能量再循环电路 (ERC1) 中的电流 (11im) 超过阈值时,减小供应到所述谐振电路的功率。

7. 如权利要求6所述的谐振模式功率供应的电路,其特征在于,所述快响应监控电路 (CMC1) 被配置为,经由所述控制器 (C) ,增加所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率。

8. 如权利要求6所述的谐振模式功率供应的电路,其特征在于,所述快响应监控电路 (CMC1) 被配置为,经由所述控制器 (C) ,关断所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关。

9. 如权利要求6所述的谐振模式功率供应的电路,其特征在于,所述控制器 (C) 被配置为以两种模式进行操作:

-在第一模式中,在重输出负载、超过所述阈值的情况下,

-所述控制器 (C) 适于通过调整采用软开关技术的所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率,稳定输出电压或电流,

-以便以通过所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的负或零电流开启所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) ,通过用于监控所述谐振电路电流的电路 (CMC2) 来监控通过开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的电流,

-其中在所述谐振电路振荡的每个周期期间,将每个开关的占空因数保持为50%,并且

-所述控制器 (C) 还适于利用所选择的开关之间的死时间进行操作,以便在所述死时间期间,开关组件 (K1、K2、K3、K4) 处的电势能够获取供应总线电势的值,

-而在第二模式中,在轻输出负载、低于所述阈值的情况下,

-所述控制器 (C) 适于藉由缩短所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 中的一些开关、关断其他开关组件 (K1、K2、K3、K4) 并且在通过这些开关的电流为负或零的时刻再次开启所述其他开关,利用所述谐振电路自振荡全周期的顺序周期窃取,来稳定所述输出电压或电流。

10. 如权利要求6所述的谐振模式功率供应的电路,其特征在于,所述输出电压、电流或功率相对于开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率的特性是模糊的,并且包括两个区域:第一区域,通过降低所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率来表征从无负载到最大负载,和第二区域,通过增加所述开关组件 (K1、K2、K3、K4) 的开关频率来表征从最大负载到短路。

用于控制谐振模式功率供应的方法以及具有控制器的谐振模式功率供应的电路

技术领域

[0001] 本发明涉及用于控制谐振模式软开关的功率供应的方法以及具有控制器的谐振模式功率供应,用以稳定输出电压、电流或功率。

背景技术

[0002] 大多数的谐振模式功率供应不能够在整个负载范围上(即从打开到短路输出)提供电压、电流或输出功率的适当稳定。通常,这些状态中的任何一个或两者可以被视为最不利的操作条件。为了克服这个问题,可以通过例如提供额外的能量再循环电路或采用用于控制开关的先进的电路来修改谐振电源电路配置,其中所述额外的能量再循环电路使得能量从谐振电路馈送回电源。

[0003] 波兰专利申请P-349476公开了用于在被提供有电路的功率供应中的输出电压和电流控制的方法,其中所述电路将多余的能量从谐振电路串联电容器馈送回逆变器电源(能量再循环)。所述逆变器具有输出电压限制器,该输出电压限制器的输入例如通过也起到输出变压器作用的变压器与负载并行连接。质量因数限制器的整流器的输出端连接到逆变器DC功率供应总线。电压限制器和能量再循环电路以互补的方式操作,使得能量再循环电路限制谐振电路电流,并且因此,额外存储的能量被从电压限制器和能量再循环电路供应回电源。由于功率供应向电源提供了连续的能量再循环,因此谐振电路波形即使在无负载的情况下也保持了准正弦的特征,并且输出DC或AC电压幅度被限制到通过电压限制器参数所设置的水平。在另一个示例性实施例中,电容器连接到功率供应DC输出,以增强谐振电路中的准正弦电流。通过一系列的校正的正弦电压脉冲来对电容器进行充电,直到电容器电压获得通过输入电压分压器设置的开关关断的水平和在条件下应用到比较器的第二输入的参考电压为止,其中所述条件为最短脉冲序列的持续时间等于谐振电路自振荡的三个半周期,并且所述脉冲序列被在开关的电流接近零的时刻被开启和关断。然而在脉冲组之间的暂停期间,通过与DC供应的一个极相邻的开关,使得谐振电路短路。

[0004] 根据美国专利申请US2010/00205695,已知具有用于自适应地控制脉冲之间的死时间(dead time)的系统的谐振变换器,以改善变换器的效率、减小功率组件中的电压和电流应力、并且减轻电磁干扰。通过与输入电压的幅度相一致并且被根据通过谐振电路的电感元件的电流控制的控制电路自适应地设置通过开关电流所生成的脉冲之间的死时间。还可以根据电流值基于逐个周期地计算死时间或从与输入电压和电感器电流值相一致地设置死时间的查找表来获取死时间。

[0005] 根据美国专利申请US20030231514,已知专用于100千伏特或更高的量级的高压应用的串并联谐振变换器和操作这样的变换器的方法。控制电路具有两种操作状态:用于控制系统输出参数的第一状态和开始状态。在本发明的此实施例中,开关的导通的开始与并行谐振电路电流的值同步。更具体而言,以最大并行谐振电路电流值和以与串行谐振电路中的相同极性执行开关之一的第一导通的开始。

[0006] 根据美国专利申请US20090034298,已知以低负载条件和低待机功率损耗用于具有低功率损耗的谐振型AC-DC功率供应的方法。该方法基于频率响应和諧振变换器的諧振电路的加载条件,调整开关频率和开关占空比(duty cycle),以获取稳定的输出电压。该方法还改善了其采用零电压开关(ZVS)和输出同步整流器的性能。諧振型功率供应控制器利用包括将频率调整和脉宽调制相组合的混合技术(被称为频率调制混合脉宽调制(frequency modulation hybrid pulse width modulation,FMHYPWM))。控制器还可以用于功率因数校正和输出同步整流器控制。

[0007] 此外,在波兰专利申请P-389886中,描述了用于控制包括改变桥开关的开关从而介于开关的开启对之间的諧振型变换器中的H-桥的方法:第一和第三或第二和第四是高压侧开关的交替开启的对:第一和第四或低压侧开关:第二和第三。

[0008] 美国专利US6151231公开了一种串行諧振功率变换器,其特征在于与諧振储能电路中的諧振电容器耦接的变压器上的抽头绕组。功率变换器包括开关组件、在所述开关组件之间连接的具有输出负载的諧振电路和控制器,所述控制器被配置为通过响应于被配置为监控所述输出电压的慢响应监控电路控制开关的开关来稳定输出电压。其包括能量再循环电路,被配置为在控制电路检测到轻负载状况时钳制所述諧振电容器两端的电压,或者在控制电路确定重负载状况时维持諧振电容器两端的电压不受影响。

[0009] 尽管上述方法是有用的,但它们并没有完全利用通过使用諧振电路的自振荡的控制所提供的优势。

[0010] 本发明的目的在于提供控制能够在整个负载范围上(即从打开到短路输出)提供输出电压、电流或功率的适当稳定的諧振模式软开关功率供应的方法。

发明内容

[0011] 本发明的一个目的是用于控制諧振模式功率供应的方法,所述諧振模式功率供应包括:开关组件,在所述开关组件之间连接有具有输出负载的諧振电路,以及控制器,所述控制器被配置为,通过响应于慢响应监控电路的输出,控制所述开关组件的开关频率,来稳定输出电压或电流,其中所述慢响应监控电路被配置为监控所述输出电压或电流、并且具有对于所述输出电压或电流的值的变化的特定的响应时间(τ_1)。所述功率供应还包括能量再循环电路,在所述能量再循环电路中,通过快响应监控电路监控电流,所述快响应监控电路具有比所述慢响应监控电路的响应时间(τ_1)快的对所述电流中的变化的响应时间(τ_2),并且其中,所述方法包括经由所述控制器调整所述开关组件的开关频率,以便在电流超过阈值时,减小供应到所述諧振电路的功率。

[0012] 优选地,通过用于监控所述再循环电路的电流的所述快响应电路,经由所述控制器,增加所述开关组件的开关频率。

[0013] 优选地,通过用于监控所述再循环电路的电流的所述快响应电路,经由所述控制器,关断所述开关组件的开关。

[0014] 优选地,通过所述控制器,在重输出负载、超过所述阈值的情况下,通过调整采用软开关技术的所述开关组件的开关频率,稳定所述输出电压或电流,以便以通过所述开关的负或零电流开启所述开关,通过用于监控所述諧振电路电流的电路来监控所述电流,其中在所述諧振电路振荡的每个周期期间,将每个开关的所述占空因数保持为接近于50%,

并且调整开关之间的死时间,以便在所述死时间期间,开关处的电势能够获取接近于所述供应总线电势的值;而在轻输出负载、低于所述阈值的情况下,通过藉由缩短所述开关中的一些开关、关断其他开关并且在通过这些开关的电流为负或零的时刻再次开启所述其他开关,利用所述谐振电路自振荡全周期的顺序周期窃取,来稳定所述输出电压或电流。

[0015] 优选地,所述输出电压、电流或功率相对于开关频率的特性是模糊的,并且包括两个区域:第一区域,通过降低所述开关的开关频率来表征从无负载到最大负载,和第二区域,通过增加所述开关的开关频率来表征从最大负载到短路。

[0016] 本发明的目的还在于一种谐振模式功率供应,包括:开关组件,在所述开关组件之间,连接有具有输出负载的谐振电路,以及控制器,所述控制器被配置为,通过响应于慢响应监控电路的输出,控制所述开关组件的开关频率,来稳定输出电压或电流,其中所述慢响应监控电路被配置为监控所述输出电压或电流、并且具有对于所述输出电压或电流的变化的特定的响应时间(τ_1)。其还包括能量再循环电路,在所述能量再循环电路中,通过快响应监控电路监控电流,所述快响应监控电路具有比所述慢响应监控电路的响应时间(τ_1)快的对所述电流中的变化的响应时间(τ_2),其中,所述快响应监控电路被配置为经由所述控制器调整所述开关组件的开关频率,以便在电流超过阈值时,减小供应到所述谐振电路的功率。

[0017] 优选地,所述快响应监控电路被配置为,经由所述控制器,增加所述开关组件的开关频率。

[0018] 优选地,所述快响应监控电路被配置为,经由所述控制器,关断所述开关组件的开关。

[0019] 优选地,所述控制器被配置为以两种模式进行操作:在第一模式中,在重输出负载、超过所述阈值的情况下,所述控制器适于通过调整采用软开关技术的所述开关组件的开关频率,稳定输出电压或电流,以便以通过所述开关的负或零电流开启所述开关,通过用于监控所述谐振电路电流的电路来监控所述电流,其中在所述谐振电路振荡的每个周期期间,将每个开关的所述占空因数保持为接近于50%,并且所述控制器还适于利用所选择的开关之间的死时间进行操作,以便在所述死时间期间,开关处的电势能够获取接近于所述供应总线电势的值;而在所述第二模式中,在轻输出负载、低于所述阈值的情况下,所述控制器适于藉由缩短所述开关中的一些开关、关断其他开关并且在通过这些开关的电流为负或零的时刻再次开启所述其他开关,利用所述谐振电路自振荡全周期的顺序周期窃取,来稳定所述输出电压或电流。

[0020] 优选地,所述输出电压、电流或功率相对于开关的开关频率的特性是模糊的,并且包括两个区域:第一区域,通过降低所述开关的开关频率来表征从无负载到最大负载,和第二区域,通过增加所述开关的开关频率来表征从最大负载到短路。

附图说明

[0021] 通过附图上的示例性实施例来示出本发明,在附图中:

[0022] 图1示出了具有控制器的谐振模式功率供应的第一示例性实施例,其中控制器作为具有集成多绕组电感器DL1的质量因数限制器的半桥谐振变换器,所述多绕组电感器DL1还作为功率谐振电路的电感元件,并且与负载相连接;

[0023] 图2示出了具有控制器的谐振模式功率供应的第二示例性实施例,其中控制器作为集成多绕组电感器DL2的半桥谐振变换器,所述多绕组电感器DL2还作为功率谐振电路的电感元件,

[0024] 图3示出了具有控制器的谐振模式功率供应的第三示例性实施例,其中控制器作为集成多绕组电感器DL2的全桥谐振变换器,所述多绕组电感器DL2还作为功率谐振电路的电感元件,

[0025] 图4示出了重负载下的谐振模式功率供应中的电流和电压的波形,

[0026] 图5示出了轻负载下的谐振模式功率供应中的电流和电压的波形,

[0027] 图6示出了输出功率相对于开关频率的特性,

[0028] 图7示出了输出电流和电压相对于开关频率的图,

[0029] 图8示出了死时间相对于输出功率的图,

[0030] 图9示出了死时间相对于开关频率的图。

具体实施方式

[0031] 图1示出了具有控制器的谐振模式功率供应的第一示例性实施例,其中控制器作为具有集成多绕组电感器DL1的质量因数限制器的半桥谐振变换器,所述多绕组电感器DL1具有包括空气隙(air gap)的磁电路。谐振模式功率供应包括连接到半桥配置中的开关组件K1、K2。在半桥的对角中,连接了串并谐振电路,所述串并谐振电路包括电感器L2、电容C1、并联的电容C2A和C2B(构成所得到的电感C2)、以及隔离质量因数限制器绕组L3的作为多绕组电感器DL1的一部分的电感器L1、以及负载电路绕组L4,藉由所述负载电路绕组L4,负载通过二极管整流器DR1连接到谐振模式功率供应。电感器L2与并联电感C2A和C2B的所得到的电感C2一起形成串行谐振电路,从而作为多绕组电感的一部分的电容C1和电感L1形成并行谐振电路。通过多绕组电感中的电感L1和L3的绕组之间的强磁耦合并且通过电感器L5和整流器DR2形成能量再循环电路ERC1,并且限制谐振电路质量因数,从而来自谐振电路的多余的能量被馈送回电源U_{sup}。优选地,开关K1、K2中的每一个可以被提供有并联电抗元件C3、C4,从而系统将以具有K1和K2开关的所谓的软开关的级别DE进行操作。用使得谐振电路中的电流连续性无关于负载地被保留的这样的方式,选择组件值,并且从而在实质上改进谐振模式功率供应的动态性能。图1中所示的谐振模式功率供应的实施例的示例性参数如下:输出功率=3kW、供应电压U_{sup}=410v、输出电压U_{out}=50VDC、C1=90nF、C2A=C2B=60nF、C2=C2A+C2B=120nF、C3=C4=4.7nF、L2=30uH、L1=100uH、L3=55uH、L4=4uH、L5=1.8uH、L1和L3之间的耦合系数为k=0.99、并且L1和L4之间的耦合系数为k=0.99。

[0032] 控制器(C)被调整为在负载的两个范围内进行操作,其被通过输出电压和/或电流监控电路SMC或其他专门的负载测量系统所监控。

[0033] 在第一操作模式(被称为高输出功率区域)中,在重负载(即超过阈值)中,通过调整采用软开关技术的开关组件K1、K2的开关频率来稳定输出电压或电流。开关K1、K2被在开关K1、K2的负或零电流处被开启,被通过电路(CMC2)所监控以监控谐振电路电流。在针对每一个K1、K2的谐振电路振荡的每一个周期期间,占空因数(duty factor)被保持为接近于50%,从而半桥开关之一的死时间和关断时间、或全桥对角中的两个开关的死时间或关断时间,等于两个半桥开关的第二开关或全桥对角中的两个其他的开关的死时间和关断时

间。选择开关之间的死时间，从而在所述死时间期间，K1、K2开关处的电势将获取接近于供应总线电势的值。由于输出电压、电流或功率对开关频率的特性是模糊的并且包括两个区域：第一区域，通过降低开关频率表征从无负载到最大负载，以及第二区域，通过增加开关频率来表征从最大负载到短路。基于输出功率测量来选择开关频率中的变化的方向，或者其中稳定输出电压，通过简单逻辑电路就可以实现改变方向的选择，所述简单逻辑电路通过在负载增加并且在超过最大负载电流时降低开关频率来稳定电压，其稳定负载电流，从而如果负载电阻降低，则增加开关频率。

[0034] 可以选择打开的开关K1和K2之间的死时间，从而允许开关(K1、K2)上的电势获取接近于供应总线电势的值。然而，在供应到负载的可用功率方面，这不是最优的方案。因此可选地，控制器(C)适于通过VMC1电路监视半桥输出电压Uk12，并且根据Uk12电压，设置尽可能短的死时间，从而在该死时间期间，开关(K1、K2)上的电势将获得接近于供应总线电势的值。

[0035] 谐振模式功率供应包括能量再循环电路ERC1和限制谐振电路质量因数的电流监控电路CMC1，其通过二极管整流器DR2连接到供应电压U_{sup}。ERC1电路提供针对过电压和过电流的谐振模式功率供应电路保护，这是因为在短暂的状态中，其允许将在谐振电路中存储的多余的能量馈送回电源。电流监控电路CMC1适于监控谐振电路能量再循环电路ERC1中的再循环电路电流I_{im}，并且通过控制器C，影响K1、K2开关频率中的变化，以便在超过阈值时，通过能量再循环电路ERC1中的电流I_{im}减小供应到谐振电路的功率。

[0036] 优选地，电流监视电路CMC1在甚至开关控制序列的半周期内将快速操作并且进行响应。通常而言，将通过比输出电压或电流的慢响应电路(SMC)的响应时间(τ_1)快的在(I_{im})电流中的变化的响应时间(τ_2)来表征电流监控电路CMC1。输出电压或电流的慢响应监控电路(SMC)的响应时间(τ_1)取决于输出滤波器的参数，通过该输出滤波器，SMC电路连接到输出，并且其截止频率例如是几百个赫兹。

[0037] 通过改变K1、K2开关的开关频率或“窃取”谐振电路振荡的一定数量的周期(即关断开关组件以限制在电路中出现的过电压和过电流)来实现输出功率控制。

[0038] 图2示出了具有作为半桥谐振变换器的控制器的谐振模式功率供应的另一个实施例。本实施例和图1中所示的实施例之间的主要不同包括：将能量再循环电路ERC1连接到谐振电路的另一个电抗元件(L₂)，并且简化与负载相连接的多绕组电感DL1。

[0039] 图3示出了具有控制器的谐振模式功率供应的另一个实施例，其中控制器作为被提供有多绕组电感DL1的全桥谐振变换器，所述多绕组电感DL1还作为具有能量再循环电路ERC1的功率谐振电路的电感元件，所述能量再循环电路ERC1集成电感D2。该示例性实施例集成了在桥对角中连接的串行谐振电路，该桥对角的一部分是多绕组电感器DL1，通过该多绕组电感器DL1，负载连接到谐振模式功率供应，而使用开关K1、K2、K3、K4的两对。

[0040] 对于本领域技术人员而言，显然还可以将所提出的方法应用到与包括开关组件和在它们之间连接的谐振电路的上述结构不同的谐振模式功率供应。

[0041] 图4示出了用于标称负载的谐振模式功率供应的图1的示例性实施例中的电流和电压的波形。从顶部起的第一图是输出电压波形。从顶部起的第二图表示以实线示出的高侧晶体管K1的栅驱动电压、以及以虚线示出的低侧晶体管K2的栅驱动电压。从顶部起的第三图表示以实线示出的高侧晶体管K1的漏电流、以及以虚线示出的低侧晶体管K2的漏电

流。底部图示出了电感器L1中的电流。

[0042] 在第二操作模式(被称为低功率区域)中,对于轻输出负载(即低于阈值),通过短接一部分的开关(例如半桥开关中的一个或两个或两个对角相对的全桥开关)并且关断其他开关(即剩余全桥开关的半桥第二开关)、并且在通过这些开关的电流为负或零的时刻再次将它们开启,采用谐振电路自振荡全周期的序列周期窃取来稳定输出电压或电流。为了实现此目的,在谐振电路自振荡全周期的周期窃取期间通过电流监控电路(CMC2)来测量谐振电路自振荡电流I_{k12},并且因此控制器S在通过这些开关的电流为负或零的时刻能够再次开启对角相对的开关K1和K2。

[0043] 图5示出了用于负载阻抗30HM的在轻负载下的谐振模式功率供应中的电流和电压的波形。上部的图示出了输出电压。从顶部起的第二图表示以实线示出的高侧晶体管K1的栅驱动电压、以及以虚线示出的低侧晶体管K2的栅驱动电压。从顶部起的第三图表示以实线示出的高侧晶体管K1的漏电流和以虚线示出的低侧晶体管K2的漏电流。底部图示出了电感器L1中的电流。通过谐振电路自振荡全周期的顺序窃取来执行控制,用这种方式,在周期窃取期间,半桥开关K1被钳接到地,而半桥开关K2被打开。因此谐振电路电流的路径闭合,并且由于高质量因数,谐振电路在相对较长的时间内在其电路(例如电感器L2)中保持电流循环。当输出电容器/滤波器上的电压下降时,逆变器被再次开启,以便将能量供应到负载,然而为了使损耗和电磁干扰最小化,在开关电流为负或零的时刻开启开关。在至多10us的周期期间,两个开关被交替地操作。当输出滤波器两端的电压超过特定设置值时,采用谐振电路自振荡全周期的窃取,用这种方式,在周期窃取期间,半桥开关K2被钳接到功率供应地,而半桥开关K1被打开。谐振电路以自振荡频率振荡。当输出滤波器两端的电压以接近52us的时刻获取设置的最小值时,开关被再次交替地开启,以便将能量供应到负载。输出滤波器上的电压再次升高到设置的最大值,并且再次采用谐振电路自振荡全周期的窃取,用这种方式,在周期窃取期间,半桥开关K2被钳接到功率供应地,而半桥开关K1被打开。

[0044] 在使用晶体管开关的情况下,上述的开关电流应当被理解为利用集成的反并行二极管中的漏/集电流。

[0045] 图6示出了输出功率特性相对于开关频率。该特性是模糊的并且包括两个区域:第一区域,通过减小开关K2、K2开关的频率来表征从无负载到最大负载,和第二区域,通过增加开关K1、K2开关的频率来表征从最大负载到短路。理想情况下,正确地设计的谐振功率转换系统应当将标称功率供应到标称负载,并且在此操作点之外,负载功率应当较低。在这样的条件下(被称为能量匹配),能够实现谐振能量转换系统的最大效率。这额外地允许对在谐振能量转换系统中出现的过电流和过电压进行最小化。

[0046] 图7示出了输出电流(实线)和输出电压(虚线)图相对于开关K1、K2开关的频率。

[0047] 图8示出了死时间图相对于输出功率,而图9示出了死时间图相对于开关K1、K2开关的频率。由于开关被提供有并联的电容器从而系统将在具有所谓的源开关的级别DE中进行操作,因此最优死时间取决于谐振电路阻抗,其继而主要取决于两者:开关频率和负载,并且因此,其在宽范围上变化。因此为了实现最佳的参数,全桥或半桥输出处的电压将有益地被以连续的方式监控,并且应当选择死时间,使得在所述死时间期间,K1、K2处的电势开关将获取接近于供应总线电势的值。

[0048] 作为一个示例,采用来定义高功率和低功率区域之间的边界的阈值是谐振模式功

率供应可允许负载的10%。随后通过改变采用软开关技术的K1、K2开关的开关频率来实现全负载的输出功率范围10%-100%上的输出电压和/或电流的稳定，并且其优势在于：简单的系统结构、能量效率和稳定性。而通过自振荡全周期的顺序周期窃取的全负载的输出功率范围0%-10%上的输出电压和/或电流的稳定的优势在于，在该范围上，其提供了高效率并且并不需要开关频率中的重要的改变，因此能够容易地实现反馈环稳定性。

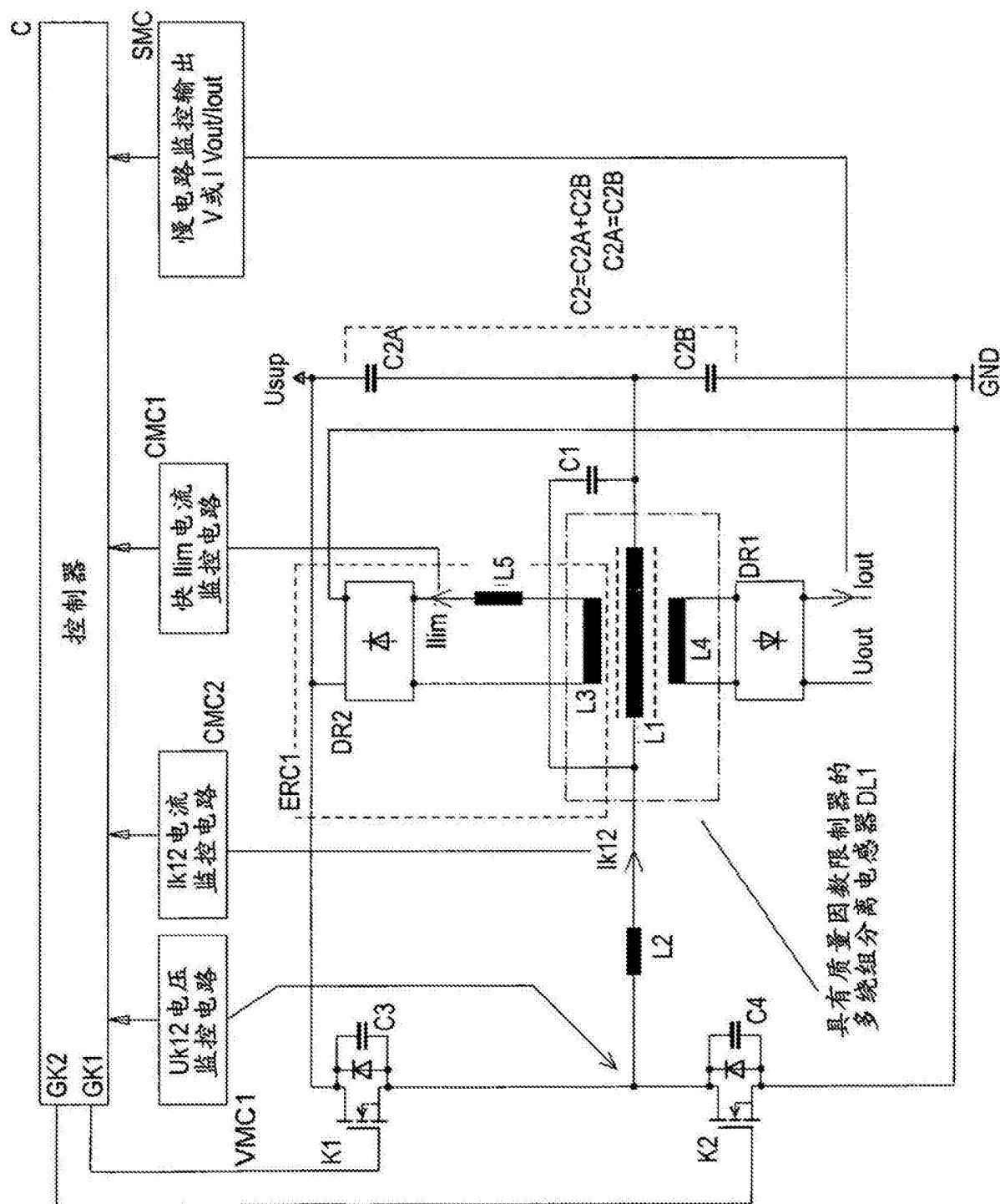


图1

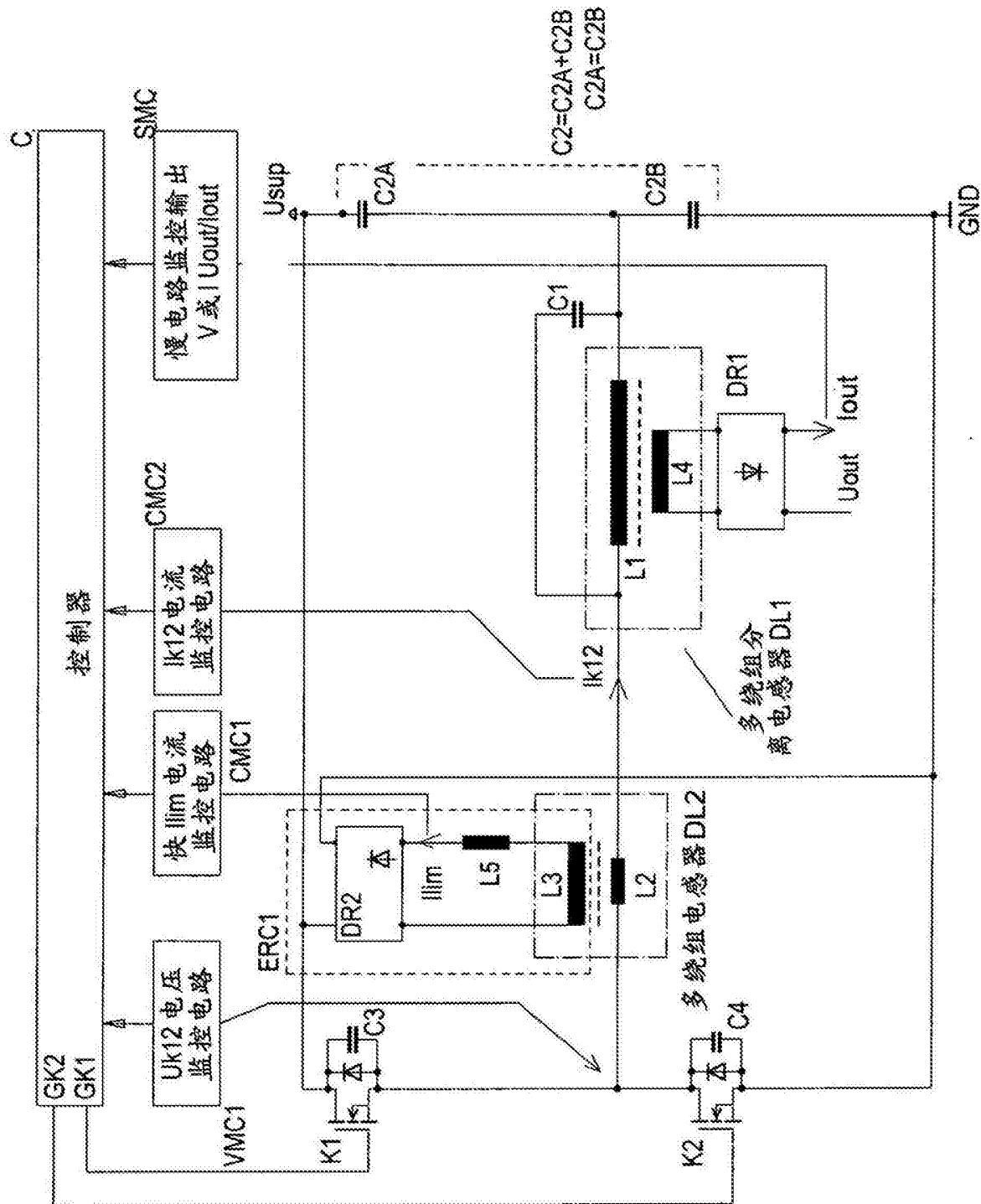


图2

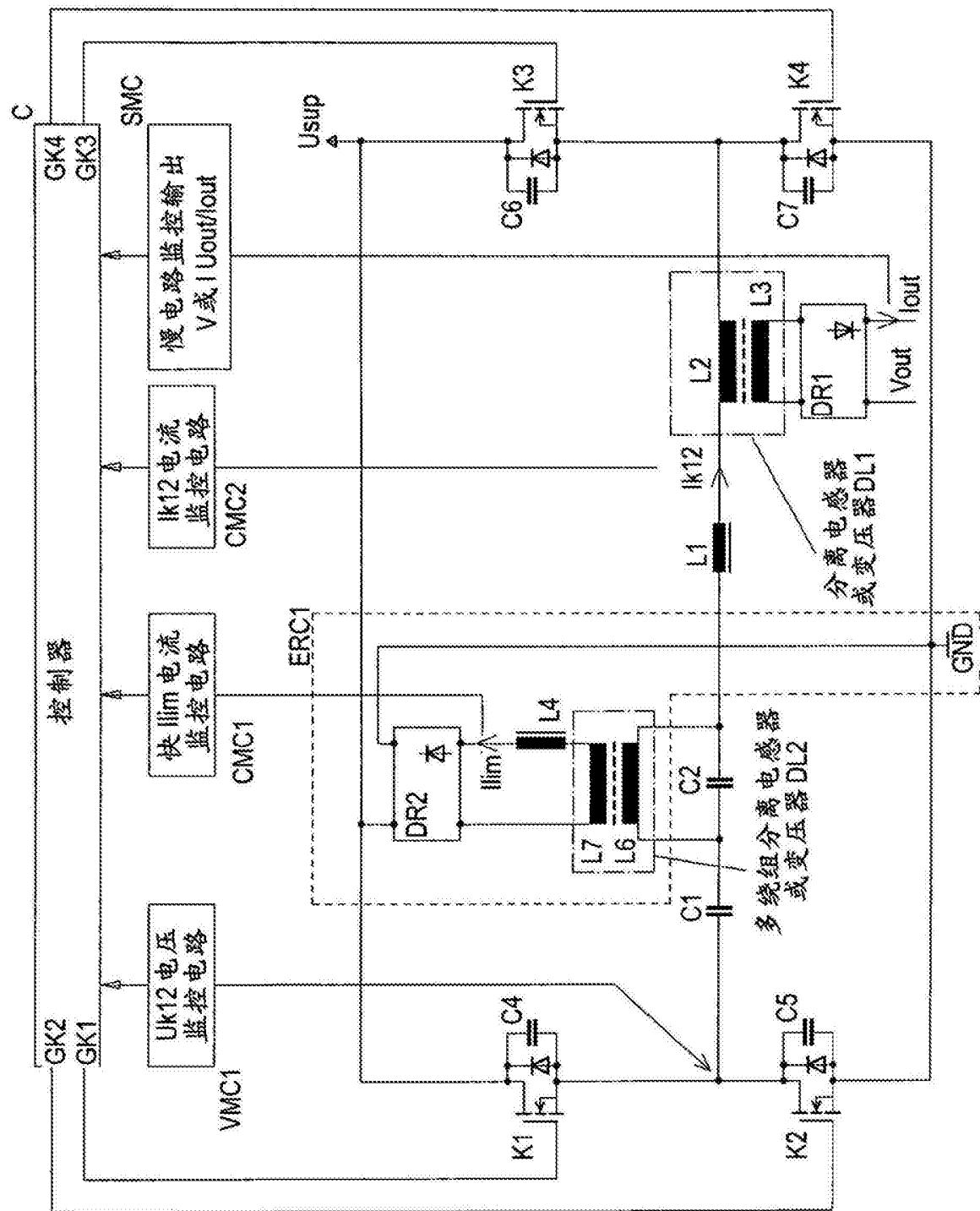


图3

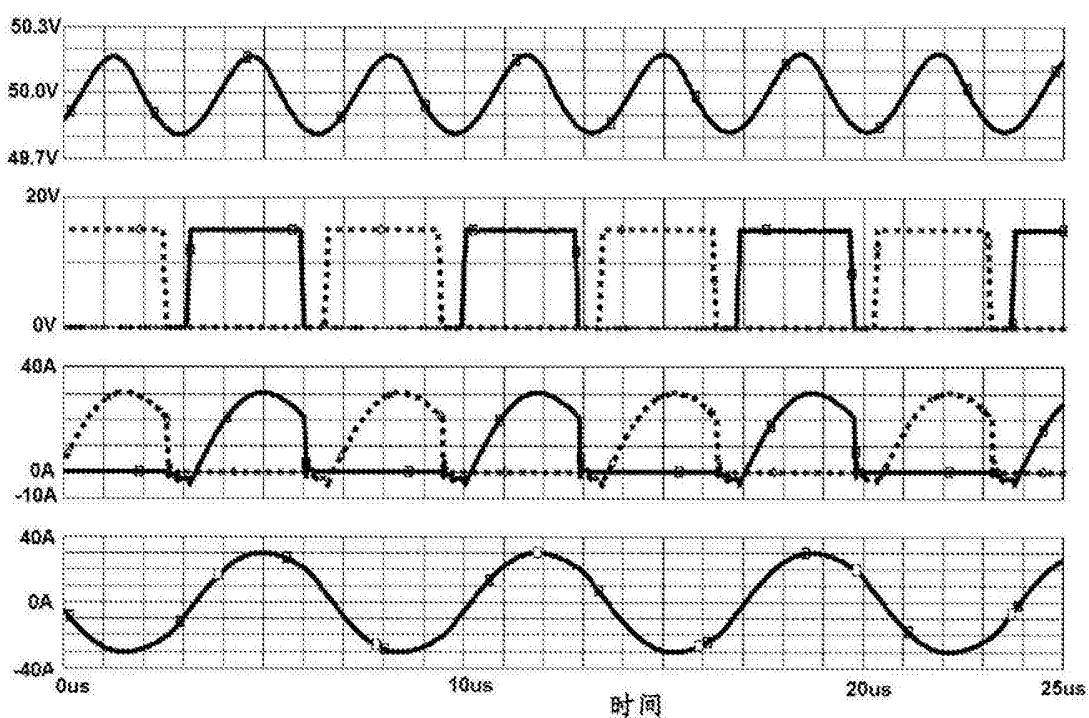


图4

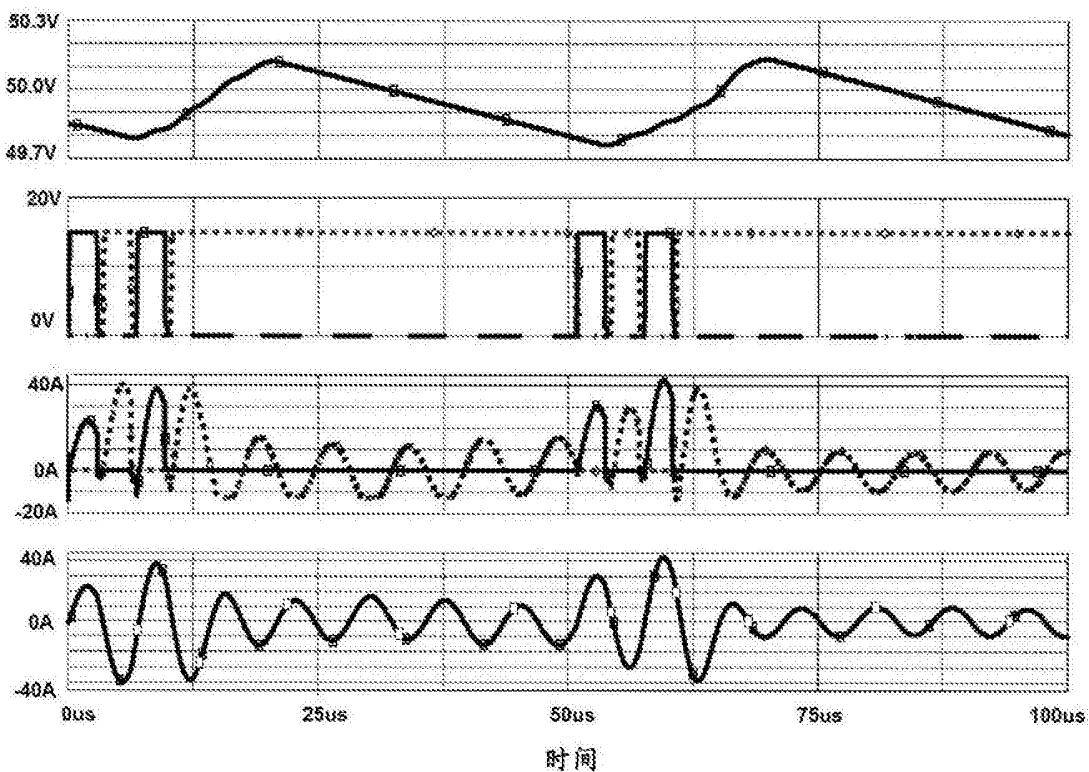


图5

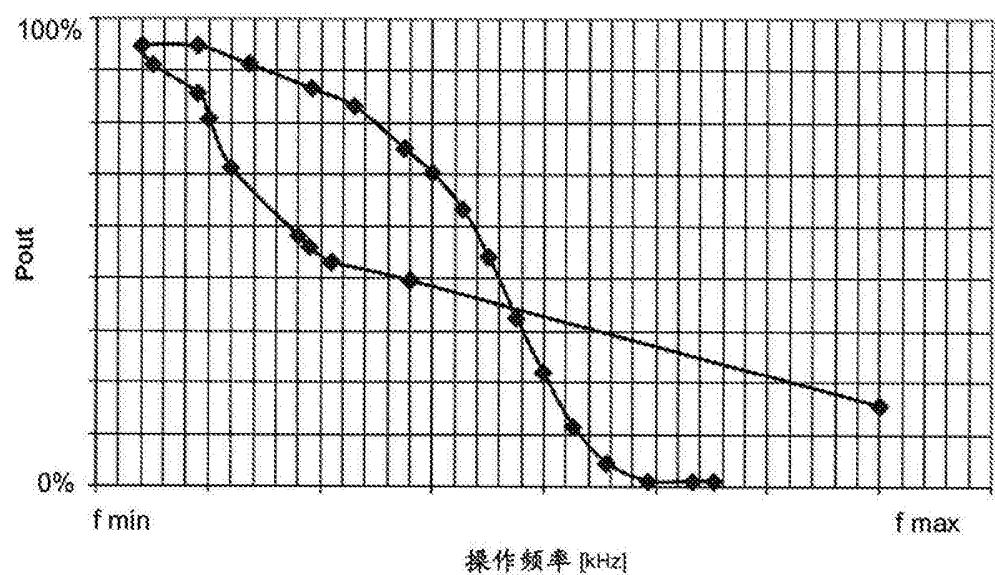


图6

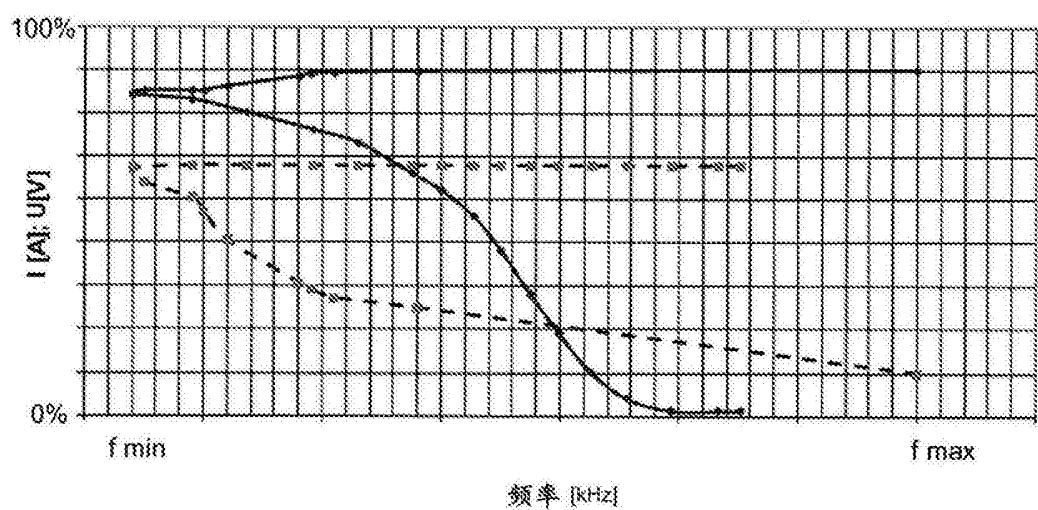


图7

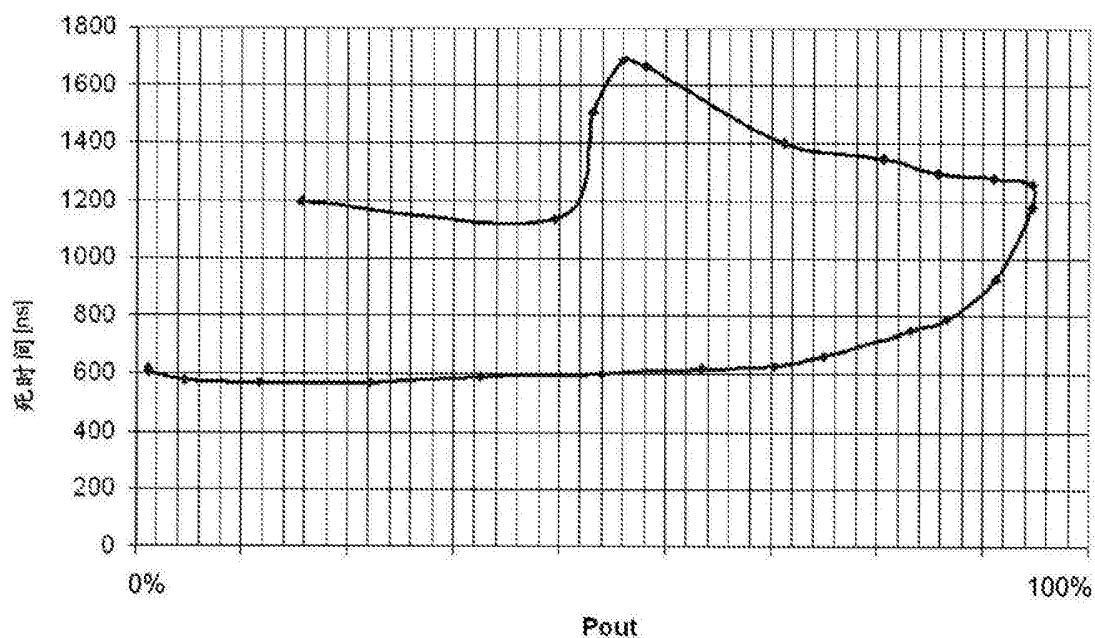


图8

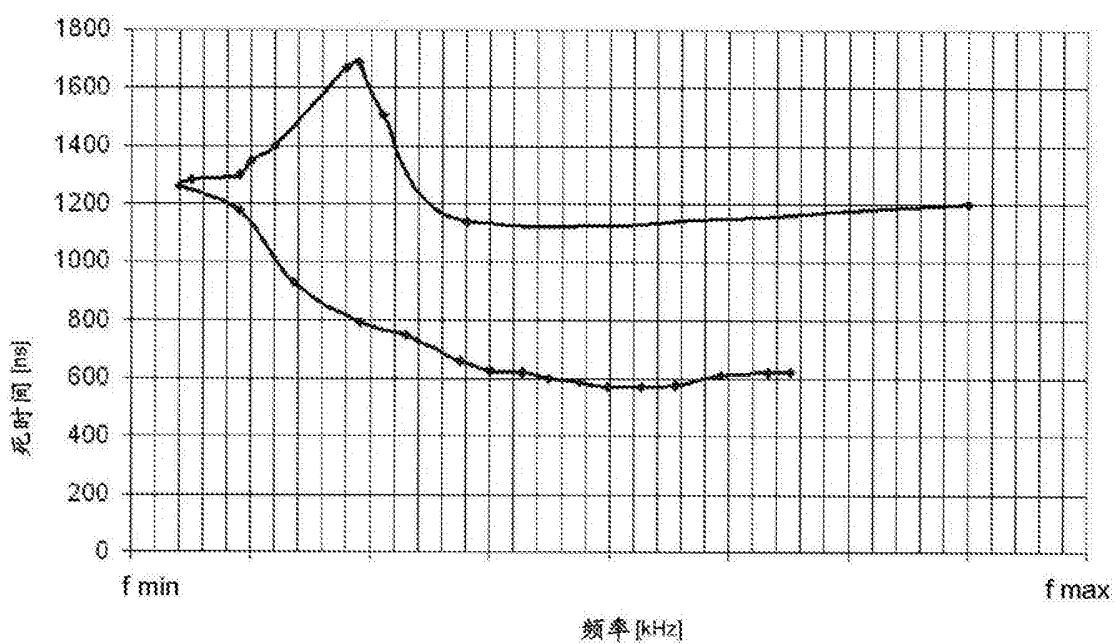


图9