



## (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110506364 B

(45) 授权公告日 2021.07.16

(21) 申请号 201880022539.3

(22) 申请日 2018.04.03

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 110506364 A

(43) 申请公布日 2019.11.26

(30) 优先权数据  
2017-085696 2017.04.06 JP  
2017-142059 2017.07.21 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2019.09.27

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/JP2018/014293 2018.04.03

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02018/186408 JA 2018.10.11

(73) 专利权人 株式会社村田制作所  
地址 日本京都府

(72) 发明人 黑川崇

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任  
公司 11021

代理人 李国华

(51) Int.Cl.

H01Q 7/06 (2006.01)

H03K 17/687 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 105896750 A, 2016.08.24

CN 105896750 A, 2016.08.24

CN 106451575 A, 2017.02.22

CN 105281553 A, 2016.01.27

CN 101783525 A, 2010.07.21

DE 102015113362 A1, 2016.02.18

US 7835119 B2, 2010.11.16

审查员 罗秋

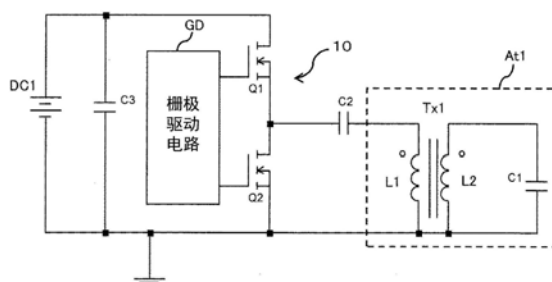
权利要求书2页 说明书20页 附图25页

(54) 发明名称

磁场产生电路

(57) 摘要

磁场产生电路具备:变压器天线(At1),其包括具有一次线圈(L1)和二次线圈(L2)的变压器(Tx1)、以及与所述变压器的二次线圈(L2)并联连接的谐振电容器(C1),且产生磁场;以及交流电源电路(AC1、DC1、10、12、14、16),其向变压器天线(At1)的一次线圈(L1)供给交流电压作为驱动电压。由二次线圈(L2)和谐振电容器(C1)构成的并联谐振电路的谐振频率被设定为与从交流电源电路(AC1)供给的交流电压的频率相等。



1. 一种磁场产生电路,具备:

变压器天线,其包括具有一次线圈和二次线圈的变压器以及与所述变压器的二次线圈并联连接的谐振电容器,且产生磁场;以及

交流电源电路,其向所述变压器天线的一次线圈供给交流电压作为驱动电压,

所述交流电源电路包括:

直流电源,其输出直流电压;以及

驱动电路,其将所述直流电压转换成规定频率的矩形波交流电压并输出,

所述驱动电路在导通占空比为10%~45%的范围内被驱动,

由所述二次线圈和所述谐振电容器构成的并联谐振电路的谐振频率被设定为与从所述交流电源电路供给的交流电压的频率相等。

2. 根据权利要求1所述的磁场产生电路,其中,

在所述并联谐振电路施加从所述驱动电路输出的矩形波交流电压。

3. 根据权利要求2所述的磁场产生电路,其中,

所述驱动电路是半桥电路、全桥电路、双正激电路或推挽电路。

4. 根据权利要求2所述的磁场产生电路,其中,

所述驱动电路是半桥电路,该半桥电路包括:串联连接在所述直流电源的高压侧输出端与低压侧输出端之间的高压侧开关元件及低压侧开关元件;以及被插入到所述高压侧开关元件及/或低压侧开关元件与所述一次线圈之间的旁路电容器,

在所述旁路电容器并联连接有二极管,使得在所述高压侧开关元件及/或低压侧开关元件连接阴极,在所述一次线圈连接阳极。

5. 根据权利要求2至4中任一项所述的磁场产生电路,其中,

所述磁场产生电路还具备电压调整电路,该电压调整电路接受来自所述直流电源的直流电压,调整向所述驱动电路输出的直流电压。

6. 根据权利要求5所述的磁场产生电路,其中,

所述磁场产生电路还具备电流检测用电阻,该电流检测用电阻用于检测在所述二次线圈流动的谐振电流,

所述电压调整电路根据基于所述电流检测用电阻的检测值,来控制向所述驱动电路输出的直流电压。

7. 根据权利要求2至4中任一项所述的磁场产生电路,其中,

所述驱动电路具备:串联连接在所述直流电源的高压侧输出端与低压侧输出端之间的高压侧开关元件及低压侧开关元件;以及对所述高压侧开关元件及低压侧开关元件进行驱动的栅极驱动电路,

所述栅极驱动电路在由所述驱动电路进行的磁场产生动作结束后,将所述高压侧开关元件及低压侧开关元件中的任一个开关元件接通而使其短路。

8. 根据权利要求2至4中任一项所述的磁场产生电路,其中,

所述磁场产生电路还具备:开关,其连接在所述一次线圈的高压侧端与低压侧端之间,或者连接在所述一次线圈的低压侧端与接地电位之间;以及开关控制电路,其对所述开关进行控制,

所述开关控制电路在由所述驱动电路进行的磁场产生动作结束后,将所述开关接通,

使所述一次线圈的高压侧端与低压侧端之间短路,或者将所述一次线圈的低压侧端与接地电位连接。

9. 根据权利要求6所述的磁场产生电路,其中,

所述驱动电路在包括接地节点、一端与接地节点连接的开关元件以及变压器天线的一次线圈的电流路径中串联插入有放电电阻。

10. 一种磁场产生电路,包括:

升压变压器,其包括一次线圈和二次线圈;以及

并联谐振线圈天线,其包括第三线圈以及与所述第三线圈并联连接的谐振电容器,且产生磁场;以及

交流电源电路,其向所述升压变压器供给交流电压作为驱动电压,

所述交流电源电路包括:

直流电源,其输出直流电压;以及

驱动电路,其将所述直流电压转换成规定频率的矩形波交流电压并输出,

所述驱动电路在导通占空比为10%~45%的范围内被驱动,

由所述二次线圈和并联谐振线圈天线构成的谐振电路的谐振频率被设定为与从所述交流电源电路供给的交流电压的频率相等。

11. 一种磁场产生电路,具备:

第一线圈;

并联谐振线圈天线,其包括第二线圈以及与所述第二线圈并联连接的谐振电容器,且产生磁场;以及

交流电源电路,其向所述并联谐振线圈天线供给矩形波交流电压作为驱动电压,

所述交流电源电路包括:直流电源,其输出直流电压;以及驱动电路,其将所述直流电压转换成规定频率的矩形波交流电压并输出,

所述驱动电路在导通占空比为10%~45%的范围内被驱动,

所述并联谐振线圈天线的谐振频率被设定为与从所述交流电源电路供给的交流电压的频率相等。

12. 根据权利要求11所述的磁场产生电路,其中,

所述第一线圈与所述第二线圈形成在同一闭磁路芯的外周。

13. 根据权利要求11所述的磁场产生电路,其中,

所述驱动电路是半桥电路、全桥电路、双正激电路或推挽电路。

## 磁场产生电路

### 技术领域

[0001] 本发明涉及产生用于通信的磁场的磁场产生电路。

### 背景技术

[0002] 为了通过远程操作来进行机动车等的门的解锁、上锁,被称为无钥匙进入系统的通信系统正在普及。另外,近年来,仅通过遥控器接近车辆而自动地解锁,另外仅通过遥控器离开车辆而自动地上锁的使用了VLF带或LF带的磁场信号的被称为被动进入系统或智能进入系统的近距离通信系统正在普及。

[0003] 作为被动无钥匙进入系统的结构例,例如如专利文献1所示,具有如下结构:从车辆侧发出VLF带或LF带的磁场信号,从接收到该磁场信号的遥控器发送高频(RF带)的电波信号,由接收到高频信号的车辆进行解锁、上锁。

[0004] 在磁场信号的发送电路中,使用了将电感器(线圈)与电容器串联连接的线圈天线,该线圈天线具有通信系统的信号频率与串联谐振频率相等这样的常数。图40示出这样的磁场信号的发送电路的例子。在图40所示的电路中,经由电阻R1将交流电源AC0与线圈天线连接,当施加与谐振频率相等的交流电压V1时,即便是低电压,也能够流动较大的线圈电流,能够得到较大的磁场输出。这样的线圈天线与驱动方式的组合尤其适于利用了磁场的近距离通信系统,几乎在全部的被动无钥匙进入系统中被采用。

[0005] 作为串联谐振电路的特性,存在谐振电流具有以谐振频率为峰的频率特性,以及电流值达到极大值需要时间。

[0006] 串联谐振电路具有电流在谐振频率成为极大峰的频率特性(通常,谐振电路的频率陡峭特性由Q值表示)。由于部件偏差等,难以使产品的谐振频率与驱动频率完全一致,在该状态下,产品的较小的特性偏差会成为谐振电流的较大的差异,使用变得困难。于是,在LC电路串联地连接有电阻R1(以下称为“阻尼电阻”)(参照图40)。由此,上述的Q值下降,使频率电流特性变得平坦,提高使用便利性。

[0007] 在将串联谐振电路中的阻尼电阻R1的电阻值设为R1、将线圈L1'的电感设为L1'时,谐振电流增加到极大值为止的时间(以下称为“上升时间”)大约与 $L1'/R1$ 成比例。在被动无钥匙进入系统中,该上升时间成为决定通信速度的重要要素。通过连接上述的阻尼电阻,能够缩短上升时间。阻尼电阻的值根据系统要求的谐振电流的频率特性、上升时间、L和C的特性值而综合决定。

[0008] 在图40的电路中设定为 $C1' = 10\text{nF}$ 、 $L1' = 162\mu\text{H}$ 的情况下,图41示出将R1分别设为 $1\Omega$ 和 $10\Omega$ 时的输入电流的频率特性,图42示出电流过渡特性。根据图41可知,在阻尼电阻R1为 $1\Omega$ 时,输入电流的频率特性成为非常尖的峰。在实际使用中,通过驱动电路来调整由LC电路的特性偏差引起的电流值的变化是非常困难的,通过阻尼电阻的限制使电流值稳定。

[0009] 根据图42可知,在阻尼电阻R1为 $1\Omega$ 时,输入电流(谐振电流)的上升达到1s以上,但通过将阻尼电阻R1设为 $10\Omega$ ,该上升被改善为 $10\mu\text{s}$ 。

[0010] 根据以上,能够确认阻尼电阻在VLF带或LF带的磁场通信系统所使用的线圈天线驱动方式中是必要的部件。

[0011] 在先技术文献

[0012] 专利文献

[0013] 专利文献1:日本特开平5-156851号公报

[0014] 专利文献2:日本特开2001-257526号公报

## 发明内容

[0015] 发明要解决的课题

[0016] 在以往的被动无钥匙进入系统中,在车辆-遥控钥匙间的通信距离为1m左右进行了使用,但近年来,要求用于更远的距离,例如将通信距离延长至10m左右的距离。例如,具有如下功能:若遥控器持有者接近则通过灯的闪烁来告知车辆的位置的迎接灯功能、当分离10m左右时自动地上锁的离开锁定、仅在确认出所有者处于10m左右的近距离时进行动作的自动驾驶驻车功能等。

[0017] 为了实现这些功能,需要大幅增加车辆侧的磁场信号。通常,在包括串联谐振电路的天线系统中为了增加磁场输出(即空间磁通密度)而考虑下述的方法。

[0018] 1) 增加线圈电流值(空间磁场强度与电流值大致成比例)。

[0019] 2) 增加线圈电感(空间磁场强度与电感比的平方根大致成比例)。

[0020] 3) 加长线圈的芯(空间磁场强度与线圈的芯的长度大致成比例)。

[0021] 为了增加线圈电流,需要减小上述的阻尼电阻或提高输入电压,但由于电流值的谐振特性和上升时间短缩,无法减小阻尼电阻值,另外,输入电压值由车辆的系统电压决定,通常无法简单地提高。即便假设能够提高电压,由于阻尼电阻中的损耗以电流值的平方增加,因此,需要提高阻尼电阻的电流电容。

[0022] 在增加了线圈的电感的情况下,电流上升时间变大,因此需要增加阻尼电阻值,将上升时间保持为相同程度,但在该情况下,电流值会减少,因此,结果是,无法增加磁场强度。

[0023] 根据以上方面,以往,通常采用通过3) 加长线圈的芯来实现磁通密度的提高的方法。在1m左右的通信的情况下,利用长度为40~80mm的芯就能够产生系统所要求的磁场,但在10m的中等距离通信中,需要采用长度超过200mm的芯。因此,产生了成本的上升、生产性的下降、部件设置空间的增加、产品可靠性的下降等各种问题。

[0024] 串联谐振现象通过谐振的程度、即电路具有的谐振频率与Q值及驱动频率的相互关系来决定谐振电流的强度。因此,为了控制空间所产生的磁场,需要构成用于检测在线圈流动的电流并调整电路的输出电压等的所谓的电流控制电路。因此,存在电路的结构变得复杂、成本增大的问题。这样,在利用了串联谐振现象的天线系统中存在上述那样的问题。

[0025] 本发明提供一种例如适用于无钥匙进入系统中的通信装置的、产生磁场的磁场产生电路。

[0026] 用于解决课题的手段

[0027] 本发明的第一方式的磁场产生电路具备:产生磁场的变压器天线;以及向变压器天线的一次线圈供给交流电压作为驱动电压的交流电源电路。变压器天线包括具有一次线

圈和二次线圈的变压器、以及与变压器的二次线圈并联连接的谐振电容器。由二次线圈和谐振电容器构成的并联谐振电路的谐振频率被设定为与从交流电源电路供给的交流电压的频率相等。

[0028] 本发明的第二方式的磁场产生电路具备：包括一次线圈和二次线圈的升压变压器；产生磁场的并联谐振线圈天线；以及向升压变压器供给交流电压作为驱动电压的交流电源电路。并联谐振线圈天线包括第三线圈以及与第三线圈并联连接的谐振电容器。由二次线圈和并联谐振线圈天线构成的谐振电路的谐振频率被设定为与从交流电源电路供给的交流电压的频率相等。

[0029] 本发明的第三方式的磁场产生电路具备第一线圈、产生磁场的并联谐振线圈天线、以及向并联谐振线圈天线供给矩形波交流电压作为驱动电压的交流电源电路。并联谐振线圈天线包括第二线圈、以及与第二线圈并联连接的谐振电容器。并联谐振线圈天线的谐振频率被设定为与从交流电源电路供给的交流电压的频率相等。

[0030] 发明效果

[0031] 根据本发明，能够使用并联谐振电路来构成产生磁场的电路，由此，能够解决由串联谐振电路引起的问题。

## 附图说明

[0032] 图1是示出本发明的实施方式1中的磁场产生电路的结构例(变压器天线及正弦波交流电源)的图。

[0033] 图2是示出本发明的实施方式中的变压器天线的结构的图。

[0034] 图3是示出分别针对以往的磁场产生电路和实施方式1的磁场产生电路中的各种项目的测定值的比较的图。

[0035] 图4是示出本发明的实施方式2中的磁场产生电路的结构例(升压变压器、并联谐振线圈天线及正弦波交流电源)的图。

[0036] 图5是示出本发明的实施方式3中的磁场产生电路的结构例的图。

[0037] 图6是实施方式3中的磁场产生电路的驱动电路中的开关元件的时序图。

[0038] 图7是示出针对实施方式3的磁场产生电路的仿真结果的图。

[0039] 图8是示出针对实施方式3的磁场产生电路的仿真结果(各种电流波形)的图。

[0040] 图9是示出针对实施方式3的磁场产生电路的仿真结果(开关元件的漏极电流)的图。

[0041] 图10是示出针对实施方式3的磁场产生电路与以往的磁场产生电路的实测结果的图。

[0042] 图11是示出针对实施方式3的磁场产生电路的实测结果的图。

[0043] 图12是示出本发明的实施方式3中的磁场产生电路的另一结构例的图。

[0044] 图13是示出本发明的实施方式3中的磁场产生电路的另一结构例的图。

[0045] 图14是示出本发明的实施方式3中的磁场产生电路的另一结构例的图。

[0046] 图15是示出本发明的实施方式4中的磁场产生电路的结构例(包括变压器天线及全桥电路)的图。

[0047] 图16是示出针对实施方式4的磁场产生电路的仿真结果(各种电流波形)的图。

- [0048] 图17是示出针对实施方式4的磁场产生电路的仿真结果的图。
- [0049] 图18是示出本发明的实施方式5中的磁场产生电路的结构例(包括变压器天线及双正激电路)的图。
- [0050] 图19是示出本发明的实施方式6中的磁场产生电路的结构例(包括变压器天线及推挽电路)的图。
- [0051] 图20是示出本发明的实施方式7中的磁场产生电路的结构例(包括并联谐振线圈天线及半桥电路)的图。
- [0052] 图21是示出本发明的实施方式8中的磁场产生电路的结构例(包括并联谐振线圈天线及全桥电路)的图。
- [0053] 图22是示出本发明的实施方式9中的磁场产生电路的结构例(并联谐振线圈天线的另一结构)的图。
- [0054] 图23是示出本发明的实施方式10中的磁场产生电路的结构例(包括电压调整电路)的图。
- [0055] 图24是示出本发明的实施方式10中的磁场产生电路的另一结构例的图。
- [0056] 图25是示出本发明的实施方式11中的磁场产生电路的结构例(包括电流监控用电阻)的图。
- [0057] 图26是示出本发明的实施方式12的磁场产生电路中的仿真时的驱动电路的开关元件的栅极信号波形的图。
- [0058] 图27是示出实施方式12的磁场产生电路中的变压器天线的二次线圈的谐振电流的仿真结果的图。
- [0059] 图28是示出本发明的实施方式13中的磁场产生电路的结构例(包括短路开关)的图。
- [0060] 图29是示出实施方式13中的磁场产生电路的另一结构例的图。
- [0061] 图30是示出实施方式13中的磁场产生电路的另一结构例的图。
- [0062] 图31是示出实施方式13中的磁场产生电路的另一结构例的图。
- [0063] 图32是示出本发明的实施方式14中的磁场产生电路的结构例(包括与旁路电容器并联连接的二极管)的图。
- [0064] 图33是示出针对实施方式14的磁场产生电路中的谐振电流的仿真结果的图。
- [0065] 图34是示出实施方式15中的磁场产生电路的结构例(包括放电电阻)的图。
- [0066] 图35是示出针对图34所示的磁场产生电路中的谐振电流的仿真结果的图。
- [0067] 图36是示出实施方式15中的磁场产生电路的另一结构例的图。
- [0068] 图37是示出针对图36所示的磁场产生电路中的谐振电流的仿真结果的图。
- [0069] 图38是示出实施方式15中的磁场产生电路的另一结构例的图。
- [0070] 图39是示出实施方式15中的磁场产生电路的另一结构例的图。
- [0071] 图40是示出以往的使用了串联谐振的磁场产生电路的结构的图。
- [0072] 图41是示出图40所示的以往的磁场产生电路中的输入电流的频率特性的图。
- [0073] 图42是示出图40所示的以往的磁场产生电路中的输入电流的电流过渡特性的图。
- [0074] 图43是示出基本的并联谐振电路的结构的图。
- [0075] 图44是示出在图43所示的并联谐振电路中施加了正弦波电压时得到的各种电流

波形的图。

[0076] 图45是示出在图43所示的并联谐振电路中施加了矩形波电压时得到的各种电流波形的图。

### 具体实施方式

[0077] 以下,参照附图对本发明的磁场产生电路的实施方式具体进行说明。

[0078] (使用并联谐振现象时的课题)

[0079] 以往,作为用于产生空间磁场的天线,通常使用将线圈与电容器串联连接并利用了串联谐振现象的线圈天线。但是,在利用了串联谐振现象的线圈天线中,如上所述,为了得到高输出而需要电路的复杂化、高输出化,存在成本增大等问题。

[0080] 于是,考虑代替串联谐振现象而利用并联谐振现象。但是,以往,使用了并联谐振现象的磁场装置基本未被实现。其原因在下述中说明。

[0081] 图43示出基本的并联谐振电路。并联谐振电路中,将向开磁路芯卷绕线圈而构成的线圈L1'与电容器C1'并联地连接到交流电源AC。在并联谐振中,在输入电压为V且谐振频率为 $f_L$ 的情况下,流动成为 $I=V/(2\pi fL)$ 的谐振电流I。例如,在线圈L1'的电感为165 $\mu$ H且驱动频率f为125kHz的情况下,当存在谐振电流I为1安培的规格要求时,为了满足该规格要求,需要施加130V(峰峰值)的正弦波电压作为驱动电压。但是,在车载系统中,实现这样的高电压的驱动系统是非常困难的。

[0082] 另外,为了产生并联谐振,需要施加正弦波电压,但即便施加由通常使用的桥接电路等形成的矩形波电压,也无法在具有高次成分的矩形波电压中产生LC并联谐振。另外,生成LF带的正弦波电压是困难的,并且也耗费成本。例如,图44、图45示出针对电感为165 $\mu$ H的线圈L1'和电容为10 $\mu$ F的电容器C1'的并联谐振电路而施加了正弦波电压和矩形波电压时的仿真波形。图44是分别示出向该并联谐振电路施加了125kHz、130V(峰峰值)的正弦波电压时的、流动的输入电流的波形及在线圈L1'流动的线圈电流的波形的图。图45分别示出对该并联谐振电路施加了125kHz、130V(峰峰值)的矩形波电压时的输入电流及线圈电流的波形。参照图44可知,在施加正弦波电压时,产生因谐振引起的线圈电流。与此相对,参照图45(A)、(B)可知,当施加矩形波电压时,在输入电流中产生了60A的峰电流,但除了该峰电流之外,输入电流与线圈电流成为大致相同的值,在矩形波电压中未产生并联谐振。

[0083] 以上方面被认为是以往在磁场产生电路中不应用并联谐振电路的主要原因。

[0084] 在以下的各实施方式中,对能够使用以往难以使用的并联谐振现象来产生磁场的磁场产生电路(磁场通信电路)的结构进行说明。这样的磁场产生电路例如在应用于机动车的无钥匙进入系统的产生VLF带或LF带的磁场信号的通信装置中是有用的。

[0085] (实施方式1)

[0086] 图1是示出本发明的实施方式1中的磁场产生电路的结构图。

[0087] 实施方式1中的磁场产生电路具备产生正弦波交流电压的交流电源电路AC1、包括一次线圈L1和二次线圈L2的变压器Tx1、以及与变压器Tx1的二次线圈L2构成谐振电路的谐振电容器C1。

[0088] 如图2所示,变压器Tx1通过在开磁路芯Co(棒状芯)的外周卷绕一次线圈L1和二次线圈L2而构成。在变压器Tx1的二次线圈L2并联连接有谐振电容器C1。变压器Tx1的二次线



圈L2和谐振电容器C1构成并联谐振电路。该并联谐振电路的谐振频率被设定为与由交流电源电路AC1产生的驱动频率相等。因此,二次线圈L2的电感(L2)与谐振电容器C1的电容(C1)分别被设定为谐振频率与驱动频率相等的值。此外,设定了一次线圈L1与二次线圈L2的匝数之比,使得相对于向一次线圈L1输入的输入电压而得到所希望的二次线圈L2的输出电压。变压器Tx1和谐振电容器C1作为具有变压器构造的磁场产生用天线发挥功能。以下,将由变压器Tx1和谐振电容器C1构成的天线称为“变压器天线”At1。需要说明的是,由二次线圈L2和谐振电容器C1构成的并联谐振电路的谐振频率与从交流电源电路AC1供给的交流电压的频率即驱动频率并非一定要设定为严格相等的值,例如,设定为在 $\pm 10\%$ 的范围内相等的值即可。

[0089] 在变压器天线At1的一次线圈L1连接有供给正弦波电压的交流电源电路AC1。交流电源电路AC1将规定的驱动频率的正弦波电压施加给变压器天线At1的一次线圈L1。由此,变压器天线At1使二次线圈L2产生正弦波电流,产生交流磁场。这样,交流电源电路AC1作为变压器天线At1的驱动电路发挥功能。

[0090] 变压器天线At1的二次线圈L2的电感的值与谐振电流I的设定值是基于所要求的空间磁通密度而算出的。具体而言,基于谐振电流 $I = V / (2\pi fL)$ 的关系,算出需要的电压值V,根据输入电压、一次/二次耦合度、二次线圈L2的电感,算出匝数比及/或一次线圈L1的电感值。在要求较强的空间磁通强度的情况下,需要采用较大的二次线圈L2的电感及较大的谐振电流I,因此,需要将一次匝数设为极小(1次~数次),配置一次线圈L1和二次线圈L2的位置变得非常重要。

[0091] 由于具有上述结构的本实施方式的磁场产生电路利用并联谐振现象,因此,线圈电流的上升时间短,谐振电流值的频率所产生的偏差少。另外,不需要设置在串联谐振电路中需要的阻尼电阻。因此,阻尼电阻中的损耗消失,电路的效率得以改善。另外,阻尼电阻、电流上升时间这样的制约消失,因此,线圈电流的上限仅成为与电力、损耗相关的限制。

[0092] 另外,通过将变压器Tx1的匝数比和电感值设定为适当的值,能够使二次线圈L2的输出电压和谐振电流成为最佳值。例如,考虑到谐振电容器、线圈自身的耐电压性,能够以最佳的线圈-电容器电压进行动作。

[0093] 另外,不用增加开磁路芯Co的长度,能够通过线圈电流的增加来增加磁场输出。同样,能够在确保与现有方式同等的输出的同时,缩短开磁路芯Co的长度,即,实现小型化。

[0094] 另外,即便在并联谐振频率与驱动频率中产生偏移,产生磁场的二次线圈谐振电流变化也几乎不发生。

[0095] 图3示出分别针对以往的磁场产生电路(图40)和本实施方式的磁场产生电路(图1)中的各种设想项目进行测定的实测值的比较。在以往的磁场产生电路中,在图40所示的电路结构中,采用 $R1 = 10\Omega$ 、 $C1' = 10\text{nF}$ 、 $L1' = 166\mu\text{H}$ 、芯的长度为90mm的线圈天线。在实施方式1中,在图1所示的电路结构中,设为 $C1 = 10\text{nF}$ 、 $L2 = 166\mu\text{H}$ 、二次线圈/一次线圈的匝数比 $N2/N1 = 35$ 、开磁路芯Co的长度为90mm。测定数据是各天线的谐振频率中的值。

[0096] 参照图3可知,在本实施方式中,输入电流相比以往成为21%,空间磁通密度相比以往成为172%,效率、输出均得以大幅改善。另外,在并联谐振中,具有线圈谐振电流固定且仅输入电流与LC并联谐振的程度配合地减少这样的基本特性,与在输入电流产生偏差的情况下的谐振的程度无关,容易将空间磁通密度保持为固定。

[0097] 如以上那样,本实施方式的磁场产生电路使用并联谐振现象。作为使用并联谐振现象的效果,举出能够实现恒定输出化、高速化、因阻尼电阻的删除而带来的高效率化及高功率化这一点。在并联谐振中,具有线圈谐振电流固定且仅输入电流根据并联谐振的程度而减少这样的基本特性,与谐振的程度无关,容易将空间磁通密度保持为固定,无需设置串联谐振电路这样的阻尼电阻。

[0098] 此外,并联谐振本质上具有谐振电流的上升速度极短这样的基本特性,能够在不使用阻尼电阻的状态下缩短线圈谐振电流(=空间磁通密度)的上升时间。另外,即便线圈的电感值增加,上升时间也不会发生较大的变化。通过无需设置阻尼电阻,在现有方式中占据了大部分损耗的阻尼电阻中的损耗消失,因此,电路效率极其提高。

[0099] 另外,阻尼电阻所产生的电流限制消失,能够增大谐振电流。即便增加电感,对上升时间也没有大的影响。因此,通过在现有方式中无法实现的电感值的提高或电路谐振电流的提高,能够实现磁场输出的高功率化。

[0100] 如以上那样,根据本实施方式的磁场产生电路,利用了并联谐振,因此,能够缩短线圈电流的上升时间,能够降低谐振电流值的频率所产生的偏差。另外,为此无需设置阻尼电阻,能够降低阻尼电阻中的损耗,电路的效率得以改善。另外,通过将变压器的匝数比和电感值设定为适当的值,能够使二次线圈的输出电压和谐振电流成为合适值。例如考虑到谐振电容器、线圈自身的耐电压性,能够以合适的线圈-电容器电压进行动作。另外,不用增加开磁路芯 $C_0$ 的长度,能够通过线圈电流的增加来增加磁场输出。或者能够在与现有方式同等的输出中实现小型化。

[0101] (实施方式2)

[0102] 对本发明的磁场产生电路的另一结构进行说明。图4是示出本发明的实施方式2中的磁场产生电路的结构的图。本实施方式的磁场产生电路由供给正弦波电压的交流电源电路AC1、升压变压器Tx2以及并联谐振线圈天线At2构成。并联谐振线圈天线At2具备线圈L3以及与线圈L3并联连接的谐振电容器C1。线圈L3发挥与变压器天线At1的变压器Tx1中的漏电感成分的功能同等的功能。升压变压器Tx2的二次线圈L2与并联谐振线圈天线At2并联连接,一次线圈L1与作为驱动电路的交流电源电路AC1连接。由升压变压器Tx2的二次线圈L2和并联谐振线圈天线At2构成的电路的并联谐振频率被设定为与由交流电源电路AC1供给的交流电压的频率即驱动频率相等。需要说明的是,由升压变压器Tx2的二次线圈L2和并联谐振线圈天线At2构成的电路的并联谐振频率与从交流电源电路AC1供给的交流电压的驱动频率并非一定要设定为严格相等,例如设定为在 $\pm 10\%$ 的范围内相等即可。

[0103] 从交流电源电路AC1供给的交流电压V1被施加给升压变压器Tx2的一次线圈L1。升压变压器Tx2根据一次线圈L1与二次线圈L2的匝数比来转换输入电压并供给到并联谐振线圈天线At2,由此,从并联谐振线圈天线At2产生交流磁场。

[0104] 具有以上结构的本实施方式的磁场产生电路起到与实施方式1的情况同样的效果,并且还起到以下的效果。由于利用专用的变压器Tx2进行升压,因此,能够使用既存的线圈天线。另外,能够通过耦合良好的闭磁路变压器以匝数比(升压比)来调整线圈输入电压,因此,线圈电流的调整变得容易。另外,在实施方式1中,利用变压器天线的变压器功能而使施加给LC并联谐振电路的电压升压。与此相对,在本实施方式中,利用专用的升压变压器使电压升压,由此,实现同样的功能。其他动作、作用与实施方式1相同,因此,这里省略说明。

[0105] (实施方式3)

[0106] 在实施方式1中,作为驱动变压器天线At1的电压而施加了正弦波交流电压。与此相对,在本实施方式中,针对作为驱动变压器天线At1的电压而施加矩形波交流电压的磁场产生电路的结构进行说明。

[0107] 图5是示出本发明的实施方式3中的磁场产生电路的结构的图。本实施方式中的磁场产生电路具备变压器天线At1、直流电源DC1以及作为驱动变压器天线At1的驱动电路的半桥电路10。直流电源DC1和半桥电路10(驱动电路)构成输出矩形波交流电压的交流电源电路。半桥电路10具备输入电容器C3、串联连接的两个开关元件Q1、Q2以及控制开关元件Q1、Q2的栅极驱动电路GD。开关元件Q1、Q2例如由FET构成。

[0108] 变压器天线At1与在实施方式1中说明的结构是同样的。变压器天线At1的一次线圈L1与半桥电路10的输出端子连接。更具体而言,变压器天线At1的一次线圈L1的高压侧端子经由旁路电容器C2而与开关元件Q1及Q2的连接点连接。

[0109] 半桥电路10从直流电源DC1经由输入电容器C3而被输入直流电压,将所输入的直流电压转换成所希望的矩形波电压并供给到变压器天线At1。具体而言,半桥电路10反相地(排他性地)按照规定的导通占空比以规定的频率对两个开关元件Q1、Q2进行驱动,由此从直流电源DC1产生规定的驱动频率的矩形波电压,并施加给变压器天线At1的一次线圈L1。由此,使二次线圈L2产生正弦波谐振电流,在空间产生交流磁场。

[0110] 尤其是能够进行基于矩形波电压的谐振动作,因此,在半桥电路10的各开关元件Q1、Q2的开关动作中设置适当的截止区间。具体而言,将开关元件的导通占空比设定为10%~45%的范围内的值。优选的是,也可以将开关元件的导通占空比设定为10%~40%的范围内的值。更优选的是,也可以将导通占空比设定为10%~20%的范围内的值。图6(A)、(B)分别是高压侧及低压侧的开关元件Q1、Q2的时序图。例如,如图6所示,将截止占空比设定为75%,即,将导通占空比设定为25%。本发明人发现,通过设定为这样的范围的占空比,能够进行基于矩形波电压的并联谐振动作。另外,本发明人发现,通过适当地设定并利用变压器天线At1的一次线圈L1与二次线圈L2间的漏电感,能够使从半桥电路10输出的电流峰值大幅衰减。结果是,能够生成高效率的正弦波谐振电流。

[0111] 在本实施方式的结构中,将半桥电路的开关元件的导通占空比设定为适当的值,这里为10%~45%。例如,在将导通占空比设定为25%的情况下,高压侧的开关元件Q1为25%,低压侧的开关元件Q2为25%而短路(接通),因此,在剩余的50%的期间,一次线圈L1成为既从输入电源也从GND电浮动的状态。这成为经由了变压器耦合的变压器天线二次线圈中的在并联谐振电路中的自由振动期间,该自由振动期间能够实现二次并联谐振电路中的并联谐振。此外,通过利用在变压器天线的一次线圈与二次线圈之间产生的漏电感,能够限制从驱动电路向变压器天线流入的极大的峰电流。

[0112] 能够利用变压器天线向二次谐振系统施加高电压,通过这四个要素(基于变压器天线的高电压、能够实现自由振动期间的电路、自由振动期间的设定、适当的漏电感)的组合,能够实现初次使用了实用的并联谐振现象的空间磁场产生电路。

[0113] 图7示出针对本实施方式中的磁场产生电路的结构的仿真结果。仿真是针对设为 $L2=166\mu\text{H}$ 、 $C1=10\mu\text{F}$ 、匝数比 $N2/N1=35$ 、芯长度为90mm的变压器天线At1的样本(样本#1)而进行的。在该结构中,进行了导通占空为25%且施加了矩形波电压时的仿真。图8示出针

对从直流电源向半桥电路10输入的输入电流(电路输入电流) $I_{in}$ 、向变压器Tx1输入的输入电流(以下称为“变压器输入电流”)  $I_{tr}$ 、以及在二次线圈L2中流动的谐振电流(以下称为“线圈谐振电流”)  $I_{coil}$ 的仿真结果。另外,图9示出高压侧的开关元件Q1和低压侧的开关元件Q2的漏极电流及栅极信号波形的仿真结果。

[0114] 参照图8可知,二次线圈L2的线圈谐振电流 $I_{coil}$ 成为正弦波,而变压器输入电流 $I_{tr}$ 成为与正弦波不同的波形。该变压器输入电流 $I_{tr}$ 是用于从半桥电路10供给电阻损耗部分、因LC谐振频率和驱动频率的偏移等而引起的二次谐振电流的衰减部分的电流。该电流的值由从开关元件Q1、Q2供给的电压和从二次谐振电流励磁的电压之差来决定,LC并联谐振频率与驱动频率越接近则成为越小的值。

[0115] 另外,根据图8可知,电路输入电流 $I_{in}$  (mA量级) 相对于变压器输入电流 $I_{tr}$  (A量级) 变得非常小。图8的高压侧的开关元件Q1的大部分漏极电流由输入电容器C3(参照图5) 供给,该漏极电流的负部分成为被输入电容器C3再生的电流。此外,低压侧的开关元件Q2的漏极电流从二次线圈的线圈谐振电流 $I_{coil}$ 供给,不存在来自半桥电路的能量供给。最终,在该电路中使用的电流仅为高压侧的开关元件Q1的漏极电流的正电流部分-负电流部分,其结果是,相对于电路输入电流 $I_{in}=0.014A_{rms}$ 而计算为二次线圈的线圈谐振电流 $I_{coil}=0.636A_{rms}$ 。

[0116] 以上,对仿真的结果进行了说明。接着示出实际的测定结果。对以往的线圈天线和本实施方式的变压器天线进行了测定。关于本实施方式,除了与仿真中使用的样本#1相同的条件的样本(样本#2) 之外,还增加二次电感值及匝数比,准备出更高输出的变压器天线At1的样本#3 ( $L2=337\mu H$ ,匝数比70, $C1=4.7\mu F$ )。图10示出针对以往及本实施方式的样本#2、#3的实测结果。

[0117] 与现有方式相比,电路输入电流在样本#2中减少到23%,在样本#3中减少至42%。与此相对,能够确认出空间磁通密度在样本#2中大幅增加到177%,在样本#3大幅增加到286%。另外,根据本实施方式的结构,能够确认出磁通密度的上升时间也与以往的上升时间是同等的程度。

[0118] 另外,关于电路输入电流和线圈谐振电流的比较,在现有方式中,电路输入电流 $I_{in}$ 是0.147A(有效值),线圈谐振电流 $I_{coil}$ 是0.357A(有效值)。因此,在现有方式中,线圈谐振电流 $I_{coil}$ 是电路输入电流 $I_{in}$ 的约2.4倍。与此相对,在本实施方式的样本#2中,电路输入电流 $I_{in}$ 是0.034A(有效值),线圈谐振电流 $I_{coil}$ 是0.665A(有效值)。因此,线圈谐振电流 $I_{coil}$ 是电路输入电流 $I_{in}$ 的约20倍。另一方面,在样本#3中,电路输入电流 $I_{in}$ 是0.062A(有效值),线圈谐振电流 $I_{coil}$ 是0.679A(有效值)。因此,线圈谐振电流 $I_{coil}$ 是电路输入电流 $I_{in}$ 的约10.7倍。这样,根据本实施方式,能够确认出与现有方式相比能够以非常高的效率进行动作。

[0119] 根据本实施方式的结构,能够利用并联谐振的特性,来降低相对于驱动频率变动的线圈谐振电流的变动。另外,关于输入电流,也进行向输入电容器C3的电力再生,因此,相对于驱动频率变动的输入电流变动也变得比较少。

[0120] 图11示出样本#2中的使驱动频率变动时的频率特性的实测值。能够确认出在使驱动频率变动的情况下,所输出的磁通密度中几乎不存在差异,输出磁通的频率特性非常稳定。关于电路输入电流,以最大值/最小值计成为3.5倍。作为尽量排除了阻尼电阻等电阻成

分的谐振系统,能够确认出抑制了变动。

[0121] 需要说明的是,半桥电路与变压器天线At1的连接方法不局限于图5所示的连接方法,考虑各种连接方法。例如,图12~图14示出半桥电路与变压器天线At1的另一连接例。在图12中,旁路电容器C2被插入到一次线圈L1的低压侧端与半桥电路的低压侧输出端之间。在图13中,变压器天线At1与高压侧的开关元件Q1并联连接,并且,旁路电容器C2被插入到一次线圈L1的低压侧端与开关元件Q1的低压侧端之间。在图14中,变压器天线At1与高压侧的开关元件Q1并联连接,并且,旁路电容器C2被插入到一次线圈L1的高压侧端与开关元件Q1的高压侧端之间。

[0122] 具有以上说明的结构的磁场产生电路除了起到实施方式1所说明的效果之外,还起到以下的效果。即,能够实现在现有技术中难以实现的、结构简单且控制也简洁的基于半桥电路的并联谐振电路的驱动。因此,能够实现作为系统的便利性的提高及成本降低。另外,通过来自变压器侧的再生电流和低压侧开关元件的动作区间内的自激谐振动作,能够使实际向驱动电路供给的电流变得非常少,能够改善效率。另外,也能够降低由频率偏差引起的输入电流偏差。结果是,能够实现高效率且输入电流的频率偏差所引起的差异较少的电路。

[0123] (实施方式4)

[0124] 在实施方式3中,作为驱动变压器天线At1的驱动电路,使用了半桥电路,但该驱动电路不局限于半桥电路,也可以使用其他种类的驱动电路。例如,在实施方式3所示的各结构中,也可以将半桥电路10变更为全桥电路。图15示出作为针对变压器天线At1的驱动电路而应用了全桥电路的结构。

[0125] 如图15所示,全桥电路12具备输入电容器C3、四个开关元件Q1~Q4、以及控制开关元件Q1~Q4的栅极驱动电路GD。开关元件Q1、Q2串联连接,开关元件Q3、Q4串联连接。开关元件Q1、Q2的串联电路与开关元件Q3、Q4的串联电路并联连接。变压器天线At1与在实施方式1中说明的结构是同样的。开关元件Q1与开关元件Q2的连接点连接到变压器天线At1的一次线圈L1的高压侧端,开关元件Q3与开关元件Q4的连接点连接到变压器天线At1的一次线圈L1的低压侧端。

[0126] 全桥电路12经由输入电容器C30被输入来自直流电源DC1的直流电压,通过对开关元件Q1~Q4进行接通/断开驱动,从所输入的直流电压生成所希望的驱动频率的矩形波交流电压。生成的矩形波交流电压被施加给变压器天线At1的一次线圈L1,由此,使二次线圈L2产生正弦波谐振电流,在空间产生交流磁场。针对全桥电路12,也与半桥电路10的情况同样地,将开关元件Q1、Q2及Q3、Q4的导通占空比设定为适当的值、这里为10%~45%而进行驱动。

[0127] 此时,向变压器天线At1的一次线圈L1供给直流电源DC1所供给的电压(即,电路输入电压)的振幅的两倍振幅的交流电压。变压器天线At1具有作为“变压器”的功能,因此,若输入电压成为两倍,则输出电压也成为两倍。因此,根据本结构,能够容易地增加线圈电流即空间磁通密度。当调整为改变变压器天线At1的规格且不改变输出电压时,相反地,每一个开关元件Q1~Q4的电流成为约1/2,因此,开关元件Q1~Q4所需的电流值下降,能够使用性能更低的规格的(即,便宜的)开关元件。

[0128] 图16示出从直流电源DC1向栅极驱动电路GD输入的电路输入电流 $I_{in}$ 、变压器输入

电流 $I_{tr}$ 及二次线圈L2线圈谐振电流 $I_{coil}$ 的电流波形的仿真结果。

[0129] 在图15所示的电路结构中,进行了施加导通占空比为25%的矩形波电压时的仿真。图17示出该仿真结果。需要说明的是,在图17中,除了示出基于实施方式4的电路结构的仿真结果之外,为了进行比较,还一并示出基于实施方式3的结构的仿真结果。所使用的变压器天线At1的规格为,二次线圈L2的电感值( $L_2$ )=166 $\mu$ H,电容器C1的电容( $C_1$ )=10nF,变压器Tx1的匝数比 $N_2/N_1=35$ 且芯的长度为90mm。仅仅是驱动电路(半桥电路或全桥电路)不同。相对于实施方式3,在实施方式4的结果中,向全桥电路12输入的输入电流比成为约340%。另一方面,向变压器天线At1输入的输入电流比停留在140%。这表示通过全桥电路12而减少了各开关元件Q1~Q4的电流峰值。另外,空间磁通密度比成为198%,能够确认出空间磁通密度比大幅增加。根据以上,能够确认出变压器天线At1和全桥电路12的组合对于开关元件Q1~Q4的电流的电流值的降低和空间磁通密度的增加具有较大的效果。

[0130] 根据本实施方式的结构,除了起到实施方式1及3的结构所产生的效果之外,还起到以下的效果。通过使用全桥电路12,向一次线圈L1施加的电压相对于直流电源DC1的电压实质上成为两倍。因此,能够进一步增加线圈输出电流。相反地,在将线圈电流输出设为同等的情况下,能够使针对各开关元件的最大的漏极电流成为1/2,能够使用性能低的开关元件、IC,因此,开关元件等的选定变得容易。

[0131] (实施方式5)

[0132] 在实施方式3所示的各结构中,作为针对变压器天线At1的驱动电路,也可以代替半桥电路10而使用双正激电路。

[0133] 图18示出作为针对变压器天线At1的驱动电路而应用了双正激电路的结构。双正激电路14具备输入电容器C3、开关元件Q1及二极管D1的串联电路、二极管D2及开关元件Q2的串联电路、以及控制开关元件Q1、Q2的栅极驱动电路GD。开关元件Q1及二极管D1的串联电路与二极管D2及开关元件Q2的串联电路并联连接。变压器天线At1与在实施方式1中说明的结构是同样的。开关元件Q1与二极管D1的连接点连接到变压器天线At1的一次线圈L1的高压侧端。二极管D2与开关元件Q2的连接点连接到变压器天线At1的一次线圈L1的低压侧端。

[0134] 双正激电路14在驱动变压器天线At1的情况下,进行与实施方式3的半桥电路10的驱动大致相同的动作。即,针对双正激电路14,也将开关元件Q1、Q2的导通占空比设定为适当的值(这里为10%~45%)而进行驱动。根据本实施方式的结构,也起到与实施方式3的结构同样的效果。

[0135] (实施方式6)

[0136] 在实施方式3所示的各结构中,作为针对变压器天线At1的驱动电路,也可以代替半桥电路10而使用推挽电路。

[0137] 图19是示出作为针对变压器天线At1的驱动电路而应用了推挽电路16的结构。在图19中,推挽电路16具备输入电容器C3、开关元件Q1、Q2、以及控制开关元件Q1、Q2的栅极驱动电路GD。变压器天线At1的变压器Tx1的一次线圈L1包括第一线圈部分L11和第二线圈部分L12。开关元件Q2在第二线圈部分L12的低压侧与第二线圈部分L12串联连接。开关元件Q1与由一次线圈L1及开关元件Q2构成的串联电路并联连接。直流电源DC1的高压侧输出端连接到第一线圈部分L11与第二线圈部分L12的连接点。开关元件Q1、Q2的低压侧端与直流电源DC1的低压侧输出端连接。

[0138] 针对这样的推挽电路16,也与半桥电路10的情况同样地,将开关元件Q1、Q2的导通占空比设定为适当的值(这里为10%~45%)而进行驱动。利用该推挽电路16,也与实施方式4的全桥电路同样地,能够使向变压器天线At1施加的施加电压成为电路输入电压的实质的两倍。因此,能够增加线圈输出电流,即,降低输入电流。另外,与全桥电路相比,能够利用一半数量的(两个)开关元件来实现发挥同等功能的电路动作。具备推挽电路16时的装置的动作与实施方式4的装置的动作大致相同。

[0139] (实施方式7)

[0140] 在实施方式2中,利用正弦波交流电压来驱动了并联谐振线圈天线At2。也能够如实施方式3~6所公开的那样,利用矩形波交流电压来驱动并联谐振线圈天线At2。即,在实施方式3~6所示的结构中,也可以利用实施方式2所示的并联谐振线圈天线At2和升压变压器Tx2来置换变压器天线At1。即便是这样的结构,也起到与实施方式3~6同样的效果。

[0141] 作为一例,图20示出利用并联谐振线圈天线At2和升压变压器Tx2置换了实施方式3的图5所示的结构中的变压器天线At1而得到的结构的图。即,图20中示出利用半桥电路10来驱动并联谐振线圈天线At2的结构。与实施方式3同样地使半桥电路10动作。即,在彼此反相且导通占空比为10%~45%的范围内对两个开关元件Q1、Q2进行驱动。由此,起到与实施方式3同样的效果。

[0142] 需要说明的是,本实施方式中的升压变压器Tx2的一次线圈L1和二次线圈L2之间的漏电感发挥与实施方式3中说明的变压器天线At1的一次线圈L1和二次线圈L2之间的漏电感同等的作用。

[0143] 根据本实施方式的结构,仅通过将以往的线圈天线中的线圈与电容器的连接从串联变更为并联,就能够应用于本实施方式的结构。另外,能够利用耦合良好的闭磁路变压器,根据匝数比(升压比)来调整线圈输入电压,因此,线圈谐振电流的调整变得容易。

[0144] 在实施方式3~6中,利用变压器天线At1向LC并联谐振电路施加了高电压。与此相对,在本实施方式中,通过使用升压变压器Tx2,能够向LC并联谐振电路供给高电压,能够得到所需的谐振电流。本实施方式的磁场产生电路的驱动电路与实施方式2、3~6的情况同样地动作,在空间产生交流磁场。

[0145] (实施方式8)

[0146] 也可以将实施方式2所公开的并联谐振线圈天线At2和具有规定的电感值的线圈与实施方式3~6所述的各种驱动电路(即,图5、12~15、18、19所示的驱动电路)连接。

[0147] 作为一例,图21示出将并联谐振线圈天线At2和具有规定的电感值的线圈L4与作为驱动电路的一例的全桥电路12连接的结构。并联谐振线圈天线At2的并联谐振频率被设定为与驱动频率相等。使全桥电路12与实施方式3~6的情况同样地动作,并向并联谐振线圈天线At2及线圈L4供给矩形波交流电压,由此,能够从并联谐振线圈天线At2向空间产生交流磁场。需要说明的是,并联谐振线圈天线At2的并联谐振频率与驱动频率并非一定要设定为严格相等,例如设定为在 $\pm 10\%$ 的范围内相等即可。

[0148] 需要说明的是,本实施方式中的线圈L4的电感发挥与在实施方式3中说明的变压器天线At1的一次线圈L1和二次线圈L2之间的漏电感同等的作用。

[0149] 在上述的实施方式中,利用变压器天线At1或升压变压器Tx2实现了高电压及输入电流峰的限制。另一方面,在向驱动电路输入的输入电压对于LC并联谐振电路来说足够大



的情况下,无需采用得到上述那样的高电压的方法。因此,通过将限制输入电流峰的一次线圈L1插入到驱动电路10、12、...与并联谐振线圈天线At2之间,能够实现与实施方式3~6同样的动作,起到同样的效果。仅通过将以往的线圈天线中的线圈与电容器的连接从串联变更为并联,就能够应用于本实施方式的结构。

#### [0150] (实施方式9)

[0151] 图22是示出磁场产生电路的另一结构的图。本实施方式的磁场产生电路具备将第一线圈L12与第二线圈L22串联连接、并且与第二线圈L22并联地连接谐振电容器C1而得到的并联谐振线圈天线At3。第一线圈L12与第二线圈L22同样通过在开磁路芯的外周卷绕绕组而形成。在并联谐振线圈天线At3连接有实施方式3~6所示的各种驱动电路10~16。作为一例,图22中公开了在并联谐振线圈天线At3上连接了作为驱动电路的全桥电路12的例子。

[0152] 并联谐振线圈天线At3的并联谐振频率被设定为与驱动频率相等。在本实施方式中,驱动电路也与实施方式3~6的情况同样地动作,从并联谐振线圈天线At3在空间产生交流磁场。例如,在并联谐振线圈天线At3上连接了作为驱动电路的半桥电路的情况下,在彼此反相且导通占空比为10%~45%的范围内对两个开关元件Q1、Q2进行驱动。需要说明的是,并联谐振线圈天线At3的并联谐振频率与驱动频率并非一定要设定为严格相等,例如设定为在±10%的范围内相等即可。

[0153] 需要说明的是,本实施方式中的并联谐振线圈天线At3的第一线圈L12发挥与在实施方式3中说明的变压器天线At1的一次线圈L1和二次线圈L2之间的漏电感同等的作用。

[0154] 根据本实施方式的结构,也具有与实施方式3~6同样的效果。在本实施方式的结构中,通过将峰电流限制用的线圈L22内置于并联谐振线圈天线,相对于实施方式8的结构,在成本下降和设置空间的削减方面更加有效。

#### [0155] (实施方式10)

[0156] 在实施方式3~9的磁场产生电路中,在直流电源DC1与输入电容器C3及开关元件Q1的连接点之间,也可以插入用于调整直流电源DC1的输出电压的电压调整电路。作为一例,图23示出在实施方式3(图5)的磁场产生电路的结构中插入了电压调整电路20的结构。作为一例,图24示出在实施方式8(图21)的磁场产生电路的结构中插入了电压调整电路20的结构。通过利用电压调整电路20来调整输出电压,从而调整在变压器天线At1或并联谐振线圈天线At2流动的电流,能够调整在空间产生的交流磁场的强度。

[0157] 在供给实施方式1、2那样的正弦波的驱动电压的情况下,根据并联谐振的特征,与驱动频率和谐振频率的偏移程度无关,线圈谐振电流与向天线输入的输入电压大致成比例。此外,在如实施方式3~9那样使用了桥接电路等的驱动方式中,与驱动频率和并联谐振电路的并联谐振频率的偏移程度无关,线圈谐振电流与向桥接电路等输入的输入电压大致成比例(参照图10)。因此,通过如本实施方式那样利用电压调整电路20来调整向桥接电路等输入的输入电压,能够调整并联谐振电流即空间磁场强度。

[0158] 此外,电压调整电路20的输出电压与空间磁场强度大致成比例。因此,预先掌握电压调整电路20的输出电压与空间磁场强度的相关性,将电压调整电路20的输出电压设定为所希望的值即可。由此,不用进行线圈电流、空间磁场的检测和反馈控制,能够自如地调整空间磁场强度。即,能够在不进行线圈电流、空间磁场强度的检测和反馈的状态下产生所希望的空间磁场强度,因此,在简化系统和成本下降方面具有效果。



[0159] (实施方式11)

[0160] 在本实施方式中,针对在具备电压调整电路20的实施方式10的结构中进一步具备用于测定谐振电流的电阻(以下称为“电流监控用电阻”)的结构进行说明。具体而言,在实施方式10的结构中,为了测定变压器天线At1或并联谐振线圈天线At2的谐振电流(线圈电流),在变压器天线At1的二次线圈L2或并联谐振线圈天线At2的线圈上串联连接有电流监控用电阻。

[0161] 例如,如图25(A)所示,在图23所示的结构中,也可以在变压器天线At1的二次线圈L2上连接电流监控用电阻R11。通过对电流监控用电阻R11的两端电压进行监控,从而测定线圈电流,将该测定值反馈给电压调整电路20。电压调整电路20基于在变压器天线At1的二次线圈L2流动的谐振电流,来控制向驱动电路(在图25(A)的例子中是半桥电路10)输入的输入电压。由此,能够实现更高精度的线圈电流控制。

[0162] 需要说明的是,如图25(B)所示,在图23所示的结构中,为了测定变压器天线At1,也可以在变压器天线At1的谐振电容器C1上串联连接电流监控用电阻R11。即便在该情况下,也能够得到与在变压器天线At1的二次线圈L2上串联连接了电流监控用电阻R11的情况(图25(A))同等的效果。

[0163] 或者,在图24所示的结构中,为了测定并联谐振线圈天线At2的谐振电流,也可以在并联谐振线圈天线At2的线圈L3上串联连接电流监控用电阻R11。在该情况下也能够得到同样的效果。

[0164] 电流监控用电阻R11可以配置在变压器天线At1或并联谐振线圈天线At2内,也可以配置在这些天线At1、At2的外部。

[0165] 在并联谐振中,输入电流与谐振电流(线圈电流)的值不同。通过测定与变压器天线At1的二次线圈L2或并联谐振线圈天线At2或者谐振电容器C1串联连接的电流监控用电阻R11的两端电压,能够测定谐振电流。需要说明的是,对于电流监控用电阻R11,例如使用具有如下的电阻值的电阻,即,抑制谐振电流损耗的产生并且产生电压成为适于测定的值。

[0166] (实施方式12)

[0167] 在实施方式3~11的结构中,在作为驱动电路而使用半桥电路、全桥电路或双正激电路的结构中,也可以控制为在磁场产生动作结束之后,使驱动电路中的开关元件短路。

[0168] 例如,在作为驱动电路而使用半桥电路的情况下,在图5及图12所示的结构中,利用栅极驱动电路GD,在磁场产生动作结束之后使开关元件Q2短路。另外,在图13及图14所示的结构中,在磁场产生动作结束之后,利用栅极驱动电路GD使开关元件Q1短路。在图15所示的使用全桥电路的结构的情况下,在磁场产生动作结束之后,利用栅极驱动电路GD使开关元件Q2、Q4短路。在图18所示的使用双正激电路的结构的情况下,在磁场产生动作结束之后,利用栅极驱动电路GD使开关元件Q2短路。通过这样的短路动作,能够将在变压器天线At1或并联谐振线圈天线At2中残留的谐振电流强制地放电,能够大幅缩短上升时间。

[0169] 作为并联谐振电路具有的课题,存在谐振电流的下降时间较长这样的问题点。尤其是在实施方式3~11中驱动电路的动作成为停止的状态、即全部的开关元件成为电开放状态时,变压器天线At1或升压变压器Tx2的一次线圈端被开放,线圈谐振电流仅借助谐振系统具有的电阻损耗部分而衰减。在该状态下,通常无法满足LF通信系统所要求的100 $\mu$ s以下的时间常数。

[0170] 于是,如上所述,通过将一次线圈L1电短路,从而变压器天线At1的二次线圈L2的谐振电流、并联谐振线圈天线At2的谐振电流能够经由变压器天线At1、升压变压器Tx2而在一次侧进行短路放电。由此,能够使谐振电流迅速地衰减,能够缩短磁场强度的下降时间。

[0171] 在图15所示的具备变压器天线At1及全桥电路12的实施方式4的结构中,应用本实施方式的开关元件的短路控制而进行了仿真。以下示出该仿真结果。图26示出仿真中的开关元件Q2及Q4的栅极信号波形。在磁场产生动作停止后(向开关元件Q1、Q2输入的栅极信号断开后),仅向开关元件Q2的栅极及开关元件Q4的栅极输入接通信号,使开关元件Q2、Q4电短路。在该动作例中,在0.1ms~0.6ms的期间,使开关元件Q2、Q4进行通常的接通动作,在0.6ms~0.9ms的期间,使开关元件Q2、Q4进行放电动作(仅将Q2、Q4接通)。需要说明的是,也可以在从经过0.9ms之后到开始下一次动作的期间,使开关元件Q2、Q4接通。即,在0.6ms~0.9ms的期间,使开关元件Q2、Q4接通即可,之后,可以使开关元件Q2、Q4接通,也可以使开关元件Q2、Q4断开。

[0172] 图27示出变压器天线At1的二次线圈L2的谐振电流的仿真结果。图27(A)示出不存在开关元件的短路动作的情况,图27(B)示出存在开关元件的短路动作的情况。可知如图27(A)所示,在不存在短路动作的情况下,在磁场产生动作结束时即0.6ms以后,也持续进行线圈电流的谐振。与此相对,如图27(B)所示,在实施了短路动作的情况下,在磁场产生动作结束后,谐振电流迅速地衰减。

[0173] (实施方式13)

[0174] 在本实施方式中,针对用于使谐振电流迅速减少的与实施方式12不同的另一结构进行说明。

[0175] 在本实施方式中,在将实施方式3、4、5、7、8、9、10、11中驱动电路的输出与变压器天线At1或升压变压器Tx2的一次侧连接的电路部中,插入能够电短路或机械短路的开关。图28~图31示出将本实施方式的思想应用于包含变压器天线At1的磁场产生电路时的结构例。开关例如能够由FET或继电器构成。

[0176] 图28所示的结构是在作为驱动电路而具备半桥电路的图5所示的结构中,在变压器天线At1的一次线圈L1并联连接了开关S1。此外,在图28所示的结构中,设置有用于控制开关S1的接通/断开的开关控制电路SC。开关控制电路SC在磁场产生电路的磁场产生动作结束后,将开关S1接通。由此,能够使一次线圈L1短路,将在一次线圈L1中流动的谐振电流强制地放电。

[0177] 图29所示的结构是在作为驱动电路而具备全桥电路的图15所示的结构中,在变压器天线At1的一次线圈L1的高压侧端与接地电位(直流电源DC1的低压侧输出端)之间连接了开关S1。另外,在变压器天线At1的一次线圈L1的低压侧端与接地电位点之间连接了开关S2。此外,设置有用于控制开关S1、S2的接通/断开的开关控制电路SC。开关控制电路SC在磁场产生电路的磁场产生动作结束后,将开关S1及S2接通。由此,能够使一次线圈L1短路,将在一次线圈L1中流动的谐振电流强制地放电。

[0178] 图30所示的结构是在作为驱动电路而具备全桥电路的图15所示的结构中,在变压器天线At1的一次线圈L1并联连接了开关S1。此外,设置有用于控制开关S1的接通/断开的开关控制电路SC。开关控制电路SC在磁场产生电路的磁场产生动作结束后,将开关S1接通。由此,能够使一次线圈L1短路,将在一次线圈L1中流动的谐振电流强制地放电。

[0179] 图31所示的结构是在作为驱动电路而具备双正激电路的图18所示的结构中,在变压器天线At1的一次线圈L1的低压侧端与接地电位(直流电源DC1的低压侧输出端)之间连接了开关S1。此外,设置有用控制开关S1的接通/断开的开关控制电路SC。开关控制电路SC在磁场产生电路的磁场产生动作结束后,将开关S1接通。由此,一次线圈L1的低压侧端与接地连接,形成二极管D1、一次线圈L1、开关S1的电流路径,在该路径中,能够将谐振电流强制地放电。

[0180] 在以上那样的结构中,在磁场产生动作结束后,使开关S1及S2短路,由此,能够将变压器天线At1(或者并联谐振线圈天线At2)中残留的谐振电流强制地放电,能够大幅缩短谐振电流的下降时间。

[0181] (实施方式14)

[0182] 在作为驱动电路而具备半桥电路、并且进行实施方式12所示的开关元件的短路控制的情况下,为了使谐振电流更加迅速地衰减,也可以在半桥电路中的旁路电容器C2上并联连接二极管。

[0183] 例如,如图32所示,也可以将旁路电容器C2上并联连接二极管D1。此时,二极管D1的阴极连接到半桥电路的开关元件Q1与开关元件Q2的连接点,二极管D1的阳极连接到变压器天线At1的一次线圈L1的高压侧端。

[0184] 在具有上述结构的磁场产生电路中,如实施方式12所说明的那样,在磁场产生期间结束后,为了将谐振电流放电而使开关元件Q2短路。

[0185] 这里,在作为驱动电路而使用了半桥电路10的情况下,需要设置与半桥电路10及天线At1串联连接的旁路电容器C2。旁路电容器C2伴随着半桥电路10的动作而蓄积电荷。因此,在不设置上述那样的二极管D1的情况下,即便在磁场产生期间结束后为了将谐振电流放电而使开关元件Q2电短路,由于在旁路电容器C2中充电的电荷,在旁路电容器C2与一次线圈L1之间会产生直流谐振现象,有时产生谐振电流不迅速衰减这样的问题。在本实施方式中,通过设置二极管D1来解决这一课题。

[0186] 当在磁场产生期间结束后使开关元件Q2短路时,利用旁路电容器C2和一次线圈L1而产生串联谐振电流 $I_r$ ,在旁路电容器C2的两端,产生具有 $V = \pm I_r / 2\pi f C_2$ 的峰值的正弦波交流电压V。在向二极管D1施加正向电压的期间,谐振电流经由二极管D1而向开关元件Q2放电,能够使一次线圈L1的谐振电流迅速地衰减。这样,在磁场产生期间结束后使开关元件Q2短路了时,经由二极管D1,将在旁路电容器C2与并联谐振电路之间产生的谐振电流迅速地放电。因此,能够大幅缩短谐振电流的下降时间。

[0187] 图33示出针对在图5所示的结构(不具有二极管D1)和图32所示的结构(具有二极管D1)中分别进行了实施方式12所示的短路控制时的谐振电流的变化的仿真结果。图33(A)是在不具有与旁路电容器C2并联连接的二极管D1的图5所示的结构中进行了实施方式12所示的短路控制时的仿真结果。图33(B)是在二极管D1与旁路电容器C2并联连接的图32所示的结构中进行了实施方式12所示的短路控制时的仿真结果。图33(A)、(B)都示出变压器天线At1的二次线圈L2的谐振电流的仿真结果。在该动作例中,在0.1ms~0.6ms的期间进行通常的接通动作,在0.6ms~1.0ms的期间进行放电动作(仅开关元件Q2接通)。如图33(A)所示,在二极管D1未与旁路电容器C2并联连接的情况下,磁场产生动作结束时的0.6ms以后的衰减程度较少,经过400μs,谐振电流才消失。另一方面,如图33(B)所示,可知在二极管D1与

旁路电容器C2并联连接的情况下,谐振电流在40 $\mu$ s左右的短期间内迅速地衰减。

[0188] (实施方式15)

[0189] 图34示出在图5所示的包括半桥电路10和变压器天线At1的磁场产生电路中追加了放电电阻R21的结构。放电电阻R21被插入到将低压侧的开关元件Q2与赋予接地电位的接地节点GND的连接点(A点)、开关元件Q1与Q2的连接点(B点)、以及变压器天线At1的一次线圈L1与接地节点GND的连接点(C点)连结的路径上。在图34的例子中,仅插入了一个放电电阻R21,但也可以插入两个以上的放电电阻。

[0190] 在并联谐振时,在半桥电路10中流动的电流非常少,放电电阻R21中的损耗也少。另一方面,在信号发生期间结束、开关元件Q1开放且开关元件Q2短路的情况下,在上述的路径(连结A点、B点、C点的路径)中流动二次谐振电流的匝数比倍数的电流。因此,即便放电电阻R21的值较小,也能够快速放电,变压器天线At1的二次线圈L2的谐振电流能够迅速地衰减。

[0191] 图35示出在图34的电路结构中存在放电电阻R21时和不存在放电电阻R21时的在二次线圈L2流动的谐振电流的仿真结果。尽管在磁场产生期间(谐振动作时)中,波形几乎未产生差异,但在磁场产生期间结束后,谐振电流迅速地衰减。

[0192] 图36示出在图15所示的包括全桥电路12和变压器天线At1的磁场产生电路中追加了放电电阻R21~R23的结构。放电电阻R21~R23被插入到将开关元件Q2与接地节点GND的连接点(A点)、开关元件Q1与开关元件Q2的连接点(B点)、开关元件Q3与开关元件Q4的连接点(C点)、以及开关元件Q4与接地节点GND的连接点(D点)连结的电流路径上。这里,在上述的电流路径上插入至少一个放电电阻即可。

[0193] 图37示出在图36的电路结构中具有放电电阻R21~R23时和不具有放电电阻R21~R23时的二次线圈L2的谐振电流的仿真结果。可知在全桥电路12中也是,尽管谐振时的波形几乎未产生差异,但在磁场产生期间结束后谐振电流迅速地衰减。

[0194] 图38示出在图18所示的包括双正激电路14和变压器天线At1的磁场产生电路中追加了放电电阻R21~R23的结构。在这样的电路中,也起到与图34或图36所示的电路结构的情况同样的效果。

[0195] 图39示出在图28所示的电路中与谐振电流放电用的开关S1串联插入了放电电阻R21的磁场产生电路。图39与在图28所示的半桥电路10中插入了开关S1和放电电阻R21的结构相同。在这样的电路中,也起到与图34、图36或图38所示的电路结构的情况同样的效果。需要说明的是,在图29~图31所示的电路结构中,同样也可以插入放电电阻。

[0196] (本公开)

[0197] 在上述的实施方式中公开了以下的思想。

[0198] (1) 在上述的实施方式中公开了以下的第一磁场产生电路(参照实施方式1、3~6)。

[0199] 第一磁场产生电路具备:

[0200] 变压器天线(At1),其包括具有一次线圈(L1)和二次线圈(L2)的变压器(Tx1)、以及与变压器的二次线圈(L2)并联连接的谐振电容器(C1),且产生磁场;以及

[0201] 交流电源电路(AC1、DC1+10、12、14、16),其向变压器天线(At1)的一次线圈(L1)供给交流电压作为驱动电压。

[0202] 由二次线圈 (L2) 和谐振电容器 (C1) 构成的并联谐振电路的谐振频率被设定为与从交流电源电路 (AC1) 供给的交流电压的频率相等。

[0203] (2) 在 (1) 的磁场产生电路中,也可以是,交流电源电路 (AC1) 是输出正弦波交流电压的电路。

[0204] (3) 在 (1) 的磁场产生电路中,也可以是,交流电源电路包括:直流电源 (DC1),其输出直流电压;以及驱动电路 (10、12、14、16),其将所述直流电压转换成规定频率的矩形波交流电压并输出 (参照图5、12~14、15、18、19)。

[0205] (4) 在 (3) 的磁场产生电路中,也可以是,驱动电路例如是半桥电路 (10)、全桥电路 (12)、双正激电路 (14) 或推挽电路 (16) (参照图5、图15、图18、图19)。

[0206] (5) 在 (3) 的磁场产生电路中,也可以是,驱动电路是半桥电路 (10),该半桥电路 (10) 包括:串联连接在直流电源 (DC1) 的高压侧输出端与低压侧输出端之间的高压侧的开关元件及低压侧的开关元件 (Q1、Q2);以及被插入到高压侧及/或低压侧的开关元件与一次线圈 (L1) 之间的旁路电容器 (C2)。在该情况下,还可以是,将二极管 (D1) 与旁路电容器 (C2) 并联连接为,在高压侧及/或低压侧的开关元件连接阴极,在一次线圈 (L1) 连接阳极 (参照实施方式14)。

[0207] (6) 在 (4) 或 (5) 的磁场产生电路中,也可以是,驱动电路在导通占空比为10%~45%的范围内被驱动 (参照图15、18、19)。

[0208] (7) 在 (3)~(6) 中任一项的磁场产生电路中,也可以是,还具备电压调整电路 (20),该电压调整电路 (20) 接受来自直流电源 (DC1) 的直流电压,调整向驱动电路输出的直流电压 (参照实施方式10)。

[0209] (8) 在 (7) 的磁场产生电路中,也可以是,还具备电流检测用电阻 (R11),该电流检测用电阻 (R11) 用于检测在二次线圈流动的谐振电流。也可以是,电压调整电路 (20) 根据基于电流检测用电阻的检测值来控制向驱动电路输出的直流电压 (参照实施方式11)。

[0210] (9) 在 (3)~(8) 中任一项的磁场产生电路中,也可以是,驱动电路 (10、12、14、16) 具备:串联连接在直流电源的高压侧输出端与低压侧输出端之间的高压侧开关元件及低压侧开关元件 (Q1、Q2、...);以及对高压侧及低压侧开关元件进行驱动的栅极驱动电路 (GD)。也可以是,栅极驱动电路 (GD) 在由驱动电路 (10、12、14、16) 进行的磁场产生动作结束后,将高压侧及低压侧开关元件中的任一个开关元件接通而使其短路 (参照实施方式12)。

[0211] (10) 在 (3)~(8) 中任一项的磁场产生电路中,也可以是,还具备:开关 (S1、S2),其连接在一次线圈的高压侧端与低压侧端之间,或者连接在一次线圈的低压侧端与接地电位之间;以及开关控制电路 (SC),其对开关进行控制。也可以是,开关控制电路 (SC) 在由驱动电路 (10、12、14) 进行的磁场产生动作结束后,将开关接通,使一次线圈的高压侧端与低压侧端之间短路,或者将一次线圈的低压侧端与接地电位连接 (参照实施方式13)。

[0212] (11) 在 (8)~(10) 中任一项的磁场产生电路中,也可以是,在驱动电路中,在包括赋予接地电位的接地节点 (GND)、一端与接地节点连接的开关元件 (Q2、Q4)、以及变压器天线的一次绕组 (L1) 的电流路径中,串联插入有放电电阻 (R21、R22、R23) (参照实施方式15)。

[0213] (12) 此外,上述的实施方式公开了下述的第二磁场产生电路的结构 (参照实施方式2、7)。

[0214] 第二磁场产生电路具备:

- [0215] 升压变压器 (Tx2), 其包括一次线圈 (L1) 和二次线圈 (L2);
- [0216] 并联谐振线圈天线 (At2), 其包括第三线圈 (L3)、以及与所述第三线圈 (L3) 并联连接的谐振电容器 (C1), 且产生磁场; 以及
- [0217] 交流电源电路 (AC1), 其向升压变压器 (Tx2) 供给交流电压作为驱动电压。
- [0218] 由二次线圈 (L2) 和并联谐振线圈天线 (At2) 构成的谐振电路的谐振频率被设定为与从交流电源电路 (AC1) 供给的交流电压的频率相等。
- [0219] (13) 在 (12) 的磁场产生电路中, 也可以是, 交流电源电路 (AC1) 是输出正弦波交流电压的电路 (参照实施方式2)。
- [0220] (14) 此外, 上述的实施方式公开了下述的第三磁场产生电路的结构 (参照实施方式8、9)。
- [0221] 第三磁场产生电路具备:
- [0222] 第一线圈 (L4、L1);
- [0223] 并联谐振线圈天线 (At2、At3), 其包括第二线圈 (L3、L2)、以及与所述第二线圈 (L3、L2) 并联连接的谐振电容器 (C1), 且产生磁场; 以及
- [0224] 交流电源电路, 其向并联谐振线圈天线 (At2、At3) 供给矩形波交流电压作为驱动电压。
- [0225] 所述并联谐振线圈天线 (At2、At3) 的谐振频率被设定为与从交流电源电路供给的交流电压的频率相等。
- [0226] (15) 在 (14) 的磁场产生电路中, 也可以是, 第一线圈和第二线圈形成在同一闭磁路芯的外周。
- [0227] (16) 在 (12) 或 (15) 的磁场产生电路中, 也可以是, 交流电源电路包括: 直流电源 (DC1), 其输出直流电压; 以及驱动电路 (10、12、14、16), 其将直流电压转换成规定频率的矩形波交流电压并输出。
- [0228] (17) 在 (16) 的磁场产生电路中, 也可以是, 驱动电路是半桥电路 (10)、全桥电路 (12)、双正激电路 (14) 或推挽电路 (16)。
- [0229] (18) 在 (17) 的磁场产生电路中, 也可以是, 驱动电路在导通占空比为10%~45%的范围内被驱动。
- [0230] 以上, 作为本发明的具体示例而说明了实施方式1~15。然而, 本发明不局限于上述实施方式, 也能够应用于适当进行了变更、置换、附加、省略等的实施方式。另外, 也能够将上述实施方式1~15中说明的各构成要素相互组合而形成新的实施方式。即, 上述的实施方式用于示例本发明中的技术, 因此, 能够在权利要求书或其同等的范围内进行各种变更、置换、附加、省略等。
- [0231] 附图标记说明:
- [0232] 10 半桥电路;
- [0233] 12 全桥电路;
- [0234] 14 双正激电路;
- [0235] 16 推挽电路;
- [0236] 20 电压调整电路;
- [0237] AC1 交流电源电路;

- [0238] At1 变压器天线；
- [0239] At2、At3 并联谐振线圈天线；
- [0240] L1 变压器天线的一次线圈；
- [0241] L2 变压器天线的二次线圈；
- [0242] C1 谐振电容器；
- [0243] C2 旁路电容器；
- [0244] C3 输入电容器；
- [0245] DC1 直流电源；
- [0246] GD 栅极驱动电路；
- [0247] R11 电流监控用电阻；
- [0248] SC 开关控制电路；
- [0249] Q1~Q4 开关元件；
- [0250] Tx1、Tx2 变压器。

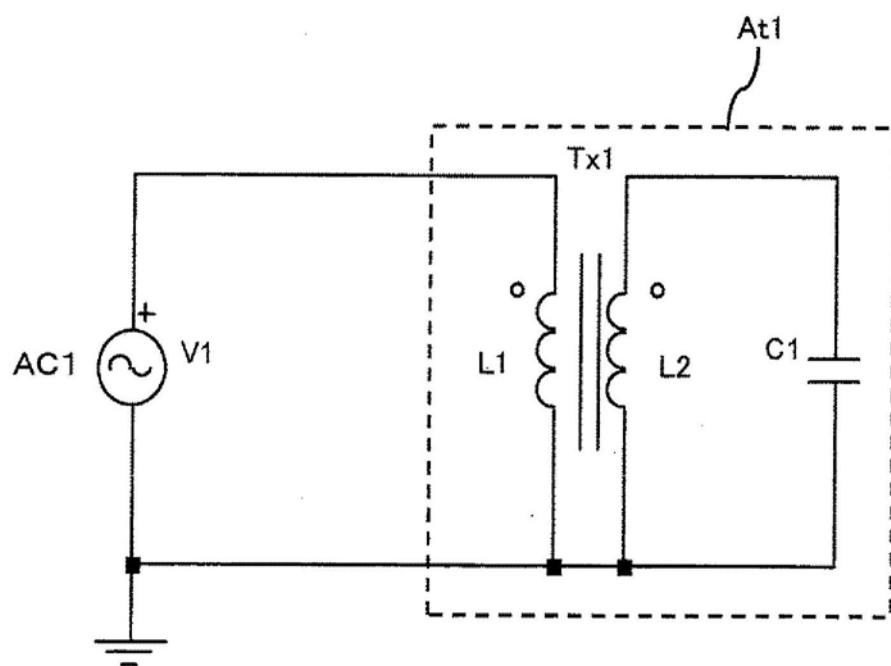


图1

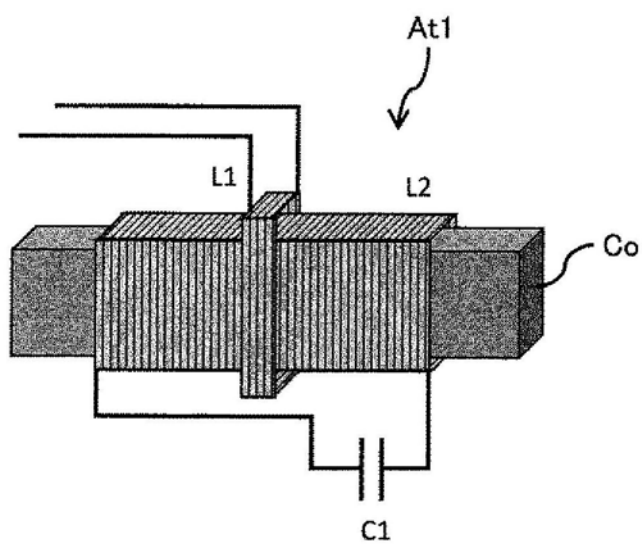


图2



正弦波电压施加（实测值）

		以往	实施方式1	实施方式1 ／以往
阻尼电阻	$\Omega$	10	无	—
匝数比	—	—	35	—
电感	$\mu\text{H}$	166	166	—
谐振电容器	$\text{nF}$	10	10	—
施加电压波形		sin波	sin波	—
驱动频率	$\text{kHz}$	123	122	—
输入电压	$V_{\text{pp}}$	12	12	100.0%
输入电流	$A_{\text{pp}}$	1.14	0.24	21.1%
输入电力	$\text{VA}$	2.418305	0.509117	21.1%
线圈电流	$A_{\text{pp}}$	1.14	1.74	152.6%
空间磁通密度at1m	$\text{nT}_{\text{rms}}$	7.5	12.9	172.0%

图3

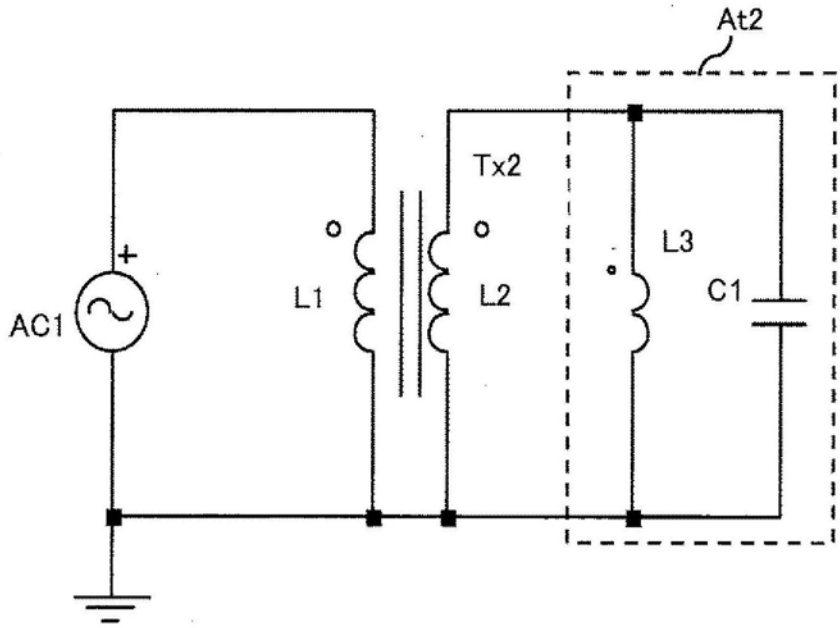


图4

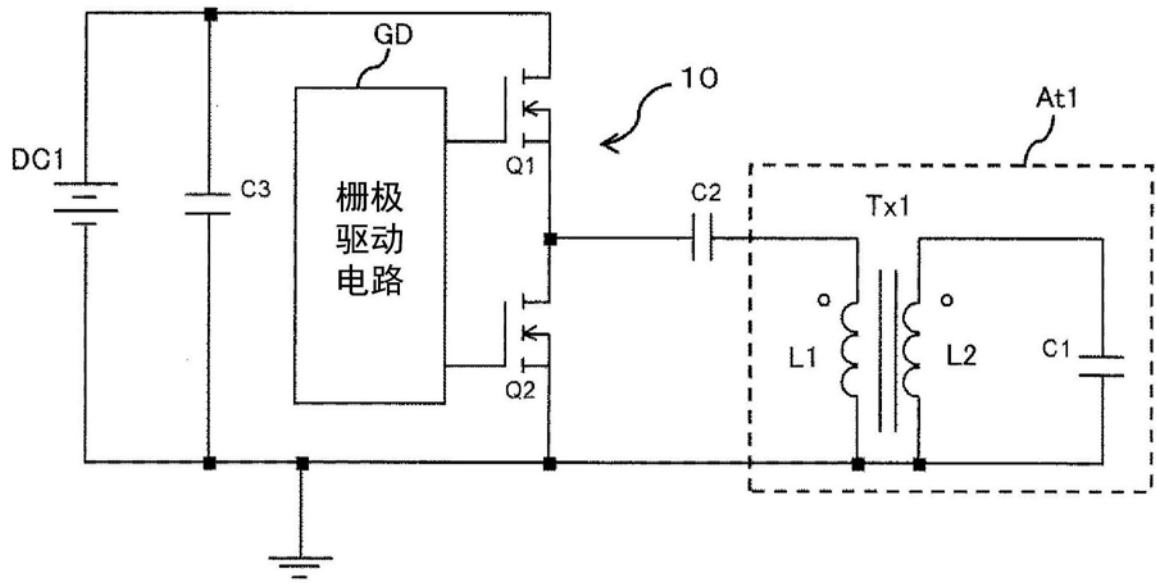


图5

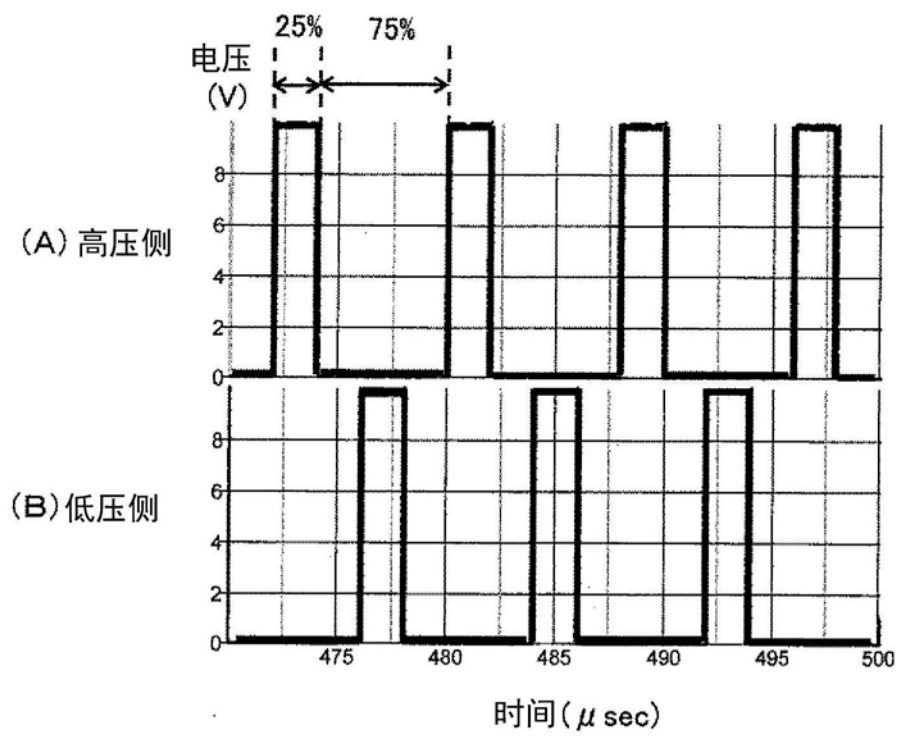


图6

半桥电路的动作结果驱动（仿真值）

		实施方式3 (No.1)
阻尼电阻	$\Omega$	无
匝数比	-	35
电感	$\mu\text{H}$	166
谐振电容器	$\text{nF}$	10
施加电压波形		25%矩形波
驱动频率	$\text{kHz}$	125
输入电压	$\text{Vdc}$	12
电路输入电流	$\text{Arms}$	0.014
变压器输入电流	$\text{App}$	1.67
	$\text{Arms}$	0.251
线圈电流	$\text{App}$	1.83
	$\text{Arms}$	0.636
磁通密度at1m(推定值)	$\text{nTrms}$	12.83

图7

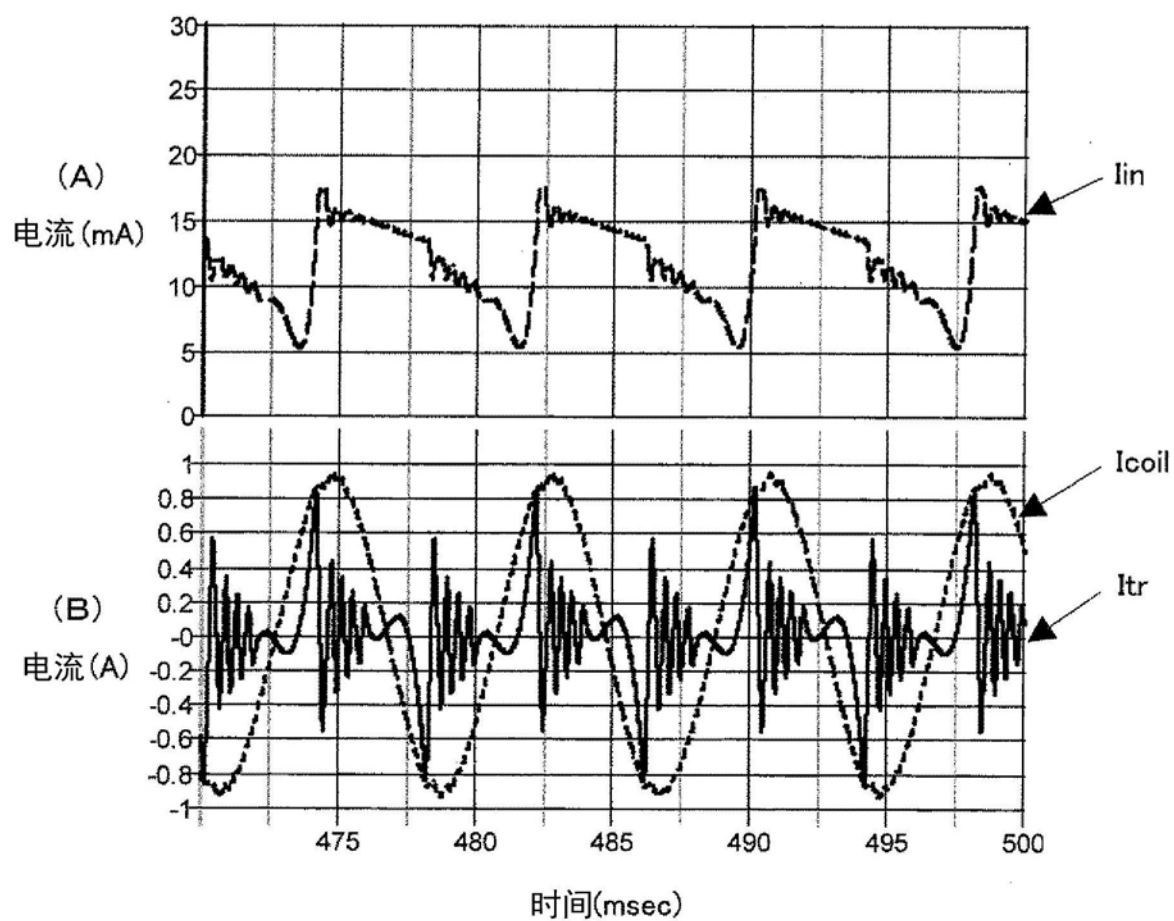


图8

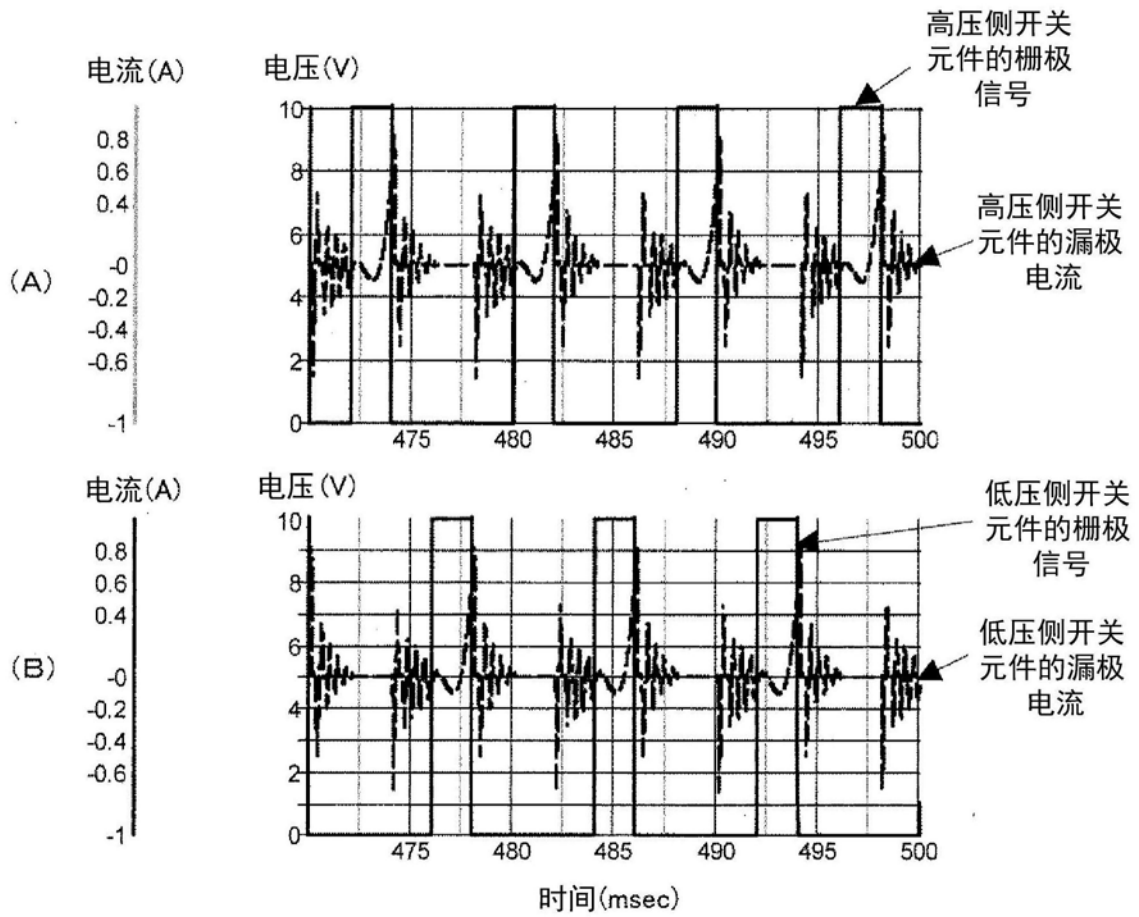


图9

半桥驱动电路的实测值

		以往	实施方式3 (No.2)	实施方式3 (No.3)	No.2/以往	No.3/以往
阻尼电阻	$\Omega$	10	无	无	—	—
匝数比	—	—	27	70	—	—
电感	$\mu\text{H}$	166	166	337	—	—
谐振电容器	$\text{nF}$	10	10	4.7	—	—
驱动电路	—	半桥	← (图5)	← (图5)	—	—
施加电压波形		30%矩形波	25%矩形波	25%矩形波	—	—
驱动频率	$\text{kHz}$	123	122	126.4	—	—
输入电压	$\text{V}$	12	12	12	—	—
电路输入电流	$\text{Arms}$	0.147	0.034	0.062	23.1%	42.2%
输入电力	$\text{VA}$	1.764	0.408	0.744	23.1%	42.2%
变压器输入电流	$\text{App}$	—	1.14	1.02	—	—
线圈电流	$\text{App}$	1.01	1.88	1.92	186.1%	190.1%
	$\text{Arms}$	0.357	0.665	0.679	186.1%	190.1%
空间磁通密度 $a1\text{m}$	$\text{nTrms}$	7.44	13.18	21.3	177.2%	286.3%
磁通上升时间	$\mu\text{S}$	80	70	70	87.5%	87.5%

图10

由半桥电路驱动时的频率特性（实测值）

		实施方式3 (No.2)	实施方式3 (No.2)	实施方式3 (No.2)
阻尼电阻	$\Omega$	无	←	←
匝数比	—	27	←	←
电感	$\mu\text{H}$	166	←	←
谐振电容器	$\text{nF}$	10	←	←
驱动电路	—	半桥	←	←
		(图5)	←	←
施加电压波形		25%矩形波	25%矩形波	25%矩形波
驱动频率	$\text{kHz}$	119	120.5	122
输入电压	$\text{V}$	12	12	12
电路输入电流	$\text{Arms}$	0.119	0.068	0.034
输入电力	$\text{VA}$	1.428	0.816	0.408
线圈电流	$\text{App}$	1.64	1.82	1.88
空间磁通密度 $a1\text{m}$	$\text{nTrms}$	13.2	13.1	13.3

图11

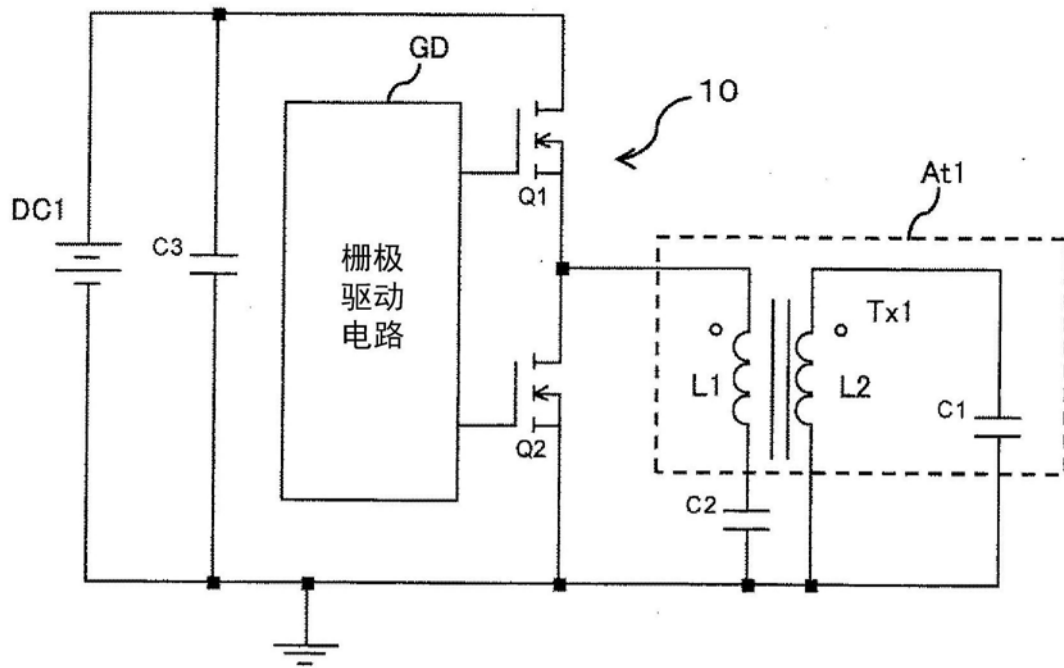


图12

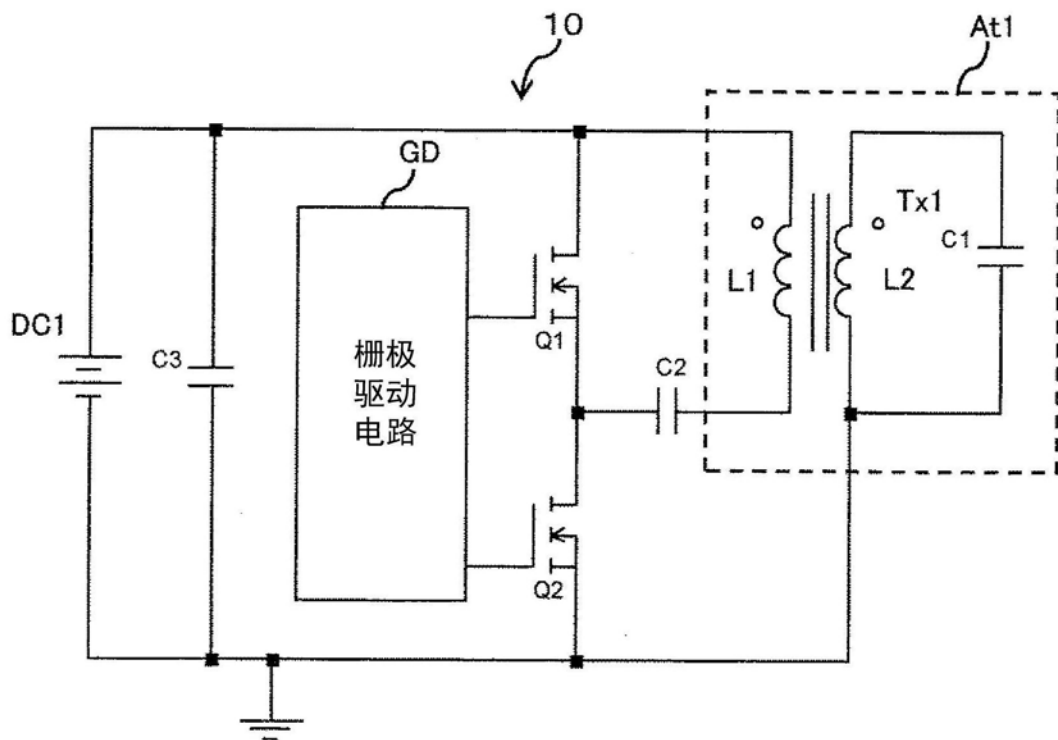


图13

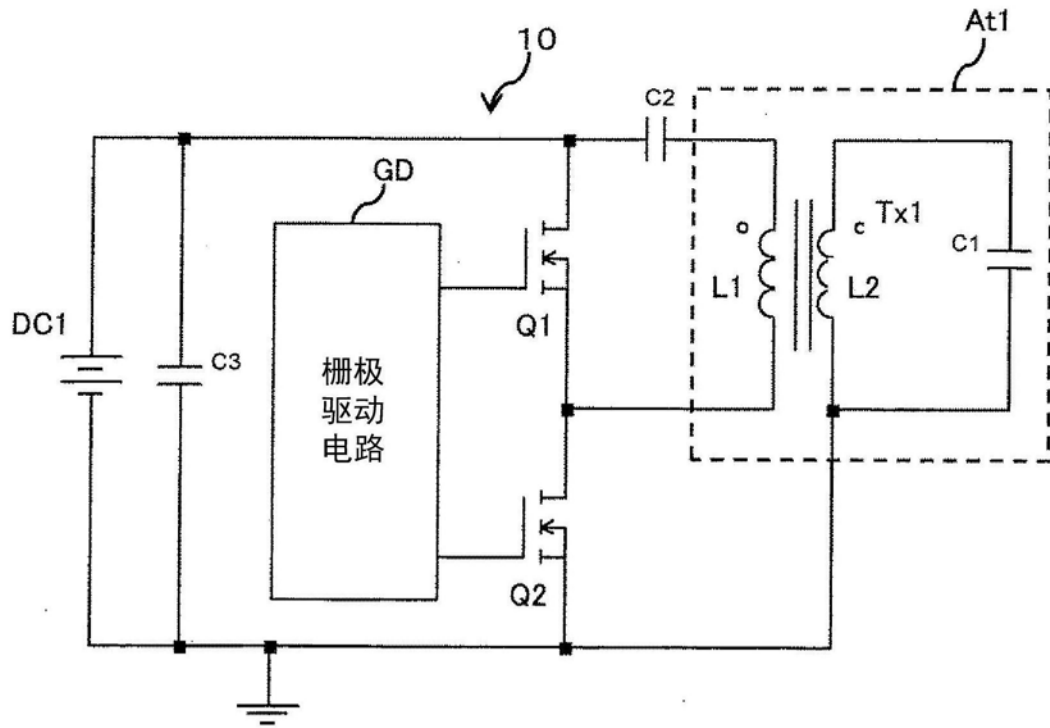


图14

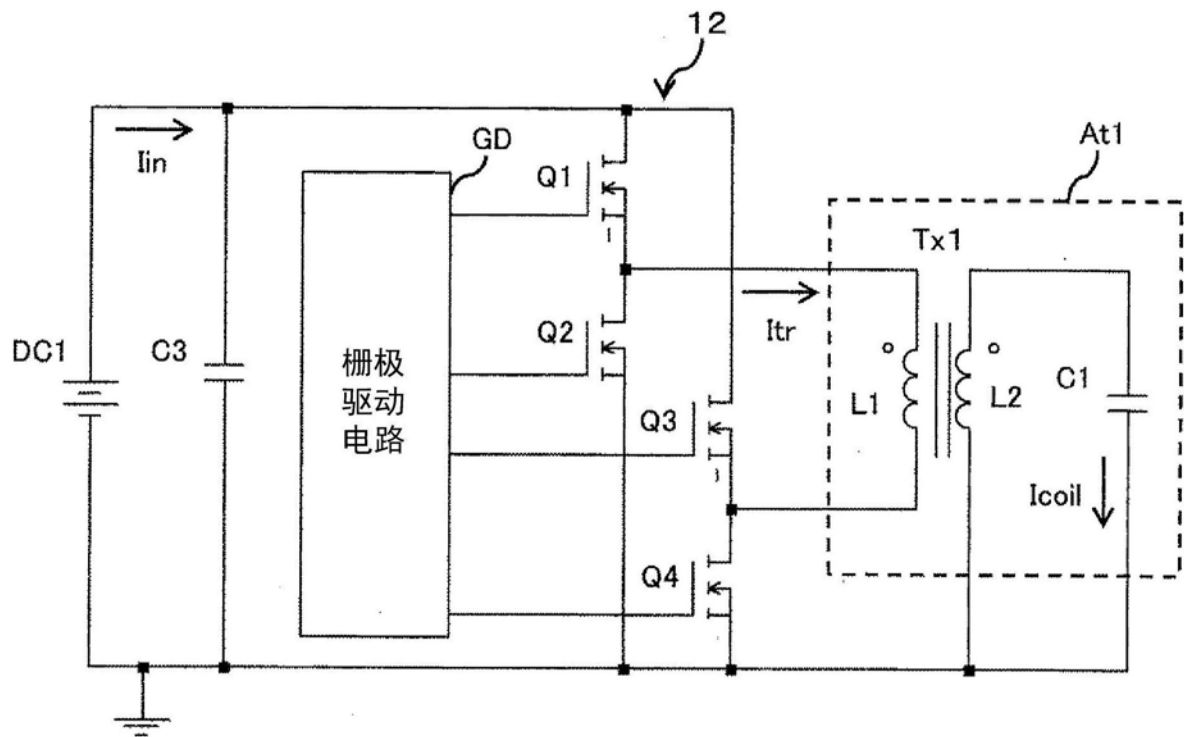


图15



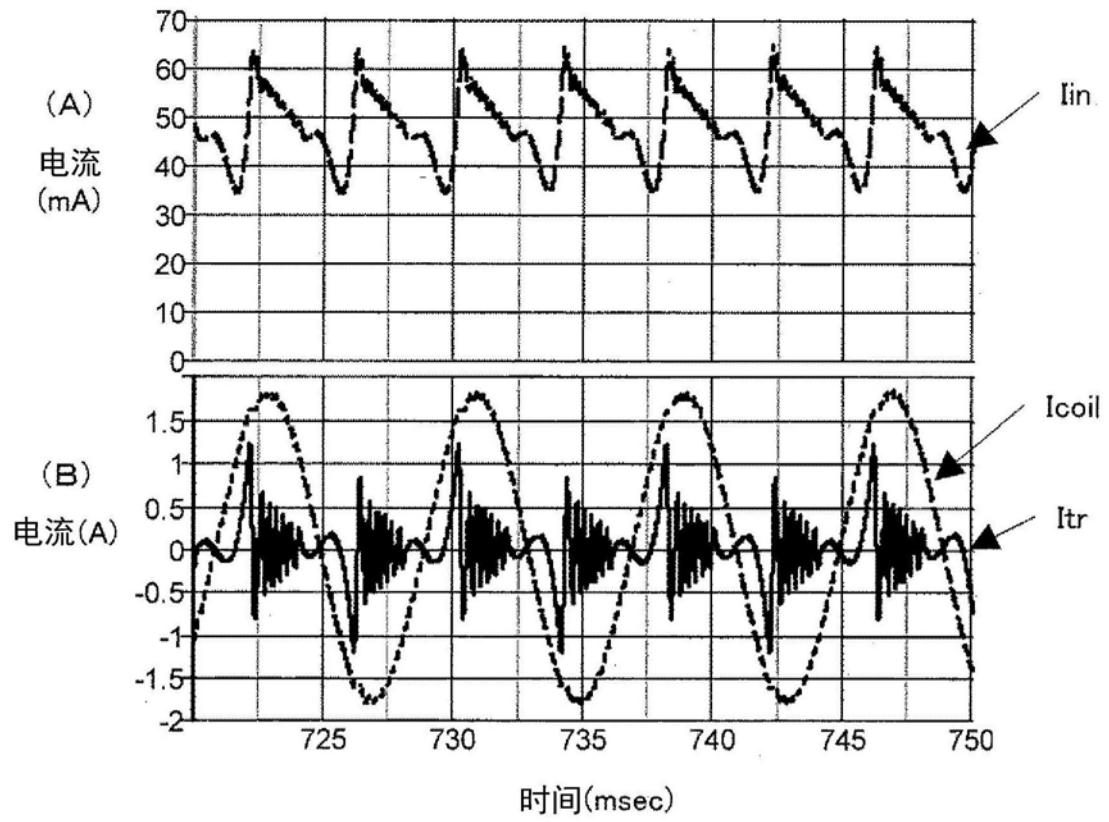


图16

全桥电路与半桥电路中的动作比较（仿真）

		实施方式3 (No.1)	实施方式4	实施方式 3与4之比
阻尼电阻	$\Omega$	10	无	—
匝数比	—	35	35	35
电感	$\mu\text{H}$	166	166	—
谐振电容器	$\text{nF}$	10	10	—
驱动电路	—	半桥 (图10a)	全桥 (图10b)	—
施加电压波形		25%矩形波	25%矩形波	—
驱动频率	$\text{kHz}$	125	125	—
输入电压	$\text{V}$	12	12	100.0%
电路输入电流	$\text{Arms}$	0.014	0.048	342.9%
输入电力	$\text{VA}$	0.168	0.576	342.9%
变压器输入电流	$\text{App}$	1.67	2.40	143.7%
	$\text{Arms}$	0.251	0.35	139.4%
线圈电流	$\text{App}$	1.83	3.618	197.7%
	$\text{Arms}$	0.636	1.264	198.7%
磁通密度 $\text{at1m}$ (推定值)	$\text{nTrms}$	12.83	25.36	197.7%

图17

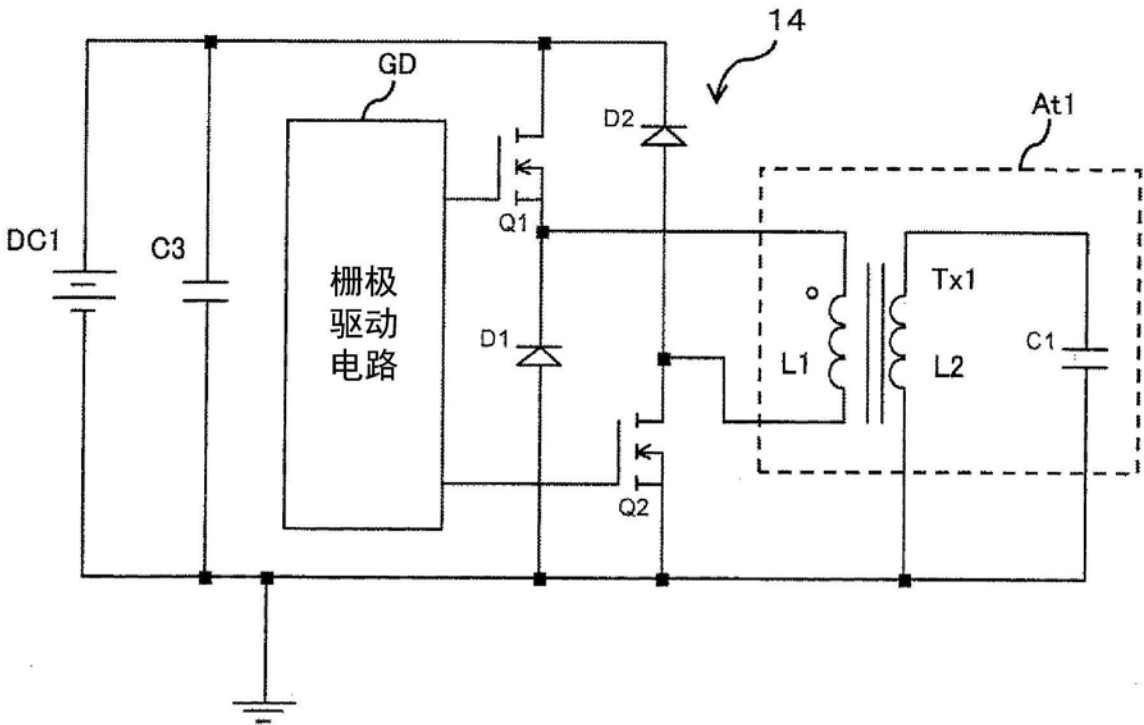


图18

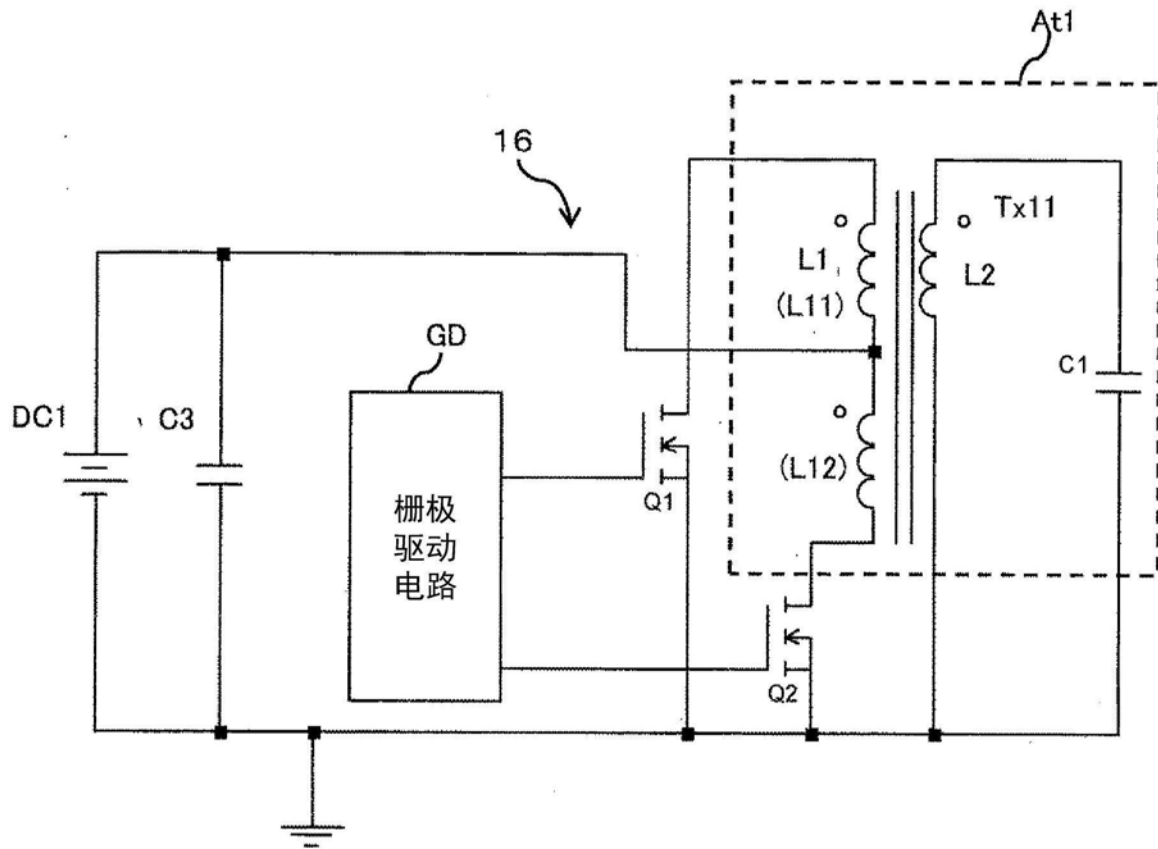


图19

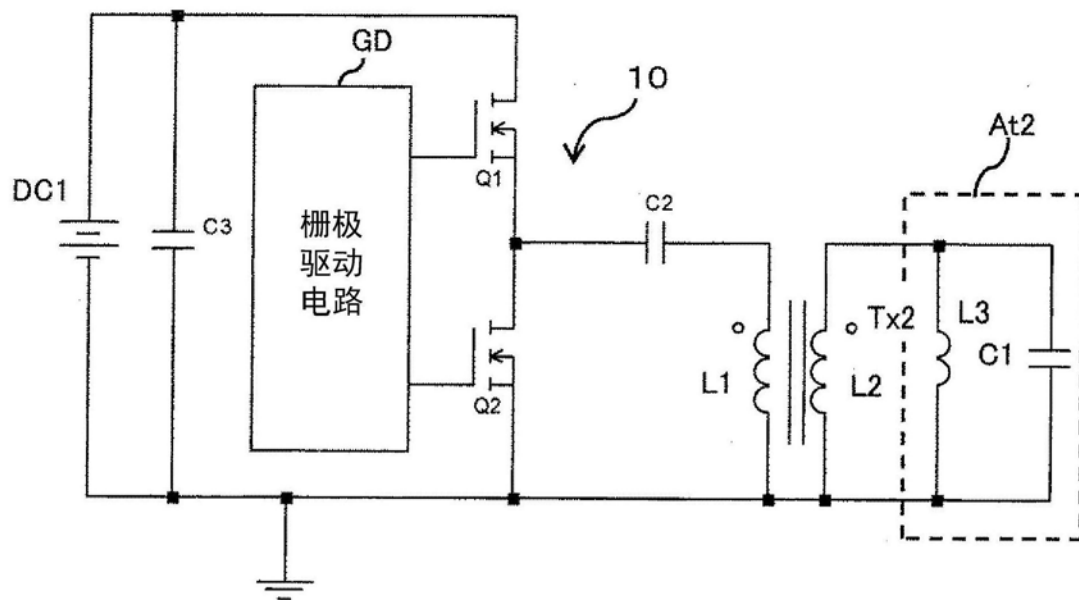


图20

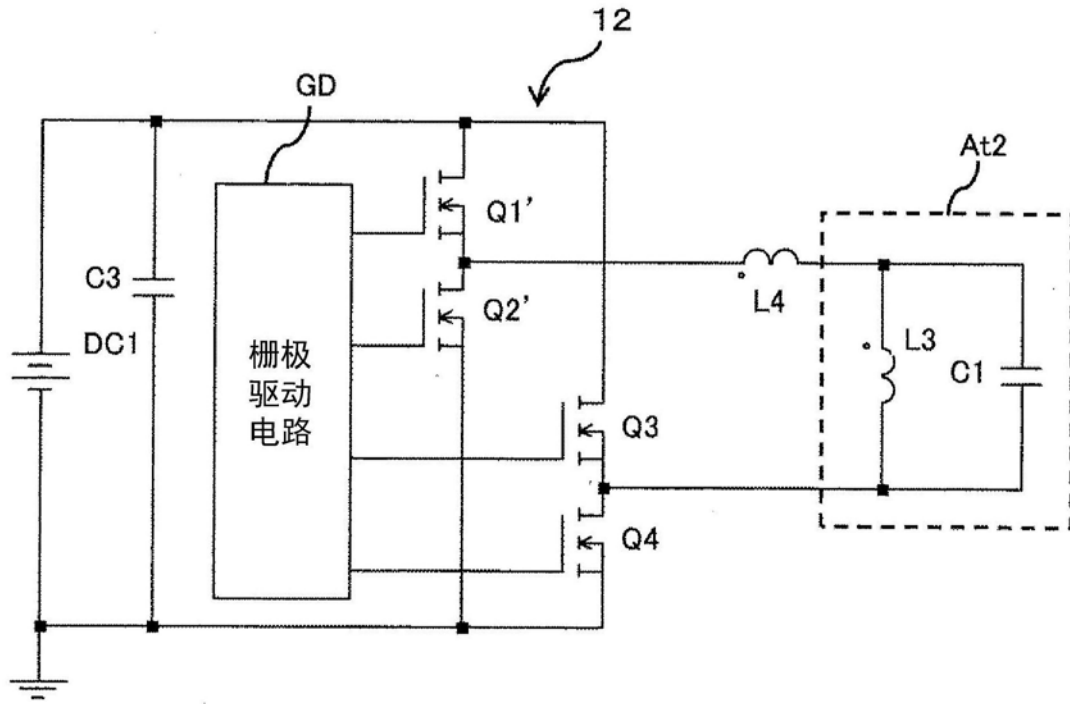


图21

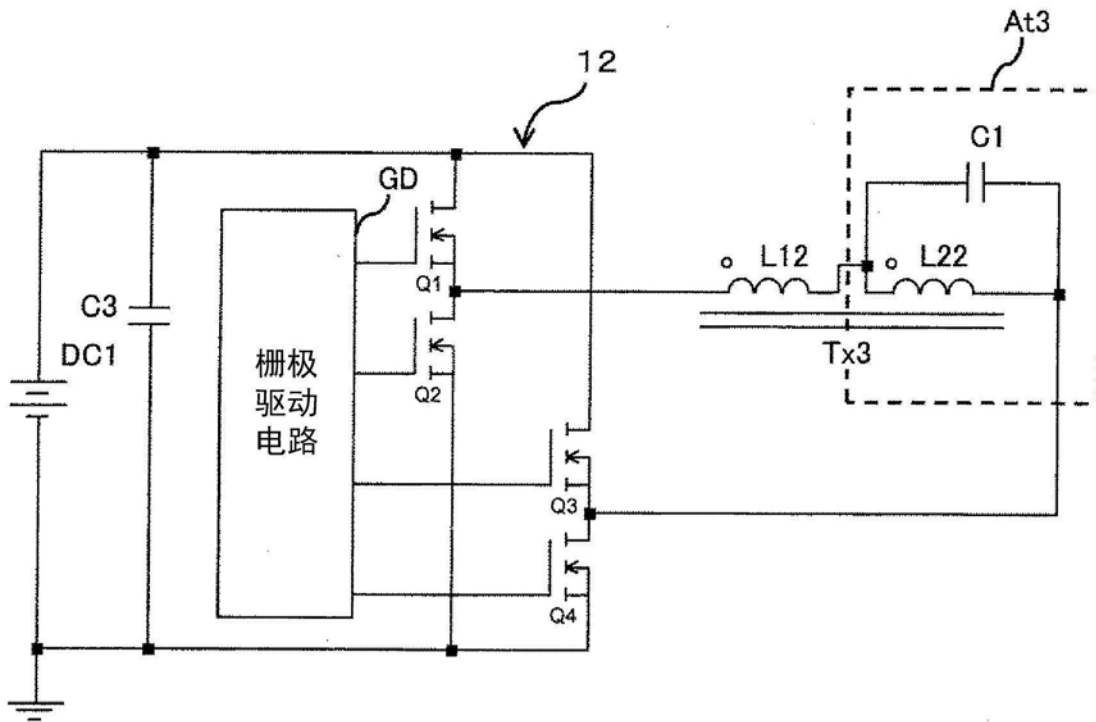


图22

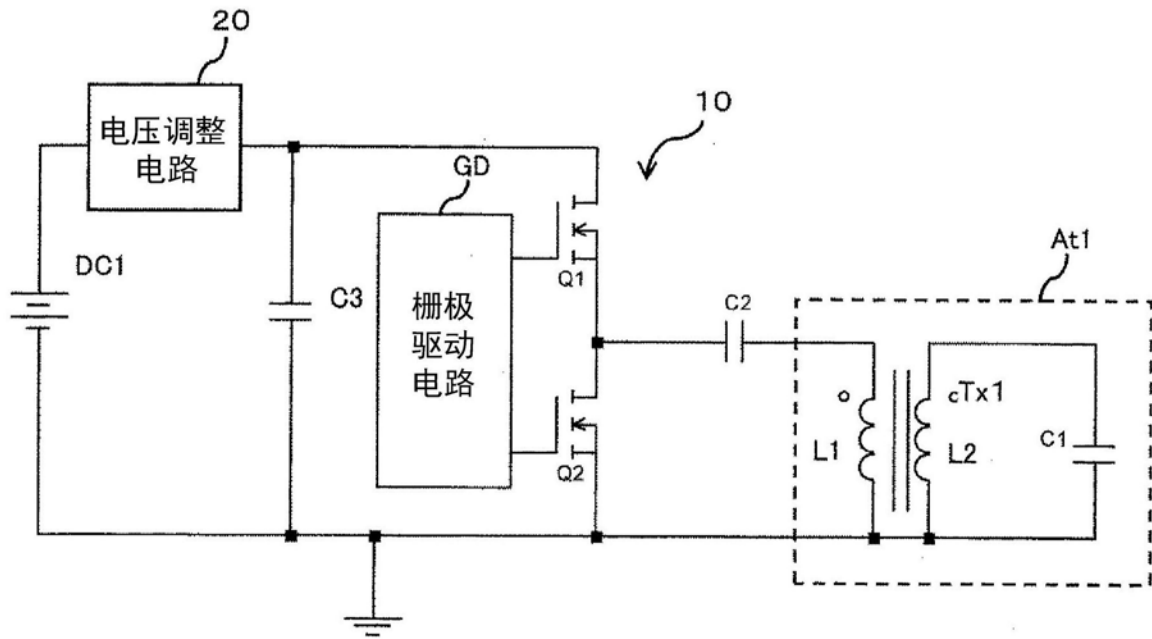


图23

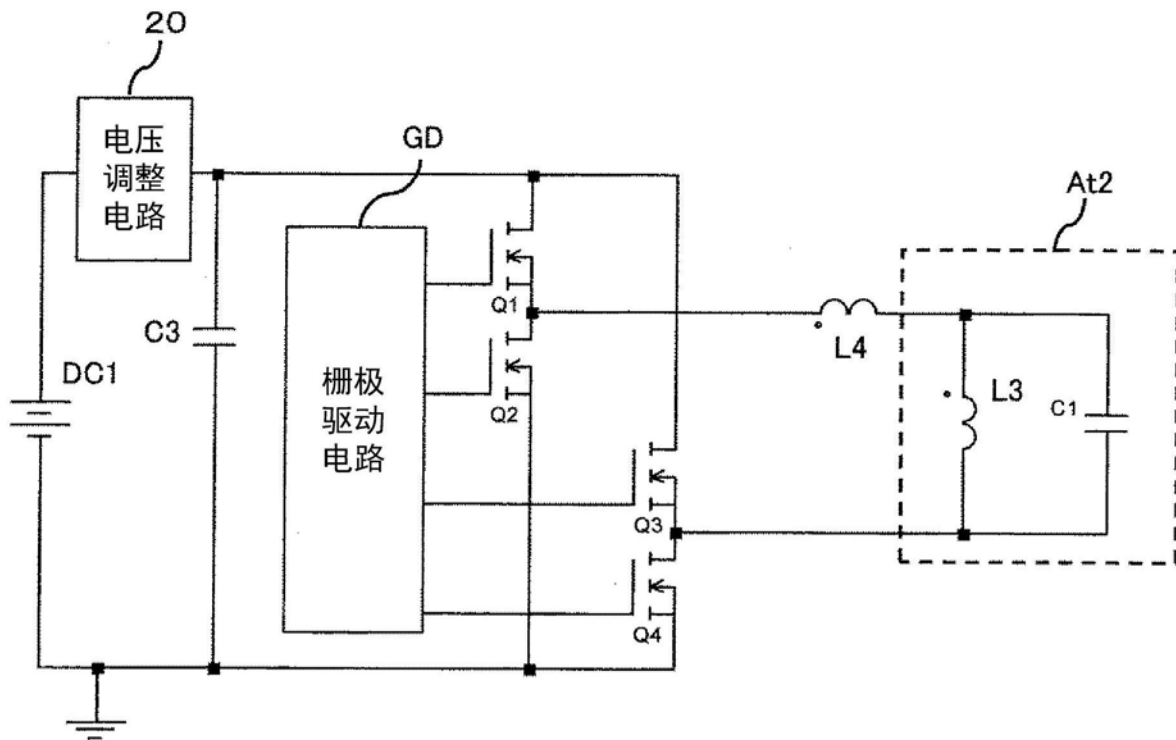
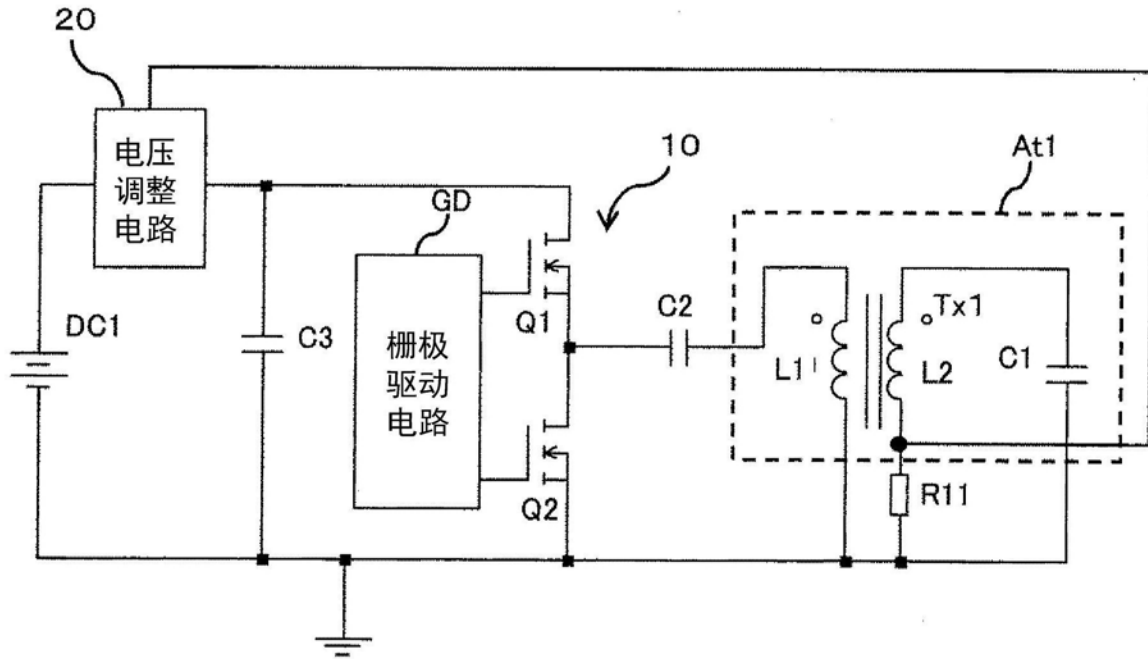


图24

(A)



(B)

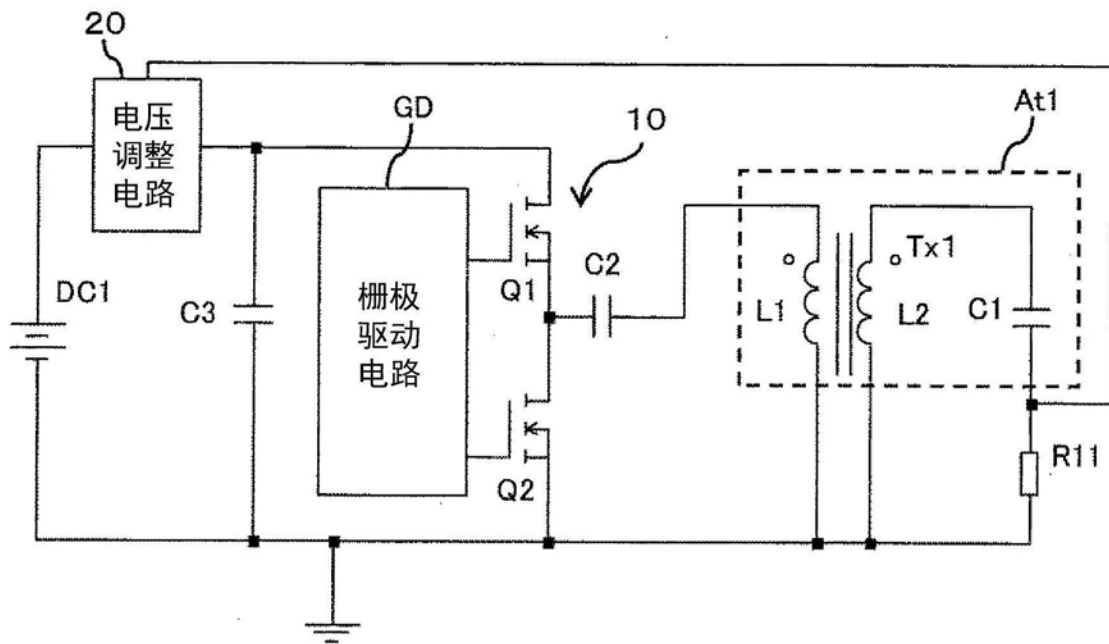


图25

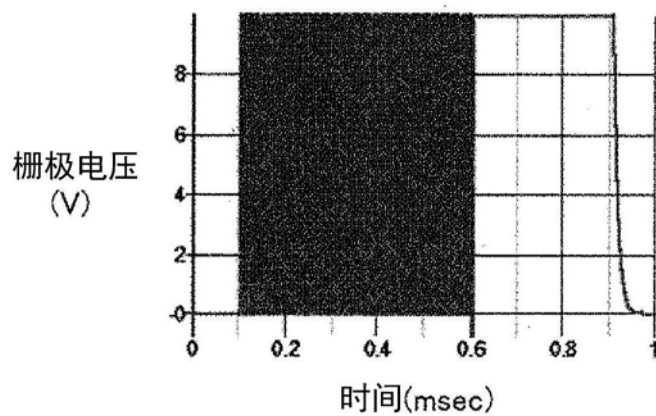


图26

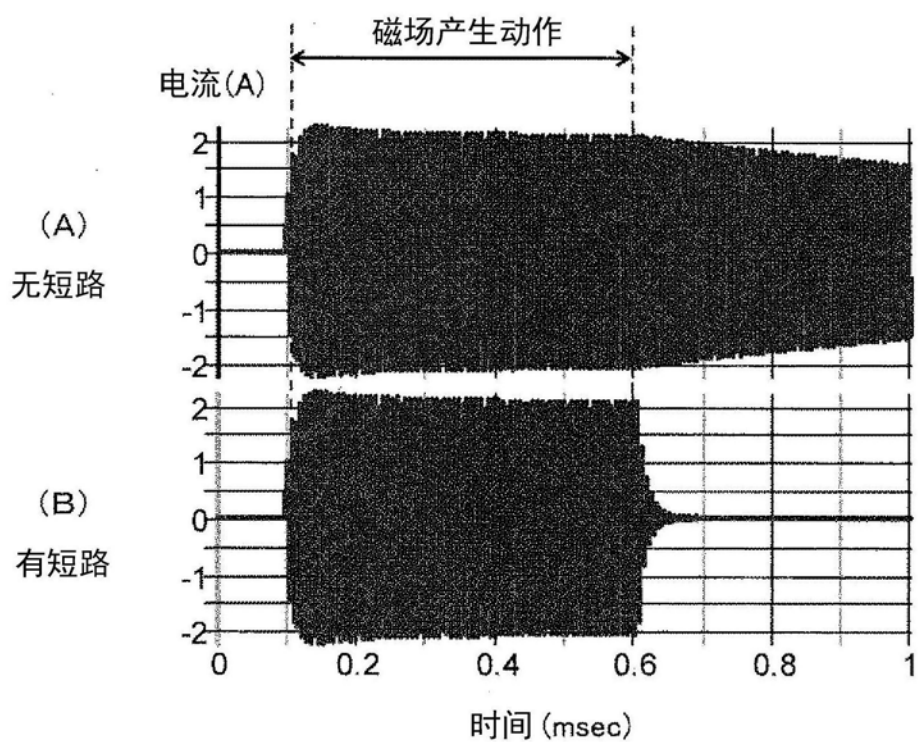


图27

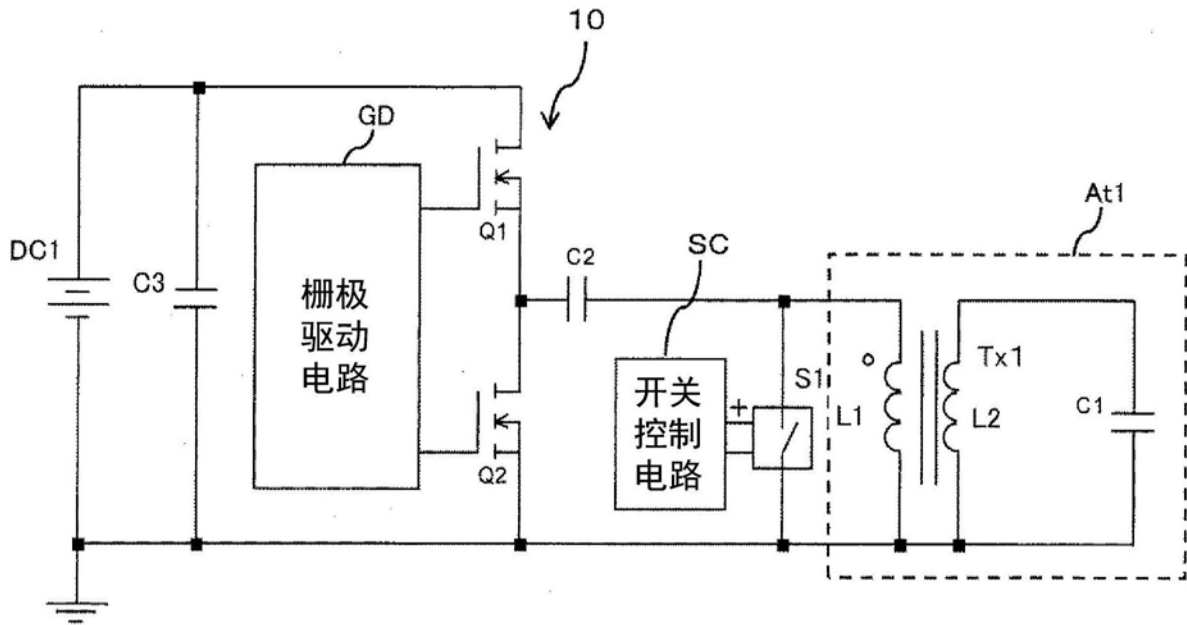


图28

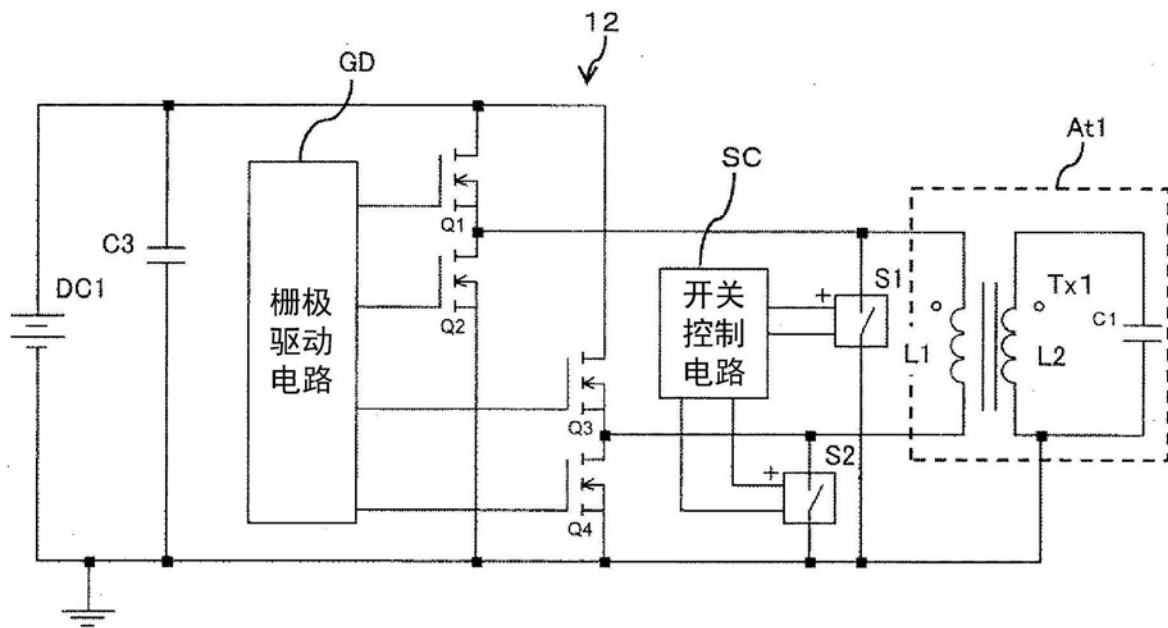


图29



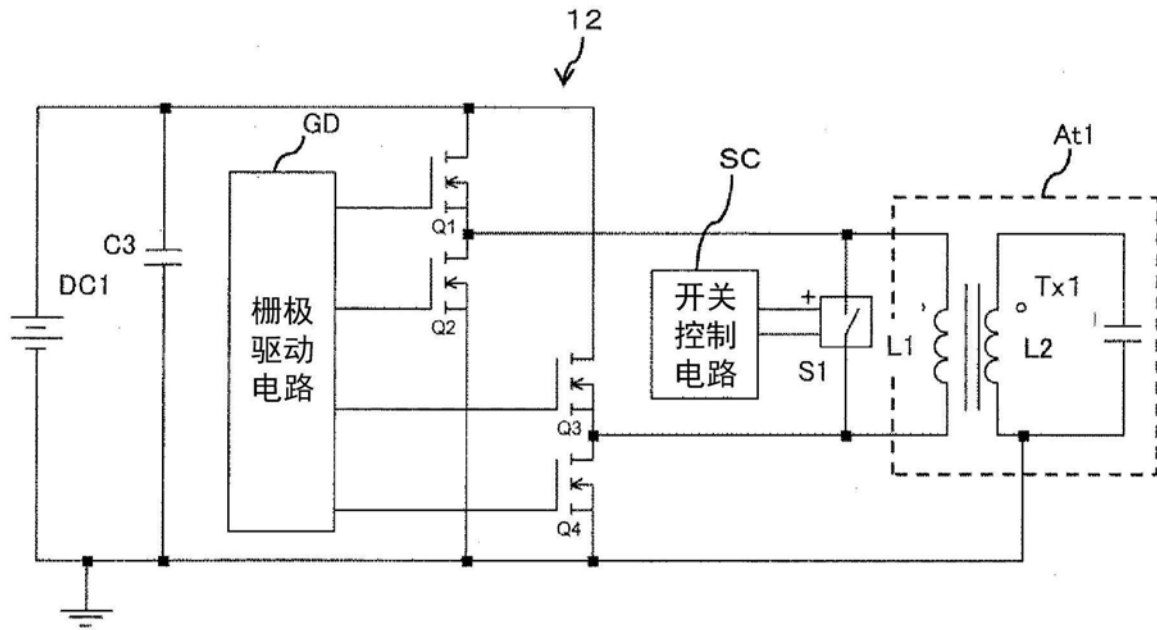


图30

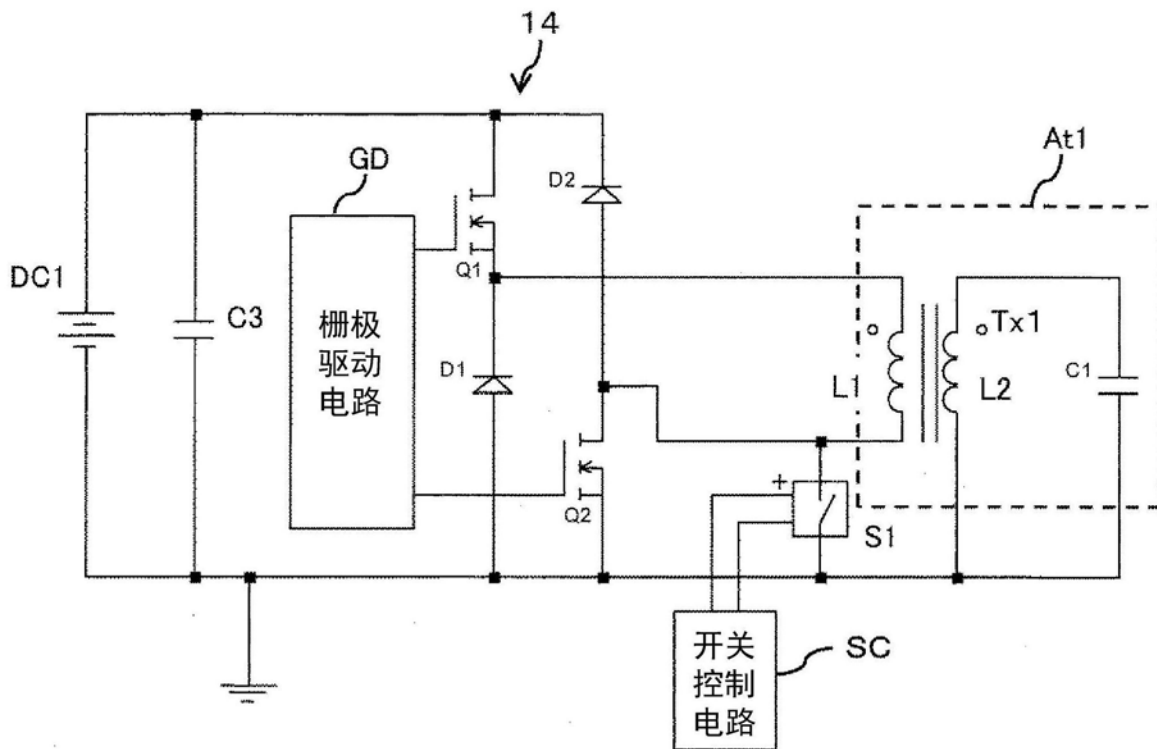


图31

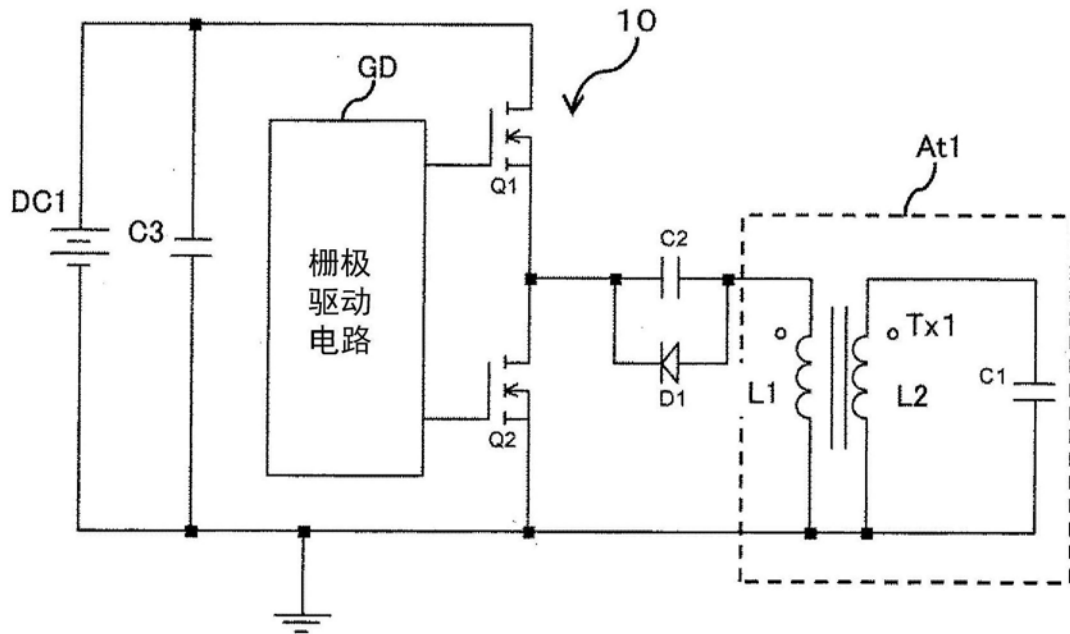


图32

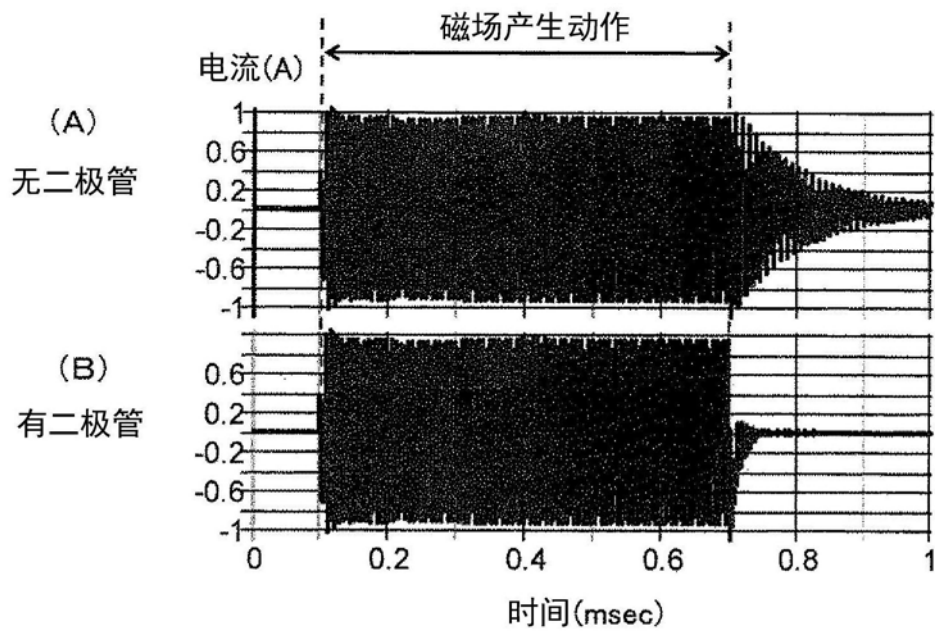


图33

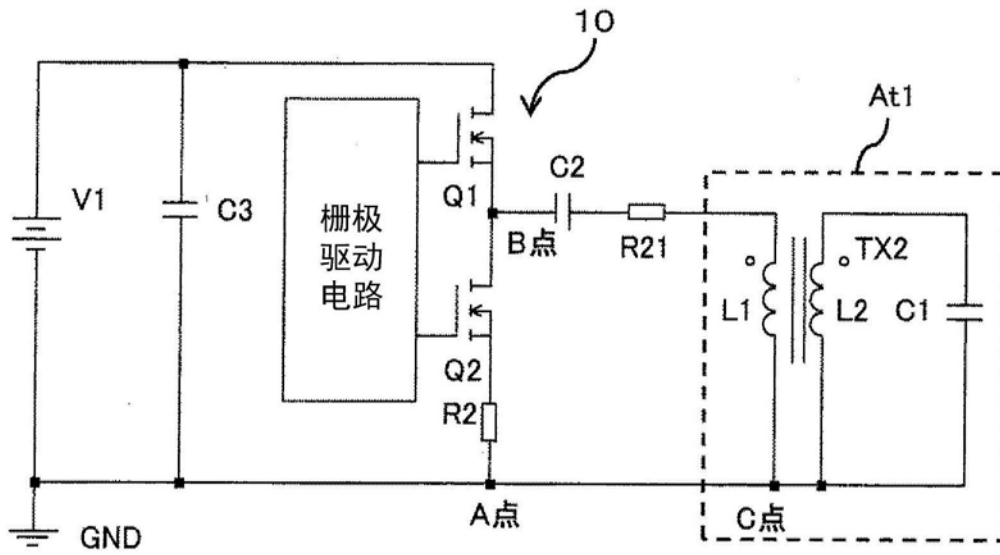


图34

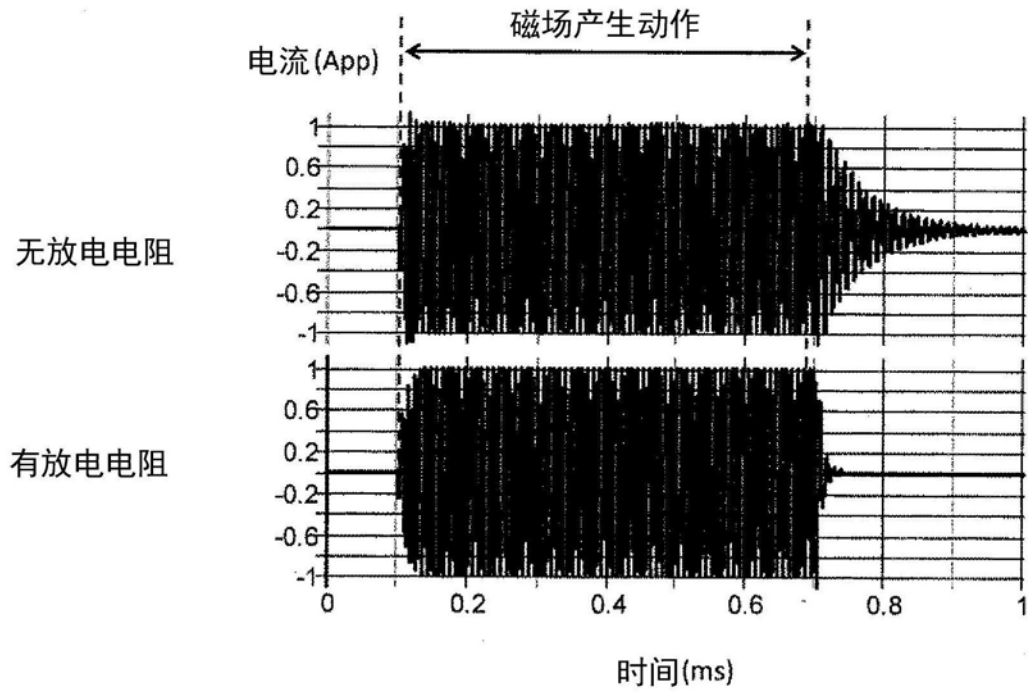


图35

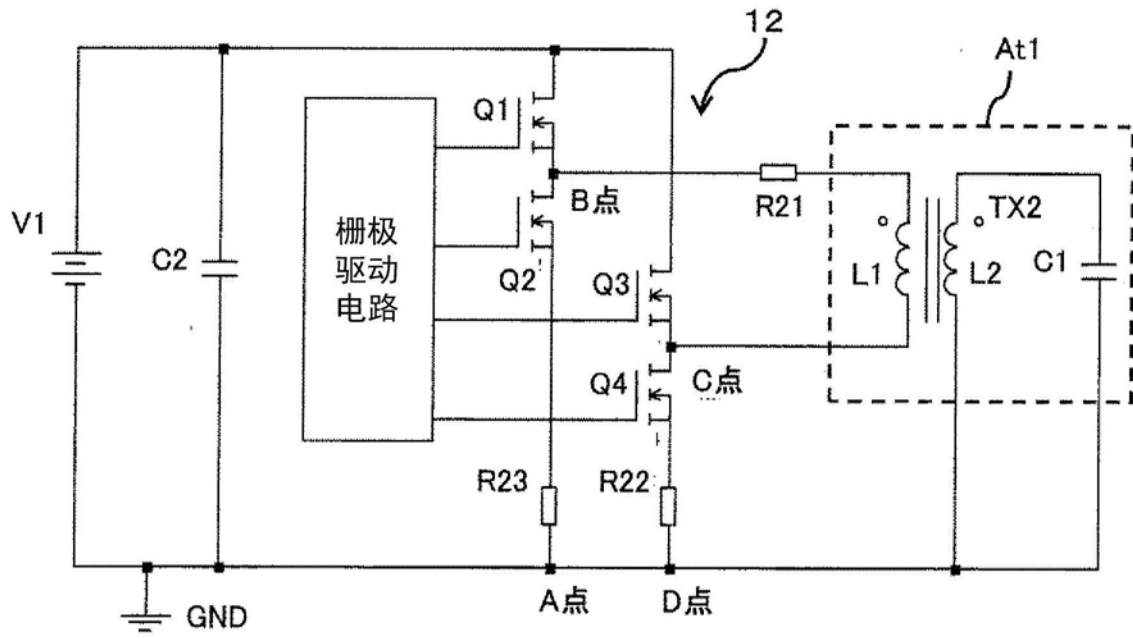


图36

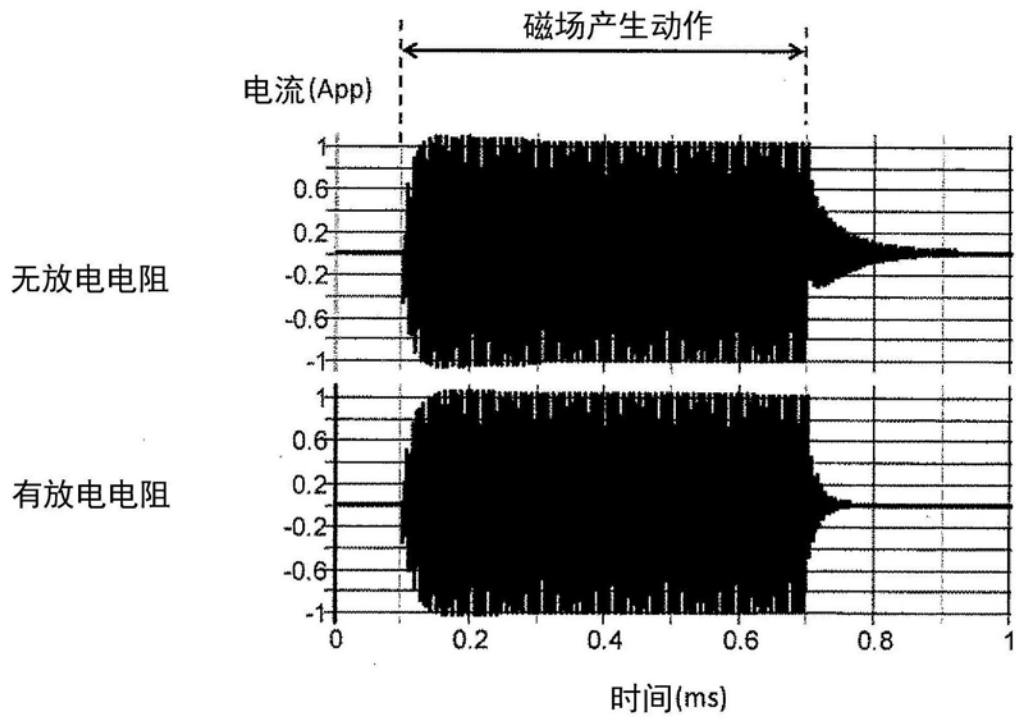


图37

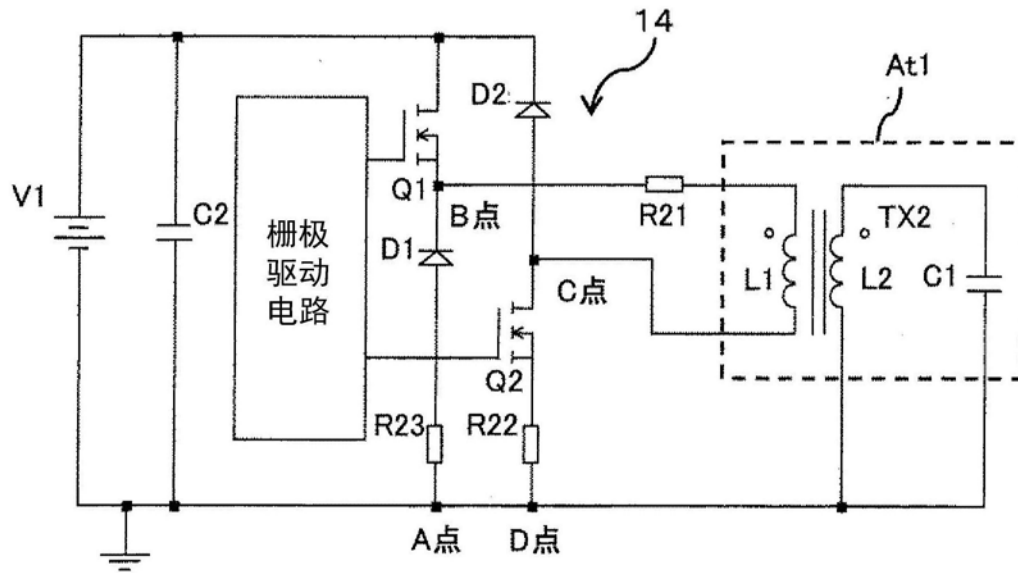


图38

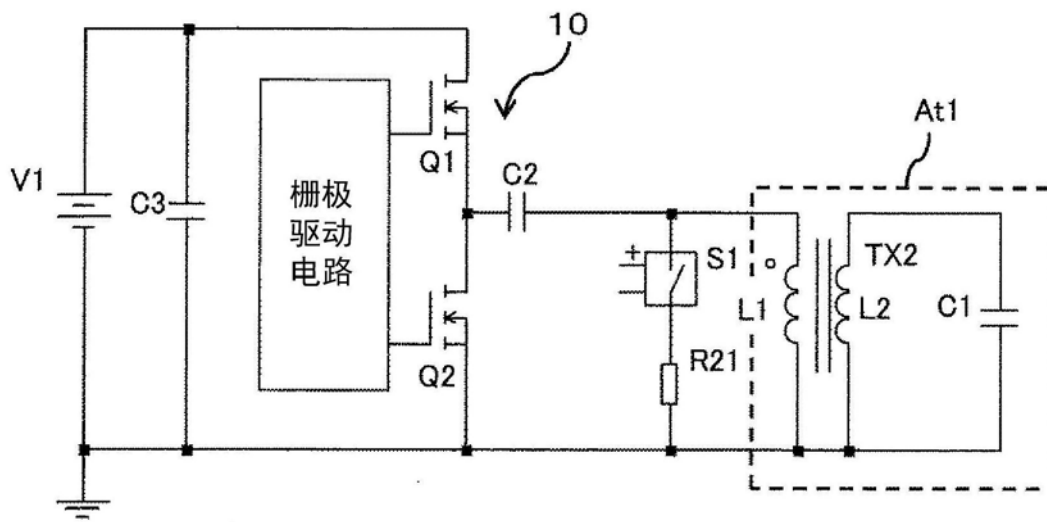


图39

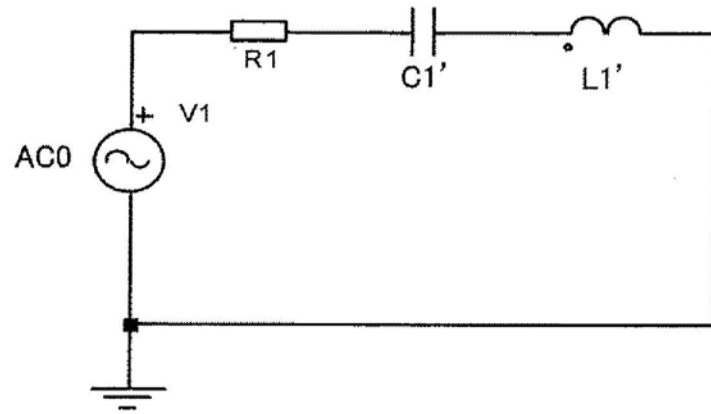


图40

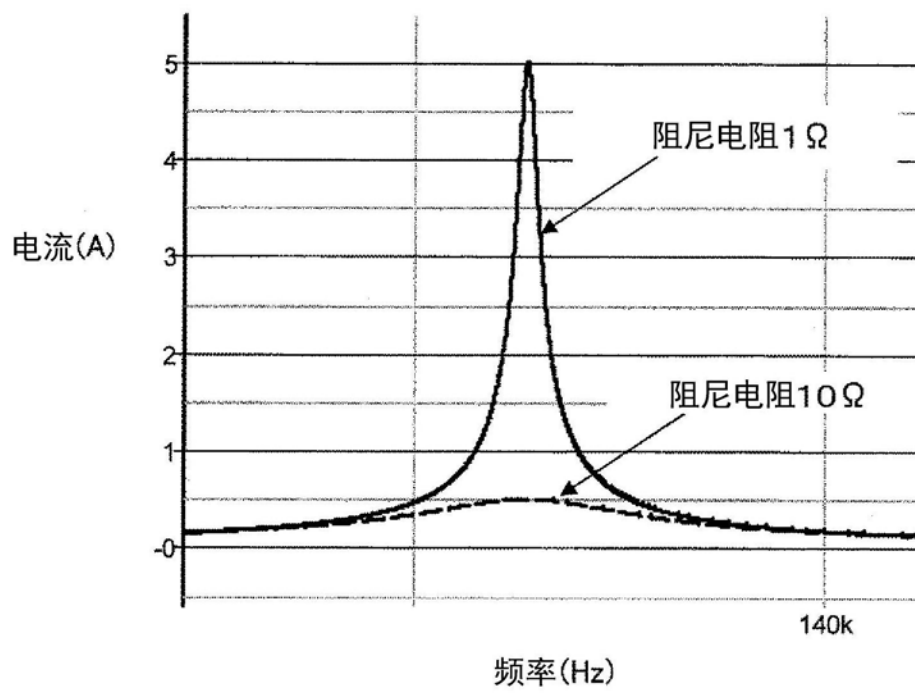


图41

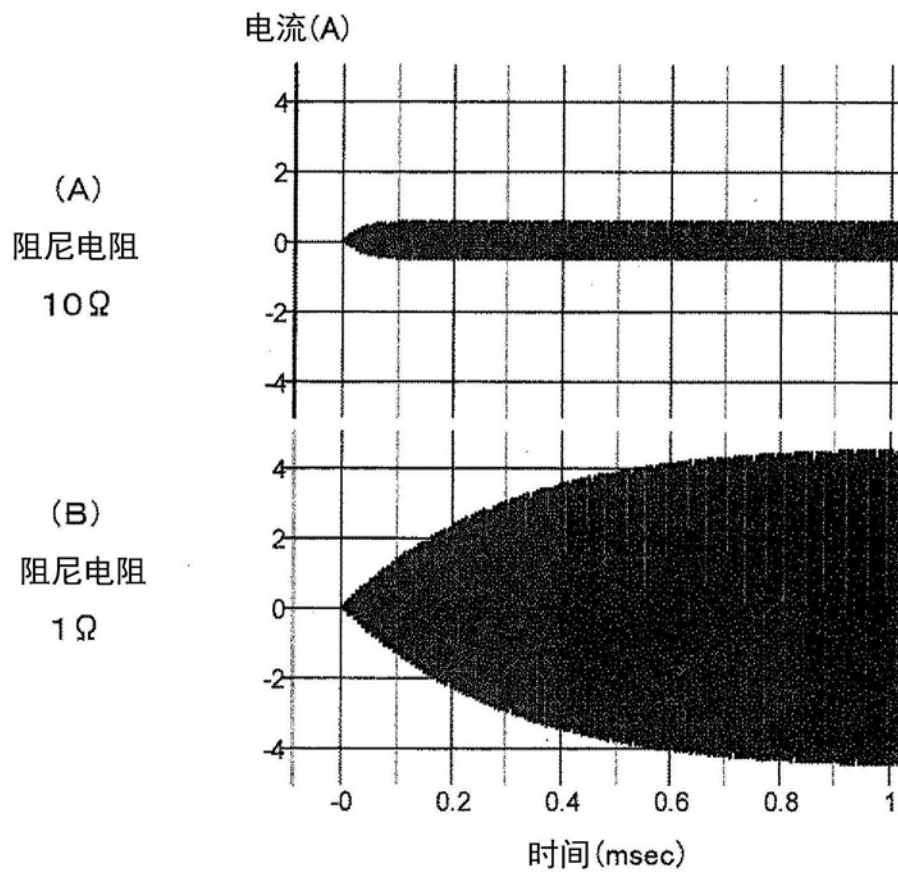


图42

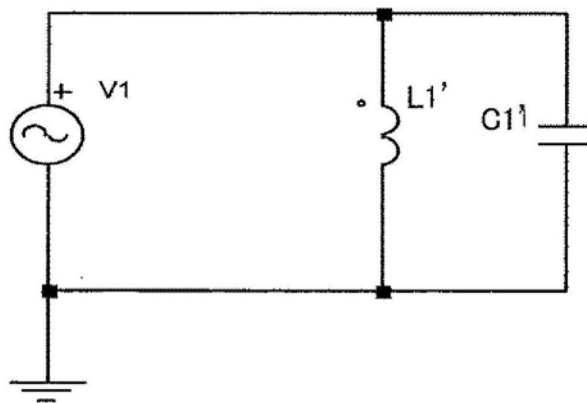


图43

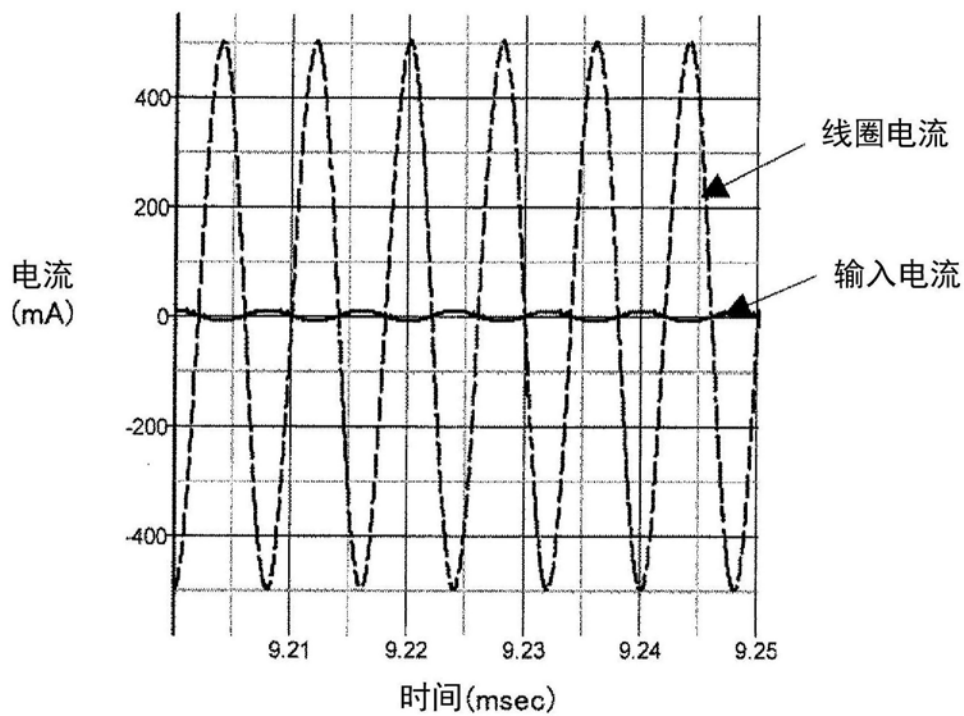


图44

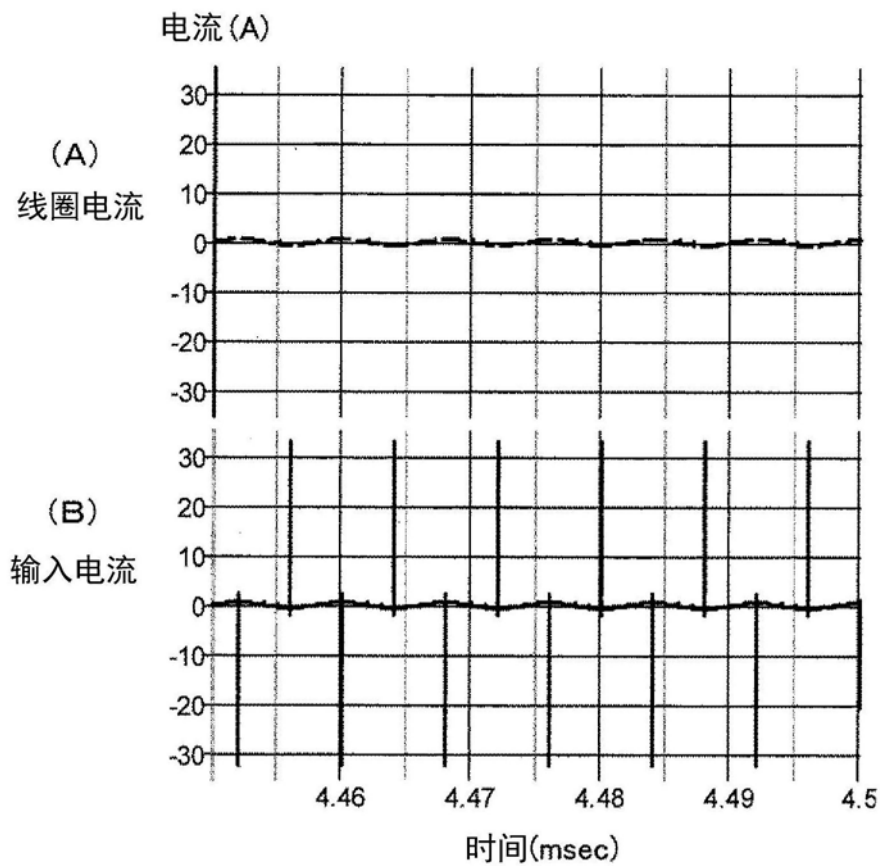


图45