



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113726028 B

(45) 授权公告日 2023. 02. 03

(21) 申请号 202110822794.X

审查员 柴德娥

(22) 申请日 2020.06.05

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 113726028 A

(43) 申请公布日 2021.11.30

(62) 分案原申请数据  
202010507482.5 2020.06.05

(73) 专利权人 华为技术有限公司  
地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼

(72) 发明人 洪良 裴昌盛

(51) Int. Cl.  
H02J 50/12 (2016.01)  
H02J 7/02 (2016.01)  
H02J 7/04 (2006.01)

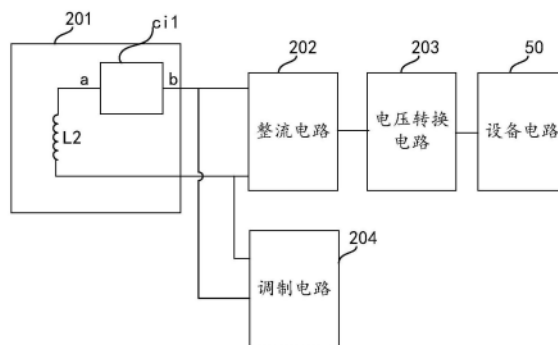
权利要求书2页 说明书20页 附图16页

(54) 发明名称

一种电子设备及其控制方法

(57) 摘要

本申请实施例提供一种电子设备及其控制方法,涉及无线充电技术领域,能够通过改善ASK通信质量提高无线充电的功率接收端设备对功率发射端设备的兼容性。一种电子设备,包括:设备电路、电压转换电路、整流电路、谐振电路以及调制电路;谐振电路包括:谐振电感以及与谐振电感串联的谐振电容控制电路,其中,谐振电感的第一端耦接整流电路,谐振电感的第二端耦接谐振电容控制电路的第一端,谐振电容控制电路的第二端耦接整流电路;谐振电容控制电路用于调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。



1. 一种电子设备,其特征在于,包括:

用于进行无线的电力传输的谐振电路;以及,

用于在无线充电系统中进行通信的调制电路,与所述谐振电路相耦接;

其中,所述谐振电路包括:

谐振电感以及与所述谐振电感串联的谐振电容控制电路,所述谐振电容控制电路被配置为调整接入所述谐振电路的谐振电容的电容值,其中,所述调制电路与可调节的所述谐振电容控制电路相耦接;

整流电路,所述整流电路的输入端与所述谐振电路相耦接,所述谐振电容控制电路耦接在所述谐振电感的第一端和所述整流电路之间,所述谐振电感的第二端耦接所述整流电路,所述整流电路输出整流电压;

当出现负向调制时,调整所述谐振电路接入的电容值。

2. 根据权利要求1所述的电子设备,其特征在于,所述谐振电容控制电路包括至少一个开关与至少一个电容组成的电容值切换网络,其中,所述开关被配置为调整接入所述谐振电路的谐振电容的电容值。

3. 根据权利要求2所述的电子设备,其特征在于,所述谐振电容控制电路包含至少两个并联的谐振电容调节支路,其中,至少一个所述谐振电容调节支路上串联有第一开关以及第一电容,所述第一开关被配置为调整接入所述谐振电路的谐振电容的电容值。

4. 根据权利要求3所述的电子设备,其特征在于,另一个所述谐振电容调节支路包含第二电容。

5. 根据权利要求3所述的电子设备,其特征在于,所述电子设备还包括驱动电路,所述驱动电路输出选通信号,所述第一开关接收所述选通信号。

6. 根据权利要求3所述的电子设备,其特征在于,所述第一开关包括双向开关管。

7. 根据权利要求1所述的电子设备,其特征在于,所述谐振电容控制电路包括可调电容,所述可调电容耦接所述谐振电感。

8. 根据权利要求1所述的电子设备,其特征在于,所述调制电路被配置为调整耦接所述整流电路的调制电容的电容值;

所述调制电路用于在所述整流电压的最大压差小于等于第一阈值电压时,且在所述整流电压为低电平时,增加接入所述整流电路的输入端的调制电容的电容值;或者,

所述调制电路用于在所述整流电压的最大压差大于等于第二阈值电压时,且在所述整流电压为低电平时,减小接入所述整流电路的输入端的调制电容的所述电容值,其中所述第二阈值电压大于所述第一阈值电压。

9. 根据权利要求8所述的电子设备,其特征在于,所述电子设备还包括负载控制电路,所述负载控制电路耦接所述整流电路,所述负载控制电路包括至少一个第二开关与至少一个电阻组成的电阻值切换网络,其中,所述开关被配置为调整所述整流电路的输入端的接入的电阻值。

10. 根据权利要求9所述的电子设备,其特征在于,所述负载控制电路包括所述第二开关和第一电阻;所述第一电阻的第一端耦接所述整流电路的输入端,所述第一电阻的第二端耦接所述第二开关的第一端,所述第二开关的第二端接地。

11. 根据权利要求9所述的电子设备,其特征在于,当所述整流电压为正向调制时,所述

负载控制电路用于在所述整流电压为低电平,在所述整流电路的输入端接入所述电阻值。

12. 根据权利要求11所述的电子设备,其特征在于,

当所述整流电压对应的功率大于电阻值消耗的功率时,将所述电阻值断开,其中,所述电阻值消耗的功率为所述负载控制电路在所述整流电路的输入端接入的电阻值消耗的功率。

13. 根据权利要求1所述的电子设备,其特征在于,所述电子设备还包括电压转换电路,所述电压转换电路耦接所述整流电路。

14. 根据权利要求13所述的电子设备,其特征在于,所述电子设备还包括设备电路,所述设备电路耦接所述电压转换电路。

15. 根据权利要求1所述的电子设备,其特征在于,在所述整流电压出现负向调制时,所述谐振电容控制电路增加接入所述谐振电路的谐振电容的电容值。

16. 根据权利要求1所述的电子设备,其特征在于,所述调制电路包括:

在所述整流电路的第一输入端与地之间串联的第三电容和第二开关;

在所述整流电路的第二输入端与地之间串联的第四电容和第三开关。

17. 根据权利要求1所述的电子设备,其特征在于,所述调制电路包括:

在所述整流电路的输出端与地之间串联的电阻和第四开关。

18. 根据权利要求1至7中任一项所述的电子设备,其特征在于,所述电子设备为支持反向充电的电子设备。

## 一种电子设备及其控制方法

### 技术领域

[0001] 本申请涉及无线充电技术领域,尤其涉及一种电子设备及其控制方法。

### 背景技术

[0002] 无线充电技术是通过近场电磁感应将能量从功率发射端设备的初级线圈感应到功率接收端设备的次级线圈,从而完成电力传输。通常,为了实现各种设备的兼容性。无线充电的功率接收端设备需要适配满足Qi标准的功率发射端设备,包括支持反向充电功能的手机,平板与充电底盘等。不同品牌的发射端采用的整流电路(例如,交流(alternating current,AC)转直流(direct current,DC),即AC/DC)拓扑、调制方式、电路参数、工作频率与控制逻辑不同,因此,对于不同的功率发射端设备,功率接收端设备可能无法满足Qi标准规定。

[0003] 无线充电的功率传输过程中,无线充电中功率发射端设备与功率接收端设备的通信支持ASK(amplitude shift keying,振幅键控)调制。ASK调制是通过反向反射调制发射功率信号负载,达到传输信息的目的。ASK调制中负载变化,电力信号包络将交替出现高(high)或低(low)状态。Qi(无线充电联盟的标识)协议规定,高、低态电流变化大于15mA或者高、低态电压变化大于200mV,则通过电力信号包络传输的信息有效;高低态电流变化小于8mA或电压变化小于100mV,则通过电力信号包络传输的信息无效。因此,当负载阻抗发生变化引起电力(或功率)信号畸变,并且畸变电压或电流幅度超过数据有效上限,将会导致ASK解调电路误解调,进而引起功率传输中止。当电力信号畸变周期接近ASK调制周期 $f_{clk} = 2\text{kHz}$ ,电子设备将无法无线充电。

### 发明内容

[0004] 本申请实施例输出一种电子设备及其控制方法,能够通过改善ASK通信质量提高无线充电的功率接收端设备对功率发射端设备的兼容性。

[0005] 第一方面,提供一种电子设备。该电子设备包括:设备电路、电压转换电路、整流电路、谐振电路以及调制电路。其中,设备电路的输入端耦接电压转换电路的输出端,电压转换电路的输入端耦接整流电路的输出端,整流电路的输入端耦接谐振电路的输出端,调制电路耦接整流电路的输入端;其中,谐振电路用于感应功率发射端设备发送的交变磁场生成感应交变电流;调制电路用于调制感应交变电流的幅度;整流电路用于将调制幅度后的感应交变电流整流生成整流电压;电压转换电路用于将整流电压转换为负载电压输出给设备电路。此外,谐振电路包括:谐振电感以及与谐振电感串联的谐振电容控制电路。谐振电感的第一端耦接整流电路,谐振电感的第二端耦接谐振电容控制电路的第一端,谐振电容控制电路的第二端耦接整流电路;谐振电容控制电路用于调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。在该示例中,由于谐振电容控制电路能够调整接入谐振电路的谐振电容的电容值,因此通过调整谐振电容的电容值,由于调整谐振电容能够间接调整整流电压的增益,以解决ASK负向调制或整流电压的压差降低或升高的问题,从而改善ASK通信质量,改善电子设

备无线充电的兼容性。

[0006] 在一种可能的设计中,提供一种谐振电容控制电路的实现方式:谐振电容控制电路包括至少一个开关与至少一个电容组成的电容值切换网络,其中,谐振电容控制电路用于控制开关的状态调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。

[0007] 在一种可能的设计中,提供一种谐振电容控制电路的另一种实现方式:谐振电容控制电路包括可调电容,可调电容的第一端耦接谐振电感的第二端,可调电容的第二端耦接整流电路。

[0008] 在一种可能的设计中,提供一种谐振电容控制电路的再一种实现方式:谐振电容控制电路包含至少两个并联的谐振电容调节支路,其中谐振电容调节支路的第一端耦接谐振电感的第二端,谐振电容调节支路的第二端耦接整流电路;其中,至少一个谐振电容调节支路上串联有第一开关以及第一电容,谐振电容控制电路通过调整至少一个谐振电容调节支路上的第一开关的状态,调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。其中,其中一个谐振电容调节支路包含第二电容,其中第二电容的第一端耦接谐振电感的第二端,第二电容的第二端耦接整流电路。

[0009] 在一种可能的设计中,第一开关包括双向开关管。

[0010] 在一种可能的设计中,设备电路还用于检测整流电压,在整流电压出现负向调制时,谐振电容控制电路增加接入谐振电路的谐振电容的电容值,以使整流电压恢复正向调制。其中,由于谐振电容串联在谐振回路中,在功率传输过程中,主要功率是通过谐振电容进行传输,因此调整谐振电容会导致系统不稳定。因此,通常不采用调整谐振电容的方式对ASK调制的容抗进行优化;而在发生ASK负向调制时,会直接导致ASK通信失败,因此,在本申请的实施例中主要在ASK负向调制时调整谐振电容。

[0011] 在一种可能的设计中,还包括:负载控制电路;负载控制电路耦接整流电路的输入端,负载控制电路用于在整流电压为低电平,在整流电路的输入端接入电阻值。在该示例中,由于负载控制电路耦接整流电路的输入端,负载控制电路可以在整流电压为低电平时在整流电路的输入端接入电阻值,在整流电压为低电平时,调制电容断开,此时需要将电压增益降低,由于在整流电路的输入端接入了电阻值可以在调制电容断开时强行释放整流电路的输入端的能量,避免电容电压不断增加,从而对整流电压分压实现对调制波形的改善,例如消除低电平的毛刺或震荡。

[0012] 在一种可能的设计中,设备电路还用于检测整流电压对应的功率以及负载控制电路在整流电路的输入端接入的电阻值消耗的功率;负载控制电路用于当确定整流电压对应的功率大于电阻值消耗的功率时,将电阻值断开。

[0013] 在一种可能的设计中,还包括:调制电路用于调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值。由于调制电路能够调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值,而调整调制电容的大小能够间接调整整流电压的增益,以解决ASK负向调制或整流电压 $V_{rect}$ 的压差降低或升高的问题,从而改善ASK通信质量,改善电子设备无线充电的兼容性。

[0014] 在一种可能的设计中,设备电路还用于检测整流电压;调制电路用于在整流电压的最大压差小于等于第一阈值电压时,在整流电压为低电平,增加接入整流电路的输入端的调制电容的电容值;或者调制电路用于在整流电压的最大压差大于等于第二阈值电压时,在整流电压为低电平,减小接入整流电路的输入端的调制电容的电容值,其中第二阈值

电压大于第一阈值电压。由于谐振电容串联在谐振回路中,在功率传输过程中,主要功率是通过谐振电容进行传输,因此调整谐振电容会导致系统不稳定。因此,通常不采用调整谐振电容的方式对ASK调制的容抗进行优化;而在发生ASK负向调制时,会直接导致ASK通信失败,因此,在本申请中主要在ASK负向调制时调整谐振电容,出现ASK负向调制的主要原因是谐振电容过补偿,虽然调整谐振电容也可以实现对整流电压的压差的优化,但是考虑其会影响系统稳定性,因此本申请的实施例主要采用调整调制电容的方式优化整流电压的压差。

[0015] 第二方面,提供一种电子设备。该电子设备包括:设备电路、电压转换电路、整流电路、谐振电路以及调制电路;其中,设备电路的输入端耦接电压转换电路的输出端,电压转换电路的输入端耦接整流电路的输出端,整流电路的输入端耦接谐振电路的输出端,调制电路耦接整流电路的输入端;其中,谐振电路用于感应功率发射端设备发送的交变磁场生成感应交变电流;调制电路用于调制交变电流的幅度;整流电路用于将调制幅度后的感应交变电流整流生成整流电压;电压转换电路用于将整流电压转换为负载电压输出给设备电路。该电子设备还包括:负载控制电路;负载控制电路耦接整流电路的输入端,负载控制电路用于在整流电压为低电平,在整流电路的输入端接入电阻值。在该示例中,由于负载控制电路耦接整流电路的输入端,负载控制电路可以在整流电压为低电平时在整流电路的输入端接入电阻值,在整流电压为低电平时,调制电容断开,此时需要将电压增益降低,由于在整流电路的输入端接入了电阻值可以在调制电容断开时强行释放整流电路的输入端的能量,避免电容电压不断增加,从而对整流电压分压实现对调制波形的改善,例如消除低电平的毛刺或震荡。

[0016] 在一种可能的设计中,提供一种负载控制电路的实现方式:负载控制电路包括至少一个开关与至少一个电阻组成的电阻值切换网络,其中,负载控制电路用于控制开关的状态在整流电路的输入端的接入电阻值。

[0017] 在一种可能的设计中,提供一种负载控制电路的另一种实现方式:负载控制电路包括第一开关和第一电阻;第一电阻的第一端耦接整流电路的输入端,第一电阻的第二端耦接第一开关的第一端,第一开关的第二端接地。

[0018] 在一种可能的设计中,设备电路还用于检测整流电压对应的功率以及负载控制电路在整流电路的输入端接入的电阻值消耗的功率;负载控制电路用于当确定整流电压对应的功率大于电阻值消耗的功率时,将电阻值断开。

[0019] 第三方面,提供一种电子设备。该电子设备,包括:设备电路、电压转换电路、整流电路、谐振电路以及调制电路;其中,设备电路的输入端耦接电压转换电路的输出端,电压转换电路的输入端耦接整流电路的输出端,整流电路的输入端耦接谐振电路的输出端,调制电路耦接整流电路的输入端;其中,谐振电路用于感应功率发射端设备发送的交变磁场生成感应交变电流;调制电路用于调制交变电流的幅度;整流电路用于将调制幅度后的感应交变电流整流生成整流电压;电压转换电路用于将整流电压转换为负载电压输出给设备电路;调制电路用于调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值。由于调制电路能够调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值,而调整调制电容的大小能够间接调整整流电压的增益,以解决ASK负向调制或整流电压 $V_{rect}$ 的压差降低或升高的问题,从而改善ASK通信质量,改善电子设备无线充电的兼容性。

[0020] 在一种可能的设计中,提供一种调制电路的实现方式:调制电路包括至少一个开关与至少一个电容组成的电容值切换网络,其中,调制电路用于控制开关的状态调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值。

[0021] 在一种可能的设计中,提供一种调制电路的另一种实现方式:调制电路包括第一开关、以及可调电容,其中可调电容的第一端耦接整流电路的输入端,可调电容的第二端耦接第一开关的第一端,第一开关第二端耦接地。

[0022] 在一种可能的设计中,提供一种调制电路的又一种实现方式:调制电路包括第一开关以及至少以及至少两条并联的调制电容支路,调制电容支路的第一端耦接整流电路的输入端,调制电容支路的第二端耦接第一开关的第一端,第一开关第二端耦接地;调制电容支路上包括第一电容以及第二开关,第二开关的第一端耦接整流电路的输入端,第二开关的第二端耦接第一电容的第一端,第一电容的第二端耦接第一开关的第一端;调制电路通过调整至少一个调制电容支路上的第二开关的状态调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值。其中,一条调制电容支路上串联有第二电容。

[0023] 在一种可能的设计中,设备电路还用于检测整流电压;调制电路用于在整流电压的最大压差小于等于第一阈值电压时,在整流电压为低电平,增加接入整流电路的输入端的调制电容的电容值;或者,调制电路用于在整流电压的最大压差大于等于第二阈值电压时,在整流电压为低电平,减小接入整流电路的输入端的调制电容的电容值,其中第二阈值电压大于第一阈值电压。由于谐振电容串联在谐振回路中,在功率传输过程中,主要功率是通过谐振电容进行传输,因此调整谐振电容会导致会导致系统不稳定。因此,通常不采用调整谐振电容的方式对ASK调制的容抗进行优化;而在发生ASK负向调制时,会直接导致ASK通信失败,因此,在本申请中主要在ASK负向调制时调整谐振电容,出现ASK负向调制的主要原因是谐振电容过补偿,虽然调整谐振电容也可以实现对整流电压的压差的优化,但是考虑其会影响系统稳定性,因此本申请的实施例主要采用调整调制电容的方式优化整流电压的压差。

[0024] 第四方面,提供一种上述第一方面提供的电子设备的控制方法。电子设备的谐振电路包括:谐振电感以及与谐振电感串联的谐振电容控制电路。电子设备的控制方法包括:设备电路检测整流电压,在整流电压出现负向调制时,谐振电容控制电路调整接入谐振电路的谐振电容的电容值,以使整流电压恢复正向调制。

[0025] 在一种可能的设计中,谐振电容控制电路调整接入谐振电路的谐振电容的电容值,包括:谐振电容控制电路增加接入谐振电路的谐振电容的电容值。

[0026] 在一种可能的设计中,电子设备还包括负载控制电路;当整流电压为正向调制调制时,控制方法包括:负载控制电路在整流电压为低电平,在整流电路的输入端接入电阻值。

[0027] 在一种可能的设计中,控制方法还包括:检测整流电压对应的功率以及负载控制电路在整流电路的输入端接入的电阻值消耗的功率;负载控制电路确定整流电压对应的功率大于电阻值消耗的功率时,将电阻值断开。

[0028] 在一种可能的设计中,当整流电压为正向调制调制时,控制方法还包括:调制电路在整流电压的最大压差小于等于第一阈值电压时,在整流电压为低电平,增加接入整流电路的输入端的调制电容的电容值;或者,调制电路在整流电压的最大压差大于等于第二阈

值电压时,在整流电压为低电平,减小接入整流电路的输入端的调制电容的所述电容值,其中第二阈值电压大于第一阈值电压。

[0029] 其中,第四方面中任一种设计方式所带来的技术效果可参见上述第一方面中不同设计方式所带来的技术效果,此处不再赘述。

## 附图说明

- [0030] 图1为本申请实施例提供的一种无线充电系统的结构示意图;
- [0031] 图2为本申请实施例提供的一种电子设备的结构示意图;
- [0032] 图3为本申请另一实施例提供的一种无线充电系统的结构示意图;
- [0033] 图4为本申请又一实施例提供的一种无线充电系统的结构示意图;
- [0034] 图5为本申请实施例提供的一种调制波形示意图;
- [0035] 图6为本申请实施例提供的一种ASK调制电路的结构示意图;
- [0036] 图7为本申请另一实施例提供的一种ASK调制电路的结构示意图;
- [0037] 图8为本申请另一实施例提供的一种调制波形示意图;
- [0038] 图9为本申请的实施例提供的一种如图4所示的无线充电系统的等效电路示意图;
- [0039] 图10为本申请实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0040] 图11为本申请另一实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0041] 图12为本申请又一实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0042] 图13为本申请再一实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0043] 图14为本申请另一实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0044] 图15为本申请又一实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0045] 图16为本申请再一实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0046] 图17为本申请另一实施例提供的一种无线充电系统的电压增益曲线示意图;
- [0047] 图18为本申请实施例提供的一种电子设备的结构示意图;
- [0048] 图19为本申请实施例提供的一种谐振电容控制电路的结构示意图;
- [0049] 图20为本申请另一实施例提供的一种谐振电容控制电路的结构示意图;
- [0050] 图21为本申请又一实施例提供的一种谐振电容控制电路的结构示意图;
- [0051] 图22为本申请实施例提供的一种第一开关的结构示意图;
- [0052] 图23为本申请实施例提供的一种Vrect的波形图;
- [0053] 图24为本申请另一实施例提供的一种电子设备的结构示意图;
- [0054] 图25为本申请实施例提供的一种负载控制电路的结构示意图;
- [0055] 图26为本申请另一实施例提供的一种负载控制电路的结构示意图;
- [0056] 图26a为本申请又一实施例提供的一种负载控制电路的结构示意图;
- [0057] 图27为本申请实施例提供的Q1-2(Q2-2)的选通信号的时序图;
- [0058] 图28为本申请又一实施例提供的一种电子设备的结构示意图;
- [0059] 图29为本申请实施例提供的一种调制电路的结构示意图;
- [0060] 图30为本申请另一实施例提供的一种调制电路的结构示意图;
- [0061] 图31为本申请又一实施例提供的一种调制电路的结构示意图;
- [0062] 图32为本申请再一实施例提供的一种调制电路的结构示意图;



- [0063] 图32a为本申请另一实施例提供的一种调制电路的结构示意图；
- [0064] 图33为本申请实施例提供的Q1-1(Q2-1)的选通信号的波形图；
- [0065] 图34为本申请实施例提供的一种电子设备的控制方法的流程示意图。

### 具体实施方式

[0066] 下面将结合本申请实施例中的附图,对本申请实施例中的技术方案进行描述,显然,所描述的实施例仅仅是本申请一部分实施例,而不是全部的实施例。

[0067] 以下,术语“第一”、“第二”等仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性或者隐含指明所指示的技术特征的数量。由此,限定有“第一”、“第二”等的特征可以明示或者隐含地包括一个或者更多个该特征。在本申请实施例的描述中,除非另有说明,“多个”的含义是两个或两个以上。

[0068] 此外,本申请实施例中,“上”、“下”、“左”、“右”等方位术语可以包括但不限于相对附图中的部件示意置放的方位来定义的,应当理解到,这些方向性术语可以是相对的概念,它们用于相对于的描述和澄清,其可以根据附图中部件附图所放置的方位的变化而相应地发生变化。

[0069] 在本申请实施例中,除非另有明确的规定和限定,术语“连接”应做广义理解,例如,“连接”可以是固定连接,也可以是可拆卸连接,或成一体;可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连。此外,术语“耦接”可以是实现信号传输的电性连接的方式。“耦接”可以是直接的电性连接,也可以通过中间媒介间接电性连接。

[0070] 本申请的实施例应用于无线充电系统,用于实施WPC(wireless power consortium,简称WPC)无线充电。WPC无线充电技术是通过近场电磁感应(如图1示出的磁力线)将能量从初级线圈n1感应到次级线圈n2,从而完成电力传输。其中,两种用于中低功率设备功率规范包括:基本功率规范(baseline power profile,BPP,BPP≤5W);扩展功率规范(extended power profile,EPP,EPP≤15W)。WPC无线充电系统由功率发射端设备与功率接收端设备组成。例如,该无线充电系统10包括两个电子设备,一个电子设备可以为另一个电子设备进行无线充电。如图1所示,以第二电子设备02为第一电子设备01进行无线充电为例。其中,该第一电子设备01包括手机(mobile phone)、平板电脑(pad)、带无线收发功能的电脑、智能穿戴产品(例如,智能手表、智能手环)、虚拟现实(virtual reality,VR)终端设备、增强现实(augmented reality AR)终端设备等具有无线设备。上述第一电子设备01还可以是无线充电电动汽车、无线充电家用小型电器(例如豆浆机、扫地机器人)、无人机等电子产品。本申请实施例对上述第一电子设备01的具体形式不做特殊限制。以下为了方便说明,是以第一电子设备01为如图1所示的手机为例进行的说明。

[0071] 为了对上述第一电子设备01进行无线充电,如图1所示,第一电子设备01内设置有无线充电接收电路20和与该无线充电接收电路20相耦接的设备电路50。示例的,第一电子设备01,如图2所示,主要包括显示屏(display panel,DP)101。该显示屏101可以为液晶显示(liquid crystal display,LCD)屏,或者,有机发光二极管(organic light emitting diode,OLED)显示屏。本申请实施例对此不作限定。上述电子设备01还包括如图2所示的中框111和壳体112。显示屏100和壳体112分别位于中框111的两侧,显示屏100的背面朝向壳体112,该显示屏100和壳体112可以通过中框111相连接。上述无线充电接收电路20,可以设

置于中框111朝向壳体112的一侧。设备电路50可以包括：处理器，射频(radio frequency, RF)电路、电源、存储器、输入单元、显示单元、音频电路等部件，当然这里只是一种示例设备电路50，还可以包括比前述更多或更少的部件。

[0072] 第二电子设备02以充电器为例包括如图1所示的设置于充电器02内的无线充电电路30，以及与该无线充电电路30相耦接的电源40。该电源40用于提供充电电能。在本申请的一些实施例中，上述电源40可以为电源适配器。该电源40可以将220V的交流电根据充电功率的需要，转换成直流电(例如5V或10V等)，并将该直流电传输至无线充电电路30。当然第二电子设备02也可以是手机、平板电脑等，实现电子设备之间的互充。

[0073] 上述的无线充电系统10，可以实现两个电子设备间的功率传输以及通信传输。功率传输的过程包括：第二电子设备02通过电压转换器将输入的电能为电磁能；第一电子设备01通过整流电路将磁场中的电磁能转变为电能输出，供后续设备电路使用。通信传输的过程包括：第二电子设备02支持ASK调制或FSK调制，第一电子设备01支持ASK调制或FSK解调，从而在功率发射端设备上将通信传输的信号调制到功率传输的电磁能上，并在功率接收端设备上将在电磁能上解调出通信传输的信号。通常，对于基本功率规范和扩展功率规范，ASK调制是必须的功能部分。本申请的实施例主要涉及ASK调制，因此以下示例主要以ASK调制为例进行说明。

[0074] 示例性的，当将第一电子设备01的壳体112所在的一侧放在上述充电器02上时，为了对第一电子设备01进行无线充电，如图3所示，无线充电电路30包括电压转换器301、TX(transport, 发射)谐振电路302，电压转换器301可以是直流转交流转换器，即DC/AC。如图4所示，提供了TX谐振电路302的具体电路，包括TX谐振电容C1、TX谐振电感L1(即图1中的初级线圈n1)，其中C1和L1串联于电压转换器301的输出端；无线充电接收电路20还包括RX(receive, 接收)谐振电路201以及整流电路202。

[0075] 基于此，电压转换器301与电源40相耦接，能够将电源40输出的直流电转换成交流电。此外，TX谐振电路302与电压转换器301相耦接。TX谐振电路302接收到电压转换器301输出的交流电后，可以产生交变磁场。RX谐振电路201接收上述交变磁场并输出感应交变电流，从而使得TX谐振电路302的功率能够传输至RX谐振电路201。如图4所示，提供了RX谐振电路201的具体电路，包括串联的RX谐振电容C2、RX谐振电感L2(即图1中的次级线圈n2)。

[0076] 此外，RX谐振电路201与整流电路202相耦接，整流电路202可以将RX谐振电路201输出的感应交变电流进行整流，生成整流电压 $V_{rect}$ 。整流电路202可以为交流转直流转换器，即AC/DC。整流电路202的一种示例性附图如图4所示，整流电路202包括四个开关管Q1-Q4，其中Q1和Q4连接成全桥整流桥，TX谐振电路302连接全桥整流桥的两个输入端AC1和AC2，感应交变电流通过AC1和AC2输入全桥整流桥，全桥整流桥对感应交变电流进行整流在输出端输出整流电压 $V_{rect}$ ，示例性的如图4所示，全桥整流桥的输出端还并联有整流电容C3以及电阻R1，其中电阻R1为C3提供能量泄放通道。

[0077] 在此基础上，上述无线充电接收装置20还包括与整流电路202耦接的至少一级电压转换电路203。该电压转换电路203可以将整流电压 $V_{rect}$ 转换成负载电压输出至设备电路50为设备电路50供电；例如设备电路包含电池时，电压转换电路203将整流电压 $V_{rect}$ 转换为充电电压(例如，3.7V)。该充电电压施加至电池的两端后，电压转换电路203输出的电流可以对该电池50进行充电。在本申请的一些实施例中，上述电压转换电路203包括DC/DC

转换电路。上述DC/DC转换电路可以为降压(Buck)电路或者为开关电容(switched capacitor, SC)电路或者低压差线性稳压器(low dropout regulator, LDO)。其中, Buck电路的输入输出电压比值可以灵活调整, 例如输入输出电压比值可以设定为小数。SC电路的输入输出电压比值为整数, 但是SC电路可以承受较高的输入输出压差, 且具有较高的电压转换效率。LDO的输入和输出电压较为接近, 并且具有较高的电压转换效率。如图4中, 电压转换电路203以LDO为例, LDO的输出端还并联有滤波电容C4。其中如图4所示, RX谐振电路201的输出端还并联有检测电容Cdet, 其中, 由于第一电子设备10设置有该检测电容Cdet, 则在该无线充电系统中, 当第二电子设备20附近放置第一电子设备10时, 检测电容Cdet能够改变无线充电系统的谐振频率, 第二电子设备20对该谐振频率采样后确定第一电子设备10等待充电。

[0078] 上述描述了无线充电系统的功率传输过程, 对于通信传输过程, 尤其采用ASK调制的方式实现的通信传输。如图3所示, 无线充电接收电路20还包括ASK调制电路204, 无线接收电路30还包括ASK解调电路303。其中, ASK调制是通过反向反射调制发射功率信号负载, 达到传输信息的目的。ASK调制电路204通过在功率接收端设备调整发射功率信号的负载(例如阻抗或容抗), 将接收到的发射功率信号调制为一定的波形信号, 从而在该波形信号中携带通信传输的信号; ASK解调电路303根据功率发射端设备接收到的反向反射的该波形信号解调出通信传输的信号。具体的, 示例如下: Qi协议中规定: ASK调制内部时钟为2kHz, 采用差分双相编码方案将数据比特调制到功率接收端设备和功率发射端设备传输的功率信号上。如图5所示, 对差分双相编码方案说明如下, 一个时钟周期(或调制周期)内, 电压或电流的调制波形变化两次, 功率接收端设备编码(encode) 1输出, 功率发送端设备解码(decode) 1; 电压或电流波形变化一次, 功率接收端设备编码0输出, 功率发送端设备解码(decode) 0; 其中, 调制波形的正向最大幅度(以及负向最大幅度)在一个时钟周期内保持不变, 则认为电压或电流变化1次; 调制波形的正向最大幅度(以及负向最大幅度)在一个时钟周期内由第一幅度变化为第二幅度, 则认为电压或电流变化2次。功率接收端设备的ASK调制采用两种方式: 电容式与电阻式。如图4、图6所示, 电容式ASK调制为通过将两个电容Cm1以及Cm2分别耦接至整流电路202的两个输入端AC1和AC2, 改变功率接收端设备的负载特性, 从而改变整个电路的电压增益, 最终改变功率信号的幅度。具体的, ASK调制电路204中在整流电路的输入端AC1与地GND之间串联电容Cm1和开关Q5, 在整流电路的输入端AC2与地GND之间串联电容Cm2和开关Q6、其中开关Q5和Q6的通断受控于ASK调制驱动电路, 具体的参照图5所示, 开关Q5和Q6的通断处于不同状态时, ASK调制中负载发生变化, 功率信号包络将交替出现高(HI)或低(LO)状态; 例如在调制波形的正周期, 需要将调制波形调制到较高幅度(高电平, 以下方案中均以高电平为例)时, 可以控制将Q5导通, 将Cm1接入AC1, 需要将调制波形调制到较低幅度(低电平, 以下方案中均以低电平为例)时, 可以控制将Q5断开, 将Cm1从AC1断开; 类似的, 在调制波形的负周期, 需要将调制波形调制到较高幅度(高电平)时, 可以控制将Q6导通, 将Cm2接入AC2, 需要将调制波形调制到较低幅度(低电平)时, 可以控制将Q6断开, 将Cm2从AC2断开。这样便实现了正向调制(以下方案中也称作ASK正向调制), 其中Q5、Q6可以为开关管, 开关管的栅极耦接ASK调制驱动电路接收ASK调制驱动电路的选通信号, 实现Q5和Q6的通断的控制。其中, 当在AC1以及AC2接入调制电容后, 如果调制波形调制到较低幅度, 而将调制电容从AC1以及AC2断开后, 调制波形调制到较高幅度, 则为

负向调制(以下方案中也称作ASK负向调制)。如图7所示,电阻式ASK调制通过将两个电阻Rm1、Rm2并联至整流器输出端,改变接收端的负载特性,从而改变整个电路的电压增益,最终改变发射功率信号幅度,具体的,ASK调制电路204中在整流电路的输出端Vrect与地GND之间串联电阻Rm1和开关Q7,在整流电路的输出端Vrect与地GND之间串联电阻Rm2和开关Q8、其中开关Q7和Q8的通断受控于ASK调制驱动电路,其中Q7、Q8可以为开关管。

[0079] 基于上述的描述,第一电子设备10和第二电子设备20之间可以建立功率传输以及通信传输,为了实现对上述功率传输过程以及通信传输过程的控制,如图3所示,无线充电接收电路20还包括RX控制系统205,无线充电电路30还包括TX控制系统304,其中RX控制系统205与TX控制系统304可以通过上述第一电子设备10和第二电子设备20之间建立的通信传输传递控制信号,以实现对上述功率传输以及通信传输过程的控制,例如:可以传输控制信号或者传输充电数据。其中,该充电数据可以用于指示充电类型、充电功率等等。

[0080] 为了实现各种设备的兼容性。无线充电的功率接收端设备需要适配所有满足Qi标准的功率发射端设备,包括支持反向充电功能的手机,平板与充电底盘等。不同品牌的功率发射端设备采用的AC\_DC变换器拓扑、调制方式、电路参数、工作频率与控制逻辑不同,因此,对于不同的功率发射端设备,功率接收端设备无法满足Qi协议规定。结合上述的描述,ASK调制中负载变化时,功率信号包络将交替出现高(HI)或低(LO)状态。Qi协议规定,高低态电流变化大于15mA或者电压变化大于200mV,则通过电力信号包络传输的信息有效;高低态电流变化小于8mA或电压变化小于100mV,则通过电力信号包络传输的信息无效。即无论是电流还是电压,功率信号都需要保证有效的电压差或电流差,当负载阻抗发生变化引起功率信号畸变,畸变电压或电流幅度超过数据有效上限,将会导致ASK解调电路误解调,进而引起功率传输中止。当电力信号畸变周期接近ASK调制周期 $f_{clk}=2\text{kHz}$ ,电子设备将无法无线充电。如图8所示,功率信号产生的波纹(ripple)畸变,这种畸变超过一定程度电子设备将无法无线充电。因此,无线充电兼容性测试项是取得无线充电Qi认证的一个难点,做为无线充电的功率接收端设备,需要尽可能的适配市面上满足Qi标准的功率发射端设备。无线充电的功率传输过程中,功率接收端设备通过ASK调制与功率发射端设备进行数据通信来实现整个系统的闭环调节。而,ASK调制异常或ASK解调异常,均会中止无线充电电力传输,因此提升ASK通信质量能改善无线充电的功率接收端设备的兼容性,从而解决由兼容性引发的一系列断充,停充等问题。

[0081] 基于上述问题,对图4示出的无线充电系统进行分析得出其等效电路如图9所示,其中,L1s:TX谐振电感漏感;L1:TX谐振电感L1的自感;L2s:RX谐振电感L2的漏感;L2:RX谐振电感L2的自感;Lm:TX谐振电感L1与RX谐振电感L2的励磁电感;C1:TX谐振电容C1的电容;C2:RX谐振电容C2的电容;Cd:为等效电容,其主要包含检测电容Cdet以及调制电容Cm(Cm1即Cm2);R:为整流电路202的等效电阻;k:为TX谐振电感L1与RX谐振电感L2的耦合系数;n:为TX谐振电感L1与RX谐振电感L2的匝数比。

[0082] 参数归一化可得: $L1s=(1-k)L1$ , $L2s=n^2(1-k)L2=L1s$ , $Lm=kL1$ ; $\omega_0=\frac{1}{\sqrt{L1s*C1}}$ ,

$\omega_n=\frac{\omega}{\omega_0}$ , $Q_n=\frac{\omega_0*L1}{R}$ ;  $a=C1/C2$ ; $\beta=Cd/C1$ ; $Z_1=\frac{1}{j\omega C1}+j\omega*L1s$ ; $Z_2=\frac{1}{j\omega C2}+j\omega*L2s$ ;

$Z_m = j\omega * L_m$ ;  $Z_d = \frac{1}{j\omega * C_d}$ ;  $Z_R = R$ ; 其中  $\omega$  为设备的工作角频率 (其中, 角频率  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  为设备的实际工作频率),  $\omega_0$  为基准角频率,  $\omega_n$  为设备标么化的工作角频率。 $Q_n$  为等效电路的品质因数, 其中品质因数表征等效电路的整体负载。 $\alpha$  为谐振电容比。 $\beta$  为检测电容比, 由于  $C_d$  包含检测电容  $C_{det}$  以及调制电容  $C_m$  的等效电容, 因此其也能用来衡量调制电容比, 因此在以下方案中也称作调制电容比。 $Z_1$  为 TX 谐振电感  $L_1$  的漏感阻抗。 $Z_2$  为 RX 谐振电感  $L_2$  的阻抗。 $Z_m$  为 TX 谐振电感  $L_1$  的励磁阻抗,  $Z_d$  为  $C_d$  的阻抗,  $Z_R$  整流电路 202 的阻抗。

[0083] 根据基波分析法 (fundamental wave analysis, FHA), 忽略高次谐波, 只关注基波分量。整流电路 202 采用的是全桥整流, 当整流电路输入电压为正, 输入电压被输出电压钳位, 电压值为  $V_o$ ; 当整流电路输入电压为负, 输入电压被输出电压钳位, 电压值为  $-V_o$ , 因此输入电压为幅值为  $V_o$  的正负方波, 通过傅里叶分解可得基波分量  $V_{rect}(t)$ :

$$V_{rect}(t) = \frac{4}{\pi} V_o \sin(t * \omega_s), \text{ 其中, } \omega_s \text{ 为设备的工作角频率 (即上述的 } \omega \text{)}。$$

[0084] 电压基波分量有效值  $V_{rect}$ :  $V_{rect} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o$ ; 整流电路的全桥整流拓扑中, 电压与电流同相位, 因此输入到整流电路的电流  $i_{rect}(t)$ :  $i_{rect}(t) = \sqrt{2} I_m \sin(t * \omega_s)$ ,  $I_m$  为电流有效值。

[0085] 电流基波分量有效值  $I_{rect}$ :  $I_{rect} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_{rect}(t) dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_m$ , 其中, 正弦分量的周期为  $T_s = 2\pi / \omega_s$ 。

[0086] 因此, 折算到功率发射端设备的全桥整流输入电阻  $R$ :

$$R = V_{rect} / I_{rect} = \frac{8}{n^2 \pi^2} R_{load}, R_{load} \text{ 为设备电路的等效输入阻抗。}$$

[0087] 综合上述方程, 得到无线充电系统电压增益:

$$[0088] \quad Mv(k, \alpha, \beta, Q_n, \omega_n) = \frac{\omega_n^3 k}{-\beta(k+1)\omega_n^5 + (\alpha\beta + \beta + 1)\omega_n^3 + (\alpha\beta + 1)(k+1)\omega_n + j\{(k-1)(\alpha+1)Q_n * \omega_n^2 - (k-1)(k+1)Q_n * \omega_n^4 + (k-1)^2 \alpha\}} ;$$

[0089] 电压增益模长:

$$[0090] \quad |Mv| = \frac{\omega_n^3 k}{\sqrt{Q_n^2 (k-1)^2 \{(\omega_n^2 + k - 1)\alpha - \omega_n^4 k - \omega_n^4 + \omega_n^2\}^2 + \omega_n^2 \{(\omega_n^2 + k - 1)\alpha\beta + (-\omega_n^4 k - \omega_n^4 + \omega_n^2)\beta + \omega_n^2 + k - 1\}^2}} ;$$

[0091] 电流增益:

$$[0092] \quad Mi(k, \alpha, \beta, Q_n, \omega_n) = \frac{\omega_n^2 k \{\beta\omega_n + j(k-1)Q_n\}}{\beta\omega_n^3 + (\alpha\beta + 1)(k+1)\omega_n + j\{(k-1)Q_n * \omega_n^2 + (k-1)^2 \alpha Q_n\}} ;$$

[0093] 电流增益模长:

$$[0094] \quad |Mi| = \omega_n^2 k \sqrt{\frac{\beta^2 \omega_n^2 + Q_n^2 (k-1)^2}{Q_n^2 (k-1)^2 (k\alpha + \omega_n^2 - \alpha)^2 + \{(k\alpha + \omega_n^2 - \alpha)\beta + k - 1\}^2 \omega_n^2}}。$$

[0095] 由表达式可得, 电压增益  $Mv$  与电流增益  $Mi$  为六元函数。即电压增益  $Mv$  以及电流增益  $Mi$  均与耦合系数  $k$ 、匝数比  $n$ 、谐振电容比  $\alpha$ 、调制电容比  $\beta$ 、负载大小 (其中, 品质因数  $Q_n$  表

征无线充电系统负载的大小)及工作角频率 $\omega_n$ 有关。

[0096] 基于上述图9示出的等效电路,以线圈匝数比 $n=1$ ,线圈耦合系数 $k=0.5$ ,谐振电容比 $\alpha=25/21$ ,绘制电压增益曲线如图10所示,其中横轴为标么化的工作角频率 $\omega_n$ ,纵轴为电压增益 $M_v$ 。其中, $k=0.5$ 时,根据无线充电Qi标准,工作频率为100kHz—200kHz,标么化的工作角频率 $\omega_n$ 为1.0-2.0。以图10为例,若 $Q_n=0.1$ 、 $\omega_n=1.6$ 、 $\beta=0.12$ 时, $M_v \approx 0.9$ ;而 $\beta=0.015$ 时, $M_v \approx 0.68$ ;即 $M_v$ 随 $\beta$ 的增大而增大,电压增益 $M_v$ 与调制电容比 $\beta$ 成正相关;以图10为例,若 $\beta=0.015$ 、 $\omega_n=1.6$ 、 $Q_n=0.1$ 时, $M_v \approx 0.68$ ;而 $Q_n=0.5$ 时, $M_v \approx 0.6$ ;即 $M_v$ 随 $Q_n$ 的增大而减小,电压增益 $M_v$ 与品质因素 $Q_n$ 成负相关。此外,结合上述图3-图6介绍的ASK调制的原理,可以看出,调制电容接入时会增大电压增益,调制电容断开时会减小电压增益,因此调制电容接入后电压增益越大,则调制电容断开后 $V_{rect}$ 的压差就越大,因此增大调制电容比 $\beta$ (即增大调制电容)有利于增大ASK调制的压差即有利于增加 $V_{rect}$ 的压差,例如,当 $Q_n=0.1$ 、 $\omega_n=1.6$ 、 $\beta=0.015$ 时,若 $\omega_n=1.6$ ,则电压增益 $M_v \approx 0.68$ ,若此时 $V_{rect}$ 的压差 $\delta V$ 为98mV,如上所述 $98\text{mV} < 100\text{mV}$ ,可能发生ASK通信失败;若 $\omega_n=1.6$ 、 $\beta=0.12$ 时,则电压增益 $M_v \approx 0.9$ ,此时 $V_{rect}$ 的压差 $\delta V$ 为 $98\text{mV} * (0.9/0.68) \approx 130\text{mV}$ , $130\text{mV} > 100\text{mV}$ ,满足ASK通信的要求,并且在增大调制电容比 $\beta$ 时, $\delta V$ 由98mV提高到130mV。可见增大调制电容比 $\beta$ 可以避免 $V_{rect}$ 的压差过小影响ASK通信质量,减小调制电容比 $\beta$ 可以避免 $V_{rect}$ 的压差过大影响ASK通信质量。

[0097] 结合图11所示,以品质因素 $Q_n=1.0$ 、耦合系数较低 $k=0.1$ ,绘制电压增益曲线,其中横轴为标么化的工作角频率 $\omega_n$ ,纵轴为电压增益 $M_v$ 。其中调制电容比 $\beta$ 依次取0.1、0.25、0.5、0.75和1.0。 $k=0.1$ 时,根据无线充电Qi标准,工作频率为100kHz—200kHz,标么化的工作角频率 $\omega_n$ 为1.35-2.7。由于 $k=0.1$ 取值较小,漏感 $L_{1s}$ 变大,需要降频(即降低工作角频率)以提高带载能力,因此系统工作于 $\omega_n=1.35$ 附近(如图11所示, $\omega_n$ 为1.05-1.45)。例如, $\omega_n=1.3$ 、 $\beta=0.75$ 时, $M_v \approx 0.33$ ;  $\omega_n=1.3$ 、 $\beta=0.1$ 时, $M_v \approx 0.2$ ;即 $M_v$ 随 $\beta$ 的增大而增大,可见通过增大调制电容比 $\beta$ ,可以增加回路电压增益,从而提高带载能力,可以加强ASK通信质量。结合图12所示,以品质因素 $Q_n=1.0$ 、耦合系数较高 $k=0.8$ ,绘制电压增益曲线,其中横轴为标么化的工作角频率 $\omega_n$ ,纵轴为电压增益 $M_v$ 。其中调制电容比 $\beta$ 依次取0.1、0.25、0.5、0.75和1.0。相较于图10所示,在图12中,耦合系数 $k$ ( $k=0.8$ )较大,漏感 $L_{1s}$ 变小,导致

基准角频率 $\omega^0 = \frac{1}{\sqrt{L_{1s} * C_1}}$ 变大;基准角频率变大后,进而导致标么化的工作角频率 $\omega_n$ 变

小:例如, $k=0.5$ 时,标么化的工作角频率 $\omega_n$ 为1.0到2.0,耦合系数 $k$ 变大后,标么化的工作角频率为0.63到1.26;而在图12中,在 $\omega_n=1.05$ 之前, $M_v$ 随着 $\beta$ 的增加而减小,发生ASK负向调制,因此在ASK正向调制过程中(在标么化的工作角频率为1.05到1.26之间),通过增大调制电容比 $\beta$ ,可以增加回路电压增益,从而提高带载能力,加强ASK通信质量。

[0098] 当无线充电系统轻载时,例如已经充满电,或者电子设备刚建立通信(协商充电功率)阶段无线充电系统输出的电流较小,以调制电容比 $\beta$ 分别取0.015和0.12为例,电压增益曲线如图13所示,其中横轴为标么化的工作角频率 $\omega_n$ ,纵轴为电压增益 $M_v$ 。结合之前的分析,ASK通信时需要 $V_{rect}$ 具有有效的电压差,图13中电压增益存在拐点(极小值 $\omega_n=1.3$ ),拐点的大小取决于耦合系数 $k$ ,当调制电容较大时( $\beta=0.12$ ),电压增益较大( $M_v > 0.8$ ),通信时对电容 $C_3$ 充电,而当调制电容断开时,需要将电压增益降低,才能实现 $V_{rect}$ 有效的电

压差。而轻载状态,负载不足,从而导致电容C3电压不断增加,最终通信波形失真。

[0099] 当无线充电系统满载时,以调制电容比 $\beta$ 分别取0.015和0.12为例,电压增益曲线如图14所示,其中横轴为标么化的工作角频率 $\omega_n$ ,纵轴为电压增益 $M_v$ 。无线充电系统满载时,负载的加大会拉近降低通信时整流电压 $V_{rect}$ 的压差且由于负载的加大,工作角频率 $\omega_n$ 将会降低,更进一步降低整流电压 $V_{rect}$ 压差,导致发射端解调失败,例如 $\omega_n=1.6$ 时, $\beta=0.12$ 时, $M_v \approx 0.62$ ;  $\beta=0.015$ 时, $M_v \approx 0.52$ ;电压增益相差0.1;  $\omega_n$ 减小至1.2时, $\beta=0.12$ 时, $M_v \approx 0.8$ ;  $\beta=0.015$ 时, $M_v \approx 0.75$ ;电压增益相差0.05;可见工作角频率 $\omega_n$ 降低后,电压增益相差减小,从而导致整流电压 $V_{rect}$ 压差减小。而如图14所示,增加调制电容比 $\beta$ (即增加调制电容)有利于增大电压增益 $M_v$ ,从而增大整流电压 $V_{rect}$ 压差。

[0100] 以线圈匝数比 $n=1$ ,调制电容比 $\beta=0.12$ ,品质因素 $Q_n=1.0$ 为例,绘制电压增益曲线如图15所示,其中横轴为标么化的工作角频率 $\omega_n$ ,纵轴为电压增益 $M_v$ 。其中,电压增益 $M_v$ 与耦合系数 $k$ 成负相关,与谐振电容比 $\alpha$ 成负相关。耦合系数较大时,漏感 $L_{1s}$ 较小,谐振电容出现过补偿,此时谐振电容的电容值较大,谐振电容比 $\alpha$ 较小,此时调制电容接入时,导致电压增益减小,调制电容断开时,导致电压增益增大,从而引起ASK负向调制。具体的,结合图

16所示,耦合系数 $k$ ( $k=0.8$ )较大时,漏感 $L_{1s}$ 变小,导致基准角频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{1s} * C_1}}$ 变大;基

准角频率变大后,进而导致标么化的工作角频率 $\omega_n$ 变小:例如, $k=0.5$ 时,标么化的工作角频率 $\omega_n$ 为1.0到2.0,耦合系数 $k$ ( $k=0.8$ )变大后,标么化的工作角频率为0.63-1.26;WPC无线充电正常工作阻抗特性为感性,耦合系数变大后,正常工作中将会出现临界阻抗(容性阻抗与感性阻抗),容性阻抗区域(过补偿)将会出现ASK负向调制;如图16所示, $\beta=0.015$ 与 $\beta=0.095$ 的两条曲线存在交点(其中, $\alpha=0.25$ 时,交点在 $\omega_n=0.8$ 处; $\alpha=0.5$ 时,交点在 $\omega_n=0.85$ 处; $\alpha=1.0$ 时,交点在 $\omega_n=1.0$ 处),其中在交点之前,由于 $\beta$ 增大时, $M_v$ 减小,出现ASK负向调制。实际工作下,线圈的耦合系数 $k$ 跟电子设备充电位置相关,因此分析耦合系数 $k$ 较低时,通常为充电位置较偏;耦合系数 $k$ 较高时,通常为线圈间气隙不够或充电位置中心。因此,影响ASK通信质量的主要是耦合系数较大时,引起的ASK负向调制。

[0101] 结合图17所示,以品质因素 $Q_n=1.0$ 、耦合系数较高 $k=0.8$ ,绘制电压增益曲线,其中横轴为工作角频率 $\omega_n$ ,纵轴为电压增益 $M_v$ 。其中谐振电容比 $\alpha$ 依次取0.25、0.33、0.5、1.0和5。无线充电Qi标准,工作频率为100kHz—200kHz,当耦合系数为0.8,系统标么化的工作角频率 $\omega_n$ 在1.26以下,例如, $\omega_n=0.9$ 、 $\alpha=1.0$ 时, $M_v \approx 1.05$ ;  $\omega_n=0.9$ 、 $\alpha=0.25$ 时, $M_v \approx 1.07$ ;即 $M_v$ 随 $\alpha$ 的增大而减小,可见通过减小谐振电容比 $\alpha$ ,可以增加电压增益,从而提高带载能力,加强ASK通信质量。

[0102] 综上,影响ASK通信质量导致电子设备兼容性较差的原因主要为:ASK负向调制、无线充电系统轻载时通信波形失真,以及无线充电系统整流电压 $V_{rect}$ 的压差降低(通常满载时整流电压 $V_{rect}$ 的压差降低更加明显)或升高。根据上述分析,本申请的实施例提供的方案主要依据如下原理解决上述问题:可以通过优化功率接收端电子设备的谐振电容C2或调制电容解决ASK负向调制的问题;通过优化功率接收端电子设备的阻抗解决无线充电系统轻载时通信波形失真问题;通过优化功率接收端电子设备的等效容抗(例如调制电容或谐振电容)解决整流电压 $V_{rect}$ 的压差降低或升高的问题。

[0103] 基于上述的分析结果对本申请的实施例提供的电子设备详细说明如下:

[0104] 在示例一中,本申请的实施例提供一种电子设备,如图18所示,包括设备电路50、电压转换电路203、整流电路202、谐振电路201以及调制电路204,其中,设备电路50的输入端耦接电压转换电路203的输出端,电压转换电路203的输入端耦接整流电路202的输出端,整流电路202的输入端耦接谐振电路201的输出端,调制电路204耦接整流电路202的输入端;其中,谐振电路201用于感应功率发射端设备发送的交变磁场生成感应交变电流;调制电路204用于调制交变电流的幅度;整流电路202用于将调制幅度后的感应交变电流整流生成整流电压 $V_{rect}$ ;电压转换电路203用于将整流电压转换为负载电压输出给设备电路50。

[0105] 谐振电路201包括:谐振电感 $L_2$ 以及与谐振电感 $L_2$ 串联的谐振电容控制电路 $ci_1$ ,其中,谐振电感 $L_2$ 的第一端耦接整流202电路,谐振电感 $L_2$ 的第二端耦接谐振电容控制电路 $ci_1$ 的第一端a,谐振电容控制电路 $ci_1$ 的第二端耦接整流电路202;谐振电容控制电路 $ci_1$ 用于调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。

[0106] 在该示例中,由于谐振电容控制电路 $ci_1$ 能够调整接入谐振电路的谐振电容的电容值,因此结合上述图15、图16、图17的分析,通过调整谐振电容的电容值,可以调整谐振电容比 $\alpha$ ,由于调整谐振电容比 $\alpha$ 能够间接调整整流电压的增益,以解决ASK负向调制或整流电压 $V_{rect}$ 的压差降低或升高的问题,从而改善ASK通信质量,改善电子设备无线充电的兼容性。

[0107] 谐振电容控制电路 $ci_1$ 包括至少一个开关与至少一个电容组成的电容值切换网络,其中,谐振电容控制电路 $ci_1$ 用于控制开关的状态调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。

[0108] 具体的,如图19所示,谐振电容控制电路 $ci_1$ 包括可调电容 $C_j$ ,可调电容 $C_j$ 的第一端耦接谐振电感 $L_2$ 的第二端,可调电容 $C_j$ 的第二端耦接整流电路202。这样可以直接调整可调电容 $C_j$ 的电容值实现调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。

[0109] 如图20所示,谐振电容控制电路 $ci_1$ 包含至少两个并联的谐振电容调节支路 $F(F_1-F_n)$ ,其中,谐振电容调节支路 $F_1(F_2-F_n)$ 的第一端耦接谐振电感 $L_2$ 的第二端(节点a),谐振电容调节支路 $F_1(F_2-F_n)$ 的第二端耦接整流电路202(节点b);其中,至少一个谐振电容调节支路 $F_1(F_2-F_n)$ 上串联有第一开关 $K_a$ 以及第一电容 $C_a$ ,谐振电容控制电路 $ci_1$ 通过调整至少一个谐振电容调节支路 $F_1(F_2-F_n)$ 上的第一开关 $K_a$ 的状态调整接入谐振电路201的谐振电容的电容值。例如,当前默认控制谐振电容调节支路 $F_1$ 的第一开关 $K_a$ 处于导通状态,则谐振电容调节支路 $F_1$ 上的第一电容 $C_a$ 作为谐振电容与谐振电感 $L_2$ 组成谐振回路接收功率发射端电子设备发送的功率,当需要增大电压增益时,可以控制谐振电容调节支路 $F_2$ 的第一开关 $K_a$ 处于导通状态,则谐振电容调节支路 $F_1$ 以及谐振电容调节支路 $F_2$ 上的第一电容 $C_a$ 并联的等效电容作为谐振电容与谐振电感 $L_2$ 组成谐振回路接收功率发射端电子设备发送的功率。由于谐振电容的电容值变大,从而减小谐振电容比,增大电压增益。当然如果并联两个第一电容电压增益仍然不够时,还可以控制更多谐振电容调节支路的第一开关 $K_a$ 导通。

[0110] 如图21所示,其中一条谐振电容调节支路 $F_1(F_2-F_n)$ 包含第二电容 $C_b$ ,其中第二电容 $C_b$ 的第一端耦接谐振电感 $L_2$ 的第二端,第二电容 $C_b$ 的第二端耦接整流电路202。其控制原理与如图21所示任一谐振电容调节支路的控制方式相同,在初始状态第二电容 $C_b$ 作为谐振电容与谐振电感 $L_2$ 组成谐振回路接收功率发射端电子设备发送的功率,当需要增大电压增益时,可以控制谐振电容调节支路 $F_1$ 的第一开关 $K_a$ 处于导通状态,则第二电容 $C_b$ 以及谐振



电容调节支路F1上的第一电容Ca并联的等效电容作为谐振电容与谐振电感L2组成谐振回路接收功率发射端电子设备发送的功率。由于谐振电容的电容值变大,从而减小谐振电容比,电压增益变大。

[0111] 示例性的,上述的第一开关Ka可以为双向开关,谐振电路201中流通的电流为交流形式,因此需要从电流从a到b或者从b到a均能导通,因此第一开关需要有双向导通的作用。具体的该双向开关可以为反向串联的开关管,由于开关管通常具有单向导通的特性,因此需要通过反向串联两个开关管实现双向导通的效果。具体的。在本申请的一些实施例中,上述开关管具有栅极(gate,g)、第一极,例如漏极(drain,d)以及第二极,例如源极(source,s)。本申请的实施例中开关管可以为N型开关管或者P型开关管。以图22为例,第一开关K1包括开关管Qs1和开关管Qs2,以N型开关管为例,Qs1的漏极(drain,d)与Qs2的漏极d连接,Qs1的源极(source,s)通过第一电容Ca连接节点a,Qs2的源极s连接节点b。其中,Qs1以及Qs2的栅极(gate,g)作为第一开关31的选通端,用于接收选通信号。在本申请的一些实施例中,电子设备可以包括如图22所示的选通控制电路207以及驱动电路206,该选通控制电路207用于生成逻辑信号,驱动电路206可将上述逻辑信号转换成电压信号并作为选通信号提供至Qs1以及Qs2的栅极g,从而控制Qs1以及Qs2的导通或截止。其中,由于N型开关管导通时电流的方向是从d到s(其中寄生二极管D1的阳极(anode,a)与Qs1的源极s相耦接。寄生二极管D1的阴极(cathode,c)与Qs1的漏极d相耦接。寄生二极管D2在Qs2中与寄生二极管D1在Qs1中的连接方式相同),以Qs1为例其寄生电容D1的续流作用其导通方向为s到d;因此如果第一开关K包含一个开关管,则在开关管处于截止状态时,不能将s到d方向的电流断路;在该方案中,当Qs1与Qs2同时导通时,从节点a到节点b的电流可以依次通过Qs1的寄生二极管以及Qs2的漏极d和源极s;节点b到节点a的电流可以依次通过Qs2的寄生二极管以及Qs1的漏极d和源极s。

[0112] 由于谐振电容串联在谐振回路中,在功率传输过程中,主要功率是通过谐振电容进行传输,因此调整谐振电容会导致会导致系统不稳定。因此,通常不采用调整谐振电容的方式对ASK调制的容抗进行优化;而在发生ASK负向调制时,会直接导致ASK通信失败,因此,在本申请中主要在ASK负向调制时调整谐振电容,结合上述图16的分析,出现ASK负向调制的主要原因是谐振电容过补偿,谐振电容控制电路ci1用于在整流电压Vrect出现ASK负向调制时,增加接入谐振电路的谐振电容的电容值,以使整流电压恢复ASK正向调制。具体原因分析如下:结合图16,耦合系数k变大,漏感L1s变小,导致基准角频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L1s * C1}}$ 变大;

基准角频率变大后,进而导致标么化的工作角频率变小:例如标么化的工作角频率为1.0到2.0,耦合系数k变大后,标么化的工作角频率为0.63到1.26;WPC无线充电正常工作阻抗特性为感性,耦合系数变大后,正常工作中将会出现临界阻抗(容性阻抗与感性阻抗),容性阻抗区域(过补偿)将会出现负向调制;而增大功率接收端设备的谐振电容C2,基准角频率

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L1s * C1}}$ 不变,标么化的工作角频率亦保持不变,但是功率接收端设备的谐振电容增大C2后,即谐振电容比 $\alpha$ 减小,容性阻抗将向更小的标么化的工作角频率方向移动,从而实现将ASK负向调制更改为ASK正向调制的目的,即 $\alpha$ 减小时,上述交点向右移动。

[0113] 如图23所示,电子设备处于ASK正向调制时,Vrect的波形图如波形图1所示,当电

子设备处于ASK负向调制时,波形图如波形图2中T1阶段所示,其中ASK负向调制时 $V_{rect}$ 的波形图与ASK负向调制时 $V_{rect}$ 的波形图的相位差为 $180^\circ$ 。则设备电路50能够检测整流电压 $V_{rect}$ ,在整流电压出现负向调制时,谐振电容控制电路 $c_{i1}$ 增加接入谐振电路201的谐振电容的电容值,以使整流电压恢复正向调制。

[0114] 例如:结合图19所示,当出现ASK负向调制时,可以增大可调电容 $C_j$ 的电容值,从而减小谐振电容比 $\alpha$ ,将ASK负向调制矫正为ASK正向调制。又例如,结合图20所示,当前默认控制谐振电容调节支路F1的第一开关 $K_a$ 处于导通状态,则谐振电容调节支路F1上的第一电容 $C_a$ 作为谐振电容与谐振电感 $L_2$ 组成谐振回路接收功率发射端电子设备发送的功率,当需要增大电压增益时,可以控制谐振电容调节支路F2的第一开关 $K_a$ 处于导通状态,则谐振电容调节支路F1以及谐振电容调节支路F2上的第一电容 $C_a$ 并联的等效电容作为谐振电容与谐振电感 $L_2$ 组成谐振回路接收功率发射端电子设备发送的功率。由于谐振电容的电容值变大,从而减小谐振电容比,将ASK负向调制矫正为ASK正向调制。当然如果并联两个第一电容不足以将ASK负向调制矫正为ASK正向调制,还可以控制更多谐振电容调节支路的第一开关 $K_a$ 导通。结合图23所示,还提供了 $Q_{s1}$ 和 $Q_{s2}$ 的选通信号的时序,在T1阶段整流电压出现负向调制时,通过在一条或多条谐振电容调节支路的 $Q_{s1}$ 和 $Q_{s2}$ 的栅极 $g$ 输入该时序的选通信号,实现增加谐振电容的电容值的目的。

[0115] 在示例二中,如图24所示,提供一种电子设备,包括:设备电路50、电压转换电路203、整流电路202、谐振电路201以及调制电路204;其中,设备电路50的输入端耦接电压转换电路203的输出端,电压转换电路203的输入端耦接整流电路202的输出端,整流电路202的输入端耦接谐振电路201的输出端,调制电路204耦接整流电路202的输入端;其中,谐振电路201用于感应功率发射端设备发送的交变磁场生成感应交变电流;调制电路204用于调制交变电流的幅度;整流电路用于将调制幅度后的感应交变电流整流生成整流电压;电压转换电路203用于将整流电压转换为负载电压输出给设备电路50;还包括:负载控制电路208;负载控制电路208耦接整流电路202的输入端,负载控制电路208用于在整流电压为低电平时在整流电路202的输入端接入电阻值。

[0116] 在该示例中,由于负载控制电路耦接整流电路的输入端,负载控制电路2可以在整流电压为低电平时在整流电路的输入端接入电阻值,基于对图13的分析,在整流电压为低电平时,调制电容断开,此时需要将电压增益降低,由于在整流电路的输入端接入了电阻值可以在调制电容断开时强行释放整流电路的输入端的能量,避免电容 $C_3$ 电压不断增加,从而对整流电压分压实现对调制波形的改善,例如消除低电平的毛刺或震荡。

[0117] 负载控制电路208包括至少一个开关与至少一个电阻组成的电阻值切换网络,负载控制电路208用于控制开关的状态在整流电路的输入端的接入电阻值。

[0118] 另外,设备电路50还用于检测整流电压 $V_{rect}$ 对应的功率 $P_{out}$ 以及负载控制电路208在在整流电路的输入端接入的电阻值消耗的功率 $P_{ri}$ ;负载控制电路208用于当确定整流电压对应的功率 $P_{out}$ 大于电阻值消耗的功率 $P_{ri}$ 时,将电阻值断开。

[0119] 其中,由于本申请的实施例提供的方案基于差分双相编码方案,其中如图4所示,整流电路202包括两个输入端 $AC_1$ 和 $AC_2$ ,因此,本申请的实施例中如图24所示包含两个负载控制电路208(208-1和208-2),其中负载控制电路208-1连接整流电路202的输入端 $AC_1$ ,负载控制电路208-2连接整流电路202的输入端 $AC_2$ 。两个输入端 $AC_1$ 和 $AC_2$ 连接的负载控制电

路的结构相同。如图25所示,提供一种负载控制电路208的示意图,负载控制电路208包括第一开关Ka和第一电阻R1;第一电阻R1的第一端耦接整流电路202的输入端AC1(或AC2),第一电阻R1的第二端耦接第一开关Ka的第一端,第一开关Ka的第二端接地GND。

[0120] 其中,如图26所示,第一开关Ka包括开关管Q1-2。如上所述,开关管Q1-2可以包括N型开关管或P型开关管。由前述可知N型开关管导通时电流方向时漏极d到源极s,电流需要通过电阻释放到GND,因此采用N型开关管时,可以直接将开关管的源极s接地,避免开关管的源极浮地,例如:将开关管的源极s接地GND,这样使用N型开关管,源极s为固定值,只需将栅极g比源极s电压高即可导通,电路设计较为简单。在采用其他方式时,例如使用P型开关管,P型开关管导通时电流方向时源极s到漏极d,电流需要通过电阻释放到GND,因此漏极d极接地GND,而源极s的电压不固定,无法确定控制P型开关管导通的栅极g电压,因为源极s极对地的电压有两种状态,P型开关管截止时为低电平,P型开关管导通时接近AC1的电压。因此第一开关Ka采用P型开关管时,需要单独设计隔离电源控制或自举升压电路为P型开关管提供选通信号。以上是针对接入AC1的负载控制电路208-1的说明,图26a还示出,AC2接入的负载控制电路208-2中第一开关K可以包括开关管Q2-2,连接方式与开关管Q1-2类似,不在赘述。

[0121] 如图27所示,提供了Q1-2(Q2-2)的选通信号的时序图,例如在电子设备功率传输的建立阶段,电子设备处于轻载状态,则在Vrect为低电平时,开启负载控制电路208的第一开关Ka导通(采用开关管Q1-2(Q2-2)时,通过选通信号控制开关管Q1-2(Q2-2)导通)在整流电路202的输入端AC1(AC2)接入第一电阻,则在ASK通信完成后,设备电路50检测整流电压Vrect对应的功率Pout( $V_{out} \cdot I_{out}$ ,其中Vout为LDO的输出电压,Iout为LDO的输出电流)以及负载控制电路208在整流电路的输入端接入的第一电阻消耗的功率Pri;如图27所示,在时间T2之后检测到Pout大于Pri,则将第一开关Ka断开(采用开关管Q1-2(Q2-2)时,通过选通信号控制开关管Q1-2(Q2-2)截止,其中通过选通信号控制开关管的状态可以参考示例一种的描述,此处不再赘述)。

[0122] 示例三中,如图28所示,提供一种电子设备,包括:设备电路50、电压转换电路203、整流电路202、谐振电路201以及调制电路204;其中,设备电路50的输入端耦接电压转换电路203的输出端,电压转换电路203的输入端耦接整流电路202的输出端,整流电路202的输入端耦接谐振电路201的输出端,调制电路204耦接整流电路202的输入端;其中,谐振电路201用于感应功率发射端设备发送的交变磁场生成感应交变电流;调制电路204用于调制交变电流的幅度;整流电路202用于将调制幅度后的感应交变电流整流生成整流电压;电压转换电路用于将整流电压转换为负载电压输出给设备电路50;

[0123] 调制电路204用于调整接入整流电路202的输入端的调制电容的电容值。

[0124] 其中,由于本申请的实施例提供的方案基于差分双相编码方案,其中如图4所示,整流电路202包括两个输入端AC1和AC2,因此,本申请的实施例中如图28所示包含两个调制电路204(204-1和204-2),其中调制电路204-1连接整流电路202的输入端AC1,调制电路204-2连接整流电路202的输入端AC2。两个输入端AC1和AC2连接的调制电路的结构相同。当然也可以如图4所示,将两个调制电路204-1和204-2,集成于一个调制电路中。

[0125] 结合上述图10、图11、图12、图13、图14的分析,由于调制电路能够调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值,因此可以调整调制电容比的大小,由于调整调制电容比

的大小能够间接调整整流电压的增益,以解决ASK负向调制或整流电压 $V_{rect}$ 的压差降低或升高的问题,从而改善ASK通信质量,改善电子设备无线充电的兼容性。

[0126] 其中,调制电路包括至少一个开关与至少一个电容组成的电容值切换网络,其中,所述调制电路用于控制开关的状态调整接入所述整流电路的输入端的调制电容的电容值。

[0127] 具体的,如图29所示,调制电路204包括第一开关 $K_a$ 、以及可调电容 $C_j$ ,其中可调电容 $C_j$ 的第一端耦接整流电路202的输入端AC1 (AC2),可调电容 $C_i$ 的第二端耦接第一开关 $K_a$ 的第一端,第一开关 $K_a$ 第二端耦接地GND。第一开关 $K_a$ 可以采用开关管Q1-1,例如N型开关管或P型开关管,如图30所示,由于第一开关 $K_a$ 的第二端耦接地GND,因此如上所述该第一开关 $K_a$ 可以优先选用N型开关管。

[0128] 示例性的,如图31所示,调制电路204包括第一开关 $K_a$ 、以及至少两条并联的调制电容支路Y ( $Y_1$ - $Y_n$ ),调制电容支路Y ( $Y_1$ - $Y_n$ )的第一端耦接整流电路202的输入端AC1,调制电容支路Y ( $Y_1$ - $Y_n$ )的第二端耦接第一开关 $K_a$ 的第一端,第一开关 $K_a$ 第二端耦接地GND。任一调制电容支路Y ( $Y_1$ - $Y_n$ )上包括第一电容 $C_a$ 以及第二开关 $K_b$ ,第二开关 $K_b$ 的第一端耦接整流电路202的输入端,第二开关 $K_b$ 的第二端耦接第一电容 $C_a$ 的第一端,第一电容 $C_a$ 的第二端耦接第一开关 $K_a$ 的第一端;调制电路204通过调整至少一个调制电容支路Y ( $Y_1$ - $Y_n$ )上的第二开关 $K_b$ 的状态调整接入整流电路204的输入端的调制电容的电容值。例如,当前默认控制调制电容支路 $Y_1$ 的第二开关 $K_b$ 处于导通状态,需要增大电压增益,则控制调制电容支路 $Y_2$ 的第二开关 $K_b$ 处于导通状态;此时当第一开关 $K_a$ 导通时,接入整流电路202的输入端AC1 (AC2)的调制电容为调制电容支路 $Y_1$ 上的第一电容 $C_a$ 以及 $Y_2$ 上的第一电容 $C_a$ 的并联等效电容;如果需要增大电压增益则继续控制调制电容支路 $Y_3$ 的第二开关 $K_b$ 处于导通状态,这样接入整流电路202的输入端AC1 (AC2)的调制电容为调制电容支路 $Y_1$ 、 $Y_2$ 以及 $Y_3$ 上的三个第一电容 $C_a$ 的并联等效电阻,如此增大接入整流电路204的输入端的调制电容的电容值。若需要减小电压增益,则可以控制将制电容支路 $Y_3$ 的第二开关 $K_b$ 处于截止状态,以减小接入整流电路204的输入端的调制电容的电容值。当然以上只是一种示例,也可以根据实际情况选择同时控制将两条或两条以上的调制电容支路Y同时控制,本申请不做具体限定。此外,如图31所示,任一调制电容支路Y上串联有第二电容 $C_b$ 。如此, $C_b$ 相当于图5中的 $C_{m1}$  ( $C_{m2}$ )。其控制原理与如图31所示任一调制电容支路Y的控制方式相同,在初始状态第二电容 $C_b$ 作为调制电容即如整流电路202的输入端AC1 (AC2),需要增大电压增益时,则控制任一调制电容支路Y上的第二开关 $K_b$ 导通;需要减小电压增益时,则控制当前任一调制电容支路Y上导通的第二开关 $K_b$ 截止。在示例三中,如图32所示,调制电路204-1中第二开关 $K_b$ 可以采用开关管Q1-1,其中图32中还示出了第一电容 $C_a$  ( $C_{a1}$ )以及第一开关 $K_a$  ( $K_{a1}$ )。如图32a所示,调制电路204-2中第二开关 $K_b$ 可以采用开关管Q2-1,其中图32a中还示出了第一电容 $C_a$  ( $C_{a2}$ )以及第一开关 $K_a$  ( $K_{a2}$ )。开关管Q1-1以及开关管Q2-1,可以采用N型开关管或P型开关管,其中通过选通信号控制开关管的状态可以参考示例一种的描述,此处不再赘述。

[0129] 如上示例一所述,由于谐振电容串联在谐振回路中,在功率传输过程中,主要功率是通过谐振电容进行传输,因此调整谐振电容会导致会导致系统不稳定。因此,通常不采用调整谐振电容的方式对ASK调制的容抗进行优化;而在发生ASK负向调制时,会直接导致ASK通信失败,因此,在本申请中主要在ASK负向调制时调整谐振电容,结合上述图15的分析,出现ASK负向调制的主要原因是谐振电容过补偿,虽然调整谐振电容也可以实现对 $V_{rect}$ 压差

的优化,但是考虑其会影响系统稳定性,因此本申请的实施例主要采用调整调制电容的方式优化整流电压 $V_{rect}$ 的压差。

[0130] 例如,电子设备处于满载或重载状态ASK调制异常造成整流电压 $V_{rect}$ 的压差较小,或者整流电压 $V_{rect}$ 的压差过大影响通信质量时,可以通过调整调制电容使得整流电压 $V_{rect}$ 的压差恢复正常范围。其中,设备电路50还用于检测整流电压;调制电路204用于在整流电压的最大压差 $\delta V_{rect} \leq$ 第一阈值电压 $V_{set-th1}$ 时,在整流电压为低电平时增加接入整流电路的输入端的调制电容的电容值;或者调制电路用于在整流电压的最大压差 $\geq$ 第二阈值电压 $V_{set-th2}$ 时,在整流电压为低电平时减小接入整流电路的输入端的调制电容的电容值, $V_{set-th2} > V_{set-th1}$ 。结合图5的说明,由于调制电容接入整流电路时,会将 $V_{rect}$ 的幅度拉高,即对应图5中调制波形的高电平,调制电容从整流电路断开时,会将降低 $V_{rect}$ 的幅度,即对应图5中调制波形的低电平。因此, $V_{set-th1}$ 可以参考 $Q_i$ 规范确定不会影响ASK通信质量的 $\delta V_{rect}$ 的最小值,当最大压差 $\delta V_{rect} \leq$ 第一阈值电压 $V_{set-th1}$ 时,在整流电压为低电平时增加接入整流电路的输入端的调制电容的电容值; $V_{set-th2}$ 可以参考 $Q$ 规范确定不会影响ASK通信质量的 $\delta V_{rect}$ 的最大值,当最大压差 $\delta V_{rect} \geq V_{set-th2}$ 时,在整流电压为低电平时增加接入整流电路的输入端的调制电容的电容值;由于增大了调制电容的电容值,则在调制波形为高电平时, $V_{rect}$ 的幅度会更高,从而增加 $\delta V_{rect}$ ,反之,若减小调制电容的电容值,则在调制波形为高电平时, $V_{rect}$ 的幅度会减小,从而减小 $\delta V_{rect}$ 。

[0131] 例如,结合图29、图30所示,当 $\delta V_{rect} \leq V_{set-th1}$ 可以调大可调电容 $C_j$ 的电容值,当 $\delta V_{rect} \geq V_{set-th2}$ 可以调小可调电容 $C_j$ 的电容值。结合图31,当前默认控制调制电容支路Y1的第二开关 $K_b$ 处于导通状态,在 $\delta V_{rect} \leq V_{set-th1}$ 时,控制调制电容支路Y2的第二开关 $K_b$ 处于导通状态;此时当第一开关 $K_a$ 导通时,接入整流电路202的输入端AC1 (AC2)的调制电容为调制电容支路Y1上的第一电容 $C_a$ 以及Y2上的第一电容 $C_a$ 的并联等效电容;若 $\delta V_{rect} \leq V_{set-th1}$ 则继续控制调制电容支路Y3的第二开关 $K_b$ 处于导通状态,这样接入整流电路202的输入端AC1 (AC2)的调制电容为调制电容支路Y1、Y2以及Y3上的三个第一电容 $C_a$ 的并联等效电阻,如此增大接入整流电路204的输入端的调制电容的电容值。若 $\delta V_{rect} \geq V_{set-th2}$ ,则可以控制将制电容支路Y3的第二开关 $K_b$ 处于截止状态,以减小接入整流电路204的输入端的调制电容的电容值。当然以上只是一种示例,也可以根据 $\delta V_{rect}$ 的实际大小选择同时控制将两条或两条以上的调制电容支路Y同时控制,本申请不做具体限定。如图33所示,还提供了Q1-1 (Q2-1)采用N型开关管时的选通信号的波形图,其中当在T3时刻之前检测到 $\delta V_{rect} \leq V_{set-th1}$ ,则在T3之后整流电压 $V_{rect}$ 为低电平时控制至少一条调制电容支路Y上的Q1-1导通,增加调制电容的电容值。

[0132] 以上示例一、二、三分别提供了三种电子设备,当然上述三种电子设备所包含的改进方案可以分别独立工作,也可以两两或者全部设置于同一电子设备中。结合上述的示例一、示例二及示例三的方案,当电子设备包含上述示例一提供的谐振电路201、以及示例二提供的负载控制电路208以及示例三提供的调制电路202时,为了实现电子设备在无线充电过程中自适应的优化调制波形,本申请的实施例还提供了一种电子设备的控制方法,参照图34所示,具体包括如下步骤:

[0133] 401、设备电路检测整流电压,确定整流电压是否出现ASK负向调制。

[0134] 其中,在电子设备开始通信并建立无线充电功率传输后,首先判断电子设备是否

出现ASK负向调制。原因是如果整流电压出现ASK负向调制,则电子设备会直接停止功率传输。当设备电路确定整流电压出现ASK负向调制时则转步骤402。如果整流电压没有出现ASK负向调制,则转步骤403。

[0135] 402、谐振电容控制电路调整接入谐振电路的谐振电容的电容值。

[0136] 如果通过调整接入谐振电路的谐振电容的电容值,整流电压恢复ASK正向调制,则转步骤401,具体的调整接入谐振电路的谐振电容的电容值的方法参考上述示例一的描述,例如,可以是谐振电容控制电路增加接入谐振电路的谐振电容的电容值,此处不再赘述。否则,电子设备结束功率传输。

[0137] 403、负载控制电路在整流电压为低电平,在整流电路的输入端接入电阻值。

[0138] 其中,由于电子设备进行无线充电建立功率传输后通常处于轻载状态,因此通过载控制电路在整流电压为低电平时在整流电路的输入端接入电阻值(例如可以是第一电阻值),避免整流电压为低电平时出现波形失真。具体在整流电压为低电平时在整流电路的输入端接入电阻值的方式参照示例二的描述,此处不再赘述。

[0139] 404、设备电路还用于检测整流电压对应的功率以及负载控制电路在整流电路的输入端接入的电阻值消耗的功率;确定整流电压对应的功率是否大于电阻值消耗的功率。

[0140] 其中当整流电压对应的功率大于电阻值消耗的功率时,转步骤405,当整流电压对应的功率小于等于电阻值消耗的功率时,转步骤406。

[0141] 405、负载控制电路将电阻值断开。

[0142] 406、负载控制电路保持在整流电压为低电平时在整流电路的输入端接入电阻值。

[0143] 407、调制电路调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值。

[0144] 具体的,设备电路检测整流电压,确定整流电压的最大压差是否大于等于第二阈值电压。

[0145] 当整流电压的最大压差大于等于第二阈值电压转至步骤408,否则转至步骤409。

[0146] 408、调制电路在整流电压为低电平,减小接入整流电路的输入端的调制电容的电容值。

[0147] 其中,通过调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值使得整流电压的最大压差小于第二阈值电压后,电子设备正常进行功率传输直至结束。

[0148] 409、设备电路检测整流电压,确定整流电压的最大压差是否小于等于第一阈值电压。

[0149] 当整流电压的最大压差小于等于第一阈值电压转至步骤410,否则电子设备正常进行功率传输直至结束。

[0150] 410、调制电路在整流电压为低电平,增加接入整流电路的输入端的调制电容的电容值。

[0151] 其中,通过调整接入整流电路的输入端的调制电容的电容值使得整流电压的最大压差大于第一阈值电压后,电子设备正常进行功率传输直至结束。

[0152] 需要说明的是,本申请的实施例中并不限定步骤403-406与步骤407-410的先后顺序,即在执行完步骤401-402确保整流电压为ASK正向调制的状态下,可以先执行步骤403后执行步骤407,或者先执行步骤407后执行步骤403。具体考虑步骤403以及407哪个步骤先满足对应的判断条件,通常由于电子设备间进行无线充电初步建立通信后处于轻载状态,因

此通常首先满足步骤403的判断条件,而步骤407通常是功率传输过程中,电子设备在满载或重载条件下才会满足对应的判断条件。

[0153] 结合上述的示例一、示例二及示例三的方案,当电子设备包含上述示例一提供的谐振电路201且谐振电路包含图22提供的谐振电容控制电路(其中图22中Cb可以为谐振电容(图4中C2))、以及示例二提供的负载控制电路208以及示例三提供的调制电路202且调制电路202包含图31提供的调制电路(其中图31中Cb可以为调制电容电容(图5中Cm1(Cm2)))。电子设备满足以下工况,清除本申请的实施例提供的控制方法逻辑,例如针对示例一提供的方案,停止对谐振电容调节支路上的第一开关Ka的控制,保持谐振电容调节支路上的第一开关Ka处于截止状态,可以仅在谐振电路中接入图22中的第二电容Cb;针对示例二提供的方案,断开负载控制电路208在整流电路202的输入端接入的电阻值;针对示例三提供的方案,停止对调制电容支路上的第二开关Kb的控制,保持调制电容支路上的第二开关Kb处于截止状态,可以仅在整流电路的输入端AC1(AC2)中接入图31中的第二电容Cb。其中,工况一为:电子设备不需要无线充电电力供应(例如:电池已经充满电,用户操作指令指示断开无线充电电力供应);工况二为:电子设备处于ping(检测等待阶段,发射端在该阶段检测潜在接收端的电子设备是否为功率接收器或功率接收器是否需要功率传输)的边缘区域,不需要与发射端有良好的ASK通信;电子设备处于ping的边缘区域,此时功率传输效率很低,此时若强行优化终端设备与发射端的通信,维持功率传输是电能的一种浪费,因此ping的边缘区域,对电子设备不做控制;工况三为:电子设备处于过压,过流或过温等保护中;其中上述工况一和工况三可以由设备电路50根据设备当前的运行状态判断,工况二需要依靠设备电路50依据对上述整流电路、电压转换电路采集的工作参数进行判断,具体的对于变频系统: $V_{out} * I_{out} \leq P_{out\_Th}$ 且 $Freq\_op \leq Freq\_th$ 时,确定满足工况二,对于定频系统: $V_{rect} \leq V_{rect\_th}$ 且 $Thold \geq Tth$ 时,确定满足工况二。其中, $V_{out}$ 为ID0的输出电压, $I_{out}$ 为ID0的输出电流, $P_{out\_Th}$ 为输出功率阈值, $Freq\_op$ 为功率接收端电子设备的工作频率, $Freq\_th$ 为频率阈值,其中Qi规范中 $Freq\_op$ 通常为100-200kHz, $Freq\_th$ 可以根据实际情况设定为110kHz等。 $Thold$ 为 $V_{rect} \leq V_{rect\_th}$ 的持续时间,因此只有 $Thold \geq Tth$ 的范围内 $V_{rect} \leq V_{rect\_th}$ 则该定频系统满足第二工况。

[0154] 以上所述,为本申请的具体实施方式,但本申请的保护范围并不局限于此,任何在本申请揭露的技术范围内的变化或替换,都应涵盖在本申请的保护范围之内。因此,本申请的保护范围应以所述权利要求的保护范围为准。

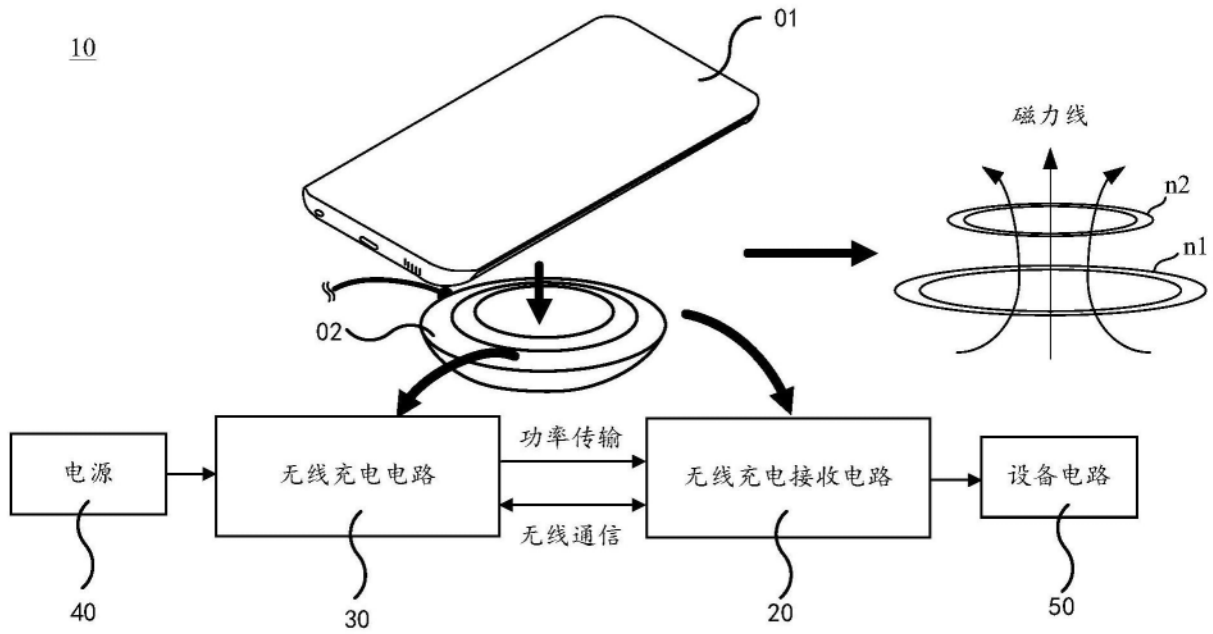


图1

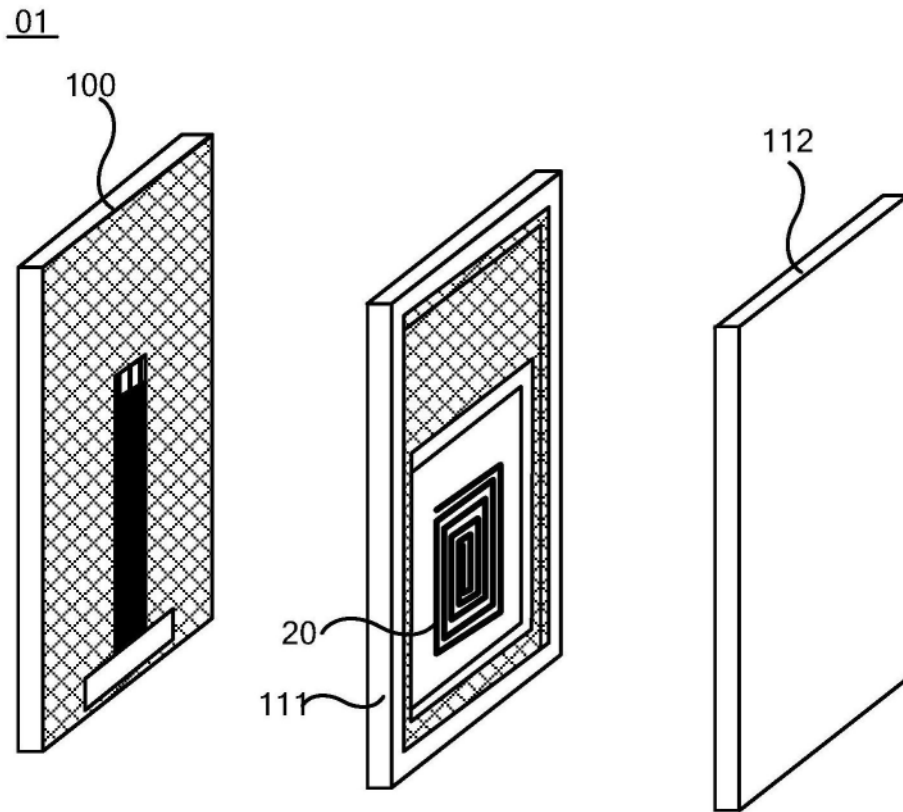


图2



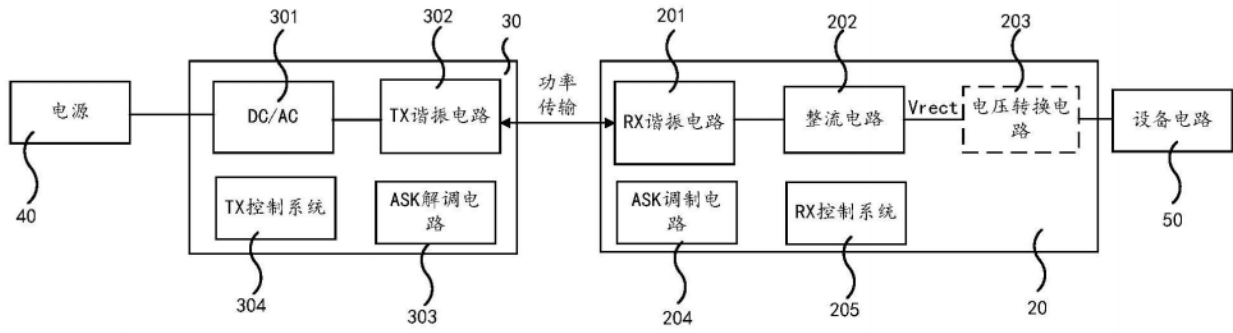


图3

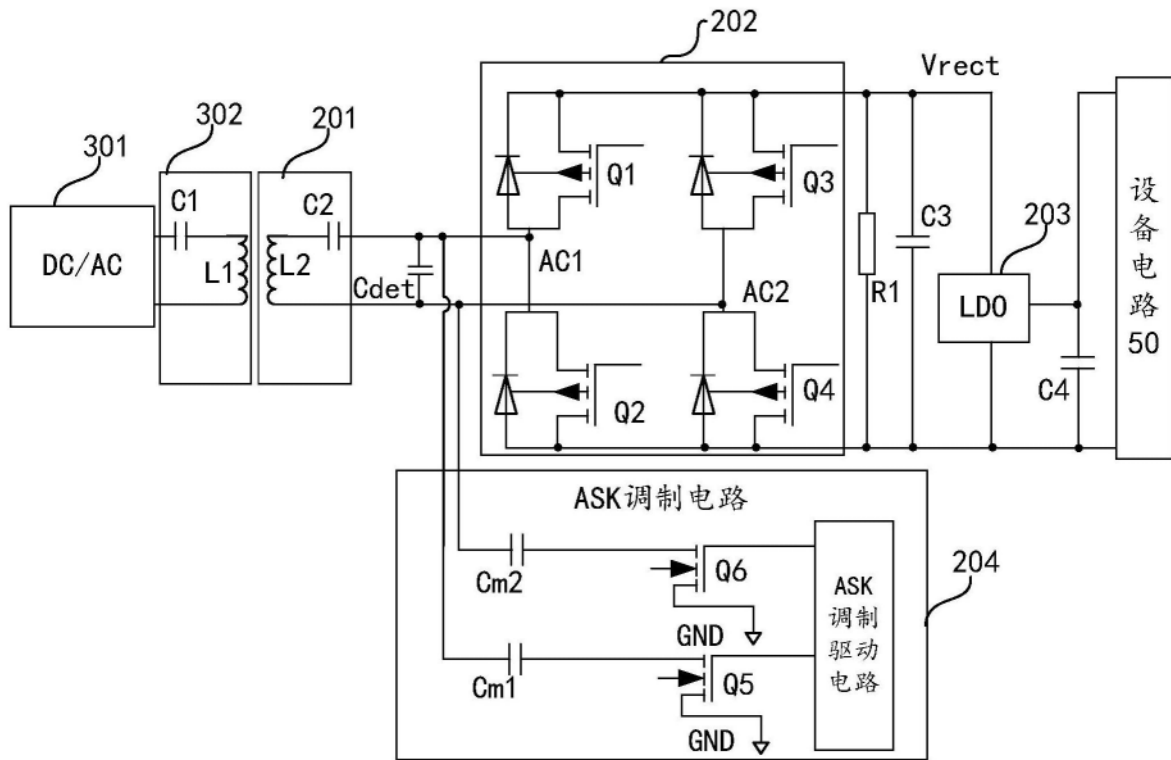


图4

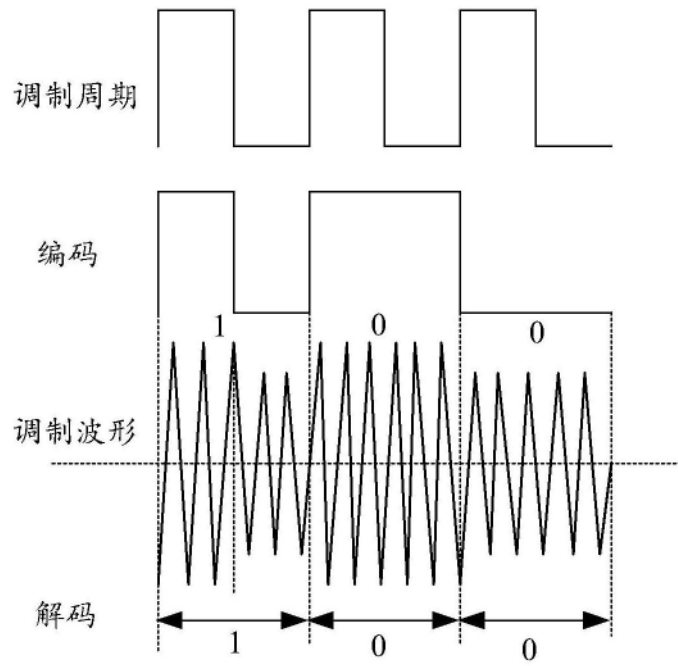


图5

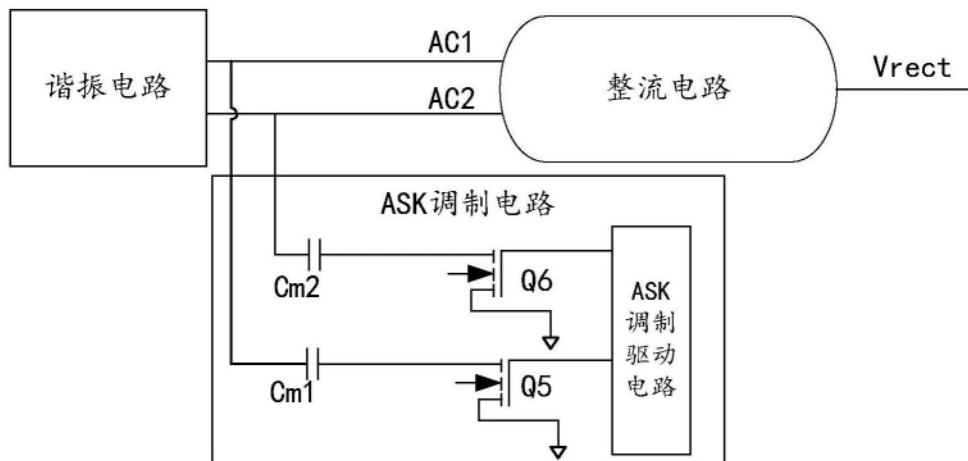


图6

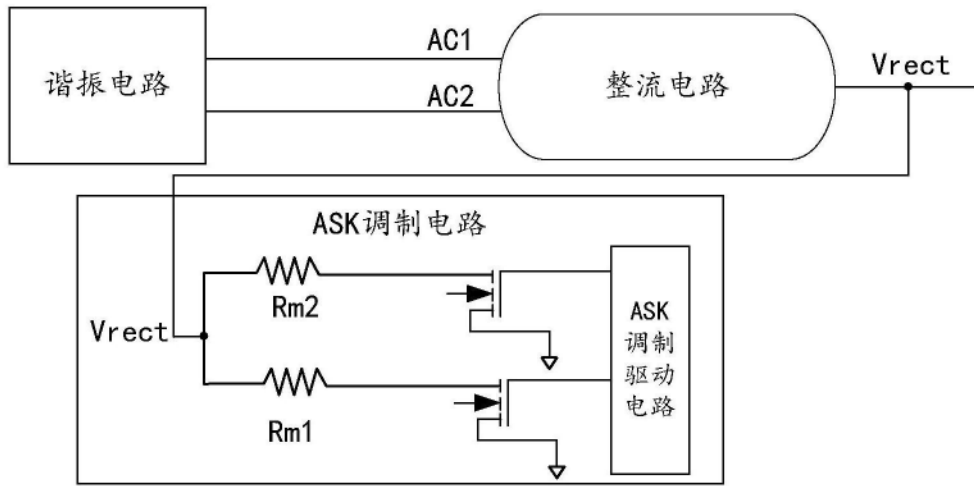


图7

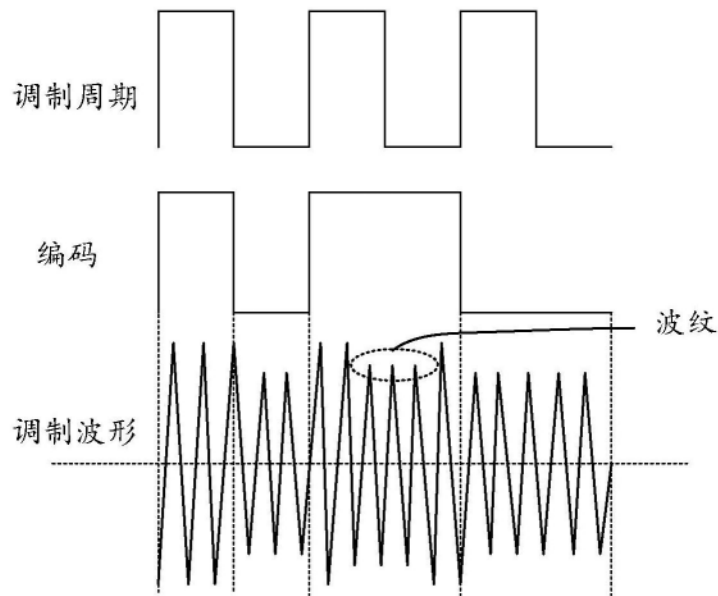


图8

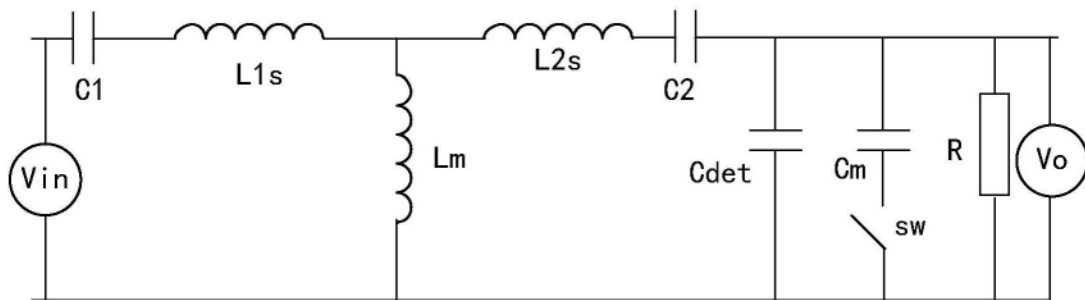


图9

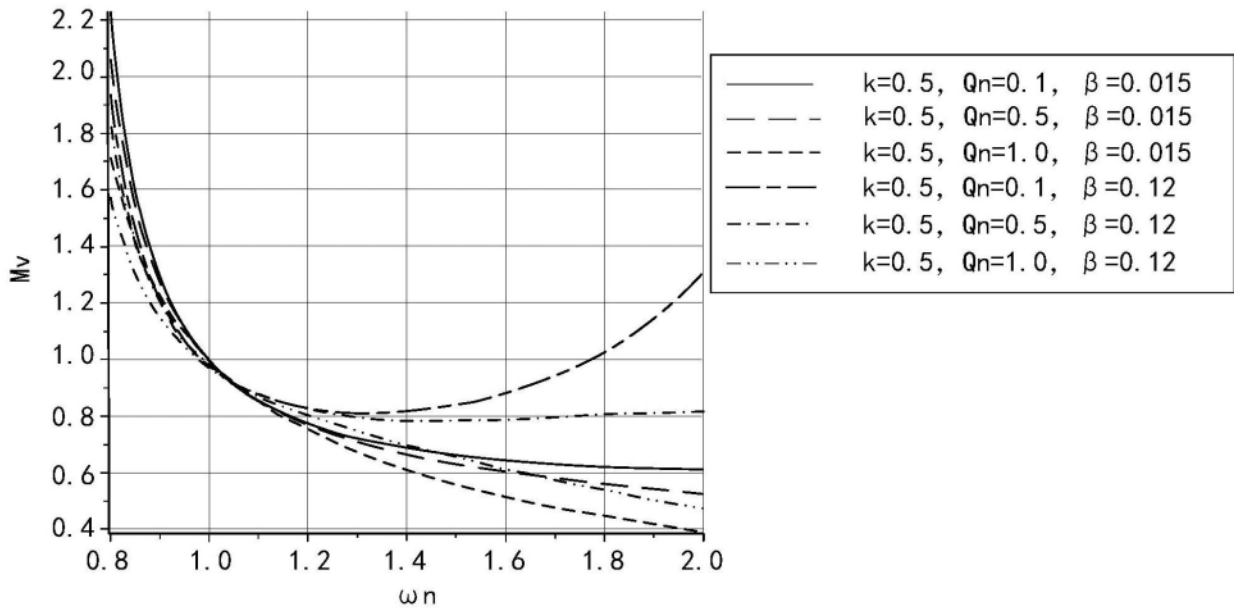


图10

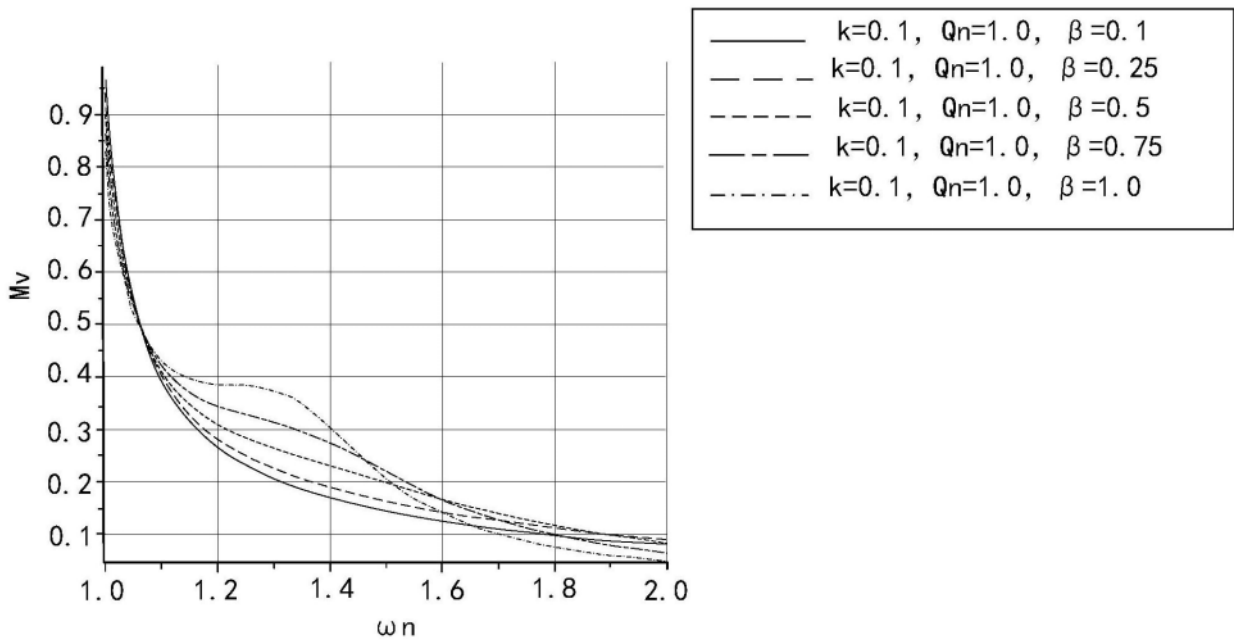


图11

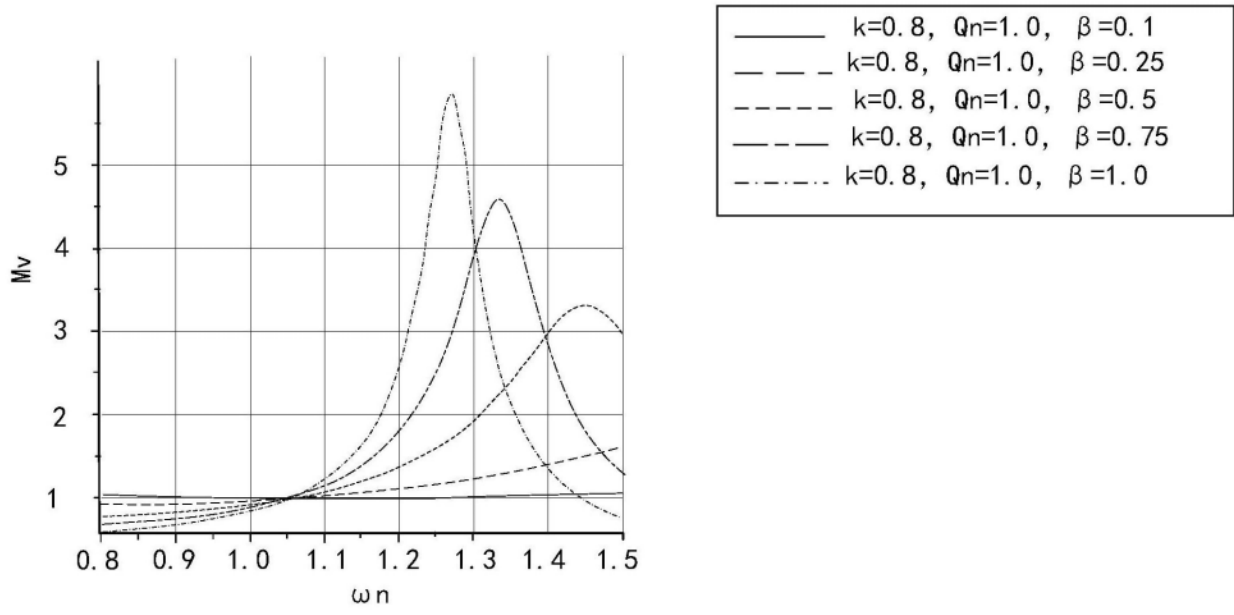


图12

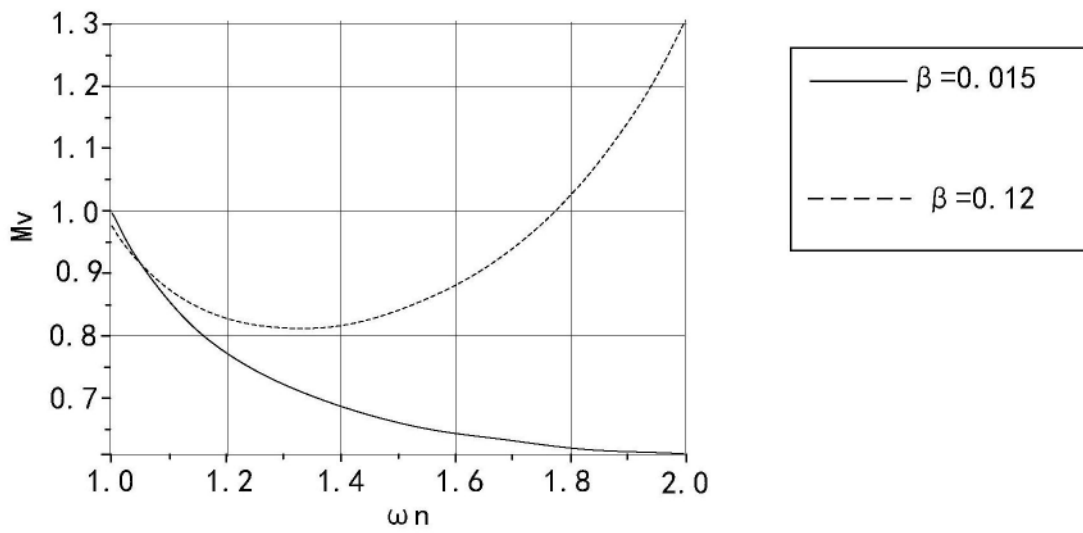


图13

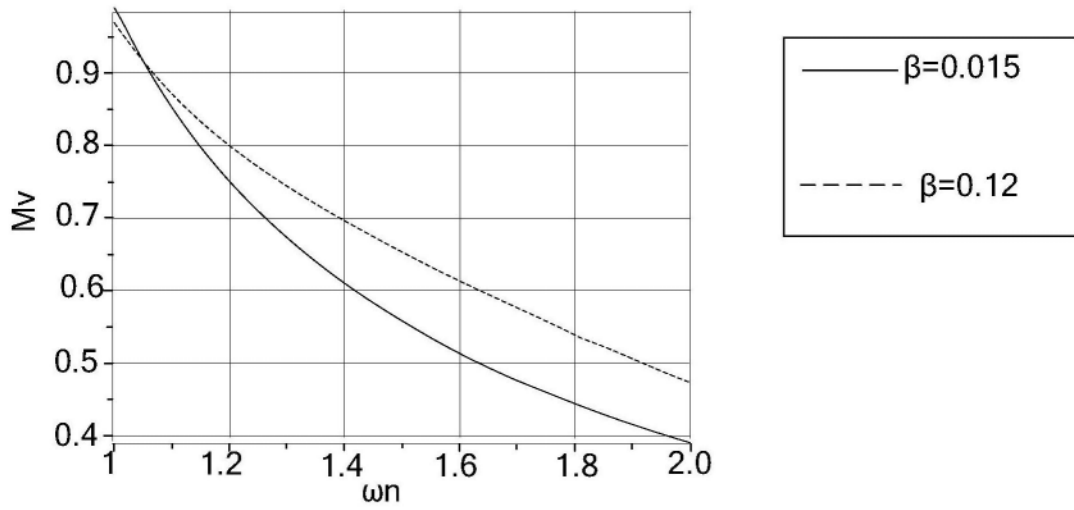


图14

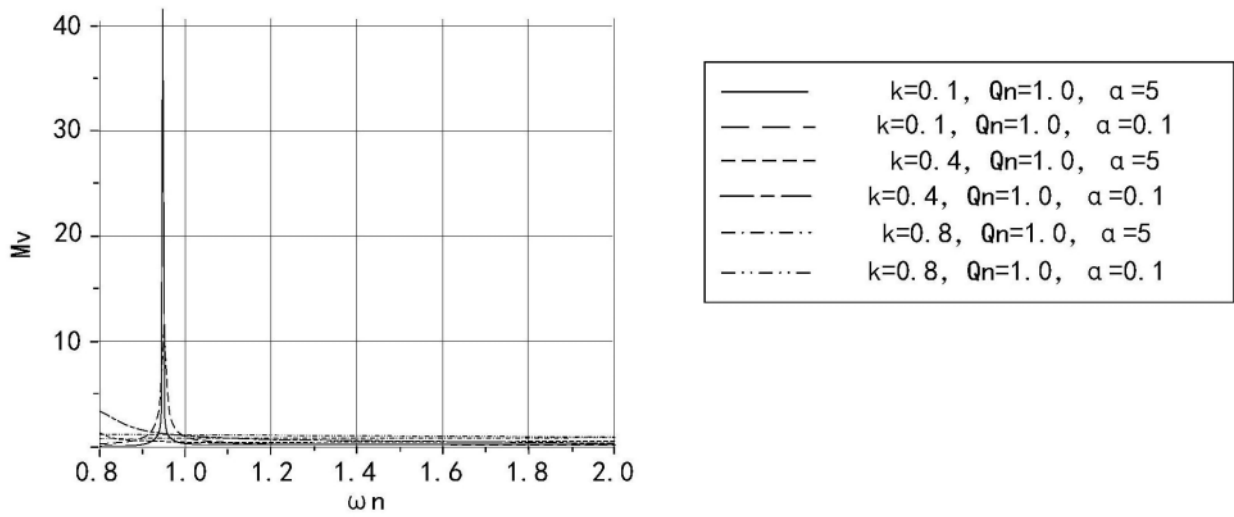


图15

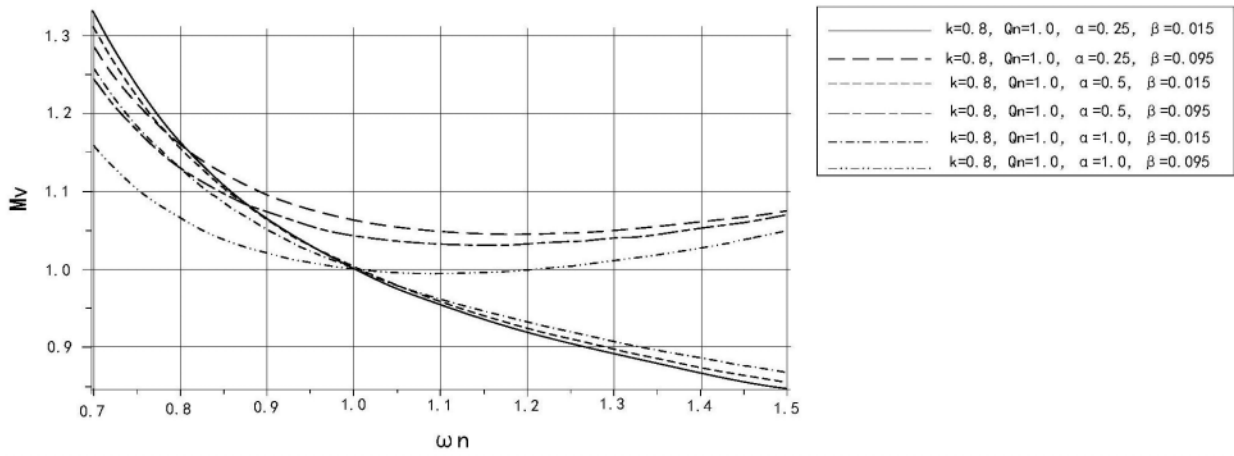


图16

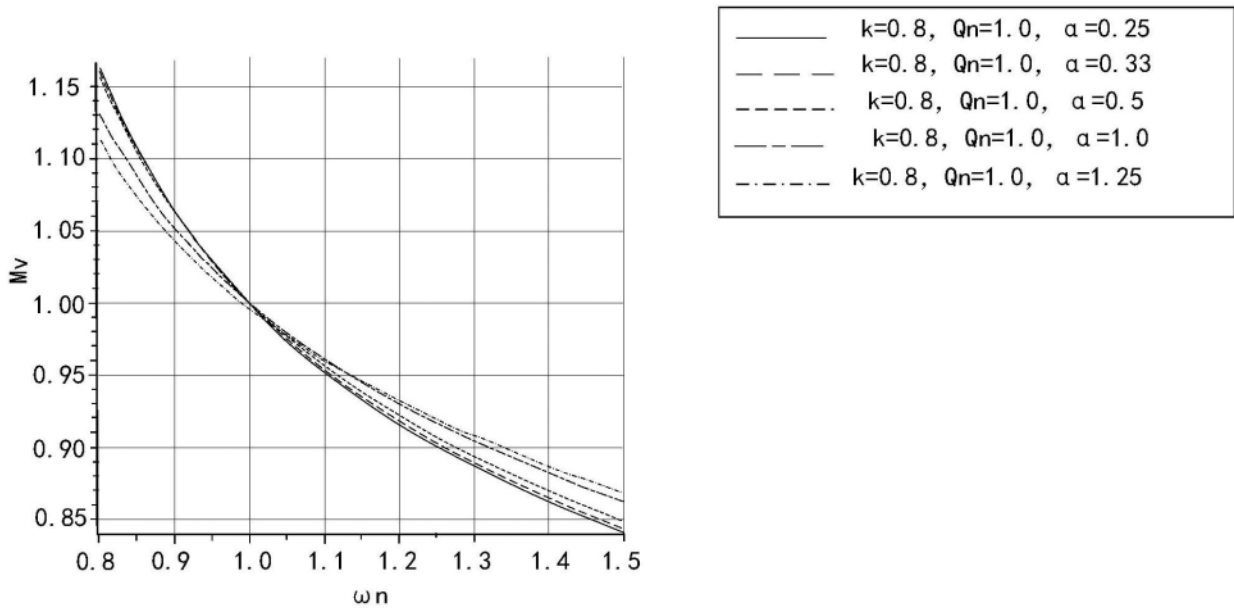


图17

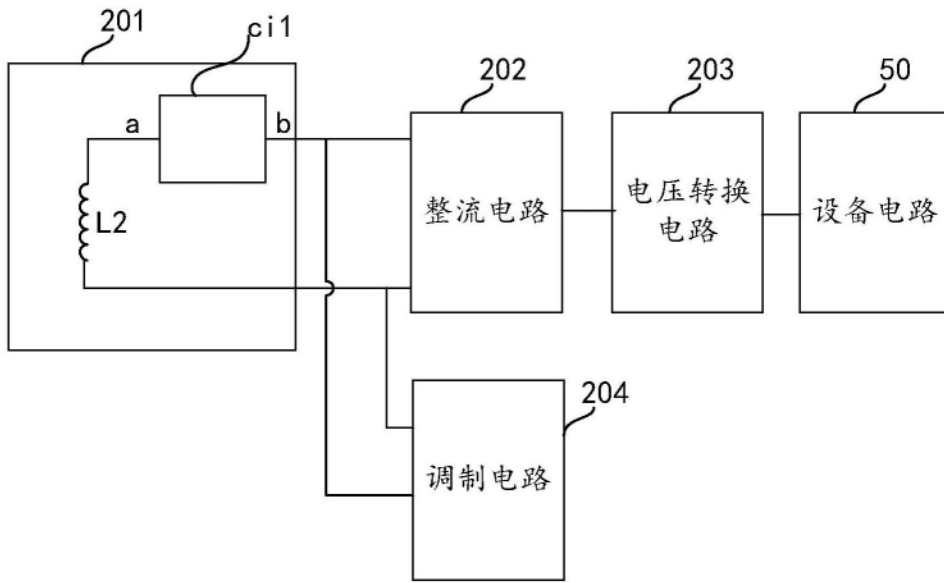


图18

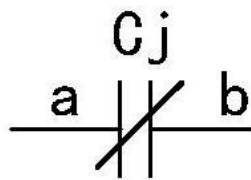


图19

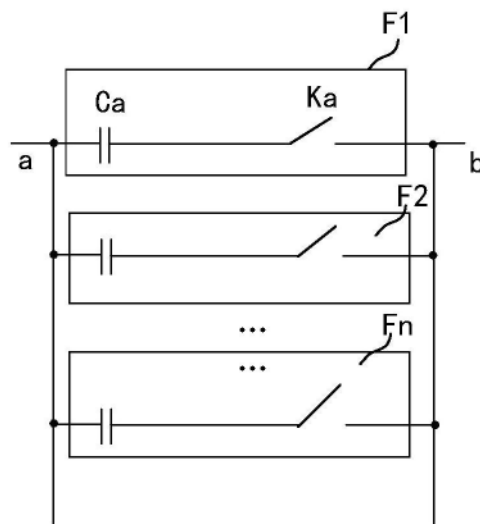


图20



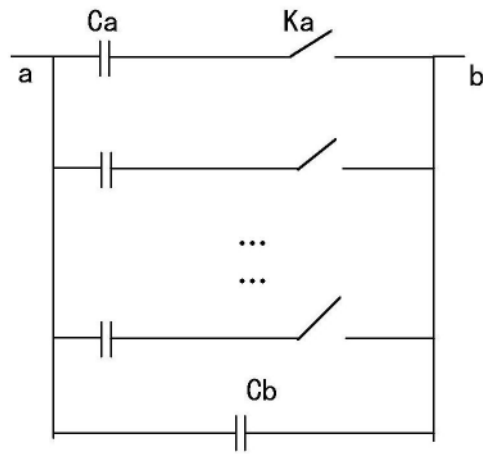


图21

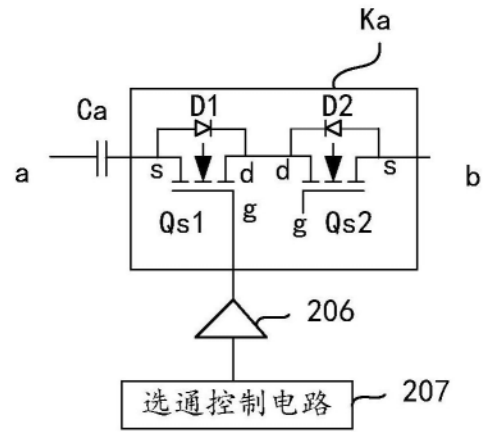


图22

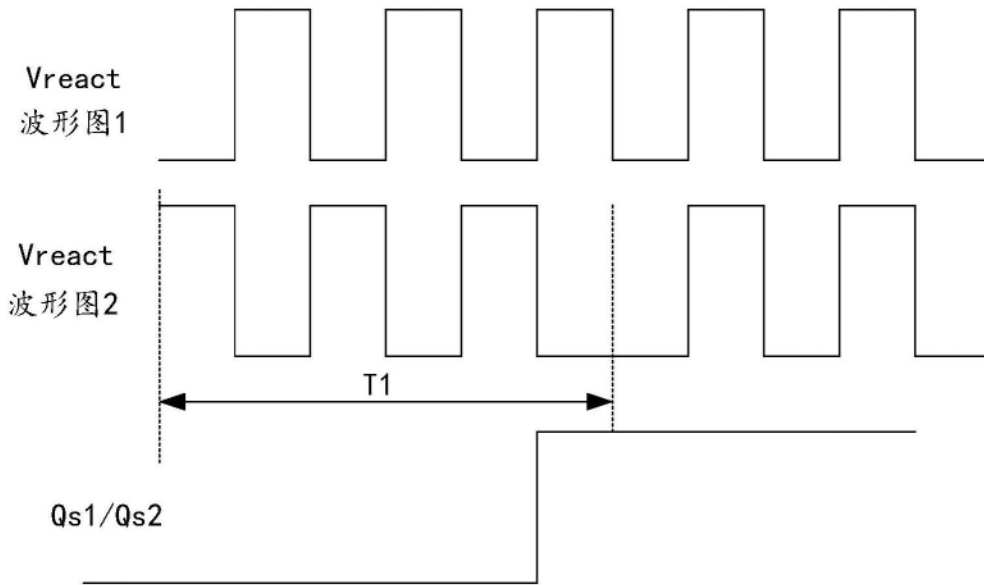


图23

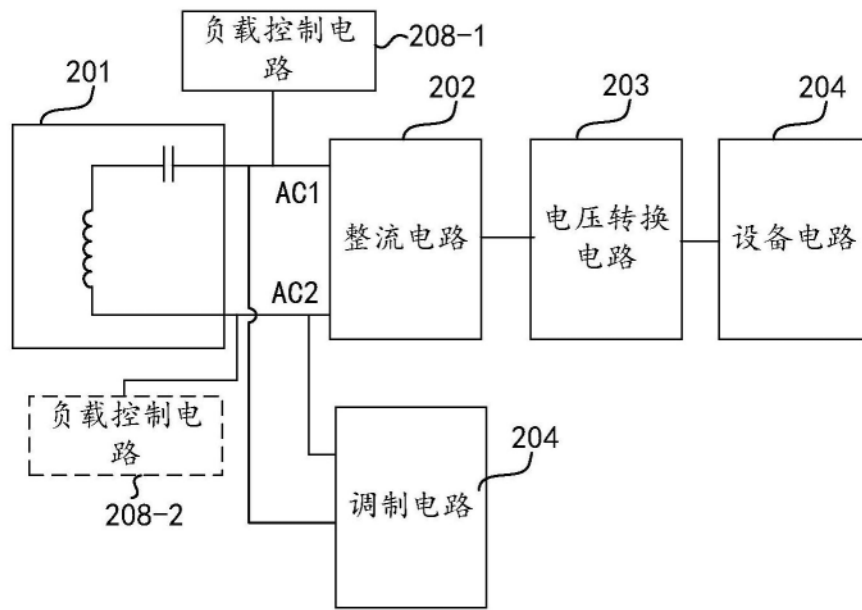


图24

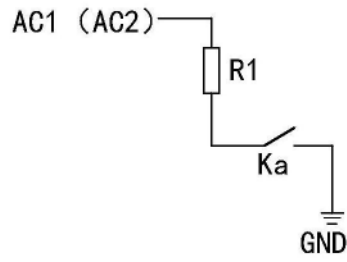


图25

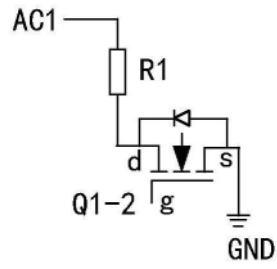


图26

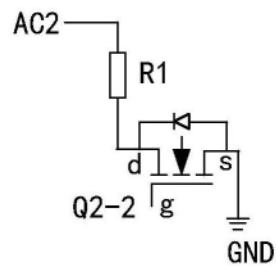


图26a

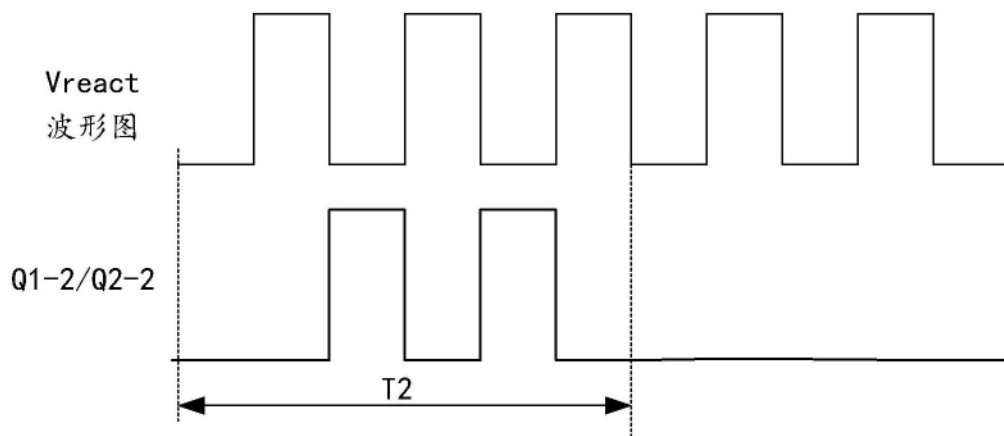


图27

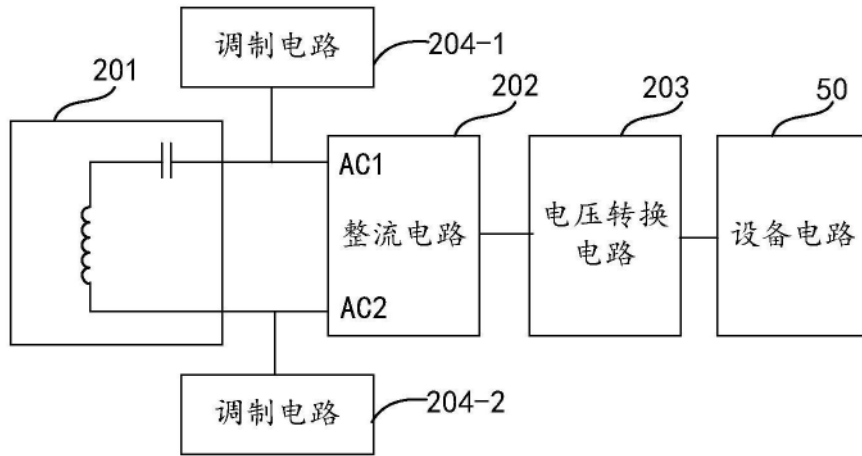


图28

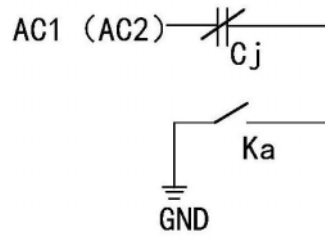


图29

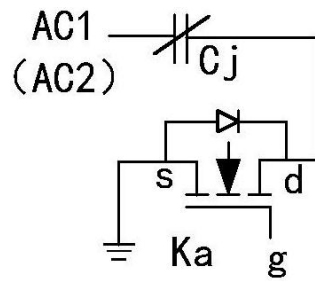


图30

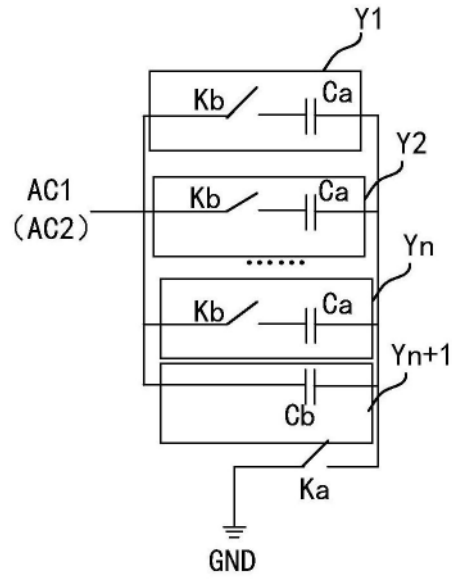


图31

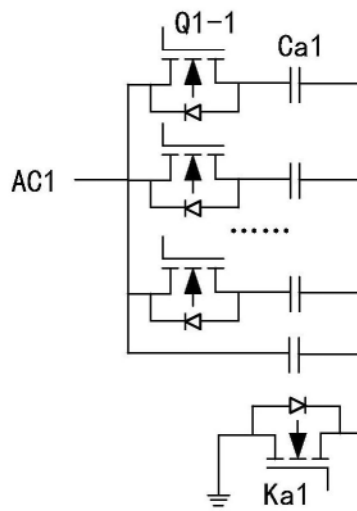


图32

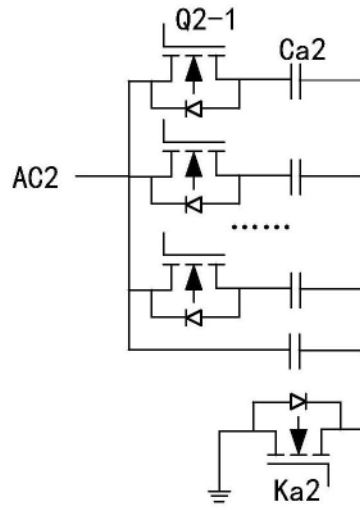


图32a

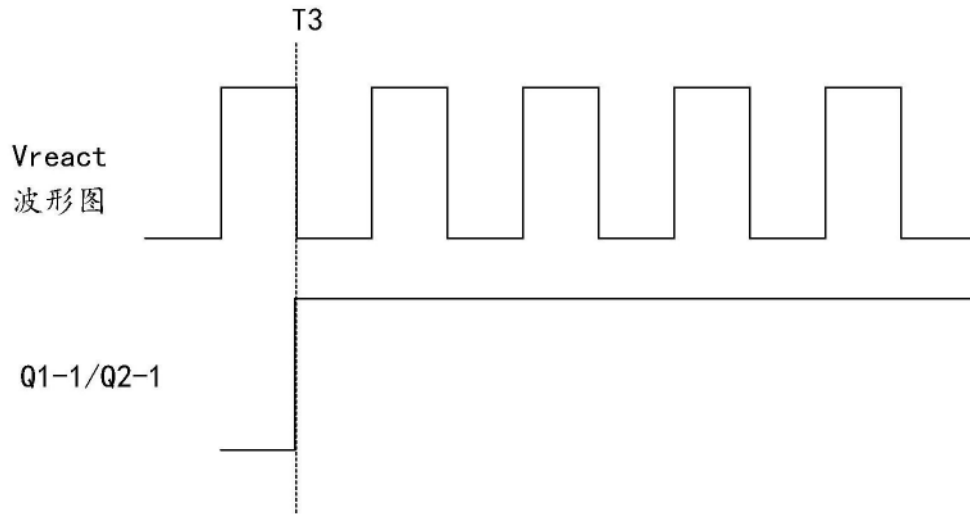


图33

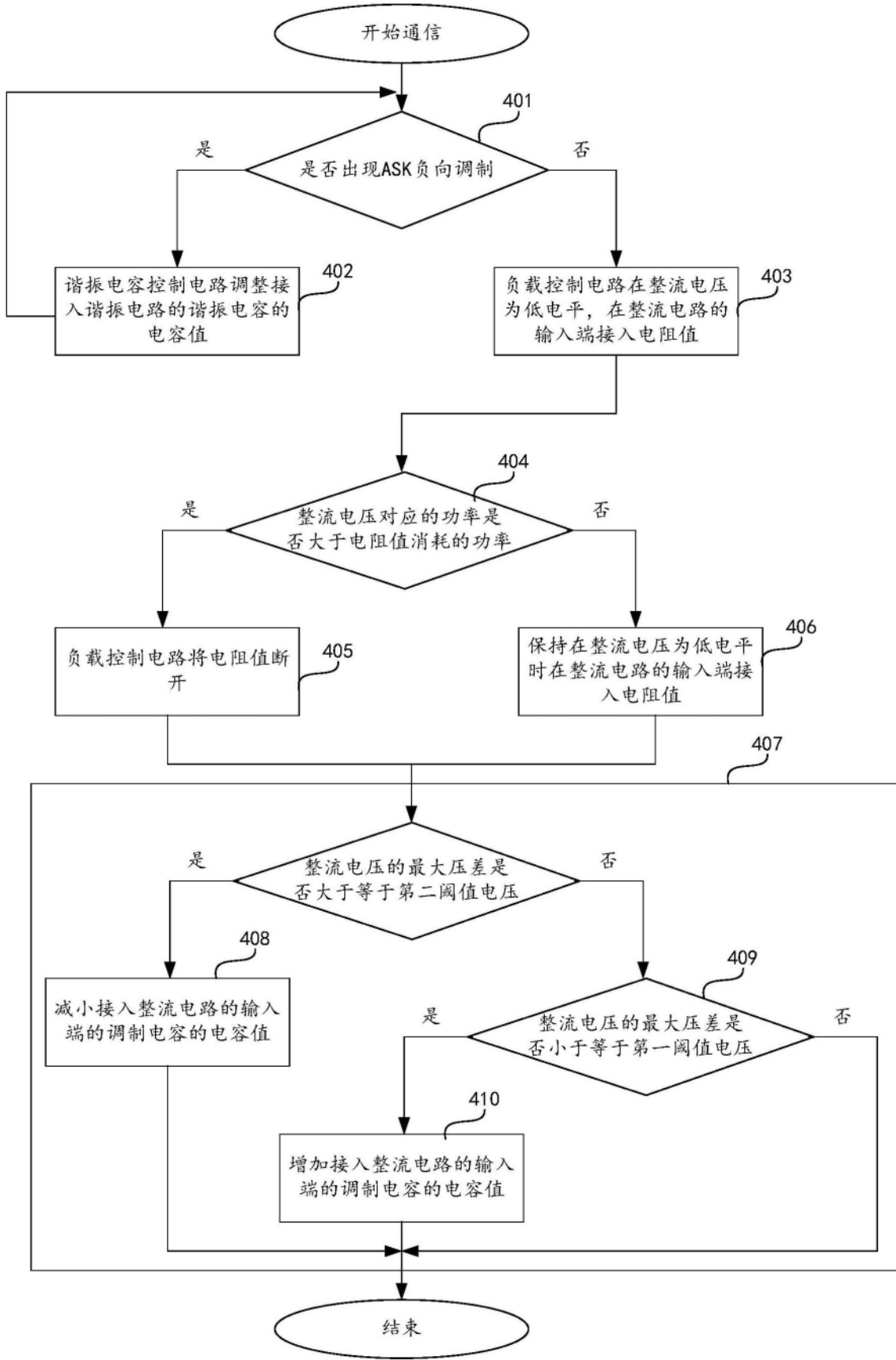


图34