



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103460615 B

(45) 授权公告日 2016. 04. 27

(21) 申请号 201280017341. 9

(22) 申请日 2012. 02. 06

(30) 优先权数据

61/440138 2011. 02. 07 US

61/564130 2011. 11. 28 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2013. 10. 08

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2012/023959 2012. 02. 06

(87) PCT国际申请的公布数据

W02012/109137 EN 2012. 08. 16

(73) 专利权人 捷通国际有限公司

地址 美国密执安州

(72) 发明人 M. J. 诺尔康克 J. K. 施万内克

C. J. 穆尔 J. B. 泰勒

N. W. 古文霍文 D. R. 利夫

J. L. 阿米斯塔迪 R. D. 格鲁伊奇

A. 凯莱 K. C. 阿姆斯特隆

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 杜娟娟 刘春元

(51) Int. Cl.

H04B 5/00(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101442221 A, 2009. 05. 27,

US 2010171369 A1, 2010. 07. 08,

JP 2006060909 A, 2006. 03. 02,

CN 1768497 A, 2006. 05. 03,

CN 1324468 A, 2001. 11. 28,

US 2009101716 A1, 2009. 04. 23,

US 2008194200 A1, 2008. 08. 14,

审查员 高胜凯

权利要求书6页 说明书16页 附图18页

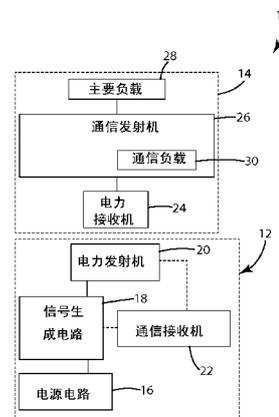
(54) 发明名称

提供无线电力传输系统中的通信的系统及方法

(57) 摘要

一种通信系统使用键控调制来编码可变频率电力传输信号上的固定频率通信,其中单个通信比特由多个调制表示。为了提供固定通信速率,与各个比特相关联的调制数目随通信频率与载波信号频率的比率动态地变化。在一个实施例中,本发明提供了动态相移键控调制,其中通过以一定速率切换负载来生成通信,该速率为电力传输频率的分数。在另一个实施例中,本发明通过以锁相的速率且以电力传输频率的谐波切换通信发射机中的负载来提供通信。在又一个实施例中,本发明提供相移键控调制,例如,包括以两个不同频率中的一者的调制。

CN 103460615 B



1. 一种使用键控调制在远程装置与感应电源之间传送数据的方法,所述方法包括:
经由可变频率电力传输信号从所述感应电源接收感应电力;
使比特数据流编码成固定频率通信信号;

通过以一定速率切换通信发射机的负载来调制所述可变频率电力传输信号上的所述固定频率通信信号,其中所述数据流的每一个比特由所述可变频率电力传输信号上的多个调制表示;以及

在操作期间,确定切换发生的所述速率为可变频率电力传输信号的频率的函数,以提供固定频率通信而不管可变频率电力传输信号的频率的变化。

2. 根据所述权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述通信发射机配置成调制所述负载,以及其中所述调制包括以一定速率切换所述通信发射机中的负载,所述速率为所述可变频率电力传输信号的分数的。

3. 根据权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述速率为所述可变频率电力传输信号的二分之一。

4. 根据权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述负载被切换以增大所述可变频率电力传输信号的每隔一个波形的大小。

5. 根据权利要求 2 所述的方法,其特征在于,所述负载被切换以增大所述可变频率电力传输信号的每隔一个波形的峰或谷的大小。

6. 根据权利要求 4 或 5 所述的方法,其特征在于,所述调制包括在每偶数个波形或每奇数个波形上切换所述负载。

7. 根据权利要求 1、2 到 5 中任一项所述的方法,其特征在于,所述调制包括产生调制器控制信号,所述调制器控制信号通过 (a) 工作在所述可变频率电力传输信号的偶整数分数的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号进行异或运算形成,其中所述可变频率电力传输信号被根据所述调制器控制信号调制。

8. 根据权利要求 1、2 到 5 中任一项所述的方法,其特征在于,还包括通过使所述可变频率电力传输信号时间片化和比较两个时间片之间的 DC 偏移来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

9. 根据前述权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述通信发射机配置成以一定调制速率调制负载,所述调制速率是在所述可变频率电力传输信号的谐波处,其中,所述通信发射机被配置成以与可变频率电力传输信号同相地调制所述负载。

10. 根据权利要求 9 所述的方法,其特征在于,所述速率为所述可变频率电力传输信号的四倍。

11. 根据权利要求 9 所述的方法,其特征在于,所述调制包括:

产生第一调制控制信号,所述第一调制控制信号由 (a) 工作在所述调制速率的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号进行异或形成;

产生第二调制控制信号,所述第二调制控制信号通过对 (a) 工作在所述调制速率的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号的所述异或求反而形成;

在所述可变频率电力传输信号的正半部分期间根据所述第一调制控制信号切换所述调制负载;以及

在所述可变频率电力传输信号的负半部分期间根据所述第二调制控制信号切换所述

调制负载。

12. 根据权利要求9至权利要求11中的任一项所述的方法,其特征在于,还包括通过使所述可变频率电力传输信号时间片化和识别所述时间片之中的DC偏移来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

13. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述通信发射机配置成以两个不同频率中的一个调制所述负载。

14. 根据权利要求13所述的方法,其特征在于,所述数据流的高比特通过以第一频率调制来传送,以及其中所述数据流的低比特通过以第二频率调制来传送。

15. 根据权利要求14所述的方法,其特征在于,所述第一频率为所述可变频率电力传输信号的八分之一,以及所述第二频率为所述可变频率电力传输信号的十分之一。

16. 根据权利要求13至权利要求15中任一项所述的方法,其特征在于,还包括通过使所述可变频率电力传输信号通过鉴频器来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

17. 根据权利要求1、2到5中任一项所述的方法,其特征在于,所述负载包括电阻元件、电容元件和电感元件中的至少一者。

18. 根据权利要求1、2到5中任一项所述的方法,其特征在于,所述通信发射机调制所述可变频率电力传输信号上的所述固定频率通信信号使得通信反相被避免。

19. 一种用于将电力从感应电源传输至远程装置且用于将数据从所述远程装置传送到所述感应电源的远程装置,所述远程装置包括:

适于接收可变频率电力传输信号的电力接收机;

适于将比特数据流编码成固定频率通信信号的控制器;以及

适于有选择地以一定速率切换负载用于调制所述可变频率电力传输信号上的固定频率通信信号的通信发射机,其中所述数据流中的每一个比特均由所述可变频率电力传输信号上的多个调制表示,其中,所述负载被选择地切换的速率在操作期间被确定为可变频率电力传输信号的频率的函数,以提供固定频率通信而不管可变频率电力传输信号的频率的变化。

20. 根据权利要求19所述的远程装置,其特征在于,所述感应电源包括用于将来自于所述可变频率电力传输信号的数据流解码的检测器电路。

21. 根据权利要求19所述的远程装置,其特征在于,所述通信发射机配置成调制所述负载,以及其中所述负载被通过以一定速率切换所述通信发射机中的负载来调制,所述速率为所述可变频率电力传输信号的分数。

22. 根据权利要求21所述的远程装置,其特征在于,所述速率为所述可变频率电力传输信号的二分之一。

23. 根据权利要求21所述的远程装置,其特征在于,所述负载被切换以增大所述可变频率电力传输信号的每隔一个波形的大小。

24. 根据权利要求21所述的远程装置,其特征在于,所述负载被切换以增大所述可变频率电力传输信号的每隔一个波形的峰或谷的大小。

25. 根据权利要求23或24所述的远程装置,其特征在于,所述调制包括在每偶数个波形或每奇数个波形上切换所述负载。

26. 根据权利要求 19 与 21 - 24 中任一项所述的远程装置,其特征在於,所述通信发射机被配置成产生调制器控制信号,所述调制器控制信号通过 (a) 工作在所述可变频率电力传输信号的偶整数分数的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号进行异或运算形成,其中所述可变频率电力传输信号被根据所述调制器控制信号调制。

27. 根据权利要求 19 与 21 - 24 中任一项所述的远程装置,其特征在於,所述感应电源被配置成通过对所述可变频率电力传输信号划时间片以及比较两个时间片之间的 DC 偏移对来自所述可变频率电力传输信号的数据流进行解码。

28. 根据权利要求 19 或 20 所述的远程装置,其特征在於,所述通信发射机被配置成以一定调制速率调制负载,所述调制速率是在所述可变频率电力传输信号的谐波的频率处,其中,所述通信发射机被配置成以与可变频率电力传输信号同相地调制所述负载。

29. 根据权利要求 28 所述的远程装置,其特征在於,所述速率为所述可变频率电力传输信号的四倍。

30. 根据权利要求 28 所述的远程装置,其特征在於,所述通信发射机配置成:

产生第一调制控制信号,所述第一调制控制信号由 (a) 工作在所述调制速率的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号进行异或形成;

产生第二调制控制信号,所述第二调制控制信号通过对 (a) 工作在所述调制速率的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号的所述异或求反而形成;

在所述可变频率电力传输信号的正半部分期间根据所述第一调制控制信号切换所述调制负载;以及

在所述可变频率电力传输信号的负半部分期间根据所述第二调制控制信号切换所述调制负载。

31. 根据权利要求 28 所述的远程装置,其特征在於,所述通信发射机配置成通过使所述可变频率电力传输信号时间片化和识别所述时间片之中的 DC 偏移来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

32. 根据权利要求 19 或 20 所述的远程装置,其特征在於,所述通信发射机配置成以两个不同频率中的一个调制所述负载。

33. 根据权利要求 32 所述的远程装置,其特征在於,所述数据流的高比特通过以第一频率调制来传送,以及其中所述数据流的低比特通过以第二频率调制来传送。

34. 根据权利要求 33 所述的远程装置,其特征在於,所述第一频率为所述可变频率电力传输信号的八分之一,以及所述第二频率为所述可变频率电力传输信号的十分之一。

35. 根据权利要求 32 所述的远程装置,其特征在於,所述感应电源被配置成通过使所述可变频率电力传输信号通过鉴频器来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

36. 根据权利要求 19 或 20 所述的远程装置,其特征在於,所述负载包括电阻元件、电容元件和电感元件中的至少一者。

37. 根据权利要求 19 所述的远程装置,其特征在於,所述通信发射机调制所述可变频率电力传输信号上的所述固定频率通信信号使得通信反相被避免。

38. 一种使用键控调制用于将电力从感应电源传送至远程装置且用于在所述远程装置与所述感应电源之间传送数据的系统,所述系统包括:

适于接收可变频率电力传输信号的电力接收机；

用于将比特数据流编码成固定频率通信信号的控制装置；以及

有选择地以一定速率切换负载用于调制所述可变频率电力传输信号上的固定频率通信信号的通信发射机，其中所述数据流中的每一个比特均由所述可变频率电力传输信号上的多个调制表示，其中，所述负载被选择地切换的速率在操作期间被确定为可变频率电力传输信号的频率的函数，以提供固定频率通信而不管可变频率电力传输信号的频率的变化。

39. 根据权利要求 38 所述的系统，其特征在于，所述远程装置包括所述通信发射机，使得所述远程装置使用键控调制将数据传送至所述感应电源，以及其中所述感应电源包括用于解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流的检测器电路。

40. 根据权利要求 38 所述的系统，其特征在于，所述通信发射机配置成调制所述负载，以及其中通过以一定速率切换所述通信发射机中的负载调制所述负载，所述速率为所述可变频率电力传输信号的分数。

41. 根据权利要求 40 所述的系统，其特征在于，所述速率为所述可变频率电力传输信号的二分之一。

42. 根据权利要求 40 所述的系统，其特征在于，所述负载被切换以增大所述可变频率电力传输信号的每隔一个波形的大小。

43. 根据权利要求 40 所述的系统，其特征在于，所述负载被切换以增大所述可变频率电力传输信号的每隔一个波形的峰或谷的大小。

44. 根据权利要求 40 或 43 所述的系统，其特征在于，所述调制包括在每偶数个波形或每奇数个波形上切换所述负载。

45. 根据权利要求 40 — 43 中任一项所述的系统，其特征在于，其中所述通信发射机配置成产生调制器控制信号，所述调制器控制信号由 (a) 工作在所述可变频率电力传输信号的偶整数分数的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号进行异或形成，其中所述可变频率电力传输信号根据所述调制器控制信号调制。

46. 根据权利要求 38、40 — 43 中任一项所述的系统，其特征在于，所述感应电源被配置成通过使所述可变频率电力传输信号时间片化和比较两个时间片之间的 DC 偏移来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

47. 根据权利要求 38 所述的系统，其特征在于，所述通信发射机被配置成一定调制速率调制负载，所述调制速率是在所述可变频率电力传输信号的谐波的频率处，其中，所述通信发射机被配置成以与可变频率电力传输信号同相地调制所述负载。

48. 根据权利要求 47 所述的系统，其特征在于，所述速率为所述可变频率电力传输信号的四倍。

49. 根据权利要求 47 所述的系统，其特征在于，所述通信发射机配置成：

产生第一调制控制信号，所述第一调制控制信号由 (a) 工作在所述调制速率的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号进行异或形成；

产生第二调制控制信号，所述第二调制控制信号通过对 (a) 工作在所述调制速率的调制时钟和 (b) 所述固定频率通信信号的所述异或求反而形成；

在所述可变频率电力传输信号的正半部分期间根据所述第一调制控制信号切换所述

调制负载；以及

在所述可变频率电力传输信号的负半部分期间根据所述第二调制控制信号切换所述调制负载。

50. 根据权利要求 47 所述的系统，其特征在于，所述通信发射机还配置成通过使所述可变频率电力传输信号时间片化和识别所述时间片之中的 DC 偏移来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

51. 根据权利要求 38 所述的系统，其特征在于，所述通信发射机配置成以两个不同频率中的一个调制所述负载。

52. 根据权利要求 51 所述的系统，其特征在于，所述数据流的高比特通过以第一频率调制来传送，以及其中所述数据流的低比特通过以第二频率调制来传送。

53. 根据权利要求 52 所述的系统，其特征在于，所述第一频率为所述可变频率电力传输信号的八分之一，以及所述第二频率为所述可变频率电力传输信号的十分之一。

54. 根据权利要求 51 所述的系统，其特征在于，所述感应电源被配置成通过使所述可变频率电力传输信号通过鉴频器来解码来自于所述可变频率电力传输信号的所述数据流。

55. 根据权利要求 38 所述的系统，其特征在于，所述负载包括电阻元件、电容元件和电感元件中的至少一者。

56. 根据权利要求 38 所述的系统，其特征在于，所述通信发射机调制所述可变频率电力传输信号上的所述固定频率通信信号使得通信反相被避免。

57. 一种用于将感应电力传输至远程装置和用于经由反向散射调制从所述远程装置接收数据的感应电源，所述感应电源包括：

用于传输可变频率电力传输信号的电力发射机；以及

配置成检测所述可变频率电力传输信号上的调制的无线通信接收机，其中所述感应电源使来自于所述可变频率电力传输信号的数据流解码，以及其中所述数据流的每一个比特均由所述可变频率电力传输信号上的多个调制表示，其中，所述无线通信接收机被配置成检测所述可变频率电力传输信号上的调制而不管可变频率电力传输信号的频率的变化使得所述多个调制中的至少一个出现在所述可变频率电力传输信号的频率变化期间。

58. 根据权利要求 57 所述的感应电源，其特征在于，所述感应电源通过使所述可变频率电力传输信号时间片化和比较两个时间片之间的 DC 偏移来解码所述数据流。

59. 根据权利要求 57 所述的感应电源，其特征在于，所述感应电源包括具有第一放大器链和第二放大器链的检测器电路；

所述第一放大器链对 (a) 所述可变频率电力传输信号的偶数周期的缓冲副本和 (b) 所述可变频率电力传输信号的奇数周期的反相缓冲副本进行平均；

所述第二放大器链对 (a) 所述可变频率电力传输信号的奇数周期的缓冲副本和 (b) 所述可变频率电力传输信号的偶数周期的反相缓冲副本进行平均；以及

其中响应于比较所述第一放大器链和所述第二放大器链的输出，所述检测器电路输出代表所述数据流的固定频率通信信号。

60. 根据权利要求 57 所述的感应电源，其特征在于，所述感应电源包括第一检测器电路，所述第一检测器电路具有检测所述可变频率电力传输信号的偶数周期的缓冲副本的峰的第一放大器链和检测所述可变频率电力传输信号的奇数周期的缓冲副本的峰的第二放

大器链,以及

其中响应于比较所述第一放大器链和所述第二放大器链的输出,所述第一检测器电路输出第一电平移位输出。

61. 根据权利要求 60 所述的感应电源,其特征在于,所述感应电源包括第二检测器电路,所述第二检测器电路具有检测所述可变频率电力传输信号的偶数周期的缓冲反相副本的谷的第一谷放大器链以及检测所述可变频率电力传输信号的奇数周期的缓冲反相副本的谷的第二谷放大器链,

其中响应于比较所述第一谷放大器链和所述第二谷放大器链的输出,所述第二检测器电路输出第二电平移位输出,以及

其中所述第一电平移位输出和所述第二电平移位输出被组合以形成表示所述数据流的固定频率通信信号。

62. 根据权利要求 59 和权利要求 61 中的任一项所述的感应电源,其特征在于,所述固定频率通信信号为所述数据流的双相编码表示。

63. 根据权利要求 57 所述的感应电源,其特征在于,所述感应电源通过使所述可变频率电力传输信号通过鉴频器来解码来自于所述可变频率电力传输信号的数据流。

提供无线电力传输系统中的通信的系统及方法

技术领域

[0001] 本发明涉及无线电力传输系统,并且更具体地涉及用于在无线电力传输系统中提供通信的系统及方法。

背景技术

[0002] 许多常规无线电源系统依靠感应式电力传输在无线的情况下输送电力。典型的感应式电力传输系统包括感应电源和远程装置,其中,该感应电源使用初级线圈来无线地以变化的电磁场形式传输能量,该远程装置使用次级线圈来将电磁场中的能量转换为电力。认识到潜在的益处,一些开发者已经集中在生产具有自适应控制系统的无线电源系统,该自适应控制系统能适于使效率最大化且在很多种情形下向多种不同类型的装置提供适当的操作。自适应控制系统可改变诸如谐振频率、工作频率、干线电压或占空比等工作参数,从而供应适量电力及从而对各种工作条件作出调整。例如,可能期望基于电子装置(一个或多个)的数量、电子装置(一个或多个)的总电力需求和电子装置(一个或多个)的瞬时电力需要来改变无线电源的工作参数。作为另一示例,电子装置(一个或多个)相对于初级线圈的距离、位置和方位可影响电力传输的效率,且工作参数的变化可用于优化运行。在另外的示例中,在无线电源的范围中存在寄生金属可影响性能或呈现出其它不期望的问题。自适应控制系统可通过调整工作参数或关掉电源来响应于寄生金属的存在。除了这些示例之外,本领域技术人员将认识到使用自适应控制系统的附加益处。

[0003] 为了提供改善的效率和其它益处,常规的无线电源系统结合允许远程装置与电源通信的通信系统并不罕见。在一些情况下,通信系统允许从远程装置到电源的单向通信。在其它情况下,系统提供允许通信沿两个方向流动的双向通信。例如,无线电源和远程装置可执行握手或以其它方式通信来建立远程装置与无线电源的兼容。远程装置还可传送其总体电力要求,以及代表其正从无线电源接收的电量的信息。该信息可允许无线电源调整其工作参数从而以最佳效率供应适量的电力。这些及其它益处可由从远程装置到无线电源的通信信道的存在引起。

[0004] 一种用于在使用感应场来传输电力的无线电源中提供通信的高效且有效的方法在于在感应场上叠加通信。这允许在无需添加单独的无线通信链路的情况下进行通信。一种用于在感应场中嵌入通信的常见方法称为“反向散射(backscatter)调制”。反向散射调制依靠远程装置的阻抗通过反射阻抗被传递回电压源的原理。利用反向散射调制,远程装置的阻抗有选择地变化从而产生数据流(例如,比特流),该数据流通过反射阻抗传递至电源。例如,阻抗可通过将负载电阻器有选择地应用至次级电路来调制。电源监测谐振电路中的电力的特征,该谐振电路被反射阻抗所影响。例如,对于表现数据流的波动,电源可监测谐振电路中的电流。

[0005] 已经开发出了多种方案用于编码在感应场上使用反向散射调制进行传输的数据。一种常用的途径为双相调制。双相调制使用信号在每个时钟脉冲处从高变到低的方案。为了编码“1”,调制器在与该比特相关联的时间段期间添加附加过渡。为了编码“0”,时钟脉

冲过渡是与该比特相关联的时间段期间出现的唯一过渡。

[0006] 如果被供电的装置呈现出噪音负载,则无线电力通信可中断。例如,在装置中消耗的电量的变化可改变远程装置的阻抗。当都不存在或它们可损坏合法数据时,阻抗中的这些变化可造成数据的出现。电源尤其可对数据通信时以该相同频率出现的噪音敏感。例如,有可能的是,在传输数据的同时出现的负载波动将屏蔽合法数据。作为另一个示例,如果出现在与数据通信相同的频率范围中,有可能的是噪音中的随机模型将被误解译为合法通信信号中的前置比特或起始比特。如果这发生时,电源可认为其正在接收合法数据且尝试提取例如数据包形式的假前置之后的数据。尽管电源最终将确定数据包是不合法的,但电源可忙于不合法的数据包,这将延迟其识别合法数据的能力。

[0007] 此外,在一些应用中,远程装置配置成将“保活”信号发送至无线电源。例如,保活信号可告诉无线电源需要电力的兼容远程装置出现。如果噪音防止连续数目的保活信号由无线电源识别,则对装置的电力供应可不再继续。这在远程装置的电池耗尽时可能特别有问题。

发明内容

[0008] 本发明提供了一种通信系统,其使用键控调制来编码可变频率电力传输信号上的固定频率通信。在一个实施例中,单个通信比特(例如,单个逻辑高或逻辑低)由多个调制表示。为了提供固定通信速率,与各个比特相关联的调制数目随通信频率与载波信号频率的比率动态地变化。

[0009] 在一个实施例中,本发明提供了动态相移键控调制。在该实施例中,本发明通过以电力传输频率的分数的速率切换通信发射机中的负载来提供通信。例如,可以以电力传输频率的二分之一的频率调制负载。通信发射机可配置成在每隔一个波形上调制,增大了每隔一个波形的大小。通过改变调制发生在每偶数个波形还是发生在每奇数个波形上来编码数据。在一个实施例中,通信发射机包括以载波频率的 1/2 频率工作的调制时钟。在该实施例中,调制时钟的输出可与数据信号“异或运算(XOR)”来产生调制控制信号。该数据信号可具有固定频率。在该实施例中,通信接收机可通过对线圈电流(这将与调制的载波波形对应)时间片化和寻找两个时间片之间的 DC 偏移来使通信信号解码。

[0010] 在另一实施例中,本发明通过以锁相的速率且以电力传输频率的谐波频率切换通信发射机中的负载来提供通信。例如,负载可以载波频率的四倍的频率进行切换。当负载调制频率随载波频率中的变化而变化时,在固定通信频率期间出现的调制的数目将变化。通过改变应用到每个周期的正半部分和负半部分的调制来编码数据。在波形的正半部分期间,通过将调制时钟信号与数据信号“进行异或”来生成调制信号。在波形的负半部分期间,通过将调制时钟信号和数据信号进行“异或非(XOR#)”(也称为“XNOR”)(即,将调制时钟信号和数据信号进行“异或”的反)来生成调制信号。在该实施例中,通信接收机可通过产生线圈电流信号的缓冲副本和反相副本来使通信信息解码,且然后将缓冲副本或反相副本的时间片交替地传递至控制器。时间片被与调制频率同步。控制器通过寻找 DC 偏移来识别高信号或低信号。例如,低信号可导致负偏移,而高信号可导致正偏移。

[0011] 在又一个实施例中,本发明提供了移频键控调制。在该实施例中,通信发射机可配置成以两个不同频率中的一个调制。通过以第一频率进行调制来编码高信号,且通过以第

二频率进行调制来编码低信号。第一频率可为载波频率的分数（如 1/8），且第二频率可为载波频率的不同分数（如 1/10）。在该实施例中，通信接收机可通过对线圈电流滤波且将其传递至鉴频器来使通信信号解码。

[0012] 本发明提供了简单且有效的系统和方法用于使用可变频率载波信号以固定频率传送通信。在通过反向散射调制在感应场上传送通信时，本发明的系统和方法提供了改善的可靠性。通过使用用于每个比特的多个调制，一个或多个调制的变化或其它缺陷可在多个调制上达到平均，且不会损坏数据。此外，通信调制出现在高信号和低信号两者期间，所以通信不会导致高信号与低信号之间的负载的剧烈变化。在一些应用中，使用了时间片，以便基驱动波形使其自身抵消，从而向信噪比提供潜在较高的信号。

[0013] 通过参照当前实施例的描述和附图将更完整地理解和认识到本发明的这些及其它目的、优点和特征。

[0014] 在详细阐述本发明的实施例之前，将理解的是，本发明不限于以下描述中阐明的或附图中示出的构件的工作细节，也不限于构造及布置的细节。本发明可在各种其它实施例中实现，且可以以本文未明确公开的替代方式实施或执行。另外，将理解的是，本文使用的措辞和术语是为了描述的目的，且不应被认作是限制性的。“包含”和“包括”及其变体的使用意思是涵盖在其后列出的项目及其等同物，以及附加项目及其等同物。此外，列举可在各种实施例的描述中使用。除非另外明确地指出，则列举的使用将不会被解释为将本发明限于构件的任何特定顺序或数目。列举的使用也不应被解释为是将可与列举的步骤或构件组合或组合到列举的步骤或构件中的任何附加步骤或构件排除在本发明的范围外。

附图说明

[0015] 图 1 为根据本发明的实施例的无线电力传输系统的示意性表示。

[0016] 图 2 为图 1 中的无线电力传输系统的实施例的示意性表示。

[0017] 图 3 为检测器电路的示意性表示。

[0018] 图 4 为远程装置的一个实施例的简化电路图；

[0019] 图 5 为远程装置的第二实施例的简化电路图；

[0020] 图 6 为远程装置的第三实施例的简化电路图；

[0021] 图 7 为远程装置的第四实施例的简化电路图；

[0022] 图 8 为远程装置的第五实施例的简化电路图；

[0023] 图 9 为远程装置的第六实施例的简化电路图；

[0024] 图 10 为代表第一通信方法的一系列波形图。

[0025] 图 11 为示出第一检测器电路的一部分的简化电路图。

[0026] 图 12 为代表第二通信方法的一系列波形图。

[0027] 图 13 为示出第二检测器电路的一部分的简化电路图。

[0028] 图 14 为代表第三通信方法的一系列波形图。

[0029] 图 15 为示出第三检测器电路的一部分的简化电路图。

[0030] 图 16 为代表第四通信方法的一系列波形图。

[0031] 图 17 为第一检测器电路的信号强度对输出电力的绘图。

[0032] 图 18 为第四检测器电路的信号强度对输出电力的绘图。

[0033] 图 19 为示出第四检测器电路的一部分的简化电路图。

[0034] 图 20 为示出第四检测器电路的一部分的简化电路图。

具体实施方式

[0035] I. 综述

[0036] 图 1 中示出了根据本发明的实施例的无线电力传输系统。无线电力传输系统 10 大体上包括无线电源 12 和远程装置 14。无线电源 12 能够通过感应场向远程装置 14 无线地供应电力,该感应场可耦合到远程装置 14。远程装置 14 配置成通过将通信叠加到由无线电源 12 产生的感应场上来将通信发送至无线电源 12。无线电源 12 大体上包括电源电路 16、信号生成电路 18、电力发射机 20 和无线通信接收机 22。无线通信接收机 22 配置成经由反向散射调制从远程装置 14 接收通信。远程装置 14 大体上包括电力接收机 24、通信发射机 26 和主要负载 28。通信发射机 26 可包括通信负载 30,可有选择地应用通信负载 30 以改变远程装置 14 的阻抗且从而产生数据信号,该数据信号被通过反射阻抗反射回无线电源 12。通信发射机 26 配置成通过在每个比特时间期间多次调制负载来产生信号。每个调制的特征可独立于载波信号的频率,且可基本上保持恒定而不管载波信号的频率中的变化。然而,在比特时间期间出现的调制的数目可为载波信号的频率的函数,例如,载波信号频率的分数或倍数。负载可被调制来提供移相键控的改进形式或移频键控的改进形式。可通过感测受调制影响的电力的特征和对一定时间内的感测特征进行平均来解码通信信号。

[0037] II. 无线电力传输系统

[0038] 本发明涉及在无线电力传输系统的背景中传送通信的系统及方法。本发明的系统及方法涉及通过将数据叠加到用于传输电力的电磁场上来传输通信。本发明良好地适用于传送基本上任何类型的数据。例如,本发明的通信系统及方法可用于传送与无线电力传输系统的工作有关的控制信号,诸如识别远程装置的信号、提供无线电源控制参数的信号或实时提供关于无线电源(例如,电流、电压、温度、电池情况、充电状态和远程装置状态)的信息的信号。作为另一个示例,通信系统及方法可用于传输与无线电力传输系统无关的数据,诸如传输与远程装置的特征相关联的信息,包括同步日历和待完成清单或传输文件(仅列举一些,例如,音频、视频、图像、电子表格、数据库、文字处理和应用文件)。在多个将通信从远程装置 14 传送到无线电源 12 的实施例的环境中,对本发明进行了描述。尽管未详细描述,但应理解的是,本发明还可用于将通信从无线电源 12 传送至远程装置 14(或至多个远程装置)。

[0039] 结合自适应无线电源 12 描述本发明,其中,自适应无线电源 12 能够基于来自于远程装置 14 的通信(例如,数据)调整工作参数,诸如工作频率、谐振频率、干线电压和/或占空比。尽管结合自适应无线电源描述了本发明,但其可结合基本上任何类型的无线电源来实现,在该类型的无线电源中,通信的无线传输是期望的。如上文所述,图 1 的无线电源 12 大体上包括电源电路 16、信号生成电路 18、电力发射机 20 和通信接收机 22。图 2 提供了图 1 中的无线电源 12 的一个实施例的更详细的示意图。在该实施例中,电力供应电路 16 大体上包括整流器 32 和 DC-DC 转换器 34。整流器 32 和 DC-DC 转换器 34 向电源信号提供适合的 DC 电力。电源电路 16 可替代地为能够将输入电力转换成由信号生成电路 18 使用的形式的基本上任何电路。在该实施例中,信号生成电路 18 包括控制器 36 和开关电路 38

的一部分。除其它以外,控制器 36 尤其还被配置成操作开关电路 38 以将期望的电源信号应用于电力发射机 20。在该实施例中,电力发射机 20 包括具有初级线圈 42 和镇流电容器 44 的谐振电路 40。在该实施例中,通信接收机 22 包括检测器电路 46 和部分控制器 36。在该实施例中,检测器电路 46 被耦合到谐振电路 40,但可如下文更详细描述的那样耦合到别处。如可看到的那样,该实施例的无线电源 12 包括执行诸如控制开关电路 38 的定时以及与检测器电路 46 协作从而提取和解译通信信号等各种功能的控制器 36。可替代地,这些功能可由单独的控制器的其它专用电路处理。

[0040] 上文大体上描述的检测器电路可在多种不同的实施例中实现。例如,检测器电路可从实施例到实施例不同,这取决于在那个实施例中实现的调制/解调的类型和/或取决于电源电路的细节。此外,各个调制/解调方案可使用多种不同电路来实现。一般而言,检测器电路配置成产生随电源中的电力特征变化的输出信号,所述电力特征受穿过反射阻抗通信的数据影响。例如,参看图 3,根据本发明的实施例,检测器电路 46 可包括感测谐振电路 40 中的电流的传感器 45 和将感测电流转换成高信号和低信号的流的感测电流的解调电路 47。检测器电路 46 可替代地连接到电源 12 中的其它点,在该处,电力被来自于远程装置 14 的反射阻抗所影响。解调电路 47 可包括用以对传感器的输出滤波和调节的滤波和调节电路(图 3 中未示出)。例如,解调电路 47 可包括带通滤波器电路,其主要作用为减弱高于数据通信的频率范围的高频振荡和/或减弱低于数据通信的频率范围的低频振荡,包括但不限于信号中的任何 DC 分量。在一些实施例中,信号可从滤波和调节电路传递至比较器(图 3 中未示出),该比较器将信号转换成高信号和低信号的流。根据本发明的实施例,高信号和低信号流可被提供至诸如控制器 36 的控制器,该控制器将高信号和低信号解译为二进制数据流。为了有助于公开,将根据对应的通信方法在下文中阐述特定的电路。

[0041] 在所示的实施例中,远程电子装置 14 使用双相编码方案来编码数据。利用该方法,使用两个过渡在编码数据中表示二进制的 1,其中第一过渡与时钟信号的上升沿一致,而第二过渡与时钟信号的下降沿一致。二进制的 0 由与时钟信号的上升沿一致的单个过渡表示。因此,控制器配置成使用相应的方案来解码比较器的输出。如下文所述,本发明提供了多种可替代的方法用于将双相编码数据调制到电力信号上,且用于解调从电力信号提取的通信。

[0042] 现在将参照图 2 来更详细地描述根据本发明的实施例的远程装置 14。远程装置 14 可包括大体上常规的电子装置,如手机、媒体播放器、手持式无线电、照相机、手电筒或基本上任何其它便携式电子装置。远程装置 14 可包括诸如电池、电容器或超级电容器的电能储存装置,或其可在没有电能储存装置的情况下工作。与远程装置 14 的主要工作相关联(且不与无线电力传输相关联)的构件大体上为常规的,且因此将不会详细描述。反而,与远程装置 14 的主要工作相关联的构件大体上被称为主要负载 28。例如,在手机的背景中,不会尝试描述与手机自身相关联的电子构件。

[0043] 远程装置 14 大体上包括次级线圈 52、整流器 54、通信发射机 26 和主要负载 28。次级线圈 52 可以是金属线的线圈,或能够响应于由无线电源 12 生成的变化的电磁场来生成功率的基本上任何其它电感器。整流器 54 将 AC 电力转换成 DC 电力。尽管未示出,但装置 14 还可在期望转换的那些实施例中包括 DC-DC 转换器。在 AC 电力被期望存在于远程装置中的应用中,可以不需要整流器 54。该实施例的通信发射机 26 包括控制器 56 和通信

负载 30。除其在通信中的作用外,控制器 56 还可配置成执行多种功能,诸如将整流电力应用于主要负载 28。在一些应用中,主要负载 28 可包括能够管理对远程装置 14 的电子装置的电力供应的电力管理块。例如,常规电子装置可包括内部电池或其它电能储存装置(如,电容器或超级电容器)。电力管理块可确定何时使用整流电力来使装置的内部电池充电和何时使用电力来对装置供应电力。其可能还能够在电池充电和直接向装置供电之间分配电力。在一些应用中,主要负载 28 可不包括电力管理块。在此类应用中,控制器 56 可被编程为处理电力管理功能,或电子装置 14 可包括用于处理电力管理功能的单独的控制器。

[0044] 关于其通信供电,控制器 56 包括编程,编程使控制器 56 有选择地应用通信负载 30 来使用反向散射调制方案产生电力信号上的数据通信。在工作中,控制器 56 可配置成以适当的定时将通信负载 30 耦合到次级线圈 52 从而产生期望的数据传送。通信负载 30 可为电阻器或能够有选择地改变远程装置 14 的总体阻抗的其它电路构件。例如,作为电阻器的替代方案,通信负载 30 可为电容器或电感器(未示出)。尽管所示的实施例示出了单个通信负载 30,但也可使用多个通信负载。例如,系统可结合 2010 年 1 月 5 日提交的名称为 COMMUNICATION ACROSS AN INDUCTIVE LINK WITH A DYNAMIC LOAD 的美国申请序列号为第 12/ 652, 061 号的实施例的动态负载通信系统,且该申请通过引用以其整体并入本文中。尽管通信负载 30 可以是专用电路构件(例如,专用电阻器、电感器或电容器),但通信负载 30 不是必需为专用构件。例如,在一些应用中,通信可通过切换主要负载 28 或主要负载 28 的某部分来产生。

[0045] 尽管示为耦合到图 2 的简图中的控制器 56,但通信负载 30 可位于基本上其能够产生远程装置 14 的阻抗中的期望变化的任何位置,诸如在次级线圈 52 与整流器 54 之间。

[0046] 图 4 示出了本发明的一个实施例的电路示意图。应当理解的是,电路示意图是意在表示与远程装置 14 中的通信信号的产生相关联的主要电路构件的简化示意图。在该实施例中,单个负载被调制提供通信信号。图 4 的实施例大体上包括次级线圈 52、全桥式整流器 54、负载 28、大容量电容器 60 和通信分支电路 62。次级线圈 52 可为基本上任何电感器,但在所示的实施例中为金属线的线圈。整流器 54 为包括二极管 D1-D4 的全桥式整流器。可使用可替代的整流器配置。负载 28 代表远程装置 14 的功能负载。大容量电容器 60 选择为有助于对应用于负载 28 的电力进行滤除和滤波。通信分支电路 62 可包括负载电阻器 30 和被串行连接在负载 28 与地面之间的 FET 64。尽管图 4 中未示出,控制器 56 可操作地耦合到 FET64,以便控制器 56 可有选择地调制负载电阻器 30 从而生成通信信号。

[0047] 图 5 至图 9 中示出了多种可替代的通信电路。正如图 4 那样,图 5 至图 9 为旨在示出与远程装置中的通信信号的产生相关联的主要电路构件的简化电路示意图。图 5 示出了具有独立高侧整流器电桥 66 的单个通信负载 30 的实施例。在该实施例中,全电桥电力整流器 54 被提供成整流供应至负载 28 的电力。电力整流器 54 包括二极管 D1-D4。通信分支电路 62 包括通信负载 30 和具有独立通信电桥 66 的 FET 64。独立通信电桥包括二极管 D5-D6。在工作中,控制器 56(图 5 中未示出)使 FET 64 工作从而调制通信负载 30。

[0048] 图 6 示出了两个单独的通信分支电路 62a-62b 被用于施加通信负载 30a-30b 的另一个可替代的实施例。在该实施例中,全桥式整流器 54 提供成整流应用于负载 28 的电力。全桥式整流器包括二极管 D1-D4。第一通信分支电路 62a 连接到二极管 D4-D1 的公共节点来在驱动波形的一半期间调制通信负载。第一通信分支电路 62a 包括通信负载 30a 和 FET

64a。FET 64a 操作地耦合到控制器 56 (图 6 中未示出), 以便控制器可有选择地调制通信负载 30a。第二通信分支电路 62b 连接到二极管 D3-D2 的公共节点, 以在驱动波形的另一半期间调制通信负载 30b。在该实施例中, 第二通信分支电路 62b 与第一通信分支电路 62a 基本上相同。第二通信分支电路 62b 包括通信负载 30b 和 FET 64b。FET 64b 操作地耦合到控制器 56, 以便控制器可有选择地调制通信负载 30b。

[0049] 本发明还可用于调制负载来将通信信号应用于分节次级线圈 (例如, 中心抽头线圈)。例如, 图 7 至图 9 示出了多种替代的远程装置电路。图 7 示出了具有单个通信分支电路和共用的全波整流器的电路。在该实施例中, 次级线圈 52 为中心抽头的分节线圈。通信分支电路 62 包括通信负载 30 和 FET 64。FET 64 操作地耦合到控制器 56 (图 7 中未示出) 上, 以便控制器 56 可有选择地调制通信负载 30。

[0050] 图 8 为具有中心抽头次级线圈 52 和独立通信电桥 66 的可替代实施例。在该实施例中, 电力整流器 54 包括二极管 D1-D2。通信分支电路 62 通过单独的二极管 D3-D4 耦合到次级线圈的两侧。通信分支电路 62 包括通信负载 30 和 FET 64 用于将通信负载 30 有选择地耦合到地。FET 64 操作地耦合到控制器 56, 以便控制器 56 可有选择地调制通信负载 30。

[0051] 图 9 为又一个可替代实施例。该实施例包括分节次级线圈 52、全波电力整流器 54 和具有独立通信控制的两个通信电桥 66a-66b。电力整流器 54 包括布置在分节次级线圈 52 与负载 28 之间的二极管 D1-D2。第一通信电桥 66a 连接到节点, 该节点连接次级线圈 52 的第一侧和二极管 D1 从而在驱动波形的一半期间调制通信负载。第一通信电桥 66a 包括二极管 D3 和第一通信分支电路 62a。第一通信分支电路 62a 包括通信负载 30a 和 FET 64a。FET 64a 操作地耦合到控制器 56 (图 9 中未示出), 以便控制器可有选择地调制通信负载。第二通信电桥 66b 连接到节点, 该节点连接次级线圈 52 的相对侧与二极管 D2, 以在驱动波形的另一半期间调制通信负载 30b。第二通信电桥 66b 包括二极管 D4 和第二通信分支电路 62b。在该实施例中, 第二通信分支电路 62b 与第一通信分支电路 62a 基本上相同。第二通信分支电路 62b 包括通信负载 30b 和 FET 64b。FET 64b 操作地耦合到控制器 56, 以便控制器可有选择地调制通信负载 30b。

[0052] 尽管图 2 中的远程装置以处理与无线电力有关的构件的所有控制功能的单个控制器描述, 但这些功能可被横跨多个控制器划分。例如, 可存在单独的控制器来处理通信。在具有单独的通信分支电路的应用中, 远程装置 14 可包括用于操作单独的通信分支电路的单独控制器。

[0053] II. 通信方法

[0054] 本发明提供了多种可替代通信方法, 这些方法在无线电力传输系统背景中可提供改善的性能。这些方法可使用上文所述的无线电力传输系统或能够执行本发明的方法的任何可替代系统来实现。为了公开的目的, 本发明的通信方法将主要在结合图 4 的简化电路示意图的无线电力传输系统的背景中描述。以下段落描述了参照各种波形示意图的替代通信方法。这些波形示意图包括示出数据 (即, 一和零的期望流) 的第一图, 示出使用双相调制来编码的数据流的第二图, 以及然后示出在包含从逻辑低到逻辑高的过渡的较短周期期间的更多细节的一系列图。为了公开的目的, 本发明的通信方法结合工作在 100kHz 的载波波形来描述, 但频率可变化。尽管结合以单个频率 (例如, 100kHz) 工作的载波波形描述了

各种通信方法,但应当理解的是,载波波形的频率可随着时间变化,且本发明的通信方法将自动地适应频率变化。在所示的实施例中,载波波形频率可在 50kHz 至 200kHz 之间随时间变化。为了公开的目的,结合以 2kHz 的固定频率编码的数据来描述各种通信方法。该固定频率仅为示例性的,且数据编码频率可从应用到应用不同。

[0055] 在一个实施例中,通过以一定速率调制通信负载来编码通信,该速率为驱动频率的分数,如偶整数分数。例如,在所示的实施例中,以载波波形的频率的一半来调制通信电阻器。通过组合调制时钟和编码数据来产生调制信号。更具体而言,在该实施例中,调制时钟波形与编码数据波形进行异或运算,以产生调制信号。将参照图 10A-10H 更详细描述该方法。图 10A 示出了 1 和 0 的样本数据流。图 10B 示出了使用双相编码流编码的样本数据流。现在参看图 10C-10H,通过将调制时钟与编码数据组合来产生调制信号。图 10C-图 10H 示出了数据流的较短节段,在该节段期间存在从低信号到高信号的过渡。图 10C 示出了载波波形,如上文所述,该载波波形对于该图示为大约 100kHz。图 10D 示出了调制时钟信号。在该图示中,该调制时钟信号的频率为载波频率的二分之一(或大约 50kHz)。图 10E 中示出了数据流。如上文所述,数据信号(图 10D)与编码数据信号(图 10E)进行异或运算,以产生图 10F 中的异或波形。如可看到的那样,调制时钟波形在编码数据低时被复制,且在编码数据较高时被反相。当调制信号应用于载波波形时,所得到的调制载波波形在图 10G 中示出。所得到的调制载波波形的可替代时间片在图 10H 中示出。

[0056] 可使用多种替代系统和方法来接收、解调和解码通信信号。为了公开的目的,将结合图 3 的通信接收机 22 和图 11 的解调电路来描述本发明。在该实施例的操作中,电流传感器 45 产生信号,该信号表示谐振电路 40(见图 3)中的电流。电流传感器 45 可为电流感测变压器,其产生具有一定电压的信号,该电压与谐振电路 40 中的电流的大小成比例地变化。作为另一个可替代方案,电流传感器 45 可为从具有如图 4 至图 9 中所示的定标电阻器和电容器的分配器获得的输出。如上文所述,电流传感器 45 可由基本上任何检测器或能够产生表示电源 12 中的电力的特征的信号的类似的电路构件替代,该电源 12 受远程装置 14 的反射阻抗影响。

[0057] 在该实施例中,检测器电路 46 包括一对放大器 102a-102b,该对放大器 102a-102b 产生由电流传感器(见图 11)输出的信号的缓冲副本和反相的缓冲副本。如图所示,在该实施例中,电流传感器信号可传递至相对于彼此并联布置的放大器和反相放大器两者。放大器和反相放大器的输出可被传递到一对多路转换器 104a-104b,其耦合到与远程装置 14 中的调制时钟同步的时间片时钟。时间片时钟控制是将电流信号的缓冲副本还是将反相副本传递到检测器电路的其余部分。在该实施例中,时钟信号与除以二的驱动频率同步。如所示的那样,在该实施例中,两个多路转换器 104a-104b 包括相对的 NO/NC 输入从而提供差分信号。作为倒转 NO/NC 输入的替代,多路转换器计时可被反相从而提供差分信号。在一些情况中,可期望的是对具有信号的多路转换器 104a-104b 计时,其中,所述信号为驱动信号的正交副本。90 度的相移可允许电路较好地捕获信号。尽管所示实施例的多路转换器具有两个输入,但多路转换器 104a-104b 可替代地可具有单个输入,且输出可留下而浮动在交替的时钟相上。这可减小放大器链的信号强度。在该实施例中,时钟信号可源于多种来源,如驱动信号、初级线圈电压、初级线圈电流或任何前述的移位 90 度的版本。

[0058] 又参看图 11,多路转换器 104a 在“A”时间片期间传递缓冲副本,而在“B”时间片

期间传递反相副本,而多路转换器 104b 在“B”时间片期间传递缓冲副本,且在“A”时间片期间传递反相副本。

[0059] 在图 11 的检测器电路中,各个多路转换器 104a-104b 的输出经由单独的放大器链传递。在所示的实施例中,各个多路转换器 104a-104b 的输出传递至单独的平均电路 106a-106b。这些平均电路 106a-106b 中的每一个均输出其相应输入的最小值和最大值的平均,这在一些应用中可在直接平均上提供改善的性能因为它可被波形形状较小地影响到而且对极值更加敏感。尽管在一些应用中可能有益,但输出不必为最大值与最小值的平均。例如,在一些应用中,平均电路 106a-106b 可替代地可输出其相应的输入信号的直线平均。

[0060] 在所示的实施例中,平均电路 106a-106b 的输出被传递给单独的低通滤波器 108a-108b。在该实施例中,滤波器 108a-108b 可为两极 5kHz 的低通滤波器。这些低通滤波器 108a-108b 主要作用在于除去高于通信频率范围的信号的 AC 分量。尽管该功能在所示的实施例中以运算放大器执行,但运算放大器可由诸如无源滤波器或数字滤波器的可替代的滤波电路替代。

[0061] 在一些应用中,可能期望放大低通滤波器 108a-108b 的输出。在所示的实施例中,低通滤波器 108a-108b 的输出传递至单独的放大器 110a-110b。在所示的实施例中,放大器 110a-110b 为放大已被滤波的信号的 AC 耦合放大器,保持在 V_{bias} 周围的中心点。在该实施例中,AC 耦合除去任何 DC 偏移,且用作单极高通滤波器。

[0062] 放大器 110a-110b 的输出传递至单独的低通滤波器 112a-112b。这些低通滤波器 112a-112b 除去高于通信频率范围的信号的 AC 分量,且有助于除去由 AC 放大器 110a-110b 给予的噪音。尽管低通滤波器 112a-112b 在所示的实施例中以运算放大器实现,但运算放大器可由诸如无源滤波器或数字滤波器的可替代的滤波电路替代。在一些应用中,放大器的输出的信噪比可为足够的,以致于不需要低通滤波器 112a-112b。

[0063] 在所示的实施例中,最终的低通滤波器 112a-112b 的输出单独地传递至比较器 114。比较器 114 将来自于两个放大器链的差分信号组合回单个的、“数字”信号,其可由如控制器 36 的微控制器容易地解码。参看图 10G,当逻辑低发送时,时间片“A”具有较大的负峰,而时间片“B”具有较大的正峰。该情况导致了低放大器输出。相反,当逻辑高发送时,时间片“A”具有较大的正峰,而时间片“B”具有较大的负峰。该情况导致高放大器输出。可使用用于在远程装置 14 中编码数据的相同方案来解码由比较器输出的高信号和低信号流,在该实施例中,这是双相编码方案。

[0064] 作为图 11 中的双链电路的替代,检测器电路 46 可替代地结合单端检测链。在此替代方案中,检测器电路可仅包括图 11 中的最上面的链。图 11 中的双链电路可在一些应用中提供改善的性能,因为当一个信号电压增大而另一个减小时,放大器链的差分对提供改善的信噪比。结果,DC 偏差不可能使信号失真。该可替代实施例的比较器配置成基于输入信号的振幅与基准信号的比较来提供高或低的输出。更具体而言,比较器可包括从单个检测链接收信号的第一输入,以及耦合到基准信号 V_{bias} 的第二输入。基准信号可设置成略低于放大信号的 DC 分量。因此,比较器输出将在没有通信存在于信号中时保持高。如果通信存在,则比较器输出在与通信信号对应的高和低之间切换。比较器 114 的输出传递至控制器 36 用于解码。在此情况中,使用双相解码方案来实现解码。

[0065] 在可替代实施例中,通过以一定速率调制通信负载来编码通信,其中,该速率为驱

动频率的分数,除一些例外外,类似于上文参照图 10A-G 和图 11 描述的实施例。该实施例中的通信负载在驱动波形的分数,如驱动波形的二分之一期间被调制,而非在例如图 10F 中所示的驱动波形的一个完整周期期间调制通信负载。

[0066] 参看图 16A-H,在所示的实施例中,以谐波波形频率的一半调制通信负载。调制时钟波形可与编码的数据波形进行异或运算以产生调制器控制波形。图 16C-H 示出了数据流的短节段,在该节段期间存在从低信号到高信号的过渡。图 16C 示出了载波波形,如上文所述,该载波波形对于该图示为大约 100kHz。图 16D 示出了具有一定频率的调制时钟波形,该频率在该图示中为载波频率的二分之一(或大约 50kHz)。图 16E 中示出了数据流,该数据流在与调制波形异或运算之后,产生图 16F 的异或波形。应当认识到的是,到目前为止,该可替代实施例的特征大致类似于参照图 10A-G 的实施例描述的实施例。

[0067] 如前述实施例中所述,可根据载波波形的一个完整周期的异或波形来调制通信负载,或者换言之,可使用具有载波频率的二分之一的频率的调制时钟波形以 50% 的占空比来调制通信负载。然而,在该可替代实施例中,将异或波形应用于载波波形的大约二分之一周期,或换言之,使用具有为二分之一载波频率的频率的调制时钟波形以 25% 的占空比应用异或波形。因此,通信负载可比前述实施例应用更少时间,且从而增大载波波形的每隔一个波形的峰或谷但非峰或谷两者的大小,以便传送数据。

[0068] 该 25% 的占空比调制可通过生成类似于图 10A-G 的实施例中所示的异或波形的异或波形来实现;而非在载波波形的一个完整期间应用异或波形,异或波形可在载波波形的每个周期的二分之一期间应用。例如,使用图 6 和图 9 的通信电路,对载波波形的各个周期的二分之一应用异或波形可通过有选择地调制通信负载 30a-30b 中的一个而并非两个来实现,或换一种说法,通过有选择地调制次级线圈 52 的一个腿部而不是两个腿部来实现。应当认识到的是,尽管该实施例使用类似于以上实施例的异或波形的异或波形来实现 25% 的占空比,但 25% 的占空比反而可通过修改调制时钟波形以具有 25% 的占空比且使其与编码数据波形进行异或运算来实现。例如,使用图 4 至图 5 和图 7 至 8 的通信电路,可根据该已异或的波形来调制通信负载 30,以便对载波波形的每个周期的大约二分之一应用通信负载 30。

[0069] 该实施例和其它实施例的电子装置固有的传播延迟可引起调制时钟相对于载波波形延迟。在图 16C 至图 16D 的所示实施例中,该传播延迟可由调制时钟波形相对于载波波形的零交叉的略微移位而看到。在一些实施例中,例如,该传播延迟可影响何时通信负载关于载波波形应用,以及远程装置 14 是否尝试改变或补偿延迟。

[0070] 在所示的图 16A-H 的实施例中,传播延迟可影响选择次级线圈 52 的哪个腿部来调制以便实现 25% 的占空比调制。使用图 6 中的电路拓扑作为参考,在调制周期期间穿过负载电阻器 30a(耦合到次级线圈 52 的第一腿部)的电流在图 16H 中示出,而调制周期期间穿过负载电阻器 30b(耦合到次级线圈 52 的第二腿部)的电流在图 16G 中示出。由于图 16D 的调制时钟波形在次级线圈 52 的第一腿部处与载波波形同步,故传播延迟防止了由图 16H 中的斩波调制器电流所示的负载电阻器 30a 的全调制。结果,为了解决传播延迟效应和实现以 25% 的占空比的全调制,通信负载可在次级线圈的腿部上调制,该腿部与生成调制时钟波形的腿部相对。例如,在图 16G 的所示实施例中,全调制通过调制耦合到次级线圈 52 的第二腿部的负载电阻器 30b 而以 25% 的占空比实现。

[0071] 类似于本文中讨论的其它可替代实施例,该实施例的通信负载可为一个或多个阻抗元件,如负载电阻器或一个或多个可替代构件。例如,通信负载可为电阻性的、电容性的或电感性,或它们的组合。尽管图 4 至图 9 示出了负载电阻器 30,但在以负载电容器代替负载电阻器 30 的情况下,该实施例在一些情况下更好地起作用。

[0072] 图 17 和图 18 的两个绘图示出了图 16A-H 的实施例之间的电势差,其使用单个负载电阻器 30a 和 50% 的占空比调制器以 25% 的占空比进行调制。图 17 示出了通信无效或反相,该通信无效或反相可能是由在使用 50% 的占空比调制器的实施例的情况下,线圈中的能量在两个连续周期耗尽而引起。具体而言,在大约 15W 至 30W 的输出功率,调制深度可反相或降到 0.0mV 以下,引起无效的通信区。如图 18 中所示,在将通信负载应用至线圈的一侧的 25% 的占空比调制器的情况下,信号强度在一些区中由于调制降低,但避免了反相和无效通信区。在一方面,本发明可提供避免通信反相的通信电路。25% 的占空比的实施例的其它潜在性质可以是通信期间可听噪音的减小或消除,但 50% 的占空比实施例也可减小或消除可听噪音。

[0073] 现在参看图 19 和图 20,通信信号可使用类似于上文参照图 11 所述的实施例的系统和方法来接收、解调和解码,其中有一些例外。替代平均电路 106a-b,该实施例使用峰值检波器电路 106a-b' 和 106a-b'',且包括两个检测器电路 46' 和 46'' 来解调通信信号。在其它方面,该实施例及其可替代方案类似于本文所述的其它实施例。

[0074] 如上文所述,在使用 25% 的占空比调制的实施例中,通信负载可在载波周期的二分之一期间应用。结果,调制可使电平移位通过电感耦合反映到无线电源,该无线电源大体上影响由电流传感器感测到的电流的峰或谷但不是两者。换言之,在 25% 的占空比调制的情况下,(a) 从偶数到奇数周期穿过初级线圈的峰电流水平或电压电平可移位,或 (b) 从偶数到奇数周期穿过初级线圈的谷电流水平或电压电平可移位。如果初级线圈 42 相对于远程装置的次级线圈 52 的点方位(例如,绕组方位)是未知的,则电平移位是存在于谷中还是峰中可能是不可知的。因此,该实施例使用了两个检测器电路 46' 和 46'' 来感测由通信负载调制造成的峰或谷中的电平移位。两个检测器电路 46' 和 46'' 的相应输出(A 和 B) 然后被组合,诸如在一起进行或运算,以产生通过电感耦合调制的通信信号的数字表示。在点方位已知的可替代实施例中,取决于已知的点常规以及次级线圈 52 的哪个腿正被调制,单个检测器电路可用于检测或者峰或者谷(预计的任何一个)中的电平移位。应当认识到的是,知道点方位在实施例中是不必要的,该实施例使用 50% 的占空比调制,因为通信负载的调制引起的电平移位出现在峰和谷两者中。

[0075] 现在将更详细描述第一检测器电路 46' 和第二检测器电路 46''。第一检测器电路 46' 产生由电流传感器输出的信号的缓冲副本,且第二检测器电路 46'' 产生由电流传感器输出的信号的反相缓冲副本。以此方式,第一检测器电路 46' 响应于通信负载的应用来对载波的峰进行采样以及划时间片从而检测电平移位,而第二检测器电路 46'' 响应于通信负载的应用对载波的谷进行采样和划时间片从而检测电平移位。

[0076] 又连同图 19 来参看图 16A-H,检测器 46' 的多路转换器 104a' 在“A”时间片期间传递缓冲副本,且检测器 46'' 的多路转换器 104b'' 在“B”时间片期间传递缓冲副本。因此,“A”时间片和“B”时间片经由单独的放大器链传递,其除一些例外外可类似于图 11 中所示的实施例的放大器链。在所示的图 19 中的实施例中,多路转换器 104a-b' 的输出被

传递从而分开峰值检波器 106a-b'。峰值检波器 106a-b' 中的每一个在时间片期间输出其相应的输入的峰值。该峰值检波可通过捕获由通信负载的调制引起的电平移位来提供改善的信号检测。峰值检波器还可抵消由无线电源的半桥式驱动器硬件施加的任何不对称。为了公开的目的,峰值检波器 106a-b' 用在图 19 中所示的实施例中,但峰值检波器还可在本文所述的其它实施例中实现。在其它可替代方案中,峰值检波器可由谷值检波器替代,谷值检波器可检测信号中的最低情况而非最高情况。

[0077] 峰值检波器 106a-b' 的输出每一个都传递穿过如上文所述的单独的放大器链,且最后使用如比较器 114' 的差分放大器来与彼此相比较。如果在“A”时间片相比于“B”时间片中的缓冲的非反相信号的峰之间检测到电平移位,则比较器 114' 输出“数字化”信号,该“数字化”信号可容易地由诸如控制器 36 的微控制器编码。举例来说,如果“A”时间片期间的信号的峰值高于“B”时间片期间的信号的峰值,则将从检测器 46' 输出逻辑高。相反,如果“A”时间片期间信号的峰值低于“B”时间片期间信号的峰值,则将从检测器 46' 输出逻辑低。

[0078] 转到所示的图 20 中的实施例,检测器 46'' 检测与检测器 46' 的相反物;不是检测信号中的峰,检测器 46'' 检测信号中的谷或最低值。例如,通过检测谷中的电平移位,检测器 46'' 可使信号内编码的数据解调。

[0079] 具体而言,检测器 46'' 的多路转换器 104a'' 在“A”时间片期间传递信号的缓冲的反相副本,而多路转换器 104b'' 在“B”时间片期间传递信号的缓冲反相副本。因此,“A”时间片和“B”时间片经由单独的放大器链传递,其除一些例外以外类似于所示的图 11 中的实施例的放大器链。在所示的图 20 中的实施例中,多路转换器 104a-b'' 的输出传递至单独的峰值检波器 106a-b'', 其在检测器 46'' 中检测信号中的谷或最低值。峰值检波器 106a-b'' 中的每一个在时间片期间输出其相应的输入的反相信号的峰值(未被反相的信号谷)。

[0080] 类似于检测器 46', 峰值检波器 106a-b'' 的输出每一个都被传递穿过单独的放大器链,且最后使用差分放大器如比较器 114'' 来与彼此相比较。如前文所述,如果相比于“B”时间片,在“A”时间切中的缓冲的非反相信号的谷之间检测到电平移位,则比较器 114'' 输出“数字化”信号,该“数字化”信号可由微控制器容易地解码。

[0081] 如上文所述,在不知道初级线圈相对于次级线圈的点方位的情况下,可能不确定在 25% 的占空比的通信负载的调制是否将产生信号的谷或峰中的电平移位。结果,检测器 46' 和检测器 46'' 两者的相应输出(A和B)可由微控制器监测,以便信号可被检测到且被容易地解码。

[0082] 举例来说,使用通过调制次级线圈(图 16G)的第二腿部的 25% 的占空比调制,检测器 46' 和 46'' 的操作将产生以下结果。应当认识到的是,结果可根据调制通信负载的方式而不同。在图 16A-G 的示例性实施例中,当应用于所示的图 19 和图 20 中的实施例时,检测器 46' 将不会检测到“A”时间片和“B”时间片期间的缓冲的非反相信号的峰值之间的电平移位。如图 16G 中所示,通信负载在载波的谷周期而不是峰周期期间被调制,且因此信号的峰大体上不由通信负载的调制影响。

[0083] 另一方面,检测器 46'' 将检测到“A”时间片和“B”时间片期间缓冲的反相信号的峰值之间的电平移位。由于通信负载在载波的谷周期期间被调制,故如由峰值检波器

106a-b' 测量的信号的反相形式的峰（非反相信号的谷）将识别“A”时间片与“B”时间片之间的电平移位，且输出电平移位来作为由如前文所述的微控制器解码的“数字化”信号。

[0084] 在另一个可替代实施例中，通信通过以一定速率调制通信负载来编码，该速率为驱动频率的倍数，如偶整数倍数。例如，在所示的实施例中，通信电阻器被以载波波形的频率的四倍进行调制。该实施例可包括锁相回路（“PLL”）来生成调制时钟波形，该调制时钟波形保持与载波波形同相。图 12A 示出了 1 和 0 的样本数据流。图 12B 示出了使用双相编码流来编码的样本数据流。现在参看图 12C-12I，通过使用波形的每个周期的正半部分和负半部分的不同功能来组合调制时钟和编码数据产生调制信号。更具体而言，在该实施例中，在载波波形的正半部分期间，调制时钟波形与编码数据波形进行异或运算，且在载波波形的负半部分期间，调制时钟波形与编码数据波形进行异或非运算。这可通过无线电源来简化解调。图 12C 示出了载波波形，该载波波形如上所述的那样为大约 100kHz。图 12D 示出了调制时钟信号。在该实施例中，调制时钟信号的频率为载波的频率的四倍，或在该图示中为大约 400kHz。图 12E 中示出了数据流。如上文所述，该图示示出了包括低到高的单个过渡的数据流的短部分。图 12F 中示出了异或波形，而图 12G 中示出了异或非波形。使数据信号与调制时钟信号交替地异或或异或非引起的复合波形提供如图 12H 中所示的调制信号。当调制信号应用于载波波形时，所得的调制载波波形在图 12I 中示出。将注意到的是，图 12I 表示理想的波形。实际上，调制的信号不可能在初级电流中产生即时变化。反而，电流有可能花费一些时间来过渡，且实际波形有可能具有过渡区，而非在时间片之间的规则跳跃。

[0085] 可使用多种可替代的系统和方法来接收和解码通过该第二通信方法产生的通信信号。为了公开的目的，将结合图 2 的通信接收机 22 和图 13 的解调电路来描述本发明。如将看到的那样，图 13 的解调电路类似于图 11 中的解调电路。然而，其不包括平均电路 106a-106b。

[0086] 在该实施例的操作中，电流传感器 45 产生表示谐振电路中的电流的信号。电流传感器 45 可为电流感测变压器，其产生具有一定电压的信号，电压与谐振电路 40 中的电流的大小成比例地变化。作为另一个实施例，电流传感器 45 可为从具有如图 4 至图 9 中所示的定标电阻器和电容器的分配器获得的输出。电流传感器 45 可由能够产生表示电源 12 中的电力的特征的信号的基本上任何检测器替代，该电力的特征被远程装置 14 的反射阻抗所影响。

[0087] 在该实施例中，检测器电路 46' 包括一对放大器 102a'-102b'，该对放大器 102a'-102b' 产生由电流传感器输出的信号的缓冲副本和反相缓冲副本。如所示的，在该实施例中，电流传感器信号可传递至相对于彼此并联布置的放大器和反相放大器。放大器和反相放大器的输出可传递至一对多路转换器 104a'-104b'，该对多路转换器 104a'-104b' 耦合到时间片时钟，该时间片时钟与远程装置 14 中的调制时钟同步。时间片时钟控制是将电流信号的缓冲副本还是反相副本传递至检测器电路的其余部分。在该实施例中，时钟信号被同步到乘以四的驱动频率。如所示的，在该实施例中，两个多路转换器 104a'-104b' 包括相对的 NO/NC 输入来提供差分信号。作为反转 NO/NC 输入的替代，一个多路转换器相对于另一个的计时可被反相来提供差分信号。例如，多路转换器 104b' 的计时可相对于多路

转换器 104a' 的计时反相, 以便提供差分信号。在一些情况中, 可期望的是对具有信号的多路转换器 104a'-104b' 计时, 该信号为驱动信号的求积副本。90 度的相移可允许电路较好地捕获信号。尽管所示的实施例的多路转换器具有两个输入, 但多路转换器 104a'-104b' 可替代地具有单个输入, 且输出可被留下而浮动在交替的时钟相上。这可减小放大器链的信号强度。在该实施例中, 时钟信号可源于多种来源, 如驱动信号、初级线圈电压、初级线圈电流或任何前述的 90 度移位的版本。

[0088] 又参看图 13, 多路转换器 104a' 在 "A" 时间片期间传递缓冲副本, 而在 "B" 时间片期间传递反相副本, 且多路转换器 104b' 在 "B" 时间片期间传递缓冲副本, 且在 "A" 时间片期间传递反相副本。

[0089] 在图 13 的检测器电路中, 每个多路转换器 104a'-104b' 的输出经由单独的放大器链传递。在所示的实施例中, 每个多路转换器 104a'-104b' 的输出被传递至单独的低通滤波器 108a'-108b'。在该实施例中, 滤波器 108'-108b' 可为两极 5kHz 低通滤波器。这些低通滤波器 108a'-108b' 主要作用在于除去高于通信频率范围的信号的 AC 分量。尽管该功能在所示的实施例中以运算放大器执行, 但运算放大器可由可替代的滤波电路 (如, 无源滤波器或数字滤波器) 替代。

[0090] 在一些应用中, 放大低通滤波器 108a-108b 的输出可能是可期望的。在所示的实施例中, 低通滤波器 108a'-108b' 的输出传递至单独的放大器 110a'-110b'。在所示的实施例中, 放大器 110a'-110b' 为放大已滤波的信号的 AC 耦合放大器, 且保持在 Vbias 周围的中点。在该实施例中, AC 耦合去除了任何 DC 偏移, 且用作单极高通滤波器。

[0091] 放大器 110a'-110b' 的输出被传递至单独的低通滤波器 112a'-112b'。这些低通滤波器 112a'-112b' 去除高于通信频率范围的信号的 AC 分量, 且有助于去除由 AC 放大器 110a'-110b' 给予的噪音。尽管低通滤波器 112a'-112b' 在所示的实施例中以运算放大器实现, 但运算放大器可由可替代的滤波电路如无源滤波器或数字滤波器替代。在一些应用中, 放大器的输出的信噪比可为足够的, 使得低通滤波器 112a'-112b' 是不必要的。

[0092] 在所示的实施例中, 最终的低通滤波器 112a'-112b' 的输出单独地传递至比较器 114'。比较器 114' 将来自于该两个放大器链的差分信号组合回单个 "数字化" 信号, 其可由微控制器如控制器 36 容易地解码。如可在图 12I 中看到的那样, 复合波形组合成编码数据低时提供负 DC 偏移, 且在编码数据高时提供正 DC 偏移。比较器 114' 的输出可被传递至通信控制器 36 用于解码。在此情况下, 通信控制器 36 将使用用于编码远程装置 14 中的数据的数据的相同方案来使二进制流解码, 该方法在该示意性说明中为双相编码方案。

[0093] 作为图 13 中的双链电路的替代, 检测器电路 46' 可替代地结合单端检测链。在此替代方案中, 检测器电路可仅包括图 13 中的最上面的链, 且比较器 114' 可具有称为 Vbias 的其负输入。图 13 中的双链电路可在一些应用中提供改善的性能, 因为当一个信号电压增大而另一个减小时, 放大器链的差分对提供改善的信噪比。结果, DC 偏差不可能使信号失真。

[0094] 在又一个可替代实施例中, 通信通过以两个不同频率中的一个调制通信负载来编码。在一个实施例中, 两个不同频率可为固定频率。具有用于调制的两个不同固定频率可简化用于在无线电源中解调的滤波器设计。在一个实施例中, 两个不同频率可为驱动频率的分数或倍数, 如, 整分数或整倍数。例如, 在所示的实施例中, 通信电阻器被以一个频率调制

从而表示逻辑高而被不同的频率调制从而表示逻辑低。在该实施例中,通信控制器 36 包括两个不同的调制时钟,一个处于载波波形的 1/8 频率而另一个处于载波波形的 1/10 频率。调制时钟的频率可从应用到应用不同。调制信号为通过将逻辑低期间的第一调制时钟与在逻辑高期间的第二调制时钟相结合所产生的两个调制时钟的合成物。将参照图 14A-14H 来更详细地描述该实施例的频移方法。图 14A 示出了 1 和 0 的样本数据流。图 14B 示出了使用双相编码方案编码的样本数据流。参照图 14C-14H 更详细描述了用于产生调制的载波波形的过程,图 14C-14H 示出了包含从低信号到高信号的过渡的数据流的短部分。图 14C 示出了载波波形,如上文所述,载波波形对于该图示为大约 100kHz。图 14D 示出了调制时钟 A 信号。在该图示中,调制时钟 A 的频率为载波频率的八分之一。图 14E 示出了调制时钟 B 信号。在该图示中,调制时钟 B 的频率为载波的频率的十分之一。图 14F 中示出了数据流。调制载波波形通过将编码数据信号(图 14F)用作键使载波波形(图 14C)与调制时钟 A 信号(图 14D)或调制时钟 B 信号(图 14E)组合而产生。更具体而言,在低数据信号期间,载波波形与调制时钟 A 信号组合,且在高数据信号期间,载波波形与调制时钟 B 信号组合。图 14G 中示出了所得到的调制时钟波形。如可看到的那样,调制时钟波形在编码数据为低的同时以一个频率进行调制,且在编码数据为高时切换至处于其它频率的调制。如可看到的那样,波形对于逻辑低比对于逻辑高更快地调制。在该示意中,每个调制均包括逻辑低期间载波波形的四个周期以及逻辑高期间载波波形的五个周期。载波波形和两个调制时钟信号的频率可被变化以改变调制载波波形的特征。

[0095] 通过该替代的通信方法产生的通信可使用多种替代系统和方法来接收和解码。为了公开的目的,将结合图 3 和图 15 以及结合上文描述的通信接收机 22 来描述本发明。在该实施例的操作中,电流传感器 45 产生信号,该信号代表谐振电路中的电流。电流传感器 45 可为电流感测变压器,其产生具有随谐振电路 40 中的电流的大小变化的电压的信号。作为另一个替代方案,电流传感器 45 可以是具有如图 4 至图 9 中所示的定标电阻器和电容器的分配器获得的输出。来自于电流传感器 45 的信号可传递通过滤波和调节电路,如带通滤波器和放大器。带通滤波器可包括低通滤波器 202 和高通滤波器 204。滤波器可配置成用以滤出低于最低工作频率除以十且高于最高工作频率除以八的信号。放大器 206 可配置成将信号放大至适合的水平用于鉴频器(未示出)。放大的输出可被传递至鉴频器(未示出)。在一个实施例中,鉴频器为将频率转换成电压的集成电路系统(ICS)。ICS 的输出可提供至控制器 36 以便进行解码。在可替代实施例中,鉴频器可包括比较器(未示出)和控制器,如控制器 36。比较器可产生方波输出且控制器 36 可计算边缘以确定调制频率。在结合比较器的实施例中,结合大部分根据电路内的噪音而处于放大器 206 与比较器(未示出)之间的滤波器可能是所期望的。该系统可将每四个周期的高和低之间交替的信号解译为逻辑低,且该系统可将每五个周期的高和低之间交替的信号解译为逻辑高。在这些实施例中的两个中,通信控制器 36 将使用双相解码方案来解码逻辑高和逻辑低的二进制流。

[0096] 尽管结合具有用于在将信号给送至控制器 36 之前对该信号进行滤波和调节的模拟电路的检测器电路 46 描述了本发明,但滤波、调节和/或比较器功能可替代地使用数字信号处理器(DSP)来执行。例如,在一个可替代方案中,电流感测变压器(或其它检测器)的输出可被给送到 DSP(未示出)中。DSP 可将模拟信号转换成数字信号,且然后处理数字信号来生成高输出和低输出,这与已经使用上文所述的电路生成的高输出和低输出一致。

DSP 可处理输入信号从而去除出现在用于通信的频率范围外侧的信号分量、分析其余信号以识别通信信号然后提供以通信信号驱动高和低的输出信号。

[0097] 在所示的实施例中,通信接收机包括检测器电路,该检测器电路通过电流感测变压器对通信进行解调,该电流感测变压器提供代表谐振电路中的电流的输出。通信接收机可使用可替代的方法和设备来工作。例如,电源可包括检测器电路,该检测器电路提供指明到开关电路(例如,耦合到开关电路的输入的放大器)的输入中的电流的信号。作为另一个示例,电源可包括检测器电路,该检测器电路使用到开关电路的输入的电压与谐振电路中的电流的相位关系来检测通信。作为另一个示例,电源可包括检测器电路,该检测器电路使用谐振电路中的电压来检测通信。用于检测通信的这些可替代系统和方法中的一些的操作在名称为SYSTEMS AND METHODS FOR DETECTING DATA COMMUNICATION OVER A WIRELESS POWER LINK且于2010年1月25日提交的美国临时申请第61/298021号中更为详细地进行了描述,该申请通过引用以其整体并入本文中。

[0098] 以上描述为本发明的当前实施例的描述。可在不脱离本发明的精神和较宽方面的情况下进行各种变化和改变。本公开内容为了示范目的而提供,且不应理解为本发明的所有实施例的详尽描述,或将权利要求的范围限于根据这些实施例示出或描述的特定元件。例如而限于,所述的本发明的任何独立元件(一个或多个)可由替代元件替换,该替代元件提供大致类似的功能或以其它方式提供足够的操作。例如,这包括当前已知的替代元件,诸如本领域中的技术人员当前可能已知的,以及未来可开发出的替代元件,诸如本领域的技术人员在开发时可认作是替代方案的那些。此外,所公开的实施例包括一致描述的且可协作地提供一系列益处的多个特征。本发明不仅仅限于包括所有这些特征或提供所有指出的益处的那些实施例,除非达到以另外的方式在发布的权利要求中明确地阐明的程度。

[0099] 本发明的主张排他性或权益的实施例定义在所附的权利要求中。

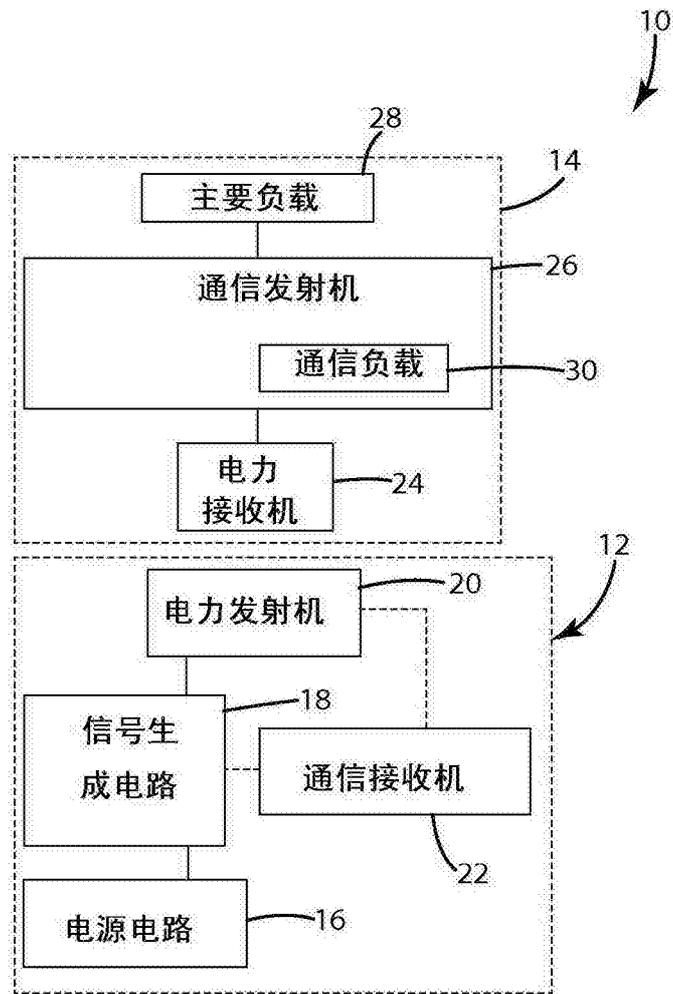


图 1

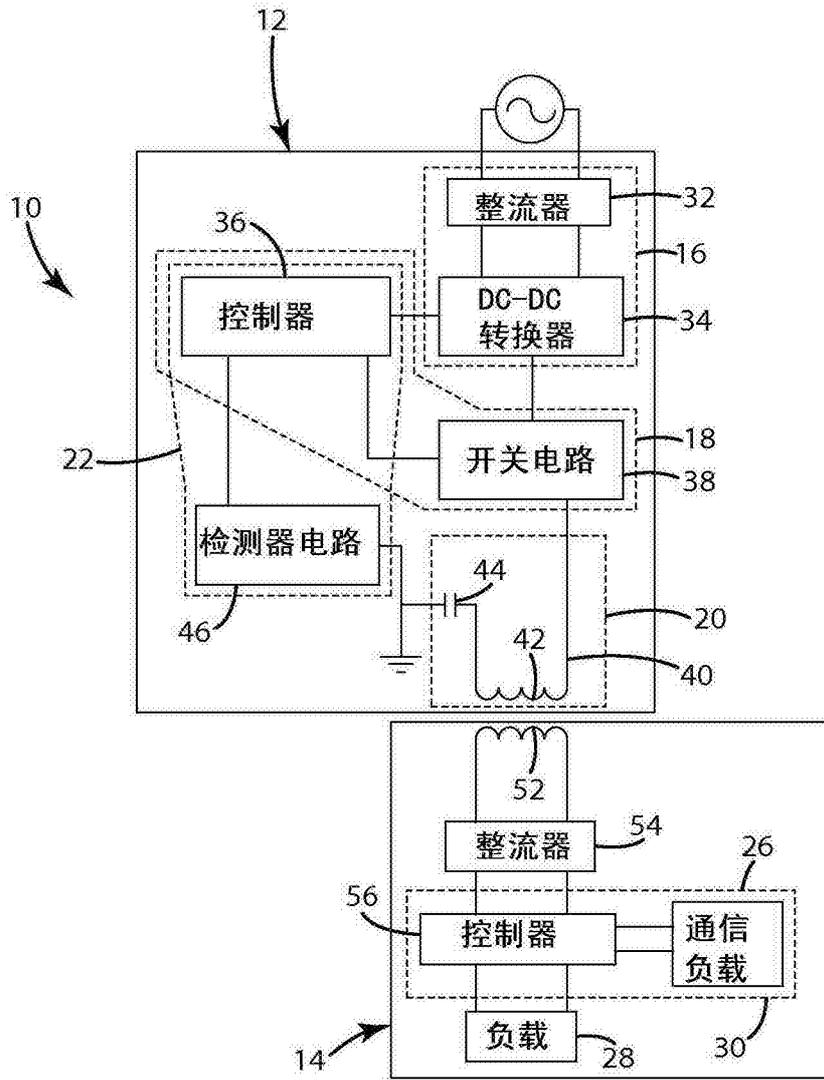


图 2

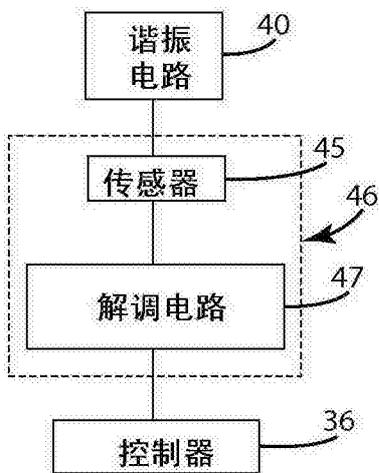


图 3

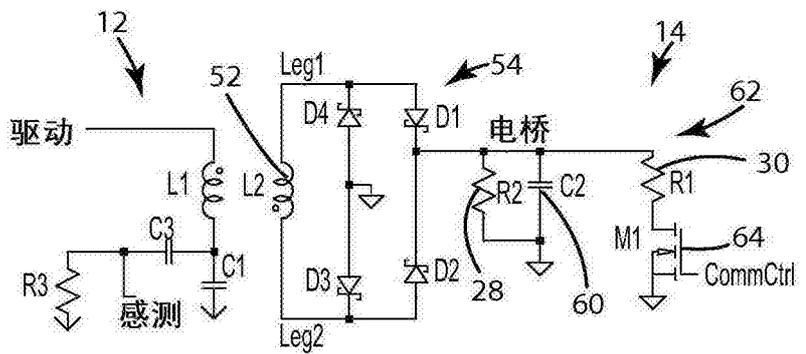


图 4

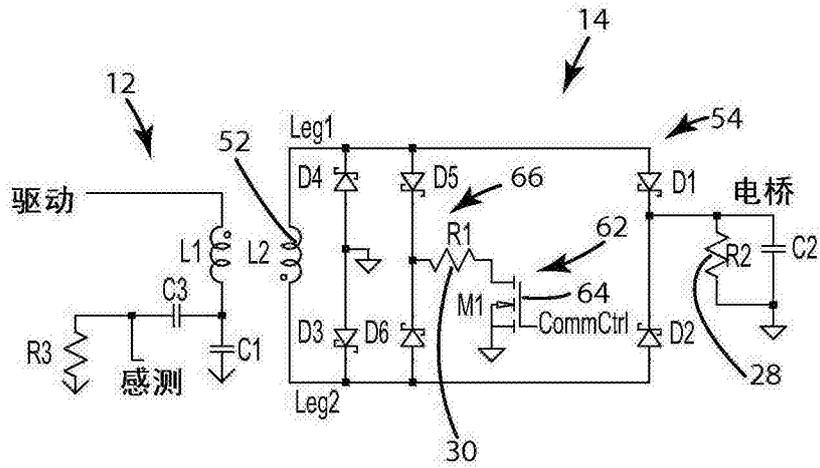


图 5

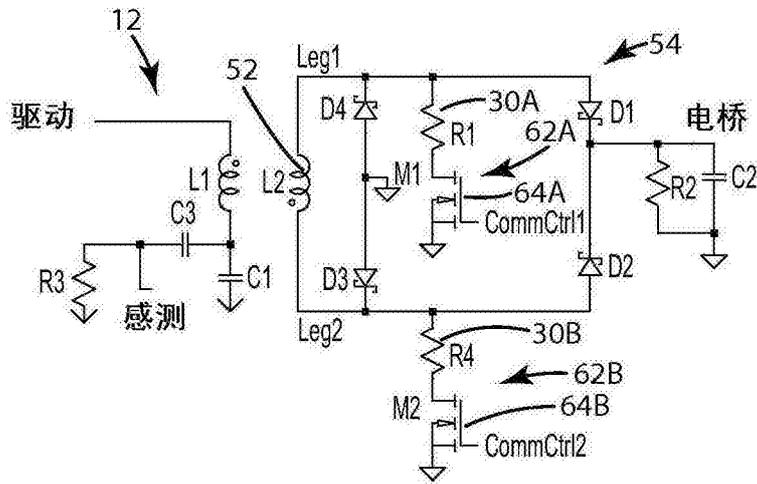


图 6

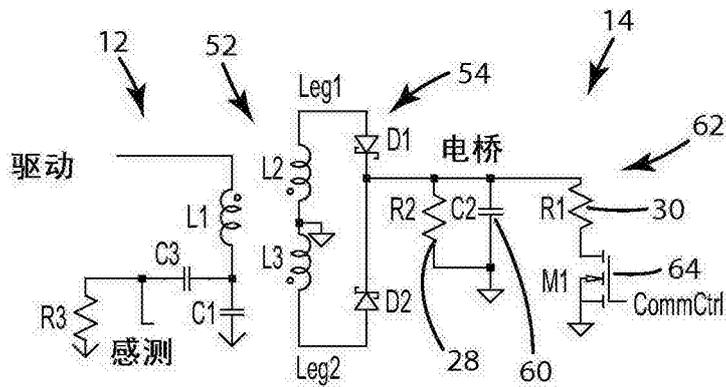


图 7

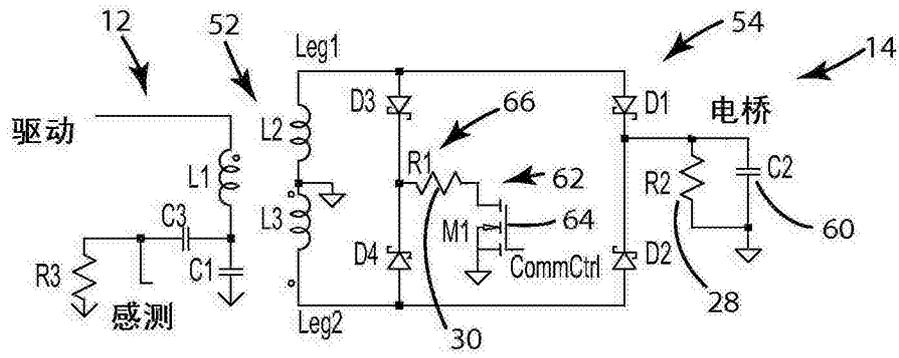


图 8

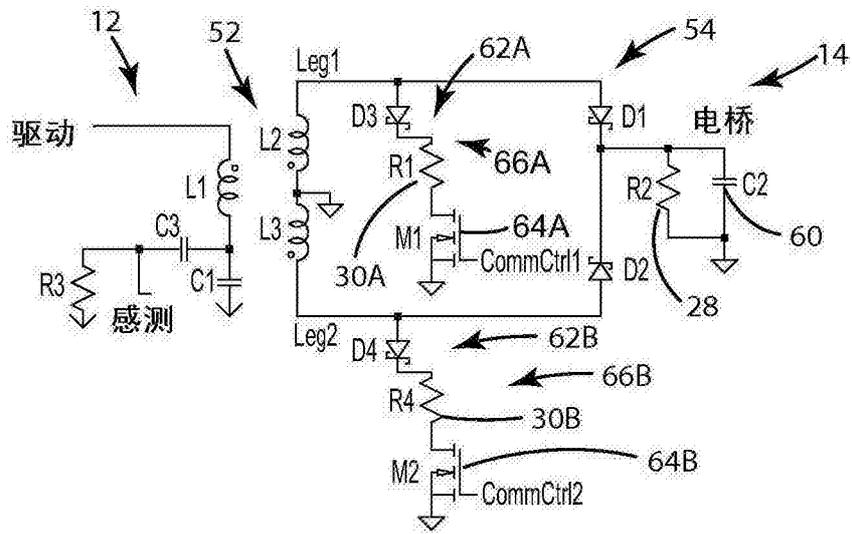


图 9

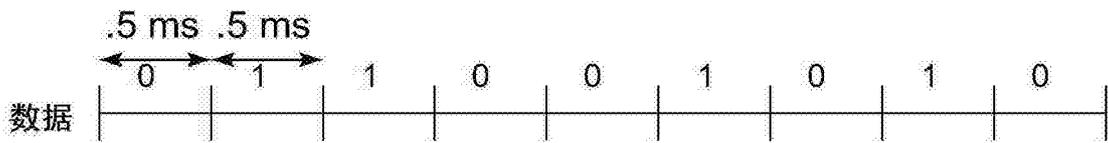
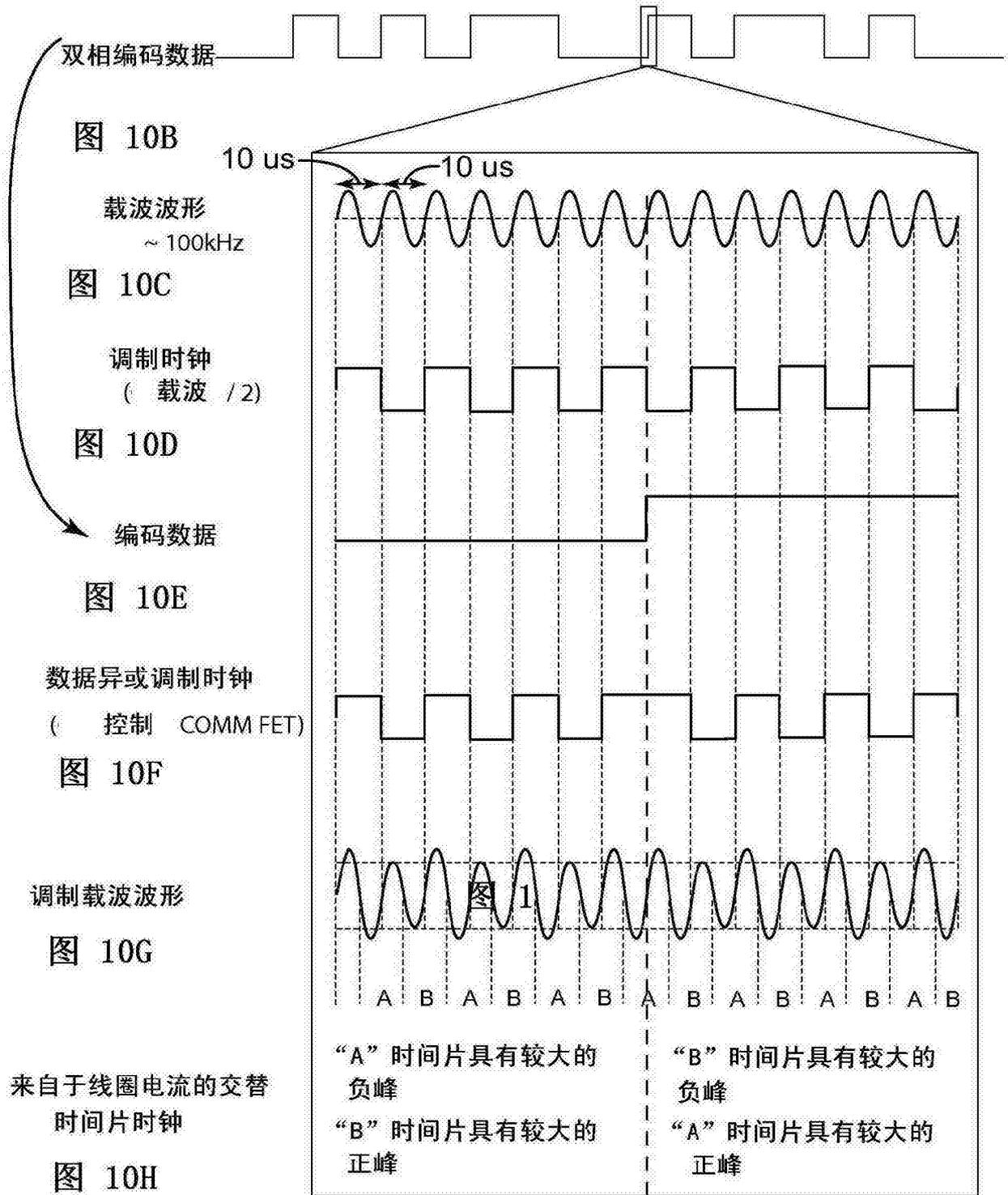


图 10A



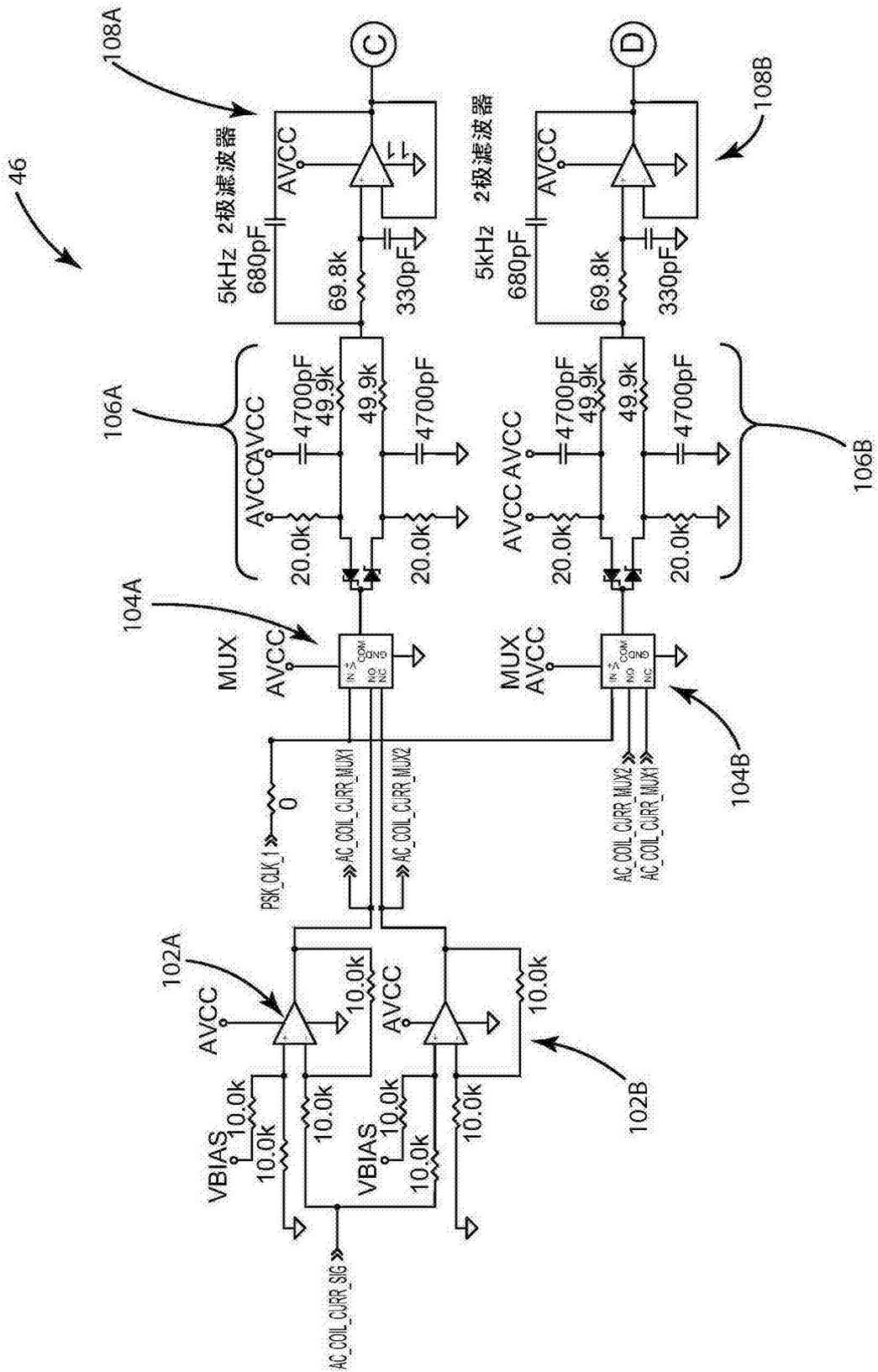


图 11A

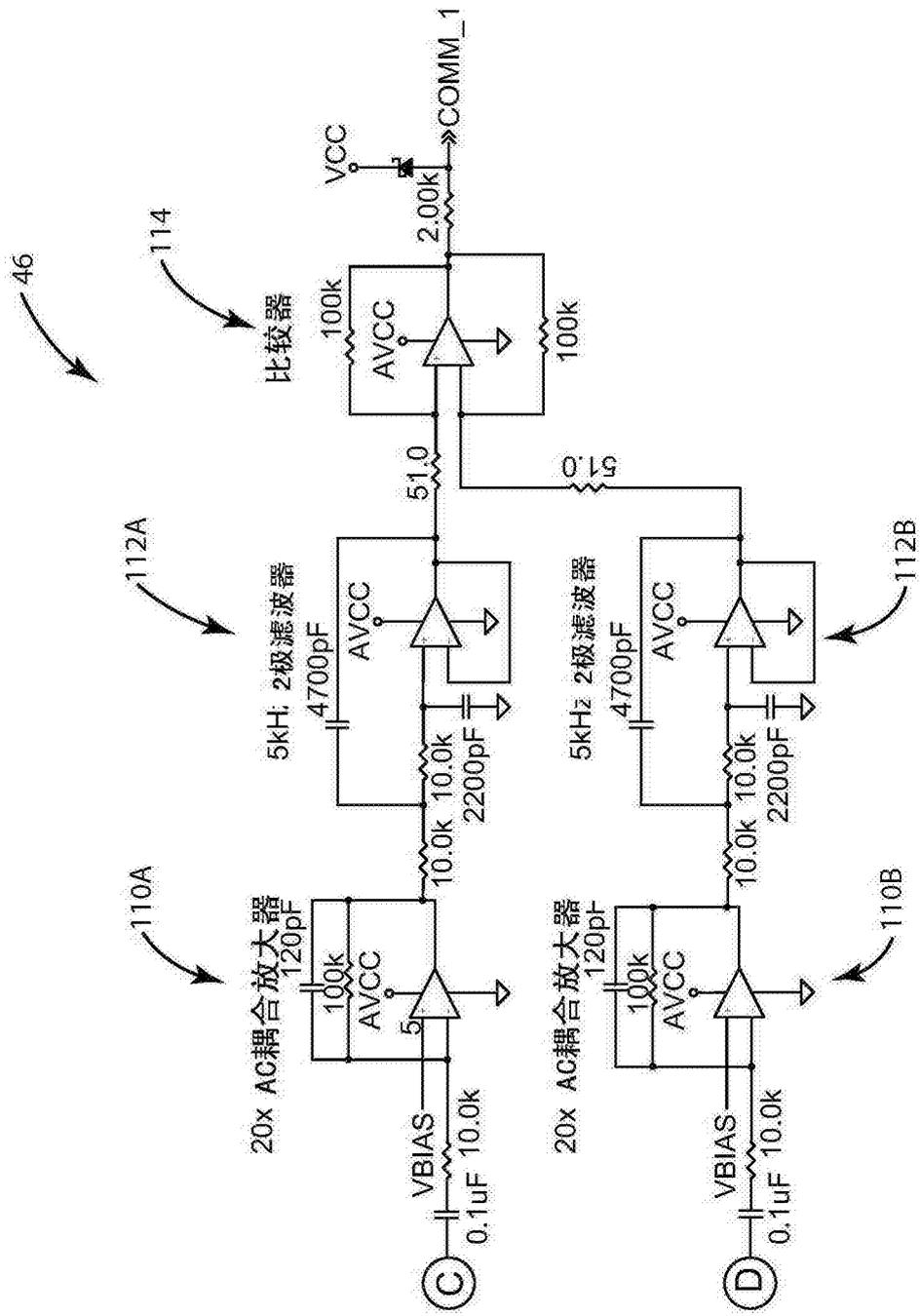
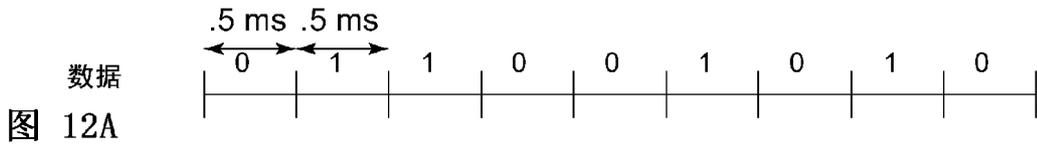


图 11B



双相编码数据
图 12B

载波波形
~100kHz
图 12C

调制时钟
(载波 X 4)
图 12D

编码数据
图 12E

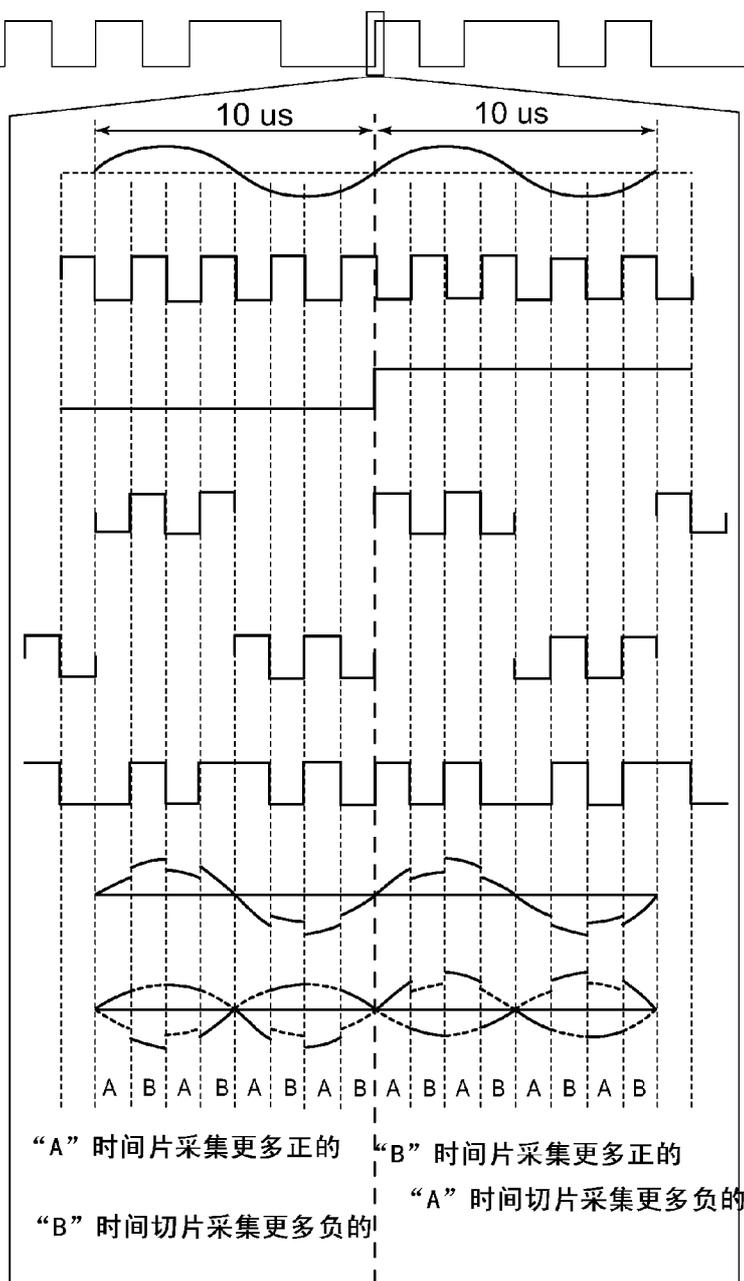
调制信号, 腿部1
(数据异或调制时钟)
图 12F

调制信号腿部2
(数据异或非调制时钟)
图 12G

调制信号
(控制 COMM FETs)
图 12H

调制载波波形
图 12I

反相与时间片化
—— = 基准波形
----- = 至滤波器



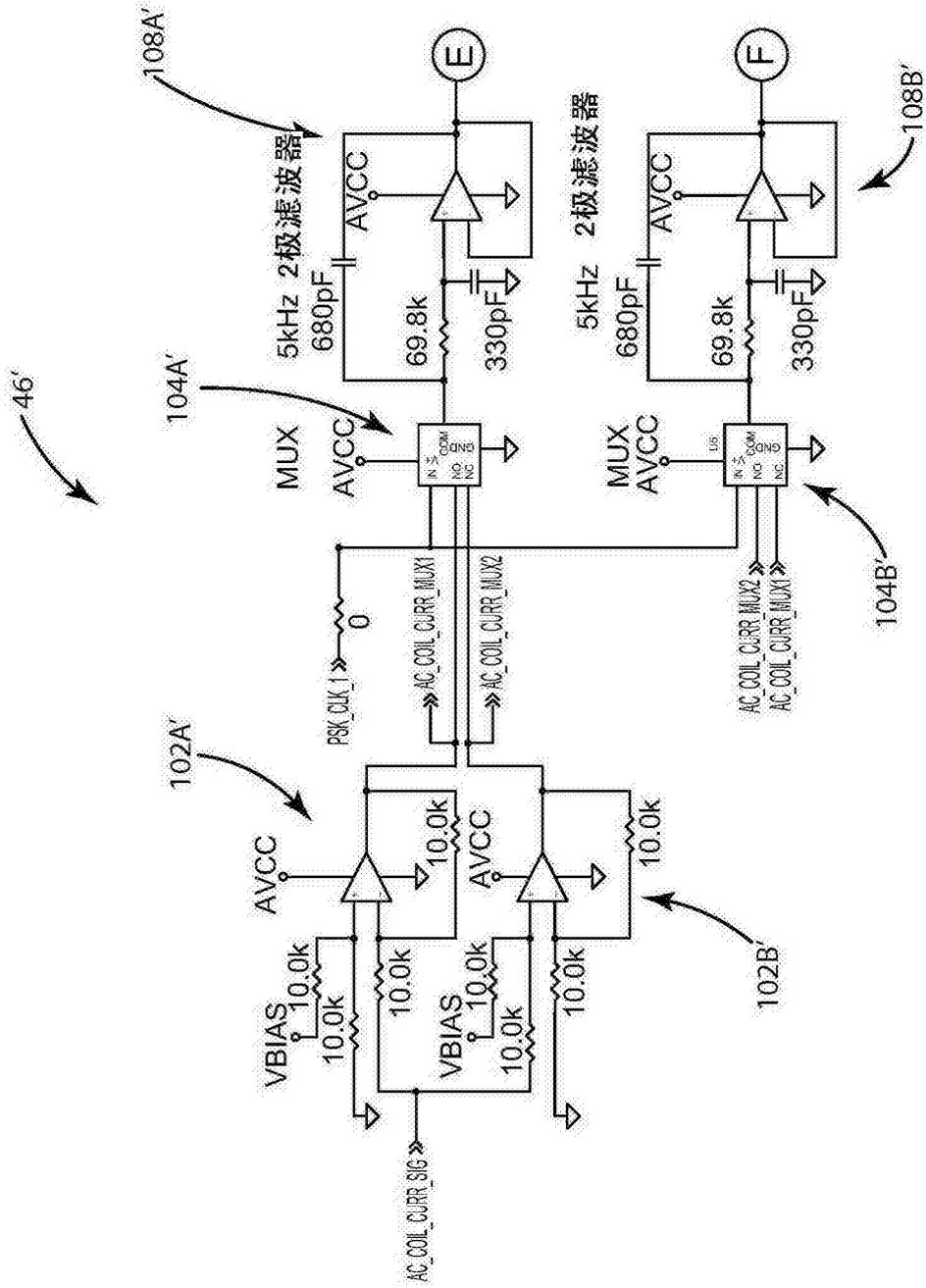


图 13A

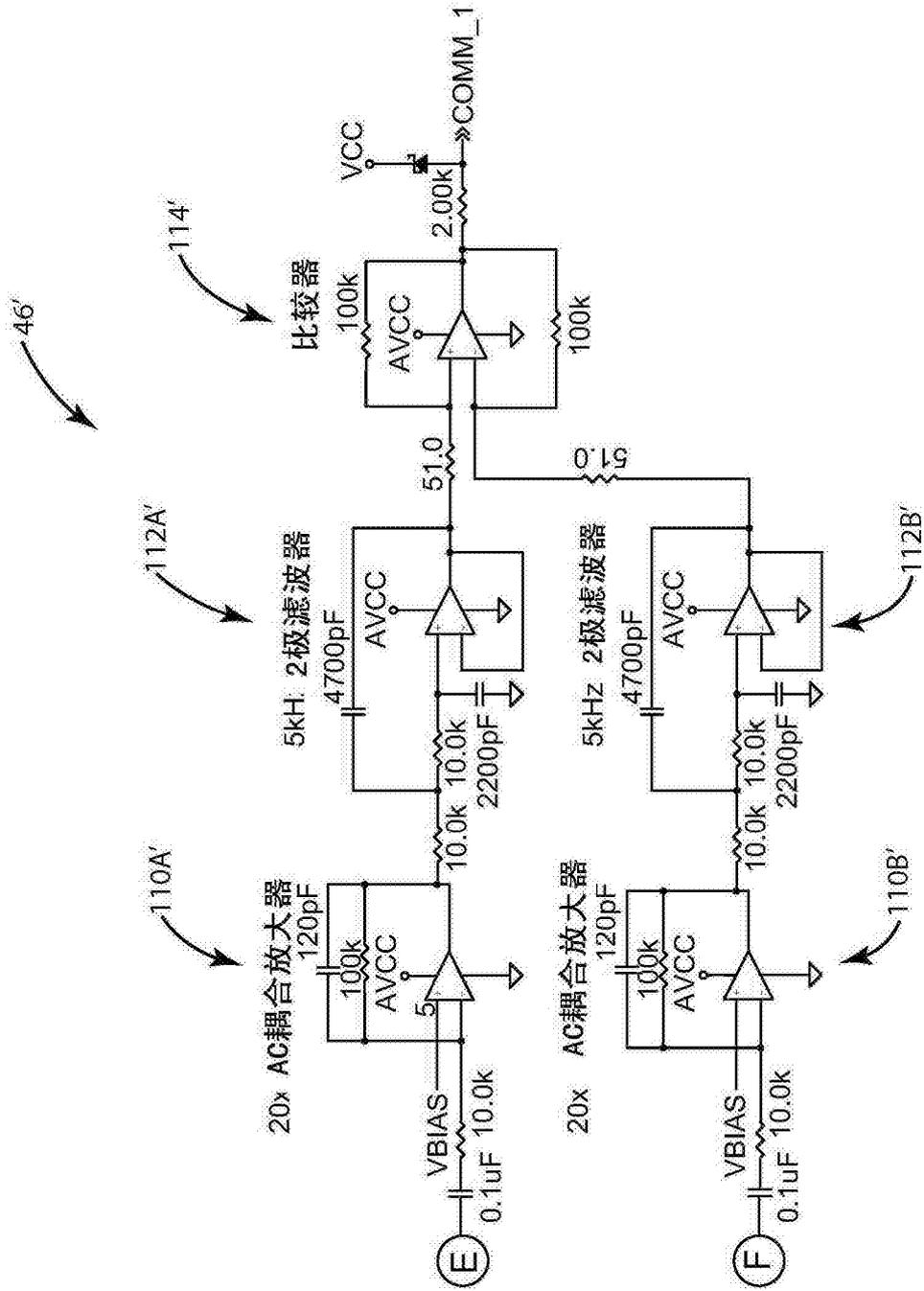


图 13B

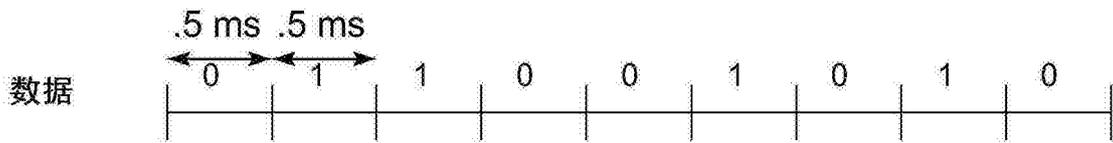
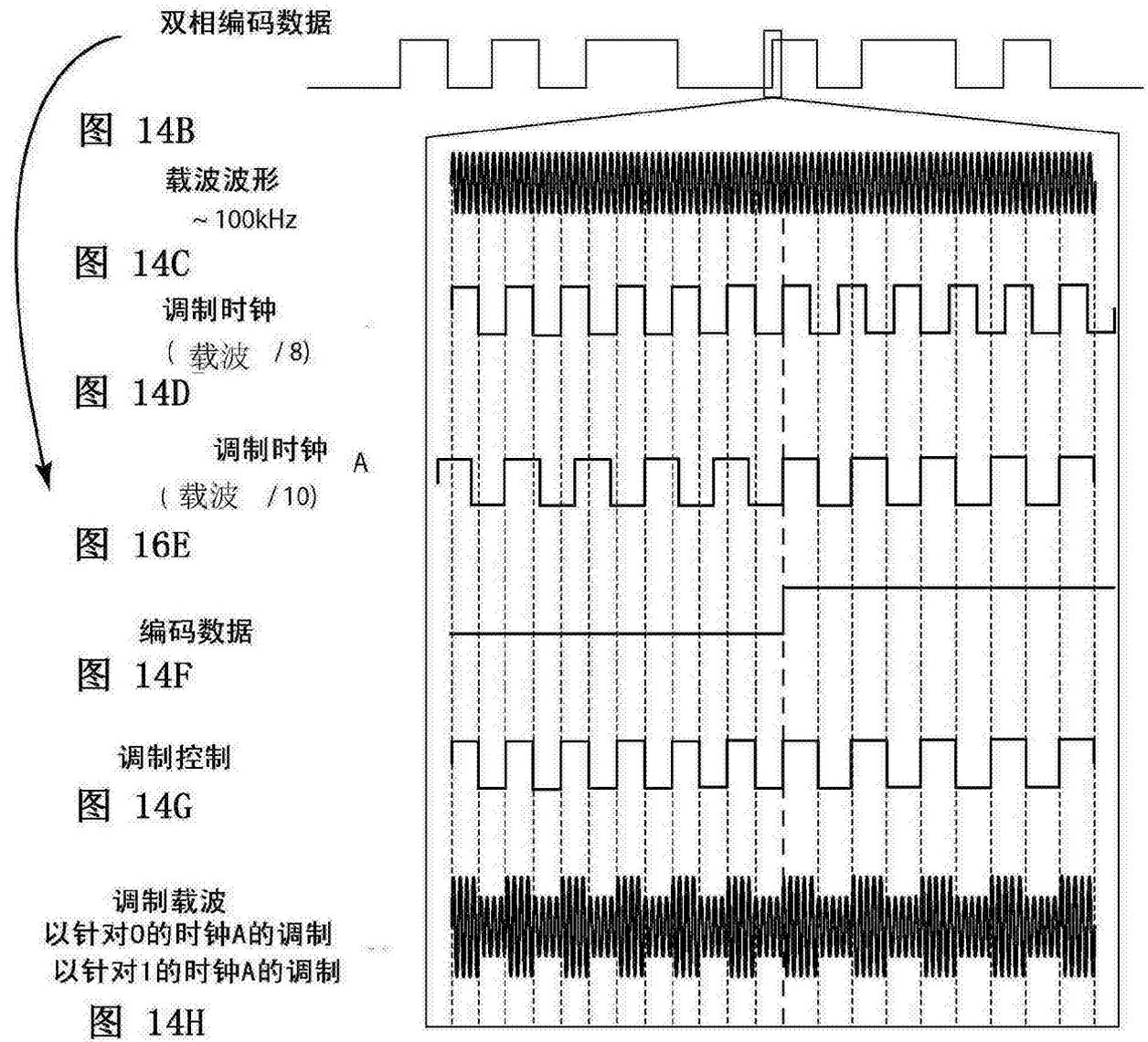
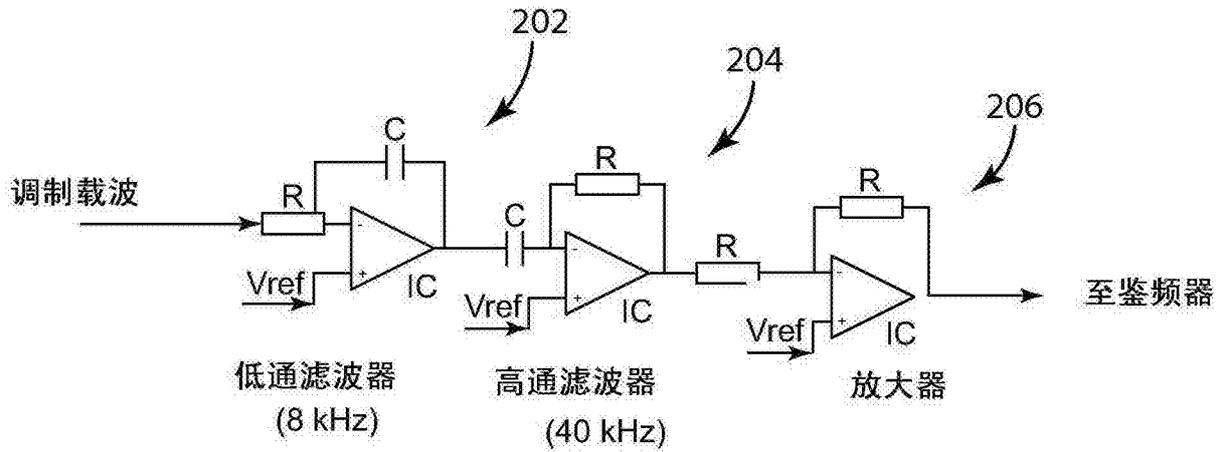


图 14A





至鉴频器

$$F_{low} = (\text{最低工作频率}) / 10$$

$$F_{high} = (\text{最高工作频率}) / 8$$

图 15

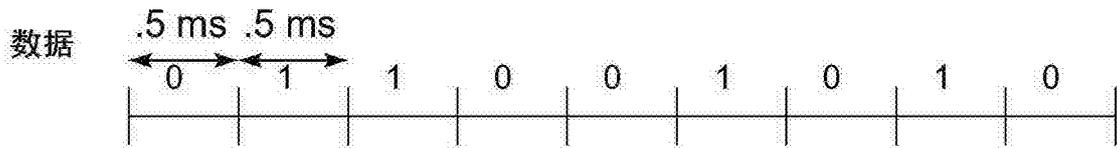
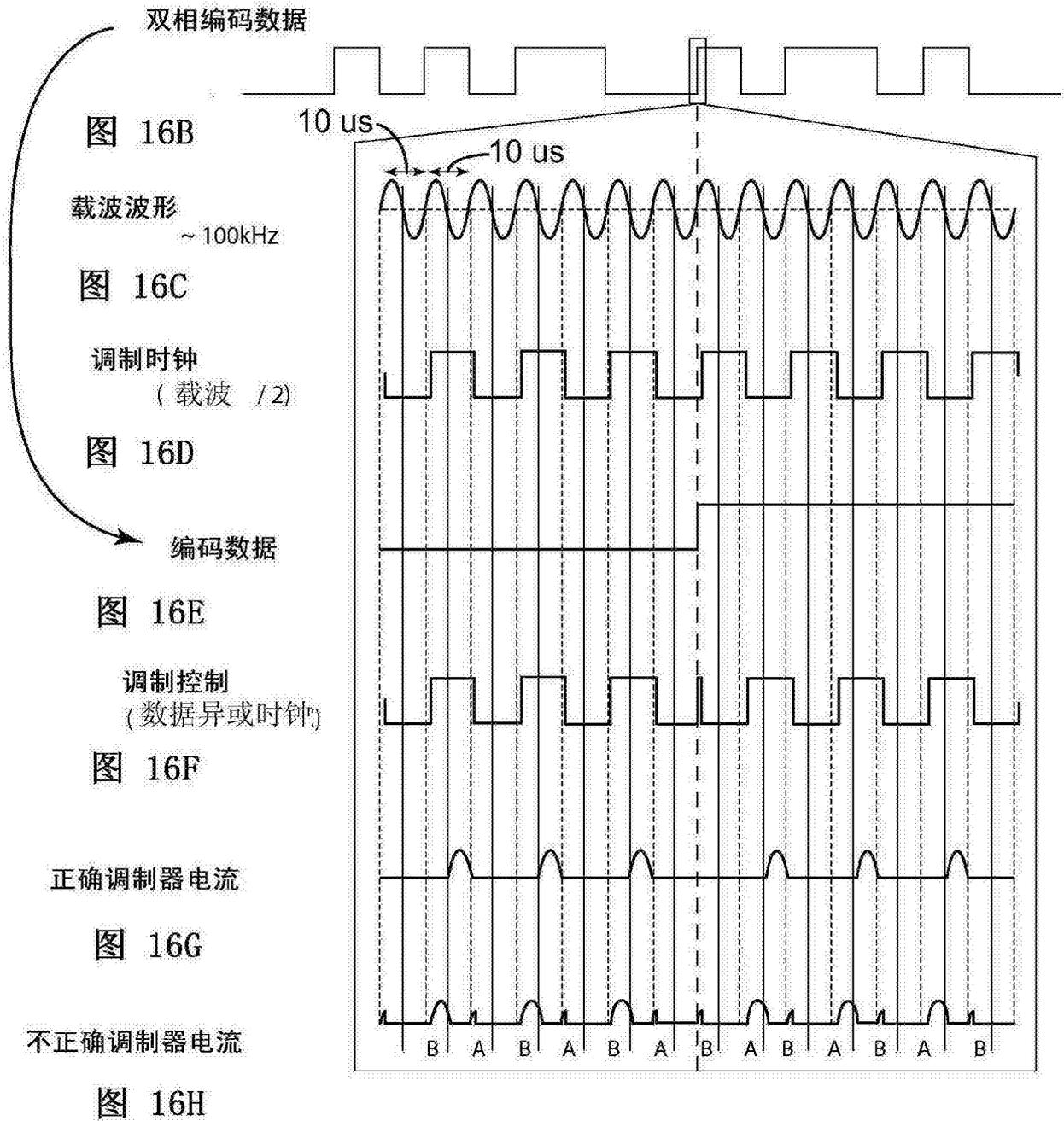


图 16A



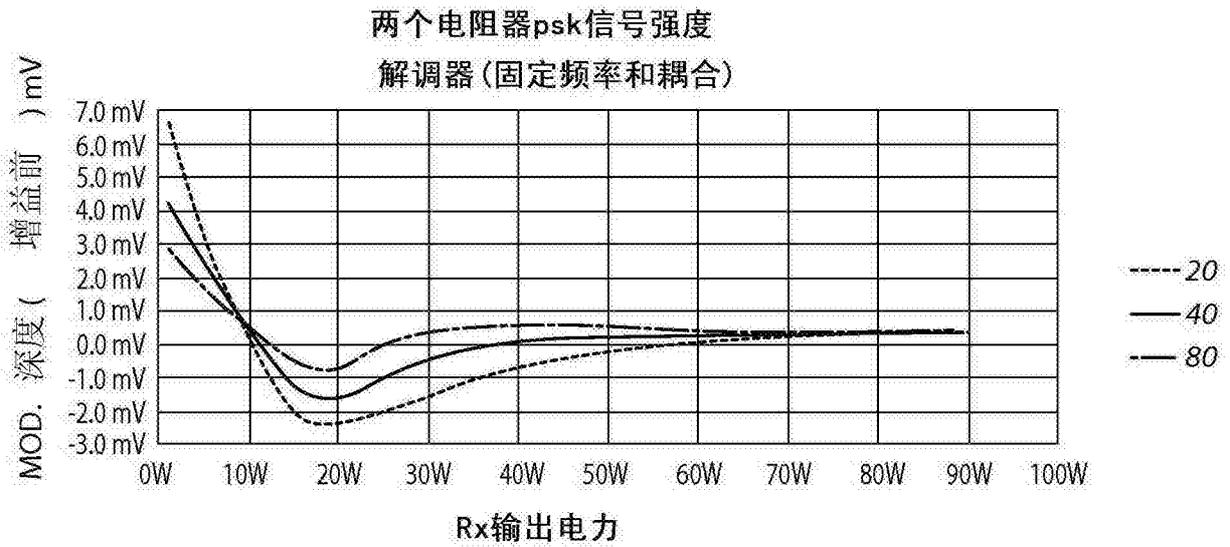


图 17

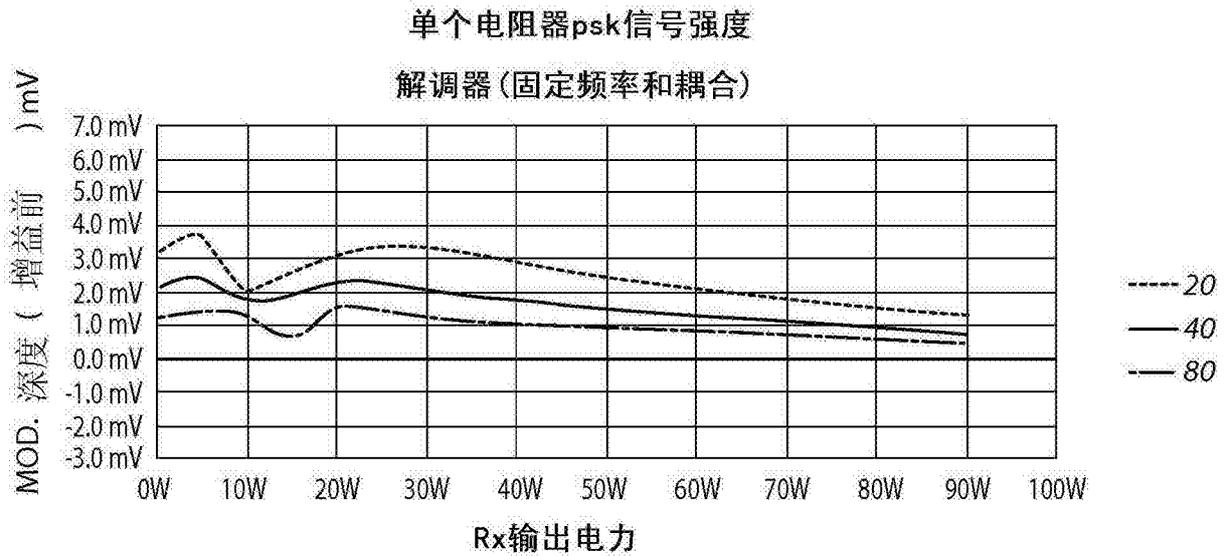


图 18

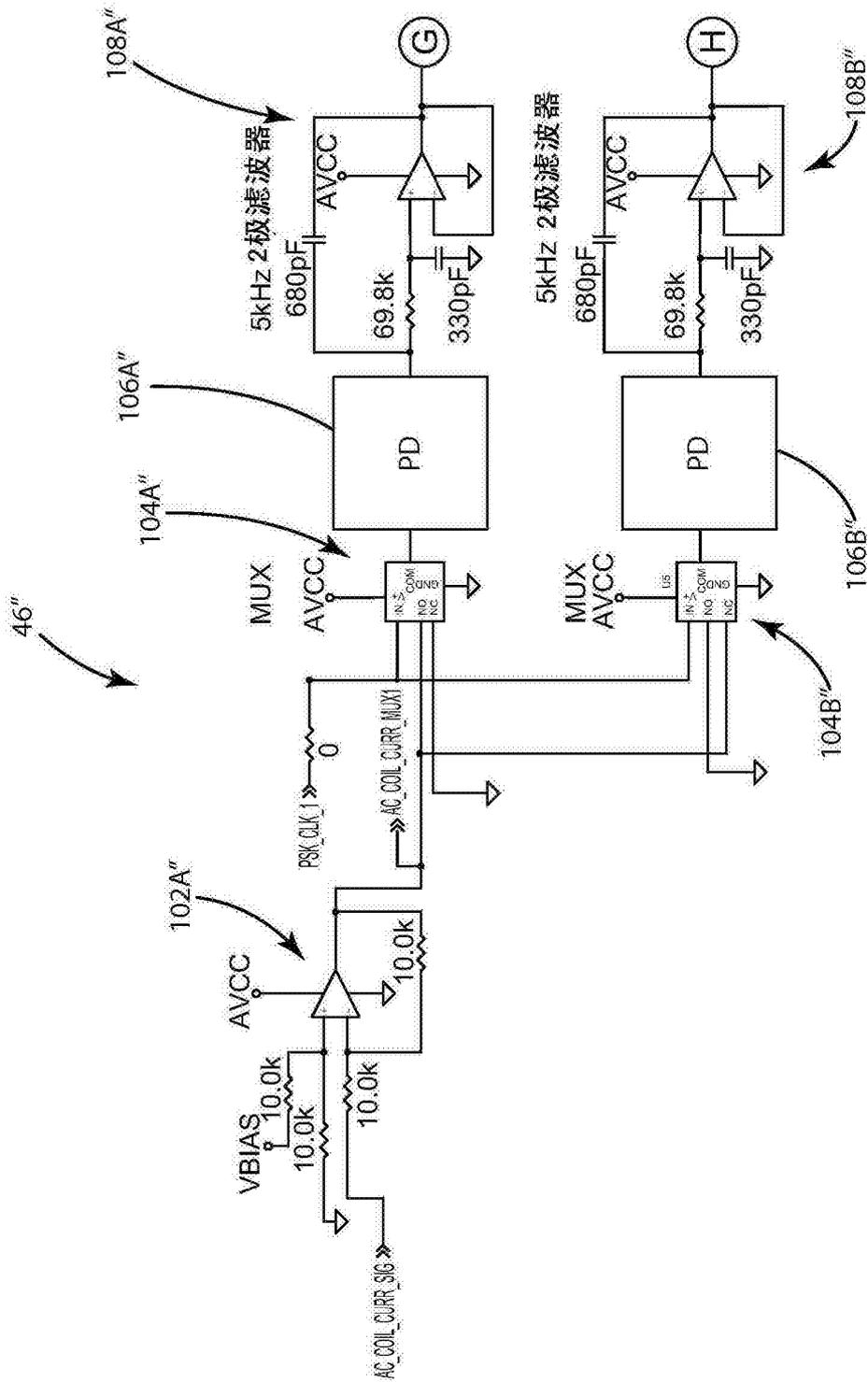


图 19A

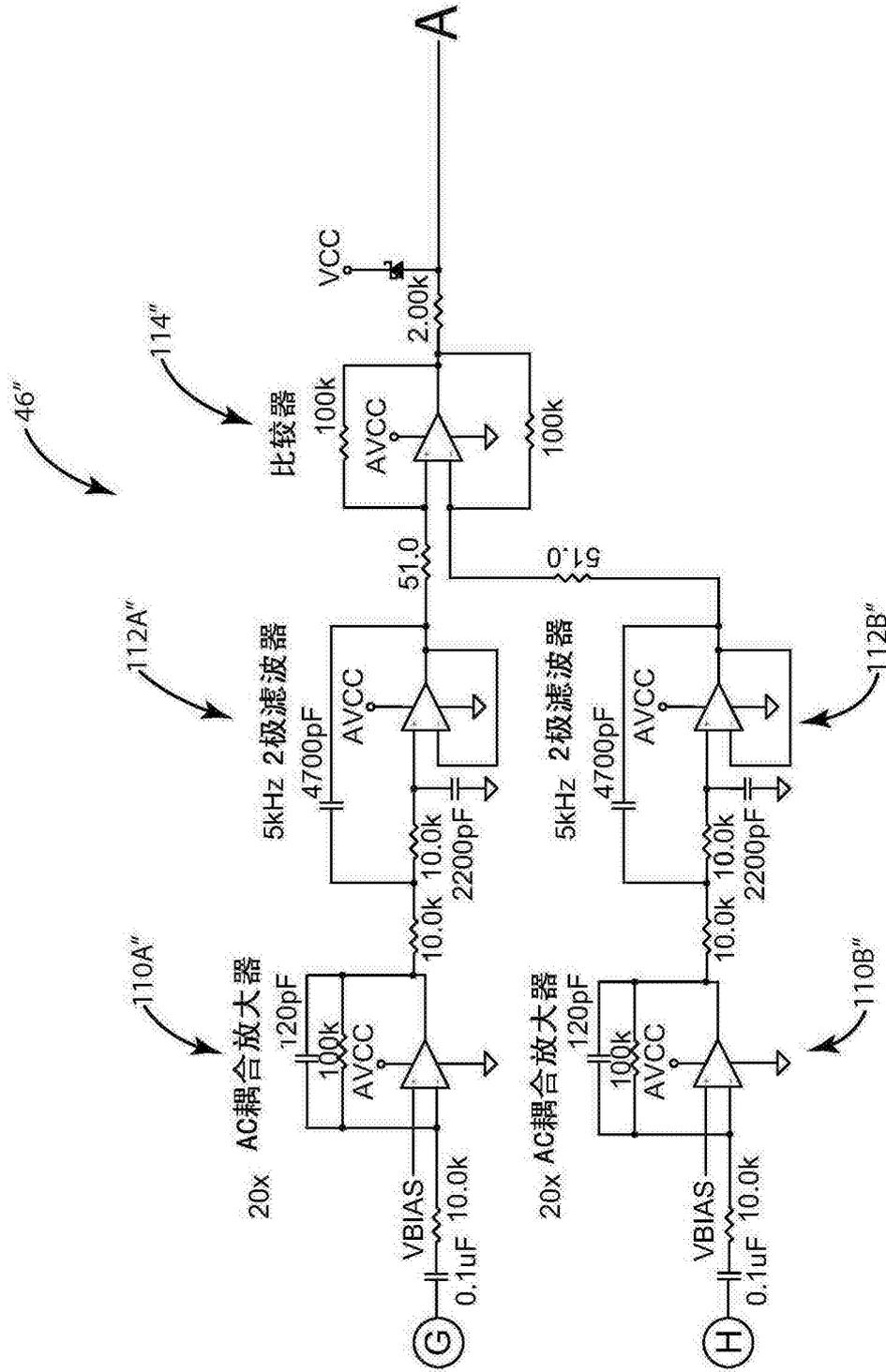


图 19B

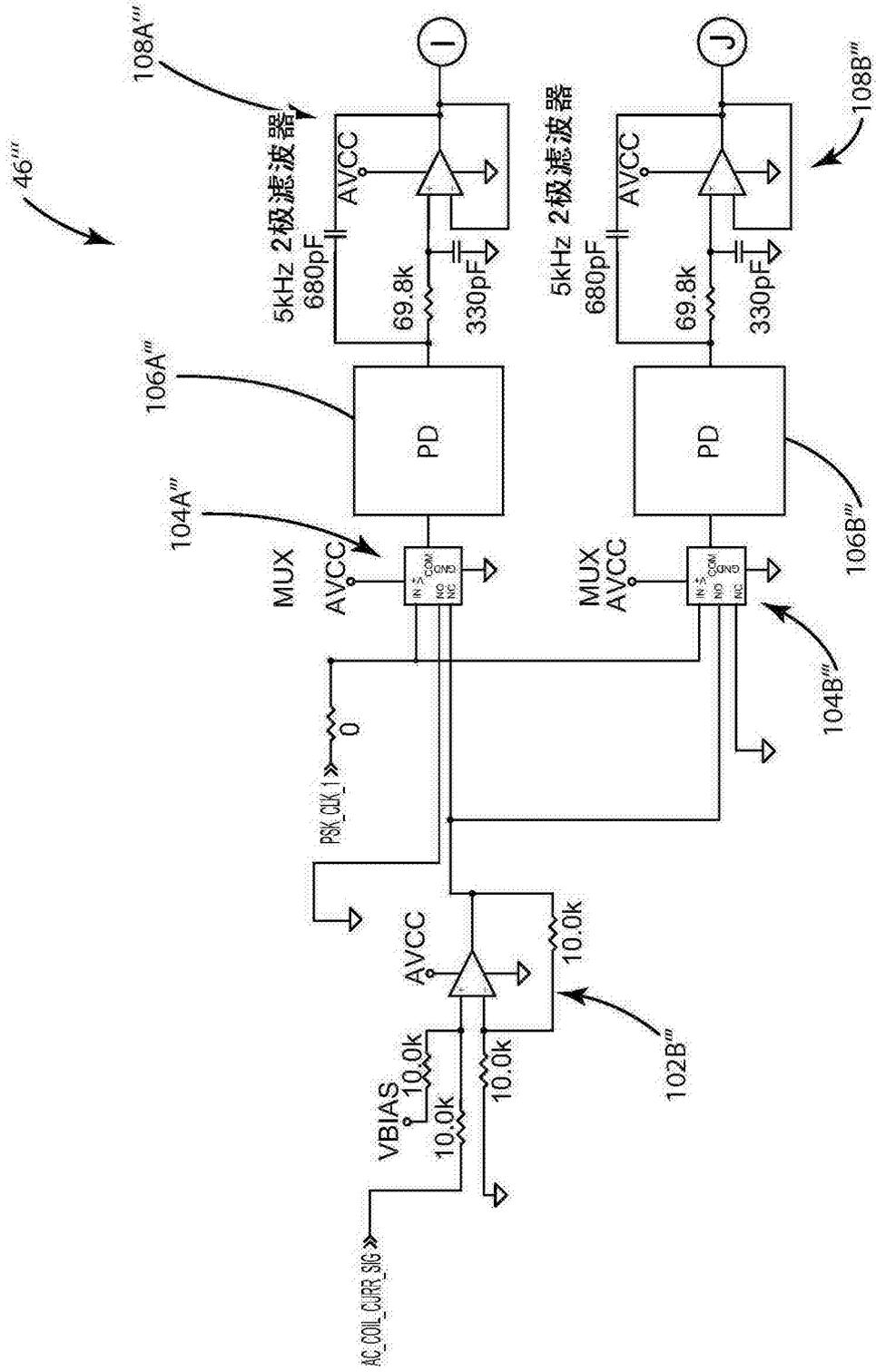


图 20A

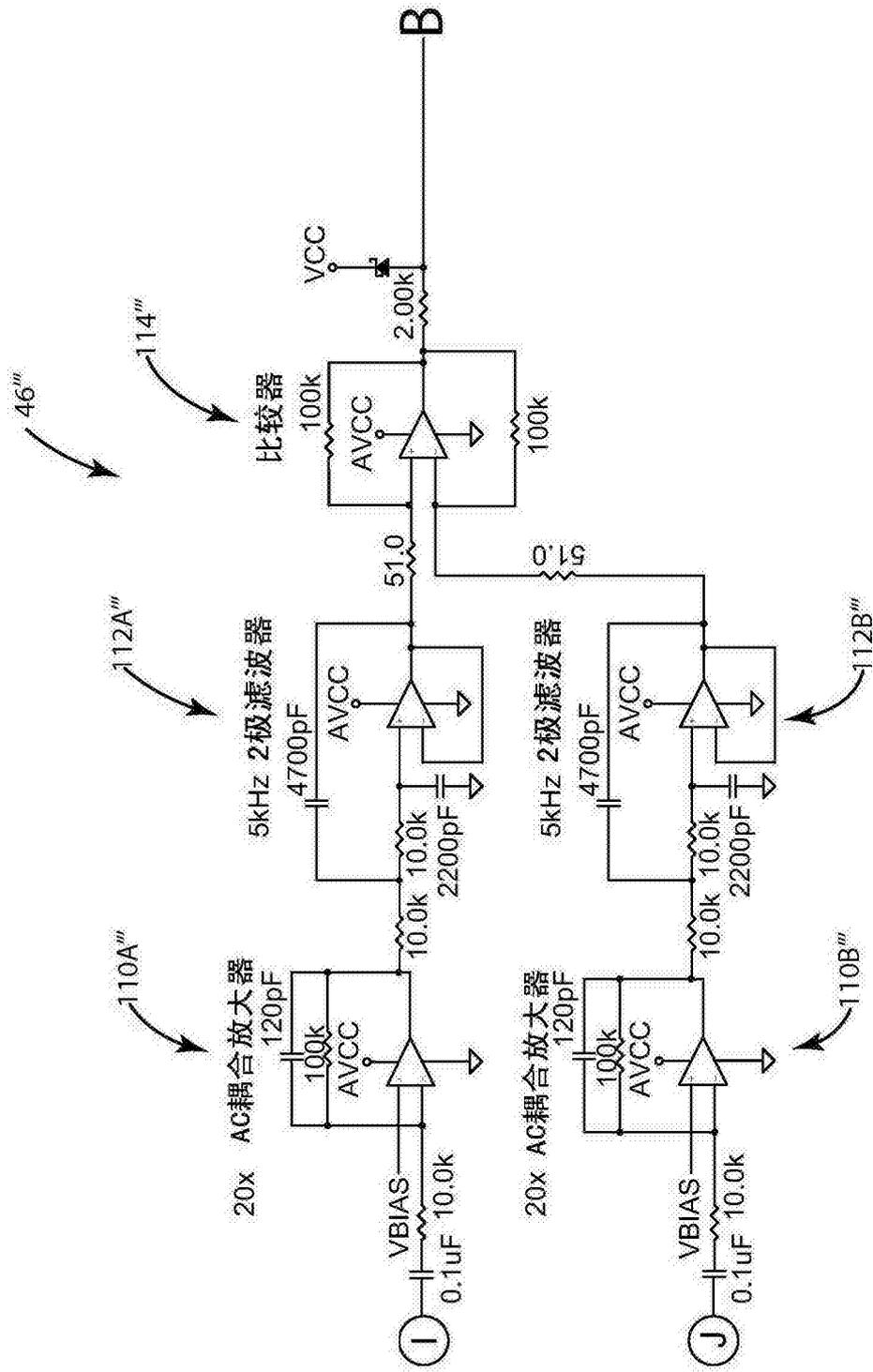


图 20B