



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101477181 B

(45) 授权公告日 2011. 03. 09

(21) 申请号 200810183755. 4

G01C 17/30 (2006. 01)

(22) 申请日 2002. 11. 15

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

09/989, 559 2001. 11. 20 US

EP 1139069 A1, 2001. 10. 04, 全文.

US 5239264 A, 1993. 08. 24, 全文.

CN 1200178 A, 1998. 11. 25, 全文.

JP 特开 2001-83223 A, 2001. 03. 30, 全文.

(62) 分案原申请数据

02825228. 4 2002. 11. 15

(73) 专利权人 金泰克斯公司

地址 美国密执安

审查员 谢百韬

(72) 发明人 蒂莫西·R·弗兰德

乔恩·H·贝克特尔

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 魏小薇

(51) Int. Cl.

G01R 33/02 (2006. 01)

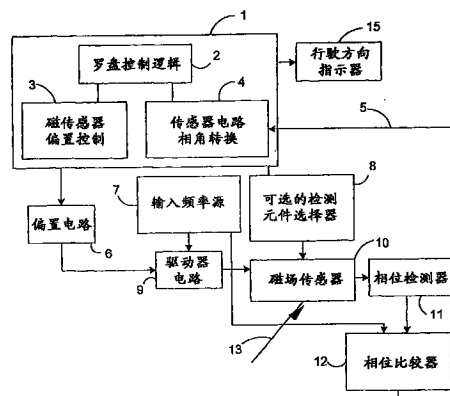
权利要求书 5 页 说明书 26 页 附图 11 页

(54) 发明名称

具有动态可调偏置设置的磁力计和包括其的电子车辆罗盘

(57) 摘要

本发明披露了一种具有动态可调偏置设置的磁力计和包括其的电子车辆罗盘。磁力计包括用于检测磁场的至少一个传感器,偏置电路和处理器。所述传感器产生具有一种信号特征的输出信号,所述信号特征响应检测的磁场并响应施加的偏置而改变。所述偏置电路响应偏置设置信号动态地偏置所述传感器。处理器被连接用于接收来自所述传感器的输出信号,并和所述偏置电路相连。所述处理器可操作用于产生偏置设置信号,由此控制偏置电路以动态地偏置所述传感器,从而所述输出信号的所述信号特征被保持在相对小的目标范围内。所述处理器按照施加到传感器上的偏置电流设置的函数确定由传感器检测的磁场分量。



1. 一种磁力计,包括:

用于检测磁场的传感器,所述传感器包含检测元件,所述检测元件具有响应所述磁场而改变的传感器特征,所述传感器特征是检测元件的电感,并且,所述传感器产生具有一种信号特征的输出信号,所述信号特征响应检测的磁场并响应施加的偏置而改变;

偏置电路,所述偏置电路响应偏置设置信号动态地偏置所述传感器;以及

处理器,其被连接用于接收来自所述传感器的输出信号,并和所述偏置电路相连,所述处理器能够被操作用于产生偏置设置信号并由此控制所述偏置电路以动态地偏置所述传感器,从而所述输出信号的所述信号特征被保持在值的一个目标范围内以便所述传感器在其电感曲线的线性部分中操作,所述处理器按照施加到所述传感器上的偏置设置的函数来确定由所述传感器检测的磁场分量。

2. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述传感器包括一种磁心材料和围绕所述磁心材料绕制的绕组,其中传感器的电感响应检测的磁场而改变。

3. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述传感器包括:

具有用于接收驱动信号的输入的放大器,所述检测元件被连接在所述放大器的一个反馈环内,所述放大器产生输出信号,其具有至少部分地响应传感器特征的改变而改变的信号特征。

4. 如权利要求 3 所述的磁力计,其中所述检测元件包括一个电感器和与所述电感器并联的电容器。

5. 如权利要求 3 所述的磁力计,还包括驱动电路,用于产生所述驱动信号,其中所述处理器控制所述驱动电路以改变施加于所述放大器输入的驱动信号。

6. 如权利要求 5 所述的磁力计,其中所述处理器改变驱动信号的偏置电流,以便将输出信号的信号特征保持在目标范围内,并且其中所述处理器根据驱动信号的偏置电流确定磁场强度。

7. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述信号特征是输出信号的相位。

8. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述信号特征是输出信号的频率。

9. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述处理器按照施加于所述传感器的偏置设置和在目标范围内的输出信号的值两者的函数来确定由所述传感器检测的磁场分量,以便增加读数的分辨率。

10. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述的偏置设置用于近似地平衡在传感器响应的两个目标范围的每一个中要被测量的磁场。

11. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中,选择所述偏置设置以使得所述传感器的输出信号处于用于能够获得目标响应值的两个不同的范围之一的目标范围内。

12. 如权利要求 11 所述的磁力计,其中,随后选择偏置设置以使得所述传感器的输出信号处于相应于能够获得目标响应值的两个不同的范围的另一个的第二目标范围内。

13. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述处理器测量输出信号响应,并根据现有的偏置设置和输出信号响应确定达到一个目标响应值所需的偏置。

14. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述处理器按照能够获得至少一个目标响应值的两个偏置设置的函数来确定由所述传感器检测的磁场分量。

15. 如权利要求 1 所述的磁力计,还包括多极点滤波器,其和所述偏置电路的输出相

连,用于滤波要被施加给所述传感器的偏置。

16. 如权利要求 15 所述的磁力计,其中,所述滤波器被配置为利用单级放大器,所述单级放大器向偏置确定电阻器提供电流。

17. 如权利要求 15 所述的磁力计,其中所述滤波器的阻尼系数大于可比的 Butterworth 滤波器的阻尼系数。

18. 如权利要求 1 所述的磁力计,还包括鉴相电路,其被连接在 所述传感器和所述处理器之间。

19. 如权利要求 18 所述的磁力计,还包括和所述鉴相电路的输出相连的多极点滤波器。

20. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述传感器是一种谐振传感器,并且所述磁力计还包括和所述谐振传感器相连的、用于对其提供激励信号的激励电路。

21. 如权利要求 20 所述的磁力计,其中所述激励电路限制激励信号的幅值,从而阻止所述谐振传感器对激励信号的响应的严重饱和。

22. 如权利要求 20 所述的磁力计,还包括用于在将激励信号施加给所述谐振传感器之前滤波激励信号的滤波器,所述滤波器使得激励信号近似为正弦。

23. 如权利要求 22 所述的磁力计,其中所述滤波器是多极点滤波器。

24. 如权利要求 20 所述的磁力计,还包括用于驱动所述谐振传感器的放大器,所述放大器的输入和所述激励电路的输出相连。

25. 如权利要求 20 所述的磁力计,其中所述处理器通过测量所述传感器的输出信号相对于激励信号的相位的相移来确定由所述传感器检测的磁场分量。

26. 如权利要求 25 所述的磁力计,其中所述激励信号对于所述谐振传感器的操作的标称中心点具有近似等于所述谐振传感器的谐振频率的频率。

27. 如权利要求 20 所述的磁力计,其中所述处理器通过测量所述传感器的输出信号的频率来确定由所述传感器检测的磁场分量。

28. 如权利要求 27 所述的磁力计,其中所述激励信号在标称上和所述谐振传感器的输出信号同相。

29. 如权利要求 27 所述的磁力计,其中所述激励信号相对于所述谐振传感器的输出信号具有标称的恒定相位。

30. 如权利要求 20 所述的磁力计,还包括一个放大器,其中所述激励信号和由所述偏置电路提供的偏置信号在被施加给所述谐振传感器之前由所述放大器线性地相加。

31. 如权利要求 20 所述的磁力计,还包括一个放大器,其中所述偏置电路通过提供一个直流偏置电流来偏置所述传感器,所述放大器线性地相加所述直流偏置电流和所述激励信号。

32. 如权利要求 20 所述的磁力计,其中所述谐振传感器包括具有磁心和绕在所述磁心上的线圈的检测元件,所述偏置电路通过提供直流偏置电流来偏置所述传感器,并且其中所述直流偏置电流和激励信号两者都被提供给所述线圈。

33. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述处理器控制所述偏置电路以便动态地偏置所述传感器,从而使得所述输出信号的信号特征被保持在两个目标范围之一中。

34. 如权利要求 33 所述的磁力计,其中所述处理器根据偏置设置对输出信号特征的曲

线的斜率的符号确定输出信号的信号特征落在两个目标范围的哪一个范围内。

35. 如权利要求 33 所述的磁力计,其中所述传感器能够被所述偏置电路偏置的总的范围近似跨过用于偏置所述传感器以使得输出信号特征落在两个目标范围内所需的范围加上用于检测要被测量的外部磁场强度所需的范围。

36. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述偏置电路包括脉宽调制的数模转换器,用于设置所述传感器的偏置电流,所述数模转换器具有远大于其增量分辨率的精度。

37. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述处理器对来自所述传感器的测量进行滤波,从而滤除由流过交流电力线的电流产生的周期改变的磁场。

38. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述处理器使用偏置设置信号用于基于来自所述传感器的先前读数的、来自所述传感器的测量。

39. 如权利要求 1 所述的磁力计,其中所述处理器启动一个检索程序,用于查找可确定目标响应的偏置设置。

40. 一种磁力计,包括:

第一传感器,用于检测一个磁场的第二分量;

第二传感器,用于检测所述磁场的第二分量,每个所述传感器具有按照检测的磁场的强度的函数而改变的电感,并且每个所述传感器产生具有一个频率的输出信号,所述频率响应检测的分量磁场并响应施加的偏置电流而改变;

偏置电路,用于产生动态地偏置所述第一和第二传感器的偏置电流;以及

处理器,其被连接用于接收来自所述传感器的输出信号,并和所述偏置电路相连,所述处理器可被操作用于控制所述偏置电路,以便动态地改变施加于所述传感器的偏置电流,从而使得输出信号的频率被保持在一个或几个目标频率范围内以便所述传感器在其电感曲线的线性部分中操作,所述处理器根据施加于所述传感器的偏置电流来确定由所述传感器检测的磁场分量。

41. 如权利要求 40 所述的磁力计,其中所述第一和第二传感器的每一个包括检测元件,其具有响应所述磁场而改变的电感,所述传感器还包括具有用于接收驱动信号的输入的放大器,所述检测元件被选择性地连接在所述放大器的一个反馈环内,所述放大器产生输出信号,其具有至少部分地响应选择的检测元件的电感的改变而改变的信号特征。

42. 如权利要求 41 所述的磁力计,其中每个所述检测元件包括一个电感器和与所述电感器并联的电容器。

43. 如权利要求 41 所述的磁力计,还包括驱动电路,用于产生所述驱动信号,其中所述处理器控制所述驱动器电路,以便改变施加于所述放大器输入的驱动信号。

44. 如权利要求 43 所述的磁力计,其中所述处理器改变驱动信号的偏置电流,以便使输出信号的信号特征保持在目标范围内,并且其中所述处理器根据驱动信号的偏置电流确定磁场强度。

45. 如权利要求 41 所述的磁力计,其中所述信号特征是输出信号的相位。

46. 如权利要求 41 所述的磁力计,其中所述信号特征是输出信号的频率。

47. 如权利要求 40 所述的磁力计,其中所述处理器交替地反向由所述偏置电路产生的偏置电流的极性。

48. 一种用于车辆的电子罗盘,包括:

第一磁场传感器,用于检测一个磁场的的第一分量;

第二磁场传感器,用于检测所述磁场的与所述第一分量垂直的第二分量,每个所述传感器具有按照检测的磁场分量的强度的函数而改变的电感,并且每个所述传感器产生一个具有特征的输出信号,所述特征响应检测的分量磁场并响应施加的偏置电流而改变;

偏置电路,用于产生动态地偏置所述第一和第二传感器的偏置电流;

处理电路,其被连接用于接收来自所述传感器的输出信号,并和所述偏置电路相连,所述处理器可操作用于控制所述偏置电路,以便动态地改变施加于所述传感器的所述偏置电流,使得输出信号的特征被保持在一个或几个目标范围内以便所述传感器在其电感曲线的线性部分中操作,所述处理电路按照施加于所述传感器的偏置电流的函数计算车辆的行驶方向;以及

和所述处理电路相连用于指示车辆的行驶方向的行驶方向指示器。

49. 如权利要求 48 所述的电子罗盘,其中所述处理电路交替地反向由所述偏置电路产生的偏置电流的极性。

50. 如权利要求 48 所述的电子罗盘,其中所述特征是输出信号的频率。

51. 如权利要求 48 所述的电子罗盘,其中所述处理器按照施加于所述传感器的偏置设置和在目标范围内的输出信号的值两者的函数确定由所述传感器检测的磁场分量,以便提高读数的分辨率。

52. 如权利要求 48 所述的电子罗盘,其中所述特征是输出信号的相位。

53. 如权利要求 52 所述的电子罗盘,还包括:

信号发生器,用于产生具有预定频率的参考信号;以及

驱动器电路,其和所述信号发生器相连,并和所述偏置电路相连,用于产生驱动信号,所述驱动信号具有与所述预定频率的参考信号组合的由所述偏置电路建立的直流偏置电流值,所述驱动信号被施加到所述第一和第二磁场传感器中选择的一个,

其中所述处理电路比较输出信号的相位和参考信号的相位,以便确定相位偏移是否在目标范围内。

54. 如权利要求 48 所述的电子罗盘,其中所述行驶方向指示器是显示器。

55. 如权利要求 48 所述的电子罗盘,其中第一和第二磁场传感器的每一个包括感应检测元件,所述检测元件和一个输出所述输出信号的放大器相连。

56. 如权利要求 55 所述的电子罗盘,其中每个检测元件被耦接在所述放大器的一个单独的反馈环中。

57. 如权利要求 55 所述的电子罗盘,其中每个检测元件包括电感器和与所述电感器并联连接的电容器。

58. 如权利要求 57 所述的电子罗盘,其中每个检测元件被耦接在所述放大器的一个单独的反馈环中。

59. 如权利要求 58 所述的电子罗盘,还包括传感器选择电路,其和所述处理电路相连并包括第一和第二开关,所述第一开关和所述第一磁场传感器的检测元件串联连接,用于选择性地使所述第一磁场传感器的检测元件和所述放大器耦接或解耦,并且所述第二开关和所述第二磁场传感器的检测元件串联连接,用于选择性地使所述第二磁场传感器的检测元件和所述放大器耦接和解耦。

60. 一种用于确定磁场分量的强度的方法,包括以下步骤:

提供一个磁场传感器,所述磁场传感器具有检测元件,所述检测元件具有响应所述磁场分量而改变的传感器特征,所述传感器特征是检测元件的电感,所述磁场传感器产生具有一个信号特征的输出信号,所述信号特征响应检测的磁场分量的强度并响应施加的偏置设置而改变;

动态地改变所述磁场传感器的偏置设置,以使得所述输出信号的信号特征被保持在一个目标范围内以便所述磁场传感器在其电感曲线的线性部分中操作;以及

按照所述磁场传感器的偏置设置的函数确定检测的磁场分量的强度。

61. 如权利要求 60 所述的方法,其中所述偏置设置是施加于磁场传感器的偏置电流。

62. 如权利要求 60 所述的方法,其中所述信号特征是输出信号的频率。

63. 如权利要求 60 所述的方法,其中所述信号特征是输出信号的相位。

64. 一种磁力计,包括:

用于检测一个磁场分量的传感器,所述传感器产生一个具有特征的输出信号,所述特征在磁场值的第一范围内响应所述检测的磁场分量基本上线性地改变,其中所述磁场分量在磁场值的第二范围内改变;

磁场产生机构,用于产生和任何外部磁场相加的磁场,以使得合成的磁场由所述传感器检测,所述产生的磁场的强度可选择地改变;以及

处理器,所述处理器被连接用于接收来自传感器的输出信号并和所述磁场产生机构相连,所述处理器能够操作用于控制所述磁场产生机构,以便选择产生的磁场的磁场强度,由此动态地在所述第一范围内改变和/或保持所述第二范围,所述处理器还能够操作用于响应从所述传感器接收到的输出信号确定由所述传感器检测的磁场分量。

65. 一种用于车辆的电子罗盘,包括在权利要求 64 中限定的磁力计,还包括:

第二传感器,用于检测磁场的第二分量,所述第二分量和由另一个传感器检测的第一分量垂直;

处理电路,用于按照由所述磁力计确定的磁场分量的函数计算车辆的行驶方向;以及行驶方向指示器,其和所述处理电路相连,用于指示车辆的行驶方向。

具有动态可调偏置设置的磁力计和包括其的电子车辆罗盘

[0001] 本申请是申请号为 02825228.4、国际申请日为 2002 年 11 月 15 日、发明名称为“具有动态可调偏置设置的磁力计和包括其的电子车辆罗盘”的发明专利申请的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明一般涉及一种磁力计，尤其涉及用于车辆中的电子罗盘。

背景技术

[0003] 磁力计被用于许多不同的应用中。其中的一种应用是用于车辆的电子罗盘。在这种电子罗盘中，利用磁力计判断车辆相对于地球的磁北极的行驶方向。一种典型的电子罗盘包括两个磁场传感器，该两个磁场传感器被设置使得它们的轴线处于一个水平面内，使第一传感器的轴线和车辆的纵轴平行，并且使第二传感器的轴线和第一传感器的轴线垂直。然后利用这些传感器检测地球的磁场矢量的垂直的、水平的轴向对准分量的幅值，以使得处理电路可以计算车辆相对于地球磁场矢量的行驶方向。

[0004] 车辆电子罗盘中一直利用几种不同形式的磁力计。这些类型的磁力计的一些例子包括利用磁通门传感器、磁阻传感器和磁感应传感器的磁力计。磁感应传感器可以按包括 L/R 传感器和 LC 传感器的不同的形式构成。在所述两种形式的磁感应传感器中，都具有围绕磁心材料缠绕的线圈。这种传感器具有这样一种特性，即其电感响应磁场呈线性地改变，但是只是在外部磁场的值的两个预定的范围内如此。通过观察传感器电感对磁场强度的曲线（例如见图 5），可以看到，所得的曲线基本上围绕磁场强度为零的点对称。因而，通常对传感器线圈施加一个偏置电流，使得在磁心材料周围产生一个人造的磁场。由所述偏置电流产生的人造的磁场和外部磁场相加。方向与由偏置电流产生的人为磁场相同的外部磁场彼此相加，而方向与人为磁场相反的外部磁场则从人为磁场中被减去。因而，借助于测量传感器的电感的改变，可以确定轴向取向的磁场分量的强度。

[0005] 为了测量传感器的电感的改变，提出了一种响应频率随传感器的电感的改变而发生改变的电路结构。利用这种电路，传感器的电感的改变产生与传感器的输出信号的频率近似成比例的改变。因而可以测量频率的改变，以便确定外部磁场的强度。

[0006] 在这种磁力计中遇到的一个问题是，磁心材料的特性随温度和使用年限而变。对这个问题的一种解决方案在欧洲专利 No. 0045509 B1 中披露了。该欧洲专利披露了：传感器线圈上的偏置电流的极性可以被反向，使得可以利用两种极性的偏置电流进行测量，从而两个测量之间的差值相应于外部磁场。这样进行的测量和由温度改变或使用年限引起的磁心材料的任何变化无关。

[0007] 美国专利 No. 5239264 披露了一种类似的技术。本申请的图 1 和图 2 相应于 264 专利的图 3 和图 4。如图 1 和图 2 所示，磁心材料的导磁率函数 $\mu(H)$ 在一个特定的磁场强度范围内作为磁场强度 H 的函数而改变。由这些曲线可以看出，所示的曲线一般具有两个区域，其中导磁率相对于磁场强度的改变而改变。一个区域具有正的斜率，而另一个区域具有负的斜率。在 264 专利中，交替地反向直流偏置电流的极性，从而提供具有两个极性的读

数。然后使两个读数彼此相减,从而获得由那个特定的传感器线圈检测到的地球磁场的的一个分量的磁场强度。

[0008] 在上述的美国专利 5239264 和欧洲专利 0045509B1 中,直流偏置电流保持为恒值,只有偏置电流的极性被反向。在汽车中提供电子罗盘的一个问题是,汽车可能引起外部磁场的畸变。此外,当车辆通过一些物体,例如桥梁、地铁、电力线、铁路以及其它物体时,这些物体可能对由电子罗盘检测的磁场产生干扰。这种磁场干扰可能产生使得由传感器线圈检测的磁场落在电感对磁场强度曲线的非线性区域内的磁场。因而,上述专利的磁力计具有一个有限的范围,在该范围内它们可以精确地检测外部磁场的强度。

[0009] 因而,需要一种电子罗盘,其能够在比当前常规的磁力计提供的较大的范围内精确地检测磁场分量。

发明内容

[0010] 按照本发明的一个实施例,提供一种磁力计,其包括用于检测磁场的传感器;偏置电路和处理器。所述传感器产生具有一种信号特征的输出信号,所述信号特征响应检测的磁场并响应施加的偏置而改变。所述偏置电路响应偏置设置信号动态地偏置所述传感器。所述处理器被连接用于接收来自所述传感器的输出信号,并和所述偏置电路相耦合。所述处理器可以操作用于产生偏置设置信号,借以控制偏置电路以便动态地偏置所述传感器,以使得在相对小的目标值的范围内保持所述输出信号的所述信号特征。所述处理器按照施加到传感器上的偏置设置的函数来确定由传感器检测的磁场分量。

[0011] 按照本发明的另一个实施例,提供一种磁力计,其包括:第一传感器,用于检测一个磁场的的第一分量;第二传感器,用于检测所述磁场的第二分量;偏置电路;以及处理器。每个传感器产生具有一个频率的输出信号,所述频率响应检测的分量磁场并响应施加的偏置电流而改变。偏置电路产生用于动态地偏置所述第一和第二传感器的偏置电流。所述处理器被连接用于接收来自所述传感器输出信号,并和所述偏置电路相耦合。所述处理器可以操作用于控制偏置电路,以便动态地改变施加于传感器的偏置电流,使得输出信号的频率被保持在一个或几个目标频率范围内。所述处理器按照施加于传感器的偏置电流的函数来确定由所述传感器检测的磁场分量。

[0012] 按照另一个实施例,提供一种用于车辆的电子罗盘,其包括:第一磁场传感器,用于检测一个磁场的的第一分量;第二磁场传感器,用于检测所述磁场的与所述第一分量垂直的第二分量;偏置电路;处理电路;以及,和所述处理电路相耦合以用于指示车辆的行驶方向的行驶方向指示器。每个传感器产生一个具有一个信号特征的输出信号,所述信号特征响应检测的分量磁场并响应施加的偏置电流而改变。偏置电路产生用于动态地偏置所述第一和第二传感器的偏置电流。所述处理器被连接用于接收来自所述传感器输出信号,并和所述偏置电路相耦合。所述处理器可以操作用于控制偏置电路,以便动态地改变施加于传感器的偏置电流,以使得输出信号的信号特征被保持在一个或几个目标范围内。所述处理电路按照施加于传感器的偏置电流的函数来计算车辆的行驶方向。

[0013] 按照本发明的另一个实施例,提供一种用于确定磁场分量的强度的方法,包括以下步骤:提供一个磁场传感器,其产生具有一个信号特征的输出信号,所述信号特征响应检测的磁场分量的强度并响应施加的偏置设置而改变;动态地改变所述传感器的偏置设置,

以使得所述输出信号的所述信号特征被保持在一个目标范围内；以及，按照所述传感器的偏置设置的函数来确定检测的磁场分量的强度。

[0014] 按照本发明的另一个实施例，提供一种磁力计，其包括：用于检测一个磁场分量的传感器；一个磁场产生机构；以及一个处理器，所述处理器被连接用于接收来自传感器的输出信号并与所述磁场产生机构相耦连。所述传感器产生一个具有一个特征的输出信号，所述特征在磁场值的第一范围内响应所述检测的磁场分量大体上线性地改变。所述磁场分量在磁场值的一个第二范围内改变。所述磁场产生机构产生和任何外部磁场相加的磁场，以使得合成的磁场由所述传感器检测。所述产生的磁场的强度可选择地改变。所述处理器能够操作用于控制所述磁场产生机构，以便选择产生的磁场的强度，并由此在所述第一范围内动态地改变和/或保持所述第二范围。所述处理器还能够操作用于响应从传感器接收到的输出信号确定由所述传感器检测的磁场分量。

[0015] 按照另一个实施例，提供一种磁力计，其包括：具有一个响应磁场而改变的传感器特征的检测元件；以及，一个具有用于接收驱动信号的输入端的放大器。所述检测元件被耦接在所述放大器的一个反馈环内。所述放大器产生具有一个信号特征的输出信号，所述信号特征至少部分地响应所述传感器特征的改变而改变。

[0016] 按照另一个实施例，一种磁力计包括：具有响应一个磁场而改变的传感器特征的第一检测元件；具有响应一个磁场而改变的传感器特征的第二检测元件；被提供用于选择所述第一检测元件的一个第一模拟开关；被提供用于选择第二检测元件的一个第二模拟开关；以及一个处理器，其被连接用于接收来自第一和第二检测元件所选择的一个的输出信号，并和所述第一和第二模拟开关相耦连，以用于选择第一和第二检测元件中的一个。

[0017] 按照另一个实施例，一种磁力计包括：用于检测磁场的传感器，所述传感器产生具有一个信号特征的输出信号，所述信号特征响应检测的磁场强度并响应施加的偏置而改变；第一和第二高增益放大器，每个具有一个输入端，所述放大器之一和所述传感器相耦连；用于偏置所述传感器的偏置电路，所述偏置电路连接在所述第一和第二高增益放大器的输入之间；以及一个被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的处理器，所述处理器确定由所述传感器检测的磁场分量。

[0018] 按照另一个实施例，一种磁力计包括：用于检测磁场的谐振传感器，所述传感器产生具有一个信号特征的输出信号，所述信号特征响应所述检测的磁场并响应施加的偏置而改变；偏置电路，用于对于每个偏置极性以两个或多个偏置级 (bias level) 可调地偏置所述传感器；以及被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的处理器，所述处理器确定由所述传感器检测的磁场分量，其中，在一个谐振周期期间，在所述谐振传感器中的磁场值的峰值对峰值的偏移是由于偏置电路对其整个调节范围的调节而引起的磁场值偏移范围的一小部分。

[0019] 按照另一个实施例，一种磁力计包括：用于检测磁场的谐振传感器，所述传感器产生一个具有响应检测的磁场而改变的信号特征的输出信号；以及一个被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的处理器，所述处理器确定由所述传感器检测的磁场分量，其中，在谐振周期期间，在谐振传感器中的磁场值的峰值对峰值的偏移小于要被测量的磁场的总的范围。

[0020] 按照另一个实施例，一种磁力计包括：用于检测磁场的谐振传感器，所述传感器产

生一个具有响应检测的磁场而改变的信号特征的输出信号 ;和所述谐振传感器相连的、用于对其提供激励信号的激励电路,所述激励电路限制激励信号的幅值,从而阻止谐振传感器对激励信号的响应的严重的饱和 ;以及一个被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的处理器的处理器,所述处理器确定由所述传感器检测的磁场分量。

[0021] 按照另一个实施例,一种磁力计包括 :用于检测磁场的谐振传感器,所述传感器产生一个具有响应检测的磁场并响应施加的偏置而改变的信号特征的输出信号 ;偏置电路,用于以两个或多个偏置级可调地偏置所述传感器 ;以及一个被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的处理器的处理器,所述处理器按照来自传感器的输出信号的信号特征的函数并按照所述输出信号对偏置值的斜率的函数来确定由所述传感器检测的磁场分量。

[0022] 按照另一个实施例,一种磁力计包括 :用于检测磁场的谐振传感器,所述传感器产生一个具有响应检测的磁场并响应施加的偏置而改变的信号特征的输出信号 ;偏置电路,用于以至少第一偏置级和第二偏置级可调地偏置所述传感器 ;以及一个被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的处理器的处理器,所述处理器按照当处于第一和第二偏置级时输出信号值的平均值的函数确定由所述传感器检测的磁场分量。

[0023] 按照另一个实施例,一种磁力计包括 :第一检测元件,其具有响应一个磁场而改变的传感器特征 ;第二检测元件,其具有响应一个磁场而改变的传感器特征 ;偏置电路,用于将所述第一检测元件可调地偏置到至少第一偏置级和第二偏置级,并将所述第二检测元件可调地偏置到至少第三偏置级和第四偏置级 ;以及和所述偏置电路以及第一和第二检测元件相连的处理器,用于接收来自检测元件的输出信号。所述处理器通过按照顺序执行下述操作来测量由所述检测元件检测的磁场分量 :采样在所述第一偏置级下的第一检测元件的输出信号,采样在所述第三偏置级下的第二检测元件的输出信号,采样在所述第四偏置级下的第二检测元件的输出信号,采样在所述第二偏置级下的第一检测元件的输出信号,按照在第一和第二偏置级下进行的采样的函数确定第一检测元件的磁场分量,按照在第三和第四偏置级下进行的采样的函数确定第二检测元件的磁场分量。

[0024] 按照另一个实施例,一种磁力计包括 :第一检测元件,其具有响应一个磁场而改变的传感器特征 ;第二检测元件,其具有响应一个磁场而改变的传感器特征 ;至少一个模拟开关,其被提供用于选择第一或第二检测元件,所述至少一个模拟开关具有电阻 ;偏置电路,用于对检测元件中所选择的一个施加偏置电流 ;以及一个处理器,其被连接用于接收来自第一和第二检测元件的选择的一个的输出信号,并和所述至少一个模拟开关相连,以便选择第一和第二检测元件之一,所述处理器确定由所述检测元件检测的磁场分量,其中,所述偏置电路被构成用于施加基本上和所述至少一个模拟开关的电阻无关的偏置电流。

[0025] 按照另一个实施例,一种磁力计包括 :第一检测元件,其具有响应一个磁场而改变的传感器特征 ;第二检测元件,其具有响应一个磁场而改变的传感器特征 ;至少一个模拟开关,其被提供用于选择第一或第二检测元件 ;偏置电路,用于将所述检测元件可调地偏置到至少第一偏置级和第二偏置级 ;以及一个处理器,其被连接用于接收来自第一和第二检测元件中选择的一个的输出信号,并和所述至少一个模拟开关相连,以便选择第一和第二检测元件之一,所述处理器确定由所述检测元件检测的磁场分量,其中,所述偏置电路在第一偏置级下偏置一个检测元件,随后在第二偏置级下偏置同一个检测元件,而不改变模拟开关的状态。

[0026] 按照另一个实施例,一种磁力计包括:用于检测磁场的传感器,所述传感器产生一个具有响应检测的磁场并响应施加的偏置电流而改变的信号特征的输出信号;偏置电路,用于可调地偏置所述传感器,所述偏置电路包括数模转换器;以及一个处理电路,其包括一个被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的读出装置,所述处理电路通过接收来自所述传感器的输出信号的至少一个读数来测量由所述传感器检测的磁场分量,其中,读取所述输出信号的分辨率是所述数模转换器和所述读出装置的函数。

[0027] 按照另一个实施例,提供一种用于制造多个磁场检测电感器的方法,包括下述的按照顺序执行的步骤:提供用于每个磁场检测电感器的磁心;测试所述每个磁场检测电感器的磁心;以及在所述每个磁心上缠绕一个线圈,根据所述磁心的测试结果调整每个磁心上的线圈的匝数。

[0028] 按照另一个实施例,提供一种磁力计,包括:用于检测磁场的谐振传感器,所述传感器产生一个具有响应检测的磁场而改变的信号特征的输出信号;和所述谐振传感器相连的激励电路,用于对所述谐振传感器提供具有交流分量的激励信号;用于在所述激励信号施加到所述谐振传感器之前对所述激励信号滤波的滤波器,所述滤波器使得所述激励信号近似成为正弦;以及被连接用于接收来自所述传感器的输出信号的处理器,所述处理器确定由所述传感器检测的磁场分量。

[0029] 按照另一个实施例,一种磁力计包括:用于检测磁场的传感器,所述传感器产生一个具有响应检测的磁场并响应施加的偏置电流而改变的信号特征的输出信号;偏置电路,用于响应一个偏置设置来调节施加到所述传感器的偏置电流;以及处理器,其被连接用于接收来自所述传感器的输出信号,并和所述偏置电路相连用于提供偏置设置,所述处理器按照偏置设置的函数确定由所述传感器检测的磁场分量,其中,被选择用于确定磁场分量的偏置设置基于在输出信号达到一个目标响应的两点上的偏置电流之差。

[0030] 按照另一个实施例,一种磁力计包括:用于检测磁场的传感器,所述传感器产生一个具有响应检测的磁场并响应施加的偏置电流而改变的信号特征的输出信号;偏置电路,用于响应一个偏置设置调节施加到所述传感器的偏置电流;以及处理器,其被连接用于接收来自所述传感器的输出信号,并和所述偏置电路相连用于提供偏置设置,所述处理器按照所述偏置设置的函数确定由所述传感器检测的磁场分量,其中,被选择用于确定磁场分量的偏置设置基于从所述传感器获得的不多于5个的在先的原始读数。

[0031] 通过参阅下面的说明书、权利要求书和附图,本领域技术人员可以进一步理解本发明的这些和其它的特征、优点和目的。

附图说明

[0032] 在附图中:

[0033] 图1表示与不施加外部磁场的现有技术的磁力计相关的波形的曲线;

[0034] 图2表示与施加外部磁场的现有技术的磁力计相关的波形的曲线;

[0035] 图3是按照本发明的第一实施例构成的磁力计的电路方块图;

[0036] 图4是以示意的形式表示的第一实施例的磁力计的一种实施的电路方块图;

[0037] 图5是可用于本发明的传感器的频率对电流的曲线;

[0038] 图6是可以用于本发明的两个不同传感器的频率对电流的曲线;

- [0039] 图 7 表示可以由图 4 的电路的各个部分产生的各个波形；
- [0040] 图 8 是按照本发明的第二实施例构成的磁力计的电路方块图；
- [0041] 图 9 是用于说明第二实施例的磁力计的一个实施的方块图和原理图；
- [0042] 图 10 是作为按照本发明构成的磁力计的 PWM 偏置值的函数的 A/D 计数的曲线；以及
- [0043] 图 11 是包括本发明的电子罗盘的车辆后视镜装置的透视图。

具体实施方式

[0044] 现在对本发明的目前的优选实施例进行详细说明，本发明的优选实施例的例子在附图中示出了。在可能的情况下，在所有附图中使用相同的标号表示相同或类似的部件。

[0045] 磁力计使用的一种所需的检测方法是根据一种修改的零平衡原理操作的方法，利用这种方法，使用可饱和的感应检测元件作为传感器，并动态地调整偏置电流来达到和维持在感应检测元件中的饱和的可测量的和可重复的目标状态。因而，和常规的利用固定的偏置电流的磁力计不同，本发明的磁力计动态地改变偏置电流，借以在一个目标范围内维持传感器输出信号的特性，同时根据用以维持输出信号特性在所述目标值所需的偏置电流和根据在所述目标范围内的输出值来确定检测的磁场强度分量的相关的强度。例如，如果改变偏置电流来维持在频率或相位的目标范围内的检测元件的输出，则在传感器的电感曲线的线性部分操作的同时，检测元件将继续检测磁场，而不管传感器所在的磁场的幅值。因而，本发明的磁力计和常规的磁力计相比，具有一个显著增加的范围。

[0046] 在下面所述的优选实施例中，提供一个偏置电路，其可以通过一个范围被调整来提供用于读取磁场强度的所有的偏置设置。这个范围足够大，从而包括向基本上对称的电感对偏置电流曲线的任何一侧（即在任何一个目标范围内）偏置传感器的能力和为此而补偿外部磁场的影响的能力。在优选实施例中，一般对于每个磁场强度的读数设置一个或几个偏置设置，并且这些设置一般包括对两个不同范围的每一个的偏置的设置，对于所述范围，在检测线圈中的合成磁场值的幅值近似等于选择的作为目标的参考值，但是方向相反。当合成磁场值接近其目标参考值时（即在目标范围内），电路的被监视的输出则接近与等于所述参考值的一个磁场值相应的目标输出值。在操作中，通过调节偏置值以使得在传感器磁心中的合成磁场值接近其参考值来进行第一偏置设置，并在处理中至少部分地抵消或补偿在车辆中的要被测量的磁场和干扰磁场的组合的或总的效果。读取表示传感器磁心的饱和状态的电路输出，并用该输出预测第一被校正的偏置电流，其应当产生接近于其目标参考状态的传感器磁心的偏置磁场和合成的饱和程度。这个值可以选择地用偏置电流之外的单位表示。进行第二偏置设置，以使得偏置磁场到另一个参考磁场值的范围，在测量磁心中的参考磁场的方向和所述另一个参考磁场的方向相反。以类似于第一偏置读数的方式测量表示磁心的饱和状态的输出，并确定第二被校正的偏置。第一和第二被校正的偏置电流或相关的值用于近似地确定撞击到测量线圈上的总的外部磁场的轴向对准分量或其功能表示。

[0047] 可测量的饱和的目标状态或者伪零点是这样—个状态，对于该状态，一般的感应传感器的实际的磁通值例如是需要检测的外部磁通的最小增量的几千倍。合适的感应检测元件具有一种性能，其提供一种用于避开在大的磁通偏置的中固有的许多问题的方法，对

于一个满意的可检测的伪零点,这一般是需要的。通过合适地选择磁心材料,感应检测元件的饱和特性主要取决于磁心内的磁场的幅值,并且几乎与磁场取两个轴向方向的哪一个方向无关。因而,为了测量和检测磁心对准的外部磁场分量,按照顺序施加两个偏置值,一个用于达到可检测的饱和的目标状态,其磁场沿一个方向,另一个用于基本达到相同的目标饱和状态,具有基本相等的沿另一个方向的磁场。然后取两个合成的偏置电流值的有符号的平均值,并用于表示轴向对准的外部磁场分量。

[0048] 当线圈周围没有外部磁场时,用于达到两个偏置状态的每一个所需的电流将在大小上基本相等而在方向上相反,以使得二者的有符号的平均值近似为零。当外部磁场存在时,外部磁场的轴向对准的分量作为矢量(或者作为在一维空间中沿感应检测元件的轴向的分量已经求得的磁场的带符号的数值)和由于在感应测量元件的线圈中的直流偏置电流产生的磁场相加。因而,其沿一个方向和所述偏置相加而沿另一个方向和所述偏置相减,使得平均的结果是一个近似地抵消外部磁场的轴向对准分量的偏置电流。因而,这个值可被用作要测量的外部磁场的强度。这种技术能够很好地操作,但是需要非常高的分辨率来设置偏置值,并且或许需要一个扩展的设置序列,用于求出用来平衡外部磁场的偏置设置,以便在磁心中建立达到可检测的目标状态条件的磁通值。在优选的电路中,可检测的状态(即目标范围)被扩展成为一个连续区或者由于在可检测的目标状态的邻近磁通值而成为饱和的合成程度的至少多步的表示,并提供一种方法,用于在连续的值或多步表示之间建立具有满意的精度的转换,并且当把偏置的增量施加于实际的偏置时,应当达到可检测的目标状态。当使用这种技术时,可以使用具有足够高的线性度和稳定性但分辨率降低的偏置电路,并且甚至不需要把偏置设置为其最接近的增量,以便从多状态表示获得满意的读数,从而以足够的精度确定为保持作为目标的可检测状态所需的偏置。高分辨率的负担可以在输入偏置设置和响应读出之间分担,使得能够通过偏置电流设置的适度增加的分辨率和读出的适度的分分辨率以良好的分分辨率读取。

[0049] 在第一实施例中,磁场检测感应元件被包括在谐振电路中,并由和直流偏置电流设置叠加或相加的交流驱动信号以接近恒定的频率驱动。所述交流驱动信号最好具有足够低的幅值,以便阻止线圈的驱动电路进入饱和。在这种结构中,电路谐振最好在可检测的目标状态条件下或接近所述条件下发生。提供一种电路用于测量谐振电路的响应相对于驱动信号的相位。所述的响应相对于驱动信号的相位具有一个特定的值,当线圈的电感处于被选择作为可检测的目标状态的值时,该特定值被称为目标值。所述响应相对于驱动信号的相位可被转换成模拟信号,并且在这种应用中可以很好地使用一种低成本的微控制器,其具有 8 位脉宽调制的 D/A 转换器,用作偏置电路,并具有 8 位的 A/D 转换器用于读出响应的相位。

[0050] 在一种典型的应用中,使用多个传感器元件,并且每次选择其中的一个用于读出磁场的分量。在这种应用中,通常本发明的一个有利的部分是,选择一个嵌套的选择顺序并读出,以使得例如利用传感器元件 A, B, C 按照顺序 A, B, C, C, B, A 获得用于平均的第一和第二读数,以便通过适当的计时,当平均时所述第一和第二读数可以以大约相同的时刻为中心,借以产生磁场矢量的方向分量,这减少了彼此相对偏离的实际时间。

[0051] 在第二个实施例中,谐振电路被构成为自谐振的振荡器,可以用和具有相位测量输出的电路基本相同的方式对其设置偏置电流,并且在这种情况下,由一个特定的响应频

率或周期表明可检测的目标状态,并且所述连续的或多步的表示(即目标范围)是与所述目标频率或周期的频率或周期的偏差。其中,频率计数器或脉宽计时器可以代替第一个例子的 A/D 转换器。

[0052] 图 3 是本发明的第一实施例的磁力计的方块图。这种磁力计旨在主要地而不限于用于读出车辆中的地球磁场和干扰磁场的强度和方向,以便确定和显示车辆的行驶方向。所述磁力计包括微控制器 1,偏置电路 6,输入频率源 7,检测元件选择器 8,驱动器电路 9,磁场传感器 10,相位检测器 11,以及相位比较器 12。

[0053] 微控制器 1 包括罗盘控制逻辑 2,其包括磁传感器偏置控制 3 和用于从一组磁场传感器 10 读出输出信号 5 的转换器 4,由检测元件选择器 8 选择其中的一个磁场传感器用于读出。信号 5 代表选择的传感器的响应相对于来自输入频率源 7 的驱动信号的相位角。如在下面参照图 4 详细说明的那样,磁场传感器 10(一般 2 个或 3 个)是共用放大器 141 的谐振电路,并且每个包括具有一个电感器的检测元件。所述检测元件还包括和电感器并联连接的电容器,从而提供一个谐振电路。该电感器包括一个线圈,其基本上被定向垂直于其它的电感器线圈。该电感器还包括磁心,其电感响应由于在电感器线圈中的偏置电流而产生的磁驱动力和由于电感器线圈所在的磁场的轴向对准分量而产生的磁驱动力的叠加效果而改变。所述叠加效果一般大约等于由于线圈中的偏置电流而产生的磁驱动力与检测元件所在的磁场 13 的轴向对准分量的驱动力的矢量和。这个和将被称为合成磁场。每个检测元件的电感一般随合成磁场的幅值的增加而减少,从而沿着由合成磁场的方向确定的方向驱动检测元件的高导磁率的磁心朝向或者进入饱和。因为随饱和程度而发生的电感的改变一般是对称的,其主要取决于合成磁场的幅值而不取决于合成磁场所取向的两个方向之一,一般具有两个产生相同电感的偏置电流值,因而,在相关的谐振电路中具有相同的谐振频率。根据磁心材料和偏置条件,使得电感相同的偏置电流的两个值可以基本上彼此分离。

[0054] 如上所述,每个传感器包括一个谐振电路,所述谐振电路例如是和电感器的线圈并联连接的电容器。在一些实施例中,谐振电路的几个部分可以由一个以上的检测元件共用。

[0055] 当合成磁场低时,合成的电感一般接近其最高值,并且合成的谐振频率接近于其最低值。随着合成磁场的幅值沿任一方向增加,磁心沿相应的方向被驱动成为部分饱和,并且选择的谐振电路的谐振频率增加。输入频率源 7 的频率最好被大致地选择在由合成磁场的改变引起的电感的改变而导致的谐振频率的改变为线性的一个范围(即目标范围)的中心。还需要根据选择的谐振电路的谐振频率对合成磁场的曲线上的具有相对高的斜率的一点,在一个高灵敏度的范围选择这个频率。这个频率最好是通过设计或测量来选择,并且对于利用包括这种频率的磁力计进行的所有的随后的测量,都保持在这个大致恒定的值上。

[0056] 相位比较器 12 最好被这样设计,以使得对于激磁频率,当电路谐振时,谐振电路的测量的相位响应一般处于其范围的中心。最好是选择相位检测器 11 的一个处于可以获得可靠的相位响应测量的范围内的目标或参考输出,并且当线圈和相关的谐振电路谐振时,最好接近电路的相位输出。这个目标相位输出值被称为参考相位。

[0057] 借助于测量线圈的仔细地生产控制,包括在线圈的匝数的生产处理期间的调整,使得在一个预定的激磁频率和谐振电容值下,谐振频率的所需的性能和位于一个线性范围的中心在一个合理的程度上被满足,这在许多情况下可以把电路的成本和复杂性减到最

小。线圈的生产过程最好包括每个磁心元件的个体化的测试和要放置特定的磁心的线圈的匝数的个体化的调整,以便满足上述要求。不过,本发明不排除将频率选择置于微控制器的控制或者电路的其它部分的控制下的方案;在这种情况下,为了在使用磁力计的特定条件下获得最佳的测量,可以改变所述频率。对于本发明的这个特定的实施例,在频率可以调节时,一般的设想是,对于一个测量周期,由频率源 7 提供的频率被保持为标称上是恒定的。对于第一个实施例,需要从一个可利用的振荡器例如用于提供微控制器时钟的振荡器得到频率源 7 的频率。在下述的第二实施例中,自身产生驱动频率,并且所述电路被配置用于保持谐振元件相对于激励的响应的相位为一个标称为恒定的相位,相位最好被选择成使得在电路的谐振条件下或在谐振条件附近保持震荡。

[0058] 微控制器 1 通过迭代周期选择一个直流偏置电流,该直流偏置电流使选择的传感器的谐振电路在其参考相位状态(即在其目标范围内)附近工作,所述状态由其测量的输出相位角表示。偏置电流选择一般通过向偏置电路 6 的 D/A 转换器发送一系列一个或几个指令并评价所得的相位响应来确定。因为,在使用期间,一般以每秒一个或几个读取的速率读取数据,对于一个给定的检测元件,在相继的读操作之间的磁场的改变一般较小。因而,最好对于特定的检测元件使用直接在前的读数来计算用于下一次读数的偏置设置,由此使得不需要在进行每次读数时都尝试多个偏置电流设置。输出的相移的响应为合理的线性的检测磁场的范围一般小于要被测量的地磁场的分量改变的范围,但仍然占其中的大部分。因而,在要被测量的磁场中的短期改变可被包括在电路的相位检测部分的线性范围内,利用前一读数确定下一读数的偏置设置,这是本发明的一个有用的任选的特征。选择的检测元件被驱动到由偏置电路 6 选择的偏置,并被驱动到由输入频率源 7 确定的频率和输入的驱动相位。驱动器电路 9 在由频率源 7 确定的频率和由偏置电路 6 确定的偏置电流下驱动由检测元件选择器电路 8 选择的传感器 10 的谐振磁场检测元件。相位检测器 11 用这种方式整形振荡器的输出,即,使得保存相位信息,使所述信息准备用于由相位比较器 12 进行的选择的检测元件的响应的相移测量。相位比较器 12 比较这个相位信息和用于在标称为恒定的频率下驱动检测元件的输入频率源 7 的相位。相位比较器 12 输出基于所述比较的输出信号 5。该输出信号例如可以是电压,其代表在用于驱动所述检测元件的信号和表示检测元件的响应的信号之间的相角差。所述相位可以利用任何一种已知的方法来测量,这些方法可以需要或不需要使用 A/D 转换器。所述 A/D 转换器,如果需要,被选择地包括在微控制器 1 中。

[0059] 如上所述,对于每个单独选择的检测元件,一般需要确定一个用于产生可接受地接近其参考相位条件(即目标范围)的输出相位的偏置电流,并且最好根据先前的测量进行这个确定,尤其是根据利用当前选择的检测元件进行的直接的前一次测量。例如,如下面将详细说明的,可以借助于校准程序确定转换常数,用于把相位角的增量转换成一个近似相当的偏置电流的增量,并把偏置电流转换成近似相当的磁场强度。此外,最好确定并记录合成磁场(或对于零外部磁场的相当的偏置电流),其使检测元件处于其参考条件。使用这些常数和记录的在先的读数值,可以通过对偏置电流求代数和来近似地确定所需的偏置电流,其标称上为相当于具有用于产生目标合成磁场以使线圈处于其参考相位条件所需的偏置电流的选择的检测元件在前一次读数中测量的磁场强度的负值。换句话说,对于利用选择的检测元件进行的前一次测量中读出的磁场强度,所述偏置电流最好被设置为接近被计

算用于使检测元件处于其目标参考相位条件的偏置电流。

[0060] 如上所述,一般具有两个满足使谐振电路的相位响应接近其目标参考条件的被相当宽地分开的偏置电流值。为了对给定的线圈进行完全的测量,最好是在两个被分开的偏置电流的每个偏置电流下确定用于使检测元件接近其目标参考条件(即接近其输出目标范围)所需的偏置电流,对于所述两个被分开的偏置电流的每一个偏置电流,可以实现目标参考相位条件,并取两个单独的读数,在检测元件的这些偏置电流设置的每一个各取一个。对于所述两个单独的读数的每一个,偏置电流被设置,并在一个合适的稳定时间之后,进行一个或几个相位测量,并且最好被计算并且可能地进行平均以便确定最终的相位。所述计算最好包括当取相位的多个读数时检查这些值的分散。最好是使至少两个读数分开以近似等于交流电力线频率的半个周期的时间间隔,并比较这两个读数,以便检查来自交流电力线分量产生的磁场的不可接受的大的干扰。此外,最好是,例如平均这两个读数以便确定一个对于交流电力线频率具有局部滤除的结果,或者使用任何数量的其它的数字或模拟滤波技术,在某种程度上滤除由源,例如交流电力线引起的可能在读数时存在的磁场中的周期的改变。然后这种最终的相位测量最好被转换成偏置电流的一个相当的增量,其和用于测量的偏置设置代数求和,从而确定一个相当的偏置电流,其标称上使给定的线圈处于其目标参考相位条件。一般在相位测量处理中使用 A/D 转换器时,使得能够利用少量的编程开销以快速序列进行读数。本发明的一个希望的选择是,对于一个特定的偏置电流设置,包括相位的多个读数的序列,并对所取的读数序列应用数字滤波序列和筛选准则,以便改善最终精度和所取的数据的选择。此后在所述序列中,在另一个偏置点利用给定的检测元件进行同一种类型的测量,所述另一偏置点使检测元件处于基本上相同的参考相位条件,在检测元件中合成磁场具有几乎相同的幅值但方向相反。对于这个测量计算相当的偏置电流。如将要参照图 5 进行的详细说明那样,对于给定的检测元件获得的两个相当的偏置电流值的平均的负值产生最佳的读数,当被转换成相当的磁场强度时,该值是最佳的值,用于由检测元件测量的磁场强度的分量。用这种方式进行的测量趋于部分地抵消环境温度以及某种其它的有害失真的影响。

[0061] 一般使用两个或三个检测元件测量磁场矢量的两个或三个正交矢量,并且使进行连续的读数的时间之间的偏离最小是有利的,从而使测量的矢量的分量都更近似地表示在一个时刻实现的值。最好是通过排序相继的读数使读数中的偏离最小,以使得按照排好的顺序读取用于规定的合成测量的每个检测元件的两个读数的第一个读数,然后按照相反的顺序进行每个检测元件的在另一个偏置电流值下的测量。为了上述目的,对于包括在嵌套序列中的一个特定的检测元件,不需要限制首先读取哪一个偏置电流方向。每个检测元件的相应的读数被平均,从而获得合成值。这是有利的,因为当要被测量的磁场的值正在改变时,如在车辆正在拐弯时那样,平均值将趋于是正在进行两个测量中的每一个的时间之间的一半时间时的磁场的值。为了方便,这被称为一个测量的中点时间。利用合适的定时,例如相继的测量的相等的间隔,并利用刚刚规定的测量顺序,对于以嵌套的序列进行的所有读数,对于每个完全的测量的中点时间可以基本上相同,由此最小化在最后平均读数中的偏离。

[0062] 在平均对(averaged pair)中两个读数之一相对于另一个的定时可用于附加的目的,包括滤波算法中的内含物(inclusion)。例如,如果读数被分开交流电力线频率的半周

期的奇数倍,则其平均效果也具有滤除由交流电力线源产生的磁场的作用。此外,在本文中给出用于选择或者选择地确定两个偏置点的哪一个正在被接近的方法。交流电力线频率可能是 50 赫兹或 60 赫兹。具有许多用于处理这个改变的选择,其中包括但不限于如下所述。第一,滤波器是一种选择,并且如果使用,可以不需要其是特别锐 (sharp) 的,在这种情况下,例如可以选择被调谐用于滤除 55 赫兹的折衷滤波器,或者可以使用用于滤除两个频率的滤波器。可以对读数应用频率含量分析,例如富氏变换或富氏级数分析,从而确定所需的滤波器滤除频率。所述频率可以被直接地选择,或者从用于校准的用户输入来推断,并且可以与用户启动的用于确定真正的北方对磁的北方的修正的校准序列在逻辑上进行组合。所述频率还可以从 GPS 输入数据推断,因为交流电力线频率在相当大的地理范围内趋于标准化。

[0063] 在一些实施例中,可能混淆哪一个偏置点正在被接近,因此,需要证实所作的选择,并根据证实的结果采取合适的措施。可能存在这样的困难,例如,在要被测量的磁场中的大的意想不到的改变,或者在装置的最初启动时的大的意想不到的改变。因为对于一个给定的检测元件,从沿一个方向在检测元件中的合成磁场的目标参考条件改变到沿另一个方向在检测元件中的合成磁场的目标参考条件的偏置的增量在大部分设计中几乎是恒定的,最好是测量这个偏置电流的增量值,并在确定其相位输出接近目标参考条件的另一个点的偏置设置时使用这个增量值。因为相移和偏置电流之间的关系通常对温度敏感,最好是使用校准程序定期地测量和重新计算相移和偏置电流的相当的增量之间的关系,还重新计算在两个目标参考条件之间的偏置电流之差。利用这个关系,测量的相位与目标参考相位的偏差可以被转换成在提供的偏置电流和使选择的谐振电路处于其目标参考相位条件的偏置电流之间的近似的相当偏差。使电路的响应接近其目标参考相位的偏置将被称为“参考偏置”。读数此时可以选择地按照这个参考偏置电流来表示,并且在大多数实施例中,可能放弃进一步使用已经完成其主要目的的相位角测量。在相移的增量和偏置电流的几乎相当的增量之间的关系可以被表示为从相移到偏置电流的变换系数。参考偏置电流的值一般和检测元件的线圈所在的磁场的轴向对准的分量的强度通过一个常数相关。这个常数是一个乘数,用于把偏置电流转换成相当的磁场强度,并且其值由检测元件的配置以及由线圈中的偏置电流的增量产生的所得的相当磁场强度确定。可以有利地使用刚刚说明的一般关系以在相移的增量、偏置电流的增量以及测量的磁场强度的增量的近似相当的量之间进行转换。在实施本发明时,在选择相位、偏置电流或用于表示测量值的实际的磁场强度方面,和在特定的近似相当的被利用的关系中,以及在这种关系被应用的顺序中具有相当大的范围,这是因为数学的交换律和 / 或结合律可用于重新安排许多计算的顺序。

[0064] 图 4 表示基于第一实施例的磁力计的相位响应的一种示例的实施方案。在下面的说明中提供特定的电阻、电容和元件标号,但它们仅仅是第一实施例的许多可能的实施方案的一个例子。因此本发明不限于下面所述的特定的部分。

[0065] 微控制器 1 在 3 条线 131, 135 或 139 之一上输出一个高信号,使得闭合检测元件选择器 8 的各自的模拟开关 132, 136 或 140 (例如元件标号 74HC4066), 借以使检测电感器 130, 134 或 138 以及其相关的传感器 10 的谐振电容 129, 133 或 139 (例如 0.001 微法) 和运算放大器 141 (例如元件标号 TLC084) 的输出 142 相连。运算放大器 141 的输出 142 由电阻 218 (例如 100 千欧, 1%) 和电容 217 (例如 0.033 微法) 的组合滤波, 以使得输出 142 的

平均值被输入到比较器 215(例如元件标号 LM311) 的正相输入端,同时放大器 141 的输出 142 被直接馈入比较器 215 的反相输入端。比较器 215 的开路的集电极输出由电阻 213(例如 1 千欧) 拉高,其在 212 和正电源相连。从比较器 215 输出的数字信号 214 被反相,并和选择的检测元件 LC 电路的输出 142 具有 180 度的相位差。放大器 141 还相对于在求和电阻 128、224(例如分别为 499 欧姆,1%,2.92 千欧) 输入的信号反相输出 142,以使得两个相位反向而相互补偿。

[0066] 对于下面的讨论,图 7 表示示例的波形,其一边具有图 4 的标号,表示和其相关的点。微控制器 1 在两个时刻输出通常保持恒定的频率,所述频率被选择用于驱动选择的检测元件 LC 电路。作为频率源 7 的 D 型触发器(例如元件标号 74HC74) 用 2 除在线 203 上的时钟信号的频率,由此输出信号 206,其具有非常接近 50%但不必等于 50%的占空比。如果微控制器可以提供一个稳定的最好接近 50%的输出占空比,则触发器 7 可以取消,并且信号 206 可以直接由微控制器供给。

[0067] 电阻 240,243 和 244(例如分别为 9.09 千欧,28.0 千欧,和 2.92 千欧) 和电容 237、242(例如分别为 470pf,5%,1000pf,5%) 形成两极点 RC 滤波器,其被设计用于对信号 206 相移大约 90 度,并大大衰减方波信号 206 中的较高的频率分量。额定的 90 度的相移大约处于相位检测器 11 的整个操作范围的中心,以使得当电路处于谐振状态时,其输出 214 大约是其全量程输出的 50%,并提供距离其额定的中心大约正、负 90 度的相移。滤波器的两个极点最好具有大约相等的时间常数,不过相对要保持成本和复杂性为最小以使得不使用运算放大器的优先选择,这可以被折衷,并且滤波器的极点具有不相等的时间常数。没有缓冲作用,第二个串联的 RC 电路加载并向第一个 RC 电路反射其信号的一部分,这两个效果趋于分开滤波时间常数。在设计中帮助减少时间常数之间的间隔的两个一般的准则是选择一种设计,其中一个是在其它的设计约束内,电阻器 243 的电阻是高的,其趋于解耦 RC 电路,另一个是在电容器 242 上的输出电压被所述输出加载并趋于减少可能被向回反射的信号。明智的是,写出电路中的 RC 滤波器的响应的全部方程,并使用它们的评价来评论设计选择。滤波时间常数应当被选择以使得在选择激励频率下达到所需的相移。交流耦合电容器 245(例如 0.05 微法) 阻断直流电流,使得在电路的这一点上,激励和直流偏置的源分开。包含刚刚提及的滤波器以用于衰减激励中的较高的频率分量,并由此使由于在交流激励信号中的较高的频率分量而引起的相位响应的非线性减到最小,并提供相移以用于确定相位比较器 12 的操作范围的所需的中心。通过衰减较高频分量,滤波器使得交流激励更接近正弦信号。

[0068] 信号 229 是由微控制器 1 产生的脉宽调制信号,其用作偏置电路 6 的输入,用于设置选择的检测元件 LC 电路中的磁场检测电感器(130,134,138) 的直流偏置电流值。一个被很好地调节的电源电压,或者选择地,一个可以近似等于所述电源电压的独立的、稳定的参考电压供给节点 212 和 220 以及电路的逻辑元件 1,7,230 和 249。在这个电路中,选用 5V 的电源电压和参考电压。缓冲器元件 230,其可以是反相的或者是同相的,最好具有低阻抗的输出,并且当被转换为低时具有对于负电源的低、稳定的电压降,以及当被转换为高时具有对于正电源的低、稳定的电压降。这个门应当由所述稳定的参考电压供电,使得在高状态下输出被转换为非常接近于所述参考电压。因而,对和缓冲器元件 230 的输出相连的电阻器 233(例如 49.9 千欧,1%) 的输入基本上在由 PWM 输出 229 提供的占空比下在

5V 和地之间改变。电阻器 226 和 228 (例如分别为 600 千欧, 1%, 200 千欧, 1%) 形成分压器和负载, 用于确定 PWM 电路的输出范围的中心, 并把输出范围限制在大约 0.5V-3.5V。缓冲器放大器 239 (例如标号为 TLC084) 作为 PWM 输出的两极点滤波器中的有源元件, 并缓冲滤波的 PWM 输出, 并通过求和电阻器 128 把偏置提供给放大器 141 的求和输入。缓冲放大器 239 的反相输入被反馈到缓冲放大器 239 的输出, 并还从缓冲器 230 通过电容器 235 (例如 0.033 微法) 被连接到电阻 233 的相对侧。缓冲器放大器 239 的同相输入端还通过电阻 236 (例如 49.9 千欧, 1%) 被连接到电阻 233 的同一段。缓冲器放大器 239 的同相输入端还被连接到在分压电阻 226 和 228 之间的一个端子, 并还通过电容器 238 (例如 0.033 微法) 和地相连。

[0069] 由电阻 221 和 223 (例如分别为 1.5 千欧, 1% 和 1.0 千欧, 1%) 形成的另一个分压器对放大器 141 提供一个 2V 的操作参考。这大约是该放大器操作范围的中心, 所述放大器的基本功能是在 0.5V 吸收合适的电流, 并在 3.5V 供给合适的电流, 以便对电路的驱动信号提供一个正或负 1.5V 的通常的工作范围。在模拟开关上的电压降和在谐振时的交流电压必须借助于设计选择被仔细地控制, 以便在运算放大器的驱动能力内保持一个所需的驱动电压范围, 以使得饱和不会使读数的精度变差。

[0070] 相位比较器 12 包括触发器 249 (例如标号为 74HC74), 其具有被施加到其时钟端子和与频率源触发器 7 的输出相连的复位端子的信号 214。当相移处于一个期望的可测量的范围内时, 在来自频率源触发器 7 的输出 206 为高时, 来自相位检测器 11 的信号 214 的上升沿出现, 使得触发器 249 不复位, 并借助于信号 214 的上升沿使相位比较器电路触发器 249 的输出 209 被锁定为“1”。这个输出被保持为高, 直到来自频率源 7 的信号 206 变低而复位触发器 249 并使其输出变低。因而, 来自相位比较器触发器 249 的高信号的持续时间由驱动信号 206 的相位和根据需要测量的响应 214 的相位之间的相位差来控制。电阻 247, 254, 251 和 252 以及电容 211 和 246 以及运算放大器 250 (例如标号为 TLC084) 形成两极点滤波器, 用于平均具有占空比的相位检测器的输出。电阻 254 (例如 11.5 千欧, 1%) 和触发器 249 的输出相连, 从而接收信号 209。电阻 254 的另一端通过电容 211 (例如 0.01 微法) 和电阻 247 (例如 11.5 千欧, 1%) 以及放大器 250 的输出相连。电阻 247 与电阻 254 相对的一端通过电容 246 (例如 0.01 微法) 和地相连, 并且还和放大器 250 的同相输入端相连。因而滤波信号 207 被提供给放大器 250 的同相输入端。

[0071] 同相运算放大器电路和放大器 250 以及输入和反馈电阻 251、252 (例如分别为 48.7 千欧, 1%, 44.2 千欧, 1%) 缓冲输入信号 207, 并提供增益以输出滤波的和放大的相位测量信号 5, 其被输入到提供在微控制器 1 中的模数转换器。可以使用任何数量的相位鉴别器。例如, 电路可以被配置成利用一个门或复位-置位触发器代替 D 型触发器 249。

[0072] 行驶方向指示器 15 可被配置成一个显示器, 用于可见地显示车辆的行驶方向。这种显示器可以配置成如共同转让的美国专利 6346698 中披露的一种字母数字显示器。此外, 可以利用图形罗盘显示器, 例如在共同转让的美国专利 6356376 披露的那种。行驶方向指示器 15 最好以和上述美国专利 6356376 披露的相同的方式被包括在后视镜组件 500 中 (图 11)。此外, 行驶方向指示器可以包括在被安装在车辆的主传动轴或者车辆后视镜附近的风挡上的上方控制台上, 或者其可以被包括在车辆的仪表板中, 或者在任何其它车辆附件内或者在车辆内的任何其它位置上。行驶方向指示器也可以是车辆导航系统显示器的一

个功能元件。

[0073] 行驶方向指示器 5 还可以提供车辆行驶方向的可听的指示,作为向车辆驾驶员提供车辆行驶方向信息的可替换的或附加的机构。这种可听的指示器可以包括语音合成器和用于产生关于车辆行驶方向的可听信息的扬声器。在这方面,有利的是还包括一个麦克风和语音识别电路,以使得微控制器可以响应来自车辆驾驶员的可听的语音提示来产生可听的车辆行驶方向指示。包括麦克风、语音识别系统、语音合成系统和可选择的扬声器的后视镜组件的例子在美国专利申请公开 2002-0032510A1 中披露了。如该专利申请所述,所述扬声器可以是车辆的现有的音频系统的扬声器,而不是被提供在后视镜组件或者其它的车辆元件中的专用扬声器。

[0074] 图 7 表示来自微控制器的参考频率 203、50% 占空比的激励频率 206 和滤波的相移的激励信号 255 的波形。曲线 214a, 214b 和 214c 表示相位检测器 11 的输出 214 的波形; 曲线 209a, 209b, 209c 表示相位比较器 12 的输出 209 的波形。“a”波形用于在图 5 的 457 或 458 所示的偏置条件。“b”波形用于在图 5 的点 457 的上方曲线部分 452 上或在点 458 上方曲线部分 454 上的一点的偏置条件。“c”波形用于在图 5 的点 457 下方的曲线部分 452 上或在点 458 下方的曲线部分 454 上的一点的偏置条件。可以容易地使用异或门或其它形式的相位比较器。使用所选的一种相位比较器是因为可利用的触发器并因为输出对于未使用的 360 度范围的 180 度停留在 0。

[0075] 在现代的车辆中,来自 GPS 单元、陀螺仪以及某些装置的信息可以得到的并可用于确定车辆的行驶方向,这些信息表示传感器离开水平方向和 / 或车辆内的参考方向的倾斜以及来自用户启动的校准序列的输入。用户启动的校准序列中的输入一般包括在要使用罗盘的位置真正的北方和磁北方的偏离。当可以得到 GPS 行驶方向信息时,这个信息可用于引入一个校准偏移,用于补偿在磁北方和真正的北方之间的差以及其它的在行驶方向指示中的系统误差。此外,罗盘行驶方向信息可用于增加 GPS 或陀螺仪的读数,用于导航控制或跟踪,代替用于简单地显示车辆行驶方向或作为其补充,和从 GPS 读数得到的行驶方向信息相比,所述罗盘行驶方向信息更直接地响应方向的改变,并且当 GPS 信号丢失时,罗盘行驶方向信息仍然可以得到。在美国专利 6407712 中披露了一种罗盘系统的例子,其利用 GPS 信息,并且在后视镜组件内包括 GPS 天线和接收机电路。如果磁力计传感器被包括在也容纳反射镜本身的后视镜组件的壳体内,最好是实施一种在共同转让的美国专利 6023229 和 6140933 中披露的倾斜传感器。

[0076] 车辆内具有许多必须被补偿的硬的和软的磁效应。除去来自发动机和车辆结构中的铁的影响之外,在直流电动机中的强磁体通常具有大的影响,通常需要提供一种用于补偿由车辆产生的干扰磁场的能力,所述干扰磁场比地磁场的一般的水平分量大不止一个数量级。产生最强的干扰磁场的源一般持续一个延长的时间间隔,甚至在车辆的整个寿命内,不过一般较弱的磁场(其对于增加自动校准算法的复杂性仍然是足够强的)由许多附件的瞬变操作产生,例如空调中的离合器电磁阀、窗扫雾器、风挡雨刷以及吹风机电机。地磁场的水平分量在除去 Alaska 之外的美国大陆一般在正或负 0.2 高斯的范围内,并且是在 Alaska 的大约 1/2。此外,用于使电感器偏置以使其相位响应接近参考条件所需的合成磁场可能需要其磁场当量例如是正或负 4 高斯的偏置值。为了进行正确的操作,这些偏置值必须和汽车的分量以及地磁场的分量代数相加,以使得用于操作偏置电路所需的范围超过

仅用于平衡地磁场的水平分量所需的范围的 30 倍。这使得地磁场的测量的全量程例如是必须由电路提供的偏置电流的相当磁场强度范围的 3.3% 或更小。此外,即使需要要求更大的偏置电流的更高的磁场以便能够通过交变的磁场方向的定时系统地循环磁心,从沿每个交变方向引起相对硬饱和的磁场值开始,通过随后的较低的磁驱动的循环继续,提供消磁或至少提供预处理序列,用于预处理传感器磁心使之成为可重复的、可靠的操作状态。可选择地,如果需要,可以使用一个单独的可转换的、可反向的源用于消磁。作为上述的根据的磁心中的磁材料是未知的,不过可以认为是可从 Honeywell 公司得到的 Metglas 7 2605 或 2705 材料的一种改型。如本发明实践的那样,使用可变的偏置电流来抵消环境磁场,并把磁场检测电感器的磁心中的金属偏置到其可变的磁通范围的一个相对窄的部分,由于改变了磁心内的磁场值,使得即使不能消除在磁心的可变电感的一个扩大的范围内具有线性响应的要求,也能减小这个要求。也可以使用其它的材料,例如 Metglas82714A 的一种退火的型式(特别是在轴向或也许在横向磁场中退火),这些材料的谐振频率对轴向对准的磁场强度的曲线 601 如图 6 所示。为了进行比较,图 6 还示出了曲线 602,其是具有类似的线圈和电路但是具有图 5 的曲线中使用的材料的磁心的相应的曲线。对于曲线 601 的材料,用于达到良好的操作偏置值的偏置电流大约为 1.3 毫安,比用于使曲线 602 的材料达到可比的工作点所需的大约 2.3 毫安较小,这使得最好选用曲线 601 的材料,从而至少满足减少偏置电流的准则。

[0077] 在关于相对廉价的磁力计的现有技术中,一般使用操作频率表示磁场强度,并且循环周期一般基于电阻乘以电感的时间常数的响应,循环持续时间由门限检测确定而不由 LC 谐振确定。在一种典型的循环中,磁心一般通过其磁操作范围的一个扩大的部分被驱动,一般沿一个方向进入相当强的饱和。例如,目前在普通的汽车中使用的 RL 电感电路使用相当于大约 9 高斯的每周期磁通偏离,以用于在 ± 2.5 高斯(负到正的范围是 5 高斯)的额定范围内进行测量。本发明的优选的电路使用小于常规电路的 1/5 的每周期的额定磁通偏离。即,一般小于 2 高斯的峰峰值,这比 6 高斯(± 3 高斯)的测量范围小得多。一般地说,试图利用一个或两个偏置设置测量整个输入范围的现有技术的电路必须使用这样的每周期偏离,对于所述偏离,驱动磁通和要被测量的磁通之和跨过磁心材料的响应的有效范围。这一般要求至少等于要被测量的总的负到正的磁通范围的每周期峰-峰磁通偏离。一般施加一个固定的偏置,以便使操作偏置到两侧操作曲线的一侧或另一侧。偏置的效果通常通过某种形式的转换可以反向,以使得可以选择饱和曲线的相对一侧,不过对于利用由磁心的可变导磁率产生的电感的改变的装置,偏置的幅值一般沿每个方向是固定的,尤其是在一个大的被校准的双向范围内在两步以上是不变的,如在本发明的一个优选实施例中那样。

[0078] 一般,需要但不限于确定行驶方向的能力具有大约 1 度的分辨率。一般不必要求这么高的精度,因为一般使用具有每步 45 度的 8 点罗盘显示器,不过,为使车辆磁场的影响和地磁场的响应隔离而进行的计算使得在测量中提高精度是有利的。在上述的例子中,在选择的工作点所需的偏置为正或负 4 高斯,附加的干扰磁场是大约正或负 2 高斯的情况下,在通过其总的正负范围设置偏置电流时需要大约 1/3400 (one part in 3400) 的可重复性,以便支持方向读数分辨率中 1 度的分辨率。如果使用在其优选操作偏置时具有低得多的偏置要求的磁心,则这可被减少大约几乎 3/1200-1/1200。2714A 材料能够减少

所需的偏置,以使得在上述的例子中如果电路因为其用作磁心材料被优化,则将需要大约 $1/2400$ 的可重复性。另一种选择是提供单独的两状态偏置电路,其被转换以便在偏置中提供大的和稳定的正负级 (step),该偏置对于在磁心中的正或负合成偏置磁场的操作确定中心是需要的。此时使用多级的或连续可变的偏置源,用于调节在选择的工作点处的偏置级。在上述的例子中用于选择工作偏置的大的正或负 4 高斯的级需要优于 $1/2200$ 的稳定性和可重复性,以便支持 1 度的分辨率。用于在两个范围的每个范围内调节偏置电流的 D/A 转换器应当具有大约 $1/1200$ 的设置稳定性和可重复性,以便达到 1 度的分辨率。注意在此以及可能在现有技术的大部分其它的实施方案的情况下,正或负偏置电流值的相对的稳定性和可重复性趋于和所述偏置电流值在偏置磁场中产生的、与被测量的磁场的最小的增量相比总的偏移的大小成比例地影响总的精度。因而,磁心材料需要较低的偏置以便进行正确地操作,并需要容忍副作用例如由使用的材料引起的减小的线性操作范围的电路,导致一种更健壮、更精确和较小耐受敏感电路。当要被测量的磁场的范围大于相对的操作偏置电流值之间的范围时,装置还必须确定两点中的哪一个当前的工作点。本发明的实施例满足在减小的线性范围下操作,以及能够正确地处理在产生相同相位响应的两个可能的电路输入之间的合适的区别的要求。为了确定哪一个偏置点正在被接近,可以沿给定的方向施加偏置的增量改变,对于其合成磁场沿一个方向的第一个特定的工作点,相位总是增加,而对于其合成磁场沿相反方向的另一个工作点,相位总是减少。基于这个事实的检测提供了一种用于确定两个偏置点中的哪一个正在被接近的简单的方法。

[0079] 为了达到在方向测量中大约 1 度的分辨率,同时只使用偏置电流的改变和平衡来确定读数,要求用于设置偏置电流值的 D/A 转换器具有大约 11 到 12 位的增加的分辨率。这个增加的精度大大高于利用许多 8 位的微控制器容易得到的 D/A 转换器的 8 位的增加的精度,所述微控制器否则也适用于这种应用。8 位脉宽调制的 D/A 转换器可以由许多低成本微控制器得到,并且可以用专用的集成电路容易地实现。在这些 D/A 转换器中,脉宽调制的输出的占空比主要取决于微控制器时钟的短期稳定性,其通常是非常高的,从而具有输出的占空比转换的高的模拟质量,每个平均输出值的精度可以远大于转换器的 256 级增量分辨率。首先使用相位测量来表示偏置电流已经被调节,以使得 LC 电路的输出相位响应可接受地接近于其目标参考值 (即目标输出范围)。在具有足够分辨率的偏置电流发生器的本发明的一些应用中,这可以是对相位检测器的全部要求。不过。如在一些例子中所示的那样,这通常要求较高分辨率的 D/A 转换器,其一般不能用低成本微控制器得到,并且可能需要一些过度麻烦的或许是不能接受的慢的迭代序列来达到所需的设置精度。当考虑在交流电力线频率下磁场中可能存在振荡的相当高的值时,这尤其明显。此外,如果和快速设置时间的要求结合以便允许使用连续的近似逼近,则低成本的 D/A 转换器的脉宽调制输出的足够的滤波可能存在一个严重问题。上面详细说明了程序用于测量输出相位离开其目标参考值的偏离,并用于计算和提供对实际供给的偏置电流的合适的校正以便进行测量来计算偏置电流,所述偏置电流将使线圈处于其参考条件下,这大大减少了 D/A 转换器所需的分辨率的级数,因而可以大大加速迭代处理,从而实现足够接近目标值的偏置电流设置,同时还附带地提供附加的采样和数字滤波能力。如上所述,一种所需类型的相位测量电路是这样一种电路,其能够进行 LC 的输出响应的相位和参考相位的比较,所述参考相位具有一个合适地选择的、并最好相对于驱动信号的相位是固定的相位角。其输出从轨到轨 (rail to

rail) 之间转换的数字相位比较电路的输出电压可以简单地由 RC 电路平均,从而产生一个表示在驱动参考和 LC 电路的响应之间的相位关系的电压。作为来自驱动频率的谐振频率的偏离的函数的输出响应的相位的斜率近似与 LC 电路的 Q 成比例。所述 Q 又部分地取决于电感器绕组中的温度敏感导线的电阻。对于在相位指示电路的测量的输出的增量和偏置电流的相当的增量之间建立所需的转换关系的问题的一个好的解决方案如下所述。在测量的磁场相对稳定的时间间隔期间,首先调节偏置电流以使得 LC 电路的相位可接受地接近其参考值,不过最好接近参考值的一侧。此时取相位响应的仔细的、最好是平均的读数。接着,利用已知的级数调节偏置电流,以使得相位仍然可接受地接近于参考值,不过最好在参考值的另一侧。此时进行相位角的第二个测量。然后计算从相移到偏置电流的转换系数,以便利用对于连续读数施加的偏置电流的差值与对于两个连续的读数的相角测量的相应的差值之间的比来从相位增量转换成相当的偏置电流增量。这个处理可被足够多次地重复,以便可接受地跟踪由线圈温度的改变导致的相位响应的改变。一种用于实施本发明的可选择的方法是取相位对偏置电流的两个测量,最好每个测量接近参考相位值,但是在参考相位值的相对侧,并使用常规的内插法计算在参考相位输出值下的偏置。为了使引入的误差或噪声读数最小,最好丢弃不处于预期范围内的值。

[0080] 借助于上述的相位检测电路的第二阶滤波,可以减少由脉宽调制偏置电流发生器的输出中的脉动引起的相位抖动。为了得到偏置电流所需的高精度,当使电路的脉宽占空比进行大的增量改变时,例如 10 除以单位为每秒弧度的滤波器的滚降频率所得的稳定时间是合适的。因为相位响应主要取决于偏置设置,在相位电路真正开始稳定之前,偏置电流必须合适地稳定下来。例如,对于脉宽调制的偏置电流发生器设置,需要一个滤波滚降 (roll off) 频率,其只需足够低以提供脉宽调制器输出脉动的足够衰减,并且对于相位检测器输出,则需要一个滚降,以便滤除相位检测器输出中的脉动,或许还滤除由在偏置电流中残留的数量不大的脉动而引起的脉动。对于脉宽调制的输出的大约 7 千赫的重复速率,一种双极点低通滤波器可以很好地起作用,其最好具有虚极点,但是具有高的阻尼,例如采用 Beassell 滤波器设计并具有大约 160Hz 的滚降转角 (roll off corner)。这种滤波器在大的设置改变之后大约需要 10 毫秒才能稳定到所需的高精度。精确的阻尼系数不是关键的,但是例如,在 Butterworth 设计的情况下,其比 Bessel 设计具有较低的阻尼,瞬变使稳定时间要求大约增加 25%。阻尼最好在大于 Butterworth 滤波器具有的阻尼的范围内。用于鉴相器的滤波器最好也是类似类型和类似阻尼系数的滤波器,不过在具有 60 千赫范围内的脉冲输出的鉴相器的情况下,例如在 1.5 千赫范围内的滚降频率并要求超过用于使偏置电流电路稳定所需时间几个毫秒的附加稳定时间是合适的。这种滤波器可能比在该例子中刚刚提及的滤波器更复杂,并且扩展到更复杂的滤波器的稳定时间的相似的论断被认为是本发明的一部分。在已知的滤波器响应和在 D/A 设置中已知的增量的情况下,可能并且需要计算和应用一个过 (over) 驱动信号,其幅值和持续时间将使输出近似达到所需的值。如果计算正确,则在应用过驱动设置的计算时间间隔结束时,PWM 输出值应当非常接近所需值。在这一点上,PWM 设置应当被改变为所需设置,并且因为所述值已经接近所需值,故应当快得多地稳定到所需精度。可以使用这种技术以大大减少 D/A 转换器的稳定时间。

[0081] 8 位的 A/D 转换器通常可以作为标准的特征得到,或者在低成本的微控制器上以合适的成本得到。这种 A/D 转换器用于相位测量处理应当是足够的。许多这种 A/D 转换器

具有相当高的获取和转换速率,使得可以获取相位读数的多个采样,对它们进行筛选以除去不能接受的噪声,并进行平均以减少读数中的总的噪声。除去使用平均技术,还能够评价一组读数的分散和各种其它性能,这是本发明的一个有价值的、可供选择的部分。理由是,对于罗盘应用,保持当前的读数或甚至取消该读数,比提供噪声的且可能错误的结果要好。不改变存储的校准数据,或者根据在其他情况下被认为是有效的噪声数据作出影响校准处理的决定也是有利的。以在 A/D 转换器的能力之内的任何实际的速率采样滤波的相位检测器输出、并在适合控制处理的总体结构的任何时间间隔对其进行采样的能力,使得以下被认为是本发明的一部分成为可能,即,对例如在电力线频率的一个完整的周期内所取的整数个采样进行平均以提供在一个电力线周期内的信号的有效积分,由此极大地排除由交流电力系统内的电流和磁元件产生的测量的磁场内的脉动。

[0082] 校准是一种用于确定最佳的偏置点的位置的处理。设置偏置点的目的是使 LC 谐振电路的谐振工作点位于相位对磁场的曲线的线性范围的中心。这些点可以利用许多方法求出,例如一种方法包括从一个极端到另一个极端扫描偏置,并记录每个偏置增量的所得相移。可以计算在这组测量内的最高和最低 A/D 值的平均,并用相应的 PWM 偏置值作为初始校准的偏置值。图 10 示出了一个示例的偏置曲线。

[0083] 在图 10 中,从 0 到 255 的总跨度表示用于调整偏置的总的范围。水平线 601 表示曲线 600 的最大和最小 A/D 值的平均。这是目标 A/D 值。垂直线 602 和 603 通过曲线 600 和直线 601 的交点,并表示相应于目标 A/D 值 601 的两个可能的 PWM 偏置值。这些 PWM 偏置点被用作随后的测量的初始工作点。设置偏置是为了在两个目标范围中选择一个范围内获得响应,并根据偏置设置、电路输出和在目标范围内输出对偏置的曲线的斜率来计算各自的目标值。因为曲线 600 的陡的斜度,目标 A/D 值可能处于在偏置扫描期间所取的采样的 A/D 值之间。需要通过计算使所得 A/D 测量等于目标值的 PWM 值来内插偏置 PWM 值。需要进行内插以便保持曲线的左右斜线之间的测量的对称性。非对称的测量可能增加由温度或其它内部、外部影响引起的任何误差。实际上,由非对称测量引起的误差可以足够小,从而被认为是无关紧要的,或者可以出于种种原因进行选择以减少测量或随后的计算的精度,因而引入少量的非对称。

[0084] 虽然图 10 中的偏置 PWM 值都是正的,在磁零点位于曲线的槽中部的情况下,由于 PWM 在线圈中产生的磁场可以是正的或负的。通过重新定标偏置轴以使得零点位于槽的中部,并以零点的左边为负偏置,零点的右边为正偏置,或许能够更容易地看出偏置和磁场之间的关系。

[0085] 在校准期间,记录曲线的每个斜率的平均 A/D 值以及和所述 A/D 值相应的 PWM 偏置值。平均 A/D 值所在的曲线上的点被称为工作点,并在随后的测量中使用。在两个工作点之间的距离(所谓的偏置分布)也被记录并用于随后的测量。为了分析的目的,偏置分布可被认为是常数,不过测试已表明其对温度是敏感的。偏置分布的计算和存储使得能够快速由一个偏置点计算出另一个偏置点,但是基于温度敏感性,建议偏置分布值应当定期地被重新计算,以便跟踪温度的改变。当确定磁场在当前未改变时,这可以包括根据与平均 A/D 值的偏离中的差异进行计算或直接测量。

[0086] 返回图 10 的曲线,记录另一个值,该值是在偏置 PWM 值中的一个计数差对所得相位输出的影响。这个值是在工作点的曲线的斜率。研究表明,曲线的负向部分的斜率和曲

线的正向部分的斜率实际上是相同的,但是符号相反,因此,只需要计算一个部分(例如负向部分)上的斜率,对于正向部分,只需改变符号即可。为了讨论方便,此后将称为“偏置斜率”。为了减少系统中的任何非线性的影响,这个值从在上面建立的最佳工作点所取的数据中被记录。偏置斜率可以根据两个最接近工作点的点简单地计算,或者如果需要较大的精度,可以取在工作点周围的几个点的平均值。

[0087] 概括地说,由校准产生的值是:

[0088] 偏置分布 (S_B)

[0089] 初始工作点 (P_{0-} , P_{0+}) (在 PWM 项中)

[0090] 在工作点的初始 A/D 值 ($AD_{P_{0-}}$, $AD_{P_{0+}}$)

[0091] 在工作点的初始 PWM 值 ($PWM_{P_{0-}}$, $PWM_{P_{0+}}$)

[0092] 偏置斜率幅值 (M_B)

[0093] 测量是使用 PWM 设置正确的工作点的处理,其中要等待一定时间使电瞬变稳定,并在所述工作点取一个或几个 A/D 读数。在每个工作点进行测量,并把结果进行算术组合以便产生最终结果。虽然当 PWM 偏置值为固定时这种方法的动态范围被限制,但偏置的动态运动使得动态范围的大小被扩展一个数量级,或者较多地超过固定偏置的情况。测量处理是一种迭代处理,其中偏置根据由先前的测量获得的估算被移动,并且 A/D 转换导致最终收敛于静态磁场的初始校准值。一旦 A/D 结果收敛于其校准值,磁场便可以通过从在校准期间建立的 PWM 值之和减去用于获得测量的 PWM 值之和被直接读出。因为 PWM 设置通过线圈的电流,因而设置线圈中的磁场,在 PWM 中的差是用于把线圈中的磁场向回驱动到其校准值所需的电流的直接度量,因而是在校准时磁场和当前磁场之差。

[0094] 在允许 A/D 结果能够收敛于其校准值的静态磁场中,磁场可以按照上述方法直接地使用 PWM 中的差进行测量。不过,作为运动着的车辆中的罗盘,磁场几乎不是静止的,并很少收敛于只使用 PWM 值便足够的一个点。此外, PWM 设置的分辨率可能不提供所需的读数分辨率。在这些情况下,通过使用当前的 PWM 值以及用于特定测量的 A/D 值可以获得足够的精度。在这种方法中,在当前的 A/D 测量和在所需工作点的 A/D 值之间的差被计算,然后乘以偏置斜率。这将产生可被加到当前 PWM 值而产生校正的 PWM 值的一个值,其可和在上述的静止情况下那样被直接使用。只要 A/D 值保持在线性部分或者保持在曲线 600 的目标范围 604,这种方法便产生足够精确的结果。计算的 PWM 值可以在下一个测量期间用作实际的偏置点,其导致在静态磁场中的收敛,或者当磁场改变时用于简单地跟踪磁场,此时略有滞后。

[0095] 在磁场发生大的阶跃变化的情况下,或者当磁场足够快地改变而把 A/D 值驱动到曲线的线性部分之外时,算法中的简单逻辑可以抑制数据的显示,直到 A/D 值再次处于线性区域。这种迭代方法将快速地收敛到线性区域内,即使当被驱动到远离线性区域,并且抑制被显示的数据将使这些状态不能被观察者察觉时。

[0096] 最少的测量应当包括在每个偏置点的至少两个 A/D 读数,它们被在时间上分开并被平均,以使得能够除去交流电力线频率。

[0097] 如果测量在和当罗盘被校准时存在的磁条件相同的磁条件下进行,则在每个轴中代表环境磁通的值将非常接近于 0。把罗盘置于校准的磁场中将使得能够与由所述磁场表示的绝对标准相关联,并且将产生一组可用于原始的罗盘读数的定标系数,从而产生一个

和所述标准相应的结果。不过为了说明方便,原始的罗盘值将足够了,因为它们和磁场成正比,并由无量纲的变量 B 表示。

[0098] 测量的第一步是设置偏置点。这通过简单地把 PWM 设置为初始工作点的值来完成:

[0099] 对于负的偏置读数, $PWM^- = P_0^-$

[0100] 并且

[0101] 对于正的偏置读数, $PWM^+ = P_0^- + M_B$

[0102] 一旦 PWM 处于 A/D 转换器的 1 最低有效位 (1sb) 内, A/D 转换器便被读取,从而获得结果相位表示,其由变量 AD^- 和 AD^+ 表示。

[0103] 接着,从当前的 A/D 值减去在工作点 (AD_{P0-} , AD_{P0+}) 的初始 A/D 值。这个差值在理论上被向零驱动,不过非零值简单地表示把这个差值驱动为零所需的 PWM 调节的数量是:

[0104] $AD_{NULL}^- = AD^- - AD_{P0-}$

[0105] 并且

[0106] $AD_{NULL}^+ = AD^+ - AD_{P0+}$

[0107] 趋于零的 A/D 项应当乘以偏置斜率并被加到当前的 PWM 值,从而获得在零值时的 PWM 值。这些计算的 PWM 值还被用作下一次测量期间的实际的 PWM 工作点:

[0108] $P_0^- = PWM^- + (AD_{NULL}^- * M_B)$

[0109] 以及

[0110] $P_0^+ = PWM^+ - (AD_{NULL}^+ * M_B)$

[0111] 注意两个公式之间的符号改变。这是需要的,因为在两个偏置点的斜率的大小可以相等,但是它们具有相反的符号。因此,所述校正应当与此相适应。

[0112] 最终的磁场值是在这个测量期间获得的 PWM 值之和与在校正期间建立的 PWM 值之间的差:

[0113] $B = (P_0^- + P_0^+) - (PWM_{P0-} + PWM_{P0+})$

[0114] B 表示由线圈看到的磁场,并且通过使用定标系数可以和标准的磁测量单位直接相关联。另一个值得注意的事实是,因为 B 是用于产生偏置的 PWM 值和鉴相器输出测量的组合,因而对这两个元件的每一个要求的高分辨率被大大降低,同时仍然产生高分辨率的结果。

[0115] 这种测量方法将产生满意的测量,只要被测量的磁场的改变不超过这种方法把 PWM 偏置驱动进入一个可接受的范围的能力。在一种典型的汽车中,由拐弯引起的磁场的改变率将很好地处于这个方法的范围,只要测量的速率足保持为高。例如,每秒 5 次测量将足以覆盖由在地磁场内运动的车辆引起的正常的磁场改变。

[0116] 图 8 表示一个具有按照本发明的第二实施例构成的磁力计的罗盘系统。在这个实施例中,提供微控制器 301,其包括罗盘控制逻辑块 302,磁传感器偏置控制逻辑块 303,其用于确定磁场传感器 10 的偏置电流设置,以及传感器测量电路 304,其用于确定选择的传感器 10 的响应的频率或周期。微控制器向偏置电路 306 的 D/A 转换器发送设置指令,所述 D/A 转换器可以是若干类型中的一种,但是最好在设置中具有高的可重复性。

[0117] 第二实施例的系统最好能够把输出响应频率的增量转换成近似相当的偏置电流的增量,并使用它们来有效地增加设置分辨率以及获得好的读数,而不必把偏置电流设置

为用于建立饱和的目标可测量状态所需的精确值。在此,使用的偏置电流需要是已知的,具有对于要进行的测量的足够精度,不过用于进行测量的偏置电流和离开目标频率值的残留的频率偏离可用于计算偏置电流值,所述偏置电流值直接导致在目标频率下的操作,提供用于进行读数的偏置电流设置的某个范围。

[0118] 可以在这个实施例或图 3 的相位输出实施例的偏置电路中使用的 D/A 转换器的类型包括但不限于脉宽调制型、阶梯型、 $\Delta-\Sigma$ 型或者斜坡电容器型。对于相位输出实施例已经说明的对于分辨率的许多相同的要求此处也很好地适用,并且在两个系统中,总的读出速度通过减少用作偏置电流源的 D/A 转换器的稳定时间要求而增加。D/A 转换器的重复性、稳定性和输出级大小的均匀性最好支持通过使用各个电路的输出测量可以达到的精度,以便计算相当的偏置设置。当使用离开目标输出频率的偏离来代替离开参考相位的偏离时,针对相位输出实施例所述的许多相同的技术在此有效,因此这些细节将不再说明。

[0119] 图 8 的检测元件选择器 8,谐振传感器 10,偏置电路 306 以及驱动器电路 309 和图 3 的这些元件类似。其不同之处如下:在振荡器输出电路 316 的相位稳定整形中,振荡器输出被采样并通过通路 312 反馈,从而产生谐振电路的激励,其建立和维持在对于谐振电路相对于这个激励的响应达到一个稳定的相位角的频率下的振荡。采样电路 316 还调节振荡器信号并将其送到频率计数器或周期测量电路 304。此外,采样电路 316 的相位响应特性最好是这样的,其在接近电路的谐振频率下维持振荡,并在任何情况下都能稳定地维持相位关系。在输入 311 读出电路的响应频率而不读出电路的相位响应。最好是以实际上尽可能快的速度获得具有足够的分辨率的读数。最好是对周期定时而不计数输出周期,因为周期计时器一般可以在等于或接近微控制器的时钟频率下操作而不在振荡器的频率下操作,所述时钟频率一般是几兆赫兹,所述振荡器频率例如小于 100 千赫。这具有累加计数的优点,其更快地支持所需的分辨率。关于对周期定时,可以使用预标定电路 305,可以响应一个复位或者选通,以便输出持续时间近似等于预置的振荡器周期数的持续时间的脉冲。选择预置的周期数,以便建立一个对于测量是方便的输出脉冲持续时间的范围。在这个实施例中,如同其它的实施例一样,例如频率计数器、D/A 转换器以及预定标电路可以用许多方式中的任何一种方式实施,其中包括被包含在微控制器中、应用特定的集成电路或离散电路。

[0120] 图 9 是磁力计的自谐振第二实施例的示例的电路图,其具有许多和图 4 的第一实施例的相似之处。具有相同标号的元件具有和图 4 的对应元件相似的功能,因此不再对其功能进行第二次说明。和图 4 的电路的主要差别在于,电路 316 的输出整形和限幅放大器 343 的输出 344 通过驱动器电路 309 的求和电阻 307(例如 100 千欧)被送到驱动器放大器 141 的输入,从而形成振荡器。整形放大器 343(例如标号 TLC084)借助于耦合电容 346(例如 1000pF)和驱动器放大器 141 的输出 142 耦合,负反馈电阻 330(例如 47 千欧)使电容器 346 偏置,使得输出 344 的占空比被平均,从而维持在放大器 343 的反相输入端的电压。选择放大器电路的配置,以使得当振荡器加电时便开始振荡,并且线路 131,135 或 139 之一被微控制器 301 拉高,从而选择和其连接的传感器 10 的 LC 谐振电路。还配置限幅放大器来维持在振荡器激励和振荡器响应之间的稳定的相位关系。这是需要的,因为对于电路需要检测的合成磁场的小的改变,电路以非常小的频率改变响应。在具有适当 Q 的自谐振装置的情况下,在响应和驱动频率之间的相位关系的很小的改变能够容易地引起使要被测量的信号模糊不清的幅值的频率偏离。关于驱动电路的负载效应或饱和效应或其它非线性也是

如此。这便是仔细地处理这些电路特征大大增加磁力计的可用的分辨率的原因。和第一实施例一样,分压电阻 221 和 223 由 5V 的参考电源 220 供电,并在驱动器放大器 141 的同相输入维持 2V 的电压。偏置电路 306 优选的稳定的和可重复的 D/A 转换器 310 和分压器共用参考电源并被设置用于通过微控制器 301 提供所需的偏置。缓冲器放大器 239 缓冲 D/A 转换器输出,并通过电阻 328(例如 453 欧姆)向驱动器放大器 141 提供偏置电流。选择电阻 307 的值以使放大器 141 处于其线性范围内。预定标电路 305 是一种可选的预定标器,其当使用周期定时方法时被使用,用于确定电路的频率振荡。

[0121] 在图 4 和图 9 的电路中实施的本发明的几个特征如下。因为 LC 谐振电路位于高性能运算放大器 141 的反馈通路中,来自求和电阻 128/328 和 244/307 的被求和的输入信号以电流源的形式被精确地送到并联的 LC 电路。另一种方式是,谐振电路驱动器的等效的源阻抗非常高。这是一种用于驱动并联的谐振电路的近乎理想的方式,而不用对其进行显著地加载,因而使得其能够作为谐振元件精确地响应。这也是一种用于使直流偏置和交流驱动信号精确地、可重复地相加并将它们送到电路的好方式。因为谐振电容器阻断直流电流,故基本上所有输入的偏置电流根据需要流过选择的磁场检测电感器。此外,在放大器 141 上的性能良好的负载对提供给谐振电路的驱动信号几乎没有影响,以使得驱动放大器的输出是一个极好的位置来使振荡器响应监视电路和谐振电路响应相耦合。直流偏置电流通路自然地通过用于并联谐振配置的磁场检测感应元件这个事实也是选择和串连谐振配置相反的并联谐振的一个因素。需要 LC 电路的 Q 是高的,但是尺寸和经济约束使得需要利用合适的 Q 进行工作。对于需要测量的磁场的小的改变,电感的改变以及引起的谐振频率的改变是非常小的。在由相位检测器进行的相角检测中的小的不稳定性可以容易地引起图 9 的电路的频率不稳定性,和图 4 的电路的相位读出误差,其将掩盖由于要被测量的磁场引起的根本的电感的改变,从而相位检测器应当具有极好的灵敏度和短期的稳定性,以便进行相位检测。由于这些原因,相位检测器最好由高质量的比较器、运算放大器、或其它高增益放大器配置而成。和大部分被驱动到一个发生某种形式的饱和或限幅的点从而最终限制响应的幅值的谐振电路不同,在图 4 和图 9 的电路中,谐振激励驱动信号的幅值或大小被限制,以使得由于谐振电路的 Q 而引起的自然损失最好限制谐振电路的响应,以便其保留在驱动放大器的线性的、非饱和的、非限幅的范围内。

[0122] 图 4 和图 9 的简化的电路图未示出电源、电源和接地连接以及集成电路装置的旁路电容器的细节。在每个电路中,采用例如具有 5V 的电源电压的稳定的电源。因为当两个偏置设置被平均以获得最后的读数时一些作用被部分地抵消,所以希望具有特别高的短期稳定性的电源来覆盖用于确定各个磁场强度值的读数序列的持续时间。可选择地,可以使用单独的参考电源为电路的电压敏感部分供电。假定本领域技术人员将参考元件数据表以得到例如器件的插脚分配以及比较器 215 的输出级的发射极对电路地的连接等细节。还假定将被添加合适的旁路电容器,并假定所需的静电放电 (ESD) 保护和设计的其它细节将被正确地处理。在共同转让的美国专利 6262831 中披露了一种用于车辆的具有较高电压(例如 24V 或更高)的电池作为合适的电源。

[0123] 在图 5 中,曲线 400 是并联 LC 电路对偏置电流和 / 或相当的轴向取向的外部磁场的谐振频率响应。使用和图 9 的谐振驱动电路类似的谐振驱动电路产生曲线所依据的数据。曲线 450 表示一种类似的 LC 电路的相关的相位响应,该电路在大约 67 千赫的恒定的

频率下被驱动,并处于所示的外部磁场和 / 或偏置下。水平轴 414 表示外部磁场的轴向对准的分量,其在零偏置下引起 LC 电路所示的响应。水平轴 415 表示线圈偏置电流,其在磁场检测线圈沿轴向对准方向被置于零磁场强度的外部磁场中时引起所示的响应。大约 1800 毫高斯 / 毫安的转换常数与用于把偏置电流转换成参照图 3 说明的相当的磁场强度的常数类似,并提供给用于获得图 5 的数据的 LC 组合。在轴 415 上表示的值当乘以这个常数时近似等于轴 414 上的毫高斯值。在轴 427 上的值表示当线圈处于具有大约 1330 毫高斯的轴向对准的磁场强度的外部磁场中时产生所示响应的偏置电流。

[0124] 曲线 400 的中部具有部分 411,其谐振频率最低,表示电感最大。这个部分以两个对称部分 405 和 425 为边界,在所述边界频率随磁场强度或偏置电流的改变而发生的改变最大,并且具有最高的线性度。大约位于曲线的高斜率区域的中心并在点 424 和 429 和曲线相交的直线 406 是一个优选的工作值,这在下面将进行更详细的说明。在曲线的基本上对称的部分 403 和 426,磁心被迫进入较深的饱和,谐振频率对磁场或偏置值的曲线具有较低的斜率,并且非线性度更大。

[0125] 对于基于图 9 的电路的频率的操作,由微控制器程序选择例如 67 千赫的目标频率,由直线 406 表示,然后调节偏置电流以使得接近在两个点 429 或 424 之一例如在点 429 的操作。优选地,处理利用在前一次测量中确定的偏置开始,其中接近点 429,于是,如果需要,可以尝试若干个连续的偏置电流,以便成功地接近点 429 的 67 千赫的频率。如果对于最初的偏置设置不能得到预期的值,则最好开始接近零偏置并检索低谐振频率的区域 411,因为只有一个与较高的谐振频率的两个区域 403 和 426 相反的这种区域。已知一个处于区域 411 中,减少偏置电流将接近点 429,增加偏置电流将接近点 424。在前面的句子中,表示方向的词指的是有符号的值而不是有符号的大小。当接近目标工作点 429 时,结果例如可以是对其进行偏置设置的点 408 和测量的频率 407。此处注意,一般地,准则要求接近,这使得更接近点 429,不过点 408 对于说明是方便的。还应当注意,曲线 405 的测量的斜率可用于计算用于减少接近目标操作点所需的迭代次数所需要的偏置调节。产生目标频率响应的偏置电流被在随后的计算中使用。如果设置偏置电流的机构具有所需的分辨率,则可以设置引起目标频率响应的偏置电流,并且验证所述频率响应,不过一般最好是在一个接近的偏置设置下测量的频率响应,并使用频率对偏置电流曲线的测量的或预定的斜率来从测量偏置的一点或几点外推,以便计算在目标频率下的偏置。点 408 处于曲线 400 的一个合理的线性范围 405 内,并假定曲线的这个部分的斜率已经由微控制器预先确定或测量并记录。微控制器使用在点 408 的测量的频率和点 406 的目标频率之间的差以及曲线 405 的斜率来计算增量 410 的有符号的长度。这个长度,其在本说明中具有负号,被加到点 408 的偏置电流中,以便在 406 近似地预测将使线圈在点 429 以其 67 千赫目标频率工作的偏置 416。实施本发明的一种选择的方法是使用在一个以上的偏置设置下的频率测量,并使用任何多次的内插和外插技术来计算产生目标输出频率的偏置。

[0126] 接着,最好测量使得在点 424 工作所需的偏置电流,该点是在 67 千赫的工作频率下的另一个工作点。由从点 429 到点 424 的距离 430 表示的在偏置电流中的差应当保持近似恒定,但是可能和温度有些关系,且最好由微控制器记录并被定期地更新,以使得可以跟踪例如由温度引起的漂移。这个带符号的值可被添加到对于点 429 刚刚测量的偏置中,以便确定在序列中首次尝试的偏置电流,从而确定在点 424 的工作偏置。

[0127] 最好使用相同的尝试序列和偏置电流增量的相同计算 - 它们将补偿测量的频率和用于测量点 429 的工作偏置的目标频率之间的差 - 来确定用于点 424 的工作偏置。在此, 曲线在 425 的斜率是曲线在 405 的斜率的负数。

[0128] 接着, 最好计算在点 429 和 424 测量的有符号的偏置电流值的平均值。这将被称为平均偏置测量。如将要说明的那样, 由平均偏置测量产生的磁场近似等于一个磁场, 该磁场当和外部磁场的轴向对准分量相加时得到近似于 0 的磁通值。换句话说, 外部磁场的轴向对准分量的值近似等于平均偏置测量的负数乘以转换常数, 从而把偏置电流转换成相当的磁场强度。在此, 用于把偏置电流转换成相当磁场强度的常数是这样一个常数, 其近似等于线圈的偏置电流对相当的轴向对准磁场强度的比。

[0129] 如首先说明的那样, 当外部磁场的轴向对准分量是 0 时, 施加偏置定标 415, 以及在 418 从 0 开始的有符号的距离 423 和 412 之和的一半的负数乘以从偏置到等效磁通的转换近似为 0。

[0130] 作为第二个说明, 考虑这样的情况, 其中外部磁场的轴向对准分量大约为 1330 毫高斯。在这种情况下, 当偏置电流是 0 时在电感器中的合成磁场是 1330 毫高斯, 因此被改变成在标尺上于 1330 毫高斯的点读出 0 的偏置定标 427 是要使用的近似的一个。然后按照这个改变的比例读数, 平均偏置电流测量等于从直线 420 的横坐标到直线 421 的横坐标读出的正读数 422 与从直线 420 的横坐标到直线 416 的横坐标读出的负读数 413 之和的一半。对于对称的曲线 400, 这样计算的平均偏置读数近似等于从直线 420 的横坐标到直线 418 的横坐标的距离 419 的负数。这个偏置电流当被转换成相当磁场强度时成为线圈所在的外部磁场的轴向对准分量 1330 毫高斯的负数。这是要被测量的磁场强度的值的负数。

[0131] 在点 429 或点 424 附近通过进行频率测量、沿已知的方向使偏置电流按步改变、以及进行另一个频率测量并注意谐振频率对偏置的符号, 从而输出谐振频率对偏置电流的斜率被测量。如果斜率是负的, 则读数在点 429 附近, 如果斜率是正的, 则读数在点 424 附近。这是一种可以作为本发明的一部分被使用的方法, 用于确定两个目标工作点中最接近用于驱动线圈的偏置电流值的特定的一个, 因而确定测量值应当归于两个点中的哪一个点。

[0132] 曲线 450 表示例如图 4 所示的电路的一般的相位响应, 其中利用类似于用于曲线 400 的频率响应曲线的图 9 的磁场检测电感器来操作。在作为曲线 400 和 450 依据的电路之间的许多操作条件是类似的, 除了在曲线 400 中, 使用相位检测电路供给激励频率以相对于响应的相位维持激励的相位为近似恒值, 其最好非常接近用于 LC 电路的谐振条件的相位。如在上面对曲线 400 的详细讨论中所述, 由直线 406 表示的额定 67 千赫的频率以及谐振工作点 429、424 对于用于磁场强度测量的目标频率是一个好的选择。在作为曲线 450 的依据的图 4 的电路中, 驱动 LC 传感器组合的电路在功能上和图 9 的该电路类似, 不同之处有以下几点。第一, 相位检测器输出不被用来产生用来驱动线圈的激励频率, 而是被输入到鉴相器, 并且提供一种机构, 用于读出输出响应相对于驱动频率的相位的相位。其次, 由许多相同的标准选择的 67 千赫的驱动频率被选作为用于操作曲线 400 的谐振电路的目标频率, 选择该频率为近似常值的频率, 利用该频率驱动作为曲线 450 的依据的电路。于是曲线 400 表示图 3 和图 4 的输出。

[0133] 下面给出一些用于设计和操作所述电路的一般的允许误差和设计的考虑。最好这样选择参考相位输出值, 以使得其近似等于当 LC 电路在其谐振条件下振荡时的相位输出。

这是优选的,因为当谐振电路的操作接近于其谐振频率时,改变 Q 一般对输出相位的影响最小。可能影响操作频率和参考相位的具体选择的另一个问题是,在保真度上的滞后效应随选择的操作部分、被选择用于电路的频率型式的目标频率、被选择用于相位电路的驱动频率和目标相位、以及用于预先调节磁心和用于进行读数的偏置电流设置的序列、还有磁心材料以及用于特定的磁心材料的退火处理而改变,利用所述滞后效应使得曲线的操作部分逆转 (retrace)。所述滞后效应可以被估算和进行合适的调节,以便实现满意的操作。响应改变的偏置或磁场值的逆转的序列的来自电路的输出值的高分辨率曲线是这种估算的有用的部分。

[0134] 曲线 450 和 400 的一般形状和曲线 450 的区域 451, 452, 453, 454, 455 相似,它们分别相应于曲线 400 的区域 403, 405, 411, 425 和 426。参考相位输出 456 相应于目标输出频率 406, 工作点 457 和 458 分别相应于 429 和 424。使用具有曲线 400 的代表性的相位输出的一般操作过程是:确定产生非常接近在点 457 和 458 所示的参考相位输出值的相位输出的偏置工作点,并通过计算或直接校验确定用于在目标相位输出值 456 下工作所需的偏置值。所述计算可以选择地使用预测量的相位对偏流斜率,或直接内插或外插或其它可能的方法,以便确定产生参考相位响应的偏置电流。点 457 和 458 处于曲线 450 和直线 456 的两个交点上。这使得确定在点 416 和 421 的目标偏置值,其几乎与对于曲线 400 的目标输出频率所确定的偏置值相同。当输出相位被直接的或隐含的参考代替以输出频率时,以及当在曲线 450 上的相应的点或区域被曲线 400 上的点或区域代替时,实际上所讨论的用于确定使电路在其目标输出频率下操作的偏置值的所有方法都直接地适用于电路的相位输出方式。这些直接类似的特征和方法被认为是整个发明的一部分。曲线 450 相对于曲线 400 在总体特征上的一个区别在于相位响应曲线的平坦部分 451 和 455, 在一些实施例中,其可以在曲线的末端折回。在这些算法中,应当仔细地确定各个区域,例如曲线的区域 453, 不要把部分 451 或 455 误认为是所述区域 453。用于使问题简化的一种可选择的方法是通过设计确保例如所述的折回不下降到直线 460 以下,并且为了分析的目的,用这样表示的值代替超过表示直线 460 的限制值的所有输出相位读数。于是,这个限制值能够容易地检验,并且对于在这些区域内曲线的非预期的斜率的改变,不会增加随后计算的复杂性。取决于区域 403 中的曲线的负斜率或区域 426 中的曲线的正斜率的用于电路的频率型的任何算法通常必须被修改,以便应用于相位输出型式,因为这个信息对于曲线 450 一般是不能得到的。从另一个角度来看,曲线 400 的部分 403 和 426 的复杂的形状可能使分析复杂化,尤其是用于确定所需的线性部分时,因此,使对于曲线 450 的相应的部分具有相对平坦的响应在一些实施例中是有利的。

[0135] 图 4 和图 9 的电阻 128/328 上的电压决定传感器的偏置电流。如这些例子中所示,需要精确的偏置设置,以便获得所需的磁场测量精度,并且几毫安的偏置电流也是需要的。一些现有技术的电路使偏置电流产生电阻用以下方式和一个模拟开关或其它的电子开关元件相连,即,使得开关的电阻成为用于确定偏置电流的电阻的一部分。优选实施例的结构是这样的,其中偏置电流基本上独立于用于传送偏置电流的一个合适部分的任何电子开关的电阻,因而,也独立于这种元件的匹配。优选实施例提供基本上等于通过每个示例电路的各个电阻 128 和 328 的电流的偏置电流。在每个电路中,电阻 128/328 被连接在高增益放大器的检测节点之间,所述高增益放大器随后又控制电阻两端的偏置电流以确定其电压

降。在每个电路中,对于一个给定的测量,偏置电流只通过模拟开关 132,136 或 140 中的一个,并且电流输送开关不在用于确定电阻 128/328 两端的电压的通路中。电流输送开关还在基本上是电流源 (current source) 的或者换句话说具有高的电源阻抗的通路中,以使得正常范围内的开关电阻对电路的谐振器件的谐振响应具有最小的影响。此外,在较高的温度下,一般的成本较低的模拟开关的电阻可能大于 100 欧姆,因此甚至对于通路中的一个开关,运算放大器的操作范围的额定的正负 1 和 1/2 的电压的大部分用于提供一个模拟开关上的电压降。在有源偏置电流输送通路中只有一个模拟开关是有利的。因为 N 个检测线圈的一侧被连接在一起,故只需要 N+1 个导体把分组的检测线圈配置在可被置于远离线圈位置设置的电路中。

[0136] 如这里所披露的,用于本发明的罗盘电路的处理器包括微控制器,其用于接收来自磁力计的读数并计算被传递给行驶方向指示器的车辆行驶方向。本领域技术人员应当理解,所述罗盘处理器可以由任何形式的逻辑电路构成,包括但不限于,微处理器,编程的逻辑阵列,或者各种离散的逻辑元件。此外,处理电路可以包括一个以上的处理器或微控制器。例如,在附图中所示的微控制器可用于控制磁力计,并从磁力计的传感器向第二处理器提供被定标的读数,然后用于计算车辆的行驶方向。

[0137] 不管结构如何,罗盘处理器最好能够自动地和连续地进行自校准,从而计及由车辆本身和由车辆外部的物体产生的磁场干扰。本发明的磁力计使用的具体的自动校准算法不是主要的。实际上可以使用任何自动校准程序。合适的自动校准算法的例子在美国专利 4807462,4953305,5737226,5761094,5878370,6047237 和 6192315 中披露了。

[0138] 按照本发明构成的磁力计可以低的成本构成,同时以 1 毫高斯的分辨率维持正负 3-5 高斯的动态范围,这优于当前在市场上可得到的用于车辆的电子罗盘。这种常规的磁力计具有大约正负 3-3.5 的范围和 3.5-5 毫高斯的分辨率。

[0139] 上面的说明仅仅是优选实施例。本领域技术人员和制造或使用本发明的人员可以作出本发明的许多改型。因此,应当理解,附图中所示的和上述的实施例只用于说明本发明,而不限制本发明的范围,本发明的范围由按照包括等同原则的专利法解释的下面的权利要求限定。

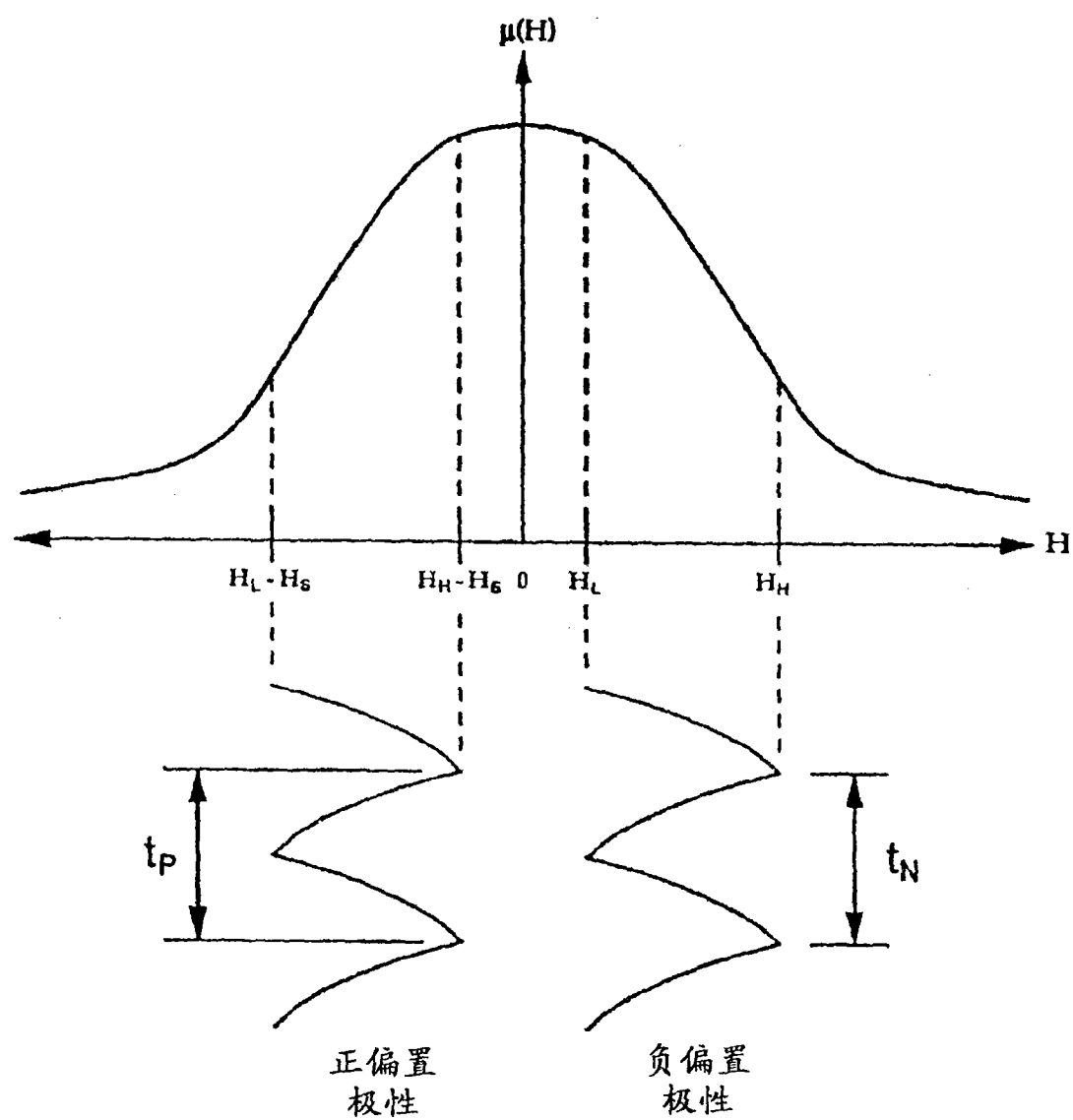


图1 现有技术

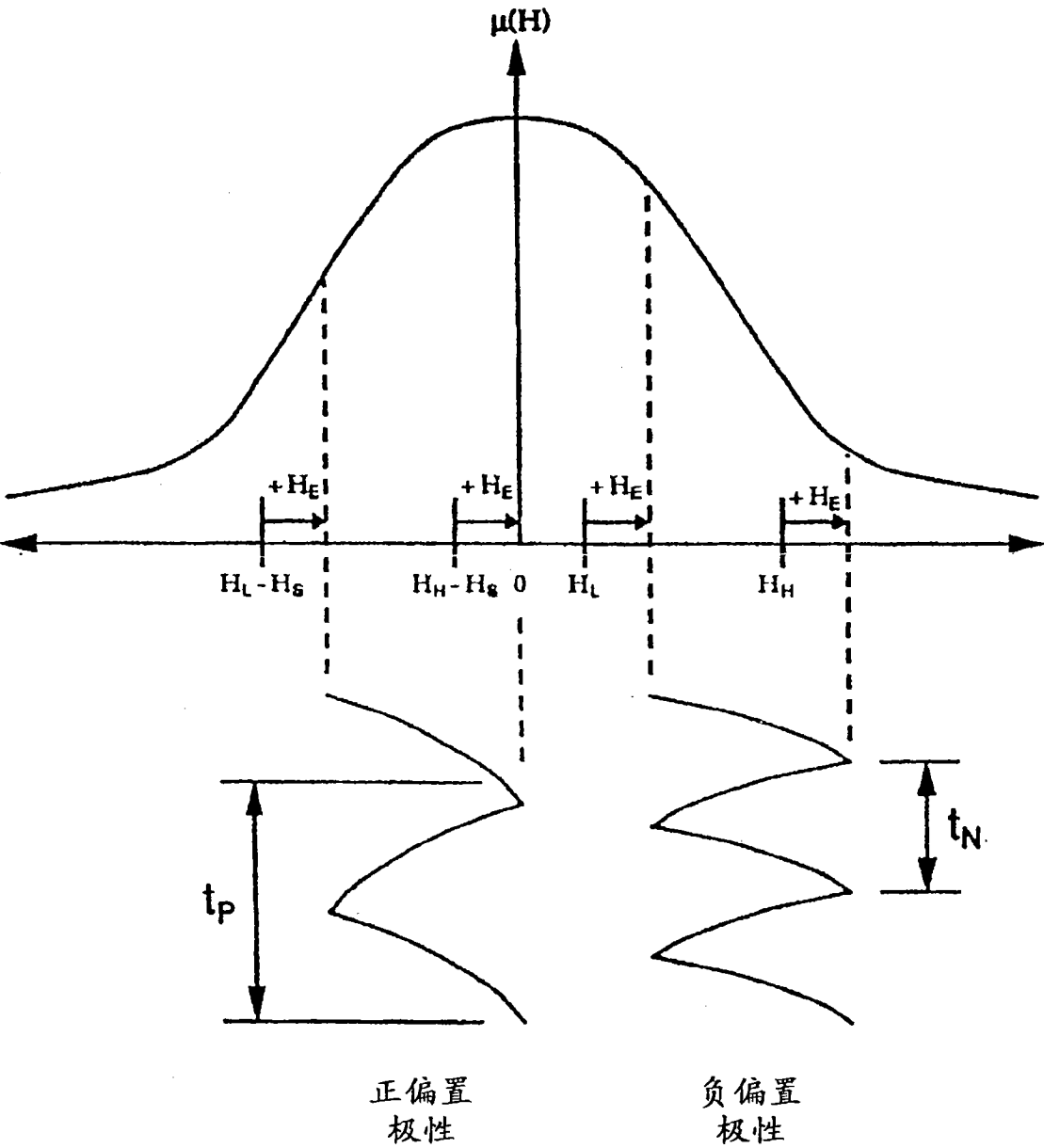


图 2 现有技术

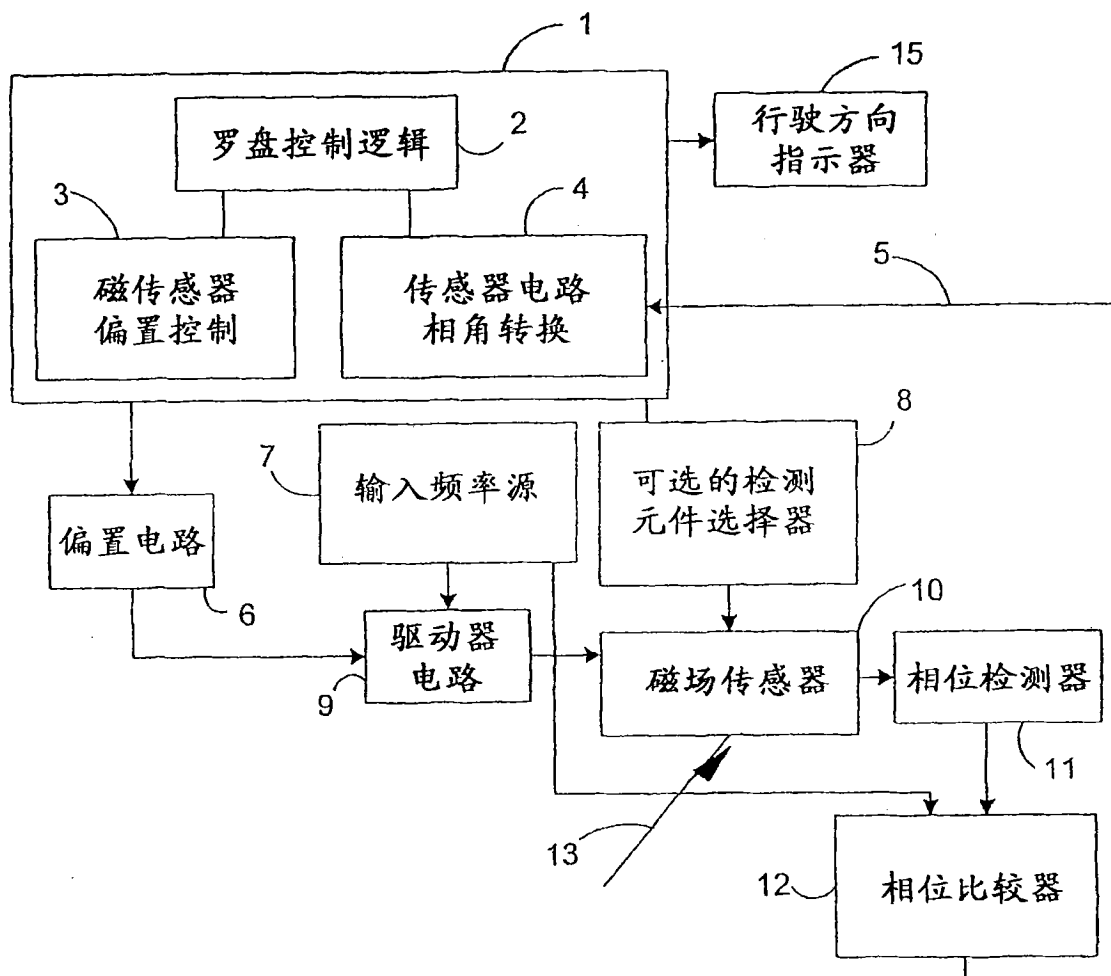


图 3

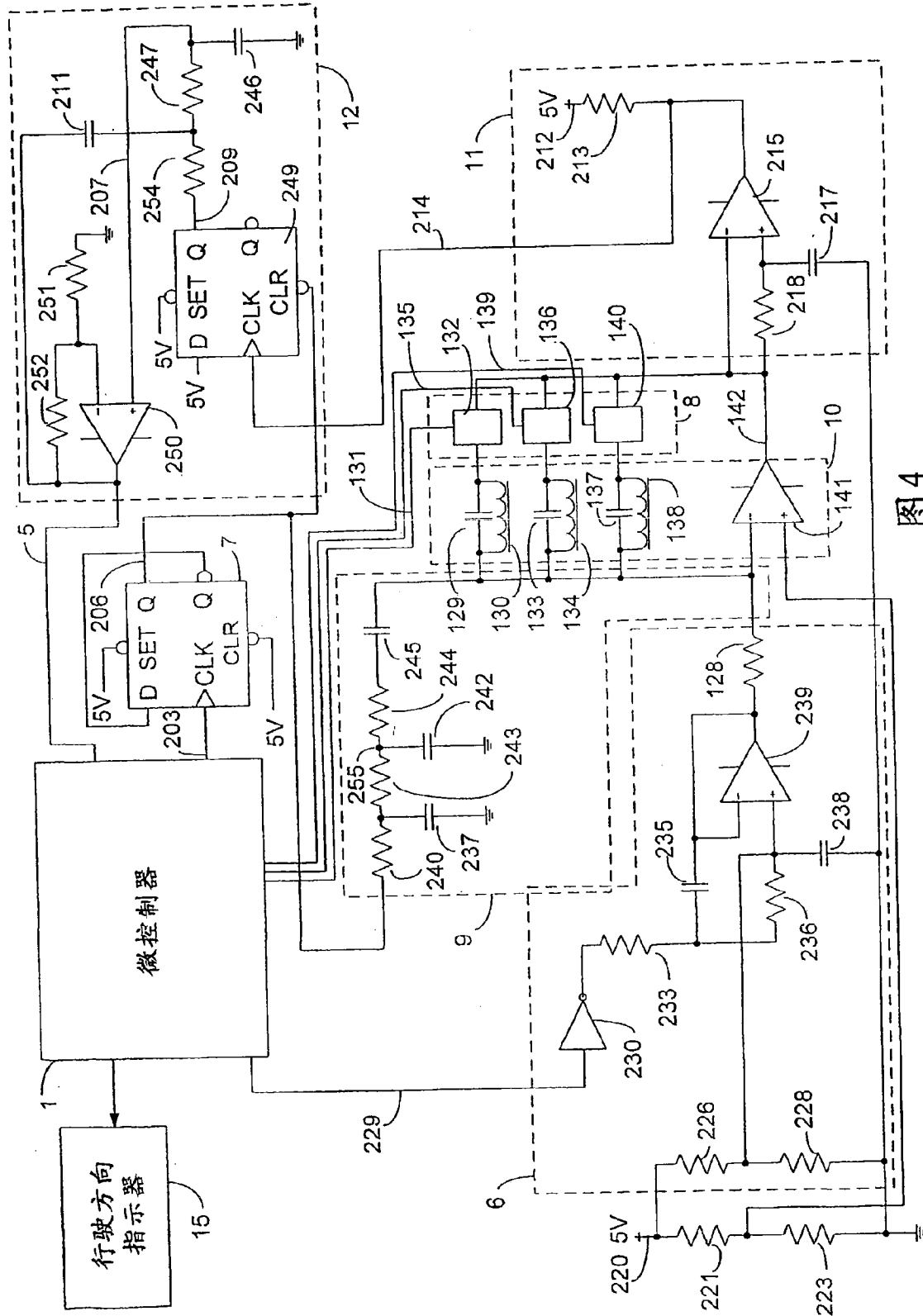


图 4

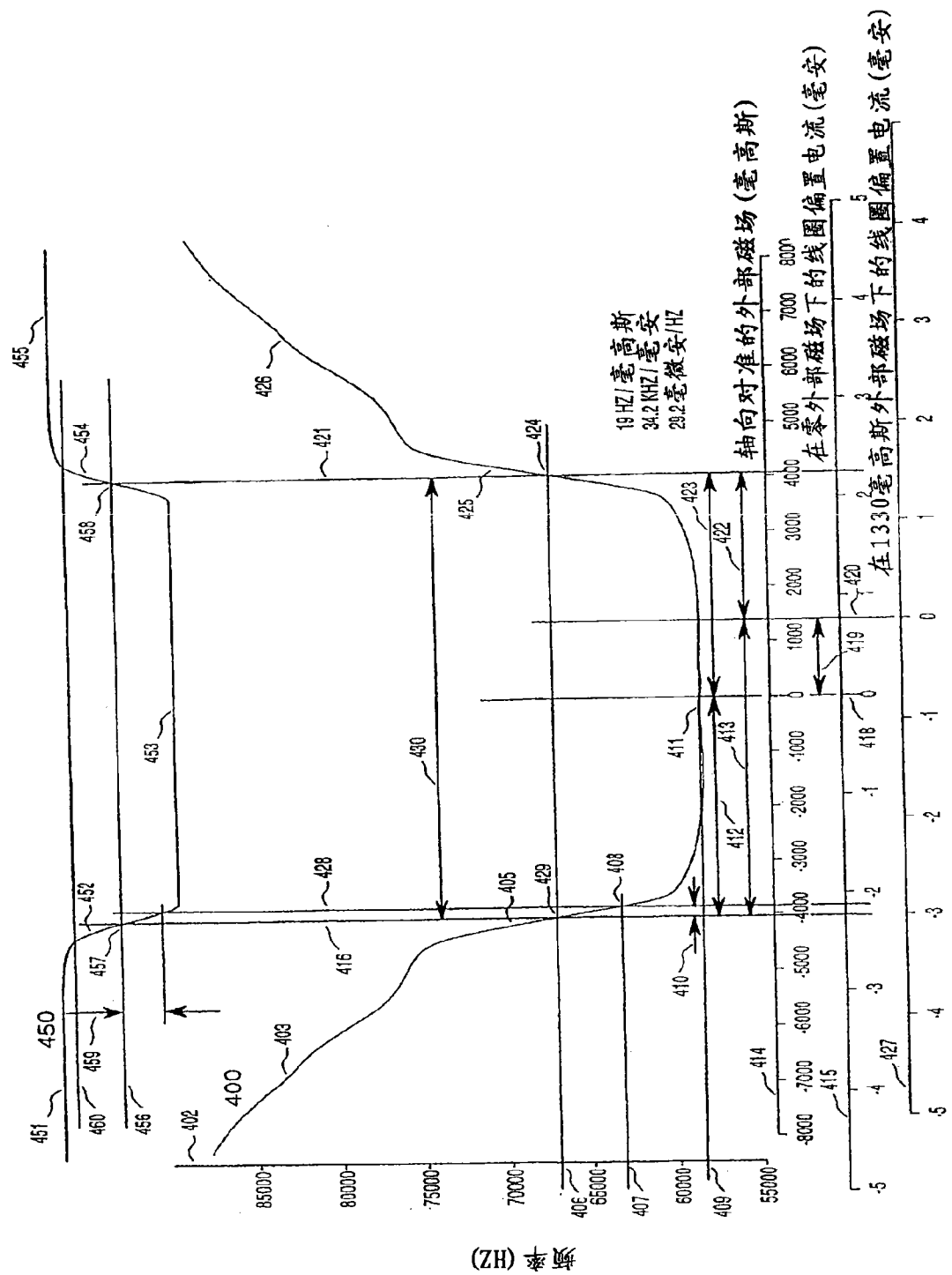


图5

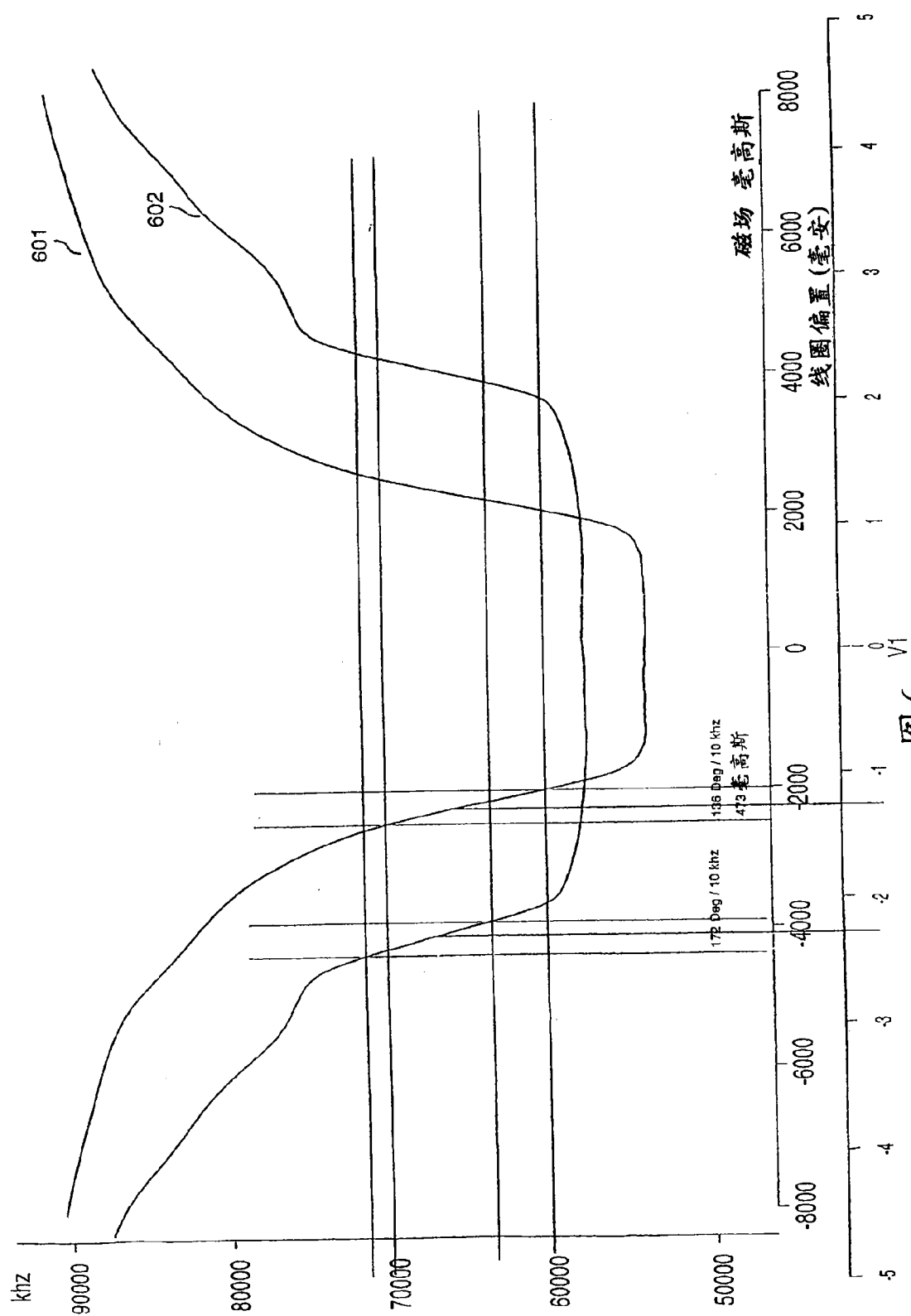


图 6

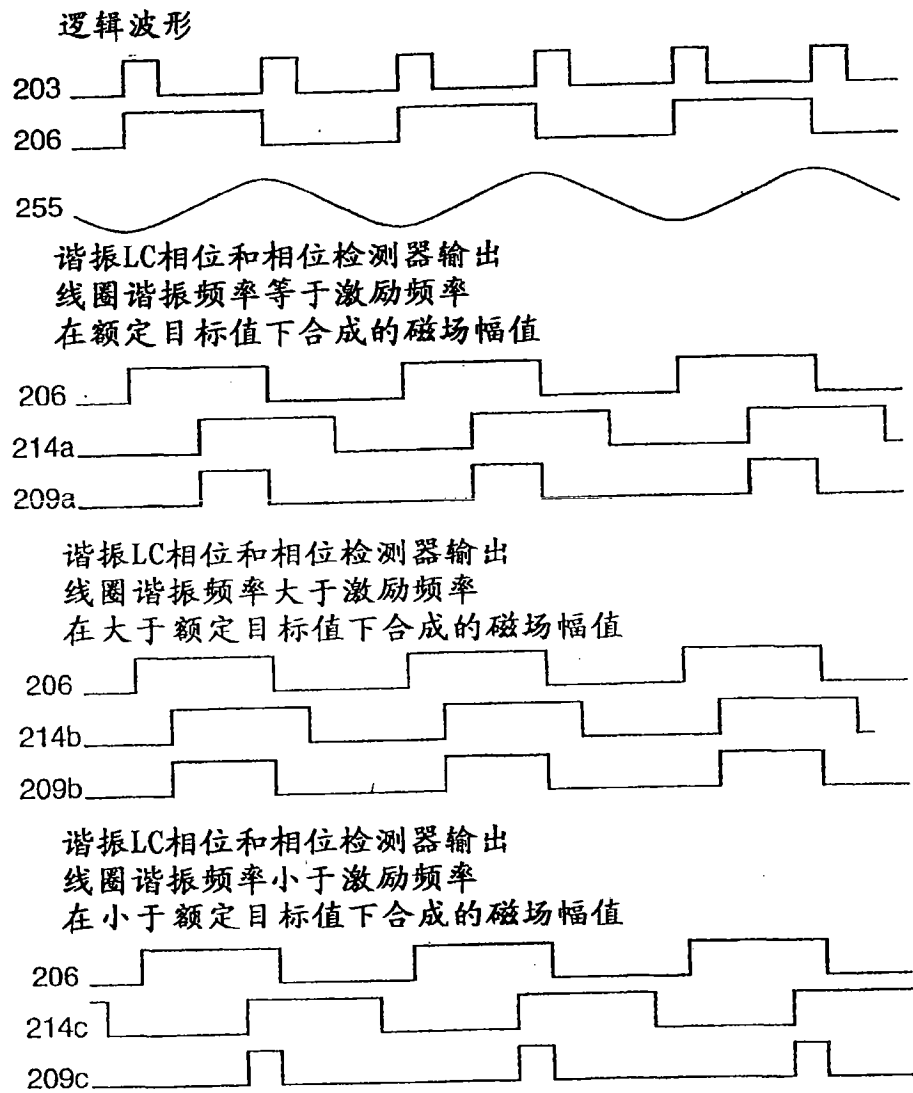


图 7

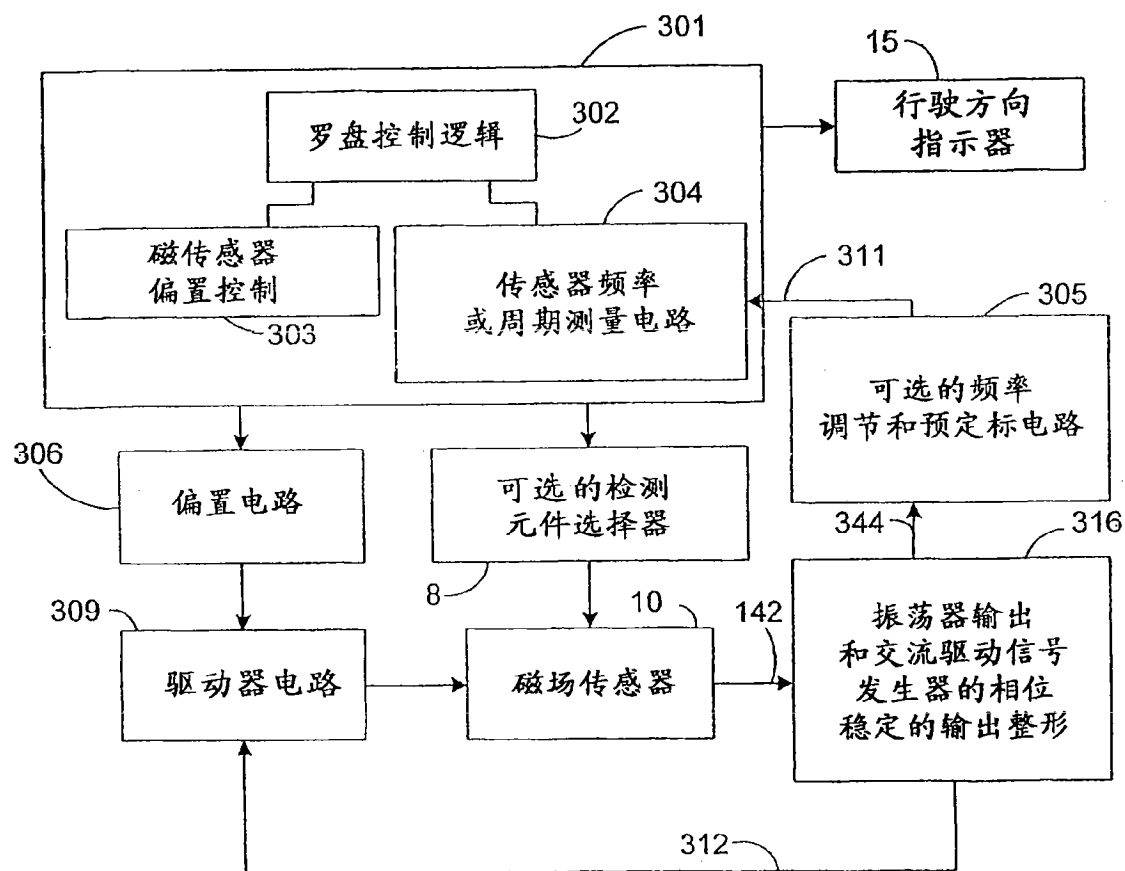
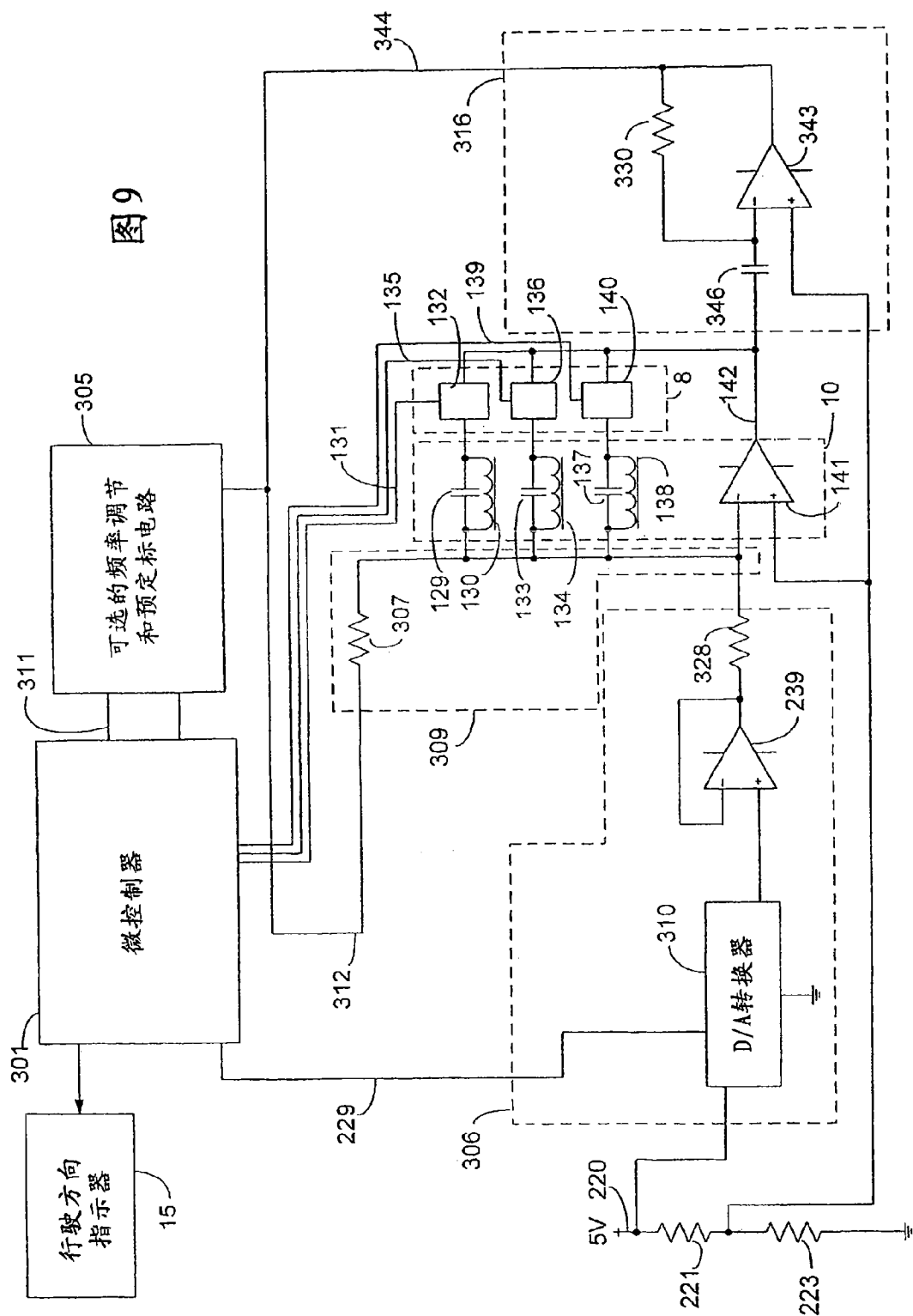
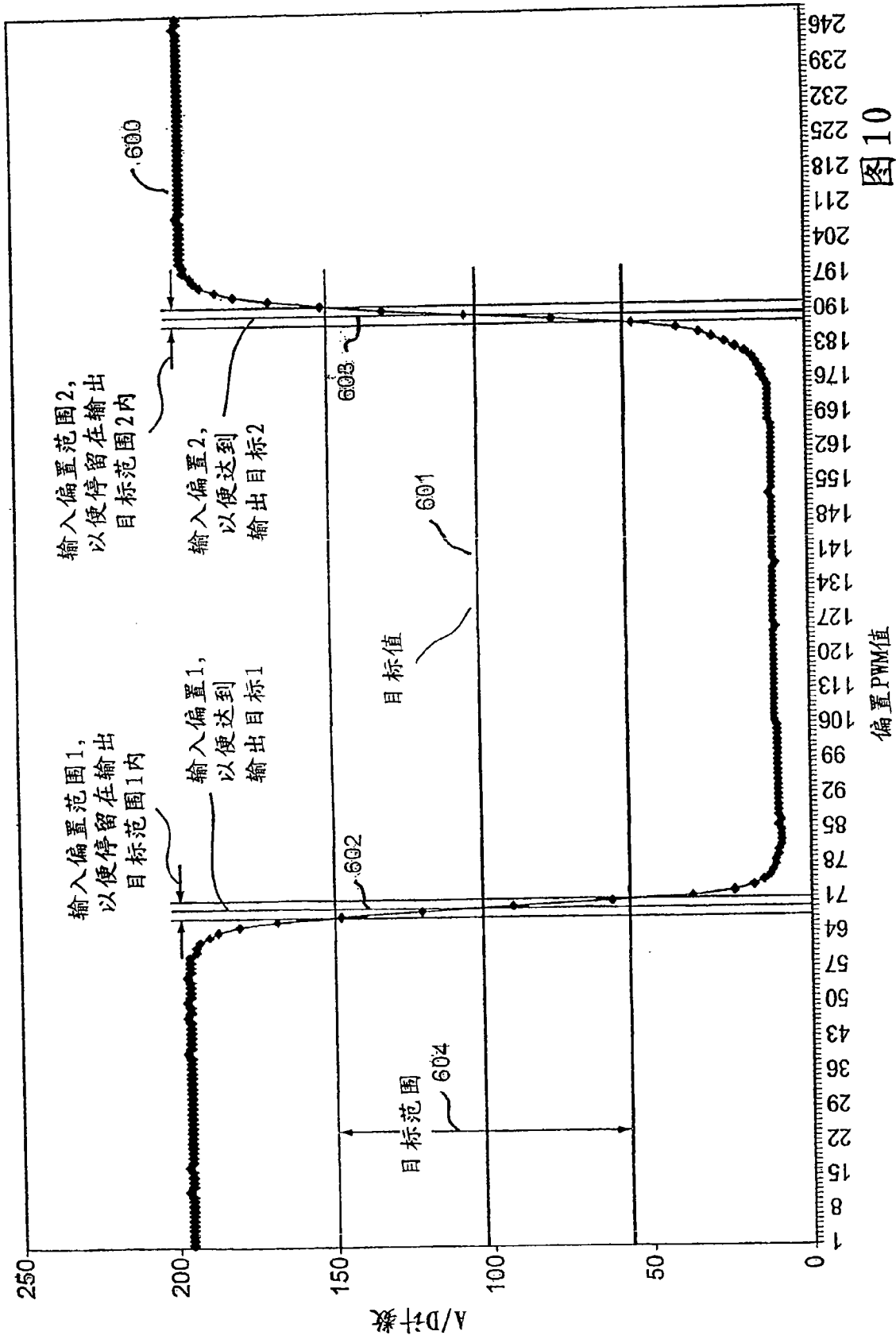


图 8





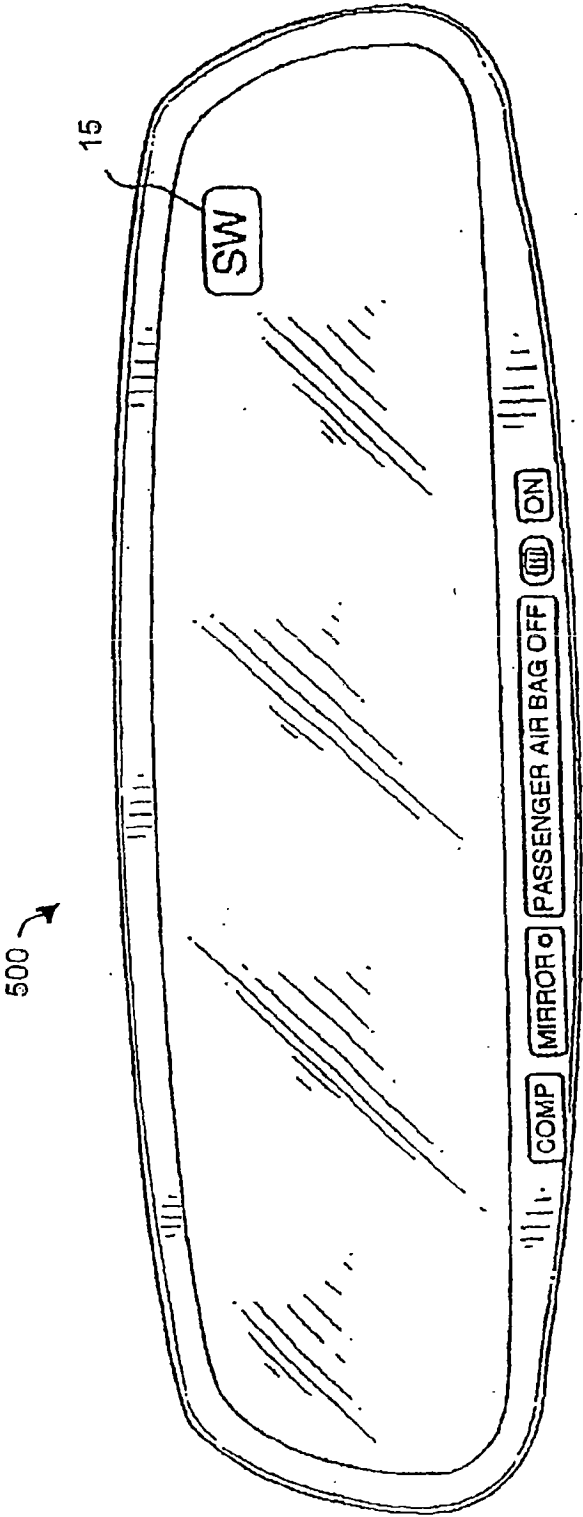


图 11