



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 117318668 A

(43) 申请公布日 2023. 12. 29

(21) 申请号 202311388738.5

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

(22) 申请日 2018.05.24

专利代理师 王丽军

(30) 优先权数据

62/510,634 2017.05.24 US

62/527,636 2017.06.30 US

62/563,498 2017.09.26 US

62/564,149 2017.09.27 US

62/641,879 2018.03.12 US

(51) Int.Cl.

H03H 11/12 (2006.01)

H03H 9/54 (2006.01)

H03H 9/64 (2006.01)

(62) 分案原申请数据

201880050479.6 2018.05.24

(71) 申请人 安乐泰克有限公司

地址 英国伦敦

(72) 发明人 J·尼尔森 R·尼科尔斯

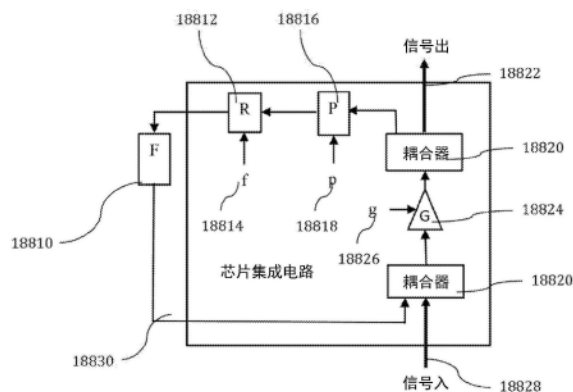
权利要求书2页 说明书96页 附图205页

(54) 发明名称

用于控制谐振器的装置和方法

(57) 摘要

一种用于调节或控制一谐振器的方法及装置,该谐振器连接至一信号回路,该信号回路具有一输入(18828)、一输出(18822)、及一闭回路频率响应。该信号回路具有一初级谐振器(18810),其具有一初级频率响应。具有至少一可调谐振器(18812),其具有一可调频率(f)及一次级Q因子。一可调缩放模块(18824)施加一增益因子(g)。一控制器连接至该至少一可调谐振器(18812)及该可调缩放模块(18824)。该控制器具有指令,以藉控制该至少一可调谐振器的该可调频率(f)及该可调缩放模块(18824)的该增益因子(g),调整该闭回路频率响应趋向一期望的闭回路频率响应。



1. 一种谐振电路, 包括:
信号回路, 所述信号回路具有输入、输出及闭回路频率响应, 所述信号回路包括:
第一部件, 所述第一部件包括初级谐振器, 所述初级谐振器具有初级频率响应; 以及
第二部件, 所述第二部件包括至少一个可调谐振器, 所述至少一个可调谐振器具有可调频率; 以及
可调缩放模块, 所述可调缩放模块施加增益因子;
其中, 第一部件由第一材料制作, 并且第二部件由不同于第一材料的第二材料制作; 以及
控制器, 所述控制器连接至所述至少一个可调谐振器和所述可调缩放模块, 所述控制器包括指令, 以通过控制所述至少一个可调谐振器的可调频率和所述可调缩放模块的增益因子, 来调整所述闭回路频率响应趋向期望的闭回路频率响应。
2. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述第一部件与第二部件被制作为分离且互有区别的部件。
3. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述初级谐振器具有初级Q因子, 该初级Q因子是所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约10倍或更大倍数。
4. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述初级谐振器具有初级Q因子, 该初级Q因子是所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约100倍或更大倍数。
5. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述初级谐振器的初级频率响应在期望的频率响应的预定误差因子内, 并且所述控制器在初级谐振器的该预定误差因子内控制所述闭回路频率响应。
6. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述初级谐振器是固定谐振器或可调谐振器。
7. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述初级谐振器是天线, 并且所述天线包括信号回路的所述输入。
8. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述信号回路还包括移相器, 所述移相器施加可调延迟因子, 所述控制器被连接来控制该移相器。
9. 如权利要求1所述的谐振电路, 还包括多个串联或并联连接的可调谐振器。
10. 如权利要求1所述的谐振电路, 其中, 所述初级谐振器是电谐振器、电磁谐振器、机械谐振器、或基于材料特性的谐振器。
11. 如权利要求1所述的谐振电路, 还包括多个并联或串联连接于信号回路内的初级谐振器。
12. 一种调节谐振电路的闭回路频率响应的方法, 包括以下步骤:
提供谐振电路, 所述谐振电路包括信号回路, 所述信号回路具有:
输入;
输出;
第一部件, 所述第一部件包括初级谐振器, 所述初级谐振器具有初级频率响应;
第二部件, 所述第二部件包括至少一个可调谐振器, 所述至少一个可调谐振器具有可调频率; 以及
可调缩放模块, 所述可调缩放模块施加增益因子;

其中,第一部件由第一材料制作,并且第二部件由不同于第一材料的第二材料制作;以及

控制所述至少一个可调谐振器的频率和所述可调缩放模块的增益因子,以调整所述谐振电路的闭回路频率响应趋向期望的闭回路频率响应。

13.如权利要求12所述的方法,其中,所述初级谐振器具有初级Q因子,该初级Q因子是所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约10倍或更大倍数。

14.如权利要求12所述的方法,其中,所述初级谐振器具有初级Q因子,所述初级Q因子是所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约100倍或更大倍数。

15.如权利要求12所述的方法,还包括调整所述初级谐振器的谐振操作频率的步骤。

16.如权利要求12所述的方法,其中,所述初级谐振器是天线,并且所述天线包括信号回路的所述输入。

17.如权利要求12所述的方法,其中,所述信号回路还包括移相器,并且其中,调整闭回路频率响应还包括调整移相器的相位。

18.如权利要求12所述的方法,还包括多个串联或并联连接的可调谐振器。

19.如权利要求12所述的方法,其中,所述初级谐振器是电谐振器、电磁谐振器、机械谐振器或基于材料特性的谐振器。

20.如权利要求12所述的方法,还包括多个并联或串联连接于信号回路内的初级谐振器。

用于控制谐振器的装置和方法

本申请是申请日为2018年5月24日且发明名称为“用于控制谐振器的装置和方法”的中国发明专利申请号201880050479.6的分案申请。

技术领域

本公开涉及谐振结构——所关注的初级谐振器与次级可变谐振器——的耦合,以使得该初级谐振器的闭回路特征借由调整也包含该初级谐振器的信号回路中的元件被调节。

背景技术

谐振结构是众多电子电路中的常见元件。这些谐振结构可具有固定的性能特征,或者这些谐振结构可基于对谐振结构施加的控制信号或谐振结构的物理变化而可调。谐振器被部署在各式通信电路中,所述通信电路的一个示例为射频(RF)滤波器。

具有100或更大量级的适中到高Q的RF滤波器可也存在于通信电路中。机械式谐振器滤波器比如MEMs也在现代技术电路中占有一席之地。

作为谐振器的天线:天线内存在一些谐振器应用,其中天线电路设计用于将天线调谐到特定频带并提供大体至 50Ω 常见基准阻抗的阻抗匹配。天线阻抗匹配、尤其对于RF应用中的电小天线(electrically small antenna, ESA)的天线阻抗匹配大体借助提供固定天线阻抗的集总阻抗匹配部件的使用来实现。这些ESA天线通常(但非排它地)是须针对特定应用频率或频率范围设计的半波振子/半波长偶极子(half-wavelength dipole)或甚至四分之一波长单极天线。

SAW/BAW谐振器:其它高性能谐振器应用是在表面声波(SAW)滤波器及相关的体声波(BAW)滤波器领域中。SAW和BAW RF滤波器为大约6GHz载波频率以下的通信应用提供非常窄的带宽(高Q)。由于部署技术,这些SAW/BAW装置经受热变动及老化效应,这显著降低滤波效能。制造过程中使用各种技术覆盖(technology overlay)来减轻或消除该热效应——都以增加的单位成本为代价。

发明内容

根据本论述的方面,提供允许初级谐振器的频率响应被调节的不同电路设计。在与高性能可调谐主动RF滤波器相关的一个示例中,作与外部谐振器耦合的谐振器元件使用的滤波器可以调节并增强外部谐振器的性能。系统级增强可例如利用耦合到a)电小RF天线和b)SAW/BAW RF滤波器的高性能可调谐RF主动滤波器来达成。该初级谐振器可以是不同类型的谐振器,比如电类型的、电磁类型的、机电类型的、压电类型的、光学类型的等等。

在题为“Variable Filter”(本文中记为“Nielsen”)的PCT公开号W0 2017/089803(发明人为Nielsen等)中详细给出了可采用的适合的可调谐谐振器的示例,所述PCT公开的全部内容被并入本文中。

根据某些方面,正被控制或调节的谐振器可以是外部(即,片外)谐振器,且优选

地,正被控制或调节的谐振器是相对于可调谐振器而言高Q的谐振器。然而,这不一定都要如此。正被控制的谐振器可以是片上的,和/或可以是较低的Q(即,较接近可调谐振器的Q)。在一些实施例中,谐振器还可以是天线。

如本文中所使用的,对“高Q”和“低Q”的引用乃一般性用语,“高Q”和“低Q”的含义可根据它们所使用的语境而发生变化,如本领域技术人员将会理解的。在一些情况中,初级谐振器的Q可考虑成较可调谐振器为高,其中高Q谐振器可考虑成是可调谐振器的10倍或甚至100倍。

根据某些方面,提供一种将两个单独的谐振器主动耦合在信号回路中的设备和方法,其中一个谐振器大体在外部且(但非排它地)为大致高Q的固定性能谐振器,而另一个(谐振器)为低Q可变谐振器。耦合的目的在于,借助于控制低Q可变谐振器,而控制耦合的外部谐振器的s平面极点及因此其性能指标。提供两个详细示例,其中外部谐振器首先是天线,且然后是BAW/SAW RF滤波器。详情关注了将构思结合至芯片上的问题及其解决方案。

在某些方面中,会用到并讨论“片上”和“片外”的概念。在常规语境中及在该文档上下文中,这些术语指代已从散装部件约简至一相对较小尺寸的集成电路。术语“小”可能被用到,“小”是一相对用语,它将随它所使用的语境而定,这是因为物理尺寸受一大组变量影响。此外,基板技术将大体上决定芯片实现方式的选择。这将转化成这样的可能性:复杂技术的实现方式导致具有多个芯片,所述芯片需在一定程度上互连。因此,本论述将着眼于这样的情况,即电路的一部分可在一种类型的基板上实现、而电路的一个或多个其它部件在不同的基板上实现。这些其它的部件相对于容纳有大多数部件的芯片而言为“片外”的。具有非常高的、在数千范围内的Q的片外谐振器(比如,SAW和/或BAW)可被用作通信电路的频率调谐元件。这样的高Q谐振器(比如,SAW/BAW滤波器)大体具有固定的频率和带宽,但经受制造过程中的性能变动以及操作温度所致的性能变动。

根据一方面,提供一种谐振电路,所述谐振电路包括一信号回路,所述信号回路具有输入、输出,并具有闭回路频率响应,所述信号回路包括:初级谐振器,所述初级谐振器具有初级频率响应,并具有初级Q因子;至少一个可调谐振器,所述可调谐振器具有可调频率,并具有次级Q因子,所述初级Q因子是所述次级Q因子的大约10倍或更大倍数;以及可调缩放模块,所述可调缩放模块施加增益因子。一控制器连接至所述至少一个可调谐振器和所述可调缩放模块,所述控制器包括指令,以通过控制所述至少一个可调谐振器的可调频率和所述可调缩放模块的增益因子,而使闭回路频率响应朝着一期望的闭回路频率响应调整。

根据其它方面,谐振电路可单独或组合地包含以下元素中的一项或多项:初级Q因子可以是次级Q因子的大约100倍或更大倍数;初级谐振器的初级频率响应可在期望的频率响应的预定误差因子内,并且所述控制器在所述初级谐振器的预定误差因子内控制闭回路频率响应;初级谐振器可以是固定谐振器或频率可调谐的谐振器;初级谐振器可以是天线,并且所述天线可包括信号回路的输入;信号回路可还包括移相器,所述移相器施加可调延迟因子,控制器被连接来控制所述移相器;谐振电路可还包括多个串联或并联连接的可调谐振器;初级谐振器可以是电谐振器、电磁谐振器、机械谐振器或基于材料特性的谐振器;谐振电路可还包括多个并联或串联连接在信号回路内的初级谐振器;信号回路可包括第一部件和第二部件以及其它,第一部件包括初级谐振器,第二部件包括所述至少一个可调谐振器,其中第一部件可由第一材料制作,并且第二部件由与第一材料不同的第二材料制作;

且另外,其中所述第一部件和第二部件可被制作成单独且互有区别的部件。

根据一方面,提供一种调节谐振电路的闭回路频率响应的方法,所述谐振电路包括一信号回路,所述信号回路具有:输入;输出;具有初级频率响应的初级谐振器;具有可调频率的至少一个可调谐振器;以及具有增益因子的可调缩放模块,所述方法包括如下步骤:控制所述至少一个可调谐振器的频率和所述可调缩放模块的增益因子,以使谐振电路的闭回路频率响应朝着期望的闭回路频率响应调整,其中初级谐振器的Q因子是所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约10倍或更大倍数。

根据其它方面,所述方法可单独或组合地包含以下方面中的一项或多项:初级谐振器的Q因子可以是所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约100倍或更大倍数;方法可还包括如下步骤:调整初级谐振器的初级频率响应;所述初级谐振器可以是天线,并且所述天线可包括信号回路的输入;信号回路可还包括一移相器,并且其中,调整闭回路频率响应可还包括调整所述移相器的相位;多个可调谐振器可串联或并联连接;初级谐振器可以是电谐振器、电磁谐振器、机械谐振器或基于材料特性的谐振器;多个初级谐振器可并联或串联连接在所述信号回路内;所述信号回路可包括第一部件和第二部件,第一部件包括所述初级谐振器,第二部件包括所述至少一个可调谐振器,其中第一部件可由第一材料制作,并且第二部件由与第一材料不同的第二材料制作,且另外,其中所述第一部件和第二部件被制作成单独且互有区别的部件。

根据一方面,提供一种谐振电路,所述谐振电路包括一信号回路,所述信号回路具有输入、输出,并具有闭回路频率响应,所述信号回路包括:第一部件,所述第一部件包括一初级谐振器,所述初级谐振器具有初级频率响应;第二部件,所述第二部件包括至少一个可调谐振器,所述至少一个可调谐振器具有可调频率。可调缩放模块施加一增益因子。第一部件由第一材料制作,并且第二部件由与所述第一材料不同的第二材料制作。控制器连接至所述至少一个可调谐振器和所述可调缩放模块,所述控制器包括指令,以通过控制所述至少一个可调谐振器的可调频率和所述可调缩放模块的增益因子,而使所述闭回路频率响应朝着期望的闭回路频率响应调整。

根据其它方面,谐振电路可单独或组合地包含以下方面中的一项或多项:所述第一部件和第二部件可制作成单独且互有区别的部件;初级谐振器可具有为所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约10倍或更大倍数或者大约100倍或更大倍数的初级Q因子;初级谐振器的初级频率响应可在期望的频率响应的预定误差因子内,并且控制器在所述初级谐振器的预定误差因子内控制所述闭回路频率响应;初级谐振器可以是固定谐振器或可调谐振器;初级谐振器可以是天线,并且所述天线包括所述信号回路的输入;信号回路可还包括一移相器,所述移相器施加可调延迟因子,控制器被连接来控制所述移相器;谐振电路可还包括多个串联或并联连接的可调谐振器;所述初级谐振器可以是电谐振器、电磁谐振器、机械谐振器或基于材料特性的谐振器;谐振电路可还包括多个并联或串联连接在所述信号回路内的初级谐振器。

根据一方面,提供一种调节谐振电路的闭回路频率响应的方法,所述方法包括如下步骤:提供一谐振电路,所述谐振电路包括一信号回路,所述信号回路具有输入、输出、第一部件、第二部件、以及可调缩放模块,所述第一部件包括一初级谐振器,其中所述初级谐振器具有初级频率响应,所述第二部件包括至少一个可调谐振器,其中所述至少一个可调

谐振器具有可调频率,所述可调缩放模块施加一增益因子;其中所述第一部件由第一材料制作,并且第二部件由与第一材料不同的第二材料制作;以及控制所述至少一个可调谐振器的频率和所述可调缩放模块的增益因子,以使谐振电路的闭回路频率响应朝着期望的闭回路频率响应调整。

根据其它方面,所述方法可单独或组合地包含以下方面中的一项或多项:所述初级谐振器可具有为所述至少一个可调谐振器的Q因子的大约10倍或更大倍数或者大约100倍或更大倍数的初级Q因子;方法可还包括如下步骤:调整初级谐振器的谐振操作频率;所述初级谐振器可以是天线,并且所述天线可包括所述信号回路的输入;可存在一移相器,并且其中,调整闭回路频率响应还包括调整所述移相器的相位;多个可调谐振器可串联或并联连接;所述初级谐振器可以是电谐振器、电磁谐振器、机械谐振器或基于材料特性的谐振器;多个初级谐振器可并联或串联连接在所述信号回路内。

根据一方面,提供一种通信电路,所述通信电路包括:天线模块,所述天线模块接收期望的电磁信号;信号回路,所述信号回路包括输入端口、输出端口和在所述输入端口与输出端口之间的信号调理模块,所述天线模块与所述信号回路的输入端口双向通信,其中所述信号调理模块对所述期望的信号施加相移和增益因子;以及控制器模块,所述控制器模块配置成调整信号调理模块的相移和增益因子,以改善来自天线模块的所述期望信号的品质因子。

根据其它方面,所述通信电路可单独或组合地包含以下方面中的一项或更多项:所述信号调理模块可包括一个或多个可变频率谐振器,并包括施加所述增益因子的增益模块;所述控制器模块可通过调整所述一个或多个可变频率谐振器来调整所述相移;所述控制器模块可控制信号调理模块匹配天线模块的天线的阻抗;所述信号品质因子可包括传输至输出端口的可用天线功率的度量和所述期望信号的信噪比中的至少一项,并且控制器可调整增益因子,以改善所述信噪比或调节所述期望信号的带宽;所述通信电路可还包括接收器模块,所述接收器模块从所述信号调理模块接收所述期望信号并处理所述期望信号,且所述期望信号可被调制到载波上,并且所述接收器模块包括解调器;双向耦合元件,所述双向耦合元件可连接至天线模块和信号调理模块;所述信号调理模块可调整通信电路的阻抗以增强从天线模块的天线到接收器模块的可用能量传输;所述信号回路可包括编码器,所述编码器将数据流编码到从信号回路到天线模块的回传路径上以通过天线模块被发射;待编码到回传路径上的数据流由一传感器供应;所述信号调理模块可包括负阻抗元件和移相器元件;信号调理模块可包括施加所述相移的移相器和施加所述增益因子的增益模块;控制器可配置成通过在正值与负值之间改变增益因子来改善信号品质因子。

根据一方面,提供一种编码及反射由天线接收的电磁信号的方法,所述方法包括如下步骤:将由天线接收的电磁信号耦合到一信号回路中;对信号回路中接收的电磁信号施加相移和增益因子;利用信号回路中的编码器将数据流编码到所述接收的电磁信号上;以及将来自信号回路的编码的电磁信号耦合到所述天线,以便借由所述天线发射。

根据其它方面,所述方法可单独或组合地包含以下方面中的一项或多项:调整相移可包括调整一个或多个可变频率谐振器;所述天线可通过双向连接与所述信号回路通信;所述天线可连接在所述信号回路内。

根据一方面,提供一种通信电路,所述通信电路包括:信号回路,所述信号回路包

括信号调理模块;天线,所述天线接收电磁信号且连接成将所述电磁信号通信到所述信号回路,其中信号调理模块对信号回路中的所述期望的信号施加相移和增益因子;以及编码器,所述编码器将数据流编码到信号回路中的电磁信号上。天线连接至信号回路,以使得编码的电磁信号通过所述天线发射。天线模块可与信号回路的输入端口双向通信,或与信号调理模块串联连接。所述数据流可由一传感器供应。

附图说明

这些及其它特征将从以下的描述中变得更加显而易见,在以下的描述中,对附图作出参考,附图仅出于图示的目的而不意图以任何方式加以限制,其中:

图1是可变滤波器的框图,所述可变滤波器在一信号回路中具有可变谐振器和可变缩放模块。

图2是曲线图,示出了可变滤波器的带通特性。

图3是基本谐振器的视觉定义/图形定义(visual definition)以及S平面极点。

图4是一阶可变滤波器ATL-1的框图。

图5是图4的一阶可变滤波器的根轨迹。

图6是图4的一阶可变滤波器的Bode图。

图7是基于与FET可变电阻器并联的谐振模块的Q抑制器的框图。

图8是二阶可变滤波器ATL-2的框图。

图9是图8的二阶可变滤波器的根轨迹。

图10是三阶可变滤波器ATL3的框图。

图11是图10的三阶可变滤波器的Bode图。

图12和图13是针对Q的不同值的图10的三阶可变滤波器的根轨迹。

图14是一阶可变滤波器的示例的简化框图。

图15是Q增强情况下图14中所绘的适应性滤波器的根轨迹。

图16是Q抑制情况下图14中所绘的适应性滤波器的根轨迹。

图17是图14中所绘的适应性滤波器的通带的绘图,对Q增强和Q抑制进行了比较。

图18是绘图,示出了变动谐振频率对图14的适应性滤波器的通带的影响。

图19是串联连接的三个一阶可变滤波器的框图。

图20是串联连接的三个一阶可变滤波器与一附加反馈路径的框图。

图21示出概念曲线图,绘示了附加反馈路径对滤波器极点移动的影响。

图22是级联的三个一阶可变滤波器的根轨迹。

图23是图19中所示的适应性滤波器针对不同G值的频率响应。

图24是在中性二级反馈下图20中所示的适应性滤波器的频率响应。

图25是对于图20中所示的适应性滤波器的负二级反馈(左侧)及正二级反馈(右侧)的根轨迹。

图26是正二级反馈、中性二级反馈和负二级反馈下图20中所示的适应性滤波器的频率响应的绘图。

图27是具有错开的谐振器频率的图20中所示的适应性滤波器的Bode图。

图28是具有错开的谐振器频率的图20中所示的适应性滤波器的根轨迹。

图29是示例ATL1在调谐后的频率响应。

图30是示例ATL3在调谐后的频率响应。

图31是示例ATL3的根轨迹图解。

图32是ATL1核心组件校准与稳定化的框图。

图33是一组曲线图,示出了在闭回路校准期间Q控制在较高水平与较低水平之间交替。

图34示出用于电势相位控制应用的特例ATL3电路。

图35是典型三阶被动Butterworth滤波器的频率及相位响应。

图36是曲线图,示出了典型Butterworth在中心频率附近的细节:频率响应(左侧)及相位(右侧)。

图37是三阶典型Butterworth滤波器的零极点图,示出了3个极点对和3个零点。

图38是ATL3的拓扑结构2(ATL3 T-2)。

图39是针对p1和p2两个移相控制电压值的在表意ATL1通带内可接受的移相器函数。

图40是两种实现方式下ATL1的理想化模型。

图41是典型的Nyquist稳定图,示出了频率响应倒数的相量。

图42是相移后的开回路传递函数的Nyquist图。

图43是用作ATL1移相器的可行的主动全通电路的图解。

图44是表征移相器的全通滤波器的极零点图($\omega_p=1, D_p=0.2$)。

图45是对于全通滤波器的归一化频率响应。

图46是对于利用极化可选输出来提供可变增益的原理图。

图47是使用相位可选增益模块和全通移相器的ATL1的Nyquist图。

图48是ATL3的框图,所述ATL3配置成利用增益极化切换来移相。

图49是框图,示出了被重构成三元组谐振器的用于移相的ATL3。

图50是ATL3使用增益极化切换补偿1.5弧度寄生延迟后的Nyquist图。

图51是针对图56中所示的Nyquist情况的估计根轨迹图。

图52是绘图,示出了增益极化切换对频率响应带宽的影响。

图53是图解,图示了偶极天线与外部EM辐射源的耦合。

图54是曲线图,示出了偶极线天线的输入阻抗(左侧)和电导(右侧)。

图55是曲线图,示出了尺寸为标称0.1波长的电小偶极线天线的输入阻抗。

图56是曲线图,示出了电小偶极线天线的输入阻抗,其中天线Q在20%的相对带宽上处于10至20的量级上。

图57是曲线图,示出了用于环天线阻抗匹配的串联与分流电容Smith圆图。

图58是谐振介质天线的结构的图解。

图59是框图,示出了ATLF的概念实现方式。

图60是曲线图,示出了现有技术的复杂高阶带通滤波天线(filtenna)匹配电路性能。

图61是曲线图,示出了可重构的滤波天线的现有技术示例。

图62是框图,图示了ATLF谐振器链接式天线子系统。

图63是一系列曲线图,示出了ATL1谐振器在给定值条件下的特性/性能图。

图64是框图,示出了带有定向耦合器和输出分路器的ATL1。

图65是具有小辐射电阻的天线的零极点图。

图66是对于完全匹配天线的零极点图。

图67是无匹配网络功能的收发器的一组框图。

图68是框图,示出了一反馈回路,所述反馈回路具有反方向耦合器、增益级、移相器和谐振器。

图69是一组绘图,示出了ATLF的闭回路极点和零点。

图70是一组绘图,示出了因未对准的移相器导致的失真的根迹线。

图71是在施加相位补偿后的根轨迹图。

图72是对于未对准移相器情况的Nyquist图。

图73是无延迟情况下、有限延迟情况下和无限延迟情况下ATL1回路的Nyquist图。

图74是图解,示出了天线测试设置。

图75是图解,示出了耦合的测试天线的等效电路和Thevinan等效电路。

图76是图解,示出了耦合的测试天线的近似电路。

图77是框图,示出了天线与接收器负载利用L匹配电路的阻抗匹配。

图78是复杂天线误差面的绘图。

图79是框图,图示了基于反射系数的ATLF阻抗匹配。

图80是框图,示出了包括环行器、缩放模块和移相器的ATLF类别1实现方式。

图81是框图,示出了具有连附至RF电压源的感抗的天线。

图82是图解,图示了借由电容器的电感对消。

图83是绘图,示出了至环行器的端口1中的阻抗的实部。左侧绘图是 $\text{Re}(Z_r)$ 的等值线图,而右侧绘图是特定的、在1附近的 $\text{Re}(Z_r)$ 的等值线。

图84是绘图,示出了对于三个等效天线阻抗值的从天线到接收器的功率耦合因子。

图85是绘图,示出了 $Z=R$ 时从天线离开的电流。

图86是框图,图示了由天线的电感器造成的等效反射。

图87是接收器“a节点”的绘图,示出了功率波信号随G稳步增加。

图88是针对ATLF稳定区域的Nyquist图。

图89是目标信噪比(SNR)优化的框图。

图90是使用ATLF用于天线阻抗匹配和系统接口的无线数据接收器的高层级框图。

图91是一系列绘图,所述绘图概念性地图示了均衡器减轻滤波器整形失真。

图92是绘图,示出了Nyquist曲线任一侧上的点作为一类表现相同。

图93是理想天线的图解,其中辐射电阻R连接至具有阻抗 R_r 的接收器。

图94是图解,示出了一包括天线和负电阻的ATLF。

图95是图解,示出了具有反向增益级的环天线。

图96是绘图,示出了针对频率范围 $0.75 < w < 1.25$ 的天线反射系数。

图97是曲线图,示出了理想ATLF的根轨迹。

图98是曲线图,示出了对于归一化变容二极管电容的不同值、对于 $C_v=1$ 的ATLF的

传递函数的幅度。

图99是具有并联的而非串联的变容电容器的环天线的图解(顶部),以及针对频率范围 $0.75 < \omega < 1.25$ 的天线偏转系数的绘图。

图100是短偶极天线的基于变容式调谐的图解。

图101是短偶极天线的反射系数的绘图。

图102是一利用偶极天线和变容二极管的电感调谐来提供调谐范围的电路实现方式的框图。

图103是反馈回路的框图,所述反馈回路具有定向耦合器、增益级、移相器,并具有天线反射。

图104是一系列绘图,示出了绘制在左侧和中心的天线反射和移相器的极点和根,而完整的根轨迹绘制在右侧。

图105是绘图,示出了实轴上的不稳定闭回路极点限制可达成的Q增强(针对 $0 < G < 1$ 生成的绘图)。

图106是框图,示出了用于增加回路稳定性的前导电路(lead circuit)。

图107是根轨迹图,示出了主导极点的稳定增强。

图108是一系列绘图:左图和中心图中绘制了天线反射和ATL1谐振器的极点和根,并且右侧上绘制了完整的根轨迹。

图109是ATL滤波天线的根轨迹图,所述ATL滤波天线具有延迟,具有充当相位补偿器的谐振器,并具有如前的天线反射。

图110是框图,示出了基于ATL1(顶部)和ATL3(底部)的ATLXR滤波天线类别2实现方式的电路。

图111是绘图,示出了使用ATL2的ATLF的根轨迹。

图112是图解及绘图,示出了对于作为固定频率负电阻的ATLF的等效电路的根轨迹和Nyquist图。

图113是框图,示出了ATLF类别2和3的实现方式,其中顶部示出了ATLF类别2实现方式包括定向耦合器、移相器和缩放模块,并且底部示出了ATLF类别3实现方式包括以定向混合耦合器和连附至端口2和端口3的变容二极管实现的双向移相器。

图114是框图,示出了ATL1实现方式具有分路器和定向耦合器。

图115是双向移相器变型的图解。

图116是作为负电阻电路的等效ATLF(顶部)与其Thevenin等效电路(底部)的图解。

图117是绘图,示出了ATLF在Z平面中的操作(顶部)、ATLF电流谐振阻抗相量图(底部)。

图118是图解,示出了ATLF的Norton等效电路和Thevenin等效电路。

图119是图解,示出了负电阻端口的等效阻抗。

图120是用于实现ATL滤波天线电路的不同方式的图解。

图121是与3个级联ATL1组合的ATLF的开回路Nyquist图。

图122是传输延迟情况下图121的电路的Nyquist图。

图123是经谐振器调谐到 $\omega_r = 1.037$ 的校正后的图122的Nyquist轨迹。

图124是经谐振器调谐到 $\omega_r=0.919$ 的校正后的图122的Nyquist轨迹。

图125是对于3弧度的传输延迟(情况)的Nyquist轨迹图。

图126是具有解调谐振器的ATLF的Nyquist轨迹图。

图127是具有两个可能谐振频率的初始Nyquist图。

图128是稳定和不稳定区域的绘图,展示了会发生故障的工况。

图129是绘图,示出了向内取向的Nyquist环是可能的、但所述Nyquist环并不会使ATLF不稳定。

图130是绘图,示出了对于校准后的ATLF的Nyquist图的一部分,其中Nyquist轨迹因天线阻抗的改变而改变。

图131是绘图,绘示了根据图130由天线阻抗的改变所致的ATLF的通带特性的改变。

图132是绘图,示出了ATLF不稳定时的Nyquist轨迹。

图133是框图,示出了低功率振荡与频率检测电路。

图134是基于ATLF的收发器的框图。

图135是图解,示出了以数据包接收时段为参考的主动ATLF校准的时序。

图136是具有纯延迟的天线的谐振模型的Nyquist图。

图137是组合的天线与ATL3谐振器的Nyquist图。

图138是图解,绘示了影响天线的散射源。

图139是一系列绘图,示出了天线在不同环境中的潜在可能的Nyquist图。

图140是干扰条件下的细节的Nyquist图。

图141是绘图,示出了移相器控制的效果:控制使Nyquist环上下移动,造成通带频率跃变。

图142是绘图,示出了存在散射体情况下移动经过接地面的单个天线反射系数的缠连的Nyquist环。

图143是绘图,示出了与图142的1/G操作点对应的频率响应。

图144是框图,示出了ATL3并入到天线谐振器回路中。

图145是绘图,示出了当散射离开近场物体时ATL3的Q增强开启的频率响应。

图146是总体无线传感器收发器系统的框图,所述系统包括最少四个部件。

图147是框图,示出了接收器模式1,其中ATL1a作为RF滤波器。

图148是框图,示出了模式2,其中ATL1a与ATL1b级联。

图149是框图,示出了模式2具有切接入的衰减器。

图150是框图,示出了与模式1结合工作的用于发射的模式3。

图151是框图,示出了用于校准的模式4。

图152是框图,示出了用于校准的模式5。

图153是框图,其中ATLa与ATLb是相同的ATL1、具有在直通路中的谐振器和在反馈路径中的缩放模块和移相器。

图154是表征移相器的全通滤波器的零极点图。

图155是绘图,示出了针对全通滤波器的频率依赖性。

图156是开回路 $Q=10$ ($\omega_r=1$ 且 $D_r=0.05$)时谐振器的频率图。

图157是图156的谐振器的零极点图。

图158是图156中的谐振器的零度根轨迹图。

图159是在实现50度不匹配后移相器的相位图。

图160是对于图159的不匹配相位(情况)的ATL1的零度根轨迹图。

图161是为达到振荡条件所需的回路增益随图159的移相器不匹配变化的绘图。

图162是用于ATLa的通带校准的配置的框图。

图163是在无发射器情况下提供全双工通信的ATLF配置的框图。

图164是框图,示出了多个读取器(R)和多个传感器(S)的网络。

图165是图解,示出了AV接近RF车道标识(RFLM)。

图166是图解,示出了多车道道路,绘示了每个RFLM具有唯一的ID。

图167是简单包络分析处理的框图。

图168是图解,示出了供简化模拟用的2D道路表面。

图169是RFLM位置(圆圈)与汽车AVPI迹线(粗黑线)的绘图。

图170是由经过的AVPI的信号所致的RFLM处信号的绘图。

图171是绘图,示出了图170的叠加的RFLM的相干解调和包络处理。

图172是绘图,示出了AVPI处于车道中间时的包络。

图173是绘图,示出了与沿路定位在单个AV的右侧和左侧的两个(2)AVPI相对应的两条平行迹线。

图174是绘图,示出了来自图173的AVPI的双位置询问响应信号包络。

图175是图解,示出了两个并排的AV,其中各AVPI与第二列中的RFLM近乎等距。

图176是总体车辆导航系统的框图。

图177是加固式RFLM的可能实现方式的框图。

图178是框图,示出了列车传感器网络应用。

图179是框图,示出了基础的ATLXR电路。

图180是框图,示出了基础的ATLXR开回路电路。

图181是图180的ATLXR的开回路零极点图。

图182是绘图,示出了回路延迟的Pade等效多项式表示。

图183是绘图,示出了F的高Q极点的闭回路迹线。

图184是绘图,示出了具有大致单个极点的初级谐振器F和三个次级可调谐R的ATLXR。

图185是绘图,示出了初级谐振器F的典型Q增强。

图186是绘图,示出了Q增强后初级谐振器F极点的频率偏移。

图187是绘图,示出了对于寄生延迟造成的90度相移情况的根轨迹。

图188是框图,示出了ATLXR的优选实施例。

图189是框图,示出了ATLXR的实施例,其中闭回路极点的慢速粗(调)频率控制和快速控制二者由ATLXR反馈回路经由{f,p,g}控制提供。

图190是框图,示出了得到多极点带通滤波器的多个ATLXR电路。

图191是框图,示出了具有多个单端口谐振器的多谐振器BAW芯片的实际实现方式。

图192是框图,示出了具有开关矩阵和可选ATLXR电路模块的常规ATLXR芯片。

图193是图解,示出了利用PCB中的过孔连接制作的中度高Q谐振器。

图194是图解,示出了印刷在电路板上的ATLXR Q增强谐振器。

图195是图解,示出了印刷在电路板的层上以借由芯片天线而节省空间的ATLXR Q增强带状线谐振器。

图196是SAW谐振器装置的图示。

图197是BAW谐振器装置的图示。

图198是具有三个并联谐振器的外部BAW的图示,所述三个并联谐振器在不同频率 f_1 、 f_2 和 f_3 下谐振,其中每个谐振与在100量级上的Q相关联。

图199是ATLXR实现方式的框图,所述ATLXR具有高Q初级谐振器三元组,所述高Q初级谐振器三元组被耦合到具有三个低Q可变次级ATL谐振器的反馈路径。

图200是图199的ATLXR反馈示例随R的耦合谐振ATL频率变化的一系列根轨迹图。

图201是可被视为基本谐振器的耦合线带通滤波器(电路板)的图解。

图202是作为初级ATLXR谐振器的三阶Butterworth滤波器的滤波器响应的绘图。

图203是耦合的外部Butterworth滤波器的根轨迹图,示出了中心极点的Q增强。

图204是可用作ATLXR的初级谐振器的波导滤波器的图解。

图205是框图,示出了实现单向ATLXR类别1耦合的主动放大器。

图206是框图,示出了带有环行器的ATLXR类别2双向实现方式。

图207是框图,示出了类别2的ATLXR实现方式的信号流交换。

图208是框图,示出了类别3的ATLXR实现方式。

图209是框图,示出了ATLXR类别4的配置。

图210是具有串联的高Q初级谐振器的ATLXR配置的框图。

图211是框图,示出了因接地面中的电流而复杂化的电流及合成场的生成。

图212是曲线图,示出了基于ATL3的ATL滤波天线的根轨迹。

图213是曲线图,示出了当最佳地设定变容器时ATL滤波天线/ATL3的根轨迹。

具体实施方式

首先将描述可用于控制初级谐振器的可变谐振器的示例。然后将描述这些可变谐振器可用于的示例,比如与天线以及诸如SAW/BAW滤波器之类的滤波器一起。

除可调谐振器和缩放模块外,初级谐振器的调节也可利用可调移相器实现,其示例也将在以下描述。

ATL主动模拟可变带通滤波器概述

在本论述中,可变谐振器优选为具有可变频率的谐振器元件,所述频率可调。可调谐振器滤波器的带宽可利用跨谐振器元件的反馈来控制。谐振器带宽优选足够窄以避免伪通带响应,但仍能够在宽广的频率范围内调谐。可还存在增益元件,在本文中增益元件也可称为“缩放模块”,增益元件可调整以提供正增益、负增益或零增益。如将在以下更加详细说明地,这允许缩放模块视环境要求而选择性地用作Q增强器和Q抑制器。

如本文中所使用的,术语“谐振器”可用于描述纯谐振器元件,比如LC振荡电路。该术语在某些情况下也可用于指称与缩放模块相组合的谐振器。在以下论述中,将信号回路

中所连接的与缩放模块相组合的谐振器称为ATL1,且将在以下更详细地描述其。除此之外,以下还将描述更加复杂的谐振电路,比如包含多个谐振元件、多个缩放模块、多个回路等的电路。可使用的合适的可变谐振器的示例在本文中可称为ATL滤波器,Nielsen参考文献中更详细地描述了所述ATL滤波器。然而也可使用其它可变谐振器,已发现,这样的电路可用在提供可行电路中,且因此以下提供ATL的详细描述。

尤其,ATL可被视为这样的可变模拟滤波器,所述可变模拟滤波器包括信号回路,所述信号回路包含连接在信号输入与信号输出之间的信号路径和反馈路径。多个谐振器及其它回路控制元件比如可调缩放增益模块都可被组合在所述信号回路中。

控制器连接来调谐频率可调谐谐振器及使每个可调缩放模块的增益因子朝着期望的频率响应调整。

ATL可归属不同阶,比如一阶滤波器、二阶滤波器和三阶滤波器。ATL的阶数取决于谐振器的滤波器阶数。ATL可设计有超过三阶的更高阶数,然而控制更高阶电路的复杂度将增加。关于滤波器阶数的若干一般性注释如下:

一阶ATL(ATL1)将包含一个谐振器,所述谐振器具有单个主导谐振极点对。

二阶ALT(ALT2)将包含两个这样的谐振器,所述两个谐振器具有两个主导极点对,示例为两个耦合LC振荡谐振器的级联。

三阶ATL(ATL3)将包含三个这样的谐振器,所述三个谐振器具有三个主导极点对。

四阶及更高阶ATL也是可行的,然而在施加缩放模块反馈时这些可导致伪谐振带,并且这些通常会导致具有更高难度调谐特性的带通滤波器(BPF)。

图29示出了示例ATL1在调谐后的频率响应,且同时图30示出了示例ATL3在调谐后的频率响应。图31是图30中所示示例ATL3的根轨迹图解。

图1中示出了最简形式的ATL1的框图,其中信号回路中具有单个可变谐振器502和一可变缩放模块504。图1还示出了主路径508上的输入缓冲器102和输出缓冲器102,其中缩放模块504被安设在反馈路径510上。ATL旨在用于通信信号的发射、接收和/或处理,以便于各种目的。一般而言,通信信号为用于传输信息或数据的调制信号。基本上,这牵涉模拟载波频率,模拟载波频率被与信息信号一起编码,编码利用已知的方式,比如但不限于调频、调幅或调相。

图2中示出了ATL的提供带通特性控制的基本操作原理,其中宽的虚线602是在初始设置下的谐振器频率响应。窄的虚线604是初始频率设置下闭回路滤波器组对于更窄带宽(更高Q)的更锐化的频率响应。假定现在将谐振器的频率向上调谐到如由黑色箭头218指示的宽的实线606。窄的实线608是在新谐振器响应频率下得到的闭回路响应。

本文中论述的示例将主要涉及一阶ATL(ATL1)、二阶ATL(ATL2)和三阶ATL(ATL3),然而将理解的是,如若期望,本文中的教导也可应用于更高阶的滤波器。

在本文中呈现的不同示例中,为方便起见,电路基本上以图1的样式绘示,图1示出了具有主路径508和反馈路径510并且在反馈路径510上具有增益模块504(增益模块也可称作“缩放模块”,且增益模块可具有正值或负值两者)的布置结构。这么做乃出于一致以及易于比较各电路(的目的)。然而,电路更适宜被考虑成这样的回路,所述回路具有适宜的输入耦合和输出耦合,其中回路由在其它方式中为主路径508和反馈路径510的路径形成,并且元件串联连接在回路内。作为回路,回路中部件的阶数可以改变,而仍能够提供期望的谐振

特性。

ATL的元素

在转向ATL的结构前,先论述以下ATL元件:

可调谐谐振器

带宽或Q控制缩放模块

移相器

可调谐ATL谐振器 (R)

参考图3,具有s平面极点的基本谐振器的图形定义被示出。图3中示出了谐振器模块1301。谐振器1301由S平面中的两个极点表征,所述两个极点在图3右侧的图解中也被示出。两个极点以“x”表示。谐振器1301包括如图4中所示跨谐振器元件1401的反馈回路,反馈回路使Q控制变成可能。图4是框图,示出了一阶可变滤波器ATL-1,可变滤波器ATL-1具有输入410、输出412和谐振器元件1301,所述谐振器元件具有组合器1404、谐振器1401和增益或缩放模块802。如图3中绘示的,与增益或缩放模块802一起连接在如图4中所示信号回路中的谐振器模块1401是基础ATL谐振器元件1301,所述基础ATL谐振器元件具有两个控制输入1302和1304:一者用于改变频率(1302),且另一者用于改变Q(1304)。

根据正被实现的电路,谐振器可实现为谐振器元件比如LC振荡电路或二阶节(Second Order Section,SOS)滤波器元件。以下将更详细地论述SOS实现方式。参考图8,二阶可变滤波器ATL-2的框图被示出,二阶可变滤波器ATL-2具有输入810、组合器1404、谐振器1301、增益缓冲器102、增益模块812和输出814。图9示出了图8的二阶可变滤波器的根轨迹,其中对于该双SOS谐振器配置,以“x”标示开回路根,并且两个极点位于1902处且两个共轭极点位于1904处。随着闭回路增益G增大,主导根迹线1906b和1908b朝 $j\omega$ 轴移动,而其它组迹线1906a和1908a则远离 $j\omega$ 轴移动。

如从本文中的论述将理解的,存在多种可行的谐振器与缩放模块组合以及在设计ATL中可使用的信号路径。具体的设计将取决于期望的电路性能,如在其它地方论述的。一般而言,ATL将包括包含期望数目的谐振器以及缩放模块的反馈回路。每个ATL皆可与其它ATL元件或其它电路元件并联或串联连接,并可具有另外的包含多个ATL的二级反馈回路。此外,ATL元件内也可存在嵌套回路,包括用于每个谐振器的回路或用于谐振器子集的回路。如本文中所使用的,术语“二级反馈”旨在指称这样的反馈或电路回路:所述回路提供环绕多个串联ATLn元件的反馈路径。这也可包含可另外称作三级反馈或四级反馈的反馈。

可利用谐振器电路中包含的某些部件来变化R 1401的谐振频率。大体上,这可利用变容二极管达成,或者可使用可变介质电容器用于可变的电容,在此情况下,图3中的“f控制”将会是模拟偏置电压。其它允许谐振频率变化的变型比如分立电容也为人熟知,分立电容被切入或切出电路,且因此“f控制”可以是数字信号。另一变型是,可使用MEMS可变电容器或MEMS可变电感器,其中“f控制”是对MEMS装置施加的偏置控制电压或电流信号。还可通过部件的机械调谐来实现可变电容或电感。例如,R 1401可以是微波谐振腔,其中腔的一个或多个尺寸可由某些供应“f控制”的机构以机械方式调整。

R 1401的两个极点是共轭对并且无法单独控制。因此,为简化说明,仅考虑正频率极点。因此,考虑基本谐振器为在s域(亦即,具有正的虚部的s区域)中具有单个极点。图4的元件1301是双端口器件,其具有在Laplace域中给出的传递函数,如上将所述传递函数表示

为标准二阶带通传递函数 $H_R(s)$ ：

$$H_R(s) = \frac{as}{s^2 + 2D\omega_n s + \omega_n^2}$$

Q控制缩放模块

以上图3中的“Q控制”1304可包括与谐振器关联的控制器件,所述控制器件控制电容或电感或谐振腔的分量Q。如果Q控制使分量Q增大,则这在本文中称为Q增强。如果Q控制使谐振腔的分量Q减小,则这在本文中称为Q抑制。Q增强等同于减小D,从而使R的谐振极点移动更靠近S平面的 $j\omega$ 轴。Q抑制等同于增大D,从而使R的谐振极点移动更加远离 $j\omega$ 轴,因此增大D。已发现,可选择性地使用Q增强与Q抑制来使谐振极点朝向或远离 $j\omega$ 轴移动,以合成任意的多极点滤波函数(多个R)。

如图4中,设置缩放模块802,以便能够更好地控制反馈响应。针对每个缩放模块802的增益因子是可变的,且所述增益因子包括增益,所述增益既包含正增益值也包含负增益值。例如,如果缩放模块802的增益大于零,则导致Q增强。如果缩放模块802的增益小于零,则导致Q抑制。

Q抑制可替代地利用插入跨谐振器元件的FET电路而在谐振器元件自身内实现,FET电路增加谐振器的损耗。通过这种方式,缩放模块802仅需具有正增益。

大体上,在以下论述的ATLn元件中,还将存在用于每个回路或用于次级回路的另外的缩放模块。作为示例,对于其中三个ATL1核心组件串联连接在回路内且可分开控制的ATL3电路元件(参阅图20),可存在四个缩放模块——包围回路110中的每个谐振器元件1401的各一个(缩放模块)以及回路110a中的一个二级反馈缩放模块,如以下将论述的。

大体上,每个缩放模块都将能够独立地实现Q增强谐振器和Q抑制谐振器。替代地,谐振器可以是使用放大器的Q增强谐振器,所述放大器仅允许Q增强。如上所述,Q增强谐振器仍将嵌套在ATLn元件的包括缩放模块的反馈回路内,缩放模块用于根据需要覆盖Q增强而提供期望的Q抑制性能。当然,这从这样的事实显而易见:谐振器可以是任何类型的频率可调谐振器,包括但不限于变容二极管、切换式分立电容器、可变介质电容器(比如,MEMS可变电容器)、固定电感器、可变电感器(比如,MEMS可变电感器)或机械可调谐振器。

ATL移相器

已发现,ATL1核心组件的闭回路通带由一系列频率组成,其中中心频率的开回路相移是360度的倍数。因此,数目为n的串联连接的ATL1核心组件必须具有跨串联连接的相位控制。例如,当 $n=3$ 且使三个ATL1核心组件串联连接创建上述ATL3时,必须提供相位控制,以使得端到端的相移是360度的倍数。

稍后将示出达成该相位控制的多种方式。

ATL1核心组件的拓扑结构

现在将描述标记为ATL1的一阶ATL电路,一阶ATL电路包括单个谐振器部件1401、单个增益或缩放模块802以及用于闭合如图4中所绘的反馈回路的组合器1404。ATL1是ATL可变滤波器的核心组件,原因是ATL可变滤波器的所有变型使用该ATL1核心组件的不同组合。

可以在略去ATL1核心组件的中心频率控制的情况下以简化的方式描述ATL1核心组件。这提供理解全部基于该ATL1核心组件的ATLn变型的直观方法。在一个示例中,谐振器

1301可以是具有如下传递函数的二阶带通滤波器:

$$\frac{1}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$$

其中系数基于D和 ω_0 估计。增益G 802可变并控制闭回路Q。注意到,在谐振条件下,经由谐振器1401的相移理想为0度。在实体实现方式中,由于寄生效应和传送作用,大体上,该相移将不为零,然而这些(效应/作用)在该估计中会被忽略:实现的电路会需要与G 802关联的移相元件,所述移相元件将补偿任何寄生效应及传送相位作用,如稍后论述的。为了变化频率,需要改变ATL1中谐振器之 ω_0 ,但这在本章节中略去。

应注意到,根据本文中使用的记法,一阶ATL1核心组件具有一阶的谐振器。以“阶数”指称构成总体谐振器所使用的二阶节(SOS)的数目。SOS传递函数指分母中二阶频率变量的Laplace函数。在该上下文中,如上所见,SOS将总是具有如下形式:

$$H_{SOS}(s) = \frac{as}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$$

其中, ω_0 是以弧度每秒计的谐振频率,D是阻尼系数,并且a是实常数。与图3中f的映射为

$$f_n = \omega_n / 2\pi$$

与Q的映射由如下约定定义给出:

$$Q = \frac{\text{中心频率}}{\text{3dB带宽}} = \frac{\omega_n}{2D\omega_n} = \frac{1}{2D}$$

在本论述中,{ f_n ,Q}于是可与{ ω_n ,D}互换使用。

借助根轨迹法,可以深度分析ATL1的操作。根轨迹是确定给定可变回路增益条件下闭回路系统极点的方法。在该上下文中,根轨迹计算的结果是这些闭回路极点随回路增益G变化而改变时的迹线,如比如图5中所示的。图5是图4中所示的一阶可变滤波器的根轨迹。极点以1502和1504示出,而极点的根轨迹以线条1504和1508示出。借此,可得以理解ATL1的任何伪通带和任何调谐限制。作为初始说明示例,假定 $\omega_0=1$ 并且 $D=0.5$,其中对于该示例,ATL1 SOS谐振器具有非常低的Q。所述谐振器的传递函数的Bode图示出在图6中,其为图4中所示一阶可变滤波器的伯德图。图6示出了幅度612和相位614随频率的变化的绘图。注意到,相位随频率的变化在谐振情况附近相当平缓,这归因于该示例中所假定的高阻尼因子(低Q)。

现在考虑反馈增益G对闭回路极点的作用。这借助0度根轨迹计算结果预测并示出在图5中。这里,ATL1核心组件SOS谐振器的极点以x(1502或1504)表示。线条1506是闭回路根随闭回路增益G从0增加至1.2时的迹线。这是针对以标号1502标示的极点的迹线。共轭闭回路根迹线1504的根轨迹是线条1508。注意到,这些(迹线)朝着S平面的 $j\omega$ 轴移动(在复数频率变量 $s=\sigma+j\omega$ 域中的根轨迹),这表明随着闭回路增益G增大Q逐渐升高。如若在Q抑制的情况中闭回路增益减小,则极点1506和1508的根轨迹将远离 $j\omega$ 轴移动(图5中未示出)。图5中,在根轨迹迹线越入右侧平面中时,闭回路根是不稳定的。

在该不稳定的操作区域中,ATL1是不可用的,并且根迹线不再有意义。因此,仅需就闭回路极点保持在左侧平面(LHP)中的G范围进行绘制。顺便说明,对于闭回路极点与 $j\omega$

轴重合的G值,ATL1在 ω_0 谐振频率下发生振荡,在该示例中,所述谐振频率被归一化为 $\omega_0=1$ 。根曲线图中的径向虚线指示D的阻尼值。Q可基于 $Q=1/2D$ 的关系与D相关,如上所示。另外,在该示例中,根迹线越过 $j\omega$ 轴且ATL1变得不稳定所在的增益G值是 $G=1$ 。

在开回路SOS ATL1谐振器的Q减小时,滤波在初始正向路径中以20dB每十进制频率变化被限制。与此相关的问题是,信号的初次正向通过并不使带外信号和宽带噪声显著衰减。在ATL1 Q增大时,只有当这些带外信号在图4的ATL1电路中的求和模块1404处被减去时,这些外带信号在输出中被消除。这意味流过增益模块802的信号必须大。为使之减小,有如下选择:1) 升高SOS反馈谐振器的Q,或2) 增加另外的SOS反馈谐振器。

增加另外的SOS反馈谐振器带来ATL2。增加第三另外的SOS反馈谐振器带来ATL3。

实现对于SOS谐振器可变的Q的另一方式是“Q抑制器”,Q抑制器经由SOS中的可变电阻元件比如可变FET电路或PIN二极管实现,可变电阻元件可增加SOS损耗、因此减小Q。这使原本设计成具有较通常期望更高的Q的SOS的阻尼系数受影响。可变电阻器降低(抑制)Q,使得SOS的极点更远离 $j\omega$ 轴而进入如上所述的LHP。这是一种自由度(Degree of freedom, DOF),其允许与实施具有固定较低的Q的SOS相比野值的更高衰减。Q抑制器电路的基于并联谐振SOS1701的一个实施例在图7中示出。在该情况中,Q抑制器利用在三极管区域中与谐振器1701并联操作的FET 1702实现,并且FET 1702通过Q抑制器控制电压1704控制,以提供等效的可变电阻器功能。在另一实现方式中,FET 1702可利用PIN二极管实现。将理解的是,这些设计选择可并入本文中所述的任何适应性滤波电路中。

ATL1详细示例

参考图14,单个谐振器2702为具有反馈增益2704的固定谐振器电路。为了简化,替代调节该电路Q的方式,并使用增益模块2704的双极增益元件G,其中G对于Q抑制会是负的或对于Q增强会是正的将被忽略。将理解的是,尽管增益模块2704被示出为双端口增益模块,然而增益模块也可配置为具有负电阻或正电阻的单端口增益模块。负电阻将导致等同大于零的G并提供Q增强。另一方面,正电阻等同于提供Q抑制的负的G。

对于正G(情况)的正频率闭回路极点的根轨迹1510在图15中示出。这对应于闭回路极点朝 $j\omega$ 轴移动的Q增强情况。类似地,对于负G(情况)的根轨迹在图16中示出。这对应于闭回路极点远离 $j\omega$ 轴移动的Q抑制。

图17示出了中性Q($G=0$) 1710、Q增强($G=0.15$) 1712和Q抑制($G=-0.5$) 1714条件下通带响应的示例。请注意利用反馈增益G的小的变化来轻松调制带宽的方式。

考虑这样的情况:谐振器R包括使ATL1的谐振频率变化的器具。图18中给出了频率响应示例,其中对于 $G=0.15$,R的谐振具有0.9(线条1810)、1(线条1812)和1.1(线条1814)的归一化频率值 ω 。从一频率调谐到下一频率所需的时间大致等于ATL1带宽的倒数。

ATL3的拓扑结构

三阶可变滤波器ATL3的拓扑结构在图10中示出,ATL3包括三个级联ATL1 SOS谐振器,每个ATL1 SOS谐振器包含反馈回路1010、用于改变谐振器中心频率的方法和用于改变谐振器Q的方法。如同ATL2,单位增益缓冲器102置于所有谐振器1301之间以便隔离,并且组合器1404用于闭合反馈回路。图10还示出了输入1012、输出1014和增益模块1016。重要的是注意这样的基本能力:单独地控制该配置及其它ATLn配置中各单独的谐振器的中心频率和增益两者。初始时应设置每个谐振器的中心频率相同,且稍后将论述具有不同中心频率的

ATL3。

图11中示出了每个具有相同中心频率的三元组谐振器的Bode图,其中可见三元组谐振器的带外开回路衰减为60dB每十进制频率,这是非常重要的,因为它是基于低Q谐振器的。图11示出了幅度1110和相位1112的绘图。图12中示出了对于 $D=0.5$ 或 $Q=1$ 的零度根轨迹。该根轨迹有趣之处在于,存在从同样以“x”标记的开回路极点2302和2304的每个三元组发出的三条根迹线2306a/b/c和2308a/b/c,然而影像缩放使三个独立的根无法区分开。注意到,根迹线2306a/2308a中的一者依循恰与先前一样的轮廓,而其它根2306b/2308b往左侧平面(LHP)中更远延伸且不影响电路。然而,第三极点迹线2306c/2308c开始朝 $j\omega$ 轴移动。这可能引起在比意图通带低得多的频率条件下的伪模式/寄生波模。然而,在主导极点足够靠近 $j\omega$ 轴而实现期望的较高Q的闭回路极点的增益G条件下,该潜在棘手的极点仍远离 $j\omega$ 轴,且在实践实现方式中引起微不足道的寄生响应。意外收获的是,当ATL3SOS谐振器的Q增加而使D减小时,该潜在棘手的根往LHP中更远延伸,如图13的零度根轨迹示例中示出的,图13的零度根轨迹针对 $D=0.1$ 或谐振器 $Q=5$ 计算,具有始自极点2402的迹线2406c和始自极点2404的迹线2408c。对所有ALTn实现方式来说,稳定实现的条件是根轨迹留在LHP中,这发生于每个独立谐振器的闭回路增益 $G<1$ 时。这将在以下更充分地论述。

三种可能的ATL3拓扑结构:

ATL3拓扑结构1(ATL3 T-1),见于图19,ATL3拓扑结构1包括三个独立的ATL1组件,每个ATL1组件具有可分开调谐的中心频率和Q,并且每个ATL1组件包括具有可调增益的反馈回路。该配置提供为唯一地解析三阶滤波器所需的6个调整度。图19示出了谐振器1301、反馈回路110和缓冲102。该ATL3 T-1在S平面中的极点移动如在图21的左侧中所图示的。

ATL3拓扑结构2(ATL3 T-2),见于图38,考虑增加环绕三个串联ATL1核心组件的单条反馈回路3810,将最末ATL1的输出连接到首个ATL1的输入。如图所示,图38具有输入3812、组合器3814、谐振器3816、输出3818和增益模块3820。然而,ATL3 T-2在各单独的ATL1核心组件内无反馈回路。如将指出的,该拓扑结构导致不足的设计状况,意指该拓扑结构的性能可能不满足严格的设计性能标准。但是存在可能的优点,这总是受设计兼顾的影响。

ATL3拓扑结构3(ATL T-3),见于图20,其中二级反馈路径110a包绕三个ATL1核心组件,而各单独的ATL1核心组件包含独立的Q及中心频率控制。除二级反馈路径110a外,图20还示出了谐振器1301、缓冲器102和反馈回路110。在具有另外的ATL3二级反馈回路110a的情况下,极点在S平面中的移动将如图21的右侧图示的。图21中的箭头3602针对负反馈(Q抑制),而箭头3604针对正反馈(Q增强)。该ATL3 T-3的极点在S平面中的移动如图21的右侧所图示的。注意到,仅主导极点朝向或远离 $j\omega$ 轴移动。

由于该极点控制,ATL3 T-3是优选的实施例,并且之后对ATL3的所有引用将指的是该拓扑结构。

可调谐模拟ATL3的极点控制利用对可变带宽滤波器通带的控制实现各种复杂的滤波器响应。与该ATL3拓扑结构一起产生的主导极点的本质使人容易将该ATL3拓扑结构当作单极点滤波器实现方式,稍后将详述事实。

稍后还将显示,对于ATL可变滤波器所需的任何相位控制可经由包括ATL3的ATL1核心组件的略微去谐被实现。通过这种方式,无需单独的相位控制元件,使设计和制造简化。

Butterworth带通滤波器响应复制示例

作为示例,首先将经典的三阶被动Butterworth滤波器考虑成以 $\omega = 1$ 的归一化频率为中心的带通滤波器。Butterworth滤波器具体用在希望得到线性通带相位及因此近乎恒定的群延迟的情况下。

该经典被动Butterworth滤波器的总传递函数写为:

$$H = \frac{(0.001s^3)}{(s^6 + 0.2s^5 + 3.012s^4 + 0.4s^3 + 3.005s^2 + 0.199s + 0.9925)}$$

这是在DC (0,0) 条件下具有6个极点和3个零点的六阶滤波器。频率 (3510) 与相位 (3512) 响应呈现于图35中。

图36中示出了在该Butterworth中心频率附近的频率 (3610) 与相位 (3612) 响应的细节,其中可见,相移相当线性,然而不完全这样。

该Butterworth零极点图在图37中示出。对于该经典被动Butterworth滤波器,将注意到:

相移在中心频率条件下为0度。

可以看到6个极点和3个零点。理解的是,每个极点将具有共轭极点,因此将仅考虑对于正频率的极点,并因此探讨3阶滤波器。

注意到,两个侧翼极点距 $j\omega$ 轴的距离大约为中心极点距 $j\omega$ 轴距离的一半。这意味着这些被动Butterworth极点具有为中心极点两倍的Q。

ATL3优选拓扑结构针对Butterworth和Chebyshev滤波器性能复制的结果

对于优选的ATL3拓扑结构,三个ATL1核心组件的布置结构可实现三个谐振极点,如所论述的。如以上论述的经典被动Butterworth滤波器一样,这也可用于提供与经典被动三阶Chebyshev型带通滤波器相似的结果。

参考图19,示出了使用三个ATL1核心组件的等效Chebyshev方案,其中谐振器1401各自具有带缩放模块(未示出)的反馈路径110并被缓冲器102隔开。在该示例中,三个ATL1核心组件的极点按以上描述的(方式)生成,且可任意地设置成靠近 $j\omega$ 轴。

如果期望极点任意布局以实现某一特定滤波器响应,则可行的是,为图19的每个单独的ATL1核心组件提供Q增强/抑制。然而,控制变得更复杂,因为需要六项控制。而且,控制上存在重复,因为谐振器的阶数大体上不相关。这增加极点布局稳定性追踪算法的混乱性,这将在稍后论述。

用于简化带宽控制的二级反馈

更简单的带宽控制是实现如图20中所示的二级反馈回路110a。在这种情况下,环绕每个ATL1核心组件的反馈由公共控制源(未示出)驱动,且每个ATL1核心组件反馈回路具有增益模块(未示出),如以上所描述的。因此,对于ATL1核心组件的第一级控制使三个极点一起朝向或远离 $j\omega$ 轴移动,如图21的左侧以图解的方式示出的。

环绕三个单独ATL1核心组件的外侧二级控制回路110a也具有增益模块(未示出)。通过增加优选ATL3实现方式的二级控制,可使外侧翼极点散开并促使中心主导极点朝向或远离 $j\omega$ 轴移动,如图21的右侧以图解的方式示出的。重要的是,注意到,所述三个极点可朝相反方向移动。该重要结果使得能够在维持相似频率响应的同时以相对容易的方式控制滤波器的带宽。

针对该ATL3实现方式的评估,将考虑具有以下属性的三个ATL1核心组件谐振器:

谐振器	归一化谐振频率 (f)	阻尼因子 (D)
1	1.00	0.40
2	0.95	0.42
3	1.05	0.38

这使极点位于:

$$s = 2\pi f D + j2\pi f \sqrt{1 - D^2}$$

现在考虑这样的情况:这三个ATL1核心组件谐振器中的每个都具有反馈回路,使得存在3个级联的单独的ATL1核心组件。根轨迹在图22中示出。

参考图22,“x”3702a/b/c标示反馈增益为0时的极点的位置。对于朝向 $j\omega$ 轴的右行程3704a/b/c,增益为正(Q增强),而对于向左边的行程3706a/b/c,增益为负(Q抑制)。从负电阻放大(Q增强)的角度看,它意味着:在“x”位置处电阻为零,对于根迹线的左行程具有正电阻(Q抑制),而对于右行程具有负电阻。请注意控制沿着固有谐振频率的轮廓行进的方式。对于每条根轨迹的反馈增益范围为 $-1 < G < 0.9$ 。

图23示出了反馈增益为0(线条2310)、-1.0(线条2312)和0.9(线条2314)时所述三个ATL1核心组件的归一化频率响应,示出了与中性增益($G=0$)相比Q增强(正G)与Q抑制(负G)的效果。注意到对于该绘图,峰值振幅已被归一化为1从而使绘图更清楚。

接下来考虑这样调节后的具有三个谐振器的优选ATL3拓扑结构:谐振器是已以 $G = -0.9$ 的增益进行Q抑制的ATL1核心组件。图24示出了这样的优选ATL3拓扑结构在二级反馈增益为 $G=0$ 时的频率响应2410。

接下来考虑如何通过改变优选ATL3拓扑结构二级反馈而使这看起来像是三阶被动Chebyshev带通滤波器响应。

参考图25,左边的绘图针对负的优选ATL3拓扑结构二级反馈,而右边的绘图针对正的优选ATL3拓扑结构二级反馈。请注意使得能够利用这使侧翼极点相对于中心极点的位置发生调整(如以上论述)的方式。图26示出了使得优选ATL3拓扑结构二级反馈能够用于控制滤波器带宽的方式。正二级反馈使滤波器带宽缩窄,而负二级反馈使之加宽。对于该控制,仅需非常小量的优选ATL3拓扑结构二级反馈。在图26中,所述二级反馈为0(线条2610)、-0.002(线条2612)和+0.002(线条2614),如所指示的。

如可以看出的,图20的优选ATL3拓扑结构二级反馈控制允许用作带宽控制的可实际实现的有效手段。

使ATL3拓扑结构中的中心频率错开

现在考虑对图20中所示优选ATL3拓扑结构这样的调节:使SOS谐振器1401的极点位置在频率上错开且因此在S平面中非并排定位,如稍早所认为的。这可在优选ATL3拓扑结构闭环频率响应的控制方面提供更大的灵活性。该增加的灵活性的优点在于,可实现不同的频率响应。在超出本公开范围的某些应用中,该附加的灵活性具有重要意义。作为错频谐振器的示例,考虑这样的情况:归一化SOS谐振器固有频率为 $\omega = 0.9\text{rad/s}$ 、 1.0rad/s 和 1.1rad/s ,其中对于所有三个谐振器D都固定在0.15($Q=3.33$)。级联后的这三个SOS谐振器的Bode图在图27中给出,指示出更平坦通带的可能性,其中幅度示于2710处且相位示于

2712处。

图28示出了该配置的零度根轨迹,该零度根轨迹与图12中三个SOS谐振器每个都具有相同中心频率的零度根轨迹非常相似。

ATL拓扑结构总结

综上所述,ATL1核心组件可为许多应用提供良好的带通滤波器性能。ATL1核心组件提供ATL构思的基本频率调谐和Q调整。

然而,ATL2和ATL3滤波器可提供更大的灵活性,以适合应用。对于常见的闭回路Q值,ATL3将提供对带外信号的最佳剔除。

通过极点根轨迹的去耦,二级阶层反馈的实现方式提供了配置对于 $n \geq 2$ 的闭回路ATLn极点根轨迹的前所未有的能力。图28示出及图21中图示的该极点去耦是ATL3的关键特质。

对于ATLn的移相控制

一般性移相控制考虑因素

如上所述,可调移相器还可用于提供某些电路控制。以下将描述可用在基于ATL电路背景中的可调移相器的一些示例。也可使用提供适宜性能水平的其它类型的移相元件。

由于ATL3包括三个ATL1核心组件,因此检查该ATL1核心组件的相位控制是重要的。已发现,ATL1核心组件的闭回路通带形成在开回路相移是360度的倍数的频率范围周围。当期望仅有单一通带时,谐振器的通带可布置成与为360度倍数相移的频率一致。如果谐振器峰值频率未对准,则闭回路响应峰值仍将与实现360度倍数的频率一致,然而通带可能失真。

相位控制原则上可以是能够改变谐振频率下的信号相移的任何电路。它无需提供跨频率带的固定相移,亦无需提供跨频率带的固定延迟。移相功能所需的特性在于:

所提供的相移必须遍及ATL1的闭回路Q相关带宽相对平滑;

跨带相移遵照控制电压(p)。这图示在图39中,其中p1(线条3910)和p2(线条3912)代表电压p的两个不同值,并且曲线显示典型的相位随频率的响应。图39还示出了ATL1带3914。

通过移相器的传递函数的幅度不应在ATL1的Q相关带宽上剧烈变化。

可通过从可变延迟线路开始,来引入可变相移,所述可变延迟线路由沿着传输线的均匀变容二极管序列组成。通过变化变容器电压,可变化群延迟,并且通过改变群延迟,可移动相位。

由于变容器阵列的长度和间距有限,因此它将具有非均匀的振幅随频率的响应。在该上下文中,单个变容器将与具有可变电容的低Q谐振器相似地作用,且三个变容器将与三个耦合谐振器(如在ATL3中)相似地作用。因此,少量变容二极管可用于以通过造成具有可变群延迟的结构在期望的频率范围上具有合理均匀的幅度响应的方式近似可变延迟线路。相似地,正交调制器芯片中所使用的90度混合耦合器本质为在适中频率范围上工作的Hilbert变换器。换言之,可变移相器、谐振器、延迟线路和正交调制器可被视为布置并优化用于在一频率范围上提供可变延迟的电路。

通过形成可变谐振器和可变移相器的概念,并认识到它们在应用于ATLn的背景下功能相似,有可能在回路中使用多个子电路,其中每个子电路可控制来提供期望的延迟及

振幅响应,所述延迟及振幅响应可由多个控制电压控制。

对于ATL1的移相控制

ATL1核心组件是单个可变谐振器子电路。可能地,在缜密设计的情况下,在谐振器通带内的期望频率,相移会是360度的倍数。移动谐振频率等同于移动相位。ATL1响应峰值将出现在回路相移为360度倍数之处。仅具有可变谐振器的ATL1的局限在于,谐振器的移相调整受限。因此,如若回路具有大的相位误差,那么在单谐振器的情况下范围不够,需要增加可变及固定移相器。然而,根据以上一般性移相控制考虑因素的论述,这等同于以串联方式串接多个延迟可控子电路。

现在考虑用另一谐振器替代可变移相器。移相器在幅度方面具有均匀的频率响应,且因此可用在更大的频率范围上,但是这将以增加更多部件为代价,而某些部件难以集成到芯片中。如果增加三个谐振器,则这等同于ATL3的特殊情况架构。这在图34中示出为具有输入3410、输出3412、三个可变谐振器502、反馈路径110、耦合器1104以及增益元件112,所述可变谐振器可以是ATL1元件,所述增益元件可以是可控的。

将理解的是,也可以有多于三个谐振器节。在存在越多可控谐振器的情况下,将有可能作更多延迟调整的重要结果,并且这意味着更宽的频率调谐范围而无需增加固定或可变移相元件。

此外,如以上论述的,据发现,去谐谐振器增加可控制的相移。该重要事实可被运用来增加可控适度相移,而不用依靠单独的移相控制元件。

如上所述,移相器对于补偿ATL1闭回路设计中不可避免将会累积的超量相位是必需的。目的在于使相位在意图谐振频率下为360度的倍数。因此,移相器控制为这样的参数:其不会使ATL1的性能较图40中所示的理想化模型进一步增强,但对于实际实现方式是必需的。图40示出了具有两种实现方式的ATL1理想化模型,两种实现方式具有呈不同取位的谐振器4010和缩放模块4012。

不论何种实现方式,移相函数具有传递函数中的如下分母项

$$D(s) = 1 + GF(s)$$

其中XR(s)是开回路传递函数,并且G是回路增益。图41中示出了典型的Nyquist稳定性图,其中轨迹的与实轴正部相交的点与为360度倍数的开回路相位重合。

频率响应可确定(相对于闭回路分母)为实轴(上的)点 $1/G$ 与开回路传递函数 $F(j\omega)$ 之间的相量的倒数。这样,大体便具有如图41中所示的一组谐振与反谐振点。当G增加时, $1/G$ 将朝左边移动、最终截获最外侧谐振点,在该谐振点条件下将发生振荡。注意到,这与极点同 $j\omega$ 轴相交的根轨迹相同。

纯移相器导致

$$D(s) = 1 + Ge^{j\alpha}F(s)$$

其将Nyquist图顺时针旋转 α 弧度角。然而,纯相移不可能实现,因为电路变得极其复杂。仅可在一窄的频率范围上近似地实现纯相移。考虑图42,其中谐振器在一小的频率范围上的Nyquist图显示示出为曲线4210。接下来,假定施加 α 的相移。现在,随着从 $1/G$ 到谐振点的相量长度增加,谐振响应减小。随着G增大,ATL1将在点A处而非谐振点处达到峰值。还注意到,随着G增大,ATL1的峰值闭回路响应的频率将会移动,这是不期望的。因此,欲增加 α 的相移,这将补偿Nyquist曲线4212回到曲线4210。

可以理解,对于有限的Q(情况)的峰值响应并不一定是与为360度倍数的开回路相移重合的频率。然而,当Q增加到大的值时,回路相位将渐近地趋近360度的倍数。旋转开回路传递函数使其峰值沿着实轴,可使相移正确设置。在此情况下,频率将不随Q增强或抑制而移动。因此,为使相位正确设置,可查看峰值通带频率如何随G的增加而改变,以便在期望的Q条件下获得G的最小值。

由该论述还很明显的是,所需的移相器函数并非常数,而是在ATL1闭回路窄带响应范围上的平滑函数。考虑最简单的移相器电路为具有如下相移的RC电路

$$\theta = \arctan(\omega RC)$$

关于该移相器的问题在于,当变容器的电容C增大时,该电路的损失也增大。另外,相移的范围并不充足。为解决该问题,可使用多个RC节段。这虽然解决了两项问题,但要求更高的复杂度。

所期望的芯片可实现的移相器是一种在相对较小的带宽上提供平滑变化的延迟的谐振延迟电路。这样的移相器是图43中所示具有电阻器4310、电容器4312、电感器4314和差分放大器4316的全通电路。

该全通电路的传递函数为

$$H_p(s) = -\frac{s^2 - \frac{L}{R}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{L}{R}s + \frac{1}{LC}}$$

其可整理成如下形式

$$H_p(s) = -\frac{s^2 - 2D_p\omega_p s + \omega_p^2}{s^2 + 2D_p\omega_p s + \omega_p^2}$$

可从中提取 ω_p 和 D_p 。在图43的电路中,R可实现为FET和被实现为变容二极管的电容器的组合,这允许控制极点和零点的位置。如果R增大,则极点朝 $j\omega$ 轴移动,并且相移将随频率更迅速地变化。类似地,通过改变变容器电容,可使极点竖直移动。图44中示出了对于全通网络的零极点图,具有归一化的频率。

图45中示出了该全通电路的归一化频率响应。注意到,信号幅度响应为:

如期望地平坦,允许与对频率和变容器控制电压g的控制分离的相位的正交控制;以及

相位在ATL1的通带上平滑变化,示出了随频率下降的斜坡。

通过改变全通频率 ω_p ,相位曲线可左移或右移,提供对于给定通带的相位控制。图45的固定振幅响应是有利的,原因在于可在不改变回路增益的情况下改变相位。另外,注意到,该移相器具有接近360度的范围。

ATLn移相控制考虑因素

ATLn是包括“n”个各自串联的ATL1核心组件的带通滤波器,每个ATL1核心组件呈如以上讨论的三种可能的拓扑结构中的一种。每个ATL1组件在性能上独立,并可针对谐振器的中心频率和Q值被调整,且可在环绕谐振器的反馈回路中包含放大器。每个ATL1与其它ATL1组件利用电路耦合缓冲器隔离,电路耦合缓冲器理想上引入零相移。

理想上,在通带的中心频率,ATL1谐振器的开回路相移应为零度,并且在整个通带上高度线性。在无任何寄生效应的理想谐振器条件下,这可以达成。如本领域中已知的,当信号通过电路时,信号的相位可收到许多不同因素的影响,其中的一些因素包含可称作“寄生效应”的杂散成分电容和电感。存在与ATL1谐振器(或如ATLn中的谐振器)关联之寄生效应,以及与缓冲放大器关联的相移。在 $n \geq 2$ 的ATLn中,超量相移可超过360度。无疑地,需要考虑超量相位。

大体上,针对在芯片上实现的寄生效应大体极微、经充分模拟并理解并且ATLn电路意图用在适中频率调谐范围上的ATLn电路,固定移相器就可胜任。在其它环境下,比如当ATLn被实现为离散部件或具有表面安装架构时,纳入可变移相器以校正通过电路的信号相位,会是必需的。

采用的移相器将根据电路的实际实现方式而定。本领域中已知各种类型的移相器,并且普通技术人员可根据需要将合适的移相器纳入ATLn中。在以上的ATLn拓扑结构论述里已表明不需要实施单独的移相器元件,因为可以借助对包括ATLn的ATL1核心组件的轻微的频率调整来轻易地控制净回路相位误差。该重要结果适用于 $n > 1$ 的ATL可变滤波器的所有ATLn变型。

增益极化切换和ATL1移相控制

为实现全360度寄生移相控制,另一选择是在与全通移相器一起工作的可变增益模块的输出上增加极化选择。增益模块可利用差分放大器和FET实现,FET用于控制源电流及因此差分放大器的增益。可利用开关来选择差分放大器的两个输出中的一个。图46中示出了具有极化可选输出4610的可变增益的简化原理图,可变增益具有输入4612和用于增益控制的电流调整4614。

该增益极化切换电路是差分放大器与对于增益的控制的简单整合,所述对于增益的控制基于经由所示的底部FET对通过差分FET对的电流作调整。由两个差分输出的输出选择提供极性选择。另一选择可使用全Gilbert单元整合。Gilbert单元较ATL3实现方式所需的更复杂。然而,可存在这里未考虑的、会认为Gilbert单元为更好选择的其它考虑因素。

该电路被设定在ATL1的期望频率下,所述频率在此情况被归一化为 $\omega = 1$,且之后具有极化控制的全相位移相器补偿寄生相移。当闭回路中心频率的相移为360度的倍数时,该频率将处在正确的频率。

基于该ATL1移相控制实现方式的典型Nyquist图在图47中示出。在该情况中,寄生延迟导致0.6弧度的相移。全通电路对此作补偿,而在1.02处具有谐振,使得 $\omega = 0$ 的点与实轴上的截点重合。

该技术的使用可扩展到ATLn实现方式。

增益极化切换加上基于ATLn的移相控制

由于全通网络基于谐振器,因此现在研究ATLn电路用于移相、包括用于上述增益切换的实现方式,作为用于相位控制、优选用于ATL1相位控制的全通网络电路的另一选择。消除主动全通网络的附加部件是合理目标。此外,全通移相器提供恒定幅度,这并非移相需要的。

可通过增加另外的谐振器使得如在ATL3中那样具有三个谐振器,来略微地改善可调谐性。动机在于,使谐振器去谐更少以调适任意的寄生相移。这使得Nyquist轨迹在实轴

截取处更加垂直于实轴,这样使得带通斜移更少且闭回路通带中心频率和带宽的控制更加独立。图48示出了具有三个级联谐振器4810的ATL3的框图,所述ATL3具有可变增益模块4812、增益极性选择缓冲器4814、求和器4816和输出4818。

如同ATL2一样,隔离式谐振器4910不是必需的,而是可将三个所需的谐振器聚合成如图49中所示一具有三个极点的复合带通滤波器。图49中还示出了增益模块4912、求和器4914、隔离缓冲器4916、在4918处的输入和在4920处的输出。将1.5弧度的寄生相位误差馈入该ATL3中。为调适该最糟情况的寄生相移,谐振器各自仅需去谐约5%。另外,如先前描述的,如果寄生相移增加超过1.5弧度,则可变增益模块的另一极化输出被使用。图50示出了增益切换补偿1.5弧度寄生相位误差情况下去谐的ATL3谐振器的Nyquist图。注意到,当相位误差在 $\pm\pi/2$ 左右时,Nyquist图近似地关于虚数轴对称。这意味着G的任一极化对于Q增强将提供大致相同的性能。

在此情况下考虑ATL3的根轨迹图是令人感兴趣的。遗憾的是,寄生延迟不能直接体现在根轨迹图中。然而,对于该实例,可通过忽略寄生延迟而获得合理的行为看法。根轨迹被绘制在图51中,针对三个谐振器极点、在 $\omega=1$ 条件下、具有 $D=0.1$ 的阻尼系数(对应于Q为5)的情况。

图51的绘图中令人感兴趣之处在于,闭回路极点针对回路增益G的两种极化的分裂方式。

在左边的180度根轨迹图中,存在两个朝着 $j\omega$ 轴移动的主导极点。因此,这两个极点都有Q增强。

在右边的0度根轨迹图中,仅一个极点为Q增强的。

这所带来的结果是简单的带宽控制,如由图52中的频率绘图所示的,所述频率绘图具有示出 $G=0$ 的线条5210、示出 $G<0$ 的线条5212和示出 $G>0$ 的线条5214。通过利用极化开关使G控制变化,能够在两个可控带宽之间进行切换。

ATLn的自校准

现在将描述使得ATLn可用作给定应用中的子系统的方式。在该示例中,控制电压可被设置,基于以下原理,控制电压使ATLn的性能适应目标应用。

谐振器模块会基于针对中心频率的选择对变容二极管的电压进行控制;

增益模块会需要用于控制ATLn的信号缩放或反馈增益和总体带宽(Q)的控制电压;

以变容二极管实现的信号移相器会需要另外的控制电压。

信号相移起因于用于实现方式的a) 散装部件级、b) 部件表面安装级或c) 集成芯片级部件与互连部的延迟和相移。有必要在反馈回路中利用移相器补偿这些相位变化,移相器可合宜地修复回路的总体相移。

综上,要设置三个控制电压:

f:中心频率控制电压

g:回路增益及带宽控制电压

p:相位调整控制电压

所确定的控制电压被放入查找表(Look Up Table,LUT)中,查找表提供对于宽带(以B代表)和中心频率(以F代表)的应用或用户参数与输出{f,g,p}之间的映射。LUT实际上

由具有包含 {B,F} 的输入变量和对于 f、g 和 p 的单独设置的三个单独且独立的表组成。

由于 LUT 流形函数 (manifold function) 集相当平滑, 因此根据 {B,F} 空间中小的校准点集的准确插值足矣。

在本示例中, 基础 ATL1 校准数据驻存于 LUT 中。对于 ATL_n, 将存在 3n 个校准 LUT, 每个 LUT 包含

针对相位的条目,

针对回路增益及带宽控制的条目, 以及

针对为 n 个谐振器中的每个设置频率的条目。

因此, 对于 ATL1, 会存在三个这样的 LUT, 而对于 ATL3, 会存在 9 个 LUT。

以下对不同考虑因素的论述, 所述考虑因素可能与任何特定的实施方式相关或无关。

ATL1 校准和稳定性控制

首先论及单 ATL1 核心组件的校准与稳定化的示例。图 32 呈现了一电路, 所述电路具有内置用于校准及稳定 ATL1 模块 7502 响应目的的处理。图 32 示出了 ATL-1 7502、功率检测器 7512、ADC 7514、降频转换器 7510、计频器 7509、温度传感器 7508、 μ P 7504、LUT 7516、控制 PWM(f, Q) 7506、频率合成器 7507 和晶体基准 7505。

参考图 32, 微处理器 7504 (常规为系统资源) 通过被实现为脉冲宽度调制 (PWM) 电路 7506 的数字模拟转换器 (DAC) 且基于来自温度传感器 7508 的读数, 来调整对于 ATL1 7502 的频率和 Q 的控制。微处理器驱动 ATL1 7502 至自振荡开始。借助由晶体基准 7505 生成的频率合成器信号和频率合成器 7507 在模块 7510 中对该自振荡的频率作降频转换, 频率合成器 7507 也通过微处理器 7504 设置。计频器 7509 或其它测量器具确定降频转换后的信号的频率。通过这种方式, 可以确定 ATL1 核心组件的谐振频率。另外, 还设有功率检测器 7512 和模拟数字转换器 (ADC) 模块 7514, 所述两者可估计出振荡信号在 ATL1 7502 输出处的增大速率。微处理器 7504 评估功率的该指数上升, 且据此确定 ATL1 7502 的闭回路极点所在。目前, 该闭回路极点将正位于 $j\omega$ 轴的右边。如果 Q 增强略微减小, 那么自振荡将在高准确度上以相同频率继续, 但将开始以指数形式衰减。现在, 极点位于 $j\omega$ 轴的左侧。同样, 可基于功率检测器 7512 测量该指数衰减及测量操作点。通过反复地使 ATL1 7502 自振荡且之后使 Q 增强以受控的量减小, 可完成 ATL1 7502 与 f 及 Q 控制信号的映射。该校准可基于片上电路进行, 除晶体基准源外无需额外的片外部件。在操作期间, 可安排校准间歇, 以便 LUT 7516 持续地更新。在无线传感器的情况中, 发射器功能和接收器功能被无功率期分隔, 可在此时间内进行校准处理。

ATL1 的 Q 控制

图 33 示出了 ATL1 的 Q 控制在较高与较低水平之间交变的示例, ATL1 的 Q 控制在较高与较低水平之间交变使 ATL1 的闭回路极点交替地置于右侧平面和左侧平面中。所产生的指数上升和衰减容易通过功率检测器测量, 而在微处理器上进行数值分析。因此, 所施加的 Q 控制电压可映射成特定的极点位置。这被储存在 LUT 中, 使得当 ATL1 的滤波操作需要一极点位置时, 届时可对 LUT 进行插值并设置 {f, Q} 控制电压。

容易测量闭合极点值的实部。假设极点位于右侧平面中而使得其具有 $x = a \exp(bt)$ 的形式, 其中 a 和 b 是未知常数。然后, 如果在 t_1 和 t_2 两个不同时间测量包络电压, 分别得

到 x_1 和 x_2 ,则可由以下估计出期望的参数 b

$$x_1 = a \exp(bt_1)$$

$$x_2 = a \exp(bt_2)$$

$$b = \frac{\ln\left(\frac{x_2}{x_1}\right)}{t_2 - t_1}$$

可设置时间 t_1 和 t_2 并测量电压 x_1 和 x_2 ,或者可以以 x_1 和 x_2 设置固定阈值并可测量 $t_2 - t_1$ 的时间差。任一种方式都是直接简单的。

对于包含ATL n 实现方式的应用,对ATL n 内的每个ATL1核心组件重复以上校准过程。

从上文将理解的是,ATL n 可设计成相对容易地扩大带宽。如上所示,小量的环绕ATL3的3个R的二级反馈增益 G 是使通带从表征单极点通带响应的响应改变成与三阶Chebyshev滤波器相似的更宽响应的简单且稳健的方式。

ATL3控制示例

该控制构思的应用可以是在无线传感器中,并可提供以下方面:

首先,该ATL3可联机(on the fly)配置成用于认知无线电的功率谱密度的传感器;

然后,ATL3既充当对于该通带的发射器滤波器,也充当对于该通带的接收器滤波器,利用发射接收(T/R)开关使滤波器重定向用于发射和接收功能。

在接收模式中,可将ATL3联结到适应性回路中,适应性电路使用数字采样的输出的SNR来优化滤波器参数。当 $\{f, Q\}$ 控制正交时,该SNR优化借助简单的颤动算法(dithering algorithm)而稳健地实现。

最后,在设定ATL3时,需要知道极点随控制变化而位于何处。这可通过使用片上用于校准目的的辅助ATL1达成。通过使极点位置交替地处在右侧平面和左侧平面(分别为不稳定的和稳定的)中,ATL1的自振荡包络可用作估计极点位置实部的探测信号。虚数部分利用自振荡的频率确定。可基于与晶体锁定合成器频率的比较来测量自振荡。也可直接使用ATL3的三个谐振器(R)来代替ATL1。然而,实施ATL1允许校准连续并与ATL3的操作并行,届时ATL3专用于实际信号处理。ATL1极点位置随控制电压及可能的芯片温度的变化的测量结果被存储在LUT中。当所要配置的为ATL3时,对LUT的值进行插值。

应指出的是,该过程的指数衰减时间可能相当快,需要高速DAC。另外,有这样的假定:当从不稳定的RHP渡过到稳定的LHP时,极点频率不改变,这是合理的假定。因此,用于校准及稳定单ATL1核心组件的方式对一般目的是足够的。对于最高的校准精度,然而,现在提出用于校准和稳定化的第二种方式。

高精度ATL1校准和稳定性处理目标

尽管ATL1校准随时间推移是稳定的,变化主要基于环境温度,然而这对于需要高 Q 低带宽操作、极点非常靠近 $j\omega$ 轴的应用的精准滤波操作是不足够的。除了部件的正常老化效应外,ATL中的一些灵敏度,因部件的温度漂移所致,可导致在数MHz量级上的带通移位。此外,ATL通带还受输入和输出端子处负载匹配的影响。

针对最高精度,期望:

设置对于ATL1核心组件的1MHz带宽的能力,以及

ATL1核心组件中心频率的约100kHz的分辨率,要求100ppm的相对频率准确度。

该相对频率准确度大体由在所有通信器件中都可获得的晶体基准提供。在无需最高精度的应用中,或在无法获得外部晶体基准时,仍可达到高性能。

对于该最高精度级别,出厂校准可能不足够,使得初始化校准及可能地运行时间校准会是必需的。此外,在窄带宽操作中,Q增强因子可能大,且因此须非常精确地设置回路增益。在期望窄带宽线性滤波模式的高精度应用中,如果回路增益改变小达100ppm,则ATL_n会推动闭回路极点跨过j ω 轴而进入右侧平面(RHP)中,导致a)自振荡;或b)转变成注入锁定。因此,还需要回路增益的精确校准。为应对这些校准问题,构想了两种校准模式,以下详细论述之。

ATL1初始化自校准模式

任何系统实现方式下的ATL1自校准——无论它是离散部件级、表面安装级或作为集成芯片——都将基于对ATL1通带随{f,g,p}控制电压变化的测量。ATL1可在每次被上应用层要求这样做时进入该自校准模式,这a)重新填充LUT或者b)可权衡先前测量结果和当前测量结果。这些ATL1测量将在电路的输入和输出负载就位的情况下进行,以便计及由端口阻抗不匹配所致的任何偏差。如果在系统级无法获得,则与ATL1电路一起地还设置温度传感器,以便计算出因温度变化所致的灵敏度。注意到,这经过多次校准运行并借助对运行时间期间漂移的分析完成。还注意到,该就地校准还计及电压调节误差及用于{f,g,p}控制的DAC电压中的任何偏移。

仅在建立对于操作频率和带宽(Q)的初始参数时,需要初始化。如果需要多个操作频率(如在跳频应用中),则在每个操作频率都需要初始化。已证实,ATL1及引申扩展的ATL_n的操作随时间推移是稳定的,且因此初始化并非例行执行。影响操作校准的唯一参数是操作的环境温度,这是运行时间校准的主题。

对于ATL_n的实现方式,每个ATL1核心组件必须分开初始化,并且它们相应的LUT须分开建立。

ATL1运行时间校准模式

运行时间校准具有应用针对性。在ATL1的无线应用中,将有一些固有的基带数据解调处理,借此可提取出信号作为指示ATL1滤波质量的度量。{f,p,g}控制参数可通过颤动策略或其它最大化ATL1滤波质量的优化策略设置。对LUT的校正可被记录作为与该优化程序的偏差。因此持续地优化LUT。用于LUT长期锻炼的算法可针对具体应用自定义。

频率通带响应相对于基于晶体的基准振荡器或其它频率基准源测量。

ATL1高精度校准处理概述

在本章节中,提出了一种高精度校准结构,其将有助于先前章节的两种校准模式:ATL1初始化自校准和ATL1运行时间校准。该结构视ATL1核心组件的实体实现方式(无论它是离散部件级、表面安装级或集成芯片实现方式)而定。尽管任何应用都可被考虑(ATL3或例如ATLF),然而为了首先聚焦于仅自校准和稳定性控制的概念,ATL1核心组件被实施在由最少四个部件组成的总体无线传感器收发器系统内,图146中示出了所述系统的框图,图中示出了天线14610、开关阵列14612、ATLa 14614、ATLb 14616、降频/升频转换与ADC/DAC采

样14618、ATL控制14620、基带处理14622、LO/ADC时钟合成器14624、功率调理14626、收发器芯片14628、时钟晶体14630和电源14632。对于该示例,示出了一对标准ATL1核心组件,标记为ATL1和ATL1b。它们是ATL1的芯片实现方式,并被视为完全相同且未校准的。但以下的校准程序在图146的离散部件级和表面安装实现方式将是相同的。然而,芯片级实现方式可能提供最高精度级。

参考图146中所示该示例的总体无线传感器收发器系统,天线被连接到一操作模式开关矩阵,所述操作模式开关矩阵使ATL1a和ATL1b的不同配置能用于校准模式、发射模式和接收模式。明显地,开关将具有一些插入损耗,并将对接收器噪声系数(NF)有所贡献。将在稍后考虑该问题。基带处理使用来生成可观测量,ATL1a和ATL1b可根据可观测量进行控制。控制被示出为红色线条,其对开关阵列也产生影响。

总体目标是开发ATL1a和ATL1b的由其自身在图146中粗绘的收发器组件内开展的自校准实践措施。也就是,如图146中所示的收发器组件将在初始未校准的情况下被制造并嵌入到收发器系统中。在功率施加时,收发器组件进入自校准模式,其中它生成针对ATL1a和ATL1b支撑给定中心频率和Q所需的控制电压的查找表(LUT)。该校准将在操作期间以不同模式持续存在。通过这种方式,收发器芯片将在它操作时自学习。

为实现该校准,时钟晶体设置待使用的基准频率。然而,由于廉价时钟晶体仅准确至约100ppm以内,因此在不同场景中可行的是,使用入射基准信号来确定时钟晶体的频率偏移(如以上提及的)并将之存储在LUT中。

重要的是认识到,ATL1可作为具有可调谐频率的稳定振荡器操作,并且该输出可馈送到另一ATL1上以确定其频率特性。依循该方法,ATL1a变成压控振荡器(VCO),其馈送到ATL1b中以确定ATL1b的带通特性,且之后使用ATL1b作为VCO馈送到ATL1a中以反过来确定ATL1b的带通特性。由于ATL1a和ATL1b建构在同一芯片管芯上、在相同温度下操作、且具有施加于其上的相同电压、并以相同方式老化,因此它们在操作特性方面将非常相近地匹配。这有助于校准,如稍后将详细说明了。关键的创新在于,芯片是收发器且因此具有基于频率校正时钟计时的基带处理。时钟晶体的稳定性因此有效地映射到ATL1a和ATL1b中。也就是说,ATL1a被作为设定成在以控制设置为基础的特定频率下操作的VCO使用。然后可以基于降频转换(以从时钟晶体得到的LO合成器为基础)和ADC采样(时钟也基于时钟晶体)来相对于校正时钟晶体频率确定ATL1a的频率。当ATL1a的闭回路谐振极点后退远离 $j\omega$ 轴而使其停止振荡时,这时它将作为高Q滤波器运作。ATL1a恰从振荡模式转入滤波器模式时的振荡频率恰恰就是ATL1a高Q滤波器的中心频率。

对于非芯片实现方式,相同的考虑因素适用于系统级。然而,校准的准确度会受到实现方式质量的影响。

如本文中所使用的,对高Q和低Q的引用将基于它们所使用于的背景环境来理解,如本领域技术人员将会理解的。在某些情况下,初级谐振器的Q可被视为相对于可调谐振荡器为高,其中高Q谐振器可考虑为可调谐振荡器的10倍或甚至100倍。

操作模式

开关阵列可实现不同模式。

在基础的接收模式(模式1,示出在图147中)中,ATL1a形成RF滤波器。图147示出了天线14710、ATLa 14712和降频转换ADC采样14714。在该模式下,ATL1a将具有相对较高的Q

且还将具有高的增益。

ATL1a和ATL1b级联(模式2,示出在图148中),其中ATL1a将具有较低的Q、较宽的带宽,而ATL1b将为较窄的带宽与较高的Q。图148示出了天线14810、ATLa 14812、ATLb 14814和降频转换ADC采样14816。构想是,ATL1a将抑制某些带外信号音并具有更好的互调性能,因为它是较低的Q。ATL1b将为较窄带宽伴有较高的Q。

在ATL1a与ATL1b之间插设临时切入的衰减器,如图149中示出的,这会将增益保持在针对稳定性的合理上限内所必需的,如稍后论述的。图149示出了天线14910、ATLa 14912、衰减器14914、ATLb14916和降频转换ADC采样。如果增益过高,则难以确保收发器芯片保持稳定。注意到,该衰减器是相对不重要的电路,其可增设在ATL1a的输出处。

目前,限定到分时双工(Time Division Duplexing, TDD)协议,对于TDD,收发器将在一时间区间内进行发射且然后在另一时间区间期间进行接收,然而也可使用其它协议。合宜协议的选择超出本讨论范围,只要模式能够掌控之即可。模式3(如在图150中示出的)是基础的发射模式,其与用于接收模式的模式1协同工作。图150示出了天线15010、ATLb1501和升频转换DAC采样15014。开关阵列将有助于在模式1与模式3之间切换以便TDD功能。

高精度校准模式

接下来,考虑用于校准的可切换模式集合。在模式4中,在图151中示出的,通过调谐ATL1b使得闭回路谐振极点大体上在 $j\omega$ 轴处,而使ATL1b作为VCO操作。图151示出了ATLb 15110、衰减器15112、ALTa 15114和降频转换ADC采样15116。借助可切入与ATL1b输出联结的简单衰减器,使ATL1b VCO信号衰减至低水平。衰减后的正弦信号然后进入ATL1a中,并被进行降频转换和采样。随后的处理测量ATL1a的信号输出的电平和频率。通过这种方式,可对ATL1a的带宽和中心频率进行调谐。

模式5(在图152中示出)是模式4的逆变,其中ATL1a被用作VCO并馈送到作为滤波器操作的ATL1b。图152示出了ATLa 15210、衰减器15212、ATLb15214和降频转换ADC采样15216。

高精度ATLn自校准

现在教示,借由向任何ATLn电路增加单个ATL1核心组件,可实现精密校准。由操作图146的电路开始,但未给定任何校准数据。当首次电力开启图146的电路时,即进入基础校准模式,其中LUT的内容被擦除,并且从空白的LUT开始。

然后假定系统以图152的模式5开始。为简化起见,将假定ATL1a与ATL1b在它们的直路路径中具有谐振器,而在反馈路径中具有缩放模块和移相器,如图153中示出的。图153示出了耦合器15310、谐振器15312、缩放模块15314和移相器6814。照例假定三个控制电压 $\{f, g, p\}$:一者用于谐振器频率,一者用于缩放模块设置,且第三者用于移相器控制。

出于说明目的,假定ATL1b可设定有开回路Q为大致10的谐振器。如果缩放模块设为 $G=0$,则没有反馈且于是仅具有开回路Q。因此,ATL1a的经过ATL1b的输出在基带处理中应是可观测的,就频率可参考时钟晶体被准确确定方面来说。

还假定ATL1b的制造充分受控使得,ATL1b的谐振器可被设置成近似处在可调谐带的中间。这暗含假定对谐振器中使用的变容二极管的合理制造控制。另外,用于ATL1a的谐振器初始也被设置在可调谐带的中间。

现在增大增益。注意到,ATL1a谐振器振荡条件在环绕ATL1a的回路相位是360度的倍数时满足,并且回路增益略小于一。接下来,调整ATL1a相位电压控制,以达成该谐振条件。然后,调整ATL1a相位,以使得缩放模块被设成最小反馈增益,以便维持振荡。困难将在于观察振荡,这是因为基带处理具有受限的带宽。因此,对ATL1a需就谐振器电压和相位进行初始搜索。

如上所示,移相器被模拟成如下形式的全通滤波器:

$$H_p(s) = -\frac{s^2 - 2D_p\omega_p s + \omega_p^2}{s^2 + 2D_p\omega_p s + \omega_p^2}$$

其中零极点图在图154中给出。

频率响应在图155中示出。注意到,幅度响应如理想移相器所要求地平坦,并且相位是随频率变化下降的斜坡,在 $\pm 20\%$ 的大致频率范围上表现出近乎恒定的延迟。通过改变全通中心频率 ω_p ,相位曲线可左移或右移,提供相位控制。

接下来,考虑ATL1核心组件内的开回路谐振器的频率图,其表示为

$$H_r(s) = \frac{2D_r\omega_r s}{s^2 + 2D_r\omega_r s + \omega_r^2}$$

对于 $\omega_r = 1$ 和 $D_r = 0.05$ (对应于开回路Q为10) 情况的响应在图156中给出。谐振器的零极点图在图157中给出。

开回路传递函数由以下给出

$$H_{ol}(s) = GH_r(s)H_{ap}(s)$$

其中G是缩放模块的增益,而下标“ap”指代全通。谐振器的零度根轨迹在图158中示出,其中另外还示出了移相器的极点和零点两者。

该极点行为与先前近似相同,其中闭回路极点始自谐振器 (对于 $G=0$ 情况) 的开回路极点位置且随着G增大而朝 $j\omega$ 轴移动。当 $G=1$ 时,轨迹到达 $j\omega$ 轴。

现在使移相器失配而在回路中提供 50° 的超量,这通过选择 $\omega_{ap} = 0.9$ 来实现。移相器的新相位图现在显示 50° 的滞后,如见于图159中。

针对与先前相同的G范围 ($0 < G < 1$), 改变后的根轨迹在图160中给出。注意到, $G=1$ 时未达到振荡条件。因此,在相位失配的情况下须增大回路增益,以便达到不稳定状态。另外,注意到,当G增加超过 $G=1$ 时,振荡频率下降。这说得通,因为谐振器需要处于较低的频率以使得它具有一正的相移来补偿全通移相器电路的负相移。

对于 $\omega_{ap} = 0.9$ 的情况,需要 $G=1.26$ 或更高26%的G,以达到振荡条件。如果移相器以另一方向不匹配而提供正的相移,则振荡频率增加,引起谐振器的负相移来补偿全通网络的正相移。图161示出了达到振荡条件所需的回路增益随移相器不匹配变化的绘图。将此映射到图156中所示的等效相移中。

明白的是,ATL1核心组件谐振频率和移相器值可通过这样设置:增加G,并注意ATL1核心组件开始振荡的点。以下程序是一种可能的顺序:

设定开关阵列,以提供图151中所示的模式4。

设定ATL1a具有零反馈增益,以便其具有宽带响应。

通过调整谐振器频率控制电压,设置ATL1b谐振频率的期望的上范围/上限。

确保图146的本地振荡器 (LO) 设置在与从步骤4所得的频率大致相同的频率。

增加ATL1b的反馈增益,直到ATL1b恰达到振荡阈值为止。

颤动移相器,以便可回退反馈增益,从而寻找振荡阈值最小增益值。

寻得该点,将振荡频率、反馈增益控制电压和移相器控制电压放到LUT中。这代表在移相器正确设置的情况下针对给定的振荡频率使ATL1b极点位置精确地设置在 $j\omega$ 轴处的ATL1b校准点。

一旦已按照该渐进方式完成谐振器控制的上范围,就继续进行下半段。返回到ATL1b谐振器的起始电压,且然后依循以上步骤逐渐地降低谐振器电压,直到完整的谐振器范围获校准且LUT完成。一旦该第一个点被找到,则其余的程序将相对快速且有效率。

一旦对于ATL1b的振荡条件完成,就切入图152中所示的模式5,调换ATL1a和ATL1b的功能。也就是,ATL1b现在设定成无反馈且因此宽的带宽。注意到,由于ATL1a和ATL1b基本完全相同、仅在制造导致的公差内变化,因此用于ATL1b的LUT条目可用作ATL1a校准的初始点。在ATL1a和ATL1b位于同一芯片管芯上且在相同条件(温度、供应电压等)下操作的情况下,用于ATL1a(和用于ATL1b)的LUT条目应非常接近。

然后,对于ATL1a,依循如上的程序步骤,将ATL1a设定成振荡器并填充校准表。

LUT现在充满对于ATL1a和ATL1b两者闭回路谐振极点达到 $j\omega$ 轴的条件。最终步骤是:将这些值插值成均匀的频率采样,这是容易做到的,因为从初始步骤采集的数据足够密集。

现在可再次使用模式4(图151),但现在以ATL1b作为可相对准确调谐的VCO。ATL1b的精确频率最终将通过LO降频转换和数字信号处理(DSP)基带处理确定。该确定的频率在时钟晶体的背景环境中是“正好(exact)”的。

现在转向确定ATL1a的闭回路Q随所施加的回路增益变化的特性。假设想使ATL1a具有以频率 ω_a 为中心的通带。由先前的校准,已知恰好达到振荡的反馈增益和移相器设置。现在必须知道,使该反馈增益设置从该振荡条件降低多少,将提供期望的带宽Q。这如图162中所示地达成,该图示出了ATL1b 16210、ATL1a 16212和针对振幅的降频转换ADC处理16214。

ATL1b如VCO一样以 ω_a 振荡,其中信号被传送到ATL1a中。ATL1a的移相器控制和开回路谐振器控制电压基于LUT条目以同步方式颤动。这造成ATL1a的通带在中心频率方面颤动。降频转换、ADC和随后的处理确定 ω_a 频率分量的振幅变化。该变化被用于确定特定反馈增益下ATL1a的带宽。该观察现在成为进到ATL1a的LUT中的条目。然后,逐渐变化ATL1a的反馈增益,并重复该过程。

一旦获得多个这样的随ATL1a的反馈控制电压变化的带宽观察,届时可选择a)对这些值作分段曲线拟合插值,或b)以二次或三次多项式拟合数据。后者(以二次或三次多项式拟合LUT数据)被认为是更准确的方式。

一旦ATL1a以这种方式获校准,就可返回到模式5(图152),并使用ATL1a作为VCO,及测量ATL1b针对不同反馈增益设置的带宽。

应指出的是,仅仅为校准目的而做的增加单个ATL1核心组件,起到了允许任何ATL_n实现方式高精度校准的作用。对于包括ATL_n的每个ATL1核心组件重复以上的初始化程序。

谐振电路的控制

如上所述,期望的是,能够通过将这些预确定的初级谐振结构耦合到次级可变谐振结构来调整这些预确定的初级谐振结构的特性,且在这种做法中借助于控制次级可变谐振结构而调节预确定初级谐振结构的特性。这可允许最终电路自动缓解这类预确定初级谐振结构的环境温度变化、部件老化及漂移。这样做将增强总体系统性能。

如是描述的谐振结构的该耦合牵涉与初级谐振器一起的可变谐振器的增加。在可变谐振器是控制外部谐振器(XR)的基于ATL的电路的一个示例中,该电路设计可称为ATLXR。由于以下论述将针对与外部谐振器一起使用的基于ATL的电路,因此术语ATLXR将用作对通过可调谐振器调节的初级谐振器的简写指称。然而,将理解的是,所论述的原理可扩展至使用本文中所述基于ATL的电路来控制其它类型谐振器(可不被当成外部的)的其它电路设计以及其它合适类型的可调谐振器。

初级谐振器可以是固定谐振器或频率可调谐的谐振器。然而,出于实践原因,初级谐振器优选在次级可变谐振器控制及响应回路的整个周期时间上是稳定的,以使得外部预确定的初级谐振结构出于系统实施目的而显得“准固定”。

这种方式可用于在生产后作小的调整,这可提升高Q和中等Q滤波器的生产良率。良率的改善可相当于调整所述固定谐振结构的Q和/或中心频率。例如,初级谐振器的频率响应可设计成在诸如由制造规范规定的、预定的误差因子内操作。可调谐振器然后可用于在该预定的误差因子内控制初级谐振器,以促使闭回路频率响应接近初级谐振器的理想频率响应。

在一个示例中,考虑具有中等至高Q的外部谐振器(以XR标示),该外部谐振器具有预确定的频率响应特质。XR谐振器被连接在一信号回路中,所述信号回路具有主动信号放大增益模块g和另外的第二可变谐振器(以R标示),如图179中示出的。可变R谐振器17910在谐振频率方面可通过控制f 17916控制,并可具有相对于外部谐振器F 17912而言低的Q。增益模块G 17914可通过g 17918控制。

ATLXR通过在包含初级谐振器的信号回路中运用一可调谐次级低Q电路而提供该初级谐振器的精细调谐。初级谐振器的预确定的谐振特质可通过以下动作而被有效地调节:

通过f的控制,使低Q谐振器R的谐振频率改变;

和/或经由控制g、通过增益模块G,使谐振器R的闭回路Q改变。

ATLXR的基础操作原理:控制初级谐振器的极点

如上所述,尽管本文中使用术语ATLXR,然而被控制的初级谐振器可以是除“外部谐振器”以外的谐振器,并且可调谐振器可以是除基于ATL的电路以外的谐振器。然而,由于本示例的环境背景是依据这些示例给定,因此呈出以下ATLXR缩略语表以供参考。

ATL	集合 ATL1、ATL3、ATLn 在上下文中的任何成员
ATLF	外部谐振器为天线的 ATLXR 实现方式
ATLF3	包含 ATLn 的 ATL3 版的 ATLF 实现方式
ATLXR	具有并入信号回路中的初级（外部）谐振器的 ATL
BAW	体声波谐振器
BPF	带通滤波器
DC	定向耦合器
f	次级可变谐振器的频率控制
g	回路中缩放模块的增益控制
G	被控制 g 作用于的增益模块或缩放模块
LHP	s 平面中位于 $j\omega$ 轴左侧的部分
p	P 的回路相位控制
P	移相器，考虑为离散的（0 度或 180 度）
R(s)	可由 f 控制的芯片可集成谐振器 R 的传递函数
RHP	s 平面中位于 $j\omega$ 轴右侧的部分
SAW	表面波谐振器或用于实现多极点滤波器的一组谐振器
SOS	滤波器分区的二阶节或双二阶节
v	可变衰减器的控制
V	用于多极点滤波器的 ATLXR 级之间的可变衰减器
XR	外部谐振器
XR(s)	初级谐振器的传递函数，该初级谐振器可以是固定或可调谐的，并且可以是或者不是外部的

出于说明操作原理的目的，会利用 ATLXR 开回路响应的零极点图来描述 ATLXR 及其操作的实施例的示例。将基于初级谐振器为双端口谐振器来描述操作。然而，单端口谐振器的操作原理基本相同。

考虑图 180 中所示的开回路电路。在本示例中，假定 F 18010、R 18012 和 P 18014 的部件是线性且时不变的。R 由 f 18016 控制，并且 P 受 p 18018 控制。然而，描述也扩展至轻微偏离成非线性及时变的部件，如以上提及的。在优选实施例中，谐振器可被模拟成大体上高 Q 的谐振极点，而 R 可由在大约 $Q=10$ 至 20 的低 Q 极点表示，这是基于如下这些考虑因素：

要求 Q 高于大约 10 至 20 的基础谐振器 R，将导致更困难的芯片集成；

相反地，要求 Q 太低的基础谐振器 R 可导致过度的 Q 增强，这可加剧电路线性问题。

此外，须反映回路延迟，回路延迟包含以下组件延迟：

移相器P的延迟;
往返F的连接线的延迟;以及
可调谐次级谐振器R中所使用的缓冲器中的附加延迟。

如先前论述的,有各种可加以使用的可调谐ATL_n谐振器配置,其能够调整而补偿电路中的相变、消除对单独的移相器部件的需求。

开回路ATLXR响应的零极点图在图181中示出。 s 平面被示出,其中竖轴为 $j\omega$ 轴且横轴为实轴。还示出了Pade延迟模型的极点18110。

示出为图181的“开回路延迟Pade模型”的极点18110和零点18112的集合是 $\exp(-sTD)$ 的相位指数项的多项式近似,其中TD是信号回路的总体累积延迟,其未包含初级或可调谐振器的延迟。因此,Pade极点和零点是等效的而非客观存在的。它们形成仅影响相位而不影响振幅的全通滤波器结构。

关于图181的Pade极点和零点,一项重要的观察是,这些等效极点相对于a) R的可调谐极点和b) 初级谐振器的较高Q极点深入左侧平面中。另外,对于闭回路,Pade极点随回路增益增加带来的极点迁移微不足道。

图182示出了对于ATLXR带中心频率的两个周期的归一化回路延迟的Pade表示的极点和零点。进一步增加回路延迟的作用在于,使极点移动更靠近 $j\omega$ 轴,且因此对相位斜度产生更大的影响。然而,将需要更高阶的Pade模型。反而,Pade极点和零点更可表达成带通响应。然而,这不是真的需要,因为延迟将会是小的。

然而,Pade延迟模型准确地表现出发生在信号回路内的任意延迟的影响。如以上指出的,ATLXR可变谐振器R的极点示出在同一位置,但彼此可能略微偏移。然而这些可变谐振器R极点的细节是次要的,主要的特质在于它们可由 f 控制成频率上下(与 $j\omega$ 轴平行)移动。这由R中每个可变谐振器的变容二极管控制(f 控制)促成。这些谐振器还具有在 $s=0$ 的零点。

接下来基于图183说明ATLXR的操作。对于闭回路,当ATLXR回路增益 g 增大时,初级谐振器的最靠近 $j\omega$ 轴的主导高Q极点将依循如由小箭头示出的迹线中的一条。依循的迹线取决于R(受 f 控制)的极点位置和P的相位设置。

通过这种方式,可变次级谐振器R调整初级或外部谐振器XR的 s 平面操作点。

为使清楚,延迟与R的其它极点的迹线未被示出,因为这些将非是极度相关的,这是因为高Q极点仅须移动短的距离,仅需要小的闭回路增益,如以上论述的。因此,次级可变谐振器R和延迟模型的极点无大改变。这样,通过调整可变谐振器R和相位控制P的设置,主导的初级或外部谐振器XR极点被安设在期望的位置中。

ATLXR概述

本文中发展的构想可应用于这样的实施例:其中,ATLXR将具有可变增益模块的可控可变谐振器(R)安设在包含外部大体上高Q的谐振器(XR)的信号回路中,以使得并入初级或外部谐振器XR的ATLXR的闭回路频率响应可被适度地“操控”。初级外部谐振器的该操控实际上是对内含初级谐振器和可调谐谐振器的闭回路ATLXR电路的操控。闭回路ATLXR的动态调节足以取得期望的通带响应并补偿初级或外部谐振器XR的中等温度变化、初始制造公差以及器件老化效应。影响从输入到输出端口的信号路径传递函数的闭回路谐振是独立初级谐振器的主导谐振极点的改良版。

ALTXR的从输入端口到输出端口的传递函数导致窄的带通频率响应,该频率响应近似等同于可借作用于次级可变谐振器R上的控制 $\{f, g, p\}$ 来操控的单个主导高Q极点的响应。

可能非显性可控的初级谐振器的极点可被隐性地控制,以通过耦合的信号回路对于如以下(但不限于此)的这些项的操作来使极点移动到s平面中的期望位置:

增强初级谐振器的Q;

补偿初级谐振器的任何初始制造变化;

补偿因温度变化所致的初级谐振器的频移;

补偿因部件老化所致的初级谐振器的频移;

达成初级谐振器的极点在s平面中的特定安设,以使得ATLXR可与其它ATLXR级联,从而实现特定的多极点滤波器比如包含外部谐振器XR的Chebyshev或Butterworth带通滤波器。

促进带通均衡功能,其中ATLXR可以是适应性滤波器的一部分

跟踪比如蓝牙中的跳频子带,其中总体SAW可提供20MHz带通,且ATLXR着重1MHz带宽的具体子带,以及跟踪跳频方案。

将理解的是,以上呈现的详细分析与用于控制初级谐振器的电路的具体实施例相关,且提供用于帮助获得对与所提倡方式相关连的原理的更深入的理解。然而,还将理解的是,以上论述的全部内容并非适用于所有环境,因为一旦理解了设计原理,也可使用偏离以上所呈分析的其它设计应用和其它设计示例。因此,以上的论述应作信息性理解,而非作为所有电路类型的必要条件理解

ATLXR谐振器的特性

初级外部谐振器XR:XR(s)用于表示外部谐振器的传递函数,所述外部谐振器可视为在ATLXR芯片外。注意到,XR谐振器可以是诸如以下的任何的电谐振器、电磁谐振器或机电谐振器:

电谐振器可以是包括有电感器或电容器的电路;

电磁谐振器可以是分布式微带或带状线或波导空腔谐振器;

机械谐振器可以是SAW或BAW器件以及MEMS谐振器;

基于材料性质的谐振器,比如具有慢磁场基带率控制(slow magnetic field based frequency control)的铁氧体材料YIG(钇铁石榴石)基谐振器

次级可变谐振器R:如上所述,ATLXR可变谐振器R是大体低Q谐振器、可集成到芯片上、且可在频率响应方面针对谐振频率和宽带两项可控。以上宽泛地描述了以上所示ATLXR中合适的谐振器R的示例。

R(s)是ATL信号回路的次级谐振器的传递函数,并具有控制f。控制f将大致作用于变容二极管形式上或可能MEMS器件上,以变化R的电容。P是可具有若干相位状态的离散切换相位,相位状态可通过p的控制选定。增益模块G具有可通过g控制的可变增益。最后,ATLXR电路的输入和输出处有一耦合器。

在优选实施例中,可变R谐振器理想上将集成在芯片上。除了具有可变值的变容二极管外,R大体还将包括具有固定值的集成电容器和螺旋电感器,变容二极管的可变值可通过f控制。R还可基于集成到芯片管芯上的分布式传输线部件实现。对于R的谐振器的另一选

择是,基于带来可变电感器或可变电容器的集成式MEMS器件,实现R的所述谐振器。合适的谐振器R的示例可包含在Nielsen参考文献中详细描述的那些。

变型及选项

如将理解的,存在ATLXR电路的不同备选方案及变型。以下为一些可能的变型:

初级谐振器可以是单端口而非双端口器件。因此,可设想比如多极点BAW芯片器件(如图191中图示的)的应用。这里,谐振器位于公共的BAW芯片上,具有接地连接和从每个谐振器到ATLXR芯片的单端口连接。该实施例中提出的是这样的外部谐振器芯片:所述外部谐振器芯片包括多个BAW谐振器,所述多个BAW谐振器中的每个具有到匹配的ATLXR芯片的单端口连接,其构成多极点滤波器。内部可调谐振器模块R根据需要闭合信号回路。

ATLXR信号回路的其它实现方式可包含负电阻放大器。

初级谐振器可以是天线或辐射系统的一部分。这可包含具有某些谐振特性的天线,如芯片天线或印刷电路天线。

ATLXR可如图192中所示地布置,其具有多个常规ATLXR模块,并具有连接不同天线及不同谐振器的开关矩阵。这将具有可连附到BAW谐振器、印刷谐振器、芯片天线、全无任何谐振器等的常规端口。开关矩阵在另一侧连附到ATLXR电路。或者若无需增强,则不连附ATLXR。图192示出了BAW/SAW谐振器19210、PCB印刷谐振器19212、芯片天线19214、开关矩阵19216、ATLXR电路模块19218和常规ATLXR芯片19220。

开关及多个ATLXR电路可集成到通用收发器芯片中,且之后常规外部谐振器可连附至ATLXR的常规引脚,所述常规外部谐振器可以是天线、印刷电路板谐振器、SAW/BAW谐振器等。

优选实施例

图188中示出了基于ATL电路环境背景下的优选实施例。图188示出了部件F 18810、由f 18814控制的R 18812、由p 18818控制的P18816、耦合器18820、信号输出18822、由g 18826控制的增益模块G18824以及芯片集成电路18830。信号回路可具有单个可变谐振器或多个可变谐振器。另外,可存在于一个或多个可变谐振器以串联方式连接在回路内的一个或多个串联或并联的初级谐振器。

如上所述,XR(s)被用于定义初级谐振器的传递函数。尽管未要求,然而初级谐振器大体上将是位于ATLXR芯片外的外部谐振器。R(s)是ATL信号回路的内部或可调谐振器的传递函数,并具有控制f。控制f可作用于变容二极管形式上或可能MEMS器件上,以变化R的电容。P是可具有若干相位状态的离散切换相位,相位状态可通过p的控制选定。增益模块G具有可由g控制的可变增益。最后,ATLXR电路的输入与输出处有一耦合器。

在一个示例中,可调谐振器可集成在芯片上。在某些示例中,除了具有可变值的变容二极管外,可调谐振器可还包括具有固定值的集成电容器和螺旋电感器,变容二极管的可变值可由f控制。R也可基于集成到芯片管芯上的分布式传输线部件实现。对于R的谐振器的另一选择是,基于带来可变电感器或可变电容器的集成式MEMS器件,实现R的所述谐振器。本领域技术人员还将分辨出其它合适的谐振器。

总结,ATLXR信号回路具有于初级或外部谐振器耦合的可调谐振器R,所述初级或外部谐振器可以是各种类型的。这允许具有单主导极点的组合式闭回路谐振器响应,可在次级可谐调谐振器内利用控制{f,g,p}来操控所述单主导极点。

在一个示例中,可利用如下来适度地移动外部谐振器的极点到期望的s平面位置:
一组低Q谐振器,其:
频率可控,
优选运用可选的相移,及
可变增益;

其中低Q谐振器和可变增益被部署在信号回路中,以将外部谐振器的极点移动到期望的位置。

尽管图209的基础ATLXR假定图188中的初级谐振器不可控,然而初级谐振器F可以是可控且在不同操作频率之间可调谐的,如在图189的示例中,具有部件F 18810、由f 18814控制的R 18812、由p 18818控制的P 18816、耦合器18820、信号输出18822、由g 18826控制的增益模块G 18824、信号输入18828以及芯片集成电路18830,且另外还具有F 18910的粗频率控制。例如,初级谐振器可以是具有用于慢控制的施加磁场的铁氧体基谐振器。或者,它可以是具有相对慢的某些粗频率控制的MEMS型谐振器。这些可被并入如图所示的ATLXR信号回路中,提供闭回路极点的快速电子控制。

ATLXR本身可直接扩展成多极点滤波器实现方式。图190中示出了双极点ATLXR滤波器的示例。图190示出了部件F 18810、由f 18814控制的R 18812、由p 18818控制的P 18816、耦合器18820、信号输出18822、由g 18826控制的增益模块G 18824、信号输入18828以及芯片集成电路18830,且另外还具有由v 19012控制的可变衰减器19010。用于可变衰减器V的另外的控制v提供使得多ATLXR电路的总体传输(throughput)增益不致造成不可控的自振荡。明显地,图190的级联配置可扩展到任意阶带通滤波器,其中每个ATLXR电路将实现带通滤波器的总传递函数的一个SOS(二阶节或双二阶)。

这(些)是可能的。如同以上的论述一样,这些变型经描述并被明确绘出,然而这些变型也可应用于基于其它类型谐振器的其它电路设计。这可包含这样的外部谐振器芯片:所述外部谐振器芯片由多个BAW谐振器,所述多个BAW谐振器中的每个具有到匹配的ATLXR芯片的单端口连接,其构成多极点滤波器。内部谐振器模块R形成所需的另外的反馈端口。

ATLXR的实现方式

由于小的信号晶体管可以以可忽略的成本集成,因此集成芯片复杂度大体被视为次要的。电感器和电容器由于占据较大的管芯面积,会是较昂贵的。因此,可变R谐振器的符合成本效益的集成一般仅实现约为10的低Q值。为实现高度选择性的带通滤波器响应,需要滤波器极点具有高的、比如远高于10的Q值,且因此可能需要显著的Q增强。尽管以ATL_n可能达成任意的高Q增强,然而这将以降低的线性为代价。片外的外部谐振器的优点在于,它具有相当高的初始Q,且因此仅需要适度的Q的进一步增强。

在某些示例中,初级谐振器将具有为可调谐振器的Q的大约10倍或更多倍数的Q,且初级谐振器的Q可与可调谐振器Q的100倍或更大倍数一样大。在本论述的上下文中,提及数值10或100并非意图作明确限制,而应被视为包含接近这些范围、但可能稍微在这些范围外的倍数的广义范围。

在某些示例中,初级谐振器可以是外部谐振器。由于这预期教导可被用于的最可能的场景,因此术语“外部”在本文中通用地用于指代初级谐振器。然而,将理解的是,教导也可应用于非外部谐振器。如果谐振器由相对于可调谐振电路不同的材料或不同的技术制

成,则谐振器可被视为外部的。谐振器在如下情况下也可被视为外部的:谐振器位于与可调谐振电路的基板分开且不同的基板上,其中基板之后可以以本领域已知的各种方式结合或要不然连附在一起,这进而将取决于初级谐振器和可调谐振器的最终形式。例如,初级谐振器可以是由第一材料制成的第一部件,且可调谐振器可以是由与第一材料不同的第二材料制成的第二部件。这的示例例如在图188和图191中示出,图188中谐振器相对于可调谐振器为“片外”,图191示出了在单独的基板上的BAW滤波器。其它设计对于本领域技术人员将是显而易见的,且不再论述。

印刷谐振器的变型大体上无法实现SAW或BAW的高Q,但具有远高于芯片谐振器实现方式的Q。有用的印刷谐振器可包含建构在PC板上的类似波导的空腔,其具有多个过孔连接以含有场。这在图193中示出,该图是谐振器的俯视图,示出了馈线结构和缝合(stitch)波导空腔外周缘的过穿孔连接。PCB中的过孔连接以19310示出,而馈线以19312示出。出于清楚的目的,未示出印刷电路板顶面和底面处的敷金属。单端口谐振器被示出,但这可通过增加另一馈线探针而为双端口。

这种类型的谐振器因损失基本上为介电性的而非传到性的而具有提高较高Q的优点。多个谐振器19412可实现为如图194中所示,所述多个谐振器中的每个连接到ATLXR芯片19410。

多层板提供堆叠印刷谐振器的可能性,如图195中的图解图示的,具有ATLXR芯片19510和芯片天线19512。大体上,在智能型手机中使用至少10层,且因此多个带状线谐振器19514可被如图示一样地堆叠以占据较少的空间。如果ATLXR芯片使用球栅连接器,则谐振器可堆叠在芯片下方以便紧密。这可有助于对于微波频率应用具有在100量级上的初始Q的外部谐振器XR的非常符合成本效益的实现方式。在更高频率,印刷谐振器因更小而变得更具吸引力,但会需要低损耗介电基板,以便维持外部谐振器XR的Q在大约100左右。

ATLXR耦合配置

以下论述ATLXR的两个特征。

第一个特征是一组待耦合谐振器,其包含:

初级谐振器,比如外部谐振器XR,且通常具有较高的Q;以及

可调谐振器,常规具有较低的Q,其在谐振频率和宽带方面可调谐。

第二个特征是并入所述一组谐振器的主动信号回路。这大体包含耦合架构,耦合架构耦合谐振器的信号输入和输出,以达成期望的效应。耦合机构可包括环行器、定向耦合器、多端口器件等。回路中可存在一个谐振器或多个谐振器。另外,“谐振器”隐含谐振器系统,除非特别提到单谐振器以外。

感兴趣的是考虑初级谐振结构与以上论述的ATL适应性滤波器谐振结构相结合。存在各种可被使用的架构,以下指出其中四种,它们大体上以耦合配置区分。其它实现方式也是可行的,如本领域技术人员将理解的。

ATLXR实现方式类别1:单向信号流

类别1是第一种ATLXR实现方式类别,且具有两个主要特征。第一个是,所有信号都是单向的。第二个是,输入信号经由定向求和模块与反馈信号隔离。然而,这假定求和模块是非互易的。

有两种方式实现这样的求和模块。第一种方式是使用环行器,如图80中所示的。环

行器是非互易器件,其体积庞大、昂贵且因此无法集成在芯片上。环行器产生单向流,且输出可从反馈处理中的缓冲器输出分接,如图所示。图80示出了源8020、输入8010、环行器8012、增益缩放模块8014、移相器8016、回路8022和输出8018。

一种更好的实现ATLXR类别1的方式是使用主动差分放大器20502作为强制回路中单向信号流的非互易求和模块,如图205顶部处所示的,其中顶部的电路具有谐振器20504、移相器20506和增益模块20508,且底部的电路具有ATL电路1301和外部谐振器20510。可在任何位置取得输出,并且回路中部件的阶数是任意的。尽管在绘出ATL电路的不同附图中谐振器被标示以1301,然而将理解的是,这些(ATL电路)可以是更高或更低阶数的ATL电路,或者可以是基础谐振器,比如先前论述的谐振器1401。

该主动反馈求和器或许理想之处在于,差分放大器电路在芯片上实现无关紧要,且无需任何电感器及其它难以在芯片级别实现的部件。

图205底部处示出了使用ATL3实现方式的ATLXR类别1实现方式。如上所述,ATL3实现方式实现在低Q次级谐振器内的回路移相控制,且移相器可简至在两个相位极化之间切换。

ATLXR实现方式类别2:与外部谐振器的双向信号交换

ATLXR的类别2实现方式使用定向耦合器或环行器作为初级谐振器(XR)与可调谐振器电路之间的组合组件,如图110和图206处分别示出的,其中使用ATL1或ATL3的实现方式作为可调谐振器电路示出。其它ATL实现方式也是可行的。

在该类别中,使环行器或定向耦合器反向,以便有益地从现在变成回路一部分、作为输入部件的外部谐振器反射反馈信号。环行器或定向耦合器的作用在于将外部谐振器中的双向流分离成回路中的隔离流。如下所述,在ATLF的情况中,如果使用比如10dB的反向定向耦合器20704,则反向定向耦合器提供从天线20702回弹的信号(在图207顶部示出)、或重新环行的至外部谐振器(比如,作为外部单端口谐振器的BAW或印刷电路天线)输入的信号(如图207底部处示出的),其中电路还包含谐振器20706和增益/相位模块20708。

针对外部谐振器为天线的情况(以下作为ATLF详细论述),认识到的是,所述天线将不良/不充分匹配。因此,由于有意地在反馈回路中包含天线,因此对于主动阻抗匹配,构建纳入了从天线的反射。

ATLX实现类别3:ATL作为负阻电放大器

ATLXR的类别3实现方式使用混合耦合器,如图113底部处示出的,其中ATL被实现为负电阻放大器。该实现类别中无需定向耦合器。

混合耦合器是同轴双向移相器的一部分。此为移相器的实现方式的示例,且并非真的与ATLF反馈回路有关。也就是,可在没有混合耦合器的情况下以其它方式开发移相器。

如可见的,ATLXR类别3除如下方面外与类别2相似:ATLXR类别3整个电路包括双向信号流,而非仅包括外部谐振器与次级谐振器回路之间的路径。这导致与正常使用的双端口增益模块截然不同的负电阻增益模块。参考图208,示出了类别3的ATLXR实现方式。

ATLXR实现方式类别4:使用外部双端口谐振器

ATLXR类别4包括作为双端口谐振器的外部谐振器。该双端口谐振器可以是印刷天线、印刷谐振器或双端口BAW/SAW。类别4在图209中示出为具有天线20902、谐振器20904和增益/相位模块20906。因此,可设想比如图191中图示的多极点BAW芯片器件的应用。图191

示出了部件F 18810、由f 18814控制的R 18812、由p 18818控制的P 18816、耦合器18820、信号输出18822、由g 18826控制的增益模块G 18824、信号输入18828、ATLXR芯片19110、BAW芯片19112和由a 19116控制的衰减器19114。这里,谐振器位于公共的BAW芯片上,具有接地连接和从每个谐振器到ATLXR芯片的单端口连接。该实施例中提出这样的外部谐振器芯片:所述外部谐振器芯片包括多个BAW谐振器,所述多个BAW谐振器中的每个具有到匹配的ATLXR芯片的单端口连接,所述ATLXR芯片构成多极点滤波器。内部谐振器模块R形成所需的另外的反馈端口。

使用开关矩阵的ATLXR实现方式

ATLXR可如图192中所示地布置,其具有多个常规ATLXR模块和连接不同天线及不同谐振器的开关矩阵。这将具有可连附至BAW谐振器、印刷谐振器、芯片天线、全无任何谐振器等常规端口的开关矩阵在另一侧连附至ATLXR电路。或者,如果无需增强则不连附ATLXR。

开关和多个ATLXR电路可集成到通用收发器芯片中,且之后常规外部谐振器可连附至ATLXR的常规引脚,ATLXR可以是天线、印刷电路板谐振器、SAW/BAW谐振器等。

在探讨过ATLXR用于增强初级谐振器性能的构思之后,将要探讨两种特定的通信系统情况,其中:

初级谐振器是任意的电小天线 (ESA) 子系统;以及

初级谐振器是外部BAW或SAW RF谐振器滤波器。

利用耦合谐振器优化任意电小天线的系统性能

在过去数年无线收发器已高度集成并优化达一程度,其中操作在2.45GHz或5GHz操作的完善的WiFi收发器包括在中央收发器中以高集成水平实现的少量部件,且装配到若干平方厘米的电路板上。这助推了IoT+应用,比如无线智能绷带传感器。然而,廉价无线收发器的可得性现在正在形成对于更进一步成本降低、性能增强及天线尺寸缩小的推力。

对于电小天线的阻抗匹配考虑因素

电小天线 (ESA) 是尺寸显著小于操作波长的结构,且因此通常难以使用已有的方法在频率带内阻抗匹配。无须多言,天线与接收器之间的正确阻抗匹配对有效的能量传递是十分关键的。为继续进行,需考虑关于天线的一些简要背景材料,以深刻理解:a) 什么构成天线;b) 在以上论述的ATLXR环境背景下,ATLXR谐振器可如何与之耦合。

若从发射模式入手,则最容易理解天线的本质。天线仅仅是这样的装置,其布置电荷的交替加速和减速的电流流动,使得辐射电磁 (EM) 场在与辐射源相距大致10个波长的远场中具有与距该辐射装置的距离成反比关系的振幅。

当天线用于接收模式时,Lorentz反作用积分 (Lorentz reaction integral) 预期到,接收天线的性能与发射模式天线的性能是互易的:天线内的电流分布以及天线阻抗对于发射功能和接收功能两者都相同。因此,可分析发射模式下的天线,并使用计算得的阻抗特性来确定天线在接收模式下的行为。

Lorentz反作用积分是该天线互易性中心特性的核心。考虑在距天线一距离处的另一EM发生器,该EM发生器在线偶极子的附近生成E场和B场,如图53中所示的。引入J作为电流以及M作为等效磁流,磁流尽管为假想的,但在天线分析中十分有用。图53示出了远程源5310,辐射波5312和线偶极子5314。

Lorentz反作用积分

Lorentz反作用积分是对天线结构耦合到入射外场的方式的测量,其为:

$$\int_v (E \cdot J - H \cdot M) dv$$

电小线天线内的电流分布可根据上述Lorentz反作用积分、通过确定具有如下方面的电流分布而被确定:

某一特定的孔径电压;以及

线结构上的零切线电场。

一旦已知天线电流分布,就可容易地提取出输入阻抗。

Lorentz反作用积分提供一种计算两个天线结构之间一般耦合 (general coupling) 的方式。Lorentz反作用积分说明耦合是互易的:耦合与哪个天线在辐射以及哪个天线在接收无关。由此得到的重要结果在于,天线阻抗对于发射和接收两者是相同的。该互易性原理使得能够将天线作为传输结构(这通常更简单)来分析且之后直接使用该(分析)成果互易地告知天线如何接收信号。在发射模式下,沿着线导体移动的加速电子生成EM场,EM场具有1/r分量,r为从观察点到天线中心的距离。

偶极天线特征与环天线特征

偶极天线:具体地对于无磁场耦合的线偶极天线,Lorentz反作用积分变为

$$\int_v E \cdot J dv$$

图54中呈现出具有可变电长度的偶极天线的输入阻抗及电导,其中电长度是针对波长而言的总物理偶极天线长度。实数部分以5410示出,而虚数部分以5412示出。对于比谐振更短的长度,天线表现为电容器,而对于比谐振更长的长度,天线表现为电感器。注意到,在谐振处,串联LRC偶极阻抗模型是合理近似,因为实数部分的斜度并非极度剧烈变化的。

偶极电线阻抗模型导出如下串联LRC模型

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= R(\omega) + jX(\omega) \\ &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \end{aligned}$$

该模型是在较大频率范围上的合理拟合,但在谐振处,辐射电阻R是 ω 的函数。其它可行的是并联GLC的导纳模型

$$Y(\omega) = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

该模型在谐振附近的窄的频率范围上是准确的。也即,查看图54中右侧的绘图,电导在谐振处通过一驻点,且对于一阶可视为常数。电纳近似线性变化, $(\omega C - 1/\omega L)$ 量也一样。远离谐振处,导纳与电纳两者都随频率单调增加,这显示串联或并联模型都不准确。

值得一提的是,由于辐射电阻是电长度及因此频率的函数,因此串联或并联LRC模型都非实部恒常。因此,对于较高Q的偶极天线,偶极天线的LRC模型仅在相对较窄的带宽上是准确的。

以上全部都在偶极天线的阻抗匹配建模中造成挑战。

更麻烦的是,在2.4GHz操作带和5GHz操作带,半波长偶极子或甚至四分之一波长单极子实体对于小的无线传感器应用而言太大,且需要更紧凑的天线。在图55中,考虑尺寸为标称0.1波长的小天线的输入阻抗。这样的短偶极子的串联LRC模型显示,辐射电阻是2ohm,而串联容抗是2000ohm。因此,需要具有非常大的Q的谐振电路和部件精度来有效地补偿该打的容抗。将2ohm转换成50ohm的是非平凡阻抗匹配电路。

注意到,该偶级天线本身的Q超过1000,这意味着降低天线Q或许会有助于实现更宽的带宽。但这以强加损失为代价,该损失直接增加接收器的噪声系数(NF)。如果偶极天线制作成比谐振频率长度恰好稍长一点,那么就可达成合理的天线Q且更容易将之耦合到ATL1。图56示出了具有在10至20量级的天线Q的电小偶极线天线在20%相对带宽上的阻抗。

环天线:该天线结构主要生成垂直于环平面的磁场,其与同样与环平面垂直的(假想)磁流偶极子等效。该天线的等效表示是垂直于环平面流动的磁流M。注意到,M是假想的,不像J是真实的。环天线的Lorentz耦合积分变为

$$\int_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{M} dv$$

这显示环天线现在对远场外部源的磁成分而非电成分敏感

电小电流环天线具有输入阻抗,所述输入阻抗被串联电阻器电感器模型表示为

$$Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$$

阻抗匹配原则上由提供 $R(\omega)$ 、 $-jX(\omega)$ 随天线电感谐振的串联电容器实现, $R(\omega)$ 通常在数欧姆(ohm)的量级:对于与低功率集成电子器件的兼容性而言太小的电阻。

因此,利用串联或分流电容器进行匹配。图57中示出的Smith图曲线(归一化到50ohm)的线段5710是串联电容器,而5712是分流电容。注意到,这仅对于某一频率匹配天线。如果之后期望在更大的频率范围上良好匹配,则将需要更复杂的阻抗匹配电路。

接地面效应:偶极天线与环天线以关于端子对称的方式平衡。然而,在小的无线电路的构造中,接地面因形成遍及电路分布的电位基准点而便于使用。可惜,随着频率增加,接地面:

不再为期望的等电位平面

相当难模拟

是许多EMI(电磁干扰)问题的来源。

关于天线,必须将接地面视为天线的一部分。这显著复杂化了对于天线阻抗匹配的分析和建模。

关于环天线或偶极天线可制成多小且仍辐射的物体限制理论上零大小,但实际上,它是有限的,因为当尺寸缩小时辐射电阻迅速降至零。利用阻抗匹配,可使大的电流通过辐射电阻——依据互易性原理,这也在接收模式下也起效。考虑可代表如图58中所示的小的环天线5810的 $2 + j200$ 的串联模型。仍可将之匹配到50ohm,但部件变得更加困难,因为需要 $-j1$ 阻抗的串联电容和 $-j7$ ohm的分流电容。 $-j1$ 的串联电容并不实际且将被忽略,导致轻微的阻抗失配损耗。

印刷天线:对于许多无线应用,印刷天线比如倒F天线(PIFA)是廉价且有效的。PIFA天线是具有接地面的非平衡天线的示例。该天线通常用于小无线收发器的印刷天线。图211示出了电流流动及复合场的生成(由箭头21102表示)因接地面中的电流流动而复

杂化。然而,对于许多运用,大约四分之一波长的大小仍证实(费用)过高。

孔径天线:线偶极子和线环是辐射结构的两种基础类型:所有线天线都是这两种天线类型的组合。尽管耦合至波导结构中的孔径天线有所不同,然而除了说为了从场模式耦合到传导模式而仍需要某些类型的线天线外,这些不同在本论述中并不重要。

重要的是注意到,以上所有电小天线都是谐振结构。这令人想到芯片天线。

谐振介电天线的特征:芯片天线

电小天线的大小可通过使天线的线路径绕着具有高相对介电常数(常规在5到55之间)的小介电块包绕而进一步减小,这得到介电谐振器天线,其已逐渐作为“芯片天线”被获知。在尺寸为毫米级的情况下,这些芯片天线显著小于作为2.45GHz天线的意图用途的典型波长,其中所述2.45GHz天线的自由空间波长在10cm范围内。折叠线和线圈结构的各种可能形式可利用环绕导体生长的陶瓷来构造。这些小版本的介电谐振器天线也称作芯片天线。

芯片天线常规安装成使得接地面为重要电路元件,其中接地面基本上形成另一半的天线。

具有常规匹配部件的芯片天线的典型实现方式(如图59顶部处所示)不仅复杂,且通常仅仅是近似的,使得天线大体上无法精确地匹配到收发器。图59示出了天线5910、滤波器网络5912和收发器5914。电路接地面基本上形成另一半天线,增加更高的阻抗匹配复杂性。此外,收发器须(常规)提供大致至50ohm的匹配,这意味着内部缓冲对总体效率有影响。另外,匹配部件不仅增加成本,而且需要板件空间;额外的制造步骤;并且有损耗。参考图59的底部,具有ATLn的收发器芯片5916、芯片天线5918和接地板5920被示出。

如果芯片天线5918的Q过高,则它将不会达成宽的调谐范围。为协助此方面,可安设变容二极管作为从芯片天线端子到大地分流部件。与ATL1的谐振器相似,这允许跨宽频率范围作平滑谐调。

此外,当集成芯片天线时,输入阻抗随布局而显著变化,并且模型必须利用网络分析仪(NWA)测量结果来拟合。再有,阻抗匹配建模是非平凡的。

在一个示例中,当将ATLn与电小天线集成时,ATLn定向耦合器基于使用螺旋变换器和电感器来实现。对于超过10%的期望调谐带宽,难以实现良好的指向性,使得耦合比 $|c| < 0.1$ 。因此,通常面临具有 $|S_{11}(\pm j\omega_0)| \gg 1$ 的问题。因此,ATL1变得对输入端口处的阻抗失配敏感。这似乎将禁止天线直接连附到ATL1,因为VSWR通常太大、导致总体系统在不受控制的频率下自振荡。解决方案可以是,在天线与ATL1之间包含一低噪声放大器(LNA)。然而,这将需要额外的部件来匹配带有LNA的天线,或可用功率的相当大部分将被反射回天线并再辐射。

相反,被称为ATLF(基于ATL的滤波天线电路)的电路的调整(以下论述)可通过允许天线与接收器之间的自动共轭阻抗匹配而被实现,如本文其它地方论述的。通过这种方式,ATLF可被用来实现天线与发射器/接收器之间的高等级能量传递,并在调制信号载波的较大的频率包络内的特定关注频带处这样做。

需要更详细地查看ESA天线,来理解谐振建模和阻抗补偿。图54示出了具有可变电长度的偶极天线的输入阻抗及电导的绘图,其中电长度是针对波长而言的物理长度。对于比谐振更短的长度,天线表现为电容器,而对于比谐振更长的长度,天线表现为电感器。值

得一提的是,由于天线辐射电阻是电长度的函数,因此串联LRC天线模型和并联LRC天线模型都非实部恒常。

使谐振偶极子如此实用的地方在于,在并联LRC模型中,电导峰值位于电纳同时变为零的同一电长度处。这样的天线因此阻抗匹配至约72ohm的固定值。

具体来看,例如,在常见的2.4GHz和5GHz型频率带,半波长偶极子或甚至四分之一波长单极子实体对于许多应用而言过大,且需要更紧凑的天线。

这样的小ESA具有高的电抗成分和低的辐射电阻。在图55中,考虑更短许多的、标称0.1波长的天线的输入阻抗。这样的短偶极子的串联RC模型显示,辐射电阻才2ohm,而串联容抗是2,000ohm。它需要具有巨大的Q和部件精度的谐振电路来有效地补偿该大容抗。将2ohm转换至50ohm的匹配电路是非平凡的,并且使用实际集总匹配部件代表显著的损耗。

如使偶极天线仅略长一些,则可实现合理的天线Q。图56示出了标称0.35波长长度的偶极子的阻抗。辐射电阻已增加至30ohm,而串联容抗是更易处理的375ohm。

使ESA在宽的频率调谐范围上匹配而无显著失配损耗基本上需要具有高品质部件的复杂匹配电路。因此,对用于比如无线传感器和手机这类应用的ESA天线设计的要求变成这样的目标:实现在物理尺寸方面紧凑的设计,同时实现与合理部件匹配不太困难的输入端口阻抗。

该固定阻抗天线随后连附至匹配的固定阻抗收发器子系统。这种方式尽管简化了无线电设计,然而具有两项主要不足,其导致:

耦合天线/收发器系统中的信号损失:天线在收发器操作范围内的天线阻抗匹配在收发器的整个操作带上是固定且相对恒定的平均阻抗。结果是对于发射和接收器两者的大约2-3dB的信号强度损失。该信号强度损失将使收发器的范围缩小。

除信号损失外,天线和收发器的集总阻抗匹配部件内还存在电池功率损耗。

如Nielsen参考文献中公开的,可使用共轭匹配天线电路,其允许在整个传输带宽上ESA天线到收发器之间有最大的或至少增加的能量传递量。该电路被称作Anlotek ATL Filtenna,或简称ATLF。ATLF可应用于发射功能和接收功能两者。

特别重要的是,ATLF共轭匹配天线电路是在天线阻抗非静态的条件下起作用。为实现与天线的共轭耦合,用于天线在如下状况或应用下的复杂共轭匹配的电路的控制:主题天线的局部环境造成该主题天线的反射系数非静态。反射系数的变化可由如下造成:1) 局部环境因素,或2) 主题天线与邻近物体的耦合,或3) 应用针对于天线阻抗的变化。用于通信系统及其它应用的天线优化技术在这样的动态环境中可能会失去主题天线的真实反射系数的踪迹,且因此无法优化天线或设置造成该天线与收发器系统实际上去耦。

非电小天线的天线的阻抗匹配方法的考虑因素

用于高功率传输天线的阻抗匹配广泛基于被称作电压驻波比 (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) 的度量部署。尽管这类天线并非电小天线,然而出于完整性,该方法被回顾。

尽管这些方法用于发射器与天线之间的自动匹配阻抗,然而这些方法基本上以最小化传输线中的电压驻波比为基础,所述传输线常规为天线与发射器之间的传输线,然而也可对天线与接收器之间的传输线开展。

此方法将通向天线的信号传输线中出现的VSWR作为发射器与天线之间阻抗失配

的计量,并调整可变电抗器和电容器电路元件以使VSWR最小化。可变线长度元件是最小化VSWR的另一种方式。测量VSWR需要天线塔处的特殊设备。

由于该方法着眼于传输的中心频率,因此VSWR调整成跨完整传输带宽使天线处的阻抗失配最小化。这与以下论述的优化天线与接收器/发射器之间匹配的方式形成显著对比。

利用谐振结构耦合的天线阻抗匹配

与致力于改善天线内的阻抗匹配电路不同,将展示的是,通过将阻抗不匹配的天线谐振器——无论它是芯片天线、偶极天线或环天线——与具有适宜特性的外部谐振结构(比如,上述ATL)耦合,可使天线本身的性能优化。称此谐振器链接式天线子系统为ATL滤波天线(ATLF)。然而,也可使用与ATL相似的、因具有某些特性而能够开展某些事情的其它谐振结构,来使天线的性能朝着期望的结果调节。

术语“滤波天线”有时用于指一种具有天线和双端口滤波器网络的电路,天线常规上为单端口天线元件。图59顶部处示出了示例。常规来说,滤波天线中的滤波器是实质上为匹配电路的带通结构。滤波天线可简单地视为天线与基本具有带通特性的匹配网络的分组。滤波天线带通匹配电路可以是高阶且复杂的,如在图60的现有技术示例中的,其由原本窄带的天线产生更高阶的类似Chebyshev的带通响应。

术语“可重构天线”可用于指为改变天线的频率响应或辐射图而对天线施加的某种控制。这可通过耦合在天线的不同部分中的变容二极管控制或PIN开关达成。关于基于变容器的可调谐天线的一个现有技术示例具有如图61中所示的响应,该示例由此落入可重构天线的限定内。文献中存有许多其它可重构滤波天线的示例,其中一个类别使用主动次级辐射器来达成可重构滤波天线的性质。

将展示的是,用于在不使用天线阻抗匹配电路的情况下提供动态天线匹配的电路拓扑结构及方法。此中的论述将针对基于ATL的电路给出,且因此利用术语称作ATLF。然而,将理解的是,相似的策略及设计原理可与其它电路元件结合使用,如将理解的。

ATLF耦合谐振结构天线子系统当连接至如天线馈线的电路时,减少或免除了对于阻抗匹配的需求。借助ATLF的该天线阻抗匹配形式对于发射和接收模式两者都是有效的。另外,ATLF谐振器链接式天线子系统还允许所接收的天线能量到所连附的收发器的改善传递。

概括地说,ATLF通过合成天线的未知反射系数来实现阻抗匹配,由此,ATLF产生与接收器的等效共轭阻抗匹配,这是从天线到接收器最大能量传递的条件。天线的实际反射系数是动态的且对于确切操作频率下的天线结构是唯一的,但并未被ATLF先验获知。

对天线的未知反射系数的该合成通过如下实现:分析从接收器系统可获得的来自接收器解调的SNR反馈,以及在ATLF内颤动幅度和相位两者,以提供所寻求的共轭阻抗匹配。一旦这被实现,ATLF可进一步增大有效反射系数的大小,从而有效地缩窄信号带宽并增加接收信号的Q。带宽缩窄受到ATLF的自校准和稳定性控制的限制(以下论述),这通过防止反馈回路驱迫ATLF跨越 $j\omega$ 轴且跨入RHP中变得不稳定,而确保稳定。

在发射模式中,可使用查找表参数而非来自接收器的解调SNR反馈来进行优化。尽管间接地,发射器匹配基于来自接收器的反馈,这是因为SNR估计对LUT中存储的适当值进行设置,所述LUT可基于互易原理被用于发射模式。

ATLF谐振器链接式天线子系统(在图62中示出为接收模式下的两个耦合谐振器)因此省去了常规的天线匹配部件,并允许将收发器器件直接连接到ATLF谐振器链接式天线子系统。图62示出了阻抗不匹配的天线6210、在天线和ATL端口处的再环行回路6212、ATL谐振器6214、ATL增益模块6216、以及接收信号输出6218。这是可行的,因为任何电小低损失天线本身即为谐振器电路元件,所述天线将被并入到ATLn中作为谐振器次电路,以便它们一起谐振。

ATLF可用作为:

滤波天线,当它包括被滤波且阻抗匹配到收发器的天线时;和/或

可重构天线,当可选地对天线施加频率控制(基本呈变容二极管的形式)时。

然而,ATLF中消除了传统的天线阻抗匹配,这是因为天线被直接耦合到ATLn作为嵌入式谐振器。这利用ATLn的自校准(下述)达成,自校准优化与所连附的天线无关的操作。这不仅因无需匹配部件而减少了零件数,而且关键性地消除了与集总元件阻抗匹配关联的损失,改善了天线子系统的性能。

为容纳ATLF的芯片管芯尺寸增加是无关紧要的成本动因。电感器更多的是尺寸问题,且超过15的Q不太可能符合成本效益。因此,大约10的ATLn谐振器Q是合理的起点。成功的ATLn增强因子(闭回路Q与开回路Q的比)因此将在100的量级,与相同滤波性能的表面声波(SAW)滤波器的相等。

作为谐振器的电小天线

作为开展(论述)的示例,假定Q在10量级上的缩短的偶极子。该天线对于实践的传感器实现方式而言仍太长,但有数种方式可实现具有相似阻抗的更紧凑的天线。这将在稍后考虑。图56中给出了这样的器件的阻抗。

考虑对于目标天线的串联LRC模型,该模型在相对窄的带宽上是准确的。为使标记简明,将假定归一化至1ohm,从而天线端口阻抗(表示为 z_A)给出为:

$$z_A = Ls + \frac{1}{sC} + R$$

反射系数(看入天线端口中)于是给出为:

$$\Gamma_A = \frac{z_A - 1}{z_A + 1}$$

这可表示为:

$$\begin{aligned} \Gamma_A &= \frac{Ls + \frac{1}{sC} + R - 1}{Ls + \frac{1}{sC} + R + 1} \\ &= \frac{s^2 + \frac{R-1}{L}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R+1}{L}s + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

考虑这样的情况:归一化辐射电阻可忽略地小,使得 $R \approx 0$ 。可被示出的是,对于该情况的极点-零点图如图65中所示。

接下来考虑在天线谐振频率下使得 $R=1$ 的完全匹配天线。可被示出的是,对于该情况的极点-零点图如图66中所示。还可考虑谐振但失配的天线的其它可能,但是 $R=0$ 到 R

=1的范围界定问题。

对比地,图67下部中所示的ATLF框图了省去了匹配部件,且将收发器器件直接连接至芯片天线。将展现的是,ATLF可操作成使得电路无需任何阻抗匹配,这是因为芯片天线有效地变成了ATLn中谐振器的一部分。ATLn自校准并优化与所连附的天线无关的该天线子系统性能,如以下论述的。图67示出不具有匹配网络功能的收发器的两个框图。上图示出了天线6710、L、C匹配6712、收发器芯片6714、SAWRF滤波器6716、电池6718和时钟晶体6720。下图示出了金属电极6722、收发器芯片6714、ATLn 6724、电池6718和时钟晶体6720。

ATLF应用环境下的ATL1谐振可变模拟滤波器

如以上提及的,以下针对基于ATL的电路来说明ATLF。然而将显而易见的是,可使用执行与基于ATL电路所执行相似功能的其它部件来设置电路,所述电路或多或少提供相似的益处。在电路的基础形式中,连接至天线的电路包含信号调理模块,信号调理模块包含可调移相元件和与天线一起连接在信号回路中的可调缩放模块,其中可调移相元件和可调缩放模块被控制来调理信号,以使由天线接收的信号朝着期望的信号调节。优选地,信号调理模块还包含可调谐振器。还将理解的是,信号调理模块可成分离的部件且分布于信号回路各处,以提供期望的信号调理。

以下的分析将在基于ATL的电路的特殊示例的背景环境下给出,且出于增进对所涉及原理的理解的目的而纳入。然而,将理解的是,分析无法应用至所有实现方式,且在仍实现有益的效果的同时可设置设计上的变化。

在基于ATL的电路的背景环境下,以上稍微详细呈现的ATL1简略回顾是为了理解ATLF的两个谐振结构的链接:不匹配的目标天线和可变模拟ATLn滤波器。以如图40所示的最简单的理想化ATL1模型开始,所述ATL1包括谐振器和在反馈配置中的缩放模块,如以上详细论述的。如图所示的两种实现方式都是可行的,每种都具有优缺点:拓扑结构的选择取决于可变ATL滤波器的芯片实现方式。初始,要紧的是回路:ATL适应性滤波器的输入及输出端口的实际物理位置是次要的。

如在本文其它处详细说明的,ATL1谐振器传递函数由标准二阶模型给出为

$$H_r(s) = \frac{2D_r \omega_r s}{s^2 + 2D_r \omega_r s + \omega_r^2}$$

图63中示出对于 $\omega_r = 1$ 且 $D_r = 0.05$ (条件) 谐振器的以归一化频率表示的特性图, $D_r = 0.05$ 使得开回路Q为10或相对带宽为10%。

注意到,在该二阶模型中,谐振器在谐振 $s = j\omega_r$ 处的直通增益(through gain)是 $H_r(j\omega_r) = 1$ 。如在本文其它处论述的:

ATL1谐振频率 ω_r 利用变容二极管控制电压可调;

ATL1缩放模块提供G的增益,G由控制电压g控制。

谐振时的闭回路ATL1传递函数为

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{H_r(s)}{1 - GH_r(s)} \\
 &= \frac{2D\omega_r s}{s^2 + 2D_r\omega_r s + \omega_r^2 - G2D_r\omega_r s} \\
 &= \frac{2D_r\omega_r s}{s^2 + (1-G)2D_r\omega_r s + \omega_r^2}
 \end{aligned}$$

谐振时,闭回路直通增益为

$$H(j\omega) = \frac{1}{1-G}$$

以每秒弧度计的带宽为

$$B = 2(1-G)D_r\omega_r$$

且Q被定义为

$$Q = \frac{\omega_r}{B} = \frac{1}{2(1-G)D_r}$$

最后,任何谐振器的Q增强因子(Q的从开回路谐振器到闭回路的改变)由 R_Q 表示,且给出为

$$R_Q = \frac{\frac{1}{2(1-G)D_r}}{\frac{1}{2D_r}} = \frac{2D_r}{2(1-G)D_r} = \frac{1}{1-G}$$

这突显出Q增强仅仅为Q的从开回路谐振器到闭回路谐振器的改变,且并不取决于谐振器的初始特性。

注意到,根据该表达式,开回路与闭回路Q的两个比率得到:

对于 $0 < G < 1$ 的值, $R_Q > 1$,对应于Q增强

对于 $G < 0$ 的值, $R_Q < 1$,对应于Q抑制

注意到,对于 $G = 1$ 的值, R_Q 变得不确定。这对应于极点跨入S平面的RHP中,此为不稳定状态。

对于芯片实现方式, D_r 基于可容易集成到芯片中者来确定。 $D_r = 0.05$ 对于集成式LC芯片谐振器是合理的,其使得谐振器Q为10,这是容易设计的。这里的关键点在于,这样的低Q意味着在集成时谐振器部件会是物理上小的。

展开该部件尺寸议题,谐振频率给出为

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

其中L和C是谐振器的集成电感器和电容器部件。为最小化芯片空间,L和C应具有小的值,因为每个部件的物理面积大略与部件的值成比例地增加。对于给定的谐振频率 ω_r ,使L较小意味着C应较大,且反之亦然。L中的能量存储为 $0.5Li^2$,且C中的能量存储为 $0.5Cv^2$,其中i和v为谐振器信号的电流和电压。在芯片中,期望的是保持i和v两者是小的。

能量相同将使得 $Li^2 = Cv^2$ 。因此,如果L减小,则电流增加。C利用变容二极管实现,使得需要保持信号电压为小的,以便信号电压不会干扰变容器的偏置及导致互调失真。注意到,增加C使得对于相同能量存储所需的电压较低,而以增加电流为代价。尽管是芯片集成的权衡折衷,然而由于对于Q仅需要适度的值,用于ATLF的总体ATL1谐振器设计被简化。

现在,将定向耦合器6410和输出分路器6412包括在ATL1中,如图64中所示。这里,反馈回路6416中具有谐振器6214,使得缩放模块6418为在输出分路器6412之前的缓冲器。定向耦合器6410将谐振器输出加回到回路中,并最小化到输入端口6420的连接。定向耦合器6410在该环境背景下是有价值的,因为再环行信号的振幅远大于入射信号,与后者成 $1/(1-G)$ 的比率(谐振时),其中G代表谐振时的总开回路增益,由控制电压g控制。该信号比引起在ATL输入端口6420上的大的返回增益。对于ATL1,适度量的返回增益是需要的,但若过大则会盖过目标天线谐振且会难以校准。因此,期望的是适度量的定向耦合器指向性。图64中的分路器可利用简单有损电阻电路依惯用方式(trivially)实现。

向ATLF增加移相器

以上讨论了用于ATL1的移相器的实现方式。现在考虑将移相器组合到ATLF的反馈回路中,所述ATLF被示出在图68中,包括谐振器6810、增益元件6812、移相器6814、定向耦合器6816、输入6818和输出6820。如本文中指出的,有各式电路实现方式可用于提供定向耦合器功能。

总传递函数可表示为

$$H(s) = \frac{1}{1 - GH_r(s)H_p(s)}$$

该传递函数的分子可根据输出和输入提供的位置而变化。现在假定输入是外加到天线中的电流,且输出是取自增益模块的输出。现在可考虑组合的极点和零点,且绘出随G变化的闭回路极点,如图69中所示。

注意到,随着G增大,谐振器极点朝 $j\omega$ 轴移动,最终跨过线,进入右侧平面的最大进入(点)为移相器全通网络的开回路零点。全通滤波器的开回路极点合宜地更深入左侧平面中,且变为次级闭回路极点。

在图69中,示出了对于移相器与谐振器对准的情况。如果移相器未对准,则导致如图70中所示的失真根行迹。注意到,谐振器 ω_r 将需调整以补偿移相器的相位误差,以获得相同的ATL1中心频率。

仔细查看图72中所示的对于该未对准移相器情况的Nyquist图是有帮助的。如果随着G增大、 $-1/G$ 从左侧进入,则可看到频率响应中有两个软谐振峰值,随着G变得更大,所述两个软谐振峰值合并成单个峰值,且 $-1/G$ 点移动成非常靠近Nyquist图中 $F(j\omega)$ 的外围线。

为求完整,展示这样的情况:增加另一全通网络,以体现由环绕回路的传播延迟所致的一些相位误差,且增加移相器全通网络来补偿。不希望的超量延迟的寄生极点和零点造成根轨迹有些复杂,但也显示相位补偿起作用。图71中给出了示例根轨迹。

如将在自校准章节中描述的,用于优化三个控制电压 $\{f, p, g\}$ 的规则仍适用,且可归纳成:

给定对给定输出 {信号电平、Q增强、带宽} 的约束,然后设置 $\{f, p, g\}$ 使得g最小化,

其中

f = 中心频率控制电压

g = ATL1回路增益电压控制

p = ATL1相位调整电压控制

如果谐振器开回路极点具有较全通移相网络中所使用的谐振器的 Q 更高的 Q ,则该优化在 $\{f, p, g\}$ 的最佳值的适度邻近区域中似乎呈凸状。由内部回路反射引起的附带复杂性可能使该优化无效,且产生局部优化最小值。

Nyquist图可用于显示增加额外延迟至回路以便有与往返延迟关联的多个360度增量的效果。当ATL1回路中超量延迟增加时,由于非谐振点将因延迟的相移而显著移动,因此存在通带的缩窄。这在图73中示出,其该图示出了当延迟从无延迟(线条7310)增加到有限延迟(线条7312)及然后无穷大延迟(线条7314)时XR(s)的Nyquist图。

ATLF中的天线耦合及阻抗

接下里,可考虑天线耦合及阻抗的议题,使得可计算这些用于到ATLF中的谐振耦合。考虑图74,其中在接收天线7412的远场具有一测试发射天线7410,接收天线终止在 Z_{load} 7414中。

基于Lorentz反作用积分,可确定测试天线的自阻抗(Z_{11});以及互耦阻抗(Z_{12})和接收天线的自阻抗(Z_{22})。利用这些阻抗,可推导出如图75中顶部所示的等效耦合电路和如图75中底部所示的Thevinan等效电路。这里, V_g 是具有源阻抗 Z_g 的测试天线的发生器电压。图75示出了电阻器7510、源7512,且终止在 Z_{load} 7514中。

假设天线离得很远使得接收天线中的电流流动不会影响发射天线,那么作如下假定是合理的:

$$|Z_{12}| \ll |Z_{11}|$$

$$|Z_{12}| \ll |Z_{22}|$$

基于此,图75的电路可近似成图76中所示的电路,所述电路具有源7610、电阻器7612并终止在 Z_{load} 7614中。该电路的重要性在于,发生器的等效源阻抗现在是 Z_{22} ,使得可利用 $Z_{load} = Z_{22}^*$ 的共轭负载阻抗匹配来达成最佳功率传递。

对于ATLF分析,将以天线的阻抗和反射系数两者着手。反射系数的益处在于,可直接将之与传递函数相关,且然后耦合在ATL1传递函数中。将天线作为谐振器并入ATL1中作为谐振器,处理阻抗更为直接。

ATLF中的天线电感匹配

为了将一些要点放入阻抗匹配的论述中,首先考虑关于ATLF的典型窄带匹配的示例。注意到,ATLF操作于的调谐带可以是宽的,但瞬时带考虑成足够小以使 L 匹配是充分的。作为初始示例,考虑 $R = 20\text{ohm}$ 的辐射电阻被匹配至 $-R_r = 50\text{ohm}$ 的接收器。这将在1GHz谐振频率下进行。 L 匹配被示出在图77中,具有源7710、电感器7712、电阻器7714、接收器7716、电容器7718、SNR测量7720和SNR优化器7722,SNR优化器连接到电感器7712和电容器7718。

在对于物理 L 和 C 的恰当值下,从天线看入匹配网络及接收器中的阻抗恰好为 20ohm 。另外,由于匹配中仅使用无损电感器及电容器,因此来自天线的完全可用功率都消耗在接收器电阻 R_r 中。

接下来,考虑相对于天线电阻 R 的反射系数,使得

$$\Gamma_r = \frac{R_r - R}{R_r + R}$$

绘出随L及C变化的 $|\Gamma_r|^2$,且得到图78的等值线图。这是有利的凸状误差表面,可利用简单的梯度搜寻优化器,对于其容易地优化L和C。也即,如果可测量SNR,SNR是噪声系数(NF)的单调函数且NF又是 $|\Gamma_r|^2$ 的单调函数,则最大化SNR将使 $|\Gamma_r|$ 最小化。在该示例中, $|\Gamma_r|$ 是匹配参数的简单近似凸函数。将此全部汇总起来,SNR的简单梯度搜寻将寻找 $|\Gamma_r(L,C)|$ 的全局最小值。仅有的附加说明是,ISI及窄带干扰谱峰值在此不做考虑。

L匹配是简单的且对于窄带宽十分有用。最终的带宽取决于R与 R_r 的差异。如果 $R=R_r$,则 $L=C=0$ 且带宽无穷大。然而,如果 $R \neq R_r$,则匹配的带宽十分小。如果得到的带宽太小以致无法调适期望的天线信号,则需要具有更多物理L和C的更复杂的物理匹配网络。

关于L匹配的芯片集成的一个问题在于,调适一系列天线所需的L与C的范围会是显著的。可调谐电感器可利用MEMS器件实现。然而,MEMS因所需的机械结构及高控制电压而无法与标准RFIC或MMIC满意地集成,因此,当电路成本是问题时,MEMS解决方案通常不可行。当然,集成用于C的变容器是可行的,但可变物理L将需要某些个主动GIC型电路,所述电路在带有附加噪声的微波频率下是困难的。MEMS或GIC电路困难、昂贵且还受部件值范围限制。

ATLF天线匹配一特点在于,对于大多数的情况,仅两个参数被变化。然而,对于困难的匹配问题(比如大天线电抗或 $R \neq R_r$),可以发现,带宽在匹配完整前变得太窄。在此情况下,SNR优化通过有效地施加对可容许ISI噪声的软约束来限制匹配。

使用适应性负电阻ATL实现方式的ATLF的电抗性天线成分匹配

负电阻器件的ATLF实现方式(利用图94顶部处所示的框图进行图示)仅在天线本身的谐振频率下起效。该谐振频率发生在天线的电抗为零时。在实际的实现方式中,负电阻器件将具有与之关联的一定电抗,这将推动谐振。首先将考虑具有固定频率负电阻器件的ATLF电路,且之后将该处理扩展到提供可调谐性的可变负电阻实现方式。

负电阻器件连附至天线可通过图112顶部处所示的电路来近似。图112中的电路示出了天线模型11210,其具有电阻器11212、电容器11214和电感器11216,以及耦合电容器11218和以电阻器11220和电感器11222提供的负电阻。该电路的根轨迹及Nyquist图在图112底部处示出。较大负电阻大小的施加将推动ATLF反射系数的大小超过一且导致Q增强。请注意极点如何在远不同于天线谐振的频率下绕圈且跨越 $j\omega$ 轴。另外,存在两个谐振,其中第二者发生在很低的频率下。这在Nyquist图中也是明显的。

显而易见的是,天线可具有软谐振(soft resonance),但随着增益增加,Q增强会完全且似乎无法预期地改变带中心。这是ATLF提供Q增强通带的更加可预测得多的控制之处。

接下来,考虑由定向耦合器和变容二极管组成的移相器。四端口耦合器的S参数为

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

其中 $j = \sqrt{-1}$ 。将该四端口定向耦合器放入图113的方案中带来与由变容二极管电压的改变促成端口2和端口3的反射的相移相等的相移。图113的顶部部分示出了天线11310、定向耦合器11312、增益模块11314、输出11316、移相器11318和终端11320。中间部分示出了天线11322、双向混合耦合器与移相器11324和负阻抗11326。底部部分示出了连接至电阻器11330、电容器11332和电感器11334的天线11328,以及混合耦合器11336,及具有电容器11340、电感器11342和电阻器11344的负阻抗放大器。混合耦合器11336也连接至两个变容二极管11338。

操作上,信号回路如下:

来自天线的信号进入端口1,且离开口2及端口3;

出自端口3的信号在匹配的增益模块中损失;

来自端口2的信号通过移相器及增益模块;

信号在增益模块之后分离,其中部分作为输出引导,且其余的路由至端口3中,端口3使之耦合回到天线端口中;

天线反射其,且信号环行回到端口1中,形成谐振回路结构。

定向耦合器可提供3dB或更高的耦合比。另外,定向耦合器可实现为90度或180度耦合器。

一种可行的实现方式如图114中所示,其包括3dB混合90度耦合器,该耦合器具有0度输出端口2,该输出端口进入增益模块,其后是作为ATL1输出耦合器的3dB分路器。来自输出耦合器的返回信号是通过移相器及谐振器的反馈信号,该反馈信号接着耦合回到90度混合耦合器端口4。图114示出了输入11410、90°混合耦合器11412、增益模块11414、3db分路器11416、移相器11418和谐振器11420,以及11422处的 Z_{term} 。

当在本实现方式中相位被正确设置时,90度耦合器无损失,没有信号发送至端口3,使得终端电阻器中无消耗。因此,谐振时,全部信号都经由端口4发送至反馈回路中。此外,对于移相器正确设置情况下谐振时的理想部件,电路中无损失,且所生成的功率可用于3dB输出功率分路器的输入端口。结果是,当定相正确完成使得理想上回路中无损失时,则ATL1的噪声系数(NF)被最小化。因此,该布置结构提供最佳的NF和最高的频率选择性。

负电阻放大器的示例包括但不限于隧道二极管、Gunn二极管或Impatt二极管。当然,也可使用任何类型的适当偏置的FET来提供负电阻。这样的实现方式被视为是本领域技术人员已知的。重要的是注意到,移相器朝两个方向都遍历(traverse)。

必须认识到,移相器强加一些损失。另外,在芯片级别,耦合器无法集成。有许多实现变容器控制式双向移相器的方式。图115中示出了其中两种。图115顶部处的方案11510使用可变RC时间常数。底部的方案11512使用若干级电感器和电容器。两个方案11510和11512都示出了电阻器11514、电感器11516和电容器11518。

在设计ATLF时,可通过集成使所需的相位延迟校正最小化。除此以外,可相当准确地得知通过部件的相移。因此,可包括固定相位补偿,且之后移相器仅需对无法由固定网络校正的相位误差或相移进行调整,比如延迟在宽的频率范围上的可变相移。现在,如果所需的相位调整是小的,则可使用将以上讨论的ATL负电阻实现方式与移相器进行组合的简单的可变相移器。

ATLF中的主动天线反射系数合成

ATLF的目的在于合成电感匹配示例的物理电容器。这通过反射系数的匹配达成：如果ATLF的反射系数与电容器的反射系数相像，则电路将如同物理电容器实际产生反射系数一样地反应。在此情形下，将抵消天线电抗性电感。

考虑基于反射系数的匹配的基本构思如图79中所示。在此，具有任意的天线阻抗

$$Z_a = R + jX$$

相对于某些任意特征阻抗的反射系数对于天线为 Γ_a 而对于接收器为 Γ_r 。如有 $\Gamma_r = \Gamma_a^*$ 的条件，则天线匹配到接收器，且天线信号的可用功率可被完全利用。在如上所述附加说明的情况下，该条件还最大化 SNR_{out} 。尽管，最大化 SNR_{out} 是恢复天线信号所能做到的首佳事情。

现在考虑怎样能够实现图79中所示的黑箱接收器，其具有黑箱接收器电路7910和源7912。可能的实现是使用环行器的类别1ATLF实现方式。在此，信号被输入至环行器中，将该循环耦合至一增益级与移相器中，及接着返回该环行器，环行器将之耦合到增益级和移相器中，且之后回到环行器并退出到天线。可惜，环行器因所需的铁氧体和磁场源而无法集成，但可以以非芯片配置实现。基于该主动方案，可确定性地生成任何反射系数、甚至 $|\Gamma_r| > 1$ ，如果期望的话。因此可满足 $\Gamma_r = \Gamma_a^*$ 的共轭匹配条件，这意味着已充分利用来自天线的可用信号功率。

对于NF，似乎与增益级相关联的噪声可串联加入在环行器的输入处，且于是假定发生器 Γ_a 以其它方式无噪声。换言之，可开展共轭匹配，然而代价会是由增益模块和环行器的介入损失所致的增加的噪声项。

该基于反射系数的匹配理论指出，可朝天线注入信号，这实际上有助于将可用功率传送至接收器。这表面上奇异的现象通过考虑具有电感L的电抗的天线加以说明，所述电感被连接至一受控RF电压源，该电压源被表示为 $v_r(t)$ $v_r(t)$ ，如图81中所示。图81示出了源8110、电阻器8112、电感器8114和RF电压源8116。流出天线的电流为 $i(t)$ ，其因电感阻抗而下降。如果不存在电感，则电流

$$i = \frac{v}{2R}$$

将与电感器耦合入匹配电阻器负载R中且无电感器阻碍流的情况相对应。如果跨电感器的电压为

$$\frac{L}{2R} \frac{dv}{dt} = \frac{j\omega L}{2R}$$

则该电流将在天线中流动。

因此，施加至天线端口（电感器末端）的合成RF电压为

$$\begin{aligned} v_r &= \frac{v}{2} - \frac{L}{2R} \frac{dv}{dt} \\ &= \frac{v}{2} \left(1 - \frac{j\omega L}{R} \right) \end{aligned}$$

现在考虑合成RF电压与电阻器R串联的电容器，如图82中所示。图82示出了源8210、电阻器8212、电感器8214和电容器8416。因此，跨电容器的电压给出为

$$\frac{1}{2R} \frac{v}{Cj\omega}$$

因此,必须有

$$\frac{v}{2} \left(1 - \frac{j\omega L}{R} \right) = \frac{v}{2} \left(1 + \frac{1}{RCj\omega} \right)$$

$$-\frac{j\omega L}{R} = \frac{1}{RCj\omega}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}$$

这是如预期的,因为串联L和C在 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 的频率下谐振、精确地消去了在该频率下的天线电感性电抗。

接下来,考虑图80的主动反射系数生成器,并确定由反射系数生成的等效阻抗。控制增益G和相位 ϕ 。从天线进入环行器端口1的电压信号被表示为 v_{in} 。因此,到天线的返回信号(表示为 v_f)给出为

$$v_f = v_{in} G e^{j\phi}$$

且进入环行器的端口3。这将导致等效反射系数为

$$\Gamma = \frac{v_f}{v_{in}} = G e^{j\phi}$$

在此假定环行器端口及其后的增益模块的输入阻抗具有阻抗R。稍后将通过增加一小分量到 Γ 而使此具有一般性。基于天线的阻抗R,可依据等效阻抗(同样指称为R)写出该反射系数,反射系数以 Z_r 表示且给出为

$$Z_r = R \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

现在可绘出 Z_r 的实部,如图83中所示的。注意到,对于G大于一的增益, $\text{Re}(Z_r) < 0$, 意味着负电阻、意味着存在反射增益。

接下来,绘出天线源的功率损耗因子将有启示作用。为此,将天线阻抗的电感成分加至 Z_r ,且接着重新计算将称作 Γ_a 的反射系数。然后计算 $P_f = 1 - |\Gamma_a|^2$ 的因子,表示天线可用功率中使之进入环行器端口1的部分。图84中给出对于如下三个值的 P_f 绘图: $Z_r = 1$; $Z_r = 1 + j1$; 及 $Z_r = 1 + j3$ 。

注意到,随着天线电抗增大,天线耦合为合理的区域缩小,且需要更高的增益。这是预期的,因为主动反馈必须匹配天线的更大量值的反射系数。当反射系数变得更大时,谐振变得更强且区域缩小。

另外,注意到, P_f 最佳点的G大约为 $G = 1$; 如果G进一步增加,则 P_f 开始减小。这是因为:随着G增加超过1,接收器反馈的等效电阻变为小于R且接着最终变为负的。

接下来,关注的是绘出自天线流动的电流。为作此计算,首先定义a为进入接收器(环行器)中的功率波,且b为来自环行器的反射。反射系数可表达为

$$\Gamma = \frac{b}{a} = Ge^{j\phi}$$

接下来,环行器端口1处的电压给出为

$$V_r = a + b = a(1 + \Gamma)$$

从天线流出到环行器端口中的电流给出为

$$I = \frac{a - b}{R} = \frac{a}{R}(1 - \Gamma) = \frac{V_r}{(1 + \Gamma)} \frac{1}{R}(1 - \Gamma)$$

还具有

$$V - V_r = IZ = V_r \frac{Z}{R} \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}$$

这给出根据已知值的环行器端口电压的表达式

$$V = V_r \left(1 + \frac{Z}{R} \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right)$$

或

$$V_r = \frac{V}{1 + \frac{Z}{R} \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}}$$

一旦具有 V_r ,即可确定

$$I = \frac{V_r(1 - \Gamma)}{R(1 + \Gamma)}$$

或更简单的

$$I = \frac{V - V_r}{Z}$$

第一个示例是针对 $Z = R$,使得最佳解是 $G = 0$ 时,如图85中所示。注意到,由于 $R = 1$ 且 $V = 1$ 使得 $I = V/2R = 0.5$,因此电流为0.5。但注意到,对于 $\Phi = \pi$,电流在增加 G 时增大。另外,注意到在 $G = 1$ 且 $\Phi = \pi$ 条件下,由于接收器的等效阻抗在此时为零,因此电流增加至1:从天线汲取更多电流,但功率耦合因子为零,使得无任何可用功率正被接收器使用。

然而,这里的关注点在于,从天线发出的前向功率波 a 使之成为环行器的主动负载,且之后通过合成 b 而被反射回到天线。因此, a 的信息被利用在接收器中。因此,实际上应仔细察看 a 而非环行器端口1处的电压。

然 $a = 0$ 与由接收器生成的反射系数无关。因此似乎整个主动反馈方案并未实现太多——但这是因为在开始时天线被匹配。一旦电感器加至天线,天线信号即在输入处被部分地反射回电感器,且离开电感器的“ b ”信号接着变为进入天线中的“ a ”。这图示在具有电感器2端口 s 参数和恢复8612的图86中。

现在考虑接收器 a 节点的绘图,图87中示出对于所有接收器 G 及 Φ 条件的该绘图。注意到,当 G 增加时,输入功率波的振幅恰保持增加。注意到,此为输入至接收器增益模块的信号。似乎创建了“超级天线”,但可惜并非如此。问题在于 a 信号具有从主动接收器经由路径 $b \rightarrow a_2 \rightarrow S_{22} \rightarrow b_2 \rightarrow a$ 的贡献,因此现在看到的是来自天线的功率波与从接收器到电感器端

口(天线端口)并回原的再环行信号的组合,所述再环行信号与天线功率波相干、但伴有加至其中的接收器噪声。如此将使分析变得复杂。

利用反馈具有增益,使得来自天线的表观功率波可增长,但由于其通过接收器,因此将有噪声加入而使总NF劣化。无法具有小于1的NF,且因此图87的表观信号增强是假象。

在此作一总结,清楚的是,在接收器的信号输出经历谐振时加以采样,并非最佳操作点的清楚指示。正确的量度再次为SNR。

图87的信号曲线图给出了另一种解释正在进行的事项的方式。从天线发出的功率波撞击电感器两端口并被反射且部分被发射。在无主动反馈且在电感器输出处以R终止的情况下,功率波将因电感器 $|S_{21}|$ 小于1而减小。然而,电感器并未加入噪声,且因此该减小并非必然使SNR降级。现在,如果主动接收器反射系数仿真串联有R的谐振电容器,则具有 $b \rightarrow a_2 \rightarrow S_{22} \rightarrow b_2 \rightarrow a$ 的反馈信号,其被加至天线功率波,恢复天线功率波的振幅。然而,这样做的过程将加入来自从接收器主动增益模块的噪声。电感越高,则为补偿 $|S_{21}|$ 损失(其随电感增加,因为 $|S_{21}| = R / (|R + j\omega L|)$)而需由接收器生成的反射系数的量值也越大。来自接收器的贡献越大,加入混合器中的接收器噪声也越多。另外,由图87显见,G可增加超过 $|S_{21}|$ 补偿所需的水平,给天线功率波提供额外的增益。然而,SNR并未进一步改善,且事实上SNR开始下降。

作为ATLF天线阻抗匹配质量量度的SNR

接收模式下匹配状况的间接量度可通过测量解调输出的SNR来促成,其单纯的目的在于调整匹配部件以使SNR最大化。在这方面,提出一些观点:

如果仅有的噪声源是基于天线所暴露于的环境有效温度的天线热噪声和接收器RF放大器的内在噪声,则最大化调解接收信号输出的SNR等同于早前描述的最小化NF或FOM。NF具有惩罚项 $1/(1 - |\Gamma_r|^2)$,其因此被最小化,这进而意味着 $|\Gamma_r|$ 被最小化、意味着最佳天线阻抗匹配。

存在其它噪声源,比如天线从与期望信号相邻的信道拾取的非热干扰。将进行天线匹配,使得带宽在期望信号的频道附近缩窄。这在SNR测量无法区分热噪声与干扰噪声时实施。

如果接收器噪声相较于来自天线的热噪声及干扰噪声可忽略,则由于带内噪声与信号作相似处理,因此匹配将变得不相关。因此,使抵达接收器的天线功率最大化并无优势。

另外,如果信号滤波不具有匹配信号调制的正确形状,则接收器中将生成ISI噪声(本文其它处论述的码间干扰)。通常,对于天线匹配,当天线匹配的带宽变得太窄时,ISI噪声增大。这在ATLF接收信号的带宽在开始时太窄的情况下是考虑要素,如以下论述的。

注意到,伴随基于SNR最大化的匹配,发生两项处理。第一个是,天线被匹配成向接收器传递最大信号功率。第二个是,带宽为匹配处理所限制,这归结于匹配网络的谐振,如以下论述的。因此,来自谐振峰值外的噪声及干扰将相对于期望的天线信号被抑制。

然后,图89是试图执行的处理的框图,示出了天线8910拾取信号且被匹配到接收器,接着将信号解调,提取出数据符号值,用于优化SNR及ISI度量两者中包含的信息内容。图89示出了天线8910、阻抗匹配8912、接收器调频RF/IF 8914、数据解调处理8916、SNR估计8918和SNR优化算法8920。该处理的成果也是解调数据符号样本的SNR估计。这些被用于SNR

优化中,SNR优化包含用于设置针对天线匹配的参数的优化算法。

ATLF SNR的测量

如上所述,ATLF可利用出厂测量及校准来预校准,具有存储在LUT中的值。然而,ATLF的真实益处在于适应天线特性的改变。另外,对于ATL内的Q增强,需要精确地确定并实施反馈。且最后,要紧的是解调信号中的噪声,而非直接为解调信号的振幅或带宽。ATLF应响应解调过程中所做的滤波的特征,比如来自用于最小化ISI及带内干扰的均衡器的特征。必须使ATLF动态地适应于与这些其它系统合作,且不使它们的功能折衷。因此,关注总处理反馈回路是重要的。

如以上论述的,使用LUT值作为初始设置。对于像ATLF快速适应所需的跳频协议这样的实例,还动态地更新LUT。然后,依靠当前的SNR测量作为ATLF进一步调谐的导引。

图90示出了一无线数据接收器的高阶框图,所述无线数据接收器可使用ATLF用于天线匹配及接口。图90示出了天线9010、ATLF 9012、接收器RF/IF/BB 9014、基带均衡器9016、数据解调处理9018、内快速回路9020、外慢速回路9022以及SNR优化算法9024。值得详查图90,以突显时序议题如何驱动架构:

天线输出耦合至ATLF,ATLF将天线匹配至接收器,接收器具有RF、IF及基带(BB)降频与进一步滤波的某些组合;

BB输出(其也可为近IF)经数字化并进入基带均衡器中,基带均衡器整形基带滤波器,以最小化ISI(码间干扰)噪声以及带内噪声。由于均衡器必须跟上由多路径效应(multipath effects)所致的信道变化,因此均衡器利用如图所示的相对快速反馈回路操作。均衡器的变型是如用于扩频接收器中的耙式接收器(rake receiver)和OFDM接收器,其中信道状态被持续地追踪及估计。无论细节怎样,目的都在于缓解因改变多路径所致的信道频率选择性影响。

数据从解调基带信号被提取出。另外,从解调过程得到SNR的某些量度,其之后驱动ATLF优化。

ATLF不受多路径影响,且并非必须调适无线信道的改变。然而,如果存在影响天线阻抗的电磁散射或置于天线近场中的吸收物体,则它需要调适天线阻抗的改变。天线近场的改变预期比多路径通信信道的改变慢很多且没那么频繁。因此,期望使ATLF作为外慢速回路。

天线阻抗改变显著的情况的示例是智能绷带,其中病患可改变位置而影响天线近场及因此天线阻抗,ATLF必须调适所述天线阻抗。然而,相较于空间多路径信道中的改变,此改变将缓慢且相对较不常发生。

均衡器可消除由ATLF强加的某些滤波器整形失真。因此,ATLF聚焦于匹配并生成某些软肩滤波器响应。这可通过均衡器恢复达某种程度,如图91中概念性地图示的。因此,具有多极点的复杂ATLF并不是那么需要的。然而,由于RF信号带的外频率成分将无法充分地匹配,因此,将有适度增强的NF。

ATL滤波天线(ATLF)的实现方式

该论述的复杂之处在于,近似天线在相对窄的带宽上的阻抗行为的天线电路模型有各式各样的,如上所示。因此,将逐个遍及一系列示例,而非尝试统一的方式,所述示例涵盖过分简单的理想化电路到更加实际的实施例的范围。

天线阻抗的辐射电阻成分

以阻抗仅包括其辐射电阻的假想天线开始。实际天线总会具有电抗性成分,这将在稍后。图93示出了该理想化天线的等效电路,其连接至电阻为 R_r 的接收器、AC电压源9310和电阻器9312。假定来自某远距辐射源的外加电压源是正弦的,具有RMS (Root Mean Square, 均方根) 振幅 v 。来自该天线的可用功率因此为

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{v^2}{2R} = \frac{v^2}{4R}$$

天线所连接至的接收器为具有电阻 R_r 的接收器。从天线传递至接收器的功率是

$$P_r = \left(\frac{v}{R + R_r} \right)^2 R_r = \frac{v^2}{4R} \frac{4RR_r}{(R + R_r)^2} = P_{av} \frac{4RR_r}{(R + R_r)^2}$$

定义天线的反射系数为

$$\Gamma_A = \frac{R - R_r}{R + R_r}$$

其中已任意地取 R 作为特征天线阻抗。于是

$$1 - |\Gamma_A|^2 = \frac{(R + R_r)^2 - (R - R_r)^2}{(R + R_r)^2} = \frac{4RR_r}{(R + R_r)^2}$$

并因此

$$P_r = P_{av} (1 - |\Gamma_A|^2)$$

这是期望的形式,其示出了由阻抗失配导致的功率损失。

接下来,假设 R_r 负载表示接收器阻抗,并且接收器具有 NF_r 的噪声系数(NF)。则,天线和接收器的总噪声指数于是可表达为

$$NF = 1 + \frac{NF_r - 1}{1 - |\Gamma_r|^2}$$

这基于这样的假定:天线的等效噪声温度为 293^0K 。这清楚地示出,由天线与接收器之间的失配所致的天线-接收器NF膨胀。天线-接收器的优良指数(FOM)可被定义成此NF。这是有意义的,因为天线-接收器的增益是任意的,并且FOM应仅聚焦于接收器利用源于天线的可用功率的能力。注意到,如果接收器的NF是 $NF_r = 1$,使得其未生成内在噪声,则失配将无足轻重。也即,失配仅降低接收器的总信号增益,而未对NF产生贡献。这也说得通,原因在于:带内噪声与来自天线源的信号都作完全相同的处理,且因此失配同样地影响两者。仅当接收器生成额外噪声时,才需要天线匹配。相当于说,如果天线输入的干扰噪声远大于接收器的内在噪声,则不匹配天线的后果不严重。

某些观察在此观点下是合宜的。

如果天线相对于辐射电阻不具有大量电抗成分,比如目前所考虑的简单电阻性模型,则由失配及NF膨胀所致的损失大致适中。考虑 $R = 20$ 且 $R_r = 50$ 的示例。于是

$$|\Gamma_r| = \left| \frac{R_r - R}{R_r + R} \right| = 0.4$$

$$10\log\left(\frac{1}{1-|\Gamma_r|^2}\right)=0.76\text{ dB}$$

当考虑天线的电抗时,由天线失配所致的损失变得更关键。对此情况,必须调整匹配电路的调谐参数,否则NF膨胀将变得非常高。尺寸相对于波长而言较小的天线大体具有高的电抗成分。

如果天线输出处的接收信号的SNR非常高,则较不关心天线失配。然而,如果同一天线被用于发射,则在载波频率相近的假设下,失配是互易的,使得失配对于发射和接收通道都是相同的。发射模式中的失配损失意味着,发射器操作效率低,这会对电池使用及/或射程具有较大影响。

在接收器模式中,期望的天线信号输出基本上包埋在热背景噪声及干扰中。另外,因多路径所致,确切的接收信号强度将高度可变。因此,根据RF信号的观察来估计天线匹配的状况并不实际。在可靠地测量信号结构特征而藉此评估天线匹配的状态前,期望的信号必须降频、滤波并处理。

在发射模式中,可直接基于VSWR(Voltage standing wave ratio,电压驻波比)测量来测量天线的反射系数,VSWR测量的实现基本上直白简单。假设具有一天线,其在近似相同的载波频率下既用于发射也用于接收。于是,原则上,可基于VSWR或发射模式中的某些其它测量来匹配天线,且于是假定相同的匹配由于互易性也适用于接收模式。如果天线足够宽带并且发射与接收信道之间的频率分隔较天线带宽小,则此方法适当。然而,这并非在于这里所作的假设,而是目的是仅基于常规上微弱的接收信号来调谐天线的匹配,以传递从天线到接收器的最佳的能量传递。

利用反向定向耦合器将电抗性天线阻抗成分耦合至谐振ATL

扼要地重述,ATLF包括被耦合至谐振ATL的天线谐振器,所述谐振ATL自配置成负电阻,如图94顶部处所示的。天线谐振器由串联LRC模型表征,其中R代表辐射电阻。负电阻ATL通过反射系数表征,反射系数给定为 $\Gamma_g = G(g)$ 的,表示与由控制g设置的G直接相关。示出了表征天线的串联RLC和具有电容 C_v 的变容二极管。这具有表示为 Γ_A 的等效反射系数。图94示出了天线(串联LRC)9410、负电阻9412、电阻器9414、电感器9416和电容器9418。

不同于包含定向耦合器的ATLn其它实现方式,ATLF的关键在于,定向耦合器是反向的,如图95的小环天线示例中所示的。图95示出了小环天线9510、电容器9512、定向耦合器9514及增益模块9516。这允许天线谐振器到ATLn谐振器的耦合,这对于ATLF的恰当性能是主要的。如果耦合器未反向,则来自ATL的负电阻反射将反馈回到ATL本身中,且不朝向天线。

首先以小环天线作为初始配置,如图95中所示。在此具有串联的变容二极管,其可设置电容以抵消环天线的感抗。增益被布置成缩放模块和反向方向耦合器。操作是,信号作为环天线中的电压源进入。这被增益段放大,增益段表现如同被失配的天线反射回的单端口反射。反向定向耦合器用于阻挡任何来自自由g控制的增益级的反射。

将此耦合至理想化回路,具有给出为如下的总传递函数

$$H = \frac{G}{1 - G\Gamma_A}$$

考虑针对天线的串联LRC模型,其中天线端口阻抗以 z_A 表示并给出为

$$z_A = Ls + \frac{1}{sC} + R$$

反射系数(看入天线端口中)于是给出为

$$\Gamma_A = \frac{z_A - 1}{z_A + 1}$$

在此使用阻抗归一化,使得特征阻抗为1。该反射系数 Γ_A 可表达为

$$\begin{aligned} \Gamma_A &= \frac{Ls + \frac{1}{sC} + R - 1}{Ls + \frac{1}{sC} + R + 1} \\ &= \frac{s^2 + \frac{R-1}{L}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R+1}{L}s + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

该反射系数在图96中被绘成线条9610,针对归一化频率范围 $0.75 < w < 1.25$ 。如预期的, C_v 电容抵消天线电抗,且谐振时的反射系数是负的实数值。

感兴趣的是考虑辐射电阻或导体损失并不随频率变化的任何天线, Γ_A 是恒振幅函数、具有与全通滤波器相似的零极点图。对于该情况的根轨迹如图97中所示。

根轨迹示出了 $R=0.1$ 时典型的Q增强。 $R>1$ 时,需要使用负的G。注意到:

负G且 $|G|>1$ 发生于负电阻在 $-1 < R_g < 0$ 范围中时

正G且 $|G|>1$ 发生于负电阻在 $-\infty < R_g < -1$ 范围中时

注意到,所有阻抗都归一化成特征阻抗。

在此,假定输出取自缩放模块输出。另外,与天线的输入交互作用可由串联电压源表征。塞入一些归一化值 $C=1$ 、 $L=1$ 及 $R=0.1$,得到图97左侧所示 $G<0$ 时的根轨迹。由谐振条件下 $\Gamma_A < 0$ 清楚的是,G必须为负。

该根轨迹显示,存在极点移动的典型ATLn行为且该行为可被控制,其中当 $R<1$ 时闭回路极点跨越jw轴。也即,辐射阻抗小于特征阻抗。如果 $R>1$,则对该电路的可能Q增益存在限制,如图97右侧的根轨迹图所示的。注意到,当 $R>1$ 时,开回路极点实际上在负实轴上,且无谐振。然而,提供反馈的确生成从零至由R限制的某有限值的Q增强。

接下来,考虑使有如下条件的G值时的传递函数

$$G_A = 1 / \min(\text{real}(T)) + .01$$

这提供大约100的闭回路Q。频率响应以线条9810绘于图98顶部处。

通过改变变容器电容 C_v ,可在宽的频率范围上调谐,如同ATL1一样。归一化曲线示出在图98底部处,其中线条9812示出 $C_v=0.8$,线条9814示出 $C_v=1.0$,线条9816示出 $C_v=1.2$,并且线条9818示出 $C_v=1.4$ 。

假定使变容二极管与环天线并联而非串联安设,如图99顶部处的电路中,该电路具有小环天线9910、变容器9912、定向耦合器9914及增益模块9916。唯一改变在于 Γ_A 现在为先前情况的负值,这带来图99底部处带有线条9918的Smith图。

显然,带通响应及Q增强的所有考虑因素都仍与之前相同。唯一改变在于,G为正的

而非负的。也可考虑被调谐的是短偶极天线,如在图100中的。在此,偶极子最好模拟成串联电容器和分流电导,使传导损失以及辐射电阻纳入考虑。安设与之并联的变容器10020,以便为电感器提供一定的调谐范围。图100示出了变容器10010、天线10012、电感器10014、定向耦合器10016及增益模块10018。

在本配置中,从反向定向耦合器看的进入天线中的输入阻抗为

$$Z = sL + \frac{1}{G + s(C_v + C)}$$

图98底部示出了对于归一化变容二极管电容的不同值的、ATLF的传递函数。这通过首先以匹配的L及C_v确定天线的反射系数而算得。然后,将这样的反射系数赋值给理想ATL1:天线反射在所关注的频率范围内的最小的实部再加0.01。这提供在约100范围内的Q。

反射系数如图101中所示以10110绘出,示出与之前相似的行为,但 Γ_A 的幅度稍微更大且并未关于实轴对称。

关注图102中所示的电路,其中变容二极管10210更合乎逻辑地安设在电感器10212后,可惜仅具有非常小的调谐范围。如果变容器与电感器串联,则调谐范围恢复。图102示出了天线10214、定向耦合器10216及增益模块10218。

现在考虑移相器在反馈回路中的组合,如图103中所示。图103示出了天线反射10310、定向耦合器10312、移相器10314及增益级10316。总传递函数可表达为

$$H_F(s) = \frac{1}{1 - G\Gamma_a(s)H_p(s)}$$

该传递函数的分子可根据输出及输入安设位置而变化。现在假定输入是外加到天线中的电流且输出从增益模块的输出取得。现在可考虑组合的极点与零点,且绘出随G变化的闭回路极点,如图104中所示。

这显露出现有的在天线反射与移相器的耦合谐振方面的一些复杂之处。注意到这样的关键结果:主导闭回路极点由移相器而非天线反射决定。 $\Gamma_a(s)$ 的极点不幸运动到实轴,且接着所述极点之一沿着实轴继续行进至右侧平面中,最终将过程不稳定。对于该示例,不稳定的实轴极点出现在Q增强完成前,如图105中所示。

幸亏该电路可利用使极点移动减慢的简单前导电路(lead circuit)稳定:所有必须做的是增加RC前导电路,如图106中所示的。图106示出了电容器10610和电阻器10612。该恢复电路可置于图103回路中的任何位置,且提供稳定的增强。伴随着该电路加入,根轨迹改变成图107的根轨迹,显示主导极点的稳定增强。

现在以谐振器替换移相器,且得到图108及图109中所示的根轨迹图。注意到,在谐振器的情况下具有更简单的响应,原因在于仅主导极点曾经跨越j ω 轴。次要天线极点产生向左运动的根行迹。该替换的主要优点在于:回路稳定,无需另外的补偿。

注意到,现在使本质上为ATL1的配置结构具有些许非期望的回路延迟,所述回路延迟可通过使谐振器去谐来补偿,如以上指出的。此电路示出在图110的顶部处。ATL1中仅有的偏差在于,定向耦合器被不一样地配置且反向,以发送待反射离开天线而非返回到ATL1回路中的反馈信号。图110示出了天线反射11010、反向定向耦合器11012、增益级11014及谐振器11016。

可将此扩展到ALT2电路,也在图110底部处还示出的。图111中示出了基于ATL2的

ATLF的根轨迹。注意到,两个谐振器极点导致朝 $j\omega$ 轴移动的良性主导极点,但也导致在较高频率的伪极点。然而,对于高Q增强,这影响后果很小。谐振器左侧的极点是天线极点,且最后最左边的是模拟回路延迟的全通电路的极点。

最后,为求完整,图212中给出了基于ATL3的ATLF的根轨迹。同样没有问题,其中主导极点以良性方式朝 $j\omega$ 轴移动。然而,在较高频率处同样有恼人的伪通带模式的潜在可能。同样,如果Q增强是高的,则这不应产生问题。

出于校准目的,给定期望的频率,可使天线的变容器以及ATL3的各单独谐振器的电容变化。当适当地调谐时,根轨迹呈现如图213中所示的。重要的是注意到,相当惊人且非显而易见的结果在于,当一切设置无误时,对于ATL3滤波天线的主导极点直接朝 $j\omega$ 轴移动而无寄生通带。此为最小G解法,其可被用于校准,如以上指出的。因此,早先的校准规则保持不变,使得四个变容器可被设置 $\{f_1, f_2, f_3, f_{ant}\}$,使得G将针对受约束的Q增强或带宽被最小化。

ATLn作为负电阻元件

如以上指出的,ATLF的关键要素在于,定向耦合器从正规ATLn配置反向,使得天线耦合至具有可控带宽的ATLn的谐振结构中。当正规的定向耦合器被反向时,这使ATLn表现为负电阻,在输入功率处提供返回增益。当ATLF被以这种方式实现时,对于定向耦合器的需求即消失。这具有高度吸引力,因为以物理上小的L和C在芯片上实现适当的定向耦合器是困难的。因此,本章节中,将采取不同方式来达成ATLF,省去定向耦合器且然后实现在有限带宽上具有增益的反射移相器。这可解读为谐振器、天线及移相器的耦合。这里的目的并非详细的设计而是电路拓扑结构的论述,使得可以往回联系具有ATL1的ATLF。

考虑图95中ATLF电路右侧的反馈增益电路。看入定向耦合器中的反射系数为G。等效阻抗因此给出为

$$G = \frac{z_g - z_o}{z_g + z_o}$$

其中 z_o 是参考或特征阻抗,并且 z_g 是等效输入阻抗。这给出

$$z_g = z_o \frac{1+G}{1-G}$$

在该理想化示例中,G是实数且是正的。因此,当 $G>1$ 时,可以看到, $z_g<0$,其为负电阻。现在考虑图116中所示的等效天线电路,其具有AC电压源11610、电阻器11612及电感器11614,该电路在图116中增加有变容器、电感器及负电阻 z_g 。图116底部处的图解是顶部图解的Thevenin等效电路,其中 v_a 为电压源,其可基于反作用积分由输入EM信号得出。在生成ATLF的带通响应方面,重要之处在于,仅 z_{in} 与 z_g 的交互作用为频率的函数。电流i的约束给出为

$$z_{in}(\omega)i + z_g i = v_a$$

现在考虑在Z平面中画出的 $z_{in}(\omega) + z_g = v_a/i$ 的相量图,如图117中所示。目的在于确定随 ω 变化的ATLF响应。现在,天线的等效电压 v_a 被视为随频率函数变化是不变的。取 $v_a = \text{常数}$,则由图117的相量图推知,当 ω 变化通过谐振点时, v_a/i 必定经历对应的最小值,且因此电流i必定经历最大值。还可看出,随着频率经历谐振点,i的相位必定经历大的改变。|

$z_{in}(\omega_{res}) + z_g$ 的距离越小,则对于给定的 v_a ,谐振越急遽且 $|i(\omega_{res})|$ 越大。由于ATLF的输出与 $i(\omega)$ 成比例,因此推知ATLF响应将具有急遽增强的谐振,如图117底部所图示的。

ATLF的运行时间调谐

如同ATLn,对于给定的输入{期望的Q,期望的中心通带频率},可基于查找表(LUT)条目来设置ATLF的{g,p,f}控制。可基于在电波暗室中的标准化测量来填充LUT。然而,该初始出厂校准仅在天线为固定不变时有用。如果天线换为另一个,或者如果天线阻抗因近场交互作用而改变,LUT条目将出错。为能有帮助,ATLF必须得具有运行时间校准方法。

最大化来自接收器的解调信号的SNR是一种方式:{g,p,f}颤动,使得被处理的输出的SNR被最大化。考虑耦合至ATLF天线中的固定功率数据调制信号。假定ATLF天线的位置及方位保持固定。ATLF的输出被解调,且数据样本的SNR及时地连续计算。假定处理接收器解调器具有它自身的时钟和作为数据解调的内部过程开展的载波同步方案。对于标称SNR,此具有载波及时钟优化的解调功能与ATLF优化相对独立。现在以比接收器的时钟及载波追踪回路更慢的时间常数颤动{g,p,f}控制。结果,可以寻出最佳点并更新LUT。本领域技术人员将选择适当的数值优化算法来使用。通过这种方式,可优化用于数据信号的操作点(载波频率及带宽)的LUT,这优化SNR。注意到,LUT的输入为数据信号的参数,而非本文中用于ATLn的自校准的期望中心频率及带宽。

考虑到过宽的带宽将导致过多的相邻信道噪声进入接收器而过窄的带宽将导致ISI(码间干扰),带宽被适当地设置。

接下来,假设ATLF仍然与静态天线一起是固定不动的,且近场中无改变,但数据信号跳频。然而,已知跳频序列,并因此对于即将发生的数据突发(data burst)利用LUT条目设置ATLF。然而,{f,g,p}被略微颤动到新的值,且注意所得的SNR在突发已被解调后是否已增加或减少。然后可使用梯度算法来针对这些与数据突发关联的特殊参数进行优化。也即,如果基于当前颤动的{f,g,p}测量到的SNR较先前更好,则将LUT条目朝当前的ATLF参数集推进一点。通过这种方式,可缓慢地针对当前的数据调制来优化LUT条目。优化至给定的数据调制基本就足够了,因为ATLF芯片将用于特定的无线应用中且并不预期用于处理多种调制类型。然而,如果意图用于多种调制类型,则LUT可针对每种信号类型来生成及使用。当SNR测量是随机的时,基于颤动的{f,g,p}优化本质上是随机梯度搜寻算法。

接下来,允许天线移动,这意味着多路径环境将改变。然而,这并不意味着天线阻抗将改变。仅当天线改变时,ATLF LUT参数才有需要改变,因为SNR将仍保持在最大。由于多路径将造成衰退动态,于是SNR将从某一突发变化到同一调制信号数据跳频下的下一个突发。因此,SNR的改变更多将是因为多路径的改变而非{f,g,p}的改变。幸运地,仍可使用随机搜寻来寻找最佳{f,g,p}。仅为了避免不稳定,才需要ATLF参数的任何调整以非常小的增量进行。

另一复杂之处在于天线近场环境的改变。示例是智能绷带,其中病患可能偶尔改变姿势或翻身,这影响天线的近场。在这种情况下,天线的阻抗改变,且需要修改LUT的条目。因此,这变成如下两者之间的折中:以合理的响应时间来追踪改变,以及确定最佳{f,g,p}。这类问题有解决办法,且由公众领域中的广泛刊物所涵盖。典型的应用是电缆调制解调器均衡器。

颤动算法是最简单的运行时间校准且基本上是稳健的。然而,存在颤动算法失败

的病态情况。新兴的机器学习算法会是可适用的。算法将随特定应用而显著变化。

ATLF的带宽

可借助着眼于进入天线中的反射系数,来设想ATLF的信号带宽。如先前所做的那样,以串联LRC模型来考虑天线谐振。看入天线中的反射系数以 Γ_A 表示,其给出为

$$\Gamma_A = \frac{s^2 + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{2R}{L}s + \frac{1}{LC}}$$

这以特定阻抗为R作为基础。因此,零极点图具有在 $j\omega$ 上的两个零点和在LHP中的极点。 R/L 的比率越小,极点将越靠近 $j\omega$ 轴。现在,ATLF传递函数将具有以下形式

$$H(s) = Re \left\{ \frac{s \text{ 的某多项式 }}{1 - Ge^{j\phi} \Gamma_A(s)} \right\}$$

其忽略了许多细节,但显示出G的增加将使极点朝 $j\omega$ 轴移动,缩窄带宽以便相称的相位值。

无论根迹线的细节为何,随着 R/L 减小,迹线的起点更加靠近 $j\omega$ 轴,并且频率将越小。注意到,这是对于有效Q抑制的情况,因为会需要较大的带宽:借助ATLF主动反馈增益,可推动极点远离 $j\omega$ 轴、进一步进入LHP中,并降低带宽。

图88示出了Nyquist图与确定带宽及稳定区域的可能性,示出了Nyquist围线8810和 $G=2$ 圆圈8812。注意到,3dB带宽也取决于传递函数的分子,而传递函数的分子并不被视为Nyquist的一部分。随着G增大, $e^{-j\phi}/G$ 的圆圈变得更小,显示出不稳定区域增大和更窄的带宽。因此,对于 $0 < G < 1$,圆圈半径大于1且因此无不稳定。

针对ATLF的优良指数

ATLF的信号品质因子(也可称作优良指数(FOM))解决/反映出接收模式中总体天线对入射电磁(EM)信号的响应良好程度。该FOM会是灵活的,因为可借助ATLF来调适各式天线,且因此被视为可接受或优选的方面可根据特定的设计场景变化。FOM因此必须使天线元件自身的性能与ATLF的性能或换言之ATLF调适特定天线的能力相分离。

天线截获入射EM场中包含的信号且将之转换成传导电功率。天线实施此任务的效能借助辐射电阻被量化,本文中辐射电阻表示为 R_A 。来自天线的可用功率当然取决于作为电压或电流的信号的振幅。在该FOM计算中可忽略确定信号振幅的复杂性,因为这单纯是天线的特性,而非ATLF的特性。因此,可假定在天线端子输出处具有一可用功率,所述可用功率以 P_{av} 表示,给出为

$$P_{av} = \frac{1}{2} I_A^2 R_A$$

其中 I_A 是从天线端子出来的传导电流的RMS位准。另外,也可考虑作为天线端子处的RMS电压的 V_A ,使得可用功率为

$$P_{av} = \frac{1}{2} V_A^2 / R_A$$

递送到接收器的实际功率取决于ATLF的输入阻抗和与ATLF关联的信号增益。然而,该ATLF增益不应是FOM的一部分。反而,重要之处在于,ATLF对可用功率的使用以及由

ATLF贡献了多少噪声。假设 R_F 表示ATLF的输入谐振阻抗。那么,可创建对于ATLF的Norton和Thevenin等效电路,如图118中所示,其示出了电阻器11810和源11812。

ATLF目的在于充分利用可用功率,这在 $R_F=R_A$ 时实现。如果该条件不满足,则一些功率将从ATLF反射,其所基于的反射系数给出为

$$\Gamma_F = \frac{R_F - R_A}{R_F + R_A}$$

当 $R_F \neq R_A$ 时,一部分天线功率被反射回天线中且再被辐射,且因此损失掉。由ATLF吸收的信号功率于是等于

$$P_f = P_{av} (1 - |\Gamma_F|^2)$$

这是期望的形式,其示出了由阻抗失配所致的功率损失。

接下来,假定接收器负载电阻 R_r 代表接收器阻抗,并且接收器具有噪声系数(NF) NF_r 。则天线及接收器的总噪声系数可表达为

$$NF = 1 + \frac{NF_r - 1}{1 - |\Gamma_r|^2}$$

该表达式基于天线的等效噪声温度为293°K的假设。该关系式示出了由天线与接收器之间的失配所致的NF的膨胀。可将天线-接收器的优良指数(FOM)定义为该NF。这是有道理的,因为天线-接收器的增益是任意的而FOM应仅聚焦于接收器利用源自天线的可用功率的能力。注意到,如果接收器的 NF_r 使得其未生成内在噪声,则天线失配将无足轻重。也即,失配仅降低接收器的总信号增益,但不会对NF产生贡献。这也是说得通的,因为带内噪声与来自天线源的信号都作完全相同的处理且因此失配同等地影响两者。仅当接收器生成额外噪声时,才需要天线匹配。相当于说,如果天线输入的干扰噪声远大于接收器的内在噪声,则使天线失配的后果不严重。

作为负电阻的ATLF(如以上论述的)生成额外的无关热噪声,这以到ATLF负电阻模块的输入处的等同噪声源代表,所述等同噪声源通过ATLF的表示为 NF_{ATLF} 的噪声指数表征。总ATLF的NF定义为

$$NF_{ATLF} \triangleq \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$

其中 SNR_{in} 是与天线可用功率输出相关的SNR,且 SNR_{out} 是ATLF输出处的SNR,假定在谐振频率下作此估计。

假设天线在室温下经历黑体热辐射,且天线端子处的传导噪声频谱密度以 η_A 代表。同样地,ATLF负电阻具有等效输入噪声密度 η_F 。于是有

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{\frac{1}{\eta_A}}{\frac{(1-|\Gamma_F|^2)}{\eta_A + \eta_F}} \\
 &= \frac{\eta_A + \eta_F}{\eta_A} \frac{1}{1-|\Gamma_F|^2} \\
 &= F_F \left(\frac{1}{1-|\Gamma_F|^2} \right)
 \end{aligned}$$

其中,将ATLF负电阻的NF写出为

$$F_F = 1 + \frac{\eta_F}{\eta_A}$$

综上所述,以F表示的ATLF总NF是用于ATLF(F_F)中的负电阻的NF与惩罚项 $(1-|\Gamma_F|^2)^{-1}$ 的乘积,其捕获/表现出ATLF吸收可用天线输出信号功率的良好程度。

NF作为FOM的使用是合理的,因为NF捕获/表现出ATLF吸收天线信号及将之传递给增益级的良好程度。这可与常规布置结构进行比较,其中匹配电路表现出在期望频率范围上的组成部分损失及失配。NF还示出由ATLF的失配、尤其是由天线辐射电阻与作为负电阻使用的主动电子器件之间的失配导致的等效噪声膨胀。确定该阻抗是微妙的点,因为似乎由于负电阻而 $|\Gamma_F| > 1$ 。

考虑如图119中所示的负电阻器件的等效电路,其中来自天线的输入信号耦合至4端口定向耦合器中。图119示出了4端口定向耦合器11910、增益11912、电阻器11914、接地1196和移相器11918。该耦合器的输出经放大及移相并被发送回耦合器中。假定高比率耦合器,使得端口对{1,2}成对{3,4}强耦合。假定G充分高,使得从端口1到增益G且经由端口3回到端口1的路径具有增益。然后,在端口1处具有负电阻的等效,假设正确地设置移相器以补偿混合耦合器的90度偏移。尽管有任何频率相依性,然而清楚的是,在谐振频率下,由 R_A 与图119中的电路的特征阻抗的失配导致的端口1处的信号反射将引起与以下因子相关的信号损失

$$(1-|\Gamma_F|^2)^{-1}$$

在负电阻晶体管器件方面,可考虑在窄带上操作的相似等效电路。因此, $(1-|\Gamma_F|^2)^{-1}$ 项代表原本可用于影响晶体管信号流的比例信号损失。

$(1-|\Gamma_F|^2)^{-1}$ 的超量损失因子是重要的,但相对于其它损失机制及噪声源代表的是适度/较小的损失。作为示例,考虑这样的不良匹配的天线,其中 $R_A = 10\text{ohm}$ 且 $R_F = 50\text{ohm}$,对此, $10\log_{10}(1-|\Gamma_F|^2) = -0.9\text{dB}$ 表示在NF方面的约1dB的适度/较小的增量。因失配而由电抗成分产生的NF会大得多。

ATLF配置

ATLF的主要实现问题因此在于谐振器耦合。为此,可能可开发出各式电路配置,其中一些被按类别排布并示出在图120的框图中:

A示出了从天线12010至ATLn 12012的直接连接,其中ATLn提供频率可调谐性及Q调整,但未提供到天线12010的耦合。

B示出了LNA 12014,其用作使天线子电路与ATLn滤波器去耦的主动隔离器。如果天线12010在关注的频带上未匹配至特征阻抗,则它将无法有效地耦合到ATL1 12012中。因此,B包含匹配网络12016和LNA 12014。

C示出了小天线12010,其可被建模成LRC电路,其中变容器12018调节有效天线电容。这将改变天线谐振,使天线在操作频带上部分地匹配至ATL1谐振器12020。

D与C相同、但具有ATL1 12020和ATLn 12012的级联。第一ATL1与天线12010交互作用,并且是具有变容器12018的较低Q电路。具有该电路的理由是为了进行Q的部分增强、形成可被第二ATLn进一步增强的主导极点对。此方法可使调适更多种类的天线变得更简单。

E示出了对于ATLF实现方式的可控负电阻解决方案,该方案通过经配置的ATLn(稍后论述)提供。E示出了天线12010、谐振器12022、移相器12024和负阻抗12026。

F示出了基于片外定向耦合器的ATLF实现方式。F示出了天线12010、耦合器12028和缩放、谐振器及相位模块12030。

G与F相似,但显示移相器可被移除并以三个谐振器12022替代,所述三个谐振器在稍微去谐的情况下将提供相位校正的合适范围,如以上论述的。G示出了天线12010、耦合器12028和缩放模块12032。

H示出了包含有特殊化天线12010的ATLF,所述特殊化天线包括辐射元件12034和集成定向耦合器12036,提供了一种双端口天线,所述天线可连接至F和G的变体。因此,缩放、相位及谐振器如图所示在模块12030中。

其它实现方式也是可行的,其中所选择的实现方式会受到系统级参数及性能目标的影响。

ATLF校准

所将描述的是一种方式,可通过该方式基于以下原理设置使ATLn性能适于目标应用的控制电压:在该示例中,因此,对于ATL1,可存在3个这样的LUT,而对于ATL3,可存在9个LUT。

以下是各种考虑因素的论述,所述考虑因素可能与任何特定的实现方式相关或不相关。

现在将讲述单个ATL1核心组件的校准和稳定化的示例。图32呈现了一电路,其具有内置用于校准及稳定化ATL1模块7502响应目的的处理。

微处理器7504(常规为系统资源)通过被实现为脉冲宽度调制(PWM)电路7506的DAC且基于来自温度传感器7508的读数,来调整对于ATL1 7502的频率和Q的控制。该微处理器驱动ATL1 7502至自振荡开始。借助由晶体基准7505生成的频率合成器信号及频率合成器7507在模块7510中对该自振荡的频率作降频转换,所述频率合成器也通过微处理器7504设置。计频器7509或其它测量器具确定降频转换后的信号的频率。通过这种方式,可以确定ATL1核心组件的谐振频率。另外,还设有功率检测器7512和ADC模块7514,所述两者可估计出振荡信号在ATL1 7502输出处的增大速率。微处理器7504评估功率的该指数上升,且据此确定ATL1 7502的闭回路极点所在。目前,该闭回路极点将正位于 $j\omega$ 轴的右边。如果Q增强略微减小,那么自振荡将在高的准确度上以相同频率继续,但将开始以指数形式衰减。现

在,极点位于左侧,尽管ATL1校准随时间推移是稳定的、主要基于环境温度变化,然而它可能并不是,如将看出的,ATLF的校准将依靠有目的地转变成ATLF的振荡条件。倚助于这样的事实:跨越Nyquist轨迹的外包围导致不稳定。复变量理论提供与本上下文中相关的关于稳定性的两个观点。

根据复变量理论的开回路传递函数的稳定性

得自复变量理论的第一个结果是,开回路传递函数本身稳定,且在右侧平面内无极点。只要部件无条件稳定,此即成立。在所具有的架构中,假定谐振器和增益模块稳定,这对于谐振器无疑是成立的,因为这些谐振器是无主动增益的被动子电路。增益模块可假定为绝对稳定,且因此也适格。然而如果增益模块基于并非无条件稳定的晶体管配置,则会出现状况,并且当其它回路部件的阻抗稍微改变时,可以看到,极点在右侧平面中蠕升,这改变Nyquist稳定性判据。这是可以避免或最小化的设计问题。然而,ATLF的负电阻实现方式多一点挑战之处在于,增益模块确实并非无条件稳定的。会容易地出现这样的状况:来自谐振器或移相器和负电阻的反射将在正常操作带外的极点推到右侧平面中。这可能是远低于或高于谐振器带宽的频率,其中反射系数接近于1。这需通过缜密的设计来加以避免,设计确保1)没有开回路极点在右侧平面中,及2)设计时排除潜在可能的极点。

根据复变量理论的解析连续性

得自所依据的复变量理论的另一结果是解析连续性。这说的是,在外包围内的任何点都是不稳定的。这是确定导致边际稳定(稳定的边界点)的(f,g)点给出所述Nyquist轨迹部分的原因。因此,可在g控制方面超过边界任意量而仍处在不稳定的区域中。对立面是,在此边界外将具有严格稳定的行为。

这另外透露的是,与Nyquist相距短距离的操作点具有可预测的固有模式:在稳定区域中指数衰减,而在不稳定区域中指数增长。有用之处在于,该增长或衰减的系数与同Nyquist围线的偏斜距离成比例。这就好像取s平面并使之变形、使得jw轴与外Nyquist围线共形一样。这允许准确地预测g和f的变化将如何影响Q。这被图示在图92中。该连续性性质使校准和追踪平滑且可行。图92示出了稳定区域9210、不稳定区域9212、具有相同指数衰减的点的轨迹9214、具有相同指数增长的点的轨迹9216以及外Nyquist围线9218。

一项有趣的特性是,Nyquist轨迹可具有小的回环,这些回环似乎为天线近场中的天线反射所致。这些回环总是进入不稳定区域的内部中,如图128中图示的。这的原因是,在频率增加时,Nyquist轨迹(针对可实现的稳定开回路相应)的相量总是沿着顺时针方向。另外,来自散射点的反射也是同样沿顺时针方向旋转的、旋转更快许多的相量。概略地说,可看到,仅朝内取向的回环是可能的。这意味着近场散射将导致可调谐频率中的缺口。然而,由于回环不会长在外侧,因此这有助于稳定性,因为回环不会突然地使ATLF不稳定。这被图示在图129中。

ATLF的校准

单个频率ATLF校准程序

以下给出在单个频率操作下用于ATLF校准的程序的示例,假定先前未作过校准。其它程序也是可行的。

设置 $f=1$,因为这将使谐振器大略处于调谐带的中间

增大g,直至RF检测器指示振荡模式,且超过该点一些

变化 f ,直至基带检测器也亮起位置。现在处于正确的频率下。

减小 g ,直到基带检测器熄灭为止。如果RF检测器在同一点熄灭,则ATLF针对该频率正确调谐。如果RF检测器仍亮着、显示振荡模式,则频率已因增益模块离开饱和而偏移。为处理此,移动 f 使得基带检测器再次点亮。当RF检测器和基带检测器同时亮起及熄灭时,将为正确的调谐。

假定已准确知道 $G(g)$ 的形状,但并非绝对地知道 $G(g)$ 。然而,当RF检测器和基带检测器两者同时从工作状态变成熄灭状态时,这时候, $G(g)=1$ 被确定。根据 $G(g)$ 的形状知道 $\frac{\partial G(g)}{\partial g}$,且之后可基本根据所需的 Q 来设置 g 。如果Nyquist轨迹与实轴大致垂直,则 Q 近似为

$$Q \approx \frac{1}{1-G(g)}$$

根据所需的 g 改变及已知的 $\frac{\partial G(g)}{\partial g}$ 来表示 Q ,可得出

$$Q \approx \frac{1}{\Delta g \frac{\partial G(g)}{\partial g}}$$

使得可解出所需的 g 改变为

$$\Delta g = \frac{1}{Q \frac{\partial G(g)}{\partial g}}$$

一旦已完成设定且接收器恰当地运作,LUT即可填入给定期望频率下的Nyquist轨迹边界值、以及可提供期望 Q 的 g 。

操作期间,可使用信号噪声比(SNR)来追踪 g 及 f 值的任何改变。针对静态天线及固定多路径情况两者,由于仅需要沿 g 及 f 可变方向的梯度,因此这是直接且简单的。藉使 g 及 f 颤动微小量,可数值地确定梯度。

在可变多路径及/或可变天线阻抗的情况下,由于SNR随机地波动,而使这更为困难。如果多路径及天线阻抗缓慢地改变,则可假定其为准静态,在此情况下可于特征改变前完成SNR最陡上升例程的迭代。如此,恒追踪到优化点所需的 $g(t)$ 及 $f(t)$ 值。如果波动相对于测量SNR所需的时间呈缓慢,则可能有数次最陡下降的迭代,且可收敛或紧紧追踪。

多频率ATLF校准程序

如果跳频方案正由信道使用,则优选利用ATLF校准频率集合中的每个频率。如此,可提供针对 f 及 g 的设置向量,其是随跳频而变化。某一校准程序可对每个跳频校准,如同这些跳频为单一频率。然而,也可使用其它更有效率的程序。

显著的改良是依序校准数个频率,且意识到从比如一较低跳频到次一个较高跳频的 f 及 g 改变非常小。因此,先前频率校准的输出是次一较高频率的初始推测。

因此将明白, g (频率)及 f (频率)的参数曲线相当地平滑。可使用样条内插法来组合校准数据。这更可用于追踪。在追踪时,再次使用SNR。问题在于,可用于ATLF收发器的SNR在多路径的区域中是高度频率相依。因此,颤动仅在比较特定频率时合理可行。这意指数值梯度颤动计算必须等待,直到特定频率出现。如果多路径的时间变化较SNR优化的收敛时间

快速,则需展开ATLF的带宽,使得有更多SNR数据。由于ATLF仅在一段调谐范围、而非个别频率上提供最佳匹配,因此这是折衷。在此采用的创新是对该匹配在多大频率段上及主动追踪多少频率段的选择。

如果多路径的频率迅速改变,则此归类将无法起适当作用。总结来说,针对分享SNR数据样本而言,较佳地在多路径信道的相关带宽上进行归类跳频,及最陡下降算法较佳地在信道的相干时间内收敛。然而,这似乎相当局限,即优化算法仅必须跟上基于温度、供应电压及老化所致的天线阻抗改变及ATLF中某些缓慢改变。因此,可十分缓慢地对最终LUT作改变。不过,有ATLF无法适当地校准及调谐的例子,比如当传感器天线不断地经受快速改变及严重近场散射的情况。

初始ATLF校准、撷取及追踪阶段

在ATLF的一个实施例中,方便考虑三个状态:

初始校准阶段:ATLF首先在装设天线后启动,该天线被连附且在外壳中,该外壳具有在适当位置的所有天线盖等等。LUT仅填入配置数据,比如

此为单一频率或跳频应用

何时唤醒

何时开始校准

何时撷取等等

如果为单一频率运用,则仅针对该单一频率展开校准。将使用自振荡模式来确定Nyquist边界点。可进行数次记录温度,同时开始温度相关参数的估计。接着休眠,且当启动撷取阶段的时间已到时唤醒。

针对多频传感器,除了稍早所述的每个跳频以外,校准依相同方式进行。假定试运转提供程序以依有效率的方式处理校准,比如使用样条拟合而非独立地进行每个频率。

撷取阶段:传感器唤醒及启动撷取阶段。时间信息可能不精确,因此等待基于LUT的特定频率的封包抵达。可选用地,进行自校准步骤以微调天线中心频率的位置及带宽。由于ATLF可能不具有准确的时间信息,因此将使接收器畅通且等待特定频率的数据包。当该封包抵达时,将有信息来准确地设置时钟,以用于下一封包及预期的跳跃序列的下一载波频率。在第一个封包结束与次一封包开始的时间之间,如果有需要时可选择性地自校准。可选用地自校准多次,直到LUT准确。如果未作最佳地配置,则撷取阶段可能消耗不相称的能量。无论如何,一旦LUT条目准确且接收性能达最佳,则结束撷取模式。

追踪阶段:在完成撷取时,不再需要基于自振荡的自校准,且可进入追踪模式。这意味着仅接收期间的SNR用于ATLF的微调。SNR调谐非常低功率,但当使用随机梯度方法时,需要一连串的数据包。此类随机梯度测定需要颤动,该颤动确实将导致ATLF调谐略微降级。如已论述的,如果相关带宽或相关时间过短,则SNR梯度估计变得不太可靠且噪杂,及追踪模式不再运作。在此情形下,必须回复到撷取模式,且依靠自振荡来控制ATLF及使其备妥以用于下一封包。损失在于,撷取较追踪模式消耗更多功率。

次最佳追踪模式

如果追踪模式因相干带宽或相干时间过短而失去作用且撷取耗费过多能量,则一种选择是控制带宽,以提供在数段跳频带上可接受的平均结果。也即,可将跳频带归类成两或三段,而不对每个特定跳频封包重新调谐ATLF。ATLF可使用较宽的带宽。现在,由于一类

跳频的封包较个别频率的更常出现,因此有远较多的数据可用。因此,折衷变体的追踪模式将再次运作。

作为传感器总体试运转的一部分,用于此四模式之间转变的规则及临界值将归入LUT配置中。

上述的阶段及模式是作为示例,且本领域技术人员一旦彻底了解此中论述的设计原理,即可进行修改、替换、或与其它阶段及模式结合。

ATL_n及ATLF的运行时间校准

接下来,考虑运行时间校准。可有多种方式达成此校准。在以上示例的无线传感器应用中,间歇地使用遥测链路,且因此有相当大比例的时间可作ATL_n及ATLF自校准。可专门调整自校准以适合应用的特性。

作为示例,考虑智能绷带应用,其中收发器芯片大约每秒钟唤醒、以某一特定频率传送数据包、及返回休眠。如果ATL1b用于模式3中(图150)来作发射,则模式4(图151)可在发射前运行数毫秒,基于使用ATL1a作为设置成发射频率的VC0,来精确地设定对于ATL1b的控制电压。接着,恰在发射发生前,ATLF重新配置成模式3(图150),其中ATL1b的频率被精确地调谐。一般也将需要一接收模式,以关于a)发射什么、及b)何时发射、及c)在哪一频道上,控制绷带传感器。通常为节省功率,接收器基于所使用的无线遥测协议而在预定时间唤醒。在接收模式时期前,配置模式4(图151),且ATL1b是被设定在预期接收频率的VC0。ATL1a的控制将颤动,以确保通带正确地定心且具有正确频率。可同时校正ATL1b中的频率误差。

此间歇运行时间校准并非得连续不断进行,而是仅以周期性为基础进行。争议在于校准将耗费额外电池能量,这也需减到最少。每次校准测定完成时,可利用新信息来锻炼LUT。因此,ATL_n及ATLF保持在已自校准且最新。

另一校准模式在于,ATL1a及/或ATL1b连续不断地调整以适应优化接收器性能,这仅在接收器模式中进行。根据基带处理,普遍将有一些信号质量测量的效用。这或许可为一些计时相位追踪回路将通信信号最佳解调的结果。控制电压可颤动,以将该解调程序优化。

ATLF自校准总结

如上述的,ATLF的自校准可在电路建构后首次启动时发生。这可为出厂校准的一部分,或最终用户可执行此以作为初始化程序。在运行时间期间,也可依需求继续ATL_n的校准:

更换查找表(LUT)中的校准系数,或

随天线环境改变、电路温度改变、或比如老化等其它效应而动态地调节所述系数。

因此,ATLF将调整以适应嵌入环境。这在比如无线传感器绷带当病患运动而改变天线的近场、或病患的皮肤阻抗改变的情况下非常重要。

可为ATLF自校准程序输出的谐振匹配将同时达成数个目的:

如以上论述的免除匹配部件。这不仅因不需匹配部件而减少零件数,也消除与更一般性阻抗匹配相关联的损失。简言之,天线结构的谐振被吸收入ATL_n中,该ATL_n经历自校准程序,从而将天线子系统性能优化。

将损失减到最小,该损失是在:

天线辐射功率与供应至天线的发射功率之间,或

入射电磁(EM)信号的可用功率与进入接收器处理的传导接收信号之间。

在可动态改变的指定带宽及中心频率上达成优化。也即,跨越整个ATLn调谐带宽,将ATLn与ATLF的谐振匹配优化。

此ATLF优化并非可藉少量离散匹配部件达成的任何最佳拟合匹配的折衷。这将因调谐带宽增加且瞬时通道带宽减小而变得重要。例如,如果调谐超过10%的带宽,但无线通信通道超过0.1%的带宽,则不在10%带宽上折衷调谐,而自动地将ATLF优化,以在全部10%调谐范围上对每0.1%带宽增量进行最佳匹配。

ATF的控制

以下是在基于ATL的电路的背景下,描述ATLF控制的说明。该论述可转化至其它具体实施例,而这取决于这些具体实施例的最终配置。

为了解ATLF的控制构想,ATLF的技术概述准备就绪。此概述包含:

可变模拟带通滤波器,其频率可同时地且独立地调谐且带宽可调 (ALT);

电路 (ATLF),用于共轭天线阻抗匹配,其以ATL垂直集成为基础;

控制且优化ATLF电路,以确保在天线阻抗于数分钟内相当程度地稳定不变的应用中,将最大可用天线能量传递至收发器,及从初始阻抗值缓慢地变化至新阻抗值。

由此知识,将描述用于控制ATLF电路的电路及方法,以用在天线阻抗迅速改变的应用。

以上已论述ATLn的控制。ATLF与ATLn在控制方面的主要差异在于,ATLn的输入端口阻抗假定为设计的实数值,使得控制无需对付未知的时变阻抗。另一方面,ATLF具有针对天线而言的未知端口阻抗。更,天线阻抗可当近场中的散射物体改变时,随时间显著波动。

如上述的,针对ATLn,可行的是,考虑校准查找表 (LUT) 用于粗控制,且使用SNR测量来作微控制。LUT基本上是关于控制电压定大小规模,所述控制电压具有用于温度、供应电压测定、部件老化等变化的补偿电位。

非模型化参数,比如随时间推移的缓慢分量漂移的容差等,可藉SNR优化来操纵。本质上,LUT中可储存的信息愈多,运行时间控制需进行的微调谐愈少。LUT可建立为初始校准程序,或在运行时间期间先验开发。不论程序为何,当校准成熟时,由于LUT变得更准确,对运行时间控制的重视变得愈不具关键性。校准可被视为一种型式的监督式学习,其用于训练的标记数据是通信处理的输出。在运行时间期间,藉LUT粗设置后,将SNR最大化的目的可驱动控制。来自该对LUT控制作微调整的程序的反饋被用于随着时间对LUT作锻炼调整。

ALTF遵循与ALTN类似的策略,其中LUT用于粗调谐,且SNR优化用于运行时间微调。然而,不同的处在于,ALTF必须对付未知且时间波动的天线端口阻抗。近场散射对象影响天线阻抗,导致三种极其不同的ATLF控制情况。现在说明这些静态、准静态及动态天线阻抗情况。

静态天线阻抗:考虑气候受控环境中安装于某设备上的一传感器,其中散射物体无进入天线近场的机会。在此情况下,天线环境呈静态,且天线阻抗呈静态。因此,从具有静态输入及输出端口阻抗的ATLn控制的控制观点,此为相同的情境。在此情况下,可随着时间预校准或建立ATLF的LUT。最终仅LUT的非模型化组成部分必须基于SNR优化程序追踪。例如,如果LUT不具有用于温度波动的准备,则ATLF控制将追踪缓慢的变化。请注意,可发生于静态传感器与读取器之间的多路径频率选择性,将因移动读取器的影响从移动的散射物体的角度而言无足轻重,而不致影响天线阻抗。

准静态天线阻抗:考虑该安装于某户外设备的传感器经受可影响天线阻抗的较大温度及湿度改变。一种控制方法是建立更高维度的LUT,其将这些环境影响列入考虑。假定一充分详尽的LUT,则与静态情况相较将无差异。然而,如果校准更高维度的LUT不切实际,则需要某些运行时间控制追踪。无论如何,仍必须建立、且随时间改良LUT。

动态天线阻抗:此情境中,天线阻抗可在短时间间隔(几分之一秒)内显著地(10%或更多)改变,这意味着控制系统将必须跟上该速率。LUT可用于某些初始粗设置,但追踪天线阻抗是达成任何可观Q增强(带宽缩窄)的关键。示例可为智能绷带,其中病患运动导致天线阻抗可能显著变化。如果对待解调信号所知甚少,则仅SNR可用于优化。如果已知信号结构,则可实现更大效力的优化处理,以更快速且更稳健地进行优化。然而,此更详尽的处理需要能量。因此有一特点,其中藉ATLF更加优化调谐所节省的能量较处理所需额外能量增量所致的偏差更多。

为使ATLF在任何此等情况下都成功,需要具有一机制,用于:

在初始时建立LUT以容许ATLF运作;

随时间对LUT进行运行时间调整;及

ATLF的迅速运行时间调谐。

静态天线阻抗情况下的ATLF的一主要特征在于,一旦装设天线及比如一传感器时,可完全自校准。例如,可使管线传感器安装简单如同将封装外的传感器置于管路上且启动后随之开始自校准算法来建立LUT。当LUT符合要求后,即可用于服务。用于检测再校准需求(如果运行时间SNR优化不足以追踪、或优化已跟不上追踪)的机制是控制算法的一部分,使得如果必要时,该传感器恒可回到初始自校准模式。

明显地,在此不可能描述每个可想到的传感器装置、试运转以及必要算法的使用。反而,将聚焦于需要内置的校准工具。这与手机收发器芯片类似。手机收发器芯片主要包括与关联的软件驱动器一同执行不同功能的硬件处理模块。智能手机设计者因此必须制作“主程序”,且呼叫子例程来唤起硬件处理模块,以最终应用目标作为目标。该集成并非平凡任务,且其中将发生功率消耗最小化。有多项需由系统设计者应付的与应用特定相关的难题,一些这类难题包含:

设定关于初始化ATLF校准应持续多久的参数

指明LUT在释出给运行时间前所需的精度

容许运行时间校准反馈数据影响LUT数值多少

是否应随时间改变

ATLF是否应周期性地进入再校准以更稳健

因此,目的是开发及描述基本的建构模块。

可变天线阻抗的效应

Nyquist轨迹是形象化ATLF机制的核心。如以上论述的,具有 $H_{OL}(s)$ 作为谐振器的开回路响应且其中 $s = j\omega$ 是复数频率、天线反射系数 Γ_a 以及任何回路寄生效应比如传送延迟及增益模块的相移。从开回路分离出的是纯实数值的增益 G ,其为以 g 表示的增益控制参数和以 p 表示的极性控制的非线性但单调函数。另外, G 是与频率独立无关。因此,假定 $H_{OL}(s)$ 的因子分解为

$$H_{OL}(s|g,p,f) = G(g,p)H(s|g,p,f)$$

除此以外,具有频率控制 f ,其影响回路中谐振器的变容二极管。通常,谐振频率将为 f 的非线性但单调增加函数。函数 $H(s)$ 以参数 g 、 p 和 f 为条件,而 $H(s|g,p,f)$ 是一旦 $G(g,p)$ 的纯实数值增益已分解后,开回路响应所余留的。请注意 $G(g,p)$ 的表示法已明白指出,此实数增益并非频率 s 也非频率控制 f 的函数。此外,假定极性控制具有两个布尔值0与1其中之一,使得

$$G(g,p=0) < 0$$

$$G(g,p=1) > 0$$

$$G(g,p=0) = -G(g,p=1)$$

当然,此因子分解不完全,但请注意,如果 $H(s|g,p,f)$ 包含 g 及 p 的相依性,则可分离出 $G(g,p)$ 作为与频率独立无关的实数增益。为继续进行,需要近似

$$H_{OL}(s|g,p,f) \approx G(g,p)H(s|f)$$

在本近似因子分解中,可顾及增益模块的频率可变性,但并非频率变化如何随 p 或 q 改变。尽管近似到一阶是合理的,然将需要理解含义。

因子分解的动机在于,其导致清晰的Nyquist图,可在其中提取出基本行为。考虑图130作为初始介绍,其中左侧围线表示当系统校准时的Nyquist轨迹,且黑圆点指示ATLF带通的期望中心频率的Nyquist轨迹上的频率点。图130显示校准时的Nyquist轨迹13010、操作点13012、期望的中心频率13014、天线阻抗变化后的操作中心频率13016以及实际操作时的Nyquist轨迹13018。绿色的点代表操作点,其本质上为 $1/G$ 且以 g 和 p 的设置为基础。如上述的,操作点是以判据为基础。必须处在Nyquist轨迹的外包围圈外侧以达到稳定。愈接近Nyquist图, Q 增强愈高。在负实轴段上,当 g 增加时,操作点移向右侧更接近原点。同样地,对于正实轴段上的操作点,当 g 增加时,操作点移向左侧,变得更接近原点。最终, g 将足够大,使得操作点将跨越Nyquist轨迹,此为无限 Q 增益的点,且也为不稳定的点。

现在考虑天线阻抗的微小改变(或其它效应),其导致Nyquist轨迹向图130右侧围线的中适度偏移。另外,期望的操作频率也有偏移。此Nyquist轨迹的偏移导致通带特征的改变,这可概略描绘如图131中所示的,其中 Q 增益已显著下降,且通带失准。图131显示出期望的中心频率13110、以期望的频率为中心的频率响应13112以及失配的频率响应13114。

更差的情境为,天线阻抗的改变使ATLF变得不稳定,如图132中图示的。图132显示出实际操作时的Nyquist轨迹13210、初始校准时的Nyquist轨迹13212、初始操作点13214、初始操作点13214以及操作中的新操作点13216。如图示的,图132的左侧围线向左侧偏移,使得Nyquist围线包围操作点。现在ATLF变得不稳定,且因此开始以一频率振荡,此频率通常与期望信号的频率独立无关。藉由足够的 Q 增强,操作点将相对较接近Nyquist轨迹,使得恒有因天线阻抗微扰而振荡的机会。由此Nyquist图形象化,可清楚说明ATLF控制算法的目的。

ATLF控制算法目的:保持操作点与Nyquist围线相距固定距离,且保持Nyquist轨迹的期望频率点使其与实轴上的截取点一致。

由无抗天线及可控制延迟回路组成的理想化ATLF

首先假定天线是真实无电抗:ATLF是可控制的纯延迟,以提供适当的相移。因此,具有

$$H_{OL}(s|g,f) = G(g)H(s) = G(g)re^{-j\omega T(f)}$$

其中,延迟 T 随 f 增加而单调递减。Nyquist轨迹是圆圈,其中 $G(g)r$ 为半径。因此,一旦涉及半径时,将有重复的详细说明。已知振荡将当 $G(g)r \geq 1$ 在某频率下发生。实际上,由于振荡振幅将增加且增益模块将开始饱和,因此 $G(g)r$ 不会超过1。为了控制,将假定已确切知道可造成 $G(g)r=1$ 的 g 的位准。也充分准确地获知函数 $G(g)$ 的形状,但非缩放偏差。可由芯片设计得知形状差距在数个百分比内,这已足够准确。然而,由于缩放在高度 Q 增强稳定状态与不稳定振荡之间仅有微小差异,因此必须准确地知道缩放。因此,仅通过振荡来得知该缩放。为简化控制,武断地假定 r 确切地为1,且任何差异都并于 G 中。现在可经由校准特意地缩放 G ,使得针对恰起始振荡状态的 g 值,正好 $G(g)=1$ 。因此,当 $G(g)$ 的形状已知,则具有充分特性化的回路增益。

接下来,需要将 $T(f)$ 特性化。如同 $G(g)$,合理地假定已知 $T(f)$ 的形状,差距在数个百分比内,但缩放并非充分准确。然而,已知当振荡发生时,原则上可相对于时钟晶体时间准确地测量频率。因此,将藉以下含糊可能性,给定振荡频率

$$\omega T(f) = 2n\pi \quad n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

在仅由纯延迟组成的此理想性ATLF中,频率无限集合中的全部都是可能的。然而,实际的ATLF合理地在期望的调谐范围上将仅具有充分的开回路响应。因此,将假定仅一个频率分量有效。如果跟随ATLF的基带处理已足够,则可以想象可能的宽带宽型傅立叶基分析,其中可在降频转换后直接观测振荡频率。然而,这无法与被视为基于ATLF的网络传感器应用所固有的非常低功率的处理相符。合适电路可为二极管功率检测电路,如图133中所示的。

在此具有RF二极管功率检测器,其直接跟随ATLF之后,充分地宽带以检测ATLF调谐范围内的任何振荡。模拟数字转换器(ADC)可为简单的一位临界比较器。该检测器是宽带的,但并非必须快速响应,且因此该具有ADC的检测器电路将消耗非常少的功率。ATLF输出典型地将降频转换,以作进一步基带信号处理,而解调与解码信号。这可为零IF、近IF、或在转换成基带前配有全IF级。要紧的仅在于,基带信号功率检测器之前有一低通滤波器(LPF)。再一次,图133的该检测器是带有ADC的简单二极管检测器,其可相对较缓慢且如一位比较器一般简单地采样输出。请注意,此也为非常低功率且低复杂性的检测器。图133显示ATLF 13310、降频转换13312、LPF 13314、基带信号功率检测器13316、ADC 13318、RF功率检测器13320、ADC 13322、基准晶体13324以及LO合成器13326。

RF检测器容许确定振荡的发作且提供对满足 $G(g)=1$ 的 g 的准确评估。控制 f 可变化,直到基带检测器亮起。到那时,具有可满足基带的近零频率处振荡频率条件的 f 。请注意, f 无需极其精确。如果ATLF带通定心于比如20%的基带带宽内即足够。因此,基带检测器之前的低通滤波器可为总体基带带宽的20%带宽。

在仅使用某一频率的无线传感器网络中,合成器固定且仅ATLF的某一频率需准确校准是合理的。传感器将得知,下一封包何时从访问节点(AN)前来或其发射时槽。可由时钟晶体时间对此作估计。可建立程序,以恰在主动收发器时槽(TTS)之前进行快速调谐丛发。在ATLF操作的背景下,在此定义TTS为建立于AN与传感器之间的通信所在的时槽。典型地,这需承担双向通信,其中ATLF调谐至即将到来的封包的预期载波频率,且选择适合于此的带宽。因此,该封包具有重传部,其中ATLF对重传的信号施加编码相位调制。对此的变型为,传感器对特殊封包仅处于接收模式,且在该重传部中切断。另一选择在于,ATLF被驱入正确

频率下的振荡模式中及自主地发射,且并非以从AN接收封包为基础。请注意,此自主模式是可能的,但需要先谨慎校准来正确地设置发射载波频率。TTS模式的更详细说明将包含于协议文件中。

在任何情况下,当ATLF正从AN接收数据包时,可藉某种形式的SNR度量来建立正确调谐的确认,其为数字解调的辅助输出且因此并非外加复杂性需求的额外ATLF。

在更典型的跳频方案中,可遍及预定的频率集合实施校准。可选择不同方案来校准。请注意,满足 $G(g) = 1$ 以进行振荡所需的 g 是一近似,且典型地也有 f 相依性。针对此处初始示例中基于纯延迟的ATLF,并无频率相依性。然而,在将说明的更实际的实现方式中,将使得具有 $G(g, f) = 1$,而这是在跳频序列的每个频率下都需符合的。

如果跳频带宽相对较小,则很可能足以校准仅频带的两极端边缘,且因此假定线性内插法足够准确。如果不足够,则可能以三个校准频率关于 f 及 g 作二次抛物线曲线拟合。许多选择都是可能的。可具有 $N > 3$ 校准频率集合,且因此进行关于抛物线多项式系数的最小平方拟合。可基于超定最小平方拟合等来进行样条曲线拟合。目的是具有一追踪方案,其在特定频率下周期性地校准。接着将此更新加至曲线拟合的总最小平方解。这些系数储存于一LUT中,用于对每个新的即将来临的收发器槽进行 g 及 f 内插。

可实现总ATLF基收发器如图134中所示的。图134显示出天线13410、LO合成器13412、基准晶体13414、LPF 13416、ADC 13418、微控制器13420、LUT 13422、基带信号功率检测器13424、LPF 13426、降频转换13428、控制(DAC) 13430、RF功率检测器13432以及ATLF 13434。天线是ATLF的一部分,该ATLF在初始时过滤信号,该信号随后作降频转换且在基带中处理。ADC采样该信号及该两检测器输出以及被传送到控制器上的将数字化信息。该控制器典型地为高度专业的ASIC,且如指出的非通用控制器。然而,此处的焦点是在ATLF控制,且不在信号解调及解码的实现方式,此信号解调及解码的实现方式将交给通用控制器处理模块。反馈至ATLF的是如图所示的 $\{f, g, p\}$ 三个控制。从功率消耗的角度来说,似乎有针对处理来保持ATLF调谐而言的显著天花板,其将削弱藉使用ATLF而促成的总电路低功率消耗驱动。然而,ATLF控制是间歇性的。起初有校准及LUT填入而消耗能量。然而,继续加以保持取决于情境而定。仅在主动的动态情境中才需要连续不断地追踪ATLF及更新LUT。在更高程度静态的情况下,校准更新之间可有长间隔。图135显示反映至数据包接收时期的主动ATLF校准时序。

并入电抗性阻抗天线

针对目前的情况,已简化正交控制,其中 g 控制沿实轴的运动,且 f 则为Nyquist圆圈轨迹的旋转。实际上,情况将更复杂。例如:

回路增益如同纯可控制延迟一般,可为 f 的函数,且纯电阻天线换成更可实现的谐振器及更实际的天线模型。

另外,增益模块可具有某增益幅度频率相依性及与增益弱相依的相移。

$H_{OL}(s|g, f) = G(g) \text{re}^{-j\omega T(f)}$ 的因子分解并非这么干净利落。

假定天线可藉由归一化 $\omega = 1$ 下谐振的串联LRC模型表示。ATLF回路现在由天线的反射系数及反馈回路的纯可变延迟组成,该两者都与频率相依。

如以上显示的,天线模型的一个选择是串联谐振电路,其具有阻抗

$$z_a = R + sL + \frac{1}{sC}$$

$$= \frac{L}{s} \left(s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \right)$$

假定R、L和C藉特征阻抗归一化的反射系数为

$$\Gamma_a = \frac{z_a - 1}{z_a + 1}$$

其扩展为

$$\Gamma_a = \frac{\frac{L}{s} \left(s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \right) - 1}{\frac{L}{s} \left(s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \right) + 1}$$

$$= \frac{s^2 + s \frac{R-1}{L} + \frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{R+1}{L} + \frac{1}{LC}}$$

首先请注意,由于无损天线、其中 $R=0$,因此 Γ_a 形成全通电路,其完全无损,具有1大小的增益为1和在谐振时快速改变的相位。以R、L和C指定天线,使得 $\omega_a = 1/\sqrt{LC}$ 。请注意

$$\frac{R+1}{L} = (R+1) \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

令 $\sqrt{\frac{L}{C}} = 1$,其本质上是阻抗归一化,使得

$$\frac{R+1}{L} = (R+1) \omega_a = 2D_{a,den} \omega_a$$

反射系数分母阻尼变为

$$D_{a,den} = \frac{1}{2}(R+1)$$

且分子阻尼变为

$$D_{a,num} = \frac{1}{2}(R-1)$$

因此,可藉R和 ω_a 指定天线。藉此天线模型的选择以及选定延迟 $T(f) = \pi$,得到图136中所示的Nyquist图。请注意,不可能调谐至期望频率 $\omega = 1$,这是因为该点位于Nyquist图外包围圈内侧。该图恰当之处在于,天线在 $\omega = 1$ 处匹配,且这也为取得最小 $|T_a|$ 的点。请注意,在 $\omega = 1$ 的任一侧上, $|T_a|$ 随天线电抗增加而增加。因此,关于这点,ATLF无法以纯传送延迟、而且无法以全通滤波器实现。需要反馈回路中的天线谐振器,以带来Nyquist轨迹上的期望操作点,使得其在外包围圈中。

结果,为缓和现实世界的电抗性天线,需要转向ATLXR实现方式,其并入ATL的ATL3变体、此后称为ATLF3。藉此,具有如图137中所示的期望Nyquist轨迹,其中期望的操作点

(在实轴上圈出)是在外包围圈上。

存在近场散射体的天线阻抗

到目前为止,已考虑天线为具有特定集总部件等效模型,其由辐射电阻和电抗组成。针对隔离的电小天线,这可为集总串联电感器或电容器,其为在百分之10或更少的相对较小带宽上的充分模型。针对较大的调谐带宽,也需要将串联电容器加至模型中。藉此,得到由两个极点和两个零点组成的天线反射系数,如前述的。未包含于该模型中的是天线如何与其紧接的周围环境交互作用。假设有由相距天线数个波长的次级散射源造成的出现相对较长延迟的反射。因此,在5GHz及6cm波长下,这可为与天线相距大约20cm的各式金属反射器。这图示在图138中,其显示出物体13810、天线13812、天线接地板13814以及天线端口13816。

可藉指派一纯缩放外加延迟的传递函数、且将其加至主天线反射系数,来仿真散射离开近场物体的第二路径的作用。图139显示有关于此的复数Nyquist图。左侧图无近场散射体,使得仅通过天线的隔离阻抗来确定天线反射,这可在电波暗室中测量。中心图增加被模拟为振幅缩放延迟的散射体。右侧图显示出,中心图在实轴交叉点附近的细节,此处是假定 $1/G$ 点定位的所在。

到目前为止,已考虑实数值增益,使得 G 的相位为0或180度。然而,可考虑 $1/G$ 为一般性的,且为复数,因此可位于Nyquist图中任何位置。当确定频率响应时,因此假定 $1/G$ 在正频率上操作,且共轭 $1/G^*$ 在负频率上运作。然而,由于激励及输出两者都为实数,且天线为实数部分,因此仅需确定来自 $1/G$ 的频率响应和Nyquist图的正频率轨迹,且然后最后取输出的实部。

现在可看出,当 $1/G$ 沿实轴移动且正频率Nyquist轨迹具有数个回环时将发生什么,如图140中所示的。在位置A中,频率响应将为对应于所示歪斜线频率的相对较低 Q 峰值。当 G 增加时,操作点向左运动,且在点B处突然看到通带频率峰值的偏移。不可能调谐至回环远侧上的频率。因此,存在散射体时较高 Q 频率调谐将不起作用,但将出现跳跃。

更加复杂的,移相器控制的效果如图141中所图示的。移相控制使整个图形近乎上下运动。假设 $1/G$ 操作点是如图所示的。接着,移相器使图形向下运动且初始时造成通带的频率如期望地平滑调谐。接着,遇到Nyquist回环,导致在较低频率下的峰值突然出现且变为主导的。调谐不平滑,而呈跳跃。频率跳跃可轻易地达数倍于ATLF的带宽,使得信号追踪将似乎丢失。

请注意,即使有协调搭配的相位与增益操纵,仍不可能在如图所示的Nyquist回环上实现平滑追踪。接下来,确定这将如何影响ATLF的可调谐性。

开展一系列试验,以测量使用不匹配的单极天线时,因近场散射对该天线的影。该测试天线连接至校准网络分析器且在5到6GHz之间扫描。测试天线保持在工作台上方,区域中具有层压的顶部及重要金属部件。该测试天线沿大体水平取向保持在台面上方大约45cm高度处,且沿高度缓慢地朝下运动至桌面上方20cm。

在图142中,显示出代表性数据集的Nyquist轨迹,及显示出一组 $1/G$ 的复数值。可调整控制中的增益及相位,其中增益影响实轴上的 $1/G$ 而相位使轨迹回环上下运动。另一选择,可使轨迹留在原处,且假定复数 $1/G$,具有这样的认知:仅在正频率上运作,且移相器控制确实略微改变该回环的形状,但针对在此考虑的偏差而言,此为可满意的近似。

考虑由天线、移相器和衰减器组成的信号回路。目的在于想要在一适度相对范围上平滑地调谐频率,但仅可将1/G点置于包围圈外侧。因此,可了解利用如由图142中以圆点指示的一组1/G点而得到的调谐范围。频率响应近似为

$$H(f) = \frac{1}{\left| \frac{1}{G} - H_a(j2\pi) \right|}$$

对应于每个1/G操作点的频率响应显示于图143中。首先,这些响应是多模态,使得将有进入接收器中的寄生噪声频带。这些寄生响应可能藉由从ATLF在下游施加的带通滤波而消除,但较大问题在于,难以在一合理的带宽上平滑地调谐。另外,此可调谐带宽完全取决于天线的响应。因此,如果认为回路与此相像,则难以达成任何调谐,且控制可能受抑。

如以下论述的一更佳解决方案是在回路中实现带通滤波,其中天线使用图144中所示基于可变模拟ATL3的电路。图144显示出天线14410、4端口耦合器14412、谐振器模块14414和可变增益模块14416。利用该实现方式,在有来自近场物体的散射的该试验的频率响应显示于图145中,显示出可生成闭回路通带,其在期望频率处增强Q。这可在5-6GHz范围内的所有频率进行。因此,藉由复杂化的增加如同谐振器的ATL3,已解决因存在近场散射体而引起的可调谐性问题。

ATLF的频率调谐

如以上ATLF控制章节中所述的,关于可调谐性的问题发生于:

天线显著失配时;及

因天线与紧邻天线的散射部件交互作用而具有反射系数的延迟成分。

利用标准ATLF回路,并非总有可能遍及待调谐频带达成充分的Q增强。因此,调谐将显得起伏,且有时会导致不稳定,而驱迫Q增强退后。一种降低此问题影响的选择可为,将调谐至期望频率的谐振器置于该回路内。

一种使潜在不稳定及调谐问题形象化的方法是考虑开回路响应的Nyquist轨迹。期望频率处的开回路传递函数值必须出现在Nyquist轨迹回环外侧。也即,对应于期望调谐范围的开回路传递函数区段可无包围圈。被包围的该区段中任何点——在Nyquist回环内——可能无法适当地Q增强。

为达成平滑的可调谐性,因此必须强调与调谐范围对应的Nyquist轨迹部分。如果谐振器可调谐成增强当前期望的ATLF操作频率,则可藉将该Nyquist轨迹特定区域更向外推且同时使其它组成部分朝复数平面的原点退缩,而相对地强调Nyquist轨迹的对应区域。

尽管这能够藉Q适度的单个谐振器达成,然而可能更容易实现的较佳解决方案是作为三阶带通滤波器的三元组谐振器或一序列三个可调谐较低Q谐振器。此外,如果略微去谐所述谐振器,则在回路中无需单独的移相器。因此,这类似于ATL3(无移相器)与ATLF的组合(其称为ATLF3)。

图144显示出ATLF3的框图,其使用三个级联谐振器模块及一可变增益模块。请注意,由于去谐这三个谐振器模块可如以上所示的提供适当的相位控制,因此未包含移相器。然而,如以上论述的,包含一增益极性控制作为可变G的一部分是方便的。这将减少谐振器所需的去谐量,及因此导致较佳整形的通带。由于a) 两个谐振器时某些天线阻抗将需要过多谐振器去谐来满足频率调谐控制而属不足,及b) 四个谐振器过度复杂,因此具有三个谐

振器似乎为恰当数量。

为发展ATLF的频率调谐,初始考虑无抗天线且ATLF回路中无寄生延迟的简化情况。以级联的三个谐振器的开回路响应开始,如图121中所示Nyquist轨迹显示的,指示谐振频率的圆圈是归一化于 $\omega = 1 \text{ rad/sec}$ 的点。在此,阻尼为0.1,其是Q为5的相当低Q谐振器。

由于本示例中天线为实数(无抗),因此天线反射系数为实数。如果实数天线阻抗较特征阻抗的小,则反射系数将为负的,且因此可藉上述的极化切换来选择负的G,以从右侧接近Nyquist轨迹。请注意,仅频率相依部件是谐振器本身,其可调谐至一任意频率。结果,可设置Nyquist轨迹的期望频率与实轴截点一致,且确保平滑的可调谐性。

接下来,考虑增加传送延迟,使得具有随频率增加的寄生相移。藉由 $\omega = 1$ 时 $T = 1$ 的传送延迟,造成图122的Nyquist轨迹。请注意,由于该传送延迟,ATLF通带中将有一偏移,如 $\omega = 1$ 处已偏移的点指示的。

可藉去谐这三个谐振器来重调谐ATLF3,为此具有两选择。

第一个选择是使谐振器的谐振频率增加约4%而至 $\omega_r = 1.037$,造成图123的开回路响应。请注意,谐振是在实轴上,使得 $|G|$ 的增加将提供任意的Q增强。轨迹与实轴合理地互相垂直,使得AM/PM(振幅调制及脉波调制)噪声将不是问题。G的极性根据天线的阻抗而定。因此,如果天线阻抗的实部较互连传输线的特征电阻大,则反射系数为实数且为正的,使得 $G > 0$ 。

另一选择是使用图122中负实轴的截取/截距,如果天线电阻性阻抗较特征阻抗更大时,必须使用 $G < 0$ 。(如果电线电阻小于特征阻抗,则 $G > 0$)。现在使谐振器 ω_r 减小约百分之8,使得 $\omega_r = 0.919$ 。此结果显示于图124中。这俩解决方案的差异在于轨迹与实轴所成的角度:斜度与实轴愈垂直,环绕期望频率的通带将愈对称。如果轨迹与实轴之间的角度较小(使得轨迹与实轴变得共线),则AM对PM噪声将变得过多。

图125显示出3弧度的大寄生延迟的Nyquist轨迹。由于当前示例中具有 $\omega = 1$,因此具有3弧度的寄生相移,其几乎180度,如图125中看出的。由于期望的频率点已非常接近负实轴截点,因此试图使用正实轴截点并不合理。仅需要少于1%的小量去谐来得到与负实轴对准的操作点。

在以上示例中,使天线及谐振器都调谐至作为期望操作频率的归一化 $\omega = 1$,这并非将在实际实现中经历的。如果改变天线的调谐频率,则必须去谐这三个谐振器,且相应地选择极性切换。在以下示例中,天线谐振在 $\omega_a = 2$ 处,这对电小天线而言实际可行。谐振器设置在 $\omega_r = 1.042$ 且p设为1。

图126提供具有去谐谐振器的ATLF3的Nyquist轨迹。请注意,去谐的结果在于,Nyquist轨迹不再相对于实轴垂直。这耦合g与f控制。对比地,图121的Nyquist围线是精确地垂直。

尽管绘出Nyquist图是简单的,但问题为如何进行自动调谐。如以上论述的,有两种与实轴上两Nyquist点对应的调谐选择。请注意,由于天线不受f影响,但与频率相依,因此f的改变将改变Nyquist围线的形状。

建议循着针对该情况的调谐程序进行探索。以 $\omega_a = 2$ 及 $\omega_r = 1$ 起始,目的是使通带以 $\omega = 1$ 为中心。本示例中 $\omega_r = 1$ 仅仅为f控制的标称起始点。比如f=0向上设置谐振器,使其大致在调谐带中间。初始Nyquist图显示于图127中,其具有两个可能谐振频率为p=0时

$\omega_1=1.07$ (负实轴) 及 $\omega_2=0.096$ (正实轴)。可通过设置 p 为 0、且增加 g 直到确定振荡为止、并且接着设置合成器依序响应这两频率, 来确定这些谐振频率。这将确定 ω_1 。接着设置 p 为 1, 且重复来寻得 ω_2 。

当然, 合成器可能并非如此地一般性而容许依需求扫频来寻得 ω_1 及 ω_2 。假定合成器设为信道频率 $\omega=1$ 的情况。在此情况下, f 的控制针对 $p=0$ 与 $p=1$ 而变化, 先在某一方向且接着在另一方向。接着, 选择操作频率, 其具有最小的 f 相对改变。重点为基于 p 的选择将谐振器的去谐最少化。在天线经受近场散射效应的情况下, Nyquist 轨迹将具有寄生回环, 使得当这些回环发生在接近操作点时, 可能造成问题。在此类情形下, 选择有大的去谐, 实际上为较佳选择。然而, 没有清晰的 Nyquist 轨迹, 仅可盲目地作此抉择。

潜在问题的实例显示于图128中, 其具有操作点12810及回环12812。在此, 使操作点接近Nyquist轨迹中的回环。由于该回环, 当 f 略微改变时, 中心频率将出现不连续地跳跃。这将引起追踪方面的难题, 当以适当方式进行时, 该追踪将在此情况下提供两个通带的折衷调谐。ATLF3的三个谐振器明显降低这些回环出现在操作点附近的可能性。然而, 难以消除此类情况的可能性, 且因此追踪算法在此等情形下优选足够稳健、提供至少一种折衷解决方案而非丢失追踪。

请了解到, 以上提供的分析是为更佳地理解改良滤波天线操作中的内含原理及理论。根据比如实际使用的电路部件、预期用途、用户偏好、生产步骤等各种考虑因素, 实际实现方式可能仅使用这些考虑因素中的某些, 而仍落于本文中所述的电路设计内。

ATLF的校准

单频ATLF校准程序

以下提供单频操作ATLF校准程序的示例, 假定先前未作过校准。其它程序也是可行的, 优选通过ATLF校准。为此, 提供 f 和 g 设置值向量, 其为跳频的函数。某一校准程序可对每个跳频校准, 如同这些跳频为单个频。然而, 也可使用其它更有效率的程序。

明显的改良在于依序校准频率, 并认识到从比如较低跳频到下一较高跳频的 f 及 g 改变非常小。在ATLF的一个普通具体实施例中, 易于考虑三个状态:

藉ATLF调制将接收信号的信息转移而从耦合天线再辐射

当ATLF天线及ATLn谐振器在同一回路中时, ATLF具有能够将数据编码调制注入内含耦合谐振器的信号回路中的独特特征。这导致将信息叠加在天线反射信号上, 如图163中高层处所示的。图163显示源发射器/访问节点16310经由发射器信号16312而与ATLF 16314通信。源发射器/访问节点16310具有数据输出16316、接收器(回波解调器) 16318、发射器16320、天线16322和环行耦合器16324。ATLF 16314具有天线16326、ATLn16328、用于调制的数据输入16330以及送接收器的输出16332。

基于ATLF相当独特的特征——具有强的天线再辐射——可实现本质上为天线再辐射增强器。通常不将强的再辐射视为优点。然而, 这对于低成本、低功率双向传感器网络而言, 在某些环境下可为由ATLF达成的重大系统增强。

当在此模式操作时, 一般性ATLF功能加强之处在于:

ATLF经由耦合天线而连续地在双向全双工模式, 此时其进行两者:

从发送器接收传感器询问请求; 及

同时地将传感器数据传递回该发送器。

ATLF并非操作为天线与收发器之间的传递器件,而是处在检测询问器信号及响应于询问器而将特定传感器信息串调制至天线反射上的模式中,从而将信息传递到询问器无需发射器。

增强再辐射的ATLF表现为一种形式的无线RFID,其中ATLF {g, f, p} 控制的某些相当任意的组合可及时颤动以调制入射信息信号的再辐射,其中来自ATLF的响应可包括代表位序列的数字通信符号,其作为微小、但可检测到的VSWR调制返回至请求器。

传感器网络及ATLF的背景及概述

传感器网络部署典型地冗长且昂贵,这是因为所有的网络元件都必须配置成具有相互连接性。在不远的过去,重大的发展在于自组织网络(ad-hocnetwork),其中读取器(R)及传感器元件(S)自发现连接。在此方式中,比如路由器及Internet终端等所有网络节点本质上都自配置。

在本申请案中,特别考虑多个R 16410和多个S16412的网络,如图164中所示的,其中R元件可能复杂,且功率消耗可能并非问题。S元件对比地必须非常低功率,使得其可藉太阳能或能量捕集操作。S元件也必须非常低廉,使其可弃置。理想上,它们还应在其安设于的网络环境内自配置,及自校准。

为此类应用发展无线RFID,但典型部署可每次仅具有一个R和一个S,这是因R与S之间的物理距离必须较小以促进R放射的能量采集以提供S的转发器电路电力。现存RFID技术的小范围是本申请案将克服的重大限制。

低功率、低成本传感器网络组件的应用范围广泛,其一些示例包括但不限于:

车道标志(LM)应用,其能够相对于行车车道绝对位置达成移动车辆的精确绝对寻址。如果车辆位置历史记录储存于车辆内,则该历史记录可由如在收费道路读取器中的顶置转发器读取,依期望将特定车辆位置历史记录传输至比如交通工程师及警察机关;

列车应用,其中传感器沿轨道设置或分布于列车车厢之间,通过列车本身或通过轨道旁设施读取;

机器人车辆应用,其中仓储作业需要此类机器人车辆相对于设施航点的精确相对定位;

医疗保健装置应用,其中多个读取器(护理站、各单独的iPad读取器等等)以及包含智慧绷带等多个病患健康监视器可实现于医院或家用环境;

设施传感器,其可分布于桥梁上以报告机械应力及振动,且提供有关净空高度信息的信息给配备车辆来读取此类信息;

农业独立传感器,其可提供大面积上的土壤pH及含水量,由上方无人机读取;

在雪崩及山崩威胁的区域中,传感器可分布遍及有威胁的斜坡;

分布式管道传感器,由适度/较小的太阳能电池提供电力,其中管道状态信息可容易地传输给经过的无人机或车辆而无需使用任何RF发射器。

在本公开中,将聚焦于作为自动驾驶车辆(AV)解决方案中元素的主题RF网络模块的特定车道标志应用。提出的方法将运用至该技术的所有应用。

自动驾驶车辆(AV)概述

车对车(V2V)及车对设施(V2I)是快速出现的信息领域。这将是引领进入智能运输系统(ITS)时代的重要因素,而无人驾驶车辆为该时代的明显利益。自动无人驾驶车辆的概

念可回溯至1960年代,其中特殊化测试轨道排放有无线信标,同时嵌入自动驾驶车辆(AV)中的电子器件追踪这些信标。

借助当前的技术,已证明AV可行,甚至无需路边设施。计算机视觉传感器及处理与高度详细的大量街道地图相结合,已证明有限程度地充分。此类新创已引领进入AV时代的开端。然而,目前基于汽车的AV系统无法扩展。例如,如果高密度高速公路交通中的每个AV都插着屋顶式LIDAR,则将有非常多的干扰而使系统失灵。另外,在能见度降低的常见且重大的情况下,比如在雾、暴风雪或暴雨中,基于摄像机和LIDAR的系统将变得无用。由于RF信号不会因不佳的能见度而受重大影响,因此RF传讯实际上有必要。

在无线信号方面,GPS是显而易见的选择。尽管这可协助驾驶员到达目的地,然而不够精确来保持车辆定位于高速公路上的行驶车道内的定位要求需要在10cm内。GPS卫星源离得太远以致无法在无夸张的处理量下提供此准确度,且运用于此的合作传讯从成本观点而言完全不切实际,更不用说可致使任何基于GPS系统在移动汽车中不起作用的GPS潜在问题。同样,显而易见的解决方案是具有无线道路/路旁设施,比如智慧RF定位标志及路标。

现在已着手智能运输系统(ITS)发展,不屈不挠地朝促进AV推动。这意味着公路将提供有无线设施以保持AV准确地定位于其车道内。此设施发展昂贵,且将需要数年来完全实现。

作为首先的应用,藉本公开技术达成的价廉但精确的车辆定位系统扩增可基于独立基础注入该车辆信息空间中,且可有用于不仅引领未来,且提供关于车辆操作及安全的即时值。

考虑系统仅在被请求时才发射的通信协议。访问节点(AN)可送出在ATLF调谐所至的协调频率上的请求信号。ATLF当然因天线与ATLn之间的高耦合而再辐射该信号。该耦合可藉由以数据调制ATL1中的变容二极管,而有效地编码到调制天线反射上。具有某种内置耦合器的AN检测来自ATLF的信号且轻易地解调数据。如此,与比如绷带中的无线传感器作全双工数据通信,无需实际使用发射器,而省去通常由发射器需求的功率。在系统级别,这提供显著的成本节约、尺寸缩小及性能增强。此架构被图示于图163中。

ATLF及智慧公路

调制天线反射增强器的第二应用可以是其作为道路车道及/或道路边缘标志的使用。在此,当车辆收发器拾取调制的天线反射且解码该调制天线反射的信息内容时,该车辆将送出一信号,而置于车道标志中的ATLF拾取该信号且再以增益发射回该车辆。ATLF正在此模式下以非常低的功率操作,且提供安全辅助数据传递,其具有藉ATLF增益驱动的增强范围。

针对自动驾驶车辆传讯及信息传递所需的路标,ATLF调制天线反射数据内容远高于道路车道标志应用所需的,且可轻易地适应数据调制至天线反射上。

RF车道标志系统概述

现在将说明作为车道标志系统的实现方式示例。对于本领域技术人员而言,修改及其它实现方式将是显而易见的。

请参考图165,其显示AV 16510、RF定位询问器16512和RF定位车道标志16514,该AV正顺沿着已实现有RFLM组件的道路移动。该AV RF定位询问器(AVPI)发出窄带码调制信号,朝车辆前方传播。该信号由RFLM中的ATLF/天线回路拾取,接着以内含RF车道标志标

识符的附加码来调制接收信号。该调制信号反馈至作为回路结构部分的天线,随后该天线再辐射编码信号成为基础天线反射的一部分。信息调制信号前进回到该AVPI,在该处相干解调,解码1) 车道标志标识符;及2) AV接近RFLM时逐步形成的载波信号的振幅和Doppler移位。此时间戳可用于估算RF车道标志相对于运动中AV的位置。通过同时处理来自数个RF车道标志的AVPI响应,AV可确定其在车道内的精确位置。

接下来,考虑多车道道路,如图166中所示的。图166显示多个RF定位车道标志16610、AV 16612、唯一ID 16614以及道路车道16616。每个RFLM各以一独特码识别。RFLM ID码是与内含于外部数字地图内的特定沿道路位置直接关联的,该外部数字地图是当部署RFLM系统时即已建立的。请注意,RFLM码不需太长,因为标识符方案可依与AV GPS位置关联的模量沿道路重复。在似为合理的实现方式中,RFLM标识符可每数百米重复。如已陈述的,GPS(或其它位置敏感方案)可容易地解析任何RFLM标识符模糊。另一选择,AVPI处理可追踪循环的数量,以解析该循环性模糊。

当AV顺沿车道运动时,其将同时从多个RFLM拾取信号。每个被追踪的RFLM都将提供随时间变化的振幅及Doppler分布图,以稳健地确定AV的精确位置。可能针对性能而言已足够的一简单处理方案是仅仅根据相干解调信号的包络操作,如将显示的。在本方案中,AVPI的所需处理可忽略不计,尽管AVPI并非资源受限的。

当前问题在于,同时间将有许多AV运动。每个AVPI都具有唯一的车辆码作为其信号调制选定正交的部分,所述车辆码可包括车辆的VIN数字以及其它信息。RFLM ATLF以线性方式操作,且仅仅以RFLM标识符来调制多个AVPI信号的总叠加。如此,AVPI将以最小的其它车辆干扰,追踪来自多个RFLM的振幅及Doppler特征。

此系统的关键是定位传讯的冗余性。考虑公路应用,其中AV正顺沿车道平滑地运动且同时从数个RFLM观察振幅-Doppler响应分布。表示AV行迹所需的自由度(DOF)数目比可观察到的RFLM特征数目相对少。因此,可有大比例漏失的RFLM,而不损害AV位置估算。此外,甚至部分的RFLM特征可提供关于车辆追踪的信息。

更甚的,每个AV无论是否在自动驾驶模式,都将确定精确的车辆位置信息。此位置信息可经由车对车(V2V)而传达至邻近车辆,允许每个AV都获知其附近其它AV车辆的位置。该信息可扩充,且支持为防撞而部署的汽车保险杠雷达。

当然,代理人编程没有止境,可进行该代理人编程以将碰撞可能性减到最低、缓和交通动态并避免危险道路危害。通过V2V及V2I(车对设施)通信,可适当地警告AV此类道路危害。请注意,仅当具有机制使每个车辆1) 将其本身精确地定位于绝对道路参考坐标内;及2) 具有V2V及V2I系统以分享此信息时,才可实现具有这些重要特征的智能公路。

当发生过渡到完全AV交通时,今后十年左右将有许多非AV车辆。然而,此类非AV车辆可配备有小型自给式系统,其追踪RFLM且经由V2V和V2I信道传达非AVPI估计位置。周围的AV因此将精确地得知人为驾驶车辆位在何处且可据以操作。顺着此主题将出现无尽的创新,其超过当前的范畴。然而,重要的论点在于,精确知道车辆位置是必要的。

公开的RFLM的关键特征在于,其是自主的且无需与公路设施系统作复杂网络链接来操作。RFLM当然可选择性地无线连接至其它公路设施而扩充。然而,主要目的仍是RFLM在那里主要用于协助AV准确地确定其在车道内及道路内的位置。

次重要的是与智能公路ITS网络其余部分的更精细的连接。然而,可轻易地了解

到,可容易地部署向上前视形式的RFLM以与ITS网络连接。

本文件的范畴是关于如何实现理想上适合于AV精确车道定位应用的稳健、非常低功率基于ATLF的RF车道标志(RFLM)转发器的创新。

RFLM信号调制处理

为计算AV位置,必须可唯一地识别来自RFLM的信号,使其可登记为沿道路宽度的位置。另外,期望沿道路车道的长度精确地定位AV。另外,将在给定的道路段中有多个AV。有多种可经由调制达成的AV与RFLM组合唯一识别的方法。本公开中将假定正交编码为较佳方法。然而,可能有其它方法。

在正交编码方法中,从AV定位询问器(AVPI)开始,其生成一载波信号为

$$\text{Re}(A_c \exp(j2\pi f_c t))$$

其中 A_c 是载波频率 f_c 的复数振幅。AVPI以一复数值固定幅度调制 $m_1(t)$ 来调制该信号,使得发射的AVPI信号以 $c_1(t)$ 表示为

$$c_1(t) = A_c m_1(t) \exp(j2\pi f_c t)$$

其中请了解到,实际信号是 $c_1(t)$ 的实部。 $m_1(t)$ 的调制是针对每个AV的唯一编码。请了解到,每个AVPI都具有唯一调制波形,与其它AVPI所使用的调制波形近乎正交。因此,如果单个AV配备有多个AVPI,则每个AVPI将具有独特调制。

该信号传播至RFLM,其中输入信号为

$$c_2(t) = G_{LA} c_1 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right) \exp(-jkd_{LA}(t))$$

其中 G_{LA} 是从AVPI到RFLM天线输出的信道增益,且 $d_{LA}(t)$ 是汽车AVPI与RFLM内ATLF位置之间的物理距离,其根据AV与RFLM之间径向速度而随时间变化。请注意, d_{LA}/c 是从AVPI到RFLM内ATLF位置的延迟。

接下来,该信号由ATLF作相位调制,这利用ATLF反馈回路中移相器元件的略微颤动达成。此调制以复数函数 $m_2(t)$ 表示。增益施加至ATLF输出,以具有RFLM调制天线反射信号为

$$\begin{aligned} c_3(t) &= G_{ATLF} c_2(t) m_2(t) \\ &= G_{ATLF} G_{LA} c_1 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right) \exp(-jkd_{LA}(t)) m_2(t) \end{aligned}$$

最后,在AVPI处接收的调制天线反射信号给出为

$$\begin{aligned} c_3(t) &= G_{ATLF} c_2(t) m_2(t) \\ &= G_{ATLF} G_{LA} c_1 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right) \exp(-jkd_{LA}(t)) m_2(t) \end{aligned}$$

其再写为

$$c_4(t) = G_{ATLF} G_{LA}^2 A_c m_1 \left(t - \frac{2d_{LA}}{c} \right) \exp(j2\pi f_c t) \exp(-2jkd_{LA}(t)) m_2 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right)$$

$\exp(-2jkd_{LA}(t))$ 项内含Doppler频移,其将以 f_D 表示为

$$f_D = f_c \frac{v_{rad}}{c}$$

其中 v_{rad} 是汽车AVPI与RFLM之间的径向速度。可将Doppler项的无关偏差相位吸入一般增益中,且将表达式写为

$$c_4(t) = G_o(d_{LA}(t)) m_1\left(t - \frac{2d_{LA}}{c}\right) \exp(j2\pi(f_c + f_d)t) m_2\left(t - \frac{d_{LA}}{c}\right)$$

AVPI的终极目标是从调制天线反射观测 $c_4(t)$ 撷取一估计 $d_{LA}(t)$ 。这将藉由搜寻可能RFLM函数与 $d_{LA}(t)$ 的似然来进行。图166中显示出一组16个不同RFLM对象。可以或多或少:这是基于道路规格的任意配置。假定有一地图可用,使得尽管 $m_2(t)$ 的调制函数如以上论述的沿道路长度周期性地反复,然而每个RFLM具有唯一位置。

困难在于不希望需求RFLM具有准确时间,且将有任意偏差而使得应写为 $m_2(t - t_{LM})$ 。因此,AVPI处理必须搜寻RFLM型索引及偏差作为解调过程的一部分。由于RFLM型的基数将适中且地图可用,使得汽车AVPI可预料将期待何种RFLM型,因此搜寻RFLM型并不复杂。因此,一旦建立RFLM追踪,针对每个新出现RFLM的处理将简单直接且有效率。

由于RFLM将与汽车AVPI的行迹有偏差,因此Doppler实际上将随时间变化。还假定AV已对其速度有准确认知。由此,Doppler函数 $f_d(t)$ 可映射至RFLM相对于汽车AVPI的位置的准确估算中。

$G_o(d_{LA}(t))$ 也与 $d_{LA}(t)$ 强相依且可使用。然而,并非假定RFLM完全线性地操作,这是因为在强询问器信号存在下保持高线性度将需要ATLF中的较高功率增益模块,而容许RFLM饱和和以使ATLF的功率消耗减到最小。这明显地增加功率消耗且并非必要的。

关键点在于,ATLF极其简单,其由相位调制组成,相位调制将函数 $m_2(t)$ 外加至来自ATLF天线的天线再辐射信号上,而不管输入信号。因此,多个汽车AVPI信号仅仅对相同调制作叠加及处理。另外,容许ATLF饱和,使得线性度需求适中。这当信号电平将在大的范围上变化且基于ATLF的RFLM的功率消耗必须减到最小时将有影响力。同样,基于ATLF的RFLM中无需精细的数字处理,且非常低功率的模拟处理即足够。

AVPI的复杂处理是最大似然优化,其如已指出的允许非常精确的 $d_{LA}(t)$ 估计。这在当前处理技术中确实可能,且不比标准GPS接收器ASIC内发现的处理更复杂。然而,现在提出替代且较简单形式的处理,其以追踪AVPI相干解调输出的包络信号为基础。

调整RF车道标志 (RFLM) 内的ATLF

作为本章节的摘要,调整ATLF所涉及的步骤是:

调谐至载波信号中心频率;

调整ATLF-天线谐振器的相位;

调整ATLF回路增益

调谐RFLM中心频率

在RFLM应用中,ATLF天线处来自AVPI的信号将远大于热噪声。因此,当多个AVPI信号将进入ATLF时,这是一有限干扰问题。如果ATLF在小信号线性区域中操作,则多个输入信号的叠加将非问题。然而,如果信号变大,比如当AV紧邻RFLM时,则ATLF将处于软饱和。这将造成一些信号交叉耦合,而可在带内互调过大时变成一问题。因此,ATLF回路增益应降低,以避免ATLF中的不利非线性效应。

由于可能难以将ATLF的信号输出最大化,因此必要的是使ATLF将对入射AVPI信号的灵敏度最大化,而无1) 在一极端的过度饱和及自振荡;及2) 在另一极端的对一般背景噪

声的脆弱性。简单低功率且低复杂性解决方案是将一简单包络检测器置于RFLM内ATLF输出上,且分析信号包络。这可利用被动二极管检测器及简单包络分析处理达成,如图167的框图中所示的,其显示出天线16710、移相器16712、负阻抗增益16714、包络检测器16716、包络分析滤波器16718、控制反馈16720以及求和16722。ATLF核心本身的左上方中的三个模块以负阻抗放大器、天线和移相器为基础。显示出所述包络检测器及分析滤波器,具有反馈给增益模块及移相器,所述移相器通过为 $m_2(t)$ 的更高速度调制的相位调制被控制。

包络分析将向上调整增益,使得包络位准超过一较低临界值。接着,寻找缓慢变动及或许为汽车通行经过RFLM的指示的特征。这些特征可包括但不限于音频或检出磁场变化。当车辆经过时,汽车AVPI及时具有特定包络分布形状。接着,调整相位以达最大变化。请注意某些假设,其关于假定RFLM附近的交通(流)在短期中呈稳定分布。当相位优化(给定增益位准下的包络信号最大期望变化)时,则使增益提高一增量且程序重复。请注意,此校准程序可呈间歇性,且与RFLM的正规运作独立无关:其本质上为背景任务。

ATLF的调谐并非得连续进行,而只需每数分钟左右一次。在此,调谐校准处理可优化,使其仅消耗ATLF平均功率消耗的一小部分。

[0001] 为展示此类控制方案如何实现,考虑图168中所示2D道路表面的简化模拟。图168显示多个RF定位车道标志16810、道路车道16812以及AV 16814。从速度向量为常数开始

$$v = \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_x \\ 0 \end{bmatrix}$$

使得在道路的横向方向上无速度。RFLM位置给定为

$$p_{LM} = \begin{bmatrix} p_x & p_y \end{bmatrix}$$

当假定状态可变向量相当准确时,可由此产生假说。因此更多的是具有追踪问题,其中可合成来自RFLM的预期信号,且接着确定来自其它RFLM天线再辐射信号的噪声及干扰。

图169显示RFLM 16910位置与汽车AVPI 16912行迹的绘图。行迹开始于左边 $t=0$ 处,且结束于右边 $t=3$ 秒处。假定的车速为10m/sec。

图170是来自经过的AVPI的信号所致的RFLM处信号的绘图。明显地,每个RFLM中信号的包络的波动取决于 $d_{LA}(t)$ 。假定交通流呈随机,则ATLF中包络的波动将为随机过程。如果交通流是相当稳定的随机过程,则可以以观测最大包络波动为目标来调谐ATLF。请注意,对于行驶接近RFLM的AVPI,相对波动可能大于35dB。因此,调谐ATLF应该简单直接。

调整ATLF的相位及增益

考虑ATLF的某一示例,其正好启动且正开始调谐。在该示例中,ATLF的带宽(Q)可设至最低水平,其为一导致大量宽带噪声的宽带带响应。这又将导致高频包络波动。这些快速振荡大体上将利用低通滤波器滤除。ATLF的中心并未参考任何外部器件,且可能少数个百分比。然而,当初始Q低时,带宽显著地大于此中心频率误差。现在,交通运输开始,且波动开始。请注意,可加入这样的判据,如预期经过的AVR的包络生成比如图170中的分布。该具体特征是ATLF包络处理器可容易地搜寻的。请由图170注意到,信号包络是缓慢且几乎具有确定性形状。ATLF处理于是将调整ATLF的移相器(如见于图167中)。在恒定控制下的ATLF滤

波器特征漂移将非常缓慢,在数分钟或数小时的量级。因此,相位的调谐并不一定要是快速的。一旦已基于达成最大低频包络波动来完成相位设置,则与图170的天线再辐射分布相称,且现在可开始增加图167中所示的ATLF负反馈的增益。同样,在设置增益后,相位需要小的调整。递增地增加增益,直到低频包络波动的偏差开始随增益进一步增加而减少。这可起因于ATLF处于不稳定模式。请注意在此调整阶段,由于信号带宽将仅数MHz而与非常大的Q增强及因此大的增益对应,因此将不具有ATLF带宽过窄的问题。如此,包络将饱和且波动的偏差将减小。这因此将限制Q。

为使RFLM稳健,应有由AV产生在AVPI当前带宽中的最小量强干扰无线放射。这是限制,因为ATLF可能收敛至一不正确通带且因此不响应AVR传讯。例如,如果AV具有无线胎压传感器,其处于接近AVPI载波频率的一载波频率,则有ATLF反而将收敛至轮胎传感器无线信道的有限机率。尽管大多数车用网络链接使用2.4GHz蓝牙频率进行,然可要求某些射频规划。

一旦ATLF调谐至AVR,则使之保持应是稳健的。道路在夜晚无车流而处于宁静时,将有问题。因此ATLF将在处理中嵌入某些质量度量,其与包络波动的时间平均偏差成比例。假想比如原本繁忙的道路在整个夜间逐渐变得宁静。则初始时较大的质量度量将随时间推移而开始减小。质量度量减小将开始降低ATLF反馈的增益,而这将增加ATLF带宽。在夜间,当单个车辆经过时,基于ATLF的RFLM仍将有效,且响应车辆AVPI,但对AVPI的响应较弱。AVPI可藉增加其发射功率至100mW来取代标称10mW,以响应此较弱信号。另外,在非常低交通流的时期,干扰程度将较小,且因此RFLM系统响应应仍足够。早晨当交通流再次增加时,ATLF从其最宽的带宽开始且接着缓慢地收敛至一窄的带宽。

AVPI中RFLM信号响应的包络处理

再次考虑图168及图169针对单个顺沿道路行驶AV的模拟。现在考虑针对每个可能RFLM来AVPI相干解调返回信号。这意味处理

$$s = \{\text{输入信号}\} \times \exp(-j2\pi f_c t) m_1(t)^*$$

其中 $m_1(t)$ 是由AVPI施加的数据调制信号,且 $\exp(-j2\pi f_c t)$ 即为RFLM内ATLF所产生载波信号的共轭,并且s是相干解调信号,该相干解调信号内含单独及叠加RFLM与其相应Doppler频率成分的调制。可提取出具有调制 $m_2(t)$ 的一特定RFLM的单独包络

$$\text{LPF}\{|s \times m_2(t)|^2\}$$

且接着作进一步分析。图171是图170的A3、B3和C3叠加RFLM的相干解调与包络处理。

图171中的包络是与图169中所示车道旁AVPI对应。如果AVPI位于车道中间,则包络振幅显著改变,如图172中所示的。

AVPI的实现方式可由AV前端两侧上的两个单元组成:AVPI-A和AVPI-B。图173显示RFLM 17310的位置和两条平行行迹17312,这两条平行行迹与沿着道路的单个AV的右侧AVPI和左侧AVPI对应。如果AV适当地定心于车道中间,则当假定RFLM已适当地定位及校准——可在RFLM部署期间轻易地符合假设,这两个AVR对最靠近的RFLM的响应将准确地相同。考虑当AV向某一侧偏移10厘米时的包络特征的改变。由于AVPI对RFLM的响应按照距离的四次方变化,因此信号差异将是显著的。图174显示来自AVPI的两位置询问响应信号,其振幅显著不同。换言之,即使两个AVPI未准确地校准,仍可以将AV准确定位于车道内。也请

注意到, AVPI处理可非常简单且有效率, 而无需实施更详尽的复杂信号最大似然处理。

RFLM鉴别滤波

重要地请注意, 由于所有RFLM都具有不同调制, 且该调制远较AV运动所造成的任何调制更快, 因此来自一个别RFLM的RFLM天线再辐射将显现出与来自任何其它RFLM的天线再辐射正交。因此, 将无起因于任何载波相位差异所致的慢速差拍效应相关的任何问题。

也请注意, 当操作为线性时, RFLM中的ATLF可对所有RFLM都具有相同天线再辐射增益。当其中一个RFLM更接近汽车AVPI时, RFLM当然将生成仅由邻近所致的更强的天线再辐射。现在假设由附近ATLF接收的AVPI信号变得足够强, 使得ATLF如上所述的开始软饱和及随后增益减小。在此情况下, 在特定RFLM的增益减小的情况下, 这自然抑制来自该特定RFLM的其它AVPI信号。这进一步协助RFLM天线再辐射信号的滤波。

其它有用的鉴别特征在于, RFLM调制信号 $m_2(t)$ 可具有适中高的码片率, 比如每秒 10^7 码片。在此情况下, 远于15米的RFLM响应将完全去关联且因此将被滤除。因此, ATLF码片率的变动可用于控制RFLM网络的响应范围。

另外, 5.8GHz下且AV速度为30m/sec (大约110km/hr) 的RFLMDoppler移位是大约500Hz。另一可能滤波器是使得包络响应仅针对与AV的那侧相近的RFLM信号达最大, 其中径向速度朝零移动且接着变为负值。因此, 如果期望时, 可滤除AV前方和后方RFLM的响应。

RFLM互调减轻

如以上指出的, 如果AVPI信号在一RFLM处变大, 比如当AV挨近RFLM时, 则ATLF将处于软饱和。这将造成某些信号交叉耦合, 而可在带内互调过大时变为一个问题。因此, ATLF回路增益降低, 以避免ATLF的自振荡。

考虑如图175中两个AV并排时的情况, 其中AVPI与第二列中的RFLM近乎等距。图175显示出AV 17510、多个RF定位车道标记1752和道路车道17514。

忽略延迟及增益因子的组合调制为

$$s = G_o \exp(j2\pi f_c t) m_2(t) (m_A(t) \exp(j2\pi(f_{da})t) + m_B(t) \exp(j2\pi(f_{db})t))$$

其中 $m_A(t)$ 与 $m_B(t)$ 分别为汽车A与汽车B的AVPI的调制信号。同样, 可提供某软增益控制, 使得ATLF如以上所述的相当线性地操作。假定提供此类增益控制, 则避免可导致两天线再辐射信号互调的失真。此类互调项可导致相对于LM定位AV的不准确度。

定位组件处理及车辆位置确定

已提出一种用于保持AV车道定心的系统及方法。为估算实际车辆位置, 车辆中的定位组件在其询问LM阵列时可利用各式信号处理手段确定在特定时间到LM的径向距离的估计量。此距离估计用于车辆导航系统中, 而数个输入其中之一用于估算车辆(无论驾驶车辆或AV)的绝对位置。

当LM内含其位置, 且将该位置传输给车辆询问系统时, 从GPS取得的准确时间可用于产生距响应RFLM的距离。如果三个或更多RFLM响应车辆定位询问器, 则最终结果可用于三角测量GPS坐标中的车辆位置。

针对适当的平直驾驶环境, 地形的平直度可用于增加由三角测量确定的车辆位置准确度。在山区地形及蜿蜒道路中, 三角测量更受限。在这些驾驶环境中, RFLM距离计算可为配备有导航系统的车辆扩充位置计算。

图176中显示总体车辆导航系统的框图。图176显示GPS17610、时钟频率17612、车

辆定位组件17614、LM 17616、IMU 17618、无线路旁设施17620、蜂窝信号17622、摄像机、LIDAR传感器17624、车辆位置17626、车辆方位17628、车辆导航处理器17630以及电子地图17632。从GPS (或GNSS) 信号源开始,AV具有一GPS接收器,其追踪可用GPS信号,且由此确定1) 频率基准;及b) 准确时间信号。该频率基准被传送给车辆定位组件,车辆定位组件生成询问信号,多个LM响应询问信号。基于各式处理手段、包含但不限于上述的最大似然方法及RFLM包络处理,车辆确定随时间变化的与LM的径向距离。可使用时钟频率在多个采样时间例量取多个LM的多个距离测量值,以基于往返信号时间来确定与不同LM的距离。这些距离测量结果与LM的唯一标识符相关联。距离测量结果被传送给车辆导航处理器。由该车辆导航处理器得出车辆绝对位置 (以电子地图坐标为参考的 x 、 y 、 z) 及根据惯性测量单元 (IMU) 的车辆方位 (偏航、俯仰及滚转角) 的估计值。为进行此计算,导航处理器 (NP) 使用任何可取得的信息,包含

GPS信息;

可用蜂窝信号;

来自可用无线路旁设施的信息;及

来自车辆IMU的惯性信息。

除此以外,NP将很可能具有摄像机及或许LIDAR系统,以提供传感器输入给导航系统:有许多形式的关联处理算法,其将提取自摄像机及LIDAR的特征与电子地图进行比较。要点在于,有许多可进入NP中的输入,根据RFLM测量结果的车辆定位信息是其中一种类型。

IMU内含三轴加速计及三轴速率回转仪。IMU连同LM响应提供给NP充分的信息,以在能见度不足以使计算机视觉算法凭借可提取有用特征的摄像机及LIDAR信号两者操作时,准确地导航。

典型地,NP算法将以某形式的Bayesian滤波器为基础,其可将车辆运动的6个自由度 (DOF) (x 、 y 、 z 、滚转、俯仰、偏航) 处理成状态向量,这是一多变量随机过程。该Bayesian处理器内含一车辆动态模型,如同其在正常交通量情况下机械地反应。也即,公路速度下的车辆将具有显著的前向动量及有限的敏捷性,其提供平滑机制来组合在不同时间例采样的多个不相干输入传感器的测量结果。

因此,RFLM与车辆定位组件的组合操作为复杂导航系统的一部分,其提供车辆运动及位置的连续估计。因此,尽管可描述LM与车辆之间距离估计的误差,然而可能难以描述导航处理器输出的总体准确度。

然而,RFLM系统能够提供准确的车道定位信息给车辆。如果车辆是AV,则达成自动车道定位控制。

RFLM功率考虑因素

现在考虑RFLM的能量需求。假设AVPI生成载波功率10mW到100mW之间的低功率。汽车的前视AVPI可具有约10dBi的天线增益,这在通常处于微波频率且特别地5.8GHz下的小适形封装中可轻易地达成。

现在假设期望与汽车前方最大约50米到汽车侧位置点的RFLM交互作用。ATLF将利用具有约5dBi增益的ESA。理想RFLM天线再辐射的辐射图在图165中概略描绘。此类辐射图将与同RFLM表面共形的小微带天线阵列所生成的约10dBi相对应。垂直极化可能较容易实现,但不必成为约束。

请注意,RFLM天线反射辐射仅需在某一方向上。前视且后视将在AV行迹估计上具有追踪优势。这是因为可作出AV沿道路相当平顺地运动的假设。因此,增加后视信息可能有帮助。可具有一AV,其具有四个AVPI、每个角部中各一个,且RFLM必须支持前视及后视AVPI两者。这是待由实施者对付的总体AV系统部署问题。

可基于此,简略地组配一链路预算。从汽车AVPI开始,其以10dBm辐射至一10dBi的天线中,导致20dBm的EIRP。现在,这传播 $r=50$ 米的距离,且由ATLF天线部分地截获。假定ATLF天线具有约5dBi的增益G。因此,RFLM天线的有效面积为

$$A_{RFLM} = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \approx 0.001 \text{ sq.m}$$

其中5.8GHz下 $\lambda=0.052$ 米。因此,具有从AV到50米处RFLM的传播损耗为

$$Loss_{AV \rightarrow RFLM} = -10 \log \frac{4\pi r^2}{A_{RFLM}} = -10 \log \frac{4\pi(50)^2}{.001} = -75 \text{ dB}$$

因此,进入RFLM中的接收信号是大约 $20 \text{ dBm} - 75 \text{ dB} = -55 \text{ dBm}$ 。

以RFLM内ATLF中的30dB增益G来提高RFLM天线再辐射,而从可具有天线增益5dBi的RFLM天线提供RFLM辐射天线再辐射。来自RFLM的最终辐射天线再辐射信号现在为约-20dBm。

在AV处,针对10dBi天线增益下的AVPI天线有效面积为

$$A_{AVPI} = \frac{G_{AVPI}\lambda^2}{4\pi} \approx 0.0021 \text{ 平方米}$$

-20dBm的RFLM再发射信号传播回50米距离 r 处的汽车AVPI天线,具有损耗为

$$Loss_{RFLM \rightarrow AVPI} = -10 \log \frac{4\pi r^2}{A_{AV}} = -10 \log \frac{4\pi(50)^2}{.0029} = -72 \text{ dB}$$

因此,AVPI处具有-91dBm的返回,这可容易检测的。如果AVPI与RFLM之间的距离增加至100米,则到AVPI处理的接收功率减小至-103dBm,而这仍可轻易检测到。

如果将来自AV的辐射功率从10dBm增加到100dBm,则在100米的RFLM距离,具有AVPI处理单元处来自RFLM的-8dBm的接收功率。如果RFLM从110dBm EIPR的净AVPI发射功率俘获90%的能量,则在从AVPI到RFLM有100米距离情况下,在AVPI处理单元处仍具有-70.8dBm的接收RFLM天线再辐射功率。显然有大量链路预算余裕,以用于RFLM处因道路油泥以及污泥外加天气条件所致的显著本地传输损耗。

当AV接近RFLM时,信号将近似以 R^{-4} 快速增长,其中R是RFLM与AV之间的距离。如以上论述的,可使ATLF输出在某功率水平下饱和、或通过降低Q来主动地控制RFLM的转发器增益。这可连结至一种形式的AGC(自动增益控制)电路,此电路将在ATLF回路内信号振幅一旦增加超过给定水平时,降低ATLF反馈的增益。

供电RFLM

RFLM必须配置有某类型可充电电池及/或超级电容器,以允许连续操作。应请注意,有数种可用于收集的能量形式,比如挨近RFLM移动的汽车机械运动。然而,本章节更多将论述用于保持RFLM充电的常见电源。

作为RFLM电源的太阳能电池

太阳能电池的效率根据所使用的技术而大幅改变。适当设计可为5cm乘20cm的电池大小,使得具有100平方厘米或0.01平方米。赤道处的太阳辐射为大约 $1600\text{W}/\text{m}^2$,使得潜在具有16W可用。然而,这将在远离赤道的纬度减小,道路倾斜也将在一小部分路段朝不适宜方向。太阳能电池转换效率持续改善,使得假定20%合理。因此,考虑由太阳能效率及方位失配(从正交偏离)引起额外10dB损耗似乎合理,而这得到1.6W。接着,具有另一损耗预算16dB,这由通过太阳能电池盖的穿透损耗所致,该穿透损耗起因于加固电池盖、灰尘、水层以及适度量的雪及云遮蔽的通透性损耗。请注意,电池盖必须充分加固,使其可耐受车辆及除雪机通行。现在降至40mW。接着,具有每日阳光轮转的问题,使得在24小时轮转内10mW平均功率合理。如已陈述的,来自太阳能电池的能量将储存于超级电容器中及/或用于补充可充电电池。

这带来这样的结论:RFLM功率消耗必须限制在大约10mW。幸亏基于以上的链路预算计算,提供给RFLM的输出功率绰绰有余。

RFLM部署选择

图177显示了加固的RFLM的可能实现方式。图177显示RF定位车道标志17710、太阳能电池17712和反射器17714。矩形件17716以大约3-4英寸宽乘3或4英尺长概略地表示RFLM系统。当然,这可根据所遵循的当地道路标准而改变。俯视图显示小太阳能电池17712,其收集恰好足够的能量来为RFLM 17710供电。请认知到,此太阳能是加固且可受灰尘、碎石、雪层、雨水及某些径流水连累,且因此具有低效率。然而,RFLM将仅消耗1mW范围内的功率。因此,无需大收集表面。太阳能电池将对超级电容器或其它将为RFLM供电的短期电池器件充电。能量储存应足够长,使RFLM可在无日光下操作24小时周期。因此,这可用于涵盖夜间时段以及RFLM覆以薄雪层直到道路清理为止的时期。图177中的下图示出RFLM的截面,其略微凹进柏油层中。

使用调制天线反射的传感器数据传递的有限应用示例

铁路

图178中图示出列车传感器网络应用,其显示沿轨道的传感器17810(S)、轨道17812、列车17814、沿轨道的读取器17816以及偏离轨道的静止不动的读取器17818。这专门应对铁路问题,其中机车车辆上的读取器(R)距轨道旁传感器(S)的距离达100米。以上的链路预算显示,此为轻易地可能达成的架构。传感器本身必须具有更大功率输出,且因此将需要更大瞬时功率。然而,列车典型地不频发(相对于之前考虑的道路交通流)。图178中显示出困难,其中列车车厢上的传感器可从列车发动机上的R或轨道旁静止不动的R读取。另一种实现可为,其中S传感器是沿着轨道,且发动机上的R读取器可读取这些S传感器。第三种可能为,列车发动机上的读取器读取位于列车车厢或列车货物上的传感器(TS)。

针对RFLM应用而言,传感器(S)中的ATLF在来自比如列车发动机所装设读取器(R)的接收信号之上调制数据。以列车读取器(TR)表示该列车发动机所装设的读取器。逐步进行信号调制,从TR的载波信号开始,其形式为

$$\text{Re}(A_c \exp(j2\pi f_c t))$$

其中 A_c 是载波的复数振幅,并且 f_c 是载波频率。雷达以复数值恒定幅度调制 $m_1(t)$ 来调制该信号,使得以 $c_1(t)$ 表示的发射信号为

$$c_1(t) = A_c m_1(t) \exp(j2\pi f_c t)$$

其中请了解到,实际可观测信号是 $c_1(t)$ 的实部。调制 $m_1(t)$ 是对每个TR的独特编码。因此,两列车可同时询问一给定传感器而无数据包碰撞失效的问题。

该调制载波信号从TR传播到传感器的ATLF,其中进入ATLF中的输入信号为

$$c_2(t) = G_{TS} c_1 \left(t - \frac{d_{TS}}{c} \right) \exp(-jkd_{TS}(t))$$

其中 G_{TS} 是从TR到TS传感器天线的信道增益,并且 d_{TS} 是TR与TS传感器之间的物理距离,该物理距离根据径向速度随时间改变。请注意 d_{TS}/c 是从TR到TS传感器的时间延迟。

其余计算依循以上针对RFLM所提出的形式。

智慧绷带

智能绷带(SB)正设想作广泛推展,但其大部分仍属庞大。此庞大多数起因于为SB组件供电的电池。这些组件典型地使用蓝牙网络链接构思,用于将病患信息发送到独立的监视站。

在医院环境中,由于蓝牙的有限室内距离,使病患信息接到适当楼层需要使用中继器或用于监视器到基础设施网络的链路。相信通过使用ATLF以病患信息调制SB天线反射,可显著降低此信息系统的成本。如此,由于低功率ATLF可从电力驱动监视系统传输捕获操作能量,因此不需考虑专用于蓝牙操作的电池功率。

在家用环境中,可使用与医院中的相同的SB。行动方便的住宅病患将链接至家庭监视站,且来自ATLF调制SB天线反射的天线再辐射信号的强度将容许在房屋内到处随意行动而无需中继器。

如在参考的ATLF申请专利案中论述的,ATLF将在任何环境下自动地调整SB天线对ATLF的匹配。针对病患,因比如病患定位或病患皮肤状态改变所致的天线局部阻抗的改变将自动地解决。

用于基础设施监视的分布式传感器

针对传感器分布于大结构(比如建筑物及桥梁)上或在长距离上间隔较宽(比如管线)的应用,可使用ATLF天线再辐射增强方法,响应来自飞越的头顶无人机或行经传感器节点的车辆的询问。

如此,通过使用调制至天线反射上的低功率ATLF天线再辐射增强数据信号,将来自有线或太阳能电池供电远程传感器的一小部分能量减至最小。

将移动传感器并入AV位置组件处理中

[0002] 可行的是,与以上针对固定传感器描述的方法类似地并入移动传感器。在此情况下,移动传感器内含有关其位置的信息以及特定的传感器数据。本申请案的网络组件将响应AV询问器,提供唯一传感器识别符(其包含作为移动传感器的特殊标志)连同传感器位置及相关联的传感器数据。

在连附至行人或其它移动车辆的移动传感器的特殊情况中,AV处理将维护对于这样的移动传感器的单独的数据库。通过移动传感器数据的更新,AV可在相距移动传感器的一大距离处推算潜在可能的碰撞,且操作来减轻该碰撞以及选择性地通知AV乘坐者。

本申请特别地有用于比如仓储作业中的机器人车辆,其中机器人车辆经编码而避免此类碰撞。

ATLXR耦合多极点高Q器件作为外部谐振器

外部BAW/SAW谐振器示例

基于声波晶体上表面波激励的叉指SAW装置的示例显示于图196中。图196显示金属线19610、电端口19612、叉指转换器19614、表面声波19616和压电基板19618。通过电端口的耦合在频率响应方面具有锐高Q谐振。声波来回横向移动如图所示,这有效率地在一特定频率耦合两电极。

BAW谐振器的示例显示于图197中。图197显示电端口19710、金属电极19712和石英基板19714。BAW需要在声波晶体晶片顶部及底部上的电极。图示出的是用于10MHz谐振器的170um厚的晶片。当频率远更高时,微波BAW更薄许多。结果,存在大电容,其使信号电磁地分流通晶体。因此,将对BAW操作的频率可多高具有一限制。必须使用可能的具有最高声速的材料,使得电极可进一步分离。

减轻SAW/BAW的温度改变效应

一般了解到,SAW及BAW对温度具有一些敏感性,这通常起因于基板材料刚性,该刚性倾向在较高温度下减小,导致声速减小。这可造成当温度改变时,谐振极点的数MHz频移。ATLXR可藉由ATLXR反馈中耦合ATLn谐振器(R)谐振频率的补偿移位来补偿该移位。

[0003] 制造期间降低SAW/BAW的Q

值得注意地,可藉由在制造期间安设一些声波吸收介质在电极顶部上,而轻易地减小SAW的Q。因此,可设计SAW具有指定的Q值。

同样可行的是,藉由在制造期间增加一外部电阻至电极来减小BAW的Q。降低BAW的Q将使得可较容易藉ATLXR作频率调谐。请注意,BAW通常为单个谐振器装置,但可将数个安装于同一声波基板上且连接而形成一较高阶滤波器。针对设计电极以得到较高阶滤波器的多个极点而言的SAW灵活性,在BAW上将不可能。

增强低到中Q初级谐振器的Q

ATLXR的实现方式并不限于初级谐振器比如外部谐振器XR为高Q的情况。为提供初级谐振器18420的Q增强示例,考虑如图184所示的ATLXR类别1实现方式,其中三个可变次级谐振器17910被用在ATLXR反馈回路18412中。三个R可变谐振器之间为增益模块G 18414,用于隔离R谐振器18410。P是移相器18416,并且DC是用于提供反馈信号的耦合比为“c”的定向耦合器18418。

针对初级谐振器的初始开回路Q为50且R的Q为5示例的初级谐振器XR极点的Q增强显示于图185。初级谐振器XR的主导极点最靠近在右侧的 $j\omega$ 轴,从对应于Q为50的极点位置开始。当ATLXR回路增益G增加时,初级谐振器XR的主导极点朝 $j\omega$ 轴移动,提供外部谐振器F的Q的可能大量的增加。

藉略微去谐可变谐振器R的频率,可如图186中所示的Q增强初级谐振器XR,其中根轨迹朝 $j\omega$ 轴移动。同时,可看出根轨迹也在s平面中移向较高位置,象征电路的谐振频率已略微增加(在该具体示例中,小于0.5%)。如稍后论述的,该频移可受控制,以将闭回路谐振极点精确地置于s平面中。

ATLXR可变谐振器R的调谐也容许ATLXR信号回路中存在的任意相移的补偿。

图187显示针对寄生延迟所诱发的90度相移的响应。请注意初级谐振器F的增强极点的频率的移位。这可藉由控制可变谐振器R的f来加以补偿。请注意,初级谐振器XR在s

平面中移动愈多,次级R极点的移动将变得愈大。因此,初级谐振器XR极点的移动限制是可变谐振器R极点开始干扰通带响应、由此产生寄生带所在的点。

源于ATLXR实现方式的可调谐SAW/BAW

ATLXR低Q谐振器当与高Q特征部件比如SAW/BAW耦合时可有助于调谐范围及Q值两者的改变。考虑图198中所示三元组高Q谐振器作为示例。三个谐振器 f_1 、 f_2 、 f_3 中的每个都具有远超过100的Q,且频率错开,使得这些谐振器之间交互作用极少。本示例中的谐振频率选定为 $\omega_1=0.99$ 、 $\omega_2=1$ 、及 $\omega_3=1.01$ 。

这些固定频率高Q谐振器是与ATLXR信号回路耦合,如图199中所示的,其中F1、F2和F3为谐振器,R为谐振器模块比如基于ATL的谐振器,G为增益模块,P为移相器,及DC为定向耦合器。该具有外部谐振器XR的ATLXR实现方式包括:

三个并联的外部高Q谐振器,具有 $Q \approx 100$,及

一信号回路,其具有三个低 $Q \approx 5$ 的可变次级谐振器R,其被分开增益缓冲器模块G、移相器P、及定向耦合器DC

耦合ATLXR信号回路的可变次级ATL谐振器(R)是在归一化频率范围 $\omega=0.96$ 至1.03上扫频。如在图200中针对该调谐范围内的多个样本的根轨迹图中观察,可观察到以下特征:

耦合谐振器频率响应可调谐:藉由将这些并联高性能、高Q谐振器并入于使用低Q的ATL谐振器的ATLXR配置中,可导致一在相对较宽的调谐范围上可调谐的高Q滤波器。在图200中,外部高Q谐振器XR的极点以“x”符号给出,且零点以“o”符号给出:零点是因BAW的并联谐振器连接结构而产生。耦合ATLXR及高Q的BAW谐振器的操作频率的改变被看作,初级根轨迹响应扫频耦合ATLXR谐振器而在s平面中水平地运动时所致的斜率改变。因此,高Q主导闭回路极点给该滤波器提供一非常窄带的响应,其可在相对宽的频率范围(“宽”相对于ATLXR带通响应的窄带宽而言)上可调谐。

提供耦合谐振器的Q增加:图200的图表序列的另一关键点在于,相对较宽的频率调谐范围是藉耦合谐振器Q的可控改变完成,而这可能藉多个SAW/BAW谐振器实施,所述谐振器在耦合可调谐次级ATL谐振(R)改变时顺序地Q增强。耦合ATLXR及高Q BAW谐振器的Q改变被看作,初级根轨迹响应扫频ATLXR谐振器而在s平面中水平地运动。

提供制造后耦合谐振器的Q减小:尽管本示例中未显示出,然ATLXR的闭回路Q抑制相似地藉由使ATLXR增益模块的增益成为负值而达成。这导致主导ATLXR极点移动远离图200的图表中的 $j\omega$ 轴,对应于Q降低。针对ATLXR,最好使Q稍微低一些,以使其更容易调谐。

ATLXR中耦合线带通滤波器的实现方式

另一可能的实现方式是使用如图201中所图示的耦合线带通滤波器,其具有数个并联的较高Q极点的等效件及ATLXR反馈电路20110。将之组合在ATLXR信号回路内,可达成一延展于耦合线过滤器带宽度度的大调谐范围,而不致引发先前示例中所强调的高Q增强的困难。此处是一耦合微带线滤波器的示例,其具有可依序Q增强的多个极点,而导致具有所需适度Q增强的宽调谐范围。

作为具有此类多个外部谐振器F的Q增强的一个示例,考虑3阶Butterworth滤波器作为外部谐振器示例,其具有如图202顶部处所示的频率响应。该滤波器可划分成三个级联SOS节。因此,表现为三个串联极点,但无如先前示例并联结构中介于极点之间的零点。当此

滤波器响应置于ATLXR信号回路中时,产生图203的根轨迹响应,见右侧,指示外部谐振器XR的中心极点为Q增强的,且两侧翼极点进一步移动到左侧平面中。请参考图210,其显示出ATLXR配置具有高Q外部谐振器21002,其设置成与移相器21004和增益模块21006串联。

如先前的,如果R谐振器调谐为较高的谐振频率,则外部滤波器谐振器的上方极点因其朝 $j\omega$ 轴移动而为Q增强。同样地,如果R谐振器调谐为较低的谐振频率,则外部滤波器谐振器的下方极点因其远离 $j\omega$ 轴移动而为Q抑制。

最后指出,可使用如图204中所示的波导滤波器20410,作为如图201中的平面印刷电路滤波器的另一选择。

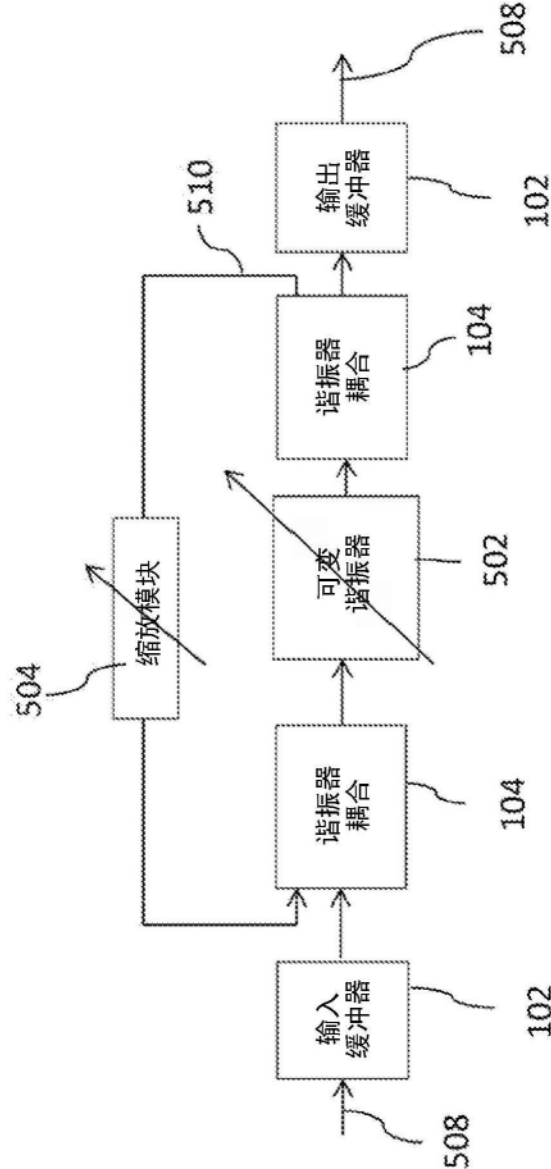


图1

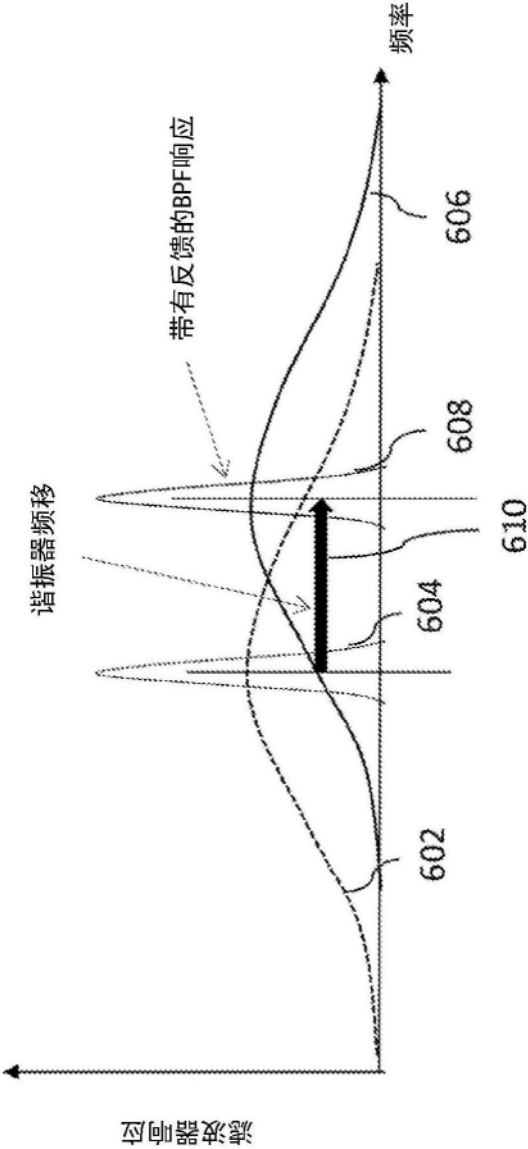


图2

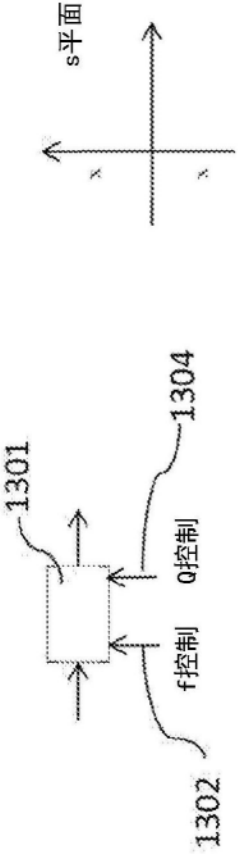


图3

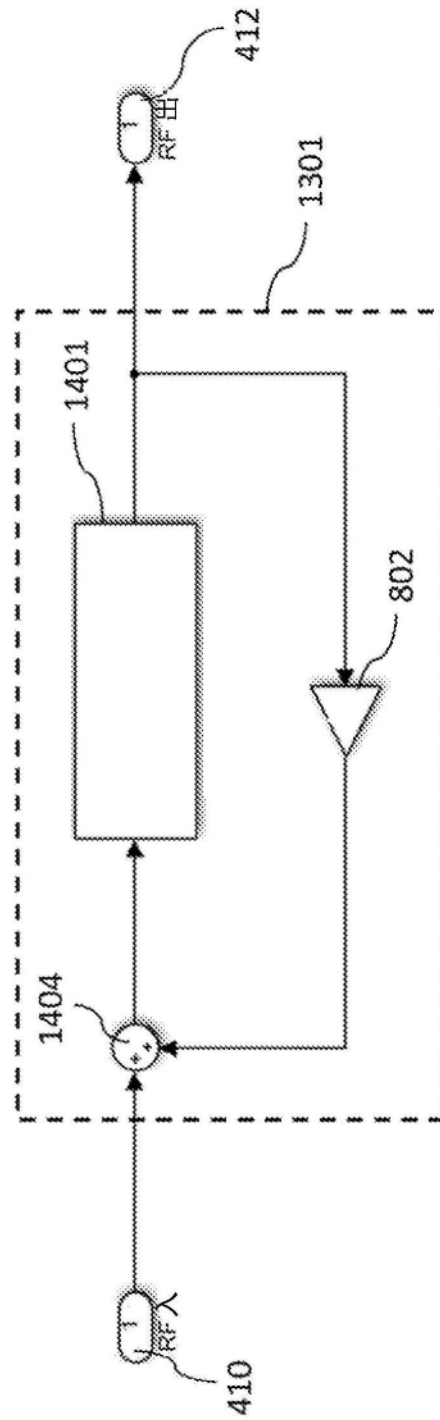


图4

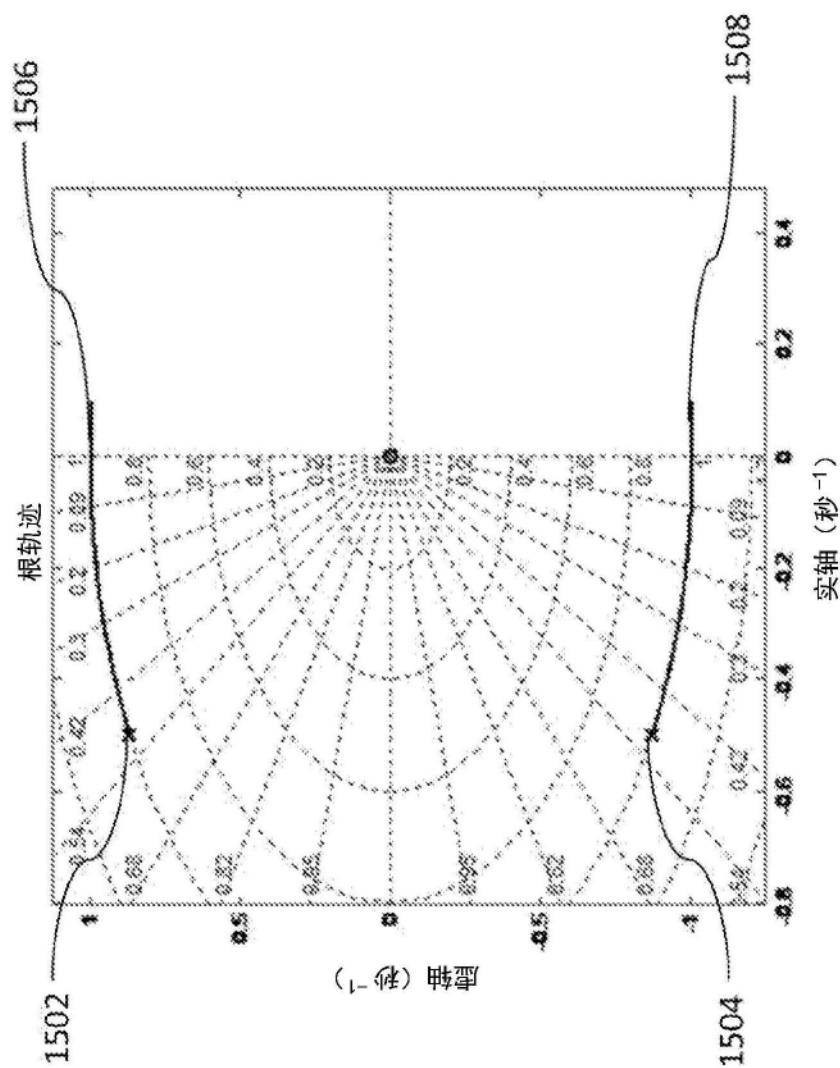


图5

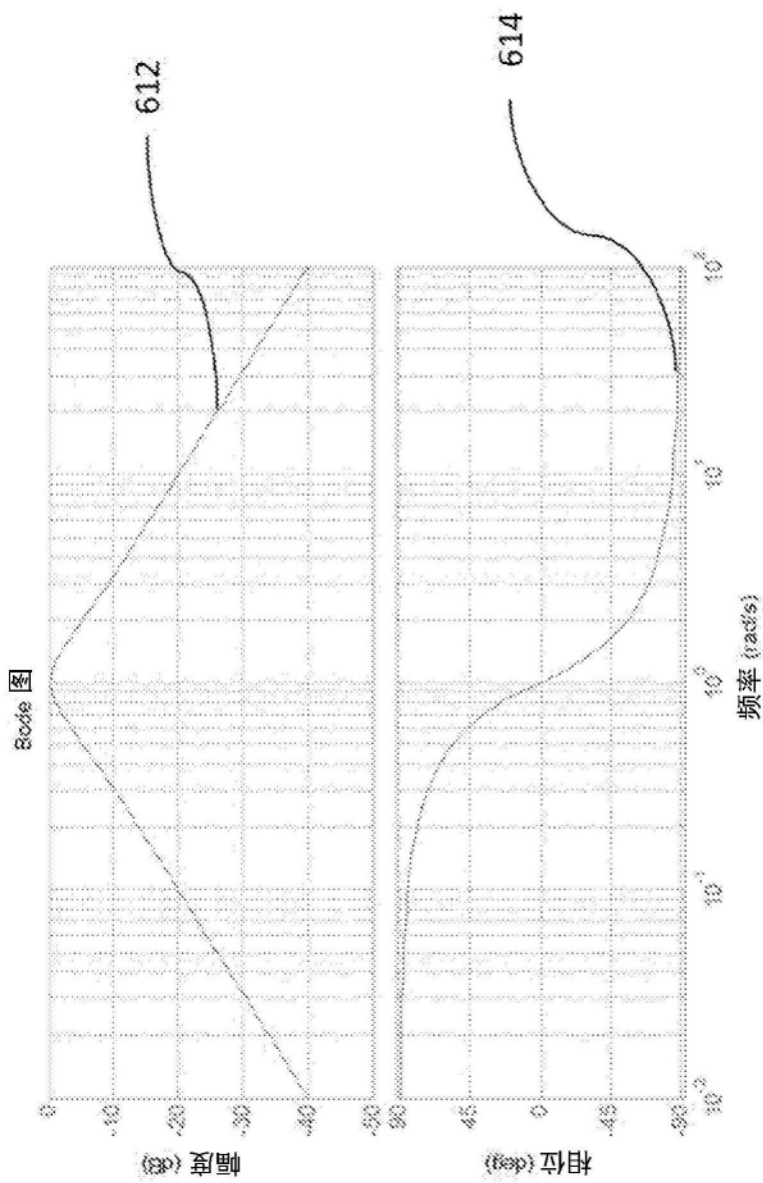


图6

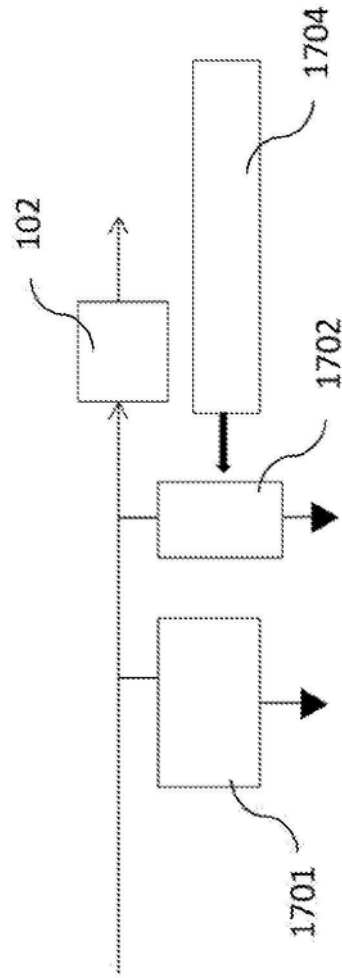


图7

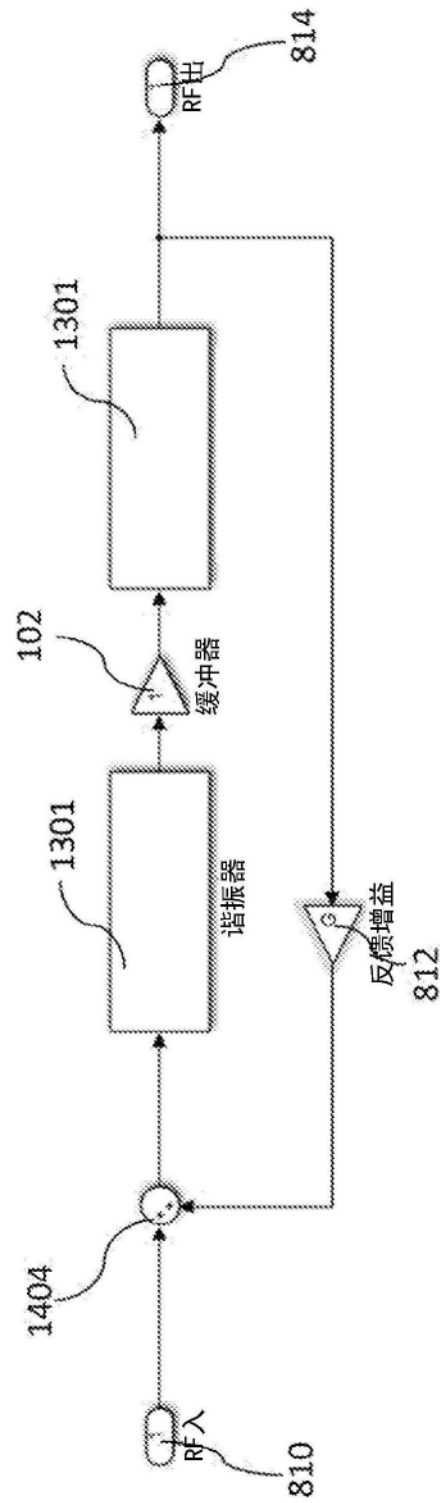


图8

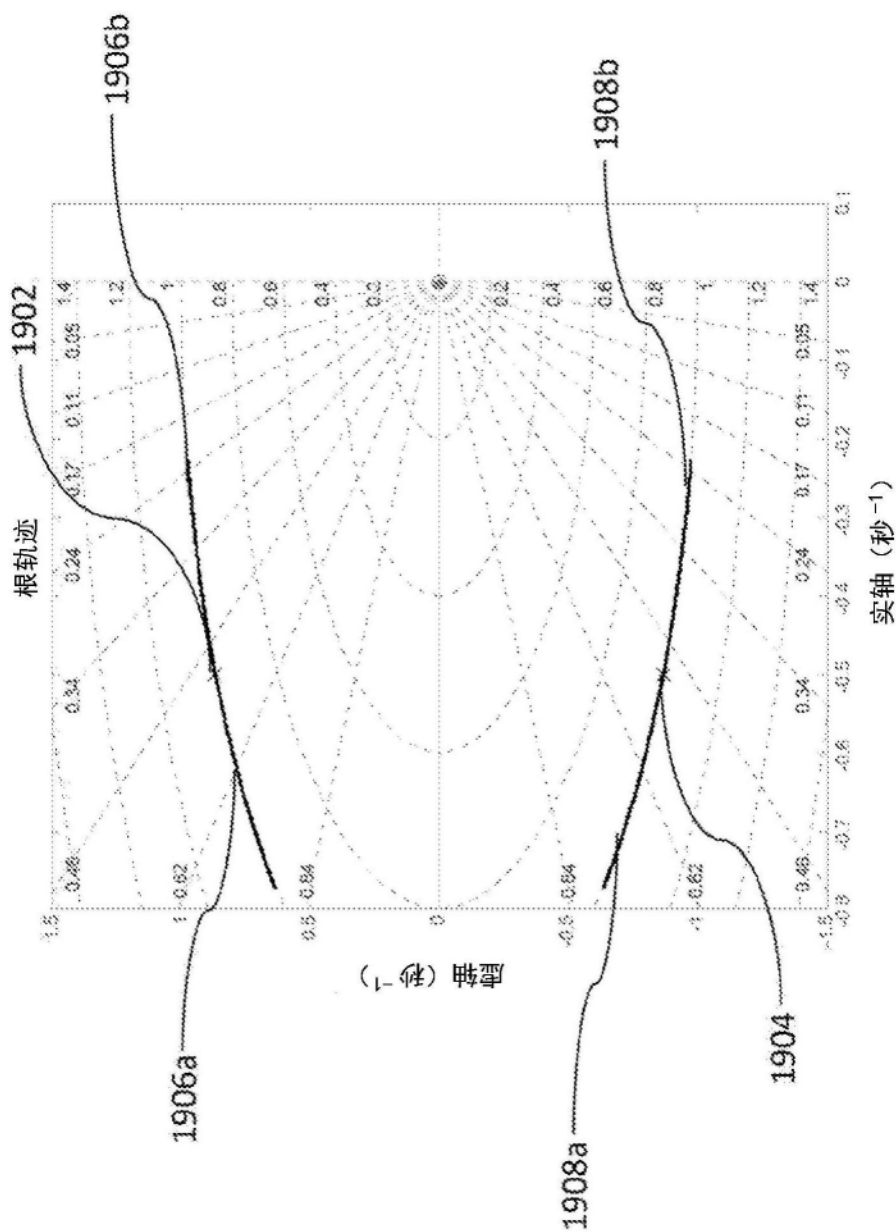


图9

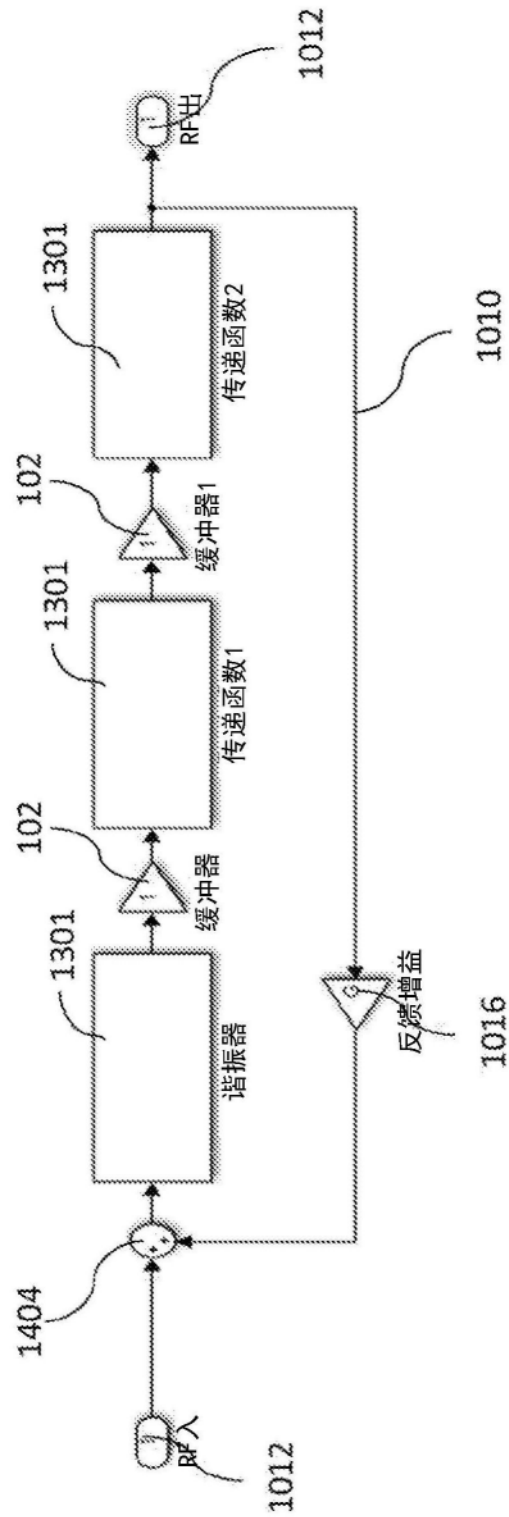


图10

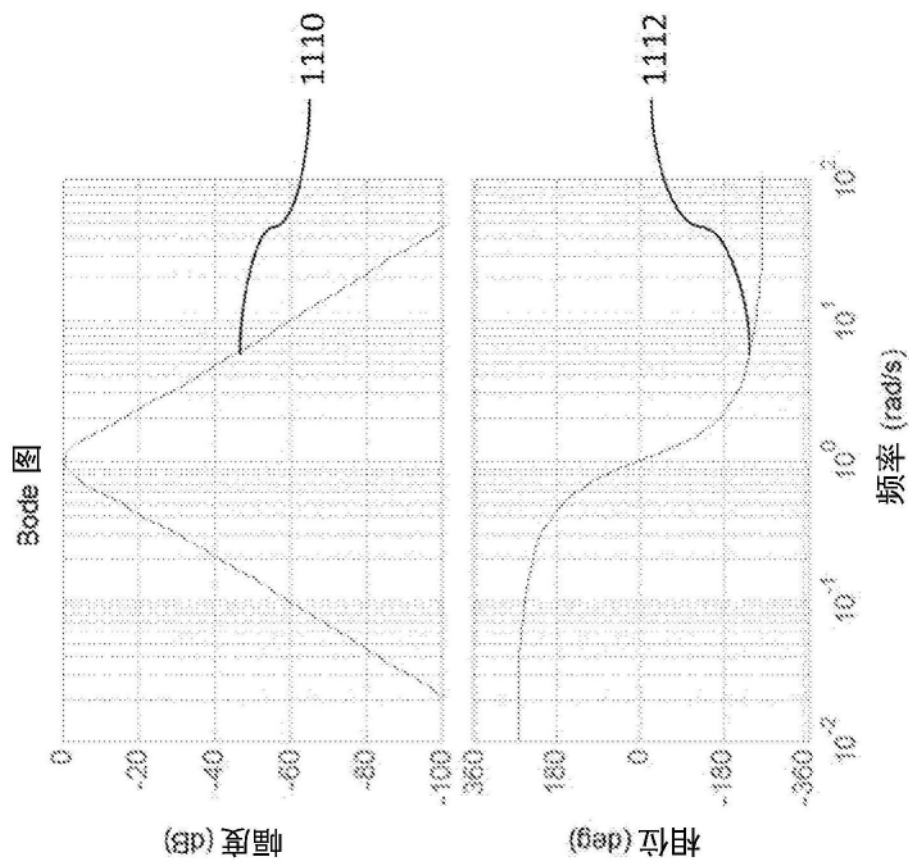


图11

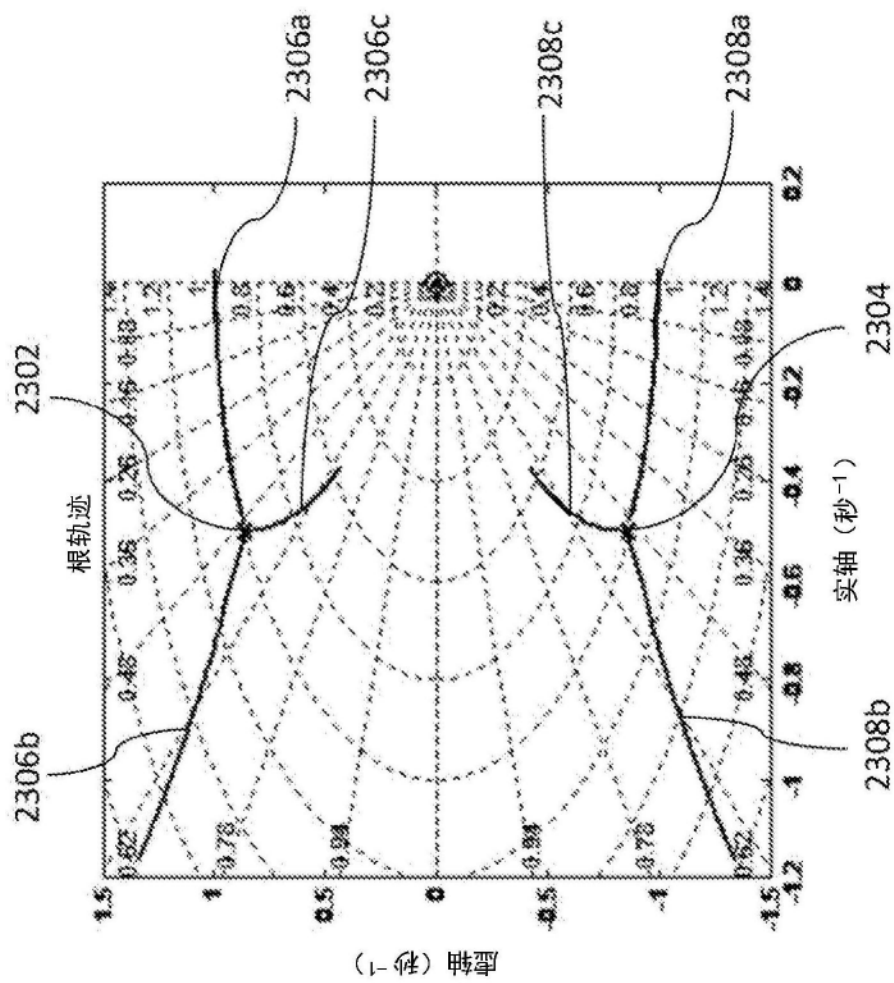


图12

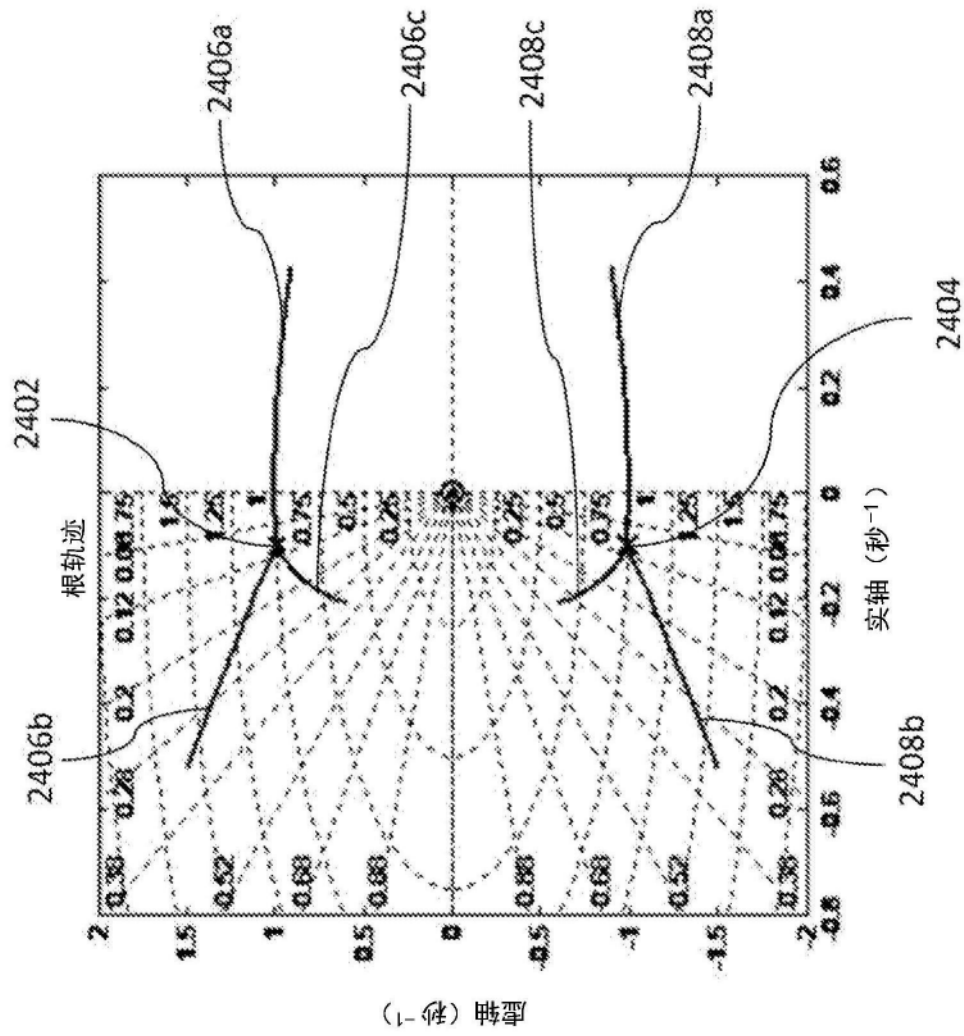


图13

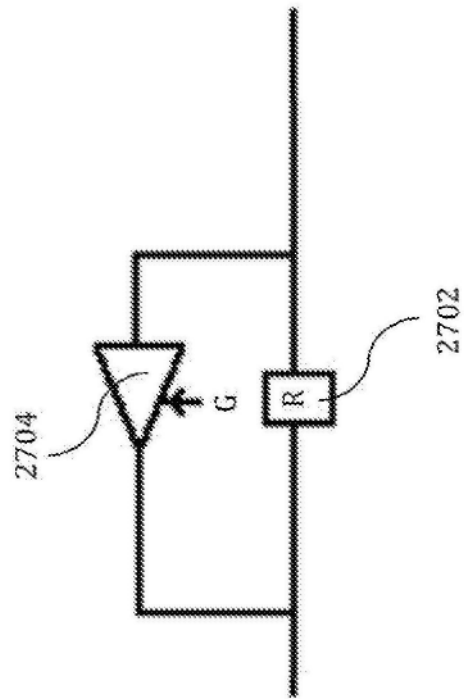


图14

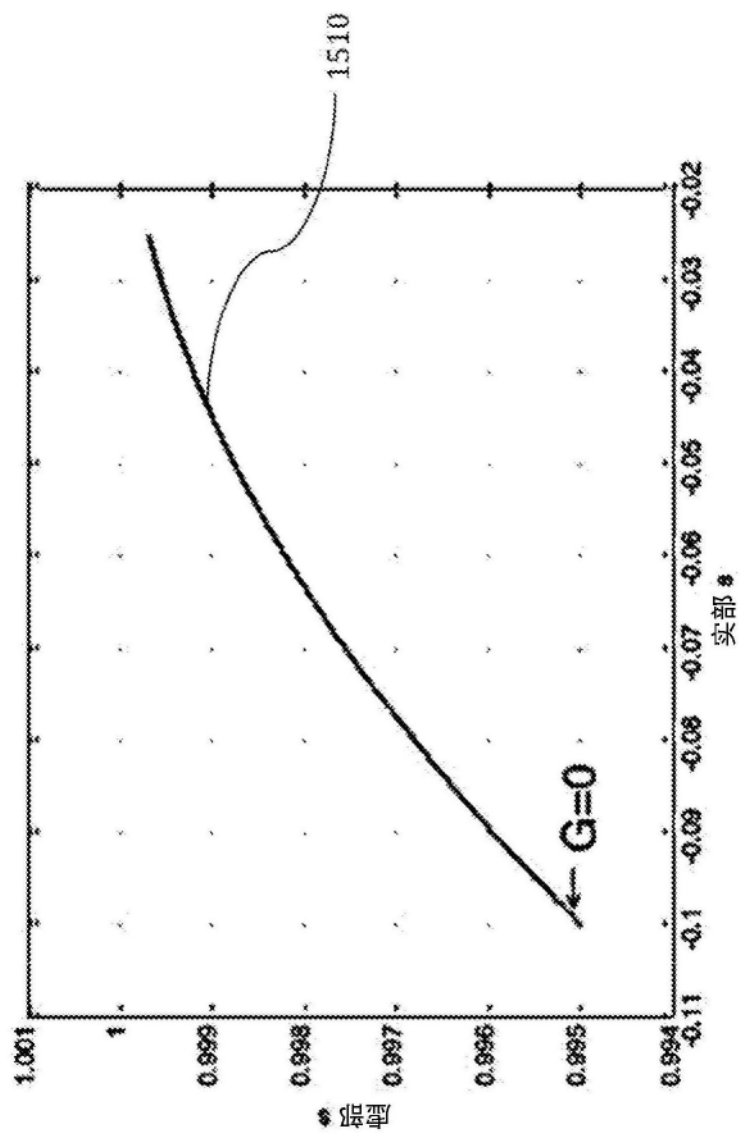


图15

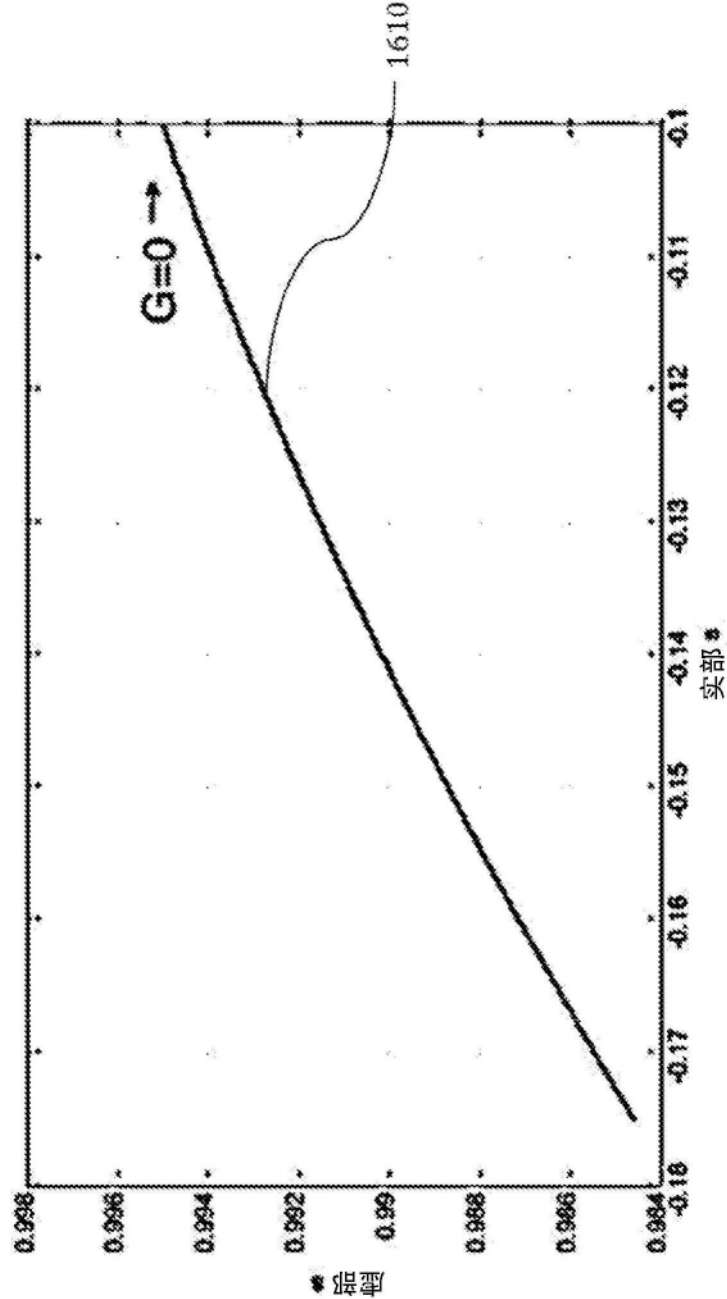


图16

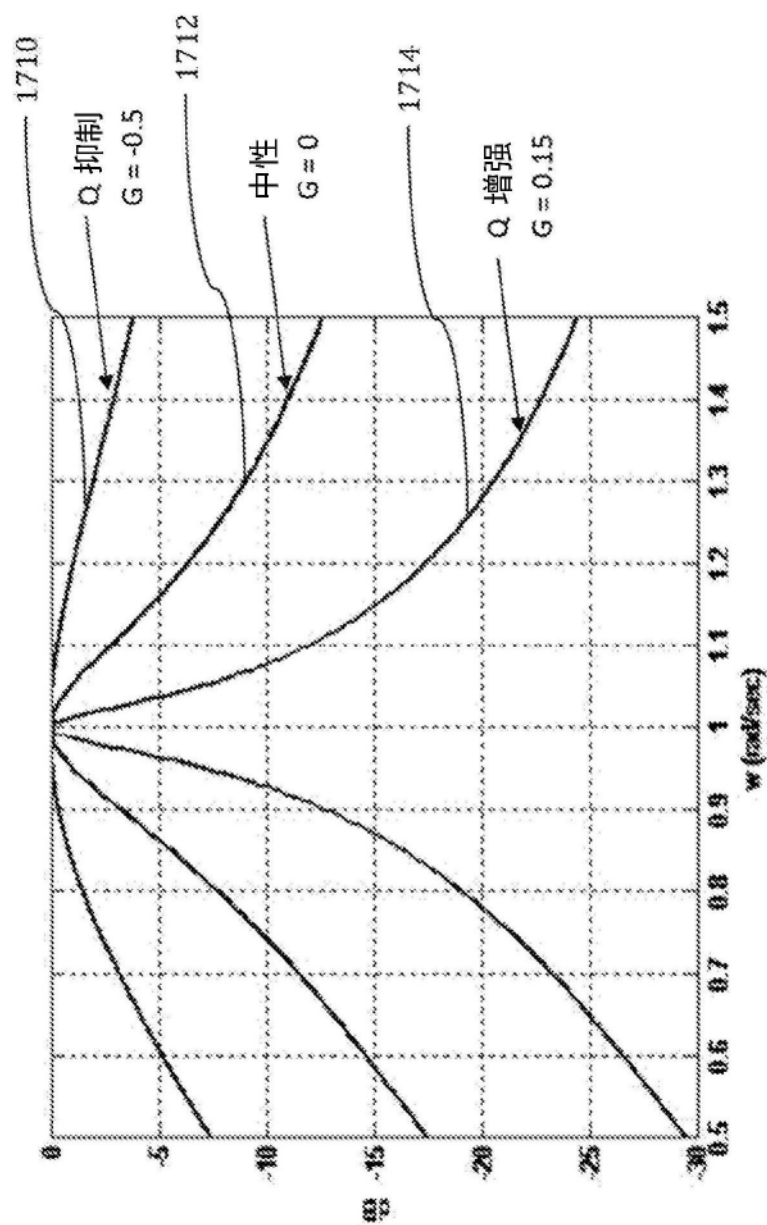


图17

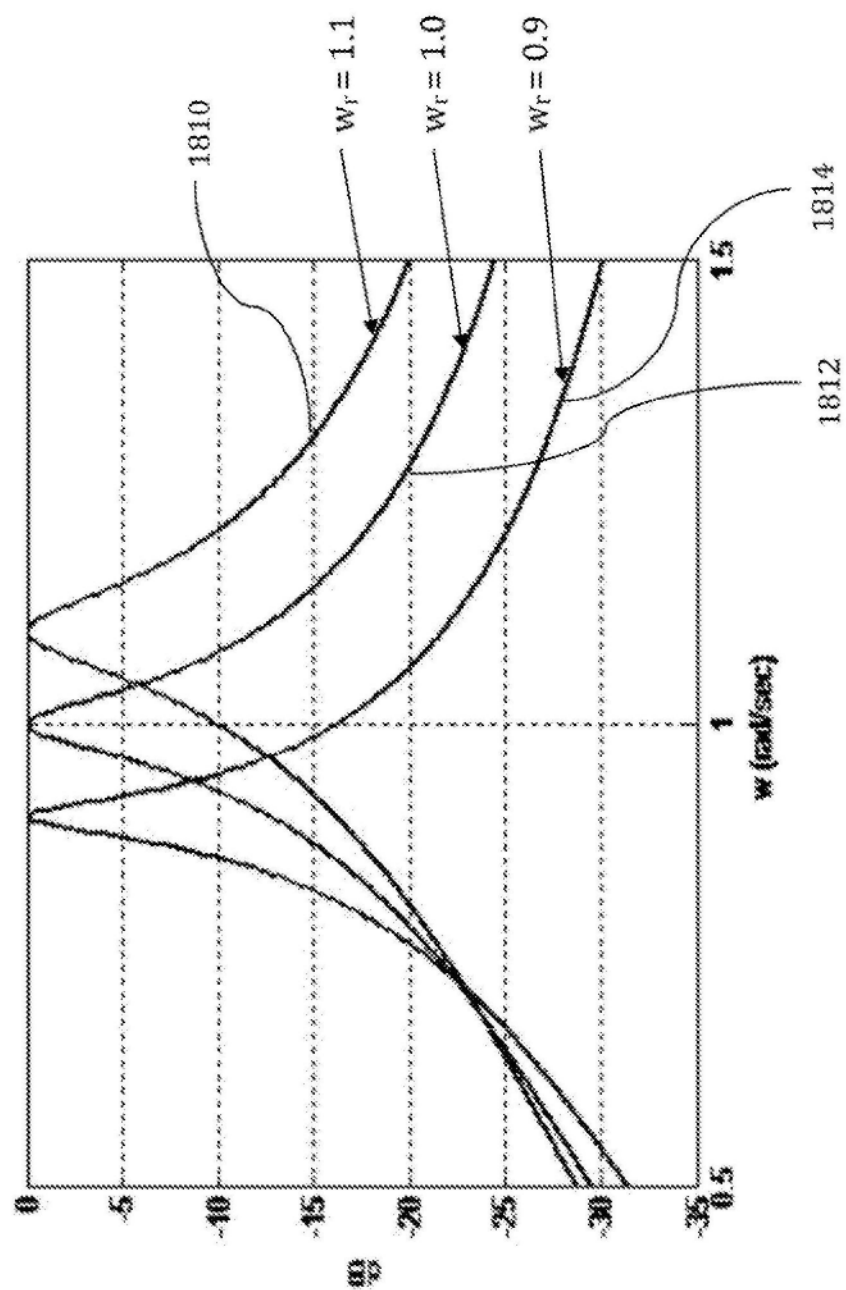


图18

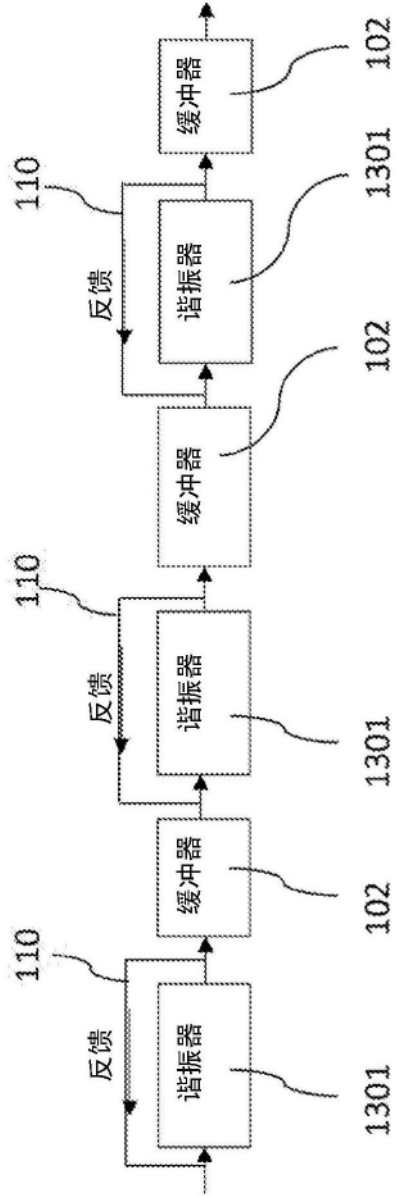


图19

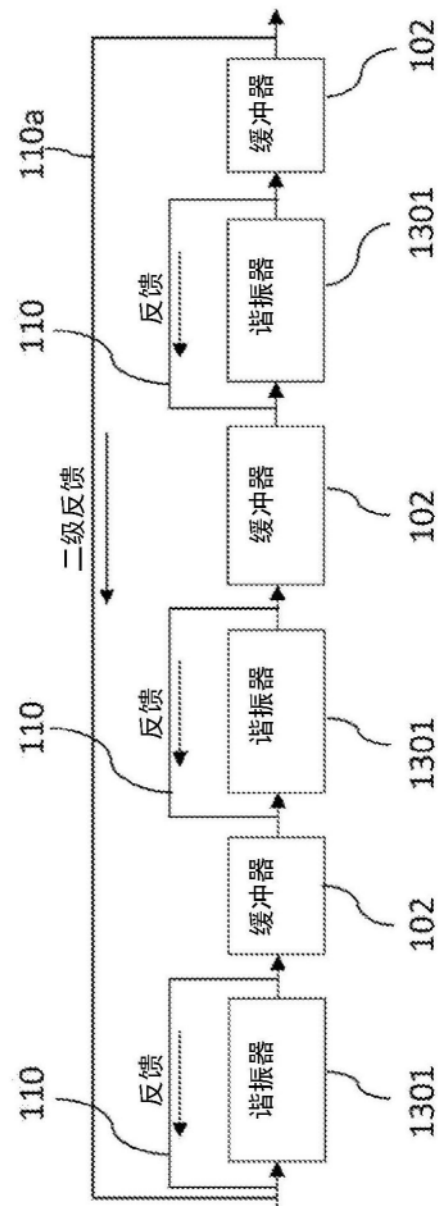


图20

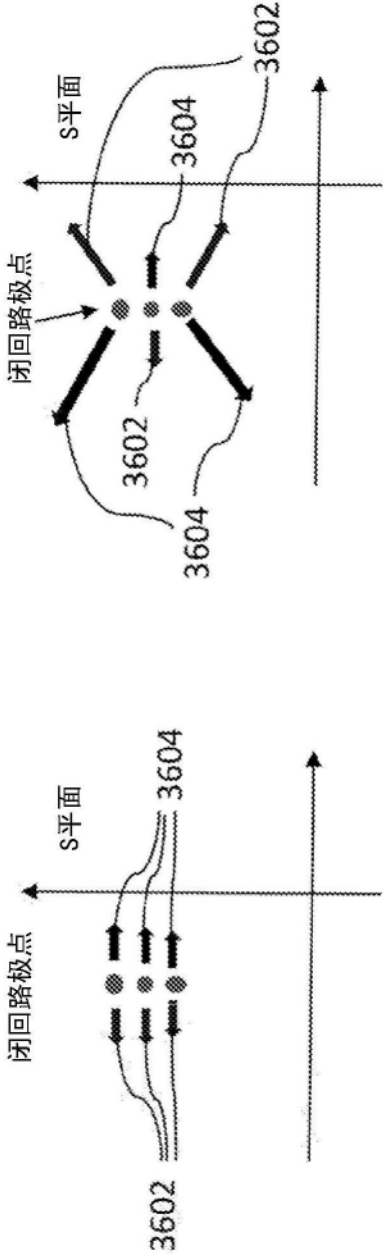


图21

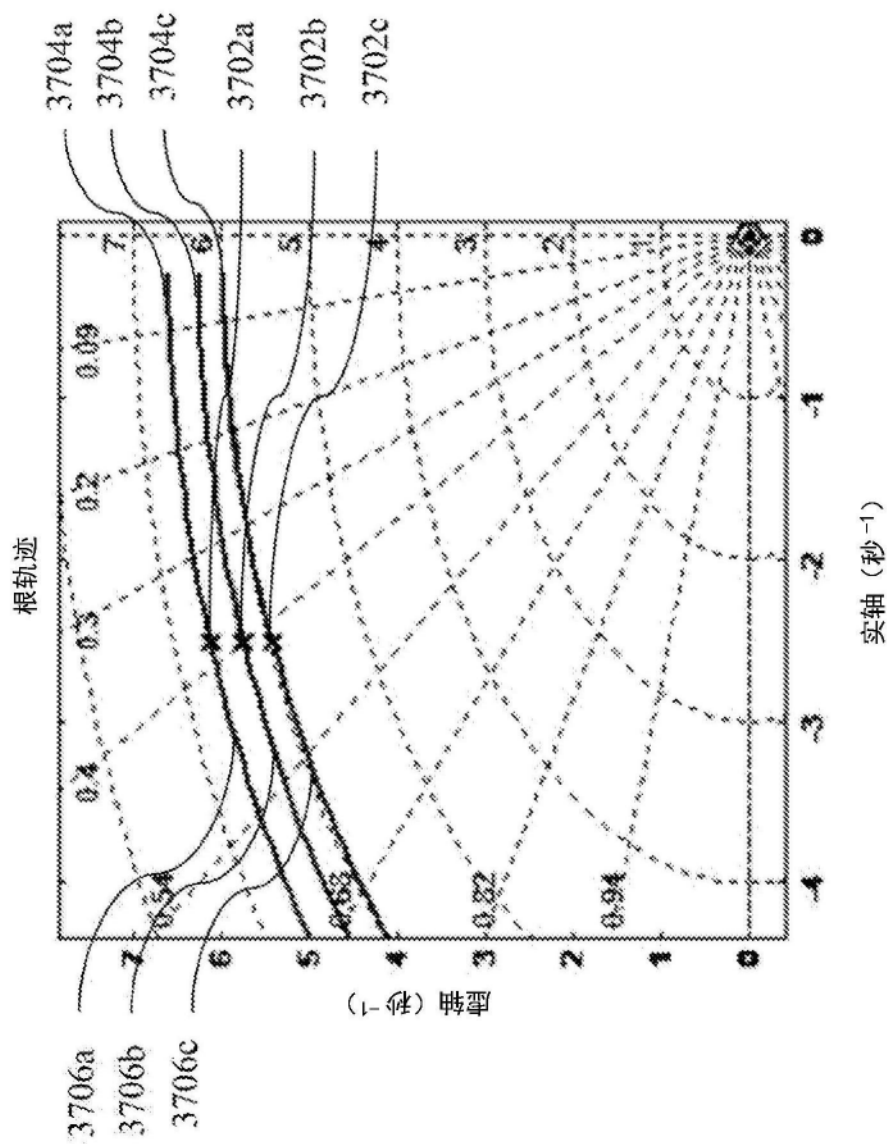


图22

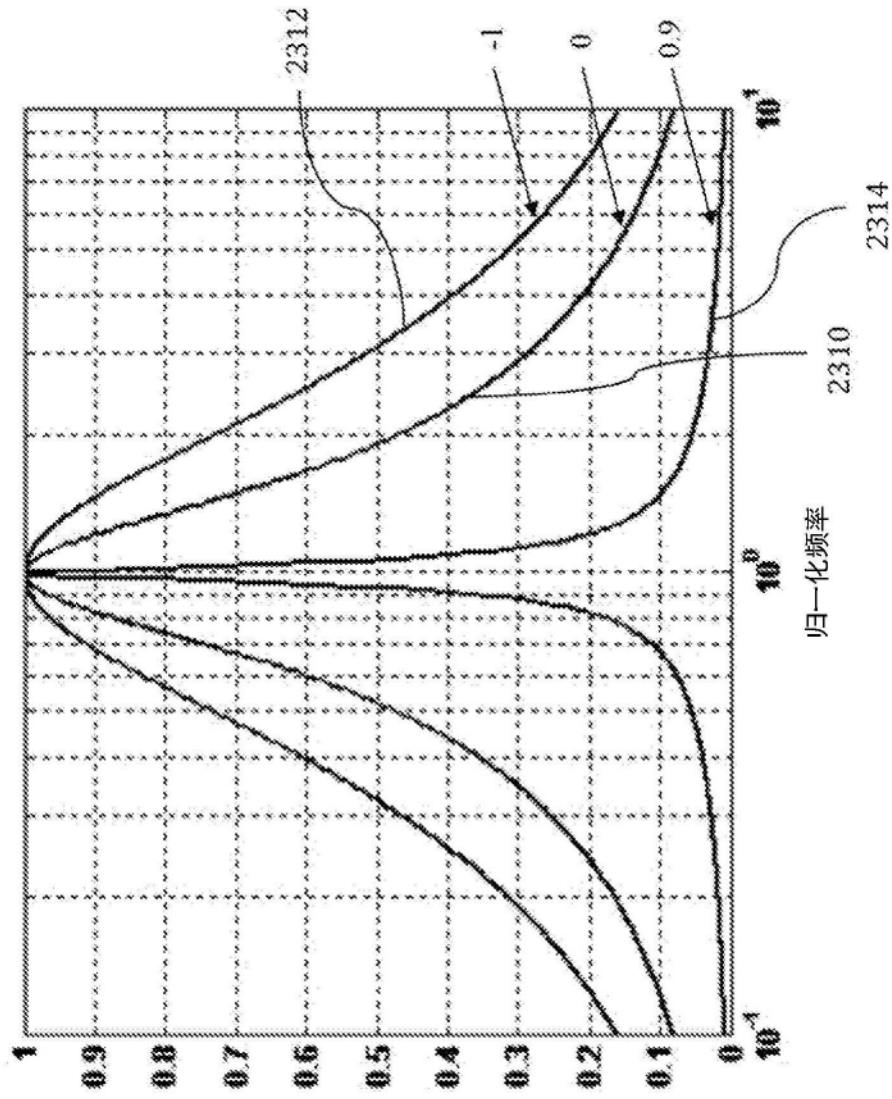


图23

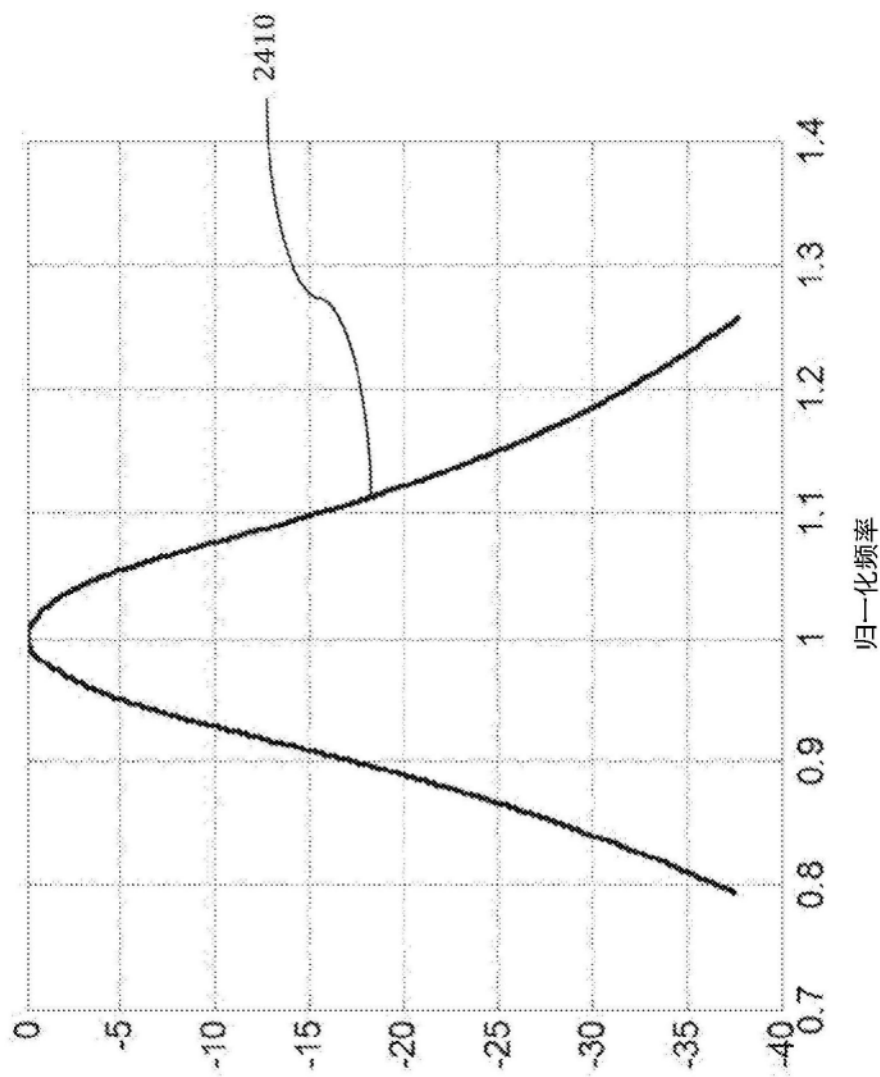


图24

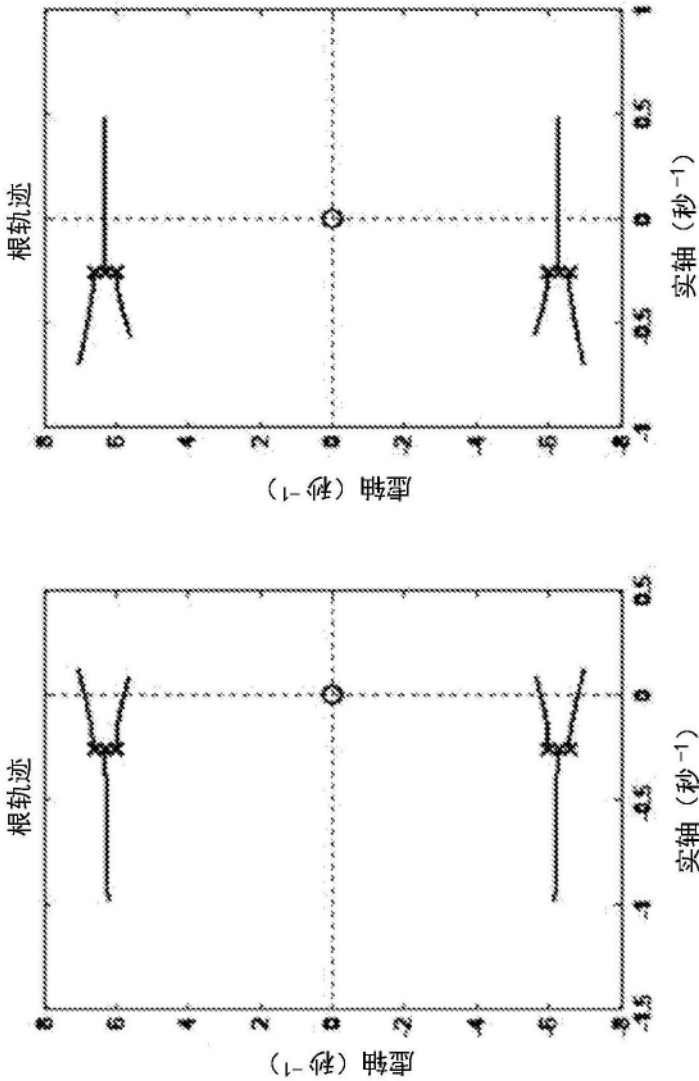


图25

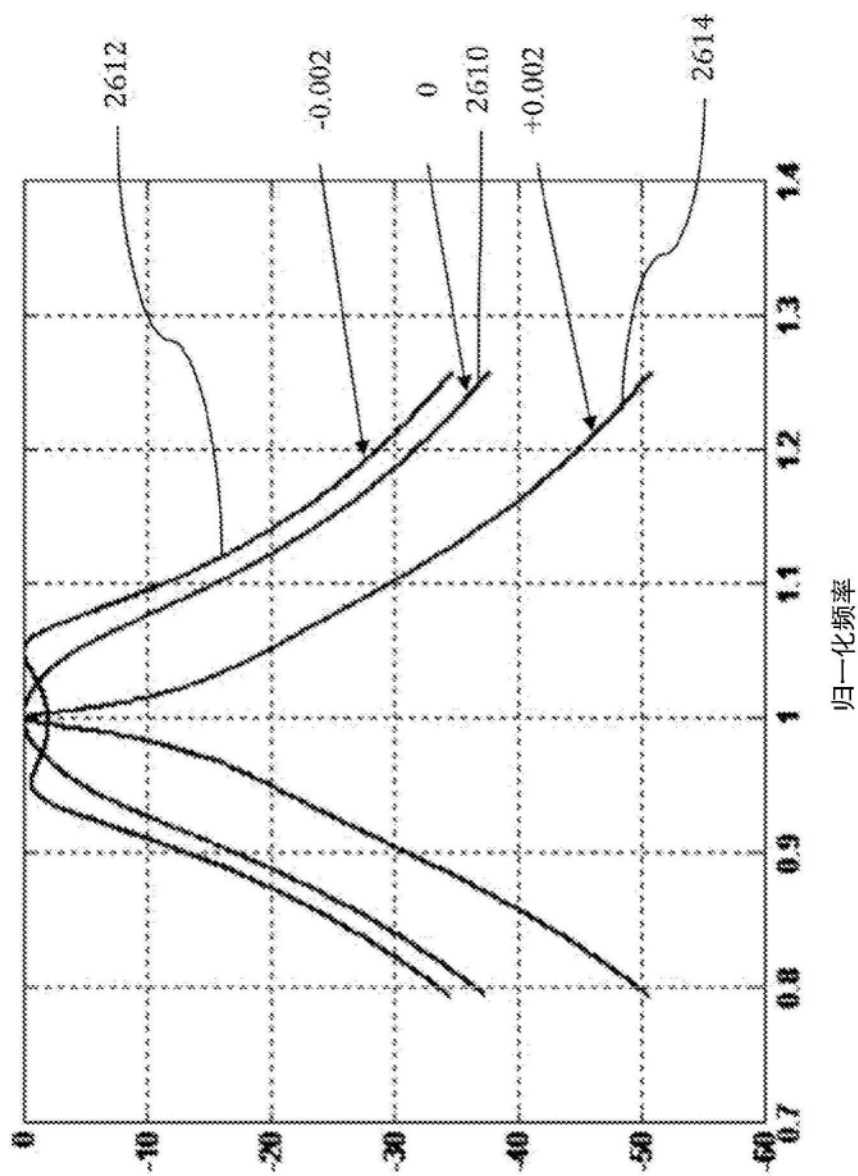


图26

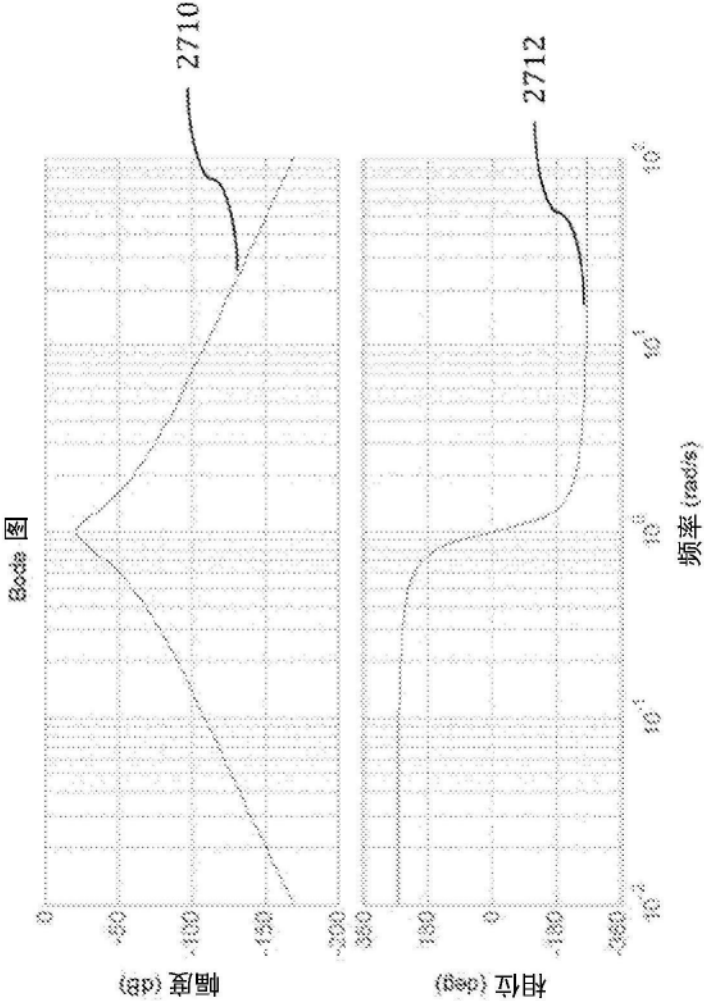


图27

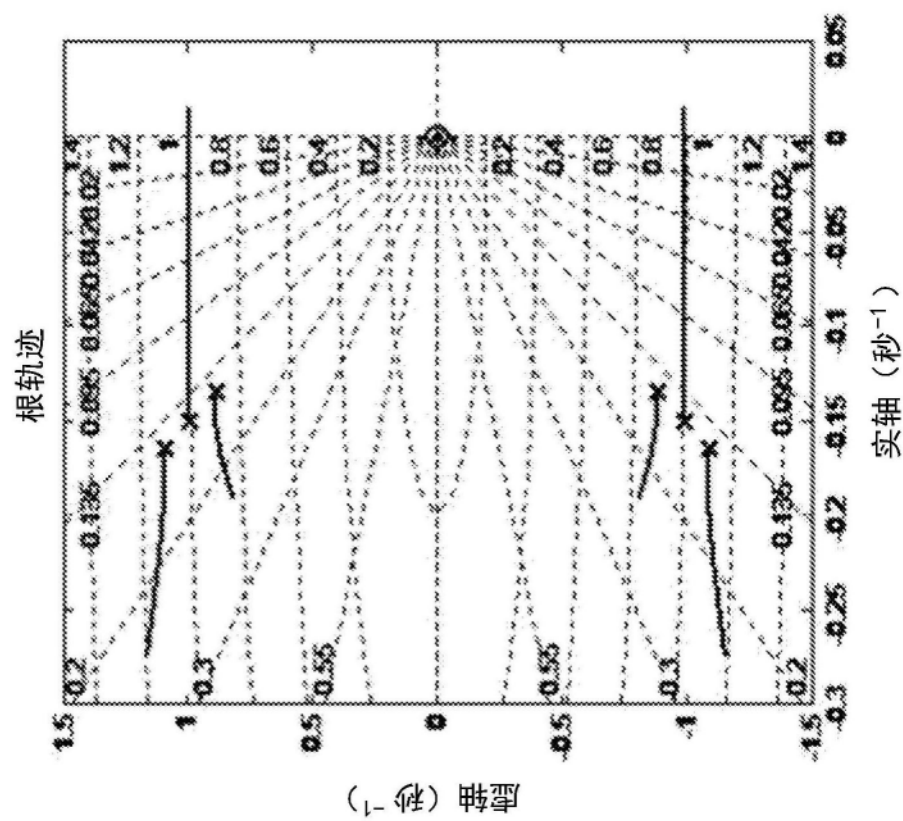


图28

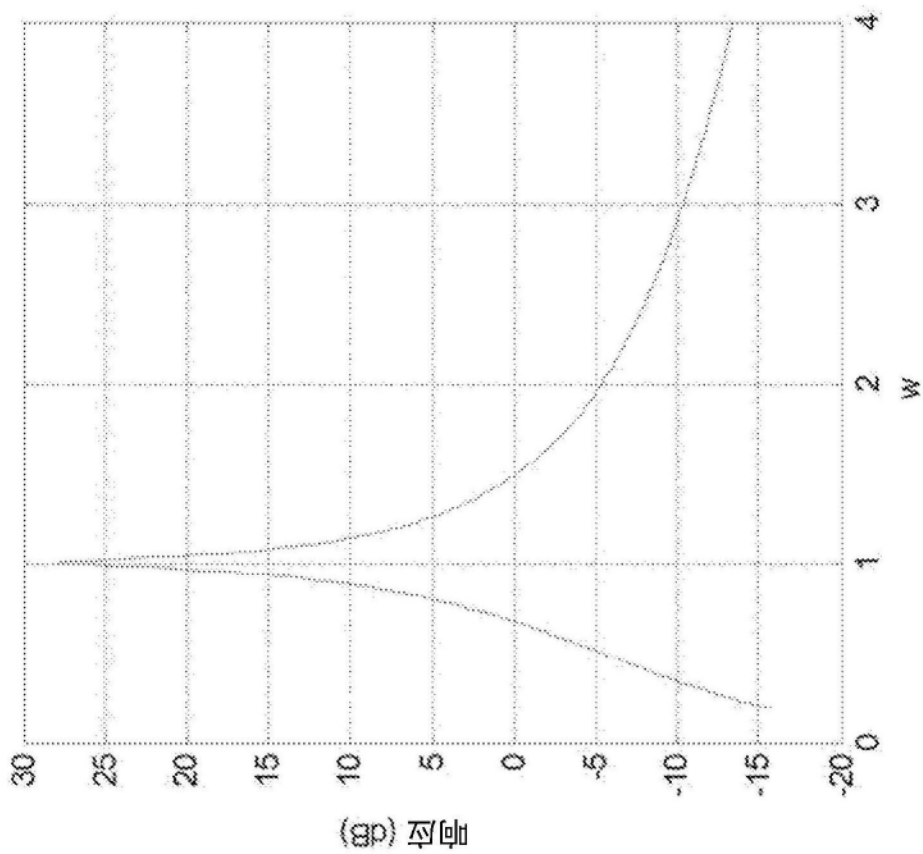


图29

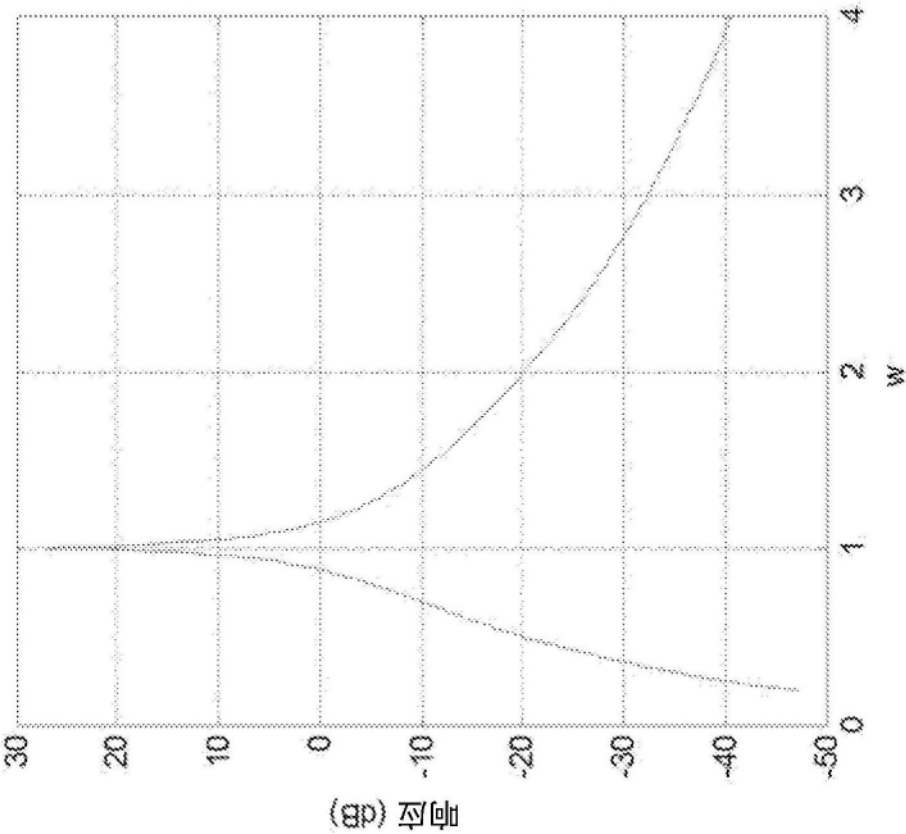


图30

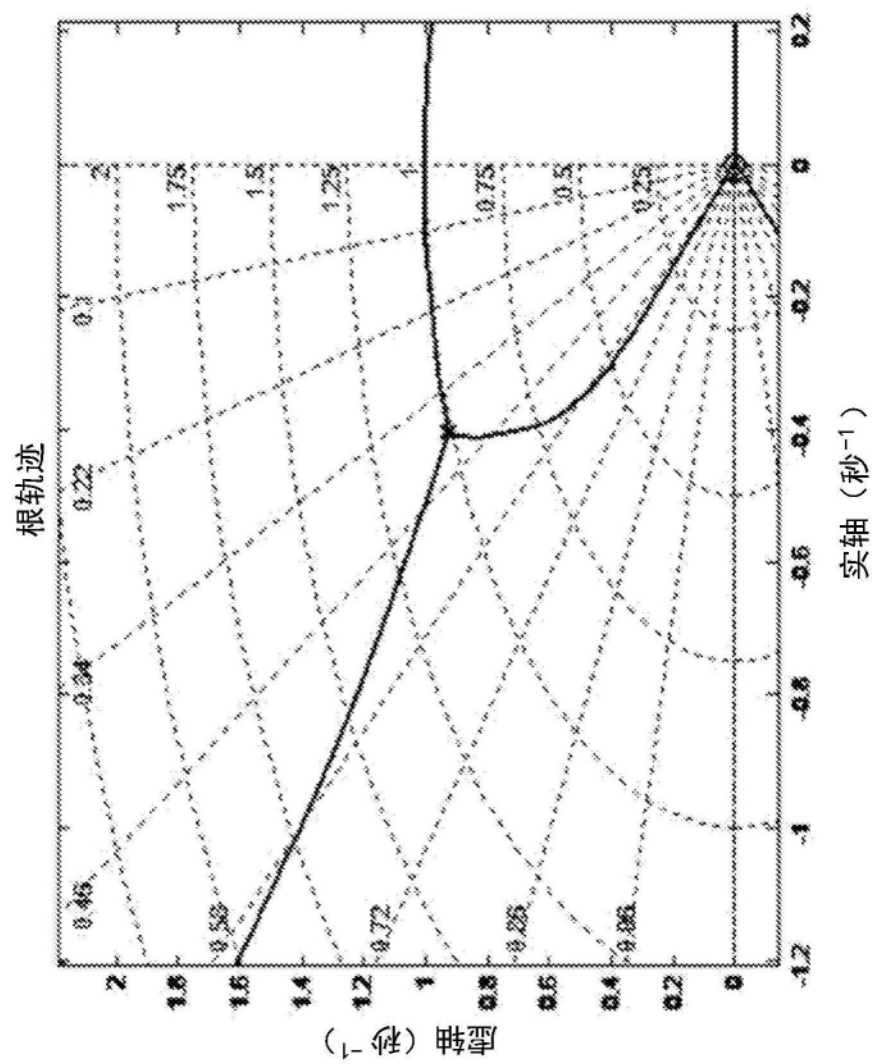


图31

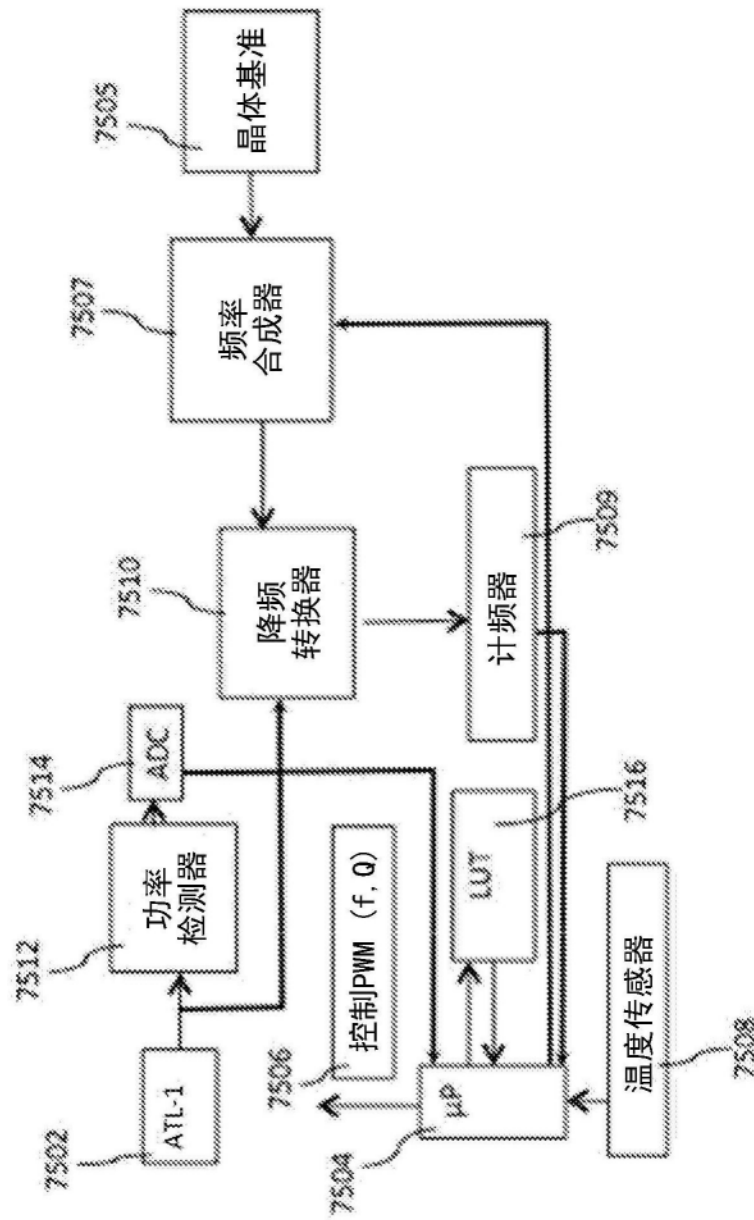


图32

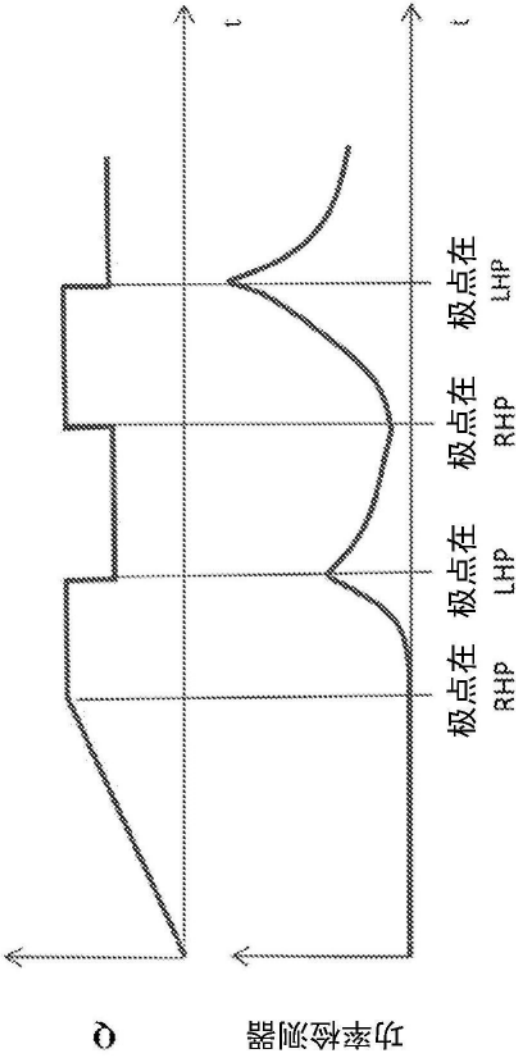


图33

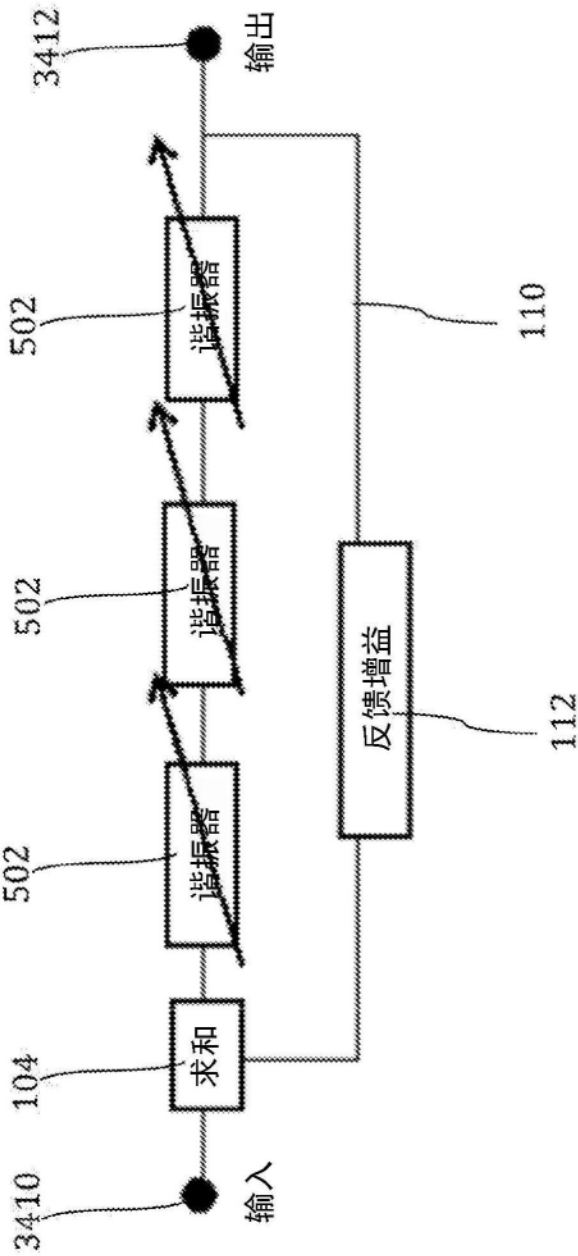


图34

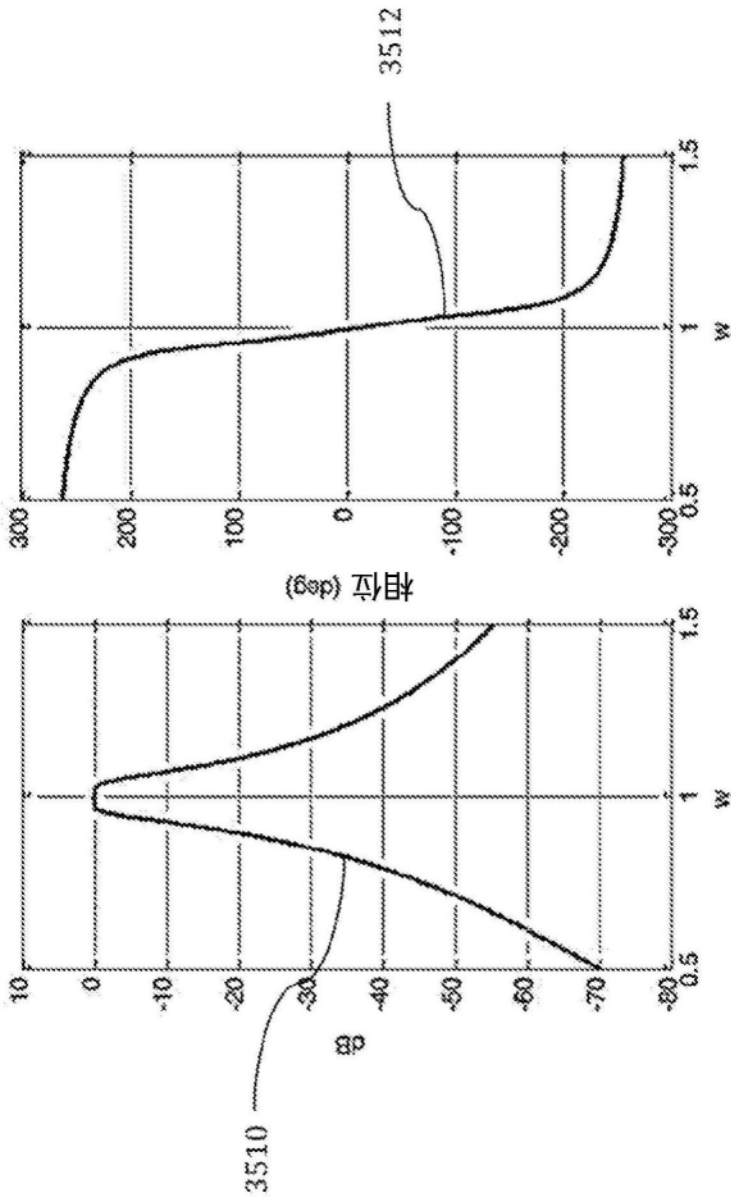


图35

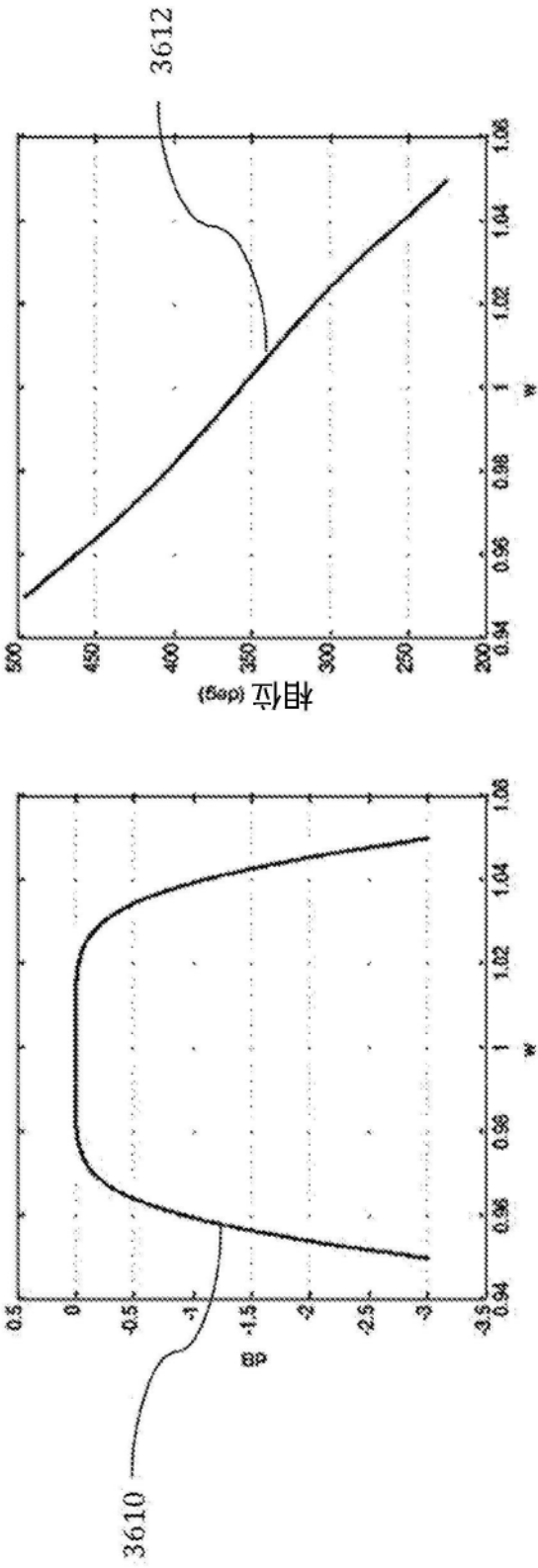


图36

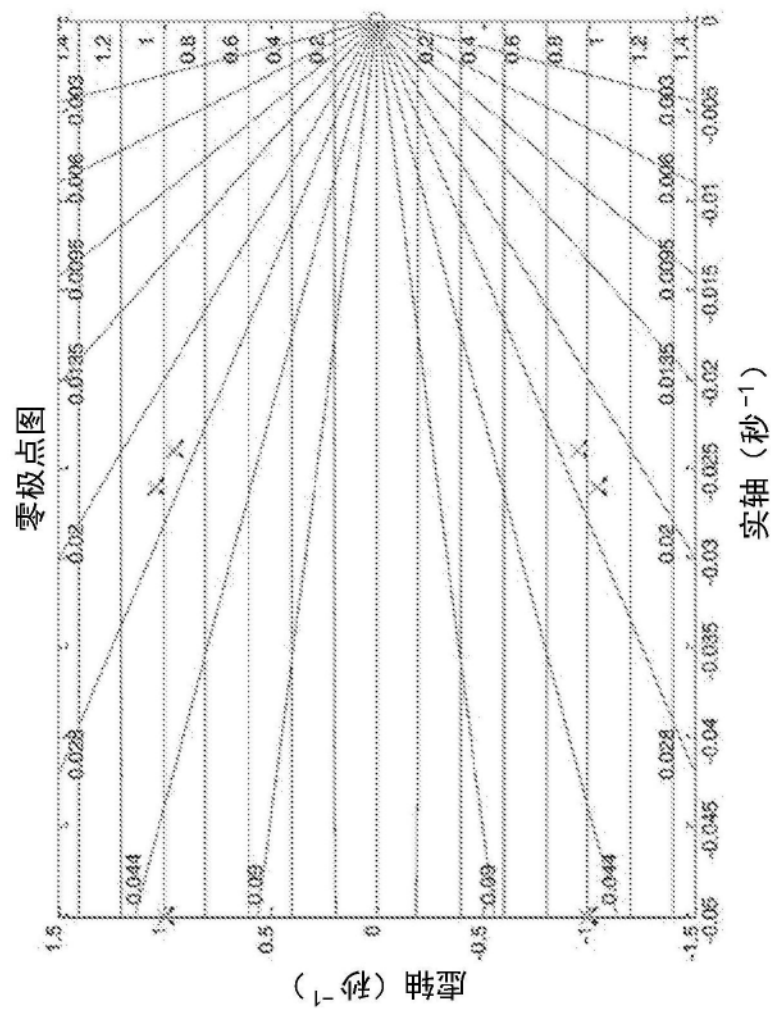


图37

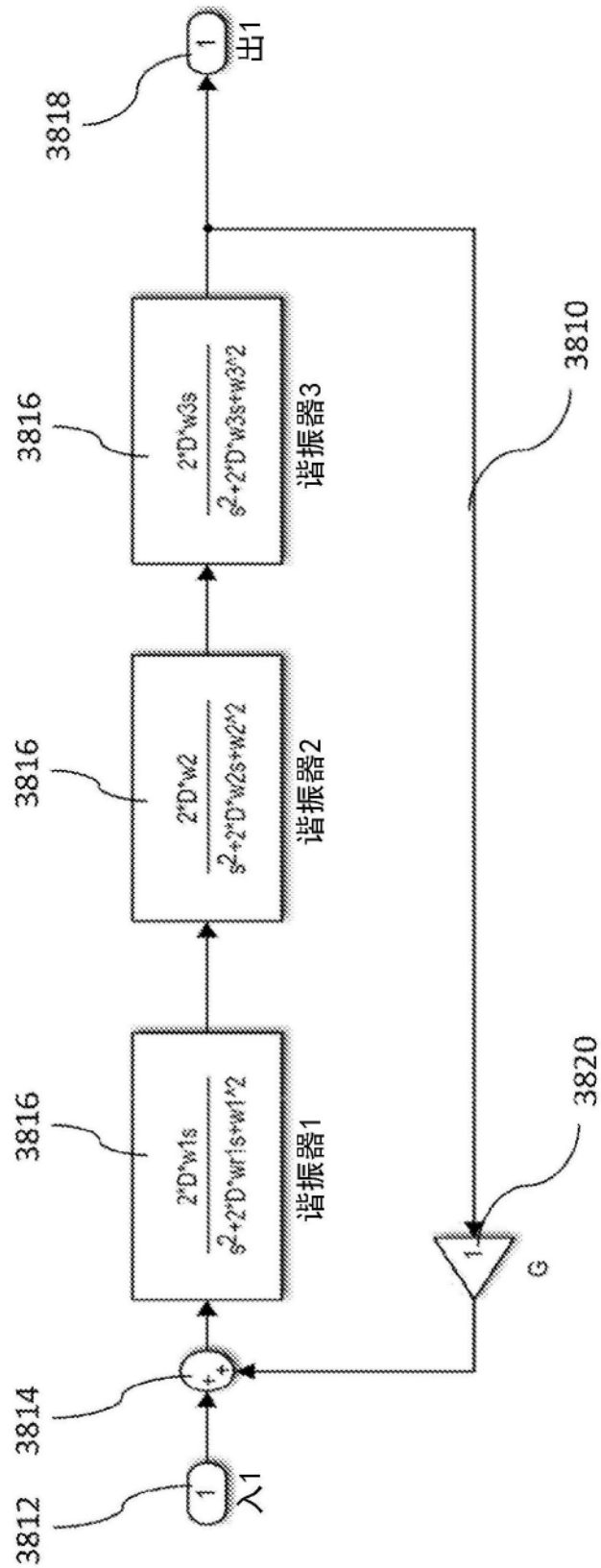


图38

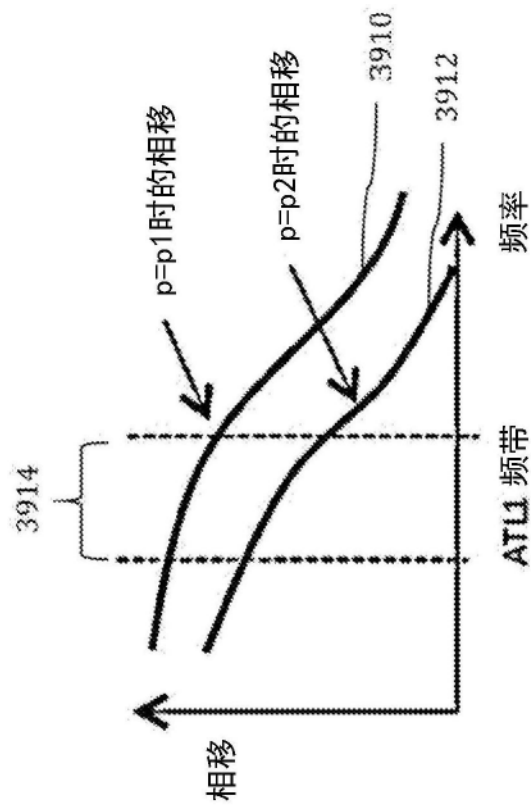


图39

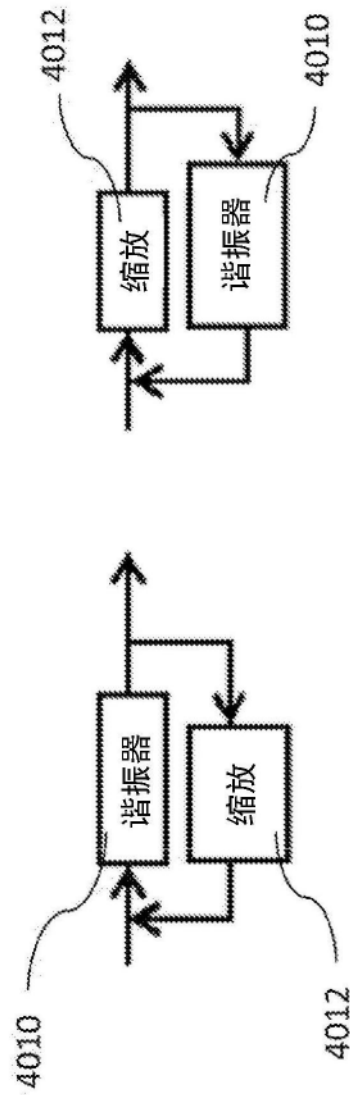


图40

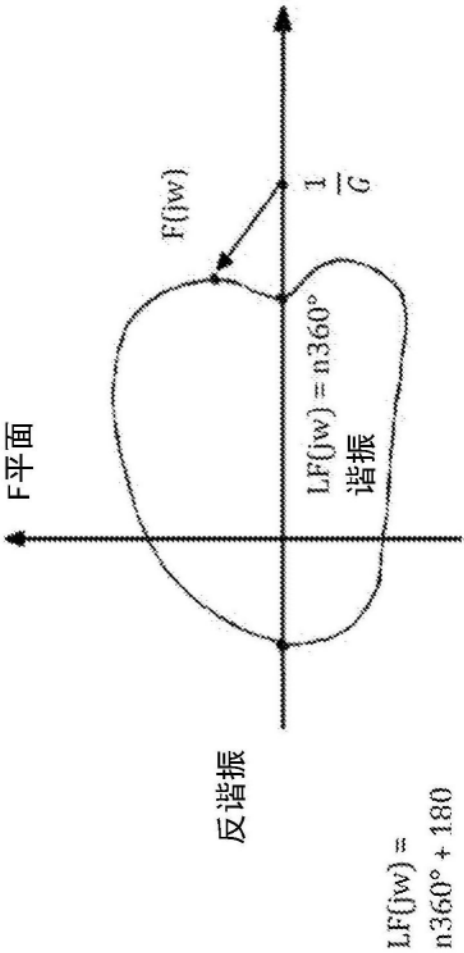


图41

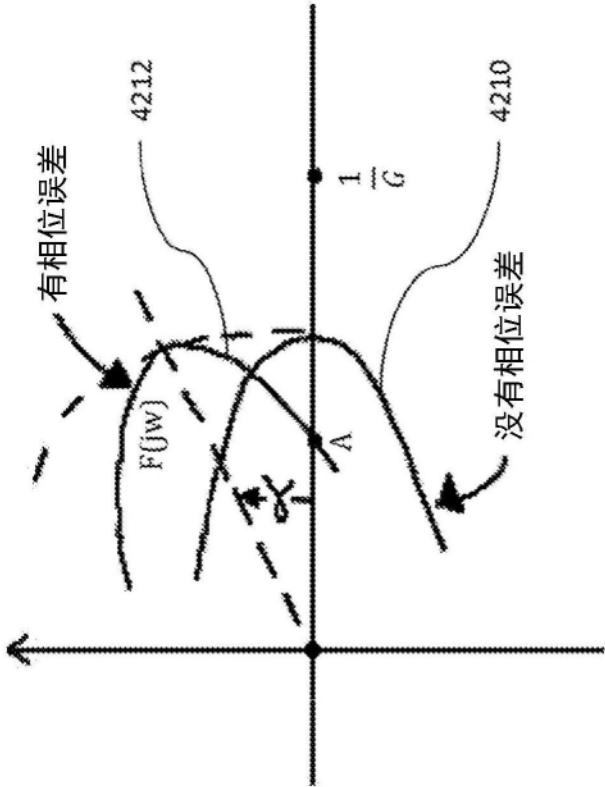


图42

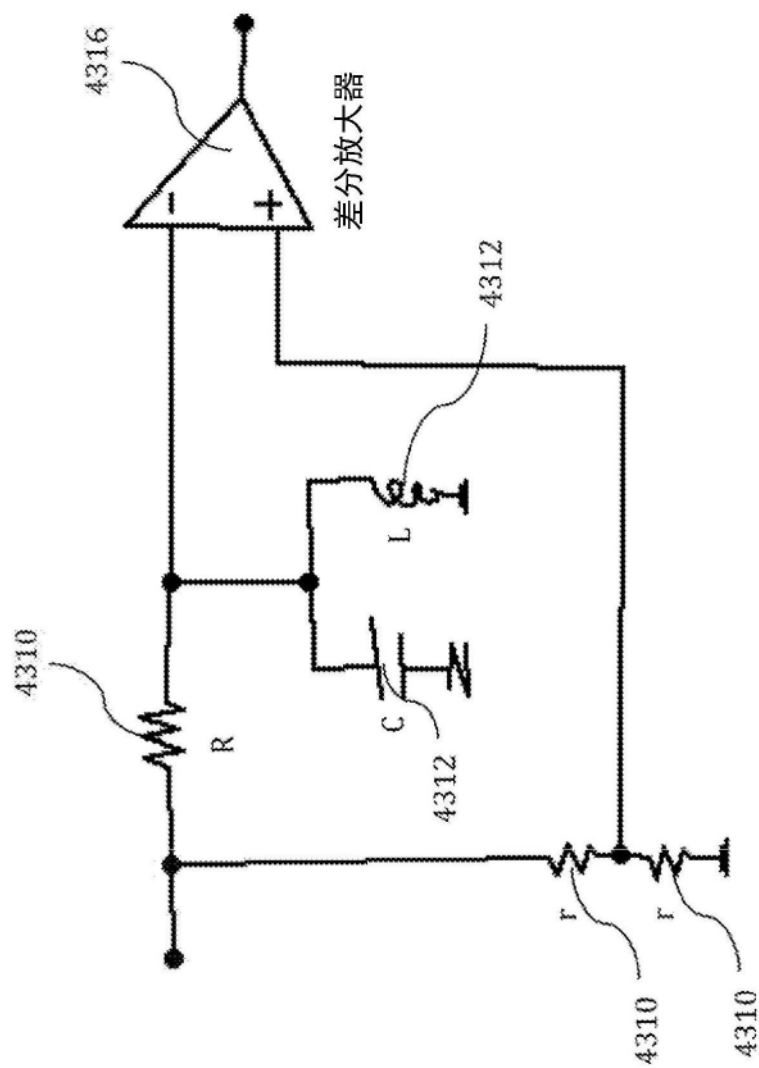


图43

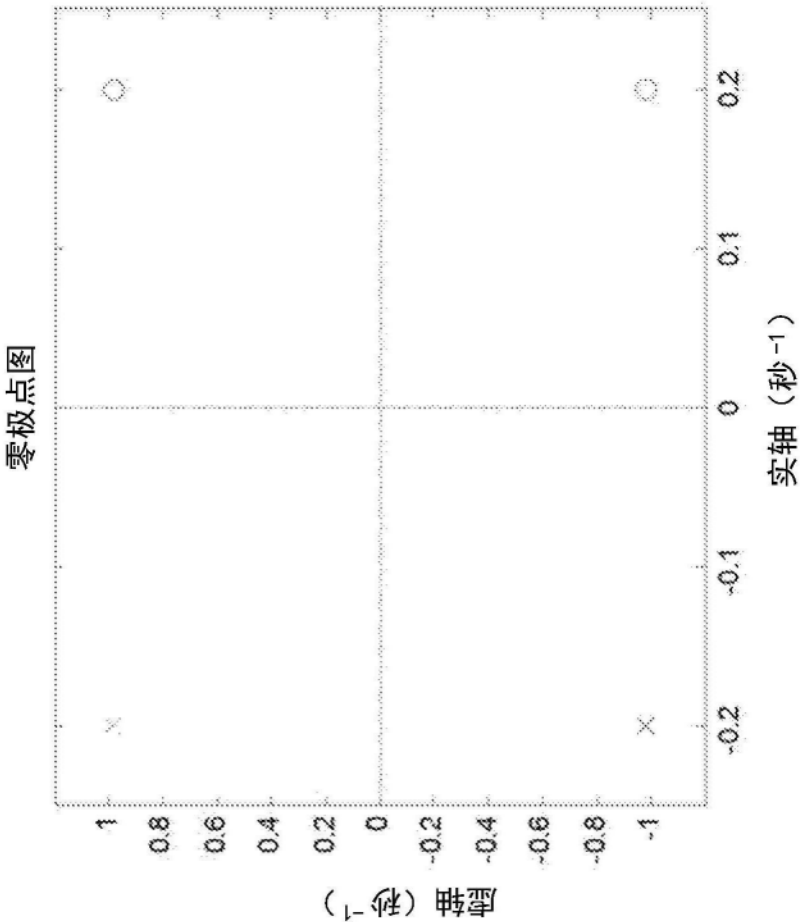


图44

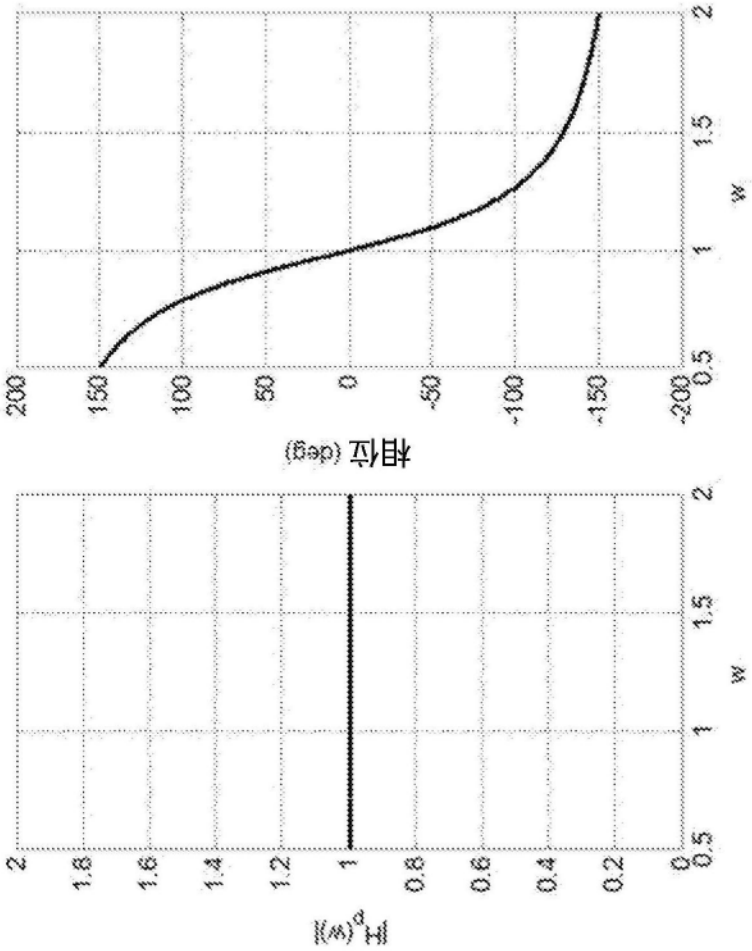


图45

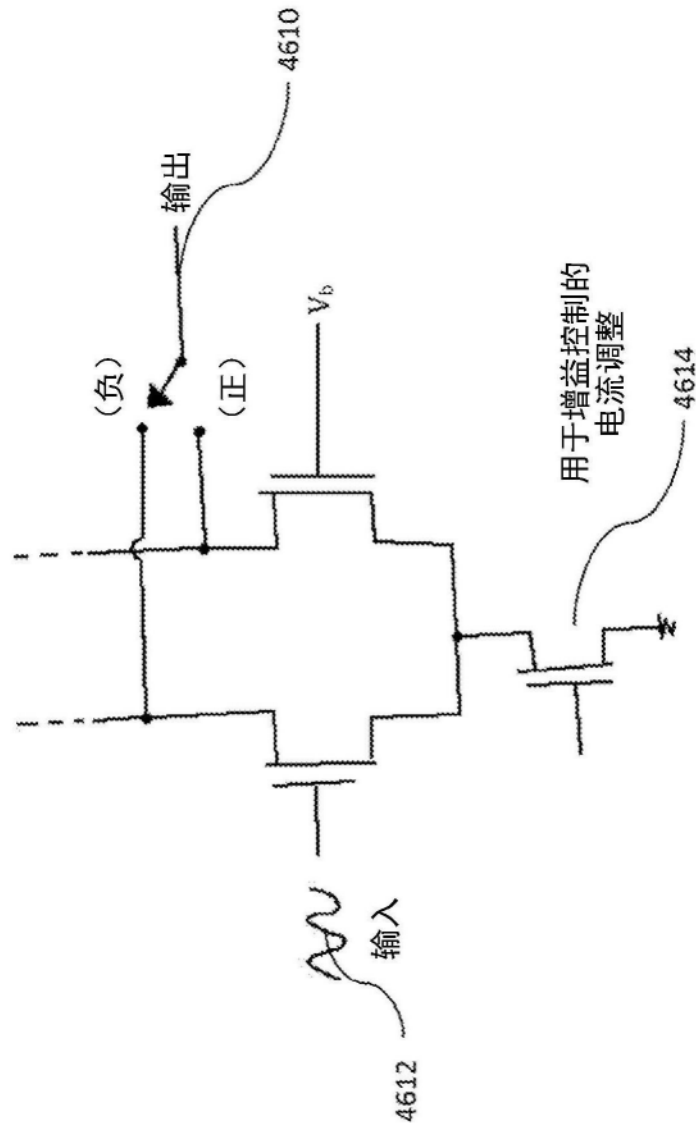


图46

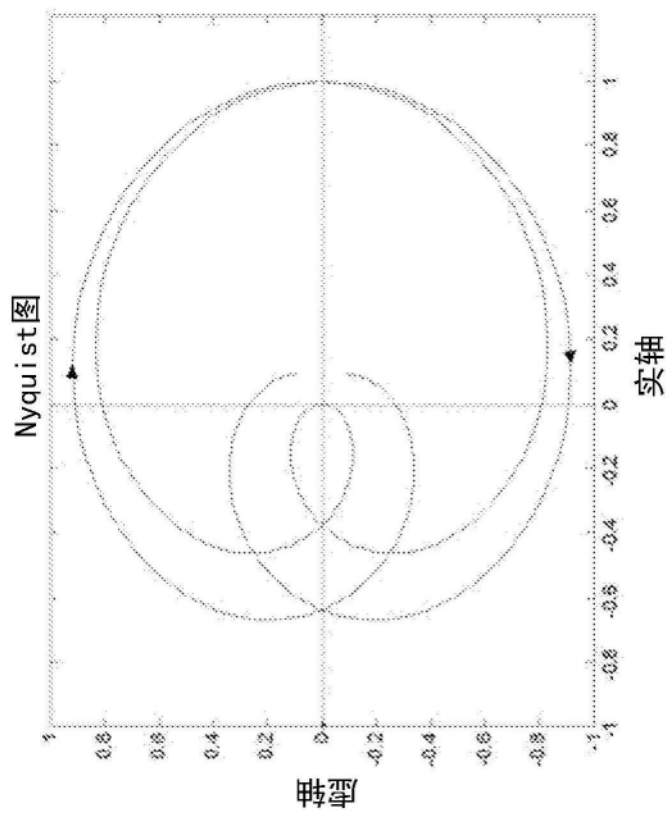


图47

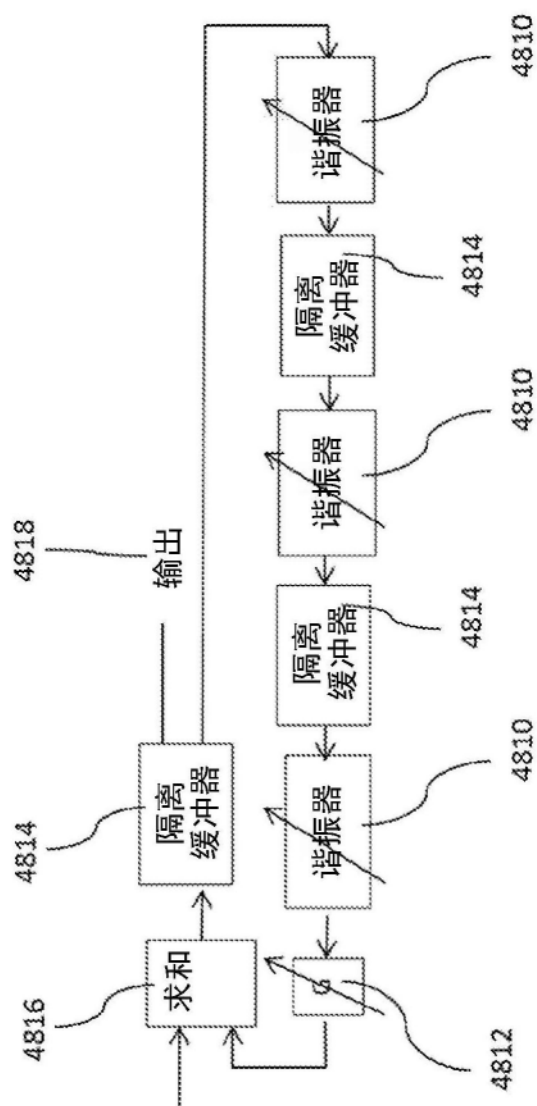


图48

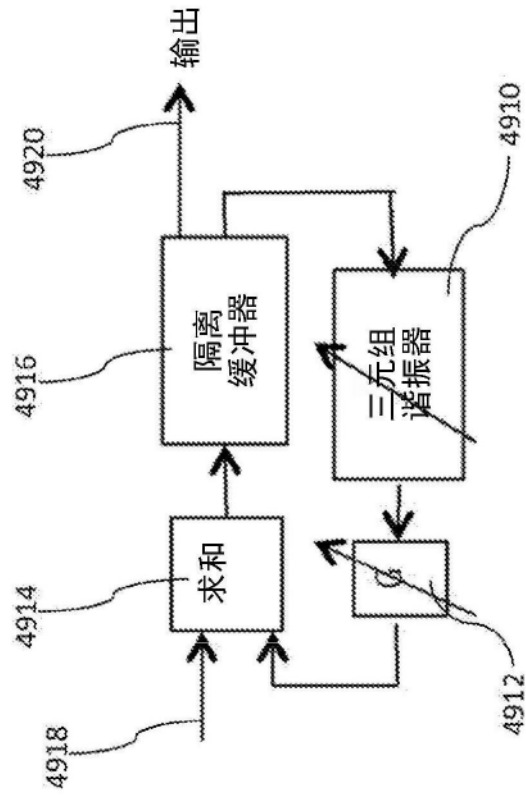


图49

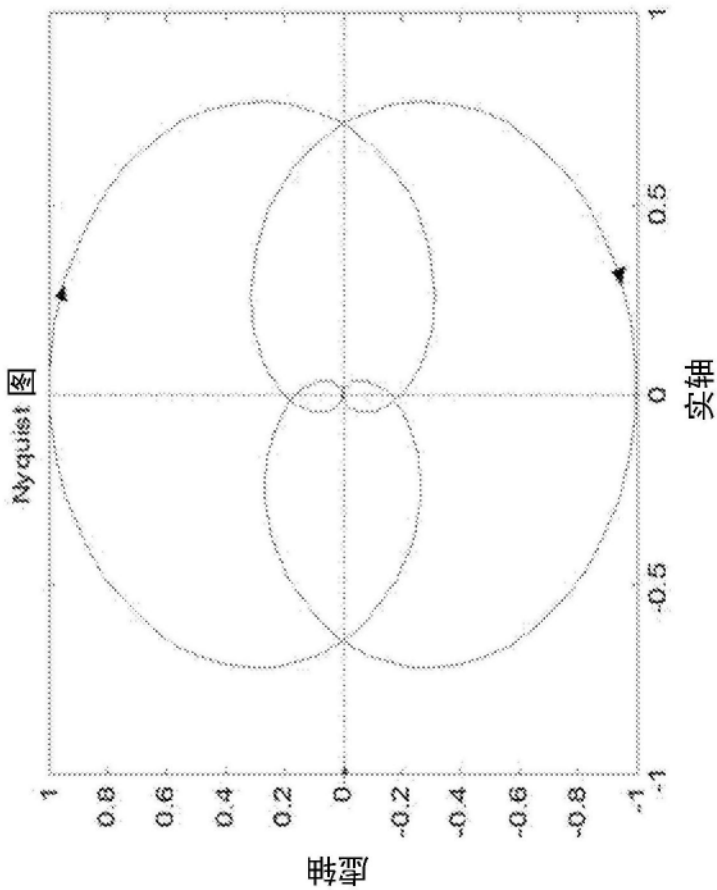


图50

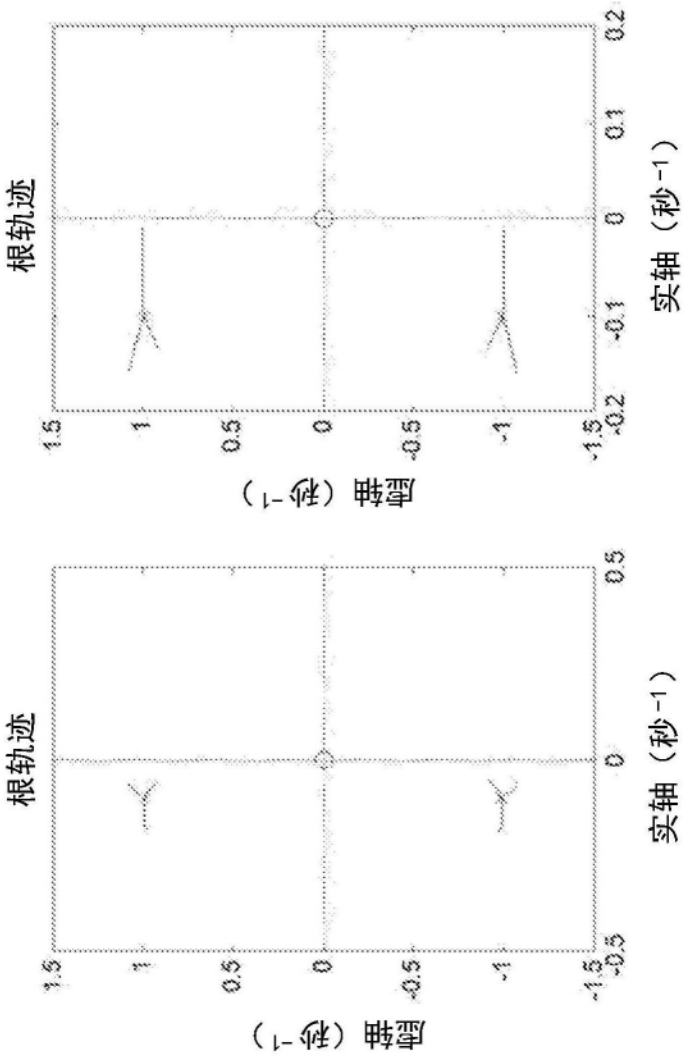


图51

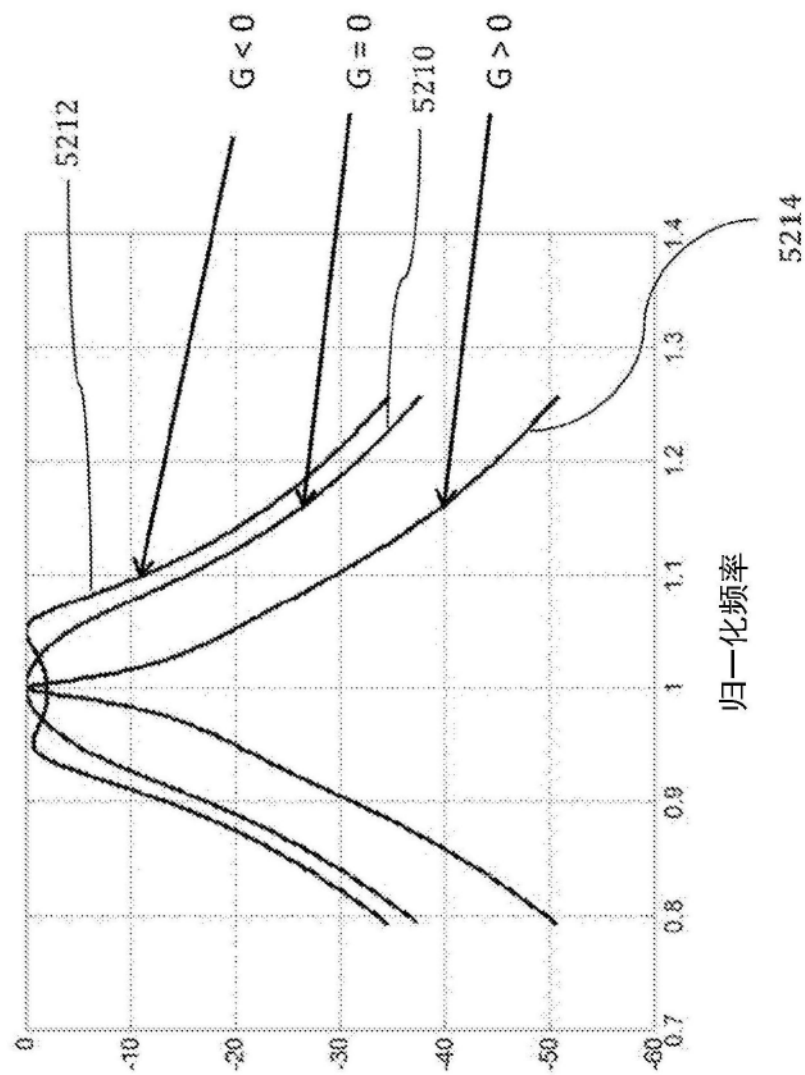


图52

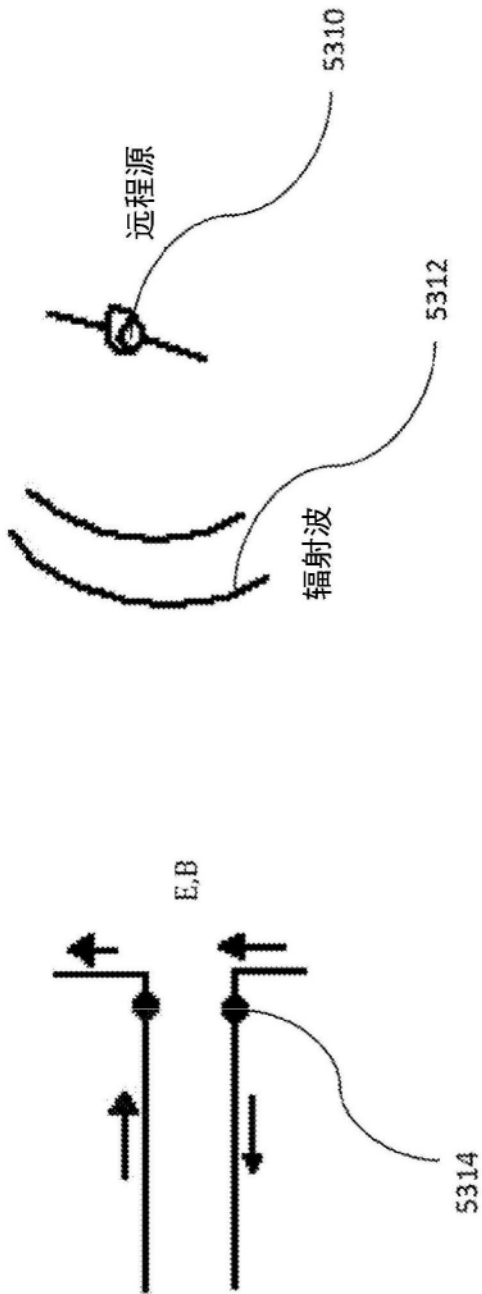


图53

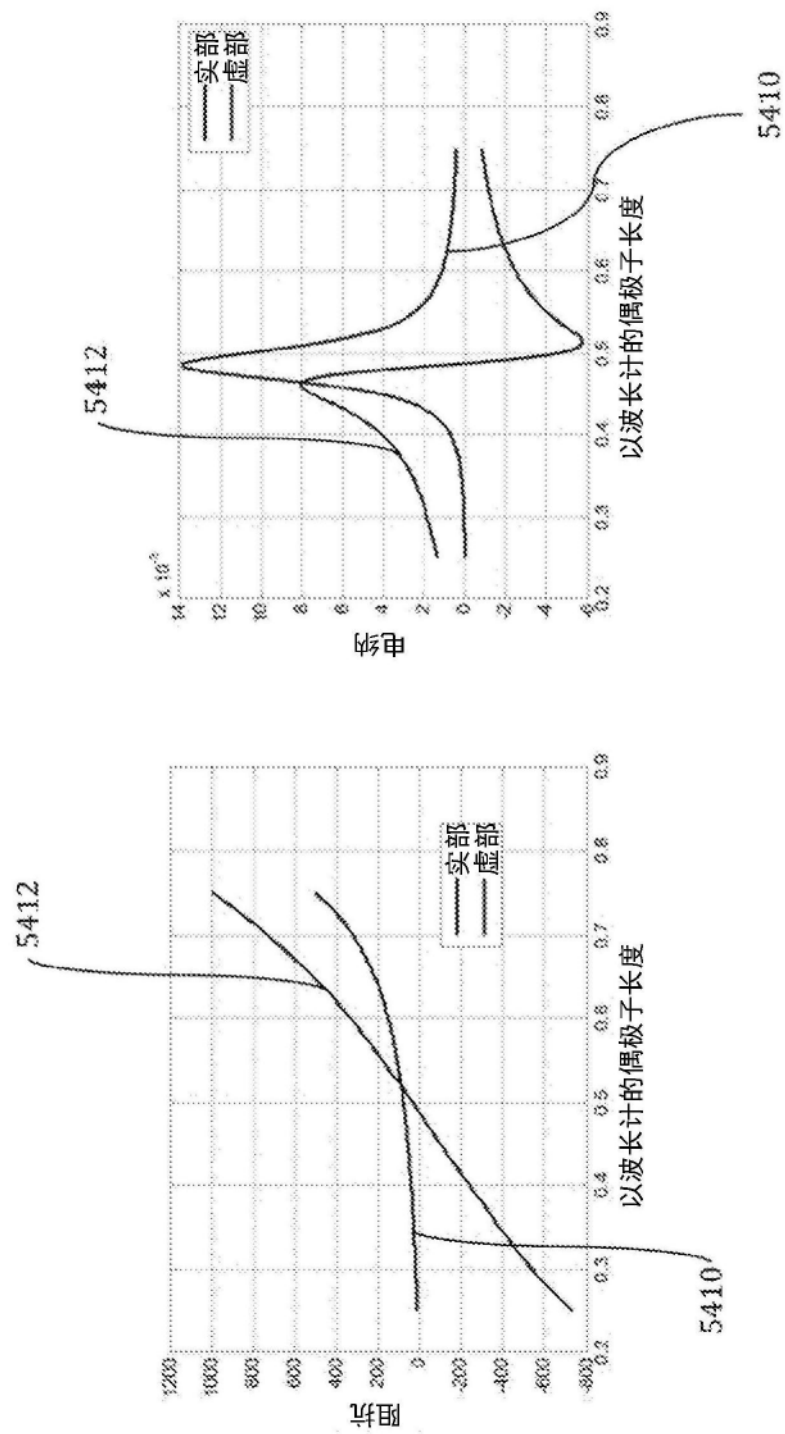


图54

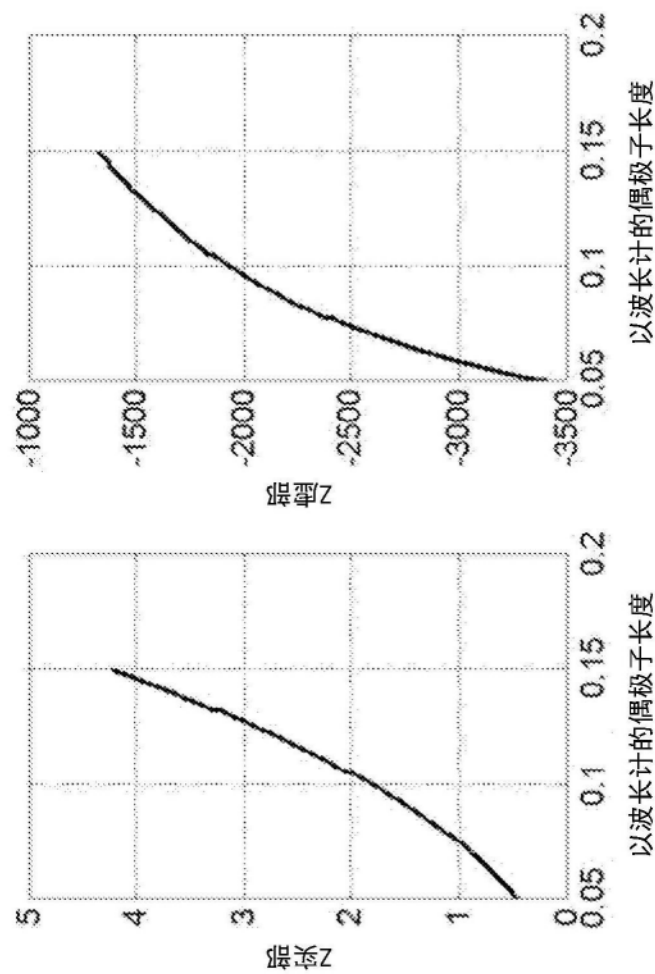


图55

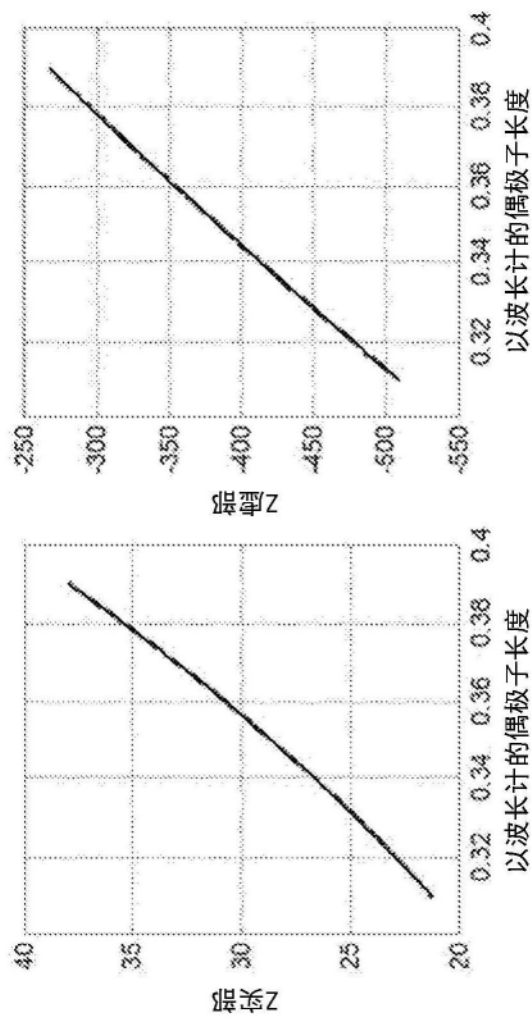


图56

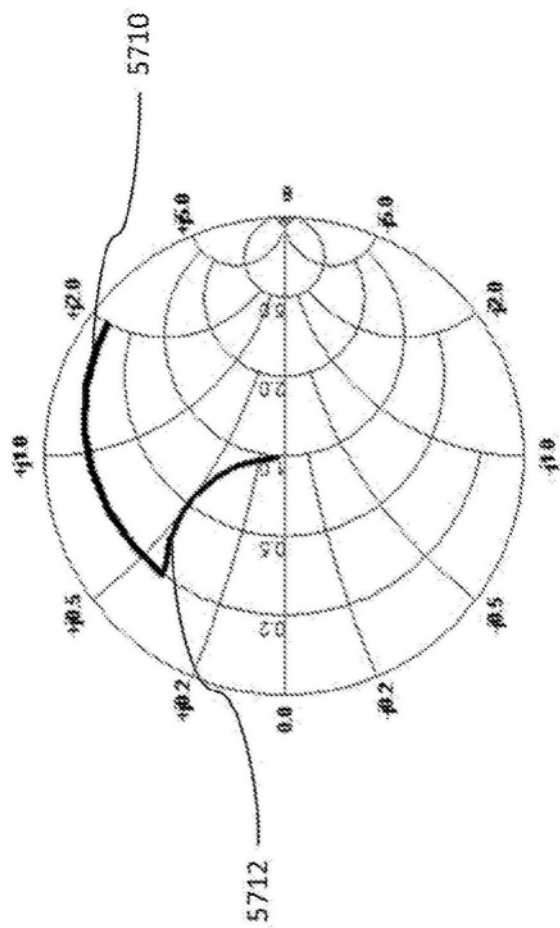


图57

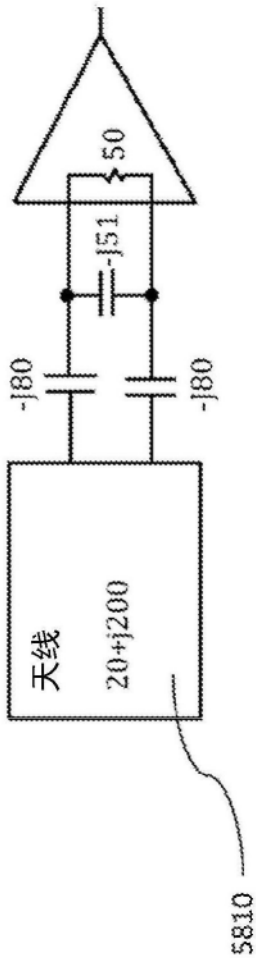


图58

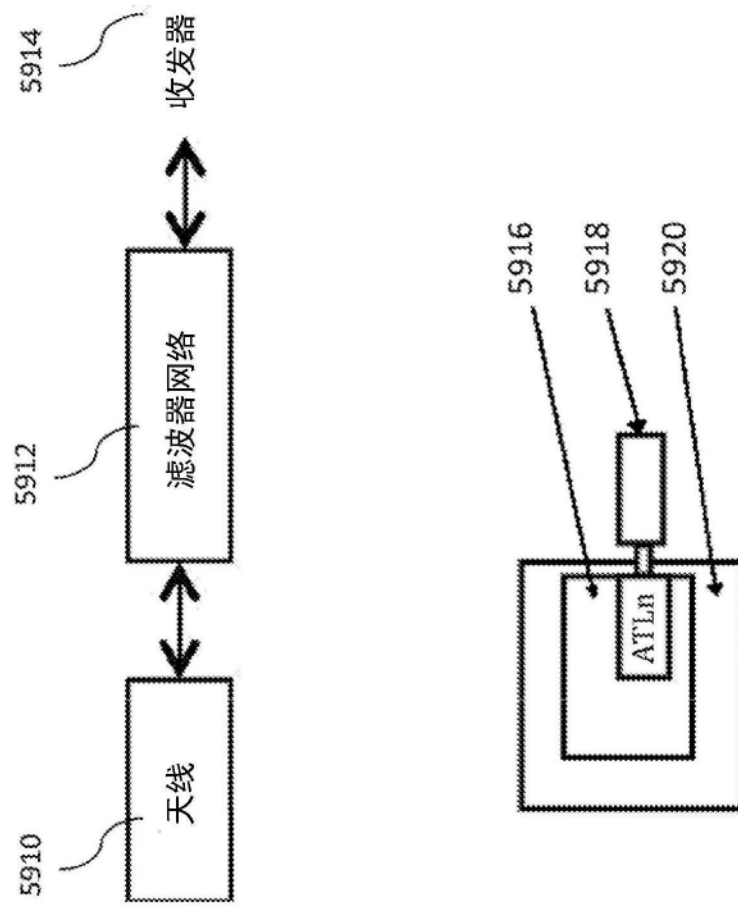


图59

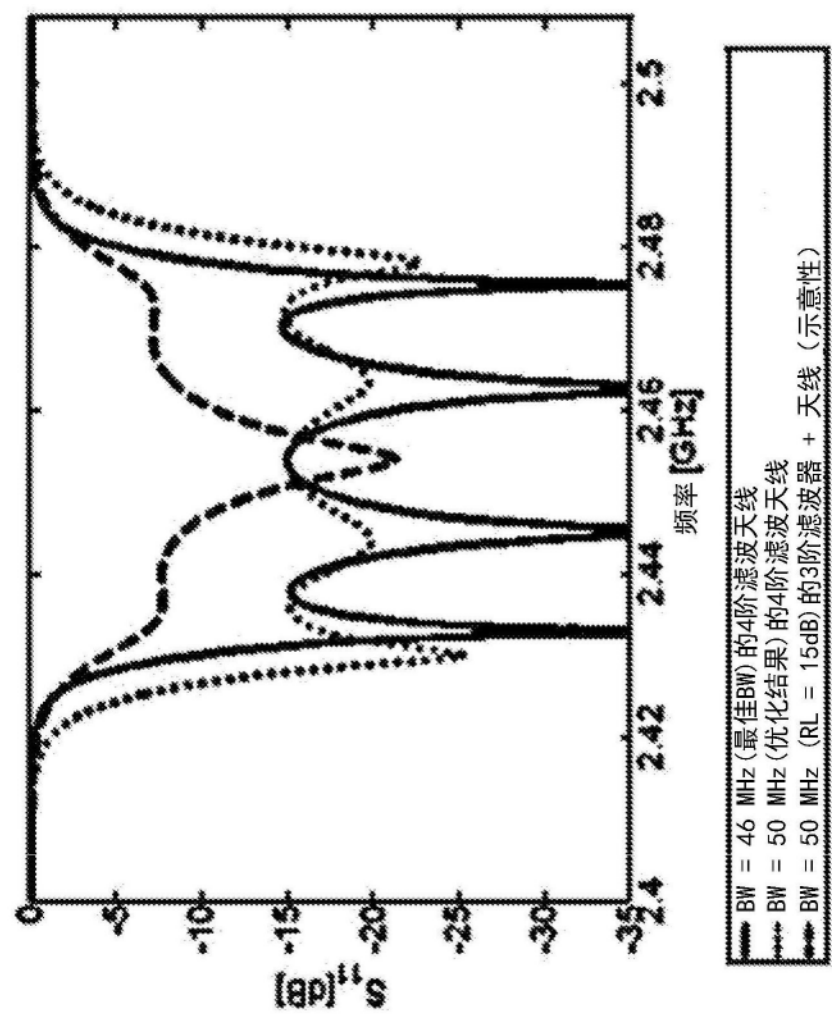


图60现有技术

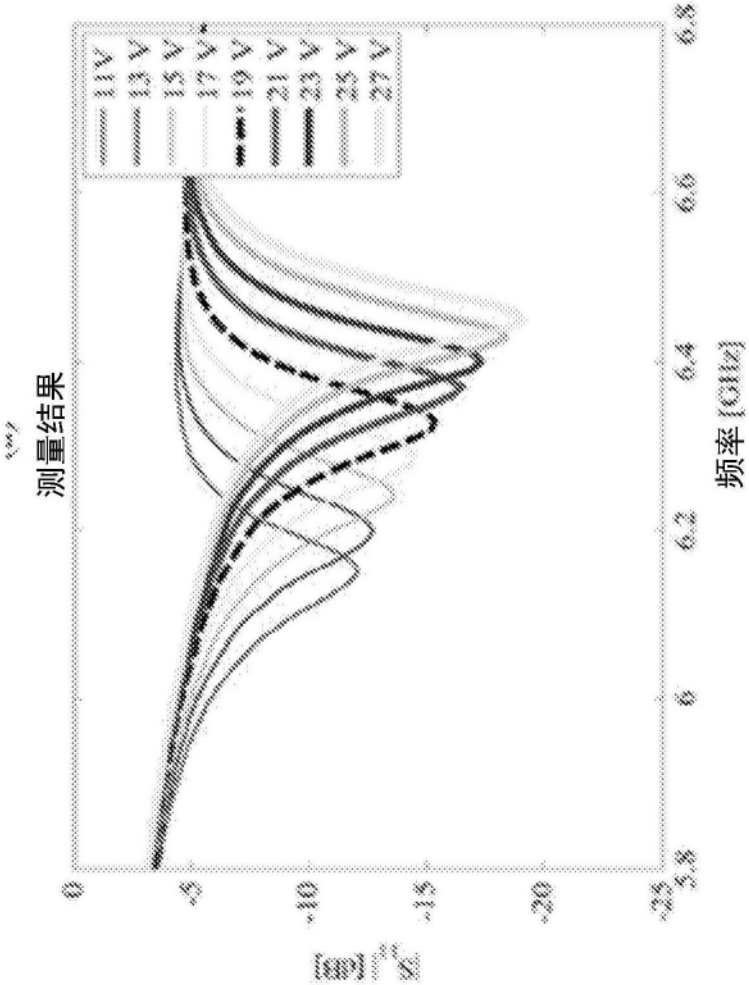


图61现有技术

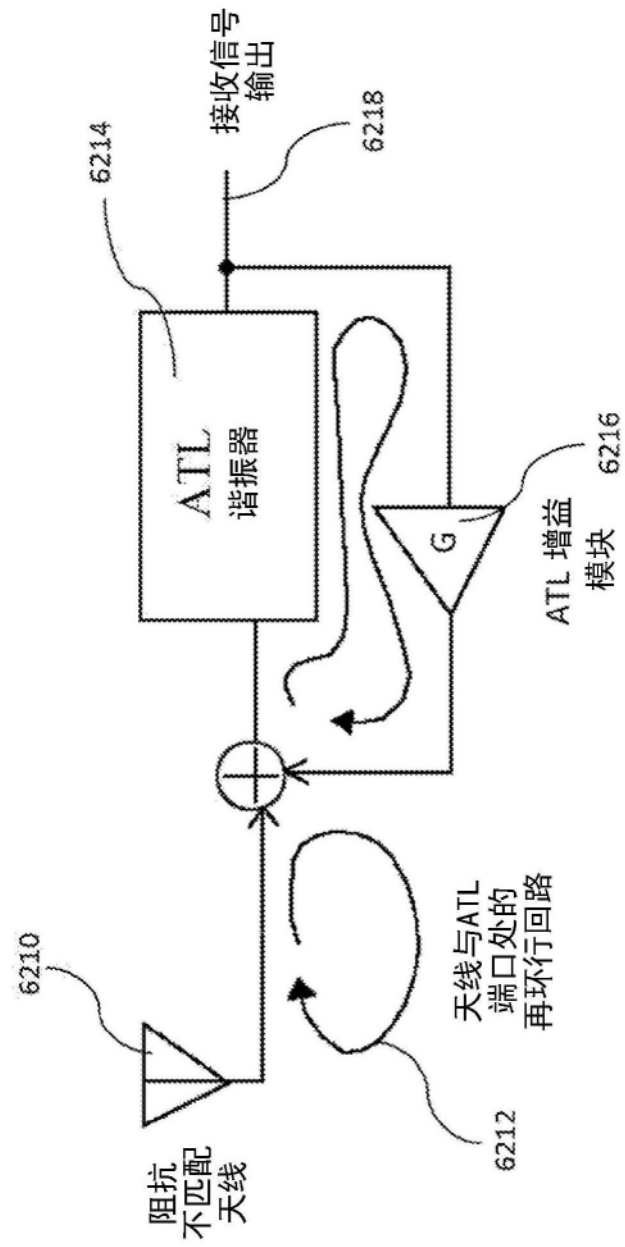


图62

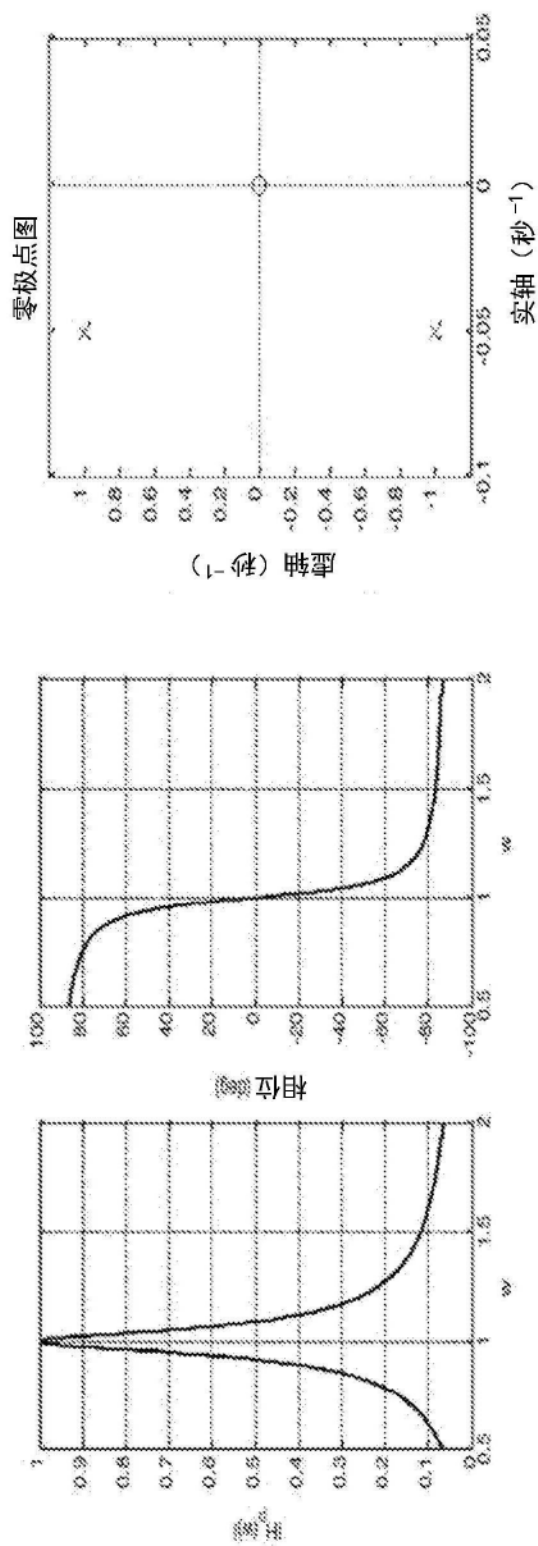


图63

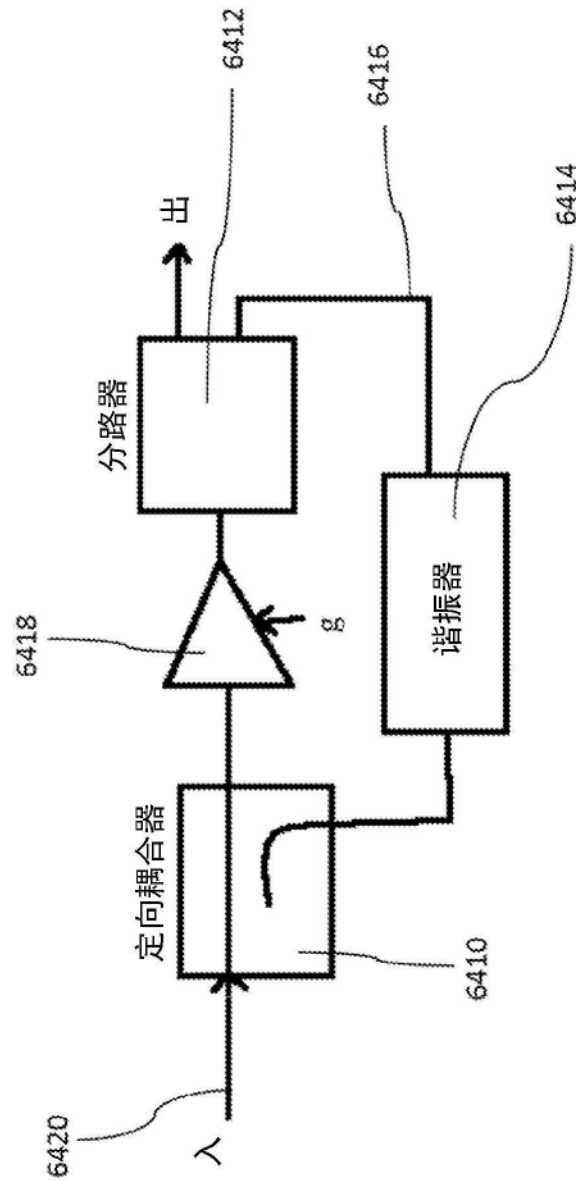


图64

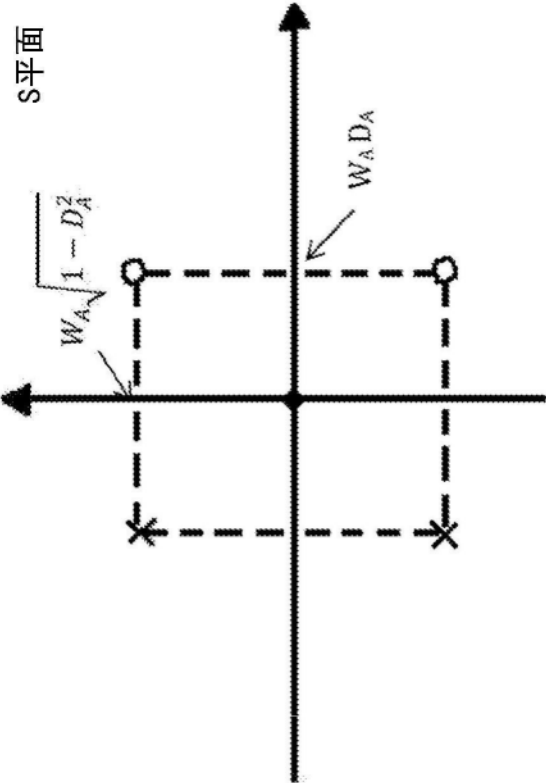


图65

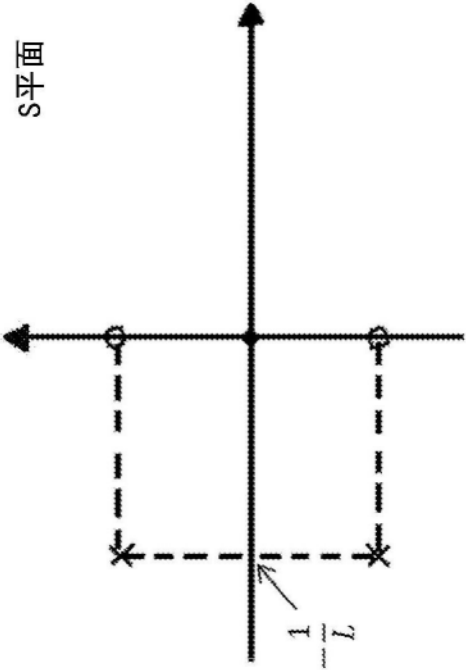


图66

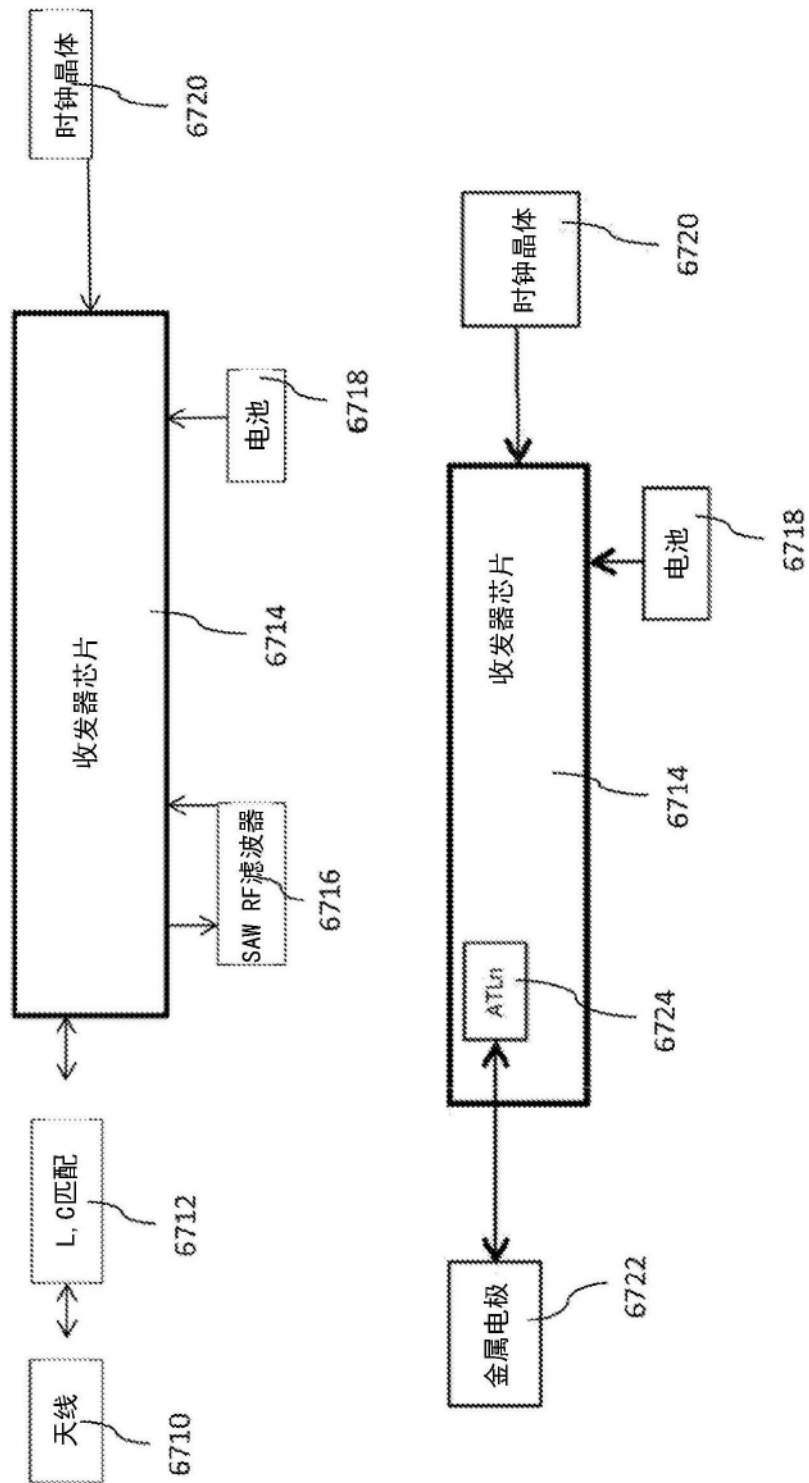


图67

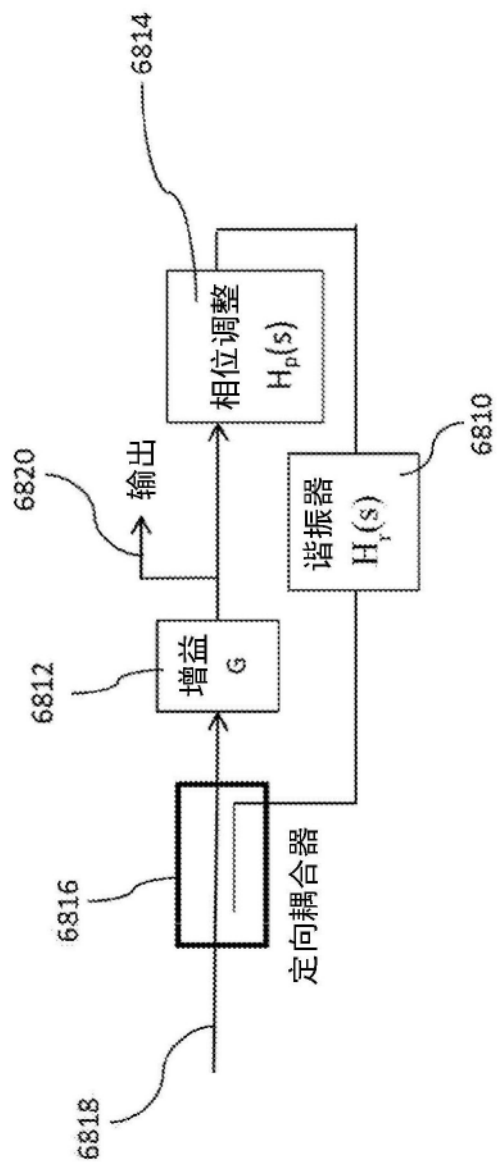


图68

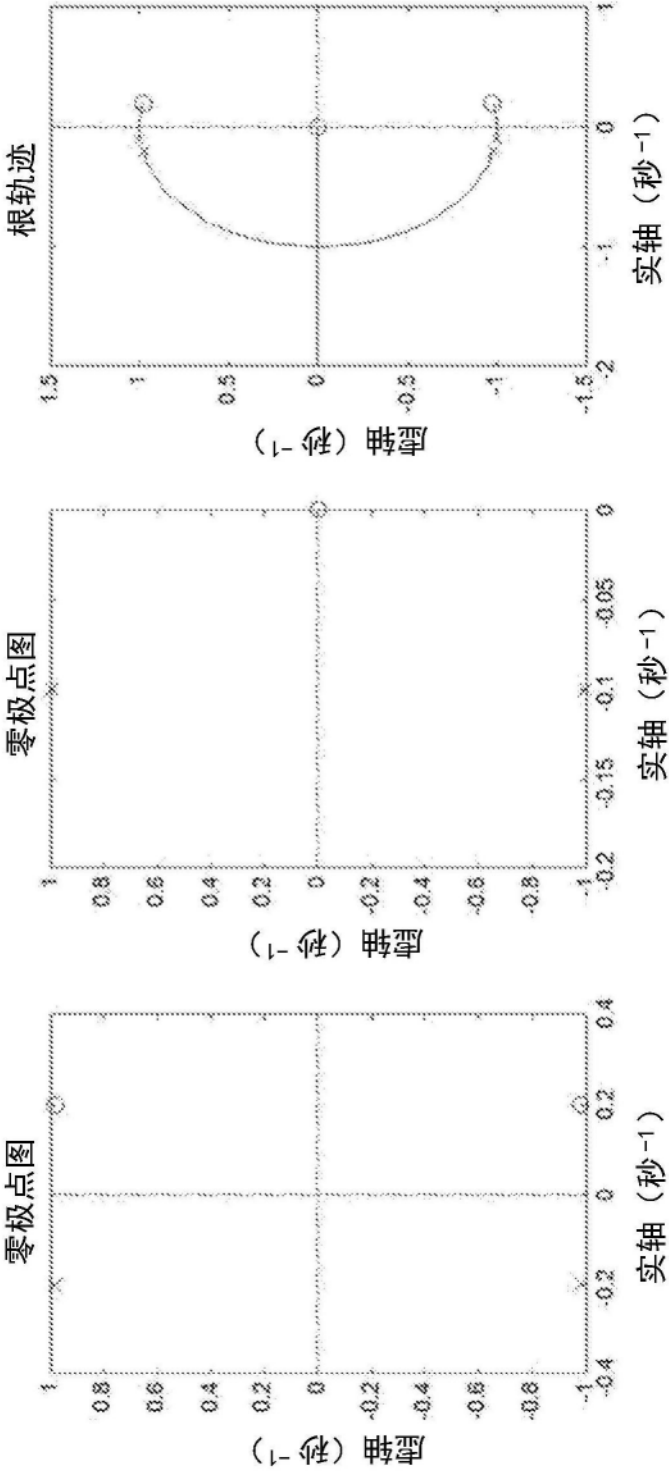


图69

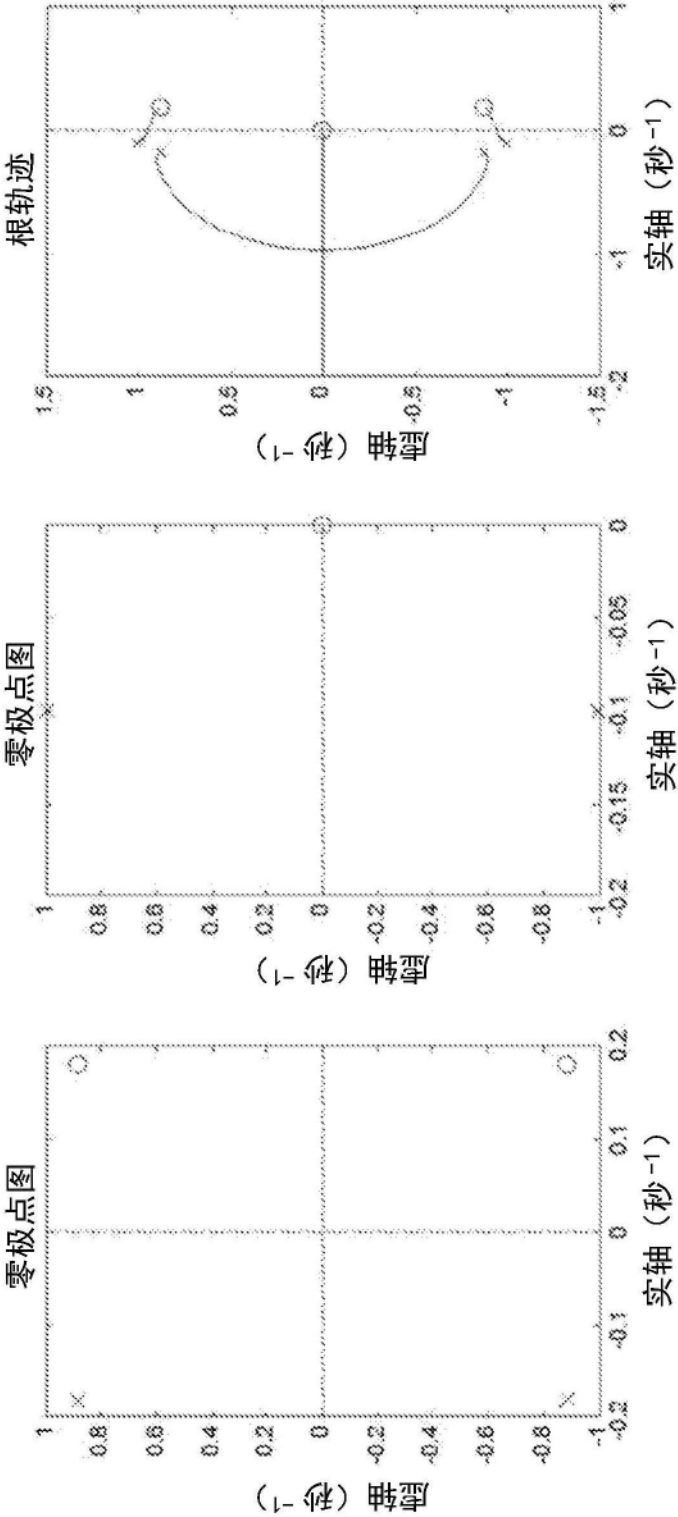


图70

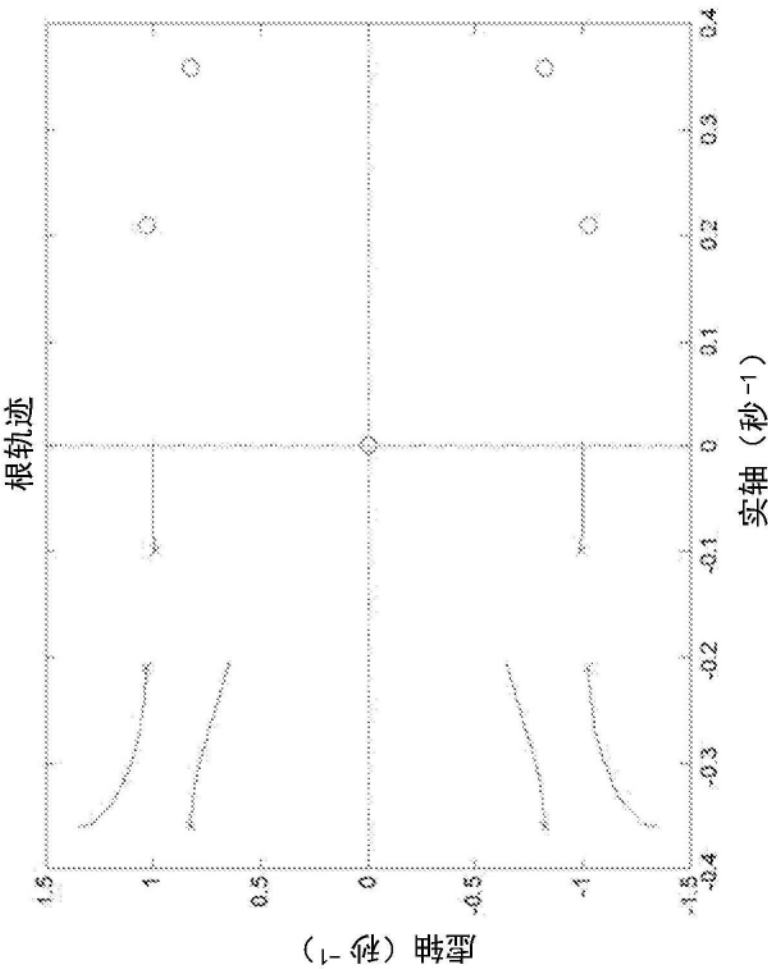


图71

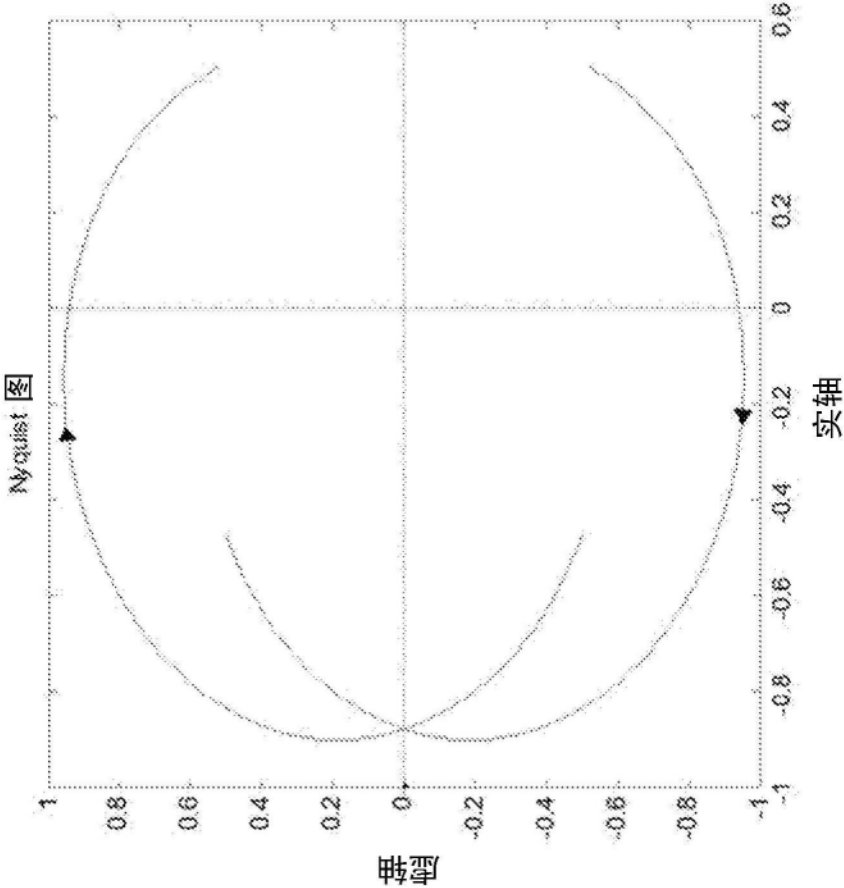


图72

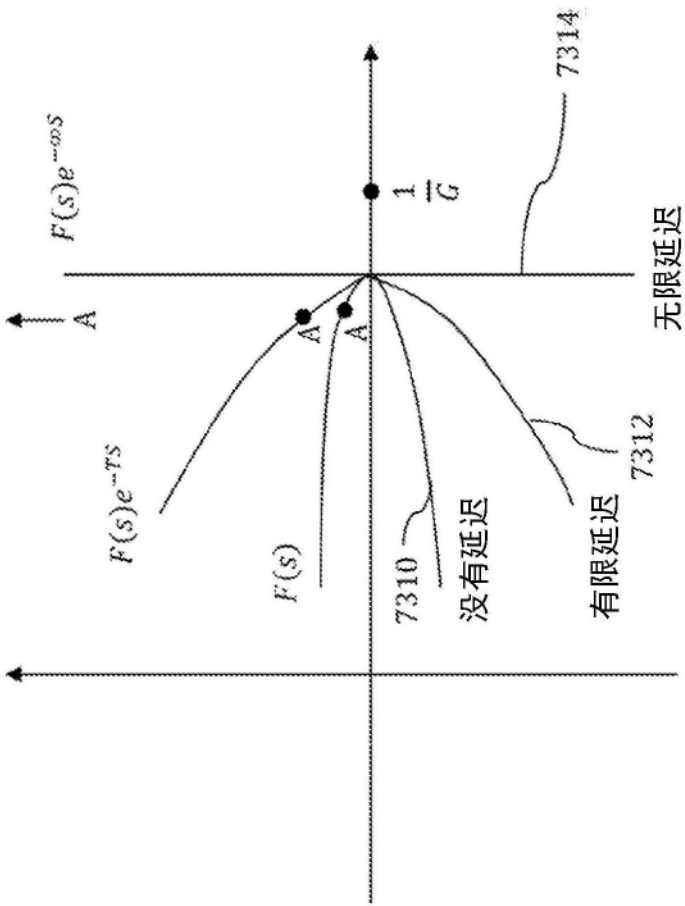


图73

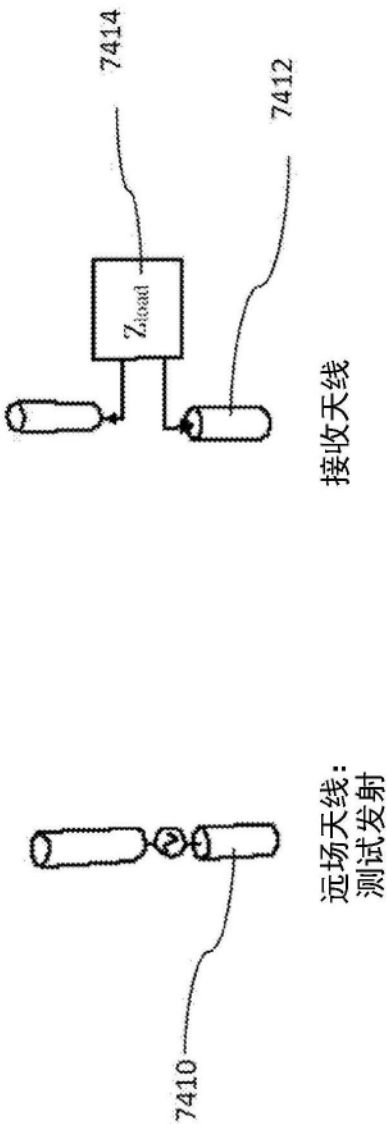


图74

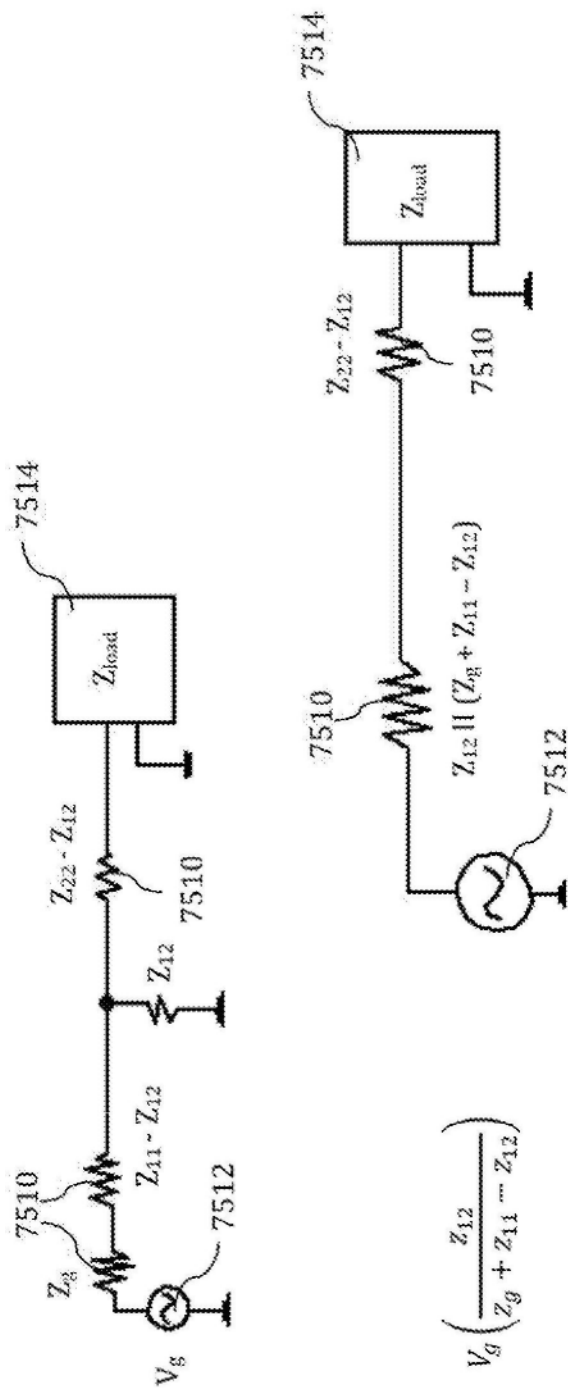


图75

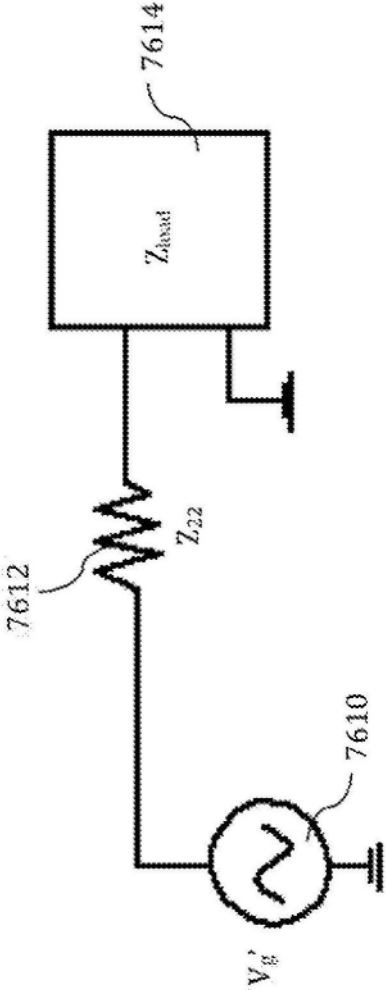


图76

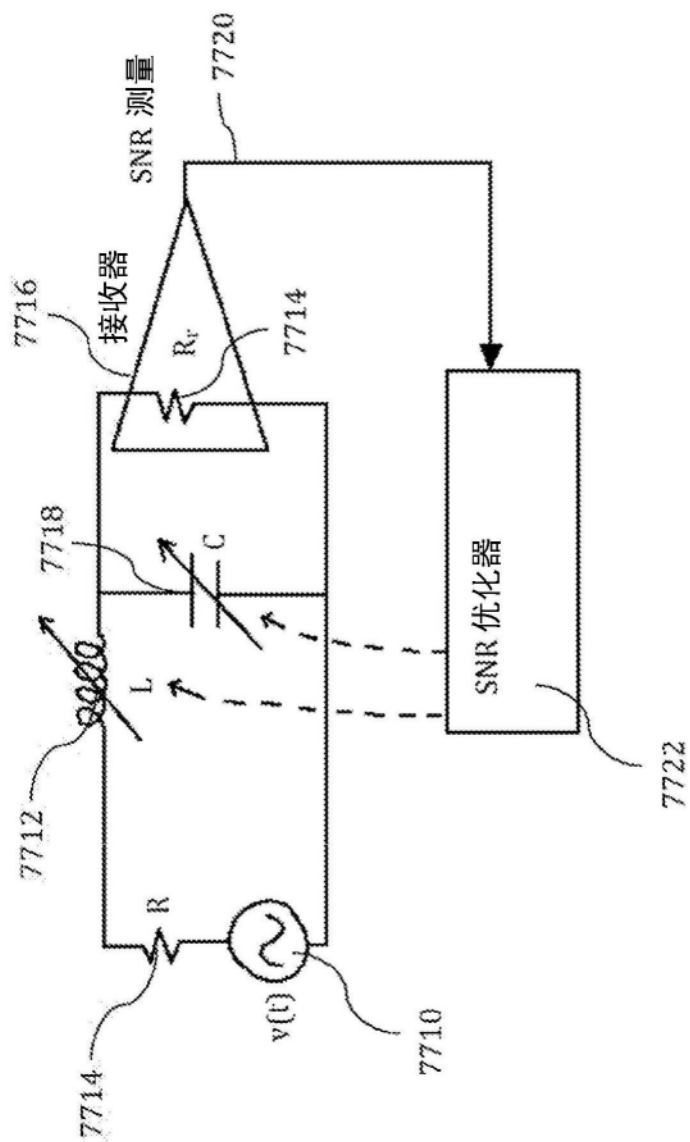


图77

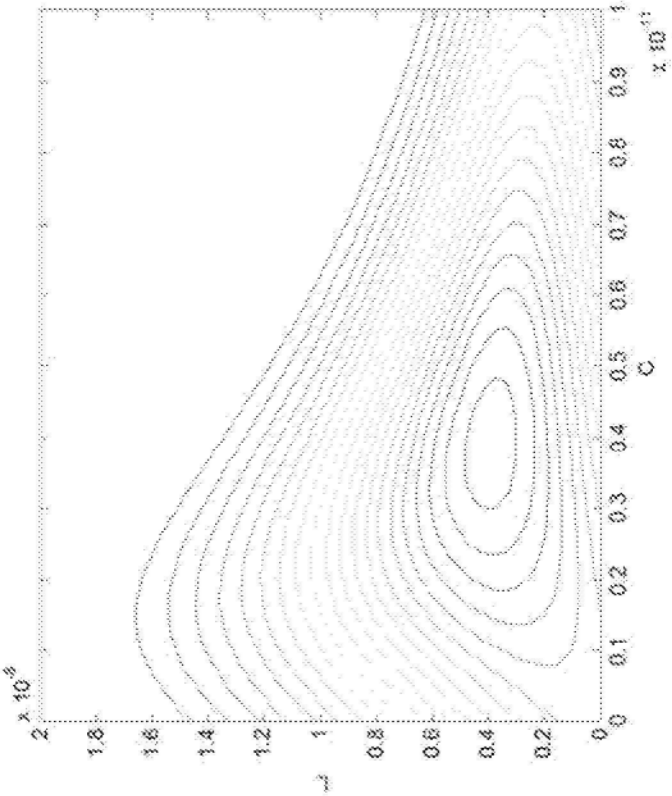


图78

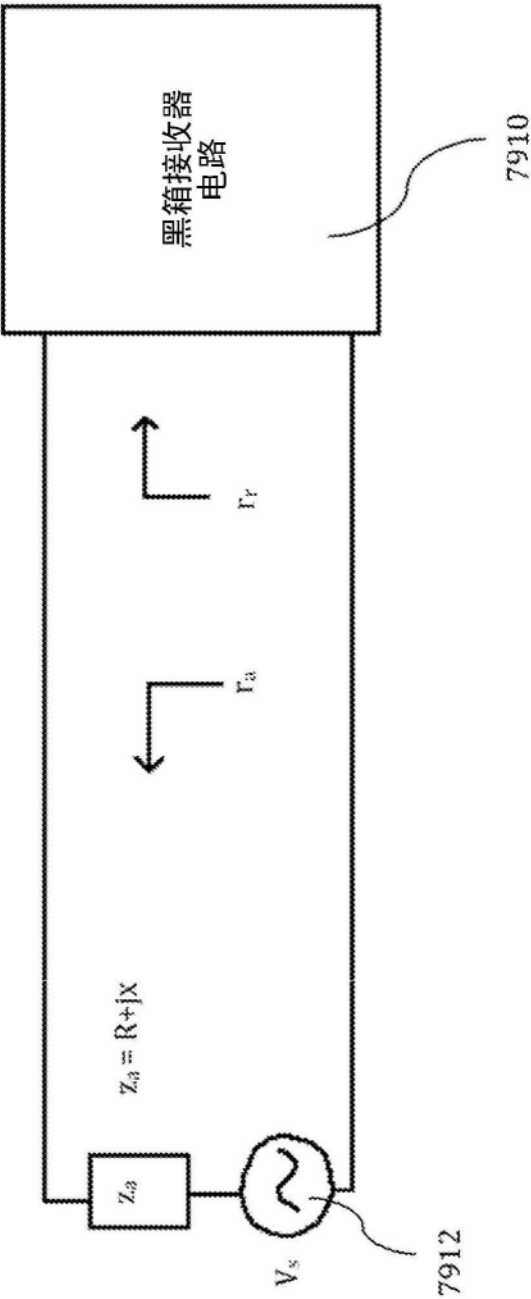


图79

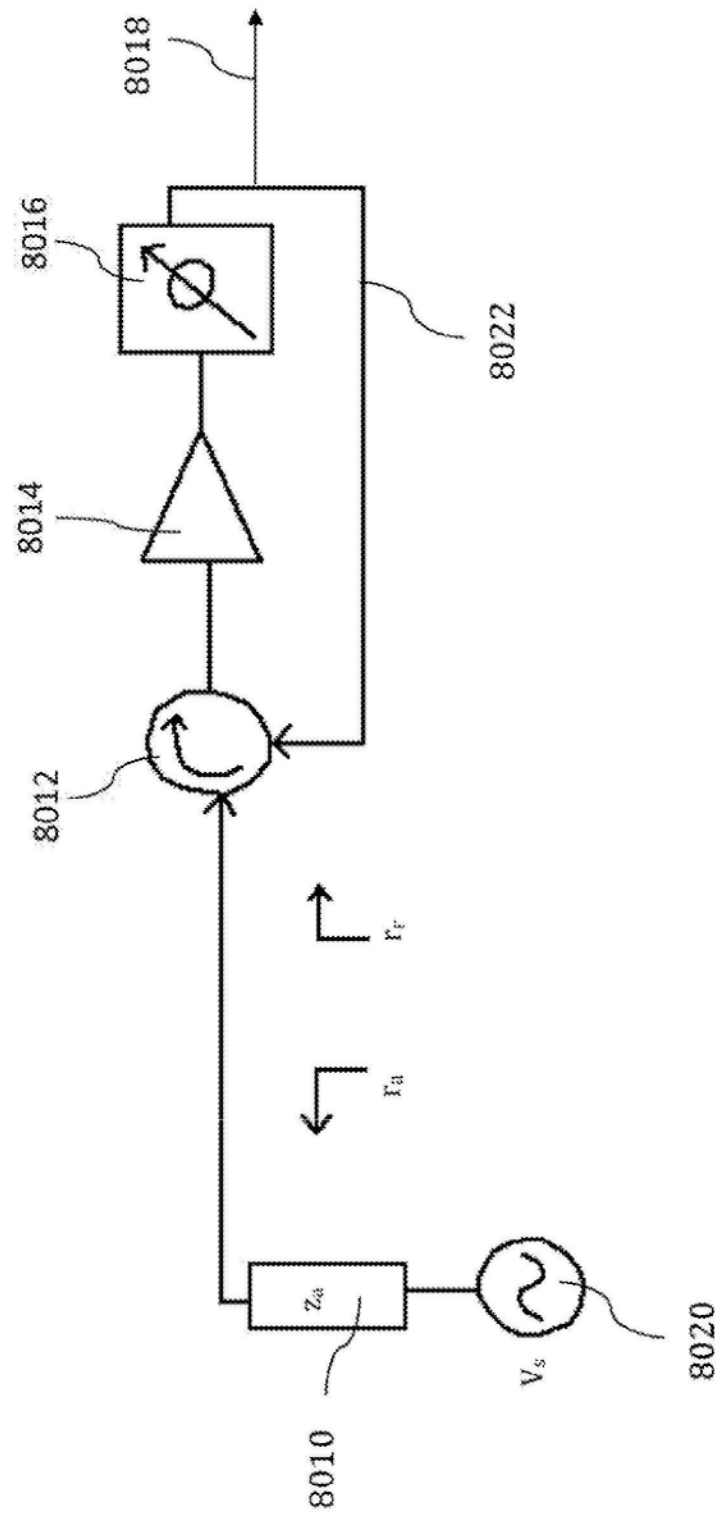


图80

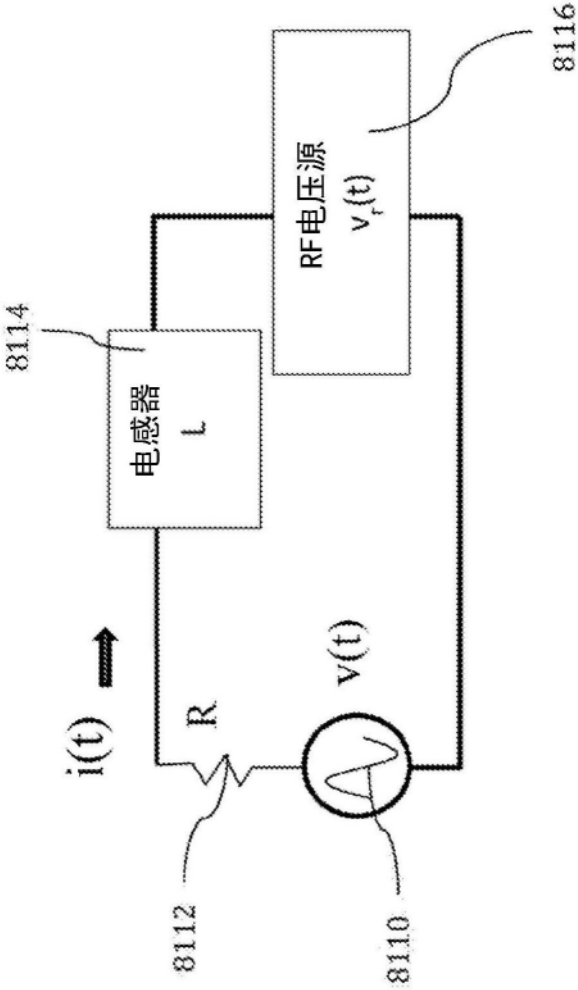


图81

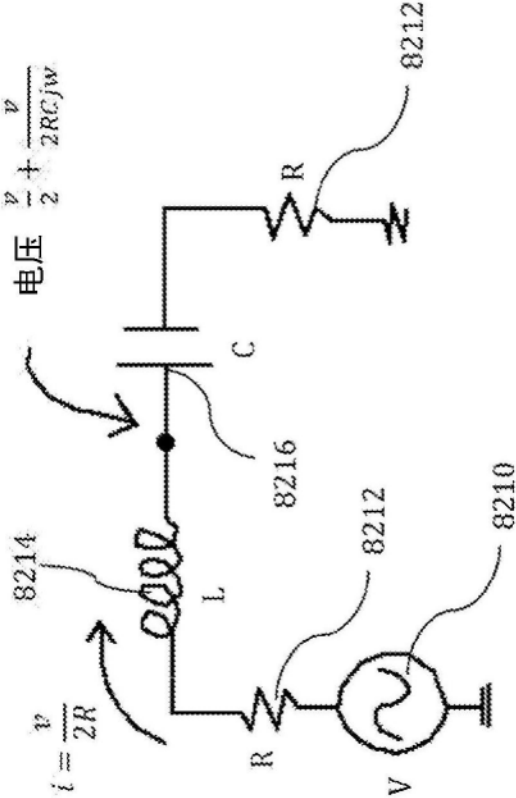


图82

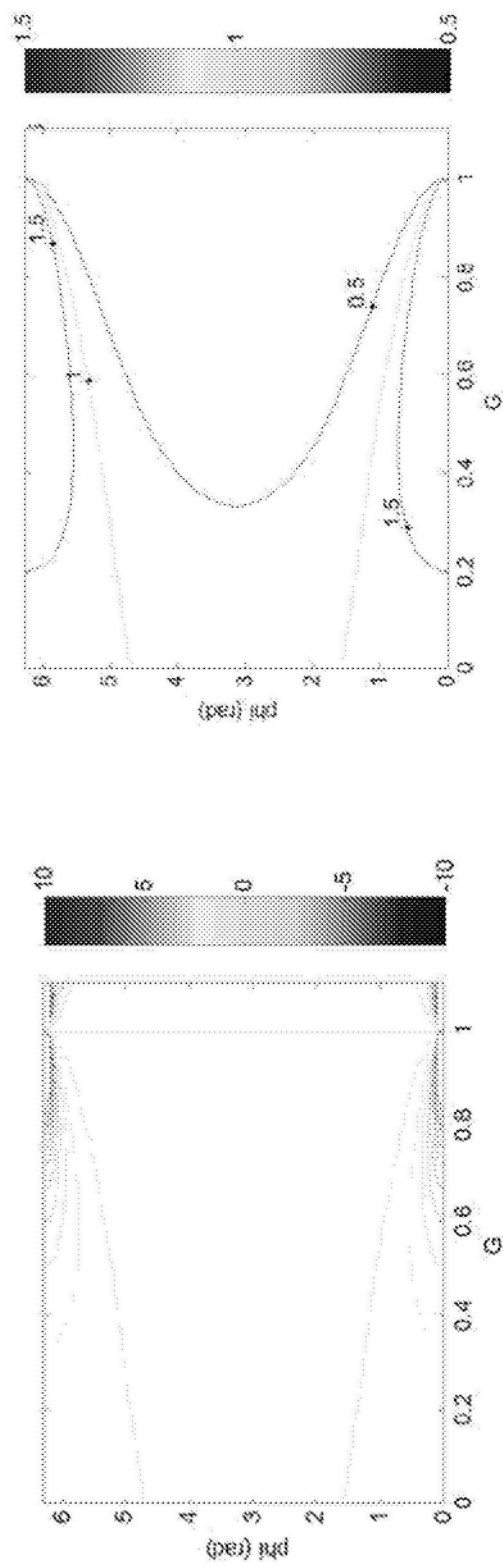


图83

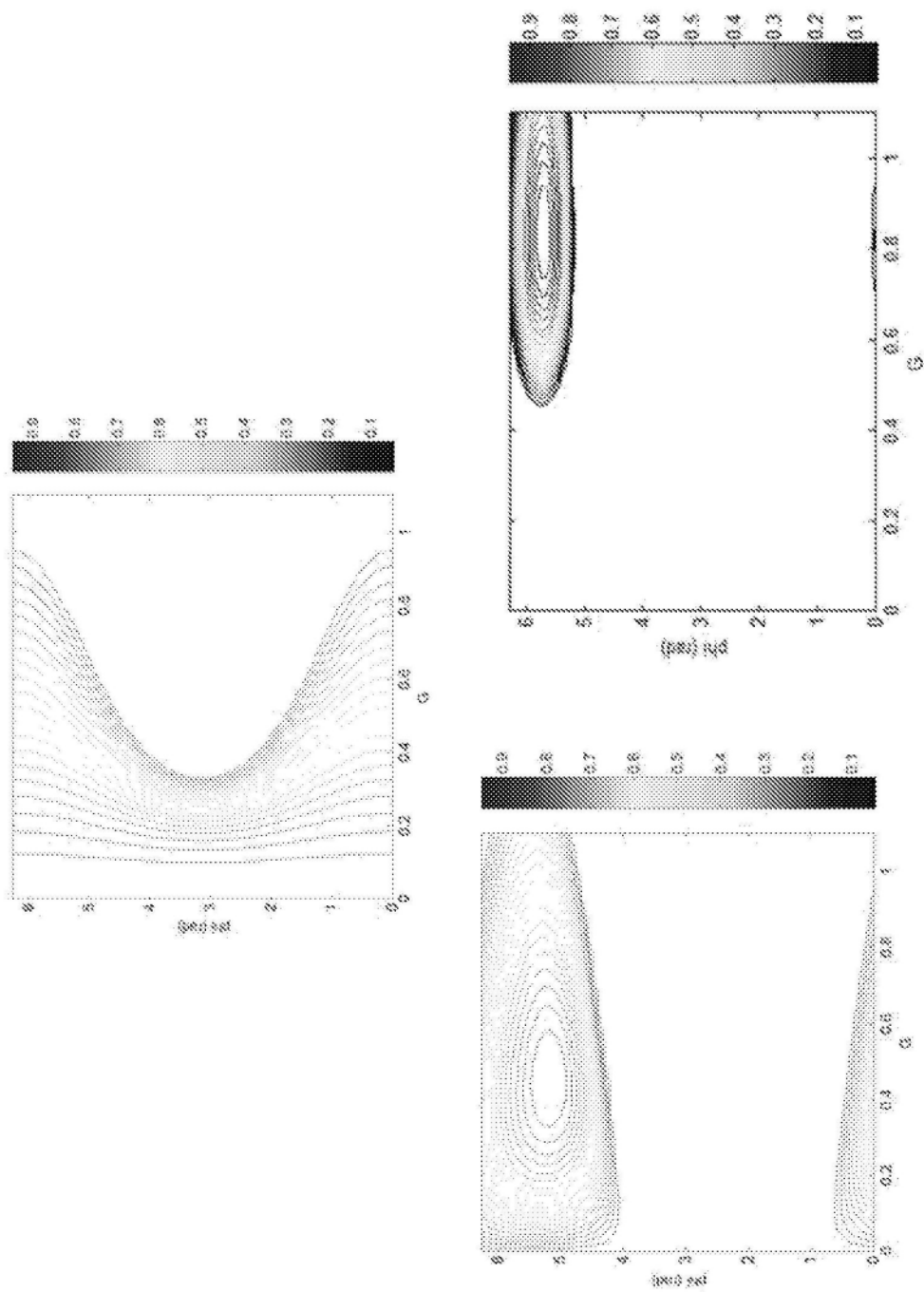


图84

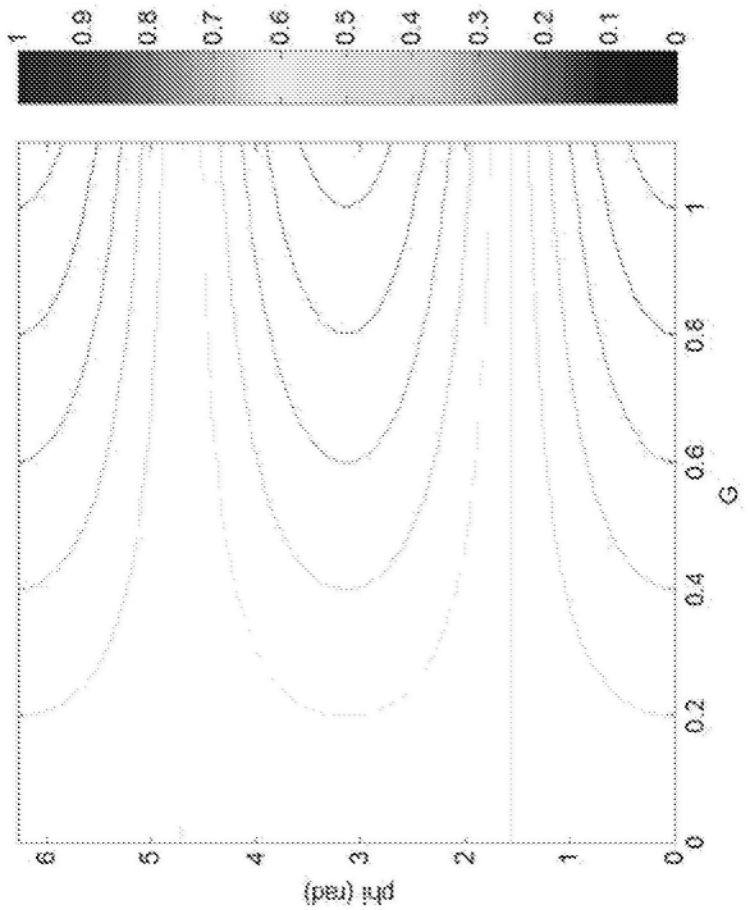


图85

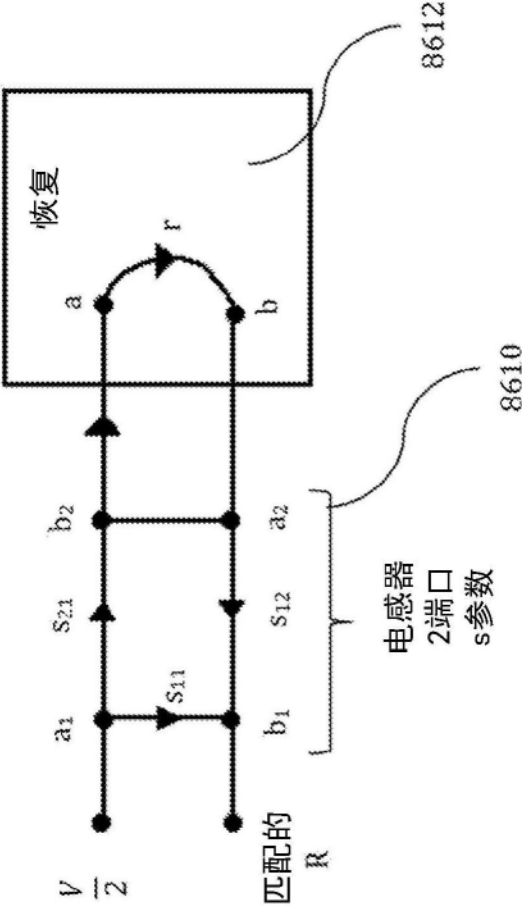


图86

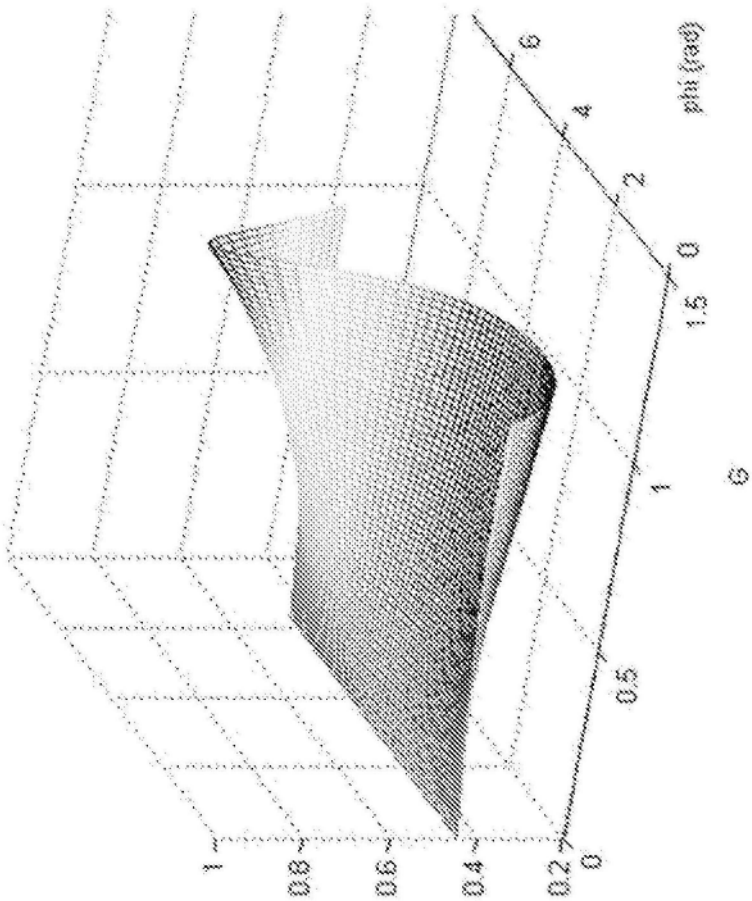


图87

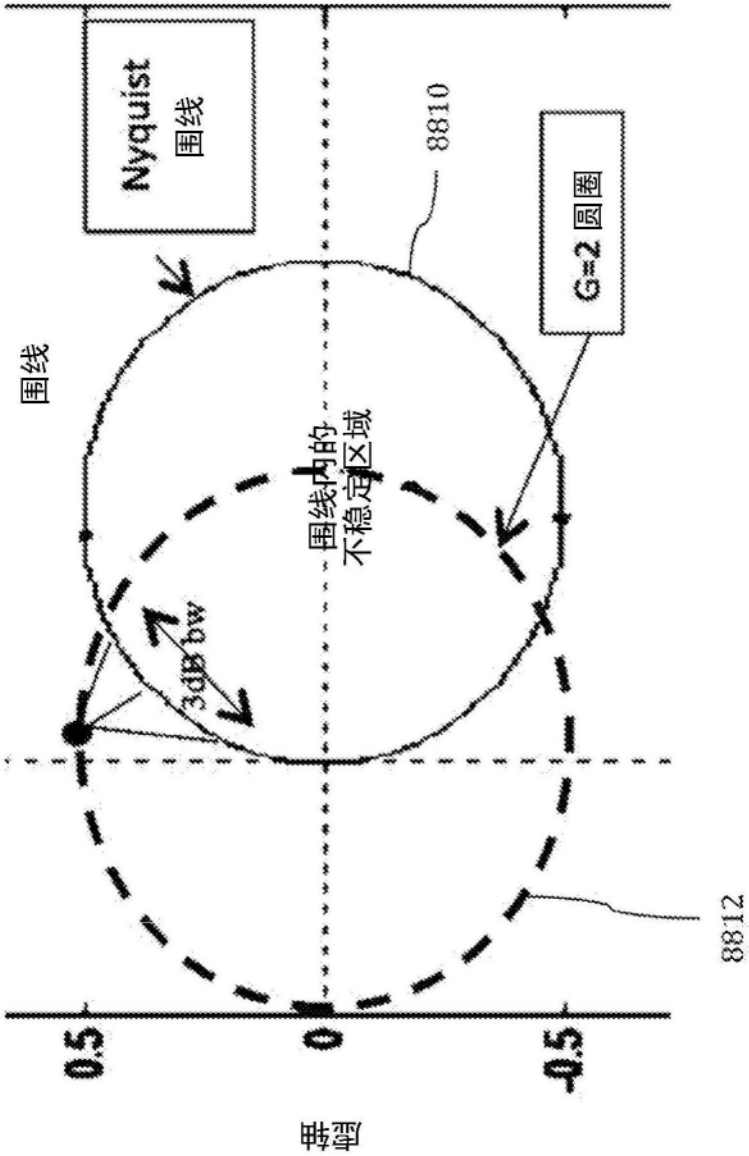


图88

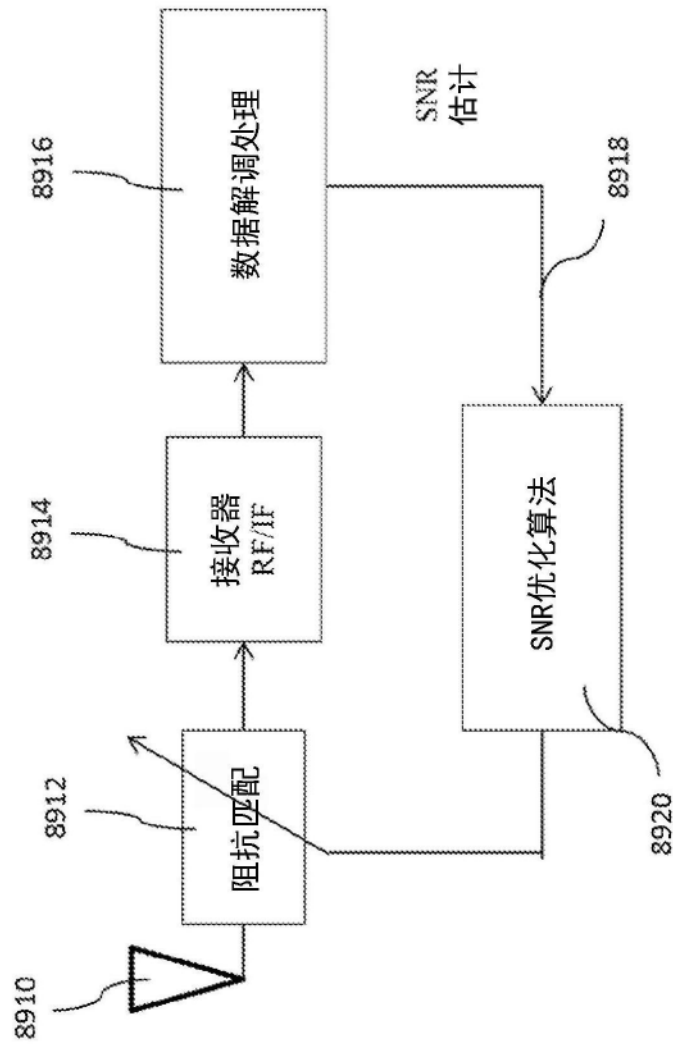


图89

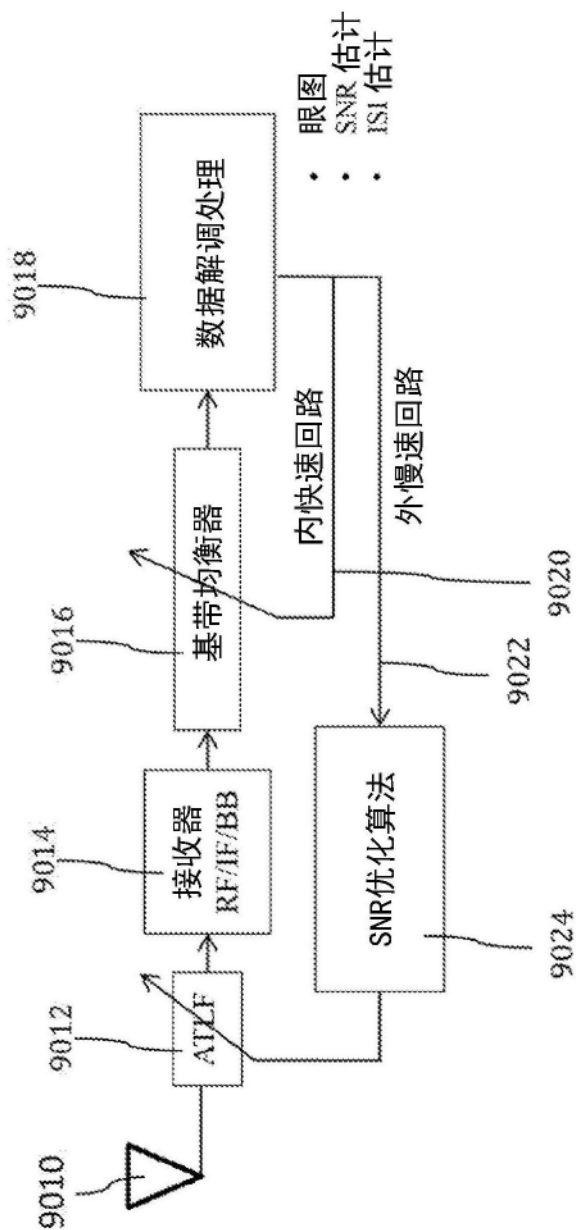


图90

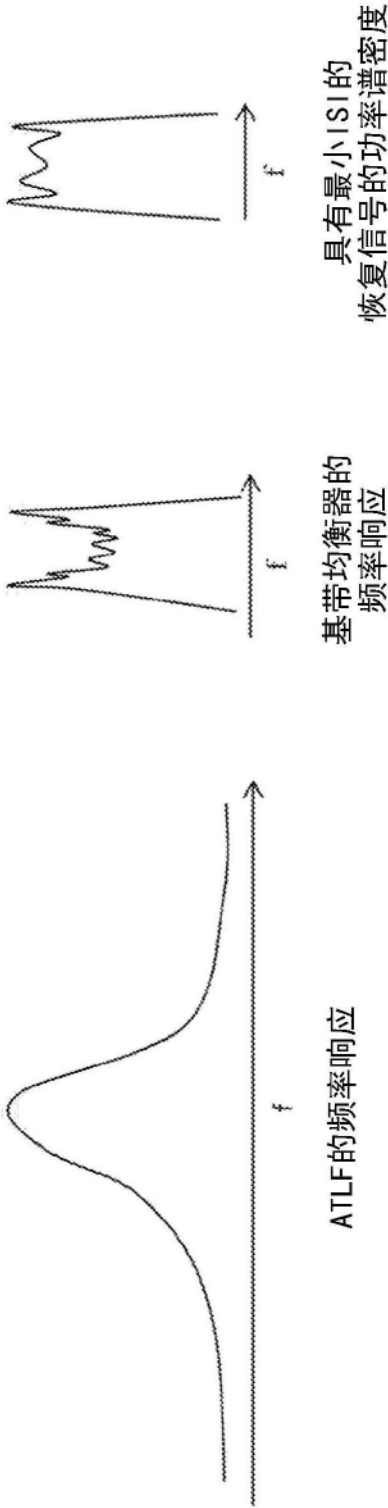


图91

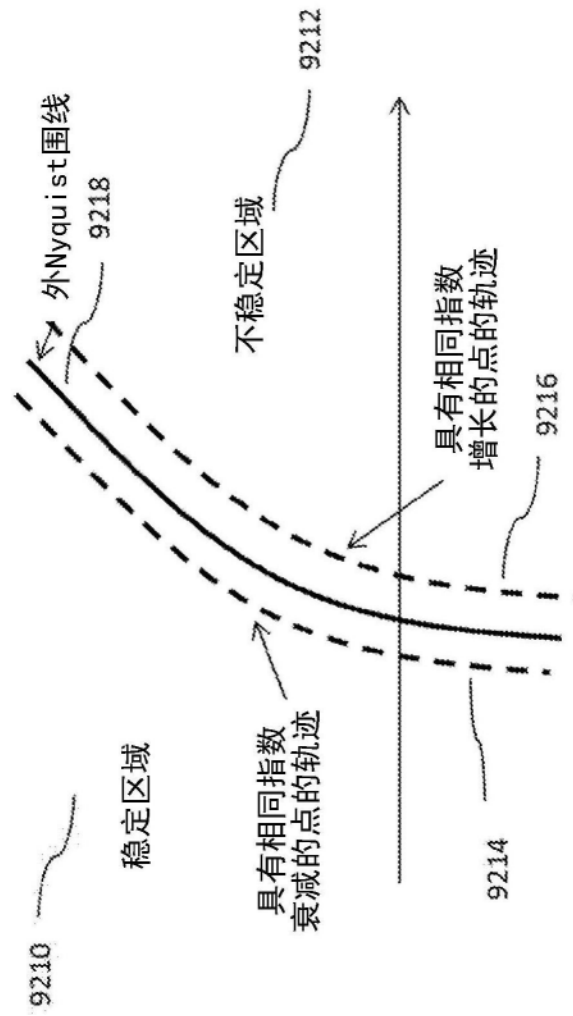


图92

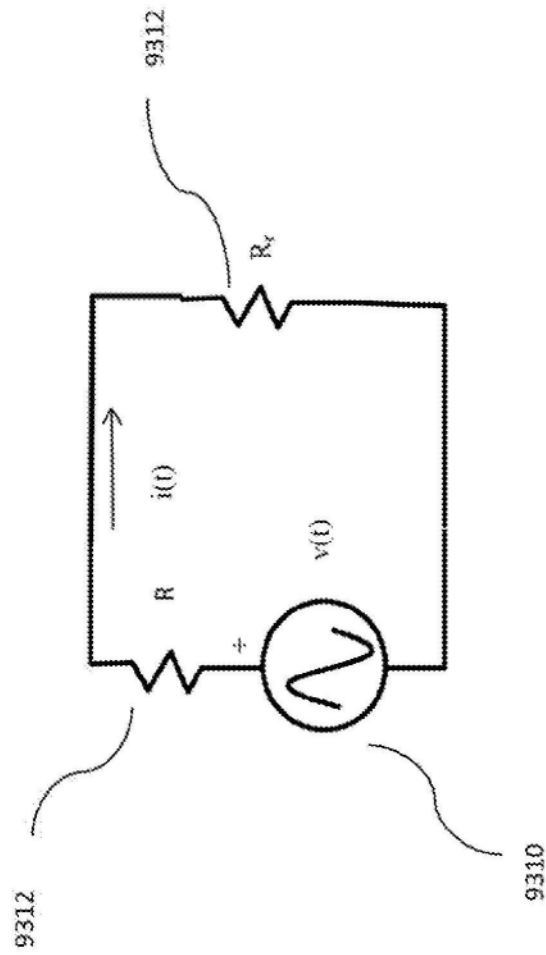


图93

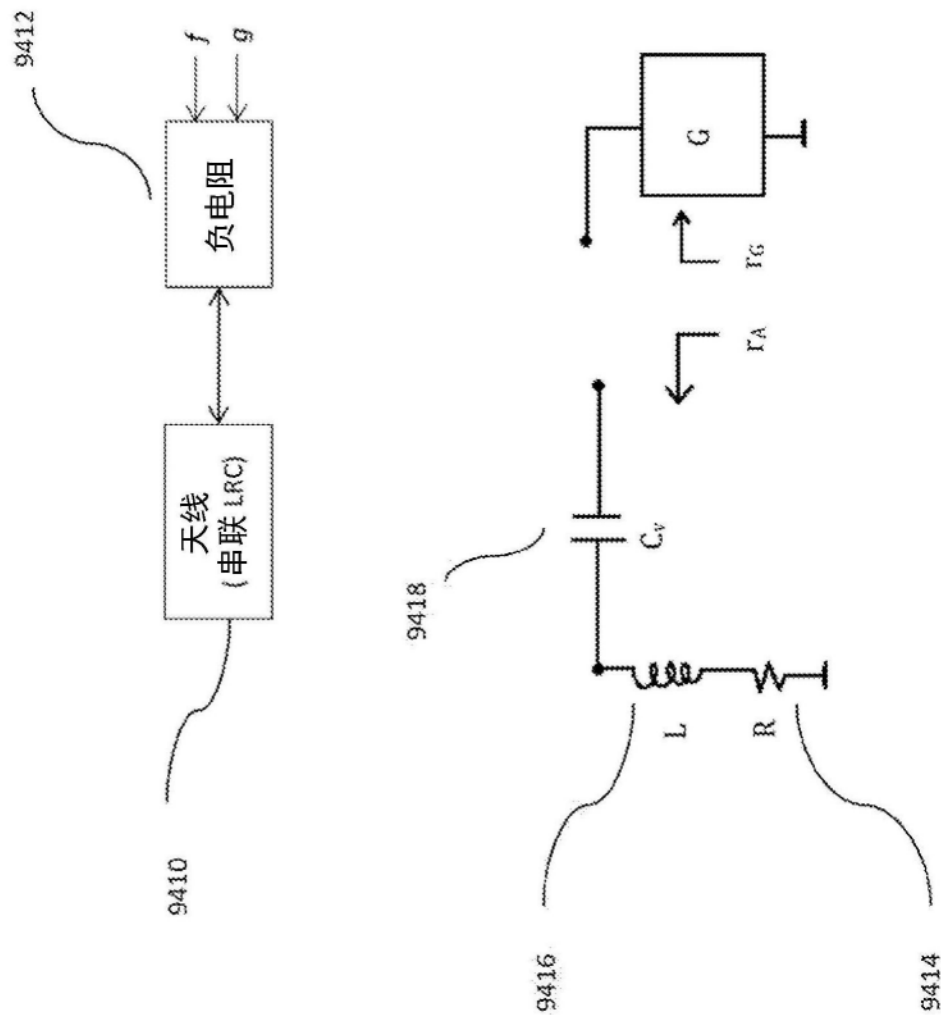


图94

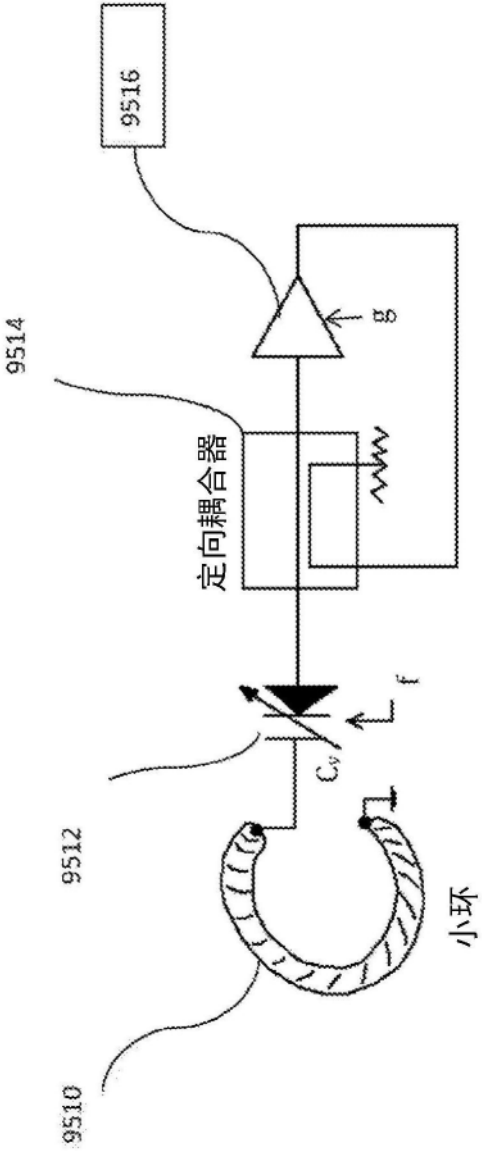


图95

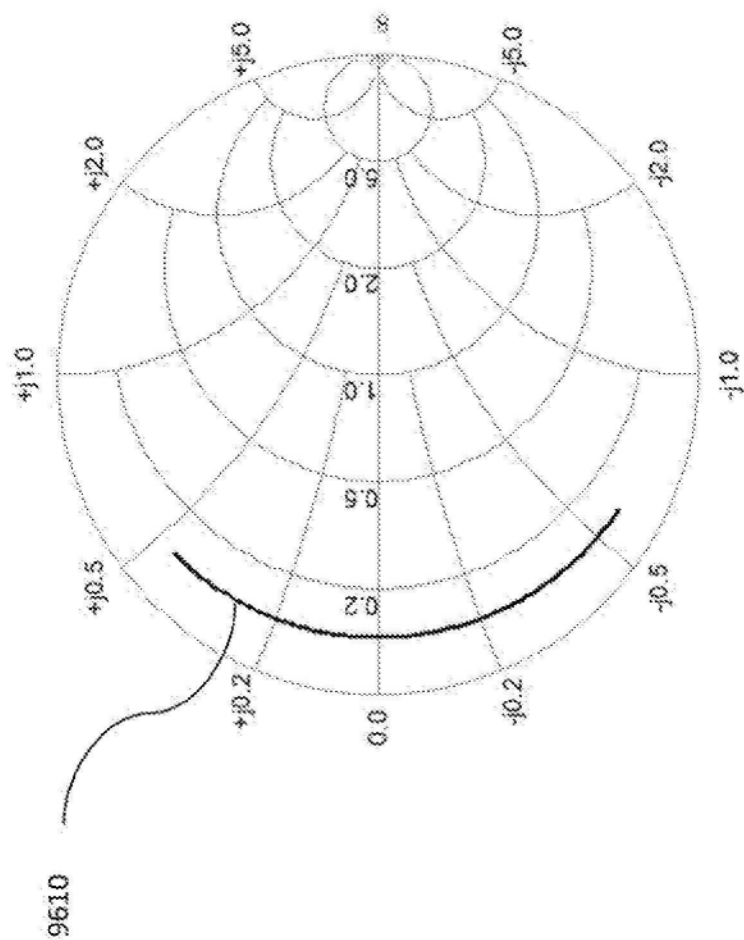


图96

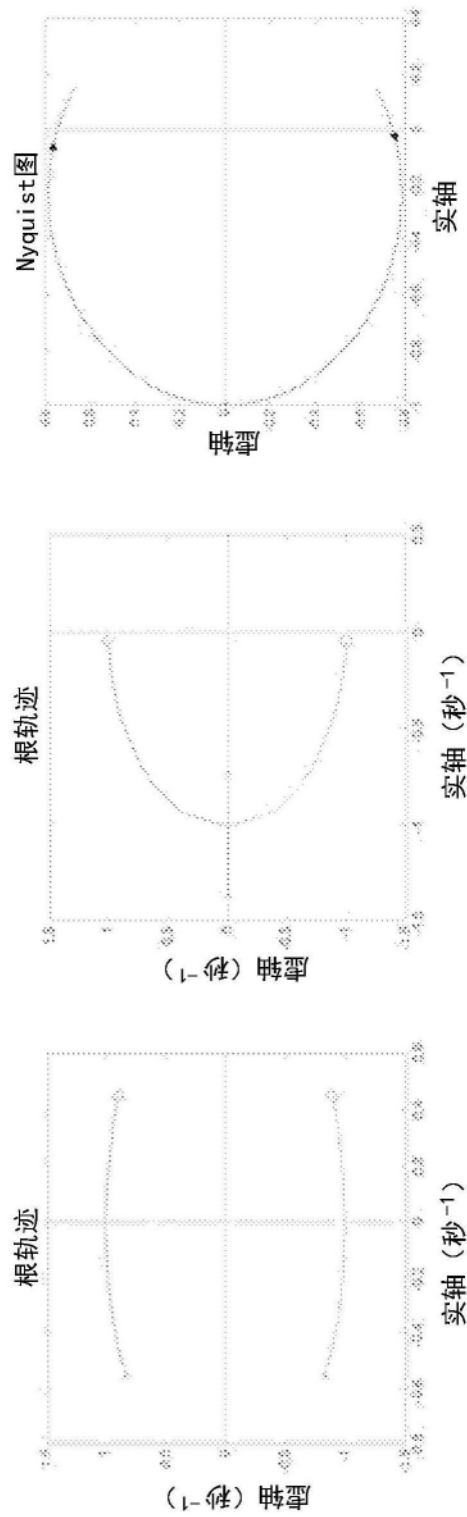


图97

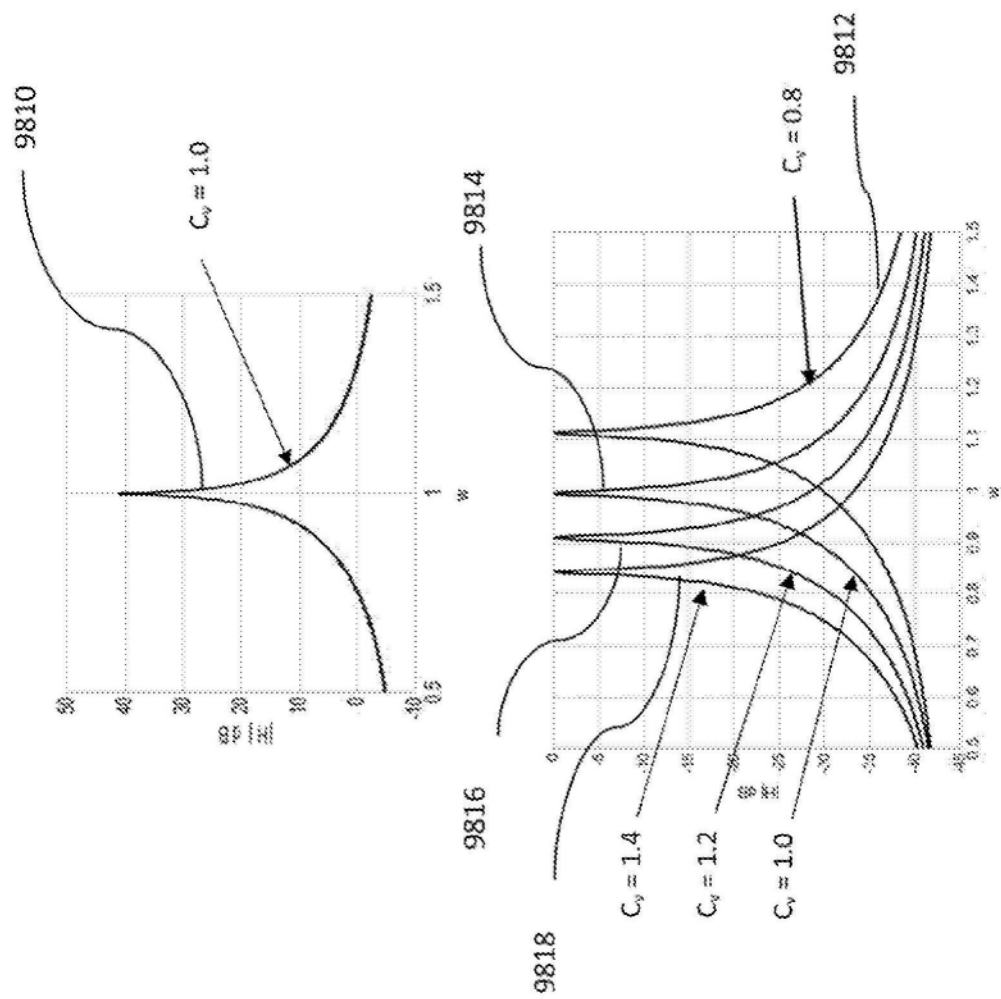


图98

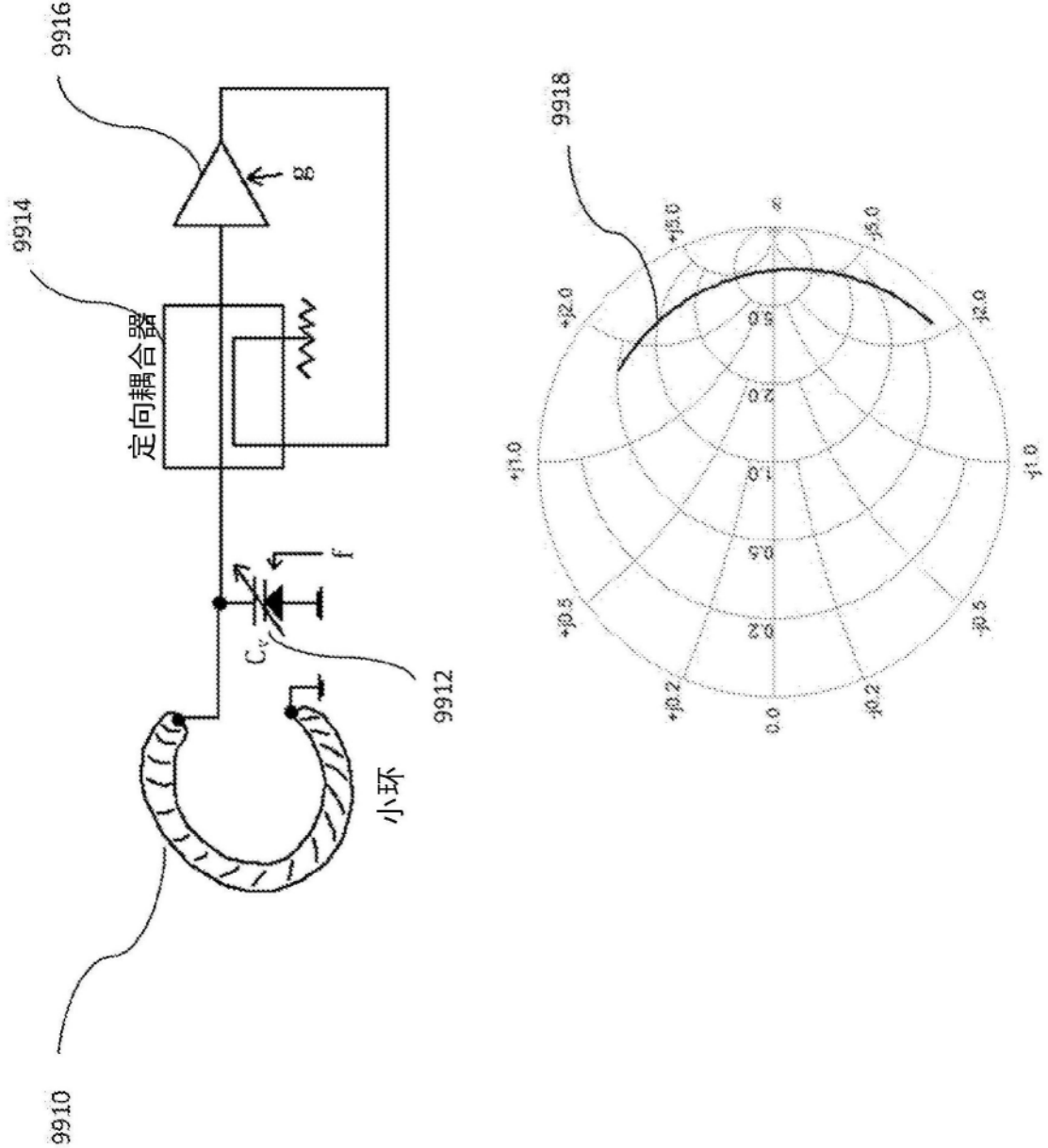


图99

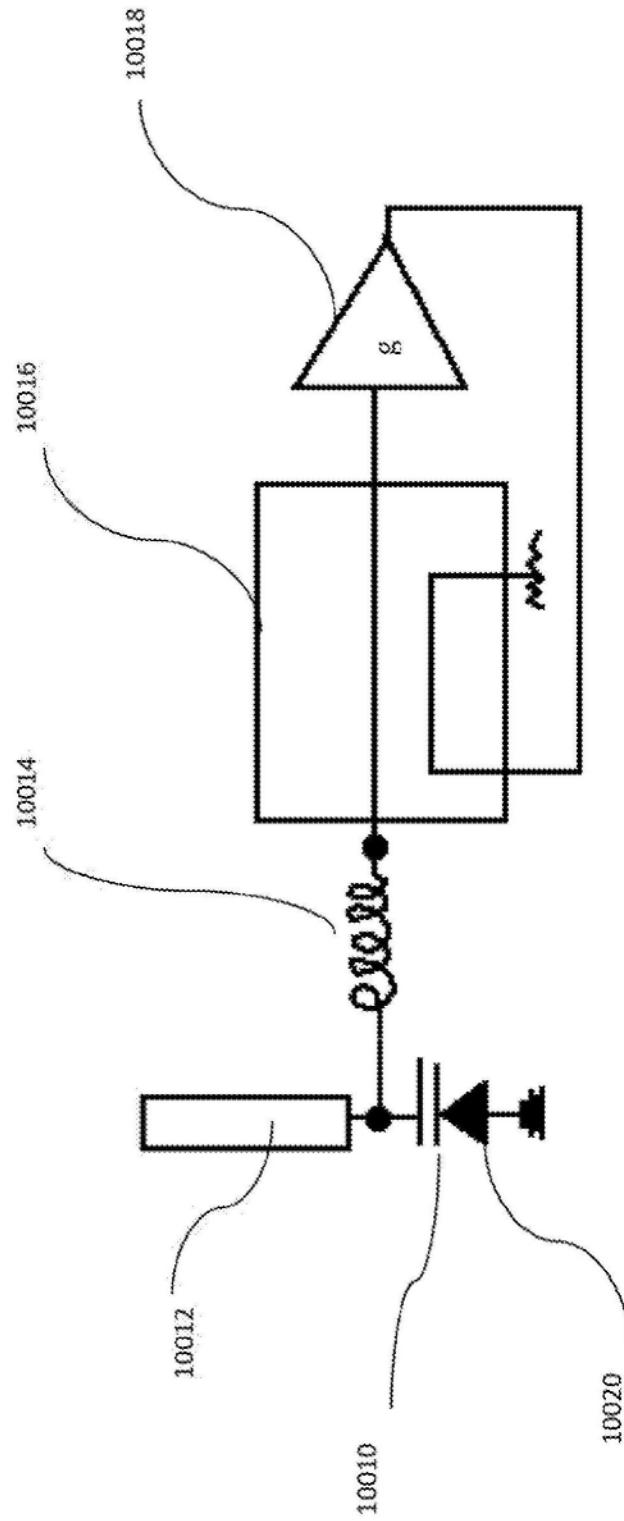


图100

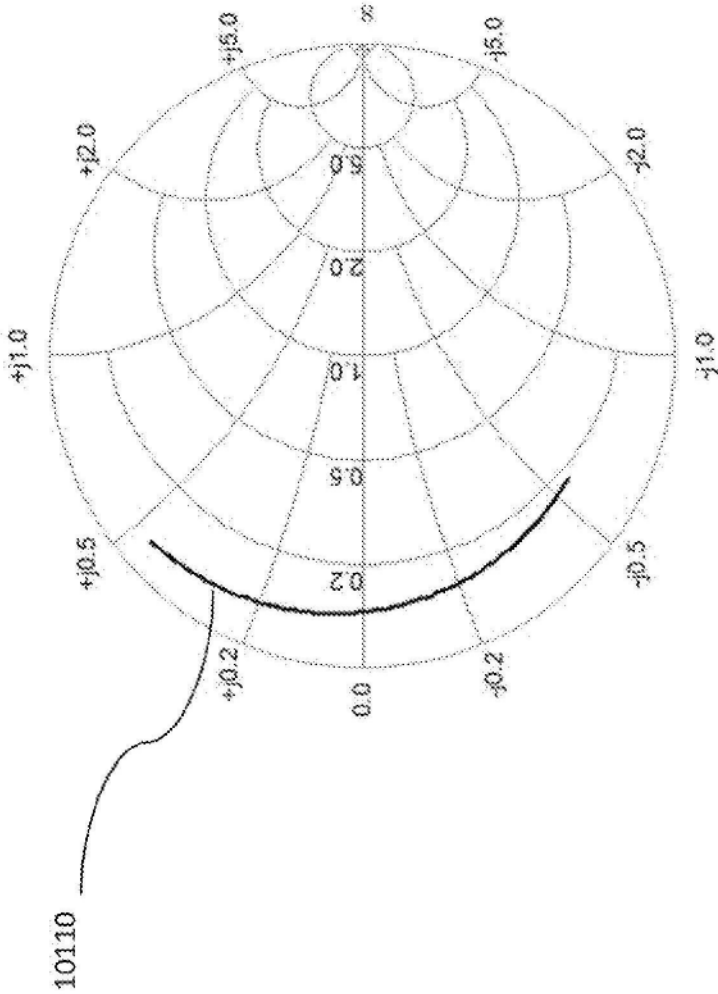


图101

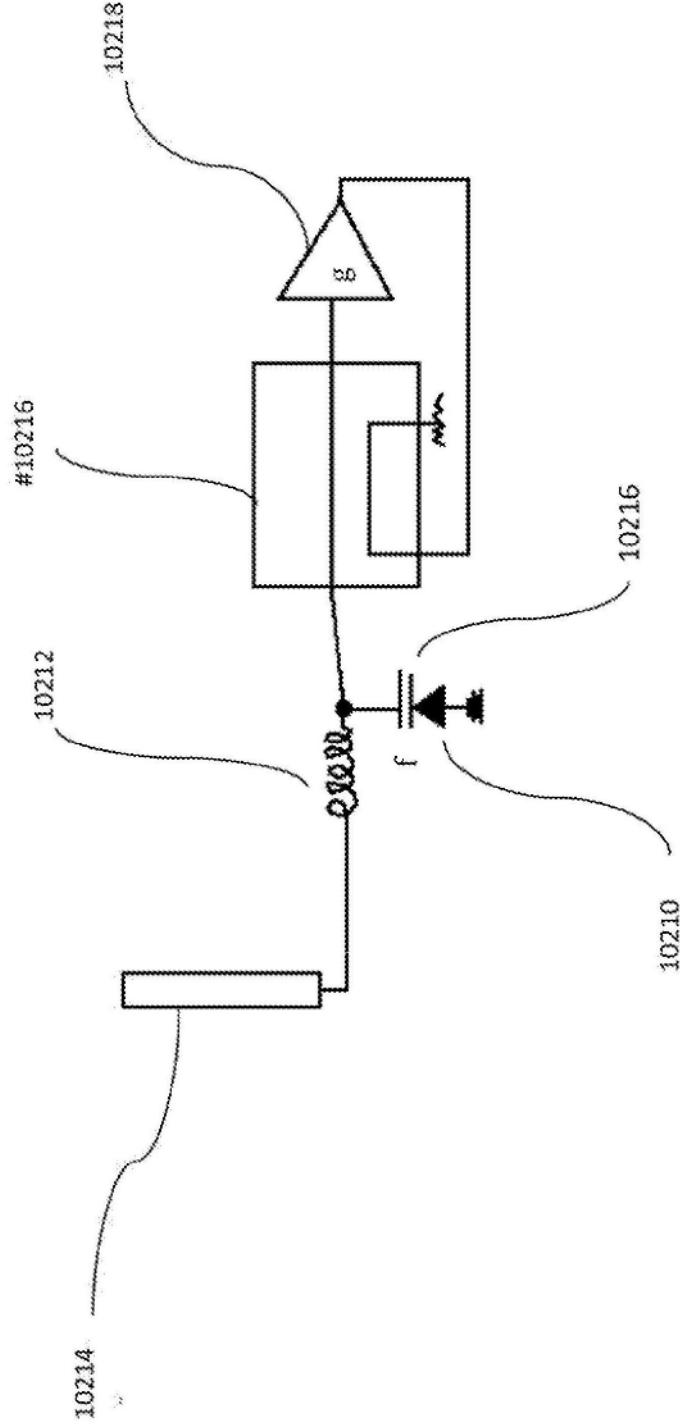


图102

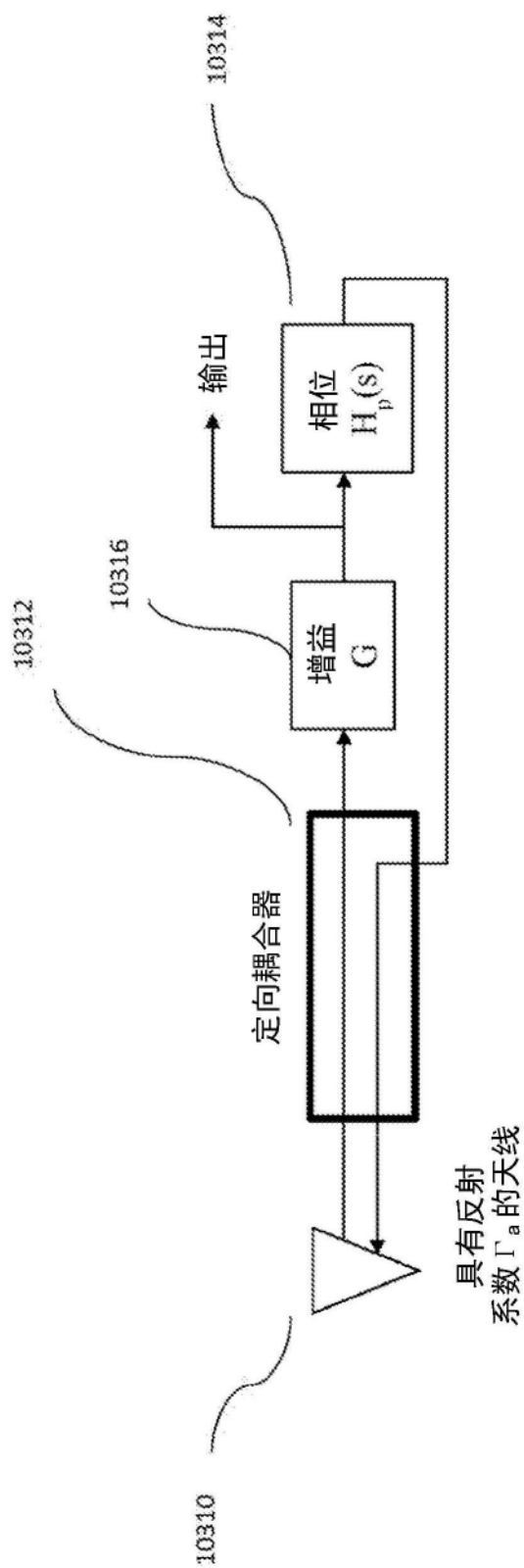


图103

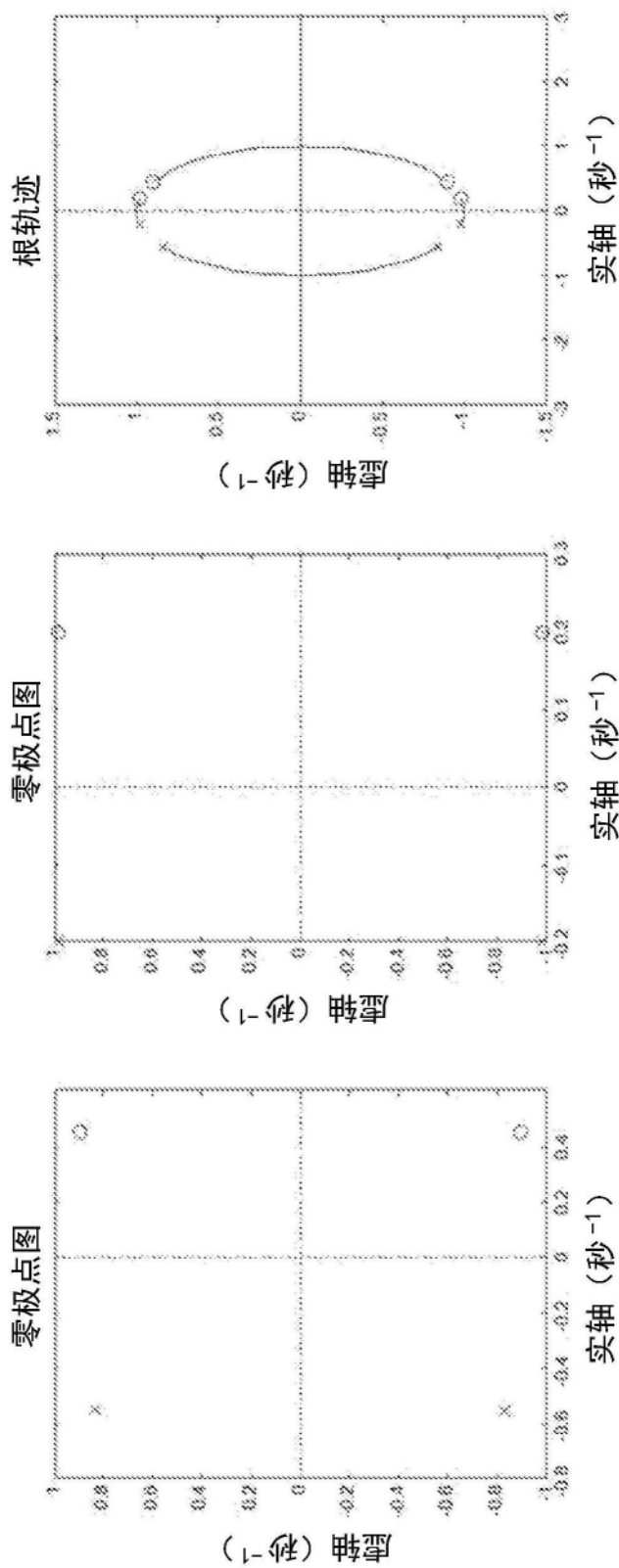


图104

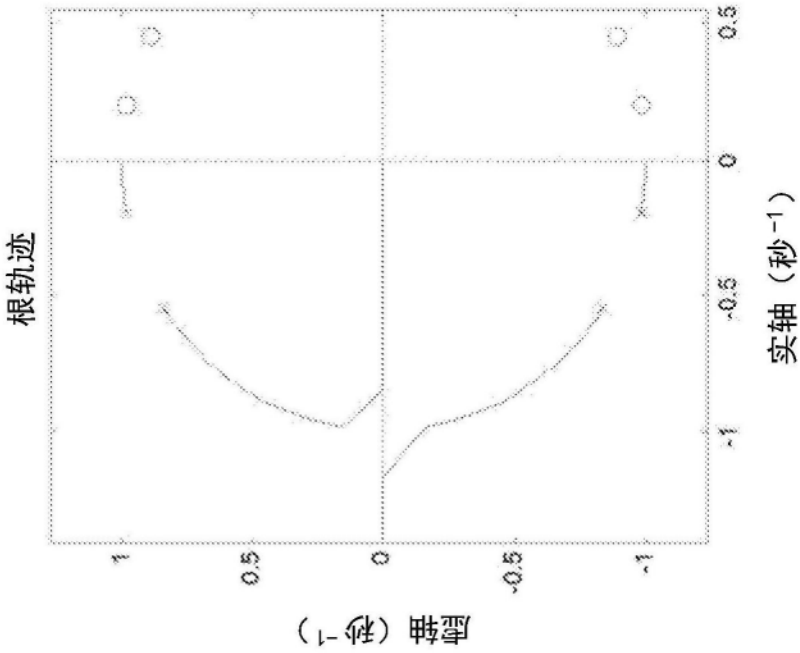


图105

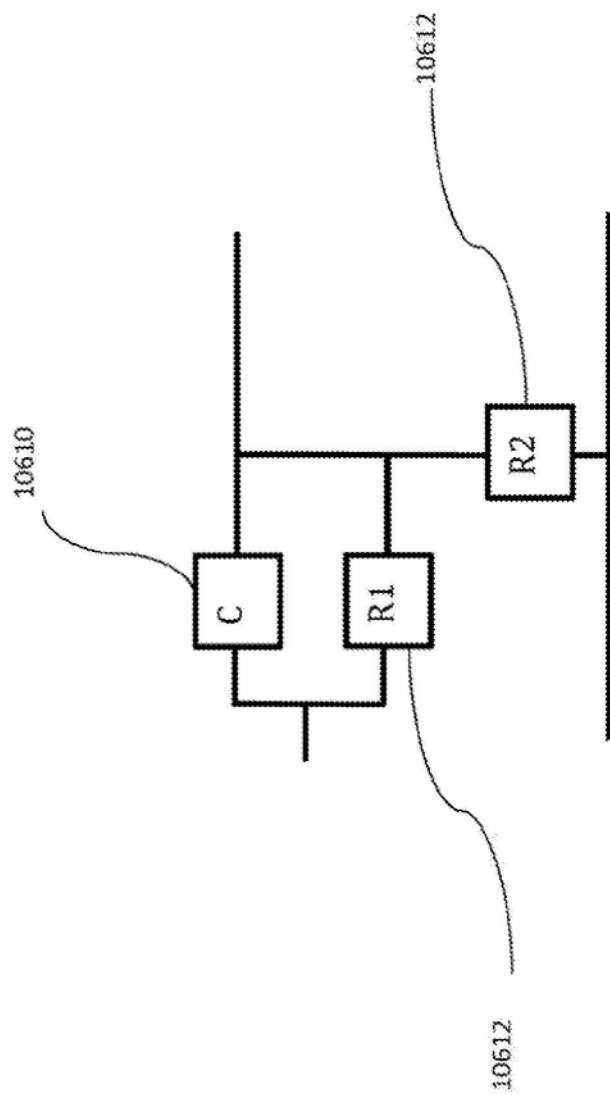


图106

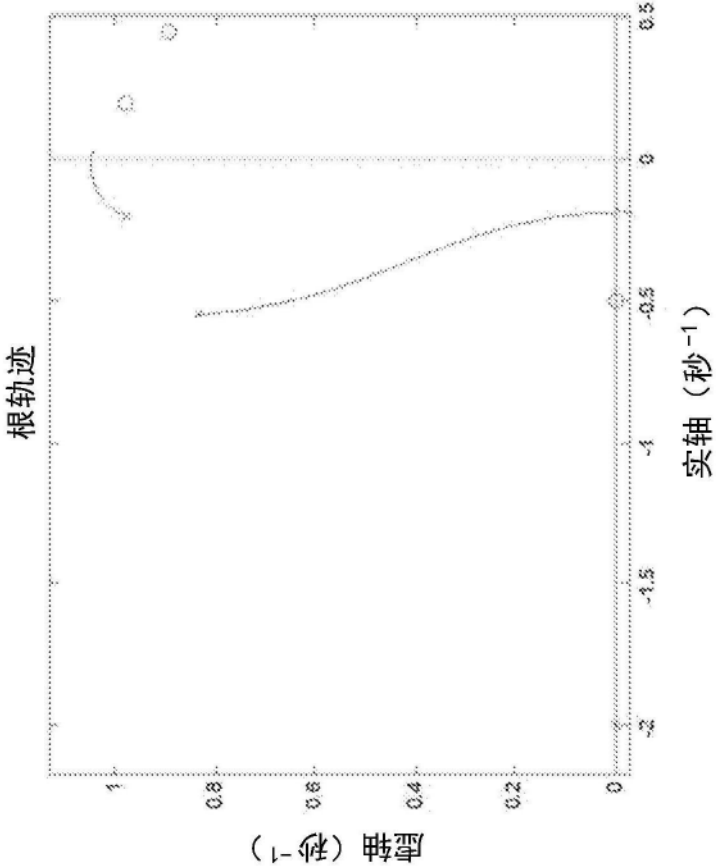


图107

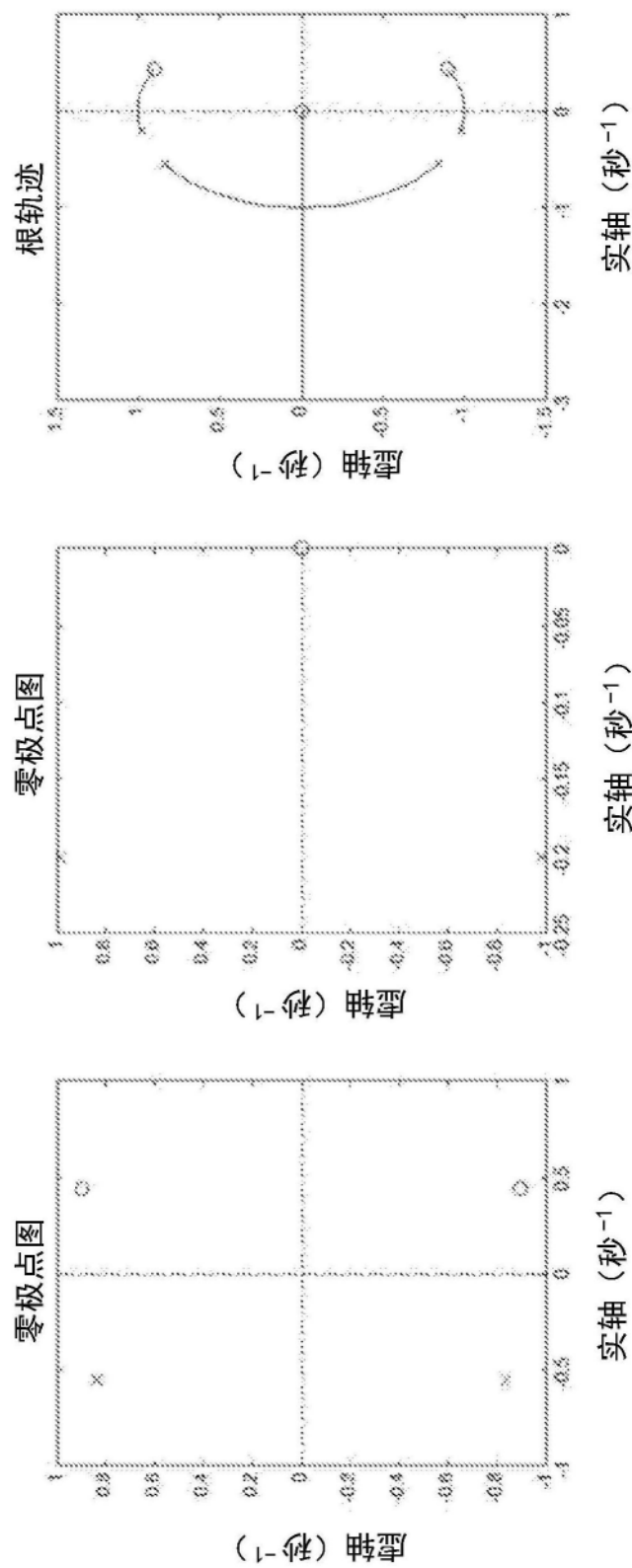


图108

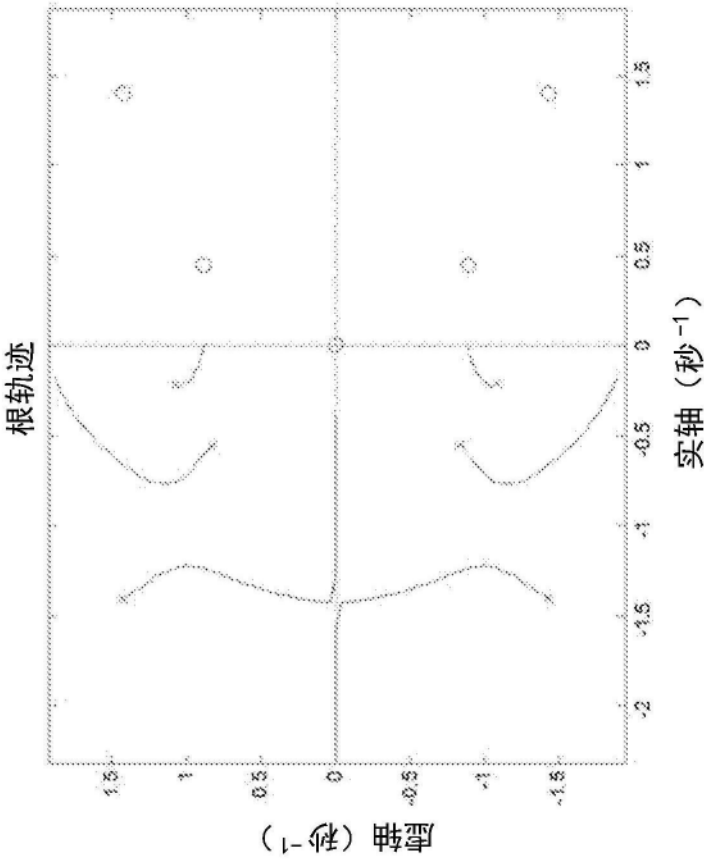


图109

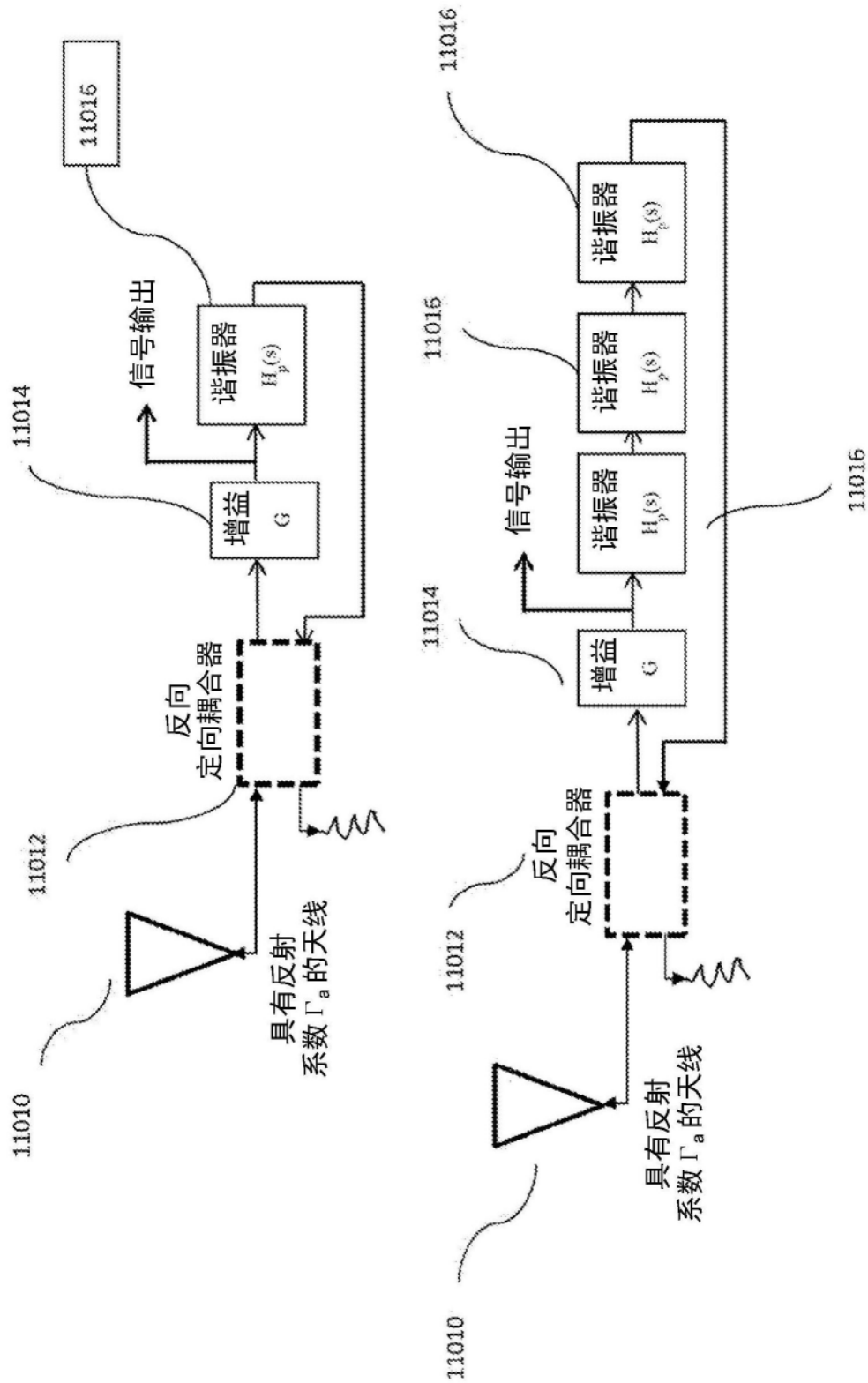


图110

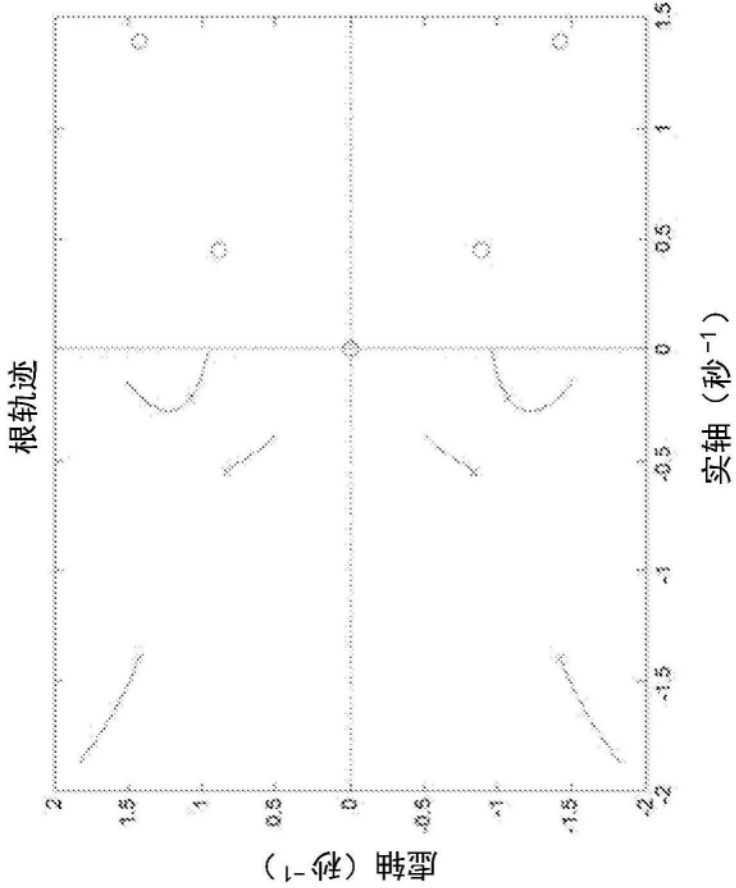


图111

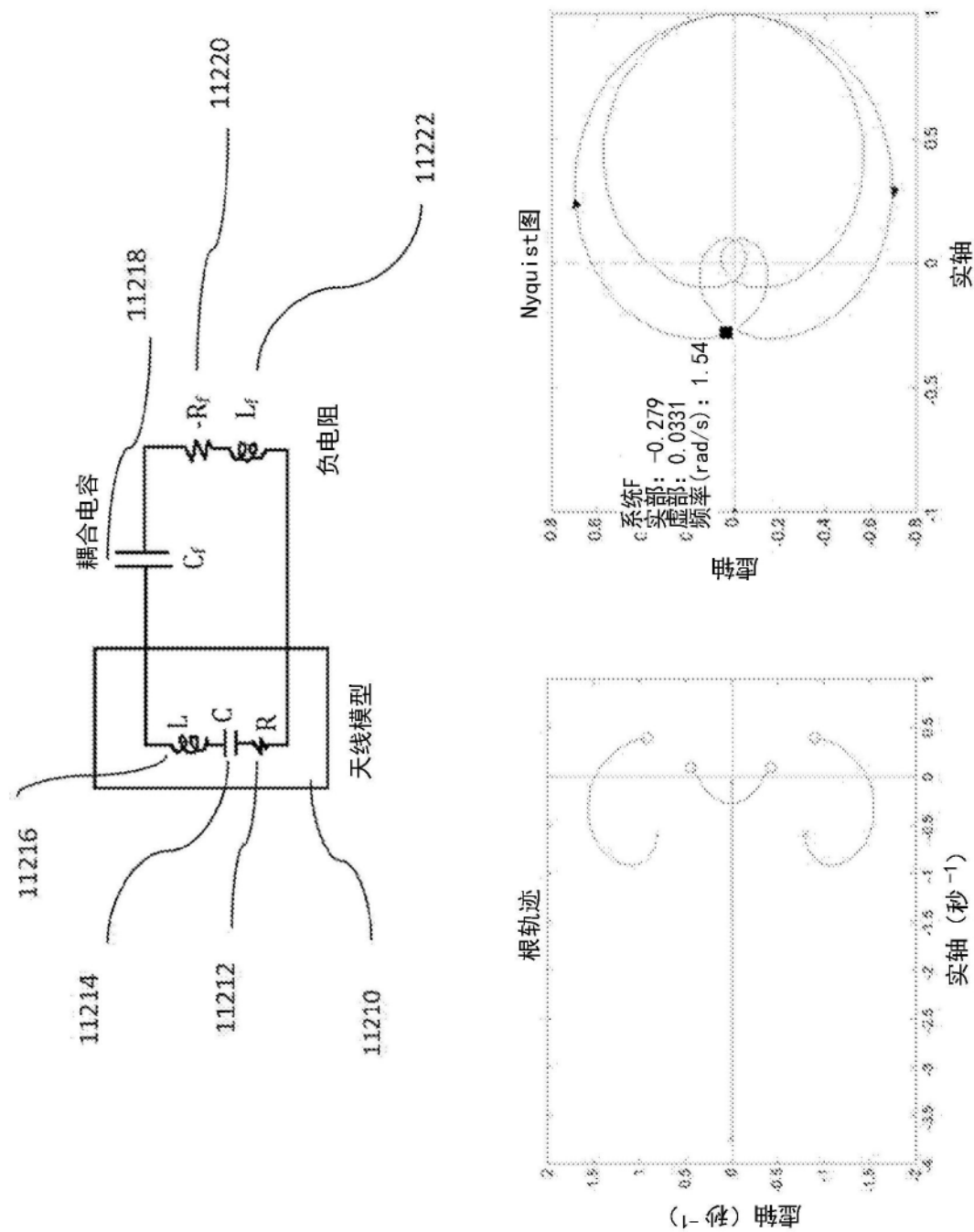


图112

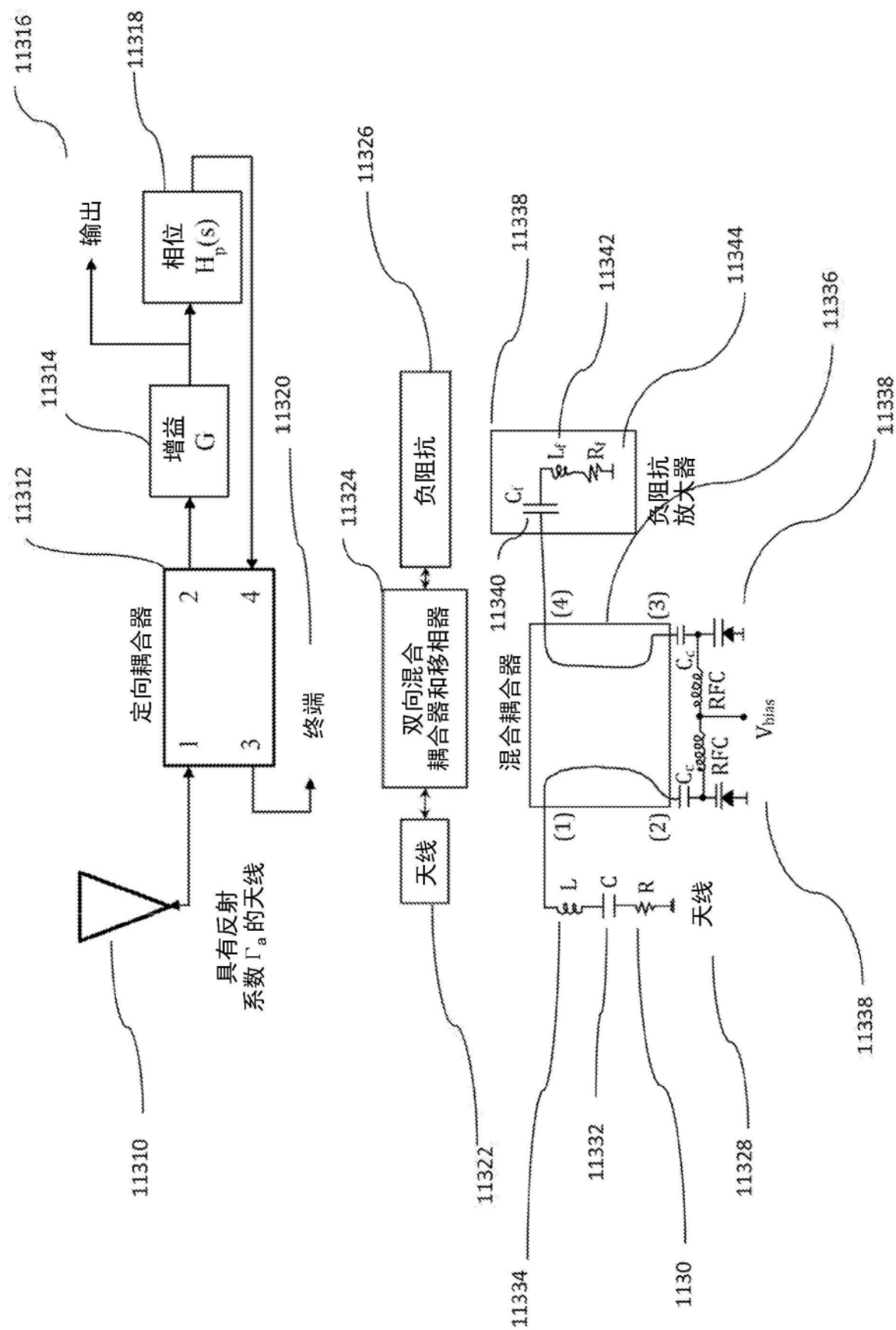


图113

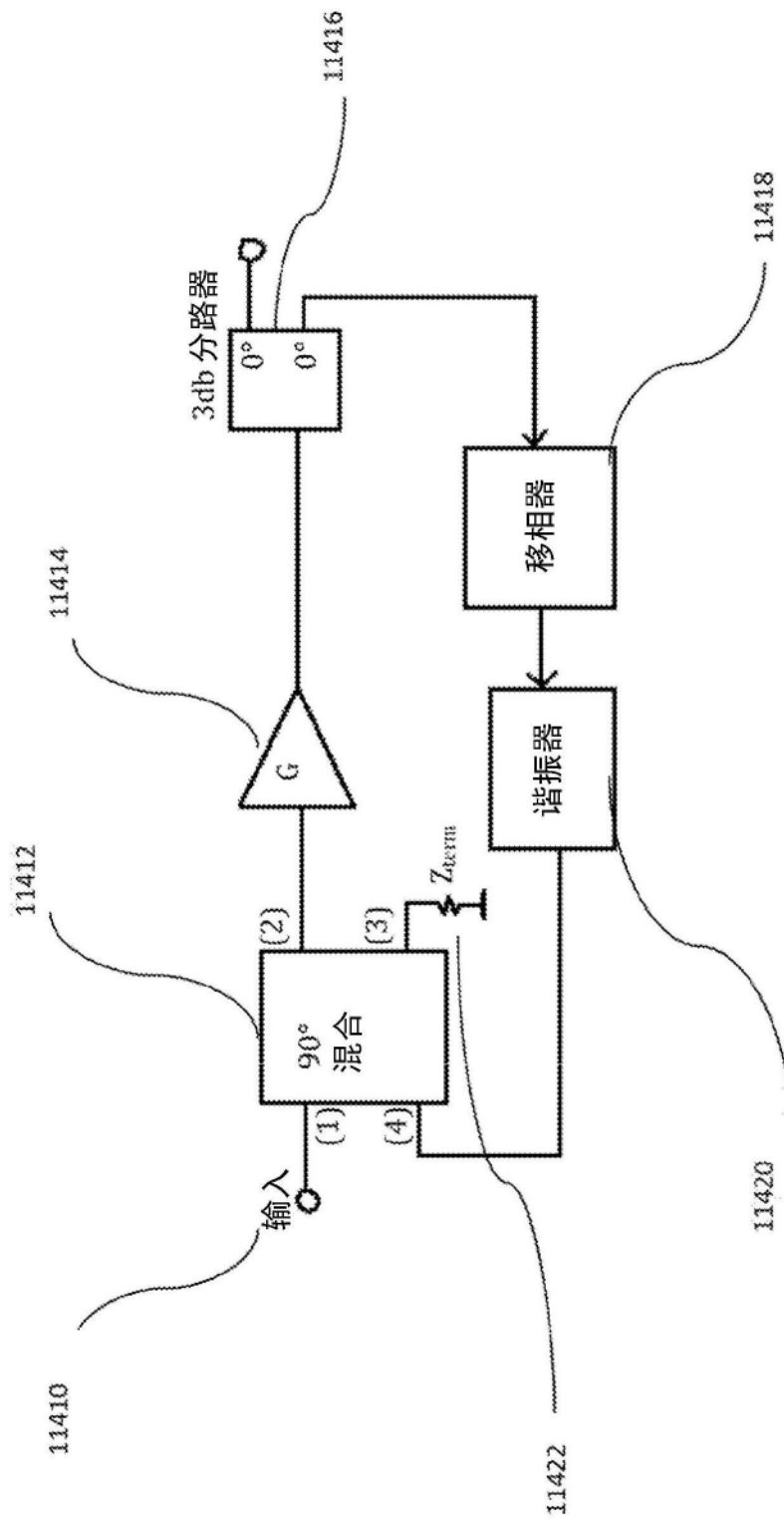


图114

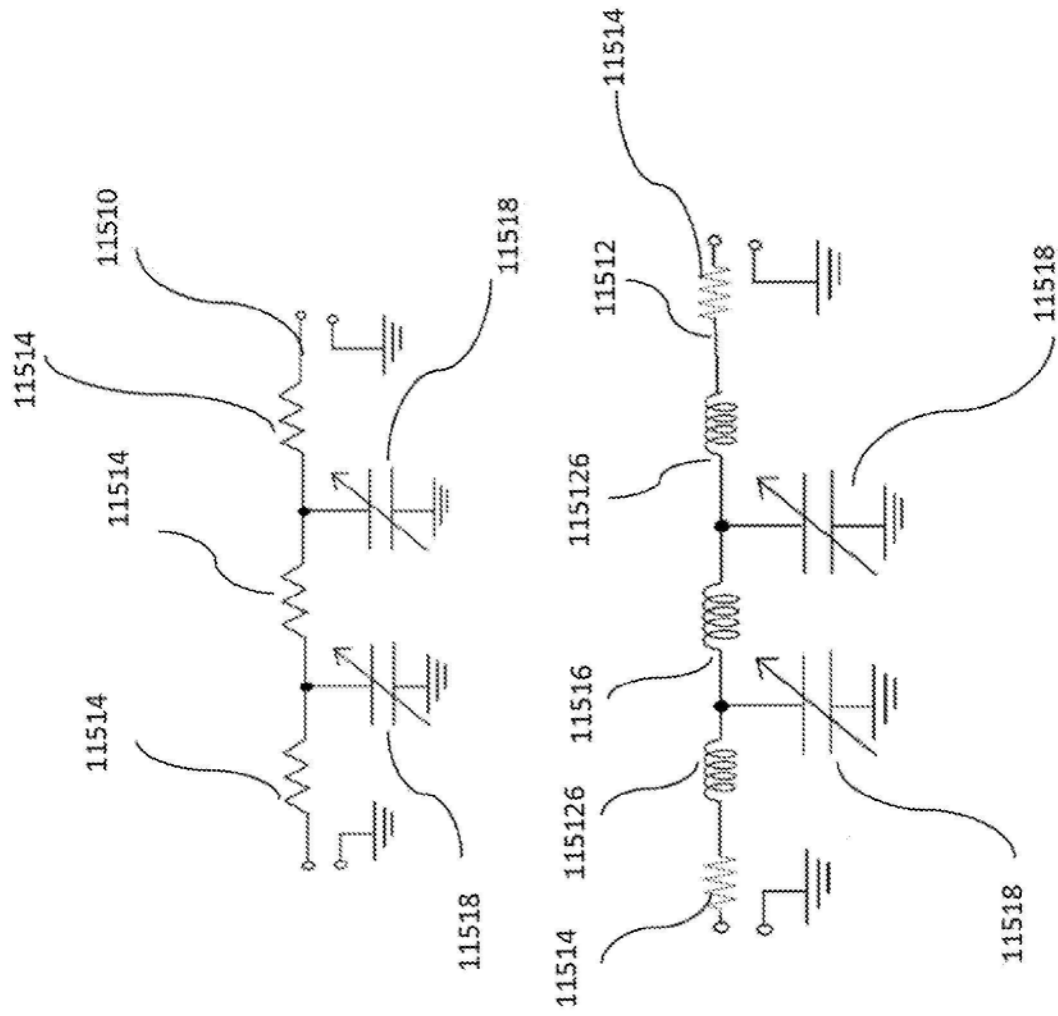


图115

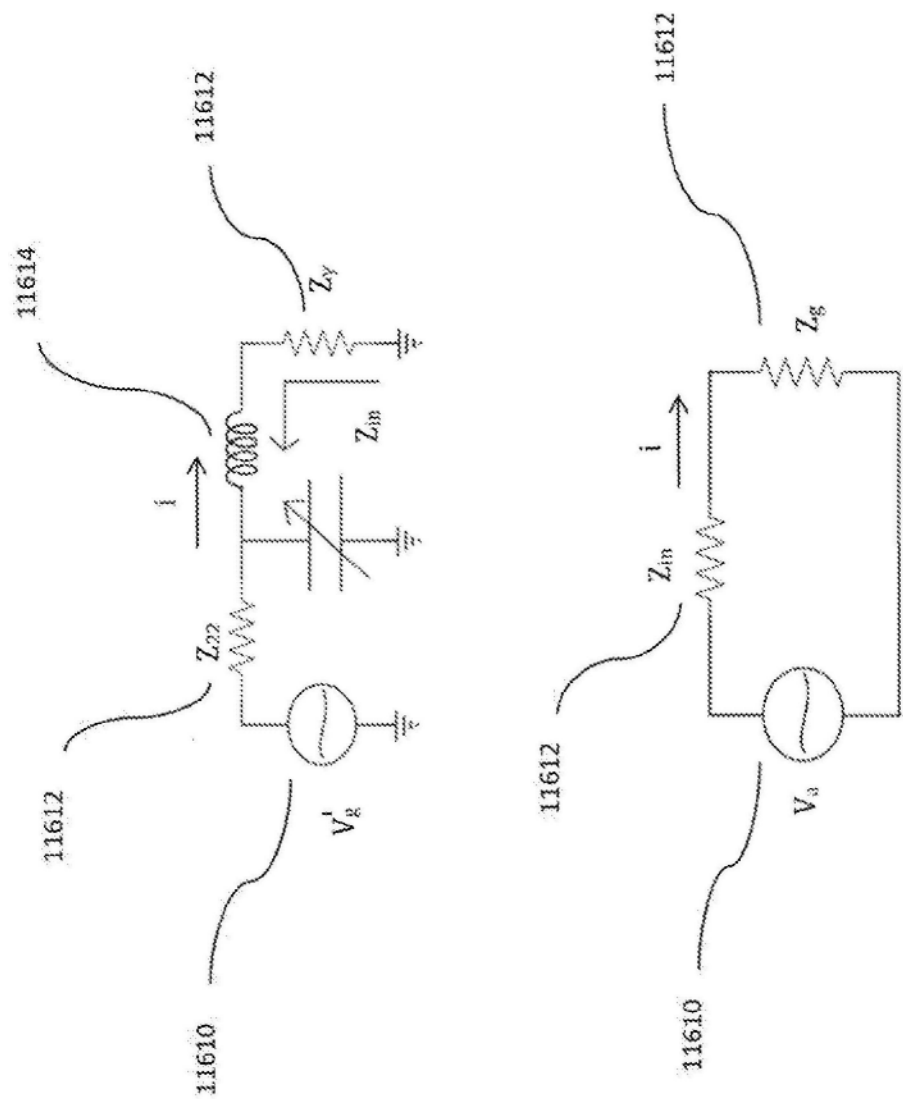


图116

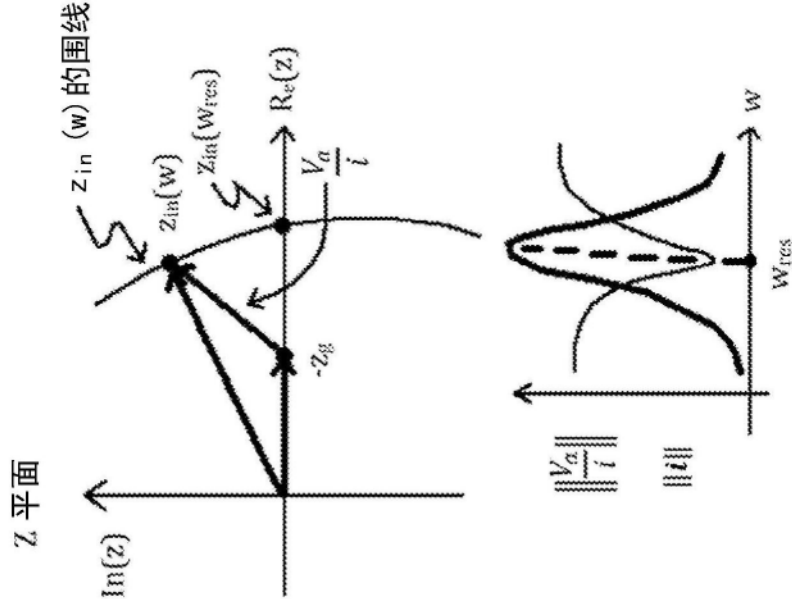


图117

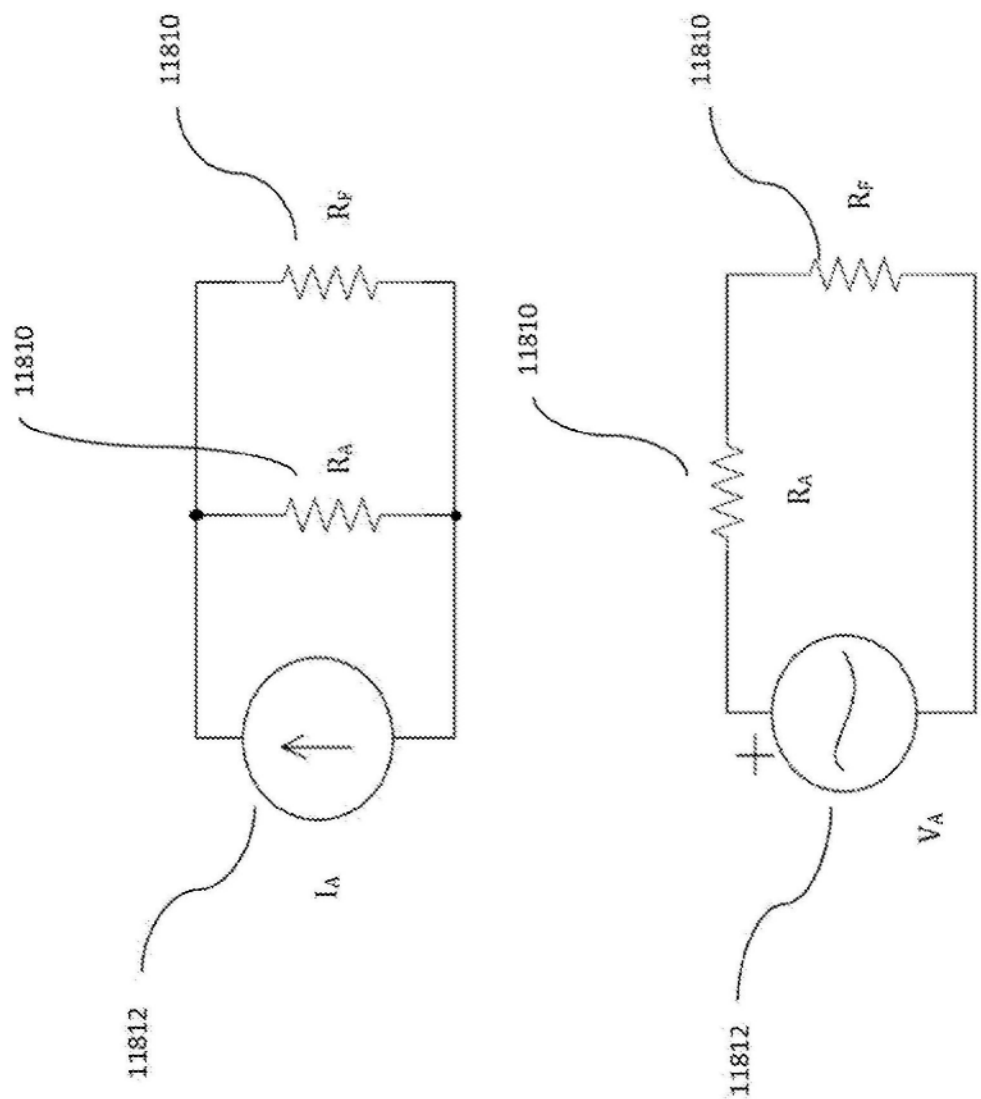


图118

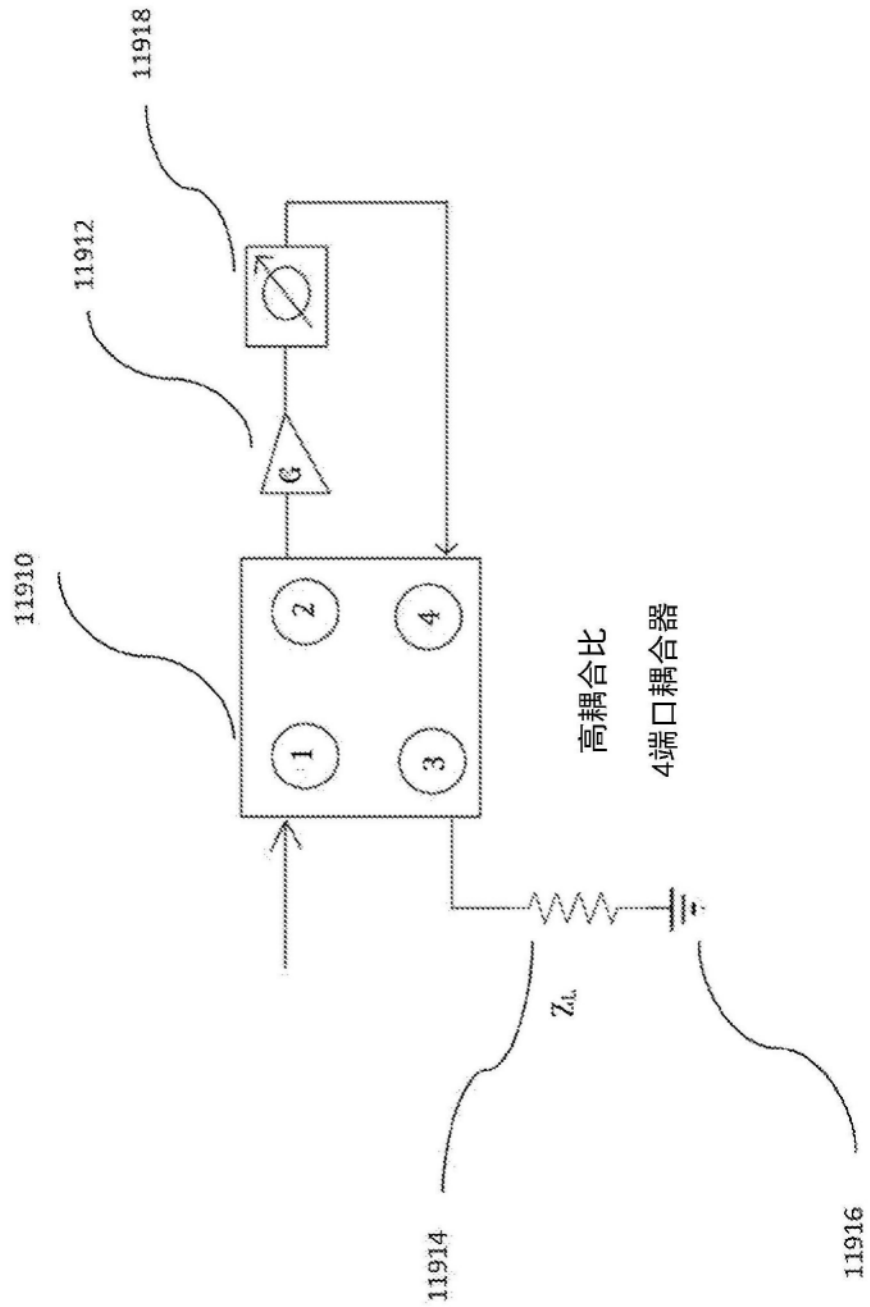


图119

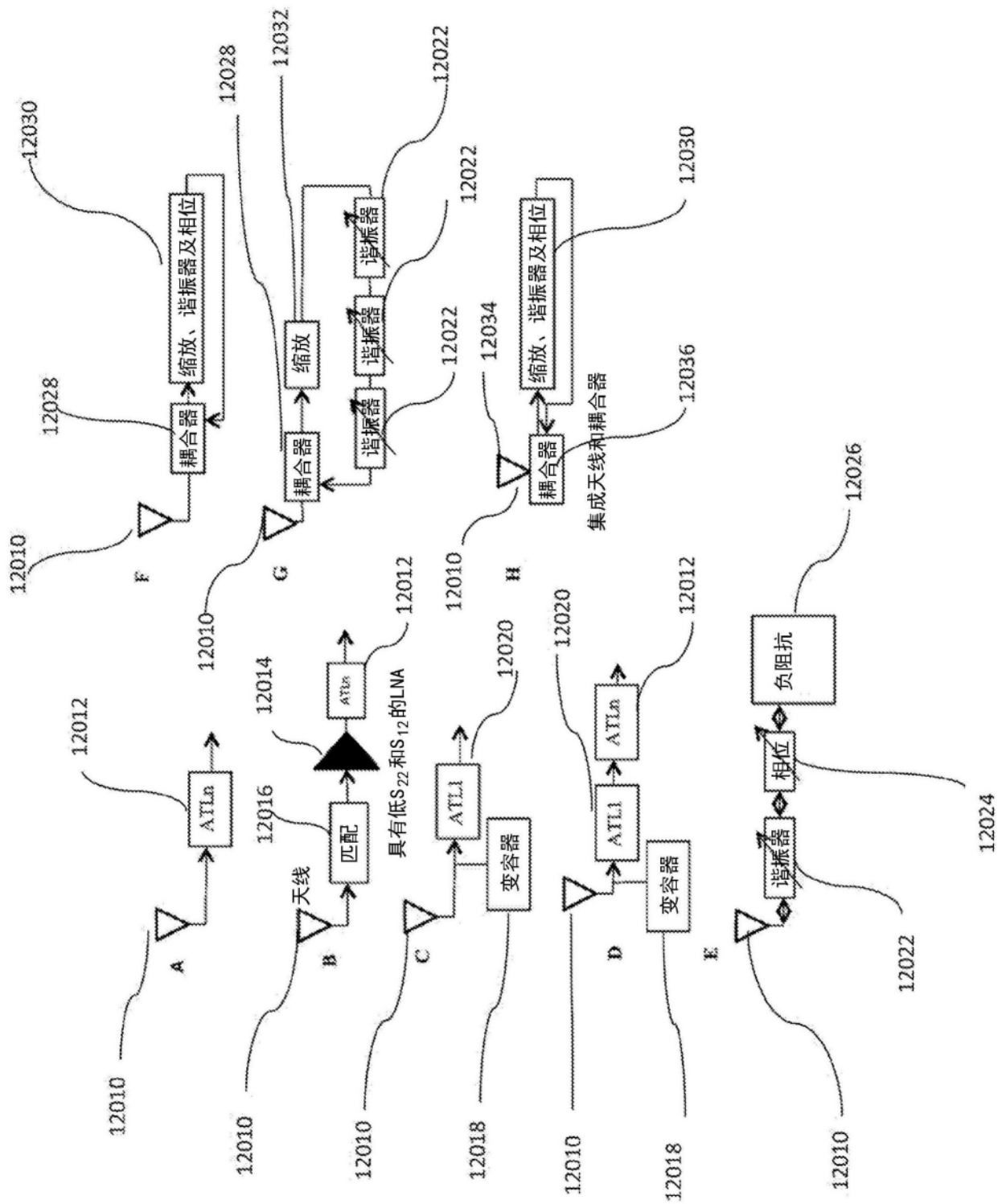


图120

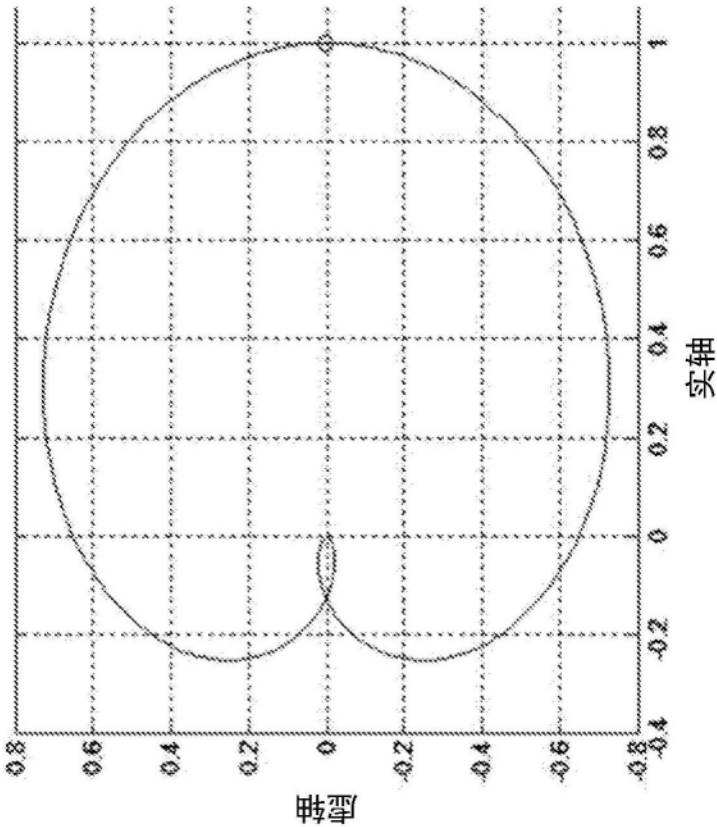


图121

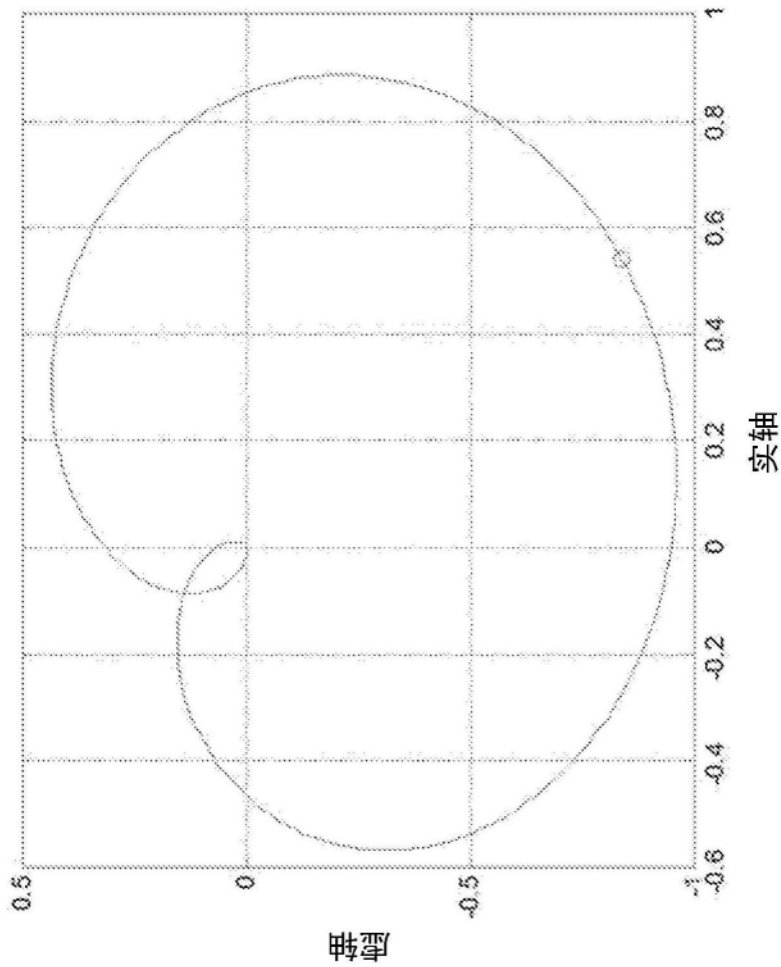


图122

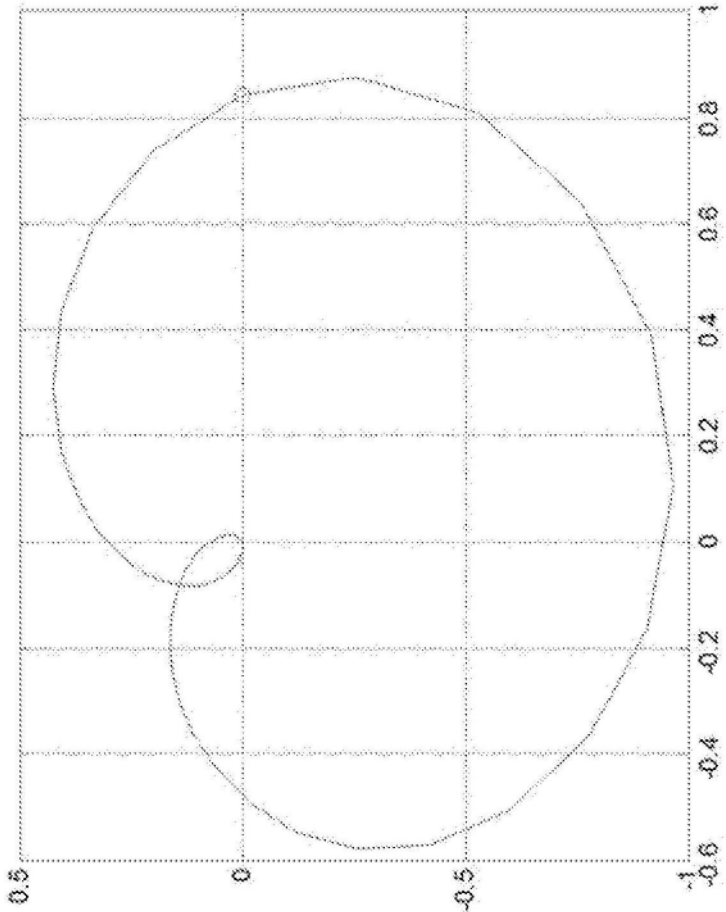


图123

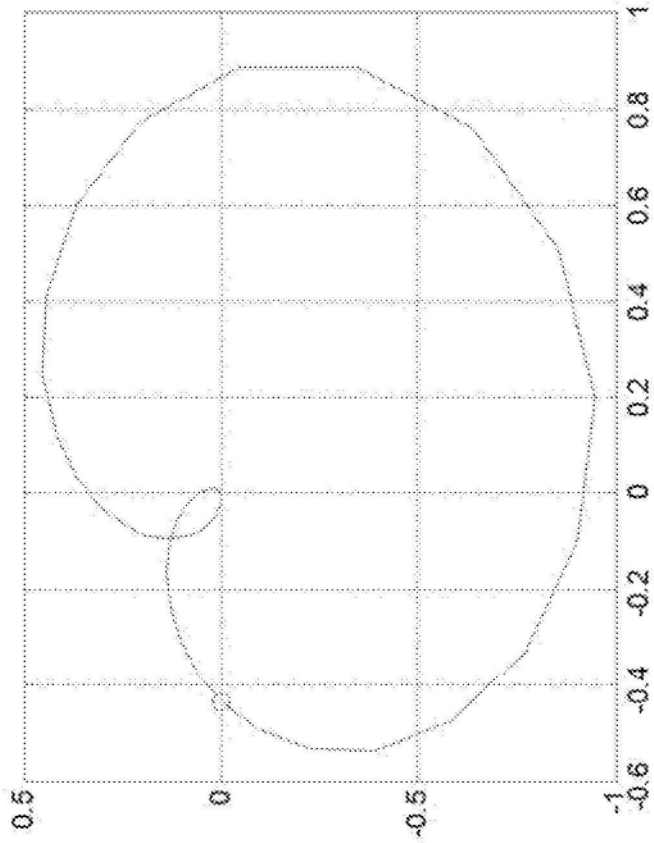


图124

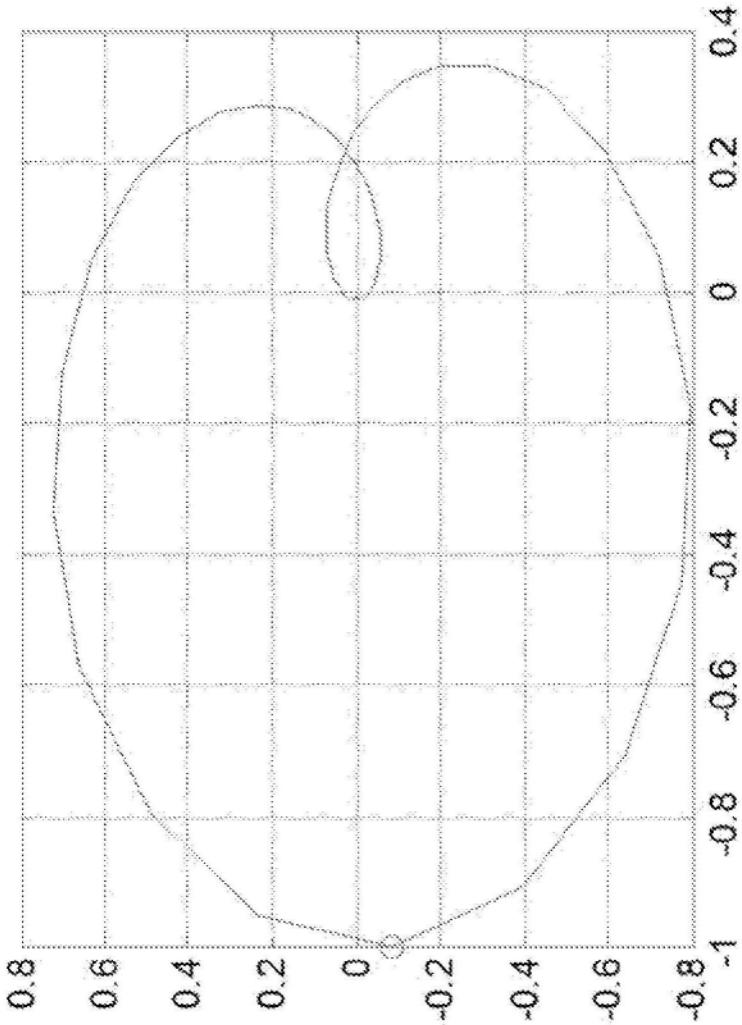


图125

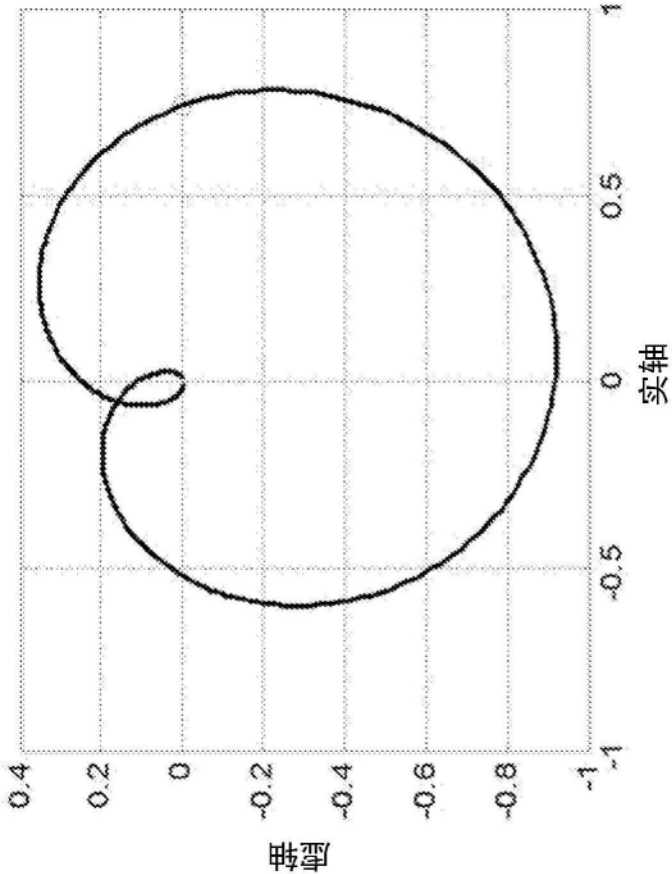


图126

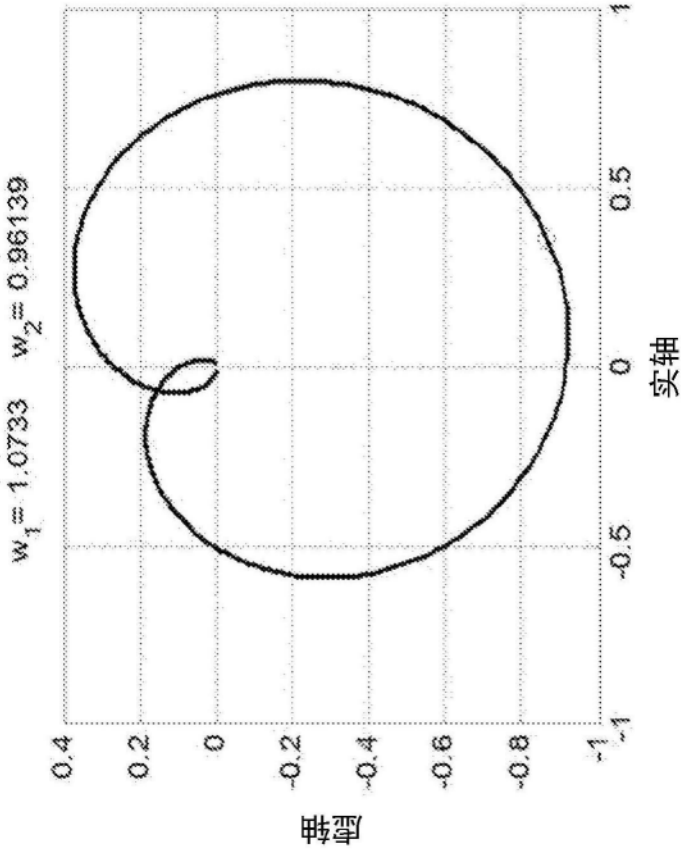


图127

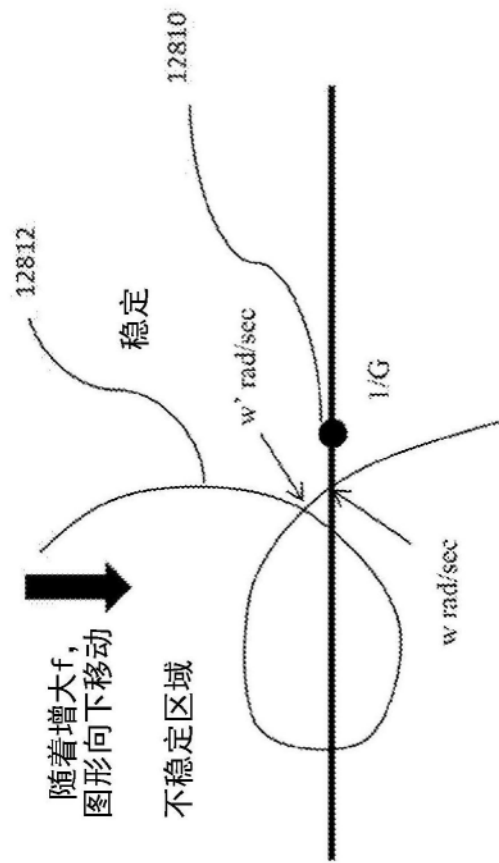


图128

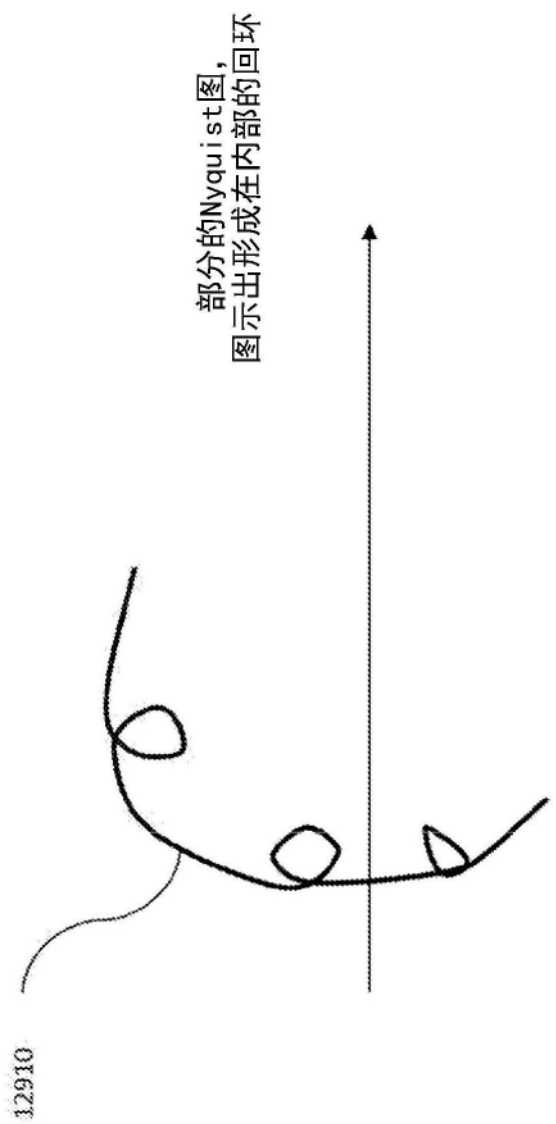


图129

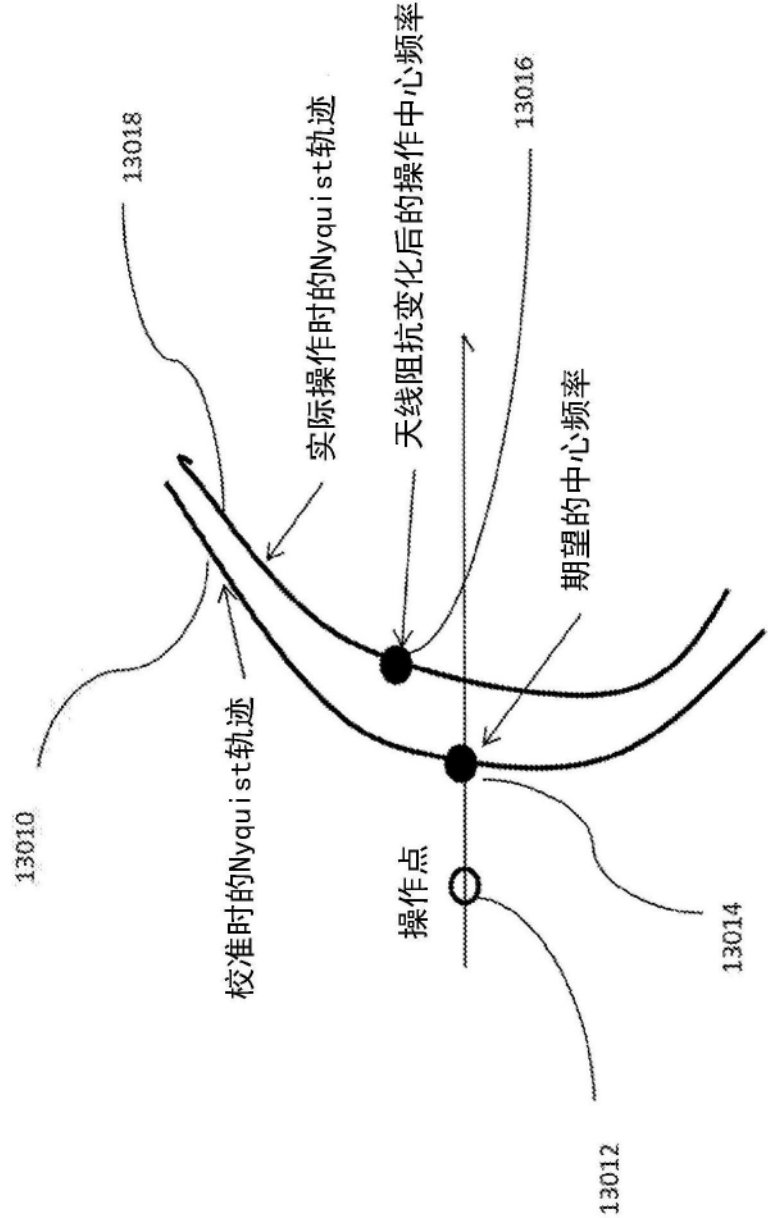


图130

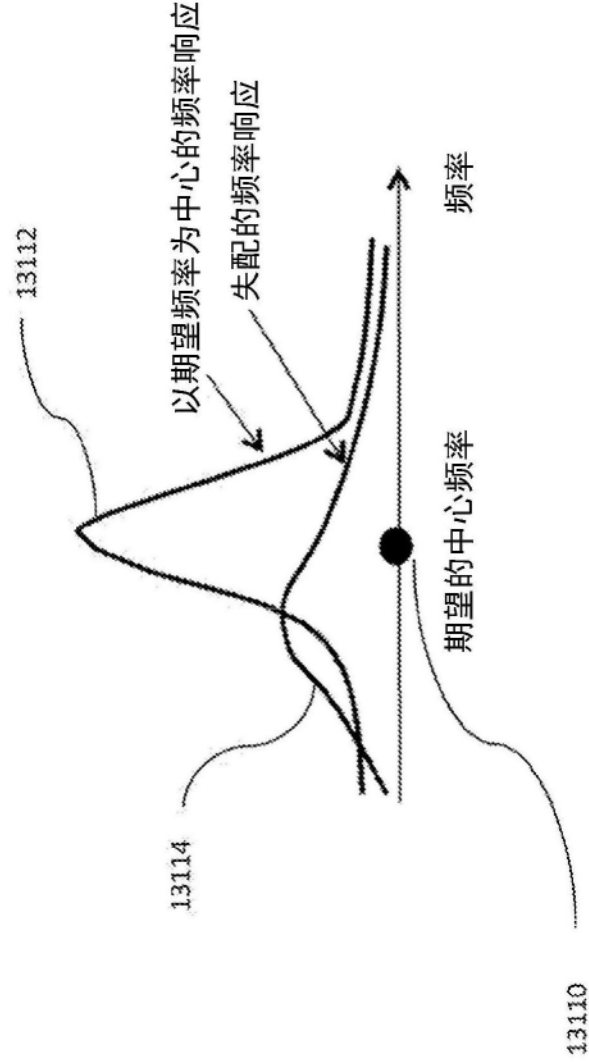


图131

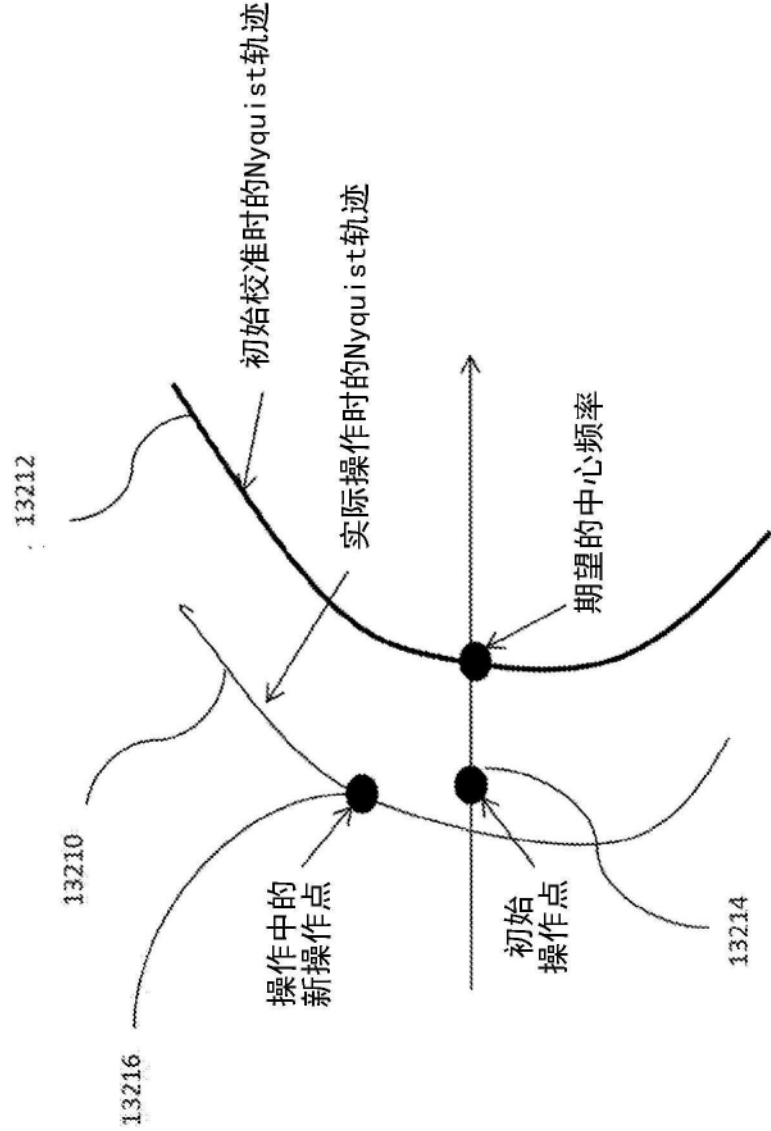


图132

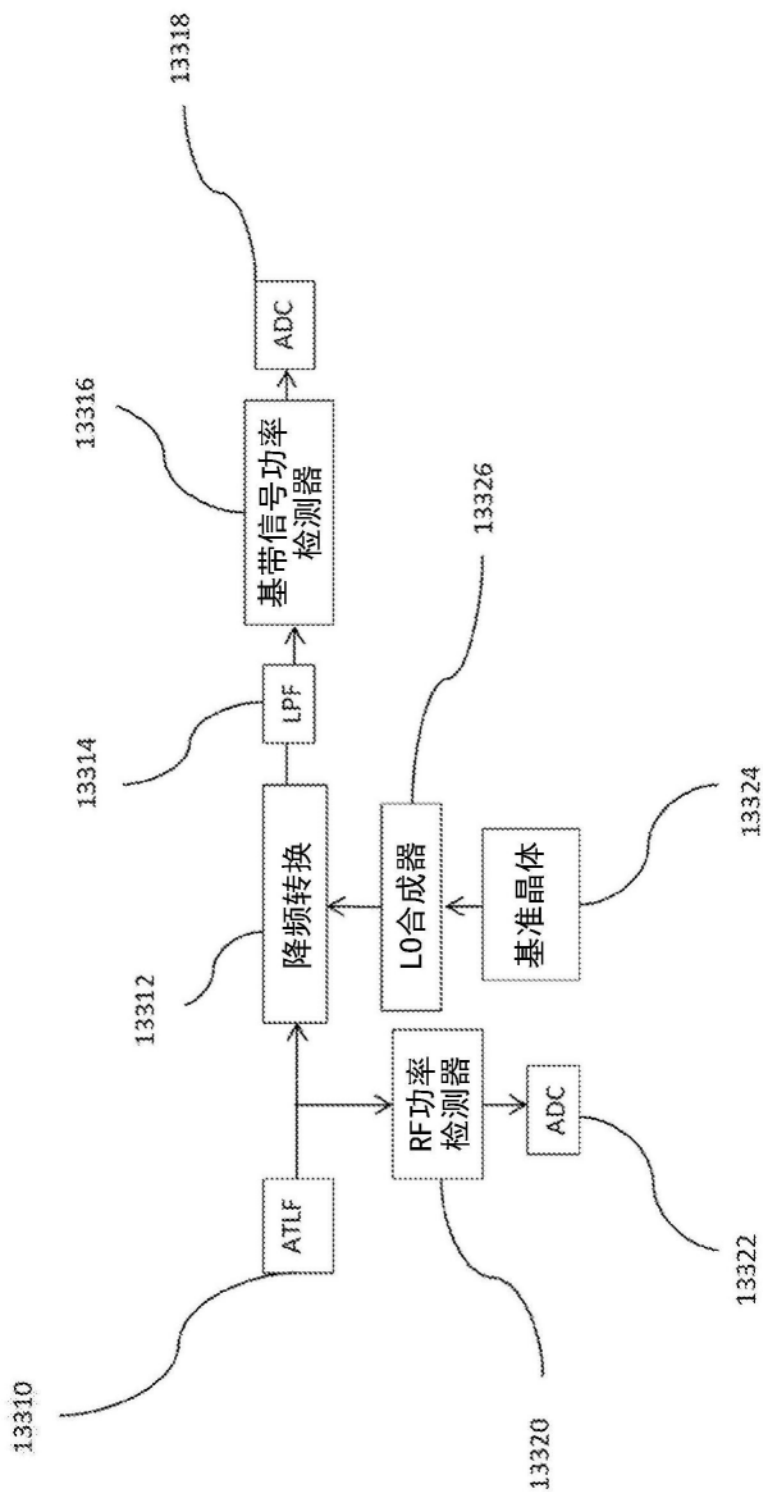


图133

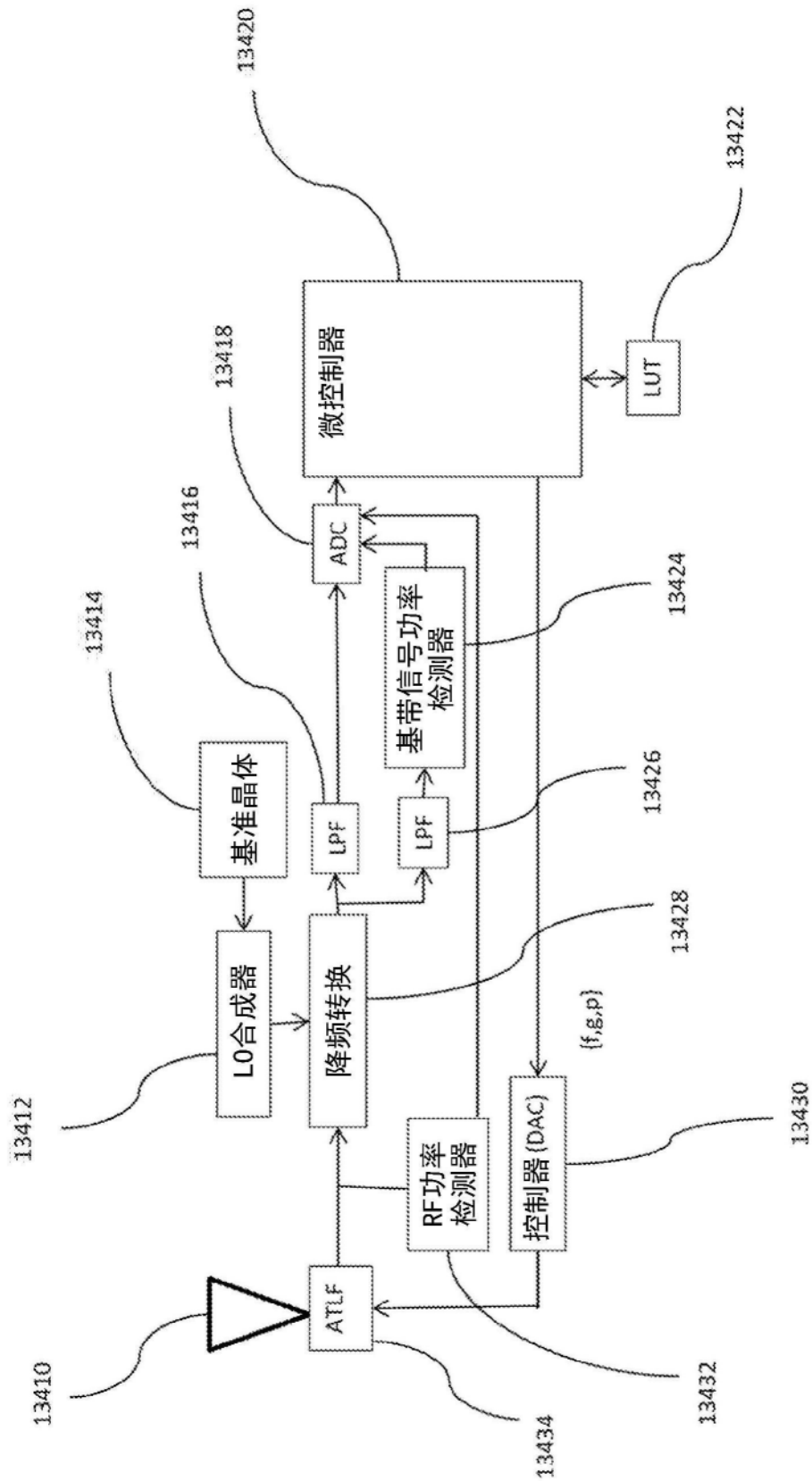


图134

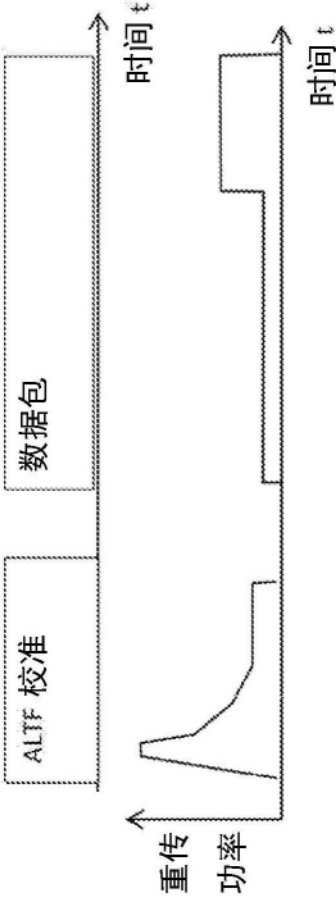


图135

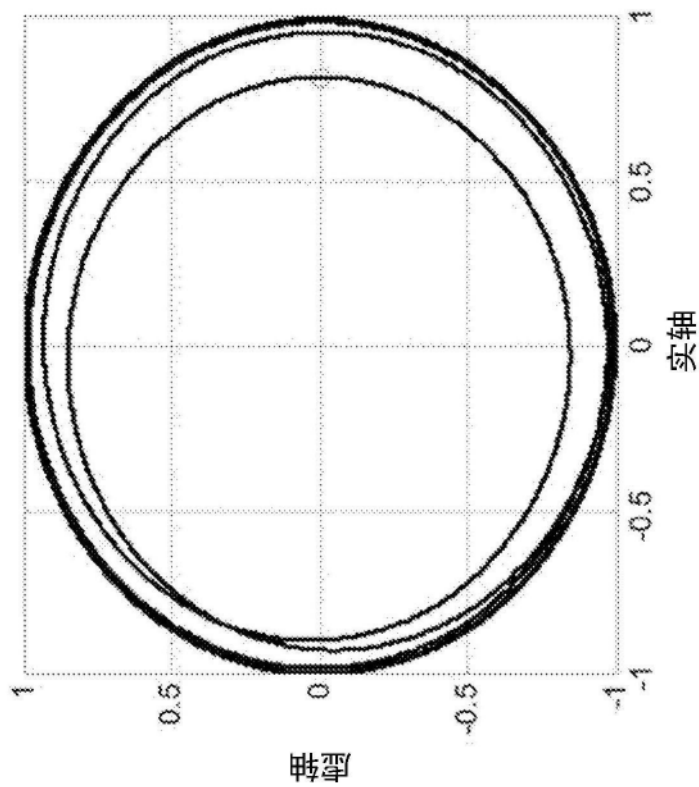


图136

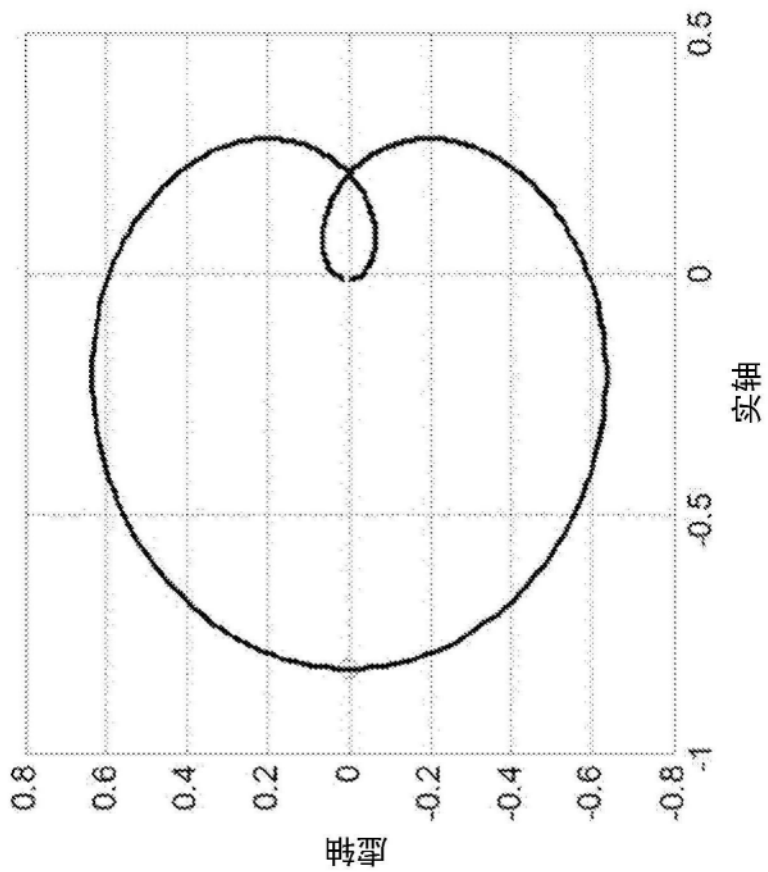


图137

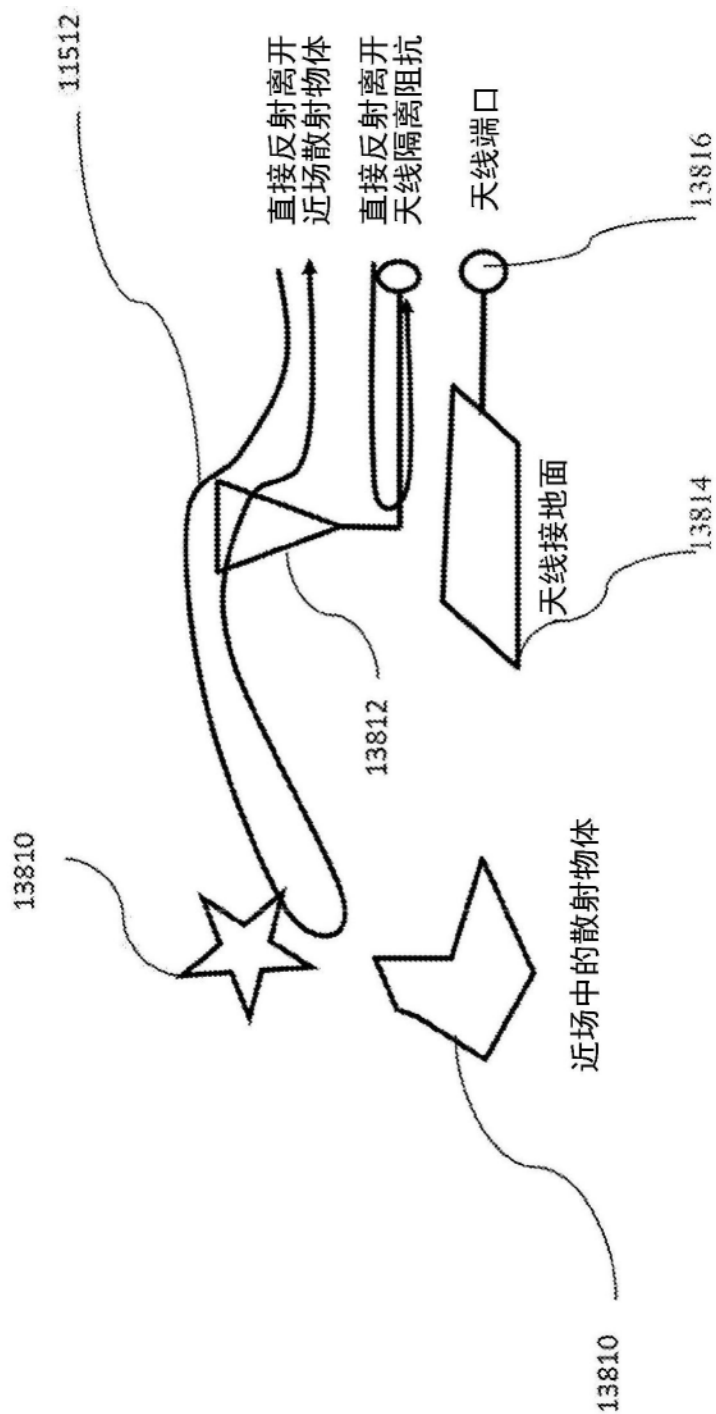


图138

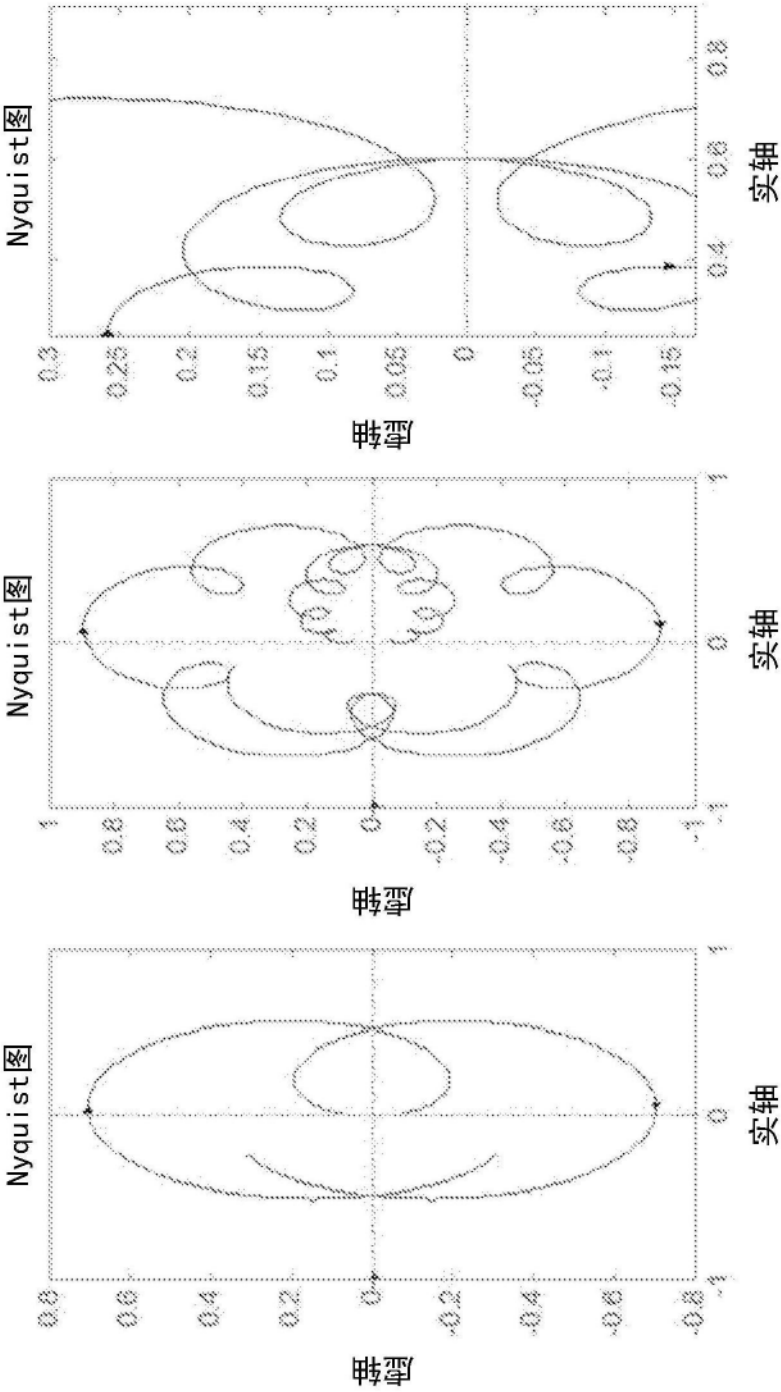


图139

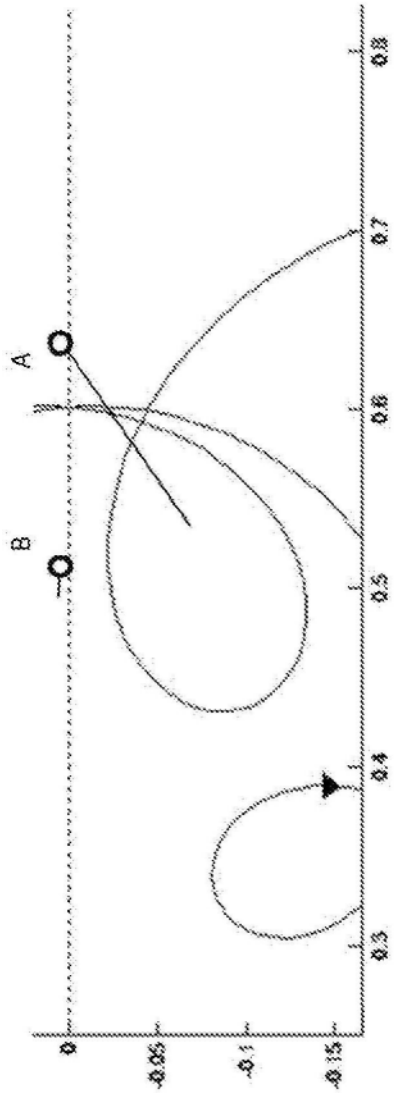


图140

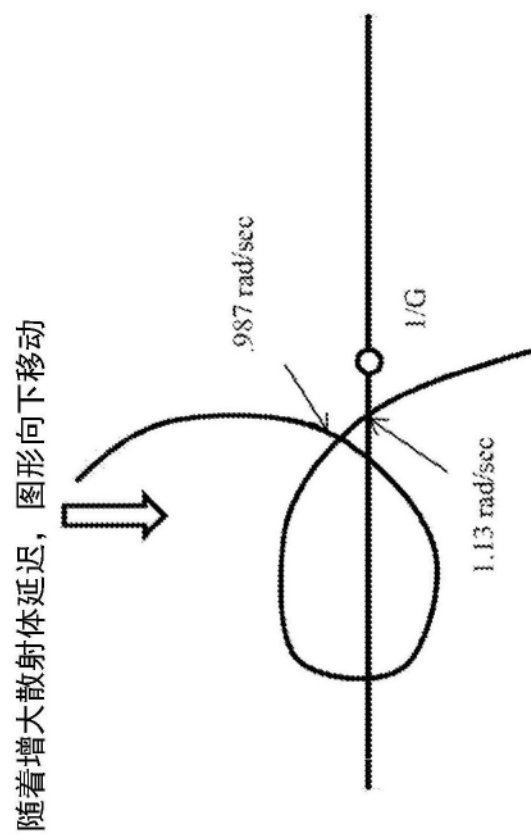


图141

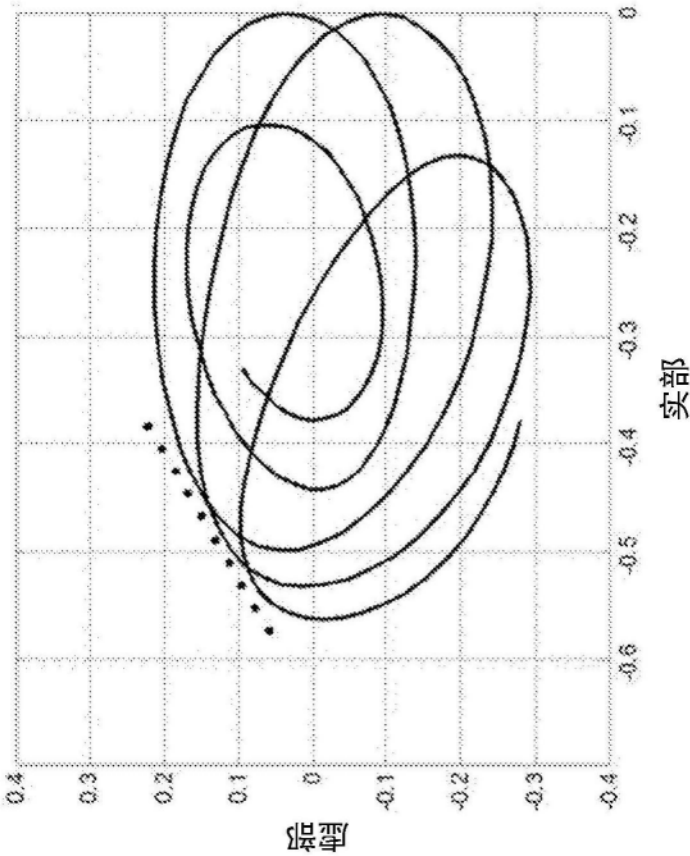


图142

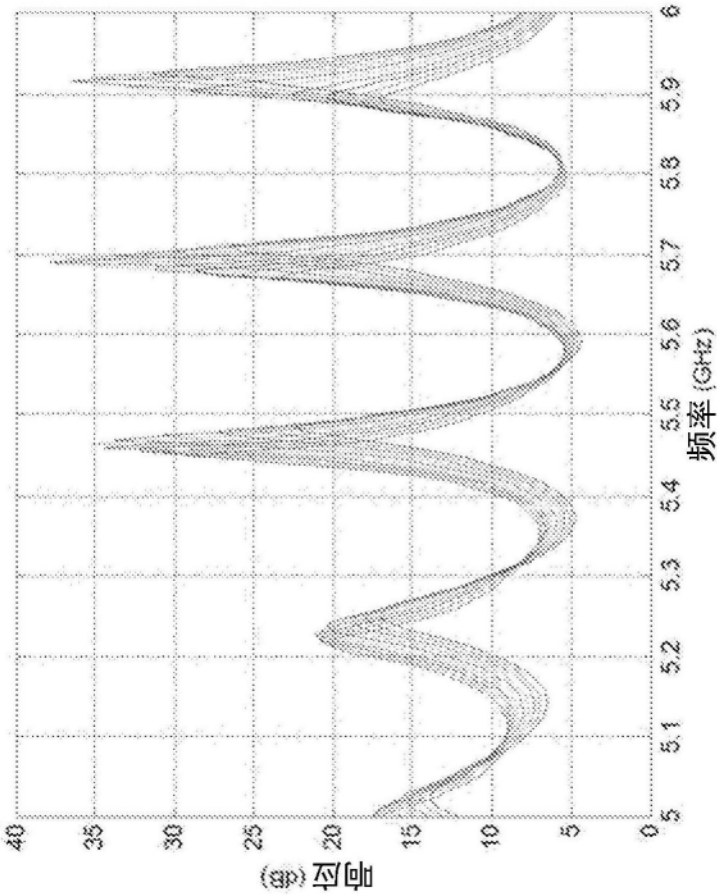


图143

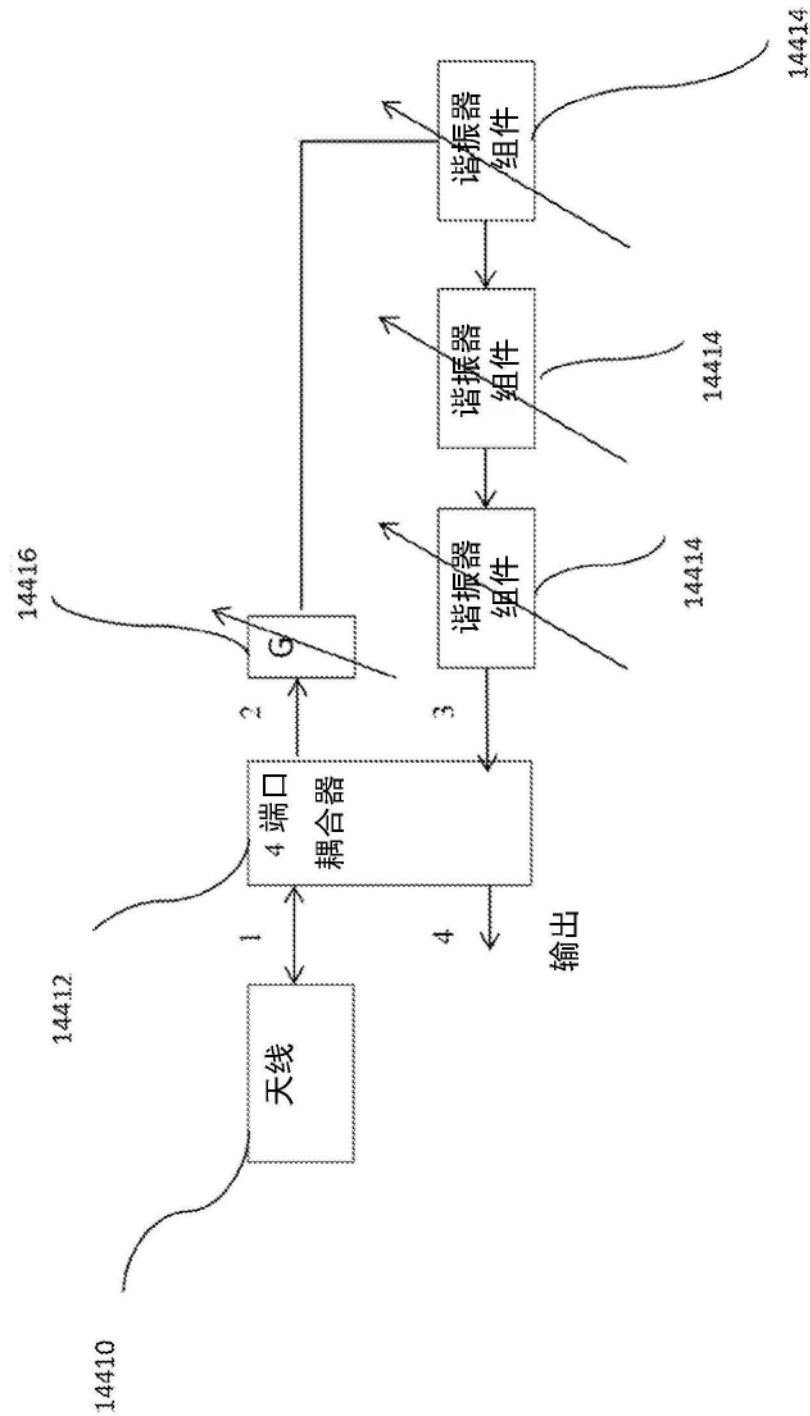


图144

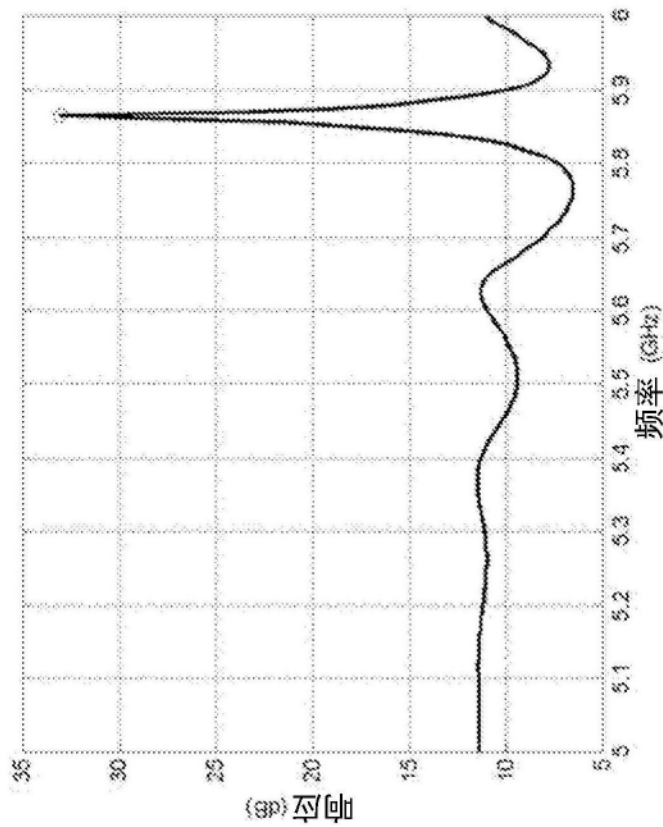


图145

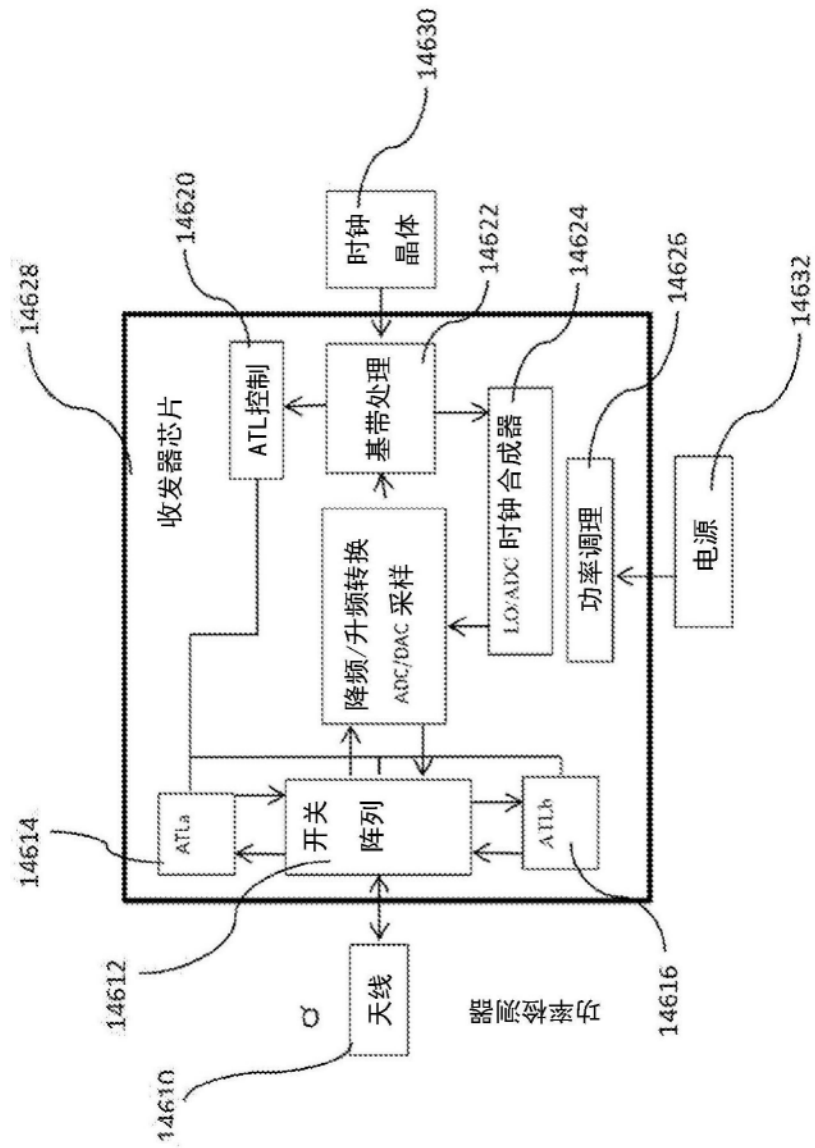


图146

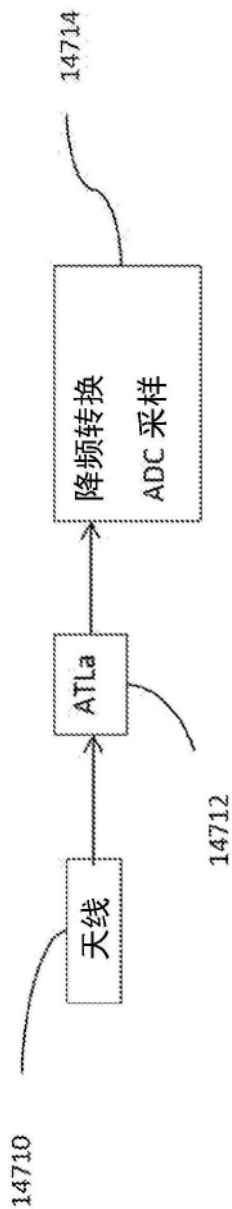


图147

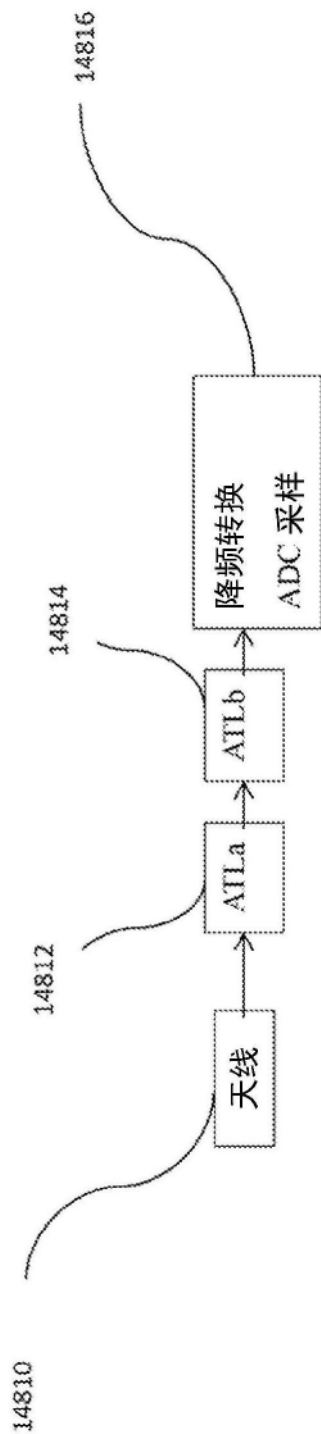


图148

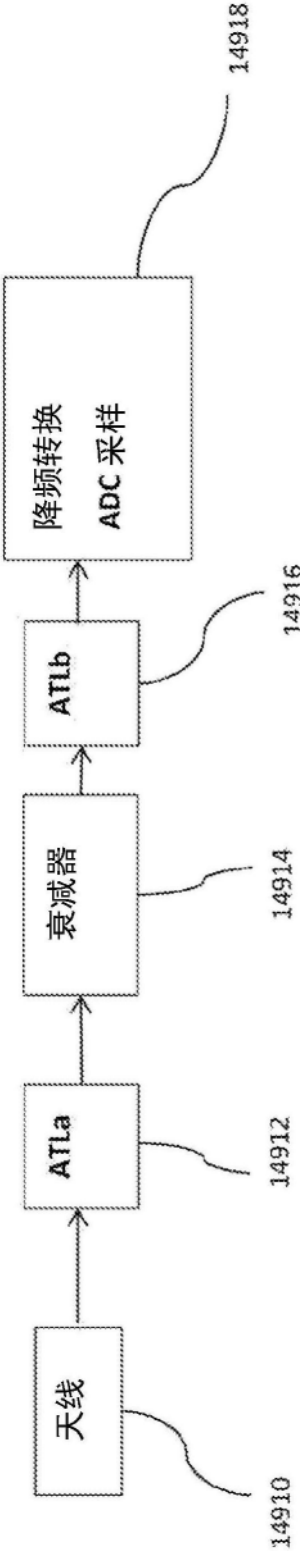


图149

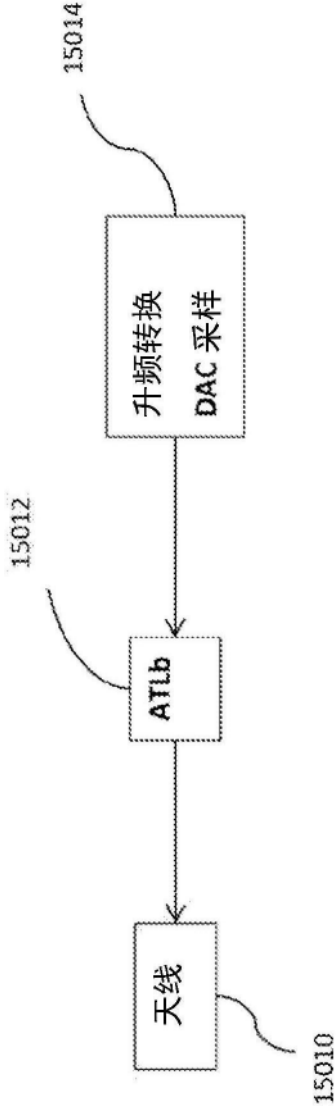


图150

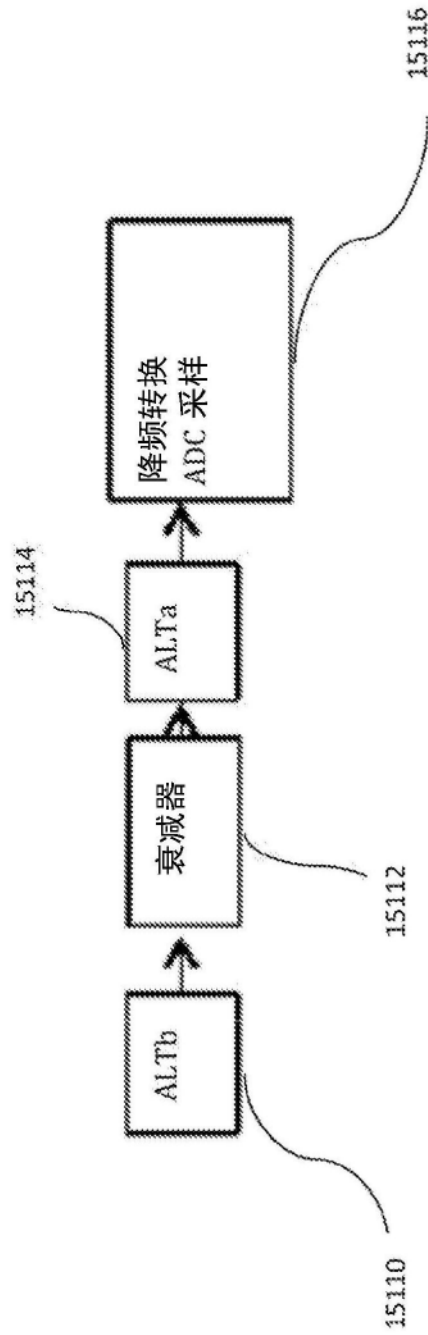


图151

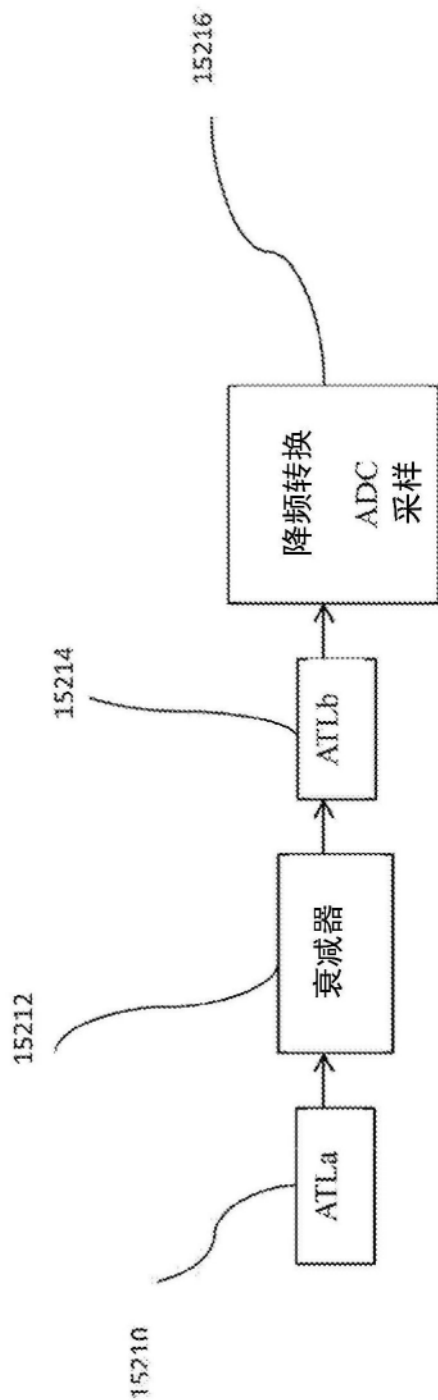


图152

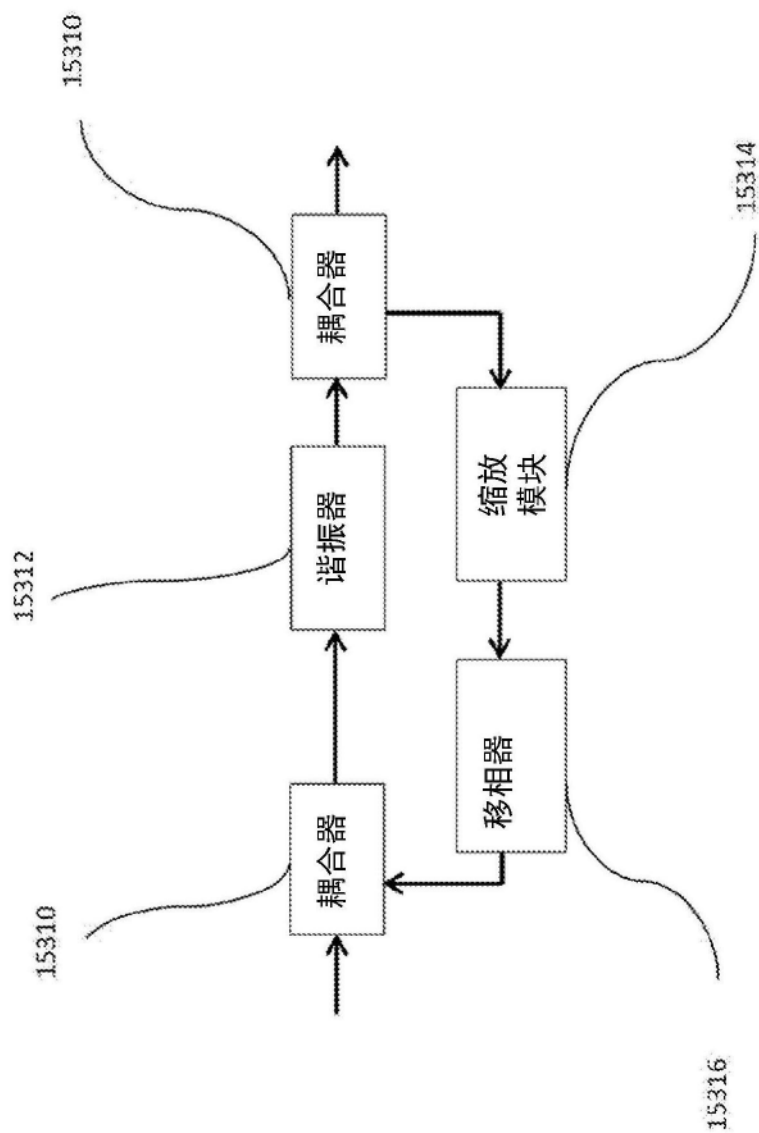


图153

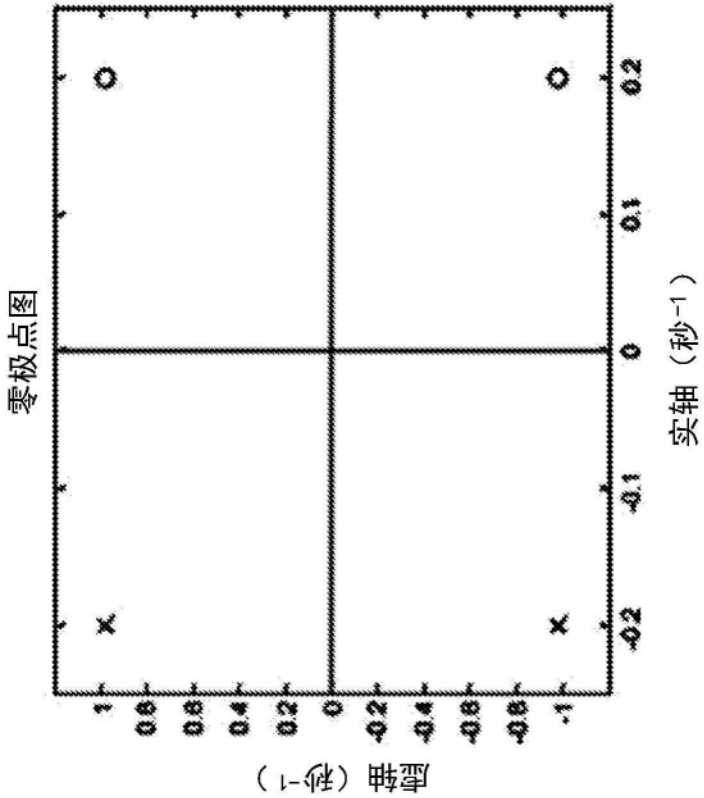


图154

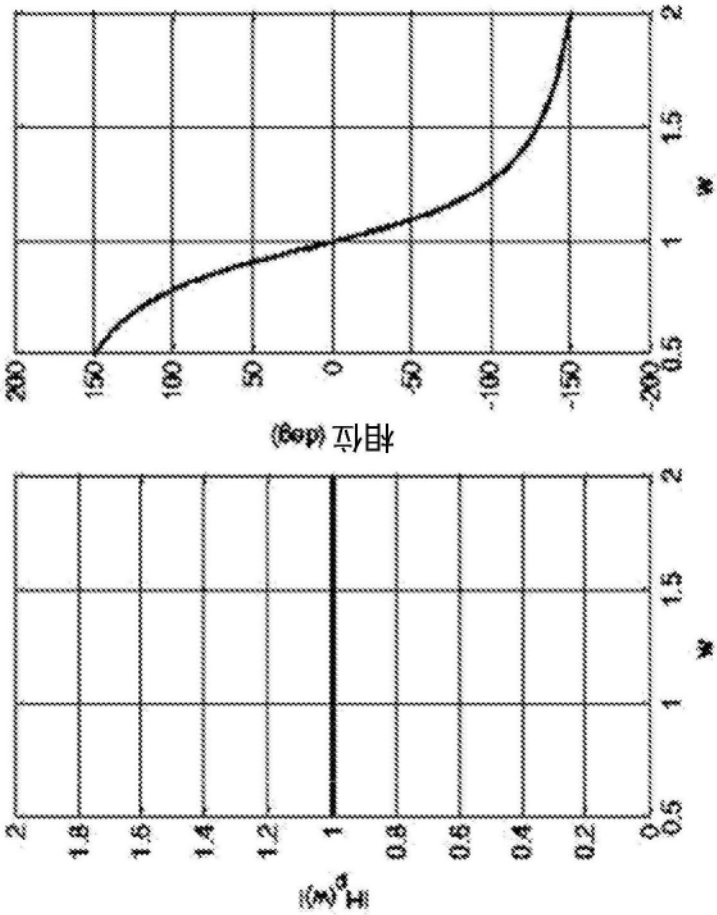


图155

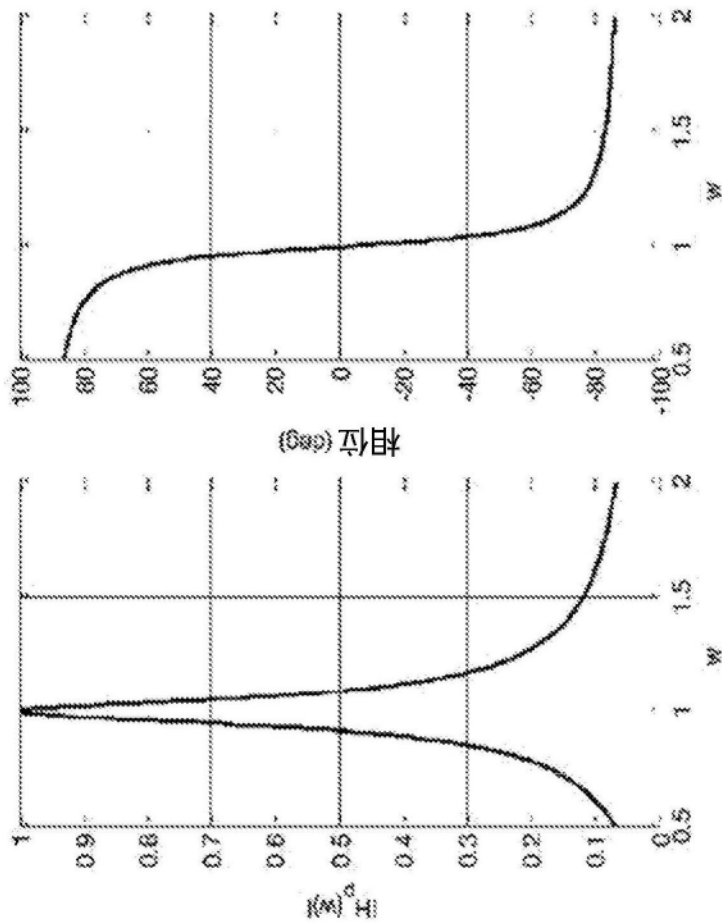


图156

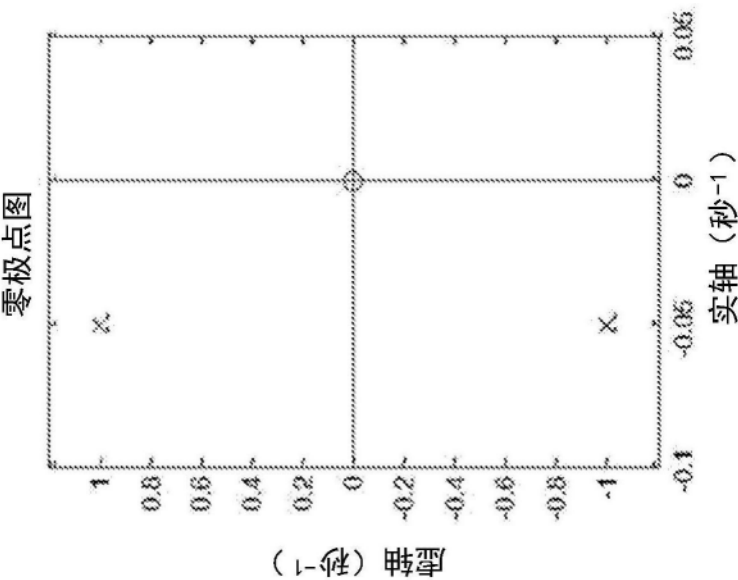


图157

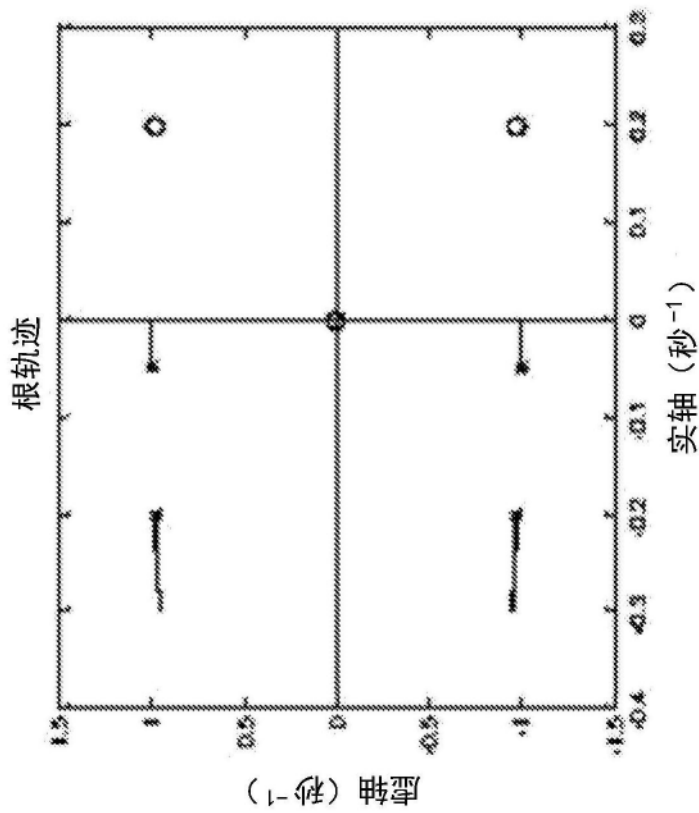


图158

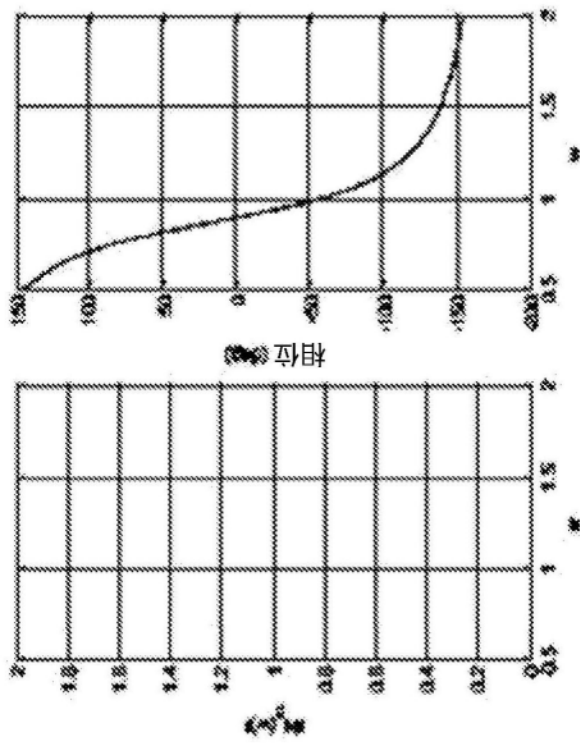
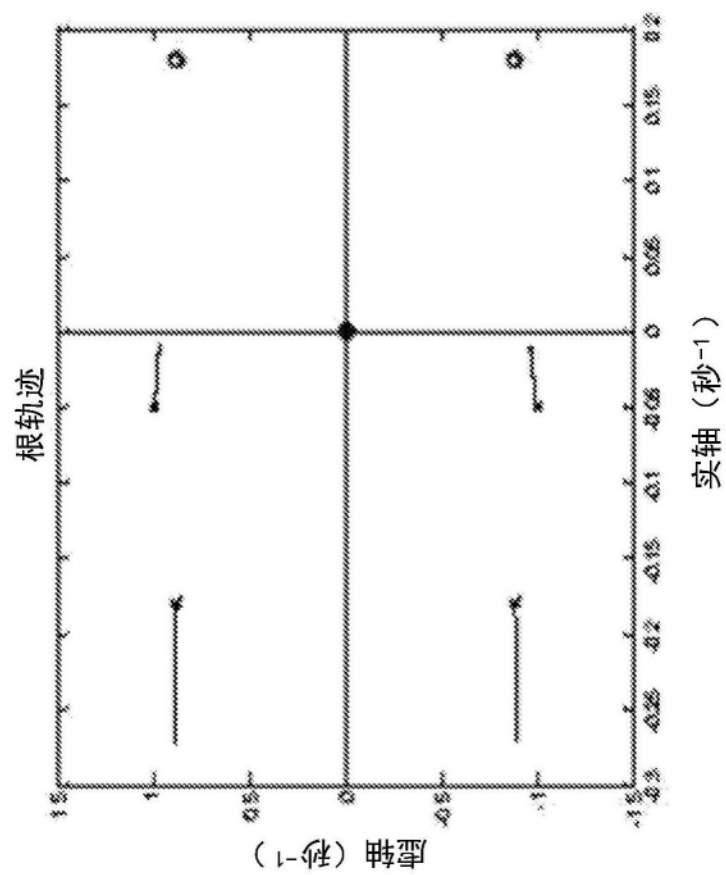


图159



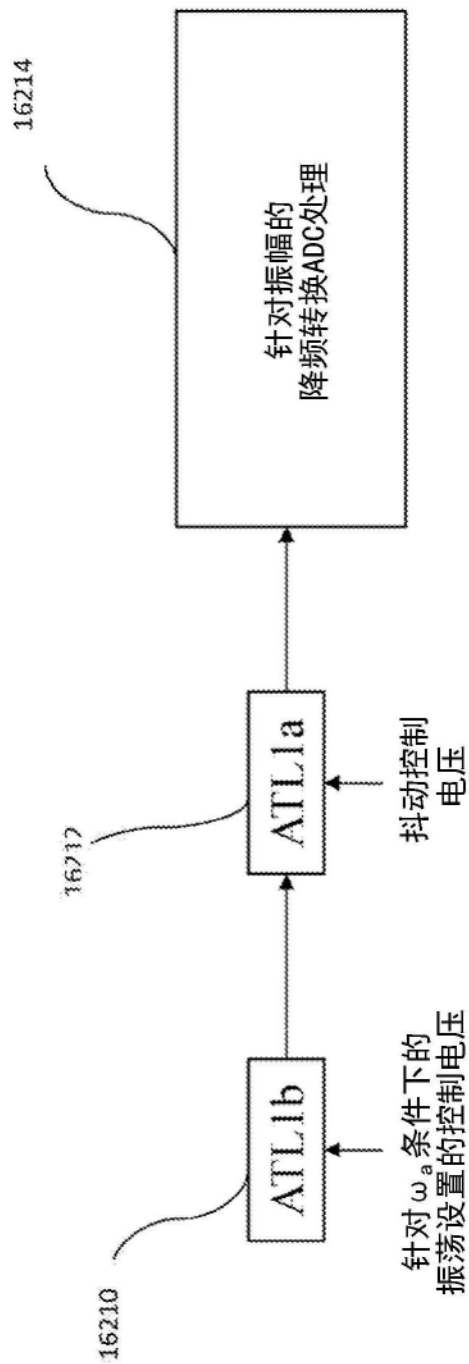


图162

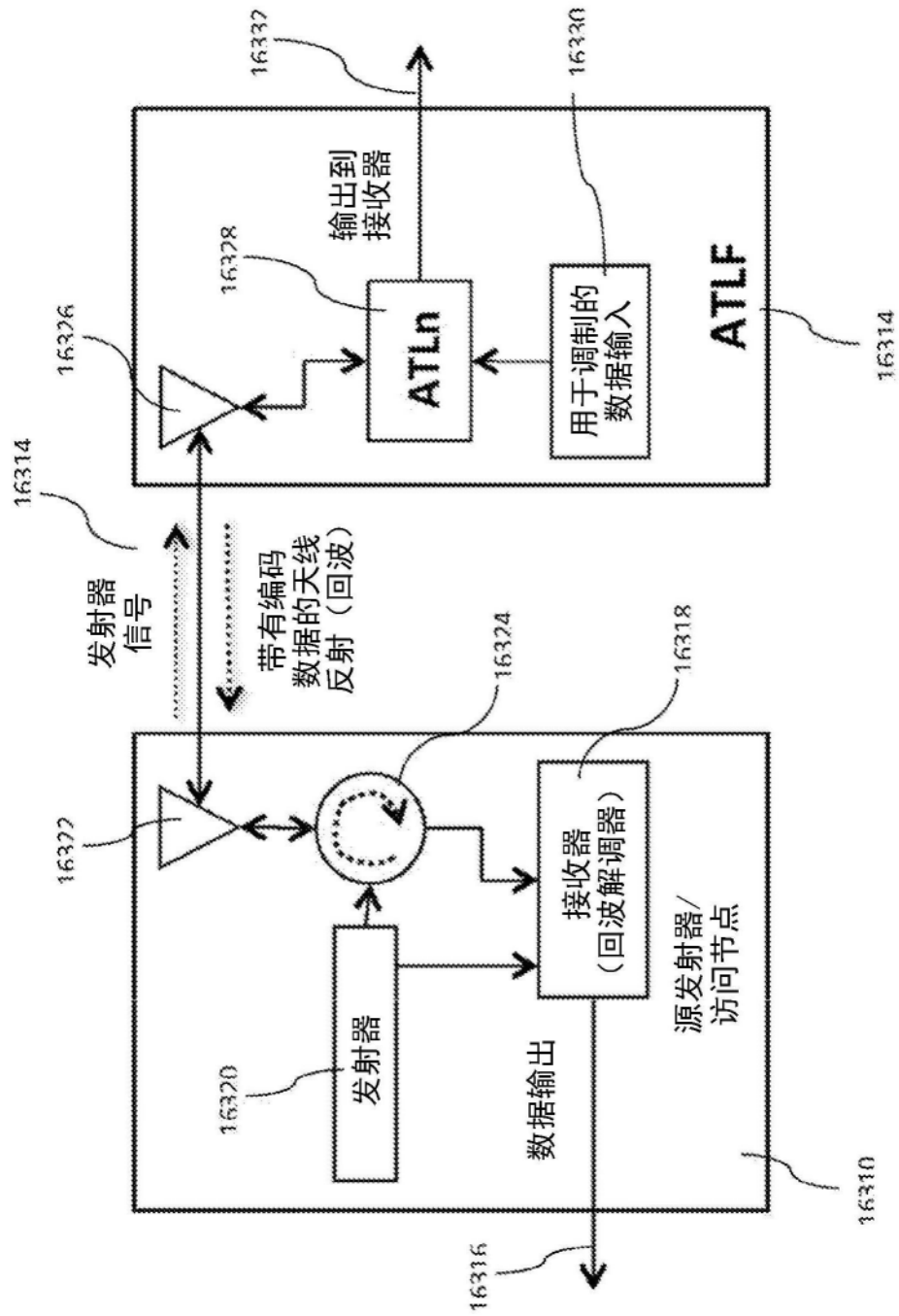


图163

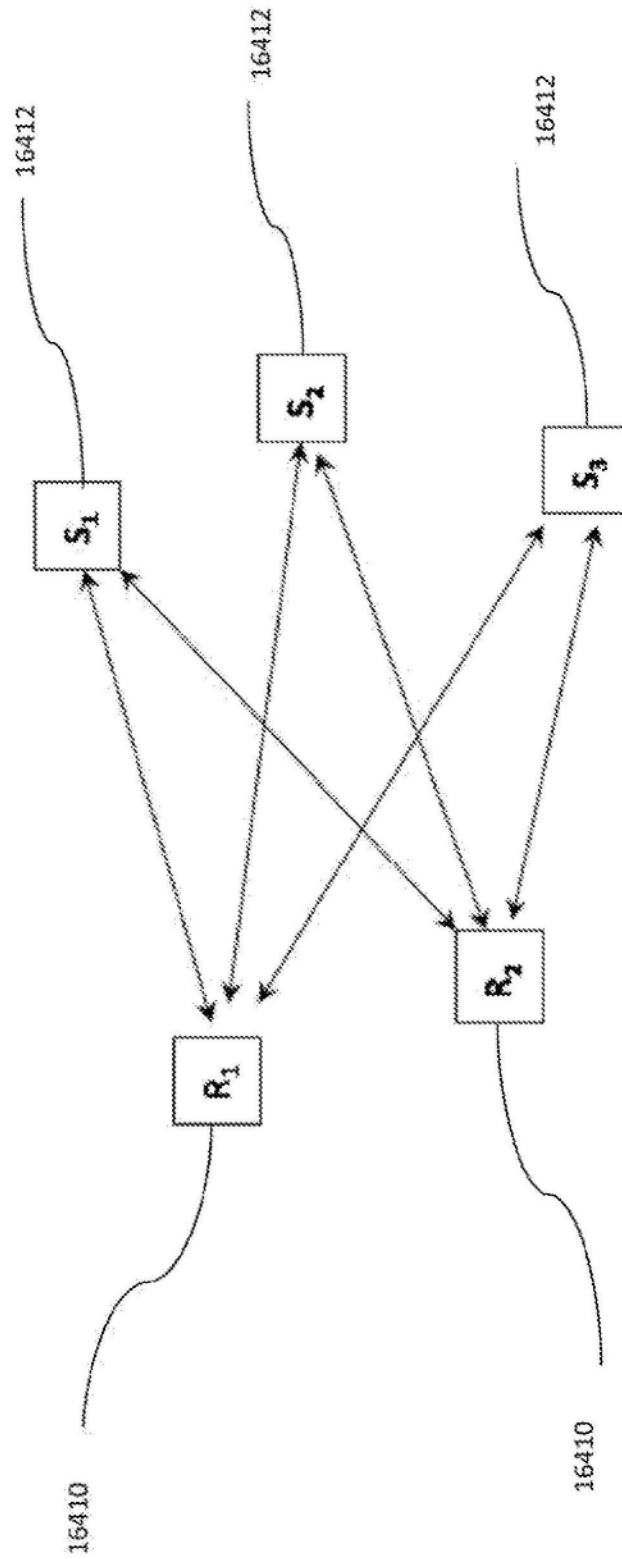


图164

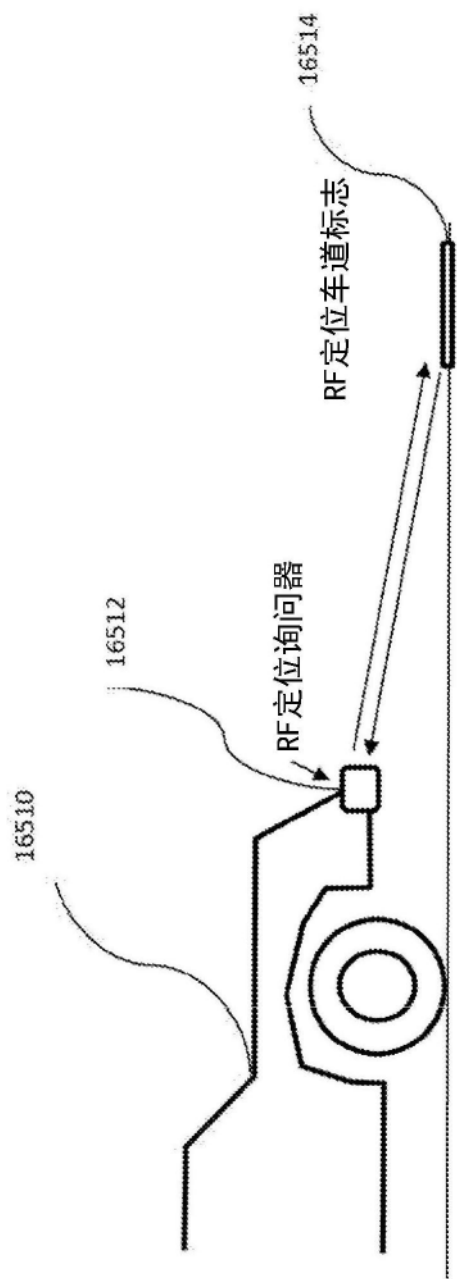


图165

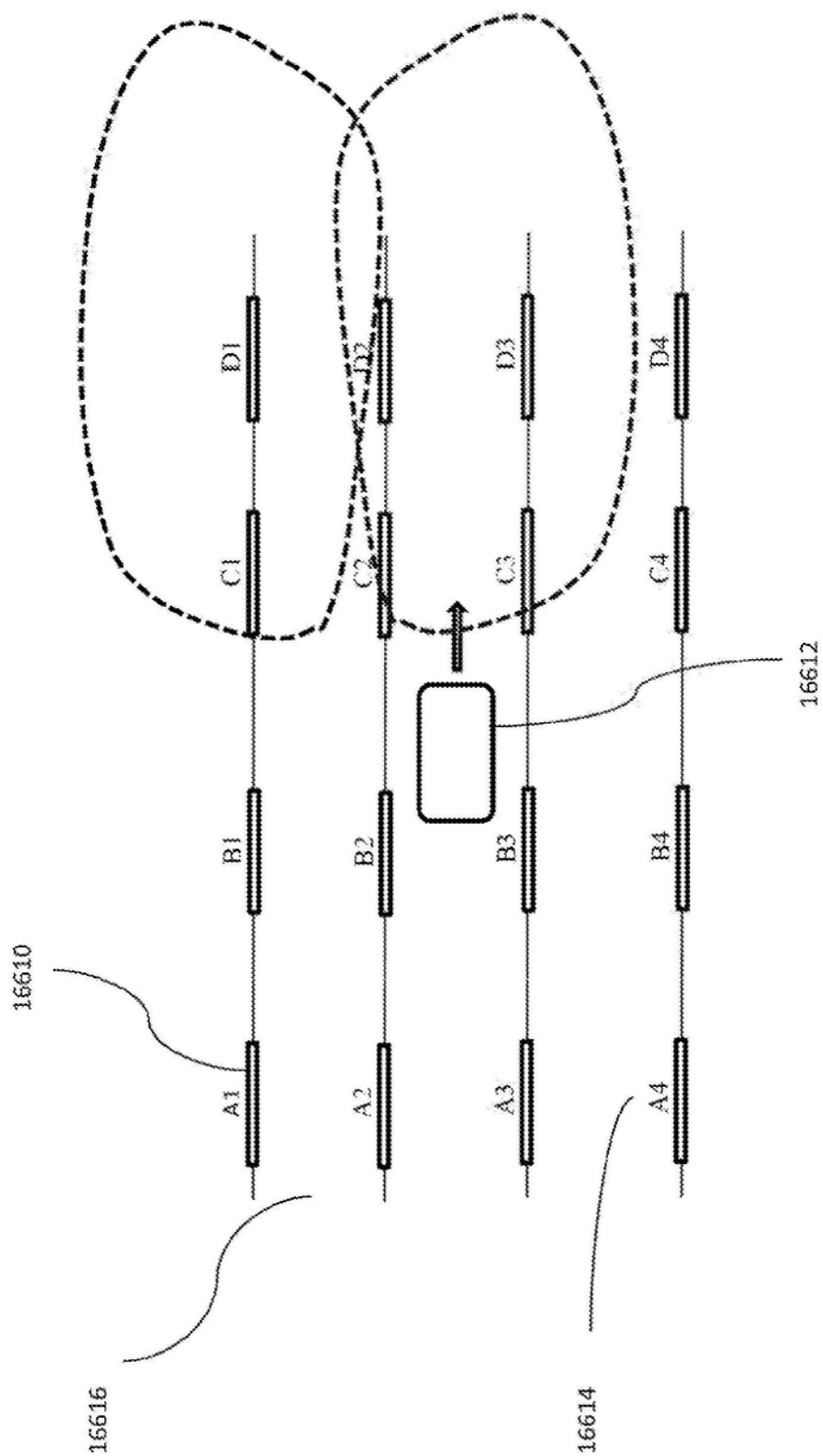


图166

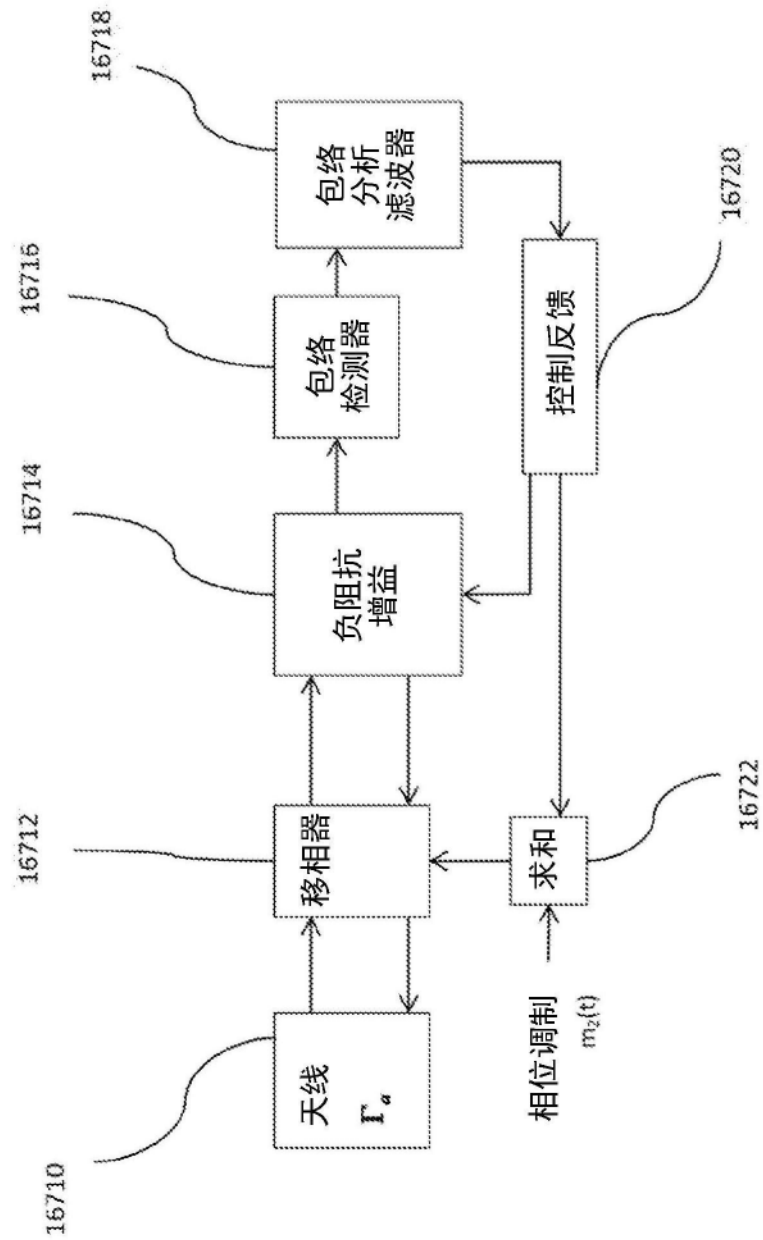


图167

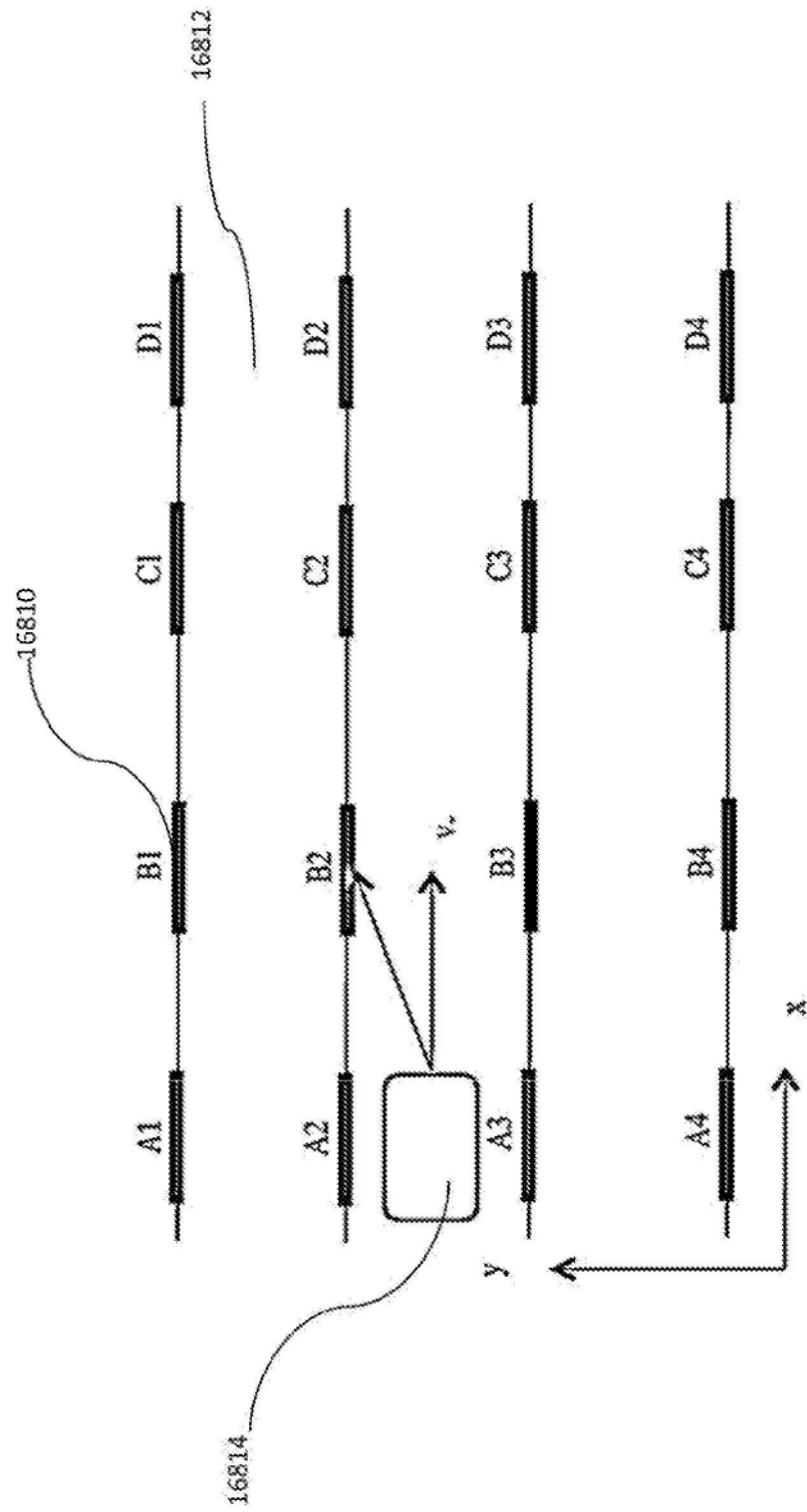


图168

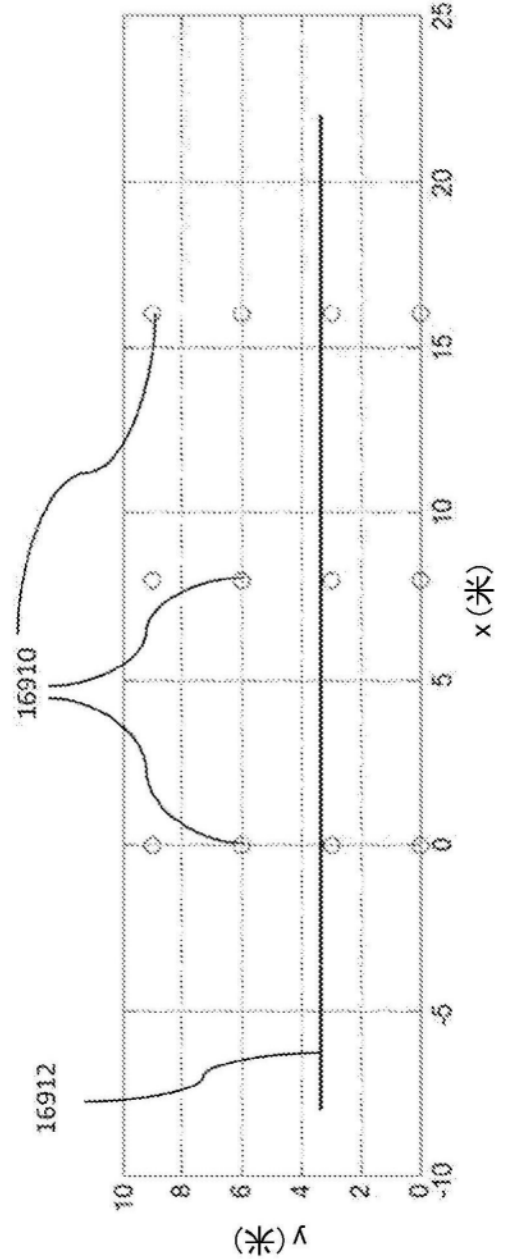


图169

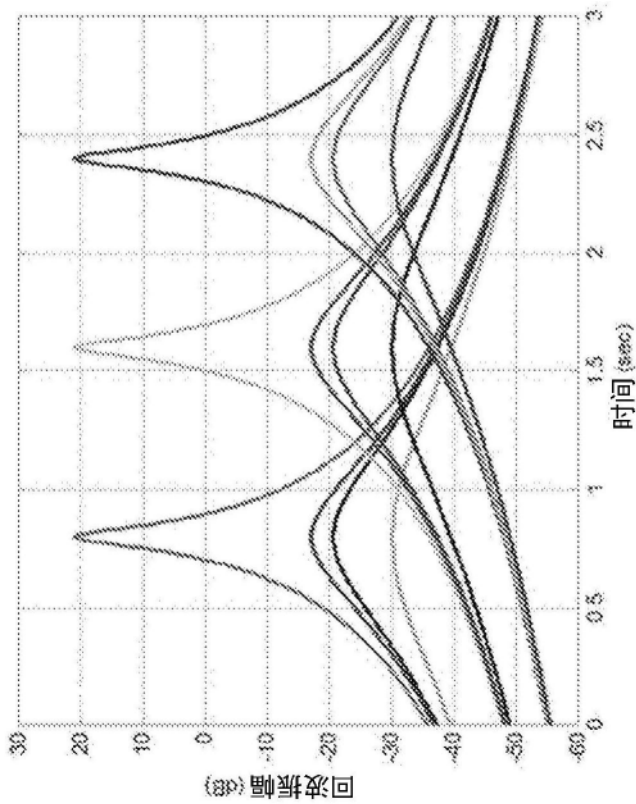


图170

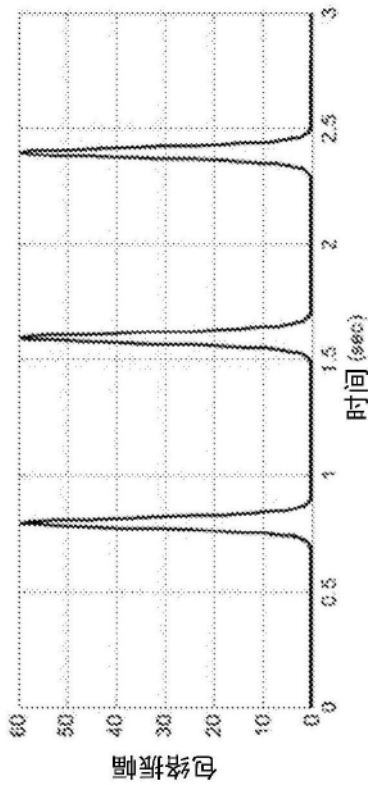


图171

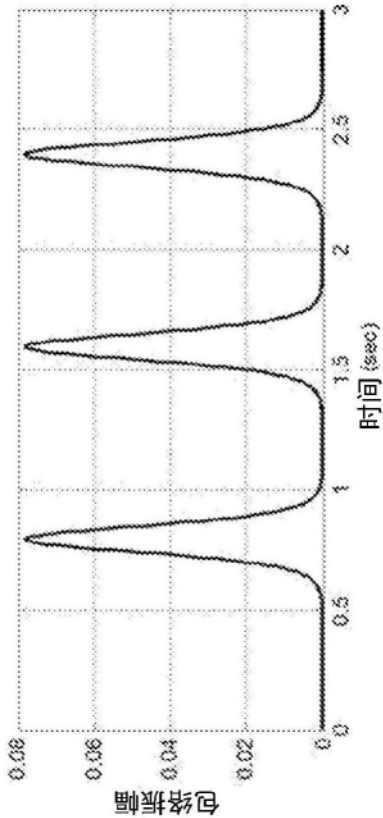


图172

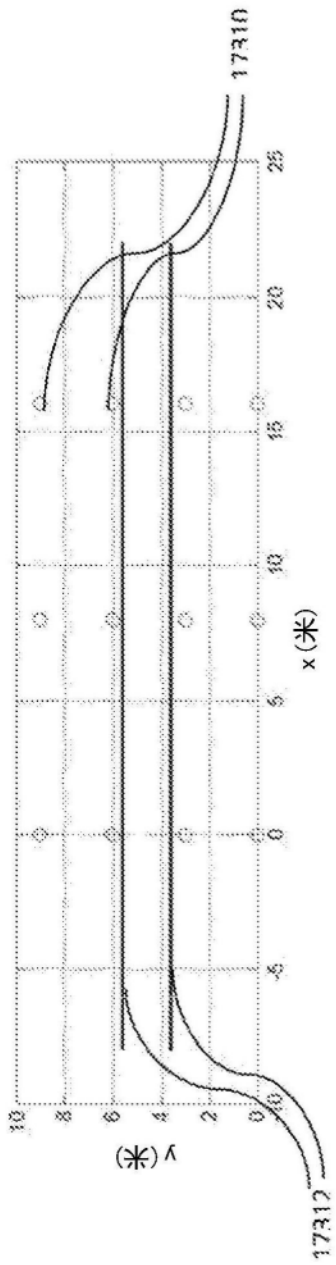


图173

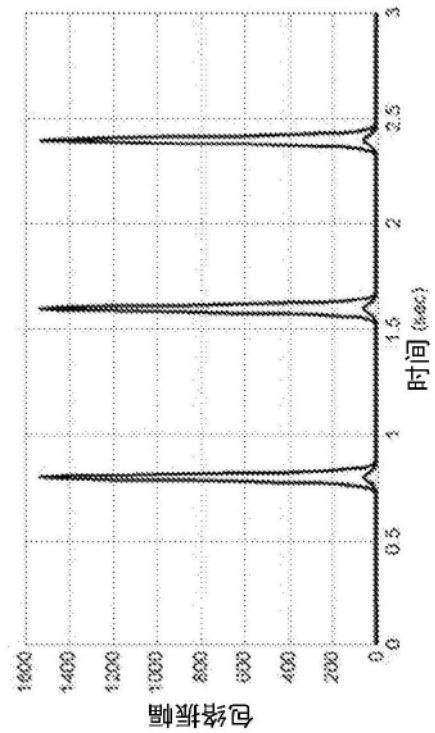


图174

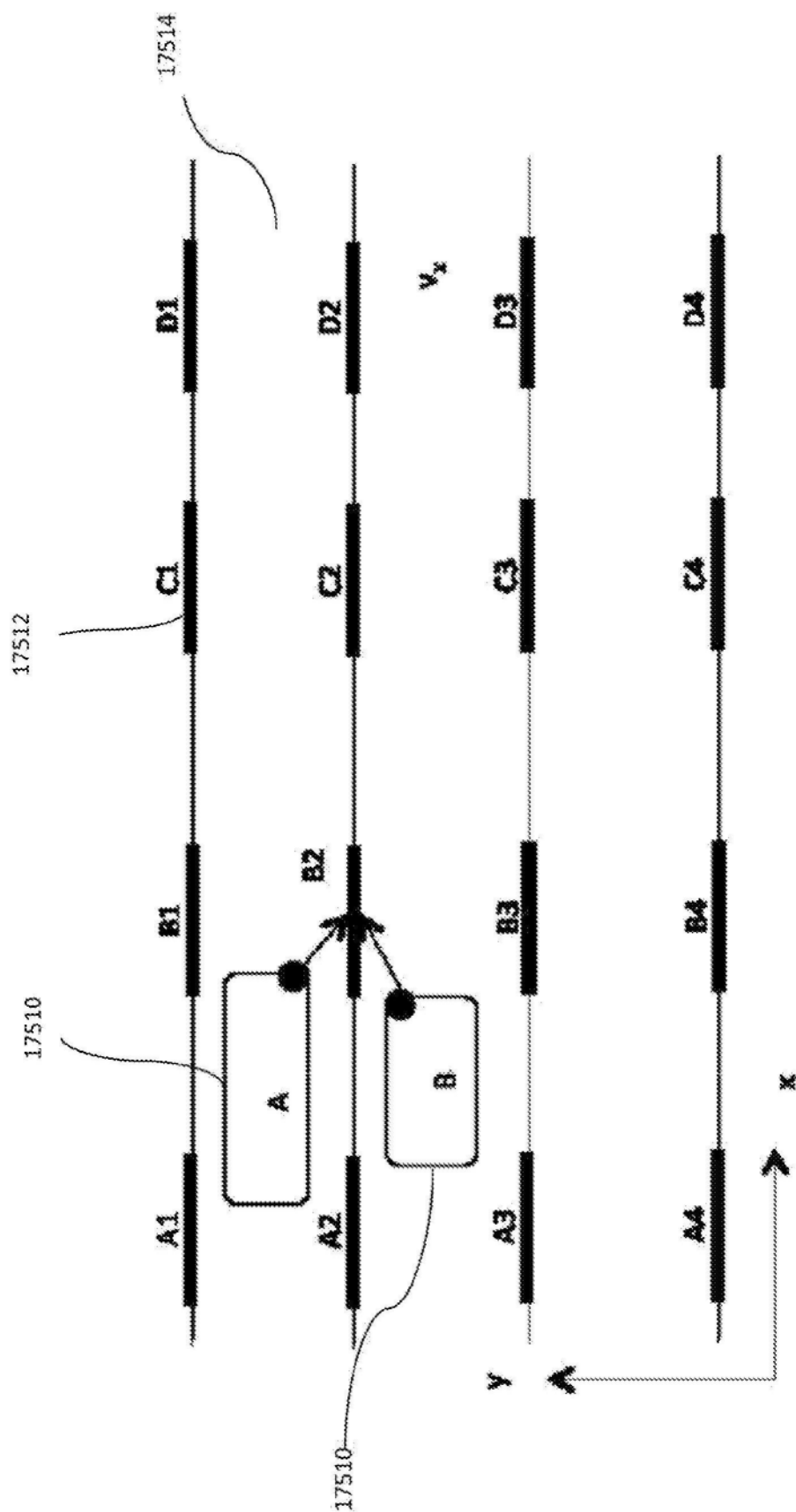


图175

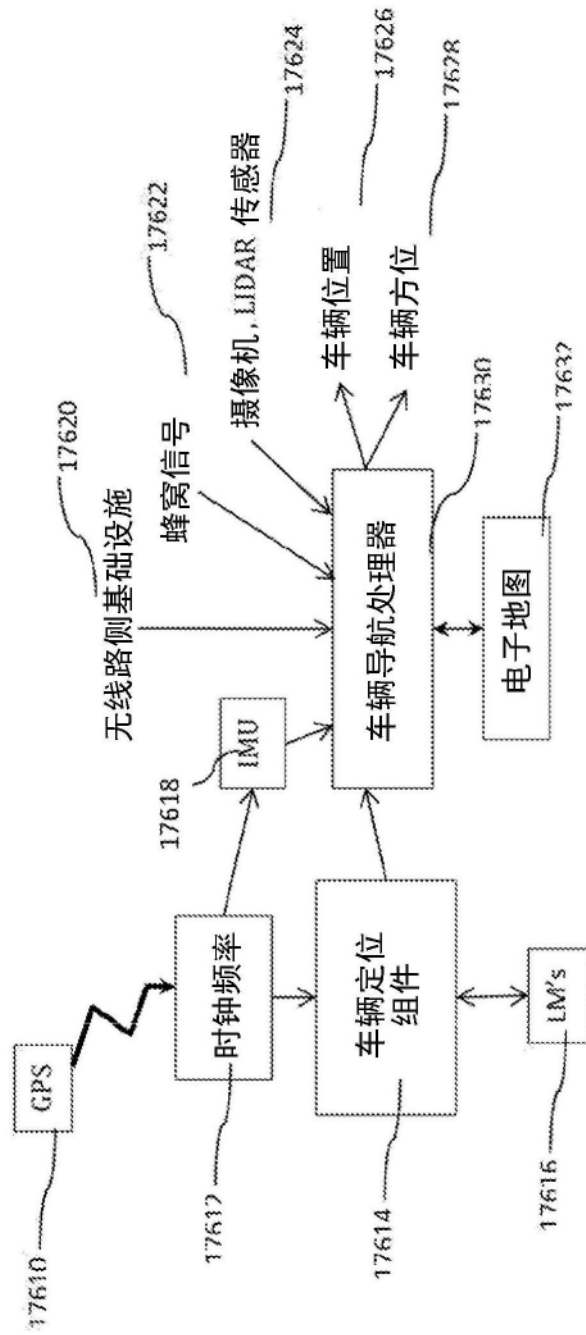


图176

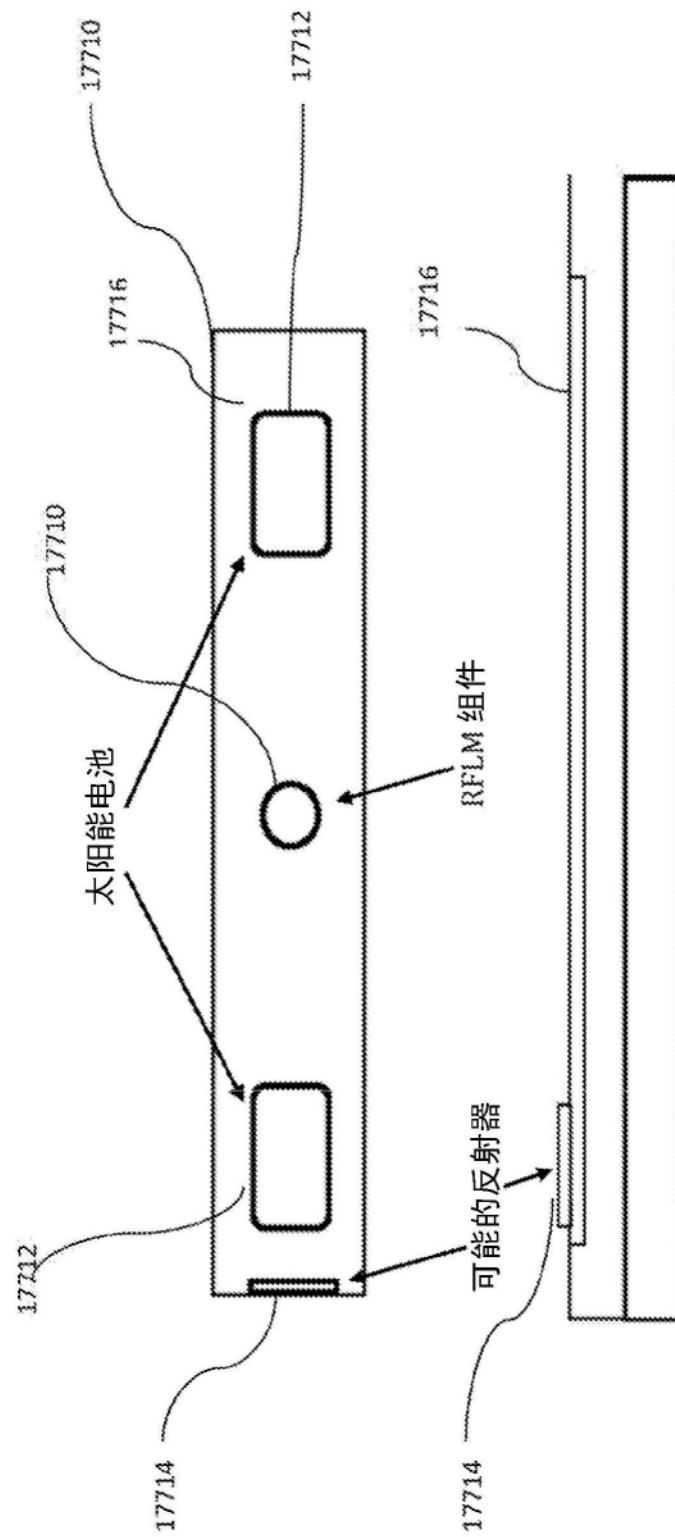


图177

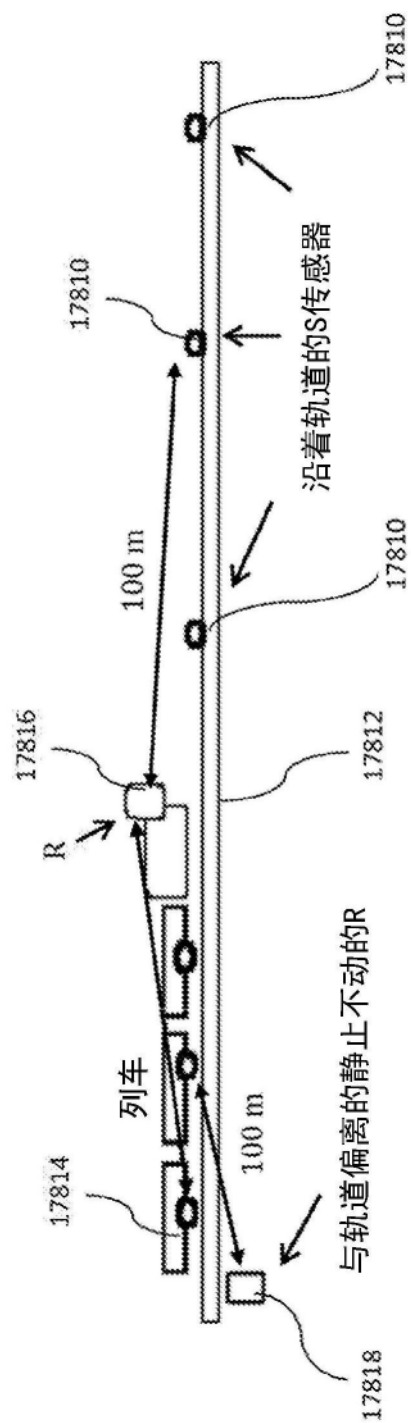


图178

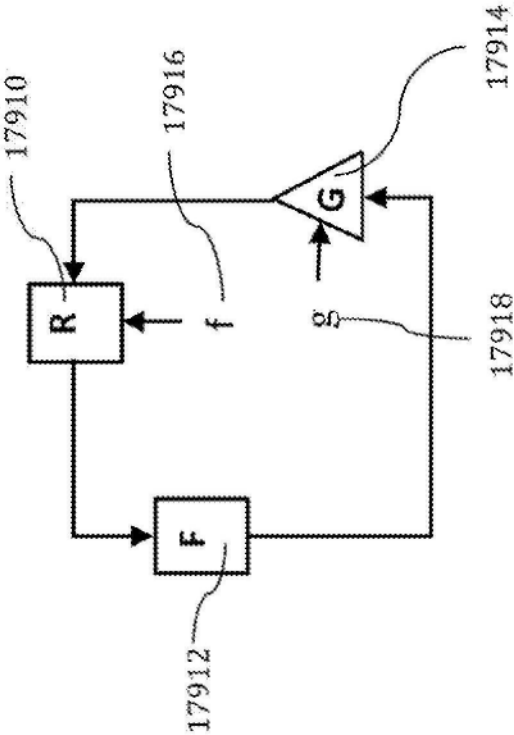


图179

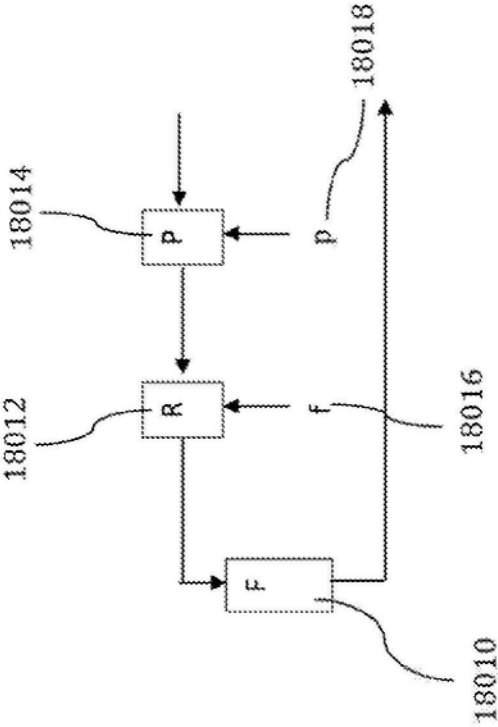


图180

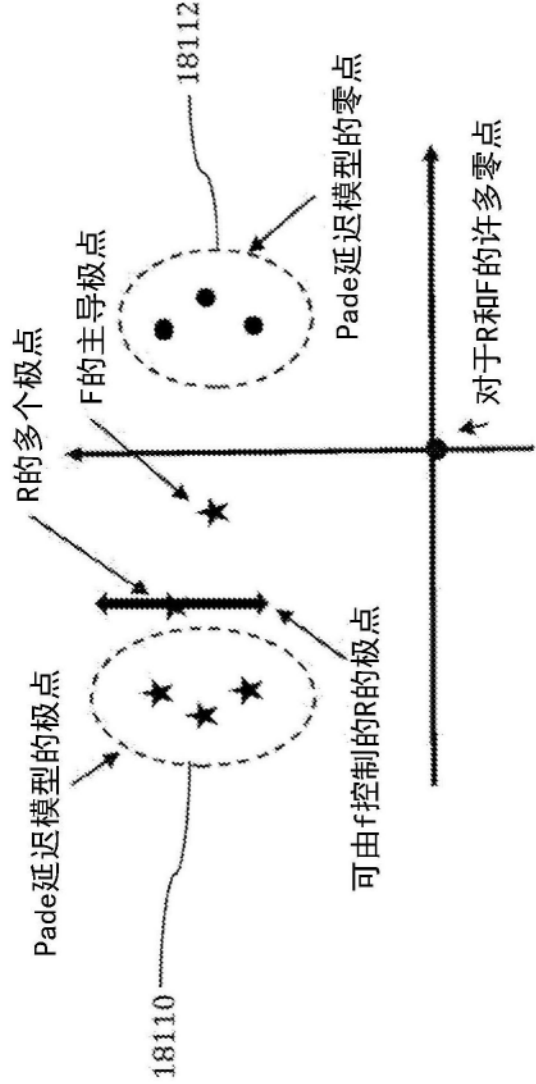


图181

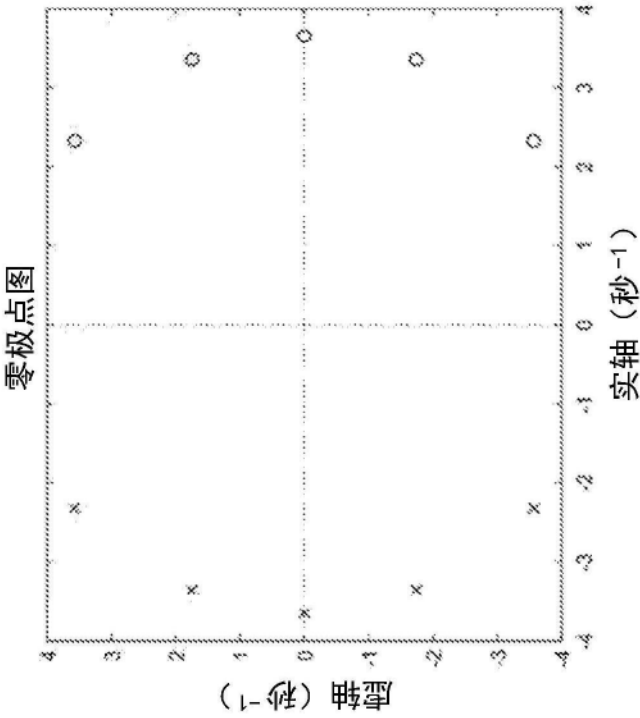


图182

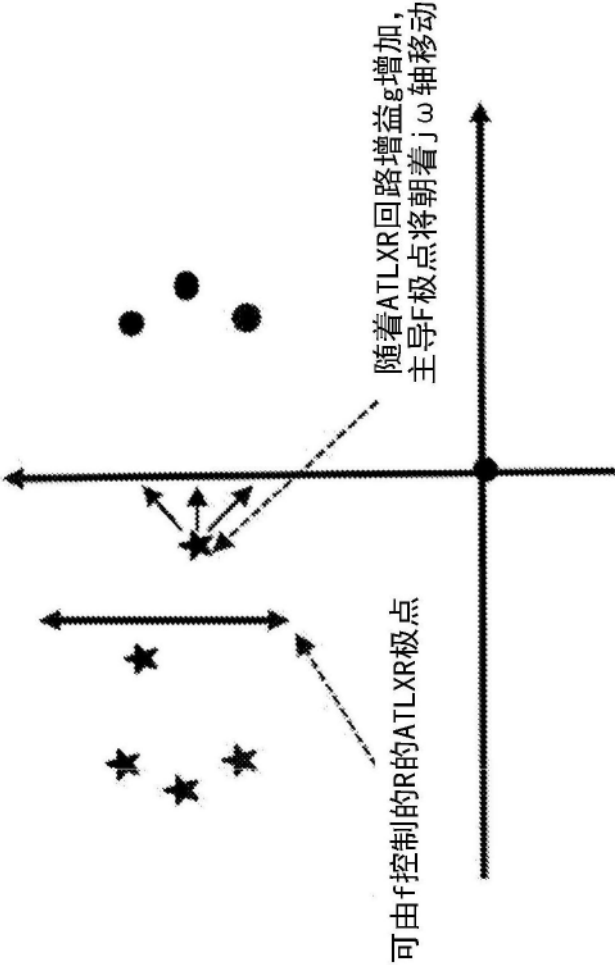


图183

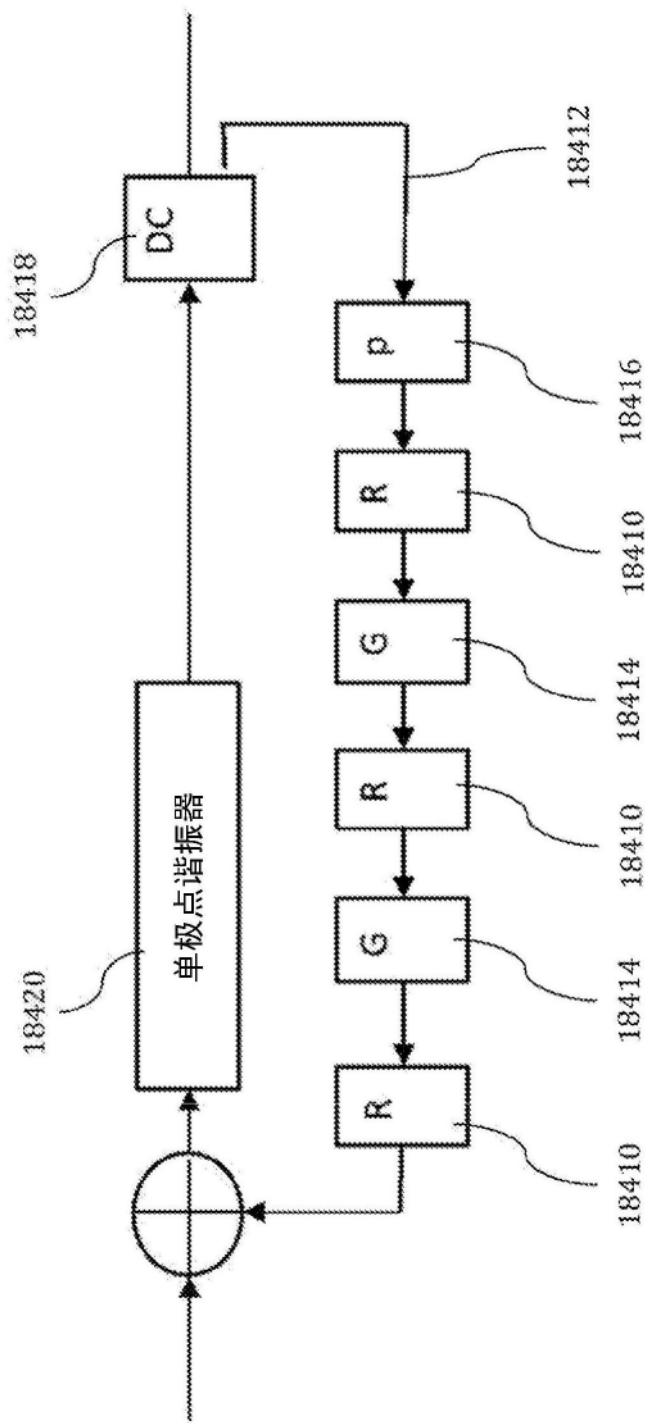


图184

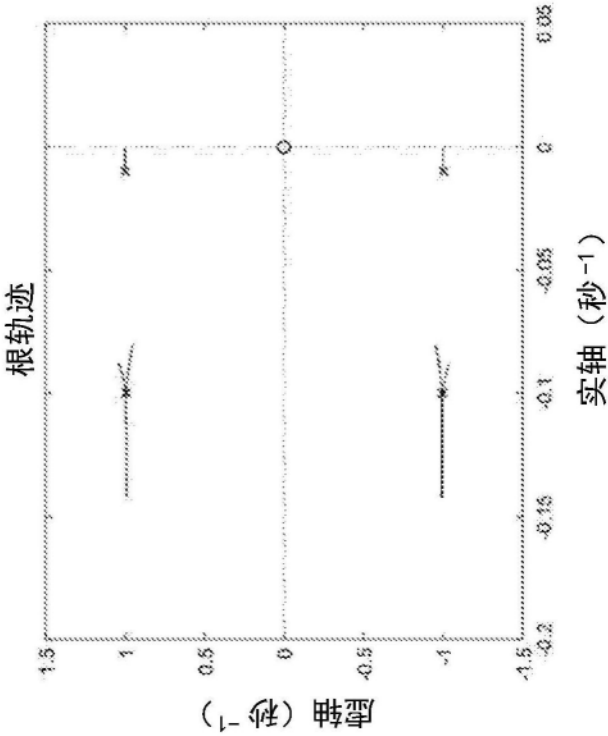


图185

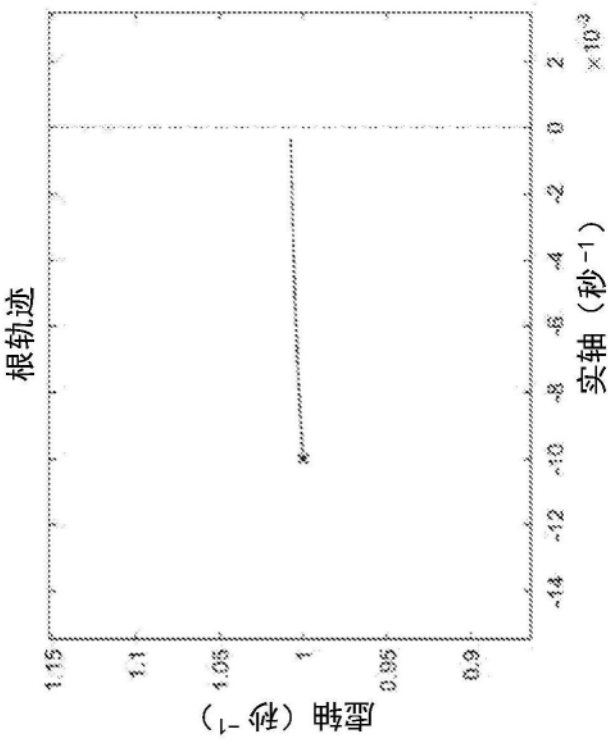


图186

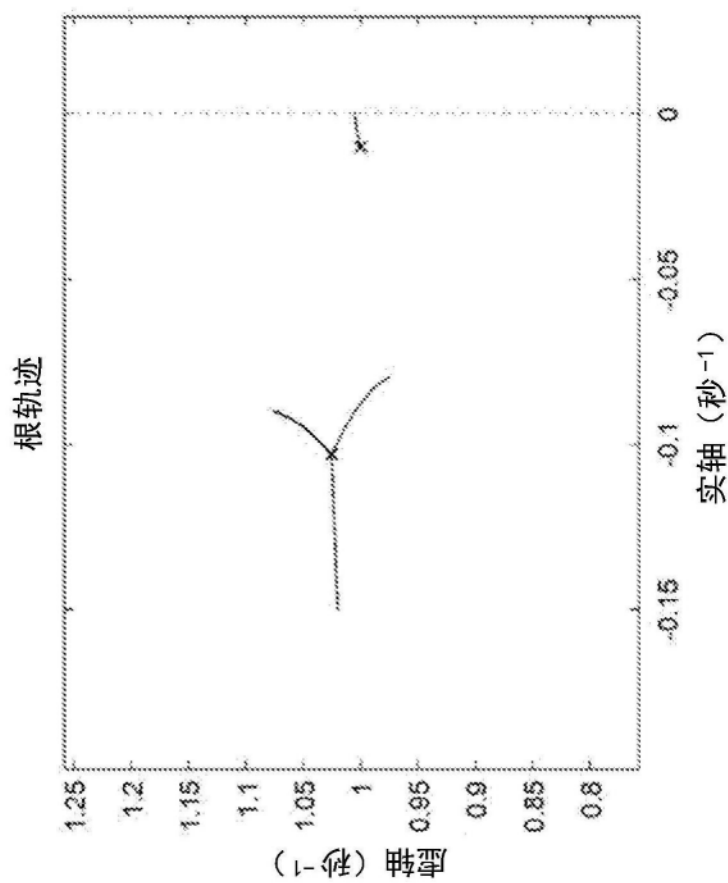


图187

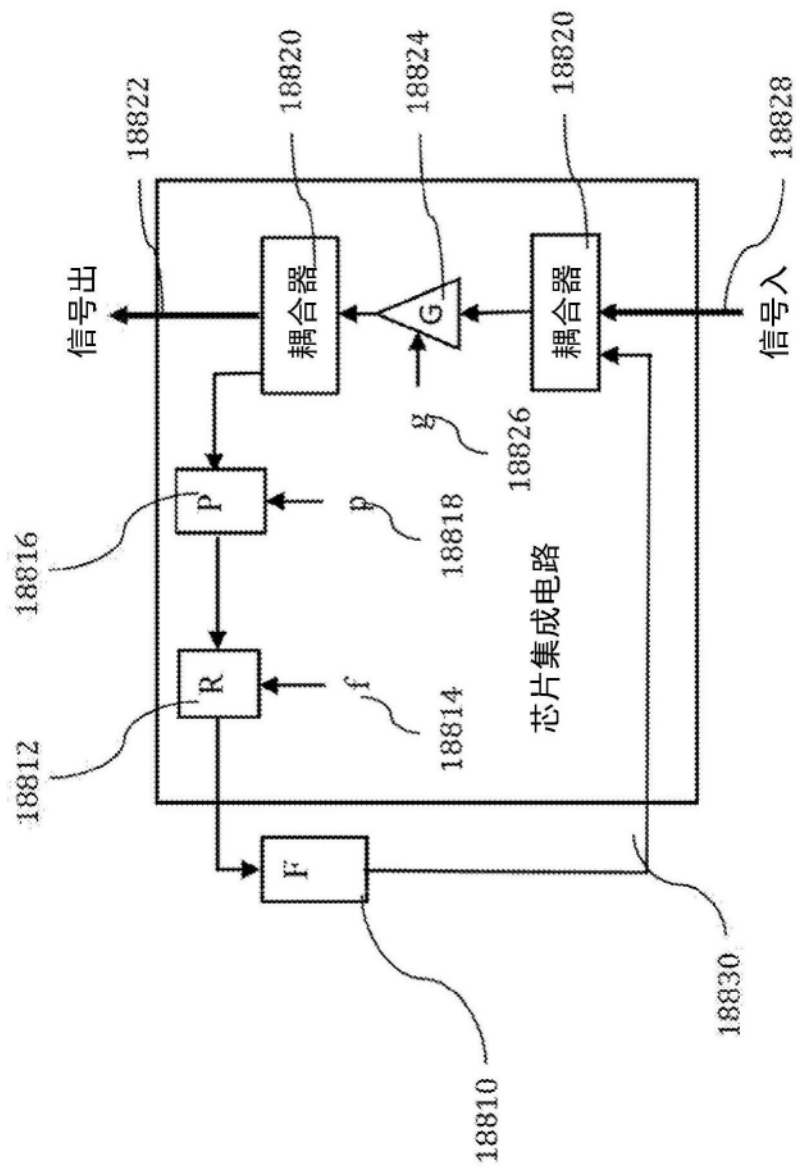


图188

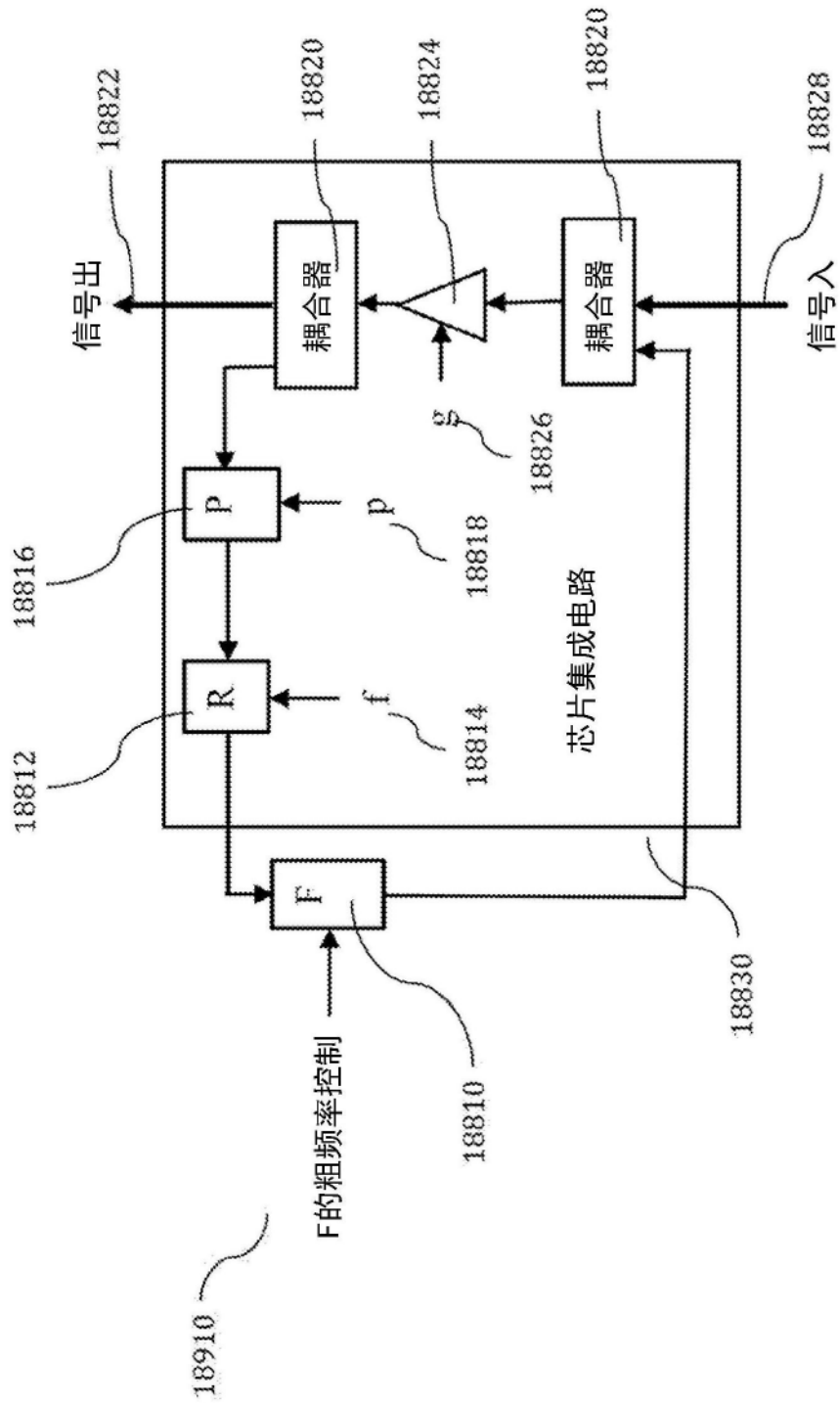


图189

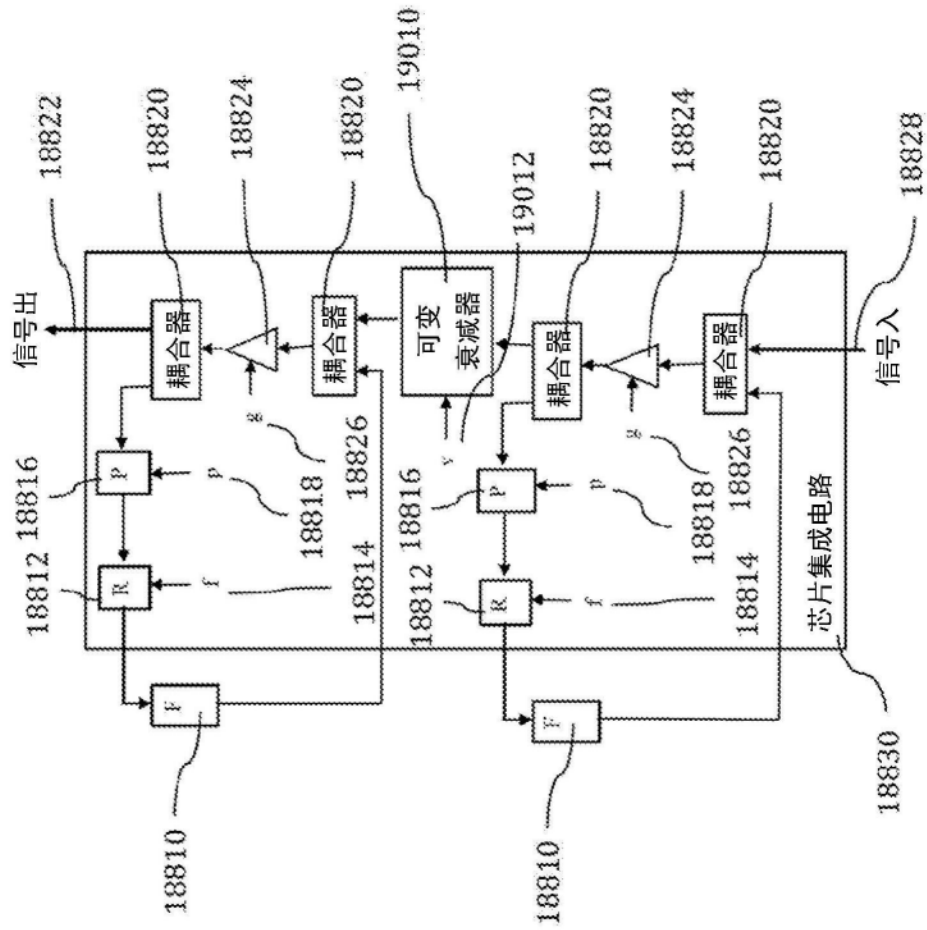


图190

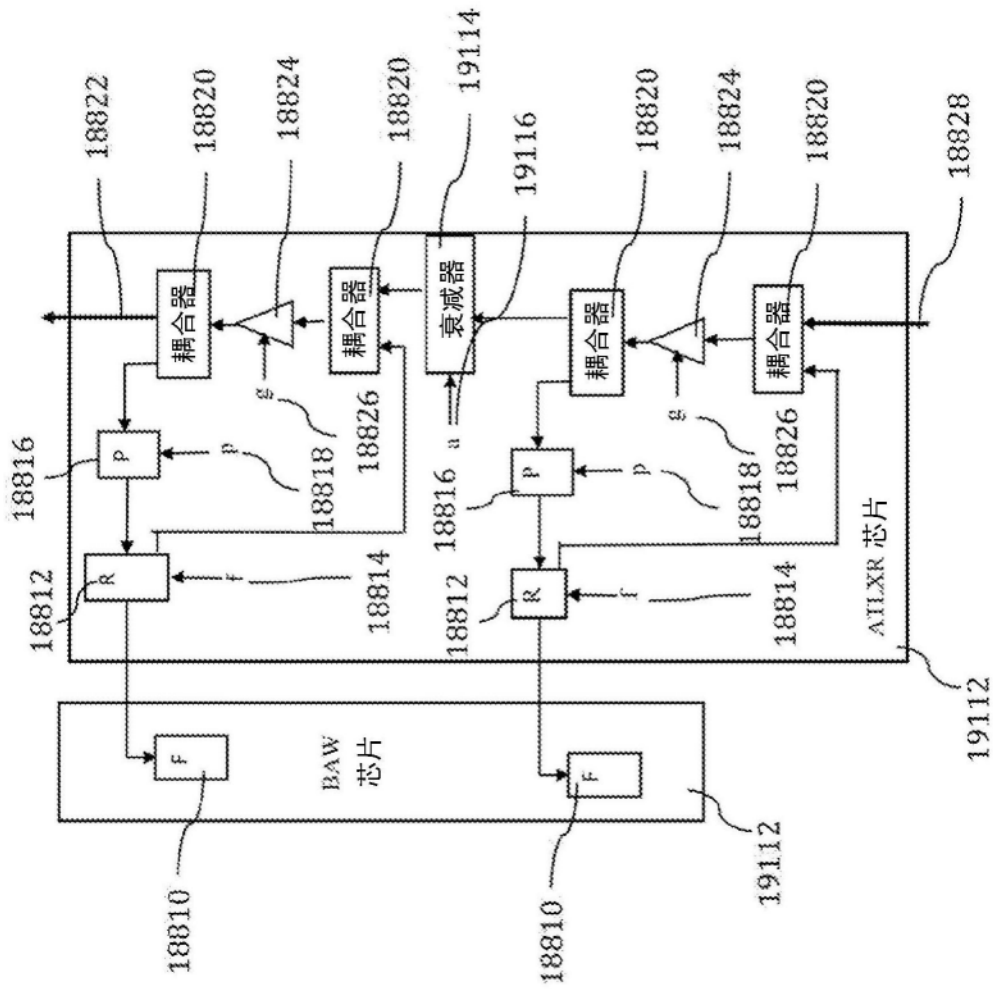


图191

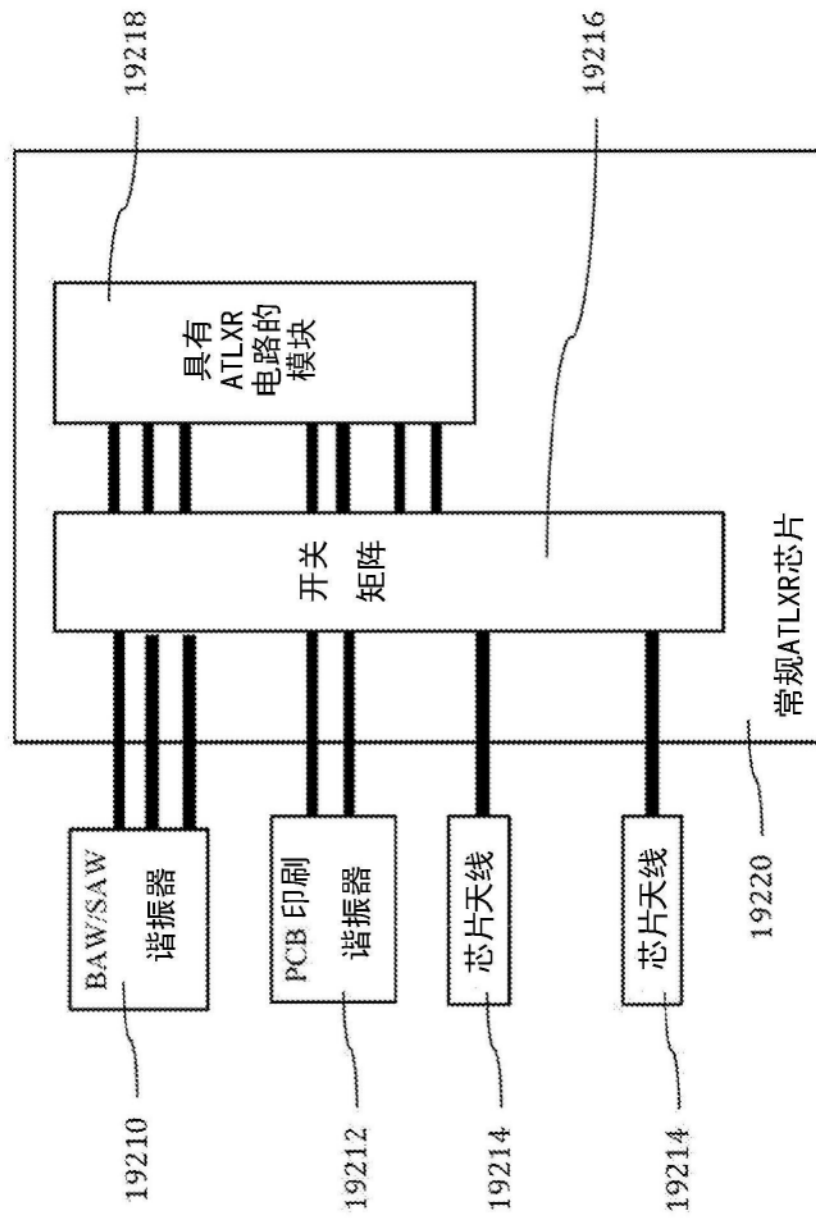


图192

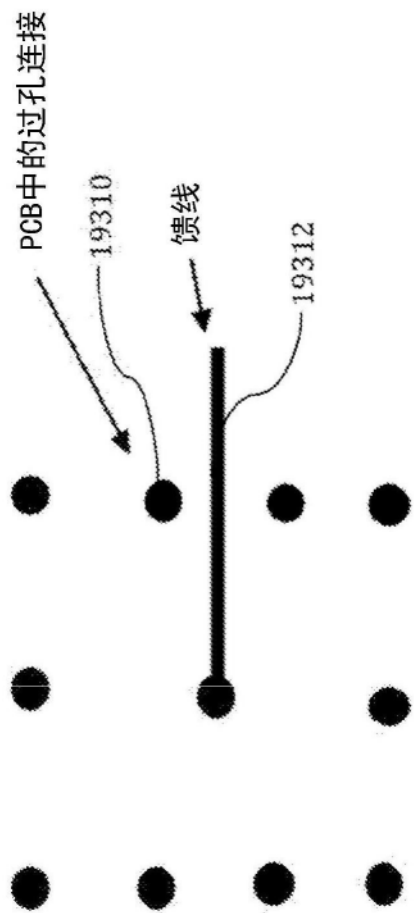


图193

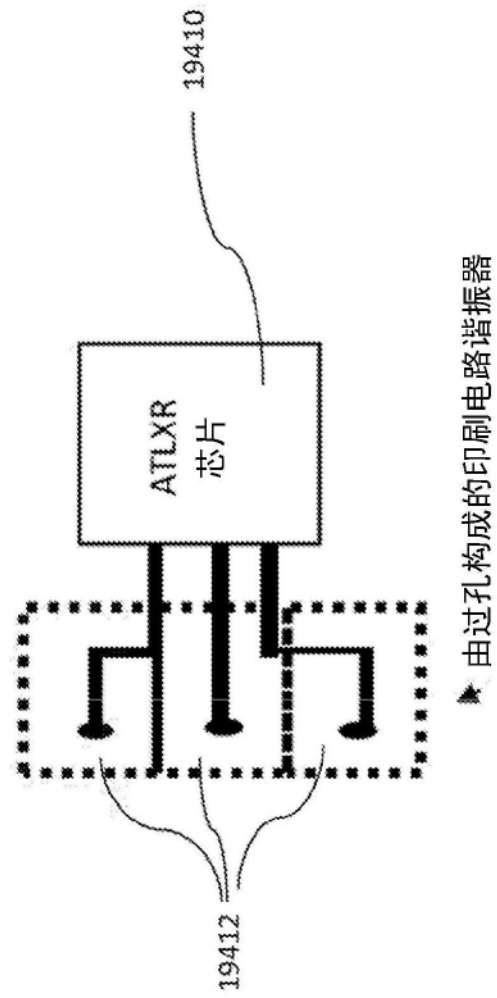


图194

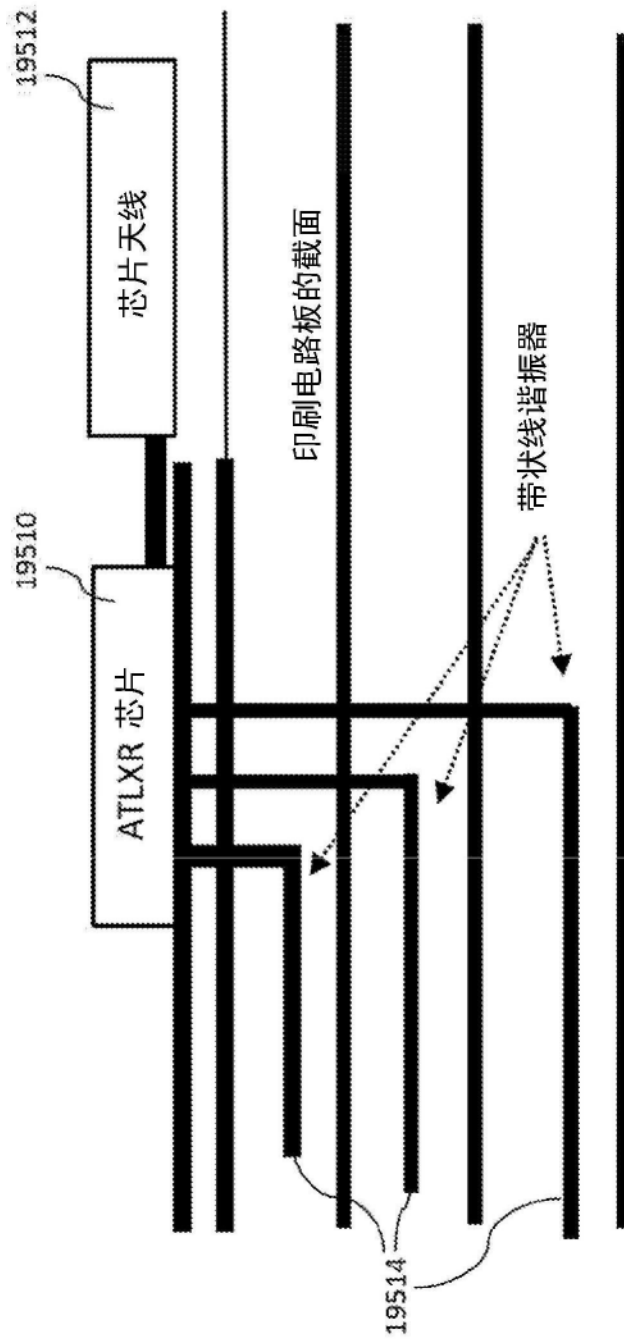


图195

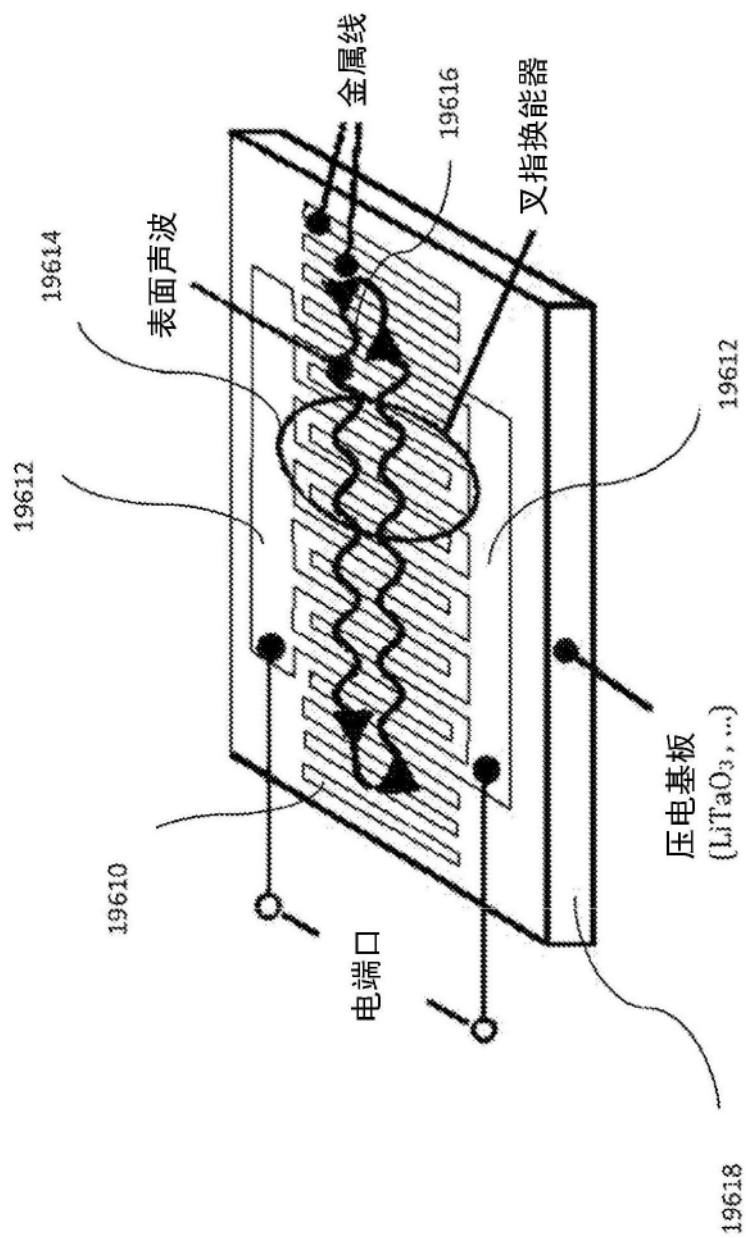


图196

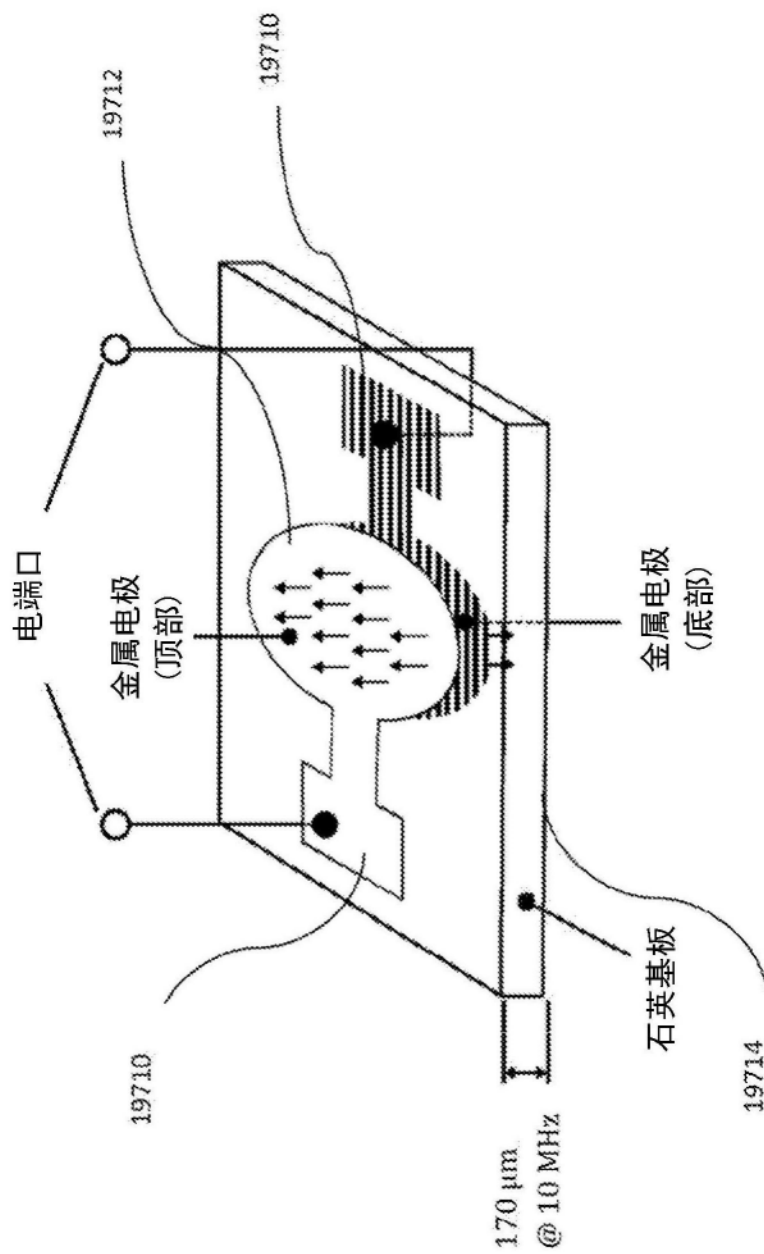


图197

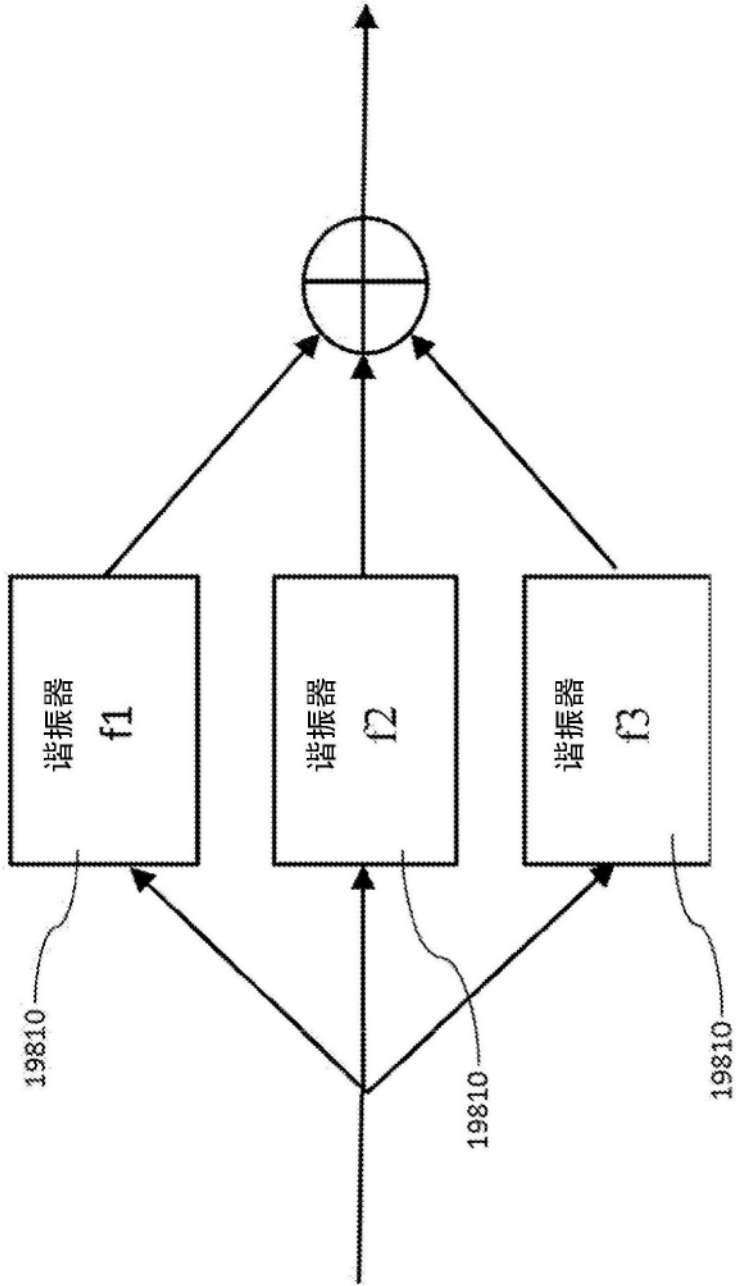


图198

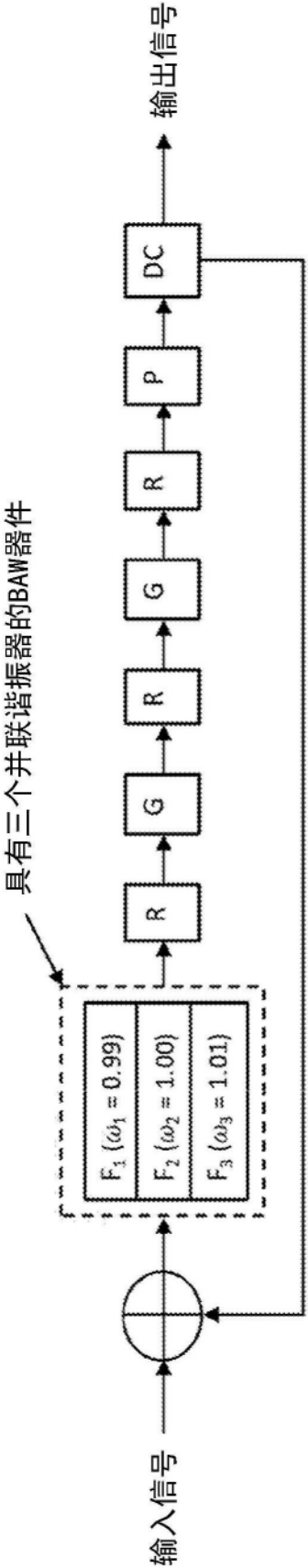


图199

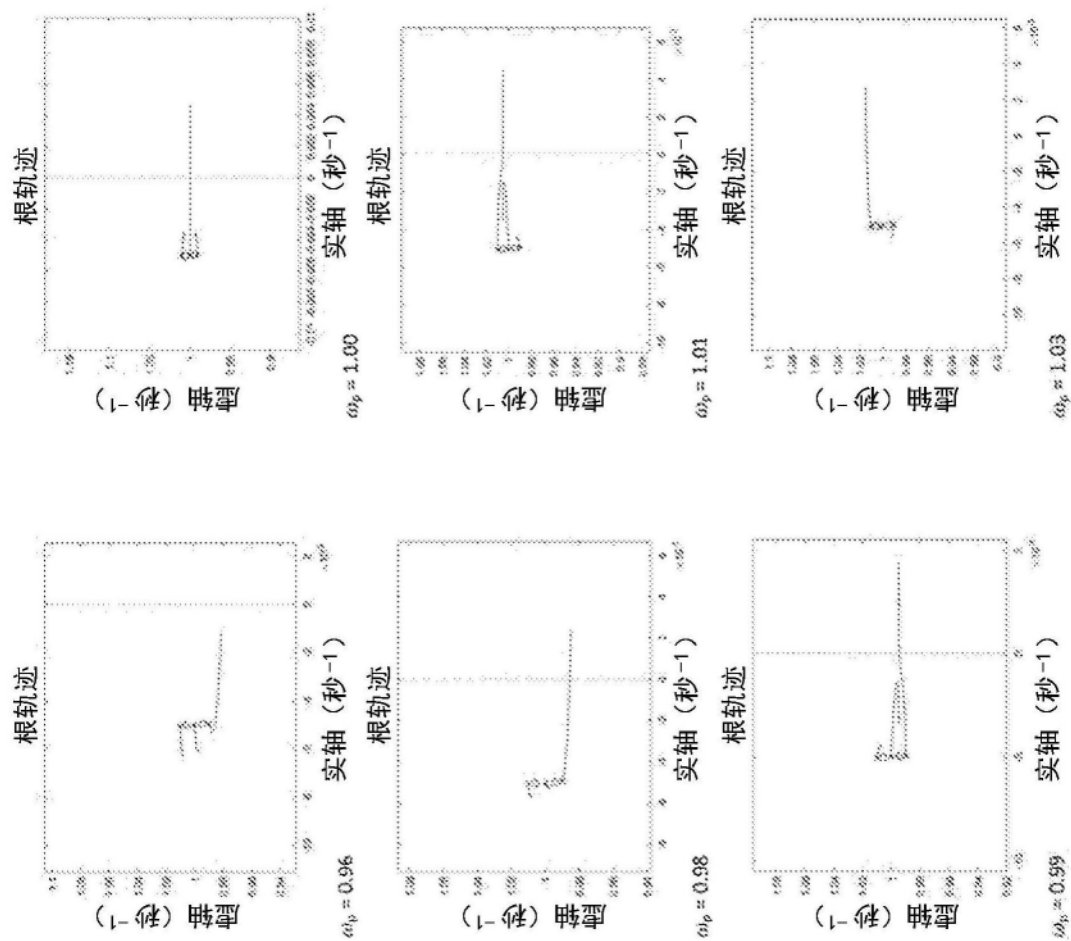


图200

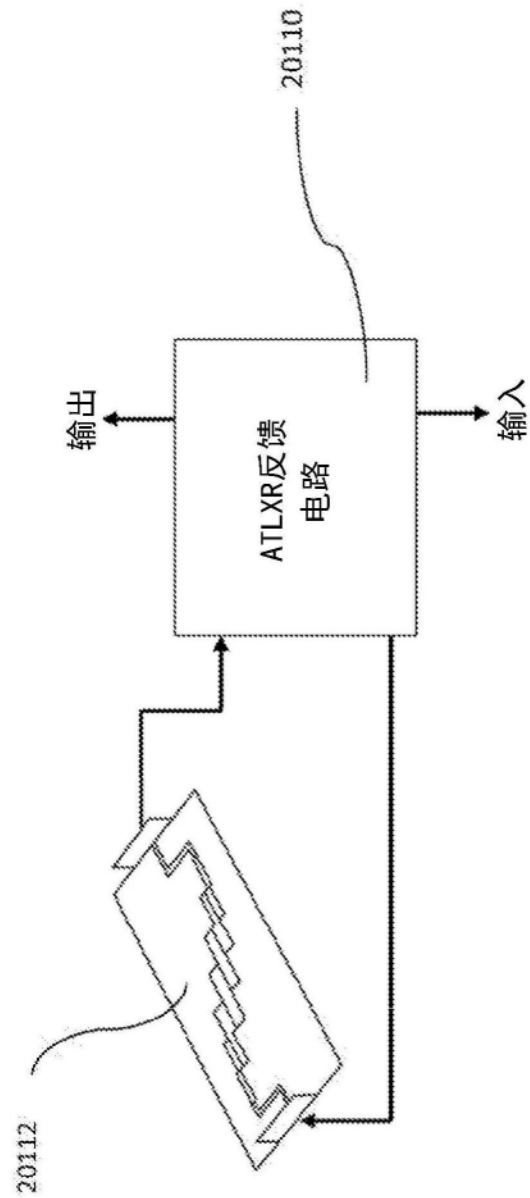


图201

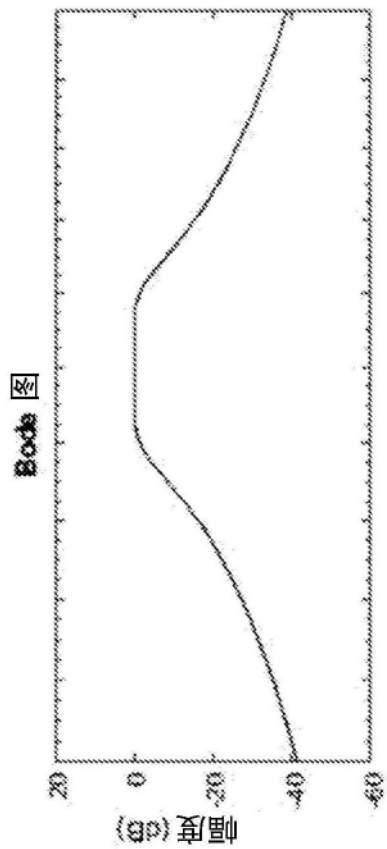


图202

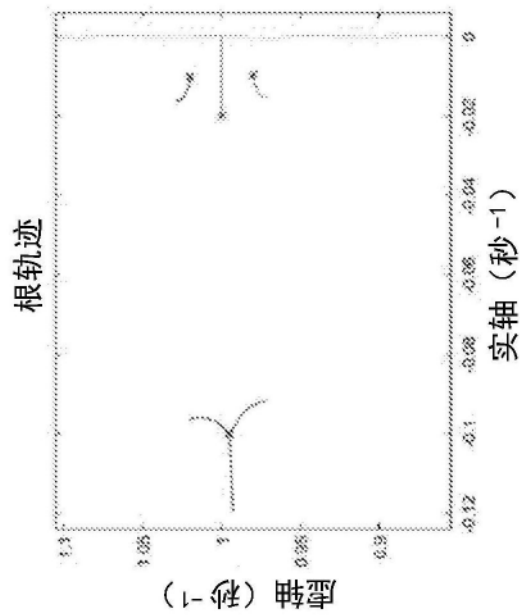


图203

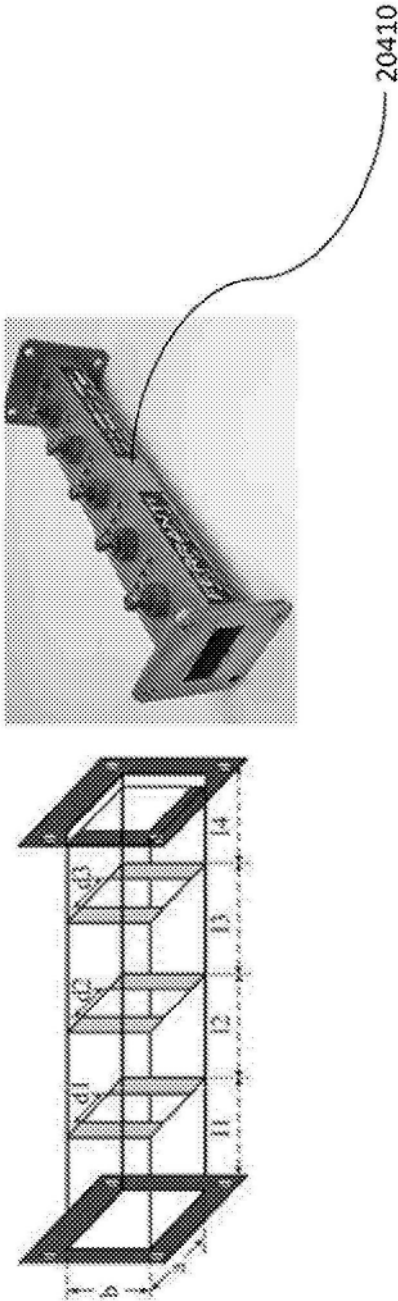


图204

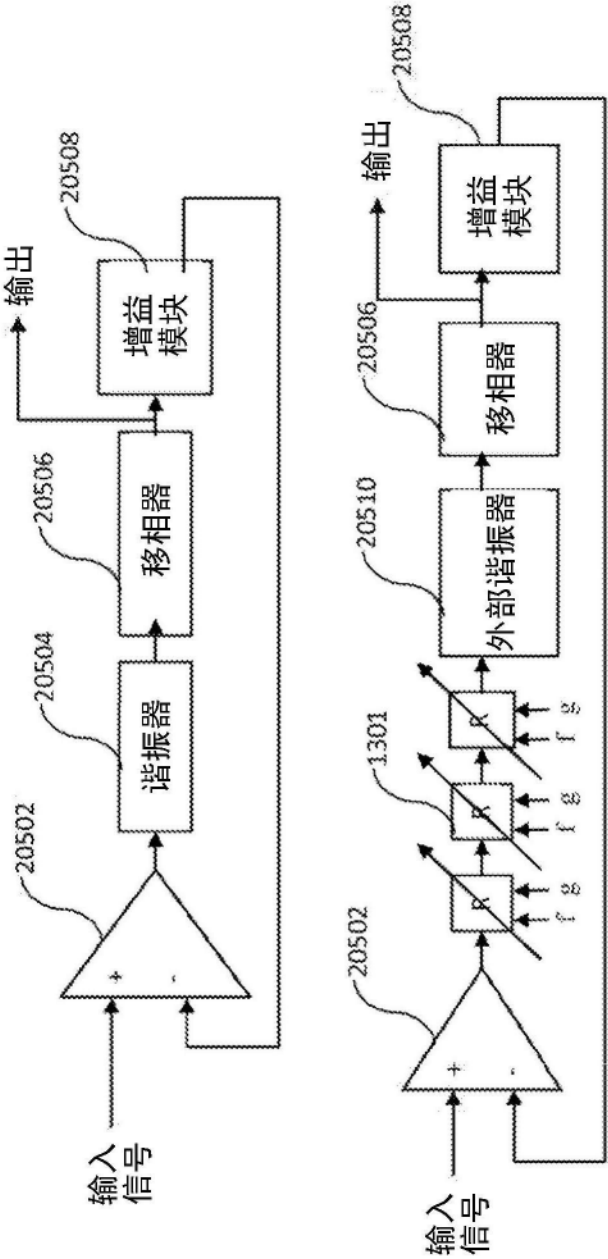


图205

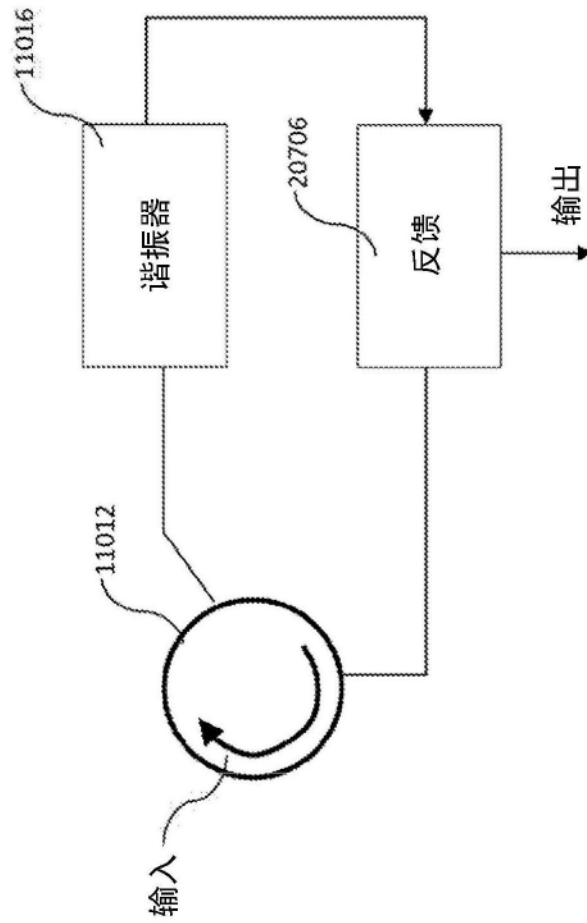


图206

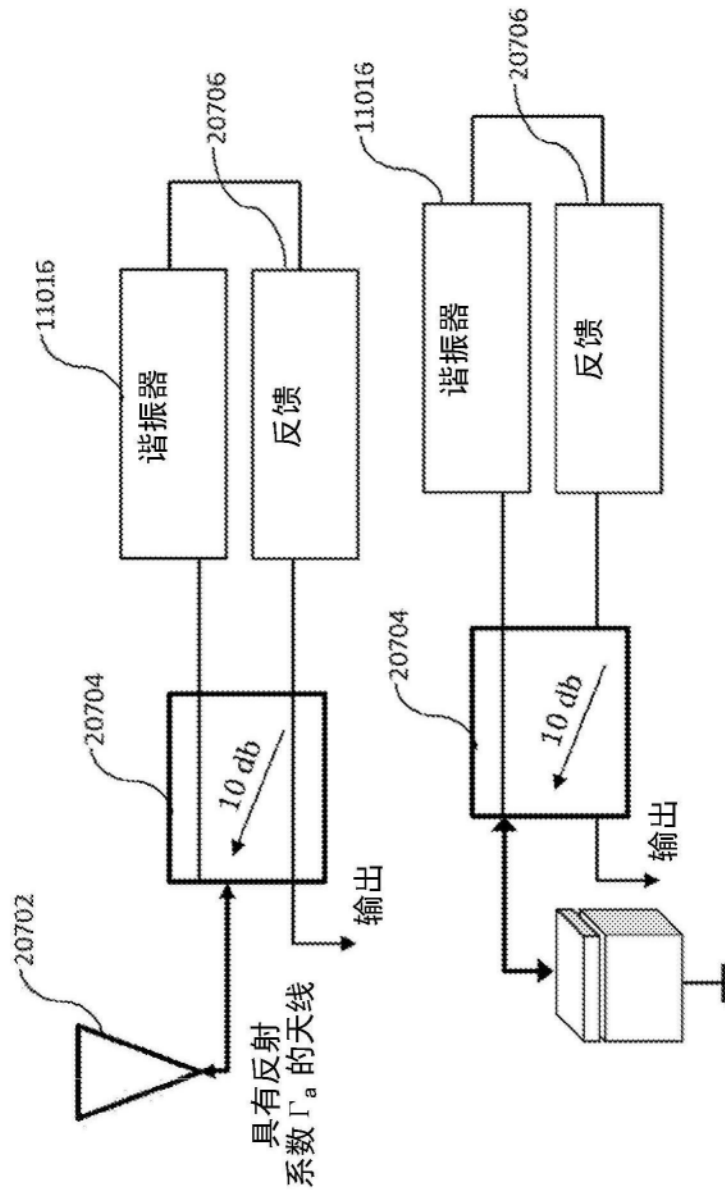


图207

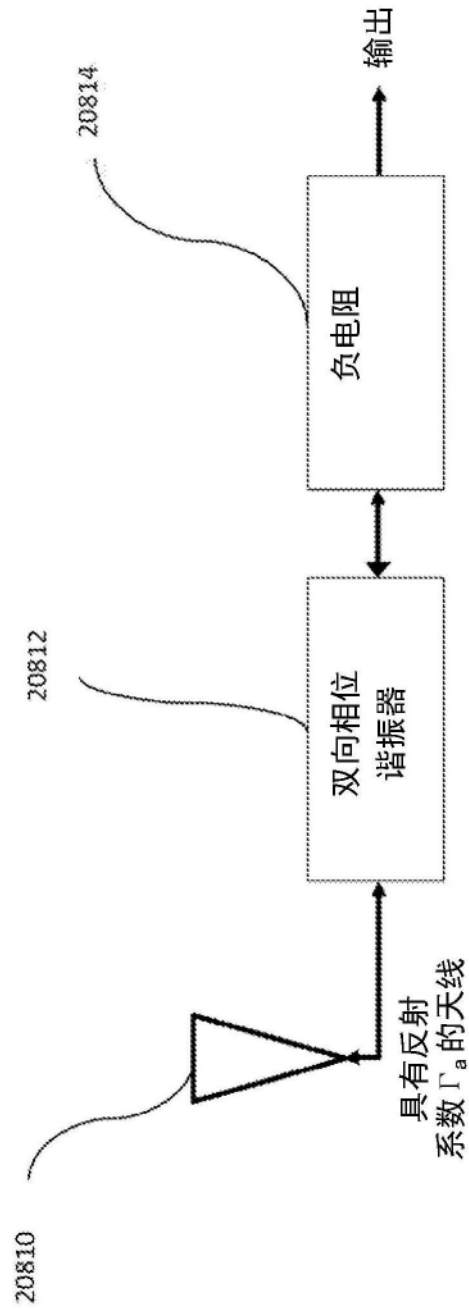


图208

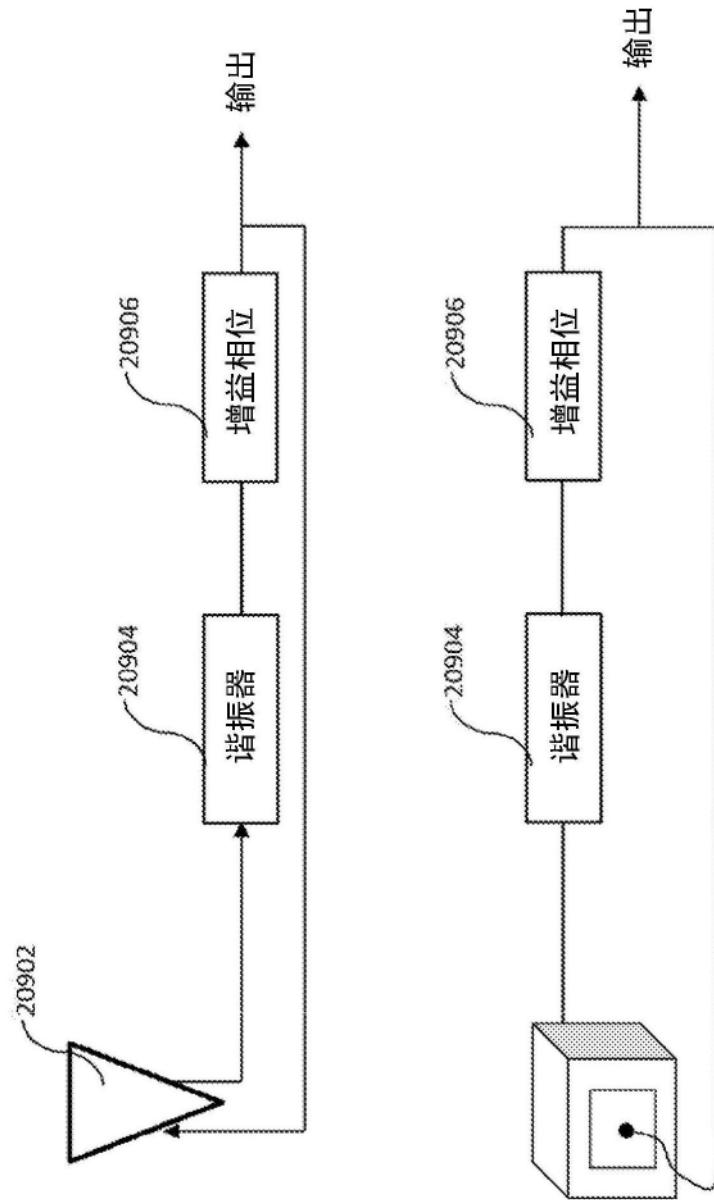


图209

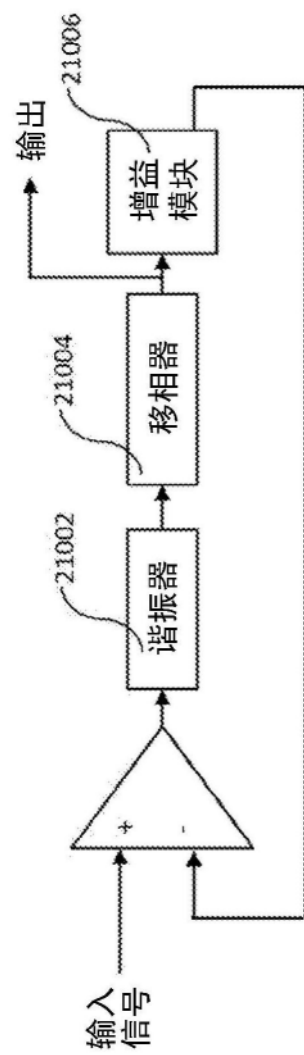


图210

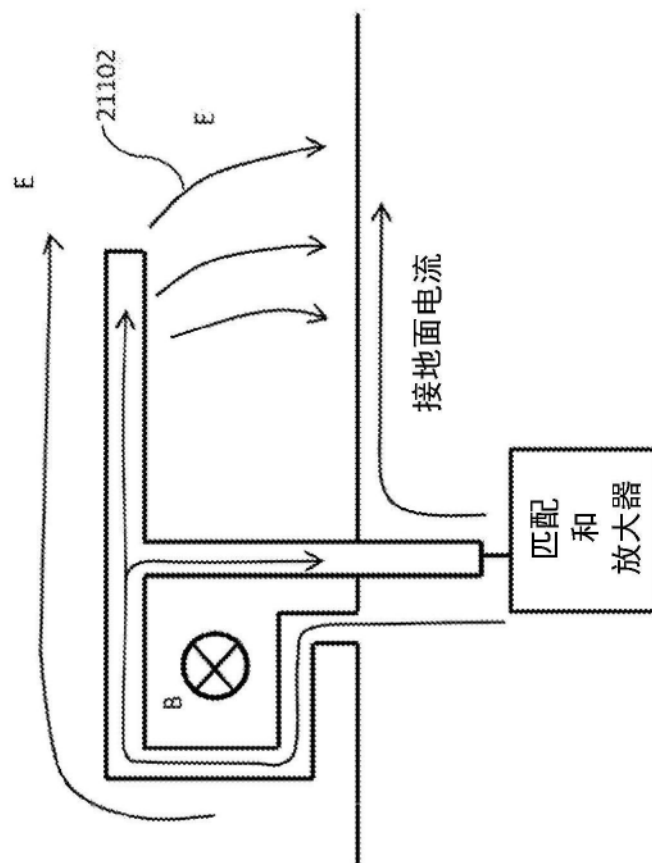


图211

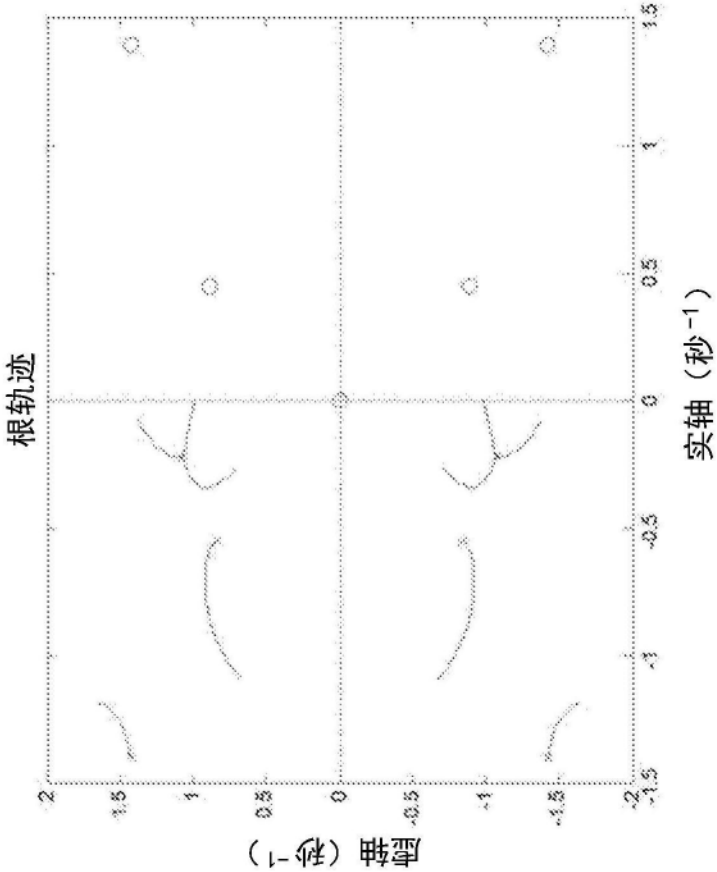


图212

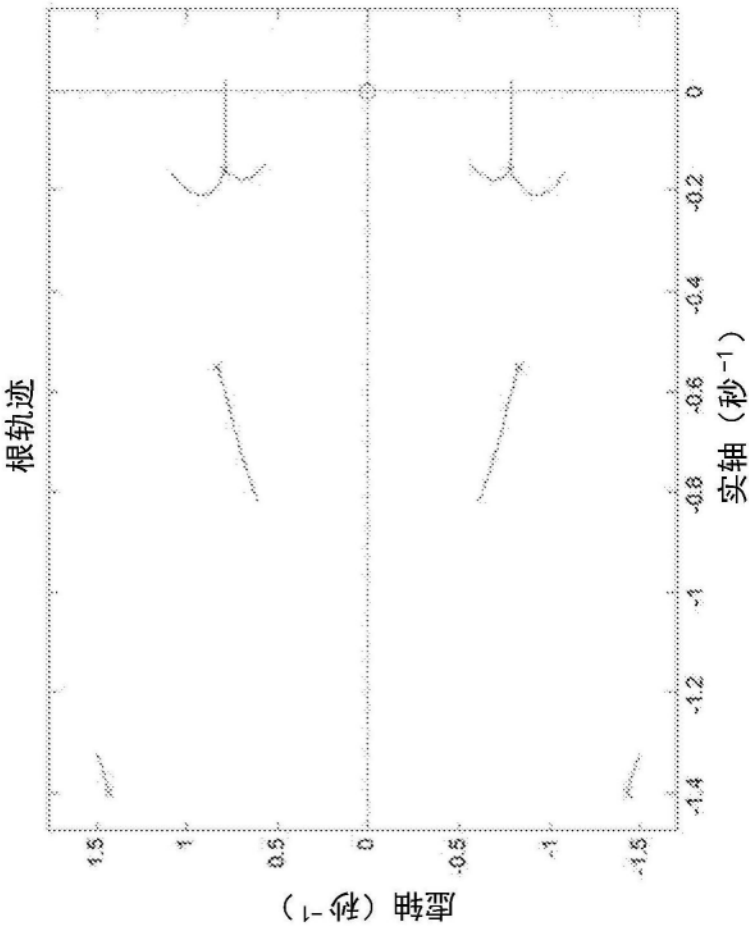


图213