



(10) 授权公告号 CN 108474840 B

(45) 授权公告日 2024. 01. 09

(21) 申请号 201780007449.2

(22) 申请日 2017.01.23

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 108474840 A

(43) 申请公布日 2018.08.31

(30) 优先权数据
15/004,443 2016.01.22 US(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2018.07.20(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/US2017/014573 2017.01.23(87) PCT国际申请的公布数据
W02017/127809 EN 2017.07.27(73) 专利权人 德克萨斯仪器股份有限公司
地址 美国德克萨斯州(72) 发明人 S·穆拉里 K·斯巴拉吉
K·拉马苏布拉曼安(74) 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司 11245
专利代理师 徐东升 孙尚白(51) Int.Cl.
G01S 7/40 (2006.01)(56) 对比文件
US 2008231501 A1, 2008.09.25
US 7782235 B1, 2010.08.24
US 2011222631 A1, 2011.09.15
US 2013016003 A1, 2013.01.17
US 2007291883 A1, 2007.12.20
US 2015200628 A1, 2015.07.16
US 2004217753 A1, 2004.11.04

审查员 张翼

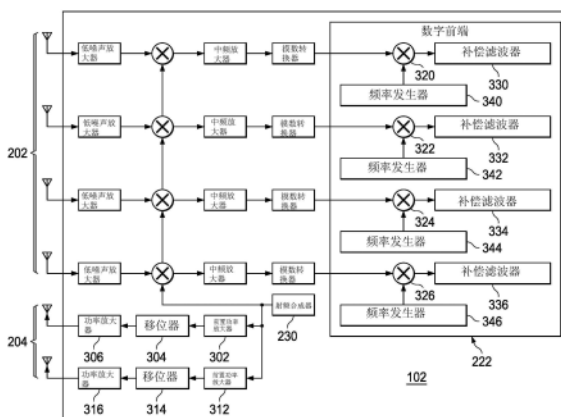
权利要求书2页 说明书14页 附图8页

(54) 发明名称

用于雷达系统中的失配的数字补偿

(57) 摘要

在所描述的示例中,雷达系统(102)可以包括:接收信道(202),接收信道(202)被配置成接收反射信号并基于反射信号生成第一数字中频(IF)信号;参考接收信道(202),参考接收信道(202)被配置成接收反射信号并基于反射信号生成第二数字IF信号;以及数字失配补偿电路,针对每个接收信道(202),数字失配补偿电路可以包括可编程数字频率发生器(340、342、344、346)、数字混频器(320、322、324、326)以及失配补偿滤波器(330、332、334、336)。数字失配补偿电路被配置成处理第一数字IF信号和第二数字IF信号,以补偿接收信道(202)与参考接收信道(202)之间的失配。



1. 一种雷达系统,其包括:

接收信道,所述接收信道被配置成接收反射信号并且基于所述反射信号生成第一数字中频信号即第一数字IF信号;

参考接收信道,所述参考接收信道被配置成接收所述反射信号并且基于所述反射信号生成第二数字IF信号;以及

数字失配补偿电路,所述数字失配补偿电路被耦接以接收所述第一数字IF信号和所述第二数字IF信号,所述数字失配补偿电路包括移频器,所述移频器包括被配置为接收所述第一数字IF信号的数字混频器和耦合到所述数字混频器的数字频率发生器,所述数字频率发生器被配置为生成用以使所述第一数字IF信号的频率和相位移位的移位信号,其中所述数字混频器被配置为将所述第一数字IF信号与所述移位信号相乘以校正所述接收信道与所述参考接收信道之间的路由延迟失配。

2. 根据权利要求1所述的雷达系统,其中所述数字失配补偿电路包括:

数字IF响应补偿滤波器,所述数字IF响应补偿滤波器被配置成对所述第一数字IF信号进行滤波,以校正所述接收信道的IF滤波器与期望的IF滤波器响应之间的IF滤波器响应失配。

3. 根据权利要求2所述的雷达系统,其中所述数字失配补偿电路包括:

数字IF响应补偿滤波器,所述数字IF响应补偿滤波器被配置成对所述第二数字IF信号进行滤波,以校正所述参考接收信道的IF滤波器与所述期望的IF滤波器响应之间的IF滤波器响应失配。

4. 根据权利要求2所述的雷达系统,其中所述数字IF响应补偿滤波器是复系数数字无限脉冲响应滤波器即复系数数字IIR滤波器。

5. 根据权利要求1所述的雷达系统,其中在工厂校准和雷达系统操作中的至少一个期间使用所述雷达系统的校准模式生成所述数字失配补偿电路的参数。

6. 根据权利要求1所述的雷达系统,其中所述参考接收信道和所述接收信道被包括在所述雷达系统中的不同雷达收发器集成电路中。

7. 根据权利要求1所述的雷达系统,其中所述数字失配补偿电路包括:

至少一个第一数字IQ匹配滤波器,所述至少一个第一数字IQ匹配滤波器被耦接到所述接收信道以接收所述第一数字IF信号,所述至少一个第一数字IQ匹配滤波器被配置成在所述第一数字IF信号被所述数字失配补偿电路接收之前,对所述第一数字IF信号的带内(I)和正交(Q)臂中的至少一个进行滤波以校正IQ滤波器失配;以及

至少一个第二数字IQ匹配滤波器,所述至少一个第二数字IQ匹配滤波器被耦接到所述参考接收信道以接收所述第二数字IF信号,所述至少一个第二数字IQ匹配滤波器被配置成在所述第二数字IF信号被所述数字失配补偿电路接收之前,对所述第二数字IF信号的I和Q臂中的至少一个进行滤波以校正IQ滤波器失配。

8. 根据权利要求7所述的雷达系统,其中所述至少一个第一数字IQ匹配滤波器和所述至少一个第二数字IQ匹配滤波器是实系数数字无限脉冲响应滤波器即实系数数字IIR滤波器。

9. 一种雷达系统的操作的方法,所述方法包括:

在所述雷达系统的接收信道中接收反射信号,并且基于所述反射信号生成第一数字中

频信号即第一数字IF信号;

在所述雷达系统的参考接收信道中接收所述反射信号,并且基于所述反射信号生成第二数字IF信号;以及

通过数字失配补偿电路处理所述第一数字IF信号,包括:从数字频率发生器接收用以使所述第一数字IF信号的频率和相位移位的移位信号,以及通过数字混频器将所述移位信号与所述第一数字IF信号相乘以校正所述接收信道与所述参考接收信道之间的路由延迟失配。

10. 根据权利要求9所述的方法,其中处理所述第一数字IF信号包括:

通过数字IF响应失配补偿滤波器对所述第一数字IF信号进行滤波,以校正所述接收信道的IF滤波器与期望的IF滤波器响应之间的IF滤波器响应失配。

11. 根据权利要求10所述的方法,其中处理所述第一数字IF信号包括:

通过数字IF响应失配补偿滤波器对所述第二数字IF信号进行滤波,以校正所述参考接收信道的IF滤波器与所述期望的IF滤波器响应之间的IF滤波器响应失配。

12. 根据权利要求10所述的方法,其中所述数字IF响应失配补偿滤波器是复系数数字无限脉冲响应滤波器即复系数数字IIR滤波器。

13. 根据权利要求9所述的方法,其中在工厂校准和雷达系统操作中的至少一个期间,使用所述雷达系统的校准模式生成所述数字失配补偿电路的参数。

14. 根据权利要求9所述的方法,其中所述参考接收信道和所述接收信道被包括在所述雷达系统中的不同雷达收发器集成电路中。

15. 根据权利要求9所述的方法,其包括:

在处理所述第一数字IF信号之前,通过至少一个第一IQ匹配滤波器对所述第一数字IF信号的带内(I)和正交(Q)臂中的至少一个进行滤波以校正IQ滤波器失配;以及

在处理所述第二数字IF信号之前,通过至少一个第二IQ匹配滤波器对所述第二数字IF信号的I和Q臂中的至少一个进行滤波以校正IQ滤波器失配。

16. 根据权利要求15所述的方法,其中所述至少一个第一数字IQ匹配滤波器和所述至少一个第二数字IQ匹配滤波器是实系数数字无限脉冲响应滤波器即实系数数字IIR滤波器。

用于雷达系统中的失配的数字补偿

技术领域

[0001] 本发明总体涉及雷达系统,并且更具体地涉及用于雷达系统中路由延迟失配和中频 (IF) 滤波器响应失配的数字补偿。

背景技术

[0002] 嵌入式雷达系统在工业和汽车应用中的使用正在迅速发展。例如,嵌入式雷达系统在与车辆相关联的许多应用中是有用的,该许多应用诸如自适应巡航控制、碰撞警告、盲点警告、变道辅助、泊车辅助以及后碰撞警告。另外,嵌入式雷达系统在工业或安全应用中是有用的,工业或安全应用诸如跟踪在监视下房屋或建筑物内的移动,以及在工厂或仓库中操纵机器人。在此类用法中,对象检测和跟踪的准确性很重要。

发明内容

[0003] 在用于雷达系统中失配的数字补偿的所描述的示例中,雷达系统包括:接收信道,接收信道被配置成接收反射信号并基于反射信号生成第一数字中频 (IF) 信号;参考接收信道,参考接收信道被配置成接收反射信号并基于反射信号生成第二数字IF信号;以及数字失配补偿电路,数字失配补偿电路被耦接以接收第一数字IF信号和第二数字IF信号。数字失配补偿电路被配置成处理第一数字IF信号和第二数字IF信号,以补偿接收信道与参考接收信道之间的失配。

[0004] 在一个方面,一种操作雷达系统的方法包括在雷达系统的接收信道中接收反射信号并基于反射信号生成第一数字中频 (IF) 信号,在雷达系统的参考接收信道中接收反射信号并基于反射信号生成第二数字IF信号,以及通过雷达系统的数字失配补偿电路处理第一数字IF信号和第二数字IF信号,以补偿接收信道与参考接收信道之间的失配。

附图说明

[0005] 图1、图2和图3是示例调频连续波 (FMCW) 雷达系统的框图。

[0006] 图4、图5A和图5B是极点零点曲线图。

[0007] 图6是图1、图2和图3的雷达系统的示例数字前端部件的框图。

[0008] 图7至图10是诸如图1至图3和图6的FMCW雷达系统的FMCW雷达系统中的校准方法的流程图。

[0009] 图11是用于路由延迟失配和中频 (IF) 滤波器响应失配的数字补偿的方法的流程图。

具体实施方式

[0010] 参考附图详细描述具体实施例。为了一致性,由相似的附图标记指代各个附图中的相似元素。

[0011] 在具有多个接收信道和多个发送信道的调频连续波 (FMCW) 雷达系统中,接收信道

和发送信道中的射频(RF)迹线长度的差异可以引起路由延迟失配,路由延迟失配致使波束成形和使用来自接收信道的数字信号数据实行的对象角度估计中的误差。在FMCW雷达系统中,RF迹线长度的差异相当于中频(IF)偏移的差异。因此,频移可以用于补偿由迹线长度差异引起的发送信道之间和接收信道之间的不同路由延迟。在2015年3月3日提交的专利公布No.US2015/0276918中描述了用于使用频移以校正发送信道之间和接收信道之间的路由延迟失配的一些方法,该专利以引用方式并入本文。

[0012] 在一些实施例中,在雷达系统的数字基带中实施数字频移,以补偿接收信道之间的路由延迟失配。使用数字频移补偿接收信道之间的路由延迟失配去除了IF偏移的差异,但没有校正任何中频(IF)滤波失配,即由于不同的IF频率偏移而造成的由接收信道中IF信号所经历的模拟基带滤波器响应失配。在一些实施例中,除数字频移之外,在本文中可称为IF响应失配补偿滤波器的数字补偿滤波器被应用以校正IF滤波器响应失配。在一些实施例中,在路由延迟IF响应失配补偿之前,在本文中可称为IQ匹配滤波器的数字匹配滤波器被采用以用于补偿每个接收信道中的模拟基带中的滤波器的同相(in-phase) (I) 和正交(Q) 臂的失配。在一些实施例中,还提供用于数字频移和/或数字IF响应失配补偿滤波器和/或数字IQ匹配滤波器的参数的自校准。

[0013] 图1、图2和图3是示例FMCW雷达系统100的框图,该FMCW雷达系统100被配置成执行用于接收信道之间的路由延迟失配的数字补偿并执行用于数字补偿的参数值的自动校准。图1示出雷达系统100的顶层架构,图2示出适合于在雷达系统100中使用的示例FMCW雷达收发器集成电路(IC),并且图3提供用于路由延迟失配的数字校正和由数字校正使用的参数值的自动校准的雷达收发器IC的配置的更详细视图。

[0014] 参考图1,所示的示例FMCW雷达系统100适用于诸如车辆中的嵌入式应用。雷达系统100包括雷达收发器IC 102、处理单元104和网络接口106。雷达收发器IC 102经由高速串行接口耦接到处理单元104。如参考图2另外描述的,雷达收发器IC 102包括生成多个数字中频(IF)信号(可替代地称为去啁啾信号、差拍信号或原始雷达信号)的功能,所述多个数字中频(IF)信号经由高速串行接口提供到处理单元104。

[0015] 处理单元104包括实行雷达信号处理的功能,即处理接收的雷达信号以确定各种参数,诸如任何检测到的对象的距离、速度和角度。处理单元104还可以包括实行关于检测的对象的的信息的后处理的功能,诸如跟踪对象、确定移动的速率和方向等。

[0016] 处理单元104可以包括如使用雷达数据的应用的处理吞吐量所需的任何合适的处理器或处理器的组合。例如,处理单元104可以包括数字信号处理器(DSP)、微控制器(MCU)、组合DSP和MCU处理的SOC、或现场可编程门阵列(FPGA)和DSP。

[0017] 处理单元104根据需要经由网络接口106将控制信息提供到车辆中的一个或多个电子控制单元。电子控制单元(ECU)是用于车辆中的任何嵌入式系统的通用术语,电子控制单元(ECU)控制车辆中的一个或多个电气系统或子系统。例如,ECU的类型包括电子/引擎控制模块(ECM)、动力系控制模块(PCM)、变速器控制模块(TCM)、制动控制模块(BCM或EBCM)、中央控制模块(CCM)、中央定时模块(CTM)、通用电子模块(GEM)、体(body)控制模块(BCM)以及悬架控制模块(SCM)。

[0018] 网络接口106可以实施任何合适的协议,诸如控制器局域网(CAN)协议、FlexRay协议或以太网协议。

[0019] 参考图2,雷达收发器IC 102可以包括用于发送FMCW信号的多个发送信道204和用于接收反射的发送信号的多个接收信道202。在实施例中可以使用任何合适数量的接收信道和发送信道。另外,接收信道的数量和发送信道的数量可以不同。例如,雷达收发器IC 102的实施例可以具有两个发送信道和四个接收信道。

[0020] 发送信道包括合适的发送器和天线。接收信道包括合适的接收器和天线。另外,接收信道202中的每个是相同的并且包括:低噪声放大器(LNA) 206、低噪声放大器(LNA) 208,低噪声放大器(LNA) 206、低噪声放大器(LNA) 208用于放大接收的射频(RF)信号;混频器210、混频器212,混频器210、混频器212用于将发送的(即,本地振荡器(LO))信号与接收的RF信号混合以生成中频(IF)信号;基带带通滤波器214、基带带通滤波器216,基带带通滤波器214、基带带通滤波器216用于对IF信号进行滤波;可变增益放大器(VGA) 215、可变增益放大器(VGA) 217,可变增益放大器(VGA) 215、可变增益放大器(VGA) 217用于放大滤波的IF信号;以及模数转换器(ADC) 218、模数转换器(ADC) 220,模数转换器(ADC) 218、模数转换器(ADC) 220用于将模拟IF信号转换为数字IF信号。接收信道的带通滤波器、VGA和ADC可以统称为模拟基带、基带链或基带滤波器链。另外,带通滤波器和VGA可以统称为IF放大器(IFA)。而且,带通滤波器在本文中可以称为IF滤波器。

[0021] 接收信道202耦接到数字前端(DFE) 部件222,以将数字IF信号提供到DFE 222。也可称为数字基带的DFE 222可以包括对数字IF信号实行抽取滤波以减少数据传递速率的功能。DFE 222还可以对数字IF信号实行其他操作,例如,DC偏移消除、接收信道中的非理想性(诸如RX间增益失衡非理想性和RX间相位失衡非理想性)数字补偿。

[0022] 如参考图3进一步描述的,在一些实施例中,DFE 222还包括补偿接收信道202中的路由延迟失配和IF滤波器响应失配的失配补偿电路。如参考图6进一步描述的,在一些实施例中,DFE 222的失配补偿电路包括校正每个接收信道中的IF滤波器的同相(I)和正交(Q)信道之间的失配的电路。这些失配可以被称为IQ滤波器失配或IQ滤波器失衡。

[0023] 当雷达收发器IC 102在正常模式下操作时,DFE 222耦接到高速串行接口(I/F) 224,以将数字IF信号(在DFE 222中处理之后)传递到处理单元104。当雷达收发器IC 102在校准模式下操作时,DFE 222还耦接到控制模块228以将数字校准信号传递到控制模块228。

[0024] 串行外围接口(SPI) 226提供用于与处理单元104通信的接口。例如,处理单元104可以使用SPI 226将控制信息(例如,啁啾的定时和频率、输出功率电平、监测功能的触发等)发送到控制模块228。雷达收发器IC 102可以使用SPI 226,诸如将测试数据发送到处理单元104。

[0025] 控制模块228包括在正常模式下和在校准模式下控制雷达收发器IC 102的操作的功能。例如,控制模块228可以包括:缓冲器,缓冲器用于存储DFE 222的输出样本;FFT(快速傅里叶变换)引擎,FFT(快速傅里叶变换)引擎用于计算缓冲器内容的频谱信息;以及微控制器,微控制器执行固件以控制雷达收发器IC 102的操作。在一些实施例中,控制模块228包括当雷达收发器IC 102在校准模式下操作时,确定用于DFE 222中的失配补偿电路的参数值的功能。参考图3和图6中描述DFE 222的失配补偿电路的实施例,并且参考图7至图10的方法描述控制模块228在校准模式下的操作以确定参数值。

[0026] 可编程定时引擎232包括从控制模块228接收用于雷达帧中的一系列啁啾的啁啾参数值并且基于参数值生成控制帧中的啁啾的发送和接收的啁啾控制信号的功能。例如,

啁啾参数由雷达系统架构定义,并且可以包括用于指示启用哪些发送器的发送器启用参数、啁啾频率起始值、啁啾频率斜率、模数(ADC)采样时间、斜坡结束时间、发送器起始时间等。

[0027] 射频合成器(SYNTH)230包括基于来自定时引擎232的啁啾控制信号生成用于发送的FMCW信号的功能。在一些实施例中,SYNTH 230包括具有压控振荡器(VCO)的锁相环(PLL)。

[0028] 时钟倍频器240将发送信号(L0信号)的频率增加到混频器206、混频器208的L0频率。清除PLL(锁相环)234操作以将外部低频参考时钟(未示出)的信号频率增加到SYNTH 230的频率,并从时钟信号中滤除参考时钟相位噪声。

[0029] 参考图3,示出了图2的雷达收发器IC 102的实施例,雷达收发器IC 102被配置用于补偿接收信道202的路由延迟失配和IF滤波器响应失配。如下文进一步描述的,使用DFE 222中的电路(即数字基带)实行接收信道202中的数字补偿。为了说明简单,所描绘的实施例具有四个接收信道和两个发送信道。在其他实施例中,接收信道的数量和/或发送信道的数量可以不同。

[0030] 两个发送信道均包含耦接到SYNTH 230以接收FMCW信号的前置功率放大器(PPA)302、前置功率放大器(PPA)312的信号功率放大器链;耦接到PPA 302、PPA 312以接收放大信号的可编程移位器304、可编程移位器314;以及耦接到移位器304、移位器314以接收移位信号的功率放大器(PA)306、功率放大器(PA)316。在一些实施例中,移位器304、移位器314可以被编程用于频移和相移两者。因此,移位器304、移位器314的输出信号可以具有等于输入频率加上可编程偏移频率的频率,以及等于输入相位加上可编程偏移相位的相位。每个发送信道中的发送天线耦接到相应的PA 306、PA316,以接收用于发送的放大移位信号。

[0031] 在一些实施例中,雷达收发器IC 102可以被配置成校正发送信道204之间的路由延迟失配。在上面引用的专利公开No.US2015/0276918中描述了用于发送信道中的路由延迟失配的校正的一些合适方法。

[0032] 为了实行接收信道202的路由延迟失配和IF滤波器响应失配的数字校正,DFE 222包括失配补偿电路,针对每个接收信道202,该失配补偿电路包括移频器和数字IF响应失配补偿滤波器330、数字IF响应失配补偿滤波器332、数字IF响应失配补偿滤波器334、数字IF响应失配补偿滤波器336,这些数字IF响应失配补偿滤波器耦接到相应的移频器以接收由相应的移频器输出的信号。在所描绘的实施例中,每个移频器包括耦接到相应接收信道的相应ADC以接收数字IF信号的数字混频器320、数字混频器322、数字混频器324、数字混频器326,以及耦接到数字混频器320、数字混频器322、数字混频器324、数字混频器326以提供所需频率和相位的移位信号以根据需要使数字IF信号的频率移位以校正相应接收信道中的路由延迟失配的可编程数字频率发生器340、可编程数字频率发生器342、可编程数字频率发生器344、可编程数字频率发生器346。每个数字混频器320、数字混频器322、数字混频器324、数字混频器326将接收的数字IF信号与来自相应频率发生器340、频率发生器342、频率发生器344、频率发生器346的移位信号相乘来生成修改的数字IF信号以补偿相应接收信道的路由延迟失配。

[0033] 通常,数字频率发生器是基于用于以下参数中的一个或多个的输入值产生复数字信号的部件:期望的音调(tone)频率 f 音调、期望的音调相位 ϕ 、期望的音调幅度 A 和采样频

率 F_s 。所得的信号由下式给出：

$$[0034] \quad s(n) = A \exp \left(j \left(2\pi n \frac{f_{\text{音调}}}{F_s} + \phi \right) \right) = A \cos \left(2\pi n \frac{f_{\text{音调}}}{F_s} + \phi \right) + jA \sin \left(2\pi n \frac{f_{\text{音调}}}{F_s} + \phi \right)$$

[0035] 在各种实施例中,到频率发生器340、频率发生器342、频率发生器344、频率发生器346的输入参数是输出信号的期望相位和频率,即,当与数字IF信号混合时将补偿相应接收信道中的任何路由延迟失配的影响的相位和频率值。采样频率 F_s 通常是先验已知的,并且对于固定的ADC采样率且对于DFE中的数字混频器的固定位置是固定的。幅度 A 通常也是先验已知的。

[0036] 在一些实施例中,用于频率发生器340、频率发生器342、频率发生器344、频率发生器346的相位和频率参数的值通过使用雷达收发器IC 102的校准模式的工厂校准来确定。在一些实施例中,可以在使用校准模式的雷达系统100的操作期间调谐(tune)相位和频率参数的值。参考图7至图10的方法描述用于确定相位和频率参数的初始值并用于在雷达系统100的操作期间调谐这些值的校准。在一些实施例中,可以基于路由延迟失配的知识直接对相位和频率参数的值进行编程。

[0037] 数字IF响应失配补偿滤波器330、数字IF响应失配补偿滤波器332、数字IF响应失配补偿滤波器334、数字IF响应失配补偿滤波器336操作以补偿在通过数字IF信号的频移消除频率偏移之后剩余的任何IF滤波器响应失配。IF响应失配补偿滤波器330、IF响应失配补偿滤波器332、IF响应失配补偿滤波器334、IF响应失配补偿滤波器336可以实施为具有可以通过校准确定的可编程系数的复系数数字无限脉冲响应(IIR)滤波器。假设对所期望的IF滤波器响应建模的简单的一阶高通滤波器(HPF)来初始描述该技术。通过优良的过采样,双线性变换根据下式如实地将所期望的模拟HPF $H(s)$ 响应转化为等效的数字HPF $H(z)$ 响应：

$$[0038] \quad H(s) = G \frac{s/\omega_c}{s/\omega_c + 1} \xrightarrow{\text{双线性变换}} H(z) = \alpha \frac{1 - z^{-1}}{1 - r_c z^{-1}}, \quad r_c = \left(\frac{1 - \frac{\omega_c}{2F_s}}{1 + \frac{\omega_c}{2F_s}} \right)$$

[0039] 其中 G 是HPF的带内(in-band)增益, F_s 是数字采样速率, ω_c 是以弧度每秒表达的HPF转角频率, r_c (r_c 的值由 ω_c 和 F_s 直接确定)是等效数字滤波器极点, s 是 s 变换的复频率, z 是 z 变换的复频率,并且 α 是用于确保与原始模拟响应相同的带内增益水平 G 的比例因子,

即, $\alpha = \frac{G}{1 + \frac{\omega_c}{2F_s}}$ 也称为3dB转角频率或截止频率或极点频率的HPF转角频率由 $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ 给出。

与带内音调相比,频率 f_c 处的音调将衰减3dB。这对于一阶极点适用。

[0040] 以下描述假设在每个接收信道的同相(I)和正交(Q)臂上的IF滤波器响应是匹配的,并且因此可以假设用于每个接收信道的单个IF滤波器响应。由于带内增益和截止频率的误差,所以用于特定接收信道的实际IF滤波器响应可能与所期望的IF滤波器响应不同,并且可以由下式给出

$$[0041] \quad H_{\text{实际}}(s) = \tilde{G} \frac{s/\tilde{\omega}_c}{s/\tilde{\omega}_c + 1} \xrightarrow{\text{双线性变换}} H_{\text{实际}}(z) = \tilde{\alpha} \frac{1 - z^{-1}}{1 - \tilde{r}_c z^{-1}}, \quad \tilde{r}_c = \left(\frac{1 - \frac{\tilde{\omega}_c}{2F_s}}{1 + \frac{\tilde{\omega}_c}{2F_s}} \right)$$

[0042] 其中,在 $H_{\text{实际}}(z)$ 中使用 \sim 作为加重符号指示潜在地不同于所期望的响应 $H(z)$ 的对应值的值。

[0043] 假设在特定接收信道中应用于补偿路由延迟失配的数字频移为 $-f_o$,用于接收信道的有效等效滤波器响应变为

$$[0044] \quad H_{\text{实际}}(s) = \tilde{G} \frac{s/\tilde{\omega}_c}{s/\tilde{\omega}_c + 1} \xrightarrow{\text{双线性变换}} H_{\text{实际}}(z) = \tilde{\alpha} \frac{1 - e^{-j\omega_0} z^{-1}}{1 - (\tilde{r}_c e^{-j\omega_0}) z^{-1}}, \tilde{r}_c = \left(\frac{1 - \frac{\tilde{\omega}_c}{2F_s}}{1 + \frac{\tilde{\omega}_c}{2F_s}} \right)$$

[0045] 其中

$$[0046] \quad \omega_0 = 2\pi \frac{f_o}{F_s}$$

[0047] 以及

$$[0048] \quad e^{-j\omega_0} = \cos(\omega_0) - j \sin(\omega_0)$$

[0049] 接收信道中的数字IF响应失配补偿滤波器操作以将 $H_{\text{实际}}(z)$ 变换为所期望的 $H(z)$ 的接近近似值。更具体地说,在一些实施例中,数字IF响应失配补偿滤波器实施复系数数字IIR滤波器 $G_{\text{comp}}(z)$,复系数数字IIR滤波器 $G_{\text{comp}}(z)$ 将 $H_{\text{实际}}(z)$ 变换为所期望的 $H(z)$ 的接近近似值。

[0050] 如由图4中的 $H(z)$ 和 $H_{\text{实际}}(z)$ 的极点零点曲线图所示,频移表现为零极点曲线图的旋转。理想地,数字IF响应失配补偿滤波器根据下式将实施 $H_{\text{comp}}(z)$ 以将 $H_{\text{实际}}(z)$ 变换为所期望的 $H(z)$:

$$[0051] \quad H_{\text{comp}}(z) = \tilde{\gamma} \left(\frac{1 - (\tilde{r}_c e^{-j\omega_0}) z^{-1}}{1 - e^{-j\omega_0} z^{-1}} \right) \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - r_c z^{-1}} \right)$$

[0052] 其中 $\tilde{\gamma} = \left(\frac{\alpha}{\tilde{\alpha}} \right)$ 是增益失配因子,从而导致如图5A的极点零点曲线图所示的旋转的零极点对的消除和原始零极点对的恢复。然而,由于单位圆上的极点而造成该理想补偿滤波器是不稳定的。

[0053] 数字IF响应失配补偿滤波器可以实施具有以下响应的近似且稳定的补偿滤波器 $G_{\text{comp}}(z)$

$$[0054] \quad G_{\text{comp}}(z) = \tilde{\gamma} \left(\frac{1 - (\tilde{r}_c e^{-j\omega_0}) z^{-1}}{1 - r_1 e^{-j\omega_0} z^{-1}} \right) \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - r_c z^{-1}} \right), r_1 < 1$$

[0055] 如图5B的极点零点曲线图所示,该近似补偿滤波器的使用导致极点非常接近单位圆,从而在 $-\omega_0$ 处留下窄的“残余陷波”,因为由于FMCW雷达中的IF信号是单侧的, $-\omega_0$ 处的残余陷波完全在带外,所以窄的“残余陷波”是可接受的。可选取用于路由延迟IF响应失配补偿的频移方向,使得后补偿陷波分量出现在带外。

[0056] 更具体地说,有效即补偿的响应 $H_{\text{有效}}(z)$ 由下式给出

$$\begin{aligned}
 H_{\text{有效}}(z) &= H_{\text{实际}}(z)G_{\text{comp}}(z) \\
 [0057] \quad &= \tilde{\alpha} \frac{1 - e^{-j\omega_0} z^{-1}}{1 - (\tilde{r}_c e^{-j\omega_0}) z^{-1}} \tilde{\gamma} \left(\frac{1 - (\tilde{r}_c e^{-j\omega_0}) z^{-1}}{1 - r_1 e^{-j\omega_0} z^{-1}} \right) \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - r_c z^{-1}} \right) \\
 &= \left[\alpha \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - r_c z^{-1}} \right) \right] \left(\frac{1 - e^{-j\omega_0} z^{-1}}{1 - r_1 e^{-j\omega_0} z^{-1}} \right) = H(z)H_{\text{陷波}}(z)
 \end{aligned}$$

[0058] 除陷波之外,结果是所期望响应的接近近似值。以增加的实施复杂性为代价,通过促使 r_1 的值更接近1,可以使陷波与期望的一样窄。

[0059] 在各种实施例中,到数字IF响应失配补偿滤波器330、数字IF响应失配补偿滤波器332、数字IF响应失配补偿滤波器334、数字IF响应失配补偿滤波器336中的每个的输入参数是增益失配因子 $\tilde{\gamma}$ 、数字极点 \tilde{r}_c 和数字频移参数 ω_0 。值得注意的是, r_1 是设计参数,并且 r_c 是已知的,因为所期望的响应是已知的。在一些实施例中,用于IF响应失配补偿滤波器的输入参数 $\tilde{\gamma}$ 、 \tilde{r}_c 和 ω_0 的值可以基于路由延迟失配的知识直接被编程。在一些实施例中,用于数字IF响应失配补偿滤波器330、数字IF响应失配补偿滤波器332、数字IF响应失配补偿滤波器334、数字IF响应失配补偿滤波器336的输入参数 $\tilde{\gamma}$ 、 \tilde{r}_c 和 ω_0 的值可以通过使用雷达收发器IC 102的校准模式的工厂校准确定。在一些实施例中,可以在使用校准模式的雷达系统100的操作期间调谐这些参数的值。参考图7至图10的方法描述用于确定这些参数的初始值并用于在雷达系统100的操作期间调谐这些值的校准。

[0060] 假设接收信道中的每个中的模拟IF滤波器被校准成在I和Q信道中具有匹配的响应,对数字IF响应失配补偿滤波器330、数字IF响应失配补偿滤波器332、数字IF响应失配补偿滤波器334、数字IF响应失配补偿滤波器336进行编程。在一些实施例中,用于每个接收信道中的I和Q信道的滤波器响应局部良好地被匹配,即,对于给定的接收信道,用于I和Q信道的滤波器响应匹配,但是跨越接收信道的滤波器响应中可能存在全局失配。例如,在此类实施例中,局部滤波器响应匹配可能由于滤波器的物理接近和/或使用校准信号发生器和可编程CTRIM和RTRIM控制实行的“滤波器微调”。可以通过使用于不同接收信道的参数 $\tilde{\gamma}$ 和 \tilde{r}_c 不同,在数字IF响应失配补偿滤波器中校正跨越接收信道的滤波器响应中的任何全局失配。

[0061] 如上文提及的,在一些实施例中,DFE 222包括在路由延迟失配补偿之前补偿IQ滤波器响应失配的功能。更具体地说,如图6的示例所示,针对每个接收信道202,DFE 222的实施例包括耦接在相应ADC和数字混频器320、数字混频器322、数字混频器324、数字混频器326之间的数字IQ匹配滤波器620、数字IQ匹配滤波器622、数字IQ匹配滤波器624、数字IQ匹配滤波器626。数字IQ匹配滤波器620、数字IQ匹配滤波器622、数字IQ匹配滤波器624、数字IQ匹配滤波器626操作以在由相应的数字混频器320、数字混频器322、数字混频器324、数字混频器326生成频移信号之前校正相应的接收信道中的IQ滤波器失衡。

[0062] IQ匹配滤波器620、IQ匹配滤波器622、IQ匹配滤波器624、IQ匹配滤波器626可以实施为在每个接收信道的I和Q臂上的单独的零极点重定位实系数数字IIR滤波器,该滤波器具有可以通过校准确定的可编程系数(参数)。与数字IF响应失配补偿滤波器的描述一样,假设对所期望的IF滤波器响应建模的简单的一阶HPF。如上文提及的,通过优良的过采样,

双线性变换根据下式将所期望的模拟HPF $H(s)$ 响应转化为等效的数字HPF $H(z)$ 响应:

$$[0063] \quad H(s) = G \frac{s/\omega_c}{s/\omega_c + 1} \xrightarrow{\text{双线性变换}} H(z) = \alpha \frac{1 - z^{-1}}{1 - r_c z^{-1}}, \quad r_c = \left(\frac{1 - \frac{\omega_c}{2F_s}}{1 + \frac{\omega_c}{2F_s}} \right)$$

[0064] 假设IQ滤波器失衡,即,在特定接收信道的I和Q信道上的IF滤波器之间的失配转角频率和带内增益,I和Q信道中的有效等效滤波器响应由下式给出

$$[0065] \quad H_{\text{实际},I}(s) = \widetilde{G}_I \frac{s/\widetilde{\omega}_{c,I}}{s/\widetilde{\omega}_{c,I} + 1} \xrightarrow{\text{双线性变换}} H_{\text{实际},I}(z) = \widetilde{\alpha}_I \frac{1 - z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,I} z^{-1}}$$

$$[0066] \quad H_{\text{实际},Q}(s) = \widetilde{G}_Q \frac{s/\widetilde{\omega}_{c,Q}}{s/\widetilde{\omega}_{c,Q} + 1} \xrightarrow{\text{双线性变换}} H_{\text{实际},Q}(z) = \widetilde{\alpha}_Q \frac{1 - z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,Q} z^{-1}}$$

[0067] 其中

$$[0068] \quad \widetilde{r}_{c,I} = \left(\frac{1 - \frac{\widetilde{\omega}_{c,I}}{2F_s}}{1 + \frac{\widetilde{\omega}_{c,I}}{2F_s}} \right) \text{和} \widetilde{r}_{c,Q} = \left(\frac{1 - \frac{\widetilde{\omega}_{c,Q}}{2F_s}}{1 + \frac{\widetilde{\omega}_{c,Q}}{2F_s}} \right)$$

[0069] 使 $\widetilde{\gamma}_I = \left(\frac{\alpha}{\widetilde{\alpha}_I} \right)$ 和 $\widetilde{\gamma}_Q = \left(\frac{\alpha}{\widetilde{\alpha}_Q} \right)$ 分别指代用于I和Q信道的增益失配因子。这里,如之前的,~加重符号指示值潜在地不同于对应于所期望的响应 $H(z)$ 的那些值。与该接收信道相关联的数字IQ匹配滤波器操作以将 $H_{\text{实际},I}(z)$ 和 $H_{\text{实际},Q}(z)$ 变换为常见(common) $H_{\text{实际}}(z)$ 。

[0070] 在示例实施例中,使用以下响应,用于特定接收信道的数字IQ匹配滤波器仅在I信道上实施滤波器 $G_{\text{匹配},I}(z)$,但不在Q信道上实行任何滤波:

$$[0071] \quad G_{\text{匹配},I}(z) = \left(\frac{\widetilde{\alpha}_Q}{\widetilde{\alpha}_I} \right) \left(\frac{1 - \widetilde{r}_{c,I} z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,Q} z^{-1}} \right) = \left(\frac{\widetilde{\gamma}_I}{\widetilde{\gamma}_Q} \right) \left(\frac{1 - \widetilde{r}_{c,I} z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,Q} z^{-1}} \right)$$

[0072] 这引起I信道响应变换为

$$[0073] \quad H_{\text{新},I}(z) = H_{\text{实际},I}(z) G_{\text{匹配},I}(z) = \left[\widetilde{\alpha}_I \frac{1 - z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,I} z^{-1}} \right] \left[\left(\frac{\widetilde{\alpha}_Q}{\widetilde{\alpha}_I} \right) \left(\frac{1 - \widetilde{r}_{c,I} z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,Q} z^{-1}} \right) \right] \\ = \widetilde{\alpha}_Q \frac{1 - z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,Q} z^{-1}}$$

[0074] 这导致用于特定接收信道的I和Q信道的常见有效滤波器响应,常见有效滤波器响应由下式给出

$$[0075] \quad H_{\text{实际}}(z) = H_{\text{新},I}(z) = H_{\text{实际},Q}(z) = \widetilde{\alpha}_Q \frac{1 - z^{-1}}{1 - \widetilde{r}_{c,Q} z^{-1}}$$

[0076] 在这样的实施例中,所考虑的用于接收信道的有效IF滤波器参数变为 $\widetilde{\alpha} = \widetilde{\alpha}_Q$ 和 $\widetilde{r}_c = \widetilde{r}_{c,Q}$ 。

[0077] 在其他实施例中,仅使用Q信道上的滤波器来实施IQ匹配滤波器,其中I信道保持

不变。在此类实施例中,所考虑的用于接收信道的有效IF滤波器参数变为 $\tilde{\alpha} = \tilde{\alpha}_I$ 和 $\tilde{r}_c = \tilde{r}_{c,I}$ 。用于接收信道的所得的 $H_{\text{实际}}(z)$ 潜在地不同于所期望的 $H(z)$ (因为,潜在地, $\tilde{\alpha} \neq \alpha$ 且 $\tilde{r}_c \neq r_c$)且跨越接收信道可以为不同的这一事实然后使用如较早描述的数字IF响应失配补偿滤波器来解决。

[0078] 在各种实施例中,到数字IQ匹配滤波器中的每个的输入参数是增益失配因子 $\tilde{\gamma}_I$ 、 $\tilde{\gamma}_Q$ 和数字极点 $\tilde{r}_{c,I}$ 、 $\tilde{r}_{c,Q}$ 。而且,用于数字IF响应失配补偿滤波器330、数字IF响应失配补偿滤波器332、数字IF响应失配补偿滤波器334、数字IF响应失配补偿滤波器336的有效增益失配因子 $\tilde{\gamma}$ 和数字极点 \tilde{r}_c 参数值由上文描述的对应的 $\tilde{\gamma}_I$ 、 $\tilde{\gamma}_Q$ 和 $\tilde{r}_{c,I}$ 、 $\tilde{r}_{c,Q}$ 确定。在一些实施例中,输入参数 $\tilde{\gamma}_I$ 、 $\tilde{\gamma}_Q$ 和 $\tilde{r}_{c,I}$ 、 $\tilde{r}_{c,Q}$ 的值通过使用雷达收发器IC 102的校准模式的工厂校准来确定。在一些实施例中,可以在使用校准模式的雷达系统100的操作期间调谐这些参数的值。参考图8的方法描述用于确定这些参数的初始值并用于在雷达系统100的操作期间调谐这些值的校准。

[0079] 图7至图10是用于校准移频器和补偿滤波器的方法的流程图,该移频器和补偿滤波器用于在诸如图1至图3的FMCW雷达系统的FMCW雷达系统中的路由延迟失配和IF滤波器响应失配的数字补偿。图7是校准流程的流程图,并且图8至图10是校准的具体方面的流程图。可以在工厂校准期间使用在已知位置和角度处的反射器实行所描绘方法的部分。另外,在一些实施例中,如果存在在已知位置和角度处的反射器,例如车辆保险杠,则所描绘的方法可以在雷达系统的操作期间用于重新校准。在此类实施例中,该方法可周期性地(例如,每隔几秒)实行,以补偿操作期间接收信道中的潜在改变,例如,对于环境温度改变诱使的残余失衡,诸如金属迹线的膨胀/收缩或天线响应。例如,在雷达系统的操作期间多久实行该方法一次可取决于系统的特定应用。

[0080] 参考图1至图3的雷达系统100描述图7至图10的方法。为了实行FMCW雷达系统的方法,雷达系统100由控制模块228置于校准模式。首先参考图7,初始,控制模块228确定700用于每个IF响应失配补偿滤波器的增益失配因子和数字极点。下文参考图8描述这些参数的值的确定。控制模块228然后确定702用于移频器的频率偏移和用于IF响应失配补偿滤波器的频移参数。下文参考图9描述这些参数的值的确定。控制模块228然后使用所计算的参数对频率发生器340、频率发生器342、频率发生器344、频率发生器346和数字匹配补偿滤波器330、数字匹配补偿滤波器332、数字匹配补偿滤波器334、数字匹配补偿滤波器336进行编程704。控制模块228然后确定706用于移频器的相位偏移。下文参考图10描述这些参数的值的确定。控制模块228然后对具有相位偏移的移频器进行编程708。

[0081] 图8是示出根据图7的步骤700的用于数字IF响应失配补偿滤波器的增益失配因子和数字极点的确定的流程图。为了实行所描绘的步骤,移频器和数字IF响应失配补偿滤波器被禁用、旁路或编程以不起作用。初始,使用可编程IF校准信号发生器的控制模块228引起校准音调被馈送800到正被校准的每个IF滤波器中。校准信号应具有恰好(we11)在带内且远离转角频率的频率。例如,对于HPF,频率将显著地远离预期的HPF转角频率,例如,HPF转角频率为100kHz,并且校准音调的频率为10MHz。在一些实施例中,校准音调直接从校准信号发生器馈送到IF滤波器。在一些实施例中,禁用模拟基带中的混频器以避免在校准期

间来自混频器输出的杂散信号。

[0082] 在每个接收信道的I和Q臂中生成数字校准信号,并且控制模块228计算用于每个IF响应失配补偿滤波器的增益失配因子 $\tilde{\gamma}$ 的值802。更具体地说,对于每个数字校准信号,控制模块228实行FFT(分别在每个接收信道的I和Q臂上),并测量对应于带内校准音调的频率分量的幅度(绝对值)。对于每个IF滤波器,该幅度 $\tilde{\rho}_{in}$ 与IF滤波器增益 $\tilde{\alpha}$ 成比例,并与预期幅度 ρ_{in} (预期幅度 ρ_{in} 基于预期的IF滤波器增益 α 是已知的)进行比较,以根据下式获得增益失配因子 $\tilde{\gamma}$ 的值:

$$[0083] \quad \frac{\alpha}{\tilde{\alpha}} = \frac{\rho_{in}}{\tilde{\rho}_{in}} = \tilde{\gamma}$$

[0084] 再次使用可编程IF校准信号发生器的控制模块228引起另一校准音调被馈送804到每个IF滤波器中。该校准信号应该在接近所期望的IF滤波器转角频率 f_c 的频率 $f_{校准}$ 处(以便不被视为带内)。在每个接收信道的I和Q臂中生成806数字校准信号,并且控制模块228实行FFT(分别在每个接收信道的I和Q臂上),并测量对应于校准音调的频率分量的幅度(绝对值)。对于每个IF滤波器,该幅度 $\tilde{\rho}_{校准}$ 连同较早测量的带内校准音调的幅度 $\tilde{\rho}_{in}$ 用于通过以下近似关系计算IF滤波器转角频率 \tilde{f}_c (假设示例一阶HPF):

$$[0085] \quad \left(\frac{\tilde{\rho}_{in}}{\tilde{\rho}_{校准}} \right)^2 = \frac{1 + \left(\frac{f_{校准}}{\tilde{f}_c} \right)^2}{\left(\frac{f_{校准}}{\tilde{f}_c} \right)^2}$$

[0086] 上面的方程是 $(1/\tilde{f}_c)$ 的二次方程,并且可被求解以计算 \tilde{f}_c 。

[0087] 在计算滤波器转角频率 \tilde{f}_c 之后,控制模块228然后根据下式基于相应的 $\tilde{\omega}_c = 2\pi\tilde{f}_c$ 计算808用于每个IF响应失配补偿滤波器的对应的数字滤波器极点 \tilde{r}_c 的值:

$$[0088] \quad \tilde{r}_c = \left(\frac{1 - \frac{\tilde{\omega}_c}{2F_s}}{1 + \frac{\tilde{\omega}_c}{2F_s}} \right)$$

[0089] 图9是示出根据图7的步骤702的频率偏移和频移参数的确定的流程图。初始,控制模块228引起由发送信道204中的一个发送信道发送900的至少一个啁啾的生成。可以基于诸如雷达系统的具体应用、迹线长度的预期变化范围等标准选取啁啾带宽、斜率等。

[0090] 在所有接收信道202中接收902来自已知反射器的反射信号,并且在每个接收信道中生成904数字校准信号。控制模块228然后基于数字校准信号计算906用于频率发生器340、频率发生器342、频率发生器344、频率发生器346的频率偏移和用于补偿滤波器330、补偿滤波器332、补偿滤波器334、补偿滤波器336的频移参数。在一些实施例中,DFE 222中的移频器和IF响应失配补偿滤波器被旁路,并且数字校准信号被直接提供给控制模块228。在一些实施例中,移频器和IF响应失配补偿滤波器被编程(或禁用)以对数字校准信号不起作用。

[0091] 为了计算频率偏移,将接收信道202中的一个指定为参考接收信道,并且相对于参考接收信道计算用于其他接收信道中的频率发生器的频率偏移。计算参考接收信道和每个非参考接收信道RX_i中的数字校准信号的频率,即,计算 f_{RX_i} ,其中i指示特定接收器。可以诸如通过对数字校准信号实行快速傅立叶变换(FFT),并依据FFT收集器(bin)索引识别峰值的位置(如果需要,在bin位置之间进行内插以得到用于bin索引的分数部分),计算频率。给定FFT输入的采样速率、FFT大小和峰值位置(作为bin索引),确定频率。

[0092] 假设RX₁是参考接收信道,基于 f_{RX_1} 和 f_{RX_i} 的值计算需要应用于其他接收信道i中的每个以补偿参考接收信道的路由延迟失配的频率校正。因此,将参考接收信道RX₁和非参考信道RX_i之间需要的频移计算为 $f_{RX_1} - f_{RX_i}$ 。

[0093] 然后,基于针对这些接收信道确定的频率偏移,计算对应于接收信道RX_i的用于IF响应失配补偿滤波器的频移参数 $\omega_{0,i}$ 。对于参考接收信道,补偿滤波器将不具有任何基于频移($e^{-j\omega_0}$)的修改,即,对于参考接收信道, ω_0 是0。

[0094] 对于每个非参考接收信道RX_i,对应于来自非参考接收信道的IF信号的频率相对于来自参考信道的IF信号的频率的偏移的频移- $f_{0,i}$ 被应用以校正两个信道之间的路由延迟失配。具体地,对于每个非参考接收信道RX_i,

$$[0095] \quad f_{0,i} = f_{RX_i} - f_{RX_1}$$

[0096] 没有频移被应用于参考接收信道RX₁,因此 $f_{0,1} = 0$ 。 $\omega_{0,i}$ 的值可通过下式计算:

$$[0097] \quad \omega_{0,i} = 2\pi \frac{f_{0,i}}{F_s}$$

[0098] 图10是示出根据图7的步骤706的相位偏移的确定的流程图。初始,控制模块228引起由发送信道204中的一个发送信道发送1000的至少一个啁啾的生成。在所有接收信道202中接收1002来自已知反射器的反射信号,并且在每个接收信道中生成1004数字校准信号。然后,控制模块228基于数字校准信号计算1006用于频率发生器340、频率发生器342、频率发生器344、频率发生器346的相位偏移。在这种情况下,由控制模块228接收的数字校准信号由相应的移频器和数字失配滤波器处理。用于参考接收信道的移频器可以被禁用、旁路或编程以不起作用。

[0099] 计算参考接收信道RX₁和每个接收信道RX_i中的数字校准信号的相位,即,计算 θ_{RX_i} ,其中i指示特定接收器。例如,可以通过对数字校准信号实行快速傅立叶变换(FFT),并依据FFT bin索引识别峰值的位置(如果需要,在bin位置之间进行内插以得到用于bin索引的分数部分),并确定峰值的相位角,计算相位。

[0100] 基于 θ_{RX_1} 、 θ_{RX_i} 和 $\Delta\theta_{RX_{i1}}$ 的值计算需要应用于非参考接收信道i中的每个以补偿参考接收信道的路由延迟失配的相位校正。假定在应用频移之后信号的频率相同,缺少任何路由延迟失配诱使的相位偏移时, θ_{RX_i} 通过已知公式与 θ_{RX_1} 相关。通常, θ_{RX_i} 与 θ_{RX_1} 的关系具有下式的形式

$$[0101] \quad \theta_{RX_i} = \theta_{RX_1} + \Delta\theta_{RX_{i1}}$$

[0102] 其中 $\Delta\theta_{RX_{i1}}$ 对于校准反射器的已知角位置和天线阵列的结构是先验已知的。因此用于非参考信道中的每个的相位偏移可以计算为 $\theta_{RX_1} + \Delta\theta_{RX_{i1}} - \theta_{RX_i}$ 。

[0103] 图7至图10的方法假设接收信道中的模拟IF滤波器被校准以在I和Q信道中具有匹配的响应。如上文提及的,在一些实施例中,数字IQ匹配滤波器被用于去除IQ滤波器失配。在此类实施例中,修改图7至图10的方法以包括用于数字IQ匹配滤波器620、数字IQ匹配滤波器622、数字IQ匹配滤波器624、数字IQ匹配滤波器626的参数的确定以及这些滤波器的编程。更具体地说,图7的步骤700将包括用于数字IQ匹配滤波器的参数的确定,并且还将包括在步骤702之前根据这些参数对数字IQ匹配滤波器进行编程。另外,图8的流程将包括用于数字IQ匹配滤波器620、数字IQ匹配滤波器622、数字IQ匹配滤波器624、数字IQ匹配滤波器626的参数的确定。如果接收信道的I和Q信道中的IF滤波器的响应失配,则图8的流程将提供:用于IQ匹配滤波器的所需的参数值;以及用于增益失配因子和数字极点的值。

[0104] 图11是用于在诸如图1至图3的FMCW雷达系统的FMCW雷达系统的接收信道中的路由延迟失配和IF滤波器响应失配的数字补偿的方法的流程图。可以针对雷达啁啾的每帧实行所描绘的方法。所描绘的方法假设移频器和数字IF响应失配补偿滤波器已经被适当地编程。诸如使用根据图7至图10的方法的自校准,可以确定用于移位器和补偿滤波器的参数值。另外,参考图1至图3的雷达系统100描述FMCW雷达系统的所描绘的方法。

[0105] 初始,控制模块228引起针对一帧啁啾生成1102发送信号。在接收信道中的每个中接收1104反射信号,并在每个接收信道中生成1106数字IF信号。对应于除参考接收信道之外的每个接收信道的移频器将频移应用1108于相应的数字IF信号以生成频移IF信号。如参考图7至图10所述,接收信道中的一个被看作参考接收信道,该参考接收信道用作用于确定用于其他接收信道的频移参数的基础,并且因此,没有频移应用于在参考接收信道中生成的数字IF信号。

[0106] 对应于生成频移IF信号的每个接收信道的数字IF响应失配补偿滤波器部件然后将补偿滤波器应用1110于由相应移频器输出的相应数字IF信号。而且,对应于参考接收信道的数字IF响应失配补偿滤波器部件将补偿滤波器应用于相应的数字IF信号。然后输出1112所得的数字IF信号以用于进一步处理。

[0107] 已描述了图11的方法,假设接收信道中的模拟IF滤波器被校准以在I和Q信道中具有匹配的响应。如上文提及的,在一些实施例中,数字IQ匹配滤波器用于去除IQ滤波器失配。因此,在图11的方法的一些实施例中,在步骤1108的频移之前,将对应于每个接收信道的数字IQ匹配滤波器应用于相应的数字IF信号。

[0108] 其他实施例

[0109] 本文已描述了实施例,其中雷达系统是车辆中的嵌入式雷达系统。实施例可能用于嵌入式雷达系统的其他应用,例如,监控和安全应用、在工厂或仓库中操纵机器人等。

[0110] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中数字基带包括用于每个接收信道的频率发生器。在其他实施例中,频率生成由一个或多个频率生成部件实行,该频率生成部件可配置成将所需的频移信号提供到多个数字混频器。例如,在一些此类实施例中,可以使用一个此类频率生成部件以将所需的频移信号提供到所有数字混频器。

[0111] 在另一示例中,本文已描述了假设雷达系统中的单个雷达收发器IC的实施例。在

其他实施例中,雷达系统包括一个以上的雷达收发器IC,并且其中跨越在两个或更多个雷达收发器IC中的接收信道实行所描述的路由延迟失配的数字补偿。

[0112] 在另一示例中,在应用数字补偿之前,数字IF信号穿过数字基带中的一个或多个抽取滤波级。

[0113] 在另一示例中,补偿滤波器用于低通滤波器(LPF)并且用于更复杂的传递函数,例如,对于其中模拟基带包括多个HPF和/或LPF的情况。

[0114] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中IQ匹配滤波器、频移和/或补偿滤波参数的确定由雷达收发器IC上的控制部件实行。在其他实施例中,由另一处理器在芯片外实行参数确定。

[0115] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中数字基带包括用于每个接收信道的移频器和数字IF响应失配补偿滤波器。在其他实施例中,数字基带不包括用于参考接收信道的此类部件。如果参考接收信道的响应是用于所有其他信道的所“期望的响应”,则可以省略用于参考接收信道的IF响应失配补偿滤波器。

[0116] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中在IF响应失配补偿滤波之前实行数字频移。在其他实施例中,交换数字频移和IF响应失配补偿滤波的次序。在此类实施例中,对于各处使用的HPF示例,当在频移之前应用补偿滤波器时,滤波器采用下式的形式

$$[0117] \quad G'_{\text{comp}}(z) = \tilde{\gamma} \left(\frac{1 - \tilde{r}_c z^{-1}}{1 - r_1 z^{-1}} \right) \left(\frac{1 - e^{j\omega_0} z^{-1}}{1 - r_c e^{j\omega_0} z^{-1}} \right), r_1 < 1$$

[0118] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中DFE包括移频器和数字IF响应失配补偿滤波器两者。在其他实施例中,不存在或不使用数字IF响应失配补偿滤波器,例如,其中通过设计跨越接收信道的滤波器响应良好地被匹配并且用于路由延迟匹配的所需频移足够小以允许忽略由于频率偏移而造成的IF滤波器响应失配的实施例。

[0119] 在另一示例中,本文已经描述了实施例,其中DFE包括移频器和数字IF响应失配补偿滤波器两者。在其他实施例中,不存在或不使用移频器,例如,其中RF迹线长度匹配良好但是诸如由于电路部件值的空间变化或在多IC配置中跨越雷达IC的变化而造成的接收信道的IF滤波器响应不匹配的实施例。

[0120] 在另一示例中,本文描述了实施例,其中基于测量的幅度比与滤波器截止之间的近似关系直接计算 \tilde{f}_c 。在其他实施例中,不同地确定 \tilde{f}_c 。例如,可以使用迭代技术,其中将接近预期转角频率的初始校准音调馈送到IF滤波器,并且对于每个IF滤波器,在该频率处测量滤波器增益。然后,在一定方向上迭代地移动校准音调频率,使得“恰好在带内的”幅度和“在当前频率处的幅度”的比越来越接近3dB移动。

[0121] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中由SYNTH输出的L0信号被提供到发送信道中的PPA且到接收信道中的混频器。在其他实施例中,使用L0分配网络。通常,L0分配网络是将L0信号传达到接收信道的混频器和发送信道的移位器的单元树。例如,单元可以为导线或放大器诸如PPA或倍频器或分频器。

[0122] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中使用时钟倍频器。在其他实施例中,不需要倍频器,因为SYNTH在L0频率而不是较低频率下操作。

[0123] 在另一示例中,本文已描述了实施例,其中假设发送信号生成电路包括射频合成

器。在其他实施例中,该电路包括开环振荡器(射频振荡器)加上数模转换器(DAC)或其他合适的发送信号生成电路。

[0124] 虽然本文可以顺序方式呈现和描述方法步骤,但是附图中所示和本文描述的步骤中的一个或多个可以同时实行、可以组合,和/或可以与附图中所示和/或本文所述的次序不同的次序实行。因此,实施例不限于附图中所示和/或在本文所述的步骤的具体排序。

[0125] 雷达系统中的部件可以通过不同的名称来命名和/或可以以本文未示出的方式组合而不脱离所描述的功能。而且,在该描述中,术语“耦接”及其派生词意指间接、直接、光学和/或无线电连接。例如,如果第一设备耦接到第二设备,则该连接可以通过直接电连接、通过经由其他设备和连接的间接电连接、通过光电连接、和/或通过无线电连接。

[0126] 在权利要求的范围内,所描述的实施例中的修改是可能的,并且其他实施例是可能的。

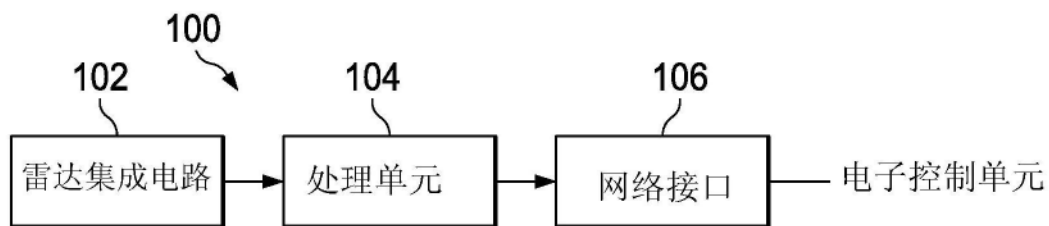


图1

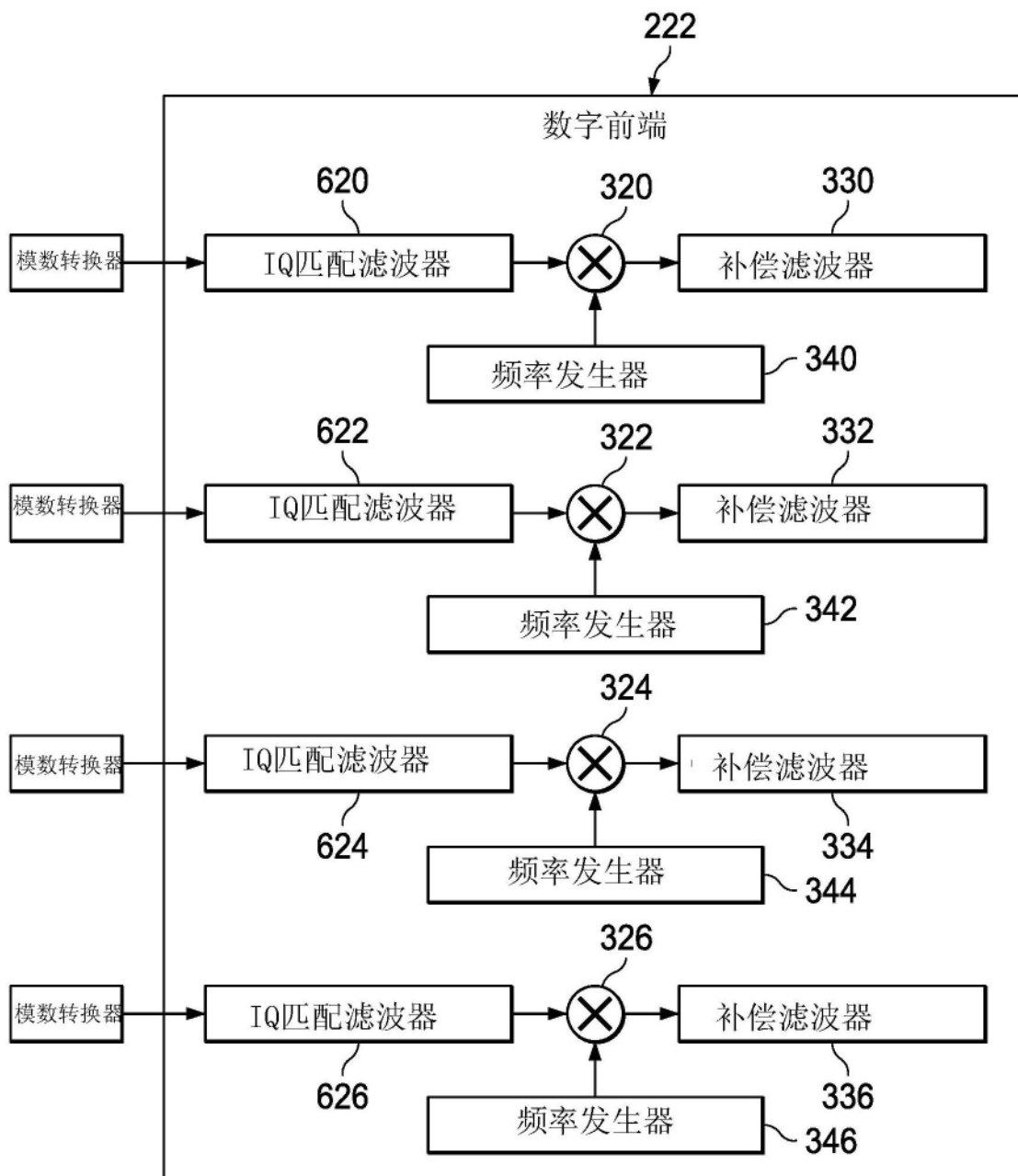


图6

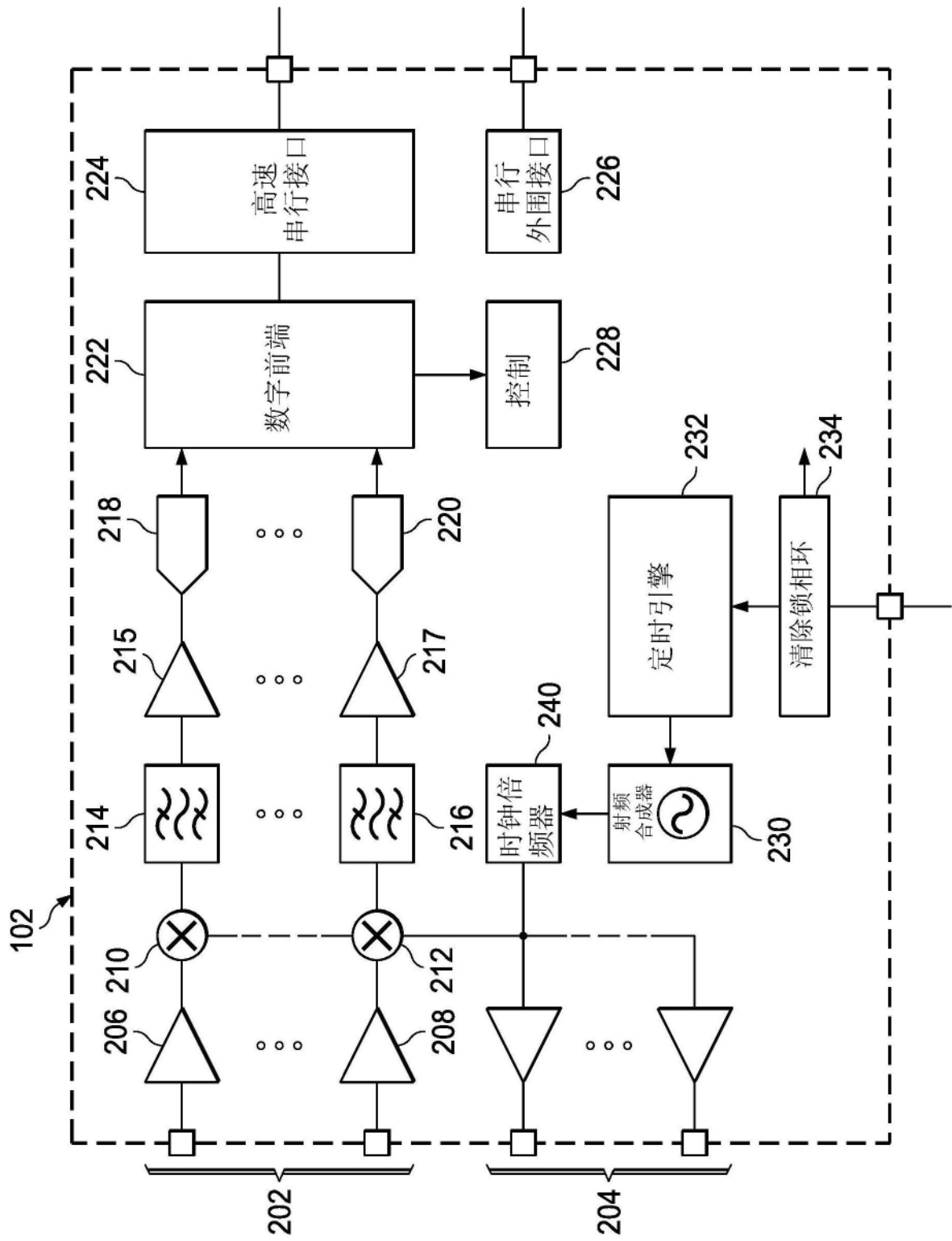


图2

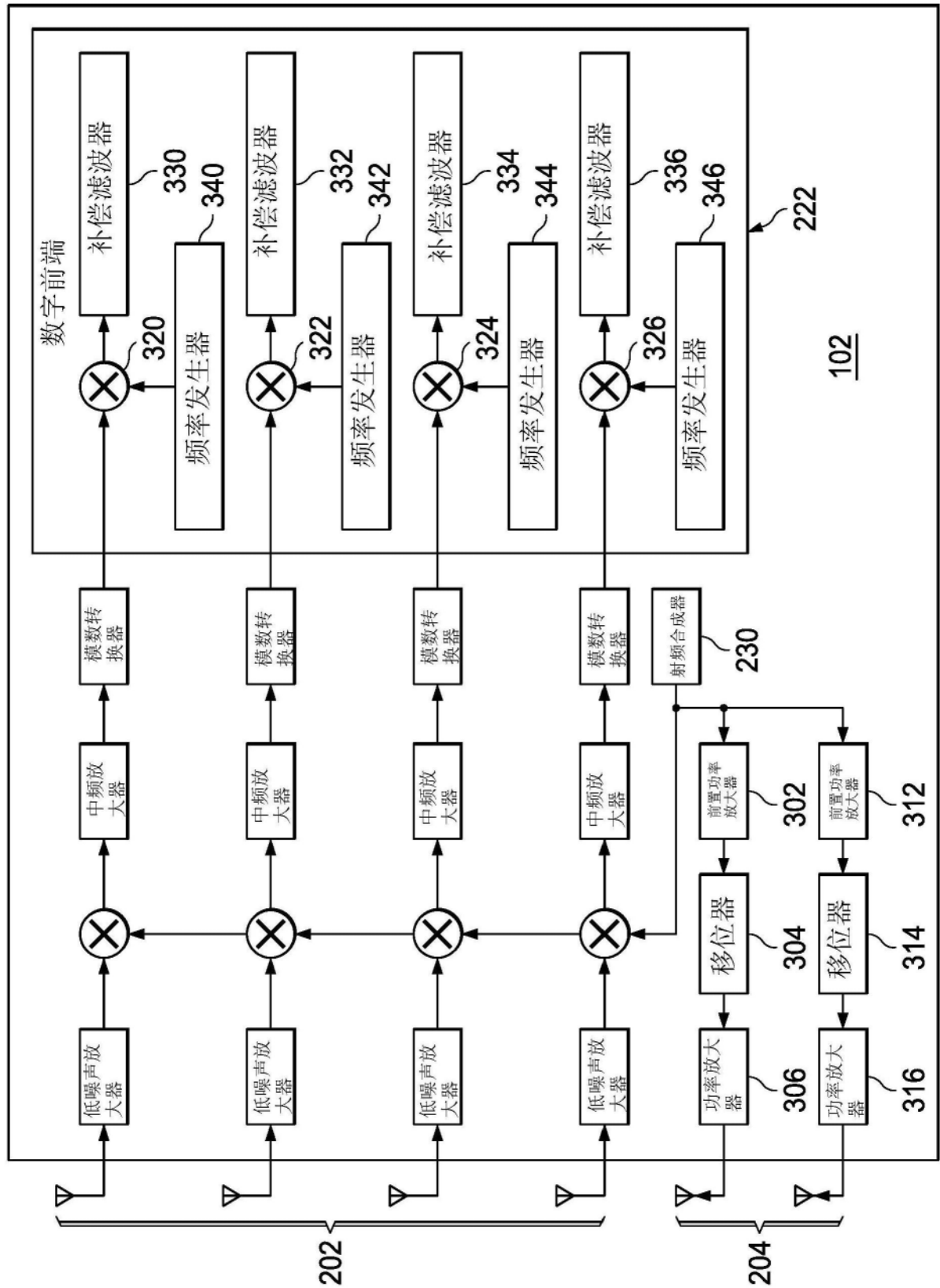


图3

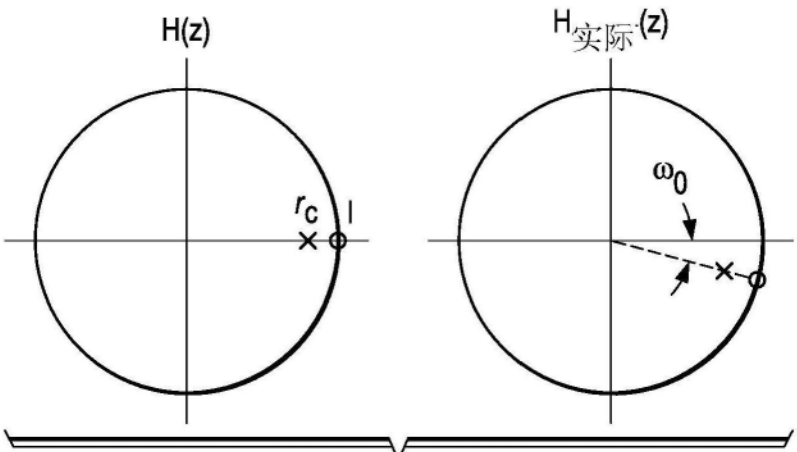


图4

图4

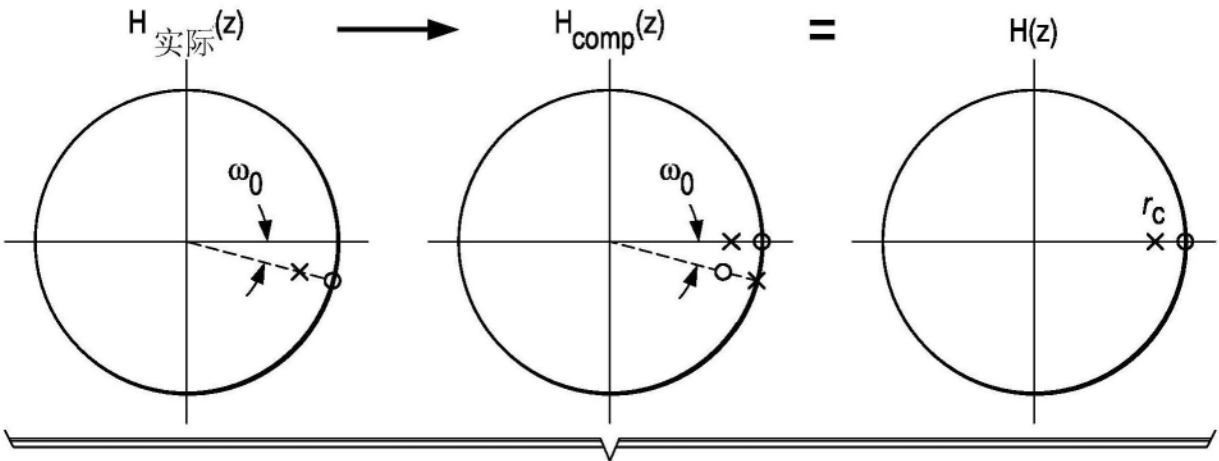


图5A

图5A

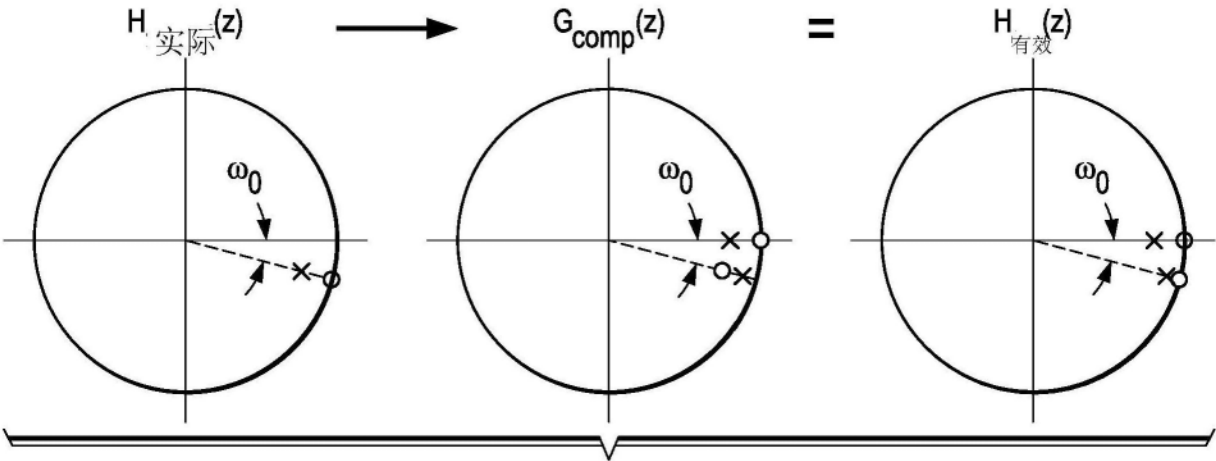


图5B

图5B

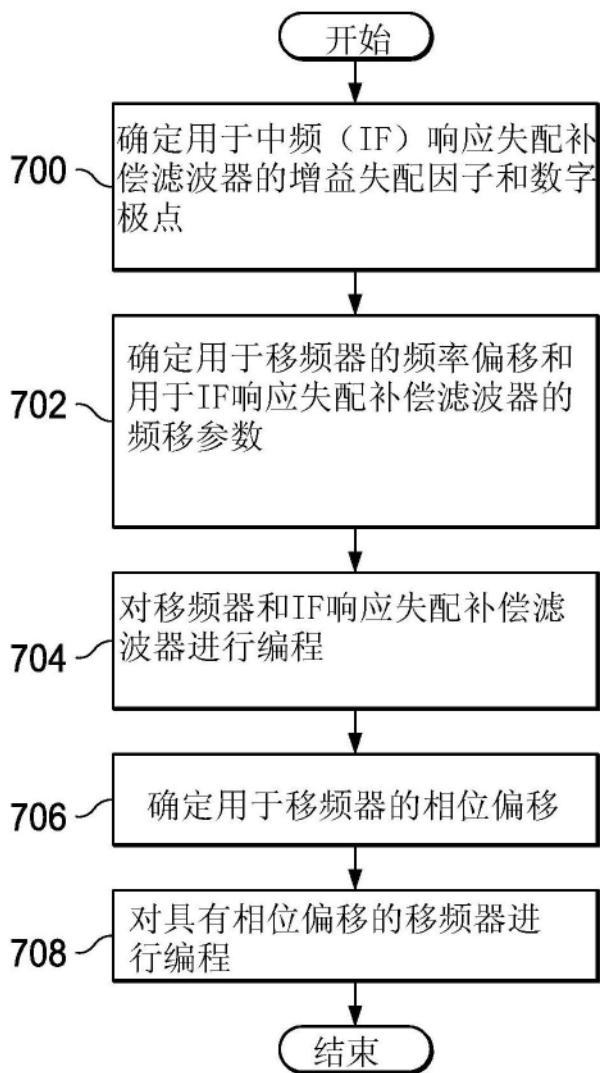


图7

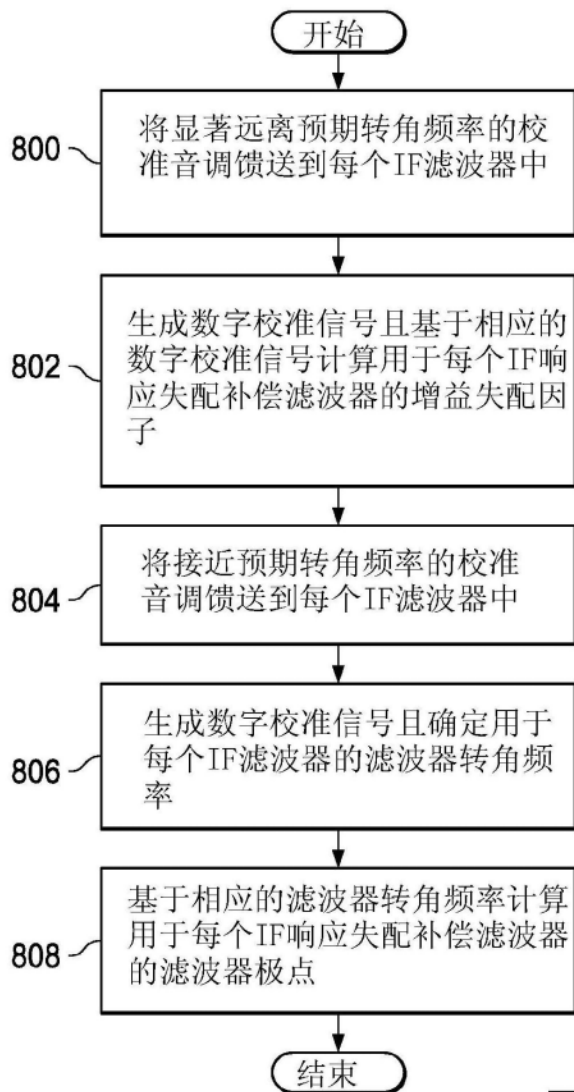


图8

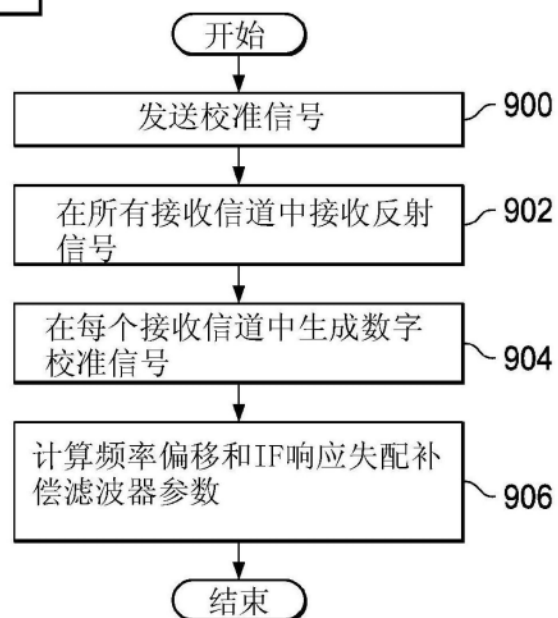


图9

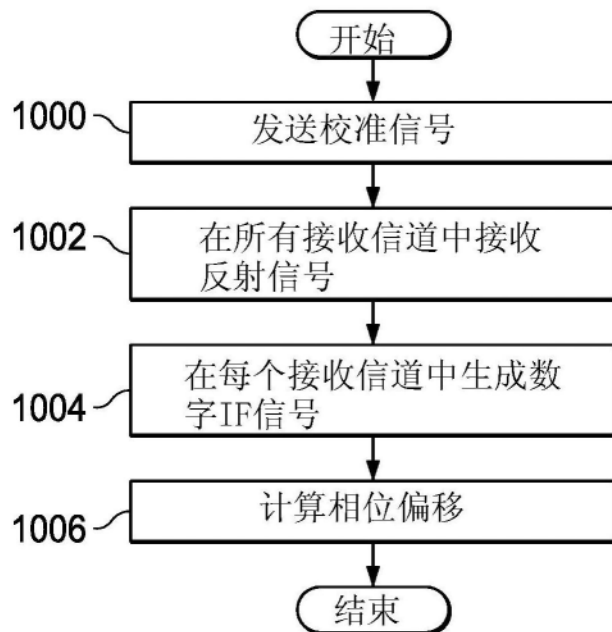


图10

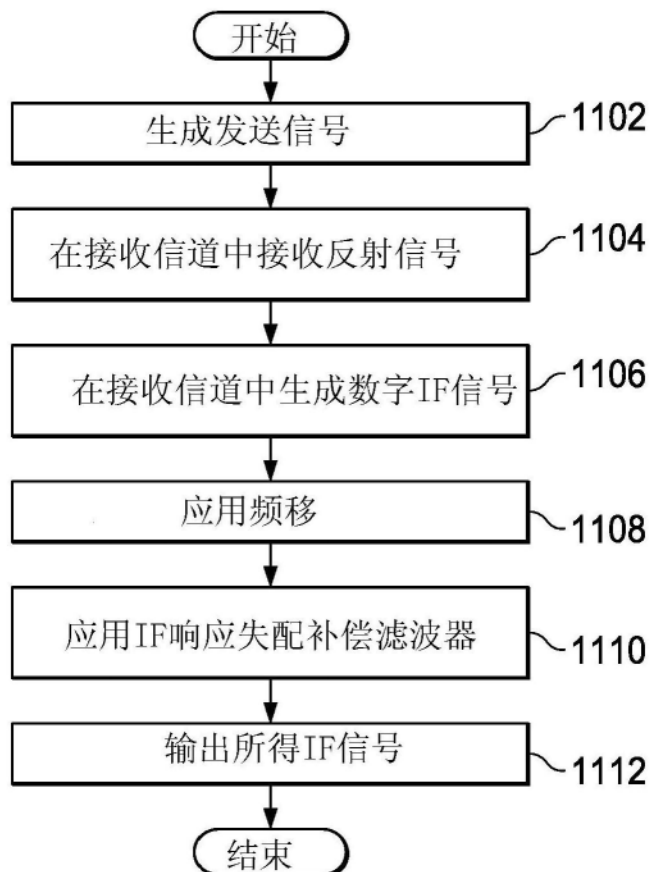


图11