



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102460206 B

(45) 授权公告日 2015. 05. 20

(21) 申请号 201080024569. 1

(22) 申请日 2010. 04. 19

(30) 优先权数据
102009026767. 0 2009. 06. 05 DE

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2011. 12. 05

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/EP2010/055083 2010. 04. 19

(87) PCT国际申请的公布数据
W02010/149405 DE 2010. 12. 29

(73) 专利权人 罗伯特·博世有限公司
地址 德国斯图加特

(72) 发明人 A·希默尔施托斯 M·克拉尔
H·P·福斯特纳 T·宾策尔
T·瓦尔特 K·D·米奥斯加
O·布吕格曼 A·菲舍尔 J·豪克
D·施泰因布赫 H·耶格
E·科尔姆霍费尔 J·塞茨

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司
72002

代理人 曾立

(51) Int. Cl.

G01S 7/03(2006. 01)

H01L 21/48(2006. 01)

H05K 3/02(2006. 01)

H03D 1/04(2006. 01)

(56) 对比文件

US 3339197 A, 1967. 08. 29, 说明书第 1 列
25-35, 第 3 列 1-10, 15-22 行, 图 1.

EP 0622840 A2, 1994. 11. 02, 全文.

审查员 刘玫

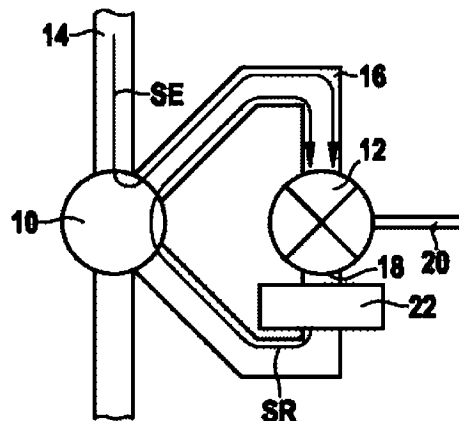
权利要求书1页 说明书4页 附图2页

(54) 发明名称

具有干扰信号补偿的雷达传感器

(57) 摘要

本发明涉及一种雷达传感器,其具有用于将接收信号与参考信号进行混频的混频器(12)和用于补偿干扰信号(SE)的装置,所述干扰信号会使所述混频器过载,其特征在于,所述用于补偿干扰信号的装置具有所述混频器(12)的参考输入端(18)上的可调节的反射点(22)。



1. 雷达传感器,其具有用于将接收信号(E)与参考信号(R)进行混频的混频器(12)和用于补偿干扰信号(SE)的装置,所述干扰信号会使所述混频器过载,其中,所述用于补偿干扰信号的装置具有所述混频器(12)的参考输入端(18)上的反射点(22),所述反射点(22)具有迂回线路(24),所述迂回线路通过以下方式是可调节的:所述迂回线路(24)具有多个并联的、不同长度的路径,所述路径分别具有中断点(30),所述中断点能够在馈入发射信号(L0)以及分析处理所述混频器的过载倾向期间断开。

2. 根据权利要求1所述的雷达传感器,其特征在于,所述反射点(22)具有短截线(26),所述短截线(26)将所述混频器(12)的参考输入端(18)与地连接并且通过以下方式是可调节的:所述短截线(26)具有多个不同长度的路径,所述路径分别具有中断点(30),所述中断点能够在馈入发射信号(L0)以及分析处理所述混频器的过载倾向期间断开。

3. 根据权利要求1或2所述的雷达传感器,其特征在于,所述中断点(30)是激光熔丝。

4. 根据以上权利要求中任一项所述的雷达传感器,其特征在于,所述混频器(12)是MMIC的一部分。

5. 根据以上权利要求中任一项所述的雷达传感器,其特征在于,所述混频器(12)是转换混频器。

6. 根据以上权利要求中任一项所述的雷达传感器,其特征在于,所述混频器(12)是有源混频器。

7. 根据以上权利要求中任一项所述的雷达传感器,其特征在于,所述雷达传感器具有单基地结构。

具有干扰信号补偿的雷达传感器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种雷达传感器,其具有用于将接收信号与参考信号进行混频的混频器以及用于补偿会使混频器过载的干扰信号的装置。

背景技术

[0002] 雷达传感器例如用作机动车中的距离传感器。第一种实现利用分立的半导体元件,以便产生 77GHz 的高频或者将其转换成可分析的信号。近年来,已使用所谓的 MMIC(Microwave Monolithic Integrated Circuit:微波单片集成电路)。MMIC 的特征在于,HF 电路节省空间地集成在芯片上。

[0003] 作为新的技术平台, SiGe(硅锗)成为同时适于汽车应用和提供高频电路技术的高度集成潜力的高频半导体材料。在此特别有意义的是,不使用迄今为止常用的有源混频器,而是实现分立的或 MMIC 集成的二极管形式的无源混频器。

[0004] 无源混频器具有转换损耗,而有源混频器通过其放大作用具有转换增益。由此,有源混频器在大输入信号时更容易受到过载的影响,这导致混频器效率的严重损害。通过特别的电路技术使混频器单元更加耐受大信号,从而解决以上问题,但这增大电流消耗。然而,出现以下情形:在反射较强并且较近的情况下,发射功率仅仅略微衰减地反射回接收路径中并且由于较高的绝对功率使接收机饱和。

[0005] 因为所述效应通常在与静态的反射点距离较短时出现,所以发射信号和接收信号实际上不具有频率偏移,由此作为混频结果得到以下称作“DC 偏移”的直流电压。虽然可以通过混频器输出端上的交流电压耦合来消除所述直流电压,但是所述直流电压在混频器单元自身中导致过载和效率损害。

[0006] 特别是在对于发射情形和接收情形使用一个共同的天线并且具有一个共同的发射和接收路径(单基地雷达)的紧凑雷达系统中,所述反射特别明显并且在非最优设计时导致严重受限的性能。

[0007] 因此,在当今的汽车雷达中越来越多地另选双基地雷达架构,由此避免共同的发射和接收路径内的直接反射。然而,在反射较近并且较强的情况下,例如由于雷达安装在进行反射的保险杠后面,没有完全消除这些问题。此外,尤其在具有较大孔径的集束天线中,通过双基地设计使天线面积加倍也是不利的。

[0008] 另外,通过更小的发射功率来减轻所述问题是已知的。但是,更小的发射功率与更短的作用距离相关联,这同样是不期望的。

[0009] 在通信系统中,主动的偏移调节通过反馈来阻止过载是已知的。然而这迄今仅仅在低得多的频率下实现,并且目前在经济上无法用于 77GHz。

[0010] 同样,在天线前设置发射/接收转换装置也是已知的。然而,这种技术迄今仅仅对于低得多的频率保留并且此外还导致复杂性的增加,所述复杂性对于需要经济地制造的机动车用雷达传感器而言是不能承受的。

发明内容

[0011] 本发明的任务在于,提供一种尤其用于机动车的雷达传感器,其中可以简单有效地抑制导致混频器饱和的干扰信号。

[0012] 根据本发明,所述任务通过如下方式来解决:用于补偿干扰信号的装置具有混频器的参考输入端上的可调节的反射点。

[0013] 本发明利用了如下事实:在雷达传感器的混频器中和在其周围环境中发生不同类型的反射,并且基于这些不同类型的反射的信号在混频器处彼此干涉。借助于可调节的反射点,现在可以如此调节这些信号中的至少一个信号的相位和振幅,从而产生相消干涉并且因此抑制最终的干扰信号。

[0014] 在从属权利要求中说明本发明的有利构型和扩展方案。

附图说明

[0015] 在附图中示出并且在随后的描述中进一步说明本发明的实施例。

[0016] 附图示出:

[0017] 图 1:雷达传感器的混频器组件的原理简图;

[0018] 图 2:在根据图 1 的混频器组件中出现的不同类型的反射的示意图;

[0019] 图 3:根据本发明的具有可调节的反射点的混频器组件;以及

[0020] 图 4:根据图 3 的反射点的详细示图。

具体实施方式

[0021] 在图 1 中作为原理简图示出了用于机动车的单基地雷达传感器——例如 77GHz 雷达的混频器组件。混频器组件的重要功能元件是耦合器 10 和真正的混频器单元 12。这两个元件的功能也可以整合成一个元件,例如在转换混频器(Transfermischer)中,然而,这对于在此进行阐述的原理而言不重要。耦合器 10 连接在高频线路 14 中,所述高频线路 14 从未示出的本地振荡器通向同样未示出的雷达传感器天线。

[0022] 由本地振荡器产生的发射信号 L0(77GHz 高频信号)通过高频线路 14 传输给天线并且由所述天线发射。在待定位的物体上反射的信号由同一天线再次接收并且作为接收信号 E 通过高频线路 14 传输回耦合器 10。通过耦合器 10,所述接收信号 E 从高频线路 14 中耦合输出并且转送给混频器单元 12 的高频输入端 16。此外,发射信号 L0 的一部分从耦合器 10 耦合输出并且作为参考信号 R 转送给混频器单元 12 的参考输入端 18。在混频器单元 12 中,接收信号 E 与参考信号 R 彼此混频,从而得到一个中频信号,所述中频信号的频率对应于接收信号 E 与参考信号 R 之间的频率差。在混频器的中频输出端 20 上量取所述中频信号并且将其提供给进一步的分析处理。

[0023] 图 2 是与图 1 中的混频器组件相同的混频器组件的原理简图,但取代以上所述的信号 L0、E 和 R,示出通过混频器组件自身中和 / 或其周围环境中的不同类型的反射产生的不同干扰信号。作为示例可以假定,混频器组件由 MMIC 构成。在这种情形中,可以区分 MMIC 内的内部反射和由于 MMIC 安装到其周围环境中而引起的反射。

[0024] 通过后一种方式尤其产生取决于安装的干扰信号 SE,所述干扰信号 SE 由高频线路 14 的天线侧支路中或天线侧支路上进行反射的接缝引起和 / 或由高频线路的所述支路

与 MMIC 之间的高频过渡区引起。所述高频过渡区可以构造为键合过渡区或倒装芯片。取决于接收的干扰信号 SE 通过耦合器 10 到达混频器单元的高频输入端 16。

[0025] 内部的干扰信号 SR 通过混频器单元 12 的参考输入端 18 上的反射产生并且通过耦合器 10 同样到达混频器单元的高频输入端 16。

[0026] 在实践中意义不大的其他干扰信号 SIC 和 SIM 通过耦合器 10 的不完全隔离或者混频器单元 12 的参考输入端与高频输入端之间的不完全隔离产生。

[0027] 所有这些干扰信号在混频器单元 12 的高频输入端上彼此矢量叠加并且因此产生干涉。

[0028] 内部的干扰信号 SR、SIC 和 SIM 在原则上可通过构成混频器组件的 MMIC 的适当设计来控制。然而,这不适于外部的干扰信号 SE,因为外部的干扰信号 SE 总是取决于混频器组件在雷达传感器总体系统中的特定安装条件。

[0029] 因此,在不同情形中,在 MMIC 安装到雷达传感器中之后,干扰信号在混频器单元 12 的高频输入端 16 上主要相长干涉并且达到使混频器单元饱和并且显著损害混频器效率的振幅。

[0030] 图 3 现在再次作为原理简图示出混频器组件,其中,可以在 MMIC 安装到雷达传感器中之后事后校正由于干扰信号引起的功能损害。

[0031] 为此目的,在混频器单元 12 的参考输入端 18 上设有可调节的反射点 22,借助所述反射点 22 可以改变干扰信号 SR 的相位和振幅。现在如此调节所述相位和振幅,使得在高频输入端 16 上得到其余干扰信号的合量的相消干涉。简明起见,在图 3 中省略了不太重要的干扰信号 SIC 和 SIM。

[0032] 在图 4 中示出了可调节的反射点 22 的实际实现。据此,所述反射点包括多个并联的迂回线路 24,所有这些迂回线路 24 使耦合器 10 与混频器单元 12 的参考输入端 18 连接,但代表不同的其他迂回。此外,反射点 22 包括具有多个支路 28 的短截线 26,这些支路 28 通过不同长度的导线段将参考输入端 18 与地连接。

[0033] 每个迂回线路 24 和短截线 26 的每个支路 28 包括例如所谓的激光熔丝形式的中断点 30,在混频器组件安装到雷达传感器中之后借助于激光烧断所述激光熔丝,从而使所涉及的线路支路中断。

[0034] 因此,通过断开中断点 30 中的一个或多个,可以调节迂回线路 24 或者短截线 26 的有效长度。迂回线路 24 的有效长度确定干扰信号 SR 的相位,而短截线 26 的有效长度影响所述干扰信号的振幅。

[0035] 如果在混频器组件安装到雷达传感器中之后馈入发射信号 L0 并且在此分析处理混频器组件的功率、尤其是过载的倾向(例如,根据中频输出端 20 上的 DC 偏移),则可以通过依次断开迂回线路 24 和短截线 26 中的中断点 30 来优化干扰信号抑制。例如,首先依次断开迂回线路 24 的中断点 30,使得迂回线路的有效长度逐渐变大(或变小)并且因此使干扰信号 SR 的相位逐渐转动。所述过程一直持续进行,直至过载达到最小,即直至干扰信号 SR 的相位相对于其余干扰信号的相位、尤其是相对于干扰信号 SE 的相位偏移 180° 。

[0036] 随后,依次断开短截线 26 中的中断点 30,并且由此使干扰信号 SR 的振幅逐渐增大(或减小),直至也补偿了振幅,因此达到最终的优化,在理想情形中达到完全相消干涉。

[0037] 所述原理不限于具有转换混频器的单基地系统,而是也可以例如用于出现接收信

号与发射信号的过耦合的双基地系统。如果接收机由于接收路径中 LNA(低噪声放大器)的使用而非常敏感和 / 或混频器被设计成仅仅较弱地耐受大信号,则所述原理也例如适用于具有从发射天线至接收天线的过耦合的双基地雷达传感器。

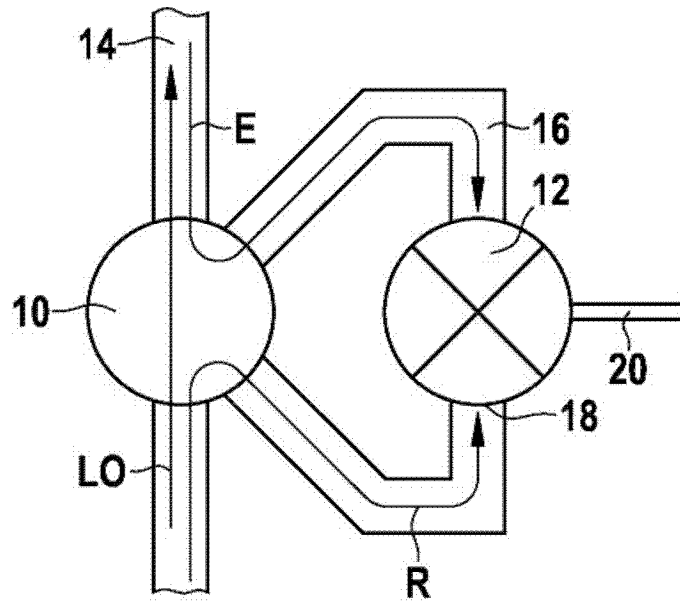


图 1

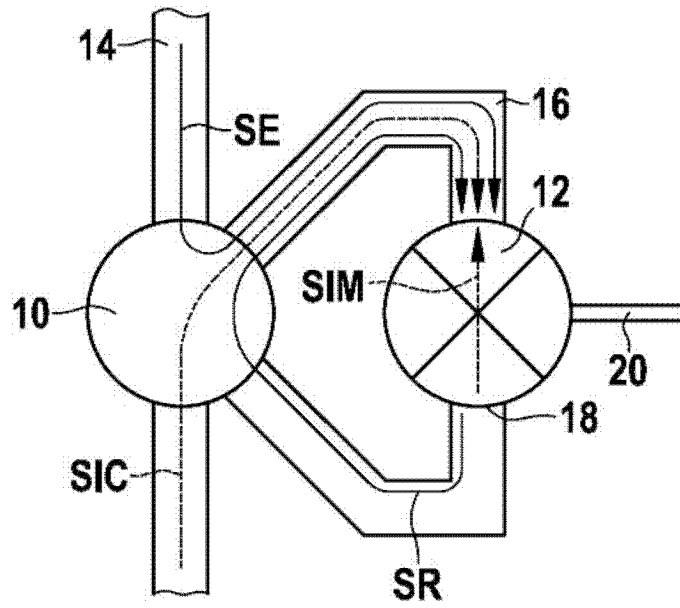


图 2

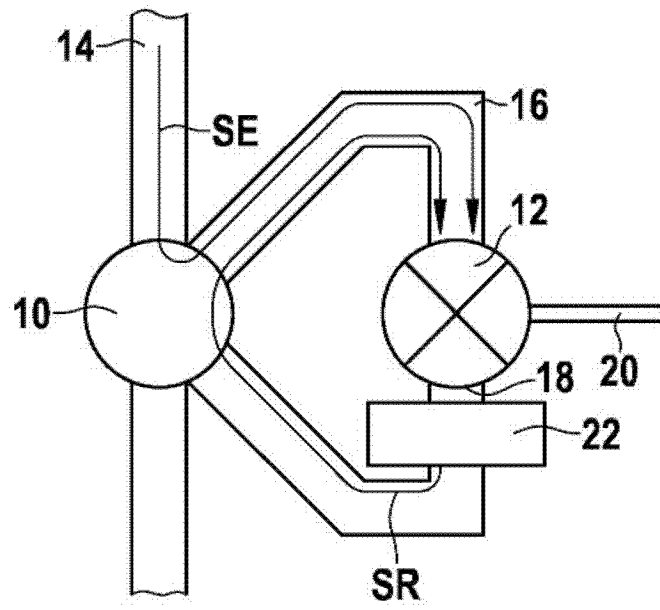


图 3

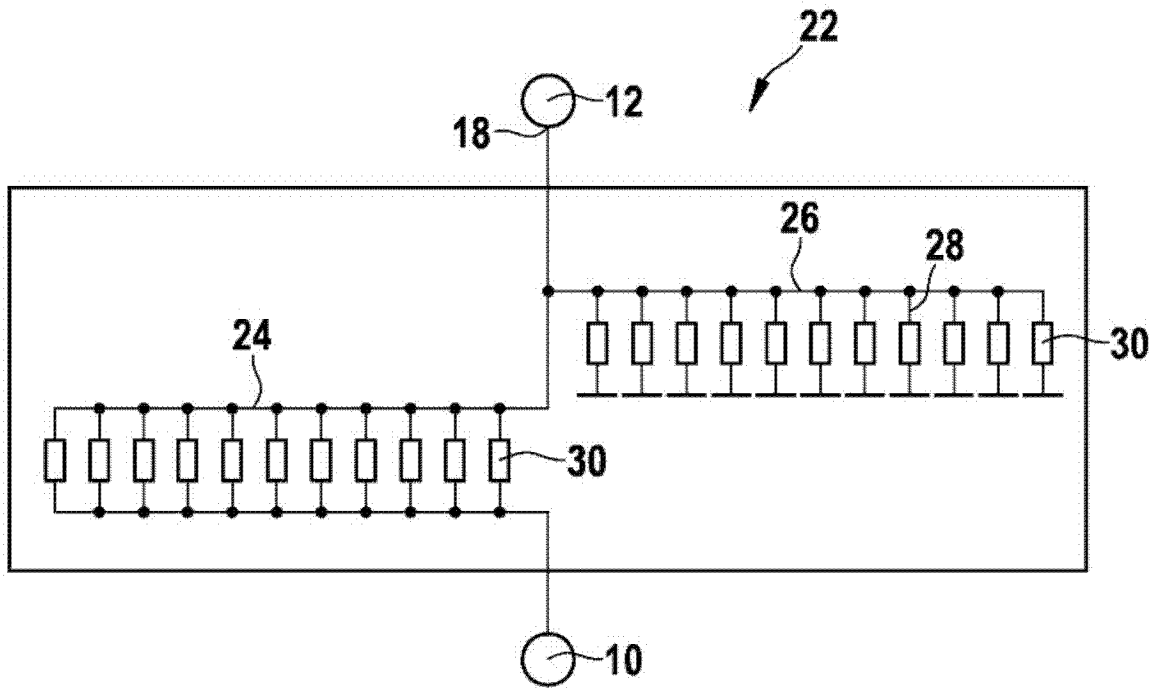


图 4