



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101257465 B

(45) 授权公告日 2012. 04. 25

(21) 申请号 200810035669. 9

审查员 朱陶

(22) 申请日 2008. 03. 31

(73) 专利权人 上海华为技术有限公司

地址 200121 上海市浦东新区宁桥路 615 号

(72) 发明人 李刚 蒋亚军 周为民

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

公司 11227

代理人 逯长明

(51) Int. Cl.

H04L 25/03 (2006. 01)

H04B 1/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

EP 1164692 A2, 2001. 12. 19, 全文.

CN 1988397 A, 2007. 06. 27, 全文.

CN 1889556 A, 2007. 01. 03, 全文.

CN 1365198 A, 2002. 08. 21, 全文.

US 6778594 B1, 2004. 08. 17, 全文.

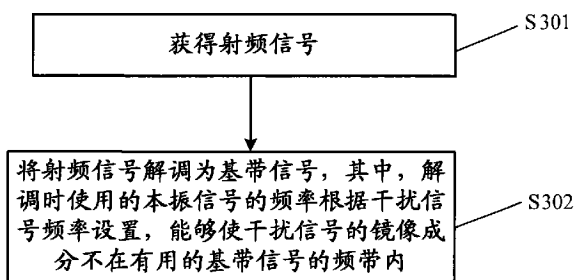
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 2 页

(54) 发明名称

信号转换的方法、正交解调器及零中频接收机

(57) 摘要

本发明提供一种信号转换的方法,包括:获得射频信号;将射频信号解调为基带信号,其中,解调时使用的本振信号的频率根据干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内。本发明还提供一种正交解调器及零中频接收机。在本发明中,本振信号的频率能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,这样就避免了干扰信号的镜像成分对有用的基带信号形成干扰。



1. 一种信号转换的方法,其特征在于,包括:

获得射频信号,所述射频信号中包含有用的射频信号和干扰信号;

将射频信号解调为基带信号,其中,有用的射频信号解调得到有用的基带信号及该有用基带信号的镜像干扰,解调时使用的本振信号的频率根据所述射频信号中的干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内;

其中,所述本振信号的频率根据干扰信号频率设置具体为:设置本振信号的频率不大于  $((m+n)*100-50)$  KHz 或者不小于  $((m+n)*100+50)$  KHz,其中,  $(m*200)$  KHz 是有用的射频信号的频率,  $(n*200)$  KHz 是干扰信号的频率,  $m$  和  $n$  为不小于 1 的整数,且有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz。

2. 如权利要求 1 所述的信号转换的方法,其特征在于,所述基带信号包括由有用的射频信号经过解调后得到的有用的基带信号及该有用基带信号的镜像干扰,以及由干扰信号经过解调后得到的干扰的基带信号及该干扰的基带信号的镜像干扰。

3. 如权利要求 2 所述的信号转换的方法,其特征在于,将射频信号解调为基带信号具体为:将有用的射频信号与所述本振信号进行混频处理,得到有用的基带信号及该有用的基带信号的镜像干扰;将干扰信号与所述本振信号进行混频处理,得到干扰的基带信号及该干扰的基带信号的镜像干扰。

4. 一种正交解调器,其特征在于,包括:

本地振荡器,用于产生两路相互正交的本振信号,所述本振信号的频率根据射频信号中的干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,所述干扰信号是和有用的射频信号一起存在于获得的射频信号中;所述本地振荡器产生的本振信号的频率不大于  $((m+n)*100-50)$  KHz 或者不小于  $((m+n)*100+50)$  KHz,其中,  $(m*200)$  KHz 是有用的射频信号的频率,  $(n*200)$  KHz 是干扰信号的频率,  $m$  和  $n$  为不小于 1 的整数,并且有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz;

两个混频器,每个混频器用于将获得的射频信号与所述本地振荡器产生的一路本振信号进行混频处理,得到一路基带信号,其中有用的射频信号解调得到有用的基带信号及该有用的基带信号的镜像干扰。

5. 如权利要求 4 所述的正交解调器,其特征在于,所述基带信号包括由有用的射频信号经过解调后得到的有用的基带信号及该有用的基带信号的镜像干扰,以及由干扰信号经过解调后得到的干扰的基带信号及该干扰的基带信号的镜像干扰。

6. 一种零中频接收机,包括正交解调器,所述正交解调器包括本地振荡器,其特征在于,所述本地振荡器产生的本振信号的频率根据射频信号中的干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,所述干扰信号是和有用的射频信号一起存在于获得的射频信号中;所述本地振荡器产生的本振信号的频率不大于  $((m+n)*100-50)$  KHz 或者不小于  $((m+n)*100+50)$  KHz,其中,  $(m*200)$  KHz 是有用的射频信号的频率,  $(n*200)$  KHz 是干扰信号的频率,  $m$  和  $n$  为不小于 1 的整数,并且有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz;其中有用的射频信号解调得到有用的基带信号及该有用的基带信号的镜像干扰。

7. 如权利要求 6 所述的零中频接收机,其特征在于,所述正交解调器输出的基带信号包括由有用的射频信号经过解调后得到的有用的基带信号及该有用的基带信号的镜像干

扰,以及由干扰信号经过解调后得到的干扰的基带信号及该干扰的基带信号的镜像干扰。

## 信号转换的方法、正交解调器及零中频接收机

### 技术领域

[0001] 本发明涉及通信技术,尤其涉及信号转换技术。

### 背景技术

[0002] 目前,无线基站接收机一般有两种结构形式,即,超外差 (SuperHeterodyne) 和零中频 (Zero IF)。

[0003] 超外差接收机是最常用的一种无线基站接收机,在这种结构中,射频信号经过一次或多次变频转换为基带信号。图 1 即为超外差接收机的结构示意图。超外差接收机虽然能够很好地兼顾邻道选择性、灵敏度、镜像抑制制度等指标,但相对于零中频接收机而言,超外差接收机链路复杂,成本高,不利于提高集成度。

[0004] 在零中频接收机中,射频信号经正交解调器可以直接转换为 IQ 两路基带信号。零中频接收机由于器件少、成本低、易于集成为单片集成电路 (IC, Integrated Circuit) 等优点,日益成为无线基站接收机未来的发展方向之一。需要说明的是,对于多载波接收机而言,多个不同频率的载波经正交解调器处理后,并非都转换到零频率 (基带),而是在零频率附近,因此,有时也将零中频称为近零中频或称低中频。

[0005] 正交解调器是零中频接收机的关键部件。理想的正交解调器 I 支路和 Q 支路的本地载波严格相差  $90^\circ$  (称为正交本振),并且 I 支路和 Q 支路增益严格相等,所以,射频信号经解调后得到的基带信号只有一个中心频率为  $f_s-f_0$  的频谱产物,具体如图 2A 所示,本振信号 21 的频率是  $f_0$ ,射频信号 22 的频率是  $f_s$ ,基带信号 23 的中心频率是  $f_s-f_0$ 。但在实际中如图 2B 所示,本振信号 21' 的频率是  $f_0$ ,射频信号 22' 的频率是  $f_s$ ,正交解调器除产生中心频率为  $(f_s-f_0)$  的基带信号 23' 外,还将产生中心频率为  $-(f_s-f_0)$  的镜像干扰成分 24'。其中,镜像干扰成分 24' 相对于基带信号 23' 幅度的比值称为镜像抑制制度,一般用 dB 表示。理想正交解调器的镜像抑制制度 dB 值应该为无穷大。

[0006] 但是,发明人经过认真分析、仔细研究后发现,用零中频结构实现全球移动通信系统 (GSM, Global System of Mobilecommunication) 多载波接收机时,多载波接收机为了能同时通过多个不同频率的有用信号,滤波器是宽带的,这样,干扰信号也可能通过多载波接收机。当接收机正好接收到一个与有用的射频信号关于本振信号的频率对称的干扰信号时,经正交解调器解调后,干扰信号的镜像成分将混叠到有用的基带信号的频带中形成干扰。具体如图 2C 所示,图中虚线轮廓表示接收机滤波器的通带特性,本振信号 21'' 的频率是  $f_0$ ,射频信号 22'' 的中心频率是  $f_s$ ,干扰信号 25'' 的频率 ( $f_s'$ ) 与射频信号 22'' 的频率关于本振信号 21'' 的频率对称,正交解调器将射频信号 22'' 和干扰信号 25'' 解调后,除产生中心频率为  $(f_s-f_0)$  的基带信号 23'' (包含有用的基带信号和干扰的基带信号) 外,还将产生中心频率为  $-(f_s-f_0)$  的镜像干扰成分 24'' (包含基带信号 23'' 的镜像干扰成分和干扰信号 25'' 的镜像干扰成分),干扰信号 25'' 的镜像干扰成分落入到有用的基带信号的频带内。

### 发明内容

[0007] 本发明实施例要解决的技术问题在于提供一种信号转换的方法及正交解调器,以避免在信号转换后,干扰信号的镜像成分对有用的信号造成干扰。

[0008] 为解决上述技术问题,本发明提供一种信号转换的方法实施例,包括:获得射频信号,所述射频信号中包含有用的射频信号和干扰信号;将射频信号解调为基带信号,其中,有用的射频信号解调得到有用的基带信号及该有用基带信号的镜像干扰,解调时使用的本振信号的频率根据所述射频信号中的干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内;

[0009] 其中,所述本振信号的频率根据干扰信号频率设置具体为:设置本振信号的频率不大于 $((m+n)*100-50)$  KHz 或者不小于 $((m+n)*100+50)$  KHz,其中, $(m*200)$  KHz 是有用的射频信号的频率, $(n*200)$  KHz 是干扰信号的频率, $m$  和  $n$  为不小于 1 的整数,且有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz。

[0010] 本发明提供一种正交解调器的实施例,包括:本地振荡器,用于产生两路相互正交的本振信号,所述本振信号的频率根据射频信号中的干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,所述干扰信号是和有用的射频信号一起存在于获得的射频信号中;所述本地振荡器产生的本振信号的频率不大于 $((m+n)*100-50)$  KHz 或者不小于 $((m+n)*100+50)$  KHz,其中, $(m*200)$  KHz 是有用的射频信号的频率, $(n*200)$  KHz 是干扰信号的频率, $m$  和  $n$  为不小于 1 的整数,并且有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz;两个混频器,每个混频器用于将获得的射频信号与所述本地振荡器产生的一路本振信号进行混频处理,得到一路基带信号,其中有用的射频信号解调得到有用的基带信号及该有用的基带信号的镜像干扰。

[0011] 本发明提供一种零中频接收机的实施例,包括正交解调器,所述正交解调器包括本地振荡器,所述本地振荡器产生的本振信号的频率根据射频信号中的干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,所述干扰信号是和有用的射频信号一起存在于获得的射频信号中;所述本地振荡器产生的本振信号的频率不大于 $((m+n)*100-50)$  KHz 或者不小于 $((m+n)*100+50)$  KHz,其中, $(m*200)$  KHz 是有用的射频信号的频率, $(n*200)$  KHz 是干扰信号的频率, $m$  和  $n$  为不小于 1 的整数,并且有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz;其中有用的射频信号解调得到有用的基带信号及该有用的基带信号的镜像干扰。

[0012] 在本发明的所有实施例中,本振信号的频率根据干扰频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,这样就避免了干扰信号的镜像成分对有用的基带信号形成干扰。

[0013] 附图说明

[0014] 图 1 为现有技术中超外差接收机的结构示意图;

[0015] 图 2A 为理想的正交解调器对应的频谱示意图;

[0016] 图 2B 为实际的正交解调器对应的频谱示意图;

[0017] 图 2C 为实际的正交解调器对应的镜像成分干扰有用信号的频谱示意图;

[0018] 图 3 为本发明的方法实施例的流程图;

[0019] 图 4 为本发明实施例的零中频接收机的结构示意图。

[0020] 具体实施方式

[0021] 首先结合图 3,对本发明的方法实施例进行说明。所述方法实施例可以应用于零中频接收机的正交解调器。如图 3 所示,包括:

[0022] 步骤 S301:获得射频信号。

[0023] 获得的射频信号大部分都是有用的射频信号,例如同一小区移动终端或基站发出的用于通信的射频信号。当然,一般也会存在干扰信号,例如其他运营网络中用于通信的射频信号或相邻小区的射频信号等。

[0024] 步骤 S302:将射频信号解调为基带信号,其中,解调时使用的本振信号的频率根据干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内。

[0025] 将射频信号解调为基带信号时,射频信号需要与本地振荡器产生的本振信号进行混频处理。如果是零中频接收机的正交解调器将射频信号解调为基带信号,则正交解调器解调得到的基带信号含有镜像干扰成分,或者说,得到的基带信号中,既包括有用的基带信号,也包括镜像干扰。具体的,有用的射频信号经过正交解调器的解调后,转换为有用的基带信号及其镜像干扰,干扰信号经过正交解调器的解调后,转换为干扰的基带信号及其镜像干扰。

[0026] 特别的,本发明实施例的本振信号的频率根据干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,这样才能保证有用的基带信号不受干扰。

[0027] 请再参照图 2C,假设干扰信号的频率是  $f_s'$ ,干扰信号经过解调后,转换为频率为  $(f_s' - f_0)$  的干扰的基带信号和频率为  $-(f_s' - f_0)$  的镜像成分,为使有用的基带信号不受干扰,在本发明实施例中,本振信号的频率  $f_0$  可以根据干扰信号频率设置,使得频率为  $-(f_s' - f_0)$  的镜像成分不在中心频率为  $(f_s - f_0)$  的有用的基带信号的频带内,或者说,  $-(f_s' - f_0)$  可以小于或等于中心频率为  $(f_s - f_0)$  的有用的基带信号的频带的左边界对应的频率,或者可以大于或等于右边界对应的频率。

[0028] 在 GSM 协议 TS 45.005 中规定,载波(有用的射频信号)频率和阻塞干扰(干扰信号)频率都是 200KHz 的整数倍。所以,在本发明的实施例中,设干扰信号的频率是  $(n*200)$ KHz,有用的射频信号的频率为  $(m*200)$ KHz,  $m$  和  $n$  都是不小于 1 的整数,本振信号的频率为  $f_0$ ,这样,干扰信号的镜像成分的频率为  $-(n*200-f_0)$ KHz,有用的基带信号的中心频率为  $(m*200-f_0)$ KHz,考虑到有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz,所以,为使镜像成分落到有用的基带信号的频带边缘或边缘之外,有用的基带信号的中心频率、干扰信号的镜像成分的频率及本振信号的频率满足  $-(n*200-f_0) \leq (m*200-f_0)-100$ ,或者  $-(n*200-f_0) \geq (m*200-f_0)+100$ ,整理上述两个算式,可以得到  $f_0 \leq ((m+n)*100-50)$ KHz 或者  $f_0 \geq ((m+n)*100+50)$ KHz。当然,当设置  $f_0 = ((m+n)*100-50)$ KHz 或  $f_0 = ((m+n)*100+50)$ KHz 时,信号转换的性能相对较好,或者说,当干扰信号的镜像成分的频率越远离有用的基带信号的频带中心时,信号转换的性能越好。

[0029] 根据 GSM 协议阻塞指标要求,在偏离载波 3MHz 以上存在 -13dB 单音阻塞干扰时,灵敏度不劣于 -101dB,设解调门限为 9dB,则镜像干扰等效到输入端应小于 -110dB,这样,在现有技术中,镜像抑制制度要求为:  $-13 - (-101 - 9) = 97$ dB。然而,现有的正交解调器一般只能达到 30 ~ 40dB 的镜像抑制制度,远低于上述要求。所以,由于正交解调器镜像干扰的存在,用零中频结构实现 GSM 多载波接收机无法满足 GSM 协议阻塞灵敏度指标要求,因此,零中频结构一般仅用于终端,而不用于基站接收机(特别是多载波接收机)。

[0030] 在一般的 GSM 多载波接收机中,每个载波的数字接收滤波器带宽小于 200KHz,在偏离载频  $\pm 100\text{KHz}$  处衰减可达 60dB 以上。考虑到这种情况,结合本发明的实施例,重新计算对正交解调器镜像抑制度的要求为: $(-13-60-(-101-9))\text{dB} = 37\text{dB}$ 。上面提到过,现有的正交解调器一般能达到 30 ~ 40dB 的镜像抑制度,所以,本发明的实施例可以使 GSM 多载波接收机采用零中频结构,这样,零中频结构不仅仅可以用于终端,还能用于基站接收机(特别是多载波接收机)。

[0031] 本发明除提供了上述方法实施例外,还提供了正交解调器的实施例,所述正交解调器的实施例包括:本地振荡器,用于产生两路相互正交的本振信号,所述本振信号的频率根据干扰信号频率设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内;两个混频器,每个混频器用于将获得的射频信号与所述本地振荡器产生的一路本振信号进行混频处理,得到一路基带信号。

[0032] 这里的本地振荡器需要产生两路本振信号,即 I 支路和 Q 支路,这两路本振信号相互正交,增益严格相等。

[0033] 混频器获得的射频信号大部分都是有用的射频信号,例如移动终端发出的用于通信的射频信号。当然,一般也会存在干扰信号,例如其他运营网络中用于通信的射频信号。同时,混频器也会获得本地振荡器提供的一路射频信号。混频器将射频信号与本振信号进行混频处理,可以得到基带信号。在此过程中,混频器得到的基带信号含有镜像干扰成分,或者说,得到的基带信号中,既包括有用的基带信号,也包括镜像干扰。具体的,有用的射频信号经过混频器的混频处理后,转换为有用的基带信号及其镜像干扰,干扰信号经过混频器的混频处理后,转换为干扰的基带信号及其镜像干扰。为使有用的基带信号不受干扰,本发明实施例的本振信号的频率根据干扰信号设置,能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内。

[0034] 请再参照图 2C,假设干扰信号的频率是  $f_s'$ ,干扰信号经过混频处理后,转换为频率为  $(f_s' - f_0)$  的干扰的基带信号和频率为  $-(f_s' - f_0)$  的镜像成分,为使有用的基带信号不受干扰,在本发明实施例中,本振信号的频率  $f_0$  可以根据干扰信号频率设置,使得频率为  $-(f_s' - f_0)$  的镜像成分不在中心频率为  $(f_s - f_0)$  的频带内,或者说,  $-(f_s' - f_0)$  可以小于或等于中心频率为  $(f_s - f_0)$  的有用的基带信号的频带的左边界对应的频率,或者可以大于或等于右边界对应的频率。

[0035] 在 GSM 协议 TS 45.005 中规定,载波(有用的射频信号)频率和阻塞干扰(干扰信号)频率都是 200KHz 的整数倍。所以,在本发明的实施例中,假设干扰信号的频率是  $(n*200)\text{KHz}$ ,有用的射频信号的频率为  $(m*200)\text{KHz}$ ,  $m$  和  $n$  都是不小于 1 的整数,本振信号的频率为  $f_0$ ,这样,干扰信号的镜像成分的频率为  $-(n*200-f_0)\text{KHz}$ ,有用的基带信号的中心频率为  $(m*200-f_0)\text{KHz}$ ,考虑到有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz,所以,为使镜像成分落到有用的基带信号的频带边缘或边缘之外,本发明的实施例通过合理设置本地振荡器输出的本振信号频率(本发明实施例中的本地振荡器产生的本振信号频率可调,且调整步进可以小于 200KHz)可以使有用的基带信号的中心频率、干扰信号的镜像成分的频率及本振信号的频率满足  $-(n*200-f_0) \leq (m*200-f_0)-100$ , 或者  $-(n*200-f_0) \geq (m*200-f_0)+100$ ,整理上述两个算式,可以得到  $f_0 \leq ((m+n)*100-50)\text{KHz}$  或者  $f_0 \geq ((m+n)*100+50)\text{KHz}$ 。

[0036] 当然,当设置  $f_0 = ((m+n)*100-50)$  KHz 或  $f_0 = ((m+n)*100+50)$  时,信号转换的性能相对较好,或者说,当干扰信号的镜像成分的频率越远离有用的基带信号的频带中心时,信号转换的性能越好。

[0037] 本发明除提供上述方法实施例和正交解调器的实施例外,还提供了零中频接收机的实施例,所述零中频接收机包括正交解调器,所述正交解调器包括本地振荡器,所述本地振荡器产生的本振信号的频率能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内,本振信号的频率根据干扰信号频率设置。

[0038] 请参照图 4,零中频接收机不仅包括正交解调器 403,还包括射频带通滤波器 (RF BFP) 401、低噪声放大器 (LNA) 402、滤波器 404、基带信号放大器 405、模数转换器 (A/D) 406 以及后续的数字电路 407。当天线接收到射频信号时,射频信号首先经过射频带通滤波器 401 的滤波处理,之后经过低噪声放大器 402 的放大处理,经过滤波、放大处理的射频信号到达正交解调器 403 时,分别与正交解调器 403 中的相互正交的两路本振信号进行混频处理,此时,经过正交解调器 403 解调得到的是两路基带信号,两路基带信号分别经过滤波器 404 的滤波处理和基带信号放大器 405 的放大处理,到达模数转换器 406,模数转换器 406 将经过滤波、放大后的基带信号转换为数字信号,发送到数字电路 407 进行后续处理。

[0039] 其中,正交解调器 403 可以包括:本地振荡器 4031,用于产生两路相互正交的本振信号,所述本振信号的频率能够使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内;两个混频器 4032,每个混频器 4032 用于将获得的射频信号与本地振荡器 4031 产生的一路本振信号进行混频处理,得到一路基带信号。

[0040] 上述本地振荡器 4031 可以是射频本地振荡器,其产生的本振信号频率可调,且调整步进可以小于 200KHz。

[0041] 这里的本地振荡器 4031 需要产生两路本振信号,即 I 支路和 Q 支路,这两路本振信号相互正交,增益严格相等。

[0042] 混频器 4032 获得的射频信号大部分都是有用的射频信号,例如接收机所在小区内移动终端或基站发出的用于通信的射频信号。当然,一般也会存在干扰信号,例如其他运营网络中用于通信的射频信号或相邻小区的射频信号等。同时,混频器 4032 也会获得本地振荡器 4031 提供的一路本振信号。混频器 4032 将射频信号与本振信号进行混频处理,可以得到基带信号。在此过程中,混频器 4032 得到的基带信号含有镜像干扰成分,或者说,得到的基带信号中,既包括有用的基带信号,也包括镜像干扰。具体的,有用的射频信号经过混频器 4032 的混频处理后,转换为有用的基带信号及其镜像干扰,干扰信号经过混频器 4032 的混频处理后,转换为干扰的基带信号及其镜像干扰。为使有用的基带信号不受干扰,本振信号的频率应该使干扰信号的镜像成分不在有用的基带信号的频带内。

[0043] 请再参照图 2C,假设干扰信号的频率是  $f_s'$ ,干扰信号经过混频处理后,转换为频率为  $(f_s' - f_0)$  的干扰的基带信号和频率为  $-(f_s' - f_0)$  的镜像成分,为使有用的基带信号不受干扰,在本发明实施例中,本振信号的频率  $f_0$  可以根据干扰信号频率设置,使得频率为  $-(f_s' - f_0)$  的镜像成分不在中心频率为  $(f_s - f_0)$  的频带内,或者说,使  $-(f_s' - f_0)$  可以小于或等于中心频率为  $(f_s - f_0)$  的有用的基带信号的频带的左边界对应的频率,或者可以大于或等于右边界对应的频率。

[0044] 在 GSM 协议 TS 45.005 中规定,载波(有用的射频信号)频率和阻塞干扰(干



扰信号) 频率都是 200KHz 的整数倍。所以, 在本发明的实施例中, 设干扰信号的频率是  $(n*200)$ KHz, 有用的射频信号的频率为  $(m*200)$ KHz,  $m$  和  $n$  都是不小于 1 的整数, 本振信号的频率为  $f_0$ , 这样, 干扰信号的镜像成分的频率为  $-(n*200-f_0)$ KHz, 有用的基带信号的中心频率为  $(m*200-f_0)$ KHz, 考虑到有用的基带信号的频率带宽不超过 200KHz, 所以, 为使镜像成分落到有用的基带信号的频带边缘或边缘之外, 有用的基带信号的中心频率、干扰信号的镜像成分的频率及本振信号的频率满足  $-(n*200-f_0) \leq (m*200-f_0)-100$ , 或者  $-(n*200-f_0) \geq (m*200-f_0)+100$ , 整理上述两个算式, 可以得到  $f_0 \leq ((m+n)*100-50)$ KHz 或者  $f_0 \geq ((m+n)*100+50)$ KHz。当然, 当设置  $f_0 = ((m+n)*100-50)$ KHz 或  $f_0 = ((m+n)*100+50)$ KHz 时, 信号转换的性能相对较好, 或者说, 当干扰信号的镜像成分的频率越远离有用的基带信号的频带中心时, 信号转换的性能越好。

[0045] 本发明实施例的接收机中还可以设置干扰信号检测模块, 本振调节模块。干扰信号检测模块用于检测小区内的干扰信号频率; 本振调节模块, 用于根据该干扰信号频率及小区内有用射频信号频率根据上述本振频率计算方法获取当前最佳的本振频率, 并调节本地振荡器 4031 至该频率。

[0046] 进一步的, 数字电路 407 中的数字振荡器频率也可根据本地振荡器 4031 输出的本振频率做相应调整。该调整可由数字电路 407 内部的数字本振调节模块进行。

[0047] 当然也可以按照上述方法, 通过外部仪器测量、调节完成本振频率的设定。

[0048] 以上所述仅是本发明的优选实施方式, 应当指出, 对于本技术领域的普通技术人员来说, 在不脱离本发明原理的前提下, 还可以作出若干改进和润饰, 这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

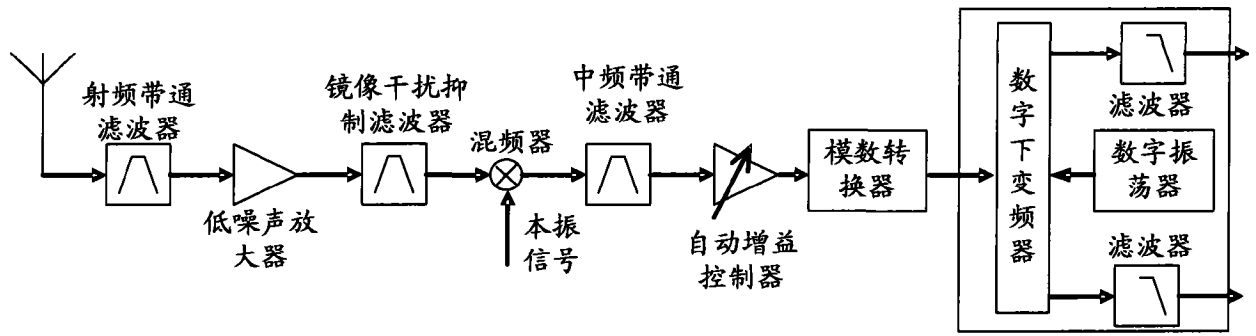


图 1

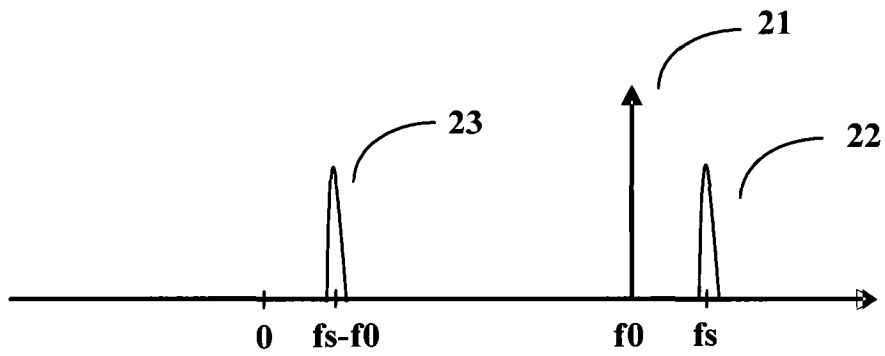


图 2A

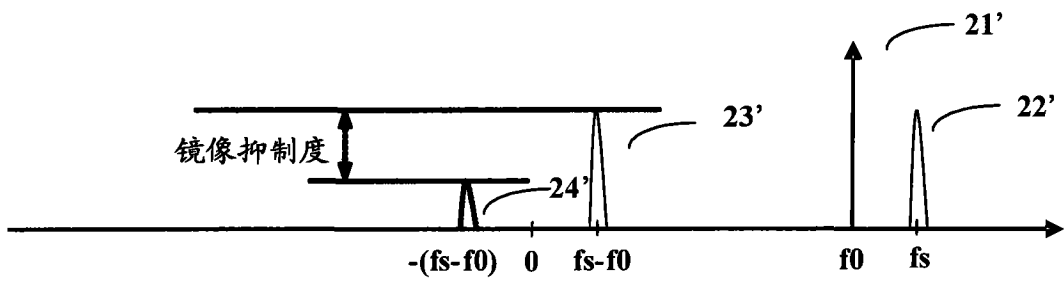


图 2B

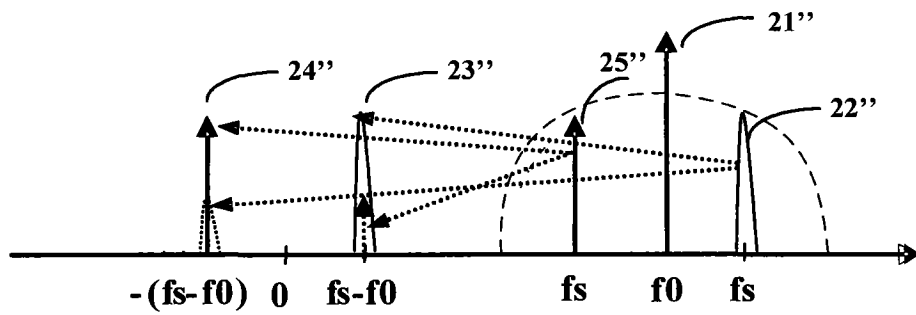


图 2C

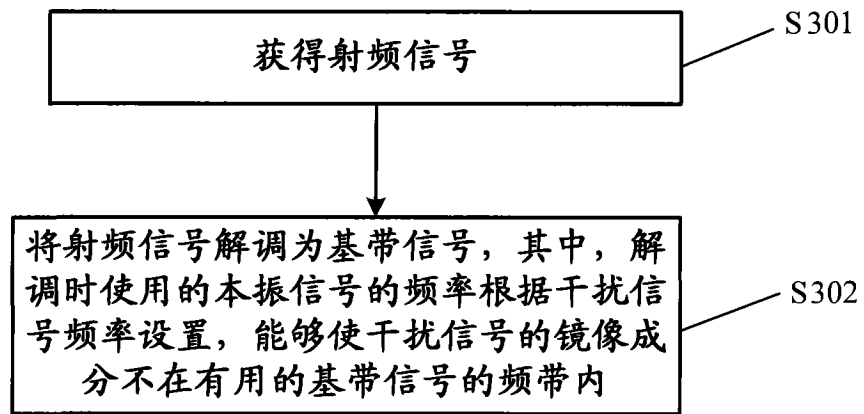


图 3

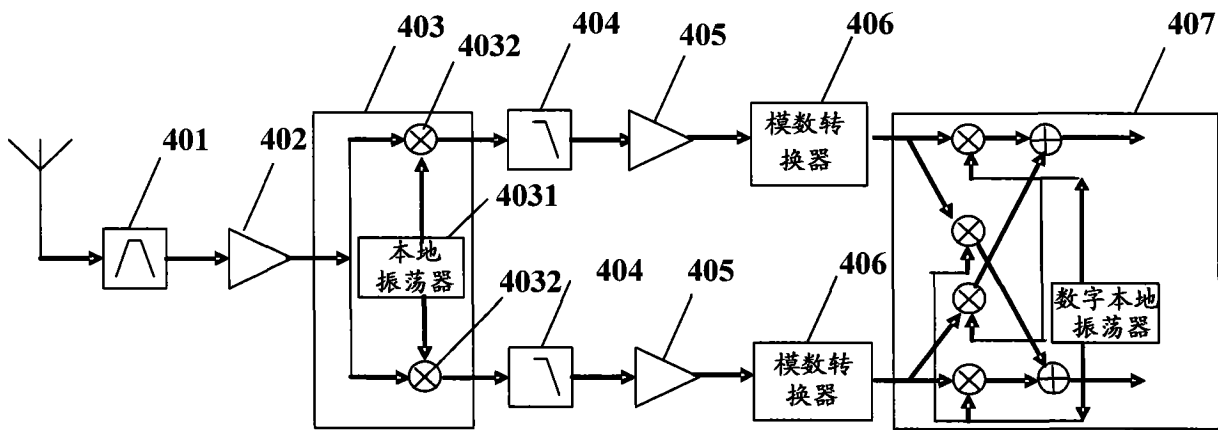


图 4