



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1754308 B

(45) 授权公告日 2010.05.12

(21) 申请号 200480005055.6

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2004.01.29

H03D 1/24 (2006.01)

(30) 优先权数据

10/373,484 2003.02.24 US

(56) 对比文件

US 5008939 A, 1991.04.16, 全文.

CN 1234655 A, 1999.11.10, 全文.

EP 0206402 B, 1991.11.27, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2005.08.24

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2004/002549 2004.01.29

审查员 王丹

(87) PCT申请的公布数据

W02004/077667 EN 2004.09.10

(73) 专利权人 艾比奎蒂数字公司

地址 美国马里兰

(72) 发明人 布莱恩·威廉姆·克勒格尔

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专

利商标事务所 11038

代理人 董莘

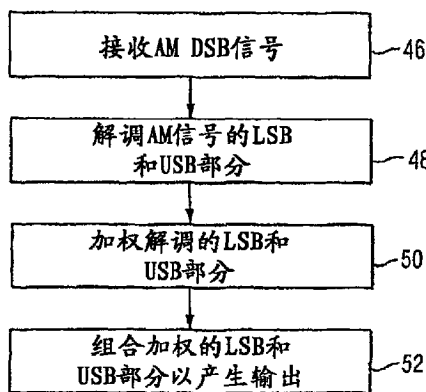
权利要求书 4 页 说明书 10 页 附图 5 页

(54) 发明名称

用于干扰抑制的、使用加权 LSB/USB 总和的相干 AM 解调器

(57) 摘要

一种处理 AM 无线电信号的方法,包括以下步骤:接收包括上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号,解调上边带部分和下边带部分以便产生解调的上边带信号和解调的下边带信号,响应于噪声功率加权解调的上边带信号和解调的下边带信号以便产生被加权的解调上边带信号和被加权的解调下边带信号,以及组合该被加权的解调上边带信号和被加权的解调下边带信号以便产生输出信号。还包括根据本方法的用来处理 AM 无线电信号的解调器,以及结合了解调器的接收器。



1. 一种处理 AM 无线电信号的方法,包括以下步骤:
接收包括上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号;
解调所述上边带部分和所述下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号;
响应于噪声功率加权所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号以产生被加权的解调上边带信号和被加权的解调下边带信号;和
组合所述被加权的解调上边带信号和所述被加权的解调下边带信号以产生输出信号。
2. 如权利要求 1 所述的方法,还包括步骤:
在所述解调上边带部分和下边带部分的步骤之前,单边带滤波所述 AM 无线电信号。
3. 如权利要求 1 所述的方法,还包括步骤:
在所述加权解调的上边带信号和解调的下边带信号的步骤之前,确定所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号的噪声功率。
4. 如权利要求 3 所述的方法,其中所述确定解调的上边带信号和解调的下边带信号的噪声功率的步骤包括以下步骤:
将所述解调的上边带信号的正交分量与所述解调的上边带信号互相关;和
将所述解调的下边带信号的正交分量与所述解调的下边带信号互相关。
5. 如权利要求 4 所述的方法,其中
所述将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的步骤包括将所述解调的上边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的上边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的上边带信号的步骤;并且
所述将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的步骤包括将所述解调的下边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的下边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的下边带信号的步骤。
6. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述加权解调的上边带信号和解调的下边带信号的步骤包括以下步骤:
将所述解调的上边带信号乘以加权因子;以及
将所述解调的下边带信号乘以 1 减去所述加权因子。
7. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述加权因子是干扰加噪声的方差的函数。
8. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述组合加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的步骤还包括以下步骤:
对所述加权的解调上边带信号和所述加权的解调下边带信号进行频率选择性组合。
9. 如权利要求 1 所述的方法,还包括在所述解调上边带部分和下边带部分的步骤之前,对所述上边带部分和所述下边带部分进行滤波的步骤。
10. 如权利要求 9 所述的方法,其中所述对上边带部分和下边带部分进行滤波的步骤包括将所述上边带部分和所述下边带部分传送通过多个带通滤波器以产生多个被滤波的信号的步骤,并且所述解调上边带部分和下边带部分的步骤包括解调所述多个被滤波的信号以产生多个解调信号的步骤。
11. 如权利要求 1 的方法,其中所述解调上边带部分和下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的步骤包括以下步骤:

将无线电信号的虚部的 Hilbert 变换乘以加权的校正信号以获得加权的信号 ; 和
从相干双边带信号中减去所述加权信号。

12. 一种处理 AM 无线电信号的解调器, 包括 :

解调 AM 无线电信号的上边带部分和下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置 ;

响应于噪声功率加权所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号以产生加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的装置 ; 和

组合所述加权的解调上边带信号和所述加权的解调下边带信号的装置。

13. 如权利要求 12 的解调器, 还包括 :

在加权解调的上边带信号和解调的下边带信号之前确定所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号的噪声功率的装置。

14. 如权利要求 13 的解调器, 其中所述确定解调的上边带信号和解调的下边带信号的噪声功率的装置包括 :

将所述解调的上边带信号的正交分量与所述解调的上边带信号互相关的装置 ; 和

将所述解调的下边带信号的正交分量与所述解调的下边带信号互相关的装置。

15. 如权利要求 14 的解调器, 其中 :

所述将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的装置包括将所述解调的上边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的上边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的上边带信号的装置 ;

所述将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的装置包括将所述解调的下边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的下边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的下边带信号的装置。

16. 如权利要求 12 的解调器, 其中所述加权解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置包括 :

将所述解调的上边带信号乘以加权因子的装置, 和

将所述解调的下边带信号乘以 1 减去所述加权因子的装置。

17. 如权利要求 12 的解调器, 还包括 :

用于对所述上边带部分和所述下边带部分滤波的装置。

18. 如权利要求 12 的解调器, 其中所述解调 AM 无线电信号的上边带部分和下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置包括 :

将无线电信号的虚部的 Hilbert 变换乘以加权的校正信号以获得加权的信号的装置 ; 和

从相干双边带信号中减去所述加权的信号的装置。

19. 一种用于处理 AM 无线电信号的接收器, 所述接收器包括 :

接收包含上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号的装置 ;

解调所述上边带部分和所述下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置 ;

响应于噪声功率而加权所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号以产生加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的装置 ; 和

将所述加权的解调上边带信号和所述加权的解调下边带信号组合以产生输出信号的装置。

20. 如权利要求 19 的接收器,还包括:

在解调上边带部分和下边带部分之前,单边带滤波 AM 无线电信号的装置。

21. 如权利要求 19 的接收器,还包括:

在加权解调的上边带信号和解调的下边带信号之前,确定所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号的噪声功率的装置。

22. 如权利要求 21 的接收器,其中所述确定解调的上边带信号和解调的下边带信号的噪声功率的装置包括:

将所述解调的上边带信号的正交分量与所述解调的上边带信号互相关的装置;和

将所述解调的下边带信号的正交分量与所述解调的下边带信号互相关的装置。

23. 如权利要求 22 的接收器,其中

所述将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的装置包括将所述解调的上边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的上边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的上边带信号的装置;以及

所述将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的装置包括将所述解调的下边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的下边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的下边带信号的装置。

24. 如权利要求 19 的接收器,其中所述加权解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置包括:

将所述解调的上边带信号乘以加权因子的装置;和

将所述解调的下边带信号乘以 1 减去所述加权因子的装置。

25. 如权利要求 19 的接收器,还包括:

对所述上边带部分和所述下边带部分进行滤波的装置。

26. 如权利要求 19 的接收器,其中所述解调上边带部分和下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置包括:

将无线电信号的虚部的 Hilbert 变换乘以加权的校正信号以获得加权的信号的装置;和

从相干双边带信号中减去所述加权的信号的装置。

27. 一种处理 AM 无线电信号的解调器,包括:

解调 AM 无线电信号的上边带部分和下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的电路;

响应于噪声功率加权所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号以产生加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的电路;和

组合所述加权的解调上边带信号和所述加权的解调下边带信号的组合器。

28. 如权利要求 27 的解调器,还包括:

将所述解调的上边带信号的正交分量与所述解调的上边带信号互相关的电路;和

将所述解调的下边带信号的正交分量与所述解调的下边带信号互相关的电路。

29. 如权利要求 28 的解调器,其中:

所述将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的电路包括将所述解调的上边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的上边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的上边带信号的第一相移器；

所述将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的电路包括将所述解调的下边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的下边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的下边带信号的第二相移器。

30. 一种用于处理 AM 无线电信号的接收器,所述接收器包括：

接收包含上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号的输入端；

解调所述上边带部分和所述下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的解调器；

响应于噪声功率而加权所述解调的上边带信号和所述解调的下边带信号以产生加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的电路；和

将所述加权的解调上边带信号和所述加权的解调下边带信号组合以产生输出信号的组合器。

31. 如权利要求 30 的接收器,还包括：

将所述解调的上边带信号的正交分量与所述解调的上边带信号互相关的电路；和

将所述解调的下边带信号的正交分量与所述解调的下边带信号互相关的电路。

32. 如权利要求 31 的接收器,其中

所述将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的电路包括将所述解调的上边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的上边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的上边带信号的第一相移器；以及

所述将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的电路包括将所述解调的下边带信号的正交分量偏移 90° 和将所述解调的下边带信号的被偏移的正交分量乘以所述解调的下边带信号的第二相移器。

用于干扰抑制的、使用加权 LSB/USB 总和的相干 AM 解调器

技术领域

[0001] 本发明涉及 AM 无线电信号处理,更具体而言本发明涉及解调 AM 无线电信号的方法和装置。

背景技术

[0002] 广播频带中 AM 信号的接收经常由于相邻信道干扰 (ACI) 被恶化。许多这种干扰是 20kHz (± 10 kHz) 带宽模拟信号的 10kHz 间隔的结果,其中第一相邻模拟信号的几乎一半带宽与所研究信号 (SOI) 重叠。

[0003] 正在实现带内同频 (IBOC: In-Band On-Channel) 数字音频广播 (DAB) 系统以提供从当前模拟振幅调制 (AM) 无线电到完全数字带内同频系统的平滑演变。因为每个 IBOC DAB 信号在现有 AM 信道分配的频谱频蔽 (spectral mask) 中被发送,所以 IBOC DAB 不需要新的频谱分配。IBOC DAB 促进了频谱的经济性,同时使广播装置能够向当前收听站提供数字优质音频。

[0004] 美国专利 NO. 5, 588, 022 中阐述的一种 AM IBOC DAB 系统,显示了一种在标准 AM 广播信道中同时广播模拟和数字信号的方法。使用该方法,具有第一频谱的振幅调制无线电频率信号被广播。该振幅调制无线电频率信号包括被模拟节目信号调制的第一载波。同时,多个数字调制载波信号在包括第一频谱的带宽内被广播。每个数字调制载波信号被一部分数字节目信号调制。第一组数字调制载波信号位于第一频谱中并与第一载波信号正交地调制。第二和第三组数字调制载波信号位于第一频谱之外的上边带和下边带中并与第一载波信号同相地和正交地调制。多个载波使用正交频分复用 (OFDM) 以承载通信信息。

[0005] 通过引入所研究信号频带中的 IBOC 信号的数字边带,带内同频 (IBOC) AM 数字音频广播可能恶化传统 AM 无线电信号的干扰问题。

[0006] 这就需要一种解调 AM 无线电信号的方法和装置,其能够在接收受干扰信号时改善 AM 无线接收器的性能。

发明内容

[0007] 本发明提供一种处理 AM 无线电信号的方法,包括以下步骤:接收包括上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号,解调上边带部分和下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号,响应于噪声功率加权解调的上边带信号和解调的下边带信号以产生被加权的解调上边带信号和被加权的解调下边带信号,以及组合被加权的解调上边带信号和被加权的解调下边带信号以产生输出信号。

[0008] 可以在解调上边带部分和下边带部分步骤之前单边带滤波 AM 无线电信号。

[0009] 该方法还可以包括步骤:在加权解调的上边带信号和解调的下边带信号的步骤之前确定解调的上边带和下边带信号的噪声功率。确定解调的上边带和下边带信号的噪声功率的步骤可以包括将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关,并将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的步骤。

[0010] 将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的步骤可以包括将解调的上边带信号的正交分量偏移 90° 和将解调的上边带信号的被偏移的正交分量乘以解调的上边带信号的步骤, 将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的步骤可以包括将解调的下边带信号的正交分量偏移 90° 和将解调的下边带信号的被偏移的正交分量乘以解调的下边带信号的步骤。

[0011] 对解调的上边带和下边带信号加权的步骤可以包括以下步骤: 将解调的上边带信号乘以加权因子, 和将解调的下边带信号乘以 1 减去所述加权因子。

[0012] 另一个方面, 本发明包括一种处理包括上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号的方法, 其中该方法包括以下步骤: 将无线电信号的虚部的 Hilbert 变换乘以加权校正信号以获得加权的信号, 和从相干双边带信号减去该加权信号。

[0013] 本发明还包括用于处理 AM 无线电信号的解调器, 该解调器包括将 AM 无线电信号的上边带部分和下边带部分解调以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置、响应于噪声功率对解调的上边带信号和解调的下边带信号加权以产生加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的装置、以及组合加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的装置。

[0014] 该解调器还可以包括在对解调的上边带和下边带信号加权之前确定解调的上边带信号和解调的下边带信号的噪声功率的装置。

[0015] 确定解调的上边带信号和解调的下边带信号的噪声功率的装置可以包括将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的装置, 和将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的装置。

[0016] 将解调的上边带信号的正交分量与解调的上边带信号互相关的装置可以包括将解调的上边带信号的正交分量偏移 90° 和将解调的上边带信号的被偏移的正交分量乘以解调的上边带信号的装置, 将解调的下边带信号的正交分量与解调的下边带信号互相关的装置可以包括将解调的下边带信号的正交分量偏移 90° 和将解调的下边带信号的被偏移的正交分量乘以解调的下边带信号的装置。

[0017] 加权解调的上边带和下边带信号的装置可以包括将解调的上边带信号乘以加权因子的装置、和将解调的下边带信号乘以 1 减去所述加权因子的装置。

[0018] 另一方面, 本发明包括用于处理 AM 无线电信号的接收器, 该接收器包括接收包含上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号的装置、解调上边带部分和下边带部分以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号的装置、响应于噪声功率而加权解调的上边带信号和解调的下边带信号以产生加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号的装置、将加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号组合以产生输出信号的装置。

[0019] 该接收器还可以包括在解调上边带部分和下边带部分之前单边带滤波 AM 无线电信号的装置。

[0020] 本发明的接收器可以自动地在下边带 (LSB)、上边带 (USB) 或双边带 (DSB) 之间选择相干解调作为干扰的函数。当边带中的干扰相等时, 最大比例组合 (MRC: maximum ratio combining) 技术可以接近 DSB 检测性能。

附图说明

- [0021] 图 1 是模拟 AM 无线电信号和相邻信道模拟 AM 干扰信号的示意图。
- [0022] 图 2 是模拟 AM 无线电信号和相邻信道 IBOC 干扰信号的示意图。
- [0023] 图 3 是说明本发明方法的流程图。
- [0024] 图 4 是根据本发明构建的 AM 解调器的功能框图。
- [0025] 图 5 是本发明的频率选择组合技术的功能框图。
- [0026] 图 6-9 是显示了具有第一相邻信道干扰的相干、SSB 和 DSB 混合解调器的性能的图。
- [0027] 图 10 是根据本发明构建的 AM 接收器的功能框图。
- [0028] 图 11 是根据本发明构建的 AM 接收器的功能框图。

具体实施方式

[0029] 本发明提供一种让接收器自动地在下边带 (LSB)、上边带 (USB) 或双边带 (DSB) 之间选择相干解调作为干扰函数的方法。此外对 LSB 和 USB 总和进行加权以获得最大音频信噪比 (SNR) 的装置被描述。该方法基于最大比例组合 (MRC) 技术,当边带中的干扰相等时,该技术接近 DSB 检测性能。该接收器在所有可能的干扰条件下能够自动地达到最大音频 SNR。同样显示了当使用该解调技术时,对 AM 接收器的 IBOC 的不利影响是最小的。使用该技术的仅 AM(AM-only) 解调器被描述,以及混合 IBOC DAB 信号的 AM 模拟部分的解调也被描述。

[0030] 图 1 是所研究的 AM 无线电信号 10 的示意图,该 AM 无线电信号包括信道 18 中载波信号 16 的相对侧上的上边带 12 和下边带 14。所显示的相邻信道 AM 干扰信号 20 包括上边带 22、下边带 24 和载波 26。所研究信号和相邻信道的中心频率间隔 10kHz,这样干扰信号的下边带信号重叠了所研究信号上边带的至少一部分。

[0031] 图 2 是所研究的 AM 无线电信号 28 的示意图,该 AM 无线电信号包括信道 36 中载波信号 34 的相对侧上的上边带 30 和下边带 32。所显示的相邻信道 AM 带内同频 DAB 干扰信号 38 包括上边带 40、下边带 42 和模拟调制载波 44。所研究信号和相邻 AM 带内同频 DAB 信号的中心频率间隔 10kHz,这样干扰信号的下边带信号重叠所研究信号的上边带的一部分。

[0032] 虽然图 1 和图 2 的实例显示了相邻信道干扰,但是应当认识到本发明也能用于其他干扰情况。

[0033] 图 3 是说明本发明方法的流程图。如图 3 所示,本发明包括处理 AM 无线电信号的方法。本发明适用于仅 AM 信号和混合 IBOC DAB 信号的模拟 AM 部分的解调。块 46 显示了接收包括上边带部分和下边带部分的 AM 无线电信号。然后,AM 无线电信号的上边带部分和下边带部分被解调以产生解调的上边带信号和解调的下边带信号,如块 48 显示。然后,响应于噪声功率,解调的下边带信号和解调的上边带信号被加权以产生加权的解调上边带信号和加权的解调下边带信号,如块 50 所示。然后,加权的解调上边带信号和加权的下边带信号被组合以产生输出信号,如块 52 所示。

[0034] 现在将更详细的说明本发明的方法。首先考虑仅 AM 的情况,其中所研究 AM 信号受到例如来自相邻信道的第二 AM 信号的干扰。典型 AM 信号 $s(t)$ 定义为:

[0035]
$$s(t) = [1 + m(t)] \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t)$$

[0036] 其中 f_c 是载波频率, $m(t)$ 是被限制到 ± 1 的实模拟 (音频) 基带信号。

[0037] 由于发送器中的音频处理, $m(t)$ 的方差典型地保持在低于载波分量大约 12dB (为了方便起见, 将载波归一化)。该调制产生了频域中对称的双边带 (DSB) 信号, 其带宽是原始音频信号带宽的两倍。该信号包括低频边带 (LSB) 和上边带 (USB)。目前的广播音频信号带宽被限制在小于 10kHz, 结果使得 DSB 信号小于 20kHz 的带宽。

[0038] 这些 LSB 和 USB 信号的时域版本被分别标记为 lsb 和 usb 。边带信号可以从 (被破坏的) 原始信号中通过 Hilbert 变换或者其他等价变换得到, 结果为:

$$[0039] \quad LSB(f) = \begin{cases} DSB(f); & f < f_c \\ 0; & \text{其他} \end{cases} \text{ and } USB(f) = \begin{cases} DSB(f); & f > f_c \\ 0; & \text{其他} \end{cases}$$

[0040] 相干接收器必须提供用来跟踪主载波的频率和相位的装置。这通常使用锁相环 (PLL) 完成, 锁相环还被设计以在接收器中再现它自己的主载波版本。相干接收器通过将再现的载波与接收的信号 $r(t)$ 相乘来解调接收到的信号, 然后删除 dc 分量 (平均值) 以产生解调的基带信号 $\hat{m}(t)$ 。

$$[0041] \quad \hat{m}(t) = \left\{ \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t + \phi(t)) \cdot r(t) - 1 \right\}_{lpf}, \text{ where } r(t) = s(t) + n'(t)$$

[0042] $\phi(t)$ 是瞬时相位跟踪误差, $n'(t)$ 是噪声和 / 或干扰, 而下标 lpf 表示结果的低通滤波以删除不想要的较高频率的人工噪声 (artificact)。然后:

$$[0043] \quad \hat{m}(t) = \left\{ [\cos(\phi(t)) + \cos(4\pi \cdot f_c \cdot t + \phi(t))] \cdot [m(t) + 1] - 1 + \sqrt{2} \cdot n'(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t + \phi(t)) \right\}_{lpf}$$

[0044] 当相位误差 $\phi(t)$ 小的时候, 结果可以估计为:

$$[0045] \quad \hat{m}(t) \cong m(t) + \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t + \phi(t)) \cdot n'(t)$$

[0046] 于是 $\hat{m}(t) \cong m(t) + n(t)$, 其中 $n(t)$ 包括所有类似噪声的项。

[0047] 还假设由于相位跟踪误差 $\phi(t)$ 的噪声项小于信道噪声, 这样 $n(t)$ 具有不显著大于 $n(t)$ 的方差, 通常的情况就是如此。因此任何恶化是由在所研究信号附近的通带内的加性噪声和干扰主导的。

[0048] 相干 SSB 解调可以相似地在接收到的信号的 LSB 或 USB 的单边带 (SSB) 滤波后完成。该复数的上边带或下边带可以通过接收到的信号的 Hilbert 变换来获得。

$$[0049] \quad usb(t) = r(t) + i \cdot r_h(t)$$

$$[0050] \quad = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} + i \cdot \text{Im}\{n(t)\} + i \cdot [m(t)_h + \text{Re}\{n(t)\}_h + i \cdot \text{Im}\{n(t)\}_h]$$

$$[0051] \quad = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} - \text{Im}\{n(t)\}_h + i \cdot [m(t)_h + \text{Re}\{n(t)\}_h + \text{Im}\{n(t)\}]$$

$$[0052] \quad lsb(t) = r(t) - i \cdot r_h(t)$$

$$[0053] \quad = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} + i \cdot \text{Im}\{n(t)\} - i \cdot [m(t)_h + \text{Re}\{n(t)\}_h + i \cdot \text{Im}\{n(t)\}_h]$$

$$[0054] \quad = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} + \text{Im}\{n(t)\}_h - i \cdot [m(t)_h + \text{Re}\{n(t)\}_h - \text{Im}\{n(t)\}]$$

[0055] 其中下标 h 表示信号的 Hilbert 变换。 $m(t)$ 的恢复的 USB 或 LSB 信号估计值是复数边带信号的实数部分。

$$[0056] \quad \hat{m}_{usb}(t) = \text{Re}\{r(t) + i \cdot r_h(t)\} = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} - \text{Im}\{n(t)\}_h$$

$$[0057] \quad \hat{m}_{lsb}(t) = \text{Re}\{r(t) - i \cdot r_h(t)\} = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} + \text{Im}\{n(t)\}_h$$

[0058] 然后, 接收器只需要计算边带信号的实数部分, 如下:

$$[0059] \quad \hat{m}_{usb}(t) = \text{Re}\{r(t)\} - \text{Im}\{r(t)\}_h$$

$$[0060] \quad \hat{m}_{usb}(t) = \text{Re}\{r(t)\} + \text{Im}\{r(t)\}_u$$

[0061] 边带可以被组合,产生等价的 DSB 解调:

$$[0062] \quad \hat{m}(t) = \frac{\hat{m}_{usb}(t) + \hat{m}_{lsb}(t)}{2} = m(t) + \text{Re}\{n(t)\}$$

[0063] 当 $n(t)$ 不是关于载波频率对称,并且对一个边带的影响比对另一个更大时,尤其令人感兴趣。这是相邻信道干扰的通常情况。

[0064] 首先考虑所研究模拟 AM 信号的情况。接收器在将解调的 LSB 和 USB 信号相加以形成音频输出之前对它们解调。通过与它们的单独 SNR 成比例地加权 LSB 和 USB 来获得最大音频 SNR。权值被进一步归一化,使得权值的和是 1。假设信号功率对于每个边带是一样的,那么单独的权值与每一边带中的估计噪声功率成反比。设:

[0065] $\sigma_{n_{usb}}^2$ 是 USB 中噪声和干扰的方差

[0066] $\sigma_{n_{lsb}}^2$ 是 LSB 中噪声和干扰的方差

[0067] 如果权值 b 应用在 LSB 的话,那么权值 $1-b$ 必须应用到 USB 以在整个范围内保持固定的信号增益。然后边带组合采取这样的形式:

$$[0068] \quad \hat{m}(t) = b(t) \cdot \hat{m}_{usb}(t) + (1-b(t)) \cdot \hat{m}_{lsb}(t)$$

[0069] 最优值 $b(t)$ 可以被发现作为每个边带上干扰加噪声的方差的函数。假设 DSB 信号 $m(t)$ 在每个边带上具有相等的功率。组合边带分量的信号功率以及噪声和干扰功率通过期望值 E 和暂时删除对时间的依赖而被找到。为了简便起见:

$$[0070] \quad E\{\hat{m}^2\} = E\{b \cdot [m + n_{usb}] + (1-b) \cdot [m + n_{lsb}]\}^2$$

$$[0071] \quad = E\{m^2 + b^2 \cdot [n_{usb}^2 + n_{lsb}^2] - 2 \cdot b \cdot n_{lsb}^2 + n_{lsb}^2\}$$

$$[0072] \quad = S + b^2 \cdot [\sigma_{n_{usb}}^2 + \sigma_{n_{lsb}}^2] - 2 \cdot b \cdot \sigma_{n_{lsb}}^2 + \sigma_{n_{lsb}}^2$$

[0073] 信号 m 的功率是 S , 其是常数。为了找到最小化噪声作用的 b 值,导数被设置为零,并且为 b 求解等式。

$$[0074] \quad \frac{d}{db} \{S + b^2 \cdot [\sigma_{n_{usb}}^2 + \sigma_{n_{lsb}}^2] - 2 \cdot b \cdot \sigma_{n_{lsb}}^2 + \sigma_{n_{lsb}}^2\} = 0$$

$$[0075] \quad \text{then } 2 \cdot b \cdot [\sigma_{n_{usb}}^2 + \sigma_{n_{lsb}}^2] - 2 \cdot \sigma_{n_{lsb}}^2 = 0$$

$$[0076] \quad b = \frac{\sigma_{n_{lsb}}^2}{\sigma_{n_{usb}}^2 + \sigma_{n_{lsb}}^2}$$

[0077] 因此,然后由下式估计在滤波器限制下具有最大 SNR 的音频输出:

$$[0078] \quad \hat{m}(t) = b \cdot \hat{m}_{usb}(t) + (1-b) \cdot \hat{m}_{lsb}(t)$$

$$[0079] \quad = \text{Re}\{r(t)\} + (1-2 \cdot b) \cdot \text{Im}\{r(t)\}_u$$

[0080] 加权因子 b 取决于估计每个边带中的噪声和 / 或干扰的方差 (在该讨论中,干扰包括噪声)。实际上不可能独立地估计每个边带中的干扰,因为干扰不能从信号中辨认。然而,利用 DSB 调制的一些属性能够使用估计的方法。理想的 DSB 音频信号 $m(t)$ 只有同相信号分量和零正交分量。任何不与 $m(t)$ 相关的干扰将具有在同相和正交维数中相等的方差分量。因此,可以在接收到的信号的正交分量中观察到一半的干扰,而另一半干扰在同相分量中和 $m(t)$ 一起被隐藏。

[0081] 仅仅噪声的正交分量不足以确定每一边带的干扰级别。然而该正交分量可以与每个边带互相关以统计地确定每个边带杂质 (contamination) 的相对数量。这些互相关可以通过在正交分量的 Hilbert 变换的时间域中与每个边带的乘法来被估计, 然后在足够长的时间内低通滤波该结果以估计 LSB 和 USB 与正交干扰的互相关。可以使用具有大约二阶的时间常数 τ 的无限脉冲响应 (IIR) 低通滤波器。正交分量的 Hilbert 变换, 指定的 $\text{Im}\{r(t)\} = \text{Im}\{n(t)\}_h$, 是所研究的, 因为 SSB 解调过程相应的变换它的干扰。分量 $\text{Im}\{n(t)\}_h$ 已经在 USB 或 LSB 解调过程中被计算。USB 和 LSB 的互相关可以表示如下:

$$[0082] \quad \hat{\sigma}_{n_usb}^2(t-\tau) = \{ \hat{m}_{usb}(t) \cdot \text{Im}\{r(t)\}_h \}_{ipf}$$

$$[0083] \quad \hat{\sigma}_{n_lsb}^2(t-\tau) = \{ \hat{m}_{lsb}(t) \cdot \text{Im}\{r(t)\}_h \}_{ipf}$$

[0084] 这些相关的结果可以使用统计期望值而不是依靠时间滤波来分析:

$$[0085] \quad \sigma_{n_usb}^2 = E\{ -(\hat{m} + \text{Re}\{n\} - \text{Im}\{n\}_h) \cdot \text{Im}\{n\}_h \}$$

$$[0086] \quad = E\{ (\text{Im}\{n\}_h - \text{Re}\{n\}) \cdot \text{Im}\{n\}_h \}$$

$$[0087] \quad = \frac{\sigma_n^2}{2} - E\{ \text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h \}$$

[0088] 并且类似地:

$$[0089] \quad \sigma_{n_lsb}^2 = \frac{\sigma_n^2}{2} + E\{ \text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h \}$$

[0090] 如果干扰严格地在一个边带上而另一个边带是零干扰, 那么期望值 $E\{ \text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h \}$ 等于 $\pm \frac{\sigma_n^2}{2}$, 其符号根据噪声分别在 LSB 还是 USB 上来定。如果噪声相等地分布于两个边带, 但非相关, 那么 $E\{ \text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h \} = 0$ 。这些结果起因于 Hilbert 变换的属性。这些互相关结果统计地与每个边带中干扰的方差、或功率成比例。因此, 互相关可以用于确定加权因子 $b(t)$ 。

$$[0091] \quad b(t) \equiv \frac{\hat{\sigma}_{n_lsb}^2(t-\tau)}{\hat{\sigma}_{n_lsb}^2(t-\tau) + \hat{\sigma}_{n_usb}^2(t-\tau)}$$

[0092] 在加权以补偿用来计算 $b(t)$ 的滤波器延迟之前, 时延可以被插入到信号路径中。接收器使用时间平均来估计 USB 和 LSB 噪声项以计算 $b(t)$ 。

[0093] 本发明还可用于混合 IBOC DAB 信号的解调。混合 IBOC DAB 和模拟解调之间的差别是在模拟信号下正交补偿子载波 $d(t)$ 的叠加。这些子载波没有实部并且必须被不同于噪声或干扰来对待。对于混合 DAB 情况的 USB 和 LSB 信号为:

$$[0094] \quad \hat{m}_{usb}(t) = \text{Re}\{r(t) + i \cdot r_h(t)\} = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} - \text{Im}\{n(t)\}_h - d_h(t)$$

$$[0095] \quad \hat{m}_{lsb}(t) = \text{Re}\{r(t) - i \cdot r_h(t)\} = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} + \text{Im}\{n(t)\}_h + d_h(t)$$

[0096] 将由 b 和 $-b$ 分别加权的 USB 和 LSB 相组合, 产生:

$$[0097] \quad \hat{m}(t) = b(t) \cdot \hat{m}_{usb}(t) + (1-b(t)) \cdot \hat{m}_{lsb}(t)$$

$$[0098] \quad = m(t) + \text{Re}\{n(t)\} + (1-2 \cdot b) \cdot \text{Im}\{n(t)\}_h + (1-2 \cdot b) \cdot d_h(t)$$

$$[0099] \quad = \text{Re}\{r(t)\} + (1-2 \cdot b) \cdot \text{Im}\{r(t)\}_h$$

[0100] 为了简单起见, 我们定义新的项 $c(t)$ 为:

[0101] $c(t) = 2 \cdot (t) - 1$, 于是

$$[0102] \quad \hat{m}(t) = \text{Re}\{r(t)\} - c(t) \cdot \text{Im}\{r(t)\}_h$$

[0103] 该表达式显示了解调的输出以相干 DSB 解调的信号 $\text{Re}\{n(t)\}$ 开始, 然后减去由 $c(t)$ 加权的边带不平衡 $\text{Im}\{r(t)\}_h$ 所造成的干扰分量。 $c(t)$ 的一些属性接下来将描述。将噪声分离成 LSB 和 USB 分量。

$$[0104] \quad n(t) = n_{\text{lsb}}(t) + n_{\text{usb}}(t)$$

[0105] 于是

$$[0106] \quad \hat{m}(t) = \text{Re}\{r(t)\} - c(t) \cdot \text{Im}\{r(t)\}_h; \text{或者等价地,}$$

$$[0107] \quad \hat{m}(t) = m(t) + \text{Re}\{n_{\text{lsb}}(t) + n_{\text{usb}}(t)\} + \text{Im}\{n_{\text{lsb}}(t) + n_{\text{usb}}(t)\}_h$$

[0108] 让 $x(t)$ 和 $y(t)$ 分别表示 $n_{\text{lsb}}(t)$ 和 $n_{\text{usb}}(t)$ 的实数部分。然后单边带噪声分量被表达为 Hilbert 变换的函数:

$$[0109] \quad n_{\text{lsb}}(t) = x(t) - i \cdot x(t)_h; n_{\text{usb}}(t) = y(t) - i \cdot y(t)_h$$

[0110] 对于 $\hat{m}(t)$ 的表达式等于:

$$[0111] \quad \hat{m}(t) = m(t) + x(t) + y(t) - [y(t) - x(t)] \cdot \frac{E\{y^2 - x^2\}}{E\{y^2 - 2 \cdot x \cdot y + x^2\}}$$

$$[0112] \quad = m(t) + x(t) + y(t) - [y(t) - x(t)] \cdot \frac{\sigma_y^2 - \sigma_x^2}{\sigma_y^2 + \sigma_x^2}$$

[0113] where

$$[0114] \quad c(t) = \frac{\sigma_y^2 - \sigma_x^2}{\sigma_y^2 + \sigma_x^2}$$

[0115] 已经显示了 $c(t)$ 产生最小噪声。此外很明显, $-1 \leq c(t) \leq 1$, 当噪声完全在 USB 时 $c(t) = 1$, 当噪声完全在 LSB 时, $c(t) = -1$, 当 LSB 中的噪声等于 USB 中的噪声时 $c(t) = 0$ 。

[0116] 使用期望值来发现组合信号的功率, 暂时丢弃对时间的依赖, 产生:

$$[0117] \quad E\{\hat{m}^2\} = E\{[m + \text{Re}\{n\} - c \cdot \text{Im}\{n\}_h - c \cdot d_h]^2\}$$

[0118] 删除信号功率 $m(t)$ 使得只留下要被最小化的似噪声项。

[0119]

$$[0120] \quad E\{\hat{m}^2\} - E\{m^2\} = E\{(\text{Re}\{n\})^2\} + c^2 \cdot [E\{(\text{Im}\{n\}_h)^2\} + E\{d_h^2\}] - 2 \cdot c \cdot E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\}$$

$$= \frac{\sigma_n^2}{2} + c^2 \cdot \left(\frac{\sigma_n^2}{2} + \sigma_d^2 \right) - 2 \cdot c \cdot E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\}$$

[0121] 产生最小噪声影响的 c 的值通过设置噪声表达式的导数为 0 而被找到, 然后对 c 求解。

$$[0122] \quad \frac{d}{dc} \{E\{(\text{Re}\{n\})^2\} + c^2 \cdot [E\{(\text{Im}\{n\}_h)^2\} + E\{d_h^2\}] - 2 \cdot c \cdot E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\}\} = 0$$

$$[0123] \quad \frac{d}{dc} \{c^2 [E\{(\text{Im}\{n\}_h)^2\} + E\{d_h^2\}] - c \cdot 2 \cdot E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\} - c\} = 0$$

$$[0124] \quad -c \cdot 2 \cdot \{E\{\text{Im}\{n\}_h\}^2\} + E\{d_h^2\} + 2 \cdot E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\} = 0$$

$$[0125] \quad c = \frac{E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\}}{E\{\text{Im}\{n\}_h\}^2 + E\{d_h^2\}}; \text{其中, } -1 \leq c \leq 1$$

[0126] 注意到, 当 $E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\} = 0$ 时, 这表示 USB 和 LSB 噪声与相同的方差不相关, 那么结果等于 DSB 解调。由于模拟信号、干扰和正交数字子载波被假设为不相关的, 那么最后一个表达式的分子中的期望值可以替换为:

$$[0127] \quad E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\} = E\{\text{Re}\{r\} \cdot \text{Im}\{r\}_h\}$$

[0128] 而分母中的期望值可以替换为:

$$[0129] \quad E\{\text{Im}\{n\}_h\}^2 + E\{d_h^2\} = E\{\text{Im}\{r\}_h\}^2$$

[0130] 因此计算 c 的方法变成了:

$$[0131] \quad c = \frac{E\{\text{Re}\{r\} \cdot \text{Im}\{r\}_h\}}{E\{\text{Im}\{r\}_h\}^2}$$

[0132] 因为干扰一直都在变化, 所以在实际实施中低通滤波器用来替换期望值。

$$[0133] \quad c(t) = \frac{\{\text{Re}\{r(t)\} \cdot \text{Im}\{r(t)\}_h\}_{lpf}}{E\{\text{Im}\{r(t)\}_h\}^2}_{lpf}$$

[0134] 对于实际的实施, 当干扰小的时候也可能希望强制 $c(t) = 0$, 因为互相关的短期估计被 $m(t)$ 破坏了。此外, 当干扰在一个边带上占支配地位时, 也可能希望强制 $c(t) = \pm 1$ 。 $c(t)$ 的实际表达式可以被修改为:

$$[0135] \quad c'(t) = \frac{2 \cdot \{\text{Re}\{r(t)\} \cdot \text{Im}\{r(t)\}_h\}_{lpf}}{E\{\text{Im}\{r(t)\}_h\}^2}_{lpf} + P; -1 \leq c'(t) \leq 1$$

[0136] 其中对于混合来说 $P \cong 0.004$ 或者对于模拟来说 $P \cong 0.00004$ (载波 = 1)

[0137] 图 4 显示了用于 AM 自适应加权边带解调器的前馈校正的功能框图。在图 4 中, 信号在线路 54 上被接收, 并被分成实部和虚部, 如块 56 和 58 所示。实数信号分量可以被延迟, 如块 60 所示, 以在线路 62 上产生延迟的信号。虚数信号可以采取 Hilbert 变换, 如块 64 所示, 以在线路 66 上产生被变换的信号。在线路 62 和 66 上的信号被用来计算 $C(t-\tau)$ 因子, 如块 68 所示。在线路 66 上的被变换的信号可以进一步受到可选的延迟, 如块 70 所示, 并在混合器 72 中与 $C(t-\tau)$ 因子混合, 并且在线路 74 上所产生的信号与实部在总和点 76 上组合, 以在线路 78 上产生输出信号。在与线路 74 上的信号组合之前, 实部可以受到可选的进一步延迟 80。

[0138] 假设接收到的信号 $r(t)$ 与 AM 载波相位同步, 这样 $r(t)$ 的实部和虚部可以在基带被分割。延迟 τ_1 被插入, 因为 Hilbert 变换滤波器导致延迟以使其有因果关系。可选的 τ_2 延迟使用用来计算校正权值 $c(t)$ 的 LPF 的延迟来更好地对准信号。当噪声小的时候, 计算 $c(t)$ 所使用的项 P 为了 DSB 解调而强制权值趋向 0。如果不知道所接收到的信号是混合的还是模拟的, 那么优选的使用较大值的 P 。

[0139] 在解调的输出信号中产生的总噪声和干扰功率是所研究的, 因为信号可以进一步被处理以减少噪声的影响。特别地, 当噪声变得更高时, 后检测带宽能够被减少。为总输出噪声导出的表达式是:

$$[0140] \quad \hat{\sigma}_{N+1}^2 = E\{\hat{m}^2\} - E\{m^2\}$$

$$[0141] \quad = E\{\{\text{Re}\{n\}\}^2\} + c^2 \cdot [E\{\{\text{Im}\{n\}_h\}^2\} + E\{d_h^2\}] - 2 \cdot c \cdot E\{\text{Re}\{n\} \cdot \text{Im}\{n\}_h\}$$

[0142] 对于仅模拟信号,该噪声可以被精确地估计。假设 $E\{d_h^2\} = 0$, 并且 $E\{(\text{Re}\{n\})^2\} = E\{(\text{Im}\{n\})^2\}$, 那么该项可以被估计为:

$$[0143] \quad \hat{\sigma}_{N+1, \text{analog}}^2 = (1+c^2) \cdot E\{\{\text{Im}\{r\}_h\}^2\} - 2 \cdot c \cdot E\{\text{Re}\{r\} \cdot \text{Im}\{r\}_h\}$$

[0144] 不幸的是,因为 $E\{d_h^2\} \neq 0$, 所以只能估计对于混合信号的模拟部分的噪声, 一个可行的方法还没有被设计来仅仅估计 $E\{(\text{Im}\{n\}_h)^2\}$ 。作为第一估计, 上述的噪声表达式可以在混合情况下用来上限制噪声。在混合情况下, 由于正交数字子载波噪声不存在于信号的实部中, 所以该噪声被过高的估计。当 c 的值接近于 ± 1 时, 该误差减小, 并且干扰处于主导地位。然而, 当 c 接近 0 时, 正交数字子载波噪声在解调的输出 $\hat{m}(t)$ 中被消除, 并且噪声表达式不解决该消除。幸运的是, 如果只有当估计的干扰相对于正交数字子载波噪声占主导地位时才调用带宽限制, 则该影响是无关紧要的。

[0145] 可以通过 USB 和 LSB 边带的频率选择组合获得音频 SNR 的进一步改进。因为干扰的功率谱密度 (PSD) 通常在音频带宽上不是均匀的, 所以频率选择组合可以在包括音频带宽的多个频率子带上最大化 SNR。获得此的一个可行方法就是使用正交镜像滤波器 (QMF) 的属性。QMF 的属性是这些具有重叠频率子带的滤波器的总和, 组合来产生在音频带宽上的平坦响应。

[0146] 在包括最大期望音频带宽的一组 QMF 上 $r(t)$ 的每个子带上简单地应用这里描述的边带组合方法。特别地,

$$[0147] \quad r(t) = \sum_n [\text{Re}\{r(t)\} + \text{Im}\{r_{QMF_n}(t)\}]$$

$$[0148] \quad c_{QMF_n}(t) = \frac{\{\text{Re}\{r_{QMF_n}(t)\} \cdot \text{Im}\{r_{QMF_n}(t)\}_h\}_{\text{avg}}}{E\{\{\text{Im}\{r_{QMF_n}(t)\}^2\}_{\text{avg}}\}}$$

$$[0149] \quad \hat{m}(t) = \text{Re}\{r(t)\} - \sum_n c_{QMF_n}(t) \cdot \text{Im}\{r_{QMF_n}(t)\}_h$$

[0150] 其中下标 QMF_n 表示在应用第 n 个 QMF 滤波器后处理该信号。因此, $c_{QMF_n}(t)$ 的 n 值被计算, 每一个子带计算一个, 然后组合被应用在每一个子带中。每个组合子带中的噪声也可以被估计 (恰恰对于理想的仅模拟的所研究信号 (SOI), 或者对于所研究混合信号的上边界)。

$$[0151] \quad \hat{\sigma}_{QMF_n, N+1}^2 = (1+c_{QMF_n}^2) \cdot E\{\{\text{Im}\{r_{QMF_n}\}_h\}^2\} - 2 \cdot c_{QMF_n} \cdot E\{\text{Re}\{r_{QMF_n}\} \cdot \text{Im}\{r_{QMF_n}\}_h\}$$

[0152] 噪声可以通过带限 (bandlimiting) 进一步减小, 作为每个子带中估计噪声的函数。例如, 带限可以通过在组合过程中抑制较高频率 QMF 输出而作为噪声的函数被执行。例如:

$$[0153] \quad \hat{m}(t) = \sum_n f(\sigma_{QMF_n, N+1}^2) (\text{Re}\{r_{QMF_n}(t)\} - c_{QMF_n}(t) \cdot \text{Im}\{r_{QMF_n}(t)\}_h)$$

$$[0154] \quad f(\sigma_{QMF_n, N+1}^2) = \frac{1}{1 + g_{QMF_n} \cdot \sigma_{QMF_n, N+1}^2}$$

[0155] 其中 g_{QMF_n} 为第 n 个子带设置噪声抑制函数的“拐点”。

[0156] 图 5 显示了频率子带组合技术的功能图。在图 5 中,信号 $r(t)$ 在线路 82 上被接收,并通过多个带通滤波器对 84、86 和 88 以在线路 90、92 和 94 上产生多个被滤波的信号。被滤波的信号被解调器 96、98 和 100 如所示的那样解调,并且线路 102、104 和 106 上的被解调的信号被相加以在线路 108 上产生输出信号。

[0157] 图 6-9 显示了在各种干扰情况下的 AM 解调器性能。竖轴是模拟音频信号的以 dB 为单位的 SNR,而横轴是所期望的信号和第一相邻干扰源的比率,以 dB 为单位。该图显示了相干 DSB 解调器、USB 解调器、LSB 解调器的单独的性能,以及所提出的加权边带解调器(混合的)。加权因子 $c(t)$ 的值也被显示为乘以因子 10。图 6 画出了具有仅模拟的第一相邻干扰源的、所研究的仅模拟信号的性能。图 7 画出了具有仅模拟的第一相邻干扰源的 IBOC 混合信号 SOI 的性能。图 8 画出了具有仅模拟的第一相邻干扰源的、仅模拟 SOI 的性能。图 9 画出了具有混合 IBOC 第一相邻干扰源的 IBOC 混合 SOI 的性能。这些图清楚地显示了所提出的加权边带解调器在干扰级别范围内远远胜过其他解调器。

[0158] 图 10 是根据本发明构建的 AM 接收器 110 的功能块图。在天线 112 上接收 AM 无线电信号。根据众所周知的技术构建的前端电路 114 滤波天线信号并在线路 116 上产生信号,在混合器 120 中该信号与来自本地振荡器 118 的信号混合以在线路 122 上产生中频信号。然后中频信号被滤波器 124 滤波,并传递给解调器 126,解调器 126 根据上面的叙述处理信号并在线路 128 上产生输出信号。然后输出信号可以被放大器 130 放大并被传递给输出设备 132,诸如扬声器。

[0159] 图 11 是能够根据本发明执行信号处理的无线接收器 140 的框图。DAB 信号在天线 142 上被接收。带通预选滤波器 144 通过所研究的频带,包括在频率 f_c 处的希望的信号,但是拒绝在 $f_c - 2f_{if}$ 处的虚数信号(对于低旁瓣注入型本地振荡器:low side lobe injection local oscillator)。低噪声放大器 146 放大信号。放大的信号在混合器 148 中与由可调本地振荡器 152 在线路 150 上提供的本地振荡信号 f_{lo} 混合。这在线路 154 上产生和 $(f_c + f_{lo})$ 和差 $(f_c - f_{lo})$ 。中频滤波器 156 通过中频信号 f_{if} 并衰减所研究调制信号的带宽外的频率。模拟-数字转换器 158 使用时钟信号 f_s 操作以在线路 160 上以速率 f_s 产生数字抽样。数字降频器 162 对信号进行频移、滤波和抽取(decimate)以在线路 164 和 166 上产生较低抽样率的同相的和正交的信号。基于数字信号处理器的解调器 168 然后提供附加的信号处理以在线路 170 上产生输出信号给输出设备 172。

[0160] 根据本发明构建的接收器可以在 LSB,USB 或 DSB 之间自动选择相干解调作为干扰的函数。干扰可以通过估计每个边带中噪声和/或干扰的方差来被确定。当边带中的干扰相等时,最大比例组合(MRC)技术能够接近 DSB 检测性能。

[0161] 虽然为了说明的目的上面已经描述了本发明的特定实施例,但是对于本领域的技术人员来说,显然可以在不背离如附加权利要求所定义的本发明的范围前提下作出本发明的细节的变换。

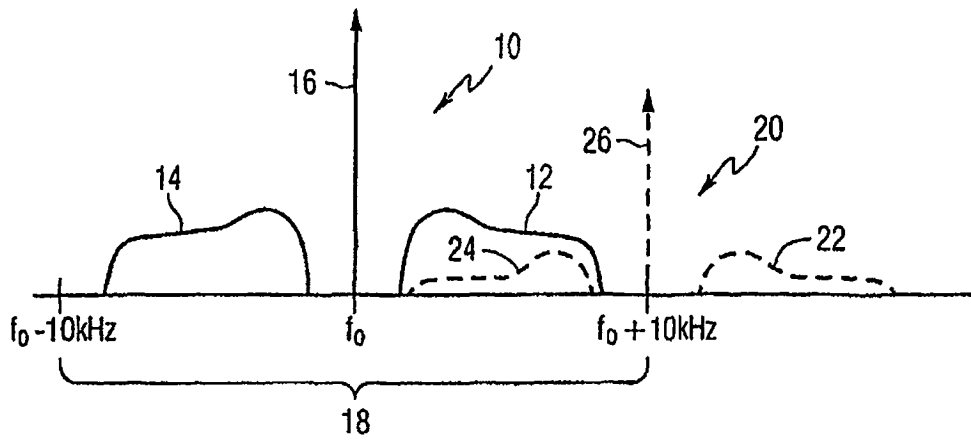


图 1

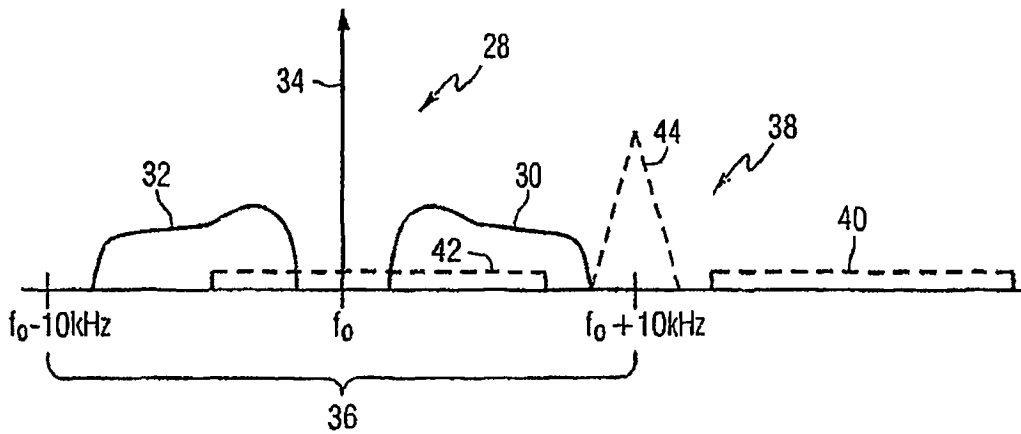


图 2

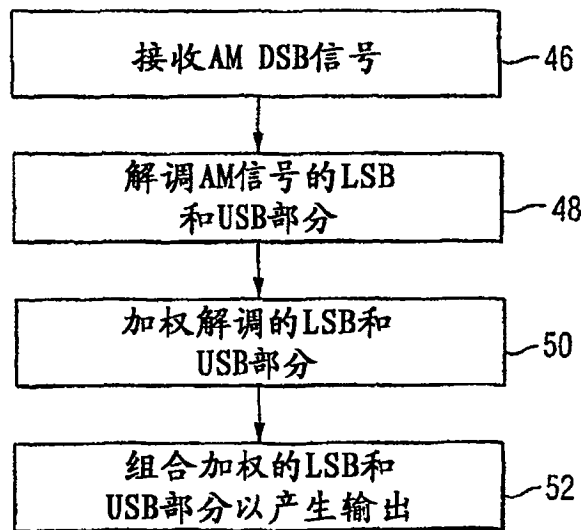


图 3

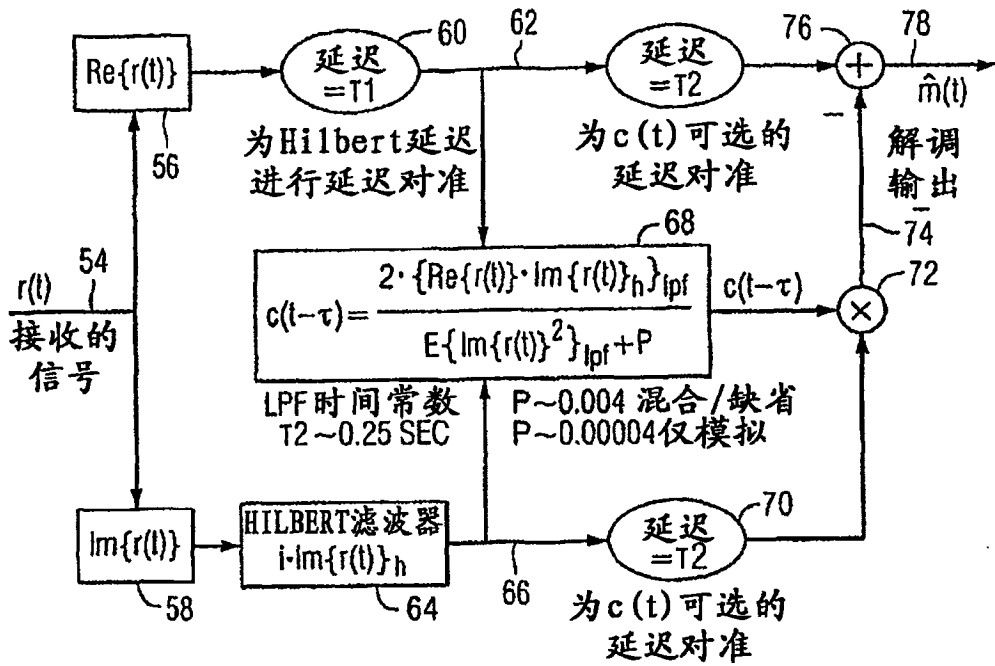


图 4

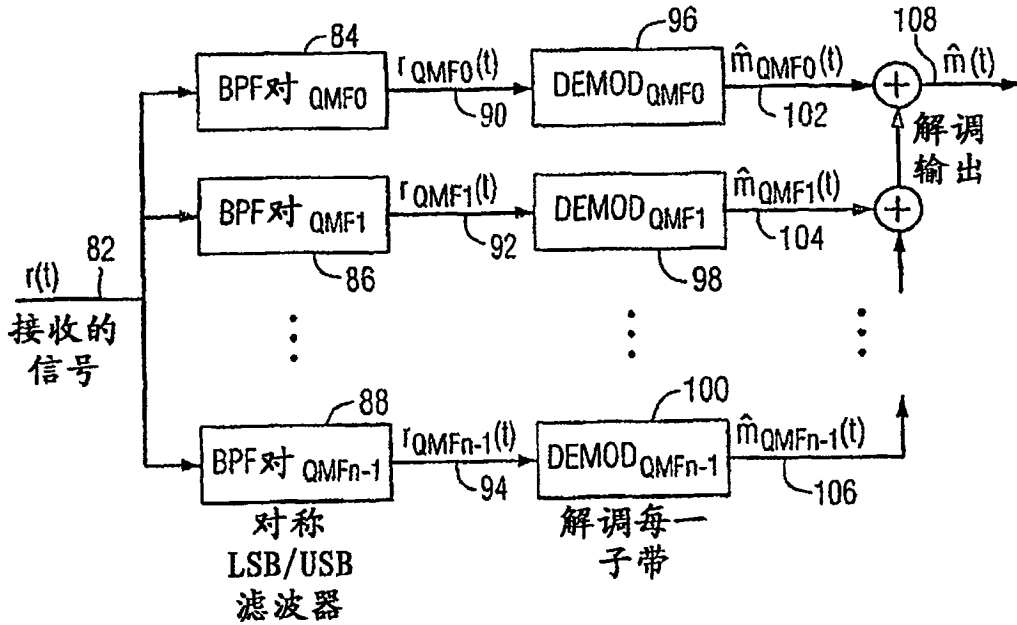
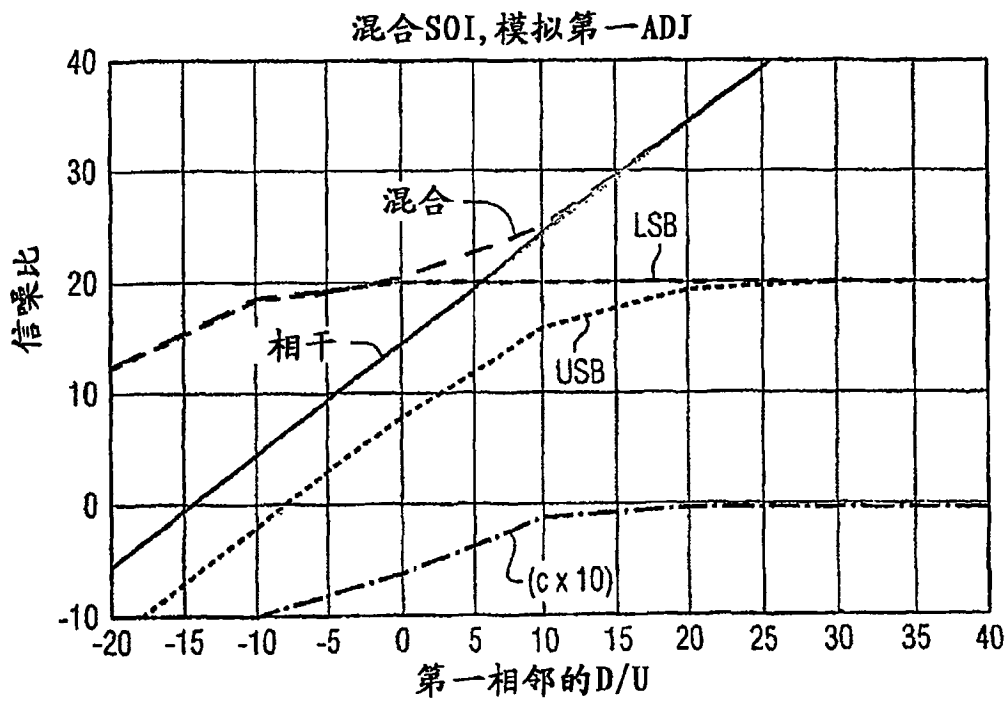
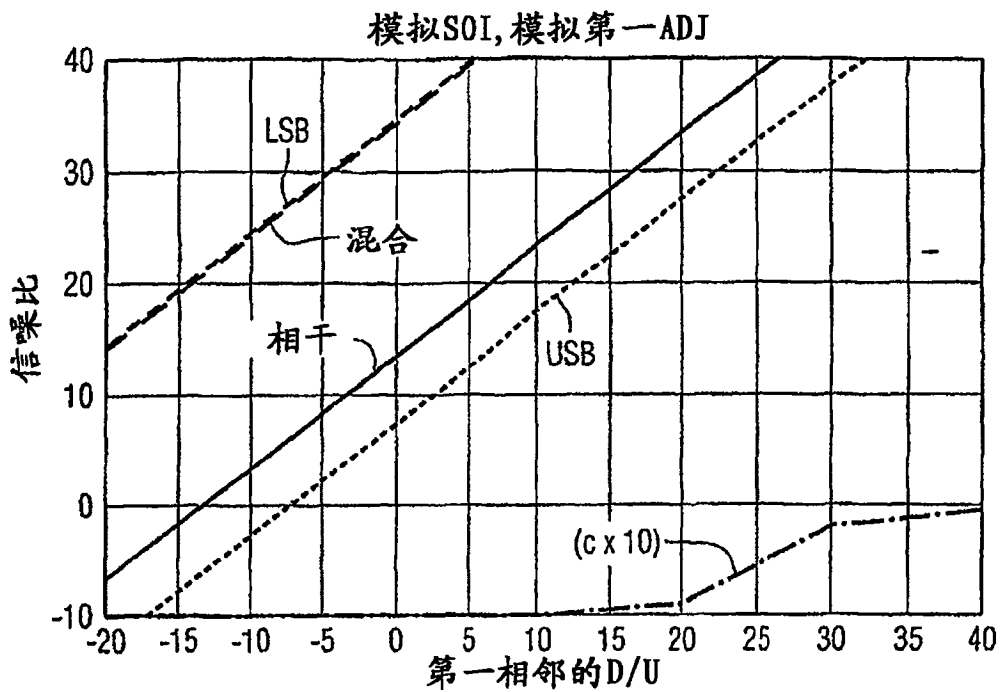


图 5



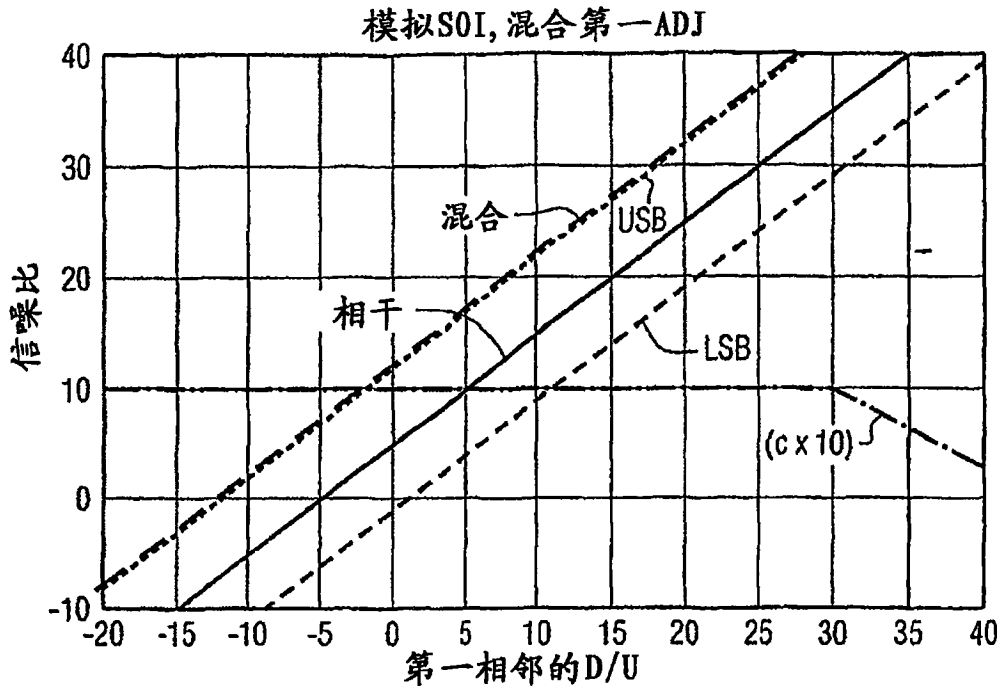


图 8

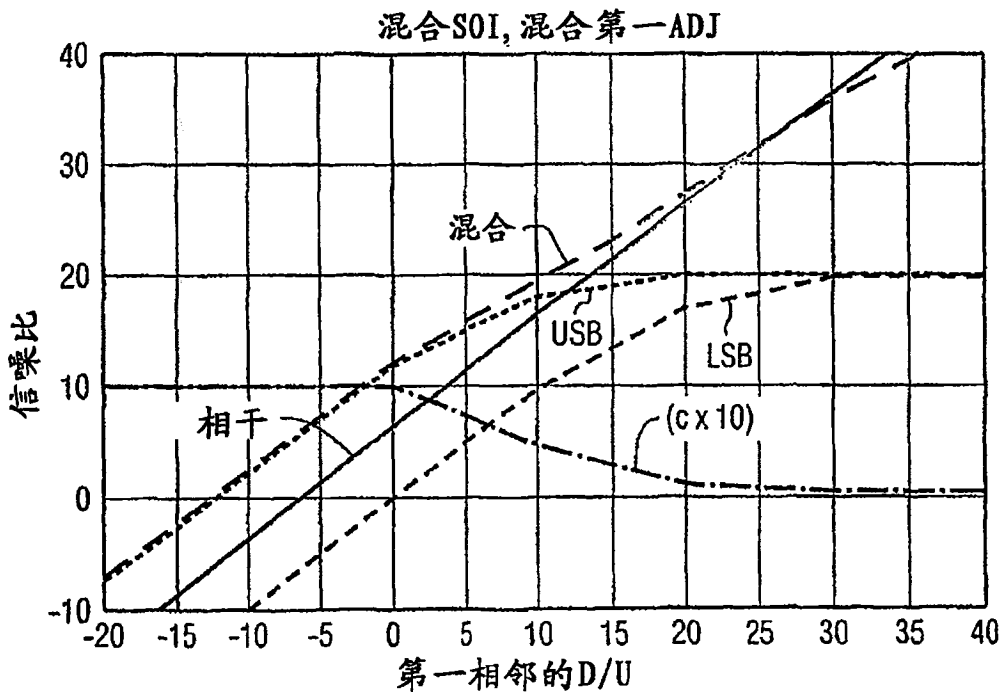


图 9

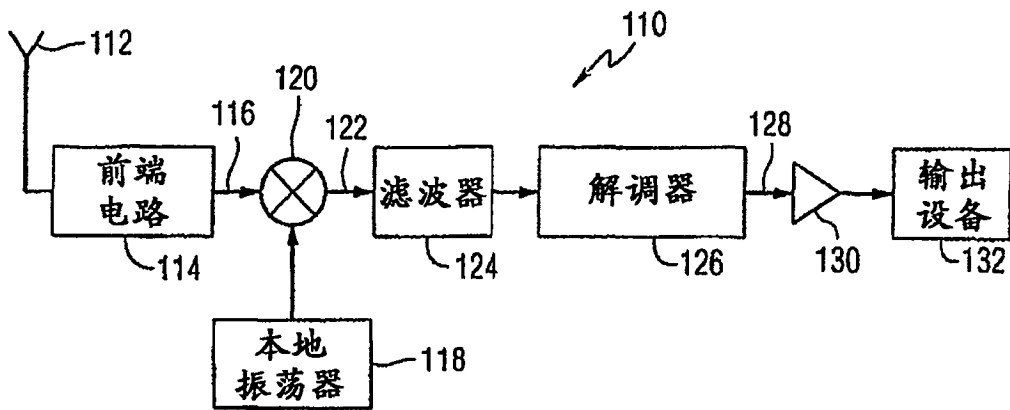


图 10

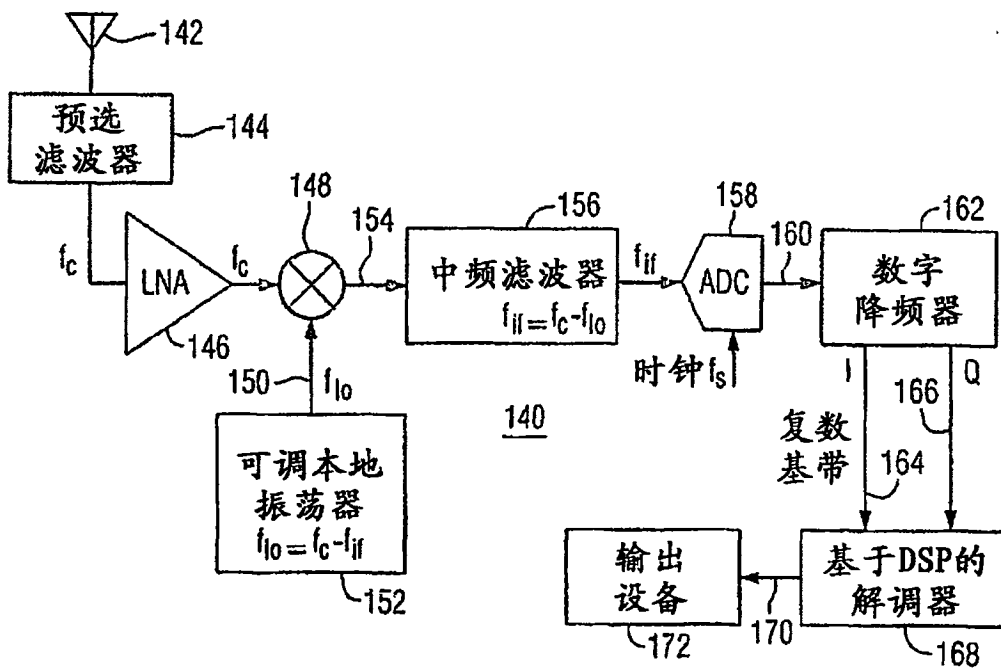


图 11