



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1922790 B

(45) 授权公告日 2011.05.04

(21) 申请号 200480020186.1

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2004.06.18

H04B 1/10(2006.01)

(30) 优先权数据

H04B 1/26(2006.01)

10/630,124 2003.07.30 US

(56) 对比文件

(85) PCT申请进入国家阶段日

CN 1281596 A, 2001.01.24, 全文.

2006.01.13

EP 0999649 A2, 2000.05.10, 全文.

(86) PCT申请的申请数据

WO 0018023 A1, 2000.03.30, 全文.

PCT/US2004/019628 2004.06.18

审查员 贾杰

(87) PCT申请的公布数据

W02005/018244 EN 2005.02.24

(73) 专利权人 摩托罗拉移动公司

地址 美国伊利诺伊州

(72) 发明人 戴维·R·豪布

詹姆斯·戴维·休斯

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限

责任公司 11219

代理人 李涛 钟强

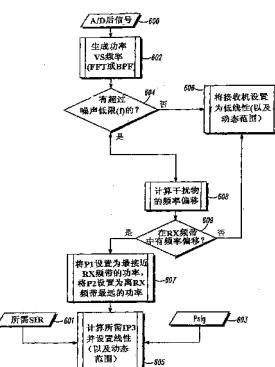
权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 7 页

(54) 发明名称

降低耗用电流的方法以及具有降低耗用电流的通信设备

(57) 摘要

一种用于降低通信设备中耗用电流的方法包括检测包括互调制和交叉调制产物在内的干扰的第一步骤。接下来的步骤包括确定关于工作接收机频带的干扰的频率偏移。接下来的步骤包括测量干扰的功率水平。接下来的步骤包括计算获取所需信号对干扰比所要求的接收机线性。接下来的步骤包括调节接收机线性，以获取所需的信号对干扰比。可选地，可以调节接收机动态范围以适合由于降低的线性而带来的降低的信号摆动。



1. 一种用于降低通信设备中耗用电流的方法,所述方法包括以下步骤 :
检测干扰 ;
测量干扰的功率水平和频率偏移 ;
如果所述频率偏移使得干扰产物位于接收机通带内,则利用所述功率水平,计算获取所需信号对干扰比所要求的接收机线性 ;和
调节在上述计算步骤中计算的接收机线性,以获取所需的信号对干扰比。
2. 如权利要求 1 所述的方法,进一步包括所述检测干扰步骤之前的操作通信设备在码分多址 (CDMA) 系统的步骤。
3. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述测量步骤包括估计干扰产物的信号频谱,以确定干扰产物的频率偏移以及接收机通带内是否存在干扰产物。
4. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述测量步骤包括估计干扰产物的信号频谱,以确定干扰产物的频率偏移以及干扰产物是否超过了接收机通带内的噪声频谱门限。
5. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述测量步骤进一步包括获得在频率偏移处的接收机的衰减因子,其中所述衰减因子被预先确定。
6. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述调节步骤包括调节模数转换器动态范围到对应于调节后的接收机线性的水平。
7. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述测量步骤进一步包括测量通信设备发射机的发射功率水平和频率偏移,其中所述计算步骤的所需信号对干扰比还取决于所述通信设备发射机的发射功率水平和频率偏移。
8. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述调节步骤包括将到接收机的电流和增益的组中的至少一个设置在足够获取所需信号对干扰比的最小水平。
9. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述调节步骤包括将到接收机的电流和增益的组中的至少一个设置在足够获取用于所需信号对干扰比的计算的接收机线性和动态范围的最小水平。
10. 如权利要求 1 所述的方法,其中 :
所述干扰产物包括互调制产物 ;
所述检测步骤检测通信设备接收机通带外的干扰 ;以及
所述测量步骤测量干扰的功率水平和频率偏移 ;
进一步包括 :
确定互调制产物是否超过接收机通带内的噪声频谱门限,由此,如果互调制产物超过所述门限,则利用所述功率水平来计算获取所需信号对干扰比所要求的接收机线性。
11. 如权利要求 10 所述的方法,其中所述检测和测量步骤包括估计干扰产物的信号频谱。
12. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述计算步骤包括计算三阶截断点门限以提供足够的信号对干扰比,其中所述调节步骤包括将到接收机的电流和增益的组中的至少一个设置在至少足够满足上述三阶截断点门限的水平。
13. 如权利要求 1 所述的方法,其中 :
所述干扰产物包括交叉调制产物 ;
所述检测步骤检测通信设备接收机通带外的干扰 ;

所述测量步骤测量干扰和通信设备发射机的功率水平和频率偏移；

进一步包括：

确定交叉调制产物是否超过接收机通带内的噪声频谱门限，由此，如果交叉调制产物超过所述噪声频谱门限，则计算获取所需信号对干扰比所要求的接收机线性。

14. 如权利要求 13 所述的方法，其中所述检测和测量步骤包括估计干扰和发射机的干扰产物的信号频谱。

15. 如权利要求 1 所述的方法，其中所述计算步骤使用在频率偏移处的接收机的衰减因子来对干扰进行归一化。

16. 一种具有降低的耗用电流的通信设备，所述通信设备包括：

发射机，操作在可变发射功率水平；

接收机，以可变线性操作；和

控制电路，连接到所述发射机和接收机，所述控制电路用于检测干扰并控制接收机线性，其中如果检测到干扰，所述控制电路：

确定干扰的频率偏移；

测量干扰的功率水平；

如果所述确定的频率偏移使得干扰产物位于接收机通带内，则利用所述功率水平，计算获取所需信号对干扰比所要求的接收机线性；以及

调节接收机线性，以获取所需的信号对干扰比。

17. 如权利要求 16 所述的通信设备，其中所述控制电路估计干扰产物的信号频谱以确定干扰产物是否超过接收机通带内的噪声频谱门限。

18. 如权利要求 16 所述的通信设备，其中所述控制电路根据调节后的接收机线性调节接收机的动态范围。

19. 如权利要求 16 所述的通信设备，其中所述控制电路将到接收机的电流和增益的组中的至少一个调节到足够获取所需信号对干扰比的最小水平。

20. 如权利要求 1-6 所述的通信设备，其中所述控制电路计算三阶截断点门限以提供足够的信号对干扰比，并且将到接收机的电流和增益的组中的至少一个设置在至少足够满足上述三阶截断点门限的水平。

降低耗用电流的方法以及具有降低耗用电流的通信设备

技术领域

[0001] 本发明一般涉及降低诸如无线电话的通信设备中的功耗。更具体地，本发明涉及一种用于动态调节无线电话设备中的接收机元件的技术。

背景技术

[0002] 北美频段中的码分多址 (CDMA) 和宽带 CDMA (WCDMA) 接收机已经并且将继续与其他窄带系统一起存在，这些窄带系统包括诸如 AMPS、IS136 和全球移动通信系统 (GSM) 的通信系统。这种情况导致窄带干扰信号，其造成了交叉调制和互调制非线性失真。减轻该失真的传统方法是以足够高的线性工作，付出的代价是附加的耗用电流 (current drain)。此外，接收机设计正在向具有数字滤波器和更少模拟滤波的高动态范围模数转换器 (A/D) 方向发展。这种类型的接收机设计因此在最终由数字滤波器消除干扰之前，将所需信号和干扰二者传递通过一组高动态范围电路元件。再者，这些电路元件 (A/D 和滤波器) 的动态范围被设置得足够高，从而容纳最大期望干扰，付出的代价是耗用电流和电池寿命。这两个因素导致接收机以比主要使用状态下所需更高的耗用电流来工作。

[0003] 干扰是 CDMA 系统中的一个特殊的问题，CDMA 系统需要接收机和发射机连续工作。这样的规范的一个例子是电信工业协会 / 电子工业协会 (TIA/EIA) 过渡标准 IS-95，“Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System” (IS-95)。IS-95 定义了直接序列码分多址 (DS-CDMA 或者 CDMA) 无线电话系统。在 CDMA 系统中，接收机必须连续工作以在业务信道上时接收呼入数据，发射机必须在业务信道上时连续工作。

[0004] 现有技术的接收机线性系统根据基于载波干扰比 (E_c/I_o) 或 PER (误帧率)、发射电平的知识、接收信号强度指示 (RSSI) 对不良接收信号质量的检测，动态地调节接收机的线性。而且，现有技术捕捉各种可以改变线性的方法，线性改变即接收机放大级中的增益变化或电流变化。但是，现有技术没有最大效率地利用耗用电流，因为线性潜在地增加是不需要任何干扰的知识的。不良质量可以是由于多种因素造成的，这些因素可能不涉及接收机线性，因此不是最有效的度量。而且，现有技术没有解决基带中变化动态范围的使用。

[0005] 在另一技术中，质量度量缺点多少得到了解决，其执行对带内信号的谱估计。这个谱估计是在后信道滤波中进行的，用来寻找窄带互调制失真产物，并且使用低噪声放大器 (LNA) 旁路来改善接收机线性。注意，这解决了潜在的互调制产物，但没有考虑交叉调制。而且，仅限于 LNA 旁路，因此限制了接近敏感度的性能优化。而且，对互调产物的检测在幅度上比实际干扰低若干 dB。

[0006] A/D 转换器动态范围的动态控制也是已知的，其中使用模拟检测电压来变化 A/D 的动态范围。转换器范围的变量控制通常是 A/D 内部的而不是更大系统的一部分。这就将这些技术的功效限制在减轻 A/D 的窄带干扰，而不提供机制来降低其他电路元件，例如数字滤波器、模拟滤波器和 RF 电路的耗用电流。

[0007] 因此，需要一种方法和装置，用于在减轻非线性失真效应时降低诸如无线电话的

通信设备中的耗用电流。还需要降低操作在 CDMA 系统中的通信设备中接收机的耗用电流，而不牺牲接收呼入信号的能力。提供这些优点而不需要附加的硬件将是有益的，因为增加硬件会增加通信设备的成本。

附图说明

[0008] 本发明的新颖性特征是在权利要求书中阐述的。通过参考下面的描述，并结合附图，将最好地理解本发明及其进一步的目的和优点，在下面的附图中，类似的参考标号标识相同的元素，而且其中：

- [0009] 图 1 显示了现有技术多模式通信设备的框图；
- [0010] 图 2 是图示说明图 1 设备的操作的流程图；
- [0011] 图 3 显示了根据本发明的多模式通信设备的第一实施例的框图；
- [0012] 图 4 是图示说明图 3 设备的操作的流程图；
- [0013] 图 5 显示了根据本发明的多模式通信设备的替换实施例的框图；
- [0014] 图 6 是图示说明图 5 设备的操作的流程图；和
- [0015] 图 7 是根据本发明的降低接收机中耗用电流的方法的流程图。

具体实施方式

[0016] 本发明提供了独特的方法来改善通信系统中无线通信设备的接收机电路中的接收，同时降低耗用电流。这是通过降低接收机中的耗用电流而做到的，包括在只有很少或没有干扰时使接收机中元件（混频器、放大器和滤波器）更少线性，而在存在干扰时再增加线性。具体地，本发明通过直接确定干扰而不是依赖信道质量，并且仅在预期了非线性失真产物时改善接收机的线性，来减低互调制失真和交叉调制失真。这个改善不用通信设备中任何显著附加的硬件或开销就能完成。而且，本发明可以利用现有高动态范围设备，诸如模数转换器和数字滤波器，将其与通信设备中必需的用于 RF 输入信号的处理的解决方案相结合。

[0017] 具体地说，本发明是这样解决现有技术的问题的：使用带内和带外干扰检测和谱估计来识别干扰的功率水平和频率偏移，从而决定是否降低线性，而不是使用 CDMA 信道质量度量或用在 GSM 环境中的（例如，对于交叉调制或互调制问题）。而且，本发明还可以利用动态范围降低到相同效应和线性调节，其中动态范围调节和线性调节可以分别使用或者组合使用。

[0018] 参看图 1，显示了现有技术通信设备的框图。典型地，该设备是双工 CDMA 蜂窝无线电话，可操作在遵照 TIA/EIA 过渡标准 IS-95，“Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-ModeWideband Spread Spectrum Cellular System”的 CDMA 无线电话系统中，其工作在 800MHz。可替换地，无线电话系统 100 可根据其他 CDMA 系统工作，包括 1800MHz 的 PCS 系统或者其他合适的数字无线电话系统。设备包括连接到发射机 100 和接收机电路 102 的天线 106，可以同时但以不同的频段，通过双工滤波器 104 和天线 106 进行传送。该设备受到一个或多个微处理器（未示出）、微控制器或数字信号处理器 108 (DSP) 的控制，这些处理器或控制器产生必要的通信协议，用来操作在兼容蜂窝系统中，并且可以操作许多其他的设备来提供用于无线通信设备的功能，例如向显示器写、从

小键盘接受信息、通过用户接口通信、音频等等。这些其他的设备为附图的简便起见而没有显示以避免混淆。电池 105 为无线电话的其他元件提供工作电力。优选地，电池是可再次充电的。

[0019] 天线 106 从邻近基站 102 接收 RF 信号。接收的 RF 信号由天线 106 转换成电信号并提供给接收机 102，接收机提供到基带信号的转换。接收机 102 包括放大器和其他电路，诸如 RF 电路和解调电路，如本领域所知。基带信号被提供给无线电话中的其他电路（未显示），其将基带信号转换成数字数据流以便进一步处理。

[0020] 类似地，无线电话通过调制电路将基带信号提供到发射机 100，发射机发送电 RF 信号到天线 106 用于传送到邻近的那个基站和其他基站。放大器 126 在业务信道上时通常消耗最多的电流，尽管存在技术来以较低发射电平降低该消耗。在较低发射电平，各种接收机 102 元件的电流消耗对于无线设备耗用电流来说变得更加重要。另外，监控寻呼信道时的耗用电流大大地受到了接收机 102 耗用电流的影响，因为放大器 126 和发射机 100 都关闭了。

[0021] 控制电路，诸如 DSP 108，控制无线电话 104 的功能。控制电路响应于储存的指令程序而工作，并且包括用来储存这些指令和其他数据的存储器（未示出）。控制电路还连接到无线电话的其他元件，这些元件没有示出，以便不会使附图过度复杂。例如，无线电话将典型地包括用户接口，以允许用户控制无线电话的操作。用户接口典型地包括显示器、小键盘、麦克风和听筒。用户接口连接到控制电路。

[0022] DSP 108 可以通过增益控制 112 或电流控制 114 来调节增益级 110 和混频器 118，从而控制接收机线性。接收机电路路径还包括级间滤波 116、模拟滤波 120 以及模数转换 122，用于接收机后端 124，这是本领域通常公知的。DSP 108 确定接收机信道的接收信号强度指示 (RSSI)。应该认识到，RSSI 可以在各种独立的模块或其组合中（例如通过 AGC 系统）确定。接收机后端 124 包括解调器、信号处理和其他本领域公知的电路，用来进行基带转换和合适的活动滤波，其是对所需通信信号解调所必需的。而且，接收机后端 124 可以使用数字处理来确定接收机信道的质量（即误帧率 (FER)、Ec/Io(载波对干扰比) 等）。

[0023] 增益级 110 是预防大，其使用自动增益控制 (AGC) 来控制信号增益输入到后端基带电路（解调器）124，因为该电路易受过载的影响。AGC 维持每一级的功率水平在指定工作范围内，因此接收机可以适当地起作用。接收机电路可以直接转换或者有一个或多个中间频率级。混频器 118 将信号转换成基带表示，然后通过基带滤波器滤波 120，主要允许所需通信信号通过以便后期处理。尽管进行了滤波，信号，加噪声、干扰和互调制仍然存在。这些信号中的某些在所需通信信号频段，诸如由于与共发功率放大器 126 的交叉调制而产生的互调制产物，并且传递以便后期处理。在滤波器 120 之后，信号被模数转换器 122 转换成数字信号。这个转换器取所有信号（所需通信信号和干扰）并将它们转换成数字数据比特，这些数字数据比特随后可以用于进一步的处理，包括附加的滤波和解调。

[0024] 数字信号处理器 108 包括检测器，用于检测来自所有源的带上干扰，包括来自发射机功率放大器 126 的自干扰以及外部信道噪声。检测器估计信道质量和接收信号强度，以确定供应给增益级 110 和混频器 118 的增益或电流的合适的量，从而调节其线性用来降低交叉调制。应该认识到，可以单独用软件，而不需要硬件实施例就能将这些许多级合并在一起。

[0025] 图 2 显示了为降低互调制而进行线性调节的现有技术，其使用图 1 的设备。设备首先使用公领域公知的技术确定接收信道质量 200。如果信道质量良好 202，则互调制和其他噪声源的影响不显著，设备可以正常工作 204。但是，如果信道质量较差，则互调制可以是多个原因之一。在此情况下，使用发射机功率放大器水平，将它与经验确定且作为系统设计的函数的第一门限 208 进行比较。如果功率水平没有超过第一门限，则干扰或失真不会被认为十分显著，设备可以正常工作 204。但是，如果发射机功率水平超过该门限，则较差调制可以是原因，且现有技术随后调用对低噪声放大器 (LNA) 和混频器的线性调节。

[0026] 要使用的线性调节的类型是通过确定 210 接收信号强度指示 (RSSI) 来决定的，将 RSSI 与经验确定的第二门限进行比较 212 来确定工作状况调节的类型（即，增益或线性）。具体地，如果 RSSI 大于第二门限，则现在存在足够的信号，增益降低不会进一步降低现存的与干扰相关的较差信号，即信号对干扰比 (S/I)。换句话说，如果信号较小（小 RSSI），则 S/(N+I) 将是合适的表示，作为增益降低的结果。信号和干扰现在都较小，而噪声是常数，相对较大。但是，接收机内的失真产物会由于降低接收机增益级 110 和混频器 118 的增益 216 而大大降低，由此改善了现有的与干扰相关的较差信号。降低增益是优选的，因为电流耗散通常会由于降低增益而降低。但是，如果 RSSI 低于或等于第二门限 212（即，不足以的信号），则降低增益将造成更多的负惩罚，因为首先信号不够，且线性增加调节是通过增加到接收机的增益级的电流 214 来完成的。

[0027] 本发明在几个方面都不同于上面的现有技术。首先，不使用信道质量用于互调制或交叉调制确定，因为信道质量会因为许多其他原因，而不是互调制或交叉调制而降低。其次，来自接收机频带的干扰的频率偏移是在线性确定中确定和使用的。再次，干扰的功率水平用于评估是否调节线性。

[0028] 本发明限定了一种在很少或没有干扰的时间段期间降低接收机耗用电流的方法，由此降低通信设备的整体电流消耗。为了在 IS-95 标准内工作，CDMA 接收机必须符合 TIA/EIA-98 中限定的双音互调制 (IM) 和单音去敏 (STD) 的规范。这两个要求设置了接收机前端的线性要求，从而设置了其功率消耗。IM 规范要求接收机前端足够线性以降低两个等间距的连续波干扰的共道 (on-channel) 三阶互调制产物的水平。进一步地，STD 规范要求接收机前端足够线性以降低连续波干扰物和无线设备自己的发射信号的共道交叉调制产物的水平。

[0029] 在本发明中，接收机 102 的线性受到来自控制电路 108 的线性调节信号的控制。线性调节信号控制电流流到接收机 102，具体是控制偏置电流到接收机放大器和混频器。控制电路 108 还可以提供增益调节信号到接收机 102。增益调节独立于线性调节，且不依赖于电流限制。接收机中所要求的增益与通信设备是否正在发射无关。在高增益，接收机更易于受到干扰的影响，对接收机线性的控制变得很重要，如前所述。增加接收机线性要求接收机使用更多的电流。

[0030] 参看图 3，显示了根据本发明的通信设备的框图，诸如其可操作于 GSM 和 WCDMA 通信系统。优选地，该设备是组合有本发明的蜂窝无线电话。该设备包括收发机，其具有如前所述的发射机 100 和接收机电路 302，发射机和接收机可以同时但以不同频段，通过双工滤波器 104 及天线 106 进行通信。该设备受到一个或多个微处理器（未示出）、微控制器或数字信号处理器 (DSP) 模块 308（其可以是设备 DSP 的一部分）控制，这些控制器和处理器产

生必要的通信协议以在兼容蜂窝系统中工作并且执行无线通信设备的许多其他功能,诸如向显示器写、从小键盘接受信息、通过用户接口通信、音频等等(简便起见,未示出)。DSP 模块 308 可以通过增益控制 112 或电流控制 114 来调节其增益级 310、混频器 318 和模拟滤波模块 320,从而控制接收机线性。接收机包括混频器 318、模拟滤波模块 320、模数转换器(ADC) 322,用于接收机后端 324,以及 ADC 322 之后的数字滤波模块 323。

[0031] 本发明新颖地使用了高动态范围、宽带宽 ADC 322,其不同于现有技术,因为在带内信号检测之外,其还允许带外和高水平信号检测。DSP 模块 308 可以确定包括干扰在内的带外信号,其都将通过 ADC 322 传递。干扰物的功率水平和频率偏移最终用来确定线性调节,如下所述。DSP 模块实际上是检测器,用来估计由于来自具有干扰物的设备 PA 126 的泄漏的多干扰互调制或交叉调制造成的非线性失真产物。检测器可以使用带内和带外信号产物以及来自双工收发机的 PA 126 的发射机功率水平信息,以确定对增益级 310 和混频器 318 的合适的线性调节以及对于 A/D 322 和滤波器 323 的合适的动态范围,以便降低失真。基于干扰物测量并且可选地基于发射机功率水平,可以计算信号对干扰比,其中如果信号对干扰比没有超过预定门限,则使用增加的电流或增益变化和 / 或动态范围来增加接收机的线性,如下面将要解释的那样。

[0032] 图 4 显示了图示说明接收机(RX)频带上三阶互调制的效应的图。在这个例子中,第一干扰物 $A_1 \cos(\omega_1 t)$ 较为接近 RX 频带,第二干扰物 $A_2 \cos(\omega_2 t)$ 距离 RX 频带稍远些,第一干扰物与第二干扰物互调制。这个互调制产生了 RX 频带内的三阶产物,其降低了信号对干扰性能(以及频带外的三阶产物)。具体地,三阶干扰是

$$[0033] v_{\text{imd}3}(t) = \frac{3}{4}A_1^2A_2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \frac{3}{4}A_2^2A_1 \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] \quad (1)$$

[0034] 信号对干扰比是

$$[0035] \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{imd}}} = \frac{P_{\text{sig}}}{2P_1 + P_2 - 2IP_3} \quad (2)$$

[0036] 其中, P_{sig} 是所需带内(RX)信号的功率, P_{imd} 是干扰的功率。 P_1 是较近干扰物的功率水平, P_2 是较远干扰物的功率水平。在本发明中,干扰物的功率和频率偏移直接进行测量,以确定其在 RX 频带内的效应。通过给定信号对干扰比(SIR)限制(如标准中所定义),随后可以找到 IP_3 门限来提供足够 SIR。接收机的元件随后可以将其线性调节到提供足够 SIR。

[0037] 图 5 显示了根据本发明的 DSP 模块(图 3 中的 308),用于检测干扰和估计互调制失真。在此情况下,产生的非线性失真在相对窄带内。DSP 使用测量的发射机功率(TX)的输入和接收信号水平(P_{sig})以及所需的 SIR。然后,给定干扰物的测量结果,可以从方程 2 计算 IP_3 门限,以产生所需的 SIR。具体地,本发明使用谱估计来决定是否有来自窄带干扰的任何显著互调制产物将落入到接收信道滤波器内。如果谱估计显示不存在干扰的话,A/D 转换器和数字基带的动态范围可以放宽。

[0038] 实际上,通过宽带 A/D,测量 RX 频带上及频带外的频谱来检测干扰物。具体地,从 A/D 输出的信号传递到数字低通滤波器,降低检测的频率范围(其中关心交叉调制和典型最坏情况的互调制)并且降低 A/D 的量化噪声。该信号随后被传递到数字高通滤波器,其是模拟低通滤波器(320)的倒转,用来均衡信号幅度。这个接收的信号频谱可以通过快速傅立叶变换(FFT)或者通过覆盖所需频谱的带通滤波器(BPF)组而提供。FFT 大小或 BPF

带宽是由所需频率解析度设定的,点数可以由所需频率范围设定。此外,本领域公知的许多其他技术也可以用来提供该频谱测量。此外,存在其他方法来均衡信号幅度,诸如在谱估计之后的反向模拟低通滤波器(320)传输函数的简单相加。在这个例子中,使用一组二十四個带通滤波器来覆盖频谱的范围,以找到干扰。干扰的功率水平(以及下面将要讨论的频率偏移)由DSP用于方程2中,计算接收机元件的合适的线性(通过经验预先确定),以提供至少通信设备适当接收的最小SIR。通过对混频器和/或放大器的电流控制和/或增益控制来调节线性,由此减轻电池电流的浪费。

[0039] 在优选实施例中,如果降低了各种接收机元件中的信号水平(即,降低信号摆动),就不需要在接收机的各个元件中提供全动态范围来适应其降低的信号。因此,在本发明中,这些元件的动态范围可以降低以追踪LNA和混频器的线性要求,以便进一步节省电流。具体地,电流控制可以用来控制模拟滤波模块(320)、A/D(322)和数字滤波器模块(323)中一个或多个的动态范围。

[0040] 图6图示说明了一种根据本发明的减轻三阶互调制失真的效应的方法。参看图3-6,第一步骤600包括从A/D 322输入宽带信号。根据这个信号,使用FFT或者BPF组生成噪声功率谱602,如上所述。噪声功率谱可以在许多条件下确定,包括在与接收机的非通信时间段期间,在发射机开启(或关闭)的时间段期间,以及使用若干测量结果的平均值的若干时间段期间。接下来的步骤604包括检测任何干扰产物,通过测量FFT格(bin)或滤波器组中的带通滤波器是否具有高于指示存在干扰的预定门限的噪声功率水平来寻找。预定门限是通过最后的接收机线性要求而根据经验确定的。该门限可以是常数水平或者为特定RX频带量身定做的曲线。如果没有任何滤波器格呈现出高于门限的干扰噪声功率,则不认为干扰对于设备接收来说是个问题。在此情况下,接收机(LNA 310和混频器318)可以使用电流和/或增益控制,设置到最低IP3设定的低线性606(可选地,设置模拟滤波器模块320、A/D 322和数字滤波器模块323的低动态范围)。

[0041] 但是,如果发现任何格中的干扰功率高于门限的话,接下来的步骤包括确定608干扰物的频率偏移。如果两个干扰物之间频率偏移(Δ)是最近频率干扰物和RX频带之间的 Δ 的倍数,或者具体地,二者相同,则RX频带内将存在三阶干扰产物,会降低接收机的SIR。如果计算609频率偏移,使得干扰产物不会落入RX通带中,则干扰不会被认为对于设备接收是个问题,接收机可以使用电流和/或增益控制被设置为低线性606(以及可选地,低动态范围)。但是,如果计算609频率偏移,使得干扰产物落入RX通带内的话,则有必要计算所需的接收机线性,以获得所需信号对干扰比,并调节在计算步骤中计算的接收机线性来获得所需的信号对干扰比。这是在方程2中完成的,首先将P1设置607为最接近RX频带的干扰物的功率水平,将P2设置为距离RX频带最远的干扰物的功率水平。接着,605,使用要求的SIR 601和接收的所需信号 P_{sig} 603的已知或测量值,可以根据方程2计算三阶截断点(IP_3)门限,以产生所需的SIR,其中接收机(LNA 310和混频器318)可以使用电流和/或增益控制设置为合适的线性(可选地,设置模拟滤波器模块320、A/D 322和数字滤波器模块323的合适的动态范围)。增加线性可以通过降低接收机的增益级和混频器的增益,和/或,增加到接收机的增益级和混频器的电流来实现。该调节还可以包括模拟滤波器模块。

[0042] 本发明还适用于减轻交叉调制干扰产物。图7显示了图示说明接收机(RX)频带

上交叉调制的效应的图。在这个例子中,第一干扰物 $A_2 \cos(\omega_2 t)$ 接近 RX 频带,来自设备发射机的泄漏 $A_1(t) \cos(\omega_1 t)$ 导致 RX 频带内的宽带干扰,第一干扰物与上述泄漏交叉调制。这个交叉调制产生了 RX 频带内的非线性失真,其降低了信号对干扰性能(以及带外的三阶产物)。具体地,来自失真的干扰是

[0043] $v_{cmd}(t) = 3/2A_1^2(t)A_2\cos(\omega_2 t)$ (3)

[0044] 信号对干扰比是

[0045]
$$\frac{P_{sig}}{P_{cmd}} = \frac{P_{sig}}{2P_1 + P_2 - 2IP_3 + 6 + AF + AM} \quad (4)$$

[0046] 其中, P_{sig} 是所需带内(RX)信号的功率, P_{cmd} 是干扰的功率。 P_1 是发射机的功率水平, P_2 是干扰物的功率水平。在本发明中,发射机和干扰物的功率和频率偏移是已知的,或直接测量,以确定其在 RX 频带内的效应。此外,还可以使用发射机的百分比幅度调制来确定接收机的合适线性。而且,衰减因子根据交叉调制的宽带特性而定义,如下面所述。通过给定信号对干扰比(SIR)限制(如标准中所定义),随后可以找到 IP_3 门限来提供足够 SIR。接收机的元件随后可以将其线性调节到提供足够 SIR。

[0047] 回过来参看图 5,可以使用谱信号估计结合衰减因子(AF)来基于测量的干扰和所需 SIR 计算所需的接收机线性,以提供交叉调制减轻。衰减因子是对于接收机预先确定的,并且定义为距离 RX 频带的每偏移的测量衰减,涉及带外功率测量的校正。具体地,应该注意,衰减因子捕捉交叉调制随着干扰的偏移频率而降低的因素。该因素允许基于干扰频率偏移的知识而降低电流/线性。如果在 2 到 7MHz 频率范围中没有干扰的话,则接收机可以以最小线性工作,与 TX 信号的量无关,只要满足交叉调制和/或互调制要求。

[0048] 交叉调制解决方案在多模式 GSM 和 WCDMA 通信系统或多模式 AMPS 和 cdma2000 通信系统中找到了最佳的应用。多模式系统通常涉及相同频带内两种模式的部署,由此引出产生交叉调制的干扰。

[0049] 如图 5 中所表示的,根据本发明,还可以使用 DSP 模块(图 3 中的 308)来检测交叉调制失真。在这种情况下,由于宽带 TX 信号的交叉调制,产生的非线性失真是宽带的。DSP 使用已知发射机(TX)功率、调制和频率以及接收信号水平(P_{sig})和所需 SIR 的输入。然后,给定干扰物的测量结果和发射机的知识,可以从方程 4 计算 IP_3 门限,以产生所需 SIR。具体地,本发明使用谱估计来决定是否有任何来自宽带干扰的显著交叉调制产物将落入接收信道滤波器中。如果谱估计指示不存在干扰的话,A/D 转换器和数字基带的动态范围可以放宽。

[0050] 如前所述,通过宽带 A/D,测量 RX 频带上和外的频谱,来检测干扰。具体地,从 A/D 输出的信号传递到数字低通滤波器,以降低交叉调制检测的频率范围,并降低 A/D 的量化噪声。该信号随后被传递到数字高通滤波器,其是模拟低通滤波器(320)的倒转,用来均衡信号幅度。这个接收的信号频谱可以通过快速傅立叶变换(FFT)或者通过覆盖所需频谱的带通滤波器(BPF)组而提供。FFT 大小或 BPF 带宽是由所需频率解析度设定的,点数可以由所需频率范围设定。此外,本领域公知的许多其他技术也可以用来提供该频谱测量。此外,存在其他方法来均衡信号幅度,诸如在谱估计之后的反向模拟低通滤波器(320)传输函数的简单相加。在这个例子中,使用一组二十四个带通滤波器来覆盖频谱的范围,以找到干扰。干扰物的功率水平以及频率偏移由 DSP 用于方程 4 中,计算接收机元件的合适的线性

(通过经验预先确定),以提供至少通信设备适当接收的最小 SIR。通过对混频器和 / 或放大器的电流控制和 / 或增益控制来调节线性,由此减轻电池电流的浪费。

[0051] 在优选实施例中,如果降低了各种接收机元件中的信号水平(即,降低信号摆动),就不需要在接收机的各个元件中提供全动态范围来适应其降低的信号。因此,在本发明中,这些元件的动态范围可以降低以追踪 LNA 和混频器的线性要求,以便进一步节省电流。具体地,电流控制可以用来控制模拟滤波模块(320)、A/D(322) 和数字滤波器模块(323) 中一个或多个的动态范围。

[0052] 图 8 图示说明了根据本发明的减轻交叉调制失真的效应的方法。参看图 3、5、7 和 8,第一步骤 800 包括从 A/D 322 输入宽带信号。根据这个信号,使用 FFT 或者 BPF 组生成噪声功率谱 602,如上所述。噪声功率谱可以在许多条件下确定,包括在与接收机的非通信时间段期间,在发射机开启(或关闭)的时间段期间,以及使用若干测量结果的平均值的若干时间段期间。接下来的步骤 604 包括检测任何干扰产物,通过测量 FFT 格(bin) 或滤波器组中的带通滤波器是否具有高于指示存在干扰的预定门限的噪声功率水平来寻找。预定门限是通过最后的接收机线性要求而根据经验确定的。该门限可以是常数水平或者为特定 RX 频带量身定做的曲线。对于互调制和交叉调制问题,该门限也可以不同。如果没有任何滤波器格呈现出高于门限的干扰噪声功率,则不认为干扰对于设备接收来说是个问题。在此情况下,接收机(LNA 310 和混频器 318) 可以使用电流和 / 或增益控制,设置到最低 IP3 设定的低线性 606(可选地,设置模拟滤波器模块 320、A/D 322 和数字滤波器模块 323 的低动态范围)。

[0053] 但是,如果发现任何格中的干扰功率高于门限的话,接下来的步骤包括确定 808 干扰的频率偏移,其用于与对应的、与测量功率一起、来自预定查找表 800 的输入衰减 801 相组合。如果干扰的频率偏移足够接近 RX 频带(例如,对于 WCDMA,在 7MHz 内),则可以在 RX 频带内存在交叉调制干扰产物,其降低接收机的 SIR。如果计算 809 干扰产物,使得干扰产物不会落入 RX 通带中,则干扰不会被认为对于设备接收是个问题,接收机可以使用电流和 / 或增益控制被设置为低线性 606(以及可选地,低动态范围)。

[0054] 但是,如果计算 609 频率偏移,使得干扰产物落入 RX 通带内的话,则有必要计算所需的接收机线性,以获得所需信号对干扰比,并调节在计算步骤中计算的接收机线性来获得所需的信号对干扰比。由于干扰的宽带特性,参考超过噪声谱门限的最高功率组的最大值,对 FFT 格和 AF 点进行归一化。然后,格值加在一起 803,用来确定方程 4 的归一化的总交叉调制贡献 R,并且将 P₂ 和 AF 设置为最大干扰物的水平,即归一化为最大值。接着,805,使用要求的 SIR 601、接收的所需信号 P_{sig} 603 以及 TX 功率水平和百分比幅度调制 807 的已知或测量值,可以根据方程 4 计算三阶截断点(IP₃)门限,以产生所需的 SIR,其中接收机(LNA 310 和混频器 318) 可以使用电流和 / 或增益控制设置为合适的线性(可选地,设置模拟滤波器模块 320、A/D 322 和数字滤波器模块 323 的合适的动态范围)。增加线性可以通过降低接收机的增益级和混频器的增益,和 / 或,增加到接收机的增益级和混频器的电流来实现。

[0055] 应该认识到,上述的技术可以周期性重复以基于干扰的变化而更新设备的工作状况。此外,DSP 模块 308 可以调节增益级、混频器、A/D 和滤波器模块,其不同地取决于干扰状况和每一元件的能力。

[0056] 有利的是,相比现有技术,本发明解决了直接且分别地来自噪声和干扰的非线性失真。这是通过现有硬件、消除附加电路的需要而完成的,因此节省了印刷电路板上和集成电路内的空间。数字信号处理器技术的日益增长的能力允许同时测量和操作不同模式的通信信号,以通过非常小的芯片区域提供无缝控制。

[0057] 如前面所能看到的,本发明提供了一种方法和装置,用来降低通信设备中的耗用电流,包括使接收机中的元件(放大器和下变频器)在存在最小干扰时更少线性或者具有更小动态范围,在干扰显著时再增加线性或动态范围。除了上述的业务信道之外,本发明还可以有利地适用于控制、数据和寻呼通信。在这些事件期间,接收机线性可以用与前述相同的方式来进行调节。

[0058] 本发明包括利用宽带A/D变换器的提高的动态范围来提供检测干扰的新颖技术。使用诸如FFT或带通滤波器组的技术,本发明允许检测干扰的存在情况、干扰的功率以及干扰的频率偏移。频率偏移检测的有用范围被Σ-Δ A/D噪声低限和模拟基带滤波器的衰减所限制。仿真结果证明可以检测到2到7MHz偏移范围的信号,其幅度从-60dBm到压缩点。这是非常重要的,因为7MHz点是使交叉调制不再成为由于来自接收机的频率偏移而造成WCDMA问题的频率偏移。而且,窄带互调制测试作为WCDMA和CDMA标准的一部分来执行,都落入到了该频率偏移范围内。

[0059] 对本发明的更复杂检测的简单使用增加了两个新颖的特征。其一,RF元件的接收机线性可以不仅基于质量度量(如现有技术)而是根据对干扰的实际测量,包括功率和频率偏移,以及基于干扰的对线性要求的计算,来调节。其二,该检测器的使用可以用来根据当前干扰的量而降低A/D和数字滤波器的动态范围。这提供了对各种接收机元件的线性/动态范围的最有效的使用。

[0060] 尽管在上面的描述和附图中描述并图示说明了本发明,但应该理解,这里的描述只是举例性质的,本领域技术人员可以做出许多的改变和修改,而不会背离本发明的宽广的范围。尽管本发明是具体在便携蜂窝无线电话中使用的,但本发明可以适用于任何多模式无线通信设备,包括寻呼机、电子记事本、计算机。申请人的发明应该仅受到权利要求的限制。

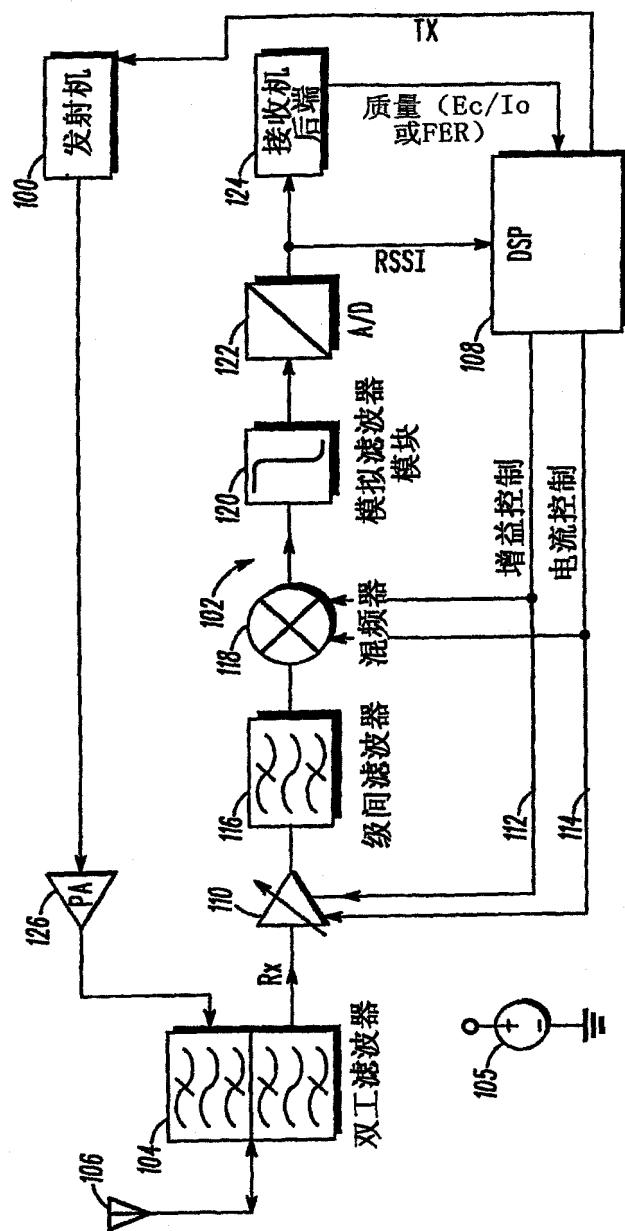


图 1 现有技术

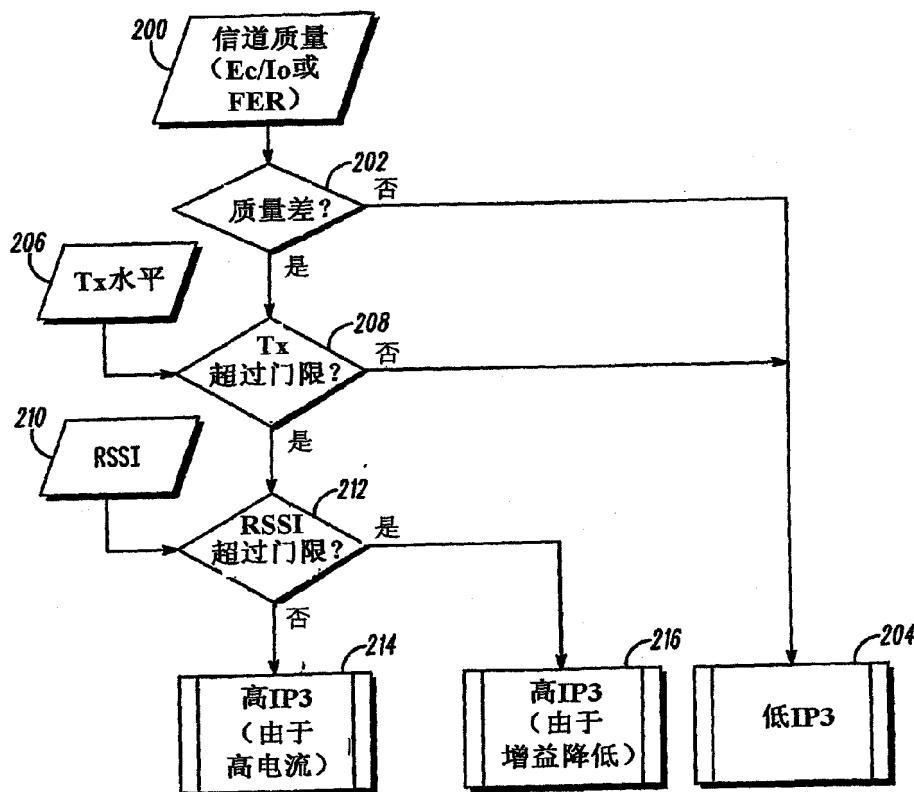


图 2 现有技术

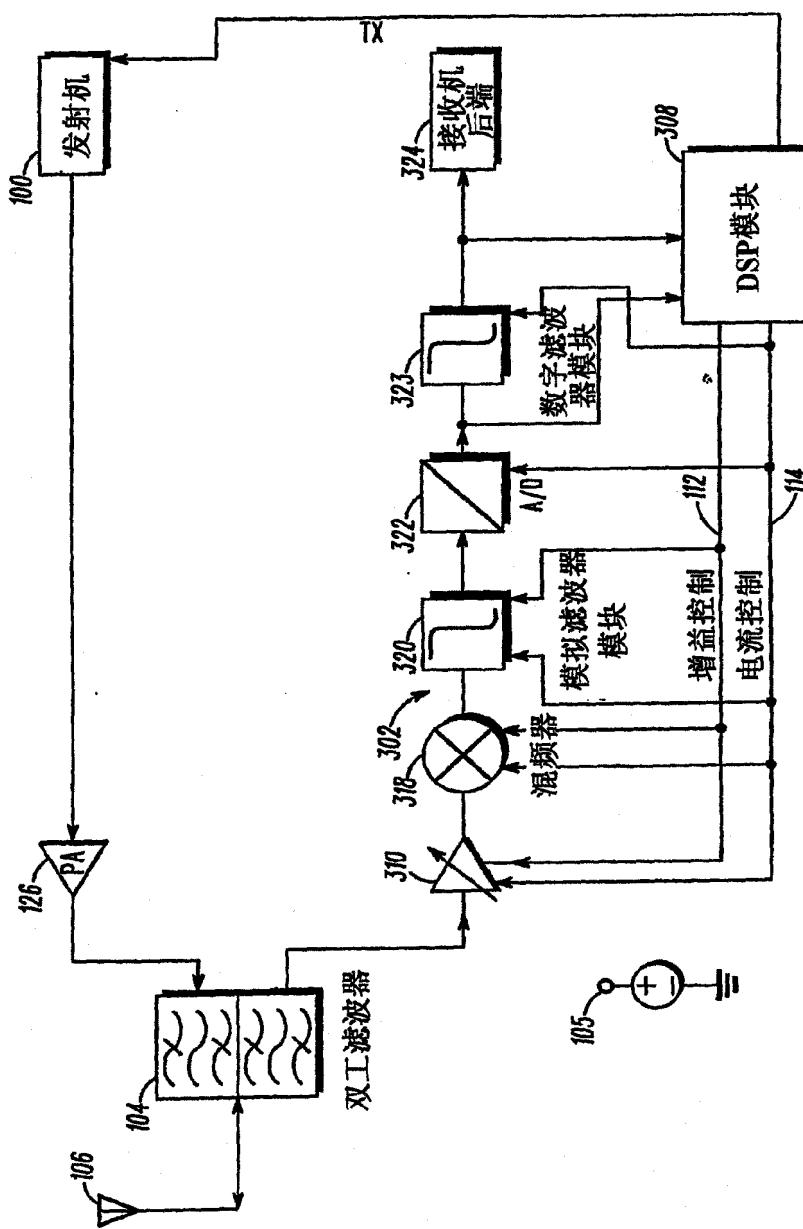


图3

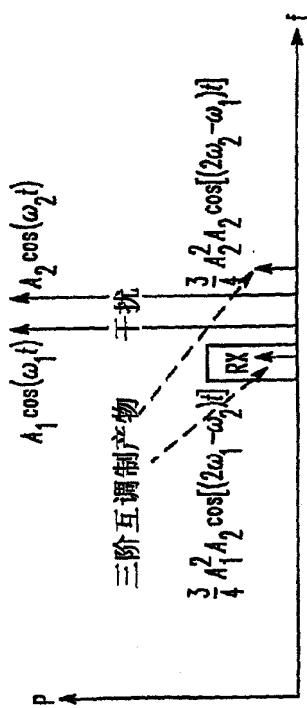


图4

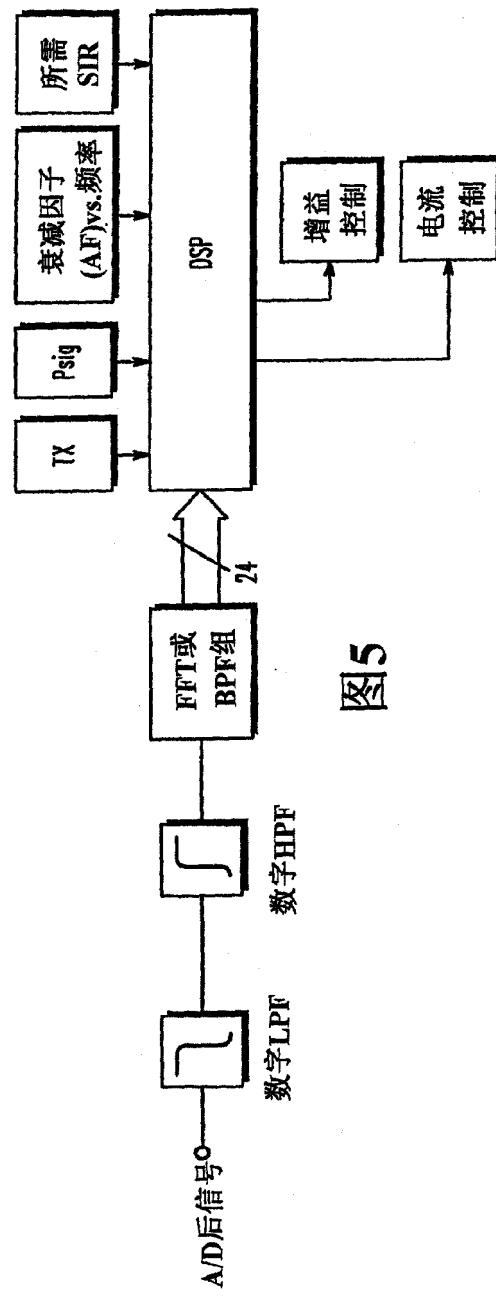


图5

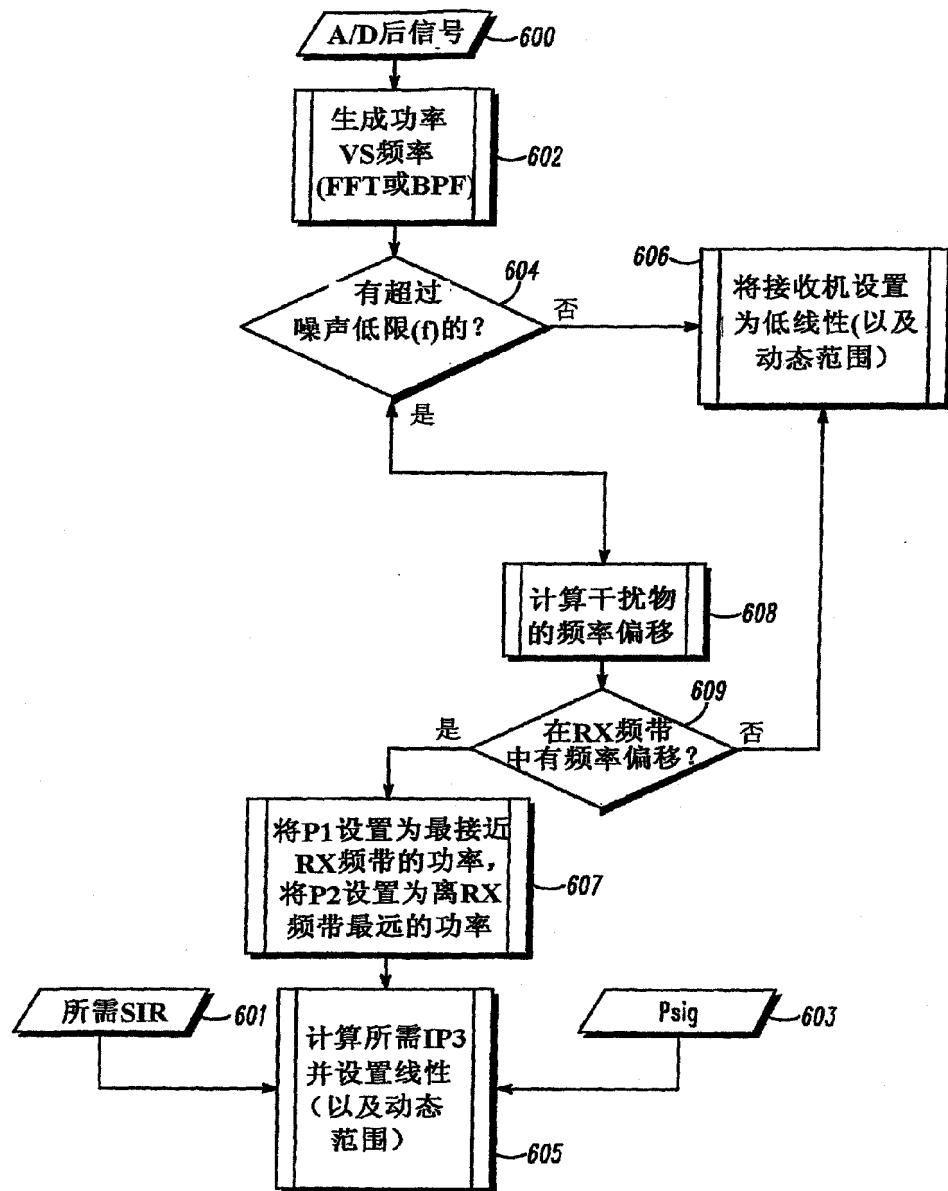


图 6

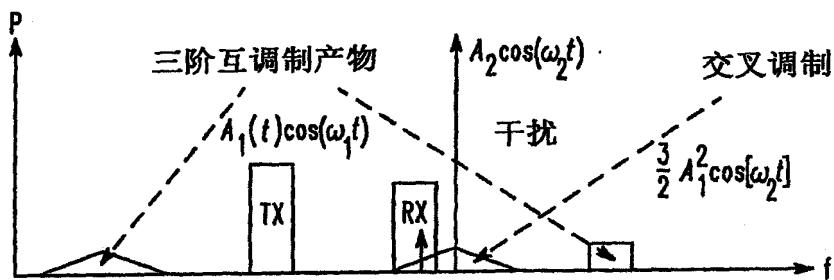


图 7

