

[51] Int. Cl.

H04B 1/10 (2006.01)

H03M 1/18 (2006.01)



[12] 发 明 专 利 说 明 书

专利号 ZL 98811990.0

[45] 授权公告日 2008 年 7 月 30 日

[11] 授权公告号 CN 100407583C

[22] 申请日 1998.12.8 [21] 申请号 98811990.0
[30] 优先权

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司
代理人 张政权

[32] 1997.12. 9 [33] US [31] 08/987,853

[86] 国际申请 PCT/US1998/026053 1998.12.8

[87] 国际公布 WO1999/030427 英 1999.6.17

〔85〕 进入国家阶段日期 2000.6.9

[73] 专利权人 高通股份有限公司

地址 美国加州圣地埃哥

[72] 发明人 S·G·尤尼斯 S·S·巴扎加尼

S · C · 西卡雷利

[56] 参考文献

US 5341135 1994. 8. 23

US 5619536 1997.4.8

WO 9624193 1996. 8. 8

审查员 戴磊

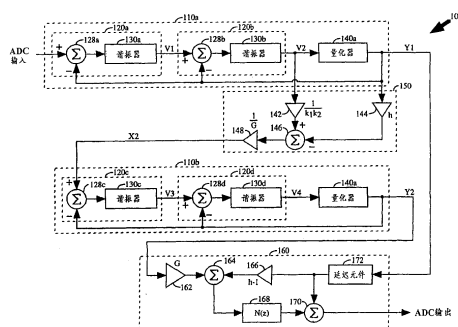
权利要求书 2 页 说明书 26 页 附图 14 页

[54] 发明名称

可编程动态范围接收机

[57] 摘要

一种可编程动态范围接收机以减少的功耗提供所需的性能水平。把接收机内的 $\Sigma \Delta A/D$ 设计成具有一个或多个回路。每个回路提供预定的动态范围性能。可根据所需的动态范围和一组动态范围阈值来使能或无效这些回路。还可把 $\Sigma \Delta A/D$ 设计成具有可调偏置电流。 $\Sigma \Delta A/D$ 的动态范围近似正比于偏置电流而改变。通过调节偏置电流, $\Sigma \Delta A/D$ 可以最小的功耗提供所需的动态范围。当不需要高的动态范围时, 可减小 $\Sigma \Delta A/D$ 的基准电压, 从而允许 $\Sigma \Delta A/D$ 和支持电路中有较小的偏置电流。 $\Sigma \Delta A/D$ 的动态范围也是正比于采样频率的过采样率的函数。高的动态范围需要高的过采样率。当不需要高的动态范围时, 可降低采样频率。



1. 一种可编程动态范围接收机，其特征在于包括：

前端，用于接收 RF 信号并产生 IF 信号；

连到所述前端的 $\Sigma\Delta$ ADC，用于接收所述 IF 信号并产生 IF 样本，所述 $\Sigma\Delta$ ADC 具有一动态范围；

连到所述前端的功率检测器，用于测量所述 IF 信号的幅度；以及

连到所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的数字信号处理器，用于接收所述 IF 样本并产生所需的信号，所述所需的信号具有特定幅度；

其中根据所需的动态范围来调节所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的所述动态范围，所述所需的动态范围与所述 IF 信号的所述幅度有关；

其中，所述 $\Sigma\Delta$ ADC 包括多个回路，依据由所述功率检测器所测量的 IF 信号的幅度来使能或不使用每个回路，以调节所述 $\Sigma\Delta$ ADC。

2. 如权利要求 1 所述的接收机，其特征在于所述 $\Sigma\Delta$ ADC 为 MASH 4-4 ADC，所述 MASH 4-4 ADC 包括第一回路和第二回路。

3. 如权利要求 2 所述的接收机，其特征在于当所需的动态范围小于第一动态范围阈值时利用 MASH 4-4 ADC 的所述第一回路，当所需的动态范围超过所述第一动态范围阈值并小于第二动态范围阈值时利用所述第二回路，当所需的动态范围超过所述第二动态范围阈值时利用所述第一回路和所述第二回路。

4. 如权利要求 3 所述的接收机，其特征在于所述第一和第二动态范围阈值的实现具有回差。

5. 如权利要求 1 所述的接收机，其特征在于所述 $\Sigma\Delta$ ADC 包括放大器，所述放大器具有偏置电流。

6. 如权利要求 5 所述的接收机，其特征在于所述接收机进一步包括偏置控制电路，用于根据所述所需的动态范围调节所述放大器的所述偏置电流。

7. 一种在接收机中提供可保持动态范围的方法，其特征在于包括以下步骤：

接收 RF 信号；

处理所述 RF 信号以产生 IF 信号；

以 $\Sigma\Delta$ ADC 采样所述 IF 信号以产生 IF 样本，所述 $\Sigma\Delta$ ADC 具有一动态范围；

处理所述 IF 样本以产生所需的信号，所述所需的信号具有特定幅度；

测量所述 IF 信号的幅度；

测量所述所需的信号的幅度；

依据所述 IF 信号的所述测得幅度与所述所需的信号的所述测得幅度来计算所需的动态范围；以及

依据所测量的 IF 信号的幅度来使能或不使用所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的多个回路中每个回路，以调节所述 $\Sigma\Delta$ ADC。

8. 如权利要求 7 所述的方法，其特征在于所述调节步骤包括以下步骤：

当所需的动态范围低于第一动态范围阈值时使能所述 $\Sigma\Delta$ ADC 内的第一回路。

9. 如权利要求 8 所述的方法，其特征在于所述调节步骤包括以下步骤：

当所需的动态范围超过所述第一动态范围阈值并小于第二动态范围阈值时使能所述 $\Sigma\Delta$ ADC 内的第二回路。

10. 如权利要求 9 所述的方法，其特征在于所述调节步骤包括以下步骤：

当所需的动态范围超过所述第二动态范围阈值时使能所述 $\Sigma\Delta$ ADC 内的第一回路和第二回路。

11. 如权利要求 10 所述的方法，其特征在于给所述第一和所述第二动态范围阈值的实现具有回差。

12. 如权利要求 10 所述的方法，其特征在于根据所述 RF 信号的幅度的统计量来选择所述第一和所述第二动态范围阈值。

13. 如权利要求 10 所述的方法，其特征在于根据所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的性能来选择所述第一和所述第二动态范围阈值。

14. 如权利要求 7 所述的方法，其特征在于所述调节步骤包括以下步骤：

根据所述所需的动态范围来调节所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的偏置电流。

15. 如权利要求 7 所述的方法，其特征在于所述调节步骤包括以下步骤：

根据所述所需的动态范围来改变所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的采样频率。

16. 如权利要求 15 所述的方法，其特征在于所述调节步骤包括以下步骤：

把所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的过采样率保持在最小值 16。

17. 如权利要求 7 所述的方法，其特征在于所述 RF 信号包括一 CDMA 信号。

18. 如权利要求 17 所述的方法，其特征在于所述 $\Sigma\Delta$ ADC 有不四位分辨率。

19. 如权利要求 18 所述的方法，其特征在于还包括以下步骤：

把所述所需的信号的幅度保持在所述 $\Sigma\Delta$ ADC 的噪声下界以上+18dB。

20. 如权利要求 19 所述的方法，其特征在于计算所述所需的动态范围使得所述 $\Sigma\Delta$ ADC 不对所述 IF 信号进行限幅。

可编程动态范围接收机

技术领域

本发明涉及通信。尤其是，本发明涉及一种改进的新型可编程动态范围接收机。

背景技术

高性能的接收机的设计受到了各种设计约束的挑战。首先，许多应用需要高性能。通过有源器件(例如，放大器、混合器等)的线性和接收机的噪声指数来描述高性能。其次，对诸如蜂窝式通信系统等某些应用，由于接收机便携式的性质，所以功耗是一重要的考虑因素。一般，高性能与高效率是矛盾的设计因素。

有源器件具有以下传递函数：

$$y(x)=a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + a_3 \cdot x^3 + \text{高阶项} \quad (1)$$

这里， x 为输入信号， $y(x)$ 为输出信号， a_1 、 a_2 和 a_3 为定义有源器件的线性性的系数。为了简单，忽略高次项(例如，第三阶以上的项)。对于理想的有源器件，系数 a_2 和 a_3 为 0.0，输出信号是简单地用 a_1 乘以的输入信号。然而，所有的有源器件都将经历用系数 a_2 和 a_3 来定量表示的一定数量的非线性。系数 a_2 定义了第二阶非线性的数量，系数 a_3 定义了第三阶非线性的数量。

大多数通信系统是工作在具有预定带宽和中心频率的输入 RF 信号的窄带系统。输入 RF 信号通常包括遍及频谱的其它寄生(spurious)信号。有源器件内的非线性引起寄生信号的互调，导致可能落在信号频带内的产物(product)。

通常，通过谨慎的设计方案可减少或消除第二阶非线性(例如，由 x^2 项所引起的非线性)的影响。第二阶非线性产生了和频与差频处的产物。通常，可产生频带内的第二阶产物的寄生信号远离信号频带，且可容易地滤除。然而，第三阶非线性更成问题。对于第三阶非线性，寄生信号 $x=g_1 \cdot \cos(w_1 t) + g_2 \cdot \cos(w_2 t)$ 产生了频率 $(2w_1 - w_2)$ 以及 $(2w_2 - w_1)$ 处的产物。因而，近频带寄生信号(难于滤除)可能产生落在频带内的第三阶互调产物，使得接收到的信号恶化。与此问题相结合，由 $g_1 \cdot g_2^2$ 和 $g_1^2 \cdot g_2$ 来定标第三阶产物的幅度。因而，寄生信号幅度的每次加倍都引起第三阶产物的幅度的增加八倍(eight-fold)。另一方面，输入 RF 信号每增加 1dB，导致输出 RF 信号增加 1dB，

而导致第三阶产物增加 3dB。

可由以输入为基准的第三阶截点(input-referred third order intercept point) (IIP3) 来表征接收机(或有源器件)的线性。通常, 相对于输入 RF 信号来绘制 RF 信号与第三阶互调产物。当输入 RF 信号增加时, IIP3 为所需的输出 RF 信号与第三阶产物在幅度上变为相等的理论点。IIP3 是一外推值, 因为有源器件在达到 IIP3 点前就已进入压缩。

对于包括级联的多个有源器件的接收机, 可如下计算从接收机的第一级有源器件到第 n 级有源器件的 IIP3:

$$IIP3_n = -10 \cdot \log_{10} [10^{-IIP3_{n-1}/10} + 10^{(Av_n - IIP3_{dn})/10}], \quad (2)$$

这里 $IIP3_n$ 为从第一级有源器件到第 n 级有源器件的以输入为基准的第三阶截点, $IIP3_{n-1}$ 为从第一级到第 (n-1) 级的涉及输入的第三阶截点, Av_n 为第 n 级的增益, $IIP3_{dn}$ 为第 n 级的以输入为基准的第三阶截点, 以分贝 (dB) 给出所有的项。可依次对接收机内的后续级执行公式 (2) 的计算。

从公式 (2), 可观察到, 提高接收机的级联 IIP3 的一个方法是降低第一非线性有源器件前的增益。然而每个有源器件还产生使信号质量退化的热噪声。由于噪声电平保持在一恒定水平, 所以这种退化随增益的下降及信号幅度的减小而增加。可通过如下给出的有源器件的噪声指数 (NF) 来测量降低的数量:

$$NF_d = SNR_{in} - SNR_{out}, \quad (3)$$

这里 NF_d 为有源器件的噪声指数, SNR_{in} 为有源器件的输入 RF 信号的信噪比, SNR_{out} 为来自有源器件的输出 RF 信号的信噪比, NF_d 、 SNR_{in} 和 SNR_{out} 都以分贝 (dB) 给出。对于包括级联的多个有源器件的接收机, 可如下计算接收机从第一级有源器件到第 n 级的噪声指数:

$$NF_n = 10 \cdot \log_{10} \left[10^{(NF_{n-1}/10)} + \frac{10^{(NF_{dn}/10)} - 1}{10^{(G_{n-1}/10)}} \right], \quad (4)$$

这里 NF_n 为从第一级到第 n 级的噪声指数, NF_{n-1} 为从第一级到第 (n-1) 级的噪声指数, NF_{dn} 为第 n 级的噪声指数, G_{n-1} 为以 dB 表示的第一级到第 (n-1) 级的累产物增益。如公式 (4) 所示, 有源器件的增益可影响后续级的噪声指数。类似于公式 (2) 中 IIP3 的计算, 可依次对接收机的后续级执行公式 (4) 中噪声指数的计算。

接收机用于许多通信设备, 诸如蜂窝式通信系统和高清晰度电视机 (HDTV)。示例的蜂窝式通信系统包括码分多址 (CDMA) 通信系统、时分多址 (TDMA) 通信系统和模拟 FM 通信系统。在名为“使用卫星或地面转发器的扩展频谱多址通信系统”

的 4,901,307 号美国专利和名为“在 CDMA 蜂窝式电话系统中产生波形的系统和方法”的 5,103,459 号美国专利中揭示了在多址通信系统中使用 CDMA 技术,这两个专利已转让给本发明的受让人并在这里引用作为参考。在 5,452,104 号美国专利、5,107,345 号美国专利以及 5,021,891 号美国专利(这三个专利的名称都是“自适应分块尺寸的图象压缩方法和系统”)以及在名为“帧间视频编码和解码系统”的 5,576,767 号美国专利中揭示了示例的 HDTV 系统,这四个专利都已转让给本发明的受让人并在这里引用作为参考。

在蜂窝式设备中,通常有不只一个通信系统在同一地理覆盖区内进行操作。此外,这些系统可在同一频带处或附近进行操作。当发生这种情况时,来自一个系统的发送将引起另一系统接收到的信号退化。CDMA 为扩展频谱通信系统,该系统在整个 1.2288MHz 的信号带宽上扩展发送到每个用户的发送功率。基于 FM 的发送的频谱响应可更加集中于中心频率。因此,基于 FM 的发送使得可能在所分配的 CDMA 频带内出现非常靠近接收到的 CDMA 信号的人为干扰(jammer)。此外,这些人为干扰的幅度可能是 CDMA 信号的幅度的好几倍。这些人为干扰可引起使 CDMA 系统的性能退化的第三阶互调产物。

通常。为了把人为干扰产生的互调产物所引起的退化减到最小,把接收机设计成具有高的 IIP3。然而,这种 IIP3 高的接收机的设计需要以高的 DC 电流偏置接收机内的有源器件,从而消耗大量的功率。此设计方案对于接收机为便携式单元且功率有限的蜂窝式设备尤其不利。

在已有技术中展开了几个针对高 IIP3 需求的技术。一个这样的技术尝试把功耗减到最少,它以多个并联的放大器来实现增益级并在需要较高的 IIP3 时选择性地使能这些放大器。在 1997 年 4 月 17 日提交的名为“具有高效率和高线性的双模式放大器”的 08/843,904 号美国专利申请中详细地揭示了这一技术,该申请已转让给本发明的受让人并在这里引用作为参考。另一个技术是测量接收到的 RF 信号的功率并根据 RF 信号功率的幅度来调节放大器的增益。在 1996 年 9 月 30 日提交的名为“增加接收机功率的抗干扰性的方法和设备”的 08/723,491 号美国专利中详细地揭示了这一技术,该申请已转让给本发明的受让人并在这里引用作为参考。这些技术虽然提高了 IIP3 性能,但还不能有效地减少功耗也不能减少电路的复杂性。

在图 1 中示出已有技术的接收机体系结构的示例方框图。在接收机 1100 内,所发送的 RF 信号由天线 1112 接收,按路由经过双工器 1114,被提供给低噪声放

大器(LNA)1116。LNA 1116 放大此 RF 信号并把此信号提供给带通滤波器 1118。带通滤波器 1118 对该信号进行滤波,以除去可在后续级中引起互调产物的某些寄生信号。把经滤波的信号提供给混频器 1120,该混频器 1120 用来自本机振荡器 1122 的正弦信号把此信号下变频到中频(IF)。把此 IF 信号提供给带通滤波器 1124,该带通滤波器 1124 滤除寄生信号及后续下变频级前的下变频产物。把经滤波的 IF 信号提供给自动增益控制(AGC)放大器 1126,此 AGC 放大器 1126 以可变增益放大该信号,以提供所需幅度的 IF 信号。该增益由来自 AGC 控制电路 1128 的控制信号来控制。把此 IF 信号提供给解调器 1130,解调器 1130 依据在发射机处所使用的调制格式对信号进行解调。对于诸如二进制相移键控(BPSK)、四进制相移键控(QPSK)、偏移四进制相移键控(OQPSK)及正交幅度调制(QAM)等数字发送,使用数字解调器来提供数字化基带数据。对于 FM 发送,使用 FM 解调器来提供模拟信号。

接收机 1100 包括大多数接收机所需的基本功能。然而,可重新排列放大器 1116 和 1126、带通滤波器 1118 和 1124 及混频器 1120 的位置,以为特定应用优化接收机的性能。在此接收机体系结构中,通过以高的 DC 偏置电流来偏置有源器件和/或提高控制放大器 1126 的增益提供高的 IIP3。

此接收机的体系结构有几个缺点。首先,通常把有源器件偏置到高的 DC 电流,以提供最高的所需 IIP3。它的影响是使接收机 1100 总是在 IIP3 高的操作点处进行操作,即使大多数时间不需要此高的 IIP3。其次,如 5,099,024 号美国专利中所述,通过调节 AGC 放大器 1126 的增益可提高高的 IIP3。然而,降低放大器 1126 的增益可使接收机 1100 的噪声指数退化。

发明内容

本发明是一种改进的新型可编程动态范围接收机,它以减少的功耗提供了所需的性能水平。在示例实施例中,接收机包括前端、 $\Sigma\Delta$ ADC、数字信号处理器、功率检测器和 AGC 控制电路。在此示例实施例中,由前端调节输入 RF 信号并把它下变频为 IF 信号。由 $\Sigma\Delta$ ADC 对 IF 信号进行量化,以产生 IF 样本,由数字信号处理器处理这些样本来产生所需的信号。功率检测器测量进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号的幅度。在此示例实施例中,从所需信号及进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号的幅度的测量值中计算所需的动态范围。在另一实施例中,根据接收机的操作模式来确定所需的动态范围。

本发明的一个目的是提供一种可编程动态范围接收机,该接收机通过使 $\Sigma\Delta$

ADC 内的一个或多个回路使能(enable)和无效(disable)把功耗减到最少。在此示例实施例中, 以一个或多个回路来实现 $\Sigma\Delta$ ADC。每个回路提供预定的动态范围性能。可在所需的动态范围超过或落到低于一组动态范围阈值时, 使能或无效 $\Sigma\Delta$ ADC 内的一个或多个回路。可根据诸如输入 RF 信号的统计数字及 $\Sigma\Delta$ ADC 的性能等各种考虑因素来选择动态范围阈值。此外, 可以带回差来实现动态范围阈值, 以防止回路在使能和无效状态之间来回切换。

本发明的另一个目的是提供一种可编程动态范围接收机, 它通过调节偏置电流把功耗减到最少。在此示例实施例中, 把 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成具有可调偏置电流。 $\Sigma\Delta$ ADC 的动态范围近似正比于偏置电流而改变。通过调节偏置电流, $\Sigma\Delta$ ADC 可以最少的功耗来提供所需的动态范围。可以分立的步骤或连续的方式来调节偏置电流。

本发明的再一个目的是提供一种可编程动态范围接收机, 它通过调节 $\Sigma\Delta$ ADC 上的基准电压把功耗减到最少。由最大输入信号摆幅和来自 $\Sigma\Delta$ ADC 的噪声(它包括电路噪声和量化噪声)来确定 $\Sigma\Delta$ ADC 的动态范围。当所需的动态范围降低时, 可降低基准电压同时近似地保持同一噪声电平。当一回路被切断时尤其是这样, 量化噪声如此增加, 从而它比电路噪声大得多。通过如此降低基准电压从而使量化噪声近似等于电路噪声, 提供了所需的性能水平同时把信号电平保持在低的水平。作为另一个益处, 驱动 $\Sigma\Delta$ ADC 的放大器具有较低的最大信号摆幅且可以较小的电流来偏置。

本发明的又一个目的是提供一种可编程动态范围接收机, 它通过调节 $\Sigma\Delta$ ADC 的采样频率把功耗减到最少。由于进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号带宽是恒定的, 所以 $\Sigma\Delta$ ADC 的动态范围是正比于采样频率的过采样(oversampling)率的函数。高的动态范围需要高的过采样率。用来实现 $\Sigma\Delta$ ADC 的电流的功耗可依据采样频率。在本发明中, 当不需要高的动态范围时, 可降低采样频率把功耗减到最少。

本发明的还有一个目的是提供一种可编程动态范围接收机, 它根据所需的性能接通适当的 $\Sigma\Delta$ ADC 来把功耗减到最少。在此实施例中, 可把接收机设计成具有提供用于两种或多种操作模式的采样功能的两个或多个 $\Sigma\Delta$ ADC。例如, 可把接收机设计成具有两个 $\Sigma\Delta$ ADC, 一个用于 CDMA 模式, 一个用于 FM 模式。可把用于 FM 模式的 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成消耗功率明显较少的功能, 这是由于其消耗带宽较小且所需的动态范围较低。可依据接收机在 CDMA 模式还是在 FM 模式下进行操作来接通适当的 $\Sigma\Delta$ ADC。

可适当地组合上述特征, 以提供所需的性能水平同时最大程度地节约功率。

附图概述

从以下详细描述并结合附图将使本发明的特征、目的和优点变得更加明显起来，其中图中相同的标号指相应的部分，其中：

图 1 是已有技术的示例接收机的方框图；

图 2 是本发明的示例可编程线性接收机的方框图；

图 3 是本发明的示例可编程线性双频带接收机的方框图；

图 4 是在本发明的接收机中使用的示例 QPSK 解调器的方框图；

图 5A-5B 分别是在本发明的接收机中使用的低噪声放大器(LNA)和电流源的示例分立设计的示意方框图；

图 6A-6B 分别是 IIP3 性能对在 LNA 中所使用的晶体管的偏置电流及 LNA 的性能曲线的图；

图 7A-7B 分别是 IS-98-A 中所使用的 CDMA 信号的双音(tone)和单音人为干扰的规范的图；

图 8A-8B 分别是对于上升和下降 CDMA 输入功率的 AGC 控制范围的图；

图 9 是本发明的示例 IIP3 偏置控制机构的图；以及

图 10A-10B 分别是对于上升和下降 CDMA 输入功率的 IIP3 偏置控制的图。

图 11 是示例的两个回路带通 MASH $\Sigma\Delta$ 模拟-数字转换器的方框图。

本发明的较佳实施方式

本发明的接收机通过控制有源器件的 DC 偏置，提供了所需的系统性能水平并把功耗减到最少。可使用以下详细地描述的三个实施例之一来实现本发明。在第一实施例中，测量并使用接收机输出处的非线性量来设定接收机内的有源器件(诸如放大器和混频器)的 IIP3 操作点。在第二实施例中，依据基于接收机的操作模式的所期望的接收信号电平来设定有源器件的 IIP3 操作点。在第三实施例中，依据在接收机内的各级处测得的信号电平来设定有源器件的 IIP3 操作点。

在本发明中，由结合偏置控制电路进行操作的 AGC 控制电路来提供 AGC 功能。依据与信号幅度有关的测得的非线性量来设定有源器件的 IIP3 操作点。信号幅度继而与接收机的增益设置有关。在本发明中，AGC 和偏置控制以集成的方式进行操作，以在规定的 AGC 范围内提供所需的线性水平，同时把功耗减到最少。

I. 接收机体系结构

图 2 中示出本发明的示例接收机体系结构的方框图。在接收机 1200 内，所

发送的 RF 信号由天线 1212 接收, 按路由经过双工器 1214, 并被提供给衰减器 1216。衰减器(attenuator)1216 衰减此 RF 信号来提供所需的幅度的信号, 并把经衰减的信号提供给衰减器(pad)1222a 和低噪声放大器(LNA)1220a。LNA 1220a 放大此 RF 信号并把经放大的信号提供给带通滤波器 1226。衰减器 1222a 提供预定水平的衰减, 并与开关 1224a 串联。在不需要 LNA 1220a 的增益时, 开关 1224a 在 LNA 1220a 周围提供旁路路由。带通滤波器 1226 对该信号进行滤波, 以除去可在后续的信号处理级中引起互调产物的寄生信号。把经滤波的信号提供给衰减器 1222b 和低噪声放大器(LNA)1220b。LNA 1220b 放大经滤波的信号并把该信号提供给 RF/IF 处理器 1248。衰减器 1222b 提供预定水平的衰减并与开关 1224b 串联。在不需要 LNA 1220b 的增益时, 开关 1224b 在 LNA 1220b 周围提供旁路路由。在 RF/IF 处理器 1248 内, 混频器 1230 以来自本机振荡器(L0)1228 的正弦信号把该信号下变频到中频(IF)。把此 IF 信号提供给带通滤波器 1232, 该滤波器 1232 滤除寄生信号和频带外的下变频产物。在较佳实施例中, 把经滤波的 IF 信号提供给电压控制放大器(VGA)1234, 该放大器 1234 以由增益控制信号调节的可变增益来放大该信号。依据系统要求也可把放大器 1234 实现为固定增益放大器, 这也在本发明的范围内。把放大的 IF 信号提供给解调器 1250, 解调器 1250 依据发射机(未示出)所使用的调制格式对该信号进行解调。把 RF 处理器 1210 和 RF/IF 处理器 1248 一起统称为前端。

在图 4 中示出用于解调正交调制信号(例如, QPSK、OQPSK 和 QAM)的示例解调器 1250 的方框图。在此示例实施例中, 把解调器 1250 实现为子采样(subsampling)带通解调器。把 IF 信号提供给带通 Σ - Δ 模拟-数字转换器($\Sigma\Delta$ ADC)1410, 该转换器 1410 以 CLK 信号所确定的高的采样频率对此信号进行量化。在 1997 年 9 月 12 日提交的名为“ Σ - Δ 模拟-数字转换器”的 08/928,874 号美国专利申请中详细地描述了 $\Sigma\Delta$ ADC 的一个示例设计, 该申请已转让给本发明的受让人。在 1997 年 12 月 9 日提交的名为“具有 Σ - Δ 模拟-数字转换器”的 08/987,306 号未决美国专利申请中揭示了在接收机内使用 $\Sigma\Delta$ ADC, 该申请已转让给本发明的受让人并在这里引用作为参考。把经量化的信号提供给滤波器 1412, 该滤波器 1412 对信号进行滤波及抽选(decimate)。把经滤波的信号提供给乘法器 1414a 和 1414b, 这两个乘法器分别以来自本机振荡器(L02)1420 和相移器 1418 的同相和正交正弦信号把该信号下变频到基带。相移器 1418 提供正交正弦信号的 90°相移。把基带 I 和 Q 信号分别提供给低通滤波器 1416a 和 1416b, 这两个滤波器对该信号进行滤波以

分别提供 I 和 Q 数据。图 2 中的基带数据包括图 4 中的 I 和 Q 数据。在示例实施例中,滤波器 1412 和/或低通滤波器 1416 还对信号提供标度变换,以使解调器 1250 能提供各种幅度的基带数据。可设计解调器 1250 的其它实现来进行 QPSK 调制波形的解调,这在本发明的范围内。

再参看图 2,接收机 1200 包括大多数接收机所需的基本功能。然而,可重新排列衰减器 1216、LNA 1220a 和 1220b、带通滤波器 1226 和 1232 的顺序,以为特定应用优化接收机 1200 的性能。例如,可把衰减器 1216 插在 LNA 1220a 与带通滤波器 1226 之间来改善噪声指数性能。此外,可把带通滤波器插在 LNA 1220a 前,以除去第一放大器级前不想要的寄生信号。可构想这里所示的功能的不同排列,它们在本发明的范围内。此外,还可构想这里所示的功能的其它排列与本领域内公知其它接收机功能相结合,这在本发明的范围内。

在本发明中,由 AGC 控制电路 1260 来控制衰减器 1216、开关 1224a 和 1224b 以及解调器 1250,从而来自放大器 1234 的 IF 信号具有所需的幅度。以下详细地描述 AGC 功能。在示例实施例中,LNA 1220a 和 1220b 为固定增益放大器。LNA 1220a 和 1220b 及混频器 1230 由调节 DC 偏置电流和/或这些有源器件的电压的偏置控制电路 1280 来调节,从而以最少的功耗实现所需的线性性能。以下详细地描述可变 IIP3 偏置控制机构。

可在各种设备(包括蜂窝式电话和 HDTV 设备)中采用本发明的接收机的体系结构。在蜂窝式电话中,可在以个人通信系统(PCS)频带或蜂窝式频带进行操作的 CDMA 通信系统中采用接收机 1200。

在图 3 中示出支持双频带(PCS 和蜂窝式)及双模式(CDMA 和 AMPS)的示例接收机的方框图。PCS 频带的带宽为 60MHz,中心频率为 1900MHz。蜂窝式频带的带宽为 25MHz,中心频率为 900MHz。每个频带需要一独有的 RF 带通滤波器。因此,两个 RF 处理器用于两个频带。

接收机 1300 包括许多与接收机 1200(见图 2)相同的元件。天线 1312、双工器 1314 和衰减器 1316 与接收机 1200 中的天线 1212、双工器 1214 及衰减器 1216 相同。把来自衰减器 1316 的衰减信号提供给 RF 处理器 1310a 和 1310b。把 RF 处理器 1310a 设计成以蜂窝式频带进行操作,把 RF 处理器 1310b 设计成以 PCS 频带进行操作。RF 处理器 1310a 与接收机 1200 中的 RF 处理器 1210 相同。RF 处理器 1310a 包括两级低噪声放大器(LNA)1320a 和 1320b,这两个放大器与插在级间的带通滤波器 1326 级联。每个 LNA 1320 具有包括衰减器 1322 和开关 1324 的并行

信号路径。除了把 LNA 1321a 和 1321b 及带通滤波器 1327 设计成以 PCS 频带进行操作以外, RF 处理器 1310b 类似于 RF 处理器 1310a。把来自 RF 处理器 1310a 和 1310b 的输出提供给多路复用器(MUX)1346, 该多路复用器 1346 依据来自控制器 1370(为了简单, 在图 3 中未示出)的控制信号来选择所需的信号。把来自 MUX 1346 的 RF 信号提供给 RF/IF 处理器 1348, 该处理器 1348 与图 2 中的 RF/IF 处理器 1248 相同。把来自处理器 1348 的 IF 信号提供给解调器(DEMOD)1350, 该解调器 1350 依据在远程发射机(未示出)处所使用的调制格式对该信号进行解调。图 3 中的解调器 1350、AGC 控制电路 1360、偏置控制电路 1380 和非线性测量电路 1390 分别与图 2 中的解调器 1250、AGC 控制电路 1260、偏置控制电路 1280 和非线性测量电路 1290 相同。

控制器 1370 连到 AGC 控制电路 1360、偏置控制电路 1380 和 MUX 1346, 并控制这些电路的操作。控制器 1370 可实现为微处理器、微控制器或编程到执行这里所述的功能的数字信号处理器。控制器 1370 还可包括用于存储接收机 1300 的操作模式及有关的控制信号的存储器元件。

参看图 2, 以下详细地给出特别适用于蜂窝式电话设备的接收机 1200 的示例设计。在此示例实施例中, 衰减器 1216 的衰减范围为 20dB, 且所提供的衰减为 0.2dB 到-20dB。可把衰减器 1216 设计成具有一对二极管或可由场效应晶体管(FET)来设计, 其实现在本领域内是公知的。在此示例实施例中, LNA 1220a 和 1220b 都具有 13dB 的固定增益。LNA 1220a 和 1220b 可以是现有的单片 RF 当前或使用分立元件设计的放大器。以下详细地给出 LNA 1220 的示例分立设计。在示例实施例中, 衰减器 1222a 和 1222b 提供 5dB 的衰减, 且可以本领域内公知的方式以电阻器来实现。在示例实施例中, 带通滤波器 1226 为表面声波(SAW)滤波器, 其带宽为 25MHz(蜂窝式频带的整个带宽), 且以大约 900MHz 为中心。

在示例实施例中, 带通滤波器 1232 也是 SAW 滤波器, 其带宽为 1.2288MHz(CDMA 系统的带宽), 且以大约 116.5MHz 为中心。混频器 1230 为有源混频器, 它可以是诸如 Motorola MC13143 等现有的混频器, 或者是以本领域内公知的方式设计的其它混频器。还可以诸如双平衡二极管混频器等无源元件来实现混频器 1230。放大器 1234 可以是单片放大器或以分立元件设计的放大器。在示例实施例中, 把放大器 1234 设计成提供 40dB 的增益。

在示例实施例中, 接收机 1200 的整个增益范围(不包括解调器 1250)为+51dB 到-5dB。此增益范围假设带通滤波器 1226 的示例插入损耗为-3dB, 混频器 1230

的增益为+1dB, 带通滤波器 1232 的插入损耗为-13dB。对于 CDMA 设备, 通常需要 80dB 的 AGC 范围来充分地控制路径损耗、衰落情况和人为干扰。在示例实施例中, 衰减器 1216、LNA 1220a 和 1220b 及其衰减器 1222a 和 1222b 所提供的 AGC 范围为 56dB。在示例实施例中, 解调器 1250 和/或放大器 1234 提供了其余的 24dB 的 AGC 范围。在解调器 1250(见图 4)内, ADC 1410 对模拟波形进行量化, 并把数字化的值提供给后续的数字信号处理块。在示例实施例中, AGC 1410 所需的分辨率为四位。在示例实施例中, 分辨率的附加六位给还未被滤除的人为干扰提供了净空。可把 ADC 1410 设计成提供不止十位的分辨率。还可使用十位以上的每个附加位来提供 6dB 的增益控制。幸运的是, 在高的 CDMA 信号电平处, 频带外的人为干扰电平不可能持续在 CDMA 信号以上+72dB。因此, 当 CDMA 信号强时, 人为干扰需要少于六位的分辨率用于人为干扰的净空。在示例实施例中, 在解调器 1250 中所进行的 AGC 功能只在 CDMA 信号强时(例如, 在 CDMA 控制范围的高端处)才有效。因而, 因 CDMA 信号电平强的结果, 现在把初始为人干扰的净空所保留的分辨率的附加位用于 AGC 功能。在上述 08/987,306 号未决美国专利申请中揭示了提供接收机 1200 所需的性能的子采样带通 $\Sigma\Delta$ ADC 的设计。

II. 放大器设计

在图 5A 中示出示例的分立 LNA 设计的示意图。在 LNA 1220 中, 把 RF 输入提供给 AC 耦合电容器 1512 的一端。把电容器 1512 的另一端连到电容器 1514 及电感器 1516 的一端。把电容器 1514 的另一端连到模拟接地, 电感器 1516 的另一端连到电阻器 1518 及 1520 的一端和晶体管 1540 的基极。电阻器 1518 的另一端连到电源 Vdc, 电阻器 1520 的另一端连到模拟接地。旁路电容器 1522 连到 Vdc 和模拟接地。在示例实施例中, 晶体管 1540 为诸如 Siemens BFP420 等本领域内常用的低噪声 RF 晶体管。晶体管 1540 的发射极连到电感器 1542 的一端。电感器 1542 的另一端连到电流源 1580, 该电流源 1580 还连到模拟接地。晶体管 1540 的集电极连到电感器 1532、电阻器 1534 和电容器 1536 的一端。电感器 1532 和电阻器 1534 的另一端连到 Vdc。电容器 1536 的另一端连到 RF 输出。

在 LNA 1220 内, 电容器 1512 与 1536 分别提供 RF 输入与输出信号的 AC 耦合。电容器 1514 和电感器 1516 提供噪声匹配。电感器 1516 和 1532 还分别提供 LNA 输入与输出的匹配。电感器 1532 还提供用于晶体管 1540 的偏置电流的 DC 路径。电感器 1542 使发射极的阻抗衰减, 以改善线性。电阻器 1518 和 1520 设定晶体管 1540 基极处的 DC 偏置电压。电阻器 1534 确定 LNA 1220 的增益及输出阻抗。

电流源 1580 控制确定 LNA 1220 的 IIP3 的晶体管 1540 的偏置电流。

在图 5B 中示出示例电流源 1580 的示意图。n 沟道 MOSFET 1582 和 1584 的源极连到模拟接地。MOSFET 1584 的漏极连到电阻器 1586 的一端。电阻器 1586 的另一端连到 MOSFET 1582 的漏极, 且包括电流源 1580 的输出。旁路电容器 1588 跨接电流源 1580 的输出及模拟接地。MOSFET 1582 的栅极连到 V_{bias1} , MOSFET 1584 的栅极连到 V_{bias2} 。

MOSFET 1582 和 1584 给晶体管 1540 提供集电极偏置电流 I_{cc} , 继而晶体管 1540 确定 LNA 1220 的 IIP3 操作点。MOSFET 1582 和 1584 的栅极分别连到控制电压 V_{bias1} 和 V_{bias2} 。当 V_{bias1} 低(例如, 0V)时, MOSFET 1582 断开, 且不给晶体管 1540 提供集电极偏置电流 I_{cc} 。当 V_{bias1} 高(例如, 接近 V_{dc})时, MOSFET 1582 导通, 且给晶体管 1540 提供最大集电极偏置电流。因而, V_{bias1} 确定了 MOSFET 1582 所提供的集电极偏置电流 I_{cc} 的数量。类似地, V_{bias2} 确定 MOSFET 1584 所讨论的集电极偏置电流的数量。然而, 晶体管 1540 处的电压及电阻器 1586 的值限制了 MOSFET 1584 所提供的最大集电极偏置电流。

在图 6A 中示出 LNA 1220 的 IIP3 性能对集电极偏置电流 I_{cc} 。注意, 在集电极偏置电流的每个倍程(octave)增加(或加倍)处, IIP3 增加近似 6dB。在图 6B 中示出晶体管 1540 的集电极偏置电流、LNA 1220 的增益及 LNA 1220 的 IIP3 对控制电压 V_{bias1} 。注意, 增益近似恒定(例如, 对所有的 V_{bias1} 电压, 增益变化近似于 1dB)。此外, 注意, IIP3 随集电极偏置电流 I_{cc} 以相似的方式变化。因此如果不需要高的 IIP3, 则可降低集电极偏置电流, 对 LNA 1220 的增益的影响最小。

图 5A 和 5B 分别示出 LNA 1220 和电流源 1580 的示例设计。可把 LNA 1220 设计成使用其它拓扑技术来提供必需的性能(例如, 较高的增益、改善的噪声指数、更好地匹配)。可把 LNA 1220 设计成具有其它有源器件, 诸如双极-结晶体管(BJT)、异质结-双极晶体管(HBT)、金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)、砷化镓场效应晶体管(GaAsFET)或其它有源器件。类似地, 可以本领域内公知的其它方式来设计和实现电流源 1580。LNA 1220 和电流源 1580 的各种实现在本发明的范围内。

III. 可变 IIP3 偏置控制

如上所述, 可通过使寄生信号通过非线性器件来产生频带内互调产物。要求线性需要的一个应用是与诸如高级移动电话系统(AMPS)等其它蜂窝式电话系统共存的 CDMA 同通信系统。其它蜂窝式电话系统可以接近于 CDMA 系统的操作频带的高功率来发送寄生信号(或人为干扰), 从而对 CDMA 接收机提出必须有高 IIP3 的

要求。

在“TIA/EIA/IS-98-A 互调寄生响应衰减”(以下叫做 IS-98-A 标准)中,由两个规定,双音测试和单音测试来定义 CDMA 系统的寄生信号抑制需求。在图 7A 中示出双音测试。这两个音调位于距离 CDMA 波形的中心频率为 $f_1=+900\text{KHz}$ 和 $f_2=+1700\text{KHz}$ 处。这两个音调的幅度相等,且比 CDMA 信号的幅度高 58dB。此测试模拟了在邻近信道上发送的 FM 调制信号,诸如来自 AMPS 系统的信号。FM 调制的信号包含载波中的大部分功率,而 CDMA 波形中的功率在 1.2288MHz 的带宽上扩展。CDMA 信号更不易受到信道条件的影响,且由功率控制回路保持在低的功率电平。事实上,CDMA 信号被保持在所要求的性能水平所需的最小功率电平,以减少干扰并增加容量。

图 7B 中示出单音测试。此单个音调位于距离 CDMA 波形的中心频率为 $f_1=+900\text{KHz}$ 处,且其幅度比 CDMA 信号的幅度高+72dBc。

依据 IS-98-A,接收机的线性规定在-101dBm、-90dBm 和-79dBm 的 CDMA 输入功率电平处。对于双音测试,分别对于-101dBm、-90dBm 和-79dBm 的输入功率电平处,人为干扰位于-43dBm、-32dBm 和-21dBm(+58dBc)处,互调产物的频带内等效信号位于-104dBm、-93dBm 和-82dBm 处。

如图 7A 所示, $f_1=+900\text{KHz}$ 和 $f_2=+1700\text{KHz}$ 处的寄生音调(或人为干扰)产生在 $(2f_1-f_2)=+100\text{KHz}$ 和 $(2f_2-f_1)=+2500\text{KHz}$ 处产生第三互调产物。+2500KHz 处的产物可容易地由后续的导通滤波器 1226 和 1232(见图 2)来滤除。然而, +100KHz 处的产物落在 CDMA 的波形内且使 CDMA 信号退化。

为了把接收机 1200 性能的退化减到最小,依据接收到的信号的非线性的数量来调节接收机 1200 内的有源器件的 IIP3。接收机 1200 设计成满足双音互调规范。然而,实际上,人为干扰仅存在于接收机 1200 的操作时间中的一小部分。此外,人为干扰的幅度极少达到所规定的+58dB。因此,对于较差情况人为干扰的设计以及在预想到较差情况的人为干扰时使接收机 1200 在高的 IIP3 模式下进行操作浪费了电池能量。

在本发明中,依据对来自接收机 1200 的输出信号测得的非线性来调节有源器件(尤其是 LNA 1220b 和混频器 1230)的 IIP3。在示例实施例中,通过 RSSI 斜率(slope)法来测量非线性。在 1992 年 4 月 21 日授权的名为“高动态范围闭环自动增益控制电路”的 5,107,225 号美国专利中详细地描述了 RSSI 斜率测量,该专利已转让给本发明的受让人并在这里引用作为参考。参看图 2,带通滤波器 1232

的带宽为 1.2288MHz 且抑制了大部分人为干扰和频带外互调产物。落在频带内的互调产物不能被抑制而是把它们加到 CDMA 波形上。把来自放大器 1234 的 IF 信号提供给解调器 1250, 解调器 1250 处理此 IF 信号并提供包括 I 和 Q 数据的数字化基带数据。把此基带数据提供给非线性测量电路 1290。在示例实施例中, 非线性测量电路 1290 依据以下公式计算信号的功率:

$$P=(I^2 + Q^2) \quad (5)$$

这里, P 是基带信号的功率, I 和 Q 分别为 I 和 Q 信号的幅度。把功率测量值提供给偏置控制电路 1280。

功率测量值包含所需的基带 I 和 Q 信号的功率以及互调产物的功率。如上所述, 对于第二阶非线性, 输入信号电平每增加一个 dB, 互调产物就增加三个 dB。因而, 可通过被定义为输出信号电平的变化对输入信号电平变化的 RSSI 斜率的测量值来估计互调的数量。可把输入信号电平的变化设定为预定增量(例如, 0.5dB)。对于在线性范围内操作的接收机 1200, 输入信号电平增加 0.5dB 相应于输出信号电平增加 0.5dB 且 RSSI 斜率为 1.0。然而, 由于一个或多个有源器件过渡到非线性操作区内, 所以 RSSI 斜率增加。较高的 RSSI 斜率相应于较到的非线性水平。RSSI 斜率为 3.0 相应于接收机 1200 以整体压缩方式(例如, 所需的输出信号不随输入的增加而增加)进行操作以及由第三阶互调产物来支配输出。

在本发明中, 可把 RSSI 斜率与预定的 RSSI 阈值相比较。如果 RSSI 斜率超过该阈值, 则增加适当的有源器件的 IIP3。或者, 如果 RSSI 斜率低于 RSSI 阈值, 则降低 IIP3。在接收机 1200 操作期间, 可根据所需的位差错率(BER)或帧差错率(FER)性能来调节 RSSI 阈值。较高的 RSSI 阈值允许 IIP3 增加前有较高水平的互调产物, 从而以 BER 或 FER 性能为代价把功耗减到最少。还可由设定所需性能水平的阈值(例如, 1% FER)的控制回路来调节 RSSI 阈值。在数量实施例中, 选择 RSSI 斜率为 1.2。然而, 使用其它 RSSI 阈值在本发明的范围内。

在本发明中, 直接测量人为干扰的幅度不是重要的。更重要的是就较高水平的互调产物, 测量人为干扰对所需信号的不利影响。RSSI 斜率是测量非线性水平的一个方法。还可通过计算输出信号的每码片(chip)能量与噪声比(E_c/I_o)随输入信号幅度的递增变化的变化来测量非线性水平。当接收机 1200 以压缩方式进行操作且输出信号由第三阶互调产物来支配时, 互调产物增加到三倍到一倍。对于 RSSI 斜率方法, 可通过 E_c/I_o 对输入信号电平的变化来估计非线性的水平。可构想测量非线性水平的其它方法, 它们在本发明的范围内。

在示例实施例中,为了使性能最佳,依据每个有源器件所经历的非线性的量(例如,通过测量 RSSI 斜率)来调节有源器件的 IIP3。LNA 1220a 和 1220b 提供了固定的增益。因而,混频器 1230 经历最大的信号电平,LNA 1220b 经历下一个最大的信号电平,LNA 1220a 经历最小的信号电平(假设,LNA 1220a 的增益大于带通滤波器 1226 的插入损耗)。由此假定,如果检测到人为干扰(例如,通过高 RSSI 斜率测量),则混频器 1230 的 IIP3 操作点首先被增加。一旦混频器 1230 的 IIP3 被完全调节(例如,至最高的 IIP3 操作点),则 LNA 1220b 的 IIP3 增加。最后,一旦 LNA 1220b 的 IIP3 被完全调节,则可增加 LNA 1220a 的 IIP3。在示例实施例中,LNA 1220a 保持在预定的 IIP3 操作点,以优化接收机 1200 的性能。以互补的方式,如果未检测到人为干扰,则 LNA 1220b 的 IIP3 首先降低。一旦 LNA 1220b 的 IIP3 被完全调节(例如,至最低 IIP3 操作点),则混频器 1230 的 IIP3 降低。

可以连续的方式(例如,通过提供连续 Vbias1 和 Vbias2 控制电压)或以分立的步骤调节 LNA 1220b 和混频器 1230 的 IIP3。本发明旨在使用连续、分立的步骤或其它方法来控制有源器件的 IIP3。

上述的 IIP3 调节顺序假定 IIP3 是唯一的考虑因素。然而,不同的应用可经历不同的输入情况,且具有不同的性能需求。可重新排列 IIP3 的调节顺序,以满足这些需求。此外,可保留上述方向(例如,降低 IIP3 以增加输入信号电平)的 IIP3 调节,以为特定操作情况优化接收机 1200 的性能。不同顺序的 IIP3 调节以及不同方向的 IIP3 调节都在本发明的范围内。

IV. 增益控制

大多数接收机设计成适应大范围的输入信号电平。对于 CDMA 接收机,所需的 AGC 范围额定为 80dB。在本发明的示例实施例(见图 2)中,通过衰减器 1216、LNA 1220a 和 1220b、衰减器 1222a 和 1222b、解调器 1250 和可能的放大器 1234 来提供 AGC 范围。在示例实施例中,衰减器 1216 提供了 20dB 的 AGC 范围,每个衰减器 1222a 和 1222b 提供 5dB 的 AGC 范围,每个 LNA 1220a 和 1220b 提供 13dB 的 AGC 范围,放大器 1234 和/或解调器 1250 提供 24dB 的 AGC 范围。可调节这些元件中一个或多个的 AGC 范围,这在本发明的范围内。此外,可把放大器 1234 设计成提供补充这些或其它元件的 AGC 范围。例如,可把每个衰减器 1222 的 AGC 范围减少到 2dB,可设计放大器 1234 具有 6dB 的 AGC 范围。

在示例实施例中,由解调器 1250 来提供 AGC 范围的前 2dB。解调器 1250 包括带通子采样 $\Sigma\Delta$ ADC 1410, $\Sigma\Delta$ ADC 1410 提供可用于 AGC 控制的分辨率位。AGC

范围的接着 20dB 由衰减器 1216 和/或放大器 1234 来提供。AGC 范围的接着 18dB 由 LNA 1220a 和衰减器 1222a 来提供。AGC 范围的接着 18dB 由 LNA 1220b 和衰减器 1222b 来提供。AGC 范围的其余 22dB 由放大器 1234 和/或解调器 1250 来提供。

在图 8A 中示出为了升高 CDMA 输入信号功率, 本发明的接收机 1200 的 AGC 控制操作的示意图。在此例中, 为了简化, 放大器 1234 实现为固定增益放大器。CDMA 输入功率电平的范围从-104dBm 到-24dBm。从-104dBm 到-102dBm, LNA 1220a 和 1220b 导通, 开关 1224a 和 1224b 断开, AGC 由解调器 1250 来提供。从-104dBm 到-85dBm, AGC 由衰减器 1216 来提供。从-84dBm 到-62dBm, LNA 1220a 断开, 开关 1224a 接通, LNA 1220b 维持导通, 开关 1224b 维持断开, AGC 由衰减器 1216 来提供。从-63dBm 到-46dBm, LNA 1220a 和 1220b 都断开, 开关 1224a 和 1224b 都接通, AGC 由衰减器 1216 提供。最后, 在-46dBm 以上, 衰减器 1216 完全衰减, 解调器 1250 内的 IF 信号电平随输入 RF 信号电平一 dB 一 dB 地增加, AGC 由 ADC 1410 后的解调器 1250 来提供。

在图 8B 中示出为降低 CDMA 信号功率, 接收机 1200 的 AGC 控制操作的示意图。在本例中, 为了简化放大器 1234 也实现为固定增益放大器。从-24dBm 到-46dBm, LNA 1220a 和 1220b 都断开, 开关 1224a 和 1224b 都接通, AGC 由 ADC 1410 后的解调器 1250 来提供。从-46dBm 到-66dBm, AGC 由衰减器 1216 提供。从-66dBm 到-69dBm, 衰减器 1216 处于最小衰减状态, AGC 由解调器 1250 来提供。在-70dBm 处, LNA 1220b 导通, 开关 1224b 断开。从-70dBm 到-84dBm, AGC 由衰减器 1216 来提供。在-91dBm 处, LNA 1220a 导通而开关 1224a 断开。从-91dBm 到-102dBm, AGC 由衰减器 1216 来提供。从-102dBm 到-104dBm, AGC 由解调器 1250 来提供。

图 8A-8B 示出 LNA 1220a 和 1220b 导通和断开时的输入 RF 信号电平。LNA 1220a 在输入信号电平超过-85dBm(见图 8A)时断开, 但直到信号电平降到超过-91dBm 时才导通。6dB 的回差(hysteresis)防止 LNA 1220a 在接通和断开状态直接来回切换。同理, 也给 LNA 1220b 提供 6dB 的回差。可使用不同数量的回差来优化系统性能, 这在本发明的范围内。

以上讨论示出所需 AGC 控制的示例实现。还可以具有可调增益的 AGC 放大器来实现 AGC 控制。此外, 图 2 所示衰减器 1216 以及 LNA 1220a 和 1220b 只是满足 CDMA 规范的一个实现。使用这里所述元件的 AGC 功能的其它实现以及使用这些以及结合本领域内公知的其它元件或电路的其它实现在本发明的范围内。

V. 依据测得的非线性的接收机设定

在本发明的第一实施例中，依据接收机 1200 所产生的测得非线性水平来设定有源器件的 IIP3。可提供 RSSI 斜率或 E_c/I_o 测量值来估计非线性的水平。图 9 中示出示例的 RSSI 斜率测量实现的时序图。在此示例实施例中，通过以窄的脉冲改变衰减器 1216 的衰减来改变输入 RF 信号电平。每个脉冲叫做一个“摆动 (wiggle)”。测量每个脉冲的 RSSI 斜率，对预定周期 T 内的测量值求平均，以提高 RSSI 斜率测量的精度。在周期 T 的末尾处，把测得的 RSSI 斜率与 RSSI 阈值相比较，使用该结果以上述方式调节有源器件的 IIP3。

如图 9 所示， T_0 处的 RSSI 斜率测量值小于 RSSI 阈值，指示接收机 1200 在线性界限内操作。因而，降低 LNA 1220b 的 IIP3 来保存功耗。类似地，在周期 T_1 、 T_2 和 T_3 的末尾处，测得的 RSSI 斜率小于 RSSI 阈值，继续降低 LNA 1220b 的 IIP3。在周期 T_4 的末尾处，测得的 RSSI 斜率仍旧小于 RSSI 阈值，降低混频器 1230 的 IIP3，因为 LNA 1220b 的 IIP3 已被完全调节到最小 IIP3 操作点。在周期 T_5 的末尾处，测得的 RSSI 斜率大于 RSSI 阈值，指示已把互调产物增加到不可接受的水平。增加混频器 1230 的 IIP3，以作出响应提高线性。

在示例实施例中，每个脉冲的持续时间为 200 微秒，周期 T 为 5 毫秒，一个周期 T 内的脉冲数为九个。使用这些值，占空比为百分之 36。在较佳实施例中，脉冲的占空比应足够低，从而信号幅度的周期性扰动使所需信号的 E_c/I_o 有最低程度的退化。选择短的脉冲宽度的持续时间，以把对 AGC 控制电路 1280 的干扰减到最少。通常，AGC 控制回路较慢且不能跟踪短的衰减脉冲所引起的信号电平的变化。这尤其重要，因为输出信号的幅度变化应准确地反映输入信号幅度的变化和互调产物变化，而不是 AGC 控制电路 1280 的所引起的变化。然而，短的脉宽导致输出信号功率的测量值不够准确。本发明旨在为这里所述的功能使用各种宽度和各种占空比的脉冲。

选择输入 RF 信号电平中扰动的幅度小到把输出信号的退化减到最小以及把对整个接收机 1200 的 IIP3 的影响减到最小。在示例实施例中，RSSI 斜率测量的衰减步长为 0.5dB。可对衰减步长使用其它值，这在本发明的范围内。

在示例实施例中，选择 RSSI 阈值为 1.2。使用一个 RSSI 阈值可导致 IIP3 操作点在后续周期 T 之间来回切换。为了防止这一情况，可使用两个 RSSI 阈值来提供回差。不增加 IIP3 除非测得的 RSSI 斜率超过第一 RSSI 阈值，不降低 IIP3 除非测得的 RSSI 斜率低于第二 RSSI 阈值。使用单个阈值或多个阈值在本发明的范围内。

图 10A 中示出为升高输入 RF 功率电平, 本发明的接收机 1200 的 IIP3 偏置控制操作的图。输入 RF 信号包括 CDMA 信号和双音人为干扰(超过 CDMA 信号 +58dB)。当 CDMA 信号功率在 -104dBm 和 -101dBm 之间时, 把混频器 1230 的 IIP3 设定在 +10dBm, 把 LNA 1220a 和 1220b 的 IIP3 设定在 0dBm。当 CDMA 信号增加到超过 -101dBm 时, 测得的 RSSI 斜率超过 RSSI 阈值, 把混频器 1230 的 IIP3 增加到 +15dBm, 以把非线性水平减到最小。衰减器 1216 为 -104dBm 和 -84dBm 之间的输入 RF 信号提供衰减。在 -84dBm 处, 旁路 LNA 1220a, 衰减器 1216 复位到其低衰减状态。当 CDMA 信号功率处于 -83dBm、-79dBm、-75dBm 和 -71dBm 时, 增加 LNA 1220b 的 IIP3, 以把互调产物减到最小。在近似于 -64dBm 处, 旁路 LNA 1220b, 衰减器 1216 再次复位到其低衰减状态。

图 10B 中示出为降低输入 RF 功率电平, 接收机 1200 的 IIP3 偏置控制操作。输入 RF 信号也包括 CDMA 信号和双音人为干扰(超过 CDMA 信号 +58dB)。最初, 当 CDMA 输入信号功率在 -60dBm 处时, 旁路 LNA 1220a 和 1220b。当 CDMA 信号功率降到 -70dBm 时, LNA 1220b 导通, 以提供必要的增益。在近似于 -76dBm、-80dBm、-84dBm 和 -88dBm 处, 降低 LNA 1220b 的 IIP3, 以把功耗减到最小。在 -90dBm 处, 衰减器 1216 达到其上限衰减范围, 且 LNA 1220a 导通。在 -100dBm 处, 减小混频器 1230 的 IIP3, 以保存功率, 因输入 RF 信号电平变小。

如上所述, 提供测得的 RSSI 斜率来确定调节混频器 1230 及 LNA 1220a 和 1220b 的 IIP3 的输入 RF 功率电平。RSSI 斜率测量不可能导致图 10A 和 10B 所示线性分隔的 IIP3 偏置切换点。此外, 可以连续可调偏置控制来替换步进方式的切换点。

VI. 依据操作模式的接收机设定

在本发明的第二实施例中, 依据接收机的操作模式来设定有源器件的 IIP3。如上所述, 接收机 1300(见图 3)可用于需要在 PCS 或蜂窝式频带内进行操作蜂窝式电话中。每个频带可支持数字和/或模拟平台。每个平台可进一步包括各种操作模式。利用各种操作模式来提高性能及保存电池能量。例如, 使用不同操作模式来支持蜂窝式电话的以下特征: (1)用于较长待机时间的时隙模式(slotted mode)寻呼, (2)用于动态范围增强的增益步骤, (3)用于较长通话时间的穿插(punctured)发射机输出, (4)用于双频带电话(PCS 和蜂窝式)的频带选择, (5)系统(CDMA、AMPS、GSM 等)之间的多址来回切换, 以及(6)在存在人为干扰时的电路偏置控制装置。

蜂窝式电话的操作模式可具有不同的性能需求。在示例实施例中, 给每个操

作模式分配独有的标识符，它包括 N 个模式位。这些模式位定义操作模式的特性。例如，可使用一个模式位在 PCS 和蜂窝式频带之间进行选择，用另一个模式位在数字(CDMA)或模拟(FM)模式之间进行选择。把此 N 个模式位提供给控制器 1370 内的逻辑电路，该控制器 1370 把这 N 个模式位解码成为包括高达 2^N 个控制位的控制总线。按路由把此控制总线传送到接收机 1300 内需要控制的电路。例如，控制总线可导致如下：(1)设定 RF/IF 处理器 1348 内的混频器及 RF 处理器 1310a 和 1310b 内的 LNA 的 IIP3，(2)设定接收机 1300 的增益，(3)设定接收机 1300 内其它 RF 和 IF 电路的 DC 偏置电压和/或电流，(4)选择所需的信号频带，以及(5)把振荡器设定到适当的频率。

在表 1 和 2 中示出基于操作模式的接收机 1300 的 IIP3 控制的示例实现。接收机 1300 支持双频带(PCS 和蜂窝式)及双模式(CDMA 和 FM)。在示例实施例中，PCS 频带仅支持 CDMA 发送，而蜂窝式频带支持 CDMA 和 FM 发送(FM 发送可来自于 AMPS 系统)。在示例实施例中，利用四个模式位。这四个模式位是 BAND_SELECT、IDLE/、FM/和 LNA_RANGE 位。BAND_SELECT 位确定操作频带并被定义为 1=PCS，0=蜂窝式。当蜂窝式电话不运行时，IDLE/位(0=空闲)把接收机 1300 设定在空闲模式(例如，以较低的 IIP3 进行操作)。FM/位(0=FM)设定接收机 1300 以处理 FM 信号。LNA_RANGE 位(1=旁路)设定接收机 1300 的增益。当 LNA_RANGE 位设定得高时，指定旁路模式，第一 LNA 1320a 或 1321a 的 Vbias1 和 Vbias2 设定得低，LNA 断开。

当把 BAND_SELECT 设定为 0 时，接收机 1300 以表 1 中所列的蜂窝式操作模式之一进行操作。表 1 仅列举了 LNA 1320a 和 1320b 的 IIP3 操作点。可对 RF/IF 处理器 1348 内的有源混频器的 IIP3 操作点产生类似的表。在蜂窝式模式下，断开 LNA 1321a 和 1321b 的 DC 偏置电流，以保存电池能量。

表 1-蜂窝式操作模式的接收机控制

IDLE/	FM/	LNA_RANGE	LNA 1320a Vbias1	LNA 1320a Vbias2	LNA 1320b Vbias1	LNA 1320b Vbias2	操作 模式
0	0	0	0	1	1	0	FM Rx
0	0	1	0	0	1	0	FM Rx
0	1	0	1	0	1	1	CDMA 时隙
0	1	1	0	0	1	1	CDMA 时隙
1	0	0	0	1	1	0	FM Rx/Tx
1	0	1	0	0	1	0	FM Rx/Tx
1	1	0	1	1	1	1	CDMA Rx/Tx
1	1	1	0	0	1	1	CDMA Rx/Tx

当 BAND_SELECT 设定为 1 (PCS 频带) 时, 电话以表 2 所列的 PCS 操作模式之一进行操作。在 PCS 模式下, 断开 LNA 1320a 和 1320b 的偏置电流, 以保存电池能量。

表 2-PCS 操作模式的接收机控制

IDLE/	FM/	LNA_RANGE	LNA 1321a Vbias1	LNA 1321a Vbias2	LNA 1321b Vbias1	LNA 1321b Vbias2	操作 模式
0	0	0	x	x	x	x	不使用
0	0	1	x	x	x	x	不使用
0	1	0	1	0	1	1	PCS 时隙
0	1	1	0	0	1	1	PCS 时隙
1	0	0	x	x	x	x	不使用
1	0	1	x	x	x	x	不使用
1	1	0	1	1	1	1	PCS Rx/Tx
1	1	1	0	0	1	1	PCS Rx/Tx

表 1 和表 2 列举了 LNA 的 IIP3 操作点, 以把功耗减到最少同时保持所需的性能。可对需要控制的其它电路产生附加的表。例如, 可产生根据对所需操作模式所期望的输入信号电平把 AGC 设定到适当的操作范围的表。可产生其它表, 以产生接收机 1300 内的各种电路所需的 DC 偏置电压或电流。

VII. 依据接收机信号电平的接收机设定

在本发明的第三实施例中, 依据接收机内各信号处理阶段测得的信号幅度来设定有源器件的 IIP3。参看图 2, 可把功率检测器连到被选中元件的输出, 以测量信号的功率电平。在此接收机设定方案的第一实施例中, 可把功率检测器连到 LNA 1220a 和 1220b 及混频器 1230 的输出, 以从这些元件测量 RF 信号的功率。然后, 把功率测量值提供给偏置控制电路 1280, 偏置控制电路 1280 使用该信息来调节超过预定非线性水平进行操作的任何元件的 IIP3 操作点。在此接收机设定方案的第二实施例中, 可把功率检测器连到混频器 1230 和解调器 1250 的输出, 以从这些元件中分别测量 RF 信号和基带信号的功率。也把功率测量值提供给偏置控制电路 1280。这两个测量值之间的功率差代表来自频带外信号的功率, 可用它来推断所需的 IIP3 性能。偏置控制电路 1280 以上述方式调节这些元件的操作点, 以保持所需的性能水平。可以本领域内公知的许多方式来实现功率检测器, 诸如后接低通滤波器的二极管检测器。

VIII. 依据所需动态范围的 $\Sigma\Delta$ ADC 设定

如在 08/987, 306 号未决美国专利申请中所揭示的, 可把本发明接收机内的 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成提供所需的动态范围, 同时把功耗减到最少。功耗在 CDMA 通信系统中尤其重要, 这是由于蜂窝式电话的便携式本质。可把 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成在不需要高的动态范围时使 $\Sigma\Delta$ ADC 的部件无效来把功率减到最少。还可把 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成具有可调偏置电流, 该电流可根据进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号幅度及所需的性能而改变。在需要较小的动态范围时, 还可把 $\Sigma\Delta$ ADC 的基准电压调节得较低, 以把功耗减到最少。最后, 在不需要高的动态范围时, 也可降低 $\Sigma\Delta$ ADC 的采样频率, 以进一步把功耗减到最少。可适当地组合上述特征, 以提供所需的性能水平同时最大程度地节约功率。

在示例 CDMA 通信系统中, 把接收机设计成在 IS-98-A 标准所规定的各种操作调节下操作。在示例实施例中, 输入 RF 信号包括从-104dBm 和-79dBm 的 CDMA 信号。此外, IS-98-A 规定了双音和单音操作条件。对于双音操作条件, 输入 RF

信号包括 CDMA 和两个人为干扰(每个人为干扰超过 CDMA 信号的幅度+58dBc, 且距离 CDMA 信号的中心频率+900KHz 和+1700KHz 处)。对于单音操作条件, 输入 RF 信号包括 CDMA 信号和一信号人为干扰(超过 CDMA 信号的幅度+72dBc, 且离开 CDMA 信号的中心频率+900KHz。这些规定代表接收机的较差情况操作条件。

在示例实施例中, 把 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成具有在较差情况操作条件下操作所需的动态范围。实际上, 这些较差情况的条件不常发生。因此, 在动态范围高的模式下操作 $\Sigma\Delta$ ADC 总是代表资源的浪费。在本发明的接收机中, 可把 $\Sigma\Delta$ ADC 配置成在不需要高的动态范围时把功耗减到最少。

在示例实施例中, 把进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的所需信号的幅度(例如, 频带内 CDMA 信号)保持在 $\Sigma\Delta$ ADC 的噪声下界(floor)以上+20dB。这可通过测量数字信号处理后所需信号的幅度并使用测得的幅度调节前端的幅度来实现。以上调节(例如, 噪声下界以上+18dB)导致接收机的所需性能水平。为了满足此调节, 可利用具有四位分辨率的 $\Sigma\Delta$ ADC 来量化所需的信号。

然而, 进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号包括所需的信号加上人为干扰。人为干扰的幅度可在大的范围内改变, 且可构成进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号的重要部分。所需的信号及人为干扰必需落在 $\Sigma\Delta$ ADC 的最高限度内, 从而这些信号不发生限幅(clip)。因而, $\Sigma\Delta$ ADC 必需适当地量化人为干扰(即使后续的数字信号处理将最终滤除这些人为干扰), 因为人为干扰的限幅导致产生可能落在信号频带内且使所需信号退化的互调产物。

在示例实施例中, 把 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成提供 12 位的分辨率, 以满足较差情况的操作条件。保留其余的八位分辨率用于人为干扰和 AGC 控制。可如此调节 $\Sigma\Delta$ ADC 的动态范围, 从而适当地量化所需的信号和人为干扰, 而没有限幅, 同时把功耗减到最少。

在示例实施例中, 可通过测量所需信号的幅度以及进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号的幅度来估计所需的动态范围。可通过计算所需信号的 RSSI 来测量所需信号的幅度。在上述 5, 107, 225 号美国专利中详细地描述了 RSSI 测量。在示例实施例中, 在除去不想要的图象和寄生信号的数字信号处理后, 对所需的信号进行 RSSI 测量。由连到 $\Sigma\Delta$ ADC 的输入功率检测器来测量进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号的幅度。可以本领域内公知的方式来实现功率检测器, 诸如以二极管或峰值检测器来实现的包络检测器。峰值检测器可检测进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的输入信号是否超过 $\Sigma\Delta$ ADC 的饱和电压(它是基准电压的一半)。在此发生时, 可把 $\Sigma\Delta$ ADC 切换到较高动态范围的模式。或者,

可来自前端内各元件的信号的幅度的测量值(诸如混频器 1230 的输出或带通滤波器 1234 的输出(见图 2))中估计进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号幅度。此外,可使用功率检测器来测量信号的幅度。在计算进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号幅度时,考虑到了夹在功率检测器与 $\Sigma\Delta$ ADC 之间的元件的增益。此外,测得的信号的频谱内容应近似于进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号频谱内容,以增强估计的精度。估计结果的不准确导致非最佳的动态范围调节机构。

根据所需信号和进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号测得的幅度,可把所需的动态范围计算为:

$$DR_{\text{required}} = 20 \log \left(\frac{V_{\text{ADC}}}{V_{\text{desired}}} \right) + 20.8 \quad (6)$$

这里, DR_{required} 是以 dB 表示的所需动态范围, V_{ADC} 是进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号幅度, V_{desired} 是所需的信号的幅度。

或者,可根据接收机的操作模式来确定所需的动态范围。每个操作模式可与不同的操作条件有关。例如,CDMA 模式需要高的动态范围,因为信号频带附近可能有人为干扰。FM 模式需要较少的动态范围,因为输入的需求不太严格。

在示例实施例中,如 08/987,306 号未决美国专利申请中所揭示的两回路 MASH 4-4 体系结构提供了 12 位的分辨率。参考图 11,回路 110a 提供第一动态范围,且具有低的噪声下界。回路 110b 提供第二动态范围,但具有比回路 110a 稍高的噪声下界。回路 110a 的噪声下界较低部分是因为以较高的偏置电流偏置回路 110a 内的放大器且回路 110a 使用较大电容器的结果。在示例实施例中,可根据进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号幅度以及所需的动态范围来选择性地无效 MASH ADC 100 内的每个回路 110,以把功耗减到最少。此外,可调节每个回路 110 内的放大器的偏置电流,以把功耗减到最少并保持所需的性能。

在需要高的动态范围时,把进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号提供给回路 110a,把所有放大器的偏置电流设定得高,MASH ADC 100 以上述方式进行操作。此操作条件可由包括 CDMA 信号以及位于+58dBc 处的两个大的人为干扰的输入 RF 信号或包括 CDMA 信号及位于+72dBc 处的一个大的人为干扰的输入 RF 信号而产生。当想要的信号的幅度增加或人为干扰的幅度降低时,需要较少的动态范围。当这情况发生时,可使回路 110b 无效,来自回路 110a 的输出 Y1 包括来自 $\Sigma\Delta$ ADC 的输出。或者,可使回路 110a 无效,来自回路 110b 的输出 Y2 包括来自 $\Sigma\Delta$ ADC 的输出。因而,可使能两个回路之一来提供所需的动态范围。

可根据各种考虑因素来选择回路被无效的动态范围阈值。可根据输入 RF 信号的幅度的统计数字来选择阈值。例如，可对包括各种幅度的人为干扰的输入 RF 信号的时间百分比制成表。可通过保证在大多数时间使能最少数目的回路，可使用该信息来选择产生最少功耗的动态范围阈值。还可根据 $\Sigma\Delta$ ADC 的设计性能来选择该阈值。例如，如果与提供 YdB 的动态范围的第二回路设计相比，提供 XdB 的动态范围的第一回路设计基本上需要更多的功率，则第二设计可能是较佳的，可依据第二回路设计的性能来选择动态范围阈值，这里 Y 仅稍小于 X。在选择动态范围阈值时，可预想各种其它考虑因素，它们在本发明的范围内。此外，所实现的每个阈值可具有回差，以防止回路在使能和无效状态之间来回切换。以下描述实现回差的示例。

可调节每个回路 110 中的放大器的偏置电流，以把功耗减到最少同时提供所需的性能。在示例实施例中，把回路 110a 设计成消耗最大 10mA 的偏置电流，回路 110b 被设计成消耗最大 6mA 的偏置电流。在示例实施例中，在回路 110a 内，把谐振器 130a 内的放大器设计成消耗 6mA，把谐振器 130b 内的放大器设计成消耗 4mA。在需要高的动态范围时，把每个放大器的偏置电流设定得高。在不需要高的动态范围时，可降低偏置电流。动态范围近似正比于偏置电流而变化，从而偏置电流降低两倍(fold)导致动态范围小于 6dB。因而，在需要小于 6dB 的动态范围时，可把谐振器 130a 内的放大器的偏置电流从 6mA 减小到 3mA，且可把谐振器 130b 内的放大器的偏置电流从 4mA 减小到 2mA。类似地，在不需要高的动态范围时，可相应地减小回路 110b 内的放大器的偏置电流。在本发明中，可以分立的步骤或以连续的方式来调节偏置电流。

把功耗减到最少的一个附加机构是调节 $\Sigma\Delta$ ADC 内的基准电压。由最大输入信号摆幅和来自 $\Sigma\Delta$ ADC 的噪声(包括电路噪声和量化噪声)来确定 $\Sigma\Delta$ ADC 的动态范围。当所需的动态范围减小时，可降低基准电压，同时保持近似相同的噪声电平。当一回路被切断时尤其是这样，量化噪声如此增加，从而它比电路噪声大得多，这是因为 $\Sigma\Delta$ ADC 的基准电压保持恒定。通过如此降低基准电压从而使量化噪声近似等于电路噪声，提供了所需的性能水平同时把信号电平保持在低的水平。通过减小 $\Sigma\Delta$ ADC 内的基准电压及信号摆幅，可减小放大器偏置电流。作为另一个益处，驱动 $\Sigma\Delta$ ADC 的放大器具有较低的最大信号摆幅且可以较小的电流来偏置。

放大器偏置电流的调节可独立于对回路的无效来进行，或可结合回路的无效来进行。在示例实施例中，根据所需动态范围的粗略范围来使能回路，使用偏置

电流对动态范围进行细调。或者，可进行分析和测量，以确定 $\Sigma\Delta$ ADC 的各配置所提供的范围范围。可对此信息制表并存储。然后，根据所需的动态范围，可使用制表的数据相应地配置 $\Sigma\Delta$ ADC。用来配置 $\Sigma\Delta$ ADC 以提供所需的动态范围同时把功耗减到最小的各种方法在本发明的范围内。

在示例实施例中，在这两个回路都被使能且所利用的过采样率(OSR)为 32 时， $\Sigma\Delta$ ADC 提供 79dB 的动态范围(或大于 12 位的分辨率)。对于带通 $\Sigma\Delta$ ADC，把过采样率定义为采样频率除以输入信号的双边带宽的两倍，或 $OSR = \frac{f_s}{2f_{BW}}$ 。可依据以下公式从动态范围中计算等效位数，反之亦然：

$$DR = 6.02 \cdot M + 1.73 \quad (7)$$

这里 M 为位数，DR 以 dB 来表示。在示例实施例中，回路 110a 提供 54dB 的动态范围，回路 110b 提供 42dB 的动态范围，回路 110a 和 110b 在被组合时提供 79dB 的动态范围。在示例实施例中，当所需的动态范围小于 36dB 时，利用回路 110b，当所需的动态范围在 36dB 与 48dB 之间时，利用 110a，当所需的动态范围大于 48dB 时，利用 110a 和 110b。在示例实施例中，保留 6dB 的余量来应付输入 RF 信号幅度的波动。

所实现的动态范围阈值可具有回差，以防止在使能和不使能状态之间来回切换。对于上述示例实施例，每个动态范围阈值包括一上阈值和一下阈值。不使能具有较高动态范围的回路除非所需的动态范围超过上阈值，不使能具有较低动态范围的回路除非所需的动态范围落低于较低的阈值。例如，由于 6dB 的回差，回路 110a 不使能，除非所需的动态范围超过 51dB。在仅以回路 110a 进行操作时，回路 110b 被使能，且回路 110a 仅在所需的动态范围落低于 45dB 时才被无效。

在表 3 中列出用于 CDMA 系统的本发明的示例应用。当想要的信号电平高时，需要低的动态范围且仅使能回路 110b。当想要的动态范围低且人为干扰电平高时，需要高的动态范围来适当地量化人为干扰和想要的信号。当想要的信号电平低且人为干扰电平低时，可获得两个方案。可放大进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号，以把低信号电平增加到可被回路 110b 采样的高信号电平。或者，可使用回路 110a 来采样该信号，但可减小偏置电流来保存能量，并可减小回路 110a 内的 DAC 电平而与低信号电平匹配。

表 3-根据输入信号的 ADC 配置

信号电平	人为干扰电平	ADC 配置
低	低	使能回路 110b 或 110b ¹
低	高	使能回路 110a 和 110b
高	低	使能回路 110b
高	高	使能回路 110b

注意 1:

- 1) 第一方案使能回路 110b 并把进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号放大 6dB;
- 2) 第二方案使能回路 11a 并减小回路 110a 中的偏置电流和 DAC 电平。

如 08/987,306 号未决专利申请中所述, $\Sigma\Delta$ ADC 的动态范围是过采样率的函数。较高的采样频率相应于较高的过采样率(因为输入信号的带宽是固定的)和较高的动态范围。然而,较高的采样频率可导致用来实现 $\Sigma\Delta$ ADC 的电路的功耗较高。例如,CMOS 电路的功耗正比于 CMOS 电路的切换时钟的频率。对于双极型电路,较高的操作频率需要带宽较宽的电路,该电路通常需要更大的偏置电流。较高的切换频率需要开关中更大的偏置电流以及放大器中更大的偏置电流,以进行快速调整。

在本发明中,当不需要高的动态范围时,可减小 $\Sigma\Delta$ ADC 的采样频率,以把功耗减到最少。减小采样频率使得可以较小的电流偏置 $\Sigma\Delta$ ADC 内的电路。此外,降低采样频率可导致 $\Sigma\Delta$ ADC 内的电路的功率耗散较小。

理论上,对于第四级带通 $\Sigma\Delta$ ADC,对于过采样率的每个倍频减小,带通范围减小 27dB。然而,对于小于 16 的过采样率,带通范围的减小比 27dB/倍频更快。在较佳实施例中,把过采样率保持在最小 16。

对于许多应用,改变采样频率需要仔细地分析接收机频率计划。对于子采样 $\Sigma\Delta$ 接收机,IF 信号(例如,进入 $\Sigma\Delta$ ADC 的信号)的中心频率与采样频率有关。调节第一下变频,以在新采样频率所需的新 IF 频率处产生 IF 信号。还应小心,从而使幅度过度的寄生信号和谐波不落在新的 IF 频带内。

还可把接收机设计成具有两个或多个 $\Sigma\Delta$ ADC,以支持两个或多个操作模式。这使得可优化每个 $\Sigma\Delta$ ADC 来提供所需的性能同时把功耗减到最少。可依据操作模式接通适当的 $\Sigma\Delta$ ADC。例如,可把接收机设计成具有两个 $\Sigma\Delta$ ADC,一个用于 CDMA 模式,一个用于 FM 模式。可把用于 FM 模式的 $\Sigma\Delta$ ADC 设计成消耗功率明显较少的功能,这是因为信号带宽较低且所需的带通范围较低。可依据接收机在 CDMA 模式

还是在 FM 模式下进行操作来切换适当的 $\Sigma\Delta$ ADC。

先前对较佳实施例进行了描述，以使本领域内的技术人员可制造或利用本发明。对这些实施例的各种修改将对本领域内的技术人员变得明显起来，可把这里所述的一般原理应用于其它实施例而无需创造性。因而，本发明将不限于这里所示的实施例，而应依据符合这里所揭示的原理和新特征的最宽范围。

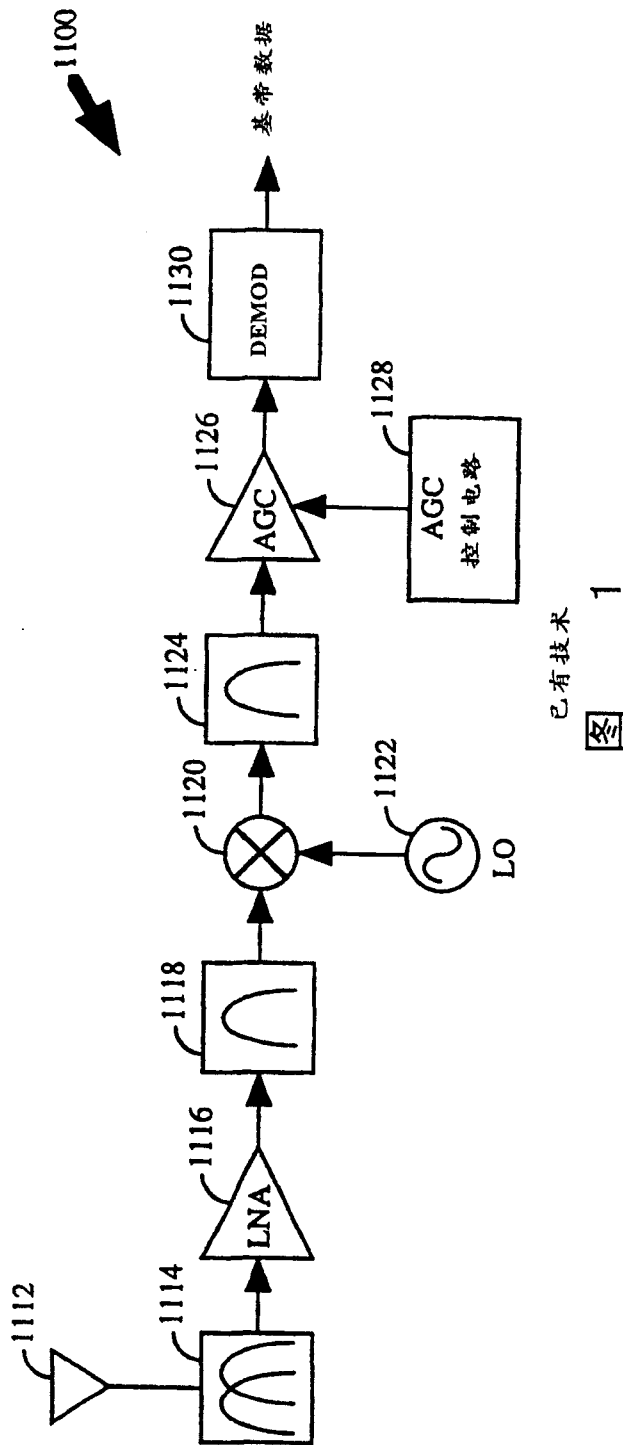


图 1
已有技术

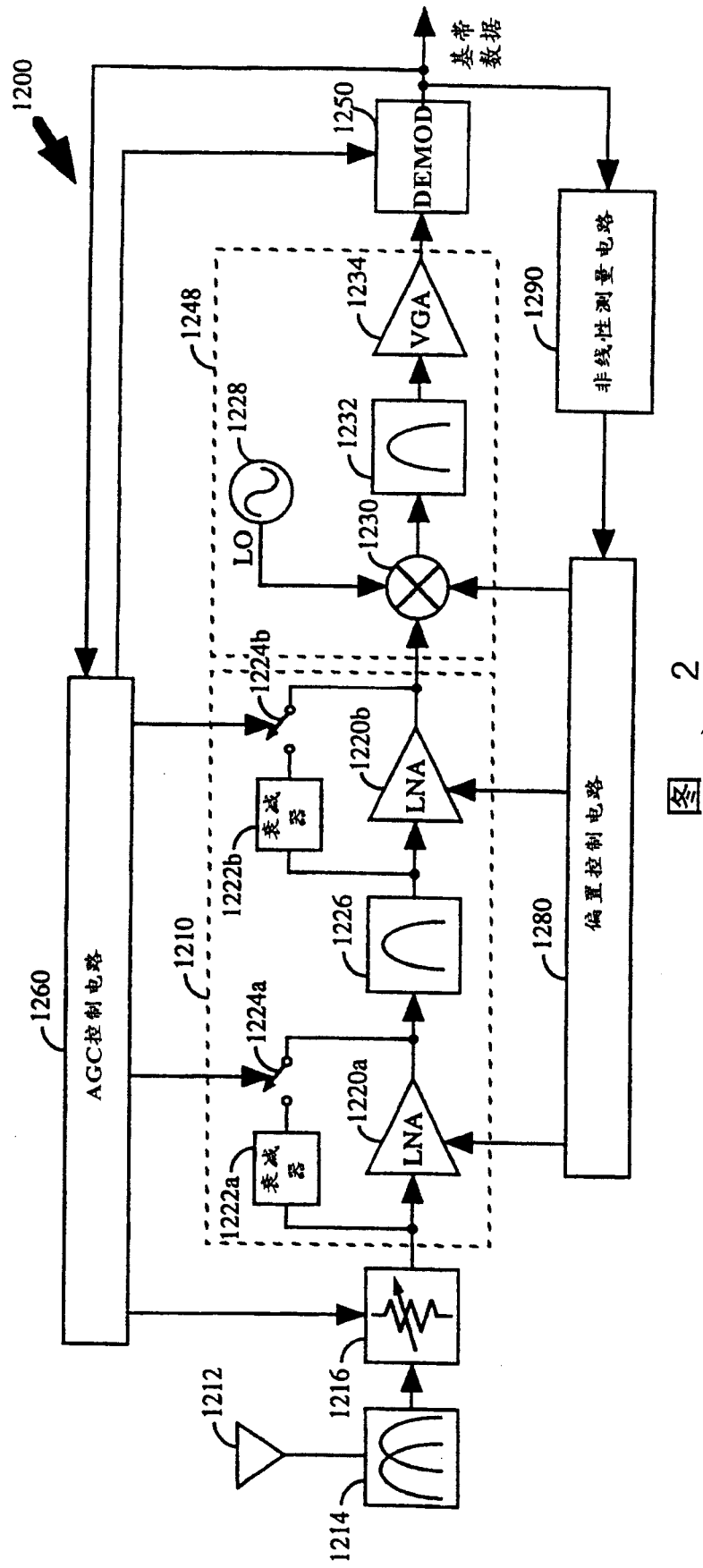


图 2

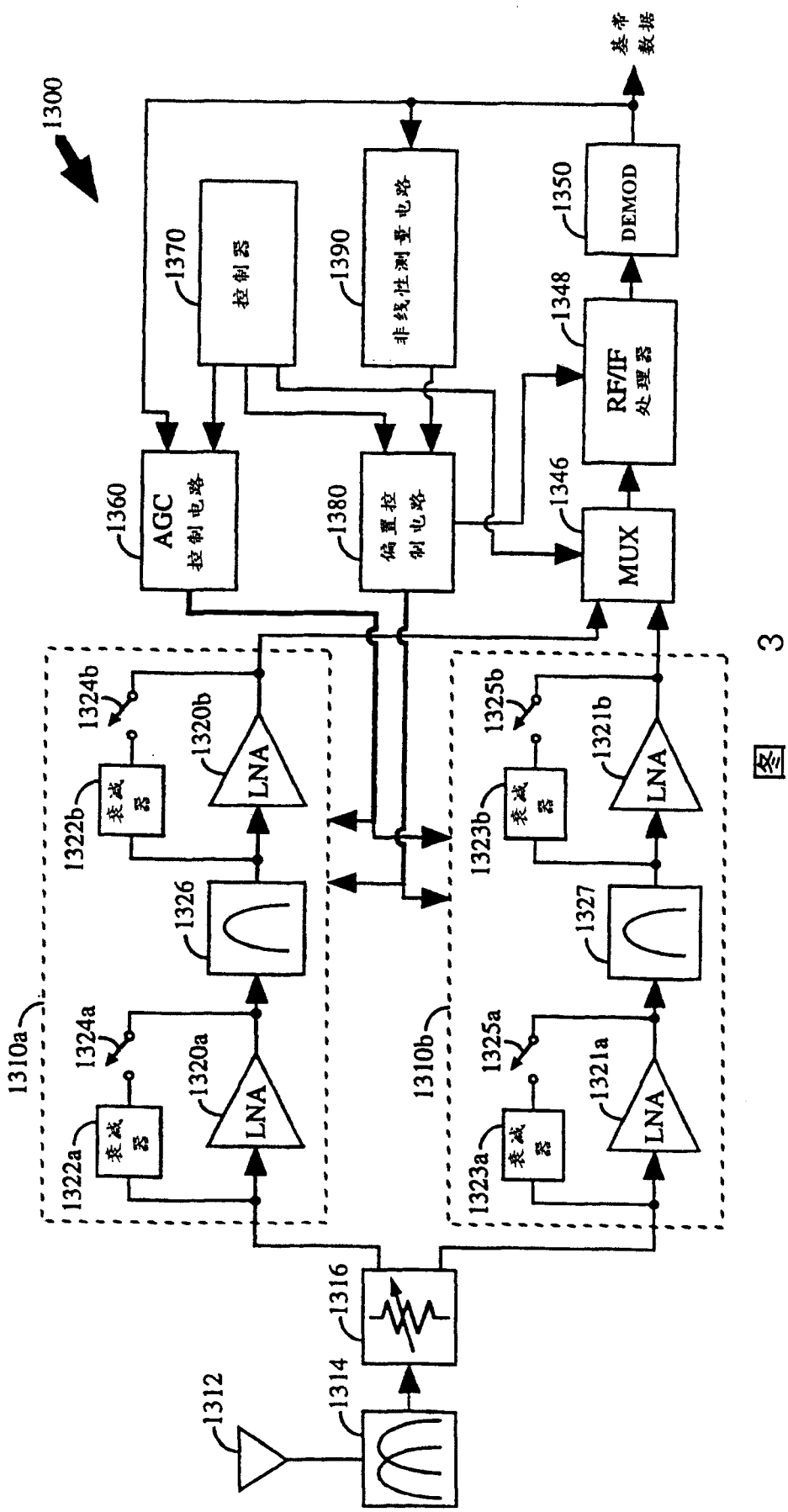


图 3

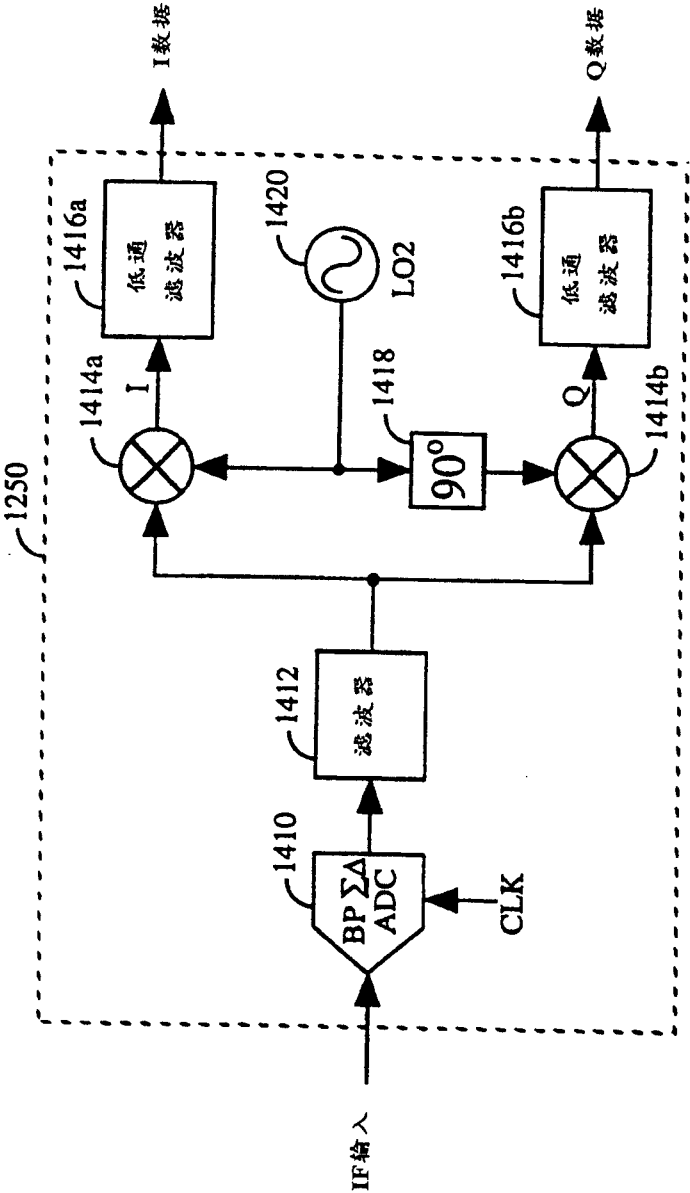
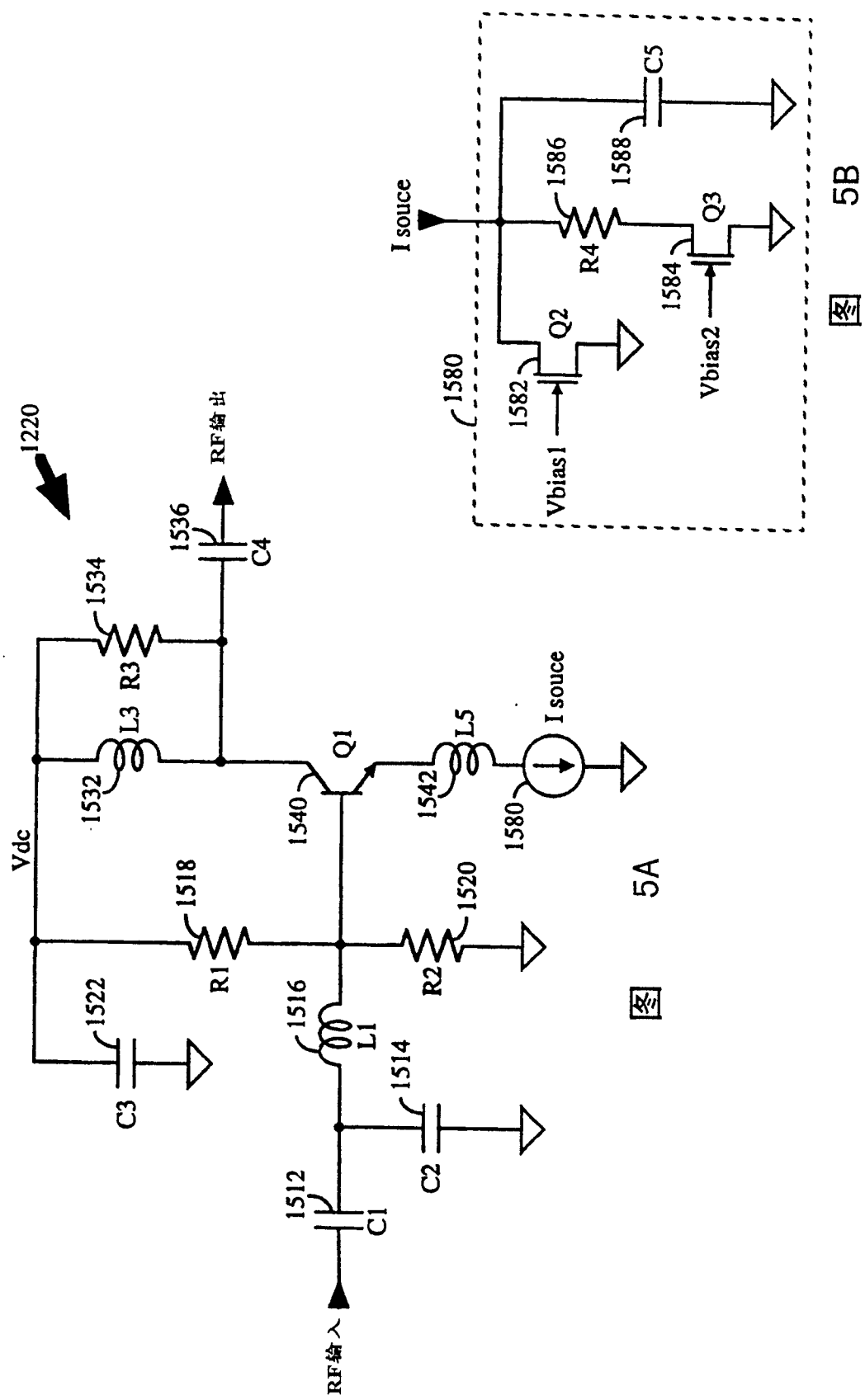
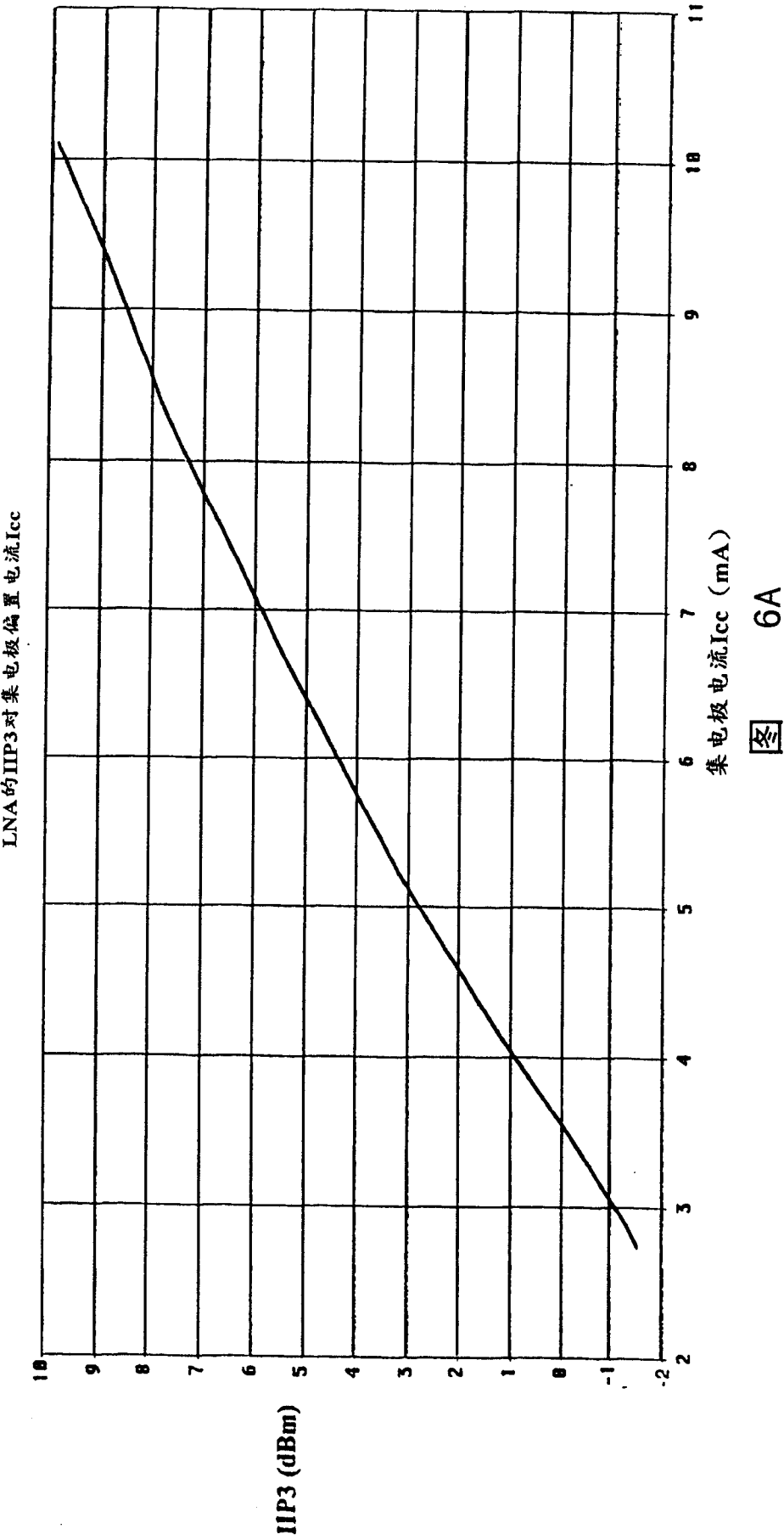


图 4



5A

5B



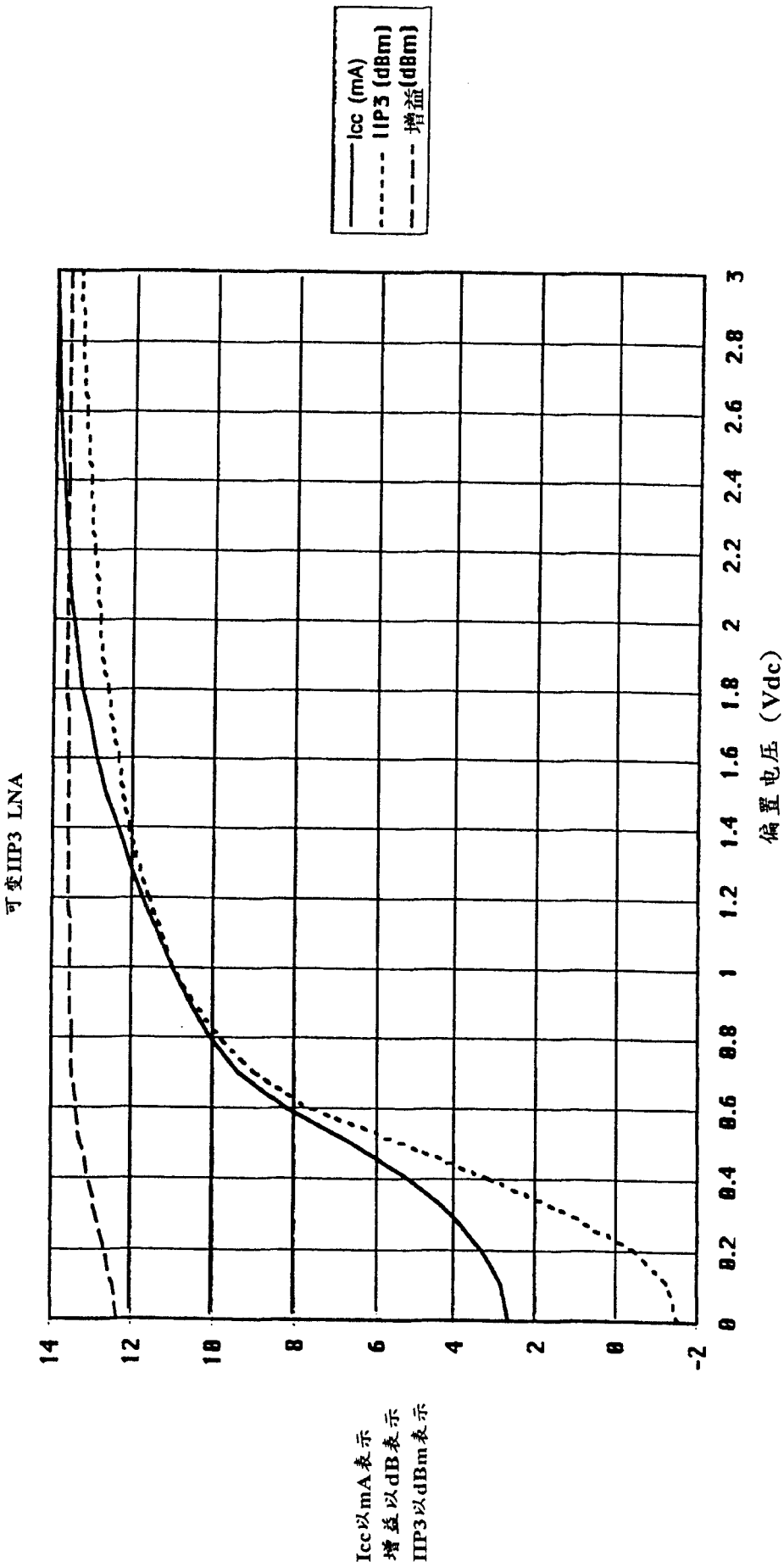


图 6B

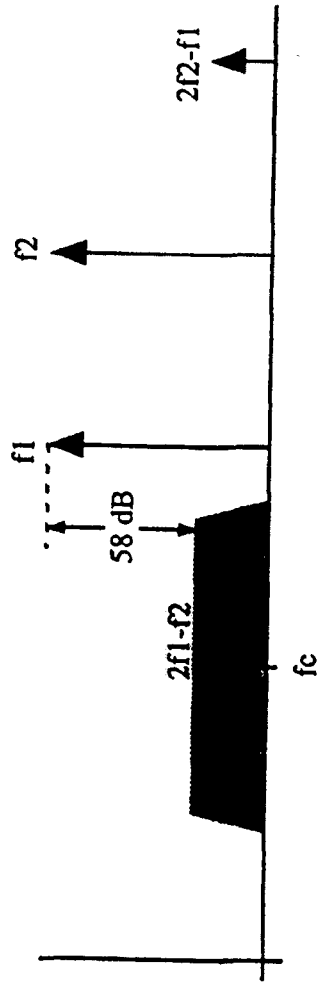


图 7A

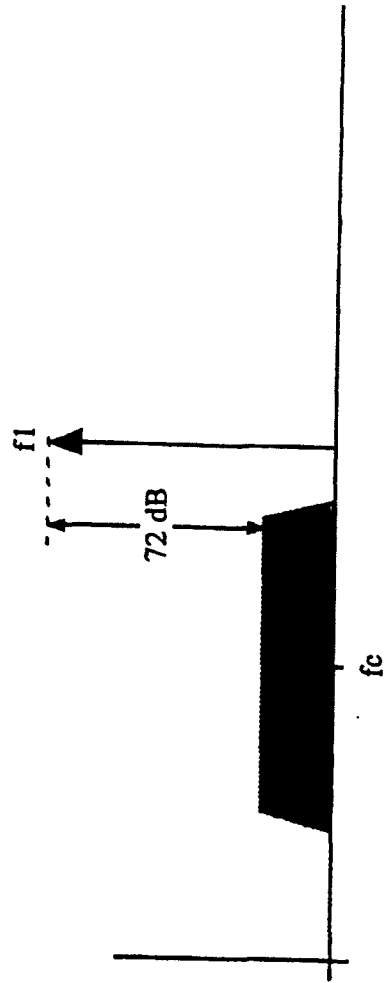


图 7B

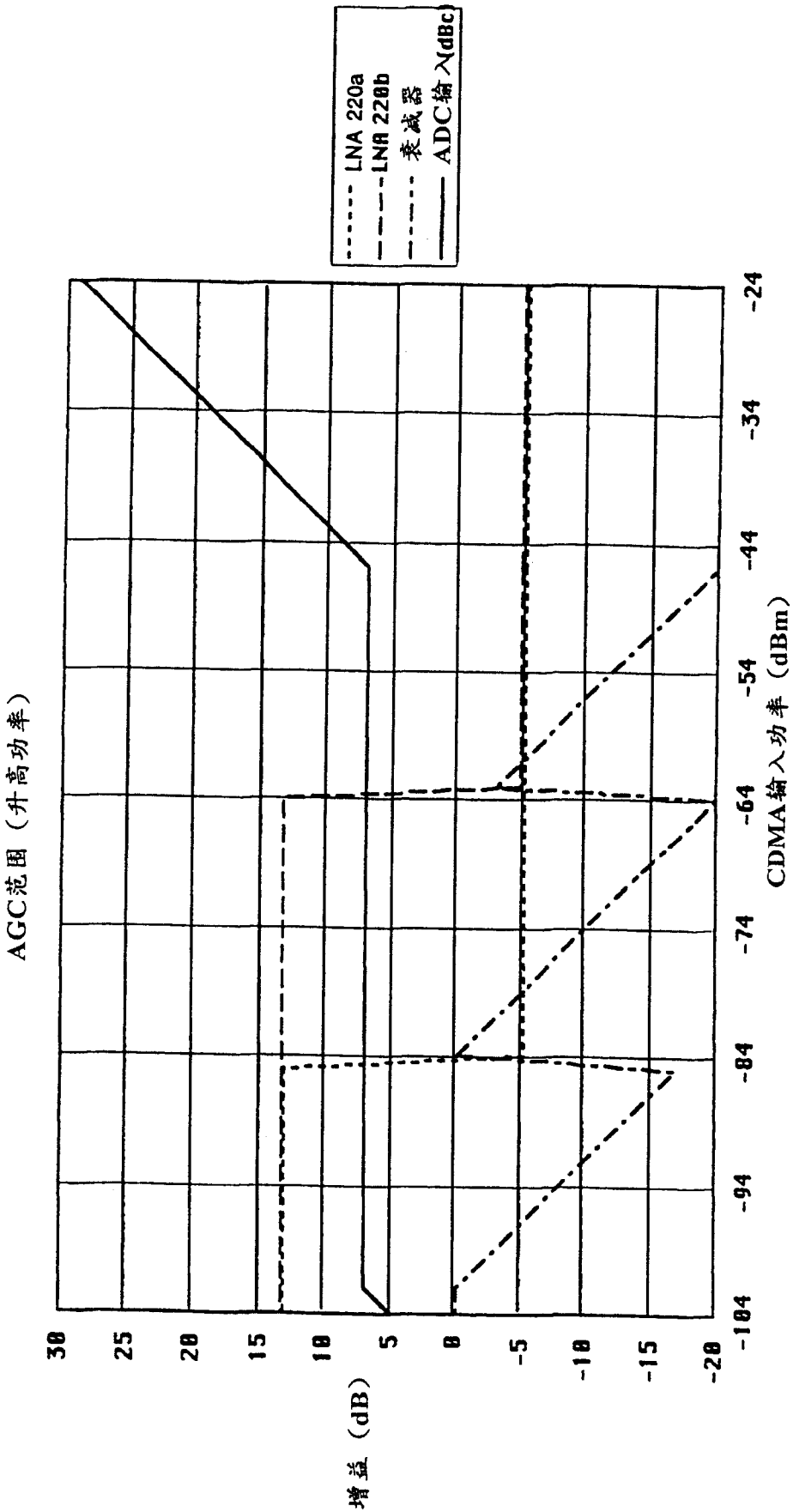


图 8A

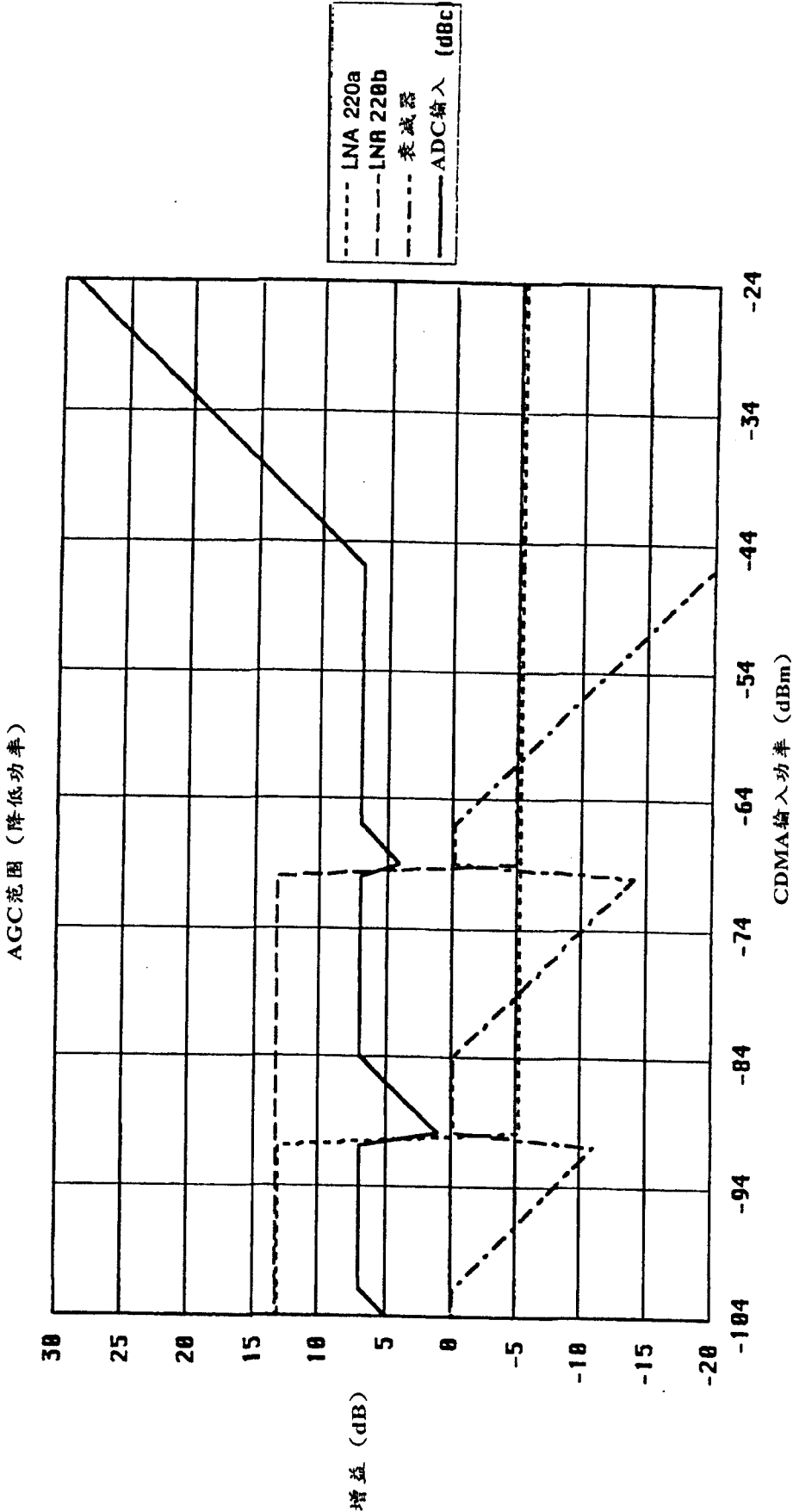


图 8B

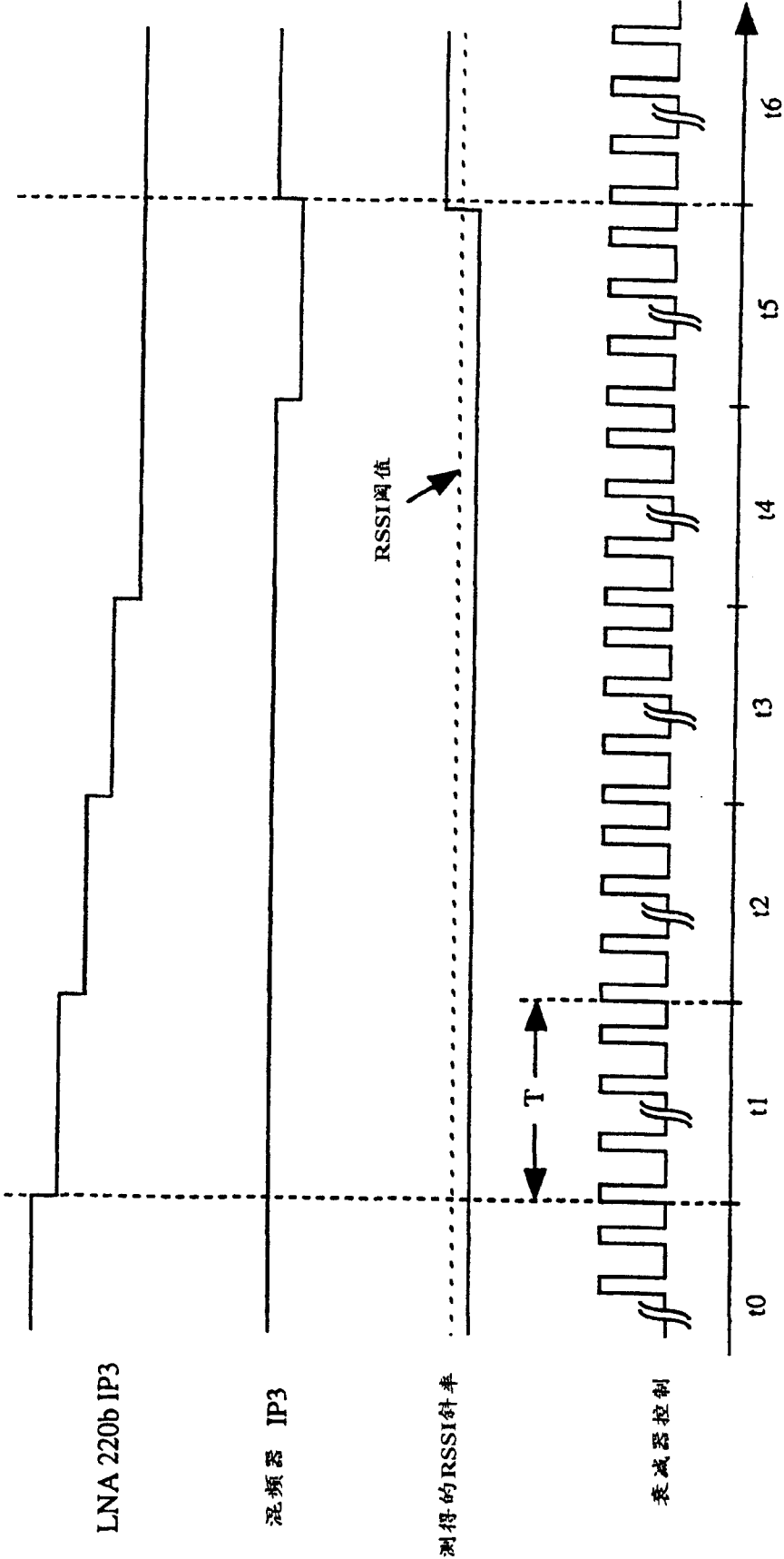


图 9

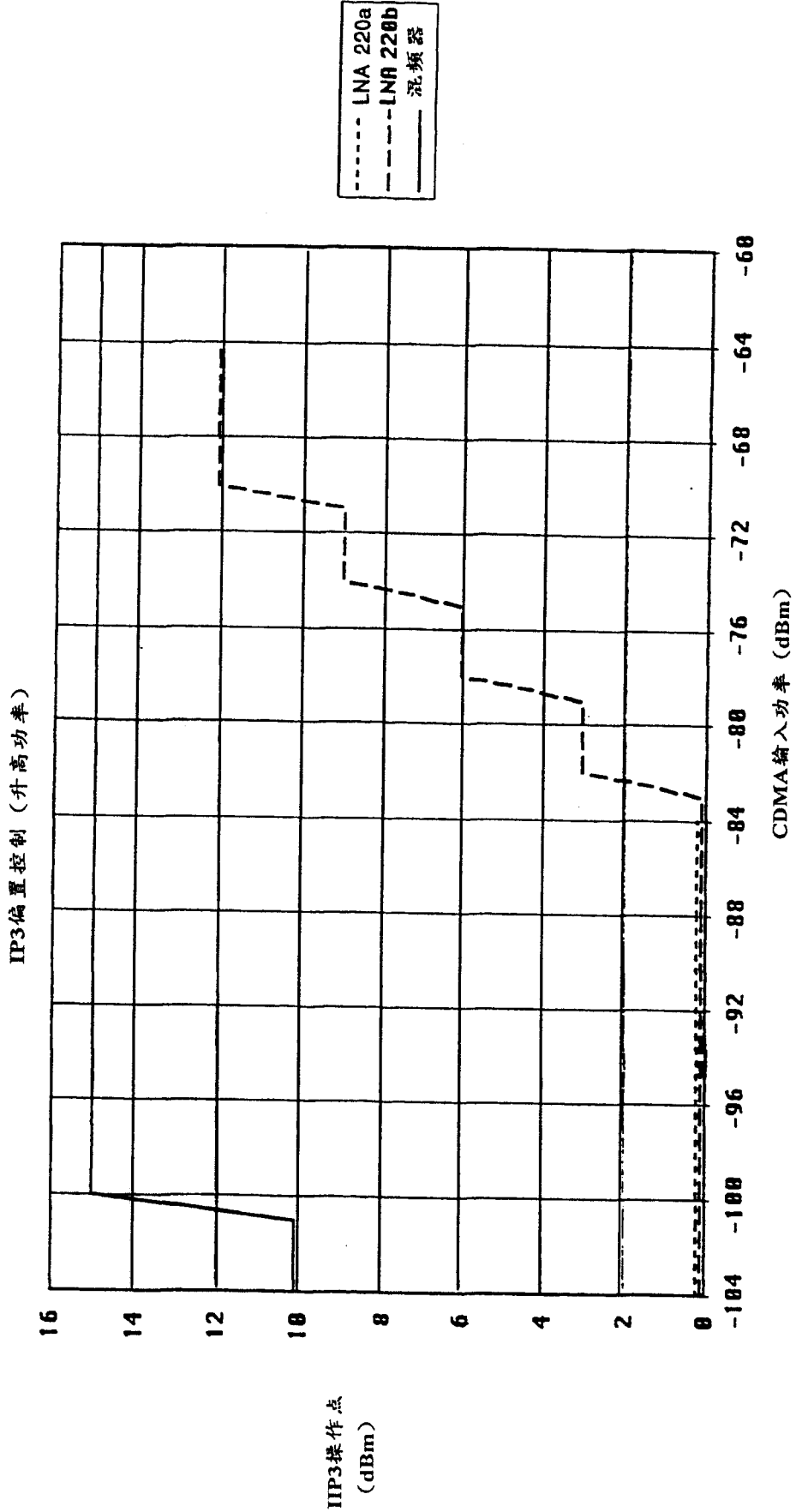


图 10A

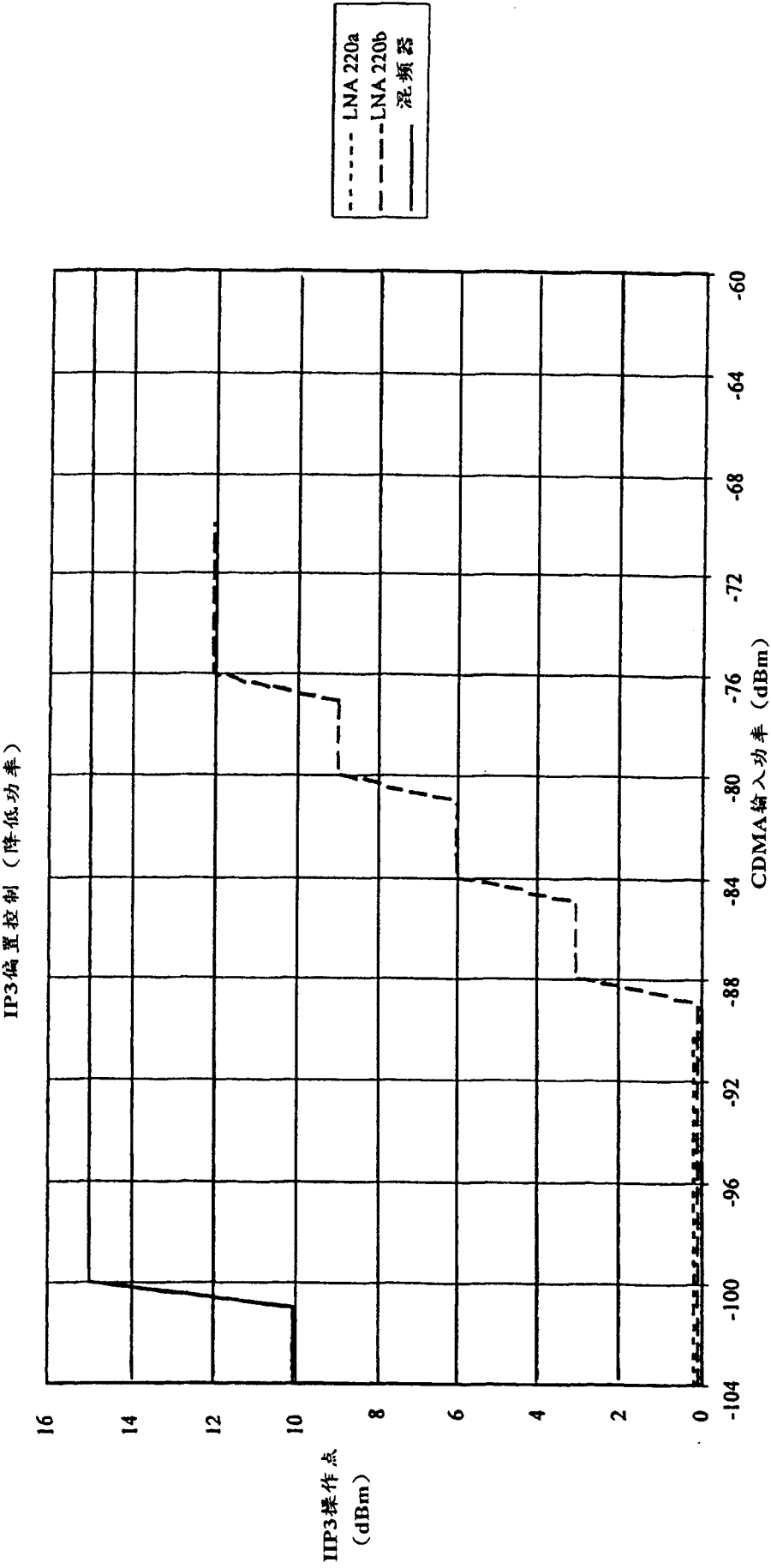


图 10B

