

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H03M 1/12

H03M 1/66 H04L 1/00

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00815373.6

[43] 公开日 2002 年 12 月 25 日

[11] 公开号 CN 1387700A

[22] 申请日 2000.8.29 [21] 申请号 00815373.6

[30] 优先权

[32] 1999.9.7 [33] US [31] 09/391,336

[86] 国际申请 PCT/EP00/08399 2000.8.29

[87] 国际公布 WO01/18970 英 2001.3.15

[85] 进入国家阶段日期 2002.5.8

[71] 申请人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 M·赫尔马克

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

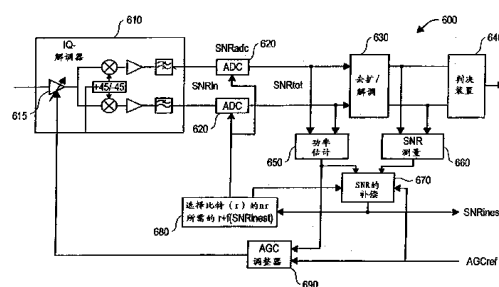
代理人 王 岳 李亚非

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 9 页

[54] 发明名称 在数字接收器和数字发射器中用于自适应比特分辨率的方法和装置

[57] 摘要

一种收发器包括接收器和发射器。该接收器包括将所接收的模拟信号转换为数字形式的模拟到数字转换装置,以及该发射器包括将数字信号转换为发射的模拟形式的数字到模拟转换装置。选择器选择转换装置的分辨率。基于所接收的信号的质量例如信号噪声比或信号干扰比选择该模拟到数字转换装置的分辨率。基于所发射的信号峰值因数选择该数字到模拟转换装置的分辨率,该峰值因数例如取决于所发射的信号调制格式。峰值因数越高,所选择的分辨率越高。



1. 一种接收器, 包括:

5 将所接收的模拟信号转换为数字信号的模拟到数字转换装置; 以及
选择转换装置的分辨率的选择器, 其中基于所接收的信号的质量选
择该转换装置的分辨率。

2. 如权利要求 1 的接收器, 其中基于所接收的信号的信号噪声比或
信号干扰比选择该分辨率。

3. 如权利要求 1 的接收器, 其中根据该信号质量比所需要的信号质
量好的程度选择转换装置的分辨率。

10 4. 一种发射器, 包括:

将数字信号转换为用于发射的模拟形式的数字到模拟转换装置; 以
及

选择转换装置的分辨率的选择器, 其中基于发射的信号峰值因数
选择该转换装置的分辨率。

15 5. 如权利要求 4 的发射器, 其中峰值因数取决于用于发射的信号
的调制格式。

6. 如权利要求 4 的发射器, 其中峰值因数越高, 所选择的分辨率越
高。

7. 一种收发器, 包括:

20 将所接收的模拟信号转换为数字信号的模拟到数字转换装置;

将数字信号转换为用于发射的模拟形式的数字到模拟转换装置; 以
及

25 选择转换装置的分辨率的选择器, 其中基于所接收的信号的质量选
择该模拟到数字转换装置的分辨率, 以及基于用于发射的信号峰值因
数选择该数字到模拟转换装置的分辨率。

8. 如权利要求 7 所述的收发器, 其中基于所接收的信号信号噪声
比或信号干扰比选择模拟到数字转换装置的分辨率, 以及根据调制格
式选择峰值因数。

30 9. 如权利要求 7 所述的收发器, 其中根据该信号质量比所需要的信
号质量好的程度选择模拟到数字转换装置的分辨率, 以及该峰值因数
越高, 所选择的数字到模拟转换器的分辨率越高。

10. 一种在接收器中自适应比特分辨率的方法, 包括如下步骤:

基于所接收的模拟信号的信号质量选择模拟到数字转换装置的分辨率；以及

在模拟到数字转换装置中将所接收的模拟信号转换为数字信号。

11. 如权利要求 10 所述的方法，其中基于所接收的信号的信号噪声比或信号干扰比选择该分辨率。

12. 如权利要求 10 所述的方法，其中基于所接收的信号质量比所需要的信号质量好的程度选择该分辨率。

13. 一种在数字发射器中自适应比特分辨率的方法，包括如下步骤：

10 基于用于发射的数字信号的峰值因数选择数字到模拟转换装置的分辨率；以及

在数字到模拟转换装置中将数字信号转换为发射的模拟信号。

14. 如权利要求 13 所述的方法，其中该峰值因数取决于发射信号的调制格式。

15 15. 如权利要求 13 所述的方法，其中该峰值因数越高，所选择的分辨率越高。

16. 一种在数字收发器中自适应比特分辨率的方法，包括如下步骤：

20 基于所接收的模拟信号的信号质量选择模拟到数字转换装置的分辨率；

在该模拟到数字转换装置中将所接收的模拟信号转换为数字信号；

基于用于发射的数字信号的峰值因数选择数字到模拟转换装置的分辨率；以及

25 在该数字到模拟转换装置中将数字信号转换为发射的模拟信号。

17. 如权利要求 16 所述的方法，其中基于所接收的信号的信号噪声比或信号干扰比选择模拟到数字转换装置的分辨率，以及该峰值因数取决于调制格式。

18. 如权利要求 16 所述的方法，其中根据所接收的信号质量比所需要的信号质量好的程度选择模拟到数字转换装置的分辨率，以及该峰值因数越高，所选择的数字到模拟转换器的分辨率越高。

在数字接收器和数字发射器中用于自适应 比特分辨率的方法和装置

5 发明背景

本发明涉及用于自适应比特分辨率的方法和装置。更具体地说，本发明涉及在数字接收器和/或数字发射器中用于自适应比特分辨率的方法和装置。

10 现代的通信系统（比如蜂窝和卫星无线电系统）应用各种不同的操作模式（模拟、数字、双模式，等）和存取技术比如频分多路存取（FDMA）、时分多路存取（TDMA）、码分多路存取（CDMA）以及这些技术的混合技术。

在 FDMA 系统中，给每个信道指定一特定的频率。在 TDMA 系统中，在相同的频率上给每个信道指定在周期性时间间隔串中的特定的时隙。时隙的每个周期称为一帧。在 CDMA 系统中，不同的用户、基站(BS)和服务以唯一的扩展序列/码彼此分开。

附图 1A 所示为实例性蜂窝移动电话系统的方块图，其包括实例性基站 110 和移动电话 120。这些基站包括控制和处理单元 130，该控制和处理单元 130 连接到移动交换中心（MSC）140，该移动交换中心 140 又连接到公用电话交换网络（PSTN）（未示）。这种蜂窝无线电话系统的基本内容在本领域中是公知的。基站 110 通过声音信道收发器 150 处理许多声音信道，该声音信道收发器 150 受控制和处理单元 130 控制。此外，每个基站包括控制信道收发器 160，该控制信道收发器 160 能够处理一个以上的信道。控制信道收发器 160 由控制和处理单元 130 控制。控制信道收发器 160 在基站的控制信道或网络上将控制信息广播到锁定在该控制信道的移动电话。将会理解的是收发器 150 和 160 可以以单个的装置（象声音和控制收发器 170 一样）实施，以便应用共享相同的无线电载波的控制和业务信道。

30 移动电话 120 在它的声音和控制收发器 170 的控制信道上接收信息广播。然后，处理单元 180 评估所接收的控制信道信息并确定移动电话应该锁定在哪个网络上，该控制信道信息包括移动电话将要锁定的网络的特性。

在典型的数字蜂窝收发器（例如移动电话）中，在模拟到数字转换器（ADC）中对所接收的模拟波形信号进行数字化，并应用数字到模拟转换器（DAC）从数字信号中产生要发射的模拟波形。

附图 1B 所示为例如可以包括在收发器 170 中的常规的接收器。为便于理解在附图 1B 中所描述的接收器以简化的形式示出。应该理解的是常规的接收器还包括没有示出或描述的其它元件。在附图 1B 中所示的接收器包括带宽为 B 的频率选择滤波器 172（代表在接收器中的总的选择性）和 ADC174。所接收的信号通过滤波器 172 进行滤波，以消除干扰信号，得到信号 $x(t) = s(t) + n_{in}(t)$ ，这里 $s(t)$ 表示所需的输入信号， $n_{in}(t)$ 表示噪声。信号 $x(t)$ 在 ADC174 中转换为数字形式，该 ADC174 包括采样器 176 和量化器 178。采样器 176 根据时钟采样频率将该信号的时间连续部分转换为时间离散的形式，量化器 178 通过将幅值域量化为细小数量的固定的可识别的电平而将该信号的幅值连续的部分转换为幅值离散的信号，每个电平间隔距离 Q 。量化的过程是不可逆的，因为不管量化电平 Q 如何细小，每个量化的幅值都具有 $\pm Q/2$ 的不可分辨的不确定度。因此，所有的量化的信号都不可避免地具有量化噪声。

通过如下的参数至少可部分地确定接收器 ADC 比特分辨率：输入信号的质量降低多大是可接受的，例如，通过在产生一定的所需的比特误差率（BER）的输出信号中的信号噪声比（SNR）或信号干扰比（SIR）。为了方便，在下文的描述中使用缩写 SNR 表示热噪声或干扰噪声。参考附图 1B，经滤波的输入信号 $x(t)$ 的 SNR 是 SNR_{in} ，ADC 的 SNR 是 SNR_{adc} ，以及所得的数字信号的 SNR 为 SNR_{totadc} 。

附图 2 所示为在接收器中的信号和噪声电平。在附图 2 中， $P_{n_{in}}$ 是输入噪声信号 $n_{in}(t)$ 的功率， P_s 是输入信号 $s(t)$ 的功率， D_{qadc} 是 ADC 的量化噪声功率， P_{ntot} 是总的噪声输入功率，即 $P_{n_{in}} + D_{qadc}$ ， P_x 是经滤波的信号 $x(t)$ 的功率。此外在附图 2 中还示出了 SNR_{in} 、 SNR_{adc} 和 SNR_{totadc} 。从附图 2 中可以看到 SNR_{in} 是 P_s/P_{in} 的比率， SNR_{adc} 是 P_x/D_{qadc} 的比率， SNR_{totadc} 是 P_s/P_{ntot} 的比率。所有的这些值都以分贝（dB）给出。

需要注意的是，在本实例中， SNR_{in} 和 SNR_{tot} 都为负。在所有的实例中，假设得到可接受的 BER 的最小的 SNR 为负。这在 CDMA 接收器

中是一种正常情况，在这种情况下在模拟数字转换之后所接收的信号的去扩展（despreading）将 SNR 增加到处理增益（PG）倍。

通过下式描述通过 ADC 所转换的信号的最小 SNR（SNR_{adcmin}），对于一定的性能（BER）该最小 SNR 产生了最小的可接受的

5 SNR_{totadcmin}:

$$SNR_{adcmin} = 10 \log \left\{ \frac{10^{\frac{SNR_{in}}{10}} + 1}{10^{\frac{SNR_{in} - SNR_{totadcmin}}{10}} - 1} \right\} \quad (1)$$

对于大的负 SNR_{in}（即，基本为高斯噪声的输入信号），公式（1）可以简化为：

10

$$SNR_{adcmin} = 10 \log \left\{ \frac{1}{10^{\frac{\Delta}{10}} - 1} \right\} \quad (2)$$

这里 Δ 是 SNR_{in} 的质量下降，即 $\Delta = SNR_{in} - SNR_{totadcmin}$ 。

通过下式可以计算由于离散信号 $x(k)$ 的量化的 SNR_{adc}:

$$SNR_{adc} = \frac{\sigma_x^2}{Dq_{adc}} \quad (3)$$

15

这里：

$$Dq_{adc} = \sum_{i=1}^M \int_{x_{i-1}}^{x_i} (x - m_i)^2 \cdot p(x) dx \quad (4)$$

这里 σ_x^2 是信号 $x(t)$ 的功率，M 是在 ADC 中的量化电平的数量（ $M=2^r$ ， r =比特数）， m_i 是量化的电平， x_i 是判决电平（如果 $x_{i-1} < (k) < x_i$ ，则 $x(k)$ 可以以 m_i 近似）， $p(x)$ 是输入信号的概率密度函数，它可以通过高斯分布（这种分布通常是在 CDMA 接收器的情况中）近似 $X \in N(0, \sigma)$ 或可以连续地估计该分布。

表 1 所示为产生高斯信号的最佳的均匀量化的 SNR_{adc} 的实例性值

和相应的比特分辨率。在 John G. Proakis 的 Digital Communicationsp.116 (3rd ed.1995) 中描述了这种情况。

每采样的比特数	SNR _{adc} [分贝]
1	4.4
2	9.25
3	14.27
4	19.38
5	24.57
6	29.83

表 1

对于均匀的量化和大数量的量化电平，等式 4 可以作如下近似：

5

$$Dq_{adc} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (5)$$

这里 Δq 是量化级大小，即 $\Delta q = x_i - x_{i-1}$ 。

在附图 3 中绘制了根据等式 2 的所要求的 SNR_{adcmin} 和所允许的 SNR_{in} 的下降 Δ 的曲线。例如，从附图 3 中可以看出，如果 SNR_{in} 的
10 0.1 分贝的下降是可接受的则要求最小的 16 分贝的 SNR_{adc}。基于表 1，这要求在量化器中四比特的分辨率。

在附图 4A 中绘制了根据等式 1 的产生 -6 分贝的 SNR_{totadc} 的 SNR_{adc} 和 SNR_{in} 的曲线（对于 10^{-3} 的 BER，在 1024 kps 下 -3 分贝的 E_b/N₀，4.1 兆赫兹的带宽 B）。在附图 4A 中，根据等式 1 绘制了从 1
15 到 6 比特量化的 SNR_{adc} 曲线。

通常通过最坏的情况确定 ADC 的分辨率，即在所希望的输入信号 $s(t)$ 的功率低时，得到低的 SNR_{in}。设置分辨率以使量化噪声功率 Dq_{adc} 比热噪声 P_n 的功率小得多。

例如，假设 SNR_{in}=9 分贝是产生一定的 BER 的最小的 SNR (SNR_{min})。然后，为不使性能降低超过 0.1 分贝，SNR_{adcmin} 必需
20 为 16 分贝（从附图 3）+9 分贝=25 分贝。为实现 25 分贝的 SNR_{adc}，则参考表 1，ADC 的比特分辨率必需至少为 5 比特。这就产生大约 9 分贝的 SNR_{totadc}。这从附图 4B 中可以看出，附图 4B 所示为与 SNR_{totadc} 相关的 SNR_{adc}。

现在假设输入信号 $s(t)$ 的功率高, 得到高的 SNR_{in} 。如附图 4C 所示, SNR_{totadc} 将远高于 9 分贝, 假定应用与在 $s(t)$ 低时相同的比特分辨率。如果设计最坏的情况的分辨率, 如果 SNR_{in} 高则 SNR_{totadc} 将太好了。因此, 需要降低分辨率以将 SNR_{totadc} 恒定保持 5 在产生可接受的 BER 的电平。

此外, 所要求的 ADC 分辨率也取决于除了 SNR 以外的不同的因素, 包括输入电平范围、是否在接收器应用自动增益、自动增益的精度(保持输入电平恒定的情况如何)、自动增益的速度(随后的衰减如何)、量化噪声降低接收器的总的噪声因素的程度以及所接收的信号的峰值 10 因数。这些因素还都应该考虑。

类似于在 ADC 中的分辨率, 通过不同的因素确定 DAC 的比特分辨率, 包括可容许的量化噪声的大小、必需调制的精度(关于相位误差或误差矢量幅值)以及要发射的信号的波峰因数。

附图 5A 所示为常规的发射器, 该发射器可以包括在例如收发器(比如收发器 170)中。在附图 5A 中所示的发射器包括波形形成器(WFG) 15 510 和 DAC520。在 WFG510 中产生具有 r 比特的数字信号 $s_d(t)$ 。通过 DAC520 将这个信号转换为模拟波形 $s_c(t)$ 。DAC520 具有信号噪声比 SNR_{dac} , 所得的模拟信号具有信号噪声比 SNR_{totdac} 。

D/A 转换的原理类似于 A/D 转换的原理。在 D/A 转换中, 从具有 20 有限的幅值分辨率的离散波形中近似具有无限幅值分辨率的连续的波形。

在 D/A 转换和 A/D 转换之间的差别在于 SNR_{totdac} 仅取决于信号的量化。在发射器中的量化噪声是由在 WFG510 和 DAC520 中的量化所产生的。此外, 在 D/A 转换中, 要量化的信号并不按高斯函数近似。 25 实际上, 通过发射器可以完全地得到要在 DAC 中要量化的信号的幅值分布 $P(x)$ 。

为确定 SNR_{totdac} , 将 SNR_{totdac} 替代 SNR_{totadc} , Dq_{dac} 替代 Aq_{adc} , 等式 3 和 4 有效。在 DAC520 中的比特分辨率不必与在 WFG510 中的比特分辨率相同。

30 根据等式 3 和 4, 量化噪声取决于该信号的统计。

假设量化噪声保持恒定, 与具有较低的峰值因数的信号相比, 具有较高的峰值因数的信号要求更大数量的比特。为看清这其中的原

- 因,有利的是参考附图 5B 和 5C,附图 5B 和 5C 分别示出了具有不同的形状和具有相同的功率 σ_x^2 的峰值因数的信号 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 。对于具有大的峰值因数的信号 $x_2(t)$,必需要求量化不截断该信号。然而,在大多数的时间里该信号 $x_2(t)$ 是小的。为以给定的精度表示小的部分,要求小的量化区间。同时,该范围必需大以不造成截断。这种大的范围和小
- 5 的范围和小

的量化区间意味着要求大的比特分辨率。

峰值因数 F_c 可以定义如下:

$$F_c = \frac{A_{peak}}{A_{rms}} = \frac{\max |x(t)|}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt}} \quad (6)$$

- 10 这里, T 是所发射的信号的周期, A_{peak} 是所发射的信号的峰值幅值,以及 A_{rms} 是该幅值的有效值。

- 所发射的信号的峰值因数取决于调制格式。在特定的系统中的发射器可以以不同的模式运行,每种模式都具有不同的调制格式。因此,在某些模式中,峰值因数可以很低,使得可以使用较低的比特分辨率,而在其它的模式中峰值因数可能较高,要求较高的比特分辨率。
- 15 通常,设置比特分辨率和量化电平以对付最糟糕的情况,即使这种情况对应于在实际中几乎不使用的模式。

表 2 所示为在发射器中要求不同的比特分辨率的不同的业务情况的实例。

模式	典型的情况	峰值因数	所需的比特分辨率
1	低速数据 (语音)	低	低
2	高速数据 (用于在 CDMA 系统中的一个用户的多代码)	高	高
3	IQ-多路复用的控制和数据。在 I 信道中的功率和在 Q 信道中的功率之间大的差 (例如,由于改变发信号的需求)	高	高

高的比特分辨率消耗电流。为保持电流消耗尽可能地低，重要的是在收发器中应用尽可能低的比特分辨率。对于降低分辨率的每个比特大约将电流消耗减半。在需要高速转换器的收发器中，例如，宽带 CDMA (WCDMA) 蜂窝电话，转换器是对总的电流消耗的主要贡献者。因此重要的是保持在收发器中的量化以及其它的处理（比如采样）中所使用的比特的数量尽可能地低。

发明概述

因此本发明的一个目的是降低在收发器中的电流消耗。本发明的再一个目的是降低在收发器中的比特分辨率。通过自适应的方法和装置实现这些目的和其它的目的。

根据本发明的一方面，将所接收的模拟信号转换为数字形式。选择器基于信号质量选择模拟到数字转换的分辨率。信号质量可以是信号噪声比或信号干扰比。根据所接收的信号比所需要的信号的质量好的程度选择分辨率。

根据本发明的另一方面，将要发射的数字信号被转换为模拟形式。基于要发射的信号峰值因数选择数字到模拟转换的分辨率。峰值因数取决于要发射的信号的调制格式。

在接收器中可以执行模拟到数字转换，在发射器中可以执行数字到模拟转换。发射器和接收器可以分开或包括在具有自适应比特分辨率的收发器中。

附图概述

结合附图通过阅读本说明书的描述将会清楚本发明的特征、目的和优点，在附图中相同的参考标号表示相同的元件，在附图中：

附图 1A 所示为实例性的蜂窝移动电话系统；

附图 1B 所示为常规的接收器；

附图 2 所示为在接收器中的信号和噪声电平；

附图 3 所示为 SNR_{adcmin} 相对于 SNR_{in} 的可接受的质量降低 (Δ) 的曲线；

附图 4A 所示为对于给定的 SNR_{totadc} SNR_{adc} 相对的 SNR_{in} 的曲线；

附图 4B 和 4C 所示为常规的 ADC 分辨率选择的实例；

附图 5A 所示为常规的发射器；

附图 5B 和 5C 所示为具有相同的功率但不同的形状和峰值因数的信号;

附图 6A 所示为根据本发明的一个实施例的实例性接收器;

附图 6B 所示为如何执行基于导频符号的 SNR 估计;

5 附图 7 所示为具有可适应的比特分辨率的实例性的 r -比特 FLASH 转换器;

附图 8 所示为根据本发明的发射器的方块图;

附图 9 所示为具有可适应的比特分辨率的实例性 DAC; 以及

10 附图 10A 和 10B 所示为分别在接收器和发射器中自适应比特分辨率的实例性的方法。

详细描述

虽然根据包含便携式无线电话的蜂窝通信系统书写详细描述, 但是本领域的熟练人员会理解的是申请人的发明还可以应用到其它的通信应用中。此外, 虽然以 CDMA 系统和技术描述这些实例性的实施例, 15 但是本领域的熟练人员同样会理解的是本发明可以应用于任何通信系统 (例如, TDMA 系统)。

根据本发明的实例性实施例, 收发器具有可适应的比特分辨率。为方便解释, 下文分别描述接收器和发射器。然而, 应该理解的是, 接收器和发射器可以单独实施或包括在具有可适应的比特分辨率的单个的收发器中。 20

根据本发明的第一方面, 接收器具有可适应的比特分辨率。附图 6A 所示为根据本发明的这一方面的接收器 600 的方块图。在解调器 (例如 IQ 解调器 610) 中对所接收的信号进行解调, 该解调器包括自动增益控制 (AGC) 放大器 615。IQ 解调器 610 将所接收的模拟信号向下变换为适当的中间频率以进一步处理并将它从极化表示转换为笛卡尔表示。然后对该信号进行放大并滤波以从带有相关的不希望的频谱部分的能量中抽取所接收的复合信号的所需的部分。 25

ADC620 从 IQ 解调器 610 中将模拟 I 和 Q 信号转换为每个包括 r 比特的数字信号。ADC620 具有可变的分辨率, 即能够对其进行调整以 30 输出 n -比特量, 这里 n 为任何数, 例如 2, 4, 8, 16, 32, 等。

如果接收器是 CDMA 接收器, 在执行基于导频 SNR 测量之前在去扩展器 630 中对信号进行去扩展。去扩展器 630 主要将输入信号乘以

(复) 代码并在符号周期内对功率进行积分。

- 判决装置 640 将来自去扩展器 630 的信号转换为数字比特，例如通过对该信号进行组合并解码，然后将该信号传输到下游的处理设备比如扬声器（未示）。如果该系统是一种 CDMA 系统，则判决装置 640
- 5 对该信号进行去扰频。

可以以如下的方式将所接收的信号的信号质量 SNR_{in} 表示为 ADC 的比特分辨率和随后的信号处理的函数：

$$SNR = \frac{Eb}{No} \cdot \frac{Rb}{B} \quad (7)$$

- 10 这里，Eb/No 是每噪声功率密度每比特所接收的能量，Rb 是比特速率，以及 B 是接收器的噪声带宽。从公式 (7) 中可以看出，可以容许良好的输入信号质量、更高的量化噪声以及较低的比特分辨率。

- 根据本发明的实例性实施例，可以基于所接收的信号质量（例如 SNR 或 SIR）选择在 ADC620 中所接收的分辨率和随后的信号处理。对于高的 SNR_{in}，低的比特分辨率足够，得到较低的电
- 15 流消耗。相反，对于低的 SNR_{in}，需要高的比特分辨率，产生高的电

流消耗。表 3 所示为根据所接收的信号质量如何改变在 ADC 中的比特分辨率的实例。

SNR _{in} -SNR _{totadcmin} [dB] (比所需的 SNR _{in} 好多少)	每采样的比特数
0.0	4
0.5	3
1.0	2
3.0	1

表 3

- 20 当然，在表 3 中所给出的值仅为实例。在实际的应用中，可能的比特分辨率可能有许多，超过四比特。此外，在选择比特分辨率的过程中考虑 AGC 控制的精度和速度以及信道衰减。

功率估计器 650 应用适合的算法估计所接收的信号的功率，例如应用如下的公式：

$$\sigma_x^2 = i^2 + q^2 \quad (8)$$

这里 i^2 和 q^2 分别是 I 和 Q 字的功率。通过 AGC 调整器 690 应用所估计的功率来调整 AGC 放大器 615。AGC 调整器 690 控制 AGC 放大器 615 的增益以在 ADC 中将信号能量（或干扰能量的噪声）保持恒定。设定
5 AGC 基准增益以实现最佳的量化。

将会理解的是在附图 6A 中所示的 AGC 接收器仅为实例。本发明并不限于仅应用于 AGC 接收器中。

SNR 测量电路 660 估计 SNR_{totadc}。SNR 测量电路 660 例如可以是基于导频的 SNR 测量电路，该测量电路基于在所发射的接收信号中的
10 已知的导频符号估计 SNR_{totadc}。例如，参考附图 6B，已知的导频符号序列表示为 x ，而所接收的符号以 “ $\cdot$ ” 表示。对每个 $\cdot$ 通过对在 x 和 $\cdot$ 之间的距离的平方进行平均并将这个相关到导频矢量的长度 α 则可以估计 SNR_{totadc}。应该理解的是还可以以其它任何适合的方式估计 SNR_{in}。

15 如果在 ADC 中调整比特分辨率，则在较高的 SNR_{in} 下，ADC 量化噪声 D_{qadc} 相对于输入噪声不可忽略。因此，量化噪声降低了 SNR_{in} 的质量。因此，必需对所测量的 SNR_{totadc} 进行补偿以正确地反映 SNR_{in}。重要的是执行这种补偿，因为收发器比如移动电话通常给基站报告所接收的 SNR_{in}。参考附图 6，这种补偿可以在补偿器 670 中执行。

20 SNR 补偿可以分两步执行。首先，确定不够的比特分辨率的影响，即估计 SNR_{adc}。应用公式 3 和 4 可以计算 SNR_{adc}。在最简单的情况下，假设输入信号为高斯函数。基于这种假设，再次使用公式 3 和 4 从功率估计器 650 中所输出的估计的信号功率 $(\sigma_x)^2$ 和 ADC 的量化噪声 D_{qadc} 中可以计算 SNR_{adc}。其次，基于 SNR_{adc} 和 SNR_{totadc} 从基于导
25 频的 SNR 测量电路 660 中通过对在公式 1 中的 SNR_{in} 进行求解估计 SNR_{in}。

选择器 680 选择以数字的形式表示所接收的信号所需的比特数 r 。选择器 680 确定所估计的 SNR_{in} 比一定的 SNR_{totadmindc} 好的程度。选择器 680 可以包括用于此目的的减法器。例如应用在表 3 中给出的
30 值根据在 SNR_{in} 和 SNR_{totadmindc} 之间的差值选择比特数。例如可以将这些值存储在选择器 680 的查询表中。例如，如果 SNR_{in} 是比一定的 BER 的所需的 SNR_{totadc} 好 3 分贝，所选择的比特数可以是 1。在另一

方面, 如果 SNR 不好于任何所需的 SNR_{totadc} , 则所选择的比特数可以是 4。

虽然在附图 6A 中示出了 CDMA 接收器, 但是通过作少量的调整, 例如删除去扩展器 630 和从判决装置 640 中消除去扰频功能, 本发明
5 就可以应用于非 CDMA 接收器中。

在附图 6A 中所示的每个 ADC620 以转换器比如在附图 7 中所示的转换器实施。在附图 7 中所示的转换器 700 是具有可适应的比特分辨率的 r 比特 FLASH 转换器。转换器 700 包括 $M-1$ 比较器 710, 这里 $M=2^r$, r 是所需的比特的最大数目。通过精确的电压分压器比如阶梯电阻提供
10 基准电压。通过逻辑电路 730 接通和切断适当的比较器来控制比特分辨率。将转换器 700 设计为最大所需的比特数, 对于分辨率降低的每个步骤, 将一个比特设置为零, 从最低有效比特开始。逻辑电路 720 根据比特分辨率将比较器的输出映射到输出信号中。

根据本发明的另一方面, 发射器具有可适应的比特分辨率。附图 8
15 所示为根据本发明的这方面的发射器 800 的方块图。该发射器包括比特分辨率控制逻辑 810、波形形成器 (WFG) 820 和 ADC830。WFG820 将控制和数据信息比特映射到特定的波形。所产生的波形取决于要发射的信号的调制格式。DAC830 将数字字元 $s_{di}(k)$ 转换为模拟波形。WFG820 和 DAC830 的比特分辨率受比特分辨率逻辑电路 810 控制, 控制
20 逻辑 810 调整该分辨率以应用尽可能低的比特分辨率。为了容易实施, WFG820 和 DAC830 的比特分辨率可以相同。可替换的是, 设置 WFG820 的比特分辨率用于最糟糕的情况, 根据调制格式可以修改 DAC830 的比特分辨率, 例如根据要发射的信号的峰值因数。根据实例性的实施例, 通过比特分辨率控制逻辑 810 选择比特分辨率。

25 在发射器 DAC830 中, 对于一定的 SNR, 当要发射的信号的峰值因数较低时, 所需的分辨率比峰值因数较高时所需的比特分辨率更低。基于所应用的调制格式, 峰值因数已知。例如, 在 WCDMA 系统中, 在发射器中使用多代码时的峰值因数高于在使用单代码时的峰值因数。在高的用户数据比特率 (例如 384bps 或更高) 下使用多代码。因此,
30 对于单代码调制格式, 低的分辨率足够, 产生了低的电流消耗。对于多代码调制格式, 需要高的分辨率, 导致高的电流消耗。然后将所得的模拟信号例如输出到发射信号处理电路 (例如随后可能有脉冲整形

滤波器的 QPSK 或 Q-QPSK 调制器)，通过发射功率放大器（未示）进行放大并最终耦合到天线（在附图中也未示出）。

在附图 9 中示出了具有可调整的比特分辨率的 DAC 的实例。在附图 9 中所示的 DAC 包括控制逻辑 910 和包括开关 920 的 R-2R 电流比例
5 阶梯电路，从最高有效比特（MSB）到最低有效比特（LSB）的字的每个比特用一个。根据在二进制数字信号的每个比特中的数据通过控制逻辑 910 启动开关 920。电流输出取决于二进制输入。例如，当二进制输入全部是 1 时产生最大的输出电流。通过运算放大器 930 将输出电流转换为输出电压。这种类型的 DAC 的实例描述在 Robert B. Northrop
10 的文章 Analog Electronic Circuits (Chap. 14.2, pp. 464-469 (1990)) 中。

附图 10A 和 10B 所示为分别在接收器和发射器中自适应比特分辨率的方法。参考附图 10A，在接收器中自适应比特分辨率的方法从步骤
1000 开始，在步骤 1000 中在附图 6 中所示的 ADC620 中将所接收的模
15 拟信号转换到数字信号。接着，在步骤 1010 中，估计信号质量例如 SNR_{in}。应用如上文所描述的补偿电路 670 能够估计 SNR_{in}。在步骤 1020 中，确定所估计的信号质量比所需的信号质量高多少，在步骤 1030 中，基于这种信息选择比特分辨率。在选择器 680 中可以执行步骤 1020 和 1030，选择器 680 确定在所估计的 SNR_{in} 和 SNR_{totadcm}
20 之间的差值并基于这个差值选择比特分辨率。

参考附图 10B，在步骤 1040 中开始在发射器中自适应比特分辨率的方法，在该步骤 1040 中基于数字信号的调制格式（例如峰值因数）
选择比特分辨率。这个步骤在附图 8 中所示的比特分辨率控制逻辑 810
中执行。然后，在步骤 1050 中，将数字信号转换为发射的模拟信号。
25 这个步骤可以在 DAC830 中执行。

虽然上文参考特定实施例已经描述了本发明，但是本领域的熟练技术人员应该理解的是，在不脱离本发明的实质特征的前提下本发明还可以以其它的特定形式实施。无论从哪方面看上文所描述的实施例都应该认为是实例性的而不是限制性的。

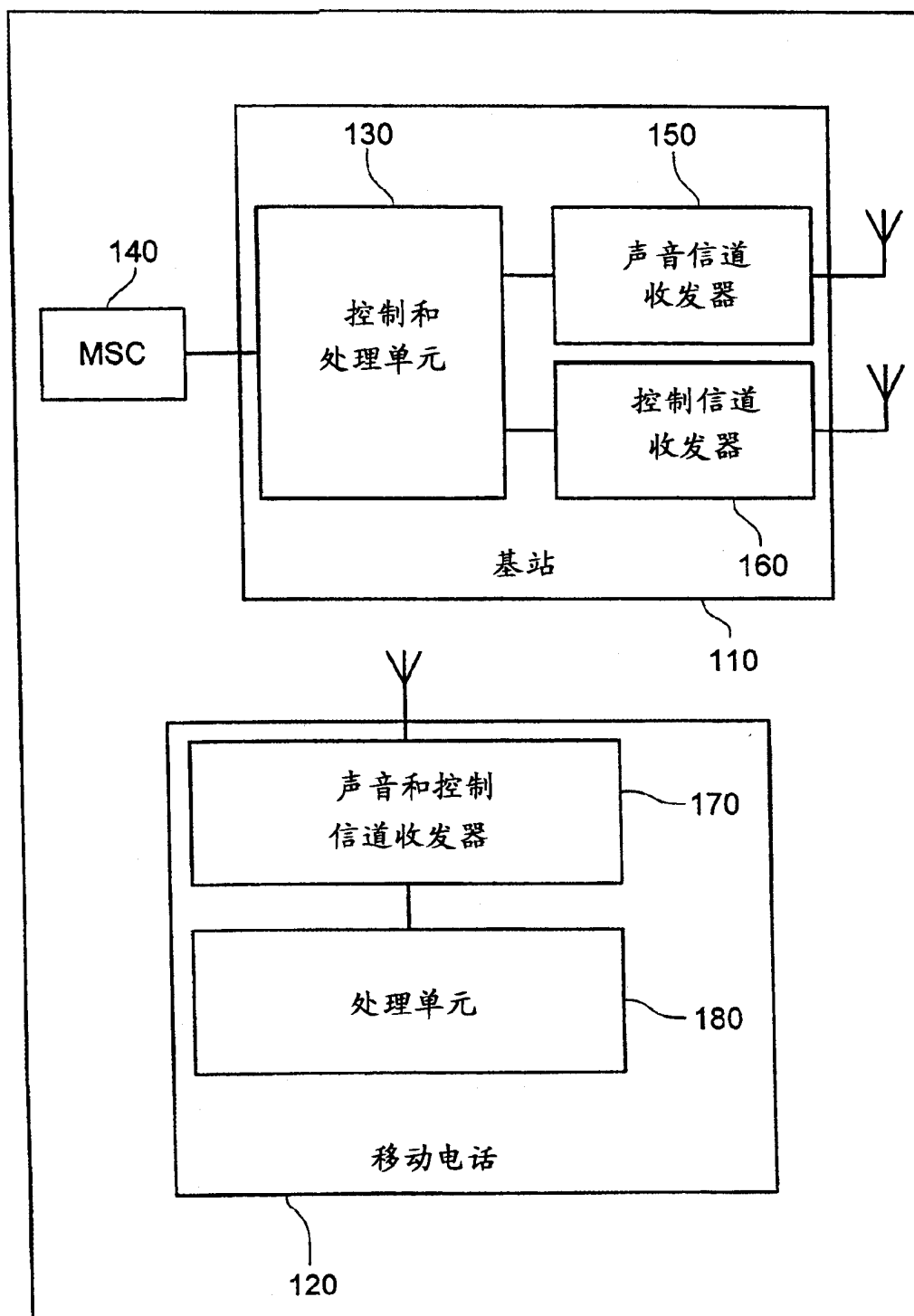


图 1A

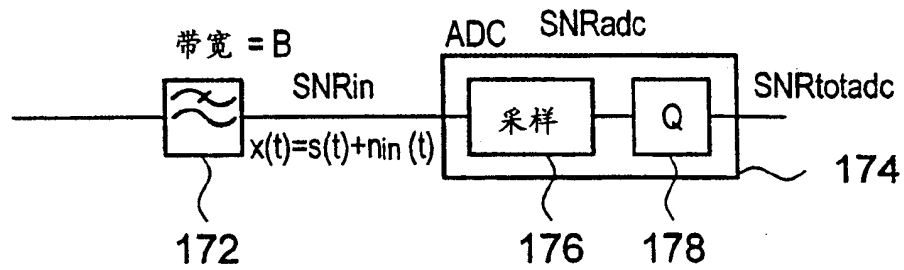


图 1B

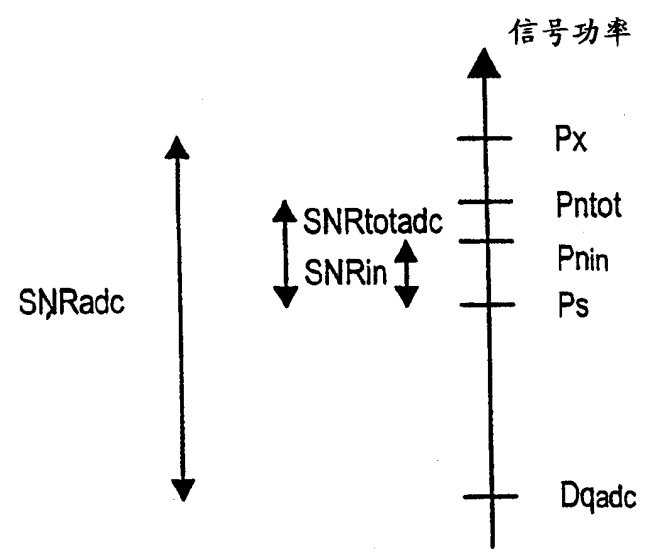


图 2

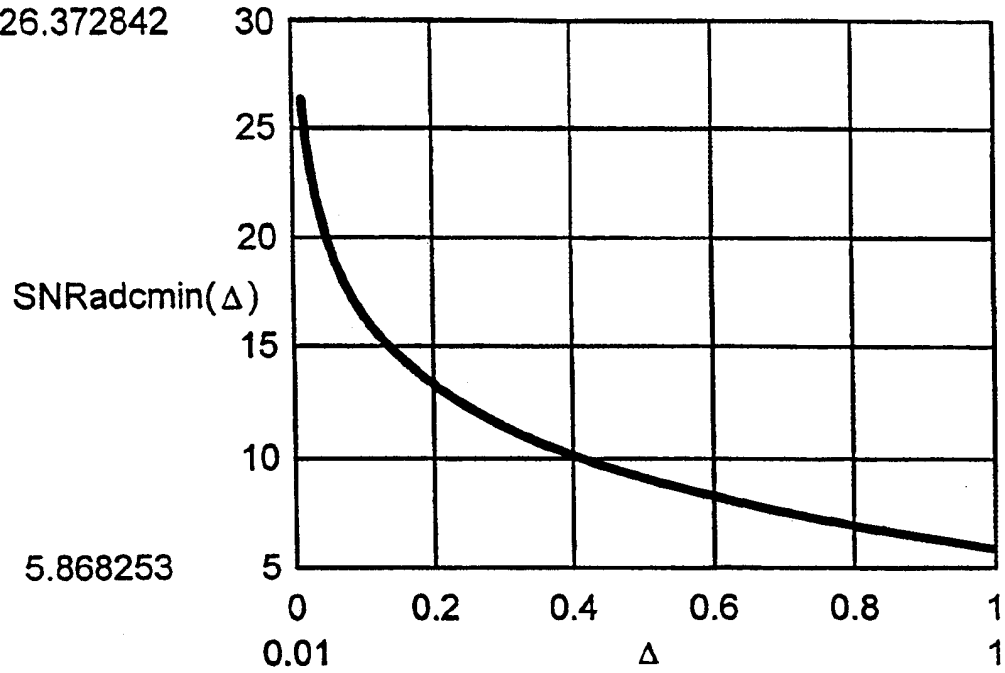


图 3

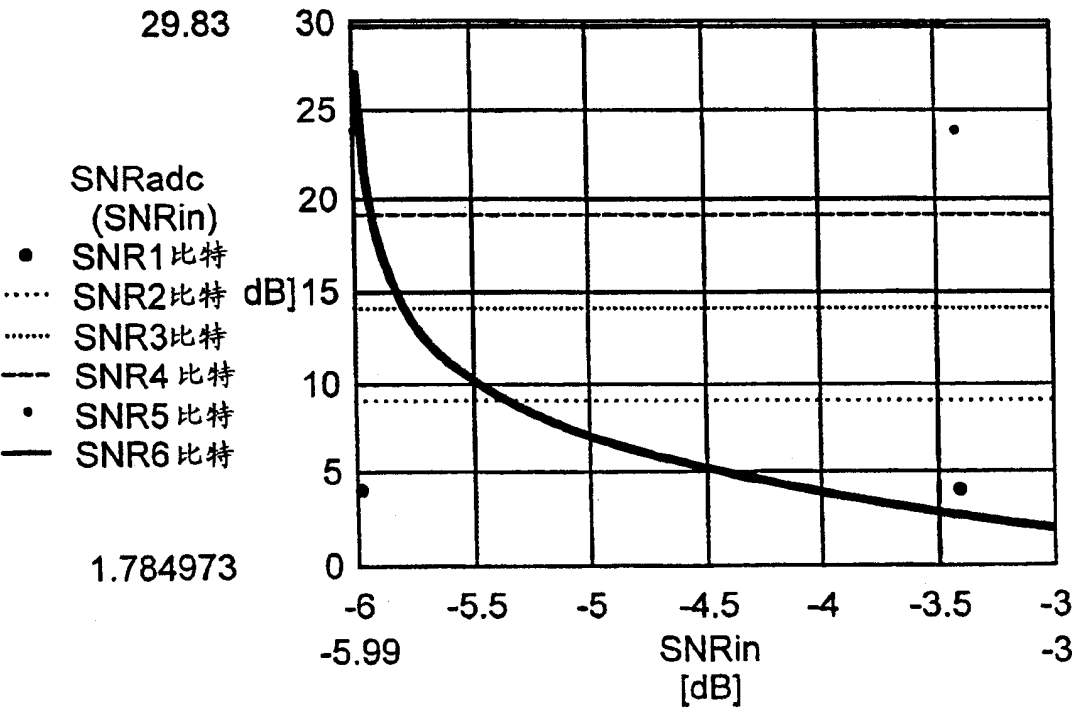


图 4A

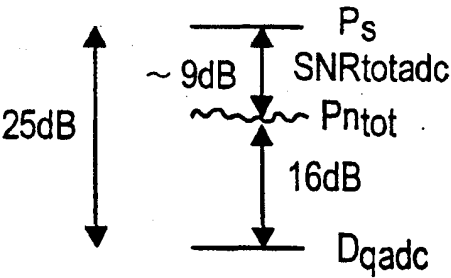


图 4B

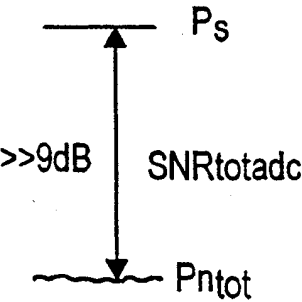


图 4C

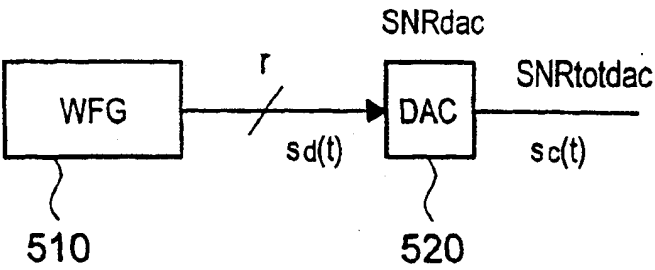


图 5A



图 5B

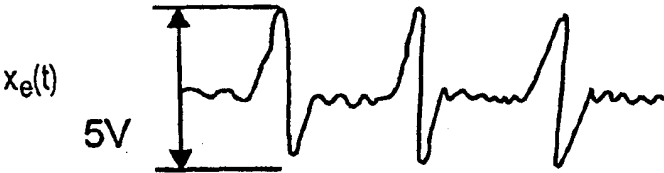


图 5C

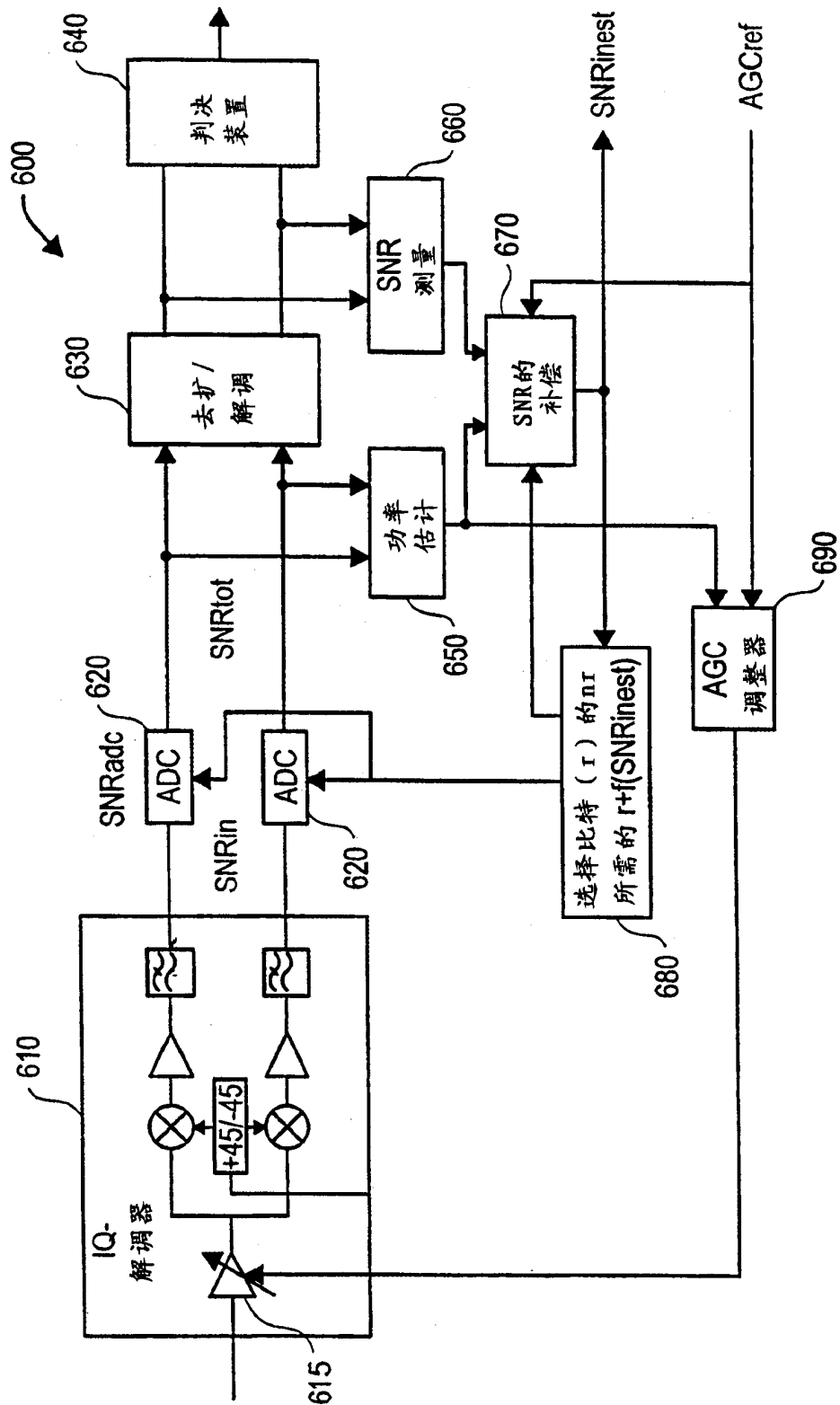


图 6A

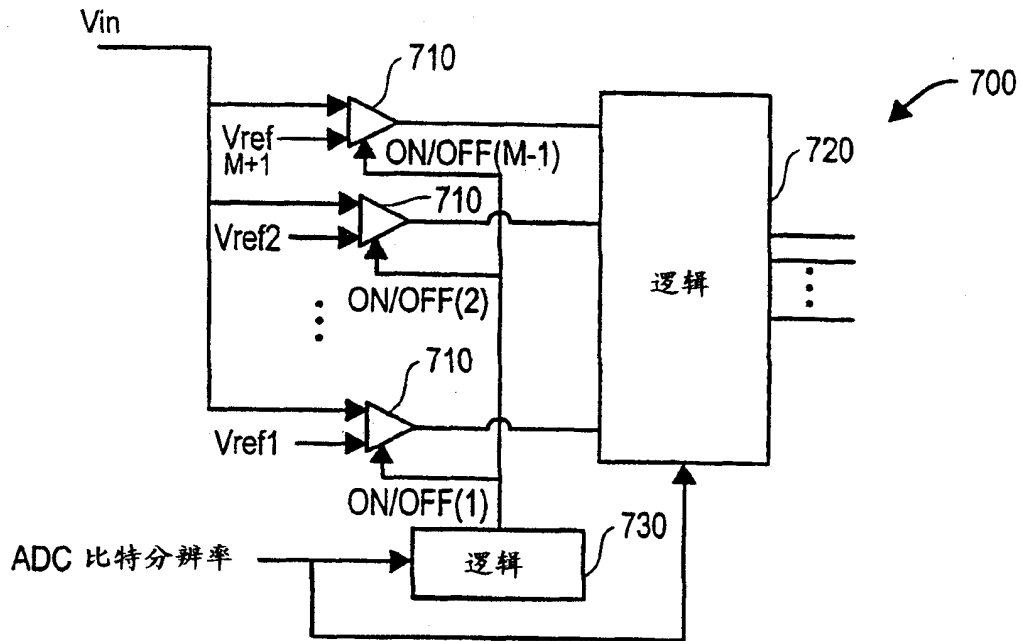


图 7

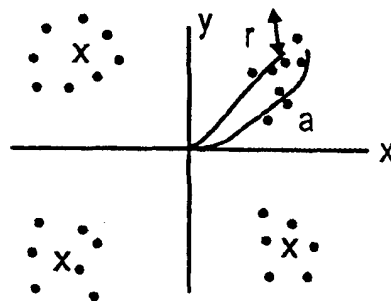


图 6B

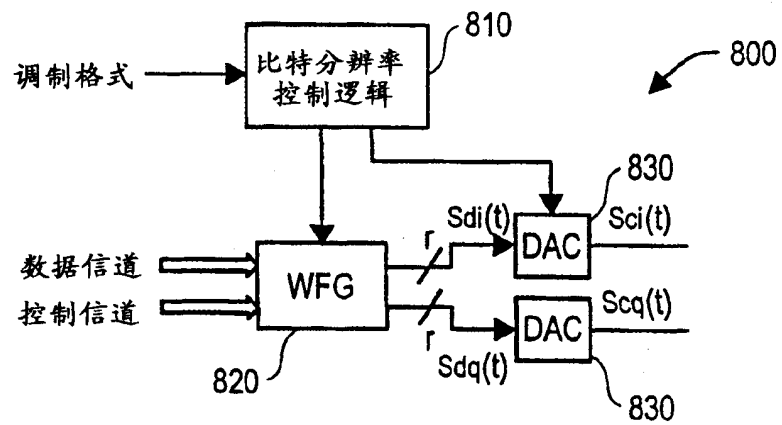


图 8

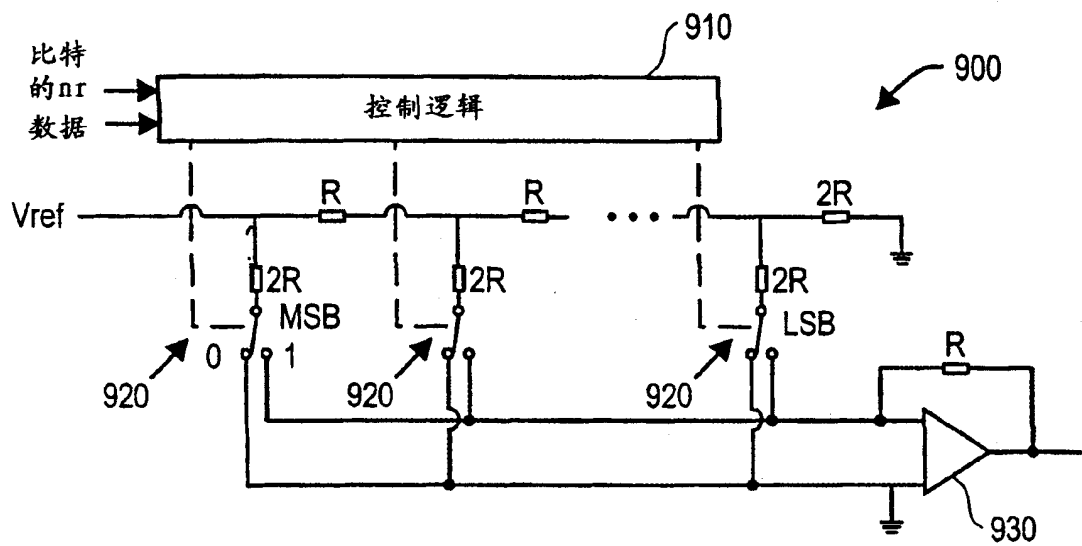


图 9

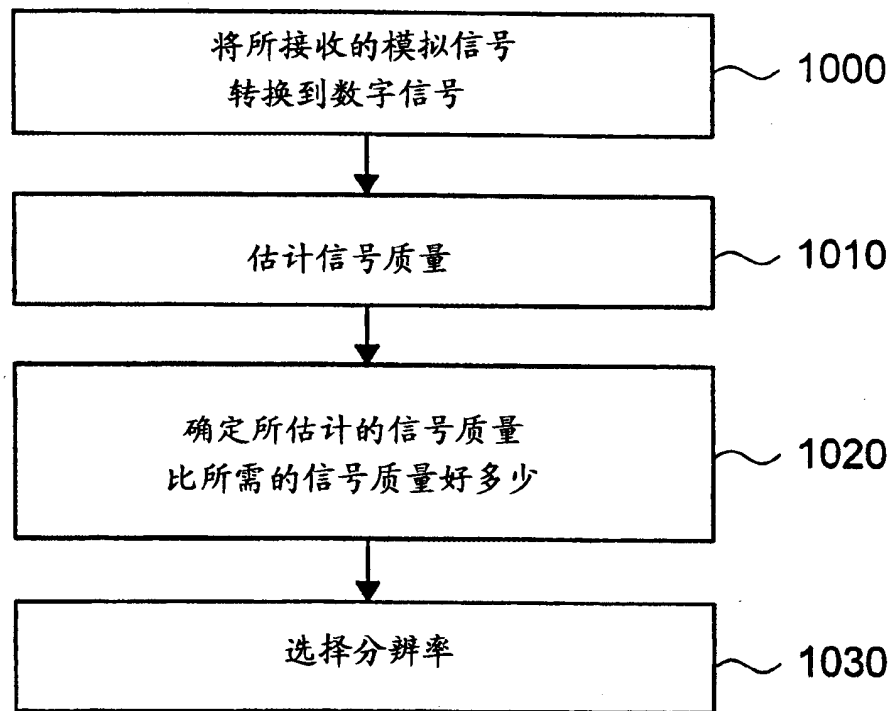


图 10A

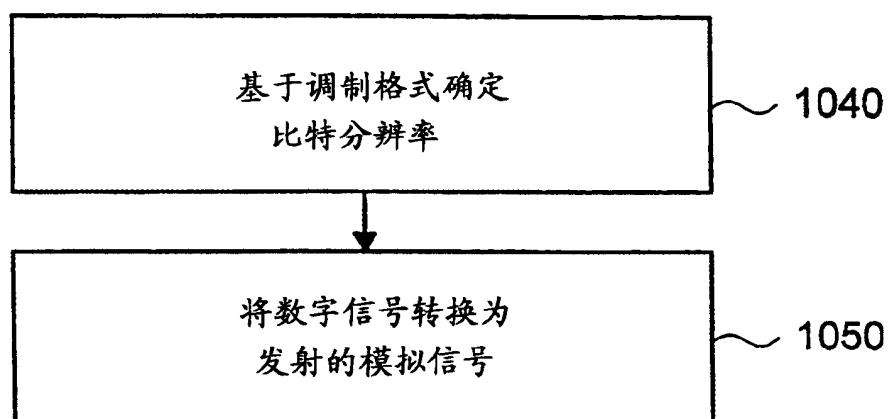


图 10B