



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200410044518.1

[43] 公开日 2005 年 5 月 18 日

[11] 公开号 CN 1617455A

[22] 申请日 2004.5.11

[21] 申请号 200410044518.1

[30] 优先权

[32] 2003. 7. 14 [33] US [31] 60/487, 000

[32] 2003. 8. 14 [33] DE [31] 10337782.4

[71] 申请人 迈克纳斯公司

地址 联邦德国弗赖堡

[72] 发明人 戴尔特·吕金 赫伯特·阿尔鲁兹  
马提亚·菲尔瑟勒

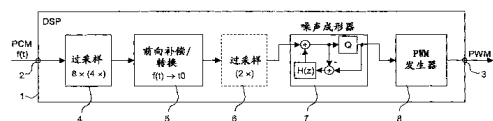
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商  
标事务所  
代理人 李 勇

权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 2 页

[54] 发明名称 用于将数字信号，尤其是 PCM 信号  
转换成脉宽调制信号的方法和装置

### [57] 摘要

本发明涉及一种用于将数字的、脉冲编码的信号(PCM)转换为脉宽调制信号(PWM)的方法和装置，其中数字信号(PCM,  $f(t)$ )与信号( $f(t)$ )的至少一个导数( $f'$ ,  $f''$ , ...,  $f^{(n)}$ )相乘。此外，根据实质性的、具有创造性的实施例，本发明还涉及一种用于将数字脉冲编码信号(PCM)转换成脉宽调制信号(PWM)的方法，其中为了实现足够用于脉宽调制信号的采样率，将数字信号以所需的过采样系数进行过采样，其中在转换之前以一个过采样系数进行的过采样以及转换之后以另一个过采样系数进行的过采样这样来实现：使得在将数字信号转换为脉宽调制信号之前和之后的过采样系数的乘积至少对应于最终所需的过采样系数的值。



1. 用于将数字编码信号 (PCM,  $f(t)$ ), 尤其是脉冲编码信号, 转换为脉宽调制信号 (PWM) 的方法, 其中数字信号 (PCM,  $f(t)$ ) 与信号 (PCM,  $f(t)$ ) 的至少一个导数 ( $f'$ ,  $f''$ , ...,  $f^{(n)}$ ) 相乘。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其中经过转换的信号 ( $t_0$ ; PWM) 由线性的和/或非线性的项构成, 其中这些项中的至少一部分项具有高阶导数。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其中经过转换的信号 ( $t_0$ ; PWM) 由具有较低导数的项构成, 尤其是最大由二阶项构成。

4. 如以上权利要求中任一项所述的方法, 其中导数 ( $f'$ ,  $f''$ , ...) 用加权系数 ( $b_0$ ,  $b_1$ , ...,  $b_{n+1}$ ) 来加权。

5. 如权利要求 4 所述的方法, 其中加权系数 ( $b_0$ ,  $b_1$ , ...,  $b_{n+1}$ ) 具有位数较少的解。

6. 如以上权利要求中任一项所述的方法, 其中采用了根据经验化简的多项式, 尤其是根据  $t_0 = a_0 + f(t)(b_0 + b_1 f'(t) + b_2 f'(t)^2 + b_3 f(t) \cdot f''(t))$ , 其中  $f(t)$  为数字输入信号的信号幅度,  $f'(t)$  为该信号  $f(t)$  的一阶导数,  $f''(t)$  为该信号的二阶导数,  $a_0$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  为加权系数。

7. 如以上权利要求中任一项所述的方法, 其中用于转换的计算通过加法和乘法来实现, 该计算无迭代, 并且不采用除法。

8. 用于将数字编码信号 (PCM), 尤其是脉冲编码信号, 转换为脉宽调制信号 (PWM) 的方法, 尤其是按照以上权利要求中的一项所述的方法, 其中为了实现足够用于脉宽调制信号的采样率, 将数字信号以所需的过采样系数进行过采样, 其特征在于, 在转换之前以一个过采样系数进行的过采样以及转换之后以另一个过采样系数进行的过采样这样来实现: 使得在将数字信号转换为脉宽调制信号之前和之后的过采样系数的乘积至少对应于最终所需的过采样系数的值。

9. 用于将数字编码信号 (PCM,  $f(t)$ ), 尤其是脉冲编码信号, 转换为脉宽调制信号 (PWM,  $t_0$ ) 的装置, 尤其是按照权利要求 1-9

中任一项所述的方法来实现转换，具有一个用于从数字信号 ( $f(t)$ ) 的导数项 ( $f'$ ,  $f''$ , ...,  $f^{(n)}$ ) 以及从所述导数与该数字信号 ( $f(t)$ ) 的乘积计算出脉宽调制信号的电路系统 (5)。

10. 如权利要求 9 所述的装置，其中用于计算脉宽调制信号的电路系统 (5) 仅具有乘法级，加法级和中间存储器。

11. 如权利要求 9 或 10 所述的装置，其中电路系统 (5) 被设计为不带除法级地计算转换过程。

12. 特别如权利要求 9-11 中任一项所述和/或用于实现权利要求 1-8 中任一项所述方法的装置，具有

-过采样装置，用于对数字编码信号 (PCM)，尤其是脉冲编码信号进行过采样，

-用于计算脉宽调制信号 (PWM) 或其前置级的电路系统 (5)，以及

-用于提供脉宽调制输出信号 (PWM) 的发生器，

其特征在于，

-接在电路系统 (5) 之后的另外一个过采样装置 (6)，其中在电路系统 (5) 之前和之后的两个过采样装置 (4, 6) 的过采样系数的乘积至少对应于为脉宽调制输出信号 (PWM) 提供 PWM 再现率所需的采样系数的值。

## 用于将数字信号，尤其是 PCM 信号 转换成脉宽调制信号的方法和装置

### 技术领域

本发明涉及一种具有权利要求 1 或 8 的前序部分所述特征的、将数字信号，尤其是 PCM 信号转换成脉宽调制信号的方法，以及用于转换上述信号的装置。

### 背景技术

在不同的技术领域中，通过脉宽调制将数字信号转换为模拟信号的方法和装置都是已知的。除了用于电机控制器、校准电路、开关网络元件、直流变换器、数字放大器的系统外，具有这类功能的例如还有数字音频放大器。

通常数字信号是作为 PCM 信号 (PCM: 脉码调制)，例如表现为来自 CD 播放器 (CD: 压缩光盘) 的音乐信号或类似信号。相对于模拟信号，PCM 信号提供了许多优点，例如可以进行精确的信号处理，而不会受到元件容差的影响。但是在音频领域中，通常在数字信号处理之后，又将信号转换回模拟信号，然后送至模拟功放。但由于采用数字功放的损耗功率较小，它的效率比模拟功放要高得多，这是人们所希望的。为此，要将 PCM 信号 (其中在每个预定的时间间隔内分别出现一个 PCM 信号值) 转换为数字的脉宽调制信号 (PWM 信号) (其中要传输的信息通过脉冲宽度来编码)。于是，PWM 信号在一个数字转换电路放大器中被放大，接着转换为原来的模拟信号。

已知的一种方法是 NPWM (自然采样脉宽调制) 方法，在该方法中在时间上连续的输入信号借助于一个预定的时间连续的斜坡函数 (Rampenfunktion) 被采样，其中要生成的 PWM 信号的脉冲宽度通过时间上连续的输入信号与斜坡函数的切点来确定。这种方法也被称

为模拟 PWM，因为模拟输入信号没有经过 PCM 编码而直接转换为 PWM 信号。

可选地，还已知数字的 PWM 方法，它是由连续输入信号的离散采样值计算出 PWM 脉冲宽度。

已知一种所谓的 UPWM（均匀采样脉宽调制）方法，它是由（PCM）采样值线性地计算出脉冲宽度。但由于这样得到的 PWM 信号的后续数/模转换是一个非线性过程，整个 UPWM 方法具有很高的非线性特性。

由 DE10156744A1 已知一种方法，其中向各个 PCM 信号值内插中间值，并且在相应的采样点处确定斜坡函数中的比较值。为了产生 PWM 信号，一个分析单元将内插后的 PCM 信号与呈斜坡状走向的比较值进行比较。

最后，由这种基本思想出发的方法还对应于下面这种方法，其中将一个模拟或数字信号的幅值与一个频率较高的参考信号，例如锯齿波信号，的幅值进行比较，以产生脉宽调制信号。这样的信号可以利用数/模转换器转换回模拟信号。当应用 PWM 信号时，数/模转换器主要由相当简单的低通滤波器构成。在常规的（模拟）PWM 电路中，利用输入信号与参照信号之间精确的切点，以接入一个比较器，作为将输出信号值在两个离散状态之间转换的比较电路。产生了自然采样 PWM 信号（NPWM）。在经过 D/A 转换之后，NPWM 信号不再含有离散的谐波分量，而仅含有频率较高的、输入信号和参考信号之间的互调分量，该互调分量在数/模转换过程中通过低通滤波器被滤出，例如 DE10156744A1 所述，必须尽可能精确地模拟相应的模拟电路关系。

一种用于将 PCM 数据转换成 PWM 数据的方法在于，将每个 PCM 信号值或 PCM 采样值线性映射到一个相应的 PWM 脉冲宽度上，例如由 Erik Bresch 和 Wayne T. Padgett 在著作中描述的（“介绍基于 TMS320C67 的数字音频功率放大器设计的新颖的反馈策略（TMS320C67-Based Design of a Digital Audio Power Amplifier

introducing novel feedback strategy)”)。这种映射采用所谓的均匀采样脉宽调制 (UPWM)。然而这种方法产生了大量原始信号的离散谐波分量, 因此不适合于音频应用。

如果 PWM 采样周期近似为零, 则对于相同的输入波形来说, 根据 UPWM 方法和 NPWM 方法的脉冲宽度之间的差别将会下降到零。这相当于无限大的 PWM 脉冲速率。

为了使输出低通滤波器仍保持结构简单, 脉冲速率建议至少为经过采样的输出信号带宽的 10-20 倍。对于音频应用, 典型的带宽为 20kHz, 因此要采用 200-400kHz 的脉冲速率。最好能采用更高的脉冲速率, 然而另一方面, 从 1MHz 开始, 线路开关的效率同时急剧下降, 这减少了数字电路放大器的整体优点。因此, 在实践中脉冲速率最好是在 200kHz 到 1.5MHz 之间。

另外一个因素是使脉冲宽度最小。由于在一个数字系统中只能有离散的脉冲宽度, 最小的脉冲宽度确定了分辨率, 并由此确定了 PWM 采样频率。对于 384kHz 的 PWM 脉冲速率以及 16 位分辨率, 即 CD 的质量, PWM 采样频率为  $384\text{kHz} \times 2^{16}$ , 即 25.16GHz。这种很高的采样频率很明显不能在实际应用中进行处理。尤其是对于音频应用来说, 为了实现 PWM 放大器, 提出了各种不同的方法来克服上述限制。

由 WO92/11699 已知一种用于将 PCM 信号转换成 PWM 信号的方法, 其中在 PCM 至 PWM 的转换之前采用了一个过采样滤波器 (Over Sampling Filter), 以将音频采样率从 44.1kHz 或 48kHz 提高到 352.8kHz 或 384kHz 的 PWM 率。另外还建议采用一种多项式内插以及所谓的牛顿-拉弗森迭代, 以计算一组边界离散采样点的精确切点。此外, 还建议采用一种所谓的噪声成形器 (Noise Shaper), 以改善离散脉宽调制信号的分辨率。其缺点是, 对于实际应用来说必须至少采用三阶多项式, 这至少需要两步迭代, 以实现具有良好音频质量的信号。最终, 这两次计算需要用 352.8 或 384kHz 的 PWM 脉冲重现率来计算。

除了所提及的在时域内的 PCM 至 PWM 的转换之外, 为了在数/

模转换时得到非线性特性的近似，由 WO97/37433 还已知一种在频域中进行近似的方法。该方法涉及到建模，并由此涉及到对 PWM 数/模转换过程的非线性特性的预测。为此建议采用哈默斯坦滤波器（Hammerstein-Filter）来校正转换过程中的非线性特性。通过对谐波分量在 PWM 数/模转换过程中出现的幅度和相位的预测，可以考虑到数字/模转换之前谐波的影响，这样该谐波分量与 PWM 数/模转换过程的谐波分量最终相互抵消。

为此 Streitenberger 等人提出了一种完全不同的方法（“零位编码（ZePoC）-脉冲长度调制信号的概论及其在 D 类音频功率放大器中的应用”，第 110 届 AES 大会，2001 年 5 月 12 日至 15 日），其中采用了一种解析指数调制来产生 PWM 信号，它产生了较低的脉冲再现频率，该频率在音频应用中低于 100kHz。由 Streitenberger 等人提出的音频应用需要三个数字信号处理器（DSP），以实现这种复杂的、需要很高计算开销的方法（233M 次乘加运算（MAC）-233,000,000 次乘法和加法步骤）。

### 发明内容

本发明的任务在于，改进用于将数字信号，尤其是 PCM 信号，转换成脉宽调制信号的方法和装置，以减少效率和计算开销，同时保证整个转换方法（PCM->PWM->D/A）具有很高的线性特性。

这一任务通过具有权利要求 1 所述特征的用于将数字转换成脉宽调制信号的方法、以及具有权利要求 9 所述特征的用于将数字信号，尤其是 PCM 信号转换成脉宽调制信号的装置来解决。本身具有创造性内容的一个优选实施例是方法权利要求 8 及装置权利要求 12 的主题。

根据这个特别有利的实施方式，用于将数字编码的信号，尤其是脉码调制信号（PCM）转换为脉宽调制信号（PWM）的方法具有下列步骤：将该数字信号与至少一个导数相乘，或者说将信号值与该信号相应的导数值相乘。一种相应的装置具有用于从该数字信号的导数

以及从所述导数与该数字信号的乘积计算出脉宽调制信号的电路系统。

具有优点的实施例是从属权利要求的主题。

在优选实施方式中，信号由线性和/或非线性项共同组成，其中这些项中的至少一个具有一个导数值或该信号的导数，以及与信号值或信号的乘积。这类的项最好仅具有低阶导数，尤其是仅具有二阶以下的导数，这可以仅用很少的乘加运算步骤来进行简单的计算。具有优点的是，这些项或导数用加权因子来加权，其中这些加权因子仅需要位数很少的分辨率，对于各种具体的应用情况，加权因子和减少了的项组可以从具有所选阶数的导数的项中以简单的类型和方式通过试验来得到。尤其是提供了一种方法，其中通过简单的加法和乘法以非迭代方式、不用除法就能实现脉宽调制信号的计算。这样相对于已知的方法可以显著减少所需的运算步骤和计算开销。除了在时域和频域中计算之外，具有优点的是还可以实现在  $z$  变换范围内的计算。

考虑到运算开销特别具有优点的是，在将数字编码信号转换为数字脉宽调制信号之前的第一个步骤中，借助于一个过采样滤波器来进行过采样。这样在第一个步骤中可以仅在转换所需的范围内实现过采样。在第二个步骤中通过进一步的过采样得到作为结果的过采样值，该值例如在噪声成形器或 PWM 发生器中用于进一步的信号处理。这一方面也具有实质性的创造性内容。

特别地，装置最好具有一个过采样装置，用于对数字编码信号，尤其是对脉冲编码信号进行过采样，还具有一个用于计算脉宽调制信号或其前置级的电路系统，还具有一个用于提供脉宽调制输出信号的发生器，其中该装置具有优点地设置有一个第二过采样装置，它接在所述电路系统之后，其中在所述电路系统之前和之后的两个过采样装置的过采样因数的乘积至少是为脉宽调制输出信号提供 PWM 再现率所需的过采样因数值。

附图说明

下面借助附图详细说明本发明实施例。如图所示：

图 1：用于 PCM 至 PWM 转换的原理图；以及

图 2A, 2B：根据 UPWM 方法进行 PCM 至 PWM 转换的幅度频谱，以及利用图 1 所示的系统和方法进行转换的幅度频谱。

### 具体实施方式

从图 1 可见，数字信号处理器（DSP1）由多个元件组成，其中实际应用中也可采用替代元件、附加元件或较少的元件。自然，各个元件既可以是单独的组成单元或集成的组件，也可以是用于操作计算装置的相应的、已准备好的软件程序。

数字信号通过信号输入端 2 输入到数字信号处理器 1 中。这些数字信号特别是经过脉冲编码的调制信号（PCM 信号），例如从音乐声波，如 CD（光盘），得到的音乐信号。经过脉宽调制的信号或数据（PWM 信号）通过信号输出端 3 输出，其中数字信号处理器中的 PWM 信号从输入的数字信号中产生。数字信号处理器 1 的其他没有示出的连接端例如用于控制的目的，以及用于接入工作电压。

数字脉码调制信号从输入端 2 被送到过采样装置 4，该装置也被称为过采样滤波器，并根据后面进行转换所需的采样率来进行匹配。在所示实施例中实现了 8 倍过采样。这样经过处理的信号或信号值被送到一个用于前向补偿的电路系统 5，以从脉码调制信号 PCM 计算出数字脉宽调制信号 PWM。所述计算在这个电路系统 5 中实现，其中最好主要或仅仅采用乘法和加法/减法运算。

然后经过转换的信号最好被送到一个所谓的噪声成形器 7，它实现噪声成形或噪声降低。这样经过处理的信号被送到一个 PWM 发生器 8，它用来提供真正的脉宽调制信号。然后，这样处理过的信号作为脉宽调制信号被送到信号输出端 3。

在所示实施方式中，由电路系统 5 输出、用于转换的前向补偿信号在转换之后被送到另外一个过采样装置 6，该这个过采样装置中再次进行过采样。然后，经过再次过采样的信号被送到噪声成形器 7 或

者直接送到 PWM 发生器。这样最好可以在第一个过采样装置 4 中提供较小的过采样，例如 4 倍过采样，而不是采用 8 倍过采样。这样来选择第一次过采样：使用于在电路系统 5 中进行转换的采样率或支撑点率足以实现较少的计算步骤，这对应于转换率降低。然后，第二个过采样装置 6 将采样率提高到在噪声成形器 7 和/或 PWM 发生器 8 中进一步数字信号处理所需的水平。与上述的方法一样，在其他用于转换的步骤中，原理上也可以具有优点地将采样过程分成在数字信号转换之前和之后的两个相互分离的组件或方法步骤。已知可以采用 FIR 或 IIR 方法和系统以及其他已知的插补方法作为过采样滤波器（FIR：有限脉冲响应；IIR：无限脉冲响应）。

根据实质性的、具有创造性的实施例，建议使用一个后续过采样滤波器，它设置在 PCM 至 PWM 转换电路之后，这样可以使带有最低的可能信号速率和后接的简单后续过采样滤波器的、在运算技术上很复杂的 PCM 至 PWM 转换器，但最终仍可实现所需的 PWM 脉冲速率或 PWM 再现率。这大大减少了用于 PCM 至 PWM 转换器所需的处理负担。在所示的实施例中，8 倍过采样滤波器 4 的复杂度通过在转换之前使用一个 4 倍过采样滤波器 4 以及在转换之后使用一个 2 倍过采样滤波器 6 来实现。在该实施例中，除了减少了所需的运算负担之外，还节省了用于 PCM 至 PWM 转换的处理时间，因为只需处理具有一半信号速率的信号或数据序列。

在所示的噪声成形器 7 中可以实现一种已知的噪声成形过程。在已知的类型和方法中，噪声成形器 7 的输入信号例如被送到一个加法级，其输出被送到另一个加法级的相减输入端。此外，所述加法级的输出信号送到一个量化器 Q。其输出信号从噪声成形器 7 输出，另外还被送到所述另一个加法级的输入端。所述另一个加法级的输出端将接入的信号或接入的信号值送到一个组件或方法步骤，以使用一个共用的传输函数  $H(z)$ 。该输出值被送到第一个加法级的第二个输入端。

在电路系统 5 中进行转换的过程中，为了将脉冲编码信号 PCM 转换为脉宽调制信号 PWM，选择一种用于前置补偿已结束的 PWM

数/模转换过程中固有的非线性的方法或电路系统。具有优点的是其中选用了非迭代方法。除此之外还可以在方法中只使用乘法和加法，在需要时也可以使用减法，用于在数字信号处理器中有效地进行处理。这样做是特别具有优点的，因为除法与乘加运算相比明显需要更多的处理负担。

最好基于切点近似，通过计算和组合在输入信号或输入信号值及其第  $n$  阶导数的基础上的各项，使用非线性的前向补偿。与 WO/92/11699 中的迭代方法不同的是采用了非迭代方法，其中用数字信号  $f(t)$  和它的第  $n$  阶加权导数作为用于前向补偿的线性项和非线性项。脉冲宽度特别地通过公式 1 来确定：

$$\text{脉冲宽度 (PWM)} = a_0 + f(t) \cdot \left( \sum_{i_1} \sum_{i_2} \sum_{i_3} \dots \sum_{i_n} b_{i_1 i_2 i_3 \dots i_n} \cdot f(t)^{i_1} \cdot f'(t)^{i_2} \cdot f''(t)^{i_3} \dots f^{(n)}(t)^{i_n} \right) \quad (1)$$

其中  $a_0$ 、 $b_{i_1}$ 、 $b_{i_2}$ 、...、 $b_{i_n}$  表示加权系数，序号  $i_1$ 、 $i_2$ 、...、 $i_n$  表示分别对应于数字输入信号的时间函数序列  $f(t)$  的信号或采样值的第  $i$  个数值的循环变量， $f'$ 、 $f''$ 、...、 $f^{(n)}$  表示代表数字信号序列的函数  $f(t)$  的一阶、二阶、...、 $n$  阶导数。

与 WO 97/37433 不同的是，各个分量不用在事后用线性时变滤波器滤出，也不用进行非线性的泰勒级数展开。

根据本发明的电路系统或相应的方法特别具有优点地应用在音频领域中。对此作为示例的数据是音频带宽为 20Hz 至 20kHz，信噪比 >90dB，THD+N 值 <0.1% (THD+N: 整体谐振失真+噪声)。在这样的应用情况下，上述将公式 (1) 最好化简为较少的几个有效项。另外，加权系数  $a_0$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、... 甚至可以不带量化误差地仅用一个位数很少的解来实现。

根据经验的多项式化简的一个例子在采用最高为二阶导数项的情况下通过下面的公式给出：

$$r_0 = a_0 + f(t) (b_0 + b_1 f'(t) + b_2 f'(t)^2 + b_3 f(t) \cdot f''(t)) \quad (2)$$

其中  $f(t)$  为数字输入信号的信号幅度， $f'(t)$  为该信号  $f(t)$  的一阶导数， $f''(t)$  为该信号的二阶导数， $a_0$ 、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 、 $b_3$  为加权系数，最

好是预先根据经验确定的常数， $t_0$  为 PWM 脉冲宽度。由此可见，原信号幅度或输入信号的乘法不仅由纯  $n$  阶导数来实现，还由混合项来实现，其中的系数例如不仅包含二阶导数，还附带地包含 0 阶导数。

在图 2A 和 2B 中示出了两种幅度频谱，一种是采用 UWMPM 方法，在音频领域中典型应用情况下的频谱（图 2A），一种是根据本发明所述方法进行信号处理得到的频谱（图 2B）。在用于相应的 PCM 至 PWM 转换器的 0...50kHz 的频率范围内，该幅度频谱对应于 1kHz 信号。图 2A 示出了在低频率范围内的大谐振分量，如根据 UPWM 进行转换所通常出现的那样。这些大谐振分量在后续步骤中不能再被滤除出来，因为它们位于感兴趣的频率范围内。图 2B 示出了根据经验化简公式（2）所述的方法进行转换得到的频谱。可以看到转换过程具有良好的线性，其中大谐振分量不会再出现，这样在后续的信号处理过程中不需考虑或只需较少地考虑大谐振分量。

具有优点的是采用上述的 PCM 至 PWM 转换来补偿使用数字放大器时的非线性。特别具有优点的是采用应用了补偿技术、并且除了实现噪声成形器的反馈路径或回馈路径的传输函数  $H(z)$  之外还实现了所建议的线性化技术的数字放大器。

在所述具有优点的电路系统中，最好应用乘法级、加法级，需要时还有减法级，中间存储器，以避免除法级的使用。

下面的美国专利和美国专利申请作为参考：

5245593, 5559467, 5959501, 6014055, 6181266B1, 6414613B1, 6430220B1, 6473009B1, 6473457B1, 6518838B1, 2002/0036579A1, 2002/0041246A1, 2002/0060605A1, 2002/0135419A1, 2003/0006838A1, 2003/0031245A1, 2003/0042868A1。

图1

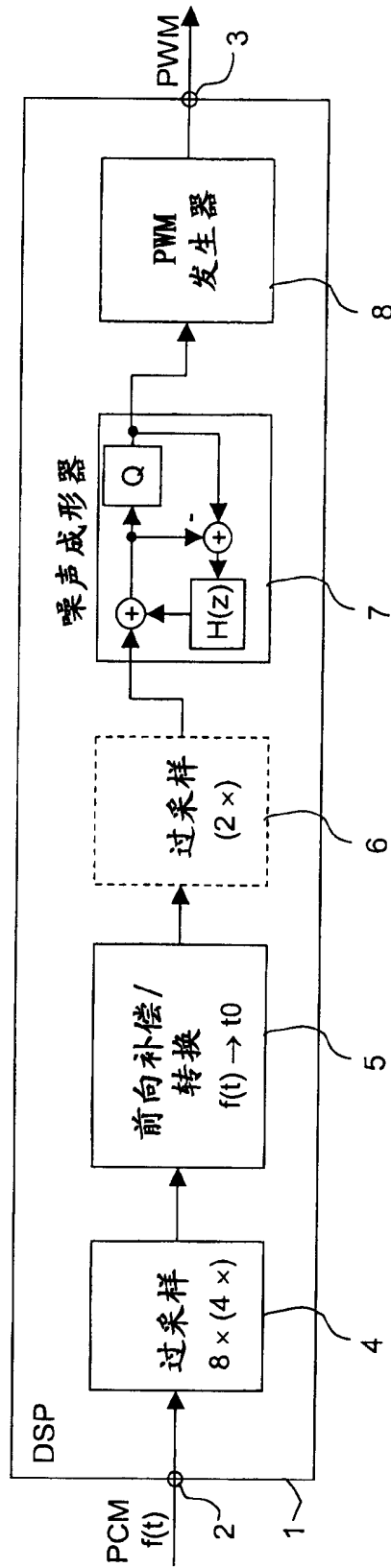


图 2B

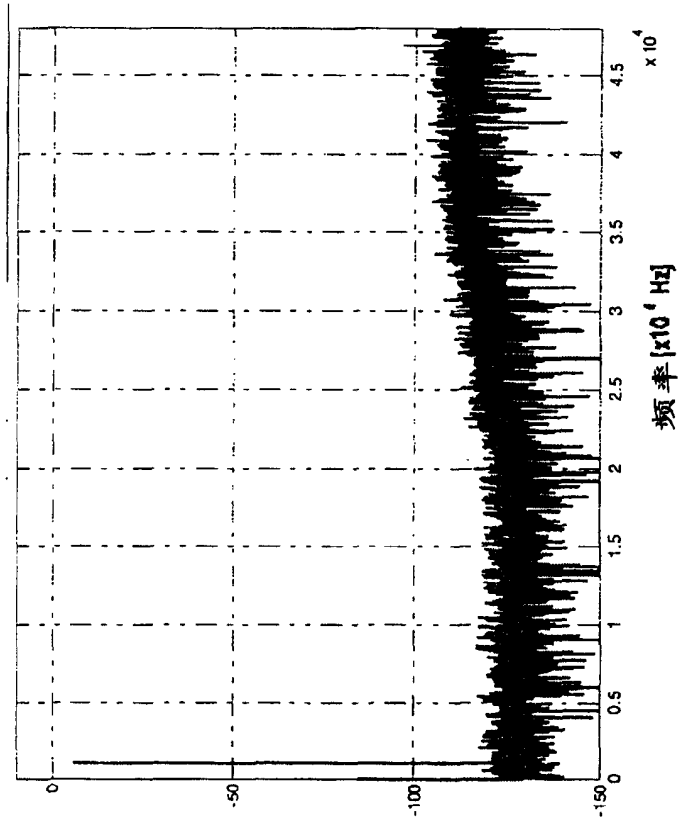


图 2A

