

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H03L 7/099

H03L 1/02

H03L 7/18



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 98804007.7

[45] 授权公告日 2005 年 8 月 10 日

[11] 授权公告号 CN 1214534C

[22] 申请日 1998.2.13 [21] 申请号 98804007.7

[30] 优先权

[32] 1997.4.7 [33] DE [31] 19714290.7

[86] 国际申请 PCT/DE1998/000436 1998.2.13

[87] 国际公布 WO1998/045950 德 1998.10.15

[85] 进入国家阶段日期 1999.10.8

[71] 专利权人 西门子公司

地址 联邦德国慕尼黑

[72] 发明人 L·霍夫曼

审查员 王京霞

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

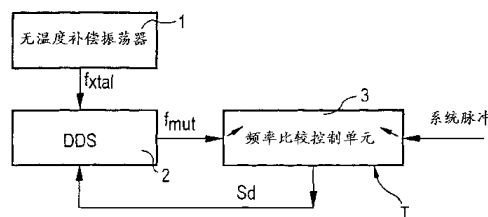
代理人 马铁良 张志醒

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 5 页

[54] 发明名称 通过相关 DDS 的数字 AFC 调整电路

[57] 摘要

自动频率调整电路，其中振荡器振频为 f_{xtal} ；数字合成装置的输出频率为 f_{out} ；相位比较器将频率为 f_{xtal} 的振荡器信号相位与数字合成装置的输出信号相位进行比较并产生显示比较结果的输出信号 S_a ；该 S_a 作为控制信号输入压控振荡器，压控振荡器 (5) 产生一由控制信号决定且主脉冲频率为 f_{mut} 的输出信号；频率比较器得到 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 之间的差并产生显示该频率差值的跟踪信号 (S_d)；跟踪信号作为加数被送至数字合成装置，主脉冲频率为 f_{mut} 的压控振荡器 (5) 的模拟输出信号被送至数字合成装置 (2)；频率比较器带有一表格，其中存储有振荡器的温度特性曲线，在频率比较器 (3) 中输入一温度信息以对跟踪信号进行温度补偿。过该电路的自动频率调整，可生成精度较高且又带有温度补偿的信号。



1. 自动频率调整电路, 带有:
- 一振频为 f_{xtal} 的振荡器 (1),
 - 一数字合成装置 (2), 其输出信号频率为 f_{out} ,
- 5 - 一相位比较器 (6), 它将频率为 f_{xtal} 的振荡器 (1) 的信号相位与数字合成装置 (2) 的输出信号相位进行比较, 并产生一显示该比较结果的模拟输出信号 S_a ,
- 一压控振荡器 (5), 相位比较器 (6) 的模拟输出信号 S_a 作为控制信号输入压控振荡器 (5), 而压控振荡器 (5) 则产生一由控制
- 10 信号决定且主脉冲频率为 f_{mut} 的输出信号,
- 一频率比较器 (3), 用来得到主脉冲频率 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 之间的差值, 并产生一显示该得到的频率差值的数字跟踪信号 (S_d),
- 在此, 频率比较器 (3) 的数字跟踪信号 (S_d) 作为加数被送至数字合成装置 (2), 主脉冲频率为 f_{mut} 的压控振荡器 (5) 的模拟输出
- 15 信号作为脉冲被送至数字合成装置 (2), 以及
- 频率比较器 (3) 带有一表格, 在该表格中存储有振荡器的温度特性曲线, 并且在频率比较器 (3) 中输入一温度信息, 以对所述的跟踪信号 (S_d) 进行温度补偿。
2. 根据权利要求 1 的电路, 其特征在于,
- 20 在压控振荡器 (5) 与数字合成装置 (2) 之间接入一分频器 (8), 它使输出信号频率 f_{mut} 作为脉冲送给数字合成装置 (2) 以便以一确定的数值 (n) 划分成频率 f_{in} 。

通过相关 DDS 的数字 AFC 调整电路

技术领域

5 本发明涉及一自动频率控制 (AFC) 的电路。

背景技术

在许多设备中必须要实现自动频率控制。这种应用范围在于对振荡回路的频率进行电子调谐。典型地, 电子调谐时采用一变容二极管。在运行过程中变容二极管需要一 10V - 30V 的直流电压, 且此电压浮差
10 限定在几个毫伏之内。因此, 对由电池供电的接收机来说, 变容二极管只需接在一直流变压器上就可以了。这种变容二极管有一较大的缺点, 就是阻挡层电容对温度有一依赖关系。为此, 通常在馈电电压线路中接入一温度系数相同的二极管作为温度依赖性电阻。

在高频大电压情况下, 根据变容二极管的弯曲特性曲线, 直流电压平均值将会产生一偏移, 因此电容也会发生变化。这将带来失真现象。通过两个相同的二极管相互连接在一起可以补偿上述电容变化。变容二极管的电压依赖特性及温度依赖特性主要是由高频引起的。对此, 较小的电容变化将会导致极大的频率变化。其结果是接收调整发射机时会产生干扰。因此, 在二极管调谐过程中就需要一自动频率调整。
15 其调节量为振荡器的频率。利用自动频率调整 (AFC), 通过调整振荡器频率就可以实现调谐保持稳定。

附图 9 展示了一大家熟悉的 AFC 电路。温度补偿压控振荡器 (VCO) 给出一确定的脉冲信号至频率比较器 3。频率比较器 3 将温度补偿压控振荡器 (VCO) 9 的脉冲与系统脉冲 f_{ref} 进行比较, 而系统脉冲是从时间标准信息中获取的。频率比较器 3 发出一数字跟踪信号, 此信号录入了频率比较器 3 所得到的 VCO 9 脉冲与系统脉冲 f_{ref} 之间的频率差。
25 将该数字信号输至数字 - 模拟 (D/A) 转换器 10, 在此把它转换成一模拟跟踪信号。之后, 模拟跟踪信号又被送至温度补偿 VCO 9 上, 并以此来调整 VCO9 的振荡频率, 这样便形成了一闭合调整回路。

30 从附图 9 可以看出, 调整回路为一模拟实现方式。而该模拟方式有以下几个缺点。如, 容易产生干扰耦合。在必需的动态范围内还容易出问题。这种作用在供电电压简化的设备中显得尤为重大, 譬如在

移动电话中就是如此，还有一缺点，就是为跟踪模拟调谐电压而设计的 D/A 转换器 10 费用太高，其原因为数字 - 模拟转换器 10 的准确性对调整精度起着决定性作用。此外，附图 1 所示的 AFC 电路起振太慢，而且本着模拟跟踪的目的，它不能较好地集成到集成电路中去。

5 在日本专利摘要 Band15, No. 116 (P1182), 20 - 03 - 1991 (三菱电子公司) 及 JP - A - 3005966 (D1) 中公布过一自动频率调整电路 (参见相应的日本专利申请的摘要及附图 1, 3, 6, 7), 它用一较简单的方法实现了对振荡器频率进行准确跟踪。

10 在该电路中带有个振频为 f_{xtal} 的振荡器。振荡器频率 f_{xtal} 作为脉冲送给直接数字合成装置。此外，电路还带有一频率比较器，用来得到数字合成装置的输出频率 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 之间的差值。频率比较器生成一数字输出信号，此信号显示数字合成装置的输出频率 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 之间的频率差值。之后，频率比较器的这种数字输出信号作为加数被送至数字合成装置，由此构成一闭合调整回路。同时也
15 形成了一数字反馈。

发明内容

本发明的目的在于，提供一经过改善的自动频率调整电路，该电路原理也是建立在相关 DDS 基础上，但它具有更稳定的工作状态。

20 本发明的中心思想在于，频率比较器带有一表格，在该表格中存储有振荡器的温度特性曲线，此外，还在频率比较器中输入一温度信息，以对输出信号进行温度补偿。

在数字合成装置与频率比较器之间可接入一带通频率为 f_{bp} 的带通滤波器。带通频率 f_{bp} 基本上同数字合成装置的输出信号频率 f_{mut} 的时间平均值相符。这种带通滤波器可改善数字合成装置输出信号的频谱
25 纯度。

本发明的另一方面是提供了一自动频率调整 (AFC) 电路，它带有一振频为 f_{xtal} 的振荡器。还有一输出信号频率为 f_{out} 的数字合成装置。相位比较器 (相位比较仪) 将频率为 f_{xtal} 的振荡器的信号相位同数字合成装置输出信号相位进行比较，生成一显示比较结果的模拟输出信号。这就是说，通过比较，得到振荡器信号与数字合成装置输出信号的相位差越大，则相位比较器的模拟输出信号也就越大。随后，相位
30 比较器的模拟输出信号作为控制信号被送至一压控振荡器上。该压控

振荡器 (VCO) 由控制信号控制产生一主脉冲频率为 f_{mut} 的输出信号。由频率比较器来得到压控振荡器 (VCO) 输出信号的主脉冲频率 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 之间的差值。频率比较器产生一数字输出信号, 该信号显示上述得到的频率差。也就是说, 压控振荡器主脉冲频率 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 的差值越大, 频率比较器的数字输出信号也就越大。之后, 频率比较器的这种数字输出信号作为加数被送至数字合成装置。主脉冲频率为 f_{mut} 的压控振荡器将其模拟输出信号送给数字合成装置作为脉冲。另外, 所述的频率比较器带有一表格, 在该表格中存储有振荡器的温度特性曲线, 并且在频率比较器中输入一温度信息, 以对所述的跟踪信号进行温度补偿。为此, 压控振荡器 (VCO) 以下述方式由一 PLL 回路 (相位锁定回路) 对主脉冲频率 f_{mut} 进行跟踪, 即数字合成装置的输出信号先同一无温度补偿振荡器进行比较, 然后再通过调整数字合成装置内分级很细的 (非整数) 控制值来进行跟踪。

频率比较器的数字输出信号可由此得到温度补偿。

在压控振荡器 (VCO) 与数字合成装置之间可以接入一分频器, 它使压控振荡器的输出信号频率 f_{mut} 围绕一确定的数值划分成频率 f_{in} , 然后再作为脉冲送给数字合成装置。

附图说明

现在, 根据附图阐述本发明一典型实施例。其中:

附图 1 为本发明第一实施范例的第一自动频率调整 (AFC) 电路, 附图 2 为本发明第一实施范例的另一自动频率调整 (AFC) 电路, 附图 3 为本发明第二种实施范例的第一自动频率调整 (AFC) 电路, 附图 4 为本发明第二种实施范例的另一自动频率调整 (AFC) 电路, 附图 5 讲述了一数字合成装置 (DDS) 原理, 附图 6 解释了一数字合成装置的工作方法, 附图 7 解释了一数字合成装置在工作时的频率转换情况, 附图 8 解释了数字合成装置的生成信号转换成正弦波的情况, 附图 9 为根据该技术水平的一自动频率调整电路。

具体实施方式

首先讲述一所谓的数字合成装置 (直接数字合成 DDS), 它为本发明的中心组件。数字合成装置功能就是实现数字合成。附图 5 原理性地叙述了此类数字合成装置 (DDS) 的功能。DDS 基本功能为一累加器, 它在一定的脉冲时间内, 把输入信号 A 同输出信号 B 相加起来。由 DDS

实现的数学功能可由下面等式进行描述:

$$B_n = A + B_{(n-1)} \quad (\text{等式 1})$$

如果超出了指定的数字范围,即累加器范围或加法范围,那么数字合成装置(DDS)的输出信号便重新降至 0 或计算新值 $B = B$ 对计数范围的模。下面阐述了一例子:

脉冲 = 1MHz

加数 $A = 1$

累加器范围(字宽,加法范围) = 1M。

根据等式 1, 输出值 B 连续地从 0 升至 1M, 然后再降回到 0。随后输出值 B 又重新开始上升。由此生成一频率为 f_{out} 的锯齿波。其频率由下式计算:

$$f_{out} = \frac{\text{脉冲} \times \text{加数} A}{\text{加法范围}} \quad (\text{等式 2})$$

假若脉冲为 1MHz, 加数 $A = 1$, 且加法范围 = 1M, 那么产生锯齿波的重复频率为 1Hz, 如附图 6 所示。由等式 2 可知, 生成的频率 f_{out} 直接取决于脉冲、它旁边的加数 A 以及加法器(累加在器)的字宽。应当注意, 加数 A 可典型地变为 2 (参见附图 7)。为此, 由等式 2 可以算出, 当加数从 1 跳至 2 时, 生成频率 f_{out} 便由 1Hz 变成 2Hz。生成频率 f_{out} 便以这种方式进行转换。DDS 输出频率转换速度很快, 能够在脉冲之内完成。此外, 频率 f_{out} 转换时不带有相突变, 这从附图 7 中也可看出。

通常, 继续工作并不希望锯齿波信号。如附图 8 所示, 从频率为 f_{out} 的 DDS 2 锯齿波输出信号可得出一直弦波信号, 其中, 频率为 f_{out} 的 DDS 2 输出信号 B 作为地址被送至探求图表 11。通过探求图表 11 对锯齿波函数进行变换, 便可以由地址信息直接生成一直弦波信号。

由等式 2 可以看出, 通过改变加数 A 能够对频率为 f_{out} 的生成信号实现 FM 调制。从原理上讲, DDS2 输出信号可产生的最大频率 f_{out} 为 DDS2 脉冲频率的一半。而在实际中这种最大频率顶多只占 DDS2 脉冲频率的 30%。如果要把这种 DDS 用于无线移动通信领域。可以用一 CMOS 技术将其做成集成电路(IC)。

在原理性地阐述了数字合成装置(DDS)的功能之后, 现在来讲述本发明自动频率调整电路的第一实施范例。如附图 1, 一无温度补偿振

荡器 1 频率为 f_{xtal} ，其输出信号作为脉冲被送至数字合成装置 (DDS)
 2. DDS2 生成一频率为 f_{mut} 的输出信号，并将其作为主脉冲送至频率比
 较器 3。频率比较器 3 将 DDS2 输出信号频率 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 进行
 5 比较，而参考频率 f_{ref} 又可以一系统脉冲的形式从时间标准信息中获
 取。参考频率 f_{ref} 也可从一诸如石英的参考振荡器中获取。频率比较
 器 3 产生一数字输出信号，该输出信号取决于得到的 DDS2 输出信号频
 率 f_{mut} 与参考频率 f_{ref} 之间的差值。通常，频率比较器 3 由软件实现。
 频率比较器 3 的数字输出信号 S_d 作为加数被送至 DDS2。

10 频率比较器 3 中可存储一表格，它显示无温度补偿振荡器 1 的频
 率对温度的依赖特性曲线。此时若给频率比较器 3 输入一温度信息 T ，
 就可对数字输出信号 S_d 进行温度补偿，其方法为，通过温度信息 T 和
 存储的无温度补偿振荡器 1 的温度依赖特性曲线来得到数字输出信号
 S_d 需要加大或减小多少，并由此实现振荡器 1 对温度依赖特性 (偏差)
 15 的补偿。无温度补偿振荡器 1 的输出脉冲信号频率为 f_{xtel} ，它没有经
 过温度补偿也没有被跟踪，在该信号作用下，由 DDS2 及频率比较控制
 单元 3 产生一带有温度补偿且又对频率为 f_{ref} 的系统脉冲进行跟踪的
 信号 f_{mut} 。

此外，还应考虑到，作为主脉冲使用且频率为 f_{mut} 的 DDS2 输出信
 号的频率纯度通常要比石英振荡器差得多。这是由以下原因造成的，
 20 即频谱纯度取决于 DDS2 内 D/A 转换器的分辨率，而 D/A 转换器并不是
 说想要做好就能做得多好的。附图 2 中消除了上述缺点。如附图 2
 所示，在 DDS2 与频率比较器 3 之间接入一模拟滤波器 4，特地用来改
 善频率为 f_{mut} 的 DDS2 输出信号的远地频谱特性。显然，该作用对近频
 谱几乎是没有影响的。模拟滤波器 4 涉及一带通频率为 f_{bp} 的带通滤波
 25 器，选择该带通频率时，要基本与 DDS2 输出信号频率 f_{mut} 的时间平均
 值相符。

现在叙述本发明自动频率调整电路的第二种实施范例，如附图 3。
 从附图 3 可以看出，频率为 f_{xtal} 的无温度补偿振荡器 1 的输出信号被
 送至一相位比较器 (相位比较仪) 6 上。相位比较器 6 将频率为 f_{xtal}
 30 的无温度补偿振荡器 1 的输出信号相位同频率为 f_{out} 的 DDS2 输出信号
 相位进行比较。根据无温度补偿振荡器 1 与 DDS2 的输出信号相位相比
 较的结果，相位比较器 6 生成一模拟输出信号 (跟踪信号)。该模拟

跟踪信号经过一低通滤波器 7 后被送入压控振荡器 5。典型地 VC05 可由带有变容二极管调谐振荡器的无稳态触发电路和间歇振荡器构成。频率为 f_{in} 的压控振荡器 5 的输出信号作为脉冲被送至数字合成装置 2。此外，压控振荡器 5 的输出信号还作为一频率为 f_{mut} 的主脉冲被送至频率比较器 3。该频率比较器 3 将压控振荡器 5 的频率 f_{mut} 同参考频率 f_{ref} 进行比较，典型地，参考频率 f_{ref} 可作为系统脉冲从一时间标准信息中获取。正如上文讲述的第一实施范例一样，频率比较器 3 也可带有温度补偿装置，并在其中输入一温度 T 信息。根据比较结果，频率比较器 3 生成一数字跟踪信号 SD。该数字跟踪信号 SD 作为加数被送至 DDS2。

压控振荡器便以下述方式由一 PLL 回路（相位锁定回路）对主脉冲频率 f_{mut} 进行跟踪，即把频率为 f_{out} 的 DDS2 输出信号同无温度补偿振荡器的频率 f_{xtal} 进行比较。通过调整 DDS2 的控制值就能够实现跟踪这种 PLL 型电路。控制值的分级可以非常细（非整数）。对此，DDS2 适用于以下等式，

$$\text{等式 3} \quad \frac{F_{out}}{F_{in}} = \frac{\text{加数}}{\text{加法范围}}$$

$$\text{等式 4} \quad F_{out} = \frac{F_{in} \times \text{加数}}{\text{加法范围}}$$

在此，应当考虑到，无温度补偿振荡器 1 的频率 f_{xtal} 及 DDS2 的输出信号频率都比压控振荡器 5 的频率 f_{in} 小得多，从等式 2 也可得出，加法范围值要比加 A 大出许多。

当附图 3 所示电路处于相位与频率稳定的耦合状态时， $f_{out} = f_{xtal}$ ，且在该调整状态下适用

$$\text{等式 5} \quad \frac{F_{in}}{F_{xtal}} = \frac{\text{加法范围}}{\text{加数}}$$

从该等式可知，通过改变加数，生成的主频率 f_{out} 可用很小的步距进行极细的分级，然后连接在无温度补偿振荡器 1 上。由此，通过连续跟踪控制这种作为控制值的加数，就能够调整无温度补偿振荡器 1 的温度偏差及频率偏差。非理想信号由振荡 1 自身进行抑制。

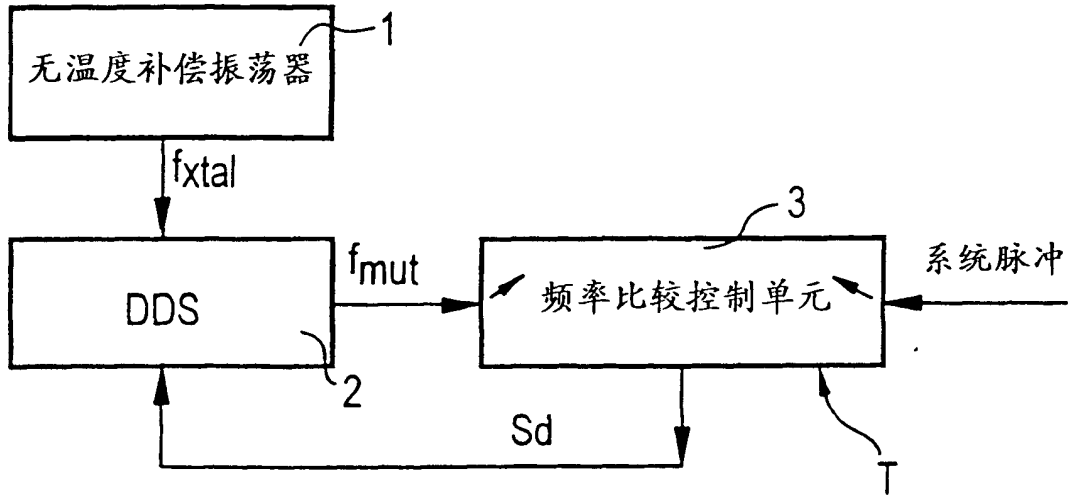


图 1

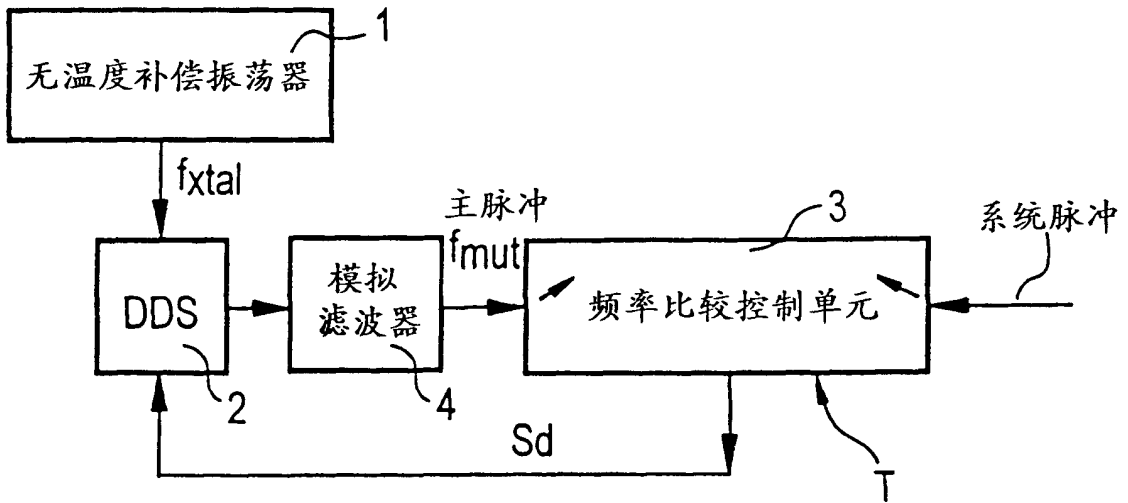


图 2

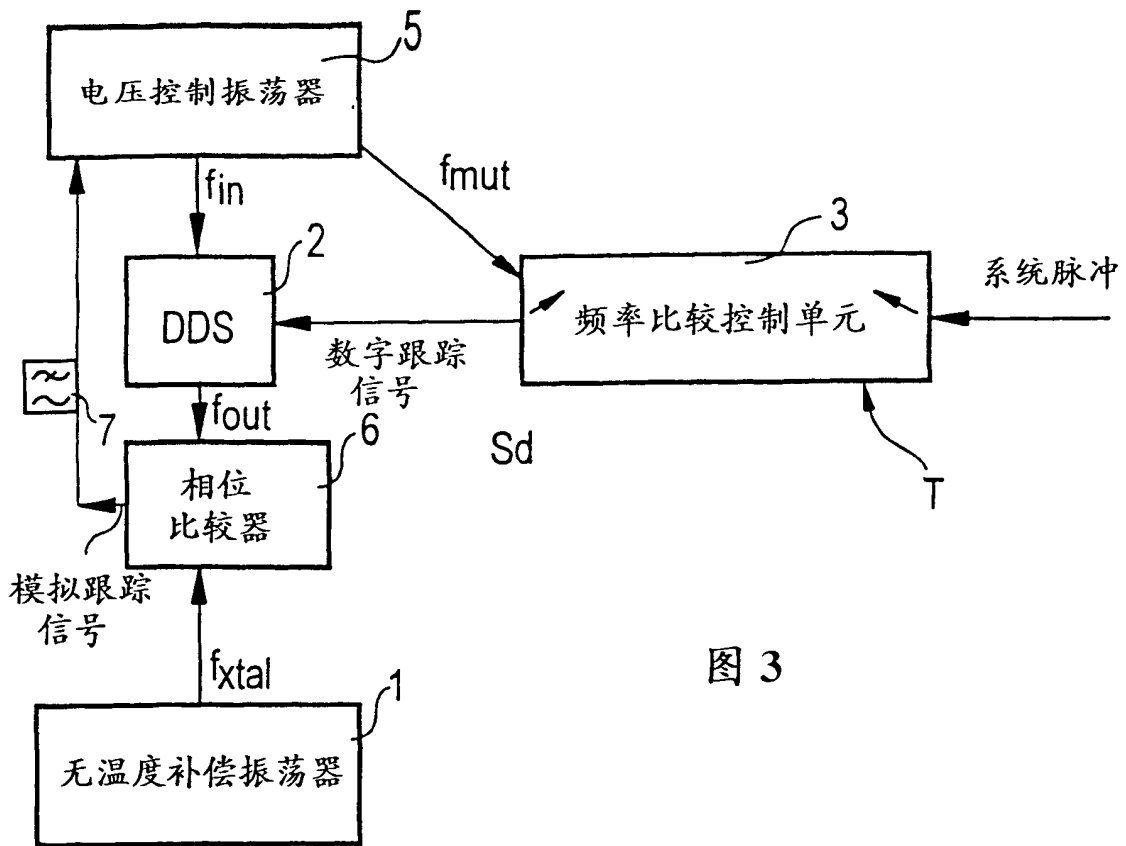


图 3

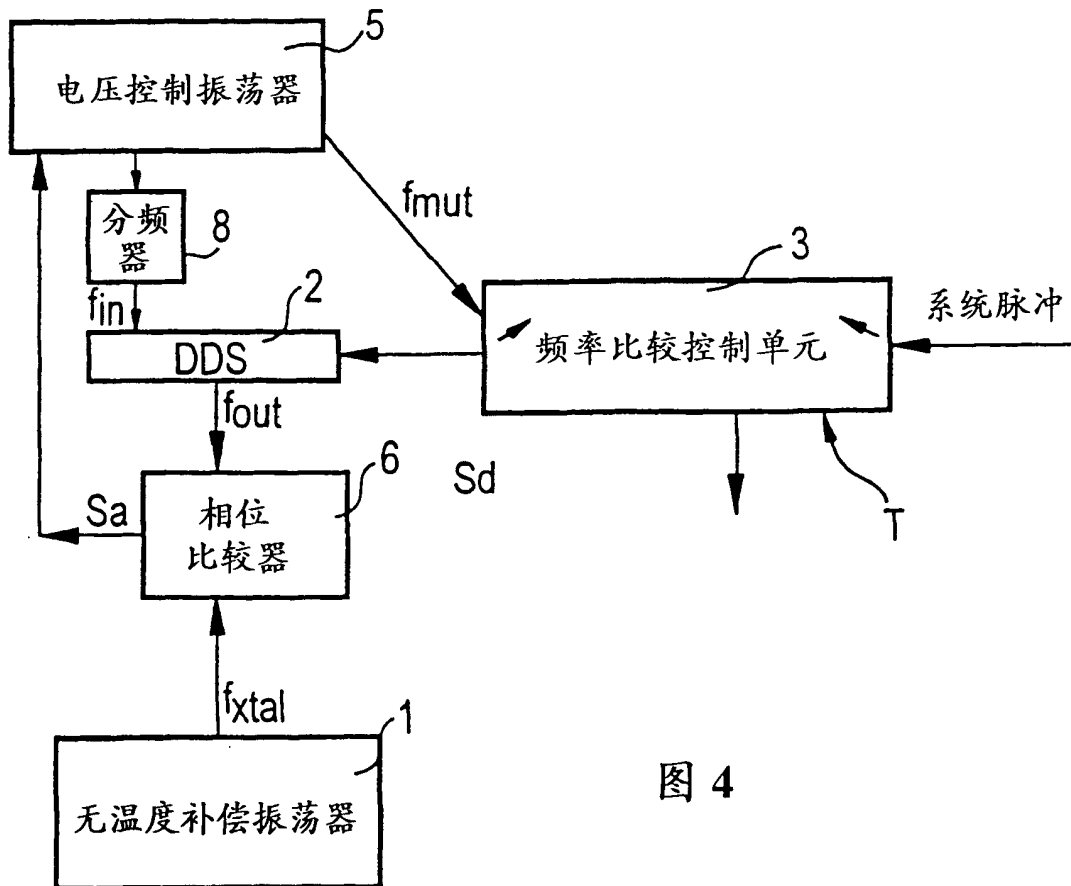


图 4

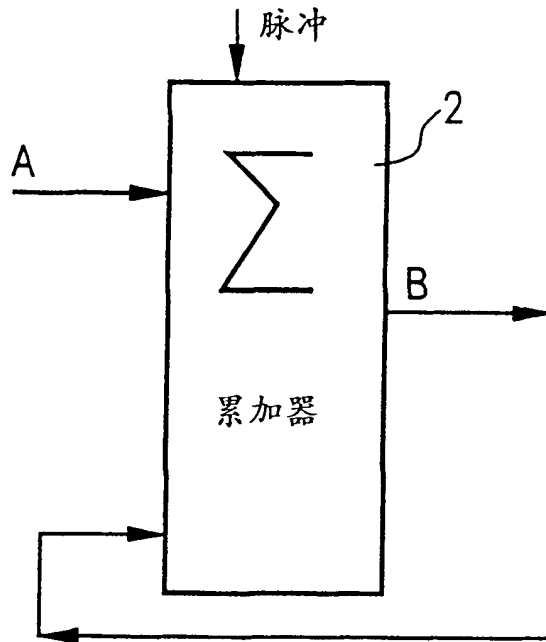


图 5

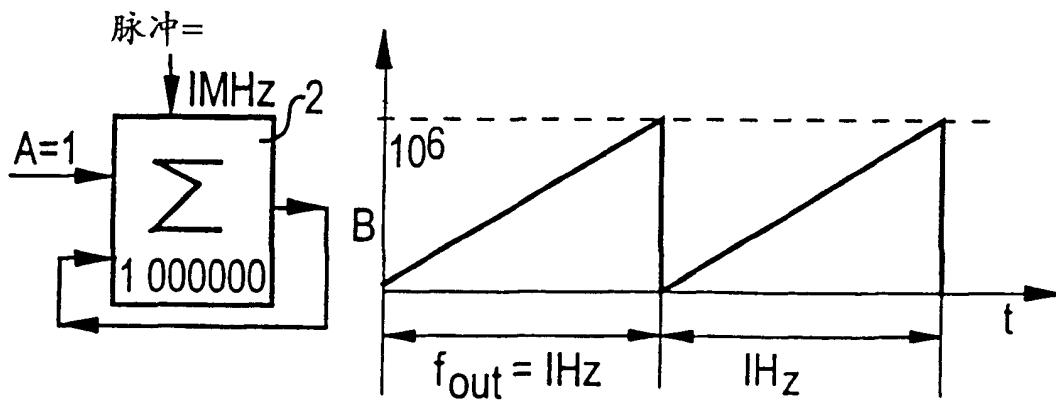


图 6

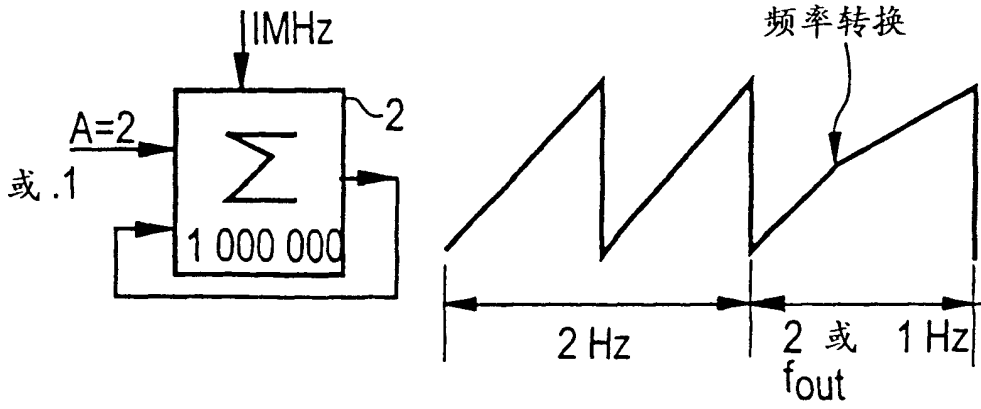


图 7

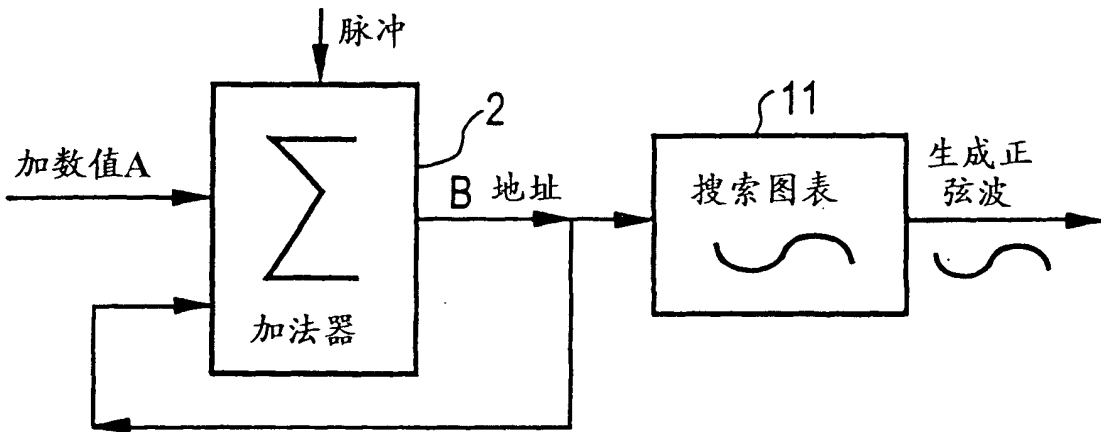


图 8

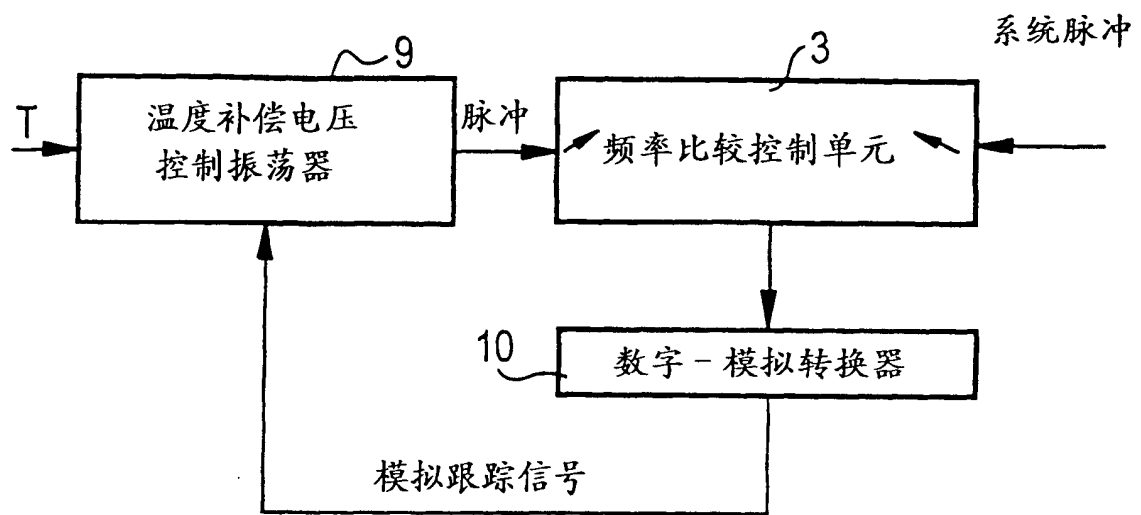


图 9