

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01133950.0

[43]公开日 2002 年 5 月 22 日

[11]公开号 CN 1350296A

[22]申请日 2001.8.17 [21]申请号 01133950.0
[30]优先权
[32]2000.10.20 [33]US [31]09/692,309
[71]申请人 惠普公司
地址 美国加利福尼亚州
[72]发明人 M·C·菲舍尔

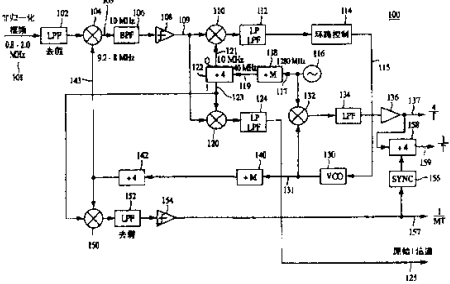
[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 栾本生 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图页数 2 页

[54]发明名称 用超外差式锁相环路的定时信号恢复

[57]摘要

一种用于恢复定时基准信号(271)的电路(200)。包含超外差式锁相环路(A)。该恢复电路免除了对大百分比带宽的相位线性滤波器的需求,并允许将滤波器(206)放置在恢复电路中要通过的中心频率基本上固定的点上。这样构成的恢复电路进一步允许滤波器的带宽较窄并裁剪成与定时恢复信号的调制特征匹配。这进一步导致到限幅器与相位检波器中的更佳信噪比,改进锁相环路(A)的性能。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种供与可重写的光学存储设备一起使用的定时恢复电路 (100), 包括:

5 接收包含摆频分量的非归一化跟踪误差信号 (101) 的第一混频器 (104);

耦合在第一混频器上的带通滤波器 (106), 该带通滤波器具有包含摆频分量的调制分量的带宽;

耦合在带通滤波器上的第二混频器电路 (110, 120), 该第二混频器电路向第一混频器 (104) 提供基准输入 (143); 以及

10 对该第二混频器电路提供固定频率输入的固定基准频率电路 (116, 118) .

2. 如权利要求 1 的定时恢复电路, 其中该第二混频器电路包括: 正交相位混频器 (110);

15 耦合在该正交相位混频器的输出端上的电压控制的振荡器 (130); 以及

同相混频器 (120), 其中该正交相位混频器与该同相混频器接收固定频率基准输入, 及其中该正交相位混频器操纵该电压控制的振荡器提供基准输入到第一混频器.

20 3. 如权利要求 2 的定时恢复电路, 其中该第二混频器电路还包括:

耦合在正交相位混频器上的线性相位低通滤波器 (112); 以及

耦合在该线性相位低通滤波器与该电压控制的振荡器 (130) 上的环路控制 (114) .

25 4. 如权利要求 2 的定时恢复电路, 其中该第二混频器电路还包括:

耦合在正交相位混频器上的线性相位低通滤波器 (224);

耦合在该线性相位低通滤波器上的 Costas 解调器 (226), 其中该 Costas 解调器接收来自同相混频器的输出; 以及

30 耦合在该 Costas 解调器与该电压控制的振荡器上的环路控制 (228) .

5. 如权利要求 2 的定时恢复电路, 其中该正交相位 (110) 与同相 (120) 混频器是异或 (XOR) 门.

6. 如权利要求 2 的定时恢复电路, 还包括:

耦合在电压控制的振荡器 (130) 与固定频率电路 (116, 118) 上的第二混频器 (132), 该第二混频器提供中间定时恢复信号;

耦合在该第二混频器的输出端上的除以 4 级 (158); 以及

5 耦合在该除以 4 级上的同步电路 (156), 其中该同步电路控制该除以 4 级的状态, 及其中该除以 4 级产生定时恢复信号 $1/T$ (159).

7. 如权利要求 2 的定时恢复电路, 还包括耦合在该电压控制的振荡器及固定频率电路上的合成器环路 (B), 其中该合成器环路 (B) 提供定时信号 $1/T$ (271).

10 8. 如权利要求 1 的定时恢复电路, 其中该固定频率电路包括本机除以 4 级 (122).

9. 如权利要求 8 的定时恢复电路, 其中该固定频率电路还包括除以 M 级 (118).

10. 一种定时恢复电路 (200), 包括:

15 接收包含摆频分量的跟踪误差信号 (201) 及提供包含调制分量的恢复的摆频信号的第一混频器 (204);

控制电压控制的振荡器 (230) 以生成对第一混频器 (204) 的输入的超外差式锁相环路 (A);

20 接收来自该第一混频器的输出的带通滤波器 (206), 其中该带通滤波器的带宽包含恢复的摆频信号与调制分量的频率范围; 以及产生定时信号 $1/T$ (271) 的定时信号电路 (B).

说明书

用超外差式锁相环路的定时信号恢复

技术领域

- 5 本技术领域为可重写的光学存储介质，更具体地为可重写的数字视盘。

背景

- 10 在诸如数字视盘等光学存储设备上记录与读取数据需要定时信号恢复电路，该光存储设备可包含导频音或基准信号。这种基准信号的实例为光学记录盘上的纹槽路径中的摆频信号。

- 15 在光学数据存储设备中的跟踪或其它光检波器中抽取的原始摆频信号除了带其调制的要求的定时基准信号之外还包含来自自主数据记录与再现功能的噪声与干扰及来自邻道的噪声与干扰。如果光学数据存储设备以恒定角速度的理想方式操作，则要恢复的定时基准信号的中心频率范围是宽的，大于一个倍频程，并通常是 2.5 至 1。为了隔离定时基准信号与最小不稳定性，及解调该信号所携带的地址或其它信息，带锁相再生的滤波与同步检波能达到最佳性能。满足这些标准在至少一个所需的滤波器的相位线性度上施加了昂贵的制约。

概述

- 20 恢复定时基准信号的电路包含一个超外差式锁相环路。该恢复电路避免了对具有大百分比带宽的相位线性滤波器的需求并允许将滤波器放置在要通过的中心频率基本上固定的恢复电路中的一个点上。这样构成的恢复电路还允许滤波器的带宽更窄并适合与定时恢复信号的调制特征匹配。这一进一步的结果导致到限幅器与相位检波器中的更好的信噪比，改进了该锁相环路的性能。

- 25 在一个实施例中，该恢复电路包含提供用于定时电路的基准信号的高频基准振荡器。将该基准信号应用在除以 M 级上，其中 M 指第一摆频周期的数据位数。在这一实施例中， M 的值是固定的。将这样分隔的基准信号进一步应用在除以四级上以产生供在超外差式混频电路中混频的同相与正交相位信号。第二混频器的输出提供定时信号 $1/T$ 。

在另一实施例中，提供更灵活的跟踪与控制并使用较低频率本机

(基准) 振荡器的定时恢复电路包含两个环路, 环路 A 与环路 B. 环路 A 执行摆频信号的超外差式跟踪, 并输出再生的摆频信号到环路 B. 环路 B 为生成主数据时钟频率 $1/T$ 与信号 $4/T$ 的合成器环路. 环路 B 还生成可用作摆频定时输出的恢复的摆频信号 $1/MT$. 本定时恢复电路消除了可能产生多义性并从而需要同步的分频器级.

本定时恢复电路的另一优点为环路 A 与 B 是级联的但并不互相作用，从而能独立地调节它们的特征。固而本定时恢复电路的整个传输功能将是环路 A 与 B 的级联组合。例如，可将环路 A 设定成具有窄带宽来完成大多数需要的滤波。这时可给予环路 B 宽带宽以便于获得锁定。作为替代，可给予环路 A 与 B 类似的带宽将级联用于最佳滤波。由于环路 A 与 B 的独立布置，本定时恢复电路能与具有不同 M 值的光学存储设备一起工作。

附图简述

详细描述将参照下述附图，其中：

15 图1为定时恢复电路的实施例图; 以及

图 2 为定时恢复电路的另一实施例图。

详细描述

20 当在诸如数字视盘等光学存储设备上记录与读取数据时，使用定时信号恢复电路。该光学存储设备在其上面的纹槽的路径中包含诸如摆频信号等基准信号。恢复电路包含超外差式锁相环路。该恢复电路避免对大百分比带宽的相位线性滤波器的需求并允许将滤波器放置在恢复电路中要通过的中心频率基本固定的点上。这样构成的恢复电路进一步允许滤波器的带宽较窄并裁剪成与定时恢复信号的调制特征匹配。这进一步导致到限幅器与相位检波器中的较佳信噪比，改进
25 锁相环路的性能。

30 在一个实施例中，光学存储设备在匀角速度上旋转。结果，数据率在光学存储设备的半径上改变。对于典型的光学存储设备，从光学存储设备的内侧半径到外侧半径，数据率在大约 2.5 到 1 的范围上变化。为了在位率在 2.5 到 1 的范围上变化时恢复变化中的定时信号，在恢复电路中采用了锁相环路。如果能将滤波与同步必须在其上面工作的频率范围限制在窄的频率范围中，恢复电路所要求的滤波与同步更高效。为了允许窄频率范围，恢复电路包含超外差式环路。

图 1 示出包含超外差式锁相环路的定时信号恢复电路 100。恢复电路 100 用于从包含摆频分量 101（此后称作摆频信号）的模拟输入非归一化跟踪误差信号恢复定时信号 $1/T$ 159。为了示例目的将摆频信号 101 示出为在 0.8-2.0 MHz 上（2.5 到 1 的变化）。信号 101 的频率表示进入信号的期望部分，而恢复电路 100 不限于处理限制在 0.8 到 2.0 MHz 频带上的信号。

将摆频信号 101 作用在抗假低通滤波器（LPF）102 上，后者滤去否则会与恢复电路 100 的其它分量混频的频率。然后将滤波后的摆频信号 101 作用在混频器 104 上。混频器 104 混入本机信号 143，后者为了示例的目的在 8.0 与 9.2 MHz 之间变化。混频器 104 生成和与差信号来产生频率基本上恒定的只带有导致频率改变的噪声与调制分量的上移 10 MHz 信号 105。然后将该 10 MHz 信号 105 作用在定中在 10 MHz 附近的带通滤波器 106 上。因为信号 105 基本上是恒定的，带通滤波器 106 可在非常窄的频率范围上工作以滤去噪声并通过期望的信号信息。可以根据噪声、跟踪、与信息考虑来确定频率范围的实际设定。频率范围越窄，排除的噪声越多。频率范围越宽，恢复电路 100 跟踪盘速度中的变化越容易。最终，频率范围必须宽到足以通过伴随摆频信号 101 的调制信息，因为调制包含盘寻址信息。

将滤波后的信号 105 作用在硬限幅器 108 上。硬限幅器 108 消除信号 105 中的幅度变化并将信号 105 从模拟信号转换成数字摆频信号 109。将数字摆频信号 109 作用在异或门与相关的逻辑电路 110 与 120 上。异或门 110 与 120 执行类似于模拟混频器的混频功能。具体地，异或门（混频器）110 接收 10 MHz 正交相位信号 121 而异或门（混频器）120 接收 10 MHz 同相信号 123。将 10 MHz 信号 121 与 123 与数字摆频信号 109 “混频”并将得出的输出信号分别作用在线性相位 LPF 112 与 124 上。同相信号 123 在混频器 120 上提供基准来解调包含在数字摆频信号 109 上的任何调制。从而，如在二进制移相键控中的情况，如果摆频信号 101 的相位是反相的，则在混频器 120 的输出上能感测到这种相位反相，并且混频器 120 的输出的极性将改变。

线性相位 LPF 滤波器 112 与 124 保持摆频信号调制的波形。LPF 112 的输出包含跟踪环路误差信号并将其作用在环路控制电路 114 上。环路控制电路 114 控制跟踪环路动态特征与带宽，并提供输出误

差信号 115 给电压控制的振荡器 130。在电压控制的振荡器 130 上，输出误差信号 115 控制来自电压控制的振荡器 130 的输出信号 131 的频率。

5 将输出信号 131 作用在除以 M 级上，并将输出信号 131 的频率除以 M ，其中 M 为摆频周期长度与轨迹上的数据位长度之间之比的测度，因此每一摆频周期具有 M 个数据位。在一个实施例中，对于特定的光学记录设备 M 的值是固定的。然后将分隔的输出信号作用在除以 4 级 142 上，并将输出信号的频率进一步除以 4 来产生本机信号 143。然后将本机信号 143 作用在混频器 104 上。这一反馈确保作用在带通滤波器 106 上的信号 105 接近所希望的 10 MHz。

正交相位信号 121 与同相信号 123 是从本机振荡器 116 开始生成的，它提供 1280 MHz 输出信号 117。将信号 117 作用在除以 M 级 118 上产生 40 MHz 信号 119。将 40 MHz 信号 119 作用在除以 4 级 122 上产生正交相位信号 121 与同相信号 123。

15 来自本机振荡器 116 的输出信号 117 还作用在混频器 132 上。混频器接收作为来自电压控制的振荡器 130 的输出信号的第二输入。然后混频器 132 提供输出信号给低通滤波器 134。将 LPF 134 的输出信号作用在缓冲器/放大器 136 上以生成 $4/T$ 信号 137。进一步将 $4/T$ 信号 137 提供给除以 4 级 158 以产生所希望的定时信号 $1/T$ 159。

20 返回到除以 4 级 122，在混频器 120 中将同相信号 123 与数字摆频信号 109 混频，并将得出的输出信号作用在线性相位 LPF 124 上以产生原始 I 信道信号 125。也将同相信号 123 作用在混频器 150 上。对混频器 150 的第二输入为 8.0 与 9.2 MHz 之间的信号 143。混频器 150 产生和与差信号。混频器 150 的输出称作恢复的摆频信号（模拟）。将恢复的摆频信号作用在抗假 LPF 152 上以便只选择从混频器 150 输出的差频率。然后将 LPF 152 的输出作用在硬限幅器 154 上以产生数字恢复的摆频信号 $1/MT$ 157。还将恢复的摆频信号 $1/MT$ 157 作用在同步电路 156 上。同步电路 156 控制除以 4 电路 158 的同步以便产生定时信号 159。同步控制是必要的，因为在加电情况中，除以 4 级 158 能出现四种不同状态之一：0-0、0-1、1-0、1-1。只有这四种状态之一对恢复的摆频信号 $1/MT$ 157 具有适当的相位关系。同步电路 156 取恢复的摆频信号 $1/MT$ 157 并强制除以 4 级 158 的相

位对应于恢复的摆频信号 $1/MT$ 157 的相位。

图 1 中所示的恢复电路 100 允许使用窄带宽相位线性带通滤波器 106。带通滤波器 106 的带宽只须复盖摆频信号的相对地窄的调制带宽。然而，恢复电路 100 需要高频本机（基准）振荡器，它具有用于非归一化摆频信号的有限的最大输入频率，及需要带有固定的 M 值的光学存储设备。

图 2 示出提供更灵活的跟踪与控制且使用较低频率的本机（基准）振荡器的电路 200。电路 200 包含两个环路，环路 A 与环路 B。环路 A 执行摆频信号 201 的超外差式跟踪，并将再生的摆频信号 255 输出到环路 B。环路 B 为生成主数据时钟频率 $1/T$ 271 及信号 $4/T$ 267 的合成器环路。环路 B 还生成可用作摆频定时输出的恢复的摆频信号 $1/MT$ 。电路 200 消除了可能产生多义性并从而需要同步的除法器级。

电路 200 的另一优点在于环路 A 与 B 是级联的但并不交互作用，允许独立地调节它们的特征。从而电路 200 的整体传输功能将是环路 A 与 B 的级联组合，例如，可将环路 A 设定为具有窄的带宽来完成大多数必要的滤波。然后给予环路 B 宽带宽以便获得锁定。作为替代，可给予环路 A 与 B 类似的带宽将级联用于最佳的滤波。由于环路 A 与 B 的独立布置，电路 200 能与具有不同 M 值的光学存储设备一起工作。

在电路 200 上接收的非归一化摆频信号 201 可从 0.8 到 2.0 MHz 改变到 3.2 - 8.0 MHz (2.5 对 1)。将非归一化摆频信号 201 作用在抗假 LPF 202 上。该 LPF 以类似于图 1 中所示的 LPF102 的方式工作。将 LPF 202 的输出作用在混频器 204 上。混频器 204 还接收 10.8 到 12.0 MHz 到 13.2 到 18.0 MHz 上的信号 253。混频器混频这两个信号以产生 10 MHz 上的频移模拟输出信号 205。将这一 10 MHz 信号 205 作用在具有选择成通过基本信号及其调制分量的带宽的带通滤波器上。从而，可将带通滤波器 206 设计成具有相对地窄的带宽，使得高效滤波器的实现比宽带宽滤波器的情况容易得多。将带通滤波器 206 的滤波输出提供给硬限幅器 208 以提供数字恢复的摆频信号 209。

将摆频信号 209 提供给正交相位混频器 210 与同相混频器 220。如图 2 中所示，可作为异或门与相关逻辑电路实现混频器 210 与 220。如果来自带通滤波器 206 的输入信号是以模拟格式提供的，混频器 210 与 220 也可作为模拟解调器实现。混频器 210 与 220 混频本机(基

准) 振荡器 240 提供的基准信号, 本机振荡器提供 40 MHz 信号 241 给除以 4 级 222. 除以 4 级 222 提供 10 MHz 上的正交相位信号 221 及 10 MHz 上的同相信号 223.

将混频器 210 的输出提供给线性相位 LPF 224, 混频器 210 的输出包含控制电压控制的振荡器 230 及调整电压控制的振荡器 230 与用于跟踪目的的必要信息。将线性相位 LPF 224 的输出提供给 Costas 解调器 226。将混频器 220 的输出提供给线性相位 LPF 232, 并将线性相位 LPF 232 的输出提供给限幅器 234 以便提供数字输入控制信号给 Costas 解调器 226。这一对 Costas 解调器 226 的输入是通过开关 236 提供的。也可选择开关 236 将选通脉冲信号 237 提供给 Costas 解调器 226。

可将环路 A 转换成 Costas 解调器模式，如果将二进制移相键控用作摆频信号 201 上的调制手段这将是必要的。为了保持环路 A 跟踪通过二进制移相键控型调制，将数字化的原始 I（同相）信道信息信号 15 馈入 Costas 解调器 226 中。该 Costas 解调器作为倒相器工作，并在将误差信号馈送到环路控制 228 与电压控制的振荡器 230 之前倒转从正交相位混频器 210 出来的误差信号的相位。摆频信号的倒置考虑到当施加二进制移相键控时摆频信号的相位是倒置的这一事实。倒置之后，将摆频信号作用在环路控制 228 上，在其中将其用于控制电压控制的振荡器 230。电压控制的振荡器 230 依次提供本机振荡器信号 20 给混频器 204。

在级联中将环路 A 的输出提供给合成器环路 B。具体地，在混频器 250 中混频电压控制的振荡器 230 的输出与同相基准信号 223。LPF 232 取这两个频率之差作为恢复的摆频信号。恢复的摆频信号不包
25 有可能在输入摆频信号上的幅度变化，但恢复的摆频信号具有 Costas 解调器 226 所跟踪的与通过 LPF 252 的完全相同的频率特征。将 LPF 252 的输出提供给硬限幅器 254 去产生数字信号 255。合成器环路 B 提供 $1/MT$ 信号 273、定时信号 $1/T$ 271 及 $4/T$ 信号 267。分别包含 LPF 258、环路控制 260、电压控制的振荡器 B 262 及除以 M 与除以 4
30 级 268 与 264 的反馈环路提供环路 B 的控制与操纵。具体地，环路 B 跟踪频率 $1/MT$ 上的摆频信号 201，从而混频器 256 上存在的任何相位误差都进入环路 B 的环路控制 260 中的 LPF 258。电压控制的振荡器

B 262 受到操纵，使得从电压控制的振荡器 B 262 出来的频率，一旦被除以 4 及被除以 M，便与同相输入信号 255 的频率匹配。

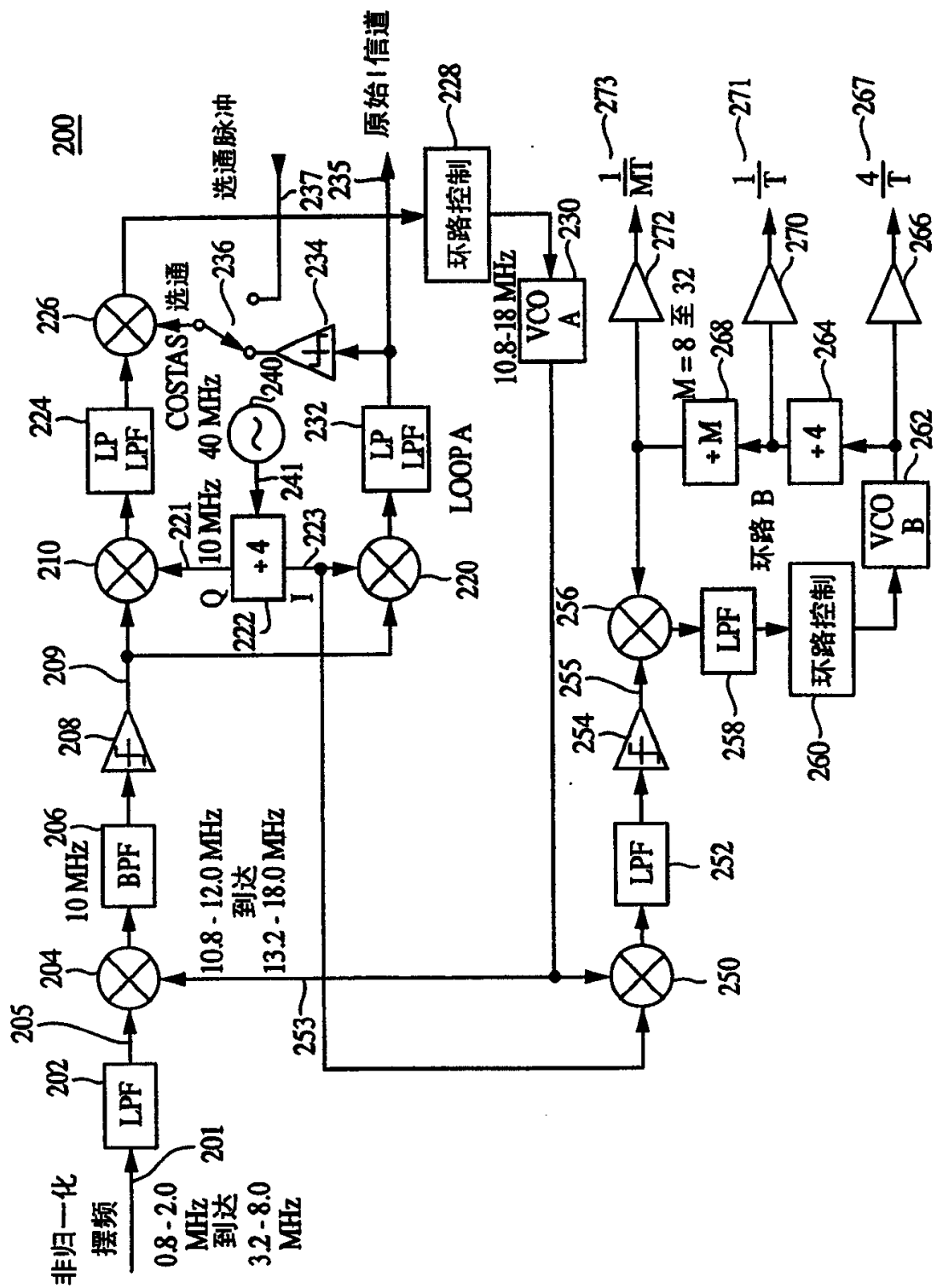


图 2