



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101213783 B

(45) 授权公告日 2011.08.31

(21) 申请号 200680023992.3

H03L 7/07(2006.01)

(22) 申请日 2006.06.26

H03L 7/22(2006.01)

(30) 优先权数据

05105781.8 2005.06.29 EP

(56) 对比文件

US 4121159 A, 1978.10.17, 说明书第4栏第28行至第9栏第46行、附图1,2.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007.12.29

US 4121159 A, 1978.10.17, 说明书第4栏第28行至第9栏第46行、附图1,2.

(86) PCT申请的申请数据

PCT/IB2006/052085 2006.06.26

CN 1204894 A, 1999.01.13, 说明书第1页第6段、附图1.

(87) PCT申请的公布数据

WO2007/000712 EN 2007.01.04

GB 2155711 A, 1985.09.25, 说明书第1页第112行至第3页第16行, 附图4.

(73) 专利权人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

GB 2155711 A, 1985.09.25, 说明书第1页第112行至第3页第16行, 附图4.

(72) 发明人 马库斯·诺伊曼

(74) 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理有限公司 11112

代理人 陈源 张天舒

CN 1116466 A, 1996.02.07, 全文.

CN 1125019 A, 1996.06.19, 全文.

审查员 牛相潮

(51) Int. Cl.

H04L 7/00(2006.01)

H03J 1/00(2006.01)

H03L 7/06(2006.01)

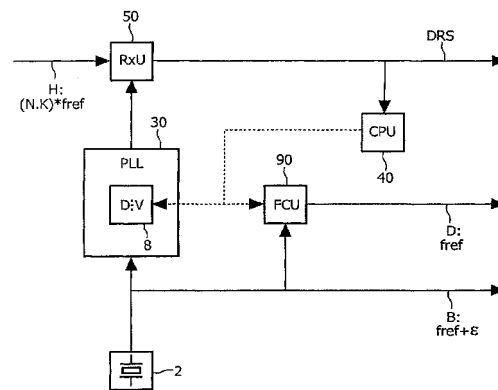
权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 5 页

(54) 发明名称

采用自适应参考频率校正的同步方案

(57) 摘要

本发明涉及用于提供输出信号至同步信息的同步的设备和方法。通过将锁相环设置(30)或直接数字合成设置等信号产生装置控制到其精确频率的校正控制信息与将未校正参考频率转换到校正或精确参考频率的频率转换单元(90)连接,实现了同步。从而可以由简单晶振(2)提供信号产生装置(30)的未校正参考频率,而无需任何频率控制装置。可以按照预定顺序进行信号产生装置(30)和频率转换单元(90)的设置,这使用户设备能够将其参考频率与接收到的由通信网络发射的频率校正信息同步。



CN 101213783 B

1. 一种同步设备,用于提供输出信号 (D) 与同步信息 (H) 的同步,所述设备包括:
 - a) 频率转换装置 (90),用于将参考频率转换为校正参考频率,所述参考频率用于处理所述同步信息 (H);
 - b) 信号产生装置,其被提供有所述参考频率,用于产生转换信号 (C);
 - c) 控制装置 (40),用于基于所确定的、所述同步设备相对于所述同步信息 (H) 的同步误差,产生校正控制信息;
 - d) 其中所述控制装置 (40) 被设置为向所述频率转换装置 (90) 提供所述校正控制信息,以基于所述校正控制信息对所述参考频率进行校正;
 - e) 其中利用信道控制信息对所述信号产生装置编程,以设置预定的额定分频比率,并且将所述校正控制信息提供至所述信号产生装置,以设置针对所述信号产生装置的频率校正分频比率。
2. 根据权利要求 1 所述的设备,其中所述信号产生装置包括锁相环装置或直接数字合成装置。
3. 根据权利要求 1 或 2 所述的设备,还包括参考振荡器 (2),用于产生所述参考频率。
4. 根据权利要求 3 所述的设备,其中所述参考振荡器 (2) 是不受控的固定频率振荡器。
5. 根据权利要求 4 所述的设备,其中所述固定频率振荡器是晶振 (2)。
6. 根据权利要求 4 所述的设备,其中所述固定频率振荡器是 MEMS 振荡器。
7. 根据权利要求 1 所述的设备,其中所述参考频率是接收机的信道转换信号的基础,所述额定分频比率是从所述信道转换信号的信道频率与额定参考频率之比中导出的。
8. 根据权利要求 1 所述的设备,其中所述控制装置 (40) 与编程接口 (11) 连接,所述编程接口 (11) 用于设置所述校正控制信息和所述信道控制信息。
9. 根据权利要求 1 所述的设备,其中所述校正控制信息包括如下中的至少一个:与接收或发送信道无关的频率校正加数、以及独立转换因子。
10. 根据权利要求 9 所述的设备,其中所述频率转换装置 (90) 包括乘法器装置 (91) 和除法器装置 (92) 的串联组合。
11. 根据权利要求 10 所述的设备,其中所述乘法器装置 (91) 被设置为将所述参考频率与基于所述频率校正加数和独立转换因子而确定的乘法因子相乘,所述频率校正加数是从所述校正控制信息中导出的,并且所述除法器装置 (92) 被设置为将所述相乘后的参考频率除以基于所述独立转换因子而确定的除法因子。
12. 根据权利要求 1 所述的设备,其中所述频率转换装置 (90) 包括滤波器装置 (93),用于限制所述频率转换装置 (90) 的输出信号的频谱组成。
13. 根据权利要求 11 所述的设备,其中所述控制装置 (40) 被设置为对所述独立转换因子进行设置,以获得所述乘法因子的整数值。
14. 根据权利要求 11 所述的设备,其中所述控制装置 (40) 被设置为对所述独立转换因子进行设置,以获得所述除法因子的整数值。
15. 根据权利要求 11 所述的设备,其中所述独立转换因子在所述设备中是硬线连接的。
16. 根据权利要求 1 所述的设备,还包括切换装置 (3),用于将所述参考频率或所述频率转换装置 (90) 的输出提供至所述同步设备的输出或提供至基带处理单元 (20)。

17. 根据权利要求 1 所述的设备,其中将所述输出信号 (D) 提供至基带处理单元 (20)。
18. 根据权利要求 16 或 17 所述的设备,其中所述基带处理单元 (20) 包括计算装置 (15),用于基于频率偏置来计算所述同步误差。
19. 一种同步方法,用于提供输出信号 (D) 与同步信息 (H) 的同步,所述方法包括步骤:
 - a) 将参考频率转换为校正参考频率,所述参考频率用于处理所述同步信息 (H);
 - b) 将所述参考频率提供至信号产生装置,所述信号产生装置基于所述参考频率来产生转换信号 (C);
 - c) 基于所确定的、所述同步设备相对于所述同步信息 (H) 的同步误差,产生校正控制信息;
 - d) 在所述转换步骤 a) 中使用所述校正控制信息,以基于所述校正控制信息对所述参考频率进行校正;
 - e) 在步骤 c) 中产生所述校正控制信息之前在步骤 b) 中所述转换信号基于信道控制信息,并且在步骤 c) 中产生所述校正控制信息之后在步骤 b) 中所述转换信号基于所述信道控制信息和所述校正控制信息;并且其中在所述步骤 b) 中使用所述信道控制信息,以在所述信号产生装置中设置预定的额定分频比率。
20. 根据权利要求 19 所述的方法,还包括步骤:在基带处理单元 (20) 的初始操作阶段,将所述参考频率提供至所述基带处理单元 (20);以及在校正所述参考频率之后,将所述输出信号 (D) 提供至所述基带处理单元 (20)。
21. 一种接收机,包括权利要求 1 到 18 之一所述的同步设备。
22. 一种收发机,包括权利要求 1 到 18 之一所述的同步设备。
23. 一种无线电子设备,包括权利要求 1 到 18 之一所述的同步设备。

采用自适应参考频率校正的同步方案

技术领域

[0001] 本发明涉及一种将输出信号与参考信号同步的方法和设备,例如用于移动终端中的参考频率同步。

背景技术

[0002] 无线电通信设备需要产生稳定的工作频率,以进行正确操作。典型的是通过使用晶振作为参考振荡器来提供参考频率,获得稳定性。具体而言,无线电终端的本地振荡器是相位锁定到参考频率的。但是,晶振无法独立地提供足够恒定的频率来满足无线电终端的频率稳定性要求。尤其是晶振的输出频率会随温度而变化。此外,参考振荡器的控制路径中的非线性性会引起频偏。

[0003] 无线电终端也需要频率校正,以使无线电收发机的工作频率精确地位于相应站点(例如,基站)信道频率的中心。由于终端运动引起的多普勒频移,或由于相应站点(例如,基站)处的频率偏置,也会发生频偏。这是使用自动频率控制(AFC)机制实现的,其确定无线电收发机工作频率与相应站点(例如,基站)信道频率之间的误差,并向晶振施加校正信号,改变参考频率,以使无线电终端的频率与相应站点(例如,基站)同步。频率误差典型地在基带电路中获得,并且是基于数字表征的。数字至模拟转换器(DAC)用于获得模拟控制信号。该模拟控制信号施加至变容二极管,变容二极管根据施加的电压,改变其电容,从而当构成谐振电路的电容改变时,晶振的频率改变。包括多个电阻器和电容器的广延去耦网络用于获得适当的、尤其是低噪声的操作性能。

[0004] 该现有技术解决方案具有需要额外成本和空间并且可靠性降低等缺点。

[0005] 此外,该模拟控制电路典型地具有非线性控制特性。

[0006] 文献W0 03/079548中提出了如下方法:通过改变Fractional-N-PLL(锁相环)电路的分频比率,基于未校正的参考振荡器,产生精确的本地振荡器频率,其中Fractional-N-PLL(锁相环)电路用于基于未校正的参考振荡器的参考频率,产生本地振荡器频率。但是,该解决方案无法在移动设备中提供例如协议定时处理和包括的数字至模拟转换器(DAC)和模拟至数字转换器(ADC)的采样所需的精确参考频率。

[0007] 此外,在文献US5856766中,一种设备通过与Fractional-N-PLL连接,基于未校正的参考频率,获得精确的本地振荡器频率,其中包含有本地振荡器的初始频率误差的信息提供给Fractional-N-PLL,以调整分数分频比率,最小化本地振荡器的频率误差。基于精确的本地振荡器,通过提供另一整数PLL,进行进一步的混频或频率处理。该解决方案也导致了如上所述的相同问题,即未产生精确参考频率本身。

[0008] 由此可见,现有的频率跟踪机制需要涉及到成本和空间问题的相应控制电路,或者无法提供具有精确参考频率的任何基带或任何输出。

发明内容

[0009] 本发明的目的是提供一种改进的同步方案、方法和设备,利用本发明方案,可以产

生精确参考频率,而不需要任何针对参考频率振荡器的附加跟踪或控制电路。

[0010] 本发明目的由权利要求 1 所述的同步设备和权利要求 21 所述的同步方法实现。

[0011] 因此,利用频率误差信息来实现参考频率的同步,该频率误差信息用于将参考频率转换为其精确频率值,并用于频率转换单元,该频率转换单元基于该信息,将参考振荡器的未校正参考频率转换为精确参考频率。由于提供了根据频率误差而导出的校正控制信息所控制的频率转换单元,可以使用该频率转换单元来提供对输出信号的频率调整或跟踪功能,从而不必改变参考振荡器频率本身。因此,不必提供用于频率调整和 / 或跟踪的外部控制装置。

[0012] 此外,由于可以独立于锁相环设置等任何信号产生装置而提供该频率转换单元,所以获得了严格的线性控制特性。因为这种设置实现了去耦功能,所以由锁相环设置的压控振荡器 VCO 引入的任何调制对作为输出信号的精确参考频率没有任何影响。

[0013] 此外,校正控制信息独立于实际使用的无线电信道,所以即使在切换到新信道之后,也可以获得快速同步。除了接收信道,相同的分频器偏置也适用于发送信道。当提供有发送部分时,该精确参考频率是用于产生发送信号的参考。

[0014] 由于该精确参考频率不是根据 PLL 设置的输出信号而导出的,所以在需要精确参考频率时,PLL 设置不必是有效的。这样的优点在于,可以降低电流消耗,从而增加待机时间。

[0015] 可以基于输出信号与信号产生装置产生的转换信号之间的同步误差,确定同步误差。备选地,可以基于输出信号与同步信息之间的同步误差,确定同步误差。

[0016] 用于产生未校正参考频率的参考振荡器可以是晶体或 MEMS(微电机系统)振荡器,也可以是非可控的固定频率振荡器。可以根据由相应通信系统限定的额定信道频率与额定参考频率之间的比率,导出预定的额定分频比率。

[0017] 此外,控制装置可以与用于设定信道控制信息和校正控制信息的编程接口连接。因此,通过使用该编程接口,对锁相环设置和频率转换装置重新编程,可以实现频率改变。

[0018] 校正控制信息可以包括独立于发送信道的频率校正加数、以及也独立于发送信道的独立转换因子。频率转换装置可以包括乘法器装置与除法器装置的串联组合,乘法器装置将参考频率与基于频率校正加数和转换因子而确定的乘法因子相乘,除法器装置将相乘后的参考频率除以基于独立转换因子而确定的除法因子。此外,频率转换装置可以包括滤波器装置,用于限制除法器装置的输出的频谱组成,从而提高频率转换装置的输出信号的频谱纯度。

[0019] 例如,乘法器装置可以是 Fractional-N-PLL、整数 PLL 或其他类型的乘法装置。

[0020] 例如,除法器装置可以是整数除法器、Fractional-N 除法器或其他类型的除法装置。

[0021] 控制装置可以用于设定独立转换因子,以获得整数值的乘法因子。备选地,控制装置可以用于设定独立转换因子,以获得整数值的除法因子。作为上述编程方式的等同替换,独立转换因子在装置中可以是硬线连接的,从而无需对其编程。

[0022] 此外,可以提供切换装置,用于将未校正参考频率或频率转换装置的输出与同步装置的输出连接。因此,在最初开始同步过程时,可以由切换装置将未校正参考频率切换至控制单元,以用于激活和初始化。

[0023] 例如,可以将输出信号提供至基带处理单元,该基带处理单元包括用于基于频率偏置而计算同步误差的计算装置。由此,通过在基带处理单元中计算频率偏置,并经由例如编程接口等设定作为后续步骤基础的频率校正加数,可以实现同步。

[0024] 其他有利修改方式在从属权利要求中有所限定。

附图说明

[0025] 以下,将参照附图,基于优选实施例来描述本发明,附图中:

[0026] 图 1 示出了根据本发明的同步方案的示意框图;

[0027] 图 2 示出了紧接在接通根据优选实施例的同步机构之后、具有该设置的移动终端的示意框图;

[0028] 图 3 示出了已达到同步状态后的图 2 的移动终端;以及

[0029] 图 4 示出了从图 2 所示初始状态到图 3 所示同步状态的转换过程的有关流程图。

具体实施方式

[0030] 以下将基于移动终端与蜂窝网络发射的同步信息或同步信号之间的同步来描述优选实施例。

[0031] 图 1 示出了作为优选实施例基础的同步机制的示意框图。移动终端或移动用户设备中参考频率的同步是通过从锁相环 (PLL) 电路 30 的除法器 8 的控制信息中导出频率转换单元 90 的另一控制信息而实现的。向 PLL 电路 30 提供未校正参考振荡器信号 B。针对锁相环电路 30 的未校正参考振荡器信号 B 是由不具有频率控制装置或电路的简单晶振 2 产生的。控制单元或机制 40 执行除法器 8 和频率转换器 90 的设置以及它们的配置。这遵从特定序列,该特定序列使用户设备能够将其产生的参考频率 f_{ref} 与相应接收机单元 50 从蜂窝网络接收的频率信息 $(N \cdot k) * f_{ref}$ 或频率校正或同步信息同步,其中向接收机单元 50 提供由锁相环电路 30 产生的信号,以用于例如混频或其他同步的接收目的。

[0032] 接收机单元 50 产生在后续单元 (未示出) 中得到进一步处理的数字接收信号 DRS。如图 1 所示,由晶振 2 产生的参考振荡器信号 B 的未校正参考频率具有频率误差 ϵ , 在同步输出信号 D 中,由控制单元 40 在频率转换单元 90 中设定的相应结果频率转换因子补偿了频率误差 ϵ 。因此,无需晶振 2 自身的任何调整,便可获得具有同步或校正的精确参考频率 f_{ref} 的输出信号 D。这里要注意,任何产生固定频率的合适的参考振荡器都可以取代晶振 2。

[0033] 下面将基于所谓的“零 IF 接收机”设置,即,中频 (IF) 为 0Hz 的超外差 (superhet) 接收机,更加详细地描述以上同步机制。这是指由相应的频率转换电路将接收到的高频或射频 (RF) 信号直接转换到基带频率上。但是,要注意,所提出的同步机制的原理也可应用于其他接收机结构,例如包括非零 IF 的其他超外差原理。

[0034] 附图中通过相应符号,只分别示出和指示了与优选实施例的描述相关的连接或控制线。

[0035] 参照图 2,提出了接收由网络发射的同步信息并与之同步的设置。为此,利用天线 1 接收同步信号 H,由随后的接收机设置 10 将其转换到基带频率上,并在随后的基带处理单元 20 中对其解码和评估。为进行频率转换,在所连接的天线 1 之后的接收机设置 10 中设

置混频器 12。混频器 12 之后设置对转换后的接收信号进行频带限制的低通滤波器 13、以及将转换后的接收信号转换为数字接收信号的模拟至数字转换器 14。作为锁相环设置 30 的组成部分并被连接的压控振荡器 7 产生针对混频器 12 的转换信号 C。锁相环设置 30 还包括 PLL 分频器 8 (例如, Fractional-N 分频器)、相位频率比较器 5 和环形滤波器 6。

[0036] 此外, 参考晶振 2 用于产生具有未校正参考频率的参考振荡器信号 B, 该未校正参考频率用作提供给相位频率比较器 5 的相位比较频率。锁相环设置 30 用于使分频信号 E 的频率在已达到稳定状态时收敛到参考振荡器信号 B 的未校正参考频率。

[0037] 参考晶振 2 不需要任何用于频率改变或频率跟踪的控制电路。这里, 所需的精确参考频率由 f_{ref} 表示, 其绝对精度由相应的通信系统预先确定。与之相反, 参考晶振 2 的参考振荡器信号 B 的未校正参考频率以参考频率误差 ϵ 偏离精确参考频率 f_{ref} 。

[0038] 根据优选实施例, 频率转换单元 90 与晶振 2 的输出连接。频率转换单元 90 将参考振荡器信号 B 的未校正参考频率转换为频率转换单元 90 的输出信号 D 的已校正频率。该转换由得到的频率转换因子 (κ) 确定。

$$[0039] \quad \kappa = \frac{f_D}{f_B} \quad \{1\}$$

[0040] 其中 f_D 表示输出信号 D 的已校正频率, f_B 表示参考振荡器信号 B 的未校正参考频率。以下, 采用相同方式, 所有符号 f [下标信号名称] 表示该信号的频率。频率转换单元 90 包括所连接的乘法器 91、所连接的除法器 92 和输出信号滤波器 93 的串联组合。所连接的乘法器 91 将参考振荡器信号 B 转换为转换后的频率信号 I。所连接的除法器 92 结合随后的输出信号滤波器 93, 将转换后的频率信号 I 转换为频率转换单元 90 的输出信号 D。

[0041] 输出信号滤波器 93 的功能是限制所连接的除法器 92 的输出信号的频谱组成和噪声带宽。由此提高了频率转换单元 90 的输出信号 D 的频谱纯度。输出信号滤波器 93 的滤波特性可以是带通或低通特性。

[0042] PLL 分频器 8 的分频因子是两个逻辑分频比率的组合, 即额定分频比率 $N.k$ 和校正分频比率 $(1-\sigma)$ 。具体而言, 可以从接收信号的移动无线电信道频率与额定参考频率之间的比率中导出额定分频比率 $N.k$ 。而校正分频比率 $(1-\sigma)$, 尤其是频率校正加数 σ , 用于获得压控振荡器 7 所需的精确频率。分频信号 E 与转换信号 C 之间的频率关系可以如下表示:

$$[0043] \quad \frac{f_E}{f_C} = \frac{1}{(N.k)*(1-\sigma)}$$

[0044] 上次编程的索引参考指示符频率校正加数 σ_{-1} 用于与下一步骤的频率校正加数 σ_{+1} 相区分, 并建立两者在时间上的关系。

[0045] 此外, 根据以下方程 {2}, 所连接的乘法器 91 的倍频因子 μ 包括由独立转换因子 ρ 补充的上述校正分频比率 $(1-\sigma)$ 。

$$[0046] \quad \mu = \frac{f_I}{f_B} = \rho*(1-\sigma) \quad \{2\}$$

[0047] 所连接的除法器 92 的分频因子 ζ 包括上述独立转换因子 ρ , 独立转换因子 ρ 也是对所连接的乘法器 91 进行编程的一部分。这表示为如下方程 {3}:

$$[0048] \quad \zeta = \frac{f_D}{f_I} = \frac{1}{\rho} \quad \{3\}$$

[0049] 通过编程接口 11 设定分频比率或转换因子 N. k、(1-σ) 和 ρ, 编程接口 11 经由对额定分频比率 N. k 进行编程的控制连接 F 与 PLL 分频器 8 连接, 经由对频率校正加数 σ 进行编程的另一控制连接 G 与 PLL 分频器 8 和所连接的乘法器 91 连接, 并经由对独立转换因子 ρ 进行编程的再一控制连接 K 与所连接的乘法器 91 和所连接的除法器 92 连接。编程接口 11 的设定过程由设置在基带处理单元 20 中的无线电控制器 16 控制。

[0050] 此外, 选择开关 3 由编程接口 11 控制。选择开关 3 将参考晶振 2 的参考振荡器信号 B 或者频率转换单元 90 的输出信号 D 与基带处理单元 20 连接, 具体是与基带处理单元 20 中设置的基带接收机 4 连接。

[0051] 基带接收机 4 接收来自接收机设置 10 的模拟至数字转换器 14 的数字接收数据, 以用于后续处理和解码。频率偏置计算器 15 与基带接收机 4 连接, 在基带接收机 4 中将由网络最初发射的同步信息解码。频率偏置计算器 15 基于最后设定的额定分频比率 N. k, 计算频率偏置信息 A。

[0052] 在数学上, 频率偏置信息 A 对应于同步信息 H 的频率 f_H 与转换信号 C 的频率 f_C 之差, 转换信号 C 施加至混频器 12, 以转换至基带频率。这可以如下表示:

$$[0053] \quad A = f_C - f_H$$

$$[0054] \quad f_C = (N. k) * (1 - \sigma_{-1}) * (f_{ref} + \varepsilon)$$

$$[0055] \quad f_H = ((N. k) * f_{ref}$$

$$[0056] \quad A = (N. k) * [\varepsilon - \sigma_{-1} * (f_{ref} + \varepsilon)] \quad \{4\}$$

$$[0057] \quad \varepsilon = \frac{\frac{A}{(N.k)} + \sigma_{-1} * f_{ref}}{1 - \sigma_{-1}} \quad \{5\}$$

[0058] 为了实现并将压控振荡器 7 所产生的转换信号 C 保持在其精确频率上, 基于获得的频率偏置信息 A, 连续跟踪 PLL 分频器 8 的划分因子的频率校正加数 σ。

[0059] 由于在所连接的乘法器 91 中也对该连续跟踪的频率校正加数 σ 进行更新, 因此, 即使参考振荡器信号 B 的未校正参考频率由于例如温度变化等漂移时, 产生的输出信号 D 也会具有精确参考频率。

[0060] 图 2 所示的情况与紧接在接通该设置的电源之后的状态相对应。在同步过程开始时, 经由选择开关 3 将参考晶振 2 的参考振荡器信号 B 的带有参考频率误差 ε 的未校正参考频率连接至基带处理单元 20, 以使基带处理单元 20 可以启动。由于在基带处理单元 20 的无线电控制器 16 已初始化之前频率转换单元 90 不会发送输出信号 D, 所以这是需要的。

[0061] 然后, 经由控制连接 F 将 PLL 分频器 8 的额定分频比率 N. k 编程为信道控制信息, 经由控制连接 G 将 PLL 分频器 8 和所连接的乘法器 91 的频率校正加数 σ 编程为零 (即, σ = 0), 并将所连接的乘法器 91 和所连接的除法器 92 的独立转换因子 ρ 编程为其常值。因此, 在锁相环设置 30 的稳定状态下, 信号 B、D 和 E 的频率都等于值 $f_{ref} + \varepsilon$ 。

[0062] 混频器 12 中的频率转换所需的转换信号 C 是从参考振荡器信号 B 的未校正参考频率中获得的。使用包括块 5、6、7 和 8 的锁相环设置 30, 将参考振荡器信号 B 的未校正参考频率与 PLL 分频器 8 的额定分频比率 N. k 和校正分频比率 (1-σ) 相乘, 同时将上次编程

的频率校正加数 σ_{-1} 设定为 0, 因此, 校正分频比率 $(1 - \sigma_{-1})$ 是 1。因此, 转换信号 C 的频率等于:

$$[0063] \quad f_C = (N \cdot k) * (f_{ref} + \varepsilon).$$

[0064] 在基带处理单元 20 的频率偏置计算器 15 中获得的频率误差信息 A 等于 $(N \cdot k) * \varepsilon$ 。这与参考晶振 2 处的参考频率误差 ε 乘以额定分频比率 $(N \cdot k)$ 相对应。

[0065] 可以选择对倍频因子 μ 的贡献值, 特别是独立转换因子 ρ , 以使倍频因子 μ 产生整数。

[0066] 备选地, 可以选择得到的频率转换因子 κ , 特别是独立转换因子 ρ , 以使得到的频率转换因子 κ 产生整数。

[0067] 一般而言, 不必对独立转换因子 ρ 进行编程, 而也可以是硬线连接而成的。

[0068] 针对主要功能, 独立转换因子 ρ 可以是任何有理或无理数。例如, 独立转换因子 ρ 可以选择为比“1”大很多, 以获得输出信号相对于频率转换单元 90 产生的噪声和毛刺 (spur) 的最佳性能。

[0069] 根据优选实施例的设置, 最终目标是频率转换单元 90 的输出信号 D 的校正参考频率以及由此转发至基带处理单元 20 的频率与精确参考频率精确地对应, 即, 输出信号 D 的频率等于 f_{ref} 。

[0070] 此外, 应该实现以精确额定转换频率操作混频器 12, 从而转换信号 C 的频率应该等于 $f_{ref} * (N \cdot k)$ 。鉴于信号 C 和 $B = E$ 由 PLL 分频器 8 的分频比率 $(N \cdot k) * (1 - \sigma)$ 相联系, 转换信号 C 的频率等于 $(N \cdot k) * (1 - \sigma) * (f_{ref} + \varepsilon)$ 。

[0071] 当强制实现信号 C 的同步时, 这得到如下表达式:

$$[0072] \quad f_C = (N \cdot k) * (1 - \sigma) * f_E \quad \text{一般情况下}$$

$$[0073] \quad f_C = f_{ref} * (N \cdot k) \quad \text{同步情况下}$$

$$[0074] \quad f_{ref} * (N \cdot k) = (N \cdot k) * (1 - \sigma) * (f_{ref} + \varepsilon)$$

$$[0075] \quad f_{ref} = (1 - \sigma) * (f_{ref} + \varepsilon)$$

$$[0076] \quad \sigma_{+1} = \frac{\varepsilon}{f_{ref} + \varepsilon} \quad \{6\}$$

$$[0077] \quad \varepsilon = \frac{\sigma_{-1}}{1 - \sigma_{-1}} * f_{ref} \quad \{7\}$$

[0078] 在上述等式 {6} 和 {7} 中, 优点在于, 为了产生并保持输出信号 D 的精确参考频率而需要的从上次编程的频率校正加数 σ_{-1} 到频率误差 ε 以及从频率误差 ε 到下一步频率校正加数 σ_{+1} 的计算不依赖于额定分频比率 $N \cdot k$, 从而不依赖于所选的移动无线电信道。这意味着即使在移动无线电信号改变期间也可以支持同步, 而无需对频率校正加数 σ 进行重新编程。

[0079] 应该注意, 所有划分的乘法性组合, 例如 PLL 分频器 8 和所连接的乘法器 91 中的乘法比率, 可以只用于逻辑和软件编程表示。这意味着这些部分可以在物理上实现为具有一个分数分频比率的一个 Fractional-N 分频器 (块 8) 和相应的乘法器 (块 91)。

[0080] 图 3 示出了当达到同步时图 2 的框图。这表示整个设备产生输出信号 D 的精确参考频率, 该精确参考频率通过开关馈送至基带处理单元 20, 并可能馈送至一些其他部分, 例如需要该精确参考频率的 GPS 单元。此外, 转换信号 C 处于其精确频率上。

[0081] 如上结合最终目标而说明的,在基带处理单元 20 处可以使用等式 {5} 来导出参考频率误差 ϵ 。因此,由于设定的无线电信道已知额定分频比率 $N \cdot k$,上次编程的频率校正加数 σ_{-1} 是根据上次编程而已知的并且由此对于引起实际频率偏置信息 A 的状况有效,所以使用等式 {5} 来处理频率偏置信息 A。这里, σ_{-1} 是初始状态下的 0 或从先前设置而已知。因此,可以根据等式 {6} 编程或设定用于 PLL 分频器 8 的下一步和后续步骤的频率校正加数 σ_{+1} 。

[0082] 在锁相环设置 30 到达其稳定状态之后,转换信号 C 的频率与对应于混频器 12 的精确转换频率的值 $f_{ref} * (N \cdot k)$ 精确对应。因为转换信号 C 的频率包括两个分量 $(N \cdot k) * f_{ref}$ 和 $(N \cdot k) * \epsilon$, 所以对应于频率偏置信息 A 的第二分量在该级达到 0 值,即 $(N \cdot k) * \epsilon = 0$ 。编程接口 11 控制选择开关 3 将频率转换单元 90 的输出信号 D 与基带处理单元 20 连接。这表示在接收机设置 10 和基带处理单元 20 中使用精确参考频率 f_{ref} , 而与参考振荡器信号 B 的未校正参考频率的参考频率误差 ϵ 无关。

[0083] 例如,由于移动终端内的温度改变等,参考频率误差 ϵ 随时间变化。因此,在操作期间,频率偏置计算器 15 的频率偏置信息 A 可能暂时偏离 0。响应于该偏离,在 PLL 分频器 8 和所连接的乘法器 91 中执行频率校正加数 σ 的重新编程,以将频率偏置信息 A 设定到 0,这对应于用于补充任何参考频率误差 ϵ 的参考频率跟踪功能。

[0084] 在优选实施例的描述中,由网络发射并由移动终端接收的同步信息的任何暂时改变(可能由多普勒效应以及由对应站点(例如基站)的频率偏置而引起的频偏而导致)无法与未校正参考频率的改变区分开来,从而被视为由参考频率误差 ϵ 表示。

[0085] 这种设置的优点在于,在获得频率校正加数之后,由锁相环设置 30 和接收机单元 50 构建的 RF 部分不再需要是对于产生输出信号 D 的精确参考频率而活跃的。只有频率误差 ϵ 不发生剧烈改变,情况就是如此。这有助于节约电流或功率,从而增加待机时间。

[0086] 这种设置的另一优点在于,可以调制压控振荡器 7,而无需将频率改变连接至或传送至输出信号 D。

[0087] 图 4 示出了涉及从图 2 初始状态到图 3 同步状态的改变或转换过程的示意流程图。具体而言,图 4 示出了在移动终端操作期间跟踪参考频率的方式。

[0088] 在步骤 S100,接通移动终端,进行参考频率同步。然后,在步骤 S101,选择开关 3 将参考晶振 2 的参考振荡器信号 B 与基带处理单元 20 连接,以将其激活。随后,在步骤 S102,将 PLL 分频器 8 设定或编程到额定分频比率 $N \cdot k$,将其中频率校正加数 (σ) 等于 0 的校正分频比率 $(1 - \sigma)$ 设定针对 PLL 分频器 8 和所连接的乘法器 91,并在开始时将独立转换因子 ρ 设定针对所连接的乘法器 91 和所连接的除法器 92。在步骤 S103,切换选择开关 3,此时将频率转换单元 90 的输出信号 D 连接至基带处理单元 20,此时输出信号 D 的频率对应于参考晶振 2 的参考振荡器信号 B 的未校正参考频率。在步骤 S104,压控振荡器 7 产生针对混频器 12 的转换信号 C,在该初始时间点,转换信号 C 仍然是有误差的。

[0089] 在步骤 S105,频率误差计算器 15 产生频率误差信息 A。在随后判定步骤 S106,检查频率偏置信息 A 是否为 0。如果频率偏置信息 A 为 0,则该过程跳到步骤 S110,在步骤 S110 假设同步的操作状态,并开始带有条件的等待时间,该条件依赖于步骤 S111 作出的判定。该流程图的其他分支的描述中给出了细节和后续步骤。

[0090] 如果在步骤 S106 确定频率偏置信息 A 不等于 0,则过程前进到步骤 S107。如步骤

S107 所示,可以通过应用等式 {5} 来评估在频率偏置计算器 15 处获得的频率偏置信息 A, 获得参考振荡器信号 B 的未校正参考频率的参考频率误差 ϵ 。

[0091] 在步骤 S108, 通过利用等式 {6} 来确定下一同步步骤所需的频率校正加数 σ_{+1} , 并将其设定在 PLL 分频器 8 和所连接的乘法器 91 中。然后, 在步骤 S109, 压控振荡器 7 将转换信号 C 的频率改变成混频器 12 的精确转换频率, 频率转换单元 90 产生具有精确参考频率的输出信号 D。结果, 在下一步骤 S110 中进入同步操作状态。

[0092] 在随后判定步骤 S111, 检查对于下面的等待时间, RF 部分 (锁相环设置 30 和接收机单元 50) 的操作是否必需。如果是, 则在步骤 S113 开始等待时间, 并且过程在等待时间之后跳回到步骤 S105。

[0093] 如果在步骤 S111 确定不必操作 RF 部分, 则在步骤 S112 切断 RF 部分, 在随后步骤 S113 中开始等待时间。在等待时间结束之后, 在步骤 S114 判定是否想要新的同步。如果不, 则该过程跳回到步骤 S113, 并开始新的等待周期。如果想要新的同步, 则在步骤 S115 接通 RF 部分, 并且该过程跳回到步骤 S105。

[0094] 一般而言, 本发明提供的优点在于, 可以不需要在参考频率晶振电路处用于频率跟踪的物理离散模拟电路, 例如调谐元件滤波器和去耦合电路, 从而节约了成本和空间。

[0095] 此外, 另一优点是在产生校正控制信息之后可以切断 RF 部分。

[0096] 另一优点在于, 将输出信号与压控振荡器 7 连接断开。因此, 可以调制压控振荡器 7, 而对作为输出信号 D 的精确参考频率的频谱质量没有任何影响。

[0097] 最后, 上述图 2, 3 和 4 中所示的优选实施例提供的优点在于, 频率校正加数 σ 与设定的移动无线电信道无关, 并与作为接收机或发射机的操作无关。

[0098] 总之, 描述了用于提供输出信号 D 至同步信息或同步信号 H 的同步的设备和方法, 其中通过对锁相环设置 30 或直接数字合成设置等信号产生装置控制到其精确频率的校正控制信息与将未校正参考频率转换到校正或精确参考频率的频率转换单元 90 连接, 实现了同步。从而可以在无线电通信设备中使用由简单晶振 2 提供的未校正参考频率, 而无需任何频率控制装置。这由提出的设备和方法实现, 该设备和方法产生具有精确参考频率的输出信号 D, 该精确参考信号用在基带处理单元 20 内部并可以馈送至外部设备。此外, 采用本设备和方法, 在转换信号 C 的精确频率上产生该信号 C, 并将该精确频率用于接收机设置 10 中, 尤其是混频器 12 中。可以按照预定顺序进行锁相环设置 30 和频率转换单元 90 的设置, 这使用户设备能够将其参考频率与接收到的由通信网络发射的频率校正信息同步。

[0099] 注意, 本发明不限于上述优选实施例和广义化的实施例, 而可以应用于任何接收机和 / 或接收机 - 发射机设置中, 例如超外差接收机, 其中将终端设备或其他设备中导出的时钟频率、参考频率或其他控制频率与从网络广播的同步信息中导出或其中包含、或者通过其他通信媒体而可用的比较频率相同步。作为锁相环设置 30 的备选, 也可以使用其他信号产生装置产生转换信号 C, 例如直接数字合成设置。这里, 在较早步骤中, 将信道控制信息用于产生未校正转换信号 C。在稍后步骤中, 使用信道控制信息和校正控制信息, 以产生精确转换信号 C。

[0100] 不是必须要从同步信息 H 的频率 f_H 与施加至混频器 12 以转换到基带频率的转换信号 C 的频率 f_C 之差中导出同步误差。作为备选方案, 可以从同步信息 H 的频率 f_H 与输出信号 D 的频率 f_D 之间的比较中导出同步。

[0101] 作为另一备选方案,可以从同步信息 H 的频率 f_H 与参考振荡器信号 B 的频率 f_B 之间的比较中导出同步。

[0102] 用于实施本发明的特定示例是在全球移动通信系统 (GSM)、通用移动通信系统 (UMTS)、码分多址 (CDMA) 系统、IEEE802. 11、IEEE802. 15、IEEE802. 16、数字增强无绳电话 (DECT) 系统、蓝牙系统和 / 或其他任何无线电通信标准等中规定的无线网络中使用的终端设备。优选实施例可以在所附权利要求的范围内有所变化。

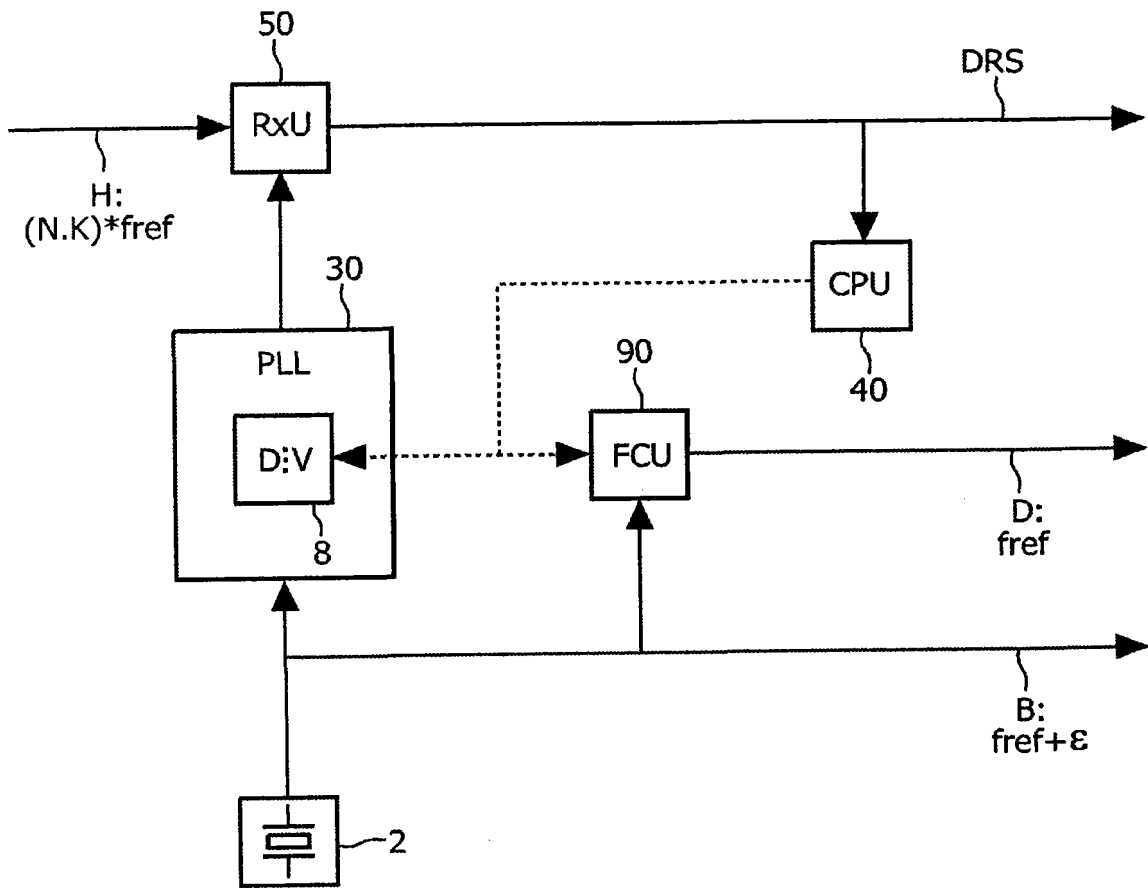


图 1

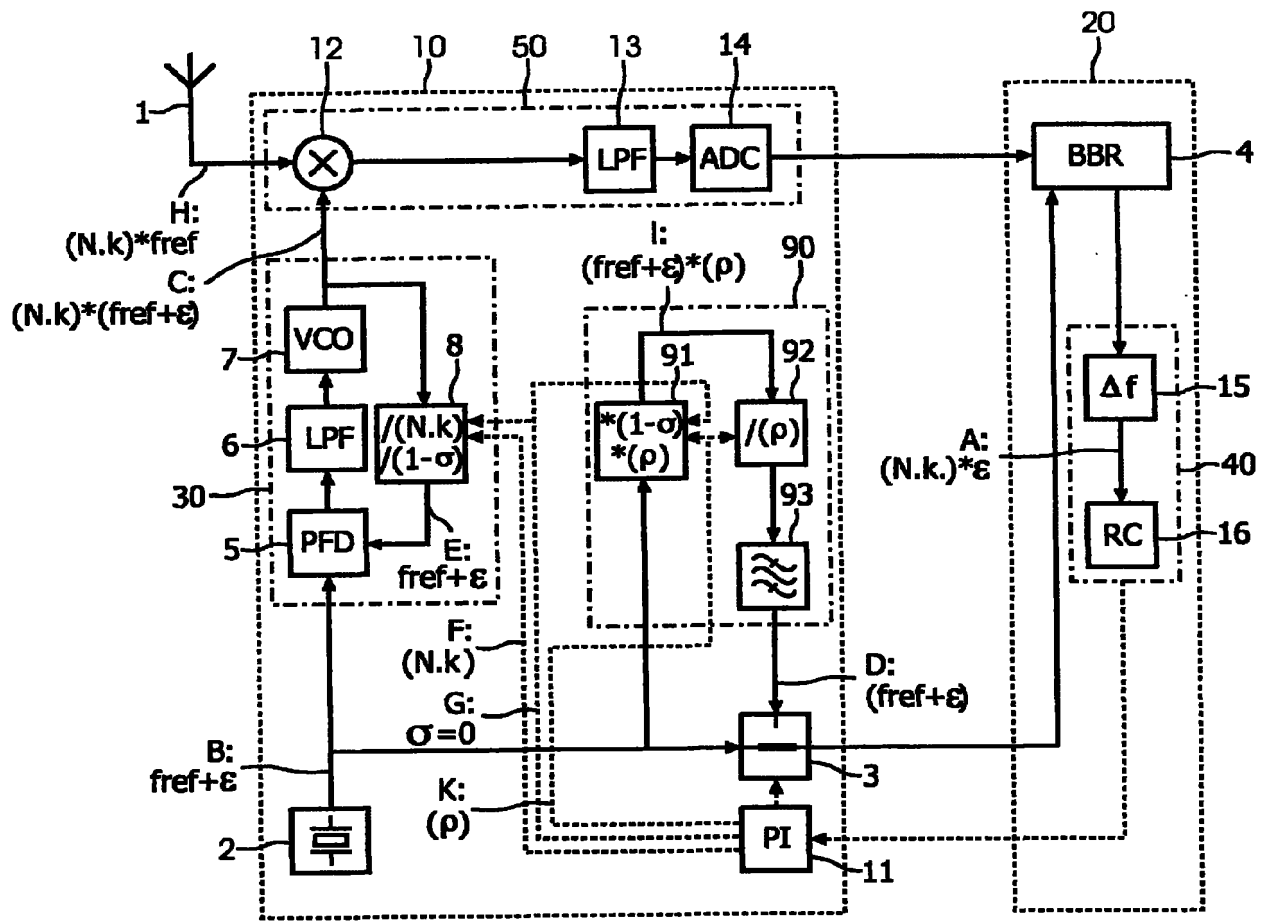


图 2

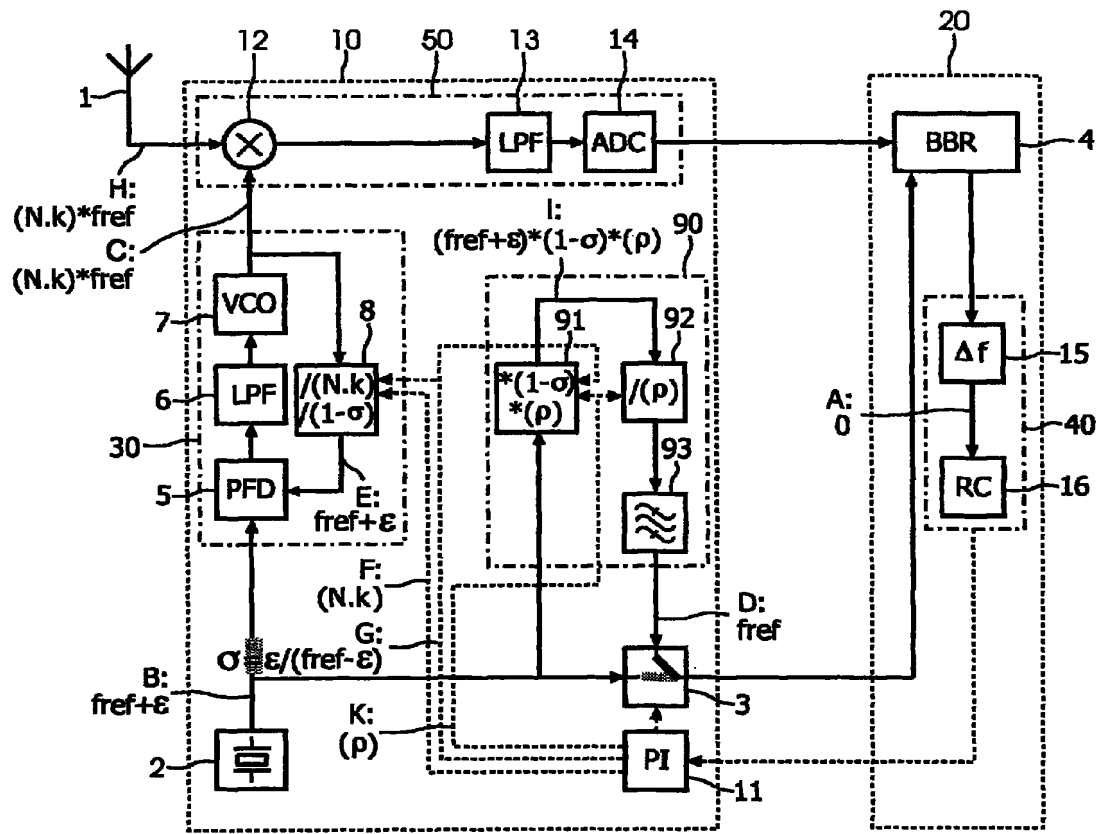
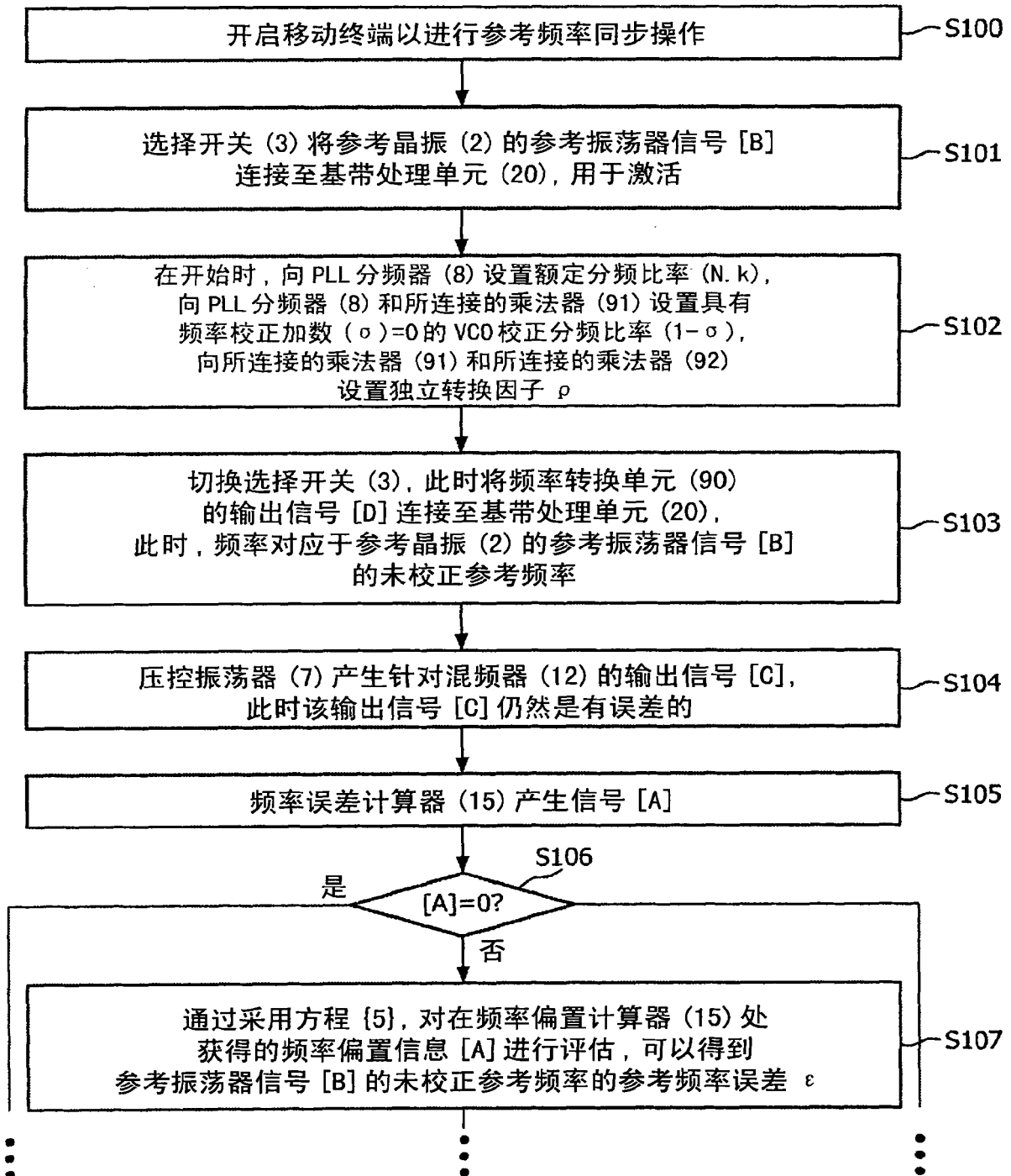


图 3



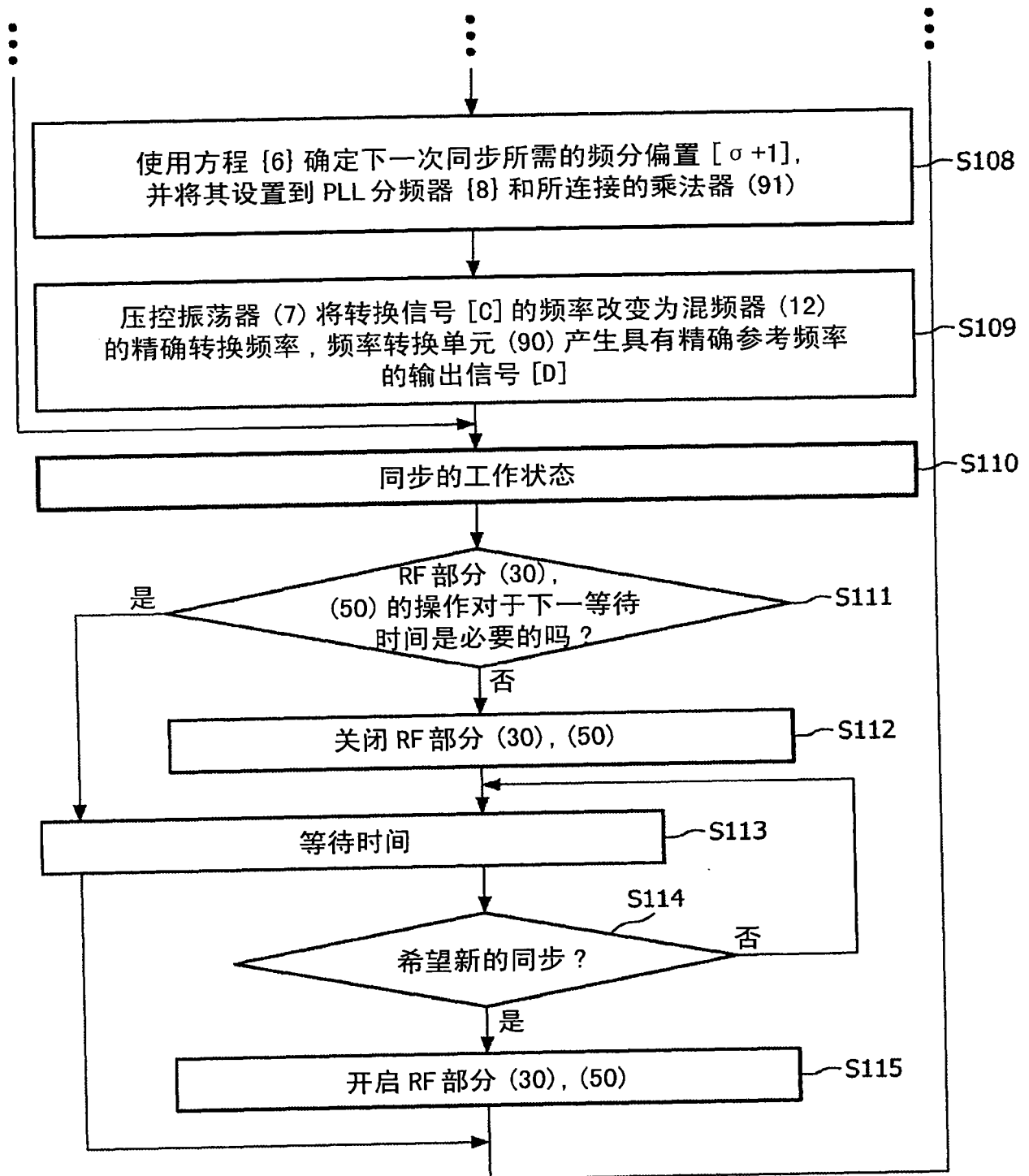


图 4