



## [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00120024.0

[45] 授权公告日 2003 年 12 月 3 日

[11] 授权公告号 CN 1130092C

[22] 申请日 2000.5.10 [21] 申请号 00120024.0

[30] 优先权

[32] 1999. 5. 10 [33] FR [31] 9905925

[71] 专利权人 阿尔卡塔尔公司

地址 法国巴黎

[72] 发明人 阿那欧德·帕利赛尔

克赛维尔·杜咖斯特

审查员 徐 刚

[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

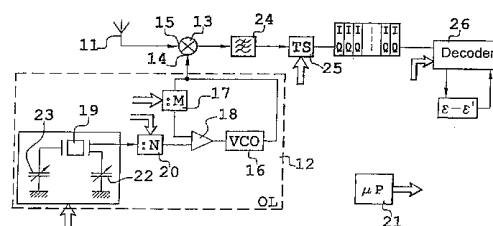
代理人 罗亚川

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 1 页

[54] 发明名称 具有改进的本机振荡器的解调器电路的电话机

## [57] 摘要

为了解决移动电话机中本机振荡器的老化和偏移问题, 本机振荡器的频率  $F_i$  向上偏移(6), 结果基站的登录 FCH 信号(3) 最好测量所述偏移是向上或向下。可以看出在登录期间可以测量由于开始的偏移产生的实际偏移和随时间的偏移。可以看出能更容易地符合标准而不需要提供必须保证其频率随时间的稳定性的振荡器。



1. 一种具有解调器电路的移动电话机，该解调器电路包括本机振荡器和具有本机振荡器输入端及解调输入端的混频器，解调输入端接收用于调制频率为  
5 Fi 的载波的信号，所述信号具有固定频率并且适于由解调电路解调，所述解调电路包括具有上限截止频率的低通信道滤波器，

其中本机振荡器具有一个输出，本机振荡器的所述输出的频率相对于频率 Fi 向上偏调一个偏移量，所述输出的频率偏移是确定的，使得解调信号被拉向低频以避免达到所述低通信道滤波器的所述上限截止频率。

- 10 2. 根据权利要求 1 的电话机，包括用于测量固定频率的调制信号的电路和用于校正振荡器频率的电路，使得固定频率的调制信号的测量频率等于期望的频率。

3. 根据权利要求 2 的电话机，其中校正电路包括预计作为向上偏调的函数进行的校正的算法电路，该向上偏移是已知的。

- 15 4. 根据权利要求 1 的电话机，其中振荡器包括生成基本信号的石英晶体振荡器和实现基本信号的倍增而得到更高载频的控制环路。

5. 根据权利要求 4 的电话机，其中石英晶体振荡器的输出向上偏调小于 10KHz。

- 20 6. 根据权利要求 5 的电话机，其中石英晶体振荡器的输出向上偏调小于 5KHz。

7. 根据权利要求 4 的电话机，其中石英晶体振荡器的输出在一个方向偏移，并且调制的载波信号在 800MHz 到 2200MHz 的范围内，并且石英晶体振荡器的输出向上偏调小于 10KHz。

- 25 8. 根据权利要求 4 的电话机，其中石英晶体振荡器包括用于进行偏移的可转换的微调电容器。

## 具有改进的本机振荡器的解调器电路的电话机

5 本发明涉及一种具有改进的本机振荡器的解调器，主要用于蜂窝电话机领域，特别是用于全球移动通信系统（GSM）。在蜂窝电话机的领域，在移动电话机进入网络的服务时，建立识别协议。这些协议强加了移动电话装置难以满足的技术约束。本发明的目的是提供一种对问题的有效的解决方案，该问题出现在进入服务时，并且在现有技术中，只能通过选择开发成本非常高的理想本机  
10 振荡器来解决该问题。

当移动电话机进入蜂窝网的服务时，移动电话机便链接到基站。因为移动电话机不知道它位于网络中的哪个网孔，所以进入服务的例行程序包括在移动电话机的位置寻找最强的信标信号。所提到的信标信号由网孔的基站广播并且包括新的移动电话机登录到该网孔并保持对已经存在的移动电话机的监视需要的各种类型的信号。通常以固定的信标频率  $F_i$  发射信标信号，信标频率可以  
15 随网孔而改变。在某些情况下，一些邻近的网孔可以共享相同的信标频率。在所有的情况下，在信标频率发射的信号以高于在网孔基站和移动电话机之间转换的呼叫信号的功率发射，该移动电话机甚至是距离基站最远的网孔中的电话机。另外，信标信号连续地广播。尽管信标信号划分成帧，在这些帧中信标信号划分成时隙，信标信号的含义随时隙变化，发射是恒定的并以相同的功率值。  
20

不需要赘述，由在上述特定数目的帧后重复的模式形成信标信号，例如 GSM 中的 51 个帧。在这种情况下一个时隙的持续时间是 577 微秒和一个帧的持续时间是 4.615 毫秒，因为一个帧包括八个时隙。包括几组 10 个或 11 个帧的模式  
的持续时间是 235 毫秒数量级。

25 第一组帧的模式不同于下一组。第一组包括在十个帧的每一个帧中的 FCH、SCH、BCCH 和 CCCH 信号。FCH（频率控制信道）信号相应于载波  $F_i$ （控制载波）的传输，该载波由偏离信道中心 67.7kHz 的纯正弦波调制。利用该调制频率，在具有 12 个点的调制构象的 GSM 编码中，发射并重复具有连续值  $(1, 0)$ 、 $(0, 1)$ 、 $(-1, 0)$  和  $(0, -1)$  的码值 I 和 Q。在整个时隙中发射该调制的载波。  
30

因此刚进入服务的移动电话机首先确定它以最高功率接收的是哪个载波。在 GSM 900MHz 标准下分配的标准 35MHz 带宽中（在 DCS、PCS、甚至 UNIS 的标准下分配其它的带宽），移动电话机确定它以信标频率接收的最好的载波。这可以通过例如在接收机电路的输出，甚至在解调前扫描频带和进行简单的检测过程来完成。该扫描包括监视标准带宽的信道，在 GSM 中标准带宽是 200 kHz。尽管为发射呼叫信号而专用的载频易于随时隙而跳频，但是信标频率  $F_i$  是恒定的。因此，移动电话机足以连续地监视所有的频带以确定哪一个频带接收最好。

当已经识别信标频率  $F_i$  时，移动电话机确定它在哪个时隙收到用 67.7 kHz 的纯正弦波来调制载波  $F_i$  的 FCH 信号。特别是在该过程中出现了本发明所要解决的问题。假设强加的信道带宽是 200 kHz，这是因为解调器电路中的解调器一般在其输出具有信道滤波器。低频信道滤波器的带宽是从 -100 kHz 到 100 kHz。解调通过用本机振荡器在载频  $F_i$  生成的信号混频接收的信号来转换解调的信号。但是，因为本机振荡器的非理想性，所以解调也不理想。如果本机振荡器不是在频率  $F_i$  生成信号而是在频率  $F_i + \varepsilon$  生成信号，则解调的输出信号将具有等于  $67.7 \text{ kHz} + \varepsilon$  的频率。

当然，如果  $\varepsilon$  很小则没有问题。特别是，当移动电话机是新的时，即在其生产过程中可以设置本机振荡器，结果  $\varepsilon$  具有很小或等于零的值。实际上，相对于信标频率  $F_i$ ，可接受的偏移  $\varepsilon$  在 900MHz 的 GSM 带宽必须小于百万分之（ppm）23.5、在 1800MHz 的 DCS 带宽小于 12.1ppm 和在 2100 MHz 的 PCS 带宽小于 11.4ppm。这避免了由于信道滤波器引起的解调问题。而且，在移动电话机中提供校正电路以便测量偏移  $\varepsilon$  和相应地修改解调信号值（不修改解调频率  $F_i + \varepsilon$ ）。在所用的解调系统中，例如通过控制环路修改由本机振荡器生成的中心解调频率实际是不可能的。下面说明为什么这些本机振荡器的结构排除解调频率的这种调整。相反，如果偏移  $\varepsilon$  很小，特别是如果偏移在上述指定的限制范围内时，则有可能校正解调的信号，以便在解码时生成一个用于测量的偏移  $\varepsilon$  的值。在接收 FCH 信号时测量偏移  $\varepsilon$ 。

令人遗憾的是由于设备的老化并且在某些情况下由于诸如温度和电压该移动电话机的使用状态，本机振荡器的频率可能漂移。该漂移足以使信道滤波器干扰在频率 67.7 kHz 的信号的接收和解调。这是因为在信道滤波器的带宽边缘大约 100 kHz 的地方存在明显的斜率而不是锐截止。实际上，接收的信号在

未达到 100 kHz 的极限频率之前就开始大幅衰减。注意, 为了接收呼叫信号, 因为在带宽边缘每赫兹发射的信息量很小, 所以这种逐渐的截止 (该截止具有较简单地实现信道滤波器和更低地损失相位旋转的优点) 并不是问题。大部分的信息包含在解调的低频中。

5 根据本发明, 为了弥补这些缺点而不需要调整滤波器, 本机振荡器的频率向上移动, 以便在最佳的调整状态下, 特别是在其刚刚生产出来崭新的时候, 它在略高于期望的标准频率  $F_i$  信标频率生成信号。事实是这样的, 在解调过程中, 从收到的解调载波信号中减去在频率  $F_i + \varepsilon'$  的信号, 而不是在频率  $F_i$  的信号。相应地, 特别是在接收 FCH 信号的情况下, 解调的信号将不再是在频率 10 率 67.7 kHz 的信号而是在频率  $67.7 \text{ kHz} - \varepsilon'$  的信号。结果, 如果本机振荡器由于老化而漂移, 则在到达信道滤波器所强加的容忍范围开始之前存在偏移等于  $\varepsilon'$  的余量。结果, 甚至在若干年的使用之后, 改进了 FCH 信号的检测并且电话机更有效地登录到基站。

实际上, 偏移  $\varepsilon'$  的绝对值很低。偏移  $\varepsilon'$  的影响可以很容易地由已经包含 15 在接收机电路中的校正电路来补偿, 并且偏移  $\varepsilon'$  抵销了现有技术中的偏移  $\varepsilon$ 。本机振荡器的偏移  $\varepsilon'$  很明显地向上偏移, 因此解调的信号 FCH 被拉向低频, 变成小于 67.7 kHz 的信号, 而不是拉向其频率远远大于 67.7 kHz 的高频, 所述 FCH 可以到达信道滤波器的截止频带, 在该截止频带其衰减只是简单地防止所述 FCH 被正确检测。

20 因此本发明提供一种移动电话机, 包括具有本机振荡器的解调器电路和具有本机振荡器输入端和解调输入端的混频器, 解调输入端接收用频率  $F_i$  调制载波的信号, 其特征在于本机振荡器的输出相对于频率  $F_i$  向上偏调。

在阅读下面的描述和参照附图之后将更好地理解本发明。完全通过本发明的说明性的和非限制性的例子提供这些附图。在附图中:

25 - 图 1a 和 1b 是利用根据本发明改进的解调器电路检测 FCH 信号的频谱和瞬时表示,

- 图 2 是用于根据本发明解调和校正 FCH 信号的电路的图解表示, 和

- 图 3 是根据 GSM 标准组成 FCH 信号的符号的表示。

图 1a 包括可用于本发明的解调器电路或现有技术的解调器电路的信道滤波器 30 的频谱曲线图 1。图 1a 还包括调制载波的信号的频谱曲线图 2, 由上述类

型的解调器电路解调该信号。图 1a 还包括用纯正弦波信号（或者几乎纯的信号，因为所有的传输失真仍然存在）调制接收的频率为  $F_i$  的载波的频谱曲线图 3。在本发明要解决的问题内容中，调制该载波  $F_i$  的信号是固定频率的信号，即在 GSM、DCS 和 PCS 标准下的 67.7kHz。图 1a 曲线表示了信道滤波器和信号 5 2 频谱的中心频率 4（在转换解调前）。中心频率 4 的值是  $F_i$ 。实际上，在解调后，中心频率正常是零频率。中心频率 4 的旁边表示的是根据本发明已经向上偏移的解调频率 5。解调频率 5 的值是  $[F_i + \epsilon']$ 。生成 67.7 kHz 的解调信号，因为解调等于从频率为  $F_i + 67.7$  kHz 的信号中减去频率为  $F_i$  的信号。但是本发明生成  $67.7 \text{ kHz} - \epsilon$  的信号。那么值为  $\epsilon'$  的偏移 6 等于滤波器 1 中信号 3 10 的频谱移向滤波器的中心频率偏移的量。从图 1a 中很清楚，该偏移的作用是使其频谱 7 更好地集中到信道滤波器的信号通过信道滤波器 1。

信道滤波器的截止频带 8 并不会随着老化而移动，因为该滤波器并不包含任何有源元件。但是，本机振荡器的频率会由于老化而随时间漂移。如果该漂移是向下的，则  $F_i$  变成  $F_i - \epsilon$ ，并且如果没有本发明，频谱 3 将移向更高的频率，即移向  $67.7 \text{ kHz} + \epsilon$ 。这将冒着进入截止频带 8 的危险。在这种情况下，15 信号 FCH 不会被正确检测，或者阻止移动站登录到基站。

图 1b 是信号定时图，在图 1a 中表示了该信号的频谱 3。在时隙 TS9 期间调制该载波的 FCH 信号 10 是本例中 67.7 kHz 的信号。

图 2 表示了本发明的解调器电路。该解调器电路包括本机振荡器 12 和混 20 频器 13。混频器 13 具有两个输入端。来自本机振荡器 12 的信号馈送到第一输入端 14。来自移动电话机天线 11 的信号馈送到另一个（解调）输入 15。典型地来自图 1b 的信号是调制频率为  $F_i$  的载波的 67.7 kHz 的信号。在本发明中，本机振荡器 12 的输出相对于频率  $F_i$  向上偏调。

本机振荡器 12 通常是其输出连接到输入端 14 的压控振荡器（VCO）16。25 振荡器 16 的输出还连接到分频器 17 的输入，分频器 17 用值  $M$  分频来自振荡器 16 的信号的频率。分频器 17 的输出连接到两个输入端的比较器 18 的第一输入端。比较器 18 的第二输入端接收由稳定振荡器生成的信号。实际上稳定振荡器 19 是石英晶体振荡器。为了实际使用，石英晶体振荡器 19 生成信号，该信号的频率在分频器 20 以值  $N$  分频。在一个特定的例子中，石英晶体振荡器 19 的振荡频率是 13MHz 数量级。在这种情况下， $N$  的值是 65 并且馈送到比 30

较器 18 第二输入端的信号的频率是 200kHz。概括地讲, 分频器 17 以 4500 分频, 结果, 输入端 14 的信号频率是 900MHz 数量级。另外, 900MHz 被 4500 分频等于 200kHz。结果, 每跳频 200kHz, 在分频器 17 上每单位改变 M 的值是足够的。实际上, 振荡器 12 的电路图可以是不同的。理论上它表示分频器 17 和分频器 20 从控制移动电话机的微处理器 21 中接收分频信号 M 和 N。

现有技术中, 在工厂永久地设置石英晶体振荡器 19, 特别是通过微调电容器 22 来设置。理论上, 来自振荡器 19 的信号频率非常稳定并且不随着时间变化。因此调整振荡器 19, 以使在分频器 20 输出端的信号频率恰巧是 200kHz。

在本发明中, 振荡器 12 的输出向上偏移以生成频率为  $F_i + \epsilon'$  的信号, 在这里所示的结构中, 石英晶体振荡器 19 的输出向上偏移以完成上述的工作。因为乘以了 M/N, 振荡器 12 的输出信号的频率与石英晶体振荡器 19 的输出信号的频率成正比。

因为可以通过分频器 17 实现移动电话机以 200kHz 的差距跳频, 所以当振荡器 12 开始由于老化而漂移时, 由振荡器 12 生成的每个频率  $F_i$  只偏移少量是不可能的。

在一个例子中, 相对于频率  $F_i$  的向上偏移小于 10kHz。实际上该偏移是 5kHz。在这种情况下, 根据 GSM 900MHz 标准, 该偏移分别是  $5 \times 10^3 / 900 \times 10^6$  或者  $10^4 / 900 \times 10^6$ , 即 5ppm 或 10ppm。但是, 根据所要求的使用模式需要进行区别。因为由分频器 17 和 20 导致的乘法, GSM 中 5kHz 的偏移 (其中 M 是 4500 数量级的值) 等于 DCS 或 PCS 中 10kHz 的偏移 (其中 M 是 9000 或 10500 数量级的值)。

在这些情况下, 可以根据所要求的使用模式转换微调电容器 22 或 23。或者, 如果知道可以容纳 10kHz 的偏移, 则 GSM 900 MHz 标准中可以选择 5kHz 的向上偏移。在 DCS 或 PCS 标准下, 该向上偏移引起 10kHz 的向上偏移。在这种情况下, 共同的偏移最好从 800MHz 到 2200MHz 都有效。在前面的情况下, 也由处理器 21 控制的转换电路可以在微调电容器 22 和 23 之间转换。

解调器电路还包括地低通信道滤波器 24, 在图 1a 中示出其频谱 1。滤波器 24 的输出信号馈送到微处理器 21 控制的信号抽样电路 25 中。抽样电路 25 以本领域所熟知的方式生成样值 I 和 Q。在每个时隙中存在 141 个可用的样值。在 577 毫秒时隙的实际情形下, 可以有 156.25 个样值, 但是时隙中第一个和

最后一个样值没有任何意义，如果没有接收到这两个样值呼叫的意义也不会变劣。关于解调器 13 的正交解调，这些样值形成一系列信号 I 和 Q。

抽样电路 25 生成要传送到解码器 26 的样值 I 和 Q。当以本领域所熟知的方式收到 FCH 信号时，解码器 26 适于提取关于振荡器 12 的偏移的信息  $\varepsilon$ 。解码器 26 还利用信息  $\varepsilon$  来校正收到的样值 I 和 Q，而不是振荡器 12 的频率（正如已经指出的，这是不可能）。本领域熟知这种数字校正形式。本发明的特征在于用预调整  $\varepsilon'$  来部分补偿偏移误差  $\varepsilon$ 。换句话说，解码器 26 这时通过校正生成等于  $\varepsilon - \varepsilon'$  的误差信号。开始，当移动电话机是新的时， $\varepsilon$  为零并且解码器 26 生成期望的误差  $\varepsilon'$ ， $\varepsilon'$  用于进行校正。

本发明得到的中间结果是在滤波器 24 的输出端得到的解调器 13 中解调的信号，但是，如果没有预校正已容忍振荡器 12 的偏移，则会出现滤波器 24 非常强地衰减信号 FCH 的情况，直到其不能被检测的程度，甚至是在抽样电路 25 中。

在 GSM-DCS-PCS 的情况下，图 3 表示相应于 67.7 kHz 信号的调制编码。在采用的 12 个位置的构象中，该信号具有四个优选位置，其中信号 I 和 Q 具有相应值 1 和 0、0 和 1、-1 和 0 以及 0 和 -1。实际上，由接收这类数字信号的相位累加器来合成 FCH 信号。在接收机，解码后所期望的信号 I 和 Q 必须具有上述的值。如果存在任何偏移，则量化为多个比特的信号 I 和 Q 在第一次测量期间相对于这些值呈现角度偏移。当收到信号时，该偏移被放大，正如构象的多个点的箭头长度所示。对于给定量的偏移，当然箭头只有一个方向是相关的。将它们都参照点 (1, 0)，可以发现如果存在过量的偏移则扩展值将阻止累加。相反，信号倾向彼此抵消。实际上，测量值  $\varepsilon$  由累加所述被参照信号的恶化产生。本发明和现有技术一样执行校正：有可能确定由于长期偏移产生的值  $\varepsilon - \varepsilon'$ 。

一个改进在于修改用于校正信号 I 和 Q 值的算法。在现有技术中，该偏移可以向上或向下移动本机振荡器的频率。在本发明中，已经知道该偏移是必须向上的，至少开始时必须是向上的。因此，有可能修改校正算法以便应用现有知识，导致更快的收敛。在最后的分析中，知道必须开始就尝试事先已经知道，工厂设置等于  $\varepsilon'$  的值  $\varepsilon$ ，而不是尝试而得到任意的  $\varepsilon$  值并且只保持累加最大的  $\varepsilon$  值。因为本机振荡器的偏移很慢，所以有可能存储每日或每月得到的值  $\varepsilon - \varepsilon'$ ，以便减少对测量信号 I 和 Q（呼叫期间）所进行的校正而进行全局校正。



