



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97103485.0

[43] 授权公告日 2003 年 3 月 26 日

[11] 授权公告号 CN 1104101C

[22] 申请日 1997.3.11 [21] 申请号 97103485.0

[30] 优先权

[32] 1996.3.12 [33] GB [31] 9605240.2

[71] 专利权人 诺基亚流动电话有限公司

地址 芬兰萨洛

[72] 发明人 E·苏恩图拉

审查员 葛 源

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

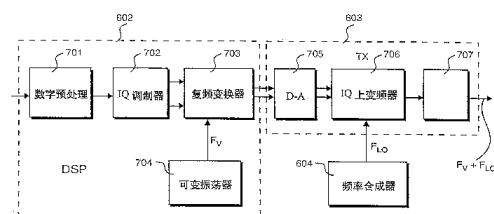
代理人 吴增勇 张志醒

权利要求书 3 页 说明书 18 页 附图 12 页

[54] 发明名称 无线电信号的发送与接收

[57] 摘要

卫星移动电话的无线电信号发送过程始于产生数字输入信号。结合数字调制信号处理数字输入信号，产生数字中间信号。所述数字中间信号被转变成模拟中间信号，结合模拟调制信号处理模拟中间信号，以产生射频输出信号。与此相似，在接收时结合模拟解调信号处理接收信号以产生模拟中间信号。对模拟中间信号取样以产生数字中间信号，结合数字解调信号处理数字中间信号以选择发送频道。通过操纵处理器可实现以相当窄的频道间隔来快速锁相。



1. 用来在无线电频道上发送数字输入信号的方法，其特征在于它包括下述步骤：

5 结合数字调制信号处理所述数字输入信号，以产生数字中间信号；

把所述数字信号转变成模拟中间信号；以及

结合模拟调制信号处理所述模拟中间信号以产生射频输出信号，其中，独立地调节所述数字调制信号的频率和所述模拟调制信号的频率，以改变输出信号的频率。
10

2. 一种接收射频信号的方法，其特征在于它包括如下步骤：

结合模拟解调信号处理所述信号，以产生模拟中间信号；

对所述模拟中间信号取样，以产生数字中间信号；以及

结合数字解调信号处理所述数字中间信号，以选择发送频道，
15 其中，独立地调节所述模拟解调信号和所述数字解调信号，以适应所接收的无线电信号的频率变化。

3. 根据权利要求 2 的方法，其特征在于，在所述中间信号被取样之前，结合附加的模拟解调信号处理所述中间信号。

4. 根据权利要求 2 或权利要求 3 的方法，其特征在于，模拟调制信号或模拟解调信号的分辨率宽于频道间隔，以便快速调节频率；
20 以及

利用所述数字处理步骤中的较细的频率分辨率来选择各个频道。

5. 根据权利要求 2 到 4 的任何一个权利要求的方法，其特征在于，无线电信号易受多普勒频移的影响，在数字信号处理的阶段中，
25 利用调节数字调制信号或数字解调信号的频率，进行多普勒频移补偿。

6. 根据以上任一权利要求的方法，其特征在于，各信号的各种

改变都是通过对数字调制或解调信号的不同调节而获得的。

7. 根据以上任一权利要求的方法，其特征在于，各信号的各种改变都是通过对模拟调制或解调信号的不同调节而获得的。

8. 用来在无线电频道上发送数字输入信号的装置，其特征在于
5 它包括：

结合数字调制信号处理所述数字输入信号以产生数字中间信号的处理装置；

把所述数字中间信号转变成模拟中间信号的转换装置；和

10 结合模拟调制信号处理所述模拟中间信号以产生射频输出信号的处理装置，包括用于调节所述数字调制信号的频率和用于单独地调节所述模拟调制信号的频率，以改变所述输出信号频率的装置。

9. 射频接收装置，其特征在于它包括：

结合模拟解调信号处理接收信号以产生模拟中间信号的处理装置；

15 对所述模拟中间信号取样以产生数字中间信号的取样装置；和

结合数字解调信号处理所述数字中间信号以选择发送频道的处理装置，该处理装置包括：调节所述模拟解调信号频率的装置；以及单独地调节所述数字解调信号频率以适应所述接收信号的频率变化的装置。

20 10. 根据权利要求 9 的装置，其特征在于它包括：在对所述中间信号取样之前，结合附加的模拟解调信号，处理所述中间信号的装置。

11. 根据权利要求 8 至 10 中任何一个权利要求的装置，其特征在于，模拟调制信号或模拟解调信号的分辨率宽于频道间隔，以便
25 快速调节频率；以及

所述数字处理装置利用较细的频率分辨率来选择各个频道。

12. 根据权利要求 8 到 11 的任何一个权利要求的装置，其特征在于，无线电信号易受多普勒频移的影响，在数字信号处理的阶段

中，利用调节数字调制信号或数字解调信号的频率，进行多普勒频移补偿。

13. 根据权利要求 8 到 12 的任何一个权利要求的装置，其特征在于，各信号的各种改变都是通过对数字调制或解调信号的不同调节而获得的。
5

14. 根据权利要求 8-13 的任何一个权利要求的装置，其特征在于，各信号的各种改变都是通过对模拟调制或解调信号的不同调节而获得的。

无线电信号的发送与接收

5 本发明涉及无线电信号的发送与接收。

无线电信号可利用由电感和电容元件（通常为线圈和电容器）组成的调谐回路产生和选择。串联或并联这些元件所组成的回路具有特征谐振频率，此频率可用来确定无线电电路的发送和接收频率。改变这些元件中的任一个都可以改变谐振频率。过去一直使用连续可变电
10 容器在特定波段上调谐。

近来开发一些新的改变调谐回路的特征谐振频率的方法。尤其是，用亦称变容管的变容二极管代替可变电容，从而有可能用电压来控制调谐回路。变容二极管是一个反向偏置的二极管，通过改变加到二极管两端的反向电压的大小，可改变阻碍导电的耗尽层的厚度，因此变容二极管起着可变电容器的作用。
15

在有变容二极管的调谐回路中，控制电压和谐振频率的关系既不简便、尤其是也不够稳定。谐振频率的精确控制是通过在射频振荡器中包括所述调谐回路来实现的，而射频振荡器又是锁相环的一个组成部分。射频振荡器的输出就可以送到发送和接收电路，以确定发送或接
20 收的无线电信号的频率。

根据本发明的第一方面，提供通过无线电频道发送数字输入信号的方法，它包括如下步骤：结合数字调制信号处理所述数字输入信号，以产生数字中间信号；把所述数字信号转变成模拟中间信号；结合模拟调制信号处理所述模拟中间信号以产生射频输出信号，其中，调节所述数字调制信号的频率及所述模拟调制信号的频率，以改变所述输出信号的频率。
25

根据本发明的第二方面，提供接收射频信号的方法，它包括如下步骤：结合模拟解调信号处理所述接收信号，以产生模拟中间信号；对

所述模拟中间信号取样以产生数字化的中间信号；结合数字解调信号，处理所述数字中间信号以选择发送频道，其中，同时调节所述数字解调信号的频率和所述模拟解调信号的频率，以适应所述接收信号的变化。

5 最好在取样之前结合附加的模拟解调信号来处理中间信号。

模拟调制或解调信号的分辨率最好宽于频道间隔的宽度，以便易于快速调节频率，并且，在数字处理阶段，最好用较细的频率分辨率来选择各个的频道。

根据本发明的第三方面，提供通过无线电频道发送数字输入信号的装置，它包括：结合数字调制信号，处理所述数字输入信号以产生数字中间信号的处理装置；把所述数字中间信号转变成模拟中间信号的转换装置；和结合模拟调制信号，处理所述模拟中间信号以产生射频输出信号的处理装置，其中包括用以调节所述数字调制信号的频率和用以调节所述模拟调制信号的频率，以改变所述输出信号频率的装置。
10
15

根据本发明的第四方面，提供接收射频信号的装置，它包括：结合模拟解调信号，处理接收信号以产生模拟中间信号的处理装置；对所述模拟中间信号取样以产生数字中间信号的取样装置；结合数字解调信号，处理所述数字中间信号以选择发送频道的处理装置，其中包括用来调节所述模拟解调信号的频率的装置和用来调节所述数字解调信号的频率、以适应所述接收信号的频率变化的装置。
20

在最佳实施例中，所述装置包括这样的装置：它在对所述中间信号取样之前，结合附加的模拟解调信号，对所述中间信号进行处理。模拟调制信号或模拟解调信号的分辨率最好宽于频道间隔，以便易于快速调节频率，并且，用数字处理装置以较细的频率分辨率来选择各个频道。无线电信号易受到多普勒频移的影响，在数字处理的领域中，可以通过调节数字调制或数字解调信号的频率来补偿多普勒频移。
25

图1为射频合成一般原理的方框图；

- 图 2 为射频合成的一种改进方法的方框图；
图 3 为包括卫星和移动电话无线电收发机的卫星通信系统；
图 4 表示图 3 所示系统的卫星和移动电话无线电收发机之间发送
和接收所需的时间图；
5 图 5 为图 3 所示类型的移动电话无线电收发机；
图 6 为图 5 所示移动电话无线电收发机中工作的电路的方框图，
它包括数字信号处理器、发送器和接收器；
图 7 详细描述了图 6 所示的数字信号处理器和发送器的工作过
程，图中包括发送器、IQ 调制器、IQ 上变频器；
10 图 8 详细描述了图 6 所示的数字信号处理器和接收器的工作过
程，图中包括模拟接收器、IQ 下变频器；数字 IQ 解调器；
图 9 详细描述了图 7 所示的包括了分相器的发送器 IQ 处理过程；
图 10 详细描述了图 9 所示的分相器；
图 11 详细描述了发送器链中由非线性引起的射频频谱；
15 图 12A 详细描述了图 8 所示的模拟接收器的 IQ 处理过程；
图 12B 详细描述了图 8 所示的数字接收器的 IQ 解调器。
下面将参考上述附图用举例的方法来描述本发明。
图 1 为射频锁相环。射频振荡器 101 包含一个谐振回路，其谐振
频率由变容二极管 102 和电感 103 决定。振荡器 101 通常是哈特利
20 (Hartley) 或者毕兹 (Colpitts) 型振荡器，它产生频率为 FLO 的
信号 104，此频率决定于谐振回路的谐振频率。
振荡器的输出 104 被送到分频器 105，振荡频率 FLO 按整数 n 分
频。分频后的频率被送到鉴相器 106 的第一输入端。
参考振荡器 108 包括具有石英晶体 109 的温度补偿晶体振荡器
25 ，此振荡器以固定的已知频率振荡，其输出被送到固定分频器 107
以固定的系数分频。固定分频器 107 的输出称为参考频率 FREF，并
被送到鉴相器 106 的第二输入端。
鉴相器产生的输出电压决定于其两个输入的相位差。此输出被送

到低通环滤波器 110，此环滤波器的输出电压 111 决定于鉴相器 106 的两个输入信号的相位差。环滤波器 110 的输出电压 111 用来作为振荡器 101 的变容二极管 102 的控制电压。环滤波器 110 产生一种信号，该信号使振荡器 101 的相位和频率 FLO 改变到这样的数值，以便在可变分频器 105 中被除以 n 之后，正好等于来自固定分频器 107 的 FREF 的相位和频率。
5

这样就构成了经典锁相环，其中振荡器 101 的频率 FLO 受控于分频器 105 所用的整数 n，并且 n 的相邻整数对应的频道之间的频道间隔决定于 FREF 的数值。这种配置表达了射频合成器或更常称为的射频锁相环的基本概念。
10

遗憾的是，若不把成本和功耗提高到不可接受的水平，可编程的分频器 105 不能工作在几十兆赫以上的频率上。一个可能的解决办法是，用固定的高速分频器以某一固定值对信号 104 预分频。这个技术称为预分频。这又引起一个新问题，就是必须以固定的大小对 FREF 分频，因为现在，频道间隔必须等于 FREF 乘以预分频系数。
15

在锁相环文献中，典型的问题是，固定分频器 107 输出的 FREF 信号通过鉴相器 106，馈通到输送给振荡器 101 的信号 111 上。环滤波器 110 起着从鉴相器 106 输出信号中去除 FREF 的作用。但是，如果 FREF 减少到频道间隔的十分之一，环滤波器的低通截止频率必须相应地减小十倍。其结果是，环的稳定时间（建立时间）增大十倍。这会导致长的稳定时间，当采用快速频率跳变技术时，这种电路就显得无用。
20

在图 1B 进一步解释了图 1A 所示的电路配置所存在的问题。若不进行严格的滤波，由于射频馈通的缘故，会使振荡器 101 的具有中心频率 120 的输出信号 104 产生边带 121 和 122。这些边带由于带来不必要的调制分量，而使所选的频道的接收变坏或造成畸变。进而使相邻接收频道的选择性变差。为了减小边带 121 和 122 的振幅，环滤波器 110 可用较低截止频率，但这会导致环稳定时间增加。因此，正如在这技术领域所熟知的那样，窄的频道间隔和快的稳定时间是相互矛盾
25

的要求。

有一种已知的技术既能实现使 FREF 等于频道间隔而又保持低的成本和功耗。图 2 详细描述了类似于图 1A 所示的一种频率合成器，其中整数分频器 105 被更复杂的电路所取代。用双模数预分频器 (dual modulus prescaler) 201 对振荡器 101 的输出信号的频率 FLO 分频，根据选择信号 204 来确定分频系数，例如为 100 或 101。分频所得的频率被同时送到以整数 NS 分频的 Swallow 计数器 202 和可编程计数器 203，后者按整数 NP 分频。在已知系统中可以用其它分频常数对，例如 10 和 11、30 和 31，这取决于所要求的预分频程度。

所得的电路进行称之为 Swallow 计数的处理。起初，双模数预分频器 201 被设置成对振荡器 101 的输出 104 按 101 分频。进而，Swallow 计数器 202 被初始化为 NS 值，而计数器 203 被初始化为 NP 值，为了使系统能工作正常，NP 的值必须大于 NS 的值。把第一个 101 个脉冲加到双模数预分频器 201 后，Swallow 计数器 202 把其计数值减一，并且计数器 203 也把其计数值减一。

双模数预分频器 201 连续地按每 101 个来自信号 104 的脉冲来减小 Swallow 计数器 202 和计数器 203 的值，一直到 Swallow 计数器 202 为 0 为止。在到达 0 的时候，Swallow 计数器产生选择信号 204，使双模数预分频器 201 按 100 而不是按 101 来分频。在达到 0 之后 Swallow 计数器停止计数，但计数器 203 继续工作，并且现在，按每 100 个来自振荡器 101 的输出信号 104 的脉冲来使计数值减一。这种操作一直连续进行，直到计数器 203 的值为 0 为止，此时两计数器 202 和 203 的内容分别被设置为 NS 和 NP 的初始值，并且双模数预分频器 201 再次按 101 来分频。

计数器 203 的输出 206 具有下式所决定的频率：

$$FO = FLO/N$$

其中 $N = 101 \times NS + 100(NP-NS)$

简化得 $N = NS + 100 \times NP$ 其中 $NP > NS$

当相位被锁住时, $F_O = F_{REF}$, 振荡器 101 的频率由下式决定:

$$F_O = F_{REF} \times N$$

$$F_O = F_{REF}(N_S + 100 \times N_P)$$

这样, 如果采用 Swallow 计数技术, 就可以构成一个相当简单的
5 快速双模数预分频器 201, 以保证频道增量(channel increment)等于
F_{REF}。从廉价的消费类无线电收音机到复杂的数字蜂窝式电话的广
范应用领域, 都可以应用这种技术。其基本限制因素仍然是频道间隔
和锁相环的环稳定时间的关系。虽然 Swallow 计数技术大大改善了射
频合成器的性能, 随着无线电通信标准变得越来越复杂, 预计会提出
10 越来越高的要求。

为了获得窄的频道间隔, 环滤波器 110 必须有低的频率常数, 以便从送到射频振荡器 101 的控制信号 111 中滤掉 F_{REF}。在消费类无
15 线电 合成器中, 环稳定时间并不是十分重要的, 因为时间迟延零点儿
秒, 或在调谐不同电台时, 因而造成的接收频率稳定时间不大会被察觉
出来。可是, 在采用时分多址联接(time division multiple access)(TDMA)
技术时, 环的稳定时间会是关键的因素。

移动无线电发送容易受到信号强度变化的影响, 因为诸如建筑物、
树木、汽车等障碍物的反射造成了信号强度变化。会从不同的反射面接
到同样无线电信号, 造成相长或相消干扰。所造成的信号变化
20 称为 Rayleigh 衰落。由于有相消干涉, 在任何给定的时刻都有可能使
某些频道显得无用。

在移动无线电系统中频率分集的概念是解决这个和别的干涉问题
的关键。在移动蜂窝电话的移动通信全球系统(GSM)的规范中,
采用频率跳变技术, 即每隔 4.6ms 发送和接收一个短的脉冲串, 并且
25 每个相继的脉冲串工作在不同的频率下。话音数据以冗余交错格式编
码, 这样如果一个特定频率受到干涉, 丢失的数据至少可部分地从上
一个和随后的脉冲串得到恢复而不会中断通信。

在 GSM 建议中, 在相隔 200KHz 的各频道上进行频率跳变。对频

率合成器的环稳定时间的最苛刻要求是在它从发送脉冲串到接收脉冲串的转变时提出的。接收脉冲串会几乎在紧接着发送脉冲串之后到来。这样，每 4.6ms 就会有发送脉冲串，其后紧跟着短的接收脉冲串。而且，在有效的(active)通信发送或接收时隙之间的期间内，还要求蜂窝电话收听相邻网格发出的广播信号。用同一个频率合成器来确定发送和接收的频率，所以，重要的是：令环稳定时间足够短，以满足这些要求。

GSM 标准是在意识到这一类实际的困难问题的情况下制定的，而将规范的要求降低到足以允许采用已知的频率合成器。其它的远距离通信标准最近正在制定中。在最近正在制定的基于卫星的电话系统方面一个特别限制是：要求窄的频道间隔，以便使得经济地利用可用带宽的工作具有生命力。

然而 GSM 规定频道间隔为 200kHz，对于某些卫星电话系统，这就意味着频道间隔窄到 12.5kHz。这个极窄的频道间隔直接与快速频道跳变的需要发生矛盾，因为这意味着环滤波器波 110 要有低的频率常数，从而有长的环稳定时间。虽然可以通过采用分开的频率合成器来发送和接收，从而使问题在一定程度上有所减轻，但是在成本、功耗和电路的物理尺寸方面，代价就太高了。

主要的远距离通信公司正在开发几种卫星电话系统。其中之一的商品名称为 Iridium，它原先是由 Motorola 公司开发的。Iridium 利用了几个低轨道地球卫星，这样，与高轨道地球卫星相比，Iridium 的手机（mobile handset）和卫星的无线电发送所需的功率较低。低轨道地球卫星有两个主要的缺点，即每单位覆盖面需要大量的卫星和当卫星经过天空时会产生明显变化的多普勒频移。

在图 3 所示的卫星电话系统中，手机 301 和 302 通过最近的可用的卫星 303 通信，在通话期间，以双向（two way）通信线路 304 来传输数据和数字化的语音信号。卫星 303 把同时来自几个通话的数据组合在与卫星地面站 306 相连的高带宽通信线路 305 中。通话期间，另一个

卫星 307 可能会移动到比卫星 303 离手机 302 更近的位置，在这种情况下，要建立起新的通信线路 305，以便最有效地利用可用的卫星资源，并且避免卫星 303 移出地平面从而在通话结束前中断通信线路的可能性。

5 虽然卫星 303、307 和移动电话 301、302 之间的每条通信线路 304、305 都在同时进行双向对话，但很难同时进行发送和接收，因为在没有复杂滤波的情况下，移动电话 301 的发送电路会过载甚至会损坏它自己的接收电路。于是，典型的方法是，让发送和接收以短的脉冲串的形式并在不同的时间进行。移动电话 301 的发送和接收的时序示于图 4。发送脉冲串 401 后面跟着接收脉冲串 402。有一个短的时间间隔 403，在这期间内既不发送也不接收，所以各种电路有时间达到稳定。

10 每几毫秒重复一次发送和接收脉冲串。在发送过程中，语音信号被压缩成短的脉冲串，而在接收过程中，脉冲串又被展开成语音信号，所以，能进行不间断的双向对话。

15 图 5 详细描述了示于图 3 的卫星移动电话手机 301。可用其上的几个按钮 502 作各种操作，包括接电话、中断通话、拨号、以字母顺序索引的方式存储电话号码等等。字母数字液晶显示器 503 显示出电话的状态，它包括如下的信息：信号强度、电池剩余电量、近来所拨的电话号码等等。微音器 504 把声音压力波转变为电信号，而喇叭 505 把电信号转变为声音压力波。调谐到 2GHz 的天线 506 在发送期间以发送频率发送电磁波，而在接收期间把从卫星 303 来的电磁波转变为电信号。

20 移动电话 301 的主要功能部件示于图 6。微音器 504 产生的模拟量电信号被送到模-数变换器 601。模-数变换器 601 把模拟信号转变为二进制数字流，后者代表了来自微音器 504 的、以规则时间间隔取样的瞬时模拟电压。

25 代表声压的二进制电压信号被送到数字信号处理器 602，所述处

理器对这声音信号作几项处理，然后，用此信号来调制射频信号。数字信号处理器 602 把调制信号输送到发送电路 603，后者还从频率合成器 604 收到射频信号。在发送的时候，发送电路 603 的输出通过开关 608 被送到天线 506。

5 在接收期间，天线 506 通过开关 608 向接收电路 605 送去射频信号。接收电路 605 还从频率合成器 604 收到射频信号。接收电路 605 向数字信号处理器 602 提供信号，以便把它转换成代表声音的二进制取样电信号。这二进制取样电信号从数字信号处理器 602 送到数/模变换器 606，后者将二进制取样电信号变为模拟电压。这个模拟电压被送到喇叭 505，从而把模拟信号变成声音。
10

微控制器 607 被连接到液晶显示器 503 和示于图 5 的按钮 502。微控制器 607 还和数字信号处理器 602 及电话电路的其它部分连接。根据使用者对按钮 502 的激活动作及电路所提供的信号，诸如从数字信号处理器 602 提取的信令(signalling)信息和电池强度，微控制器 607
15 执行指令来协调电路工作。

在已知的系统中，数字信号处理器 602 对发送电路 603 提供的信号仅是调制信号，换句话说，这信号具有零中心频率，并且，它不影响发送该调制信号的频道的中心频率。与此类似，由接收电路 605 向数字信号处理器 602 提供的信号与接收它的频道无关。在这样的系统中，
20 频率合成器 604 用来控制频道频率的选择。

在已知的系统中，在发送和接收之间的转换，或快速频率跳变要求频率合成器 604 在图 4 所示的短的时间间隔 403 内在新的频率下稳定下来。当频道间隔为 200kHz 时，如地面 GSM 蜂窝网络的情况那样，利用已知的技术就可以使频率合成器 604 的环稳定时间足够短。但是就卫星电话系统所提出的标准中，频道间隔会小于 12.5kHz。这会要求频率合成器 604 的环滤波器有低得多的时间常数，从而导致长的稳定时间，这和卫星电话系统的方案相矛盾。
25

图 7 表示了能克服这个问题的发送链路的处理过程。数字信号处

理器所进行的第一个过程是数据预处理 701。这是一个精细的多步骤过程，它把从微音器电路来的数据和某些信令 (signalling) 数据变换成冗余编码交错的数据脉冲串。数据处理阶段 701 也包括滤波，从而产生适合于处理链路下一阶段所需的信号。所产生的、经过滤波的、连续的位流 (bit stream) 被送到 IQ 调制器 702，后者用来产生适于提供给下一阶段的信号正交对。

复频 IQ 频率变换器 703 把从 IQ 调制器 702 来的输出与可变振荡器的输出结合起来，以上的操作都是在数据信号处理的阶段里完成的。IQ 变换器 703 产生已调制的信号，它的数字载波频率等于可变振荡器 704 的频率 FV。

由数字信号处理器 602 产生的发送信号被送到发送电路 603，发送电路包含数/模变换器 705、模拟 IQ 上变频器 706 和射频放大器 707。数/模变换器 705 的输出是模拟的已调制的信号，此信号被加到频率为 FV 的载波上。模拟 IQ 上变频器 706 把这个信号与具有频率 FLO 的频率合成器 604 的输出信号结合。用于卫星系统的发送频带为 2GHz，因此，FLO 的典型数值大约是 2GHz。模拟 IQ 上变频器 706 产生一个输出信号，它具有等于 $FV + FLO$ 的载波频率。在另外一个实施例中，有可能产生等于 $FV - FLO$ 的载波频率，但复频变换器 703 要用另一种结构。

在数字信号处理阶段，通过利用可变振荡器 704，产生范围在 0 到 200kHz 的低的射频频率，这就有可能提供实际上是即时的、非常高的频率分辨率，它叠加到由频率合成器 604 提供的宽的频道间隔上，后者的频道阶跃能力为 100kHz。这样，频率合成器 604 的环稳定时间就不必与窄频道间隔 12.5kHz 的要求取折衷。例如：

$$FLO = 2\text{GHz} = 2000000\text{kHz}$$

$$FV = 125\text{kHz}$$

$$FV + FLO = 2000125\text{kHz}$$

可用数字信号处理器 602 中的可变振荡器 704，使载波频率

FV+FLO 立即发生变化：

$$FV = 147.5\text{kHz}$$

$$FV + FLO = 2000147.5\text{kHz}$$

利用频率合成器 604 可实现较慢的频率改变，但依然在所希望的
5 稳定时间内，因为它有大的频率步长 100kHz：

$$FLO = 2000500\text{kHz}$$

$$FV = 162.5\text{kHz}$$

$$FV + FLO = 2000662.5\text{kHz}$$

10 在这例子中，同时改变 FV 和 FLO，就可使频道频率发生大的但又是高度准确的变化，而频率合成器 604 的稳定时间仍然在所希望的范围内。

模拟 IQ 调制器 706 的输出被送到射频功率放大器 707，后者以 5 瓦的功率向天线 506 送去 2GHz 信号。

15 这解决办法可推广到接收过程，如图 8 所示。从天线 506 进来的射频信号被送到接收电路 605。调制器对进来的射频信号进行预放大，并把这信号与频率为 FLO 的频率合成器 604 的输出相乘。频率合成器 604 用来提供一个这样的频率，它比所要接收的频率低大约 140MHz。这样产生的信号 802 包含所需要的信号，但后者被调换到 140MHz 的载波上。这个调换载波频率的技术称为超外差，通常简写为 superhet。这种调换的目的是，让所要的信号在易于电路设计的载波频率下进一步放大。超外差接收器的典型优点是能抑制非所要的信号，另外，还有其它优点。

20 载波就这样调换到约 140MHz 的中频。经过一定的放大后，信号被送到模拟 IQ 下变频器 803，通过把 140MHz 中频与来自固定模拟振荡器 804 的 140MHz 信号进行 IQ 混频，IQ 下变频器 803 降低 140MHz 中频的频率，得到输出信号 805。在已知的系统中，这个输出会不含频道偏移量，或含小的频率偏移量，后者是因为手机与卫星之间的相对速度引起的多普勒频移所造成的。但是，在最佳实施例中，输出信号 805 已

被调换到这样的中频,它的大小决定于具有 12.5kHz 步长的细的频道偏移量。这样,从 IQ 下变频器 803 出来的信号 805 要进一步与频道偏移量进行复频混频,以便把频道偏移量完全从射频领域中除掉。

模/数变换器 806 把模拟信号 805 变换成数字信号 807, 后者被送到数字信号处理器 602。数字信号 807 由复频变换器 808 处理, 后者把信号 807 与来自可变振荡器 809 的信号混频, 以上的操作是在数字信号处理阶段完成的。这样, 如果可变振荡器 809 被设置到这样的频率, 它与模拟 IQ 下变频器 803 来的信号的中频相匹配, 利用数字信号处理器 602 中的随后的处理过程 810 和 811, 就可以去掉频道偏移量, 并且可恢复频数据:

$$\text{Rx 频率} = 2,000,125\text{kHz}$$

$$\text{合成器输出, } \text{FLO} = 2,140,000\text{kHz}$$

$$\text{第一中频 } 802 = 140,125\text{kHz}$$

$$\text{第二中频 } 805 = 125\text{kHz}$$

$$15 \quad \text{可变振荡器 } 809, \text{FV} = 125\text{kHz}$$

以 +12.5kHz 重调谐:

$$\text{Rx 频率} = 2,000,147.5\text{kHz}$$

$$\text{合成器输出, } \text{FLO} = 2,140,000\text{kHz}$$

$$\text{第一中频 } 802 = 140,147.5\text{kHz}$$

$$20 \quad \text{第二中频 } 805 = 147.5\text{kHz}$$

$$\text{可变振荡器 } 809, \text{FV} = 147.5\text{kHz}$$

这样, 所接收的频道可以通过改变可变振荡器 809 的频率 FV, 以小的增量来选择。加减 100kHz 的大的步长可以通过改变频率合成器 604 的输出频率 FLO 来选择。本发明解决了频率合成器 604 的环稳定时间问题, 从而允许使用 100kHz 的大的频道步长, 而同时, 值为 12.5kHz 的频率偏移量很小, 此偏移量是由数字处理阶段的数字信号处理器 602 产生的。

在图 9 详细描述了示于图 7 的发送链路上的 IQ 调制方案。IQ 调

制器 702 的输出是 I 和 Q 信号对。Q 信号的频率分量相对 I 信号的频率分量有 90 度的相位偏移。在数字领域中,有几种已知的技术能实现此功能,最广泛使用的方法是 Hibert 变换。

这样,IQ 调制器开劈了两个通道 904 和 905 , 其中 I 是立即--immediate 的字头,而 Q 是正交--quadrature 的字头。这种常用的方法允许对信号作进一步的处理,而不会加进射频范围的、不希望有的边带。I 和 Q 信号 904 和 905 被送到两个各自的低通滤波器 902 和 903 , 在这里以模拟的方式恢复数字波形,去掉不希望有的取样频率和在 D-A 输出上的其它不希望有的频率分量。

复频 IQ 乘法器包括四个乘法器 906、907、908 和 909 以及两个加法器 910 和 911。复频乘法器接收代表已调制数据的 IQ 信号和来自可变振荡器 704 的 IQ 信号。在不连续的时间域中,对这两对信号的乘法运算的结果是:在频率域中把这两个频率相加,同时对不希望有的边带进行高衰减。通常,在方框 602 和 603 内进行的 I/Q 处理是以数字的方式完成的,这种处理可以在与数字信号处理器类似的电路中进行。

所产生的已调制的 IQ 信号 912 和 913 被从数字信号处理器 602 送到发送电路 603 的数/模变换器 705 上。数/模变换器包括两个变换器 914 和 916 以及适当的抗混叠低通滤波器 915 和 917。所产生的 IQ 信号对被送到模拟 IQ 上变频器 706 , 后者包括两个模拟乘法器 918 和 920 , 上变频器 706 分别接收模拟 IQ 信号和来自频率合成器 604 的 IQ 信号对。模拟加法器 921 把这些 IQ 分量结合起来,然后送到射频放大器 707 进行放大。

这种模拟 IQ 调制的最后阶段的结果是:把代表 IQ 分量的 912 和 913 的低射频信号叠加到来自射频频率合成器 604 的发送频率上。利用 IQ 上变频器就可以再次把不希望有的边带和载波清除到理想的程度。在实际中衰减限制在 30 到 40dB 的范围。

示于图 9 的模拟 IQ 上变频器 706 包括分相器 919 , 后者把来自频

率合成器 604 的信号变为对应的 IQ 对。图 10 详细描述了分相器 919。输入接头 1001 接收到来自频率合成器 604 的信号，其振荡频率为 FLO。这输入信号被送到组成相位滞后网络的电阻 1002 和电容 1003，在发送频率范围的中心频率上，此网络有 45 度的相位滞后。在这情况下，频率范围的中心为 2GHz，可用下面的公式计算 R 和 C 的数值：

$$R = 1/\omega C$$

其中 $\omega = 2\pi f$ 其中 f 为频率

这输入信号也被送到组成相位超前网络的电容 1005 和电阻 1006，此网络的特征是：在 2GHz 中心频率处，有 45 度的相位超前。这样，输出接点 1004 和 1007 之间有 90 度的相差。

使用这种简单电路的好处是：在高频应用中可简化结构，但它的缺点是特性与频率有关。当发送在一定频率范围内进行时，若频率不靠近 2GHz 中心频率，则网络并不产生严格 90 度的相移。因而，当分相器 919 不工作在中心频率时，输出信号的频谱含有小振幅的、不希望有的边带，如图 11 所示。

所要的频谱 1101 以频率 $FLO+FV$ 为中心，其中 FL 为频率合成器 604 的频率， FV 为配置于数字信号处理器 602 的可变振荡器 704 的频率。分相器 919 和别的电路的非线性造成了载波泄漏 1102 和镜象 1103，后者是不希望有的，它以频率 $FLO-FV$ 为中心，是所要频谱 1102 的镜象。幸运的是：在卫星通信系统中，由于无线电信号沿着视线发送这一事实，所要的信号的振幅变化不大。因此，虽然不希望有的镜象也被发送，但它比所要的信号低 20 至 30 分贝，并不干扰接收。

图 12A 和 12B 详细描述了图 8 所示的对接收信号的解调过程。在图 12A 中，来自天线的射频信号被送到混频器 1202。在实际中，混频器包括一个集成 Gilbert Cell 型的混频器。来自振荡频率为 FLO 的频率合成器 604 的信号也被送到混频器 1202。接收到的射频信号的频率分量被与来自频率合成器 604 的信号混频，从而产生了含有混频器 1202 两个输入信号的和与差的频谱。中频放大器 1203 被用来放大那些频率

仅为 140MHz 的来自混频器的信号。这样，把频率合成器设置成对所要接收频率有 140MHz 的频率偏移量，就能产生 140MHz 的差频，只有这差频被中频放大器 1203 放大。

然后，所产生的 140MHz 中频 802 被分成两部分，并被送到模拟 IQ 下变频器 803。在此，此两部分分别与分相器 1206 产生的两个对应分量相乘。分相器 1206 依照图 10 所示的电路工作，所不同的是：在频率为 140MHz 而不是 2GHz 的频率下有正负 45 度的相移。送到分相器的信号就是 140MHz 固定频率振荡器 802 提供的信号。用乘法器 1204 和 1205 进行 IQ 混频，实现进一步的频率向下调换，达到最高为几百千赫的范围。

在已知的接收器中，射频载波在这一级被去掉，换而言之，信号被转变为零附近的频率。可是，由于频率合成器锁相环设计的限制，无法具备足够快的频道选择能力。为了保证快速频道选择，用数字信号处理器 602 来完成射频下变频器的最后阶段的工作。这样，模拟 IQ 下变频器 803 产生的 IQ 信号 805 被送到模/数变换器 806。后者包括两个变换器 1207 和 1208，此两变换器把数字化的 I 和 Q 信号 807 送到数字处理器 602。

图 12B 详细描述了图 6 和图 8 所示的数字信号处理器中进行的 IQ 下变频过程。数/模变换器 806 产生的 IQ 信号 807 被送到各自的数字带通滤波器 1221 和 1222。它们的输出被送到包含四个乘法器 1223、1224、1225 和 1226 的复频 IQ 乘法器。复频 IQ 乘法器把送来的 IQ 信号与来自可变振荡器 809 的正交信号混频。其结果是：把中频分量从所选的接收频带中去除，得到通常的基带 IQ 频道，以便进行进一步的解调处理。典型的情况是：下变换在数字信号处理器或类似的电路中进行。

I 和 Q 的输出信号 1231 和 1232 被送到解调器 810 和随后的数据恢复的处理过程。在另一实施例中，带通滤波器 1221 和 1222 的功能可以用这样的低通滤波器来实现，它放置于图 12B 所示的过程的 I 和 Q 输

出通道上。

除了已描述过的快速选择频道的主要优点外,本发明还有几个重要的优点。在低轨道卫星电话系统中,卫星相对地基移动收发器的速度造成相当大的多普勒频移。这样,手机接收到的来自卫星的信号频率是变化的,卫星收到的来自手机的信号频率也是变化的,此变化可达到频道间隔的数值。在地面蜂窝电话系统中,常会遇到达 1kHz 的多普勒频移。在卫星电话系统中的多普勒频移远大于此值。典型的情况是:在低地球轨道系统中,此多普勒频移会扩展到几十千赫,具体数值决定于通话时卫星在轨道的位置。

在示于图 1 和图 2 的频率合成器中,频率以步长来选择;没有提供连续可变的频率调节,而在与非同步卫星通信时,则要求频率连续可变,以补偿所遇到的多普勒频移。一个已知的解决办法是采用改进的温度补偿晶体振荡器 TCXO108 , 它称为电压控制温度补偿晶体振荡器或 VCTCXO 。 VCTCXO 包括晶体振荡电路上的变容二极管,它可以用外电压来控制。这电压可用来引起所需的频率偏移以补偿多普勒频移。另一种技术是在解调算法中把低频率偏移考虑进去。

变容二极管的特性不便于使用或不很稳定,这使得难以设计和制造稳定的和特性可预测的 VCTCXO , 并使这种 VCTCXO 十分昂贵。实际上某些非线性可以通过把卫星包括进频率修正的过程来加以克服:

- 20 1 卫星到手机的发送
- 2 2 手机到卫星的发送
- 3 3 卫星计算所接收的频率
- 4 4 卫星向手机发送修正系数
- 5 5 手机修正变容二极管电压

这样, VCTCXO 的频率误差可以利用星载电路的高精度测量能力和星载计算机加以补偿。然而, VCTCXO 依然是手机设计的薄弱环节。

示于图 7 和图 8 的可变振荡器 704 和 809 被配置于数字信号处理

器内，从而提供了非常高的频率分辨率。这允许频率合成器 604 上的主振荡器成为固定频率型的振荡器，并且可以通过改变送到可变振荡器的频率数据来进行所有的多普勒修正。

当设计工作于 GHz 量级的精确的频率合成器时，另一个困难是需要提供一个参考振荡器，它以高精度振荡，典型的情况是，此种振荡器是晶体振荡器，其制造偏差为百万分之几。当以几千赫的精确度在 GHz 的量级选择频道时，标准的制造偏差显得过大。可变振荡器 704 和 809 的连续改变能力使得有可能使用标准偏差的晶体振荡器，因为可以通过接受从卫星来的修正信号和把改变的数据提供给数字信号处理器 602，就可以进行任何频率修正，其中，数字信号处理器 602 配置了可变振荡器 704 和 809。

本发明另一个更为重要的优点与手机本身所产生的射频干涉有关。一贯以来，采用约十兆赫左右的单石英晶体振荡器来控制频率合成器。此高频被下分频成频道频率间隔或频道频率间隔的倍数。石英晶体也被用来控制电路的其它部分，向数字信号处理器和微控制器提供时钟脉冲。

在许多已知的结构中，这些电路有它们自己的锁相环，因而，石英振荡器会产生适合于通信用的频率，而数字信号处理器和微控制器会在内部产生其它的频率，这种频率适用于控制各自的内部运行。

这样，用于手机的石英主振荡器产生的信号被分送到几个相邻的电路。振荡波形是方波，它具有许多谐波分量，其频率跨几个射频范围，其中也包括接收过程的频率范围。手机从卫星接收到的无线电信号受到相当程度的衰减，为了能可靠地接收信号要采用灵敏度高的接收电路，所接收的信号是如此地微弱，以致石英晶体振荡器产生的任何射频分量都会干扰接收过程。对于一个给定的固定频率的主振荡器，有可能预知将会产生的谐波分量的频率，从而预知哪些频率应避免作为接收频道。这样就可以给出一种改进的设计，在这设计中晶体振荡器的频率是固定的，通过改变数字信号处理器上的低频可变振荡器，就

可以进行所有的频率修正，从而可能指定应所述用于通信的频道。可用计算固定的石英主振荡器频率 FREF (如 13MHz) 的整数倍，来预计不可用的接收频率：

$$\text{不可用的频道} = n \times \text{FREF}$$

5 其中 n 是一个整型数

于是，可用的接收频道被上述的这些频率间隔开：

$$\text{可用频道} = (n + 0.5) \times \text{FREF}$$

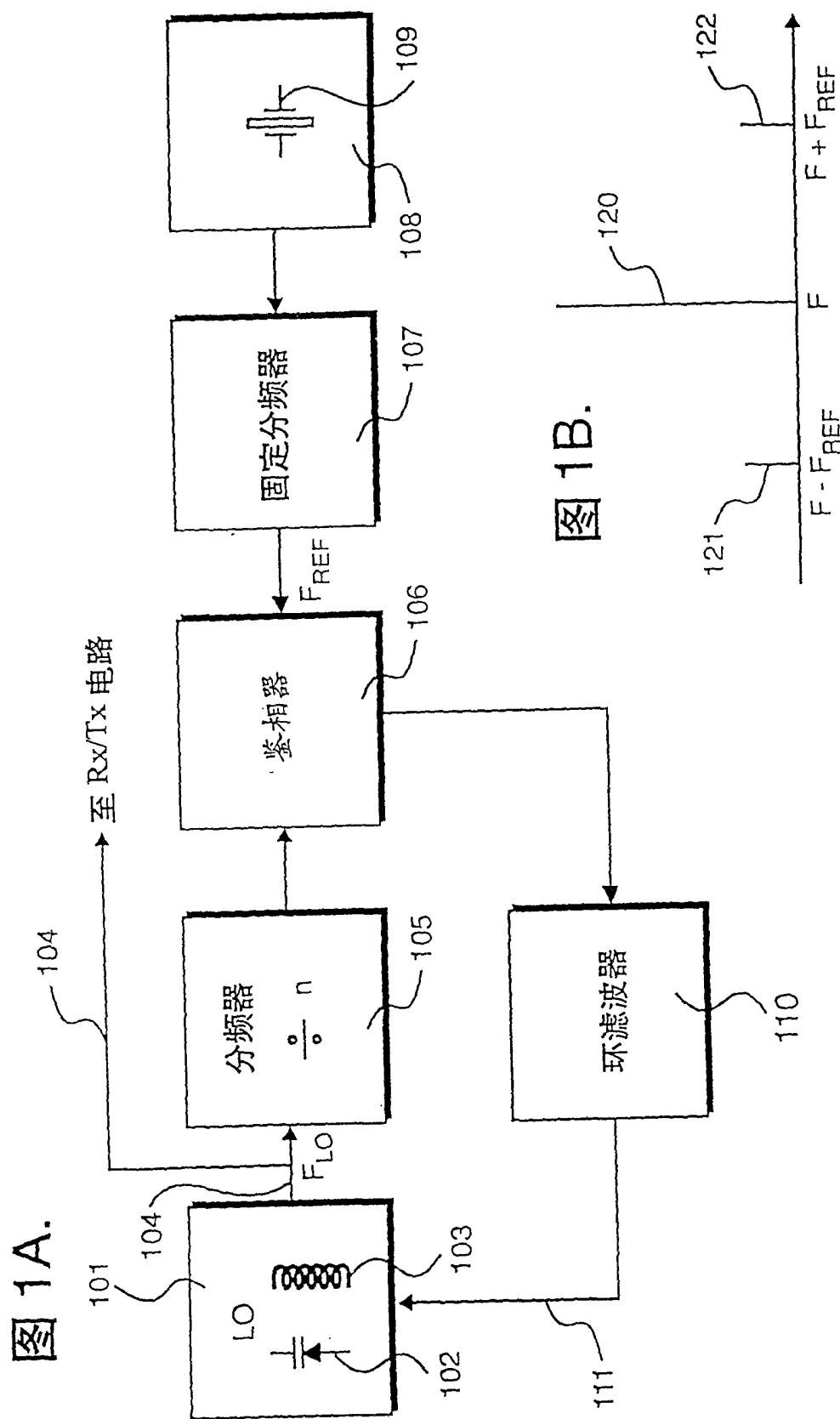
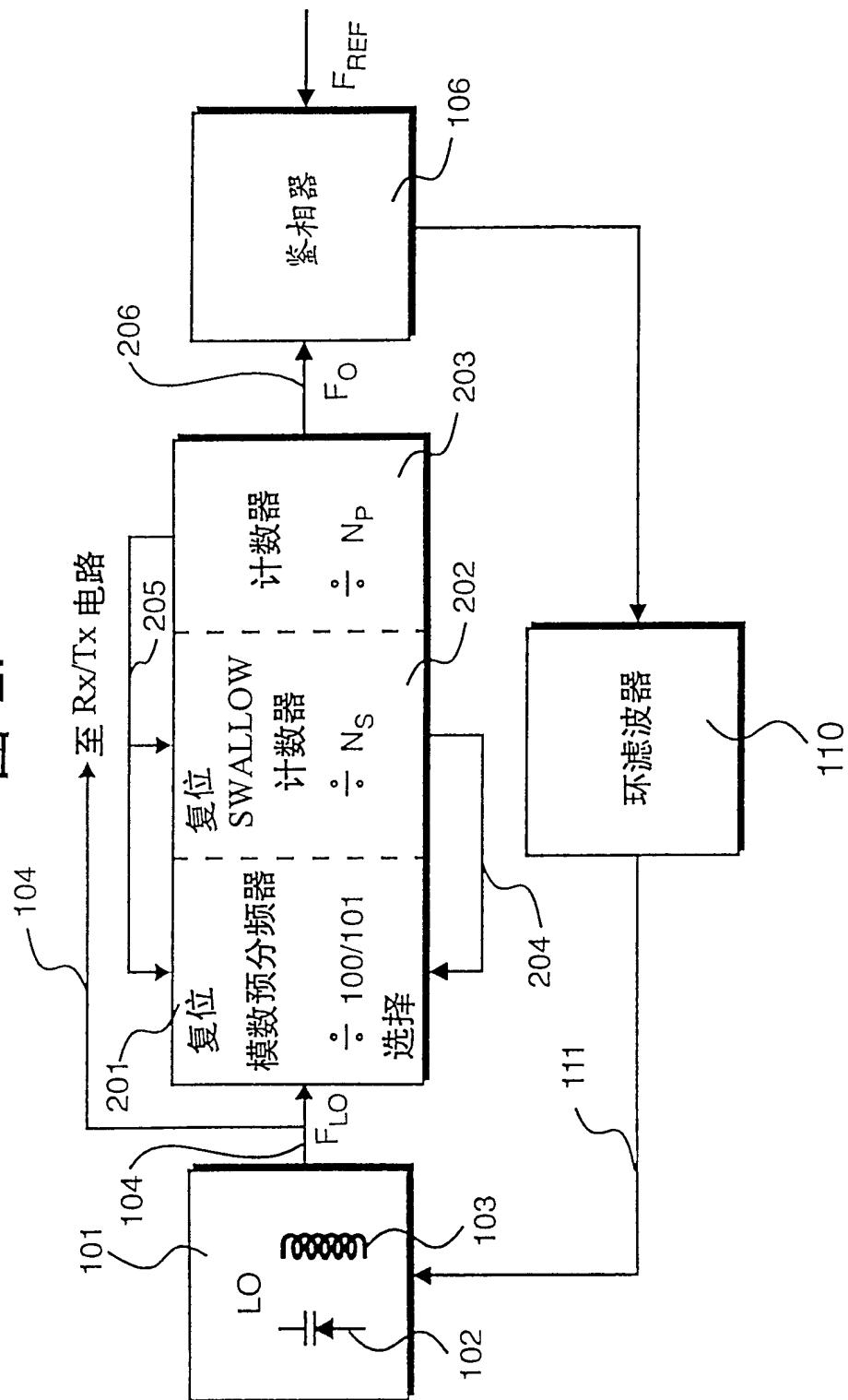


图 2.



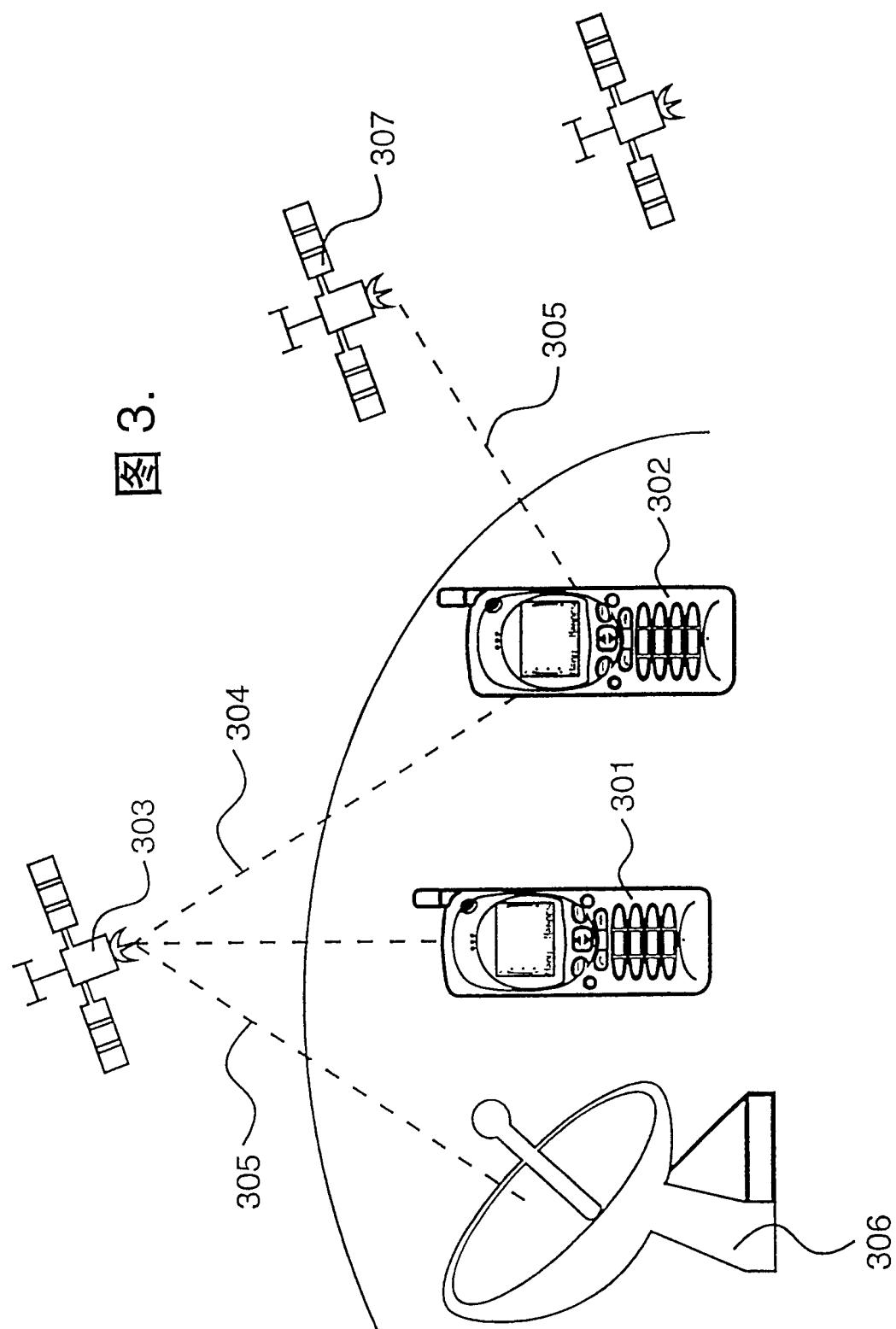


图 4.

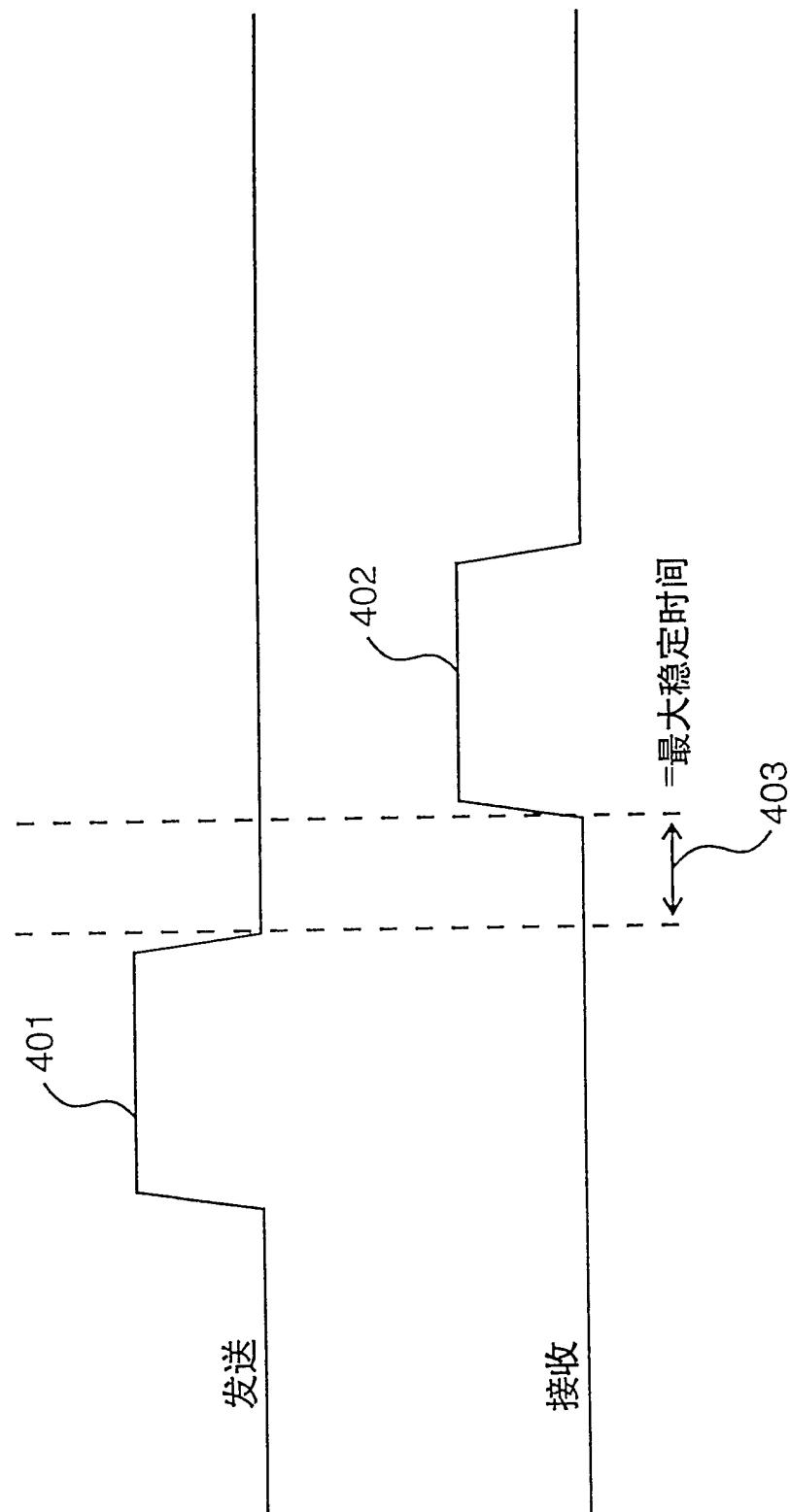
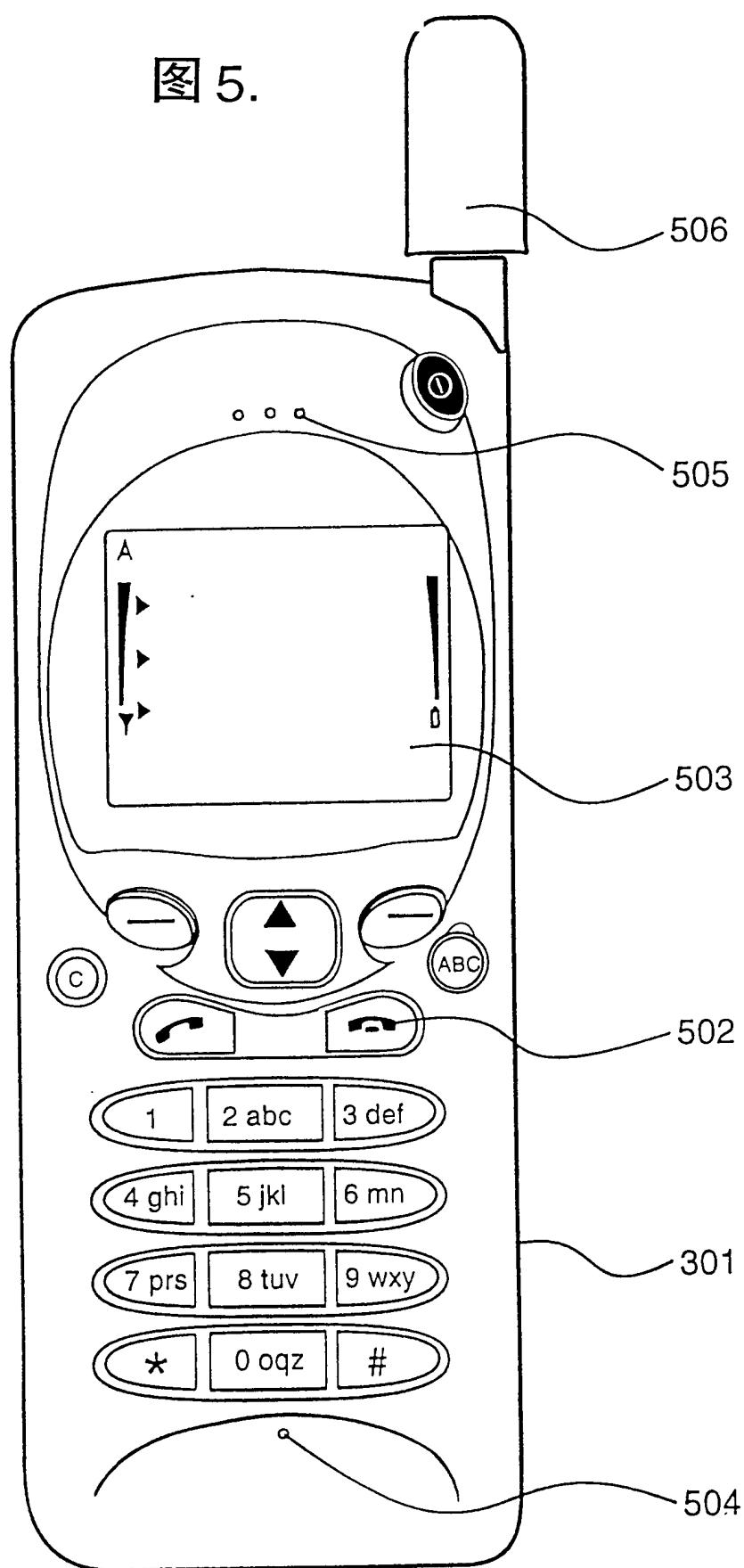
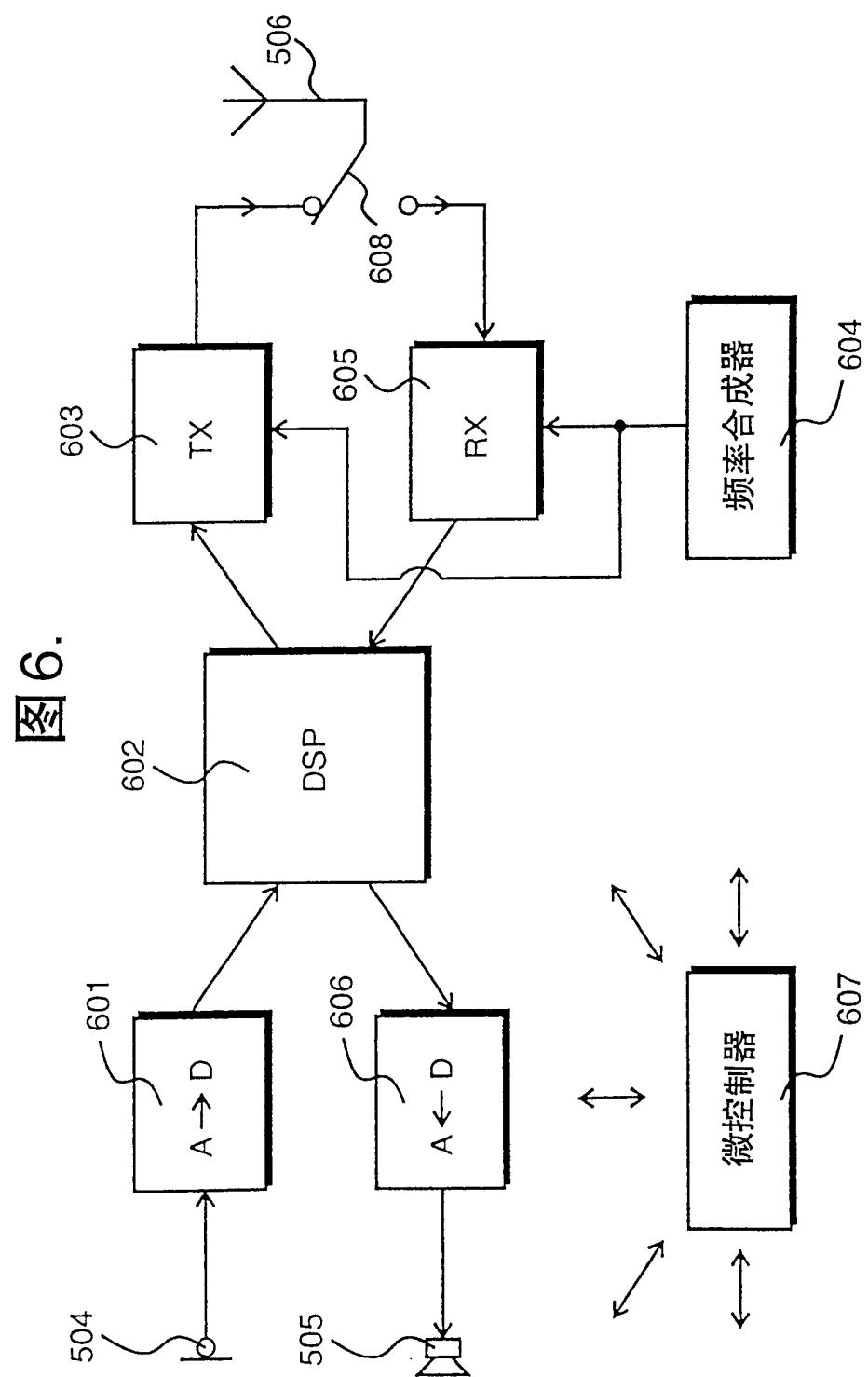


图 5.





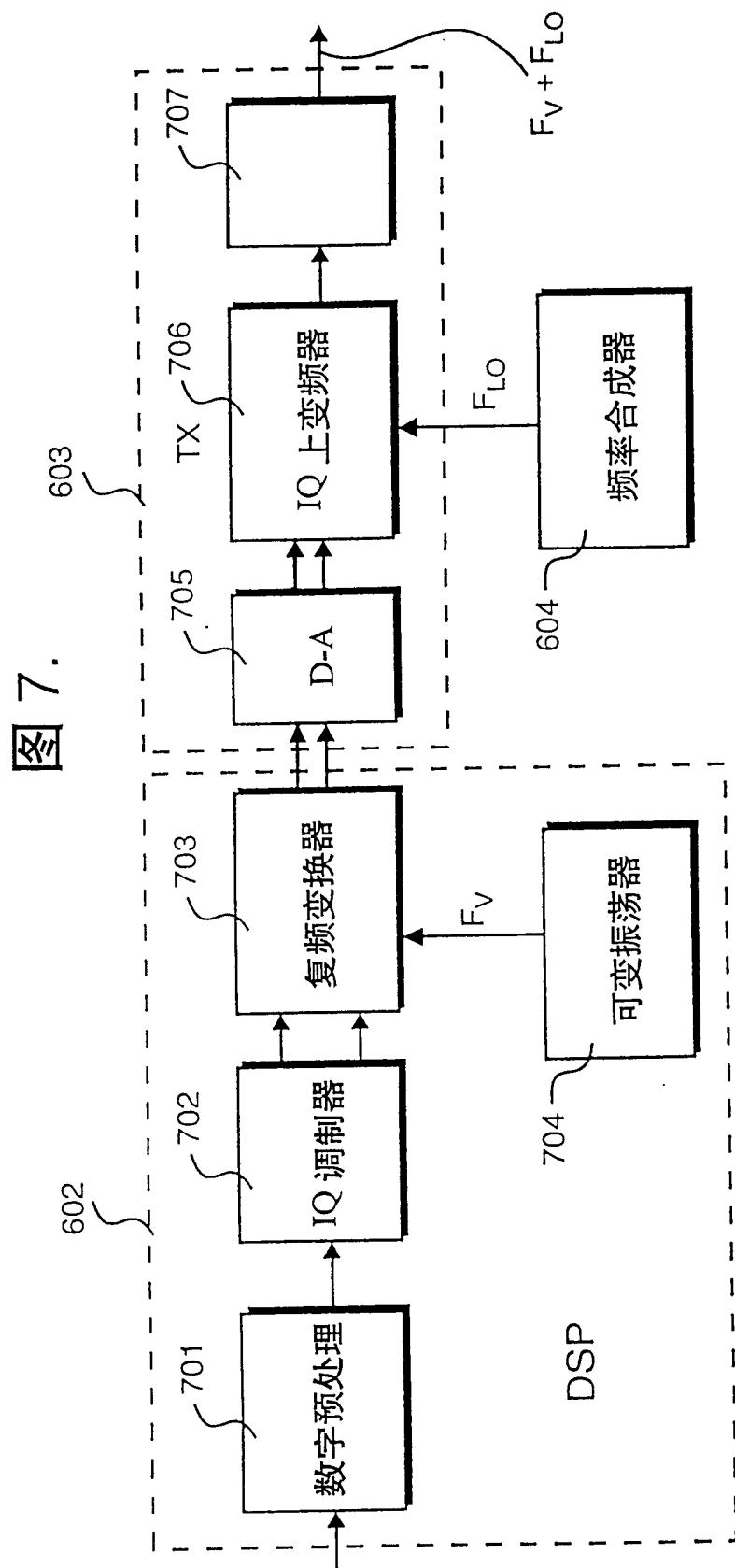


图 8.

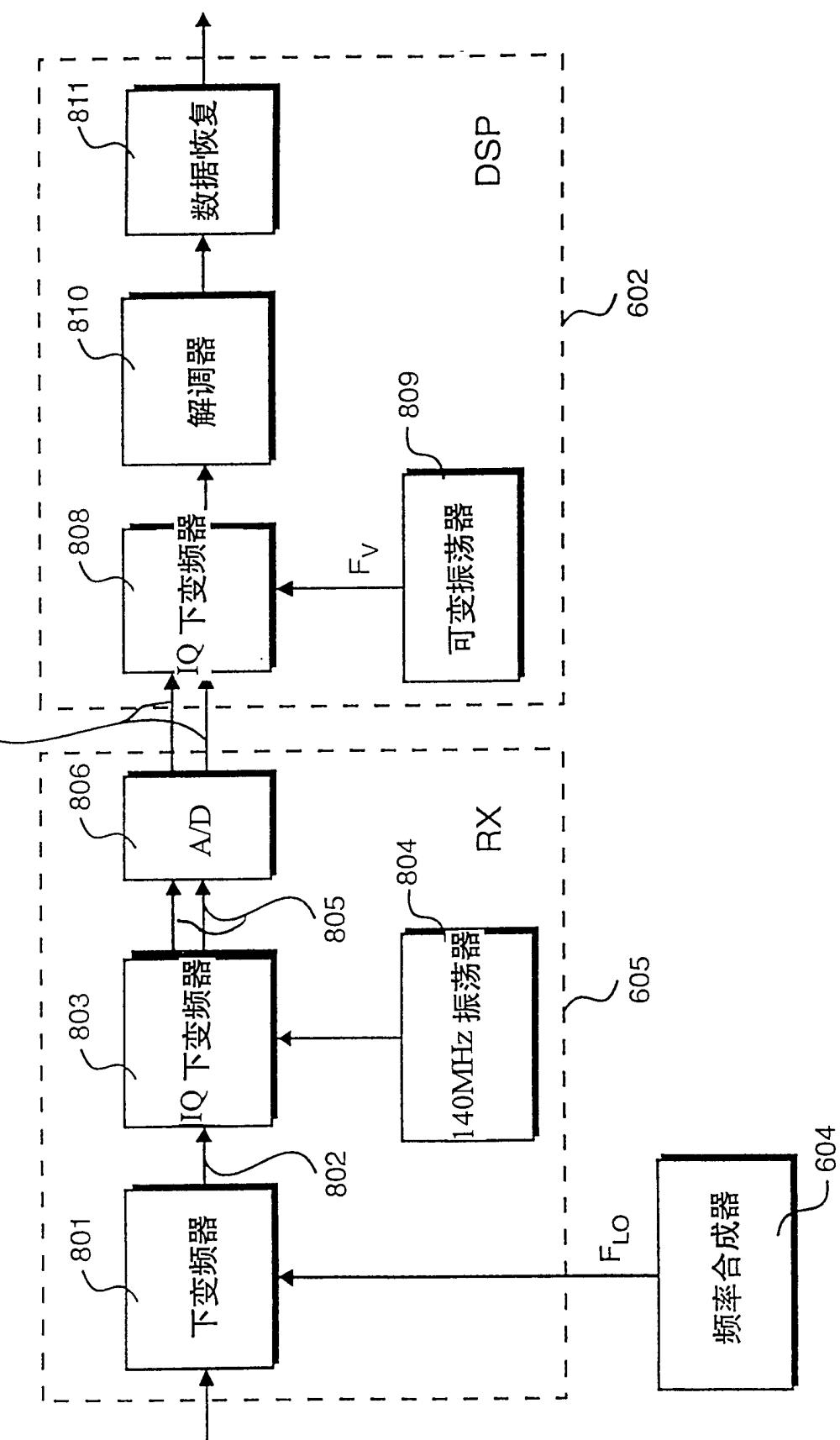


图 9.

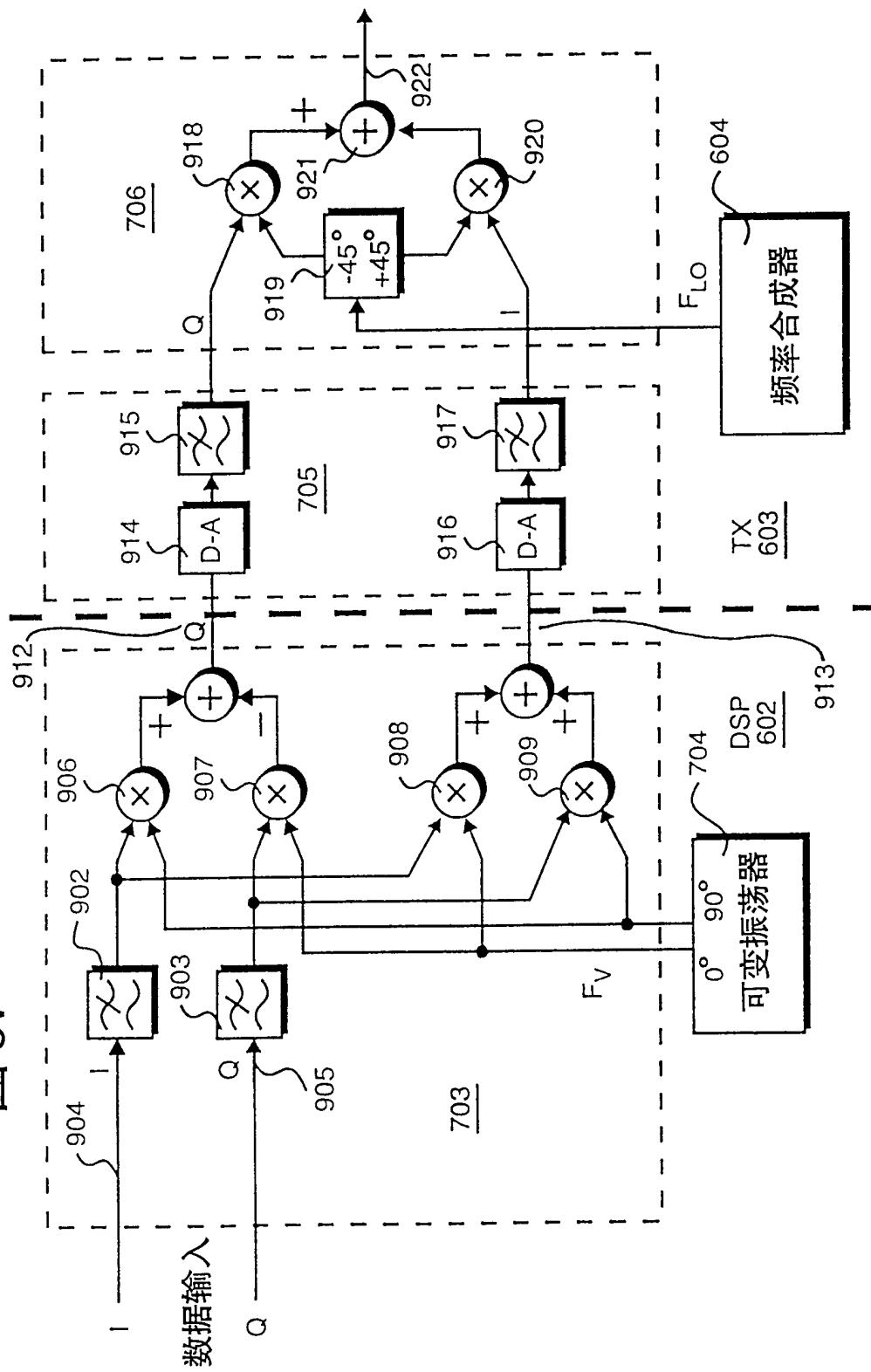


图 10.

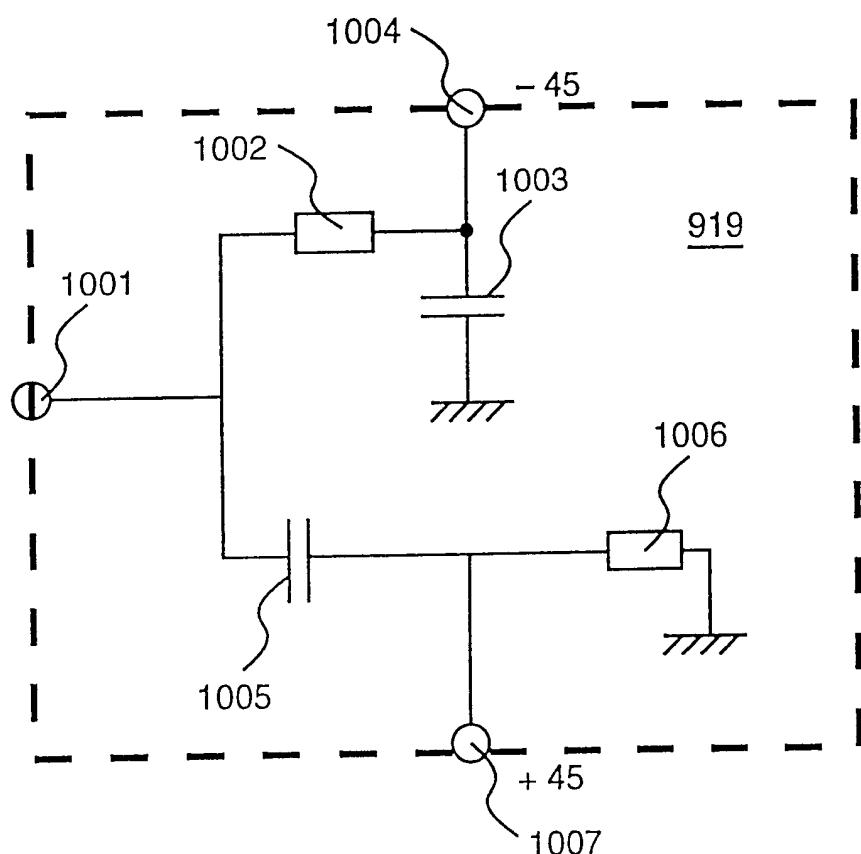


图 11.

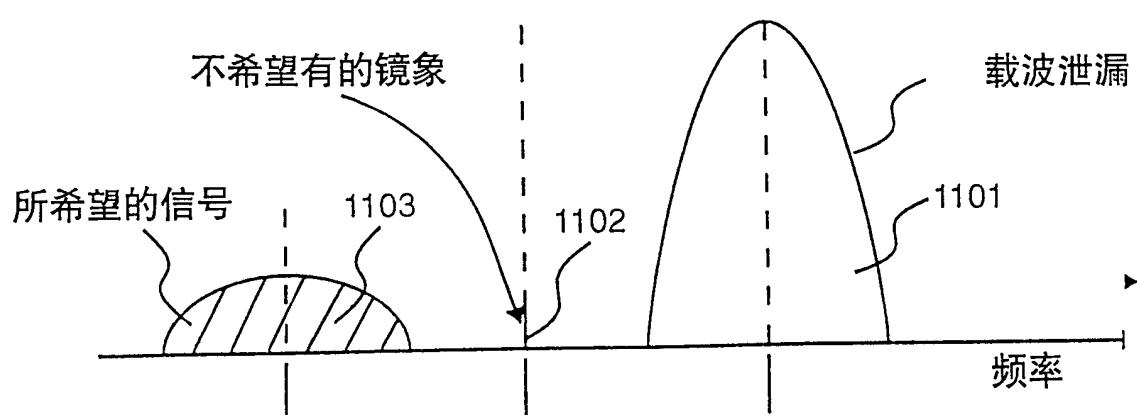


图 12A.

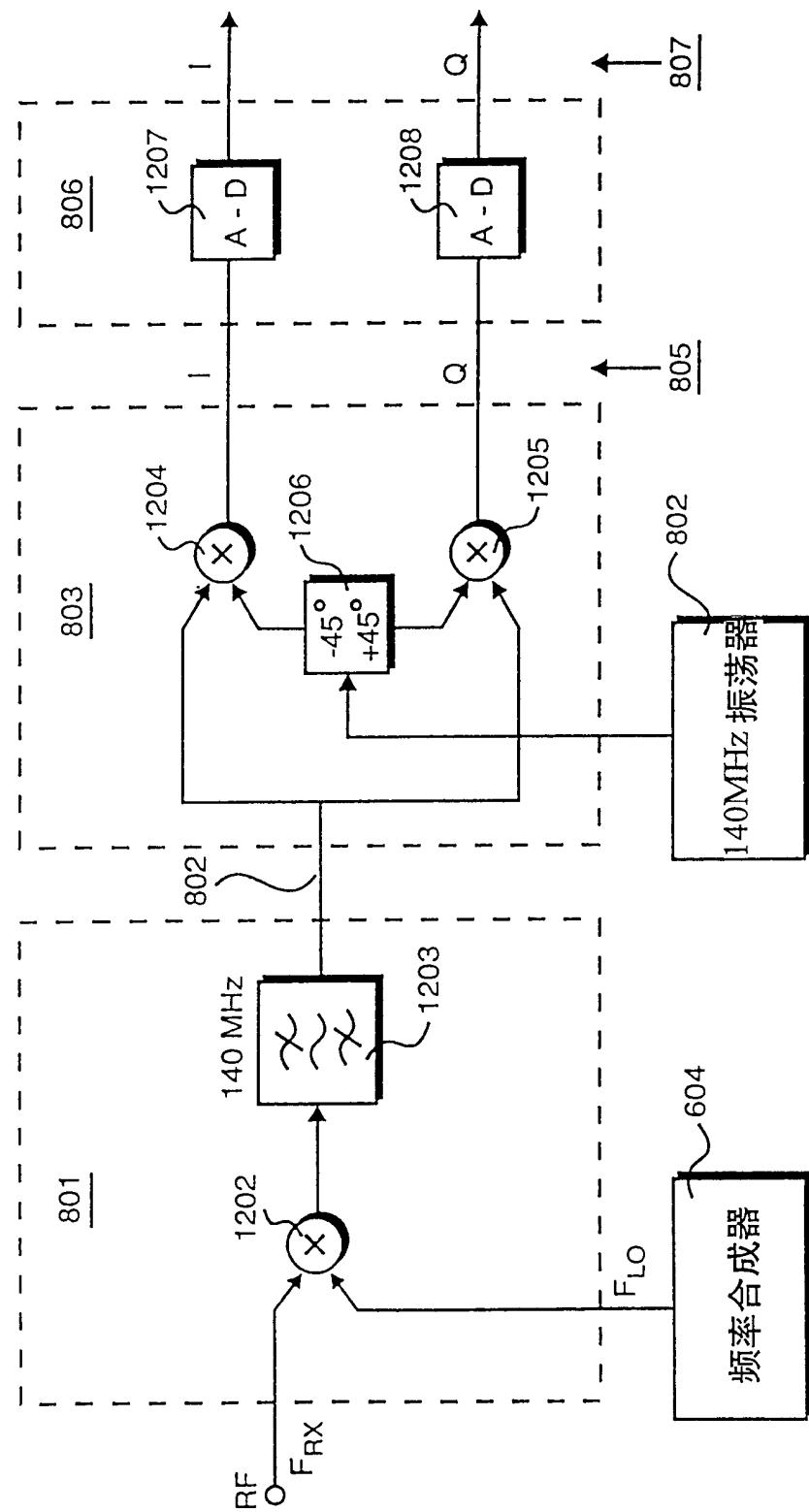


图 12B.

