

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00802496.0

[43] 公开日 2002 年 2 月 13 日

[11] 公开号 CN 1336062A

[22] 申请日 2000.8.15 [21] 申请号 00802496.0

[30] 优先权

[32] 1999.9.2 [33] US [31] 09/389,179

[86] 国际申请 PCT/EPO0/07972 2000.8.15

[87] 国际公布 WO01/19047 英 2001.3.15

[85] 进入国家阶段日期 2001.7.2

[71] 申请人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 R·莫欣德拉

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

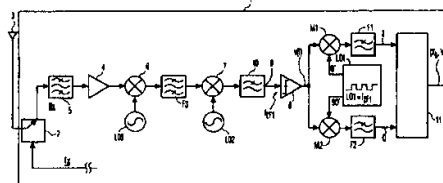
代理人 栾本生 张志醒

权利要求书 4 页 说明书 9 页 附图页数 12 页

[54] 发明名称 用于角度调制的 RF 信号的相位内插接收机

[57] 摘要

一种用于接收角度调制的射频信号的相位内插接收机。接收机包括：混频器，用于把接收的角度调制信号下变频到较低频率的信号；限幅器；内插滤波器；和解调器。混频器把接收的 RF 信号下变频到低的 IF 中频信号。将该低的 IF 中频信号限幅。在使用正交混频器进一步下变频到零中频后，对该限幅信号进行相位内插。将中频选择为使得限幅信号包括在两倍所述中频处的不想要的信号，将它用作为噪声扩频信号，用于扩频由限幅器产生的量化噪声，并将内插滤波器的截止频率选择为使得压缩不想要的信号和扩频的量化噪声。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种用于接收角度调制射频信号 (CRF) 的接收机 (1), 所述接收机 (1) 包括:

5 第一下变频装置 (6, 7), 用于把所述接收的角度调制射频信号 (CRF) 下变频到中频角度调制信号 (f_{IF1});

限幅装置 (8), 用于从所述中频角度调制信号 (f_{IF1}) 产生限幅信号 ($N(t)$);

第二下变频装置 (M1, M2), 用于把所述限幅信号 ($N(t)$) 下变频到同相和正交零中频信号;

10 低通内插滤波装置 (F1, F2), 用于内插所述同相和正交零中频信号; 以及

解调装置 (11), 用于从所述内插的同相和正交零中频信号 (I, Q) 产生解调信号 (X_k, Y_k);

15 将所述中频 (f_{IF1}) 选择为使得所述限幅信号 ($N(t)$) 包括在两倍所述中频处的不想要的信号 ($2f_{IF1}$), 它用作为噪声扩频信号, 用于扩频由所述限幅装置产生的量化噪声, 并将所述低通内插滤波装置的截止频率选择为使得压缩所述不想要的信号和所述扩频的量化噪声。

2. 一种用于接收角度调制射频信号 (RF) 的接收机 (1), 所述接收机 (1) 包括:

20 第一下变频装置 (20, 21), 用于把所述接收的角度调制射频信号 (RF) 下变频到中频角度调制信号 (f_{IF1});

第二下变频装置 (M1, M2), 用于把所述中频角度调制信号 (f_{IF1}) 下变频到同相和正交零中频信号;

25 限幅装置 (8), 用于从所述同相和正交零中频信号产生限幅的同相和正交零中频信号;

低通内插滤波装置 (F1, F2), 用于内插所述限幅的同相和正交信号; 以及

解调装置 (11), 用于从所述内插的同相和正交信号 (I, Q) 产生解调信号 (X_k, Y_k);

30 将所述中频 (f_{IF1}) 选择为使得所述限幅信号的同相和正交信号包括在两倍所述中频处的不想要的信号 ($2f_{IF1}$), 它用作为噪声扩频信号, 用于扩频由所述限幅装置产生的量化噪声, 并将所述低通内插滤

波装置的截止频率选择为使得压缩所述不想要的信号和所述扩频的量化噪声。

3. 如权利要求 1 的接收机 (1), 其中所述限幅装置 (8) 是产生单个比特字的数字输出流的硬限幅器。

5 4. 如权利要求 1 的接收机 (1), 其中所述限幅装置 (8) 包括软限幅器, 和被耦合到所述软限幅器的第一模拟-数字变换器, 所述第一模拟-数字变换器产生至少两个比特的字的数字输出流。

5. 如权利要求 4 中要求的接收机 (1), 其中所述软限幅器是对数增益放大器。

10 6. 如权利要求 1 的接收机 (1), 其中所述低通滤波内插滤波装置 (F1, F2) 是模拟滤波装置, 以及所述接收机 (1) 包括第二和第三模拟-数字变换器, 用于采样所述同相和正交零中频信号。

7. 如权利要求 6 的接收机 (1), 其中所述模拟滤波装置 (F1, F2) 是有限冲击响应滤波装置。

15 8. 如权利要求 1 的接收机 (1), 其中所述低通滤波内插滤波装置 (F1, F2) 是数字滤波装置, 以及所述接收机 (1) 包括第一和第二采样器 (32, 33), 被耦合在所述第二下变频装置 (M1, M2) 与所述数字滤波装置 (F1, F2) 之间。

20 9. 如权利要求 8 的接收机 (1), 其中所述数字滤波装置 (F1, F2) 包括移动平均滤波装置 (80), 下采样装置 (81), 和减小的采样速率滤波装置 (82) 的级联。

10. 如权利要求 1 的接收机 (1), 其中所述第二下变频装置 (M1, M2) 包括: 第一混频器 (M1), 产生所述同相零中频信号; 和第二混频器 (M2), 产生所述正交零中频信号; 以及本地振荡器装置 (L01), 被耦合到所述第二下变频装置 (M1, M2), 所述本地振荡器装置 (L01) 提供 90 度移相的振荡信号, 分别加到在所述中频的所述第一和第二混频器 (M1, M2) 上。

11. 如权利要求 10 的接收机 (1), 其中所述振荡信号是正弦波信号。

30 12. 如权利要求 10 的接收机 (1), 其中所述振荡信号是方波信号。

13. 如权利要求 1 的接收机 (1), 其中所述第二下变频装置

(M1, M2) 包括: 第一异或门, 产生所述同相零中频信号; 和第二异或门, 产生所述正交零中频信号; 以及本地振荡器装置 (L01), 被耦合到所述第二下变频装置 (M1, M2), 所述本地振荡器装置 (L01) 提供 90 度移相的方波振荡信号, 分别加到在所述中频的所述第一和第二
5 异或门上。

14. 如权利要求 1 的接收机 (1), 其中所述接收机 (1) 包括在所述第一下变频装置 (20, 21) 与所述限幅装置之间的滤波装置 (F5, F6, F8), 所述滤波装置压缩不想要的角度调制的信号的镜像频率和频谱上在所述想要的角度调制信号以外的更高的频道。

10 15. 如权利要求 14 的接收机 (1), 其中所述滤波装置包括多相滤波装置 (F5), 抑制所述镜像频率。

16. 如权利要求 15 的接收机 (1), 其中将所述中频 (f_{IF1}) 选择为使得所述镜像频率离所述想要的角度调制信号 (a) 为一倍的所述中频, 以及所述滤波装置包括低通滤波装置, 抑制所述更高的频道。

15 17. 如权利要求 15 的接收机 (1), 其中将所述中频 (f_{IF1}) 选择为使得所述镜像频率 (b) 离所述想要的角度调制信号 (a) 为二倍的所述中频, 以及所述滤波装置包括带通滤波装置 (F6, F8), 抑制所述更高的频道。

20 18. 一种用于接收角度调制射频信号 (RF) 的接收机 (1), 所述接收机 (1) 包括:

正交下变频装置 (20, 21), 用于把所述接收的角度调制射频信号 (RF) 下变频到同相和正交零中频角度调制信号;

限幅装置 (92, 93), 用于从所述零中频角度调制信号 (f_{IF1}) 产生限幅信号;

25 信号注入装置 (95), 用于把低频信号注入到所述限幅装置 (92, 93) 的输入端;

低通内插滤波装置 (F1, F2), 用于内插所述同相和正交零中频信号; 以及

解调装置 (11), 用于从所述限幅信号产生解调信号 (X_k, Y_k),

30 将所述低频信号 (f1) 用作为噪声扩频信号, 用于扩频由所述限幅装置 (92, 93) 产生的量化噪声, 以及将所述低通内插滤波装置的截止频率选择为使得压缩所述不想要的信号和所述扩频的量化噪声。

19. 如权利要求 18 的接收机 (1), 其中所述接收机 (1) 包括 DC 偏移抵消装置 (98, 99, 100, 101), 被分布在所述接收机 (1) 的正交接收路径, 用于基本抵消在所述限幅装置以前在所述正交接收路径上的 DC 偏移。

5 20. 一种用于接收角度调制射频信号 (WS) 和处在包括所述角度调制射频信号 (WS) 的射频频带 (FB) 以外的信标信号 (BC) 的接收机 (1), 所述接收机 (1) 包括:

10 正交下变频装置, 用于把所述接收的角度调制射频信号 (WS) 下变频到同相和正交零中频角度调制信号, 以及用于把所述接收的信标信号 (BC) 下变频到零中频信标信号;

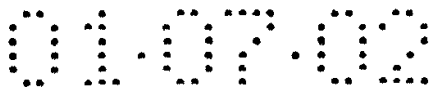
限幅装置 (92, 93), 用于从所述零中频角度调制信号产生限幅信号;

信号注入装置 (95), 用于把所述信标信号 (BC) 注入到所述限幅装置的输入端;

15 低通内插滤波装置 (F1, F2), 用于内插所述同相和正交零中频信号; 以及

解调装置 (11), 用于从所述限幅信号产生解调信号,

20 将所述信标信号 (BC) 用作为噪声扩频信号, 用于扩频由所述限幅装置 (92, 93) 产生的量化噪声, 并将所述低通内插滤波装置的截止频率选择为使得压缩所述不想要的信号和所述扩频的量化噪声。



说明书

用于角度调制的 RF 信号的相位内插接收机

发明领域

5 本发明涉及用于接收角度调制的信号的接收机。这样的接收机可以
是无绳或蜂窝电话接收机，诸如 DECT 接收机，基于 ETSI DECT 标
准的数字欧洲无绳电信，PWT 接收机，基于 TR41.6 TIA 标准的个人
无线电信，GSM 接收机，基于 ETSI GSM 标准的全球移动通信系统，
或任何其它用于角度调制信号的接收机。在 DECT 中，该角度调制信
10 号是 GFSK 信号，高斯频移键控信号。在 PWT 中，该角度调制信号是
 $\pi/4$ DQPSK 信号，差分四相移位键控信号。

相关技术描述

在 W. H. Tuttlebee 的“Cordless Telecommunications in Europe
(欧洲无绳电信)”手册，Springer Verlag, 1990, pp.211-214 中，
15 揭示了一种超外差接收机结构和直接变频（零中频（IF））接收机结
构，具有被耦合到噪声限制的中频滤波器的解调器。将高的中频认为
是希望简化分开镜像频率与频段中的想要的频率的任务。该中频的选
择也受到对于调制和信号带宽可提供的技术的影响。在 DECT 中，例
如，信号带宽约为 1MHz。在带有所谓的 SAW 滤波器（声表面波滤波
20 器）的接收机中，对于 DECT，中频通常比信号带宽高得多。具有两
个中频的双超外差结构采用两级 IF 滤波。在这样的结构中，第一 IF
级需要具有足够的灵敏度，以提供对第二 IF 变频级的镜像频率的抑
制。该直接变频结构是一级从 RF 到零 IF 的单个变频，RF 信号与本
地振荡器的同相和正交分量进行混频。

25 在其它传统的、使用由 FM 鉴频器进行的硬限幅 IF 信号的数字通
信接收机中，IF 频率通常比信号带宽大得多，以使得解调的信号失
真很小。例如，在使用恒定包络 GFSK 调制的 DECT 中，硬限幅通常
是在约 10MHz 的 IF 上完成的。在使用 $\pi/4$ DQPSK 调制的 PWT 中，有类
似的需要，另外需要 FM 鉴频器的大得多的线性范围。需要限幅，以
30 使得保持解调器的输入动态范围很小。它比起采用自动增益控制 (AGC)
来说，更便宜和容易实施。硬限幅的另一个优点是，1 比特的量化的
信号可被直接数字处理，而不需要 A/D 变换器。而且，在信道灵敏度

滤波后可方便地保持 IF 频率非常低。该解调可完全地集成化，或甚至以较低的采样频率数字地完成。但需要复杂的分布的 AGC 来限制信道滤波器和 FM 鉴频器的动态范围。此外，可将 DC 复位技术用来大大地减小由于 LO 泄漏造成的 DC 漂移。利用 $\pi/4$ DQPSK 调制的用于 PWT 的已知的零 IF 接收机，由于信号的非零包络，甚至是更复杂的。在零 IF 接收机中不能使用限幅，因为它们产生的谐波被折回到想要的信号频带中。结果是通过硬限幅，将该调制相位量化为 $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, 和 $7\pi/4$, 即，相位量化误差是 $\pi/4$ 。这对于按照给定的载波噪声比的 BER (误码率) 达到合理的接收机灵敏度是太粗了。因此，提出一种技术，其中使用四个或多个硬限幅多相零 IF 信号，用于减小基本的相位量化误差。通过使用基本非限幅的 I 和 Q 正交信号的线性组合产生该多相信号。通过使用具有测量限幅信号的零交叉点之间的时间间隔的高速计数器的复杂结构可进一步减小该相位量化。

发明概要

15 本发明的一个目的是提供用于接收角度调制的射频信号的、组合限幅 IF 信号的优点和具有零 IF 的优点的、不同的接收机结构。

本发明的另一个目的是提供可以容易实施的、简单的结构。

本发明的再一个目的是提供这样的结构的这样的部件的模拟和数字变例。

20 按照本发明，提供用于接收角度调制信号的接收机，包括：

第一下变频装置，用于把所述接收的角度调制射频信号下变频到中频角度调制信号；

限幅装置，用于从所述中频角度调制信号产生限幅信号；

25 第二下变频装置，用于把所述限幅信号下变频到同相和正交零中频信号；

低通内插滤波装置，用于内插所述同相和正交零中频信号；

解调装置，用于从所述内插的同相和正交零中频信号产生解调信号；

30 将所述中频选择为使得所述限幅信号包括在两倍所述中频处的不想要的信号，它用作为噪声扩频信号，用于扩频由所述限幅装置产生的量化噪声，并将所述低通内插滤波装置的截止频率选择为使得压缩所述不想要的信号和所述扩频的量化噪声。

可替换地，该接收机可以基于直接变频零中频接收机，其中由于限幅产生的量化噪声由在下变频到零中频以后注入的低频信号进行扩频。

5 可替换地，该接收机可以是直接变频零中频接收机，其中由于限幅产生的量化噪声由在接收的射频信号中存在的、处在想要的信号的带宽以外的信标信号进行扩频。

本发明是基于这样的观点，可将硬限幅和零中频通过使用内部的或外部的量化噪声扩频信号有利地进行组合，该内部扩频信号是 $2f_{IF}$ 信号，而该外部信号是低频注入信号或信标信号。

10 最好，使用内部扩频信号，并且该限幅装置是提供 1 比特的量化的硬限幅器。

这样的实施例通过使用相位内插和量化噪声的扩频，结合了零中频和硬限幅的优点。在利用更高频率噪声扩频不想要的信号后， f_{2IF} 信号，连同零中频信号，1 比特量化信号被扩频到更高的频率，这个噪声非常小的部分实际上被折回到想要的零中频信号频带。不想要的信号和较高频率的量化噪声在解调前通过低通滤波器被滤波。该低通滤波器实际执行相位内插，以给出在零中频处相当精确的和相当连续的调制相位。

20 在数学上，硬限幅等效于正负号函数 sgn ，以及由于 $\text{sgn}(xy) = \text{sgn}(x)\text{sgn}(y)$ ，在混频前或后的限幅产生同样的结果。所以，由 $2f_{IF1}$ 项进行的噪声扩频与在低中频信号混频到零中频信号前或后执行的硬限幅无关。

代替硬限幅，可以用对数增益放大器执行软限幅。然后，需要附加的 A/D 变换器，用于产生至少 2 比特的字的数字输出流。

25 最好，由本地振荡器装置产生的、用于从低中频下变频到零中频的本地振荡器信号是方波信号。这具有信号处理可以在数字域中完成的优点，而不需要附加的模拟-数字变换器。另一方面，采用正弦波，需要附加的模拟-数字变换器，但具有以下优点：对于相位调制，限幅信号的信号星座图不失真，这样没有解调相位误差。

30 最好，该低通内插滤波装置是数字滤波装置，它是滑动平均滤波器，下采样器，和减小采样速率数字滤波器（诸如有限冲击响应（FIR）升余弦滤波器）的级联。由此，提供了简单的和健全的实施例，它由

于减小的采样速率的数字滤波器而具有减小功率消耗。

附图简述

图 1 是具有按照本发明的接收机的第一实施例的收发信机的方框图。

5 图 2 是按照本发明的接收机的第二实施例的方框图。

图 3 显示硬限幅的 1 比特信号的 I 和 Q 采样。

图 4 显示 I 和 Q 样本极性，每个 IF 周期八个样本。

图 5 显示硬限幅的 1 比特信号的 I 和 Q 采样的替换的实施例。

10 图 6 显示方波 L0 混频， θ 是混频器和 L0 输入信号之间的相位差。

图 7 显示正弦波 L0 混频。

图 8 显示当进行正弦波 L0 混频时，对于轨迹没有失真的 $\pi/4$ DQPSK 信号星座，IF 的硬限幅的结果。

15 图 9 显示当进行方波 L0 混频时，由于轨迹失真，对于八个星座点落在方形而不是圆周的 $\pi/4$ DQPSK 信号星座，IF 的硬限幅的结果。

图 10 显示由于硬限幅的离散的相位。

图 11 显示对于按照本发明的低 IF 的多相位接收机的 DECT 信道。

图 12 显示多相位接收机中滤波器的实施方案。

20 图 13 显示对于按照本发明的低 IF 的多相位接收机的 PWT 信道。

图 14 显示低通内插滤波器的模拟实施方案。

图 15 和 16 显示低通内插滤波器的数字实施方案。

图 17 显示数字低通内插滤波器中的混叠。

图 18 显示本发明的一步下变频零中频接收机实施例。

25 图 19 显示按照本发明的零中频接收机的信标信号实施例。

在所有图上，相同的参考数字被使用于相同的特性。

最佳实施例描述

30 图 1 是具有按照本发明的接收机 Rx 的第一实施例的收发信机的方框图。接收机 Rx 是双超外差接收机，具有从 RF 到零中频或基带的三步下变频。收发信机，DECT 或 PWT 接收机，例如，包括 Tx/Rx 开关 2，用于把接收机 Rx 耦合到天线 3。Tx/Rx 开关 2 还被耦合到发射分支 Tx，这里未详细显示出。接收机 Rx 包括低噪声 RF 放大器 4，通

过 RF 带通滤波器 5 被耦合到 Tx/Rx 开关 2。RF 带通滤波器 5 接收在天线 3 处的角度调制的射频信号 RF。低噪声放大器 4 被耦合到第一下变频装置，混频器 6 和混频器 7，混频器 6 被耦合到本地振荡器 L03，以及混频器 7 被耦合到本地振荡器 L02。混频器 6 通过带通滤波器 F3 被耦合到混频器 7。接收机 Rx 包括限幅器 8，用于从在低通滤波器 10 的输出端处的中频角度调制信号 f_{IF1} 产生限幅的信号 $v(t)$ 。在所显示的实施例中，限幅器 8 是硬限幅器。接收机 Rx 包括第二下变频装置，混频器 M1 和 M2。混频器 M1 和 M2 被耦合到本地振荡器 L01，它分别提供加到 M1 和 M2 的、90 度移相的振荡器信号。在输出端，M1 和 M2 分别被耦合到低通内插滤波器 F1 和 F2，滤波器 F1 和 F2 提供以零中频的模拟正交信号，同相信号 I 和正交信号 Q。信号 I 和 Q 被加到差分解调器 11，提供解调的符号 (X_k, Y_k) 。对于，正如 PWT 系统，差分解调器 11 产生按照以下方程产生解调信号 (X_k, Y_k) ：

$$X_k = -\text{sgn}[\sin(\Delta \theta (k))] \\ Y_k = -\text{sgn}[\cos(\Delta \theta (k))] \\ \sin(\Delta \theta (k)) = [Q(k)I(k-1) - I(k)Q(k-1)] / [| A(k) \| A(k-1) |]$$

和

$$\cos(\Delta \theta (k)) = [I(k)I(k-1) + Q(k)Q(k-1)] / [| A(k) \| A(k-1) |]$$

其中

$$| A(k) | = \text{sqrt}[I^2(k) + Q^2(k)], \text{ sqrt 是平方根函数。}$$

$| A(k) |$ 是调制矢量或载波包络的幅度，以及 $\Delta \theta (k)$ 是载波相位的变化，即从第 $k-1$ 符号到第 k 符号的调制矢量。由于载波包络的幅度 $| A(k) |$ 总是正的，它不影响 X_k 和 Y_k 数值。所以，如果所有的信道噪声在这个失真前被加上，则包络失真不影响接收机灵敏度。大多数噪声功率来自前端 RF 部分，所以信号加噪声经受包络失真，而不影响结果的 S+N 极性。在混频到零中频以后加上的噪声功率必须保持为非常低，因为这个噪声会改变想要的 S+N 极性。DECT GFSK 信号的解调可以如在 $\pi/4$ DQPSK PWT 中那样差分地完成。

图 2 是按照本发明的接收机的第二实施例的方框图。在本实施例中，接收机 Rx 是低 IF 接收机，具有从 RF 到零中频或基带的二步正交下变频。接收机 Rx 包括正交下变频装置，正交混频器 20 和 21。

混频器 20 和 21 通过低通滤波器 23 和 24, 以及多相滤波器 F4 的级联还被耦合到限幅器 8。

在图 1 的双超外差接收机 Rx 中和在图 2 的多相接收机 Rx 中, 噪声扩频信号是在混频器 M1 和 M2 输出端处的非常低的、不想要的 $2f_{IF1}$ 频率项。硬限幅的 IF 信号与方波 L0 混频。这等效于把非限幅 IH 信号与正弦 L0 混频, 然后限幅在混频器输出端处的信号, 正如图 3 所示, 其中显示限幅器 30 和 31, 而不是图 1 和图 2 所示的限幅器 8, 还显示了采样器 32 和 33。不想要的 $2f_{IF1}$ 频率项的幅度跟随想要的信号电平, 因为它是接收信号的混频产物。这消除了使得 AGC 来保持想要的信号和不想要的噪声混频信号为可比较的电平的问题。在纯直接变频零中频概念中, 有一个可能的问题, 附加的噪声扩频信号可能比想要的信号大得多, 这样必须采取特别的测量。与方波混频的优点在于, 混频和采样可以如图 4 和 5 所显示的那样数字地完成, 以及信号被数字地处理, 而不用 A/D 变换器。在图 4 上, 显示了采样器 30 和 32 的采样, 每个下变频信号 f_{IF1} 的周期八个样本。替换地, 图 3 上的混频和采样如图 5 所显示的那样完成, 限幅器 8 的 1 比特信号用采样器 50 进行采样, 混频器 M1 和 M2 是异或门。低 IF 信号的奇次谐波也被 L0 的奇次谐波下变频为零中频, 它们呈现为调制中的相位和幅度误差。图 6 显示方波 L0 混频, 以及图 7 显示正弦波 L0 混频。如果 L0 是正弦的, 则输出 DC 电压 (零中频分量) 以之间的相位差正弦地变化。对于相位调制, 这种混频将产生仍旧在圆周上的星座图, 正如图 8 上对于 $\pi/4$ DQPSK 所显示的, 因此没有解调误差。然而, 在这种情况下, 混频输出信号量化是大于 1 比特, 以及这个信号必须被不同地处理, 例如, 通过通常的模拟低通滤波器, 后面跟随用于数字解调的 A/D。当 L0 也被硬限幅时, 混频器的 DC 输出随相位差三角形地变化, 以及对于调相信号的星座图将呈现为方形。在星座点之间的相位差被改变, 正如图 9 上对于 $\pi/4$ DQPSK 所显示的, 由此造成解调相位的误差。这些误差取决于在 L0 与未调制的 IF 载波之间的相位差。星座点的最大相位误差是 4.08 度。

如图 10 所示, 硬限幅 IF 信号的结果是, 调制相位变成为离散的, 以及在载波的零交叉点之间平均。在下变频为零中频后, 调制相位通过用 F1 和 F2 进行滤波, 如图 1 和 2 所示, 而被内插在基带上。如果

载波零交叉点在时间上扩展得太宽，即，太低的中频，则内插并不好。这可通过测量从 $2f_{IF}$ 分量到零中频调制频带的频谱溢出，和通过测量 $\pi/4$ DQPSK 的差分相位误差，而进行定量地分析。下变频到零中频可以通过线性混频，或通过如图 7 所示的正弦波 $L0$ 混频，或通过如图 6 所示的硬限幅 $L0$ 混频，而被完成。图 10 上还显示在硬限幅前和

5 后，调制矢量幅度 $A(k)$ 的幅度和相位改变。

对于 DECT，被取为对于信道间隔的 1.728MHz 的硬限幅 $2f_{IF}$ GFSK 信号，产生进到零中频基带 (0-864kHz) 的 -32dBc 邻信道干扰。这类似于相邻信道干扰，因为在 DECT 中采用恒定包络调制。所以， f_{IF} 可

10 被选择为信道间隔的一半。镜像频率是相邻的信道 b，如图 11 所示。镜像频率被多相基带滤波器 F5 抑制，如图 12 所示。更高的频率项，例如，c, d, e, f 等被低通滤波器 F6 和 F8 抑制，如图 12 所示。更高的频率项应当在硬限幅之前被抑制，否则附加干扰噪声将落在想要的信号频带内。在下变频到零中频后，不想要的 $2f_{IF}$ 分量通过也进行相

15 位内插的低通滤波，而被去除。

图 12 显示如图 2 所示的滤波器 F4 的滤波器实施方案。图上显示了多相带通滤波器 F5，低通滤波器 F6 和 F8，以及放大器和 AGC 控制器。代替使用 I 输出，可以使用 Q 输出。

对于 PWT，在 1.25MHz 的 $2f_{IF}$ 项，产生加到零中频想要的信号的

20 -12dBc 频谱干扰。相应的差分相位误差约为 15%。这将导致接收机灵敏度的约 1dB 的损耗。这个损耗可以通过由移动第一 $L0$, $L02$ ，把 f_{IF} 增加到相邻信道的中间，而被减小，如图 13 所示。这里， $2f_{IF}$ 项是离开 2 个信道 (2.5MHz)，以及产生加到零中频的想要的信号的、小得多的频谱干扰。相位内插滤波器 F1 和 F2 应当在零中频想要的信号的

25 带宽上呈现线性相位。滤波器 F1 和 F2 也去除量化噪声的高频分量。

图 14 显示滤波器 F1 和 F2 的模拟实施方案。模拟相位内插的优点在于，下变频到零中频可以通过正弦波 $L0$ 混频来完成，由此消除调制相位误差。如果 f_{IF} 足够大，则几乎理想的相位内插是可能的。另外，在滤波器输出端处的 A/D 变换器 (未示出) 可以具有约 5 比特

30 量化。模拟滤波可通过模拟 FIR 滤波器完成，如图 14 所示。由于对于硬限幅 $L0$ 混频，输入量化是 1 比特，所以在 FIR 滤波器 60 中的延时器 61, 62, 63, 64 和 65 可以是具有在放大器 66, 67, 68, 69 和 70

的输出端处并行输出的数字移位寄存器，这些输出在模拟加法器 71 中相加。抽头系数和相加是模拟的。滤波器输出是离散模拟的。这种技术的优点在于，对于 TDMA 系统，在用较少的抽头以较低的采样速率进行发射机数据成形时可以使用相同的滤波器。在 DECT 中，它可
5 被直接用作为高斯滤波器。

对于零中频信号具有 1 比特量化的很大的优点在于，相位内插和
高频量化的抑制，可以用简单的移动平均滤波器来完成，如图 15 和
16 所示。在图 15 上，滤波器 F1 被显示为移动平均滤波器 80、下采
样器 81 和 FIR 升余弦滤波器 82 的级联。在图 16 上，移动平均滤波
器 80 更详细地被显示为衰减器 $1/M$ 和加法器 90、前向延时器 MT、和
10 后向延时器 T 的级联， n 是以比特计的输出字长。累加器实际上是计
数器，以及给出 n 比特数字滤波的输出。在输出端处的采样速率被减
小，用于由升余弦滤波器进一步数字相位内插滤波。只进行移动平均
滤波对于相位内插是不够的。它主要抑制 1 比特量化噪声的高频分
15 量。

1 比特量化噪声在高频处非常强。对于来自硬限幅器的 +13dBm 输
出功率（在 50Ω 上 1 伏），零中频想要的信号的功率是 4.8dBm 以及 $2f_{IF}$
频带的功率是 10.4dBm。在大于 $510f_{IF}$ 的所有频率的总的功率是比想
要的零中频功率电平低 20dB。这些结果是对 $f_{IF} = 1.152\text{MHz}$ 的 PWT
20 信号的。这并不意味着移动平均滤波器必须运行在极高的采样速率。
运行在较低的采样速率产生某些高频量化噪声的混叠，即，它们被折
叠到零中频想要的频带中。这种混叠被加到来自调制包络失真（方形
星座图）的峰值 4.08° 调制相位误差上。采样速率保持在刚好足够低，
以使得混叠产生可接受的 DPE（差分相位误差）。图 17 显示了该混
25 叠。而且，采样速率必须与 f_{IF} 成比例地增加。所以，如果 f_{IF} 做成很
大，则数字滤波器可能是没有用的。

图 18 显示按照本发明的接收机 Rx 的替换的实施例，接收机是直
接变频、一步下变频零中频接收机。接收机包括限幅器 92 和 93，其
输入端由低频发生器 95 分别在加法器 96 和 97 上注入低频信号 f_1 。
30 图上还显示 DC 偏移或复位电路 98，99，100 和 101，放大器 102 和
103，以及 AGC 控制器 104。本地振荡器 L02 把 RF 信号直接变频成零
中频。这个实施例的问题是，噪声扩频信号必须被控制，以使得 IF

部分不过载。另外，在它到达解调器输入端以前，它必须被充分抑制，在解调器中它应当很小，以便具有以最小运行 RF 电平的、良好的接收机灵敏度。在硬限幅之前，在混频器输出端处由于 LO 再辐射，或由于直接检波的 DC 漂移必须被去除到很大的程度（减小到低于同信道干扰电平）。由于幅度通常大于最小运行信号电平的 DC 漂移的放大，在混频器与限幅器之间的 DC 耦合增益和滤波块可能饱和，或限幅器输入可能饱和。如果信号饱和与压缩可以在限幅器输入前避免，则某些 DC 漂移补偿仍可以在限幅器后进行。任何基于接收的信号、对于噪声扩频信号的 AGC 动作应当被避免，因为在限幅器后的 DC 偏移电平及改变。当没有接收到信号时，DC 偏移补偿在 TDMA 时隙的保护间隔内完成，以及在 RF 突发期间被冻结。DC 偏移补偿必须在对于输入信号的任何 AGC 之前基本完成。噪声扩频不想要的信号应当在 AGC 后被加上。

在图 19 上，按照本发明的接收机 Rx 的替换的实施例，接收机是如图 18 所示的直接变频、单步骤下变频零中频接收机，但不带有发生器 95。在本实施例中，处在频带 FB 以外的信标信号 BC 用作为噪声扩频信号。图上显示想要的信号 WS，离信标信号的距离 f_1 ， f_1 是与由图 18 所示的发生器 95 产生的频率相同的频率。

根据上述内容，本领域技术人员将看到，在由此后所附权利要求规定的本发明的精神和范围内可作出各种修改，因此本发明并不限于所提供的例子。词组“包括”并不排除存在除权利要求中列出以外的其它元件或步骤。

说明书附图

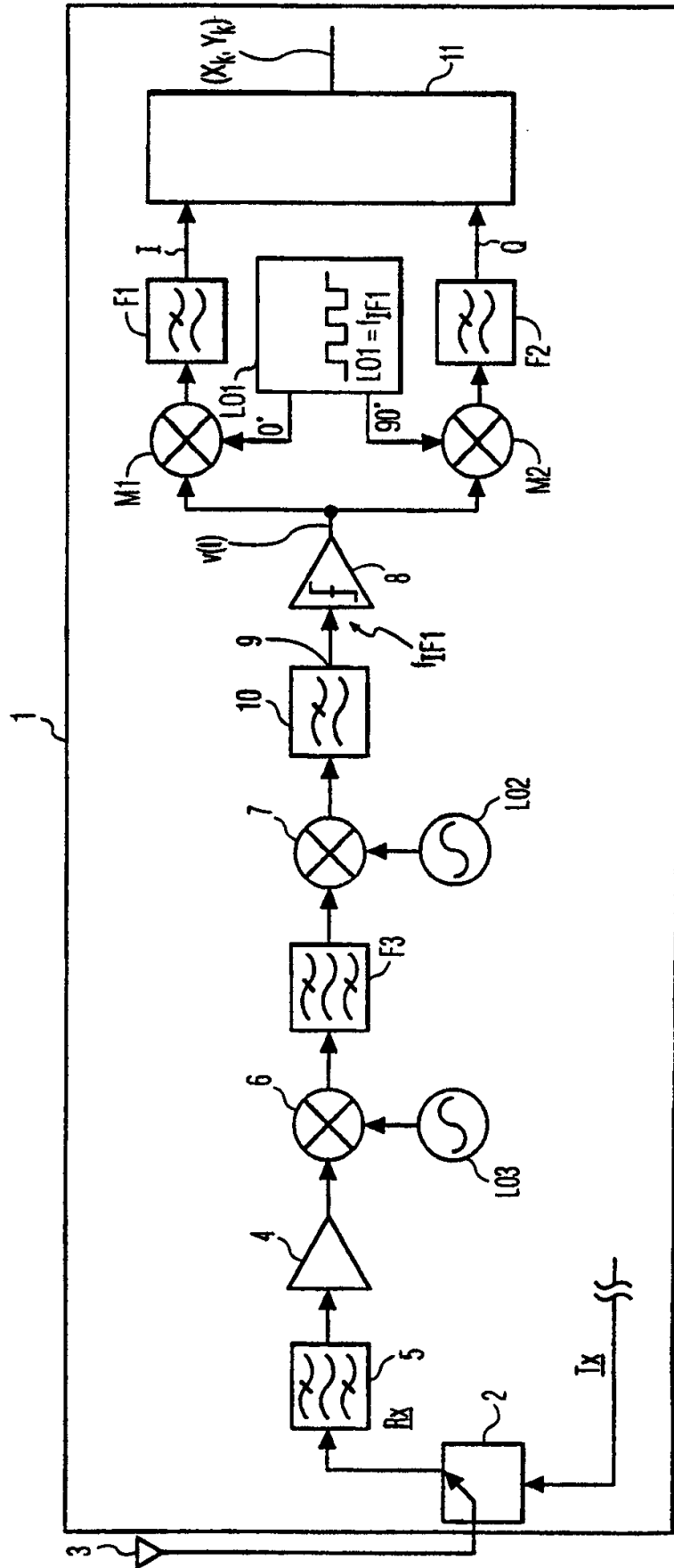


图 1

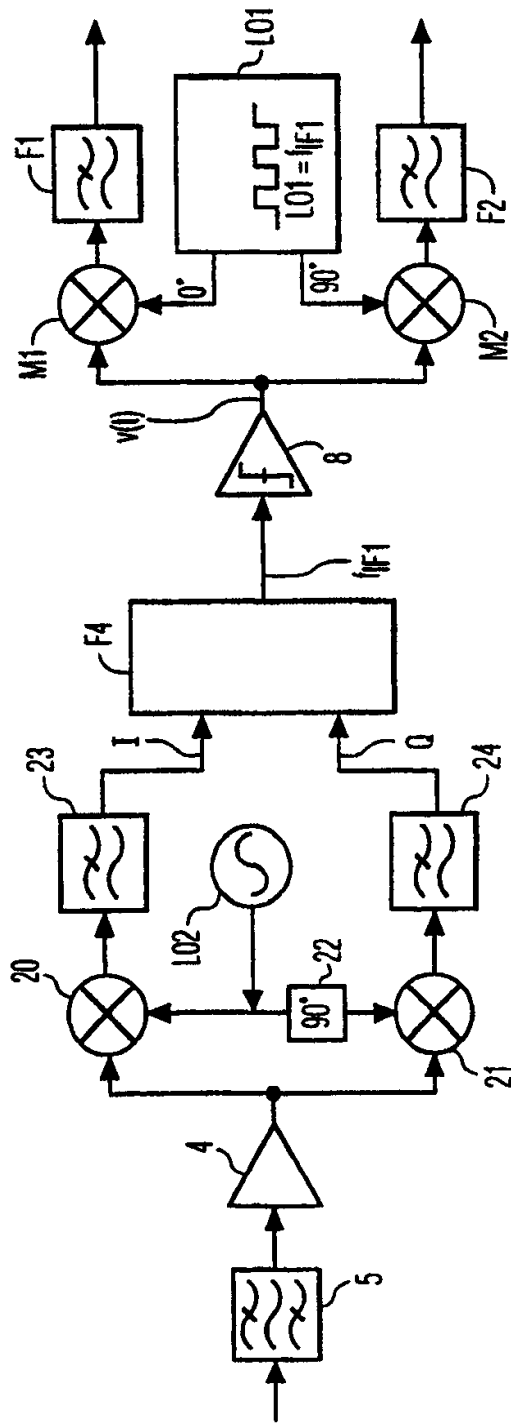


图 2

取

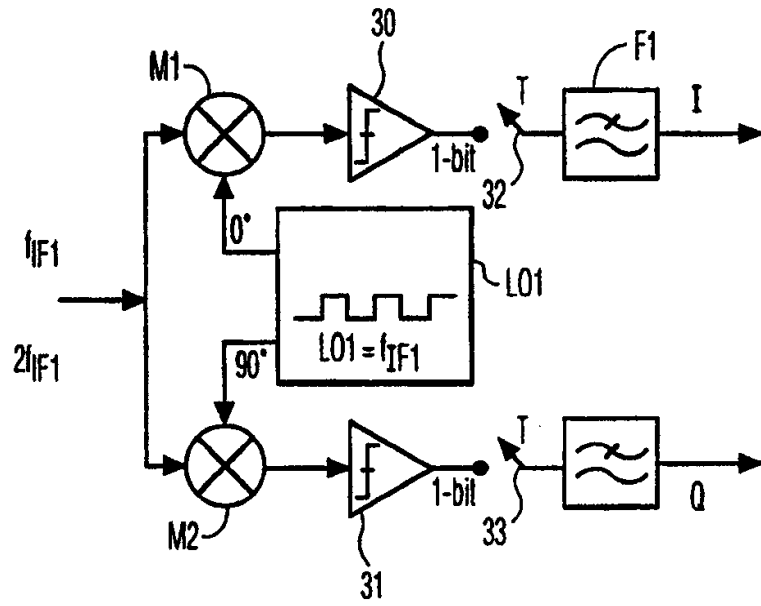


图 3

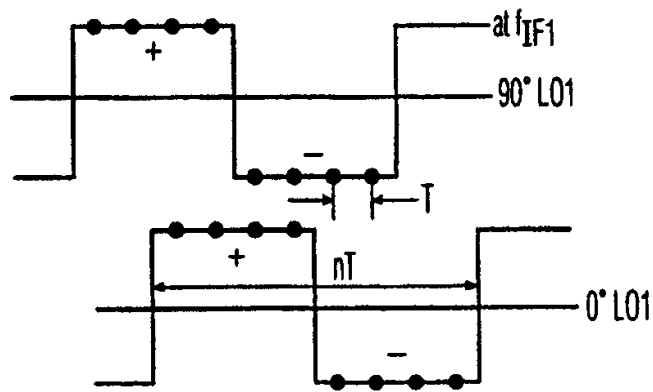


图 4

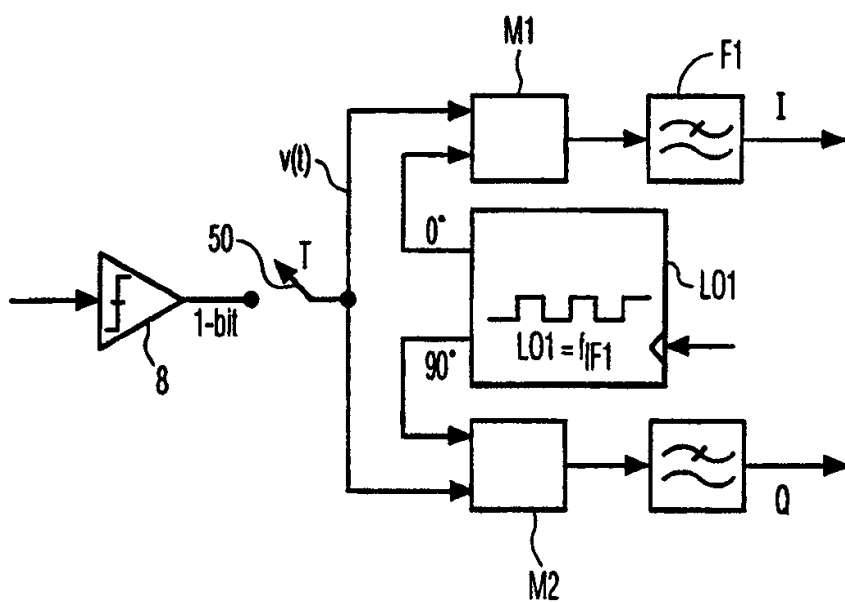


图 5

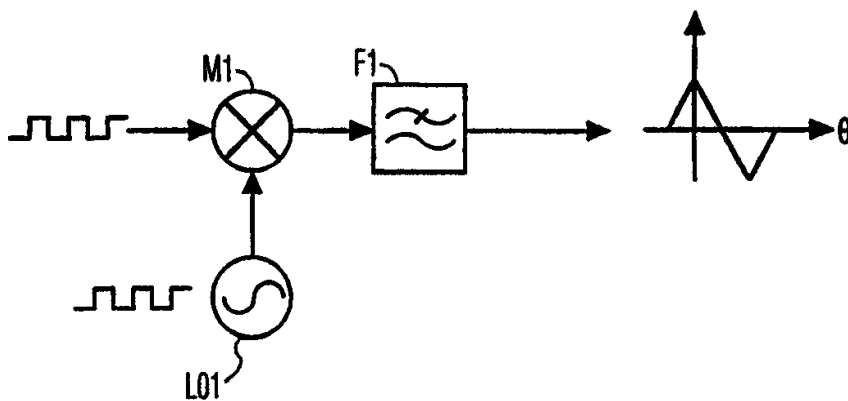


图 6

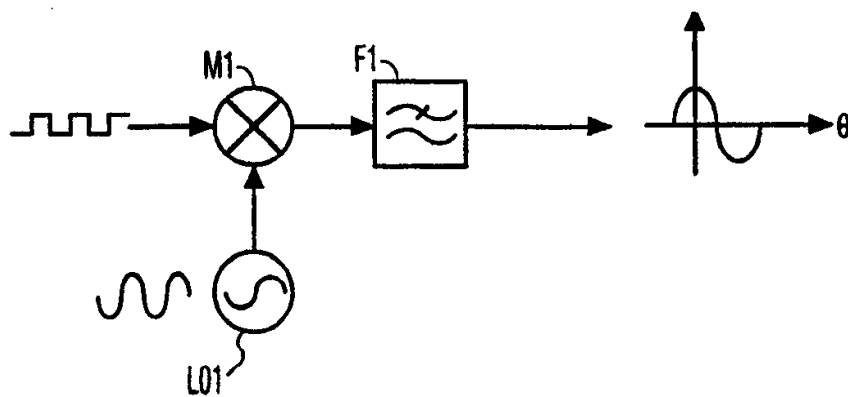


图 7

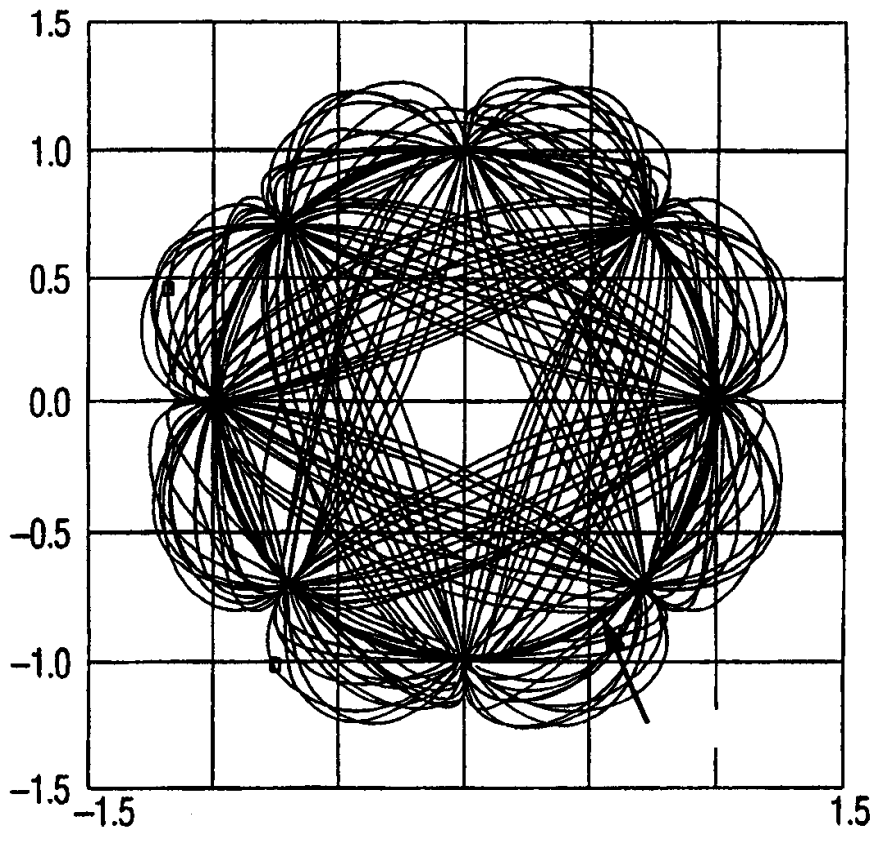


图 8

= 22

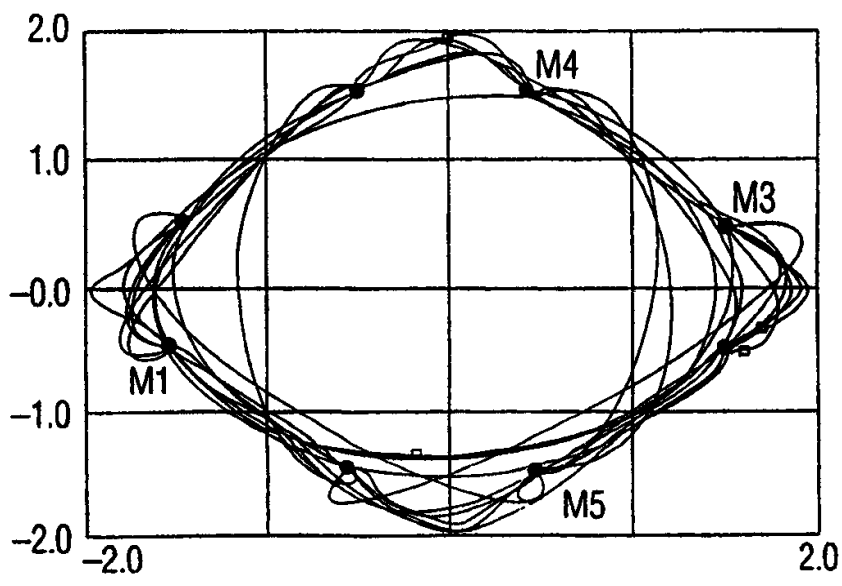


图 9

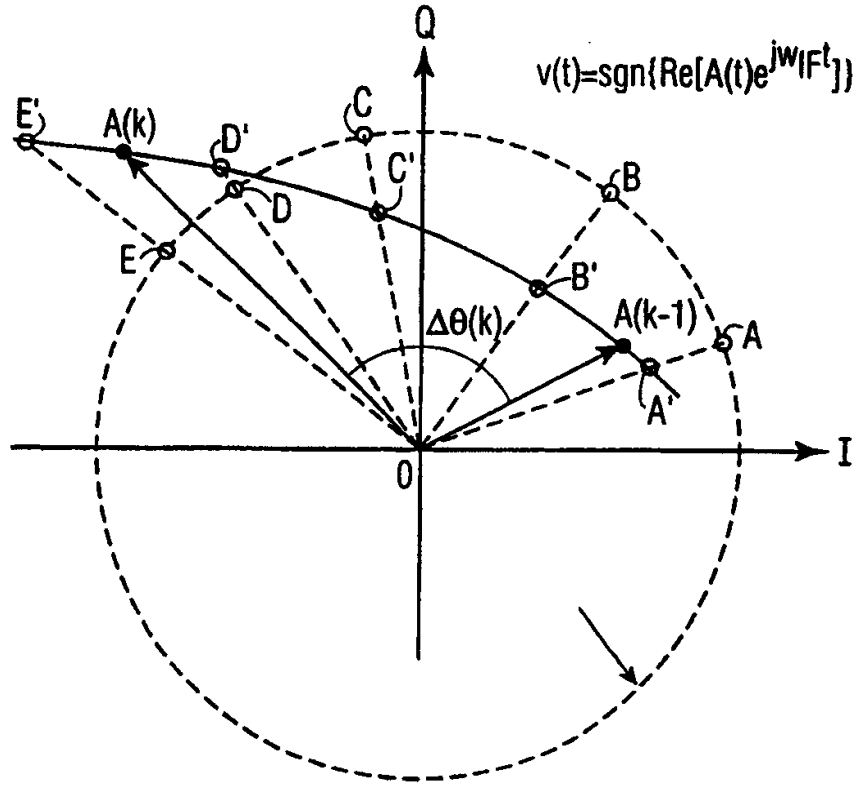


图 10A

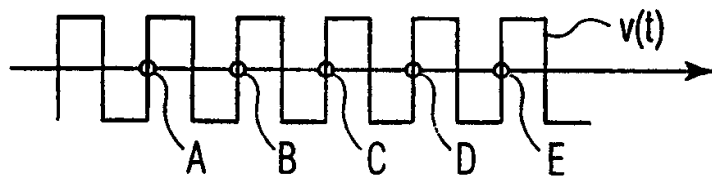


图 10B

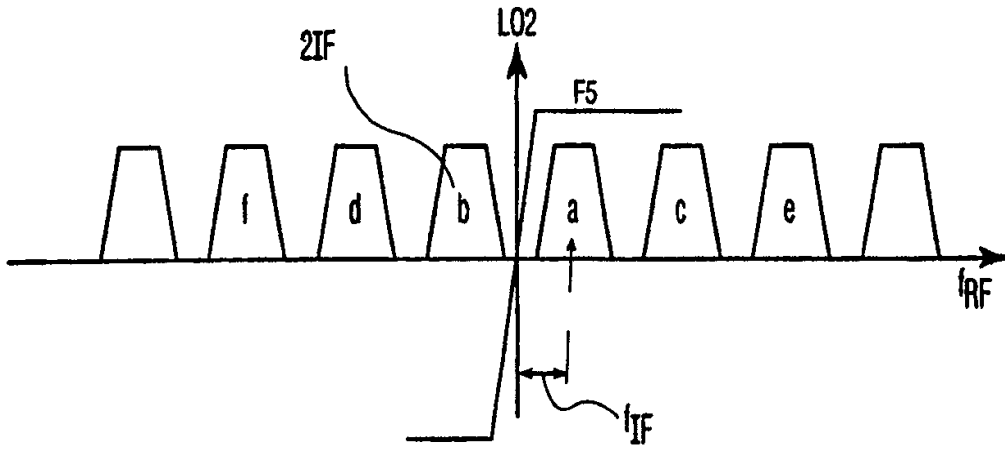


图 11A

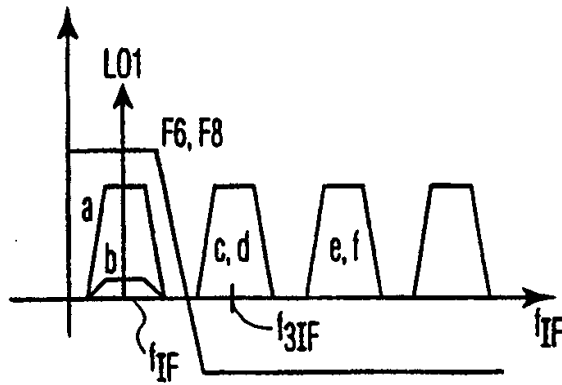


图 11B

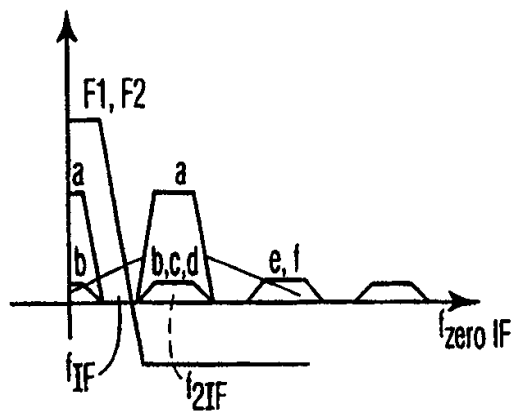


图 11C

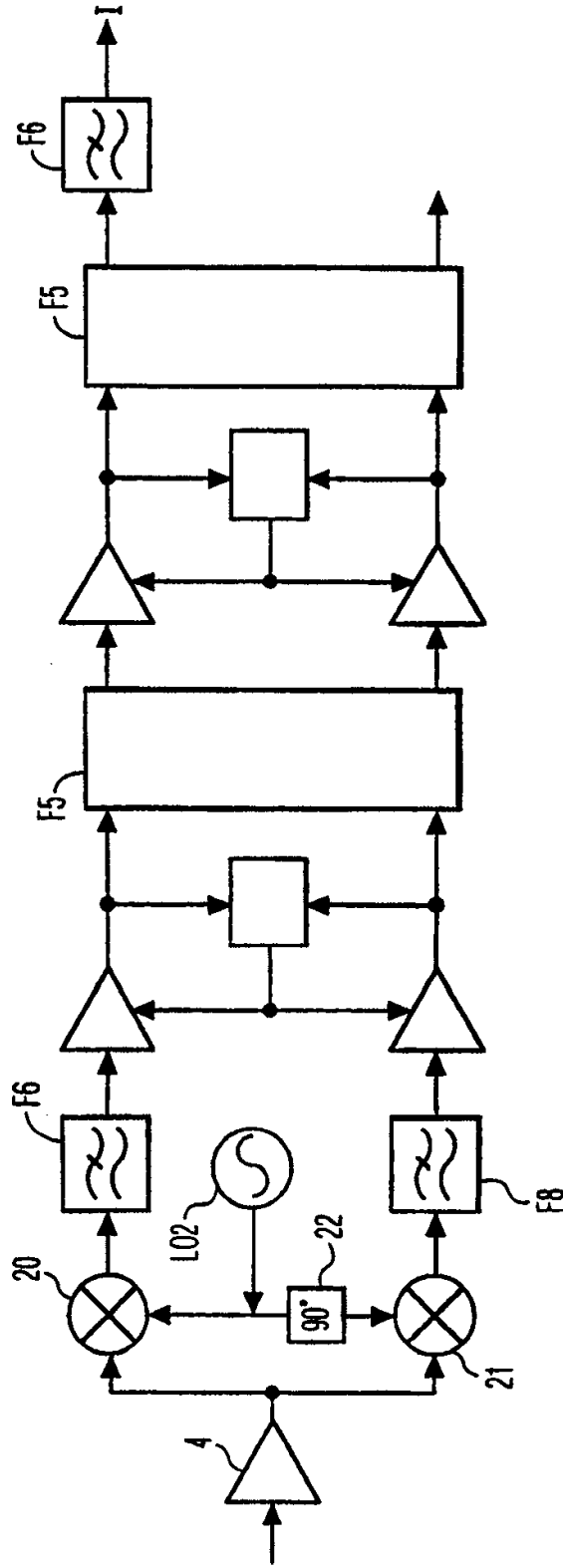


图 12

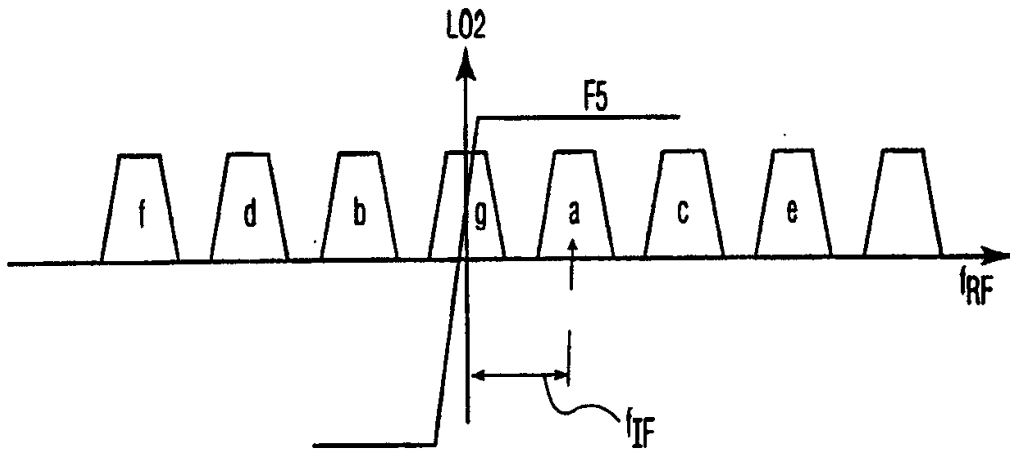


图 13A

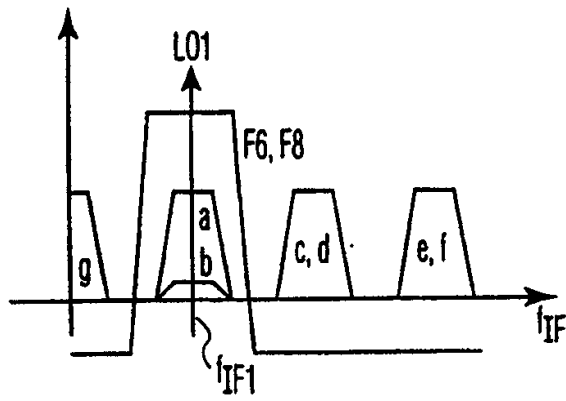


图 13B

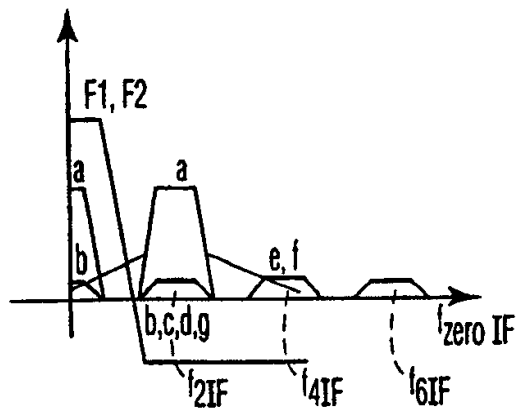


图 13C

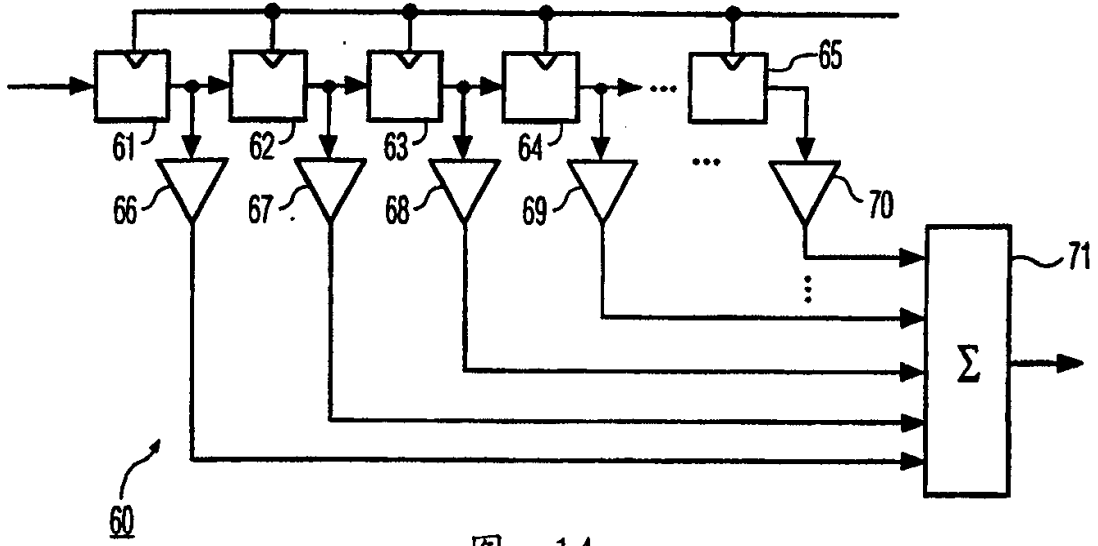


图 14

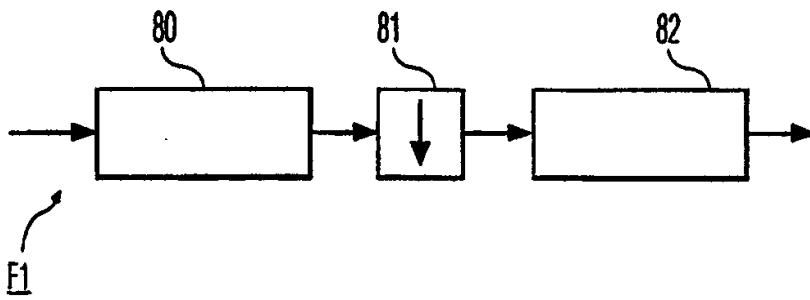


图 15

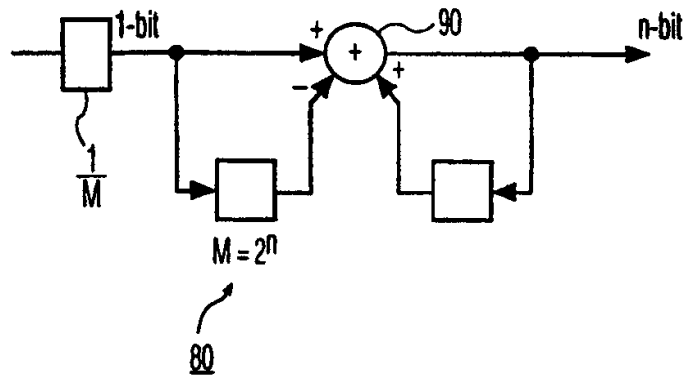


图 16

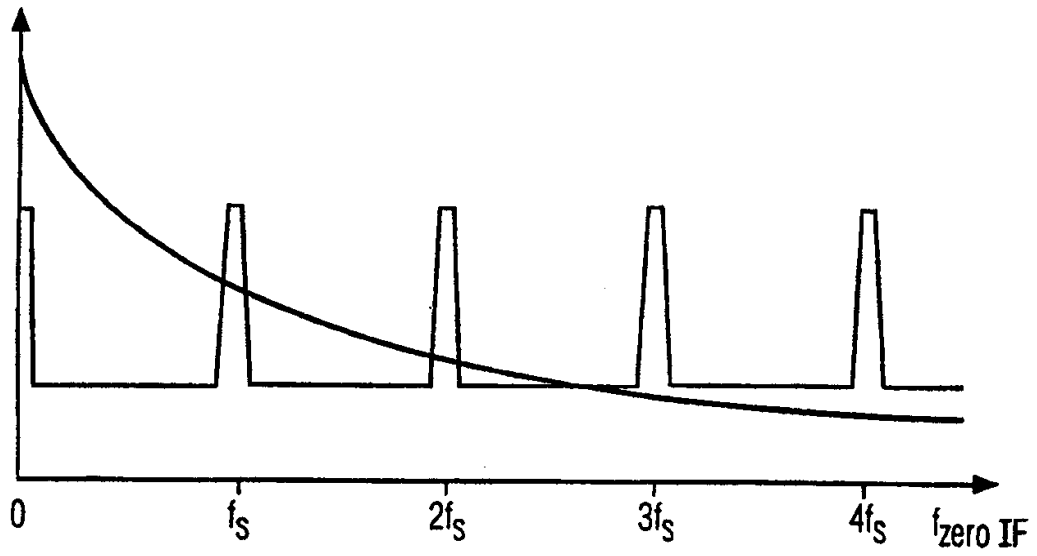


图 17

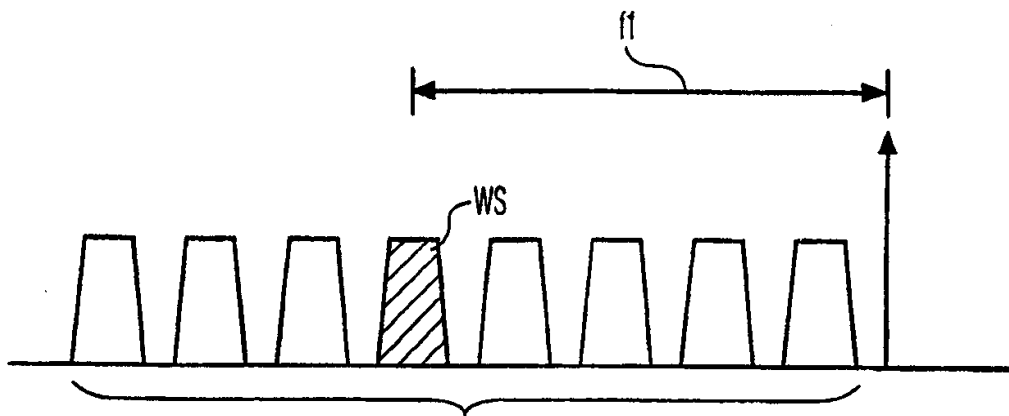


图 19

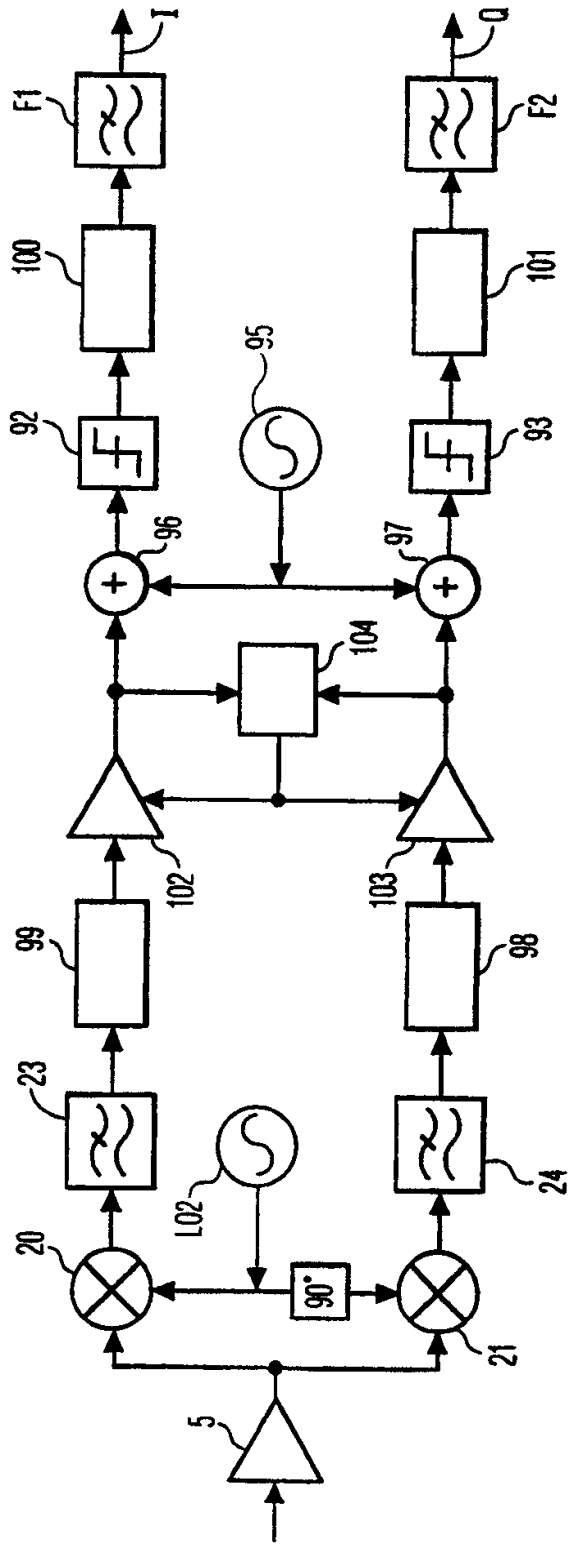


图 18