

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 91112746.1

[45]授权公告日 1999 年 3 月 31 日

[11]授权公告号 CN 1042781C

[22]申请日 91.12.19 [24]颁证日 99.2.6

[21]申请号 91112746.1

[30]优先权

[32]90.12.19 [33]US [31]629,931

[73]专利权人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯

[72]发明人 阿兰·L·威尔森

马克·C·库达克

布莱德雷·M·希本

埃利克·F·祖澳尔科

斯蒂文·C·雅斯皮

[56]参考文献

US4,622,694 - -

US4,731,796 - -

审查员 陈 晨

[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

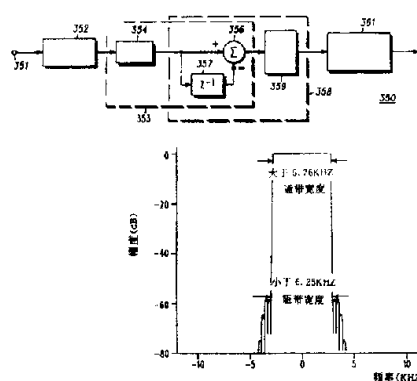
代理人 邹光新

权利要求书 3 页 说明书 15 页 附图页数 4 页

[54]发明名称 多调制方式兼容的无线电设备

[57]摘要

与宽信道恒定包络 4 电平 FSK FM 调制和窄信道 $\pi/4$ 差分 QPSK 线性调制都兼容的一个接收机(350)能在改进的恒定包络和非恒定包络发射机之间实现兼容交互作用。所有的奈奎斯特滤波都发生在发射机中,在接收机中 没有奈奎斯特滤波。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1.一种无线电收发信机，其特征在于，包括：

一个发射机（300，325），该发射机包括：一个耐奎斯特滤波器（302，331）；和

一个接收机（350），用于接收一个固定包络信号和一个非固定包络信号，该接收机包括：一个松耦合中频（IF）滤波器（352）；一个频率解调器（353），耦合到所述的松耦合IF滤波器的输出端；一个积分和消除滤波器（359），耦合到所述的频率解调器的输出端；和一个随机变化比特恢复器（361），耦合到所述的积分和消除滤波器的输出端。

2.根据权利要求1所述的无线电收发信机，其特征在于，所述的发射机（300）发射一个固定的包络信号，并且还包括：

一个差分编码器（303），耦合到所述的耐奎斯特滤波器的输出端；和

一个频率调制器（307），耦合到所述的差分编码器的输出端。

3.根据权利要求1所述的无线电收发信机，其特征在于，所述的差分编码器（303）包括：

一个频带有限滤波器（304），耦合到所述的耐奎斯特滤波器的输出端，该频带有限滤波器具有幅度响应为 $(\pi fT)/[\sin(\pi fT)]$ ，其中 f 是可变频率， T 是符号时间；和

一个积分器（306），耦合到所述的频带有限滤波器的输出

端。

4.根据权利要求1所述的无线电收发信机,其特征在于,所述的频率解调器(353)包括:

一个反正切单元(354),耦合到所述的耦合F滤波器的输出端;

一个差分加法器(356),耦合到所述的反正切单元的输出端,它具有一个第一输入端和一个第二输入端;及

一个样值延迟通路(357),具有一个输入端,耦合到所述差分加法器的第一输入端,和一个输出端,耦合到所述差分加法器的第二输入端。

5.根据权利要求4所述的无线电收发信机,其特征在于,所述的差分加法器(356)、所述的样值延迟通路(357)和所述的积分和消除滤波器(359)一起形成一个差分解码器(358)。

6.根据权利要求1所述的无线电收发信机,其特征在于,所述的发射机(325)发射一种非固定的包络信号,并且该发射机包括:

一个加法器(327),具有:一个第一输入端,用于接收一个数字输入信号;一个第二输入端;以及一个输出端;

一个样值延迟通路(328),具有:一个输入端,耦合到所述加法器的输出端;和一个输出端,耦合到所述加法器的第二输入端;

一个相位调制器(329),耦合到所述加法器的输出端和所述的耐奎斯特滤波器(331)的输入端;和

一个混合器(332),耦合到所述的耐奎斯特滤波器的输出

端。

7.根据权利要求1所述的无线电收发信机,其特征在于,所述的耐奎斯特滤波器(302, 331)是一个提升的余弦滤波器。

8.根据权利要求1所述的无线电收发信机,其特征在于,所述的松驰中频(IF)滤波器(352)至少是一个有限脉冲响应(FIR)滤波器。

说明书

多调制方式兼容的无线电设备

本发明涉及调制技术,包括但并不限于恒定包络调制技术和非恒定包络调制技术,以及与其适用的发射机和接收机。

众所周知有多种支持无线电通信的调制技术,例如,频率调制(FM)的恒定包络调制技术是众所周知的,诸如 $\pi/4$ 差分 QPSK 的非恒定包络调制技术也广为人知。

适合与各种调制方式一起使用的数字信令技术也广为人知,例如与 FM 一起使用的 $\pi/4$ 差分 QPSK(如上所述)和 4 电平 FSK。虽然两种技术都为人们所了解,但目前的技术容易支持快速采用以 4 电平 FSK FM 为基础的无线电设备,而以 $\pi/4$ 差分 QPSK 为基础的非恒定包络无线电设备面临着更大的挑战。虽然要在技术上和经济上支持这种信令和调制方式时各种障碍在不久的将来必然存在,但对要求数字信令的用户一般更喜欢选用 4 电平 FSK FM 以便较快实施。

无线电系统的用户非常需要立即可行的数字信令,部分原因是频谱效率,部分原因是为了支持各种需要的操作性能。然而,对这些相同的用户而言,在目前已有的技术下,他们不愿意以排斥下一代产品进步为代价,也不愿意热衷于下一代产品而忽略目前已得到的数字信令系统的代价进行投资。简而言之,在将来可能有 $\pi/4$ 差分 QPSK 无线电设备的前提下,系统的用户不希望用 4 电平 FSK FM 系统来满足立即的要求。然而在同时,

同样这些用户又想现在实现数字信令的效益。

因此，对某些通信手段要求它们能满足数字信令的当前要求，例如 4 电平 FSK FM，而同时又要求以合理的经济效益适应未来技术，例如 $\pi/4$ 差分 QSPK。

这种要求和其它的要求通过提供一种无线电收发信机就可以基本上得到满足，该无线电收发信机包括：一个发射机和一个接收机。根据本发明的具体实施例，该收发信机可以配置得用于发射一种固定的包络信号或一种非固定的包络信号。在每个实施例中，该发射机包括一个耐奎斯特滤波器。符合公知的耐奎斯特准则的滤波器可使符号间的干扰最小化，可以根据一种滤波函数来构置，该滤波函数利用可在通带与止带之间的过渡区内的增长余弦滚降。这种增长余弦函数在本技术领域内是公知技术，在下文描述中详细讨论，通常把这种滤波器称为“耐奎斯特滤波器”。

在该收发信机的一个实施例中，该收发信机配置得用于发射一种固定的包络信号。在这个实施例中，该收发信机包括：一个耐奎斯特滤波器、一个差分编码器和一个频率调制器。在该收发信机的第二实施例中，该收发信机配置得用于发射一种非固定的包络信号。在这个第二实施例中，该收发信机包括：一个加法器、一个样值延迟通路、一个相位调制器、一个耐奎斯特滤波器和一个混频器。这两个实施例中的接收机的功能是：接收和正确地解调一种固定包络信号或一种非固定包络信号。含有这种收发信机的一个系统可以提供给多个用户，其中，一些用户发送固定包络信号，而另一些用户发送非固定包络信号。然而，不管发射类型如何，所有的无线电接收设备都能够接收和解调所述的这些信

号。

根据本发明，固定包络发射机可以耦连到所述的接收机上，以允许设置 4 电平 FSK 无线电设备来满足近期的需要。后者作为一种经济的解决方案具有 $\pi/4$ 差分 QPSK 发射机的无线电设备，可以引进到该系统中来。据此，一个系统操作者配备有多个无线电设备来满足当即需求，同时还保留一个可兼容的迁移通路以便于容易地提供出下一代平台。

图 1a - b 包括表示现有技术的 4 电平 FSK FM 发射机和接收机结构的方框图。

图 2a - b 包括表示现有技术的 $\pi/4$ 差分 QPSK 发射机和接

收机结构的方框图。

图 3a—c 包括分别表示一个 4 电平发射机和一个 $\pi/4$ 差分 QPSK 发射机及适用于这两种发射机的接收机的方框图。

图 4 示出中频(IF)滤波器设计的约束条件。

图 5a 表示一个积分和清除滤波器(dump filter)的脉冲响应。

图 5b 表示该积分和清除滤波器的频率响应。

图 5c 表示该积分和清除滤波器的频带限制频率响应。

在描述本发明的实施例之前,首先简单地描述一下目前所建议的 4 电平 FSK 和 $\pi/4$ 差分 QPSK 收发机的结构是有益的。

图 1a 示出一个 4 电平 FSK 发射机(100)的相应的组成部分,该发射机包括一个奈奎斯特滤波器(102),它具有滚降(roll-off)系数 0.2,该奈奎斯特滤波器处理 4 电平数据成为增长余弦(raised cosine)的平方根的函数。

在奈奎斯特滤波器之后是一个调频器(103),它具有 0.27 的偏差指数,该调频器能对前面滤波的数据进行有效积分,然后用预定的载频对数据进行频率调制,如以 $e^{j(\varphi+\omega t)}$ 表示。为了简单起见,上述功能容易在 DSP,诸如由摩托罗拉公司生产并销售的 DSP56000 系列设备中实施。所描述的部件以及没有描述但是一般包括在发射机中的其它部件(如功率放大器)是本领域普通技术人员所熟知的,因此在此没有必要作进一步的描述。

图 1b 示出一个建议的 4 电平 FSK 接收机(125)的相应的组成部件。一个 IF 滤波器(127)对所接收的调制信号(126)进行滤波,该滤波的信号随后进行频率解调。在该实施例中,频率解调器包括一个反正切装置(128),它将其信号馈送到一个差分加法

器(129),其反向输入耦合到一个单位取样延时器(unit sample delay)(131)。(虽然描述成一个差分加法器,这个部件实际上是一个近似差分器。近似是在离散时间系统的第一差分基础上向连续时间系统的真正差分器近似。)差分加法器(129)的输出耦合到一个奈奎斯特滤波器(132)(同样具有 0.2 的滚降系数),存在于奈奎斯特滤波和解调的信号中的结果数据由一个随机变化比特恢复装置(133)进行恢复。

对于上面描述的发射机(100),上面一般涉及的功能可以很容易在 DSP 上得到实施,并且为本领域的普通技术人员所熟知,因而在此不需作进一步的详细描述。

图 2a 示出建议的 $\pi/4$ 差分 QPSK 发射机(200)。这里再假定有一个 4 电平数据源(201),一个加法器(202)将该数据与经单位取样延时器(203)处理的反馈信号相加,加法器与单位取样延时器合作构成一个差分译码器,然后相位调制器(204)处理译码信号为 $e^{j\varphi}$ 的函数,从而获得本实施例的每个符号(symbol)一个样值的同相与正交分量的复合物,同相和正交分量随后进行奈奎斯特滤波(206)(其中滚降系数 = 0.2),并与适当的载频(208)混合(207)以获得所要求的调制。

图 2b 示出一个适于接收并解调上述发射机(200)发出的信号的的建议的 $\pi/4$ 差分 QPSK 接收机。该接收机(225)接收该调制(226)并将接收的信号进行奈奎斯特滤波(227),奈奎斯特滤波器(227)的滚降系数为 0.2。相位解调器(228)处理奈奎斯特滤波的信号成为反正切的函数,随后将相位解调的信号提供给差分加法器(231),它接收相位解调信号和经过单位取样延时器(232)处理的相位解调信号。随后结果的信号在积分和清除滤波

器(233)中进行处理。然后,随机变化比特恢复器(234)对译码的信号进行处理,从而获得一个 4 电平数据输出,如上面参照图 1b 所提到的。

上面对 $\pi/4$ 差分 QPSK 调制的发射机(200)和接收机(225)所描述的部件以及适用于构成接收机和发射机的其它部件,例如功率放大器,传输元件等等,对于本领域的普通技术人员来说都是熟知的。因此,在此不必作进一步的描述。

上面描述的恒定包络和非恒定包络接收机与发射机相互间基本上不兼容。例如,由第一个描述的发射机(100)提供的 4 电平 FSK FM 调制不能用第二个描述的接收机(225)进行适当的接收和译码。因此,一旦在一个特定的系统中选用了某种发射机/接收机(100/125 或 200/225),就排除与以后选择的原先没有设计的发射机/接收机的兼容能力。

现在参见图 3a—c,这里提出一种解决上述困难的方法。

首先,在图 3a 中,适用在 12.5KHz 信道传输 4 电平 FSK FM 调制的恒定包络发射机如标号 300 所示。该恒定包络发射机(300)通过一个增长余弦奈奎斯特滤波器(302)(具有 0.2 的滚降系数)对输入的 4 电平数据(301)进行处理,本领域的普通技术人员会注意到,前面描述中所建议的发射机包括的奈奎斯特滤波器,其中增长余弦函数在发射机和接收机中都以平方根函数出现,而在这里的增长余弦函数则不受这种约束。在这一实施例中,奈奎斯特滤波不是分布在发射机和接收机之间,所有的奈奎斯特滤波都出现在传输端。

在奈奎斯特滤波之后,差分译码器(303)把在频带有限滤波

器(304)中的奈奎斯特滤波的信号处理为 $\frac{\pi f T}{\sin(\pi f T)}$ 。在本实施例中,一个特别的设计问题是要计算该滤波器(304)的脉冲响应。假定

$H(\omega)$ = 理想的奈奎斯特增长余弦滤波器的频率响应。

标称角频率为 1 弧度/秒。

标称符号时间(以 T 表示)为 π 秒。

$$\begin{aligned} H(\omega) &= 1 && \text{当 } |\omega| \leq 1 - \alpha \\ H(\omega) &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left[\frac{\pi(|\omega| - 1 + \alpha)}{2\alpha} \right] && \text{当 } 1 - \alpha < |\omega| \leq 1 + \alpha \\ H(\omega) &= 0 && \text{当 } 1 + \alpha < |\omega| \end{aligned}$$

使用付立叶反变换可得出滤波器的脉冲响应为:

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} H(\omega) \cos(\omega t) d\omega && \text{因为 } H(\omega) \text{ 是偶函数} \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{1-\alpha} \cos(\omega t) d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{1-\alpha}^{1+\alpha} \cos(\omega t) d\omega \\ &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{1+\alpha}^{\infty} \cos \left[\frac{\pi(\omega - 1 + \alpha)}{2\alpha} \right] \cos(\omega t) d\omega \end{aligned}$$

利用乘法规则, $\cos(x)\cos(y) = 0.5\cos(x+y) + 0.5\cos(x-y)$, 可进行积分运算。

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{\sin((1-\alpha)t)}{\pi t} + \frac{\sin((1+\alpha)t)}{2\pi t} \\ &\quad + \frac{\sin(\pi + (1+\alpha)t) - \sin((1-\alpha)t)}{4\pi \left[\frac{\pi}{2\alpha} + t \right]} \end{aligned}$$

$$+ \frac{\sin(\pi - (1 + \alpha)t) + \sin((1 - \alpha)t)}{4\pi \left[\frac{\pi}{2\alpha} - t \right]}$$

然后,利用 $\sin(\pi + x) = -\sin(x)$, 并且利用代数同类项合并,得到下面的结果。

$$h(t) = \frac{\pi}{8\alpha^2 t} \frac{\sin((1 + \alpha)t) + \sin((1 - \alpha)t)}{\left(\frac{\pi}{2\alpha}\right)^2 - t^2}$$

最后,利用 $\sin(x + y) + \sin(x - y) = 2\sin(x)\cos(y)$ 得出:

$$h(t) = \frac{\pi \sin(t) \cos(\alpha t)}{t(\pi^2 - 4\alpha^2 t^2)}$$

滤波函数 $h(t)$ 现在可以在离散时间间隔内进行取样,从而在 DSP 设备中实现奈奎斯特增长余弦有限脉冲响应(FIR)滤波器。

现在考虑整形滤波器 $f(t)$ 。假定 $F(\omega)$ 等于该整形滤波器(304)的频率响应, T 是符号时间,对于 9600 b/s, T 等于 208.333 微秒,而对于用于上述 H 中的标称系统而言, T 等于 π 秒,因而

$$F(\omega) = \frac{\frac{\omega T}{2}}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}$$

上式对所有的频率都成立。对奈奎斯特滤波器 $H(\omega)$, 滚降系数为 0.2 时, $-1.2\pi < \omega T < 1.2\pi$ 成为 $F(\omega)$ 最有意义的频率范围。这样一个滤波器函数不能用基本微积分直接进行积分,虽然可以用数字方法来计算反付立叶积分,但是很困难。可采用离

散付立叶变换方法或该变换的 FFT 形式来加速计算过程,假定有足够的处理能力,这种方法是适用的。然而在本实施例中将介绍另一种方法。此时,函数 F 用余弦项的付立叶级数来近似,然后将其转换到时域。首先,选择一个近似 F 的适当的时间间隔。它必须大于等于正或负 1.2π ,而小于正或负 2π ,因为在 F 中 ωT 处的一个奇异点等于 π ,正或负 1.3333π 组成了一个有用的间隔,因为这使得当用因子 8 对 H 取样时,允许各样值相隔六个样值。

基于上面的分析,

$$F(x) = \frac{\pi x}{\sin(\pi x)} \quad \text{这里 } x = \text{标称频率} = fT = \frac{\omega T}{2\pi}$$

$$= f_0 + \sum_{k=1}^{\infty} f_k \cos \left[\frac{2\pi k x}{1.33333} \right] \quad \text{这是付立叶级数展开式。}$$

$$f_0 = 0.75 \int_{-2/3}^{2/3} F(x) dx$$

$$f_k = 1.5 \int_{-2/3}^{2/3} F(x) \cos \left[\frac{2\pi k x}{1.33333} \right] dx \quad K > 0$$

上述积分很容易进行数值计算,下面列出计算出的前 12 项。

表 1

K	f_k
0	1.35697
1	-0.4839
2	0.189043
3	-0.0982102
4	0.0594481

5	-0.0396059
6	0.0281791
7	-0.0210304
8	0.0162746
9	-0.0129571
10	0.0105541
11	-0.00875928

通过画出函数 $F(x)$ 及其付立叶级数近似, 可发现它们之间极其紧密的联系。虽然在奈奎斯特滤波器截止之前靠近频带边缘处的误差近似为 2%, 但在其通带中的大部分位置的级数为所需值的 1% 之内。

然后可对级数进行下面的付立叶逆变换:

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[f_0 + \sum_{K=1}^{\infty} f_K \cos \left(\frac{K\omega T}{1.33333} \right) \right] e^{j\omega t} d\omega \\
 &= \frac{1}{2\pi} \left[f_0 \delta(t) + \sum_{K=1}^{\infty} \frac{f_K}{2} \delta(t + 0.75KT) + \sum_{K=1}^{\infty} \frac{f_K}{2} \delta(t - 0.75KT) \right]
 \end{aligned}$$

其中狄拉克三角 (Dirac delta) 函数以 $\delta(t)$ 表示。

当每一符号取样 8 样值时, 在 $0.75 \times 8 = 6$ 样值间隔内不会得到零样值, 中间的或第 0 个样值的幅值为 f_0 , 对 $K = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ 等等, 其样值的幅度为 $f_K/2$ 。然后将其与上面所计算的 $h(t)$ 函数级联就能得到该滤波器所需要的滤波器。

滤波之后, 积分函数 (306) 完成差分译码过程。然后, 该信号

可进行频率调制为 $e^{j(q+\omega t)}$ 的函数,并保持偏移指数为 0.25。最后,根据特定的用途,调制结果可进行适当的放大和发送。

图 3b 示出一个适用于传送具有 6.25KHz 带宽的 $\pi/4$ 差分 QPSK 信号的非恒定包络发射机,加法器(327)接收 4 电平数据输入(326)并将其与反馈信号(328)相加。这提供一个差分译码过程,如上面参照图 2a 所述。也和图 2a 所示的一样,相位调制器(329)对信号进行处理,并提供每个符号一个样值的同相和正交分量。这些分量随后在增长余弦奈奎斯特滤波器(331)中进行滤波。与前面描述的恒定包络发射机(300)一样,该增长余弦奈奎斯特滤波器(331)的滚降系数是 0.2,并且把信号处理为增长余弦的平方根函数。相反,从源至目的的所有的奈奎斯特处理过程都出现在发射机(325)中。在奈奎斯特滤波之后,混合器(332)将信息信号与适当的载波频率(333)混合,得到所需的 $\pi/4$ 差分 QPSK 调制结果。

图 3c 示出适用于接收并译码上述任一发射机(300 和 325)来的调制的一个接收机。所接收的调制(351)耦合到松弛 IF/滤波器(352)。严格设计该 IF 滤波器使得接收机(350)既能接收宽频调制信号(存在于 12.5KHz 信道中),又能接收窄线性调制信号(存在于 6.25KHz 信道中)。特别是,该 IF 的设计必须具有足够宽且足够平的通带宽度,以避免符号间的干扰,同时具有足够窄的阻带宽度,以允许 6.25KHz 信道间隔。对在 6.25KHz 信道内通过速度为 9600 比特/秒的系统,滤波器的设计约束条件示于图 4。如上所述,在发射机中有滚降系数为 0.2 的奈奎斯特增长余弦滤波器。阻带宽度限制是 6.25KHz,而通带宽度的限制要超过

$$(1+\alpha)\frac{9600}{2}=5.76\text{KHz}$$

因为所需的转换比率

$$r=\frac{\text{阻带宽度}}{\text{通带宽度}}<\frac{6.25}{5.76}=1.085$$

所以在一个单一有限脉冲响应结构中实施这样的滤波器时所需要的滤波系数的数目大约为 350。由于计算的复杂性与滤波系数数目成正比,因此,这是一个明显的不足之处。在本实施例中,松驰 IF 滤波器(352)在 DSP 设备中使用两个 FIR 滤波器。特别是,一个十中取一滤波器首先将带宽变得足够窄以减小提供给后面滤波器的取样率,后面的滤波器提供快速滤波器滚降。在本实施例中的两个 FIR 滤波器都是等脉动设计。第一个 FIR 滤波器获得 80dB 的阻带抑制,其抑制频率为 4.68KHz,通过频率为 3KHz。第二个 FIR 滤波器的阻止频率为 3.00KHz,通过频率为 2.88KHz。两个 FIR 滤波器的参数如表 2 所示:

表 2

参 数	FIR1	FIR2
f_s =取样频率	38.4KHz	7.68KHz
f_1 =通带角频率	3.00KHz	2.88KHz
f_2 =阻带角频率	4.68KHz	3.00KHz
r =转换率= f_1/f_2	1.56	1.04165
阻带抑制	100dB	57.5dB

通带脉动	0.0012dB	0.4dB
滤波系数数目	128	128

虽然与 6.25KHz 信道的特定要求相比,第二个 FIR 滤波器具有较紧密的转换率,但它与前面所述的方式相比要具有较小的滤波器系数。

紧接 IF 滤波之后,频率解调器(353)解调恒定包络信息。在此程度上,频率解调器包括一个反正切单元(354),一个差分加法器(356)和一个单位取样延迟通路(357),如在前面参照建议的 4 电平 FSK 接收机(125)所描述的。

接收机(350)还包括基本上如前面对 $\pi/4$ 差分 QPSK 接收机(255)所描述的差分译码器(358),它包括单位取样延迟通路(357)和差分加法器(356),并与积分和清除滤波器(359)相连。该积分和清除滤波器主要包括一个线性滤波器,它在预定的取样周期内进行积分,然后将过去的数据进行清除,准备新的积分窗口。该积分和清除滤波器的脉冲响应于示图 5a,其中纵坐标表示标称幅度,而横坐标表示 $T=1$ 秒以秒为单位的标称时间。相应的频率响应(公知的 $\frac{\sin(\pi fT)}{\pi fT}$ 滤波器响应的反射)示于图 5b,其中仍以纵坐标表示标称幅值,横坐标表示 $T=1$ 秒以赫兹为单位的标称频率。在该积分和清除滤波器(359)中,某些旁瓣部分被从该频率响应滤除掉,而得到一个带宽有限滤波器。为了取得好的符号恢复,必须获得在 $-\frac{(1+\alpha)}{2T}$ Hz 到 $\frac{1+\alpha}{2T}$ Hz 范围内的频率响应。利用在 $1/T$ Hz 处的频谱零点,该响应被限定为在 $1/T$ Hz 的处截止的一个低通滤波器。所获得的频率响应示于图 5c,

其中纵坐标与横坐标的表示与前面的图 5b 的描述一致。

该滤波器(359)的脉冲响应可利用付立叶反变换直接计算。精确解可用正弦积分函数表示如下。

假定 $H(x)$ = 带宽有限滤波器的频率响应

$$\begin{aligned} &= \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} & |x| < 1 \\ &= 0 & |x| \geq 1 \end{aligned}$$

$h(x) = H(x)$ 的付立叶反变换

假定 $\omega = 2\pi x$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{2}{\omega} \sin\left[\frac{\omega}{2}\right] \cos(\omega t) d\omega$$

因为 $H(\omega)$ 是偶函数

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{\omega} \left[\sin\left[\left(t + \frac{1}{2}\right)\omega\right] - \sin\left[\left(t - \frac{1}{2}\right)\omega\right] \right] d\omega$$

利用三角定理

$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{2\pi(t+1/2)} \sin(y) \frac{dy}{y} - \int_0^{2\pi(t-1/2)} \sin(y) \frac{dy}{y} \right]$$

变量替换

$$= \frac{1}{\pi} \left[\sin\left[2\pi\left(t + \frac{1}{2}\right)\right] - \sin\left[2\pi\left(t - \frac{1}{2}\right)\right] \right]$$

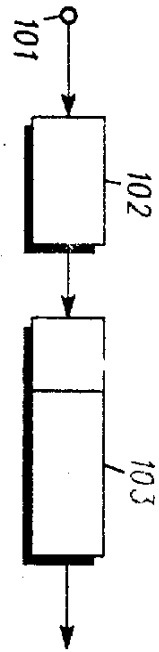
其中 $\sin(x) = \int_0^x \frac{\sin(t)}{t} dt$

在此之后还提供一个随机变化比特恢复器(361),并恢复所得到的 4 电平数据。

根据上面所述的结构,本领域普通技术人员会明确认识到下述要点。首先,接收机中没有奈奎斯特滤波。所有的奈奎斯特滤波都出现在发射机中(滚降率是在奈奎斯特滤波器中进行控制的一个重要变量。在利用奈奎斯特滤波器的现有技术的无线电收发机中,发射机滤波器与接收机滤波器的这个滚降率必须是相同的。而在本发明中,接收机与该变量无关,因此可以从使

用不同滚降率值的不同发射机接收信号);第二,该接收机能够有效地解调并恢复恒定包络信号或非恒定包络信号,如 4 电平 FSK FM 或 $\pi/4$ 差分 QPSK 线性调制;第三,该接收机能适应这些不同的调制型式,而不必顾及其不同的信道宽度,本案中分别分 12.5KHz 和 6.25KHz。

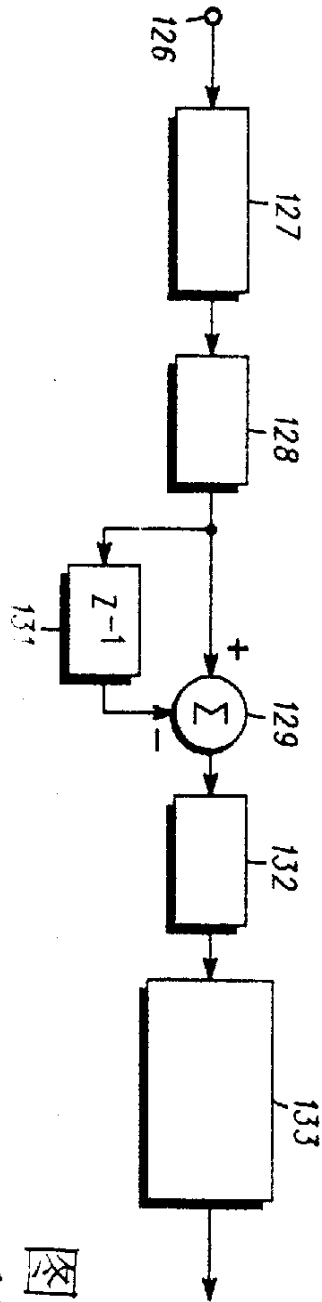
根据上面所描述的结构,通过 4 电平 FSK FM 发射机与所描述的兼容接收机相耦合,系统操作人员可选择实现数字信令的优点。当线性传输技术使得 $\pi/4$ 差分 QPSK 发射机变得经济时,操作人员可将此发射机应用于系统中与同一可兼容的接收机相耦合,如用于恒定包络收发机。不管调制型式和带宽要求如何不同,同一接收机可在这些不同的单元中实现兼容通信。



100

图 1A

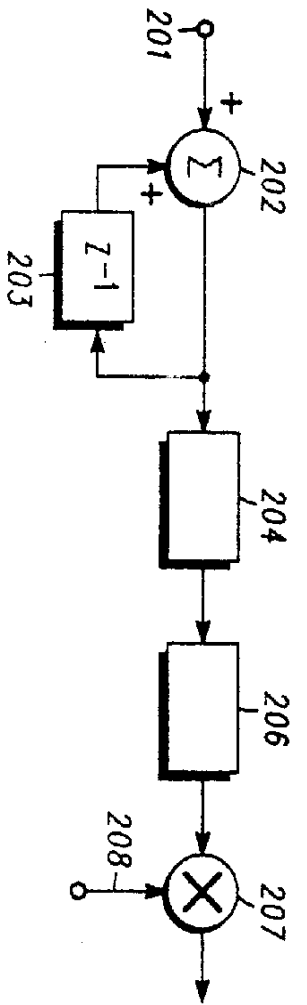
现有技术



125

图 1B

现有技术



200

图 2A

现有技术

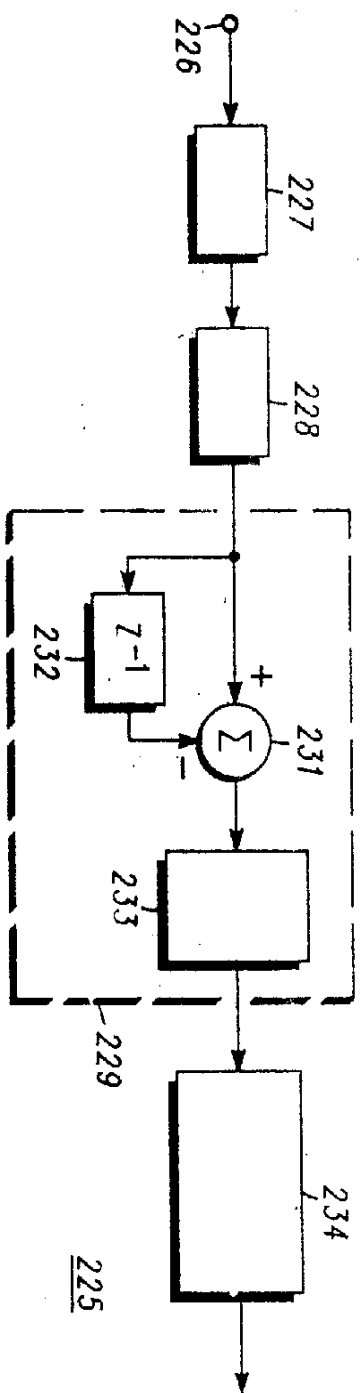


图 2B
现有技术

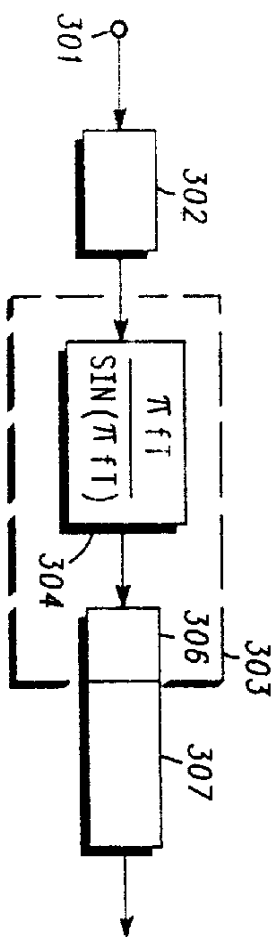


图 3A

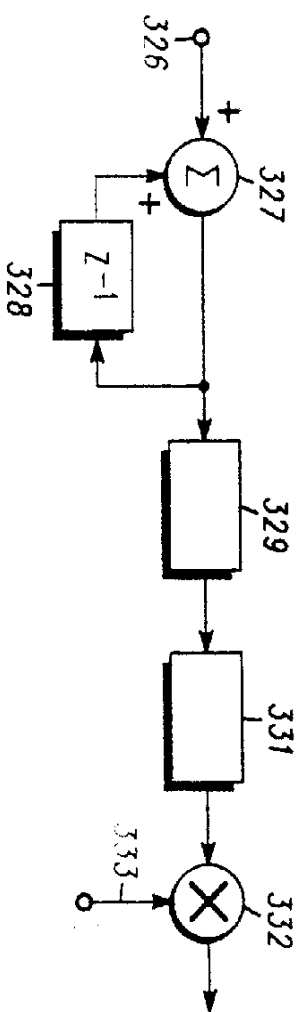


图 3B

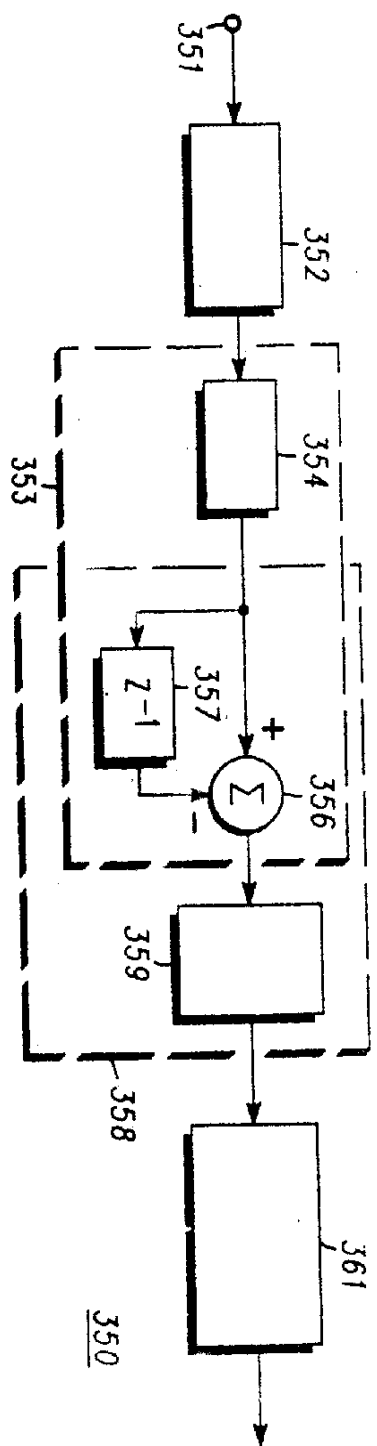


图 3c

图 4
幅度(dB)

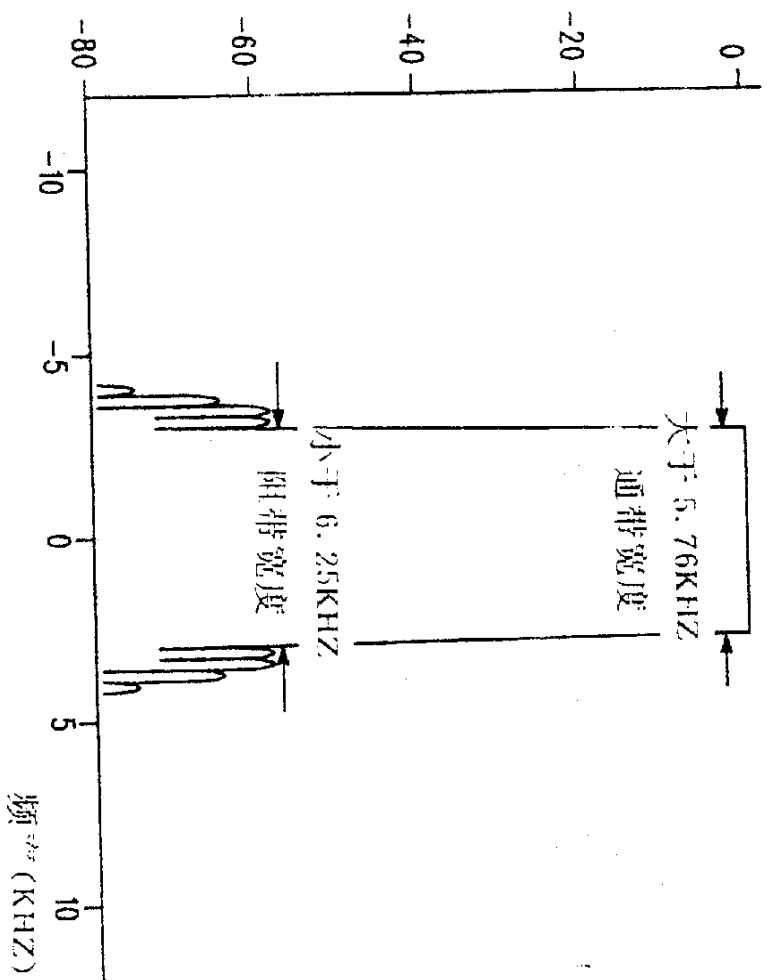


图 4

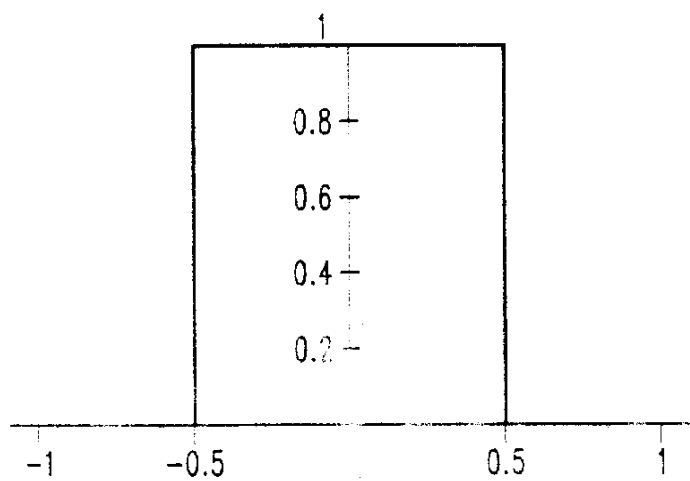


图 5 A

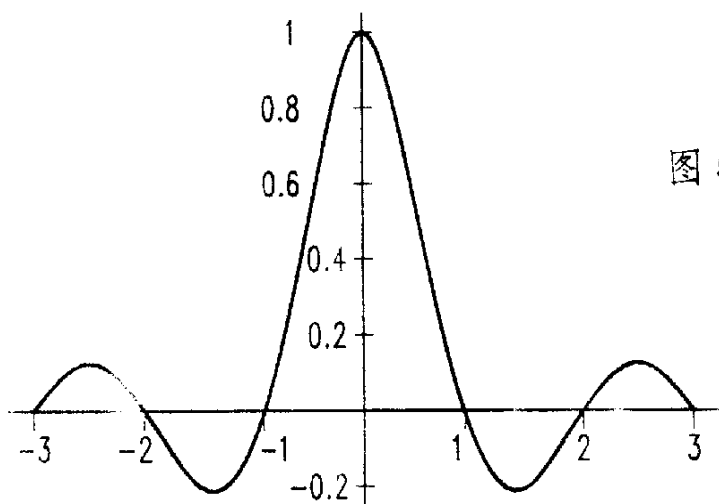


图 5 B

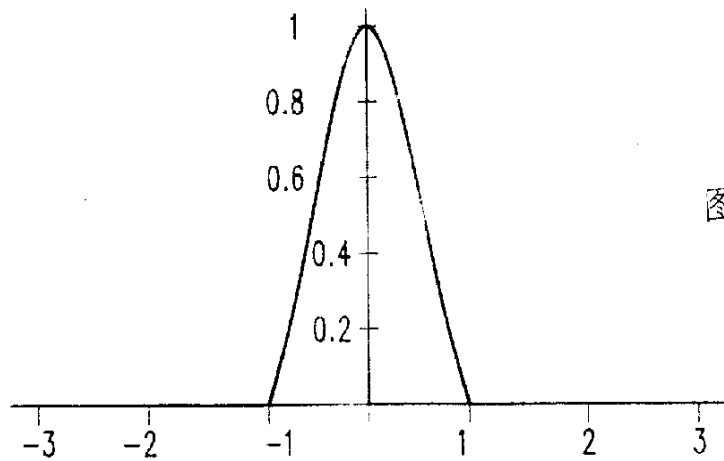


图 5 C