

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 25/49

H04L 25/493

H04J 7/00



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 01816187.1

[45] 授权公告日 2005 年 4 月 20 日

[11] 授权公告号 CN 1198428C

[22] 申请日 2001.7.20 [21] 申请号 01816187.1

[30] 优先权

[32] 2000. 7. 25 [33] US [31] 09/625,254

[86] 国际申请 PCT/US2001/022849 2001.7.20

[87] 国际公布 WO2002/009379 英 2002.1.31

[85] 进入国家阶段日期 2003.3.24

[71] 专利权人 汤姆森特许公司

地址 法国布洛涅

[72] 发明人 钱德拉·莫汉 杰延塔·梅江达

审查员 向琳

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

代理人 吕晓章 马莹

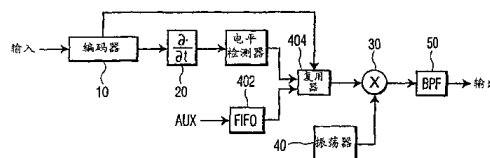
权利要求书 3 页 说明书 12 页 附图 5 页

[54] 发明名称 通过限带信道发送高数据率信号和辅助数据信号的调制技术

[57] 摘要

一个数字数据调制器(图8)被连接到一个具有数据比特周期的数字数据信号源和一个辅助数据信号源。一个编码器利用在数据比特周期内的一个间隔中出现的具有边缘的可变的脉冲宽度代码来编码数字数据。一个脉冲信号发生器产生表示所编码的数字数据信号的边缘的各个脉冲。一个载波信号发生器产生载波信号,它具有对应于在间隔中的各个脉冲的载波脉冲,否则被辅助数据信号调制。一个数字数据解调器(图9)连接到一个包括连续比特周期的调制信号源,每个比特周期具有:包括与其他载波脉冲相间的一个载波脉冲的第一间隔,用于表示可变脉冲宽度编码数字数据信号;和第二间隔,在此期间以一个辅助数据信号来调制载波。一个检测器解调所调制的信号以在第一间隔中产生一个响应于所接收的载波脉冲的可变脉冲宽

度编码信号,在第二间隔中产生一个辅助数据信号。一个解码器解码所述可变脉冲宽度编码信号以产生数字数据信号。



1. 一种数字数据调制方法, 其特征在于包括下列步骤:
提供具有数据比特周期的数字数据信号;
- 5 利用在数据比特周期内的一个间隔中出现的具有边缘的可变脉冲宽度代码来编码数字数据信号;
产生表示被编码的数字数据信号的边缘的各个脉冲;
提供一个辅助数据信号; 以及
产生一个载波信号, 在所述间隔中它具有与各个脉冲对应的载波脉冲,
- 10 在其他间隔中被辅助数据信号调制。
2. 按照权利要求 1 的调制方法, 其特征在于所述代码是一个可变孔径代码。
3. 一种数字数据调制器, 其特征在于包括:
一个具有数据比特周期的数字数据信号源;
- 15 一个编码器(10), 利用在数据比特周期内的一个间隔中出现的具有边缘的可变脉冲宽度代码来编码数字数据;
一个脉冲信号发生器(20, 25), 产生表示所编码的数字数据信号的边缘的各个脉冲;
一个辅助数据信号源(AUX);
- 20 一个载波信号发生器(30, 40), 产生载波信号, 在所述间隔中它具有对应于各个脉冲的载波脉冲, 在其他间隔中被辅助数据信号调制。
4. 按照权利要求 3 的调制器, 其特征在于, 所述调制器还包括: 一个复用器(404), 具有连接到脉冲信号发生器(20, 25)的第一数据输入端, 第二数据输入端, 连接到辅助数据信号源(AUX), 和与载波信号发生器(30, 40)连接的一个输出端, 并被调整使得在第一间隔中将脉冲信号发生器(20, 25)连接到载波信号发生器(30, 40), 在其他间隔中将辅助数据信号源(AUX)连接到载波信号发生器(30, 40)。
- 25 5. 按照权利要求 4 的调制器, 其特征在于还包括在辅助数据源和复用器(404)之间连接的一个先入先出 FIFO 缓冲器(402)。
- 30 6. 按照权利要求 3 的调制器, 其特征在于, 可变脉冲宽度代码是可变孔径编码。

7. 按照权利要求 3 的调制器, 其特征在于:
编码器(10)产生具有前沿和后沿的编码数字数据信号;
脉冲信号发生器(20, 25)响应于在数字数据信号中的前沿而产生正脉冲,
并响应于这一数字数据信号中的后沿而产生负脉冲;
- 5 载波信号发生器(30, 40)产生一个载波脉冲, 它具有响应于正脉冲的第一相位和响应于负脉冲的第二相位。
8. 按照权利要求 7 的调制器, 其特征在于, 第一相位与第二相位相差 180 度。
9. 按照权利要求 3 的调制器, 其特征在于所述脉冲信号发生器包括:
10 一个微分器(20), 连接到编码器;
一个电平检测器(25)连接到微分器。
10. 按照权利要求 3 的调制器, 其特征在于载波信号发生器包括:
一个载波振荡器(40); 和
一个混频器(30), 具有连接到脉冲信号发生器(20, 25)的第一输入端和连
15 接到载波振荡器(40)的第二输入端。
11. 按照权利要求 10 的调制器, 其特征还在于还包括一个连接到混频器(30)的输出端的带通滤波器(50)。
12. 一种数字数据解调器, 其特征在于包括:
一个包括连续比特周期的调制信号源, 每个比特周期具有: 包括与其他
20 载波脉冲相间的一个载波脉冲的第一间隔, 用于表示可变脉冲宽度编码数字数据信号; 和第二间隔, 在此期间以一个辅助数据信号来调制载波;
一个检测器(140), 用于解调所调制的信号以在第一间隔中产生一个响应于所接收的载波脉冲的可变脉冲宽度编码信号, 在第二间隔中产生一个辅助数据信号;
- 25 一个解码器(150), 用于解码所述可变脉冲宽度编码信号以产生数字数据信号。
13. 按照权利要求 12 的解调器, 其特征在于还包括: 一个可控开关(406), 具有连接到检测器(140)的输入端, 第一输出端, 连接到解码器(150), 以及第二输出端, 所述解调器还被调整使得在第一输出端产生可变脉冲宽度编码信
30 号, 在第二输出端产生辅助数据信号。
14. 按照权利要求 13 的解调器, 其特征还在于还包括一个连接到第二输

出端的先入先出缓冲器(408)。

15. 按照权利要求 12 的解调器, 其特征在于可变脉冲宽度代码是可变孔径代码。

16. 按照权利要求 12 的解调器, 其特征在于载波脉冲具有第一相位和
5 二相位之一。

17. 按照权利要求 16 的解调器, 其特征在于第一相位与第二相位相差
180 度。

18. 按照权利要求 12 的解调器, 其特征还于还包括连接在调制信号源和
检测器之间的:

10 一个带通滤波器(110);

一个积分器(120);

一个限幅放大器(130)。

19. 按照权利要求 12 的解调器, 其特征在于还包括:

15 一个窗口计时器(160), 连接在检测器(140)和可控开关(406)之间, 用于产生一个窗口信号, 它在第一间隔中具有第一相位, 在第二间隔中具有第二相位; 其中:

所述可控开关(406)响应于所述窗口信号而有选择地在第一间隔期间将检测器(140)连接到解码器(150), 在第二间隔期间将所述检测器连接到第二输出端。

通过限带信道发送高数据率信号
和辅助数据信号的调制技术

5

技术领域

本发明涉及一种通过限带信道提供高数据率信号和辅助数据信号的调制技术。

10

背景技术

总是期待通过具有有限带宽的信道以高数据率提供数据。许多调制技术已经被开发用于提高通过信道的数据率。例如，M元相移键控(PSK)和正交调幅(QAM)技术允许通过在每个被发送的码元中编码多个数据比特的压缩。这样的系统具有与其相关的局限。首先，与这些系统相关的硬件昂贵。这是因为这些技术需要高水平的信道线性，以便适当地运行。因此，必须对载波跟踪、码元恢复、内插和信号整形进行大量的信号处理。第二，这样的技术对多径效应敏感。第三，这些系统经常要求在一些应用(例如带内信道上广播FM副载波服务)中可以获得的之外的带宽以获得所期待的数据率。

同样期待的是通过一个信道提供几个数据信号。一些调制技术完全利用信道，而另一些剩下信道的一些方面未用。频域复用和时域复用是用于多个信号共享一个信道的两种技术。通过以这种方式共享信道，提高了通过信道的整体通过量。

发明内容

25 按照本发明的原理，一个数字数据调制器被连接到一个具有数据比特周期的数字数据信号源和一个辅助数据信号源。一个编码器利用在数据比特周期内的一个间隔中出现的具有边缘的可变的脉冲宽度代码来编码数字数据。一个脉冲信号发生器产生表示所编码的数字数据信号的边缘的各个脉冲。一个载波信号发生器产生载波信号，它具有对应于在间隔中的各个脉冲的载波
30 脉冲，否则被辅助数据信号调制。

按照本发明的另一个方面，一个数字数据解调器连接到包括连续的比特周期的调制信号源，每个比特周期具有：第一间隔，包括与其他载波脉冲相间的一个载波脉冲，以表示一个可变脉冲宽度编码数字数据信号；第二间隔，在此期间利用一个辅助数据信号来调制载波。一个检测器解调所调制的信号以响应于在第一间隔中接收的载波脉冲和在第二间隔中的辅助数据信号而产生一个可变脉冲宽度编码数字数据信号。一个解码器解码可变脉冲宽度编码数字数据信号以产生数字数据信号。

按照本发明的原理的技术提供要通过单一信道发送的一个高数据率信号和辅助信号。按照本发明的系统可以利用相对便宜的电路来实现，对多径干扰不敏感，并提供实质的带宽压缩。

按照本发明的数字数据调制方法，其特征在于包括下列步骤：提供具有数据比特周期的数字数据信号；利用在数据比特周期内的一个间隔中出现的具有边缘的可变脉冲宽度代码来编码数字数据信号；产生表示被编码的数字数据信号的边缘的各个脉冲；提供一个辅助数据信号；以及产生一个载波信号，在所述间隔中它具有与各个脉冲对应的载波脉冲，在其他间隔中被辅助数据信号调制。

按照本发明的数字数据调制器，其特征在于包括：一个具有数据比特周期的数字数据信号源；一个编码器(10)，利用在数据比特周期内的一个间隔中出现的具有边缘的可变脉冲宽度代码来编码数字数据；一个脉冲信号发生器(20, 25)，产生表示所编码的数字数据信号的边缘的各个脉冲；一个辅助数据信号源(AUX)；一个载波信号发生器(30, 40)，产生载波信号，在所述间隔中它具有对应于各个脉冲的载波脉冲，在其他间隔中被辅助数据信号调制。

按照本发明的数字数据解调器，其特征在于包括：一个包括连续比特周期的调制信号源，每个比特周期具有：包括与其他载波脉冲相间的一个载波脉冲的第一间隔，用于表示可变脉冲宽度编码数字数据信号；和第二间隔，在此期间以一个辅助数据信号来调制载波；一个检测器(140)，用于解调所调制的信号以在第一间隔中产生一个响应于所接收的载波脉冲的可变脉冲宽度编码信号，在第二间隔中产生一个辅助数据信号；一个解码器(150)，用于解码所述可变脉冲宽度编码信号以产生数字数据信号。

附图说明

在附图中：

- 图 1 是用于产生在较窄带宽中的较高数据率信号的调制器的方框图；
- 图 2 是用于理解图 1 所示的调制器的运行的波形图；
- 图 3 是可以接收图 1 所示调制的信号的接收机的方框图；
- 图 4 是用于理解图 1 和 2 所示的调制技术的频谱图；
- 5 图 5 是包括利用图 1 和 2 所示的调制技术实现的带内信道上数字发送信道的 FM 广播发射机的方框图；
- 图 6 是可以接收由图 5 所示的 FM 广播发射机调制的信号的 FM 广播接收机的方框图；
- 图 7 是用于理解按照本发明原理的调制器的运行的波形图；
- 10 图 8 是按照本发明的原理的调制器的方框图；
- 图 9 是按照本发明的、可以接收由图 8 所示的调制器产生的信号的接收机的方框图。

具体实施方式

- 15 图 1 是用于产生高数据率窄带信号的调制器的方框图。在图 1 中，输入终端 IN 接收一个数字信号。该输入端 IN 连接到一个编码器 10 的输入端。编码器 10 的输出端连接到一个微分器 20 的输入端。微分器 20 的输出端连接到电平检测器 25 的输入端。电平检测器 25 的输出端连接到一个混频器 30 的第一输入端。一个本机振荡器 40 连接到混频器 30 的第二输入端。混频器 30 的
- 20 输出端连接到一个带通滤波器(BPF)50 的输入端。BPF 50 的一个输出端连接到一个输出端 OUT，它产生表示在输入端 IN 的数字信号的调制信号。

- 图 2 是用于理解图 1 所示的调制器的运行的波形图。图 2 未按比例画出以便更清楚地图解波形。在所图解的实施例中，在输入端 IN 的数字信号是不归零(NRZ)格式的双电平信号。这个信号被图解在图 2 的上部波形中。NRZ
- 25 信号带有连续的比特，每个持续被称为比特周期的预定周期，由在 NRZ 信号中的虚线表示，并具有被称为比特率的对应频率。NRZ 信号的电平表示那个比特的值，这都是以公知的方式。编码器 10 运行来利用可变脉冲宽度编码来编码 NRZ 信号。在所示的实施例中，可变脉冲宽度代码是可变孔径代码。在
- 1999 年 3 月 11 日提交的、Chandra Mohan 的国际专利申请 PCT/US99/05301
- 30 中详细说明了可变孔径编码。在本专利申请中，以下述方式相位编码 NRZ 信号。

在 NRZ 信号中的每个比特周期被编码为在编码信号中的一个跃迁。一个 M 倍比特率的编码时钟被用于相位编码 NRZ 信号。在上述的专利申请中，编码时钟以 9 倍比特率的速率 M 运行。当 NRZ 信号从逻辑 ‘1’ 电平跃迁到逻辑 ‘0’ 电平的时候，在编码信号中自前一个跃迁起的 8 个编码时钟周期(M-1) 5 进行跃迁。当 NRZ 信号从逻辑 ‘0’ 电平跃迁到逻辑 ‘1’ 电平的时候，在编码信号中自前一个跃迁起的 10 个编码时钟周期(M+1)进行跃迁。当 NRZ 信号不跃迁的时候，即如果连续的比特具有相同的值，则在编码信号中自最后一个跃迁起的 9 个编码时钟周期(M)进行跃迁。在图 2 中可变孔径编码信号(VAC)被图解为第二波形。

10 微分器 20 对可变孔径编码信号(VAC)微分以在 VAC 信号中产生一连串与跃迁时间一致的脉冲。微分器也向 VAC 调制信号提供 90 度相移。前沿跃迁产生正向的脉冲，后沿跃迁产生负向脉冲，这都是以公知的方式。被微分的 VAC 信号 $\frac{\partial VAC}{\partial t}$ 在图 2 中被图解为第三信号。电平检测器 25 对 $\frac{\partial VAC}{\partial t}$ 信号进行电平检测以产生一连串具有不变幅度的三电平脉冲。当被微分的 VAC 信号 15 $\frac{\partial VAC}{\partial t}$ 具有大于正的阈值的值的时候，产生具有高值的电平信号；当它具有小于负阈值的值的时候，产生一个具有低值的电平信号，否则它具有一个中间值，这都是以公知的方式。电平信号在图 2 中被示出为第四信号(LEVEL)。

LEVEL 信号在混频器 30 中调制来自本机振荡器 40 的载波信号。正脉冲产生具有第一相位的载波信号的脉冲，负脉冲产生具有第二相位的载波信号的 20 脉冲。第一和第二相位最好相位相差大致 180 度。载波信号脉冲最好是大致一个编码时钟周期长，并在所图解的实施例中具有大致 NRZ 比特周期的 1/9 的持续时间。本机振荡器 40 的频率被选择以便最好至少 10 个周期的本机振荡器信号可以在载波信号脉冲时间周期期间发生。在图 2 中，载波信号 CARR 被图解为底部的脉冲，其中通过在各个矩形包络的垂直阴影来表示载 25 波信号。在图 2 所示的 CARR 信号中，通过 “+” 来表示响应于正向 LEVEL 脉冲而产生的载波脉冲的相位，通过 “-” 来表示响应于负向 LEVEL 脉冲而产生的载波脉冲的相位。“+” 和 “-” 仅仅表示大致 180 度的相差，而不是要表示任何绝对相位。

30 BPF 50 过滤在 CARR 信号中的所有 “频带外” 傅立叶分量以及载波分量本身和边带之一，仅仅剩下一个单边带。因此来自 BPF 50 的输出信号 OUT

是一个单边带(SSB)相位或频率调制的信号,用于表示在输入端 IN 的 NRZ 数据信号。这个信号可以通过许多已知的传输技术中的任何一个被发送到一个接收机。

图 3 是可以接收图 1 和 2 所示的调制器调制的信号的接收机的方框图。

5 在图 3 中,输入端 IN 连接到如上参照图 1 和 2 所述调制的信号源。输入端 IN 连接到 BPF 110 的输入端。BPF 110 的输出端连接到一个积分器 120 的输入端。积分器 120 的输出端连接到一个限幅放大器 130 的输入端。限幅放大器 130 的输出端连接到一个检波器 140 的输入端。检波器 140 的输出端连接到解码器 150 的输入端。解码器 150 的输出端再现由在输入端 IN 的调制信号表示的 NRZ 信号,并连接到输出端 OUT。

在运行中,BPF 110 过滤频带外信号,仅仅通过被调制的 SSB 信号,如上所述。积分器 120 将由(图 1 的)微分器 20 引入的 90 度相移倒相。限幅放大器 130 将来自积分器 120 的信号的幅度限制为不变的幅度。来自限幅放大器 130 的信号对应于图 2 所示的载波脉冲信号 CARR。检波器 140 或者是一个 FM 鉴频器,或者是一个锁相环(PLL),用于分别解调 FM 或 PM 调制的载波脉冲信号。检波器 140 检测载波脉冲并产生一个具有由那些脉冲的相位和定时表示的跃迁的双电平信号。检波器 140 的输出是与图 2 中的 VAC 信号对应的可变比特宽度信号。解码器 150 对(图 1 的)编码器 10 进行反向操作,并在输出端 OUT 产生与图 2 的 NRZ 信号对应的 NRZ 信号。上述的美国专利申请 (RCA88,945)说明了可以在图 3 中使用的解码器 150。在输出端 OUT 的 NRZ 信号随后被利用电路(未示出)处理。

因为载波脉冲(图 2 的信号 CARR)发生在相对于彼此定义好的时间,并且因为那些脉冲的持续时间有限,因此有可能仅仅在需要脉冲时允许检波器 140 工作。例如,在所图解的实施例中,如上详细所述,每个脉冲具有大致在 NRZ 信号跃迁时间之间的时间的 1/9 的持续时间。在自前一个载波脉冲起(表示后沿)在 NRZ 信号跃迁之间的时间的 8/9 接收到一个载波脉冲之后,仅仅在自那个脉冲起的 NRZ 信号跃迁之间时间的 9/9(无跃迁)或 10/9(前沿)需要连续的脉冲。类似地,在自前一个载波脉冲起(表示前沿)在 NRZ 信号跃迁之间的时间的 10/9 接收到一个载波脉冲之后,仅仅在自那个脉冲起的 NRZ 信号跃迁之间时间的 8/9(后沿)或 9/9(无跃迁)期待连续的脉冲。仅仅当期待载波脉冲的时候并且仅仅在所期待的脉冲的持续时间的相邻时间需要允许检波器 140。

如图 3 中的虚线框 160 所示的窗口计时器具有一个连接到检波器 140 的状态输出端的输入端和一个连接到检波器 140 的允许输入端的输出端。窗口计时器 160 监控来自检波器 140 的信号, 并仅仅当期待载波脉冲的时候并且仅仅在那个脉冲的持续时间的相邻时间允许该检波器, 如上所述。

5 在所图解的实施例中, 在调制信号中的能量主要在比特率的 0.44(8/18)倍和 0.55(10/18)倍之间, 因此具有比特率的 0.11 倍的带宽。这导致将通过带宽的数据率提高了 9 倍。通过改变编码时钟与比特率的比值可以容易地获得其他压缩比, 并具有本领域的技术人员容易明白的折中和限制。

可以在发射机和接收机中用比 M 元 PSK 或 QAM 调制技术更简单的电路来实现所述的系统。具体而言, 在接收机中, 在提取被调制的信号之后, 可以使用限幅放大器(如 130), 它既便宜又节能。并且可以利用标称快速可编程逻辑器件(PLD)来执行 NRZ 信号的编码和解码。这样的器件较为便宜(目前 1 到 2 美元)。另外, 在这个系统中不存在码元间干扰, 因此不需要波形整形。而且, 除了时钟恢复回路之外, 不需要跟踪回路。

15 如上所述因为载波的发送仅仅发生在比特边界(bit boundary)而不对于整个比特周期继续, 因此可以在接收机中使用时间窗口来仅仅在需要脉冲的时间检测所接收的载波脉冲。因此, 对于本系统来说没有多径的问题。

上述的调制技术的一个应用是与 FM 单声道和立体声广播音频信号同时发送 CD 质量的数字音乐。图 4 是用于理解图 1 和 2 所示的调制技术的这个应用的频谱图。图 4a 图解了在美国的用于 FM 广播信号的功率包络线。在图 4a 中, 水平线表示频率, 并表示在大约 88 MHz 和大约 107 MHz 之间的 VHF 频带的一部分。在垂直方向上表示了信号强度。图解了两个相邻广播信号的波谱的允许包络线。每个载波被示意为一个垂直的箭头。在每个载波周围是带有在载波上 FM 调制的广播信号的边带。

25 在美国, FM 无线电台可以在 100 kHz 载波内的边带中以全功率广播单声道和立体声音频。在图 4a 中, 这些边带被无阴影地示意。广播电台可以在从 100 kHz 到 200 kHz 的边带中广播其他信息, 但是在这个频带中传输的功率必须比全功率低 30 dB。这些边带被以阴影示出。相邻的广播站(在同一地理区域)必须相隔至少 400 kHz。

30 在图 4a 中的低频广播信号的载波上部的上边带被图解在图 4b 的频谱图中。在图 4b 中, 垂直方向表示调制百分比。在图 4b 中, 在 0-15 kHz 边带中

以 90%的调制电平来发送单声道音频信号 L+R。在被抑制的副载波频率 38 kHz 附近以 45%的调制电平来发送作为双边带抑制载波信号的 L-R 信号。下边带(lsb)工作在从 23 kHz 到 38 kHz, 并且上边带(usb)工作在从 38 kHz 到 53 kHz。在主载波的边带中也包括一个 19 kHz 的导频音(抑制载波频率的一半)。

5 因此,广播站保持可以获得在主载波(即从 53 kHz 到 100 kHz)附近的上边带(图 4b)和下边带(未示出)中的 47 kHz 来以全功率广播另外的信息。如上所述,从 100 kHz 到 200 kHz 发送的功率必须比全功率低 30 dB。

利用如上所述的图 1 和 2 所示的调制技术,可以在小于 20 kHz 的带宽中编码和发送包括 MP3 CD 质量音频信号的一个 128 千比特每秒(kbps)的信号。

10 这个数字音频信号可以位于(例如)上边带中的 53 kHz 与 100 kHz 之间的空间中,并可以作为副载波信号与规则的广播立体声音频信号一起被发送,如图 4b 所示。在图 4b 中,数字音频信号是中心在 70 kHz 的上述的 SSB 信号,工作在从大约 60 kHz 到 80 kHz。这个信号在主载波的 100 kHz 内,因此可以以全功率被发送。

15 图 5 是包括按照参照图 1-3 所述的调制技术实现的带内信道上数字发送信道的 FM 广播发射机的方框图。在图 5 中,与图 1 所示的相同的那些元件被包围在一个标有“图 1”的虚框内,并被指定相同的附图标记,下面不在详细说明。如参照图 1 和 2 所述,编码器 10、微分器 20、电平检测器 25、混频器 30、振荡器 40 和 BPF 50 的组合产生一个表示数字输入信号(图 2 中的

20 NRZ)的 SSB 相位或频率调制信号(图 2 的 CARR)。BPF 50 的输出端连接到放大器 60 的一个输出端。放大器 60 的输出端连接到第二混频器 70 的第一输入端。第二振荡器 80 连接到第二混频器 70 的第二输入端。第二混频器 70 的一个输出端连接到第一滤波器/放大器 260 的一个输入端。第一滤波器/放大器 260 的输出端连接到信号组合器 250 的第一输入端。

25 广播基带信号处理器 210 的输出端连接到第三混频器 220 的第一输入端。第三振荡器 230 连接到第三混频器 220 的第二输入端。第三混频器 220 的输出端连接到第二滤波器/放大器 240 的输入端。第二滤波器/放大器 240 的输出端连接到信号组合器 250 的第二输入端。信号组合器的输出端连接到功率放大器 270 的输入端,功率放大器 270 连接到发送天线 280。

30 在运行中,编码器 10 接收一个表示数字音频信号的数字信号。在一个优选实施例中,这个信号是 MP3 兼容数字音频信号。具体而言,利用里德-索

罗蒙(RS)码来前向纠错(FEC)编码数字音频数据流。然后将 FEC 编码数据流分组, 这个被分组的数据然后被图 1 所示的电路压缩成 SSB 信号, 如上详细描述。

由振荡器 40 产生的信号的频率被选择为 10.7 MHz, 因此在 10.7 MHz 的中心频率附近调制来自编码器 10 的数字信息。调制频率可以是任何频率, 但是被更实际地选择使得它对应于现有的低成本 BPF 滤波器的频率。例如, 典型的 BPF 滤波器具有中心频率 6 MHz、10.7 MHz、21.4 MHz、70 MHz、140 MHz 等。在所图解的实施例中, 调制频率被选择为 10.7 MHz, BPF 50 被实现为现有的 10.7 MHz 滤波器之一。来自 BPF 50 的滤波的 SSB 信号被放大器 60 放大并被第二混频器 70 和第二振荡器 80 的组合上变频。在所图解的实施例中, 第二振荡器 80 产生 77.57 MHz 的信号, 并且 SSB 被上变频为 88.27 MHz。这个信号被第一滤波器/放大器 260 滤波和进一步放大。

广播基带信号处理器 210 接收一个立体声音频信号(未示出), 并执行形成基带复合立体声信号所必要的信号处理, 所述基带复合立体声信号包括基带的 L+R 信号、在(抑制的)载波频率 38 kHz 的双边带抑制载波 L-R 信号和 19 kHz 的导频音, 这都是以公知的方式。这个信号随后被调制到具有 FM 广播站的分配频率的载波信号。第三振荡器 230 产生具有在本实施例中所示的 88.2 MHz 的所分配基带频率的一个载波信号。第三混频器 220 产生以如图 4b 所示的基带复合单声道和立体声音频信号调制的被调制信号。具有 88.2 MHz 载波频率和图 4b 所示的标准广播音频边带的被调制信号随后被第二滤波器/放大器 240 滤波和放大。这个信号与来自第一滤波器/放大器 260 的中心频率为 88.27 MHz 的 SSB 被调制数字信号组合以形成一个复合信号。因此这个复合信号包括在 88.2 MHz 载波上调制的标准广播立体声音频边带和带有中心频率比载波(88.2 MHz)高 70 kHz 的数字音频信号的 SSB 被调制信号, 如图 4b 所示。这个复合信号随后被功率放大器 270 功率放大, 并被提供到发送天线 280 以发送到 FM 无线接收机。

图 6 是可以接收由图 5 所示的 FM 广播发射机调制的信号的 FM 广播接收机的方框图。在图 6 中, 与图 3 所示的相同的那些元件被包围在标有“图 3”的虚线矩形中, 被指定相同的附图标记, 以下不详细说明。在图 6 中, 一个接收天线 302 连接到 RF 放大器 304。RF 放大器 304 的输出端连接到第一混频器 306 的第一输入端。第一振荡器 308 的输出端连接到第一混频器 306

的第二输入端。第一混频器 306 的输出端连接到 BPF 310 和可调谐 BPF 110 的各个输入端。BPF 310 的输出端连接到中频(IF)放大器 312 的一个输入端，中频(IF)放大器 312 可以是一个限幅放大器。IF 放大器 312 的输出端连接到 FM 检测器 314 的输入端。FM 检测器 314 的输出端连接到 FM 立体声解码器 5 316 的输入端。

在运行中，RF 放大器 304 接收和放大来自接收天线 304 的 RF 信号。第一振荡器 308 产生在 98.9 MHz 的信号。第一振荡器 308 和第一混频器 306 的组合将 88.2 MHz 的主载波信号下变频为 10.7 MHz，并将 SSB 数字音频信号从 88.27 MHz 下变频为 10.63 MHz。BPF 310 仅仅以公知的方式通过在 10.7 10 MHz 周围 53 kHz 的 FM 立体声信号边带(L+R 和 L-R)。IF 放大器 312 放大这个信号，并将其提供到 FM 检测器 314，FM 检测器 314 产生基带复合立体声信号。FM 立体声解码器 316 解码所述基带复合立体声信号以产生表示所发送的音频信号的单声道和/或立体声音频信号(未示出)，这都是以公知的方式。

在所图解的实施例中，可调谐 BPF 110 被调谐到中心频率 10.63 MHz， 15 并仅仅通过在那个频率周围 20 kHz 数字音频信号。在所图解的实施例中，BPF 110 的通带工作在从 10.53 MHz 到 10.73 MHz。BPF 110、积分器 120、限幅放大器 130、检波器 140、解码器 150 和窗口计时器 160 的组合以如图 3 所述的方式运行来提取被调制的数字音频信号，并解调和解码那个信号以再现数字音频信号。由另一个电路(未示出)通过适当的方式处理来自解码器 150 的数 20 字音频信号以产生与所发送的数字音频信号对应的音频信号。具体而言，信号被拆分组，并检测和纠正在发送期间引入的任何差错。被纠正的比特流随后被转换为立体声音频信号，这都是以公知的方式。

上述的实施例提供了与 1024 QAM 系统相当的压缩性能。但是，实际上，QAM 系统限于 256 QAM，因为难于纠正由于紧密的星座间隔(constellation 25 spacing)而导致的噪音和多径码元间干扰。上述的系统没有由于宽和窄相间的载波脉冲的 ISI 问题。简而言之，在窄带宽信道中可以发送高数据率而没有与诸如 QAM 的其他技术相关的问题。

返回参见图 2，在 CARR 信号中，可以看出在载波脉冲之间存在较宽的间隙，在此期间，没有载波信号被发送。可以按照本发明来使用这些间隙。 30 图 7 是用于理解按照本发明的调制器运行的 CARR 信号的更详细的波形图。如上所述，在图 1 所示的编码器 10 中，一个编码时钟信号具有作为 NRZ

信号的比特周期的 $1/9$ 的一个周期。在图 7 中的垂直虚线表示编码时钟信号周期。在图 7 中，从时间 t_1 到时间 t_{10} 图解一个比特周期以图解在一个比特周期中存在 9 个时钟周期。但是，这个比特周期不必与 NRZ 输入信号在时间上一致，很可能相对于 NRZ 信号延迟。

- 5 所允许的载波脉冲的时间位置被虚线矩形表示。一个载波脉冲可能发生在前一个后面的 8、9 或 10 个时钟脉冲处。因此，载波脉冲可以发生在三个相邻时钟周期中的任一个。假定载波脉冲 A 是自前一个起的 8 个时钟脉冲，假定载波脉冲 B 是自前一个起的 9 个时钟脉冲，假定载波脉冲 C 是自前一个起的 10 个时钟脉冲。
- 10 如上所述，当载波脉冲是自前一个脉冲(A)起的 8 个时钟脉冲的时候，这表示在 NRZ 信号中的后沿，仅仅可以紧跟表示在 NRZ 信号中无变化的一个 9 时钟脉冲间隔(D)或表示在 NRZ 信号中的前沿的一个 10 时钟脉冲间隔(E)。类似地，当一个载波脉冲是自前一个脉冲(C)起 10 时钟脉冲的时候，这表示 NRZ 信号中的后沿，并且只可以紧跟表示在 NRZ 信号中的前沿的一个 8 时
- 15 钟脉冲间隔(E)或表示在 NRZ 信号中无变化的一个 9 时钟脉冲间隔(F)。当一个载波脉冲是自前一个脉冲(B)起的 9 个时钟脉冲的时候，这表示在 NRZ 信号中无变化，并且可以紧跟表示 NRZ 信号中的后沿的一个 8 时钟脉冲(D)、表示在 NRZ 信号中无变化的一个 9 时钟脉冲(E)或表示在 NRZ 信号中的前沿的一个 10 时钟脉冲间隔(F)。这都在图 7 中被图解。显然，在一个 NRZ 比特
- 20 周期中的 9 个编码时钟周期，即由三个相邻时钟周期(t_1-t_4)之一构成的所述比特周期的第一个间隔，可能包括一个载波脉冲，同时，由其他 6 个时钟周期(t_4-t_{10})构成的第二间隔不能具有一个载波脉冲。

在 CARR 信号(t_4-t_{10})中没有载波脉冲可以产生的间隔期间，可以在载波信号上调制其他辅助数据。这在图 7 中被图解为具有垂直阴影的圆矩形(AUX

25 DATA)。保持各个保护期间 Δt ，第一个在一个比特周期中的最后一个可能的载波脉冲(C)之后，第二个在围绕这个间隙的下一个比特周期中的下一个连续可能的载波脉冲之前，以使得在携带数字音频信号的载波脉冲(A)-(F)与携带辅助数据的载波调制(AUX DATA)之间的可能干扰最小化。

图 8 是本发明的一个实施例的方框图，所述实施例可以实现在被调制的

30 编码数据流中包括辅助数据。在图 8 中，与图 1 图解的相同的那些元件被指定了相同的附图标记，并在下面不详细说明。在图 8 中，一个辅助数据(AUX)

源(未示出)连接到一个先入先出(FIFO)缓冲器 402 的输入端。FIFO 缓冲器 402 的输出端连接到复用器 404 的第一数据输入端。复用器 404 的输出端连接到混频器 30 的一个输入端。电平检测器 25 的输出端连接到复用器 404 的第二数据输入端。编码器 10 的一个定时输出端连接到复用器 404 的一个控制输入端。

在所图解的实施例中, 假定辅助数据信号能够直接调制载波信号。本领域的技术人员可以明白如何编码和/或另外准备一个信号来以最适合那个信号的特性的方式来调制载波。另外, 在所图解的实施例中, 假定辅助数据信号是数字形式的。但是, 这不是必须的。辅助数据也可以是模拟信号。

10 在运行中, 编码器 10 包括内部定时电路(未示出), 用于控制脉冲的相对定时。这个定时电路可以以本领域的技术人员明白的方式被改进以产生一个信号, 它在脉冲可能发生在 CARR 信号中的时候在三个相邻编码时钟周期 $t1-t4$ 期间具有第一状态, 它在剩余的编码时钟周期 $t4-t10$ 期间具有第二状态。这个信号可以用于控制复用器 404 以当可能发生脉冲的时候在 $\Delta t1-\Delta t4$ 期间
15 将电平检测器 25 的输出端连接到混频器 30 的输入端, 并另外在 $\Delta t4-\Delta t10$ 将 FIFO 缓冲器 402 的输出端连接到混频器 30。在当电平检测器 25 的输出端连接到混频器 30 时的 $\Delta t1-\Delta t4$ 期间, 图 8 的电路是如图 1 所示的配置, 并如上详细所述运行。

在 FIFO 缓冲器 402 连接到混频器 30 的 $(t4+\Delta t$ 到 $t10-\Delta t)$ 期间(考虑到保护带 Δt), 来自 FIFO 缓冲器 402 的数据调制来自振荡器 40 的载波信号。FIFO 缓冲器 402 运行来以恒定的比特率接收数字辅助数据信号, 并在可以产生载波脉冲(A)-(C)时的时间周期 $(t1-t4)$ 期间缓冲信号。FIFO 缓冲器 402 随后在当要发送辅助数据时的 $(t4+\Delta t$ 到 $t10-\Delta t)$ 时间期间以高比特率向混频器 30 提供所存储的辅助数据作为短脉冲串。通过 CARR 信号的辅助数据的短脉冲串的
25 净通过量必须匹配来自辅助数据信号源(未示出)的辅助数据的不变的净通过量。本领域的技术人员可以明白如何匹配通过量, 以及如何规定超出和欠载运行, 这都是以公知的方式。

图 9 是可以接收由图 8 所示的系统产生的信号的接收机的方框图。在图 9 中, 与图 3 所示的相同的那些元件被指定了相同的附图标记, 在下面不详细
30 说明。在图 9 中, 检波器 140 的输出端连接到可控制开关 406 的输入端。可控制开关 406 的第一输出端连接到解码器 150 的输入端。可控制开关 406

的第二输出端连接到 FIFO 408 的输入端。FIFO 408 的输出端产生辅助数据 (AUX)。窗口计时器 160 的输出端不是连接到检波器 140 的允许输出端, 如图 3 所示, 而是代之以连接到可控制开关 406 的控制输入端。

5 在运行中, 在图 9 中的检波器 140 总是被使能。来自窗口计时器 160 的窗口信号对应于在图 8 中由编码器 10 产生的计时信号。窗口信号具有在载波脉冲(A)-(C)可能发生时的(t_1-t_4)期间的的第一状态, 在另外的(t_4-t_{10})的第二状态。在载波脉冲(A)-(C)可能发生时的(t_1-t_4)期间, 窗口计时器 160 使得可控制开关 406 将检波器 140 连接到解码器 150。这个配置与图 3 所示的相同, 并如上详细所述那样运行。

10 在比特周期(t_4-t_{10})的剩余时间。检波器 140 连接到 FIFO 408。在此期间, 所调制的辅助数据被解调和提供到 FIFO 408。利用与(图 8 的)FIFO 402 对应的方式, FIFO 408 从检波器 140 接收辅助数据脉冲串, 并以不变的比特率产生辅助数据输出信号 AUX。辅助数据信号表示所编码用于调制载波的辅助数据。可能需要进一步的处理(未示出)来将所接收的辅助数据信号解码为所期待的格式。

15

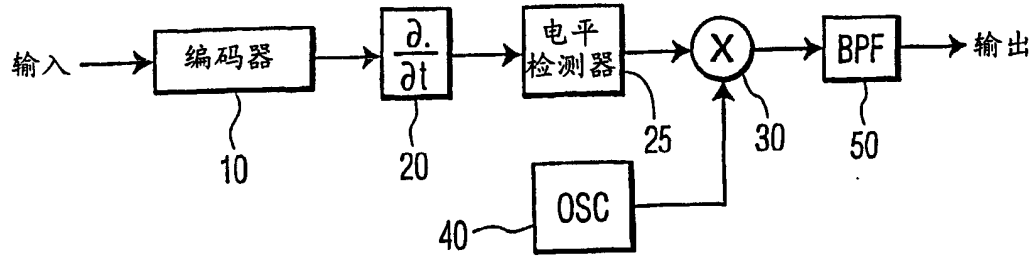


图 1

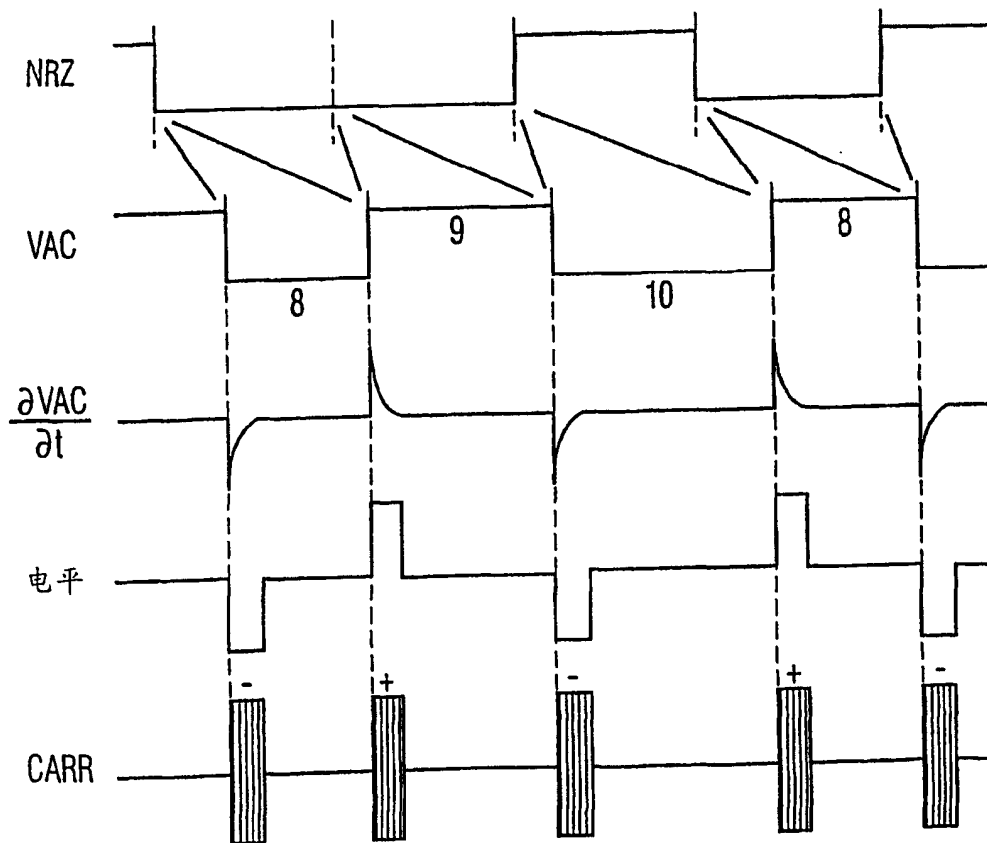


图 2

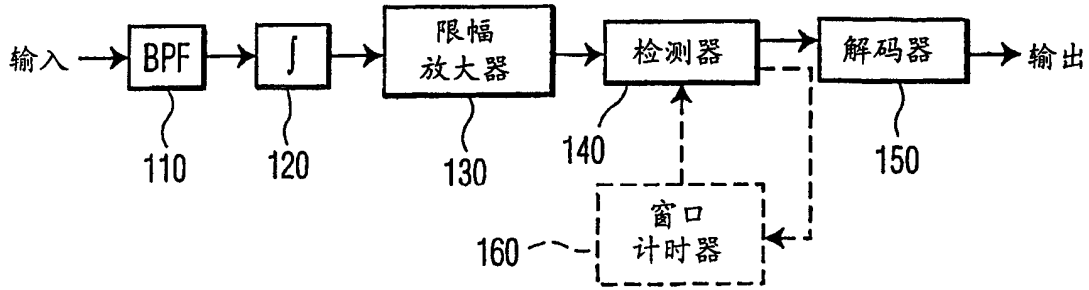


图 3

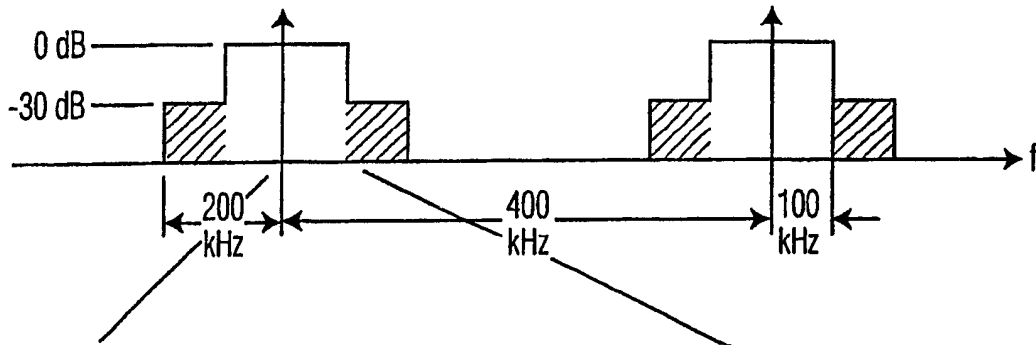


图 4a

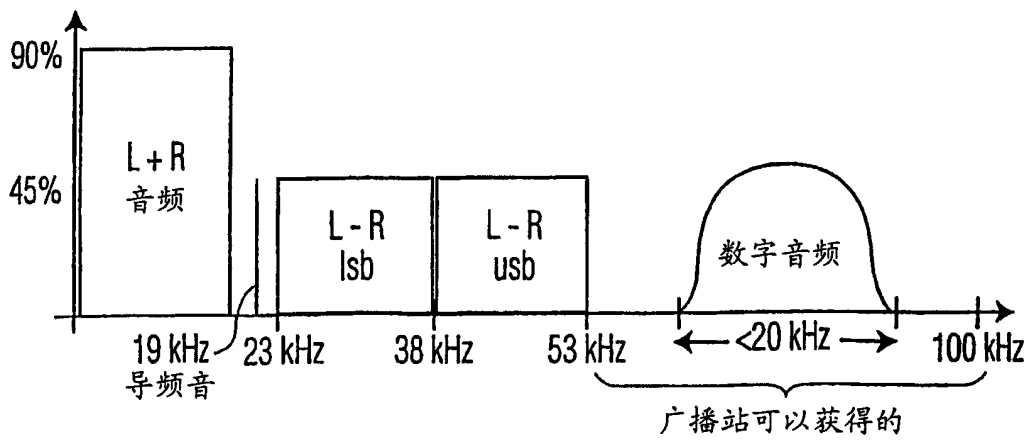


图 4b

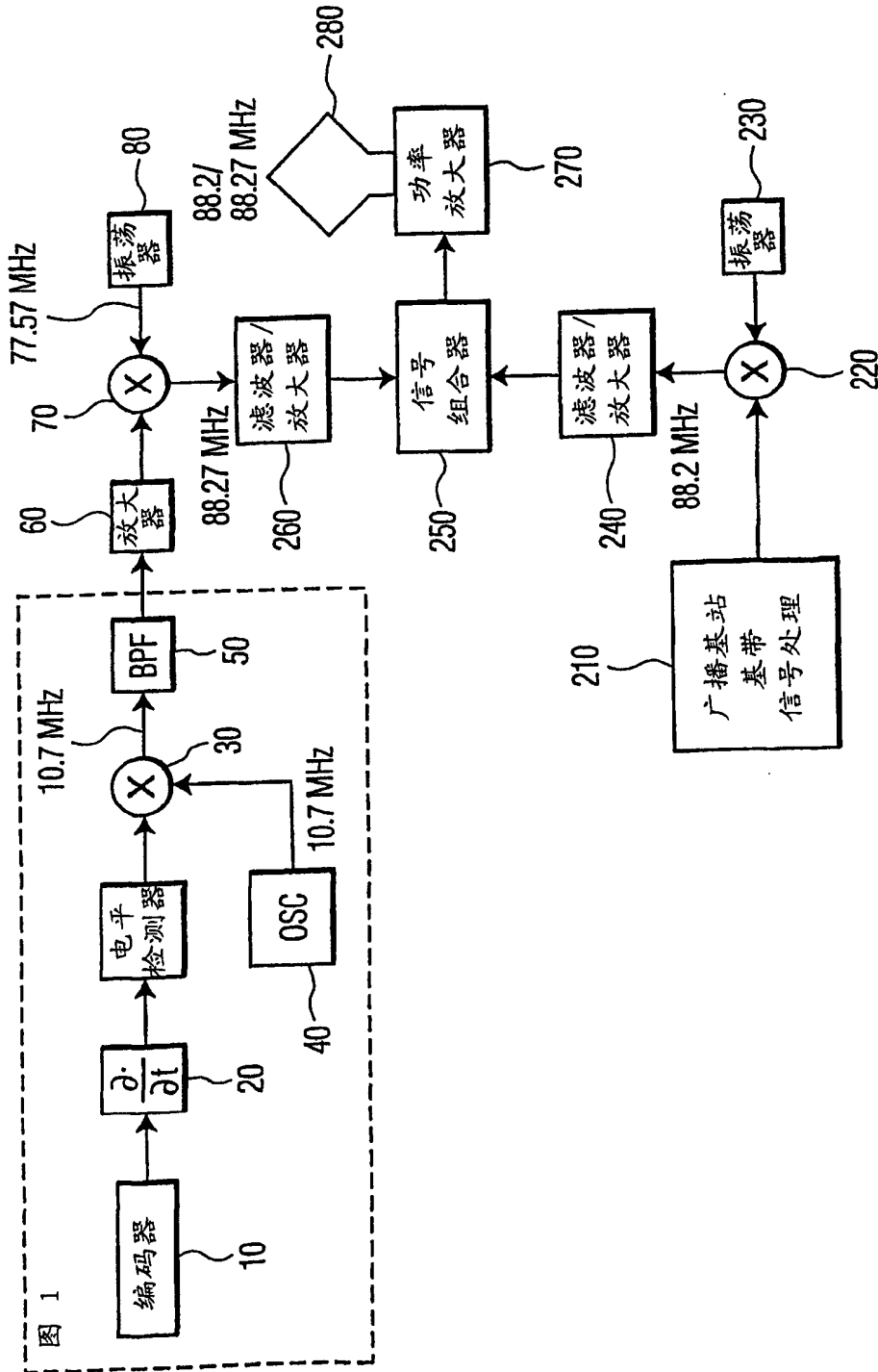


图 5

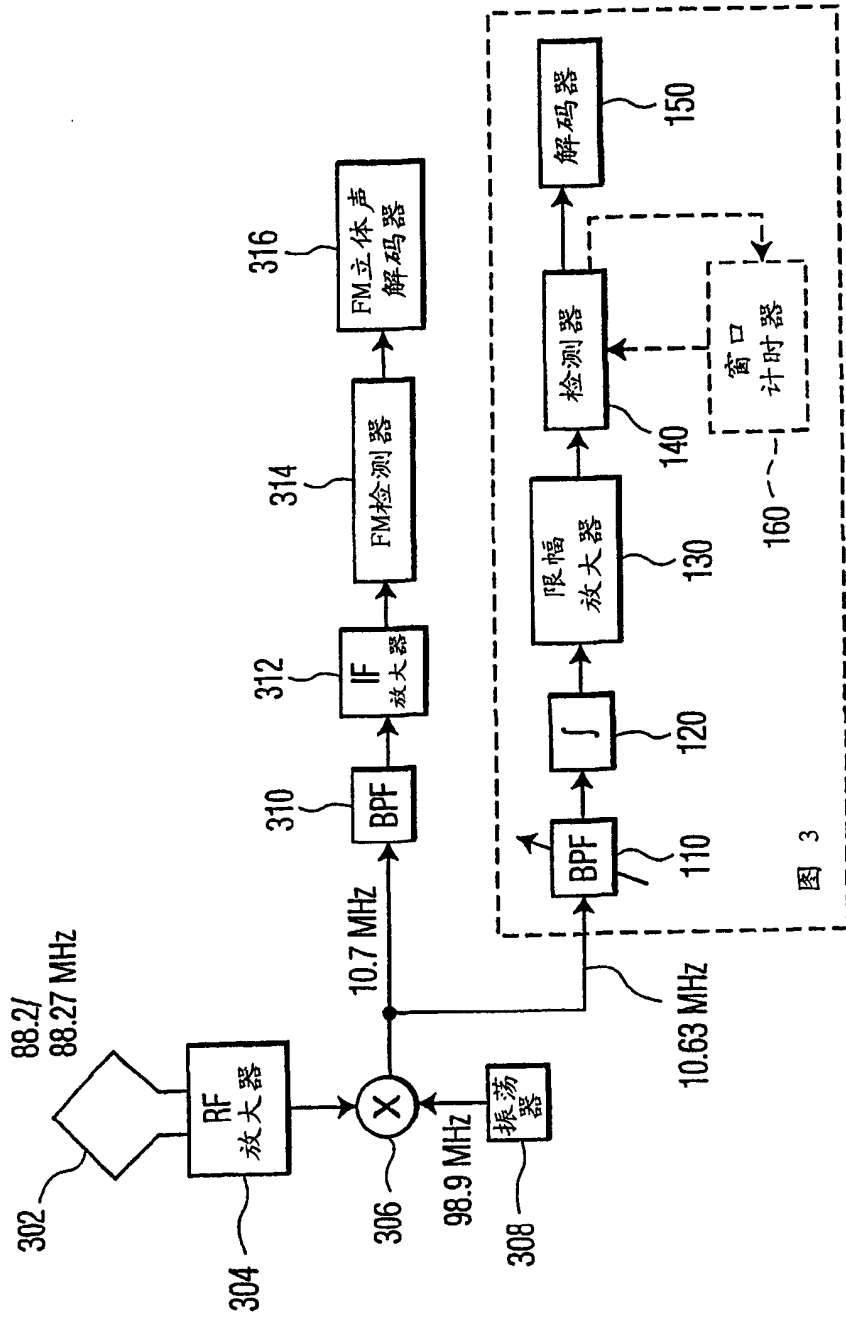


图 6

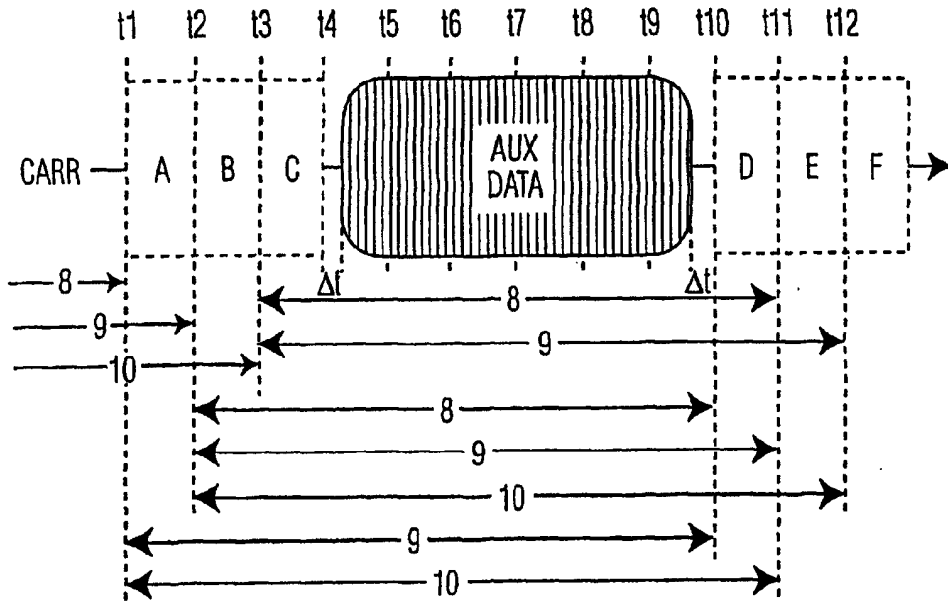


图 7

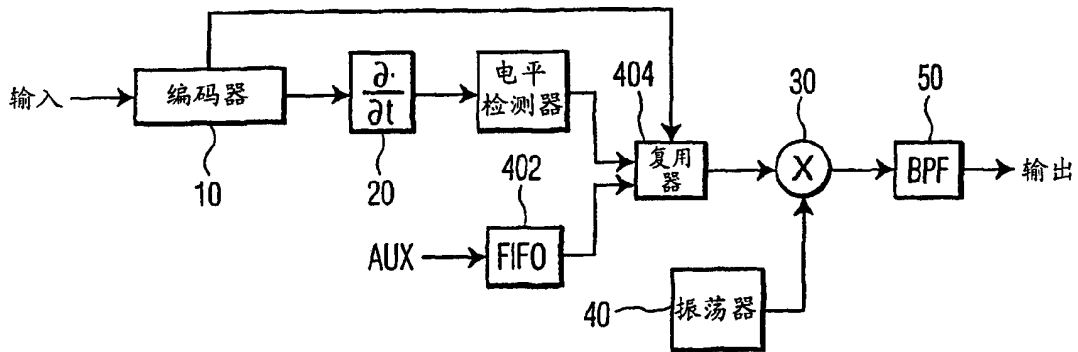


图 8

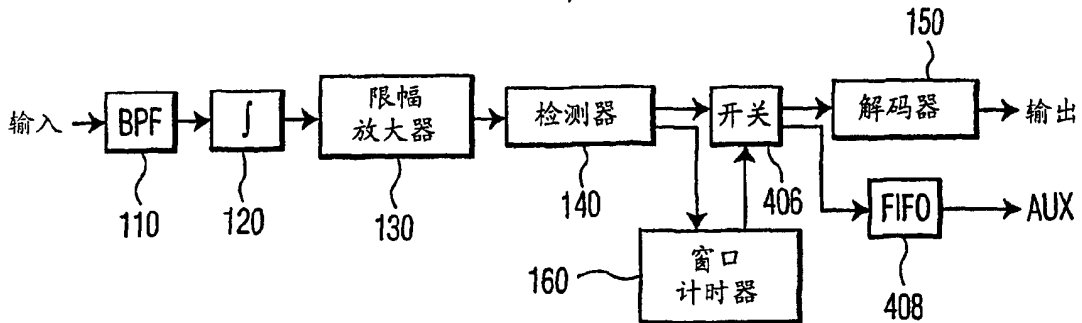


图 9