



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 98115461.1

[45] 授权公告日 2003 年 12 月 31 日

[11] 授权公告号 CN 1133280C

[22] 申请日 1998.7.8 [21] 申请号 98115461.1

[30] 优先权

[32] 1997. 7. 28 [33] EP [31] 97112929.1

[71] 专利权人 德国汤姆逊 - 布朗特公司

地址 联邦德国菲林根 - 施文宁根

[72] 发明人 奥托·克兰克

沃尔夫冈·克劳斯伯格

于尔根·拉伯斯

审查员 郭 群

[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

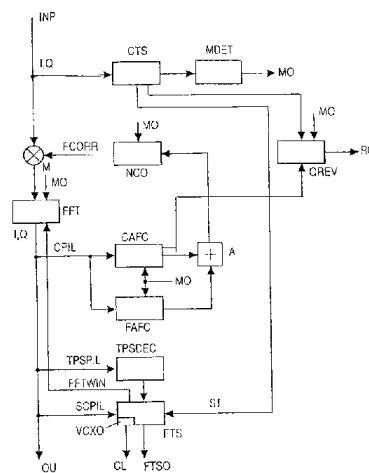
代理人 吕晓章

权利要求书 4 页 说明书 10 页 附图 1 页

[54] 发明名称 接收多载波数字信号的方法和接收机

[57] 摘要

一种接收多载波数字信号的方法和接收机。在接收期间，为了调谐而执行粗符号同步，在时域中信号与随着时间移位并且相应于可能的传输模式的它自身的各种复制相关。可以由此得到当前模式、当前保护间隔和采样窗口。



1. 一种用于接收一多载波数字信号(INP)的方法, 所述信号安排在时间频谱帧中并包含具有一保护间隔和一所需的符号长度 T_u 以及参考信息(CPIL, SCPIL, TPSPIL)的数据符号, 并且它能够以不同类型的模式(MO, 2k, 8k)传送, 所述方法包括如下步骤:

- 利用如下装置执行粗自动频率控制校正, 由粗 AFC 表示, 用于执行粗自动频率控制校正的所述装置包括: 乘法装置(M), 其中所述多载波数字信号(INP)被馈送到所述乘法装置的第一输入; 时间频率傅立叶变换装置(FFT), 它被安排在所述乘法装置的输出的下方, 且在每种情况下变换从所述乘法装置的输出信号获得的采样窗口; 粗 AFC 装置(CAFC), 它接收来自所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号; 以及一振荡器(NCO), 它由来自所述粗 AFC 装置的控制输出信号控制, 并且将频率校正信号(FCORR)提供给所述乘法装置的第二输入,

- 15 其中对于所述数据符号的当前一个, 假定的参考信息项(CPIL)被从所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号中提取, 并在所述粗 AFC 装置中与在相应特定参考信息项位置方案中的特定值相关, 其中所述假定的参考信息项(CPIL)对应于在所述多载波数字信号中的参考信息项的假定预定义的安排方案, 并且其中从所述相关导出的最大值被用于确定相应基带信号的频率偏移, 并被用于将相应控制信号提供给所述振荡器, 以便实现粗频率校正, 并且其中基于所述不同类型的模式(MO)的一给定值, 操作所述时间频率傅立叶变换装置、所述粗 AFC 装置和所述振荡器,

其特征在于以下步骤:

- 25 - 在执行所述粗 AFC 校正之前, 执行粗时间同步(CTS), 其中在时域将所述多载波数字信号(INP)与所述多载波数字信号相关, 其中所述多载波数字信号在时间上被移位了对应于可能类型模式的不同 T_u 值, 所述当前模式(MO)是从相关值的最大值的幅度和位置确定的(MDET), 所述当前保护间隔是从相关值的最大值之间的间隔确定的, 然后为所述时间频率傅立叶变换装置(FFT)确定具有与 T_u 相对应的的长度的采样窗口;

- 30 - 质量估计(QREV)最大相关值和与所述粗时间同步(CTS)相关或与所述粗 AFC 校正相关的其余相关值, 并且利用所述当前模式(MO)信息,

以便确定所述多载波数字信号 (INP) 的出现和/或系统符合性。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于: 参考信息包括连续的导频信号(CPIL)、分散的导频单元(SCPIL)和 TPS 导频单元(TPSPIL), 以及在粗 AFC 校正中, 相应于连续导频信号(CPIL)的信息涉及从变换装置(FFT)的输出信号提取的当前符号并且在粗 AFC 装置中与定义的数据布局相关。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征在于: 如果没有从粗时间同步(CTS)中获得有用的相关结果最大值, 则重复相关步骤。

4. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征在于: 在粗 AFC 校正(CAFC)中多个相关结果在所有情况下被平均、滤波或者服从多数的决定, 并且这些结果也被用在质量估计中。

5. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征在于: 当前的频率误差在所有情况下在粗 AFC 校正(CAFC)中从与相关最大值组有关的多个值中确定。

6. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征在于: 质量估计的结果用于决定是否应该启动数字信号的进一步译码或者是否已经开始的信号搜索处理应该以一个新的接收机频率设置继续。

7. 如权利要求 2 所述的方法, 其特征在于: 如果频率误差小于定义的第一门限值, 从粗 AFC 相关(CAFC)变换到细 AFC(FAFC), 用于从相位变化导出的细 AFC(FAFC)的控制变量在连续导频符号(CPIL)中逐个符号地确定。

8. 如权利要求 2 所述的方法, 其特征在于: 在接收期间, 也就是说当数字信号已经被译码时, 在不再满足设置标准的情况下在下游接收机级中启动诸如音频的无声和/或视频的冻结的措施。

9. 如权利要求 2 所述的方法, 其特征在于: 在质量结果估计之后由帧和采样时钟同步装置(FTS, TPSDEC)执行细时间同步, 其中在细时间同步中一个从变换装置(FFT)的输出信号中提取的 TPS 导频单元(TPSPIL)的同步序列被用于确定帧位置和帧中分散导频单元(SCPIL) 的位置, 它们同样从变换装置(FFT)的输出信号中提取, 并且标称值和借助于分散导频单元保持的脉冲响应的中心之间的误差被用于调节一个相应的采样时钟(CL)。

10. 如权利要求 9 所述的方法, 其特征在于: 分散的导频单元(SCPIL)在细时间同步(FTS, TPSDEC)中被时间内插, 以便获得脉冲响应。

11. 如权利要求 9 所述的方法, 其特征在于: 与标称值的误差被不只一次地确定, 并且这些结果在细时间同步(FTS, TPSDEC)中被组合。

12. 如权利要求 1 或 2 所述的方法, 其特征在于: 在这种情况下, 在采样窗口定位和/或获得一个小于第二门限值的频率误差之后, 在特定的间隔检查粗 AFC 校正, 如果频率误差不只一次大于第二门限值, 粗 AFC 校正被重新启动。

5 13. 一种用于接收一多载波数字信号(INP)的接收机, 所述信号安排在时间频谱帧中并包含具有一保护间隔和一所需符号长度 T_0 以及参考信息(CPIL, SCPIL, TPSPIL)的数据符号, 并且能够以不同类型的模式(MO, 2k, 8k)传送, 该接收机包括:

10 - 乘法装置(M), 其中所述多载波数字信号 (INP) 被馈送到所述乘法装置的第一输入,

 - 时间频率傅立叶变换装置 (FFT), 其被安排在所述乘法装置的输出的下方, 并且在每种情况下变换从所述乘法装置的输出信号提取的采样窗口,

15 - 粗 AFC 装置 (CAFC), 其接收来自所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号, 以及一振荡器 (NCO), 其由所述粗 AFC 装置的控制输出信号控制, 并将频率校正信号 (FCORR) 提供给所述乘法装置的第二输入,

 其中对于所述数据符号的当前一个, 假定的参考信息项(CPIL)由所述粗 AFC 装置从所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号提取, 其中所述假定的参考信息项 (CPIL) 对应于在所述多载波数据信号中的参考信息项的假定预
20 定义安排方案, 并且其中所述粗 AFC 装置将所述假定的参考信息项与相应特定参考信息项位置方案中的特定值相关,

 并且其中所述粗 AFC 装置由从所述相关导出的最大值来确定相应基带信号的频率偏移, 并将一相应控制信号提供给所述振荡器, 以便实现粗频率校正,

25 并且其中基于所述不同类型的模式 (MO) 的一给定值, 所述时间频率傅立叶变换装置、所述粗 AFC 装置和所述振荡器被操作,

 其特征在于:

30 - 粗时间同步装置(CTS), 在所述粗 AFC 装置 (CAFC) 执行所述粗 AFC 校正之前执行粗时间同步, 其中粗时间同步装置在时域中将所述多载波数字信号 (INP) 与所述多载波数字信号相关, 其中所述多载波数字信号时间上被移位了对应于可能类型模式的不同 T_0 值;

- 模式检测器 (MDET), 其被安排在所述粗时间同步装置的下方, 模式检测器从相关值的最大值的幅度和位置确定当前模式 (MO), 并且从相关值的最大值之间的间隔确定当前保护间隔, 并且为所述时间频率傅立叶变换装置 (FFT) 确定具有与 T_u 相对应的的长度的采样窗口;

- 5 - 装置 (QREV), 利用所述当前模式 (MO) 信息, 质量估计最大相关值和与所述粗时间同步 (CTS) 相关或与所述粗 AFC 校正相关的其它相关值, 以便确定所述多载波数字信号 (INP) 的出现和/或系统符合性。

14. 如权利要求 13 所述的接收机, 其特征在于: 参考信息项包括连续的导频信号 (CPIL)、分散的导频单元 (SCPIL) 和 TPS 导频单元 (TPSPIL), 并且, 对于粗 AFC 装置 (CAFC), 当前符号的连续导频信号 (CPIL) 从变换装置 (FFT) 的输出信号中提取并且在粗 AFC 装置中与定义的数据布局相关。

15. 如权利要求 13 或 14 所述的接收机, 其特征在于: 具有帧和采样时钟同步装置 (FTS, TPSDEC), 其中通过对从变换装置 (FFT) 的输出信号中提取的 TPS 导频单元 (TPSPIL) 的同步序列的估计执行细时间同步, 以便确定帧位置

15 位置和帧中分散的导频单元 (SCPIL) 的位置, 它们同样从变换装置 (FFT) 的输出信号中提取, 标称值和借助于分散导频单元获得的脉冲响应的中心之间的误差被估计以便调整采样时钟 (CL)。

接收多载波数字信号的方法和接收机

5 技术领域

本发明涉及一种接收多载波数字信号的方法和接收机。

背景技术

诸如 OFDM、QPSK 和 QAM 的调制类型能够用于数字电视和广播无线
10 电信号(下文中总的称为广播无线电信号)的地面传输。这样的广播无线电信号
的例子包括 DVB(数字视频广播)、HDTV-T(分级数字电视传输)和 DAB(数
字音频广播)。DVB 系统的基本原理在 ETS 300 744 中作了说明。

数字广播无线电信号中的数据被安排在二维(时间和频率,在下文中称
为“时间频谱”)帧中,所述帧具有 T_F 的持续时间,并且在 ETS 300 744 的情
15 况下包括 68 个 OFDM 符号。四帧形成一个超帧。对于上面提到的数字音频或
视频信号可以在传输系统中使用不同的传输模式。在 ETS 300 744 的情况下,
持续时间 T_s 的符号在所有的情况中由以不同频率的 1705 个载波(2K 模式)或者
6817 个载波(8K 模式)形成。

2K 模式特别适用于单独的发射机和在发射机之间具有有限距离的小型
20 SFN 网络(单频网络)。8K 模式可以用于单独的发射机和小型以及大型的 SFN
网络。

这些符号具有一个包括所需的持续时间部分 T_u 和持续时间保护间隔 Δ 在
内的持续时间 T_s 。保护间隔由所需部分的周期连续性形成,并且随着时间安
排在所需部分之前。所有的符号包含数据和参考信息。每个符号可以被认为
25 是一组单元,一个单元相应于每个载波。

除了实际的视频、音频或其他数据以外,这些帧包含分散的导频单元(分
散的导频),连续的导频信号和 TPS 载波或导频(传输参数信令)。这些例如在
1997 年 3 月 ETS 300 744 的 4.4 到 4.6 节中作了描述。

导频单元或载波包含其传输值被接收机认识的参考信息。连续的导频信
30 号可以与分散的导频单元,例如在每第四符号同时发生。分散的值或内容和
连续的导频信号从例如用于每个传送的载波 k 的伪随机二进制序列 W_k 得到。

序列 W_k 也可以定义TPS载波信息的起始相位。导频单元或载波可以用在接收机一侧的帧同步、频率同步、时间同步、信道估计和传输模式识别。接收机制造商可以自由选择是否和如何在接收机一侧使用这些选项。

EP-A-0 786 889描述了一与DAB一起使用的相应系统。

5

发明内容

从这样的系统的角度来看一个重要的考虑是在接收机开关打开或调谐到另一个信道的情况下找到一种符合系统的信号。为了实现这一点，接收机必须能够区别不同的服务，例如区别数字信号与模拟信号或者区别数字 DVB 信号与数字 DAB 信号。数字信号和模拟信号(例如 PAL 电视信号)可能在某些频带发生，在这种情况下中心频率可能不同于规定的信道中频。

本发明的目的是提出一种用于在接收多载波数字信号时调谐或用于检查这样接收的数字信号的系统符合性的改进方法。

本发明的另一个目的是说明一种使用本发明方法的接收机。

15 在接收机一侧，链接到模式检测的粗时间同步以及可能的和附加的粗 AFC(自动频率校正)均被初始地执行，用于搜索和识别接收的信号，以及用于连续地监视它们。

在粗时间同步中，时间信号与被移位所需符号长度 T_0 的时间信号相关。可以不只一次的执行这一相关，例如每数据帧五次。在这一相关中，根据相应的模式使用不同长度 T_0 的信号样本，并且由此获得的相关结果最大值被随后用于推断当前的模式(例如 2K 或 8K 模式)。如果没有获得可用的相关结果最大值，可以重复该相关步骤。

25 根据最大值之间的间隔和/或它们的幅度，考虑到模式，确定使用的保护间隔并且随后定位采样窗口。通过计数器的一次设置可以完成这一点，该计数器同步于符号序列($T_0 + \Delta$)并且输出持续时间 T_0 的一个时间窗口。在下文中，这个时间窗口也被称为采样窗口或 FFT 窗口。在这种情况下使用的一个基本振荡器以及窗口位置在随后的步骤中经过细时间同步校正。

一旦正确地识别了模式和大致上正确地定位了采样窗口，就能够以一个相应于该模式的长度执行 FFT。代替 FFT，本发明以一种完全通用的形式，允许使用傅里叶变换或任何允许在频域中表示时域的频谱的其他变换。一旦信号以这种方式转换，根据预定的安排布局，从该信号中提取导频单元，并

且与根据说明书提供的值相关。根据说明书,例如在 2K 模式情况下的 45 个频谱位置和 8K 模式情况下的 177 个频谱位置被连续的导频信号占用。

例如在 2K 模式下 ± 16 个这样的集合(在 ± 16 个载波间隔上)被用于相关,在 8K 模式下 ± 64 个这样的集合(在 ± 64 个载波间隔上)被用于相关。执行的相

- 5 关步骤提供了一个相关最大值以及在最接近的附近可能的若干较低幅度的次最大值。可以从最大值的位置确定基带信号的频率偏移。这个结果用于频率的粗校正,例如借助于安排在 FFT 部分前级的乘法器 M,使得用于后面步骤的频率误差小于载波间隔的 $\pm 1/2$ 。然而,这是以事先以足够的可靠性和优于载波间隔的 $\pm 1/2$ 精度知道最大值的位置为先决条件的。为了更精确地
- 10 估算最大值的位置 $l_{real,s}$ 可以执行下列计算:

$$l_{real,s} = l_{max,s} + W_{l_{max,s},l} / (W_{l_{max,s}} + W_{l_{max,s},l}) * \text{sgn}(l_{max,s,l} - l_{max,s})$$

其中“sgn”是位置差值的数学符号,最大值是值 $W_{l_{max,s}}$ 并且位于位置 $l_{max,s}$, 下一个较小的最大值(有相同的极性)表示为 $W_{l_{max,s},l}$ 并且位于位置 $l_{max,s}+1$ 或表示为 $l_{max,s,1}$ 并且位于位置 $l_{max,s} - 1$ 。

- 15 使用两个值—以 1 值的序列的最大值和下一个较小的最大值可以简化这些计算。然后可能的位置表示为 $l_{1,s}$ (第一个位置)和 $l_{2,s}$, 在这种情况下最大值可能出现在 $l_{1,s}$ 或 $l_{2,s}$ 。这样数学符号函数消失:

$$l_{real,s} = l_{1,s} + W_{l_{2,s}} / (W_{l_{1,s}} + W_{l_{2,s}})$$

- 多个这样的结果(时间上连续获得的),最好是三个,可以被一起组合、
- 20 滤波和处理以便改善 AFC。可以在一个较大的间隔执行下一频率估算,例如为了同步监控的目的,每帧可以进行总共 3 到 6 个估算,以便将计算复杂性保持在合理的数量级内。

- 以这种方式确定的误差的中间值或更精确值已经在上面描述的频率相关中被考虑。对于以下由所谓的细调控制系统对 AFC 函数的接收而言,具有
- 25 优于载波间隔的 $\pm 1/2(-F_s/2 < \Delta f < F_s/2)$ 的精度粗频率设置是先决条件。

- 一旦粗设置完成,得到的精度可以通过再次检查频率而确定。在这种情况下,其结果应该是 $-F_s/3 < \Delta f < F_s/3$ 。如果没有得到这个结果,或者如果后来的精细校正导致了不可能做进一步的信号处理(译码)的情况,那么必须使用一个载波间隔的位置偏移重复上面描述的处理(在与下一个较低相关结果,
- 30 或者可能的相等幅度的相关结果的方向)。

在粗时间同步和/或粗 AFC 以后执行特定的估算。来自时间相关和来自

频率上相关的值(在每种情况下)用于形成来自最大值的确定值(或时间相关的中心值)和与最大值或中心区域无关的其他相关部分结果的平均值的比率。

- 时间相关的结果可以用于例如提取一个持续时间 T_0 的区域, 尽管最大值不需要在这个区域的中心。为了计算平均值, 一个具有 $\pm 1/2$ 保护间隔持续时间的持续时间的区域必须被分离出来。中心区域的中心可以通过例如确定-6dB 的点和计算一个中间位置而确定。这样有益地降低了噪声和多路径效应的影响。

- ± 16 个单独的步长(2K 模式)或 ± 64 个单独的步长(8K 模式)的整个范围用于例如估算在频率上确定的相关部分结果。再一次, 主最大值可以位于偏离中心的位置, 并且次最大值可以在一个较大的距离出现。次要的线可以同样存在于主最大值周围的 $\pm F_s$ 区域, 但是这些应该被认为是主最大值的部分并且由于信号位置离开格子 F_s 在 $-F_s/2 < \Delta f < F_s/2$ 的数量级的误差而产生。为了估算, 因此建议组合主最大值的最大值和相邻的下一个较小值。

- 15 计算平均值 C_{av} 作为例如与主最大值或者中心区域无关的所有相关部分结果的均方值:

$$C_{av} = \sqrt{\left(\sum_0^{l_1} |W_1|^2 + \sum_{l_2}^{\max} |W_1|^2 \right) / (l_1 + l_{\max} - l_2 + 2)}$$

- 其中区域 $l_1 + 1$ 到 $l_2 - 1$ 涉及移去的部分。在复数部分结果(W_1)的情况下, 还可以形成实数和虚数部分的平方和, 代替幅度的形成。实际上, 还可能进一步简化, 例如, 通过重新安排该公式以及采用相应改变的最小值, 执行乘法而不是除法和平方根的计算, 也就是说平方最大值和乘以在公式里使用的除数。在良好的信号条件下和对于信息的质量要求精度较低的地方, 仅仅计算简单的平均值可能就足够了。另外还可能将相关部分结果单独地与从最大值(或者从最大值和相邻的下一个较小值的和)得到的一极限值相比较并且使用这个比较结果得到涉及整个相关结果的信息。一般地当可能保证最大值和其他部分结果之间一个足够的间隔时, 如在频率相关的情况下, 这是可能的。

- 然后执行检查以确定是否从时间相关得到的(第一)比率超过先前规定的第一个最小值, 以及是否从在频率上执行的相关得到的(第二)比率超过先前规定的第二个最小值。如果至少第一比率超过最小值, 或者可选择地, 如果两个比率均超过对于它们规定的最小值, 则接收的信号被认为是符合系统

的。如果条件中至少一个不满足，则认为信号是不符合系统的。

依据该结果，在搜索期间或者在试图接收一个特定信号或当接收正在进行期间，接收的信号被表示为“符合系统的”和/或“当前的”，或者“不符合系统的”和/或“不是当前的”。

- 5 执行的检查导致输出的高可信度，并且虚假输出的概率极低。这意味着能够有选择地执行下面的步骤。如果结果是负的(也就是说不具有系统符合性)，就例如不再需要开始译码信号以便再次检查符合性。这使得在信号搜索处理中节省大量的时间，并且因此避免了接收机用户的不必要的等待时间。

- 10 这样，根据当前的指定状态，在搜索处理期间或者在接收的样本的情况下，开始信号的进一步译码，继续搜索过程，或者对于接收的样本输出“非当前的”信息。

- 如果在上面描述的结果的基础上打算继续调谐过程，现在可以执行细AFC。为此，例如每种情况下连续导频信号的两个连续的符号之间的相位变化被连续地和单独地确定，其结果被平均，以这种方式确定的最后结果被用于计算频率误差，而这个频率误差被用于在FFT之前执行信号的频率相关。也可以有益地组合逐个符号连续确定的最后结果或频率误差并在若干符号上滤波。
- 15

- 随后可以执行帧同步、细时间同步和采样时钟调节。例如，通过“分散导频”的时间估算(脉冲响应)和采样时钟参考振荡器的相应校正，时间上相互跟随的多个值(再一次)方便地组合和滤波，可以完成这一点。
- 20

- 甚至在正常的接收期间，在一定的间隔执行粗时间和频率同步(如上面描述的)的检查是很方便的。这允许快速地检测信号故障、接收条件的恶化、或者接收机中同步的丢失。对于这一点的条件是 Δt 和 Δf 超过极限值，或者计算的比率小于最小值。在这种情况下表示 Δt 意味着脉冲响应的中心和标称位置之间的误差。任何必需的防范措施能够很快地启动。如果有人希望从译码器处理中(例如从误码率的急剧增加中)得到这样一种状态的识别，则在一些情况下，这会导致大量的时间损失。
- 25

- 在信号或接收的同步监视或者连续监视的情况下，在指定状态改变到“非系统符合”的情况时，一个监视或警告信号发送到接收机的其他部分，使得在一定的条件下 - 例如若干符号故障 - 可以启动适当的措施，如最后可
- 30

接收图像的“冻结”和/或音频信道的无声。

其他的状态消息,如维特比译码器中连续设置的错误标记也可以有益地估计以用于在连续操作期间信号状态的识别和/或指定。

本发明的一个优点是大为改善了信号识别的可靠性并且在接收一侧的
5 信号译码内在最早可能点进行识别,因此也就是在最早可能时间进行识别,使得不必在再现中启动任何中断。然而,另一方面,绝对必需的中断会很快发生。这使得不可接收的扰动如在一帧中若干像素块,或者甚至所有的像素块的错误或不正确的译码,以及在音频中的大声的或突然的干扰噪声被基本上避免。

10 原理上,根据本发明的方法为了接收那些安排在时间频谱帧中、包含具有保护间隔、一个所需的符号长度 T_0 和参考信息的数据符号,并能够以不同类型的模式传送的多载波数字信号,执行下面的步骤,用于在接收期间调谐或者检查接收信号的系统符合性:

- 利用如下装置执行粗自动频率控制校正,由粗 AFC 表示,用于执行
15 粗自动频率控制校正的所述装置包括:乘法装置(M),其中所述多载波数字信号(INP)被馈送到所述乘法装置的第一输入;时间频率傅立叶变换装置(FFT),它被安排在所述乘法装置的输出的下方,且在每种情况下变换从所述乘法装置的输出信号获得的采样窗口;粗 AFC 装置(CAFC),它接收来自所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号;以及一振荡器(NCO),它
20 由来自所述粗 AFC 装置的控制输出信号控制,并且将频率校正信号(FCORR)提供给所述乘法装置的第二输入,

其中对于所述数据符号的当前一个,假定的参考信息项(CPIL)被从所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号中提取,并在所述粗 AFC 装置中与在相应特定参考信息项位置方案中的特定值相关,其中所述假定的参考信息项(CPIL)对应于在所述多载波数字信号中的参考信息项的假定预定义的
25 安排方案,并且其中从所述相关导出的最大值被用于确定相应基带信号的频率偏移,并被用于将相应控制信号提供给所述振荡器,以便实现粗频率校正,并且其中基于所述不同类型的模式(MO)的一给定值,操作所述时间频率傅立叶变换装置、所述粗 AFC 装置和所述振荡器,

30 其特征在于以下步骤:

- 在执行所述粗 AFC 校正之前,执行粗时间同步(CTS),其中在时

域将所述多载波数字信号 (INP) 与所述多载波数字信号相关, 其中所述多载波数字信号在时间上被移位了对应于可能类型模式的不同 T_u 值, 所述当前模式 (MO) 是从相关值的最大值的幅度和位置确定的 (MDET), 所述当前保护间隔是从相关值的最大值之间的间隔确定的, 然后为所述时间频率傅立叶变换装置 (FFT) 确定具有与 T_u 相对应的长度的采样窗口;

- 质量估计 (QREV) 最大相关值和与所述粗时间同步 (CTS) 相关或与所述粗 AFC 校正相关的其余相关值, 并且利用所述当前模式 (MO) 信息, 以便确定所述多载波数字信号 (INP) 的出现和/或系统符合性。

根据本发明方法的有益的改进来自相关的从属权利要求。

10 原理上, 根据本发明的多载波数字信号接收机, 这些信号安排在时间频谱帧中并包含具有一保护间隔和—所需符号长度 T_u 以及参考信息的数据符号, 并且能够以不同类型的模式传送, 该接收机配备有:

- 乘法装置 (M), 其中所述多载波数字信号 (INP) 被馈送到所述乘法装置的第一输入,

15 - 时间频率傅立叶变换装置 (FFT), 其被安排在所述乘法装置的输出的下方, 并且在每种情况下变换从所述乘法装置的输出信号提取的采样窗口,

- 粗 AFC 装置 (CAFC), 其接收来自所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号, 以及一振荡器 (NCO), 其由所述粗 AFC 装置的控制输出信号控制, 并将频率校正信号 (FCORR) 提供给所述乘法装置的第二输入,

20 其中对于所述数据符号的当前一个, 假定的参考信息项 (CPIL) 由所述粗 AFC 装置从所述时间频率傅立叶变换装置的输出信号提取, 其中所述假定的参考信息项 (CPIL) 对应于在所述多载波数据信号中的参考信息项的假定预定义安排方案, 并且其中所述粗 AFC 装置将所述假定的参考信息项与相应
25 特定参考信息项位置方案中的特定值相关,

并且其中所述粗 AFC 装置由从所述相关导出的最大值来确定相应基带信号的频率偏移, 并将一相应控制信号提供给所述振荡器, 以便实现粗频率校正,

并且其中基于所述不同类型的模式 (MO) 的一给定值, 所述时间频率
30 傅立叶变换装置、所述粗 AFC 装置和所述振荡器被操作,

其特征在于:

- 粗时间同步装置(CTS), 在所述粗 AFC 装置(CAFC)执行所述粗 AFC 校正之前执行粗时间同步, 其中粗时间同步装置在时域中将所述多载波数字信号(INP)与所述多载波数字信号相关, 其中所述多载波数字信号时间上被移位了对应于可能类型模式的不同 T_0 值;

- 5 - 模式检测器(MDET), 其被安排在所述粗时间同步装置的下方, 模式检测器从相关值的最大值的幅度和位置确定当前模式(MO), 并且从相关值的最大值之间的间隔确定当前保护间隔, 并且为所述时间频率傅立叶变换装置(FFT)确定具有与 T_0 相对应的的长度的采样窗口;

- 10 - 装置(QREV), 利用所述当前模式(MO)信息, 质量估计最大相关值和与所述粗时间同步(CTS)相关或与所述粗 AFC 校正相关的其它相关值, 以便确定所述多载波数字信号(INP)的出现和/或系统符合性。

根据本发明的接收机的有益的改进来自从属权利要求。

附图说明

- 15 现参照附图描述本发明的一个示范实施例。

图 1 示出根据本发明的一个接收机的方框图。

具体实施方式

- 20 在图 1 的接收机中, 对于在粗时间同步装置 CTS 中的数字输入信号 INP 初始执行粗同步。在这种情况下, 时间信号与移位一个所需符号 T_0 的持续时间, 例如每数据帧 2 到 5 次的时间信号相关。在这个相关期间, 根据各个模式使用不同长度 T_0 的采样, 并且由此获得的滤波的或平均的相关结果最大值被随后用于模式检测器装置 MDET 以推断出当前模式 MO(例如 2K 或者 8K 模式), 例如通过将最大值与一个存储的门限值相比较。MDET 发送相应
- 25 的模式信息 MO。

- 30 如果没有获得有用的相关结果最大值, 可以重复在 CTS 中相关步骤。在相关最大值之间的间隔被 CTS 用来确定使用的保护间隔, 考虑到模式, 随后对采样窗口定位, 例如计数器的一次设置, 在 CTS 中其同步于符号序列($T_0 + \Delta$), 例如借助于馈送给细时间同步装置 FTS 的开始信号 ST 发送持续时间 T_0 的时间窗口。借助于用于这个目的基本振荡器 VCXO 采样窗口 FFTWIN 和采样时钟的位置在 FTS 中被校正。

包括一个 I 部分和一个 Q 部分的输入信号 INP 在乘法器 M 中乘以来源于振荡器 NCO 的一个频率相关信号 FCORR。由 FFTWIN 选择的来自 M 的输出信号在快速傅里叶变换装置 FFT 中变换到频域,最后形成包括一个 I 部分和一个 Q 部分的输出信号 OU。

- 5 如果模式已经被正确地识别并且采样窗口已经被大致正确地定位,由粗 AFC 装置 CAFC 执行粗 AFC。由此,从来自 FFT 的输出信号中提取数据帧中当前符号的预定连续导频信号 CPIL 并在 CAFC 中与一个定义的布局(对于 2K 模式 45 个位置,对于 8K 模式 177 个位置)相关,对于 2K 模式精确到 ± 16 个位移和对于 8K 模式 ± 64 个位移。根据 MO 选择相关的类型。

- 10 为了改善粗 AFC,例如通过平均、多数成形或低通滤波,在特定数早的符号上,例如 3 到 10,多个这样的结果能够被一起组合或处理。相关处理的最大值或以一种相应的方式从多个这样的最大值得到的幅度导致粗频率误差 $\Delta f = p' \cdot F_s$ 并且被用作振荡器 NCO 的控制信号。在一定的间隔,例如每帧 3 到 6 次之后,可以执行下一次估计。如果 Δf 小于一个预确定值 $D_{\max}$ (例如 $D_{\max} = F_s/3$),相应的 NCO 调谐能够被初始地保留并且能够对一个细 AFC 装置 FAFC 中的细 AFC 进行转换,当前符号的预定的连续导频信号 CPIL 同样馈给 FAFC。来自 CAFC 和 FAFC 的输出信号在组合器 A 中被组合并且作为一个公共控制信号提供给 NCO。

在估计电路 QREV 中对来自 CTS 和 CAFC 的相关结果进行质量估计。

- 20 QREV 同样接收模式信息 MO 用于这个目的。来自 QREV 的输出信号 RC 随后控制接收机的相应部分。

在采样窗口定位和/或达到 $\Delta f < D_{\max}$ 之后,为了同步监控的目的在特定的时间间隔检查上述条件。例如,如果结果是负 2 到 10 倍,使用在 CTS 的粗时间同步执行重新启动。

- 25 根据前面的调谐结果,在接收机中接收的信号表示为“符合系统”和/或“当前的”或者“不符合系统”和/或“不是当前的”。根据这种当前的表示状态,在搜索处理期间或者在接收采样的情况下,启动信号的进一步译码,或者继续搜索处理,或者对于接收的采样输出信息“不是当前的”。

- 30 如果想要继续调谐处理,现在可以执行细 AFC。所以,在连续的导频信号 CPIL 中逐个符号确定相位变换,并在所有的导频信号 CPIL(对于 2K 模式是 45,对于 8K 模式是 177)上平均。这些平均值可以被低通滤波,并且因

为它们与 Δf 成比例，例如借助于在A中的组合，但以一个下降的梯度，它们同样可以馈送给振荡器NCO。

随后分别执行帧同步和细时间同步或采样时钟调节。通过对从FFT的输出信号提取的并在TPS译码器TPSDEC中译码的TPS导频单元TPSPIL
5 进行估计来完成这一点。来自TPS译码器TPSDEC的输出信号同样馈给细时间同步装置FTS并导致基本振荡器VCX0作相应的校正，以便获得采样时钟CL，以及采样窗口FFTWIN位置的校正。借助于TPS导频单元的同步序列，通过相关确定帧开始(FTS输出信号FTSO)和“分散导频”的位置。采样时钟CL被馈给图1说明的所有电路部分。

10 “分散导频”能够在FTS中随着时间内插使得每个第三载波可以被认为是一个“分散的导频”。根据在时间上内插的“分散导频”，借助于特定的“分散导频”标称值的划分和逆FFT确定脉冲响应。

随后确定脉冲响应中心和最佳接收所要求的标称位置之间的偏差。这个过程有益地每帧重复3到7次。该结果被有益地逐块滤波，随后作进一步处
15 理。FTS中的采样时钟参考振荡器VCX0随后由以这种方式确定的偏差的幅度和方向校正。借助于振荡器NCO和乘法器M也可以执行这种校正。NCO可以包含一个数字PLL。

本发明也可以用于DVB接收机或者用于类似的数字信号的接收机，如DAB接收机。然后对表示的数字值作适当的变换，单独的同步或者检查步
20 骤匹配于当前在帧中传送的参考或同步数据。在DAB接收机的情况下，在EP-A-0 786 889(基于CAZAC符号)中描述的方法随后用于替代这里描述的粗AFC相关方法(基于连续的导频信号)。得到的相关结果的质量估计基本上是相同的。根据本发明的估计在组合的接收机中(DAB和DVB-T，或者数字和模拟)是特别有益的。

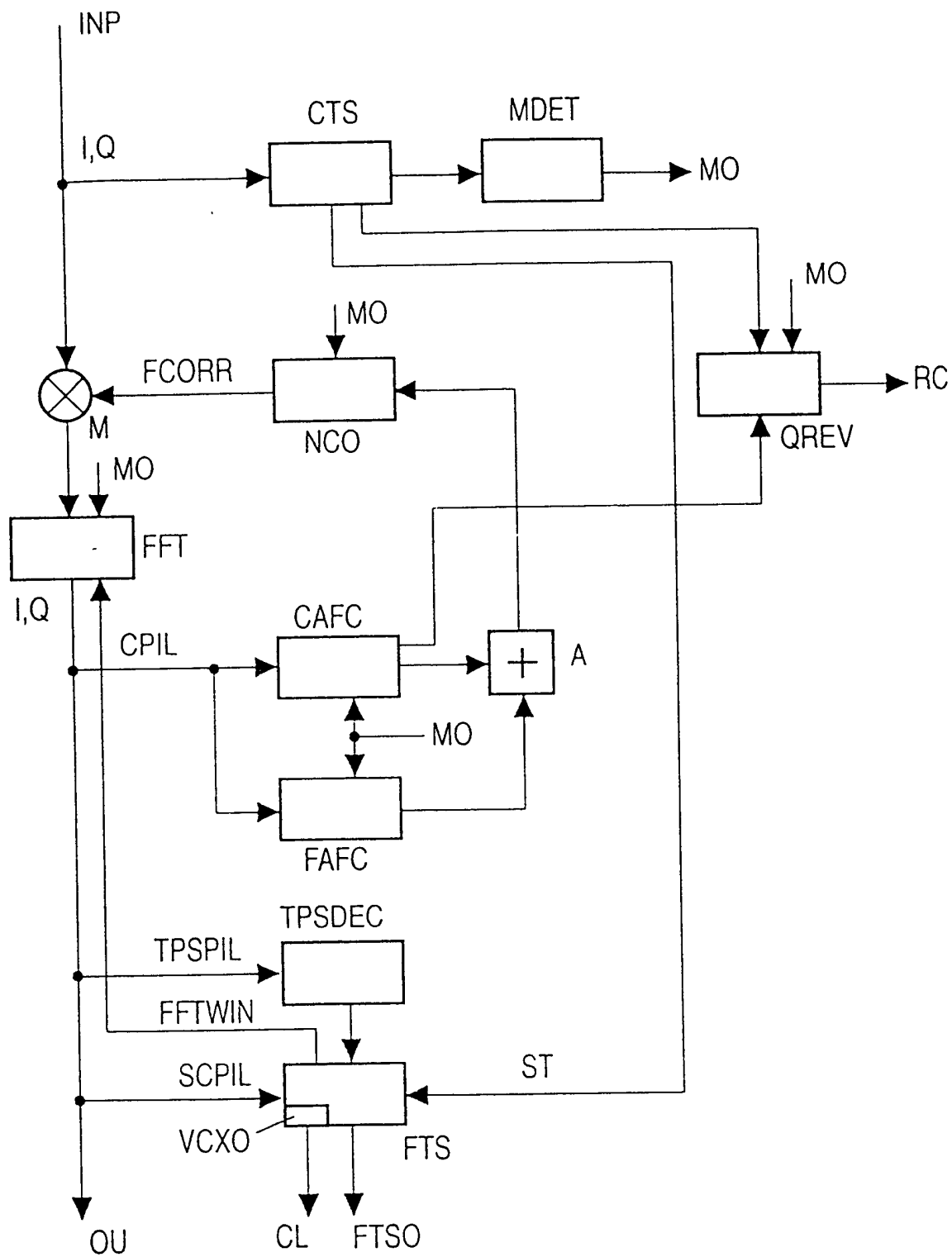


图 1