



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 108347399 A

(43)申请公布日 2018.07.31

(21)申请号 201710067987.2

(22)申请日 2017.02.07

(66)本国优先权数据

201710046615.1 2017.01.22 CN

(71)申请人 上海矽久微电子有限公司

地址 201203 上海市浦东新区自由贸易试
验区龙东大道3000号1幢C楼819室

(72)发明人 黄戈 邢观斌 李超 柯仙胜

王白羽 方成铨 韩雄川 樊智猛

(51)Int.Cl.

H04L 27/26(2006.01)

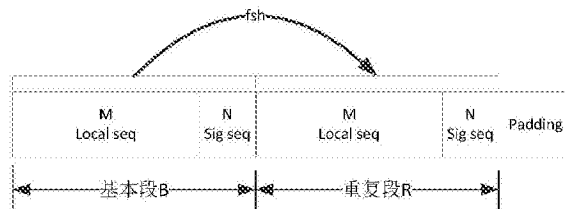
权利要求书4页 说明书11页 附图3页

(54)发明名称

一种前导信号的生成和接收方法以及接收装置

(57)摘要

本发明提出了一种前导信号的生成和接收方法以及接收装置。前导信号由时域恒模序列产生,包括基本段和重复段的全时域结构,利用前导信号对一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号捕获,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的已知序列、填充序列的信号,利用其与该带宽下已知序列和、填充序列在时域或者频域上进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号、确认带宽值,从而降低峰均比PAPR,从而所生成的前导信号可以应用于单载波通信系统。由于调制器端无需离散傅里叶逆变换IFFT模块,在保证系统优异性能的前提下,还简化了前导信号的生成方法,降低了难度和复杂度。



1. 一种前导信号的生成方法,其特征在于,所述方法包括:

所述前导信号的主体body设置为由多个段组成,

所述多个段至少包括基本段和重复段,其中基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,

并且,所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

2. 如权利要求1所述的前导信号的生成方法,进一步包括填充段Padding,所述填充段Padding为一段或多段。

3. 如权利要求2所述的前导信号的生成方法,当填充段为一段时,

基本段B(t)的时域表达式为:

$$B(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ \text{Sig}(t - MT) & MT \leq t < (M + N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

重复段R(t)的时域表达式为:

$$R(t) = \begin{cases} B(t) e^{j2\pi f_{sh} t} & 0 \leq t < (M + N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

其中,L(t)为基本段中的已知序列段,其长度为M,Sig(t)为基本段中的信令序列段,其长度为N。

4. 如权利要求3所述的前导信号的生成方法,当重复段非基本段直接重复时, f_{sh} 选取为 $1/(M+N)T$ 或 $-1/(M+N)T$,则前导信号Preamble(t)的时域表达式为:

$$\text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M + N)T \\ \text{Pad}_2(t - (M + N)T) & (M + N)T \leq t < (M + N + K_2)T \\ R(t - (M + N + K_2)T) & (M + N + K_2)T \leq t < (2M + 2N + K_2)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M + 2N + K_2)T) & (2M + 2N + K_2)T \leq t < (2M + 2N + K_1 + K_2)T \end{cases}$$

其中,Pad₁和Pad₂为填充段,T为采样周期;

所述重复段为对基本段频偏调制,用于延迟自相关以克服连续波的干扰。

5. 如权利要求4所述的前导信号的生成方法,当重复段为基本段的直接重复时, f_{sh} 为零,用于延迟自相关以确定信道中传输的是否为期望接收的信号。

6. 如权利要求3或4或5所述的前导信号的生成方法,当前导信号只有末尾设置填充段Pad₁(t)时,则前导信号Preamble(t)的时域表达式为:

$$\text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M + N)T \\ R(t - (M + N)T) & (M + N)T \leq t < (2M + 2N)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M + 2N)T) & (2M + 2N)T \leq t < (2M + 2N + K_1)T \end{cases}$$

7. 一种前导信号的接收方法,其特征在于,所述方法包括:

处理步骤,对模数转换后接收到的中频或基带数字信号进行频谱搬移,若接收的是中频信号则进行滤波,下采样处理后,得到处理后的对应一个系统带宽值的一路或对应多个系统带宽值的多路基带信号;

检测步骤,利用前导信号基本段和重复段的全时域结构,对所述一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号进行捕获,判断接收信号中是否可能存在期望接收信号和/或

相应系统带宽值,并且检测确定前导符号出现的位置;

确认步骤,利用检测步骤得到的位置,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的已知序列和/或填充序列的信号,利用其与所述带宽下已知序列和/或填充序列在时域或者频域上进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号和/或确认带宽值;

若确认接收信号中存在期望接收信号,则还进行解信步骤;

解信步骤,利用确认步骤中得到的定时同步结果和频偏估计值,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的信令序列的信号,并反调制频偏估计值后,与已知信令集合里的全部或部分信令序列进行数学运算解出信令。

其中,所述前导信号的基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,并且所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

8.如权利要求7所述的前导信号的接收方法,所述前导信号进一步包括填充段Padding,所述填充段Padding为一段或多段。

9.如权利要求8所述的前导信号的接收方法,当填充段为一段时,

基本段B(t)的时域结构表达式为:

$$B(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ Sig(t-MT) & MT \leq t < (M+N)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

重复段R(t)的时域结构表达式为:

$$R(t) = \begin{cases} B(t) e^{j2\pi f_{sh}t} & 0 \leq t < (M+N)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

其中,L(t)为基本段中的已知序列段,其长度为M,Sig(t)为基本段中的信令序列段,其长度为N。

10.如权利要求9所述的前导信号的接收方法,

当重复段非基本段的直接重复时, f_{sh} 选取为 $1/(M+N)T$ 或 $-1/(M+N)T$,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$Preamble(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ Pad_2(t-(M+N)T) & (M+N)T \leq t < (M+N+K_2)T \\ R(t-(M+N+K_2)T) & (M+N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_2)T \\ Pad_1(t-(2M+2N+K_2)T) & (2M+2N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_1+K_2)T \end{cases}$$

当重复段为基本段的直接重复时, f_{sh} 为零,

其中,Pad₁和Pad₂为填充段,T为采样周期。

11.如权利要求10所述的前导信号的接收方法,当前导信号只有末尾设置填充段Pad₁(t)时,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$Preamble(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ R(t-(M+N)T) & (M+N)T \leq t < (2M+2N)T \\ Pad_1(t-(2M+2N)T) & (2M+2N)T \leq t < (2M+2N+K_1)T \end{cases}$$

12. 一种前导信号的接收装置,其特征在于,所述装置包括:

处理单元,用于对模数AD转换后接收到的中频或基带数字信号进行频谱搬移,若接收的是中频信号则进行滤波,下采样处理后,得到处理后的对应一个系统带宽值的一路或对应多个系统带宽值的多路基带信号;

检测单元,用于利用前导信号基本段和重复段的全时域结构,对所述一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号进行捕获,判断接收信号中是否可能存在期望接收信号和/或相应系统带宽值,并且检测确定前导符号出现的位置;

确认单元,用于所述检测单元确定的位置,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的已知序列和/或填充序列的信号,利用其与所述带宽下已知序列和/或填充序列在时域或者频域上进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号和/或确认带宽值;

解信单元,若确认单元的结果是接收信号中存在期望接收信号,用于所述确认单元确定的定时同步的结果和频偏估计值,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的信令序列的信号,并反调制频偏估计值后,与已知信令集合里的全部或部分信令序列进行数学运算解出信令。

其中,所述前导信号的基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,并且所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

13. 如权利要求12所述的前导信号的接收装置,所述前导信号进一步包括填充段Padding,所述填充段Padding为一段或多段。

14. 如权利要求13所述的前导信号的接收装置,

当所述填充段为一段时,基本段B(t)的时域结构表达式为:

$$B(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ Sig(t-MT) & MT \leq t < (M+N)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

重复段R(t)的时域结构表达式为:

$$R(t) = \begin{cases} B(t) e^{j2\pi f_{sh}t} & 0 \leq t < (M+N)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

其中,L(t)为基本段中的已知序列段,其长度为M,Sig(t)为基本段中的信令序列段,其长度为N。

15. 如权利要求14所述的前导信号的接收装置,

当重复段为非基本段的直接重复时, f_{sh} 选取为 $1/(M+N)T$ 或 $-1/(M+N)T$,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$Preamble(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ Pad_2(t-(M+N)T) & (M+N)T \leq t < (M+N+K_2)T \\ R(t-(M+N+K_2)T) & (M+N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_2)T \\ Pad_1(t-(2M+2N+K_2)T) & (2M+2N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_1+K_2)T \end{cases}$$

当重复段为基本段的直接重复时,此时 f_{sh} 为零,R(t)为B(t)的直接重复,

其中,Pad₁和Pad₂为填充段,T为采样周期。

16. 如权利要求15所述的前导信号的接收装置,当前导信号只有末尾设置填充段Pad₁(t)时,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$\text{Preamble}(t) = \begin{cases} \text{B}(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ R(t - (M+N)T) & (M+N)T \leq t < (2M+2N)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M+2N)T) & (2M+2N)T \leq t < (2M+2N+K_1)T \end{cases}$$

一种前导信号的生成和接收方法以及接收装置

技术领域

[0001] 本发明属于通信领域,具体涉及一种前导信道的生成和接收方法及其相应装置。

背景技术

[0002] 在现有的通信物理层系统和广播物理层系统中,实现发送端和接收端时间同步的方法基本是基于前导符号来实现的。前导信号是物理层系统的发送端和接收端都已知的符号序列,前导信号(Preamble)做为物理帧的开始,在每个物理帧内只出现一次,它标志了该物理帧的开始。前导信号必须实现发送端和接收端之间准确可靠的时间同步。同时,由于接收机后续均衡译码模块对载波的频偏非常敏感,前导信号还需要提供准确高效的载波频率估计方法,以对载波频偏进行初始的估计和纠正。

[0003] 目前,前导信号的用途包括有:

[0004] (1) 使接收端快速地检测以确定信道中传输的是否为期望接收的信号;

[0005] (2) 提供基本传输参数(例如FFT点数、帧类型信息等),以使接收端可以进行后续接收处理;

[0006] (3) 检测出初始载波频偏和定时误差,进行补偿后达到频率和定时同步;

[0007] (4) 初始帧同步。

[0008] DVB_T2、ATSC3.0标准中提出了基于OFDM系统的前导信号设计,较好地实现了上述功能。但是,DVB_T2、ATSC3.0标准对卫星广播系统等通常是单载波通信系统的前导信号的设计并未给出针对性的合理解决方案。单载波的卫星广播系统对峰均比PAPR要求非常高,如果前导信号能够由时域恒模序列产生,则峰均比PAPR可以非常低,这有利于系统对前导信号进行功率boost以进一步提升系统性能。因此,需要构造一种能够适应单载波通信系统的前导信号,同时能够达到各种参数指标,保证系统性能。

发明内容

[0009] 为了解决上述问题,本发明提出了一种前导信号的生成和接收方法以及接收装置。

[0010] 本发明所提出的前导信号的生成方法包括:

[0011] 所述前导信号的主体body设置为由多个段组成,

[0012] 所述多个段至少包括基本段和重复段,其中基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,

[0013] 并且,所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

[0014] 根据本发明的另一方面,所述的前导信号的生成方法,进一步包括填充段Padding,所述填充段Padding为一段或多段。

[0015] 根据本发明的另一方面,所述的前导信号的生成方法中,当填充段为一段时,

[0016] 基本段 $B(t)$ 的时域表达式为:

$$[0017] \quad B(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ \text{Sig}(t - MT) & MT \leq t < (M + N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0018] 重复段R(t)的时域表达式为:

$$[0019] \quad R(t) = \begin{cases} B(t) e^{j2\pi f_{sh} t} & 0 \leq t < (M + N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0020] 其中,基本段中的已知序列段命名为L(t),长度为M,信令序列段命名为Sig(t),长度为N。

[0021] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的生成方法中,当重复段为非基本段的直接重复时, f_{sh} 选取为 $1/(M+N)T$ 或 $-1/(M+N)T$,则前导信号Preamble(t)的时域表达式为:

$$[0022] \quad \text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M + N)T \\ \text{Pad}_2(t - (M + N)T) & (M + N)T \leq t < (M + N + K_2)T \\ R(t - (M + N + K_2)T) & (M + N + K_2)T \leq t < (2M + 2N + K_2)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M + 2N + K_2)T) & (2M + 2N + K_2)T \leq t < (2M + 2N + K_1 + K_2)T \end{cases}$$

[0023] 其中, Pad_1 和 Pad_2 为填充段,T为采样周期;

[0024] 所述重复段为对基本段进行频偏调制,用于延迟自相关以减少连续波的干扰。

[0025] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的生成方法中,当重复段为基本段的直接重复时,此时 f_{sh} 为零,R(t)为B(t)的直接重复,用于延迟自相关以确定信道中传输的是否为期望接收的信号。

[0026] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的生成方法中,当前导信号只有末尾设置填充段 $\text{Pad}_1(t)$ 时,则前导信号Preamble(t)的时域表达式为:

$$[0027] \quad \text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M + N)T \\ R(t - (M + N)T) & (M + N)T \leq t < (2M + 2N)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M + 2N)T) & (2M + 2N)T \leq t < (2M + 2N + K_1)T \end{cases}$$

[0028] 本发明还提出了一种前导信号的接收方法,所述方法包括:

[0029] 步骤1,对模数转换后接收到的中频或基带数字信号进行频谱搬移,若接收的是中频信号则进行滤波,下采样处理后,得到处理后的对应一个系统带宽值的一路或对应多个系统带宽值的多路基带信号;

[0030] 步骤2,利用前导信号基本段和重复段的全时域结构,对所述一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号进行捕获,判断接收信号中是否可能存在期望接收信号和/或相应系统带宽值,并且检测确定前导符号出现的位置;

[0031] 步骤3,利用步骤2得到的位置,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的已知序列和/或填充序列的信号,利用其与所述带宽下已知序列和/或填充序列在时域或者频域上进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号和/或确认带宽值;

[0032] 若确认接收信号中存在期望接收信号,则还需进行步骤4;

[0033] 步骤4,利用步骤3得到的定时同步结果和频偏估计值,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的信令序列的信号,反调制频偏估计值后,与已知信令集合里的全部或部分信令序列进行数学运算解出信令。

[0034] 其中,所述前导信号的基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,并且所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

[0035] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收方法中,所述前导信号进一步包括填充段Padding,所述填充段Padding为一段或多段。

[0036] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收方法中,当填充段为一段时,

[0037] 基本段B(t)的时域结构表达式为:

$$[0038] \quad B(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ \text{Sig}(t - MT) & MT \leq t < (M+N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0039] 重复段R(t)的时域结构表达式为:

$$[0040] \quad R(t) = \begin{cases} B(t) e^{j2\pi f_{sh} t} & 0 \leq t < (M+N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0041] 其中,基本段中的已知序列段命名为L(t),长度为M,信令序列段命名为Sig(t),长度为N。

[0042] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收方法中,

[0043] 当重复段为非基本段的直接重复时, f_{sh} 选取为 $1/(M+N)T$ 或 $-1/(M+N)T$,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$[0044] \quad \text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ \text{Pad}_2(t - (M+N)T) & (M+N)T \leq t < (M+N+K_2)T \\ R(t - (M+N+K_2)T) & (M+N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_2)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M+2N+K_2)T) & (2M+2N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_1+K_2)T \end{cases}$$

[0045] 当重复段为基本段的直接重复时,此时 f_{sh} 为零,R(t)为B(t)的直接重复,

[0046] 其中, Pad_1 和 Pad_2 为填充段,T为采样周期。

[0047] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收方法中,当前导信号只有末尾设置填充段 $\text{Pad}_1(t)$ 时,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$[0048] \quad \text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ R(t - (M+N)T) & (M+N)T \leq t < (2M+2N)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M+2N)T) & (2M+2N)T \leq t < (2M+2N+K_1)T \end{cases}$$

[0049] 本发明还提出了一种前导信号的接收装置,所述装置包括:

[0050] 处理单元,用于对模数转换后接收到的中频或基带数字信号进行频谱搬移,若接收的是中频信号则进行滤波,下采样处理后,得到处理后的对应一个系统带宽值的一路或对应多个系统带宽值的多路基带信号;

[0051] 检测单元,用于利用前导信号基本段和重复段的全时域结构,对所述一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号进行捕获,判断接收信号中是否可能存在期望接收信号和/或相应系统带宽值,并且检测确定前导符号出现的位置;

[0052] 确认单元,用于所述检测单元确定的位置,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的已知序列和/或填充序列的信号,利用其与所述带宽下已知序列和/或填充序列在时

域或者频域上进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号和/或确认带宽值;

[0053] 解信单元,若确认单元的结果是接收信号中存在期望接收信号,用于所述确认单元确定的定时同步的结果和频偏估计值,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的信令序列的信号,反调制频偏估计值后,与已知信令集合里的全部或部分信令序列进行数学运算解出信令。

[0054] 其中,所述前导信号的基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,并且所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

[0055] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收装置中,所述前导信号进一步包括填充段Padding,所述填充段Padding为一段或多段。

[0056] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收装置中,当所述填充段为一段时,基本段B(t)的时域结构表达式为:

$$[0057] \quad B(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ Sig(t-MT) & MT \leq t < (M+N)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

[0058] 重复段R(t)的时域结构表达式为:

$$[0059] \quad R(t) = \begin{cases} B(t) e^{j2\pi f_{sh} t} & 0 \leq t < (M+N)T \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

[0060] 其中,基本段中的已知序列段命名为L(t),长度为M,信令序列段命名为Sig(t),长度为N。

[0061] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收装置中,

[0062] 当重复段为非基本段的直接重复时, f_{sh} 选取为 $1/(M+N)T$ 或 $-1/(M+N)T$,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$[0063] \quad Preamble(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ Pad_2(t-(M+N)T) & (M+N)T \leq t < (M+N+K_2)T \\ R(t-(M+N+K_2)T) & (M+N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_2)T \\ Pad_1(t-(2M+2N+K_2)T) & (2M+2N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_1+K_2)T \end{cases}$$

[0064] 当重复段为基本段的直接重复时,此时 f_{sh} 为零,R(t)为B(t)的直接重复,

[0065] 其中,Pad₁和Pad₂为填充段,T为采样周期。

[0066] 根据本发明的另一方面,所述前导信号的接收装置中,当前导信号只有末尾设置填充段Pad₁(t)时,则前导信号Preamble(t)的时域结构表达式为:

$$[0067] \quad Preamble(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ R(t-(M+N)T) & (M+N)T \leq t < (2M+2N)T \\ Pad_1(t-(2M+2N)T) & (2M+2N)T \leq t < (2M+2N+K_1)T \end{cases}$$

[0068] 与现有技术相比,本发明所提出的技术方案具有以下有益效果:

[0069] 所述前导信号由时域恒模序列产生,用于解决峰均比PAPR大的问题,而且有利于系统对前导信号进行功率boost以进一步提升系统性能。进一步的,区别于传统的OFDM前导

符号设计,本发明的前导信号生成方法完全在时域完成,因此在调制器端无需离散傅里叶逆变换IFFT模块,在保证优异性能的前提下,同时进一步简化前导信号的生成方法,降低生成前导信号的难度和复杂度,从而能够有效扩大本发明所提出技术方案的应用范围和前景。

[0070] 此外,在单载波系统的接收端,利用前导信号基本段和重复段的时域结构特征,对一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号捕获,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的已知序列和/或填充序列的信号,利用其与该带宽下已知序列和/或填充序列在时域或者频域上进行某种运算来进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号和/或确认带宽值。在确认接收信号中存在期望接收信号及确认带宽值后,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的信令序列的信号,反调制频偏估计值后,与已知信令集合里的全部或部分信令序列进行数学运算解出信令。

附图说明

[0071] 此处所说明的附图用来提供对本发明的进一步理解,构成本申请的一部分,并不构成对本发明的限定。在附图中:

[0072] 图1是本发明的前导信号构成示意图;

[0073] 图2是本发明的另一实施例前导信号构成示意图;

[0074] 图3是本发明的NGB-WS系统的物理帧结构示意图;

[0075] 图4是本发明的NGB-WS系统的物理帧的前导信号和数据块结构示意图;

[0076] 图5是本发明的已知序列Local seq的生成示意图;

[0077] 图6是本发明的前导信号接收方法的流程图;

[0078] 图7是本发明的前导信号接收装置的流程图。

具体实施方式

[0079] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚、明白,下面结合附图,对本发明进行进一步的详细说明。在此,本发明的示意性实施方式及其说明用于解释本发明,但并不作为对本发明的限定。以下使用的术语“单元”或“模块”可以是实现预定功能的硬件、软件或者两者的结合,当实施例以其中一种实现方式进行描述时,其它两种方式同样可以实现本发明构思的意图,因此同样属于本发明的贡献范畴。

[0080] 图1是本发明的前导信号构成示意图。如图1所示,前导信号的主体body由多段组成,最基本的由原始段和重复调制段组成,另外可设计填充段Padding。其中原始段包含已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复调制段为原始段的重复或者是在原始段的基础上仅调制频偏,填充段可由一段或两段组成。图2是本发明的另一实施例前导信号构成示意图,该实施例中填充段为两段。

[0081] 如图1和图2所示,假定系统采样周期为 T ,基本段 B 中已知序列段命名为 $L(t)$,长度为 M ,信令序列段命名为 $Sig(t)$,长度为 N ;填充段为 $Pad_1(t)$ 和 $Pad_2(t)$,长度为 K_1 和 K_2 ;重复段 R 是基本段的直接重复或者是在此基础上调制频偏序列,与基本段 B 相差 $(M+N+K_2)$ 个采样周期,当填充段只有一段时, $K_2=0$;则基本段 $B(t)$ 的时域表达式为:

$$[0082] \quad B(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ \text{Sig}(t - MT) & MT \leq t < (M+N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0083] 重复段R(t)的时域表达式为:

$$[0084] \quad R(t) = \begin{cases} B(t) e^{j2\pi f_{sh} t} & 0 \leq t < (M+N)T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0085] 当 f_{sh} 为0时,即R(t)为B(t)的直接重复,当非直接重复时, f_{sh} 通常选取为 $1/(M+N)T$ 或 $-1/(M+N)T$,则前导信号Preamble(t)的表达式为:

$$[0086] \quad \text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ \text{Pad}_2(t - (M+N)T) & (M+N)T \leq t < (M+N+K_2)T \\ R(t - (M+N+K_2)T) & (M+N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_2)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M+2N+K_2)T) & (2M+2N+K_2)T \leq t < (2M+2N+K_1+K_2)T \end{cases}$$

[0087] 若前导信号只有尾段填充 $\text{Pad}_1(t)$,则表达式如下:

$$[0088] \quad \text{Preamble}(t) = \begin{cases} B(t) & 0 \leq t < (M+N)T \\ R(t - (M+N)T) & (M+N)T \leq t < (2M+2N)T \\ \text{Pad}_1(t - (2M+2N)T) & (2M+2N)T \leq t < (2M+2N+K_1)T \end{cases}$$

[0089] 这种前导信号的构造方式,其优点在于可以利用基本段和重复调制段的重复特性,在接收端进行延迟自相关以确定信道中传输的是否为期望接收的信号,调制频偏可以使得延迟自相关克服连续波的干扰;同时依靠信令序列来传输基本传输参数。进一步的,还可以根据不同的帧结构长度需求来设计填充序列,从而进一步加强前导信号的定时同步和频偏估计的性能。

[0090] 需要说明的是,基本段和重复段的位置可以互换,而不影响前导信号的性能。

[0091] 本发明将给出一个具体实施例,该实施例详细描述了根据本发明提出的方法所构造的前导信号,如何应用于下一代广播电视网无线系统NGB-WS,以实现本发明所要达到的目的。

[0092] NGB-WS系统的物理帧结构如图3所示,构成物理帧主体的每个数据块由P个帧内导频符号及B个数据组构成,图4进一步示出了前导信号和数据库的结构图。

[0093] 前导信号为了保持帧结构的统一性,以及循环特性,在前导信号的主体body前也加入同样的P个导频符号。如图3所示。

[0094] 为了利于接收机的实现,通常把P个导频符号和body主体的总长度设置为 2^N ,NGB-WS支持多种带宽,比如 $2.5M * N_{bw}$, $N_{bw} = 1, 2, 4, 8$;为了在多种带宽下的前导信号的绝对时间相同,这里把四种带宽的前导信号长度设计为 $4096 * N_{bw}$,而考虑到对抗多径长度的系统需求,P在四种带宽下的最大长度为 $256 * N_{bw}$,因此前导信号主体body的最小长度为 $3840 * N_{bw}$;

[0095] 下表1为不同带宽下前导信号body主体的具体设计参数:

带宽	已知序列长度M	信令序列长度N	有无Padding2 (K2=0?)	重复段与基本段的采样周期差值 M+N+K2
2.5M	1664	256	无	1920
5M	2816	512 (2段256)	无	3328
10M	5120	512 (2段256)	无	5632
20M	8704	512 (2段256)	无	9216

[0097] 表1

[0098] 由于前导符号在扫台时也需要承担带宽检测的功能,而接收端延迟自相关的delay值即为M+N+K₂,设计参数时考虑到多径对带宽检测判断的影响,将各个带宽下的delay长度均换算到20M采样率上,则长度分别为1920×8=15360,3328×4=13312,5632×2=11264,9216×1=9216,4个延迟值在20M上的sample数两两差距大于等于最长多径在20M上的sample数2048,这样不会因为多径造成带宽检测的误判。

[0099] 本发明还提供了一种已知序列Local seq的产生方式。如图5所示,产生长度为M的m序列,再经过BPSK调制形成长度为M的已知序列。比如1664已知序列由本原多项式x¹¹+x⁶+x⁵+x⁴+1的m序列经BPSK调制后取最前面的1664个值。具体可见下表2。

Local seq长度	[gr gr-1 ... g0]	寄存器初值[r-1 r-2 ...]
1664	[1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1]
2816	[1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1]
5120	[1 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1]
8704	[1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1]

[0102] 表2

[0103] 本发明还提供了一种Padding序列的产生方式。Padding序列由生成多项式x¹⁵+x+1 ([gr gr-1...g0]为[1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1]),寄存器初值[r-1 r-2 ...]为[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1]的m序列经BPSK调制后取最前面的需求长度个值而获取。如果有2段Padding,比如Pad₂取上述调制后序列的1:K₂个值,而Pad₁取上述调制后序列的K₂+1:K₂+K₁个值。

[0104] 本发明提供了一种信令序列的产生方式。长度为255的m序列,最后一个比特补0,再经过BPSK调制形成长度为256的信令序列。其中m序列的生成如下表3所示:

Sig_value	[gr gr-1...g0]	寄存器初值[r-1 r-2...]
0	[1 0 1 1 1 0 0 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]
1	[1 0 0 1 0 1 1 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]
2	[1 0 1 0 0 1 1 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]
3	[1 0 1 1 1 1 1 1 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]

4	[1 1 1 1 0 0 1 1 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]
5	[1 0 1 1 0 0 1 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]
6	[1 0 0 0 1 1 1 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]
7	[1 1 0 1 0 1 0 0 1]	[0 0 0 0 0 0 0 1]

[0106] 在本实施例中,特别的,在2.5M模式下,信令序列由一段256的基础信令序列生成,而在5M,10M和20M模式下,信令序列由两段256的信令序列产生。

[0107] 需要说明的是,由于导频符号的个数P是系统参数,有多种可能,因此body主体的长度也相应有多种可能,对应填充序列Pad₁的长度也相应有多种可能,但其截取规则统一。

[0108] 上文提到的BPSK调制采用如下表所示的映射方式:

[0109]	输入比特值	输出星座符号
	0	$(-1-i)/\sqrt{2}$

[0110]	1	$(+1+i)/\sqrt{2}$
--------	---	-------------------

[0111] 从该实施例的描述中可知,由于前导信号能够由时域恒模序列产生,因此所述前导信号为全时域结构,全时域结构可以有效降低峰均比PAPR,这有利于系统对前导信号进行功率boost以进一步提升系统性能。因此,由于单载波的卫星广播系统对峰均比PAPR要求非常高,本发明提出的生成前导信号的方法可以构造一种能够适应单载波通信系统的前导信号,并且能够达到各种参数指标,无论在AWGN、Rayleigh、莱斯、TU6以及卫星LMS信道下都有非常优异的检测和同步性能,使得系统性能得以保障。

[0112] 图6是本发明提出的前导信号接收方法的流程图。如图6所示,

[0113] 处理步骤61,对模数转换后接收到的中频或基带数字信号进行频谱搬移,若接收的是中频信号则进行滤波,下采样处理后,得到处理后的对应一个系统带宽值的一路或对应多个系统带宽值的多路基带信号;

[0114] 检测步骤62,利用前导信号基本段和重复段的全时域结构,对所述一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号进行捕获,判断接收信号中是否可能存在期望接收信号和/或相应系统带宽值,并且检测确定前导符号出现的位置;

[0115] 确认步骤63,利用检测步骤62得到的位置,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的已知序列和/或填充序列的信号,利用其与所述带宽下已知序列和/或填充序列在时域或者频域上进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号和/或确认带宽值;

[0116] 若确认接收信号中存在期望接收信号,则还进行解信步骤;

[0117] 解信步骤64,利用确认步骤63中得到的定时同步结果和频偏估计值,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的信令序列的信号,反调制频偏估计值后,与已知信令集合里的全部或部分信令序列进行数学运算解出信令。

[0118] 其中,所述前导信号的基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,并且所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

[0119] 下面描述接收步骤的实施例,按照上文的生成实施例来解释接收步骤,比如需要

检测NGB_WS的系统带宽,有四种可能2.5M、5M、10M、20M。

[0120] 步骤1:接收端经过tuner、ADC采样、NCO、速率变换内插器、二采一下采滤波器以及抗混叠滤波器后,得到单倍符号率上的待检测基带信号。其中,通过不同的下采次数得到对应不同假定带宽的四路待检测基带信号,比如若ADC采样率为81M,则20M需要进行2次二采一下采,10M则要进行3次二采一下采,5M需要进行4次二采一下采,2.5M需要进行5次二采一下采。得到的四路单倍符号率基带信号分别命名为 $r_1(n)$, $r_2(n)$, $r_3(n)$, $r_4(n)$ 。

[0121] 步骤2:将 r_1, r_2, r_3, r_4 进行对应其假定带宽的不同长度的延迟自相关,其延迟长度即为重复段与基本段的采样周期差值,这里为了方便定义为 D , $D=M+N+K_2$ 。延迟自相关需要反调制频偏,即

$$[0122] \quad \text{corr}_i(n) = \sum_{k=0}^{M-1} r_i(n-D+k)g_i^*(n+k)g_i^{j2\pi(n+k)fs} \quad i=1,2,3,4$$

[0123] 可直接将 $\text{corr}_i(n)$ 与门限比较,若 $\text{corr}_i(n)$ 超过门限则认为出现有效峰值,则认为接收信号中可能存在对应假定带宽值的期望接收信号,此时记录峰值位置,且进入步骤3。其中门限的设定可为相对门限,比如取 $\text{corr}_i(n)$ 在一段时间内或多段时间的均值。

[0124] 也可将 $\text{corr}_i(n)$ 进行归一化处理,即

$$[0125] \quad \text{corr}'_i(n) = \frac{\text{corr}_i(n)}{0.5 \sum_{k=0}^{M-1} (|r_i(n-D+k)|^2 + |r_i(n+k)|^2)}$$

则只需将归一化的 $\text{corr}'_i(n)$ 与固

定绝对门限比较即可。绝对门限的选取仅需要根据噪声的相关值分布以及系统要求的误检率即可获得。

[0126] 步骤3:根据步骤2中的峰值位置,截取接收信号中包含基本段和重复段的那部分信号,定义为 $r(t)$,另外生成本地序列

$$[0127] \quad \text{local}(t) = \begin{cases} L(t) & 0 \leq t < MT \\ 0 & MT \leq t < (M+N+K_2)T \\ R(t-(M+N+K_2)T) & (M+N+K_2)T \leq t < (2M+N+K_2)T \end{cases}$$

[0128] 用 $r(t)$ 进行时域扫频后与 $\text{local}(t)$ 互相关,即选定扫频步长 f_step 和扫频范围 $[-K, -(K-1), \dots, K-1, K]$,将 $r(t)$ 调制扫频频偏值后与 $\text{local}(t)$ 互相关,依次得到 $2K+1$ 组相关值。取每组相关值的峰值进行比较,最大峰值若超过预设门限,则确认接收信号中存在期望接收信号并确认带宽值,此时产生最大峰值时调制的频率值即为频偏估计值,

[0129] 采用扫频的方式,即以固定的频率变化步径(比如,对应帧结构中数据块长度的整数倍频偏间隔),将该部分时域波形调制上不同的频偏值 y/N_{body} 后,得到若干组时域信号:

$$A1_y(n) = r(n) \cdot e^{j2\pi yn/N_{body}}$$

N_{body} 为帧结构中的数据块长度,将 $\text{local}(t)$ 作为已知信号

与每组 $A1_y$ 进行滑动相关,得到若干组相关结果,选取出现最大相关峰值的那个 $A1_y$,若最大峰值若超过预设门限,则确认接收信号中存在期望接收信号并确认带宽值,且对产生最大峰值的那组序列所调制的频偏值 y/N_{body} 即为整数倍频偏估计值 f_{est1} ,其峰值位置即为定时同步结果。

[0130] 其中,扫频范围对应系统所需要对抗的频偏范围,比如,需要对抗正负500K的频

偏,而系统采样率为10M, N_{body} 为1K长度,则扫频范围为 $\pm \left\lceil \frac{500K \times 1024}{10M} \right\rceil$,即 y 的取值范围为 $[-51, 51]$ 。

[0131] 上述描述的扫频相关过程是在时域完成的,也可通过FFT和IFFT来完成相关运算,时域的扫频对应于频域的循环移位,这里不再赘述。

[0132] 若步骤2中有对应2个带宽的基带信号的延迟自相关的结果都满足门限条件,则分别将2个 $r(t)$ 进行步骤3的确认,经步骤3后,只会至多有对应一个带宽的基带信号满足确认条件,这样便完成了期望信号确认以及带宽识别。

[0133] 进一步地,在确认对应某一带宽的接收信号中存在前导信号后,可以利用定时同步和整数倍频偏估计的结果 f_{est1} 再进一步进行细频偏估计。首先将接收信号反调制整数倍频偏估计值 f_{est1} , $r'(n) = r(n) e^{-j2\pi n f_{\text{est1}}}$,之后按照定时同步的结果,假定对应最大多径(即主径)的基本段信号的第一个采样点的序号为 $Idx1$,截取 $r'(n)$ 中对应最大多径(即主径)中准确位置的基本段信号和重复段信号,将这两段信号进行延迟同步相关,利用相关值的结果求角度,即可获得细频偏估计值 f_{est2} 。公式表达如下:

$$[0134] \quad f_{\text{est2}} = \frac{\arg \left(\sum_{i=0}^{M-1} (r'(i + Idx1) \cdot r'^*(i + D + Idx1)) \right)}{2\pi D}$$

[0135] 最终的频偏估计值 $f_{\text{est}} = f_{\text{est1}} + f_{\text{est2}}$ 。

[0136] 步骤4:若步骤3中确认接收信号中存在前导信号,则进一步利用步骤3的定时同步结果和频偏估计值 f_{est} ,首先将接收信号反调制估计频偏, $r''(n) = r'(n) e^{-j2\pi n f_{\text{est}}}$,再从对应带宽下前导接收信号 $r''(n)$ 里截取对应最大多径(即主径)的准确位置的信令序列信号,命名为 r_{sig} ,将其与信令集合里的所有信令序列 X_k 均进行同步相关,假公式表达为:

$$[0137] \quad sig_corr(k) = \left(\sum_{i=0}^{N-1} (r_{\text{sig}}(i) \cdot X_k(i)) \right)$$

比如8个信令序列,则 $k=8$,得到8个

相关值,取相关值绝对值最大的那个对应的信令序列所承载的信令,做为解信结果。

[0138] 需要说明的,步骤3和4中都涉及到的反调制频偏可以放在截取相应信号比如得到 r_{sig} 之前也可以放在截取相应接收信号比如得到 r_{sig} 之后,操作顺序的先后并不影响解信性能和结果。

[0139] 图7是本发明的前导信号接收装置70的示意图。如图7所示,

[0140] 一种前导信号的接收装置,所述装置包括:

[0141] 处理单元71,用于对模数AD转换后接收到的中频或基带数字信号进行频谱搬移,若接收的是中频信号则进行滤波,下采样处理后,得到处理后的对应一个系统带宽值的一路或对应多个系统带宽值的多路基带信号;

[0142] 检测单元72,用于利用前导信号基本段和重复段的全时域结构,对所述一路或多路基带信号进行延迟自相关的前导符号进行捕获,判断接收信号中是否可能存在期望接收信号和/或相应系统带宽值,并且检测确定前导符号出现的位置;

[0143] 确认单元73,用于所述检测单元72确定的位置,截取全部或部分包含对应带宽下

前导信号的已知序列和/或填充序列的信号,利用其与所述带宽下已知序列和/或填充序列在时域或者频域上进行频偏估计,定时同步以及确认接收信号中是否存在期望接收信号和/或确认带宽值;

[0144] 解信单元74,若确认单元的结果是接收信号中存在期望接收信号,用于所述确认单元73确定的定时同步的结果和频偏估计值,截取全部或部分包含对应带宽下前导信号的信令序列的信号,反调制估计频偏后,与信令集合里的所有信令序列均进行相关,利用相关结果解出信令。

[0145] 其中,所述前导信号的基本段包括已知序列段Local seq和信令序列段Sig seq,重复段设置为基本段的重复或者为对基本段进行频偏调制,并且所述设置的信令序列段Sig seq用于承载信令以发送传输参数。

[0146] 对于本领域技术人员而言,显然本发明不限于上述示范性实施例的细节,而且在不背离本发明的精神或基本特征的情况下,能够以其他的具体形式实现本发明。因此,无论从哪一点来看,均应将实施例看作是示范性的,而且是非限制性的,本发明的范围由所附权利要求而不是上述说明限定,因此旨在将落在权利要求的等同要件的含义和范围内的所有变化囊括在本发明内。不应将权利要求中的任何附图标记视为限制所涉及的权利要求。

[0147] 应该注意到并理解,在不脱离前述权利要求所要求的本发明的精神和范围的情况下,能够对上述详细描述的本发明作出各种修改和改进。因此,要求保护的技术方案的范围不受所给出的任何特定示范教导的限制。

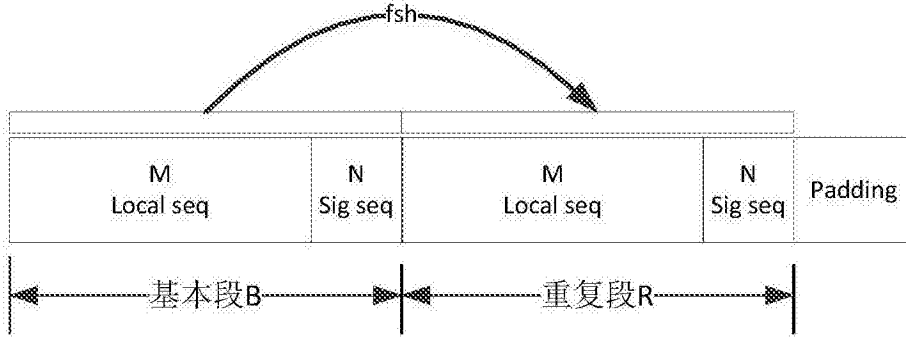


图1

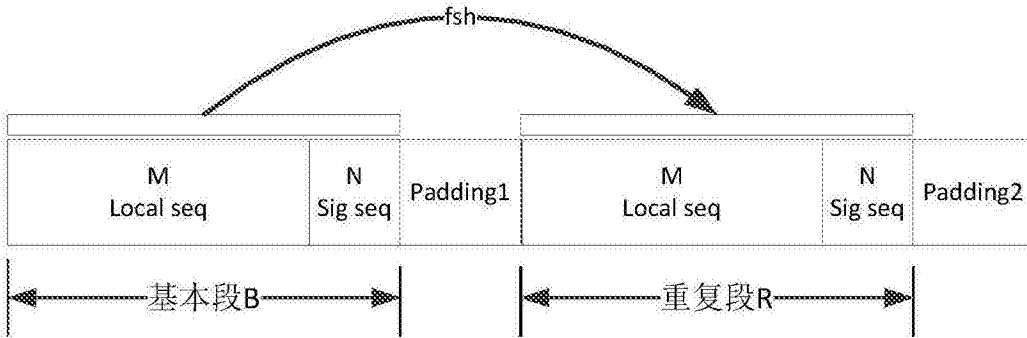


图2

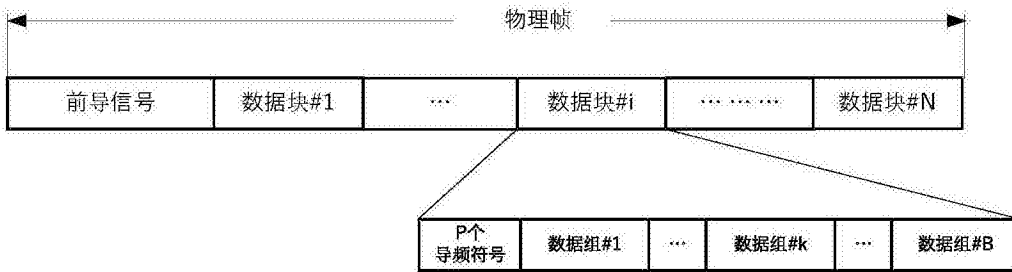


图3

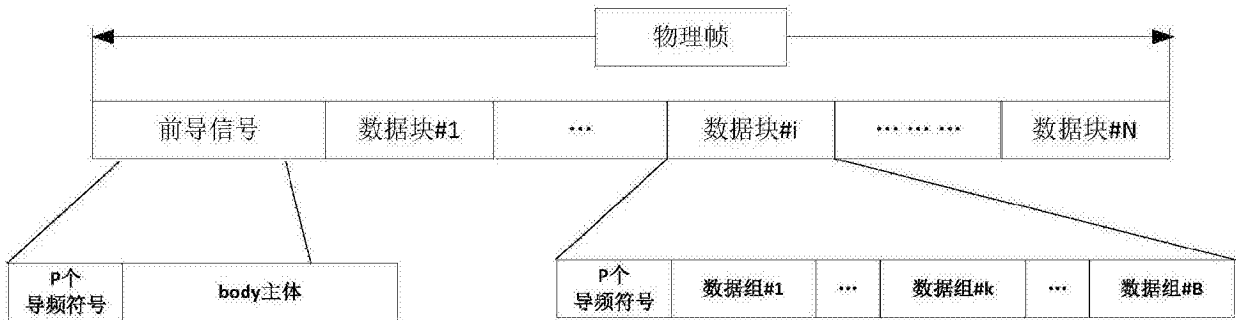


图4

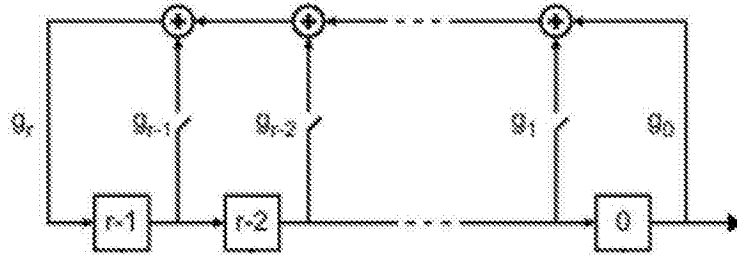


图5

前导信号接收方法 60

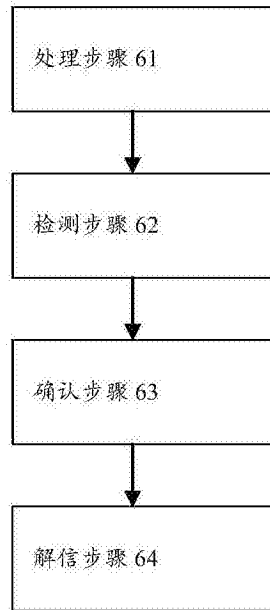


图6

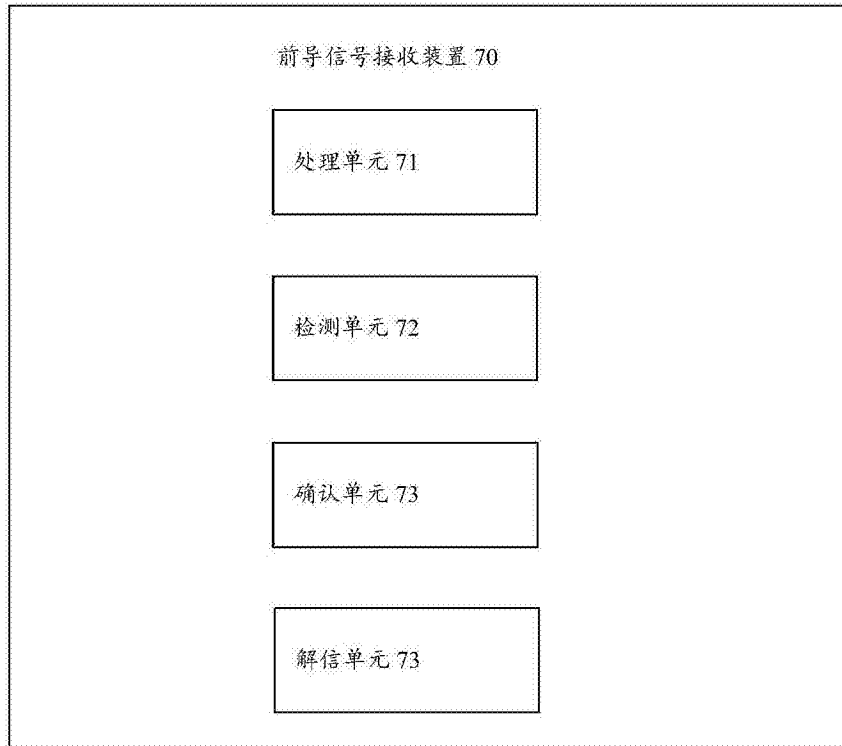


图7