



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101611583 B

(45) 授权公告日 2013.03.06

(21) 申请号 200780048247.9

(22) 申请日 2007.12.21

(30) 优先权数据

06405544.5 2006.12.27 EP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009.06.26

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2007/064481 2007.12.21

(87) PCT申请的公布数据

W02008/077950 EN 2008.07.03

(73) 专利权人 ABB 技术有限公司

地址 瑞士苏黎世

(72) 发明人 D·科罗布科夫 P·兰费尔德

V·波塔波夫 C·利布

H·-J·马格 H·本宁杰

S·拉姆塞尔

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 王岳 刘春元

(51) Int. Cl.

H04L 1/00(2006.01)

H04L 27/26(2006.01)

(56) 对比文件

EP 1379020 A1, 2004.01.07, 全文.

US 2004/0218522 A1, 2004.11.04, 全文.

CN 1486551 A, 2004.03.31, 全文.

审查员 李丹丹

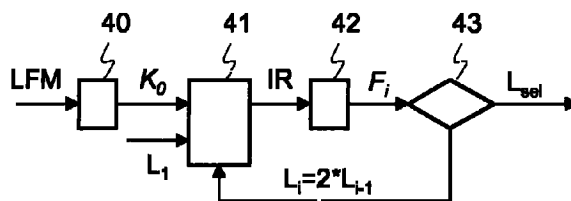
权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 2 页

(54) 发明名称

OFDM 数据传输的初始化和用于 OFDM 数据传输的调制解调器

(57) 摘要

本发明涉及正交频分复用 (OFDM) 数据传输的效率优化, 尤其是对于电力线通信而言。在初始化或者准备 OFDM 数据传输的时候, 在每次启动时从调制解调器的暂存区选择 OFDM 符号中的保护区间或者循环前缀的长度或者持续时间。保护区间的长度是由样本数目 L 以时间离散表示给出的, 且为后继的数据传输所保留的 L 值是基于包括调制解调器所连接到的物理线路的通信信道的信道质量评估而从多个预定的可能性中选出的。因此, 所选择的 L 值取决于实际的传输情况, 由系统参数 L 和 N 的更灵活处理所提供的优化潜能被用来满足物理线路上的变化的情况。



1. 一种初始化正交频分复用 OFDM 数据传输的方法,其中包括长度  $N$  的正交性区间和长度  $L$  的保护区间的 OFDM 符号通过物理链路 (21) 被传送,其特征在于该方法包括:

- 基于物理链路 (21) 的估计的链路传递函数  $K_0$ , 在连接到物理链路 (21) 的调制解调器 (3) 处准备输入滤波器 (32),

- 基于包括物理链路 (21) 和所准备的输入滤波器 (32) 的通信信道 (2) 的脉冲响应  $IR$  来选择保护区间的样本数目  $L_{sel}$ 。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于该方法包括:

- 在保护区间的样本数目  $L_{sel}$  的选择之后,基于数目  $L_{sel}$  选择具有  $N_{sel}$  个样本的正交性区间,或者

- 在链路传递函数  $K_0$  的估计之前,预先选择具有  $N_{sel}$  个样本的正交性区间,并基于为正交性区间所选择的样本数目  $N_{sel}$  来选择保护区间的样本数目  $L_{sel}$ 。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于该方法包括:

- 计算  $IR$  的长度  $T_{CHANNEL}$ , 以及

- 选择与超过  $IR$  的长度  $T_{CHANNEL}$  的保护区间长度  $T_{GUARD}$  相对应的、具有  $L_{sel}$  个样本的保护区间。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于该方法包括:

a) 选择保护区间的暂定样本数目  $L_1$ ,

b) 根据估计的链路传递函数  $K_0$  选择  $L_1$  个样本,

c) 基于所选择的  $L_1$  个样本准备输入滤波器 (32),

d) 计算通信信道 (2) 的缩短脉冲响应  $IR$ ,

e) 计算缩短的  $IR$  的测量  $F_1$ ,

f) 如果测量  $F_1$  低于阈值,选择  $L_{sel} = L_1$ ,

g) 否则,选择另外的暂定样本数目  $L_2 > L_1$ , 并返回到步骤 b)。

5. 如权利要求 4 所述的方法,其特征在于步骤 e) 包括:

- 计算测量  $F_1$  作为 Fisher 统计,使被包含在宽度  $W$  等于  $L_1$  的滑动窗口内的缩短  $IR$  的能量与缩短  $IR$  的总能量相关。

6. 如前述权利要求之一所述的方法,其特征在于该方法包括:

- 通过比较由连接到物理链路 (21) 的两端的两个调制解调器 (1, 3) 获得的  $N$  和  $L$  的临时值来选择  $N_{sel}$ 、 $L_{sel}$ 。

7. 如前述权利要求 1-5 之一所述的方法,其特征在于该方法包括:

- 通过作为物理链路 (21) 的高或中电压电力线传送 OFDM 数据。

8. 一种用于正交频分复用 OFDM 数据传输的 OFDM 调制解调器,其中包括长度  $N$  的正交性区间和长度  $L$  的保护区间的 OFDM 符号通过 OFDM 调制解调器所连接到的物理链路 (21) 被传送,其特征在于该调制解调器包括:

- 用于基于物理链路 (21) 的估计的链路传递函数  $K_0$  来准备调制解调器的输入滤波器 (32) 的装置,

- 用于基于包括物理链路 (21) 和所准备的输入滤波器 (32) 的通信信道 (2) 的脉冲响应  $IR$  来选择保护区间的样本数目  $L_{sel}$  的装置。

## OFDM 数据传输的初始化和用于 OFDM 数据传输的调制解调器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及正交频分复用 (OFDM) 数据传输的领域。其涉及用于优化效率的 OFDM 数据传输的初始化,且特别适用于以高压或中压在电力线通信链路上的电力线通信 (Power Line Communication, PLC)。

### 背景技术

[0002] 对于数字数据传输,基于正交频分复用 (OFDM) 的多信道数据传输 (也被称为离散多频音 (Discrete Multitone, DMT) 调制) 是一种熟知的灵活的调制方案。OFDM 传播待通过大量的子载波或子信道传送的数据,该大量的子载波或子信道被包含在传输频带内且通过良好定义的频率间隔或者载波分离 (carrier separation) 而彼此分离。后者确保了子载波的正交性 (orthogonality), 并且防止子载波之间的串音或载波间干扰,即,即使没有外在的 (explicit) 滤波且它们的频谱重叠,用于一个子载波的解调不会受其他子载波调制的影响。每个载波上的单个 OFDM 调制符号代表多个比特,这取决于 QAM 字母表 (也就是在正交幅度平面中星座点 (constellation point) 或者数据的布置) 的选择。例如,对于正交相移键控 (QPSK) 而言的 2 比特 / 符号,或者对于 16-QAM (正交幅度调制) 而言的 4 比特 / 符号,是通常被使用的。同时调制和解调数千载波的复杂过程等同于离散傅立叶变换操作,对其存在有效的快速傅立叶变换 (FFT) 算法。

[0003] 适当的调制解调器体系结构包括编码器 (用以复用 (multiplex)、同步和编码待传递的数据) 和调制器 (用以形成离散多频音信号)。对于多个子信道中的每一个,编码器把输入比特流转换为同相及正交的分量,也就是说,编码器输出与可用于系统的子信道的数目相等的多个子符号序列。接收器的线路监听器在使用期间通过确定每个子信道上的噪声水平、增益和相移来重复地检查子信道的线路质量。误码率 (bit error rate) 和信噪比然后被用来动态地确定该子信道可支持的比特传输速率。

[0004] OFDM 特别适合于电力线通信 (PLC)。高压或中压的电力线信道是受干扰信号影响的,因为用于电力传输的电缆类型是非屏蔽的,因而易受侵入电磁的影响。由此产生的电力线信道上的典型噪声环境包括所谓的窄带干扰信号,也就是,具有小带宽的信号。另外,具有大量分支和阻抗失配的电力线网络的异类结构 (heterogeneous structure),造成大量的反射 (回声) 以及发送器和接收器之间的多路径传播。在多路径传播面前,在发送器和接收器之间的电力线链路的复传递函数  $h(i)$  是多个路径上的和。另外,电力电缆显示信号衰减随着长度和频率选择性衰落而增加。

[0005] 符号间干扰 (ISI) 由一个符号或波形与其他符号在时间上的交互所造成。多路径导致的 ISI 能够通过提供保护区间 (guard interval) 而被减少。每个调制符号在总的符号周期 (symbol period)  $T_{\text{OFDM}}$  内被传送,该总的符号周期  $T_{\text{OFDM}}$  比活动的 (active) 符号周期  $T_{\text{ORTH}}$  要长被称为保护区间  $T_{\text{GUARD}}$  的周期。这意味着如果信号中存在的任何回声具有不超过保护区间的延迟,则接收器将不经历符号间干扰。自然地,保护区间的增加使数据容量降低

了取决于其长度的量,这阻止其应用于单载波系统。

[0006] 在专利 DE4402512C1 中,公开了一种缩短信道脉冲响应 (IR) 的方法。为了缩短通信信道的总体信号 IR(该通信信道包含发送滤波器、在发送器和接收器之间的物理电力线路、输入或者接收滤波器),在握手过程 (handshaking procedure) 期间在信道估计后,接收滤波器传递函数被综合 (synthesize)。

### 发明内容

[0007] 因此本发明的目的是优化正交频分复用 (OFDM) 数据传输的效率,尤其是对于电力线通信而言。这个目标是通过如权利要求 1 和 9 所述的初始化 OFDM 数据传输的方法以及 OFDM 调制解调器来达到。根据从属专利权利要求,优选实施例是明显的,其中权利要求从属关系 (dependency) 不应该解释为排斥更有意义的权利要求组合。

[0008] 根据本发明,在初始化或者准备 OFDM 数据传输的时候,在每次启动时从调制解调器的暂存区 (scratch) 选择 OFDM 符号中的保护区间或者循环前缀的长度或者持续时间。保护区间的长度是由样本数目 L 以时间离散的表示给出的,且为后继的数据传输所保留的 L 值是从多个预定的可能性中选出的。该选择是基于调制解调器所连接到的物理线路的信道质量评估的。因此,所选择的 L 值基于实际传输情况并且如在调制解调器制造商适当地预设该参数的情况下一样,所选择的 L 值有必要是大的 (the selected value of L depends on actual transmission conditions and is not unnecessarily large as in the case of a modem manufacturer conservatively pre-setting this parameter)。

[0009] 优选地,由样本数目 N 以时间离散的表示所给出的正交性区间 (orthogonality interval) 长度是基于为 L 所保留的值并且根据涉及效率和延迟的另外的标准或要求而被选择的。可替代地,正交性区间的样本数目 N 是预先选择的并且在对 L 值的后继选择中被考虑。无论如何,由系统参数 L 和 N 的更灵活处理所提供的优化潜能 (optimization potential) 被用来满足物理线路上的变化的情况。

[0010] 在本发明优选的变型中,保护区间的长度被选择为尽可能的短,但又高于包括物理链路的通信信道的信道脉冲响应 (IR) 的适当定义的长度。通过在第二调制解调器或接收器 (其滤波器被认为是所述通信信道的一部分) 处特意综合的或者准备的输入或接收滤波器,IR 的长度被有利地最小化。

[0011] 在这些变型的改进中,选择与最小的暂定 (tentative) 或目标保护区间相对应的 L 的第一值,且基于此准备输入滤波器。包括所述滤波器的通信信道的相应 IR 的长度被计算并且与暂定保护区间的长度进行比较。如果满足特定的标准,L 的第一值被选择作为通信保留的定值 (definite value),否则,以保护区间的增加的暂定或者目标长度来重复该过程直到该长度与相应 IR 的长度相一致。

### 附图说明

[0012] 参考优选示范性实施例在以下文本中更详细地阐述本发明的主题,该实施例在附图中进行图解,其中:

[0013] 图 1 示意性地示出了 OFDM 调制解调器的部件,

[0014] 图 2 示出了具有发送滤波器、物理链路及接收滤波器的传输信道,

[0015] 图 3 是确定保护区的最佳长度的流程图,以及

[0016] 图 4 描述了缩短的脉冲响应,以及所估计的和内插的 (interpolated) 链路传递函数。

[0017] 附图中使用的标号,以及它们的含义,都列于标号清单的概要表中。原则上,附图中同样的部分提供有相同的标号。

### 具体实施方式

[0018] 图 1 示出了正交频分复用 (OFDM) 调制方法的数字式的实施。在 OFDM 基本调制器 (base modulator) 10 中, QAM 向量器 (vectoriser) 11 根据来自数字输入信号 D 的并行数字输入比特产生频率系数的向量。根据例如  $2^M$ QAM (正交幅度调制) 的映射方案 (mapping scheme), 或者作为其特殊案例,  $2^M$ DPSK (Differential Phase Shift Keying, 微分相移键控) 调制, 该频率系数通常是复  $2^M$ -ary 符号  $D_k$  (complex  $2^M$ -ary symbols  $D_k$ )。根据频率系数的向量, 快速傅立叶逆变换 (IFFT) 12 产生离散多频音信号的同相分量 I 和直角正交分量 (orthogonal quadrature component) Q。在框 13 中, 如下所详述的, 通过复制离散多频音信号的一部分, 每个所述分量被填充 (pad) 有循环前缀或者保护区, 以采样率  $1/T_0$  产生了两个实值序列, 即, 经调制数字信号的同相分量  $o_I(n)$  和正交分量  $o_Q(n)$ 。

[0019] 为了为频率偏移准备 OFDM 信号, 在上采样器 (upsampler) 14 中以因子  $m_{10}$  对分量进行上采样 (components are upsampled by a factor  $m_{10}$ ), 其中  $m_{10} > (2f_0 + B_0)T_0$ , 其中  $B_0$  为 OFDM 传输频带的带宽, 而  $f_0$  为其中心或频率偏置。在下一个调制步骤中, 在 OFDM 调制器频率偏移器 15 中,  $o_I$  和  $o_Q$  的频谱的中心频率最后被移动到  $\pm f_0$ 。产生的信号被求和以建立数字信号, 该数字信号随后在发送滤波器 16 中被滤波、在 D/A 转换器 17 中被转换为用于放大和传输的模拟信号 Y。

[0020] 在 OFDM 传输系统中, 每次对数据的 M 个比特的块执行调制, 根据上述详细的编码方案, 产生被分配给 N 个正交频率的 N 个复数  $C_k$ 。快速逆或者离散傅立叶变换 (IFT) 把 N 个复数  $C_k$  转换成时间离散的正交性符号或者长度  $T_{\text{ORTH}} = t_s$  的区间, 以及包括 N 个复采样值 (complex sampling value), 使得  $T_{\text{ORTH}} = t_s = NT$ , 其中 T 为传送器定时或者采样周期。对于长度  $T_{\text{GUARD}} = t_g = LT$  (即包括 L 个复采样值) 的保护区而言, 信号被加到 (作为其扩展) 每个正交性符号前, 以形成长度为  $T_{\text{OFDM}}$  的 OFDM 或者传输符号。简而言之, 每个 OFDM 符号包括长度为  $T_{\text{ORTH}}$  的正交性区间和长度为  $T_{\text{GUARD}}$  的保护区, 且具有长度  $T_{\text{OFDM}} = T_{\text{ORTH}} + T_{\text{GUARD}} = (N+L)/f_s$ , 其中采样频率  $f_s = 1/T$  等于信道的传输频带的尼奎斯特 (Nyquist) 频率。

[0021] 对于通信信道的可用频带的最佳使用而言, 采样率或者频率  $f_s = 1/T$  (以此产生传送信号的样本) 应当选择接近于信道带宽 (例如 4kHz 或者 32kHz), 其通常不是设计参数而由该应用所给出。邻近载波或者传输频率之间的区间或者分离 (separation) 被表示为  $\Delta f$ , 且在下面, 假设等于符号率, 即  $\Delta f = 1/NT$ 。因此, 实际上, 如下详细描述的选择也能确定  $\Delta f$ 。

[0022] 图 2 描述如在本发明上下文中所定义的通信信道 2。信道 2 被理解为包括在发送器 / 传送器调制解调器 1 的调制及循环前缀 (cyclic prefix) 与接收器调制解调器 3 的正交性区间的提取及解调之间的所有元件。更具体而言, 除了在传送器和接收器之间的物理电力线链路 21 之外, 发送滤波器 16 和输入滤波器 32 (也被称为接收滤波器) 作为每个定

义的通信信道 2 的一部分。

[0023] 依照本发明,保护区间的手动或者自动选择,即所包括的样本数目  $L$  或相应长度  $T_{\text{GUARD}} = t_g = LT$  的规范,以下的要求必须被遵守:

[0024] A) 为了避免在连续 OFDM 符号间的符号间干扰 (ISI),保护区间的长度  $T_{\text{GUARD}}$  必须被选择为至少等于上述定义的通信信道 2 的信道脉冲响应 (IR) 函数的适当定义的长度  $T_{\text{CHANNEL}}$ ,其中对于每个所述的定义,信道 IR 函数的能量的主要份额被包含在长度  $T_{\text{CHANNEL}}$  的区间中。

[0025] B) 传输的效率代表与整数  $N$  和  $L$  的选择相关的另外的要求。当接收器放弃保护区间且提取出用于解调的正交性区间时,效率随着保护区间长度的减少而增加,且能够方便地由  $L/N$  比值所定义。

[0026] C) 传输的延迟代表影响数字  $N$  和  $L$  的选择的第三要求。该延迟是由于块方式 (block-wise) 的传输和信号与数据的处理,并与 OFDM 符号长度成比例,且在经验上  $T_{\text{DELAY}} \approx 5T_{\text{OFDM}}$ 。例如,对于信道带宽为 4kHz 且  $N = 64$ ,延迟接近于 100ms。通常,由于基础实时应用的限制,这个延迟不会超过特定上限。因此,如果例如给出保护区间的长度,最大允许延迟给  $T_{\text{ORTH}}$  施加了上限。

[0027] 到目前为止,OFDM 调制解调器已知为具有正交性区间和保护区间的固定的、预定的、或者最佳手动可选择的长度,具有  $N = 128$  或 64 且  $L = 8$  的示范性出厂设置。在本发明的有利实施例中,因为效率原因将  $L/N \leq 1/8$  作为唯一的限制,可以选择下列的  $L$  和  $N$  的组合:

N	L			
	64	8		
128	8	16		
256	8	16	32	
512	8	16	32	64

[0029] 作为上述要求 A) 的结果,保护区间的最小长度的得出紧密联系到信道脉冲响应 (IR) 的长度  $T_{\text{CHANNEL}}$ 。根据信道 2 的上述定义,后者包括滤波器 16、32 的脉冲响应与物理电力线链路 21 的复链路传递函数 (complex link transferfunction)  $K$  的卷积。上述的并通过引用为所有目的结合于此的专利 DE4402512,公开了有利的过程来缩短信道 IR。根据这个过程,接收器的输入或者接收滤波器 32 被综合,使得传输信道具有这样的 IR,该 IR 将其能量的主要份额集中在小的临时范围 (即出于本发明的目的,其被指定为缩短的 IR 的长度  $T_{\text{CHANNEL}}$ ) 内。信道 IR 的成功缩短允许随后减少保护区间的长度而不需要违反上述的要求 A), 即  $T_{\text{GUARD}} \geq T_{\text{CHANNEL}}$ 。最后,正交性符号的长度  $N$  能够依据上述的表格和要求 B) 和 C) 而被选择。

[0030] 图 3 描述了适配保护区间长度的过程的流程图。该过程的结果取决于通信信道 2 的物理链路 21 的特性,且尤其取决于诸如物理链路 21 的链路传递函数  $K$  的信道质量。相应地,在预备步骤 40 中,接收器 3 接收由发送器 1 发出的信号作为预定义的线性频率调制 (LFM) 扫描信号或序列,或者可替代地,作为覆盖所有信道频率的伪噪声信号,且能根据其准确估计出传递函数  $K$ 。因为传递函数  $K$  可以十分长,扫描信号的初始估计是通过大量样

本  $K_0(k)$  而获得的,其中这个数目是与调制解调器 3 的  $N_{\text{MAX}} = 512$  且  $L_{\text{MAX}} = 64$  的最大符号长度相关的,且接下来被假设为等于  $2*N_{\text{MAX}}$ 。下面,与暂定保护区间的第一目标长度相对应的起始值  $L_1$  被定义。这个第一目标长度可以由调制解调器提供的  $L$  的最小值,例如  $L_1 = 8$  或甚至  $L_1 = 7$ ,或者为依据正交性区间的预先选择长度的最小值。

[0031] 在步骤 41 中,上述的信道脉冲响应 (IR) 缩短过程被执行。当输入或者接收滤波器 32 通过用于面向块的处理的公知“重叠保留 (overlap-save)”方法而被实现时,对于最小处理时间而言输入滤波器 32 的长度将被限制为  $N-L+1$ 。相应地,输入滤波器 32,即输入或者接收滤波器传递函数,不能直接根据链路传递函数  $K$  通过样本的不变数目 ( $2*N_{\text{MAX}}$ ) 而被计算。因此,综合或者准备输入滤波器 32 以  $L_1$  个样本的选择作为开始,这是通过抽取且可选地对频域内的链路传递函数的样本  $K_0(k)$  进行加权而进行的。傅立叶逆变换、零填充、和正向傅立叶变换 (Forward Fourier Transformation) 再次产生内插的链路传递函数的  $2*N_{\text{MAX}}$  样本  $K_1(k)$ 。从后者,获得综合的输入滤波器传递函数的  $2*N_{\text{MAX}}$  样本。利用链路传递函数  $K$  和傅立叶逆变换的卷积最后产生缩短信道 IR 的  $2*N_{\text{MAX}}$  样本  $R_1(n)$ 。

[0032] 在步骤 42,以及下面更一步详述的,确定定量测量 (quantitative measure)  $F_1$ ,其定量地指示缩短脉冲响应的能量在保护区间的目标长度  $L_1$  的范围内被包含到何种程度。在步骤 43,决定测量  $F_1$  是否可以接受。换句话说,包含在长度  $T_{\text{GUARD}}$  的一段内的信道脉冲响应的能量的部分 (fraction) 被用作为接受的测量。如果后者被认为是充分的,那起始值  $L_1$  作为保护区间的长度  $L$  的最佳值  $L_{\text{sel}}$  而被保留。否则,目标长度增加到下一个更高的值  $L_2$ ,例如,  $L_2 = 2*L_1$ 。然后重复步骤 41 到 43。如果测量  $F_2$  仍然不可被接受,上述过程以目标长度的进一步增加的值  $L_i$  进行重复,即  $L_3 = 32, L_4 = 64$ 。

[0033] 图 4 示出了在步骤 41 中 IR 缩短的示范性结果,基于此在步骤 42 中测量  $F_i$  被确定。在图 4 的左侧描述了通信信道的第  $i$  个缩短的 IR 的时域表示的  $2N$  个样本  $R_i(n)$ 。宽度区间  $L_i$  表示目标长度。通过 Fisher 统计 (Fisher Statistics),在宽度  $W$  等于  $L_i$  的滑动窗口内的样本能量被计算并与  $2N$  个样本的总能量进行比较:

$$[0034] \quad F_i(W) = \frac{\frac{1}{W} \sum_{n \in W} R_i^2(n)}{\sum_{n=1}^{2N} R_i^2(n)}$$

[0035] 在步骤 43 中,为宽度  $W$  的所有窗口所获得的测量  $F_i(W)$  的最大值与阈值进行比较。

[0036] 可选择地,在图 4 的右侧,链路传递函数  $K_0(k)$  和第  $i$  个内插的链路传递函数  $K_i(k)$  的频域表示被描述为前者的近似 (approximation)。二者之间的归一化差,被计算为:

$$[0037] \quad F_i = \frac{\sum_k |K_0 - K_i|^2}{\sum_k |K_0|^2}$$

[0038] 其定义了随后综合的滤波器传递函数和缩短的信道 IR 的准确性的另一测量。实际上,上述差越小,通过内插的传递函数  $K_i$  所估计的“真实”链路传递函数  $K_0$  的近似会越好,且包含有基于内插的传递函数  $K_i$  所综合的输入滤波器的通信信道的 IR 会越短。同样,在步骤 43 中,把获得的测量  $F_i$  与阈值进行比较,其中后者实际上能够以半启发式

(semi-heuristic) 的方法确定,且带有比以上提供的阈值更少的含糊性 (ambiguity)。

[0039] 作为上述过程的结果,保护区间的长度被确保超出了缩短的脉冲响应的合适定义的长度,即  $T_{\text{GUARD}} = L_{\text{sel}}/f_s \geq T_{\text{CHANNEL}}$ 。正交性区间的长度  $N$  最后通过考虑剩余的要求 B) 和 C) 而被确定。对于  $N = N_{\text{MAX}} = 512$  而言达到最大化的效率。然而,如果对于这个组合 ( $N_{\text{MAX}} + L_{\text{sel}}$ ) 最大延迟不被考虑, $N$  的其次较小值被顺序选择,即只要仍考虑效率要求则  $N_i = N_{i-1}/2$  ( $N_i = N_{\text{MAX}}$ ),也就是  $N_i$ 、 $L_{\text{sel}}$  的组合出现在上述表格中。

[0040] 可选择地,保证了保护区间长度超过缩短的脉冲响应长度的上述过程,可以在操作者基于全部延迟和 / 或效率标准而预先选择  $N$  之后被执行。考虑到剩余的要求 B) 和 C),  $L$  的最低值从上述的表格中选择,且输入作为 IR 缩短过程中的  $L_1$ 。如果对于这个  $L$  值 IR 缩短过程是成功的,则停止该过程,否则另一个、更大的  $L$  被尝试。

[0041] 如上详述的保护区间的自动选择通常作为调制解调器启动时执行的初始化过程的一部分而被执行,该调制解调器连接到电力线,且例如在主网络中的开关被操作后被启动。据称,通过由连接到电力线链路 21 的第一端的第一调制解调器 1,3 所广播的编码导频信号而发信号通知该过程的开始。连接到链路 21 的第二端的第二调制解调器 3,1 确认 LFM 信号的接收和发出。在信道传递函数的估计后,在第一调制解调器 1,3 处,重复地执行 IR 缩短,且暂时地确定  $N$  和  $L$  的第一优化值。这个结果然后通过稳健且冗余的 QAM4 调制传送给第二调制解调器 3,1。通过与在第二调制解调器处确定的  $N$  和  $L$  的第二临时优化值相比较,确定最后的组合  $N_{\text{sel}}$ 、 $L_{\text{sel}}$ 。如果对于  $N$  和  $L$  而言第一和第二临时值发散,则为  $L$  选择较高的值,而  $N$  被选择为通过调制解调器针对  $L$  提出更高的值所提出的。

[0042] 另外,在调制解调器启动后的第二阶段,且通常在保护区间的任一自动选择后,验证所保留的  $L$  值。最后,信道传递函数在数据传输期间重复地被估计。如果当前选择的值  $L_{\text{sel}}$  被发现为不足的或者次优的 (sub-optimal) 时,依照前段的过程被启动。在电力线通信中,只要在主网络里没有切换动作或错误,信道质量期望为慢慢地变化,即在小时的时标上,主要由于气候条件 (湿度,温度)。相应地,通过输入滤波器的持续适配这样的变化能够被容易地计算在内。

[0043] 标号列表

[0044] 10FDM 调制解调器

[0045] 100FDM 调制器

[0046] 11QAM 向量器

[0047] 12 快速傅立叶逆变换

[0048] 13 循环前缀

[0049] 14 上采样器

[0050] 15 频率偏移器 16 发送滤波器

[0051] 17D/A 转换器

[0052] 2 通信信道

[0053] 21 物理链路 / 线

[0054] 30FDM 调制解调器

[0055] 31A/D 转换器

[0056] 32 输入 / 接收滤波器



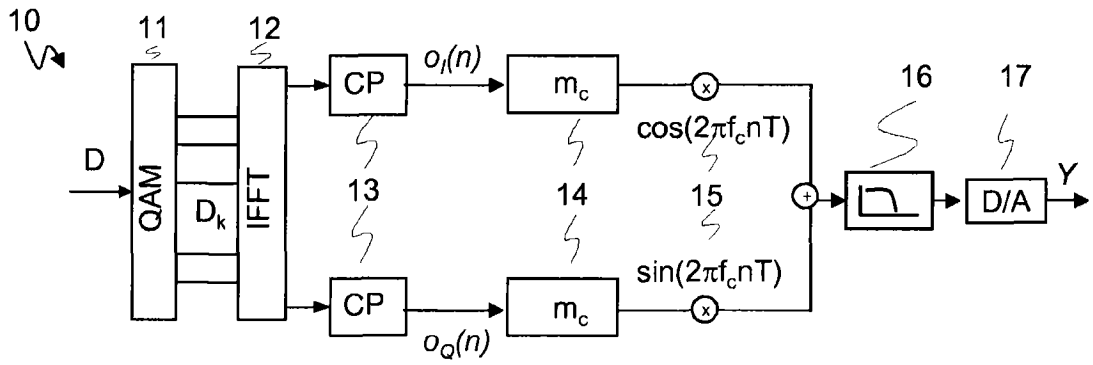


图 1

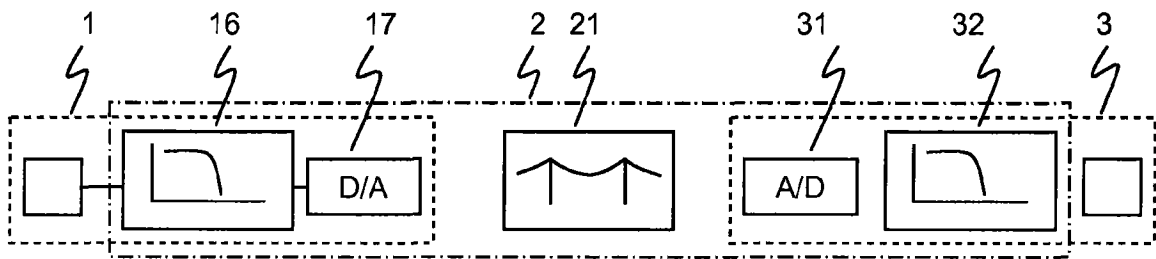


图 2

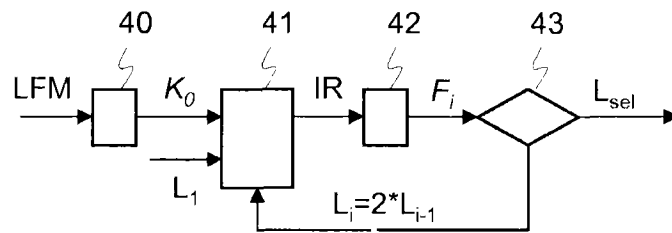


图 3

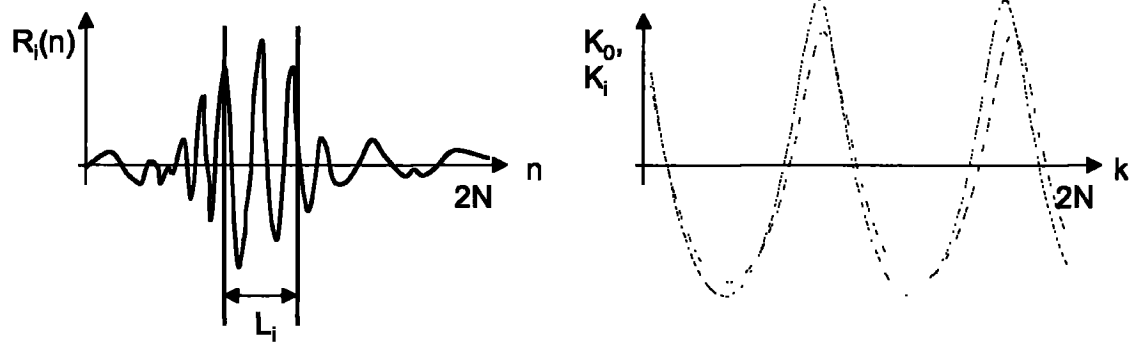


图 4