



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102571663 B

(45) 授权公告日 2015. 10. 28

(21) 申请号 201010617533. 6

审查员 孙慧珠

(22) 申请日 2010. 12. 31

(73) 专利权人 中兴通讯股份有限公司

地址 518057 广东省深圳市南山区科技南路
55 号

(72) 发明人 邵菊花 袁志锋 郁光辉 刘向宇

(74) 专利代理机构 北京康信知识产权代理有限
责任公司 11240

代理人 余刚 吴孟秋

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

H04L 25/03(2006. 01)

H04L 25/02(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101465833 A, 2009. 06. 24, 说明书第 5 页
第 23 行 - 第 6 页第 12 行, 图 2.

US 2010/0134256 A1, 2010. 06. 03, 全文.

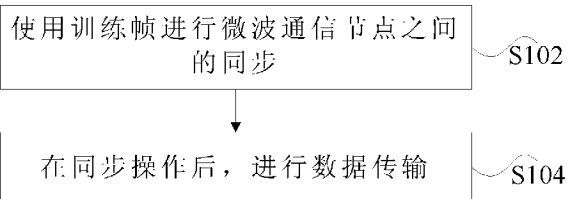
权利要求书1页 说明书7页 附图2页

(54) 发明名称

微波通信数据传输方法及装置

(57) 摘要

本发明公开了一种微波通信数据传输方法及装置, 该方法包括: 使用训练帧进行微波通信节点之间的同步, 其中, 训练帧包括: 训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体, 训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数; 在同步操作后, 进行数据传输。本发明提高了同步训练帧帧体频偏估计误差的精度, 并提高了微波通信数据传输方法效率及可靠性。



1. 一种微波通信数据传输方法,其特征在于,包括:

使用训练帧进行微波通信节点之间的同步,其中,所述训练帧包括:训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体,所述训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数;

在所述同步操作后,进行数据传输;

使用所述训练帧进行自适应均衡器的收敛;

其中,使用所述训练帧进行自适应均衡器的收敛包括:

将所述训练帧帧体按照所述训练序列的长度 L 对应位置的符号进行求和得到第一序列;

将所述第一序列与 N 相除得到第二序列,其中,所述第二序列长度为 L ;

使用所述第二序列、所述训练帧前导和所述系统能力协商消息进行所述自适应均衡器的均衡。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述训练序列由扰码器产生的伪随机序列进行正交相移键控 QPSK 调制得到。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,使用训练帧进行微波通信节点之间的同步包括:

使用所述训练帧进行所述训练帧帧体的载波频偏估计。

4. 根据权利要求 1 至 3 中任一项所述的方法,其特征在于,所述 L 满足预定条件,其中,所述预定条件为: L 大于所述训练帧前导的差分阶数且 L 与 2 的幂次方的差的绝对值小于预定值。

5. 一种微波通信数据传输装置,其特征在于,包括:

同步模块,用于使用训练帧进行微波通信节点之间的同步,其中,所述训练帧包括:训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体,所述训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数;

传输模块,用于在所述同步操作后,进行数据传输;

收敛模块,用于使用所述训练帧进行自适应均衡器的收敛操作;

其中,所述收敛模块包括:

第一处理模块,用于将所述训练帧帧体按照所述训练序列的长度 L 对应位置的符号进行求和得到第一序列;

第二处理模块,用于将所述第一序列与 N 相除得到第二序列,其中,所述第二序列长度为 L ;

均衡器收敛模块,用于使用所述第二序列、所述训练帧前导和所述系统能力协商消息进行自适应均衡器的收敛操作。

6. 根据权利要求 5 所述的装置,其特征在于,所述同步模块包括:

载波频偏估计模块,用于使用所述训练帧进行所述训练帧帧体的载波频偏估计。

微波通信数据传输方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及通信领域,具体而言,涉及一种微波通信数据传输方法及装置。

背景技术

[0002] 数字微波通信是一种在传输中采用数字信号处理技术,利用微波频率实现信息传输的通信手段。在数字信号处理技术发展的基础上,为了提高系统数字微波通信系统的容量,高阶正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, 简称为 QAM) 调制 (256QAM 甚至 512QAM 或更高) 应用于数字微波系统中,由此对数字微波通信系统的传输速率以及可靠性和稳定性要求较高。

[0003] 虽然微波通信系统为点对点的视距通信,其无线信道环境相对于移动通信系统要好,但其仍无法避免无线信道中衰落,噪声,干扰和多径效应的影响。为应对无线信道中多径效应引起的 ISI (Intersymbol Interference, 符号间干扰) 对接收信号在频域造成频率选择性衰落,时域造成符号的扩展,从而引起接收信号严重的幅度和相位失真,现在的数字微波通信系统中,在接收端大多数采用盲均衡技术。在低阶调制和微波信道较好的情况下,盲均衡技术可以比较有效地消除 ISI,但当微波信道条件恶化时,无法适应高阶 QAM 调制的性能要求。

[0004] 针对相关技术中,微波通信数据传输方法效率比较低且可靠性比较差的问题,目前尚未提出有效的解决方案。

发明内容

[0005] 本发明的主要目的在于提供一种微波通信数据传输方法及装置,以至少解决相关技术中微波通信数据传输可靠性比较差及稳定性比较低的问题。

[0006] 为了实现上述目的,根据本发明的一个方面,提供了一种微波通信数据传输方法。

[0007] 根据本发明的微波通信数据传输方法包括:使用训练帧进行微波通信节点之间的同步,其中,训练帧包括:训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体,训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数;在同步操作后,进行数据传输。

[0008] 进一步地,训练序列由扰码器产生的伪随机序列进行正交相移键控 QPSK 调制得到。

[0009] 进一步地,使用训练帧进行微波通信节点之间的同步包括:使用训练帧进行训练帧帧体的载波频偏估计。

[0010] 进一步地,上述方法还包括:使用训练帧进行自适应均衡器的收敛。

[0011] 进一步地,使用训练帧进行自适应均衡器的收敛包括:将训练帧帧体按照训练序列的长度 L 对应位置的符号进行求和得到第一序列;将第一序列与 N 相除得到第二序列,其中,第二序列长度为 L;使用第二序列、训练帧前导和系统能力协商消息进行自适应均衡器的均衡。

[0012] 进一步地, L 满足预定条件, 其中, 预定条件为: L 大于训练帧前导的差分阶数且 L 与 2 的幂次方的差的绝对值小于预定值。

[0013] 为了实现上述目的, 根据本发明的另一个方面, 提供了一种微波通信数据传输装置。

[0014] 根据本发明的微波通信数据传输装置包括: 同步模块, 用于使用训练帧进行微波通信节点之间的同步, 其中, 训练帧包括: 训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体, 训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数; 传输模块, 用于在同步操作后, 进行数据传输。

[0015] 进一步地, 同步模块包括: 载波频偏估计模块, 用于使用训练帧进行训练帧帧体的载波频偏估计。

[0016] 进一步地, 上述装置还包括: 收敛模块, 用于使用训练帧进行自适应均衡器的收敛操作。

[0017] 进一步地, 收敛模块包括: 第一处理模块, 用于将训练帧帧体按照训练序列的长度 L 对应位置的符号进行求和得到第一序列; 第二处理模块, 用于将第一序列与 N 相除得到第二序列, 其中, 第二序列长度为 L ; 均衡器收敛模块, 用于使用第二序列、训练帧前导和系统能力协商消息进行自适应均衡器的收敛操作。

[0018] 通过本发明, 采用训练帧进行微波通信节点的同步, 训练帧包括: 训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体, 训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数, 在同步操作后, 进行数据传输, 克服了相关技术中微波通信数据传输方法效率比较低且可靠性比较差的问题, 提高了同步训练帧帧体频偏估计误差的精度, 并提高了微波通信数据传输方法效率及可靠性。

附图说明

[0019] 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, 本发明的示意性实施例及其说明用于解释本发明, 并不构成对本发明的不当限定。在附图中:

[0020] 图 1 是根据本发明实施例的微波通信数据传输方法的流程图;

[0021] 图 2 是根据本发明实施例的数字微波通信系统中的训练帧示意图;

[0022] 图 3 是根据本发明实施例的数字微波通信系统中的训练帧结构示意图;

[0023] 图 4 是根据本发明实施例的训练帧帧体重复结构示意图;

[0024] 图 5 是根据本发明实施例的数字微波通信系统中的训练序列发生器 (扰码器) 的示意图;

[0025] 图 6 是根据本发明实施例的同步载波频偏估计算法中的训练帧帧体重复结构示意图;

[0026] 图 7 是根据本发明实施例的自适应均衡训练过程中的训练帧帧体重复结构示意图;

[0027] 图 8 是根据本发明实施例的微波通信数据传输装置的结构框图; 以及

[0028] 图 9 是根据本发明实施例的微波通信数据传输装置的优选的结构框图。

具体实施方式

[0029] 下文中将参考附图并结合实施例来详细说明本发明。需要说明的是,在不冲突的情况下,本申请中的实施例及实施例中的特征可以相互组合。

[0030] 本实施例提供了一种微波通信数据传输方法,图 1 是根据本发明实施例的微波通信数据传输方法的流程图,该方法包括如下步骤:

[0031] 步骤 S102:使用训练帧进行微波通信节点之间的同步,训练帧包括:训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体,训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数。

[0032] 步骤 S104:在同步操作后,进行数据传输。

[0033] 通过上述步骤,使用训练帧进行微波通信节点的同步,其中,训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列在同步操作后,进行数据传输,克服了相关技术中微波通信数据传输方法效率比较低且可靠性比较差的问题,提高了同步训练帧帧体频偏估计误差的精度,并提高了微波通信数据传输方法效率及可靠性。

[0034] 优选地,训练序列由扰码器产生的伪随机序列进行正交相移键控(QPSK)调制得到。通过本优选实施例,采用现有技术进行训练序列生成,降低了研发成本。

[0035] 优选地,下面对步骤 S102 的一个优选实施方式进行说明。使用所述训练帧进行所述训练帧帧体的载波频偏估计。通过该优选实施例,提高了数据传输的准确率。

[0036] 优选地,上述方法还包括:使用训练帧进行自适应均衡器的收敛。通过该优选实施例,提高了数据传输的准确率。

[0037] 优选地,下面对使用训练帧进行自适应均衡器的收敛的一个优选实施方式进行说明。使用训练帧进行自适应均衡器的均衡包括:将训练帧帧体按照训练序列的长度 L 对应位置的符号进行求和得到第一序列;将第一序列与 N 相除得到第二序列,其中,第二序列长度为 L ;使用第二序列、训练帧前导和系统能力协商消息进行自适应均衡器的收敛。通过该优选实施例,在接收端均衡器的训练模式前,将重复结构的训练帧序列按照重复训练段的长度 L 对应符号相加后再除以实际重复长度 N ,得到长度仍为 L 的新序列和训练帧前导及系统能力协商消息用于均衡器的训练过程,可以有效压低训练帧序列的噪声,提高训练帧的信噪比,且可以有效提高自适应均衡器的收敛速度及性能,进而提高一定信道和信噪比条件下的系统高阶 QAM 调制的解调性能。

[0038] 优选地, L 满足预定条件,其中,预定条件为: L 大于训练帧的前导头的差分阶数且 L 与 2 的幂次方的差的绝对值小于预定值。通过该优选实施例,提高了同步训练帧帧体频偏估计误差的精度和均衡训练帧的抗噪声能力。

[0039] 需要说明的是,重复次数 N 由精度和抗噪声能力决定,重复次数越多抗噪声效果越好。

[0040] 实施例一

[0041] 本实施例提供了一种微波通信数据传输方法,本实施例中用于数字微波通信系统的训练帧如图 2 所示。图 2 是根据本发明实施例的数字微波通信系统中的训练帧示意图,在系统开机时刻,发端不断发送训练帧,直到发端收到收端发送的确认已同步反馈信息,然后,发端开始发送数据帧。训练帧的结构如图 3 所示,包括训练帧前导,系统能力协商消息和训练帧帧体三部分,训练帧前导和训练帧帧体收端是已知。

[0042] 优选地,本实施例中的训练帧帧体(训练帧序列)采用重复训练序列结构,图 4 是

根据本发明实施例的训练帧帧体重复结构示意图,将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列,其中 N 为大于等于 1 的整数。

[0043] 优选地,训练序列由图 5 所示扰码器产生的伪随机序列经正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, 简称为 QPSK) 调制得到。通过该优选实施例,采用现有技术进行训练序列生成,降低了研发成本。

[0044] 实施例二

[0045] 在本实施例中,提供了一种用于微波通信系统中的训练序列的产生方法。

[0046] 在本实施例中,训练序列长度为 L ,由扰码器,经 QPSK 调制产生。

[0047] 扰码器是一个简单的线性反馈移位寄存器 (Linear Feedback Shift Register, LFSR), 设长度为 15 级, 使用本原多项式 $f(x) = x^{15} + x^{14} + 1$ 作为生成多项式, 图 4 是根据本发明实施例的数字微波通信系统中的训练序列发生器 (扰码器) 的示意图。

[0048] 设扰码器初始状态 (图中自左至右的比特) 为

[0049] $(1, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 0)$

[0050] 整个移位寄存器在每一个节拍 (这里的节拍表示一次 LFSR 的更新, 不表示具体时钟) 进行以下四个步骤:

[0051] (1) 将当前寄存器的 (自左至右的) 第 14 级单元和第 15 级单元中的比特相异或, 得到一个新比特 B_{new} ;

[0052] (2) 寄存器的 (自左至右的) 第 15 级中的单元内容作为扰码比特输出;

[0053] (3) 寄存器的 (自左至右的) 第 K 级中的单元内容被送至第 $K+1$ 单元。例如, 第 15 级单元更新为第 14 级单元的内容, 第 14 级单元更新为第 13 级单元的内容, …… , 第 2 级单元更新为第 1 级单元的内容;

[0054] (4) 寄存器的第 1 级单元内容更新为 B_{new} 。

[0055] 以每两个比特作为一个调制符号的源比特, 将扰码器产生的长度为 $2L$ 比特序列 B 调制到 QPSK 星座图上, 得到长度为 L 的训练序列。设有按时间顺序生成的比特 $b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{2j}, b_{2j+1}, \dots$, 将 b_0, b_1 调制为第 1 个符号, 将 b_2, b_3 调制为第 2 个符号 …… , 将 b_{2j}, b_{2j+1} 调制为第 $j+1$ 个符号。其中, 对于每一对比特 b_{2t}, b_{2t+1} , 有第 $t+1$ 个调制符号为

$$[0056] \quad S_{t+1, \text{QPSK}} = \frac{\sqrt{2}}{2} ((1 - 2 \cdot b_{2t}) + (1 - 2 \cdot b_{2t+1})i)$$

[0057] 上式中, b_{2t}, b_{2t+1} 表示扰码器生成的第 $2t, 2t+1$ 个比特, $S_{t+1, \text{QPSK}}$ 表示调制的第 $t+1$ 个 QPSK 符号。

[0058] 实施例三

[0059] 本实施例提供了一种同步方法中使用重复结构训练帧帧体载波频偏估计的方法。

[0060] 数字微波系统中使用了同步方法, 为了在较低信噪比和恶劣信道条件下完成同步, 使用训练帧序列的同步方法, 因接收端和发送端器件差异、多普勒效应等可能存在较大的频偏, 故需对训练帧载波频偏进行估计, 由于符号间干扰对载波频偏估计误差的影响较大, 而系统对训练帧载波频偏估计的精度要求足够高, 所以同步算法对训练帧序列的要求也很高。

[0061] 由于同步系统中训练帧载波频偏估计算法是建立在训练帧前导同步和粗频偏估计的基础上。故上述重复长度 L 与前导估计之后的残留频偏大小有关, 且要求在估计范围

内重复长度要尽量大一点,一般选择大于训练帧前导的差分阶数且 L 与 2 的幂次方的差的绝对值小于预定值。而上述重复次数 N 由载波频偏估计精度和抗噪声能力决定,重复次数越多抗噪声效果越好。

[0062] 需要说明的是,采用重复结构的训练帧序列进行载波频偏估计时,当重复长度够长时,由滤波器和信道带来的各段训练序列的码间干扰是相同的,使用各段训练序列进行差分估计频偏时能够一定程度削弱串扰的影响。在信道处于某些状况且相当恶劣,信噪比较低的情况下表现很好,最大估计误差比不重复大约提高一个量级的精度。

[0063] 在本实施例中,重复段长度 $L = 128$,重复次数 $N = 20$ 。训练帧帧体载波频偏估计基于 20 段重复内容。该方法包括:

[0064] (1) 设置重复段中 128 个调制符号为 QPSK 符号。

[0065] 设 128 个 QPSK 符号为:

[0066] $[1, j, -1, 1, -j, 1, -j, -j, -1, -j, -j, j, -j, 1, -1, -1, 1, j, 1, -1, -j, 1, j, j, -1, -1, j, -1, -j, -j, 1, -j, 1, -j, -1, -1, -j, -1, -j, j, j, 1, -1, -1, -1, j, j, -j, -1, j, -1, -1, j, 1, -j, j, -j, j, -1, j, 1, -1, j, -1, 1, j, -1, 1, -j, 1, -j, -j, 1, j, j, -j, j, -1, 1, 1, 1, j, 1, -1, -j, 1, j, j, 1, 1, -j, 1, j, j, -1, j, 1, -j, -1, -1, -j, -1, -j, j, -j, -1, 1, 1, 1, -j, -j, j, -1, j, -1, -1, j, 1, -j, j, j, -j, 1, -j, -1, 1, -j, 1]$. $\star \exp(j \star \pi/4)$;

[0067] (2) 经过训练帧前导同步之后,确定了训练帧前导之后的第一个符号的最佳采样点,由于当前输入是自适应均衡之前,为两倍符号速率,所以从训练帧前导之后的第一个符号的最佳采样点开始,每两个符号抽取一个符号,得到一系列的符号(一倍速率),这些符号中包含 20 段重复的频偏估计符号。

[0068] 定义这 20 段基带一倍速率符号为:

[0069] $r_{j,k} = a_{j,k} \cdot e^{-j\Delta\omega(128j+k)T_s} + n_{j,k}$, $0 \leq j \leq 19, 0 \leq k \leq 127$, 其中,下标 j 表示第 j 段重复符号, k 表示该段中的第 k 个符号。 $a_{j,k}$ 表示发端第 j 段重复段中的第 k 个符号, $r_{j,k}$ 表示收端第 j 段重复段中的第 k 个符号, $n_{j,k}$ 为与 $a_{j,k}$ 对应的噪声, $\Delta\omega$ 为系统中的真实频偏, T_s 表示基带符号周期, $T_s = 1/F_b$, F_b 为基带速率。

[0070] 由上式可以看出一共有 20 段,每段 128 符号。考虑到由于存在重复段,对于任意的 $0 \leq j \neq 1 \leq 19$, 有 $a_{j,k} = a_{1,k}$ 。

[0071] (3) 采用如下公式进行频偏估计:

$$\Delta f = \frac{\arg\left(\sum_{j=1}^{19} \sum_{k=0}^{127} a_{j-1,k} \cdot a_{j,k}^*\right)}{256\pi T_s}$$

[0072] 其中, Δf 为估计频偏值,上述公式的含义可由图 5 表示。

[0073] 其中,第二段的第一个符号的共轭,与第一段的第一个符号相乘,第二段的第二个符号的共轭,与第一段的第二个符号相乘,如此,第二段的全部 128 个符号的共轭,与第一段的对应位置符号相乘,得到 128 个值,累加求和为 S1,随后,第三段的第一个符号的共轭,与第二段的第一个符号相乘,第三段的第二个符号的共轭,与第二段的第二个符号相乘,如此,第三段的全部 128 个符号的共轭,与第二段的对应位置符号相乘,得到 128 个值,累加求和为 S2, …… ,第二十段的第一个符号的共轭,与第十九段的第一个符号相乘,第二十段的第二个符号的共轭,与第十九段的第二个符号相乘,如此,第二十段的全部 128 个符号的共轭,与第十九段的对应位置符号相乘,得到 128 个值,累加求和为 S19。最后,累加 S1, S2,

S3, , S19 这 19 个和值, 然后求相角, 再除以 $256 * \pi * T_s$ 得到实际频偏。

[0074] 在相同信道条件和相同仿真条件下, 收端信噪比和系统残留频偏相同时, 采用重复训练帧结构比不重复训练帧结构载波频偏估计误差的对比数据分别如表 1 和表 2 所示。

[0075] 表 1 训练帧重复 2 次载波频偏估计误差值

[0076]		重复次数	重复段符号长度	频偏估计误差的标准差	频偏估计误差绝对值最大值
	不重复结构	0	2000	3.0512e-006	9.2889e-006
	重复结构	2	1000	3.1947e-007	9.7250e-007

[0077] 表 2 训练帧重复 15 次载波频偏估计误差值

[0078]		重复次数	重复段符号长度	频偏估计误差的标准差	频偏估计误差绝对值最大值
	不重复结构	0	2100	8.8654e-006	1.0698e-005
	重复结构	15	140	5.3192e-007	1.4482e-006

[0079] 需要说明的是, 通过上述表 1 和表 2 可以看出: 采用重复结构比不采用重复结构载波频偏估计误差提高一个量级的精度。

[0080] 实施例四

[0081] 本实施例提供了一种使用重复结构训练帧提高自适应均衡器的收敛速度及性能的方法。

[0082] 在本实施例中, 自适应均衡器可有效抑制接收信号的码间干扰 (ISI), 补偿信道失真, 提高恶劣微波信道环境下高阶 QAM 的解调性能, 从而提高数字微波系统的容量。为保证自适应均衡器的性能, 必须要求训练帧序列能够使自适应均衡器的系数收敛到最优的值。因此, 均衡器对训练帧序列的要求较高。

[0083] 优选地, 在本实施例中采用重复结构的训练帧序列。

[0084] 在低信噪比条件下, 自适应均衡器受噪声干扰严重, 从而影响自适应均衡器的收敛性能, 进而影响整个系统的性能。在接收端自适应均衡器的训练模式前, 将训练帧帧体按照训练序列的长度 L 对应位置的符号进行求和得到第一序列; 将第一序列与 N 相除得到第二序列, 其中, 第二序列长度为 L; 使用第二序列、训练帧前导和系统能力协商消息用于自适应均衡器的训练过程, 图 6 是根据本发明实施例的自适应均衡训练过程中的训练帧帧体重复结构示意图, 如图 6 所示。由此可以有效压低训练帧序列噪声, 提高其信噪比, 一般重复 2 次理论上信噪比可提高 3dB, 重复 4 次理论上信噪比可提高 6dB, 重复 8 次理论上信噪比可提高 9dB, 但由于实际信道情况, 实际信噪比提高略小于理论值, 但采用重复结构的训练帧序列进行自适应均衡, 可有效提高自适应均衡器的收敛速度及性能, 进而提高一定信道和信噪比条件下的系统高阶 QAM 调制的解调性能。

[0085] 采用重复结构的训练帧序列可使收端在信噪比较低且存在严重符号间干扰的情况下, 提高载波频偏估计的准确性, 尽可能恢复系统的载波频率, 以便于后续的自适应均衡及解调译码。同时, 采用重复结构的训练帧序列, 接收端可以通过将重复的训练序列进行累加, 可大大提高训练帧序列的信噪比, 有利于提高自适应均衡器的收敛速度及性能。

[0086] 本实施例提供了一种微波通信数据传输装置, 图 8 是根据本发明实施例的微波通信数据传输装置的结构框图, 如图 8 所示, 该装置包括: 同步模块 82, 传输模块 84, 下面对上述结构进行详细描述:

[0087] 同步模块 82, 用于使用训练帧进行微波通信节点之间的同步,, 其中, 训练帧包括: 训练帧前导、系统能力协商消息和训练帧帧体, 训练帧帧体为将长度为 L 的训练序列进行 N 次重复得到的组合序列, N 为大于等于 1 的整数; 传输模块 84, 连接至同步模块 82, 用于在同步模块 82 的同步操作后, 进行数据传输。

[0088] 图 9 是根据本发明实施例的微波通信数据传输装置的优选的结构框图, 如图 9 所示, 该装置还包括: 收敛模块 92, 其包括: 第一处理模块 922, 第二处理模块 924, 均衡器收敛模块 926, 同步模块 82 包括: 载波频偏估计模块 822, 下面对上述结构进行详细描述:

[0089] 第一处理模块 922, 用于将训练帧帧体按照训练序列的长度 L 对应位置的符号进行求和得到第一序列; 第二处理模块 924, 连接至第一处理模块 922, 用于将第一处理模块 922 得到的第一序列与 N 相除得到第二序列, 其中, 第二序列长度为 L ; 均衡器收敛模块 926, 连接至第二处理模块 924, 用于使用第二处理模块 924 得到的第二序列、训练帧前导和系统能力协商消息进行自适应均衡器的收敛操作。

[0090] 载波频偏估计模块 822, 用于使用训练帧进行训练帧帧体的载波频偏估计。

[0091] 通过上述实施例, 提供了一种微波通信数据传输方法及装置, 将训练帧序列用于数字微波通信系统中, 并采用一种训练帧帧体结构——重复训练帧序列, 将其应用于同步方法中训练帧帧体载波频偏估计算法和自适应均衡的训练过程中, 提高了微波通信数据传输的可靠性。

[0092] 显然, 本领域的技术人员应该明白, 上述的本发明的各模块或各步骤可以用通用的计算装置来实现, 它们可以集中在单个的计算装置上, 或者分布在多个计算装置所组成的网络上, 可选地, 它们可以用计算装置可执行的程序代码来实现, 从而, 可以将它们存储在存储装置中由计算装置来执行, 并且在某些情况下, 可以以不同于此处的顺序执行所示出或描述的步骤, 或者将它们分别制作成各个集成电路模块, 或者将它们中的多个模块或步骤制作成单个集成电路模块来实现。这样, 本发明不限制于任何特定的硬件和软件结合。

[0093] 以上所述仅为本发明的优选实施例而已, 并不用于限制本发明, 对于本领域的技术人员来说, 本发明可以有各种更改和变化。凡在本发明的精神和原则之内, 所作的任何修改、等同替换、改进等, 均应包含在本发明的保护范围之内。

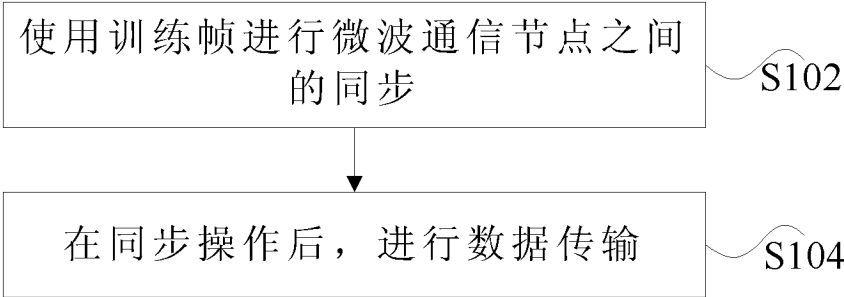


图 1

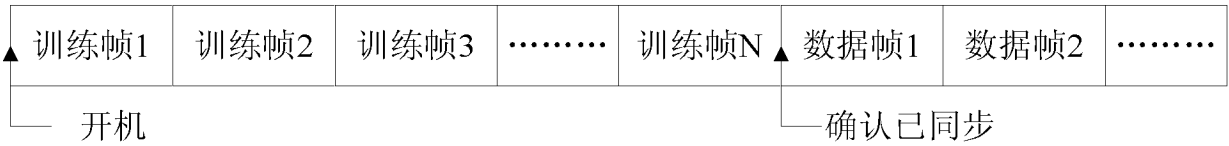


图 2

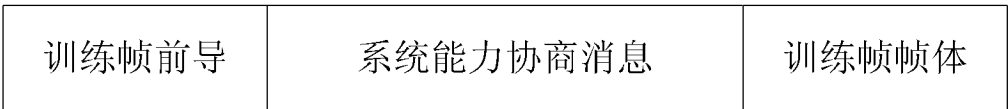


图 3

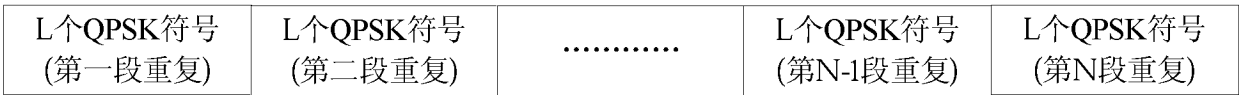


图 4

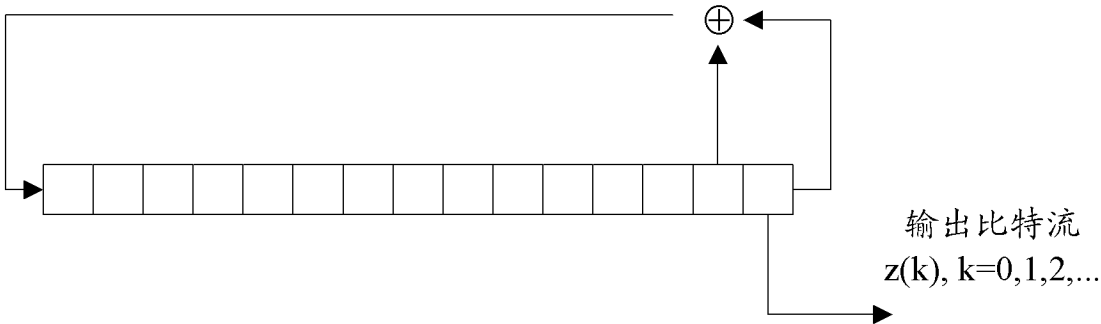


图 5

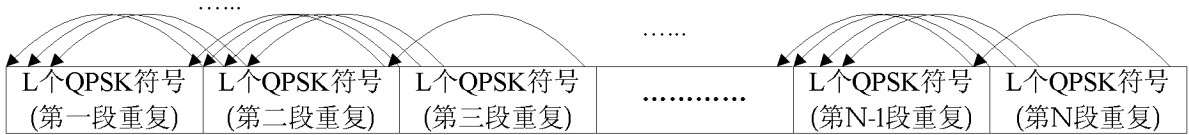


图 6

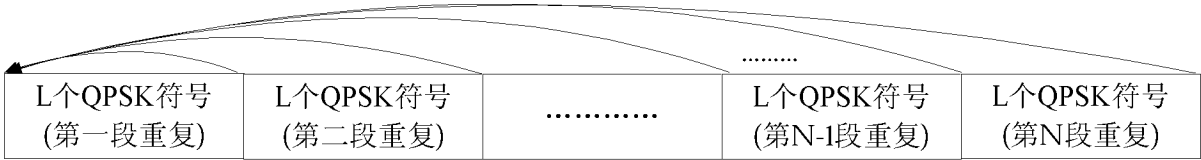


图 7



图 8

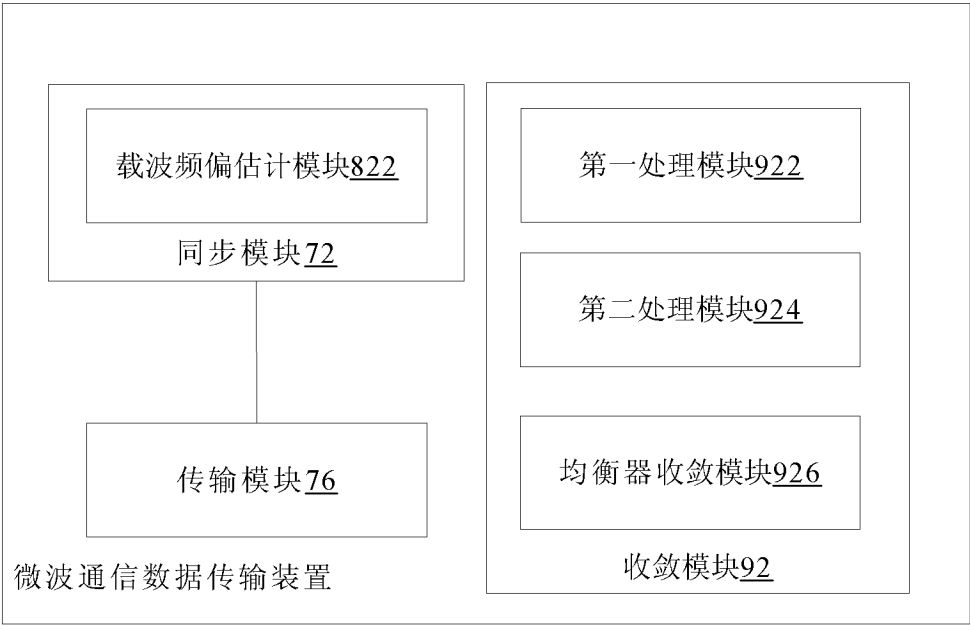


图 9