



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108092931 B

(45) 授权公告日 2020.11.10

(21) 申请号 201711278898.9

(22) 申请日 2017.12.06

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 108092931 A

(43) 申请公布日 2018.05.29

(73) 专利权人 梁德群  
地址 116023 辽宁省大连市高新园区大有  
清恬北园3号楼2单元602

(72) 发明人 梁德群

(74) 专利代理机构 大连东方专利代理有限责任  
公司 21212  
代理人 王丹 李洪福

(51) Int. Cl.  
H04L 27/26 (2006.01)

(56) 对比文件

- CN 104601517 A, 2015.05.06
- CN 104468454 A, 2015.03.25
- CN 101662437 A, 2010.03.03
- US 8687734 B1, 2014.04.01
- CN 106961405 A, 2017.07.18
- CN 101316158 B, 2010.11.17
- CN 1943197 A, 2007.04.04
- US 2017012749 A1, 2017.01.12

审查员 刘旭

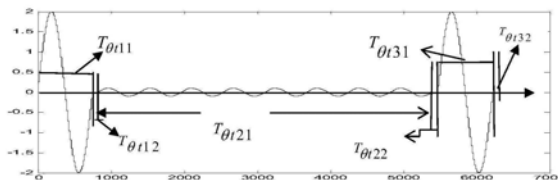
权利要求书8页 说明书17页 附图3页

(54) 发明名称

一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法,其在发送端构造若干能够携带信息的周期性的符号波形;所述符号波形由H个子波组成,且各子波的起始点均要求放在第一个子波的生存期内,并由符号波形的起点开始依次移动一定的称之为时延的时间段后进行线性叠加得到;所述子波是指携带信息的基子波,所述基子波包括三个区间的波形,分别为在区间 $T_{\theta_{i1}}$ 内的前脉冲信息波、在区间 $T_{\theta_{i2}}$ 内的不带信息的主波和在区间 $T_{\theta_{i3}}$ 内后脉冲信息波;在接收端,通过对接收到的符号波形进行均衡,随后依次在各个前后脉冲信息波区间中求解出均衡后的符号波形所携带信息的幅度信息,再转换成二进制数以完成信号解调过程。本发明具有更高的传输效率和较低的解调复杂度等特性。



1. 一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法,其特征在于:

在发送端,将二进制信息转换成相应的量化幅度后依次赋予基子波的前信息波及后信息波以形成相应的子波,产生H个子波,要求所有子波起点均放在第一个子波有生存期中,并由符号波形的起点开始依次移动不同的时延后再将所有子波做线性叠加构成合成波即构成以T为周期的周期性符号波形以完成调制过程,称这种依次移动一个时延后再做线性叠加的方法为时延规则,不同的调制方法有不同的时移规则,其差别主要表现为相邻子波的时延间隔的不同;其中,所述基子波由依次分布的前信息波、主波以及后信息波各自所对应的区间段所对应的波形组成,且前信息波及后信息波的波形结构一致;所述子波是通过分别改变所述基子波的前信息波及后信息波的幅度以使它们各自携带不同二进制信息并使得主波的幅度保持不变所形成的波形结构;所述基子波的前信息波、主波以及后信息波各自所对应的区间段分别用 $T_{01}$ 、 $T_{02}$ 和 $T_{03}$ 表示,依次将上述三个区间合成一个基子波或子波的区间即为基子波\子波的生存期,记为 $T_d$ , $T_d = T_{01} + T_{02} + T_{03}$ ,且该式中所有的区间均是半开半闭区间,并使得每一个基子波所对应的波形只存在于各自所对应的生存期内,生存期之外所述基子波无定义或者取值为0;将与不同的基子波\子波相关的记号用下标 $i = 1, \dots, H$ 区别,则 $T_{di}$ 表示第i个基子波\子波的生存期,使得 $T_{di} = T_{d(i+1)}$ 或 $T_{di} \neq T_{d(i+1)}$ ,取 $T_{di} = T_{d(i+1)} = T_d$ ,且 $T_{0i1}$ 、 $T_{0i2}$ 、 $T_{0i3}$ 分别表示第i个前信息波、主波和后信息波各自所对应的区间段;前述记号“\”表示“或”之意;

更具体的是,所述基子波分为二种类型,分别为1型基子波以及2型基子波,用公式表示为 $\theta_i^{1/2} \omega_k(t - \tau_i)$ ,对应的子波则分为1型子波以及2型子波,用公式表示为 $\psi_i^{1/2} \omega_k(t - \tau_i)$ ,其中,上标 $1/2$ 用于区别1型基子波或2型基子波,其中 $\omega_k$ 表示子波及基子波主波的角频率,使得角频率相同的子波组成频域上的一个子信道,各子信道的中心频率由主波的角频率 $\omega_k$ 决定, $k = 1, \dots, K$ ,即总共形成K个子信道;且不要求各子信道在频域上正交,使得各子信道所包含的同频子波数相等或者不相等,即若将每个子信道中包含的相同频率的子波数记为 $L_k$ , $k = 1, \dots, K$ ,允许 $L_k = L_{k+1}$ 或 $L_k \neq L_{k+1}$ ,角频率 $\omega_k$ 其下标k与子波下标i有如下关系:即第k各子信道的子波下标序 $i = L_{k-1} + 1, \dots, L_{k-1} + L_k$ ;

所述基子波,可以统一用公式(1)表示为

$$\theta_{(t,r)}^{1/2} \omega_k(t - \tau_i) = p_{(t,r)f}^{1/2} \omega_k(t_1 - \tau_i) \zeta_{(t,r)}^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i) p_{(t,r)a}^{1/2} \omega_k(t_3 - \tau_i), t_1 \in T_{\theta(t,r)i1}^{1/2}, t_2 \in T_{\theta(t,r)i2}^{1/2}, t_3 \in T_{\theta(t,r)i3}^{1/2}, t_i \in T_{di} \quad (1)$$

式中,竖线记号“|”表示 $p_{(t,r)f}^{1/2} \omega_k(t_1 - \tau_i)$ 、 $\zeta_{(t,r)}^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i)$ 以及 $p_{(t,r)a}^{1/2} \omega_k(t_3 - \tau_i)$ 三个波形顺序连接,且各波形所对应的区间均是半开半闭区间,其下标1、2、3给出了在时间坐标上的连接顺序,即公式表示为 $T_{d(t,r)i}^{1/2} = T_{\theta(t,r)i1}^{1/2} + T_{\theta(t,r)i2}^{1/2} + T_{\theta(t,r)i3}^{1/2}$ ,时间变量的所属关系的表示 $t_1 \in T_{\theta(t,r)i1}^{1/2}, t_2 \in T_{\theta(t,r)i2}^{1/2}, t_3 \in T_{\theta(t,r)i3}^{1/2}$ ;使得前信息波、后信息波分别由下标f、a来区别,即 $p_{(t,r)f}^{1/2} \omega_k(t_1 - \tau_i)$ 为前信息波, $p_{(t,r)a}^{1/2} \omega_k(t_3 - \tau_i)$ 为后信息波, $\zeta_{(t,r)}^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i)$ 为基准主波,i表示不同基子波的下标, $\tau_i$ 是第i个基子波相对于一个符号起点的时延,用下标t和r来区别发送端和接收端的各种波形和时间参量, $T_{\theta(t,r)i1}^{1/2} = T_{\theta(t,r)i3}^{1/2}$ 表示前信息波与后信息波的区间相等,所述区间的宽度按如下原则取值:设 $c = T_{\theta(t,r)i1}^{1/2} / T_d$ , $c \leq 1$ , $T_{\theta(t,r)i1}^{1/2}$ 通过计算机仿真确定; $\Delta \tau_i = \tau_{i+1} - \tau_i$ 表示第i+1个子波与第i个子波的时延间隔,规定 $\tau_{i+1} > \tau_i$ , $\tau_1 = 0$ 且 $\tau_i \in T_{d1}$ ,即使得第1个子波的起点与

所在符号的起点重合,其它子波的起点均在第1个子波的生存期内,允许 $T_{di} \neq T_{dj}$ ,  $\Delta \tau_i \neq \Delta \tau_j$ 或者 $T_{di} = T_{dj}$ ,  $\Delta \tau_i = \Delta \tau_j$ ,  $i \& j = 1, \dots, H$ ,记号 $\&$ 表示和之意,当取相等时,则省略下标,并且此时 $T = 2T_d$ 或 $T = 2T_d - \Delta \tau$ ,取 $T_{di} = T_{dj}$ ,  $\Delta \tau_i = \Delta \tau_j$ ,  $T = 2T_d$ ;

所述的基子波在发送端和接收端表现是不同的,具体是:

在发送端,1型基子波的信息波和主波具体表现为下式(1-1)和(1-2)的波形:即

$$P_{i(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(1\setminus 3)} - \tau_i) = S_{i(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(1\setminus 3)1} - \tau_i) | z(t_{(1\setminus 3)2} - \tau_i), t_{(1\setminus 3)1} \in T_{\theta i(1\setminus 3)1}, t_{(1\setminus 3)2} \in T_{\theta i(1\setminus 3)2} \quad (1-1)$$

$$\zeta_i^1 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_i^1 \omega_k(t_{21} - \tau_i) | z(t_{22} - \tau_i) = 0, t_{21} \in T_{\theta i 21}, t_{22} \in T_{\theta i 22} \quad (1-2)$$

$$S_{i(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(1\setminus 3)1} - \tau_i) = \sin \omega_k(t_{(1\setminus 3)1} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(1\setminus 3)1} - \tau_i) \quad (1-1-1)$$

$$w_i^1 \omega_k(t_{21} - \tau_i) = \sin \omega_k(t_{21} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{21} - \tau_i) \quad (1-2-1)$$

$z(t_{(1\setminus 3)2} - \tau_i) = z(t_{22} - \tau_i) = 0$ 表示 $T_{\theta i(1\setminus 3)2}$ 和 $T_{\theta i 22}$ 内的波形取值为0,是为接收端扩展预留区间;

信息波和主波均包含二种区间,区间 $T_{\theta i(1\setminus 3)1}$ 和 $T_{\theta i(1\setminus 3)2}$ 分别是信息波和主波取值的区间,区间 $T_{\theta i(1\setminus 3)2}$ 和 $T_{\theta i 22}$ 是为在接收端时延扩展所预留的区间,下标(1\setminus 3)用来区别前或后信息波的二种区间的缩写形式;

2型基子波信息波和主波表现为下式(1-3)和(1-4)的波形:

$$P_{ii}^2 \omega_k(t_{(1\setminus 3)} - \tau_i) = S_{i(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(1\setminus 3)1} - \tau_i) | z(t_{(1\setminus 3)2} - \tau_i), t_{(1\setminus 3)1} \in T_{\theta i(1\setminus 3)1}, t_{(1\setminus 3)2} \in T_{\theta i(1\setminus 3)2} \quad (1-3)$$

$$\zeta_i^2 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) | z(t_{22} - \tau_i) = 0, t_{21} \in T_{\theta i 21}, t_{22} \in T_{\theta i 22} \quad (1-4)$$

$$S_{i(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(1\setminus 3)1} - \tau_i) = \begin{cases} \Delta S_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)11} - \tau_i) \setminus \Delta C_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)11} - \tau_i) & t_{(1\setminus 3)11} \in T_{\theta i(1\setminus 3)11} \\ \sin \omega_k(t_{(1\setminus 3)12} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(1\setminus 3)12} - \tau_i) & t_{(1\setminus 3)12} \in T_{\theta i(1\setminus 3)12} \\ \Delta S_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)13} - \tau_i) \setminus \Delta C_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)13} - \tau_i) & t_{(1\setminus 3)13} \in T_{\theta i(1\setminus 3)13} \end{cases} \quad (1-3-1)$$

称式(1-3-1)中区间 $T_{\theta i(1\setminus 3)12}$ 的波形为主信息波,  $\Delta S_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)11} - \tau_i)$ 是 $\sin \omega_k(t_{(1\setminus 3)12} - \tau_i)$ 后端部分所对应的波形的复制品,  $\Delta S_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)13} - \tau_i)$ 是 $\sin \omega_k(t_{(1\setminus 3)12} - \tau_i)$ 前端部分所对应的波形的复制品,  $\Delta C_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)11} - \tau_i)$ 是 $\cos \omega_k(t_{(1\setminus 3)12} - \tau_i)$ 后端部分所对应的波形的复制品,  $\Delta C_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1\setminus 3)13} - \tau_i)$ 是 $\cos \omega_k(t_{(1\setminus 3)12} - \tau_i)$ 前端部分所对应的波形的复制品,其中 $T_{\theta i(1\setminus 3)1} = T_{\theta i(1\setminus 3)11} + T_{\theta i(1\setminus 3)12} + T_{\theta i(1\setminus 3)13}$ ,  $T_{\theta i(1\setminus 3)11} = T_{\theta i(1\setminus 3)13} = TP/2$ ;

$$w_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) = \sin \omega_k(t_{21} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{21} - \tau_i) | z(t_{22} - \tau_i), t_{21} \in T_{\theta i 21}, t_{22} \in T_{\theta i 22} \quad (1-4-1)$$

$z(t_{(1\setminus 3)2} - \tau_i) = z(t_{22} - \tau_i) = 0$ 表示 $T_{\theta i(1\setminus 3)2}$ 和 $T_{\theta i 22}$ 内的波形取值为0,是为接收端扩展预留区间,TP为均衡滤波器的阶数;

上述公式中的 $\omega_k$ 表示子波、基子波和主波的角频率,角频率相同的子波组成频域上的一个子信道,各子信道在频域上是正交的或者是非正交的,使得各子信道包含的同频子波数相等或者不相等,其中第k个子信道的中心频率由角频率 $\omega_k$ 决定,即总共形成K个子信道;

在接收端,所接收到的基子波表示为

$$\theta_r^{1/2} \omega_k(t - \tau_i) = p_{rji}^{1/2} \omega_k(t_1 - \tau_i) | \zeta_r^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i) | p_{rai}^{1/2} \omega_k(t_3 - \tau_i), t_1 \in T_{\theta ri 1}, t_2 \in T_{\theta ri 2}, t_3 \in T_{\theta ri 3} \quad (1-5)$$

其中,1型基子波的信息波和主波分别表现为下式(1-5-1)和(1-5-2):

$$P_{r(f\setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{13} - \tau_i) = s_{r(f\setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) \approx \sin \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(13)} - \tau_i), \quad t_{(13)} \in T_{\theta r(13)} = T_{\theta r(13)1} + T_{\theta r(13)2} \quad (1-5-1)$$

$$\zeta_r^1 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_r^1 \omega_k(t_2 - \tau_i) \approx \sin \omega_k(t_2 - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_2 - \tau_i) \quad t_2 \in T_{\theta r2} = T_{\theta r2} = T_{\theta r21} + T_{\theta r22} \quad (1-5-2)$$

其中,2型基子波的信息波和主波分别表现为式(1-5-3)和(1-5-4)

$$P_{r(f\setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) = s_{r(f\setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) \quad t_{(13)} \in T_{r\theta i(13)} \quad (1-5-3)$$

$$\zeta_r^2 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_r^2 \omega_k(t_2 - \tau_i) \approx \sin \omega_k(t_2 - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_2 - \tau_i) \quad t_2 \in T_{r\theta i2} \quad (1-5-4);$$

$$\text{其中, } s_{r(f\setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) = \begin{cases} \Delta s_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)1} - \tau_i) \setminus \Delta c_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)1} - \tau_i) & t_{(13)1} \in T_{\theta r(13)1} \\ \sin \omega_k(t_{(13)2} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(13)2} - \tau_i) & t_{(13)2} \in T_{\theta r(13)2} \\ \Delta s_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)3} - \tau_i) \setminus \Delta c_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)3} - \tau_i) & t_{(13)3} \in T_{\theta r(13)3} \end{cases} \quad (1-5-5)$$

称式(1-5-5)中区间 $T_{\theta r(13)2}$ 的波形为主信息波,  $\Delta s_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i)$ 是 $\Delta s_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i)$ 的扩展波,  $\Delta s_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i)$ 是 $\Delta s_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i)$ 的扩展波,  $\Delta c_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i)$ 是 $\Delta c_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i)$ 的扩展波,  $\Delta c_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i)$ 是 $\Delta c_{r(f\setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i)$ 的扩展波。

2. 根据权利要求1所述的基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法,其特征在于:

在发送端的调制过程,首先是按数字通信的通用方法将二进制信息转换成相应的量化幅度,将各量化幅度依次赋予各基子波的前后脉冲信息波,形成如下式(2)所述的发送端的1型子波或2型子波,

$$\psi_i^{1/2} \omega_k(t_i - \tau_i) = \bar{a}_{fi} \setminus \bar{a}_{ai} \alpha P_{r(f\setminus a)_i}^{1/2} \omega_k(t_{13} - \tau_i) \setminus \beta \zeta_i^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i), t_{13} \in T_{\theta r(13)}, t_2 \in T_{\theta r2}, t_i \in T_{di} \quad (2)$$

式(2)中,  $\bar{a}_{fi} \setminus \bar{a}_{ai} \in \{v_y, y=1, \dots, Y\}$ , 分别是前或后信息波对应的量化幅度,  $Y \in Z$ 是量化幅度等级数,属于整数域,也就是说前后信息脉冲的幅度可以在 $Y$ 个等级中选取一个量化幅度; $\alpha$ 和 $\beta$ 是幅度调整参数,取 $\alpha > 1$ ,对 $\beta$ 的取值只要求不使主波幅度超过系统允许值, $\alpha$ 和 $\beta$ 具体值相对不变的,只有在系统工作状态需要调整时,才做改变,一般是通过计算机仿真来决定;

具体的,在发送端的调制过程采用下述三种方法中的任意一种:

方法1:基于1型子波直接相加的调制法

具体是,按时延规则将1型子波叠加起来组成合成波,如下式所示

$$g_i(t) = \sum_{i=1}^H \psi_i^1 \omega_k(t_i - \tau_i), \tau_i \in T_{d1}, \tau_1 = 0, \tau_{i+1} > \tau_i, t \in T_1 \quad (2-1)$$

$\tau_i \in T_{d1}, \tau_1 = 0$ 表示所有 $H$ 个子波的起点均在第一个子波的生存期内,时延间隔等于信息波区间,即 $\Delta \tau = T_{\theta t11} = T_{\theta t13}, H = (T_{d1} - T_{\theta t13}) / T_{\theta t11}$ ;称式(2-1)为第一种发送波; $\psi_i^1 \omega_k(t_i - \tau_i)$ 的表现如式(2)所示,对应的基子波为1型基子波;

方法2:基于2型子波对的调制法

具体分成三步:

第一步:在式(1-3)、(1-4)、(1-3-1)和(1-4-1)基础上构造同频正余弦子波对

$$Q_i^2 \omega_k(t_i - \tau_i) = \bar{s}_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)1} - \tau_i) \beta q_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i), \quad t_{(1 \setminus 3)1} \in T_{i\theta i(1 \setminus 3)1}, \quad t_{21} \in T_{i\theta i 21}, t_i \in T_{di} \quad (2-3)$$

$$\bar{s}_{i(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(1 \setminus 3)1} - \tau_i) = \begin{cases} \alpha \bar{a}_{i(f \setminus a)_i} \Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)11} - \tau_i) + \alpha \bar{b}_{i(f \setminus a)_i} \Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)11} - \tau_i) & t_{(1 \setminus 3)11} \in T_{\theta i(1 \setminus 3)11} \\ \alpha \bar{a}_{i(f \setminus a)_i} \sin \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i) + \alpha \bar{b}_{i(f \setminus a)_i} \cos \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i) & t_{(1 \setminus 3)12} \in T_{\theta i(1 \setminus 3)12} \\ \alpha \bar{a}_{i(f \setminus a)_i} \Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)13} - \tau_i) + \alpha \bar{b}_{i(f \setminus a)_i} \Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)13} - \tau_i) & t_{(1 \setminus 3)13} \in T_{\theta i(1 \setminus 3)13} \\ z(t_{(1 \setminus 3)2} - \tau_i) = 0 & t_{(1 \setminus 3)2} \in T_{\theta i(1 \setminus 3)2} \end{cases} \quad (2-3-1)$$

$$\beta q_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) = [\beta \sin \omega_k(t_{21} - \tau_i) + \beta \cos \omega_k(t_{21} - \tau_i)] z(t_{22} - \tau_i) = 0, t_{21} \in T_{\theta i 21}, t_{22} \in T_{\theta i 22} \quad (2-3-2)$$

称式(2-3-1)中区间 $T_{\theta i(1 \setminus 3)12}$ 内的波形为主信息波对,  $\Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)11} - \tau_i)$ 是 $\sin \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 后端部分波形的复制品,  $\Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)13} - \tau_i)$ 是 $\sin \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 前端部分波形的复制品,  $\Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)11} - \tau_i)$ 是 $\cos \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 后端部分波形的复制品,  $\Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(1 \setminus 3)13} - \tau_i)$ 是 $\cos \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 前端部分波形的复制品;其中,在区间 $T_{\theta i(1 \setminus 3)12}$ 内的主信息波对是同频正余弦正交子波对;

第二步:按时延规则构造由同频2型子波对组成的2型子合成波:

$$\hat{g}_{ik}^2(t) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} Q_i \omega_k(t - \hat{\tau}_i), \hat{\tau}_i \in \hat{T}_{di}, \hat{\tau}_1 = 0, \hat{\tau}_{i+1} > \hat{\tau}_i, t \in T_1 \quad (2-3-3)$$

$\hat{T}_{d1} = T_d$ 代表该子合成波内第一个子波生存期,时延间隔等于信息波对区间,即 $\Delta \hat{\tau}_i = \hat{\tau}_{i+1} - \hat{\tau}_i = T_{\theta i \hat{d}1} = T_{\theta i \hat{d}3}$ ,  $\hat{H} = (\hat{T}_{d1} - T_{\theta i \hat{d}3}) / T_{\theta i \hat{d}1}$ ,该子合成波包含的子波角频率均为 $\omega_k$ ;令 $k=1, \dots, K$ 则得到 $K$ 个如式(2-3-3)的子合成波,规定所有在不同的子合成波中的时延相同的子信息波对中的主信息波对在频域上是正交的,也就是说,对于 $k, j=1, \dots, K$ ,  $Q_i \omega_k(t - \hat{\tau}_i)$ 与 $Q_j \omega_{k+1}(t - \hat{\tau}_j)$ 中包含的主信息波对正交;

第三步:组成2型合成波:

$$g_i^2(t) = \sum_{k=1}^K \hat{g}_{ik}^2(t), t \in T_2 \quad (2-3-4)$$

称式(2-3-4)为第二种发送波;

方法3:基于1型子波的分组时延双重重叠的调制法

这种方法由1型子波组成合成波,具体是,先将所有子波分成 $u=1, \dots, U$ 组,每组子波数是 $\hat{H} = H / U$ ,将其中第 $u$ 组内各子波起点在该组第一个前信息波区间内依次移动一个时延 $\hat{\tau}_{(u,i)}$ ,  $\hat{\tau}_{(u,i+1)} - \hat{\tau}_{(u,i)} = \Delta \hat{\tau}_{(u,i)} < T_{i\theta i1}$ ,称 $\hat{\tau}_{(u,i)}$ 为第 $u$ 组内第 $i$ 个子波的组内时延,称 $\Delta \hat{\tau}_{(u,i)}$ 为组内时延间隔,从而使 $\hat{H}$ 个1型子波的起点在本组第一个子波的前信息波区间 $T_{i\theta i1}$ 内,于是 $\hat{H}$ 个1型子波的信息波占据的区间为 $2T_{i\theta i1} - \Delta \tau_{ui}$ ,称为信息波段,同时主波和后信息波也随之以同样的时延规则重叠相加,则构成第 $u$ 组合成波,称为子合成波,这是第一重;规定 $\Delta \hat{\tau}_u = 2T_{i\theta i1} = T_d / U$ 为组间时延间隔,再将各子合成依次相隔 $\Delta \hat{\tau}_u$ 移动一个时延,再相加起来组成一个符号的合成波,这是第二重,称 $\hat{\tau}_u$ 为组时延,并使得各个子合成波的信息波段不重叠,但使得主波段仍然有部分重叠,而组间时延间隔 $\Delta \hat{\tau}_u = \hat{\tau}_{u+1} - \hat{\tau}_u = 2T_{i\theta i1} = T_d / U$ ;下式

是第u组内子波时延重叠相加而成的子合成波：

$$\hat{g}_{u\hat{i}}^1(t_u) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} \psi_i^1 \omega_k(t_u - \hat{\tau}_{(u,\hat{i})}), u=1, \dots, U, \hat{i}=1, \dots, \hat{H}, t_u \in T_{du}, \hat{\tau}_{(u,\hat{i})} \in T_{i\theta(u,1)}^f \quad (2-4-1)$$

对应的子波与式(2-1)中的子波有同样的基本结构,只是随下标 $(u, \hat{i})$ 有所变化,下标 $(u, \hat{i})$ 指明第u组内第 $\hat{i}$ 个子波相关的记号,  $\hat{H}=H/U$ 为一组内的子波数,不同组子波生存期的宽度相等,但不同组的子波生存期的位置随下标 $u=1, \dots, U$ 而变,即 $\hat{\tau}_{(u,\hat{i})}$ 的位置随 $\hat{i}=1, \dots, \hat{H}$ 和 $u=1, \dots, U$ 而变,  $\hat{\tau}_{(u,\hat{i})}$ 是第u组内第 $\hat{i}$ 个子波的时延,  $T_{i\theta(u,1)}^f$ 表示第u组内第一个子波的前信息波的区间,  $\hat{\tau}_{(u,\hat{i})} \in T_{i\theta(u,1)}^f$ 是指所有属于第u组的子波的信息波起点均在区间 $T_{i\theta(u,1)}^f$ 内,  $T_{i\theta(u,1)}^f = T_{i\theta(1\backslash 3)}$ ,将表示前信息波的下标 $f$ 改为上标 $f$ ,并且规定 $\hat{\tau}_{(u,\hat{i}+1)} > \hat{\tau}_{(u,\hat{i})}, \hat{\tau}_{(u,1)} = 0$ ,记第u组内信息波时移间隔 $\Delta \hat{\tau}_{(u,\hat{i})} = \hat{\tau}_{(u,\hat{i}+1)} - \hat{\tau}_{(u,\hat{i})}$ ,并且规定 $\Delta \hat{\tau}_{(u,\hat{i})} = \Delta \hat{\tau}_{(u,\hat{i}+1)}, \hat{i}=1, \dots, \hat{H}$ 说明一组内的信息波间隔相等,则 $\Delta \hat{\tau}_u = \Delta \hat{\tau}_{(u,\hat{i})} \times \hat{H}$ ,  $T_{du} = T_{d(u+1)} = T_d + 2T_{i\theta\hat{i}}$ 第u组子合成波的区间;由基子波结构前后信息波对称性特点决定,上述描述同时适用于后信息波;该组内所有子波的后信息波的起点也均在该组第一个子波的后信息波的区间内,用 $T_{i\theta(u,1)}^f$ 和 $T_{i\theta(u,1)}^a$ 分别表示该组内第一个子波前信息波和后信息波的区间,上标 $f$ 、 $a$ 分别对应于前和后信息波之意;每个子合成波分成三个区间:第一区间是 $\hat{H}$ 个前信息波时延重叠区间,其中还包含部分主波成分,称为前信息波重叠区间,记为 $T_{u1}$ ,第二个区间是主波重叠区,记为 $T_{u2}$ ,第三区间是 $\hat{H}$ 个后信息波时延重叠区间,其中还包含部分主波成分,记为 $T_{u3}$ ;

再将所有组的子合成波形依次相隔 $\Delta \hat{\tau}_u$ 移动一个时延移动一个时延后,再相加起来组成最后的合成波,如下式所示

$$g_t^1(t) = \sum_{u=1}^U \hat{g}_{u\hat{i}}^1(t_u - \hat{\tau}_u), U = H / \hat{H}, t_u \in T_{du}, t \in T_3 \quad (2-4-2)$$

称式(2-4-2)为第三种发送波;以上三种发送波的周期分别用 $T_1$ 、 $T_2$ 和 $T_3$ 表示;

发送波经过信道后波形会发生变化,在经过合适的均衡后,具体表现为:

对应于发送端所发送的三种发送波,则接收端均衡后则有三种接收波:

第一种:对应于第一种发送波的接收波:

$$g_r^1(t) = \sum_{i=1}^H \psi_i^1 \omega_k(t_i - \tau_i), t_i \in T_{d1}, \tau_1 = 0, \tau_{i+1} > \tau_i, t \in T_1 \quad (4-1)$$

对应的子波:

$$\psi_i^1 \omega_k(t_i - \tau_i) = a_{fi} \setminus a_{ai} \alpha p_{r(f \setminus a)}^1 \omega_k(t_{1\backslash 3} - \tau_i) \Big| \beta \zeta_r^1 \omega_k(t_2 - \tau_i), t_{1\backslash 3} \in T_{\theta i(1\backslash 3)}, t_2 \in T_{\theta i 2}, t_i \in T_{di} \quad (4-2)$$

其中,  $a_{fi} \setminus a_{ai} \alpha$ 是前或后信息波的实际幅度;

第二种:对应于第二种发送波的接收波

$$g_r^2(t) = \sum_{k=1}^K \hat{g}_{rk}^2(t), t \in T_2 \quad (4-3)$$

$$\hat{g}_{rk}^2(t) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} Q_r \omega_k(t - \hat{\tau}_i), \hat{\tau}_i \in \hat{T}_{d1}, \hat{\tau}_1 = 0, \hat{\tau}_{i+1} > \hat{\tau}_i, t \in T_2 \quad (4-3-1)$$

$$Q_r \omega_k(t - \hat{\tau}_i) = \bar{s}_{r(f \setminus a)i}^2 \omega_k(t_{(13)} - \hat{\tau}_i) | \beta w_r^2 \omega_k(t_2 - \hat{\tau}_i), t_{(13)} \in T_{r\theta i(13)}, t_2 \in T_{r\theta i2} \quad (4-3-2)$$

$$\bar{s}_{r(f \setminus a)i}^2 \omega_k(t_{(13)} - \hat{\tau}_i) = \begin{cases} \alpha a_{(f \setminus a)i} \Delta s_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)1} - \hat{\tau}_i) + \alpha b_{(f \setminus a)i} \Delta c_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)1} - \hat{\tau}_i) & t_{(13)1} \in T_{\theta r i(13)1} \\ \alpha a_{(f \setminus a)i} \sin \omega_k(t_{(13)2} - \hat{\tau}_i) + \alpha \bar{b}_{(f \setminus a)i} \cos \omega_k(t_{(13)2} - \hat{\tau}_i) & t_{(13)2} \in T_{\theta r i(13)2} \\ \alpha a_{(f \setminus a)i} \Delta s_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)3} - \hat{\tau}_i) + \alpha b_{(f \setminus a)i} \Delta c_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)3} - \hat{\tau}_i) & t_{(13)3} \in T_{\theta r i(13)3} \end{cases} \quad (4-3-3)$$

$\Delta s_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)1} - \hat{\tau}_i)$ 、 $\Delta c_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)1} - \hat{\tau}_i)$ 、 $\Delta s_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)3} - \hat{\tau}_i)$ 和 $\Delta c_{r(f \setminus a)i}^2(t_{(13)3} - \hat{\tau}_i)$ 均为带时延扩展的变形波， $\alpha a_{(f \setminus a)i}$ 和 $\alpha b_{(f \setminus a)i}$ 是接收端子波实际幅度；

$$\beta w_r^2 \omega_k(t_{21} - \hat{\tau}_i) = \beta \tilde{s} \omega_k(t_{21} - \hat{\tau}_i) + \beta \tilde{c} \omega_k(t_{21} - \hat{\tau}_i) \quad t_{21} \in T_{\theta r i2} \quad (4-3-4)$$

$$\tilde{s} \omega_k(t_{21} - \hat{\tau}_i) \approx \sin \omega_k(t_{21} - \hat{\tau}_i), \tilde{c} \omega_k(t_{21} - \hat{\tau}_i) \approx \cos \omega_k(t_{21} - \hat{\tau}_i) \quad (4-3-5)$$

第三种：对应于第三种发送波的接收波

$$g_r^1(t) = \sum_{u=1}^U \hat{g}_{ru}^1(t - \tau_u), t \in T_1 \quad (4-4-1)$$

其中，子合成波：

$$\hat{g}_{ru}^1(t) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} \psi_r^1 \omega_k(t - \hat{\tau}_{(u,i)}), u=1, \dots, U, \hat{\tau}_{(u,i)} \in T_{i\theta(u,1)}^f \quad (4-4-2)$$

$\psi_r^1 \omega_k(t - \hat{\tau}_{(u,i)})$ 对应的子波如式(4-2)有同样的基本结构，但时间量的作用范围随下标的变化而变化。

3. 根据权利要求2所述的基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法，其特征在于：针对所述三种接收波形对应各自有各自的解调方法：即

方法1：针对第一种接收波的相干解调，具体是，

在区间 $T_{\theta r i1}$ 和 $T_{\theta r i3}$ 中分别做运算：

$$a_{ri}^1 = \frac{2}{T_{r\theta i1}} \sum_{t \in T_{r\theta i1}} p_{r\theta i}^1 \omega_k(t - \tau_i) \cdot \underline{s_r^1(t)} \Big|_i, t \in T_{r\theta i1} \quad (5-1-1)$$

$$a_{ri}^1 = \frac{2}{T_{r\theta i3}} \sum_{t \in T_{r\theta i3}} p_{r\theta i}^1 \omega_k(t - \tau_i) \cdot \underline{s_r^1(t)} \Big|_i, t \in T_{r\theta i3} \quad (5-1-2)$$

其中，

$$\underline{s_r^1(t)} \Big|_i = s_r^1(t) - \bar{\zeta}_r^1(t), t \in T_{\theta r i1} \setminus T_{\theta r i3} \quad (5-1-3)$$

式(5-1-1)和(5-1-2)中记号 $\cdot \times$ 是向量点积；其中 $\bar{\zeta}_r^1(t) = [\zeta_r^1 \omega_1(t - \tau_1) + \dots + \zeta_r^j \omega_j(t - \tau_j) + \dots + \zeta_r^H \omega_{H-1}(t - \tau_{H-1})]$ 即为本区间内的主波成分；

令 $i, j \in \{1, \dots, H\}$ ，重复做式(5-1-1)和(5-1-2)即求出所述符号波形对应的各子波的前后信息波的幅度即完成对第一种接收波的解调；

方法2：针对第二种接收波的解调，具体的分四步：

第一步:将式(4-3-1)所示波形分成 $2\hat{H}$ 段,前 $\hat{i}_1=1,\dots,\hat{H}$ 段内每段区间是 $T_{r\theta i1}$ ,后 $\hat{i}_3=1,\dots,\hat{H}$ 段内每段区间是 $T_{r\theta i3}$ ,其中,第 $\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3$ 段内的波形可表示成

$$\bar{g}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_{\hat{i}}) = \sum_{k=1}^K \bar{s}_{r(f \setminus a)\hat{i}}^2 \omega_k(t_{(1 \setminus 3)} - \hat{t}_{\hat{i}}) + \bar{\zeta}_r^2(t_{(1 \setminus 3)}), t_{(1 \setminus 3)} \in T_{r\theta i1} \setminus T_{r\theta i3} \quad (5-2-1)$$

$\bar{\zeta}_r^2(t_{(1 \setminus 3)})$ 是对应的主波成分;

第二步:减去是(5-2-1)中的主波成分得

$$\bar{g}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_{(1 \setminus 3)}) \Big|_{(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)} = \bar{g}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_{(1 \setminus 3)}) - \bar{\zeta}_r^2(t_{(1 \setminus 3)}), t_{(1 \setminus 3)} \in T_{r\theta i1} \setminus T_{r\theta i3} \quad (5-2-2)$$

于是,在式(5-2-2)中第 $\hat{i}_{1/3}$ 段的中间区间 $T_{r\theta i(1 \setminus 3)2}$ 的波形是K个正交的正余弦波对的组合,

第三步:对式(5-2-2)所示的波形做快速傅里叶运算

$$\left[ a_{(k,\hat{i})}^{f \setminus a}, b_{(k,\hat{i})}^{f \setminus a} \right] = FFT \left[ \bar{g}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_{(1 \setminus 3)}) \Big|_{(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)} \right], t_{(1 \setminus 3)} \in T_{r\theta i12} \setminus T_{r\theta i32} \quad (5-2-3)$$

令 $k=1, \dots, K$ 重复做式(5-2-3)即可得到K个前或后信息波幅度 $\left[ a_{(k,\hat{i})}^{f \setminus a}, b_{(k,\hat{i})}^{f \setminus a} \right]$ ,上标f和a分别指出前或后信息波;令 $\hat{i}=1, \dots, \hat{H}$ 重复做式(5-2-1)~(5-2-3)即可得所有的信息波幅度;

方法3:针对第三种接收波的分组解调,具体分如下四步:

第一步:将(4-4-1)式所示的接收波 $g_r^1(t) = \sum_{u=1}^U \hat{g}_{ru}^1(t - \tau_u)$ 做分段截取,得 $2U$ 个组段的波形,即前 $U$ 个组段与后 $U$ 个组段的波形,所述前 $U$ 个组段包含所有的前信息波及其对应的区间内的主波,后 $U$ 个组段对应于所有的后信息波及其对应的区间内的主波;各组段波形表示如下式

$$g_{ru}^{1(f \setminus a)}(t) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} \psi_r^{1(f \setminus a)} \omega_k(t_{ui} - \hat{t}_{ui}), u=1, \dots, U, t_{ui} \in T_{r\theta u}^{f \setminus a} \quad (5-3-1)$$

其中,上标f\setminus a表示前或后信息波, $T_{ru}$ 表示第u组段波形的区间,该区间内第 $\hat{i}$ 个子波的前后信息波区间为 $T_{r\theta ui}^{f \setminus a}$ ;

第二步:在区间 $T_{r\theta u}^{(f)}$ 内除去所有主波成分:

$$\underline{g}_{ru}^{(f)}(t_u) \Big|_u = g_{ru}^{(f)}(t_u) - \bar{\zeta}_{ru}^{(f)}(t_u) = g_{ru}^{(f)}(t_u) - \sum_{j=1}^u \sum_{i=1}^{\hat{H}} \zeta_{rj}^{(f)} \omega_l(t_u - \hat{t}_i), t_u \in T_{r\theta u}^{(f)} \quad (5-3-2)$$

$t_u \in T_{r\theta u}^{(f)}$ 表示时间变量的作用区间在第u组段的前信息波区间内;

第三步:获得解调方程组

在区间 $T_{r\theta u}^{(f)}$ 内做下式所示的相干运算:

$$p_{rji}^1 \omega_k(t_u - \hat{t}_{ui}) \times \underline{g}_{ru}^{(f)}(t) \Big|_u = d_{ru}^f \quad (5-3-3)$$



令  $i=1, \dots, \hat{H}$ , 重复做式 (5-3-3), 得关于前信息波相干运算列向量  $D_{ru}^f$ , 进一步组成关于前信息波的一线性方程组

$$G_{ru}^f A_{ru}^f = D_{ru}^f \quad (5-3-4)$$

称此为前信息波的解调方程组, 其中,  $A_{ru}^{(f)} = [a_{ru\hat{i}}^{(f)}, \hat{i}=1, \dots, \hat{H}]^T$  为待求的幅度列向量,  $D_{ru}^f = [d_{ru\hat{i}}^{(f)}, \hat{i}=1, \dots, \hat{H}]^T$  为相干运算列向量,  $d_{ru\hat{i}}^{(f)} = p_{r\hat{i}}^1 \omega_k(t_{u\hat{i}} - \hat{t}_{u\hat{i}}) \times \underline{g_{ru}^{(f)}}(t)|_u$ ,  $G_{ru}^f = [g_{ru\hat{i}\hat{h}}^f, (\hat{i}, \hat{h}=1, \dots, \hat{H})]$  为解调矩阵,  $g_{u\hat{i}\hat{h}}^{(f)} = p_{r\hat{i}}^1 \omega_k(t_{u\hat{i}} - \hat{t}_{u\hat{i}}) \times p_{r\hat{h}}^1 \omega_j(t_{u\hat{h}} - \hat{t}_{u\hat{h}})$ , 根据前后信息波的对称性, 将式 (5-3-3) 改为:

$$p_{r\hat{i}}^1 \omega_k(t_u - \hat{t}_{u\hat{i}}) \times \underline{g_{ru}^{(a)}}(t)|_u = d_{ru\hat{i}}^a \quad (5-3-5)$$

令  $i=1, \dots, \hat{H}$ , 重复做式 (5-3-5), 得关于后信息波相干运算列向量  $D_{ru}^a$ , 进一步组成一线性方程组

$$G_{ru}^a A_{ru}^a = D_{ru}^a \quad (5-3-6)$$

其中,  $A_{ru}^{(a)} = [a_{ru\hat{i}}^{(a)}, \hat{i}=1, \dots, \hat{H}]^T$  为待求的幅度列向量,  $D_{ru}^a = [d_{ru\hat{i}}^{(a)}, \hat{i}=1, \dots, \hat{H}]^T$  为相干运算列向量,  $d_{ru\hat{i}}^{(a)} = p_{r\hat{i}}^1 \omega_k(t_{u\hat{i}} - \hat{t}_{u\hat{i}}) \times \underline{g_{ru}^{(a)}}(t)|_u$ ,  $G_{ru}^a = [g_{ru\hat{i}\hat{h}}^a, (\hat{i}, \hat{h}=1, \dots, \hat{H})]$  为解调矩阵,  $g_{u\hat{i}\hat{h}}^{(a)} = p_{r\hat{i}}^1 \omega_k(t_{u\hat{i}} - \hat{t}_{u\hat{i}}) \times p_{r\hat{h}}^1 \omega_j(t_{u\hat{h}} - \hat{t}_{u\hat{h}})$  得到关于后信息波的解调方程组; 将式 (5-3-4) 和 (5-3-6) 合并写为:

$$A_{ru}^{f\wedge a} = [G_{ru}^{f\wedge a}]^{-1} D_{ru}^{f\wedge a} \quad (5-3-7)$$

上述各式中下标均增加  $u$  作为组的区别,  $\omega_k$  和  $\omega_j$  表示不同信息波可有不同角频率,  $k \& j = 1, \dots, K$ ;

矩阵的元素是经训练得到的, 是通过基子波与该区间内的包括自身在内的所有基子波对应的一部分波形做相干运算得到的; 其中,  $\cdot \times$  为向量点乘符号;

第四步: 解式 (5-3-7) 所示的方程组  $A_{ru}^{f\wedge a} = [G_{ru}^{f\wedge a}]^{-1} D_{ru}^{f\wedge a}$

得第  $u$  组所有前和后信息波的幅度向量;

令  $u=1, \dots, U$ , 重复做第得所有组的前和后信息波的幅度向量。

## 一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及数字通信中的调制技术,具体的说,是涉及一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法(简称TFP-TDMC——A Time-Frequency Pulse-Shaping Based Time-Delay Multi-Carriers Modulation and Demodulation),其属于数字通信中的多载波调制技术领域。

### 背景技术

[0002] OFDM是4G也将是5G移动通信中的调制技术。发明人曾在专利《时频相混合的多载波调制方法》(申请号:2008101194121)中提出了一种具有特殊结构的符号波形和相应的调制解调方法,后来在公开发表的文献中称为时移正交多载波调制技术(简称NMT或TS-NMT)。发明人已经从理论和实验两方面证明其传输效率比OFDM高得多,还有具有峰值均值功率比小、抗频移能力强和不要循环前缀等优势。但是,TS-NMT的解调复杂度较高,在子波波数多时,解调方程组呈现较大的病态性,为此发明人又提出了《一种时延多载波调制解调方法》,简称TDMC(专利申请号:2015100924095)。TDMC保留了TS-NMT时延多载波的特点,在继承了TS-NMT的高传输效率的优点的基础上大大简化了解调方法,但TDMC具有误差传播的缺点。在数字通信中,符号波形的结构和波形的脉冲成形技术是提高调制的效率的两个重要手段。在波形结构方面,多载波结构比单载波结构有更高的效率,比如,由正余弦组成的合成波(称为QAM)比单个的正或余弦波的单载波高效,多个QAM组成的OFDM有更高的效率。而脉冲成形的概念最早由奈奎斯特在基带传输中提出的,通过在接收端将通信系统均衡成 $1/(2T)$ 带宽的理想滤波器,使发送的方波脉冲成形为在一点不产生干扰的SINC函数波形,完成解调。以后出现了时域和频域的多种脉冲成形的方法,以满足时域和频域的不同性能要求。需要说明的是本发明中用脉冲成型的思想改造TS-NMT和TDMC,提出TFP-TDMC也将多载波和脉冲成形作为提高传输效率的重要手段。

### 发明内容

[0003] 鉴于已有技术存在的缺陷,本发明的目的是要提供一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法,以使得调制技术具有更高的传输效率和低的解调复杂度等特性。

[0004] 为了实现上述目的,本发明的技术方案:

[0005] 一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法,其特征在于:

[0006] 在发送端,将二进制信息转换成相应的量化幅度后依次赋予基子波的前信息波及后信息波以形成相应的子波,产生H个子波,要求所有子波起点均放在第一个子波有生存期中,并由符号波形的起点开始依次移动一个时延后再将所有子波做线性叠加构成合成波即构成以T为周期的周期性符号波形以完成调制过程,称这种依次移动一个时延后再做线性叠加的方法为时延规则,不同的调制方法有不同的时移规则,其差别表现为相邻子波的时延间隔的规则不同;在发送端,将二进制信息转换成相应的量化幅度后依次赋予基子波的前信息波及后信息波以形成相应的子波;其中,所述的量化幅度遵守数字通信中的传统取

值规则;所述基子波由前信息波、主波和后信息波以先后顺序分布的三个区间段的波形组成,且前信息波及后信息波的波形结构完全相同;所述子波是通过分别改变基子波的前信息波及后信息波的幅度使它们各自携带不同二进制信息并使得主波的幅度不变所形成的波形;所述的基子波三个区间段分别用 $T_{01}$ 、 $T_{02}$ 和 $T_{03}$ 表示,依次将上述三个区间合成一个基子波的区间称此合成区间为基子波的生存期,且所述基子波的区间也是子波的区间,因此也称此合成区间为子波的生存期,记为 $T_d$ , $T_d=T_{01}+T_{02}+T_{03}$ ,该式中的所有的区间都是半开半闭区间,并使得每一个基子波的波形只存在于各自所对应的生存期内,在生存期之外该基子波无定义或者说取值为0;相应的,与不同的子波或者基子波相关的记号用下标 $i=1, \dots, H$ 区别,即 $T_{di}$ 表示第 $i$ 个子波或基子波的生存期,使得 $T_{di}=T_{d(i+1)}$ 或 $T_{di} \neq T_{d(i+1)}$ ,一般取 $T_{di}=T_{d(i+1)}=T_d$ , $T_{0i1}$ 、 $T_{0i2}$ 、 $T_{0i3}$ 分别表示第 $i$ 个前信息波、主波和后信息波的区间;且所述基子波分为二种类型,分别为1型基子波以及2型基子波,用公式表示为 $\theta_i^{1/2} \omega_k(t-\tau_i)$ ,对应的子波则分为1型子波以及2型子波,用公式表示为 $\psi_i^{1/2} \omega_k(t-\tau_i)$ ,上标1\2用于区别1型基子波或2型基子波,记号“\”在以下的描述中均代表“或”之意,以下公式中均按照上述表述形式表示;其中 $\omega_k$ 表示子波及基子波主信息波和基准主波波角频率,使得角频率相同的子波组成频域上的一个子信道,各子信道的中心频率由角频率 $\omega_k$ 决定, $k=1, \dots, K$ ,即总共形成 $K$ 个子信道;且不要求各子信道在频域上正交,各子信道所包含的同频子波数可以相等也可以不相等,即若将每个子信道中包含的相同频率的子波数记为 $L_k$ , $k=1, \dots, K$ ,允许 $L_k=L_{k+1}$ 或 $L_k \neq L_{k+1}$ ,角频率 $\omega_k$ 其下标 $k$ 与子波下标 $i$ 有如下关系:第 $k$ 各子信道的子波下标序 $i=L_{k-1}+1, \dots, L_{k-1}+L_k$ ;

[0007] 在接收端,首先通过均衡将接收波形尽量恢复到与发送波形接近的波形或最适合解调波形后,再求解出所有子波的幅度以完成解调过程。

[0008] 与现有技术相比,本发明的有益效果:

[0009] (1) 与OFDM和其它多载波相比,在传输效率上TFP-TDMC保持了本发明人提出《时频相混合的多载波调制方法》和TDMC高传输效率的特点;

[0010] (2) 与本发明人提出TDMC相比,由于TFP-TDMC信息仅由信息波携带,子波的主波的幅度不变,在解调时作为已知,所以对各个信息波的解调是独立进行的,不再会像TDMC那样引入误差传播问题;

[0011] (3) TFP-TDMC中的分组时延双重重叠的调制和解调方法与《时频相混合的多载波调制方法》有相似之处,但每组包含的子波数减少,可以有效降低方程组的病态性,而且通过 $\alpha$ 和 $\beta$ 取值的配合,可以通过提高 $\alpha$ 值来提高解调信噪比,进而增加信息波携带的比特数,但又不提高合成波的功率。

[0012] (4) TFP-TDMC中的信息波占据的区间比子波周期小得多,当采用流水线硬件结构解调时,可使解调延时减小,这正是5G所期望的。

## 附图说明

[0013] 图1为本发明所述发送端1型子波的图例;

[0014] 图2为本发明所述发送端2型子波的图例;

[0015] 图3本发明所述经过75阶滤波器的2型子波图例;

- [0016] 图4为本发明所述第一种发送波图例；  
 [0017] 图5为本发明所述第二种发送波中的子波对的正弦与余弦波的分离表示图例；  
 [0018] 图6为本发明所述第二种发送波中的正余弦子波对合成图例；  
 [0019] 图7为本发明所述第三种发送波图例。

### 具体实施方式

[0020] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚，下面将结合本发明实施例中的附图，对本发明的技术方案进行清楚、完整地描述，显然，所描述的实施例是本发明一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例，本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本发明保护的范围。

[0021] 在本发明中，“符号”一词是一个周期的符号波形的专用名称，符号的周期用T表示，对于下面将要描述的三种调制方法中分别用 $T_1$ 、 $T_2$ 和 $T_3$ 表示它们的符号周期，其它拼音或英文字母(包括加了上下标的)称为记号；在以下的描述中，所有的区间记号，视应用场合不同既可作为一个时间区段的记号也可以作为区间起点的一个时刻的记号；本发明通过分别改变基子波的前后信息波幅度使它们各自携带不同二进制信息，但主波幅度不变因而不携带信息，称这样携带了信息的基子波为子波；用 $i=1, \dots, H$ 作为区别不同子波和基子波的下标，于是， $T_{di}$ 表示第 $i$ 个子波或基子波的生存期， $T_{0i1}$ 、 $T_{0i2}$ 和 $T_{0i3}$ 分别表示第 $i$ 个前信息波、主波和后信息波的区间，当无需区别不同子波时，用 $T_{01}$ 、 $T_{02}$ 和 $T_{03}$ 表示所有子波的这三个区间；在以下公式中，在不同的描述中分别用 $f$ 和 $a$ 作为下标或上标来区别前和后信息波，信息波是前后信息波的统称，信息波可以是方波、升余弦波、正弦波或余弦波等多种波形，这在数字通信中称为脉冲成型，但是，发明人的研究发现，用方波和升余弦波作为信息波，比较难于构造出在频域和时域均高效的合成波，再是为了简化描述，在以下具体描述中，仅包括分别由正弦波和余弦波组成信息波的1型和2型基子波，设计者可以仿照如下的描述，根据不同应用选择其它类型的波形作为信息波；

[0022] 基于上述原理，一种基于时频脉冲成形的时延多载波调制解调方法，其特征在于，包括如下步骤：在发送端，将信息加到各个基子波上使之变成相应的子波，也就是说，将与表示信息的二进制数对应的量化幅度赋予各个基子波(由于为常用技术，则以下省略这个转换步骤)，再将所有子波组成不同的合成波即构成一个符号波形，完成调制过程；在接收端，首先通过均衡将接收到的波形尽量恢复到与发送波形接近的波形或最适合解调波形，再求解出所有子波的幅度，以完成解调过程；由于均衡只能得到近似于发送的波形，为了区别不同形状，用下标 $t$ 和 $r$ 来作为发送端和接收端的区别，用 $t \setminus r$ 作为 $t$ 或 $r$ 的缩写表示；以下 $x \setminus y$ 都是 $x$ 或 $y$ 的缩写表示， $x$ 或 $y$ 可用任何数字和字母代替；

[0023] 则所述1型和2型基子波的基本结构

$$[0024] \quad \theta_{f,r}^{j2} \omega_k(t_i - \tau_i) = p_{(f,r)f}^{j2} \omega_k(t_1 - \tau_i) \mid \zeta_{f,r}^{j2} \omega_k(t_2 - \tau_i) \mid p_{(f,r)a}^{j2} \omega_k(t_3 - \tau_i), t_1 \in T_{\alpha(f,r)1}^{j2} \mid t_2 \in T_{\alpha(f,r)2}^{j2} \mid t_3 \in T_{\alpha(f,r)3}^{j2}, t_i \in T_d \quad (1)$$

[0025] 式中，上述 $u(t_1) \mid v(t_2) \mid w(t_3)$ 形式给出了用竖线分开的三个波形的顺序连接关系，其中竖线的记号用“|”， $u(t_1)$ 、 $v(t_2)$ 和 $w(t_3)$ 泛指不同的三种波形，所列的波形记号可以代换本发明公式中的同样表示形式中的任何波形，在式(1)中具体指的是：

$p_{(f,r)f}^{j2} \omega_k(t_1 - \tau_i)$ 、 $\zeta_{f,r}^{j2} \omega_k(t_2 - \tau_i)$ 和 $p_{(f,r)a}^{j2} \omega_k(t_3 - \tau_i)$ ， $T_{d(f,r)i}^{j2} = T_{\theta(f,r)i1}^{j2} + T_{\theta(f,r)i2}^{j2} + T_{\theta(f,r)i3}^{j2}$ ，所有区间均是半

开半闭区间,其下标1、2、3给出了在时间坐标上的连接顺序,上标1\2用于区别1型或2型基子波,  $P_{\theta(t)r}^{1\ 2} \omega_k(t_1 - \tau_i)$  和  $P_{\theta(t)r}^{1\ 2} \omega_k(t_3 - \tau_i)$  称为前或后信息波,分别由下标f或a来区别,  $\zeta_{\theta(t)r}^{1\ 2} \omega_k(t_2 - \tau_i)$  称为基准主波,i是不同基子波的下标,  $\tau_i$  是第i基子波相对于一个符号起点的时延(当一个符号包含多个子合成波时,  $\tau_i$  改写为  $\hat{\tau}_i$ , 表明是第  $\hat{i}$  基子波相对于所在的子合成波起点的时延),  $T_{\theta(t)r}^{1\ 2} = T_{\theta(t)r}^{1\ 2}$  意味着前后信息波的区间相等,下标t\r代表发送端或接收端,发送波形到接收端是会产生延时扩展,所以发送端三个区间波形都要预留一段空区间,  $\Delta \tau_i = \tau_{i+1} - \tau_i$  表示第i+1个子波与第i个子波的时延间隔,一般取  $\Delta \tau_i = \Delta \tau_h = \Delta \tau$ ,  $i \& h = 1, \dots, H$ , 记号&表示和之意,  $\Delta \tau$  泛指时延间隔,规定  $\tau_{i+1} > \tau_i$ ,  $\tau_1 = 0$ ,  $\tau_i \in T_{d1}$ , 也就是说,第1个子波的起点与所在符号的起点重合,其它子波的起点均在第1个子波的生存期内,允许  $T_{d1} \neq T_{dh}$ ,  $\Delta \tau_i \neq \Delta \tau_h$  或者  $T_{d1} = T_{dh} = T_d$ , 当取相等时,下标可以省略,并且此时  $T = 2T_d$  或  $T = 2T_d - \Delta \tau$ , 一般情况下,取  $T_{d1} = T_{dj}$ ,  $\Delta \tau_i = \Delta \tau_j$ ,  $T = 2T_d$ ; 在上述公式中需要对时延  $\tau_i$  的使用加以特别的解释:定义  $\tau_i$  是一个基子波起点离开一个符号起点的时延,前信息波的时延就是该基子波的时延,但是主波的时延应该大于前信息波的时延,后信息波的时延又应该大于前主波波的时延,这样基子波中三段波形应该表示为  $p_{\theta(t)r}^{1\ 2} \omega_k(t_1 - \tau_i)$ 、 $\zeta_{\theta(t)r}^{1\ 2} \omega_k(t_2 - \tau_i - T_{\theta 1})$ ,  $p_{\theta(t)r}^{1\ 2} \omega_k(t_3 - \tau_i - T_{\theta 1} - T_{\theta 2})$ , 但这样的表示过于复杂,反而不便于阅读,因此本发明,仅区别基子波之间的时延,对基子波内部的三段波形的时延不加区别统一用该基子波的时延,靠顺序连接关系区别不同的时延,即上述式(1)中的竖线的记号“|”给出的顺序连接关系。

[0026] 为了便于设计,1型和2型子波的各个对应区间取相同值,因此可以省略区间记号的上标1\2,  $\omega_k$  表示子波及基子波的主信息波和基准主波的角频率,角频率相同的子波组成频域上的一个子信道,各子信道在频域上可以是正交的也可以是非正交的,各子信道包含的同频子波数可以相等也可以不相等,角频率  $\omega_k$  是第  $k = 1, \dots, K$  个子信道的中心频率,即总共形成K个子信道;在以下的描述中,信息波的频率与主波的频率相同,子信道的频谱是信息波和主波频谱的合成;将每个子信道中包含相同频率的子波数记为  $L_k$ ,  $L_k = L_j$  或  $L_k \neq L_j$ ,  $k \& j = 1, \dots, K$ , 意味着,各子信道包含的同频子波数可以相等也可以不相等;角频率  $\omega_k$  其下标k与子波下标i有如下关系:第k个子信道的同频子波下标序  $i = L_{k-1} + 1, \dots, L_{k-1} + L_k$ , 以下所有的描述中,对于有子合成波的情况,子信道下标会用  $\hat{k}$  或  $\check{k}$  表示,k与i、 $\hat{k}$  与  $\hat{i}$  以及  $\check{k}$  与  $\check{i}$  的关系均如此;如图1所示的发送端1型子波,其前信息波区间  $T_{\theta t11} = 750$ , 前信息波为接收端的扩展预留区间  $T_{\theta t12} = 75$  (意味着滤波器的阶数是75), 主波区间  $T_{\theta t21} = 4500$ , 主波为接收端的扩展预留区间  $T_{\theta t22} = 75$ , 后信息波区间  $T_{\theta t31} = 750$ , 后信息波为接收端的扩展预留区间  $T_{\theta t32} = 75$ ,  $\alpha = 2, \beta = 0.1$ , 子波生存期  $T_{d1} = 6225$ ,  $\omega_1 = 2\pi/750 = 2 \times 6 \times \pi/4500 = 0.08378$ ; 如图2所示的发送端2型子波,前主信息波区间  $T_{\theta t112} = 750$ , 前主信息波后端移到前信息波前端的复制部分的区间  $T_{\theta t111} = 75$ , 前主信息波前端移到前信息波后端的复制部分的区间  $T_{\theta t113} = 75$ , 前信息波为接收端的扩展预留区间  $T_{\theta t12} = 75$ , 主波区间  $T_{\theta t2} = 4500$ , 主波为接收端的扩展预留区间  $T_{\theta t22} = 75$ , 后主信息波区间  $T_{\theta t312} = 750$ , 后主信息波后端移到后信息波前端的复制部分的区间  $T_{\theta t311} = 75$ , 后主信息波前端移到后信息波后端的复制部分的区间  $T_{\theta t313} = 75$ , 后信息波为接收端的扩展预留区间  $T_{\theta t32} = 75$ ,  $\alpha = 2, \beta = 0.5, \bar{\alpha}_i = 1$ , 信息波和主

波的角频率  $\omega_1 = 2\pi/750 = 2 \times 8 \times \pi/4500 = 0.08378$ , 子波生存期  $T_{d1} = 6225$ 。本文中各图例关于区间的具体值均用无量纲的采样点数表示, 相应的频率的具体值也是以点数为时间单位的计算值, 设计者只要给出采样间隔的实际时间单位, 上述计算结果就可容易地转化为实际的时间或频率值。

[0027] 更具体, 发送端和接收端的1\2型波表现为

[0028] (一) 在发送端

[0029] 1型基子波的信息波和主波分别表现为式(1-1)和(1-2)的波形:

$$[0030] \quad p_{i(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{13} - \tau_i) = s_{i(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(13)1} - \tau_i) | z(t_{(13)2} - \tau_i), t_{(13)1} \in T_{\theta i(13)1}, t_{(13)2} \in T_{\theta i(13)2} \quad (1-1)$$

$$[0031] \quad s_{i(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(13)1} - \tau_i) = \sin \omega_k(t_{(13)1} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(13)1} - \tau_i) \quad (1-1-1)$$

$$[0032] \quad \zeta_i^1 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_i^1 \omega_k(t_{21} - \tau_i) | z(t_{21} - \tau_i) = 0, t_{21} \in T_{\theta i21}, t_{22} \in T_{\theta i22} \quad (1-2)$$

$$[0033] \quad w_i^1 \omega_k(t_{21} - \tau_i) = \sin \omega_k(t_{21} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{21} - \tau_i) \quad (1-2-1)$$

$$[0034] \quad z(t_{(13)2} - \tau_i) = z(t_{21} - \tau_i) = 0$$

[0035] 信息波和主波都包含二种区间, 区间  $T_{\theta i(13)1}$  和  $T_{\theta i(13)2}$  分别是信息波和主波取值的区间, 区间  $T_{\theta i(13)2}$  和  $T_{\theta i22}$  是为在接收端时延扩展所预留的区间, 下标(1\3)用来区别前或后信息波的二种区间的缩写形式, 但在时间轴上, 这二个区间分别分布在主波的前端和后端;

[0036] 2型基子波信息波和主波表现为式(1-3)和(1-4)的波形

$$[0037] \quad p_{ii}^2 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) = s_{i(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)1} - \tau_i) | z(t_{(13)2} - \tau_i), t_{(13)1} \in T_{\theta i(13)1}, t_{(13)2} \in T_{\theta i(13)2} \quad (1-3)$$

$$[0038] \quad \zeta_i^2 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) | z(t_{21} - \tau_i) = 0, t_{21} \in T_{\theta i21}, t_{22} \in T_{\theta i22} \quad (1-4)$$

$$[0039] \quad s_{i(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)1} - \tau_i) = \begin{cases} \Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i) \setminus \Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i) & t_{(13)11} \in T_{\theta i(13)11} \\ \sin \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i) & t_{(13)12} \in T_{\theta i(13)12} \\ \Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i) \setminus \Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i) & t_{(13)13} \in T_{\theta i(13)13} \end{cases} \quad (1-3-1)$$

[0040] 称式(1-3-1)中区间  $T_{\theta i(13)12}$  的波形为主信息波,  $\Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i)$  是  $\sin \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i)$  后端部分的波形的复制品,  $\Delta s_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i)$  是  $\sin \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i)$  前端部分的波形的复制品,  $\Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)11} - \tau_i)$  是  $\cos \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i)$  后端部分的波形的复制品,  $\Delta c_{i(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)13} - \tau_i)$  是  $\cos \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i)$  前端部分所对应的波形的复制品, 其中  $T_{\theta i(13)1} = T_{\theta i(13)11} + T_{\theta i(13)12} + T_{\theta i(13)13}$ , 前后端部分的波形类似于OFDM中的循环前缀, 所不同是在OFDM中, 只将  $\sin \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i)$  和  $\cos \omega_k(t_{(13)12} - \tau_i)$  的后端部分波复制到前端, 其复制部分的区间宽度由信道长度决定, 而在本发明中, 是前端复制到后端和后端复制到前端的双向复制, 其复制部分的区间宽度由均衡滤波器的阶数TP决定,  $T_{\theta i(13)11} = T_{\theta i(13)13} = TP/2$ ;

$$[0041] \quad w_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) = \sin \omega_k(t_{21} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{21} - \tau_i) | z(t_{22} - \tau_i), t_{21} \in T_{\theta i21}, t_{22} \in T_{\theta i22} \quad (1-4-1)$$

[0042]  $z(t_{(13)2} - \tau_i) = z(t_{22} - \tau_i) = 0$  表示  $T_{\theta i(13)2}$  和  $T_{\theta i22}$  内的波形取值为0, 是为接收端扩展预留区间;

[0043] 在发送端, 符号波形的调制过程包括: 首先是按数字通信的通用方法将二进制信

息转换成相应的量化幅度,将各量化幅度依次赋予各基子波的前后信息波,形成如下式(2)所述的发送端的1型子波或2型子波,

$$[0044] \quad \psi_t^{1/2} \omega_k(t_i - \tau_i) = \bar{a}_{fi} \setminus \bar{a}_{ai} \alpha p_{i(f \setminus a)}^{1/2}(t_{1/3} - \tau_i) \left| \beta \zeta_t^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i), t_{1/3} \in T_{\theta i(1/3)}, t_2 \in T_{\theta i 2}, t_i \in T_{di} \quad (2) \right.$$

[0045] 式(2)中,  $\bar{a}_{fi} \setminus \bar{a}_{ai}$  分别是前后信息波的量化幅度,  $\bar{a}_{fi} \setminus \bar{a}_{ai} \in \{y, y=1, \dots, Y\}$ ,  $Y \in Z$  是量化幅度等级数,属于整数域,也就是说,前后信息波的幅度可以在Y个等级中选取一个量化幅度,这是数字通信中的通用方法;注意,式(2)中主波是没有赋予量化幅度的,说明在一个子波中仅仅前后信息波携带信息,而主波不携带信息,从而使TFP-TDMC避免了TDMC中误差传播问题; $\alpha$ 和 $\beta$ 是幅度调整参数,在设计完成之后的系统运行环境不变的情况下是固定不变的,只有需要时再由设计者做一定的调整;为了提高信息波的信噪比,要求 $\alpha \geq 1$ ,且只要求 $\beta$ 取值不使主波幅度超过系统允许的最大值,在不同条件下, $\alpha$ 和 $\beta$ 的不同取值配合会带来合成波功率的较大差别,选取合适的取值,会在不增加功率的条件下,使得 $\alpha$ 取较大值,从而增加信息波的信噪比,可通过计算机仿真获得优化取值; $t_{1/3} \in T_{\theta i(1/3)}$ 是一种缩写形式,表明不同时间变量分属于不同的区间来指明前后信息波在时间轴上的不同位置,用缩写形式 $\bar{a}_{fi} \setminus \bar{a}_{ai}$ 表明前或后信息波的不同量化幅度;

[0046] 进一步,再从下面三种方法中任意选择一种来组成发送端的合成波以完成调制:为了描述方便,在以下三种方法的描述中,使用了与前面类似的记号,此处仅对赋予了特殊意义的记号再另外加上说明,没特殊说明的沿用前面所说的意义;

[0047] 方法1:基于1型子波的直接相加的调制法

[0048] 具体是,将不同时延的1型子波叠加起来组成合成波,如下式所示

$$[0049] \quad g_t(t) = \sum_{i=1}^H \psi_t^1 \omega_k(t_i - \tau_i), t_i \in 2T_{di}, \tau_i \in T_{d1}, \tau_1 = 0, \tau_{i+1} > \tau_i, t \in T_1 \quad (2-1)$$

[0050]  $\tau_i \in T_{d1}, \tau_1 = 0$ 表示所有H个子波的起点均在第一个子波的生存期内,时延间隔等于信息波区间,即  $\Delta \tau = T_{\theta i 1} = T_{\theta i 3}$ ,意味着所有的信息波互相不重叠地分别占据对应时延间隔区间,但信息波与主波之间以及主波与主波之间有部分重叠; $\psi_t^1 \omega_k(t_i - \tau_i)$ 的表现如式(2)所示,对应的基子波为1型基子波;如图4的第一种发送波图例:这是7个1型子波的叠加,图中仅画出了第1、2和7这三个子波,它们分别用实线、虚线和点划线表示,信息波是不重叠的;为了图示清楚,其它子波省略,第1个子波的生存期 $T_{d1} = 6225$ ,所有子波的 $\alpha = 2, \beta = 0.1, a_i = 1$ ;称式(2-1)为第一种发送波。

[0051] 方法2:基于2型子波对的调制法

[0052] 具体分成三步:

[0053] 第一步:在式(1-3)、(1-4) (1-3-1)和(1-4-1)基础上构造同频正余弦子波对

$$[0054] \quad Q_i^2 \omega_k(t_i - \tau_i) = \bar{s}_{i(f \setminus a)}^2 \omega_k(t_{(1/3)1} - \tau_i) \left| \beta q_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i), t_{(1/3)1} \in T_{\theta i(1/3)1}, t_{21} \in T_{\theta i 21}, t_i \in T_{di} \quad (2-3) \right.$$

$$[0055] \quad \bar{s}_{i(f \setminus a)}^2 \omega_k(t_{(1/3)1} - \tau_i) = \begin{cases} \alpha \bar{a}_{(f \setminus a)i} \Delta s_{(f \setminus a)i}^2 \omega_k(t_{(1/3)11} - \tau_i) + \alpha \bar{b}_{(f \setminus a)i} \Delta c_{(f \setminus a)i}^2 \omega_k(t_{(1/3)11} - \tau_i) & t_{(1/3)11} \in T_{\theta i(1/3)11} \\ \alpha \bar{a}_{(f \setminus a)i} \sin \omega_k(t_{(1/3)12} - \tau_i) + \alpha \bar{b}_{(f \setminus a)i} \cos \omega_k(t_{(1/3)12} - \tau_i) & t_{(1/3)12} \in T_{\theta i(1/3)12} \\ \alpha \bar{a}_{(f \setminus a)i} \Delta s_{(f \setminus a)i}^2 \omega_k(t_{(1/3)13} - \tau_i) + \alpha \bar{b}_{(f \setminus a)i} \Delta c_{(f \setminus a)i}^2 \omega_k(t_{(1/3)13} - \tau_i) & t_{(1/3)13} \in T_{\theta i(1/3)13} \\ z(t_{(1/3)2} - \tau_i) = 0 & t_{(1/3)2} \in T_{\theta i(1/3)2} \end{cases} \quad (2-3-1)$$

[0056]  $\beta q_i^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) = [\beta \sin \omega_k(t_{21} - \tau_i) + \beta \cos \omega_k(t_{21} - \tau_i)]z(t_{22} - \tau_i) = 0, t_{21} \in T_{\theta i 21}, t_{22} \in T_{\theta i 22} \quad (2-3-2)$

[0057] 称式(2-3-1)中区间 $T_{\theta i (1 \setminus 3) 12}$ 的波形为主信息波对而且正交的正余弦对,  $\Delta s_{i(f \setminus a)i}^2(t_{(1 \setminus 3)11} - \tau_i)$ 是 $\sin \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 后端部分波形的复制品,  $\Delta s_{i(f \setminus a)i}^2(t_{(1 \setminus 3)13} - \tau_i)$ 是 $\sin \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 前端部分波形的复制品,  $\Delta c_{i(f \setminus a)i}^2(t_{(1 \setminus 3)11} - \tau_i)$ 是 $\cos \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 后端部分波形的复制品,  $\Delta c_{i(f \setminus a)i}^2(t_{(1 \setminus 3)13} - \tau_i)$ 是 $\cos \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 前端部分波形的复制品;其中 $T_{\theta i (1 \setminus 3) 1} = T_{\theta i (1 \setminus 3) 11} + T_{\theta i (1 \setminus 3) 12} + T_{\theta i (1 \setminus 3) 13}$ 前后端的部分波形类似于OFDM中的循环前缀,所不同是在OFDM中,只将 $\sin \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 和 $\cos \omega_k(t_{(1 \setminus 3)12} - \tau_i)$ 的后端部分波复制到前端,其复制部分的区间宽度由信道长度决定,而在本发明中,是前端复制到后端和后端复制到前端的双向复制,其复制部分的区间宽度由均衡滤波器的阶数TP决定,  $T_{\theta i (1 \setminus 3) 11} = T_{\theta i (1 \setminus 3) 13} = TP/2$

[0058] 第二步:按时延规则构造由同频2型子波对组成的2型子合成波:

[0059]  $\hat{g}_{ik}^2(t) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} Q_i \omega_k(t - \hat{\tau}_i), \hat{\tau}_i \in \hat{T}_{d1}, \hat{\tau}_1 = 0, \hat{\tau}_{i+1} > \hat{\tau}_i, t \in T_1 \quad (2-3-3)$

[0060]  $\hat{T}_{d1} = T_d$ 代表该子合成波内第一个子波生存期,时延间隔等于信息波对区间,即  $\Delta \hat{\tau} = T_{\theta i 1} = T_{\theta i 3}, \hat{H} = (\hat{T}_{d1} - T_{\theta i 3}) / T_{\theta i 1}$ ,该子合成波包含的子波角频率均为 $\omega_k$ ;

[0061] 令 $k=1, \dots, K$ 则得到K个如式(2-3-3)的子合成波,规定所有在各自的子合成波中的时延相同的主信息波对在频域上是正交的,也就是说,对于 $k, j=1, \dots, K, Q_i \omega_k(t - \hat{\tau}_i)$ 与  $Q_i \omega_{k+1}(t - \hat{\tau}_i)$ 区间 $T_{\theta i (1 \setminus 3) 12}$ 中的部分呈正交。

[0062] 第三步:组成2型合成波:

[0063]  $g_i^2(t) = \sum_{k=1}^K \hat{g}_{ik}^2(t), t \in T_2 \quad (2-3-4)$

[0064] 称式(2-3-4)为第二种发送波;如图5和图6,其中图5为第二种发送波中的子波对的正弦与余弦波分离(没有加在一起)表示的图例:图中实线表示的是正弦子波,虚线表示的是余弦子波,各区间参数值同图2中的2型子波;图6是第二种发送波中的正余弦子波相加后的子波对的图例,各区间参数值同图2中的2型子波。下表给出的子波的排列关系可以帮助更清楚地理解方法2:

[0065]

$Q\alpha(t - \hat{\tau}_1)$	$Q\alpha(t - \hat{\tau}_2)$	.....	$Q\alpha(t - \hat{\tau}_i)$	.....	$Q\alpha(t - \hat{\tau}_H)$
$Q\alpha_2(t - \hat{\tau}_1)$	$Q\alpha_2(t - \hat{\tau}_2)$	.....	$Q\alpha_2(t - \hat{\tau}_i)$	.....	$Q\alpha_2(t - \hat{\tau}_H)$
.....	.....	.....	.....	.....	.....
$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_1)$	$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_2)$	.....	$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_i)$	.....	$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_H)$
.....	.....	.....	.....	.....	.....
$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_1)$	$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_2)$	.....	$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_i)$	.....	$Q\alpha_k(t - \hat{\tau}_H)$

[0066] 表中仅仅给出不同频段信息波对在子波中位置关系的示例(注意,这仅仅是位



置关系的一个例子,并不是完整波形的描述),其中  $Q_i \omega_k(t - \hat{\tau}_i) = \sin \omega_k(t - \hat{\tau}_i) + \cos \omega_k(t - \hat{\tau}_i)$  代表一个正余弦信息波对,所有竖列中的主信息波对之间在频域上必须正交,而且无时延地叠加在一起,横向一行中的各个信息波对之间取同一频率而且按  $\hat{\tau}_i$  给出的时延叠加(实际上可以允许取不同频率,而且不要求正交,但这样设计很麻烦)。

[0067] 方法3:基于1型子波的分组时延双重重叠的调制法

[0068] 这种方法由1型子波组成合成波,具体是先将所有子波分成U组,每组子波数是  $\hat{H} = H/U$ ,将其中第u组内各子波起点在该组第一个前信息波区间内依次移动一个时延  $\hat{\tau}_{(u,i)}$ ,称之为组内时延,进而有组内时延间隔  $\Delta \hat{\tau}_{ui} = \hat{\tau}_{(u,i+1)} - \hat{\tau}_{(u,i)} \leq T_{i\theta i(1\backslash 3)}$ ,从而使  $\hat{H}$  个1型子波起点在本组第一个子波的前信息波区间  $T_{i\theta i1}$  内依次时延一个  $\Delta \hat{\tau}_{ui}$  后叠加,在一组内的各个信息波是部分重叠的,于是  $\hat{H}$  个1型子波的前信息波占据的区间为  $2T_{i\theta i1} - \Delta \tau_{ui}$ ,这又称为信息波段,同时主波和后信息波也随之以同样的方式重叠相加,后信息波占据的区间为  $2T_{i\theta i3} - \Delta \tau_{ui}$ ,这就构成第u组合成波,称为子合成波,这是第一重;规定组间时延间隔  $\Delta \hat{\tau}_u = 2T_{i\theta i1} = T_d/U$ ,再将各子合成依次移动一个组间时延间隔后相加起来组成一个符号的合成波,这是第二重,各个子合成波的信息波段不重叠,但主波段仍然有部分重叠;在方法1和2中,子波间的时延间隔要大于或等于信息波区间,即  $\tau_{i+1} - \tau_i = \Delta \tau_i \geq T_{i\theta i(1\backslash 3)}$ ,而对于方法3,在H确定和U>1的条件下,  $\Delta \hat{\tau}_{(u,i)} \leq T_{i\theta(u,i)(1\backslash 3)} = T_{i\theta i(1\backslash 3)}$ ;

[0069] 下式是第u组内信息波重叠相加而成的子合成波:

$$[0070] \quad \hat{g}_u^1(t_u) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} \psi_i^1 \omega_k(t_u - \hat{\tau}_{(u,i)}), u=1, \dots, U, t_u \in T_{du} + (\hat{H}-1)\Delta \hat{\tau}_{(u,i)}, \hat{\tau}_{(u,i)} \in T_{i\theta(u,1)}^f \quad (2-4-1)$$

[0071] 对应的子波与式(2)有同样的基本结构,只是随下标  $(u,i)$  有所变化,下标  $(u,i)$  指明第u组内第  $\hat{i}$  个子波相关的记号,  $\hat{H} = H/U$  为一组内的子波数,  $T_{du} = T_{d(u+1)} = T_d + 2T_{i\theta i1}$ ,  $u=1, \dots, U$ , 是第u组每个子波生存期,但下标u可以区别不同组的子波生存期的位置变化,在宽度上  $T_{d(u,1)} = T_d$ ,但位置随  $u=1, \dots, U$  而变,  $\hat{\tau}_{(u,i)}$  的位置随  $\hat{i}=1, \dots, \hat{H}$  和  $u=1, \dots, U$  而变,  $t_u \in T_{du} + (\hat{H}-1)\Delta \hat{\tau}_{(u,i)}$  表明时间变量的作用范围要比子波生存期延长一段时间  $(\hat{H}-1)\Delta \hat{\tau}_{(u,i)}$ ,  $\Delta \hat{\tau}_{(u,i)} = \hat{\tau}_{(u,i+1)} - \hat{\tau}_{(u,i)}$  为组内信息波时移间隔,并且规定  $\hat{\tau}_{(u,i+1)} > \hat{\tau}_{(u,i)}, \hat{\tau}_{(u,1)} = 0$ , 允许  $\Delta \hat{\tau}_{(u,i)} = \Delta \hat{\tau}_{(u,\hat{h})}$  或  $\Delta \hat{\tau}_{(u,i)} \neq \Delta \hat{\tau}_{(u,\hat{h})}, \hat{i} \& \hat{h}=1, \dots, \hat{H}$ , 为了降低设计复杂度,一般取相等方式,  $T_{i\theta(u,1)}^f$  表示第u组内第一个子波的前信息波的区间,  $\hat{\tau}_{(u,i)} \in T_{i\theta(u,1)}^f$  意指所有属于第u组的子波的起点均在区间  $T_{i\theta(u,1)}^f$  内,上标f对应于前信息波之意,注意,这里为了不使下标记号过多,将下标f改为上标f,  $\Delta \tau_u = \tau_{u+1} - \tau_u$  是组间时延间隔,也是第u组所有信息波共占的区间;由于波结构前后信息波的区间分布位置和对称性特点决定,当前信息波之间的相对位置确定后,该组内所有子波的后信息波的起点自然也均在该组第一个子波的后信息波的区间内;在本组内所有前信息波都在第一个前信息波区间内并依次移动一个时延,随之而来的是,

与前信息波对应的整个子波也遵守此时延规则;这样组成的子合成波分成三个区间:第一区间是  $\hat{H}$  个前信息波部分重叠区间,其中还包含部分主波成分,称为前信息波重叠区间,记为  $T_{u1}$ ,第二个区间是主波重叠区,记为  $T_{u2}$ ,第三区间是  $\hat{H}$  个后信息波部分重叠区间,其中还包含部分主波成分,记为  $T_{u3}$ ;

[0072] 再将所有组的子合成波形依次移动一个时延  $\tau_u$  ( $u=1, \dots, U$ ) 后相加起来组成最后的合成波,如下式所示

$$[0073] \quad g_t^1(t) = \sum_{u=1}^U \hat{g}_u^1(t_u - \tau_u), U = \hat{H} / H, t \in T_3 \quad (2-4-2)$$

[0074] 基于前后信息波结构的对称性特点,则子波的分组自然就会造成前后信息波的不同分组,故式 (2-4-1) 和 (2-4-2) 没有特别使用区分前后信息波的表示,  $H$  为总子波数,其中  $\tau_u$  是第  $u$  组时延,这样一来,使得各组内子波的信息波依次有一个时延  $\hat{\tau}_{(u,i)} \in T_{\theta u1} \setminus T_{\theta u3}$ ,使得第  $u$  组内的信息波部分重叠,但各组之间的信息波不重叠仅是主波仍保持部分重叠;称式 (2-4-2) 为第三种发送波;如图7所示的第三种发送波图例:图中示出了二组重叠信息波,每组包含5个部分重叠的信息波,相邻二个信息波组不重叠,仅组内信息波重叠,组内信息波的时延间隔是150点,二组子波取相同的角频率  $\omega_{u1} = 2\pi/750$ ,实际上各组可以取不同频率,那样在图中会看不清楚,为了使图中子波分布能看清楚,子波也没有加起来,而且只画出前二组,剩余的区间还可以安置二组子合成波,为了图显示清楚省略了这二组子合成波。对于上述三种方法,符号周期分别是  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 。

[0075] (二)、在接收端,首先通过均衡将过信道失真的波形尽量恢复到接近发送波形或均衡为适合解调的波形;在一般的数字通信中,均衡需遵循获得解调的最大信噪比或波形最小失真原则,本发明允许采用现行的多种均衡方法,但要遵循接收波形最小失真或最适合解调波形原则,要保证信息波扩展后的宽度不超过子波间隔,具体扩展的宽度由训练确定;本发明特别推荐的限带逆滤波均衡法就是一种通过控制均衡滤波器的参数达到上述目的的均衡方法。

[0076] 具体的,所述的限带逆滤波均衡法,其数学表达式表示为

$$[0077] \quad \begin{aligned} \tilde{S}_r(u) &= S_r(u) / H(u) \cdot BP(u) = S_t(u) \cdot BP(u) + N(u) \cdot [BP(u) / H(u)] \\ &= S_t(u) \cdot BP(u) + N(u) \cdot HP(u) \end{aligned}$$

$$[0078] \quad HP(u) = BP(u) / H(u) \quad (3-1)$$

$$[0079] \quad \tilde{s}_r(t) = [s_r(t) \otimes h(t)] * bp(t) = s_t(t) * bp(t) + n(t) * hp(t)$$

$$[0080] \quad hp(t) = \text{IFFT}[BP(u) / H(u)] \quad (3-2)$$

[0081] 公式 (3-1) 和 (3-2) 分别是限带逆滤波的频域和时域表示,其中  $S_r(u) / H(u)$  表示逆滤波,这种运算有一定的病态性,增加了滤波器  $BP(u)$  会有效降低病态性,  $u$  和  $t$  分别是频域和时域变量,  $\tilde{S}_r(u)$  和  $\tilde{s}_r(t)$  表示均衡后的频域和时域波,  $S_t(u)$  和  $s_t(t)$  分别表示频域和时域发送的符号波形,  $S_r(u)$  和  $s_r(t)$  分别表示频域和时域接收的符号波形,  $H(u)$ 、 $N(u)$  分别是频域表示的信道传递函数或称信道模型、低通或带通滤波器以及噪声,  $h(t)$  和  $bp(t)$  分别是时域表示的信道冲击响应和带通或低通滤波器的冲激响应,  $*$  是卷积符号,  $\otimes$  是反卷积符

号,  $[N(u)/H(u)] \cdot BP(u)$  和  $[n(t) \otimes h(t)] * bp(t)$  是均衡后的噪声项频域时域表示。本发明要求滤波器  $BP(u)$  具有对称性, 并且要求滤波器带宽小于系统限定带宽以减小逆滤波的病态性, 对其它具体形式不做限制, 比如有限冲击响应滤波器, 简记为 FIR, 或其它特殊设计的脉冲或谱成形滤波器, 也要求滤波器具有对称特性, 以下统称为成形滤波器又称为均衡滤波器; 由于滤波器的限带作用, 使得  $s_r(t)$  相对于  $s_t(t)$  在时域上会造成扩展, 它们所造成的波形扩展宽度统称为成形扩展或均衡扩展, 对于 FIR 滤波器, 成形扩展等于滤波器的阶数, 对于特殊设计的滤波器成型宽度由设计参数确定, 为了叙述方便, 也称这个参数为阶数, 记为 TP, 如图3所示经过75阶滤波器的2型子波图例: 其前信息波的前端扩展波区间  $T_{0r11} = 75$ , 前主信息波区间  $T_{0r12} = 750$ , 前信息波的后端扩展波区间  $T_{0r13} = 75$ , 不带扩展的主波区间  $T_{0r21} = 4500$ , 其扩展区间  $T_{0r22} = 75$ , 后信息波的前端扩展波区间  $T_{0r31} = 75$ , 后主信息波区间  $T_{0r32} = 750$ , 后信息波的后端扩展波区间  $T_{0r33} = 75$ , 在三个扩展区间内可以看到三个扩展波形, 称为拖尾波形,  $\alpha = 2, \beta = 0.5, a_i = 1$ , 由于有了拖尾波形, 使得子波频谱的旁瓣中增加了一些高频成分, 但中心角频率不变  $\omega_k = 2 \times 6 \times \pi / 4500 = 0.08378$ ;

[0082] 经均衡后, 所述接收端对应的基子波波形, 基子波

$$\theta_r^{1/2} \omega_k(t - \tau_i) = p_{r\theta}^{1/2} \omega_k(t_1 - \tau_i) \left| \zeta_r^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i) \right| p_{ra}^{1/2} \omega_k(t_3 - \tau_i), t_1 \in T_{\theta r1}, t_2 \in T_{\theta r2}, t_3 \in T_{\theta r3} \quad (4-1)$$

[0083] 式(4-1)与式(1-1)对应, 差别仅仅是各段波形的预留空区间被扩展的拖尾波形占据, 因此波形也只能是近似的正\余弦波, 相应地, 将公式中表示发送端的下标  $t$  改为表示接收端的下标  $r$ 。

[0084] 1型基子波的信息波和主波又表现为式(4-1-1)和(4-1-2)

$$p_{r(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) = s_{r(f \setminus a)_i}^1 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) \approx \sin \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(13)} - \tau_i), t_{(13)} \in T_{\theta r(13)} = T_{a_i(13)1} + T_{a_i(13)2} \quad (4-1-1)$$

$$\zeta_r^1 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_r^1 \omega_k(t_2 - \tau_i) \approx \sin \omega_k(t_2 - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_2 - \tau_i), t_2 \in T_{\theta r2} = T_{\theta r2} = T_{\theta r21} + T_{\theta r22} \quad (4-1-2)$$

[0087] 2型基子波的信息波和主波又表现为式(4-1-3)和(4-1-4)

$$p_{r(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i) = s_{r(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)} - \tau_i), t_{(13)} \in T_{r\theta i(13)} \quad (4-1-3)$$

$$[0089] \text{ 其中, } s_{r(f \setminus a)_i}^2 \omega_k(t_{(13)1} - \tau_i) = \begin{cases} \Delta s_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)1} - \tau_i) \setminus \Delta c_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)1} - \tau_i) & t_{(13)1} \in T_{\theta r(13)1} \\ \sin \omega_k(t_{(13)2} - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_{(13)2} - \tau_i) & t_{(13)2} \in T_{\theta r(13)2} \\ \Delta s_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)3} - \tau_i) \setminus \Delta c_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)3} - \tau_i) & t_{(13)3} \in T_{\theta r(13)3} \end{cases}$$

[0090]  $\Delta s_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)1} - \tau_i)$ 、 $\Delta c_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)1} - \tau_i)$ 、 $\Delta s_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)3} - \tau_i)$  和  $\Delta c_{r(f \setminus a)_i}^2(t_{(13)3} - \tau_i)$  已不再是正弦波和余弦波的部分复制品, 而是这些复制品的带时延扩展的变形波;

$$[0091] \zeta_r^2 \omega_k(t_2 - \tau_i) = w_r^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) \left| z(t_{22} - \tau_i) = 0, t_{21} \in T_{\theta r21}, t_{22} \in T_{\theta r22} \quad (4-1-4) \right.$$

$$[0092] \text{ 其中, } w_r^2 \omega_k(t_2 - \tau_i) \approx \sin \omega_k(t_2 - \tau_i) \setminus \cos \omega_k(t_2 - \tau_i), t_2 \in T_{r\theta i2}$$

[0093] 对应的子波是

$$[0094] \psi_r^{1/2} \omega_k(t - \tau_i) = a_{\beta i} \alpha p_{r\theta}^{1/2} \omega_k(t_1 - \tau_i) \left| \beta \zeta_r^{1/2} \omega_k(t_2 - \tau_i) \right| a_{a_i} \alpha p_{ra}^{1/2} \omega_k(t_3 - \tau_i), t_1 \in T_{\theta r1}, t_2 \in T_{\theta r2}, t_3 \in T_{\theta r3} \quad (4-2)$$

[0095] 式(4-2)中  $a_{\beta i}$  和  $a_{a_i}$  是实际幅度; 接收端一个符号的合成波是由(4-2)所示的子波组成的; 具体的, 针对式(2-1)、(2-3-4)和(2-4-2)所示的不同发送符号波形, 在接收端均衡之后有对应的不同符号合成波波形结构, 因而对应有如下三种解调方法; 所说的不同结构

的接收波形分别是:以下公式与发送波相比,是将下标t改为r,其它各记号有同样意义;

[0096] 第一种:对应于第一种发送波的接收波:

$$[0097] \quad g_r^1(t) = \sum_{i=1}^H \psi_r^1 \omega_k(t_i - \tau_i) \quad (5-1)$$

[0098] 对应的子波和基子波如式(4-2)和(4-1)所示;

[0099] 第二种:对应于第二种发送波的接收波

$$[0100] \quad g_r^2(t) = \sum_{n=1}^N \hat{g}_{rn}^2(t), t \in T_2 \quad (5-2)$$

$$[0101] \quad \hat{g}_{rn}^2(t_n) = \sum_{\hat{i}=1}^{\hat{H}} Q_r \omega_{(n,\hat{k})}(t_{(n,\hat{i})} - \hat{\tau}_{(n,\hat{i})}) \quad (5-2-1)$$

$$[0102] \quad \text{其中, } Q_r \omega_k(t_{(n,\hat{i})} - \tau_i) = \bar{s}_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2 \omega_k(t_{(1\wedge 3)} - \tau_i) \Big| \beta w_r^2 \omega_k(t_2 - \tau_i), t_{(1\wedge 3)} \in T_{r\theta\hat{i}(1\wedge 3)}, t_2 \in T_{r\theta\hat{i}2} \quad (5-2-2)$$

$$[0103] \quad \bar{s}_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2 \omega_k(t_{(1\wedge 3)1} - \tau_i) = \begin{cases} \alpha a_{(f \wedge a)\hat{i}} \Delta s_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)1} - \tau_i) + \alpha b_{(f \wedge a)\hat{i}} \Delta c_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)1} - \tau_i) & t_{(1\wedge 3)1} \in T_{\theta\hat{i}(1\wedge 3)1} \\ \alpha a_{(f \wedge a)\hat{i}} \sin \omega_k(t_{(1\wedge 3)2} - \tau_i) + \alpha b_{(f \wedge a)\hat{i}} \cos \omega_k(t_{(1\wedge 3)2} - \tau_i) & t_{(1\wedge 3)2} \in T_{\theta\hat{i}(1\wedge 3)2} \\ \alpha a_{(f \wedge a)\hat{i}} \Delta s_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)3} - \tau_i) + \alpha b_{(f \wedge a)\hat{i}} \Delta c_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)3} - \tau_i) & t_{(1\wedge 3)3} \in T_{\theta\hat{i}(1\wedge 3)3} \end{cases} \quad (5-2-3)$$

[0104]  $\Delta s_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)1} - \tau_i)$ 、 $\Delta c_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)1} - \tau_i)$ 、 $\Delta s_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)3} - \tau_i)$  和  $\Delta c_{r(f \wedge a)\hat{i}}^2(t_{(1\wedge 3)3} - \tau_i)$  已

不再是正弦波和余弦波的部分复制品,而是这些复制品的带时延扩展的变形波,只有区间  $T_{\theta\hat{i}(1\wedge 3)2}$  中的波形是正交的,  $a_{(f \wedge a)\hat{i}}$  和  $b_{(f \wedge a)\hat{i}}$  是接收端子波的实际幅度,由于有噪声和均衡误差造成与量化幅度有一定差别,最后要按照一定的原则(如4捨5入)划归为相应的量化幅度;

$$[0105] \quad \begin{aligned} \beta w_r^2 \omega_k(t_{21} - \tau_i) &= \beta \tilde{s} \omega_k(t_{21} - \tau_i) + \beta \tilde{c} \omega_k(t_{21} - \tau_i) \quad t_{21} \in T_{\theta\hat{i}2} \\ \tilde{s} \omega_k(t_{21} - \tau_i) &\approx \sin \omega_k(t_{21} - \tau_i), \tilde{c} \omega_k(t_{21} - \tau_i) \approx \cos \omega_k(t_{21} - \tau_i) \end{aligned} \quad (5-2-4)$$

[0106] 主波对由正弦和余弦波变成带时延扩展的近似正弦波和余弦波

[0107] 第三种:对应于第三种发送波的接收波

$$[0108] \quad g_r^1(t) = \sum_{u=1}^U \hat{g}_{ru}^1(t_u - \hat{\tau}_u) \quad (5-3-1),$$

$$[0109] \quad \hat{g}_{ru}^1(t_u) = \sum_{\hat{i}=1}^{\hat{H}} \psi_r^1 \omega_k(t_{(u,\hat{i})} - \hat{\tau}_{(u,\hat{i})}) \quad (5-3-2)$$

[0110] 针对上述三种接收波形对应有三种解调方法,其分别是:

[0111] 方法1:针对第一种接收波的相干解调,具体是,

[0112] 在区间  $T_{\theta\hat{i}1}$  和  $T_{\theta\hat{i}3}$  中分别做运算:

$$[0113] \quad a_{f\hat{i}}^1 = \frac{2}{T_{r\theta\hat{i}1}} \sum_{t \in T_{r\theta\hat{i}1}} p_{r\hat{i}f}^1 \omega_k(t - \tau_i) \times \underline{s_r^1(t)} \Big|_f, t \in T_{r\theta\hat{i}1} \quad (6-1-1)$$

$$[0114] \quad a_{a\hat{i}}^1 = \frac{2}{T_{r\theta\hat{i}3}} \sum_{t \in T_{r\theta\hat{i}3}} p_{r\hat{i}a}^1 \omega_k(t - \tau_i) \times \underline{s_r^1(t)} \Big|_f, t \in T_{r\theta\hat{i}3} \quad (6-1-2)$$

$$[0115] \quad \underline{s}_r^1(t) = s_r^1(t) - \bar{\zeta}_r^1(t) = s_r^1(t) - [\zeta_r^1 \omega_1(t - \tau_1) + \dots + \zeta_r^1 \omega_j(t - \tau_j) + \dots + \zeta_r^1 \omega_{i-1}(t - \tau_{i-1})], t \in T_{\theta r i 1} \setminus T_{\theta r i 3} \quad (6-1-3)$$

[0116] 式(6-1-3)的含义,是在信息波区间将不携带信息的主波部分减去,仅剩下携带信息的信息波,式(6-1-1)和(6-1-2)中记号 $\cdot \times$ 是向量点积;

[0117] 令 $i = 1, \dots, H$ ,重复做式(6-1-1) (6-1-2)即可求出所述符号波形对应的各子波的前后信息波的幅度即完成对第一种接收波的解调;

[0118] 方法2:针对第二种接收波的解调,具体的分四步:

[0119] 第一步:将式(4-3-1)所示波形分成 $2\hat{H}$ 段,前 $\hat{i}_1 = 1, \dots, \hat{H}$ 段内每段区间是 $T_{r\theta i 1}$ ,后 $\hat{i}_3 = 1, \dots, \hat{H}$ 段内每段区间是 $T_{r\theta i 3}$ ,其中,第 $\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3$ 段内的波形可表示成

$$[0120] \quad \bar{g}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_i) = \sum_{k=1}^K \bar{s}_{r(f \setminus a) \hat{i}}^2 \omega_k(t_{(1 \setminus 3)} - \hat{t}_i) + \bar{\zeta}_r^2(t_{(1 \setminus 3)}), t_{(1 \setminus 3)} \in T_{r\theta i 1} \setminus T_{r\theta i 3} \quad (6-2-1)$$

[0121]  $\bar{\zeta}_r^2(t_{(1 \setminus 3)})$ 是对应的主波成分;

[0122] 第二步:减去是(6-2-1)中的主波成分得

$$[0123] \quad \underline{\bar{g}}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_{(1 \setminus 3)}) \Big|_{(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)} = \bar{g}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_{(1 \setminus 3)}) - \bar{\zeta}_r^2(t_{(1 \setminus 3)}), t_{(1 \setminus 3)} \in T_{r\theta i 1} \setminus T_{r\theta i 3} \quad (6-2-2)$$

[0124] 于是,在式(6-2-2)中第 $\hat{i}_{1/3}$ 段的中间区间 $T_{r\theta i (1 \setminus 3) 2}$ 的波形是K个正交的正余弦波对的组合,

[0125] 第三步:对式(6-2-2)所示的波形做快速傅里叶运算

$$[0126] \quad [a_{(k, \hat{i})}^{f \setminus a}, b_{(k, \hat{i})}^{f \setminus a}] = FFT[\underline{\bar{g}}_{r(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}^2(t_{(1 \setminus 3)}) \Big|_{(\hat{i}_1 \setminus \hat{i}_3)}], t_{(1 \setminus 3)} \in T_{r\theta i 1 2} \setminus T_{r\theta i 3 2}, k = 1, \dots, K \quad (6-2-3)$$

[0127] 即可得到K个前或后信息波幅度 $[a_{(k, \hat{i})}^{f \setminus a}, b_{(k, \hat{i})}^{f \setminus a}]$ ,上标f和a分别指出前或后信息波;令 $\hat{i} = 1, \dots, \hat{H}$ 重复做式(6-2-1) ~ (6-2-3)即可得所有的信息波幅度;

[0128] 方法3:针对第三种接收波的分组解调,具体讲,分如下四步:

[0129] 第一步:将(5-3-1)式所示的接收波 $g_r^1(t) = \sum_{u=1}^U \hat{g}_{ru}^1(t_u - \tau_u)$ 做分段截取,得 $2U$ 个组段的波形,前 $U$ 组段包含所有的前信息波及其对应区间内的主波成分,后 $U$ 组段对应于所有的后信息波及其对应区间内的主波成分;各组段波形表示如下式

$$[0130] \quad g_{ru}^{1(f \setminus a)}(t_u) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} \psi_r^{1(f \setminus a)} \omega_k(t_{ui} - \hat{t}_{ui}), u = 1, \dots, U, t_{ui} \in T_{r\theta ui}^{f \setminus a}, t_u \in T_{ru} \quad (6-3-1)$$

[0130] 其中,上标f\setminus a指出了前或后信息波, $T_{ru}$ 表示第u组段波形的区间,该区间内第 $\hat{i}$ 个子波的前后信息波区间为 $T_{r\theta ui}^{f \setminus a}$ ;

[0131] 第二步:在区间 $T_{r\theta u}^{(f \setminus a)}$ 内除去所有主波成分:

$$[0132] \quad \underline{g}_{ru}^{(f \setminus a)}(t_u) \Big|_u = g_{ru}^{(f \setminus a)}(t_u) - \bar{\zeta}_{ru}^{(f \setminus a)}(t_u) = g_{ru}^{(f \setminus a)}(t_u) - \sum_{j=1}^u \sum_{i=1}^{\hat{H}} \zeta_{rj}^{(f \setminus a)} \omega_k(t_{ui} - \hat{t}_i) \quad (6-3-2)$$

[0133] 第三步:获得解调方程组

[0134] 在区间  $T_{\tau_{\theta u}}^{(f \wedge a)}$  内做下式所示的相干运算:

$$[0135] \quad p_{r\hat{i}}^1 \omega_k(t_u - \hat{\tau}_{ui}) \cdot \underline{g_{ru}^{(f \wedge a)}(t)} \Big|_u = d_{ru}^f \quad (6-3-3)$$

[0136] 令  $i=1, \dots, \hat{H}$ , 重复做式 (6-3-3), 得相干运算列向量  $D_{ru}^{f \wedge a}$ , 进一步组成一线性方程

$$[0137] \quad \text{组 } G_{ru}^{f \wedge a} A_{ru}^{f \wedge a} = D_{ru}^{f \wedge a} \quad (6-3-4)$$

[0137] 称此为解调方程组, 其中

$$[0138] \quad A_{ru}^{(f \wedge a)} = \left[ a_{ru\hat{i}}^{(f \wedge a)}, \hat{i}=1, \dots, \hat{H} \right]^T \text{ 为待求的幅度列向量,}$$

$$[0139] \quad D_{ru}^{f \wedge a} = \left[ d_{ru\hat{i}}^{(f \wedge a)}, \hat{i}=1, \dots, \hat{H} \right]^T \text{ 为相干运算列向量, } d_{ru\hat{i}}^{(f \wedge a)} = p_{r(f \wedge a)\hat{i}}^1 \omega_{\hat{k}}(t_{u\hat{i}} - \hat{\tau}_{u\hat{i}}) \cdot \underline{g_{ru}^{(f \wedge a)}(t)} \Big|_u$$

$$G_{ru}^{f \wedge a} = \left[ g_{ru\hat{i}\hat{h}}^{f \wedge a}, (\hat{i}, \hat{h}=1, \dots, \hat{H}) \right] \text{ 为解调矩阵, } g_{ru\hat{i}\hat{h}}^{f \wedge a} = p_{r(f \wedge a)\hat{i}}^1 \omega_{\hat{k}}(t_{u\hat{i}} - \hat{\tau}_{u\hat{i}}) \cdot p_{r(f \wedge a)\hat{h}}^1 \omega_{\hat{j}}(t_{u\hat{h}} - \hat{\tau}_{u\hat{h}})$$

[0140] 上述各式中下标都增加了u, 作为组的区别;

[0141] 矩阵的元素是经训练得到的基子波与该区间内的其它基子波对应的一部分波形做相干运算得到的; 其中,  $\cdot \times$  为向量点乘符号,  $\omega_k$  和  $\omega_j$  表示不同信息波可有不同角频率,  $k \& j=1, \dots, K$ ;

[0142] 第四步: 解式 (6-3-4) 所示的方程组

$$[0143] \quad A_{ru}^{f \wedge a} = \left[ G_{ru}^{f \wedge a} \right]^{-1} D_{ru}^{f \wedge a}$$

[0144] 可得第u组前\后信息波的幅度向量, 令  $u=1, \dots, U$ , 重复做式 (6-3-3) 和 (6-3-4) 可得所有组的前\后信息波的幅度向量;

[0145] 进一步, 为了实现解调, 在求解出符号波形所携带信息的幅度时, 首先需要通过训练获得解调所需的基子波的相关参数和针对第三种接收波解调所需要的解调矩阵; 具体的, 所述获得训练基子波的相关参数是指通过限带逆滤波训练获得; 同时由于同频子波有同样的训练结果, 因此每个子信道仅取一个基子波, 而且由于训练是对单个基子波进行的, 故无需考虑各子波的时延  $\tau_i$ , 下标  $i$  和  $k$  可以改成  $\hat{i}$  和  $\hat{k}$  或  $\dot{i}$  和  $\dot{k}$  同样适用于如下训练步骤;

[0146] 所述限带逆滤波训练, 其特征是:

[0147] (1) 对于  $1 \setminus 2$  型基子波的训练: 对于  $k=1, \dots, K$ , 做如下操作:

[0148] ① 从第k子信道任选一个  $1 \setminus 2$  型基子波  $\theta_i^{1 \setminus 2} \omega_k(t)$ ,

[0149] 令  $1 \setminus 2$  型基子波  $\theta_i^{1 \setminus 2} \omega_k(t)$  通过滤波器  $BP(u)$ , 用公式表示为

$$\theta_r^{1 \setminus 2} \omega_k(t) = IFFT[FFT[\theta_i^{1 \setminus 2} \omega_k(t)] \cdot BP(u)], \text{ 再以区间 } T_{\theta_{rk1}}^{f \wedge a}, T_{\theta_{rk2}}^{f \wedge a}, T_{\theta_{rk3}}^{f \wedge a} \text{ 从 } \theta_r^{1 \setminus 2} \omega_k(t) \text{ 中分离出}$$

$p_{r\hat{k}}^{1 \setminus 2} \omega_k(t_1)$ ,  $t_1 \in T_{\theta_{rk1}}^{f \wedge a}$ 、后信息波  $p_{rak}^{1 \setminus 2} \omega_k(t_3)$ ,  $t_3 \in T_{\theta_{rk3}}^{f \wedge a}$  和基准主波  $w_r^{1 \setminus 2} \omega_k(t_2 - \tau_k)$ ,  $t_2 \in T_{\theta_{rk2}}^{f \wedge a}$  三段波形, 即完成一个基子波的训练;

[0150] ② 令  $k=1, \dots, K$ , 重复做①, 即可得到所有子信道的  $1 \setminus 2$  型基子波的训练后的波形;

[0151] (2) 针对第三种接收波解调所需要的解调矩阵的训练

[0152] 重写式 (6-3-4) 中的解调矩阵如下

[0153]  $G_{ru}^{f^a} = [g_{ruh}^{f^a}, (\hat{i}, \hat{h} = 1, \dots, \hat{H})]$ ,  $g_{uih}^{(f^a)} = p_{r(f^a)i}^1 \omega_k(t_{ui} - \hat{\tau}_{ui}) \times p_{r(f^a)h}^1 \omega_j(t_{uh} - \hat{\tau}_{uh})$

[0154]  $\omega_k$  和  $\omega_j$  同为第u组内的个子波的角频率, 为了表示信息波之间交叉做多次点积, 故要用不同下标记号, 即  $\hat{k} \& \hat{j} = 1, \dots, \hat{K}$ 。

[0155] 只要得到  $g_{ruh}^{(f^a)}(\hat{i}, \hat{h} = 1, \dots, \hat{H})$  即可组成解调矩阵, 而获得  $g_{ruh}^{(f^a)}$  的关键是做  $\hat{H} \times \hat{H}$  个关于  $g_{uih}^{(f^a)} = p_{r(f^a)i}^1 \omega_k(t_{ui} - \hat{\tau}_{ui}) \times p_{r(f^a)h}^1 \omega_j(t_{uh} - \hat{\tau}_{uh})$  的运算; 为此构造如下矩阵

[0156]  $G_{ru}^{f^a} = P \bullet P^T$

[0157] 
$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1\hat{h}} & \dots & \dots & \dots & P_{1\hat{H}} & 0 \dots 0 & 0 \dots 0 \\ 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2\hat{h}} & \dots & \dots & P_{2\hat{H}} & 0 \dots 0 \\ 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & P_{i1} & \dots & P_{i\hat{h}} & \dots & \dots & P_{i\hat{H}} \dots 0 \\ 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & 0 \dots 0 & P_{\hat{H}1} & \dots & \dots & \dots P_{\hat{H}\hat{H}} \end{bmatrix}$$

[0158] 矩阵中的元素  $P_{i\hat{h}}$  是  $p_{r(f^a)i}^1 \omega_k(t_{ui} - \hat{\tau}_{ui})$  的第  $\hat{h}$  个采样点, 矩阵中的0是子波前面的时延区间, 为了形成矩阵, 每一行的右面尾部要相应的补0。

[0159] 进一步的, 所述限带滤波器BP (u) 按如下原则设计: i. 其滤波器带宽  $W_{bp} \leq W$ , W是符号带宽, 而且  $W_{bp} \gg W_{sc}$ ,  $W_{sc}$ 是子信道的谱零点带宽, ii. 滤波器阶数TP决定了信息波的拖尾长度, TP大则拖尾加长, 会加大时延间隔而造成一个符号中的子波数减少, 影响传输率, 因此这也是一个工程折中问题, 可通过计算机仿真选择最适合值。

[0160] 本发明所述技术方案具体实施方案例:

[0161] 下面以TFP-TDMC用于无线宽带接入的实施方案为例, 进一步说明本发明的技术原理和某些实施的关键技术; 方案主要描述TFP-TDMC实施中的特殊技术问题, 对于数字通信中的常规技术则不做详细说明。

[0162] 以下的实施方案全部以802.11a国际标准作为参考。具体取如下环境参数: 5MHz信道带宽时, 子载波数为52, 数据载波为48, OFDM符号持续时间为16μs, 保护间隔为3.2μs, 占用带宽4.15MHz, 调制方法是64QAM, 最高传输速率是13.5Mbps。

[0163] 第一例是针对2型子波构成的第二种发送和接收合成波为实施方案例进行的说明:

[0164] 1、系统给定条件:

[0165] 系统采样率  $f_s = 120\text{MHz}$ ; 均衡滤波器的阶数取20阶, 则波形的扩展总点数是20个点, 对应的总扩展拖尾的时间值是0.167us, 两端扩展点数各为10个点, 对应的时间值各为0.083us;

[0166] 2、子波区间的安排:

[0167] 设OFDM的符号周期为  $T_0 = T_{01} + CP = (16 + 3.2) = 19.2\text{us}$ , CP为循环前缀(或时间隔离带), TFP-TDMC的子波区间:

[0168]  $T_d = T_{01} + T_{02} + T_{03} = T_0 = (16 + 3.2) = 19.2\text{us}$

[0169]  $T_{01} = T_{011} + T_{012} + T_{013} = T_0 / 10 = 1.92\text{us}$

[0170]  $T_{011} + T_{013} = 0.167\text{us}, T_{012} = 1.92 - 0.167 = 1.75\text{us}$

[0171] 子波生存期 $T_d = T_0$ ,  $T_{01}$ 、 $T_{02}$ 、 $T_{03}$ 分别为前信息波、主波、后信息波区间,令信息波区间是OFDM符号区间的1/10,  $T_{01} = T_{011} + T_{012} + T_{013} = T_0/10 = 1.92\mu\text{s}$  (其中 $T_{011} + T_{013} = 0.167\mu\text{s}$ 是扩展区间),

[0172] 3、相干解调信噪比与解调区间的关系,

[0173] 根据文献,在窄带白噪声的条件下的相干解调的信噪比与解调区间和幅度的关系

可用公式 $SNR = \frac{Ta^2}{n_0}$ 表示,即信噪比SNR与区间和幅度的乘积成正比。于是,OFDM的一个子波

(即一个正弦或余弦波)与TFP-TDMC的一个信息波的相干解调信噪比呈如下关系:

$$[0174] \quad SNR_O = T_o a_o^2 / n_0, SNR_{TFP} = T_{\theta 12} \alpha^2 a_{TFP}^2 / n_0 \quad (7-1)$$

[0175] 则有OFDM与TFP-TDMC单子波相干解调信噪比之比

$$[0176] \quad \gamma = SNR_{TFP} / SNR_O = T_{\theta 12} \alpha^2 / T_{01} = 0.109 \alpha^2 \quad (7-2)$$

[0177] 说明: $T_{01}$ 、 $T_{\theta 12}$ 分别是OFDM与TFP-TDMC相干解调区间, $a_o$ 和 $a_{TFP}$ 分别是OFDM子波和TFP-TDMC信息波幅度, $n_0$ 是噪声的功率谱密度, $SNR_O$ 和 $SNR_{TFP}$ 分别是OFDM与TFP-TDMC相干解调的信噪比;可见,如要提高TFP-TDMC相干解调信噪比需要加大 $T_{\theta 12} \alpha^2$ ,或者说,当缩小 $T_{012}$ 时可通过提高 $\alpha$ 以保持信噪比不变。

[0178] 4、 $\alpha$ 、 $\beta$ 对TFP-TDMC子波功率的影响以及与OFDM子波功率的关系

[0179] 由于信息波和主波都是正余弦波,设波形幅度取归一化的1,则一个子波的功率是

$$P_{\theta TFP} = \left( \alpha^2 \frac{T_{\theta 1}}{2} + \beta^2 \frac{T_{\theta 2}}{2} + \alpha^2 \frac{T_{\theta 3}}{2} \right) / T_d, \text{其中, } T_{01}、T_{02}、T_{03}、T_d \text{分别是前信息波、主波、后信息波}$$

和子波生存期的区间。幅度取归化值使OFDM子波功率是 $P_o = \frac{T_o}{2} / T_o = \frac{1}{2}$ ,  $T_o = T_d$ 是符号周

期,也是子波占据的区间。在幅度取归化值和 $T_o = T_d$ 的条件下,令取信息波区间为OFDM符号

$$\text{区间的} 1/10 \text{和两者功率相等,则有} \left( \alpha^2 \frac{T_{\theta 1}}{2} + \beta^2 \frac{T_{\theta 2}}{2} + \alpha^2 \frac{T_{\theta 3}}{2} \right) / T_d = \frac{T_o}{2} / T_o \quad (7-3)$$

[0180] 令 $T_{01} = T_{03} = T_0/10$ ,  $T_{02} = T_d - 2T_{01} = (4/5)T_0$ ,则有

$$[0181] \quad 0.2\alpha^2 + 0.8\beta^2 = 1 \quad (7-4)$$

[0182] 由于主波不携带信息,而希望信息波有高的信噪比,则要降低 $\beta$ 值,同时提高 $\alpha$ 值。如要保证式(7-2)的 $\gamma = 1$ ,则要保证 $\alpha^2 = 9.173$ ,这样可以保证信息波与OFDM一个子信道一样,也是携带3比特;但是,根据式(7-4), $\beta^2 = (1 - 1.83) / 0.8$ ,这会导致 $\beta$ 为虚数;为此,要使 $0.2\alpha^2 < 1$ ,  $\alpha^2 < 5$ ,比如取 $\alpha^2 = 4.9$ ,则 $\beta^2 = (1 - 0.2 \times 4.9) / 0.8 = 0.025$ ,  $\beta = 0.05$ ,这相当于幅度降低约一倍,携带比特减少1个,于是,每个信息波携带2比特,一个信息波对携带4比特。

[0183] 4、构成第二种接收波

[0184] 根据上述分析,有如下参数:

[0185] (1) 子波包含的各区间

$$[0186] \quad T_d = T_{01} + T_{02} + T_{03} = T_0 (16 + 3.2) = 19.2\mu\text{s}$$

$$[0187] \quad T_{01} = T_{011} + T_{012} + T_{013} = T_0/10 = 1.92\mu\text{s}$$

$$[0188] \quad T_{011} + T_{013} = 0.167\mu\text{s}, T_{012} = 1.92 - 0.167 = 1.75\mu\text{s}$$

[0189] 其中,主信息波区间是 $1.6\mu\text{s}$ ,其两端各增加出一个存放正余弦的复制波形的



0.083us区间和0.083us扩展区间,则信息波区间是 $T_{0ri1}=T_{0ri3}=2.0332us$ ,主波区间 $T_{0ri2}=12.766us$

[0190] (2) 幅度参数: $\alpha^2=4.9, \beta=0.05$ ,信息波量化幅度 $2^2=4$ 级别,

[0191] (3) 符号的构造

[0192] i. 一个频段中的子波数 $N_w=T_d/T_{01}-1=10-1=9$ ;根据式(7-3),TFP-TDMC一个子波的功率等于OFDM一个子波的功率(相当于一个子信道的功率的1/2),于是一个频段的功率等于OFDM的5个子信道的功率;

[0193] ii. 频段数:条件是使得TFP—TDMC与OFDM的子波对的功率相等;根据前面对区间和 $\alpha, \beta$ 值的设计和标准规定OFDM包含52个子信道的条件,对应于TFP-TDMC,频段数 $=52/5=10.4$ ,取10个频段;

[0194] iii. 各频段中心频率安排:

[0195] 第一频段的中心角频率为 $\omega_1 = \frac{2\pi}{T_{\theta 12}}$ ,其它频段的角频率分别是 $2\omega_1, 3\omega_1, \dots, 10\omega_1$

$\omega_1$

[0196] iv. 波形的构造:重写出接收波公式 $g_r^2(t) = \sum_{k=1}^K \hat{g}_{rk}^2(t), t \in T_2$ ,其中,

$$\hat{g}_{rk}^2(t) = \sum_{i=1}^{\hat{H}} Q_r \omega_k(t - \hat{t}_i), \hat{t}_i \in \hat{T}_{d1}, \hat{t}_1 = 0, \hat{t}_{i+1} > \hat{t}_i, t \in T_2$$

[0197] 5、解调(省略训练和均衡)

[0198] 第一步:减去接收波中的主波成分:

$$[0199] \quad \underline{\bar{g}}_{r(i\hat{1}\hat{i}3)}^2(t_{13}) \Big|_{(i\hat{1}\hat{i}3)} = \bar{g}_{r(i\hat{1}\hat{i}3)}^2(t_{13}) - \bar{\zeta}_r^2(t_{13}), t_{13} \in T_{r\theta\hat{i}1} \setminus T_{r\theta\hat{i}3} \quad ;$$

[0200] 第二步:做快速傅里叶运算

$$[0201] \quad \left[ a_{(k,i)}^{f\wedge a}, b_{(k,i)}^{f\wedge a} \right] = FFT \left[ \underline{\bar{g}}_{r(i\hat{1}\hat{i}3)}^2(t_{13}) \Big|_{(i\hat{1}\hat{i}3)} \right], t_{13} \in T_{r\theta\hat{i}12} \setminus T_{r\theta\hat{i}32}, k=1, \dots, K ;$$

[0202] 即可得到K个前或后信息波幅度 $\left[ a_{(k,i)}^{f\wedge a}, b_{(k,i)}^{f\wedge a} \right]$ ,上标f和a分别指出前或后信息波;令

$\hat{i}=1, \dots, \hat{H}$ 重复做第一步和第二步即可得所有的信息波幅度;

[0203] 6、传输率和频谱效率的分析

[0204] (1) TFP-TDMC:由于信息波对是紧密地布满于合成波中,所以一个信息波对区间的传输率也就是整个符号的传输率。根据上述子波功率、信息波信噪比的分析,一个信息波对携带4比特,10个频带共40比特,传输率 $R = (10 \times 4 \text{ 比特}) / T_{01} = 40 / 1.92us = 20.83Mbps$ ;

[0205] (2) OFDM:传输率13.5Mbps

[0206] (3) 比较:TFP-TDMC的第二种接收波的传输率是OFDM的1.5倍。

[0207] (4) 频谱效率的分析:OFDM占据52个子信道,而TFP-TDMC仅占据10个子信道,于是TFP-TDMC的频谱效率是OFDM的7.8倍。

[0208] 第二例是针对1型子波构成的第三种发送和接收合成波的实施方案例:

[0209] 系统给定条件同上述第一例。

[0210] 1、合成波的构成

[0211] (1) 子波区间:

$$[0212] \quad T_{\theta i 1} = T_{\theta i 3} = 4us, T_{\theta i 2} = 16us, \Delta \tau_u = 8us, T_d = 24us$$

[0213] (2) 合成波中各区间

[0214] 组内信息波时延间隔  $\Delta \hat{\tau}_{(u,i)} = 4us / 100 = 0.04us$ , 意味着, 一组内包含100个子波, 组间时延间隔  $\Delta \tau_u = 2 \times T_{\theta i 1} = 2 \times 4 = 8us$ , 一个合成波内的组数为2;

[0215] (3)  $\alpha$ 和 $\beta$ 值的选取: 对于单子波,  $\beta$ 越小则子波功率越小, 但是, 对于合成波则不同, 由于各子波存在时延,  $\alpha$ 和 $\beta$ 取值及其正负不同的变化会造成在保证合成波功率不变的条件下取得较大的 $\alpha$ , 从而有利于信息波的信噪比的提高, 可以通过计算机仿真得到某种程度上的最优; 为了减少篇幅, 下面给出一种情况:  $\alpha = 16$ 和 $\beta = 12$ , 合成波功率是51.854, OFDM的功率是52;

$$[0216] \quad \text{于是有 } \gamma = \frac{T_{\theta r 1}}{T_Q} \alpha^2 = \frac{4 \times 16^2}{16} = 64, \text{ 相当于18分贝,}$$

[0217] 在数字通信中信噪比每提高6分贝, 增加一个比特, 也就是说, TFP-TDMC的信息波可以比OFDM的一个正弦波多携带2比特, 总共携带5比特, 则100个信息波的传输速率是  $(5 \times 100) / 8 = 62.5Mbps$ , 是OFDM标准的4.6倍。

[0218] (4) 有了区间、 $\alpha$ 和 $\beta$ 值和信息波携带比特数, 根据式(2-4-1)和(2-4-2)就能够造出合成波;

[0219] 2、传输率和频谱效率的分析

[0220] TFP-TDMC第三种波形的传输率是  $(5 \times 100) / 8 = 62.5Mbps$ , 是OFDM标准的4.6倍。

[0221] 频谱效率: 若所有子波取同一频率, 其谱零点带宽是0.042MHz, 频谱效率是  $62.5 / 0.042 = 1.5Mbps/Hz$ , 若取52种频率, 频谱效率是  $62.5 / (0.042 \times 52) = 28.8bps/Hz$

[0222] 以上所述, 仅为本发明较佳的具体实施方式, 但本发明的保护范围并不局限于此, 任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内, 根据本发明的技术方案及其发明构思加以等同替换或改变, 都应涵盖在本发明的保护范围之内。

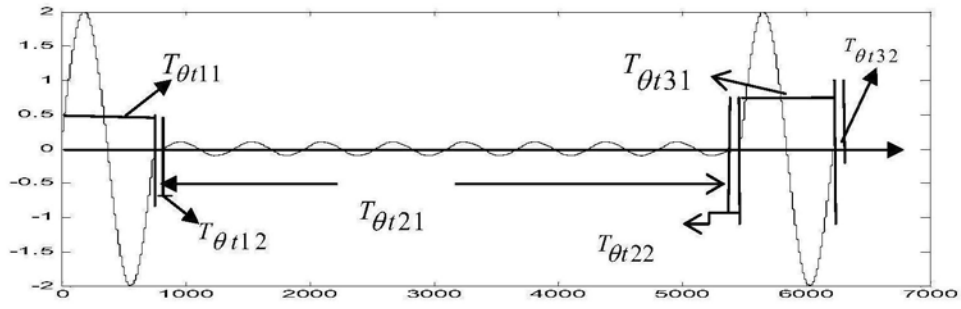


图1

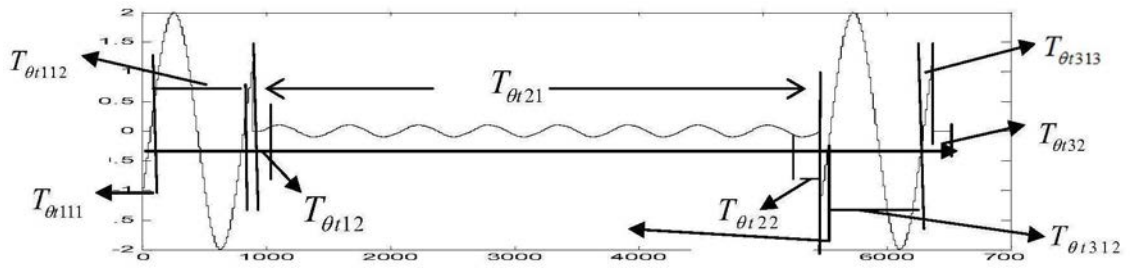


图2

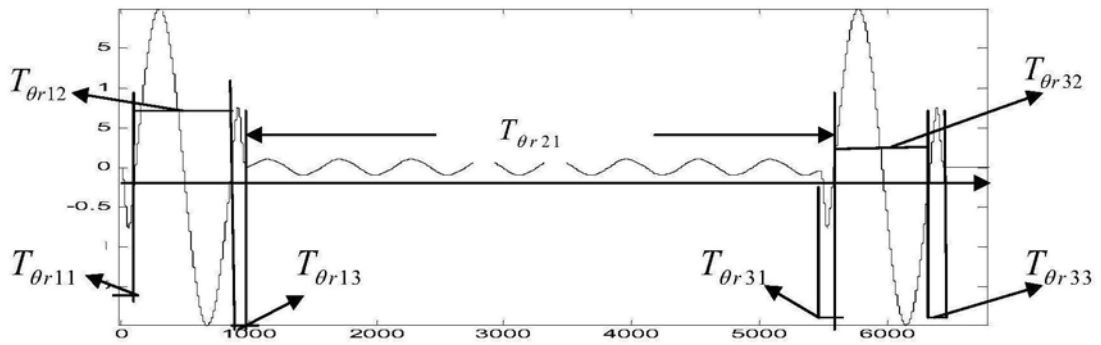


图3

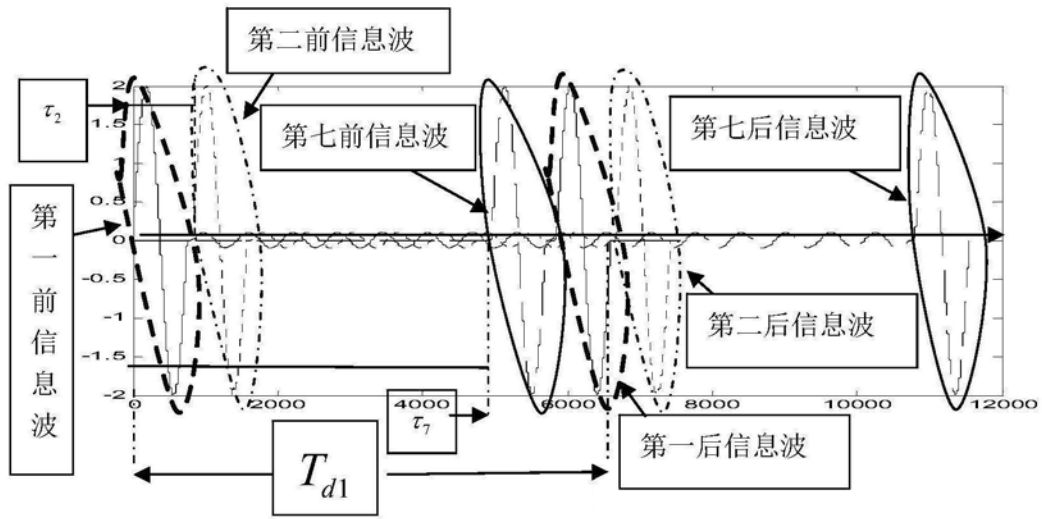


图4

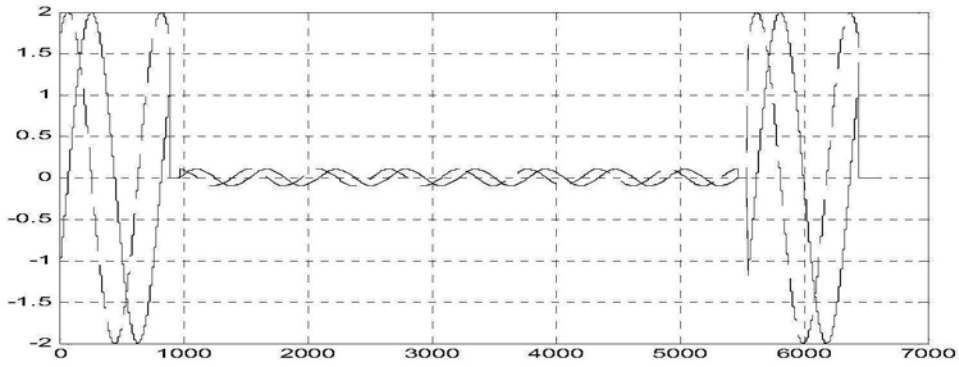


图5

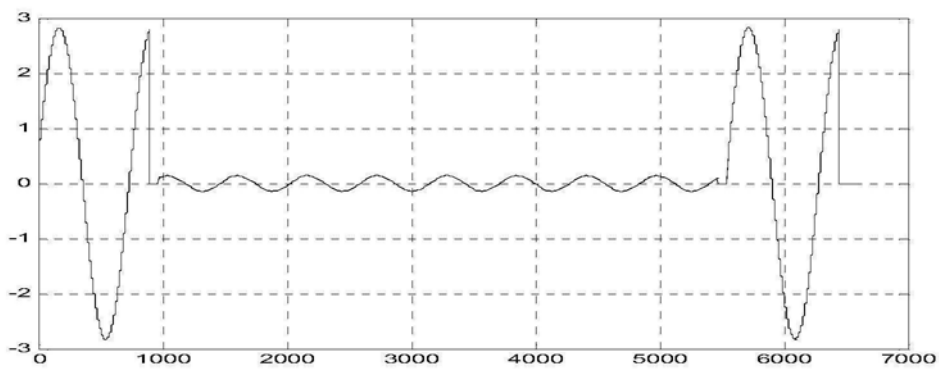


图6

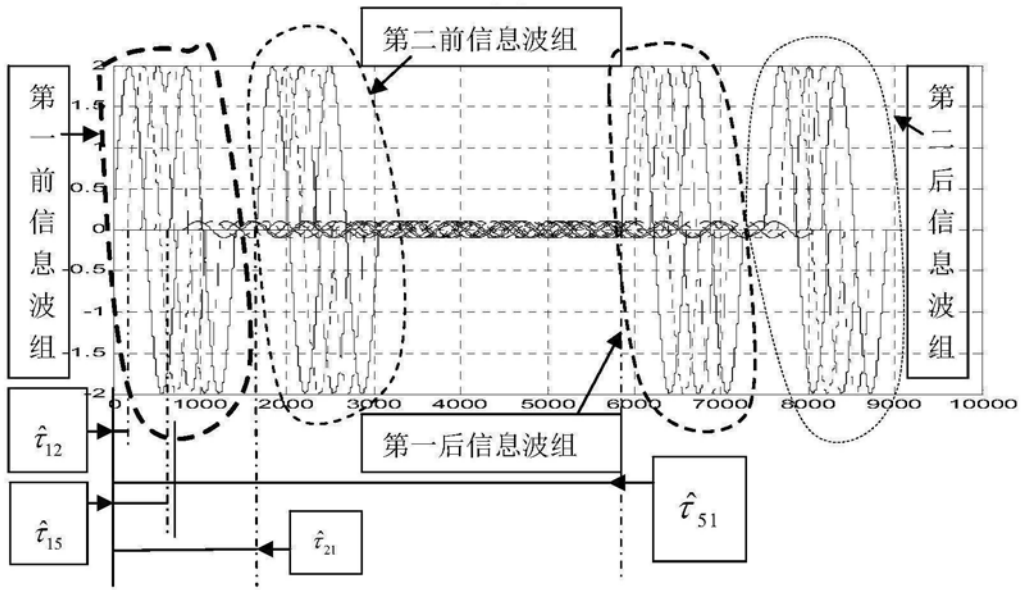


图7