

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局



(43) 国际公布日
2017年6月29日 (29.06.2017)

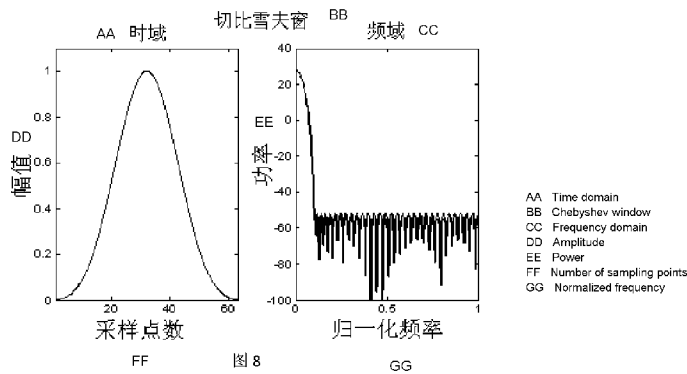
(10) 国际公布号
WO 2017/107938 A1

- (51) 国际专利分类号:
H04L 5/22 (2006.01) H04J 1/00 (2006.01)
H04J 3/00 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2016/111405
- (22) 国际申请日: 2016年12月22日 (22.12.2016)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201510979188.3 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977202.6 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510979707.6 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977201.1 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977154.0 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510979187.9 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977078.3 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976950.2 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976914.6 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510981430.0 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510979525.9 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510979680.0 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510979093.1 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976810.5 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977028.5 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510981466.9 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977187.5 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510979091.2 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977027.0 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976808.8 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510981427.9 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976738.6 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976723.X 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976985.6 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510981428.3 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977213.4 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976982.2 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976895.7 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977212.X 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976894.2 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510976691.3 2015年12月23日 (23.12.2015) CN
201510977211.5 2015年12月23日 (23.12.2015) CN

[见续页]

(54) Title: OVERLAPPED MULTIPLEXING MODULATION METHOD, APPARATUS AND SYSTEM

(54) 发明名称: 一种重叠复用调制方法、装置和系统



(57) Abstract: The present invention relates to an overlapped multiplexing modulation method, apparatus and system. The method comprises: generating an initial envelope waveform which is smooth in the time domain or frequency domain according to design parameters; shifting the initial envelope waveform in the time domain or frequency domain at a preset spectrum interval according to the number of times of overlapped multiplexing to obtain envelope waveforms of subcarriers; converting an inputted sequence of digital signals into a sequence of sign symbols; multiplying symbols in the sequence of sign symbols by the corresponding envelope waveforms of the subcarriers to obtain modulated envelope waveforms of the subcarriers; performing superposition on the modulated envelope waveforms of the subcarriers in the time domain or frequency domain to obtain a multiplex-modulated envelope waveform in the time domain or the frequency domain; and transforming the multiplex-modulated envelope waveform in the time domain or frequency domain to obtain a multiplex-modulated envelope waveform in the time domain or frequency domain. The obtained multiplex-modulated envelope waveform is smooth and energy-concentrated in the time domain or frequency domain and has a short duration, so that the spectrum utilization rate and signal transmission rate are high, and the transmission power and bit error rate are low.

(57) 摘要:

[见续页]



WO 2017/107938 A1



(71) 申请人: 深圳超级数据链技术有限公司 (SHENZHEN SUPER DATA LINK TECHNOLOGY LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田街道吉华路新天下华赛工业厂区 2 号厂房 101、(二楼) 201, Guangdong 518000 (CN)。

(72) 发明人: 刘若鹏 (LIU, Ruopeng); 中国广东省深圳市南山区高新区高新中一道 9 号软件大厦, Guangdong 518057 (CN)。季春霖 (JI, Chunlin); 中国广东省深圳市南山区高新区高新中一道 9 号软件大厦, Guangdong 518057 (CN)。张莎莎 (ZHANG, Shasha); 中国广东省深圳市南山区高新区高新中一道 9 号软件大厦, Guangdong 518057 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA,

LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

本发明涉及一种重叠复用调制方法、装置和系统, 根据设计参数生成一个时域或频域内波形平滑的初始包络波形; 根据重叠复用次数将所述初始包络波形在时域或频域上按预定的频谱间隔进行移位, 得到各子载波包络波形; 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列; 将所述正负符号序列中的符号与各自对应的子载波包络波形相乘, 得到各子载波的调制包络波形; 将所述各子载波的调制包络波形在时域或频域上进行叠加, 得到时域或频域上的复调制包络波形; 将所述时域或频域上的复调制包络波形进行变换, 得到时域或频域上的复调制包络波形。所得到的复调制包络波形, 在时域或频域上波形平滑, 时域或频域上能量集中且持续时间短, 因此频谱利用和信号传输速率高, 传输功率和误码率低。

一种重叠复用调制方法、装置和系统

技术领域

5 本发明涉及通信领域，具体涉及一种重叠复用调制方法、装置及重叠复用系统。

背景技术

时间分割（以下简称时分）复用（TDM: Time Division Multiplexing）是一种在数字通信中让多个占据较窄时间持续期的信号符号共享一个较宽时间持续期的技术。而频分复用 FDM（Frequency Division Multiplexing）是一种让多个占据较窄带宽的信号共享一个较宽带宽的技术。各被利用的信号带宽分别为 B_1 , B_2 , B_3 , B_4 , ..., 当然它们也可以占据相同带宽, ΔB 为最小保护带宽, 实际保护带宽可以宽裕一些。 ΔB 应大于所使用的解复用滤波器的过渡带宽加上系统的最大频率漂移及信道的最大频率扩散量。这是最常见的频分复用技术, 现有的绝大多数的广播系统、通信系统和雷达系统等都采用的是这种技术。这种技术的最大特点是

10 被利用的信号频谱之间是相互隔离的, 不会存在相互干扰。

如图 1A 所示为常规的时分复用技术的示意图; 图 1A 中各被复用信号符号的时间持续期（工程上称之为时隙宽度）分别为 T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , ..., 在工程上通常让它们占据相同的时隙宽度, ΔT 为最小保护时隙, 实际保护时隙宽度应该宽裕一些。 ΔT 应大于所使用解复用门电路的过渡时间宽度加上系统的最大时间抖动量。这是最常见的时分复用技术。现有绝大多数的多路数字广播系统、多路数字通信等系统采用的都是这种技术。

20

而图 1B 则对应于频分复用技术的示意图。各被利用的信号带宽分别为 B_1 , B_2 , B_3 , B_4 , ..., 当然它们也可以占据相同带宽, ΔB 为最小保护带宽, 实际保护带宽可以宽裕一些。 ΔB 应大于所使用的解复用滤波器的过渡带宽加上系统的最大频率漂移及信道的最大频率扩散量。这是最常见的频分复用技术, 现有的绝大多数的广播系统、通信系统和雷达系统等都采用的是这种技术。这种技术的最大特点是

25 被利用的信号频谱之间是相互隔离的, 不会存在相互干扰。

这种技术应用于数字通信时的最大特点是被复用信号符号之间在时间上是完全相互隔离的, 决不会存在相互干扰, 对被复用的信号符号没有任何限制, 各个信号的符号持续期（时隙宽度）可以有不同的宽度, 也能适用于不同的通信体制, 只要它们的时隙相互不重叠交叉就可以了, 因此使用最为广泛。但是这种复用, 复用本身对改善系统的频谱效率毫无作用。

30

所以, 传统的观点是相邻信道之间在时域上不重叠, 以避免相邻信道之间产生干扰, 但这种技术制约了频谱效率的提高。现有技术的时分复用技术的观点是各信道之间不但不需要相互隔离, 而且可以有很强的相互重叠, 如图 2A 所示,

35

现有技术将信道之间的重叠视为一种新的编码约束关系，并根据该约束关系提出了相应的调制和解调技术，因此称之为重叠时分复用（OvTDM: Overlapped Time Division Multiplexing），这种技术使得频谱效率随重叠次数 K 成比例的增加；而在频域上则对应为重叠频分复用（Overlapped Frequency Division Multiplexing），其对应于图 2B 所示。

5 理论上，当采用重叠时分复用技术或重叠频分复用进行数据传输时，重叠次数 K 可无限地增加，因此频谱效率也可无限地增加，但在实验室研究阶段却发现随着重叠次数 K 的增加，虽然频谱效率得到增加，但是传输功率随之也增长，而传输功率的增长反过来在一定程度上也限制了重叠次数 K 的增加，从而也限制了
10 频谱效率的增加。

发明内容

根据本申请的第一方面，本申请提供了一种重叠时分复用调制方法,包括:

根据设计参数生成在时域内波形平滑的初始包络波形;

15 根据重叠复用次数将初始包络波形在时域内按预定的移位间隔进行移位，以得到各个时刻发送信号的偏移包络波形;

将输入的数字信号序列转换成正负符号序列;

将转换后的正负符号序列与偏移后各个时刻发送信号的偏移包络波形相乘，以得到各个时刻的调制包络波形;

20 将各个时刻的调制包络波形在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形。

根据本申请的第二方面，本申请还提供了一种重叠时分复用调制装置,包括:

波形生成模块，用于根据设计参数生成在时域内波形平滑的初始包络波形;

25 移位模块，用于根据重叠复用次数将初始包络波形在时域内按预定的移位间隔进行移位，以得到各个时刻发送信号的偏移包络波形;

调制模块，用于将输入的数字信号序列转换成正负符号序列;

乘法模块，用于将输入的正负符号序列与偏移后各个时刻发送信号的偏移包络波形相乘，以得到各个时刻的调制包络波形;

30 叠加模块，用于将各个时刻的调制包络波形在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形。

本发明的第三个方面，提供一种重叠频分复用调制方法，包括以下步骤:

根据设计参数生成一个频域内波形平滑的初始包络波形;

根据重叠复用次数将所述初始包络波形在频域上按预定的频谱间隔进行移位，得到各子载波包络波形;

35 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列;

将所述正负符号序列中的符号与各自对应的子载波包络波形相乘，得到各子

载波的调制包络波形；

将所述各子载波的调制包络波形在频域上进行叠加，得到频域上的复调制包络波形；

将所述频域上的复调制包络波形进行变换，得到时域上的复调制包络波形。

- 5 本发明的第四个方面，提供一种重叠频分复用调制装置，包括：
波形生成模块，用于生成一个频域内波形平滑的初始包络波形；
移位模块，用于根据重叠复用次数将所述初始包络波形在频域上按预定的频谱间隔进行移位，得到各子载波包络波形；
转换模块，用于将输入的数字信号序列转换成正负符号序列；
10 乘法模块，用于将所述正负符号序列中的符号与各自对应的子载波包络波形相乘，得到各子载波的调制包络波形；
叠加模块，用于将所述各子载波的调制包络波形在频域上进行叠加，得到频域上的复调制包络波形；
变换模块，用于将所述频域上的复调制包络波形进行变换，得到时域上的复
15 调制包络波形。

本发明提供的重叠时分复用调制方法、装置及系统中，由于初始包络波形的时域波形较平滑，频域带宽较窄，叠加后的波形较平滑且限定在较窄带宽内，因此提高了系统的频谱利用率和传输速率，降低系统的误码率；而重叠频分复用
20 调制方法、装置及系统，由于生成的初始包络波形在频域内波形平滑，相应地，其在时域内能量集中且持续时间较短，因此经过其调制形成的复调制包络波形在时域能量集中且持续时间较短，因此其频谱利用率高，信号传输速率也高，并且只需要较低的传输功率，被解调时具有较低的误码率。

25 附图说明

- 图 1A 为常规的时分复用技术的示意图；
图 1B 为常规的频分复用技术的示意图；
图 2A 为重叠时分复用原理示意图；
图 2B 为重叠频分复用原理示意图；
30 图 3A 为本发明一种实施例中重叠时分复用系统的结构示意图；
图 3B 为本发明一种实施例中重叠频分复用系统的结构示意图；图 4A 为本发明一种实施例中重叠时分复用调制装置的结构示意图；
图 4B 为本发明一种实施例中重叠频分复用调制装置的结构示意图；
图 5A 为本发明一种实施例中重叠时分复用调制装置的硬件结构示意图；
35 图 5B 为本发明一种实施例中重叠频分复用调制装置的硬件结构示意图；
图 6 为本发明一种实施例中接收机预处理装置的结构示意图；

图 7 为本发明一种实施例中接收机序列检测装置的结构示意图；

图 8 为本发明一种实施例中切比雪夫包络波形的时域波形和频域波形图；

图 9 为本发明一种实施例中切比雪夫窗经移位后各个时刻的包络波形图；

5 图 10 为本发明一种实施例中采用切比雪夫包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 11 为 K 路波形复用的原理示意图；

图 12 为 K 路波形的符号叠加过程原理示意图；

图 13 为 K=3 时重叠时分复用系统的输入-输出关系树图；

图 14 为节点状态转移关系图；

10 图 15 为矩形波的时域和频域波形图；

图 16 为包络波形选择矩形波包络波形时生成的各个信号和叠加后的波形图；

图 17 为本发明一种实施例中布莱克曼一阶导数包络波形的时域波形和频域波形图；

15 图 18 为本发明一种实施例中布莱克曼-哈里斯一阶导数包络波形的时域波形和频域波形图；

图 19 为本发明一种实施例中采用布莱克曼一阶导数包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 20 为本发明一种实施例中采用布莱克曼-哈里斯一阶导数包络波形时待发送波形的叠加示意图。

20 图 21 为本发明一种实施例中巴特莱特包络波形的时域波形和频域波形图；

图 22 为本发明一种实施例中巴特莱特窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 23 为本发明一种实施例中采用巴特莱特包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 24 为本发明一种实施例中高斯包络波形的时域波形和频域波形图；

25 图 25 为本发明一种实施例中高斯窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 26 为本发明一种实施例中采用高斯包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 27 为本发明一种实施例中汉宁包络波形的时域波形和频域波形图；

图 28 为本发明一种实施例中汉宁窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 29 为本发明一种实施例中采用汉宁包络波形时待发送波形的叠加示意图；

30 图 30 为本发明一种实施例中凯塞包络波形的时域波形和频域波形图；

图 31 为本发明一种实施例中凯塞窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 32A 为本发明一种实施例中 $\beta=0.5$ 时采用凯塞包络波形时待发送波形的叠加示意图；

35 图 32B 为本发明一种实施例中 $\beta=2$ 时采用凯塞包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 32C 为本发明一种实施例中 $\beta=5$ 时采用凯塞包络波形时待发送波形的叠

加示意图；

图 33 为本发明一种实施例中汉明包络波形的时域波形和频域波形图；

图 34 为本发明一种实施例中汉明窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 35 为本发明一种实施例中采用汉明包络波形时待发送波形的叠加示意图；

5 图 36 为本发明一种实施例中巴特莱特-汉宁包络波形的时域波形和频域波形图；

图 37 为本发明一种实施例中巴特莱特-汉宁窗经移位后各个时刻的包络波形图；

10 图 38 为本发明一种实施例中采用巴特莱特-汉宁包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 39 为本发明一种实施例中布莱克曼包络波形的时域波形和频域波形图；

图 40 为本发明一种实施例中布莱克曼窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 41 为本发明一种实施例中采用布莱克曼包络波形时待发送波形的叠加示意图；

15 图 42 为本发明一种实施例中伯曼包络波形的时域波形和频域波形图；

图 43 为本发明一种实施例中伯曼窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 44 为本发明一种实施例中采用伯曼包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 45 为本发明一种实施例中平顶包络波形的时域波形和频域波形图；

图 46 为本发明一种实施例中平顶窗经移位后各个时刻的包络波形图；

20 图 47 为本发明一种实施例中采用平顶包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 48 为本发明一种实施例中纳托尔包络波形的时域波形和频域波形图；

图 49 为本发明一种实施例中纳托尔窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 50 为本发明一种实施例中采用纳托尔包络波形时待发送波形的叠加示意图；

25 图 51 为本发明一种实施例中三角形包络波形的时域波形和频域波形图；

图 52 为本发明一种实施例中三角形窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 53 为本发明一种实施例中采用三角形包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 54 为本发明一种实施例中巴尔森包络波形的时域波形和频域波形图；

30 图 55 为本发明一种实施例中巴尔森窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 56 为本发明一种实施例中采用巴尔森包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 57 为本发明一种实施例中图基包络波形的时域波形和频域波形图；

图 58 为本发明一种实施例中图基窗经移位后各个时刻的包络波形图；

35 图 59A 为本发明一种实施例中 $R=0.1$ 时采用图基包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 59B 为本发明一种实施例中 $R=0.5$ 时采用图基包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 59C 为本发明一种实施例中 $R=0.9$ 时采用图基包络波形时待发送波形的叠加示意图；

5 图 60 为本发明一种实施例中泰勒包络波形的时域波形和频域波形图；

图 61 为本发明一种实施例中泰勒窗经移位后各个时刻的包络波形图；

图 62A 为本发明一种实施例中 $nbar = 4, sll = -30$ 时采用泰勒包络波形时待发送波形的叠加示意图；

10 图 62B 为本发明一种实施例中 $nbar = 6, sll = -50$ 时采用泰勒包络波形时待发送波形的叠加示意图；

图 62C 为本发明一种实施例中 $nbar = 8, sll = -80$ 时采用泰勒包络波形时待发送波形的叠加示意图；

具体实施方式

15 下面通过具体实施方式结合附图对本发明作进一步详细说明。

在对重叠时分复用技术研究中，发明人发现传输功率的增长主要跟被复用信号（即调制窗函数）的频谱有关，并非如理论上所设想的对复用信号频谱的形状、带宽没有任何要求。虽然现有技术中存在很多窗函数，理论上可自由采用各种窗函数对传输符号进行调制，但由于矩形窗相较于其它窗函数在产生、设计和应用上更容易、成本更低，因此目前在进行信号调制时优先采用矩形窗，而矩形波的

20 频谱带宽较宽，复用波形系统性能很差，导致所需的传输功率和误码率都很高。

基于上述发现，在本发明实施例中，在应用重叠时分复用技术时采用一种优于矩形波的窗函数对输入的数字信号序列进行调制。

25 请参考图 3A，重叠时分复用系统包括信号发射机 A01 和接收机 A02。

发射机 A01 包括重叠时分复用调制装置 301 和发射装置 302。重叠时分复用调制装置 301 用于生成携带输出信号序列的复调制包络波形；发射装置 102 用于将该复调制包络波形发射到接收机 A02。

30 接收机 A02 包括接收装置 303 和序列检测装置 305。接收装置 303 用于接收发射装置 302 发射的复调制包络波形；序列检测装置 305 用于对接收的复调制包络波形进行时域内的数据序列检测，以进行判决输出。

优选的，接收机 A02 还包括设置在接收装置 303 和序列检测装置 305 之间的预处理装置 304，用于辅助形成每一帧内的同步接收数字信号序列。

35 在发射机 A01 中，输入的数字信号序列通过重叠时分复用调制装置 301 形成多个符号在时域上相互重叠的发射信号，再由发射装置 302 将该发射信号发射到接收机 A02。接收机 A02 的接收装置 303 接收发射装置 302 发射的信号，经过预

处理装置 304 形成适合序列检测装置 305 进行检测接收的数字信号，序列检测装置 305 对接收信号进行时域内的数据序列检测，从而输出判决。

而对应的发射机和接收机在重叠频分复用系统中的结构则如图 3B 所示，发射机 B1 包括重叠频分复用调制装置 310 和发射装置 320，其中，重叠频分复用调制装置 310 用于调制生成携带输出信号序列的复调制包络波形，发射装置 320 用于将上述复调制包络波形发射到接收机 B2。接收机 B2 包括接收装置 330 和重叠频分复用解调装置 340，其中，接收装置 330 用于接收发射装置 320 发送的上述复调制包络波形，重叠频分复用解调装置 340 用于对接收的复调制包络波形进行解调译码。

10 请参考图 4A，图 3A 中的重叠时分复用调制装置 301（OvTDM 调制装置）包括波形生成模块 301、移位模块 302、乘法模块 303 和叠加模块 304。

波形生成模块 301 用于根据设计参数生成在时域内波形平滑的初始包络波形。

移位模块 302 用于根据重叠复用次数将初始包络波形在时域内按预定的移位间隔进行移位，以得到各个时刻发送信号的偏移包络波形。

15 调制模块 305 用于将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

乘法模块 303 用于将转换后的正负符号序列与偏移后各个时刻发送信号的偏移包络波形相乘，以得到各个时刻的调制包络波形。

叠加模块 304 用于将各个时刻的调制包络波形在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形。

20 而在图 4B 所述的重叠频分复用调制装置中，重叠频分复用调制装置 310 包括波形生成模块 411、移位模块 412、转换模块 413、乘法模块 414、叠加模块 415 和变换模块 416。

波形生成模块 411 用于根据设计参数生成一个频域内波形平滑的初始包络波形。在一实施例中，设计参数至少包括初始包络波形的带宽宽度。

25 移位模块 412 用于根据重叠复用次数将初始包络波形在频域上按预定的频谱间隔进行移位，得到各子载波包络波形。在一实施例中，频谱间隔为子载波频谱间隔 ΔB ，其中子载波频谱间隔 $\Delta B = B/K$ ， B 为初始包络波形的带宽， K 为重叠复用次数。

30 转换模块 413 用于将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。在一实施例中，转换模块 413 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列具体为：将输入的数字信号序列中的 0 转换为 $+A$ ，数字信号序列中的 1 转换为 $-A$ ，以形成正负符号序列并输出。例如，取 $A = 1$ ，在一具体实施例中，转换模块 413 采用 BPSK 调制方式，将输入的 $\{0, 1\}$ 比特序列经过调制转换成 $\{+1, -1\}$ 的符号序列。

乘法模块 414 用于将上述正负符号序列中的符号与各自对应的子载波包络波形相乘，得到各子载波的调制包络波形。

叠加模块 415 用于将上述各子载波的调制包络波形在频域上进行叠加，得到

频域上的复调制包络波形。

变换模块 416 用于将上述频域上的复调制包络波形变换到到域上的复调制包络波形。在一具体实施例中，变换模块 416 可以采用傅氏反变换，将上述频域上的复调制包络波形变换成时域上的复调制包络波形。

5 上述调制生成的复调制包络波形携带有与转换得到的正负符号序列对应的输出信号序列，此输出信号序列由各频谱间隔的输出信号组成，各频谱间隔的输出信号为各频谱间隔内的调制包络波形的运算值叠加后的结果，当调制包络波形由正符号与子载波包络波形相乘得到时，其运算值为+1，由负符号与子载波包络波形相乘得到时，其运算值为-1。

10 回到图 4A，下面结合重叠时分复用调制方法，对重叠时分复用调制装置 101 做进一步说明，重叠时分复用调制方法包括下面步骤：

(1) 波形生成模块 401 根据设计参数生成在时域内波形平滑的初始包络波形 $h(t)$ 。

15 在生成初始包络波形时，可以通过用户输入设计参数，以实现在实际系统中根据系统性能指标灵活配置。

在某些实施例中，当初始包络波形的旁瓣衰减已经确定时，设计参数包括初始包络波形的窗长度 L ，例如当初始包络波形为巴特莱特包络波形时。

在某些实施例中，设计参数包括初始包络波形的窗长度 L 和旁瓣衰减 r ，例如当初始包络波形为切比雪夫包络波形时。

20 当然，当初始包络波形为其他形式时，可以根据相应初始包络波形的特点确定设计参数。

(2) 移位模块 402 根据重叠复用次数 K 将初始包络波形在时域内按预定的移位间隔进行移位，以得到各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 。

其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ，时间间隔 ΔT 为： $\Delta T=L/K$ 。

25 另外，还需要保证 ΔT 不小于系统采样率的倒数。

i 的取值与输入符号长度 N 有关，且 i 取 0 到 $N-1$ 的整数。例如，当 $N=8$ 时， i 取 0 至 7 的整数。

(3) 调制模块 405 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

30 具体的，调制模块 405 将输入的数字信号序列中的 0 转换为+A，1 转换为-A， A 取值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如，取 A 为 1 时，将输入的 {0,1} 比特序列经过 BPSK (Binary Phase Shift Keying, 移相键控) 调制转换成 {+1, -1} 符号序列。

(4) 乘法模块 403 将转换后的正负符号序列 x_i 与偏移后各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，以得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 。

35 (5) 叠加模块 404 将各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。

发送的信号可以如下表示：

$$s(t) = \sum_i x_i h(t - i \times \Delta T)$$

5 由于初始包络波形的时域波形较平滑，频域带宽较窄，叠加后的波形较平滑且限定在较窄带宽内，因此提高了系统的频谱利用率和传输速率，降低系统的误码率。

请参考图 5A，具体的，重叠时分复用调制装置 301 可通过下面硬件单元实现。
10 重叠时分复用调制装置 301 包括数字波形发生器 501、移位寄存器 502、调制器 503、乘法器 504 及加法器 505。

首先由数字波形发生器 501 以数字方式形成第一个初始包络波形的同相波形，该初始包络波形在时域内平滑；再由移位寄存器 502 将数字波形发生器 401 产生的第一个初始包络波形的同相波形进行移位，以产生各个时刻发送信号的偏移包
15 络波形；接着，调制器 503 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列，乘法器 504 则将转换后的正负符号序列与偏移后各个时刻发送信号的偏移包络波形相乘，以得到各个时刻的调制包络波形；最后由加法器 505 将各个时刻的调制包络波形在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，形成发射信号。

而对于重叠频分复用系统的解调装置，其结构如图 5B 所示，重叠频分复用
20 解调装置包括频谱模块 51、频率分段模块 52、卷积编码模块 53 和数据检测模块 54。

频谱模块 51 用于将上述时间域上的接收符号序列进行变换以形成接收信号
频谱。在一具体实施例中，频谱模块 51 采用傅氏变换，将上述时间域上的接收符号序列变换成接收信号频谱。

25 频率分段模块 52 用于将接收信号频谱在频域以子载波频谱间隔 ΔB 进行分段得到接收信号分段频谱。

卷积编码模块 53 用于对各子载波频谱间隔 ΔB 内的接收信号分段频谱进行卷积编码，得到接收信号频谱与发射机中经输入的数字信号序列转换成的正负符号序列之间的一一对应关系。

30 数据检测模块 54 用于根据上述一一对应关系，检测出上述正负符号序列。

请参考图 6，为本发明实施例，重叠时分系统中接收机 A02 的预处理装置的框图。

预处理装置包括同步器 501、信道估计器 502 和数字化处理器 503。其中同步器 501 对接收信号在接收机内形成符号时间同步；接着信道估计器 502 对信道参数进行估计；数字化处理器 503 对每一帧内的接收信号进行数字化处理，从而形
35 成适合序列检测装置进行序列检测接收的数字信号序列。

请参考图 7，为本发明，重叠时分系统实施例中接收机 A02 的序列检测装置 202 的框图。

序列检测装置包括分析单元存储器 701、比较器 702 及多个保留路径存储器 703 和欧氏距离存储器 704 或加权欧氏距离存储器（图中未示出）。在检测过程中，分析单元存储器 701 做出重叠时分复用系统的复数卷积编码模型及格状图，并列 5 出重叠时分复用系统的全部状态，并存储；而比较器 702 根据分析单元存储器 701 中的格状图，搜索出与接收数字信号最小欧氏距离或加权最小欧氏距离的路径；而保留路径存储器 703 和欧氏距离存储器 704 或加权欧氏距离存储器则分别用于存储比较器 702 输出的保留路径和欧氏距离或加权欧氏距离。其中，保留 10 路径存储器 703 和欧氏距离存储器 704 或加权欧氏距离存储器需要为每一个稳定状态各准备一个。保留路径存储器 703 长度可以优选为 4K~5K。欧氏距离存储器 604 或加权欧氏距离存储器优选为只存储相对距离。

重叠时分/频分复用调制方法、装置及系统中采用的初始包络波形可以包括切比雪夫（Chebyshev）、高斯（Gaussian）、汉明（Hamming）、汉宁（Hann）、布莱克曼（Blackman）、布莱克曼-哈里斯（Blackman-Harris）、巴特莱特（Bartlett）、巴特莱特-汉宁（Bartlett-Hanning）、伯曼（Bohman）、平顶（Flat Top）、纳托尔（Nuttall）、巴尔森（Parzen）、泰勒（Taylor）、图基（Tukey）、凯塞（Kaiser）、三角形（Triangular）等复用波形及以其为基础的演变波形。

20

实施例一

本实施例以初始包络波形为切比雪夫包络波形，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

请参考图 5，信号生成过程包括下面步骤：

（1）首先根据设计参数生成发送信号的切比雪夫包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ，旁瓣衰减 $r = 80\text{dB}$ ，其时域波形和频域波形如附图 8 所示。从图 8 中可以看出，时域波形中切比雪夫窗是由近似 0 点 30 开始，频域旁瓣衰减为 80dB。

（2）将（1）所设计的切比雪夫包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ （由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 0~7），移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 9 所示。

（3）将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的，可以将输入的数字信号序列中的 0 转换为 $+A$ ，1 转换为 $-A$ ， A 取

值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如，取 A 为 1 时，将输入的{0,1}比特序列经过 BPSK 调制转换成{+1、-1}符号序列。

(4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 10 所示，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。发射信号波形图如图 10 中的实线波形所示。

10 发送的信号可以表示为：

$$s(t) = \sum_i x_i h(t - i \times \Delta T)$$

具体的，输出信号序列通过下面方式确定：

15 当调制包络波形由正符号与该时刻包络波形相乘得到时，令该调制包络波形的运算值为+A，当调制包络波形由负符号与该时刻包络波形相乘得到时，令该调制包络波形的运算值为-A。对于每个移位间隔，将位于该移位间隔内的调制包络波形的运算值叠加，得出该移位间隔的输出信号，从而形成输出信号序列。

故，本实施例中，A 取值为 1 时，叠加后的输出符号（输出信号序列）即为：

20 $s(t) = \{+1 +2 +1 -1 -3 -1 -1 +1\}$ 。

请参考图 11，为 K 路波形复用的原理示意图，其呈平行四边形形状。其中，每一行表示一个所要发送的符号 x_i 与相应时刻的包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘后得到的待发送信号波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 。 $a_0 \sim a_{k-1}$ 表示对每个窗函数波形（包络波形）进行 K 次分段得到的每部分的系数值，具体为关于幅度值的系数。

25 由于将输入的数字信号序列转换成正负符号序列时，将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$ ，A 取值为非 0 任意数以得到正负符号序列。例如，A 取值为 1 时，将输入的{0,1}比特序列经过 BPSK 调制转换成{+1、-1}符号序列，以得到正负符号序列。所以图 12 所示即为 K 路波形的符号叠加过程原理示意图。图 12 30 叠加过程中，第 1 行左边 3 个数表示第 1 个输入符号+1，第 2 行左边 3 个数表示第 2 个输入符号+1，第 3 行左边 3 个数表示第 3 个输入符号-1，第 1 行中间 3 个数表示第 4 个输入符号-1，第 2 行中间 3 个数表示第 5 个输入符号-1，第 3 行中间 3 个数表示第 6 个输入符号+1，第 1 行右边 3 个数表示第 7 个输入符号-1，第 2 行右边 3 个数表示第 8 个输入符号+1。因此，三个波形叠加后，得到的输出符 35 号为 $\{+1 +2 +1 -1 -3 -1 -1 +1\}$ 。

当然，如果输入符号的长度为其他数值时，可以按照图 11 和图 12 所示的方

式进行叠加，以得到输出符号。

5 由于切比雪夫包络波形在时域由 0 (0.0028, 接近 0) 开始，具有平滑的波形，因此叠加后的波形较平滑，频域带宽较窄，使得叠加后的波形频谱效率较高，发送信号所需的传输功率较低。又因为切比雪夫包络波形可以自行设计旁瓣衰减，因此在实际系统中可根据系统性能指标灵活配置。

请参考图 6 和图 7，信号接收过程包括下面步骤：

- (1) 首先对接收信号进行同步，包括载波同步、帧同步、符号时间同步等。
- (2) 根据取样定理，对每一帧内的接收信号进行数字化处理。
- 10 (3) 对接收到的波形按照波形发送时间间隔切割。
- (4) 对接收的信号进行时间域内的数据序列检测，以进行判决输出，即按照一定的译码算法对切割后的波形进行译码。

经过上述 (1) ~ (2) 的预处理步骤后，波形切割后得到的接收符号序列为：
 $s(t) = \{+1 +2 +1 -1 -3 -1 -1 +1 \}$ ，对符号序列根据图 7 输入-输出关系的树图和图 8
 15 节点状态转移关系图，进行符号之间的前后比较，得到节点转移路径。

图 13 中，向上的树枝为+1 输入，向下的树枝为-1 输入。在第三枝以后该树图就变成重复的了，因为凡是标记为 a 的节点辐射出的树枝都有同样的输出，该结论对节点 b、c、d 也同样适用。它们不外乎是如图 14 所示的几种可能，从图
 20 14 中可以看出从节点 a 只能转移到(经输入+1)节点 a 及(经输入-1)节点 b，同时 b 只能到(输入+1)c 及(输入-1)d，c 只能到(输入+1)a 及(输入-1)b，d 只能到(输入+1)c 及(输入-1)d。产生这种现象的原因很简单，因为只有相邻 K(具体到本例是 3)个符号才会形成相互干扰。所以当第 K 位数据输入到信道时，最早来的第 1 位数据已经移出最右边的一个移位单元了。因此信道的输出除了取决于现时刻数据的输入，还决定于前 K-1 个数据的输入。

25 本案例中的节点状态转移如图 13 中的加黑粗线所示，由于 s(t)的第一个符号为+1，所以节点转移路径为： $+1 \rightarrow a \rightarrow a \rightarrow b \rightarrow d \rightarrow d \rightarrow c \rightarrow b \rightarrow c$ ，根据此转移关系即可求出输入的符号序列为 $\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1 \}$ 。

30 本实施例中，由于切比雪夫包络波形在时域上较平滑，且旁瓣衰减较快，因此所需的传输功率较低，对波形进行切割时精度更高，接收到的符号序列准确度更好。

请参考图 15，为矩形波的时域和频域波形图。当初始包络波形选择矩形波包络波形时，那么根据上述信号生成过程生成的各个信号和叠加后的波形图如图 16
 35 所示，其中三条不同的虚线表示三个波形图，实线表示叠加后的波形图。

从图 16 中可以看出，矩形波在时域上由 1 开始，并且带宽较宽，在频域上旁瓣衰减缓慢，因此时域叠加后的波形不平滑，频域带宽较宽，有效信号和无效信

号难以区分，使得发送和接收信号过程中所需要的传输功率增加，接收信号过程中波形切割的准确率和编解码能力降低。在实际系统中传输速率相同和频谱效率相同的情况下，使用矩形波时所需的传输功率和误码率都很高。

然而本实施例中采用的切比雪夫窗在时域的起点由 0(0.0028, 接近 0)开始，
5 旁瓣衰减较快，信号叠加后的波形平滑，频域带宽较窄，提高了波形切割过程的准确率和编解码过程的纠错能力，降低了信号的传输功率，使得在频谱效率一定时，使用较低的传输功率就能达到较高的传输速率。又因为切比雪夫窗可以自行设计旁瓣衰减，因此在实际系统中可根据系统性能指标灵活配置。

另外，在其他实施例中，初始包络波形还可以选择各种以切比雪夫窗函数演
10 变的函数的包络波形，包括切比雪夫脉冲成型的连乘、各阶导数、各阶导数之和等函数的包络波形，这些包络波形在时域上同样具有波形平滑的特点，因此采用这些包络波形后均可以达到与采用切比雪夫包络波形相近似的效果。

该实施例也可以应用在重叠频分复用系统中，区别仅在于，切比雪夫包络波形为频域上的函数波形，即图 8 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一
15 化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

实施例二

本实施例以初始包络波形分别为布莱克曼一阶导数、布莱克曼-哈里斯一阶导数
20 复用波形，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。

同样请参考图 5，信号生成过程包括下面步骤：

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的布莱克曼一阶导数、布莱克曼-哈里斯一阶导数对应的包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中的窗长度 $L=63$ ，其对应的时域波形和频域波形分别如
25 图 17 和图 18 所示。

从图 17 中可以看出，布莱克曼一阶导数的包络波形在时域中是由近似 0 点开始，在后半部分幅值变为负数，波形趋近于正弦波，频域旁瓣衰减为 40dB 左右。

从图 18 中可以看出，布莱克曼-哈里斯一阶导数的包络波形在时域中是由近似 0 点开始，在后半部分幅值变为负数，波形趋近于正弦波，频域旁瓣衰减为 100dB
30 左右。

具体的，对于布莱克曼窗函数，其可通过下面公式表示：

$$\omega(n)=0.42-0.5\cos(2\pi n/(N-1))+0.08\cos(4\pi n/(N-1))$$

其中， N 为窗长度， $0 \leq n \leq M-1$ ，当 N 为偶数时， $M=N/2$ ，当 N 为奇数时， $M=(N+1)/2$ 。

需要说明的是，由于上述公式中， $0 \leq n \leq M-1$ ，即得到的波形为前半部分布
35 莱克曼窗，对于后半部分布莱克曼窗的波形（即 $M \leq n \leq N-1$ 时），其与前半部分

的波形以直线 $n=M$ 呈轴对称，即将前半部分波形沿直线 $n=M$ 水平翻转后即可得到。

具体的，对于布莱克曼-哈里斯窗函数（对称函数），其可通过下面公式表示：

$$\omega(n) = a_0 - a_1 \cos(2\pi n/(N-1)) + a_2 \cos(4\pi n/(N-1)) + a_3 \cos(6\pi n/(N-1))$$

5 对于布莱克曼-哈里斯窗函数（周期函数），其可通过下面公式表示：

$$\omega(n) = a_0 - a_1 \cos 2\pi n/N + a_2 \cos 4\pi n/N + a_3 \cos 6\pi n/N$$

其中， N 为窗长度， $0 \leq n \leq N-1$ ， $a_0=0.35875$ ， $a_1=0.48829$ ， $a_2=0.14128$ ， $a_3=0.01168$ 。需要说明的是，上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

10 (2) 将 (1) 所设计的布莱克曼一阶导数、布莱克曼-哈里斯一阶导数包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 $0 \sim 7$)。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

15 具体的，可以将输入的数字信号序列中的 $0,1$ 转换为 $\pm A$ ， A 取值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如， A 取值为 1 时，将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1, -1\}$ 符号序列。

20 (4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 中的符号与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形分别如图 19、20 所示，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。发射信号波形图分别如图 19 和图 20 中的实线波形所示。

发送的信号可以表示为：

$$25 \quad s(t) = \sum_i x_i h(t - i \times \Delta T)$$

具体的，输出信号序列通过下面方式确定：

30 当调制包络波形由正符号与该时刻包络波形相乘得到时，令该调制包络波形的运算值为 $+A$ ，当调制包络波形由负符号与该时刻包络波形相乘得到时，令该调制包络波形的运算值为 $-A$ 。对于每个移位间隔，将位于该移位间隔内的调制包络波形的运算值叠加，得出该移位间隔的输出信号，从而形成输出信号序列。

故，本实施例中， A 取值为 1 时，叠加后的输出符号（输出信号序列）即为：
 $s(t) = \{+1 +2 +1 -1 -3 -1 -1 +1\}$ 。

35 初始包络波形分别为布莱克曼一阶导数、布莱克曼-哈里斯一阶导数复用波形时，波形复用原理示及符号叠加过程原理与实施例一相同，请参考附图 11 和图

12。

本实施例中，信号接收过程与实施例一采用切比雪夫包络波形时的信号接收过程相同，因此，本实施例不再赘述。

5 由于布莱克曼一阶导数、布莱克曼-哈里斯一阶导数复用波形在时域上较平滑，且旁瓣衰减较快，因此所需的传输功率较低，对波形进行切割时精度更高，接收到的符号序列准确度更好。

10 矩形波的特点是主瓣比较集中，缺点是旁瓣较高，并有负旁瓣，导致变换中带进了高频干扰和泄漏，甚至出现负频谱现象，幅值识别精度最低。布莱克曼一阶导数和布莱克曼-哈里斯一阶导数复用波形的特点是主瓣宽，旁瓣比较低，幅值识别精度最高，有更好的选择性。

15 以布莱克曼一阶导数、布莱克曼-哈里斯一阶导数为复用波形的 OvTDM 过程，信号发送过程中，时域波形平滑，频域带宽较窄，发送信号所需的传输功率较低，且频谱利用率和传输速率都较高。接收信号过程中，由于波形在时域较平滑，因此在对波形切割时准确度更高，降低了系统的误码率。系统性能较矩形波得到了很大的改善。

另外，在其他实施例中，初始包络波形还可以选择各种布莱克曼窗原型，或以布莱克曼窗函数演变的其他函数的包络波形，包括布莱克曼脉冲成型的连乘、各阶导数、各阶导数之和等函数的包络波形，采用这些包络波形后均可以达到与采用布莱克曼波形一阶导数相近似的效果。

20 或者，初始包络波形选择各种布莱克曼-哈里斯窗原型，或以布莱克曼-哈里斯窗函数演变的其他函数的包络波形，包括布莱克曼-哈里斯脉冲成型的连乘、各阶导数、各阶导数之和等函数的包络波形，这些包络波形在时域上同样具有波形平滑的特点，因此采用这些包络波形后均可以达到与采用布莱克曼-哈里斯波形一阶导数相近似的效果。

25 该实施例也可以应用在重叠频分复用系统中，区别仅在于，布莱克曼包络波形为频域上的函数波形，即图 17、18 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

实施例三

30 本实施例以 OvTDM 系统中的巴特莱特包络波形进行调制解调。本实施例中初始包络波形为巴特莱特（Bartlett）包络波形或其演变窗函数的包络波形。

下面则以初始包络波形为巴特莱特（Bartlett）包络波形来对本申请做进一步说明。其中，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤：

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的巴特莱特 (Bartlett) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中, 窗长度 $L=63$, 其时域波形和频域波形如附图 21 所示。从图 21 中可以看出, 时域中巴特莱特 (Bartlett) 窗是由 0 开始, 频域带外衰减近 30dB。

5 具体的, 巴特莱特 (Bartlett) 窗函数可以通过下面公式表示:

$$w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{N}, & 0 \leq n \leq \frac{N}{2} \\ 2 - \frac{2n}{N}, & \frac{N}{2} \leq n \leq N \end{cases}$$

其中, 巴特莱特 (Bartlett) 窗的窗长度 $L=N+1$ 。需要说明的是, 上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

10 基于前面的实施例可知, 若该实施例应用在 OFDM 系统中时, 巴特莱特包络波形为频域上的函数波形, 即图 21 中的左图为频域上的采样, 右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似, 再次不再赘述。

(2) 将 (1) 所设计的巴特莱特 (Bartlett) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位, 其中, 移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后, 形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$, 因此 i 为整数且取值 15 为 $0\sim 7$), 移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 22 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的, 可以将输入的数字信号序列中的 0 转换为+1, 1 转换为-1, 以得到正负符号序列。例如, 将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1, -1\}$ 符号序列。

20 (4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘, 得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$; 形成后的波形如图 23 所示, 其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

25 (5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加, 以得到携带输出信号序列的复调制包络波形, 即发送的信号。发射信号波形图如图 23 中的实线波形所示。

而信号的接收方法与前面实施例的方法相似, 在此不再赘述。

实施例四

30 下面则以初始包络波形为高斯 (Gaussian) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中, 重叠复用次数 $K=3$, 输入符号长度 $N=8$, 输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1$

-1 +1}为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤：

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的高斯 (Gaussian) 包络波形 $h(t)$ 。

5 本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ， $\text{Alpha}=2.5$ ，其时域波形和频域波形如附图 24 所示。从图 24 中可以看出，时域波形中高斯 (Gaussian) 窗是由近似 0 点开始，频域旁瓣衰减近 50dB。

具体的，对于高斯 (Gaussian) 窗函数，其可通过下面公式表示：

$$w(n) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{n}{N/2} \right)^2}$$

10 其中， N 为窗长度， $-N/2 \leq n \leq N/2$ ， α 为预设参数，图 24 中示出了 α 分别为 2.5、1.5、0.5 时高斯 (Gaussian) 窗的时域波形和频域波形。

基于前面的实施例可知，若该实施例应用在 OvFDM 系统中时，高斯包络波形为频域上的函数波形，即图 24 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

15 (2) 将 (1) 所设计的高斯 (Gaussian) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 0~7)，移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 25 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

20 具体的，可以将输入的数字信号序列中的 0 转换为 +A，1 转换为 -A，以得到正负符号序列。例如， A 取值为 1 时，将输入的 {0,1} 比特序列经过 BPSK 调制转换成 {+1、-1} 符号序列。

(4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 26 所示，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

25 (5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。发射信号波形图如图 26 中的实线波形所示。

30 而信号的接收方法与前面实施例的方法相似，在此不再赘述。

实施例五

本实施例中，初始包络波形为汉宁（Hann）包络波形或其演变窗函数的包络波形。

下面则以初始包络波形为汉宁（Hann）包络波形来对本申请做进一步说明。其中，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤：

（1）首先根据设计参数生成发送信号的汉宁（Hann）包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ，其时域波形和频域波形如附图 27 所示。从图 27 中可以看出，时域波形中汉宁（Hann）窗是由 0 点开始的，频域旁瓣衰减近似为 80dB。另外，图 27 中分别示出了采用 symmetric 抽样和 periodic 抽样得到的汉宁（Hann）窗的时域波形和频域波形。

具体的，对于汉宁（Hann）窗函数，其可通过下面公式表示：

$$\omega(n)=0.5(1-\cos(2\pi n/N))$$

其中， $0 \leq n \leq N$ ，窗长度 $L=N+1$ 。需要说明的是，上述公式中的 n 仅代表一般表达式中的函数变量。

基于前面的实施例可知，若该实施例应用在 OvFDM 系统中时，汉宁包络波形为频域上的函数波形，即图 27 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

（2）将（1）所设计的汉宁（Hann）包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ （由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 0~7），移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 28 所示。

（3）将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的，可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$ ， A 取值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如，取 A 为 1 时，将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1, -1\}$ 符号序列。

（4）将正负符号序列 x_i （本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ ）与（2）生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 29 所示，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

（5）将（4）所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。

而信号的接收方法与前面实施例的方法相似，在此不再赘述。

35

实施例六

下面则以初始包络波形为凯塞 (Kaiser) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

5 信号生成过程包括下面步骤：

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的凯塞 (Kaiser) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ， β 分别为 0.5、2、5，其时域波形和频域波形如附图 30 所示。从图 30 中可以看出，随着 β 的增加，时域波形起点逐渐趋近于 0，波形越来越平滑；频域波形旁瓣衰减越快，因此后面步骤中叠
10 加后的性能更优。图 30 中分别示出了 β 为 0.5、2、5 时，凯塞 (Kaiser) 窗的时域波形和频域波形。

具体的，对于凯塞 (Kaiser) 窗函数，其可通过下面公式表示：

$$w[n] = \frac{I_0\left[\beta \sqrt{1 - \left(\frac{2n}{N-1} - 1\right)^2}\right]}{I_0\beta}$$

15 其中， $I_0(\beta)$ 是第一类变形零阶贝塞尔函数， β 是窗函数的形状参数，其由下式确定：

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(\alpha - 8.7), & \alpha > 50 \\ 0.5842(\alpha - 21)^{0.4} + 0.07886(\alpha - 21), & 50 \geq \alpha \geq 21 \\ 0, & \alpha < 21 \end{cases}$$

α 为凯塞 (Kaiser) 窗函数的主瓣值和旁瓣值之间的差值 (dB)，改变 β 的值，可以对产瓣宽度和旁瓣衰减进行自由选择。 β 值越大，窗函数频谱的旁瓣值
20 就越小，而其主瓣宽度就越宽。需要说明的是，上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知，若该实施例应用在 OvFDM 系统中时，凯塞包络波形为频域上的函数波形，即图 30 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

25 (2) 将 (1) 所设计的凯塞 (Kaiser) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 0~7)，移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 31 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的, 可以将输入的数字信号序列中的 0 转换为+A, 1 转换为-A, 以得到正负符号序列。例如, 取 $A=1$, 将输入的{0,1}比特序列经过 BPSK 调制转换成{+1,-1}符号序列。

5 (4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘, 得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$; 形成后的波形如图 32 (图 32A~图 32C) 所示, 其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

10 (5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加, 以得到携带输出信号序列的复调制包络波形, 即发送的信号。

实施例七

下面则以初始包络波形为汉明 (Hamming) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中, 重叠复用次数 $K=3$, 输入符号长度 $N=8$, 输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中, 输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤:

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的汉明 (Hamming) 包络波形 $h(t)$ 。

20 本实施例中设计参数中, 窗长度 $L=63$, 其时域波形和频域波形如附图 33 所示。从图 33 中可以看出, 时域波形中汉明 (Hamming) 窗是由近似 0 (0.08) 点开始, 频域旁瓣衰减为近 50dB。另外, 图 33 中分别示出了采用 symmetric 抽样和 periodic 抽样得到的汉明 (Hamming) 窗的时域波形和频域波形。

具体的, 对于汉明 (Hamming) 窗函数, 其可通过下面公式表示:

$$\omega(n)=0.54-0.46\cos(2\pi n/N)$$

25 其中, $0\leq n\leq N$, 窗长度 $L=N+1$ 。需要说明的是, 上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知, 若该实施例应用在 OvFDM 系统中时, 汉明包络波形为频域上的函数波形, 即图 33 中的左图为频域上的采样, 右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似, 再次不再赘述。

30 (2) 将 (1) 所设计的汉明 (Hamming) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位, 其中, 移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T=L/K=21$)。移位后, 形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$, 因此 i 为整数且取值为 0~7), 移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 34 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

35 具体的, 可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$, A 取值为非 0 任意数, 以得到正负符号序列。例如, 取 A 为 1 时, 将输入的{0,1}比特序列经过 BPSK

调制转换成{+1、-1}符号序列。

(4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘, 得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$; 形成后的波形如图 35 所示, 其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加, 以得到携带输出信号序列的复调制包络波形, 即发送的信号。

实施例八

下面则以初始包络波形为巴特莱特-汉宁 (Bartlett-Hanning) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中, 重叠复用次数 $K=3$, 输入符号长度 $N=8$, 输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中, 输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤:

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的巴特莱特-汉宁 (Bartlett-Hanning) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中, 窗长度 $L=63$, 其时域波形和频域波形如附图 36 所示。从图 36 中可以看出, 时域波形中巴特莱特-汉宁 (Bartlett-Hanning) 窗是由 0 点开始, 频域旁瓣衰减为近 40dB。

具体的, 对于汉明窗函数, 其可通过下面公式表示:

$$\omega(n)=0.62-0.48\ln/N-0.5|+0.38\cos(2\pi(n/N-0.5))$$

其中, $0 \leq n \leq N$, 窗长度 $L=N+1$ 。需要说明的是, 上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知, 若该实施例应用在 OvFDM 系统中时, 巴特莱特-汉宁包络波形为频域上的函数波形, 即图 36 中的左图为频域上的采样, 右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似, 再次不再赘述。

(2) 将 (1) 所设计的巴特莱特-汉宁 (Bartlett-Hanning) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位, 其中, 移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后, 形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$, 因此 i 为整数且取值为 0~7), 移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 37 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的, 可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$, A 取值为非 0 任意数, 以得到正负符号序列。例如, 取 A 为 1 时, 将输入的 {0,1} 比特序列经过 BPSK 调制转换成 {+1、-1} 符号序列。

(4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘, 得到各个时刻的调制包

络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 38 所示，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。

5

实施例九

下面则以初始包络波形为布莱克曼 (Blackman) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

10

信号生成过程包括下面步骤：

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的布莱克曼 (Blackman) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ，其时域波形和频域波形如附图 39 所示。从图 39 中可以看出，时域波形中布莱克曼 (Blackman) 窗是由 0 点开始，频域旁瓣衰减为近 80dB。

15

具体的，对于布莱克曼 (Blackman) 窗函数，其可通过下面公式表示：

$$\omega(n)=0.42-0.5\cos(2\pi n/(N-1))+0.08\cos(4\pi n/(N-1))$$

其中， N 为窗长度， $0\leq n\leq M-1$ ，当 N 为偶数时， $M=N/2$ ，当 N 为奇数时， $M=(N+1)/2$ 。需要说明的是，上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

需要说明的是，由于上述公式中， $0\leq n\leq M-1$ ，即得到的波形为前半部分布莱克曼 (Blackman) 窗，对于后半部分布莱克曼 (Blackman) 窗的波形（即 $M\leq n\leq N-1$ 时），其与前半部分的波形以直线 $n=M$ 呈轴对称，即将前半部分波形沿直线 $n=M$ 水平翻转后即可得到。另外，图 39 中分别示出了采用 symmetric 抽样和 periodic 抽样得到的布莱克曼 (Blackman) 窗的时域波形和频域波形。

基于前面的实施例可知，若该实施例应用在 OvFDM 系统中时，布莱克曼包络波形为频域上的函数波形，即图 39 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

(2) 将 (1) 所设计的布莱克曼 (Blackman) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ （由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 0~7），移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 40 所示。

30

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的，可以将输入的数字信号序列中的 0 转换为 +A，1 转换为 -A，A 取值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如，取 A 为 1 时，将输入的 {0,1} 比特序列经过 BPSK 调制转换成 {+1、-1} 符号序列。

35

(4) 将正负符号序列 x_i （本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ ）与 (2)

生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘, 得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$; 形成后的波形如图 41 所示, 其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加, 以得到携带输出信号序列的复调制包络波形, 即发送的信号。

实施例十

下面则以初始包络波形为伯曼包络波形来对本申请做进一步说明。其中, 重叠复用次数 $K=3$, 输入符号长度 $N=8$, 输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中, 输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤:

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的伯曼 (Bohman) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中, 窗长度 $L=63$, 其时域波形和频域波形如附图 42 所示。从图 42 中可以看出, 时域波形中伯曼 (Bohman) 窗是由 0 点开始, 频域带外衰减为近 60dB。

具体的, 对于伯曼 (Bohman) 窗函数 (对称函数), 其可通过下面公式表示:

$$\omega(x) = (1-|x|)\cos(\pi|x|) + (1/\pi)\sin(\pi|x|)$$

其中, $-1 \leq x \leq 1$ 。需要说明的是, 上述公式中的 x 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知, 若该实施例应用在 OvFDM 系统中时, 伯曼包络波形为频域上的函数波形, 即图 42 中的左图为频域上的采样, 右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似, 再次不再赘述。

(2) 将 (1) 所设计的伯曼 (Bohman) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位, 其中, 移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后, 形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$, 因此 i 为整数且取值为 $0 \sim 7$), 移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 43 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的, 可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$, A 取值为非 0 任意数, 以得到正负符号序列。例如, 取 A 为 1 时, 将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1, -1\}$ 符号序列。

(4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘, 得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$; 形成后的波形如图 44 所示, 其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加, 以得到携带输出信号序列的复调制包络波形, 即发送的信号。

实施例十一

下面则以初始包络波形为平顶(Flat Top)包络波形来对本申请做进一步说明。其中,重叠复用次数 $K=3$,输入符号长度 $N=8$,输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中,输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤:

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的平顶(Flat Top)包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中,窗长度 $L=63$,其时域波形和频域波形如附图 45 所示。从图 45 中可以看出,时域波形中平顶(Flat Top)窗是由近似 0 (-0.0004) 点开始,频域旁瓣衰减为近 100dB。另外,图 45 中分别示出了采用 symmetric 抽样和 periodic 抽样得到的平顶(Flat Top)窗的时域波形和频域波形。

具体的,对于平顶(Flat Top)窗函数,其可通过下面公式表示:

$$\omega(n)=a_0-a_1\cos(2\pi n/N)+a_2\cos(4\pi n/N)-a_3\cos(6\pi n/N)+a_4\cos(8\pi n/N)$$

其中, $0 \leq n \leq N$,窗长度 $L=N+1$, $a_0=0.21557895$, $a_1=0.41663185$, $a_2=0.277263185$, $a_3=0.083578947$, $a_4=0.006947368$ 。需要说明的是,上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知,若该实施例应用在 OvFDM 系统中时,平顶包络波形为频域上的函数波形,即图 45 中的左图为频域上的采样,右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似,再次不再赘述。

(2) 将(1)所设计的平顶(Flat Top)包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位,其中,移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后,形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$,因此 i 为整数且取值为 0~7),移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 46 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的,可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$, A 取值为非 0 任意数,以得到正负符号序列。例如,取 A 为 1 时,将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1, -1\}$ 符号序列。

(4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与(2)生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘,得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$; 形成后的波形如图 47 所示,其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将(4)所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加,以得到携带输出信号序列的复调制包络波形,即发送的信号。

实施例十二

下面则以初始包络波形为纳托尔 (Nuttall) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中, 重叠复用次数 $K=3$, 输入符号长度 $N=8$, 输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中, 输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

5 信号生成过程包括下面步骤:

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的纳托尔 (Nuttall) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中, 窗长度 $L=63$, 其时域波形和频域波形如附图 48 所示。从图 48 中可以看出, 时域波形中纳托尔 (Nuttall) 窗是由近似 0 (0.0004) 点开始, 频域旁瓣衰减为近 100dB。另外, 图 48 中分别示出了采用 symmetric 抽
10 样和 periodic 抽样得到的纳托尔 (Nuttall) 窗的时域波形和频域波形。

具体的, 对于纳托尔 (Nuttall) 窗函数 (对称函数), 其可通过下面公式表示:

$$\omega(n)=a_0-a_1\cos(2\pi n/(N-1))+a_2\cos(4\pi n/(N-1))-a_3\cos(6\pi n/(N-1))$$

具体的, 对于纳托尔 (Nuttall) 窗函数 (周期函数), 其可通过下面公式表
15 示:

$$\omega(n)=a_0-a_1\cos(2\pi n/N)+a_2\cos(4\pi n/N)-a_3\cos(6\pi n/N)$$

其中, $n=0,1,2,3,\dots,N-1$ 。需要说明的是, 上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知, 若该实施例应用在 OvFDM 系统中时, 纳托尔包络
20 波形为频域上的函数波形, 即图 48 中的左图为频域上的采样, 右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似, 再次不再赘述。

(2) 将 (1) 所设计的纳托尔 (Nuttall) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位, 其中, 移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后, 形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$, 因此 i 为整数且取
25 值为 0~7), 移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 49 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的, 可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$, A 取值为非 0 任意数, 以得到正负符号序列。例如, 取 A 为 1 时, 将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1, -1\}$ 符号序列。

30 (4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘, 得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$; 形成后的波形如图 50 所示, 其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

35 (5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加, 以得到携带输出信号序列的复调制包络波形, 即发送的信号。

实施例十三

下面则以初始包络波形为三角形 (Triangular) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中, 重叠复用次数 $K=3$, 输入符号长度 $N=8$, 输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中, 输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤:

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的三角形 (Triangular) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中, 窗长度 $L=63$, 其时域波形和频域波形如附图 51 所示。从图 51 中可以看出, 时域波形中三角形 (Triangular) 窗是由 0 点开始, 频域旁瓣衰减为近 30dB。

具体的, 对于三角形 (Triangular) 窗函数, 其可通过下面公式表示:

当窗长度 L 为奇数时,

$$w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{L+1}, & 1 \leq n \leq \frac{L+1}{2} \\ \frac{2(L-n+1)}{L+1}, & \frac{L+1}{2} < n \leq L \end{cases}$$

15

当窗长度 L 为偶数时,

$$w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{L}, & 1 \leq n \leq \frac{L}{2} \\ \frac{2(L-n+1)}{L}, & \frac{L}{2} + 1 \leq n \leq L \end{cases}$$

需要说明的是, 上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知, 若该实施例应用在 OvFDM 系统中时, 三角包络波形为频域上的函数波形, 即图 51 中的左图为频域上的采样, 右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似, 再次不再赘述。

(2) 将 (1) 所设计的三角形 (Triangular) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位, 其中, 移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后, 形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$, 因此 i 为整数且取值为 0~7), 移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 52 所示。

25

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的，可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 ±A，A 取值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如，取 A 为 1 时，将输入的 {0,1} 比特序列经过 BPSK 调制转换成 {+1、-1} 符号序列。

5 (4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 53 所示，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

10 (5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。

实施例十四

下面则以初始包络波形为巴尔森 (Parzen) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤：

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的巴尔森 (Parzen) 包络波形 $h(t)$ 。

20 本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ，其时域波形和频域波形如附图 54 所示。从图 54 中可以看出，时域波形中巴尔森 (Parzen) 窗是由 0 点开始，频域带外衰减近 60dB。

具体的，对于巴尔森 (Parzen) 窗函数，其可通过下面公式表示：

$$w(n) = \begin{cases} 1 - 6\left(\frac{|n|}{N/2}\right)^2 + 6\left(\frac{|n|}{N/2}\right)^3 & 0 \leq |n| \leq (N-1)/4 \\ 2\left(1 - \frac{|n|}{N/2}\right)^3 & (N-1)/4 < |n| \leq (N-1)/2 \end{cases}$$

25 其中， $-(N-1)/2 \leq n \leq (N-1)/2$ 。需要说明的是，上述公式中的 n 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知，若该实施例应用在 OvFDM 系统中时，巴尔森包络波形为频域上的函数波形，即图 54 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

30 (2) 将 (1) 所设计的巴尔森 (Parzen) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取

值为 0~7)，移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 55 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的，可以将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 ±A，A 取值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如，取 A 为 1 时，将输入的 {0,1} 比特序列经过 BPSK 调制转换成 {+1、-1} 符号序列。

(4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 56 所示，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。

实施例十五

下面则以初始包络波形为图基 (Tukey) 包络波形来对本申请做进一步说明。

其中，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i = \{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤：

(1) 首先根据设计参数生成发送信号的图基 (Tukey) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ，以 R 分别为 0.1、0.5、0.9 为例，其时域波形和频域波形如附图 57 所示。其中， R 是锥形区域到恒定值的比例，取值为 0~1，当 R 取极值时，图基 (Tukey) 窗就会演变为其他的普通窗。 $R = 1$ ，图基 (Tukey) 窗等效为汉宁窗； $R = 0$ ，图基 (Tukey) 窗等效为矩形窗。

从图 57 中可以看出，时域波形起点由 0 开始，随着 R 的增加，锥形区域越来越多，波形越来越平滑；频域波形旁瓣衰减越来越快，因此叠加后的性能更优。

具体的，对于图基 (Tukey) 窗函数，其可通过下面公式表示：

$$\omega(x) = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 + \cos(\frac{2\pi}{\alpha} [x - \alpha/2])] & 0 \leq x < \frac{\alpha}{2} \\ 1 & \frac{\alpha}{2} \leq x < 1 - \frac{\alpha}{2} \\ \frac{1}{2} [1 + \cos(\frac{2\pi}{\alpha} [x - 1 + \alpha/2])] & 1 - \frac{\alpha}{2} \leq x \leq 1 \end{cases}$$

其中，式中的 α 即为上述 R 值。需要说明的是，上述公式中的 x 仅表示公式中的函数变量。

基于前面的实施例可知，若该实施例应用在 OvFDM 系统中时，图基包络波形为频域上的函数波形，即图 57 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

5 (2) 将 (1) 所设计的图基 (Tukey) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 $0\sim 7$)，移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 58 所示。

(3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

10 具体的，可以将输入的数字信号序列中的 0 转换为 $+A$ ，1 转换为 $-A$ ，以得到正负符号序列。例如，取 $A=1$ ，将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1,-1\}$ 符号序列。

15 (4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 59 所示 (图 59A~图 59C)，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。

实施例十六

20 下面则以初始包络波形为泰勒 (Taylor) 包络波形来对本申请做进一步说明。其中，重叠复用次数 $K=3$ ，输入符号长度 $N=8$ ，输入符号 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$ 为例来说明 OvTDM 的信号发送和接收过程。其中，输入符号长度是指发送一帧信号的长度。

信号生成过程包括下面步骤：

25 (1) 首先根据设计参数生成发送信号的泰勒 (Taylor) 包络波形 $h(t)$ 。

本实施例使用 matlab 的泰勒 (Taylor) 函数， $w=taylorwin(n,nbar,sll)$ 来生成需要的泰勒 (Taylor) 窗，本实施例中设计参数中，窗长度 $L=63$ ，以 $nbar=4$ ， $sll=-30$ ， $nbar=6$ ， $sll=-50$ ； $nbar=8$ ， $sll=-80$ 三组参数为例，其时域波形和频域波形如附图 60 所示，从频域图中可以看出旁瓣衰减对应为 sll 的值，分别为 30dB、30 50dB、80dB，随着 $nbar$ 的增加，时域波形起点越来越趋近于 0，最高点的值越来越大，波形越来越平滑，因此叠加后的性能更优。其中， $nbar$ 影响着时域波形的起点位置， sll 影响频域旁瓣衰减值。

35 基于前面的实施例可知，若该实施例应用在 OvFDM 系统中时，泰勒包络波形为频域上的函数波形，即图 60 中的左图为频域上的采样，右图为时域上的归一化函数。其余的调制解调方法步骤相似，再次不再赘述。

(2) 将 (1) 所设计的泰勒 (Taylor) 包络波形 $h(t)$ 在时域内按预定的移位

间隔进行移位，其中，移位间隔为时间间隔 ΔT ($\Delta T = L/K = 21$)。移位后，形成各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ (由于 $N=8$ ，因此 i 为整数且取值为 $0\sim 7$)，移位后各个时刻发送信号的偏移包络波形图如图 61 所示 ($nbar = 4$, $sll = -30$)。

5 (3) 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列。

具体的，可以将输入的数字信号序列中的 $0,1$ 转换为 $\pm A$ ， A 取值为非 0 任意数，以得到正负符号序列。例如，取 A 为 1 时，将输入的 $\{0,1\}$ 比特序列经过 BPSK 调制转换成 $\{+1, -1\}$ 符号序列。

10 (4) 将正负符号序列 x_i (本实施例中 $x_i=\{+1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1\}$) 与 (2) 生成的各个时刻发送信号的偏移包络波形 $h(t-i*\Delta T)$ 相乘，得到各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ ；形成后的波形如图 62 所示 (图 62A~图 62C)，其中三条不同的虚线表示相乘后的三个波形图。

(5) 将 (4) 所形成的各个时刻的调制包络波形 $x_i h(t-i*\Delta T)$ 在时域上进行叠加，以得到携带输出信号序列的复调制包络波形，即发送的信号。

15

本发明提供的重叠时分/频分复用调制方法、装置及系统由于初始包络波形在时域 (或频域) 内平滑，使得叠加后的波形平滑，从而系统的传输功率呈线性缓慢增长，间接提高了频谱利用率和传输速率。该重叠时分复用调制方法、装置及系统可以应用到移动通信、卫星通信、微波视距通信、散射通信、大气层光通信、20 红外通信、水声通信等无线通信系统中，既可以应用于大容量无线传输，也可以应用于小容量的轻型无线电系统。

本领域技术人员可以理解，上述实施方式中各种方法的全部或部分步骤可以通过程序来指令相关硬件完成，该程序可以存储于一计算机可读存储介质中，存储介质可以包括：只读存储器、随机存储器、磁盘或光盘等。

25 以上应用了具体个例对本发明进行阐述，只是用于帮助理解本发明，并不用以限制本发明。对于本发明所属技术领域的技术人员，依据本发明的思想，还可以做出若干简单推演、变形或替换。

30

权 利 要 求 书

1. 一种重叠时分复用调制方法,其特征在于,包括:
生成在时域内波形平滑的初始包络波形;
根据重叠复用次数将初始包络波形在时域内按预定的移位间隔进
5 行移位,以得到各个时刻发送信号的偏移包络波形;
将输入的数字信号序列转换成正负符号序列;
将转换后的正负符号序列与偏移后各个时刻发送信号的偏移包络
波形相乘,以得到各个时刻的调制包络波形;
将各个时刻的调制包络波形在时域上进行叠加,以得到携带输出信
10 号序列的复调制包络波形。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述初始包络波形为切
比雪夫包络波形、高斯包络波形、汉明包络波形、汉宁包络波形、布莱
克曼包络波形、布莱克曼-哈里斯包络波形、巴特莱特包络波形、巴特
15 莱特-汉宁包络波形、伯曼包络波形、平顶包络波形、纳托尔包络波形、
巴尔森包络波形、泰勒包络波形、图基包络波形、凯塞包络波形、三角
形包络波形中的一种。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述移位间隔为时间间
20 隔 ΔT ,时间间隔 ΔT 为:

$$\Delta T=L/K$$

其中, K 为重叠复用次数,取值为非 0 正数; L 为初始包络波形的
窗长度。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,将输入的数字信号序列
25 转换成正负符号序列具体为:将输入的数字信号序列中的 0 转换为+A,
1 转换为-A,以得到正负符号序列,其中 A 的取值为非 0 任意数。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述输出信号序列通过
30 下面方式确定:

当调制包络波形由正符号与该时刻的偏移包络波形相乘得到时,令
该调制包络波形的运算值为+A,当调制包络波形由负符号与该时刻的
包络波形相乘得到时,令该调制包络波形的运算值为-A;其中 A 的取
值为非 0 任意数;

35 对于每个移位间隔,将位于该移位间隔内的调制包络波形的运算值
叠加,得出该移位间隔的输出信号,从而形成输出信号序列。

6. 一种重叠时分复用调制装置,其特征在于, 包括:
波形生成模块, 用于生成在时域内波形平滑的初始包络波形;
移位模块, 用于根据重叠复用次数将初始包络波形在时域内按预定
5 的移位间隔进行移位, 以得到各个时刻发送信号的偏移包络波形;
调制模块, 用于将输入的数字信号序列转换成正负符号序列;
乘法模块, 用于将转换后的正负符号序列与偏移后各个时刻发送信
号的偏移包络波形相乘, 以得到各个时刻的调制包络波形;
10 叠加模块, 用于将各个时刻的调制包络波形在时域上进行叠加, 以
得到携带输出信号序列的复调制包络波形。

7. 权利要求 6 所述的装置, 其特征在于, 所述初始包络波形为切比
雪夫包络波形、高斯包络波形、汉明包络波形、汉宁包络波形、布莱克
15 曼包络波形、布莱克曼-哈里斯包络波形、巴特莱特包络波形、巴特莱
特-汉宁包络波形、伯曼包络波形、平顶包络波形、纳托尔包络波形、
巴尔森包络波形、泰勒包络波形、图基包络波形、凯塞包络波形、三角
形包络波形中的一种。

8. 权利要求 6 所述的装置, 其特征在于, 所述移位间隔为时间间隔
20 ΔT , 时间间隔 ΔT 为:

$$\Delta T=L/K$$

其中, K 为重叠复用次数, 取值为非 0 正数; L 为初始包络波形的
窗长度。

9. 权利要求 6 所述的装置, 其特征在于, 调制模块用于将输入的数字
25 信号序列转换成正负符号序列时: 调制模块用于将输入的数字信号序
列中的 0 转换为+A, 1 转换为-A, A 取值为非 0 任意数, 以得到正负符
号序列。

10. 权利要求 6 所述的装置, 其特征在于, 复调制包络波形携带的
30 输出信号序列由各移位间隔的输出信号组成, 各移位间隔的输出信号为
各移位间隔内的调制包络波形的运算值叠加后的结果, 当调制包络波形
由正符号与该时刻的包络波形相乘得到时, 其运算值为+A, 由负符号
与该时刻的包络波形相乘得到时, 其运算值为-A, A 取值为非 0 任意数,。
35

11. 一种重叠时分复用调制解调系统, 其特征在于, 包括发射机和

接收机；

所述发射机包括：

如权利要求 6-10 任一项所述的重叠时分复用调制装置，用于生成携带输出信号序列的复调制包络波形；

5 发射装置，用于将所述复调制包络波形发射到接收机；

所述接收机包括：

接收装置，用于接收所述发射装置发射的复调制包络波形；

序列检测装置，用于对接收的复调制包络波形进行时域内的数据序列检测，以进行判决输出。

10

12. 一种重叠频分复用调制方法,其特征在于, 包括以下步骤：

生成一个频域内波形平滑的初始包络波形；

根据重叠复用次数将所述初始包络波形在频域上按预定的频谱间隔进行移位，得到各子载波包络波形；

15 将输入的数字信号序列转换成正负符号序列；

将所述正负符号序列中的符号与各自对应的子载波包络波形相乘，得到各子载波的调制包络波形；

将所述各子载波的调制包络波形在频域上进行叠加，得到频域上的复调制包络波形；

20 将所述频域上的复调制包络波形变换为时域上的复调制包络波形。

13. 如权利要求 12 所述的重叠频分复用调制方法，其特征在于，所述频谱间隔为子载波频谱间隔 ΔB ，其中子载波频谱间隔 $\Delta B = B/K$ ， B 为所述初始包络波形的带宽， K 为重叠复用次数，取值为非 0 正数。

25

14. 如权利要求 12 所述的重叠频分复用调制方法，其特征在于，将输入的数字信号序列转换成正负符号序列具体为：将输入的数字信号序列中的 0 转换为 $+A$ ，1 转换为 $-A$ ，以形成正负符号序列，其中 A 的取值为非 0 任意数。

30

15. 如权利要求 12 所述的重叠频分复用调制方法，其特征在于，所述初始包络波形为切比雪夫包络波形、高斯包络波形、汉明包络波形、汉宁包络波形、布莱克曼包络波形、布莱克曼-哈里斯包络波形、巴特莱特包络波形、巴特莱特-汉宁包络波形、伯曼包络波形、平顶包络波形、纳托尔包络波形、巴尔森包络波形、泰勒包络波形、图基包络波形、凯塞包络波形、三角形包络波形中的一种。

35

16. 如权利要求 12 所述的重叠频分复用调制方法，其特征在于，所述复调制包络波形携带的输出信号序列通过以下步骤确定：

5 当调制包络波形由正符号与子载波包络波形相乘得到时，令该调制包络波形的运算值为+A，当调制包络波形由负符号与子载波包络波形相乘得到时，令该调制包络波形的运算值为-A；其中 A 的取值为非 0 任意数；

对于每个频谱间隔，将位于该频谱间隔内的调制包络波形的运算值叠加，得出该频谱间隔的输出信号，从而形成输出信号序列。

10

17. 一种重叠频分复用调制装置，其特征在于，包括：

波形生成模块，用于生成一个频域内波形平滑的初始包络波形；

移位模块，用于根据重叠复用次数将所述初始包络波形在频域上按预定的频谱间隔进行移位，得到各子载波包络波形；

15 转换模块，用于将输入的数字信号序列转换成正负符号序列；

乘法模块，用于将所述正负符号序列中的符号与各自对应的子载波包络波形相乘，得到各子载波的调制包络波形；

叠加模块，用于将所述各子载波的调制包络波形在频域上进行叠加，得到频域上的复调制包络波形；

20 变换模块，用于将所述频域上的复调制包络波形变换为时域上的复调制包络波形。

18. 如权利要求 17 所述的重叠频分复用调制装置，其特征在于，所述频谱间隔为子载波频谱间隔 ΔB ，其中子载波频谱间隔 $\Delta B = B/K$ ， B 为所述初始包络波形的带宽， K 为重叠复用次数，取值为非 0 正数。

25

19. 如权利要求 17 所述的重叠频分复用调制装置，其特征在于，所述转换模块将输入的数字信号序列转换成正负符号序列具体为：将输入的数字信号序列中的 0,1 转换为 $\pm A$ ， A 取值为非 0 任意数。

30

20. 如权利要求 17 所述的重叠频分复用调制装置，其特征在于，所述波形生成模块生成的初始包络波形为切比雪夫包络波形、高斯包络波形、汉明包络波形、汉宁包络波形、布莱克曼包络波形、布莱克曼-哈里斯包络波形、伯特莱特包络波形、伯特莱特-汉宁包络波形、伯曼包络波形、平顶包络波形、纳托尔包络波形、巴尔森包络波形、泰勒包络波形、图基包络波形、凯塞包络波形、三角形包络波形中的一种。

35

21. 如权利要求 17 所述的重叠频分复用调制装置，其特征在于，所述复调制包络波形携带的输出信号序列由各频谱间隔的输出信号组成，各频谱间隔的输出信号为各频谱间隔内的调制包络波形的运算值叠加后的结果，当调制包络波形由正符号与子载波包络波形相乘得到时，其运算值为 $+A$ ，由负符号与子载波包络波形相乘得到时，其运算值为 $-A$ ， A 取值为非 0 任意数。

22. 一种重叠频分复用系统，其特征在于，包括发射机和接收机；
10 所述发射机包括：
如权利要求 17 至 21 中任一项所述的重叠频分复用调制装置，用于调制生成携带输出信号序列的复调制包络波形；
发射装置，用于将所述复调制包络波形发射到接收机；
所述接收机包括：
15 接收装置，用于接收所述复调制包络波形；
重叠频分复用解调装置，用于对接收的复调制包络波形进行解调，最终经过译码得到最终的输入比特序列。

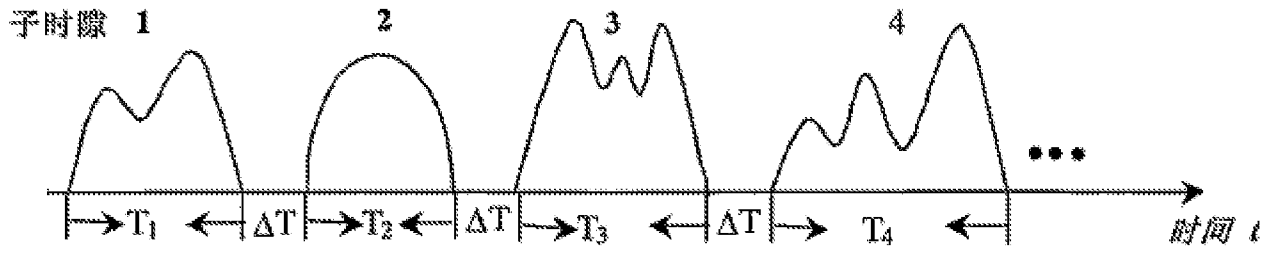


图 1A

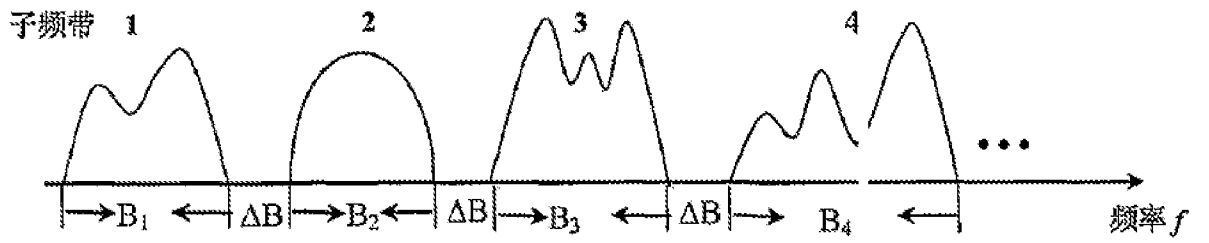


图 1B

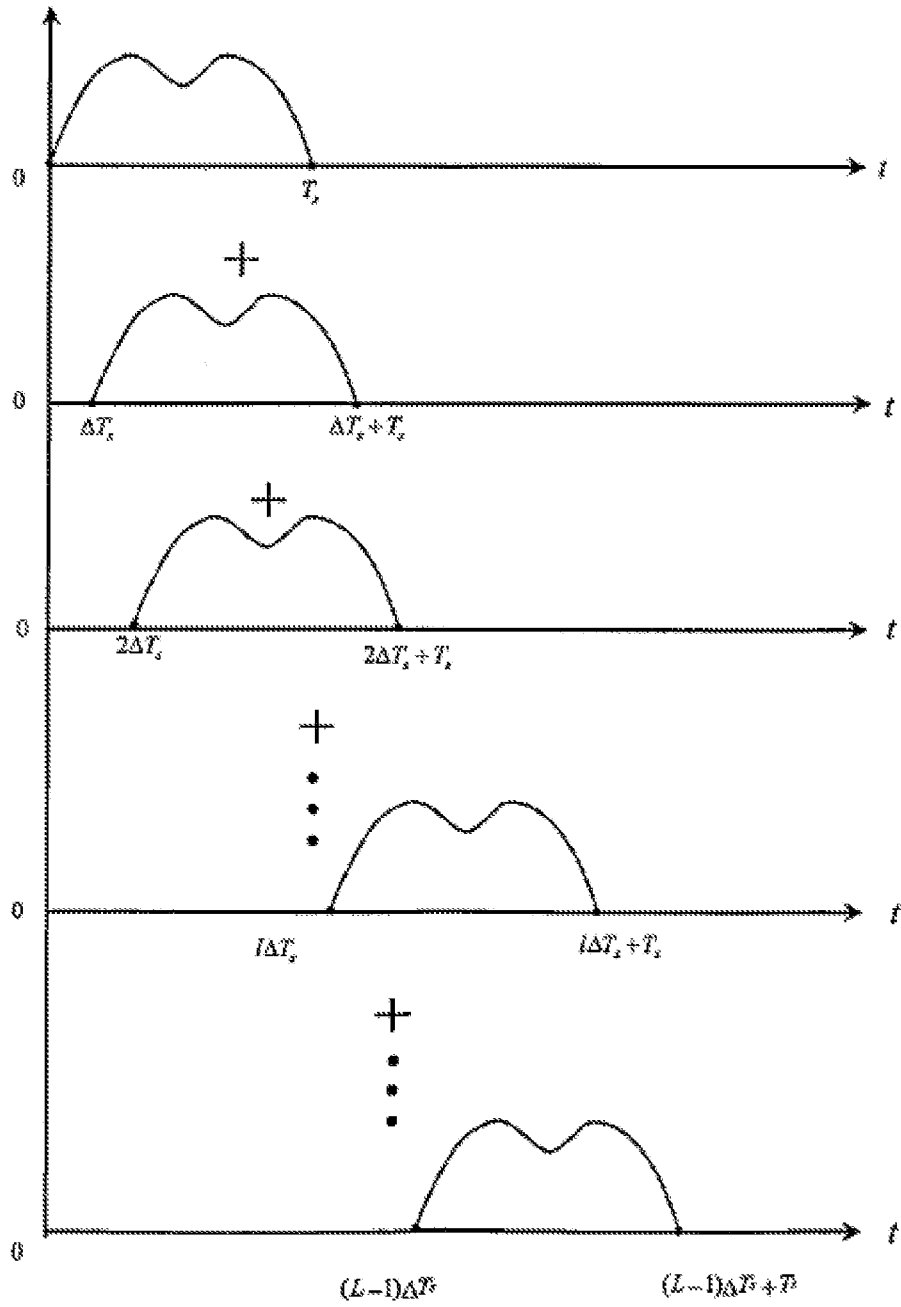


图 2A

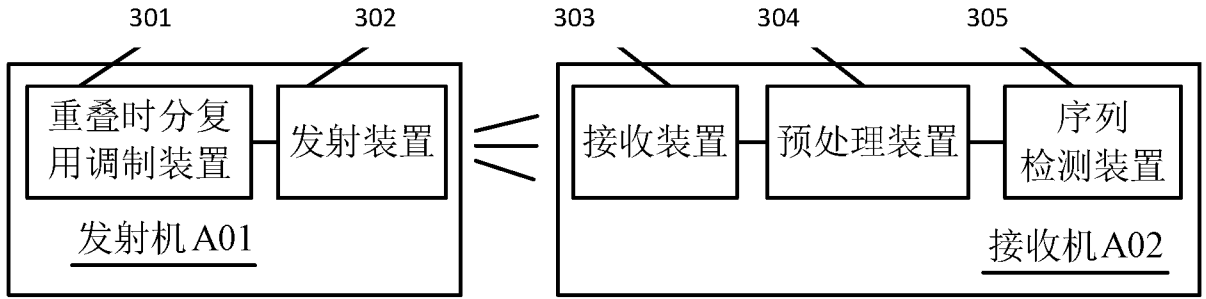


图 3A

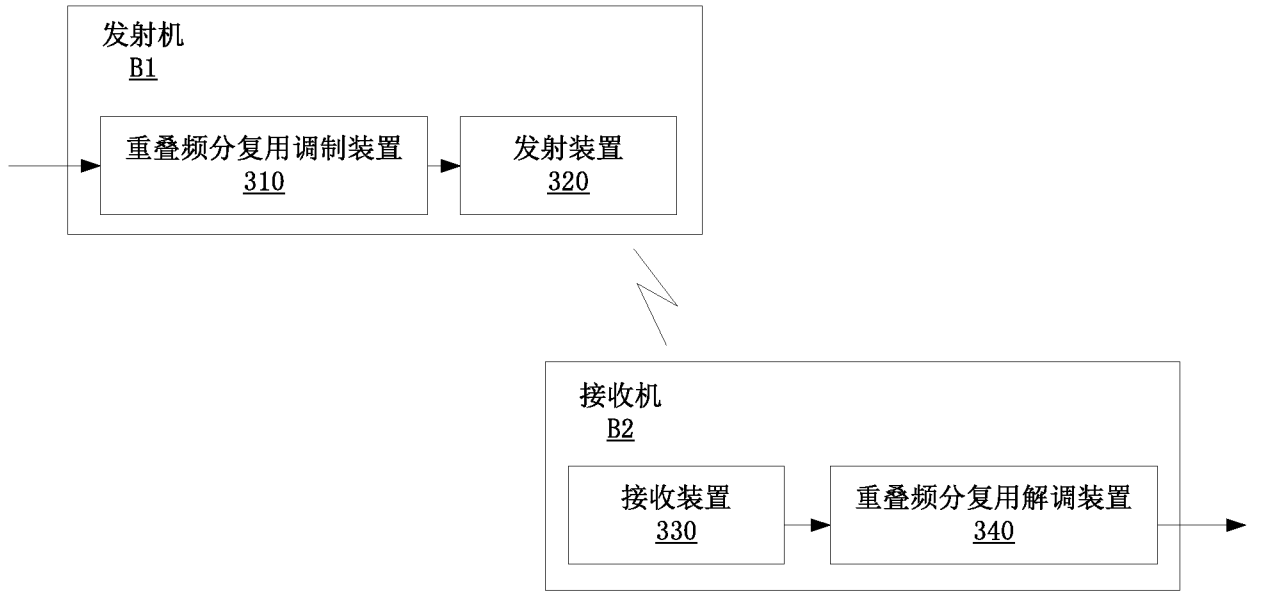


图 3B

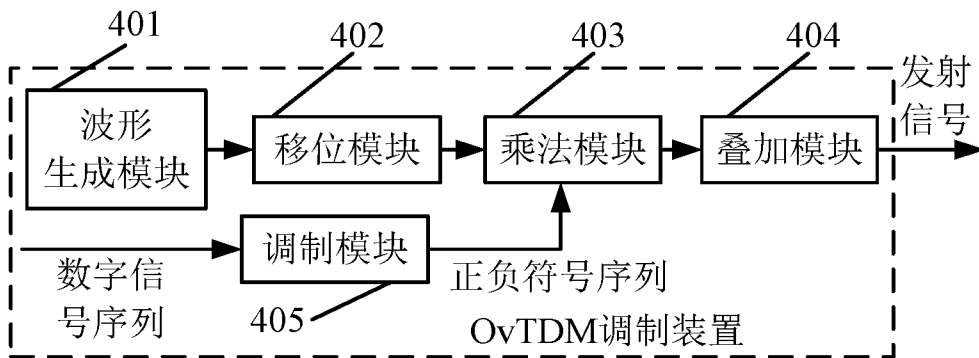


图 4A

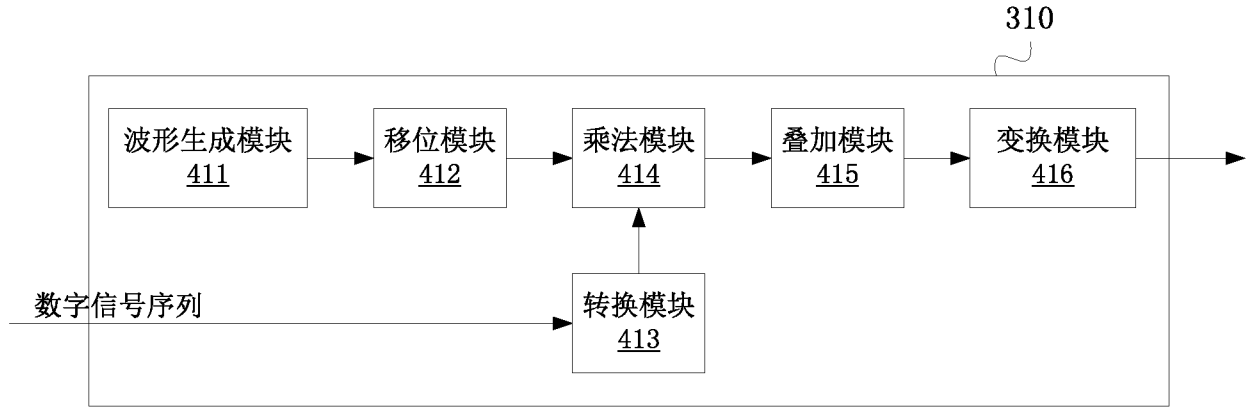


图 4B

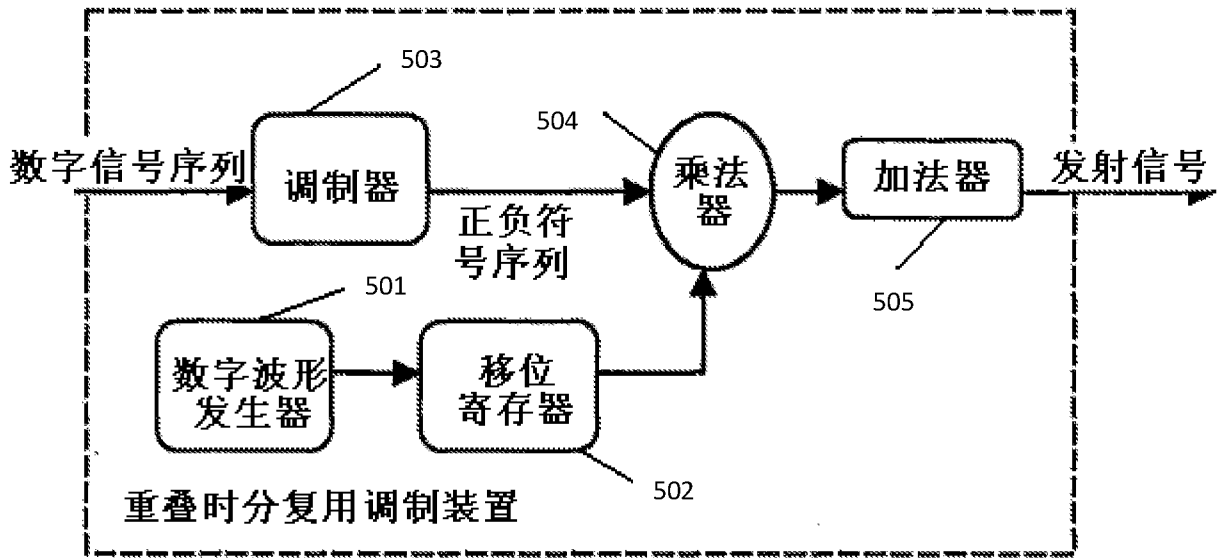


图 5A

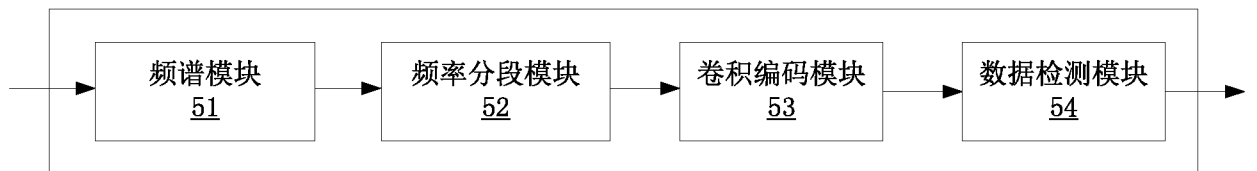


图 5B

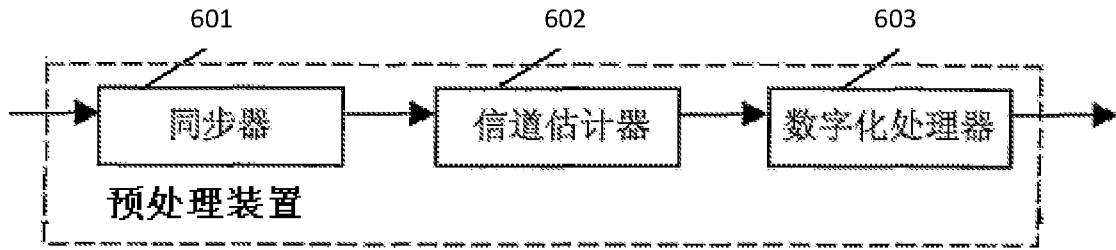


图 6

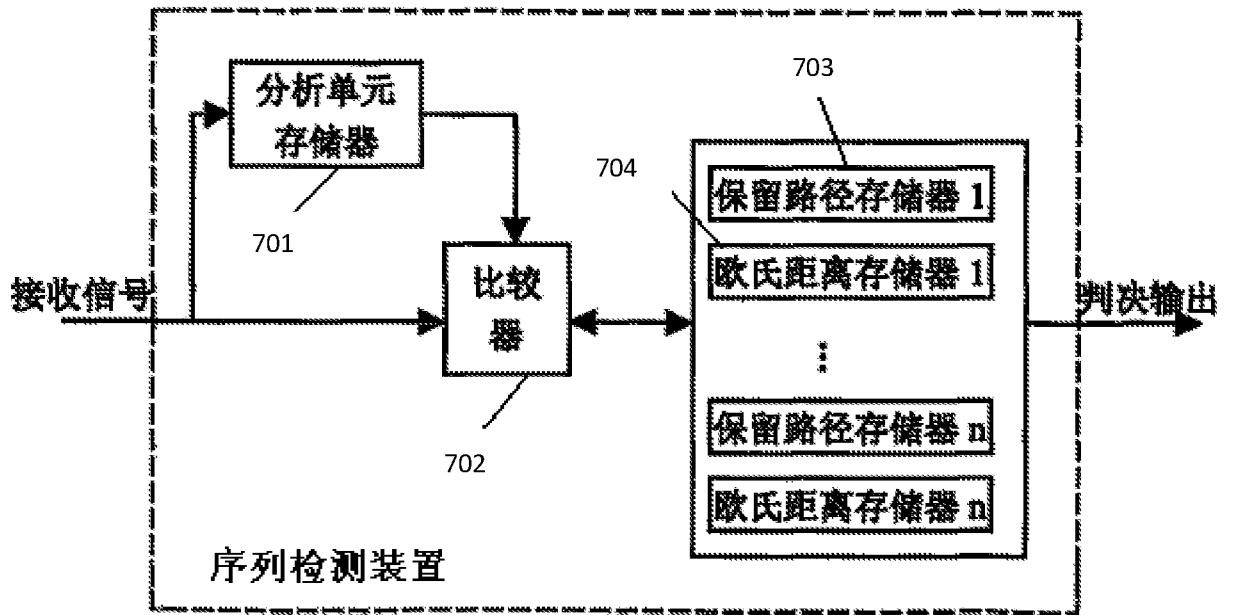


图 7

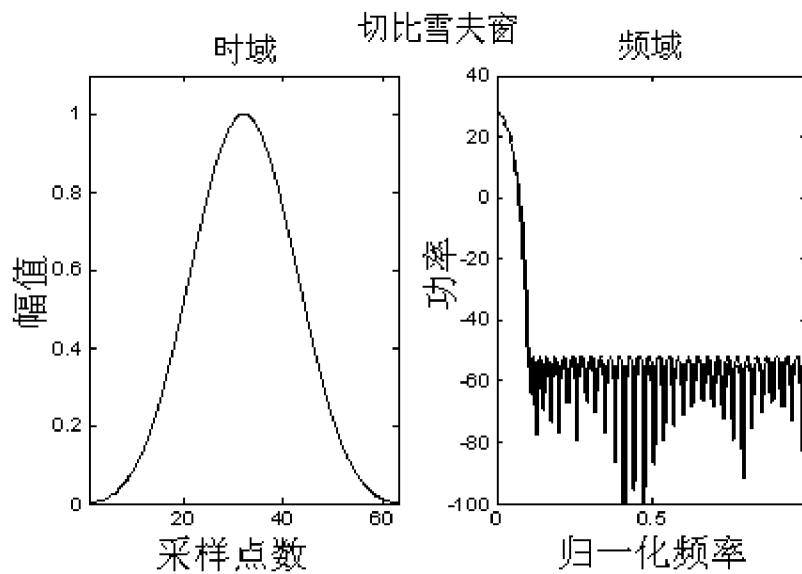


图 8

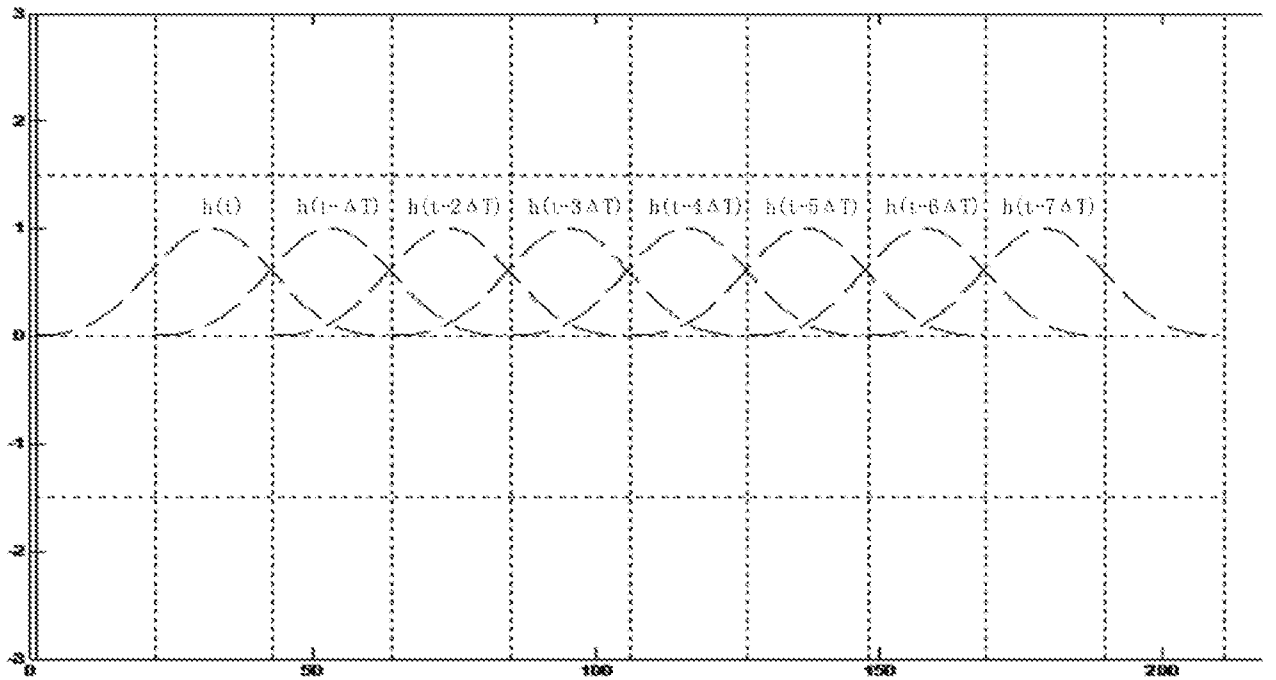


图 9

$K=3$, 切比雪夫脉冲成型OvTDM信号

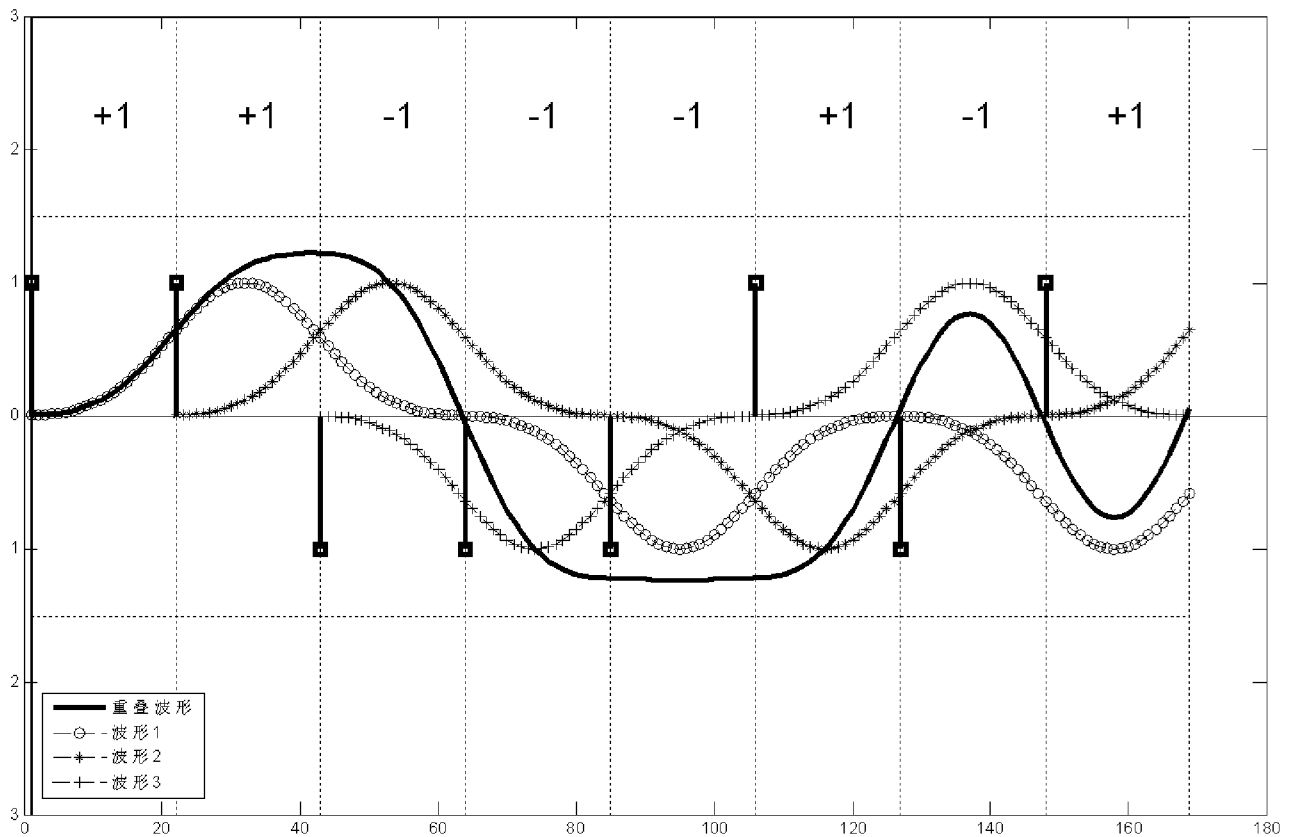


图 10

$$\begin{array}{ccccccc}
 a_0X_0 & a_1X_0 & a_2X_0 & \cdots & a_{k-1}X_0 & & \\
 & a_0X_1 & a_1X_1 & a_2X_1 & \cdots & a_{k-1}X_1 & \\
 & & a_0X_2 & a_1X_2 & a_2X_2 & \cdots & a_{k-1}X_2 \\
 & & & \cdots & & & \\
 & & & & a_0X_{k-1} & a_1X_{k-1} & a_2X_{k-1} \cdots a_{k-1}X_{k-1}
 \end{array}$$

图 11

输入符号: +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 +1

叠加过程:

$$\begin{array}{cccccccccccc}
 & & & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\
 & & & & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 \\
 + & & & & & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & & \\
 \hline
 \text{输出符号: } & +1 & +2 & +1 & -1 & -3 & -1 & -1 & +1 & & & &
 \end{array}$$

图 12

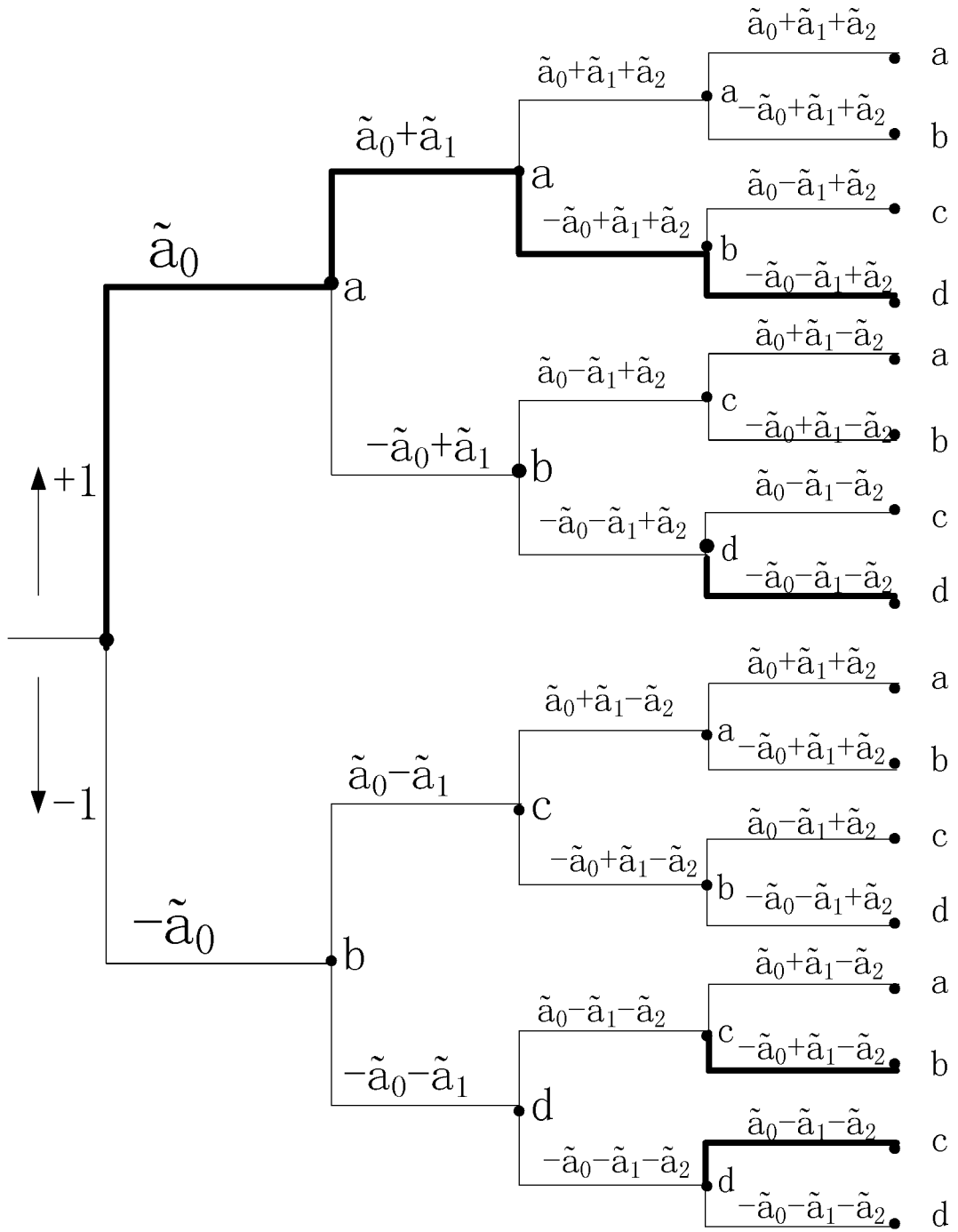


图 13

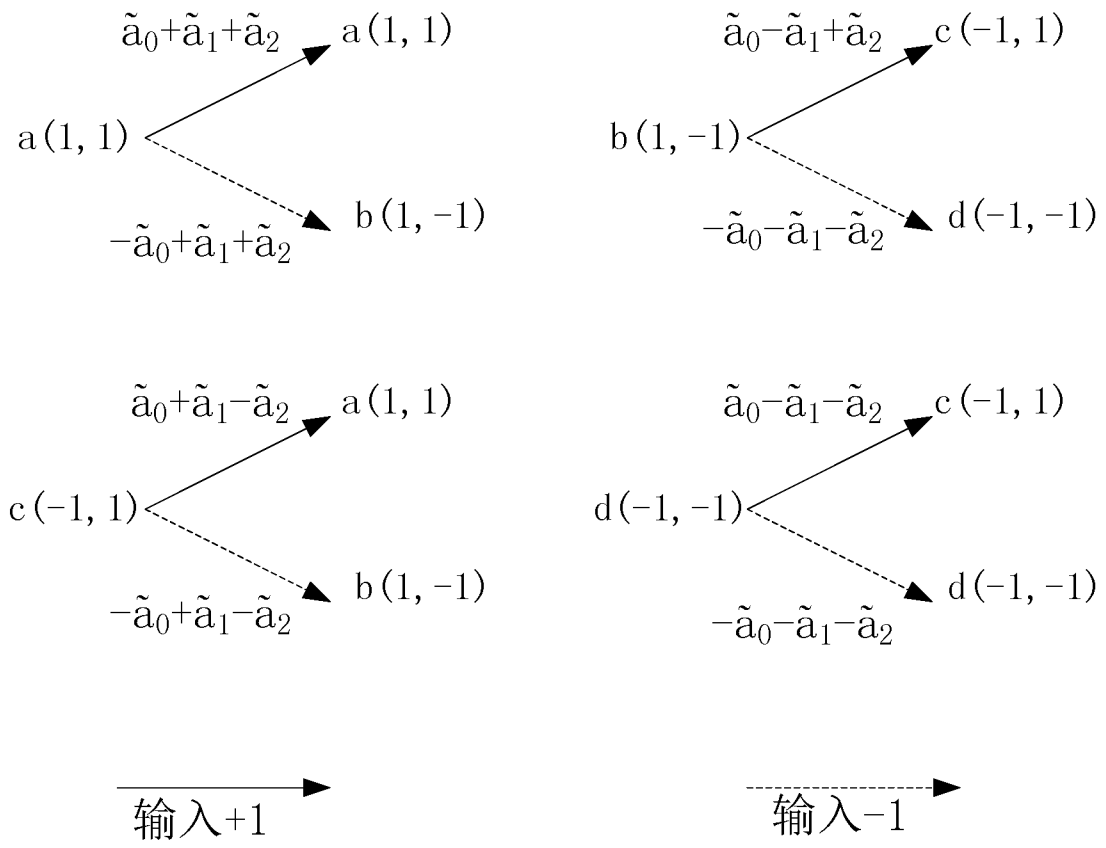


图 14

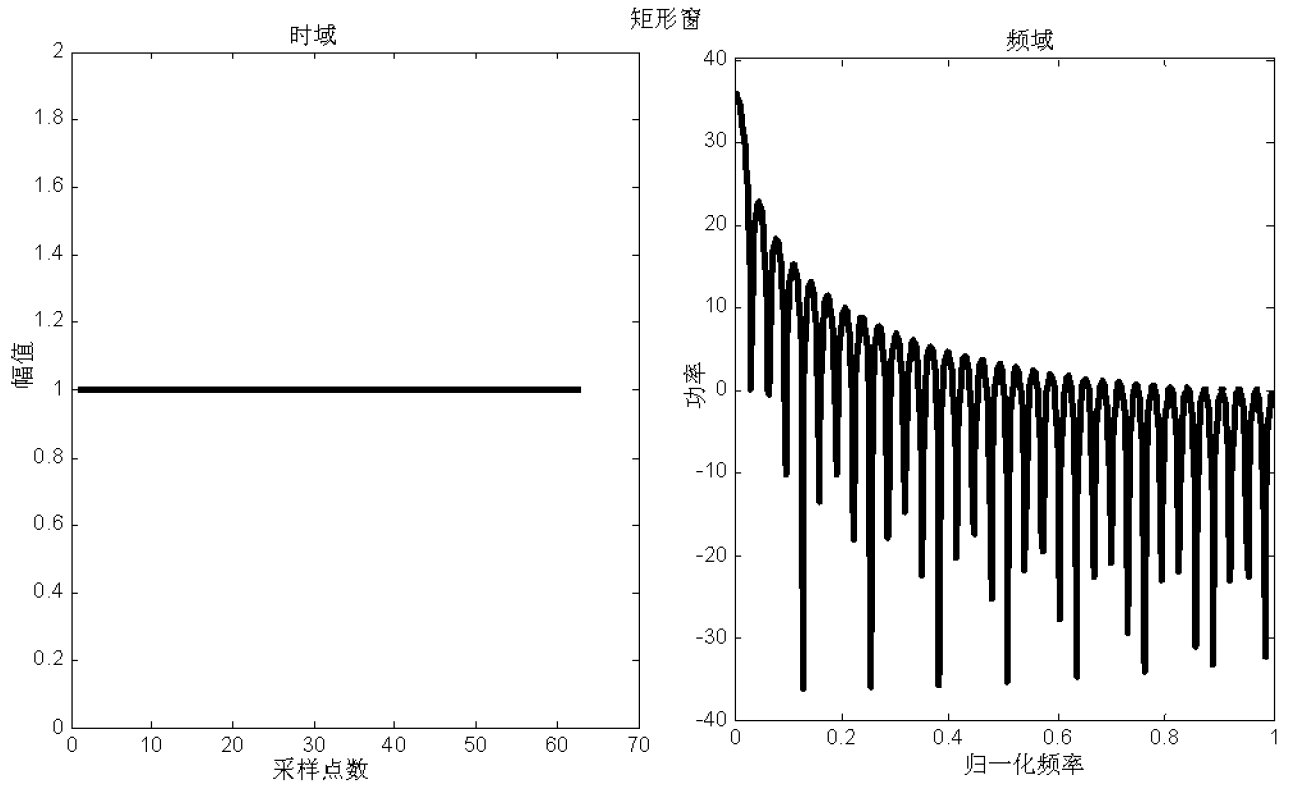


图 15

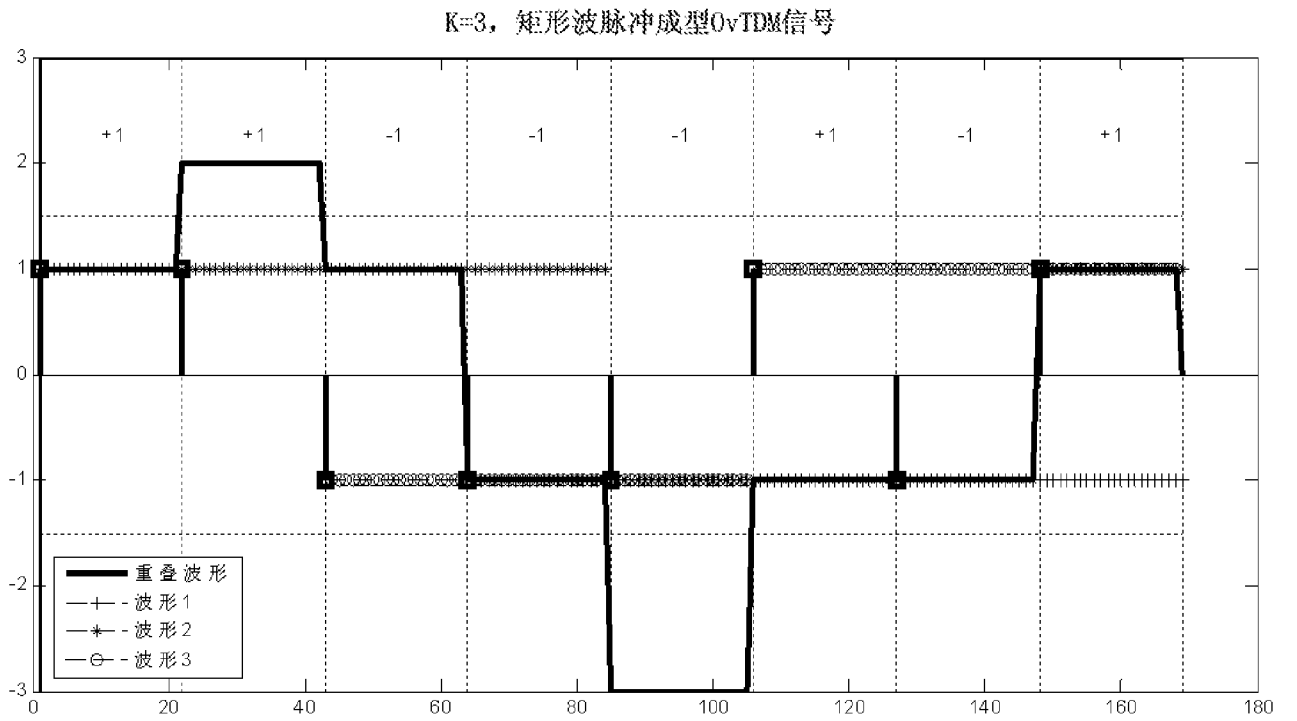


图 16

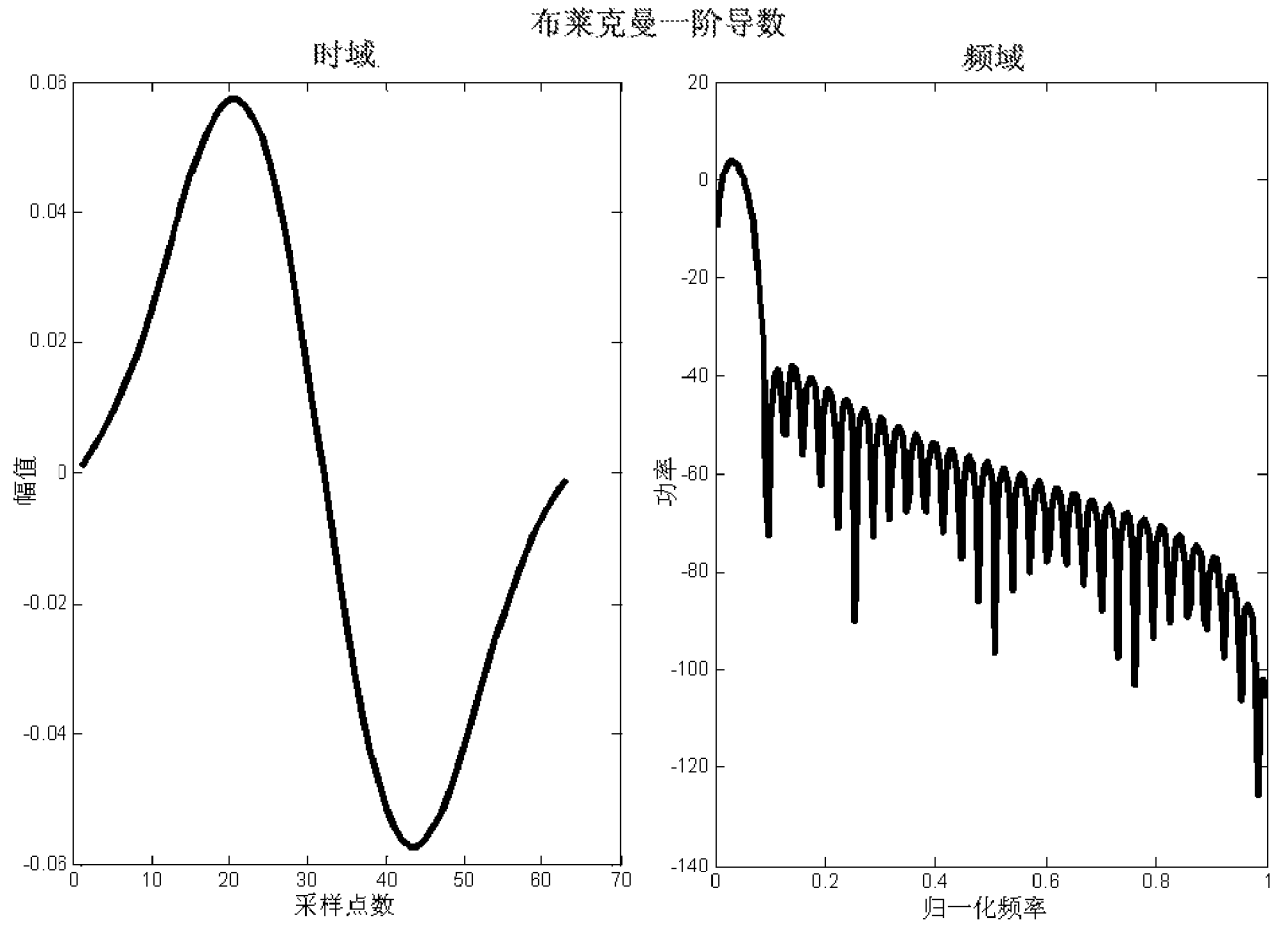


图 17

布莱克曼-哈里斯一阶导数

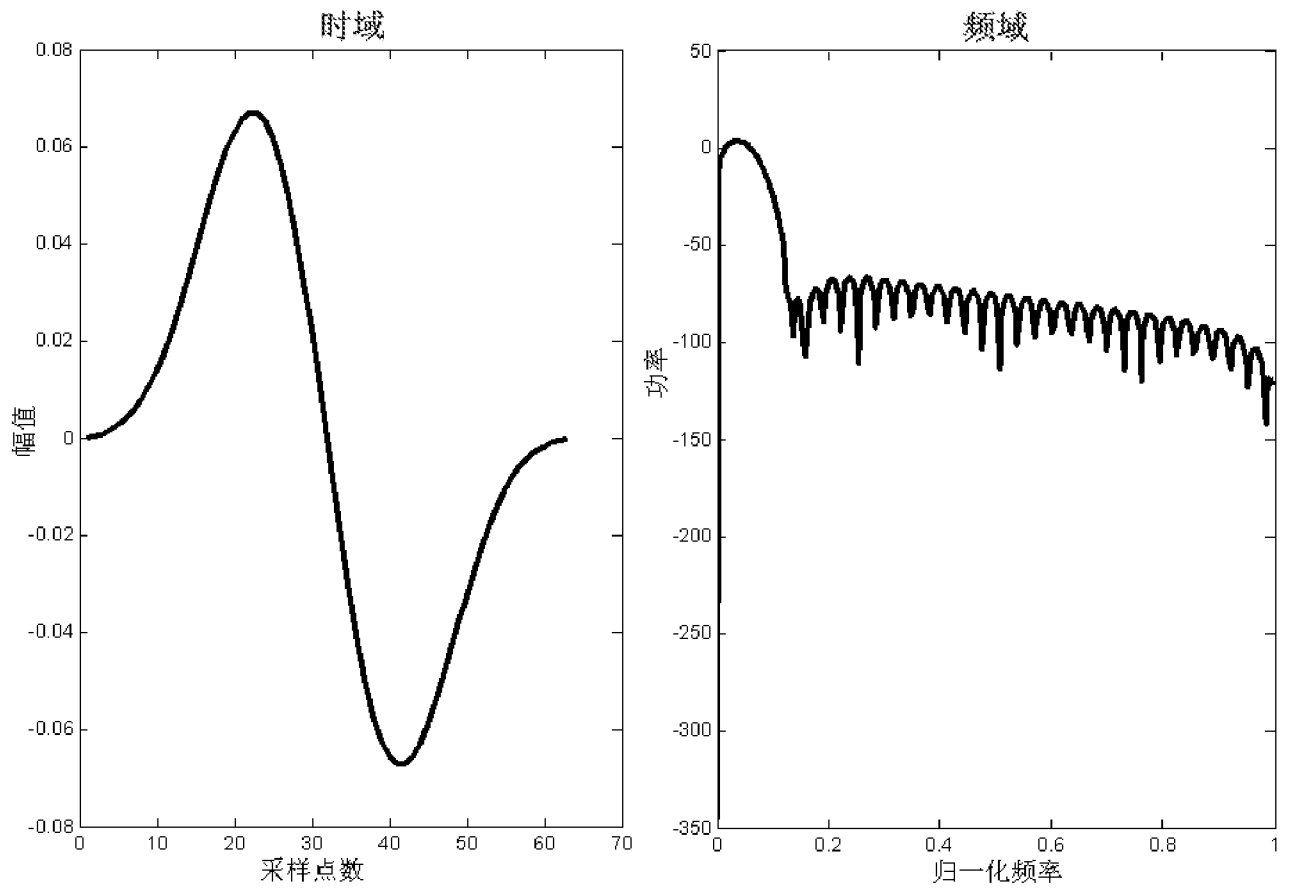


图 18

K=3 布莱克曼一阶导数 OVTDM波形

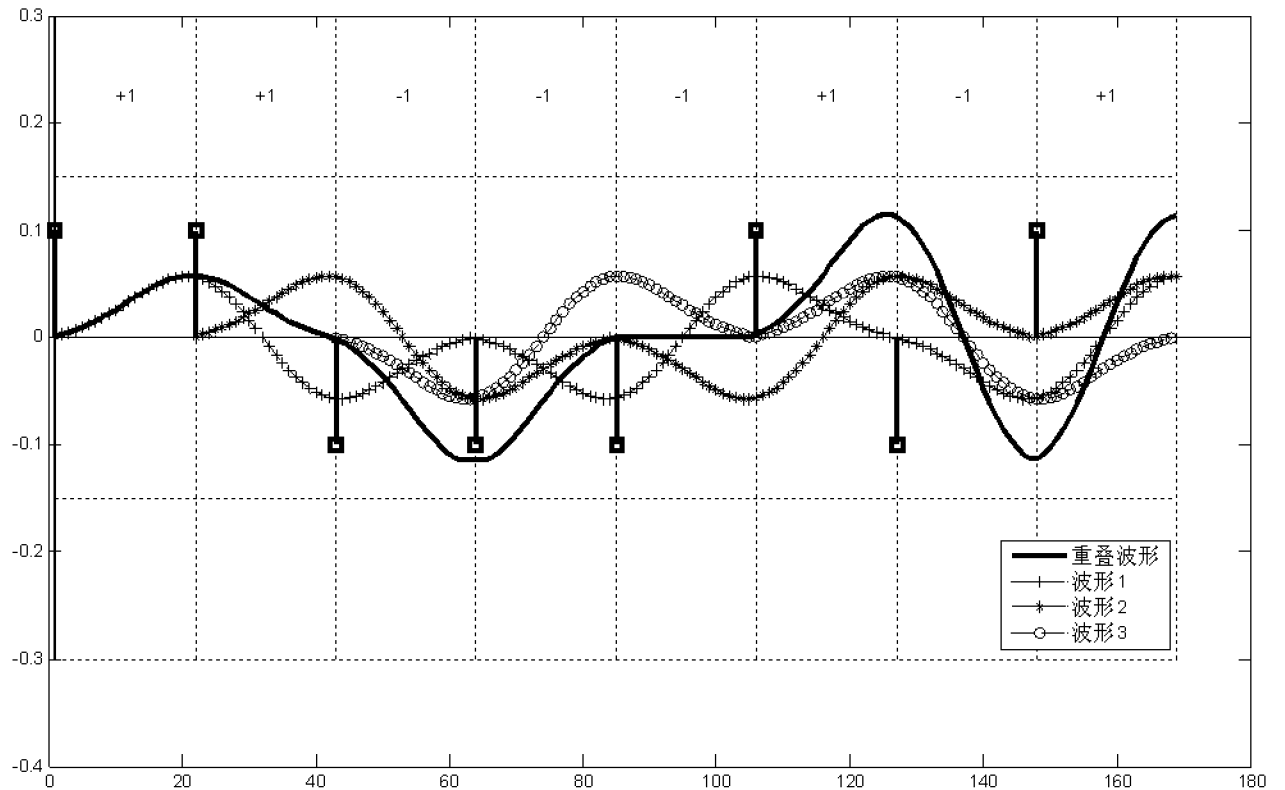


图 19

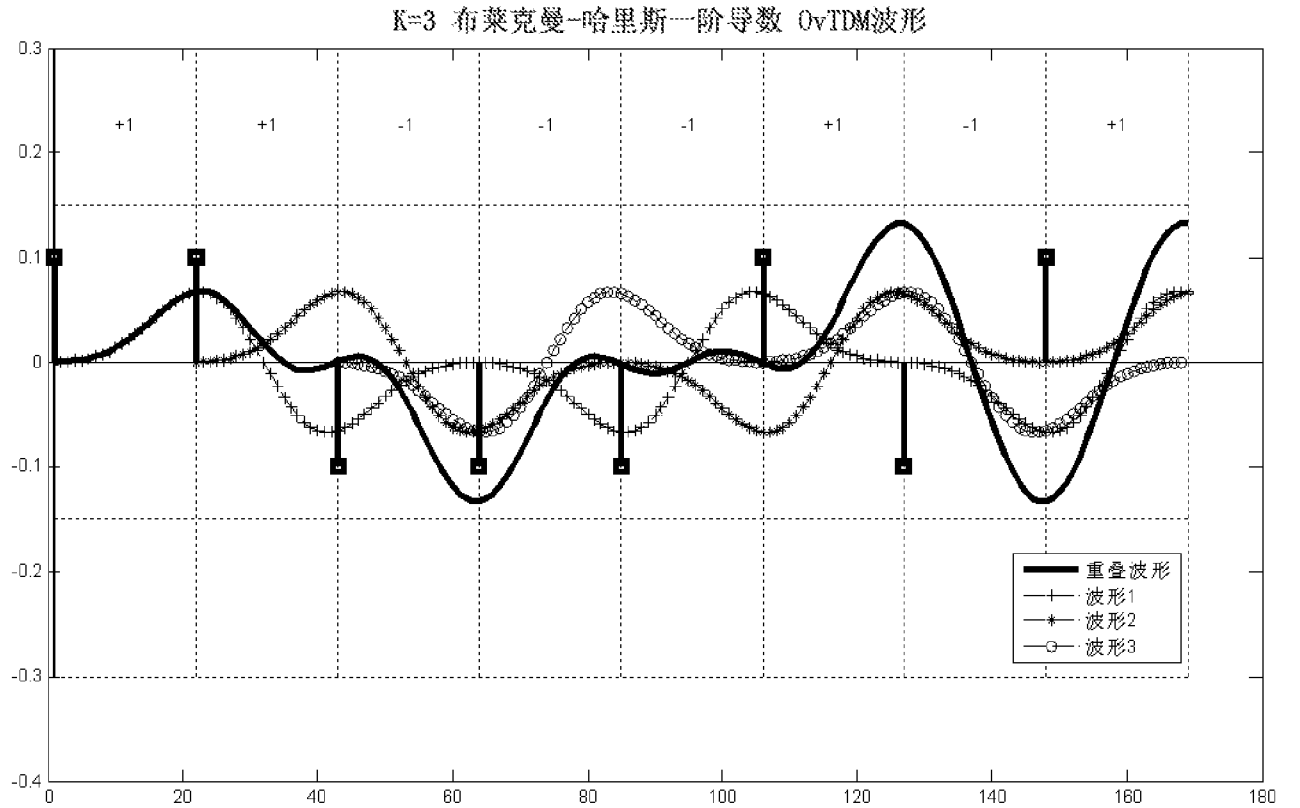


图 20

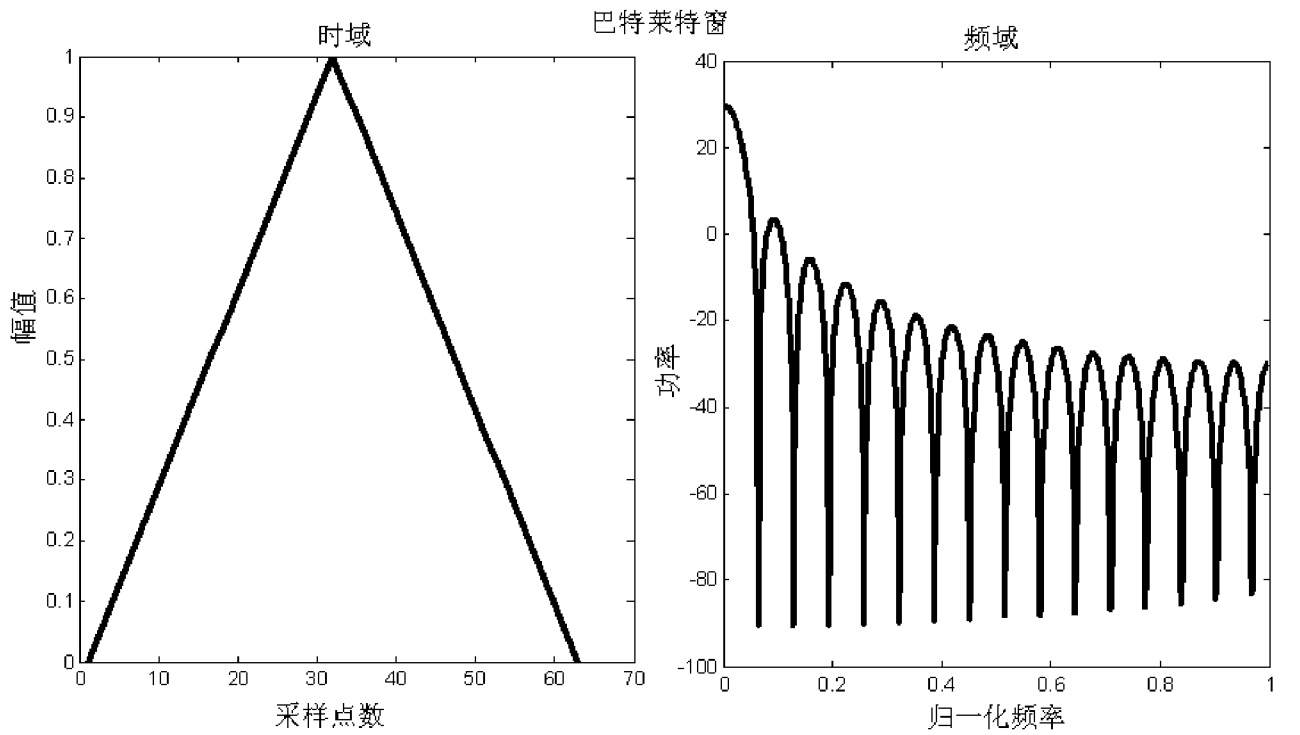


图 21

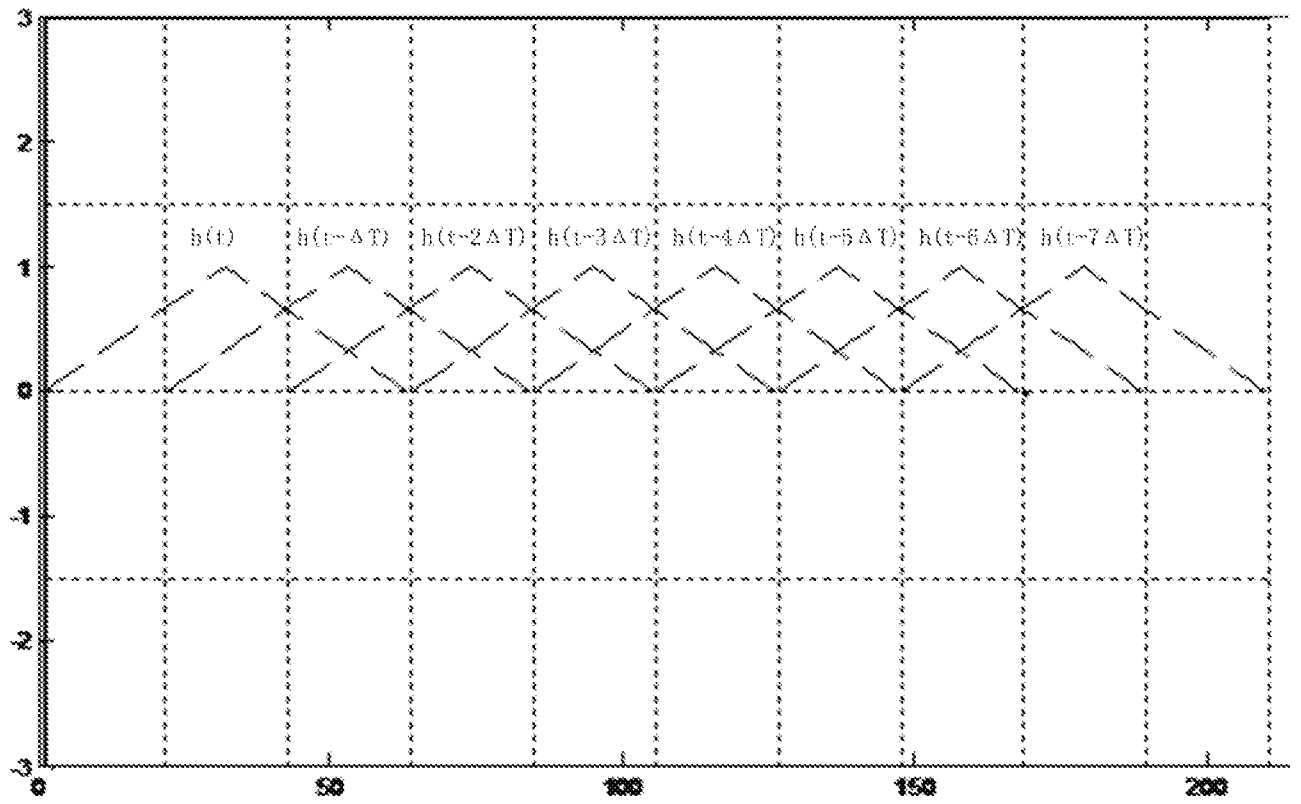


图 22

K=3, 巴特莱特窗脉冲成型OVTDM信号

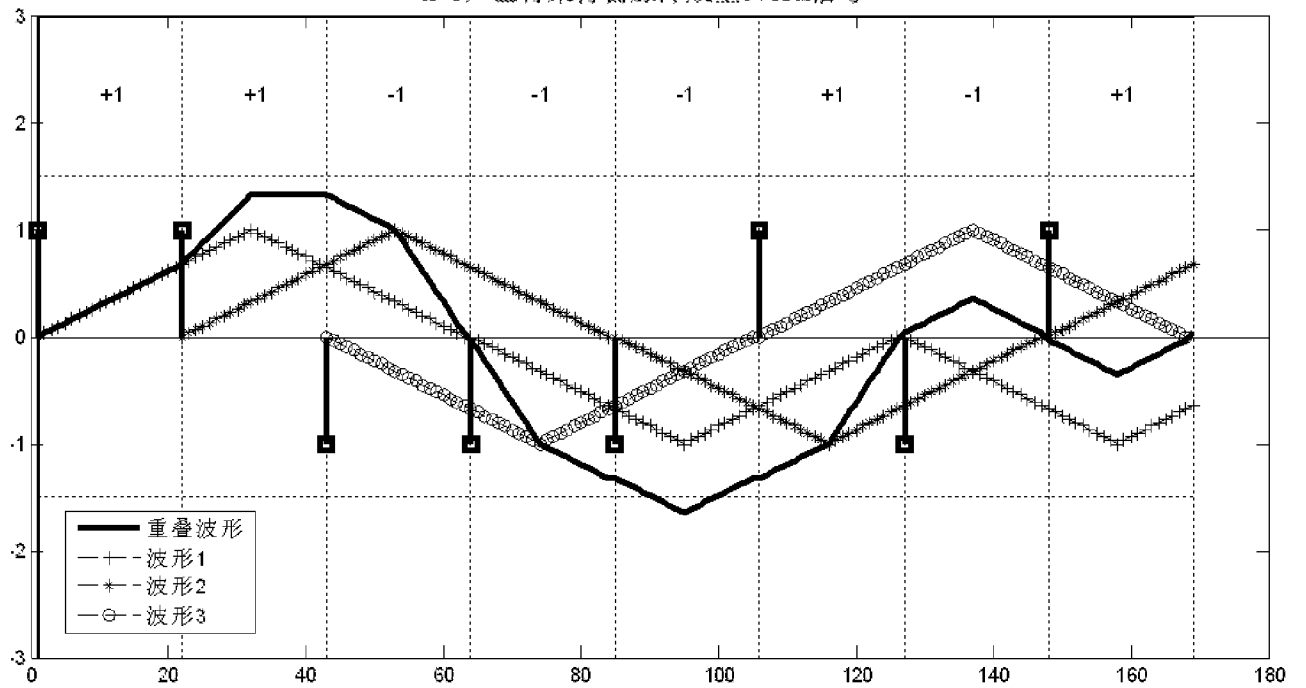


图 23

高斯窗

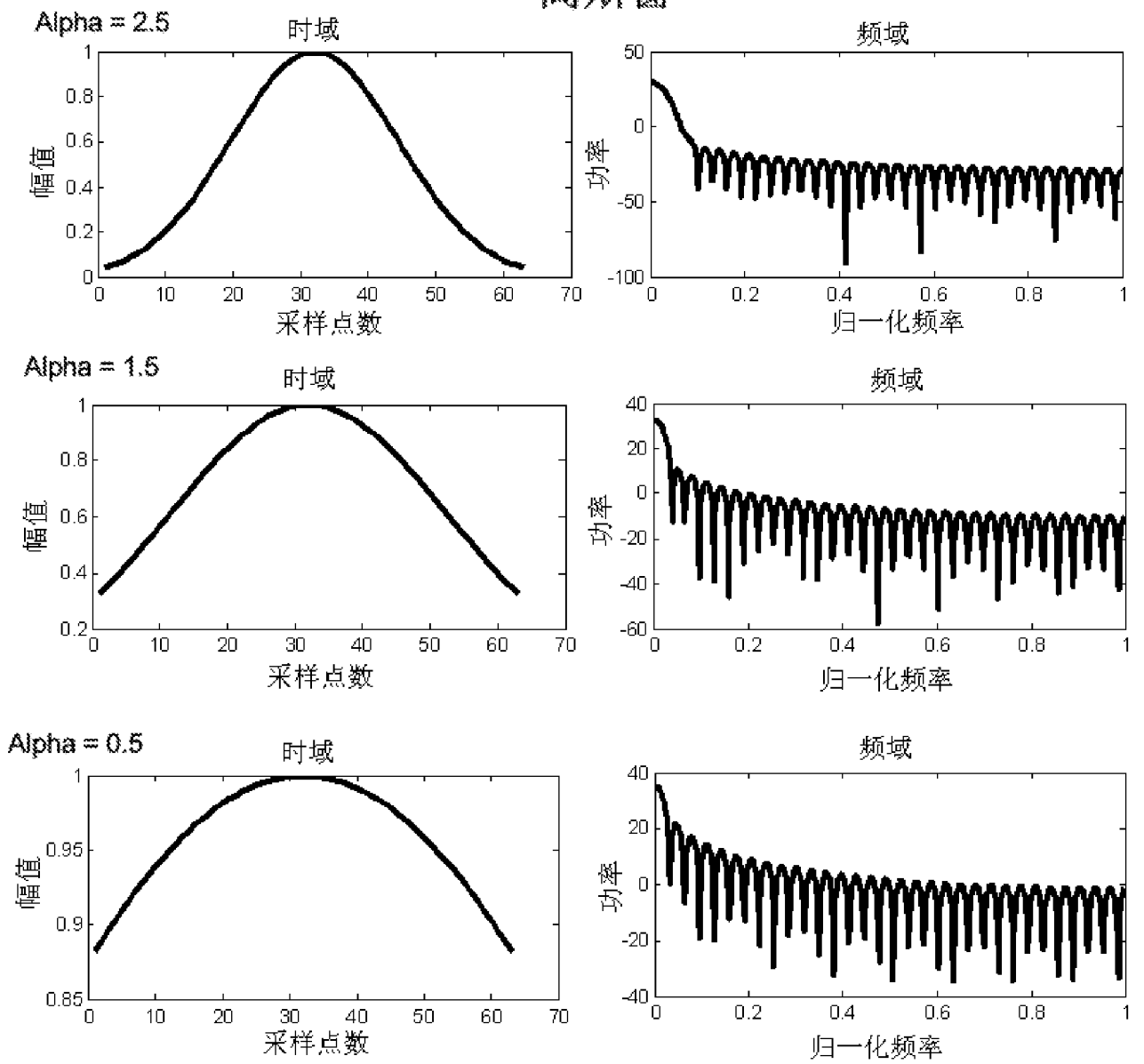


图 24

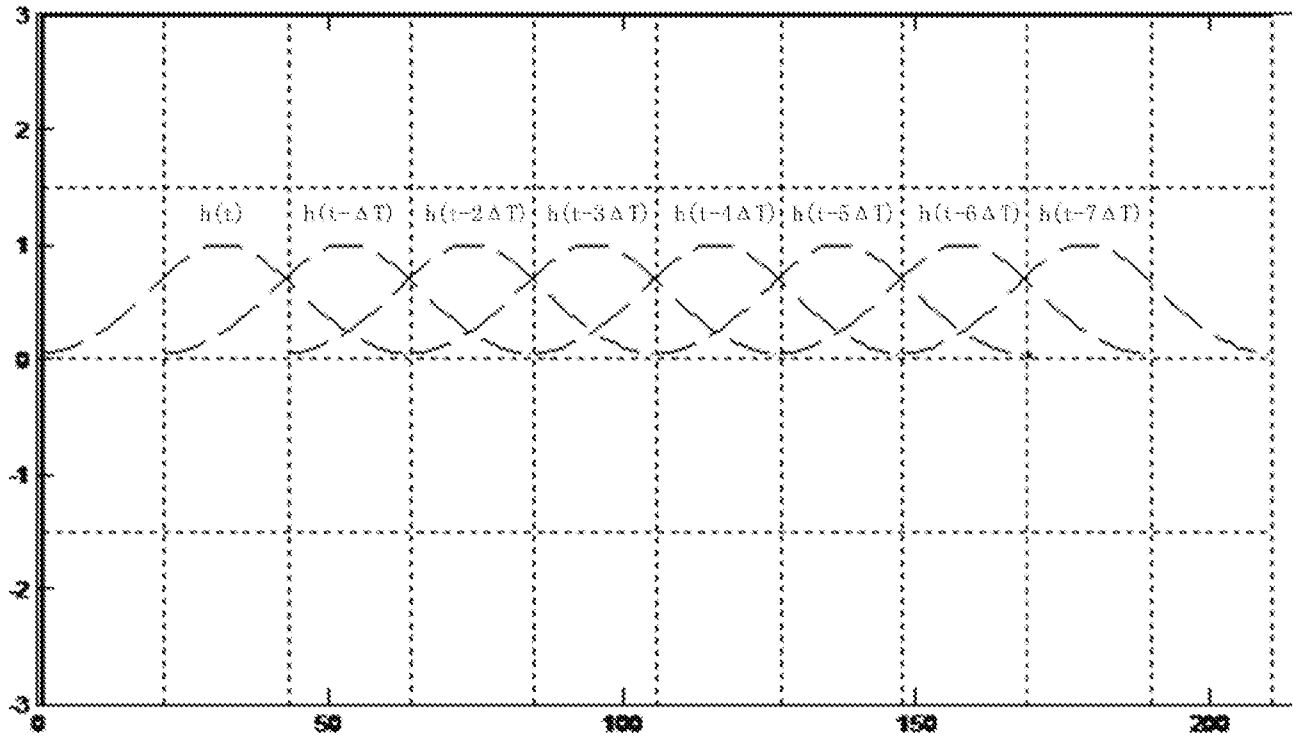


图 25

K=3, 高斯窗脉冲成型OvTDM信号

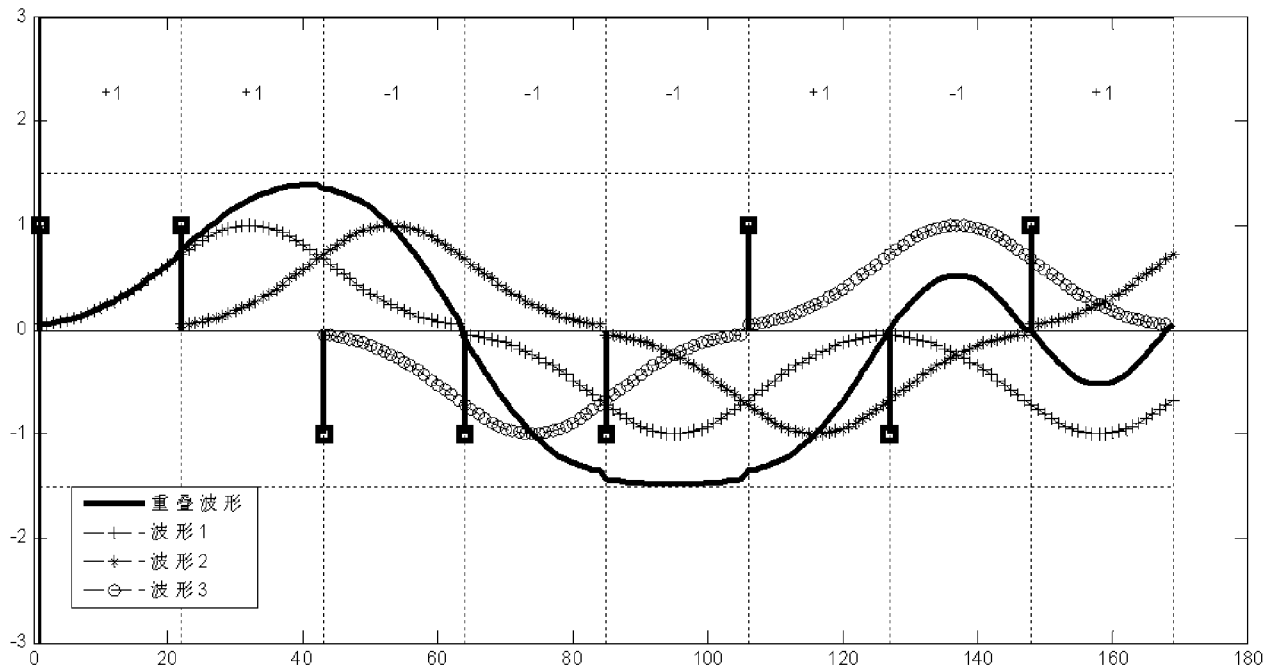


图 26

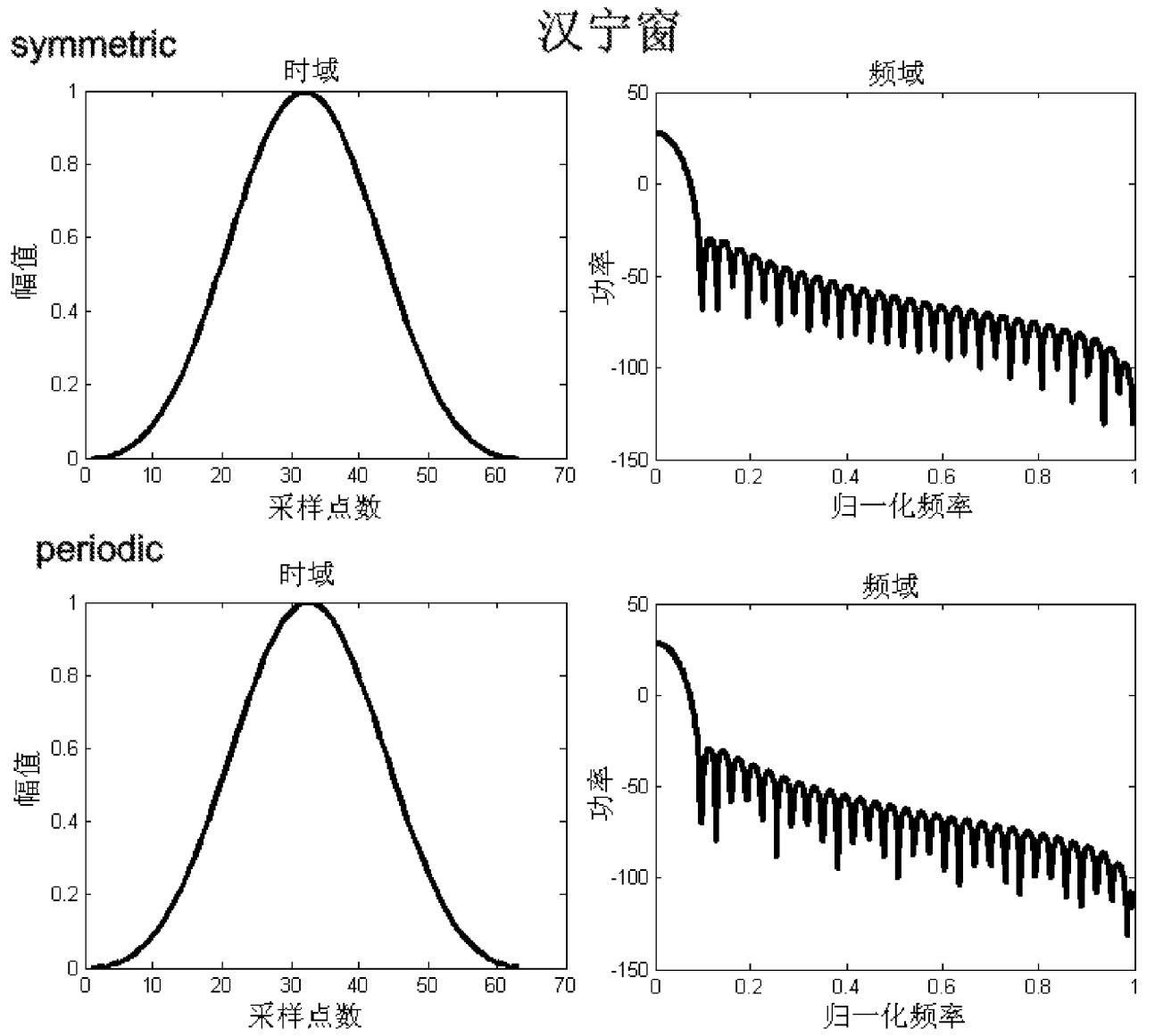


图 27

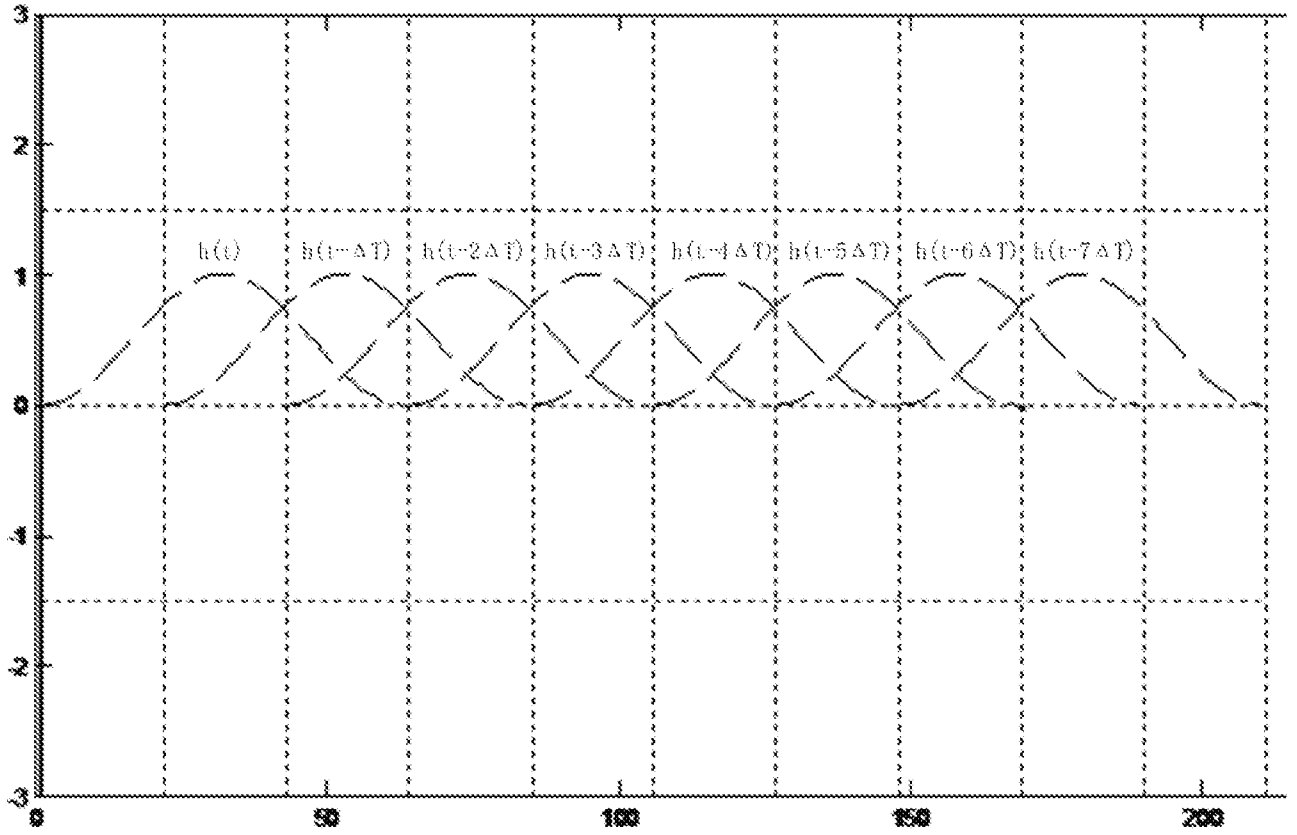


图 28

K=3, 汉宁窗脉冲成型OvTDM信号

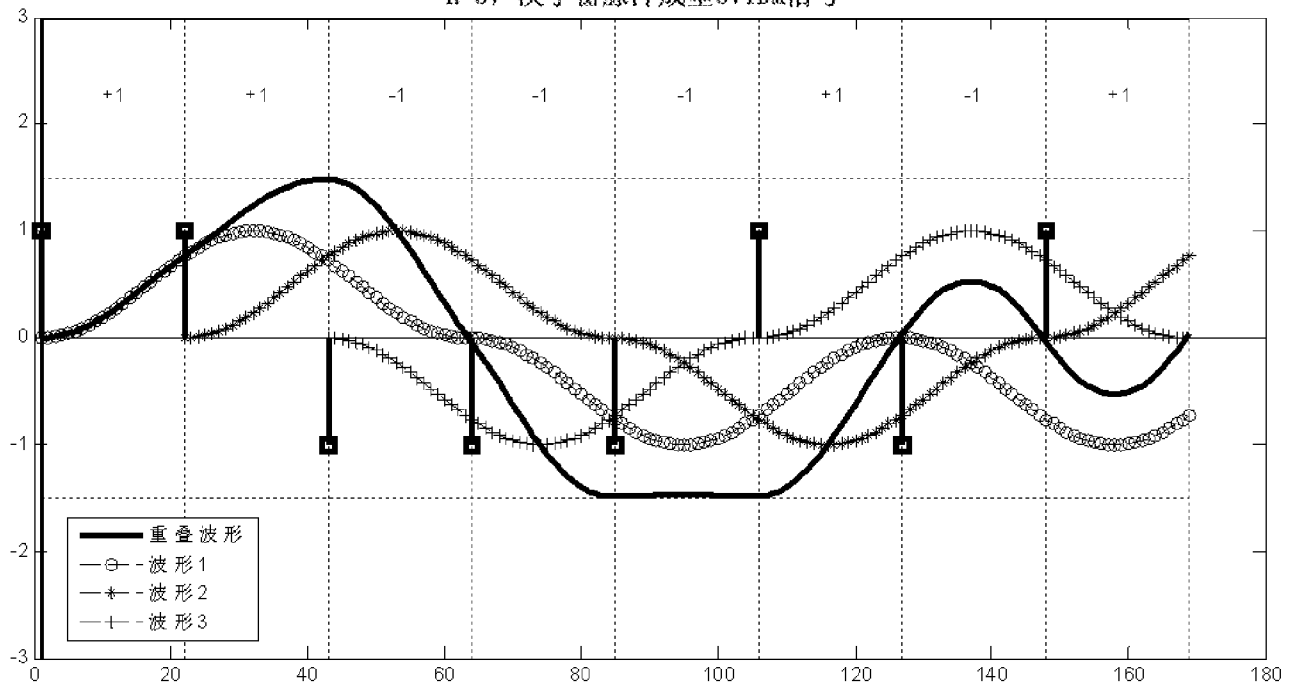


图 29

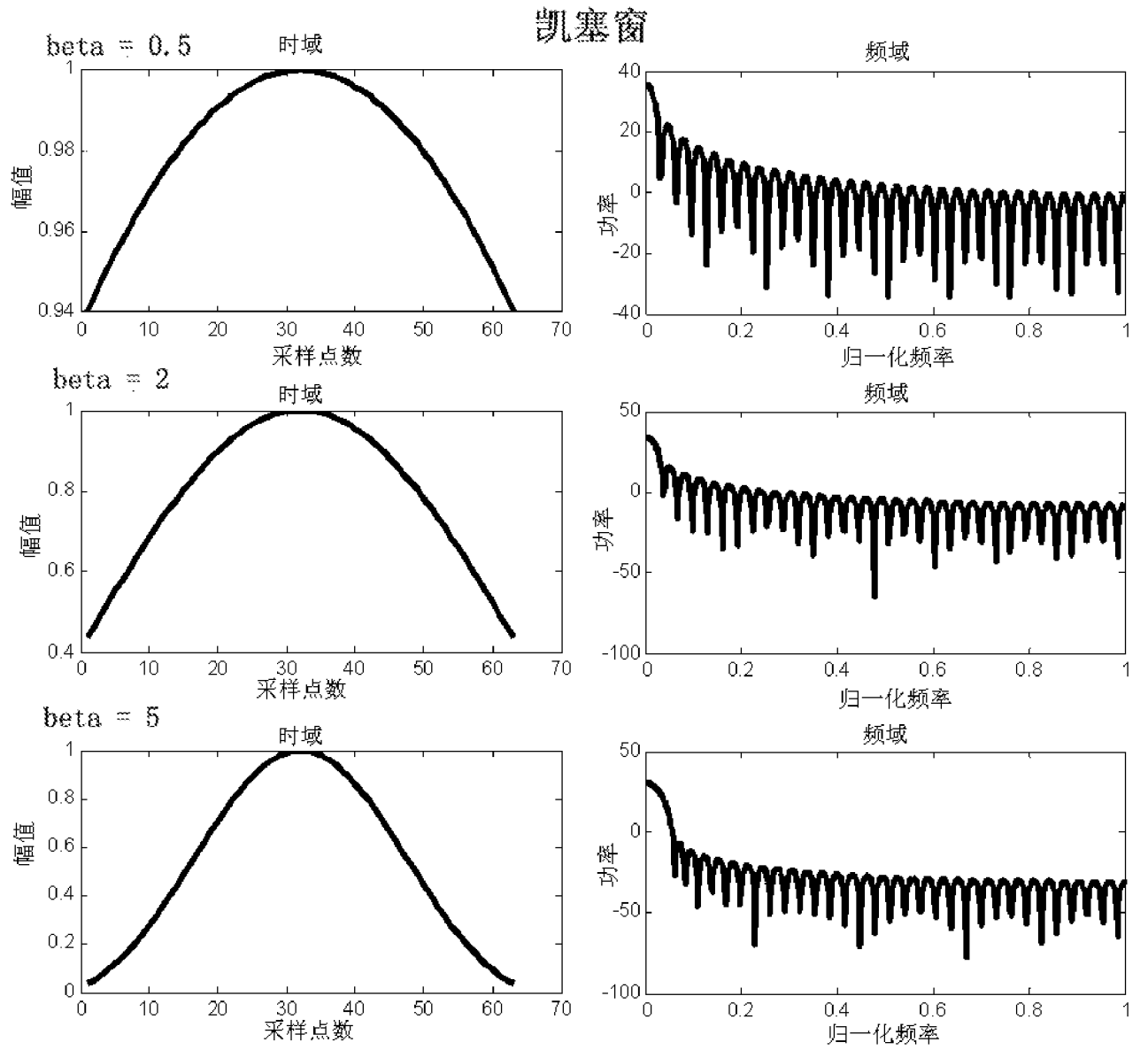


图 30

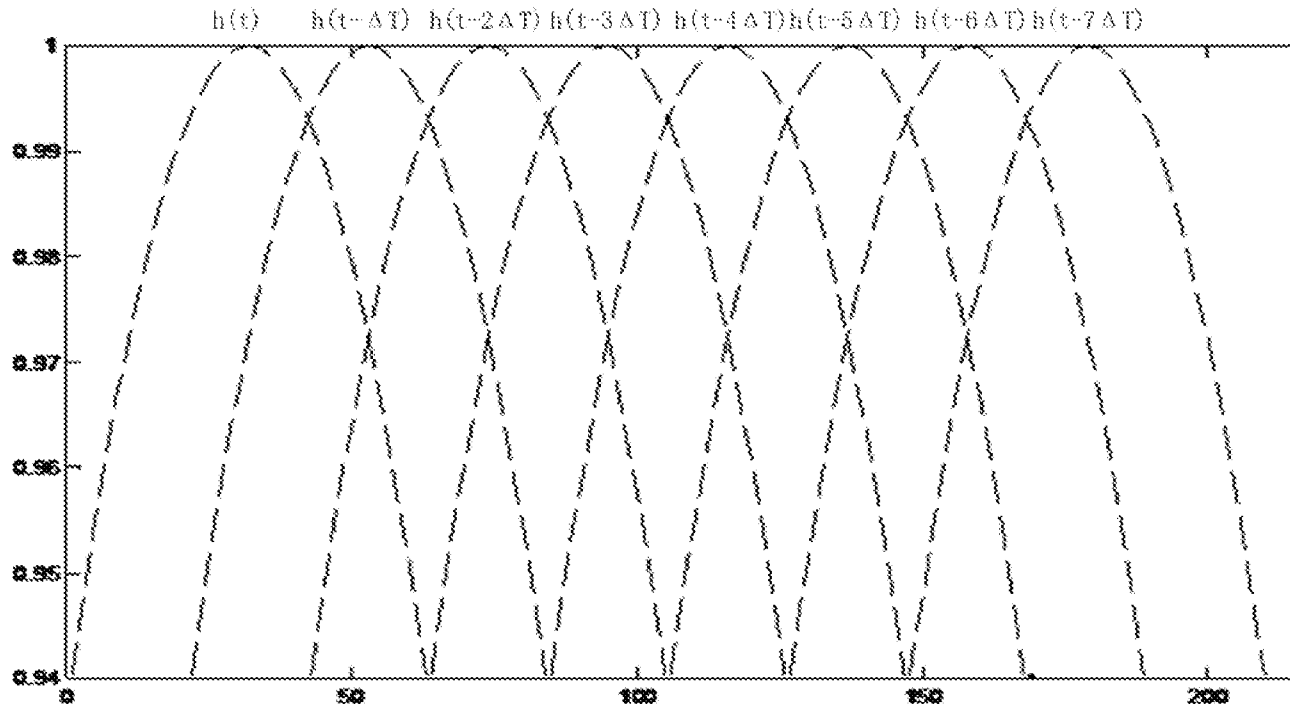


图 31

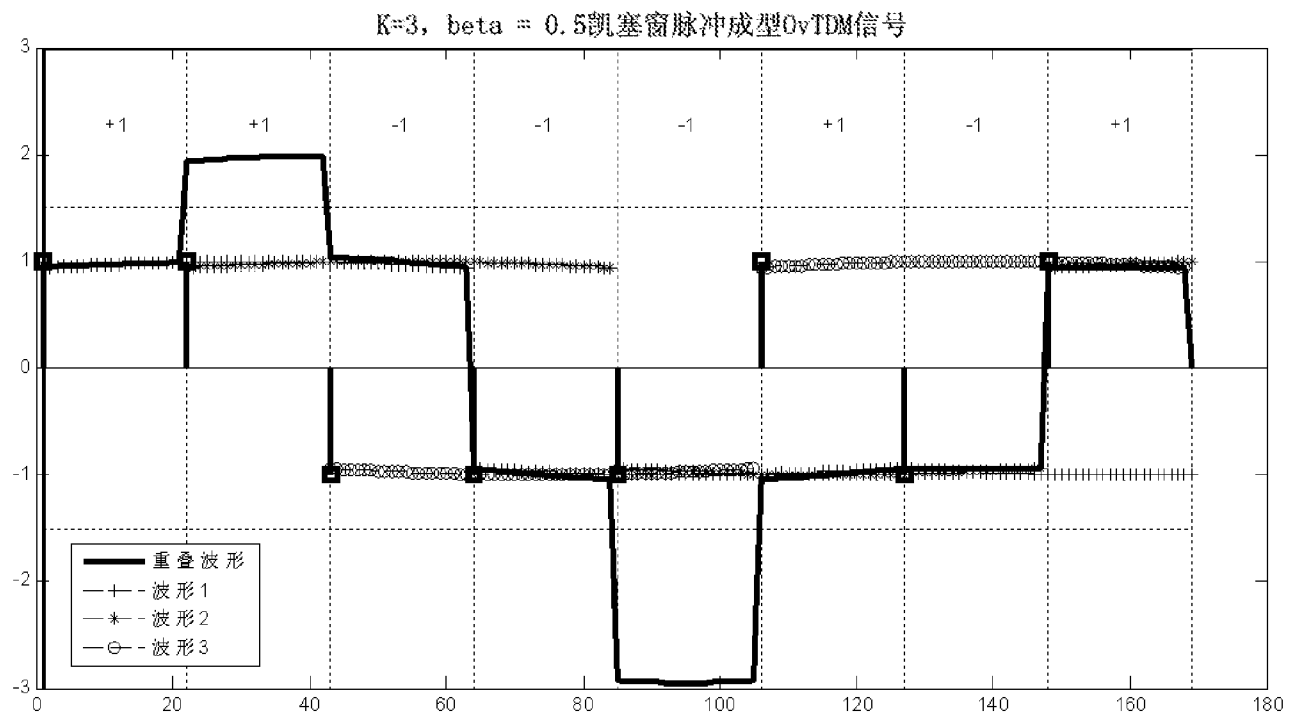


图 32A

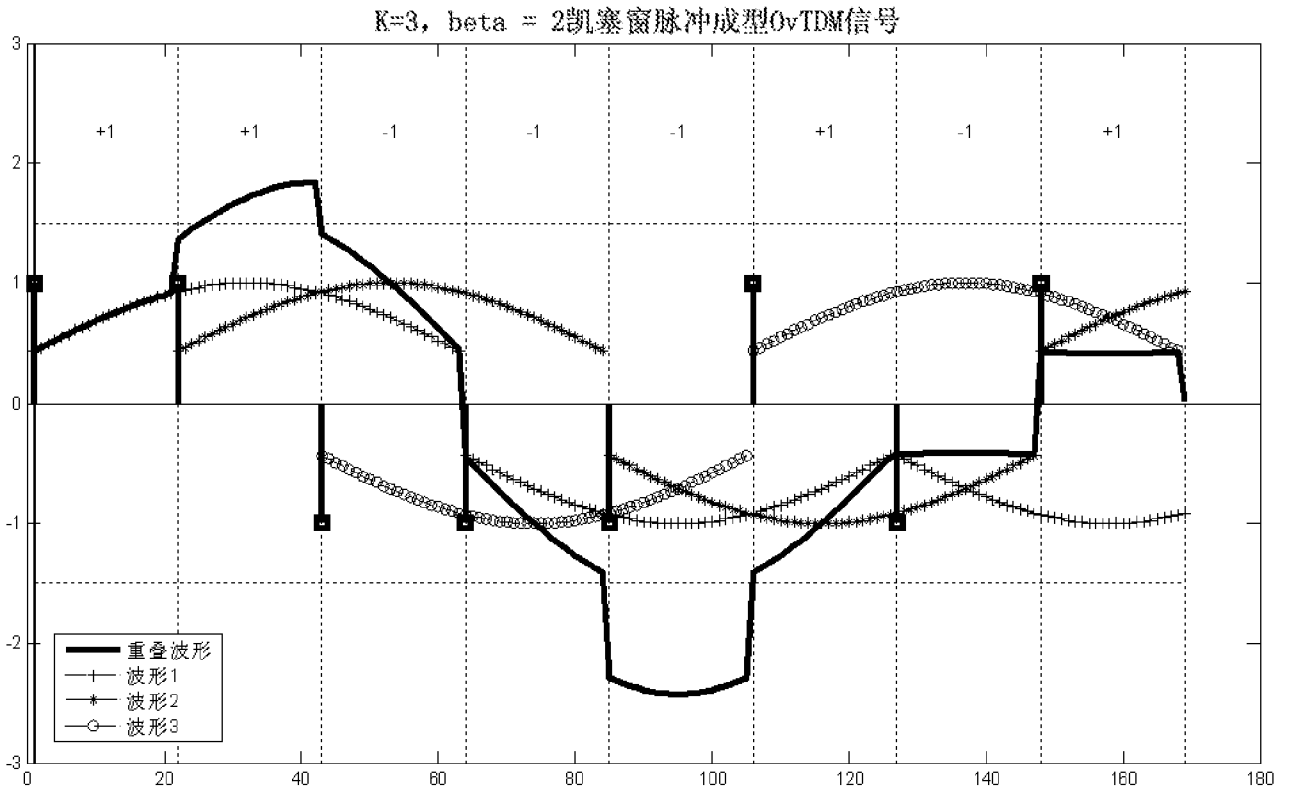


图 32B

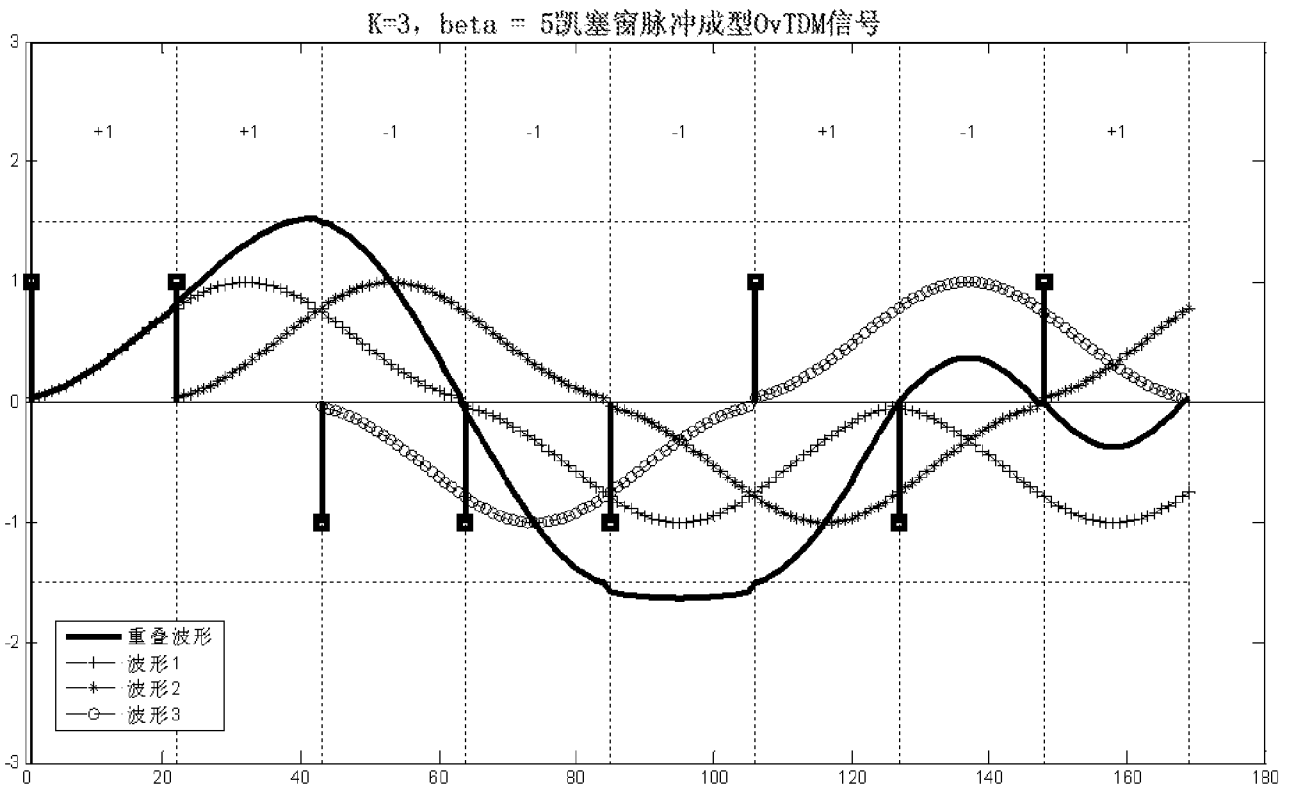


图 32C

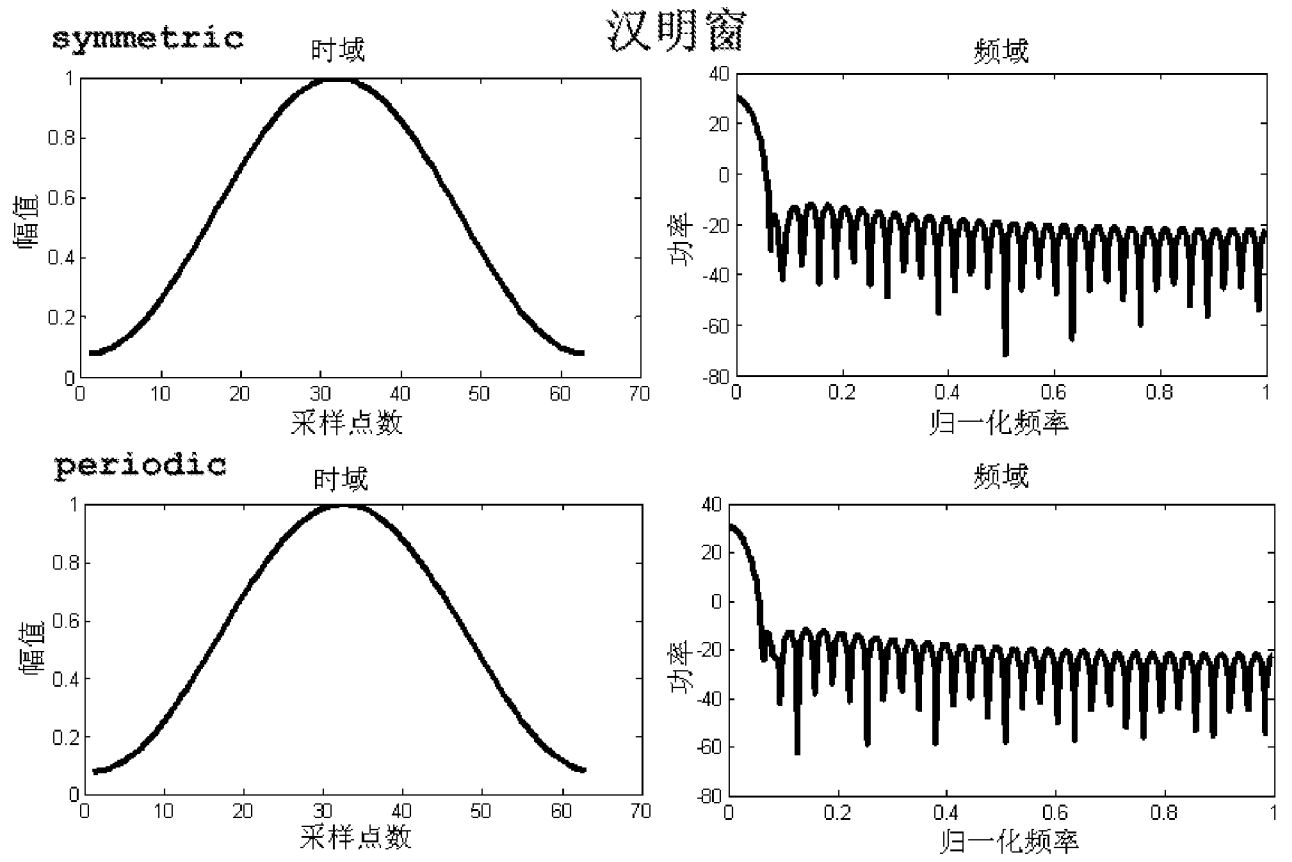


图 33

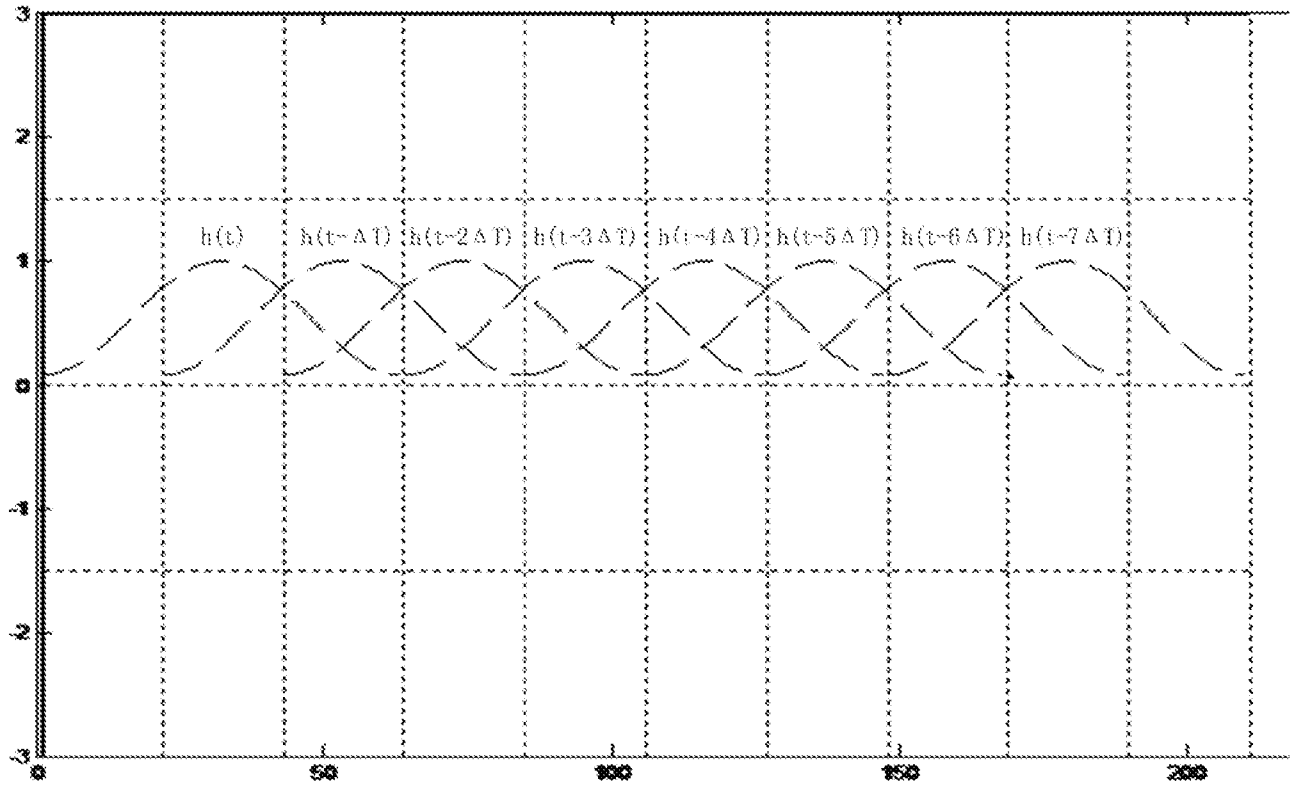


图 34

K=3, 汉明窗脉冲成型OvTDM信号

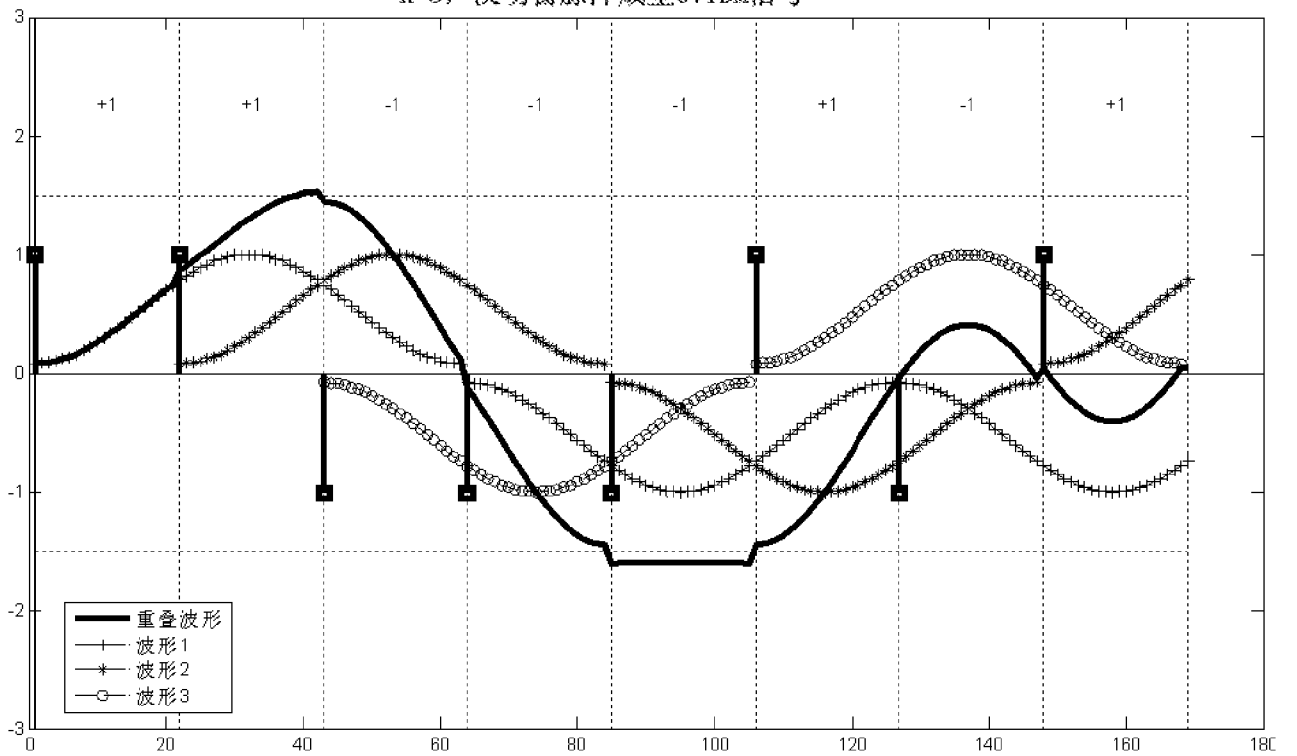


图 35

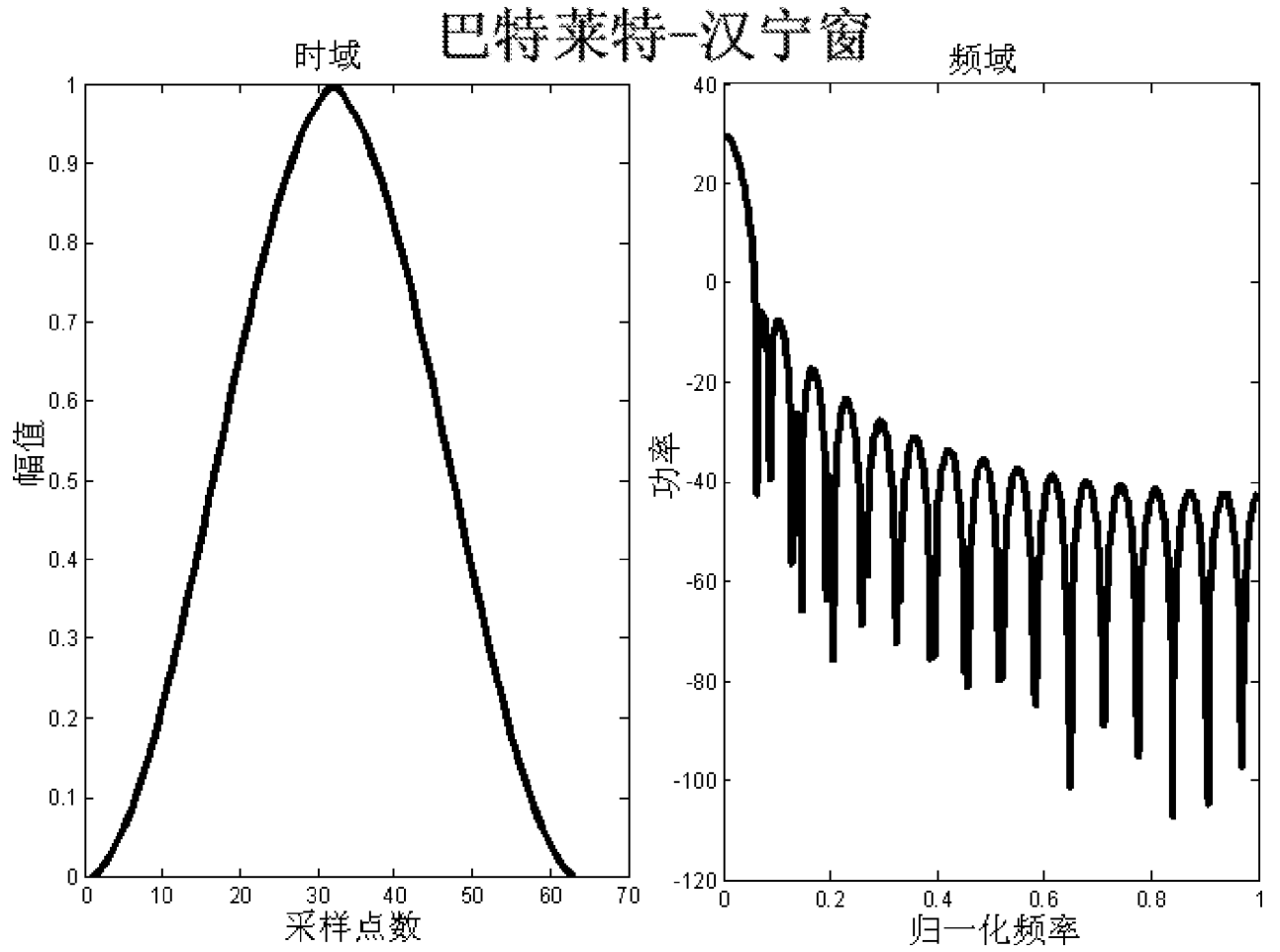


图 36

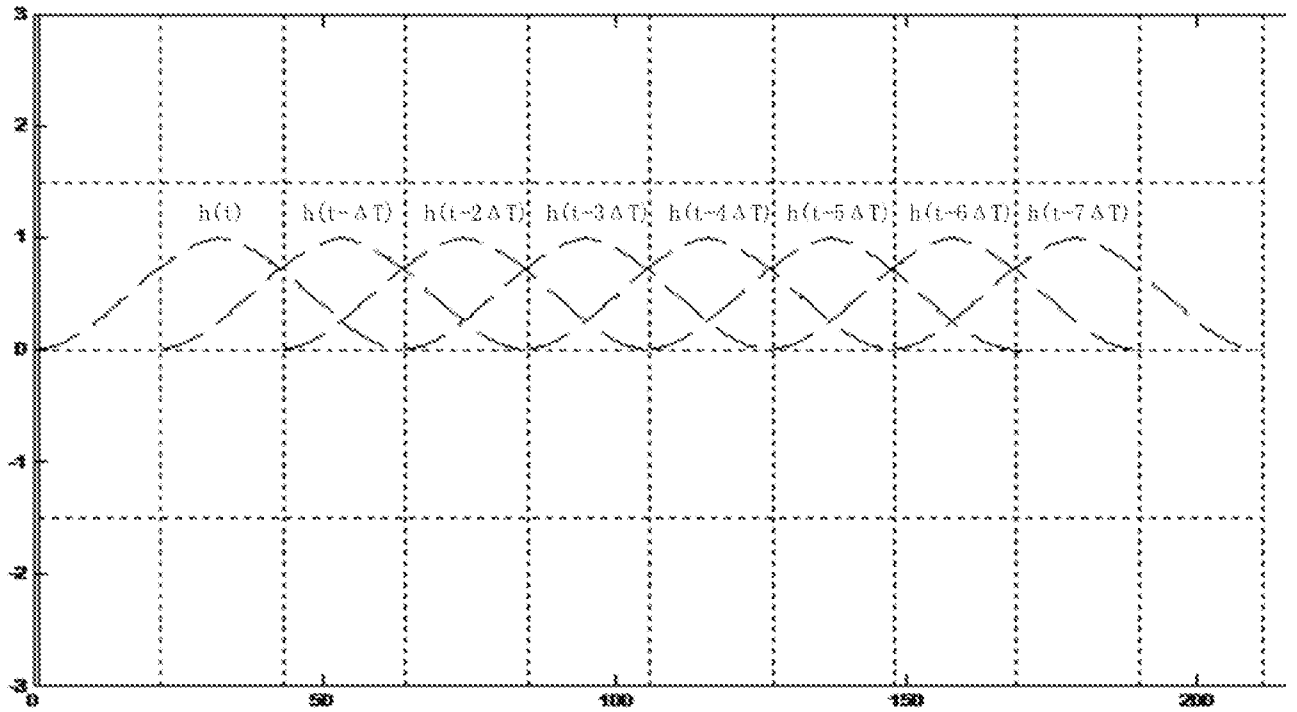


图 37

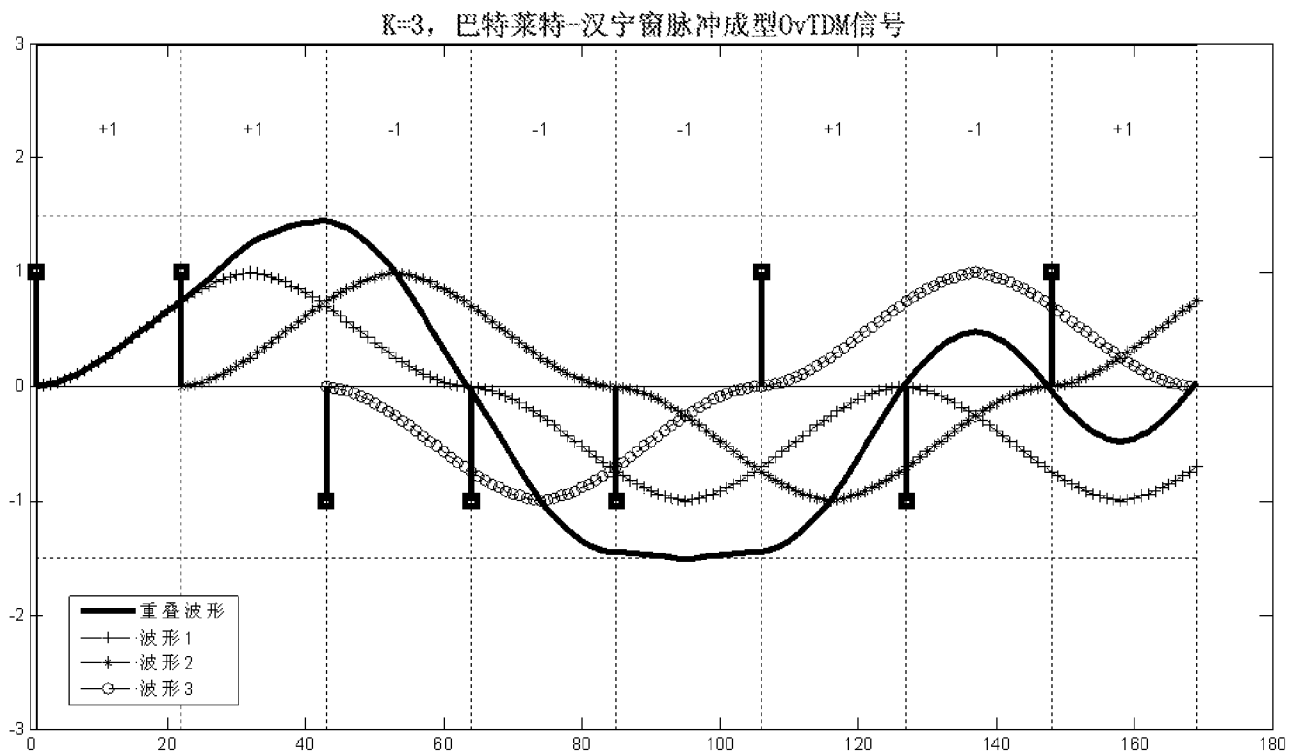
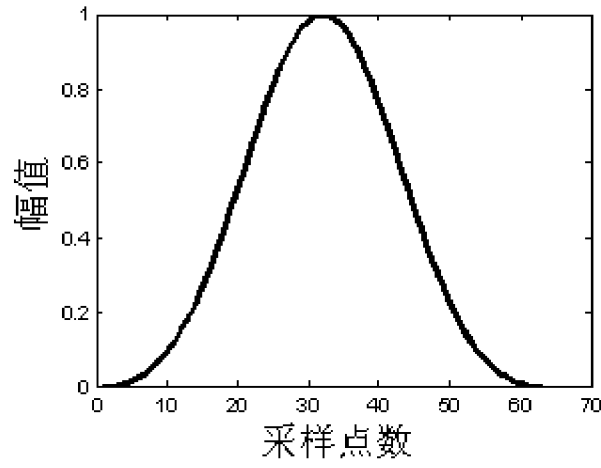


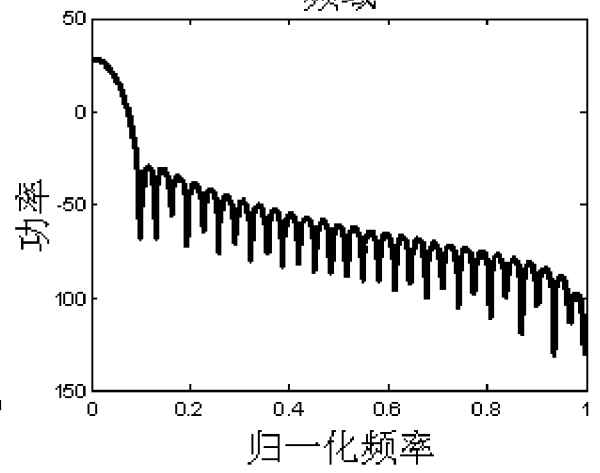
图 38

布莱克曼窗

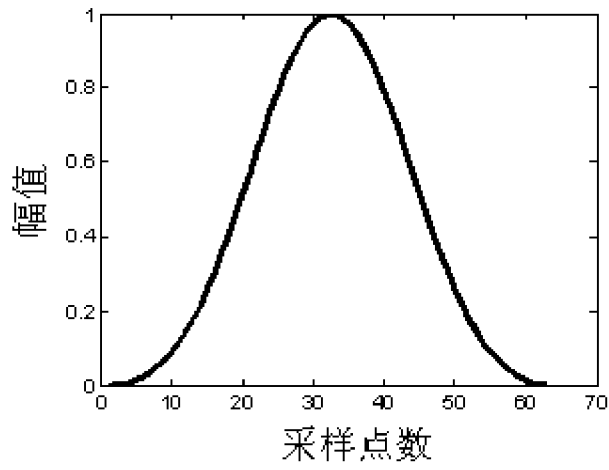
symmetric 时域



频域



periodic 时域



频域

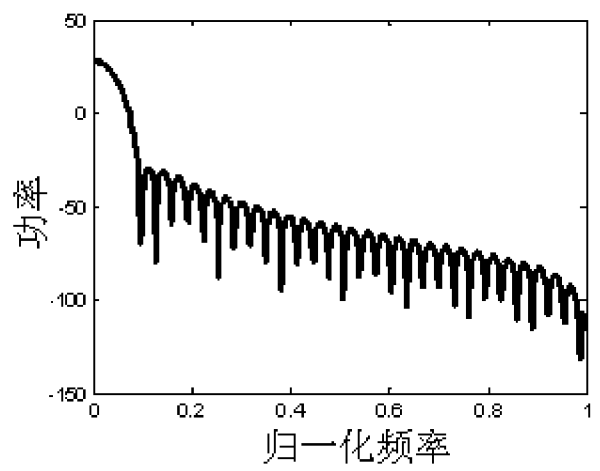


图 39

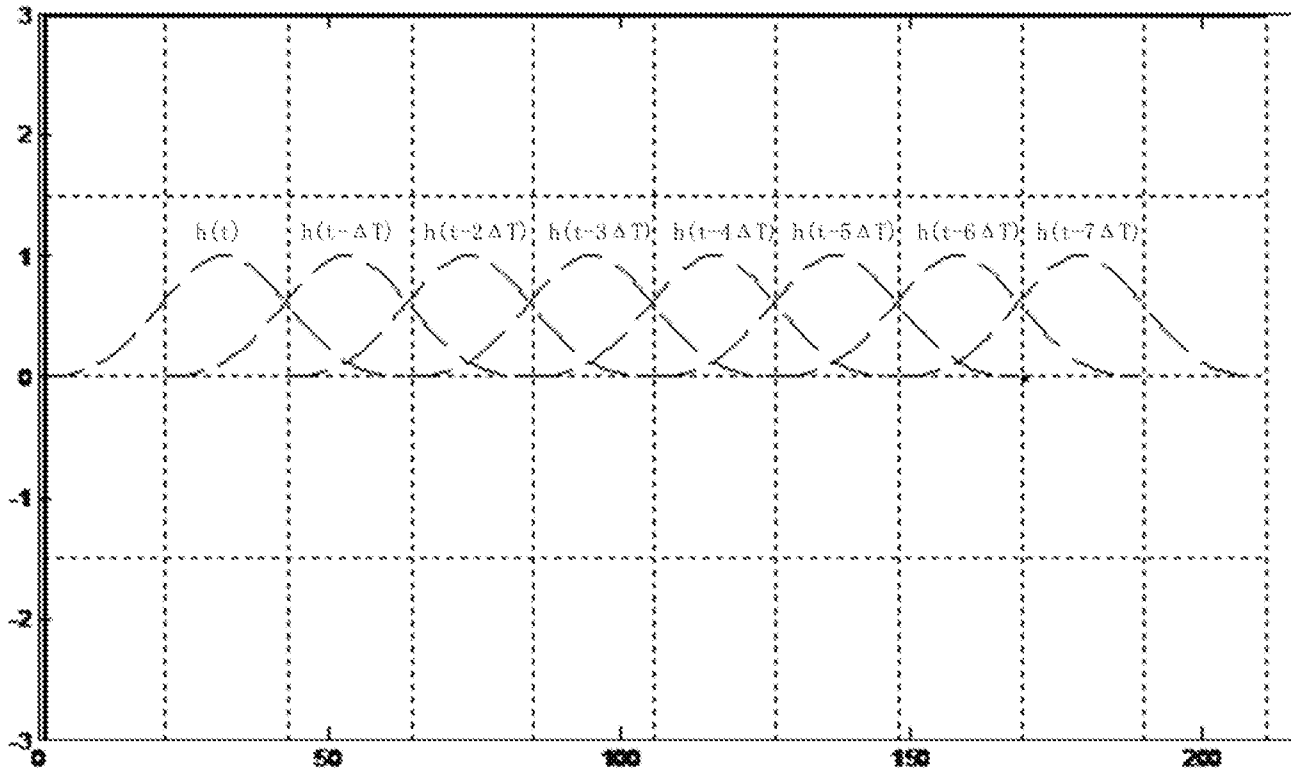


图 40

K=3, 布莱克曼窗脉冲成型OVTDM信号

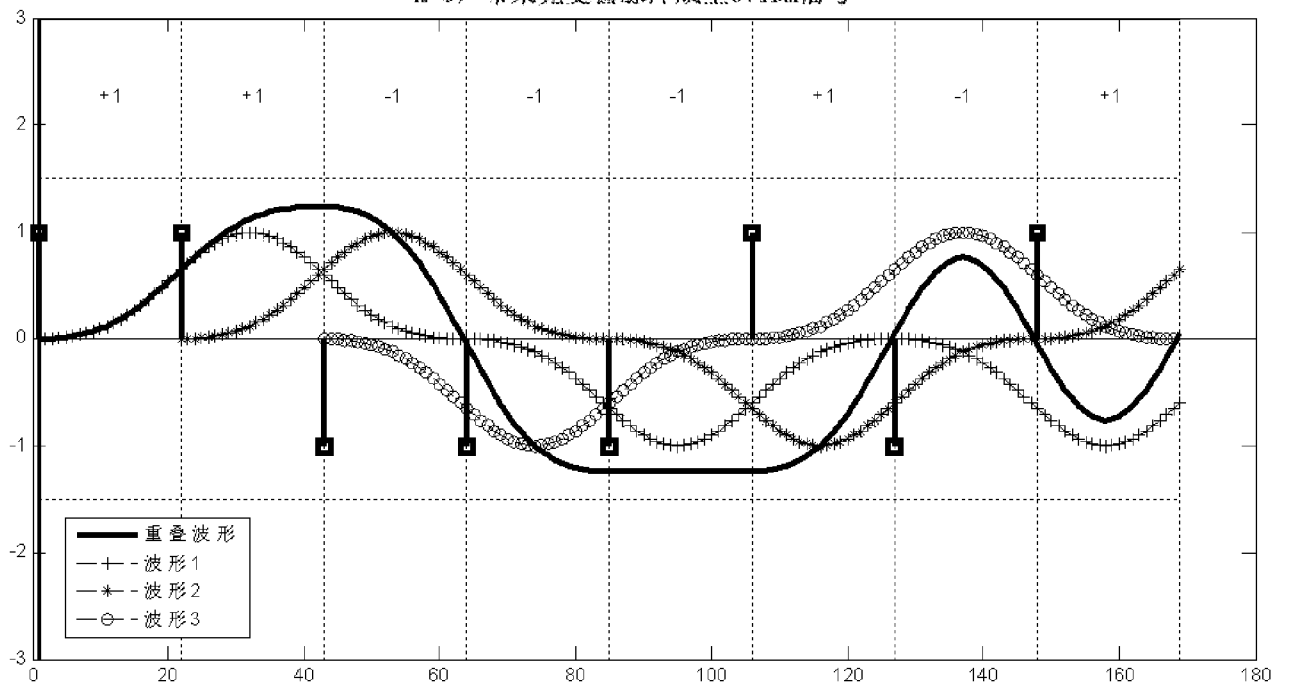


图 41

伯曼窗

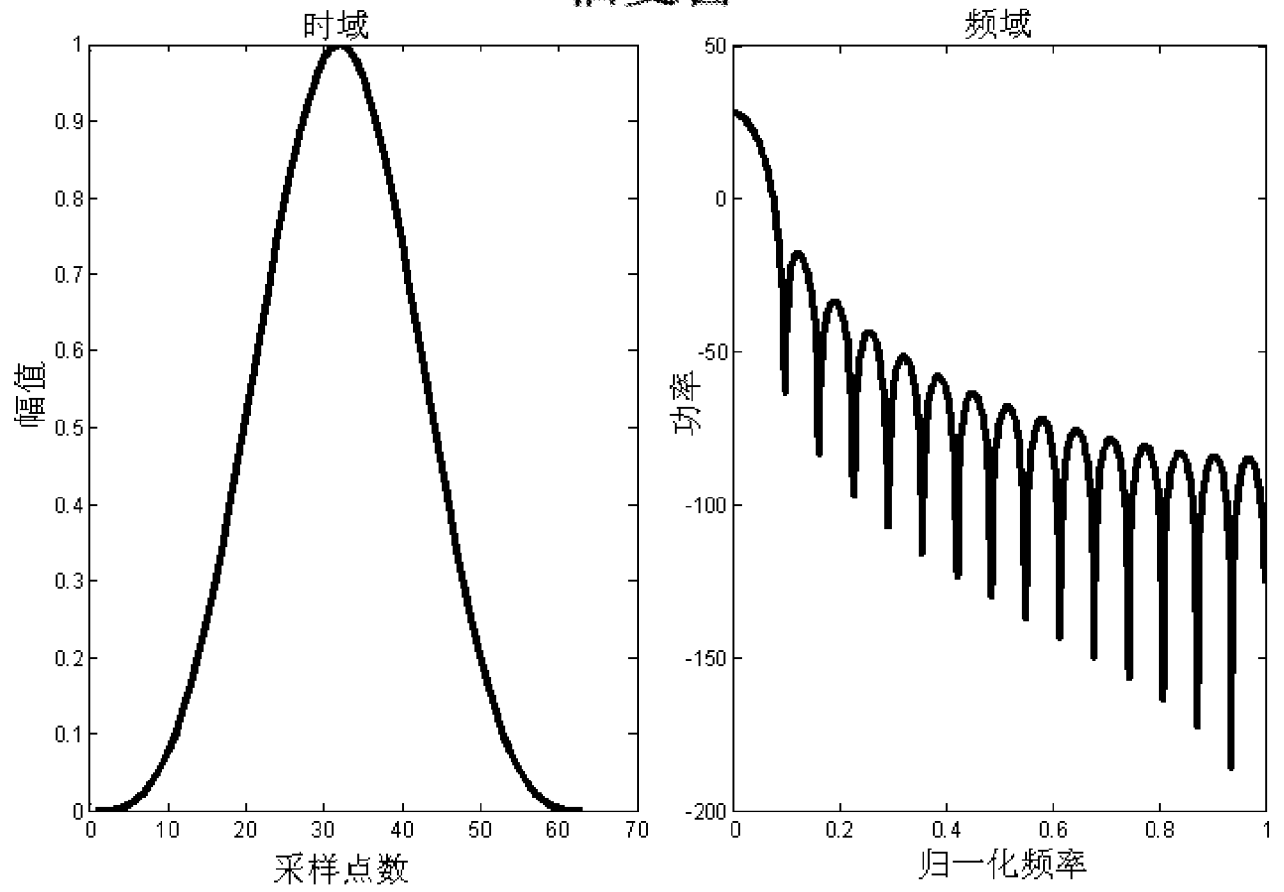


图 42

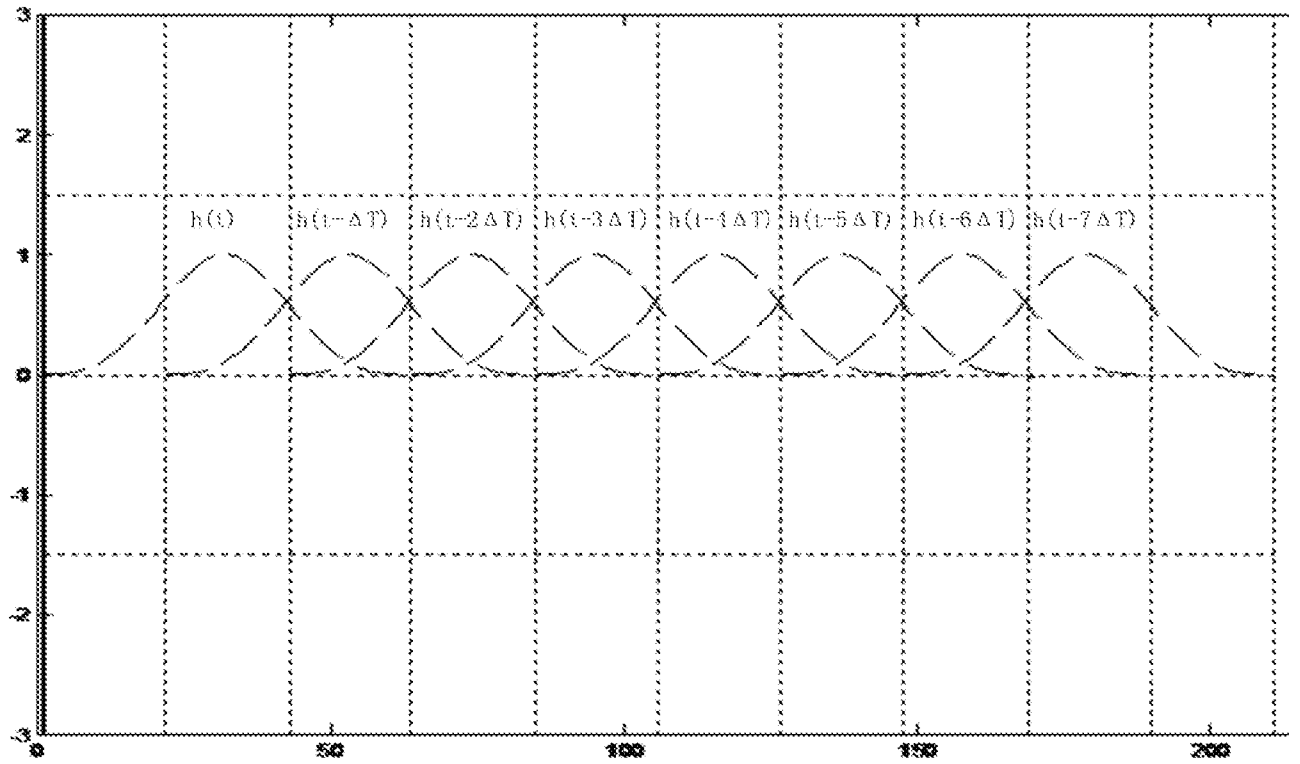


图 43

K=3, 伯曼窗脉冲成型OvTDM信号

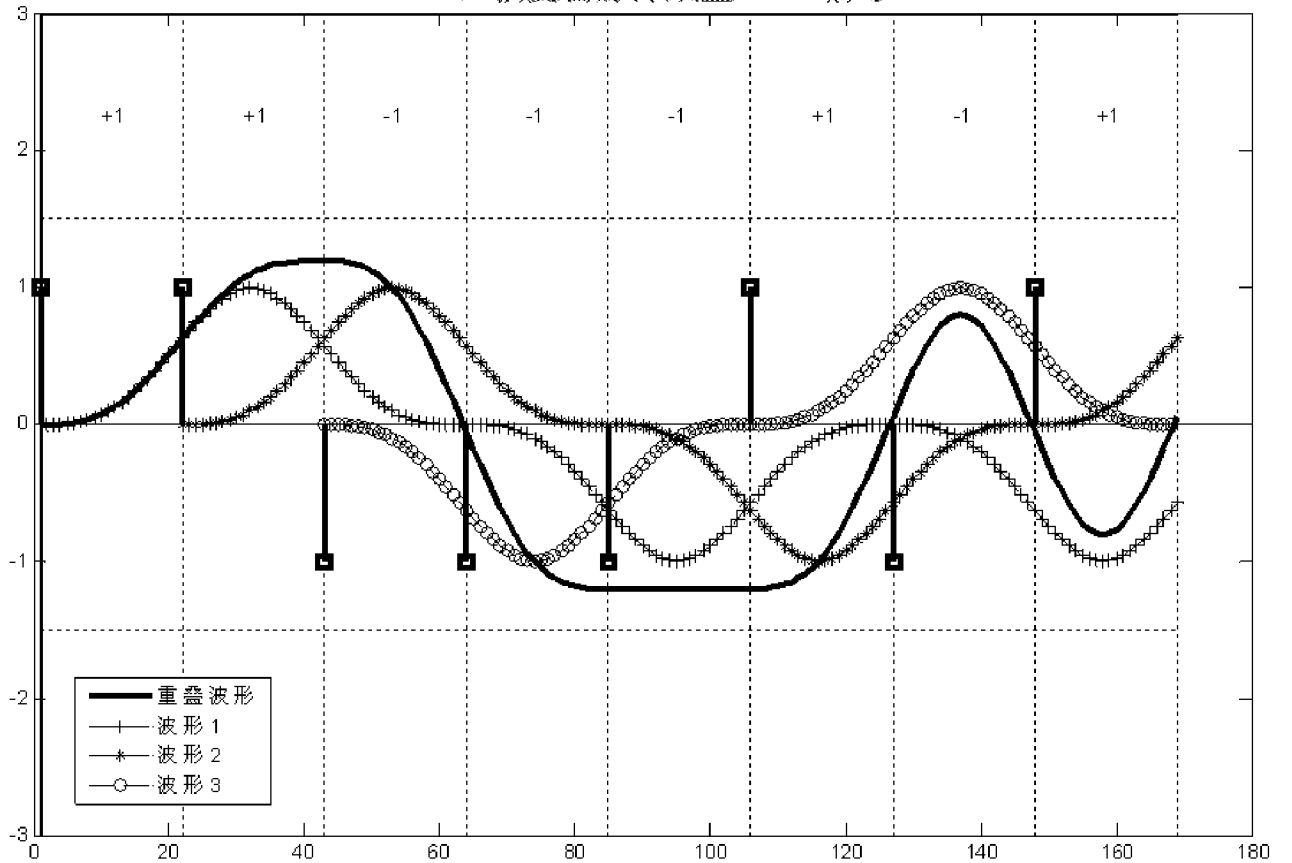


图 44

平顶窗

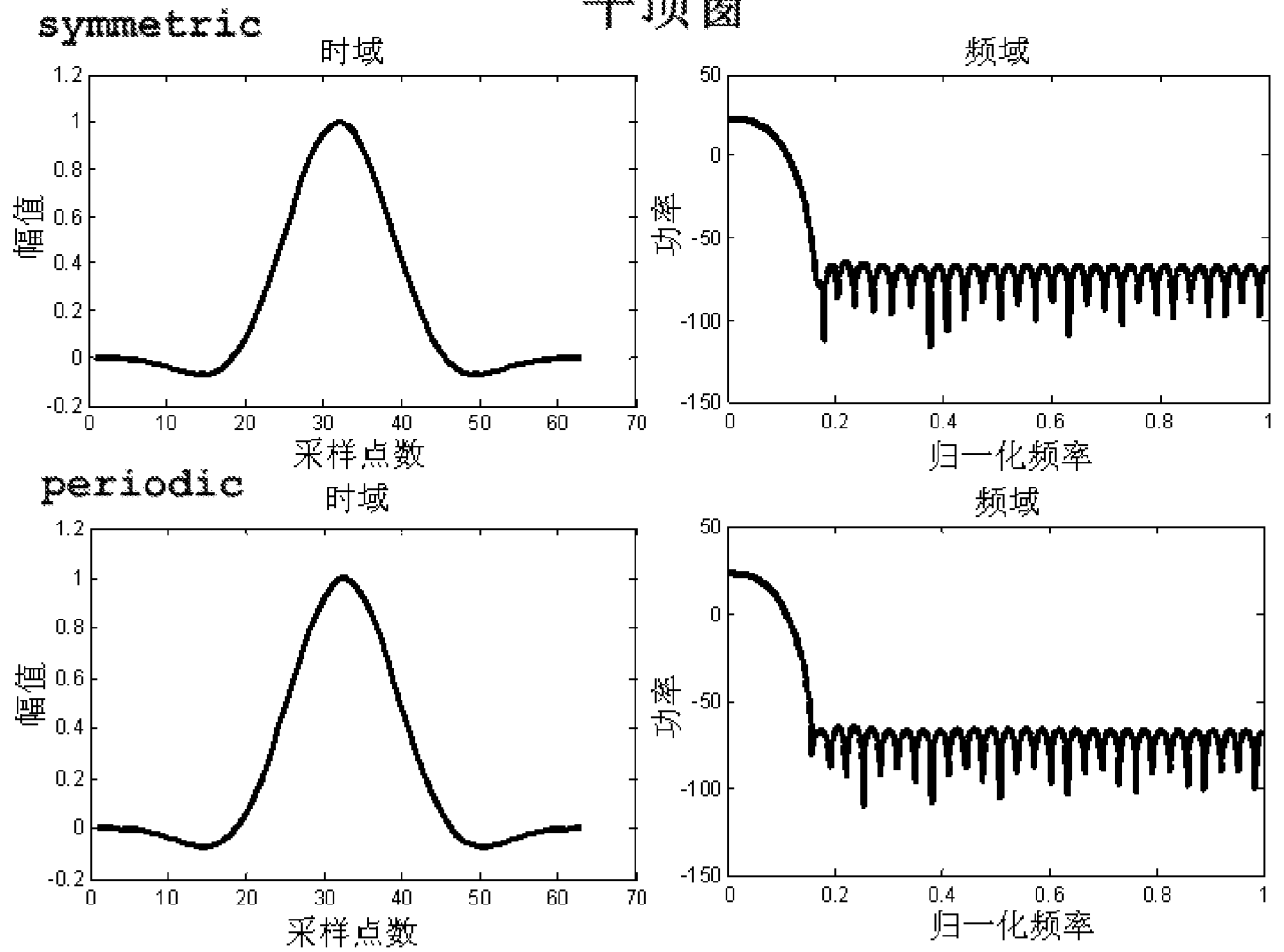


图 45

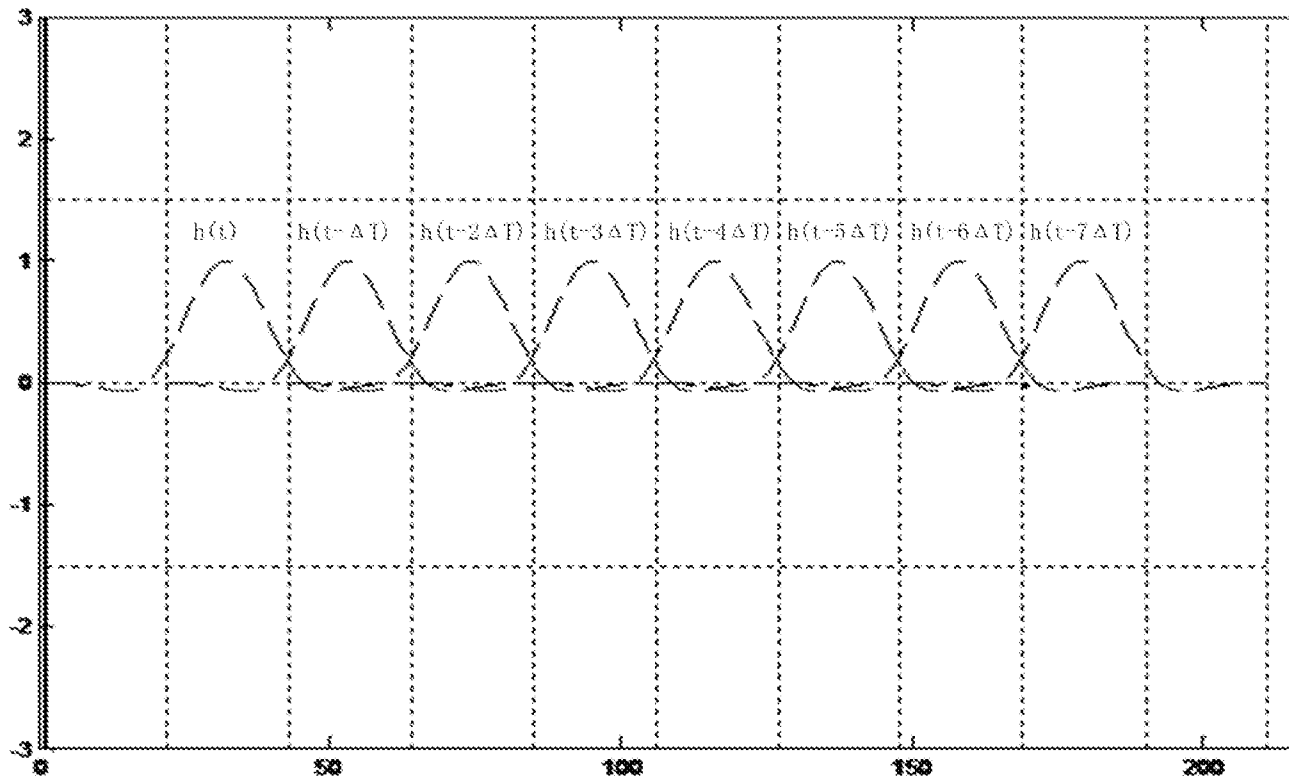


图 46

K=3, 平顶窗脉冲成型OvTDM信号

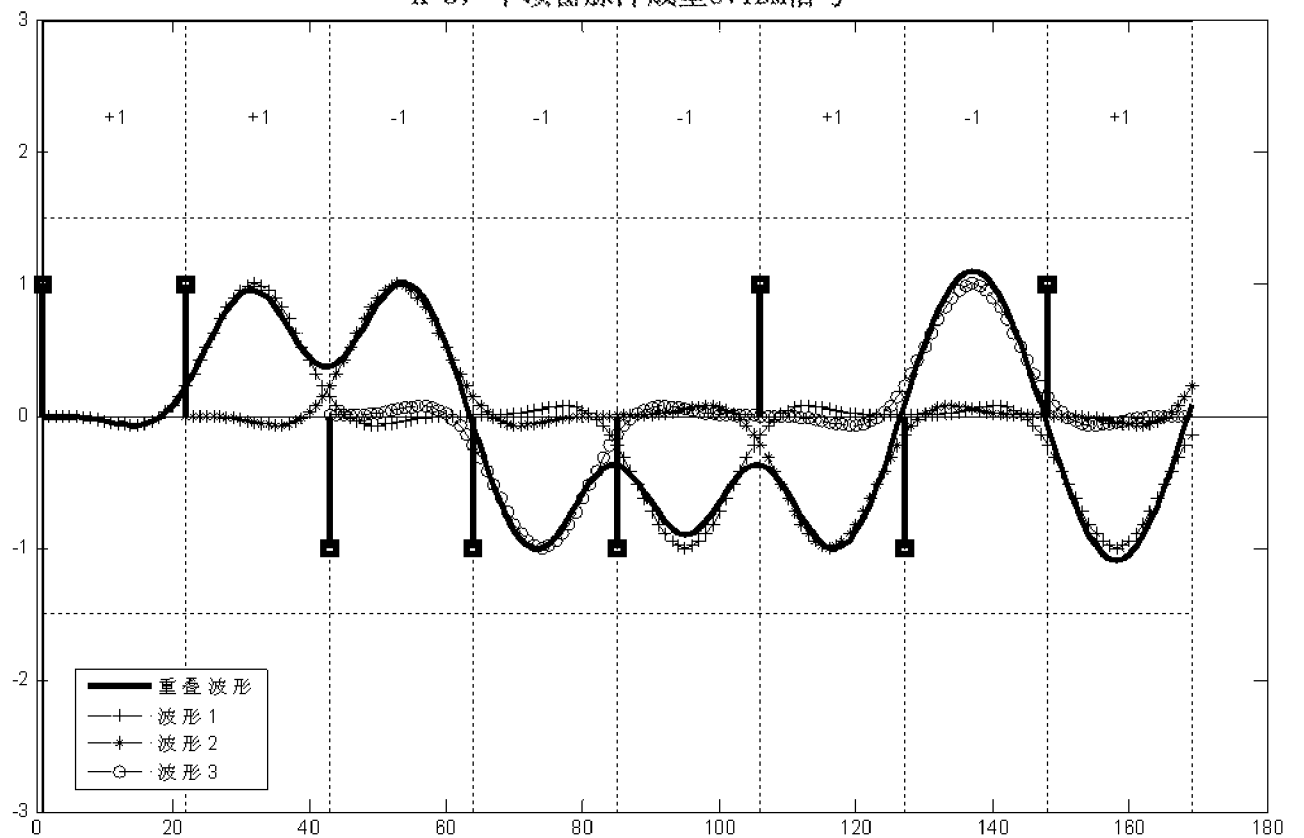


图 47

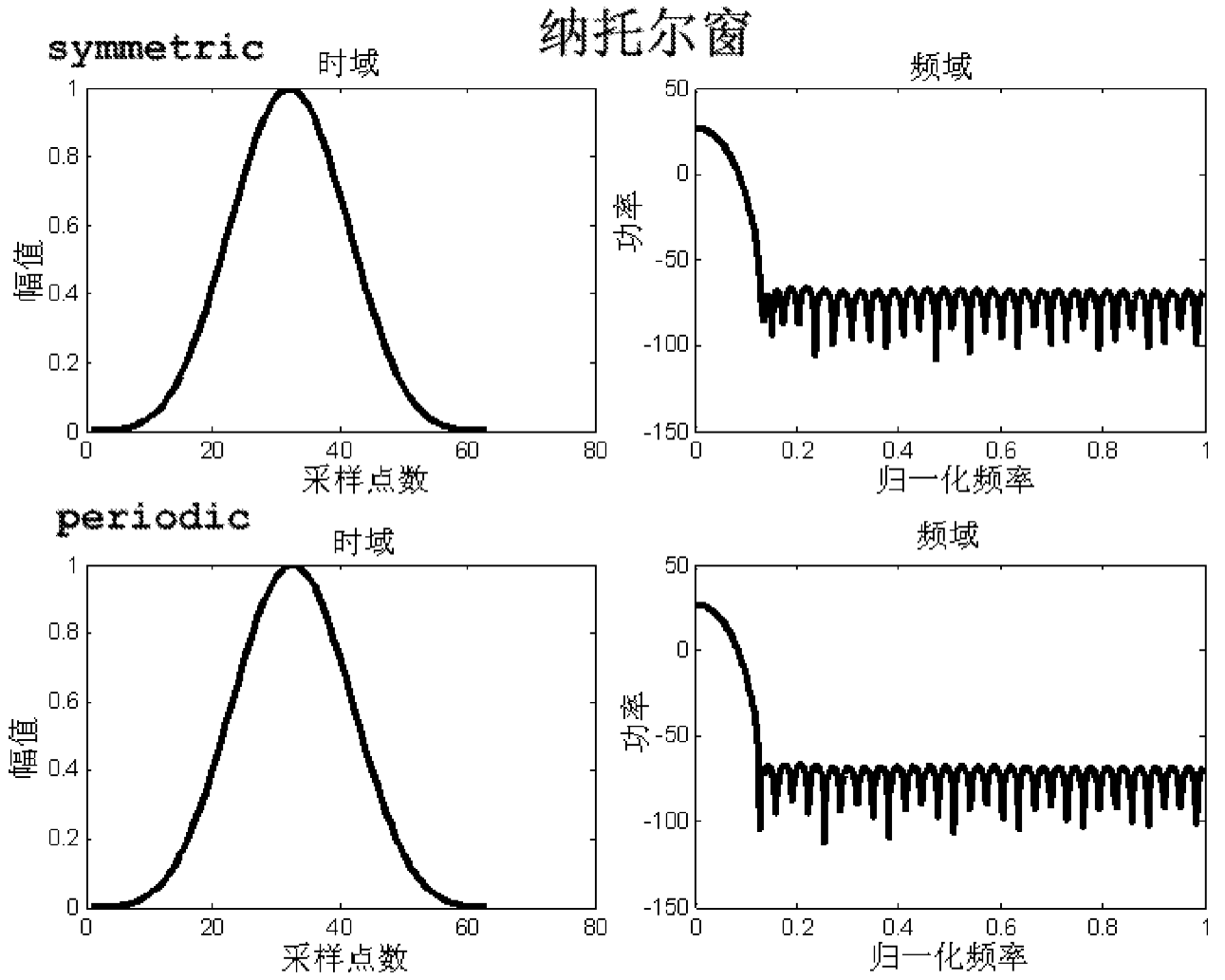


图 48

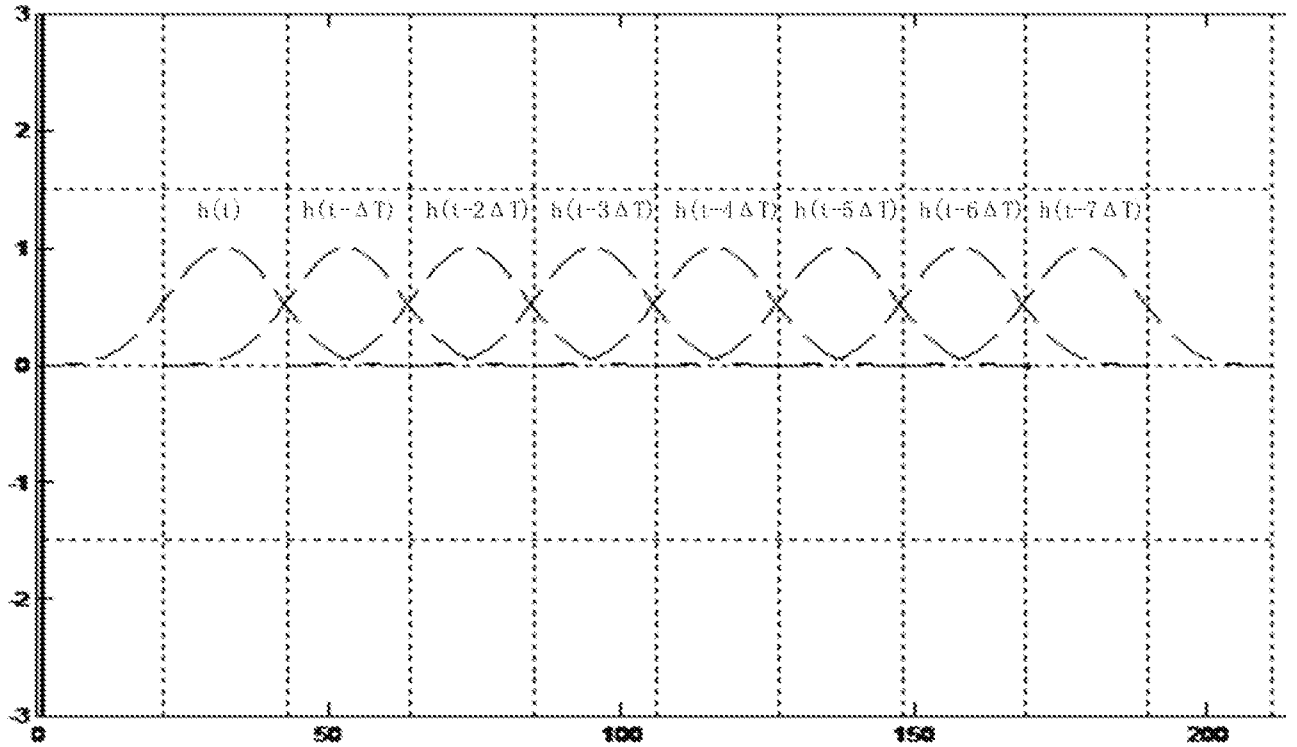


图 49

K=3, 纳托尔窗脉冲成型OvTDM信号

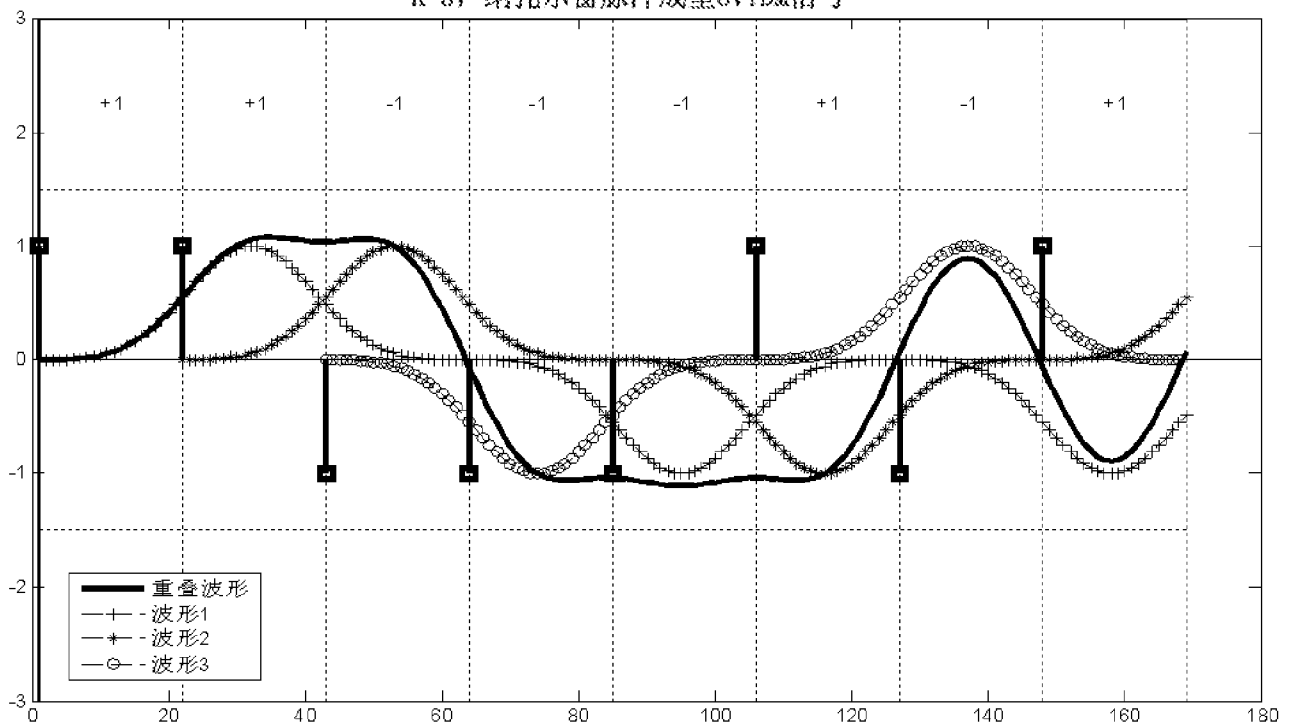


图 50

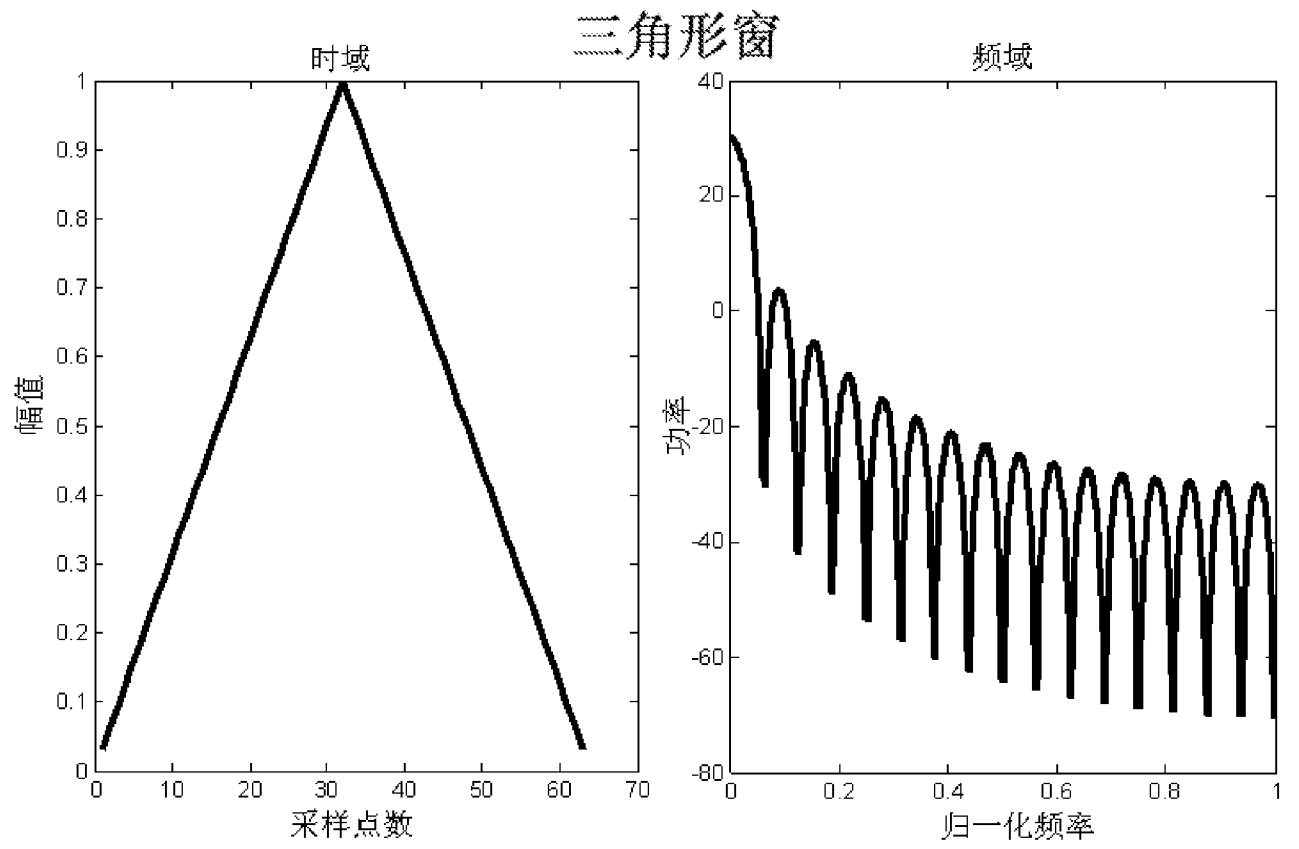


图 51

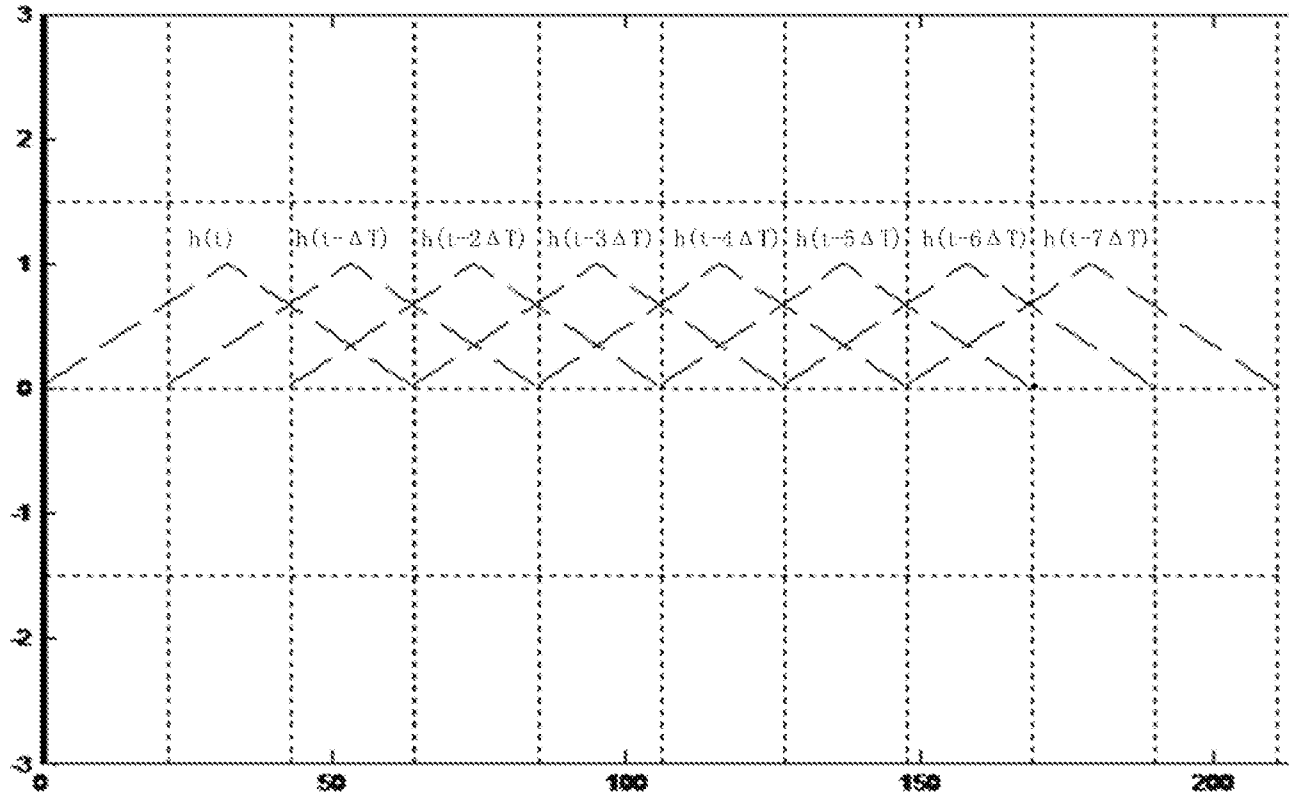


图 52

K=3, 三角形窗脉冲成型OvTDM信号

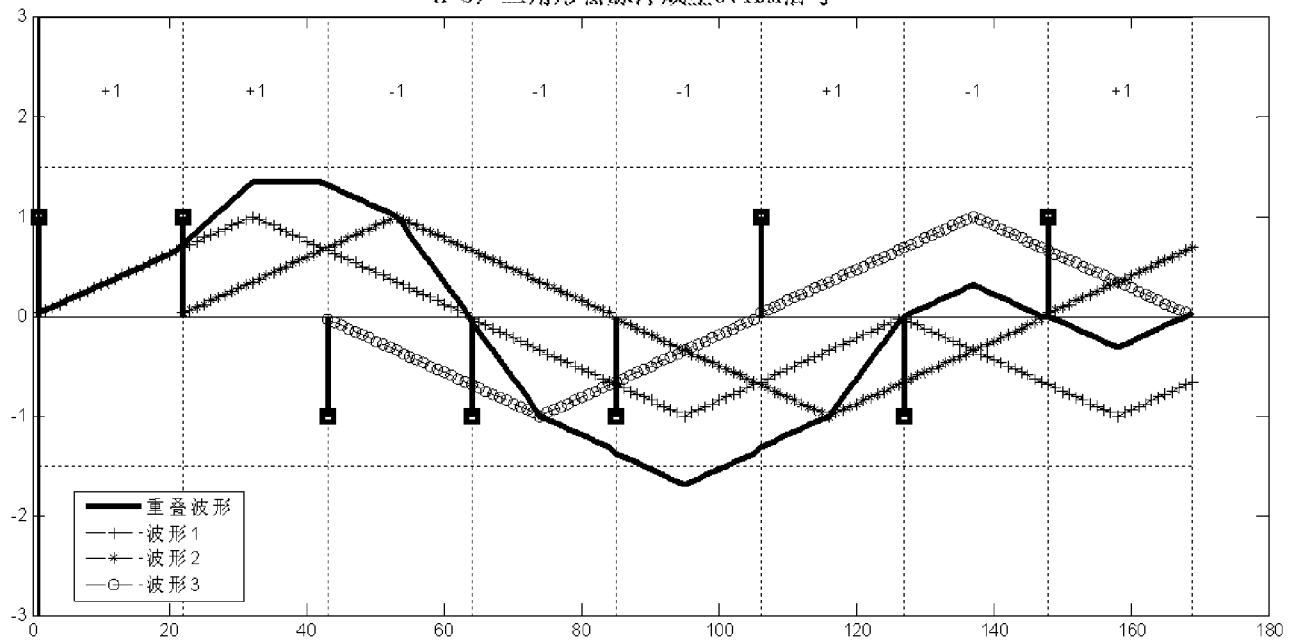


图 53

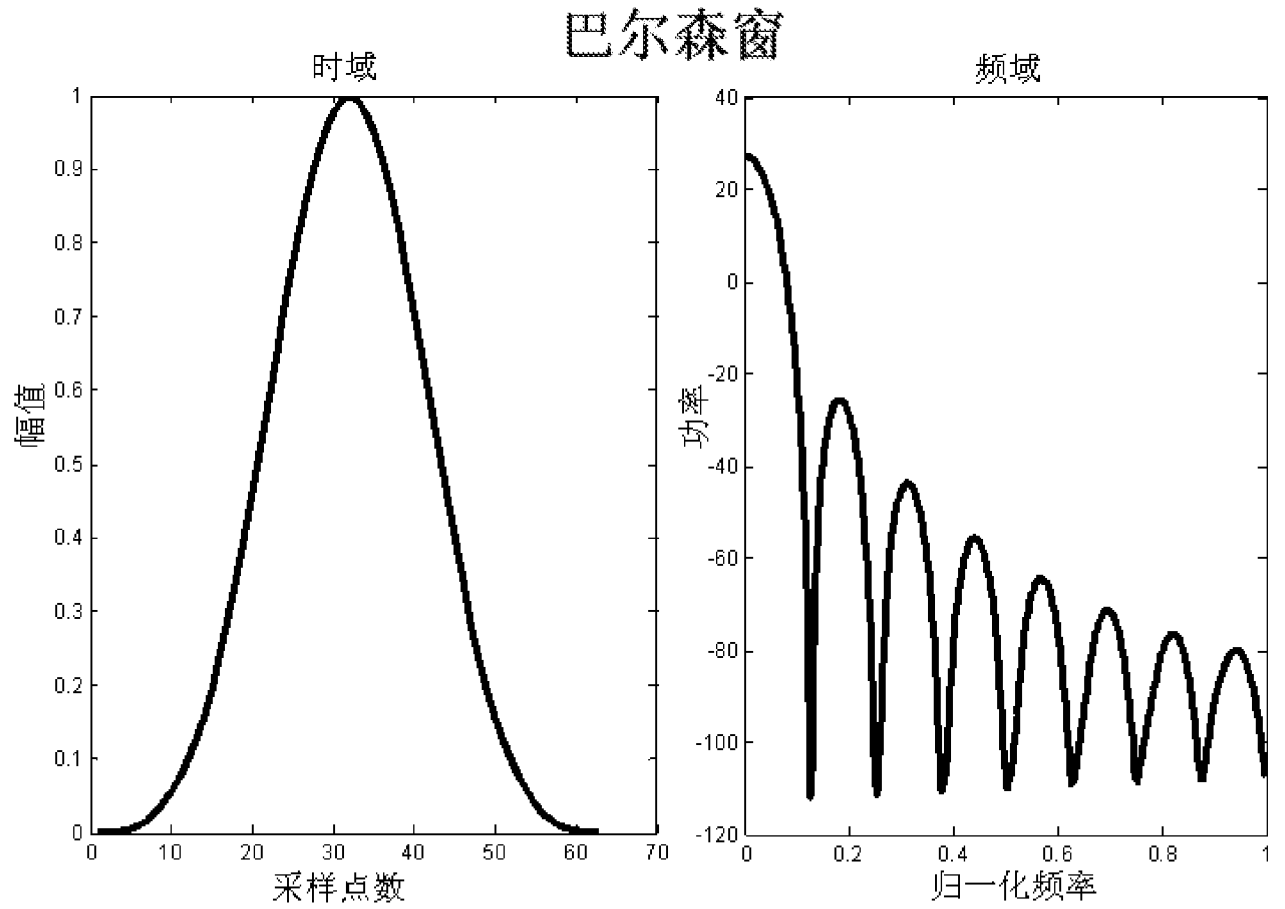


图 54

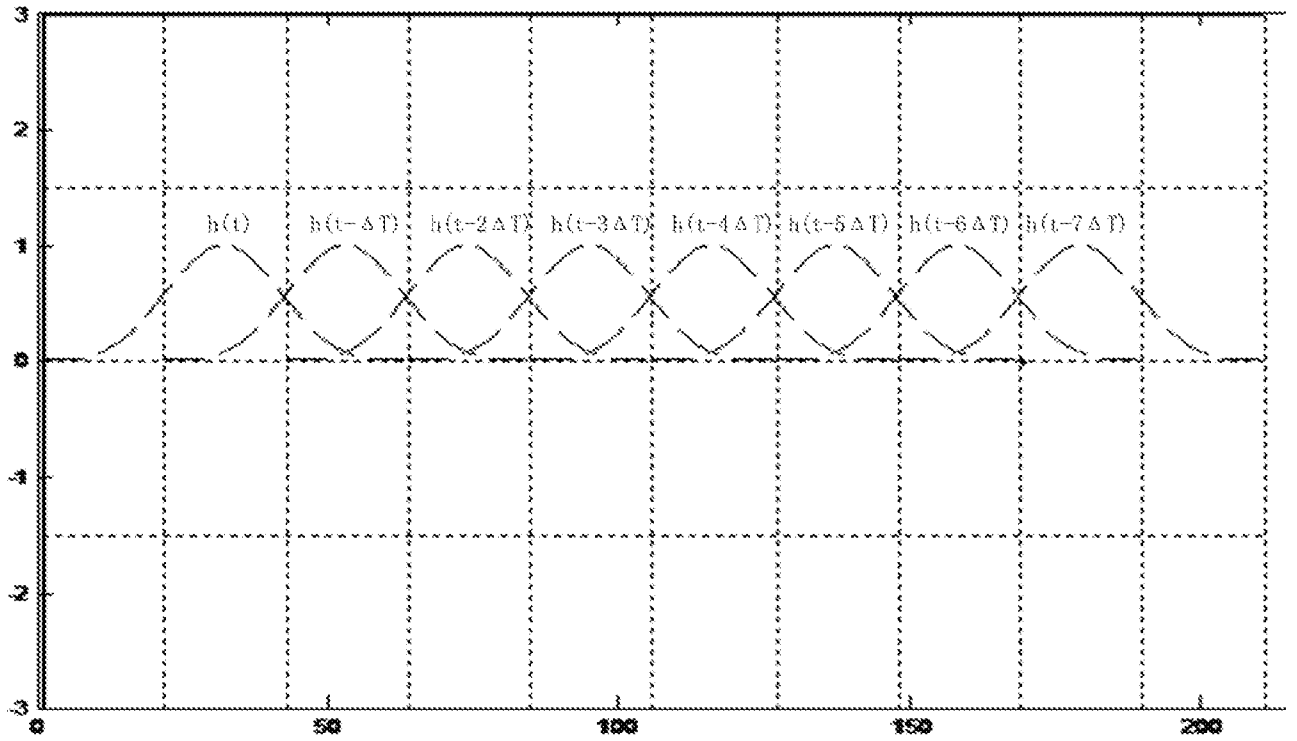


图 55

K=3, 巴尔森窗脉冲成型OvTDM信号

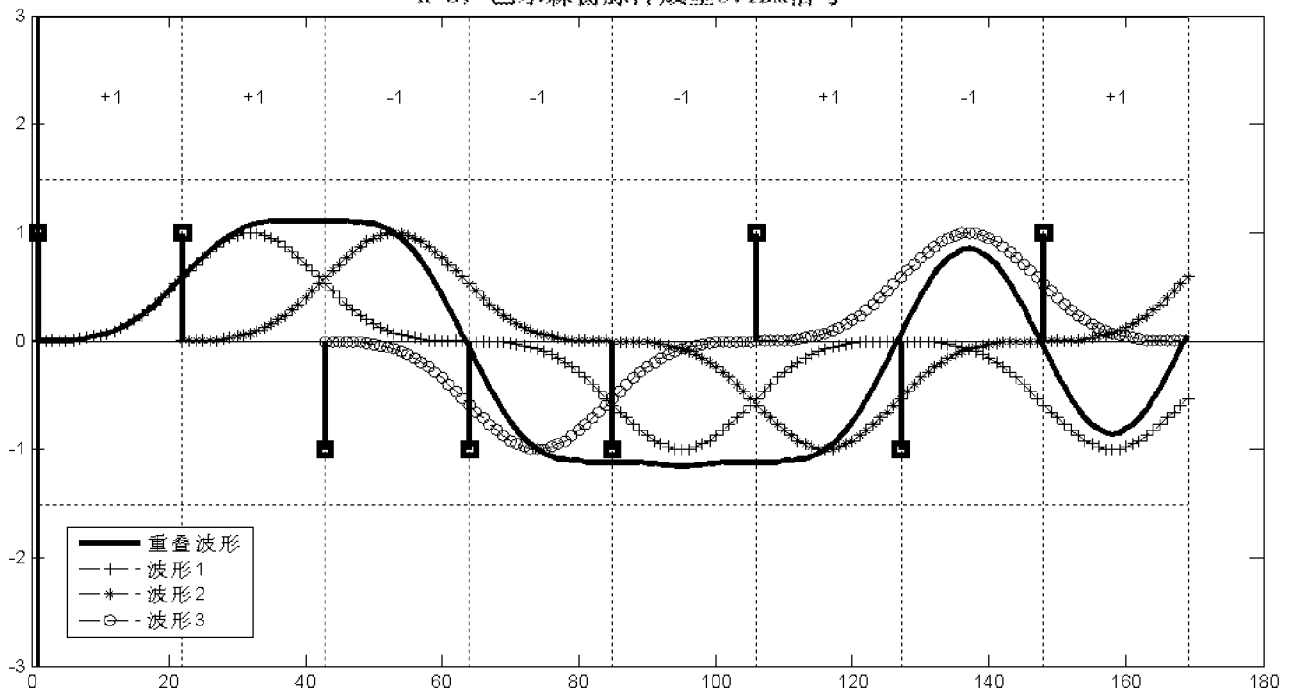


图 56

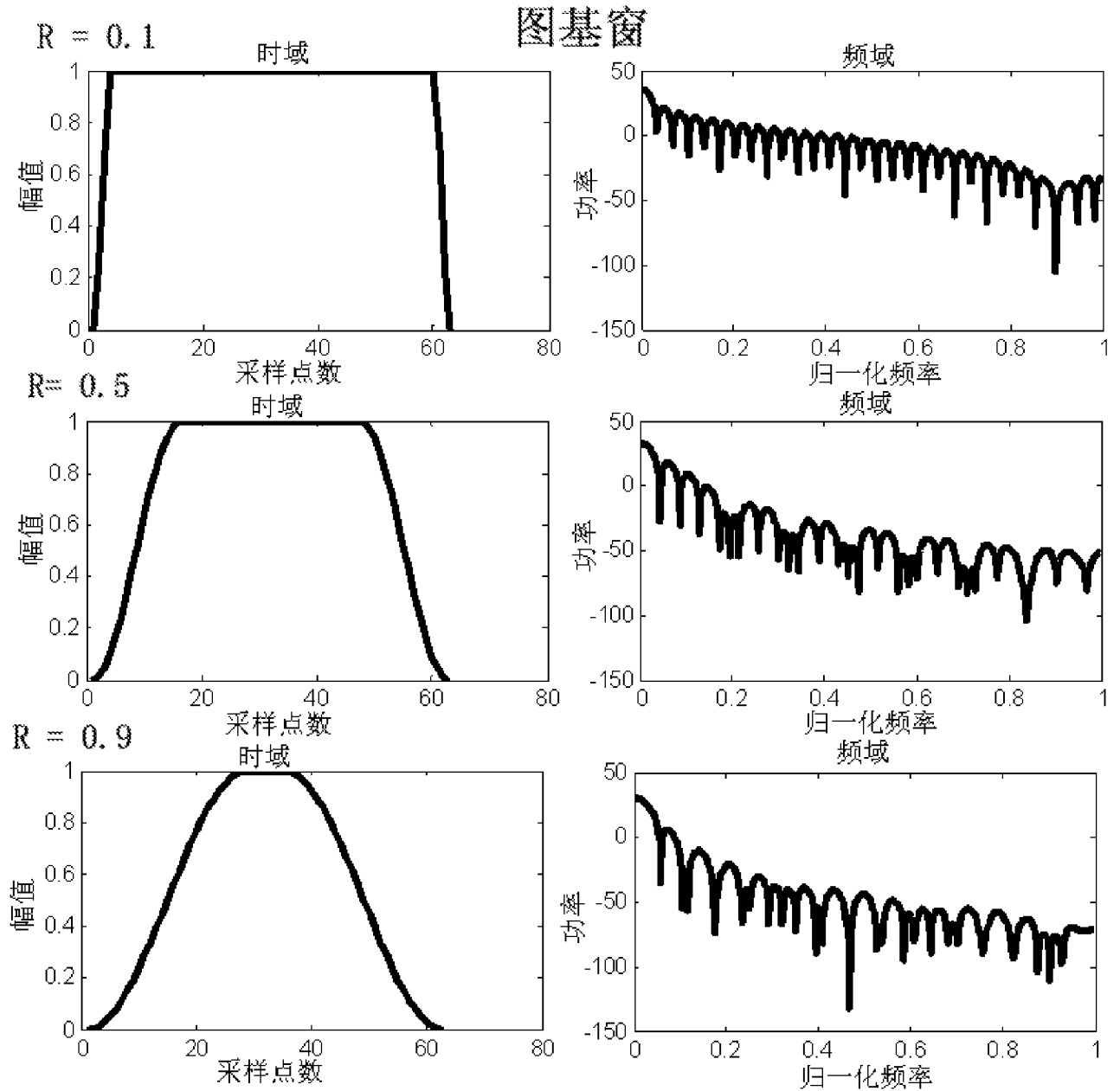


图 57

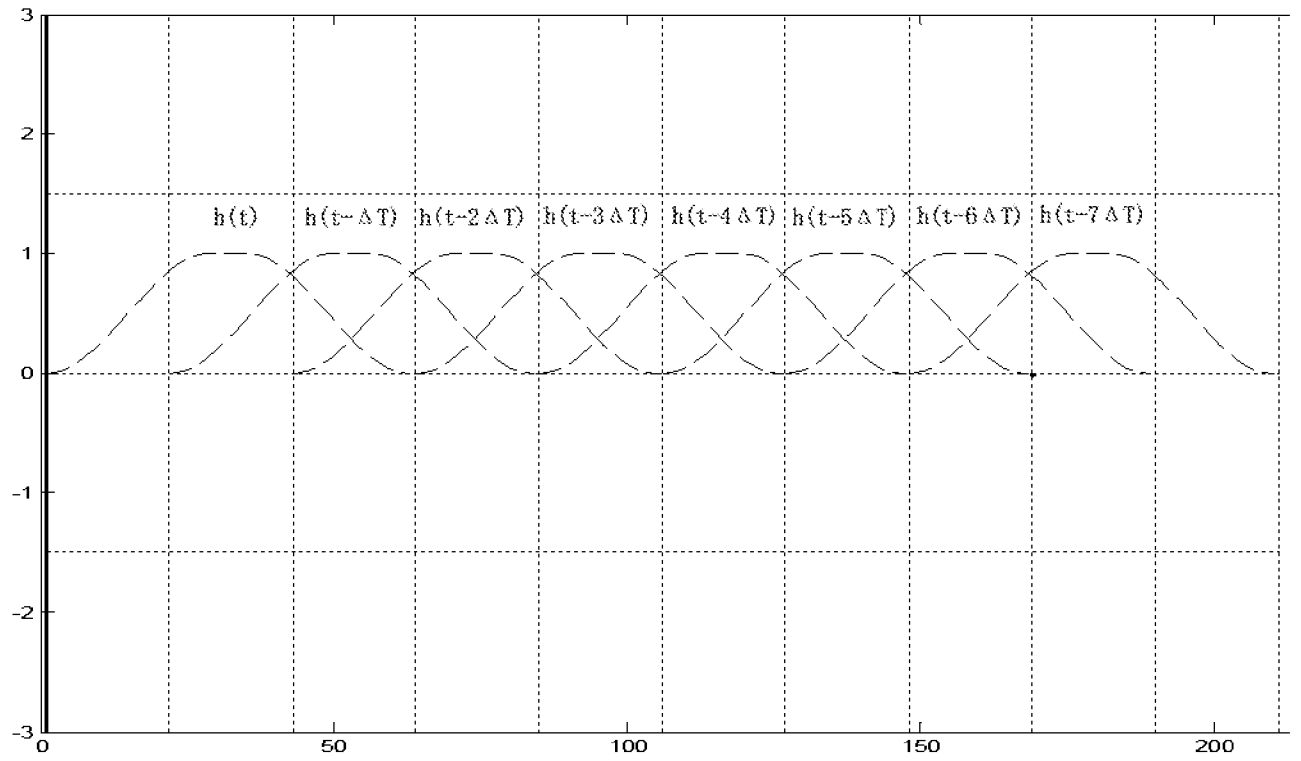


图 58

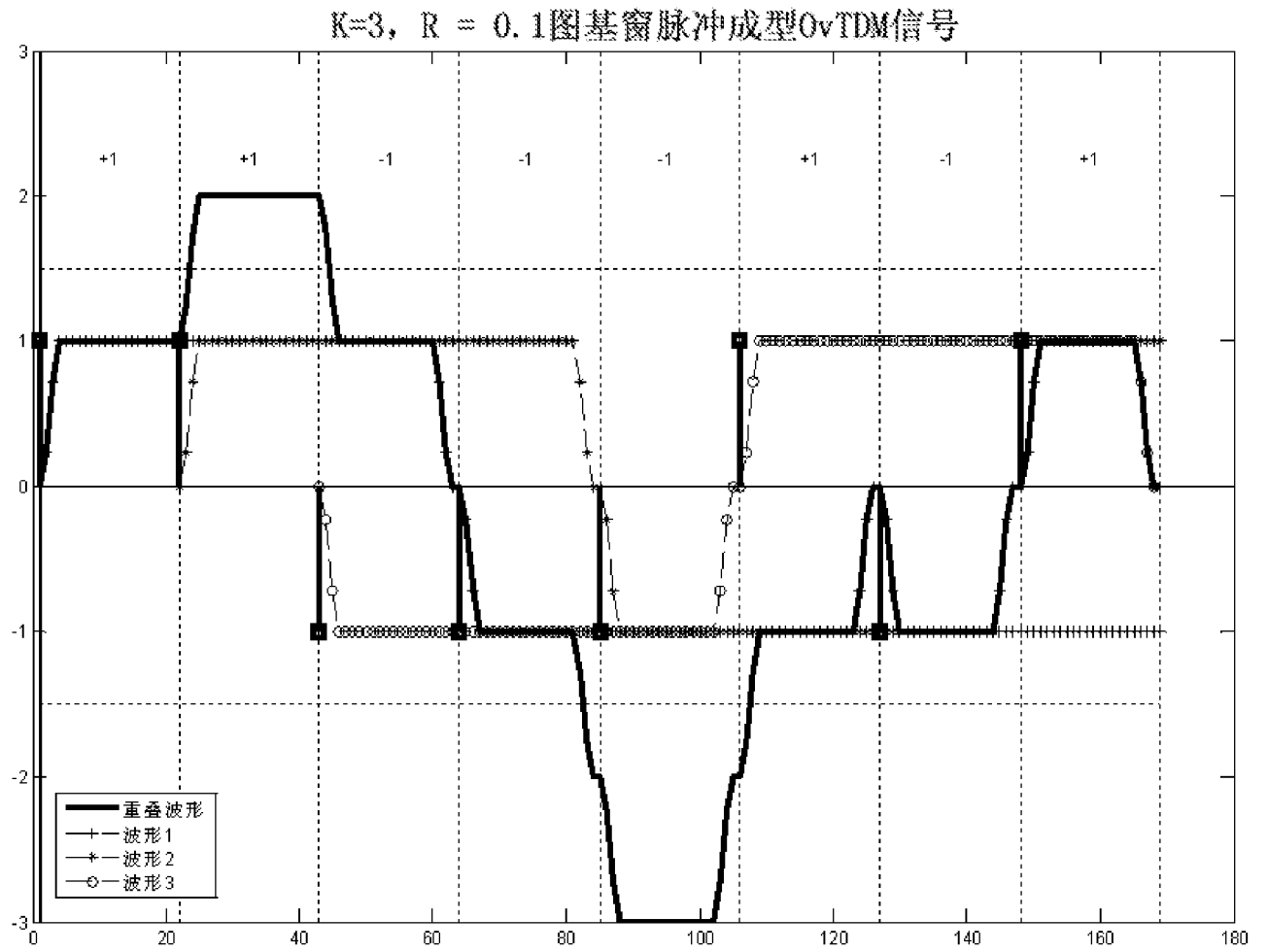
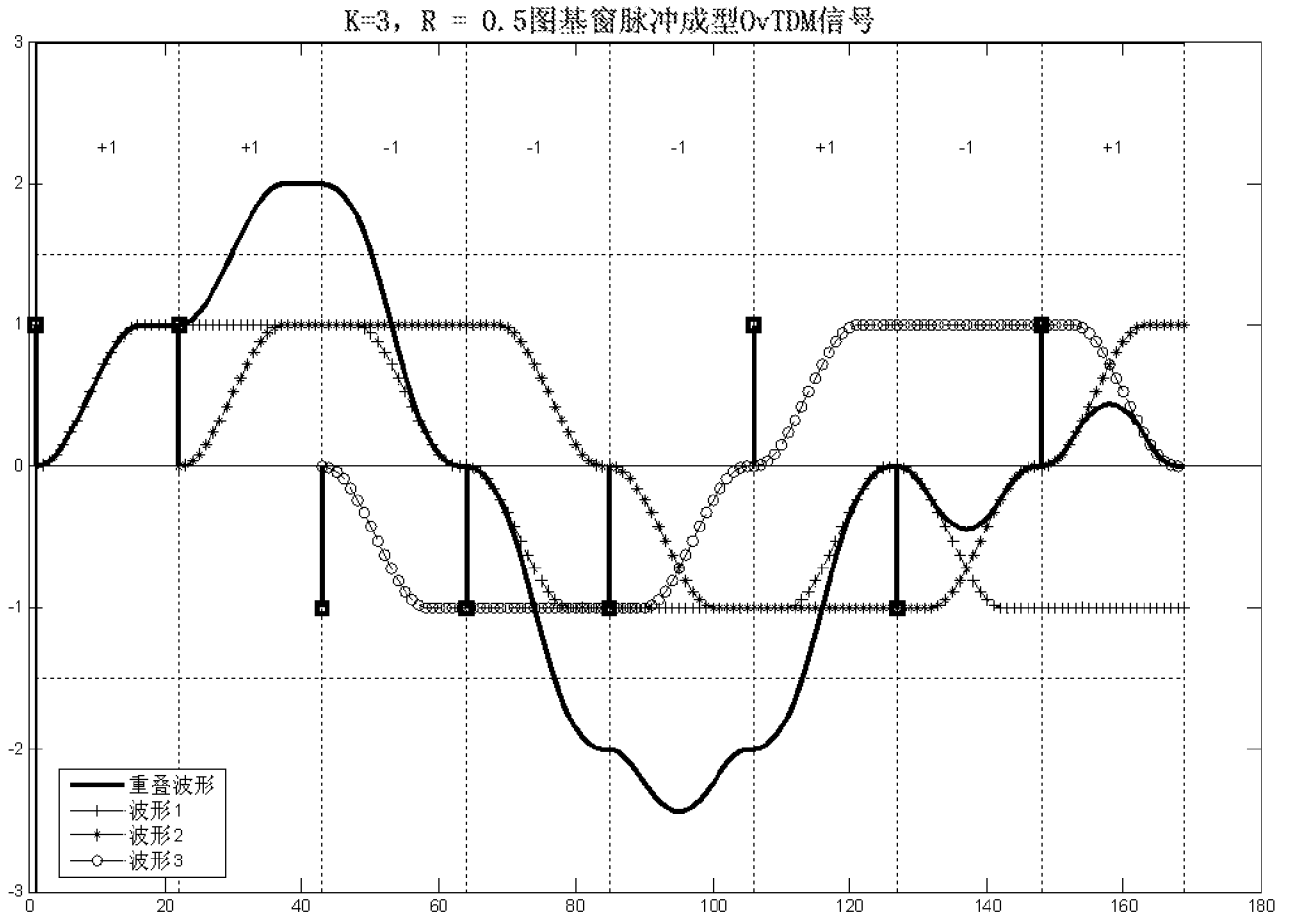


图 59A



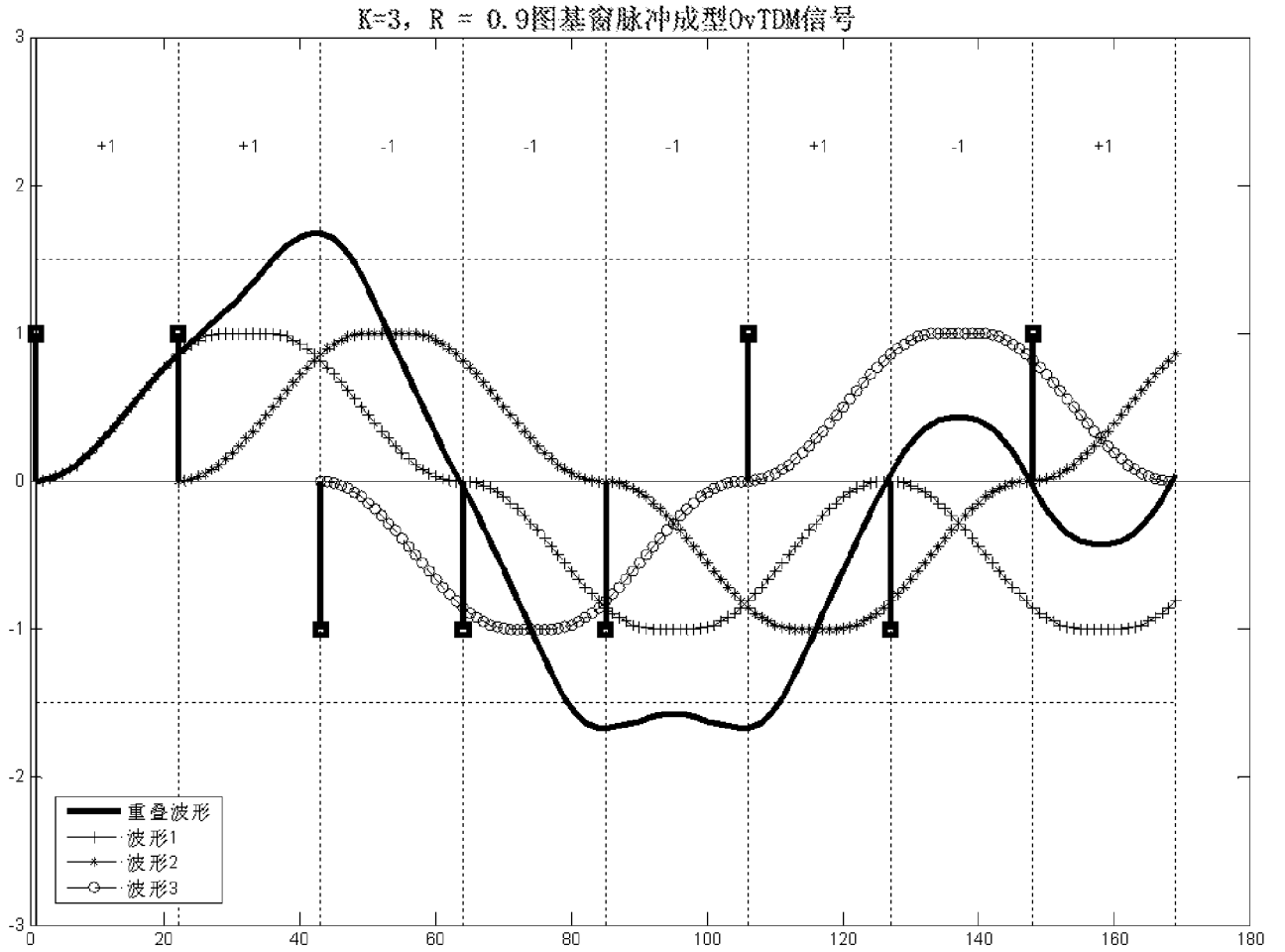


图 59C

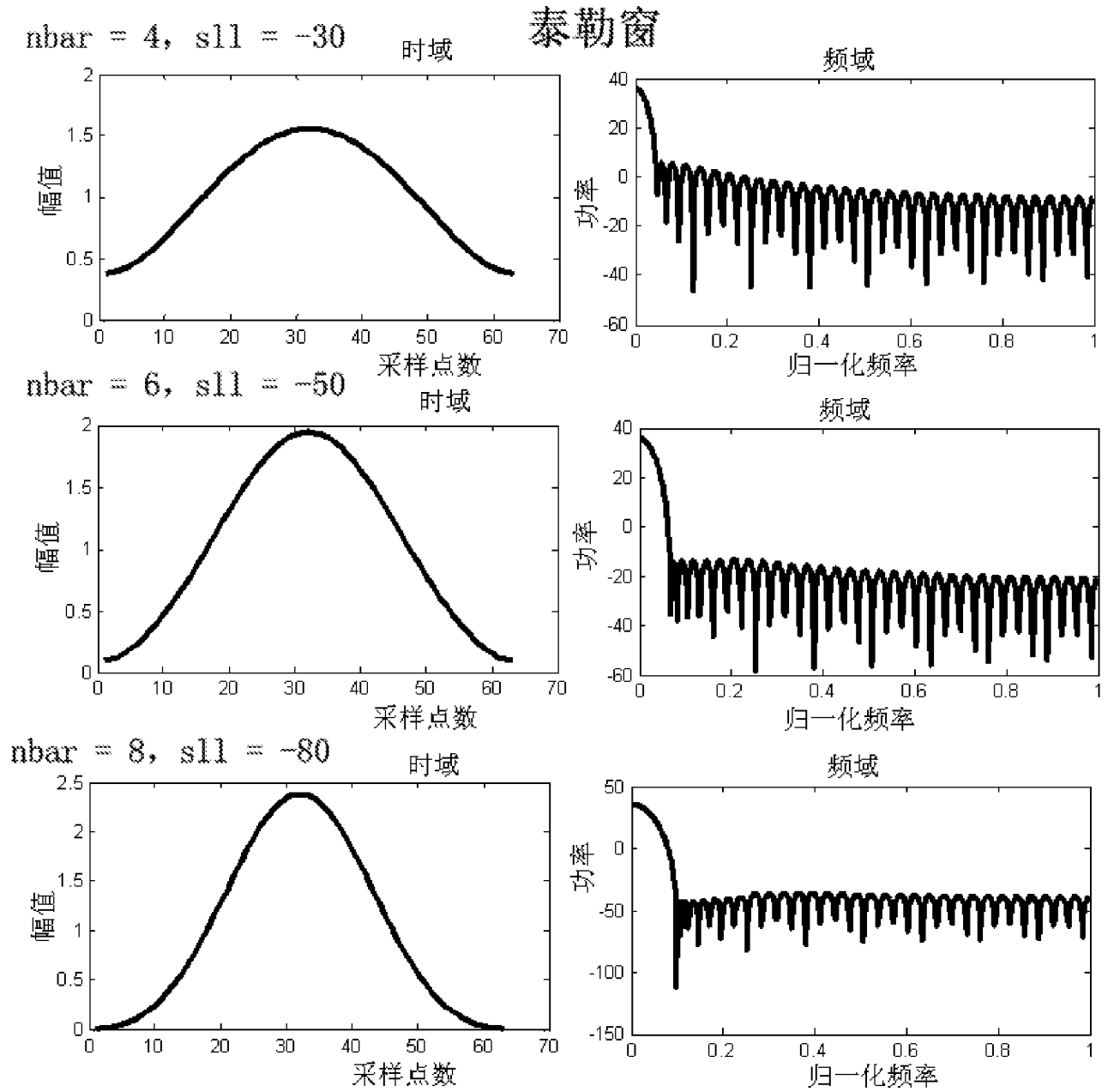


图 60

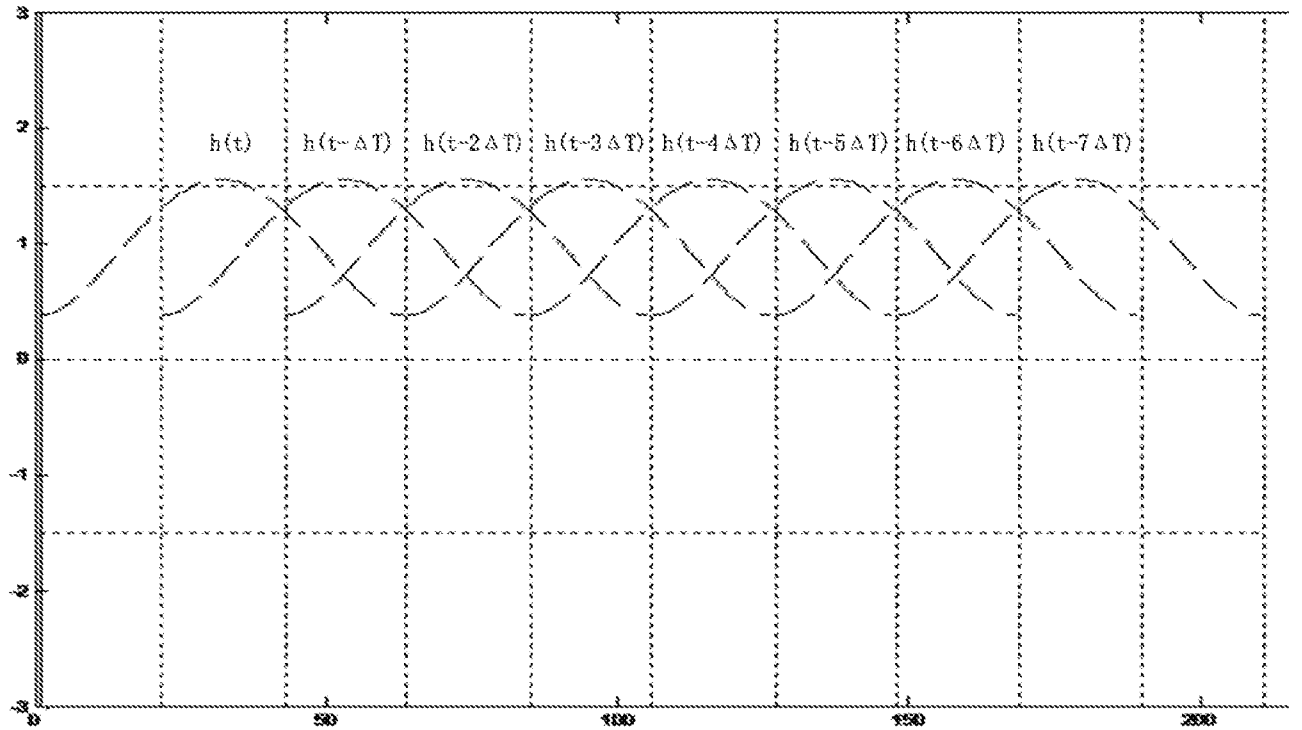


图 61

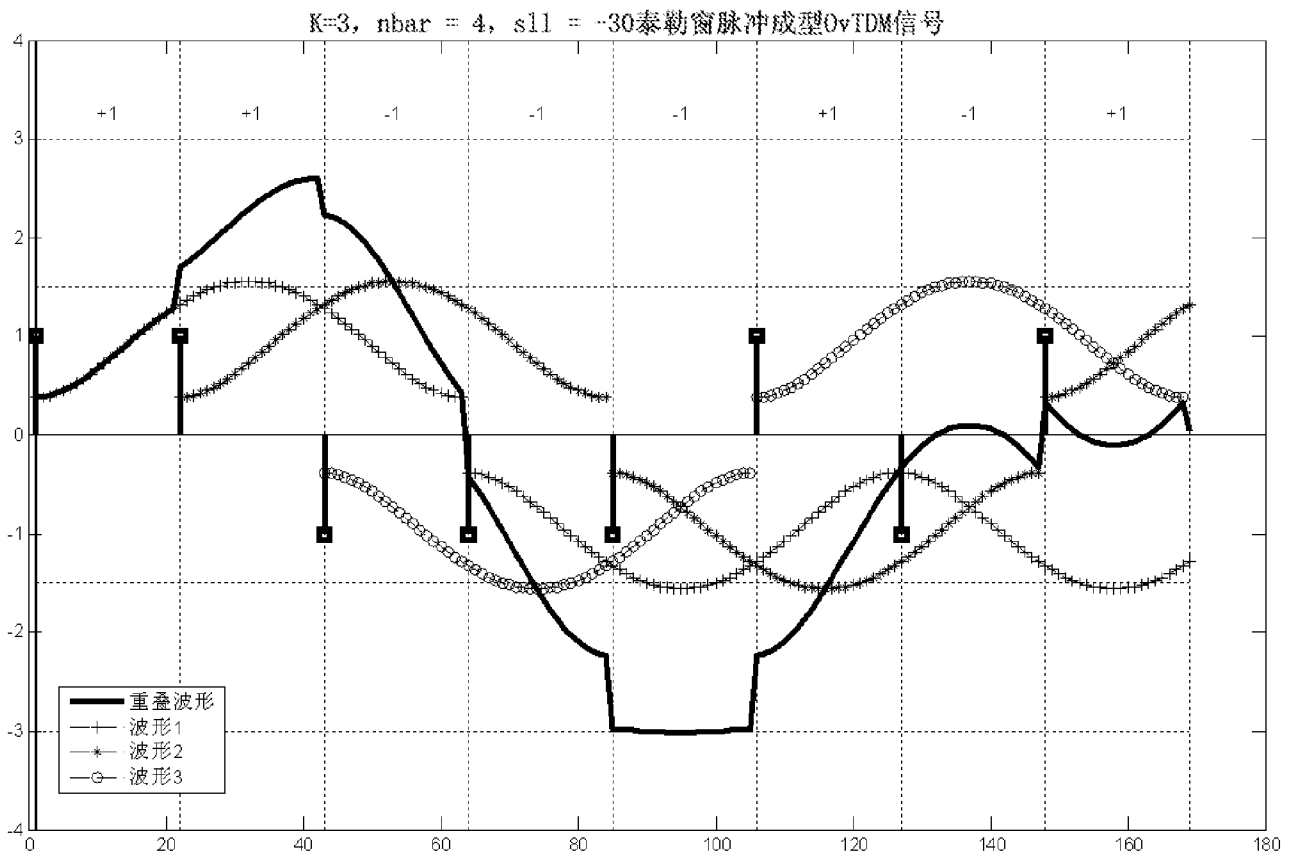
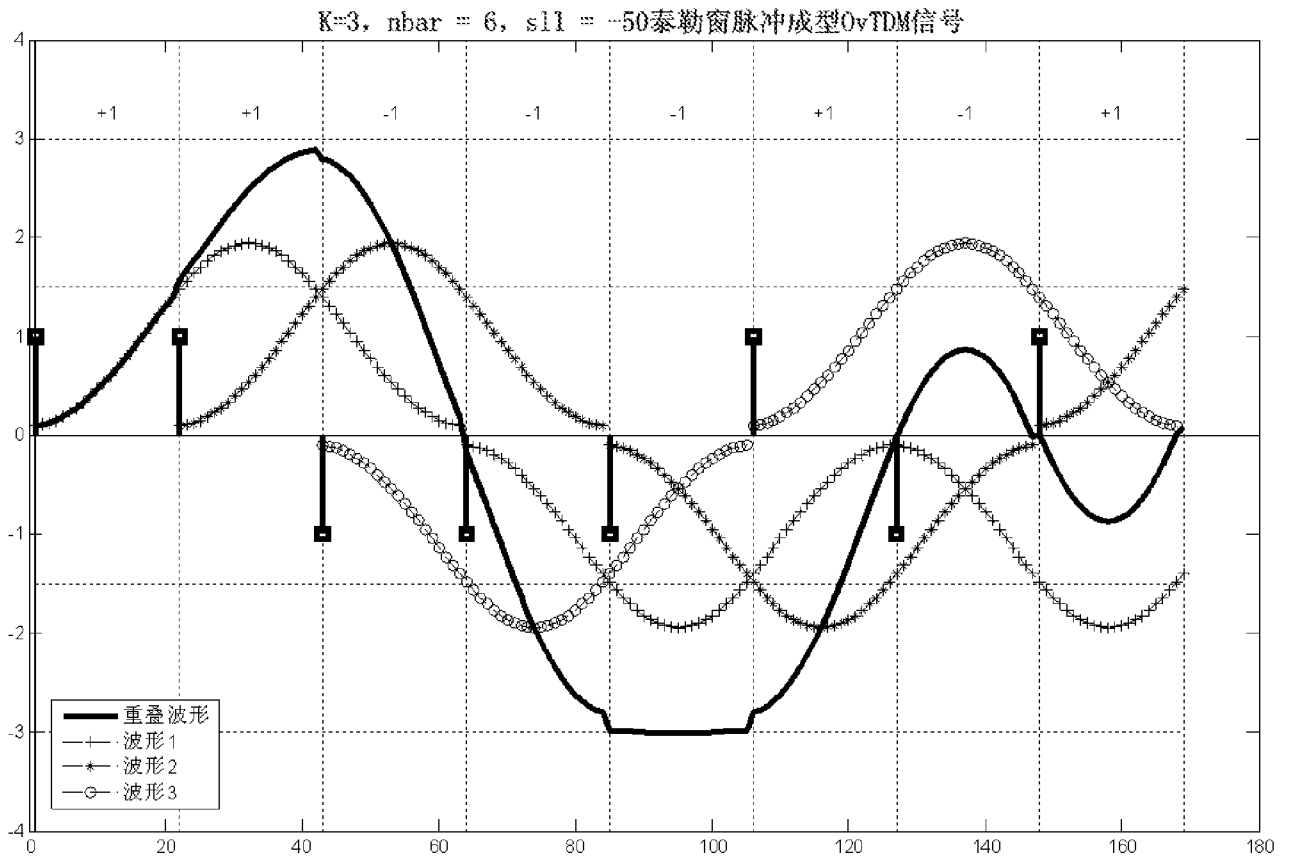


图 62A



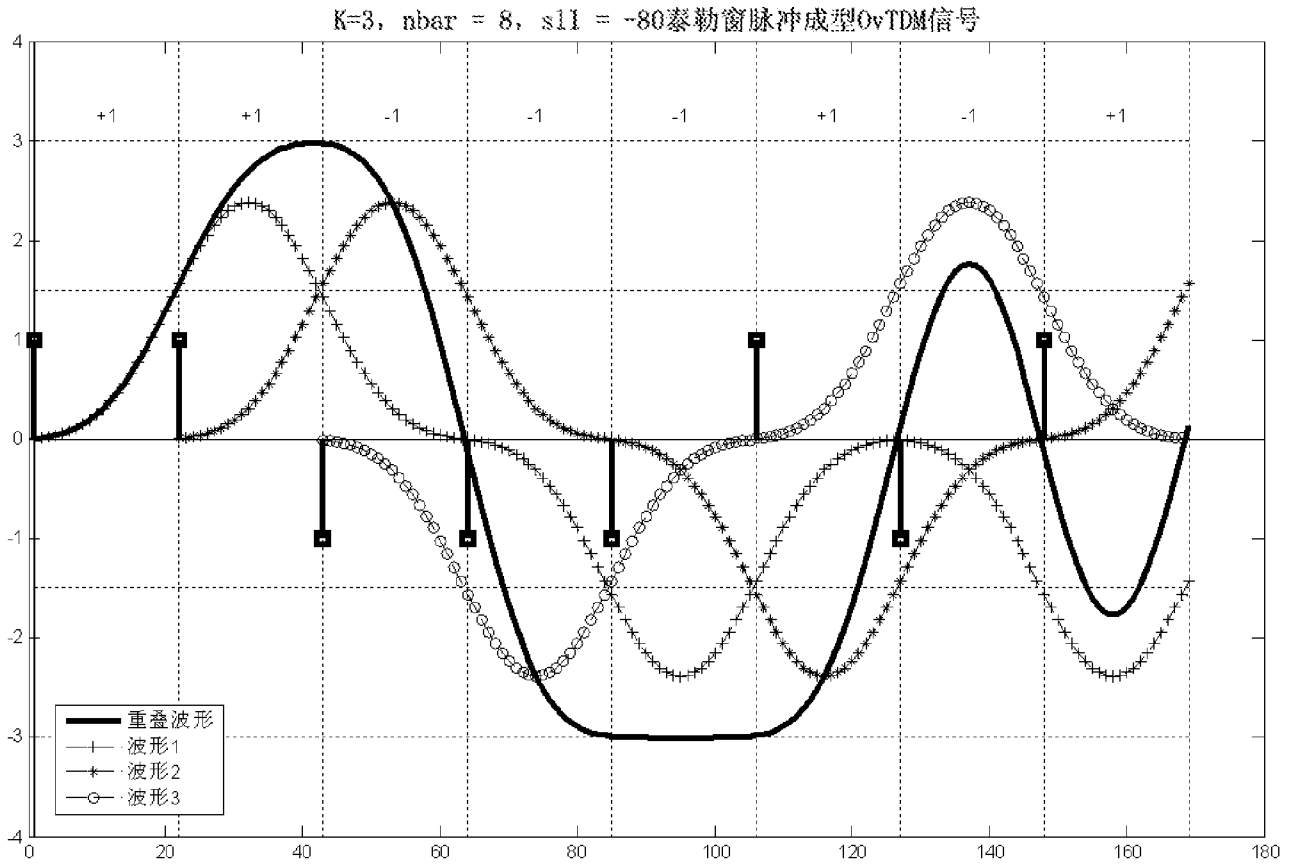


图 62C

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2016/111405

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 5/22 (2006.01) i; H04J 3/00 (2006.01) i; H04J 1/00 (2006.01) i
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L; H04Q; H04J

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNABS; CNTXT; USTXT; EPTXT; WOTXT; VEN; CNKI: envelope, TDM, FDM, OvTDM, OvFDM, overlap, time, frequency, time division multiplexing, frequency division multiplexing, shift, offset, waveform, wave, spectral efficiency, smooth, pulse shaping

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2008006246 A1 (LI, Daoben) 17 January 2008 (17.01.2008) the whole document	1-22
A	WO 2008019529 A1 (LI, Daoben) 21 February 2008 (21.02.2008) the whole document	1-22
A	CN 104639493 A (BEIJING UNIVERSITY OF POSTS AND TELECOMMUNICATIONS) 20 May 2015 (20.05.2015) the whole document	1-22

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>	<p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&” document member of the same patent family</p>
---	---

Date of the actual completion of the international search
17 March 2017

Date of mailing of the international search report
28 March 2017

Name and mailing address of the ISA
State Intellectual Property Office of the P. R. China
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao
Haidian District, Beijing 100088, China
Facsimile No. (86-10) 62019451

Authorized officer
ZOU, Ting
Telephone No. (86-10) 62089393

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2016/111405

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
WO 2008006246 A1	17 January 2008	CN 101479973 B	27 June 2012
		CN 101479973 A	08 July 2009
WO 2008019529 A1	21 February 2008	CN 101485125 B	30 January 2013
		CN 101485125 A	15 July 2009
CN 104639493 A	20 May 2015	None	

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2016/111405

<p>A. 主题的分类</p> <p>H04L 5/22(2006.01)i; H04J 3/00(2006.01)i; H04J 1/00(2006.01)i</p> <p>按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类</p>														
<p>B. 检索领域</p> <p>检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)</p> <p>H04L; H04Q; H04J</p> <p>包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献</p> <p>在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))</p> <p>CNABS;CNTXT;USTXT;EPTXT;WOTXT;VEN;CNKI: 交叠, 交迭, 覆盖, 叠加, 重叠, 时间, 频率, 时分复用, 频分复用, 偏移, 移位, 包络, 波形, 频谱效率, 平滑, 脉冲成形, TDM, FDM, OvTDM, OvFDM, overlap, time, frequency, time division multiplexing, frequency division multiplexing, shift, offset, waveform, wave, spectral efficiency, smooth, pulse shaping</p>														
<p>C. 相关文件</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>类型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>WO 2008006246 A1 (李道本) 2008年 1月 17日 (2008 - 01 - 17) 全文</td> <td>1-22</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>WO 2008019529 A1 (李道本) 2008年 2月 21日 (2008 - 02 - 21) 全文</td> <td>1-22</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 104639493 A (北京邮电大学) 2015年 5月 20日 (2015 - 05 - 20) 全文</td> <td>1-22</td> </tr> </tbody> </table>			类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	A	WO 2008006246 A1 (李道本) 2008年 1月 17日 (2008 - 01 - 17) 全文	1-22	A	WO 2008019529 A1 (李道本) 2008年 2月 21日 (2008 - 02 - 21) 全文	1-22	A	CN 104639493 A (北京邮电大学) 2015年 5月 20日 (2015 - 05 - 20) 全文	1-22
类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求												
A	WO 2008006246 A1 (李道本) 2008年 1月 17日 (2008 - 01 - 17) 全文	1-22												
A	WO 2008019529 A1 (李道本) 2008年 2月 21日 (2008 - 02 - 21) 全文	1-22												
A	CN 104639493 A (北京邮电大学) 2015年 5月 20日 (2015 - 05 - 20) 全文	1-22												
<p><input type="checkbox"/> 其余文件在C栏的续页中列出。</p> <p><input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。</p>														
<p>* 引用文件的具体类型:</p> <p>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</p> <p>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</p> <p>“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)</p> <p>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</p> <p>“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件</p> <p>“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件</p> <p>“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性</p> <p>“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性</p> <p>“&” 同族专利的文件</p>														
<p>国际检索实际完成的日期</p> <p>2017年 3月 17日</p>		<p>国际检索报告邮寄日期</p> <p>2017年 3月 28日</p>												
<p>ISA/CN的名称和邮寄地址</p> <p>中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088</p> <p>传真号 (86-10)62019451</p>		<p>受权官员</p> <p>邹婷</p> <p>电话号码 (86-10)62089393</p>												

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2016/111405

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
WO	2008006246	A1	2008年 1月 17日	CN	101479973	B	2012年 6月 27日
				CN	101479973	A	2009年 7月 8日
WO	2008019529	A1	2008年 2月 21日	CN	101485125	B	2013年 1月 30日
				CN	101485125	A	2009年 7月 15日
CN	104639493	A	2015年 5月 20日	无			

表 PCT/ISA/210 (同族专利附件) (2009年7月)