

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101692615 A

(43) 申请公布日 2010.04.07

(21) 申请号 200910093289.5

(22) 申请日 2009.09.25

(71) 申请人 北京邮电大学

地址 100876 北京市海淀区西土城路 10 号

(72) 发明人 周正 李斌 孙璇 吴琼

(51) Int. Cl.

H04B 1/69 (2006.01)

权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 3 页

(54) 发明名称

载波同步脉冲超宽带射频调制装置

(57) 摘要

本发明公开了一种载波同步超宽带信号的实现方案, 该系统中包含跳时相位调制模块、脉冲形成模块、载波调制模块和滤波器模块。通过本发明提出载波同步超宽带实现方法, 可对信息序列进行跳时 - 周期同步调制, 产生载波同步超宽带发送信号, 极大降低接收端同步算法的复杂度, 提高 UWB 系统接收性能, 在短距离无线通信领域具有极其广泛的应用。

1. 一种载波同步超宽带射频实现方案，能够实现携带同步载波分量的 UWB 调制信号。其特征在于：一种新型同步 UWB 信号调制方式，其功率谱中含有明显同步信号分量，接收端利用简单的锁相环路即可获取精确定时同步信息，降低同步捕获难度并改善接收性能。

2. 根据权利要求 1 所述的载波同步超宽带信号的实现方法，其特征在于：利用伪随机序列控制的冲激序列相位延时，发送信息序列则控制冲激信号幅度，该调制序列经过脉冲成形滤波器以后，叠加直流偏置，在此基础上进行载波相位调制，如图 1 所示。

3. 根据权利要求 2 所述的载波同步超宽带信号的实现方法，其特征在于：一种新型同步超宽带调制技术，在扩频调制波形基础上叠加直流偏置，并采用载波期调制技术，使调制信号功率谱中存在明显的同步载波信号分量，如图 2 所示。

4. 根据权利要求 2 所述的载波同步超宽带信号的实现方法，其特征在于：一种新型同步超宽带调制技术，利用所要传输信息比特及随机序列共同控制脉冲出现位置，在此基础上叠加直流偏置，并采用载波期调制技术，使调制信号功率谱中存在明显同步载波信号分量，如图 3 所示。

5. 根据权利要求 1 所述的载波同步超宽带信号的实现方法，其特征在于：采用单周期调制，信息码元周期与载波周期保持整数倍关系；且载波相位或幅度改变与信息码严格对齐；基带脉冲持续时间与信息码元亦保持整数倍关系，如图 4 所示。

6. 根据权利要求 1 所述的载波同步超宽带信号的实现方法，其特征在于：在 UWB 调制信号谱中存在明显载波同步分量，且其旁瓣功率谱极宽且幅度极低，能以衬叠方式使用频谱资源，从而提高频谱利用率，如图 5、6 所示。

载波同步脉冲超宽带射频调制装置

技术领域

[0001] 本发明基于载波周期调制 (Carrier Cycle Modulation) 技术, 提出了载波同步超宽带 (CS-UWB, Carrier Synchronization Ultra Wide-band) 信号射频实现方案, 属于通信领域。

背景技术

[0002] 超宽带技术是一种衬叠式使用频谱资源的新型无线通信技术, 其发送信号带宽可高达数吉赫兹 (GHz), 因而其时域信号具有极强的多径分辨力, 在短距离无线个人通信 (WPAN, Wireless Personal Local Network) 中极具应用潜力。目前, IEEE 针对 UWB 诸多应用场景颁布了相关标准, 其中包括高速无线个域网标准 IEEE802.15.3 和低速无线传感器网络标准 IEEE802.15.4, 以及目前广泛研究的用于医疗监测领域的无线身域网 (WBAN, Wireless Body Area Network)。从本质上分析, UWB 技术属于一种特殊扩频通信, 它通过猝发方式发送具极低占空比 (LDC, Low Duty Cycle) 的极窄脉冲, 进而获得频谱展宽的超宽带信号。凭借此种高达 60dB 的扩频增益, UWB 具有极低截检测获率 (LPD, Low Probability of Detection), 且能利用极低功率进行通信; 按照美国 FCC 与 2002 年颁布的 UWB 频谱掩膜规范, 其绝对带宽可达 7.5GHz, 超宽带信号同时也具有极强多径分辨力, 以至能分辨室内环境中密集多径分量, 并通过先进的 Rake 接收技术充分利用多径分量; 另外, 巨大带宽致使 UWB 信号具备高精度定位与测距能力, 在军事领域也具有广泛应用场景, 例如高分辨力雷达和穿墙成像系统。

[0003] 随着超宽带技术的不断发展, 出现了另一种基于正交频分复用 (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 的超宽带技术。超宽带技术体制也因此一分为二, 即脉冲无线电 (IR-UWB, Impulse Radio) 和多带正交频分复用超宽带 (MB-OFDM, Multi-band Orthogonal Frequency Division Multiplexing)。脉冲无线电是指采用超短冲激脉冲作为信息载体的传统超宽带技术, 通过对纳秒级窄脉冲信号的幅度或相位进行调制, 实现高速传输数据。典型的 UWB-IR 系统主要包括跳时相位调制 (TH-PPM, Time Hopping Pulse Phase Modulation) 和直接扩频调制 (DS-UWB, Direct Spreading) 两种。在 TH-PPM 中, 利用伪随机跳时序列控制窄脉冲的相位, 实现 UWB 系统多址接入; 而 DS-UWB 则借助于极高码片速率的正交码, 对承载信息窄脉冲进行直接序列扩频以实现多址接入。MB-OFDM 基本思想是将频带划分为诸多彼此正交的子带, 因而其时域信号一般不具备窄脉冲特征; MB-OFDM 除了具备超宽带高速率数据传输的特点外, 也具备抵抗多径干扰的优点, 但其机理有别于 UWB-IR 高分辨率机理, 主要借助于 OFDM 中循环前缀 (cyclic prefix, CP) 来消除多径效应。

[0004] 超宽带系统物理层关键算法包括信道估计、同步捕获及最佳接收。由于 UWB 室内信道多径数目可达 100 以上 (包含约 85% 能量), 常规信道估计算法难以获得理想的信道估计性能, 抑或其实现复杂度难以承受; 利用发射 - 参考 (TR, Transmitted Reference) 机制可获得精确信道估计, 并借助 Rake 接收机可实现超宽带信号相干接收。目前, 同步

捕获算法主要借助“污染模板”(Dirty Templates)的概念,通过两个连续符号之间相关获得时间延时。在室内密集多径环境下,同步性能成为影响系统接收性能的主要因素;而在水下或丛林 UWB 传感网络中,由于传感节点无法获得精确 GPS 同步信息,精确定时也成为制约网络性能的关键所在。

[0005] 本专利基于载波周期调制技术提出一种同步超宽带体制。它是一种基于载波精确同步且发射功率谱密度极低的新型无线通信系统,该系统基本原理主要是在跳时脉冲位置调制的技术基础上,引入载波周期调制技术,使发送信号中携带对应于调制信息的精确同步信息,其发送信号功率谱存在明显载波同步信号分量,而信号谱旁瓣功率谱极宽且幅度很低,与传统 UWB 信号具有相似的信号特征,同样具有高速通信以及高精度定位的潜力。

发明内容

[0006] 本发明提出一种新型载波同步的超宽带信号实现方法,该方案在利用极低功率谱传输信号的同时,亦可利用接收信号中携带的载波分量进行精确同步,极大降低接收端同步捕获算法的实现复杂度,有效地改善 UWB 系统传输性能,且有望进一步扩大其传输距离,使 UWB 具备更广阔应用空间。另外,调制后的主瓣信号谱具有极低功率谱密度,能以衬叠方式使用频谱资源,极大提高频谱利用率。因此该方案在保证高速信息传输的同时,能极大降低接收端同步算法复杂度,提高接收端定时性能。

[0007] 本发明采用以下技术方案:首先,发送端产生周期性冲激序列 $\sum_n \delta(t-nT_b)$,其中 T_b 表示待发送信息序列的码元持续时间,相应信息速率为 $R_b = 1/T_b$,该序列不承载任何发送信息;接着,利用伪随机序列发生器分别产生两个多进制随机序列,即特征码序列 $\{B_n\}$ 和时间漂移序列 $\{T_n\}$,在 $\{B_n\}$ 和 $\{T_n\}$ 的共同作用下,周期性冲激序列产生一段随机延时 $B_n \Delta + T_n$,其 Δ 为对应于用户特征跳时序列 $\{B_n\}$ 的一段单位随机位移,经跳时调制后的基带序列可表示为 $\sum_n \delta(t-nT_b-B_nT_1-T_n)$;之后,经过脉冲成形器 $p(t)$ 后,基带波形与待发送单极性二进制信息序列 $a = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots)$ 相乘,并加入直流偏置 D ,从而获得随机脉冲位置基带编码信号 $\sum_n a_n p(t-nT_b-B_nT_1-T_n)+D$,其中成形脉冲持续时间 T_0 应满足 $T_0 = kT_b$,且 $T_0 \ll T_b$;最后,对该基带信号进行载波相位调制(Phase Modulation, PM),即获得载波同步超宽带调制信号。

[0008] 由于采用周期同步调制,载波频率 f_c 与基带脉冲持续时间之间满足 $f_c = 1/T_0$,即有 $T_c = T_0$;上述调制信号功率谱中载波位置处含有明显同步信号分量,连续谱主瓣宽度约为 $2/T_0$;当 $p(t)$ 采用矩形波时,待发送信号连续谱依照 $\sin x/x$ 衰减,为了加速带外衰减并减少对相邻信道的干扰,发送至无线信道前需先对其进行带通滤波,该滤波器带宽选择为 $2f_c$;若脉冲成形直接采用带外快速衰减的波形(例如高斯波形,升余弦波形等),则可避免发送端滤波操作。

[0009] 根据本专利载波同步脉冲超宽带的实现激励,进一步提出另外两种载波同步超宽带调制方案:即直接序列扩频载波同步超宽带调制和跳时载波同步超宽带调制。

[0010] 在直接序列扩频载波同步超宽带调制方案中,待发射双极性二进制数字序列记为 $b = (\dots, b_0, b_1, \dots, b_k, b_{k+1}, \dots)$,其速率为 $R_b = 1/T_b$ 。经过重复编码器使每个比特重复 N_s 次,产生重复双极性二进制数字序列:

[0011] $a = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_j, a_{j+1}, \dots) = (\dots, b_0, b_0, \dots, b_0, b_1, b_1, \dots, b_1, b_k, b_k, \dots, b_k, b_{k+1}, b_{k+1}, \dots, b_{k+1}, \dots)$

[0012] 接着, 伪随机码发生器产生周期为 N_p 的双极性二进制 PN 序列 $c = (\dots, c_0, c_1, \dots, c_j, c_{j+1}, \dots)$ 。 c 与信源双极性二进制序列 a 相乘, 得到 $d = c \otimes a$ 。之后, 脉冲成形器产生一个速率为 $R_p = N_p/T_b = 1/T_s$ (脉冲/s) 的单位脉冲序列, 该脉冲序列相隔 T_s 。成形脉冲的时域波形 $p(t)$ 可是矩形波, 也可以是其它任意合适波形。 $p(t)$ 持续时间一般远小于 T_s 。成形后脉冲波形与双极性二进制序列 d 相乘, 并加入直流偏置 D , 即可获得基带调制信号并在此基础上进行载波相位调制。由于采用单周期载波调制, 因此载波周期 T_c 与成形脉冲持续时间 T_0 之间需满足 $T_c = T_0$; 为了加速已调信号谱中旁瓣分量的衰减速度, 进而减少对于相邻信道的干扰, 在发送至无线信道之前需对已调信号带通滤波。该方案对应实现结构如 2 所示。

[0013] 在跳时载波同步超宽带调制方案中, 该方案与图 1 所示实现结构相比, 它利用信息序列控制随机位移。首先发送端产生周期性冲激序列 $\sum_n \delta(t-nT_b)$, 接着利用伪随机序列发生器分别产生两个多进制随机序列, 即特征码序列 $\{B_n\}$ 和时间漂移序列 $\{T_n\}$; 在 $\{B_n\}$ 、 $\{T_n\}$ 及信息序列 $\{a_n\}$ 的共同作用下, 周期性冲激序列将产生一段随机延时 $a_n+B_nT_1+T_n$, 其 T_1 为用户特征跳时序列 $\{B_n\}$ 所控制的一段随机位移, 经跳时调制后的基带序列可表示为 $\sum_n \delta(t-nT_b-B_nT_1-T_n-a_n)$; 之后, 经过脉冲成形器 $p(t)$ 后, 加入直流偏置 D , 从而获得随机脉冲位置基带编码信号 $\sum_n p(t-nT_b-B_nT_1-T_n-a_n)+D$, 其中成形脉冲的持续时间 T_0 应满足 $T_0 \ll T_b$; 最后, 对该基带信号进行载波相位调制 (Phase Modulation, PM), 即可获得载波同步超宽带调制信号; 采用单周期调制, 载波频率 f_c 与基带脉冲持续时间之间满足 $f_c = 1/T_0$ 。该方案对应实现结构如图 3 所示。

[0014] 本发明的优点是:

[0015] 1) 本发明技术方案可产生载波同步超宽带信号, 克服室内密集多径环境的影响, 降低接收端同步捕获算法的实现难度, 并提高同步定时精确度, 改善 UWB 系统的整体传输性能。

[0016] 2) 本发明技术方案可获得极低功率谱密度, 借助于调制信号中所隐含的巨大扩频增益, 可在极低功率谱情况下实现可靠信息传输, 且具有传统超宽带的诸多优点, 例如低干扰和优良保密性。

[0017] 3) 本发明技术方案实现灵活, 可根据频谱使用情况灵活地选择载波频率和旁瓣带宽, 从而可以灵活地产生具备任意频谱超宽带信号。

[0018] 4) 本发明技术方案实现简单, 能大规模应用于各种应用场景。

附图说明

[0019] 图 1 为载波同步脉冲超宽带系统射频结构框图。

[0020] 图 2 为基于直接扩频调制的载波同步超宽带射频结构框图。

[0021] 图 3 为基于跳时调制的载波同步超宽带射频结构框图。

[0022] 图 4 为载波同步超宽带系统时域波形。

[0023] 图 5 为载波同步超宽带功率谱图。

[0024] 图 6 为发送滤波后载波同步超宽带功率谱图。

具体实施方式

[0025] 本发明主要提出了一种载波同步超宽带信号调制方案。与经典基于窄脉冲超宽带调制机制相比，本发明在跳时调制基础之上进一步引入了载波周期调制，从而使超宽带发送信号中携带与调制信息精确同步载波信号。接收端利用锁相环 (Phase Lock Loop, PLL) 精确提取该同步信息，为超宽带相关解收提供精确定时信号，极大降低超宽带同步捕获的算法复杂度和硬件实现难度，有效改善系统接收性能。

[0026] 载波同步超宽带调制方法具体步骤归纳如下：

[0027] 1) 发送端产生周期性冲激序列 $\sum_n \delta(t-nT_b)$ ，其中 T_b 表示待发送信息序列的码元持续时间。

[0028] 2) 利用伪随机序列发生器产生多进制随机码 $\{B_n\}$ 和 $\{T_n\}$ ，其周期表示为 N_p 。在 $\{B_n\}$ 和 $\{T_n\}$ 的精确控制之下，周期序列将产生一定的随机时延 $\sum_n \delta(t-nT_b-B_nT_1-T_n)$ ，如图 4 所示，随机时延 $\tau = B_nT_1+T_n$ ，严格相对与信息码元的初始时刻，并满足 $\tau < T_b$ 。一般来讲 $\{B_n\}$ 取值范围越大，获得的 UWB 信号谱越理想。

[0029] 3) 经由跳时调制的基带冲击序列经过脉冲成形滤波器以后，得到 $\sum_n p(t-nT_b-B_nT_1-T_n)$ ，其中 $p(t)$ 表示选取的基带脉冲波形。常见成形脉冲包括矩形脉冲、高斯脉冲等，矩形脉冲表示为：

$$[0030] \quad p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_0 \\ 0 & T_0 \leq t \leq T_b \end{cases}$$

[0031] 高斯脉冲可写成：

$$[0032] \quad p(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{2\sigma^2}\right)$$

[0033] 式中， t_0 为基带波形的中心，取为 $T_0/2$ ；而 σ 决定 $p(t)$ 持续宽度，可取为 $T_0/6$ 。

[0034] 4) 待发送的单极性二进制信息序列记为 $a = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots)$ ，其中 $a_n \in \{-1, 0\}$ 。利用信息序列控制基带跳时脉冲序列的幅度，即可得基带编码信号 $\sum_n a_n p(t-nT_b-B_nT_1-T_n)+D$ 。

[0035] 5) 在承载信息的跳时序列上加入直流偏置 D ，并对获得的信号进行载波相位调制，即可获得基于周期调制载波同步超宽带信号：

$$[0036] \quad s(t) = \{\sum_n a_n p(t-nT_b-B_nT_1-T_n)+D\} \sin(2\pi f_c t)$$

[0037] 式中，载波周期 T_c 与脉冲持续时间 T_0 之间满足 $T_0 = kT_c$ ， k 为正整数。调制信号中的载波分量与直流偏置 D 、成形脉冲持续时间 T_0 和信息码元持续时间 T_b 有关。一般地， D 取正值且绝对值越大，则载波分量越强； T_b/T_0 取整数值 M ， M 越大则载波分量越强。同时， D 取值也会对该调制信号时域形态产生影响：当 $D = -0.5$ 时，该调制信号具有 BPSK 特征；当 $D \neq -0.5$ 时，该调制信号属于幅度与相位联合调制。

[0038] 6) 发送前对 $s(t)$ 进行带通滤波，滤波器的中心频率为 f_c ，带宽为 $2f_c$ 。若 $p(t)$ 在频域具有较好的旁瓣衰减特性，则该步骤可省略。

[0039] 7) 在高斯信道下，接收端首先采用带通滤波滤除带外信道噪声分量，提高检测信噪比。该滤波器中心频率为 f_c ，带宽为 $2f_c$ 。

[0040] 8) 利用锁相环率提取精确的同步信息，为后续信号处理提供定时。相关接收机

利用接收模板与输入信号进行相关运算，并利用判决门限对相关输出进行判决，即可恢复发送信息。

[0041] 针对其余两种同步超宽带调制方案，发送端与接收端射频结构将稍有不同，因而相应的时域波形图也将有所不同。尽管如此，本专利提出三种同步超宽带调制技术的信号发送谱结构基本相同。我们着重针对具体实施方式部分描述的载波同步超宽带调制方案，结合具体仿真实例说明其功率谱特性。

[0042] 信源产生待发射的二进制序列 $\{a_n\}$ ，其比特持续时间 $T_b = 9.6 \times 10^{-5} \text{s}$ ，此处选取 T_b 是从相对带宽角度来实现载波同步 UWB 发送信号，保证其相对带宽大于 20%；用户跳时码 B_n 取值服从 $[0, 11]$ 上离散均匀分布， T_n 服从 $[0, 7.5 \times 10^{-6}]$ 上连续均匀分布。基带波形 $p(t)$ 选用方波，脉冲持续时间 $T_0 = 6 \times 10^{-6} \text{s}$ ，载波的中心频率 $f_c = 166.67 \text{kHz}$ ，直流偏置 D 取值为 1。

[0043] 仿真获得的载波同步超宽带信号功率谱密度如图 5 所示：首先，同步载波超宽带信号谱中心频率为信号主瓣宽度的一半，因此相对带宽约为 50%，满足超宽带相对带宽定义要求；其次在主瓣中心频率处存在极强同步载波分量，接收端利用简单的锁相环路即可获得精确同步定时，主瓣宽度被展宽且幅值极低；最后利用带宽为 $2f_c$ 发送滤波器对已调信号进行旁瓣滤除后，可获得载波同步超宽带发送信号，无线信道中传输的信号功率谱如图 6 所示。

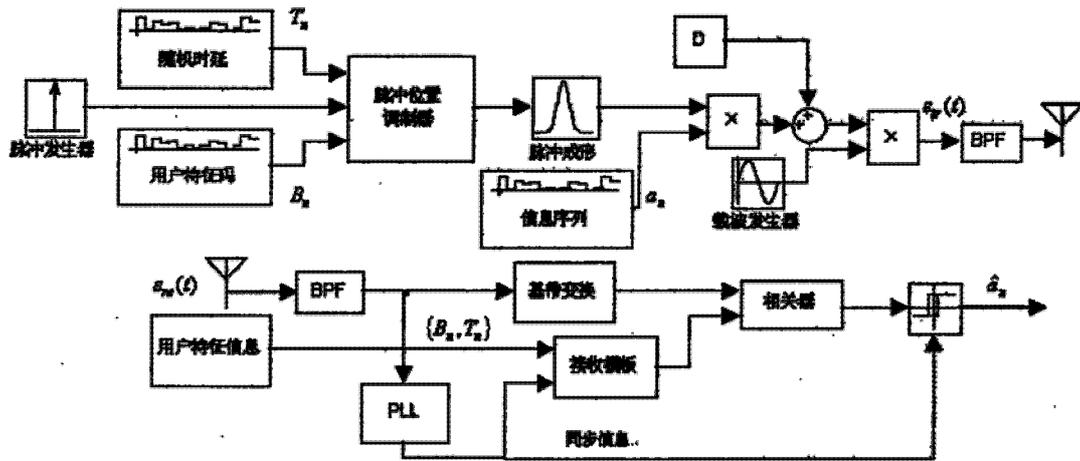


图 1

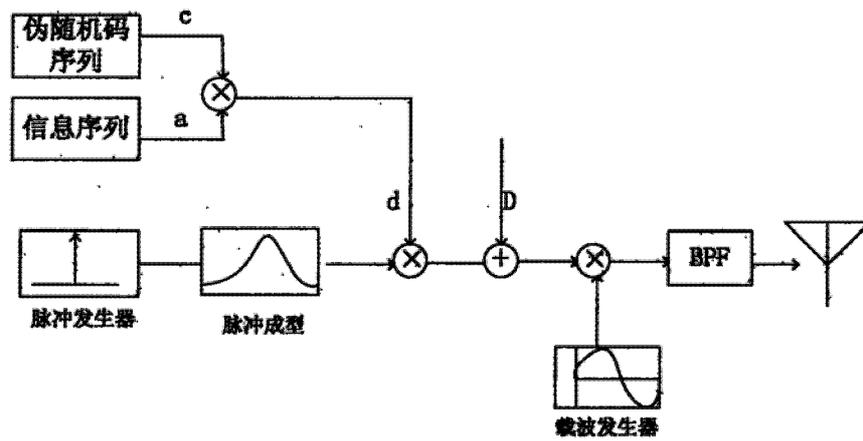


图 2

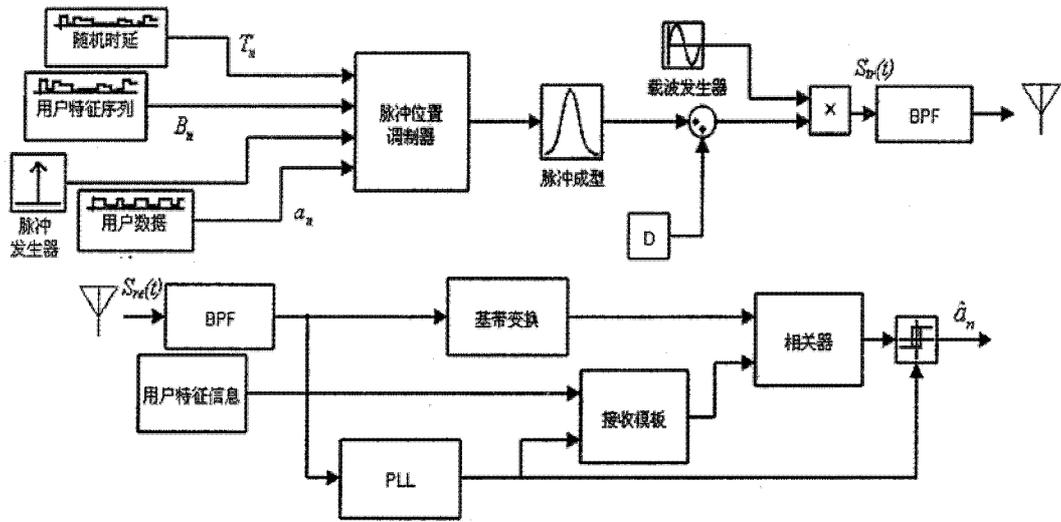


图 3

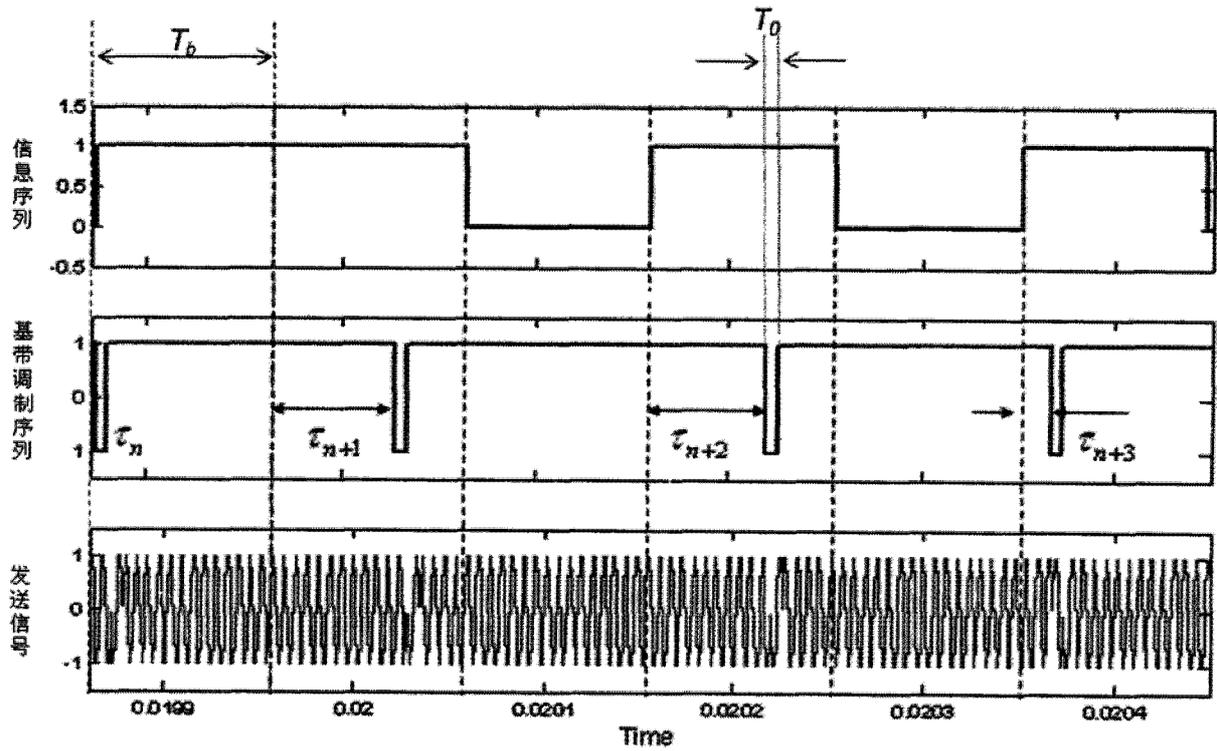


图 4

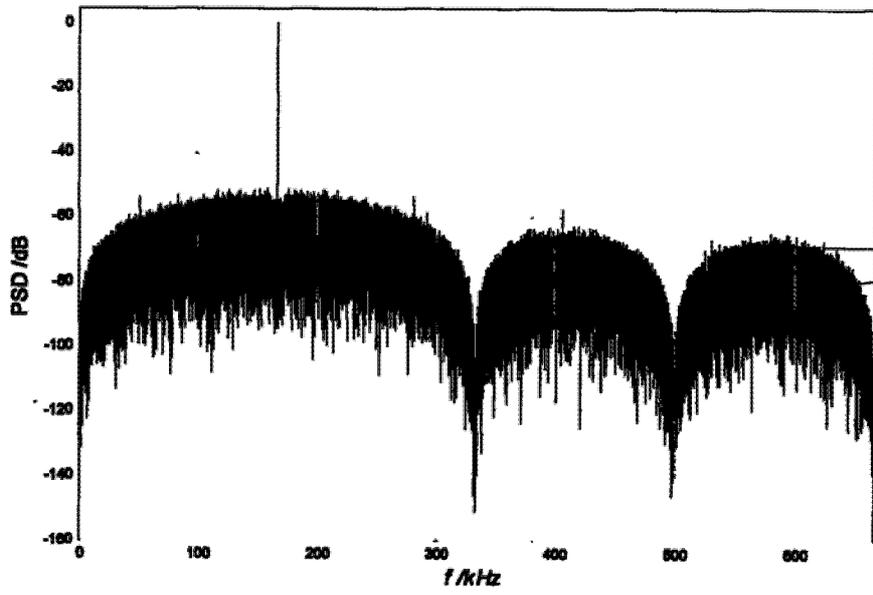


图 5

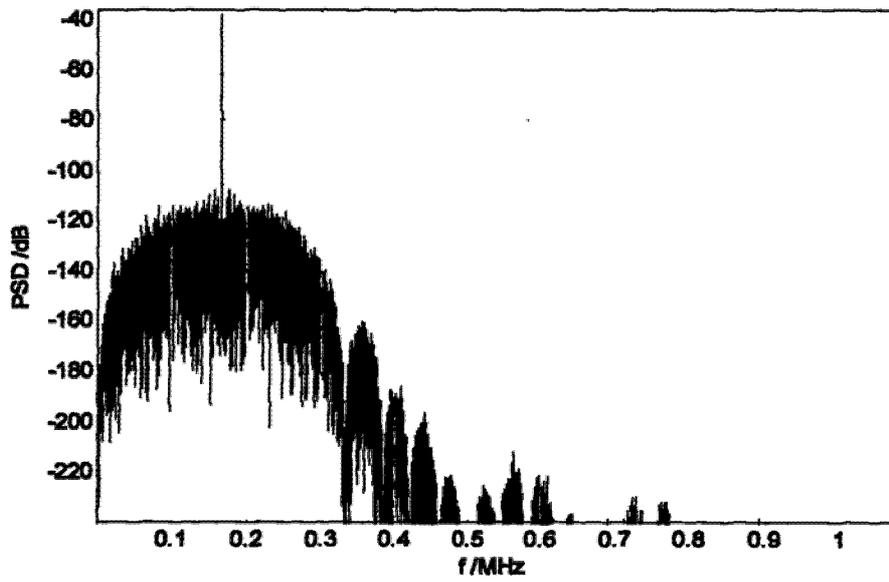


图 6