

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102025669 B

(45) 授权公告日 2013. 04. 24

(21) 申请号 201010613314. 0

US 20080101508 A1, 2008. 05. 01, 全文.

(22) 申请日 2010. 12. 30

张玉明等. 一种新的双多进制正交扩频调制信号的差分解调算法. 《上海交通大学学报》. 2007, 第 41 卷 (第 5 期), 全文.

(73) 专利权人 中国人民解放军理工大学通信工程学院

地址 210007 江苏省南京市御道街标营 2 号

审查员 田琳琳

(72) 发明人 王金龙 张玉明 程云鹏 胡均权 王呈贵 龚玉萍

(74) 专利代理机构 南京理工大学专利中心 32203

代理人 唐代盛

(51) Int. Cl.

H04L 27/227(2006. 01)

H04L 25/03(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1655541 A, 2005. 08. 17, 全文.

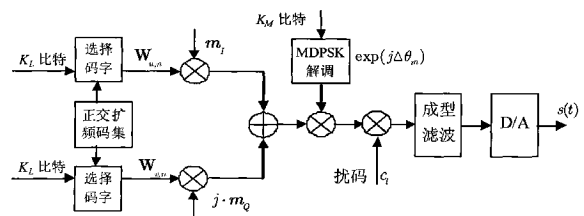
权利要求书1页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法,在发送端两路 K_L 比特数据从同一个 $L = 2^{K_L}$ 维的正交扩频码集中各选择一个正交序列,分别与相应的掩码相乘,生成双多进制准正交扩频调制信号; K_M 比特数据在准正交扩频信号上进行差分相位映射调制;接收信号 A/D 采样后进行匹配滤波,并以码片速率抽取;解扰后的符号序列 R_n 分别与两路掩码 m_1 和 m_0 的对应码片相乘,获得 I、Q 两路解掩码后的接收采样序列;利用当前符号周期内的相关值,进行双多进制准正交扩频解调计算 $2K_L$ 比特软值。本发明增加了多进制正交调制的进制数,提高了频谱利用率;充分发挥了系统的信道编译码的译码性能,从而进一步提高系统的整体性能。



1. 一种基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法,其特征在于包括利用掩码实现双多进制准正交扩频复合相位调制设计和复合调制的解调技术,实现了正交和相位的 $2K_L+K_M$ 比特软值的优化解调,它包括以下步骤:

a. 在发送端两路 K_L 比特数据从同一个 $L = 2^{K_L}$ 维的正交扩频码集合中各选择一个正交序列,分别与相应的掩码 $m_I = [m_I(0), m_I(1), \dots, m_I(L-1)]$ 和 $m_Q = [m_Q(0), m_Q(1), \dots, m_Q(L-1)]$ 相乘,生成双多进制准正交扩频调制信号 $W_{n,u} \cdot m_I + j(W_{n,v} \cdot m_Q)$,其中 j 表示虚部, (\cdot) 为序列点积,正交扩频码集合采用 L 维 Walsh-Hadamard 矩阵,则每个扩频码长度为 L ;

b. K_M 比特数据在准正交扩频信号上进行差分相位映射调制,然后对复合调制信号加入扰码,经过成型滤波后,进行 D/A 转换得到基带发送信号 $s(t)$;

c. 接收端,接收信号 A/D 采样后进行匹配滤波,并以码片速率抽取,假设接收机已实现同步,抽取的采样信号与本地扰码相乘进行解扰,设 T 为扩频码符号周期, $T_c = T/L$ 为码片宽度,则解扰后第 n 个符号周期的采样序列为

$$R_n = [r(nT), r(nT+T_c), \dots, r(nT+(N-1)T_c)];$$

d. 解扰后的符号序列 R_n 分别与两路掩码 m_I 和 m_Q 的对应码片相乘,获得 I、Q 两路解掩码后的接收采样序列为 $R_{I,n} = R_n \cdot m_I$ 和 $R_{Q,n} = -j(R_n \cdot m_Q)$,且两路采样数据 $R_{I,n}$ 和 $R_{Q,n}$ 分别与本地所有可能的正交扩频码进行相关,获得第 n 个符号周期内的 $2L$ 个相关值 $z_{I,k}^n = \mathbf{R}_{I,n} \cdot \mathbf{W}_k$, $z_{Q,k}^n = \mathbf{R}_{Q,n} \cdot \mathbf{W}_k$,其中 $0 \leq k < L$, \mathbf{W}_k 为扩频码集合中的第 k 个扩频码序列;

e. 利用当前符号周期内的相关值 $\mathbf{Z}_I^n = \{z_{I,0}^n, z_{I,1}^n, \dots, z_{I,L-1}^n\}$ 和 $\mathbf{Z}_Q^n = \{z_{Q,0}^n, z_{Q,1}^n, \dots, z_{Q,L-1}^n\}$ 进行双多进制准正交扩频解调计算 $2K_L$ 比特软值;利用前后两个符号周期内的相关值 \mathbf{Z}_I^{n-1} 、 \mathbf{Z}_Q^{n-1} 、 \mathbf{Z}_I^n 和 \mathbf{Z}_Q^n 计算复合调制中相位解调的 K_M 比特软值。

2. 根据权利要求 1 所述的基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法,其特征在于步骤 e 实现方法如下:

(1) 计算双多进制准正交扩频 $2K_L$ 比特软值:计算在第 n 个符号周期内 I(Q) 支路的第 k 比特数据的软值,首先根据 I(Q) 支路发送数据的第 k 比特数据为“1”和“0”,将正交扩频码集合分为两个子集 \mathbf{W}_k^+ 和 \mathbf{W}_k^- ,针对正交扩频序列集合,记扩频序列的序号为 \mathbf{S}_k^+ 和 \mathbf{S}_k^- ,则得到 I(Q) 支路第 k 比特数据的软值为:

$$\Lambda(b_{I,k}^n) = \max_{l \in \mathbf{S}_k^+, m \in \{0, L-1\}} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} - \max_{l \in \mathbf{S}_k^-, m \in \{0, L-1\}} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} \\ \Lambda(b_{Q,k}^n) = \max_{l \in \{0, L-1\}, m \in \mathbf{S}_k^+} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} - \max_{l \in \{0, L-1\}, m \in \mathbf{S}_k^-} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} \quad 0 \leq k < K_L$$

(2) 前后两个符号周期内的相关值 \mathbf{Z}_I^{n-1} 、 \mathbf{Z}_Q^{n-1} 、 \mathbf{Z}_I^n 和 \mathbf{Z}_Q^n ,设 d_k^n 为 MDPSK 调制的 K_M 比特数据中第 k 比特数据,根据该比特数据 d_k^n 为“1”,还是为“0”,将调制的所有可能差分相位 $\{\Delta \theta_0, \Delta \theta_1, \dots, \Delta \theta_{M-1}\}$ 分为两个子集 $\Delta \theta_k^+$ 和 $\Delta \theta_k^-$,可得差分相位比特的软值为:

$$\Lambda(d_k^n) = \frac{1}{2} \left[\max_{0 \leq l, m, u, v < L, \Delta \theta_i \in \Delta \theta_k^+} \left\{ |z_{I,l}^{n-1} + z_{Q,m}^{n-1} + (z_{I,u}^n + z_{Q,v}^n) * \exp(-j\Delta \theta_i)|^2 \right\} - \max_{0 \leq l, m, u, v < L, \Delta \theta_i \in \Delta \theta_k^-} \left\{ |z_{I,l}^{n-1} + z_{Q,m}^{n-1} + (z_{I,u}^n + z_{Q,v}^n) * \exp(-j\Delta \theta_i)|^2 \right\} \right] \quad 0 \leq k < K_M$$

基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法

技术领域

[0001] 本发明属于短波通信中的数据可靠传输技术,特别是一种基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法。

背景技术

[0002] 短波信道是一个典型的多径衰落信道,一个好的短波传输体制必须能够有效对抗衰落的影响,而且性能要尽可能接近 Shannon 极限信噪比。根据数字通信理论,当多进制正交调制的进制数趋于无穷大时,可以获得接近于 Shannon 极限信噪比的性能。

[0003] 目前短波通信体制中,串行和并行体制并不符合这一特性,而且串行体制中用于时域均衡的训练序列以及并行体制中插入的保护间隔均占用了一定开销。多进制 FSK 属于正交调制,但进制数增加是以带宽的增大或者频率间隔的降低为代价,现有 3KHz 的短波信道带宽并不适合采用很高的进制数;多进制正交扩频技术能够支持高进制数,但进制数越高,扩频码越长,传输速率受限;双多进制正交扩频复合相位调制技术通过在同相(I路)和正交(Q路)上采用正交扩频调制,并结合相位调制技术,提高了带宽效率(张玉明等:一种新的双多进制正交扩频调制信号的差分解调算法,上海交通大学学报,2007年第41卷第5期729-735页)。软输入软输出是高效信道编译码的基本特征之一,与调制相结合时,获得优化的解调比特软值是充分发挥高效信道译码性能的关键。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供一种基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法,提高调制的频谱效率,设计更高效的复合调制方式,使得在码长一定情况下,承载更多的传输比特;并给出该复合调制的解调比特软值的方法,充分发挥系统中高效信道译码的性能,进一步获得接近于 Shannon 极限信噪比的性能,从而实现短波数据通信的可靠传输。

[0005] 实现本发明目的的技术方案为:一种基于双多进制准正交扩频复合相位调制的短波数据传输方法,包括利用掩码实现双多进制准正交扩频复合相位调制设计和复合调制的解调技术,实现了正交和相位的 $2K_L+K_M$ 比特软值的优化解调,它包括以下步骤:

[0006] a. 在发送端两路 K_L 比特数据从同一个 $L = 2^{K_L}$ 维的正交扩频码集合中各选择一个正交序列,分别与相应的掩码 $m_I = [m_I(0), m_I(1), \dots, m_I(L-1)]$ 和 $m_Q = [m_Q(0), m_Q(1), \dots, m_Q(L-1)]$ 相乘,生成双多进制准正交扩频调制信号 $W_{n,u} \cdot m_I + j(W_{n,v} \cdot m_Q)$,其中 j 表示虚部, (\cdot) 为序列点积,正交扩频码集合采用 L 维 Walsh-Hadamard 矩阵,则每个扩频码长度为 L ;

[0007] b. K_M 比特数据在准正交扩频信号上进行差分相位映射调制,然后对复合调制信号加入扰码,经过成型滤波后,进行 D/A 转换得到基带发送信号 $s(t)$;

[0008] c. 接收端,接收信号 A/D 采样后进行匹配滤波,并以码片速率抽取,假设接收机已实现同步,抽取的采样信号与本地扰码相乘进行解扰,设 T 为扩频码符号周期, $T_c = T/L$ 为

码片宽度,则解扰后第 n 个符号周期的采样序列为

$$[0009] \quad R_n = [r(nT), r(nT+T_c), \dots, r(nT+(N-1)T_c)];$$

[0010] d. 解扰后的符号序列 R_n 分别与两路掩码 m_I 和 m_Q 的对应码片相乘,获得 I、Q 两路解掩码后的接收采样序列为 $R_{I,n} = R_n \cdot m_I$ 和 $R_{Q,n} = -j(R_n \cdot m_Q)$,且两路采样数据 $R_{I,n}$ 和 $R_{Q,n}$ 分别与本地所有可能的正交扩频码进行相关,获得第 n 个符号周期内的 $2L$ 个相关值 $z_{I,k}^n = R_{I,n} \cdot W_k, z_{Q,k}^n = R_{Q,n} \cdot W_k$,其中 $0 \leq k < L, W_k$ 为扩频码集合中的第 k 个扩频码序列;

[0011] e. 利用当前符号周期内的相关值 $Z_I^n = \{z_{I,0}^n, z_{I,1}^n, \dots, z_{I,L-1}^n\}$ 和 $Z_Q^n = \{z_{Q,0}^n, z_{Q,1}^n, \dots, z_{Q,L-1}^n\}$,进行双多进制准正交扩频解调计算 $2K_L$ 比特软值;利用前后两个符号周期内的相关值 $Z_I^{n-1}, Z_Q^{n-1}, Z_I^n$ 和 Z_Q^n ,计算复合调制中相位解调的 K_M 比特软值。

[0012] 本发明与现有技术相比,其显著优点为:增加了多进制正交调制的进制数,提高了频谱利用率;同时提出了该双多进制准正交扩频复合相位调制的解调技术,实现了正交和相位比特软值的优化解调,充分发挥了系统的信道编译码的译码性能,从而进一步提高系统的整体性能。

[0013] 下面结合附图对本发明作进一步详细描述。

附图说明

[0014] 图 1 为双多进制准正交扩频复合相位调制结构框图。

[0015] 图 2 为双多进制准正交扩频复合相位调制的解调框图。

[0016] 图 3 为不同调制方式的误比特性能比较。

[0017] 图 4 为复合差分相位为 BDSP 和 QDSP 性能的比较。

具体实施方式

[0018] 本发明利用掩码实现双多进制准正交扩频复合相位调制,同时传输正交比特和相位比特,实现高维正交扩频,提高了频谱效率;提出了双多进制准正交扩频复合相位解调技术,实现了正交和相位比特软值的优化解调,充分发挥了系统编译码的性能,增强了系统数据传输的可靠性,具体步骤如下:

[0019] 1、如图 1 所示,在发送端两路 K_L 比特数据从同一个 $L = 2^k$ 维的正交扩频码集合中各选择一个正交序列 $W_{n,u}$ 和 $W_{n,v}$,分别与相应的两支路掩码 $m_I = [m_I(0), m_I(1), \dots, m_I(L-1)]$ 和 $m_Q = [m_Q(0), m_Q(1), \dots, m_Q(L-1)]$ 的码片对应相乘,此时 I、Q 支路内的序列相互正交,两支路序列具有准正交特性,所以称为双多进制准正交扩频调制,调制信号可表示为 $W_{n,u} \cdot m_I + j(W_{n,v} \cdot m_Q)$,正交扩频码集合采用 L 维 Walsh-Hadamard 矩阵,每个扩频码长度为 L ;则长度为 L 的双多进制准正交扩频调制信号可以调制 $2K_L = 2 \log_2 L$ 比特数据,与现有的双多进制正交扩频调制相比,进一步提高了多进制正交调制的进制数,提高了频谱效率;

[0020] 2、 K_M 比特数据在准正交扩频信号上进行差分相位映射调制,本发明相当于融合了两种调制方式,为此称为双多进制准正交复合相位调制,考虑到短波无线信道开放性,接收信号容易受到干扰的影响,且无线信道还具有延时多径特性,在系统中对复合调制信号加入扰码,接收端解扰可降低延时多径的影响和离散随机化干扰和噪声,加扰后的信号经过成型滤波后,进行 D/A 转换得到基带发送信号 $s(t)$;

[0021] 3、如图 2 所示,在接收端接收信号 A/D 采样后进行匹配滤波,并以码片速率抽

取,假设接收机已实现同步,抽取的采样信号与本地扰码相乘进行解扰,设 T 为扩频码符号周期, $T_c = T/L$ 为码片宽度,则解扰后第 n 个符号周期的采样序列为 $R_n = [r(nT), r(nT+T_c), \dots, r(nT+(N-1)T_c)]$;

[0022] 4、解扰后的符号序列 R_n 分别与两路掩码 m_I 和 m_Q 的对应码片相乘,获得 I、Q 两路解掩码后的接收采样序列为 $R_{I,n} = R_n \cdot m_I$ 和 $R_{Q,n} = -j(R_n \cdot m_Q)$,且两路采样数据 $R_{I,n}$ 和 $R_{Q,n}$ 分别与本地所有可能的正交扩频码进行相关,获得第 n 个符号周期内的 $2L$ 个相关值 $z_{I,k}^n = R_{I,n} \cdot W_k, z_{Q,k}^n = R_{Q,n} \cdot W_k$,其中 $0 \leq k < L, W_k$ 为扩频码集合中的第 k 个扩频码序列;

[0023] 5、用于高效信道译码的信息比特软值,即是计算信息的概率对数似然比,利用接收信号的相关值,基于后验概率准则推导出了复合调制解调比特软值的方法;利用当前符号周期内的相关值 $Z_I^n = \{z_{I,0}^n, z_{I,1}^n, \dots, z_{I,L-1}^n\}$ 和 $Z_Q^n = \{z_{Q,0}^n, z_{Q,1}^n, \dots, z_{Q,L-1}^n\}$,进行双多进制准正交扩频解调计算 $2K_L$ 比特软值,利用前后两个符号周期内的相关值 $Z_I^{n-1}, Z_Q^{n-1}, Z_I^n$ 和 Z_Q^n ,计算复合调制中相位解调的 K_M 比特软值。

[0024] (1) 计算双多进制准正交扩频 $2K_L$ 比特软值:计算在第 n 个符号周期内 I(Q) 支路的第 k 比特数据的软值,首先根据 I(Q) 支路发送数据的第 k 比特数据为“0”和“1”,将正交扩频码集合分为两个子集 W_k^+ 和 W_k^- ,针对正交扩频序列集合,记扩频序列的序号为 S_k^+ 和 S_k^- ,则得到 I(Q) 支路第 k bit 数据的软值为:

$$[0025] \quad \Lambda(b_{I,k}^n) = \max_{l \in S_k^+, m \in [0, L-1]} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} - \max_{l \in S_k^-, m \in [0, L-1]} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} \quad 0 \leq k < K_L$$

$$\Lambda(b_{Q,k}^n) = \max_{l \in [0, L-1], m \in S_k^+} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} - \max_{l \in [0, L-1], m \in S_k^-} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\}$$

[0026] (2) 前后两个符号周期内的相关值 Z_I^n, Z_Q^n, Z_I^{n+1} 和 Z_Q^{n+1} ,设 d_k^n 为 MDPSK 调制的 K_M 比特数据中第 k 比特数据,根据该比特数据 d_k^n 为“1”还是为“0”,将调制的所有可能差分相位 $\{\Delta \theta_0, \Delta \theta_1, \dots, \Delta \theta_{M-1}\}$ 分为两个子集 $\Delta \theta_k^+$ 和 $\Delta \theta_k^-$,可得差分相位比特的软值为:

$$[0027] \quad \Lambda(d_k^n) = \frac{1}{2} \left[\max_{0 \leq l, m, u, v < L, \Delta \theta_i \in \Delta \theta_k^+} \left\{ |z_{I,l}^{n-1} + z_{Q,m}^{n-1} + (z_{I,u}^n + z_{Q,v}^n) * \exp(-j\Delta \theta_i)|^2 \right\} - \max_{0 \leq l, m, u, v < L, \Delta \theta_i \in \Delta \theta_k^-} \left\{ |z_{I,l}^{n-1} + z_{Q,m}^{n-1} + (z_{I,u}^n + z_{Q,v}^n) * \exp(-j\Delta \theta_i)|^2 \right\} \right] \quad 0 \leq k < K_M$$

[0028] 实施例

[0029] 本发明正交扩频码采用长度为 32 的 Hadamard 序列, I 支路掩码序列选长度 32 的全“1”序列,则 I 支路与掩码相乘还是扩频序列本身,所以实现过程中 I 支路可以省略乘掩码过程; $m_Q = [1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1]$ 为 Q 支路掩码序列;扰码采用末尾补“1”的 m 序列,选取长度为 1024 的扰码序列;复合相位调制采用 QDPSK 调制;则每一个双多进制准正交扩频复合相位调制符号传输 $2 * \log_2(32) + 2 = 12$ 比特。具体实现过程如下:

[0030] 一、双多进制准正交扩频复合相位调制

[0031] 在发送端,第 n 个符号周期, I 支路 5 比特数据和 Q 支路 5 比特数据从扩频码集中分别选出扩频码序列 $W_{u,n}$ 和 $W_{v,n}$,然后 $W_{v,n}$ 与 Q 支路掩码 m_Q 相乘,生成双多进制准正交扩频调制信号 $W_{u,n} + jW_{v,n} \cdot m_Q$,其中 j 表示相互正交的 Q 支路;2 比特的数据映射差分相位为 $\Delta \theta_m = 2\pi m/4, m = 0, 1, \dots, 3$,设前一个周期符号的相干相位为 θ_{n-1} (调制的初始相位设 $\theta_n = 0$),则获得双多进制准正交扩频相位复合调制的信号为 $(W_{u,n} + jW_{v,n} \cdot m_Q) \exp(j\theta_{n-1} + j2\pi m/4)$

M) ;

[0032] 二、解调输出正交扩频软值

[0033] 1) 解扰后的符号序列 R_n 分别与两路掩码 m_I 和 m_Q 的对应码片相乘得到两路解掩码后的序列为 $R_{I,n} = R_n \cdot m_I$ 和 $R_{Q,n} = -j(R_n \cdot m_Q)$, 由于 m_I 为全“1”序列, 则 $R_{I,n} = R_n$; 然后两路解掩码序列分别与本地所有可能的正交扩频码做相关, 获得第 n 个符号周期内的 64 个相关值 $z_{I,k}^n = R_{I,n} \cdot W_k$, $z_{Q,k}^n = R_{Q,n} \cdot W_k$, 其中 $0 \leq k \leq 31$;

[0034] 2) 计算 I、Q 支路的 5 比特数据, 根据 I(Q) 支路发送数据的第 k bit 数据为“1”或“0”, 将正交扩频码集合分为两个子集 W_k^+ 和 W_k^- , 对应扩频序列的序号记为 S_k^+ 和 S_k^- , 下表给出以第 1 比特为“1”或“0”的集合划分实例。

| | 调制的 5 bit 数据 | 相应的扩频码集合 |
|---------------------|--|-------------------------------|
| [0035] 第 1 bit 为“1” | (0 <u>1</u> 000) (0 <u>1</u> 001) (0 <u>1</u> 010) (0 <u>1</u> 011) (0 <u>1</u> 100) (0 <u>1</u> 101) (0 <u>1</u> 110) (0 <u>1</u> 111) (1 <u>1</u> 000) (1 <u>1</u> 001) (1 <u>1</u> 010) (1 <u>1</u> 011) (1 <u>1</u> 100) (1 <u>1</u> 101) (1 <u>1</u> 110) (1 <u>1</u> 111) | W_1^+ (对应序列号集合 S_1^+) |
| 第 1 bit 为“0” | (0 <u>0</u> 000) (0 <u>0</u> 001) (0 <u>0</u> 010) (0 <u>0</u> 011) (0 <u>0</u> 100) (0 <u>0</u> 101) (0 <u>0</u> 110) (0 <u>0</u> 111) (1 <u>0</u> 000) (1 <u>0</u> 001) (1 <u>0</u> 010) (1 <u>0</u> 011) (1 <u>0</u> 100) (1 <u>0</u> 101) (1 <u>0</u> 110) (1 <u>0</u> 111) | W_1^- (对应序列号集合 S_1^-) |

[0036] 则计算 I、Q 支路的第 1 比特软值表达式为 :

[0037]
$$\Lambda(b_{I,1}^n) = \max_{l \in S_1^+, m \in \{0,31\}} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} - \max_{l \in S_1^-, m \in \{0,31\}} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\}$$

$$\Lambda(b_{Q,1}^n) = \max_{l \in \{0,31\}, m \in S_1^+} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\} - \max_{l \in \{0,31\}, m \in S_1^-} \left\{ |z_{I,l}^n + z_{Q,m}^n|^2 \right\}$$

[0038] 按此过程计算当前符号周期两支路传输的 10 比特正交扩频软值 ;

[0039] 三、计算复合相位的比特软值

[0040] 计算差分相位的比特软值还需要前一个符号的相关值, 即利用两个符号周期内的相关值 $Z_{I,l}^{n-1}$ 、 $Z_{Q,m}^{n-1}$ 、 $Z_{I,l}^n$ 和 $Z_{Q,m}^n$ 进行解调软值, d_k^n 为 QDPSK 调制的 2 比特数据中第 k 比特数据, 同正交扩频解调一样, 根据该比特数据 d_k^n 为“1”还是为“0”, 将调制的所有可能差分相位 $\{\Delta \theta_0, \Delta \theta_1, \dots, \Delta \theta_3\}$ 分为两个子集 $\Delta \theta_k^+$ 和 $\Delta \theta_k^-$. 利用下式可获得 2 比特差分相位的比特软值。

[0041]
$$\Lambda(d_k^n) = \frac{1}{2} \left[\max_{0 \leq l, m, u, v < 4, \Delta \theta_i \in \Delta \theta_k^+} \left\{ |z_{I,l}^{n-1} + z_{Q,m}^{n-1} + (z_{I,u}^n + z_{Q,v}^n) * \exp(-j\Delta \theta_i)|^2 \right\} - \max_{0 \leq l, m, u, v < 4, \Delta \theta_i \in \Delta \theta_k^-} \left\{ |z_{I,l}^{n-1} + z_{Q,m}^{n-1} + (z_{I,u}^n + z_{Q,v}^n) * \exp(-j\Delta \theta_i)|^2 \right\} \right] \quad 0 \leq k < 2$$

[0042] 为了便于比较几种高效调制方式的整体性能, 同时检测输出软值的译码性能, 信道编译码采用码率为 2/3 的 Turbo 乘积码, 迭代次数为 8, 信道条件为 AWGN 信道。图 3 给出了系统采用不同调制方式的译码性能, 可见单纯的多进制正交扩频系统的频带利用率最低的, 其性能也最差 ; 本法明所提出的双多进制准正交扩频复合调制系统的频谱利用率最高, 其性能也最优, 当误比特率为 10^{-5} 时, 与双多进制正交扩频复合调制系统相比, 能获得

约 0.2dB 的信噪比增益 ;图 4 给出了差分相位为 DPSK 和 QDPSK 调制的性能比较,可见双多进制准正交扩频复合 QDPSK 调制能获得更优的性能。

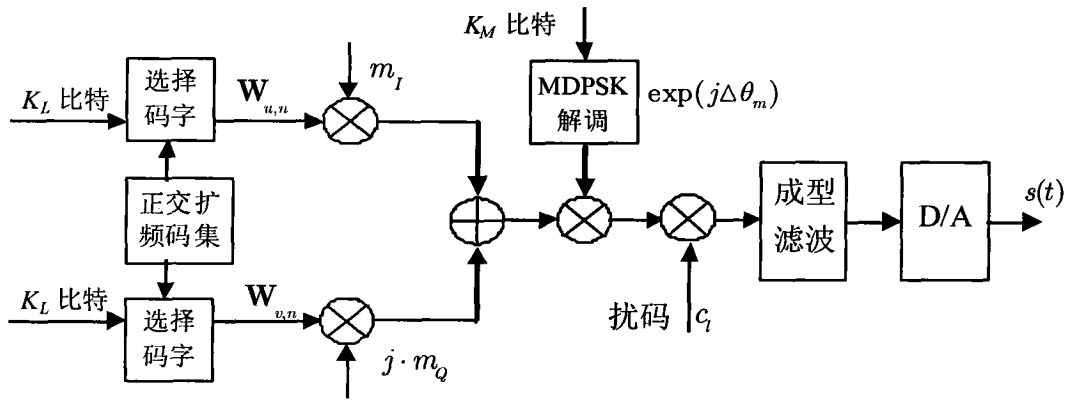


图 1

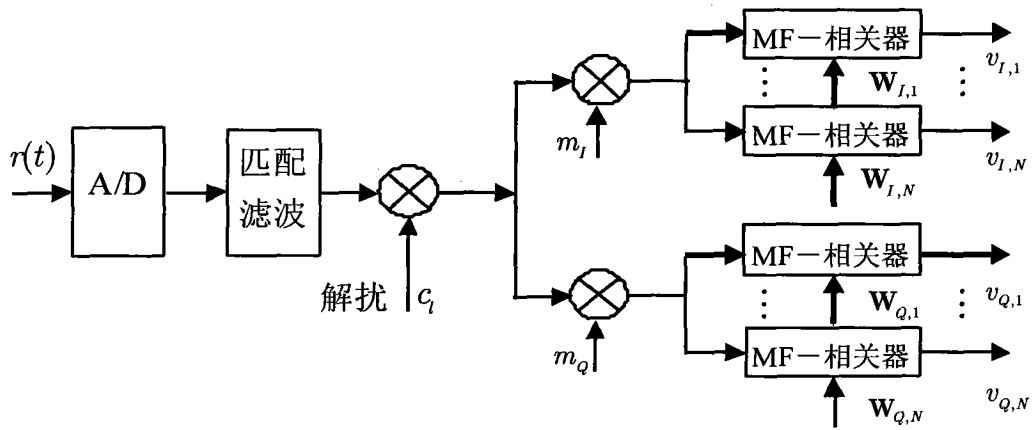


图 2

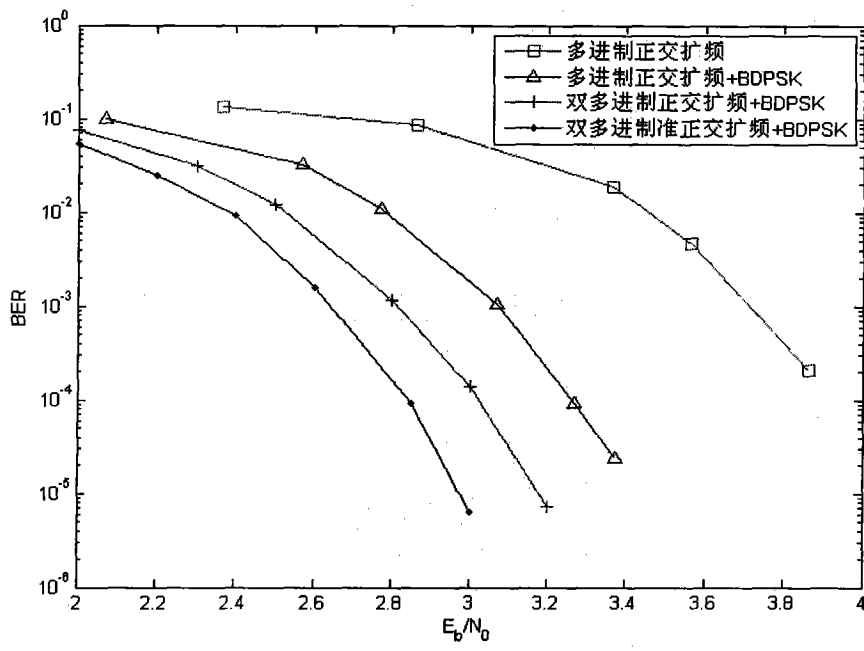


图 3

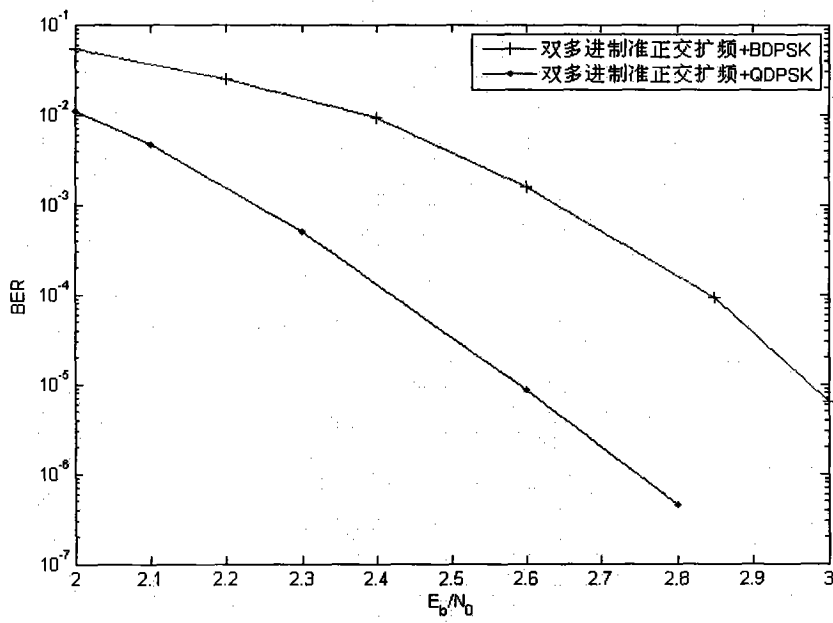


图 4