

连续相位调制和 Turbo 乘积码的串行级联系统设计

孙锦华^{1,2}, 李梦良¹, 吴小钧³

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 710071, 西安; 2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 050081, 石家庄; 3. 长安大学信息工程学院, 710064, 西安)

摘要: 针对 Turbo 乘积码(TPC)与递归连续相位调制(CPM)级联系统(TPC-RCPM)误码性能差的问题,提出了一种由 Turbo 乘积码、伪随机交织器和非递归 CPM 组成的串行级联系统. 首先将输入数据进行 TPC 编码,并对编码序列进行随机交织,然后送至非递归 CPM 调制器,经过非递归连续相位编码后与转换矩阵相乘,经无记忆调制器输出映射波形. 与其他 TPC-CPM 系统相比,该系统的调制参数能够灵活调整,可以充分弱化解调器的错误相关性,改善系统的误码性能. 仿真结果表明,与 TPC-RCPM 系统相比,该系统有效地降低了误码率,对于 MSK 和 4CPM 信号,在误比特率为 $10^{-2} \sim 10^{-5}$ 时可以获得约 2.2 dB 和 2 dB 的信噪比增益.

关键词: 串行级联系统;连续相位调制;Turbo 乘积码

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)04-0088-06

The Design of Serial Concatenated System of Turbo Product Code with Continuous Phase Modulation

SUN Jinhua^{1,2}, LI Mengliang¹, WU Xiaojun³

(1. State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China; 2. Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China; 3. School of Information Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: A new design scheme of serial concatenated system is proposed to solve the problem of poor bit error performance of concatenated Turbo product code (TPC) with recursive continuous phase modulation (CPM) (TPC-RCPM). The scheme is composed of Turbo product code, random interleaver and non-recursive continuous phase modulation. Firstly, the input data are encoded by TPC encoder, and the encoded bits are then interleaved and put into non-recursive continuous phase modulator. The bits inputted to the non-recursive CPM are encoded by a non-recursive continuous phase encoder, and the outputs from the encoder are multiplied by a conversion matrix. Then, mapping waveforms are output through a memoryless modulator. Compared with other TPC-CPM systems, the proposed scheme has good flexibility for inner code parameter adjustment. The proposed scheme can greatly weaken the error correlation in the demodulator, leading to better BER performance. Simulation results show that the proposed scheme is effective in reducing BER compared with TPC-RCPM system. For MSK and 4CPM signals, about 2.2 dB and 2 dB SNR improvement are obtained when BER is in the range from 10^{-2} to 10^{-5} .

Keywords: serial concatenated system; continuous phase modulation; Turbo product code

收稿日期: 2011-08-29. 作者简介: 孙锦华(1979—),女,副教授. 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60902039);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(K50511010014,CHD2011JC088);通信网信息传输与分发技术重点实验室开放课题(ITD-U11005);长安大学基础研究支持计划专项基金资助项目.

网络出版时间: 2012-02-25

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20120225.0850.006.html>

在深空通信、卫星通信、移动通信等系统中,采用先进的信道编码和频谱高效的恒包络调制相结合的技术,可以兼顾功率效率和频谱效率.连续相位调制(continuous phase modulation, CPM)^[1]是一种高效的恒包络调制技术,其调制器可以分解为一个连续相位编码器(continuous phase encoder, CPE)和一个无记忆调制器(memoryless modulator, MM)级联的形式^[2]. CPE 有递归和非递归 2 种形式.目前,对于编码和 CPM 的级联系统,国内外研究较多的是卷积码、LDPC 码,以及 Turbo 码和递归 CPM(recursive CPM, RCPM)构成的串行、并行级联系统,在接收端通过内外译码器之间不断交换外信息,进行迭代译码.卷积码和 CPM 级联的串行级联 CPM 系统^[3-5]要求内码必须是递归 CPM,利用其内在递归特性获得性能增益.由于 CPM 信号具有记忆特性,因此上述串行级联系统在内外码之间必须加入交织器,以使外码看到的虚信道是离散无记忆的,从而避免连续错误对外码性能造成影响,获得交织增益.然而,迭代译码和交织技术的应用增加了接收机的复杂度和时延.文献[6]提出的 LDPC 与非递归 MSK 级联系统优于内码是递归 MSK 的 LDPC-CPM 系统^[7-9],LDPC 码的 Tanner 图要和 MSK 的网格图联合起来进行优化设计,以利用 LDPC 码内在的交织特性,而这对于多进制 CPM 来说非常复杂,而且 LDPC 码与 CPM 级联需要较长的码长才能达到优异的性能. Turbo 乘积码(Turbo product code, TPC)作为外码和 CPM 级联是编码恒包络调制的一个新的研究方向.文献[10]提出了由 SOQPSK、PCM/FM 这 2 种特殊的 CPM 信号和 Turbo 乘积码级联的编码调制系统,接收端不需要在内外译码器之间进行迭代译码,就能在较低的信噪比条件下取得较好的误比特性能.然而,将递归 CPM 和 TPC 直接级联起来,构成的编码调制系统的误比特性能是比较差的,并且文献[10]也未给出 TPC 与 CPM 级联系统通用的设计方法,没有涉及内码实现形式、内外码如何级联对系统性能的影响等问题.除此之外,这 2 种特定的 CPM 信号调制参数固定,在频谱特性、功率、带宽利用率方面有一定限制.

为此,本文提出了一种 TPC 和非递归 CPM 级联的串行级联系统设计方案.在一般递归 CPM 分解模型的基础上给出一种具有相同调制参数的非递归 CPM 的实现方法,将 TPC 和非递归 CPM 直接级联或加入随机交织器串行级联,通过充分弱化错

误相关性,大大提升了传统 TPC 与递归 CPM 级联系统的性能.以二进制 MSK 和四进制 CPM 为例,对系统误码率的仿真实验验证了本文方案具有良好的性能.

1 递归 CPM 的分解模型

考虑一个传输 M 进制数据符号 $\mathbf{d} = \{d_0, d_1, \dots, d_i, \dots\}$ ($d_i \in \{0, 1, 2, M-1\}$) 的 CPM 系统,其符号间隔为 T ,符号能量为 E ,脉冲记忆长度为 L ,有理数调制指数 $h = K/P$,且 K, P 互素.在第 n 个符号间隔 $t = \tau + nT$ 期间,CPM 发射信号倾斜相位形式的复基带信号可以表示为^[2]

$$s(t, \mathbf{d}) = (2E/T)^{1/2} \exp(\psi(t, \mathbf{d})), \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (1)$$

式中: $\psi(t, \mathbf{d})$ 为倾斜相位

$$\psi(\tau + nT, \mathbf{d}) = \left\{ 2\pi h \left[\left(\sum_{i=0}^{n-1} d_i \right) \bmod P \right] + 4\pi h \sum_{i=0}^{L-1} d_{n-i} f(\tau + iT) + W(\tau) \right\} \bmod 2\pi \quad (2)$$

其中 $f(\tau)$ 是相位响应函数, $W(\tau) = \pi h(M-1)\tau/T - 2\pi h(M-1) \sum_{i=0}^{L-1} f(\tau + iT) + (L-1)\pi h(M-1)$ 是独立于数据符号的函数.可以看出,在符号间隔 n 期间发送的信号完全由当前数据符号 d_n 和前 $L-1$ 个数据符号 $d_{n-L+1}, \dots, d_{n-1}$ 以及 n 时刻的累积相位 $\varphi_n = \left(\sum_{i=0}^{n-1} d_i \right) \bmod P$ 决定.

图 1 给出了 $P=M, L=1$ 的递归 CPM 分解模型.

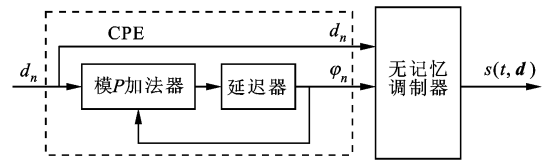


图 1 $P=M, L=1$ 的一种递归 CPM 实现形式

由式(1)、式(2)可知,递归 CPE 的输出 (φ_n, d_n) 和 MM 的输出信号 $s(t, \mathbf{d})$ 之间存在一一对应的关系.当 $P=M, L=1, K=1$ 时,MM 有 M^2 种输出信号,它们组成输出信号集合 $\Omega = \{s_1(\tau), s_2(\tau), \dots, s_\eta(\tau) \dots, s_{M^2}(\tau)\}$,其中 $s_\eta(\tau)$ 表示一个码元周期内的输出信号, $\eta \in \{1, 2, \dots, M^2\}$ 表示 CPE 输出 (φ_n, d_n) 时对应的输出信号下标

$$\eta = M\varphi_n + d_n + 1 \quad (3)$$

对于图 1 所示系统,当 $L=1, M=4, P=4, h=$

$1/4, f(\tau) = \tau/(2T) - (1/4\pi) \sin(2\pi\tau/T)$ 时, $d_n \in \{0, 1, 2, 3\}$, $\varphi_n = (\varphi_{n-1} + d_{n-1}) \bmod 4$, 由递归 CPE 输出 (φ_n, d_n) 决定的 MM 输出信号相位为

$$\phi(\tau + nT, \mathbf{d}) = [\pi \varphi_n/2 + \pi d_n f(\tau) + 3\pi\tau/4T - 3\pi f(\tau)/2] \bmod 2\pi, \quad 0 \leq \tau \leq T \quad (4)$$

此时 φ_n 只有 $\{0, 1, 2, 3\}$ 4 种可能取值, 对应 4 种起始相位状态 $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$. 从 n 时刻到 $n+1$ 时刻, CPM 信号的相位在起始相位状态的基础上改变 $\pi d_n/2$, 进入下一个相位状态.

2 一种非递归 CPM 的实现方法

本方案采用了一种非递归的 CPM (Non-recursive CPM, NRCPM) 调制器. 虽然与此类似的 NRCPM 实现形式在文献[2, 6, 11]中都有论述, 但是并没有涉及 NRCPM 在 TPC-CPM 级联系统中是否适用, 如何与外码进行级联, 如何从一个递归 CPM 模型推导出具有相同调制参数的非递归 CPM 的实现方法等问题. 另外, 需要说明的是, 本文所采用的非递归 CPM 满足以下条件: CPE 使用一种非递归方式实现 (非递归 CPE), 调制指数 $h = 1/M$, 记忆长度 $L = 1$. 当然, 利用类似方法, 也可以实现任何调制指数 $h = J/M$ (其中 J 是不大于 $M-1$ 的奇数)、 $L > 1$ 的非递归 CPM 系统. 图 2 示出了 $h = 1/M, L = 1$ 的非递归 CPM 结构图.

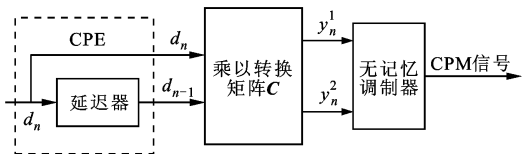


图 2 $h = 1/M, L = 1$ 的一种非递归 CPM 实现形式

定义图 1 中递归 CPE 的生成多项式为 $\mathbf{G}_R = [1, D/1-D]$, D 为 1 bit 时间延迟算子, 那么有

$$(1-D)\mathbf{G}_R = [1-D, D] = [1, D] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{G}_{NR} \mathbf{C} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{G}_{NR} = [1, D]$; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$. 式(5)所得到的生成多项式和 $\mathbf{G}_R$ 是等效的, 由此可得到非递归 CPE 的生成矩阵 $\mathbf{G}_{NR}$ 和对应的转换矩阵 $\mathbf{C}$, 显然

$$(1-D)\mathbf{G}_R = \mathbf{G}_{NR} \mathbf{C} \quad (6)$$

不失一般性, 对于图 2 所示系统, 当 $M = 4$ 时, n 时刻非递归 CPE 的输出 (d_n, d_{n-1}) ($d_i \in \{0, 1, 2, 3\}$) 乘上转换矩阵 $\mathbf{C}$, 并将结果对 4 取模, 就可以得

到和递归 CPE 相等价的输出 (y_n^1, y_n^2) , $y_n^1, y_n^2 \in \{0, 1, 2, 3\}$, 然后将 (y_n^1, y_n^2) 送入无记忆调制器 MM. MM 由下式计算 η 值

$$\eta = M y_n^2 + y_n^1 + 1 \quad (7)$$

再根据 η 从输出信号集合 $\Omega = \{s_1(\tau), s_2(\tau), \dots, s_{\eta}(\tau), \dots, s_{16}(\tau)\}$ 中选择一个输出信号.

值得注意的是, NRCPM 和 RCPM 虽然有类似的代数结构, 但是对于相同的输入序列, 输出波形是不同的. 这是因为 NRCPM 的网格图相对于 RCPM 来说发生了变化, NRCPM 下一时刻的状态仅仅和当前的输入有关, 这样就弱化了 RCPM 信号之间的相关性, 使得当前输出的 CPM 信号仅仅和当前输入符号、当前相位状态有关, 然而 NRCPM 已调信号仍然是相位连续、包络恒定的.

3 TPC 和非递归 CPM 串行级联系统

本文提出的 TPC-NRCPM 系统如图 3 所示, 外码为 TPC, 内码选用非递归 CPM 调制. 对于传统 TPC-RCPM 级联系统, 由于递归 CPE 存在反馈递归结构, 使得递归 CPE 的寄存器状态和前面所有时刻的输入符号都有关系, 造成 CPM 输出信号的关联性较强. 在解调端, 也就容易发生相互关联的连续错误, 称之为错误相关性. 文献[12]以递归 MSK 为例, 对这一问题进行了详细的分析, 并在不同信噪比条件下统计了不同长度连续错误的分布. 这样当外码, 例如 TPC, 与递归 CPM 级联时, 外码看到的虚信道就不再是离散无记忆信道 (discrete memoryless channel, DMC). 为了消除这种错误相关性, 使外码看到的等效信道是 DMC 或者近似为 DMC, 需要对递归 CPM 中 CPE 和 MM 的结构做出一些改变. 否则, 外码和 RCPM 级联之后, 内外译码器之间需要加入交织器并进行多次迭代, 才能达到比较好的译码效果. 因此, 在本文提出的级联系统中采用了非递归 CPM 作为内码. 另外, 非递归 CPM 在某一时刻的输出仍然和前 L 个输入符号有关, 所以内译码器输出的比特软信息也可能连续出现可靠性较差的情况. 为了进一步减小连续错误对系统性能的影响

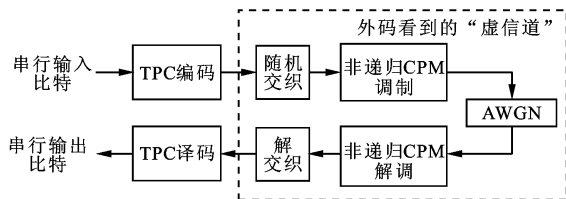


图 3 TPC-NRCPM 系统框图

响,提高系统性能,本文在内外码之间加入了 S-随机交织器,交织深度为编码后 TPC 数据块的比特数.

为了方便对比,图 4 给出了传统 TPC-RCPM 级联系统框图.图 3 与图 4 所示系统在结构上是不同的,后者内外码之间没有交织器,并且内码是递归的 CPM.为了对比本文提出的系统和传统 TPC-RCPM 级联系统的误比特性能,说明交织、内码实现方式等改进对系统性能的影响,我们以二进制与四进制 CPM 为例,在不同的交织、内码实现方式条件下,对 2 个系统的误比特性能做了仿真与分析.

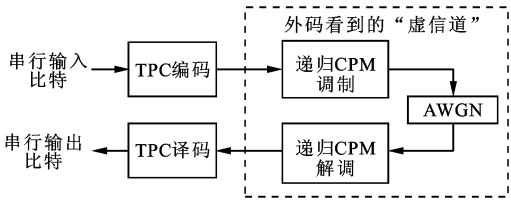


图 4 TPC-RCPM 系统框图

3.1 外码

采用扩展汉明码作为二维 Turbo 乘积码的子码.为了简化外译码器结构,TPC 行列编码规则一致.编码后的 TPC 数据块按列读取,形成串行数据序列,经过 S-伪随机交织以后送给非递归 CPM 调制器.在接收端,内译码器将得到的每个发送比特的对数似然比(LLR)经过解交织以后送入 TPC 外译码器.为了提高外码译码效率,外译码器采用软输入软输出的迭代 Chase 译码算法^[13-14].在后面的仿真中,外码选择(32,26)扩展汉明码,对应外译码器参数设置如下:

- (1)不可靠位取 4 位,即 16 个试探序列;
- (2)半迭代次数为 8,即 4 次迭代;
- (3)外信息加权因子 $\alpha=[0,0.2,0.3,0.5,0.7,0.9,1.0,1.0]$;
- (4)可靠度因子 $\beta=[0.2,0.4,0.6,0.8,1.0,1.0,1.0,1.0]$.

3.2 交织

考虑到要将可能出现的连续错误充分地离散化,不规则的随机交织器是较好的选择.在本系统中采用了 S-伪随机交织器,而其他类型的能够充分离散化连续错误的交织器也可以得到类似的结果.另外,对于 TPC-RCPM 级联系统,加入随机交织器也会让系统的误比特性能得到改善,这是因为 RCPM

解调端的连续错误被交织器离散化了.但是,加入交织器的 TPC-RCPM 级联系统仍然不能达到 TPC-NRCPM 系统的误比特性能.

3.3 内码

通过前面的分析知道,非递归 CPM 弱化了递归 CPM 的错误相关性,比递归 CPM 更适合作为 TPC-CPM 级联系统的内码使用.非递归 CPM 信号的解调和普通的递归 CPM 解调方法一样,只是为了进行 TPC 的软译码需要在内译码的时候计算出每一个发送比特的对数似然比 LLR.内译码器使用 Log-MAP 算法来计算每个比特的 LLR 值^[15].递归 CPM 和非递归 CPM 计算比特 LLR 的方法一样,只是对应的网格图有所不同.因此,下面仅给出递归/非递归 CPM 路径度量的计算方法. n 时刻时,对于接收信号 $R_n(\tau)=s_\eta(\tau)+n(\tau)$, $n(\tau)$ 是一个均值为 0. 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声,由起始相位状态 m 和输入符号 d_n 决定的分支度量为

$$\gamma(d_n,m) = \text{Re}\left(\int_{nT}^{(n+1)T} R_n(\tau)s_{\text{ref}}^*(d_n,m)\right) \quad (8)$$

式中:Re 表示取实部; * 表示共轭运算; $s_{\text{ref}}(d_n,m) \in \Omega$ 表示起始相位状态为 m 、输入为 d_n 时的输出信号.参考图 1 和图 2,当 $s_{\text{ref}}(d_n,m)$ 是递归的 CPM 信号时,由式(1)、式(2)可得

$$s_{\text{ref}}(d_n,m) = (2E/T)^{1/2} \exp\{2\pi h m + 4\pi h d_n f(\tau) + W(\tau)\} \quad (9)$$

当 $s_{\text{ref}}(d_n,m)$ 是非递归的 CPM 信号时,需要把 (d_n,m) 乘上转换矩阵 $C=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$,并将结果对 M 取模,得到 (y_n^1,y_n^2) ,非递归 CPM 信号由下式得到

$$s_{\text{ref}}(d_n,m) = (2E/T)^{1/2} \exp\{2\pi h y_n^2 + 4\pi h y_n^1 f(\tau) + W(\tau)\} \quad (10)$$

4 仿真实验与结果分析

仿真中,二进制 CPM 取 MSK.图 5 给出了递归 MSK 和非递归 MSK 的相位转移图,圆圈中的 0/1 对应延迟器的存数,边上的 0/1 表示输入比特.

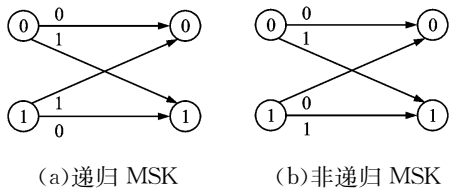


图 5 MSK 的相位转移图

四进制 CPM 调制参数取调制指数 $h=1/4$, 记忆长度 $L=1$, 相位响应脉冲 $f(\tau)=\tau/(2T)-(1/4\pi)\sin(2\pi\tau/T)$. 图 6 和图 7 分别给出了递归四进制 CPM 和非递归四进制 CPM 的 4 种起始状态下的相位转移图.

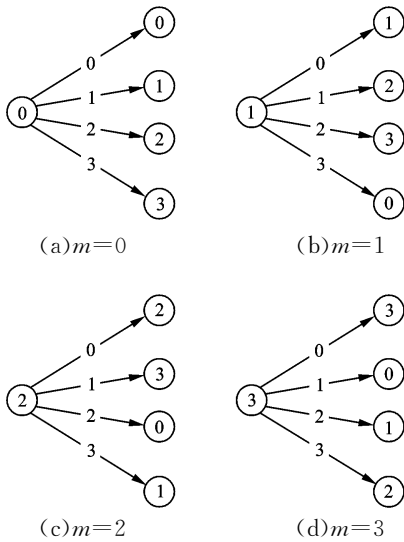


图 6 4 种起始状态下的递归四进制 CPM 相位转移图

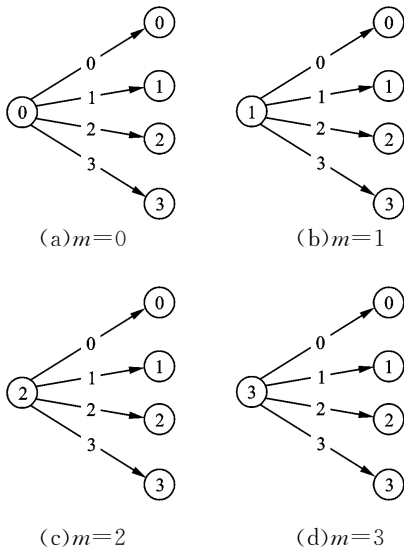


图 7 4 种起始状态下的非递归四进制 CPM 相位转移图

在图 8 和图 9 中, 用 NRMSK/RMSK 表示非递归 MSK/递归 MSK, NR4CPM/R4CPM 表示非递归四进制 CPM/递归四进制 CPM, NOINTRLV/INTRLV 表示级联系统不加交织器/添加 S-随机交织器. 从图 8 可以看到: 与 TPC-RMSK 级联系统相比, 在误比特率为 $10^{-2} \sim 10^{-5}$ 时, TPC-NRMSK 方案有约 2.2dB 的性能改善; 当内码为非递归 MSK 时, S-伪随机交织器的引入对系统性能没有明显的改善; 当内码为递归 MSK、误比特率为 2×10^{-5} 时,

S-伪随机交织器的引入有 0.7dB 的性能增益, 但是, 其性能仍与 TPC-NRMSK 方案有至少 1.5 dB 的差距. 从图 9 可以看到: 和 TPC-R4CPM 级联系统相比, 在误比特率为 $10^{-2} \sim 10^{-5}$ 时, TPC-NR4CPM 方案有大约 2 dB 的性能增益; 无论内码的实现形式是递归的还是非递归的, 交织器的引入都会使系统在较高信噪比下得到至少 0.5 dB 的性能改善; 在同样的交织条件下, 在误比特率为 2×10^{-5} 时, 内码采用 NR4CPM 比采用 R4CPM 会给系统带来约 1.25 dB 的性能增益.

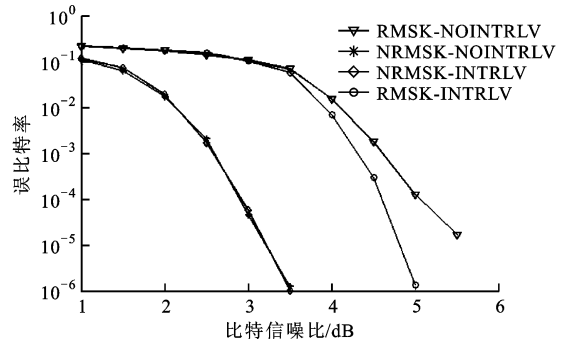


图 8 TPC 与 MSK 采用 4 种不同方案级联系统的误比特率

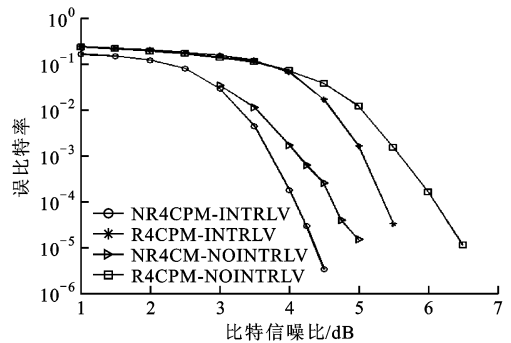


图 9 TPC 与 4CPM 采用 4 种不同方案级联系统的误比特率

从仿真结果可以看出, 本文提出的系统比传统 TPC-RCPM 级联系统的误比特性能有较大的改善. 在内码是非递归 CPM 的情况下, 系统误码率得到了有效的降低, 这主要是因为: 非递归 CPM 在每一个时刻的输出信号仅仅和前一个符号有关 ($L=1$ 的全响应 CPM), 解调端发生连续错误的可能性减小了; 在引入交织器后, 进一步分散了可能出现的连续错误, 系统性能又得到了更大的改善. 当然, 交织器的引入对于 TPC-RCPM 系统的性能也是有改善的, 说明了弱化错误相关性对于提升系统性能的重要性. 对于内码是非递归二进制 CPM 来说, 交织环

节可以省去而不会对系统性能造成显著的损失.这主要是因为二进制全响应非递归 CPM 当前输出仅仅和前一个比特有关,在接收端出现多个连续错误的可能性减小了,错误比特分布近似于随机分布^[12].另外,可以看到,即使 TPC-RCPM 系统加入了交织器,其性能仍然和 TPC-NRCPM 方案有一定的差距.

5 结 论

本文提出了一种 TPC 和非递归 CPM 的串行级联系统设计方案,研究了交织、内码实现方式等改进对级联系统性能的影响,通过使用非递归 CPM 作为内码和加入随机交织器,可以充分弱化错误相关性,大大改善传统 TPC-CPM 级联系统的误码性能.理论分析和仿真结果表明:与传统的 TPC 和递归 CPM 级联系统相比,本文所提方案具有更好的误比特性能;在 TPC 与 CPM 构成的串行级联编码调制系统中,非递归 CPM 比具有相同调制参数的递归 CPM 更适合作为内码;随机交织的引入,能够改善 TPC-CPM 级联系统的误比特性能.

参考文献:

- [1] 李强,严庆,罗胜.基于符号频域均衡的 CPM 迭代检测算法[J].电子与信息学报,2011,33(7):1550-1555.
LI Qiang, YAN Qing, LUO Sheng. Iterative detection algorithm based on symbol frequency equalization for continuous phase modulation [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(7): 1550-1555.
- [2] RIMOLDI B E. A decomposition approach to CPM [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34(2):260-270.
- [3] LI Bing, BAI Baoming, HUANG Mengyu. A robust noncoherent iterative detection algorithm for serially concatenated CPM [C] // Proc of 6th International Symposium on Turbo Codes and Iterative Information Processing, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2010:334-338.
- [4] GRAELL I AMAT A, ABDEL NOUR C, DOUIL-LARD C. Serially concatenated continuous phase modulation for satellite communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6): 3260-3269.
- [5] 孙锦华,李建东,金立军.串行级联 CPM 的一种简化状态 SISO 迭代译码算法 [J]. 中国科学:E 信息科学,2007,37(8):1055-1065.
- [6] NARAYANAN K R, ALTUNBAS I, NARAYANASWAMI R S. Design of serial concatenated MSK schemes based on density evolution [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(8):1283-1295.
- [7] 包建荣,詹亚锋,陆建华.高效联合 LDPC 编码递归 MSK 调制 [J]. 清华大学学报:自然科学版,2010,50(1):104-107.
BAO Jianrong, ZHAN Yafeng, LU Jianhua. High efficiently joint LDPC coded recursive MSK modulation [J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2010,50(1):104-107.
- [8] XUE Rui, ZHAO Danfeng, XIAO Chunli. Power and bandwidth efficient LDPC coded CPM with iterative decoding [C] // Proc of IEEE International Conference on Communication Technology, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2010:1019-1022.
- [9] XUE Rui, ZHAO Danfeng, XIAO Chunli. A novel approach to improve the iterative detection convergence of LDPC coded CPM modulated signals [C] // Proc of 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2010:1-5.
- [10] KANAGARAJ D. Turbo product code with continuous phase modulation [EB/OL]. [2011-2-19]. <http://people.eecs.ku.edu/~esp/publications/c2008ItcTpc.pdf>.
- [11] BUZID T, REINHARDT S, HUEMER M, et al. Non-recursive CPM signal generation and reception with application to SC/FDE combined with MIMO [C] // Proc of 63th IEEE Vehicular Technology Conference, Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2006: 1019-1022.
- [12] 寇倩.基于 LDPC 码的连续相位调制串行级联系统 [D]. 西安:西安电子科技大学,2006.
- [13] ARGON C, MCLAUGHLIN S W. An efficient chase decoder for turbo product codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(6):896-898.
- [14] PYNDIAH R M. Near-optimum decoding of product codes; block turbo codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(8):1003-1010.
- [15] 金哲.连续相位编码调制系统的性能研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2010.

(编辑 刘杨)