doi:10.3772/j.issn.1002-0470.2015.08-09.003

基于预失真的异步物理层网络编码相位纠正算法①

成聿伦② 杨龙祥③

(南京邮电大学江苏省无线通信重点实验室 南京 210003)

(南京邮电大学教育部宽带无线通信与传感网技术重点实验室 南京 210003)

摘 要 研究了异步物理层网络编码(PLNC)系统中的载波相位偏移问题,提出一种基于预编码的相位纠正算法。该算法首先在用户符号中引入预先设定的相位失真矢量,然后在中继侧利用该参数对接收的PLNC信号进行相位均衡,同时修改迭代译码过程中的置信传播(BP)公式,以达到缩小相位偏移的目的。建立了相位均衡收益模型,利用该模型证明了上述算法相位纠正性能的上界,并且对相位失真矢量以及算法的健壮性进行了优化。对该算法进行了验证试验,试验结果表明,该算法能有效减小相位偏移对BP译码过程的影响,改善系统的误比特性能。进行的建模与优化,为星座图不规则下的BP译码提供了一种简单有效的性能分析方法。

关键词 物理层网络编码(PLNC),异步,相位偏移,置信传播(BP),预失真

0 引 言

在传统无线通信系统里,多路无线信号的叠加会导致信号间干扰,严重影响接收机性能,因此,一般需要牺牲系统资源来对其分别进行隔离。2000年,网络编码[1]概念的提出,为信号间的叠加合并提供了全新的视角。网络编码理论指出,在网络中间节点进行信号合并,有利于提升传输效率。物理层网络编码[2,3](physical-layer network coding, PLNC)将这一概念拓展到了双向中继信道,通过物理信号的自然叠加直接进行信号合并,极大地提升了系统吞吐量,因此成为了近年来无线通信领域的研究热点[4-7]。

在实际系统中,PLNC的传输可靠性主要受限于两个因素[8],即用户间信号异步和用户间载波相位偏移。前者导致PLNC相邻信号间存在相关性,而后者会引起星座图扭曲。对此,文献[9]提出了基于统计推断的译码算法,可以对异步PLNC信号的相关性进行处理,但是无法解决星座图扭曲问题。文献[10]利用坐标旋转来抵消相位偏移,然而该方法需要实时反馈信道,系统开销较高。文献[11,12]将信道编码与PLNC结合,采用循环冗余校验(CRC)码测量异步间隔,通过编码增益改善译码性能,但是不处理相位偏移。文献[13-15]利用置信传播(belief propagation, BP)[16]设计了译码框架,在复杂度和性能上达到了良好的平衡。然而,该算法没有利用已知的相位偏移来重新设计BP迭代公式,也没有涉及异步间隔的随机抖动问题。因此,本文提出了一种基于预失真的相位纠正算法,该算法在用户符号中引入相位预编码矢量,然后在中继对接收信号和迭代公式进行修正,从而减小了BP译码中的相位偏移。仿真结果表明,在异步间隔和相位偏移随机均匀分布的情况下,本文方法能有效提高中继译码的可靠性。

---

① 973计划(2013CB329104),国家自然科学基金(61372124, 61171093, 61427801),江苏省高校自然基金重大项目(11KJA510001),江苏省973计划(BK2011027)和南京邮电大学引进人才科研启动基金(NY214138)资助项目。

② 男,1983年生,博士,讲师;研究方向:网络编码,协作通信;E-mail: chengyuluen@163.com

③ 通讯作者,E-mail: yanglx@njupt.edu.cn

(收稿日期:2015-03-25)

1 系统模型

考虑无线双向中继信道,用户 A 和 B 通过共同的中继 R 进行相互通信。假设 A 与 B 之间不存在直传链路,各节点采用时分半双工方式和单天线通信。整个通信过程分为上行和下行两阶段。在上行阶段,两个用户节点同时发射自己的信号,而 R 则接收上述两路信号的叠加信号。该叠加信号可以表示为

$$y_{\mathrm{R}}(t) = \sum_{n=1}^{N}\{\sqrt{P_{\mathrm{A}}}x_{\mathrm{A}}[n]p(t-nT) + \sqrt{P_B}e^{jw}x_{\mathrm{B}}[n]p(t-nT-\Delta)\} + z_{\mathrm{R}}(t) \tag{1}$$

其中 N 为数据块长度, $x_i[n]$ 和 P_i 分别表示用户 i 发送的符号和接收功率, $i=\{\mathrm{A},\mathrm{B}\}$。调制方式采用正交相移键控(QPSK),即 $x_i[n]\in\{(1+j)/\sqrt{2}, (1-j)/\sqrt{2}, (-1+j)/\sqrt{2}, (-1-j)/\sqrt{2}\}$。$p(t)$ 是基带赋型函数,本文假定其为矩形波。图 1 所示为异步 PLNC 信号模型,其中 T 表示符号周期, Δ 是异步间隔,用于表示用户 A 信号在到达时间上相对于用户 B 的超前量,建模为 $(0,T/2)$ 上服从均匀分布的随机变量。w 表示载波相位偏移量,是$(0,\pi/2)$上服从均匀分布的随机变量。$z_{\mathrm{R}}(t)$ 是接收机背景噪声,服从均值为0,方差为 N_0 的复高斯分布。

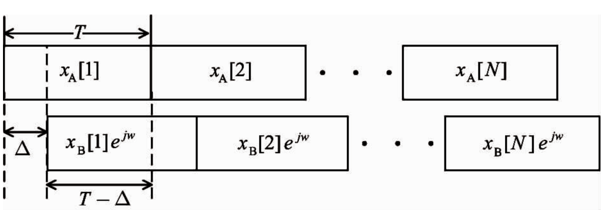


图 1 异步 PLNC 信号模型

在下行阶段,中继 R 首先对接收到的叠加信号进行译码映射。假定考虑功率控制[4-7, 13,14],有 $P_{\mathrm{A}} = P_{\mathrm{B}} = P$, 另外,将 T 归一化,则式(1)可以重写为

$$y_{\mathrm{R}}(t) = \sqrt{P}\sum_{n=1}^{N}\{x_A[n]p(t-n) + e^{jw}x_B[n]p(t-n-\Delta)\} + z_{\mathrm{R}}(t) \tag{2}$$

R 通过对 $y_{\mathrm{R}}(t)$ 进行采样,构建如下 $2N+1$ 个采样值:

$$\begin{aligned} y_{\mathrm{R}}[2n-1] &= \frac{1}{\Delta\sqrt{P}}\int_{(n-1)}^{(n-1)+\Delta} y_{\mathrm{R}}(t)\,\mathrm{d}t \\ &= \frac{1}{\Delta}\int_{(n-1)}^{(n-1)+\Delta}\left(x_A[n] + e^{jw}x_B[n-1] + \frac{z_R(t)}{\sqrt{P}}\right)\mathrm{d}t \\ &= x_{\mathrm{A}}[n] + e^{jw}x_{\mathrm{B}}[n-1] + z_{\mathrm{R}}[2n-1] \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} y_{\mathrm{R}}[2n] &= \frac{1}{(1-\Delta)\sqrt{P}}\int_{(n-1)+\Delta}^{n} y_{\mathrm{R}}(t)\,\mathrm{d}t \\ &= \frac{1}{1-\Delta}\int_{(n-1)+\Delta}^{n}\left(x_A[n] + e^{jw}x_B[n] + \frac{z_R(t)}{\sqrt{P}}\right)\mathrm{d}t \\ &= x_{\mathrm{A}}[n] + e^{jw}x_{\mathrm{B}}[n] + z_{\mathrm{R}}[2n] \end{aligned} \tag{4}$$

$$\begin{aligned} y_{\mathrm{R}}[2N+1] &= \frac{1}{\Delta\sqrt{P}}\int_{N}^{N+\Delta} y_{\mathrm{R}}(t)\,\mathrm{d}t \\ &= \frac{1}{\Delta}\int_{N}^{N+\Delta}\left(e^{jw}x_{\mathrm{B}}[N] + \frac{z_{\mathrm{R}}(t)}{\sqrt{P}}\right)\mathrm{d}t \\ &= e^{jw}x_{\mathrm{B}}[N] + z_{\mathrm{R}}[2N+1] \end{aligned} \tag{5}$$

在式(3)与式(4)中, $n=1,\cdots,N$, $x_{\mathrm{B}}[0]=0$。$z_{\mathrm{R}}[2n-1]$ 和 $z_{\mathrm{R}}[2n]$ 分别是均值为 0,方差为 $N_0/P\Delta$ 和 $N_0/P(1-\Delta)$ 的复高斯过程。R 将上述采样值输入译码器,并且输出映射序列 $x_{\mathrm{R}}[n]$, $n=1,\cdots,N$, 然后将其广播发射。最后,用户 A 接收来自 R 的广播信号,将 $x_{\mathrm{R}}[n]$ 与 $x_{\mathrm{A}}[n]$ 进行异或运算,即可得到来自用户 B 的信号 $x_{\mathrm{B}}[n]$。用户 B 通过类似处理同样可以得到来自用户 A 的信号 $x_{\mathrm{A}}[n]$。

2 基于预失真的相位纠正方案

2.1 基于 BP 的 PLNC 译码架构

针对上节描述的异步 PLNC 信号模型,现有基于 BP 迭代的译码架构[14]可以用如图 2 所示的 Tanner 图表示。图中, Y_{R} 为证据节点序列,由输入的 $2N+1$ 个采样值构成: X 为变量节点序列,其中 $x^{i,j}$ 表示成对符号 $(x_{\mathrm{A}}[i], x_{\mathrm{B}}[j])$;$\Psi$ 是约束节点序列。定义符号集$\chi=\{1+j,1-j,-1+j,-1-j\}$,则根据式(3)和式(4)有 $x_{\mathrm{A}}[n]=a/\sqrt{2}$, $x_{\mathrm{B}}[n]=b/\sqrt{2}$, $a,b\in\chi$。定义单个输入证据节点的置信概率为 $p_k^{a,b} = \Pr(x_{\mathrm{A}}[\lceil k/2\rceil] = a/\sqrt{2}, x_{\mathrm{B}}[\lceil k/2\rceil] = b/\sqrt{2}$

$| y_R[k])$，则各证据节点的输出置信概率可以表示为

$$
\begin{aligned}
p_{2n-1}^{a,b} &= \Pr(x_A[n] = a/\sqrt{2}, x_B[n-1] \\
&= b/\sqrt{2} \mid y_R[2n-1]) \\
&\propto \frac{1}{2\pi\sigma^2/\Delta}\exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R[2n-1]-(a+be^{jw})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\} \\
&\quad \times \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Im}(y_R[2n-1]-(a+be^{jw})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\}
\end{aligned} \tag{6}
$$

$$
\begin{aligned}
p_{2n}^{a,b} &= \Pr(x_A[n] = a/\sqrt{2}, x_B[n] = b/\sqrt{2} \mid y_R[2n]) \\
&\propto \frac{1}{2\pi\sigma^2/(1-\Delta)}\exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R[2n]-(a+be^{jw})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/(1-\Delta)}\right\} \\
&\quad \times \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Im}(y_R[2n]-(a+be^{jw})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/(1-\Delta)}\right\}
\end{aligned} \tag{7}
$$

$$
\begin{aligned}
p_1^{a,0} &= \Pr(x_A[1] = a/\sqrt{2} \mid y_R[1]) \\
&\propto \frac{1}{2\pi\sigma^2/\Delta}\exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R[1]-a/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\} \\
&\quad \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R[1]-a/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\}
\end{aligned} \tag{8}
$$

$$
\begin{aligned}
p_{2N+1}^{0,b} &= \Pr(x_B[2N+1] = b/\sqrt{2} \mid y_R[2N+1]) \\
&\propto \frac{1}{2\pi\sigma^2/\Delta}\exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R[2N+1]-be^{jw}/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\} \\
&\quad \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R[2N+1]-be^{jw}/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\}
\end{aligned} \tag{9}
$$

其中 $n = 1,\cdots,N, \sigma^2 = N_0/P$。图 2 满足树型结构，因此通过置信度更新公式，完成从左至右和从右至左各 1 次迭代即可收敛，进而找出 $\Pr(x^{i,i} \mid Y_R)$ 的最大值，将其对应的比特做异或运算，其结果作为 $x_R[i]$ 输出，即

$$
\begin{aligned}
x_R[i] &= \arg\max_{x\in\chi} \Pr(x_A[i] \oplus x_B[i] = x \mid Y_R) \\
&= \arg\max_{x\in\chi} \sum_{x^{i,i}: x_A[i]\oplus x_B[i] = x} \Pr(x^{i,i} \mid Y_R)
\end{aligned} \tag{10}
$$

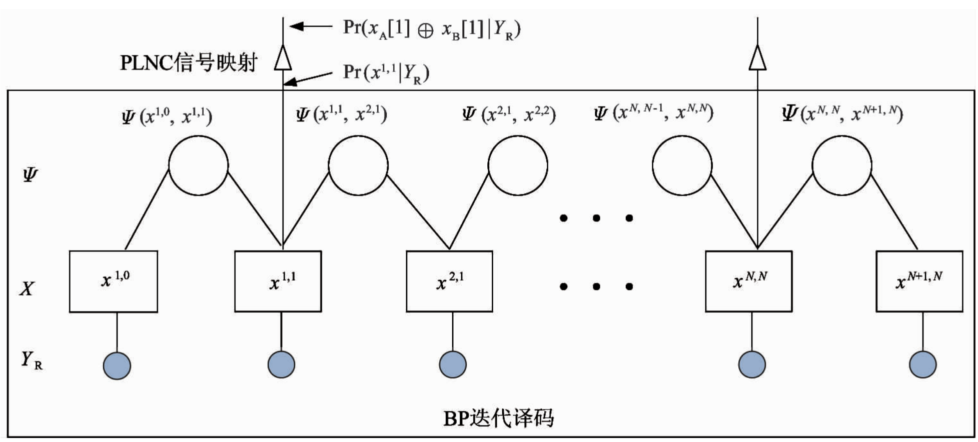


图 2 异步 PLNC 信号 BP 译码的 Tanner 图

2.2 本文算法描述

本文针对上述译码框架设计了一种改进方案，具体步骤如下：

步骤 1：用户 A 利用预先设定的相位预失真参数 w_P，以 w_P/N 为步长，构造长度为 N 的相位预失真矢量 $\boldsymbol{E} = [e^{jw_P/N}, e^{2jw_P/N}, \cdots, e^{jw_P}]$。

步骤 2：定义用户 A 的发送数据块 $\boldsymbol{X}_A = [x_A[1], x_A[2], \cdots, x_A[N]]$，则 A 利用 $\boldsymbol{E}$ 对其进行相位预失真：

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{X}_A' &= \boldsymbol{X}_A \cdot \boldsymbol{E} \\
&= [x_A[1]e^{jw_P/N}, x_A[2]e^{2jw_P/N}, \cdots, x_A[N]e^{jw_P}]
\end{aligned} \tag{11}
$$

之后，用户 A 将 $\boldsymbol{X}_A'$ 做为发送数据块发送给中继 R。

步骤 3：R 按照式(3)～(5)对接收到的序列 $y_R(t)$ 进行采样，构建 $2N+1$ 个采样值 $y_R[n]$，$n = 1,\cdots,2N+1$，然后通过 $y_R[n]$ 中的导频符号对 w 进行估计，得到其估计值 w'。

步骤 4：R 利用已知的 w_P 和 w' 搜索最小相位

偏移位置 i_m:

$$i_m = \underset{i_m \in \{1,\cdots,N\}}{\arg} \min \left| w' - \frac{i_m}{N} w_P \right| \tag{12}$$

在此基础上通过以下规则对 $y_R[n]$ 进行相位均衡,得到 $y_R'[n]$:

$$\begin{cases} y_R'[m] = y_R[m]e^{-j\lfloor m/2 \rfloor w_P/N}, & m \in \{1,\cdots,2i_m\} \\ y_R'[m] = y_R[m]e^{-jw_P}, & m \in \{2i_m+1,\cdots,2N\} \\ y_R'[m] = y_R[m]e^{-jw'}, & m = 2N+1 \end{cases} \tag{13}$$

步骤 5:R 根据相位均衡后的信号,对置信概率计算公式进行如下修正:

当 $n \in \{2,\cdots,N\}$ 时,

$$p_{2n-1}^{a,b} = \Pr(x_A[n] = a/\sqrt{2}, x_B[n-1] = b/\sqrt{2} \mid y_R'[2n-1])$$
$$\propto \frac{1}{2\pi\sigma^2/\Delta} \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R'[2n-1] - (a + be^{j|w'-\frac{n}{N}w_P|})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\}$$
$$\times \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Im}(y_R'[2n-1] - (a + be^{j|w'-\frac{n}{N}w_P|})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\} \tag{14}$$

$$p_{2n}^{a,b} = \Pr(x_A[n] = a/\sqrt{2}, x_B[n] = b/\sqrt{2} \mid y_R'[2n])$$
$$\propto \frac{1}{2\pi\sigma^2/(1-\Delta)} \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R'[2n] - (a + be^{j|w'-\frac{n}{N}w_P|})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/(1-\Delta)}\right\}$$
$$\times \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Im}(y_R'[2n] - (a + be^{j|w'-\frac{n}{N}w_P|})/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/(1-\Delta)}\right\} \tag{15}$$

$$p_{2N+1}^{0,b} = \Pr(x_B[2N+1] = b/\sqrt{2} \mid y_R'[2N+1])$$
$$\propto \frac{1}{2\pi\sigma^2/\Delta} \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R'[2N+1] - b/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\}$$
$$\times \exp\left\{-\frac{(\mathrm{Re}(y_R[2N+1] - b/\sqrt{2}))^2}{2\sigma^2/\Delta}\right\} \tag{16}$$

$p_1^{a,0}$ 的修正只需用 $y'_R[1]$ 代替式(8)中的 $y_R[1]$ 即可。

步骤 6:R 将步骤 4 中均衡后的信号 $y'_R[n]$ 带入式(14)~(16)计算置信概率,将其做为 BP 译码器输入进行迭代译码,然后利用式(10)处理得到译码输出信号。

3 性能分析与参数优化

本节构建了相位均衡收益模型,在此基础上对步骤 1 中的参数 w_P 进行分析,然后对本文算法的健壮性进行了优化。为便于分析,这里假定理想相位偏移估计,即 $w' = w$。

定义 1　相位均衡收益: 相位均衡收益 G 定义为 X 和 Y 之比,其中 X 表示经过本文算法步骤 4 处理之后,采样值 $y'_R[n]$ 中仍然存在的相位偏移量之和。Y 表示原始采样值 $y_R[n]$ 中的相位偏移量之和。

按照此定义,G 可以表示为 w_P 和 w 的函数,即

$$G(w_P, w) = \frac{\sum_{i=1}^{N} \left| \frac{i}{N} w_P - w \right|}{Nw} \tag{17}$$

通过定义 1 可以分析得到:(1)相位均衡收益 G 可以反映本文算法的处理效果,G 的值越小,表示本文算法对相位偏移的改善作用越大;(2)$G=1$ 是基准线,表示本文算法没有减小或扩大相位偏移。以此为参照,当 $G<1$ 时,表示本文算法减小了相位偏移,相反当 $G>1$ 时,表示本文算法起了负作用,相位偏移被扩大了。下面由定理 1 给出 G 的数值分析。

定理 1　在理想相位偏移估计且 $N \to \infty$ 下,G 的最小值 $G_{\min} = 0.4101$。

证明: 由定义 1 可知,当 $w_P \leqslant w$ 时,由 $\frac{\partial G}{\partial w_P} = -\frac{i}{N^2 w} < 0$ 可得 $G(w_P, w) = \frac{\sum_{i=1}^{N} w - \frac{i}{N} w_P}{Nw}$ 是 w_P 的单调递减函数,因此在该区间有 $G_{\min} = G|_{w_P = w} = \frac{N(N-1)}{2N^2} \overset{N\to\infty}{\approx} 0.5$。当 $w_P > w$ 时,由于有 $w' = w$,则式(12)可以改写为 $i_m = \arg \underset{i_m \in \{1,\cdots,N\}}{\min} \left| w - \frac{i_m}{N} w_P \right|$,当 $N \to \infty$ 时,由 $\underset{i_m \in \{1,\cdots,N\}}{\min} \left| w - \frac{i_m}{N} w_P \right| \approx 0$ 可以推出

$$w - \frac{i_m}{N} w_P \approx 0 \Rightarrow \frac{w}{i_m} \approx \frac{w_P}{N} \tag{18}$$

另一方面,利用 i_m 可以将 G 改写成

$$G(w_P, w) = \frac{\left(\sum_{i=1}^{i_m - 1} i + \sum_{q=1}^{N-i_m-1} q\right) \frac{w_P}{N}}{Nw}$$
$$= \frac{(i_m - 1)i_m + (N - i_m - 1)(N - i_m)}{2Nw} \frac{w_P}{N} \tag{19}$$

将式(18)带入式(19)并化简,可以得到

$$G \approx \frac{(i_m - 1) + (N - i_m - 1)(N - i_m)/i_m}{2N} \tag{20}$$

由 $\partial G/\partial i_m = 0 \Rightarrow i_m = \sqrt{(N^2 - N)/2}$,带入式(20)可得 $G_{\min} = 0.4101$,与 $w_P \leqslant w$ 时的最小值0.5相比,可得0.4101为整个区间上的最小值。(证毕)

定理 1 给出了 G 的最小值,同时也给出了达到这一最优性能所要满足的条件,即 $i_m = \sqrt{(N^2 - N)/2}$,将其带入式(18),得到 $w_P = \sqrt{2N/(N-1)}w$。这表明 w_P 需要利用 w 的信息来设定,而在不使用反馈信道的情况下,w 通常无法获得,因此,本文算法的最优性能在实际中难以达到。

但是,上述理论分析仍然可以指导参数 w_P 的设计。首先,G 可以指示失真量与纠正量之间的关系。图 3 是 $N = 1000$ 时 G 与 i_m 的函数关系。如定理 1 所述,当 $i_m = \sqrt{(N^2 - N)/2} \approx 707$ 时,G 取最小值 0.4101,在其左右两侧,G 分别为 i_m 的单调递减和单调递增函数。另外,曲线在最小值左侧变化剧烈,例如 $i_m \to 0$ 时,$G \to \infty$。相反,曲线在最小值右侧变化平缓,比如 $i_m \to 1000$ 时,$G \to 0.5$。上述函数特性为 w_P 的工作范围提供了指导,即当 w_P 取值远大于 w 时,本文算法将起负面作用,会导致 PLNC 信号中的相位偏移进一步扩大。而当 $w_P \leqslant w$ 时,总有 $G \leqslant 1$,即本文算法总能减小信号的相位偏移。因此,w_P 需要尽量避免取较大的值,并且应该工作在不超过 w 的区间里,以保证算法取得增益。

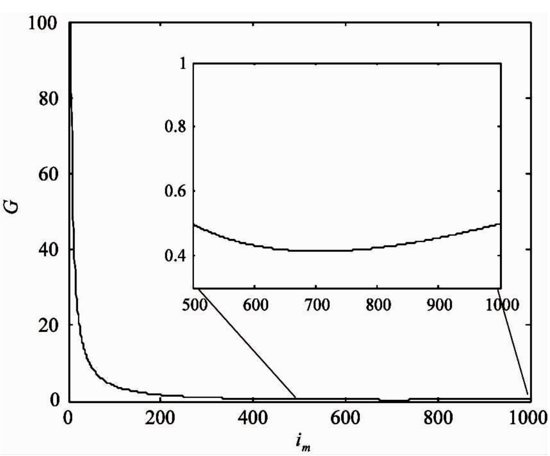


图 3　相位均衡收益 G 与 i_m 的函数关系

此外,可以利用 G 分析和优化本文算法对于 w 随机抖动的健壮性。这里的健壮性是指,w_P 具有较大的动态取值范围,使得在该范围内,总能保证 $G \leqslant 1$。图 4 是 w 取不同值下,G 随 w_P 的变化情况。如图所示,w 取不同值下本文算法健壮性差异明显,其中 $w = \pi/100$ 时 w_P 的取值范围最小,表明此时算法健壮性最差,因为图中数轴上 w_P 的大部分数值都会使得 $G > 1$。相比之下,图中健壮性最好的取值是 $w = \pi/2$,因为此时 w_P 的取值范围最大,在图中的横轴上都能保证 $G \leqslant 1$。由于在实际系统中 w 是随机分布的,w_P 无法对 w 的全部样本值都产生良好的均衡效果,因此需要对算法的触发进行设计,以避免其工作在健壮性较差的区间。

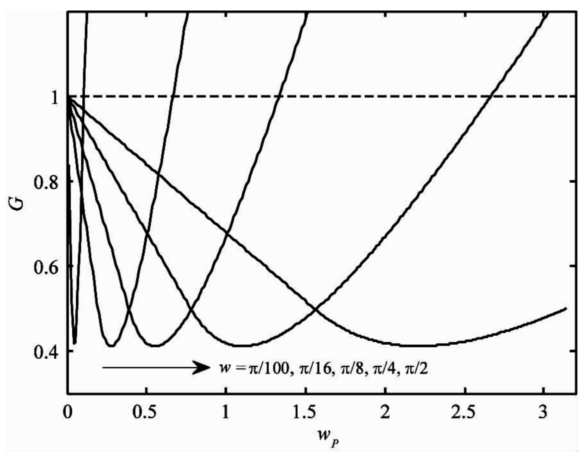


图 4　相位均衡收益 G 与 w_P 的函数关系

根据上述分析,对 2.2 节的算法描述做两点补充:

(1) 在中继 R 设定算法触发门限 w_{int},当 $w' < w_{\text{int}}$ 时,算法不开启,R 发送 1bit 消息通知用户不对发送信号进行相位预失真,同时,R 在译码时不对接收信号进行相位均衡。

(2) w_P 的最优值 w_P^O 通过以下一维搜索求解:

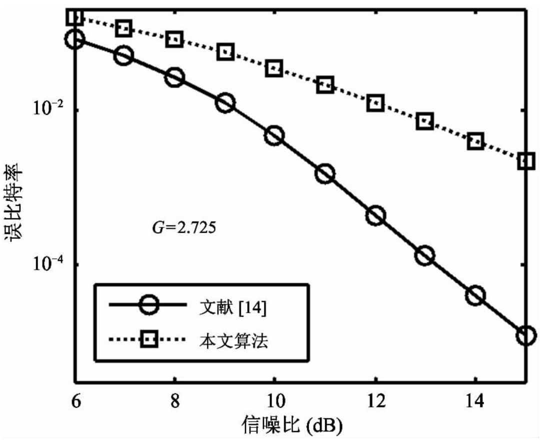
$$w_P^O = \underset{w_P \in [\sqrt{2}w_{\text{int}}, \sqrt{2}(w_{\text{int}}+\pi/2)]}{\arg\min} \sum_{q=1}^{M} \frac{1}{M} G\left(w_P, w = \frac{q\pi}{2M} + w_{\text{int}}\right) \tag{21}$$

4　试验结果

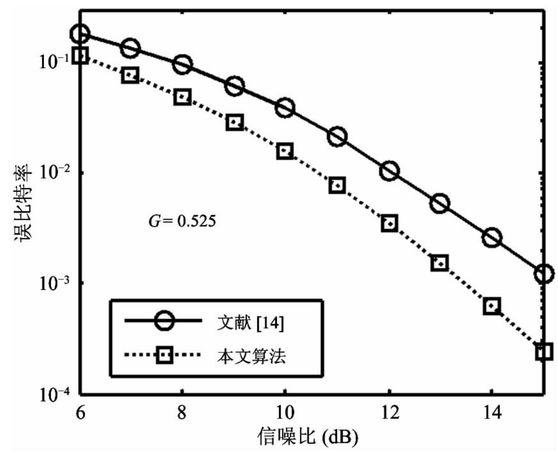
本节首先利用 Monte-Carlo 仿真验证相位均衡

收益模型的有效性,进而对所提算法的误比特率进行评估,并且与文献[14]的 BP 算法、文献[15]的正交投影方法以及文献[12]的网格编码调制算法进行比较。仿真参数如下:用户 A 和 B 的调制方式为 QPSK,发送数据块长度 $N=1000$,Δ 和 w 分别在[0,0.5]和[0,$\pi/2$]上服从均匀分布,并且假定相位偏移估计是理想的。

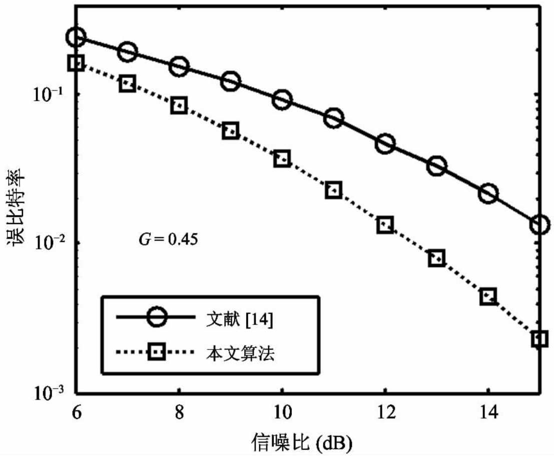
图 5 是 w 取不同定值下本文算法的误比特率,以文献[14]的算法作为比较基准,其中 $w_{\mathrm{int}}=0$,$\Delta=0.1$,$w_{\mathrm{P}}=\pi/2$,w 在图 5(a)、(b)、(c)中依次为 $\pi/16$、$\pi/4$ 和 $\pi/2$,将上述参数带入式(19)计算可以得到对应的相位均衡收益 G 分别为2.725、0.525及0.45,这与图中的性能比较结果是完全吻合的。例如在图 5(a)中,文献[14]的算法优于本文算法,而此时 $G=2.725>1$,说明本文算法扩大了相位偏移,因此同样能反映上述性能差异。图 5(b)和(c)中,本文算法均优于文献[14]的算法,且相对增益依次在扩大。与此对应,在图 5(b)和(c)的参数下,相应的 G 分别为 0.525 和 0.45,均小于 1,且图 5(c)中的 G 数值更小。以上结果表明,相位均衡收益能够有效表征本文算法的性能。



(a) $w=\pi/16$



(b) $w=\pi/4$



(c) $w=\pi/2$

图 5　w 取不同定值的本文算法的误比特率

图6仿真了 w 和 Δ 取不同定值时本文算法的误比特性能,其中 SNR = 12dB, $w_{int}=0$, $w_P=\pi/2$。如图所示,当 w 取0附近的值时,文献[14]的算法优于本文算法,这与第3节的分析结果一致,即当 w 较小时,本文算法会引入过多的失真量,导致性能恶化。随着 w 的增加,本文算法的优势会逐渐显现,相对增益也随之扩大。以上趋势变化同样与 G 的变化相吻合,由于 w_P 是定值,因此 w 接近于0时会导致 $G>1$,随着 w 的增加, G 也逐渐小于1。另一方面, Δ 取各种定值不影响误比特率的变化趋势,这是由于, G 只取决于 w_P 与 w 的相对大小,与 Δ 无关。另外,从本文算法性能曲面的边缘可见, w 与 w_P 存在特定的比例关系,能够获得最小的误比特率,这验证了定理1的结论。

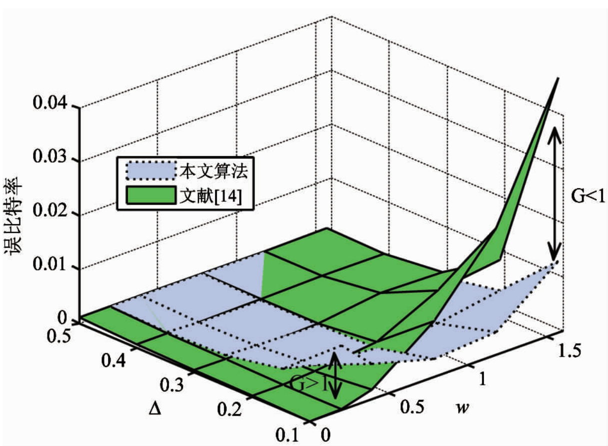


图6 w 和 Δ 取不同定值时本文算法的误比特率

图7是各算法的误比特性能比较,这里用文献[14]的BP算法、文献[15]的正交投影方法以及文献[12]的网格编码调制算法进行对比。仿真中, Δ 和 w 服从均匀分布。对于本文算法, $w_{int}=\pi/8$, $M=10000$,将其带入式(21)求得 $w_P^O=1.24$。图中结果显示,本文算法性能最优,这是由于,一方面,通过BP迭代译码充分利用了符号间的相关性,另一方面,相位偏移得到了修正,提高了置信概率的准确性,从而提升了译码可靠性。文献[12]的网格编码调制算法性能略差于本文算法,但两者较为接近,性能差距主要是未对相位偏移进行处理所导致的。文献[14]和[15]的算法性能也差于本文算法,其中文献[15]的算法是文献[14]的近似算法,两者性能接近,但均未处理相位偏移,与本文算法的性能差距大约为2dB。

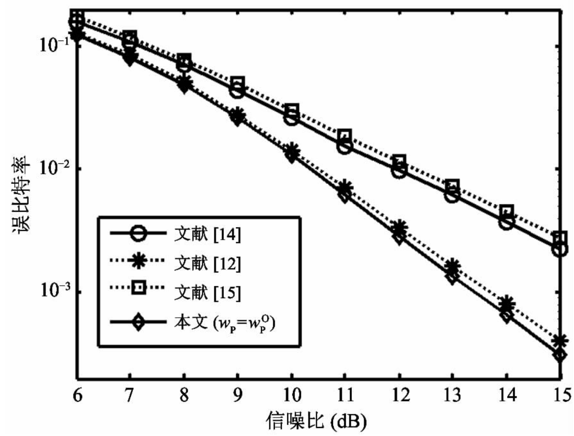


图7 本文算法与文献[14]、[15]以及[12]算法的误比特率比较

图8是开关门限 w_{int} 和 w_P 取不同定值时本文算法的误比特率,其中 Δ 和 w 服从均匀分布, SNR = 12dB。如图所示,当 w_{int} 取较大值时性能较差,且误比特曲线相对于 w_P 几乎是平行的,说明 w_P 的调节作用非常小。这是由于当 w_{int} 较大时, $w<w_{int}$ 的概率较大,导致算法相位均衡功能无法开启。相反,当 w_{int} 取较小值时,图中曲线形状与图4的理论结果吻合,因为此时 $w>w_{int}$ 的概率较大,使得算法相位均衡功能有机会开启并得到发挥。此外,图中结果还表明,存在特定的比例关系($w_P=1.51$, $w_{int}=0.62$),使得误比特率最低,这同样验证了第3节理论分析和补充(1)的有效性,即通过设计门限对相位均衡进行自适应控制能够提高算法健壮性。

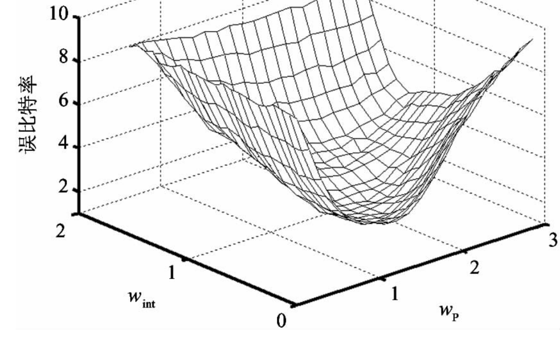


图8 w_{int} 和 w_P 取不同定值下本文算法的误比特率

5 结 论

本文研究了异步 PLNC 系统中用户间载波相位的相对偏移问题,提出了一种基于预失真的相位纠正方案,有效减小了相位偏移对于 BP 译码过程的影响,改善了系统的误码性能。此外,本文对于预失真参数以及算法健壮性的建模与分析,避免了复杂的误比特率推导,为不规则星座图下 BP 译码的性能分析提供了简便有效的手段,可以为实际无线环境下的异步 PLNC 算法设计提供理论支撑。下一步将研究在算法中引入相位偏移的统计特性,避免反馈信道的使用,以进一步降低算法复杂度。

参考文献

[1] Ahlswede R, Ning C, Li S, et al. Network information flow. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(12): 1204-1216

[2] Zhang S, Liew S, Lam P. Hot topic: Physical layer network coding. In: Proceedings of ACM International Conference on Mobile Computing and Networking, Los Angeles, USA, 2006. 358-365

[3] Katti S, Gollakota S S, Katabi D. Embracing wireless interference: analog network coding. In: Proceedings of ACM SIGCOMM Conference, Kyoto, Japan, 2007. 397-408

[4] 王静, 刘向阳, 王新梅. 无线网络中基于 MPSK 的物理层网络编码. 高技术通讯, 2009, 19(2) : 147-150

[5] 颜伟,蔡跃明,潘成康. 双向中继信道中物理层网络编码的检测. 通信学报,2012,33(2): 82-86

[6] Liu Z, Li M, Lu L, et al. Optical Physical-layer network coding. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(16): 1424-1427

[7] Wang Q, Tse K H, Chen L K, et al. Physical-layer network coding for VPN in TDM-PON. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(23): 2166-2168

[8] Liew S C, Zhang S L, Lu L. Physical layer network coding: tutorial, survey, and beyond. *Physical Communication*, 2013, 6(1): 4-42

[9] Wubben D, Lang Y. Generalized sum-product algorithm for joint channel decoding and physical layer network coding in two-way relay systems. In: Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, USA, 2010. 207-212

[10] Akino T K, Popovski P, Tarokh V. Optimized constellations for two-way wireless relaying with physical layer network coding. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(5): 773-787

[11] Wu X F, Zhao C M, You X H. Joint LDPC and physical layer network coding for asynchronous bi-directional relaying. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(8): 1-8

[12] 陈志成,郑宝玉,吉晓东等. 一种基于 TCM 的信道编码与物理层网络编码的联合设计. 电子与信息学报, 2011, 33(11): 2594-2599

[13] Lu L, Liew S C, Zhang S L. Optimal decoding algorithm for asynchronous physical-layer network coding. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, Kyoto, Japan, 2011. 707-712

[14] Lu L, Liew S C. Asynchronous physical layer network coding. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(2): 819-831

[15] Geng W, Lv T, Cao R, et al. An efficient decoding algorithm based on orthogonal projection method for asynchronous physical-layer network coding. In: Proceedings of IEEE 19th International Conference on Telecommunications, Jounieh, Lebanon, 2012. 1-5

[16] Kschischang F R, Frey B J, Loeliger H A. Factor graphs and the sum-product algorithm. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2001, 47(2): 498-519

A phase offset equalization algorithm based on pre-distortion for asynchronous physical-layer network coding

Cheng Yulun, Yang Longxiang

(Jiangsu Key Laboratory of Wireless Communications, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003)

(Key Laboratory of Wideband Wireless Communications and Sensor Network Technology, Ministry of Education of China, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003)

Abstract

The problem of phase offset equalization in asynchronous physical-layer network coding (PLNC) systems was sudied, and an equalization algorithm based on pre-distortion was proposed. The algorithm embeds the desired phase distortion vector into the symbols of users in advance, and then, utilizes this parameter by the relay to equalize the phase of received PLNC signals. Meanwhile, it modifies the belief propagation (BP) equations in the decoding process accordingly to reduce the phase offset. A phase equalization profit model was established, and on the basis of that, the upper bound of the algorithm's equalization performance was theoretically proved, and the phase distortion vector and the algorithm's robustness were also optimized. The simulations were performed and the results verified that the proposed algorithm could effectively reduce the influence of the phase offset in the BP decoding process, and improve the bit error performance. The modeling and optimization carried out in this study provide a simple and effective method for the performance analysis of BP decoding process under irregular constellation.

Key words: physical-layer network coding (PLNC), asynchronous, phase offset, belief propagation (BP), pre-distortion