

155Mbps 毫米波 QAM 解调器设计

李志勇, 李文铎

(中国电子科技集团公司第五十四所, 河北石家庄 050081)

摘 要: 针对数字毫米波通信设计了一个 155Mbps QAM 解调器. 为比较大容量毫米波通信中峰均比、解调门限和带宽对系统性能的影响, 提出了一个新的参量——信号资源优化系数 η , 根据 4 ~ 1024 QAM 的 η 值优选了 QPSK、16QAM 和 64QAM 作为调制方式. 研究了 AGC 和载波泄露对解调性能的影响; 根据小滚降系数奈奎斯特升余弦信号的数字预滤波原理, 提出了一种零抖动定时误差检测方法; 研究了 PFD 载波恢复算法在解调高阶 QAM 信号时出现的星座点捕获错误问题, 提出了根据星座点功率自适应调整捕获门限的改进 PFD 算法. 本设计已成功应用于一毫米波链路, 算法工作稳定, 在比特误码率为 $1E-8$ 时, 解调损失小于 2dB.

关键词: 正交幅度调制; 毫米波; 解调器; 定时恢复; 载波恢复

中图分类号: TN914.332 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 06-1419-06

Design of 155Mbps Millimeter-Wave QAM Demodulator

LI Zhi-yong, LI Wen-duo

(The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang, Hebei 050081, China)

Abstract: A 155Mbps QAM demodulator is designed for digital millimeter-wave communication. A novel parameter named signal resource quantity (SRQ) incorporating peak and average power ratio, demodulation threshold and bandwidth was introduced to find out the best order of QAM for high-speed millimeter-wave communication. The 4 ~ 64QAMs win in 4 ~ 1024QAMs according to their SRQs. How gain deviation of AGC and carrier leakage affect the demodulation performance were studied. A zero-jitter timing recovery detector was implemented by the theories of pre-filtering Nyquist raised sine signal with small roll-off factor. An improved PFD carrier recovery algorithm with adaptive power threshold was proposed to avoid wrongly capturing constellation points in the case of high-order QAM. The design has been applied to a millimeter-wave link successfully, and the algorithms work robustly. The demodulation loss was less than 2dB when the BER was equal to $1E-8$.

Key words: QAM; millimeter-wave; demodulator; timing recovery; carrier recovery

1 引言

随着微波器件工艺水平的提高, 毫米波大容量通信的发展非常迅速^[1,2]. 在室内环境, IEEE 802.15.3c 使用 60GHz 频段, 带宽可达 2.4Gbps, 有效距离大于 10m, 单载波传输时使用 64QAM^[3]. 在 38GHz 波段, Harris 和 NEC 可提供 155Mbps SDH 或 139 Mbps E4 接口的微波设备, 发射功率 17 ~ 27dBm, 4 ~ 128QAM, 典型的如 Harris TRuepoint 5000^[4]和 NEC PASOLINK+. 为实现高效、可靠的 QAM 信号解调, Philips、Intel、Samsung 等公司曾推出单片解调器, 支持的符号速率约 5 ~ 10Msps^[5]. 针对毫米波视距通信应用, 本文设计了一个 155Mbps 数字解调器, 符号速率为 30 ~ 90Msps, bit 速率为 180Mbps.

下面首先讨论毫米波信道中调制解调方式的综合

评价问题, 然后提出优选的系统方案, 分析解调器关键算法, 最后给出实现实例和性能测试曲线.

2 解调器方案优选

2.1 调制方式评价与优选

从无线信道和通信设备两方面来看, 毫米波通信与低频段通信具有显著不同, 这些区别决定了调制解调方式的选择.

(1) 信道特点. 本解调器使用频段为 38 ~ 40GHz, 该频段 LOS 信道的特点是传输损耗大、降雨衰耗、沙尘衰耗影响严重. 按 ITU-R P. 838-3 和 ITU-R P. 676-7 的链路设计建议, 氧和水蒸气造成的吸收衰耗可达 0.3dB/km, 16mm/小时的降雨造成的衰耗可达 5dB/km. 但此频段带宽资源并不拥挤, 事实上 ITU-R 并未完全划定此段的

频率使用.

(2)设备特点.毫米波通信系统可由功率放大器(PA)、低噪声前端放大器(LNA)、频率综合器-上下变频器、调制解调器和业务接口组成.此频段固态功放的输出只能达到几瓦,而且线性度较差,LNA的噪声系数为4~6dB,远比低频段高.此外,频率综合器需多次倍频锁相,其相位噪声也比低频段大.因此从设备角度来看,毫米波通信不适合采用高阶QAM,因为高阶QAM对收发通道指标敏感,如不满足,严重的星座点畸变将造成很高的不可减误码平底(error floor).例如,本文LNA、AGC以及调制解调器中各滤波器、放大器的带内幅度波动全部要求控制在1dB之内,群时延在2ns之内,三阶交调要求控制在-40dBc以下.这些指标表明,采用高阶QAM虽然带宽利用率提高,但其代价是提高接收门限并回退发射功率,即降低设备能力.

如何综合评价一种QAM方式对带宽利用率和设备能力的影响?这里提出以频域升余弦(奈奎斯特升余弦)QPSK为参考,定义一个考察量——信号资源优化系数

$$\eta = 10\log_{10}(k_1 \frac{\beta_{QAM}}{\beta_{qpsk}}) - 10\log_{10}(k_2 \frac{G_{QAM} P_{QAM}}{G_{qpsk} P_{qpsk}})$$

其直观物理意义为某种调制方式对信道资源和设备能力的综合利用性能,η越大,该调制方式对信道和设备的利用越有效.其中β_{QAM}、β_{qpsk}为QAM和QPSK的带宽利用率;G_{QAM}和G_{qpsk}为BER=1×10⁻⁶(中等质量链路)时QAM和QPSK所需的E_b/N₀;p_{QAM}和p_{qpsk}为QAM和QPSK的峰均比(可代表PA的回退量);k₁和k₂分别表示对带宽和功率的重要性进行加权的系数.对有线信道,高效利用带宽比提高设备能力重要,此时应给定k₁>k₂;对于微波信道,二者地位相当,不妨设定k₁=k₂=1.假设滚降系数α=0.5,计算不同QAM信号的η如表1所示.由此表可见,64QAM以上的调制方式带宽利用率增加已不多,但对设备能力的利用却急剧变差,此时由节约带宽带来的好处已不足以弥补峰均比和解调门限过高造成的系统性能恶化.

表1 QAM的信号资源优化系数

QAM阶次	β(bit/Hz)	G/dB	p/dB	η/dB
4	1.33	10.5	3.3	0
16	2.67	14.4	5.8	-3.37
64	4	18.8	6.8	-7.02
128	4.67	21.1	6	-7.85
256	5.33	23.5	7.3	-10.97
1024	6.67	28.5	7.5	-15.20

根据上述分析,本调制器设计为兼容4~64QAM三种调制方式:QPSK可以充分利用发射功率并保证通信距离,64QAM用于带宽受限的近距离场合.针对这三种

调制方式,下面提出解调器结构框图,如图1.

2.2 解调器结构

解调器的输入是1.6GHz的中频信号,下变频变为70MHz第二中频后送入动态范围70dB的模拟主AGC. ADC模块对AGC输出采样,变为数字信号后进入FPGA处理.由于模拟AGC输出功率波动较大,不能满足QAM信号的解调要求,因此FPGA中还设计有一个高精度的数字AGC,经它稳幅之后才能进行高质量的解调.

QAM信号的幅度和相位都携带了调制信息,因此它在解调过程中对幅度控制、定时恢复以及相干载波提取都有很高的要求.下面首先分析数字AGC对解调性能的影响,然后分析定时和载波恢复问题.

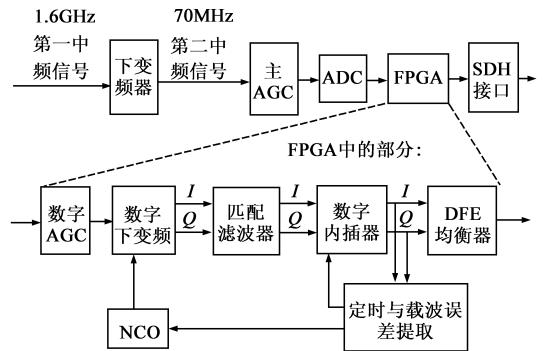


图1 解调器结构图

3 解调器设计

3.1 数字AGC

模拟主AGC可控动态范围很大,其控制精度约在±1dB.对QAM信号而言,这个控制精度远远不够.以64QAM为例,按QAM信号最佳接收机理论,首先可计算出一簇AWGN信道下不同AGC增益偏差Δ的E_b/N₀-BER关系曲线;此时如果固定BER,根据这簇曲线可得出该BER下Δ与解调信噪比损失的关系.在BER=1×10⁻⁴时,如图2所示.可以看出,若Δ=1dB,解调信噪比损失高达10dB,这将在高于1×10⁻⁴的位置产生严重的误码平底.

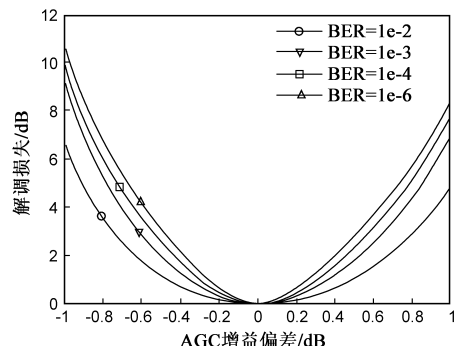


图2 AGC增益偏差对64QAM解调性能影响

数字AGC除控制精确外还必须有基带直流偏移补

偿功能,这种偏移会引起星座点整体平移,这也是最后造成误码平底的重要原因.基带信号直流偏移的原因有两种,一种是解调端 I/Q 解调器件的输出有直流成分,另外一种由调制端或解调端的载波泄露引起,而尤以 I/Q 调制器首次上变频时的载漏影响为甚,这种载漏在收端经锁相环载波同步后成为一个固定基带直流分量.

精确分析任意情况下的直流偏移对解调性能的恶化比较困难,不妨加入两个假设:首先设解调器中的匹配滤波器可完全通过基带直流分量功率;然后设直流分量仅由载漏形成,且载漏最后被锁相环锁定在 I 或 Q 其中一路,另外一路无直流.那么,此时星座图仅发生 X 或 Y 方向的平移.按 QAM 信号最佳接收机理论,首先根据信号-载漏功率抑制比 γ 可得出星座图的偏移量,然后可得出 γ 与解调性能的关系.在 AWGN 信道 64QAM 时,结果如图 3 所示.此图说明在 $\text{BER} = 1 \times 10^{-4}$ 时,若 $\gamma = -30\text{dBc}$,解调信噪比损失约 1dB;若 $\gamma = -20\text{dBc}$,那么在 $\text{BER} = 1 \times 10^{-4}$ 之上会形成严重误码平底.

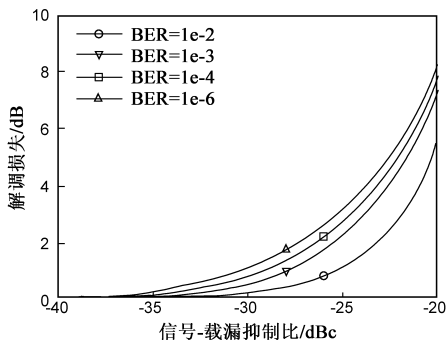


图3 载漏对64QAM解调性能的影响

根据上述分析,本文最后设计的数字 AGC 采用了包络检测跟踪方式,控制增益偏差 Δ 为 $\pm 0.05\text{dB}$.对照图 2,此时 Δ 对解调性能的影响可以忽略. I/Q 调制器载漏抑制比 γ 为 -33dBc ,经过直流偏移补偿后 γ 提高到 -52dBc ,其影响也可忽略.

3.2 定时恢复

根据 QAM 阶数不同,本文使用的采样率为每符号采样 3~6 点.适用于此类低采样率全数字解调器的 TED (Timing Error Detector) 有 Mueller and Muller 算法、H. Myer 提出的 Squaring 算法和 F M Gardner 提出的 Gardner 算法^[6].其中 Gardner 算法仅需每符号采样 2 点,且与载波无关,因此应用广泛.但是, Gardner 算法最初是为了解决 QPSK/BPSK 的定时同步问题提出的,并要求升余弦信号滚降系数 $\alpha > 0.5$.若 $\alpha < 0.5$ 或改为 QAM,环路中会引入很大的自噪声 (self-noise),这时定时抖动非常严重.在 SDH 应用中,过大的抖动会造成交换机频繁失步.为此下面对 Gardner 算法改进,首先讨论理论零抖动

(Zero Jitter, ZJ) TED 条件,然后提出一种数字实现方法,给出改进前后仿真结果.

设接收的 QAM 信号基带复包络为

$$s(t) = \sum_i (a_i + jb_i) g(t - iT) \quad (1)$$

其中 $g(t) = g_R(t) \otimes c(t) \otimes g_T(t)$, $g_R(t)$ 为发端成型滤波器的冲击响应, $c(t)$ 为信道冲击响应, $g_T(t)$ 为收端匹配滤波器的冲击响应.理想情况下, $g_T(t)$ 为频域升余弦信号

$$g_T(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot \frac{\cos\left(\pi \frac{\alpha t}{T}\right)}{1 - 4\left(\frac{\alpha t}{T}\right)^2} \quad (2)$$

T 为符号周期. a_i 和 b_i 为同相和正交符号,对于 M-ary 字母表 (方形星座图), a_i 和 b_i 在 $\{-(M-1), -(M-3), \dots, (M-3), (M-1)\}$ 中取值.对 $s(t)$ 进行每符号 2 倍的采样,得到采样序列

$$\begin{aligned} r_{k-1/2} &= s(kT - T/2 + \tau_k) \\ r_k &= s(kT + \tau_k) \\ r_{k+1/2} &= s(kT + T/2 + \tau_k) \end{aligned} \quad (3)$$

其中的 τ_k 为采样定时偏差. Gardner 算法 TED 提取的定时误差为

$$e_k = \text{sgn}(\text{Re}(r_{k-1} - r_k)) \cdot \text{Re}(r_{k-1/2}) + \text{sgn}(\text{Im}(r_{k-1} - r_k)) \cdot \text{Im}(r_{k-1/2}) \quad (4)$$

$\text{Re}(\cdot)$ 、 $\text{Im}(\cdot)$ 表示取信号实部和虚部, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数.

Gardner 指出,如果 $\tau_k = 0$,那么 $E(e_k) = 0$, $E(\cdot)$ 表示数学期望.同时, Gardner 也指出随着 α 的减小, $\text{var}(e_k)$ 会急剧上升, $\text{var}(\cdot)$ 表示方差,当 $\alpha < 0.5$ 时 $\text{var}(e_k)$ 的增大会使得定时环路自噪声大到算法不再可用.同时,如果调制方式变为 QAM,即发送信息 a_i 和 b_i 不在 $\{-1, 1\}$ 中取值,那么 $\text{var}(e_k)$ 也会急剧恶化从而使算法失效.

当 $\alpha = 1$ 时,观察式 (2) 可以发现 $g(t - iT)|_{t=T/2} = 0$.此时无论调制方式为 QPSK 还是 QAM,如果 $\tau_k = 0$,那么 $E(e_k) = 0$, $\text{var}(e_k) = 0$.这是由于 $g(t)|_{\alpha=1}$ 在 $t = kT + T/2, \forall k$ 多贡献了一个零点.那么对于任意 α 的 QPSK/QAM 信号,是否可以将信号首先滤波成为在 $t = kT + T/2, \forall k$ 处过零的信号呢? 设它为 $p(t)$, N A D' Andrea 指出^[7], $p(kT + T/2) = 0, \forall k$ 这一约束与

$$\sum_m (-1)^m P(f - m/T) = 0, 0 \leq f < 1/T \quad (5)$$

是等价的, $P(f)$ 是 $p(t)$ 的傅立叶变换.如果 $P(f)$ 是带限的,只要 $P(f)$ 满足下式

$$P(f) = P(f - 1/T), 0 \leq f < 1/T \quad (6)$$

$P(f)$ 就可以满足式 (5).对于频域升余弦信号,可以设计预滤波器 $H(f)$ 为

$$H(f) = \begin{cases} G(f - 1/T), & 0 \leq f < 1/T \\ G(f + 1/T), & -1/T \leq f < 0 \end{cases} \quad (7)$$

此时, $P(f)$ 为

$$P(f) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi T}{\alpha}\left(1|f| - \frac{1}{2T}\right)\right), & \frac{1-\alpha}{2T} \leq f \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & f \text{ 为其它} \end{cases} \quad (8)$$

$p(t) = g(t) \otimes h(t) = g_R(t) \otimes c(t) \otimes g_T(t) \otimes h(t)$ 解析式为

$$p(t) = \alpha \cdot \text{sinc}\left(\frac{\alpha t}{T}\right) \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{\alpha t}{T}\right)^2} \quad (9)$$

观察式(9)可以看到,正如预期,该式与 $g(t)|_{\alpha=1}$ 类似都有 $\cos(\pi t/T)$ 一项,此时如果对 $p(t)$ 以 2 倍符号速率采样得序列

$$\begin{aligned} r_{k-1/2}' &= p(kT - T/2 + \tau_k) \\ r_k' &= p(kT + \tau_k) \\ r_{k+1/2}' &= p(kT + T/2 + \tau_k) \end{aligned} \quad (10)$$

并令 Gardner TED 输出为

$$e_k' = \text{sgn}(\text{Re}(r_{k-1}' - r_k')) \cdot \text{Re}(r_{k-1/2}') + \text{sgn}(\text{Im}(r_{k-1}' - r_k')) \cdot \text{Im}(r_{k-1/2}') \quad (11)$$

那么当 $\tau_k = 0$ 时, $\text{var}(e_k) \equiv 0$ 而与调制信息 a_i, b_i 以及滚降系数 α 无关. 因此该 TED 输出自噪声理论上为 0, 这种带预滤波 TED 算法是一种 ZJ 算法. 图 4 是算法的实现框图.

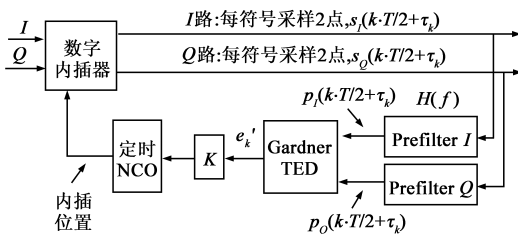


图4 ZJ定时恢复环路

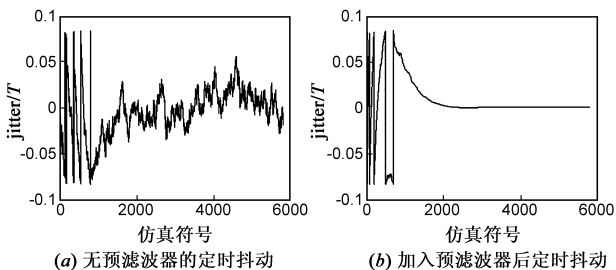


图5 定时预滤波器效果比较

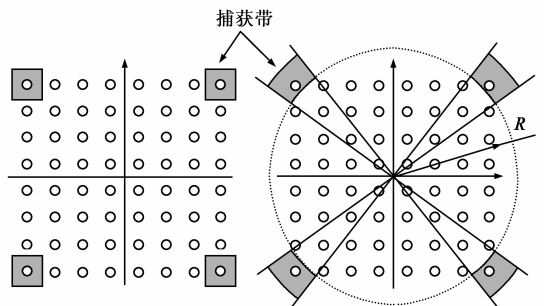
下面通过仿真比较使用预滤波器前后定时恢复环路性能. 设调制方式为 64QAM, $\alpha = 0.3$, 一阶锁相环, 环路总增益 $K = 2 \times 10^{-4}$, 无噪声. 图 5 是归一化定时抖动收敛曲线. 通过该图可以看出, 在增益 K 相同的情况下二者收敛速度相当(约 2000 符号), 但即使无噪声图 5(a) 中 jitter/T 也会大于 0.05, 因此极易造成交换机失

步. 而加入预滤波器后定时抖动减小显著, 小于 0.001.

3.3 载波恢复

QAM 信号的载波恢复有两种比较有效的方法, 一种是 A. Leclert 提出的“通用载波恢复环算法”, 另一种是近几年发展起来的 PFD 算法. 前者在 QAM 阶数比较高、星座点比较密集时纠正大频偏的能力很差. 为克服这个问题, PFD 算法仅检测四个角点与其判决值之间的相差, 有效鉴相点很稀疏. PFD 算法在四个角点划出 4 个捕获区: 如果星座点落入捕获区, 它的 PED (Phase Error Detector) 正常输出鉴相误差; 反之, PED 仅作保持, 输出最近一次的有效鉴相误差.

PFD 算法的核心是捕获带的设置问题, 传统方法是在四个角点上设置四个矩形区, 如图 6(a) 所示. 它仅需对 I, Q 两路信号进行幅度比较, 实现简单; 但当矩形捕获带位置设定错误时, 很容易出现信号过小, 角点漏捕, 或是信号过大, 其它星座点误捕的问题. 为此本文对 PFD 算法改进, 将方形捕获区改为图 6(b) 所示弧形捕获区. 改进后的 PFD 算法设置一个信号功率门限 $G = R^2$, R 的意义如图 6(b) 所示, 如果星座点半径超过 R 即认为是感兴趣的最外层星座点. 显然, G 的估计速度要大于星座点幅度波动速度, 而某算法对 G 估计的有效性主要取决于其方差, 下面推导高斯噪声情况下 G 的方差并验证一种简单估计的可行性.



(a) 方形捕获带 (b) 弧形捕获带

图6 PFD算法的鉴相点捕获区

如果已知星座点功率 P 的期望 $E(P)$, 那么功率门限可设定为 $G = k \cdot E(P)$, 对 64QAM, 令 $k = 85.58/42$, 则图 6(b) 中半径为 R 的圆弧正好处在最外和次外星座点的中间. 设接收星座为 $v_i = v_{iR} + jv_{iQ} = (a_i + n_{iR}) + j(b_i + n_{iQ})$, a_i 和 b_i 为同相和正交符号, n_{iR} 和 n_{iQ} 为高斯噪声, 那么 I 路功率 P_I 的均值为

$$E(P_I) = E(v_{iR}^2) = E(a_i^2) + E(n_{iR}^2) \quad (12)$$

方差为

$$\text{var}(P_I) = E(P_I^2) - (E(P_I))^2 \quad (13)$$

其中

$$\begin{aligned} E(P_I^2) &= E(v_{iR}^4) = E((a_i + n_{iR})^4) \\ &= E(a_i^4 + 4a_i^3n_{iR} + 6a_i^2n_{iR}^2 + 4a_in_{iR}^3 + n_{iR}^4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= E(a_i^4) + E(n_i^4) + 6E(a_i^2 n_i^2) \\
 &= \text{var}(P_s) + (E(P_s))^2 \\
 &\quad + \text{var}(P_n) + (E(P_n))^2 + 6E(P_s)E(P_n) \\
 (E(P_I))^2 &= (E(P_s) + E(P_n))^2 \quad (14)
 \end{aligned}$$

P_s 、 P_n 分别为 I 路的信号功率和噪声功率, 将式(14)代入式(13)得到

$$\text{var}(P_I) = \text{var}(P_s) + \text{var}(P_n) + 4E(P_s)E(P_n) \quad (15)$$

由于 v_{Ii} 和 v_{Qi} 统计独立, 因此 P_I 和 P_Q 也统计独立, 这样星座点功率 P 的均值和方差分别为

$$\begin{aligned}
 E(P) &= E(|v|^2) = E(P_I + P_Q) \\
 &= E(P_I) + E(P_Q) = 2E(P_I) \\
 \text{var}(P) &= \text{var}(|v|^2) = \text{var}(P_I + P_Q) \\
 &= \text{var}(P_I) + \text{var}(P_Q) = 2\text{var}(P_I) \quad (16)
 \end{aligned}$$

以 64QAM、星座点信噪比 13.2dB 为例, 此时 P_s 的均值为

$$E(P_s) = E(a_i^2) = \frac{1}{8} \sum_{n=0}^7 (2n-1)^2 = 21 \quad (17)$$

方差为

$$\text{var}(P_s) = \text{var}(a_i^2) = \frac{1}{8} \sum_{n=0}^7 (2n-1 - E(P_s))^2 = 336 \quad (18)$$

I 路高斯噪声功率 P_n 服从中心 χ^2 分布, 在信噪比 13.2dB 时均值为 $E(P_n) = 1$, 方差为

$$\text{var}(P_n) = 2(E(P_n))^2 = 2 \quad (19)$$

将式(17)~(19)代入式(16)可得

$$E(P) = 44, \text{var}(P) = 844 \quad (20)$$

至此, 不妨使用 $P_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |v_i|^2$ 来简单估计 $E(P)$, 现在计算合理的 N . 根据大数定律, 当 N 比较大时 P_e 近似服从正态分布, G_e 的估值 $G_e = k \cdot P_e$ 也服从正态分布, G_e 的方差为

$$\text{var}(G_e) = \frac{1}{N} \text{var}(P_e) \cdot k^2 \quad (21)$$

欲使 G_e 99% 可信误差不超过 $\pm 2\%$, 那么应有

$$3\sqrt{\text{var}(G_e)} < G \times 2\% \quad (22)$$

将式(20)、(21)以及 G 、 k 数值带入式(22)得 $N = 1.08 \times 10^4$, 在符号速率最低(30Msps)的 64QAM 情况下, 门限刷新率也可达到 2.78k 次/s. 这个速率远大于星座点的幅度波动速率, 因此上述的门限自适应 PFD 算法是完全可行的.

设星座点功率的预期值和实际值为 P_t 、 P_r . 对 64QAM 的仿真和实验结果皆表明, 若不做改进, 即使无噪声, 当 $P_r - P_t > 1.5\text{dB}$ 时, 次外层点全部误捕, 当 $P_r - P_t < 1.3\text{dB}$ 时, 四个角点完全漏捕. 而在有噪声时, P_r 允许的波动范围还会减小, 此时解调器将完全崩溃. 经

改进后, 事先无须设定捕获带绝对位置, 调试简便, 而且当 $|P_r - P_t| < 6\text{dB}$ 、 P_r 波动速率小于 50Hz 时载波恢复环路工作稳定.

4 系统实例与测试结果

图 7 是本文解调器在室内 AWGN 信道条件下的测试结果. 下面进行分析.

(1) 通过采用上述 AGC、定时提取和载波恢复方法, 4、16 和 64QAM 在 BER 为 $10^{-2} \sim 10^{-8}$ 的范围内可达到的性能为实测 E_b/N_0 与理论值分别相差约 1、1 和 2dB.

(2) 高阶 QAM 信号解调时容易出现不可减误码平底, 本解调器 QPSK、16QAM 没有误码平底, 但 64QAM 在 BER = 1×10^{-7} 以下有误码平底倾向. 这个现象正如前面分析: 随 QAM 阶数变高符号速率降低, 对 FPGA、A/D 和 D/A 等器件的速度要求降低; 但对整个收发通道中各种线性和非线性失真造成的星座点畸变愈加敏感, 这种畸变引起误码平底.

(3) 误码平底并不太高时(如 64QAM 中 BER = 1×10^{-7}), 网格编码调制或 FEC 是 64QAM 的必选辅助技术. 例如, 本解调器使用 TPC + RS FEC 不但解决了该问题, 而且还使误码性能从 1×10^{-7} 提高到 SDH 要求的优质信道标准 1×10^{-10} .

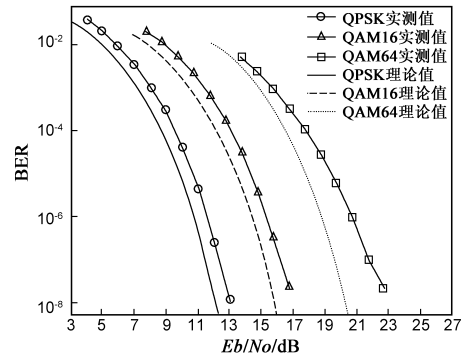


图7 解调器误码性能曲线

该解调器已成功用于某毫米波通信系统, 此系统 IDU (In-Door Unit) 可配置 1~4 个 155Mbps 调制解调器. 野外 LOS 条件下测试结果表明: 在 $1 \times 155\text{Mbps}$ QPSK、发射功率 31dBm、通信距离 25km、误码指标 1×10^{-10} , 并且天气晴好的条件下, 衰落储备约 25dB; 通信距离缩短为 5km 后, 衰落储备约为 39dB. 当使用 64QAM 时, 由于功率回退及解调门限升高, 衰落储备减小 15dB. 在大雨情况下, 若雨衰 5dB/km, QPSK 5km 光纤引接链路可正常工作, 但 25km 链路则不能保证. 因此, 毫米波频段以带宽换取衰落储备还是非常必要的.

5 结论

毫米波频段的带宽资源非常丰富, 但是发信机功

率小,雨衰、大气吸收严重.虽然本文 QAM 符号速率接近百兆,对均衡器的要求非常高,但最终的室内(以及野外)实验表明,由于考虑了毫米波信道特点,最后选定的方案、算法可以满足大容量通信的要求.

参考文献:

- [1] Araki, Kiyomichi. Millimeter-wave activities in Japan [A]. Proceedings of Microwave Symposium 2007, IEEE MTT-S International [C]. Honolulu, HI: IEEE computer society, 2007. 133 – 136.
- [2] Eiichi Sano, Koji Inafune. Recent progress in devices and circuit technologies for millimeter-wave applications [A]. Proceedings of IPRM 2007, IEEE 19th International Conf, Indium phosphide & related Materials [C]. Matsue, Japan; IEEE, 2007. 523 – 526.
- [3] Reed Fisher. 60 GHz WPAN standardization within IEEE 802.15.3c [A]. Proceedings of ISSSE 2007 international symposium [C]. Montreal, Canada: IEEE, 2007. 103 – 105.
- [4] Harris Stratex Networks Inc. TRuepoint 5000 specification. [DB/OL]. <http://www.harrisstratex.com/products/tr5000>, 2009 – 08.

- [5] Bo Shen, Junhua Tian, et al. A high performance QAM receiver for digital cable TV with integrated A/D and FEC decoder [A]. Proceedings of the ASP-DAC 2005 [C]. Shanghai, China: ACM, 2005. 18 – 21.
- [6] F M Gardner. A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers [J]. IEEE Trans on Com, 1986, 5(34): 423 – 429.
- [7] N A D' Andrea, M Luise. Design and analysis of a jitter-free clock recovery scheme for QAM systems [J]. IEEE Trans on Com, 1993, 9(41): 1296 – 1299.

作者简介:



李志勇 男, 1976 年生于河北省冀州市, 中国电子科技集团公司第五十四所高级工程师, 博士, 主要研究方向为大容量微波通信, 对流层散射通信和流星突发通信。
E-mail: wizard_here@sina.com.

李文锋 男, 1937 生于辽宁, 中国电子科技集团公司第五十四所首席专家、副总工程师, 研究员, 主要研究方向为对流层散射通信、微波通信和卫星通信。

