

# 基于 FFT 解调的短波 FH-DQPSK 系统信道 比特误码率的估计<sup>1</sup>

甘良才 俞柏峰 李伟华

(武汉大学电子信息学院, 武汉 430072)

**摘要** 该文基于 FFT 的短波 FH-DQPSK 系统解调技术, 并根据瑞利衰落信道下短波跳频系统 DQPSK 信号的伪误码率估计, 提出了一种采用自适应的线性外推方法来估算信道比特误码率, 同时分析了该误码率估算方法的置信度。最后, 通过数值模拟结果表明: 采用该方法估算的系统监测性能明显优于无外推时的性能。

**关键词** 短波, FFT 解调, 伪误码率, 线性外推, 置信度  
**中图分类号** TN929.1

## 1 引言

通常, 高频自适应通信的基本方法均利用实时信道估值 (RTCE) 技术来测量和分析各种环境参数, 根据综合分析和估算结果, 建立一条工作在最佳频率上的通信链路。对于短波跳频系统而言, 就是要求在工作频段内选择最佳跳频点, 并对频段、频点进行管理。而 RTCE 中反映数据传输系统通信业务能力的是误码率。几十年来, RTCE 技术主要是采用探测与通信分离的方法, 如电离层脉冲探测 (美国 CURTS 系统)、电离层啁啾 (CHIRP) 探测、切克 (CHEC) 探测等方法。

采用伪误码率监测方法进行信道估算<sup>[1,2]</sup>可以在不中断通信情形下, 较短时间内实现信道比特误码率 (BER) 的估计, 因而很适合于短波跳频通信系统。文献 [3] 介绍了 CHIRP 调制解调中采用 Golay 码的软判译码方法, 提出了用译出码字 C 和 R 的软距离 D 对伪误码率 (PBER) 进行估计的方案, 实现短波信道估值技术, 进行短波实时链路质量分析 (LQA)。本文在文献 [2] 的基础上, 采用了一种自适应的线性伪误码率外推算法进行信道比特误码率的估算, 并与 FFT 解调相结合的方法来实现短波跳频 - 四相差分移相键控 (FH-DQPSK) 系统的 RTCE 技术。采用该信道比特误码率估算方法可以在较短时间内获得较高的精度和置信度。

## 2 短波 FH-DQPSK 系统的 FFT 解调

本文采用快速傅里叶变换 (FFT) 技术实现跳频信号的解调, 其解调过程如图 1 所示。

在图 1 中, 首先将接收的信号进行下变频, 转换为具有同相 (I) 与正交 (Q) 分量的中频 (IF) 信号, 再经 A/D 复数采样后进行 FFT; 根据 FFT 的结果实现解调系统的捕获、跟踪和 DQPSK 信号解调的过程。该接收机还能提取和处理信道特性和链路质量信息, 因此, 它

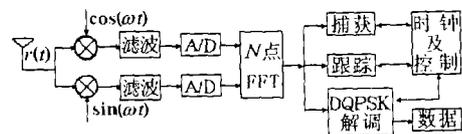


图 1 短波 FH-DQPSK 系统的解调原理框图

能与 LQA 相结合, 采用 RTCE 技术实现短波跳频系统的自适应通信。由于 DPSK 只要求两个相邻信号传输间隔上的相位稳定, 因此, 在存在信号衰落的情况下, 这种调制技术十分可靠。然而, 由于短波电离层信道是一种时变色散信道, 使不同频率的信号相位不相干; 而同频信号

<sup>1</sup> 2000-09-01 收到, 2000-12-01 定稿

在每 25ms 时间内, 每 1Hz 多普勒展宽的相位误差均方值为  $0.7^\circ$  [4]。因此, 采用 DPSK 调制方式的差分相位是以前一帧的同频相位为基准的, 其差分相位进制数不宜过大, 本文采用四相差分移相键控 (DQPSK) 的调制方式。

对于连续频谱的信号, 必须对其频谱进行离散抽样才能进行频谱分析。在抽样过程中始终要严格遵循奈奎斯特抽样定理。设离散序列  $x = \{x(0), x(1), \dots, x(N-1)\}$  的离散傅里叶变换 (DFT) 为  $X = \{X(0), X(1), \dots, X(N-1)\}$ , 则有

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W^{kn} \quad (1)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W^{-kn} \quad (2)$$

式中  $W = e^{-j2\pi/N}$ ,  $n, k = 1, 2, \dots, N-1$ 。

DFT 是对被分析的信号经截断和采样后的连续周期频谱在一个周期内的采样值 [5]。

若设  $f(t)$  是频率为  $\omega = m\omega_0/N$  ( $m = 1, 2, \dots, N$ ) 的正弦信号:  $f(t) = Ae^{j\omega t + \theta}$ , 令  $T = N \cdot \Delta T$ ,  $\Delta T$  为采样时间间隔, 则采样后得到的离散序列为

$$f_1(t) = \{f(n\Delta T), \text{当 } t = n\Delta T, n = 0, 1, \dots, N-1; 0, \text{当 } t = \text{其它}\}$$

若对该序列进行 DFT 变换:

$$F(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n\Delta T)e^{-(j2\pi/N)kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3)$$

可得

$$F(k) = \begin{cases} NAe^{j\theta}, & k = m-1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

显然, 对频率数为  $N$ , 频率间隔为  $f$  的跳频系统, 若在一个频隙时间内采样时间为  $T = 1/f$ , 以等时间间隔复数采样  $N$  点并进行 DFT, 即可获得所有频点相对应的幅度和相位信息。

根据傅里叶变换的性质可知

$$F(k) = N \left( \frac{1}{T} \right) \int_0^T f(t)e^{jk\omega_0/N} dt \quad (5)$$

(5) 式即为一正交非相干解调的表达式, 由此可知: DFT 等效于  $N$  个正交非相干解调器。在加性白高斯噪声 (AWGN) 条件下, 非相干正交解调是一种准最佳的接收方法 [5], 它不需要恢复载波相位, 只要利用 DQPSK 信号前后两帧间相同跳频点的相位差来判决相位差落入哪个区域, 并分别对应于两个比特的信息数据, 从而获得解调。

FFT 是计算 DFT 的一种快速算法 [6], 它是 60 年代中期由 Cooley 和 Tukey 提出的。鉴于 FFT 将  $N$  点的 DFT 运算量由  $N^2$  减少到  $N \log_2 N$  次, 当  $N$  较大时, 极大地提高了 DFT 的速度, 使其应用于实时分析以及硬件实现成为可能。本文所设计的系统, 其带宽为 768kHz 的频段内频点数为 256, 跳频频点集数为 64, 频率间隔为 3kHz, 因此, 在  $333.33\mu s$  内进行 256 次复数采样, 即可获得 256 个频点内所有的幅度相位信息。

### 3 伪误码率估算与分析

由于 FH-DQPSK 系统对每一跳频点而言, 短波信道主要呈现非选择性的、幅度服从瑞利分布的慢衰落以及窄带干扰 (或称单音和多音干扰)。文献 [2] 已推导了在一定的信噪比 (SNR) 范围内, FH-DQPSK 系统伪误码率的对数  $\log P_p(\alpha)$  与实际比特误码率的对数  $\log P_{4b}$  间近似的线性关系, 并利用该线性关系进行了实时估计信道的 BER, 得到了 BER 在  $10^{-1} \sim 10^{-1}$  之间 (SNR 在 15~40dB 间) 时, BER 估算相对误差可达 56.4%。若采用改进的外推算法则可以减小估算误差。通常, 外推算法包括线性外推和非线性外推算法。

#### 3.1 伪误码率的外推算法

线性外推算法需要两个不同的伪错判决相角  $\alpha^{[2]}(0 < \alpha < \pi/4)$  所估计的伪错值  $\log \hat{P}_p(\alpha_1)$ ,  $\log \hat{P}_p(\alpha_2)$  来外推出  $\alpha = \pi/4$  时的伪错值, 即比特误码率的估值  $\log \hat{P}_{4b}$ 。其表达式<sup>[1]</sup>为

$$\log \hat{P}_{4b} = \frac{M_2 \log \hat{P}_p(\alpha_1) - M_1 \log \hat{P}_p(\alpha_2)}{M_2 - M_1} + b \quad (6)$$

式中  $M_1, M_2, b$  为外推估算参数。令  $R = M_2/(M_2 - M_1)$ , 则 (6) 式可变形为

$$\log \hat{P}_{4b} - \log \hat{P}_p(\alpha_1) = R \left[ \log \hat{P}_p(\alpha_2) - \log \hat{P}_p(\alpha_1) \right] + b \quad (7)$$

式中  $R, b$  为线性外推估算参数。

对于不同  $\alpha$  值, 通过模拟可得到各参数值见表 1。

表 1 伪误码率的线性外推估算系数表

$\alpha_1$	3 $\pi/16$					5 $\pi/32$				$\pi/8$			$\pi/16$		$\pi/32$
	$\pi/40$	$\pi/32$	$\pi/16$	$\pi/8$	5 $\pi/32$	$\pi/40$	$\pi/32$	$\pi/16$	$\pi/8$	$\pi/40$	$\pi/32$	$\pi/16$	$\pi/40$	$\pi/32$	$\pi/40$
$R$	-0.1372	-0.1633	-0.3387	-1.3733	-3.7858	-0.1812	-0.2170	-0.4719	-2.7265	-0.2668	-0.3240	-0.7824	-0.9299	-1.2691	-6.2237
$b$	-0.0807	-0.0610	0.0379	0.3120	0.5583	-0.2784	-0.2584	0.1630	0.0702	-0.4386	-0.4163	-0.3142	-0.7408	-0.7076	-0.9291

对于非线性外推算法, 则至少需要三个不同的  $\alpha$  所估计的伪错值来进行外推, 今后将另文作进一步讨论。

#### 3.2 置信度分析

众所周知, 影响伪误码率监测性能主要包括两个因素: (1) 判决区域  $\alpha$  值的选择; (2) 信道质量估算的置信度。由文献 [2] 中可见:  $\alpha$  较小, 即伪错判决区域较大, 可以缩短测量时间。但测量时间必须不小于反映实际信道特性之值, 必须大到足以得到衰落速率过程的最佳平均值。而可用的  $\alpha$  值必须满足在所要求置信度上估算  $P_p$  所需要的门限。由于 (7) 式中的  $\log \hat{P}_p(\alpha_1)$  和  $\log \hat{P}_p(\alpha_2)$  均为随机变量, 因此, 必须考虑用这种外推算法进行估算的置信度。

置信度是依据二项式分布函数来计算的。二项式分布函数表达式为

$$P_n(k) = \binom{n}{k} p^k q^{n-k} \quad (8)$$

式中  $\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!}$ 。(8) 式给出的是在  $n$  次试验中发生  $k$  次事件的概率,  $p$  为单次试验事件发生的概率,  $q$  为单次试验事件不发生的概率, 显然,  $p + q = 1$ 。因此, 在  $n$  次试验中,

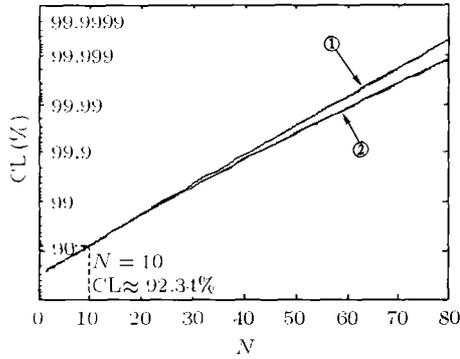


图2 置信度  $CL$  与  $N$  间的关系曲线  
① (10) 式曲线; ② (11) 式曲线

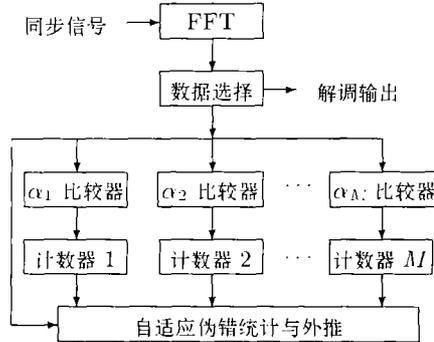


图3 DQPSK 伪错监测模型

事件发生次数  $\varepsilon$  小于或等于  $N$  次的概率为

$$P(\varepsilon \leq N) = \sum_{k=0}^N \binom{n}{k} p^k q^{n-k} \tag{9}$$

由此，置信度定义为：假定一概率  $p_h$ ，当检测到事件发生个数少于  $N$ ，则可以得出  $p$  可能小于  $p_h$  的结论，这个结论正确的概率就定义为置信度，即有  $CL$  的把握认为  $P(\varepsilon) < p_h$ 。对于伪误码率估计，假如设定一置信区间，则当检测到伪误码个数为  $N$  时，认为  $p$  可能在  $P_p$  的置信区间内的概率，即为置信度（或称置信水平）。根据文献 [7] 的 CCIR 建议所估算  $P_p$  的均值，置信水平取 90%，置信区间取  $\pm 50\%$ 。利用外推算法估算误码率  $P_e$  的均值，必须修正置信度，使估算  $P_e$  达到 CCIR 的标准。

根据 (6)，(7) 式，假定  $\log \hat{P}_p(\alpha_1)$  和  $\log \hat{P}_p(\alpha_2)$  为相互独立的随机变量，则  $\log \hat{P}_{3b}$  也为随机变量，其概率函数（或称分布列）不仅与  $\log \hat{P}_p(\alpha_1)$  和  $\log \hat{P}_p(\alpha_2)$  的概率函数有关，而且与外推算法的估算参数  $R, b$  有关，因此，估算  $P_e$  的置信度  $CL(\varepsilon)$  和置信区间  $D(\varepsilon)$  与  $P_p$  的置信度  $CL(p)$  和置信区间  $D(p)$  的关系比较困难。然而，欲满足 90% 的把握足以估算  $P_p$  的置信区间在  $\pm 50\%$  内，则要求出至少需要检测的伪误码个数，其近似计算：当传送  $n$  位数据时，发生伪误码个数在  $N(1 - 50\%) \sim N(1 + 50\%)$  之间的概率满足置信度时的  $N$ ，则由 (8)，(9) 式可知

$$CL = P(0.5N < \varepsilon \leq 1.5N) = \sum_{k=N/2+1}^{3N/2+1} \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k} \tag{10}$$

当  $n$  足够大，且  $1 < np < 50$  时，二项式分布可以由泊松分布近似 [8]。即 (10) 式可近似为

$$CL = P(0.5N < \varepsilon \leq 1.5N) = \sum_{k=N/2+1}^{3N/2+1} \frac{(np)^k}{k!} e^{-np} \tag{11}$$

根据 (10)，(11) 式可得到  $CL$  与  $N$  间的关系曲线如图 2 所示。

从图 2 可见：只要检测 10 个以上伪误码即可在给定的置信度 (90%) 下足以估算出  $P_p$ ，这与文献 [7] 是一致的。事实上，由于线性外推算法引起置信区间的扩散和置信度的降低，为满

是外推算法所估算的误码率的置信区间和置信度, 对伪误码检测个数应更多, 模拟实验表明, 若  $N \geq 20$  则可以满足以上估算。

### 3.3 自适应的线性外推算法

在伪错检测过程中, 利用多个伪错判决相角  $\alpha_i (i = 1, 2, \dots, M, \alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_M)$  进行伪误码率的估计, 根据估计的伪误码率, 自适应地选择其中两个  $\alpha$  值路径, 并采用 (7) 式来外推估算误码率。其监测框图如图 3 所示。

其自适应工作的原理: 选择满足置信度的伪误码个数值, 如  $N = 20$ ; 在估测伪误码率时, 对于同一  $\alpha$  值的路径, 当信噪比较小时, 可能产生较多的伪误码, 而当信噪比较大时, 伪误码则可能较少; 在监测时间内估计当前跳频频段的伪误码率时, 对于伪误码数 (计数器 1, 2,  $\dots$ ,  $M$  中的计数值) 低于  $N$  的路径在外推估算时不选用。这样, 用一组具有不同  $\alpha$  值的路径同时监测伪误码, 对于不同的信噪比, 应根据各条路径的伪误码统计情况, 自动地调整伪错外推算法中所需的伪错路径, 并在外推估算时自动地选取表 1 中所对应的外推参数值, 最后得到误码率的估计。

## 4 数值模拟与分析

在瑞利衰落信道中, 本文利用文献 [2] 的方法进行数值模拟, 利用 256 点 FFT 对跳频信号进行解调, 其中跳频信号跳频点集数为 64, 首先采用线性外推算法的伪误码率监测方法进行误码率估算, 在一定监测时间下 (25s, 即每个跳频点监测  $10^3$  个码符), 得到 SNR 在 (2~24)dB 之间,  $\alpha_1$  分别为  $3\pi/16$ ,  $5\pi/32$ ,  $\pi/8$ ,  $\pi/16$  时一跳频点的误码率估计  $\hat{P}_{4b}$  与平均每比特信噪比 (SNR/bit) 间的关系如图 4 所示。

从图 4 可见: 当  $\alpha_1$  越小, 即伪错判决区域越大, 发生的伪错数越大, 置信度越高, 所以所得的曲线越平滑。特别是在 BER 比较低或 SNR 比较高时, 图 4(a) 中曲线出现拐点比其它图中曲线严重。由图还可见: 在 SNR 较低时,  $\alpha_2$  与  $\alpha_1$  间隔越大, 估算结果与理论值相差越大, 因此, 在外推时选择与  $\alpha_1$  接近的  $\alpha_2$  值进行外推估算。比较图 4(a)~4(d) 还可见: 在 SNR 较低 (2~10)dB 时, 若选择与  $\alpha_1$  最接近的  $\alpha_2$  值, 较大的  $\alpha_1$  所得的误码率估计比较小的  $\alpha_1$  所得的误码率估计更接近理论值。

其次, 采用自适应线性外推算法的伪误码率监测方法进行误码率的估算, 得到 SNR 在 (2~40)dB 之间, 一跳频点的误码率估计  $\hat{P}_{4b}$  与平均每比特信噪比 (SNR/bit) 间的关系如图 5 所示。

由图 5 可见: 采用自适应线性外推算法所估计的误码率与理论值十分接近, 即在一定的置信度下, 满足实际估算得到的误码率在理论值的置信区间内。其中曲线①是一次检测  $10^3$  个符号所估算的误码率; 曲线②是一次检测  $10^4$  个符号时所估算的误码率。比较曲线①, ②可见: 采用该算法所估计的误码率, 其期望值即为理论的误码率。显然, 这种自适应的线性外推算法比图 4 所用的线性外推算法更为优化: 在低的 SNR 时, 前者比后者更接近理论值; 在较高的 SNR 时, 由于前者是根据置信度来自适应地调整伪误码率监测路径的, 因而满足置信度的要求, 而后者则在较高的 SNR 时所检测的伪误码个数不能满足置信度的要求; 更为明显的是, 前者所监

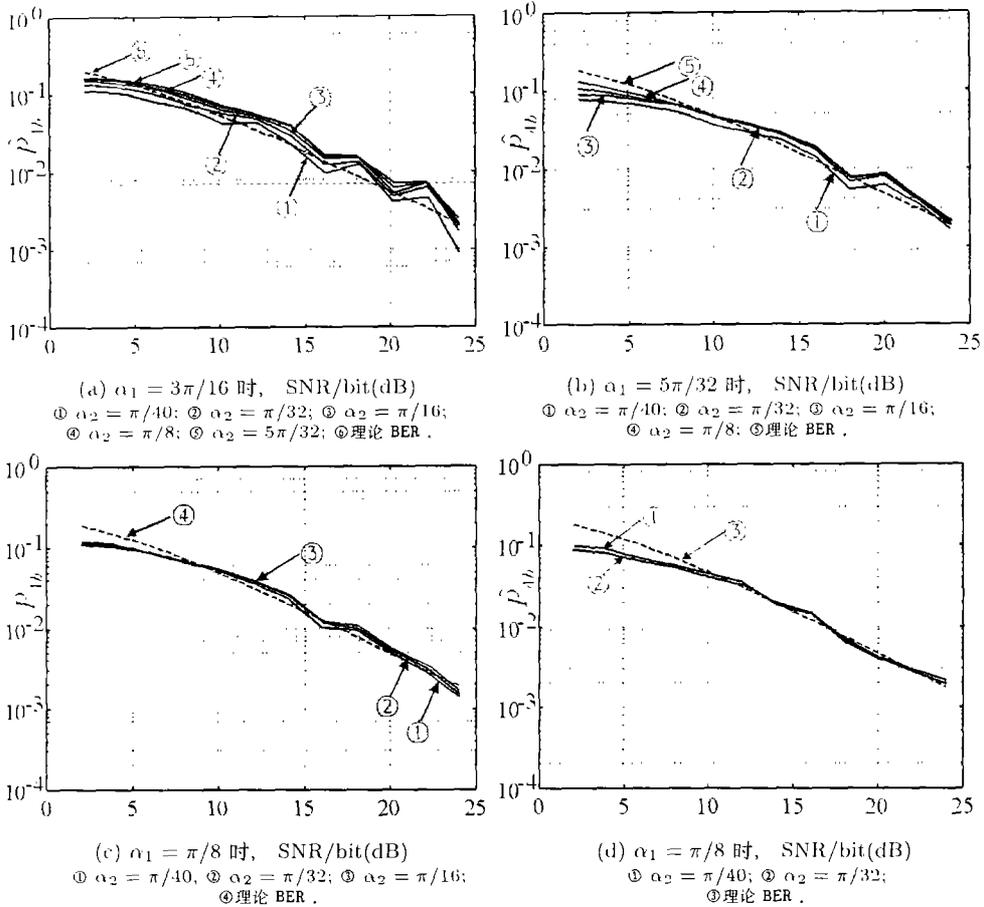


图4 线性外推时  $\hat{P}_{4b}$  与 SNR/bit 间的关系曲线

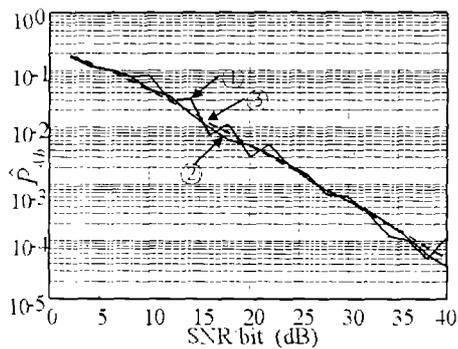


图5 自适应的线性外推时  $\hat{P}_{4b}$  与 SNR/bit 间的关系曲线; ①检测  $10^3$  个符号; ②检测  $10^1$  个符号; ③理论 BER

测误码率的范围比后者大得多,并能覆盖短波信道的实际误码率范围 ( $10^{-1} \sim 10^{-4}$ )。当然,采用自适应的线性外推算法也有不足之处,其伪误码个数必须选得比较大,才能满足一定的置信度;这种监测方法的硬件实现比较复杂。

### 5 结 论

本文在文献 [2] 的基础上,结合 FFT 解调技术,提出了一种自适应的线性外推算法来估算

信道的比特误码率, 并分析了该误码率估算方法的置信度, 最后进行了数值模拟。通过模拟结果表明: 这种监测方法能在较宽的 SNR 范围内准确地估算误码率, 因此, 在硬件资源充分的条件下, 采用这种自适应的线性外推方法, 其监测结果与理论值更为接近。这种 FFT 与伪误码率外推方法相结合的方法来实现短波 FH-DQPSK 系统的 RTCE 技术, 使该系统具有较强的抗干扰能力, 因此, 在现代短波通信系统中具有现实意义。事实上, 该方法也可应用于文献 [9] 所介绍的一种新型的短波差分跳频系统 (CHESS 系统) 中。

### 参 考 文 献

- [1] E. A. Newcombe, S. Pasupathy, Error rate monitoring for digital communications[J], Proc.IEEE, 1982, 70(8), 805-828.
- [2] 甘良才, 俞柏峰, 短波信道 FH-DQPSK 系统比特误码率的实时监测, 电波科学学报, 2001, 16(1), 130-134.
- [3] 罗 宁, 陈尚勤, 吴昱静, CHIRP 调制解调器的软判决码和信道误码率的 CHIRP 估值分析, 电子学报, 1999, 27(1), 74-77.
- [4] K. V. Cai, E. M. Jackson, R. W. Horner, Advanced HF anti-jam network architecture, MILCOM'90, IEEE, 1990(1), 207-211.
- [5] J. G. Proakis, Digital Communications, New York, McGraw-Hill, Third Edition, 1995. Chap.2-2-5, 5-2-8.
- [6] 张彦仲, 沈乃汉编著, 快速傅立叶变换及沃尔什变换, 北京, 航空工业出版社, 1989, 第三章, 第 3.1 节.
- [7] CCIR Report 613 2, 1985, Bit Error Performance Measurements for Digital Radio Relay Systems, IX-1, Geneva, 210-212.
- [8] A. Papoulis, Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, New York, McGraw-Hill, 1984, Chap.3-3.
- [9] D. L. Herrick, P. K. Lee. CHESS, A new reliable high speed HF radio. MILCOM'96, IEEE, 1996(3), 684-690.

## BIT-ERROR-RATE'S ESTIMATION ON FFT-BASED DEMODULATOR IN SHORT-WAVE FH-DQPSK SYSTEM

Gan Liangcai Yu Baifeng Li Weihua

(College of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

**Abstract** Based on a kind of short-wave FH-DQPSK system demodulating technology of FFT and according to PER estimation in the DQPSK system with Rayleigh fading channel, this paper proposes a method to estimate BER using adaptive linear extrapolation algorithm, and analyses the confidence level about this method. The numerical simulated results show that the performance of this method is superior to the estimating method without using extrapolation algorithm.

**Key words** Short wave, FFT, Pseudo bit-error-rate, Linear extrapolation, Confidence level

- 甘良才: 1942 年生, 男, 教授, 目前主要的研究方向: 自适应数字通信与扩频、跳频通信, 微弱信号的检测与控制, 电磁兼容与抗干扰技术。近十年来先后承担国家自然科学基金资助项目 2 项、国防预研基金资助项目 1 项、省重点攻关项目多项, 在国内外学术刊物上发表论文 70 余篇, 编、译著 4 本。
- 俞柏峰: 1974 年生, 男, 硕士生, 目前研究方向: 自适应数字通信与扩频、跳频通信。在国内核心期刊发表论文 2 篇。
- 李伟华: 1976 年生, 男, 硕士生, 目前研究方向: 数字通信与扩频、跳频通信。