

doi: 10.3969/j.issn.1003-3106.2017.12.14

引用格式: 杨泽坤, 晋东立, 王杨. GMSK 调制与非相干解调算法研究与仿真实现 [J]. 无线电工程, 2017, 47(12): 61-66, 82. [YANG Zekun, JIN Dongli, WANG Yang. Research and Simulation Implementation of GMSK Modulation and Noncoherent Demodulation Algorithm [J]. Radio Engineering, 2017, 47(12): 61-66, 82.]

GMSK 调制与非相干解调算法研究与仿真实现

杨泽坤¹, 晋东立¹, 王 杨²

(1. 北京跟踪与通信技术研究所, 北京 100094;

2. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 河北 石家庄 050081)

摘 要 高斯最小频移键控 (Gaussian Filtered Minimum Shift Keying, GMSK) 是一种连续相位非线性调制方式, 具有包络恒定、相位平滑、频谱特性好和带外辐射功率小等多种优点, 在移动通信和航天测控等领域得到广泛应用。介绍了 GMSK 的基本原理, 并从频谱效率和包络特性两方面与其他调制方式进行对比分析。同时介绍了几种典型的非相干解调方式, 并利用 Matlab 软件对不同解调方法的性能进行仿真。

关键词 高斯最小频移键控; 差分相位解调; Viterbi 算法; 最大似然块检测

中图分类号 TN911.22 **文献标志码** A **文章编号** 1003-3106(2017)12-0061-06

Research and Simulation Implementation of GMSK Modulation and Noncoherent Demodulation Algorithm

YANG Ze-kun¹, JIN Dong-li¹, WANG Yang²

(1. Beijing Institute of Tracking and Telecommunications Technology, Beijing 100094, China;

2. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang Hebei 050081, China)

Abstract Gaussian Filtered Minimum Shift Keying (GMSK) is a kind of nonlinear continuous phase modulation, with advantages of constant envelope, smooth phase, good spectrum characteristics, lower out-of-band radiation power, widely used in mobile communications and aerospace telemetry and control. This paper introduces the basic principle of GMSK, compared with other modulation methods in spectrum efficiency and envelope characteristics. In the meantime, several typical noncoherent demodulation methods are introduced, and their performance are simulated by using Matlab software.

Key words GMSK; DPD; Viterbi algorithm; MLBD

0 引言

随着科技的进步与发展, 现代通信对调制解调技术的要求越来越高, 特别是信号的频谱效率和功率效率等特性要能适应各种条件下的传输需要。针对信号频谱特性的改善, 最小频移键控 (Minimum Shift Keying, MSK) [1] 被提出。它是一种码元相互正交的全响应调制方法, 但是其频谱的旁瓣衰落速度已经无法满足现今移动通信对信号带外辐射功率的限制要求 [2]。而 GMSK 就是在 MSK 的基础上改进的结果 [3]。MSK 调制的相位累计特性仅仅局限于单一码元内, 导致相邻符号之间的相位变化存在跳变。GMSK 通过将相位累计扩展到几个连续的相邻码元周期, 来扩大相位路径的选择范围。针对 GMSK 信号的解调技术也可分为相干解调与非相干

解调, 相干解调需要进行载波恢复, 而非相干解调不需要进行载波恢复 [4], 结构更加简单, 因此非相干解调也得到了广泛的应用。本文将介绍 GMSK 的调制原理和几种典型的非相干解调方法, 调制信号部分将分析 GMSK 信号与 2FSK、DPSK 在频谱效率和包络特性上的差异, 解调方法部分将对几种典型的非相干解调方法的性能差异, 从而为不同通信场景中选择合适的调制信号与解调方案提供了依据。

1 GMSK 调制原理

为了使信号频谱更加紧凑, 旁瓣衰落更快, 通过在 MSK 调制前加入预调制滤波器, 对基带矩形波进

收稿日期: 2017-05-17

基金项目: 中国博士后科学基金资助项目 (2016M601286)。

行滤波,使其本身和较高阶的导数都是连续的,得到一种新型的基带波形,从而得到具有较好频谱特性的 GMSK 调制信号^[5]。GMSK 的调制原理图如图 1 所示。

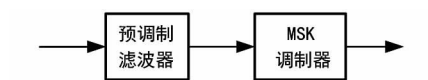


图 1 GMSK 调制原理

预调制滤波器应具有脉冲响应过冲小、带宽窄和截止特性陡峭等特点,以防止出现过大的瞬时频偏,并抑制高频分量,降低带外辐射功率等。高斯低通滤波器^[6]是一种满足上述特性的预调制滤波器,其单位冲激响应为:

$$h(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp \left[- \left(\frac{\pi}{\alpha} t \right)^2 \right], \quad (1)$$

式中, α 与预调制高斯滤波器的 3 dB 带宽 B_b 之间的关系为:

$$\alpha B_b = \sqrt{\frac{1}{2} \ln 2} \approx 0.5887. \quad (2)$$

假设在滤波器前输入双极性不归零矩形脉冲序列 $s(t)$:

$$s(t) = \sum_n a_n b(t - nT_b), \quad a_n = \pm 1, \quad (3)$$

式中, T_b 为码元间隔。高斯预调制滤波器的输出为:

$$x(t) = s(t) * h(t) = \sum_n a_n g(t - nT_b), \quad (4)$$

式中, $g(t)$ 为高斯预调制滤波器的脉冲响应:

$$g(t) = b(t) * h(t) = \int_{t-T_b/2}^{t+T_b/2} h(\tau) d\tau = \int_{t-T_b/2}^{t+T_b/2} \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} e^{-\left(\frac{\pi\tau}{\alpha}\right)^2} d\tau \quad (5)$$

令 $x = \frac{\pi\tau}{\alpha}$, 则

$$g(t) = \int_{\frac{2\pi B_b}{\sqrt{\ln 2} \left(t - \frac{T_b}{2}\right)}}^{\frac{2\pi B_b}{\sqrt{\ln 2} \left(t + \frac{T_b}{2}\right)}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = Q\left(\frac{2\pi B_b \left(t - \frac{T_b}{2}\right)}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(\frac{2\pi B_b \left(t + \frac{T_b}{2}\right)}{\sqrt{\ln 2}}\right), \quad (6)$$

式中,

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt; \quad (7)$$

$B_b T_b$ 是时间-带宽积, $B_b T_b$ 值越小,高斯信号时域上

的时延就越长,在频域所占的带宽就越小^[7]。 $B_b T_b$ 在 0.1~0.5 间的 GMSK 脉冲形状如图 2 所示。

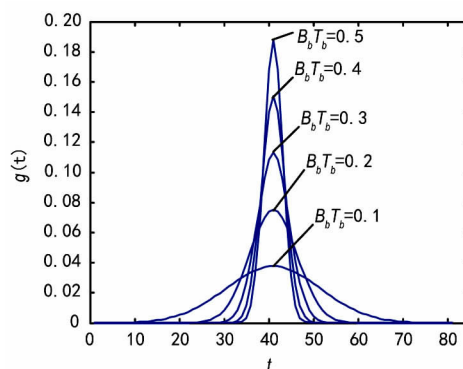


图 2 高斯滤波器矩形脉冲响应波形

为了进一步探究 GMSK 信号的特性,可以从频谱效率和包络特性 2 个方面来分析。为此,选择将 GMSK 与二进制 DPSK、FSK 的调制方式进行对比。对于 GMSK 调制,采用 $B_b T_b = 0.5$,对于 2FSK 调制,频率间隔设置为 0.5 倍的符号速率。

在信息传输速率相同的条件下,仿真分析 3 种调制方式等效基带信号的功率谱密度,结果如图 3 所示。由图中结果可以看出,2FSK 的功率谱最宽,其频谱效率最低。GMSK 信号相比 DPSK 信号功率谱的主瓣宽度窄,而且 GMSK 信号功率谱的旁瓣功率远低于 DPSK,因此具有更高的频谱效率。

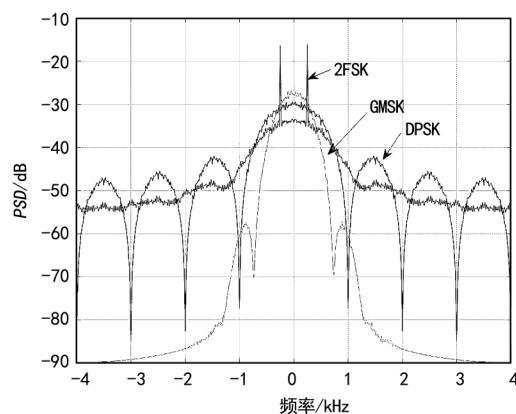


图 3 3 种调制方式的功率谱密度

进一步对比 3 种调制方式的频谱效率,对二进制 DPSK 信号,采用滚降因子为 0.3 的根升余弦滤波器进行成形滤波。DPSK 信号成形滤波后的功率谱密度曲线如图 4 所示。对比 3 种调制方式可知, GMSK 信号功率谱的主瓣宽度与成形后的 DPSK 信号相近,但 GMSK 信号仍然具有较低的旁瓣,且旁瓣下降较快。这一特点将使 GMSK 发射信号具有

更稳定的包络。

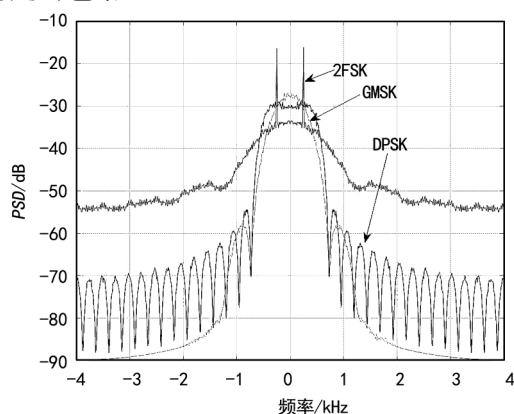


图4 3种调制方式的功率谱密度

DPSK 发射信号和 GMSK 发射信号的时域波形如图 5 和图 6 所示。对比图中结果可知, DPSK 信号经过成形滤波后,旁瓣能量受到抑制,导致时域信号幅度出现起伏,即包络不断起伏变化。GMSK 信号由于旁瓣能量较小,因此发射信号的包络较稳定。

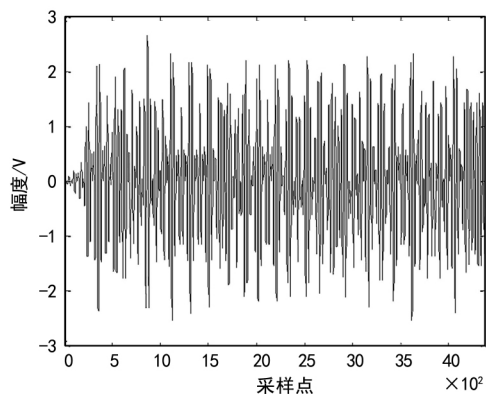


图5 DPSK 调制信号

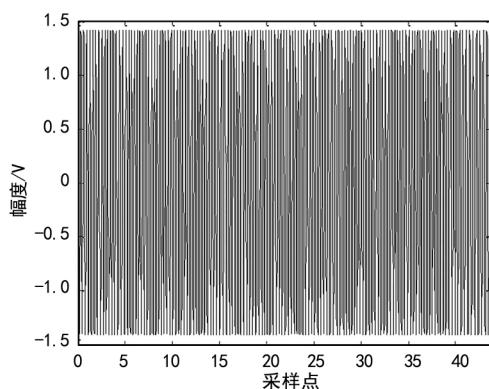


图6 GMSK 调制信号

综合对比来看,3 种调制方式中 FSK 信号会占用较大带宽,频偏利用率较低; DPSK 信号与 GMSK

信号相比具有相近的主瓣宽度,但旁瓣能量稍大,发射信号包络起伏; GMSK 信号旁瓣下降较快、能量较低,同时具有恒包络的特性。

2 基于 GMSK 调制的非相干解调原理

本节将对差分相位解调中的 1-bit 差分相位解调、2-bit 差分相位解调以及基于 Viterbi 译码算法的差分相位解调、最大似然块检测的原理进行介绍,并对比几种非相干解调算法的性能。

2.1 1-bit 差分相位解调

GMSK 调制方案中相邻码元之间的相位变化为 $\pm\pi/2$ 。如果接收信号经过 T 延时后,再对信号附加 $\pi/2$ 的相位变化,则此时相邻码元之间的相位变化变为 0 或 π ,可以直接通过符号判决进行解调^[8]。1-bit 差分相位解调原理如图 7 所示。

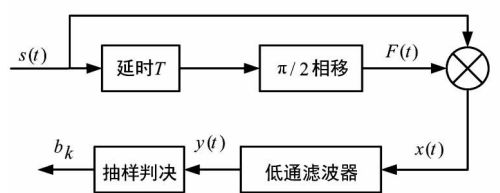


图7 1-bit 差分相位解调原理

假设接收到的信号表示为:

$$s(t) = A(t) \cos(\omega_c t + \theta(t)), \quad (8)$$

式中, $A(t)$ 是由信道衰落引起的时变包络(理想情况下可看为常数)。接收到的信号经过 1 bit 延时和 $\pi/2$ 的相移得到 $F(t)$:

$$F(t) = A(t-T) \cos(\omega_c(t-T) + \theta(t-T) + \pi/2). \quad (9)$$

然后 $F(t)$ 和 $s(t)$ 相乘后得到 $x(t)$:

$$x(t) = F(t)s(t) = \frac{1}{2}A(t)A(t-T) \cdot \{ \sin(\theta(t) - \theta(t-T) + \omega_c T) - \sin(2\omega_c t - \omega_c T + \theta(t) + \theta(t-T)) \}. \quad (10)$$

经低通滤波器滤波后,若 $\omega_c T = 2k\pi (k \in Z)$, 则 1 bit 差分解调的输出为:

$$y(t) = \frac{1}{2}A(t)A(t-T) \sin(\theta(t) - \theta(t-T) + \omega_c T) = \frac{1}{2}A(t)A(t-T) \sin(\Delta\theta(t)). \quad (11)$$

在 $(k+1)T$ 时刻对 $y(t)$ 进行采样得到 $y((k+1)T)$, 它的符号判决取决于 $\Delta\theta((k+1)T)$, 因此就可以得到如下判决规则:

若 $y((k+1)T) > 0$, 即 $\Delta\theta((k+1)T) > 0$, 判

决输出为 $b'_k = 1$;

若 $y((k+1)T) < 0$, 即 $\Delta\theta((k+1)T) < 0$, 判决输出为 $b'_k = 0$ 。

2.1 2-bit 差分相位解调

2-bit 差分相位解调^[11]的原理如图 8 所示。

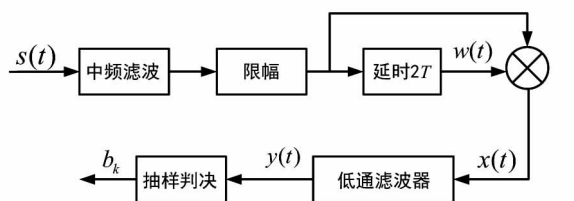


图 8 2-bit 差分相位解调原理

接收到的 GMSK 信号经过一个中频滤波器滤波, 经过限幅器将振幅的影响去掉, 然后再与延迟 2 个码元周期的信号相乘, 得到输出的信号:

$$x(t) = w(t)s(t) = A(t)A(t-2T)\cos(\omega_c t + \theta(t)) \cdot \cos(\omega_c(t-2T) + \theta(t-2T)). \quad (12)$$

通过低通滤波器后输出:

$$y(t) = \frac{1}{2}A(t)A(t-2T)\cos(2\omega_c T + \Delta\theta(2T)), \quad (13)$$

式中,

$$\Delta\theta(2T) = \theta(t) - \theta(t-2T) = \theta(t) - \theta(t-T) + \theta(t-T) - \theta(t-2T). \quad (14)$$

若 $2\omega_c T = 2k\pi (k \in Z)$ 时,

$$y(t) = \frac{1}{2}A(t)A(t-2T) \times \{ \cos(\theta(t) - \theta(t-T)) \cos(\theta(t-T) - \theta(t-2T)) - \sin(\theta(t) - \theta(t-T)) \sin(\theta(t-T) - \theta(t-2T)) \} = \frac{1}{2}A(t)A(t-2T)(M(t) - N(t)). \quad (15)$$

式中,

$$M(t) = \cos(\theta(t) - \theta(t-T)) \times \cos(\theta(t-T) - \theta(t-2T)), \quad (16)$$

$$N(t) = \sin(\theta(t) - \theta(t-T)) \times \sin(\theta(t-T) - \theta(t-2T)), \quad (17)$$

可以看出, $M(t)$ 是一个偶函数, 并且 $M(t) \geq 0$, 当 $\Delta\theta(T) \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 时。因此 $M(t)$ 代表一个直流分量的大小, 不会影响最后的判决。而 2-bit 差分解调的判决门限要加上 $M(t)$ 这个直流分量的值, 不再是 1-bit 差分解调的判决门限 0。

在发送端对发送数据 a_k 进行差分编码, 即可以使得 $N(t)$ 的两项乘积等效于 $c_k \otimes c_{k-1}$ 。GMSK 的差分编码调制原理框图如图 9 所示。

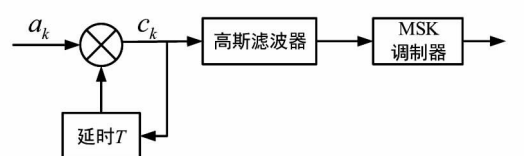


图 9 GMSK 差分编码调制原理

当限幅器输出为 1, $2\omega_c T = 2k\pi (k \in Z)$ 时, 假定直流分量 $M(t) = \gamma \geq 0$, 而 $N(t)$ 的值在 kT 时刻可正可负。若前一个码元与当前码元相同, $N(t) > 0$; 如果前一个码元与当前码元不同, 则 $N(t) < 0$ 。若 $y(kT) > \gamma$, 则表示解调器在第 k 个码元和第 $k-1$ 个码元输入信息所对应的差分编码码元不一样, 那么判定信息码(初始绝对码)为 1, 否则判定为 0。

经过以上分析得到了 GMSK 2-bit 差分解调的判决规则:

若 $y(kT) > \gamma$, 判决为 1;

若 $y(kT) < \gamma$, 判决为 0。

由以上分析可以看出, 1-bit 差分解调和 2-bit 差分解调共同的特点是均不需要相干载波的恢复, 解调结构比较简单; 不同在于 1-bit 差分解调是对每个码元进行处理, 不需要对初始数据进行差分编码, 而 2-bit 差分解调需要对初始输入码元差分编码, 并且最后的判决门限附加了一个直流分量, 并不是零。

2.2 基于 Viterbi 译码算法的差分相位解调

维特比在 1967 年提出了基于最大似然序列检测的 Viterbi 译码算法^[12]。Viterbi 译码是使整个信息比特序列译码的差错概率最小的最佳译码算法。Viterbi 算法的基本思路是对接收信息序列和状态网格图上所有的可能序列进行比较, 寻找与接收序列距离最小的路径作为译码输出。

由于 GMSK 固有的码间串扰, 使得直接判决的解调器的误码率性能较差。为了提高其误码率性能, 在差分解调的基础上, 可利用 Viterbi 算法对 GMSK 进行解调^[13]。基于 Viterbi 算法的差分相位解调原理框图如图 10 所示。

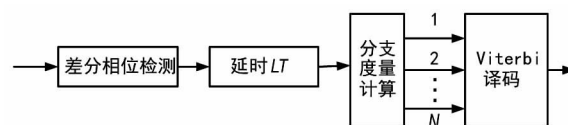


图 10 基于 Viterbi 算法的差分相位解调原理

以 1-bit 差分相位解调为例, 相位差分信号在第

k 个符号周期的采样点可以表示如下:

$$\Delta\theta(kT) = \theta(kT) - \theta(kT - T) = \pi \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \int_{kT-T}^{kT} g(\tau - iT) d\tau \quad (18)$$

假设高斯脉冲长 $2L+1$ 个符号周期,可以定义

$$\varphi_{k-i} = \pi \int_{kT-T}^{kT} g(\tau - iT) d\tau \quad (19)$$

差分相位表达式可以简化为:

$$\Delta\theta(kT) = \sum_{i=-L}^L a_{k-i} \varphi_i \quad (20)$$

对于给定 BT 参数的 GMSK 信号,由于其成形脉冲 $g(t)$ 已知,因此 φ_{k-i} 可以确定。定义状态 $S_k = (a_{k-L}, \dots, a_{k-1}, a_{k+1}, \dots, a_{k+L})$, 则差分相位 $\Delta\theta(kT)$ 可以由状态 S_k 和输入 a_k 决定。状态转移过程与卷积编码类似,因此可以利用 Viterbi 算法进行最大似然判决。

Viterbi 算法中,从状态 S_k 转移到 S_{k+1} 时,所有对应的分支度量可以定义为:

$$B_M(S_k, S_{k+1}) = ((\Delta\theta_{k-L} - P(S_k, S_{k+1})) \bmod 2\pi)^2, \quad (21)$$

式中, $P(S_k, S_{k+1})$ 表示理想条件下从状态 S_k 转移到 S_{k+1} 时的差分相位标准值,可以根据所有可能的输入序列通过下式计算得到:

$$P(S_k, S_{k+1}) = \sum_{i=-L}^L d_{k-L-i} \varphi_i \quad (22)$$

根据得到的分支度量和幸存路径度量,可以得到第 $k+1$ 个码元的总相位路径度量:

$$M(S_{k+1}) = M(S_k) + B_M(S_k, S_{k+1}) \quad (23)$$

按照总路径度量最小的原则,淘汰度量较大的路径,得到 GMSK 信号的最优相位路径,进而可以判决恢复出发送的信息序列。

2-bit 差分的 Viterbi 译码算法原理上与 1-bit 差分相位 Viterbi 译码算法基本一致,只是差分运算时时延变为 2 个符号周期。相位差分信号在第 k 个符号周期的采样点可以表示为:

$$\begin{aligned} \Delta\theta(kT) &= \theta(kT) - \theta(kT - 2T) = \\ &= \pi \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \int_{kT-2T}^{kT} g(\tau - iT) d\tau = \\ &= \pi \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{i-1} \int_{kT-T}^{kT} g(\tau - iT) d\tau + \\ &= \pi \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \int_{kT-T}^{kT} g(\tau - iT) d\tau = \\ &= \sum_{i=-L}^L (a_{k-i-1} + a_{k-i}) \varphi_i, \end{aligned} \quad (24)$$

可见,差分相位 $\Delta\theta(kT)$ 可以由 $(a_{k-L-1}, \dots, a_{k-1}, a_{k+1}, \dots, a_{k+L})$ 和输入 a_k 决定,一个

符号周期内状态数变为 2^{2L+1} 个,每个码元间隔结束时需要计算的分支度量为 2^{2L+2} 个,比 1-bit 差分 Viterbi 译码增加了一倍,同时解调性能得到改善。

2.3 最大似然块检测

假设 GMSK 调制信号成形脉冲约束长度为 L 个符号周期,则信号的相位在时间 t 可以表示为:

$$\theta(t, \mathbf{a}) = \phi(t, C_n) - \theta_n, \quad (25)$$

式中, $\phi(t, C_n)$ 和 θ_n 分别为:

$$\phi(t, C_n) = \pi \sum_{i=n-L+1}^n a_i q(t - iT), \quad (26)$$

$$\theta_n = \left(\frac{\pi}{2} \sum_{i=-\infty}^{n-L} a_i \right) \bmod 2\pi. \quad (27)$$

将 GMSK 信号相位表达式代入接收信号 $r(t)$ 关于参考信号 $s(t, \mathbf{a})$ 和初始相位 θ 的条件概率中,可得:

$$\begin{aligned} P(r(t) | s(t, \mathbf{a}), \theta) &= \\ &= F \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} |r(t) - s(t, \mathbf{a}) e^{j\theta}|^2 dt \right\} = \\ &= F e^{-\frac{NA^2T}{N_0}} \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{(n-N+1)T}^{(n+1)T} |r(t)|^2 dt \right\} \times \\ &\quad \exp \left\{ \frac{2A}{N_0} |\beta| \cos(\theta + \theta_{n-N+1} - \arg\beta) \right\}, \end{aligned} \quad (28)$$

式中, A 为参考信号幅度; N_0 为高斯白噪声功率谱密度。 β 定义为:

$$\begin{aligned} \beta &= \int_{(n-N+1)T}^{(n-N+2)T} r(t) \exp\{-j\phi(t, C_{n-N+1})\} dt + \\ &= e^{-j\frac{\pi}{2} \theta_{n-N+1}} \int_{(n-N+2)T}^{(n-N+3)T} r(t) \exp\{-j\phi(t, C_{n-N+2})\} dt + \\ &\quad \dots + e^{-j\frac{\pi}{2} \theta_{n-N+1}} \sum_{i=n-N+1}^{n-1} a_i \int_{iT}^{(n+1)T} r(t) \exp\{-j\phi(t, C_n)\} dt, \end{aligned} \quad (29)$$

式中, $C_n = (a_{n-L+1}, \dots, a_n)$ 。对似然函数关于初始相位取平均,消除未知变量的影响,可得

$$P(r(t) | s(t, \mathbf{a}), \theta) = F I_0 \left(\frac{2A}{N_0} |\beta| \right), \quad (30)$$

式中, F 为与参考信号无关的常量; $I_0(x)$ 为零阶修正贝塞尔函数,是自变量的增函数。因此,选择使似然函数最大的参考信号,就是选择发送符号序列,使得 $|\beta|$ 达到最大值。

定义向量 $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_{N+L-1})$, 向量中的元素从 $\{0, 1\}$ 中取值。对于输入信息序列 $\Delta = (\Delta_{i_1}, \Delta_{i_2}, \dots, \Delta_{i_{N+L-1}})$, 计算 $\beta_i = \sum_{k=1}^N \Gamma_{I_k, n-N+k} D_k$ 。其中, 向量 $\mathbf{I}_k = (i_k, \dots, i_{k+L-1})$; $\Gamma_{I_k, j}$ 定义为:

$$\begin{aligned} \Gamma_{I_k, j} &= \int_{jT}^{(j+1)T} r(t) \cdot \\ &\quad \exp \left\{ -j\pi \sum_{m=0}^{L-1} \Delta_{i_k+m} q(t - (j+m-L-1)T) \right\} dt. \end{aligned} \quad (31)$$

参数 D_k 可以通过下式递归运算得到:

$$D_1 = 1; D_{k+1} = D_k e^{-j\frac{\pi}{2}\Delta_{ik}}, \quad k = 1, 2, \dots, N-1. \quad (32)$$

当存在一组 $\mathbf{i}^* = (i_1^*, i_2^*, \dots, i_{N+L-1}^*)$ 使 $|\beta_i|$ 达到最大时, 可以选择 \mathbf{i}^* 作为解调器输出。为了提高符号判决的可靠性, 也可以选择中间的符号作为解调器输出。取 $N+L-1 = 2k+1$ 为奇数, 则可以选择 $a_{n-k} = \Delta_{i_{k+1}^*}$ 作为判决结果。根据判决统计量的表达式, 可以得到最大似然块检测的原理框图, 如图 11 所示。

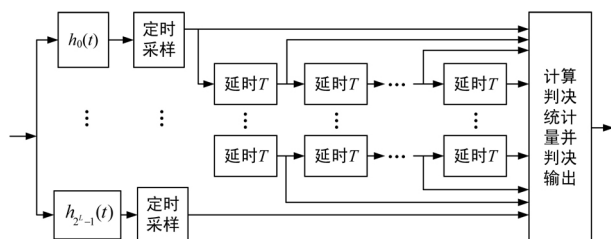


图 11 最大似然块检测原理

3 仿真实现及结果分析

建立 GMSK 调制解调系统模型, 仿真分析 3 类非相干解调方案的性能。发送端采用 BT 值为 0.5 或 0.7 的 GMSK 调制方式; 接收端分别采用 1-bit 差分相位、2-bit 差分相位、基于 Viterbi 算法的 1-bit 差分相位、基于 Viterbi 算法的 2-bit 差分相位和最大似然块检测 5 种非相干解调方法, 最大似然块检测算法中的观测符号数 N 设定为 4。

BT 值为 0.5 时 5 种非相干解调方案的误码性能如图 12 所示。

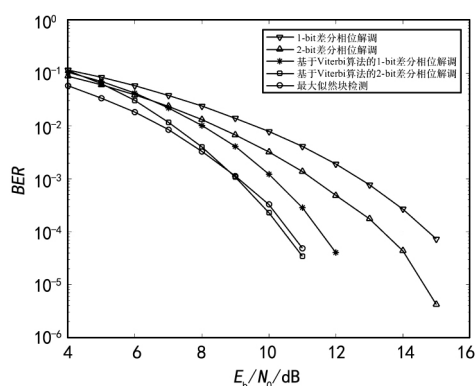


图 12 非相干解调方案误码性能

由图 12 可知, 差分相位解调方案的性能相对较差, 1-bit 差分相位解调性能最差。基于 Viterbi 算法的差分相位解调方案通过增加 Viterbi 译码, 能够获得相比差分相位解调更优异的性能。最大似然块检

测方案的误码性能与基于 Viterbi 算法的 2-bit 差分相位解调相近, 并且在低信噪比条件下性能稍好。

BT 值为 0.7 时 5 种非相干解调方案的误码性能如图 13 所示。图 13 中结果显示, 5 种非相干解调方案的误码性能与 BT 值为 0.5 时的规律基本一致。GMSK 调制参数 BT 值变为 0.7 时, 最大似然块检测方案的性能优于基于 Viterbi 算法的 2-bit 差分相位解调。

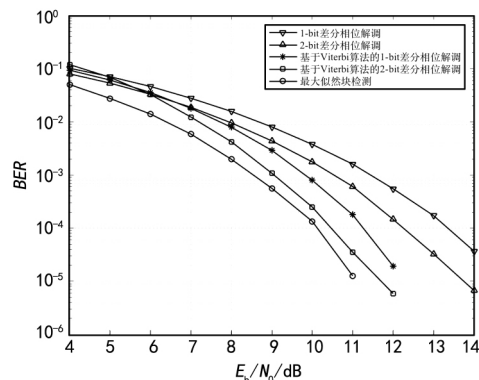


图 13 非相干解调误码方案性能

4 结束语

本文介绍了 GMSK 调制的基本原理以及 1-bit 差分相位解调、2-bit 差分相位解调、基于 Viterbi 译码算法的差分相位解调、最大似然块检测 4 种非相干解调方法, 并从频谱效率、包络特性、解调性能几个方面进行仿真实验, 分析的结果可以为根据通信实际需求在方案选择时提供参考。例如, 在高速跳频卫星通信中, 受限于卫星信道和跳频通信的特点, 调制方式应该具有恒包络特性并支持非相干解调, 而 GMSK 不仅满足这 2 个条件, 在频谱效率方面相比其他的调制方式更具有优势。

参考文献

- [1] SIMON M. A Generalization of Minimum - Shift-Keying (MSK) -Type Signaling Based Upon Input Data Symbol Pulse Shaping [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 24(8) : 845-856.
- [2] 朱磊. 突发 GMSK 信号分析与解调技术的研究与实现 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2013.
- [3] MUROTA K, HIRADE K. GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony [J]. IEEE Transactions on Communications, 1981, 29(7) : 1044-1050.
- [4] 漆钢. 小 BT 参数突发 GMSK 信号解调技术研究 [D]. 绵阳: 中国工程物理研究院, 2013.

(下转第 82 页)

信号地、数字信号地、干扰性大信号地、敏感性小信号地分别单点相连,减小地线串扰。

③ 屏蔽。屏蔽是对 2 个部件空间区域之间进行金属的隔离,以控制电场、磁场和电磁波由一个区域对另一个区域的感应和辐射。产品结构件设计时,采用整个腔体工艺,各单元安装在各自腔体中。另外,收/发通道中射频信号线采用衰减常数小的 SFF 屏蔽同轴射频电缆,某些敏感器件采用单独屏蔽,增加抗电磁干扰能力。

④ 为了使预选器输入端在很强的电磁干扰下能继续良好地工作,免受强信号环境影响而造成其隔离度性能下降,甚至烧坏,应增加保护电路。

3 试验结果

在上述设计原理基础上研制的短波预/后选器,以短波高端频率 29 MHz 为例(频率越高,隔离度越差),4 个端口之间的隔离度测试结果如表 4 所示。

表 4 29 MHz 隔离度测试结果 (dB)

产品 序号	后选器工作				预选器工作			
	RF2 入	RF1 出	RF1 入	RF2 出	RF2 入	RF1 出	RF1 入	RF2 出
	端口	端口	端口	端口	端口	端口	端口	端口
1#	0	-69	0	-88	0	-69	0	-76
2#	0	-69	0	-80	0	-68	0	-77
3#	0	-71	0	-87	0	-71	0	-85
4#	0	-69	0	-86	0	-69	0	-76
5#	0	-69	0	-77	0	-69	0	-76

从表 4 可以看出,本文提出的短波预/后选器隔离度指标最低达到 68 dB,优于目前 40 dB 的要求,相比其他同类产品的隔离度指标提升近 20 dB,适应短波通讯设备高性能的发展需要。

4 结束语

短波预/后选器在应用中,引起短波跳频电台自激、烧坏其滤波单元等问题,严重影响到通信系统的性能和可靠性。本文针对这一问题,利用高隔离度 SPDT 开关、射频信号切换设计技巧、接地和收保护电路等多项技术,提出一种高隔离度的短波预/后选器设计方法。该隔离度技术具有电路简单、体积小和成本低等特点,对解决短波预/后选器中收/发通道隔离度差的问题具有实际意义。



参考文献

- [1] 李红,包真明,冯菊芬,等.一种短波预/后选器[P].中国.ZL 2014 1 0457936.7,2016-05-25.
- [2] 解静.基于数字滤波器组的宽带数字阵列干扰技术[J].无线电通信技术,2014,40(5):6-8.
- [3] 王玉章,田殷.宽带小型化高隔离度 SPDT 开关的研制[J].现代电子技术,2011(2):154-156.
- [4] 庄永河,孟坚.数字调谐滤波器原理及方案[J].现代电子技术,2009(17):75-78.
- [5] 张建伟,展雪梅.FIR 数字滤波器的设计与实现[J].无线电工程,2010,40(6):54-56.
- [6] MASWSS0117.MACOM 公司射频开关数据手册[S].
- [7] HMC349MS8GE.Hittite 公司射频开关数据手册[S].
- [8] HMC241QS16.Hittite 公司射频开关数据手册[S].
- [9] 张振宇.1.6MHz~30MHz 电调滤波器的设计与实现[J].无线电工程,2016,46(8):61-64.
- [10] 张威,金宏兴.超短波电台电磁兼容设计[J].通信与广播电视,2005(1):17-21.

作者简介

李红女,(1967—),工程师。主要研究方向:滤波器件的研发设计。

(上接第 66 页)

- [5] 赵彦惠.基于相位累加实现 GMSK 调制的技术分析[J].无线电工程,2013,43(3):20-23.
- [6] 张骞,邵宝杭.一种基于软件无线电思想的 GMSK 调制设计[J].电子设计工程,2012,20(19):151-153.
- [7] 杨雪丽,郑碧月,朱广良.GMSK 调制信号的仿真[J].信息技术,2004,28(3):13-15.
- [8] 熊于菽.GMSK 调制解调技术研究[D].重庆:重庆大学,2007.
- [9] 丁兴文,朱智勇,李海涛.基于维特比算法的 GMSK 信号非相干解调技术研究[J].遥测遥控,2011,32(1):18-21.
- [10] 张梦瑶,张有志.一种 $\pi/4$ -DQPSK 和 GMSK 调制可变信号一体化解调技术[J].无线电工程,2015,45(2):

30-33.

- [11] 吴团锋.基于 2 比特差分的 GMSK 信号解调算法[J].军事通信技术,2002(1):36-41.
- [12] FORNEY G D J.The Viterbi Algorithm[J].Proceedings of the IEEE,1993,61(5):268-278.
- [13] 曾佐祺,李赞.基于 Viterbi 算法的 GMSK 信号解调性能分析与仿真[J].重庆邮电大学学报(自然科学版),2008,20(2):132-138.

作者简介

杨泽坤男,(1993—),硕士研究生。主要研究方向:信道编码、卫星通信。

晋东立男,(1963—),硕士生导师,研究员。主要研究方向:无线通信。