

# 一种新的 GMSK 正交调制信号产生方法

杨运甫<sup>1,2</sup>, 陶 然<sup>1</sup>, 王 越<sup>1</sup>

(1. 北京理工大学电子工程系, 北京 100081; 2 解放军炮兵学院二系, 安徽合肥 230031)

**摘 要:** 提出了一种称为直接分解法的 GMSK 正交调制信号产生方法. 将单个脉冲的高斯滤波器响应的积分相位轨迹分成暂态部分和稳态部分, 并详细分析了这两部分的组成规律. 暂态部分只与相邻的几个码元有关, 状态有限, 可制成表格, 可用存储器来实现. 稳态部分尽管与所有输入码元有关, 但其三角函数值为  $\pm 1$ , 只引起暂态部分的符号变化, 用简单的时序电路就可实现. 设计了能用 VLSI 实现的正交 GMSK 调制方案. 仿真实验结果证实这种方案可行, 波形正确, 频谱符合要求.

**关键词:** GMSK; 调制; 暂态相位; 稳态相位

**中图分类号:** TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 06 1095-04

## A New Method for Generating the Quadrature GMSK Signal

YANG Yun-fu<sup>1,2</sup>, TAO Ran<sup>1</sup>, WANG Yue<sup>1</sup>

(1. Dept. of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. Dept. 2 Artillery Academy of PLA, Hefei, Anhui 230031, China)

**Abstract:** A new method for generating the quadrature GMSK signal, called Direct Decomposing Modulation Phase (DDMP), is presented. The integrated phases of the Gaussian filtered pulse response are turned into two parts: the transient part and the stable part, and the construction of the two parts are analyzed in detail. The transient part is relative only to several near input data bits, its states being finite, which means the transient part can be made into a table to be stored into a EPROM. Although the stable part is relative to the history of all the input data, the triangle function values of it are  $\pm 1$ , which only cause the sign of the transient part changing. A realization scheme for generation of FQ GMSK signal is designed. The simulating results validate the method, and the wave and the spectrum of the GMSK signal can be measured up to the GSM standard.

**Key words:** GMSK; modulation; transient phase; stable phase

### 1 引言

GMSK 高斯滤波最小移频键控 (Gaussian Filtered Minimum Shift Keying) 是一种非线性调制方式, 相位平滑、频谱特性好、带外辐射小, 是 GSM 标准<sup>[1]</sup> 规定的调制方式, 并广泛用在 CDMA<sup>[2]</sup>、卫星通信<sup>[3]</sup>、数字电视<sup>[4]</sup>、软件无线电<sup>[5]</sup> 等许多方面, 国内亦有较多的文献论述这种调制<sup>[11-17]</sup>. GMSK 主要有三种调制类型: 正交调制<sup>[7,11]</sup>、锁相环调制<sup>[8]</sup> 和间接调制<sup>[9]</sup>. 文[6]中第一个提出 GMSK 调制概念. 文[10]中提出了用查表法来实现 GMSK 相位轨迹的产生. 将 GMSK 的频率轨迹分成 8 种类型, 然后对 8 种频率轨迹积分得到 8 种相位轨迹, 再将 8 种相位轨迹对应的三角函数值制成表格存储在 ROM 中. 这是一种间接分解方法. 在正交 GMSK 调制中, 本文提出一种新的 GMSK 调制信号的产生方法——直接分解法. 提出了一种直接将高斯滤波器脉冲响应的积分相位分成暂态和稳态两部分的新思路, 并对这两部分的规律进行了详细分析, 得出了由全部输入码元引起的相位之和的三角函数变化规律. 然后根据分析结果, 设计出了能用 VLSI 实现的正交 GMSK 调制方

案. 暂态部分相位虽是变化的, 但只持续三个符号间隔, 最后的累加相位只与三个相邻的输入数据有关, 表格制作关系固定. 而稳态部分是不变的, 为固定的  $\pi/2$ . 由于每个码元都有个固定部分的相位, 所以累加相位与所有输入码元都有关, 不过累加相位的正余弦的变化规律是其三角函数值为  $\pm 1$ , 只引起暂态部分的符号变化, 用简单的时序电路就可实现. 因此, 用本方法来实现 GMSK 调制, 原理清晰, 设计简单. 本方法还可用于基于 GSM 的无源雷达的信号分析和性能估计等方面.

### 2 GMSK 调制基本原理

GSM 中的调制是  $B_b T_b = 0.3$  的 GMSK,  $B_b$  为滤波器带宽,  $T_b$  为输入码元宽度. 调制信号  $y(t)$  和调制相位  $\varphi(t)$  为

$$y(t) = \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \phi_0] = I(t) \cdot \cos \omega_0 t - Q(t) \cdot \sin \omega_0 t$$

$$I(t) = \cos[\varphi(t) + \phi_0]$$

$$Q(t) = \sin[\varphi(t) + \phi_0] \quad (1)$$

$$\varphi(t) = \frac{\pi}{2} \sum_{n=0}^{N-1} b_n \int_{-\infty}^{t-nT_b} g(\tau - nT_b) d\tau$$

式中  $N$  为输入数据的比特数.  $g(t)$  为单个矩形脉冲输入

收稿日期: 2004-07-12; 修回日期: 2004-11-28

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(No. 60232010)、高校青年教师奖资助项目

时的滤波器输出,  $\phi_0$  为初始随机相位, 在一个突发期间为常量,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $f_0$  为载波的中心频率.  $d_n$  为输入码元,  $a_n$  为  $d_n$  的差分编码,  $b_n$  为  $a_n$  的不归零编码,  $d_n \in \{0, 1\}$ ,  $b_n \in \{1, -1\}$ .  $I(t)$ ,  $Q(t)$  为  $y(t)$  的正交调制分量.

### 3 GMSK 调制相位的直接合成法

实现 GMSK 正交调制的关键是求出相位  $\varphi(t)$ , 并计算出  $I(t)$ ,  $Q(t)$ . 现将式(1)中的  $\varphi(t)$  改写如下:

$$\varphi(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \varphi_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n \Phi_0(t - nT_b) \quad (2)$$

这表明  $N$  个码元所引起的总相位  $\varphi(t)$  为  $N$  个码元分别产生的相位  $\varphi_n(t)$  之和,  $n$  为输入码元序号. 若单个脉冲引起的相位为  $\Phi_0(t)$ , 则第一个码元引起的相位为  $b_0 \Phi_0(t)$ , 其它码元引起的相位为  $b_n \Phi_0(t - nT_b)$ .

用一单片计算机不难实现式(2), 再通过近似计算可得三角函数值, 最后经混频等过程得到 GMSK 调制信号. 但是用 VLSI 实现时, 由于所需的存储器容量非常大, 无法直接实现.

### 4 直接分解法

单个脉冲的滤波器响应及积分相位轨迹如图 1.

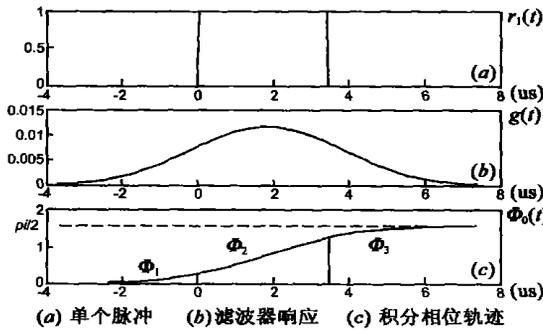


图 1 单个脉冲的滤波器响应及积分相位轨迹

图 1(b) 中的曲线为单个脉冲的高斯滤波器响应, 其持续期为 3 个码元间隔, 相应地其积分过程也只持续三个码元间隔, 经过三个码元的时间积分后, 相位不再增加, 维持在  $\pi/2$  这条水平线, 并且不超过  $\pi/2$ . 因此可以将  $\Phi_0(t)$  用分段函数表达如下:

$$\Phi_0(t) = \begin{cases} 0, & t < -T_b \\ \Phi_x(t), & t \in [-T_b, 2T_b) \\ \Phi_s(t) = \pi/2, & t \geq 2T_b \end{cases} \quad (3)$$

式(3)将单个脉冲的相位轨迹分成两个部分: 暂态部分  $\Phi_x(t)$  和稳态部分  $\Phi_s(t) = \pi/2$ . 再将暂态部分  $\Phi_x(t)$  分成三段, 时间间隔为  $T_b$ , 分段情况见图 1(c), 即

$$\Phi_x(t) = \begin{cases} \Phi_1, & t \in [-T_b, 0) \\ \Phi_2, & t \in [0, T_b) \\ \Phi_3, & t \in [T_b, 2T_b) \end{cases} \quad (4)$$

于是, 按时间顺序(以码元宽度  $T_b$  为间隔), 可以写出  $\Phi_x(t) = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3$ . 单个脉冲引起的相位为  $\Phi_0(t) = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 + \pi/2 + \dots$ , 第  $n$  个比特的相位  $\varphi_n$  为

$$\varphi_n = b_{n-2} \Phi_3 + b_{n-1} \Phi_2 + b_n \Phi_1 + \sum_{i=0}^{n-3} b_i \cdot \frac{\pi}{2} \quad (5)$$

当  $n \geq 3$  时

$$\cos \varphi(t) = \cos(\phi_n + B_n) = \cos \phi_n \cos B_n - \sin \phi_n \sin B_n \quad (6)$$

其中  $\phi_n = b_{n-2} \Phi_3 + b_{n-1} \Phi_2 + b_n \Phi_1$ ,  $B_n = \sum_{i=0}^{n-3} b_i \cdot \frac{\pi}{2}$ .  $B_n$  的三角函数计算如下:

$$n = 3, \cos \left[ b_0 \cdot \frac{\pi}{2} \right] = 0, \sin \left[ b_0 \cdot \frac{\pi}{2} \right] = b_0, b_n = \{1, -1\}, n \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$$

$$n = 4, \cos \left[ (b_0 + b_1) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = -b_0 b_1, \sin \left[ (b_0 + b_1) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = 0$$

$$n = 5, \cos \left[ (b_0 + b_1 + b_2) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = 0,$$

$$\sin \left[ (b_0 + b_1 + b_2) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = -b_0 b_1 b_2$$

$$n = 6, \cos \left[ (b_0 + b_1 + b_2 + b_3) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = b_0 b_1 b_2 b_3,$$

$$\sin \left[ (b_0 + b_1 + b_2 + b_3) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = 0$$

$$n = 7, \cos \left[ (b_0 + b_1 + b_2 + b_3 + b_4) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = 0,$$

$$\sin \left[ (b_0 + b_1 + b_2 + b_3 + b_4) \cdot \frac{\pi}{2} \right] = b_0 b_1 b_2 b_3 b_4$$

因此, 可推得  $B_n$  的三角函数值有如下规律:

$$S_{cn} = \cos B_n = \begin{cases} 0, & n \text{ 为奇数} \\ (-1)^{L_{n/2}+1} \prod_{j=0}^{n-3} b_j, & n \text{ 为偶数, } n > 2 \end{cases} \quad (7)$$

$$S_{sn} = \sin B_n = \begin{cases} (-1)^{L_{n/2}+1} \prod_{j=0}^{n-3} b_j, & n \text{ 为奇数} \\ 0, & n \text{ 为偶数, } n > 2 \end{cases} \quad (8)$$

式中  $L \cdot j$  符号为取整运算. 当  $n = 0, 1, 2$  时, 如果假定  $b_{-2}$ ,  $b_{-1}$  和  $b_{-3}$  存在,  $n = 0$  以前的输入数据为 0, 则式(7)、(8)仍然成立. 将式(7)、(8)代入式(6)可得到

$$\cos \varphi(t) = S_{cn} \cos \phi_n - S_{sn} \sin \phi_n \quad (9)$$

同时有  $\sin \varphi(t) = S_{cn} \sin \phi_n - S_{sn} \cos \phi_n \quad (10)$

令  $S_n = (-1)^{L_{n/2}+1} \prod_{j=0}^{n-3} b_j$ , 则由式(7)~(10)得

$$I(t) = \cos \varphi(t) = \begin{cases} -S_n \cdot \sin \phi_n, & n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots \\ S_n \cdot \cos \phi_n, & n = 0, 2, 4, 6, 8, 10, \dots \end{cases} \quad (11)$$

$$Q(t) = \sin \varphi(t) = \begin{cases} S_n \cdot \cos \phi_n, & n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots \\ S_n \cdot \sin \phi_n, & n = 0, 2, 4, 6, 8, 10, \dots \end{cases} \quad (12)$$

根据式(11)、(12), 只需建立  $\cos \phi_n$  与  $\sin \phi_n$  的表格, 就可得到  $I(t)$  与  $Q(t)$ . 式(11)、(12)可写成:

$$I_n(t) = S_n \cdot SC_n, SC_n = \begin{cases} -\sin \phi_n \cdot \overline{\alpha_n} = [S_s |\sin \phi_n|] \cdot \overline{\alpha_n} \\ \cos \phi_n \cdot \overline{\alpha_n} = [S_c |\cos \phi_n|] \cdot \overline{\alpha_n} \end{cases}$$

$$\overline{\alpha_n} = \begin{cases} L, & n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots \\ H, & n = 0, 2, 4, 6, 8, 10, \dots \end{cases} \quad (13)$$

$$Q_n(t) = S_n \cdot SS_n, SS_n = \begin{cases} \cos \phi_n \cdot \overline{\alpha_n} = [S_c |\cos \phi_n|] \cdot \overline{\alpha_n} \\ \sin \phi_n \cdot \overline{\alpha_n} = [S_s |\sin \phi_n|] \cdot \overline{\alpha_n} \end{cases} \quad (14)$$

其中  $[S_c |\cos \phi_n|]$  和  $[S_s |\sin \phi_n|]$  表示  $\cos \phi_n$  和  $\sin \phi_n$  在 EPROM 中是以原码形式存储的,  $S_c$  和  $S_s$  分别是  $\cos \phi_n$  和  $\sin \phi_n$  的符号位, 且 0 表示是正号, 1 表示是负号,  $\overline{S_s}$  是  $S_s$  的反符号

号.  $\overline{oe}$  则是选择信号, 作为数据选择器 Mux 的控制信号. 当  $n$  为奇数时,  $SC_n = \lceil S_c \rceil \sin \phi_n \rceil$  且  $SS_n = \lceil S_c \rceil \cos \phi_n \rceil$ . 当  $n$  为偶数时,  $SC_n = \lceil S_c \rceil \cos \phi_n \rceil$  且  $SS_n = \lceil S_s \rceil \sin \phi_n \rceil$ .

通过以上分析, 可将单个脉冲的相位轨迹分成暂态部分和稳态部分, 并将暂态部分分成三段后, 由输入码元引起的总相位  $\varphi(t)$  也分成暂态部分和稳态部分, 其暂态部分只与相邻三个码元有关, 状态有限, 而稳态部分与输入码元的全部历史有关, 但其三角函数值有很简单的规律, 只影响暂态部分的三角函数值的符号. 因此可以将相位  $\varphi(t)$  的暂态部分编成表格, 计算出其三角函数值, 存在存储器中, 存储器的高位地址由相邻三个码元决定, 低位地址由采样脉冲计数得到, 而稳态部分

引起的符号变化可用简单的门电路加上不太复杂的时序就可实现, 表格的制作方法见表 1. 与表 1 相对应, 图 2 为 8 段合成相位轨迹图. 如果采样率为每比特 64 点, 则需要的存储容量为  $2 \times 8 \times 64 = 1024$  (字节). 另外, 从表

1 和图 2 都可发现, 相位轨迹  $\phi_7, \phi_6, \phi_5, \phi_4$  分别与相位轨迹  $\phi_0, \phi_1, \phi_2, \phi_3$  正好极性相反. 如利用这一点, 则可节约一半的存储单元.

表 1  $\phi_n$  的三角函数表

			Bank 0		Bank 1	
	$a_n$	$b_n$	$\phi_n$	$\cos \phi_n$	$\sin \phi_n$	
0( $\phi_0$ )	000	111	$\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3$	$\lceil S_c \rceil \cos \phi_0 \rceil$	$\lceil S_s \rceil \sin \phi_0 \rceil$	
1( $\phi_1$ )	001	11-1	$\Phi_1 + \Phi_2 - \Phi_3$			
2( $\phi_2$ )	010	1-11	$\Phi_1 - \Phi_2 + \Phi_3$			
3( $\phi_3$ )	011	1--11	$\Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_3$			
4( $\phi_4$ )	100	-111	$-\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3$			
5( $\phi_5$ )	101	-11-1	$-\Phi_1 + \Phi_2 - \Phi_3$			
6( $\phi_6$ )	110	-1-11	$-\Phi_1 - \Phi_2 + \Phi_3$			
7( $\phi_7$ )	111	-1--11	$-\Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_3$	$\lceil S_c \rceil \cos \phi_7 \rceil$	$\lceil S_s \rceil \sin \phi_7 \rceil$	

另外, 可以证明

$$\prod_{j=0}^n b_j = 1 - 2d_n \quad (15)$$

式(15)意味着  $\prod_{j=0}^n b_j$  与  $d_n$  的不归零编码相等. 于是,

$$\prod_{j=0}^{n-3} b_j = 1 - 2d_{n-3}$$

$$S_n = C_n \cdot (1 - 2d_{n-3}) = (-1)^{L_{n/2} + 1} (1 - 2d_{n-3}), n \geq 0 \quad (16)$$

最后一步是将  $SC_n$  或  $SS_n$  的符号位与  $S_n$  进行逻辑 OR 操作即得到最终的  $I_n(t)$  或  $Q_n(t)$  的符号位.

### 5 实现方案

根据以上分析, 可以得到 GMSK 调制相位三角函数计算

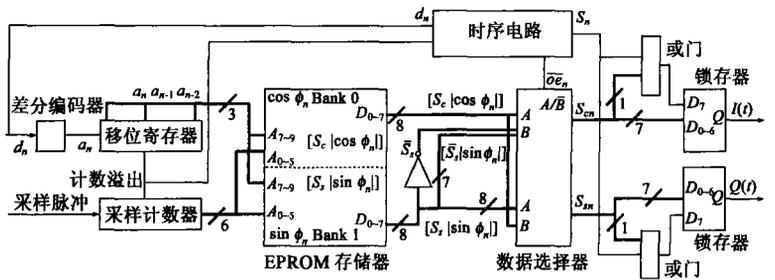


图 3 GMSK 调制相位三角函数计算电路原理框图

电路原理框图如 3. 在图 3 中, 输入数据  $d_n$  首先被送入差分编码器,  $d_n$  的差分编码  $a_n$  被送入移位寄存器. 移位寄存器的输出作为存储器 EPROM 的高位地址, 存储器的高位地址来自采样计数器的计数值. 存储器的存储内容安排见表 1, 包括第 0 块第 1 块, 分别对应暂态部分的余弦和正弦三角函数, 以原码格式存放. 存储器的输出分别送到两组数据选择器, 完成式(13), (14)中的  $SC_n$  或  $SS_n$  的选择. 时序电路部分完成式(16)的计算. 最终再通过或门将  $SC_n$  及  $SS_n$  的符号位与  $S_n$  相或便可得到  $I_n(t)$  及  $Q_n(t)$  的符号位.

### 6 实验结果

图 4 为仿真实验结果. 图 4(a) 为训练序列码 & 29F629FH 所对应的用直接合成法与直接分解法所得到的基带波形, 两种方法的波形完全相同. 图 4(b) 是一个正常突发的 PSD(功率谱密度), 满足 GSM 标准的要求.

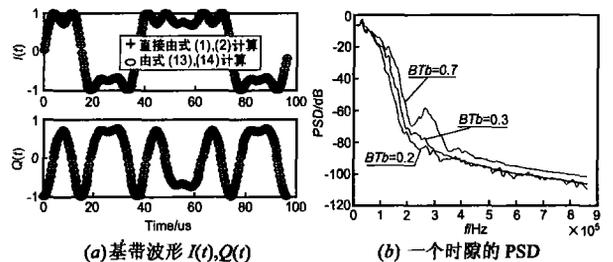


图 4 基带波形和频谱

### 7 结论

GMSK 调制是一种非线性调制, 且有积分环节, 比较复杂. 高斯非线性调制引起相位轨迹存在暂态部分, 积分环节使得相位不但与当前码元有关, 而且与全部码元历史有关. 本文将 GMSK 相位分成暂态部分和稳态部分来分析, 得出的结论是, 相位的暂态部分只与相邻的几个码元有关, 状态有限, 由积分所引起的稳态部分尽管与所有输入码元有关, 但其三角函数值为 1 或 -1, 只引起暂态部分的符号变化. 因此, 暂态部分可制成表格, 可用存储器实现, 稳态部分只用少量的集成电路就可实现, 整个 GMSK 相位产生部分可用 VLSI 制作. 最后给出了仿真实验结果, 结果证实方案可行, 波形正确, 频谱符合要求.

参考文献:

[1] ETSI GSM 05. 04- 1997, Digital cellular telecommunications system: Modulation[S].

- [ 2 ] Guerais M, Colmines S, et al. A 18 mW triple 2 GHz CMOS PLL for 3G mobile systems with  $-113$  dBc/Hz GSM in band phase noise and dual port GMSK modulation [ A ]. Radio Frequency Integrated Circuits ( RFIC ) Symposium, 2003 IEEE [ C ]. Philadelphia, USA: IEEE, June 2003. 185– 188.
- [ 3 ] Sebesta J, Kasai M. Fast GMSK modulation in DSP [ A ]. Applied Electromagnetics and Communications, 2003. ICECom 2003. 17th International Conference on [ C ]. Dubrovnik, Croatia: IEEE, Oct. 2003. 120– 122.
- [ 4 ] Heiner C. Efficient and simple hardware realization for broadband GMSK-modulators using PLD technology to enable MPEG2 transmissions in a standard TV-channel [ A ]. Devices, Circuits and Systems, 2000. Proceedings of the 2000 Third IEEE International Caracas Conference on [ C ]. Cancun, Mexico: IEEE, 2000. T95/ 1– T95/ 4.
- [ 5 ] Ghazel A, Zhili M, Youssef N. Optimized DSP implementation of GMSK software modem for GSM transceiver [ A ], VTC Proc, 2000, IEEE 51st [ C ]. Tokyo, Japan: IEEE, 2000, 3. 2573– 2577.
- [ 6 ] Murota K, Hirade K. GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony [ J ]. IEEE Trans on Comm, 1981, 29( 7 ): 1044– 1050.
- [ 7 ] 郭梯云, 杨家玮, 李建东. 数字移动通信 [ M ]. 北京: 人民邮电出版社, 2001. 139– 146.
- [ 8 ] Jones A E, Gardiner J G. Generation of GMSK using direct digital synthesis [ A ]. Implementations of Novel Hardware for Radio Systems IEE Colloquium on [ C ]. London: IEE, May, 1992. 1– 9.
- [ 9 ] Bax W T, Copeland, M A. A GMSK modulator using a  $\Delta\Sigma$  frequency discriminator based synthesizer [ J ]. Solid State Circuits, IEEE Journal of, 2001, 36( 8 ): 1218– 1227.
- [ 10 ] Lutz A, Hendrickson A. Efficient implementation of an FQ GMSK modulator [ J ]. Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on, 1996, 43( 1 ): 14– 23.
- [ 11 ] 王士林, 等. 现代数字调制技术 [ M ]. 北京: 人民邮电出版社, 1987. 585– 589.
- [ 12 ] 彭伟军, 宋文涛, 罗汉文. GMSK 在跳频通信中的应用及其性能分析 [ J ]. 通信学报, 2000, ( 11 ): 41– 47.
- [ 13 ] 秦冠峰, 周世东, 肖立民, 姚彦. 消除 GMSK 信号符号间串扰的迭代译码技术 [ J ]. 电子学报, 1999, ( 11A ): 76– 79.
- [ 14 ] 庞沁华, 李卫东, 黄宇红. 数字移动通信高斯最小移频键控调制器 [ J ]. 北京邮电大学学报, 1994, 17( 4 ): 20– 25.
- [ 15 ] 罗来源, 肖先赐. 基于线性近似的 GMSK 信号调制 [ J ]. 信号处理, 2002, 18( 4 ): 363– 365.
- [ 16 ] 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.
- [ 17 ] 曾宪伟, 张荫, 陆生礼. 一种 GMSK 解调方案的研究与实现 [ J ]. 电子器件, 2002, 25( 4 ): 397– 401.

## 作者简介:



杨运甫 男, 1963 年生于安徽太湖, 1983 年和 2002 年分别在西安电子科技大学信息处理专业和安徽大学通信专业获学士与硕士学位, 现为解放军炮兵学院副教授, 北京理工大学在读博士生, 研究方向为雷达极化信息处理和通信信号处理. E-mail: yangyunfu63@sina.com.cn.



陶 然 男, 1964 年生于安徽南陵, 1985 年于解放军电子工程学院获学士学位, 1990 年、1993 年于哈尔滨工业大学获得硕士、博士学位, 后在北京理工大学做博士后并留校任教, 2001 年 3 月– 2002 年 4 月在 The University of Michigan at Ann Arbor 任访问教授一年, 现任北京理工大学电子工程系副主任、信息安全与对抗中心主任、教授、博士生导师, 研究方向为新型探测理论与技术、宽带无线移动通信理论及应用、信息安全与对抗, 2000 年获第二届教育部“高校青年教师奖”, 2003 年获第七届“中国兵工青年科技奖”, 另获部级二等奖 2 项, 部级三等奖 4 项, 已发表论文 100 余篇, 被三大检索收录 90 余篇. 出版著作 4 部, 兼任中国电子学会青年工作委员会副主任、无线电定位技术分会委员、中国雷达行业协会副理事长、《兵工学报》常务编委、《雷达科学技术》编委、总装综合电子战专家组特邀专家、国家科学技术奖评审专家、北京市科学技术奖评委、国家科学技术学术著作出版基金评审专家、国家自然科学基金委评审专家、教育部留学回国人员科研启动基金评审专家.



王 越 男, 江苏丹阳人, 教授, 北京理工大学名誉校长, 兼任国务院学位委员会学科评议组召集人, 中国兵工学会副理事长, 国防科工委专家咨询委员会委员, 863 计划国家安全领域专家组顾问, 总装备部科技委顾问, 信息类研究生教育委员会主任, 《中国科学》、《科学通报》、《兵工学报》编委, 曾任中国兵器工业第二〇六研究所所长、北京理工大学校长, 长期从事火控雷达系统、信息对抗技术的科学研究工作, 曾担任过许多大型火控雷达系统的总设计师和行政指挥, 研究成果丰硕, 获全国科学大会奖、机电部科技进步特等奖、国家科技进步一等奖、国家发明四等奖、国防科学技术科技进步一等奖、光华基金一等奖、高等教育国家级教学成果一等奖、何梁何利基金科学与技术进步奖, 曾被授予兵器工业功勋奖、全国教育系统劳动模范, 1991 年当选中国科学院院士, 1994 年当选中国工程院院士.