

文章编号: 1672-2892(2010)03-0308-05

## 基于 DSP 的 FQPSK/CEFQPSK 调制器实现

刘鹏, 黄健

(安徽省电子制约技术重点实验室, 安徽 合肥 230037)

**摘要:** 首先介绍了适用于深空通信的费赫尔正交移相键控(FQPSK)调制技术。为了改善其包络起伏特性, 又介绍了一种严格的恒包络调制技术——恒包络正交移相键控(CEFQPSK), 它不但保持了 FQPSK 较高的带宽效率、无干扰和抖动的优点, 而且实现了严格的恒包络, 能够将发射机射频功率放大器效率发挥到最大。最后采用了一系列简化运算的处理方法, 在 TI 公司的 DSP 中实现了这 2 种调制, 达到信号高速输出的目的。

**关键词:** 深空通信; 费赫尔正交移相键控; 恒包络正交移相键控; 数字信号处理器

**中图分类号:** TN761.8

**文献标识码:** A

## DSP implementation of FQPSK/CEFQPSK modulator

LIU Peng, HUANG Jian

(Key Laboratory of Electronic Restriction of Anhui, Hefei Anhui 230037, China)

**Abstract:** Feher patented Quadrature Phase Shift Keying(FQPSK), which is suitable for deep space communication, is introduced at first. In order to improve its envelope fluctuation, a modified FQPSK modulation—Constant Envelope FQPSK(CEFQPSK) that has an absolutely constant envelope is presented. This modulation method not only keeps the high bandwidth efficiency, Interference and Jitter Free(IJF) features of FQPSK, but also improves the power efficiency of the radio frequency amplifiers to the utmost. In order to generate signal at high speed and real-time, several optimized technologies are adopted and these two modulation technologies are implemented by using DSP of TI.

**Key words:** deep-space communication; Feher patented Quadrature Phase Shift Keying; Constant Envelope FQPSK; Digital Signal Processor

进入 21 世纪以来, 随着人类探索外太空活动的深入, 深空探测正逐步成为航天活动的新热点。深空通信是深空探测中不可或缺的一部分, 它指的是在超过百万公里的距离上通信。在这样远的距离上通信, 信号的调制样式必须满足十分苛刻的条件。首先, 它必须是恒包络调制, 这样, 发射机的射频放大器就能工作在接近饱和区, 在提高发射功率的同时不会由于放大器的非线性而引起过多的频谱扩散; 其次, 它必须具有高的带宽效率, 因为随着通信容量日益增加, 射频频谱变得越来越拥挤, 但频谱资源却是有限的<sup>[1]</sup>。

FQPSK 由于具有调制信号频带集中, 旁瓣滚降快, 包络恒定的特性, 特别适合于深空通信<sup>[2]</sup>, 这已被美国国防部, 美国国家航天局以及国际空间数据系统咨询委员会的研究所证明。然而, FQPSK 并不是严格的恒包络, 随着 A 值取值不同, FQPSK 信号有 0.18 dB~3 dB 的起伏, 为了改善它的包络起伏特性, 人们又提出了恒包络 FQPSK, 即 CEFQPSK。CEFQPSK 信号不但保持了 FQPSK 较高的带宽效率、无干扰和抖动的优点, 而且满足恒包络特性, 能将射频功率放大器的能力发挥到最佳。

### 1 FQPSK调制原理

最早的 FQPSK 调制是通过对经过串并转换后的调制信息进行无干扰和抖动(IJF)编码及逐半符号映射交叉相关运算实现的, 效率不高。1999 年, 美国喷气推进实验所(Jet Propulsion Laboratory, JPL)的 Marvin K Simon 提出了一种逐符号映射的互相关器, 它直接利用串并转换之后的序列, 逐符号映射产生互相关之后输出信号。逐符号映射的 FQPSK 调制原理如图 1 所示<sup>[3]</sup>。

逐符号映射的信号集定义如下<sup>[4-5]</sup>：

$$s_0(t) = A \quad -\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2};$$

$$s_1(t) = \begin{cases} A & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ 1 - (1-A) \cos^2 \frac{\pi t}{T_s} & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases};$$

$$s_2(t) = \begin{cases} 1 - (1-A) \cos^2 \frac{\pi t}{T_s} & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ A & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases};$$

$$s_3(t) = 1 - (1-A) \cos^2 \frac{\pi t}{T_s} \quad -\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2};$$

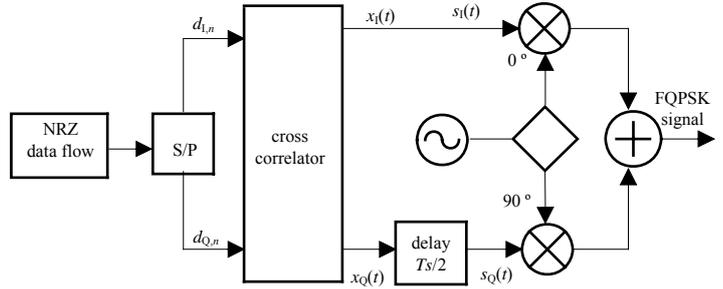


Fig.1 FQPSK modulator diagram  
图1 FQPSK 调制器原理图

$$s_4(t) = A \sin \frac{\pi t}{T_s} \quad -\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2};$$

$$s_5(t) = \begin{cases} A \sin \frac{\pi t}{T_s} & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ \sin \frac{\pi t}{T_s} & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases};$$

$$s_6(t) = \begin{cases} \sin \frac{\pi t}{T_s} & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ A \sin \frac{\pi t}{T_s} & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases};$$

$$s_7(t) = \sin \frac{\pi t}{T_s} \quad -\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2}; \quad s_8(t) = -s_0(t); \quad s_9(t) = -s_1(t); \quad s_{10}(t) = -s_2(t);$$

$$s_{11}(t) = -s_3(t); \quad s_{12}(t) = -s_4(t); \quad s_{13}(t) = -s_5(t); \quad s_{14}(t) = -s_6(t); \quad s_{15}(t) = -s_7(t)。$$

在第  $n$  个符号间隔期间，从映射信号集内选择的同相、正交基带波形  $x_1(t), x_Q(t)$  与输入的  $d_{1,n}, d_{Q,n}$  关系如表1和表2所示。

表1 I 通道基带波形映射关系

Table1 Baseband waveform mapping relationships for channel I

$\frac{d_{1n} - d_{1,n-1}}{2}$	$\frac{d_{Q,n-1} - d_{Q,n-2}}{2}$	$\frac{d_{Q,n} - d_{Q,n-1}}{2}$	$x_1(t)$
0	0	0	$d_{1,n}s_0(t-nT_s)$
0	0	1	$d_{1,n}s_1(t-nT_s)$
0	1	0	$d_{1,n}s_2(t-nT_s)$
0	1	1	$d_{1,n}s_3(t-nT_s)$
1	0	0	$d_{1,n}s_4(t-nT_s)$
1	0	1	$d_{1,n}s_5(t-nT_s)$
1	1	0	$d_{1,n}s_6(t-nT_s)$
1	1	1	$d_{1,n}s_7(t-nT_s)$

表2 Q 通道基带波形映射关系

Table2 Baseband waveform mapping relationships for channel Q

$\frac{d_{Q,n} - d_{Q,n-1}}{2}$	$\frac{d_{1,n} - d_{1,n-1}}{2}$	$\frac{d_{1,n+1} - d_{1,n}}{2}$	$x_Q(t)$
0	0	0	$d_{Q,n}s_0(t-nT_s)$
0	0	1	$d_{Q,n}s_1(t-nT_s)$
0	1	0	$d_{Q,n}s_2(t-nT_s)$
0	1	1	$d_{Q,n}s_3(t-nT_s)$
1	0	0	$d_{Q,n}s_4(t-nT_s)$
1	0	1	$d_{Q,n}s_5(t-nT_s)$
1	1	0	$d_{Q,n}s_6(t-nT_s)$
1	1	1	$d_{Q,n}s_7(t-nT_s)$

互相关器输出的正交通道信号  $x_Q(t)$  延时  $T_s/2$  后送入正交调制单元，它们的关系为：

$$s_1(t) = x_1(t), \quad (n-(1/2))T_s \leq t \leq (n+(1/2))T_s; \quad s_Q(t) = x_Q(t - T_s/2), \quad nT_s \leq t \leq (n+1)T_s。$$

映射信号集中的参数  $A$  取值范围是  $1/\sqrt{2} \leq A \leq 1$ ，它直接影响调制信号包络起伏程度。当  $A=1$  时的包络起伏达 3 dB，而当  $A=1/\sqrt{2}$  时信号包络起伏最小，为 0.18 dB。图 2 给出了当  $A=1/\sqrt{2}$  时的  $s_1(t)$  与  $s_0(t)$  波形以及包络起伏示意图。

### 2 恒包络调制——CEFQPSK

从图 2 看出，FQPSK 并不能做到完全的恒包络，这也正是 FQPSK 被称为“准恒包络调制”的原因。为了实现真正的恒包络，需要对互相关器的映射信号集做进一步的改进。

仔细分析图 2 中包络起伏位置，发现包络起伏是由于映射信号集中的  $1 - (1 - A) \cos^2 \pi t / T_s$  所引起的，这牵涉到映射信号集中的  $s_1(t), s_2(t), s_3(t)$  及其对应的负值  $s_9(t), s_{10}(t), s_{11}(t)$ 。而  $s_1(t), s_2(t)$  与  $s_3(t), s_0(t)$  之间存在如下关系：

$$s_1(t) = \begin{cases} s_0(t) & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ s_3(t) & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases}; \quad s_9(t) = -s_1(t); \quad s_2(t) = \begin{cases} s_3(t) & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ s_0(t) & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases}; \quad s_{10}(t) = -s_2(t)。$$

因此只需要精心选择合适的  $s_3(t)$  信号就能达到严格恒包络的目的。一种既能够实现恒包络调制又不影响调制信号频谱特性的信号  $s_3(t)$  为<sup>[6]</sup>：

$$s_3(t) = \sqrt{1 - A^2 \sin^2 \frac{2\pi(t + T_s/2)}{T_s}} - \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$$

将改进后的  $s_3(t)$  值代入到 FQPSK 映射信号集  $s_1(t), s_2(t), s_3(t)$  及其对应的负值  $s_9(t), s_{10}(t), s_{11}(t)$  中，就得到了 CEFQPSK 调制的互相关器映射信号集。图 3 给出的是当  $A=1/\sqrt{2}$  时 CEFQPSK 的  $s_1(t)$  与  $s_0(t)$  波形以及包络起伏示意图，从图中可以明显地看出 CEFQPSK 为恒包络调制。

为了比较 FQPSK 与 CEFQPSK 的频谱特性，利用 Matlab 中的信号频谱分析和滤波设计工具箱 sptool 观察二者的频谱如图 4 所示。由图看出，FQPSK 与 CEFQPSK 的频谱几乎是重合的，由此可以得出结论：CEFQPSK 在改善 FQPSK 包络起伏的同时保持了带宽效率高的优点。

### 3 FQPSK 与 CEFQPSK 信号的 DSP 实现

本设计采用 TI 公司的 TMS320C28335 数字信号处理器，它是一款浮点型 DSP，主频 150 MHz。然而，即使采用高速的 DSP，采用直接逐点计算的方法实现信号高速实时输出也是不现实的。因为分析信号映射集可以看出，其中存在着开根、平方、正余弦计算、浮点相乘等运算，而这些运算对于 DSP 而言是比较耗费计算时间的。

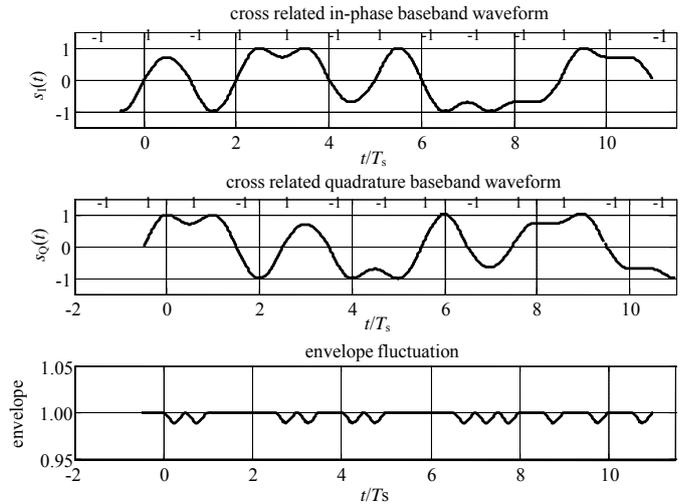


Fig.2 Waveform and envelope fluctuation in I/Q channel  
图 2  $s_1(t)$  与  $s_0(t)$  波形以及包络起伏示意图

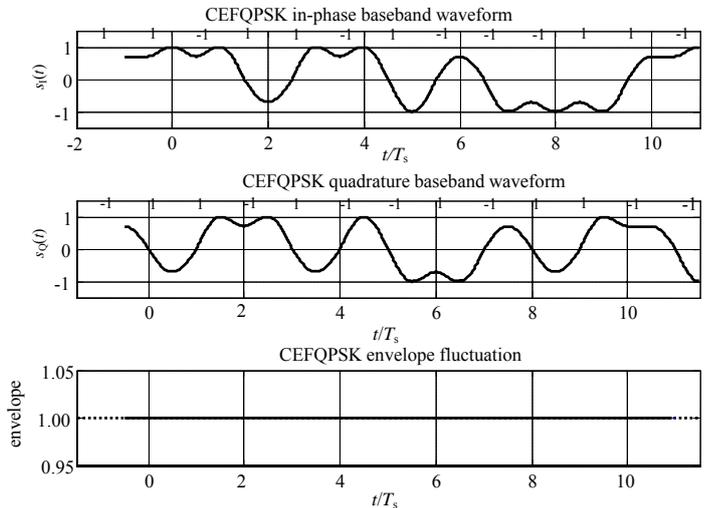


Fig.3 CEFQPSK I/Q channel waveform and envelope fluctuation  
图 3 CEFQPSK 的  $s_1(t)$  与  $s_0(t)$  波形以及包络起伏示意图

为了达到高速输出的目的,本次设计采用了存储波形的方法,即将互相关器的映射信号集离散化,制成表格存储在 DSP 中。这样 DSP 就只需要根据串并转换之后的数据流计算 I 通道与 Q 通道的波形索引值,然后根据索引值查找映射信号表就得到基带调制信号,避免了复杂的运算。前文中已经说明了映射信号集中  $s_0(t) \rightarrow s_3(t)$  之间存在着对称的关系,实际上  $s_4(t) \rightarrow s_7(t)$  之间也存在着同样的对称关系,即:

$$s_5(t) = \begin{cases} s_4(t) & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ s_7(t) & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases}; \quad s_{13}(t) = -s_5(t);$$

$$s_6(t) = \begin{cases} s_7(t) & -\frac{T_s}{2} \leq t \leq 0 \\ s_4(t) & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \end{cases}; \quad s_{14}(t) = -s_6(t)。$$

这样,实际上只需要存储  $s_0(t), s_3(t), s_4(t), s_7(t)$  这 4 种基本的波形即可,但是由于  $d_{1,n}$  或  $d_{Q,n}$  取 -1 时需要输出波形的负值,为了避免浮点数相乘从而进一步提高信号输出速率,需要将 4 种基本波形的负值也存储起来。

此外,前面的讨论中,输入的调制信息为 NRZ 序列,而实际的输入信息是用 0,1 二进制来表示的。当然可以在 DSP 中将二进制码流转换成 NRZ 序列,但是这样降低了 DSP 的效率,下面给出一种直接由二进制码流映射

互相关器输出波形的方法。令  $D_{1,n} = \frac{1-d_{1,n}}{2}, D_{Q,n} = \frac{1-d_{Q,n}}{2}$ , 则  $D_{1,n}$  与  $D_{Q,n}$  在集合  $\{0,1\}$  上取值。

定义:  $i = I_3 \times 2^3 + I_2 \times 2^2 + I_1 \times 2^1 + I_0 \times 2^0$ ;  $j = Q_3 \times 2^3 + Q_2 \times 2^2 + Q_1 \times 2^1 + Q_0 \times 2^0$ 。

其中  $I_0 = D_{Q,n} \oplus D_{Q,n-1}, I_1 = D_{Q,n-1} \oplus D_{Q,n-2}, I_2 = D_{1,n} \oplus D_{1,n-1}, I_3 = D_{1,n}; Q_0 = D_{1,n+1} \oplus D_{1,n}, Q_1 = D_{1,n} \oplus D_{1,n-1} = I_2, Q_2 = D_{Q,n} \oplus D_{Q,n-1} = I_0; Q_3 = D_{Q,n}。$

这样,在  $(n-(1/2))T_s \leq t \leq (n+(1/2))T_s$  内 I 通道输出的波形为  $s_1(t) = s_i(t)$ , 而在  $nT_s \leq t \leq (n+1)T_s$  内 Q 通道输出的波形为  $s_2(t) = s_j(t-T_s/2)$ 。

实际上,这里的异或运算完成的是表 1 与表 2 中的求绝对值运算,而  $i, j$  的取值就代表了表 1 与表 2 中不同行。 $i$  与  $j$  的值可通过异或后的值进行移位和按位或运算得到,不需要进行乘法运算。

图 5 为这种直接映射关系的 FQPSK/CEFQPSK 调制器实现方法。

本文中,映射信号表中存储的是  $A = 1/\sqrt{2}$ , 码元速率  $R_B = 2$  kbps 时,CEFQPSK 的 8 条曲线  $s_0(t), s_3(t),$

$s_4(t), s_7(t), s_8(t), s_{11}(t), s_{13}(t), s_{15}(t)$ , 每条曲线采样 16 点,一共存储 128 个点。载波信号也采用查找预先存储的正弦表的方法得到。运行过程中利用 CCS(Code Composer Studio)图形工

具观察到的 I/Q 通道波形以及调制后的 CEFQPSK 信号分别如图 6~图 8 所示。

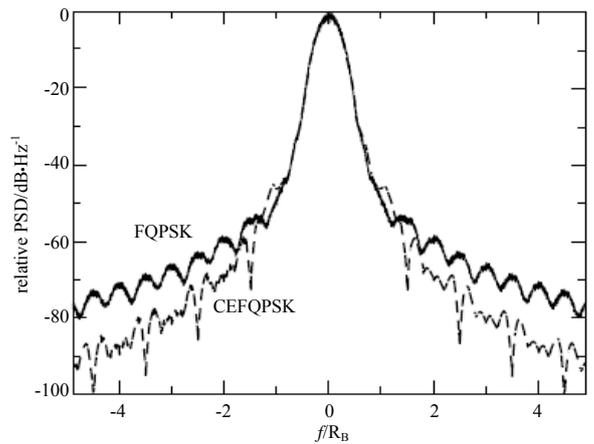


Fig.4 Power spectrum of FQPSK and CEFQPSK  
图 4 FQPSK 与 CEFQPSK 频谱比较

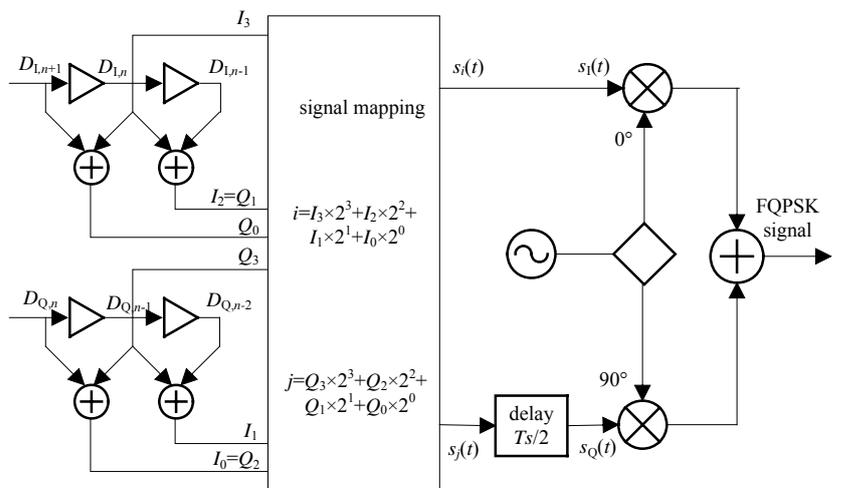


Fig.5 Implementation of FQPSK/CEFQPSK modulator  
图 5 直接映射关系 FQPSK/CEFQPSK 调制器实现

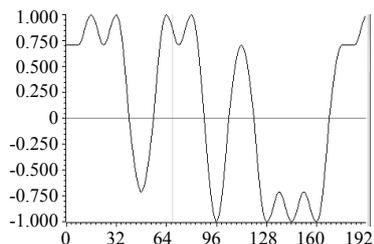


Fig.6 Channel I waveform  
图 6 I 通道基带波形

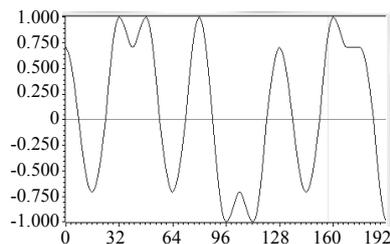


Fig.7 Channel Q waveform  
图 7 Q 通道基带波形

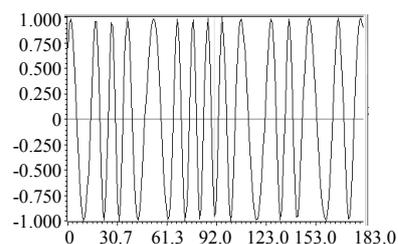


Fig.8 CEFQPSK signal  
图 8 CEFQPSK 信号

为了检验代码执行效率,利用 CCS 中的代码剖析工具 Profile,得到调制后的信号输出一个点平均需要约 120 个 CPU 时钟周期,换算成速率约为 1.25 MHz。实际上,为了进一步提高信号输出速率,在应用中可用专门的正交上变频芯片,例如 AD9857,AD9957 等完成内插和载波调制功能,在 DSP 中只需要查表得到 I/Q 通道的基带信号,减轻了 DSP 负担。采用这种方案时,基带 I/Q 信号的输出速率可达 5 MHz 左右,提高了信号输出速率。采用相同的思路,只需将存储的映射信号集内容改变即可实现 FQPSK 调制。

#### 4 结论

FQPSK 调制所具有的频带集中、包络恒定的特性可使得调制信号通过带限和非线性放大后有尽可能小的频谱扩展,其优良的频谱特性与目前射频频谱资源紧张的形势相适应。CEFQPSK 在不改变 FQPSK 高带宽效率的前提下改善了 FQPSK 信号的包络起伏特性,能将发射机的射频功率放大器效率发挥到最高。结合高速数字信号处理芯片技术,采用优化的思想实现这两种调制信号的方法,应用在实践中能够对深空通信提供借鉴。

#### 参考文献:

- [1] Lin Yong-zhao,Liu Xue-wen. Two Classes of Modulation Schemes for Deep Space Communications[EB/OL]. [2009-11-15]. <http://www.china-cic.org.cn/english/digital%20library/200612/9.pdf>.
- [2] Feher K. U S patents:4,567,602;4,644,565;5,491,457;5,784,402;6,198,777,International Patent Cooperation Treaty(PCT) No:PCT US99/17995;Internat No:WO00/10272[P]. 2000.
- [3] Kato S,Feher K. XPSK:A New Cross-Correlated Phase-Shift Keying Modulation Technique[J]. IEEE Trans. Communication, 1983,31(5):701-707.
- [4] Simon M K. Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications[M]. New Jersey: John Wiley&Sons, 2001.
- [5] Simon M K,Yan T Y. Performance Evaluation and Interpretation of Unfiltered Feher-Patented Quadrature Phase Shift Keying(FQPSK)[EB/OL]. (1999-3-15). [http://lipnpr.jpl.nasa.gov/progress\\_report/42-137/137c.pdf](http://lipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-137/137c.pdf).
- [6] Tian Bin,Shi Yu-jing. A Constant Envelope FQPSK Modulation for Deep Space Communications[EB/OL]. [2009-11-15]. <http://www.china-cic.org.cn/english/digital%20library/200612/7.pdf>.

#### 作者简介:



刘 鹏(1984-),男,湖南省湘潭市人,在读硕士研究生,主要研究方向为嵌入式系统开发. email:lianshangshudy@163.com.

黄 健(1985-),男,成都市人,在读硕士研究生,主要研究方向嵌入式系统硬件设计、驱动开发.