

# Phase Synchronization in MPPSK Receiver

Yuyang Shi, Lenan Wu

Radio Engineering Department, Southeast University, Nanjing Jiangsu  
Email: syyafs@126.com

Received: Dec. 8<sup>th</sup>, 2015; accepted: Dec. 22<sup>nd</sup>, 2015; published: Dec. 25<sup>th</sup>, 2015

Copyright © 2015 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

---

## Abstract

As M-ary Position Phase Shift Keying (MPPSK) is a phase-based modulation and phase synchronization is particularly important in actual demodulation system. This paper presents a method of phase synchronization using signal characteristics of MPPSK modulation. The key step is to find the beginning of each symbol period, which will help to locate the correct decision interval and conduct the real-time phase trimming with feedback of demodulated signal. This method can eliminate phase deviation especially in the case of non-integer multiple sampling.

## Keywords

Phase Synchronization, MPPSK, Digital Demodulation, Decision Interval

---

# MPPSK接收机位同步实现

施昱阳, 吴乐南

东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京  
Email: syyafs@126.com

收稿日期: 2015年12月8日; 录用日期: 2015年12月22日; 发布日期: 2015年12月25日

---

## 摘要

鉴于多元位置相移键控(MPPSK)是一种基于位置的调制方式, 在硬件解调器中相位同步尤为重要。本文提出一种MPPSK信号解调器的位同步方式, 将利用MPPSK调制自身的信号特性实现同步, 核心在于找到每个符号周期的起始位置, 将MPPSK的调制位置定位到正确的判决区间中, 并利用解调信号的反馈对接收信号进行实时相位微调, 尤其在非整数倍采样时, 能消除因采样点个数取整而引入的相位偏差。

## 关键词

位同步, MPPSK, 数字解调, 判决区间

## 1. 引言

数字相位调制方式通过对不同符号的信息调制出现在载波的不同时间位置来区分不同的码元[1], 而多元位置相移键控(MPPSK: M-ary Position Phase Shift Keying)作为一种特殊的数字相位调制方式[2], 利用了多进制信息符号对正弦载波的不同相位跳变位置进行相移键控, 在解调过程中需要精确识别接收码元序列每个符号的起始位置, 以该位置为基准获取各个符号跳变位置的相位偏差, 从而准确地检测出待解调信号。

位同步是指从接收信号中提取码元定时的过程[3], 目的是使每个码元得到最佳的解调和判决。位同步是数字通信接收机正确取样判决的基础, 无论是基带传输还是频带传输都需要。位同步提取的同步信息是频率为码元速率的定时脉冲, 相位则由判决时的信号波形决定, 可能在码元中间, 也可能在码元终止时刻或其它时刻。因为接收机时钟与发射端时钟不可能完全吻合, 将导致时钟周期上的微小误差, 在大量的数据传输过程中, 这种微小误差的积累就会大大降低传输性能。因此, 在数据通信中, 首先要解决的是收发双方时钟频率的一致性问题。而有时因为接收机系统的一些特殊需要, 收发工作时钟会不一致(如本文实验中涉及到的调制解调系统), 但即使在这种情况下, 依旧要保持每一位数据的同步。可见, 位同步的目的是使接收端接收的每一位信息都与发送端保持同步。

在传统的数字调相信号的解调系统中, 需要先进行载波同步, 才能获取到各个跳变的相对位置信息。而 MPPSK 调制信号自身含有强载波, 能通过与载波的相对位置迅速确定码元周期的起始位置, 比其它位同步方式更为简单有效。

## 2. MPPSK 信号解调系统

MPPSK 是一种不对称数字调相方式, 通过对不同符号的信息调制出现在载波的不同时刻来区分不同的码元, 利用多元信息符号对正弦载波的不同相位跳变位置进行相移键控。当取相位调制角  $\theta = \pi$  时, 其调制波形表达式如下[2] [4]:

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t, & 0 \leq t < NT_c, & k = 0 \\ \sin \omega_c t, & 0 \leq t \leq (k-1)KT_c, \\ -\sin \omega_c t, & (k-1)KT_c < t < (k-r_g)KT_c, \\ \sin \omega_c t, & (k-r_g)KT_c \leq t < NT_c, \end{cases} \quad 1 \leq k \leq M-1 \quad (1)$$

其中,  $\omega_c$  为调制载波的角频率,  $T_c = 2\pi/\omega_c$  为载波周期,  $0 \leq r_g \leq 1$  为符号保护间隔控制因子,  $r_g$  由和整数 M、N、K 构成了改变 MPPSK 信号带宽、传输效率和解调性能的“调制参数”。

对于周期出现的保护间隔  $r_g$ , 会在信号功率谱内引入额外的线谱, 严重影响 MPPSK 调制的性能, 故本文令  $r_g = 0$ , 取消相邻符号之间的保护间隔, 则其具体波形表达式如下:

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t, & 0 \leq t < NT_c, & k = 0 \\ \sin \omega_c t, & 0 \leq t \leq (k-1)KT_c, \\ -\sin \omega_c t, & (k-1)KT_c < t < kKT_c, \\ \sin \omega_c t, & kKT_c \leq t < NT_c, \end{cases} \quad 1 \leq k \leq M-1 \quad (2)$$

因为没有了保护间隔, 不同符号的在载波周期中调制位置将均匀分布在整个符号周期中, 整数  $M$ 、 $N$ 、 $K$  严格满足  $N = M \times K$ 。

为了提高频谱利用效率, MPPSK 中的符号“0”和非“0”符号之间区别很小, 仅相位反转的位置不一样[5]。为了能够在解调时准确区分出这种差异, 我们采用一种特殊的“冲激滤波器”来把 MPPSK 的相位跳变转变为幅度跳变[6]。冲激滤波器既可以是数字的, 也可以是模拟的。其中, 数字冲激滤波器是一种特殊的无限冲激响应(IIR)滤波器, 由非常靠近的一对共轭零点和至少两对共轭极点构成, 以使其中心频率处呈现一个极窄的陷波-选频特性, 频率响应如图 1(a)所示, 该滤波器可将非“0”符号的信息调制处转化为幅度冲激, 输出信噪比显著提升, 但在符号“0”处则无相应的波形冲激, 如图 1(b)所示。因此, 根据冲激所处的位置便可知道信息调制的位置, 通过门限判决或进一步的处理即可完成解调。该解调方法并不需要同步收发两端的时钟周期。

目前实现位同步的方法主要有外同步法和自同步法两种[7]: 外同步法需要额外传输位同步信息, 自同步法则是从信号码元中提取位定时的频率分量。MPPSK 调制采用外同步法, 本文提出的方法是利用额外的连续同步码来完成收发端位同步的。

### 3. MPPSK 接收机实时位同步

MPPSK 调制根据  $M$  的不同会在一个码元周期的不同位置有相位跳变, 虽然通过冲激滤波器可将相位跳变转化为幅度冲激, 但接收机在完成位同步之前并不能确定每个冲激对应的相位, 同时又因为 MPPSK 是一种没有周期保护间隔的调制方式[8], 所以定位每个接收符号的边界是解调中的关键[9]。

为定位符号起始位置并顺利度过接收机解调过程中的震荡阶段, 将在数据位传送之前发送多个符号“1”。接收机将接收信号通过冲激滤波器处理后, 连续的同步码元“1”会转变为时域上间隔相等的冲激序列[10][11]。

该同步方法在硬件实现时需要两个计数器: Cnt1 记录当前采样点在整个符号中的位置, 满足  $1 \leq \text{Cnt1} \leq M \times KA$ , 是符号解调判决和实时相位调整的关键; Cnt2 记录连续出现的同步码元, 是定位每个接收符号起始位置的关键。

Cnt1 从接收机启动便开始计数, 为了能在检测到第一个冲激时便能解调出信号, Cnt1 必须在达到  $M \times KA$  时完成复位, 重新计数。Cnt1 完成解调的过程为: 当一个码元周期中出现冲激最高点时对应的 Cnt1 计数值满足  $(n-1)KA \leq \text{Cnt1} \leq nKA$  时, 便将该码元解调为  $\text{Symbol} = n$ 。当接收到数据符号之前的同步“1”码元时, 还未进行位同步, Cnt1 的计数零点并不是码元周期的理论起始位置, 所以第一个同步码元可能被解调为任意一个码元, 如  $\text{Symbol} = 7$ 。虽然符号码元的绝对数值并不正确, 但是冲激的相对位置却完全一致, 所以其后的同步“1”码元都会被解调为“7”, 当解调出连续若干个相同码元之后, 使得计数值 Cnt2 大于某一阈值时(该阈值为实际中能完成位同步的最少同步码个数), 系统将认定之前的连续相同码元为符号“1”, 并以该符号“1”时域冲激出现的位置作为新的基准, 通过相对位置计算出后续的数据位。具体实现方式为: 在接收到连续多个相同码元后, 将这些码元的时域冲激最高点对应的 Cnt1 计数值修改为  $K \times A/2$  (即符号“1”的判决区间的中点)。

完成位同步后, 码元的起始位置也在实时修改。当冲激最高点对应的 Cnt1 满足  $(n-1)KA \leq \text{Cnt1} \leq nKA$  时, 即可将该符号解调为  $\text{Symbol} = n$ 。但是理论上  $\text{Symbol} = n$  的冲激点 Cnt1 应该在符号“ $n$ ”判决区间的中点, 即  $(n-1)KA + KA/2$ 。若实际解调中的 Cnt1 相对于理论值  $(n-1)KA + KA/2$  的偏差较大, 在该符号判决之后对其进行相位微调。即将 Cnt1 设置在  $(n-1)KA + KA/2 \pm KA \times \lambda$  范围内, 其中  $0 \leq \lambda < 0.5$ 。这种实时相位调整可有效防止因偏差累积造成的冲激点渐渐向判决区间边界偏移。

图 2 表示以  $M = 64$  为例, 冲激所在位置与符号之间的示意图。图 2 中用 ● 来表示不同符号对应冲激

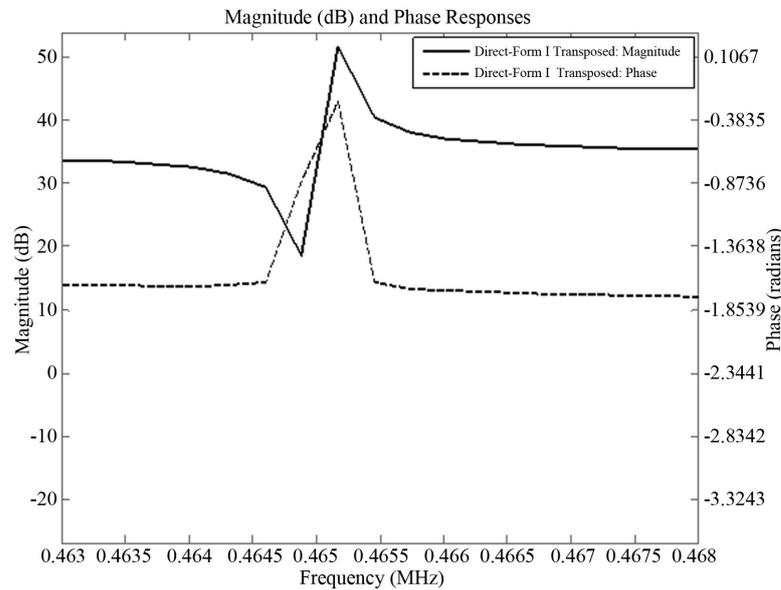


Figure 1. Impacting filter frequency-domain characteristics and the waveform of MPPSK after impacting filter

图 1. 冲激滤波器的频域特性和对 MPPSK 信号的输出响应

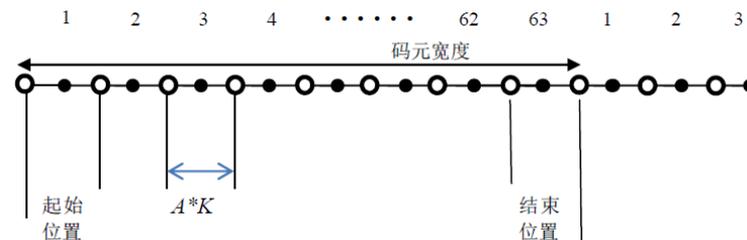


Figure 2. Corresponding decision interval to each impacting position

图 2. 冲激位置对应判决区间示意图

的最高点所在的理论位置，○表示每个符号判决区间的边界。如果以符号“1”的位置作为原点(即位置起点)，那么每一个符号出现冲激的位置相对于原点是固定的。两个相邻符号(如符号“3”和“4”)对应的冲激位置也应该是相邻的(对应图 2 中的“3”和“4”两个位置)。在数字解调器中，调制符号都是以离散采样点序列顺序储存的。假设每个符号的长度为  $K$  个载波周期，采样倍数为  $A$ ，则相邻两个冲激的位置间隔  $K \times A$  个采样点，所以将每个符号的判决区间设置为  $K \times A$  个采样点，将理论的冲激位置放置于判决区间的中点，以达到最佳判决。当一个符号的冲激点落在某一判决区间中，则将此码元判决为该区间对应的符号数。如上位置判决方式用数学表达如下：

$\exists n \in [0, N]$  使得码元冲激对应的采样点的位置  $D$  满足  $(n-1)KA \leq D \leq nKA$ ，则符号  $\text{Symbol} = n$ 。

该位同步方法基于如上 MPPSK 的解调原理。MPPSK 接收机只需接收到连续的调制信号，并在不需要载波同步的情况下利用冲激滤波器产生连续的冲激序列，符号的起始位置以及不同符号对应的判决区间并不知晓，因此需通过实时位同步来获得码元的起始位置并实时调整判决区间。

#### 4. 位同步实验

采用的调制参数为  $M = 64$ ， $K = 3$ ， $N = 128$ 。为了适用于数字调幅广播系统，将载波频率设为  $f_c = 1.116 \text{ MHz}$ 。发射端发送 5 个连续码元“1”后开始发送 5~63 的数据。

接收机需要将接收信号上变频到 10.7 MHz 中频, 以便统一处理, 然后采用 10 倍频采样, 所以采样率为 107 MHz。采样后的中频信号通过数字冲激滤波器后会产生幅度冲激。参见图 3, 取包络后便可根据冲激的位置进行位同步并完成解调[12]。

仿真中可以自己添加一定的时延来模拟实际收发系统中的相位偏差, 以此来验证接收端位同步的效果。由于发送信号的载波频率为 1.116 MHz, 可知一个符号的采样点数为  $107/1.116 \times 3 \times 64 = 18408.6022$ , 每个符号对应的判决区间为  $107/1.116 \times 3 = 287.6344$ , 都不是整数。取一个符号的计数周期为 18408, 符号“ $n$ ”的判决区间设为  $[(n-1) \times 107/1.116 \times 3], [n \times 107/1.116 \times 3]$ , 造成的相位偏差通过每次解调后的实时位同步来消除。

图 4 为接收机模拟实时位同步的过程。图中第一行为待解调波形的时域包络; 第二行为 Cnt1; 第三行为前一个符号周期内包络最高点对应的 Cnt1; 第四行为 Cnt2; 第五行为前一个解调出的符号。在如图所示的实时位同步模拟中, 当解调出连续 3 个相同码元后(实验中为 36, 实际上可能是 1~63 中的任何整数), 会将之前接收到的 3 个码元判定为符号“1”, 然后根据冲激的位置来调整下一次的计数起点, 图中 Cnt1 计数过程中的突变就说明此时系统对接收序列进行了相位调整。

图 5 是一个 64 位计数的解调结果, 可以看出在初始阶段的位同步之后, 接收机正确解调出了剩下的码元序列, 为 5~63。

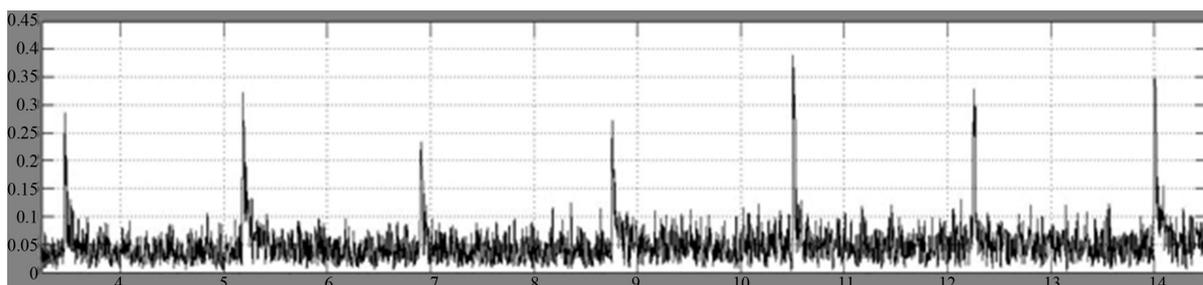


Figure 3. The time-domain envelope after impacting filter

图 3. 通过冲激滤波器之后的时域包络

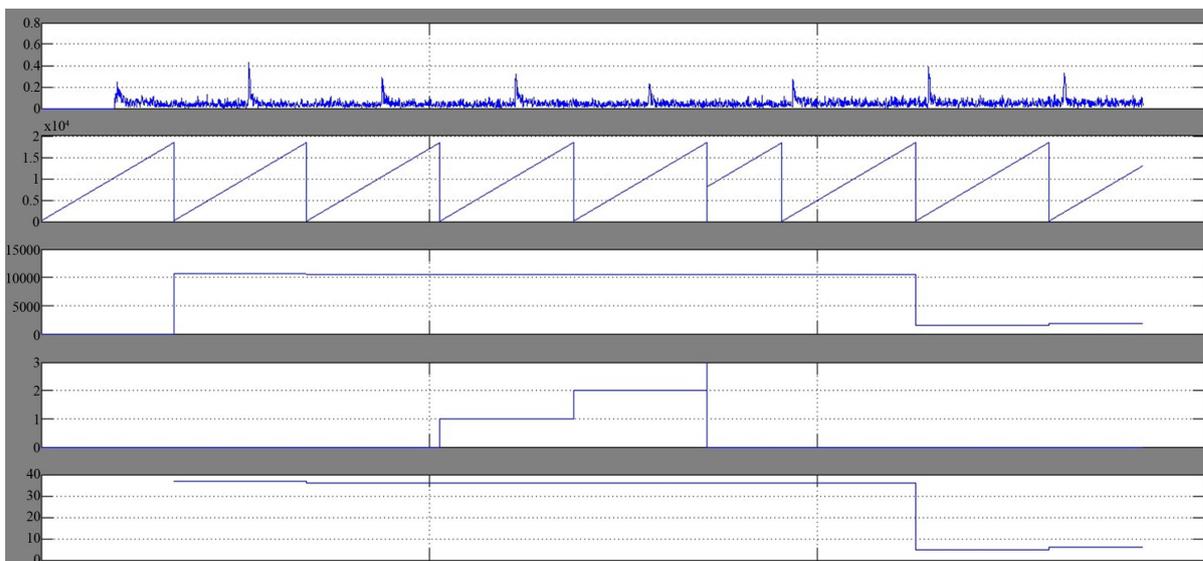


Figure 4. Simulation of the real-time phase synchronization of receiver

图 4. 接收机实时位同步过程的模拟

## 5. 性能测试

为了能够直观地观察添加实时位同步之后解调性能的提升效果, 使用 Matlab 对 MPPSK 调制解调器进行仿真[13]。因为软件仿真中不会出现实际收发系统中相位偏移的现象, 所以该对比实验采用人工添加固定时延来模拟实际相移。分别计算出无位同步之前的误码率和添加实时位同步之后的误码率, 进行对比。

图 6 是添加实时位同步前后解调性能的比较。可以看出, 添加实时位同步之后的解调性能要明显优于没有添加的, 且在信噪比较高时这一优势进一步扩大。

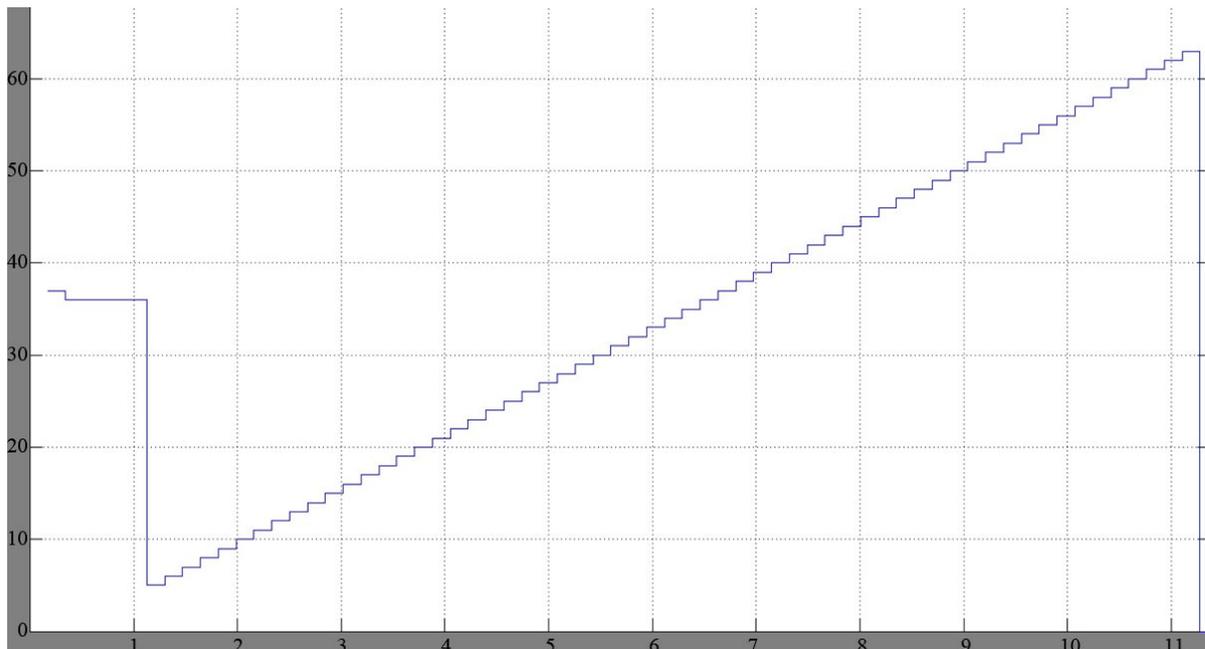


Figure 5. Demodulation result of 64-bit counter

图 5. 64 位计数器的解调波形

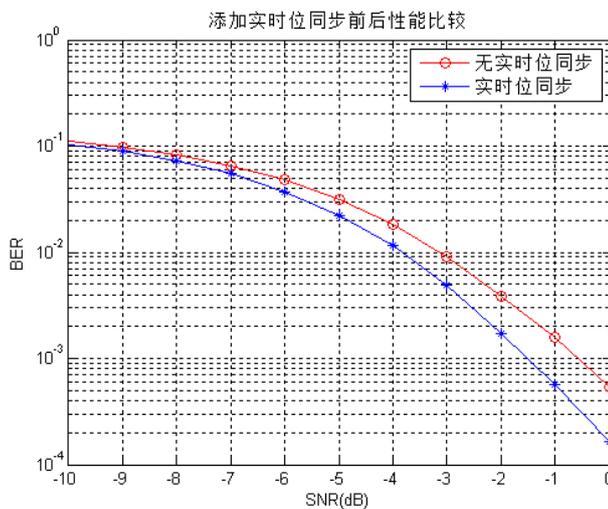


Figure 6. Performance comparison between demodulator with and without real-time phase synchronization

图 6. 实时位同步的性能仿真

## 6. 结论

本文提出的 MPPSK 信号解调器的位同步方式, 从 MPPSK 调制信号的冲激滤波响应中找到每个符号周期的起始位置, 将 MPPSK 的调制位置定位到正确的判决区间中, 并利用解调信号的反馈对接收信号进行实时相位微调, 消除了非整数倍采样而引入的相位偏差, 实现了 MPPSK 接收机的正确位同步。

## 参考文献 (References)

- [1] 张一新. 现代数字相位调制技术的研究[D]: [硕士学位论文]. 上海: 上海科学技术大学, 1992.
- [2] 靳一, 吴乐南, 余静, 陈艺方. MPPSK 调制解调器研究[J]. 信号处理, 2012, 28(7): 917-925.
- [3] 李学桂, 王晓明, 向国菊. 数字通信系统位同步电路设计[J]. 青岛大学学报: 工程技术版, 2000, 15(1): 13-16.
- [4] 应鹏魁, 吴乐南. 一种新的 MPPSK 调制解调器实现结构[J]. 东南大学学报: 自然科学版, 2012, 42(2): 204-208.
- [5] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. 自然科学进展, 2007(11): 1467-1473.
- [6] 高鹏. 超窄带接收机冲激滤波器研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南大学, 2010.
- [7] 胡为兵, 李开成. 电力系统实时相位同步方法的研究和比较[J]. 电测与仪表, 2007, 44(8): 1-4.
- [8] 徐磊, 董在望. 一种新的基于保护间隔的数字音频广播系统载波同步方法[J]. 电声技术, 2002(10): 59-62.
- [9] 苗圃, 吴乐南, 王继武, 等. 多元位置相移键控的相干相关解调器[J]. 信号处理, 2014, 30(6): 615-622.
- [10] 朱超越, 吴乐南, 李旭森. 基于复合调制的数字 AM 广播系统中的码元判决方法[J]. 无线通信, 2015, 5(1): 51-59.
- [11] 李旭森, 吴乐南, 朱超越. 一种模数兼容的调幅广播系统[J]. 无线通信, 2015, 5(1): 7-15.
- [12] 但吉兵. 基于 FPGA 的 EBPSK 调制解调器数字 IC 设计[D]: [硕士学位论文]. 南京: 东南大学, 2012.
- [13] 但吉兵, 吴金铃, 吴乐南. EBPSK 接收机设计[J]. 科技创新导报, 2010(12): 28-29.