

Symbol Judgment in Digital AM Broadcasting System Based on Hybrid Modulation

Chaoyue Zhu, Lenan Wu, Xusen Li

School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing Jiangsu
Email: zhucy1990@gmail.com, wuln@seu.edu.cn, seu_lxs@126.com

Received: Jan. 27th, 2015; accepted: Feb. 8th, 2015; published: Feb. 12th, 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

Many advantages can be achieved by using AM-MPPSK hybrid modulation in digital AM broadcasting system. This paper describes the MPPSK scheme principle and basic judgment method in hybrid modulation, on which some improvements are made. Dynamic threshold method is proposed to make up for lack of the fixed threshold discrimination, to insure the best demodulation performance. Dynamic threshold method requiring the demodulator to perform channel estimation is more complicated. Thus, an improved MPPSK modulation is introduced, and its principle and symbol decision are described. By this improvement, the impact magnitude appears in any symbol period, which avoids the need for amplitude judge to distinguish zero and non-zero symbols. Theory and experiments have proven that better demodulation performance can be obtained. Partial dual symbol joint discrimination is introduced to solve the platform of bit error ratio at high signal to noise ratio. The simulation results show that the partial dual symbol joint discrimination makes a more reliable judgment by effectively utilizing the previous symbol judge results.

Keywords

Digital Broadcasting System, Hybrid Modulation, Symbols Judgment Method

基于复合调制的数字AM广播系统中的码元判决方法

朱超越, 吴乐南, 李旭森

东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京

Email: zhucy1990@gmail.com, wuln@seu.edu.cn, seu_lxs@126.com

收稿日期: 2015年1月27日; 录用日期: 2015年2月8日; 发布日期: 2015年2月12日

摘要

调幅波段数字广播系统采用AM-MPPSK复合调制有众多优势。本文在阐述MPPSK调制原理和基本码元判决方法的基础上, 针对码元判决提出了改进。动态门限法弥补了固定门限的不足, 使系统能获得最佳的解调性能, 但解调时要先进行信道估计, 算法较复杂, 进而引入改进的MPPSK调制, 阐述了改进的原理和改进的码元判决方法。改进后的MPPSK调制在任何码元周期内都有幅度冲击, 避免了原解调过程中需要进行幅度判决来区分0码元和非0码元的情况, 理论和实验都表明改进后可取得更好的解调性能。针对系统误码率性能随信噪比提升总会进入平台期的问题, 引入了部分双码元联合判决方法, 仿真结果表明可有效利用前一码元的判决结果, 对下一码元的判决更加可靠, 系统的抗干扰性能更好。

关键词

数字AM广播, 复合调制, 码元判决

1. 引言

调幅(Amplitude Modulation, AM)广播以其覆盖范围大和传输距离远、接收机简单、价格低廉等突出优点, 一直被作为首选的信息传播技术手段, 在我们身边存续了上百年。然而随着数字化对人们生活的不断渗透, 人们对通信速率及信道容量的需求日益膨胀, 仅能携带语音信号的 AM 广播已不再满足要求, 且 AM 广播的频谱利用率和抗干扰性能不高, 其数字化势在必行。

目前对模拟 AM 广播的数字化改造已在全世界开展, 欧洲和美国相继推出了自己的数字广播标准 DRM [1]和 IBOC [2], 我国也在某些地区开展了 DRM 的试点, 但仍未定自己的标准。同时, 我国约有 500 多座地方中波广播电台, 拥有大量的模拟 AM 发射机, 这些设备目前都完好可用, 无论是 DRM 还是 IBOC 标准, 都无法有效利用当前的这些设备资源。我们需要提出一种自己的 AM 广播数字化标准, 在满足需求的前提下能充分利用已有资源, 避免浪费。文献[3] [4]提出了一种基于复合调制方式的 AM 广播, 在不改变现有双边带调幅(DSB-AM)系统体制且对基带信号干扰甚微的前提下, 利用同一频带传输附加数据。文献[5]在此基础上提出了一些改进, 将调制方式从 VMAK 改成 MPPSK, 提高了传输速率。本文则在复合调制 AM 广播中引入改进 MPPSK 调制方式, 探讨改进前后码元判决方法, 对加性高斯白噪声(AWGN)信道下系统的性能进行仿真比较。

2. 系统简介

AM-MPPSK 复合调制是在保持原 DSB-AM 体制不变的基础上, 使用 MPPSK 数字调制后的载波(简称数字载波)代替正弦载波去对模拟音频广播信号进行调制。AM 调制的表达式为:

$$Y_{AM}(t) = A(1 + k_a m(t)) \cos(2\pi f_c t) \quad (1)$$

其中, A 为正弦载波幅度, $m(t)$ 为音频信号, k_a 为调制参数, 用于防止过调幅。将其中的正弦载波用数字载波代替, 我们得到:

$$Y_{AM}(t) = A(1 + k_a m(t)) s(t) \quad (2)$$

图 1 为复合调制波形。其中,数字载波 $s(t)$ 的幅度规定为 1,则经过复合调制后的幅度变为 $1+k_a m(t)$,即音频信号包含于复合调制信号幅度的起伏变化中。

图 2 为复合调制系统框图。在发射端音频信号叠加一个直流分量,用于防止过调幅,然后和数字信号进行 DSB-AM 调制,因此除了将纯正弦载波替换为 MPPSK 数字载波,原调幅广播发射机的结构无需改变。所得到的复合调制信号先经过一个成形滤波器抑制带外辐射,然后送往天线发射。

接收机收到复合调制信号后先滤波放大,为了兼顾 MPPSK 信号的频谱性能与解调性能,对放大后的信号进行上变频与冲击滤波[6],再通过相干将信号频谱搬到基带。然后“兵分两路”,一路直接低通滤波出音频信号,而另一路通过带通分离出冲击包络,根据冲击的位置即可解调出数字信号[7]。

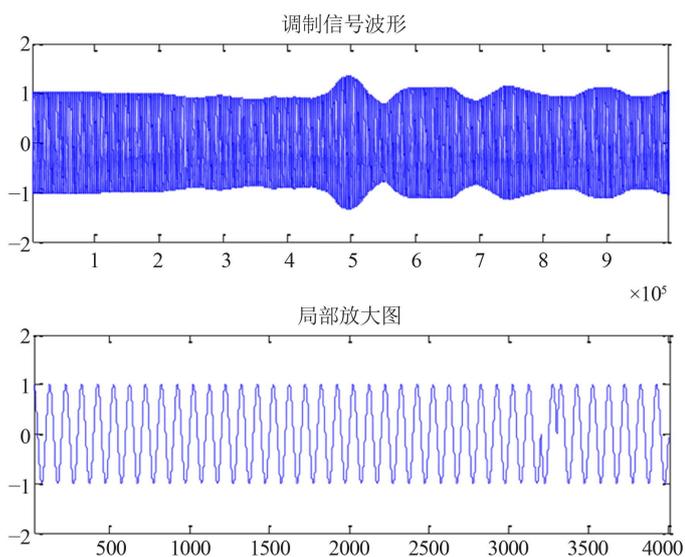


Figure 1. AM-MPPSK waveform

图 1. AM-MPPSK 信号调制波形

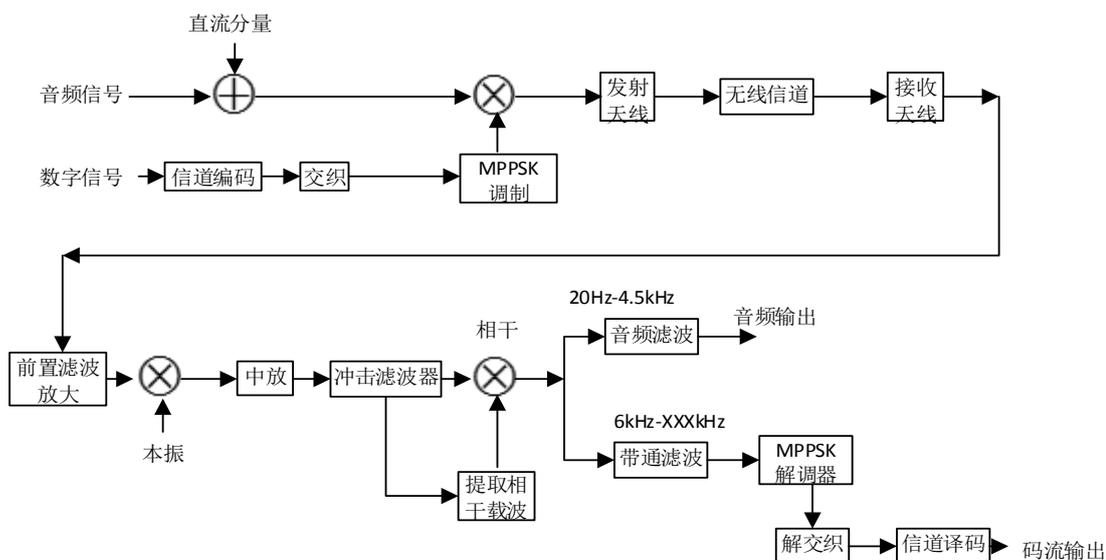


Figure 2. Hybrid modulation system block diagram

图 2. 复合调制系统框图

3. 改进的 MPPSK 调制

3.1. MPPSK 调制原理及码元判决方法

上述复合调制系统采用了多元位置相移键控(MPPSK)调制，它是在扩展的二元相移键控(EBPSK)调制基础上，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。本文取相位调制角度 $\theta = \pi$ ，则对 $k = 0, 1, \dots, M - 1$ ，MPPSK 的调制波形可具体表示为：

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t, & 0 \leq t < NT_c, & k = 0 \\ \sin \omega_c t, & 0 \leq t \leq (k-1)KT_c, \\ -\sin \omega_c t, & (k-1)KT_c < t < (k-r_g)KT_c, & 1 \leq k \leq M-1 \\ \sin \omega_c t, & (k-r_g)KT_c \leq t < NT_c, \end{cases} \quad (3)$$

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

数字带通滤波后得到的 MPPSK 信号冲击包络如图 3 所示。若发送码元 0，则在整个码元周期内应无冲击包络，若发送码元 1，则在码元周期的起始部分有一个冲击，依次类推。解调时首先进行 0 和非 0 的判断；再针对非 0 码元进一步根据冲击的时间位置判断码元的取值。具体判决流程如下：

- 1) 取出待判决的码元波形 symbol_tmp；
- 2) 分别取 symbol_tmp 的第 1-(M-1)段，与参考波形 baoluo_ref 进行匹配，取匹配度最高的当前值作为码元临时判决结果；
- 3) 如果最高的匹配度低于门限值，则当前码元临时判决结果置为 0，否则保持原值不变；
- 4) 当前码元判决结果为当前码元的临时判决结果。码元序号加 1，回到 1。

根据流程中门限的取值衍生出两种判决方法：

- 1) 固定门限值。训练时将非 0 码元冲击波形积分后与一个固定常数 a 相乘，作为 0 的门限；解调时，如果求得的积分比该门限小，就判为 0。
- 2) 动态门限值。训练时，评估此时的信道质量，若比值大，说明信道条件好，则门限就取小一点，若比值小，说明信道条件不好，则门限就取大一点。

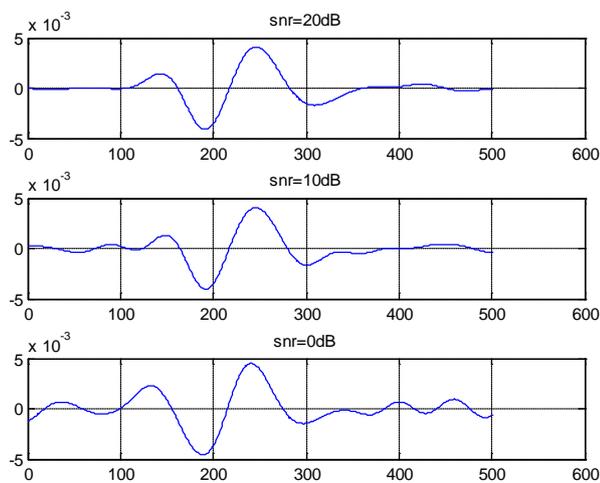


Figure 3. Impact height in different SNR
图 3. 不同信噪比下的冲击

方法 1 简单方便,但此时常数 a 的选择就十分重要:太大容易将 0 判为非 0;太小则容易将非 0 判为 0。这可以在图 4 中反映出,当 a 取值较大时,在低信噪比下性能较好;当 a 取值较小时,在高信噪比下性能较好。方法 2 则根据信道状况取不同的门限值:信道条件较好时,0 码元冲击波形的积分值较小,此时把门限取得小一些,以防把非 0 码元判成 0 码元;而信道条件较差时,0 码元冲击波形的积分可能会相对较高,此时就把门限增大,以防把 0 码元判成非 0 码元。从图 5 的解调性能对比可以看到,不论信噪比高还是低,该方法都能使解调性能更佳。

3.2. 改进的 MPPSK 调制

尽管动态门限方法在一定程度上弥补了固定门限的不足,但解调时要先进行信道估计,算法较复杂。因此,我们在复合调制中引入改进的 MPPSK 调制,使之在任何码元的相位信息处都有幅度冲击,以避免解调过程中需进行幅度判决来区分 0 和非 0 码元的情况。这样,原复合调制参数 $M = 64$ 、 $N = 63$,就需修改为 $M = 64$ 、 $N = 64$,即,一个码元有 64 个载波周期,第 1 至 64 个载波发生跳变,分别代表码元“0”...“63”。 M 个信号波形可表示为

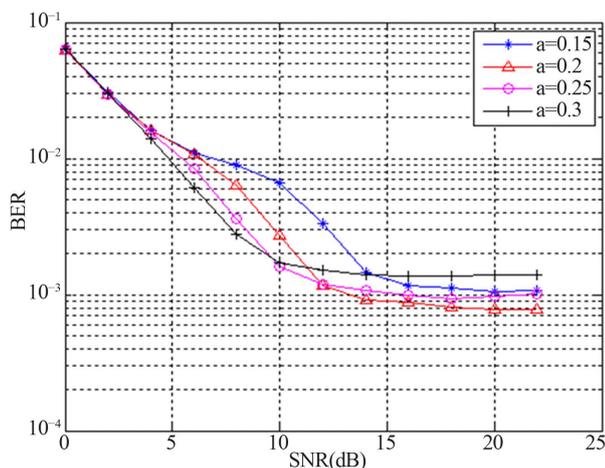


Figure 4. Influence of constant a on demodulation performance
图 4. 常数 a 对数字信号解调性能的影响

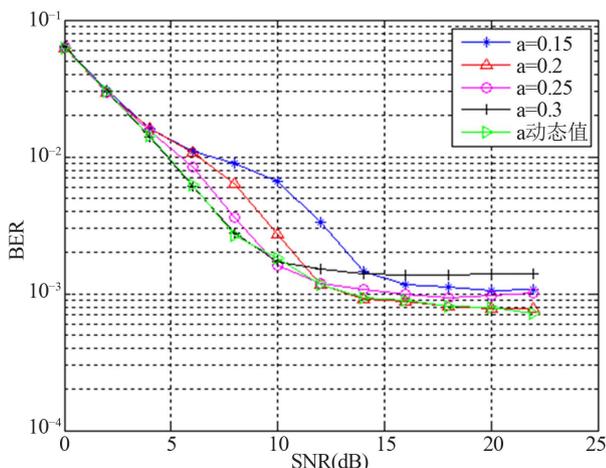


Figure 5. Performance of dynamic threshold method
图 5. 动态门限算法的解调性能

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= [-g_1(t) + g_2(t) + \cdots + g_M(t)] \cos 2\pi f_c t \\
 s_1(t) &= [g_1(t) - g_2(t) + \cdots + g_M(t)] \cos 2\pi f_c t \\
 s_2(t) &= [g_1(t) + g_2(t) - \cdots + g_M(t)] \cos 2\pi f_c t \\
 &\vdots \\
 s_{M-1}(t) &= [g_1(t) + g_2(t) + \cdots - g_M(t)] \cos 2\pi f_c t
 \end{aligned} \tag{4}$$

式中, $g_1(t), g_2(t), \dots$ 是信号脉冲形状, 由于其相互间只有位置的改变, 所以能量统一用 ε_g 表示。注意到 $g_k(t)$ 和 $g_m(t)$ 正交, 因此,

$$\begin{aligned}
 \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_g}} g_1(t) \cos 2\pi f_c t \\
 \phi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_g}} g_2(t) \cos 2\pi f_c t \\
 &\vdots \\
 \phi_M(t) &= \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_g}} g_M(t) \cos 2\pi f_c t
 \end{aligned} \tag{5}$$

可用作 $s_m(t) (0 \leq m \leq M-1)$ 的展开式, 即

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= -\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_1(t) + \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_2(t) + \cdots + \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_{M-1}(t) + \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_M(t) \\
 s_1(t) &= \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_1(t) - \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_2(t) + \cdots + \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_{M-1}(t) + \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_M(t) \\
 &\vdots \\
 s_{M-1}(t) &= \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_1(t) + \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_2(t) + \cdots + \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_{M-1}(t) - \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \phi_M(t)
 \end{aligned} \tag{6}$$

因此, 信号空间的维度是 M , 结果矢量表达式为

$$\begin{aligned}
 s_0 &= \left[-\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, \dots, \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \right] \\
 s_1 &= \left[\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, -\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, \dots, \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \right] \\
 &\vdots \\
 s_{M-1} &= \left[\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, \dots, \sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}, -\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}} \right]
 \end{aligned} \tag{7}$$

当 $m \neq n$ 时, 有

$$d_{mn} = d_{\min} = 2\sqrt{\varepsilon_g} \tag{8}$$

这个距离为改进之前 $d_{\min} = 2\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{2}}$ 的 $\sqrt{2}$ 倍。根据通信基础理论, 欧氏距离越大其抗干扰能力越强,

相应解调性能越好[8]。从理论上讲,任意两码元之间的距离相等,所以当发生误码时,除发送码元本身,各个码元出现的概率应是相等的。

前面已经从理论上证明,改进 MPPSK 调制的解调性能应更好。但由于调制方式发生了改变,码元判决方法也需要进行改变。具体做法是:

1) 取出需要判决的码元波形 `symbol_tmp`;

2) 分别取 `symbol_tmp` 的第 1~M 段,与参考波形 `baoluo_ref` 进行匹配,取匹配度最高的当前值作为码元临时判决结果;

3) 当前码元判决结果为当前码元的临时判决结果。码元序号加 1,回到 1。

仿真结果如图 6 所示。很显然,改进后的误码率性能有了很大的提升,最高可提升 6 dB。虽然当信噪比大到一定程度,误码率仍会进入“平台期”,但是平台已明显降低了。

4. 部分双码元联合判决

从图 6 可以看出,解调性能随着信噪比的提升总是会进入一个平台期,即当信噪比大到一定值,解调性能会“赖在原地”。原因是冲击滤波器在提升信号幅度的同时也展宽了信号波形。设码元周期为 T ,进制数为 M ,采用改进的 MPPSK 调制。冲击滤波器将相位跳变转为寄生调幅,我们希望这个寄生调幅的波动范围在时宽 T/M 内,这样码元间就互不干扰。但实际上寄生调幅总是有很长的“前奏”和“尾声”,这就非常容易相互干扰。比如码元 63 的冲击会拖到下一个码元的时间内才结束,如果下一个码元为 1 或 2,码间干扰就会较大。

为此采用双码元联合判决。但由于这里 M 取值很大,如果都进行两两联合判决,则训练时要存放 $64*64 = 4096$ 个波形,空间复杂度很高,判决时需要和这 4096 个波形依次比较,时间复杂度也非常高。鉴于出错码元比较集中于最大码元和最小码元附近,所以不必全部进行两两联合判决,只有当遇到大码元和小码元连在一起时才需要进一步判决。考虑到出错率较高的码元有 59~63 和 0~3,所以在训练时存放前一个码元为 59~63、后一个码为 0~3 的波形组合,共计 20 种。实际上,根据判决结果,55、56、57 等与小码元相连以及其它很多种情形都有可能发生误判,但考虑到系统的空间及时间复杂度,这里只取了最易判错的 20 种波形,效果已十分明显。

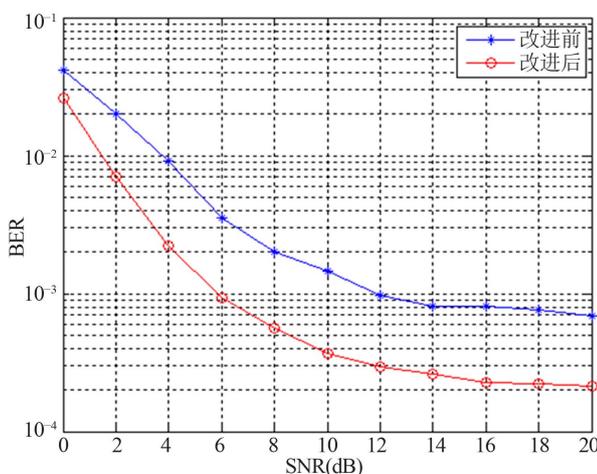


Figure 6. Performance comparison of MPPSK and improved MPPSK

图 6. 改进前后解调性能对比

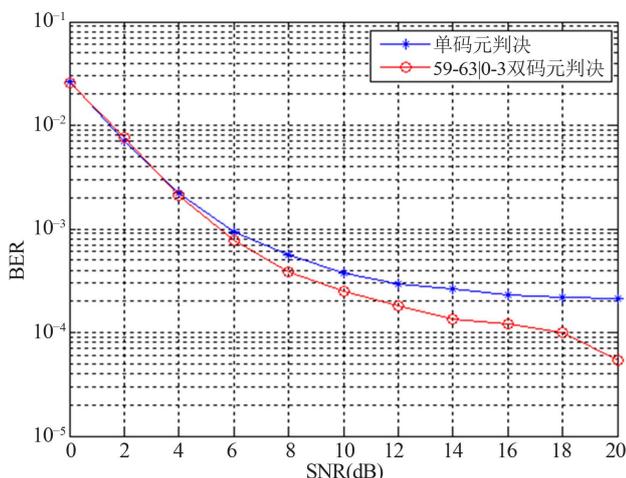


Figure 7. Performance of partial dual symbol joint discrimination
图 7. 部分双码元联合判决的解调性能

根据这种思想，设计了码元判决流程：

- 1) 取出需要判决的码元波形 `symbol_tmp`;
- 2) 分别取 `symbol_tmp` 的第 1~M 段，与参考波形 `baoluo_ref` 进行匹配，取匹配度最高的当前值作为码元临时判决结果；
- 3) 判断前一码元是否大于等于 59 及当前码元临时判决结果是否小于 3，若否，跳至 5；
- 4) 取前一码元波形的后 1/8 长度及当前码元波形的后 1/8 长度，依次与参考波形 `baoluo_ref_double` 中的 20 个波形进行匹配，准则为最小均方误差。取匹配度最好的作为前一码元的判决结果和当前码元的临时判决结果；
- 5) 当前码元判决结果为当前码元的临时判决结果，前一码元值置为当前码元值。码元序号加 1，回到 1。

上述流程有效利用了前一码元的判决结果，从而有望对下一码元进行更加可靠的判决。仿真结果如图 7 所示，在引入部分双码元联合判决后，解调性能进一步提升，误比特率“平台”在 SNR = 18 dB 时降低到了 10^{-4} 。

5. 结语

- 1) 研究了复合调制中 MPPSK 解调器的码元判决方法，提出了一种动态门限方法，增强了系统解调性能的鲁棒性；
- 2) 引入并论证了改进的 MPPSK 调制，使解调器彻底脱离了对门限值的依赖，性能更好；
- 3) 提出了一种部分双码元联合判决方法，实现简单，系统性能进一步提升，对数字 AM 广播接收机有重要意义。

基金项目

本文工作得到国家十二五科技支撑计划“新媒体与数字广播技术应用”项目(2012BAH15B00)的支持。

参考文献 (References)

- [1] National Association of Broadcasters (2011) In-band/on-channel Digital Radio Broadcasting Standard.
- [2] European Telecommunications Standards Institute (2012) Digital Radio Mondiale (DRM) System Specification.

- [3] Zhang, S.K. and Wu, L.N. (2009) Hybrid modulation based on combining of AM and UNB. *Journal of Convergence Information Technology (JCIT)*, **4**, 77-81.
- [4] 戚晨皓, 吴乐南, 张仕元 (2007) 基于复合调制方式的 AM 广播. *应用科学学报*, **5**, 451- 455.
- [5] 逢军 (2014) 兼容调幅广播体制的复合调制. 东南大学信息科学与工程学院, 南京.
- [6] 王继武 (2012) 基于冲击滤波的 EBPSK 解调器设计、优化与应用. 硕士学位论文, 东南大学信息科学与工程学院, 南京.
- [7] 王伟 (2013) 基于调幅广播体制的复合调制技术研究. 硕士学位论文, 东南大学信息科学与工程学院, 南京.
- [8] 普罗科斯, 著, 张力军, 译 (2011) 数字通信. 第五版, 电子工业出版社, 北京.

汉斯出版社为全球科研工作者搭建开放的网络学术中文交流平台。自2011年创办以来，汉斯一直保持着稳健快速发展。随着国内外知名高校学者的陆续加入，汉斯电子期刊已被450多所大中华地区高校图书馆的电子资源采用，并被中国知网全文收录，被学术界广为认同。

汉斯出版社是国内开源（Open Access）电子期刊模式的先行者，其创办的所有期刊全部开放阅读，即读者可以通过互联网免费获取期刊内容，在非商业性使用的前提下，读者不支付任何费用就可引用、复制、传播期刊的部分或全部内容。

