

## VWDK 调制真的可实现吗?

徐淑正 张鑫

(清华大学电子工程系 北京 100084)

**摘要:** 为验证 VWDK 调制方式高频谱利用率特性, 该文先介绍了 VWDK 调制的基本概念, 然后对其调制与解调的进行了仿真验证, 仿真结果证明其“超窄带”并不是通常意义下的窄带传输。进而又从理论推导得到该种调制方式的功率谱, 并对其功率谱的能量分布进行了分析, 对其高效频谱利用率提出了质疑。

**关键词:** 无线通信; 甚小波形差调制; 功率谱; 频谱利用率

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2009)08-1985-05

## VWDK: Just an illusion?

Xu Shu-zheng Zhang Xin

(Electronic Engineering Department, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** To verify the high spectral efficiency of VWDK, the principle of the modulation is introduced in detail. The simulation results of VWDK modulation and demodulation confirm that “UNB” is not what is generally called. Moreover, through calculating the analytic formula of its power spectrum, and analyzing the distribution of its spectra power, the so called high spectral efficiency of VWDK is just an illusion.

**Key words:** Wireless communication; VWDK modulation; Power spectrum; Spectral efficiency

### 1 引言

当今通信中, 好的调制方式总是能吸引人们的注意。什么才是好的调制方式? 简而言之, 即易于实现, 解调性能好。在调制方式设计和选择上, 其中一个关键的因素就是频谱利用率。近年来, Walker 先生提出了一种调制方式, 称之为最小频移键控 (VMSK), 称该调制方式可以达到 15 bit/s/Hz 甚至更高的频谱利用率, 并不以提高发射功率为代价<sup>[1]</sup>。这是一项令通信界喜出望外的成就, 若果真如此, 那么这对于现行的通信技术将具有里程碑式的意义。然而, 随着该技术被越来越多的人所关注, 质疑的声音也不断涌现。Tomazic 在对其的评论中用基本的调制解调原理和香农信道理论进行了反驳<sup>[2]</sup>, 陈晓毅等从频谱和信号仿真的角度论述了其中存在的问题<sup>[3]</sup>, Shi Zhi yong 等也从频谱和仿真的角度进行了反驳<sup>[4]</sup>。而与此同时, 也有人在 VMSK 的基础上又进行了创新<sup>[5]</sup>, 对波形进行进一步优化, 亦即本文提到的甚小波形差 (VWDK) 调制技术。

VWDK 调制技术是对 VMSK 调制的改进<sup>[6,7]</sup>, 保留了 VMSK 技术中利用过零点时刻不同传递调制信息这一关键特点, 并将波形调整为类正弦形式,

同时进行幅度修正, 以期得到更好的频谱分布形式。本文要探究这种新技术的可行性, 验证其是否真的具有如此良好的性能。本文第 2 节介绍了 VWDK 调制的基本原理, 第 3 节从信号仿真的角度分析了其功率谱, 第 4 节进一步分析了其在引入发送滤波后的解调性能及实际的带宽利用率, 第 5 节从理论推导对功率谱能量的分布做了进一步说明, 第 6 节为结论。

### 2 VWDK 调制的基本原理

本文研究的是数字信号在带通信道中传输, 为了保证传输的顺利进行, 需要用数字信号对载波进行调制。亦即把数字基带信号搬移到载波频率上, 在一个合适的频率上才能把已调信息发送出去。

数字信号对载波的调制如同模拟信号的调制一样, 最基本的调制方式有幅度调制(键控)、频率调制(键控)和相位调制(键控)。在此基础上, 为了提高频谱利用率(使用多进制调制)的同时, 能够有较好的抗干扰性能, 往往将这几种基本方式结合起来, 使星座图上的点分布更合理, 比如现在常用的正交幅度调制 (MQAM), 就是幅度调制和相位调制的结合。同时, 星座图上点的跳变会引发已调信号相位的不连续, 这样会展宽频带, 降低频谱利用率, 同时由于非线性信道的影 响, 这种跳变会使解调变得困难。由此, 又出现了如 O-QPSK 这种利用比特延时限制相位 180° 跳变的调制技术。后来, 为了从

2008-08-27 收到, 2008-12-29 改回

国家自然科学基金(90707002), 清华大学电子工程系基础研究基金(110109001)和信息科学与技术国家实验室基础研究基金资助课题

根本上解决相位跳变问题,开始对调制波形做了调整,由原来的方波变为半周期的正弦波,这就是最小频移键控(MSK)调制技术,对 MSK 技术的优化又引出了 SFSK, IJF-OQPSK, TFM, GMSK 等新技术的诞生<sup>[6]</sup>。

了解了这些技术的发展,我们再来看 VWDK 调制技术,参照《VWDK 调制技术的研究》<sup>[5]</sup>一文,现将 VWDK 调制技术简述如下:

发送端原理图如图 1。

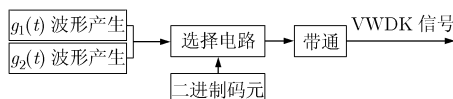


图 1 VWDK 调制原理框图

其中  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$  波形为类正弦信号,表达式如下:

$$g_1(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{2\tau} \sin\left(\frac{\pi t}{\tau}\right), & 0 \leq t \leq \tau \\ \frac{\pi}{2(T-\tau)} \sin\left(\pi + \frac{\pi(t-\tau)}{T-\tau}\right), & \tau < t \leq T \end{cases} \quad (1)$$

其中  $\tau = \alpha \times T/2$ 。

$g_2(t)$  的表达式与  $g_1(t)$  相同,只是  $g_2(t)$  中,  $\tau = T - \alpha \times T/2$ 。

容易看出,  $\alpha$  是一个(0, 1)区间的数,当  $\alpha$  为 1 时,两个波形相同。 $\alpha$  表征两波形的相近程度,  $\tau$  是正弦波形中的零点所在位置的描述。上式中对正弦波的幅度修正是使在一个码元周期内积分幅度为 0,从而消除直流分量。这可以通过简单的积分运算来进行验证。

从上面的表述中可以看出, VWDK 调制并没有我们所熟悉的载波。它是将“载波”与调制信息融为一体,发送速率就是调制码元速率。这就产生一个疑问,如果待传输的码元速率较慢,该如何将其发送出去呢?上述的 VWDK 仅仅是重新构造了一种基带信号波形,如果搬移频谱是必要的(输入调制码元速率较慢时),则需要进行上变频处理。当然,这并不影响我们对该种调制方式性能的研究,因为任何调制都可以等效到基带来进行分析。

因此,下面的分析将把 VWDK 调制作为基带信号来进行。此时,每一个码元周期,波形被“调制”为一个类正弦信号,亦即已调信号。则 VWDK 调制有如下特点:

(1)在一个码元周期内,已调信号的过零点时刻是由调制信号为 0 还是 1 决定的,参数  $\alpha$  的大小决定两者之间差别的大小;

(2)由于已调信号波形在每个码元周期内是一

个“完整的”类正弦信号,即在周期起始和终止处幅值为 0,因而整个已调信号相位是连续的;

(3)已调信号的幅度经过修正,消除了直流分量,因而这种调制在用二进制码进行类似调频(选择不同过零时刻)的同时,又进行了调幅(修正幅度值)。

### 3 VWDK 调制的信号仿真分析

在了解了 VWDK 调制的基本原理后,现在关心的重点是其频谱利用率是否像其宣称的那样诱人。我们首先观察该调制方式的已调信号波形及其频谱,验证相关解调的正确性,并给出在不限带宽情况下的误码率曲线。下面将对发送带宽限制的情况予以讨论。

(1)已调信号波形 在 Matlab 仿真中,首先产生随机的二进制码元序列,这里假定码元周期为 1,采样频率为 200。按上述方法进行调制,得到不同调控参数  $\alpha$  下的已调信号波形。图 2(a), 2(b)给出两种典型的已调信号波形,此处截取前 5 个码元周期的调制后波形,用于调制的码元为 01101。

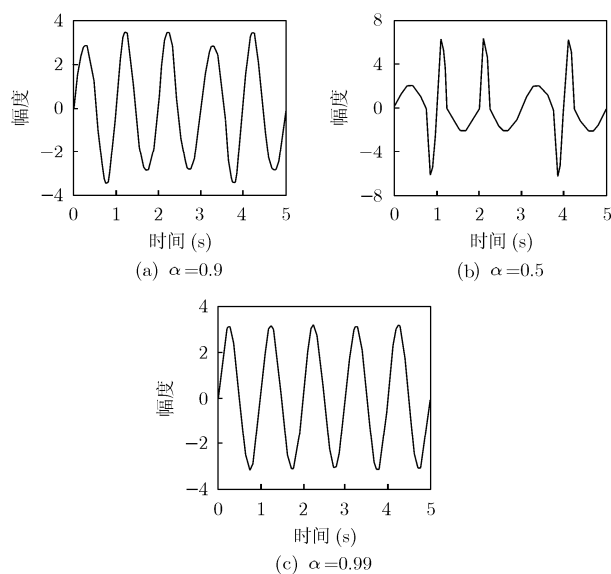


图 2 已调信号波形(调制码元为 01101)

由图 2 可见,当调控参数  $\alpha$  较小时(图 2(b)),不同码元的调制后波形相差较为明显,这与 VWDK 调制方式的原理是一致的。即在一个码元周期内,两个半波的时间长度相差较大,为了消除直流分量,其幅度也进行了相应调整。

另外,在图 2(b)中可以明显看出,在每个半波过零点转换处相位斜率不连续,因而可以推测,这时的功率谱能量主瓣将不如参数  $\alpha$  较大时集中(该推测将在接下来的部分中得到验证)。这是否意味着参数  $\alpha$  越大越好呢?不是这样。在参数  $\alpha$  趋近于 1

时, 已调信号将与单一的正弦信号差别不大, 而若  $\alpha$  等于 1, 则已调信号就是单频正弦信号, 完全不携带任何调制信息。图 2(c)是参数  $\alpha=0.99$  时的已调波形, 其它设置与图 2 中(a), 2(b)的参数相同。

在图 2(c)中, 已很难辨别不同调制信号带来的差别, 这将使解调变得十分困难。所以, 从调制原理上, 就限制了主瓣能量的集中, 这是对该调制方式的第二点质疑。

(2)已调信号的频谱 为了绘制已调信号的频谱, 要产生足够数量的二进制调制码元, 并使用合适的采样频率。这里仍假定调制码元周期为 1, 采样频率为 200, 调制码元个数为 20000。为了使频谱便于观察对比, 对其中的最大线谱进行了归一化处理, 仅绘制单边带频谱, 并在  $f \cdot T=10$  处进行了截断, 得到的结果如图 3 所示。

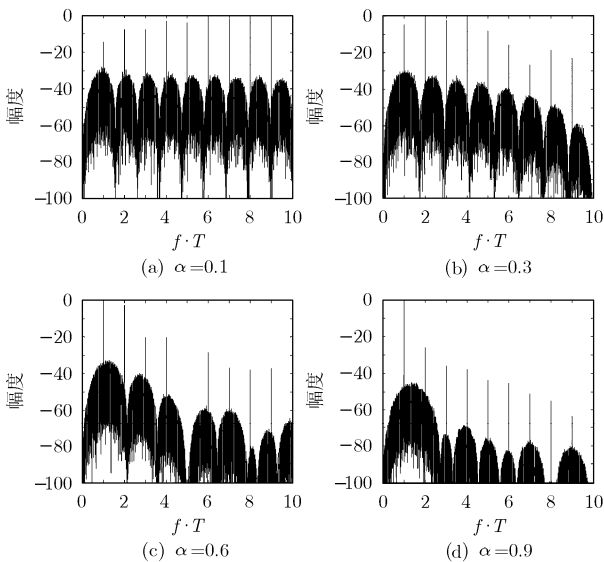


图 3 不同参数  $\alpha$  下的已调信号频谱

图 3 很明显验证了上面的推测, 随着参数  $\alpha$  的增大, 谱能量将向主瓣集中。而在上面的质疑中, 我们也提到, 参数  $\alpha$  的增大将最终导致调制信息的丧失。下面通过实际仿真来验证这一点。

(3)直接解调的性能验证 这里对解调的仿真是直接由已调波形进行解调, 不经过上变频和限带处理, 也就是说, 所有信息完全传输, 传输带宽无限。引入的噪声是零均值的加性高斯白噪声。由于带宽不受限, 仿真时, 横坐标选取的是信号和噪声的功率之比(SNR), 而纵坐标则是对数坐标下的误比特率。解调方式选择相关解调, 直接用每个周期的标准波形与加噪信号相乘积分后进行判决输出。

仿真时仍假定调制码元周期为 1, 采样频率为 50, 使用 150000 个码元, 信噪比设定在[0,25], 步长 0.1, 纵坐标延伸至  $10^{-4}$  标度, 对各种参数  $\alpha$  进行仿真。仿真结果如图 4 所示。

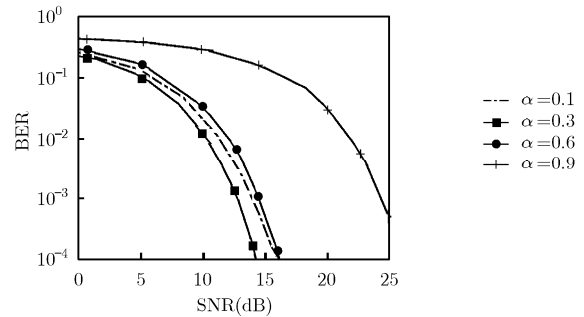


图 4 误码率仿真曲线

随着参数  $\alpha$  的值增大, 为达到相同的误码率性能, 所需的发射功率将增大, 这样能直观地看出频谱能量集中和发射功率之间的矛盾。亦即验证了前面所说的“参数  $\alpha$  的增大将最终导致调制信息的丧失”, 这是 VWDK 调制原理本身产生的局限性。

#### 4 对实际带宽的探讨

对于实际的信号传输而言, 信道带宽总是有限的, 那么就要对已调信号进行限带处理。这个带通滤波器的带宽该如何选择呢, 这直接与我们所关心的频谱利用率有关。

在通常意义下, 滤波就是要取出频谱中的主要部分, 而把旁瓣抑制掉, 这样就可节省带宽, 从而复用更多的信号传输。设计滤波器时, 为了简单起见, 直接采用 Matlab 中的 FDA 工具, 仿真的参数码元个数为 20000, 采样频率 200, 参数  $\alpha$  选取为 0.9, 其余不变。

滤波器参数如表 1 所示。

表 1 带通滤波器参数

滤波器类型	32 阶 IIR butterworth 带通滤波器
抽样频率	200
通带起伏	-1dB, 0.5~1.5Hz
阻带衰减	-60dB, <0.1Hz, >2Hz

图 5 为窄带滤波的结果。图 5(a)为窄带滤波的幅频特性, 图 5(b)、5(c)为滤波前后的时域波形, 比较图 5(d)、5(e)可见, 滤波器滤出了主瓣的部分能量, 有效的抑制了旁瓣。在这种情况下, 可以认为此时的频谱利用率得到了提高。但如此一来, 滤

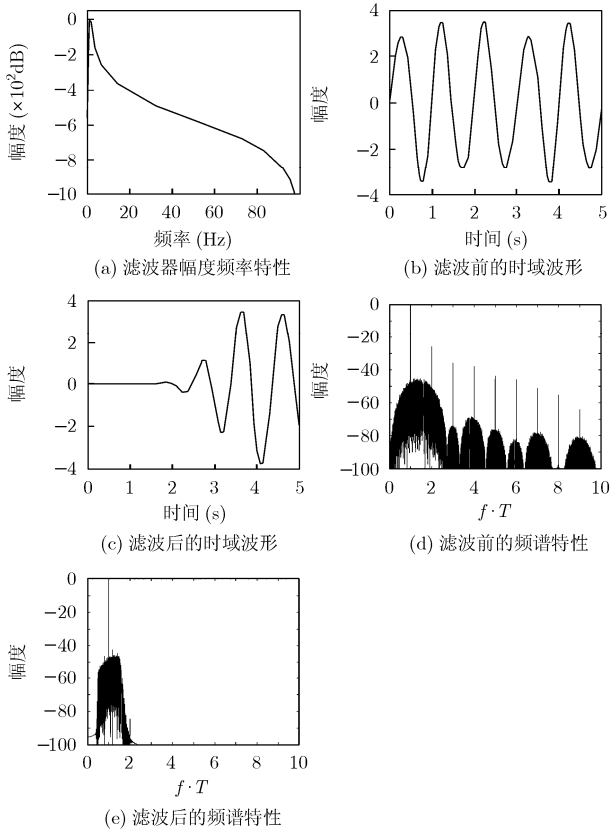


图5 经过带通滤波的已调信号波形及频谱

波后的时域波形已很难找到调制信息的影响，过零点的区分被拉平，不能通过过零时刻的不同来辨别调制码元，幅度的变化也被大大削弱，变得无规律可循。滤波后的谱分量并没有包含足够的调制信息。设想，如果滤波器带宽更窄，得到更高的频谱利用率，那么恢复出的信息只是单频正弦信号，而蕴含在较宽范围连续谱内的调制信息就被完全滤除在外了。因此，对这种调制方式提出了第三点质疑，按照通常意义的窄带限带后，得到的信息并不能满足解调的需求，所以其高效的频谱利用率也就不存在了。

### 5 对功率谱的进一步分析

在前面的论述中，都是从仿真的角度对该种调制方式提出了质疑。下面，通过具体计算其该种调制方式的功率谱来做进一步探寻，看看是否能发现新的问题。

计算随机序列的功率谱所利用如下公式<sup>[8,9]</sup>：

$$\Psi(f) = \frac{1}{T_s^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| PG_1\left(\frac{n}{T_s}\right) + (1-P)G_2\left(\frac{n}{T_s}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T_s}\right) + \frac{1}{T_s} P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad (2)$$

其中  $P$  为符号 1 出现的概率， $T_s$  为码元周期， $G_1(f)$ ， $G_2(f)$  分别为信号源  $g_1(t)$ ， $g_2(t)$  的傅氏变换。

由式(1)，计算得：

$$G_1(f) = (\cos(\pi f \alpha T) - j \sin(\pi f \alpha T) + 1) \frac{1}{2} \frac{1}{1 - (f \alpha T)^2} - (\cos(2\pi f T) - j \sin(2\pi f T) + \cos(\pi f \alpha T) - j \sin(\pi f \alpha T)) \frac{1}{2} \frac{1}{1 - (f(2 - \alpha)T)^2} \quad (3)$$

$$G_2(f) = (\cos(\pi f(2 - \alpha)T) - j \sin(\pi f(2 - \alpha)T) + 1) \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 - (f(2 - \alpha)T)^2} - (\cos(2\pi f T) - j \sin(2\pi f T) + \cos(\pi f(2 - \alpha)T) - j \sin(\pi f(2 - \alpha)T)) \frac{1}{2} \frac{1}{1 - (f \alpha T)^2} \quad (4)$$

为了研究功率谱中的连续谱部分，将式(3)和式(4)代入式(2)的后半部分，假设码元 0, 1 为等概率分布，即  $P=1/2$ ，得到连续谱部分的表达式如下：

$$\Psi_C(f) = \frac{1}{16T} \left[ \frac{1}{1 - (f \alpha T)^2} - \frac{1}{1 - (f(2 - \alpha)T)^2} \right]^2 \cdot [(\cos(\pi f \alpha T) + 1 + \cos(2\pi f T) + \cos(\pi f(2 - \alpha)T))^2 + (\sin(\pi f \alpha T) + \sin(2\pi f T) + \sin(\pi f(2 - \alpha)T))^2] \quad (5)$$

在式(5)中，将功率谱中的连续谱部分分为两项相乘的形式，下面分别来研究参数  $\alpha$  对它们的影响。取  $T=1$ ， $f$  的范围限定在  $[0,10]$  之间。由于在第一项中，可能会出现奇点，所以绘图时采用对数坐标。将两个部分的在不同参数  $\alpha$  下的曲线绘制如下：

对比图 6 和图 7，可以看到，连续谱表达式中的第 1 项随着参数  $\alpha$  的增大而逐渐收拢到主瓣(图 6)，而第 2 项随参数  $\alpha$  的变化并没有显著的改变(图 7)。说明主瓣的集中仅与第 1 项有关。而第 1 项中奇点向主瓣收拢的原因，正是两个已调波形的差别减弱造成的。也就意味着，调制信息的减弱。

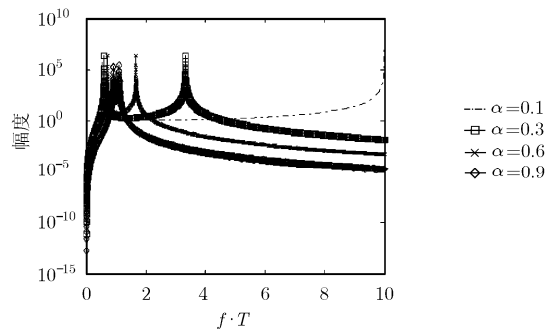


图6 连续谱中第一项随参数  $\alpha$  的变化

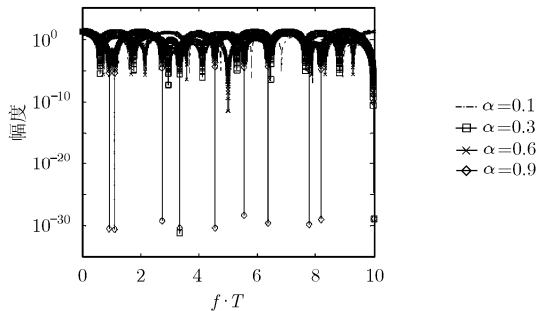


图7 连续谱第二项随参数 $\alpha$ 的变化

综上,可以看出,谱能量收拢到主瓣并不反映调制信息能量分配的变化。事实上,调制信息始终是平均分配在很宽的连续谱当中(图7)。

## 6 结论

对于VWDK调制方式,本文提出了3点质疑。其一是对“载波与调制信息的融合”,其二是其调制原理本身的局限性,其三是有效带宽。第1点可以把它当作基带信号来考虑,因而不妨碍继续研究;第2点暂且认为可以找到一个适当的调控参数,比如用于带通滤波仿真时的参数 $\alpha$ ;从第3点看到,要把这种调制应用到实际中去,即使能够做到零延迟的带通滤波,当信号谱分量的旁瓣被衰减掉后,足够的调制信息也随之被丢弃了,因而不能够被正确解调。进一步的理论推导结果也证明了这一点,主瓣的能量集中并不能使调制信息能量更加集中。因此,该调制方式在通常意义下的窄带传输,其高效的频带利用是不能实现的。

## 参考文献

- [1] Walker H R. VPSK and WMSK modulation transmits audio and video at 15 b/s/Hz[J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1997, 43(1): 96-103.
- [2] Tomazics S. Comments on spectral efficiency of VMSK[J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2002, 48(1): 61-62.
- [3] 陈晓毅,姚庆栋,刘小成. 高效调制的错觉[J]. *电子与信息学报*, 2003, 25(11): 1558-1563.
- [4] Chen Xiao-yi, Yao Qing-dong, and Liu Xiao-cheng. The illusion of high spectral efficiency modulation[J]. *Journal of Electronics and Information*, 2003, 25(11): 1558-1563.
- [5] Shi Zhi yong, Huang Jian ming, and Zhang Zhen yu. Analyze and comment on spectral Efficiency of VMSK modulation[C]. In Proc. of IEEE WiCOM, Wuhan, China, 22-24 Sept. 2006: 1-4.
- [5] 李小平. VWDK调制技术的研究[D]. [博士学位], 东南大学, 2006, 6.
- Li Xiao-ping. Study on the technique of VWDK modulation [D]. [Ph.D. dissertation], Southeast University, 2006, 6.
- [6] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. *自然科学进展*, 2007, 17(11): 1467-1473.
- Wu Le-nan. The evolution of ultra-narrow band and high speed communications[J]. *Progress in Nature Science*, 2007, 17(11): 1467-1473.
- [7] 杨东凯,吴华森,张其善. AWGN信道中超窄带调制VMSK的最佳解调性能[J]. *通信学报*, 2008, 29(5): 128-132.
- Yang Dong-kai, Wu Hua-shen, and Zhang Qi-shan. Best performance of the UNB modulation VMSK in AWGN channel[J]. *Journal on Communications*, 2008, 29(5): 128-132.
- [8] 曹志刚,钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006: 212, 252-312.
- Cao Zhi-gang and Qian Ya-sheng. The Principles of Modern Communications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2006: 212, 252-312.
- [9] 司宏伟. 超窄带\_UNB\_通信可行性及VWDK研究[D]. [硕士学位论文], 东南大学, 2005-3.
- Si Hong-wei. Research on the realizability of UNB communications and VWDK[D]. [Master dissertation], Southeast University, 2005-3.

徐淑正: 男, 1976年生, 博士, 助理研究员, 主要从事数字调幅、调频广播及数字水印方面的研究工作。

张鑫: 男, 1987年生, 硕士生, 主要从事无线通信及卫星通信方面的研究。