

DFM 系统中的 OFDM 参数设计

徐淑正 曾琳 王鹏军 杨华中
(清华大学电子工程系 北京 100084)

摘要: 该文提出一种应用于 VHF-FM 频段的数字调频广播(DFM)的模式自适应的 OFDM 参数设计方法, 根据信道的多普勒频移范围设计了两种传输模式。为了有效抵抗频率选择性衰落, 需要合理设置 OFDM 码元循环前缀和有用数据部分长度之比; 合理地选择有用数据部分长度, 使得不仅能在有限带宽内得到尽可能多的子载波还能降低对多普勒频移的敏感性; 考虑到可用子载波个数对工程实现复杂度和数据传输效率的影响, 通过合理设置以实现两者间的良好折中。通过与有着相同信道模型的 DRM-Plus 系统参数建议相比, 该方法不仅能抵抗频率选择性衰落, 而且具有多普勒频移敏感性更低、工程实现复杂度更低和数据传输效率更高的优点。利用现有时域同步捕获算法仿真, 表明所设计的参数在 DFM 系统中具有可用性。

关键词: 数字调频广播; DRM-Plus; OFDM 参数设计

中图分类号: TN934

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2209-05

OFDM Parameters Design in the DFM System

Xu Shu-zheng Zeng Lin Wang Peng-jun Yang Hua-zhong
(Electronic Engineering Department, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The paper proposes a mode-adaptive OFDM parameters design method for Digital Frequency Modulation (DFM) radio used in the VHF-FM, and designs two transmission modes according to the Doppler shift range under different channel profiles. In order to effectively counteract frequency-selective fading, it is necessary to set the length-ratio between cyclic prefix and useful part of the OFDM symbol; reasonably choosing the length of the useful part, makes more sub-carriers acquired within the limited bandwidth and the sensitivity to Doppler shift decreased; considering the influence to engineering complexity and data transmission efficiency brought by the number of available sub-carriers, the suitable choice of the number can realize a good trade off. Contrast to the existing parameter suggestions in the DRM-Plus system which has the same channel circumstances, the proposed method can not only counteract frequency-selective fading, but also have advantages of lower sensitivity to Doppler shift, lower engineering complexity and higher data transmission efficiency. Simulated with the existing synchronization acquisition algorithms in time domain, the results show that the proposed parameters can be used in the DFM system.

Key words: Digital Frequency Modulation (DFM); DRM-Plus; OFDM parameters design

1 引言

目前, 全球都在为将数字广播引入 VHF-FM (87.5 MHz-108 MHz) 频段而努力。美国已经在该频段引入了“HD-radio”, 但是并不符合 ITU 的频谱规范^[1]。DRM(Digital Radio Mondiale)委员会也正在为 DRM^[2]向该频段的扩展而探索, 当 DRM 被扩展到 VHF-FM 频段时就得到了它的升级版本, 称为 DRM-Plus^[3]。为了区别于现有的 DRM-Plus 广播系统的提法, 本文将在 VHF-FM 频段引入的数字广播系统称为数字调频广播 DFM(Digital Frequency Modulation), 从 OFDM 参数的角度设计了一套针

对 DFM 的系统参数, 包括 OFDM 码元有用数据部分长度、循环前缀长度、采样频率、载波间隔、有用子载波个数、传输帧长度以及传输帧中包含的 OFDM 码元个数。如同 HD-radio 和 DRM-Plus 系统, DFM 也是专门针对 VHF-FM 频段特性所设计的系统, 因此 DFM 同样能够解决传统的 DAB 无法解决的 VHF 频段问题, 实现对 FM 广播的数字化, 而且相比现有的 DRM 能够占用更宽的带宽, 因此可以实现更高质量的立体声广播和包括视频在内的多媒体数据服务^[3]。将 DRM 系统构建思路扩展到 VHF-FM 频段的可行性已经得到了测试验证^[4], 因此本文继续延续 DRM 系统框架, 针对 VHF-FM 频段特性来设计 DFM 中的 OFDM 参数, 并将其与现有的 DRM-Plus 参数设计进行对比, 证明本文的参

数设计性能指标更高。

将 DRM 系统构建思路扩展升级可以得到 DFM, 由于 DFM 应用于不同的频段有着不同的信道传输特性, 因此需要重新设计一套符合该频段信道特性的参数。OFDM 由于其频谱利用率高、抗频率选择性衰落强和传输数据率高的优点, 在 DFM 中得到了采用, 由此会带来 OFDM 系统参数设计问题。本文针对 DFM 所应用的 VHF-FM 频段特有的信道衰落特性, 设计了模式自适应的 OFDM 时域参数, 并将其与已有文献[4,5]中的参数设计作了对比, 证明本文的参数设计不仅能够抵抗频率选择性衰落, 还在抵抗多普勒频移、工程实现复杂度和数据传输效率方面存在优势。

本文如下的内容安排依次是: 第 2 节介绍 OFDM 参数设计原理和工程实现复杂度的考虑, 第 3 节提出了模式自适应的 DFM 系统 OFDM 参数设计建议, 并将其和已有的有着相同信道模型的 DRM-Plus 参数设计进行了对比, 第 4 节验证了本设计参数的有效性, 最后一节是本文的总结。

2 参数设计原理

一个通信系统的设计与信道条件密切相关, 合理的参数设计能够有效抵抗信道的多径延时和多普勒频移的影响。DFM 应用于 VHF 的低频段即 87.5 MHz-108 MHz 范围内, 其中不仅存在电磁波的反射、折射和散射现象, 同时由于接收方的运动将引入多普勒频移。DFM 传输信道可以用 WSSUS 模型来定义^[5], 由于 DFM 和 DRM-Plus 应用于同一频段, 因此文献[5]中描述的 DRM-Plus 系统中的 6 种信道框架同样适用于 DFM。表 1 分别给出了每种信道框架的适用环境、多径信道条数、最大多普勒频移和最大延时。

(1)多径延时 对于传输信号而言, 多径延时有两点影响: 一是产生频域衰落, 二是造成前后码元串扰。当传输信号采用了 OFDM 调制技术后, 这两

点影响可以通过合理的参数设计得到有效解决。

频域衰落的严重与否将直接影响信道均衡的复杂度, 当频域衰落过于严重时, 预测、交织等技术也无能为力。通常希望信号经历平衰落特性, 以减小信道均衡的复杂度。OFDM 将高速率的数据串并转换后调制到各正交子载波, 并复用于有效信道总带宽 B_t 内, 降低了各数据传输所占用的带宽。此时, 每个数据在子载波对应的子信道内传输, 子信道带宽等于子载波间隔 Δf_c 。当数据传输所占用的子信道带宽小于多径延时产生的相关带宽 B_{co} 时, 各子信道表现出平衰落特性。因此, 为了使 OFDM 抵抗频率选择性衰落, 需要满足: $\Delta f_c \ll B_{co}$ 。由于 $\Delta f_c = 1/T_u, B_{co} = 1/\tau_{max}$, 所以 $T_u \gg \tau_{max}$ 。其中, T_u 为 OFDM 码元有用数据部分长度, τ_{max} 为最大多径延时。

前后码元串扰将破坏 OFDM 解调所要求的子载波正交性, 所以需要在每个 OFDM 码元有用数据部分前增加循环前缀以克服该问题。当循环前缀长度满足 $T_g \geq \tau_{max}$ 时, 可以消除前后码元串扰对 OFDM 解调的影响。 T_u 和 T_g 的下限都与 τ_{max} 有关, 两者存在一定的比例关系, 使得能够同时抵抗频率选择性衰落和码元串扰。实验表明当 $T_g/T_u \leq 0.25$ 时, 可以使得子信道满足平衰落的要求^[6]。因此, 在 $T_g \geq \tau_{max}$ 的前提下, 验证 T_g/T_u 的比例关系来判断抗频率选择性衰落的有效性。

(2)多普勒频移 收发两方的相对运动将造成多普勒频移, 使得频谱发生位移而破坏子载波的正交性, 引入 ICI, 严重影响 OFDM 解调, 信道均衡难度加大。在相同多普勒频移的情况下, 如果子载波间隔越大, 引入的 ICI 就越小, 对多普勒频移就越不敏感, 信道均衡就会越容易。

可以用 $f_{dop}/(\Delta f_c)$ 来表示对多普勒频移的敏感性。比值越小, 对多普勒频移越不敏感。因此, 我们希望 Δf_c 越大越好, 即 T_u 越小越好。当采用不同规模的星座图时, 不同的 $f_{dop}/(\Delta f_c)$ 比例上限能够带来不同的误符号率^[6]。

(3)工程方面的考虑 对于数字广播, 需要将接收到的射频信号解调后, 由 ADC 采样转化到数字域进行同步、均衡、译码等接收处理。通过一定的采样间隔 T_s 可以把 T_g 转化为点数 L , T_u 转化为点数 N 。通常希望 N 是 2 的幂值, 这样可以利用 FFT 快速实现 OFDM 解调。因此在设计 OFDM 参数时, 要使点数 N 满足这一要求。

在接收机中为了有效接收某个频道的传输信号, 需要一个信道选择滤波器来提取有用信号并去除带外干扰。这个滤波器的实现复杂度与信道利用

表 1 DFM 信道框架

信道编号	适用环境	多径条数	最大多普勒频移(Hz)	最大延时(ms)
No.1	加性高斯白噪声	1	0	0
No.2	城市	9	0.2 或 5.6	0.003
No.3	农村	9	13.9	0.003
No.4	障碍地形	9	5.6	0.016
No.5	丘陵地形	12	9.3	0.0827
No.6	单频网	7	13.9	0.6

率有关。信道利用率表征的是传输有用数据的带宽占可用带宽的比例,表达式如下:

$$\lambda = (K\Delta f_c) / B_t \quad (1)$$

其中 K 为用来传输数据的子载波个数。信道利用率越大,信道选择滤波器实现越复杂。

根据信道利用率,还可以进一步表示出数据传输效率,即单位带宽的数据率,表达式如下:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{K \log_2 M}{T_u + T_g} \frac{1}{B_t} = \frac{K \Delta f_c}{B_t} \frac{1}{1 + (T_g / T_u)} \log_2 M \\ &= \lambda \frac{1}{1 + (T_g / T_u)} \log_2 M \end{aligned} \quad (2)$$

其中 M 为星座图大小,通常情况采用 4-QAM, 16-QAM 或 64-QAM。

在星座图映射方式,OFDM 码元构成确定的前提下,如果希望得到尽量大的 η ,那么将导致信道利用率过高,信道选择滤波器需要很陡峭的下降沿,实现代价高;如果希望信道选择滤波器尽量简单,那么信道利用率将限制 η 的大小,降低系统性能。因此,信道选择滤波器的实现复杂度和数据传输效率之间存在折中。

3 参数设计

在有限的带宽内,我们希望可用的子载波个数尽可能的多,以达到尽量高的数据率,但是子载波个数的增多意味着子载波间隔的减少,对多普勒频移敏感性的增加。因此需要仔细选取 T_u 的大小,使得子载波间隔 Δf_c 不仅能够有效抵抗多普勒频移,还能产生足够多的子载波个数。由表 1 可以看出,DFM 信道涉及的多普勒频移可以分为两类:不超过 5.6 Hz 和高于 5.6 Hz。如果不加区分,为了满足最大 13.9 Hz 的多普勒频移,需要把 T_u 设置的较低,那么对于没有多普勒频移的 No.1 信道和多普勒频移很小的 No.2 信道和 No.4 信道,将损失子载波间隔可以进一步缩小以传输更多数据的优势。因此,本文设计了 A, B 两种传输模式,使得能在充分利用有限信道的条件下降低多普勒频移产生的影响。A 模式对应多普勒频移不超过 5.6 Hz 的 No.1, No.2 和 No.4 信道, B 模式对应多普勒频移高于 5.6 Hz 的 No.3, No.5 和 No.6 信道。为了和 DRM 传输帧^[2]的概念相一致,在 DFM 中也需要设计传输帧的长度。传输帧由一系列的 OFDM 码元构成,为了和应用层数据包长度兼容,可以将传输帧的长度设为 0.2 s^[4]。由于 DRM 传输帧的长度为 0.4 s,因此,凡是可用于 DRM 的应用层,在 DFM 中同样可以适用。

结合表 1 的信道框架,根据第 2 节所述的参数

设计方法,表 2 所示为本文设计的模式自适应的 OFDM 参数,且适用于信道带宽为 100 kHz 的情形^[4,5]。出于工程考虑,首先确定 N 的大小为 2 的幂值,尝试不同的采样率 T_s ,使得既要保证有足够的可用子载波来传输数据,又要保证子载波间隔在抵抗信道多普勒频移方面有较好的效果。确定 L 的取值,使得不仅能够抵抗码元串扰,而且适度的长度能够使得接收机检测传输模式的结果更加可靠,同时和 N 的比值关系使得子信道经历平衰落。 N , L , T_s 三者所决定的 OFDM 码元长度,能够在传输帧 0.2 s 的时间限制下,得到整数个 OFDM 码元。 K 的选择希望能够在工程实现复杂度和数据传输效率之间得到较好的折中,相比现有设计有所提高。

表 2 模式自适应的 OFDM 参数设计

参数	A 传输模式	B 传输模式
	($f_{\text{dop}} \leq 5.6$ Hz)	($f_{\text{dop}} > 5.6$ Hz)
N	256	128
L	32	16
T_s (s)	1/115200	1/115200
T_u (s)	256/115200	128/115200
T_g (s)	32/115200	16/115200
Δf_c (Hz)	450	900
K	209	105
每个传输帧中的码元个数	80	160

虽然用于 No.6 信道的 B 传输模式对应的 T_g 小于最大延时,但是单频网中延时大的路径的功耗非常小,可以忽略不予考虑^[5]。

表 3 从抗频率选择性衰落、多普勒频移敏感性、工程实现复杂度以及数据传输效率方面出发,将本文的参数设计和相关文献对同频段的 DRM-Plus 系统的参数设计进行了对比。

如第 2 节所述,抵抗频率选择性衰落的指标为 T_g / T_u ,只要满足小于 0.25 就能有较好的抵抗效果。测量对多普勒频移的敏感性的指标为 $f_{\text{dop}} / (\Delta f_c)$,比

表 3 DFM 系统中 OFDM 参数设计比较

	文献[6]	文献[3]	A 传输	B 传输
			模式	模式
T_g / T_u	1/9	1/7	1/8	1/8
$f_{\text{dop}} / \Delta f_c$	0.031	0.016	0.012	0.015
N	—	$111 \leq N \leq 116$	256	128
$K\Delta f_c / B_t$	—	0.951	0.941	0.945
η (假设 $M=64$)	—	4.995	5.016	5.040

值越小, 敏感性越弱, 性能越好。\$N\$ 和 \$K\Delta f_c/B_t\$ 可以用来表征工程实现复杂度, \$N\$ 为 2 的幂值, \$K\Delta f_c/B_t\$ 值较小则对应了较小的工程实现复杂度。同时 \$K\Delta f_c/B_t\$ 和 \$\eta\$ 的折中关系希望能够在降低复杂度的同时, 得到尽量高的数据传输效率。

从表 3 中可以看出, 本文的设计参数相比已有的参数设计建议, 能够有效抵抗频率选择性衰落, 并且具有更低的多普勒频移敏感性, 更低的工程实现复杂度, 以及更大的数据传输效率。

4 设计参数的可用性

(1)时域同步捕获 OFDM 参数除了确定信号构成外, 还被用于时域的同步捕获。在本文提出的 DFM 系统中 OFDM 参数设计下, 通过现有时域同步捕获算法的应用来验证其可用性。通过如下仿真, 证明本文设计的参数能够完成时域同步捕获。下列仿真实现的条件都包括: 分别在 6 种信道下对应生成 10000 个 A 模式或 B 模式信号, No.2 信道取 5.6 Hz 的最大多普勒频移。

DFM 系统中的时域同步捕获包括传输模式检测, 码元粗同步定时和小数倍载波频偏估计这 3 个过程, 它们都需要利用循环前缀的周期重复特性来完成。根据循环前缀与复制数据部分相关计算得到的周期性峰值, 可以用来判断传输模式^[7-9], 进行码元粗同步定时^[7,8,10,11], 还能根据定时位置处得到的相关值来计算小数倍载波频偏^[7,8,10]。

将设计参数用于文献[7,8,9]中的传输模式检测算法来验证其在 DFM 系统中的可用性。仿真表明, SNR 由 0 dB 增加到 20 dB 的过程中, 当 SNR 高于 10 dB 时, 本文设计的参数在 6 种信道条件下能够准确检测出两种传输模式。

SNR 设置为 15 dB, 载波频偏任意取值, 将设计参数用于文献[7,8,10,11]中的码元粗同步定时算法来验证其在 DFM 系统中的可用性。码元粗同步定时偏差的计算表达式为

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= \hat{\theta} - \theta_0 \\ &= \arg \max_{\theta} \left| \sum_{k=0}^{L-1} r(\theta+k) \cdot r^*(\theta+N+k) \right| - \theta_0 \quad (3) \end{aligned}$$

其中, \$\hat{\theta}\$ 为估计的码元起始位置, \$\theta_0\$ 为实际的码元起始位置, \$r(n)\$ 为接收到的 DFM 数字基带复数信号, \$N\$ 为 OFDM 码元有用数据部分长度, \$L\$ 为循环前缀长度, \$\arg \max_{\theta}(\cdot)\$ 代表遍历 \$\theta\$ 计算并取最大值对应的 \$\theta\$, \$(\cdot)^*\$ 代表共轭运算。

图 1 所示为码元粗同步定时误差的概率分布。从图 1 可以看出, 在 6 种信道下, 码元定时误差为 0 的概率介于 52.6%到 54.9%之间, 以高于 91.2%的

概率使定时误差介于-3 到 3 个采样点之间, 高于 97.4%的概率介于-5 到 5 个采样点之间。因此, 无论哪种信道类型, 都能够将定时误差以较大概率控制在可接受范围内。

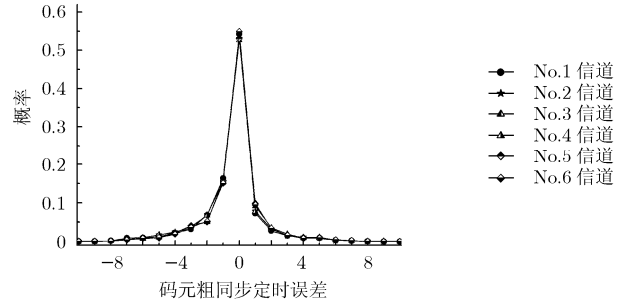


图 1 码元粗同步定时误差概率分布

SNR 设置为 15 dB, 小数倍频偏取为 0.3, 将设计参数用于文献[7,8,10]中的小数倍载波频偏估计算法来验证其在 DFM 系统中的可用性。小数倍载波频偏估计误差的计算表达式为

$$\Delta\varepsilon = \hat{\varepsilon} - \varepsilon_0 = -\frac{1}{2\pi} \angle \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} r(\hat{\theta} + k) \cdot r^*(\hat{\theta} + N + k) \right\} - \varepsilon_0 \quad (4)$$

其中 \$\hat{\varepsilon}\$ 是估计的小数倍载波频偏, \$\varepsilon_0\$ 是实际的小数倍载波频偏, \$\hat{\theta}\$ 是码元粗同步定时的结果, \$\angle(\cdot)\$ 代表求解相角计算。

图 2 所示为小数倍载波频偏估计误差绝对值的概率分布。从图中可以看出, 在 No.1, No.5 和 No.6 信道下小数倍频偏估计能以超过 97.6%的概率将误差控制在 0.02 以内, 其他 3 种信道由于多径条数多而延时小, 使得各条路径的信号几乎同时到达接收机, 彼此之间难以区分, 小数倍频偏估计受到了各条不易区分的路径多普勒频移的严重影响, 误差集中在 0.017 和 0.021 附近, 在 No.2 和 No.4 信道下将小数倍频偏估计误差控制在 0.02 以内的概率分别是 78.9%和 78.2%, No.3 信道将误差控制在 0.03 的概率为 89.9%。因此, 在 6 种信道下, 都能够以较大

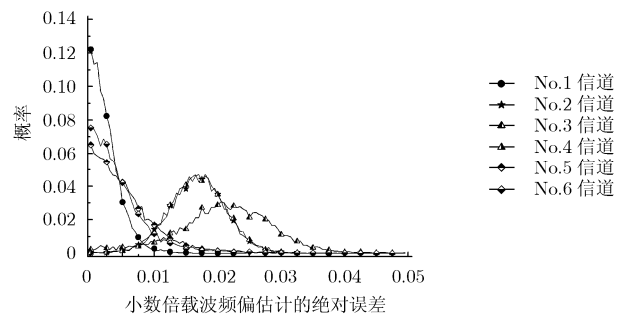


图 2 小数倍载波频偏估计误差绝对值概率分布

概率将误差控制在 0.05 以内。

(2) 未来工作展望 本文目前的工作解决了 DFM 系统中 OFDM 参数设计问题, 下一步需要设计传输帧的导频图案, 用来辅助完成频域同步捕获、同步跟踪和信道估计, 并按照如图 3 所示的处理流程完成接收工作中的同步和均衡。

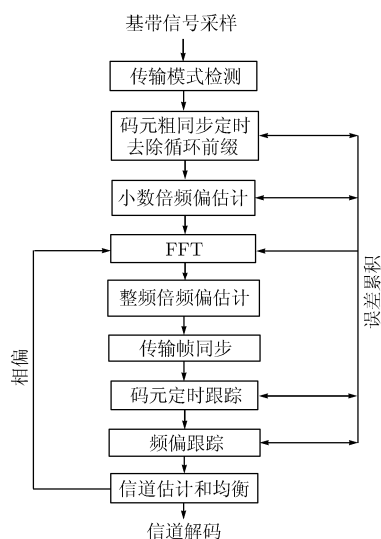


图3 同步和均衡的处理流程

5 总结

本文针对 DFM 系统的传输信道特点, 从抵抗多径延时、降低多普勒频移敏感性、减小工程实现复杂度方面入手, 设计了模式自适应的 DFM 系统 OFDM 码元相关参数。相比已有参数设计, 本文的参数设计有更好的性能, 不仅能够有效抵抗频率选择性衰落, 而且有着更低的多普勒频移敏感性、更低的工程实现复杂度和更高的数据传输效率。论文的下一步工作是设计 OFDM 传输帧的导频图案, 使得能够更快速、更可靠的完成频域同步捕获、同步跟踪和信道估计。

参考文献

- [1] Wikipedia. HD Radio. http://en.wikipedia.org/wiki/HD_Radio, 2008
- [2] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital Radio Mondiale (DRM), System Specification. ETSI TS 101980, 2001.

- [3] Xu Shu-zheng, Wang Peng-jun, Zhang Feng, and Yang Hua-zhong. DRM—the Digital Radio on the Way. 12th IEEE Symposium on Computers and Communications, Santiago, Portugal, 1-4 July 2007: 151-154.
- [4] Steil A, Kreuzer M, Feilen M, Lehnert J, Urbansky R, and Sauer-Greff W. Technical feasibility study and field trial concept for DRM-based digital radio in the VHF-FM radio band. Proceedings of the 7th Workshop Digital Broadcasting, Fraunhofer Institute for Integrated Circuits IIS Erlangen, Germany, 2006: 67-72.
- [5] International Telecommunication Union Radiocommunication Study Groups. Digital Radio Mondiale (DRM): Narrowband digital broadcasting with the DRM system in Bands I and II. Document 6E/413-E, Question ITU-R 56/6, 2006.
- [6] Hutter A. Design of OFDM systems for frequency-selective and time-variant channels. International Zurich Seminar on Broadband Communications, ETH Zurich, Switzerland, 2002: 39-1-39-6.
- [7] Kurpiers A F and Fischer V. Open-source implementation of a Digital Radio Mondiale (DRM) receiver. 9th International Conference on HF Radio Systems and Techniques, Bath, United Kingdom, 2003: 86-90.
- [8] Chen Chen, Park Beomjin, Wei Lijun, and Oh Hyun-Seok. Synchronization acquisition methods for DRM systems. Vehicular Technology Conference, Montreal, Canada, 2006: 1-5.
- [9] Zeng Lin and Xu Shu-zheng. Robustness mode detection algorithm in the DRM system. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2008, 54(4): 792-798.
- [10] Van de Beek Jan-Jaap, Sandell, and Borjesson. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [11] Yang Bao-guo, Letaief, Cheng S, and Cao Zhi-gang. Timing recovery for OFDM transmission. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(11): 2278-2291.

徐淑正: 男, 1976年生, 助研, 研究方向为数字广播和信息安全。
 曾琳: 女, 1983年生, 硕士生, 研究方向为数字广播同步和信道均衡技术。
 王鹏军: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为数字无线通信技术。
 杨华中: 男, 1967年生, 教授, 研究方向为集成电路、数字广播、传感器网络和无线通信。