

基于 OFDM 的数字广播系统模型研究及子载波数目确定¹

束 锋 赵光玲 吴乐南

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘 要 作为时变的多径信道,中短波信道的时变性导致基于 OFDM 数字调幅广播系统各个子信道间产生干扰,简称 ICI。该文首先分析 OFDM 系统在一般时变多径信道的模型,在此基础上推导了中短波信道时变特性在 OFDM 系统中所产生的 ICI 公式,最后利用该公式通过计算机数值计算确定在 ICI 可忽略不计的情况下,OFDM 系统的总的子载波数目 N 的最大值,而该值的确定对于基于 OFDM 的数字调幅广播系统是非常重要的。

关键词 正交频分复用,信道间干扰,中短波信道,数字调幅广播系统

中图分类号 TN911.22

1 数字调幅广播信道的统计特性

为了将 AM 波段 (30MHz 以下) 的模拟调幅广播 (Analog Amplitude Modulation Broadcasting: AAMB) 数字化,欧洲于 90 年代初期成立了窄带数字广播 (NADIB) 机构 Eureka1559。1997 年,在柏林召开的国际无线电展览会上,德国、法国和美国分别展示了各自的数字调幅广播实验系统:法国 SkyWave2000 系统、美国 Digital Radio Express 系统、美国 VOA/JPL-B 系统和德国 T²M 系统。1998 年,世界性数字无线电组织 (Digital Radio Mondiale: DRM) 在广州召开的调幅广播世界无线电研讨会上正式成立,主要任务就是寻找最佳的数字调幅广播系统。从 1999 年 3 月开始,DRM 对法国 SkyWave2000 和德国 T²M 两大系统进行了测试和评估,融合这两种方案后于 1999 年底向 ITU 提交了草案^[1],采用了 SkyWave2000 中的 OFDM+QAM 而不是德国的单载波 APSK 作为调制方式,ITU 于 2001 年 4 月正式通过了 DRM 提交的草案。对于基于 OFDM 的 DAMB 系统首先要考虑的问题是作为无线多径的 DAMB 信道的时变性对 DAMB 系统产生的影响,该问题的分析和研究将决定基于 OFDM 的 DAMB 系统采取何种模型,从而影响 DAMB 系统的同步和信道估计。本文首先从 OFDM 混合的基带系统出发推导其在时变多径信道的模型,在此模型基础上考虑到 DAMB 信道本身具有不同于无线移动通信信道特点,将文献 [2] 中分析无线移动通信信道时变性的方法推广改进应用到 DAMB 信道。数字调幅广播信道可分为长波、中波和短波 3 种信道,其中短波信道又可分为典型的、恶劣的和非常恶劣的。中长波信道的带宽一般是 9kHz,短波信道的带宽是 10kHz。由于电磁波在电离层和地球表面的传输机制,所以调幅波段的 3 种信道都是时变多径信道。根据文献 [1],它们的冲激响应可利用下面的公式来近似表示:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^I \rho_i h_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (1)$$

式中的 ρ_i 是第 i 条路径由于传递路径损耗所导致的恒定衰减, τ_i 是第 i 条路径的时延, $h_i(t)$ 是第 i 条路径由于电离层运动和接收端的移动导致信号随时间变化的衰减系数,它是一零均值的复平稳高斯随机过程。在数字调幅广播信道, $h_i(t)$ 由其功率密度谱决定:

¹ 2001-11-08 收到, 2002-04-25 改回
国家自然科学基金资助课题 (批准号: 60072013)

$$\Phi_{h_i}(f) = N_0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_d^2(i)}} \exp\left(-\frac{(f - f_{sh}(i))^2}{2\sigma_d^2(i)}\right) \quad (2)$$

这里 $\sigma_d(i) = f_{sp}(i)/2$, $f_{sh}(i)$ 和 $f_{sp}(i)$ 分别是第 i 条路径对应的多普勒频移和扩展。对于不同的信道不同的路径将会有不同的多普勒频移和扩展。由于长波属于白高斯信道, 故不是本文所研究的内容。4 种中短波信道都是时变的多径信道, 其中中波是多普勒频移为 0.1Hz, 多径时延等于 1ms 的两径信道; 典型短波是最大多普勒扩展为 2Hz, 最大多径时延等于 2.2ms 的四径信道; 恶劣短波是多普勒扩展为 1Hz, 多径时延等于 2ms 的两径信道; 非常恶劣短波是多普勒频移为 2Hz, 多径时延等于 4ms 的两径信道。后面两种同前面两种信道相比最大区别是没有直达路径。由于篇幅限制, 这里没有给出它们具体的参数。与中波相比, 短波信道是快时变的多径信道, 并且有着更长的多径时延。根据 (2) 式我们可获得中短波第 i 条路径的自相关函数如下:

$$\phi_{h_i}(\Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{h_i}(f) \exp(j2\pi f \Delta t) df = \exp\{-2\pi^2 \sigma_d^2(i)(\Delta t)^2 + j2\pi f_{sh}(i)\Delta t\} \quad (3)$$

对 (1) 式作 Fourier 变换得到另外一个时变的传输函数:

$$H(t, f) = \text{FT}\{h(t, \tau)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau = \sum_{i=0}^I p_i h_i(t) \exp\{-j2\pi f \tau_i\} \quad (4)$$

上式的数学期望 $E\{H(f, t)\} = 0$, 利用文献 [3] 和上式可获得 $H(t, f)$ 的相关函数为

$$\Phi_H(t_1, t_2; f_1, f_2) = E\{H(t_1, f_1)H^*(t_2, f_2)\} = \sum_{i=0}^I \rho_i^2 \phi_{h_i}(\Delta t) \exp\{-j2\pi \Delta f \tau_i\} \quad (5)$$

上式中 $\Delta f = f_2 - f_1$, $\Delta t = t_2 - t_1$ 。当上式的 $\Delta t = 0$ 时, $\Phi_H(0; \Delta f) = \Phi_H(\Delta f)$, 由 $\Phi_H(\Delta f)$ 我们可以得到信道的相干带宽 $(\Delta f)_H$ (一般取 $\Phi_H(\Delta f)$ 的 3dB 带宽), 且与信道的多径时延扩散近似成倒数关系, 即 $(\Delta f)_H \approx 1/T_m$ 。相干带宽表征了信道幅频响应的两个分量保持强相关的最大频率间隔。设信号带宽为 W , 如果相干带宽 $(\Delta f)_H < W$, 这种信道被称之为频率选择衰落信道; 反之, 如果 $(\Delta f)_H > W$, 则称之为非频率选择衰落信道。

当 (5) 式的 $\Delta f = 0$ 时, $\Phi_H(\Delta t; 0) = \Phi_H(\Delta t)$ 。由 $\Phi_H(\Delta t)$ 可得到相干时间 $(\Delta t)_H$, $(\Delta t)_H$ 表征信道冲激响应在不同时刻分量间保持强相关的时间间隔, 与多普勒扩展成反比。定义函数 $S_H(\Delta f; \lambda)$ 为

$$S_H(\lambda; \Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_H(\Delta t; \Delta f) \exp(-j2\pi \lambda \Delta t) d(\Delta t) \quad (6)$$

当上式的 $\Delta f = 0$ 时, $S_H(\lambda; 0) = S_H(\lambda)$ 被称为信道多普勒功率谱。由它可获得信道的多普勒扩展 f_d , 且 $f_d \approx 1/(\Delta t)_H$; $(\Delta t)_H$ 表征了信道由于多普勒扩展引起的信道参数随时间变化快慢, 定义为时间的选择性。相干时间越大 (等价于多普勒扩展越小), 信道变化越慢。

2 OFDM 系统在时变多径信道的模型

本节推导 OFDM 系统在一般时变的多径信道的系统模型。图 1 显示 OFDM 系统等效复

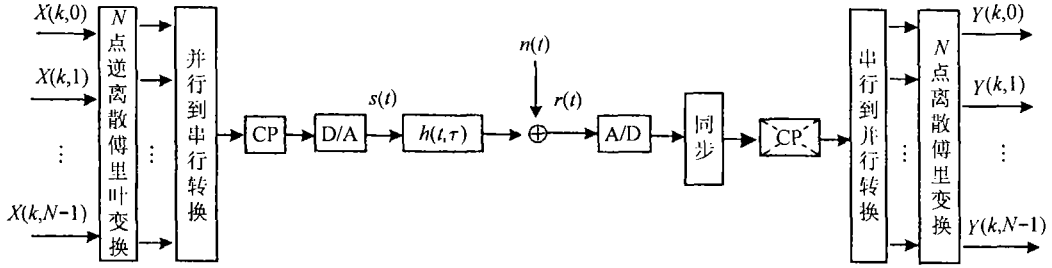


图 1 OFDM 系统在时变多径信道的等效基带图

基带原理图。该图中发送和接收的信号是复信号，信道是复信道。该图中的信道输入的第 k 个 OFDM 符号为

$$s_k(t) = \sum_{m=0}^{N-1} X(k, m) \exp(j2\pi m(t - T_g - kT_s)/T_u), \quad kT_s \leq t < (k+1)T_s \quad (7)$$

式中 N 是 OFDM 系统总的子载波数目， $X(k, m)$ 是调制在第 k 个 OFDM 符号第 m 个子载波上的信息符号， T_u 是有用符号间隔， T_g 是周期头长度， T_s 是总的符号长度 ($T_s = T_u + T_g$)。该信号通过时变多径信道后输出信号为

$$\begin{aligned} r_k(t) &= (h * s_k)(t) = \int_0^{T_g} h(\tau, t) s_k(t - \tau) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} H(t, m) X(k, m) \exp(j \frac{2\pi m}{T_u} (t - T_g - kT_s)) + n(t), \\ &\quad kT_s + T_g \leq t < (k+1)T_s \end{aligned} \quad (8)$$

式中 $*$ 表示卷积，

$$H(t, m) = \int_0^{T_g} h(t, \tau) \exp(-j \frac{2\pi m}{T_u} \tau) d\tau, \quad kT_s + T_g < t < (k+1)T_s \quad (9)$$

化简 (8) 式得

$$r_k(t_0 + t) = \sum_{m=0}^{N-1} X(k, m) \exp(j \frac{2\pi m}{T_u} t) H(t_0 + t, m) + n(t + t_0), \quad 0 < t < T_u, t_0 = kT_s + T_g \quad (10)$$

我们对上式接收信号进行采样，这里采样频率为 N/T_u ，也就是一个 OFDM 有用符号经采样后有 N 个点。当 OFDM 系统接收端实现完全同步后，第 k 个 OFDM 符号被采样后的第 n 个点离散值如下：

$$r(k, n) = r_k(t_0 + n \frac{T_u}{N}) = \sum_{m=0}^{N-1} X(k, m) \exp(j \frac{2\pi mn}{N}) H(t_0 + \frac{nT_u}{N}, \frac{2\pi m}{T_u}) + n(t_0 + n \frac{T_u}{N}) \quad (11)$$

对上式 N 个点进行 DFT 变换得

$$\begin{aligned} Y(k, m') &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(k, n) \exp(-j \frac{\pi n m'}{N}) \\ &= X(k, m') H(k, m') + I(k, m') + W(k, m'), \quad m' = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (12)$$

式中

$$H(k, m') = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(k, n, m') \quad (13)$$

$$I(k, m') = \frac{1}{N} \sum_{m=0, m \neq m'}^{N-1} X(k, m) \sum_{n=0}^{N-1} H(k, n, m) \exp(j \frac{2\pi n}{N} (m - m')) \quad (14)$$

$$H(k, n, m') = H(t_0 + \frac{nT_u}{N}, \frac{2\pi m}{T_u}) \quad (15)$$

$$W(k, m') = \sum_{n=0}^{N-1} n(t_0 + n \frac{T_u}{N}) \exp(-j \frac{2\pi m' n}{N}) \quad (16)$$

研究 (12) 和 (14) 式, 发现信道的时变特性使解调后的第 m' 个子信道上的符号有来自其它子信道的干扰, 这一干扰 $I(k, m')$ 会提高接收信息符号的误判率. 如果式中干扰 $I(k, m') \approx 0$, 则 (12) 式可简化为

$$Y(k, m') = X(k, m')H(k, m') + W(k, m'), \quad m' = 0, 1, \dots, N-1 \quad (17)$$

实际上, 当信道冲激响应在单个 OFDM 符号持续时间保持不变, 信道离散频率响应 $H(k, n, m')$ 在第 k 个 OFDM 符号间隔时间内与采样点时刻 n 无关, 我们会获得 (12) 式中的干扰 $I(k, m') = 0$, 从而得到与 (17) 式相同的结论; 相反, 如果 $I(k, m') \neq 0, m' = 0, 1, \dots, N-1$, 我们可推出信道离散频率响应 $H(k, n, m')$ 在第 k 个 OFDM 符号间隔时间内与采样点时刻 n 无关, 即信道冲激响应在单个 OFDM 符号持续时间保持不变. 由于篇幅限制, 这里省略了这一等价性的证明, 如需要请参考文献 [4]. 当图 1 中的信道确定之后, 信道的带宽 W 和最大多普勒扩展也就定下来了, N 越大意味着单个 OFDM 符号的持续时间就越大, 经历更多的信道变化, 从而产生更高 ICI. 那么当图 1 中的信道为中短波时, OFDM 系统中 ICI 与子载波数目 N 满足什么样的关系呢? 下面两节将给出答案.

3 信干比公式推导

为了估计由于信道时变带来的干扰 $I(k, m')$ 的平均效果, 首先假定 $X(k, m)$ 在星座图上服从均匀分布, 且 $E\{|X(k, m')|^2\} = 1$, 然后定义如下的归一化信干比 [2]:

$$\text{ICI}(m') = \frac{E\{|I(k, m')|^2\}}{E\{|H(k, m')X(k, m')|^2\}} = \frac{E\{|I(k, m')|^2\}}{E\{|H(k, m')|^2\}} \quad (18)$$

下面推导当图 1 中的信道是调幅广播信道时, 上式的具体表达式. 将 (14) 式代入 (18) 式分子得

$$\begin{aligned}
E\{|I(k, m')|^2\} &= \sum_{m=0, m \neq m'}^{N-1} E\{|X(k, m)|^2\} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} E\{H(k, n_1, m)H^*(k, n_2, m)\} \\
&\quad \times \exp\left[\frac{-j2\pi(n_2 - n_1)(m - m')}{N}\right] \\
&= \sum_{m=0, m \neq m'}^{N-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} E\{H(k, n_1, m)H^*(k, n_2, m)\} \\
&\quad \times \exp\left[\frac{-j2\pi(n_2 - n_1)(m - m')}{N}\right] \tag{19}
\end{aligned}$$

上式中信道离散频率响应的自相关函数是

$$E\{H(k, n_1, m)H^*(k, n_2, m)\} = E\left\{H\left(t_0 + \frac{n_1 T_u}{N}, \frac{2\pi m}{T_u}\right)H^*\left(t_0 + \frac{n_2 T_u}{N}, \frac{2\pi m}{T_u}\right)\right\} \tag{20}$$

根据 (9) 和 (15) 式, 很快得到

$$\begin{aligned}
E\{H(k, n_1, m)H^*(k, n_2, m)\} &= E\left\{H\left(t_0 + \frac{n_1 T_u}{N}, \frac{2\pi m}{T_u}\right)H^*\left(t_0 + \frac{n_2 T_u}{N}, \frac{2\pi m}{T_u}\right)\right\} \\
&= \sum_{i=0}^I \rho_i^2 \phi_{h_i} \left\{ \frac{(n_2 - n_1)T_u}{N} \right\} \\
&= \sum_{i=0}^I \rho_i^2 \exp\left\{j2\pi f_{sh}(i) \frac{(n_2 - n_1)T_u}{N}\right. \\
&\quad \left. - 2\pi^2 \sigma_d^2(i) \frac{(n_2 - n_1)^2 T_u^2}{N^2}\right\} \tag{21}
\end{aligned}$$

将 (21) 式代入 (19) 式得

$$\begin{aligned}
E\{|I(k, m')|^2\} &= \sum_{m=0, m \neq m'}^{N-1} \left\{ \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} \exp\left[\frac{-j2\pi(n_2 - n_1)(m - m')}{N}\right] \right. \\
&\quad \left. \times \sum_{i=0}^I \rho_i^2 \exp\left(j2\pi f_{sh}(i) \frac{(n_2 - n_1)T_u}{N}\right) \exp\left(-2\pi^2 \sigma_d^2(i) \frac{(n_2 - n_1)^2 T_u^2}{N^2}\right) \right\} \tag{22}
\end{aligned}$$

利用 (22) 式中最右边 $\exp\left(-2\pi^2 \sigma_d^2(i) \frac{(n_1 - n_2)^2 T_u^2}{N^2}\right)$ 是 $(n_1 - n_2)$ 的偶函数进一步简化该式如下:

$$\begin{aligned}
E\{|I(k, m')|^2\} &= \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq m'}}^{N-1} \left\{ N \cdot P_0(0) + 2 \sum_{i=0}^I \rho_i^2 \sum_{n=1}^{N-1} (N - n) \exp\left(-2\pi^2 \sigma_d^2(i) \frac{n^2 T_u^2}{N^2}\right) \right. \\
&\quad \left. \times \cos\left[\frac{2\pi n(-m + m' + f_{sh}(i)T_u)}{N}\right] \right\} \tag{23}
\end{aligned}$$

其中

$$P_0(x) = \sum_{i=0}^I \rho_i^2 \exp\left(-\frac{\delta_d^2(i)x^2}{2f_{sp\max}^2}\right) \quad (24)$$

同理

$$E\{|H(k, m')|^2\} = N \cdot P_0(0) + 2 \sum_{i=0}^I \left\{ \rho_i^2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \exp\left[-2\pi^2 \sigma_d^2(i) \frac{n^2 T_u^2}{N^2}\right] \cos\left[2\pi f_{sh}(i) \frac{n T_u}{N}\right] \right\} \quad (25)$$

将 (23) 和 (25) 式带入 (18) 式得:

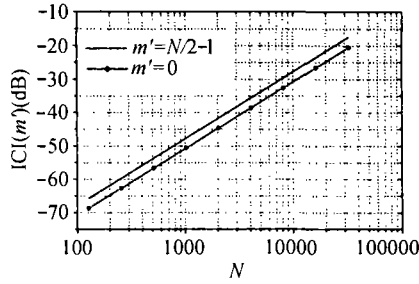
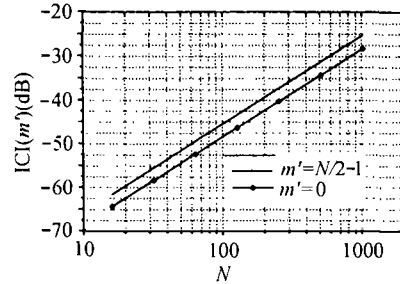
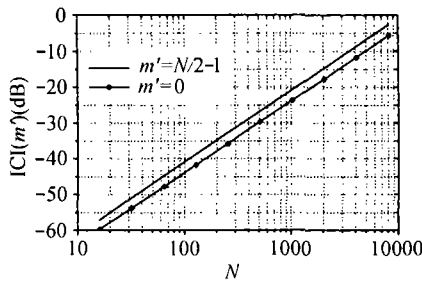
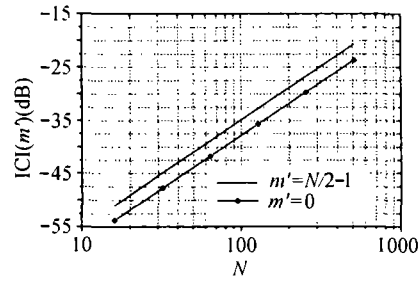
$$\begin{aligned} \text{ICI}(m') = & \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq m'}}^{N-1} \left\{ N \cdot P_0(0) \right. \\ & \left. + 2 \sum_{i=1}^I \rho_i^2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \exp\left(-2\pi^2 \sigma_d^2(i) \frac{n^2}{W^2}\right) \cos\left[\frac{2\pi n(m' - m + f_{sh}(i))}{W}\right] \right\} \\ & \left/ \left\{ N \cdot P_0(0) + 2 \sum_{i=0}^I \left[\rho_i^2 \sum_{n=1}^{2N-1} (N-n) e^{-2\pi^2 \sigma_d^2(i) n^2 / W^2} \cos\left(2\pi f_{sh}(i) \frac{n}{W}\right) \right] \right\} \right\} \quad (26) \end{aligned}$$

式中 W 是 DAMB 信道带宽。当信道为中波、恶劣短波和非常恶劣短波时, 由于 $f_{sh}(i) = 0 (i = 0, 1, \dots, I)$, 故 (26) 式可进一步简化为

$$\text{ICI}(m') = \frac{\sum_{m=0, m \neq m'}^{N-1} \left\{ N \cdot P_0(0) + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) P_0\left(\frac{2\pi f_{sp\max} T_u n}{N}\right) \cos\left(\frac{2\pi n(m' - m)}{N}\right) \right\}}{\left[N \cdot P_0(0) + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N-n) P_0\left(\frac{2\pi f_{sp\max} T_u n}{N}\right) \right]} \quad (27)$$

4 仿真和分析

在对 (26) 式的信干比进行仿真以前, 先对其作一些直观分析。一旦信道确定, 该式的分母就为常数, 分子的第一个求和符号的下标 m 相应的干扰项是第 m 个子信道对当前子信道 m' 产生的 ICI。直观地看, 当 $|m - m'|$ 越大, 即子信道 m 距离 m' 远, 产生的干扰就越小, 因此得出以下结果: $m' = N/2 - 1$ 或 $N/2$ 时, $\text{ICI}(m')$ 最大, $m' = 0$ 或 $N - 1$ 时, $\text{ICI}(m')$ 最小。图 2 是根据 (26) 式通过计算机数值计算得到的在中波信道 $\text{ICI}(m')$ 随子载数目 N 的变化曲线图, 很显然, $\text{ICI}(m')$ 随着 N 的减小而降低。此趋势也不难解释, 中波信道的带宽 $B = 9\text{kHz}$, 最大多普勒扩展 $f_{sp\max} = 0.1\text{Hz}$, N 越大, 意味着单个 OFDM 符号的持续时间就越长, 经历更多的信道变化, 从而产生更高的 ICI。下面以 $m' = N/2 - 1$ 或 $N/2$ 时的 $\text{ICI}(m')$ 曲线为标准, 当 $N < 4000$ 时, $\text{ICI}(m') < -35\text{dB}$, 当 $N \leq 7000$ 时, $\text{ICI}(m') < -30\text{dB}$ 。图 3, 图 4 和图 5 分别显示了在典型、恶劣和非常恶劣短波信道 $\text{ICI}(m')$ 随 N 的变化曲线。类似于中波, 获得结果如表 1 所示。该表分别列出当 $\text{ICI}(m') < -30\text{dB}$ 、 $\text{ICI}(m') < -35\text{dB}$ 和 $\text{ICI}(m') < -40\text{dB}$ 对应四种中短波信道的最大子载波数目 N , 以供参考。

图 2 信干比在中波信道随 N 变化曲线图 3 信干比在典型短波信道随 N 变化曲线图 4 信干比在恶劣短波信道随 N 变化曲线图 5 信干比在非常恶劣短波信道随 N 变化曲线表 1 4 种中短波信道在不同信干比条件下对应的最大 N 值

	N	数字调幅广播信道			
		典型中波信道	典型短波信道	恶劣短波信道	非常恶劣短波信道
$ICI < -30\text{dB}$		8000	600	400	260
$ICI < -35\text{dB}$		4100	300	260	130
$ICI < -40\text{dB}$		2200	180	150	80

上面通过计算机仿真近似地确定了 4 类中短波信道在由于信道时变特性所造成的子信道间干扰可忽略不计 (信干比 $ICI(m') < -30\text{dB}$) 的情况下各自子载波数目 N 的最大值。但是在实际的数字广播系统中, 为了在 9–10kHz 的带宽内传递至少 10kb/s 的信息, 系统的频带利用率有较高要求, 这就决定了系统总的子载波数目 N 存在下限。从表 1 可作一直观地估计, 即使在非常恶劣的短波信道, 当 $ICI(m') < -30\text{dB}$ 并且采用 64QAM 时, $N=256$ 和 $L=64$ (保护间隔) 能提供 48kb/s 信息速率 (这里没有考虑同步、信道估计和信道编码要占用一定效率)。很显然, 48kb/s 足以实现 10kb/s 的最终信息速率。因此, 信道的时变特性和系统频带利用率限定了系统总的子载波数目的取值整数集合。如果这个整数集合不为空集, 该信道可称之为慢时变信道, 否则称之为快时变信道。这两种信道的最大区别是在解调和信道估计的方法不同, 快时变信道的解调和信道估计极其复杂^[3], 慢时变信道的解调可采用 DFT(FFT), 信道估计实现起来复杂度也要低一个数量级。值得庆幸的是大多数信道是慢时变信道, 而我们所研究的四种中短波信道也不例外。

5 结 论

本文研究了中短波信道时变特性给 OFDM 系统解调带来的 ICI 干扰, 并确定了四种中短

波信道在要求给定的 ICI 情况下所对应的 N 值的上限, 该上限和系统频带利用率所要求的 N 下限形成 N 取值的集合, 可以说该集合是 OFDM 系统以后同步和信道估计的基础. N 集合的存在与否将决定基于此信道的 OFDM 系统采取什么样的解调和信道估计方式. 当然, 本文提供的分析方法也适用其它的时变无线信道.

参 考 文 献

- [1] DRM proposal for a digital radio system for application in the broadcasting bands below 30MHz, 2000.4
- [2] Y. S. Choi, P. J. Voltz, P. A. Cassara, On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels [J], IEEE Trans. on Communications, 2001, 49(8), 1375-1487.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed. New York, McGraw-Hill, 1995, 878-965.
- [4] 束 锋, OFDM 技术及其在数字调幅广播信道中的应用研究 [博士学位], 第三章, 东南大学, 2002, 26-35.

RESEARCH ABOUT THE OFDM-BASED DIGITAL BROADCASTING SYSTEM MODEL AND DECISION ABOUT THE NUMBER OF THE TOTAL SUBCARRIERS

Shu Feng Zhao Guangling Wu Lenan

(Dept. of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract As time-variant multipath channels, the time-variant property of MW and SW channels causes the interchannel interfere (ICI) between different subchannels of OFDM-based digital amplitude modulation broadcasting (DAMB) system. In this paper, the OFDM system model is analyzed in MW and SW channels, and ICI due to time-variant channel is formulated. Finally, by computer simulation, the maximum number of the total subcarrier in OFDM system is estimated under the condition that ICI is much smaller compared to signal. This value is very important for the DAMB system.

Key words Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM), Interchannel Interference(ICI), MW and SW channels, Digital Amplitude Modulation Broadcasting(DAMB)

束 锋: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向为数字通信, 信号处理.

赵光玲: 男, 1964 年生, 博士生, 主要研究方向为信道纠错编码, 如 MLC, Turbo, Space-Time 等技术以及通信信号处理.

吴乐南: 男, 1952 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数据压缩, 信号处理.