

同信道干扰对多载波 CDMA 蜂窝系统下行信道的影响¹

张骏凌 苏 莉 朱维乐

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘 要 该文主要讨论多载波 CDMA 蜂窝系统在下行信道中的同信道干扰问题, 理论分析了同信道干扰的解析表达式, 并通过计算机仿真得出了在一定的传播损耗下多载波 CDMA 蜂窝系统下行信道的性能. 通过仿真发现, 即使在有小区间同信道干扰情况下, 通过简单的小区布置, 多载波 CDMA 蜂窝系统下行信道就可以有很大的信道容量.

关键词 多载波 CDMA(Multi-Carrier CDMA) 蜂窝系统, 同信道干扰, 下行信道

中图分类号 TN914.4

1 引 言

近年来, 随着无线数字通信越来越向高速化发展, 无线通信系统越来越容易受到信道频率选择性衰落的影响. 正交频分复用 (OFDM) 系统能很好地对抗信道中的频率选择性衰落, 有很高的频谱利用率, 且能容易地通过快速傅里叶变换 (FFT) 芯片进行传送^[1], 因此在无线通信领域引起了广泛地重视. 特别是欧洲采用 OFDM 体制的 DAB 和 DVB-T 的试播成功更预示了 OFDM 体制在高速数字通信领域有着广阔的前景.

CDMA 系统由于其广为人知的优点, 特别是能比传统的时分多址 (TDMA) 和频分多址 (FDMA) 系统提供更高的系统容量, 成为 3G 中的基本技术要求之一^[2].

多载波 CDMA(Multi-Carrier CDMA, 以下简称为 MC-CDMA) 系统于 1993 年第一次提出^[3,4]. 该系统结合了 OFDM 系统和 CDMA 系统的优点, 在下行信道中使用 Walsh-Hadamard 序列作为用户扩谱码, 能提供比 DS-SS-CDMA 更高的用户容量^[5]. 1995 年, S. Kaiser 得出了在衰落信道下 OFDM-CDMA 系统中 MMSE 均衡、迭代检测和最大似然检测比其他检测技术好的结论^[6]; 1999 年, P. Li 提出用 m 序列卷积的办法来区分 OFDM-CDMA 蜂窝系统中的不同小区^[7]; 同年, S. Hara 等人分析了 MC-CDMA 系统在频率选择性衰落信道下的性能^[8]; 同年, MC-CDMA 系统也受到 ETSI 的关注^[2].

本文在上述学者的研究成果基础上, 主要讨论 MC-CDMA 蜂窝系统在下行信道, 包括加性高斯信道和移动信道中的同信道干扰问题. 不同于文献 [7], 本文主要分析同信道干扰的解析表达式和在一定的传播损耗下 MC-CDMA 蜂窝系统下行信道的性能.

2 MC-CDMA 系统模型

第 u 用户 MC-CDMA 系统模型如图 1 所示. 图 1 中 $b_s^u(k)$ 为第 u 用户发射机信源码, 码元周期为 T_s ; $b_r^u(k)$ 为第 u 用户接收机接收码序列; N_c 为正交子载波个数. 第 u 用户的信源码 $b_s^u(k)$ 经信号映射、频域扩谱、多用户复用、OFDM 调制 (即 N_c 点高速傅里叶逆变换 (IFFT)) 和并 / 串转换后得到串行 OFDM 符号, 一个 OFDM 符号由一次 IFFT 的 N_c 个码元组成, 码元周期为 $T = T_s/N_c$, OFDM 符号的周期为 T_s ; 然后加入循环保护时隙 $T_g = N_g T$, N_g 为加入的保护码元个数; 再进行数模变换和上变频, 进入信道. 收端第 u 用户接收机在进行了下

¹ 2000-10-08 收到, 2001-06-18 定稿

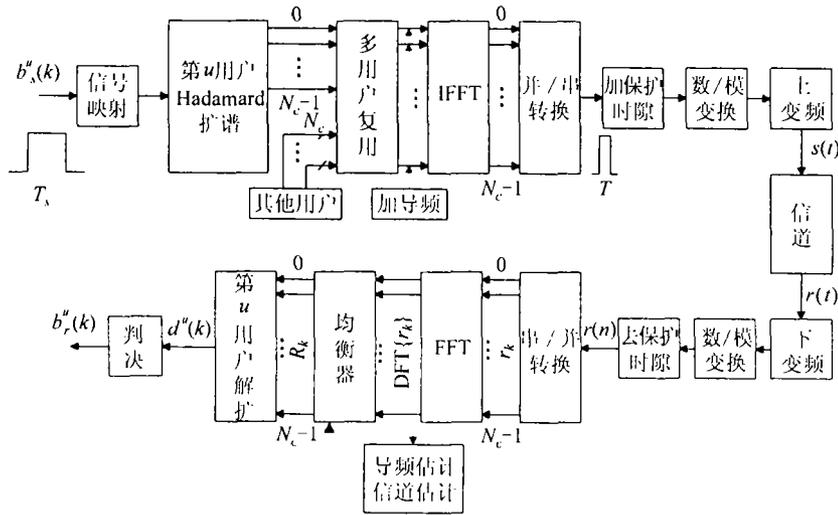


图 1 第 u 用户 MC-CDMA 系统模型

变频、模数变换和去保护时隙后进行 OFDM 解调 (即 N_c 点快速傅里叶变换 (FFT)); 再根据导频信号作信道均衡; 然后进行频域解扩和信号星座点判决, 最后得到第 u 用户的码序列 $b_u^u(k)$ 。

为了方便, 信号映射使用 BPSK。发射机信号 $s(t)$ 为

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_{\text{user}}} \sum_{k=0}^{\infty} b_s^i(k) p(t - kT'_s) \sum_{m=0}^{N_c-1} c_m^i \exp(j2\pi f_m(t - T_g - kT'_s)) \exp(-j2\pi f_c t);$$

$$T'_s = T_s + T_g; \quad p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T'_s \\ 0, & \text{其余} \end{cases}; \quad f_m = m \frac{1}{T_s}$$
(1)

(1) 式中 N_{user} 为用户个数; c_m^i 为第 i 个用户在第 m 个子载波上的扩谱序列的值, 在这儿我们使用 Walsh-Hadamard 序列, $c_m^i(k) = \pm 1$; f_c 为发射机载波频率; $j = \sqrt{-1}$ 。接收机端信号为

$$r(t) = s(t) \otimes h(t, \tau) + n_c(t) + n_o(t)$$
(2)

(2) 式中, $n_o(t)$ 为高斯白噪声, 满足均值为 0, 方差为 $\sigma_n^2 = N_o/2$ 的高斯分布, N_o 为噪声功率谱密度; $n_c(t)$ 为同信道干扰; $h(t, \tau)$ 为信道在时刻 t 的冲激响应; \otimes 代表卷积。

3 信道模型

(2) 式中信道冲激响应 $h(t, \tau)$ 采用抽头延迟线模型^[9,10]:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^{N_p} g_l(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_l(t)) \delta(\tau - \tau_l(t))$$
(3)

(3) 式中 N_p 为无线信道多径的路数; $g_l(t)$ 为第 l 条路径在时刻 t 的信号增益, 为实数; $\tau_l(t)$ 为第 l 条路径在时刻 t 的时延, 为实数; $\delta(\tau)$ 为冲激函数。为了避免系统在多径信道中产生符号间干扰 (ISI), 循环保护时隙 T_g 大于最大路径时延 $\tau_{\text{max}} = \max_{l,t} \{\tau_l(t)\}$ 。

(2) 式中同信道干扰 $n_c(t)$ 为其他小区基站发射的同频信号 $s'(t)$ 经过不同的信道到达本小区用户 u 的接收端。其他小区的用户数量和本小区的相同。 $s'(t)$ 和 $s(t)$ 异步发射, 为

$$s'(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_{\text{user}}} \sum_{k=0}^{+\infty} b_s^i(k) p(t - kT_s' - \tau_c) \times \sum_{m=0}^{N_c} c_m^i \exp(j2\pi f_m(t - T_g - kT_s' - \tau_c)) \exp(-j2\pi f_c t) \quad (4)$$

(4) 式中 τ_c 为异步时延。在用户 u 接收端同信道干扰 $n_c(t)$ 为

$$n_c(t) = \alpha(s'(t) \otimes h'(t, \tau)) \quad (5)$$

(5) 式中 α 为信号传播损耗; $h'(t, \tau)$ 为 (3) 式所示的信道冲激响应。

将 (1), (3), (4) 和 (5) 式代入 (2) 式得

$$r(t) = \sum_{l=1}^{N_p} g_l(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_l(t)) s(t - \tau_l(t)) + \alpha \sum_{l=1}^{N_p'} g_l'(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_l'(t)) s'(t - \tau_l'(t)) + n_o(t)$$

如图 1 所示, 对上式进行下变频, 再以码元周期 T 采样。设接收机和发射机间没有频率误差和采样定时误差, 且信道满足慢衰落条件, 得

$$r(n) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_{\text{user}}} \sum_{k=0}^{+\infty} b_s^i(k) p(n - kN_c') \sum_{m=0}^{N_c} c_m^i H_m(k) \exp(j\frac{2\pi}{N_c}(n - N_g - kN_c')) + \frac{\alpha}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=1}^{N_{\text{user}}} \sum_{k=0}^{+\infty} b_s^i(kT_s) p(n - kN_c' - \frac{\tau_c}{T}) \times \sum_{m=0}^{N_c} c_m^i H_m(k) \exp(j\frac{2\pi}{N_c}(n - N_g - kN_c' - \frac{\tau_c}{T})) + n_o(n) \quad (6)$$

$$N_c' = N_c + N_g, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

式中 $H_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=1}^{N_p} g_l(n) \exp(-j2\pi f_c \tau_l(k)) \exp(-j\frac{2\pi \tau_l(k)m}{N_c T})$ 和 $H_m'(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=1}^{N_p'} g_l'(n) \exp(-j2\pi f_c \tau_l'(k)) \exp(-j\frac{2\pi \tau_l'(k)m}{N_c T})$ 分别为两个信道在符号周期 k 内在频点 m 的冲激响应; $n_o(n)$ 为信道高斯白噪声的采样值。

4 理论分析

考虑本小区和干扰小区都只有一个用户的情况。假设本小区用户 u 对本小区发射信号 $s(t)$ 已完成载波和采样定时的同步, 同信道干扰小区发射信号 $s'(t)$ 和 $s(t)$ 异步, 异步码元个数为 $n_c = \tau_c/T$ 。

由 (6) 式, 可得在第 k 个 OFDM 符号周期上去除了循环保护时隙的采样信号为

$$r_k = x_k + n_{c,k} + n_{o,k} \quad (7)$$

式中 $x_k = \{x_k(0), x_k(1), \dots, x_k(N_c - 1)\}$.

$$n_{c,k} = \begin{cases} \alpha \{x'_k(N_c - n_\epsilon), x'_k(N_c - n_\epsilon + 1), \dots, x'_k(N_c - 1), x'_k(0), x'_k(1), \dots, \\ x'_k(N_c - n_\epsilon - 1)\}, & 0 < n_\epsilon \leq N_g \\ \alpha \{x'_{k-1}(N'_c - n_\epsilon), x'_{k-1}(N'_c - n_\epsilon + 1), \dots, x'_{k-1}(N_c - 1), x'_k(N_c - N_g), \\ x'_k(N_c - N_g + 1) \dots, x'_k(N_c - 1), x'_k(0), x'_k(1), \dots, \\ x'_k(N_c - n_\epsilon - 1)\}, & N_g < n_\epsilon < N_c \\ \alpha \{x'_{k-1}(N'_c - n_\epsilon), x'_{k-1}(N'_c - n_\epsilon + 1), \dots, x'_{k-1}(N_c - 1), x'_k(N_c - N_g), \\ x'_k(N_c - N_g + 1), \dots, x'_k(2N_c - n_\epsilon - 1)\}, & N_c \leq n_\epsilon < N'_c \end{cases}$$

$$n_{o,k} = \{n_{o,k}(0), n_{o,k}(1), \dots, n_{o,k}(N_c - 1)\}$$

(7) 式中 x_k 和 $n_{c,k}$ 分别是对 $s(t) \otimes h(t, \tau)$ 和 $n_c(t)$ 的采样序列; $x_k(\cdot)$ 和 $x'_k(\cdot)$ 分别是采样值; $n_{o,k}$ 为高斯白噪声的采样序列.

(7) 式进行离散傅里叶变换 (DFT) 得

$$\text{DFT}\{r_k\} = \text{DFT}\{x_k\} + \text{DFT}\{n_{c,k}\} + \text{DFT}\{n_{o,k}\} \quad (8)$$

式中 $\text{DFT}\{x_k\} = \{X_0(k), X_1(k), \dots, X_m(k), \dots, X_{N_c-1}(k)\}$, $X_m(k) = b_s^j(k) c_m^j H_m(k)$

$\text{DFT}\{n_{c,k}\} = \{N_{c,0}(k), N_{c,1}(k), \dots, N_{c,m}(k), \dots, N_{c,N_c-1}(k)\}$, $0 < n_\epsilon < N_g$ 时, $N_{c,m}(k) = \alpha b_s^i(k) c_m^i H'_m \exp((-j2\pi/N_c)n_\epsilon m)$

异步时延只在干扰小区发射信号第 m 个频点上附加相位旋转 $\exp((-j2\pi/N_c)mn_\epsilon)$; $N_g < n_\epsilon < N_c$ 或 $N_c \leq n_\epsilon < N'_c$ 时,

$$N_{c,m}(k) = \frac{\alpha(n_\epsilon - N_g)b_s^i(k-1)}{N_c} c_m^i H'_m(k-1) \exp(j\frac{2\pi}{N_c}(N_g - n_\epsilon)m) \\ + \frac{\alpha(N'_c - n_\epsilon)b_s^i(k)}{N_c} c_m^i H'_m(k) \exp(-j\frac{2\pi}{N_c}n_\epsilon m) + I_{\text{ICI},m}$$

$$I_{\text{ICI},m} = \frac{\alpha b_s^i(k-1)}{N_c} \sum_{n=0}^{n_\epsilon - N_g - 1} \sum_{\substack{h=0 \\ h \neq m}}^{N_c - 1} c_h^i H'_h(k-1) \exp(j\frac{2\pi}{N_c}h(n + N_g - n_\epsilon)) \exp(-j\frac{2\pi}{N_c}mn) \\ + \frac{\alpha b_s^i(k)}{N_c} \sum_{n=n_\epsilon - N_g}^{N_c - 1} \sum_{\substack{h=0 \\ h \neq m}}^{N_c - 1} c_h^i H'_h(k) \exp(j\frac{2\pi}{N_c}h(n - n_\epsilon)) \exp(-j\frac{2\pi}{N_c}mn)$$

异步时延不但导致相应的相位旋转, 还引入了干扰小区的载波间干扰 $I_{\text{ICI},m}$.

用户接收机相干解调时, 假设对信道完全已知, 则 (8) 式经过信道均衡后为 $R_k = \text{DFT}\{r_k\} \bullet \{\frac{1}{H_0(k)}, \frac{1}{H_1(k)}, \dots, \frac{1}{H_{N_c-1}(k)}\}$, \bullet 为向量点积. 再对 R_k 进行第 u 用户解扩为 $d^u(k) = R_k C^u$, $C^u = \{c_0^u, c_1^u, \dots, c_{N_c-1}^u\}^T$ 为用户 u 的扩谱码, $\{\cdot\}^T$ 代表向量转置. 用户 u 解扩后, 同信道干扰来自以下两方面:

(1) 干扰小区引入的多址干扰. 包括由不同和相同的 Hadamard 扩谱码因为经历不同的信道和异步时延引起的相位旋转而引入的干扰. 比较 (8) 式中的 $\text{DFT}\{x_k\}$ 和 $\text{DFT}\{n_{c,k}\}$ 可清楚地看到这一点.

(2) $N_g \leq n_\epsilon < N_c$ 或 $N_c \leq n_\epsilon < N'_c$ 时, 由异步时延引入的载波间干扰 $I_{\text{ICI},m}$.

在小区有不只一个用户时,同信道干扰原理与(7)、(8)式一样,只是要多叠加多用户干扰。

5 数字仿真

MC-CDMA 仿真系统使用如下参数:信号映射使用 BPSK; $1/T=1.228\text{MHz}$; 发射机频率 1GHz ; 子载波数 $N_c=64$; Hadamard 码长度 64; 接收机移动速度 50km/h ; 系统对信道的采样是理想的,使用线性信道估计,10%的信号用来作为导频信号;循环保护时隙 $N_g=8$; 信道均衡使用 MMSE 均衡^[6]。在这样的系统参数下,每个用户可有 15kb/s 的码率。多径信道使用 ETSI 推荐的“典型城市地区模型 (Typical case for urban area)^[11]”,最大多径延迟为 $5\mu\text{s}$ 。

当频率复用系数为 $1/7$ 时,最坏信干比 (SIR)=有用信号功率/干扰信号功率 ≈ 0.02 ^[10], 则 $\alpha = \sqrt{\text{SIR}} \approx 0.14$ 。

首先来看系统在加性高斯信道和移动信道下接收机在解扩后的 SIR,如图 2 所示,横轴为异步时延 n_ϵ ,每一点为 100 次仿真后的平均值。如图 2 所示,在加性高斯白噪声信道下, SIR 平均值约 23.5dB ; 移动信道下的 SIR 约 21dB 。

图 3 为 MC-CDMA 系统在没有同信道干扰时的误码率曲线图。从图 3 中可看出,即使系统在最大容量下,即 64 个用户的情况下,也能有很好的性能。

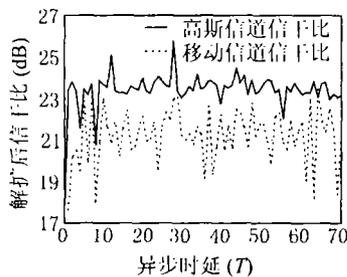


图 2 用户 u 解扩后同信道干扰信干比, $N_{\text{user}} = 32$

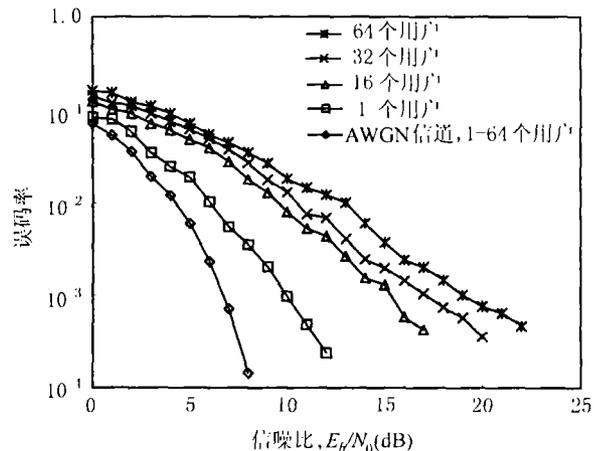


图 3 MC-CDMA 系统下行信道没有同信道干扰时误码率性能

图 4 为系统在频率复用系数为 $1/7$ 时的误码率曲线图。每条曲线都是对所有的异步时延进行平均得到的。分别比较图 3 和图 4 中用户个数为 1 和 16 的误码率曲线,在误码率为 10^{-3} 情况下,有同信道干扰时所需要的信噪比分别比没有时大约 0.1dB 和 0.5dB ,可以认为几乎没有影响。再比较用户个数为 32 和 64 的情况。为了方便,将图 3 中 32 个用户和 64 个用户的误码率曲线画入了图 4 中。误码率为 10^{-3} 情况下,32 个用户时,有同信道干扰所需要的信噪比比没有时大约 1dB 。64 个用户,有同信道干扰时,误码率曲线在信噪比大于 22dB 时展平。

仿真系统没有考虑信道纠错码的性能。如果加入信道编码和交织,系统的性能还将有提高。

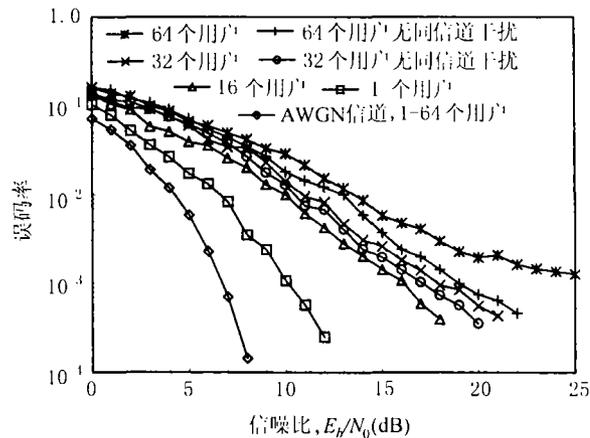


图 4 MC-CDMA 系统下行信道在频率复用为 1/7 时的误码率性能

6 结 论

本文详细地推导了 MC-CDMA 蜂窝系统下行信道同信道干扰的表达式, 通过数字仿真证明系统在小区复用系数为 1/7 时, 即传播损耗 $\alpha = 0.14$ 时, 有良好的性能。从本文可以看出, MC-CDMA 蜂窝系统通过简单的小区布置即可获得很好的性能。

参 考 文 献

- [1] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, *IEEE Trans. Communication Technology*, 1971, COM-19(5), 628-634.
- [2] F. Swarts, P. van Rooyen, I. Oppermann, M. P. Lotter, *CDMA Techniques for Third Generation Mobile Systems*, New York, Kluwer Academic Publishers, 1999, Chapter 1.
- [3] N. Yee, J-P. Linnartz, G. Fettweis, Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks, *Proc. of IEEE PIMRC'93*, Yokohama, Japan, Sept. 1993, 109-113.
- [4] K. Fazel, L. Papke, On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system, *Proc. of IEEE PIMRC'93*, Yokohama, Japan, Sept. 1993, 468-472.
- [5] S. Kaiser, OFDM-CDMA versus DS-SS-SS: performance evaluation for fading channels, *ICC'95*, Seattle, U. S. A., 1995, 1722-1726.
- [6] S. Kaiser, On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels, *GLOBECOM'95*, Singapore, 1995, 2059-2063.
- [7] P. Li, A combined OFDM-CsDMA approach to cellular mobile communications, *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(7), 979-982.
- [8] S. Hara, R. Prasad, Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1999, 48(5), 1584-1595.
- [9] J. G. Proakis, *Digital Communication*, Third Edition, Boston, McGraw-Hill Inc., 1995, Chapter 14.
- [10] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practices*, New York, Prentice-Hall Inc., 1996, Chapter 2,4.

[11] ETSI/TC GSM, Recommendation GSM 05.05, Oct. 1992.

THE DOWNLINK CHANNEL PERFORMANCE OF THE MC-CDMA CELLULAR SYSTEM WITH CO-CHANNEL INTERFERENCE

Zhang Junling Su Li Zhu Weile

(Dept. of 1603, Univ. of Electron. Sci. and Tech. of China, Chengdu 610054, China)

Abstract In this paper, the co-channel interference on the downlink channel of the MC-CDMA cellular system is investigated. The analytic formula of the co-channel interference is induced. The downlink channel performance of the MC-CDMA cellular system with co-channel interference is obtained by the Monte Carlo simulations. The simulations show that the MC-CDMA cellular system has large capacity under co-channel interference when the frequency reuse factor is 1/7.

Key words Multi-Carrier CDMA (MC-CDMA) cellular system, Co-channel interference, Downlink channel

张骏凌: 男, 1971 年生, 博士生, 主要研究方向为 OFDM/COFDM 系统和 MC-CDMA/OFDM-CDMA 系统的性能和其中的同步和信道估计、均衡。

苏 莉: 女, 1970 年生, 高级工程师, 主要研究方向为自适应滤波。

朱维乐: 男, 1940 年生, 教授, 主要研究方向为 HDTV、数字视频编 / 解码、数字视频传输、“三移动网合一”、MPEG2 解码芯片的 VLSI 设计等研究工作和新一代低码率 MPEG4 活动图像压缩编码的理论工作。