

# OFDM 通信系统中的最优合并空间分集算法<sup>\*</sup>)

李晓东 周尚波 李春光 虞厥邦

(电子科技大学电子工程学院电子系统工程所 成都 610054)

**摘要** 本文分析了 OFDM 通信系统在平坦瑞利多径衰落条件下采用最优合并(OC)空间分集接收算法的 QAM 调制信号的平均误符号率(SER)。采用在 DFT 变换前进行分集合并方法,大大减小了计算代价。考虑到同信道干扰(CCI)用户数大于或等于分集接收天线数,对各接收天线的接收信号按照输出最大信干比的原则进行加权合并。给出了平均 SER 的仿真结果,表明最优合并空间分集算法具有较好的性能。

**关键词** 最优合并,空间分集,OFDM

## Optimum Combining for Spatial Diversity in OFDM System

LI Xiao-Dong ZHOU Shang-Bo LI Chun-Guang YU Jue-Bang

(College of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054)

**Abstract** This paper analyzes the performance of average symbol error ratio (SER) of optimum combining for spatial diversity of OFDM system, modulated by M-QAM in flat Rayleigh multipath fading environment. This space diversity scheme which combines the received signals before discrete Fourier transformation greatly reduces the computation cost with small performance degradation. The received signals are weighted and combined to maximize the output signal-to-interference ratio with the number of interferences more than the number of antenna elements. Monte Carlo simulations represent the performance of average SER superior to maximum ratio combining.

**Keywords** Optimum combining, Spatial diversity, OFDM

### 1 引言

第四代移动通信系统计划以 OFDM 为核心技术提供增值服务。与第三代移动通信系统相比,采用多种新技术的 OFDM 具有更高的频谱利用率和良好的抗多径干扰能力,能更好地满足多媒体通信要求,将包括语音、数据、图像等大量信息的多媒体业务通过宽频信道高品质地传出去<sup>[1,2]</sup>。

空间分集技术是无线移动通信中使用最多的分集形式。在独立平坦瑞利衰落信道环境下,假定只存在噪声干扰,最大比合并(MRC)的空间分集接收形式是对多路天线信号进行加权,而权值是由各支路输出信号所对应的信噪比(SNR)来决定的<sup>[3]</sup>。在这种假设条件下,MRC 的抗衰落特性是最优的<sup>[4]</sup>。但是在利用空间分集技术的蜂窝移动通信系统中,为了克服多径衰落以及抑制存在于每一个阵元上的同信道干扰(CCI),最优分集合并(OC)技术最大化阵列输出的信干噪比(SINR)。分析结果表明,在这种通信系统中,即使干扰数大于接收天线数,最优合并方法的输出信干噪比(SINR)要比最大比率合并的信噪比高几个 dB<sup>[5]</sup>。在期望用户与干扰信号经历独立平坦瑞利衰落,存在噪声和多个等功率干扰,且干扰数小于阵列阵元数情况下(如 GSM 系统),文[6]和[7]给出了 BPSK 最优合并系统的平均误比特率(BER)的上界,但是其结果在低误比特率和天线数较大的情况下是不完全正确的。文[8]假定系统中存在为数较少的同信道干扰源(CCI),给出了 BPSK 最优合并系统的近似误差率和数值仿真。在同信道干扰源较多的通信系统中(如 CDMA 系统),干扰源个数一般大于阵列中的分集阵元数,阵列提供的自由度不足以把观测空间分辨为噪声子空间和干扰子空间,这时干扰和噪声

向量的协方差矩阵是奇异的,因而不能采用上述文献中的分析方法。文[9]考虑了更一般的情况,即系统中存在较多的同信道干扰源(等于或大于分集天线数),并且假定同信道干扰源足够多,以致于可以忽略加性高斯白噪声(AWGN)的影响,给出了 BPSK 最优合并系统的准确的平均 BER 的闭式解以及数值仿真结果。

本文首先建立了采用最优空间分集接收的 OFDM 系统模型,然后在第 4 节给出了采用正交幅度调制(QAM)产生的 OFDM 符号在最优分集合并接收机中的误符号率(SER);在第 5 节我们给出了该系统在 QAM 调制方式下的数值仿真比较结果,同时数值仿真结果也表明了最优合并空间分集算法具有较好的性能。

### 2 OFDM 系统模型

具有  $D$  个分集接收天线的基带 OFDM 系统模型如图 1 所示。二进制比特序列首先经过正交幅度调制(QAM)产生基带的 OFDM 符号  $X_k$ ,  $N$  个符号经过串-并转换后再进行离散傅里叶变换(IDFT)为  $x_n$ :

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{P_i} X_k e^{j2\pi k n/N}, \quad 0 \leq n \leq N, 0 \leq k \leq N_t \quad (1)$$

$X_k^0$  为期望用户的发送符号,  $E\{X_k^0 X_k^{0*}\} = 1$ , 其发送信号功率为  $\sqrt{P_0}$ ;  $X_k^i$  为第  $i$  个干扰用户的发送符号,  $E\{X_k^i X_k^{i*}\} = 1$ , 其发送信号功率为  $\sqrt{P_i}$ 。假定该系统分集阵列具有  $D$  个接收天线,到达每一个天线的时变多径信道都具有  $L$  个不同的路径;且假定系统具有  $N_t$  个同信道干扰源(CCI),干扰源的数目  $N_t$  大于接收天线的个数,因而可以忽略加性高斯白噪声(AWGN)的影响<sup>[9]</sup>,则接收信号可以表示为:

<sup>\*</sup>) 电子科技大学青年科技基金资助。李晓东 讲师、博士生,主要研究方向:计算智能、神经网络、通讯信号处理。

$$y_n = \sum_{d=1}^D y_n^d = \sum_{d=1}^D \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l}^d x_{n-l}^0 + \sum_{d=1}^D \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l}^{d,i} x_{n-l}^i \quad (2)$$

其中,  $x_n^0$  表示期望用户信号,  $x_n^i$  表示第  $i$  同信道干扰信号;  $h_{n,l}^d$  表示期望用户到达第  $d$  个天线的第  $n$  个采样时刻、第  $l$  个多径信道的脉冲响应,  $h_{n,l}^{d,i}$  表示第  $i$  个干扰用户到达第  $d$  个天线的第  $n$  个采样时刻、第  $l$  个多径信道的脉冲响应。假定期望用户信道与干扰用户信道的脉冲响应都是服从 Rayleigh 分布的独立的复高斯随机变量, 其均值为 0, 方差为  $\sigma^2$ 。设系统中插入的循环前导 (CP) 足够长, 以消除符号间干扰 (ISI),

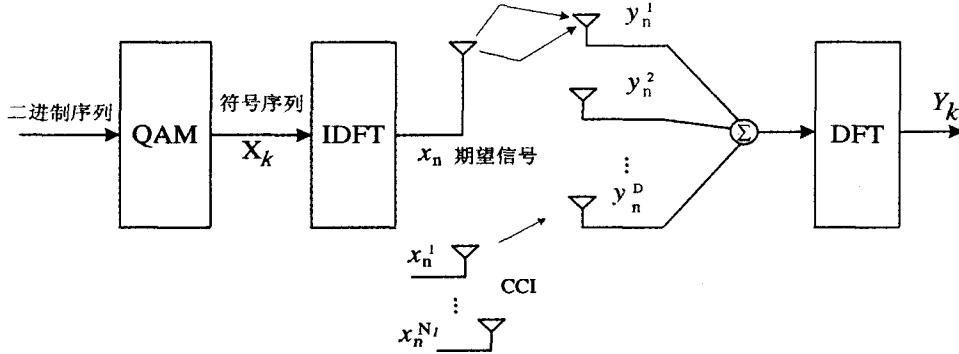


图1 具有同信道干扰的空间分集接收 OFDM 系统

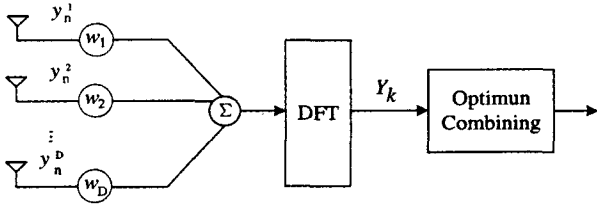


图2 DFT 变换前的最优合并分集

常规的最优合并分集采取在各分集支路进行 DFT 变换后再加权合并。这种方法的性能略优于本文所采用的 DFT 变换前合并方法, 但是前者的计算量远远大于后者, 考虑到后者具有计算量小的特点, 且其性能下降较小<sup>[11]</sup>, 本文采用后者。如图 2 所示, 各天线接收信号经过加权合并后, 再进行 DFT 变换, 得到  $Y_k$ :

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{d=1}^D \sum_{l=0}^{L-1} w_d h_{n,l}^d x_{n-l}^0 + \sum_{d=1}^D \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{l=0}^{L-1} w_d h_{n,l}^{d,i} x_{n-l}^i \right) e^{-j2\pi nk/N} \quad (4)$$

将 (1) 式代入上式, 得

$$Y_k = \sum_{d=1}^D \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{l=0}^{L-1} w_d h_{n,l}^d \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \sqrt{P_0} X_u^0 e^{j2\pi n(k-l)/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{d=1}^D \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{l=0}^{L-1} w_d h_{n,l}^{d,i} \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \sqrt{P_i} X_u^i e^{j2\pi n(k-l)/N} \right) e^{-j2\pi nk/N} \quad (5)$$

$$= \sum_{d=1}^D \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{P_0} X_u^0 H_{l,d}^{(k-u)} e^{-j2\pi ul/N} + \sum_{d=1}^D \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{P_i} X_u^i H_{l,d}^{(k-u),i} e^{-j2\pi ul/N} \quad (6)$$

其中  $H_{l,d}^{(k-u)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l}^d e^{-j2\pi n(k-u)/N}$ ,  $H_{l,d}^{(k-u),i} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l}^{d,i} e^{-j2\pi n(k-u)/N}$  分别为时变多径信道参数的离散傅里叶变换。

$$Y_k = \sum_{d=1}^D w_d \left[ \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,d}^0 e^{-j2\pi kl/N} \right] \sqrt{P_0} X_k + \sum_{d=1}^D \sum_{i=1}^{N_I} w_d \left[ \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,d}^{0,i} e^{-j2\pi kl/N} \right] \sqrt{P_i} X_k + \sum_{d=1}^D \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{P_i} X_u^i H_{l,d}^{(k-u),i} e^{-j2\pi ul/N} \quad (7)$$

但为了简化分析, 我们在上述模型中将其省去。

### 3 多径衰落条件下的最优合并

由于假定系统中存在同信道干扰信号, 最优合并的复权值系数  $w = (w_1^*, w_2^*, \dots, w_{N_I}^*)^T$ , 满足使信干比 (SIR) 最大, 则 (2) 式变为:

$$y_n = \sum_{d=1}^D \sum_{l=0}^{L-1} w_d h_{n,l}^d x_{n-l}^0 + \sum_{d=1}^D \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{l=0}^{L-1} w_d h_{n,l}^{d,i} x_{n-l}^i \quad (3)$$

通常情况下, 在符号块周期内多径衰落信道是时变的, 可以通过均衡器抑制 ICI 干扰。去掉 ICI 后, 上式可以写为:

$$Y_k = \sum_{m=1}^M w_m \left[ \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,m}^0 e^{-j2\pi kl/N} \right] \sqrt{P_0} X_k + \sum_{m=1}^M w_m \sum_{i=1}^{N_I} \left[ \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,m}^{0,i} e^{-j2\pi kl/N} \right] \sqrt{P_i} X_i^i \quad (8)$$

写成矩阵形式为:

$$Y_k = \sqrt{P_0} w^H a X_k + \sum_{i=1}^{N_I} \sqrt{P_i} w^H a_i X_i^i \quad (9)$$

其中  $w = (w_1^*, w_2^*, \dots, w_M^*)^T$ ,

$$a = \left( \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,1}^0 e^{-j2\pi kl/N}, \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,2}^0 e^{-j2\pi kl/N}, \dots, \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,M}^0 e^{-j2\pi kl/N} \right)^T,$$

$$a_i = \left( \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,1}^{0,i} e^{-j2\pi kl/N}, \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,2}^{0,i} e^{-j2\pi kl/N}, \dots, \sum_{l=0}^{L-1} H_{l,M}^{0,i} e^{-j2\pi kl/N} \right)^T.$$

由文 [5] 的瞬时信干比 (SIR) 定义

$$\gamma_k = \frac{E \{ (\sqrt{P_0} w^H a X_k) (\sqrt{P_0} a^H w X_k^*) \}}{E \{ (\sum_{i=1}^{N_I} \sqrt{P_i} w^H a_i X_i^i) (\sum_{i=1}^{N_I} \sqrt{P_i} a_i^H w X_i^{i*}) \}} = \frac{P_0 w^H E[aa^H] w}{\sum_{i=1}^{N_I} P_i w^H E[a_i a_i^H] w} = \frac{w^H E[R_0] w}{w^H E[R_I] w} \quad (10)$$

其中  $R_0 = P_0 aa^H$ ,  $R_I = \sum_{i=1}^{N_I} P_i a_i a_i^H$ 。若选择权矢量  $w = \mu R_I^{-1} a$  ( $\mu$  为任意正实数), 则可以获得最大瞬时信干比 (SIR):

$$\gamma_k = P_0 a^H R_I^{-1} a \quad (11)$$

协方差矩阵  $R_I$  是随机变化的, 所以  $\gamma_k$  也是随机变量。

### 4 算法性能分析

向量  $a$  和  $a_i$  ( $i=1, \dots, N_I$ ) 是时变多径信道参数的经过离散傅里叶变换得到的, 线性运算不改变其统计特性, 因而在每个天线上的信道参数都是独立同分布的高斯向量, 其统计特性对  $a$  和  $a_i$  ( $i=1, \dots, N_I$ ) 仍然成立, 即矩阵  $R_I$  是随衰落速率变化的 (假定其变化速率相对于符号速率较慢), 且矩阵  $R_I$  是正定的<sup>[9]</sup>。对于  $N_I$  个不同的功率的干扰信号的分析在理论上是比较困难的。如果假定  $N_I$  个干扰信号的功率相同, 即

$$P_i = P (i=1, \dots, N_I), \text{ 则有 } R_I = P \sum_{i=1}^{N_I} a_i a_i^H$$

由多变量统计理论,最大信干比  $\gamma_k$  服从 Hotelling  $T^2$  分布<sup>[9]</sup>:

$$p_{\gamma_k}(\gamma_k) = \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \left(\frac{P_0}{P}\right)^{N_I+1-D} \frac{\gamma_k^{D-1}}{(P_0/P+\gamma_k)^{N_I+1}} \quad \gamma_k \geq 0, 1 \leq D \leq N_I \quad (12)$$

由  $\gamma_k$  的矩生成函数的定义  $M_{\gamma_k}(s) = \int_0^\infty p_{\gamma_k}(\gamma_k) e^{s\gamma_k} d\gamma_k$ , 我们得到

$$\begin{aligned} M_{\gamma_k}(-s) &= \int_0^\infty p_{\gamma_k}(\gamma_k) e^{-s\gamma_k} d\gamma_k \\ &= \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \left(\frac{P_d}{P}\right)^{N_I+1-D} \int_0^\infty \frac{\gamma_k^{D-1}}{(P_d/P+\gamma_k)^{N_I+1}} e^{-s\gamma_k} d\gamma_k \end{aligned} \quad (13)$$

$$\text{令 } \gamma_k = \frac{P_d}{P} \Psi, \text{ 上式} = \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \int_0^\infty \frac{\Psi^{D-1}}{(1+\Psi)^{N_I+1}} \exp\left(-s \frac{P_d}{P} \Psi\right) d\Psi$$

$\gamma_k$  的  $n$  阶矩为:

$$E[\gamma_k^n] = \int_0^\infty \gamma_k^n p_{\gamma_k}(\gamma_k) d\gamma_k = (-1)^n \frac{d^n}{ds^n} M_{\gamma_k}(-s) \Big|_{s=0} \quad (14)$$

将(13)式代入(14)式,得到:

$$\begin{aligned} E[\gamma_k^n] &= \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \left(\frac{P_d}{P}\right)^n \int_0^\infty \frac{\Psi^{n+D-1}}{(1+\Psi)^{N_I+1}} d\Psi \\ &= \frac{\Gamma(D+n)\Gamma(N_I+1-D-n)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \left(\frac{P_d}{P}\right)^n \\ &= \frac{D(D+1)\cdots(D+n-1)}{(N_I-D)(N_I-D-1)\cdots(N_I+1-D-n)} \left(\frac{P_d}{P}\right)^n, n \\ &< N_I-D \end{aligned} \quad (15)$$

$\gamma_k$  的一阶矩为  $n=1$  的特殊情况,  $\bar{\gamma} = E[\gamma_k] = \frac{D}{N_I-D} \left(\frac{P_d}{P}\right)$ , 其中干扰信号数大于阵元数 ( $N_I > D$ )。

由于信号衰落情况各不相同,阵列输出中干扰信号的分布也各不相同。但是,当干扰信号数比较大时,在误符号率分析中,通常假定这些信号是高斯分布<sup>[1]</sup>,即干扰信号可视为高斯随机变量。对于具有  $M$  个信号点的 QAM 调制信号,在给定信干比条件下的 SER 为<sup>[10]</sup>:

$$P_M(E|\gamma_k) = 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3\gamma_k}{M-1}} \right) - 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right)^2 Q^2 \left( \sqrt{\frac{3\gamma_k}{M-1}} \right) \quad (16)$$

则平均误符号率(SER)为:

$$\begin{aligned} P(E) &= \int_0^\infty P_M(E|\gamma_k) p_{\gamma_k}(\gamma_k) d\gamma_k \\ &= \int_0^\infty \left( 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3\gamma_k}{M-1}} \right) - 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right)^2 Q^2 \left( \sqrt{\frac{3\gamma_k}{M-1}} \right) \right) \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \left(\frac{P_d}{P}\right)^{N_I+1-D} \frac{\gamma_k^{D-1}}{(P_d/P+\gamma_k)^{N_I+1}} d\gamma_k \end{aligned} \quad (17)$$

令  $\gamma_k = \frac{P_d}{P} \Psi$ , 可得:

$$\begin{aligned} P(E) &= \int_0^\infty \left( 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3P_d\Psi}{P(M-1)}} \right) - 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right)^2 Q^2 \left( \sqrt{\frac{3P_d\Psi}{P(M-1)}} \right) \right) \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \frac{\Psi^{D-1}}{(1+\Psi)^{N_I+1}} d\Psi \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} &= 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right) \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3P_d\Psi}{2P(M-1)}} \right) \frac{\Psi^{D-1}}{(1+\Psi)^{N_I+1}} d\Psi \\ &\quad - 4 \left( \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right)^2 \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(D)\Gamma(N_I+1-D)} \int_0^\infty \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{3P_d\Psi}{2P(M-1)}} \right) \frac{\Psi^{D-1}}{(1+\Psi)^{N_I+1}} d\Psi \end{aligned} \quad (18)$$

其中,  $Q(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{z}{\sqrt{2}} \right)$ 。

## 5 仿真分析

(1) 选择 OFDM 系统子载波数为  $N=256$ , 采用 16QAM 调制, 干扰信号数为 6, 期望用户信号功率与干扰用户功率比为 3dB, 分别对分集阵列阵元数为 1, 2, 3 的情况进行了 Monte Carlo 仿真。该系统平均误符号率(SER)与平均信干比的数值仿真结果如图 3 所示。

(2) 选择 OFDM 系统子载波数为  $N=256$ , 采用 16QAM 调制, 干扰信号数为 10, 期望用户信号功率与干扰用户功率比为 3dB, 对最大比合并(MRC)与最优合并进行了数值仿真比较, 结果如图 4 所示。

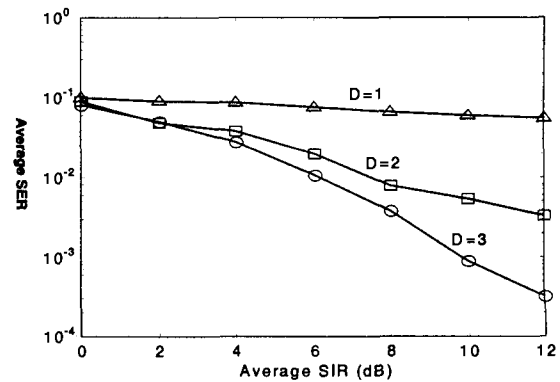


图 3 平均误符号率/平均信干比

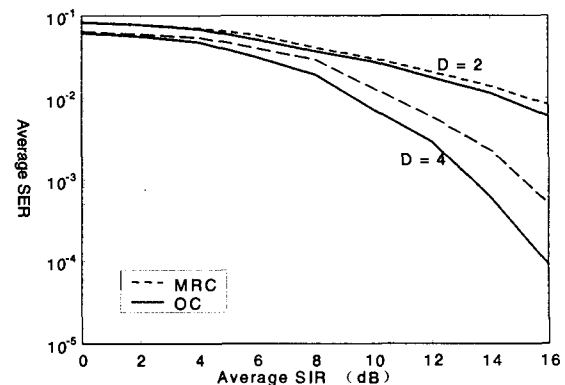


图 4 最优合并与最大比合并仿真比较

主要管理服务对象的调用,通过网关去控制网络元素层的网络元素,提供新的服务。主动引擎中的这3个模块和路由器中的一些模块共同实现了节点操作系统和主动应用的功能。

采用 CORBA 技术设计的主动引擎,其结构如图 7 所示。图中所示的服务对象 1... 服务对象 n 表示新增加的网络服务,它由 CORBA 对象实现。网关用来进行 CORBA 与其它协议(如 CMIP、SNMP 等)间的转换,控制网络元素。经过 IP 路由器的信息包由 IP 过滤器检测后,若是主动包,将其传送到主动引擎,对其进行定制处理;若是非主动包,则经 IP 路由器进行转发。

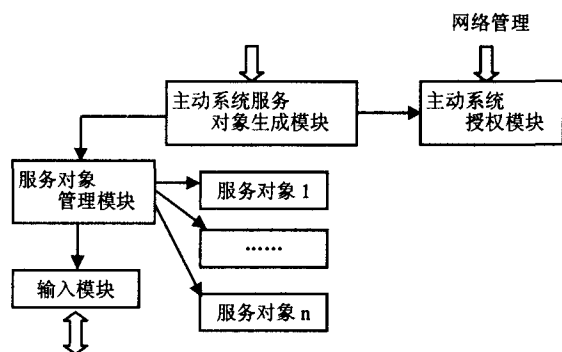


图 7

软件模块是采用 CORBA 分布式技术中的 CORBA 服务,如命名服务和事件服务等工作进行工作。这些模块采用 CORBA 的 IDL 语言进行描述,每个模块用一个 Interface 来定义,每个 Interface 中包含属性和一组方法,通过这组方法实现该模块的功能。主动系统服务对象生成模块采用 IDL 语言编写,该模块提供如下组方法实现此模块的功能:

pushApp()将服务对象注册到 CORBA 服务的名字空间中,允许使用新的服务对象。

popApp()注销服务对象,从 CORBA 服务的名字空间中删除。

ActivateApp()在注册的服务对象中激活某个服务对象后,可以使用此服务对象。

DeactivateApp()撤销使用服务对象。

主动系统授权模块也采用 IDL 语言编写,该模块提供如

下一组方法实现此模块的功能:

AddAuthority()授予增加新的服务的权限。

RemoveAuthority()授予删除过时的服务的权限。

ModifyAhtority()授予修改已有的服务的权限。

服务对象管理模块也采用 IDL 语言编写,该模块提供如下组方法实现此模块的功能:

Callsco()允许调用服务对象。

Discallsco()不允许调用服务对象。

Modifysco()在调用时修改服务对象。

**结束语** 主动网络是一种崭新的网络结构,它使得网络可以动态地配置和动态控制,极大地提高了网络的性能,增加了网络的灵活性和扩展性,并为宽带网络的发展提供了广阔的前景。本文设计了一种基于 IP 的主动节点结构模型,提出了一种以“包头处理”和“主动应用分类器”为核心的主动节点结构。该结构综合了 SwitchWare 和 ActiveWare 的两种结构的优点,易于在 IP 网络上实现主动技术。文中给出了该模型的结构体系与软件描述。

目前主动网络虽还没有实用产品推出,但是它得到了广泛的关注,正在对其关键性的技术如路由、资源分配、安全性、开发语言和平台等进行研究。可以相信,主动网络已经开始改变了传统网络的概念,它对未来技术将起非常重要的影响推动作用。

## 参 考 文 献

- 1 Moore O T, Nettles S M. Towards Practical Programmable Packets; [Technical Report]. MS-CIS-00-12, University of Pennsylvania, 2000
- 2 Fatta G D, Gaglio S, et al. Adaptive Routing in Active Networks. IEEE Openarch, 2000. 23~24
- 3 Kiwior D, Zabele S. Active Resource allocation in Active Networks. IEEE JSAC, 2000. 452 ~ 459
- 4 Plattner G B, Smith J M, Denazis S, et al. A flexible active IP networks architecture. In: IWAN2000, 2000
- 5 Fatta G D, Lo Re G. Active Networks: An Evolution of the Internet. In: Proc. of AICA2001 - 39th Annual Conference, Italy, Sept. 2001. 19~22
- 6 Fatta G D, Gaglio S, Lo Re G, et al. Adaptive Routing in Active Networks. IEEE Openarch, 2000. 23~24
- 7 Wetherall D, Legedza U, Gutttag J. Introducing New Internet Services: Why and How. IEEE Networks Magazine, 1998. 202~212
- 3 Rappaport T S. Wireless Communications Principle and Practice. Prentice-Hall, 1996
- 4 Aalo V A, Zhang Jingjun. Performance Analysis of Maximal Ratio Combining in the Presence of Multiple Equal-Power Cochannel Interferers in a Nakagami Fading Channel. IEEE Trans Vehicular Technology, 2001, 50(2): 497~503
- 5 Winters J H. Optimum combining in digital mobile radio with co-channel interference. IEEE Trans Vehicular Technology, 1984, VT-33: 144~155
- 6 Winters J H, Salz J. Upper bounds on the bit error rate of optimum combining in wireless systems. IEEE Trans Commun, 1998, 46: 1619~1624
- 7 Winters J H, Salz J, Gitlin R. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems. IEEE Trans Commun, 1994, 42: 1740~1751
- 8 Villier E. Performance Analysis of Optimum Combining with Multiple Interferers in Flat Rayleigh Fading. IEEE Trans Commun, 1999, 47(10): 1503~1510
- 9 Shah A, Haimovich A. Performance analysis of optimum combining in wireless communications with Rayleigh fading and cochannel interference. IEEE Trans Commun., 1998, 46: 473~479
- 10 Proakis J G. Digital Communications. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995
- 11 Okada M, Hashizame A, Komaki S. A joint frequency and space diversity scheme for OFDM. IEEE VTC, 1999. 2939~2943

(上接第 40 页)

**结论** 最优合并空间分集对各天线的接收信号进行加权合并,以解决无线蜂窝移动信道的多径衰落问题,同时减小干扰功率。本文针对 OFDM 系统进行分集最优合并,假定各天线的接收信号是独立衰落(Rayleigh),且期望用户信号与干扰信号、各干扰信号之间是独立同分布的;假定各干扰信号是等功率的,即使干扰信号源的数目大于分集天线数,在使输出信干比最大的情况下,得到了平均信干比和 QAM 调制信号的平均误符号率,给出了 Monte Carlo 数值仿真结果。仿真结果表明,最优合并方法具有较好的性能。

## 参 考 文 献

- 1 Bria A, Gessler F, Queseth O, et al. 4<sup>th</sup> Generation Wireless Infrastructures: Scenarios and Research Challenges. IEEE Personal Communications, 2001, 8(6): 25~31
- 2 Smulders P. Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access: Prospects and Future Directions. IEEE Communications Magazine, 2002. 140~147