

다중입출력 직교 주파수 분할 다중접속 시스템에서 제로포싱 빔형성을 이용한 다중안테나 부반송파 할당 방법

준회원 신 영 일*, 강 태 성**, 종신회원 김 형 명**

Multi-antenna Subcarrier Allocation Using Zero-Forcing Beamforming in MIMO-OFDM Systems

Young-il Shin*, Tae-Sung Kang** Associate Members, Hyung-Myung Kim** Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 제로포싱 빔형성 (ZFBF)을 이용한 Multiuser MIMO-OFDM 시스템에서 각 사용자의 주어진 요구정보량을 만족시키면서 총송신전력을 최소화하기 위한 부반송파 할당방법을 제안한다. 최적 방법의 복잡도는 부반송파의 수에 지수적으로 비례하여 증가하기 때문에 복잡도를 줄이기 위한 부최적 방법을 제안한다. 부최적 방법에서는 사용자 그룹의 채널간 직교도가 클수록 유효채널이득이 증가하는 특성을 이용하여 채널간 직교도가 큰 사용자 그룹을 할당함으로써 송신전력을 최소화한다. 모의실험 결과에서 제안한 부최적 방법이 복잡도를 현저히 감소시키면서 총 송신전력의 측면에서는 최적화된 방법과 유사한 성능을 가진다는 것을 보인다.

Key Words : MIMO, OFDM, Zero-forcing beamformer, Subcarrier Allocation

ABSTRACT

In this paper, a low complexity subcarrier allocation scheme is proposed for multiuser MIMO-OFDM systems with zero-forcing beamformer (ZFBF) so that the total transmit power can be minimized satisfying given target data rate. Since the optimal method requires very high computational complexity, we propose a low complexity suboptimal method. Using the fact that the effective channel gain is proportional to the orthogonality of channels of multiplexed users, a user set with the highest orthogonality of channel among users is assigned to each subcarrier in order to minimize required transmit power. The numerical results show that the proposed suboptimal method can reduce computational complexity with little performance loss.

I. 서 론

MIMO(Multi Input Multi Output)시스템은 다수의 송수신 안테나를 사용하여 높은 전송률을 얻을 수 있는 이점이 있다. 즉, M개의 송신 안테나와

N개의 수신안테나를 갖는 순방향(down link) 시스템에서, MIMO시스템은 SISO시스템보다 $\min(M, N)$ 배 높은 전송률을 갖는다^{[1][2]}. 그러나 순방향 시스템에서 수신단은 사용자이므로, 다수의 수신안테나를 사용하는 것이 현실적인 어려움이 있다. 즉, 수

※ 본 연구는 삼성전자(Samsung Electronics)의 지원으로 수행되었습니다.

* KT 인프라연구소 무선인터넷개발담당 (yishin@kt.co.kr)

** 한국과학기술원 전자전산학과 통신신호처리연구실 (tskang@csplab.kaist.ac.kr, hmkim@ee.kaist.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-01-037, 접수일자 : 2007년 1월 30일, 최종논문접수일자 : 2007년 9월 20일

신 안테나의 개수가 제한되면 $\min(M, N) = N$ 이 되는데, 수신안테나의 개수가 제한되면 전송률의 큰 이득을 볼 수 없다. 이와 같이 Single-user MIMO 시스템의 한계를 극복하기 위한 방법인 Multiuser MIMO 시스템은 단일사용자 MIMO 시스템에서 수신 안테나 대신에, 각각의 사용자가 수신 안테나와 같은 역할을 함으로써, 전송률을 늘이는 방법이다. 즉, 송신안테나가 M개이고 사용자의 수가 K명이라면, 전송률은 SISO 시스템보다 $\min(M, K)$ 배 만큼 증가하게 된다. 이 같은 이점과 함께 Multiuser MIMO 시스템은 다중사용자에게 다중안테나로 정보를 전송하기 때문에, 다른 안테나의 신호에 의한 간섭 현상이 심각하게 발생한다. 이런 문제를 해결하기 위해, 전송 전에 프리코딩 (precoding)을 해줌으로써 간섭현상을 제거하는 많은 연구가 진행되어 왔다. 최적의 방법으로 DPC(Dirty Paper Coding)방법이 있다³⁾. 그러나 DPC는 실제시스템에서는 encoding과 decoding에서 계산적인 복잡도가 너무 커서 구현이 어려운 단점이 있다. 또 다른 방법으로 BF(Beam Forming)이 있는데, 이것은 DPC에 비해서 복잡도가 훨씬 적은 부최적화된 방법이다⁴⁾. BF는 송신전에 가중치 벡터(weight vector)를 곱해주어, 사용자들이 공간적으로 떨어져 있는 점을 이용한 것인데, 이것을 SDMA (Spatial Division Multiple Access)라고 한다⁵⁾⁶⁾. BF에서 가중치 벡터의 최적값을 구하면, DPC와 유사한 성능을 보이지만, 최적값을 찾는 것이 nonconvex 최적화 문제를 푸는 것이기 때문에, BF의 부최적화방법으로 ZFBF(Zero Forcing Beam Forming) 방식이 있다⁷⁾. 송신시 채널의 역행렬을 미리 곱하여, 간섭신호를 제거하는 방법이다. ⁸⁾에는 ZFBF을 이용하여 전송률을 최대화시키는 관점에서, 전체사용자 중에서 송신안테나의 수만큼의 직교성이 큰 사용자를 할당하는 방법이 제시되어 있다. 사용자의 수가 많을 경우, 전송률의 관점에서 DPC와 유사한 성능을 보이는 것을 증명했다.

다음으로 Multiuser OFDM 시스템 환경에서 각각의 부반송파에 사용자를 할당해주는 부반송파 할당 방법에 대한 연구를 살펴본다. OFDM 시스템에서는 전송률을 최대화하는 관점이나 총송신전력을 최소화하는 관점에서 부반송파를 할당하는 방법이 있는데, ⁹⁾에서는 IP(Integer Programming)를 이용한 최적화된 풀이법과 복잡도를 낮춘 부최적화된 방법인 선형프로그래밍을 통한 할당 기법을 제시했다. 부반송파 할당과 비트할당의 두 단계로 나누어, 먼저 한 사용자 내의 부반송파에 대해 할당되는 비트

가 상수라는 조건 하에서 부반송파를 사용자에게 할당하고, 다음으로 할당된 부반송파 내에서 사용자 별로 비트할당을 한다. 이를 통해 복잡도를 개선시키면서 최적화된 방법과 유사한 성능을 보이는 부최적화된 방법을 제시하였다.

본 논문에서는 다수의 사용자가 존재하는 하향링크 MIMO-OFDM 시스템의 송신단에서 ZFBF를 사용할 때, 각 사용자의 주어진 비트 수를 만족시키면서 총 요구 송신전력을 최소화하도록 각 부반송파에 사용자를 할당하고, 그 결과에 따라 비트 수를 할당하는 방법을 제안한다. 최적 방법은 부채널 수 뿐 아니라 안테나 수에 지수적으로 증가하기 때문에 복잡도가 매우 크기 때문에, 복잡도를 줄이는 부최적 방법을 제안한다.

II장에서는 ZFBF를 사용한 Multiuser MIMO-OFDM 시스템에서의 송,수신신호 모델에 대해서 살펴보고, III장에서는 ZFBF를 이용한 MIMO-OFDM 시스템에서 총송신전력을 최소화하는 관점에서 최적 방법보다 복잡도를 낮추고 유사한 성능을 보이는 부반송파 할당 방법을 제안한다. IV장에서는 제안한 방법에 대한 모의 실험을 통해 성능을 비교 분석하고, 마지막으로 V장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. ZFBF을 이용한 MIMO-OFDM 시스템의 송수신모델

단일 cell MIMO-OFDM 시스템에서 M개의 송신안테나를 가진 기지국이 1개의 안테나를 가진 사용자에게 정보를 전송하는 순방향 채널이다. 사용자의 수(K)는 기지국의 안테나의 수(M)보다는 큰 값을 갖는다고 가정한다. 채널은 사용자가 기지국으로 피드백(feedback)하는 기간에 변하지 않으며, 완벽한 채널 정보를 이용할 수 있다. 또한 모든 사용자는 독립적인 감쇄채널을 가진다.

채널 행렬이 $\mathbf{H}_n = [h_{1,n}^T, h_{2,n}^T, \dots, h_{K,n}^T]^T$ 이고, 송신안테나의 개수가 M개이므로, 사용자 K명중에서 M명을 선택하여 전송한다. 이 경우에 n번째 부반송파에서 K명중 M명을 선택하는 집합을 \mathbf{S}_n 이라고 하면, $\mathbf{S}_n \subset \{1, 2, \dots, K\}, (\# \text{ of element of } \mathbf{S}_n) \leq M$ 이 된다. 프리코딩 방법으로 ZFBF를 사용하는데, 채널 벡터가 $\mathbf{h}_{k,n}$ 이고 가중치 벡터가 $\mathbf{w}_{k,n}$ 일 경우에, ZFBF은 가중치 벡터를, $(\mathbf{h}_{k,n} \cdot \mathbf{w}_{i,n} = 0 \text{ for } i \neq k)$ 하도록 선택한다.

M명 선택후 채널은 $\mathbf{H}_n(\mathbf{S}_n) = [h_{1,n}^T, h_{2,n}^T, \dots, h_{M,n}^T]^T$ 이고, 가중치행렬 $\mathbf{W}_n(\mathbf{S}_n)$ 은

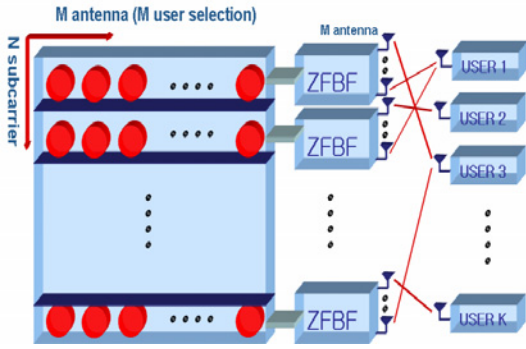


그림 1. ZFBF을 이용한 MIMO-OFDM에서의 부반송파 할당

$$W_n(S_n) = H_n(S_n)^H (H_n(S_n) H_n(S_n)^H)^{-1} \quad (1)$$

이 된다. 그림 1에서 MIMO -OFDM 시스템에서 각 부반송파 마다 ZFBF을 사용하여, 전체 사용자인 \$K\$명에서 안테나 개수 만큼인 \$M\$명의 사용자를 뽑아 전송한다. \$n\$번째 부반송파에서 \$k\$번째 선택된 사용자 (즉, \$S_n \subset \{1, 2, \dots, K\}\$에서 \$k\$번째 사용자)가 수신하는 신호는 다음과 같다.

$$y_{k,n} = h_{k,n} x_n + z_{k,n} \quad (2)$$

여기서 \$y_{k,n}\$은 \$n\$번째 부반송파에서 \$k\$번째 선택된 사용자의 수신신호를 나타내고, \$h_{k,n}\$은 \$n\$번째 부반송파에서 \$k\$번째 선택된 사용자의 채널 벡터(\$1 \times M\$ row vector)를 나타낸다. 또한 \$x_n\$은 \$n\$번째 부반송파에서 기지국의 안테나들로부터 전송되는 신호 벡터(\$M \times 1\$ column vector)를 나타내고, \$z_{k,n}\$은 \$n\$번째 부반송파에서 \$k\$번째 선택된 사용자의 분산이 1인 AWGN이다. 송신신호 \$y_{k,n}\$를 정리하면,

$$\begin{aligned} y_{k,n} &= h_{k,n} x_n + z_{k,n} \quad (3) \\ &= \sum_{k \in S_n} \sqrt{P_{k,n}} h_{k,n} w_{k,n} s_{k,n} + z_{k,n} \\ &= \sqrt{P_{k,n}} h_{k,n} w_{k,n} s_{k,n} \\ &+ \sum_{j \neq k, j \in S_n} \sqrt{P_{j,n}} h_{k,n} w_{j,n} s_{j,n} + z_{k,n} \\ & \quad (x_n = \sum_{k \in S_n} \sqrt{P_{k,n}} w_{k,n} s_{k,n}) \\ & \quad [1 \leq k \leq M, 1 \leq j \leq M] \end{aligned}$$

이다. \$P_{k,n}\$는 \$n\$번째 부반송파에서 \$k\$번째 선택된 사용자의 송신전력을 나타내고, \$w_{k,n}\$는 \$n\$번째 부반송파에서 \$k\$번째 선택된 사용자의 beam forming 가중

치 벡터(\$M \times 1\$ column vector)를 나타낸다. 또한 \$s_{k,n}\$는 \$n\$번째 부반송파에서 \$k\$번째 선택된 사용자의 송신심볼을 나타내는데, \$|s_{k,n}|^2 = 1\$인 값을 갖는다.

III. MIMO-OFDM 시스템에서 ZFBF을 이용한 부반송파 할당 방법

3.1 MIMO-OFDM 시스템에서 ZFBF을 이용한 총송신전력 계산

송신신호모델에서 \$n\$번째 부반송파에서의 전송신호 \$x_n\$은,

$$\begin{aligned} x_n &= \sum_{k \in S_n} \sqrt{P_{k,n}} w_{k,n} s_{k,n} \\ &= [w_{1,n} \ w_{2,n} \ \dots \ w_{M,n}] \begin{bmatrix} \sqrt{P_{1,n}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{P_{2,n}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{P_{M,n}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1,n} \\ s_{2,n} \\ \vdots \\ s_{M,n} \end{bmatrix} \\ &= W_n(S_n) P s \quad (4) \end{aligned}$$

이 되고, \$n\$번째 부반송파에서의 전송전력 \$P_{T,n}\$은,

$$\begin{aligned} P_{T,n} &= \|x_n\|^2 = x_n^H x_n = (s^H P^H W_n(S_n)^H) (W_n(S_n) P s) \\ &= s^H P^H (H_n(S_n) H_n(S_n)^H)^{-1} P s \\ &= \sum_{k \in S_n} P_{k,n} [(H_n(S_n) H_n(S_n)^H)^{-1}]_{k,k} = \sum_{k \in S_n} \frac{P_{k,n}}{\gamma_{k,n}} \quad (5) \end{aligned}$$

와 같이 표현된다. 여기서 \$\gamma_{k,n}\$는 유효채널이득을 나타내는데, 이 값은,

$$\gamma_{k,n} = \frac{1}{[(H_n(S_n) H_n(S_n)^H)^{-1}]_{k,k}} \quad (6)$$

로 나타난다. \$[A]_{k,k}\$는 행렬 \$A\$의 \$k\$번째 행, \$k\$번째 열의 값을 나타낸다. 모든 부반송파에서의 송신전력을 합한 총송신전력은,

$$P_T = \sum_{n=1}^N P_{T,n} = \sum_{n=1}^N \|x_n\|^2 = \sum_{n=1}^N \sum_{k \in S_n} \frac{P_{k,n}}{\gamma_{k,n}} \quad (7)$$

와 같고, ZFBF을 사용하는 Multiuser MIMO-Multiuser OFDM 시스템 상황에서 총송신 전력 (\$P_T\$)을 최소화하는 관점에서의 다음과 같은 최적화 문제를 만들 수 있다.

$$P_T = \min_{\rho_{k,n,i}, c_{k,n,i}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^M \frac{f_k(c_{k,n,i})}{\gamma_{k,n}} \rho_{k,n,i}$$

$$st. \sum_{k=1}^K \rho_{k,n,i} = 1, i = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N \quad (8)$$

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^M \rho_{k,n,i} = M, n = 1, \dots, N$$

$$\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^M c_{k,n,i} \rho_{k,n,i} = R_k, k = 1, \dots, K$$

여기서 $f_k(c_{k,n,i})$ 는 $P_{k,n,i}$ 와 같은 값으로 사용되었는데, 이 값은 송신단에서 $c_{k,n,i}$ 비트가 사용자에게 전송되었을 경우 목표 BER을 만족 시키는 단일 채널 이득을 갖는 요구 수신 전력을 의미한다.

또한 $c_{k,n,i}$ 는 n번째 부반송파에서 i번째 안테나의 k번째 사용자에게 할당된 비트수를 의미한다. 예를 들어, QAM과 같은 경우,

$$f_k(c) = \frac{N_o}{3} [Q^{-1}(P_e)]^2 (2^c - 1), \frac{N_o}{2}: \text{variance of AWGN},$$

$$Q(x): \text{the } Q\text{-function}, P_e: \text{target BER} \quad (9)$$

와 같다. R_k 는 k번째 사용자에게 요구되는 비트 수를 의미하며, $\rho_{k,n,i}$ 는 n번째 부반송파에서 i번째 안테나의 k번째 사용자의 할당색인을 의미하며, 값은

$$\rho_{k,n,i} = \begin{cases} 1, & \text{if } c_{k,n,i} \neq 0 \\ 0, & \text{if } c_{k,n,i} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

와 같다. 즉, 최적화 문제 식 (3.5)는 각 부반송파는 안테나의 개수(M)만큼 사용자를 할당 할 수 있으며, 각 사용자는 요구 정보량(R_k)를 만족하는 조건에서 총수신전력을 최소화 할 수 있도록, $\rho_{k,n,i}$ 와 $c_{k,n,i}$ 를 결정하는 문제가 된다.

3.2 최적화 방법

총수신전력을 최소화시키는 최적 방법은 사용자 집합(\mathcal{S}_k)을 찾아서 부반송파에 할당해주는 과정과 할당된 부반송파에 비트를 할당해주는 과정이 동시에 구해져야 한다. 그러나 부반송파 할당과 비트 할당을 하기 위해서는 유효 채널이득을 알아야 하는데, 유효 채널이득은 부반송파 할당이 이루어진 후에야 알 수 있는 값이기 때문에, 최적의 부반송파 할당은 풀서치(full search) 과정을 통해서만 얻을 수 있다.

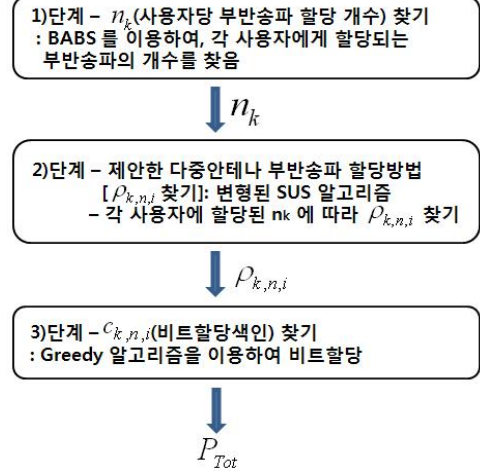


그림 2. 총수신전력을 최소화시키는 관점에서의 부최적화된 방법

3.2.1 최적 방법의 복잡도 계산

그렇다면 최적의 해를 푸는 과정에서의 복잡도를 계산하면 다음과 같다. i번째 부반송파에서의 사용자를 뽑은 집합(\mathcal{S}_i)의 개수는 $({}_K C_M) = \binom{K}{M}$ 이다. 이 과정을 모든 N개의 부반송파에 대해서 수행하면, 부반송파 할당하는 모든 조합은 $({}_K C_M)^N = \left(\binom{K}{M}\right)^N$ 번이 된다. 즉 $\left(\binom{K}{M}\right)^N$ 개의 부반송파 할당된 값에 대해서 총전력을 구하여 가장 작게 나오는 값이 최적값이다. 그러나 이 방법은 가짓수가 부반송파의 개수에 지수적으로 증가하므로 복잡도가 $O\left(\left(\binom{K}{M}\right)^N\right)$ 가 된다.

따라서 실제 시스템에서는 구현이 불가능할 정도로 복잡도가 커진다. 따라서 본 논문에서는 복잡도를 줄이는 부최적 방법을 제안한다.

3.3 부최적 방법

복잡도를 줄이기 위한 부최적 방법은 3단계로 이루어진다. 1단계에서는 각 사용자에게 할당되는 부반송파의 개수를 근사적으로 계산한다^{[9][11]}. 2단계는 본 논문이 제안한 Modified-SUS 부반송파 할당 방법으로 1단계에서 구한 부반송파의 개수를 이용하여, 부반송파 할당 색인을 구한다. 3단계에서는, 2단계에서 구한 할당색인을 이용하여, 비트할당을 한다^[10]. 이 세 단계를 거쳐 부최적 총수신전력이 계산된다. 그림 2는 이 세 단계를 도시하였다. 다음으로 부최적 방법에 대해서 자세히 알아보자.

3.3.1 각 사용자당 할당된 부반송파의 개수의 근사값 계산 (1단계)

1단계는 BABS(Bandwidth Assignment Based on SNR) 알고리즘¹¹⁾을 통하여 각 사용자당 할당되는 부반송파의 수의 근사값을 구하는 과정이다. BABS는 OFDM시스템에서 부반송파 할당하는 부최적 방법을 구하는 과정에서 사용한 방법이지만, ZFBF를 사용하는 MIMO-OFDM환경에서도 각 부반송파에서 한번 할당된 사용자는 다시 할당될 수 없기 때문에, OFDM의 시스템과 같은 방법으로 사용자에 할당되는 부반송파의 수의 근사값을 구하는 것이 가능하다. BABS 알고리즘을 이용한 방법은 다음과 같다. 우선 각각의 사용자에 할당되는 부반송파의 수를 n_k 라고 하면, constraint는 다음과 같다.

$$n_k = \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^M \rho_{k,n,i}, \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^M \rho_{k,n,i} = \sum_{k=1}^K n_k = MN \quad (11)$$

각 사용자는 어떤 부반송파에 할당 하더라도 평균적으로 같은 비트만큼 할당되는 경향⁹⁾을 이용하여, 근사화 과정을 거친다. 즉, k번째 사용자의 n번째 부반송파에서 할당된 비트수는 $c_{k,n,i}$ 인데, 근사화를 통해 k번째 사용자는 모든 부반송파에서 평균적으로 c_k 비트가 할당된다. OFDM 시스템에서 MIMO-OFDM 시스템으로 적용을 했기 때문에, 유효 채널 이득의 근사화도 필요하다. n번째 부반송파에서의 k번째 사용자의 유효 채널이득은 $\gamma_{k,n}$ 인데, 근사화 과정을 통해, k번째 사용자는 모든 부반송파에서 평균적으로 γ_k 인 채널이득을 갖는다. 여기서 γ_k 는,

$$\gamma_k = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \|\mathbf{h}_{k,n}\|^2 \quad (12)$$

각각의 부반송파 마다 얻은 채널 벡터의 norm의 제곱의 평균을 취하여 γ_k 를 얻어낸다. c_k 를 이용하면,

$$c_k n_k = R_k, \quad c_k = \frac{R_k}{n_k} \quad (13)$$

이 되고, γ_k 와 c_k 의 값을 식(8)에 대입하면,

$$P_T = \min_{\rho_{k,n,i}, c_{k,n,i}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^M \frac{f_k(c_{k,n,i})}{\gamma_{k,n}} \rho_{k,n,i} \quad (14)$$

$$= \min_{n_k} \sum_{k=1}^K f_k\left(\frac{R_k}{n_k}\right) \frac{n_k}{\gamma_k} \quad st. \sum_{k=1}^K n_k = MN$$

와 같고, BABS를 통해서 n_k 를 구하는 과정은 다음과 같다.

$$n_k = 1, 1 \leq k \leq K \quad (15)$$

while $\sum_{k=1}^K n_k < MN$, do

$$V(k) \leftarrow \frac{f_k\left(\frac{R_k}{n_k+1}\right)}{\gamma_k} (n_k+1) - \frac{f_k\left(\frac{R_k}{n_k}\right)}{\gamma_k} n_k$$

(here, $k=1, \dots, K$)

$$l \leftarrow \arg \min_{1 \leq k \leq K} V(k)$$

$$n_l \leftarrow n_l + 1$$

end while

모든 사용자에 대해 $n_k = 1 (1 \leq k \leq K)$ 로 초기화하고, 각 사용자에게 1개의 부반송파를 할당했을 때 총송신전력의 차이가 가장 작게 나타나는 사용자에 부반송파를 1개씩 할당하여, n_k 의 모든 합이 NM이 될 때까지 반복하는 풀이법이다. 이 과정을 통해서 근사화된 n_k 를 얻어 낼 수 있다.

3.3.2 제안한 Modified-SUS 알고리즘(2단계)

본 논문에서는 2단계에서 기존의 SUS 알고리즘을 변형한 Modified-SUS 부반송파 할당 알고리즘을 제안한다. 기존의 SUS 알고리즘은 MIMO시스템에서 유효 채널이득을 이용하여, 서로 직교성이 큰 사용자들을 선택하는 알고리즘이다⁸⁾. MIMO시스템에서는 사용자당 안테나를 선택하는 문제인 반면, MIMO-OFDM시스템에서는 부반송파 할당이 추가되어 사용자당 부반송파와 안테나를 할당하는 문제로 바뀌기 때문에 SUS 알고리즘을 적용하기 힘들고, 또한 본 송수신 모델에서는 사용자의 QoS(R_k)를 만족시키면서 할당을 하는 제한 조건도 만족시켜야 한다. 따라서 Modified-SUS 알고리즘을 제안하여 문제를 해결한다. 유효 채널이득만을 비교하는 SUS 알고리즘과 달리, 1단계 과정에서 얻은 n_k 를 이용해 요구 정보량(R_k)을 보장하면서 총송신전력이 최소화되는 관점에서 부반송파를 할당하는 Cost 함수를 만들어, 값을 비교하는 방법으로 부반송파 할당을 한다. 세부적인 할당은 다음 1~3단에 걸친 과정으로 설명한다.

1) 초기화(1단)

Modified-SUS 알고리즘의 1단으로 초기화의

과정이 필요하다. 초기화는 모든 부반송파에 대해서

$$T_n = 1, \dots, K, S_n^o = \phi(\text{emptyset}), i = 1, U_i = 1, \dots, N \quad (16)$$

$$1 \leq n \leq N, 1 \leq i \leq M, \rho_{k,n,i} = 0 \quad \forall k, n$$

로 나타낸다. i 는 각 부반송파에서 할당 받은 사용자수 즉, K 명중에서 각 부반송파에 몇 명이 선택되었는가를 나타낸다. 즉 i 는 Modified-SUS 알고리즘이 M 회 수행되도록 해주는 색인값이다. T_n 은 n 번째 부반송파에서 i 가 1인 경우에 뽑힐 수 있는 전체 사용자 수를 나타내는 집합이다. 이 집합의 원소수는 한번 할당된 사용자 색인은 제거되기 때문에, i 가 커질수록 원소수가 줄어든다. S_n^o 는 n 번째 부반송파에 할당받은 사용자 색인을 모아놓은 집합이다. U_i 는 원소가 1부터 전체 반송파 개수인 N 까지 있는 집합이다. 이것은 각 부반송파가 할당되게 되면 U_i 에서 제거시켜서 한 부반송파가 각 i 번째 할당 동안 두 번 할당되는 일이 없도록 해준다.

2) 부반송파당 부분채널벡터($g_{k,n,i}$) 계산 (2단)

2단으로 각 i 에 대해서 부분 채널 벡터($g_{k,n,i}$)를 계산한다. $g_{k,n,i}$ 는 $\{g_{(1),n}, g_{(2),n}, \dots, g_{(i-1),n}\}$ 의 부분 공간에 직교하는 $h_{k,n}$ 의 부분벡터이다. $g_{(i-1),n}$ 은 n 번째 부반송파에서 $(i-1)$ 번째로 할당된 사용자의 부분 채널 벡터를 뜻한다. $g_{k,n,i}$ 을 구하는 과정은 모든 부반송파에 대해서 다음과 같이 구한다.

$$g_{k,n,i} = h_{k,n} \left(I - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{g_{(j),n} g_{(j),n}^*}{\|g_{(j),n}\|^2} \right), \text{ when } i = 1, g_{k,n,i} = h_{k,n} \quad (17)$$

3) 부분채널벡터를 이용하여 부반송파를 할당(3단)

3단에서는 송신전력을 나타내는 Cost 함수($r_{k,n,i}$),

$$r_{k,n,i} = f_k \left(\frac{R_k}{n_k} \right) \frac{1}{\|g_{k,n,i}\|^2} \quad (18)$$

을 만들어 부반송파 할당을 한다. $r_{k,n,i}$ 에는 사용자를 선택하는 두가지 특성이 포함되어 있는데, 각각의 채널이득이 좋은 사용자일수록, 두 번째는 직교성이 큰 사용자들을 선택할수록 유효 채널이득이 좋다는 특성^[8]을 이용한 것이다. 즉, 부분채널벡터를

통해서 직교성이 크고, 채널이득이 좋은 사용자들을 선택하게 된다. 다음으로는 할당과정을 살펴본다.

For the i_{th} layer, repeat the following operations until $U_i = \phi$

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{k} = \arg \min_{k \in T_n} r_{k,n,i}, \quad n = 1, \dots, N \\ \hat{n} = \arg \min_{n \in U_i} r_{\hat{k},n,i}, \quad g_{(i),\hat{n}} = g_{\hat{k},\hat{n},i}, \quad h_{(i),\hat{n}} = h_{\hat{k},\hat{n}} \\ \rho_{\hat{k},\hat{n},i} = 1, \quad S_n^o = S_n^o \cap \hat{k}, \quad n_k = n_k - 1, \quad U_i = U_i - \hat{n} \\ T_n = T_n - k \\ \text{if } n_k = 0, \text{ then } T_n = T_n - \hat{k}, \quad \forall n \\ \text{update } r_{k,n,i} \quad \forall k \in T_n \end{array} \right. \quad (19)$$

if $U_i = \phi$ and $i < M$, then $i = i + 1$ and go step 2
if $i = M$, the algorithm is finished.

여기서 $r_{k,n,i}$ 가 최소화되는 \hat{k} 와 \hat{n} 을 찾아, $h_{(i),\hat{n}}$ 과 $g_{(i),\hat{n}}$ 에 $h_{\hat{k},\hat{n}}$ 와 $g_{\hat{k},\hat{n},i}$ 를 넣어주어, 다음 loop시에 부분채널 벡터를 계산하는데 이용한다. 또한 S_n^o 에 \hat{k} 를 넣어주고, U_i 에서 \hat{n} 을 빼주는데 이것은 한 부반송파에 한 명의 사용자만 할당되기 위해서이다. 또한 \hat{k} 번째 사용자에게 부반송파가 할당되었으므로 n_k 에 1개를 빼주는 작업이 필요하다. 즉, 1단계에서 구한 n_k 의 정보를 갖고, 부반송파를 할당할 때 마다 1씩 빼주는 작업을 통하여, 전체 요구 정보량(R_k)을 맞춘다. 또한 할당색인($\rho_{\hat{k},\hat{n},i}$)에 1을 대입하여, 할당을 표시한다. 이 과정을 통해 모든 사용자가 1단계에서 정한 만큼의 부반송파만을 할당받는다. T_n 에서 \hat{k} 를 빼주어 같은 부반송파에서는 같은 사용자가 두 번 이상 할당되는 경우가 없도록 한다. 즉, 위와 같은 loop를 통해서 부반송파 할당이 이루어지며, 할당이 진행되면서 n_k 가 0인 \hat{k} 번째 사용자에게는 더 이상 부반송파 할당이 필요 없으므로, T_n 에서 제거시킨다. 즉, 이 과정을 M 번 수행하면, 부반송파 할당이 완료되고, 할당색인($\rho_{k,n,i}$)을 3단계로 넘겨준다.

3.3.3 $\rho_{k,n,i}$ 을 이용한 비트할당계산 (3단계)

3단계에서는 할당색인($\rho_{k,n,i}$)을 이용해 비트 할당을 한다. 이 과정은 [10]에서 나온 방법으로 greedy 알고리즘을 이용하여 계산한다. 이미 부반송파 할당 색인을 알기 때문에 유효 채널 이득을 구해낼 수 있고, 이에 따라서 비트 할당을 할 수 있다.

$$\min_{c_{k,n,i}} \sum_{i=1}^M \sum_{n \in Z_{ki}} \frac{f_k(c_{k,n,i})}{\gamma_{k,n}} \quad \text{st.} \quad \sum_{i=1}^M \sum_{n \in Z_{ki}} c_{k,n,i} = R_k \quad \forall k \quad (20)$$

위 식에서 $\gamma_{k,n}$ 와 $\rho_{k,n,i}$ 값을 이미 알고 있으므로, 다음과 같이 greedy 알고리즘을 적용하여, $c_{k,n,i}$ 를 구한다. 여기서 $Z_{k,i}$ 는 i 번째 안테나의 k 번째 사용자에 할당된 부반송파의 집합을 뜻한다.

$$\Delta P_{k,n}(c) = \frac{[f_k(c+1) - f_k(c)]}{\gamma_{k,n}} \quad (21)$$

- initialize : $c_{k,n,i} = 0, n \in Z_{k,i} \forall k, i$
- Evaluate $P_{k,n}(0), n \in Z_k \forall k$
- For each k , Repeat the following $R_k \times$
- $\hat{n}, \hat{i} = \arg \min_{1 \leq i \leq M} \min_{n \in Z_{k,i}} \Delta P_{k,n}(c_{k,n,i})$
- $c_{k,\hat{n},\hat{i}} = c_{k,\hat{n},\hat{i}} + 1$
- Update $\Delta P_{k,n}(c_{k,\hat{n},\hat{i}})$

여기서 $\Delta P_{k,n}(c)$ 는 k 번째 사용자의 n 번째 부반송파에 이미 c 비트가 할당되어 있을 경우 1비트를 추가로 더 할당했을 때, 필요한 송신전력을 나타낸다. 우선 모든 사용자와 부반송파에 대해서 $c_{k,n,i}$ 을 0으로 초기화하고 모든 사용자에 대해서 $n \in Z_{k,i}$ 를 만족시키도록 $\Delta P_{k,n}(0)$ 를 구하고, 모든 사용자에 대해서 각각 R_k 번씩 송신전력이 최소화하도록 비트를 1비트씩 할당해 나간다.

3.4 부최적 방법의 복잡도 계산

Modified-SUS 알고리즘의 복잡도를 계산하면 다음과 같다. 1단에서는 낮은 복잡도를 보이므로 계산에서 생략한다. 2단에서는 $(1 \times M) \times (M \times M)$ 벡터와 행렬의 곱연산을 N (부반송파의 수) $\times K$ (사용자의 수) $\times (1+2+\dots+(M-1))$ 만큼 곱해줘야 한다. 위의 벡터와 행렬의 곱연산은 $C \times M^2$ 의 복잡도(여기서 C 는 복소수의 곱을 수행할 때 필요한 복잡도)를 가지므로, 2단에서의 총 복잡도는 CM^2NK 가 된다. 3단은 부분 채널 벡터를 이용하여 Cost함수의 최소값을 갖는 과정에서 NK 개의 $(1 \times M)$ 벡터의 평균값을 구하는 과정이 있다. 또한 이 과정을 N (부반송파의 수) $\times M$ (안테나의 수) 만큼 수행해줘야 한다. 즉, 3단의 복잡도를 계산하면, CM^2KN^2 과 같다. 위의 과정을 통해 부반송파의 할당의 총복잡도를 계산하면, $CM^2NK + CM^2KN^2$ 가 되고, $M < K < N$ 이기 때문에 복잡도의 오더(Order)는 $O(M^2KN^2)$ 가 된다.

3.5 최적 방법과 부최적 방법의 복잡도 비교

위에서 최적화된 문제를 풀기 위한 풀서치(full search) 과정에 필요한 복잡도 $O\left(\binom{K}{M}^N\right)$ 와 제안한 부최적 방법에서의 복잡도 $O(M^2KN^2)$ 를 비교해보

면, 부최적 방법이 훨씬 간단한 방법임을 알 수 있다. 최적 방법은 부반송파의 개수에 지수적으로 복잡도가 커지지만, 부최적 방법은 부반송파의 개수의 제곱에 비례하여 복잡도가 커지게 된다. 즉, 위와 같은 부최적 방법을 사용하면, 최적 방법에 유사한 성능을 보이면서 복잡도는 훨씬 줄어드는 것을 알 수 있다. 다음 장에서는 모의실험을 통해서 위에서 언급한 최적화된 방법, 부최적화된 방법 및 SVD를 사용한 방법의 비교를 통한 성능검증을 한다.

IV. 모의 실험

모의실험 환경은 단일셀 MIMO-OFDM 시스템을 가정한다. 채널은 Delay tap이 6인 Pedestrian B iid Rayleigh frequency selective fading channel을 적용했다. $f_k(c_k)$ 는 위의 알고리즘에 제시한 것과 같이 QAM을 적용하였고, 목표 BER은 10^{-4} 로 설정했다. 각 사용자당 R_k 는 동일하게 설정하였고, 모

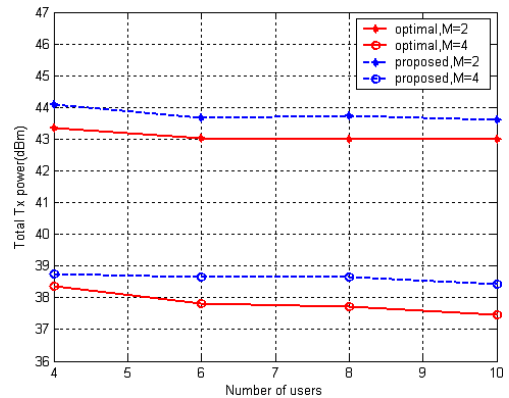


그림 3. 최적 방법과 부최적 방법의 비교

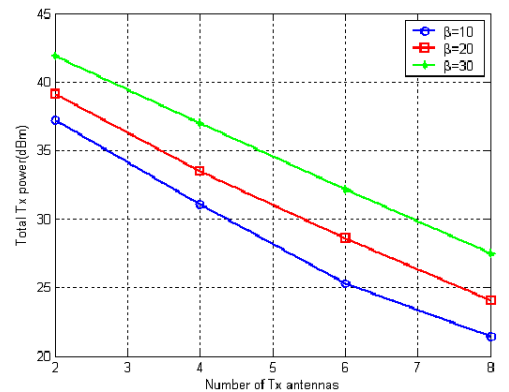


그림 4. 부최적 방법에서 안테나 수에 따른 비교

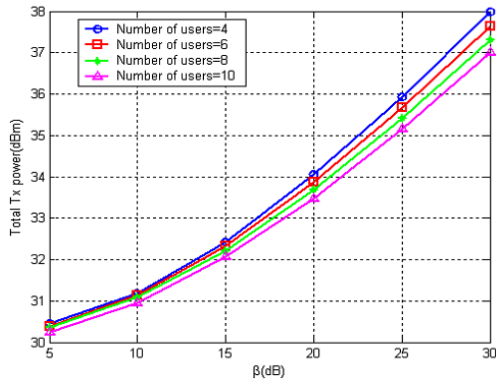


그림 5. 부최적 방법에서 β 에 따른 비교

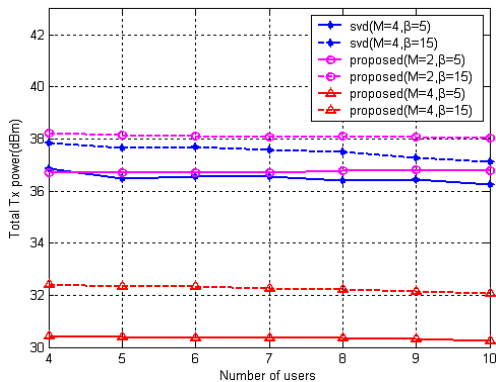


그림 6. 기존의 SVD 방법과 부최적 방법의 비교

든 사용자의 R_k 의 합도 일정하게 설정하였다. 최적 방법과 부최적 방법의 비교하는 실험에서는 사용자 각각의 R_k 를 200 bit/s로, 부반송파의 개수는 32개로 설정하였고, 그 이외의 실험에서는 R_k 를 500 bit/s, 부반송파의 개수를 128개로 설정하였다. 모든 실험 결과값은 dB로 표현하였다. 또한 셀룰러 환경의 특성을 반영하기 위하여 사용자들의 평균 채널 이득을 균등(uniform)하게 분포시키고, 채널이득의 최대평균과 최소평균의 비율을 β 라고 설정했다.

그림 3은 최적 방법과 부최적 방법의 총송신전력을 비교했다. 최적 방법과 제안한 부최적 방법과의 총송신전력은 0.4~0.9dB만큼 차이가 나는 것을 알 수 있다. 부최적 방법이 총송신전력이 1.1~1.2배 가량 더 소모되지만, 복잡도의 면에서는 최적 방법보다 훨씬 간단한 방법이기 때문에, 비슷한 송신전력을 유지하면서, 복잡도를 낮췄다는 데에 의미가 있다.

그림 4는 부최적 방법에서 안테나 수에 따른 총송신전력을 나타낸다. 부최적 방법을 통해 안테나의

개수가 많아질수록 총송신전력의 크기가 선형적으로 작아지는 것을 확인 할 수 있는데, 이는 DPC를 사용하지 않고 ZFBF와 효율적인 자원할당 방법을 사용하면 DPC와 같이 선형적으로 용량(capacity)가 증가할 수 있음을 보여주는 중요한 결과이다. 또한 β 값의 변화에 따른 결과도 확인 할 수 있는데, β 가 커질수록 총송신전력이 커지는 것을 알 수 있다.

그림 5는 부최적 방법에서 β 의 차이에 따른 비교를 나타냈다. β 가 크다는 의미는 채널이 좋고 나쁜 상황이 공존한다는 의미이고, 그만큼 채널의 유용성이 크다는 것이다. 따라서 β 가 커질수록 총송신 전력이 커지는 것을 확인 할 수 있다. 또한 사용자가 늘어날수록 diversity 이득에 의해서 이 줄어드는 것을 확인 할 수 있다.

그림 6은 SVD를 사용한 방법과 부최적 방법의 비교이다. Single-user MIMO- Multiuser OFDM 시스템에서 SVD(singular value decomposition)를 사용한 방법[12]보다 부최적 방법을 통해 채널할당을 한 결과가 좋게 나온 것을 확인 할 수 있다. 제안한 부최적 방법은 ZFBF를 사용한 SDMA의 방법으로 각 안테나마다 다른 사용자에게 정보를 주는 방법이 기 때문에, SVD방법보다는 좋은 결과가 나오는 것이 당연하다. SVD방법은 수신 안테나가 2개 이상일 경우 안테나 자유성을 이용해서 더 좋은 채널이득을 얻을 수 있는데, 본 논문의 시스템은 수신안테나가 1개이기 때문에, 단지 BF (beam forming)한 효과만을 얻을 수 있다. 즉, 안테나 4개로 1명의 사용자에게 보내는 방법이다. 빔포밍 이득만을 얻을 수 있기 때문에 그 성능은 제안한 방법으로 안테나 2개를 사용했을 때와 유사한 성능을 보이는 것을 알 수 있고, 같은 안테나 수 4개를 사용했을 때는 제안한 방법이 월등한 성능을 나타내는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 Multiuser MIMO-Multiuser OFDM 환경에서 ZFBF를 사용한 시스템에서 총송신 전력을 최소화하는 관점에서 부반송파를 할당하는 방법에 대해서 알아보았다. 기존의 Multiuser MIMO 시스템에서 ZFBF를 사용할 때 이용하는 SUS 알고리즘과 OFDM의 부반송파 및 비트 할당에서의 부최적화된 방법을 적용하여, Multiuser MIMO Multiuser OFDM에서의 부반송파를 할당하는 방법을 제안하였다. 총송신전력을 최소화하는 문제의 최적화된 풀이는 풀서치(full search)를 통해서 모든 부반송파에

대한 전송안테나수에 따른 모든 사용자의 집합의 조합을 모두 구한 후에, 비트할당을 하고 이것들 중에 가장 좋은 것을 선택하는 것이다. 이 사용자 집합들의 조합은 $O\left(\binom{K}{M}\right)^M$ 가 되기 때문에 복잡도가 너무 크다는 단점이 있다. 이런 이유로 부최적 방법을 제안하였다. 이것은 Multiuser OFDMA의 부최적 방법을 적용한 것인데, 각 사용자의 부반송과 할당 개수를 근사화 과정을 통해서 미리 구한 후, 이 정보를 이용하여 본 논문에서 제안한 Modified SUS 알고리즘을 수행함으로써 부반송과 할당을 수행한다. 부반송과 할당 후에, 비트 할당은 greedy 알고리즘을 이용하여 구한다. 즉, 부반송과 할당과 비트 할당을 두 단계로 나누어서 계산하는 부최적 방법이다. 복잡도는 $O(M^2KN^2)$ 가 되므로 최적화된 방법보다 훨씬 적은 복잡도를 보인다. 총송신전력값은 세 단계로 나누어 근사화의 과정을 이용하여 문제를 접근해 약간의 성능저하가 있었다. 모의 실험을 통해서 최적화된 방법과 부최적화된 방법의 총송신전력을 구하고 비교하였다. 결과는 부최적 방법이 최적 방법보다 0.4~0.9dB정도 더 큰 송신전력이 요구된다. 즉, 부최적 방법이 최적 방법보다 총송신전력에는 큰 차이가 없으면서도, 복잡도는 훨씬 줄어들어 좋은 성능을 보이는 것을 보였다.

참 고 문 헌

[1] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, pp. 585-598, Nov. 1999

[2] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in an fading environment when using multiple antennas", *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, Mar 1998

[3] M. Costa, "Writing on dirty paper". *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.29, pp. 439-441, May 1983

[4] S. Venkatesan and H. Huang, "System capacity evaluation of multiple antenna systems using beamforming and dirty paper coding", *Bell Labs.*

[5] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multi-antenna Gaussian broadcast channel", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 1691-1706, Jul. 2003

[6] B. Hochwald and S. Vishwanath, "Space-time multiple access: Linear growth in the sum rate", in *Proc. 40th Annual Allerton Conf. Commun., Control, Computer.*, Allerton, IL, Oct. 2002

[7] Peel, C.B., Hochwald, B.M. and Swindlehurst, A.L., "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication- part I: channel inversion and regularization", *IEEE Trans. on Commun.*, vol 53, pp.195-202, Jan 2005

[8] Taesang Yoo and Goldsmith, A, "On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming", *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol 24., pp. 528-541, March 2006

[9] Inhyoung Kim and In-Soon Park and Lee, Y.H., "Use of linear programming for dynamic subcarrier and bit allocation in multiuser OFDM", *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, , vol 55, pp. 1195-1207, July 2006

[10] Cheong Yui Wong and Cheng, R.S. and Lataief, K.B. and Murch, R.D., "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation", *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, , vol. 17, pp. 1747-1758, Oct. 1999

[11] Kivanc, D. and Guoqing Li and Hui Liu; , "Computationally efficient bandwidth allocation and power control for OFDMA", *IEEE Trans. on Wireless Comm*, vol. 2, pp. 1150-1158, Nov. 2003

[12] Ying Jun Zhang and Khaled Ben Lataief, "An Efficient resource allocation scheme for spatial multiuser access in MIMO/OFDM systems," in *IEEE on Trans. Commun.*, vol. 53, pp.107-116, Jan. 2005.

신 영 일 (Young-il Shin)

준회원



2005년 2월 연세대학교 전자 공학부 학사
 2007년 2월 한국과학기술원 석사
 2007년 2월~현재 KT 인프라연구소 무선인터넷개발담당

<관심분야> 무선망설계, MIMO, OFDM 시스템, 자원할당알고리즘

강 태 성 (Tae-Sung Kim)

준회원



2000년 2월 한국과학기술원 전자
전산학과 학사

2002년 2월 한국과학기술원 전자
전산학과 석사

2002년 3월~현재 한국과학기술
원 전자전산학과 박사과정

<관심분야> MIMO, OFDM, 자

원 할당 알고리즘 및 스케줄링

김 형 명 (Hyung-Myung Kim)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 공학사

1982년 4월 미국 Pittsburgh 대학
전기공학과 석사

1985년 12월 미국 Pittsburgh 대
학 전기공학과공학박사

1986년 3월~현재 한국과학기술
원 전기및전자공학과 교수

<관심분야> 이동 통신 기술, 디지털 신호와 영상 처리,
다차원 시스템 이론, 다중사용자 검파기