

무선 Multicarrier 통신

하 판 봉*

1. 서 론

무선 MC(Multicarrier) 통신시스템은 정보운반 반송파로서 복소 지수함수들을 이용한다. Eigen 신호들은 LTI(Linear Time-Invariant) 시스템을 통과할 때 그들의 모양과 직교성(Orthogonality)을 유지하는 것과 똑같이 MC 전송도 그러하다. 이 방법은 1960년대에 처음으로 대동하여 아날로그 발진기들을 이용하여 구현되었지만, FFT(Fast Fourier Transform)에 의한 디지털 구현방법이 발표되면서 여러 통신 표준안에 광범위하게 적용되고 있다[6].

최근 유럽의 디지털 오디오/비디오 방송(DAB/DVB) 표준으로 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 같은 MC 방식이 포함된 반면 미국에서는 고속 유선 가입자 선로 모델에 포함되었다. 그리고 초고속 광대역의 무선 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라 국내외에서 무선 LAN(Local Area Network) 구현을 위해 다양한 연구개발이 진행 중이다. IEEE 802.11a 전체회의는 1999년 9월, 5 GHz 대역에서 6~54 Mbps의 전송속도 지원을 목표로 하는 OFDM 방식 IEEE 표준안 802.11a WLAN 표준안[2][3]을 확정하였다. 또한 유럽의 ETSI(European Telecommunications Standards Institute) BRAN

* 창원대학교 전자공학과 교수

(Broadband Radio Access Network) HIPERLAN/2와 일본의 MMAC(Multimedia Mobile Access Communication Systems)도 5 GHz 대역 무선 LAN을 위한 물리계층 표준을 범세계적으로 단일화하기 위해 OFDM을 기반으로 하는 새로운 무선 LAN 표준을 마련하였다[5]. DS-CDMA(Direct-Sequence Code Division Multiple Access) 확산 스펙트럼(Spread Spectrum: SS)과 MC와의 결합형도 광대역 휴대용전화를 위하여 개발되었고 OFDMA, MC-CDMA, MC-DS-CDMA, MT-CDMA, 및 MC-SS-MA같은 변형된 형태들도 제안되었다. 광대역 CDMA(W-CDMA)은 IMT-2000과 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System) 표준을 포함하는 3G 시스템에 대한 강력한 후보이다.

MC 시스템은 IFFT(Inverse FFT) 처리된 심볼들의 블록으로 처리된다. 전송된 블록들이 LTI 다중경로 채널을 통과할 때 블록간의 간섭(Inter-Block Interference: IBI)을 겪는다. IBI을 고려하기 위하여 각 전송된 블록의 앞부분에 반복시켜 넣은 잉여정보로 구성된 CP(Cyclic Prefix)에 의존한다. IBI을 제거하기 위하여 각 블록의 잉여부분은 채널의 길이보다 길게 선택되고 블록 중첩(Convolution)의 Overlap-Save 방법처럼 MC나 DS-CDMA 수신기에서 버려진다[7].

이러한 큰 유사성에 착안하여 여기서는 MC 시

시스템에 적용될 수 있도록 신호와 시스템의 관점에서 블록전송과 등화(Equalization)에 적용될 체계적인 이산시간 등가 매트릭스-벡터 모델을 제시한다. 그리고 직렬(Serial) 등화기보다도 블록 등화기의 우수함을 보이고 연속시간 MC 모델에 의존하는 기존의 방법에 비하여 자연스러운 디지털 구현이 가능토록 해준다. 또한 부산물로서 통신시스템의 이렇게 흥미로운 분야에 더 많은 신호처리 연구가 가능해지도록 할 수 있을 것이라 생각한다.

MC와 SS 전송은 다음과 같은 성능을 제한하는 문제를 다룰 때 서로 상보적인 역할을 한다.

- (1) 중첩 페이딩 채널로 ISI(Intersymbol Interference)을 보이는 주파수 선택적인 다중경로 전파
- (2) Near-Far 영향의 원인이 되는 MUI(Multiuser Interference)
- (3) 이동성과 주파수 편이(Offset)로부터 생기는 시간 선택적인 페이딩

MC 전송은 LTI 시스템을 통과해서도 직교성을 간직하므로 다중경로를 통과한 MC 전송은 MUI에 강한 반면 DS-CDMA은 중첩적인 페이딩이 유저 Signature 코드의 직교성을 무너뜨리기

때문에 멀티유저 검출을 요한다. 그 반면에 DS-CDMA은 정보를 이용 가능한 대역폭상에 확산시켜 수신기에서 동기적으로 다시 결합되므로 다중 경로에 강한 반면 MC 전송은 페이딩에 민감하다. MUI와 중첩적인 페이딩을 완화해서 시스템 용량과 BER(Bit Error Rate) 성능을 높이기 위해서 DS-CDMA와 MC은 대역폭을 더 확장하는 대가를 치르지만 오차제어코드를 사용하거나 혹은 서로를 보강하기 위하여 힘을 합쳐 돕는다.

2. 블록전송과 등화

LTI 이산시간 기저대역 등가채널상에서의 디지털 무선전송에 대해서 관심을 갖는다. 실제적인 연속시간 채널과 이것의 이산시간 등가회로간의 연관성을 그림 1에 보였다. $\bar{u}(n)$ 이 A/D 변환되고 스펙트럼 성형펄스 $\psi_p(t)$ 에 의하여 필터링된다. 그리고 연속시간 산란(Dispersive) 채널 $\psi_{ch}(t)$ 을 통과하고 수신기 필터 $\psi_{rec}(t)$ 을 통과한다. 송신 필터, 채널, 및 수신 필터로 구성된 전 임펄스 응답을 $h(t) = \psi_p(t) * \psi_{ch}(t) * \psi_{rec}(t)$ 라 하자. 수신된 기저대역 신호는 $\bar{x}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{u}(n)h(t - nT_c)$

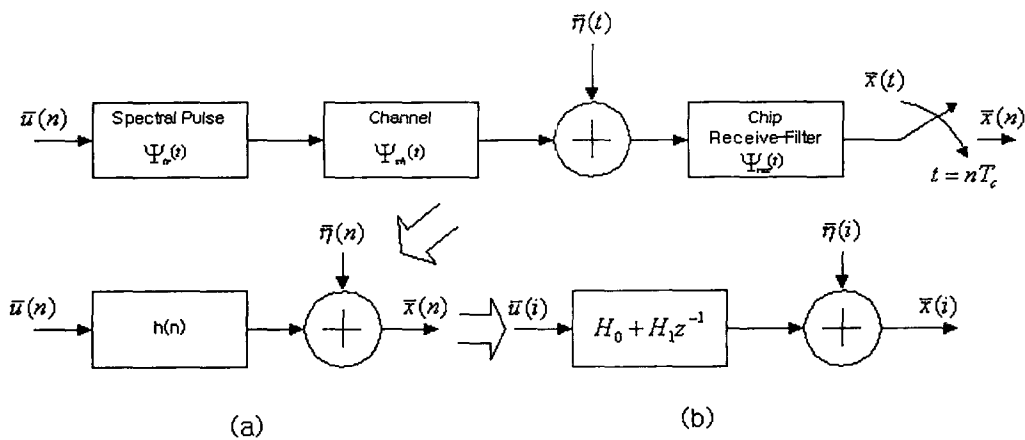


그림 1. 이산시간 채널. (a) 직렬형 (b) 블록형.

+ $\bar{\eta}(t) * \phi_{rec}(t)$ 로 쓸 수 있다. 여기서 $\bar{\eta}(t)$ 는 가산잡음이다. $\bar{x}(t)$ 을 칩(Chip) 속도 $1/T_c$ 로 표본화하면 $\bar{x}(n) = \bar{x}(t)|_{t=nT_c}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{x}(n) = \sum_{l=0}^L h(l) \bar{u}(n-l) + \tilde{\eta}(n) \quad (1)$$

여기서 $h(n) = h(t)|_{t=nT_c}$ 이고 $\tilde{\eta}(n) = [\eta(t) * \phi_{rec}(t)]|_{t=nT_c}$ 이다.

(가정 1) 이제부터 표본화된 채널은 FIR (Finite Impulse Response) 필터이고 최대 차수는 L 이라고 가정한다. 차수 L 은 최대 경로지연(최대 지연확산이라고도 함)을 표본화주기(여기서는 칩주기 T_c)로 나눔으로써 얻어진다.

2.1. 블록화와 IBI 제거

무선 산란채널상에서 송신할 때 채널에 의해서 야기된 ISI가 성능을 제한하는 중요한 요소이다. 주파수 선택성을 야기시키는 이러한 시간영역 산란효과를 없애기 위하여 정보를 운반하는 칩들을 블록으로 보내는 것이 유용하다. 크기 $P \gg L$ 의 블록으로 직렬 정보 $\bar{u}(n)$ 을 그룹으로 나눈다. 따라서 i 번째 전송된 블록은 $\bar{\mathbf{u}}(i) = [\bar{u}(iP) \ \bar{u}(iP+1) \ \dots \ \bar{u}(iP+P-1)]^T$ 이고 수신된 블록은 $\bar{\mathbf{x}}(i) = [\bar{x}(iP) \ \bar{x}(iP+1) \ \dots \ \bar{x}(iP+P-1)]^T$ 로 정의된다. 식 (1)을 이용하면 송수신 블록들을 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\bar{\mathbf{x}}(i) = \mathbf{H}_0 \bar{\mathbf{u}}(i) + \mathbf{H}_1 \bar{\mathbf{u}}(i-1) + \bar{\boldsymbol{\eta}}(i) \quad (2)$$

여기서 $\bar{\boldsymbol{\eta}}(i)$ 은 그에 해당하는 잡음벡터이고 $l=0, 1$ 에 대해서 $P \times P$ 매트릭스 \mathbf{H}_l 은 (i, j) 번째 성분으로 $h(iP+j-l)$ 을 갖는다. 즉,

$$\mathbf{H}_0 = \begin{pmatrix} h(0) & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ h(1) & h(0) & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(L) & h(L-1) & h(L-2) & \dots & h(0) & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & h(L) & \dots & h(0) \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & h(L) & h(L-1) & \dots & h(1) \\ 0 & \dots & 0 & h(L) & \dots & h(2) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & h(L) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

채널의 산란 때문에 식 (2)와 같이 이웃하는 블록간에 IBI가 생겨 $\bar{\mathbf{x}}(i)$ 은 $\bar{\mathbf{u}}(i)$ 와 $\bar{\mathbf{u}}(i-1)$ 에 의존한다.

IBI가 없는 블록을 얻기 위하여 전송된 블록 $\bar{\mathbf{u}}(i)$ 에 보호 (Guard) 칩들을 추가하는 것이 필요하다. $N \times 1$ 벡터 $\mathbf{u}(i)$ 에서 출발하여 $\bar{\mathbf{u}}(i) = \mathbf{T}\mathbf{u}(i)$ 로 보호 칩들을 집어넣는 $P \times N$ 매트릭스 \mathbf{T} 을 가한다. 여기서 $P = N + L$ 이다. 그러면 식 (2)은 다음과 같이 된다.

$$\bar{\mathbf{x}}(i) = \mathbf{H}_0 \mathbf{T}\mathbf{u}(i) + \mathbf{H}_1 \mathbf{T}\mathbf{u}(i-1) + \bar{\boldsymbol{\eta}}(i) \quad (5)$$

이제 $N = P - L$ 심볼을 전송하기 위해 P 심볼이 이용되었다. $\mathbf{u}(i)$ 의 IBI가 없는 전송을 위해 두가지 방법이 있다.

(1) CP(Cyclic Prefix)

$\bar{\mathbf{x}}(i)$ 의 앞에 나오는 L 개의 데이터를 무시하기 위해서 수신 매트릭스 $\mathbf{R}_{cp} = [\mathbf{0}_{N \times L} \ \mathbf{I}_N]$ 을 정의한다. 수신된 $\bar{\mathbf{x}}(i)$ 에 \mathbf{R}_{cp} 을 앞에서 곱하면 IBI가 없는 $\hat{\mathbf{x}}(i) = \mathbf{R}_{cp} \bar{\mathbf{x}}(i) = \hat{\mathbf{H}}_0 \mathbf{T}\mathbf{u}(i) + \hat{\boldsymbol{\eta}}(i)$ 을 만든다. 여기서 $N \times P$ 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}_0$ 은 \mathbf{H}_0 의 앞 L 행을 제거하면 만들어지고 $\hat{\boldsymbol{\eta}}(i) = \mathbf{R}_{cp} \bar{\boldsymbol{\eta}}(i)$ 은 마지막 N 개의 성분만을 취한다. IBI를 유발하는 매트릭스 \mathbf{H}_1 이 사라진 것에 유의하라.

수신기에서 IBI 영향을 받은 칩들을 제거하는 것은 OFDM과 관련된 MC 전송에서 널리 사용되어 왔다. $1 \leq p \leq L$ 에 대해서 전송된 벡터 $\bar{\mathbf{u}}(i)$ 의 p 번째 성분은 $(p+N)$ 번째 성분으로 복사한 것이다. CP 추가는 $\mathbf{T} = \mathbf{T}_{cp} = [\mathbf{I}_{cp}^T \ \mathbf{I}_N^T]^T$ 로 묘사된다. 여기서 \mathbf{I}_{cp} 은 $N \times N$ 항등 매트릭스의 마지막 L 행들을 취한 것이다.

IBI가 없는 $\tilde{\mathbf{x}}(i)$ 와 $\mathbf{u}(i)$ 을 관련지우기 위해서 $\tilde{\mathbf{H}}_0 \mathbf{T}_{cp}$ 을 만든다. 그러면 \mathbf{T}_{cp} 는 $\tilde{\mathbf{H}}_0$ 의 처음 L 열을 이 매트릭스의 마지막 L 열로 추가하는 것이다. 그런 후 $N \times N$ 순환 (Circulant) 매트릭스 $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}}_0 \mathbf{T}_{cp} = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_{cp}$ 을 만든다. 이것의 (k, l) 번째 성분은 $h((k-l) \bmod N)$ 이다. $\tilde{\mathbf{H}}$ 을 이용하여 그림 2의 입출력 관계식을 맺으면 다음과 같이 된다.

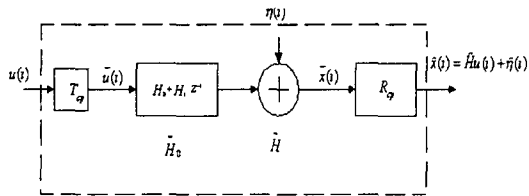


그림 2. Cyclic Prefix을 가진 블록 전송.

$$\tilde{\mathbf{x}}(i) = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{u}(i) + \tilde{\boldsymbol{\eta}}(i) \quad (6)$$

송신기쪽에서 \mathbf{T}_{cp} 에 의해서 CP를 추가하고 수신기쪽에서는 \mathbf{R}_{cp} 에 의해서 그것을 다시 제거함으로써 식 (2)의 IBI을 가진 선형 중첩채널이 IBI가 없는 순환채널로 바뀌었다. $\tilde{\mathbf{H}}$ 은 다음과 같은 중요한 성질을 가진다.

(성질 1) $N \times N$ 순환 매트릭스 $\tilde{\mathbf{H}}$ 은 N -포인트 FFT 및 IFFT 매트릭스를 전후에 곱하면 대각화된다. 즉,

$$\mathbf{F} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F}^{-1} = \mathbf{D}_H = \text{diag} [H(e^{j0}) \dots H(e^{j2\pi(N-1)/N})]$$

여기서 $[F]_{k,n} = N^{-1/2} \exp(-j2\pi kn/N)$ 이고 $H(e^{j2\pi f}) = \sum_{n=0}^L h(n) \exp(-j2\pi fn)$ 은 LTI 채널의 주파수응답이다.

FFT의 역이 존재하므로 \mathbf{D}_H 의 역이 존재하는 조건은 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 역이 존재할 필요충분조건이 된다.

(성질 2) 채널의 전달함수가 FFT의 그리드상에 영점들이 없어야 한다. 즉 $H(e^{j2\pi k/N}) \neq 0, \forall k \in [0, N-1]$.

(2) ZP(Zero Padding)

만약 식 (5)에서 $\mathbf{H}_1 \mathbf{T} = \mathbf{0}_{P \times N}$ 이 되도록 \mathbf{T} 가 선택된다면 IBI가 사라질 것이다. 이것은 영을 채워넣은 전송이다. \mathbf{T} 의 마지막 L 행들을 0으로 둔 것에 해당된다. 즉, $\mathbf{T} = \mathbf{T}_{zp} = [\mathbf{I}_N^T \ \mathbf{0}_{L \times N}^T]^T$. 식 (2)에서 \mathbf{H}_1 의 마지막 L 열들이 0이 아니므로 $\mathbf{H}_1 \mathbf{T}_{zp} = \mathbf{0}_{P \times N}$ 이 됨을 쉽게 증명할 수 있다.

매트릭스 \mathbf{H}_0 의 앞에서 N 열을 취하도록 \mathbf{T}_{zp} 을 곱하면 $P \times N$ 매트릭스 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_{zp}$ 가 얻어지며 수신된 블록 $\bar{\mathbf{x}}(i)$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\bar{\mathbf{x}}(i) = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{u}(i) + \bar{\boldsymbol{\eta}}(i) \quad (7)$$

식 (6)의 $\tilde{\mathbf{H}}$ 은 가지고 있지 않았지만 식 (7)의 $\bar{\mathbf{H}}$ 가 가지고 있는 특별한 성질은 풀 랭크 (Full

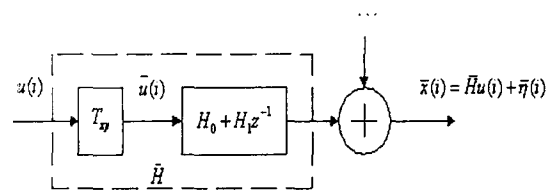


그림 3. Zero Padding을 가진 블록 전송.

Rank)을 가지고 있다는 것이다. 이것은 $\bar{x}(i)$ 로부터 $u(i)$ 의 검출가능성을 보장하는 것이다.

지금까지 IBI없이 전송하는 두가지 방법에 대해서 살펴보았고 식 (6)의 순환 중첩 모델과 식 (7)의 선형 중첩 모델로 기술되었다. 두개의 데이터 시퀀스간의 순환 중첩은 시간축 Aliasing이 동반된 선형 중첩에 해당되므로 시간축 Aliasing을 구현하도록 $\bar{x}(i)$ 의 마지막 L 성분들을 처음 L 성분들에 더함으로써 순환 매트릭스 \tilde{H} 을 얻기 위하여 식 (7)에서 출발한다. 시간축 Aliasing 매트릭스 $R_{zp} = [I_N \ I_{zp}]$ 을 정의한다. 어떤 매트릭스에 R_{zp} 을 앞에서 곱하면 그 매트릭스의 마지막 L 행을 앞에서 L 행에 추가하게 된다. 이것은 블록 중첩에서 사용되는 Overlap-Save 방법의 매트릭스 구현에 해당한다. 이 사실을 이용하면 $\tilde{H} = R_{zp} \bar{H}$ 와 $\bar{x}(i)$ 의 시간축 Aliasing이 생긴 신호 $\check{x}(i)$ 은 다음 식이 됨을 쉽게 증명할 수 있다.

$$\check{x}(i) = R_{zp} \bar{x}(i) = \tilde{H}u(i) + \check{\eta}(i) \quad (8)$$

여기서 $\check{\eta}(i) = R_{zp} \bar{\eta}(i)$ 은 시간축 Aliasing이 생긴 잡음이다. 식 (6)과 식 (8)을 비교하면 잡음 부분에서의 약간의 차이를 제외하고는 식 (7)의 선형 중첩 모델로부터 출발하여 식 (6)의 순환 중첩 모델로 옮겨 갈 수 있다는 것을 알 수 있다.

2.2. 직렬 및 블록 등화

여태까지 칩 블록화와 IBI 제거에 대해서 다루었다. CP나 ZP 형태로 잉여 칩들을 삽입함으로써 IBI 없는 수신이 가능하였다. 등화에 있어서도 잉여정보에 의하여 이득을 볼 수 있다.

직렬 등화

직렬전송에 있어서 전달함수 $H(z)$ 을 가진

LTI 채널 $h(n)$ 의 등화기는 전달함수 $\frac{1}{H(z)}$ 을 가지고 있는 LTI 역(Inverse) 시스템이다. 무제한의 잡음 향상을 피하기 위해서는 이 역시스템이 만약 존재한다면 안정적(Stable)이어야하며 레이턴시(Latency)를 줄이기 위하여서는 또한 인과적(Causal)이어야한다. 만약 $H(z)$ 가 최소위상 시스템이라면 인과적이면서도 안정적인 역시스템이 존재한다. $H(z)$ 의 근이 단위원밖에 존재하더라도 인과성의 조건을 완화시키면 역시스템이 존재한다. $H(z)$ 의 근이 단위원상에 존재하면 (채널 페이딩이 존재한다) 안정된 LTI 역시스템을 구하기가 불가능하고 선형 등화는 불가능하다. 비록 정확히 단위원상에 어떠한 근이 없더라도 잡음은 채널 페이딩에 가까운 주파수들에서 향상되어 결과적으로 등화 성능은 나빠진다. $h(n)$ 이 FIR이기 때문에 역시스템은 IIR(Infinite Impulse Response)로 된다. 그러므로 FIR 채널은 IIR 역시스템을 잘라내어 만든 FIR 등화기로 근사적으로 등화된다.

블록 등화

앞에서 논의된 두가지 블록전송 모델을 생각하자. CP의 경우 수신된 블록 $\check{x}(i)$ 은 전송된 블록 $u(i)$ 와 채널간의 원형 중첩이다. 순환 매트릭스 \bar{H} 은 FFT 그리드 상에 영점이 존재하기 때문에 풀 랭크를 갖지 못한다. 이 경우 $h(n)$ 이 알려져 있더라도 일반적으로 $\check{x}(i)$ 로부터 $u(i)$ 을 복구할 수 없다.

ZP의 경우 \bar{H} 은 항상 풀 랭크이므로 채널의 역이 존재하고 검출이 보장된다. 직렬이나 CP 블록전송이 선형적으로 등화될 수 없을지라도 ZP 블록전송의 가역성은 성립된다. 실제로 $h(n)$ 이 알려져 있다면 잡음이 없을 때 $\bar{x}(i)$ 로부터 ZF (Zero-Forcing) 해 $\hat{u}_{zf}(i)$ 을 얻을 수 있다[11].

즉,

$$\hat{\mathbf{u}}_{zf}(i) = \bar{\mathbf{H}}^* \bar{\mathbf{x}}(i) = \mathbf{G}_{zf} \bar{\mathbf{x}}(i) = \mathbf{u}(i) \quad (9)$$

$\bar{\mathbf{H}}^*$ 은 ISI가 없는 심볼 추정을 하기 때문에 $\mathbf{u}(i)$ 에 대한 ZF 등화기라 한다. 잡음이 있을 경우 $\hat{\mathbf{u}}_{zf}(i) = \mathbf{u}(i) + \bar{\mathbf{H}}^* \bar{\boldsymbol{\eta}}(i)$ 이고 $\bar{\mathbf{H}}^* \bar{\boldsymbol{\eta}}(i)$ 은 $\bar{\mathbf{H}}^*$ 의 조건수 (Condition Number)가 클 경우 큰 분산을 갖게 될지 모른다. ISI와 잡음제거를 교환하기 위하여 $\mathbf{u}(i)$ 와 $\hat{\mathbf{u}}(i) = \mathbf{G}\bar{\mathbf{x}}(i)$ 간의 MSE (Minimum Mean Square)을 최소화하는 MMSE (Minimum Mean Square Error) $N \times P$ 등화기 \mathbf{G} 을 사용할 수 있다. 상관 매트릭스 $\mathbf{R}_u = E\|\mathbf{u}(i) - \mathbf{u}^H(i)\|^2$ 와 $\mathbf{R}_{\bar{\boldsymbol{\eta}}} = E\|\bar{\boldsymbol{\eta}}(i) - \bar{\boldsymbol{\eta}}^H(i)\|^2$ 가 알려져 있다고 가정하면 $E\|\mathbf{u}(i) - \mathbf{G}\bar{\mathbf{x}}(i)\|^2$ 을 최소화하는 MMSE 등화기는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{G}_{mmse} = \mathbf{R}_u \bar{\mathbf{H}}^* (\mathbf{R}_{\bar{\boldsymbol{\eta}}} + \bar{\mathbf{H}} \mathbf{R}_u \bar{\mathbf{H}}^*)^{-1} \quad (10)$$

ZF 블록전송의 중요한 다른 하나의 특징은 블라인드 채널추정이 가능하다는 것이다[9][11]. 전송된 심볼과 잡음이 백색이면 ($\mathbf{R}_u = \mathbf{I}_N \mathbf{R}_{\bar{\boldsymbol{\eta}}} = \sigma^2 \mathbf{I}_p$ 로 쓸 수 있다) 수신된 블록 $\bar{\mathbf{x}}(i)$ 의 자기상관 매트릭스는 $\mathbf{R}_x = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_p$ 이다. \mathbf{R}_x 의 첫번째 열은 $[|h(0)|^2 + \sigma^2 \quad h^*(0)h(1) \cdots h^*(0)h(L) \quad 0 \cdots 0]^T$ 이므로 첫번째 계수를 제외하고 모든 채널 계수들을 복구할 수 있다. 만약 잡음분산을 알고 있다면 $h^*(0)$ 의 스케일링 상수 이내에서 모든 채널 계수들을 추정할 수 있다. 이상수 모호성은 모든 블라인드 채널추정기의 특징이다. \mathbf{R}_x 의 첫번째 열대신에 마지막 열을 고려하면 마지막 성분이 $|h(L)|^2 + \sigma^2$ 인 것을 제외하고는 $h^*(L)$ 로 스케일링되어 있는 채널추정치들 얻

을 수 있다. ZF 전송에서는 블라인드 채널추정으로 다른 부공간 (Subspace) 방법들이 가능하다. 블라인드 채널추정 방법들이 존재한다 할지라도 추정 가능한 채널들에 대한 제약이 있다[13].

CP 전송에서도 식 (9)와 식 (10)과 같은 등화기를 정의할 수 있다. 예로 들어 FFT 그리드상에 어떠한 영점이 없다면 식 (6)으로부터 $\mathbf{u}(i)$ 을 복구하는 ZF 등화기는 $N \times N$ 매트릭스 $\hat{\mathbf{G}}_{zf} = \hat{\mathbf{H}}^{-1}$ 로 구성된다. FFT 그리드상에 영점이 존재할 때 MMSE 등화기를 채택할 수 있지만 등화가능성의 결여는 결과되는 BER(Bit Error Rate) 성능에서 오차 마루(Error Floor)를 생기게 한다. 빈번한 선형 재초기화없는 비선형 결정귀환 등화기에서는 특히 중간 SNR으로부터 낮은 SNR 범위에서 오차 전파로 폭주현상이 생긴다.

2.3. 사후(Post) 등화기, 사전(Pre) 등화기, 및 평형(Balanced) 등화기

기본 개념을 설명하기 위해 CP 전송에 대한 ZF 등화기에 대해서만 관심을 모은다. MMSE 등화기나 ZF 전송에 대한 것은 마찬가지로 요령으로 조금만 수정하면 얻어낼 수 있다.

사후 등화기

식 (9)와 식 (10) 모두는 수신기에서 ZF 전송에 대하여 등화를 수행한다. 마찬가지로 CP 블록전송에 대하여 수신기에서 등화는 $\hat{\mathbf{G}}_{zf} = \hat{\mathbf{H}}^{-1}$ 을 이용하여 정방 채널 매트릭스의 역을 취함으로써 수행된다. 만약 사후 등화를 이용할 때는 CSI (Channel State Information)을 전혀 알 필요가 없을 때이다. 그렇지만 만약 채널 매트릭스가 조건이 안좋은 (Ill-Conditioned) 때 잡음 증폭은 용납될 수 없을 정도로 클 수 있다. $\mathbf{u}(i)$ 와 $\bar{\boldsymbol{\eta}}(i)$ 모두 상관성이 없는 백색이라고 가정하면 $\mathbf{R}_u = \mathbf{I}_N$ 이고

$R_{\tilde{\eta}} = \sigma^2 I_N$ 일 것이다. 그러면 전송된 전력은 $\text{tr}(R_u) = N$ 이며 전잡음 전력은 다음과 같다.

$$\sigma_{post}^2 = E\|\hat{H}^{-1}\tilde{\eta}(i)\|^2 = \sigma^2 \text{tr}(\hat{H}^{-1}\hat{H}^{-H})$$

ZP 전송의 경우 채널 매트릭스는 \bar{H} 이므로 이에 대응하는 등화기는 \bar{H}^\dagger 가 될 것이다. 잡음 증폭 문제가 나타나지만 \bar{H} 의 역이 항상 존재하므로 CP 경우만큼 심각하지 않다.

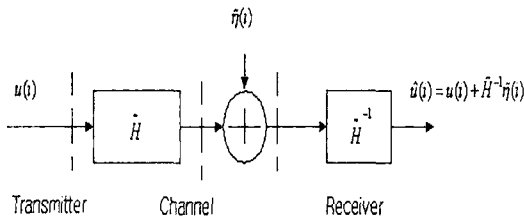


그림 4. 사후 등화기.

사전 등화기

만약 송신기가 귀환 채널을 통하여 CSI를 이용 가능하다면 전송 블록을 사전 등화하기 위해서 송신기쪽에 등화 매트릭스 \hat{H}^{-1} 을 둘 수 있을 것이다. 송신기쪽에 \hat{H}^{-1} 을 뒀으로써 아마 더 높은 전력으로 송신해야 되는 대가를 지불하지만 잡음 증폭 문제는 피할 수 있다. 그림 5에서 송신 전력을 고려하기 위해서 송신기에다 상수 A 를 넣었다. $E\|A\hat{H}^{-1}u(i)\|^2 = E\|u(i)\|^2$ 가 되도록 상수 A 를 선택함으로써 사전 등화기에서와 사후 등화기에서의 송신 전력을 같게 만들 수 있다. $u(i)$ 와 $\tilde{\eta}(i)$ 모두 상관이 없는 백색이라고 가정하면 $R_u = I_N$ 이고 $R_{\tilde{\eta}} = \sigma^2 I_N$ 이며 $A = N^{1/2} [\text{tr}(\hat{H}^{-1}\hat{H}^{-H})]^{-1/2}$ 는 전송신호 전력을 N 이 되게 할 것이며 전송 전력은 $\sigma_{pre}^2 = E\|A^{-1}\tilde{\eta}(i)\|^2 = \sigma^2 \text{tr}(\hat{H}^{-1}\hat{H}^{-H}) = \sigma_{post}^2$ 이다. 비록

$\sigma_{pre}^2 = \sigma_{post}^2$ 이지만 각 잡음벡터 성분간의 전전력의 분배가 다르기 때문에 BER 성능을 다르게 한다. 직관적으로 잡음 전력을 균등하게 배분하므로 더 매력있어 보이지만 송신기에서 CSI을 요구한다. 종종 CSI을 보내는 귀환 채널에 더욱 더 많은 잡음이 존재하던가 채널이 아주 급속도로 바뀌거나 송신기에 CSI 정보를 보내 채널을 추정하는 비용이 높을 수도 있을 것이다.

관련된 송신기 사전코딩 (Precoding) 개념은 Tomlinson 과 Harashima에서[14] 나왔으며 모든 유저들이 같은 다중경로 문제가 없는 가산잡음 채널을 공유하는 다운 링크에서 멀티유저 통신에 적용되어 왔다.

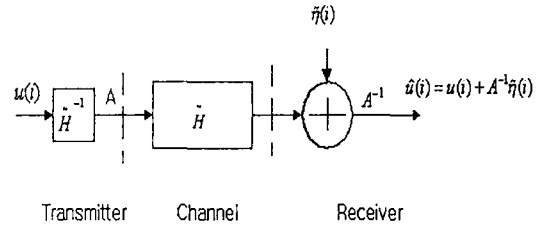


그림 5. 사전 등화기.

평형 등화기

사전 등화기와 사후 등화기를 결합하는 것도 가능하다. $\hat{H} = F^H D_H F$ 이므로 D_C 와 D_R 을 사전 등화와 사후 등화를 담당하는 $N \times N$ 대각 매트릭스라고 할 때 송신기는 $\hat{H} = F^H D_C$, 수신기는 $D_R F$ 로 선택할 수 있다. ZF 제약 조건 $D_R D_H D_C = I_N$ 이 성립하도록 하려면 $D_C = A D_H^{-1/2}$ 와 $D_R = A^{-1} D_H^{-1/2}$ 로 선택할 수 있을 것이다. 이러한 D_C 와 D_R 의 선택은 $u(i)$ 와 $\tilde{\eta}(i)$ 모두 상관이 없는 백색이라고 가정하면 등화 후 전잡음 전력 $\sigma_{bal}^2 = E\|D_R F \tilde{\eta}(i)\|^2$ 을 최소화 한다 ($\sigma_{bal}^2 \leq \sigma_{pre}^2 = \sigma_{post}^2$). 그렇지만 사전

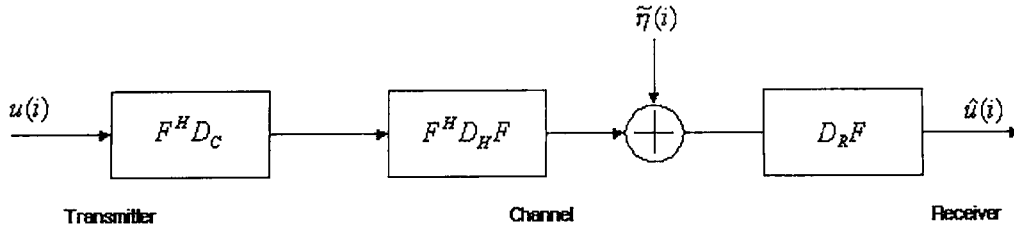


그림 6. 평형 등화기.

등화기처럼 평형 등화기는 송신기에서 CSI 정보를 필요로 한다.

다중화를 위하여 처음 제안되었다. CP-OFDM의 MC 성질을 보이기 위하여 $u(i) = F^{-1} s(i) = F^H s(i)$ 을 다음과 같이 분해한다.

3. OFDM: 싱글유저 MC

$$u(i) = \sum_{k=0}^{N-1} f_k s(i, k) \tag{11}$$

OFDM은 지금까지 논의된 블록전송에 잘 맞다.

여기서 $f_k = N^{-1/2} [H(e^{j0}) H(e^{j2\pi k/N}) \dots$

3.1. CP-OFDM

$H(e^{j2\pi k(N-1)/N})]^T$ 은 IFFT 매트릭스 F^H 의 k 번째 열이고 $s(i, k) = s(iN + k)$ 이다. f_k 은 연속시간 반송파 $\exp(j2\pi f_k t)$ 의 표본화된 유한 구간 복소수 지수함수이다. 사실상 f_k 의 DTFT (Discrete Time Fourier Transform)은 Sinc 함수이다. 이 때문에 f_k 을 부반송파 (Subcarrier)라 한다.

만약 CP로 블록전송하는 송신기가 CSI를 이용 불가능하다면 $D_C = I$ 로 선택한다. 그래서 평형 송신기에서의 Precoder는 단지 IFFT 매트릭스 F^H 이다. ZF 등화를 위해서 수신기에서의 대각 매트릭스를 $D_R = D_H^{-1}$ 로 선택한다. 즉 수신기 매트릭스는 $D_H^{-1} F$ 이다. 이러한 방법을 CP-OFDM이라 하고 그림 7에 보였다. 여기서 $s(i) = [s(iN) s(iN+1) \dots s(iN+N-1)]^T$ 는 블록 정보 심볼열이고 $u(i)$ 는 이것의 IFFT인 $F^H s(i)$ 이다.

복소수 지수함수는 LTI 시스템의 Eigen 함수이므로 f_k 은 \tilde{H} 의 Eigen 벡터이다. 이러한 Eigen 신호는 채널의 주파수응답에 의해서 스케일링될 뿐이고 잡음이 없을 때 수신된 블록으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

MC 해석

$$\tilde{x}(i) = \sum_{k=0}^{N-1} H(e^{j2\pi k/N}) f_k s(i, k) \tag{12}$$

CP-OFDM은 MC 시스템의 일종이고 주파수

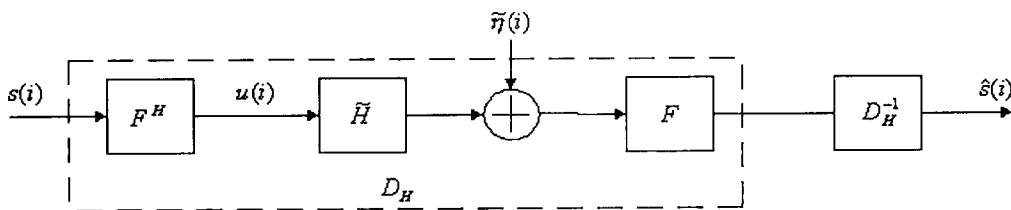


그림 7. CP-OFDM의 블록도.

f_k^H 로 앞에 곱했을 때 $\tilde{x}(i)$ 은 $\tilde{x}(k) = f_k^H \tilde{x}(i) = H(e^{j2\pi k/N})s(i, k)$, $k=0, 1, \dots, N-1$ 이며 이것은 매트릭스 D_H^{-1} 로 나타내지는 낮은 복잡도의 등화를 가능하게 한다.

COFDM(Coded OFDM)

낮은 복잡도가 특히 고속 전송에 있어서 OFDM의 널리 퍼져있는 인기의 이유이다. 그렇지만 CP-OFDM 전송의 등화는 대각 매트릭스 D_H 의 역이 존재하도록 채널이 FFT 그리드 상에 영점이 없을 때 가능할 뿐이다. 만약 부반송파 주파수가 채널 널(Null)과 일치하면 그 부반송파에 의해서 운반되어 온 모든 정보들을 잃어버리게 된다. 인터리빙이나 주파수 도약 (Hopping)과 결합된 채널 코딩이 낮아진 대역폭 효율의 대가로 소위 COFDM의 변조에서 나쁜 부반송파를 다루는 방법으로 사용될 것이다. 최악의 경우 채널 영점에 의해서 야기된 L 오차를 정정하기 위해서 선형 블록 코드는 Hamming 거리 $d_{\min} \geq 2L + 1$ 을 가져야 한다. 그렇지만 (n, k) 블록 코드의 경우 Singleton 한계는 $d_{\min} \leq n - k + 1$ 을 주장하므로 적어도 $n - k = 2L$ 잉여정보가 전송되어야 한다 [15]. 만약 송신기에서 길이 L 의 CP가 추가된다면 적어도 $3L$ 의 잉여정보가 필수불가결하다.

채널추정

낮은 복잡도의 등화를 수행하기 위해서 OFDM 수신기는 수신단에서 채널추정을 가능하게끔 미리 알려진 학습 심볼들을 주기적으로 보내는 학습 (Training)을 통해서 CSI을 얻는 것이 필요하다. 학습에 기반을 둔 채널추정은 IEEE 표준 802.11[1]와 HIPERLAN[4]에 대한 유럽 표준안에 채택되어 왔다. 수신기에서 학습 심볼 $s(i, k)$ 을 사전에 압으로 채널추정기는 단지 $H(e^{j2\pi k/N}) = \tilde{x}(k) / s(i, k)$ 을 하면 충분하다. 채널은 L 차 FIR 필터

로 가정하므로 $L+1$ 포인트 주파수응답이면 채널추정에 충분하다. 그러나 대역폭을 넓히거나 정보 전송율을 낮추는 대가를 지불하고서도 더 많은 주파수로 학습 심볼을 보내면 채널추정의 질은 향상된다.

대역폭을 소모하는 학습열을 피하기 위해서는 CP-OFDM 시스템에 대해 블라인드 채널추정법이 제안되어 왔다. 어떤 방법들은 CP에 내재되어 있는 잉여정보를 사용한다. 그러나 모든 채널에서 추정을 보장하지 않는다. 최근에 제안된 블라인드 채널추정기는 최소의 수신된 데이터로 채널의 영점 위치에 상관없이 채널추정을 보장하도록 $s(i, k)$ 의 유한한 알파벳 성질을 이용한다[10].

DMT(Discrete Multitone)

DSL(Digital Subscriber Line)과 디지털 케이블 TV 시스템에서는 채널이 자주 바뀌지 않으므로 수신기로부터 귀환을 통하여 CSI을 얻는 것이 가능하다. 소위 DMT 시스템에서의 전송은 앞에서 언급한 기준에 따라 최적화될 수 있다. DMT의 두가지 특징은 전력 로딩과 비트 로딩이다. 전력 로딩은 전력을 다른 부반송파간에 분배하는 것을 말한다. 즉 매트릭스 D_C 을 어떻게 선택하는가의 문제이다. 예를 들어서 미리 명시된 전송전력

$P_o = \sum_{k=0}^{K-1} |d_{kk}|^2$ 으로 $u(i)$ 와 $\tilde{x}(i)$ 간 정보율을 최대화하는 매트릭스 D_C^{opt} 의 (k, k) 번째 성분 d_{kk} 은 다음 식과 같이 주어진다[11].

$$|d_{kk}|^2 = \begin{cases} \lambda - \frac{\sigma^2}{|d_{H,k}|^2}, & \text{if } \lambda > \frac{\sigma^2}{|d_{H,k}|^2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

여기서 $d_{H,k} = [D_H]_{k,k}$ 이고 λ 은 미리 명시된 전력을 만족하도록 선택된다. $u(i)$ 와 $\tilde{y}(i)$ 은 Gaussian 백색잡음이고 $R_u = \frac{1}{\sigma^2} R_{\tilde{y}} = I$ 이다.

만약 유색잡음이라면 Prewhitening 과정을 적용할 수 있다. 대각선화 덕분에 각 부반송파는 별개의 가산잡음 채널로 간주되어 부채널 (Sub-channel)당 다른 크기의 알파벳의 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)을 사용하여 명시된 BER 성능을 얻도록 서로 다른 수의 비트를 로딩할 수 있다. k 번째 부반송파상의 비트 수는 다음과 같이 근사될 수 있다[12].

$$b_k = \log_2 \left(1 + \frac{SNR_k}{\gamma} \right).$$

여기서 $SNR_k = |d_{kk}d_{H,k}|^2 / \sigma^2$ 이고 γ 은 Shannon의 채널용량 한계와 부호화되지 QAM에서 요구되는 SNR간의 SNR 차이 (Gap)이다. BER = 10^{-7} 에서 γ 은 10 dB이다. 각 부반송파 상에서 용량을 최대화시키는 입력은 Gaussian 분포이지만 실제적으로는 유한 알파벳의 성좌 (Constellation)를 갖는 신호인 것에 유의하라. 다른 로딩 알고리즘을 찾아야 한다.

3.2. ZP-OFDM

ZP-OFDM에서는 식 (7)에서 전송된 시퀀스 $\mathbf{u}(i)$ 는 $\mathbf{F}^H \mathbf{s}(i)$ 로 선택된다. 그래서 수신된 블록은 $\bar{\mathbf{x}}(i) = \overline{\mathbf{H}} \mathbf{F}^H \mathbf{s}(i) + \bar{\mathbf{n}}(i)$ 이다. \mathbf{F} 가 풀랭크이므로 $\bar{\mathbf{x}}(i)$ 로부터 $\mathbf{u}(i)$ 의 블라인드 복구는 정보 심볼 $\mathbf{s}(i)$ 을 복구할 때 유일성을 보장한다. 이것이 ZP-OFDM이 CP-OFDM에 대한 장점이다. 즉 똑같은 잉여정보를 추가하여 ZP-OFDM은 L 차 FIR 채널에 대한 심볼복구를 보장한다. 앞에서 언급한 바와 같이 ZP 블록전송은 수신된 블록의 마지막 L 성분들을 처음 L 성분들에 추가함으로써 원형 중첩 모델로 바꿀 수도 있다. 이렇게 하면 낮은 복잡도의 CP-OFDM 수신기를 적용할 수 있으나 심볼복구가 보장되지 않는다. 송신

기에서 CSI가 이용 가능하다면 CP-OFDM와 마찬가지로 전력 로딩이나 비트 로딩 기술을 사용하면 DMT에서와 같이 전송이 최적화될 수 있다.

만약 송신기에서 CSI가 이용 불가능하더라도 OFDM 전송은 FFT에 기반을 둔 수신기에서의 낮은 복잡도 등화 덕분에 여전히 장점이 있다. 만약 수신기에서 조금 더 여분의 복잡도를 허용하면 전력 증폭시 Back-Off 수준을 낮추는 것같은 다른 면에서 이득을 보도록 OFDM 전송을 수정할 수 있을 것이다.

3.2. CP-Only와 ZP-Only

CP-OFDM과 관련된 MC 방법에서 낮은 복잡도의 등화에 대한 대가는 송신기에서 취해진 IFFT 때문에 높은 PAR(Peak-To-Average Power) 비가 생긴다. 즉 입력 블록 $\mathbf{s}(i)$ 성분들이 CM (Constant Modulus)을 가질지라도 $\mathbf{s}(i)$ 의 IFFT $\mathbf{u}(i) = \mathbf{F}^H \mathbf{s}(i)$ 은 큰 진폭변화를 보일 수 있다. 큰 PAR은 비선형 왜곡을 없애기 위하여 HPA (High-Power Amplifier)의 Back-Off 수준을 낮추어야 한다. PAR 감소 방법은 HPA의 효율을 높이고 모듈러스가 일정치않은 OFDM 전송에서 연구되어 왔다[16].

PAR을 줄이는 다른 방법은 IFFT을 전적으로 없애고 CP나 ZP만 추가하여 $\mathbf{u}(i) = \mathbf{s}(i)$ 로 보내는 것이다. 전자를 CP-Only라 하고 후자를 ZP-Only라 한다. 수신된 블록은 $\mathbf{u}(i)$ 을 $\mathbf{s}(i)$ 로 치환하면 식 (6)이나 식 (7)로 나타낼 수 있다. CP나 ZP 과정은 PAR에 최소의 영향을 미칠 것이다.

이제 이들 전송 방법에 대한 등화 복잡도에 대해서 알아보자. 식 (7)의 ZP 모델은 순환 모델로 바뀔 수 있기 때문에 CP-Only에 대해서 살펴보는 것으로 충분하다. 순환채널 매트릭스 $\hat{\mathbf{H}}$ 을 등화하고 $\mathbf{s}(i)$ 을 복구하기 위해서 $\hat{\mathbf{H}}^{-1}$ 을 구

하는 것이 필요하다. 그렇지만 $\hat{H}^{-1} = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_H^{-1} \mathbf{F}$ 이다. 그래서 첫째 수신된 데이터에 FFT를 수행하고, 둘째 채널 주파수응답의 역으로 나누고, 셋째 모든 심볼을 복구하기 위해서 IFFT를 수행한다. 수신기에서 한번의 FFT와 한번 스칼라 나누기가 필요한 CP-OFDM에 비해서 단지 한번 더의 IFFT가 필요하다. 근본적으로 CP-OFDM 송신기의 IFFT를 수신기쪽으로 옮긴 것이다. 낮은 PAR이 보장되면 CP-Only나 ZP-Only는 CP-OFDM이나 ZP-OFDM과 같은 송수신기 복잡도를 가진다. 그렇지만 $s(i)$ 을 전송할 때 어떠한 부반송파도 사용되지 않았기 때문에 송신기에서 CSI를 이용 불가능할 때 DMT같이 전력 로딩이나 비트 로딩같은 최적화 기법을 직접적으로 적용할 수 없다.

4. 블록확산 멀티유저 MC

앞에서 싱글유저 MC에 대해서 설명했기 때문에 이번에는 멀티유저 경우로 관심을 돌려보자. 다운링크는 각 유저가 단 한개의 채널을 통해 수신되므로 업링크의 특수 경우로 간주될 수 있으므로 여기서는 업링크에 대해서만 논의한다.

MUI와 ISI가 BER 성능과 처리할 수 있는 유저 수 및 비트율에 의해서 측정되어지는 시스템 용량을 제한한다. 이상적으로 최대 가능한 대역폭 효율로 심볼복구를 보장하도록 MUI와 ISI를 제거하는 것이 목표이다. 낮은 복잡도, 유연성, 다수 전송속도를 지원하는 것도 원하는 특성이다. 이들 간에 상충하는 바들을 절충하고 목표를 달성하려면 심볼 블록화와 결합된 MC 전송이 올바른 방향이 될 것이다. 수신기 설계 자체로는 심볼복구와 MUI 제거 목적에 충분하지 않다.

많은 멀티유저 검출 방법이 제안되어 왔다. 선

형 검출기, 비선형 검출기, 및 블라인드 수신기로 나눌 수 있다. 그렇지만 채널 분산은 수신기를 어떻게 설계하더라도 유저 심볼을 검출 불가능하게 만든다는 것을 누구나 인정하는 사실이다. 잡음이 없을지라도 BER이 0이 되지않기 때문에 다중경로는 근사적인 멀티유저 효율을 0으로 만들 수도 있다.

4.1. 일반화된 MC-CDMA 원리

다중경로하에서 심볼복구를 보장하기 위해서 수신기뿐만 아니라 송신기도 같이 잘 설계함으로써 생기는 여분의 자유도를 필요로 할 것이다. 특히 어떠한 FIR 채널에 대해서도 MUI/ISI를 제거하는 송수신기를 추구하려고 할 것이다. 또한 대역폭 효율이 좋고 다중경로에 투명한 전송을 필요로 할 것이다. M 유저가 있는 시스템을 생각한다.

(가정 2) 모든 유저 채널들은 BS로부터의 파일럿 신호에 의해서 동기를 맞추기 때문에 완전히 비동기적이지 않고 유저간에 준동기적 (Quasi-Synchronous)이라 하자. FIR 채널의 차수는 $L = \tilde{L} + D$ 보다 작거나 같다고 하자. 여기서 \tilde{L} 은 채널의 지연확산을 칩주기로 표본화했을 때의 길이이고 D 은 유저간에 허용되는 최대 상대적인 비동기 치이다. 특히 유저 μ 의 전달함수는 $d_\mu \in [0, D]$ 에 대해서

$$H_\mu(z) = z^{-d_\mu} \sum_{n=0}^{\tilde{L}} h_\mu(n) z^{-n}$$

이라 가정한다. 채널의 차수가 L 에 의해서 제한되는 것 이외에는 채널의 날이 어디에 위치하는지에 대한 어떠한 가정도 하지 않는다.

일반화된 MC-CDMA은 채널에 무관한 MUI 제거하기 위해서 FDMA와 같은 원리에 의존한다. FDMA에서는 각 유저는 중복되지 않은 각 주

파수대역상에 데이터를 보낸다 (두 유저에 대한 그림을 그림 8에 보였다). 중첩채널은 주파수영역에서 곱하기로 나타나기 때문에 수신된 FDMA 전송은 여전히 중복되지 않은 주파수대역을 차지하므로 필터에 의해서 분리될 수 있다. OFDMA는 유저의 대역폭이 중복됨을 허용하며 부반송파간에 직교성을 간직한다. OFDMA에서는 각 유저의 심볼은 각 부반송파상에 전송된다. 만약 유저의 채널이 그 부반송파에 널을 가지면 그 심볼은 잃어버리게 된다. OFDMA 시스템은 대역폭 과대확장의 대가를 지불하지만 주파수 선택적인 페이딩을 완화하기 위해서 종종 채널코딩기법이나 주파수도약에 의존한다.

한 방법은 같은 심볼을 L 개 이상의 부반송파로 보내는 것이다. 그리하여 적어도 한개의 부반송파가 채널 널을 살아남도록 하는 것이다. 비록

간단하지만 이 방법은 L 배 대역폭을 수반하기 때문에 매력적인 방법이 아니다. 대역 과대확장없이 심볼복구하는 해결책은 그림 9에 나와 있듯이 심볼 블록화와 잘 짰어넣은 잉여정보를 통해서이다. 아이디어는 각 유저의 K 심볼의 각각은 별개의 부반송파로 보내는 대신에 $J \geq K$ 개의 부반송파를 이용하여 $K \geq 1$ 개의 심볼을 동시에 보내는 것이다. FDMA에서와 같은 유저분리를 위하여 각 부반송파는 한 유저에 의해서만 사용된다. ISI를 제거하고 심볼복구를 보장하기 위해서 K 심볼의 유저블록을 J 심볼로 사전코딩해서 J 부반송파로 보내서 그 중의 어떤 $J-L$ 부반송파로부터 모든 K 심볼들을 복구하는 것이다. 이렇게 하면 비록 J 부반송파중 L 부반송파가 채널 널에 의해서 영향을 받더라도 K 심볼이 살아남을 것이다. M 유저 시스템의 경우 요구되는 부반송파의

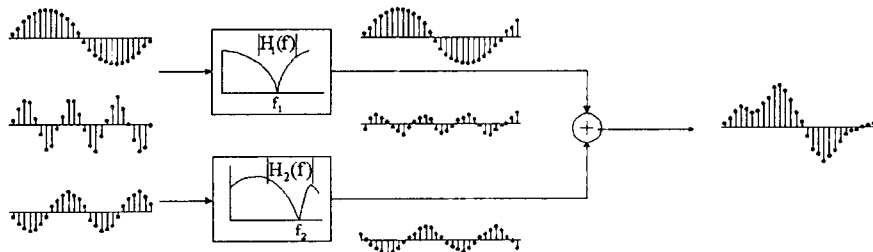


그림 8. 멀티유저 MC 시스템의 예.

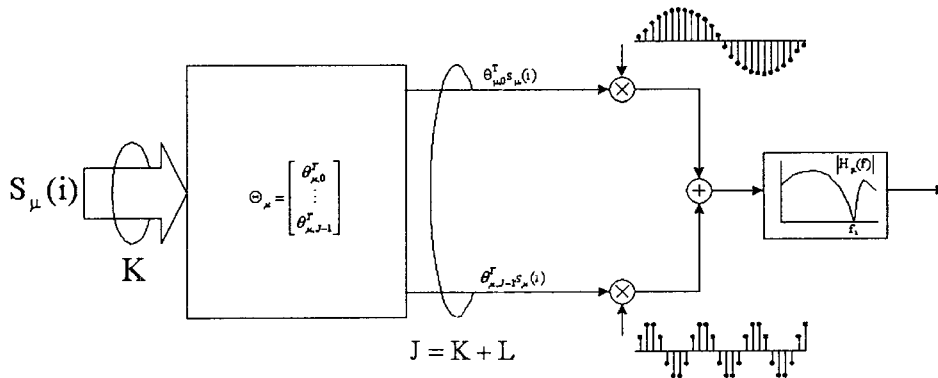


그림 9. 심볼의 블록화와 사전코딩.

수는 $N=MJ$ 이므로 N 개의 블록으로 칩을 보내는 것으로 고려한다.

4.2. 일반화된 MC-CDMA 설계

OFDM과 유사하게 블록전송을 택한다. 전송되는 열은 IBI 제거를 위해서 길이 L 의 CP 나 ZP가 추가되어 $P=N+L$ 의 길이로 그룹 짓는다. ZP의 경우 CP의 경우로 환원될 수 있다는 것을 염두에 되고 여기서는 단지 CP 경우에만 초점을 맞춘다. 유저 μ 의 채널은 $N \times N$ 순환 매트릭스 \tilde{H}_μ 로 나타낼 수 있다. C_μ 을 유저 μ 의 $N \times K$ 확산 또는 사전코딩 (Precoding) 매트릭스라고 정의하면 유저 μ 의 전송될 $N \times 1$ 벡터는 $u_\mu(i) = C_\mu s_\mu(i)$ 로 쓸 수 있고 유저 μ 의 수신된 $N \times 1$ 벡터 $\tilde{x}(i)$ 와 추정된 $K \times 1$ 벡터 $\hat{s}_\mu(i)$ 은 각각 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{x}(i) = \sum_{\mu=0}^{M-1} \tilde{H}_\mu C_\mu s_\mu(i) + \tilde{\eta}(i), \quad \hat{s}_\mu(i) = G_\mu \tilde{x}(i) \quad (14)$$

여기서 G_μ 은 유저 μ 의 $K \times N$ 수신 매트릭스이다.

이러한 모델은 많은 DS-CDMA 시스템이나 MC-CDMA, MC-DS-CDMA, MT-CDMA나 MC-SS-MA을 포함하는 MC-DS 결합형을 기술하는데 충분히 일반적이다.

MUI가 없는 MC 설계

$F = \{ \exp(j2\pi l/N), l=0, 1, \dots, N-1 \}$ 을 모든 유저들에 사용 가능한 $N=MJ$ 부반송파들 (FFT 주파수들)의 집합이라 하자. l 번째 주파수 $\exp(j2\pi l/N)$ 은 l 번째 부반송파를 의미한다. $\{F_\mu\}_{\mu=0}^{M-1}$ 을 서로 중복되지 않게끔 집합 F 을 M 개의 부분집합으로 나눈 것이라 하자. 즉,

$$\bigcup_{\mu=0}^{M-1} F_\mu = F, F_\mu \cap F_m = \emptyset, \forall \mu \neq m \quad (15)$$

부분집합 F_μ 은 유저 μ 만의 J 부반송파를 포함하고 있기 때문에 유저 μ 의 Signature 부반송파라 한다. 유저 μ 의 j 번째 Signature 부반송파를 $\rho_{\mu,j}$ 로 표기한다.

확산/역확산 매트릭스 $\{C_\mu, G_\mu\}_{\mu=0}^{M-1}$ 를 다음과 같이 세개의 선형 연산으로 나눈다.

$$C_\mu = F^H \Phi_\mu \Theta_\mu, \quad G_\mu = \Gamma_\mu^H \Phi_\mu^T F \quad (16)$$

각 매트릭스는 다른 역할을 담당한다. Θ_μ 은 i 번째 블록 $s_\mu(i)$ 의 K 정보 심볼을 J 심볼의 $\Theta_\mu s_\mu(i)$ 로 변환하는 $J \times K$ 매트릭스이다. $N \times J$ 부반송파 선택 매트릭스 Φ_μ 을 통하여 유저 μ 의 J Signature 부반송파에 매핑된다. Φ_μ 의 (p, q) 번째 성분은 $\rho_{\mu,q}$ 가 p 번째 부반송파로 선택되면 1이고 그렇지 않으면 0이다. 유저에 무관한 IFFT 매트릭스 F^H 는 마지막 단계에서 OFDM 변조를 구현한다. 수신기에서 수신된 데이터 $\tilde{x}(i)$ 에 F 는 FFT 연산을 수행하고 Φ_μ^T 는 $N=MJ$ 부반송파들로부터 유저 μ 의 J 사전부호화된 심볼을 추출한다. 마지막으로 $K \times J$ 매트릭스 Γ_μ 은 채널과 사전코딩에 의해서 결합된 것을 등화하는 것이다.

$\hat{s}_\mu(i) = G_\mu \tilde{x}(i)$ 을 형성함으로써 유저 μ 의 심볼 추정치를 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{s}_\mu(i) = \Gamma_\mu \sum_{m=0}^{M-1} \Phi_\mu^T F \tilde{H}_m F^H \Phi_m \Theta_m s_m(i) + \Gamma_\mu \Phi_\mu^T F \tilde{\eta}(i) \quad (17)$$

식 (17)에서 MUI을 제거하기 위해서 다음 세가지 성질을 이용한다.

(성질 1)

$$F \tilde{H}_m F^H = \tilde{D}_m = \text{diag} [H_m(e^{j0}) \ H_m(e^{j2\pi/N})$$

... $H_m(e^{j2\pi(N-1)/N})]$ 이다.

(성질 2) Φ_m 은 각 열당 단 한개의 1을 가지므로 $\tilde{D}_m \Phi_m = \Phi_m D_m$ 을 쉽게 증명할 수 있다. 여기서 $D_m = \text{diag}[H_m(\rho_{m,0}) H_m(\rho_{m,1}) \cdots H_m(\rho_{m,J-1})]$ 이다.

(성질 3) 식 (15)의 서로 겹치지 않는 주파수 할당 덕택에 해당되는 부반송파 선택 매트릭스 Φ_μ 은 서로 직교적이다. 그래서 다음이 성립한다.

$$\Phi_\mu^T \Phi_m = \delta(\mu - m) I_J \quad (18)$$

성질 1에서 성질 3을 기반으로 하여 식 (17)은 다음 식과 같이 간략화된다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_\mu(i) &= \Gamma_\mu [D_\mu \Theta_\mu s_\mu(i) + \Phi_\mu^T F \tilde{\eta}(i)] \\ &= \Gamma_\mu \tilde{x}_\mu(i) \end{aligned} \quad (19)$$

다중경로 채널에 무관하게 MUI가 어떻게 결정적으로 제거가 됨을 보여준다. 더욱이 $\tilde{\eta}(i)$ 가 백색이어서 $R_{\tilde{\eta}} = \sigma^2 I_N$ 라면 $\Phi_\mu^T F \tilde{\eta}(i)$ 도 식 (18)의 직교성과 FFT 매트릭스 F 의 직교정규화 때문에 백색이고 다른 μ 간에 상관성이 없다. 이 후자의 결과는 $\tilde{\eta}(i)$ 가 또한 Gaussian이면 MUI 단계를 거친 싱글유저 최적 검출기는 역시 멀티유저 설정에서도 최적이라는 것을 암시한다.

심볼 검출 가능성

신호의 성좌에 무관하게 $s_\mu(i)$ 내의 K 심볼 검출 가능성을 보장하기 위해서 식 (19)에서 μ 번째 채널에 무관하게 매트릭스 $D_\mu \Theta_\mu$ 가 풀 열 랭크를 가질 것을 필요로 한다. 그래서 다음 식을 요구한다.

$$\text{rank}(D_\mu \Theta_\mu) = K, \quad \forall \mu \in [0, M-1] \quad (20)$$

만약 식 (20)이 성립하면 $\Gamma_\mu = (D_\mu \Theta_\mu)^*$ 에 기반을 둔 ZF 등화는 식 (19)에서와 같이 $s_\mu(i)$ 을 복구할 것이다. 성좌에 무관한 심볼 검출 가능성은 적절한 성좌 크기를 택해서 다른 비트 로딩 방법을 택함으로써 다른 전송속도로 전송하는데 유저에 의해서 사용될 유저 성좌를 선택하는데 광장한 유연성을 제공한다.

가정 2로부터 각 유저의 채널은 많아야 L 개 영점을 가지므로 D_μ 은 대각선상에 L 개의 0 성분을 갖는다. 가정 2을 만족하는 모든 채널에 대해서 식 (20)이 성립하기 위해서 Θ_μ 의 어떤 $K = J - L$ 행도 서로 독립적이어야 한다. 이것은 채널에 가해지는 조건이 아니라 Θ_μ 을 설계하는 것에 대한 지침이다. 이 조건을 만족하는 Θ_μ 의 특별한 선택은

$$[\Theta_\mu]_{l+1, k+1} = A_\mu \rho_{\mu, l}^{-k} \quad (21)$$

성분들을 가진다. 여기서 A_μ 은 유저 μ 의 전력을 제어한다. 매트릭스 Θ_μ 은 Vandermonde이고 어떤 K 행은 Signature 주파수로 만든 Vandermonde 벡터이므로 풀 랭크 $K \times K$ 매트릭스를 형성할 것이다.

MIMO로부터 SISO

식 (20)을 만족함에 덧붙여 식 (21)의 사전코딩은 여분의 장점을 제공한다. 식 (21)에서와 같이 $\Theta_\mu s_\mu(i)$ 은 유저 μ 의 Signature 주파수에서 $s_\mu(i)$ 의 DTFT을 계산한다. $D_\mu \Theta_\mu s_\mu(i)$ 은 $s_\mu(i)$ 의 μ 번째 채널 DTFT와 유저 μ 의 Signature 주파수에서 $s_\mu(i)$ 의 DTFT와의 곱이므로 채널 $h_\mu(n)$ 과 $s_\mu(i)$ 간의 중첩의 DTFT이다. $(p+1, q+1)$ 번째 성분 $\rho_{\mu, p}^{-q}$ 을 가지고 있는 $J \times J$ Vandermonde 매트릭스 $\overline{\Theta}_\mu$ 을 정의하자.

와 동일하게 어떤 $J \times 1$ 벡터에 $\bar{\Theta}_\mu$ 을 앞에서 곱하면 Signature 주파수에서 DTFT을 수행한다. $\bar{\mathbf{x}}_\mu(i) = A_\mu^{-1} \bar{\Theta}_\mu^{-1} \tilde{\mathbf{x}}(i)$ 을 정의하면 (여기서 $\bar{\Theta}_\mu^{-1}$ 은 IDTFT을 수행한다) 시간영역 중첩은 다음 식과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}_\mu(i) &= \bar{\mathbf{H}}_\mu \mathbf{s}_\mu(i) + A_\mu^{-1} \bar{\Theta}_\mu^{-1} \Gamma_\mu \Phi_\mu^T \mathbf{F} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(i) \\ &= \bar{\mathbf{H}}_\mu \mathbf{s}_\mu(i) + \bar{\boldsymbol{\eta}}_\mu(i) \end{aligned} \quad (22)$$

여기서 $\bar{\boldsymbol{\eta}}_\mu(i) = A_\mu^{-1} \bar{\Theta}_\mu^{-1} \Gamma_\mu \Phi_\mu^T \mathbf{F} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(i)$ 을 정의했고 싱글유저 채널 매트릭스 $\bar{\mathbf{H}}_\mu$ 은 식 (7)에서와 같이 $J \times K$ Toeplitz이다. 매트릭스 $\bar{\mathbf{H}}_\mu$ 은 항상 풀 랭크이므로 식 (20) 설계조건하에서 사전코딩은 심볼복구를 보장한다. 그러므로 $\bar{\Theta}_\mu^{-1}$ 의 앞에서 곱하기는 멀티유저 시스템을 M 개의 병렬 싱글유저 채널로 바꾼다. 이러한 등가는 싱글유저 전송에서 설계된 싱글유저 등화기를 MUI 제거 과정을 거친후 일반적인 MC-CDMA에 여전히 적용 가능하다는 것을 암시한다.

5. 결론

정보를 블록으로 보내는 중요성에 대하여 살펴 보았다. 그리고 무선 MC 전송에 내재해있는 FFT에 대해서도 살펴보았다. CP는 다중경로 채널의 간단한 등화를 가능하게 하였고 ZP는 채널 페이딩이 어디에 생기더라도 심볼복구를 보장하였다. 조금의 수신기 복잡도를 가져오지만 높은 PAR을 야기시키지 않는 CP-Only 및 ZP-Only에 대해서도 살펴보았다.

직렬 등화와 블록 등화를 비교했을 때 블록 등화는 채널 널의 위치에 무관하게 인과적이고 안정적 인 FIR 블록 등화기로 비최소위상 채널을 등화할 수 있었다. 사전 등화, 사후 등화, 및 평형 등화에

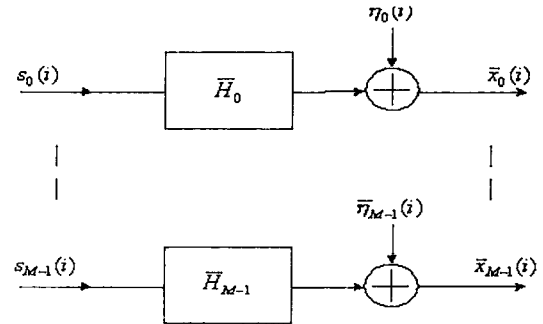


그림 10. MIMO로부터 SISO로의 등가.

대해서도 살펴보고 각각에 대해서 비교하였다. CSI을 송신기에서 이용 불가능할 때 송신기에서 IFFT 사전코딩과 수신기에서 FFT는 FFT 기반의 낮은 복잡도의 등화를 허용하는 매력적인 싱글유저 MC 변조 방식인 OFDM이 되었다. CP-OFDM은 채널이 FFT 그리드상에 영점을 가지고 있을 때 심볼복구에 영향을 받았다. 선형 블록 오차정정 코드를 사용하여 최악 경우의 심볼 오차를 정정하기 위해서 부호화되지 않은 CP-OFDM에 비해서 두배의 잉여정보를 보내야했다. 이것 때문에 최소의 잉여정보로 심볼복구를 보장하는 일반화된 MC-CDMA 방식을 후반부에 다루게 되었다.

정보 심볼의 블록화와 FFT에 의해서 구현된 FDMA 같은 방법에 의존해서 관련된 다중경로 채널에 상관없이 심볼복구를 보장하는 MUI가 없는 블록확산 일반화된 MC-CDMA을 설계할 수 있었다. 다중접근 채널이 서로 독립적인 병렬 싱글유저 채널과 등가라는 것도 보였다. 그래서 종래의 싱글유저 기술을 사용하여 유저당 등화와 송수신기 최적화를 도모할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] IEEE 802.11, "IEEE standard for wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications," IEEE Std 802.11,

- November 1997.
- [2] IEEE 802.11, "Supplement to IEEE standard for information technology - telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part II: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band," IEEE Std 802.11a, December 1999.
- [3] ISO 8802, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," ISO 8802-11/D10, January 1999.
- [4] ETSI BRAN, "Radio equipment, HIPERLAN type1," ETS 300-652, October 1996.
- [5] ETSI BRAN, "HIPERLAN type2 Functional Specification Part I: Physical Layer", DTS/BRAN-0023003, April 2000.
- [6] J.A.C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Commun. Mag., pp. 5-14, May 1990.
- [7] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1989.
- [8] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and B. Barbarosa, "Redundant filterbank precoders and equalizers Part I: Unification and optimal designs," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 47, pp. 1988-2006, July 1999.
- [9] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and B. Barbarosa, "Redundant filterbank precoders and equalizers Part II: Blind channel estimation, synchronization, and direct equalization," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 47, pp. 2007-2022, July 1999.
- [10] S. Zhou and G. B. Giannakis, "Finite-alphabet based channel estimation for OFDM and related multicarrier systems," IEEE Trans. Commun., vol. 49, 2001.
- [11] A. Scaglione, S. Barbarosa, and G. B. Giannakis, "Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 5, pp. 1019-1032, April 1999.
- [12] J. S. Chow, J. C. Tu, and J. M. Cioffi, "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 9, pp. 895-908, August 1991.
- [13] B. Muquet, M. de Courville, G. B. Giannakis, Z. Wang, and P. Duhamel, "Reduced complexity equalizers for zero-padded OFDM transmissions," Proc. IEEE ICASSP, Istanbul, Turkey, June 2000.
- [14] H. Harashima and H. Miyakawa, "Matched transmission technique for channels with intersymbol interference," IEEE Trans. Commun., vol. 20, pp. 774-780, August 1972.
- [15] R. C. Singleton, "Maximum distance q-nary codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 10, pp. 116-118, 1960.
- [16] V. Tarokh and H. Jafarkhani, "An algorithm for reducing the peak to average power ratio in a multicarrier communications system," Proc. IEEE VTC, vol. 1, 1999.



하 판 봉

- 1981년 2월 : 부산대학교 전기공학과 공학사
 - 1983년 3월 : 서울대학교 전자공학과 공학석사
 - 1993년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학박사
 - 1983년 3월 ~ 1985년 2월 : 한국전자통신연구소 연구원
 - 1998년 2월 ~ 1999년 8월 : Lancaster University 교환교수
 - 1987년 2월 ~ 현재 : 창원대학교 전자공학과 교수
 - 관심분야 : 음성신호처리 (해석, 인식), 터보부호 및 터보
등화기, 무선 Multicarrier 통신, CDMA, 신경
망회로, Wavelets, 고밀도 자기 기록
-
-