

크로스 토크를 갖는 통계적 전력선 채널 하에 MIMO-OFDM 광대역 전력선 통신

준회원 유정화*, 종신회원 최상호**°, 준회원 Nazcar Pine*

MIMO-OFDM BPLC over Statistical Power Line Channels with Cross-Talk

Jeong-hwa Yoo* Associate Member, Sangho Choe**° Lifelong Member, Nazcar Pine* Associate Member

요약

본 논문에서는 스마트 그리드 응용 등을 타깃으로 한 3상 4선 전력선 채널상의 MIMO-OFDM 광대역 전력선 통신방식 (BPLC : broadband power line communication)을 검토하고 성능을 분석한다. 실제 전력선 채널 환경을 감안하여 기존의 확정적 페이딩 채널 모델 (Zimmermann 모델, MTL 모델 등) 대신 통계적 전력선 페이딩 채널 모델을 채택한다. 본 논문에서는 3상 4선식 전력선을 이용한 2x2 MIMO 및 3x3 MIMO 방식을 설계하며, 특별히 MIMO 채널 내 안테나 링크 간 크로스 토크의 유무에 따른 전송 용량 손실과 이에 의거한 시스템 성능 분석을 실시한다. 부반송파 간 주파수간섭을 줄여주기 위해 공간주파수 부호화 전송방식을 채택하며 전력선 채널에 적합한 최대비 합성법 (MRC : maximum ratio combining)으로 다중 안테나 및 다중 경로 페이딩 다이버시티 이득을 얻는다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 임펄스 잡음지수의 변화, 용량 손실 비율의 변화, 서로 다른 수신 신호 합성기법 (최대비 합성, 등가이득 합성, 선택적 합성)에 따른 시스템 성능을 비교분석한다.

Key Words : Broadband Power Line Communication (BPLC), MIMO, OFDM, Maximum Ratio Combining (MRC)

ABSTRACT

In this paper, we present a MIMO-OFDM broadband power line communication (BPLC) for Smart Grid and its associated applications and analyze its performance over the 3-phase 4-wire power line channels. For practical BPLC system simulation, we adopt the statistical power line fading channel model instead of the existing deterministic fading channel models (Zimmermann model, MTL model, and so on). In this paper, we implement 2x2 and 3x3 MIMO schemes using 3-phase 4-wire power lines. We investigate the capacity loss and BER performance of the proposed MIMO system by considering the effect of cross-talk between antenna paths. We choose space-frequency coding in order to reduce frequency interference between subcarriers and employ maximum ratio combining (MRC) that achieves both multiple antenna path diversity gain and multiple fading path diversity gain. We evaluate the proposed system performance through computer simulation in terms of the impulse noise index and the capacity loss ratio and compare the different signal combining schemes including MRC, equal gain combining (EGC), and selection combining (SC).

※ 이 논문은 2011년도 교육과학기술부 한국연구재단 기초연구사업(2011-0015286) 및 중소기업청 산학연공동기술개발사업(00047470-1)의 연구수행으로 인한 결과물임

* 가톨릭대학교 일반대학원 정보통신전자공학과 석사과정 무선통신 연구실 (mundade@hanmail.net, naz@nazcarpine.com)

** 가톨릭대학교 정보통신전자공학과 (schoe@catholic.ac.kr), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2011-08-339, 접수일자 : 2011년 8월 5일, 최종논문접수일자 : 2011년 12월 2일

I. 서 론

스마트 그리드는 신재생에너지 기반의 미래 전력망으로 통신 네트워크를 통한 미터링 정보 서비스 (AMI : advance metering infrastructure), 에너지 감시 및 관리 서비스 (SCADA : supervisory control and data acquisition), 이동식 에너지 단말기 서비스 (PHEV: plug-in hybrid electric vehicle) 등 각종 첨단 전력 부가 서비스를 제공한다. 광대역 전력선 통신 (BPLC : broadband power line communication)은 기존 전력선을 이용한 통신 방식으로 셀룰러, WiFi, VDSL 등 일반 유무선 통신 방식과는 달리 스마트 그리드를 위한 추가 인프라가 요구되지 않아 설치비용을 절감할 수 있으며 어디서나 간단히 전원 콘센트에 연결만으로 데이터 전송 서비스를 이용할 수 있다는 이점이 있다. 특별히 최근 BPLC에 대한 표준안 (IEEE 1901^[1])이 통과된 이후 스마트 그리드, 홈 네트워크 등에서의 응용을 목표로 한 여러 연구가 활발하다. 미래의 전력선 통신 망 구축을 위해서는 옥내에서 주로 사용되는 단상 (단거리, Low Voltage (380V이하)) 케이블을 통한 전력선 통신 외에 옥외 및 공장 등에서 사용되는 삼상 (장거리, Medium Voltage (380V이상 6000V 이하)) 케이블을 통한 광역 커버리지의 전력선 통신이 요구된다^[2].

BPLC 채널은 채널 내에 발생하는 다중 경로 페이딩과 임펄스 잡음으로 인해 매우 열악하다. BPLC 변조기법으로는 다중경로 페이딩 지연 확산 (delay spread)에 의한 심볼간 간섭 (ISI: intersymbol interference)에 강인한 OFDM (orthogonal frequency division multiplex)을 널리 이용하고 있다. 최근에는 공간 다이버시티를 활용하여 OFDM BPLC 시스템의 성능을 더욱 개선시켜주는 MIMO (multiple-input multiple-output), 채널 부호기 등에 대한 연구 또한 활발하다^{[3]-[5]}.

본 논문에서는 전력선 채널 하에 MIMO-OFDM BPLC 시스템을 설계한다. 제안한 시스템 모델에 대한 보다 실제적인 시뮬레이션 및 검증을 위해 기존의 확정적 전력선 페이딩 채널 모델 (Zimmermann 모델, MTL (multi-conductor transmission line) 모델 등) 대신 통계적 전력선 페이딩 채널 모델을 고려한다^{[6],[7]}. 본 논문에서는 특별히 채널가중치의 로그노말 분포를 고려 Zimmermann 모델을 수정한 통계적 주파수 선택적 페이딩 모델^[6]을 채택하며 임펄스 잡음 채널로 Middleton class A의 통계적 채널 모델^[8]을 채택한다.

본 논문에서는 공간 다이버시티 성능 이득을 얻기

위해 3상 4선 전력선을 이용한 2x2 MIMO 및 3x3 MIMO를 각각 구현한다. 3상 4선 전력선을 이용하여 MIMO를 구현 시 서로 다른 안테나 경로¹⁾ 간에 신호 간섭인 크로스 토크 (cross-talk)가 발생할 수 있으며 주파수가 높을수록 그 영향이 심각하다^[2]. 더욱이 향후 20MHz 이상의 높은 주파수 대 고속 (혹은 고성능) 데이터 전송 서비스 (스마트 그리드, 홈 네트워크 등)를 고려할 때 크로스 토크 영향은 무시할 수 없다. 하지만 기존 대부분의 MIMO 시스템은 낮은 주파수 대 저속 데이터 전송 서비스를 타깃으로 하고 있어 크로스 토크가 없는 이상적인 독립적 MIMO 채널 가정 하에 시뮬레이션을 수행하고 있다^{[3],[9]}. 본 논문에서는 20MHz 이상의 높은 주파수 대역에 3상 4선 전력선을 이용한 고속 MIMO 전송 시스템 구현을 고려하고 있으며, 이를 위해 컴퓨터 시뮬레이션에서 크로스 토크의 증감에 따른 시스템 성능을 비교 분석한다.

MIMO-OFDM 전송방식으로는 주파수 채널 간에 상호 간섭을 줄여 오류 확률을 낮추는 공간주파수 부호화 방식 (SFC: space-frequency coding)을 선정한다. 아울러 다이버시티 이득을 개선시키기 위해 기존의 다중안테나 최대비 합성법 (AMRC : multiple antenna maximal ratio combining^[9])에 다중페이딩 경로 최대비 합성법 (FMRC : multi-path fading MRC)을 결합한 방식인 ML (maximum likelihood) 기반의 다중안테나 다중경로페이딩 최대비 합성법 (AFMRC : multiple antenna and multipath fading MRC^[10])을 이용한다.

컴퓨터 모의실험을 통해 페이딩과 임펄스 잡음 파라미터의 변화에 따른 제안 시스템에 대한 비트 오류 (BER : bit error rate) 성능 분석을 실시하고, 서로 다른 수신 신호 합성 방식 (최대비 합성법, 등가이득 합성법, 선택적 합성법)에 따른 MIMO 시스템 성능을 비교한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장 본문에서는 먼저 통계적 전력선 통신 채널을 소개하고, 3상 4선 전력선을 이용한 2x2 MIMO 및 3x3 MIMO BPLC 시스템을 구현하고, 전력선 MIMO 채널 상에 크로스 토크 영향을 분석한 후, MIMO MRC 수신기법을 설명한다. III장에서는 본 논문에서 설계한 MIMO 시스템에 대한 컴퓨터 모의실험 결과를 보여주고, 마지막으로 IV장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

1) 여기서 '안테나 경로'란 무선의 MIMO와 같은 실제 안테나 경로가 아닌 이를 모의한 유선 (전력선) MIMO를 형성하는 전력선 연결 쌍 경로를 가리킨다.

II. 본 문

2.1 통계적 전력선 채널

본 논문에서는 제안한 MIMO 시스템의 실험을 위해 기존의 확정적 전력선 채널 모델 대신 통계적 전력선 채널 모델을 채택한다. 통계적 전력선 통신 채널 모델은 보다 실제적인 전력선 채널 환경의 변화를 고려한 실험 결과를 얻을 수 있다는 이점 때문에 최근 여러 연구가 진행되고 있다^{[6],[7]}.

전력선 채널을 통한 BPLC 전송신호는 임펄스 잡음에 의한 손상과 함께 전송링크상의 임피던스 부정합으로 인해 야기되는 무선채널과 유사한 특성인 주파수 선택적 페이딩 손상을 입는다. 기존의 대부분의 문헌에서는 정지된 (stationary) 전력선 망 토폴로지, 전송 링크 길이, 전송 케이블의 물리적 특성을 가정한 확정적 페이딩 채널모델을 널리 이용하고 있다. 가장 널리 이용되고 있는 확정적 BPLC 페이딩 채널모델로는 Zimmermann 모델이 있으며 주파수 전달 함수는 다음 식과 같다.

$$H_i(f) = \sum_{l=1}^L H_{i,l}(f) \quad (1)$$

$$H_{i,l}(f) = \underbrace{g_{i,l}}_{\text{가중치}} \cdot \underbrace{e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 \cdot f^u) \cdot d_{i,l}}}_{\text{감쇠부분}} \cdot \underbrace{e^{-j2\pi f \cdot (d_{i,l}/v_p)}}_{\text{지연부분}}$$

여기서 $H_i(f)$ 는 i 번째 안테나 경로를 통한 f 주파수에서의 채널함수로 해당 경로에 속한 모든 페이딩 경로 전달함수 $H_{i,l}(f)$ ($l=1, \dots, L$; L 은 페이딩 경로의 총 개수)의 합으로 나타낼 수 있다. α_0, α_1, u 는 케이블 변수들이고, $d_{i,l}/v_p$ (여기서 $d_{i,l}$ 은 i 번째 안테나 l 번째 페이딩 경로의 길이를 나타냄)는 아래 (2)에서 볼 수 있듯이 대응되는 경로의 지연 $\tau_{i,l}$ 에 해당한다.

$$\tau_{i,l} = \frac{d_{i,l} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{d_{i,l}}{v_p} \quad (2)$$

여기서 ϵ_r 은 케이블의 비 절연체 유전상수이고, c_0 는 빛의 속도이다.

본 논문에서 채택한 통계적 페이딩 채널 모델은 실제 채널 분포 특성을 반영한 기존의 Zimmermann 모델의 수정 버전이다. 이 모델에서는 특별히 실제 페이딩 채널 감쇠 특성을 감안하여 (1)의 가중치 파라미터의 크기 $|g_{i,l}|$ 는 로그 노멀 분포 $[-1,1]$ (단위: dB)를 가

정하며 위상 $\angle g_{i,l}$ 은 균일분포 $[0,2\pi]$ 를 가정한다^[7]. 그 외 페이딩 채널 파라미터 값은 아래 III장 표 1을 참조한다.

BPLC의 수신 잡음으로는 배경 잡음(AWGN)과 임펄스 잡음을 함께 고려한다. 임펄스 잡음은 다음과 같은 Middleton's class A 통계적 모델을 사용 한다^[8].

$$p_X(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\alpha_m}{2\pi\sigma_m^2} e^{-\frac{|x|^2}{2\sigma_m^2}} \quad (3)$$

여기서 $\alpha_m = e^{-A} \frac{A^m}{m!}$ 이다. A 는 임펄스 잡음지수로 포아송 분포의 평균 (또는 분산)을 나타낸다. m 은 확률 $P(m) = \alpha_m$ 을 갖는 포아송 분포 랜덤 변수로 각 잡음 샘플마다 독립적이다. (3)에서 보여주듯이 class A 모델의 확률 밀도 함수 (pdf)는 포아송과 가우시안의 확률 밀도 함수의 곱으로 표현할 수 있다. 이때 샘플 x 의 분산 σ_m^2 은 다음과 같이 정의 된다:

$$\sigma_m^2 = \sigma^2 \frac{m/A + \tau}{1 + \tau} \quad (4)$$

여기서 $\tau = \sigma_g^2/\sigma_i^2$ 으로 σ_g^2 는 백색 가우시안 잡음의 분산, σ_i^2 는 임펄스 잡음의 분산을 각각 나타낸다. σ^2 은 Class A 잡음의 분산으로 백색 가우시안 잡음의 분산과 임펄스 잡음의 분산의 합으로 표현 (즉, $\sigma^2 = \sigma_g^2 + \sigma_i^2$)되며, 이것은 E_b (비트 당 에너지)/ N_0 (잡음스펙트럼밀도)에서 N_0 값을 가리킨다.

2.2 2x2 혹은 3x3 MIMO-OFDM BPLC

본 논문에서는 3상 4선 전력선을 이용하여 공간 다이버시티 이득을 얻는 2x2 MIMO-OFDM BPLC 혹은 3x3 MIMO-OFDM BPLC 시스템을 각각 설계 한다.

OFDM은 사용대역을 직교 분할한 N 개의 부분송파에 정보데이터를 실어 병렬 전송하는 다중화 전송 방법이다. OFDM은 ISI를 갖는 다중경로 페이딩 환경 하에서 상대적으로 우수한 특성을 갖는다. OFDM 송신기는 (5)와 같이 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)를 이용하여 구현된다.

$$s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (n=0,1,\dots,N-1) \quad (5)$$

여기서 $S(k)$ 는 k 번째 ($=0,1,\dots,N-1$) 부반송파 변조신호인 주파수 축 샘플로 본 논문에서는 QPSK를 가정하며, $s(n)$ 은 IFFT 연산 결과인 시간 축 벡터의 n 번째 샘플을 가리킨다.

한편 협대역인 각 OFDM 부반송파 대역 ($=\Delta f$) 내에서는 일정한 채널 값의 가정이 성립하여 (1)의 채널함수를 다음과 같이 간략화 된 이산 식으로 바꿔줄 수 있다.

$$H_i(f)|_{f=f_0+k\Delta f} \cong H_i(k) = \sum_{l=1}^L H_{i,l}(k) \quad (6)$$

여기서 주파수 f_0 는 BPLC 시스템 전송대역 내에 가장 낮은 부반송파 주파수 (즉, $k=0$)를 가리킨다.

무선 통신의 경우 송수신 안테나 개수의 조절로 임의의 $I \times J$ MIMO (I 는 송신 안테나 수, J 는 수신 안테나 수) 채널 형성이 가능하지만, 전력선 통신의 경우 제한된 개수의 전력선 케이블을 이용한 전송으로 송수신 안테나 수가 제한되며, 여기서는 동수 ($I=J$)를 가정한다. 그림 1은 3상 4선식 전력선을 이용하여 형성된 MIMO-OFDM BPLC 시스템의 블록도²⁾를 보여준다.

그림 2에서는 3상 4선의 전력선 케이블 단면 구조를 보여준다. 전력선 내부의 4선 중 하나는 뉴트랄 (C_4 가정)이고 나머지 3선은 3개의 서로 다른 위상 선을 가리키며 C_0 는 접지선이다. 이 3상 4선 전력선을 이용할 경우 2×2 MIMO 혹은 3×3 MIMO 조합이 가능하다. 우선 2×2 MIMO의 경우 C_1 과 C_2 는 첫 번째 안테나 경로, C_3 와 C_4 는 두 번째 안테나 경로를 각각 형성한다. 반면에 3×3 MIMO의 경우 뉴트랄

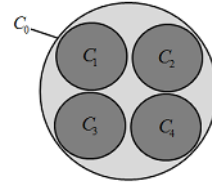


그림 2. 3상 4선의 전력선 케이블 단면 구조

(C_4)을 공통으로 두고 각 상을 가리키는 3개의 위상 선 (C_1, C_2, C_3)이 각기 서로 다른 안테나 경로를 형성한다²⁾.

MIMO-OFDM 전송 채널 상에는 부반송파 간 상호주파수 간섭이 발생할 수 있는 데 이 간섭으로 인한 오류 확률을 효과적으로 줄여주기 위해 SF (space frequency) 부호기를 사용한다. 우선 SF 부호기에서는, 2×2 MIMO의 경우, 순환자리 옮김(circular-shifted conversion)을 이용하여 다음과 같은 2 개의 안테나 전송벡터 S_1, S_2 를 각각 발생한다⁸⁾.

$$S_1 = [A, B]^T$$

$$S_2 = [B, A]^T$$

$$A = [S_q(0), \dots, S_q(\frac{N}{2}-1)]$$

$$B = [S_q(\frac{N}{2}), \dots, S_q(N-1)], (q=1, 2) \quad (7)$$

여기서 $S_1(k) = S_2(k), (k=0,1,\dots,N-1)$ 이며 X^T 는 벡터 X 의 전치를 가리킨다. 또한 3×3 MIMO의 경우에도 동일한 과정을 거쳐 다음과 같은 3개의 서로 다른 안테나 전송벡터 S_1, S_2, S_3 를 각각 발생한다.

$$S_1 = [A, B, C]^T$$

$$S_2 = [B, C, A]^T$$

$$S_3 = [C, A, B]^T$$

$$A = [S_q(0), \dots, S_q(\frac{N}{3}-1)]$$

$$B = [S_q(\frac{N}{3}), \dots, S_q(\frac{2N}{3}-1)]$$

$$C = [S_q(\frac{2N}{3}) \dots S_q(N-1)], (q=1, 2, 3) \quad (8)$$

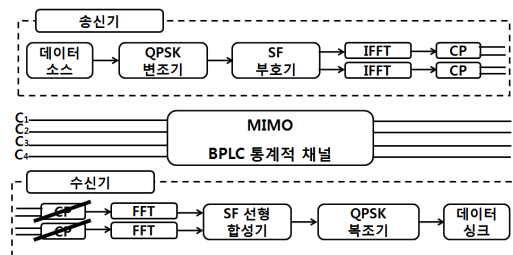


그림 1. MIMO-OFDM BPLC 시스템 블록도

2) 실제로 MIMO 시스템에 각 안테나 송신 데이터 신호는 아날로그 프론트 엔드¹¹⁾를 거친 후 커플러로 연결된 해당 전력선 케이블 채널을 통해 수신기에 전송되어 진다.

여기서 $S_1(k) = S_2(k) = S_3(k), (k=0,1,\dots,N-1)$ 이다. 만일 N 이 2의 배수 (2×2 경우) 혹은 3의 배수 (3×3 경우)가 되지 않을 경우, 나누고 남은 나머지 샘플은

각 전송벡터에 고르게 분산 배치한다. 이로 인한 성능 저하는 N 의 큰 값을 가정 시 무시할 수 있다.

2x2 MIMO를 가정할 경우 (간략화를 위해 3x3 MIMO 상세설명은 생략) SF 부호기를 통해 얻어진 두 개의 전송벡터 $\mathcal{S}_1, \mathcal{S}_2$ 는 IFFT 과정을 통해 대응되는 시간 축 벡터 $\mathbf{s}_1 = \text{IFFT}\{\mathcal{S}_1\}$ 과 $\mathbf{s}_2 = \text{IFFT}\{\mathcal{S}_2\}$ 로 변환된 후 각 안테나 경로로 전송되어 진다. 이러한 송신과정은 그림 1의 SF 부호기에서 이루어지며 대응되는 수신과정은 그림 1의 SF 선형합성기 (SF 복호기)에서 이루어진다.

그림 1에서 보여주듯이 페이딩 채널 지연으로 인한 ISI를 방지하기 위해 IFFT 과정을 거친 OFDM 부반송파 변조 신호 샘플 벡터 ($\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2$)에는 CP (cyclic prefix) 샘플이 추가된 후 각 안테나 경로로 전송된다. 수신기에서는 채널을 통과한 신호로부터 추가된 CP 샘플이 제거되어진 후 FFT 과정을 거쳐 주파수 축 샘플 벡터를 얻는다. SF 복호기에서는 이 샘플 벡터를 복조하기에 앞서 신호 재 정렬 과정 (송신기의 순환자리 옮김의 역 과정)을 통해 각 안테나 경로 ($i = 1, 2$)의 수신 신호 벡터 $\mathbf{Y}_i = \{Y_i(k) | k = 0, \dots, N-1\}$ 를 얻는다. SF 복호기는 이 수신 벡터를 ML (maximum likelihood) 기반의 MRC 과정을 거쳐 복조 심볼 \hat{S} 를 얻게 된다. 본 논문에서는 다중 안테나 다이버시티에 다중 경로 페이딩 다이버시티를 추가한 MRC (AFMRC)^[10] 방안을 사용하며, 이때 안테나 채널 간 크로스 토크의 유무에 따라 MIMO-OFDM BPLC 시스템의 성능이 달라진다.

2.3 크로스 토크의 영향

전력선 MIMO의 경우 전력선 케이블 내 다중 도체를 이용 서로 다른 안테나 경로를 형성하는 데, MTL 이론^[12]에 의하면 그림 3의 점선으로 표시된 화살표와 같이 서로 다른 안테나 경로 (위상선) 간 커플링으로 인한 신호 간섭인 크로스 토크가 발생하며 이는 추가적인 데이터 심볼 에러를 야기시킬 수 있다. 특별히 이 크로스 토크는 20MHz 이상의 주파수에서 심각하다^[2].

2x2 MIMO를 가정할 경우 (이하에서는 간략화를 위해 3x3 MIMO 상세 설명은 생략함) 채널함수는 다음과 같은 행렬 \mathbf{H} 로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_1^1(k) & H_2^1(k) \\ H_1^2(k) & H_2^2(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

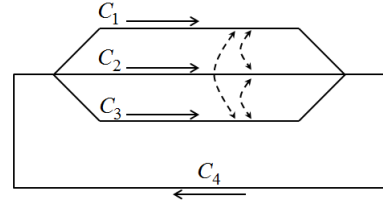


그림 3. 3상 4선의 전력선을 이용한 MIMO 전송 모델

여기서 H_i^i 는 경로 i 번째 전송 안테나 경로의 주 전송 채널 항이며, $H_j^i (i \neq j)$ 는 크로스 토크를 야기하는 채널 항이다. 크로스 토크로 인한 용량손실을 백분율 (CR : capacity loss ratio in percentage)로 나타낼 수 있는데, 이는 다음 식과 같이 정의된다.

$$CR = \frac{C_{uncross} - C_{cross}}{C_{uncross}} \times 100\% \quad (10)$$

여기서 C_{cross} 와 $C_{uncross}$ 는 MIMO 시스템의 크로스 토크가 있을 시와 없을 시의 채널 용량을 각각 나타내며 용량의 정의 식은 다음과 같다.

$$C = W \log_2 \det(\mathbf{U}_T + \frac{SNR}{I} \mathbf{H} \mathbf{H}^H) \quad (\text{단위: bps}) \quad (11)$$

여기서 \mathbf{X}^H 는 벡터 \mathbf{X} 의 공액전치 연산 (Hermitian)을 가리킨다. W 는 전송대역폭, $I (= J)$ 는 전송 안테나 수, SNR 은 신호 대 잡음비, \mathbf{U}_T 는 크기가 I 인 단위행렬을 나타낸다.

(10)에서 알 수 있듯이 CR 은 주파수 대역, 신호 대 잡음비 및 채널의 함수이다. 일반적으로 주파수가 높을수록 (≥ 20 MHz) 크로스 토크 영향이 심각하다^[2].

2.4 ML 기반의 MIMO-OFDM MRC 수신 기법

본 논문에서는 간단한 모의실험을 위해 모든 경로에 대한 이상적인 채널 추정을 가정한다. 안테나 경로 간 크로스 토크의 유무에 따른 MIMO MRC 수신기법을 분석한다.

우선 크로스 토크가 없을 경우, 즉, (9)의 채널 행렬 \mathbf{H} 에 주 전송 안테나 채널 항 H_i^i (여기서는 간단히 줄여 H_i 로도 표기)만 존재할 경우, 기존의 다중 안테나 경로 채널을 이용한 AMRC 수신기법은 다음 식과 같다.

$$\tilde{Y}(k) = \sum_{i=1}^I Y_i(k) H_i^*(k) \quad (12)$$

여기서 H_i^* 는 (6)의 채널함수의 켈레 복소수를 나타낸다. I 는 전송 안테나 경로의 개수로 본 논문에서는 $I=2$ (2x2 MIMO) 또는 $I=3$ (3x3 MIMO)을 가정한다. $Y_i(k)$ 은 i 번째 수신 안테나 k 번째 부반송파 채널을 통하여 수신된 (FFT 및 신호 재 정렬 과정 후) 수신 샘플로 L 개의 다중경로 페이딩 채널을 고려 시 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_i(k) = \sum_{l=1}^L Y_{i,l}(k) = \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{E_s}{T}} H_{i,l}(k) S_i(k) + X_{i,l}(k)$$

여기서 E_s 는 각 톤 (부반송파) 평균 전송에너지로 I 개의 송신 안테나 채널에 균등하게 분할되어 진다.

본 논문에서는 보다 나은 MIMO 시스템 성능을 얻기 위하여 AFMRC 기법을 채택한다¹⁰⁾. AFMRC는 기존의 다중 안테나 경로 신호에 대한 MRC인 AMRC위에 다중 페이딩 경로 신호에 대한 MRC 기법 (혹은 rake receiver 기법으로 불려 짐)인 FMRC ((13)에서 $I=1$ 인 경우)를 추가한 방식이다. AFMRC를 제안한 MIMO BPLC 시스템에 적용하여 얻은 수신 신호는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{Y}(k) = \sum_{i=1}^I \sum_{l=1}^L Y_{i,l}(k) H_{i,l}^*(k) \quad (13)$$

(13)에서 $Y_{i,l}(k)$ 은 i 번째 안테나, l 번째 다중페이딩 경로 채널을 통과하여 수신된 (FFT 및 신호 재 정렬 과정 후) 수신신호를 나타낸다. 단, FMRC의 추가는 수신 단에 수신기 개수를 L (= 총 페이딩 경로 수) 배 증가시켜 주어 기존의 AMRC 방식에 비해 복잡도가 높아진다.

반면 크로스 토크가 존재할 경우, 즉, (9)의 채널 행렬 \mathbf{H} 내 $H_j^i \neq 0$ ($i \neq j$) 일 경우, AFMRC를 제안한 MIMO BPLC 시스템에 적용하여 얻은 수신 신호는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{Y}(k) = \sum_{j=1}^J \sum_{l=1}^L Y_{j,l}(k) H_{j,l}^*(k) \quad (14)$$

여기서 j 번째 수신 안테나 l 번째 페이딩 경로의 수신신호 $Y_{j,l}(k) = \sum_{i=1}^I \sqrt{\frac{E_s}{T}} H_{j,l}^i(k) S_i(k) + X_{j,l}(k)$ 이다.

ML (maximum likelihood) 수신기를 가정할 때 수신신호 $\tilde{Y}(k)$ ((13) 혹은 (14))로 부터 복호(추정) 신호 \hat{S} 를 다음 식으로 간단히 얻을 수 있다.

$$\hat{S} = \arg \min_{S \in \Omega} |\tilde{Y} - S|^2 \quad (15)$$

여기서 Ω 는 모든 전송 심볼 알파벳의 집합을 가리킨다.

III. 실험 결과

본 장에서는 II장에서 언급한 통계적 전력선 채널 조건하에 제안한 2x2 혹은 3x3 MIMO-OFDM BPLC 시스템의 모의실험 결과를 보여준다. 특별히 다중경로 페이딩 및 임펄스 잡음 등 고유의 전력선 채널 특성 외에 3상 4선 전력선 MIMO 채널 내에 크로스 토크의 유무에 따른 제안 시스템의 비트 오류 (BER) 성능을 평가한다.

본 실험에서는 MIMO 채널에 대한 이상적인 채널 추정을 가정하고 있는 데 무선 페이딩 채널과는 달리 간단한 측정 (오버헤드 사용)만으로 채널 파라미터 추정이 가능하다고 보아 이 가정은 실제적이다¹³⁾.

본 모의실험에서는 $L=6$ 개의 경로를 갖는 통계적 전력선 페이딩 채널을 가정하며, 각 페이딩 경로상의 채널 가중치 $g_{i,l}$ 의 크기는 로그 노멀 분포를 갖는다. 그 외 페이딩 경로별 채널 파라미터는 표 1과 같다⁹⁾.

본 실험을 위해 사용된 MIMO-OFDM 시스템 설계 파라미터는 표 2와 같다. 본 논문에서는 $N=1024$ 를 가정하며, 전송 방식 및 중심 주파수, 데이터 전송 속도는 HomePlug 1.0.1¹⁵⁾을 참조하였다.

그림 4는 통계적 채널 하에 임펄스 잡음 인덱스인

표 1. 전력선 다중 페이딩 경로 채널 파라미터

| 감쇄 파라미터 | | | |
|------------|--------------|---|----------|
| $u=1$ | $\alpha_0=0$ | $\alpha_1=7.8 \cdot 10^{-10} \text{ s/m}$ | |
| 다중 경로 파라미터 | | | |
| 경로번호 l | $d_l(m)$ | 경로번호 l | $d_l(m)$ |
| 1 | 200 | 4 | 272 |
| 2 | 224 | 5 | 296 |
| 3 | 248 | 6 | 320 |

표 2. MIMO-OFDM BPLC 시스템 모의실험 파라미터

| 파라미터 | 값 |
|------------|------------|
| 변조 방식 | QPSK |
| 전송 방식 | OFDM |
| 부 반송파 개수 | 1024개 |
| CP 크기 | 120 |
| 중심 주파수 | 25MHz |
| 대역폭 | 10.24MHz |
| Δf | 약 10KHz |
| 데이터 전송 속도 | 약 20Mbps |
| MIMO 방식 | 2x2 혹은 3x3 |
| τ | 0.1 |

A 값의 변화에 따른 2x2 MIMO 시스템의 BER을 비교하고 있다. 본 실험에서는 $\tau=0.1$ 로 둔다. 채널 내 잡음은 A 값이 클수록 가우시안 잡음과 유사한 특성을 가지며 작을수록 임펄스 잡음의 특성을 가지게 된다. 그 결과 그림 4에서 보여주듯이 A 값이 커짐에 따라 BER이 감소함을 알 수 있다. 예를 들어 10^{-5} BER 기준으로 A=10의 경우 A=1에 비해 약 1.5dB, A=0.3에 비해 약 3.5dB, A=0.1에 비해 약 5.5dB의 성능이득이 얻어짐을 알 수 있다. 실제 BPLC 채널 환경을 고려하여 이하 실험에서는 A는 0.3을 가정한다^[4].

그림 5에서는 CR의 변화에 따른 2x2 혹은 3x3 MIMO-OFDM의 BER을 비교한다. 2x2 MIMO-OFDM과 3x3 MIMO-OFDM에서 CR이 10%일 때에 비해 1%일 때 BER 10^{-5} 를 기준으로 각각 약 1dB, 1.5dB의 성능 이득을 가짐을 확인할 수 있다. 또한

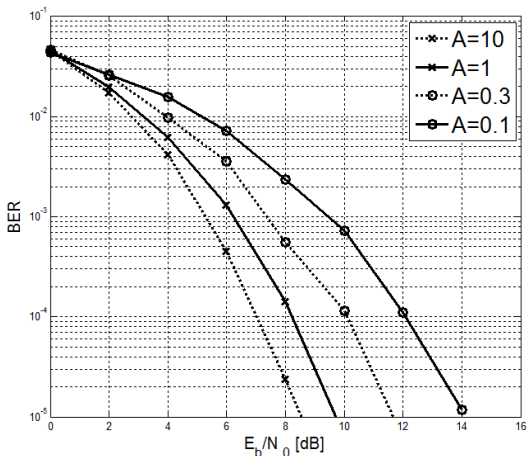


그림 4. A 값에 따른 BER 성능 비교

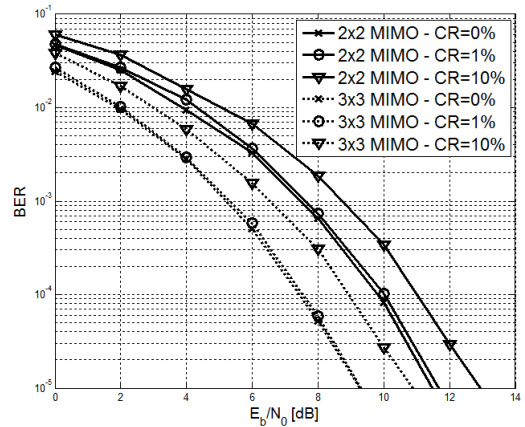


그림 5. CR에 따른 2x2와 3x3 MIMO-OFDM BER 성능 비교 (A=0.3 가정)

CR이 1%일 때 비해 0% (크로스 토크 없음)일 때 BER 10^{-5} 를 기준으로 2x2와 3x3 MIMO-OFDM에서 각각 약 0.2dB, 0dB의 성능 이득을 가지는 것을 확인할 수 있다. 3x3 MIMO-OFDM과 2x2 MIMO-OFDM의 성능비교에서 BER 10^{-5} 를 기준으로 크로스 토크가 없을 때 (CR = 0%) 약 2.5dB, 크로스 토크가 있을 때 (CR = 10%) 약 2.0dB의 성능 이득을 확인할 수 있다. 이는 곧 크로스 토크의 증가에 2x2 MIMO에 비해 3x3 MIMO가 민감함을 보여준다.

그림 6에서는 크로스 토크 변화에 따른 AFMRC 기반 2x2 MIMO와 기존의 AMRC 기반 2x2 MIMO의 성능을 비교한다. AFMRC 수신 기법을 사용 시 BER 10^{-5} 를 기준으로 AMRC에 비해 약 1dB의 성능 이득으로 크로스 토크 채널 하에서도 다중경로 페이딩 다이버시티의 이점을 확인할 수 있다. 하지만 크로

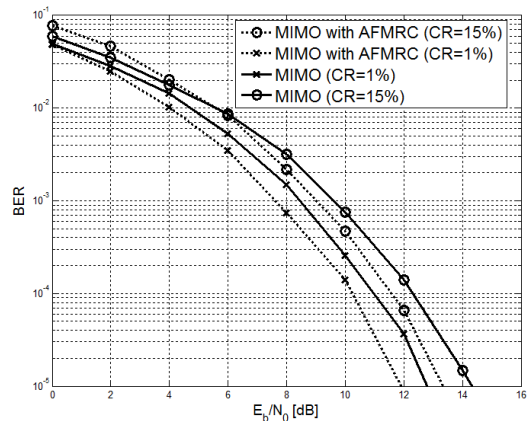


그림 6. CR 변화 및 AFMRC 사용 여부에 따른 2x2 MIMO-OFDM BER 성능 비교 (A=0.3 가정)

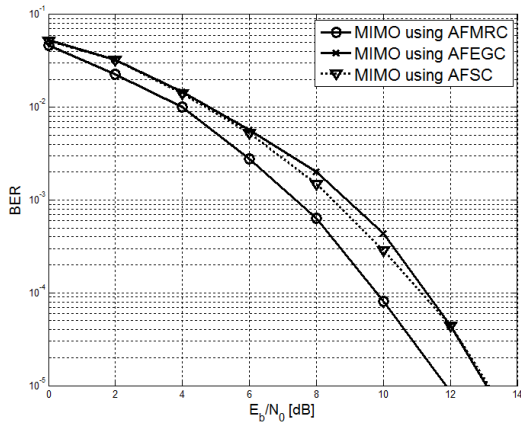


그림 7. AFMRC, AFEGC, AFSC 기반의 2x2 MIMO-OFDM 시스템 BER 성능 비교 ($A=0.3$ 가정)

스 토크 비율이 커짐에 따라 AFMRC의 AMRC에 비해 성능이득의 차가 조금씩 줄어들음을 확인 할 수 있다. CR이 15%일 때는, 특별히 E_b/N_0 이 6dB 이하에서, 오히려 AFMRC가 AMRC 보다 오히려 성능이 더 나빠짐 (cross-over point)을 알 수 있다. 이는 곧 크로스 토크가 임계치 이상일 때는 페이딩 다이버시티의 고려가 어려움을 말해준다.

그림 7은 2x2 MIMO-OFDM 시스템에서 AFMRC를 사용한 경우와 다중안테나 및 다중경로 페이딩 등 비합성법 (AFEGC : multiple antenna and multipath fading equal gain combining), 다중안테나 및 다중경로 페이딩 선택적 합성법 (AFSC : multiple antenna and multipath fading equal gain combining)을 사용한 경우의 실험 결과를 상호 비교하고 있다. AFEGC나 AFSC의 경우 AFMRC에 비해 시스템 복잡 도를 줄여주는 반면에 성능이득은 BER 10^{-5} 기준으로 약 1dB 줄어들음을 관찰 할 수 있다. AFEGC와 AFSC를 비교 시 BER 성능이 유사한데 이는 곧 공간 경로 상에서의 채널 특성에 큰 차이가 없기 때문이다.

IV. 결론

본 논문에서는 종래 논문들과 달리 통계적 전력선 채널 하에 공간중과수 부호화 기반의 2x2 혹은 3x3 MIMO-OFDM 시스템을 구현하고 시뮬레이션을 통해 성능을 비교 검증하였다. 실제 3상 4선 전력선 채널 하에 크로스 토크의 유무에 따른 MIMO 시스템의 성능비교로 효과적인 BPLC 시스템 구현을 도모하였다. 시뮬레이션 결과 CR의 증감에 따른 시스템 성능 차이를 확인할 수 있었으며, 3x3 MIMO 시스템이

2x2 MIMO 시스템에 비해 BER 10^{-5} 를 기준으로 크로스 토크가 없을 때 약 2.5dB, 있을 때 약 2.0dB 개선시킴을 알 수 있었다.

향후 터보 부호, LDPC 등 채널 코딩을 MIMO 방식에 결합한 부호화 MIMO BPLC 전송 방식에 대한 연구를 계속 진행할 계획이다.

참고 문헌

- [1] "IEEE standard for broadband over power line networks: medium access control and physical layer specifications," *IEEE Std 1901-2010*, pp.1-1586, Dec., 30, 2010.
- [2] L. Hao, and J. Guo, "A MIMO-OFDM scheme over coupled multi-conductor power-line communication channel," in *Proc. IEEE ISPLC 2007*, pp.198-203, Mar., 2007.
- [3] C. L. Giovaneli, B. Honary, and P. G. Farrell, "Space-frequency coded OFDM system for multi-wire power line communications," in *Proc. IEEE ISPLC 2005*, pp.191-195, Apr., 2005.
- [4] N. Andreadou and F.-N. Pavlidou, "Mitigation of impulsive noise effect on the PLC channel with QC-LDPC codes as the outer coding scheme," *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.25, No.3, pp.1440-1449, Jul., 2010.
- [5] R. Hashmat, P. Pagani, and T. Chonavel, "MIMO communications for inhome PLC networks: measurements and results up to 100 MHz," in *Proc. IEEE ISPLC 2010*, pp.120-124, Mar., 2010.
- [6] S. Galli, "A simplified model for the indoor power line channel," in *Proc. IEEE ISPLC 2009*, pp.13-19, Apr., 2009.
- [7] A. M. Tonello, "Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications," *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, Vol.2007, pp.1-14, Mar., 2007.
- [8] J. Haring and A.J. H. Vinck, "Coding for impulsive noise channels," in *Proc. IEEE ISPLC 2001*, pp.103-108, February 2001.
- [9] B. Adebisi, S. Ali, and B. Honary, "Space-frequency and Space-Time-Frequency M3FSK

for indoor multiwire communications,” *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol.24, No.4, pp.2361-2367, Oct., 2009.

- [10] 유정화, 최상호, “최대비 합성법을 이용한 SISO/MIMO-OFDM 기반 전력선 통신 방식 구현 및 성능분석,” *한국통신학회*, Vol.36, No.2, pp.176-183, Feb., 2011.
- [11] 김성철, 김용화, 임정민, 오휘명, “전력선 통신을 위한 전송 기술 및 채널 특성 분석,” *Telecommunication Review*, 제 14권 2호, pp.164-175, 2004년 4월.
- [12] C. R. Paul, *Analysis of multiconductor transmission lines*, John Wiley & Sons, Inc, 2004.
- [13] M. Zimmermann and K. Dostert, “A multipath model for the powerline channel,” *IEEE Trans. Commun.*, Vol.50, No.4, pp.553-559, Apr., 2002.
- [14] S. W. Lai and G. G. Messier, “The wireless/power-line diversity channel,” in *Proc. IEEE ICC 2010*, pp.1-5, Jul., 2010.
- [15] HomePlug Powerline Appliance 1.0.1 Specification, Dec., 2001.

최상호 (Sangho Choe)

중신회원



2001년 5월 Texas A&M Univ 박사
2003년 3월~현재 가톨릭대학교 정보통신전자공학부 부교수
<관심분야> MIMO-OFDM, Cognitive Radio, 전력선 통신

Nazcar Pine

준회원



2007년 5월 Holy Angel Univ. 학사
2010년 3월~현재 가톨릭대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> MIMO-OFDM 시스템, 전력선 통신, Channel Capacity

유정화 (Jeong-hwa Yoo)

준회원



2010년 2월 가톨릭대학교 정보통신공학과 학사
2010년 3월~현재 가톨릭대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> MIMO-OFDM 시스템, 전력선 통신