

주파수 확산과 등화기법을 적용한 적응 OFDM에 대한 부 반송파 블록 전력 제어

정회원 김 남 수*, 조 성 호*

Subcarrier Block Power Control for Adaptive Downlink OFDM with Frequency Spreading and Equalization

Nam Soo Kim*, Sung Ho Cho* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 TPC-AMS/FSS-OFDM(transmit power controlled adaptive modulated OFDM with frequency symbol spreading and equalization)시스템을 제안한다. TPC-AMS/FSS-OFDM의 송신기에서 각 S/P(serial-to-parallel)변환된 신호는 직교 확산 코드에 의해 확산 결합 되어 송신하고, 수신된 신호는 수신기의 각 주파수 심볼 확산 블록에 의하여 검출되며, 같은 SINR(signal interference to noise ratio)을 얻는다. 이 때 각 주파수 심볼 확산 블록에 대해서는 같은 변조 레벨과 송신 전력을 할당할 수 있다. 본 논문에서 제안한 시스템은 전체 송신 전력과 데이터 정보로 전송되는 FBI(feedback information), MLI(modulation level information)를 감소시킴으로서 전체적인 전송속도(throughput)의 성능을 개선할 수 있다.

Key Words : Adaptive, MLI, FBI, Frequency symbol spreading, Subcarrier block, Equalization

ABSTRACT

In this paper, we propose the transmit power controlled adaptive modulated OFDM with frequency symbol spreading and equalization(TPC-AMS/FSS-OFDM) system. In the transmitter of the TPC-AMS/FSS-OFDM, each S/P transformed signal is spread by orthogonal spreading codes and combined, so the detected signals obtain the same SINR(signal interference to noise ration) for each frequency symbol spreading block. In this case, we can assign the same modulation level and transmit power for each frequency symbol spreading block. Thus, the proposed system provides the increased throughput performance with reducing the total transmit power, FBI and MLI.

I. 서 론

최근 무선 통신은 다양한 멀티미디어 서비스를 위한 고속 데이터통신과 높은 통화 품질이 요구 되고 있다. 따라서 무선통신에서는 고속 데이터 통신과 품질을 향상시키기 위하여 적응변조(AMS:Adaptive Modulation Scheme)를 적용한 OFDM(Orthogonal Fre-

quency Division Multiplexing)에 대하여 많은 관심과 연구가 진행되고 있다^{[2],[3]}.

실제 기지국은 각 부 반송파의 변조 레벨을 제어하고, 적절하게 제어된 변조 패킷을 이동 국까지 전송 하게 되면, 이동 국은 수신한 패킷을 복조하기 위해서 변조 레벨 정보, MLI(modulation level information)가 필요하다. 일반적으로 MLI는 데이터 정보

* 모빌링크텔레콤연구소 (nskim7@korea.com)

논문번호 : KICS-2005-06-241, 접수일자 : 2005년 06월 14일, 최종논문접수일자 : 2006년 3월 13일

로 전송 되므로 MLI를 송신할 경우 AMS/OFDM의 downlink에서는 전송속도(throughput)가 저하 되는 문제가 있다. 이러한 문제들을 해결하고 전체 전송속도(throughput)를 증가시키기 위해서 AMS/FSS-OFDM 시스템을 기반으로 하는 주파수 심볼 확산과 등화기법이 제안 되어 왔다^{4),5)}. AMS/FSS-OFDM 시스템 송신기에서 각 S/P(serial-to-parallel) 신호는 N_{SF} 개 부 반송파에 대해 길이가 동일한 N_{SF} 직교 확산 코드에 의해 확산 된다. 각 부 반송파는 같은 전력 율의 중첩된 S/P신호를 가지게 되고, 이렇게 생성된 신호를 송신하면, 수신기는 각 주파수 심볼 확산 블록을 역 확산 한다. 동일한 송신 전력으로 주파수 영역에서 확산 한 결과와 역 확산 된 신호는 같은 SINR(signal interference to noise ratio)을 얻을 수가 있다. 따라서, 각 주파수 심볼 확산 블록에 대하여 같은 변조 레벨을 할당할 수가 있다.

최근 OFDM의 송신 전력을 감소시켜 전체적으로 향상된 시스템 성능을 확보하기 위해서 송신 전력 제어 기술이 폭 넓게 검토 및 연구되고 있다⁶⁾. 그러나, OFDM 시스템의 부 반송파에 대한 적합한 송신 전력을 제어하기 위해서는 상당한 FBI가 필요 하게 된다. 따라서, 본 논문은 송신 전력 제어 등에 필요한 상당한 정보인 FBI를 감소시키면서, 목표 BER을 만족할 수 있는 TPC-AMS/FSS-OFDM 시스템을 제안한다. 제안된 TPC-AMS/FSS-OFDM 시스템은 각 주파수 심볼 확산 블록에 입력되는 신호가 동일한 수신 전력을 가지므로 동일 송신 전력을 할당할 수 있다^{4),5)}. 그러므로 TPC-AMS/FSS-OFDM 시스템은 제어하는 송신 전력 제어를 각 주파수 심볼 확산 블록 단위로 실시하며, 이때 각 주파수 심볼 확산 블록 단위는 전력 제어 정보인 FBI와 MLI가 필요하며 이에 대한 모델링은 [1]로부터 고려할 수 있다. 또한 이 두 정보, FBI와 MLI를 줄임으로서 전체적으로 전력 감소가 가능하며 향상된 전송속도(throughput)를 얻을 수 있다. 본 논문의 구성은 제2장에서 TPC-AMS/FSS-OFDM 시스템에 대한 설명을 하고, 제3장은 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여 제안된 시스템의 성능향상을 검증하며, 제4장에서 결론을 맺는다.

II. TPC-AMS/FSS-OFDM 시스템에서 송신전력 제어

2.1 송신기 구조(Transmitter Structure)

제안한 TPC-AMS/FSS-OFDM의 송신기 구성은

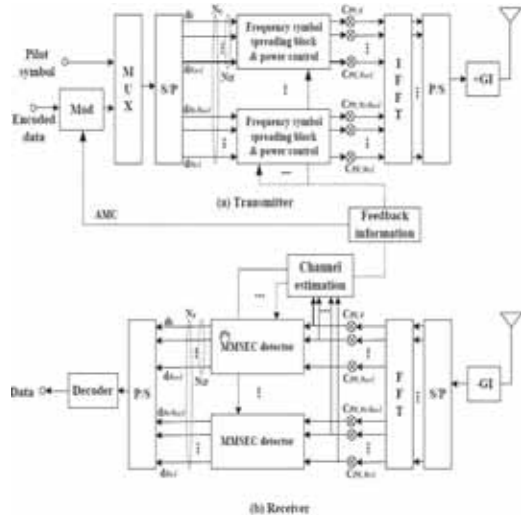


그림 1. 제안된 TPC-AMS/FSS-OFDM 시스템의 구성

그림 1(a)에 나타냈다.

그림 1의 (a) 송신기에서는 부호화된 2진 데이터 비트 열(sequence)이 변조기에 들어오면 적응변조 명령(AMC : adaptive modulation command)에 의해 변조되며, N_F 개의 파일럿 심볼은 변조 된 심볼 열과 함께 다중화기(MUX)를 통해 다중화 되고, 다중화된 심볼 열은 S/P 변환 되어 N_C 개의 병렬 비트 열로 구성 된다. 이중 n 번째 비트 열은 그림 2와 같이 $\lfloor n/N_{SF} \rfloor$ 번째 주파수 심볼 확산 블록의 $(n-1 \text{ mod } N_{SF})$ 번째 부 코드 처리(subcode processing) 블록에 입력된다. 이 경우 N_{SF} 는 확산 부호 길이 이고, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 와 같거나 작은 가장 큰 정수를 의미 한다. 각 부 코드 처리(subcode processing)블록에 입력된 비트 열은 확산부호의 길이와 같은 N_{SF} 개의 비트 열로 복사되어 각 확산 부호에 의해 확산 된다. 확산된 심볼은 각 부 코드 처리(subcode processing)블록의 출력 심볼과 결합된다. 결합된 신호는 FBI를 이용하여 최적의 송신전력이 제어되고, 제어된 병렬신호는 긴 의사 잡음 스크램블 코드(Pseudo-random Scrambling) $c_{PN}(n)$ 에 의해 확산 되며, FSS-OFDM 신호파형은 역 푸리에 변환 (IFFT) 블록을 통하여 얻어진다.

그리고, 그림 2(b)의 전력 스펙트럼 $Tp1$ 은 입력 되는 데이터 비트의 각 부 반송파에 대한 스펙트럼 이고, $Tp2$ 는 그림 2(a)로부터 N_{SF} 개의 각 부 코드 처리(subcode processing)블록에서 출력되어 각 부 코드 처리(subcode processing)블록의 출력 심볼과 결합된 후 출력되는 N_{SF} 개의 주파수 확산 심볼에 대한 전력 스펙트럼이다.

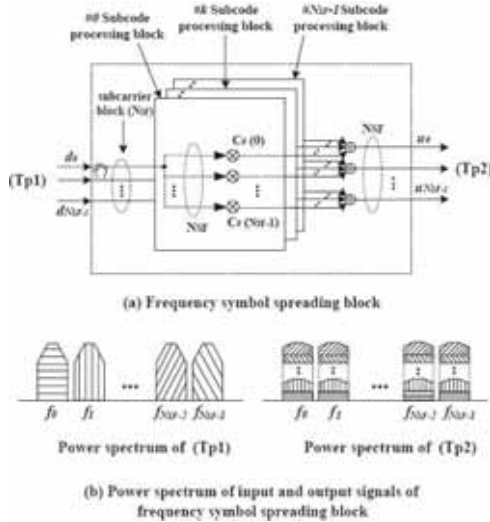


그림 2. 주파수 심볼 확산 블록 기본 개념

TPC-AMS/FSS-OFDM 송신 신호에 대한 기본 수식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_p+N_d-1} g(t-iT) \cdot \left\{ \sqrt{\frac{2S}{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} c_{PN}(n) \cdot u(n,i) \cdot \exp[j2\pi(t-iT)n/T_s] \right\}, \quad (1)$$

N_p 는 파일럿 수, N_d 는 입력 비트 수, T_s 는 실효 심볼 주기, S 는 제어된 평균 송신 전력, T 는 OFDM 심볼 주기, $u(n,i)$ 는 i 번째 OFDM 심볼의 n 번째 부 반송파이다. 인접한 직교 부 반송 파 간의 주파수 분리는 $1/T_s$ 이고, $|d(n,i)|$ 을 갖는 i 번째 변조된 심볼 $d(n,i)$ 의 n 번째 부 반송파를 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u(n,i) = \sum_{k=0}^{N_{SF}-1} c_k(n \bmod N_{SF}) \cdot d(\lfloor n/N_{SF} \rfloor \cdot N_{SF} + k, i) \quad (2)$$

N_c 는 부 반송파의 수이고, 식 (1)에서 $g(t)$ 는 송신 펄스로서 다음 식과 같다.

$$g(t) = \begin{cases} 1 & -T_g \leq t \leq T_g \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

2.2 수신기 구조(Receiver Structure)

수신기 구조는 그림 1(b)와 같고, 수신한 신호 $r(t)$ 에 대하여 FFT를 적용하면, N_c 개의 부 반송파로 분해된 $r(t)$ 는 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) s(t-\tau) d\tau + n(t) \quad (4)$$

$n(t)$ 는 스펙트럼 전력 밀도 N_0 를 갖는 AWGN (adaptive white Gaussian noise)이고, 수신한 신호의 n 번째 부 반송 파 $\tilde{r}(n,i)$ 는 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \tilde{r}(n,i) &= \frac{1}{T_s} \int_{iT}^{iT+T_s} r(t) \exp[-j2\pi(t-iT)n/T_s] dt \\ &= \sqrt{\frac{2S}{N_c}} \sum_{e=0}^{N_c-1} u(e,i) \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp[j2\pi(e-n) \cdot t/T_s] \\ &\cdot \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t+iT) g(t-\tau) \cdot \exp(-2\pi e\tau/T_s) d\tau \right\} dt + \hat{n}(n,i) \end{aligned} \quad (5)$$

$\hat{n}(n,i)$ 는 평균 0, 분산 $2N_0/T_s$ 를 갖는 AWGN noise이고, 최대 지연시간 τ_i 이 Guard Interval T_g 보다 짧다고 가정하면, τ 에 관한 적분은 식(3)으로 부터 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t+iT) g(t-\tau) \exp(-j2\pi e\tau/T_s) d\tau \\ &= \int_0^{T_s} h(\tau, t+iT) \exp(-j2\pi e\tau/T_s) d\tau \\ &= H(e/T_s, t+iT). \end{aligned} \quad (6)$$

$\varepsilon_i(t)$ 가 심볼 길이 T 에 대해 거의 일정하다고 가정하면,

$$\varepsilon_i(t+iT) \approx \varepsilon_i(iT) \quad \text{for } 0 \leq t \leq T \quad (7)$$

이고, 또한 다음 식을 얻을 수 있다.

$$H(n/T_s, t+iT) \approx H(n/T_s, iT) \quad \text{for } 0 \leq t \leq T. \quad (8)$$

결과적으로, 식(5)는 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{r}(n,i) &\approx \frac{1}{T_s} \sqrt{\frac{2S}{N_c}} \sum_{e=0}^{N_c-1} u(e,i) \cdot \int_0^{T_s} \exp[j2\pi(e-n) \cdot t/T_s] dt + \hat{n}(n,i) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{N_c}} H(n/T_s, iT) u(n,i) + \hat{n}(n,i). \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)를 자세히 보면, 무선 채널을 통해 수신한 신호가 주파수 선택성 페이딩으로 부터 발생하는 주파수 왜곡 성분이 있음을 알 수 있다. 이 주파수 왜곡을 감소시키기 위해 주파수 등화 기법(equalization combining)이 필요하게 된다. 본 논문에서는 MMSEC (minimum mean square error combining) 알고리즘

을 이용한 주파수 왜곡 성분을 제거하는데 이용 했다^{7),8)}. 식(9)의 n번째 부 반송파에 대한 가중치 $w(n,i)$ 를 부과하고, 주파수 등화하여 검출된 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{d}(n,i) = \sum_{k=0}^{N_{SF}-1} \hat{u}(\lfloor n/N_{SF} \rfloor \cdot N_{SF} + k, i) \cdot c_{n \bmod N_{SF}}^*(k) \quad (10)$$

$\{\hat{u}(q+k,i), k=0,1,\dots,N_{SF}-1\}$ 는 n번째 부 반송파의 가중치 된 성분이며

$$\begin{aligned} \hat{u}(n,i) &= w(n,i)c_{PN}^* \tilde{r}(n,i) \\ &= \sqrt{\frac{2S}{N_c}} H(n/T_s, iT) u(n,i) c_{PN}^*(n) w(n,i) + \hat{n}(n,i) c_{PN}^*(n) w(n,i) \end{aligned} \quad (11)$$

로 표현 된다.

2.3 주파수 등화기법을 위한 Pilot-Symbol-Assisted 채널 평가

식(9)에 표현된 것처럼 주파수 등화기법은 주파수 선택성 페이딩으로 부 터 발생 하는 주파수 왜곡을 감소시키기 위하여 필요하다⁷⁾. 파일럿 심볼 수 N_P 를 사용한 n번째 부 반송파의 채널 응답은 아래와 같다.

$$\tilde{H}(n/T_s) = \frac{1}{N_p \sqrt{2P/N_c}} \sum_{i=0}^{N_p-1} r(n,i) \cdot p^*(n,i) \cdot c_{PN}^*(i) \quad (12)$$

$\{p(n,i), 0 \leq i \leq N_p-1\}$ 은 송신한 파일럿 심볼 이고, P 는 그 전력이다. 각 부 반송 파 성분에 있는 잡음 전력 $\tilde{\sigma}$ 는 MMSEC 등화기법에 필요하며 아래와 같이 표현된다.

$$\tilde{\sigma}_n^2 = \frac{1}{N_p \sqrt{2P/N_c}} \left| \sum_{i=0}^{N_p-1} r(n,i) - \sqrt{2S/N_c} \cdot H(n/T_s) \right|^2, \quad \text{for } N_p - 1 > 1 \quad (13)$$

그림 3(a) AMS/FSS-OFDM은 채널 조건에 따라서 각각의 주파수 심볼 확산 블록에 대하여 각각의 부 반송파별로 변조 및 전력제어가 일어남으로 다양한 FBI와 MLI를 필요로 하게 되어 정보비트가 증가될 수 있다. 그에 비해 그림 3(b)에 제안된 시스템, TPC-AMS/FSS-OFDM은 QPSK나 8PSK 변조를 하는 모든 부 반송 파에 대하여 목표 BER을 만족시키는 범위 내에서 전체 송신 율을 최대화 시

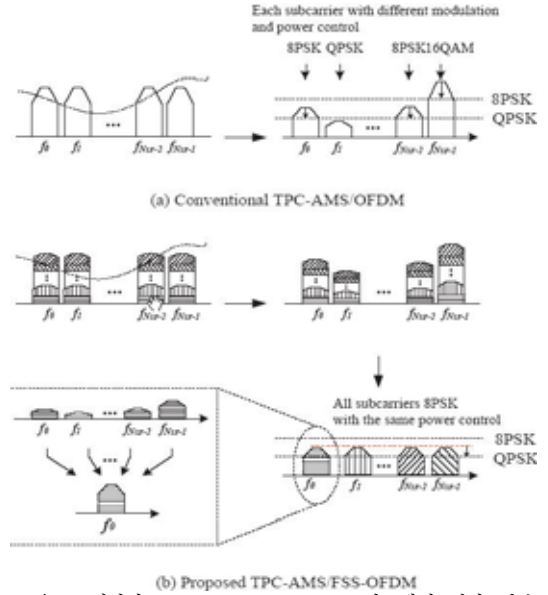


그림 3. 제안한 TPC-AMS/FSS-OFDM 시스템에 대한 기본 개념

키도록 각 주파수 심볼 확산 블록에 대하여 적응변조와 송신 전력 제어를 일률적으로 동일한 변조레벨과 송신전력을 각 주파수 확산블록 단위로 할당 하므로서 정보비트로 전송되는 FBI와 MLI를 줄이므로 효율적인 송신율과 전송속도의 성능을 향상 시킨다. 따라서, 잡음 전력이 모든 부 반송 파에 대하여 동일하다고 가정하면, $\tilde{\sigma}_n^2 = \sigma^2$ 가 되고 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{\sigma}^2 = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \tilde{\sigma}_n^2. \quad (14)$$

MMSEC(minimum mean square error combining)의 가중치 $w_{MMSEC}(n,i)$ 는 식(10), (14)로 부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$w_{MMSEC}(n,i) = \frac{\sqrt{\frac{2S}{N_c}} \cdot H(n/T_s)}{\sqrt{\left(\sqrt{\frac{2S}{N_c}} \cdot H(n/T_s)\right)^2 + 2\tilde{\sigma}^2}} \quad (15)$$

III. 컴퓨터 시뮬레이션 결과

그림 1은 부 반송 파 수가 $N_c=64$ 인 적응 OFDM의 시뮬레이션 모델을 보여준다. 송신기에서는 우선

콘볼루션 코드($R=1/2, K=7$)에 의해서 암호화 되고, 암호화된 비트는 적응 변조 명령(뭉)에 의해 변조되며, 파일럿 신호와 다중화 된다. 각 신호들은 부 코드 처리(subcode processing)블록에 입력된다. 부 코드 처리(subcode processing)블록에 입력된 sequence는 확산 부호와 같은 N_{SF} 로 복사되어 확산되고, 확산된 신호는 FBI를 이용하여 최적의 송신 전력으로 제어되며, 제어된 병렬신호는 긴 의사 잡음 스크램블 코드에 의해 확산된다. OFDM 시간영역(time domain)신호는IFFT에 의해서 생성되고, 주기적인 확장(cyclic extension)이 이루어진 후 주파수 선택성과 시 변화(time variant)가 존재 하는 무선 채널 경로로 송신된다. 송신된 신호들은 광 대역 채널 모델에 의해 시뮬레이션이 실시된다. 채널 모델은 채널 경로가 $L=7$ 인 지수감수 Rayleigh 페이딩을 이용했고, 채널 경로의 분리주기는 $T_{path} = 140nsec$ 이며, 최대 도플러(maximum Doppler)주파수는 10Hz로 가정하였다. 수신한 신호는 S/P로 변환되고, N_c 개의 병렬 비트 열은 FFT를 통해서 주파수 영역의 신호로 복원 된다. 송신기에서 각 신호는 직교 확산 코드에 의해 확산 되었으므로 수신기에서도 각 신호에 송신기에서 사용한 동일한 직교 확산 코드를 적용하여 검출할 수 있다. 이 경우 각 확산된 신호는 주파수 선택 성 페이딩에 의해서 직교 성을 상실하게 되므로, 직교 성을 회복 하기 위해 본 시뮬레이션에서는 등화기법으로 MMSEC를 적용했으며, MMSEC알고리즘에 의해 등화 된 신호는 식(10)에 의해 복조 되고, 복조 된 2진 데이터는 Viterbi soft-decoding 알고리즘에 의해 디코딩 된다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표1에 기재되어 있고, 패킷 구성은 64개의 부 반송 파와 22개의 OFDM 심볼($N_p=2; N_d=20$)로 구성 되며, 한 개의 OFDM 심볼의 간격은 $5.6\mu sec$ 이다.

그림 4는 도플러 주파수 10Hz에서, N_{SF} 가 다양

표 1. 시뮬레이션을 위한 파라미터

Modulation	QPSK, 16QAM
Demodulation	Coherent detection
Effect data rate	10Msymbols/sec
Frame size	22 symbols ($N_p = 2, N_d = 20$)
FFT Size	64
Number of carrier	64
Guard interval	16 samples times
FEC	Convolution code($R=1/2, K=7$)
Fading	7 path Rayleigh fading
Doppler frequency	10 Hz

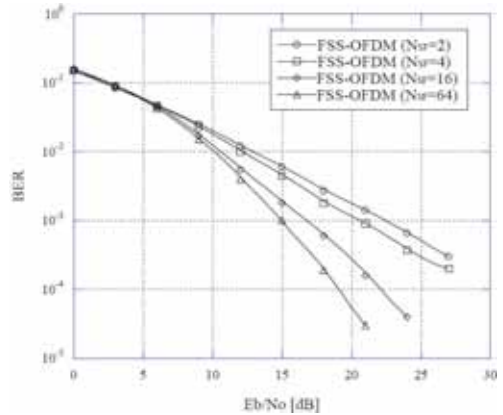


그림 4. BER for FSS-OFDM with MMSEC for various cases of NSF, including NSF=2,4,16, and 64, at a Doppler frequency of 10Hz

한 경우인 $N_{SF}=2,4,16,64$ 와 MMSEC를 갖는 FSS-OFDM을 위한 BER를 보여준다. N_{SF} 를 증가 시키므로써, OFDM을 위한 BER을 개선할 수 있다.

왜냐하면 FSS-OFDM이 주파수 다이버시티를 이룰 수 있기 때문이다. 짧은 N_{SF} 개 경우에는, 연속적인 부 반송 파들이 강력하게 상관관계를 가지므로, 주파수 다이버시티가 불량하다. 그러나 큰 N_{SF} 에 대해서는 확산대역폭이 동기(coherence) 대역폭 보다 넓기 때문에, N_{SF} 가 큰 FSS-OFDM은 보다 더 우수한 주파수 다이버시티를 얻을 수 있다. 그림 5는 도플러 주파수 10Hz에서, 다양한 경우의 개수 N_{SF} 에 대하여 MMSEC를 갖는 나선형의 부호화된 FSS-OFDM의 BER를 보여준다.

그림 5에서, 다양한 경우의 개수 N_{SF} 에 대한 BER은 다양한 경우의 결과들을 나타낸다. 그러나,

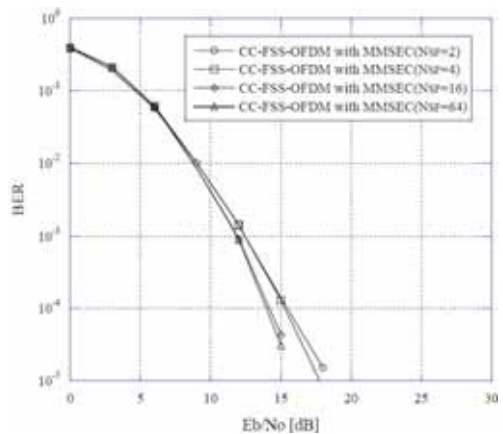


그림 5. BER for convolutionally coded FSS-OFDM with MMSEC for various cases of NSF, including NSF=2,4,16, and 64, at a Doppler frequency of 10 Hz

FEC와 인터리빙을 하는 경우, 동일한 다양한 N_{SF} 에 대하여 BER이 근사적으로 동일한 성능을 보임을 알 수 있다. 이것은 유용한 FEC와 인터리빙 조합이 주파수 대역을 최대 이용하여 주파수 다이버시티를 가능하게 하기 때문이다.

그림 6은 도플러 주파수 10Hz에서, 종래의 OFDM과 MMSEC를 적용한 FSS-OFDM, 그리고 $N_{SF}=64$ 이고 QPSK에 대하여 MMSEC를 이용하는 TPC/FSS-OFDM를 보여준다.

MMSEC 기술은 종래의 OFDM보다 더 좋은 BER을 제공한다. 왜냐하면 모든 부 반송 파들을 사용하고 잡음 증대를 억압 하는 동안 전력 손실을 최소화 하기 때문이다. 더 나아가, TPC/FSS-OFDM시스템은 불필요한 송신 전력을 감소 시킬 수 있으므로,

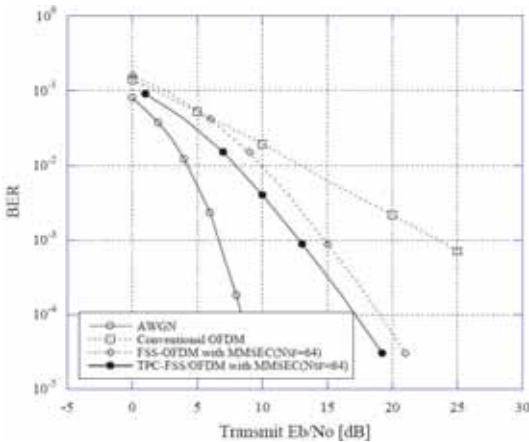


그림 6. 도플러 주파수 10Hz 경우의 QPSK에 대하여 종래의 OFDM과 MMSEC를 적용한 FSS/OFDM, 그리고 TPC-FSS/OFDM의 BER 특성

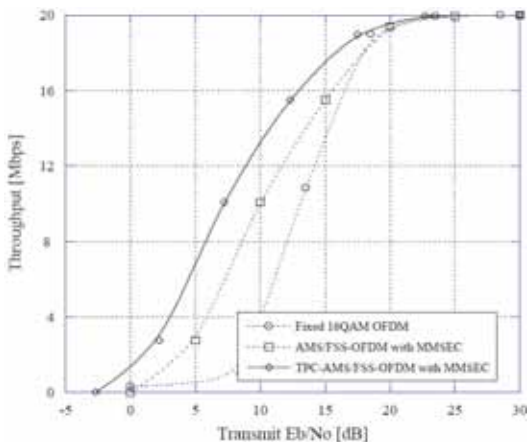


그림 7. 도플러 주파수 10Hz에서 고정된 16QAM, MMSEC AMS/FSS-OFDM과 TPC-AMS/FSS-OFDM의 데이터 처리량 성능

Transmit E_b/N_0 을 감소 시키고도 우수한 전송속도(throughput)를 얻을 수 있다.

그림 7은 도플러 주파수 10Hz경우에 16QAM OFDM, MMSEC(minimum mean square error combining)를 이용하는 AMS/FSS-OFDM, MMSEC(minimum mean square error combining)를 적용한 TPC-AMS/FSS-OFDM의 전송속도(throughput)을 보여 준다. TPC-AMS/FSS-OFDM시스템은 불필요한 송신 전력을 감소 시킬 수 있으므로, 송신(Transmit) E_b/N_0 를 감소 시키고도 우수한 전송속도(throughput)를 얻을 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 송신 전력 제어 주파수 심볼 확산 OFDM(TPC-AMS/FSS-OFDM) 시스템을 제안했다. 제안한 시스템은 각 S/P 변환된 신호를 서로 다른 직교확산 부호를 사용하여 주파수 영역에서 확산 결합 시킴으로써 각 부 반송 파 신호는 동일한 전력 율을 갖는 S/P신호를 포함하게 되며, 수신기에서 역 확산을 통해서 검파 된 신호는 각각 같은 SINR (signal interference to noise ratio)을 얻을 수 있음을 의미한다. 이런 이유로 각 주파수 심볼 확산 블록에 대해서는 동일한 송신전력, MLI, 그리고 FBI가 이용되므로 전체적으로 전송속도(throughput)를 증가 시킬 수 있었다. 시뮬레이션 결과에서도 알 수 있듯이 제안된 시스템은 낮은 송신(transmit)율 영역의 E_b/N_0 에서 도 종래의 AMS/OFDM, 그리고 전체 송신 전력을 줄이는 AMS/FSS-OFDM 보다 더 향상된 전송속도를 얻을 수 있다.

참고 문헌

- [1] T. Yoshiki, S.Sanpei, and N.Morinaga, "Symbol-by-Symbol Based Multilevel Transmit Power Control for OFDM Based Adaptive Modulation under High Mobility Terminal Conditions," *IEICE Trans. Comm. (Japanese Edition)*, vol.E86-B, no.7, pp.231~236, January 2003.
- [2] T. Keller, T. H. Liew, and L. Hanzo, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, vol. 49, no.5, pp. 1893-1904, Sept., 2000.

[3] C. Ahn, and I. Sasase, "The effects of modulation combination, target BER, Doppler frequency, and adaptive interval on the performance of adaptive OFDM in broadband mobile channel", *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol.48, no.1, pp.167-174, Feb., 2002

[4] C.Ahn, and H.Harada, "Superimposed Frequency Symbol Based Adaptive Downlink OFDM with Frequency spreading and Equalization", *Proc. Of IEEE APCC 2005*, pp.1068-1072, Perth, Australia, 2005.

[5] C.Ahn, and H.Harada, "Superimposed Frequency Symbol Based Adaptive Downlink OFDM with Frequency spreading and Equalization", *IEICE Trans.. On Communications* 2005(to be published)

[6] H. Kang, W.Hwang, and K. Kim, "OFDM system with subchannel power control under the two-ray multipath channel Communications", *Proc. Of IEEE ICC 2001*, vol.6, pp.1856-1860, June, 2001

[7] THEODORE S.RAPPAPORT," Wireless Communications Principles and Practice", *Prentice-Hall PTR*, 2002, Second Edition, pp.355-364, 2002

[8] N. Miyazaki and T. Suzuki, "A Study on forward link capacity in MC-CDMA cellular system with MMSEC receiver", *IEICE Trans. Communications.*, vol. EB-88, no.2, pp. 585-593, Feb., 2005

김 남 수 (Nam Soo Kim)

정회원



1990년 2월 강원대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1996년 8월 한양대학교 전자공학과 석사 졸업(공학석사)
 1997년 8월~2003년 7월 텔슨전자(주) 선임 연구원(H/W 휴대폰 개발)

1999년 3월~현재 한양대학교 전자통신전파공학과 박사과정

2004년 5월~현재 모빌링크 텔레콤(주) H/W 휴대폰 개발 팀장

<관심분야> 디지털 통신 및 이동통신 H/W 설계, 무선 통신 시스템

조 성 호 (Sung Ho Cho)

정회원



1978년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1984년 12월 University of Iowa 전자컴퓨터공학과 졸업(공학석사)

1989년 8월 University of Utah 전자컴퓨터공학과 졸업(공학박사)

사)

1989년 8월~1992년 8월 한국전자통신연구원 선임연구원

1992년 9월~현재 한양대학교 정보통신대학 교수

<관심분야> 디지털시스템 H/W 및 S/W 설계, SDR 시스템 설계, 디지털통신, 이동통신, RFID