

이진 상보형 수열 쌍을 대역확산 부호로 사용하고 16-QAM 변조 기법을 이용한 MC-CDMA 신호의 전력 포락선 특성 분석

정희원 최 병 조*

Crest Factors of 16-QAM Modulated Multicode MC-CDMA Signals Employing Complementary Sequences

Byoung-Jo Choi* *Regular Member*

요 약

본 논문은 이진(binary) 상보형 수열 쌍(complementary pair)을 대역확산 부호로 사용하여 16-QAM 변조된 2개의 심볼을 동시에 전송하는 MC-CDMA(Multi-Carrier Code Division Multiple Access) 신호의 전력 포락선 특성 분석에 대한 것이다. 전력 포락선 분석을 통해 그 특성을 결정짓는 16-QAM 심볼 조합의 관계를 파라미터로 도출하고, 256개의 가능한 전송 심볼 조합 가운데 오직 60개의 서로 다른 전력 포락선이 존재함을 보였다. 또한 복소 평면에서 직관적 등가 변환 관계를 고찰하고 60개의 전력 포락선이 결국 16개의 서로 다른 전력 포락선 변이도(crest factor)를 유발함을 확인하였다. 동일한 변조 기법을 채택한 단일 반송파 신호와 비교하기 위하여 전력 포락선 변이도를 두 전송 심볼의 조합에 의해 발생하는 평균 전력에 따라 분류하였을 때, 전송 심볼의 모든 조합에 대하여 전력 포락선의 변이도가 3dB 이하임을 증명하였다.

Key Words : Crest Factor, PMEPR, MC-CDMA, QAM, Complementary Sequence

ABSTRACT

The crest factor properties of 16-QAM modulated one- and two-code assisted multi-carrier code-division multiple-access (MC-CDMA) signals employing complementary pair as spreading sequences are characterized. It is shown that a set of relationship between the two 16-QAM symbols entirely characterize the power envelope waveforms of the signals. There exists 60 different sets of relationship, which results in 16 different crest factors as a result of various equivalent transforms on the corresponding message symbols. It is also shown that the individual crest factor corresponding to each message combination is always bounded by 3dB.

I. 서 론

사인, 코사인과 같은 삼각함수 파형으로 나타내어지는 신호를 여러 개 더하여 발생시킨 신호의 진폭은 더하여 지는 원래 신호의 진폭보다 증가하는

특성이 있다. 이러한 진폭 증가를 줄여 보려는 노력은 수학^{1, 2)}, 레이디³⁾, 측정 등 다양한 분야에서 연구되어 왔다. 통신 분야에서 널리 사용되고 있는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 변조 기법^{4, 5)}에 의한 신호

※ 본 연구는 인천대학교 2005년도 자체연구비 지원에 의하여 수행되었습니다.

* 인천대학교 멀티미디어시스템공학과 (bjc97r@incheon.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-07-297, 접수일자 : 2006년 7월 6일, 최종논문접수일자 : 2006년 8월 25일

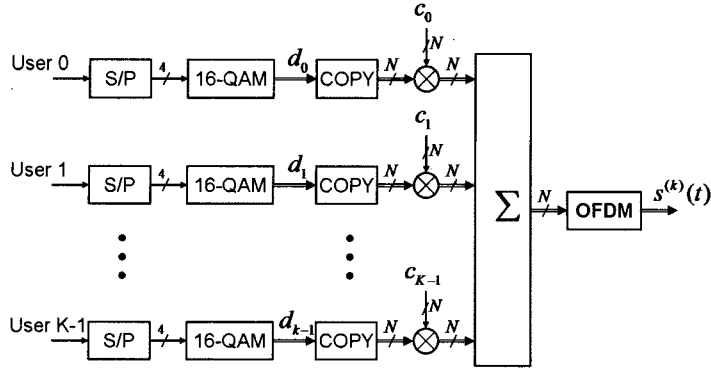


그림 1. K개의 다중 대역 확산 부호를 사용하고 16-QAM을 적용한 MC-CDMA 송신기의 구조. 단선은 이진 신호를, 복선은 복소수 신호를 나타내며 N은 부 반송파의 개수로 대역확산 코드의 길이와 같다.

역시 원시 주파수(fundamental frequency)를 갖는 삼각함수의 고조파(harmonics)들로 이루어진 여러개의 반송파의 합으로 표현된다. 따라서 OFDM 신호의 진폭 변화가 심하기 때문에 신호 왜곡을 피하기 위해서는 전력 증폭기의 선형 영역에서 동작시켜야 한다. 이러한 선형 동작 영역은 전력 증폭기의 최대 전력 보다 낮은 전력값을 나타내기 때문에 증폭기의 효율을 떨어뜨린다. 이러한 OFDM의 단점을 극복하기 위하여 부호화 기법^{6, 7)} 등 다양한 방법¹⁶⁾들이 연구되어 왔다. 최근에는 정보 전송량을 증가시키기 위하여 OFDM의 부 반송파에 QAM 변조 기법을 사용하는 시스템에 적용 가능한 16-QAM 상보형 수열(complementary sequence, Golay code)⁸⁾을 이용한 전력 변이도 감소 부호화 기법^{9, 10)}도 제안되었다.

한편 OFDM과 CDMA의 장점을 얻기 위하여 OFDM의 부 반송파들에 대역 확산 부호를 적용한 MC-CDMA 신호도 OFDM과 같이 전력의 진폭 변화가 심하여 이를 해결하기 위한 다양한 연구^{11, 14, 15)}가 수행되어 왔다. BPSK 변조 기법을 사용하는 MC-CDMA 신호의 전력 포락선 특성¹²⁾은 사용된 대역 확산 부호의 자기 상관 함수 (autocorrelation function)와 교차 상관 함수 (crosscorrelation function)에 의해 결정된다는 것이 알려져 있다. 참고문헌 [12]는 상보형 수열⁸⁾을 기반으로 한 대역 확산 부호를 적용하면 1, 2, 4개의 다중 대역 확산 부호를 사용하여 동시에 1, 2, 4비트를 전송하는 MC-CDMA 신호의 전력 변이도를 3dB 이하로 제한 할 수 있음을 보여 주고 있다. 이렇게 상보형 수열이 다른 대역확산부호와 비교하여 낮은 진폭 변이도를 나타내는 것은 상보형 수열 쌍의 자기 상관 함수 합이

Kronecker delta 함수로 주어지는 특성에 기반을 두고 있다. 한편, OFDM의 경우와 같이 MC-CDMA 시스템에 16-QAM 변조 기법을 적용하였을 경우의 전력 변이도에 대한 분석 결과는 아직 문헌에 보고된 바 없다. 참고문헌 [9]는 이진 상보형 수열 대신 16-QAM 상보형 수열을 부호로 사용하여 OFDM에 적용하였을 경우 전력변이도를 분석한 것이다. 그러나, 본 논문은 참고 문헌 [9]와 다르게, 이진 상보형 수열 쌍을 대역확산 부호로 사용하고 16-QAM 변조 기법을 이용하는 MC-CDMA 신호의 전력 포락선을 분석하고 전력 변이도의 최대값을 도출한다. 또한 간단한 부호화 기법을 통해 전체 심플에 대한 전력 변이도를 감소시킬 수 있음을 보인다. 한편, 본 논문과 같이 이진 상보형 수열을 대역확산 부호로 사용하는 MC-CDMA 신호를 분석한 참고문헌 [12]는 BPSK 변조 기법을 적용한 것이고, 본 논문은 [12]의 결과를 16-QAM 변조 기법에 대하여 확장한 것이다.

서론에 이어 제 II장에서는 대상 시스템의 모델을 제시하고 전력 포락선과 전력 변이도를 정의한다. 제 III장에서는 이진 상보형 부호쌍을 대역확산 부호로 사용하고 16-QAM 변조 기법을 적용한 MC-CDMA 신호의 포락선 분석을 수행하고 전력 변이도의 최대값 및 확률 분포를 제시한다. 마지막으로 제 IV장에서 결론 및 향후 연구 방향을 제시한다.

II. 시스템 모델 및 전력 포락선

본 논문에서 고려하는 다중 부호 MC-CDMA 시스템의 송신기 구조를 그림 1에 나타내었다. K개의

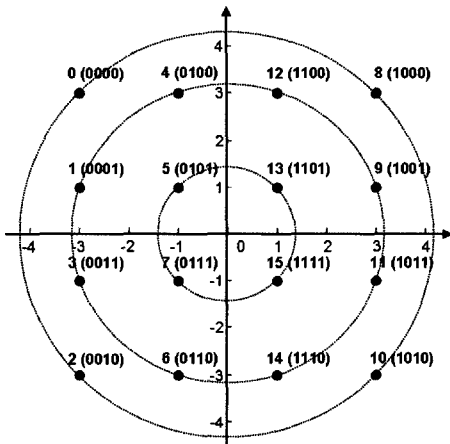


그림 2. 16-QAM constellation 및 비트 매핑

다중 대역 확산 부호를 이용하므로 K 명의 서로 다른 사용자로부터 전송하고자 하는 비트 열을 독립적으로 입력 받을 수 있다. 한편, 동일한 구조를 이용하여 한 사용자로부터의 정보를 K 개의 병렬 비트 열로 분할하여 전송할 수도 있다. 그림 1에 나타낸 송신기는 k 번째 사용자로부터 받은 비트열을 4 비트씩 결합하여 16-QAM 심볼인 d_k 를 생성하고, 길이가 N 인 대역확산 부호 c_k 를 곱한 후, 다른 사용자로부터 발생된 신호화 합하여 N 개의 부 반송파를 이용해 전송하는 구조를 가지고 있다. 이렇게 발생된 신호의 기저대역 복소 포락선 표현 $s^{(K)}(t)$ 를 한 전송 구간 $[0, T]$ 에 대하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s^{(K)}(t) = \frac{1}{\sqrt{10KN}} \sum_{k=0}^{K-1} d_k C_k(z) \quad (1)$$

여기서 K 는 사용된 다중 대역 확산 부호의 개수를 나타내며, N 은 대역 확산 부호의 길이로 부 반송파의 개수와 같다. 한편, d_k 는 k 번째 사용자가 전송하고자 하는 16-QAM 심볼을 나타내며 그림 2의 복소 평면에 나타낸 점 가운데 하나의 값을 갖는다. 16-QAM 변조된 신호의 평균 전력을 1로 정규화하기 위하여 식 (1)의 분모에 $\sqrt{10}$ 을 사용하였다. $C_k(z)$ 는 k 번째 사용자의 대역 확산 부호 c_k 의 z -변환값으로 다음과 같이 정의된다.

$$C_k(z) = \sum_{n=0}^{N-1} c_k[n] z^n \quad (2)$$

식 (2)에서 $c_k[n] \in \pm 1$ 이며 z 는 $z = e^{j2\pi t/T}$ 로 주어진

다. 따라서 식 (1)로 주어지는 MC-CDMA 신호 $s^{(K)}(t)$ 는 삼각 함수 고조파의 합에 해당하여 서론에서 언급한 것과 같이 심한 진폭 변이를 동반하게 된다. 이러한 진폭 변이를 정량화한 진폭 변이도 (CF: Crest Factor)^[13]는 최대값을 RMS (Root Mean Square) 값으로 나눈 것으로 다음과 같이 정의된다.

$$CF = \frac{\max_t |s^{(K)}(t)|}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_T |s^{(K)}(t)|^2 dt}} \quad (3)$$

문헌에 따라 진폭 변이도의 제곱 값인 전력 변이도 (PF: Peak Factor), 또는 최대전력대 평균전력비 (PMEPR: Peak-to-Mean Envelope Power Ratio)를 사용하기도 하며, 같은 의미의 PAR/PAPR을 사용하기도 하는데 이는 Peak-to-Average power Ratio의 약자에 해당한다^[11]. 한편 식 (3)의 분모에 사용된 $|s^{(K)}(t)|^2$ 은 본 논문에서 분석하고자 하는 전력 포락선 (power envelope)으로 시간에 따른 전력의 변화를 나타내며 $P^{(K)}(t)$ 로 표기하기로 한다. 전력 포락선 $P^{(K)}(t)$ 는 대역 확산 부호의 특성뿐만 아니라 전송 심볼에 의해 영향을 받는다. 한편, 시간에 대한 평균 전력 $\bar{P}^{(K)}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{P}^{(K)} = \frac{1}{T} \int_T P^{(K)}(t) dt \quad (4)$$

식 (4)에 의해 정의된 평균 전력 $\bar{P}^{(K)}$ 는 대역 확산 부호의 영향을 받지 않고 오직 K 개의 전송 심볼에 의해 결정된다. 식 (3)에서 정의한 진폭 변이도의 제곱값인 전력 변이도는 전력 포락선의 최대값과 평균 전력의 비율이 되며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PF = \frac{\max_t P^{(K)}(t)}{\bar{P}^{(K)}} \quad (5)$$

전력 변이도는 K 개의 16-QAM 전송 심볼의 조합에 영향을 받는다. 이러한 조합 가운데 m 번째 조합을 ψ_m 으로 나타내면 다음과 같이 주어진다.

$$\Psi_m = (\psi_0, \dots, \psi_k, \dots, \psi_{K-1}) \quad (6)$$

식 (6)은 각 사용자의 16-QAM 심볼 d_k 가 그림 2에 나타낸 인덱스의 ψ_k 에 해당하는 것을 나타내며

$m = \sum_{k=0}^{K-1} \psi_k 16^{K-1-k}$ 으로 주어진다. 예를 들어 $K=2$ 인 경우 심볼 조합 (5,12)는 ψ_{02} 로 나타내고 $d_0 = -1+j$, $d_1 = 1+3j$ 인 경우를 나타낸다. 한편 식 (5)로 정의되는 전력 변이도가 심볼 조합 ψ_m 에 해당된다는 것을 나타내기 위해 PF_m 으로 표기하고 전력 포락선 계산에 심볼 조합 ψ_m 을 사용하기로 한다. 또 η 개의 ψ_m 을 원소로 갖는 집합을 $D_i = \{\psi_{D_i(0)}, \psi_{D_i(1)}, \dots, \psi_{D_i(\eta-1)}\}$ 라고 하고 PF_{D_i} 는 D_i 에 속한 모든 ψ_m 에 대한 전력 포락선의 최대값과 η 개의 ψ_m 에 해당하는 시간 평균 전력의 산술 평균값 사이의 비를 나타내기로 한다. 따라서 PF_{D_i} 는 다음과 같이 표현된다.

$$PF_{D_i} = \frac{\max_{D_i}(\max_t P_{D_i(t)}^{(K)}(t))}{\frac{1}{\eta} \sum_{i=0}^{\eta-1} P_{D_i(t)}^{(K)}(t)} \quad (7)$$

심볼 조합의 전체 집합을 U 라고 하고 각각의 심볼 조합이 같은 확률로 전송될 경우 PF_U 는 모든 가능한 심볼 조합에 의해 나타나는 전력 포락선의 최대값으로 주어진다. 이것은 식 (7)에서 분모가 되는 모든 심볼 조합에 대한 평균 전력은 1이 되도록 식 (1)에서 정규화 상수를 도입하였기 때문이다. 한편 집합 U 의 크기는 전송 심볼 조합의 모든 경우의 수인 16^K 로 주어진다.

III. 전력 포락선 분석 및 전력 변이도 고찰

이제 상보형 부호 쌍을 대역 확산 부호로 사용하는 시스템에 대하여 전력 포락선을 분석해 보자. 우선 $K=1$ 인 경우를 간략히 살펴본 후 $K=2$ 인 경우에 대하여 분석해 보기로 한다.

3.1 $K=1$ 인 경우의 전력 포락선

하나의 16-QAM 심볼을 전송하는 MC-CDMA 시스템은 대역확산 부호와 이 심볼의 곱을 전력변이도 감소 부호로 사용하는 OFDM 시스템^{9,10}과 동일하다. 한 심볼 $\psi_m = (\psi_m)$ 에 대하여 전력 포락선 $P_m^{(1)}(t)$ 를 구하면;

$$\begin{aligned} P_m^{(1)}(t) &= |s_m^{(1)}(t)|^2 \\ &= \frac{1}{10N} |d_{0,m}|^2 |C_0(z)|^2 \\ &\leq \frac{1}{10N} |d_{0,m}|^2 \{ |C_0(z)|^2 + |C_1(z)|^2 \} \\ &= \frac{2}{10} |d_{0,m}|^2 \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서 대역 확산 부호 c_0 가 c_1 과 상보형 부호 쌍을 이룰 경우 $|C_0(z)|^2 + |C_1(z)|^2 = 2N$ 인 특성⁸을 이용하였다. 한편 $|C_0(z)|^2$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} |C_0(z)|^2 &= C_0(z) \cdot C_0^*(z) \\ &= \sum_{n=-N+1}^{N-1} R_{C_0}[n] e^{j2\pi \frac{nt}{T}} \\ &= N+2 \sum_{n=1}^{N-1} R_{C_0}[n] \cos\left(2\pi \frac{nt}{T}\right) \end{aligned}$$

따라서 전력 포락선 $P_m^{(1)}(t)$ 의 시간에 대한 평균 전력은 $\bar{P}_m^{(1)} = (1/10)|d_{0,m}|^2$ 으로 주어진다. 이 평균전력과 식 (8)로부터 $PF_m^{(1)} \leq 2$ (3dB) 라는 결론을 얻을 수 있다. 그림 3은 서로 다른 평균 전력을 나타내는 $m=0,1,5$ 에 대하여 전력 포락선 $P_m^{(1)}(t)$ 을 나타낸 것이다. 그림 2에서 관찰할 수 있는 것과 같이 16-QAM 심볼의 전력 $|d_{0,m}|^2$ 은 2, 10, 18의 세 가지 서로 다른 값을 나타내며, 식 (8)에서 $P_m^{(1)}(t)$ 는 $|d_{0,m}|^2$ 에 의해 결정되므로 그림 2의 한 동심원 위에 있는 모든 심볼들은 동일한 전력 포락선을 갖게 된다.

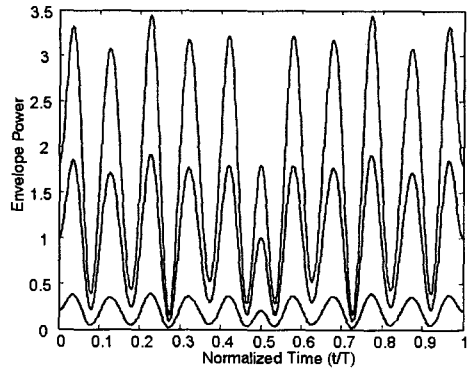


그림 3. $K=1$ 인 경우의 전력 포락선

3.2 $K=2$ 인 경우의 전력 포락선

이제 $K=2$ 인 경우의 전력 포락선에 대하여 고찰해 보자. 어떤 한 심볼 $\psi_m = (\psi_p, \psi_q)$ 에 해당하는 전력 포락선 $P_m^{(2)}(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다.

$$\begin{aligned} P_m^{(2)}(t) &= |s_m^{(2)}(t)|^2 \\ &= \frac{1}{20N} (A+B) \end{aligned}$$

표 1. K=2인 경우 전력 포락선의 특성 인자의 조합과 평균 전력

집합	$(d_p ^2, d_q ^2)$ 조합	$d_p d_q^*$	H	η	$\bar{P}_m^{(2)}$	$\max P_{D_i}^{(2)}(t)$	PF_{D_i}
D_0	(2,2)	$2+0j$	4	16	0.2	0.4000	2.0000
D_1	(2,10),(10,2)	$2+4j$	16	64	0.6	1.1993	1.9988
D_2	(2,18),(18,2)	$6+0j$	8	32	1.0	1.9929	1.9929
D_3	(10,10)	$6+8j, 10+0j$	12	64	1.0	2.0000	2.0000
D_4	(10,18),(18,10)	$6+12j$	16	64	1.4	2.7805	1.9861
D_5	(18,18)	$18+0j$	4	16	1.8	3.6000	2.0000

위 식에서 A는 평균 전력을 결정하는 항으로 다음과 같이 주어진다.

$$A = |d_p|^2 |C_0(z)|^2 + |d_q|^2 |C_1(z)|^2 \quad (9)$$

한편 평균 전력은

$$\bar{P}_m^{(2)} = (|d_p|^2 + |d_q|^2) / 20 \quad (10)$$

으로 주어진다. 식 (9)에서 $|d_p|^2$ 과 $|d_q|^2$ 은 각각 2, 10, 18 가운데 어느 한 값에 해당하므로 9가지 경우의 수가 발생한다. 한편 B는 시간에 대한 평균값이 0인 항으로 다음과 같이 주어진다.

$$B = d_p d_q^* C_0(z) C_1^*(z) + d_q d_p^* C_0^*(z) C_1(z) \quad (11)$$

식 (9)와 식 (10)에 있는 $|d_p|^2$, $|d_q|^2$, $d_p d_q^*$ 의 조합은 계산 결과 모두 60개의 경우의 수가 있음을 확인하였다. 특정 $(|d_p|^2, |d_q|^2)$ 조합에 대하여 $d_p d_q^*$ 값이 $u+jv$ 인 경우, 그 조합에 대하여 $d_q d_p^*$ 값이 $\pm u \pm jv$ 와 $\pm v \pm ju$ 일 때도 가능한 60개의 조합에 항상 포함됨을 관찰 할 수 있었다. 따라서 모든 경우의 수를 나타낸 표 1에는 $(|d_p|^2, |d_q|^2)$ 조합과 $d_p d_q^*$ 값의 대표값으로 $u+jv$ 만을 나타내었다. 또한 해당 조합에 대한 경우의 수 H, 심볼 조합의 경우의 수 η , 평균 전력 $\bar{P}_m^{(2)}$ 및 $N=16$ 일 때 계산한 전력 포락선의 최대값과 해당 집합에 대한 전력 변이도 PF_{D_i} 도 표 1에 함께 나타내었다. 표 1을 관찰해 보면 $N=16$ 인 경우 모든 전송 심볼 조합에 대한 전력 변이도가 2.0 이하임을 알 수 있다. 과연 이러한 경향이 임의의 N에 대하여도 성립하는지 고찰해 보기로 하자.

먼저 임의의 복소수 α 와 β 에 대하여 다음 부등식을 고려해보자.

$$|\alpha C_0(z) - \beta C_1(z)|^2 \geq 0 \quad (12)$$

식 (12)을 전개하면 다음 결과를 얻을 수 있다.

$$|\alpha|^2 |C_0(z)|^2 + |\beta|^2 |C_1(z)|^2 \geq \alpha \beta^* C_0(z) C_1^*(z) + \alpha^* \beta C_0^*(z) C_1(z)$$

위 식에 $\alpha = d_p d_q^* / |d_p|$, $\beta = |d_q|$ 를 대입하면 다음 부등식을 얻을 수 있다.

$$|d_q|^2 |C_0(z)|^2 + |d_p|^2 |C_1(z)|^2 \geq d_p d_q^* C_0(z) C_1^*(z) + d_q d_p^* C_0^*(z) C_1(z)$$

따라서 식 (11)의 B는 다음을 만족한다.

$$B \leq |d_q|^2 |C_0(z)|^2 + |d_p|^2 |C_1(z)|^2 \quad (13)$$

전력 포락선 $P_m^{(2)}(t) = (A+B)/(20N)$ 이므로

$$P_m^{(2)}(t) \leq \frac{|d_p|^2 + |d_q|^2}{20N} \{ |C_0(z)|^2 + |C_1(z)|^2 \} = (|d_p|^2 + |d_q|^2) / 10 \quad (14)$$

의 관계를 도출할 수 있다. 따라서 식 (10)과 (14)로부터

$$PF_m^{(2)} \leq 2, \forall m \quad (15)$$

의 결론을 얻게 된다. 한편, 모든 심볼 조합을 대상으로 전력 포락선의 최대값을 구하고, 또 모든 조합이 동일한 확률로 전송된다고 가정하여 평균 전력 값을 구하여 비로 나타낸 PF_V 값은 표 1에서 심볼 조합의 집합 D_5 에 해당하는 전력 변이도인 $PF_V = 3.6$ 으로 주어진다.

앞에서 고찰한 것처럼 서로 다른 전력 포락선은 60개가 존재하지만, 계산 결과 $\max P_m^{(2)}(t)$ 값은 16가지의 서로 다른 값만을 나타내었다. 그림 4는 전력 포락선의 최대값인 $\max P_m^{(2)}(t)$ 의 누적 확률 분포 (CDF: Cumulative Distribution Function)를 나타낸

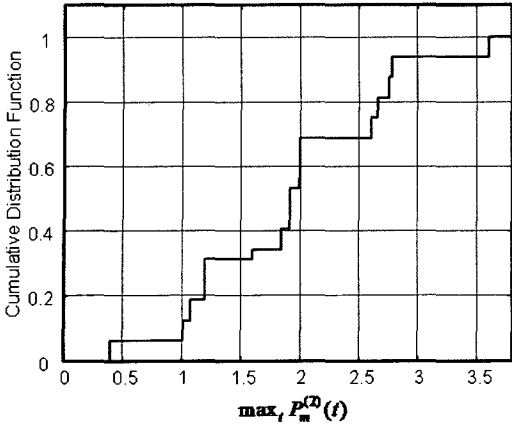


그림 4. $K=2$ 일 때 $\max P_m^{(2)}(t)$ 의 누적 확률 분포 것이다. 표 1과 그림 4로부터 최대 순간 전력이 3.6 (5.56dB)인 16가지 경우를 제외하면 PF_U 값을 2.7805 (4.44dB)로 감소시킬 수 있다는 것을 알 수 있다. 최대 순간 전력이 3.6이 되는 경우는 d_p 와 d_q 가 모두 그림 2의 가장 바깥쪽 원에 위치하는 경우에 해당한다. 이런 심볼 조합을 방지하기 위하여 부호화율이 15/16보다 작거나 같은 부호기를 설계할 수 있다는 것을 표 1과 그림 4의 누적 확률 분포로부터 알 수 있다. 실제 구현할 때는 8비트의 정보 블록을 입력 받기 때문에 7/8의 부호화율을 가진 부호화기를 설계할 수 있을 것이다. 또 PF_U 를 2 (3dB) 이하로 낮추기 위해서는 이론적으로 부호화율이 11/16보다 작거나 같은 부호기가 필요하다는 결론을 얻을 수 있다. 역시 실제 구현할 경우 5/8의 부호화율이 최대값이 된다.

이제 동일한 전력 포락선, 또는 같은 전력 변이도를 유발하는 전송 심볼 조합 사이의 관계를 관찰해 보자. 그림 5는 동일한 $\max P_m^{(2)}(t)$ 를 갖는 ψ_m 을 도시한 것이다. 예를 들어 ψ_{81} 은 d_p 가 5번 심볼, d_q 가 1번 심볼에 해당하는 조합을 의미한다. 그림에서 실선은 $(|d_p|^2, |d_q|^2)$ 이 (2,10)인 경우이고 점선은 (10,2)의 경우에 해당한다. 그림 5를 관찰해 보면 복소 평면에서 ψ_{81} 의 실수 축 대칭, 허수 축 대칭, 그리고 한 대각선 대칭에 의해 모두 8개의 ψ_m 이 동일한 $\max P_m^{(2)}(t)$ 를 갖게 된다는 것을 알 수 있다. 이러한 현상은 16가지 서로 다른 $\max P_m^{(2)}(t)$ 에 해당하는 각각의 ψ_m 조합 속에서 일관되게 나타났다. 예외는 ψ_m 이 대각선에 위치할 경우로 대칭축 변환에 의해 8개가 아니라 4개의 ψ_m 이 동일한 최대 전력을 유발하였다.

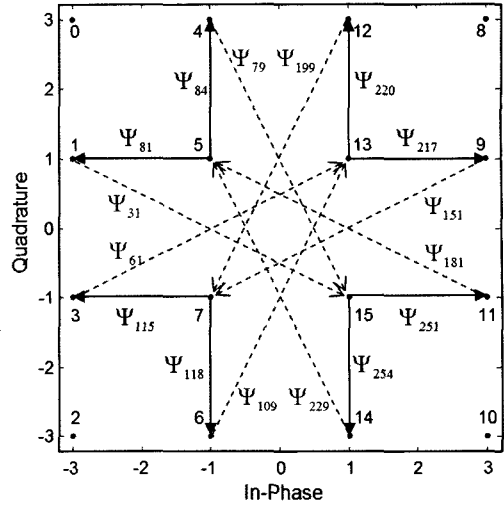


그림 5. 동일한 $\max P_m^{(2)}(t)$ 를 갖는 ψ_m

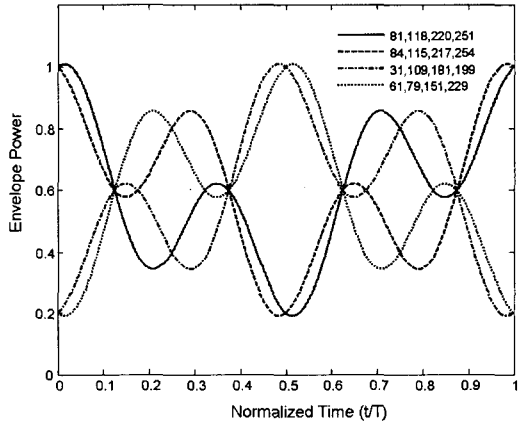


그림 6. 그림 5의 ψ_m 에 해당하는 전력 포락선

한편, 그림 5에 나타난 ψ_m 에 의해 발생하는 전력 포락선을 나타낸 그림 6을 관찰해 보면, ψ_{81} 을 원점에 대하여 회전하여 얻을 수 있는 ψ_{81} , ψ_{118} , ψ_{220} , ψ_{251} 은 완전히 동일한 전력 포락선을 나타내는 것을 발견할 수 있다. 따라서 동일한 전력 변이도를 나타내게 된다. 이것은 식 (11)에 의해 주어지는 B 항이 $d_p d_q^*$ 로 구성되어 있고 $d_p = r_p e^{j\theta_p}$, $d_q = r_q e^{j\theta_q}$ 로 나타내면 $d_p d_q^*$ 는 $r_p r_q e^{j(\theta_p - \theta_q)}$ 로 표현되어 d_p 와 d_q 의 상대적 각도 차이에 의해서만 B 가 결정되기 때문이다. 대각선 대칭에 의한 조합은 원래 전력 포락선과 $t/T=0.5$ 에서 대칭을 이루게 된다. 또 흥미로운 사실은 5→1에 해당하는 ψ_{81} 과 1→5에 해당하는 ψ_{21} 이 같은 최대 순시 전력을 내지 않지만, 1의 원점 대

칭인 11에서 출발하여 5로 되돌아가는, 즉, 11→5에 해당하는 ψ_{181} 은 ψ_{81} 과 동일한 최대 순시 전력을 유발한다는 것이다. 그림 6에 나타낸 전력 포락선에서는 이렇게 반대 방향으로 만들어진 ψ_m 은 AC 성분이 순방향과 비교하여 반대 부호를 갖는다는 것을 관찰할 수 있다. 이러한 현상 역시 16개의 서로 다른 $\max P_m^{(2)}(t)$ 를 유발하는 심볼 조합들의 집합에서 모두 동일하게 발견되었다. 이러한 현상에 대한 엄밀한 분석은 향후 연구 과제 가운데 하나이다.

한편 MC-CDMA 신호가 아닌 OFDM 신호를 대상으로 하고, 이진 상보형 수열을 이용하여 16-QAM 전송 심볼을 대역확산 시키는 대신 16-QAM 상보형 수열을 진폭 변이도 감소 부호로 사용한 참고문헌 [9]의 결과와 본 논문의 결과가 유사한 진폭 변이도 특성을 보이고 있기 때문에, 이 두 시스템 사이의 관계도 분석해 볼 필요가 있다.

IV. 결론

본 논문은 16-QAM 변조 기법을 적용한 MC-CDMA 시스템에 이진 상보형 수열 쌍을 대역 확산 부호로 사용한 신호의 전력 포락선 분석을 통하여, 각각의 전송 심볼 조합에 대해 전력 변이도가 항상 2.0 (3dB) 이하로 제한된다는 것을 보였다. 또 모든 전송 심볼을 기준으로 계산된 전력 변이도는 3.6 (5.56dB) 보다 작으며 7/8의 부호화율을 가진 부호 화기를 통해 2.7805 (4.44dB)로 제한될 수 있다는 것을 보였다. 또 두 심볼 조합을 복소 평면에서 벡터로 도시하여 직관적인 동치 변환 (equivalent transform)을 제시하고, 이러한 변환에 의한 전력 포락선은 시간축의 대칭 또는 이동 등을 통해 동일한 전력 포락선을 갖게 된다는 것을 고찰하였다. 향후 다중 부호의 개수를 증가시켰을 때 전력 포락선 특성을 연구할 필요가 있다.

참 고 문 헌

[1] W. Rudin, "Some theorems on Fourier coefficients," in *Proc. Ame. Mathematics Society*, vol. 10, Dec. 1959, pp.855-859

[2] D. J. Newman, "L1 extremal problem for polynomials," in *Proc. Ame. Mathematics Society*, vol. 16, Dec. 1965, pp. 1287-1290

[3] R. Sivaswamy, "Digital and analog sub-

complementary sequences for pulse compression," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-14, pp. 343-350, Mar. 1978

[4] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, 1990

[5] L. Hanzo, W.T. Web, and T. Keller, "Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation," New York, IEEE Press-Wiley, 2000

[6] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 2098-2099, Dec., 1994

[7] J. A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 2397-2417, Nov. 1999

[8] M. J. Golay, "Complementary series," *IRE Trans. Inform. Theory*, vol. 7, pp. 82-87, Apr. 1961

[9] C. C. Chong, R. Venjataramani, and V. Tarokh, "A new construction of 16-QAM Golay complementary sequences," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 2953-2959, Nov. 2003

[10] H. Lee and S. W. Golomb, "A new construction of 64-QAM Golay complementary sequences," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, pp. 1663-1670, Apr. 2006

[11] L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi and T. Keller, "Ch 11: Advanced peak factor reduction techniques" in "OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting," IEEE Press - Wiley, 2003

[12] B. J. Choi and L. Hanzo, "Crest factors of complementary-sequence based multicode MC-CDMA signals," *IEEE Tr. Wireless. Comm.*, vol. 2, pp. 1114-1119, Nov. 2003

[13] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 33, pp. 1018-1022, Oct. 1986

[14] 강군석, 김수영, 오덕길, 김재명, "MC-CDMA에서 PAPR 감소를 위한 복잡도가 감소된 부분 전

송열 기법과 비선형 고출력 증폭기에 의한 성능 분석”, 한국통신학회논문지, vol. 28, no. 5A, 2003

- [15] 주양익, 이연우, 차군현, “OFDM-CDMA 시스템에서 새로운 PAPR 감쇄기법”, 한국통신학회 논문지, vol. 25, no. 7B, 2000
- [16] 송형규, 국형준, “MIMO-OFDM 시스템에서 간략화된 PAR 감쇄기법”, 한국통신학회 논문지, vol. 30, no. 12C, 2005

최 병 조 (Byoung-Jo Choi)

정회원



1990년 2월 한국과학기술원 전기
및전자공학과 졸업

1992년 2월 한국과학기술원 전기
및전자공학과 석사

2002년 5월 University of
Southampton, 전기전자및
컴퓨터공학과 박사

1992년 2월~2005년 2월 LG전자
이동통신연구소 책임연구원

2005년 3월~현재 인천대학교 정보기술대학 멀티미디어
시스템공학과 전임강사

<관심분야> OFDM, Adaptive Modulation, Crest
Factor Reduction, 임베디드시스템