

포텐셜 다이버시티와 칩확산 직교부호분할변조 방식

正會員 金 炳 勳*, 李 秉 基*

Potential Diversity and Chip-spreading Orthogonal Code Division Modulation System

Byoung-Hoon Kim*, Byeong Gi Lee* *Regular Members*

※본 논문은 정보통신 연구관리단에서 주관하는 대학 기초 연구 지원 사업의 일환으로 수행되었습니다. (과제번호 : 96064-CT-12)

요 약

본 논문에서는 기존의 경로 다이버시티와 주파수 다이버시티를 일반화하여 포텐셜 다이버시티와 신호 분해도의 개념을 도입하고 이들 개념을 구체화한 칩확산 직교부호분할변조(OCDM) 시스템을 제안한다. 칩확산 OCDM 시스템에서는 먼저 매 심볼을 구성하는 M개의 칩 수열들이 병렬 변환된 후, M개의 윌시 직교 기저에 실려 동시에 전송된다. 수신단에 도달한 신호는 전송단의 직교 기저 집합 및 그들을 시간상으로 지연시켜서 얻어지는 (L-1)개의 추가 기저 집합들의 합집합으로 이루어지는 크기 ML인 확장 직교 기저 집합의 각 원소와 내적되고, 그로부터 얻어지는 ML개의 성분들은 적당한 채널보정 과정을 거친 후 합산되어 심볼 결정 인수를 이루게 된다. 칩확산 OCDM 시스템은 경로 다이버시티만을 이용하는 기존의 DS/CDMA 시스템에 비해 높은 신호 분해도를 가짐으로써 향상된 비트오류율을 보이며, 다중 반송파 시스템임에도 불구하고 기존의 다중 반송파 전송 방식인 OFDM/CDMA가 가지는 높은 침투 대 평균 전력비(PAR)의 문제, 복원된 반송 주파수와 실제 반송 주파수 간의 오차에 대한 높은 민감도 등을 해소 시켜주는 장점을 가진다.

ABSTRACT

The paper first introduces the new concept of potential diversity and signal decomposability, which establish a foundation to generalize the existing concepts of path and frequency diversities. Then it presents a new DS/CDMA system called chip-spreading OCDM system, which is an embodiment of the potential diversity concept that combines the path diversity of the DS/CDMA system and the frequency diversity of the OFDM/CDMA system. In the

*서울대학교 전기공학부
 論文番號:96370-1127
 接受日字:1996年 11月 27日

chip-spreading OCDM system the chip sequences in each symbol interval are first converted into parallel streams, which then simultaneously modulate different orthogonal Walsh basis functions. In the receiver, the received signal is matched to each extended basis-function which is the union of the transmitter basis-functions and their delayed replicas, and the matched-filtered chip samples are combined together after individual channel compensation. The proposed chip-spreading OCDM system exhibits the bit error performance which is much lower than that of the conventional DS/CDMA system using the maximal ratio combining. In addition, it effectively resolves the high PAR and high sensitivity to frequency offset problems which are critical in multi-carrier systems.

I. 서 론

DS/CDMA(Direct Sequence Code Division Multiple Access) 기술은 내재하는 다중경로 및 간섭에 대한 강인성, 채널 용량의 증가, 연성 핸드오버, 연성 용량 조절, 정보의 안전성 등의 장점에 힘입어 제3세대 PCS를 위한 유망한 해결책으로 부각되고 있다. 그러나, 기존의 DS/CDMA 시스템들은 음성신호의 전달을 목적으로 개발되어 있기 때문에 보다 낮은 비트 오류율과 보다 높은 전송속도를 필요로 하는 미래의 데이터-음성 통합 서비스에 대해서는 만족스러운 성능을 발휘하기 어려울 것으로 예상된다[1].

DS/CDMA 시스템의 성능향상을 위한 많은 연구들 중 대표적인 것으로는 직교부호 연결 DS/CDMA 시스템을 들 수 있다[2][3]. 그림 1에 도시되어 있듯이 이 시스템은 정보비트열을 k 개 단위로 블럭화하여, 각각의 블럭을 $M(=2^k)$ 개의 직교 Walsh 부호중 하나에 대응 시킨 다음, 여기에 사용자별로 할당된 PN 확산 시퀀스를 곱해 전송하게 된다. 수신단에서는 먼저 수신 신호에 PN 역확산 신호를 곱해 다중 사용자 간섭(MAI: Multiple Access Interference) 및 다중 경로 간섭을 억제하고, 그 결과를 M 개의 Walsh 상관기에 통과시켜 출력의 절대값이 최대인 것을 취해 전송 Walsh 부호로 판정하게 된다. 일단 Walsh 부호의 판정이 이루어지면 전송단에서의 대응과 역의 과정을 통해 정보비트열을 회복하게 된다. IS-95의 역방향 링크는 이 구조를 채택하고 있으며, 다양한 변형들이 제시, 개발되고 있다[4]-[6].

최근에는 OFDM/CDMA(Orthogonal Frequency Division Modulation/Code Division Multiple Access) 시스템이라는 새로운 CDMA 시스템이 육내 무선통신 및 이동통신용으로 개발되어 주목을 받고 있다[7]-[9].

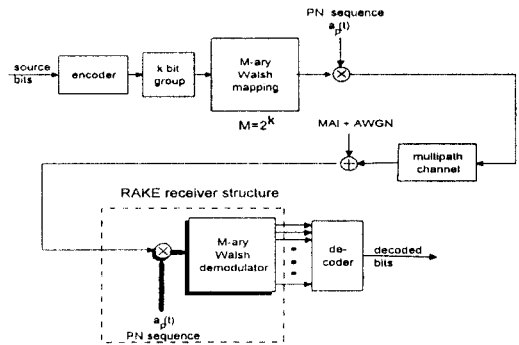


그림 1. 직교부호화 DS/CDMA 시스템
Fig. 1 Orthogonal-coded DS/CDMA system

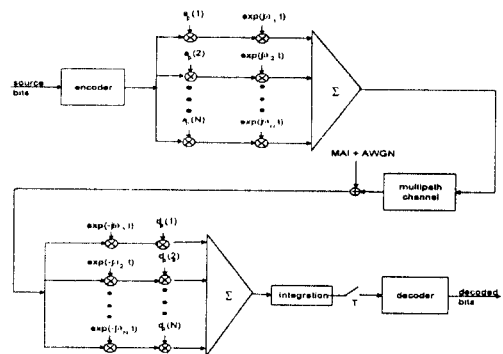


그림 2. OFDM/CDMA 시스템
Fig. 2 OFDM/CDMA system

그림 2에는 대표적인 OFDM/CMDA 시스템의 구조가 도시되어 있다. 이 시스템에서는 각 정보비트를 서로 다른 주파수를 가지는 여러개의 정현파에 실어 동시에 전송한 뒤, 수신단에서 각각의 정현파로부터

독립적으로 정보비트 성분을 추출하여 결합함으로써 전송 정보비트를 결정하게 된다. 그림에서 $a_p(i)$ ($i = 1, 2, \dots, N$)는 다중접속을 위해 사용자별로 할당된 PN 시퀀스이고, $d_p(i)$ 는 채널 왜곡을 보정한 $a_p(i)$ 의 수신단 대응 시퀀스이다. 이 시스템은 주파수 선택성 페이딩 채널에서 주파수 다이버시티를 효과적으로 활용하게 되어 우수한 비트 오류율 성능을 보이는 것으로 알려져 있다[9].

각각의 대역확산 통신 시스템은 무선 채널상에서의 다중경로 페이딩을 극복하기 위한 효율적인 수단을 가지고 있다. DS/CDMA의 경우에는 그 자체로 다중경로 간섭 억제 능력을 가지고 있으며 이것은 레이크 수신기 구조를 채택함으로써 더욱 강화할 수 있다. OFDM/CDMA의 경우에는 서로 다른 왜곡을 겪고 수신단에 도달하는 각각의 부반송파들로부터 독립적으로 신호성분들을 취해 결합함으로써 다중경로 간섭을 극복하게 된다. 다이버시티의 관점에서, DS/CDMA 시스템은 경로(path)다이버시티 시스템이고, OFDM/CDMA 시스템은 주파수(frequency) 다이버시티 시스템이다. 본 논문에서는 경로 다이버시티와 주파수 다이버시티를 통합하는 새로운 다이버시티 개념으로 포텐셜(potential) 다이버시티의 개념을 정립하고, 이를 바탕으로 새로운 CDMA 시스템을 제안하고자 한다.

논문의 구성은 다음과 같다. 제 2절에서는 포텐셜 다이버시티와 신호 분해도(signal decomposability)의 개념을 정립하고, 제 3절에서 이를 바탕으로 하는 칩 확산 직교부호분할변조(OCDM: Orthogonal Code Division Modulation) 시스템을 제안한다. 끝으로 제 4절에서는 OCDM의 수신단에서 필요로 하는 채널보정 계수의 추정 방법을 고찰한다.

II. 포텐셜 다이버시티와 신호 분해도

본 논문에서 취급하는 전송 채널은, 전송단(혹은, 수신단)이 상대적으로 저속으로 이동하며 전송 신호의 대역폭이 채널의 상관 대역폭(coherence bandwidth)보다 훨씬 넓은, 주파수 선택성 페이딩 채널이다. 이것은 옥내 무선 통신이나 PCS 환경에 적합한 채널 모델이다.

CDMA 시스템에서 가장 널리 사용되는 모델은

$$h(t, \tau) \approx \sum_{i=0}^{L-1} g_i(t) \delta(t - \tau(t)) \quad (1a)$$

과 같은 식으로 표현되는 이산 다중탭 모델이다. 여기서 $g_i(t)$ 는 각각 독립인 복소 가우시안 확률 신호이고 $\tau(t) = lT_c + \eta(t)$ ($i = 1, 2, \dots, L$)는 시간에 따라 변화하는 다중경로 신호들의 전달지연이다. 이때 $\eta(t)$ 는 $[0, T_c]$ 사이에서 균일분포를 가진다[10][12]. 지연

확산의 크기를 T_D 라고 하면, $L = \lfloor \frac{T_D}{T_c} \rfloor + 1$ 의 관계가 있으며, 이것은 레이크 수신기에 의해 다이버시티 수신을 할 수 있는 최대 숫자이다. 단, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 를 넘지 않는 최대 정수를 의미한다.

이산 다중탭 모델이 일반적인 광대역 다중경로 채널을 잘 특징지어주기는 하지만, 실제 도시지역 혹은 옥내의 채널 측정 시험에서 보고되는 것 처럼 충분히 많은 다중경로 성분들이 칩 간격보다 조밀한 간격으로 수신단에 도달하여 거의 연속적인 전달지연 형태를 띠는 것을 묘사하는데에는 한계가 있다[11][12]. 실제로 이산 다중탭 채널 모델은 DS/CDMA 레이크 수신기의 성능을 과대 평가하여 수신단에 도달하는 각각의 다중 경로 신호 성분을 모두 분별하여 처리할 수 있다고 간주하는 채널 모델이라고 할 수 있다.

이산 다중탭 모델이 갖는 문제점은 연속 WSSUS (wide-sense stationary uncorrelated scattering) 채널 모델의 이산 근사화를 통해서 보완할 수 있다[11][12]. 이것은

$$\begin{aligned} h(t, \tau) &\approx \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_i(t, i\Delta) \Delta \delta(t - i\Delta) \\ &\approx \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t) \delta(t - \lambda_i) \end{aligned} \quad (1b)$$

와 같이 표현되는데, 여기서 S 는 하나의 칩구간에 존재하는 평균 다중경로 성분의 갯수를 나타내며, $h_i(t)$ 들은 각각 독립적인 산란을 반영하여 독립 복소 가우시안 확률 신호로 표현된다. L 은 앞에서와 같이 가능한 다이버시티 수신 갯수의 최대치를 나타낸다. 이 모델 자체가 완전하게 무선 채널의 특성을 반영한다고 볼 수는 없지만, 도시지역 혹은 옥내 무선 채널을 비교적 잘 특징지어 줄 수 있다.

기존의 다이버시티 기법은 어떠한 채널 모델을 사용

하는가에 따라 달리 적용되어 왔다. 그러나 실제로, 물리적인 채널을 정확히 모델링하기는 불가능하며, 각 시스템마다 채널특성 자체를 다르게 모델링하게 된다. 근본적으로, 기존의 다이버시티 기법에 사용되는 채널모델은 미리 설정된 수신단의 기저함수들을 가지고 도달하는 시험 신호를 근사화했을 때 얻어지는 계수를 통한 근사 관계식에 불과하다. 이때 상관성이 없는 계수들의 개수가 다이버시티 차수에 해당되며, 비트오류율 성능은 이러한 다이버시티 차수가 높아질 수록 향상된다. 따라서, 통신 시스템의 성능향상을 위해서는 새로운 채널모델을 찾기 보다는 전송 신호가 좀더 높은 다이버시티 차수를 갖도록 신호분해도를 강화하는데 관심을 가지는 것이 바람직하게 된다.

신호 분해의 관점에서, DS/CDMA의 경로 다이버시티와 OFDM/CDMA의 주파수 다이버시티는 단지 비트오류율을 떨어뜨리기 위해 신호분해도를 증가시키는 수단이라고 볼 수 있다. 또한, 각각의 다이버시티 기법은 일차원적인 기법이며, 서로 통합되어 증가된 신호분해도를 갖는 이차원적 기법이 될 수 있다. 따라서, 신호분해도의 개념은 통신 시스템에서의 다이버시티 기법에 새로운 장을 제공하게 된다. 그러면 신호분해도의 개념과 이를 위해 필요한 포텐셜 다이버시티의 개념을 정의해 보도록 하겠다.

미리 정해진 직교기저 함수 $\tilde{v}_k(t)$, $k=0, 1, 2, \dots$ 를 구비하고 있는 수신단을 고려할때, 정해진 송신신호와 랜덤채널에 의해 결정되는 수신신호 $r(t)$ 를 특정 척도(예, 평균 자승 오차)에 따라 직교기저 함수로 근사화 하는 상황에서, K_0 가 근사오차를 정해진 크기 이하로 떨어뜨리는 기저의 최소 갯수라고 하자. 만일 K_0 개의 기저함수의 계수들중 서로 독립인 계수의 최대 갯수가 K 라면, $(r(t), \tilde{v}_k(t))$ 는 포텐셜 다이버시티 K 를 가진다고 정의한다. 또한 수신기에서 동시에 사용할 수 있는 직교기저 함수의 갯수가 특정한 K_0 개로 제한되어 있는 경우, K_0 개의 계수 \tilde{g}_k , $k=0, 1, \dots, K_0-1$, 중에서 서로 독립인 계수의 최대 숫자가 K_0 라면, 시스템의 신호분해도 D 는 $r(t)$ 에 대해 $\min(K_0, K)$ 으로 정의된다. 이때 수신 신호는

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K_0-1} \tilde{g}_k \tilde{v}_k(t) + \varepsilon(t) + z(t) \quad (2)$$

로 표현되며, 여기서 계수들 중 서로 독립이면서 충분한 크기의 평균전력을 가지는 것은 최대 D 개이고 $\varepsilon(t)$ 는 근사화 오차를, $z(t)$ 는 채널잡음을 나타낸다.¹⁾

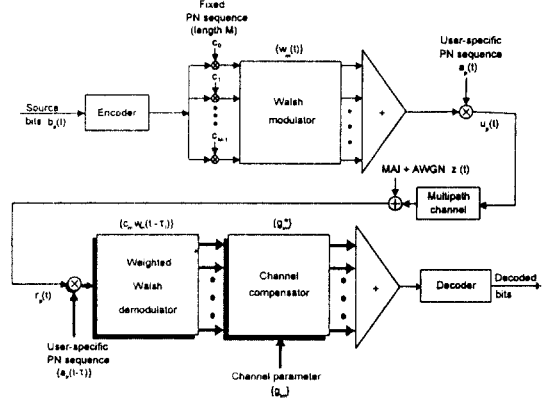


그림 3. 칩확산 OCDM 시스템
Fig. 3 OCDM system employing chip spreading

포텐셜 다이버시티는 송신 신호, 직교기저 및 채널 특성에 따라 정해지는 양이며, 신호분해도는 포텐셜 다이버시티와 수신단에서 동시에 사용 가능한 직교기저의 최대갯수에 따라 정해진다. 예를 들어, 기존의 DS/CDMA 시스템의 경우, 송신 신호는 PN시퀀스에 의해 대역 확장된 하나의 광대역 파형이고, 직교기저 집합은 전송파형을 지연시켜 얻는 복제 파형들로 이루어지며, 채널특성이 L 개의 독립 복소 가우시안 계수를 가지는 이산 다중경로들로 표현된다고 할때, 포텐셜 다이버시티는 L 이 되고, $L_0(L_0 \leq L)$ 개의 레이크 수신기가 사용된다면, 신호분해도는 L_0 가 된다. OFDM/CDMA 시스템의 경우, 송신신호는 N 개의 변조된 부반송파들의 합으로 이루어지고, 직교기저 집합은 다른 주파수를 갖는 정현파들로 구성되며, 다중경로 채널을 겪는 동안 각 부반송파가 겪는 채널 왜곡이 독립적이라면, 포텐셜 다이버시티는 N 이고, 신호분해도도 N 이 된다.

1) 표현의 편의상, 수신단에서 사용 가능한 기저함수는 처음 K_0 개라고 가정한다.

III. 칩확산 OCDM

그림 3은 본문에서 제시하고자 하는 칩확산 직교부호분할변조 시스템을 도시한 것이다. 송신단에서는 먼저 비트열을 부호화 시킨 후 길이 M인 고정 PN시퀀스를 곱한다. 다음에 이 각각의 칩들을 병렬로 정렬한 후 M개의 월시-하다마드 파형을 기저로 하여 그 진폭으로 곱한다. 다음에 진폭 변조된 M개의 병렬 파형들을 중첩시켜서 각 사용자를 구분하는 길이 N인 PN시퀀스를 곱한 후 전력을 1/M로 축소시켜 전송한다. 수신단에서는 수신신호에 대해 전송단에서 행해진 과정의 역과정을 통해 비트열을 재생하게 된다. 월시 복조회로에 이어지는 채널 보정 회로는 채널특성에 따라 최적화된 복소 계수들을 복조회로에서 나오는 출력값 각각에 곱해줌으로써 BER을 낮추는데 중요한 역할을 한다.

그림 3의 구조를 그림 1과 2의 구조와 비교해 보면 그 구조가 직교부호화된 DS/CDMA 시스템과 OFDM/CDMA 시스템의 결합으로 형성되었음을 알 수 있다. 외부적으로는 유사하게 보이지만, 엄밀한 작용면에서는 몇가지 차이점들을 발견할 수 있는데, 예를 들면, 그림 1에서의 월시 함수는 k비트의 정보비트 묶음을 M개의 월시 파형들 중 하나와 1대 1 대응시키는데 사용되지만 그림 3에서는 각각의 칩 심볼마다 하나씩의 월시 파형을 변조시켜 월시 함수 전체가 전송된다. 그림 2와 비교해 보면, 그림 3에서는 직교기저가 정현 파형들에서 월시 파형들로 바뀌었고, 사용자 구분을 위한 칩 배열이 주파수축 상에서 시간축 상으로 바뀌었음을 볼 수 있다. 또한, 그림 3에서는 고정 PN시퀀스를 곱하는 과정이 있는데 이것은 그림 1이나 2에는 없는 과정이다.

이상의 관계를 식으로 나타내면, $\{c_m\}$ 를 길이 M(단, k_1 는 자연수 $M=2^{k_1}$)인 PN시퀀스라 하고 w_m^i 를 $R \times R$ 월시-하다마드 행렬(단, $R=2^{k_2}$, k_2 는 자연수, $k_1 \leq k_2$)의 (m, i) 원소라 할 때 사용자 구분 PN시퀀스 신호 $a_p(t)$, 정보 비트 신호 $b_p(t)$, m번째 월시-하다마드 신호 $w_m(t)$, 기저대역 등가 전송신호 $u_p(t)$ 는 각각

$$a_p(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_p^i p_{T_c}(t-iT_c), \quad (3a)$$

$$b_p(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_p^i p_T(t-iT), \quad (3b)$$

$$w_m(t) = \sum_{i=0}^{R-1} w_m^i p_{T_w}(t-iT_w), \quad (m=0, 1, 2, \dots, M-1) \quad (3c)$$

$$u_p(t) = \sqrt{P/M} b_p(t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} c_m w_m(t-iT) a_p(t-iT), \quad (3d)$$

으로 표현된다. 단, 여기서 T_c , T , T_w 는 각각 PN 시퀀스 칩간격, 심볼 간격 및 월시 칩간격을 나타내며, $T = NT_c = RT_w$ (N 은 R 의 배수)의 관계가 성립한다. 또, P 는 전송신호의 전력을 나타내며 $p_w(t)$ ($w=T_c, T, T_w$)는 구간 $[-w/2, w/2]$ 에서 1이고 나머지 구간에서 0인 구형파를 나타낸다. 본 논문에서는 $a_p^i, b_p^i \in \{-1, 1\}$ (즉, BPSK 변조)를 가정하며, $\{w_m(t)\}$ 를 위해서는 $R \times R$ 월시-하다마드 행렬의 첫 행으로부터 차례로 M개의 행벡터를 사용하였다.

이제 수신 신호는, (1b)의 채널 모델을 사용하면서,

$$r_p(t) = \sum_{i=0}^{L_S-1} h_i u_p(t-\lambda_i) + z(t) \quad (4)$$

와 같이 표현할 수 있는데, 여기서 $z(t)$ 는 기저대역 등가 백색 가우시안 잡음이고 채널 계수 h_i 들은 WSSUS 가정에 따라 독립 복소 가우시안 분포를 갖는다.²⁾ 수신단에서의 신호 처리에 관련한 자세한 수식적 표현은 적절한 최적 계수 추정과 연관지어 다음절에서 다루도록 하겠다.

다른 다중 반송파 시스템들과 마찬가지로, 칩확산 OCDM 시스템도 여러개의 파형을 중첩하여 동시에 보냄으로 인해 높은 PAR 문제를 가지게 된다. 그림 3의 고정 PN시퀀스는 이러한 PAR 문제를 제거하려는 목적으로 삽입된 것이다. 그 구체적인 작용을 살펴보면 다음과 같다.

(3d)를 관찰해 보면, 전송 신호의 PAR은 계수 c_m 들을 가지는 M개의 직교 월시 파형들을 중첩하여 얻어지는 파형

2) 채널 계수의 시간에 따른 변화는 충분히 느린 것으로 가정하여 여러 비트 구간동안 일정한 것으로 간주하였고, 따라서 시간변수 t를 생략하였다.

$$q(t) \equiv \sum_{m=0}^{M-1} c_m \sum_{i=0}^{R-1} w_{mi} P_{T_s}(t - iT_w) \quad (5a)$$

에 의해 결정된다. 만일 q_i 를

$$q_i = \sum_{m=0}^{M-1} c_m w_{mi}, \quad i=0, 1, \dots, R-1 \quad (5b)$$

라고 정의하면, $q(t)$ 는

$$q(t) = \sum_{i=0}^{R-1} q_i P_{T_s}(t - iT_w) \quad (5c)$$

의 형태로 표현된다. 따라서 칩확산 OCDM 시스템의 PAR은 $|q_i|^2$ 의 침두값 대 $|q_i|^2$ 의 평균값의 비율이 되므로, $|q_i|$ 의 최대값을 최소화 시키도록 $\{c_m\}$ 을 선택하면, 시스템의 PAR을 최소화 시키는 목적을 위해 최적화된 시퀀스를 선택한 셈이 된다.

월시-하다마드 행렬의 특성상, M 과 R 이 모두 2의 거듭제곱 수일 때, $R \times R$ 월시-하다마드 행렬의 처음 M 개의 행들을 취해 그 열벡터들을 관찰하면 그 열벡터들은 모두 $M \times M$ 월시-하다마드 행렬의 열벡터 중의 하나가 된다는 점을 알 수 있고 따라서, 식 (5)에서 모든 q_i 들은 $M \times M$ 월시-하다마드 행렬의 한 열벡터와 결정해야 할 고정 PN 시퀀스들을 성분으로 하는 벡터의 내적이라고 볼 수 있다. 이때 고정 PN 시퀀스로 $\sqrt{M} \times \sqrt{M}$ 월시-하다마드 행렬(\sqrt{M} 은 정수라고 가정)의 각 행벡터들을 연결하여 만든 길이 M 의 연결수열(벤트시퀀스(bent sequence))를 취하게 되면, 결과적인 시퀀스 $\{q_i\}$ 는 크기가 \sqrt{M} 으로 일정한 상수 크기 시퀀스가 된다[13]. 이때 전송될 신호의 PAR은 동일한 평균전력을 사용하는 단일 반송파 신호와 같게 되어 가장 작아지게 된다. 따라서 칩확산 OCDM 시스템에서의 PAR 문제는 완전히 해결된다.

한편 이와 같은 벤트시퀀스를 사용할 경우 송신단의 구조는 훨씬 더 간략화 시킬 수 있는데, 이것은 고정 PN시퀀스를 곱하고 월시 변조를 수행하는 과정을 등가적인 하나의 PN시퀀스 $\{q_i\}$ 를 곱하는 과정으로 대체할 수 있어서 고전적인 시스템에 비한 송신단에

서의 하드웨어의 증가분이 거의 없다고 볼 수 있기 때문이다.

IV. 채널 파라미터의 추정

본 논문에서는 수신단에서 채널파라미터들을 최소 평균오차(MMSE: Minimum Mean Square Error)기준에 의해 추출하도록 한다. 이와 같은 채널 파라미터의 추출은 실제 환경에서 채널이 충분히 오랜시간동안 변하지 않는다면 LMS 적응알고리즘을 통해 쉽게 구현할 수 있게된다. 본 논문에서는 채널 파라미터를 추정할 수 있도록 사전에 약속된 파일럿 심볼들이 전송된다고 가정한다. 또 수식 전개에 사용하는 신호는 모두 기저대역 등가 신호로 표현하도록 한다.

이제 수신단에 도착하는 신호는 송신단에서 전송에 사용했던 직교 기저 파형들과 그들이 다중경로에 의해 지연된 파형들을 사용해 구성되는 확장 직교 기저들로 생성되는 신호 공간에 투영된다. 이제 직교 기저 함수 $v_m(t)$ 들은

$$v_m(t) = \sqrt{P/M} c_m w_m(t) a(t), \quad m=0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (6a)$$

로 정의할 때, 수신단에서 각 직교 기저마다 L_0 개의 지연 파형들을 사용한다면, 확장 직교 기저 $v_{lm}(t)$ 들은

$$v_{lm}(t) = v_m(t - \tau_l), \quad (m=0, 1, 2, \dots, M-1, l=0, 1, 2, \dots, L_0-1) \quad (6b)$$

가 된다. 여기서 τ_l 들은 II절의 내용에 근거하여 칩구간별로 하나씩 위치시킨 신호 포착 지점이다. 이제 i 번째 정보 비트 b^i 에 대해 신호 $x_{im}(t)$ 를

$$x_{im}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b^i v_{im}(t - iT) \quad (6c)$$

으로 정의하면, 수신되는 신호 $r(t)$ ³⁾는

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{lm} x_{im}(t) + \hat{e}(t) \quad (6d)$$

3) 앞으로 전개될 내용에서는 기준 사용자를 제외한 나머지 사용자는 채널잡음에 포함시키게 되므로 수식에서 p번째 사용자를 의미하던 첨자 p는 표현하지 않겠다.

4) 식 (6d)는 기저 함수들을 표현하기 위해 2차원 표기법이 사용되었다는 점과 연속적인 심볼 전송이 고려되고 있다는 점을 제외하면 식 (2)와 동일한 형태를 가진다.

로 표현될 수 있는데, 여기서 $\hat{\epsilon}(t)$ 는 근사화 오차와 채널 잡음을 합한 잔여 오차(즉, $\hat{\epsilon}(t) = \epsilon(t) + z(t)$)이다⁴⁾. 식 (6d)에서 g_{lm} 은 MMSE 관점에서 최적 채널 보정 계수를 나타내는데, 이 최적 계수는

$$J \equiv E[|\hat{\epsilon}(t)|^2] \quad (7)$$

를 최소화 시킴으로써 얻어진다. 보다 구체적으로 $n = Ml + m$, $j = Ml' + m'$, ($l, l' = 0, 1, \dots, L_0 - 1$, $m, m' = 0, 1, \dots, M - 1$)에 대해 $R_p(n, j)$ 와 $y(n)$ 을

$$R_p(n, j) = E[x_{lm}(t) x_{l'm'}(t)], \quad (8a)$$

$$y(n) = E[r(t) x_{lm}(t)] \quad (8b)$$

와 같이 정의하면, 충분히 큰 B에 대해 근사적으로

$$R_p(n, j) \approx \frac{1}{(2B+1)T} \sum_{i=-B}^B \int_{iT+\tau_i}^{(i+1)T+\tau_i} x_{lm}(t) \cdot x_{l'm'}(t) dt, \quad (8c)$$

$$y(n) \approx \frac{1}{(2B+1)T} \sum_{i=-B}^B \int_{iT+\tau_i}^{(i+1)T+\tau_i} r(t) x_{lm}(t) dt, \quad (8d)$$

을 통해 각각의 값들을 얻을 수 있다. 이제 상관행렬 R_p 와 상관벡터 y 를

$$R_p = [R_p(n, j)]_{L_0 M \times L_0 M}, \quad (8e)$$

$$y = [y(0), y(1), \dots, y(L_0 M - 1)]^T \quad (8f)$$

로 정의할 때,

$$g = [\tilde{g}_0, \tilde{g}_1, \dots, \tilde{g}_{L_0 M - 1}]^T, \quad (9a)$$

$$\tilde{g}_{Ml+m} = g_{lm}, \quad l=0, 1, \dots, L_0 - 1, m=0, 1, \dots, M - 1 \quad (9b)$$

의 관계가 성립하도록 최적 계수 벡터를 1차원 정렬한 벡터 g 는, 최적 선형 MMSE 파라미터가 만족하는 직교성의 원리로부터 Wiener-Hopf 방정식의 해

$$g = R_p^{-1} \cdot y \quad (9c)$$

가 된다. 이제 적용 LMS 알고리즘 등에 의해 채널 보정 계수가 찾아졌다고 할 때 수신단에서는 추정 오차

$$e^{(i)} = \int_{-\infty}^{\infty} |r(t) - b^i \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{lm} v_{lm}(t-iT)|^2 dt \quad (10)$$

를 최소화 하는 b^i 를 취함으로써 i 번째 전송 심볼을 결정하게 된다. 본 논문에서 처럼 BPSK 심볼을 가정할 경우에는,

$$Y^{(i)} = \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_{lm}^{(i)}, \quad (11a)$$

$$y_{lm}^{(i)} = \text{Re} \left[\int_{iT+\tau_i}^{(i+1)T+\tau_i} g_{lm}^* r(t) v_{lm}(t-iT) dt \right] \quad (11b)$$

로 정의되는 심볼결정 인수 $Y^{(i)}$ 에 대해, 추정오차가

$$e^{(i)} = \int_{-\infty}^{\infty} \{ |r(t)|^2 + \left| \sum_{l=0}^{L_0-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{lm} v_{lm}(t-iT) \right|^2 \} dt - 2b^i Y^{(i)} \quad (11c)$$

로 표현될 수 있으므로, 결국 심볼결정인수 $Y^{(i)}$ 의 부호를 b^i 라고 판정하면 된다. (11b)의 작용, 즉, 수신신호가 확장직교기저에 투영되어 얻어지는 각각의 신호 성분에 최적 채널 보정 계수의 쉐레 복소수 값을 곱하는 작용이 그림 3에 있는 채널 보정 블럭에서 행해진다. 최종적으로 $L_0 M$ 개의 신호성분들이 합산되어 심볼결정인수 $Y^{(i)}$ 를 이루게 된다. 만일, 송신단에서 정보원 비트열에 대해 부호화를 수행한 경우에는 그에 상응하는 복호화 과정을 통해 최종 비트열을 얻게 된다.

V. 결 론

먼저 본 논문에서는 기존의 주파수 다이버시티와 경로 다이버시티를 통합하는 수단으로 포텐셜 다이버시티와 신호 분해도의 개념을 도입하였다. 이 두가지 개념의 도입으로 인해, 다이버시티 개념은 어떠한 형태의 분해 기법을 사용하는지에 관계없이 수신단에서 추출해 낼 수 있는 독립적인 신호 성분들의 개수로 해석할 수 있고, 이를 통해 기존의 다른 다이버시티 기법들을 하나의 방식으로 통합할 수 있는 가능성을 마련해 주었다.

다음으로, 논문에서는 새로운 칩확산 OCDM 시스템을 제시하였다. 이 시스템은 DS/CDMA 칩 시퀀스

를 직교 월시 함수들에 실어 병렬로 전송하고, 수신 단에서 확장 직교 기저를 통해 각각의 칩 시퀀스를 추정, 결합한다. 외적으로, 이 시스템은 직교 부호화된 DS/CDMA 시스템과 OFDM/CDMA 시스템의 결합으로 보이지만, 내적으로 이 시스템은 경로 다이버시티와 주파수 다이버시티를 효율적으로 결합하여 증가된 포텐셜 다이버시티를 얻는 시스템으로 해석할 수 있다.

칩 확산 OCDM 시스템에서도 여러개의 기저함수가 전송을 위해 사용되지만, 기존의 다중반송파 시스템과는 달리 월시 파형들과 단일 정현파가 사용되기 때문에 높은 PAR 및 주파수 오프셋에 대한 민감도 문제가 해결될 수 있다.

제안한 OCDM 시스템은 다중경로 채널에서의 시뮬레이션 결과 최대율 결합(MRC:Maximal Ratio Combining)을 사용하는 기존의 DS/CDMA 시스템에 비해 우수한 비트 오류율 성능을 보이는 것으로 나타났다. 구체적인 결과는 제안한 칩확산 OCDM 시스템이 기존의 DS/CDMA 시스템에 비해 정량적으로 얼마나 우수한 비트 오류율 성능을 보이는지에 관한 이론적인 분석과 함께 후속 논문에서 취급하도록 하겠다.

참 고 문 헌

1. A. Baier, U.-C. Fiebig, W. Granzow, W. Koch, P. Teder, and J. Thielecke, "Design study for a CDMA-based third-generation mobile radio system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, pp. 733-743, May 1994.
2. P. K. Enge, and D. V. Sarwate, "Spread-spectrum multiple-access performance of orthogonal codes: Linear receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, pp. 1309-1319, Dec. 1987.
3. A. J. Viterbi, "Very low rate convolutional codes for maximum theoretical performance of spread-spectrum multiple-access channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, pp. 641-649, May 1990.
4. R. Padovani, "Reverse link performance of IS-95 based cellular systems," *IEEE Persnal Commun.*, vol. 1, pp. 28-34, Third Qtr. 1994.
5. A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, 1995.
6. F. Ling, E. Bruckert, and T. A. Sexton, "Analysis of performance and capacity of coherent DS-SS reverse link communications," *Proc. VTC'95*, pp. 912-916, 1995.
7. N. Yee, J. -H. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," *Proc. PIMRC'93*, pp. 109-113, 1993.
8. S. Kaiser, "OFDM-SS versus DS-SS: Performance evaluation for fading channels," *Proc. ICC'95*, pp. 1722-1726, 1995.
9. S. Kaiser, "On the performance of different detection techniques for OFDM-SS in fading channels," *Proc. GLOBECOM'95*, pp. 2059-2063, 1995.
10. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1989.
11. M. Kavehrad, and B. Ramamurthi, "Direct-sequence spread spectrum with DPSK modulation and diversity for indoor wireless communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, pp. 224-236, Feb 1987.
12. K. Pahlavan, and A. H. Levesque, *Wireless Information Networks*, Wiley, 1995.
13. G. E. Bottomley, "Signature sequence selection in a CDMA system with orthogonal coding," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 62-68, Feb. 1993.



金炳勳(Byoung-Hoon Kim) 정회원
 1971년 2월 14일생
 1994년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)
 1996년 2월: 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1996년 3월~현재: 서울대학교 대학원 전기공학부 박

사과정 재학중

※주관심분야: 무선통신, 통신 신호처리



李 秉 基(Byeong Gi Lee) 정희원

1951년 5월 12일생

1974년 2월:서울대학교 전자공학과(공학사)

1978년 2월:경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1982년 2월:University of California, Los Angeles 대

학원 전자공학과(공학박사)

1974년~1979년:해군사관학교 교관

1982년~1984년:Granger Associates, Santa Clara, CA, 연구원

1984년~1986년:AT&T Bell Laboratories, North Andover, MA, 연구원

1986년 9월~현재:서울대학교 전기공학부 교수

※주관심분야:디지털 신호처리, 디지털 전송, 광대역 통신망, 통신 신호처리