

다중반송파 적응변조를 이용한 광대역 무선전송시스템의 성능분석

임승주* · 강민구** · 천현수*** · 강창언***

Performance Analysis of the Wide-band Radio Transmission
System using a Multi-carrier Adaptive Modulation Schemes

Soong Joo, Im* · Min goo, Kang** · Hyun Soo, Cheon*** · Chanh Eon, Kang***

요 약

본 논문에서는 다중 반송파 적응 변조기술을 적용한 무선 데이터 전송 시스템을 제안하고, 성능을 분석한다. 일반적인 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM : orthogonal frequency division multiplexing) 방식이 모든 부반송파를 통해 전송되는 신호의 정보량을 같게 설정하는 것과 달리 제안된 다중 반송파 적응 변조 시스템은 채널의 상태 및 주어진 에러 확률에 따라 부반송파를 통해 전송되는 신호의 정보량을 다르게 한다. 이에 따라 원하는 품질의 전송상태를 유지하면서도 데이터의 전송률을 최대화하거나 데이터의 전송률과 전송 상태를 고정하면서 최소의 소비전력으로 전송할 수 있게된다.

ABSTRACT

In this thesis a wireless data transmission system has been proposed and analysed that uses the multi-carrier technique with the adaptive modulation scheme. In general, the OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system is assigning a same amount of information to all sub-carriers in a wireless data transmission. In the proposed system, the different amount of information is assigned to each sub-carrier depending on the state of channel and the target probability of error of system. With the proposed scheme, the transmission rate can be maximized with the fixed power and the required power to transmit the information can be minimized with the target probability of error of system.

연구 세부분야 및 키워드: 다중반송파, 적응변조, 광대역무선전송시스템

제1장 서론

정보통신 수요의 급증과 다양한 정보매체 사용에 대한 지속적인 요구는 유무선 통신시스템의 디지털화 및 대용량 고속 서비스를 필요로 한다. 이를 위해 기존

에 많이 사용되어지던 단일반송파(single-carrier)전송 기법 외에 다수개의 반송파를 이여 정보를 전송하는 다중반송파(multi-carrier) 전송기법이 주목받고 있다[1].

대용량 고속 서비스는 넓은 대역폭 및 많은 계산량을 요하는 신호처리 기법을 요구한다. 따라서 효율적

* 중앙일보 전문위원

*** 연세대학교 전자공학과

** 한신대학교 정보통신학과

접수일자: 2001. 7. 31

인 전송시스템의 설계 및 구축을 위해 대역폭 효율적인 전송방식 및 상대적으로 효율적인 신호처리 기법의 사용이 필요하다. 무선통신 시스템의 경우 이동 및 주변 지형에 의한 반사로 인해 유선통신 시스템에 비하여 매우 열악한 수신환경을 갖게 된다. 따라서 대용량 고속 서비스 또한 이동체 수신에 대한 강건성을 확보하여야 한다[2].

적용변조 방식을 적용한 시스템은 전송효율의 최적화가 가능하며, 고속 대용량 무선 전송시스템 특히 다중반송파 기법을 전송방식으로 채택한 무선 시스템에 대한 적용변조 방식을 적용하려는 시도가 계속되고 있다[3, 4]. 일반적으로 무선 시스템의 경우 신호가 통과하는 채널은 시변 채널이다. 따라서 적용변조 방식을 적용하려 할 경우 정확한 채널추정, 추정된 채널정보의 궤환, 궤환된 채널정보를 이용한 비트 및 에너지 분포의 계산이 지속적으로 요구되게 된다. 채널추정의 경우 최적 적용변조를 위해 궤환되는 채널 추정 정보 및 비트 로딩에 필요한 계산량은 적용변조 시스템을 무선환경에 적용하는데 상당한 어려움을 주고 있다. 이에 따라 몇몇 연구들이 진행되어 왔는데 주로 비트 로딩에 필요한 계산량을 줄이는 기법들이고 궤환정보의 양을 줄이려는 노력은 거의 전무한 상태이다.

본 논문에서는 적용변조 방식을 무선 시스템에 적용하기 위해 궤환정보의 양을 줄일 수 있는 알고리즘을 검토한다. 다중반송파 전송기법에서 다수개의 부반송파를 사용할 경우 송신단측에 궤환되어야 할 채널정보의 양은 부반송파 수에 비례하며 특히 채널이 시간에 따라 변할 때마다 모든 채널정보를 궤환시킬 경우 궤환되어지는 정보의 양이 매우 크게 된다. 이 경우 전체 적용변조 방식 적용을 위해 필요한 채널정보가 전체 데이터의 상당부분을 차지하게 되고 적용변조를 적용하여 얻게되는 이득의 상당부분을 잃게 된다.

일반적으로 이동통신 환경은 주파수 선택적 페이딩 환경이고 차량의 이동, 수신체 주변의 지형지물 등의 변화에 따라 채널의 주파수 응답이 지속적으로 변하게 된다. 이러한 채널의 변화는 시간에 대해 상당한 상관관계를 갖게된다. 즉 여러 조건에 따라 다르지만 일정 시간 구간동안 각 부채널의 상태는 상당한 상관관계를 갖는다[2].

따라서 비트 로딩 계산을 위해 송신측에 궤환되는 정보는 추정된 채널 상태 전체일 필요가 없다. 즉 이전

의 채널상태는 이미 전송되었다는 가정 하에 채널변화의 차분만을 전송하여도 비트 로딩 계산과정에 발생하는 손실은 거의 없게된다. 본 논문에서는 기존 방식이 비트할당 정보와 채널이득 정보 2가지를 전송하는 것과 달리 소수를 포함하는 비트할당 정보 하나로 단일화된 궤환정보를 보내는 방법과 단일화된 궤환정보의 차분만을 궤환시키는 차동궤환 기법을 제안하고 그 성능과 타당성을 검토한다.

제2장 차동궤환 정보를 적용한 다중 반송파 적용 변조시스템

이 절에서는 차동 궤환 정보를 적용한 다중 반송파 적용 변조 시스템을 제안하고, 차동 궤환 정보를 적용하는 경우에 발생하는 여러 가지 성능 열화 인자를 감소시키는 신호 처리 방안을 제안한다.

2-1 채널 정보 궤환을 이용한 다중 반송파 적용 변조 시스템의 구조

일반적으로 고정 전송률/최소 전력 또는 최대 전송률/고정 전력의 전송 조건을 만족시키기 위해서는 각 반송파를 통해 전송되는 정보량과 이때 주어지는 전송신호의 진폭이 채널 상태에 따라 민감하게 결정되어야 한다. 그러나, 무선 채널은 시변 특성을 가지고 있으므로, 송신단과 수신단간에는 주기적인 채널 정보의 궤환이 요구되어진다. 이때, 궤환 정보의 전송에 의하여 야기되는 전송률 감소를 줄이기 위하여 다음과 같은 가정을 통해 궤환 문제를 정리해 볼 수 있다.

가정 1: 수신단에서 채널의 주파수 응답을 추정하여, 이것을 궤환한다.

특징: N 개의 부반송파를 통해 수신된 신호의 전력을 추정하여, N 개의 주파수 응답을 전송단으로 궤환한다. 이러한 경우 전송단에서 궤환된 채널 정보를 토대로 최적의 전송 조건을 산출한 뒤, 전송단과 수신단의 조건을 같게 하기 위하여 다시 전송 조건에 대한 정보를 수신단으로 전송해주어야 한다. 따라서, 채널의 변화에 적용하기 위하여 전송단과 수신단에서 각각 단한번의 정보 교환이 이루어져야 하므로 적절하지 못하다.

가정 2: 수신단에서 채널의 주파수 응답을 추정하여, 이것을 바탕으로 최적의 전송 조건을 얻어내고, 이

때 얻어진 전송 조건에 대한 정보를 제공한다.

특징: N 개의 부반송파에 대하여, 전송 조건을 같게 하기 위한 정보만을 전송하게 되므로 가정 1의 경우에 비하여 보다 작은 양의 정보를 전송하게 되고, 수신단에서 전송단으로의 단 한번의 변환으로 채널에 대한 적응이 이루어진다.

직관적으로 가정 2로 설정한 경우와 같이, 수신단에서 최적의 전송 조건을 얻어내고, 이때의 전송 조건을 전송단으로 변환하는 방법이 보다 나은 적응 변조 방법임을 알 수 있다. 이 절에서는 가정 2에 나타난 단일 변환 방식을 통한 다중 반송과 적응변조 시스템을 설계한다.

먼저 전송 데이터를 채널의 주파수 특성에 부합하여 최적의 전송상태가 되도록 각 부반송파를 통해 전송할 수 있는 정보량을 설정하고, 이것을 IFFT로 다중 반송파 변조한 후, ISI를 줄이기 위한 cyclic prefix를 더하여 무선 채널로 전송하게 된다. 전송 신호는 시간에 따라 주파수 특성이 변화하는 채널을 통과하게 되는데, 이때 외부로부터의 잡음과 간섭신호를 수신하게 된다. 수신기에서는 수신기 잡음이 더해지게 되고, 이렇게 수신된 신호는 적절한 시간/주파수 동기를 거친 후, ISI 제거를 위해 더해진 cyclic prefix가 제거된다.

이 신호가 FFT를 통과한 후 적절한 방법에 의하여 결정된 후 최종적으로 비트열로 얻어지게 된다. 이때 각 반송파의 수신 전력 성분을 분석하여 채널의 주파수 응답을 얻어내고, 최적의 전송상태를 얻어내기 위한 비트 로딩 알고리즘을 수행한다. 이때 얻어진 정보량 패턴은 변환 정보로 송신기에 전달되어진다.

일반적으로, 최적의 전송 조건을 비트 로딩 알고리즘을 통해서 얻어낸다면, 변환 정보는 각 부반송파를 통해 전송되어지는 정보의 정보량과 전송 신호의 진폭이 된다. 이때, 송신단 변조기 구현의 복잡도를 고려하여 전송하는 정보의 정보량은 정수로 한정되며, 이때의 진폭은 실수로 얻어진다.

2-2 다중 반송파 적응 변조 시스템에서의 변환 정보

변환정보를 벡터 수식으로 나타내기 위하여, 벡터를 굵은 글씨체로 나타내고, 그 구성원은 첨자가 붙은 소문자로 표현한다. 그 예로 N 개의 구성원을 취하는 벡터 \mathbf{x} 는 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ 와 같이 표현된다. 각

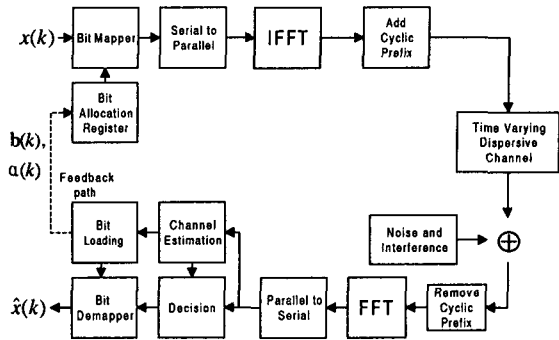


그림 2-1 제안된 적응 OFDM의 블록 다이어그램

각의 첨자가 나타내는 인자는 다중 반송파 신호 모델의 주파수 또는 부반송파 번호를 나타낸다.

그림 2-1에 나타낸 다중반송파 시스템에서 각 부반송파에 실려 전송되는 신호의 정상도는 채널상태에 따라 조정되고, 전송단으로 변환되는 정보는 각 부반송파 신호의 정상도를 결정하는 정보와 이득성분으로 이루어지게 된다. 이것은 다음과 같이 설명할 수 있다.

수신단에서 추정된 채널 주파수 응답 벡터를 \mathbf{h} 라고 하고, 이 때의 비트 할당 벡터를 \mathbf{b} , 그리고 이때의 전력 분포 벡터를 \mathbf{e} 로 정의한다. 우선 고정된 전송 전력에 대하여 전송률과 전송시 발생하는 비트에러확률 조건을 최적으로 하는 비트로딩 방법에 대하여 알아보자. 전송 전력을 E 로 제한하면, 주어진 \mathbf{h} 에 대하여 전송 비트 수와 이때의 전력 분포는 전송률과 시스템 마진을 최대화하는 다음의 최적화 방정식의 해로 얻어진다.

$$(2-1) (\mathbf{b}, \mathbf{e}, \bar{N}) = \arg \max (B, \gamma),$$

여기서 \bar{N} 은 요구되는 부채널의 개수, B 는 전송 비트수의 총합, γ 는 시스템 마진이다. 시스템의 비트에러 확률을 제어하기 위해 신호대잡음비(SNR) 값 Γ 를 정의하면, 원하는 해는 상수로 얻어지는 다음의 water filling의 해, λ 를 통해 구할 수 있다 [5].

$$(2-2) \lambda = e_n + \Gamma \sigma_n^2 / |h_n|^2,$$

여기서, σ_n^2 는 n 번째 부채널의 잡음 신호 분산이다. 이때, n 번째 부채널의 정규화된 채널 응답을 $g_n = |h_n|^2 / \sigma_n^2$ 으로 정의하면, n 번째 부채널의 전

송 비트수는 다음과 같이 얻어진다.

$$(2-3) \quad b_n = \log_2 \left(\frac{\lambda g_n}{\Gamma} \right).$$

실제의 전송 비트 수는 정수로 결정되어지므로, Chow의 비트 로딩 알고리즘 [6] 과 같은 일반적인 알고리즘에서는, 실수로 얻어지는 부채널 전송 비트 b_n 를 반올림한 \widehat{b}_n 을 전송 비트수로 사용한다. 이때, 시스템 마진 γ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$(2-4) \quad \gamma = \frac{E}{\sum_{n=1}^N \Gamma(2^{\widehat{b}_n} - 1) / g_n},$$

2그리고, 이때의 부채널 이득은 다음과 같이 나타낸다.

$$(2-5) \quad \alpha_n = \sqrt{e_n / \Gamma(2^{\widehat{b}_n})},$$

여기서, $P(m)$ 은 2^m 개의 신호점을 갖는 신호집합의 평균 신호 전력을 나타내고, e_n 은 식 (2-3)를 이용해 구한 n 번째 부채널의 전송 에너지이다. α_n 은 e_n 에 비하여 상대적으로 낮은 변화 폭을 갖게 되므로, 채널에 적용하기 위한 제한 정보는 \widehat{b}_n 과 α_n 이 된다.

2-3 이득 부정합

앞 절에서 설명한 제한 정보는 선형 양자화를 통해 얻어진 값인데, 이러한 양자화는 본래의 이득 α_n 과 양자화된 이득 값 $\widehat{\alpha}_n$ 과의 양자화 오차에 의한 이득 부정합을 초래하게 된다. 결국, 이득 부정합에 의하여 각 부채널의 시스템 마진이 불균등하게 되므로, 각 부채널의 비트에러확률은 시스템 마진과 SNR 겹에 의하여 정의된 비트에러확률과 다른 결과를 얻게 된다.

채널 이득의 양자화에 의한 이득 부정합의 효과에 대해서 살펴본다. 계산상의 편의를 위하여, 부채널 이득 α_n 이 로그 (dB) 스케일 상에서 $\widehat{\alpha}_n$ 양자화되는 것으로 가정하고, 이때 m 비트를 전송하기 위한 2^m 개의 신호점을 갖는 다성상도(multi-constellation) 신호 집합의 평균 전력은 $2^m - 1$ 라 가정한다. 이러한 경우 부채널 이득 α_n 은 앞서의 수식 (2-5)에 의하여 $\sqrt{\gamma/g_n}$ 가 된다. 또한 양자화 오차를 μ_n 이라 정의하

면, 양자화된 부채널 이득은 다음과 같이 표현된다.

$$(2-6) \quad 20 \log_{10} \widehat{\alpha}_n = 20 \log_{10} \alpha_n + \mu_n.$$

이때의 전송 심볼의 평균 전력은 다음과 같이 나타낸다.

$$(\widehat{e}_n) = \widehat{\alpha}_n^2 \Gamma(2^{\widehat{b}_n} - 1) = 10^{\mu_n/10} e_n$$

여기서, 제한 방법의 효율성을 평가하기 위하여, dB 스케일 상에서 이득 부정합을 다음과 같이 정의한다

$$(2-8) \quad \delta_n = 20 \log_{10} \frac{\widehat{\alpha}_n}{\alpha_n} = 10 \log_{10} \frac{\widehat{e}_n}{e_n}$$

이때, 이득 부정합은 dB 스케일 상에서의 양자화 오차 μ_n 과 같고, 충분히 많은 수의 반송파가 사용된다면 평균이 0이며 균일한 분포를 갖는 랜덤 변수로 가정할 수 있다. 따라서, 이때의 이득 부정합의 분산은 다음과 같이 표현된다.

$$\sigma_\delta^2 = \frac{R^2}{12 \cdot (2^k - 1)^2}, \quad (2-9)$$

여기서, R 은 부채널 이득 α_n 의 dB 스케일 상의 범위를 나타내며, k 는 양자화에 사용되는 비트의 수를 나타낸다. 일반적인 경우, 부채널 이득은 채널 상태에 따라 각각의 부채널들을 놓고 살펴보면 기하급수적인 증가와 감소를 나타내는 특성을 갖는다. 따라서, 채널 이득은 로그 스케일 상에서 양자화하는 것이 보다 효율적이라 할 수 있다.

2-4 제한 정보 감소 알고리즘

본 절에서는 제한 정보 감소 알고리즘을 제안한다. 식 (2-3)에서, 부채널에 전송되는 비트의 양은 부채널 용량과 SNR 겹에 의해서 결정된다. 결국 실수 b_n 은 정규화된 채널 응답을 포함하고 있으므로 이것을 바탕으로 비트 정보와 이득으로 구성되는 제한정보를 하나로 만들 수 있다. 실수의 b_n 이 전송된다면 다음 과정에 의하여 전송에 필요한 α_n 과 e_n 을 정확히 계산할 수 있다. 우선 식 (2-3)에서부터, 평균 전송 비트수는 다음과 같이 얻어진다.

$$\bar{b} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N b_n = \log_2 \left(\frac{\bar{g}\lambda}{\Gamma} \right) \quad (2-10)$$

여기서, \bar{g} 는 g_n 의 기하평균이며, n 번째 부채널의 정규화된 채널응답은 다음과 같다.

$$\widehat{g}_n = 2^{(b_n - \bar{b}_n)} = \frac{g_n}{g}, \quad (2-11)$$

여기서, \bar{g} 는 상수이므로 부채널 이득 α_n 은 다음의 시스템 마진은

$$\widehat{\gamma} = \frac{E}{\sum_{n=1}^N GP(b_n) / \widehat{g}_n} = \frac{\gamma}{g}, \quad (2-12)$$

이 되므로, 수식 (2-12)을 이용하여 다음을 얻는다.

$$\widehat{\alpha}_n = \sqrt{\frac{\widehat{\gamma}}{\widehat{g}_n}} = \sqrt{\frac{\gamma/g}{g_n/g}} = \alpha_n. \quad (2-13)$$

앞서의 수식을 이용하면, 비트 정보와 이득 정보를 모두 전송할 필요 없이 보다 확장된 형태의 비트 정보를 전송하더라도 원하는 결과를 얻을 수 있다는 결론을 얻게 된다. 따라서 본 논문에서는 케환정보의 전송을 위해서 실수의 비트 정보 b_n 을 무 부호 수 (unsigned fixed point number) \widetilde{b}_n 으로 적정수준 양자화하여 전송하는 방법을 제안한다. 결국, 채널 상태 정보는 양의 정수부를 나타내는 p 비트와 소수 부분만을 나타내는 l 비트 부분으로 구성되어지며, 다시 말해 정수 비트 정보를 나타내는 케환 정보에 l 비트를 추가한 것으로 생각할 수 있다. 이때 부채널을 통해 실제 전송되는 비트의 수는 \widetilde{b}_n 을 반올림하여 얻는다. 이렇게 제안된 케환 방법의 효율을 평가하기 위하여, 우리는 앞서 정의한 이득 부정합을 이용한다. 양자화된 케환 정보 \widetilde{b}_n 은 다음과 같이 표현된다.

$$\widetilde{b}_n = b_n + \nu_n, \quad (2-14)$$

여기서, ν_n 은 $(-\psi/2, \psi/2)$ 의 범위를 갖는 양자화 오차이며, 이때 $\psi = 2^{-l}$ 이다. 이때, N 이 충분히 크다면, ν_n 은 평균이 0인 균일 분포의 랜덤 변수로 가정할 수 있다. 결국 이때의 이득 부정합 δ_n 은 다음과 같이 얻어진다.

$$\delta_n = -20 \nu_n \log_{10} 2 \quad (2-15)$$

이때, δ_n 의 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_\delta^2 = \frac{(20 \log_{10} 2)^2}{12} \cdot 2^{-2l} \quad (2-16)$$

케환정보를 보다 감소시키기 위하여, 우리는 케환 정보를 차동으로 전송하는 방법을 제안한다. 시변 채널상에서는 시스템 성능의 유지를 위하여 케환이 빈번하게 일어나게 되므로, 매번 모든 채널 상태 정보를 전송할 필요는 없다. 이러한 경우, 앞서 얻은 케환 정보 \widetilde{b} 를 차동 전송하게 되면 주기적인 채널 적응을 위한 케환 정보의 양을 최적화 할 수 있게 된다.

차동 케환 정보 벡터를 다음의 식과 같이 정의한다.

$$\Delta b(k) = b(k) - b(k-1), \quad (2-17)$$

여기서, k 는 이산적인 시간을 나타내는 인수이다. 결국 각 부채널의 케환정보들은 채널 적응 시점의 각 부채널로 전송되는 정보의 양의 차를 나타내는 양자화된 부호화 정수의 형태로 전송되어지게 되며, n 번째 부채널 이득은 다음의 수식을 통해 얻게 된다.

$$\widehat{\alpha}_n(k) = \widehat{\alpha}_n(k-1) \cdot 2^{-\Delta b_n(k)} \quad (2-18)$$

제안된 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

1) 수신단에서 추정된 채널 응답을 이용하여, 각 부채널을 통해 전송되는 정보의 양 $b_n(k)$ 를 모두 구하여 $(p+l)$ 비트의 무부호 수 $\widetilde{b}_n(k)$ 로 양자화하여 케환정보로 전송한다.

2) 차동 케환 정보, $\Delta \widetilde{b}_n(k) = \widetilde{b}_n(k) - \widetilde{b}_n(k-1)$ 를 구하여 전송한다.

3) 전송단에서는 수신된 케환 정보 $\Delta \widetilde{b}$ 를 반올림하여 부채널을 통해 전송되는 정보의 양 b_n 을 갱신하고, 부채널 이득은 $\widehat{\alpha}_n(k-1)2^{-\Delta b_n(k)}$ 로 근사화하여 얻는다.

제안된 채널 정보 케환 알고리즘을 평가하기 위한 모의실험 예제를 보인다. 우선 케환 정보량을 결정하기 위해서, 부채널 이득 α_n 은 k 비트로 양자화되고, 부채널 용량 b_n 의 소수부분은 l 비트로 양자화된다고 가정한다. 이때, 각각의 부채널을 위한 케환정보의 양 I_{FB} 는 각각의 케환 방법에 따라 다음과 같이 요약된다.

1) 부채널 전송 비트수 + 부채널 이득 케환

$$(2-19)_{FB} = \lceil \log_2(\max b_n + 1) \rceil + k$$

2) 양자화된 부채널 용량 케환

$$(2-20)_{FB} = \lceil \log_2(\max b_n + 1) \rceil + l$$

3) 차동 부채널 용량 제한

$$(2-21)_{FB} = \lceil \log_2 \max \Delta b_n \rceil + l + 1$$

다음 그림 2-2는 차동 제한 정보를 이용한 적응 변조 방법을 블록 다이어그램으로 도시한 것이다. 앞에서 정리한 알고리즘을 그대로 적용하면, 수신된 차동 제한정보를 이용해서 부채널을 통해 전송할 정보의 양을 결정하고, 채널 이득을 식 (2-18)을 이용하여 구한다. 이렇게 구해진 전송 조건을 신호 사상기에 적용하여 최종적인 주파수 영역 전송 심볼을 얻는다.

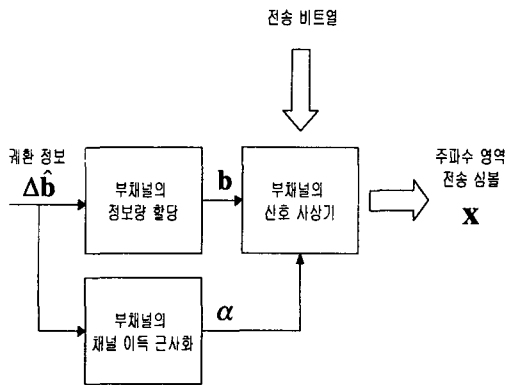


그림 2-2 차동 제한 정보를 이용한 적응 변조 방법

제3장 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 절에서는 본 논문에서 제안한 다중 반송파 적응 변조 시스템을 무선 채널에 적용한 실험 결과를 분석한다.

3-1 제한 정보 감소 실험

3-1-1 제한 정보 감소와 이득 부정합

제한 정보감소량과 제한정보를 감소 시켰을 경우의 효율을 비교하기 위해 이득 부정합의 자승평균을 이용하며, 제한정보의 양자화에 대한 이득 부정합의 자승평균 수식을 이용한다.

제한 정보의 양자화 정도에 따른 이득 부정합을 비교하기 위하여, $\max b_n = 7$ 이고, 부채널 이득 범위는 20 dB로, 그리고 주어진 채널 적응 주기에 대해 최대 부채널 용량 변화, 즉 $\max \Delta b_n = 1$ 로 가정

한다. 동일한 이득 부정합의 자승 평균에 대하여 각각의 경우에 대한 제한 정보의 크기는 그림 3-1과 같이 나타난다.

그림 3-1 상단에 나타난 그래프는 하나의 부채널에 대해서 부채널 정보량과 이득을 동일한 수의 비트로 제한하는 경우의 이득 부정합 자승 평균을 나타낸 것이다. 그보다 아래에 나타난 그래프는 제안한 양자화된 채널 전송률 \tilde{b} 로 제한하고 이에 따른 채널 이득을 근사화하는 경우의 이득 부정합 자승 평균이다. 마지막으로 가장 아래에 보이는 그래프는 양자화된 채널 전송률 \tilde{b} 를 차동으로 전송하는 경우의 이득 부정합 자승평균을 나타낸다.

그림의 결과와 같이, 제안된 채널 정보 제한 방법은 기존의 비트 정보 + 채널 이득 제한 방법에 비하여 부채널당 4 비트의 정보를 감소와 동일한 효율을 얻을 수 있다.

3-1-2 시변 채널에서의 제한 정보 감소 효율

제안된 제한 정보 감소 알고리즘을 주파수 선택적 시변 채널에 적용하여, 시변 채널 상에서 제안된 알고리즘이 기존의 제한 방법과 비교하여 어느 정도의 제한 정보 감소 효과를 얻는지 확인한다. 실험을 위해서 64개의 부반송파를 사용하는 다중 반송파 적응 변조 시스템에 제안된 제한 알고리즘을 적용하고, 이때의 시스템 환경은 표 3-1과 같다. 다음의 그림 3-2는 주파수 선택적 시변 채널의 부반송파 번호에 대한 주파수 응답의 일부를 도시한다.

여기에 제안된 차동 제한 정보 전송 방법을 적용하여, 수신단에서 송신단으로의 제한 정보 전달과 관련된 파라미터의 변화를 관찰한다. 이때의 제한정보 설정은 각 채널에 대해 산출한 전송 가능 정보량의 소수부분을 1 비트로 양자화한다.

채널이 시간에 따라 변함에 따라 부반송파를 통해 전송되는 신호의 SNR이 변하게 되는데, 전송 조건은 고정되어 있으므로 이것이 시스템 마진 값의 변화로 나타나게 된다. 이때, 각각의 부반송파의 시스템 마진 값들은 채널의 변화에 따라 불균등한 분포를 갖게 되는데, 이것을 평가하기 위하여 앞서 나타낸 이득 부정합의 자승 평균과 동일한 값인 시스템 마진의 자승 평균을 나타내어 그림 3-3과 같이 시스템 성능의 불균

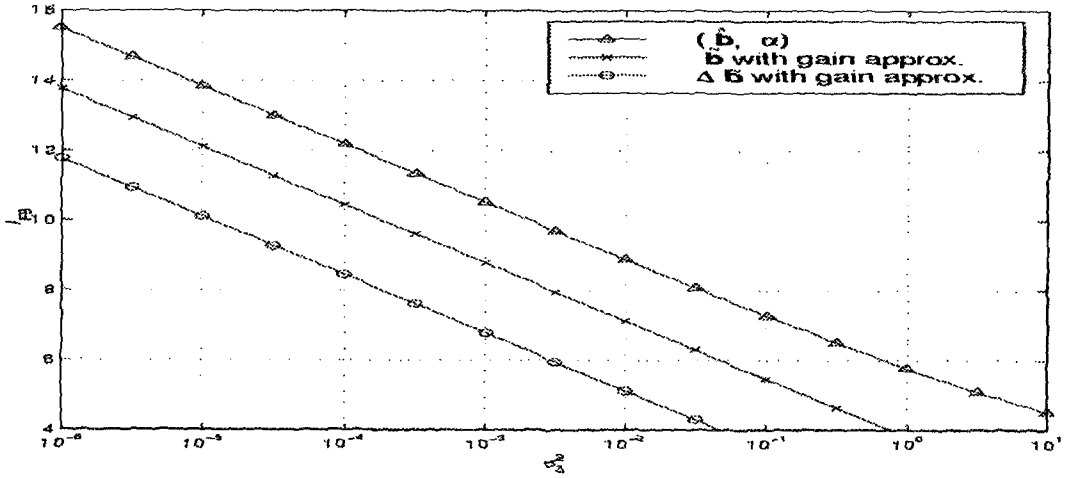


그림 3-1 이득 부정합에 대한 제한 정보량(bits/subchannel)

표 3-1 실험시 사용한 시스템 변수

시스템 인자	
부반송파 개수 (N)	64
SNR 값 (Γ)	8.8 dB
보호구간 (TCP)	16
채널 인자	
시간 지연 스프레드울 (Td/TCP)	1/16
도플러 울 (fd/T)	1/100

그림 3-3을 보면, 제한 정보량이 증가함에 따라 시스템 마진의 자승 평균은 감소하지만, 그 정보량이 어느 정도 이상 커지면 사실상 정보량이 증가하는 것에 비하여 시스템 마진의 불균형에는 큰 영향을 미치지 않는다. 한편, 채널의 시변 특성이 미치는 영향이 제한 정보량이 시스템 마진의 불균형에 미치는 영향보다 더 심각함을 알 수 있다.

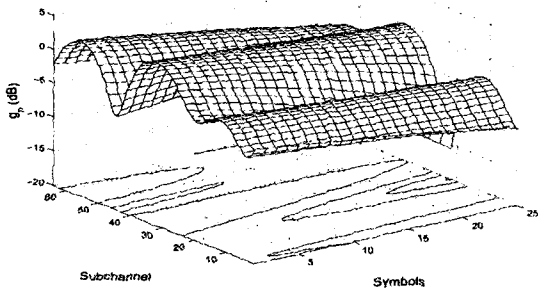


그림 3-2 제한 정보 감소 알고리즘 실험에 쓰여진 채널의 스냅샷

등을 평가한다.

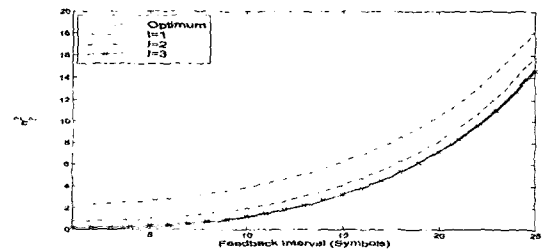


그림 3-3 제한 주기에 따른 시스템 마진의 자승 평균

그림 3-4는 64개의 부채널에 대하여 가장 작게 설정된 시스템 마진을 나타내는 그래프로서, 느리게 변화하는 시변 채널에서도 불과 10개도 못되는 다중 반송파 심볼을 전송하고 나면 전송 조건 설정에 나타난 8.8 dB (에러율: 10^{-6}) 아래로 떨어지는 것을 확인할 수 있다.

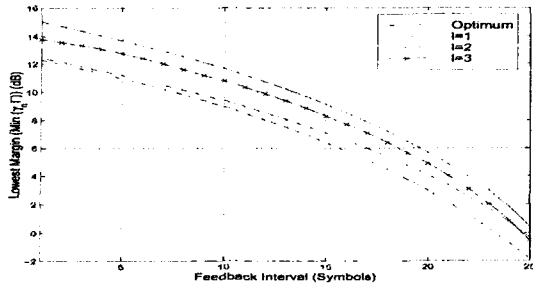


그림 3-4 궤환 주기에 따른 최소 시스템 마진

그림 3-5는 모든 부채널 중에서 채널 변화에 의하여 얼마나 많은 전송 조건 변화가 일어나는지를 보여 주기 위하여 그 최대값을 나타낸 것이다. 궤환 정보의 양자화 정도에 따라서 시변 채널 환경에서 궤환 정보의 변화가 더 크게 나타나고 있는데, 채널의 변화가 비교적 느린 것에 비하여 부채널당 전송 조건의 변화의 최대값이 상당히 큰 것을 알 수 있다.

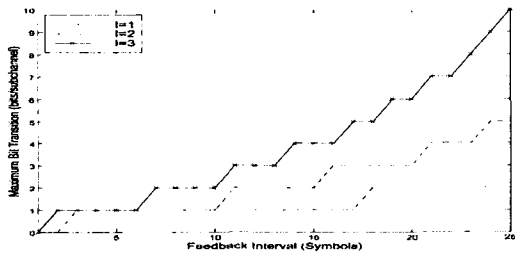


그림 3-5 궤환 주기에 따른 최대 전송 조건 변화 비트수

다음의 그림 3-6과 3-7은 전송 조건의 변화가 일어나는 부채널과 사실상 요구되는 최소한의 궤환 정보를 산출한 것이다. 전송률이 비교적 높은 무선 데이터 전송 시스템일 경우라도, 성능 유지를 위한 전송 정보 궤환에 요구되는 정보량이 매우 크기 때문에, 상당한 양의 전송률 손실이 예측된다.

제4장 결론

본 논문에서는 다중 반송파 적응 변조 시스템이 무선 채널 환경에서 안정된 성능을 얻기 위한 궤환 정보 감소 방안을 제안하고, 그 성능을 분석하였다. 제안된 다중 반송파 적응 변조 시스템은 기존의 유선망을 통해 많은 양의 데이터를 빠르게 전송하기 위한 수단으

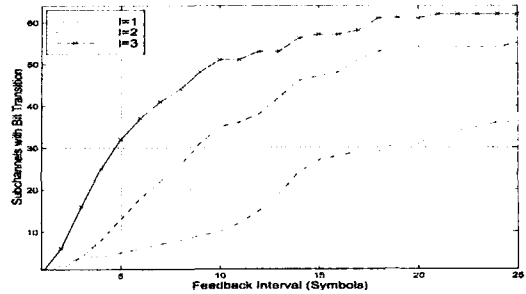


그림 3-6 궤환 주기에 따라 요구되는 전송 조건 변화

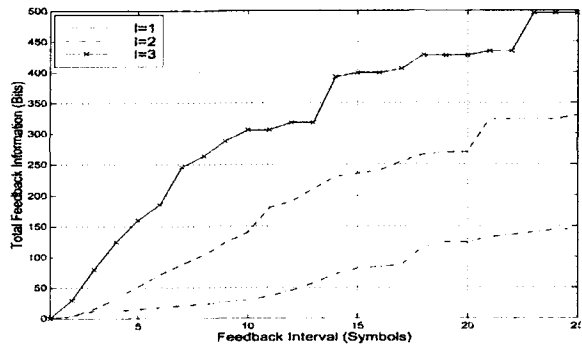


그림 3-7 궤환 주기에 따른 총 궤환 정보량

로서 개발된 DMT 방식을 무선 데이터 전송 시스템에 적용시킨 것이다. 무선 데이터 전송시스템의 경우 무선 채널의 시변 특성에 의하여 주기적으로 채널을 추정하여 최적의 전송 조건을 얻어내야 한다. 따라서, 수신단에서 얻어진 채널 특성을 바탕으로 최적의 전송조건을 얻어내고 이것을 효율적으로 송신단으로 궤환하는 방법이 요구되어진다.

송수신체와 산란, 반사체의 이동에 의하여 야기되는 무선 채널의 시변 특성은 전송 조건을 채널의 변화에 따라 적응시켜야 하므로, 채널의 변화 정도에 따라 많은 양의 궤환 정보를 요구하게 된다. 제안된 시변 채널 궤환 정보량 감소 방안은 채널의 통계적 특성을 이용한 선형 예측기를 사용하여 이상적인 경우, 수신 성능을 크게 떨어뜨리지 않으면서도 궤환 빈도를 채널의 도플러 전력스펙트럼 대역폭의 2배 수준으로 낮출 수 있다.

따라서, 궤환정보 자체의 정보량을 낮추는 대신 채널의 상관특성을 이용하여 채널의 이득 정보를 추정하

는 방법을 제안하였다. 제안된 방법이 제한 정보량이 같은 경우에 대해 채널 이득 부정합에 의하여 야기되는 수신 성능의 불균등이 줄어들게 되는 것을 확인하였다.

참고문헌

[1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, Vol.28, No.5, pp.5-15, May 1990.

[2] John G. Proakis, *Digital Communication*, McGraw-Hill, 1989

[3] A. Czylik, "Adaptive OFDM for Wideband Radio Channels," *Proceedings Globecom 96*, pp. 713718, 1996.

[4] J. Kim, J.-T. Chen, and J. M. Cioffi, "Low Complexity Bit Mapping Algorithm for Multi-carrier Communication Systems with Fading Channels," *ICUPC 98*, pp. 927-931, 1998.

[5] John M. Cioffi, *Private Class Reader of Advanced Communications*.

[6] P. S. Chow, J. W. Cioffi and J. A. C. Bingham, "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.43, No.2/3/4, pp.773-775, Feb. 1995.

[7] J. S. Sadowsky, and V. Kafedziski, "On the Correlation and Scattering Functions of the WSSUS Channel for Mobile Communications," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, Vol. 47, No. 1, FEB. 1998.



강민구

1982년~1986년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1987년~1989년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1989년~1994년: 연세대학교 전자공학과(공학박사)

1985년~1987년: 삼성전자 연구원
 1997년~1998년: 일본 오사카 대학 객원연구원(Post Doc.)
 1994년~2000년 8월: 호남대학교 정보통신공학부 조교수
 2000년 8월~현재: 한신대학교 정보통신학과 조교수
 관심분야: 이동통신시스템, 무선인터넷 응용

임승주

1981년~1985년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1985년~1987년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1991년~2000년: 연세대학교 전자공학과(공학박사)
 1990년~1996년: 한국통신 전임 연구원
 1996년~현재: 중앙일보 전문위원
 1999년 ~ 2001년 : 위성방송추진협의회 회장
 한국통신기술자문위원
 경기대학교 교육대학원 위탁교수
 법과 경영 연구소(주) 이사(현)
 중앙 M&S(주) 이사(현)
 사이버MBA(주) 고문(현)
 한국열린사어비대학 전문위원(현)
 관심분야 : 이동통신시스템, 무선인터넷 응용

천현수

1996년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1998년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1998년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 관심분야: WLAN, OFDM 시스템, MIMO 시스템

강창연

연세대학교 공과대학 전기공학과(공학사)
 (미) Michigan State University(공학석사)
 (미) Michigan State University(공학박사)
 (미) Northern Illinois University 교수
 (미) Michigan 공업기술연구소 선임연구원
 Eta Kapa Nu, Tau Beta Pi 회원
 한국 통신학회 회장 역임
 현재, 한국 통신학회 명예회장
 현재, 연세대학교 전자공학과 교수