

主 題

다중 레벨 변복조 기법을 사용한 TDMA 방식의 WLL 모뎀 개발

서울대학교 이성춘, 류재호, 황성수, 이용환

차 례

- I. 서론
- II. 고정 무선 채널 모델링
- III. WLL 모뎀 설계
- IV. WLL 모뎀 실장 및 성능 분석
- VI. 결론

요 약

무선 채널에서 제한된 주파수 대역폭을 최대한로 활용하여 비디오 데이터를 전송하기 위해서는 고효율의 변복조 기법, 페이딩 보상 기법 및 효율적인 오류 정정 기법이 요구된다. 본 고에서는 RF 주파수가 2 GHz 대역이고 주파수 대역폭이 200 KHz를 갖는 TDMA 방식에 의한 WLL 모뎀(이하 AdWiLL™이라 한다) 설계에 대하여 기술한다. AdWiLL™ 모뎀의 핵심 기술로는 채널 특성을 실시간으로 분석하여 최적의 송수신 조건을 결정하는 channel probing 기술, 페이딩 환경에서 다중 레벨 QAM 변복조를 가능하게 하는 적응출력제어 기술, WLL 전파 환경과 서비스가 고려된 연결 부호(concatenated coding)를 통한 순방향 오류 정정(FEC) 기술, 송수신 성능 향상을 위한 빔포밍 기술이 포함된다. 구현된 모뎀은 고정 무선 채널 환경

에서 16 채널에서 32 Kbps ADPCM 음성 신호를 동시에 송신할 수 있으며, 협대역 ISDN에서 제공하는 전송속도로 비디오 데이터의 전송이 가능함을 보였다.

I. 서 론

정보화 시대를 맞아 저속 음성 서비스 중심에서 데이터 전송, 비디오 전송, 인터넷 접속 등이 통합된 고속 전송 용량이 요구되는 멀티미디어 서비스로 급속히 바뀌어 가고 있으며, 망 측면에서는 유선 가입자망을 무선으로 대체하려는 무선가입자망(wireless local loop: WLL 또는 fixed wireless access) 기술이 각광을 받고 있다. 이와 관련하여 국내에서는 WLL을 위한 접속방식으로 CDMA가 기술 기준으로 제시되어 있으나[1], 국

외에서는 TDMA 방식에 의한 WLL 시스템이 널리 서비스되고 있다. 북미의 경우 Qualcomm과 Lucent 등 일부 회사에서 CDMA 방식 WLL 제품을 생산하는 것 이외에 Hughes의 GMH2000, Interdigital의 Ultraphone, Nortel의 Proximity-C, I, T 등 많은 회사들이 TDMA 방식의 WLL 제품을 출시하고 있다. 유럽에서도 Siemens의 PACS Edge™, Nokia의 DAX node 5000, Phillips의 IRT 4000 등 DECT 및 DCS1800 기술 표준에 의한 TDMA 방식의 WLL 제품이 주를 이루고 있다. 또한 일본의 PHS 표준에 의한 NEC의 DCTS도 TDMA 방식이다 [2]. CDMA 방식은 고정 무선 채널에서 이용할 경우 핸드 오버 등에서 얻을 수 있는 잇점이 없을 뿐 아니라 QPSK 변복조 방식을 사용함으로써 주파수 사용 효율이 낮고 단말기의 실장 구조가 복잡하여 전반적으로 TDMA 방식에 비하여 잇점이 없다. 따라서 여기에서는 음성은 물론 문자 데이터, 비디오 데이터를 최고 144 Kbps로 전송이 가능한 TDMA 방식으로 가변 QAM 변복조 기법을 사용한 WLL 송수신기의 핵심 기술과 단말기 프로토타입 구현에 대하여 기술한다.

모델의 알고리즘 최적화를 위해서 여러 채널 조건에서 실측된 데이터를 분석하여 도플러 주파수와 채널의 이득 변화 크기를 기준으로 고정 무선 채널을 모델링하였다. AdWiLL™에 사용된 핵심 기술로는 channel probing 기술, 적응출력제어 기술, 연접 부호 기술, 빔포밍 기술 등이 있다. Channel probing 기술은 실시간으로 채널을 분석하여 최적의 변복조방식을 결정하는 주파수대역의 이용 효율을 극대화하는 기술이며, 적응출력제어 기술은 채널의 이득 변화를 송신 단에서 보상하여 무선 채널 환경을 준 Gaussian 환경으로 변환함으로써 주파수 이용효율이 높은 QAM을 무선 채널에 사용할 수 있도록 하는 기술이다. 또한 TCM(Trellis coded Modulation)과 RS 부호를 결합한 연접 부호기를

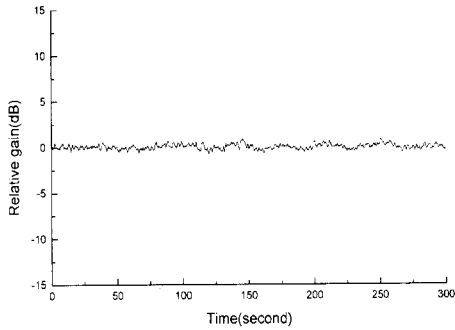
설계하였으며, 기지국에서 어레이 안테나를 사용하여 수신시 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)를 향상시키기 위하여 빔포밍 기법을 사용한다[3].

II. 고정 무선 채널 모델링

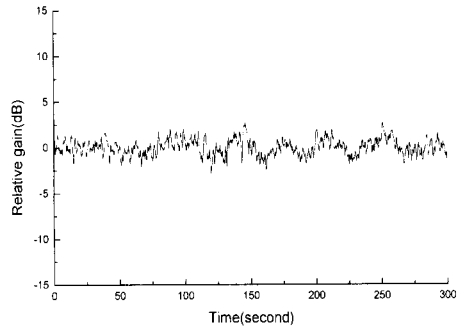
고정 무선 채널에 대해서는 현재까지 핀란드의 Oulu 대학에서 측정치를 근거로 GSM HTX 모델을 수정하여 구릉지에서의 고정 무선 채널 모델이 만들어져 있을 뿐이어서[4], 다양한 채널 조건에서 측정된 데이터를 분석하여 고정 무선 채널을 모델링하였다.

데이터를 분석한 결과, 전체적인 채널의 특성을 나타내 주는 빠른 이득 변화를 기준으로 하여 크게 4 종류의 채널 모델을 가정할 수 있다. Type 1 채널이나 Type 2 채널은 주로 거리가 1 Km 내외인 경우에, Type 3 채널, Type 4 채널은 이보다 거리가 먼 곳인 경우에 해당된다. 도플러 주파수의 경우, 빠른 이득 변화는 바람이 있고, 나뭇잎이 있는 경우에는 주로 0.4 Hz, 바람이 없는 경우에 있어서는 주로 0.3 Hz가 나타났으며, 느린 이득 변화의 도플러 주파수의 경우, 주로 0.01 Hz, 바람과 나뭇잎을 고려할 경우 0.03 Hz와 0.04 Hz가 주로 나타났다.

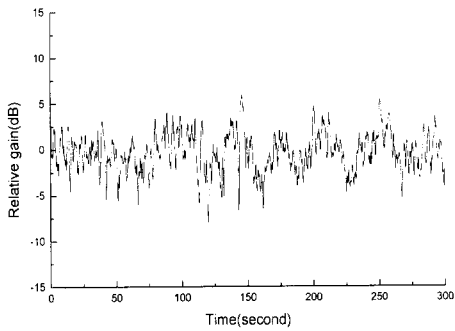
이동 무선 채널을 구현하는데 있어서는 Clarke 모델을[5] 기초로 한 Rayleigh 페이딩 시뮬레이터가 많이 쓰였다. 그러나 고정 무선 채널 시뮬레이터는 채널의 이득 변화가 Ricean 분포를 가지고 빠른 이득 변화와 느린 이득 변화로 이루어져 있으며 도플러 스펙트럼이 이동 무선 채널과는 다른 형태로 나타나므로 이동 무선 채널의 도플러 스펙트럼에 대한 주파수 응답과는[6] 달리 이에 적절한 도플러 성형 필터로 구현하였고, 페이딩 널이 발생하는 것도 고려하였다. 채널 시뮬레이터에 적용하여 얻어진 페이딩 특성은 그림 1과 같다.



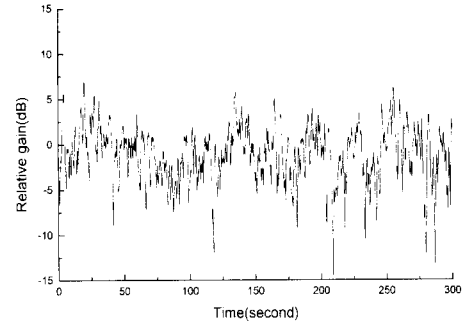
(a) Type 1 채널



(b) Type 2 채널



(c) Type 3 채널



(d) Type 4 채널

그림 1. 고정 무선 채널 특성

III. WLL 모뎀 설계

AdWiLL™에서 고려하는 RF 주파수 대역은 2 GHz 대역, 다원접속방식은 TDMA, Duplex는 FDD 방식, 주파수 대역폭은 200 KHz이며 심볼 전송률은 160 Kbaud이다. TDMA 프레임은 16 개의 시간 슬롯(TS)으로 구성된다. 변조 방식은 최고 64-QAM부터 최저 $\pi/4$ -DQPSK 방식을 채널 조건에 따라 적응적으로 선택하여 사용한다. AdWiLL™의 주요 규격이 표 1에 요약되어 있다. AdWiLL™ 시스템은 다중 TS를 사용하여 N-ISDN 전송 속도인 144 Kbps(2B+D), 80 Kbps(1B+D), 64 Kbps(1B)의 전송은 물론 음

성과 데이터의 혼합 서비스 등 다양한 서비스의 제공이 가능하도록 한다.

항 목	규 격
주파수 대역	2 GHz 대역
접속방식	TDM/TDMA
Duplex 방법	FDD
주파수 대역폭	200 KHz
프레임 구조	36 ms, 16 TS
변복조 방식	64/32/16-QAM, $\pi/4$ -DQPSK
심볼 전송률	160 Kbaud
송수신 필터	SRRC filter ($\alpha=0.2$)
출력 최대/평균	200mW/50mW
채널 부호	Concatenated coding (RS, TCM)

표 1. AdWiLL™ 주요 규격

1. TDMA 프레임 및 버스트 구조

TDMA 프레임은 고정 무선 채널의 도플러 주파수를 감안하여 프레임 길이를 36 ms, 프레임당 TS 수는 16개, 1개 TS의 길이는 2.25 ms로 360 심볼을 수용할 수 있다. 또한 순방향 링크와 역방향 링크간의 동시 송수신을 하기 위하여 시간 오프셋을 두고 있다.

주파수 동기 버스트는 순방향 링크에서 TS 0에 주기적으로 송신하며, 반송파 주파수에 대하여 주파수 편이를 갖는 무변조 반송파이다. 제어 채널 버스트는 기지국과 단말국간 통신을 위하여 순방향 링크와 역방향 링크에서 사용되는 버스트로 TS 0에 사상(mapping)하며 프로토콜 접속을 위한 버스트이다. Channel probing 버스트는 기지국으로부터 할당받은 TS에 대하여 순방향 링크와 역방향 링크의 Carrier-to-Interference ratio(CIR)과 주파수 편이를 측정하기 위하여 송신하는 버스트이다. 정규 버스트는 그림 2와 같이 트래픽 데이터 통신을 위하여 사용되는 버스트로 360 심볼로 구성되며 프리앰블, 출력 제어 비트, 파일럿 심볼, 송수신 제어를 위한 데이터가 포함된다. 역방향 링크에 사용되는 버스트는 순방향 링크에서 사용되는 버스트 구조에 보호 시간(guard period)과 램프 시간이 추가된다. 데이터는 전송할 페이로드 288 심볼을 RS 부호화한 것으로 크기가 324 심볼이다.

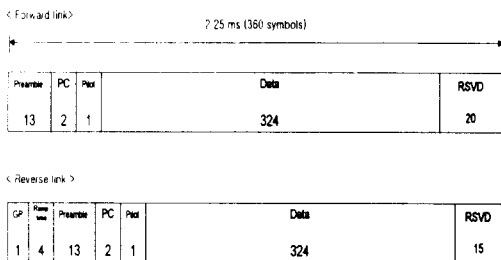


그림 2. 정규 버스트 구조

AdWiLL™ 시스템의 단말국에서는 전원이 켜진

후 계속적으로 기지국 신호를 수신하여 대역 통과 필터를 거친 신호와 거치지 않은 두 신호의 전력 비를 비교하여 기지국의 주파수 편이가 있는 무변조 반송파와 본 신호의 시작 시간을 찾아낸다. 본 신호의 시작 시간을 알아내면 버스트의 길이와 기지국의 TS의 사상 내역은 이미 알고 있는 사항이므로 기지국 정보의 수신 및 단말국의 채널 액세스가 가능하게 된다. 그림 3에 이와 같은 TDMA 프레임 동기 알고리즘을 설명하는 블록 다이어그램이 나타나 있다.

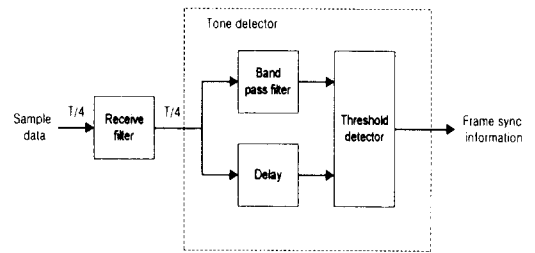


그림 3. TDMA 프레임 동기 모듈

2. Channel probing 모듈

고정 무선 채널 환경에서의 QAM 전송 성능은 CIR, 비선형 왜곡, 주파수 편이, 페이딩의 속도와 폭 등에 영향을 받는다. 반송파 복원과 적응출력제어에 의해 주파수 편이 및 페이딩의 보상이 가능하므로 CIR과 비선형 왜곡 파라미터를 실시간으로 추정하여 최적의 변조 방식을 결정한다.

상대방 송신 단에서 합성 톤으로 구성된 channel probing 신호를 전송하면 자신의 수신 단에서는 각 주파수에 도달하는 신호의 에너지를 이산 푸리에 변환(DFT)을 통해 추출하고 이를 평균함으로써 수신 신호의 에너지를 측정한다. 채널을 통과한 probing 신호와 잡음 신호가 섞여서 수신될 때 각각의 전력 스펙트럼을 수신한 신호로부터 측정한다. 수신된 잡음 신호가 인접 블록간에 충분히 낮은 상관도를 보인다고 가정하면 각 블록에 대한 이

상 푸리에 변환을 평균하면 신호 성분만 남게 되므로 평균한 이산 푸리에 변환의 제곱은 그 주파수에서 수신된 톤 전력에 대한 추정값이 된다. 잡음 전력을 측정하기 위해 인접한 신호 블록의 이산 푸리에 변환의 차를 계산한 후 이 값의 제곱을 평균한다. 인접한 신호 블록의 이산 푸리에 변환의 차를 제공하여 평균하면 잡음 전력이 구해진다.

전력 증폭기의 비선형 왜곡 특성 모델링은 입력 신호

$$x(t) = r(t) \cos\{\omega_0 t + \phi(t)\} \quad (1)$$

에 대한 증폭기의 출력 신호를

$$y(t) = A[r(t)] \cos\{\omega_0 t + \phi(t) + \Phi[r(t)]\} \quad (2)$$

로 나타낼 때, 입력 신호의 크기에 대한 함수로 표기된 진폭 왜곡 $A[r(t)]$ 와 위상 왜곡 $\Phi[r(t)]$ 를 유한 개의 파라미터를 가지는 수식으로 근사하는 것이다. Saleh가 제시한 다음 모델은 고풍력 증폭기의 비선형성을 모델링하는 표준적인 방법으로 받아들여지고 있다[7].

$$\cdot \text{AM/AM 모델 : } A(r) = \frac{\alpha_1 r}{1 + \beta_1 r^2},$$

$$\cdot \text{AM/PM 모델 : } \Phi(r) = \frac{\alpha_2 r^2}{1 + \beta_2 r^2}$$

이 모델의 장점은 파라미터의 개수가 4개밖에 되지 않으면서 실제 측정에 의해 얻어진 증폭기의 동작 특성을 잘 근사한다는 사실이다. AdWILL™에서는 이 모델에 기반하여 증폭기의 포화 영역과 비

교하여 얼마나 낮은 평균 전력 레벨에서 동작하는가를 나타내는 백오프 파라미터를 지정할 수 있도록 하는 비선형 증폭기의 시뮬레이터를 구현하여 사용하였다.

3. 변복조 모듈

송신된 데이터는 먼저 혼화기와 RS 부호화기로 324 심볼 데이터로 부호화된 후 블록 교직화(interleaving)된다. 이렇게 교직화된 신호열을 채널 조건에 따라 적응 변조기를 사용하여 변조하고 버스트 구조에 따라 포매팅하여 360 심볼을 만든다. 이렇게 형성된 360 심볼을 성형 필터링한 후 상대방 송신기에서 보내온 출력 제어 레벨에 따라 송신 출력을 가감 조정하여 아날로그 전단부(AFE)로 보내게 된다. 신호의 송수신시 채널의 대역에 맞도록 신호의 대역폭을 제한하고 ISI를 최소화하기 위해서 송신 단의 성형 필터와 수신 단의 저역 통과 필터로 square root raised cosine 필터를 사용한다. 그림 4에 송신 모듈 구조가 나타나 있다.

TDMA 프레임 동기 유지 및 버스트내에 포매팅된 각종 데이터의 위치를 판별하기 위하여 송신 단에서는 버스트 마다 Willard 신호열을 차등부호화한 후 QPSK 변조하여 데이터와 함께 송신한다. 수신 단에서는 이와 같은 Willard 신호열을 포착하기 위하여 자기의 수신 TS가 시작할 즈음 RF 윈도우를 열어 수신된 데이터를 차등복호화한 후 Willard 신호열과 연속 상관(correlation)을 취하여 최고

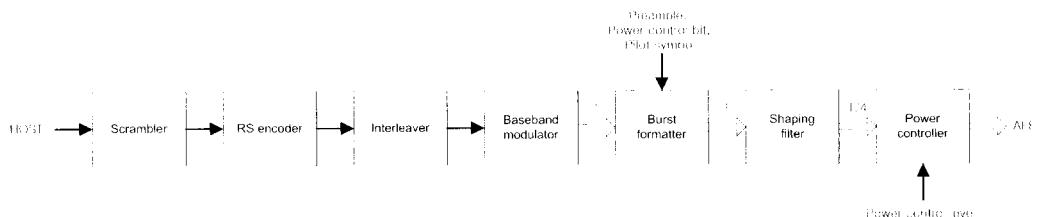


그림 4. 송신 모듈 구조

값을 갖는 심볼 점을 찾는다. 그림 5에 슬롯 타이밍 동기부 구조가 나타나 있다.

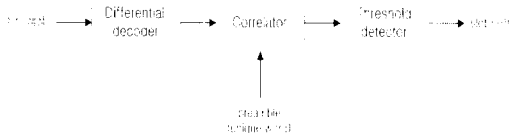


그림 5. 슬롯 타이밍 동기부 구조

고정 무선 채널 환경의 특징은 이득 변화가 있고 페이딩 널이 있다. 채널의 이득 변화는 적응출력제어 기법으로 상당히 보상하여 Gaussian 채널에 가깝게 만들 수 있으므로 Gaussian 채널에 최적화된 방식인 TCM을 사용하는 것이 가능하지만, 페이딩 널은 TCM에서 연접 오류를 발생시키므로 연접 오류를 분산하고 분산된 연접 오류를 정정하는 블록 코드가 필요하게 된다. 따라서 내부 부호로서 TCM을 사용하고 외부 부호로서 MDS(Maximum distance separable) 부호인 RS 부호를 사용하는 그림 6과 같은 연접 부호 모듈 구조

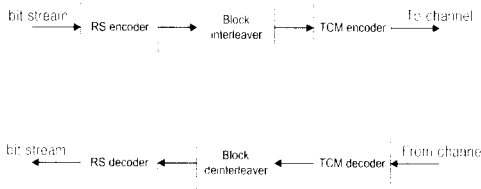


그림 6. 연접 부호 모듈 구조

데이터가 수신되면 지역 통과 필터링 후 심볼 타이밍 복원을 거쳐 T/2 간격의 수신 샘플 데이터를 만든다. 이 데이터를 가지고 슬롯 타이밍 동기를 수행하며, 채널 추정기는 채널의 이득 변화 특성을 추정하여 상대방 송신기 출력 제어 비트를 생성하고 상대방에서 보내온 출력 제어 비트를 복호하여 자신의 송신 출력을 가감 조정하기 위한 출력 제어 레벨을 만든다. 한편 심볼 타이밍 복원된 T/2 신호는 적응 등화기에서 T 간격의 데이터를 만들고 반송파 복원을 하게 되면 ISI, 주파수 편이 등이 보정된 심볼 열을 구할 수 있다. 이러한 심볼 열로부터 상대방이 전송한 실제 데이터를 추출하여 송신과 역으로 기저대역 복조기, 역교직화기, RS 복호기와 역혼화기를 통과시켜 데이터를 수신한다. 그림 7에 수신 모듈 구조가 나타나 있다.

QAM은 신호점의 진폭 변동 특성에 민감하므로, 고정 무선 채널에서는 이에 대한 적절한 보상 없는 데이터 통신을 할 수 있는 BER 성능을 만족시킬 수 없게 되므로 수신 단에서 채널의 이득 변화 특성을 추정하고 이를 송신 단에 전송하여 채널 특성의 역으로 송신기의 출력을 조절하여 채널의 이득 변화 특성을 보상하는 그림 8과 같은 적응출력제어 기법을 적용한다. 이를 위하여 송신 단에서는 파일럿 심볼을 프레임 주기로 전송하며, 수신 단에서는 파일럿 심볼의 전력을 측정하여 이를 보상할 수 있는 출력제어 레벨을 결정하여 상대방으로 전송한다. 이와

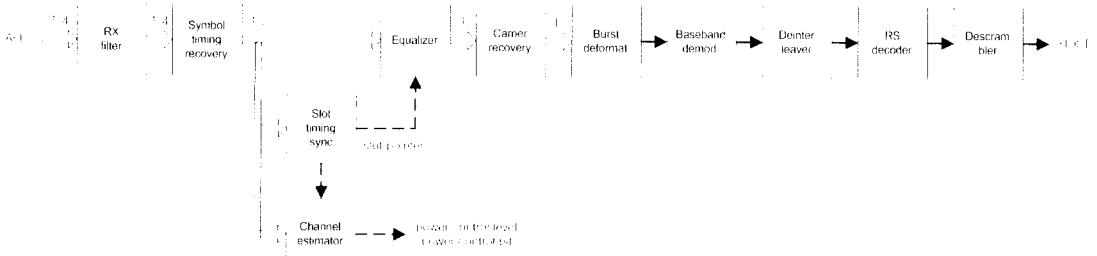


그림 7. 수신 모듈 구조

같은 적응출력제어는 기지국, 단말국간 양방향으로 수행된다. 적응출력제어를 사용할 때 64-QAM과 16-QAM의 BER 성능은 Gaussian 채널에 비하여 10^{-4} BER 성능을 획득하는 데 있어서 1~2 dB 이내의 손실이 있어 고정 무선 채널 환경에서 적응출력제어를 하면 다중 레벨 변복조 기법의 사용이 가능하게 된다.

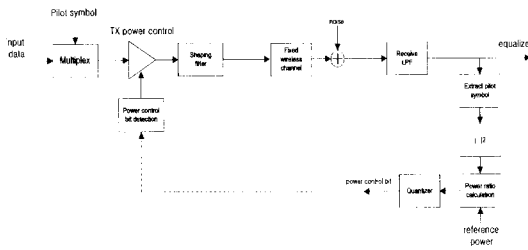


그림 8. 적응출력제어기 구조

수신된 신호로부터 심볼 타이밍 복원을 위하여 Maximum amplitude method를(8) 변형한 그림 9와 같은 구조를 사용한다. 과 표본화된 데이터로부터 각각의 표본 위상을 제공 후 평균하여 가장 큰 값을 갖는 표본 위상 구간에서 Cubic 보간기를(9) 사용하여 최고의 값을 갖는 단계 값을 구한다. 이와 같이 구한 단계 값을 가지고 수신된 데이터에 각각 보간 기법을 적용하여 T/2로 심볼 타이밍 복원된 데이터를 생성한다.

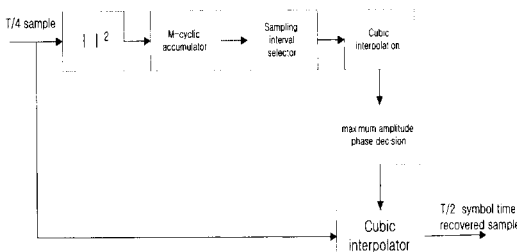


그림 9. 심볼 타이밍 복원기 구조

고정 무선 채널에서의 위상 변화 특성은 주파수 편이 및 시변 위상의 폭이 그다지 크지 않으므로 2

차 DPLL(Digital Phase Locked Loop)을 사용하여 변화하는 위상을 추적한다. 일례로 그림 10과 같은 통과대역 결정 지향형 반송파 복원 방식을 사용할 수 있다.

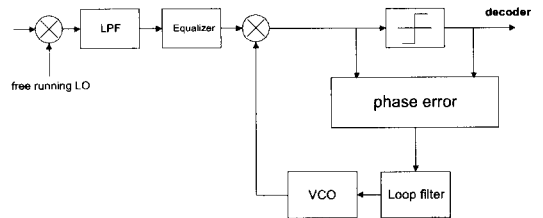


그림 10. 반송파 복원기 구조

무선 채널과 시스템내의 각종 필터 등에 의한 ISI를 제거하기 위해서 fractional spaced equalizer(FSE)를 사용한다. FSE는 버스트가 수신되면 데이터에 의한 훈련과 결정 지향형 훈련 기법으로 훈련하며 고속 수렴을 위하여 기어 천이 (gear shifting)를 하면서 LMS(Least mean square) 방식을 사용한다. 이와 같이 하여 등화기가 수렴되면 해당 버스트의 수신 샘플 데이터를 FIR 필터링하며 다음 버스트가 수신되면 앞서 결정된 등화기 계수를 초기값으로 설정하여 같은 과정을 반복하게 된다.

4. 빔포밍 모듈

적응 빔포밍 기법은 좁은 빔을 사용하게 됨으로써 전력 이득과 간섭 제거 능력을 이용하여 수신 SINR을 최대화함으로써 무선 데이터 전송에서 요구하는 BER을 만족시킬 수 있다. 그림 11과 같은 동일한 성질을 갖는 N개의 안테나를 등간격 d로 배열한 선형 안테나 배열을 고려한다. 안테나 간의 거리 d는 신호의 반송파의 파장 λ 의 반으로 정한다. 시간 $t = kT$ 에서 신호 $s_1(k)$ 와 같은 주파수 대역의 간섭 $s_2(k), \dots, s_L(k)$ 가 존재하고 각각 θ_i

($-90^\circ < \theta_i < 90^\circ$, $i=1, 2, \dots, L$) 방향에서 수신되는 평면파라고 가정한다. 여기서 T는 심볼 주기이다.

이때, 임의의 θ 방향에 대해, 안테나 간의 경로차는 $d \sin \theta$ 이므로 상대적인 위상 지연 ϕ 는

$$\phi \equiv 2\pi(d/\lambda)\sin \theta \quad (3)$$

로 주어진다. 따라서 L 개의 신호가 수신되는 경우 n 번째 안테나에 수신되는 신호 $x_n(k)$ 는

$$x_n(k) = \sum_{i=1}^L s_i(k) \exp[-j(n-1)\phi_i] + \eta_n(k) \quad (4)$$

와 같이 표시된다. 여기서 $n=1, 2, \dots, N$ 이고 $\eta_n(k)$ 는 n 번째 안테나에 부가된 Gaussian 잡음으로 i.i.d.(independent and identically distributed)한 확률 변수이며 그 전력을 σ_n^2 라고 가정한다.

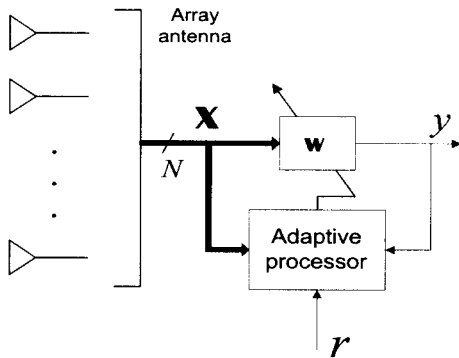


그림 11. 적응 빔포밍기 구조

빔포밍기의 출력 $y(k)$ 와 기준 신호 $r(k)$ 의 차이를 오차 $\varepsilon(k)$ 로 정의하면 MSE 관점에서 최적의 가중치는 순간값을 이용한 LMS 알고리즘을 이용하여 적응적으로 구한다[10].

$$\widehat{\mathbf{w}}(k+1) = \widehat{\mathbf{w}}(k) + \mu \mathbf{x}(k)\varepsilon^*(k) \quad (5)$$

여기서 μ 는 가중치가 갱신되는 스텝의 크기이다. 이 알고리즘을 원하는 신호는 0° 이고 같은 전력을 갖는 간섭 신호가 $30^\circ, -40^\circ, 50^\circ$ 방향으로 입사하는 환경에서 훈련된 빔 패턴은 N 은 5인 경우 그림 12와 같이 간섭의 위치에 이득이 영이 되도록 적응되어 그림 13과 같이 입력 신호 SNR 20 dB 보다 7 dB 향상된 SINR을 얻을 수 있다.

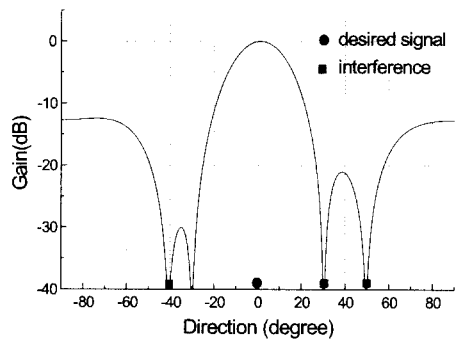


그림 12. 훈련 후의 빔 패턴

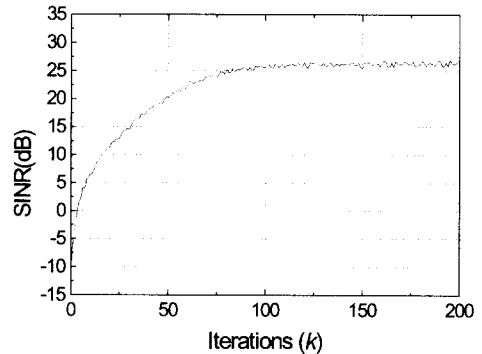


그림 13. 훈련에 따른 SINR 개선

IV. WLL 모델 실장 및 성능 분석

모뎀 시스템은 실시간으로 전송되는 신호를 동기 에 맞게 처리하는 실시간 동기 시스템의 특성을 가지므로 각 블록들의 동작이 주어진 시간 내에 안정

적으로 이루어져야 한다. 그림 14에 프로토타입 시스템 블록도를 도시하였다. 메인 보드는 호스트 프로세서, DSP, 제어 로직과 디지털 전단부(DFE)를 구현한 FPGA로 구성된다. 호스트 버스에 RAM과 ROM이 달려 있으며 DSP 버스에 연결된 SRAM은 DSP 프로그램과 데이터가 저장되어 고속으로 동작하는 DSP CPU의 외부 메모리 역할을 담당한다. 제어 로직용 FPGA 내부에는 인터럽트 신호 발생을 위한 외장 타이머, 어드레스 디코더, 아날로그 전단부와 DSP 사이의 인터페이스를 위한 I/O 처리 블록 등이 구현된다.

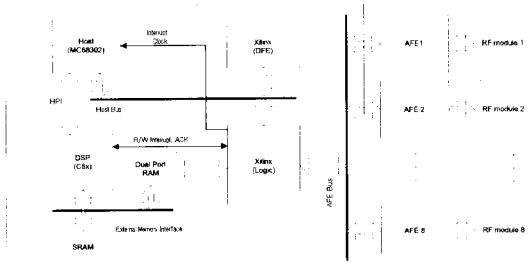


그림 14. Prototype 시스템 구성도

호스트 프로세서는 시스템의 전체적인 제어를 담당한다. 터미널과의 페이로드 데이터 입출력을 위하여 디지털 전단부를, 송수신 신호 처리를 위해 DSP를, 인터럽트 클럭의 구동이나 아날로그 전단부의 구동을 위해 제어 로직을 직접 제어한다. DSP는 호스트로부터 명령을 받아 해당하는 변복조 프로그램을 호출하여 동작한다. 호스트는 메인 박스에 명령을 전달할 때 명령 전달 플래그를 함께 전달하며 DSP는 그 플래그를 계속 감시함으로써 호스트의 명령에 즉각 응답할 수 있다. 제어 로직은 기본 클럭을 적절히 분주하여 호스트, 디지털 전단부, 아날로그 전단부에 필요한 클럭과 호스트와 DSP에 각기 필요한 인터럽트 신호를 만들어 준다. 디지털 전단부는 모뎀과 터미널 사이의 동기 방식 직렬 데이터 입출력을 담당한다. 아날로그 전단부는 DSP에서 발생한 디지털 신호 샘플을 D/A 변환하여 RF

모듈에 보내고 RF 모듈로부터 받은 기저 대역 신호를 A/D 변환하여 DSP에 전달하는 역할을 한다.

그림 15는 실장된 프로토타입 모델을 사용하여 Gaussian 채널, Type 2 채널, Type 3 채널에서 16-QAM과 64-QAM인 경우에 대하여 채널 부호기를 사용하지 않은 경우의 BER 성능을 측정 한 것이다. Gaussian 잡음 하에서 BER이 10^{-4} 인 경우 이론치에 비하여 16-QAM은 1 dB, 64-QAM이 1.7 dB 벗어나 것은 하드웨어에 의한 손실, 심볼 타이밍 지터 등에 기인한다. 특히 64-QAM은 16-QAM에 비하여 심볼 타이밍 지터에 민감하여 S/N이 높아지면 이론치와의 차이가 커지는 현상을 보이고 있다. 그림 16은 Type 3 채널에서 RS 부호기를 적용하여 실험한 경우를 나타낸다. S/N이 커질수록 부호화 이득이 증가하고 있어 16-QAM은 20 dB, 64-QAM은 27 dB 이상이면 비디오 데이터의 전송이 가능한 10^{-7} BER 성능을 얻을 수 있다.

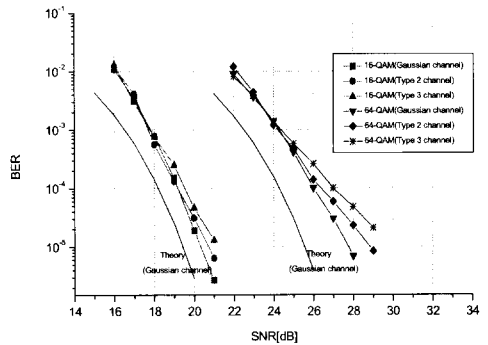


그림 15. Prototype 시스템의 BER 성능

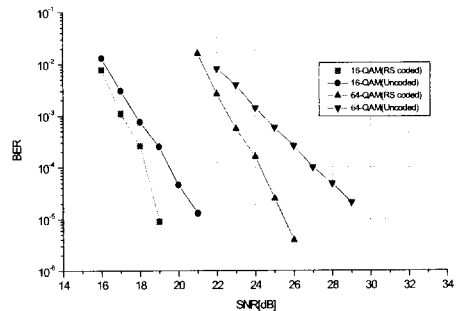


그림 16. RS 부호 적용시의 BER 성능

V. 결론

본 연구는 음성은 물론, 문자 및 비디오 데이터를 최고 144 Kbps로 전송할 수 있는 TDMA 방식에 의한 WLL 송수신기를 설계하였다. Channel probing 기술은 실시간으로 채널을 분석하여 최적의 변복조 방식을 사용하도록 하였으며, 적응출력제어 기법을 사용하여 채널의 페이딩을 보상함으로써 준 Gaussian 환경으로 근사화하여 다중 레벨 송수신이 가능하도록 하였다. 페이딩하에서 성능 저하를 막기 위해서 TCM과 RS 부호를 결합한 연접 부호 기법을 적용하고, 기지국에서 선형 어레이 안테나를 이용한 빔포밍 기술을 사용하여 수신시 SINR를 향상시켰다. 이와 같은 핵심 기술을 기반으로 프로토타입 시스템을 설계, 제작하여 각종 송수신 알고리즘을 검증하고 최적화하였으며, 검증된 송수신 프로그램을 기지국과 단말국 프로토타입에 실장하여 실제 다중 레벨 QAM 신호를 전송하여 주어진 시간 슬롯내에서 모든 송수신 프로그램을 정확히 수행하는지 확인하였다. 구현된 프로토타입 모뎀은 일반적인 고정 무선 채널 환경에서 16-QAM과 64-QAM을 사용하여 10^{-4} BER에서 Gaussian 채널에 비하여 S/N 손실이 1~2dB 이내로 나타나고 있으며, 사용된 시간 슬롯 수에 따라 64 Kbps, 80 Kbps, 144 Kbps 등 N-ISDN 급의 전송속도로 비디오 데이터의 전송이 가능함을 보였다.

※ 참고 문헌

- [1] TTA, "국내 무선가입자망(WLL) 무선 접속 규격 표준(안)," Dec. 1997.
- [2] S. G. Glisic and P. A. Leppanen, "Wireless Communications," Part 2, pp. 265-290, Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [3] A. R. Lopez, "Performance Prediction for Cellular Switched-Beam Intelligent Antenna Systems," IEEE Communication Magazine, pp. 152-154, Oct. 1996.
- [4] W. Tapani, R. Kari, O. Tero, T. Markku, "Wireless Local Loop Based on DCS1800 Technology," IEE Colloquium, Savoy Place, London, Dec. 1995.
- [5] R. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," Bell Sys. Tech. J., Vol. 47, pp. 957-1000, 1968.
- [6] R. Comroe, "An All Digital Rayleigh Fading Simulator Employing Digital Filtering," Motorola Interim Technical Report, ITR:051, 3-24-77
- [7] A. A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," IEEE Trans. Commun., Vol. 29, No. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [8] S. Sampei and K. Feher, "Improvement of delay spread immunity by using symbol timing synchronization based on maximum likelihood estimation for 16QAM/TDMA diversity receivers," Electron Letters, Vol. 29, No. 22, pp. 1917-18, October 1993.
- [9] L. Erup and F. M. Gardner, "Interpolation in Digital Modems-Part II: Implementation and Performance," IEEE Trans. Commun., Vol. 41, pp. 998-1008, June 1993.

[10] J. Litva and Titus Kwok-Yeung Lo,
Digital Beamforming in Wireless
Communications, Artech House,
1996.

이 성 춘

1982. 2. 서울대학교 공과대학 전자공학과(학사)
1984. 2. 서울대학교 대학원 전자공학과(석사)
1985. 5. ~현재 한국통신 선임연구원
1996. 3. ~현재 서울대학교 대학원 전기공학부 박사
과정



류 재 호

1995. 2. 서울대학교 공과대학 전자공학과(학사)
1997. 2. 서울대학교 대학원 전기공학부(석사)
1997. 3. ~현재 서울대학교 대학원 전기공학부 박사
과정



황 성 수

1996. 2. 서울대학교 공과대학 전기공학부(학사)
1998. 2. 서울대학교 대학원 전기공학부(석사)
1998. 3. ~현재 서울대학교 대학원 전기공학부 박사
과정



이 용 환

1977. 2. 서울대학교 공과대학 전기공학과(학사)
1980. 2. 한국과학기술원 전기공학과(석사)
1989. 5. Univ. of Massachusetts, Amherst(박사)
1980. 3. ~1985. 2. 국방과학연구소 선임연구원
1989. 4. ~1994. 2. Motorola Inc. 책임연구원
1994. 3. ~현재 서울대학교 공과대학 전기공학부 교수