

論文98-35D-11-2

동기식 디지털 계위의 동일채널 무선 전송장치구현 및 성능분석

(Implementation of Co-Channel Radio Relay System and Its Performance Evaluation with Synchronous Digital Hierarchy)

徐京煥 *

(Kyoung-Whoan Suh)

요 약

본 논문에서는 주파수 효율향상 및 성능개선의 일환으로 최근에 개발된 동기식 무선 전송장치의 채널 모델링 및 성능분석에 대해 기술한다. 구현된 장치는 기존의 interleave 채널 배정에 비해 전송용량을 배가 시킬 수 있는 동일채널 방식을 적용하였으며, 성능 및 기능 측면에서 세계최초로 개발(1994년 5월)한 다용도 단일 ASIC 칩과 64-QAM 변.복조와 연동한 장치의 시험 결과를 제시하였다. 13-tap 복소 적응등화기 및 직교편파 간섭제거기의 적용은 기존의 9- 및 11-tap 에 비해 시그니처상에서 1.5 ~ 2.0 dB 이상을 개선하였으며, 직교편파 간섭제거기의 이득은 24.5 dB 의 C/N 에서 약 22.5 dB 이상을 확보하였다. 또한 roll-off 인자를 외부에서 조절 가능한 디지털 여파기의 적용으로 효율적인 점유 대역폭의 선택 및 관리가 가능토록 하였다. 이러한 고품질의 다용도 ASIC 칩 적용은 동일채널 무선 전송장치의 가용도 개선, 신뢰성 및 고부가 가치 창출 등에 중요한 역할을 할 것으로 기대된다.

Abstract

In this paper, as a way of improving the availability and spectral efficiency of radio relay system, a co-channel radio relay system based upon the synchronous digital hierarchy is developed and its performance measured by 64-QAM with a never-seen multi-purpose ASIC chip is illustrated. This system provides a couple of transmission capacity compared with alternative channel arrangement. By adopting a powerful complex 13-tap adaptive time domain equalizer and cross-pol interference canceller, improvement of more than 1.5 ~ 2.0 dB in signature is obtained in comparison to 9 or 11-tap adaptive time domain equalizer, and about 22.5 dB in improvement factor of cross-pol interference canceller is achieved at C/N of 24.5 dB. In addition, digital filter makes it possible to optimize the occupied bandwidth by selecting an appropriate roll-off factor externally. It is expected that co-channel radio relay system with the powerful multi-purpose ASIC chip plays a key role in creating a value-added product, reliability, and reducing the outage time.

* 正會員, 三星電子 情報通信總括 基幹 Network(事)
Access Network R&D Team
(Access Network R&D Team, Telecom Network
System Division, Information & Communication
Business, SAMSUNG Electronics Co., Ltd)
接受日字:1998年6月8日, 수정완료일:1998年9월17일

I. 서 론

오늘날 디지털 무선 전송장치(digital radio relay system)는 한정된 주파수 자원을 효율적으로 이용하고, 또한 급속도로 늘어나는 정보의 용량을 수용하기 위해 대용량 전송장치의 개발이 불가피하였다. 이러한 장치는 2 가지의 핵심기술 확보를 전제로 하는데, 이

는 다준위 진폭 및 위상변조(quadrature amplitude modulation: QAM) 방식과 동일한 반송 주파수에 독립적인 2 개의 편파(polarization)를 이용하는 동일채널(co-channel) 방식이다^[1-3].

QAM 은 두개의 진폭 변조된 신호를 서로간에 위상을 90 도 차이가 나게 결합하는 것으로, 기존의 진폭 또는 위상변조 방식보다 전송용량을 2 배로 증가한 것이다. 정사각형의 신호점(constellation) 구조를 갖는 QAM 은 4, 16, 64, 256, 1024, ... 으로 분류할 수 있으며, 주파수 효율은 각각 2, 4, 6, 8, 10 bit/sec/Hz 을 갖는다^[4-7]. 대용량 무선 전송장치에는 주로 64-, 128-, 512-QAM 등이 사용되며, 이는 대개 RF(radio frequency) 채널 대역폭에 따라 결정된다. RF 채널 대역폭이 30/40 MHz 에 대해서는 64-, 128-QAM 이 co-channel 용으로 적용되고 있다^[8,9]. 또한 인터리브(interleave) 채널 형태에 대해서는 최근에 512-QAM 이 도입되었으며, 전송용량 측면에서는 동일채널 방식으로 40 MHz 대역폭에 64-QAM 을 적용한 것과 동일하다^[10].

한편 동일채널 방식은 최근에 ITU-R(international telecommunication union-radio) 에서 권고한 주파수 대역의 채널배정에 대한 것으로, 동일한 반송 주파수에 독립적인 2 개의 편파를 적용하는 것이다. 반면에 하나의 반송 주파수에 1개의 편파로 배정하는 것이 인터리브 채널이다. 따라서, 동일채널은 주어진 채널 대역폭 및 변조방식에 대해 인터리브 채널에 비해 전송용량을 배가시킬 수 있는 장점을 지니고 있으나, 전파 경로상의 분극(depolarization) 에 따른 편파간의 간섭이 발생할 수 있는데, 이를 제거하기 위한 직교편파 간섭제거기(cross-polarization interference canceller: XPIC)를 필요로 하는 것이 큰 차이점이다^[11-13].

동일채널 무선 전송장치는 인터리브 방식의 장치에 비해 주파수 효율은 높으나, 다중경로 페이딩의 영향을 제거하는 적응 등화기 및 편파간의 간섭을 제거하는 직교편파 간섭제거기의 사용이 필수적이다. 따라서 전송 품질의 향상을 위해 성능이 우수한 선형 및 비선형 적응 등화기 및 직교편파 간섭제거기의 개발이 요구되어, 1980 년대에는 CMOS-VLSI 기술의 발전으로 복소 적응 등화기의 일부를 하나의 칩에 구현할 수 있었다^[14,15]. 또한 1990 년대에는 반도체 기술의 눈부신 발전에 힘입어 9-tap 및 11-tap 적응 등화기가

하나의 칩에 구현되었다. 따라서 155 Mbps(STM-1) 입력 및 64-QAM 을 갖는 무선 전송장치의 시그니처(signature)는 비트오율(bit error ratio: BER)을 10^{-3} 기준으로 하였을 경우, 채널의 중심 주파수에서 약 22 dB 까지 가능함을 보여 주었다^[16,17]. 이러한 성능 수준은 동일채널 방식이 64-QAM 과 연동한 무선 전송장치에 적용이 가능하도록 하였으나, 주파수 효율 향상 및 심각한 페이딩에 대응하기 위해서는 성능이 더 우수한 등화기 및 직교편파 간섭제거기의 개발이 필요하게 되었다^[18-20].

본 논문에서는 제한된 주파수 자원의 효율적인 활용 및 전송품질 향상을 위하여 최근에 개발된 동기식 동일채널 무선 전송장치의 구현 및 성능을 다루며, 동일채널 전송방식의 채널특성에 대해 적응 등화기 및 직교편파 간섭 제거기와의 상호관계를 수학적으로 분석한다. 또한 성능 및 기능 측면에서 세계최초로 개발(1994년 5월)한 13-tap 복소 적응등화기, 13-tap 직교편파 간섭제거기 및 52-tap 디지털 여파기를 갖는 다용도 단일 ASIC 칩 및 64-QAM 변복조부, 그리고 송.수신부와 연동한 다양한 시험결과를 제시하며^[19,21], 주파수 선택적 페이딩과 직교편파 간섭에 따른 영향을 시그니처 및 직교편파 간섭제거기의 이득을 통해 장치의 성능분석을 보인다.

II. 무선 전송장치 및 채널 모델링

1. 무선 전송장치

그림 1은 주 및 보조 안테나를 갖는 공간 다이버시티(space diversity)를 구성한 동기식 동일채널 무선 전송장치의 개략적인 구성도를 나타낸다. 이는 동일채널 및 64-QAM 변조방식을 적용하여 2 배의 STM-1(155.520Mbps) 신호를 40MHz RF 채널 대역에 전송하는 것이다. 변조된 신호는 IF 부와 송신기를 거쳐 채널간의 결합 및 분리 기능을 갖는 채널 브랜칭 네트워크(channel branching network: CBN)으로 전달된다. 또한 CBN에 들어온 신호는 OMT(orthomode transducer)에서 수직 및 수평편파 신호가 결합되어 안테나를 거쳐 송신된다. 한편 주 안테나로 수신된 신호는 OMT, CBN 을 거쳐 수신기에서 중간 주파수(intermediate frequency: IF) 신호로 변환된다. 또한 보조 안테나로 수신된 신호도 주 안테나에서 수신된 신호와 같은 과정을 거쳐, IF 부의 최종

단에서 두 신호는 결합되어 복조부로 전달된다.

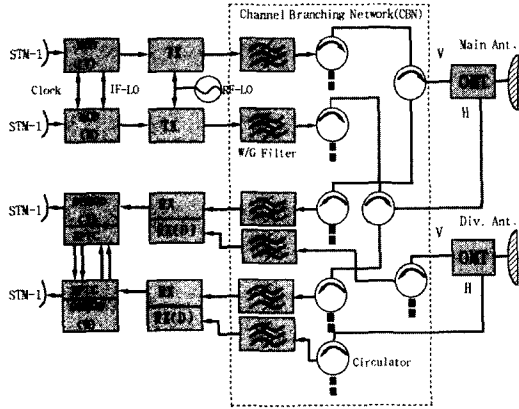


그림 1. 공간 다이버시티를 갖는 동기식 동일채널 무선 전송 장치

Fig. 1. SDH co-channel radio relay system with space diversity.

복조부에 들어온 신호는 캐리어 동기 및 클럭성분이 추출되고, 다중경로에 따른 페이딩 및 편파간의 간섭을 제거하기 위해 시간영역 적응 등화기 및 직교편파 간섭제거기가 각각 동작된다. 또한 직교편파 간섭제거기가 기저대역에서 수행되기 때문에 원하는 수평 또는 수직편파 신호에 대해 원하지 않는 직교 편파신호, 수직 또는 수평편파 신호는 서로 "0"의 주파수 offset을 유지해야 한다. 이를 위해 두 변조기의 클럭과 송신기의 중간 주파수 및 국부발진기가 서로 동기화 되어야 한다. 한편, 수신기에서는 이러한 동기조건을 필요로 하지 않는데, 이는 두 복조기에서 반송 주파수를 복원한 경우에는 수신된 스펙트럼의 중심 주파수를 어떠한 경우라도 "0"으로 변환하기 때문이다.

2. 2-경로 모델링

무선 전송장치의 송신 안테나에서 방사된 신호가 수신 안테나에 도달하는 과정에는 기후의 영향으로 인해 시간에 따라 전파 경로가 변화할 수 있다. 안테나에 수신된 신호는 직접파(direct ray)와 간접파(indirect ray)로 구성된다. 간접파는 지표면에 반사되어 수신된 반사파(reflected ray)와 대기의 불균일한 상태가 전파의 진행을 굴절시키는데, 이러한 굴절 현상으로 수신되는 굴절파(refracted ray)와의 합이다. 이러한 직접파와 간접파 사이에 신호의 상대적 크기 및 도래 시간에 따라 무선 전송장치의 채널에서 발생하는 페이딩은 최소 위상(minimum phase: MP) 페이딩과 비

최소 위상(non-minimum phase: NMP) 페이딩으로 나뉜다^[22,23].

주파수 선택적 감쇄 특성을 가지는 채널은 Rummmler의 2-경로 모델로 설명할 수 있으며, 기저 대역에서 다음과 같이 표현된다^[24].

$$H(f) = a[1 - b \exp(-j2\pi(f - f_n)\tau)] \quad (1)$$

여기서 a 는 전체적인 감쇄 계수, b 는 직접파에 대한 간접파의 상대적인 진폭을 나타낸다. τ 는 직접파와 간접파의 수신 시간차이를 나타내며, f_n 은 노치(notch) 주파수이다.

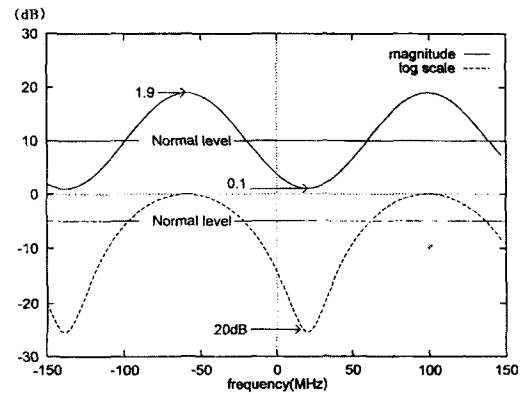
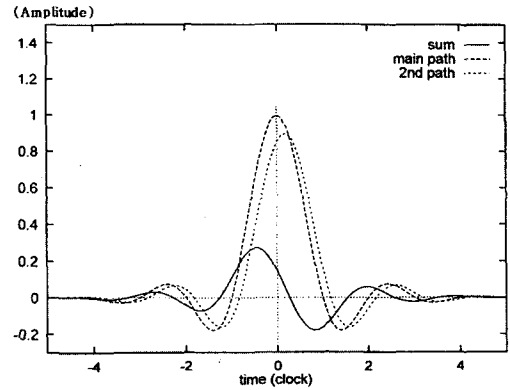


그림 2. 주파수 선택적 페이딩의 시간 및 주파수 영역의 특성

Fig. 2. Characteristics of frequency selective fading in time and frequency domains.

그림 2는 채널에 선택적 감쇄가 일어났을 때, 시간 및 주파수 영역에서의 채널 특성을 나타낸 것이다. 여기서 b 는 0.9, 간접파의 시간 지연은 6.3 nsec로서 27MHz 심볼 주기인 35 nsec의 약 1/5 정도가 된다. 심볼간에 간섭이 전혀 없는 원래의 특성인 직접파

와 시간지연과 위상천이가 된 간섭파의 특성과 더해져서 왜곡된 특성을 주게 된다. 그림 2 에서와 같이 시간영역에서 두 경로 신호가 겹치면 심볼간의 간섭을 피할 수 없게 된다. 이때 주파수 영역에서의 노치 깊이가 N_d 는 다음과 같이 정의한다.

$$N_d = -20 \log_{10}(1 - b), \quad 0 < b < 1 \quad (2)$$

$$N_d = -20 \log_{10}(1 - \frac{1}{b}), \quad b > 1 \quad (3)$$

한편 동일채널 장치의 채널 모델링은 그림 3과 같이 4개의 전달함수를 포함하는데, 이들은 각각 $H_{VV}(f)$, $H_{VH}(f)$, $H_{HV}(f)$, $H_{HH}(f)$ 이다. 여기서 $H_{VV}(f)$, $H_{HH}(f)$ 는 수직 및 수평편파로 송신된 신호 S_{HH} , S_{VV} 가 2 경로를 거쳐 수신된 신호의 전달함수를 의미하며, 반면에 $H_{VH}(f)$, $H_{HV}(f)$ 는 양 편파간의 cross coupling 성분이다. 따라서, $H_{VV}(f)$, $H_{HH}(f)$ 는 식 (1)에서 표현한 형태가 되며, $H_{VH}(f)$, $H_{HV}(f)$ 는 감쇄, 시간 및 위상지연을 내포한 것으로 다음과 같이 표현된다.

$$H_{VH}(f) = a_{VH} \exp(-j2\pi f\tau_{VH}) \quad (4)$$

$$H_{HV}(f) = a_{HV} \exp(-j2\pi f\tau_{HV}) \quad (5)$$

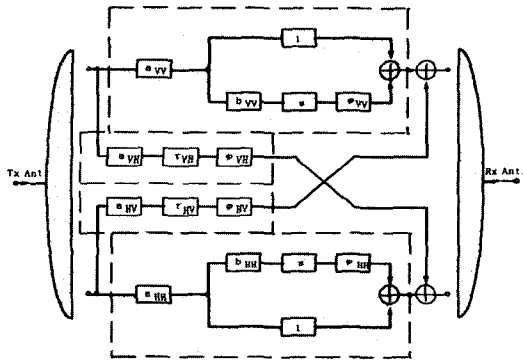


그림 3. 동일채널 무선전송 장치의 채널 모델링
Fig. 3. Channel modelling for co-channel radio relay system.

3. 동일채널 무선 전송장치의 채널 모델링

변조기의 디지털/아날로그 변환기(D/A)로부터 복조기의 샘플링 회로까지를 등가적으로 하나의 채널로 보면, 그 특성을 다음과 같이 나타낼 수 있다^[25,26]

$$r(n) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} C_k s(n - k) \quad (6)$$

여기서 r 은 수신신호, s 는 송신신호를 나타내며, C_k 는 전파환경을 고려한 채널특성 및 변조에서 복조까지 등가로 환산한 특성을 포함한다. 일반적으로 IF, RF 부의 여파기 특성은 왜곡이 없다고 가정한다. 따라서, C_k 는 변.복조부의 나이퀴스트(Nyquist) 여파기 및 채널경로 특성 등으로 간주할 수 있다.

동일채널에 2개의 편파를 사용하는 무선 전송장치에서는 직교편파 간섭(cross-polarization interference: XPI)이 존재하는데, 이 또한 상호 심볼간의 간섭과 같은 방법으로 모델링할 수 있다. 결국 입.출력 신호사이의 관계를 수평 및 수직편파에 대해 각각 수식으로 나타내면 다음과 같다^[27].

$$r_h(n) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} c_k s_h(n - k) + \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} d_k s_v(n - k) \quad (7)$$

$$r_v(n) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} e_k s_h(n - k) + \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} f_k s_v(n - k) \quad (8)$$

여기서 r_h , r_v 및 s_h , s_v 는 각각 수평 및 수직편파의 수신신호 및 송신신호를 나타낸다. 그리고 C_k , f_k 는 동일편파 채널 특성이며, d_k 및 e_k 는 직교편파 특성으로써 편파간의 간섭을 유발하는 신호가 된다.

III. 등화기 및 채널적응 원리

1. 등화기 구조

일반적으로 여파기의 구조는 직렬입력/병렬출력(serial-in/parallel-out)형과 병렬입력/직렬출력(parallel-in/serial-out)형으로 나눌 수 있으며, 동작 속도에 따라 심볼율의 2배 또는 그 이상의 속도로 동작하는 fractionally baud-spaced equalizer(FBSE)와 심볼율의 속도로 동작하는 baud-spaced equalizer(BSE)가 있다^[25]. FBSE 는 BSE 보다 타이밍 및 위상 지터(jitter) 에 영향을 적게 받지만, 집적회로의 곱셈기 속도 제한으로 무선 전송장치의 모뎀부에서는 FBSE 를 구현하는 것이 어렵다. 따라서, 회로의 복잡성을 고려하여 그림 4에서 보여준 BSE 방식의 병렬입력/직렬출력 형태를 선택하였다. 병렬입력/직렬출력 구조에서는 탭 계수 뱅크(bank)를 사용하여 동일 입력신호를 weighting 을 주어 동시에 처리하는 구조로써, 결과치를 연속적으로 합산하여 출력에 신호가 나타날 때까지 레지스터를 통해 이동한다.

무선전송 채널은 시간에 따라 동적인 특성을 갖고

있으나, 심볼율에 비해 채널의 특성이 매우 천천히 변화한다. 따라서, 수렴속도가 빠른 알고리즘의 적용은 상대적으로 구현이 복잡하여 배제하며, 비교적 구현이 쉽고 성능이 뛰어난 ZF(zero forcing) 및 LMS(least mean square) 를 주로 이용한다. ZF 및 LMS 알고리즘을 갖는 적응 등화기의 탭 계수는 다음과 같이 결정된다^[25,26].

$$C_k(n+1) = C_k(n) - \alpha E(n) A(n-k), \quad ZF \quad (9)$$

$$C_k(n+1) = C_k(n) - \alpha E(n) X(n-k-m), \quad LMS \quad (10)$$

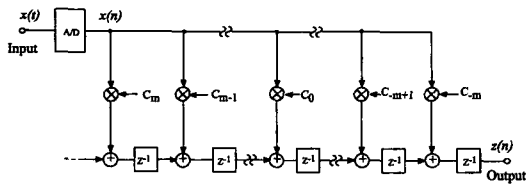


그림 4. 병렬입력/직렬출력 구조를 갖는 디지털 여파기

Fig. 4. Parallel-in/serial-out structure of digital filter.

여기서, k 는 여파기의 탭 번호이며, α 는 계수의 증가율, m 은 임의의 지연을 나타낸다. 그리고 E 및 A 는 각각 등화기 출력의 결정회로에서 에러신호 및 결정된 신호의 값을 의미하며, X 는 등화기의 입력 신호를 의미한다. ZF 는 출력신호와 에러신호의 상관관계를 최소화하며, LMS 는 입력신호와 에러신호사이의 상관관계를 최소화한다. 두 알고리즘은 모두 에러가 최소화되면, 탭 계수가 수렴하는 특징을 가지며, ZF 알고리즘이 채널 인지특성이 우수한 반면, 채널 추적특성은 LMS 가 우수한 것으로 알려져 있다.

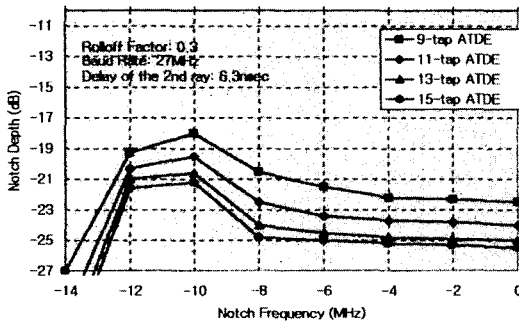


그림 5. 적응 등화기의 탭 수에 따른 시그니처
Fig. 5. Signatures as a function of ATDE tap number.

다음은 적응 등화기의 탭 수를 결정하기 위해 주파수 선택적 페이딩의 변수인 노치 주파수와 노치 깊에 따른 장치의 시그니처를 생각하자. 그림 5는 적응 등화기의 탭 수를 9, 11, 13, 15 로 택한 경우, STM-1 신호 및 64-QAM 변복조에 대한 수치 계산된 결과이다. 제시된 결과는 채널 대역의 절반에 대해 나타내었으며, 채널 주파수의 중심보다는 가장자리 부분이 더욱 열화됨을 알 수 있다. 중심 주파수에서의 특성은 9 탭에서 11 탭으로 증가하면, 약 1.5 dB 개선되고, 13 탭인 경우는 약 1.0 dB 가 개선되나, 탭 수를 13에서 15 로 증가할 경우는 약 0.5 dB 미만으로 개선 정도가 미약해진다. 일반적으로 탭 수가 작을 때는 탭 수가 증가할 수록 성능개선의 효과가 커지나, 어느 정도 탭 수가 증가하면 시그니처의 개선은 거의 미약하다. 따라서, 구현 가능한 소자의 속도, 기술, 비용 및 얻고자 하는 성능사이에는 trade-off 가 있으나, 본문에서는 적응 등화기의 탭 수를 13으로 선정하였다.

2. 등화기의 채널적응

유한 임펄스 응답(finite impulse response: FIR) 여파기의 채널적응 원리를 동일채널 전송방식에 대해 살펴 보자. 그림 6은 동일채널 무선 전송장치의 복조부를 나타낸 상세 구성도이다. 심볼간의 간섭제거 칩인 ATDE 와 직교편파 간섭제거 칩인 XPIC 가 병렬로 구성된 경우이며, 이는 펄스 진폭변조 방식의 등화기 16 개가 병렬로 구성된 것과 같다. 클럭 복원은 ATDE 및 XPIC 앞단에서 일반적인 squaring 회로에 의해서 수행된다. ATDE 및 XPIC 의 신호처리는 복조부의 심볼에 의해 수행되기 때문에 등화기 및 직교편파 간섭제거기, 그리고 FIR 여파기 등의 목적으로 사용할 수 있다. 이때 FIR 여파기는 ATDE 및 XPIC 에 동일하게 적용되고, 또한 동일한 전기적 길이 때문에 등화기와 제거기의 평행배열도 가능하게 된다.

동일채널 무선 전송장치의 채널 모델링을 한 식(7) 및 (8)을 행렬로 나타내면 다음과 같다^[27].

$$R_h = C \cdot S_h + D \cdot S_v \quad (11)$$

$$R_v = E \cdot S_h + F \cdot S_v \quad (12)$$

여기서

$$R_h = [\dots, r_h(-1), r_h(0), r_h(1), \dots]^T \quad (13)$$

$$S_k = [\dots, S_k(-1), S_k(0), S_k(1), \dots]^T \quad (14)$$

$$C = \begin{bmatrix} \dots C_0 & C_1 & C_2 \dots \\ \dots C_{-1} & C_0 & C_1 \dots \\ \dots C_{-2} & C_{-1} & C_0 \dots \end{bmatrix} \quad (15)$$

이 된다. 또한 행렬 D, E, F 는 C 와 같은 형태로 나타낼 수 있으며, 식 (7) 및 (8)을 살펴보면 이상적인 경우에는 $c_0 = f_0 = 1$ 이 되고, 나머지 c, d, e, f 의 계수들은 0 이 됨을 알 수 있다.

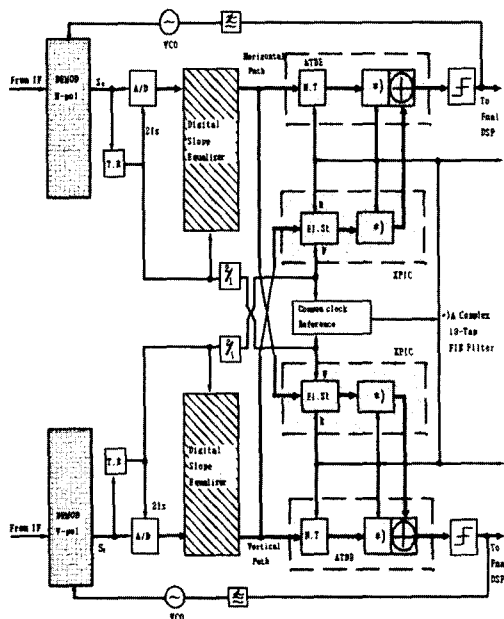


그림 6. ATDE 및 XPIC 를 갖는 co-channel 복조부
Fig. 6. Co-channel demodulators with ATDE and XPIC.

송신된 신호를 추출하기 위해 적응 여파기의 계수를 수평편파 신호에 대한 경우를 살펴보자. 식 (11) 및 (12)의 양변에 각각 어떤 행렬 α, β 를 곱한 다음, 서로 더하여 왜곡되지 않은 본래의 송신신호, S_h , 를 구한다면, 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha \cdot R_h + \beta \cdot R_v &= \alpha \cdot C \cdot S_h + \alpha \cdot D \cdot S_i \\ + \beta \cdot E \cdot S_h + \beta \cdot F \cdot S_v &= S_h \end{aligned} \quad (16)$$

이때 α 와 β 는 각각

$$\alpha = [C - D \cdot F^{-1} \cdot E]^{-1} \quad (17)$$

$$\beta = -\alpha \cdot D \cdot F^{-1} \quad (18)$$

이 된다.

따라서, α 와 β 의 한 열의 계수를 탭 계수로 하는 여파기를 써서, 식(16) 을 구현할 수 있다. 이때 탭 계수를 무한히 둘 수 없으므로 일정 수의 탭으로 근사화하는데, 그림 4 에서와 같이 구현할 수 있다. 수평 편파 채널에 대해서 $2N+1$ 탭을 갖는 여파기를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$r_h(k) = \sum_{k=-N}^{k=N} \{a_k r_h(n-k) + \beta_k r_v(n-k)\} = s'_h(n) + er_h(n) \quad (19)$$

여기서 s'_h 는 왜곡이 없을 경우에 수평편파 출력에 예상되는 신호이고, er_h 는 수평편파 신호에 섞여 들어오는 오차 성분으로 추측되는 신호이다. 실제로 등화 기능은 er_h 을 최소화하는 것이다. a_k, r_h, β_k, r_v 등은 모두 복소수의 형태로 나타나기 때문에 디지털 여파기를 구현할 때에는 실수 및 허수성분으로 나누어 구현한다. 한편 수직편파 신호에 대해서도 동일한 방법으로 전개가 가능하다.

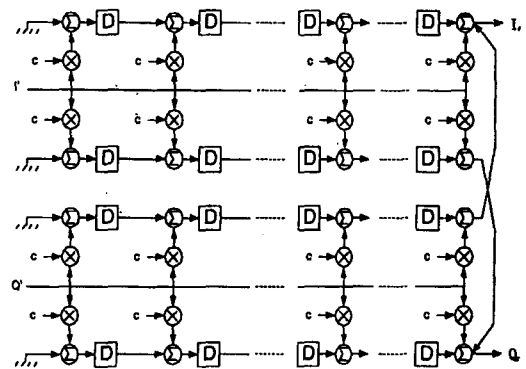


그림 7. 복소 시간영역 적응 등화기의 구조
Fig. 7. Structure of complex adaptive time domain equalizer.

그림 7은 하나의 편파 신호에 대한 여파기 구조로서, 실수부와 허수부를 나타내는 I, Q 두 채널에 입력되는 신호를 각각 실수 탭과 허수 탭의 두 부분으로 나누어 처리하여 복소출력을 실수 및 허수부로 나누어 처리한다. 각각의 채널에 대해 여파기 입출력 신호 사이의 관계를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$I_i(n) = S'_i(n) + er_i(n) = \sum_{k=-N}^{k=N} \{c_k^i I(n-k) + c_k^q Q(n-k)\} \quad (20)$$

$$Q_i(n) = S'_q(n) + er_q(n) = \sum_{k=-N}^{k=N} \{c_k^q Q(n-k) + c_k^i I(n-k)\} \quad (21)$$

즉, 여파기에 I', Q' 이 입력되어 I_r, Q_r 이 출력되고, 신호준위 결정회로에서 S'_i, S'_q 로 결정되어 출력된다. 결정회로에서는 결정신호와 함께 오차신호 er_i, er_q 를 준다. 이 신호를 써서 탭 계수 $c^{ii}_k, c^{qq}_k, c^{iq}_k, c^{qi}_k$ 를 ZF 및 LMS 알고리즘으로 변화시키게 된다.

IV. 시험 및 성능 분석

1. 장치 구현

그림 8은 논문에서 구현한 6.7 GHz 동기식 무선 전송장치를 보여 주며, 일반적인 전기적 사양은 표 1 과 같다. 장치의 확장을 고려하여 변.복조부 및 송.수신부를 슬림(slim) 형태로 모듈화하여 rack 취급에 편리하게 하였다. 그림 9는 roll-off 인자 0.3 인 64-QAM 변조된 신호가 반도체 전력 증폭기(모델명: AMA6771BMX)를 거친 송신출력 스펙트럼이다. 송신출력은 back-off 10 dB 에서 최대 $32 \pm 1\text{dBm}$ 이 가능하며, 송신기의 비선형 특성을 보상하기 위해 전치 왜곡기(pre-distorter)를 연동하였다. 이것은 다준위 QAM 변조방식에서는 비선형 특성의 진폭 및 위상 왜곡이 치명적인 오율을 유발하기 때문이다.

표 1. 동기식 동일채널 무선 전송장치의 제원 및 특성

Table 1. Specifications of co-channel radio relay system.

항 목	특성 및 성능	비 고	
장 치	주파수 대역	3.9/4.7/6.2/6.7/7.4 /8.0/11.2GHz	
	전송용량(Mbit/s)	$1 \times (2) \text{STM-1}, 3 \times (2) \times \text{DS3}$	(): 동일채널
	채널 대역폭	40 / 30 MHz	
	변조방식	64-QAM	
	시스템 이득(BER= 10^{-3})	102 dB, 98dB 이상*	*: 11.2GHz
	Dispersive Fade margin (dB)	48 이상	13-tap ATDE
	XPIC 이득(BER= 10^{-3})	21.5 dB 이상	13-tap XPIC
	부가채널(bit/s)	$4 \times 64\text{K}$ 또는 2.048 Mbps	
	송 신 기	RF 출력(SSPA 출력)	$32 \pm 1\text{dBm}$, 37dBm(Option)
국부발전기 안정도		$< \pm 10\text{ppm}$	
자동송신출력조정 범위		20 dB	SD: Space Diversity
수 신 기	수신한계 레벨 (BER= 10^{-3})	-72dB 이하(w/o SD) -74dB 이하(with SD)	
	국부발전기 안정도	$< \pm 10\text{ppm}$	
	자동이득 조절기 영역	55dB 이상	BER= 10^{-3}
	중간 주파수(IF)	70 MHz	

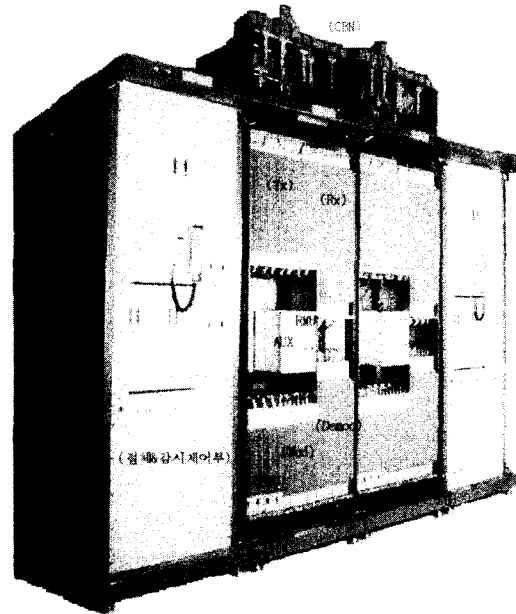


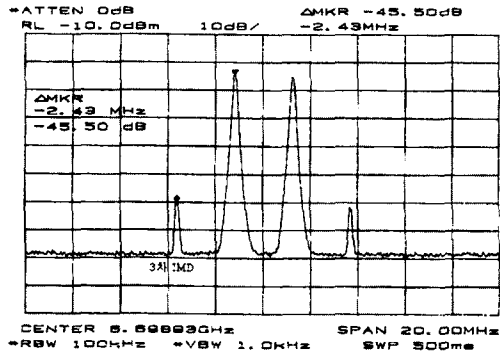
그림 8. 동기식 동일채널의 6.7 GHz 무선 전송장치
Fig. 8. SDH co-channel 6.7 GHz radio relay system.



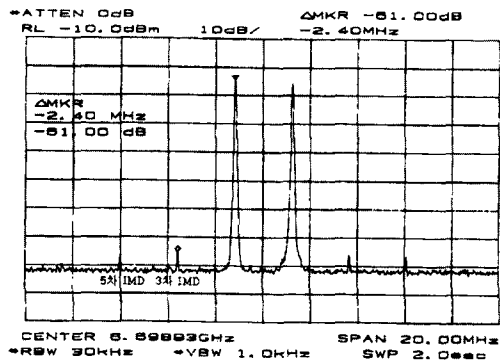
그림 9. 반도체 전력 증폭기의 출력 스펙트럼
Fig. 9. Output spectrum of solid state power amplifier.

그림 10에서는 전치 왜곡기의 연동 유.무에 따른 상호변조왜곡(inter-modulation distortion: IMD)의 개선효과를 살펴 보기위해 2-tone 입력에 대한 반도체 전력 증폭기의 시험 결과를 나타내었다. 그림 10(a)는 전치 왜곡기를 사용하지 않은 경우이며, 그림 10(b)는 사용한 경우로써, 3차 IMD의 특성을 약

15.5 dB 개선시킬 수 있음을 알 수 있다. 대부분의 IMD 영향은 3차 특성에 기인하며, 5 차의 효과는 그림 10(a) 에서는 상대적으로 작아 볼 수 없으나, 그림 10(b) 에서는 그 영향이 나타난다. 이것은 구현된 전치 왜곡기가 3차 IMD 만 개선토록 하였기 때문이다.



(a)



(b)

그림 10. 전치 왜곡기에 따른 상호변조 왜곡의 특성 (a) 사용하지 않은 경우, (b) 사용한 경우
Fig. 10. Effect of inter-modulation distortion. (a) without pre-distorter, (b) with pre-distorter.

실제적으로 데이터 입력신호에 대한 IMD 개선 효과를 보기위해 그림 11에서는 복조부의 입력단에서 측정된 IF 대역의 스펙트럼이다. 이것은 STM-1 신호를 64-QAM 변조하여 전치 왜곡기 및 반도체 전력 증폭기를 거쳐, 이를 다시 수신기의 주파수 하강 변환기를 거친 경우이며, 증폭기의 비선형 특성이 복조부의 신호점 부호배치인 constellation에 미치는 영향을 보기 위해 편의상 IF 대역을 선택한 것이다. 2-tone 입력에 대한 송신 출력의 IMD 개선은 대역 가장자리에서 약 7 dBc 정도 가능하다. 그러나, 대역 내부에서

는 그림 10(b) 에서 알 수 있듯이 개선이 더 클것으로 예측이 되나, 신호 스펙트럼에 묻혀 그 효과를 볼 수 없다.

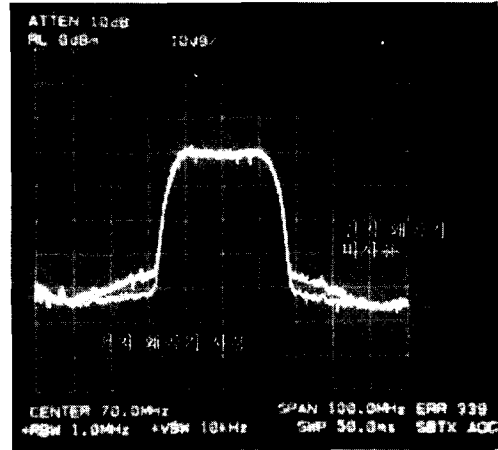


그림 11. 개선된 반도체 전력 증폭기의 상호변조 왜곡
Fig. 11. Improved IMD of solid state power amplifier.

2. 디지털 여파기

그림 12에서는 디지털 여파기의 성능 분석을 위해 64-QAM 변조부의 개략도를 구성하였다. 10-bit D/A 변환기, 저역통과 여파기, 대역통과 여파기, 디지털 여파기, 순방향 오류정정기(FEC), 그리고 위상 및 진폭 변조기를 포함한다. 155.520 Mbps(STM-1) 입력 신호는 FEC 및 변조부를 거쳐, 심볼율이 27MHz 인 변조된 신호가 중간 주파수 70 MHz를 중심으로 존재한다.

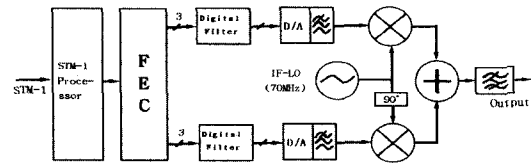
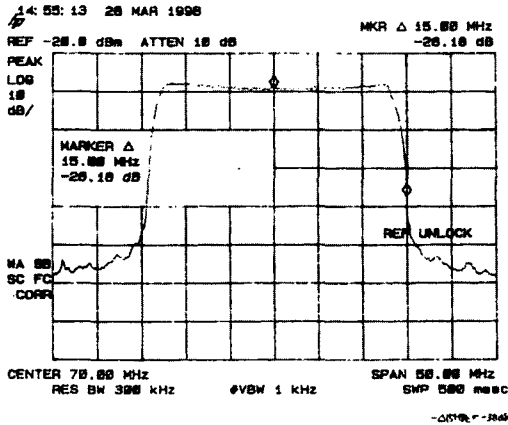


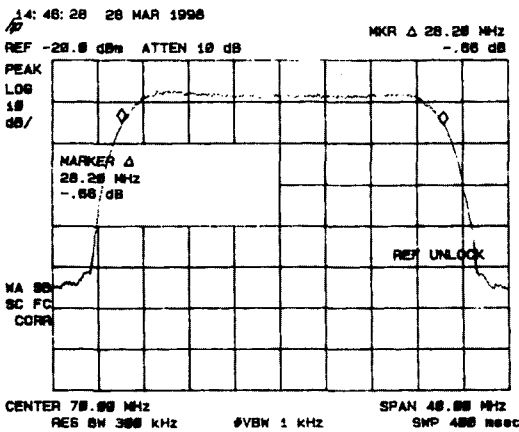
그림 12. 64-QAM 변조부 구성도
Fig. 12. Block diagram of 64-QAM modulator.

변조된 신호는 송신기의 입력 신호원이 되어, 주파수 상승 변환기를 통해 원하는 주파수로 변환된다. 그림 13(a) 및 (b)는 roll-off 인자가 각각 0.1, 0.3인 경우에 대해 변조된 신호의 출력 스펙트럼을 나타낸다. 스펙트럼 중심에 대해 약 ±13.5 MHz 부근이 나이퀴스트 주파수가 되며, 전반적으로 S/N이 약 42 ~ 46dB 정도이다. 또한 roll-off 인자 0.1은 0.3에 비해 스펙

트림 점유 대역폭을 줄이는 반면, S/N 특성은 상대적으로 약간 열화된다. 이것은 roll-off인자 0.1은 0.3에 비해 시간영역에서 raised cosine 여파기의 ringing 효과가 더 크기 때문이다.



(a)



(b)

그림 13. Roll-off 에 따른 변조신호의 측정 스펙트럼 (a) 0.1, (b) 0.3.

Fig. 13. Measured spectrum of modulator output with roll-off factor. (a) 0.1, (b) 0.3.

또한 그림 13은 디지털 여파기의 한 용도로써, roll-off 인자에 따른 실제적인 점유 대역폭이 어떻게 변화하는 지를 보여준다. Marker 의 위치는 채널의 점유 대역폭을 나타내며, 이것은 ITU-R 의 권고사항인 대역내의 전력이 99% 가 되는 점을 의미한다. 따라서 채널 대역폭이 제한된 경우, 적절한 roll-off 인자를 선택하여 시스템을 구현할 수 있게 된다. 한편 그림 13(b)의 roll-off 인자 0.3에 대해 변조된 신호를 벡터 분석기인 HP8981A 로 복조하면, 그림 14의

신호점 부호배치와 같으며, 이때 변조기의 eye opening은 평균 90 % 이상이 됨을 알 수 있다.

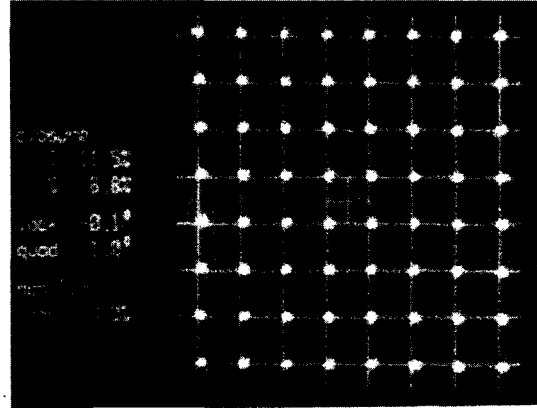


그림 14. 64-QAM 변조의 신호점 부호 배치도
Fig. 14. Constellation of 64-QAM modulated signal.

3. 적응 등화기

그림 15는 적응 등화기의 성능시험을 위한 시그너처 측정 구성도이며, 이것은 채널에 주파수 선택적 감쇄가 발생하였을 때, 적응 등화기로 보상하여 어떤 특정한 오율(일반적으로 10^{-3} BER)을 나타내는 감쇄의 깊이를 주파수 영역에서 찾아내는 것이다. STM-1 계측기의 출력 155.520 Mbps 신호는 변조기 및 송신기를 거쳐 감쇄기 및 RF cable 을 통해 수신기로 들어간다. 수신된 신호는 페이딩 시뮬레이터를 통해 주파수 선택적 페이딩을 유발시키고, 또한 노이즈발생기(noise source)을 연결하여 강제로 잡음이 섞인 신호를 만든다. 왜곡된 신호는 자동 이득조정기 및 아나로그 기술을 거쳐 복조부로 입력된다. 복조부에서는 적응 등화기를 거쳐 STM-1 오율 분석기로 들어간다.

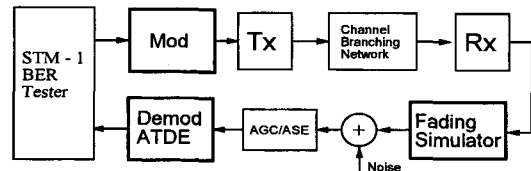


그림 15. 시그너처 측정을 위한 시험 구성도
Fig. 15. Experimental set-up for signature measurement.

그림 16은 수치계산 및 측정에 의한 시그너처 결과를 제시한 것으로, 최소위상 페이딩에 대해 시그너처를 채널 대역의 중심에서 한 쪽만 그렸지만, 중심 주

파수에 대해 좌우 대칭으로 나타나므로, 좌우로 펼치면 M 자 모양이 되어 M-curve 라고도 한다. 대역 가장자리에서의 성능은 중심에서보다 다소 열화되는데, 이것은 대역 가장자리에 주파수 선택적 페이딩이 발생하면 등화기를 포함한 전체 대역 특성이 한쪽으로 일그러진다. 따라서, 주파수 영역에서 기함수 성분이 많아지는데, 이를 시간영역으로 옮기면 채널 특성에 허수 성분이 커져서 I, Q 채널간에 간섭이 커지기 때문이다. 이렇게 한쪽으로 기울어진 채널 특성은 아나로그 기울기 등화기(analog slope equalizer: ASE) 또는 디지털 기울기 등화기(digital slope equalizer: DSE)를 사용하면 대역 가장자리에서의 성능 개선이 현저히 이루어 짐을 알 수 있다^[21]. 전반적으로 9 또는 11 탭 등화기에 비해 채널 중심에서는 1.5 dB, 채널 가장자리에서는 약 2.0 ~ 3.0 dB 이상 개선할 수 있었다^[19,27].

를 XPIC 를 통해 최소화하기 위한 동작을 하게 되고, 그 결과를 STM-1 BER 계측기를 통해 S/N 에 따라 측정하였다.

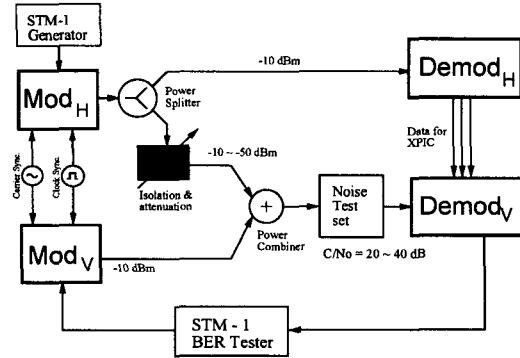


그림 17. XPIC 개선인자 측정을 위한 시험 구성도
Fig. 17. Experimental set-up for XPIC improvement factor.

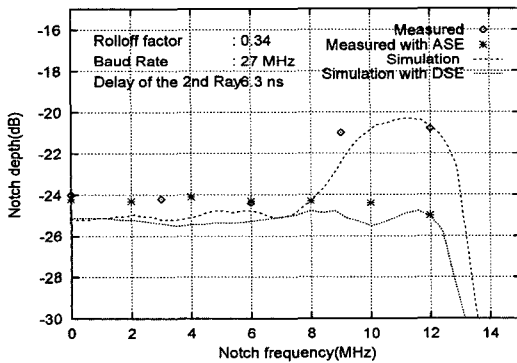


그림 16. 구현된 무선 전송장치의 시그너처 측정
Fig. 16. Measured signatures of implemented radio relay system.

4. 직교편파 간섭제거기

직교편파 간섭 제거기의 성능 분석을 위해 동일채널 무선 전송장치의 변.복조부를 그림 17과 같이 구성하였다. 서로 다른 2 개의 STM-1 신호가 수직 및 수평편파 경로로 정의한 변조부에 각각 입력되며, 변조된 수평편파 경로의 신호는 전력 분배기를 통해 하나는 자기경로의 복조부에, 다른 하나는 수직편파 경로의 변조된 신호와 합쳐 복조부로 입력된다. 변조된 수평편파 경로의 신호를 강제로 수직편파 경로로 보냄으로써, 직교편파 간섭(cross-polarization interference: XPI) 신호를 유발하기 위한 것이다. 한편, 수직편파 경로의 복조부에서는 넘어온 직교편파 간섭신호

그림 18에서는 XPIC 성능분석의 척도인 XPIC 이득 또는 XPIC 개선인자(XPIC improvement factor: XIF)를 나타내었으며, 주어진 BER 및 XPIC 의 사용 여부에 대해 XPI 의 변화에 따라 C/N 을 측정한 것이다. XIF 는 동일한 C/N 에 대해 XPIC 의 사용 여부에 따른 XPI 값의 차이를 의미한다. 따라서 그림 18 에서 C/N 이 약 24.5 dB 에서 XIF 는 22.5 dB 이상 얻을 수 있음을 알 수 있다.

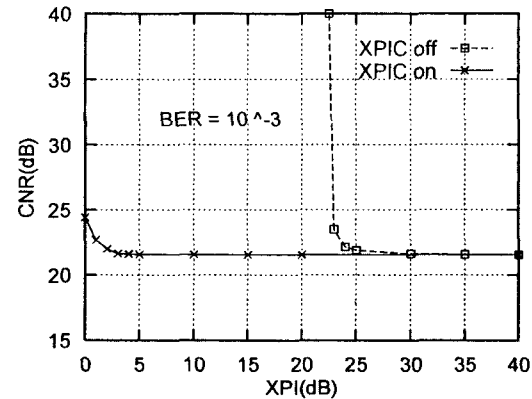


그림 18. XPIC 개선인자의 측정치
Fig. 18. Measured XPIC improvement factor.

V. 결 론

본 논문에서는 제한된 주파수 자원의 효율적인 활용

및 전송품질 향상을 위하여 최근에 개발한 동기식 동일채널 무선 전송장치의 구현 및 성능분석에 대해 기술하였으며, 동일채널 전송방식의 채널분석에 대해 적응 등화기 및 직교편파 간섭 제거기와의 상호관계를 수학적으로 정립하였다. 또한 고품질의 다용도(시간영역 적응등화기, 직교편파 간섭제거기, 디지털 여파기) 단일 ASIC 칩(모델명: L4A0897) 및 64-QAM 변복조부, 그리고 송.수신부와 연동한 시스템 차원의 시험 결과를 제시하였으며, 성능분석을 통해 다음과 같은 특징을 지니고 있음을 확인하였다.

첫째, 성능 및 기능 측면에서 세계최초로 개발한 복소 13 탭 적응 등화기 및 직교편파 간섭제거기를 적용함으로써, 다중경로 페이딩으로 야기되는 심볼간의 간섭 및 동일채널 전송방식에서 발생하는 직교편파 간섭을 현저히 제거 및 보상할 수 있었다. 따라서 장치의 성능분석 척도인 시그너처 측정에서 기존의 9 또는 11 탭 등화기 보다 약 1.5 dB 이상을 개선하였으며, 또한 동일채널 편파간에 발생하는 XPI의 제거 척도인 XPIC 개선인자에서는 C/N 이 24.5 dB 에서 약 22.5 dB 이상을 얻을 수 있음을 확인하였다.

둘째, 다용도 단일 ASIC 칩의 52 탭 디지털 여파기는 변.복조부의 펄스 셰이핑 목적으로도 적용이 되며, 외부에서 여파기의 탭 계수를 프로그램으로 변화시킬 수 있어, roll-off 인자 0.1 까지도 스펙트럼 특성이 매우 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 제한된 주파수 자원의 효율적인 점유 대역폭 관리 및 SAW(surface acoustic wave) 여파기의 단점인 큰 삽입손실 및 온도 변화에 따른 중심 주파수 이동 등을 배제할 수 있게 되었다. 또한 탭 수의 증가를 위한 칩간에 직렬 연결이 가능하므로, 필요에 따라 변조신호의 높은 S/N 특성을 얻는 목적으로도 적용이 가능하다.

끝으로 본 논문에서 적용한 다용도 단일 ASIC 칩은 현존하는 동기식 및 비동기식 무선 전송장치의 디지털 여파기, 적응 등화기, 직교편파 간섭제거기의 3 가지 목적으로 512-QAM 까지 적용이 가능하며, 향후 64-QAM 이상의 변조를 갖는 무선 전송장치의 구현 및 성능개선, 신뢰성 확보, 고부가가치 창출 등에 중요한 역할을 할 것으로 기대된다.

감사의 글

※ 본 연구 및 개발에 참여한 모든 연구원들에게 진

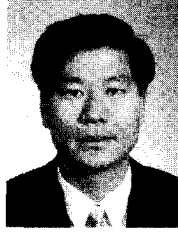
심으로 감사를 드립니다. 특히 장치의 개발완료, 현장시험 및 사업에 이르기까지 헌신적인 지원 및 노력을 아끼지 않았던 관계자 여러분께도 진심으로 고마움을 전합니다.

참 고 문 헌

- [1] B. Lankl, A. Nist, J. A. Nossek, and G. Sebald, "Fully digital ATDE's and XPIC's for a STM-1 co-channel radio system family," *Proceedings IEEE ICC*, pp. 1013-1019, 1989.
- [2] W. Bourdon, W. Geidel, G. Lange, and J. G. Neideck, "A new generation of SDH-radio relay system for 1*155/2*155/4*155 Mbit/s," *Proceedings 3rd ECRR*, pp. 56-63, 1991.
- [3] K. W. Suh et al., "Development on enhanced spectral efficiency and better performance of SDH co-channel digital radio relay system," '95 *Asia-Pacific Microwave Conference*, Oct. 1995, Taejeon, Korea.
- [4] E. Fukuda et al., "Design of 64-QAM modem for high capacity digital radio system," *Proceedings IEEE Globecom '83*, pp. 25.5.1-25.5.5, Nov. 1983.
- [5] Y. Takeda et al., "Performance of 256 QAM modem for digital radio system," *Proceedings IEEE Globecom '85*, pp. 47.2.1-47.2.5, Dec. 1985.
- [6] 김원후, "64-QAM RF MODEM(155Mbps) 개발 연구," 삼성전자(주) 연구개발 보고서, 1993
- [7] 김원후, "동일채널 디지털 무선 시스템의 SDH STM-1 신호 전송을 위한 128 QAM MODEM (155Mbps) 개발," 삼성전자(주) 연구개발 보고서, 1995
- [8] A. Berndt and O. Deluca, "Introduction of STM-1 transmission on digital radio-relay systems using 40 MHz and about 30 MHz channel spacing," *Proceedings 3rd ECRR*, pp. 64-71, Dec. 1991.
- [9] S. Bianchi, G. Filberti, M. Salerno, "1x STM-1, 128 TCM modem for alternate

- crosspolar 30 MHz frequency arrangement: concepts, implementation and preliminary results," *Proceedings 3rd ECRR*, pp. 111-118, Dec. 1991.
- [10] I.D. Jemczyk, S.H. Blakey, and H.K. Chou et al., "S/DMS transportnode SONET radio 4/40," *Proceedings IEEE Globecom '92*, pp. 1835-1839.
- [11] B. Lankl, "Cross polarization interference canceller for QAM digital radio system with asynchronous clock and carrier signals," *Proceedings IEEE Globecom'86*, pp. 15.3.1-15.3.7, 1988.
- [12] B. Lankl, "Fractionally spaced or baud-spaced XPIC's - A concept comparison in a fully digital environment," *Proceedings 3rd ECRR*, pp. 262-267, Dec. 1991.
- [13] Warren L. Stutzman, *Polarization in Electromagnetic Systems*, Artech House, Boston. London, 1993.
- [14] B. Baccetti, G. Filiberti, S. Bellini, and G. Tartara, "Full digital adaptive equalization in 64-QAM radio system," *Proceedings IEEE ICC*, pp. 1466-1471, 1986.
- [15] H. C. Reeve, R. B. Ward, C. J. Lin, and G. D. Martin, "An 11-tap 0.9- μ CMOS digital transverse equalizer for digital radio," *Proceedings IEEE ICC*, pp. 413-417, 1989.
- [16] P. Herbig, M. Elser, and M. Ottka, "A single-chip equalizer up to 256-QAM," *Proceedings 3rd ECRR*, pp. 378-385, 1991.
- [17] G. Sebald, B. Lankl, R. Schmidmaier, E. De Man, "A single chip adaptive QAM processor for data rates up to 500Mbit/s," *Proceedings 4th ECRR*, pp. 227-233, 1993.
- [18] J. Meyer, "Implications of draft new ITU-T recommendation G.826 on digital radio-relay systems," *Proceedings 4th ECRR*, pp. 21-28, 1993.
- [19] K. W. Suh, C. Y. Park, and D. Y. Lee, "Implementation of a single multi-task chip; ATDE, XPIC, and DF applicable to multi-level QAM digital radio system," *Proceedings IEEE Globecom*, pp. 1463-1467, Nov. 1995.
- [20] J. A. Friedrich, M. Biester, and U. Hu"l sen, "Performance of a 64QAM radio using digital filters with small roll-off," *Proceedings 4th ECRR*, pp. 328-333, Oct. 1993.
- [21] G. Y. Hur and K. W. Suh, "A study on the performance estimation of the slope equalizer combined with 13-tap ATDE for 64-QAM," *Proceedings KITE conference on Microwave & Wave Propagation*, vol. 16, no. 2, Autumn 1993.
- [22] A. A. R. Townsend, *Digital line-of-sight radio links: a handbook*, Prentice-Hall International(UK), Chapter 8, 1988.
- [23] Kamilo Feher, *Digital communication: microwave applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., Chapter 3, 1981.
- [24] W. D. Rummmler, "A new selective fading model: application to propagation data," *BSTJ*, vol. 58, pp. 1037-1071, May-June 1979.
- [25] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization," *Proceedings IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [26] D. R. Smith, *Digital transmission systems*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1985.
- [27] K. W. Suh, C. Y. Park et al., "Performance of a noble multi-task chip available for up to 1024-QAM of digital radio relay system," *'95 SAMSUNG Group Technical Report*, vol. 8, no. 1, pp. 184-197, Oct. 1995.

저 자 소 개



徐京煥(正會員)

1960년 3월 16일생. 1983년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1988년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1991년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1983년 1월 ~ 현재 삼성전자 수석연구원. 주관심분야는

디지털 무선전송(Point-to-Point, LMCS/LMDS) 장치 설계 및 성능분석, 변복조 및 등화기 설계 및 구현, 초고주파 공학 및 원격탐사 등임