

동일 채널 이중편파를 적용하는 디지털 무선 중계장치의 직교편파간섭제거기 설계에 관한 연구

A Study on the Design of Cross-Polarization Interference Canceler for Digital Radio Relay System with Co-Channel Dual Polarization

서 경 환

Kyoung-Whoan Suh

요 약

본 논문에서는 동일채널 이중편파를 적용하는 디지털무선중계장치의 직교편파간섭을 제거할 목적으로 직교편파간섭제거기(XPIC)의 이론적 모델링, 디지털 설계를 분석하였다. 또한 유한임펄스응답 여파기를 이용한 복소 시간영역 적응등화기(ATDE)를 설계하고, 이를 이용한 XPIC의 구조 및 제어 방법을 ATDE와의 연동하여 제시하였다. XPIC와 ATDE를 연동으로 약 25 dB 이상의 시그니처(signature)와 약 23 dB 이상의 XPIC 개선인자를 얻을 수 있음을 모의실험으로 보였다. 설계된 직교편파간섭제거기의 동작검증을 위해 동일채널 이중편파용의 64-QAM 모델과 연동하여 탭의 수, 알고리즘의 수렴, 장치의 성능, 직교편파간섭제거기의 개선인자에 대한 결과도 검토하였다.

Abstract

In this paper, to counteract a cross-polarization interference caused by co-channel dual polarization technique of digital radio relay system(DRRS), we analyze the theoretical model and digital design of cross-polarization interference canceller(XPIC). In addition a complex adaptive time domain equalizer(ATDE) is designed using a finite impulse response filter, and the structure of XPIC and its control method are also illustrated including ATDE. Our computer simulation shows that about 25 dB signature and more than 23 dB XPIC improvement factor can be obtained with XPIC and ATDE. In order to verify the operation of designed XPIC, we review the simulated results in view of tap number, algorithm convergence, system signature, and XPIC improvement factor in connection with 64-QAM DRRS with co-channel dual polarization.

Key words: Digital radio relay system, co-channel dual-polarization technique, cross-polarization interference canceller, adaptive equalizer.

1. 서 론

최근에 정보화 사회의 급속한 진전으로 다양한 멀티미디어 수요가 급증하고 있으며, 이에 따라 초고속 및 대용량 정보전송 매체의 필요성이 대두되

고 있다. 방대한 정보의 원활한 전달을 위해 무선망으로는 디지털 무선중계 장치, 유선망으로는 광통신 장치가 이용되고 있다. 디지털 무선중계 장치는 광통신 장치에 비해 전송 용량이 적고, 전파경로의 특성으로 인해 시스템의 가용도가 떨어지는 단점이

강남대학교 지식정보공학부(School of Knowledge-based Information Engineering, Kangnam University)

· 논문 번호 : 20010901-113

· 수정완료일자 : 2002년 1월 2일

있다. 그러나, 장치의 가격이 저렴하고, 기간 망의 이중화 측면뿐만 아니라 설치 및 유지보수가 용이하여 케이블 설치가 어려운 지역에도 가능하기 때문에 통신 사업자, 방송용, 기타 시설 망 등에 널리 적용되고 있다.

디지털 무선중계 장치에서는 스펙트럼 효율을 향상시키기 위해 가능한 멀티레벨 변조방식과 동일채널 이중편파(co-channel dual polarization) 즉, 주파수 재사용 기술을 채택한다. 주파수 재사용은 서로 다른 두 신호를 한 대역 내에서 벡터적으로 직교하는 두 편파에 각각 실어 전송함으로써, 기존의 interleaved 채널 방식에 비해 대역 효율을 배가시키는 방법이다^{[1],[2]}. 다차 변조방식을 채택하면, 신호에 들어오는 잡음이나, 신호의 왜곡에 대해 오차가 발생할 확률이 크다. 채널의 동적인 변화인 페이딩은 크게 균등(flat) 페이딩과 주파수 선택적(frequency selective) 페이딩으로 볼 수 있다. 전자는 신호 주파수 대역 내에서 전체적으로 신호의 레벨이 작아지는 경우이며, 자동이득 제어 증폭기를 써서 보상할 수 있다. 그러나, 후자는 주파수 대역 내에서 부분적으로 신호전력이 작아지기도 하는데, 이런 경우에는 신호가 왜곡되어 상호심불간섭(ISI)이 발생한다. 한편, 동일채널에 이중편파를 적용하면 두 편파간에서 간섭하게 되는데, 이를 직교편파간섭(cross-pol interference: XPI) 이라고 한다. 직교 편파간섭을 일으키는 주 요인은 안테나의 직교 편파분리(cross-pol discrimination: XPD)의 불완전과 전파 경로에서 발생할 수 있는 편파의 depolarization 등이다. 따라서 상호심불간섭과 직교편파간섭은 기후의 변화나 주위 환경의 변화에 영향을 받기 때문에 채널은 시간에 따라 변하는 특성을 갖게 된다. 이렇게 시간에 따라 변화하는 채널의 영향은 고정 여파기로는 상쇄할 수 없고, 적응 여파기를 써서 보상할 수 있다^{[3],[4]}. 따라서 다중경로에 의한 ISI 및 동일채널 이중편파 적용에 따른 XPI를 제거하기 위해 적응 등화기가 적용된다.

등화기는 디지털 유한 임펄스 응답(finite impulse response: FIR) 여파기의 구조로써 선형과 비선형 형태가 있다. 주로 선형 등화기가 사용되나 다중 경로로 인해 신호의 왜곡이 심한 경우에는 비선형의 판정궤환 등화기도 사용된다^[5]. 여파기의 탭 계수의

적응은 정보신호와 함께 존재하는 오차성분 사이에 상관관계의 제곱평균을 최소화하는 방향으로 변화시키는 알고리즘을 사용한다. 가장 간단한 알고리즘으로 ZF(zero forcing)과 LMS(least mean square)가 있다. LMS 알고리즘이 여파기 탭 계수가 수렴한 후에 오차성분 신호의 전력이 작은 반면, ZF 알고리즘은 초기 상태에서 채널 특성에 적응하기까지 속도가 빠르다^{[5],[6]}. 1980 년대에 CMOS-VLSI 기술의 발전으로 복소 적응 등화기의 일부를 하나의 칩에 구현할 수 있었으며^[7], 1990 년대에는 9-tap 및 11-tap 복소 적응 등화기가 하나의 칩에 구현되었다. 따라서 155 Mbps(STM-1) 입력 신호 및 64-QAM을 갖는 디지털 무선중계 장치의 시그니처(signature)는 비트 오류율(bit error rate: BER) 10^{-3} 기준으로 채널의 중심주파수에서 약 22dB 까지 가능함을 보여 주었다^{[8],[9]}. 이러한 성능 수준은 동일채널 방식이 64-QAM과 연동한 무선중계 장치에 적용이 가능토록 하였으나, 주파수 효율향상 및 심각한 페이딩에 대응하기 위해서는 성능이 더 우수한 등화기 및 직교편파 간섭제거기의 개발이 필요하게 되었다^[10].

본 논문에서는 디지털 무선중계 장치에 발생하는 다중경로에 의한 상호심불간섭과 동일채널 이중편파 적용에 따른 직교편파간섭의 영향을 줄이기 위해 유한임펄스응답 여파기를 이용한 복소 시간영역 적응등화기(ATDE)를 설계하고, 이를 이용한 직교편파간섭제거기(XPIC)의 구조 및 제어 방법을 고찰한다. 또한 직교간섭제거기의 이론적 모델링 및 디지털 설계를 제시하며, 설계된 직교편파간섭제거기의 성능분석을 위해 동일채널 이중편파 장치의 64-QAM 모델과 연동한 수치계산 결과를 보여준다.

II. 채널특성 및 적응 여파기의 원리

2-1 채널전달 특성

그림 1은 동일채널 이중편파를 적용한 공간다이버시티를 갖는 디지털 무선 중계장치의 구성도를 나타내었다. 입력 데이터가 변조된 수직 및 수평편파 경로의 신호들은 각각의 송신부를 거쳐 OMT(orthomode transducer)에서 두 신호가 결합되어 송신 안테나에 입력된다. 송신 안테나의 신호가 수신

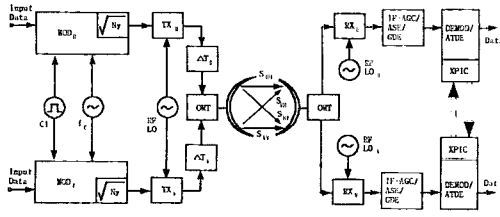


그림 1. 동일채널 이중편파를 갖는 장치의 구성도
Fig. 1. Block diagram of co-channel dual-polarization system.

안테나에 도달하는 경로는 4가지가 가능한데, 이는 신호 S_{HH} , S_{HV} , S_{VH} , S_{VV} 이다. 여기서 S_{HH} 는 송신 안테나의 수평편파의 신호가 수신 안테나의 수평편파에 입력되는 것을 의미한다. 수신된 신호는 OMT를 지나 각각 수평 및 수직편파 신호의 경로로 수신부 및 IF를 거쳐 복조부로 입력된다. IF부에서는 자동이득조정기(AGC), 아날로그 기율기 등화기(ASE), 균지연등화기(GDE)에 의해 왜곡된 신호가 일부 보정된다. 한편 장치구성을 위한 필요조건으로 송신부에서는 변조부의 국부발진기인 f_c 와 송신기의 국부발진기인 RF-LO는 두 편파의 채널간에 동기여 되어야 한다. 이것은 송신된 스펙트럼의 중심 주파수가 양 편파간에 주파수 축상에서 동일한 위치에 있게 하기 위함이다. 한편 수신부에서는 RF 국부발진기 차이 때문에 IF 에서 수신 스펙트럼의 중심 주파수 차이가 발생할 수 있는데, 이는 양 쪽 복조부에서 각각의 캐리어 복원에 의해서 보상된다. 왜냐하면 복조된 수직 및 수평편파의 기저대역에서의 스펙트럼은 주파수 오프-셋(off-set)이 영이 되기 때문이다. 복조부에서는 양 편파간의 간섭인 XPI 및 다중경로에 의한 ISI를 제거하기 위해 각각 XPI 및 ATDE가 필요하다^{[11][12]}.

안테나에서 송신된 신호는 경로상의 굴절 및 반사 등으로 직접파와 반사파의 합으로 주파수 선택적 페이딩을 유발한다. 이러한 특성을 가지는 채널은 Rummier의 2 경로모델로 설명할 수 있으며^{[13][14]}, 이때 기저대역에서 그 특성함수는 다음과 같다.

$$H_c(f) = a[1 - be^{-j2\pi(f - f_0)\tau}] \quad (1)$$

여기서 a 는 전체적인 감쇠계수를 나타내고, b 는 복소수인데 두 번째 경로신호의 위상지연과 감쇠계수를 나타낸다. τ 는 시간지연을 나타내며, f_n 은 노치(notch) 주파수를 의미한다. 노치 깊이 N_d 는 $0 < b < 1$ 인 경우는 $-20 \log_{10}(1 - b)$ 이며, $b > 1$ 인 경우에는 $-20 \log_{10}\left(1 - \frac{1}{b}\right)$ 로 주어진다. 실제 채널의 대역폭은 30 또는 40 MHz 이내로서 노치가 대역 안에 존재할 수도 있고, 대역 밖에 존재할 수도 있다. 그림 2에서는 동일채널 이중편파 장치의 전파경로 모델을 나타내며, 4개의 전달함수 H_{VV} , H_{VH} , H_{HV} , H_{HH} 를 갖는다. 여기서 $H_{VV}(f)$, $H_{HH}(f)$ 는 식 (1)로 표현되며, 수직 및 수평편파로 송신된 신호의 직접 전달경로를 나타낸다. 또한 첨자 VH는 송신 안테나의 수직편파신호가 수신 수평편파의 안테나로 입력되는 신호의 경로를 의미하며, 나머지 첨자도 동일한 의미를 갖는다. 한편 $H_{VH}(f)$, $H_{HV}(f)$ 는 편파간에 직교편파간섭(XPI)을 나타낸다. 물리적으로 감쇠 b_{VH} , b_{HV} 및 시간 지연 τ_{VH} , τ_{HV} 을 포함하는 전달 특성으로써 $H_{VH}(f)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$H_{VH}(f) = a_{VH} e^{-j2\pi f \tau_{VH}} \quad (2)$$

$H_{HV}(f)$ 는 식 (2)에서 첨자 VH를 HV로 대체하여 표현될 수 있다. 또한 XPI의 간섭을 수직편파에 대해 나타내면 다음과 같다.

$$XPI_V = 10 \log_{10} \frac{P_{VV}}{P_{HV}} \quad (3)$$

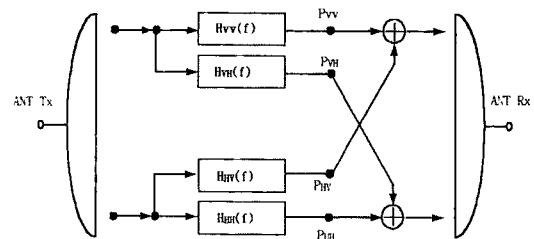


그림 2. 동일채널 이중편파 장치의 채널 모델링
Fig. 2. Channel modeling of co-channel dual-polarization system.

여기서 P_{VV} 는 송신 수직편파의 전력이 수신부의 수직편파로 들어오는 전력이 되며, P_{HV} 는 송신 수평편파의 전력이 수신부의 수직편파로 들어오는 전력이 된다.

이러한 채널의 영향을 적응 여파기로 줄이기 위해 수신부의 기저대역에서 디지털로 표현해 보자. 일반적으로 변조기의 D/A 변환기부터 복조기의 샘플링 회로까지를 등가적으로 하나의 채널로 볼 수 있고, 그 특성을 다음과 같이 나타낼 수 있다^{[5],[15]}.

$$r(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k s(n-k) \quad (4)$$

여기서 r 은 수신신호, s 는 송신 신호를 나타내며, c 는 전파환경을 고려한 채널 특성 및 변조에서 복조까지 등가로 환산한 특성을 포함한다. 일반적으로 IF 및 RF 부의 여파기 특성은 왜곡이 없다고 가정한다. 따라서 c 는 변,복조부의 나이퀴스트(Nyquist) 여파기 및 채널경로 특성 등으로 간주할 수 있다. 동일채널 이중편파 무선 중계장치를 도입함으로써 인해 XPI가 존재하게 되는데, 이 또한 ISI와 같은 방법으로 모델링할 수 있다. 결국 입출력 신호 사이의 관계를 수평 및 수직편파에 대해 각각 수식으로 나타내면 다음과 같다^[16].

$$r_h(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k s_h(n-k) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k s_v(n-k) \quad (5)$$

$$r_v(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e_k s_h(n-k) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} f_k s_v(n-k) \quad (6)$$

여기서 r_h, r_v 는 각각 수평 및 수직 편파의 수신 신호, s_h 및 s_v 는 송신 신호를 나타내며, 첨자 h, v 는 각각 수직 및 수평편파를 나타낸다. 또한 c_k, f_k 는 동일편파 채널특성이며, d_k, e_k 는 XPI를 유발하는 직교편파 특성으로써 간섭신호의 채널특성이다.

2-2 적응 여파기의 원리

적응 여파기의 원리를 동일채널 무선 중계장치의 채널 모델링에서 살펴보기 위해, 식 (5), (6)을 행렬

식으로 바꾸어 나타내면 다음과 같다.

$$R_h = C \cdot S_h + D \cdot S_v \quad (7)$$

$$R_v = E \cdot S_h + F \cdot S_v \quad (8)$$

여기서

$$R_h = [\dots, r_h(-1), r_h(0), r_h(+1), \dots]^T \quad (9)$$

$$S_h = [\dots, s_h(-1), s_h(0), s_h(+1), \dots]^T \quad (10)$$

$$C = \begin{bmatrix} \dots & c_0 & c_1 & c_2 & \dots \\ \dots & c_1 & c_0 & c_1 & \dots \\ \dots & c_2 & c_1 & c_0 & \dots \end{bmatrix} \quad (11)$$

로 나타낼 수 있다. E, D, F 는 C 와 같은 형태로 나타낼 수 있고, 수직편파에 대해서도 똑같은 방법으로 그 관계를 정의할 수 있다. 식 (5), (6)을 자세히 살펴보면, 이상적인 경우에는 $c_0 = f_0 = 1$ 이 되고, 나머지 c, d, e, f 의 계수는 0이 됨을 알 수 있다. 송신된 신호를 추출하기 위해 적응 여파기의 계수를 수평편파 신호에 대한 경우를 살펴보자. 식 (7)의 양변에 어떤 행렬 α 를 곱하고, 식 (8)의 양변에 어떤 행렬 β 를 곱하여 둘을 더했을 때, 왜곡되지 않은 본래의 송신신호, S_h 를 구한다면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha \cdot R_h + \beta \cdot R_v &= \alpha \cdot C \cdot S_h \\ &+ \alpha \cdot D \cdot S_v + \beta \cdot E \cdot S_h \\ &+ \beta \cdot F \cdot S_v = S_h \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)를 만족하는 α 및 β 를 구하면 다음과 같다.

$$\alpha = [C - D \cdot F^{-1} \cdot E]^{-1} \quad (13)$$

$$\beta = -\alpha \cdot D \cdot F^{-1} \quad (14)$$

따라서 α, β 의 한 열의 계수를 탭 계수로 하는 여파기를 써서 식 (12)를 구현할 수 있다. 이 경우 탭 수를 무한히 둘 수 없으므로 일정 수의 탭으로 근사화한다. 수평편파 채널에 대해서 $2N+1$ 탭을 갖는 여파기를 수식으로 표현하면 출력은 다음과 같

다.

$$o_h(n) = \sum_k^N a_k r_h(n-k) + \beta_k r_r(n-k) = s_h(n) + \Delta_h(n) \quad (15)$$

여기서 s_h 는 왜곡이 없었을 경우에 수평편파 출력에 예상되는 신호이고, Δ_h 는 수평편파 신호에 섞여 들어오는 에러 성분으로 추측하는 신호이며, k 는 탭 번호를 나타낸다. 실제로 등화기의 기능은 Δ_h 를 최소화하는 것이다. a_k, r_h, β_k, r_r 등은 모두 복소수의 형태로 나타나기 때문에 디지털 여파기를 구현할 때는 실수성분과 허수성분으로 나누어 구현한다. 한편 수직편파 신호에 대해서도 동일한 방법으로 전개가 가능하다.

그림 3은 하나의 편파 신호에 대한 복소 여파기 구조로서, 각각 실수부와 허수부를 나타내는 I, Q 두 채널에 입력되는 신호를 각각 실수 탭과 허수 탭의 두 부분으로 나누어 처리하여 복소 출력을 실수 및 허수부로 나누어 출력한다. 탭 계수가 수렴한 후에 여파기 탭 계수간에는 $c_k^{ii} = c_k^{qq}, c_k^{iq} = -c_k^{qi}$ 가 성립하게 되며, 첨자 iq 는 동위상(in-phase)에서 직교위상(quadrature-phase)으로 가는 신호의 경로를 의미하며, 나머지 첨자에도 동일한 의미를 갖는다. 이는 임의의 실수 a, b, c, d 에 대하여 입력 신호 $(a + jb)$, 여파기의 계수 $(c + jd)$ 라 정의하면, 입력 신호와 계수를 서로 곱하면, $(ac - bd) + j(ad + bc)$ 인 것과 같은 원리이다. 식 (12)에서 C, D, E, F

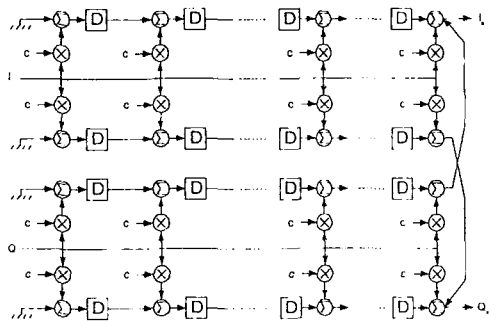


그림 3. 복소 적응 등화기의 구조
Fig. 3. Structure of complex adaptive equalizer.

가 일정하지 않으므로, 여파기의 탭 계수가 되는 a, β 를 그에 적응하여 개선해 주어야 한다. 또한 유한 탭 수의 여파기로 a, β 를 완벽하게 구현하는 것은 불가능하다. 그러나 시간의 차이가 커지면 신호의 자기 상관 관계계수가 작아지므로, 대부분의 왜곡은 수 탭의 여파기를 써서 보상할 수 있다.

그림 3에서 각각의 채널에 대해 여파기 입·출력 신호 사이의 관계를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$I_r(n) = S'_i(n) + \Delta_i(n) = \sum_k^N [c_k^{ii} I'(n-k) + c_k^{qi} Q'(n-k)] \quad (16)$$

$$Q_r(n) = S'_q(n) + \Delta_q(n) = \sum_k^N [c_k^{qq} Q'(n-k) + c_k^{iq} I'(n-k)] \quad (17)$$

즉 여파기에 I, Q 이 입력되어 I_r, Q_r 이 출력되고, 이 신호는 준위 판단 회로에서 판단신호 S'_i, S'_q 로 각각 판단되어 출력된다. 준위 판단회로에서는 판단신호와 함께 에러신호 Δ_i, Δ_q 를 내보낸다. 이 신호를 써서 탭 계수 $c_k^{ii}, c_k^{qq}, c_k^{iq}, c_k^{qi}$ 를 변화시키게 되는데, 그 방법은 두 가지 ZF 및 LMS 알고리즘으로 대표할 수 있다. ZF 알고리즘은 출력 신호와 에러신호의 상관관계를 최소화하는 알고리즘으로써, $n+1$ 번째 클럭에 대한 c_k^{ii}, c_k^{qi} 의 탭 계수에 대해 적어보면 다음과 같다¹⁾.

$$c_k^{ii}(n+1) = c_k^{ii}(n) - \delta \Delta_i(n) S'_i(n-k) \quad (18)$$

$$c_k^{qi}(n+1) = c_k^{qi}(n) - \delta \Delta_i(n) S'_q(n-k) \quad (19)$$

여기서 δ 는 탭 증가 분을 의미한다. 탭 계수 c_k^{qq}, c_k^{iq} 는 식 (18)과 (19)에서 첨자 i 를 q 로, q 를 i 로 치환하면 얻을 수 있다. 또한 복소 FIR 여파기는 4개의 실수 FIR 여파기로 구성이 가능한데, 이때 첨자 ii 는 FIR 여파기 입력 신호가 동위상(in-phase)에서 동위상 경로의 진행을 의미한다. 한편, LMS 알고리즘은 입력신호와 에러신호 사이의 상관관계를 최소화한다. 즉, c_k^{ii}, c_k^{qi} 에 대해 $n+1$ 번째 클럭에 대한 탭 계수를 표현하면

$$c_k^{ii}(n+1) = c_k^{ii}(n) - \delta \Delta_i(n) I'_i(n-k-p) \quad (20)$$

$$c_k^{qi}(n+1) = c_k^{qi}(n) - \delta \Delta_i(n) Q_i(n-k-p) \quad (21)$$

이다. 여기서 p 는 탭 계수를 계산하는 제어부 회로에서 입력신호를 지연시켜 에러신호와 timing을 조절하는 변수를 의미한다. 일반적으로 9 탭에서는 $4(= \text{탭수} - 1/2)$, 13 탭에서는 6을 갖는다. 같은 방법으로 c_k^{qq} , c_k^{iq} 의 탭 계수는 식 (20)과 (21)에서 첨자 i 를 q 로, q 를 i 로 치환하면 얻을 수 있다. 두 알고리즘 모두 에러가 최소화되면 탭 계수가 수렴하는 특징을 가진다. ZF 알고리즘이 채널 인지특성이 우수한 반면, 채널 추적특성은 LMS 알고리즘이 우수하다.

III. 적응 여파기 및 직교편파간섭제거기

3-1 적응 여파기의 설계

적응 여파기와 연동하고자 하는 장치는 STM-1 신호를 40 MHz RF 채널에 64-QAM 변조를 통해 전송한다. 약 3.8%의 순방향 오류 정정기의 비트 수를 포함하면, 전체 데이터 전송 속도는 약 162 Mbps가 되어, 심볼율은 27 MHz(=1/T)가 된다. 따라서 프랙셔널 보드-스페이스드(fractional baud-spaced) T/2 여파기 및 보드-스페이스드(baud-spaced) T 여파기의 클럭 주파수는 각각 54 및 27 MHz이다. 12 bit x 10 bit의 곱셈기에서 CMOS 게이트의 속도를 감안하여 여파기는 보드-스페이스드 T를 갖는 형태를 취한다. 일반적으로 적응 여파기 설계를 위해 모델연동 차원의 변수들을 충분히 고려하여야 하며, 칩 제조사의 설계 툴로 설계된 결과를 모의실험에 의한 결과와 상호 검증하는 과정이 요구된다. 이를 위해 모든 디지털 회로를 비트 레벨의 C-언어로 1 대 1 일치하는 프로그램을 작성하는 것이 필요하다. 따라서 주어진 클럭에 따라 모든 상황에 대한 입력 데이터를 만들어 디자인 툴의 시간영역 분석과 모의실험에 의한 결과가 서로 일치하는지를 철저히 검증하는 작업이 수행되어야 한다.

그림 4는 등화기 설계에 필요한 변수 즉, 탭 수 및 제어 알고리즘, 그리고 레지스터, 입출력 신호, A/D 변환기 등의 비트 수를 고려하여 설계한 적응

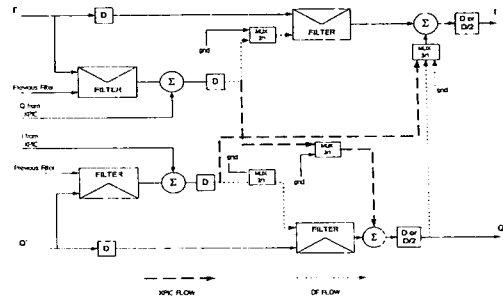


그림 4. 설계된 적응 등화기 칩의 구조
Fig. 4. Structure of designed adaptive equalizer chip.

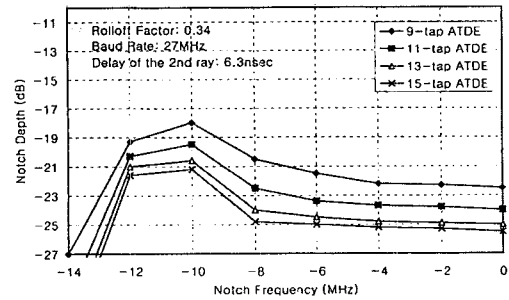


그림 5. 적응 등화기 탭 수에 대한 시그니처
Fig. 5. Signature for tap number of adaptive equalizer.

여파기의 칩 구성도를 나타내었다. 비트 레벨의 동작을 설명하면 A/D 변환기의 출력인 10 비트 신호가 여파기로 입력되어 12 비트를 출력으로 내보낸다. I 및 Q 채널의 A/D 변환기의 출력신호는 두 여파기 뱅크의 입력이 되는데, 각 여파기 뱅크는 FIR 여파기 부분과 탭 계수 제어 부분으로 나누어진다. 각 여파기 뱅크는 13탭으로 되어 있고, 각 탭에서 17 비트의 탭 계수 중에서 12 비트만이 연산에 사용된다. 탭을 지나면서 점점 누산되어, 최종 출력은 12 비트만 잘라서 XPIC 신호와 더해진 후 출력된다. 여파기 탭 계수 변화에는 입력신호나 출력신호 4 비트와 에러신호 4 비트를 곱해서 원래의 탭 계수에 누산하게 되는데, 이때 누산하는 위치를 조절함으로써 적응 속도를 변화시킬 수 있게 하였다. 또한 4개의 여파기를 직렬로 연결하면 52탭의 고정 디지털

여파기(그림에서 점선으로 표시)를 만들 수 있으며, 변조부의 펄스정형(pulse shaping)을 위한 나이퀴스트 여파기로 사용이 가능하다^[11].

그림 5는 앞의 설계 변수를 이용하여 적응 여파기의 탭 수 결정을 위한 것으로, 탭 수에 따른 시그너처(signature) 특성을 수치계산으로 나타내었다. 시그너처는 주어진 채널대역 내에서 페이딩의 노치 주파수 및 노치 깊이를 변수로 하여 어떤 특정한 BER(일반적으로 BER=10⁻³)에 도달하는 점들을 연결한 선을 의미하며, 시스템 가용도(availability)을 계산하는데 중요한 자료가 된다. 물-오프 인자 0.34, 지연시간 6.3 nsec 에 대해 탭 수를 9~15를 갖는 복소 ATDE에 대해 채널 주파수 대역의 절반을 제시한 것이다. 기율기 등화기와 연동하지 않아 시그너처(signature) 특성이 채널 주파수 중심보다는 가장자리 부분이 더욱 열화됨을 알 수 있다. 탭 수 9에서 11, 그리고 탭 수 11에서 13으로 증가함에 따라 중심 주파수에서 약 1.5 dB, 1.0 dB로 성능이 각각 개선됨을 알 수 있으나, 탭 수 13에서 15로 증가 시에는 약 0.5 dB 이하로 개선이 줄어든다. 일반적으로 탭 수가 적을 때는 수를 증가할 수록 성능개선의 효과가 있으나, 어느 정도의 탭 수가 되면 증가하더라도 시그너처 상의 변화는 거의 미약하다. 따라서, 현재의 구현 가능한 소자의 속도 및 기술, 그리고 비용을 고려하여 선택하는 것이 필요하다. 또한 이러한 사항들을 감안하여 기대하는 성능 사이에는 trade-off가 있어, 본 연구에서는 적응 여파기의 탭 수를 13으로 선정하였다.

3-2 XPIC 구성 및 제어

그림 6은 직교편파간섭(XPI) 제거를 위한 XPIC의 동작 개념을 도식적으로 나타내었다. 송신측에서 동일채널 이중편파 신호의 스펙트럼을 수평편파인 경우 빗금으로, 수직편파인 경우에는 빗금 없이 나타내었다. 전파경로 상에서 직교편파간섭으로 수평편파 신호의 일부가 수직편파 신호에 더해져 수신된다고 가정한다. 수신측에서는 XPIC를 먼저 처리하고, ATDE(그림에서는 equalizer)를 다음으로 처리하는 직렬구조로 도식하였다. 수직편파 복조부의 출력신호를 이용하여 수평편파의 신호를 입력으로 하

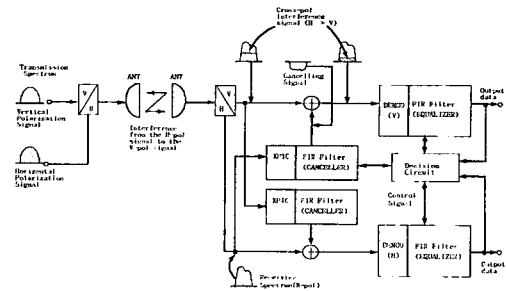


그림 6. 직교편파간섭제거기(XPIC)의 원리

Fig. 6. Principle of cross-polarization interference canceller(XPIC).

는 XPIC의 적응 계수를 제어하여 오류를 최소가 되도록 한다. 그림에서는 수직편파 주 경로의 신호와 XPIC의 출력이 서로 더해져 수직편파 복조부의 입력단에서 보면 직교편파간섭 신호가 일부 제거된 스펙트럼을 보여준다. 또한 아직 잔류하는 오류 및 다중경로에 의한 ISI는 복조부에 있는 ATDE의 적응 계수를 제어하여 오류가 최소가 되도록 한다. 이와 같은 개념으로 수평편파에 존재하는 XPI 및 ISI도 XPIC 및 ATDE의 적응 계수를 각각 제어함으로써 오류를 최소화한다.

ATDE와 XPIC의 연동 구성은 복조부에서 병렬(parallel: PAR), 제거-등화(canceller-equalizer: C-E), 등화-제거(equalizer-canceller: E-C) 형태의 3가지가 있다^[12]. PAR 구조는 ATDE와 XPIC를 병렬로 구성되며, 각각의 출력이 서로 더해진다. 따라서 더해진 신호는 결정회로에서 XPI 및 ISI가 최소가 되도록 알고리즘에 의해 제어된다. C-E 구조는 XPIC를 먼저 동작하여 XPI를 제거한 후, 그 출력이 ATDE의 주 경로의 신호와 함께 더해진다. 이 신호는 ATDE의 입력이 되어 최종적으로 다중경로 영향인 ISI를 제거하게 된다. 한편, E-C 구조는 C-E와 반대 구조로써 먼저 ISI를 제거한 후, XPI를 제거한다. 구성 배열에 따른 성능분석을 비동기식 전송 및 프랙셔널 보드-스페이스드(fractional baud-spaced) T에 대해 소개된바 있으며, 이들 3 가지 중에 C-E 구조가 클럭의 위상차에 대한 영향이 가장 적어 성능이 상대적으로 좋은 것으로 알려져 있다. 본 연구에서는 동기식 전송 방식에서 보드-스페이스드(baud-spaced) T

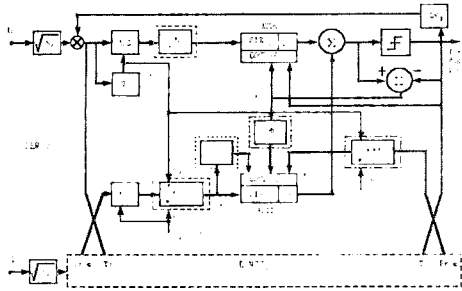


그림 7. XPIC 제어를 위한 수평 편파의 복조부
Fig. 7. Demodulation part of horizontal polarization for XPIC control.

형태의 FIR 여파기로 구성된 ATDE와 XPIC의 연동을 구현상의 이유로 PAR 구조로 선택하였다.

그림 7은 동일채널 이중편파를 갖는 디지털 무선 중계 장치의 복조부 구성도이며, 복잡성을 피해 단지 수평편파 부분을 나타내었다. FIR 여파기는 ATDE 및 XPIC 에 동일하게 적용되고, 또한 전기적 길이가 동일하기 때문에 등화기와 제거기의 병행배열도 가능하다. ATDE(FIR_{HH})의 복소값의 계수는 ZF 알고리즘에 의해 제어되며, XPIC의 제어는 다음과 같은 구성의 3가지 가능한 방법이 있다.

3-2-1 방법 A

XPIC는 LMS 알고리즘에 의해 제어되며, XPIC의 수직 입력신호는 왜곡된 수평신호의 타이밍 $t_{0H} + kT$ 의 순간에 표본된다. 여기서 t_{0H} 는 클럭 복원 TR_H 에서 제공된 타이밍 위상이며, T 는 심볼 기간이다. 이 방법은 복잡성이 가장 낮은 것으로, 원리적으로 비동기 데이터 전송에도 적용이 가능하다. 구성은 그림 7에서 쇄선(----) 및 1 점 쇄선(-.-.-)으로 구성된 사각형 부분을 제외한 형태이다.

3-2-2 방법 B

이 형태는 XPIC를 LMS 알고리즘으로 제어하며, XPIC의 수직 입력신호는 수직편파 경로의 클럭 복원 TR_V 에 의해서 타이밍 $t_{0V} + kT$ 의 순간에 표본화된다. 동일한 타이밍 위상에서 ATDE와 XPIC의

표본화된 신호를 처리하기 위해서는 일종의 메모리 버퍼와 같은 ES(elastic store)의 사용이 필수적이다. 이것은 타이밍 $t_{0V} + kT$ 의 순간에 신호의 표본화된 수직 입력신호를 쓸 수 있게 하거나, 또는 $t_{0H} + kT$ 의 순간에 표본화된 신호를 읽게 한다. ES의 사용은 궁극적으로 양 편파간에 데이터 율을 동기화 되게 한다. 구성은 그림 7에서 1점 쇄선으로 구성된 사각형 부분을 제외한 형태이며, 송신 측의 타이밍 위상 차이에 무관하게 좋은 결과를 제공하며, 비동기식 전송보다는 동기식 전송에 적합하다.

3-2-3 방법 C

이 형태의 XPIC는 ZF 알고리즘에 제어되며, 2개의 ES가 필요하다. 첫째, 그림 7에서 A/D 변환기 뒤에 있는 ES는 XPIC의 입력신호 표본용으로 사용되며, 둘째, 뒷쪽에 있는 ES는 수직편파 경로의 전송 데이터 순서를 나타내는 위상 동기된 기준 신호를 갖기 위해 필요하다. 따라서 기준신호는 등화기 및 수직편파 신호경로의 가산기 뒷단에서 타이밍 $t_{0V} + kT$ 의 위상에 표본화된다. 이는 정상적으로 수평편파 채널의 타이밍 $t_{0H} + kT$ 의 위상과 일치하지 않는다. 이러한 기준 신호들의 타이밍 위상의 동기화는 ES의 도움으로 이루어지며, 방법 B와 같이 동기식 전송에 적합하며, 비동기용으로는 사용하지 않는다. 구성은 그림 7에서 점선으로 구성된 사각형 부분을 제외한 형태이다.

그림 8은 설계된 그림 4를 이용하여 동일채널 이중편파를 적용하는 무선 중계장치의 복조부에서 ATDE와 XPIC의 연동을 나타내었다. 상호심볼간섭을 제거하는 ATDE와 적교편파간섭을 제거하는 XPIC를 각각 병렬(PAR)로 실장된 경우이며, 각각은 13 탭을 갖는 복소 FIR 여파기로 볼 수 있다. XPIC 제어는 방법 B를 선택하였으며, 입력신호 S_H 와 S_V 는 이미 기저대역의 신호로 변환되었다. 각각의 복조부에 수신되는 신호는 수평편파 신호 S_H 와 수직편파 신호 S_V 이며, 이들은 안테나에서 OMT를 거쳐, 각각의 수직 및 수평 편파의 수신기에 의해 수신된다. 또한 신호 S_{VH} 와 S_{HV} 는 각각 S_V 및 S_H 신호를 복사한 것이다. S_{VH} 는 송신된 S_V 의 신호가 다중경로 페이딩 및 depolarization을 거쳐 복조부의

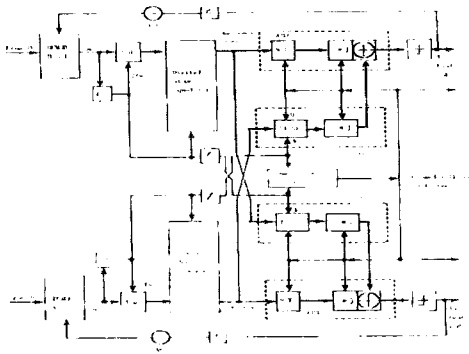


그림 8. 동일채널 이중편파 장치의 XPIC, ATDE 포함한 복조부

Fig. 8. Block diagram of co-channel dual-polarization system with XPIC and ATDE.

S_H 신호로 들어가는 것을 의미하며, S_{HV} 는 이와 반대이다. 수평 S_H 및 수직 S_V 신호, 그리고 각각의 간섭신호 S_{VH} , S_{HV} 를 표본화하기 위해 적절한 타이밍 위상을 제공하는 클럭신호가 각 복조부에 나타나 있다.

IV. 모의실험 및 검토

앞에서 설계된 그림 8의 ATDE와 XPIC의 연동을 확인하기 위해 그림 9는 복조부의 최종 결정회로의

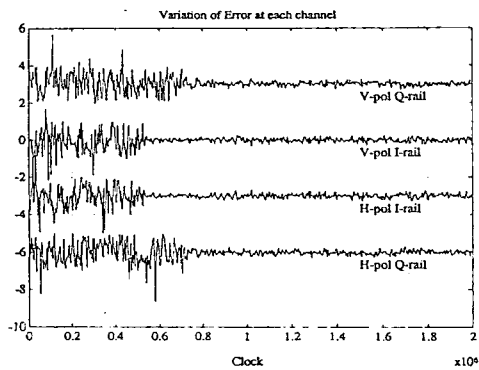


그림 9. 편파에 따른 I, Q 채널의 오차 특성

Fig. 9. Error behavior of I and Q channels for polarization.

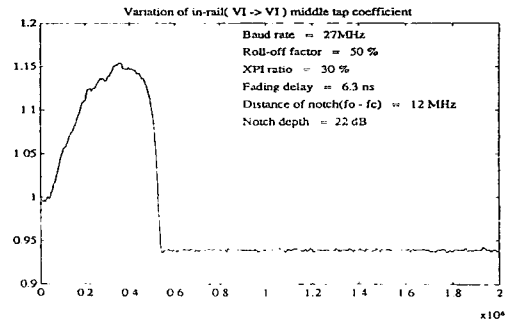


그림 10. 중간 탭 계수의 수렴 특성

Fig. 10. Convergence characteristic of center tap coefficient.

출력 에러가 클럭에 따라 변화하는 동작을 나타내었다. 계산에 적용된 조건은 심볼율 27 MHz, 노치 깊이가 22 dB, 롤-오프인자 0.5, 지연시간 6.3 nsec, 직교편파간섭(XPI) 10.45 dB, 노치 주파수는 채널의 중심에서 12 MHz에 존재하는 경우이다. 4가지 결과는 XPIC 및 ATDE를 연동하고, ATDE의 출력 단인 수직편파(V-pol) 및 수평편파(H-pol) 채널에서 각각 동위상(I-rail) 및 직교위상(Q-rail)에 대한 에러 신호를 나타내며, 약 800,000 클럭이 지난 후에 전체적으로 수렴함을 알 수 있다. 한편, 그림 10은 그림 9와 같은 에러의 특성이 주어질 때, 수평편파 ATDE의 동위상 채널인 I-rail의 중심 탭 계수의 변화를 클럭에 따라 그린 것이다. 그림 9에서와 같이 클럭이 약 580,000에서 수렴한 결과와 동일한 의미를 갖는다. 초기에 적용 등화기의 I-rail 및 Q-rail의 중심 탭은 각각 1.0을 가지며, 나머지 탭의 초기 값은 전부 0을 갖는다. 최종적으로 적용 여파기가 안정상태에 이르면 중심 탭의 계수가 약 0.945가 됨을 알 수 있다.

그림 11은 설계된 적응 여파기인 ATDE의 시그너처 특성을 디지털 기율기 등화기(DSE)의 유무에 따라 보여준다. 이는 주파수 선택적 감쇠가 발생했을 때, 여파기로써 보상하여 어떤 특정한 오차를 나타내는 감쇠의 노치 깊이를 주파수 영역에서 노치 위치에 따라 나타낸 곡선이다. 그림에서 시그너처를 채널대역의 중심에서 한 쪽만 그렸지만, 중심 주파수에 대해 대칭으로 나타나며, 좌우로 펼치면 M자

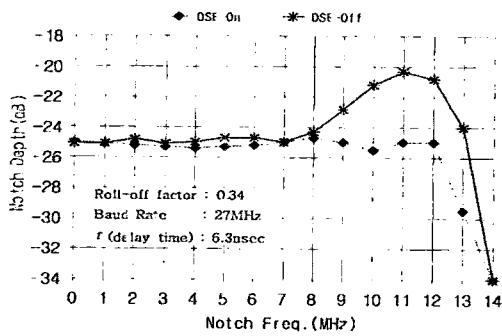


그림 11. ATDE와 64-QAM 모뎀을 연동한 시그너처
Fig. 11. Signature of 64-QAM modem with ATDE.

모양이 되어 일명 M-curve 라 한다. 대역의 가장자리에 나타나는 노치에 대해 성능이 중심 주파수에 비해 떨어진다. 그 이유는 가장자리에 노치가 존재할 때에는 나이퀴스트 여파기를 포함한 전체 대역의 스펙트럼 특성이 한쪽으로 일그러진다. 따라서 주파수 영역에서 기함수 성분이 많아지며, 이를 시간영역으로 옮기면 채널 특성에 허수 성분이 커져서 복소 채널간섭 즉, I, Q 채널간에 간섭이 커지기 때문이다. 이렇게 한쪽으로 기울어진 채널 특성은 기울기 등화기를 사용하여 극복할 수 있다. 그림 8에서와 같이 적응 여파기 전단에 디지털 기울기 등화기를 실장하면, 대역 가장자리에서 노치가 생겼을 때, 성능 개선이 현저히 이루어짐을 알 수 있다^[8].

그림 12에서는 XPI가 존재할 때 설계한 여파기로 주파수 선택적 감쇠를 보상하는 시그너처를 나타내었다. 여기서 수직 및 수평 편파 신호는 각각 다중경로를 겪으며, 두 편파간에는 직교편파간섭인 XPI를 갖는 것으로 하였다. 이때 직교편파간의 클럭 위상차이는 0.3T로 가정하였다. 그림에서 알 수 있듯이 XPI가 300 dB인 경우에는 물리적으로 간섭이 전혀 없는 양으로 간주할 수 있다. 비록 XPIC 및 ATDE가 연동하지만 이런 경우에는 순수히 다중경로에 따른 ISI의 영향만 있는 것으로 볼 수 있어, 그림 11에서 보여준 ATDE의 성능과 동일하다. 그러나, XPI가 10 dB인 경우에는 앞의 경우와 달리 XPIC 및 ATDE가 연동하여 전체 특성을 얻게된다. 채널의 가장자리에서 약 1.8 dB 차이가 있으나, 나머지에서는 별 차이가 없다.

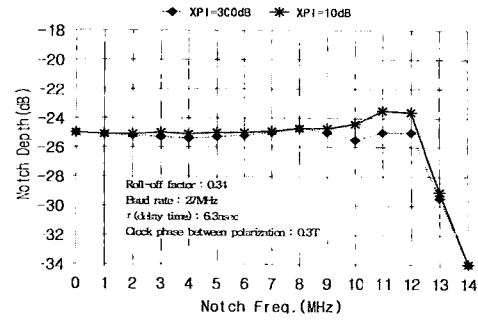


그림 12. XPI에 대해 XPIC를 갖는 그림 11의 시그너처

Fig. 12. Signature of Fig. 11 with XPIC for XPI.

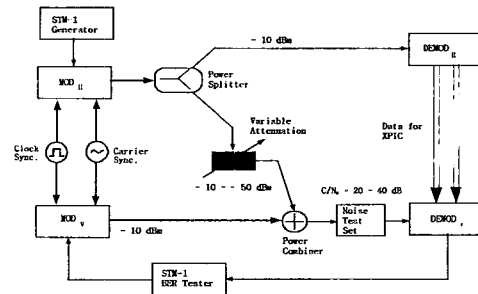


그림 13. 수치계산 및 측정을 위한 XIF 모델링
Fig. 13. Modeling of XIF for numerical analysis and measurement.

끝으로 XPIC의 성능을 보다 일반적으로 나타내기 위해 무선 중계장치의 변.복조부를 그림 13과 같이 모의실험 및 실험용으로 구성할 수 있다. 즉, 전파 경로상에 유입되는 XPI를 실험실 내에 동일한 개념으로 적용하기 위해서는 RF 경로를 제외한 변조부의 IF 출력으로 구현할 수 있다. 2개의 다른 SIM-1 신호가 수직 및 수평편파 경로로 지정한 변조부에 각각 입력되며, 변조된 수평편파 경로의 신호는 전력 분배기를 통해 하나는 자기 경로의 복조부에, 다른 하나는 수직편파 경로의 변조된 신호와 합쳐 복조부로 입력된다. 변조된 수평편파 경로의 신호를 강제로 수직편파 경로로 보냄으로써, XPI 신호를 유발하기 위한 것이다. 한편 수직편파 경로의 복조부에서는 넘어온 XPI 신호를 XPIC를 통해 오류를 최소화하기 위한 동작을 하며, 그 결과를

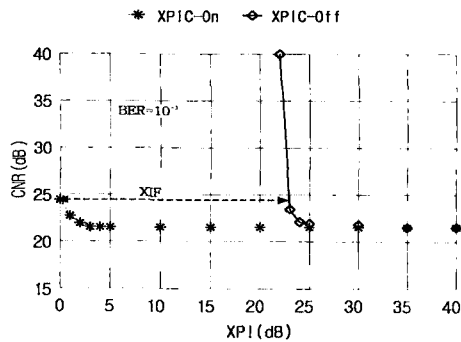


그림 14. XPIC 개선 인자에 대한 수치결과
Fig. 14. Numerical result for XPIC improvement factor(XIF).

STM-1 BER 계측기를 통해 S/N에 따라 측정하게 된다. 그림 14에서는 그림 13을 모의실험으로 모델링하여 XPIC 개선인자인 XIF(XPIC Improvement Factor)를 나타내었다. 주어진 주어진 BER에 대해 XIF는 XPIC의 ON, OFF 동작에 따른 XPI의 함수로 C/N을 나타낼 수 있으며, 그림에서와 같이 동일한 C/N에 대해 XPIC의 ON, OFF 동작에 따른 XPI 값의 차이를 XIF로 정의한다. 따라서 그림에서는 64-QAM 모델과 연동한 XPIC의 XIF는 C/N 24.5 dB 에서 약 23.0 dB 이상 됨을 보여준다.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털무선중계장치에 발생하는 다중경로에 의한 상호심볼간섭과 동일채널 이중편파 적용에 따른 직교편파간섭의 영향을 줄이기 위해 유한임펄스응답 여파기를 이용한 복소 시간영역 적응등화기(ATDE)를 설계하고, 이를 이용한 동일 채널 복조부의 직교편파간섭제거기(XPIC) 구조, 이론적 모델링 및 디지털 설계를 제시하였다. 또한 설계된 XPIC의 성능분석을 위해 동일채널 이중편파 장치의 64-QAM 모델과 연동한 수치계산 결과도 고찰하였다.

설계된 XPIC 동작 검증을 위해 동일채널 디지털 무선중계장치의 복조부를 수치 해석적으로 구성하였으며, 약 25 dB 이상의 시그너처(signature)와 XPIC 개선인자 XIF는 약 23 dB 이상의 결과를 얻

을 수 있음을 보였다. 이는 기존 9~11탭의 시그너처 성능에 비해 탭 수 증가에 따른 약 1.5~3.0 dB 개선된 것이다. 끝으로 직교편파간섭제거를 위한 동일채널 복조부 설계 원리는 타 무선통신 장치의 주파수 효율향상을 위해 적용이 가능하며, 적응 등화기 칩 설계에도 도움이 될 것으로 여겨진다.

참 고 문 헌

- [1] Klaus Vogel, "Orthogonal co-channel operation for high spectrum efficiency based on the example of 16-QAM 140 Mbits/s system using roll off 0.19", *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. SAC-5, no. 3, pp. 321-328, April 1987.
- [2] B. Lankel, and G. Sebald, "Optimization of XPIC performance", *Proc. IEEE Globecom*, pp. 704.1.1-704.1.7, 1990.
- [3] Simon Haykin, *Digital Communication*, Prentice-Hall, Eaglewood Cliffs, N.J., 1986.
- [4] G. Sebald, B. Lankl, and J. A. Nossek, "Advanced time and frequency-domain adaptive equalization in multilevel QAM digital radio systems", *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. SAC-5, no. 3, pp. 448-456, April 1987.
- [5] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization", *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [6] B. Bacetti, S. Bellini, G. Filgerti, and G. Tartara, "Full digital adaptive equalization in 64-QAM radio system", *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. SAC-5, no. 3, pp. 457-465, April 1987.
- [7] 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", *Proc. IEEE ICC*, pp. 413-417, 1989.
- [8] P. Herbig, M. Elser, and M. Ottka, "A single chip equalizer up to 256-QAM", *Proc. 3rd ECRR*, pp. 378-385, 1991.
- [9] G. Sebald, B. Lankl, R. Schmidmaier, and E. D. Man, "A single chip adaptive QAM processor for data rates up to 500Mbit/s", *Proc.*

- 4th ECRR, pp. 227-233, 1993.
- [10] J. Meyer, "Implications of draft new ITU-T recommendation G. 826 on digital radio relay system", *Proc. 4th ECRR*, pp. 21-28, 1993.
- [11] 서경환, "동기식 디지털 계위의 동일채널 무선 전송장치 구현 및 성능분석", 대한전자공학회 논문지, 제 35권 D편 11호, pp. 10-22, 1998.
- [12] B. Lankl, "Cross-polarization interference canceller for QAM digital radio systems with asynchronous clock and carrier signals", *Proc. IEEE Globecom*, pp.153-529, 1986.
- [13] W. D. Rummler, R. P. Coutts, and M. Liniger, "A new selective fading model: Application to propagation data", *Bell Sys. Tech. J.*, vol 58, no. 5, pp. 1037-1071, May-June 1979.
- [14] Curtis A. Siller, Jr., "Multipath propagation", *IEEE Comm. Magazine*, vol. 22, no. 2, pp. 6-15, Feb. 1984.
- [15] K. Feher, *Digital communication*, Prentice-Hall, Eaglewood Cliffs, N.J., 1981.
- [16] K. W. Suh, C. Y. Park et al., Performance of a noble multi-task chip available for upto 1024-QAM of digital radio relay system", *Samsung Group Technical Report*, vol. 8, no. 1 pp. 184-197, Oct. 1995.
- [17] 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", *Proc. IEEE Globecom*, pp. 1463-1467, Nov. 1995.
- [18] 허기영, 서경환, 안종영, "13-tap ATDE 및 64-QAM 연동된 디지털 기율기 등화기의 성능 분석에 관한 연구", 대한전자공학회 추계 종합 학술대회, 제16권 제 2호, pp. 48-51, 1993.

서 경 환



1983년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1988년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1991년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1983년 1월~1998년 10월: 삼성전자 정보통신총괄(수석연구원)

1999년 3월~현재: 강남대학교 지식정보공학부 전자공학과 교수

[주 관심분야] Digital M/W 및 B-WLL 장치 설계 및 분석, 마이크로파 회로설계, 변·복조 및 등화기 설계구현 등