

확장 QR-RLS 알고리즘을 이용한 시스토크 어레이 구조의 결정 케환 등화기

정희원 이원철*

A Systolic Array Structured Decision Feedback Equalizer based on Extended QR-RLS Algorithm

Won Cheol Lee* *Regular Member*

요 약

본 논문은 확장 QR-RLS 알고리즘을 이용한 시스토크 어레이 구조를 갖는 적응 결정 케환 등화기에 대해서 소개한다. 무선 이동 통신 시스템의 경우 빠른 시변환 채널로 인해 고속의 수렴 특성을 갖는 등화기가 필수적으로 요구된다. 최근에 이러한 성질을 만족하는 QR-RLS 알고리즘 기반의 등화기가 소개되었으며, RLS 알고리즘이 갖는 높은 수렴 속도와 시스토크 어레이의 병렬 파이프라인 형태로 구현 가능함으로 인해 계산상의 높은 효율성을 가진다. 그러나 일반적인 QR-RLS 알고리즘은 별도의 등화기 가중치 추출과정을 필요로 하며, 이로 인해 적응 처리 과정을 완전한 파이프라인 형태로 수행하기는 어렵다. 본 논문에서는 확장 QR-RLS 알고리즘을 기반으로 제곱근 연산을 배제한 계산과정을 통해 채널 출력의 입력으로부터 가중치 갱신까지 완전한 파이프라인 방식으로 처리가 가능한 시스토크 어레이 구조의 결정 케환 등화기를 소개한다.

Key Words : Recursive least square, Adaptive decision feedback equalizer, QR decomposition, Systolic array structure

ABSTRACT

In this paper, an algorithm using wavelet transform for detecting a cut that is a radical scene transition point, and fade and dissolve that are gradual scene transition points is proposed. The conventional methods using wavelet transform for this purpose is using features in both spatial and frequency domain. But in the proposed algorithm, the color space of an input image is converted to YUV and then luminance component Y is transformed in frequency domain using 2-level lifting. Then, the histogram of only low frequency subband that may contain some spatial domain features is compared with the previous one. Edges obtained from other higher bands can be divided into global, semi-global and local regions and the histogram of each edge region is compared. The experimental results show the performance improvement of about 17% in recall and 18% in precision and also show a good performance in fade and dissolve detection.

1. 서론

최근 유·무선 통신 시스템에 있어서 모델 성능

은 등화기의 성능에 크게 좌우되며, 효과적으로 짧은 시간 동안 고속의 채널 변화를 보상하는 정도가 성능 평가의 기준이 된다. 일반적으로 채널 추정과

* 숭실대학교 전자정보통신공학부 부교수(wlee@saint.soongsil.ac.kr)

논문번호 : 040049-0202, 접수일자 : 2003년 2월

※ 본 연구는 숭실대학교 교내연구비 지원으로 이루어졌음

등화기를 지원하기 위해서 프레임 구조상에 파일럿 심볼이라 부르는 트레이닝 시퀀스를 사용한다. 그러나 과도한 파일럿 심볼 구간으로 인해 데이터 전송율이 필요 이상으로 높아지는 문제점이 발생하며, 주파수 자원의 효율적인 사용을 감안할 때 가능한 파일럿 심볼 구간이 짧아야 한다. 이 경우 파일럿 심볼 부족으로 인한 등화기 성능의 저하를 방지하기 위해 고속의 수렴 특성이 요구된다[1][2]. 고속 수렴 특성을 얻기 위해 일반적인 RLS 계열의 알고리즘이 사용될 수 있으나, 많은 계산량으로 인해 복잡도가 크다는 문제점이 존재한다. 이를 해결하기 위해 계산량이 적은 고속 트랜스버설 필터(FTF)에 대한 효용성이 입증되어 왔으나, 이 방법은 고정점 계산시 발산하는 문제점으로 인해 실제 환경에서 안정성이 보장되지 못한다는 어려움이 있다[3].

QR-RLS 알고리즘은 하드웨어의 확장성과 고정점 연산에 있어서 수렴 안정성이 보장됨으로 인해 실제 적용이 고려되고 있다[4][5]. 이러한 QR-RLS 알고리즘의 안정성은 고유의 BIBO(Bounded Input / Bound Output) 특성에 의해서 보장되어 진다[6]. QR-RLS 알고리즘에 관련한 대다수의 논문은 제곱근 또는 나눗셈 연산이 포함되지 않는 효율적인 구현을 위한 방안이 다루어져왔다[7][8][9]. 그러나 가중치 벡터를 추출하는 과정에서 “back-substitution”을 이용함으로써 인해 완전한 파이프라인 구조로 실현하는데 어려움이 있었다. 본 논문에서는 확장 QR-RLS 알고리즘 [4][10]을 기반으로 하여 제곱근 연산과정과 가중치 추출과정을 배제한 완전한 파이프라인 처리 구조를 갖는 결정 궤환 등화기(Decision Feedback Equalizer : DFE) 구조를 제안한다.

결정 궤환을 기본으로한 등화기의 처리 과정에서 파일럿 심볼뿐 아니라 이전의 결정된 심볼의 궤환을 적응을 위한 참조신호로 사용하게 된다. 시스토크 어레이 형태를 갖는 QR-RLS를 기본으로한 DDM(Decision Directed Mode) 방식의 적응 등화기가 참고 문헌 [10]에서 제안되었고, 이 방법은 결정된 심볼들과 영 값으로 구성된 훈련 시퀀스를 등화기의 시변 계수값들을 갱신하기 위한 기준 입력으로 사용하였다. 그러나 이 논문에서 제안된 기법은 결정 심볼 크기의 모호성으로 인해 위상 변조된 심볼에만 적용될 수 있다는 문제점을 가진다. 본 논문에서는 가중치 값을 얻는 과정에서 변조 형태의 제한 없이 등화를 수행하는 확장 QR-RLS 알고리즘 기반의 결정 궤환 등화 처리 방안을 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어진다. II장에서는 확장 QR-RLS 알고리즘에 대해 간단히 소개하고, 제안된 SFEQR-RLS (Square-root Free Extended QR-RLS) 알고리즘의 구체적인 동작원리를 III장에서 소개할 것이다. IV장에서는 결정 궤환 등화기 동작을 완전한 파이프라인 방식으로 처리하기 위한 SFEQR-RLS를 기반의 시스토크 어레이 구조를 소개한다. V장에서는 제안한 SFEQR-RLS 알고리즘의 계산 복잡도를 분석하며, 다양한 채널 변화 환경 하에서 제안한 알고리즘을 결정 궤환 등화기에 적용시 성능을 비트 오류율(BER)을 통해 살펴본다. 마지막으로, VI장에서 결론을 맺는다.

II. 확장 QR-RLS 알고리즘의 소개

확장 QR-RLS 알고리즘의 장점은 행렬 역변환 과정 없이 RLS 가중치 벡터의 반복적인 갱신이 가능하다는 점이다[4]. 일반적인 QR-RLS 방식과 마찬가지로 RLS의 가중치를 갱신하기 위해서 일련의 Givens 회전 과정들로 구성되는 여러 단계의 COA(Cycle Of Annihilation)를 수행한다[4]. 이러한, QR-RLS 알고리즘은 적응 등화기, 반향 제거기, 상호간섭 제거기 그리고 빔형성기 등의 효과적인 구현을 위해 널리 사용되고 있다[11]-[14].

식(1)은 QR-RLS 알고리즘의 기본 동작을 나타내고 있으며, OGRM(Overall Givens Rotation Matrix)로 정의된 $\theta(n)$ 을 사용한 변환과정을 통해 공분산 행렬과 이의 역행렬 기타 요소벡터들 및 스칼라 값들에 대한 순차적인 갱신이 이루어진다.

$$M_{pre}(n) \cdot \theta(n) = M_{post}(n) \tag{1}$$

여기에서

$$M_{pre}(n) \triangleq \begin{bmatrix} \lambda^{\frac{1}{2}} R^{\frac{1}{2}}(n-1) & u(n) \\ \lambda^{\frac{1}{2}} P^H(n-1) & r(n) \\ 0 & 1 \\ \lambda^{-\frac{1}{2}} R^{-\frac{H}{2}}(n-1) & 0 \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$M_{post}(n) \triangleq \begin{bmatrix} R^{\frac{1}{2}}(n) & 0 \\ P^H(n) & \varepsilon(n) \gamma^{\frac{1}{2}}(n) \\ u^H(n) R^{-\frac{H}{2}}(n) & \gamma^{\frac{1}{2}}(n) \\ R^{-\frac{H}{2}}(n) & -K(n) \gamma^{-\frac{1}{2}}(n) \end{bmatrix} \tag{3}$$

이다. 식(2)-(3)에서, 윗 첨자 H 는 허미션 연산자이고, $R^{1/2}(n-1)$ 과 $R^{1/2}(n)$ 은 크기가 $K \times K$ 인 하위 삼각 행렬 형태를 갖고 제곱근 형태로 분할된

입력 스냅샷 벡터의 공분산 행렬이다. 여기서 K 는 적응 등화기가 갖는 계수들의 총 수이다. 또한, $R^{-1/2}(n-1)$ 과 $R^{-1/2}(n)$ 은 $R(n-1)$ 과 $R(n)$ 의 역행렬을 제곱근 형태로 분할된 결과 행렬들이다. 식(1)에서의 OGRM $\theta(n)$ 은 여러 단계를 거쳐서 수행되는 Givens 회전 과정상에서 구해지는 각각의 회전 변환 행렬들의 직렬 곱의 결과이다 [4]-[10]. 식(1)에서의 참조 입력 $r(n)$ 은 파일럿 보조 모드(Pilot Assited Mode : PAM)에서는 적응 등화기를 위한 트레이닝 시퀀스로 또는 검출 보조 모드(Decision Directed Mode : DDM)에서는 검출되는 심볼 시퀀스로 정의 될 수 있다. 식(1)의 관계를 사용하여 RLS 가중치 벡터의 회귀 식은 다음과 같이 표현된다[4].

$$w(n) = w(n-1) + (\xi(n)\gamma^{\frac{1}{2}}(n))^* (k(n)\gamma^{\frac{1}{2}}(n)) \quad (4)$$

여기서, $*$ 는 공액 복소수 연산자를 나타내면, $w(n)$ 은 갱신되는 가중치 벡터, $\xi(n)$ 은 전추정오차(a priori estimation error), $\gamma(n)$ 은 변환인자, $k(n)$ 는 칼만 이득 벡터를 의미한다.

III. SFEQR-RLS(Square-root Free Extended QR-RLS) 알고리즘

일반적인 QR-RLS 알고리즘 수행 과정 상에서 사용되는 기초적인 수학 연산자들 중에서 제곱근 연산은 Givens 회전 파라미터를 계산시에 사용된다. 그러나, 참고문헌 [7]에 잘 나타나있듯이 제곱근 연산은 많은 계산 양을 필요로 한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 참고문헌 [15]에서는 회전 파라미터 계산에 필요한 제곱근 연산이 포함되지 않는 수정된 QR-RLS 알고리즘이 소개되었다. 그러나 이 기법은 가중치 추출을 위한 별도의 처리 과정이 필요함에 따라 완벽한 파이프라인 구조로 구현하기에 어렵다.

식(1)에서와 같이, pre-와 post-array 행렬 사이의 변환은 K 단계의 COA 과정들의 결과라고 볼 수 있으며, 식(2)에서 pre-array 행렬의 오른쪽 상단에 위치한 $u(n)$ 은 순차적인 Givens 회전 과정을 통해 최종적으로 널 벡터화된다[4]. 따라서 OGRM으로 정의되는 전체적인 변환 행렬 $\theta(n)$ 은 $\prod_{i=1}^K \cdot \theta_i(n)$ 과 같이 K 개의 Givens 회전 과정에

필요한 변환 행렬들의 곱의 형태를 가진다. 여기서 행렬 $\theta_i(n)$ 의 비대각 성분들 중 (i, k) 와 (K, i) 에 존재하는 회전 파라미터를 제외하고는 0이다. 또한, 각각의 회전 행렬을 구성하는 대각 요소들 중 회전 파라미터에 해당하는 (i, i) 와 (K, K) 구성 인자를 제외하고 나머지는 1이다. 특정 i 번째 Givens 회전 과정에서 필요한 변환 행렬 $\theta_i(n)$ 을 구성하는 회전 파라미터를 $\{c_i, s_i\}$ 라고 하면, 이들을 계산하기 위해 곱셈, 나눗셈, 제곱근과 같은 기초적인 수학 연산이 필요하며 이들 중 제곱근 연산은 하드웨어 구현에 있어서 가장 걸림돌이 되는 부분이라고 볼 수 있다. 본 장의 나머지 부분은 이러한 제곱근 연산이 필요없는 확장 QR-RLS 알고리즘 처리 과정에 대해 설명한다.

첫 번째 단계의 COA 과정은 정규화 처리가 우선적으로 수행되며, 관련 처리 과정은 식(5)와 같다. 식(5)에서 왼쪽 행렬은 식(1)의 오른쪽 부분의 첫 번째 열과 마지막 열의 K 개의 행들로 구성된 형태이다. 이들 두개의 열은 계산된 정규화 인자 $d_b^{(1)}$ 과 $\delta^{(1)}$ 로 정규화되며, 정규화 후에 나타나는 행렬은 식(5)상의 오른쪽 부분의 왼쪽 행렬이 된다. 정규화되는 값들을 구분하기 위해서, 틸다 표시를 관련된 변수들의 위쪽에 표기하였다.

$$\begin{bmatrix} x_{b,1}^{(1)} & u_1^{(1)} \\ x_{b,2}^{(1)} & u_2^{(1)} \\ \vdots & \vdots \\ x_{b,K}^{(1)} & u_K^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \tilde{u}_1^{(1)} \\ \tilde{x}_{b,2}^{(1)} & \tilde{u}_2^{(1)} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{x}_{b,K}^{(1)} & \tilde{u}_K^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{d_b^{(1)}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\delta^{(1)}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

스냅샷 입력 벡터가 적응 등화기로 입력되면, 정규화 인자가 아래 식(6)과 같이 계산된다. 첫 정규화 요소들은 $i=1, \dots, K$ 동안 계산되어진다

$$d_b^{(1)} \triangleq (x_{b,1}^{(1)})^2, \delta^{(1)} \triangleq 1 \quad (6)$$

여기서 $d_b^{(1)}$ 은 UNF(upper normalization factor)로 $\delta^{(1)}$ 는 LNF(lower normalization factor)로 정의한다. 추후 나머지 K 번의 COA 단계에서 각각 계산되는 LNF $\delta^{(i)}$ 값은 바로 전의 $\delta^{(i-1)}$ 값을 통해 갱신된다. 다시말해서 현재 단계에서 계산된 LNF 값은 다음 단계의 COA로 전달되어진다.

제안된 SFEQR-RLS에서, Givens 회전 변환 행렬을 식(5)의 양변에 곱하면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} x_{a,1}^{(1)} & 0 \\ x_{a,2}^{(1)} & u_2^{(2)} \\ \vdots & \vdots \\ x_{a,K}^{(1)} & u_K^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_{b,1}^{(1)} & \tilde{u}_1^{(1)} \\ \tilde{x}_{b,2}^{(1)} & \tilde{u}_2^{(1)} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{x}_{b,K}^{(1)} & \tilde{u}_K^{(1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c^{(1)}\sqrt{d_a^{(1)}} & -s^{*(1)}\sqrt{d_b^{(1)}} \\ s^{(1)}\sqrt{\delta^{(1)}} & c^{(1)}\sqrt{\delta^{(1)}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

식(7)에서, 작은 괄호는 COA 단계의 인덱스를 나타내고, 'a'와 'b'로 나타낸 아래쪽 변수들은 각각 Givens 회전 전후의 값을 의미한다. 또한, $\{c^{(1)}, s^{(1)}\}$ 은 아래 식(8)과식(9)를 만족하는 첫 번째 단계의 COA를 위한 Givens 회전 파라미터들이다.

$$|c^{(1)}|^2 + |s^{(1)}|^2 = 1 \quad (8)$$

$$-s^{*(1)}\sqrt{d_b^{(1)}} + c^{(1)}\sqrt{\delta^{(1)}} = 0 \quad (9)$$

위의 두 식을 만족하는 첫 번째 단계의 COA를 위한 회전 파라미터들은 다음과 같이 계산된다.

$$c^{(1)} = \sqrt{d_a^{(1)}/d_a^{(1)}}, \quad s^{(1)} = \tilde{u}_1^{*(1)}\sqrt{\delta^{(1)}/d_a^{(1)}} \quad (10)$$

식(10)에서 $d_a^{(1)} \triangleq \sqrt{|\tilde{u}_1^{(1)}|^2\delta^{(1)} + d_b^{(1)}}$ 이다. 이를 사용하여 식(7)의 왼쪽 부분 행렬은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$LHS = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \tilde{x}_{a,2}^{(1)} & \tilde{u}_2^{(2)} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{x}_{a,K}^{(1)} & \tilde{u}_K^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{d_a^{(1)}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\delta^{(2)}} \end{bmatrix} \quad (11)$$

식(11)의 오른쪽 부분의 $d_a^{(1)}$ 은 첫 번째 COA 수행 후 저장되는 UNF 값이며, 또 하나의 대각요소인 $\delta^{(2)} \equiv d_b^{(1)}\delta^{(1)}/d_a^{(1)}$ 는 두 번째 단계의 COA로 전달되어지는 LNF 값이다. 첫 번째 COA를 마친 후에 새로이 생성되는 입력 벡터의 구성 요소들은 다음과 같이 계산된다.

$$\tilde{u}_i^{(2)} = -\tilde{x}_{b,i}^{(1)} \cdot \alpha^{(1)} + \tilde{u}_i^{(1)}, \quad i=2, \dots, K \quad (12)$$

여기서 $\alpha^{(1)} \triangleq \tilde{u}_1^{(1)}$ 이며 $\tilde{x}_{a,1}^{(1)}$ 는 첫 번째 COA 단계의 결과로 다음 식에 의하여 갱신된 후 저장되어진다.

$$\tilde{x}_{a,i}^{(1)} = \tilde{x}_{b,i}^{(1)} + \beta^{(1)} \cdot \tilde{u}_i^{(2)}, \quad i=2, \dots, K \quad (13)$$

여기서 $\beta^{(1)} \triangleq \alpha^{*(1)}\delta^{(1)}/d_a^{(1)}$ 이다. 따라서 일단 계산된 $\alpha^{(1)}$ 과 $\beta^{(1)}$ 은 식(12)와 식(13)을 통해 남은 $i=2, \dots, K$ 에 해당하는 $\tilde{x}_{a,i}^{(1)}$ 과 $\tilde{u}_i^{(2)}$ 값들을 얻기 위해서 사용된다.

두 번째 단계의 COA는 첫 번째와 마찬가지로 정규화 절차를 실행하는 것으로 시작된다.

$$\begin{bmatrix} x_{b,2}^{(2)} & u_2^{(2)} \\ x_{b,3}^{(2)} & u_3^{(2)} \\ \vdots & \vdots \\ x_{b,K}^{(2)} & u_K^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \tilde{u}_2^{(2)} \\ \tilde{x}_{a,3}^{(2)} & \tilde{u}_3^{(2)} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{x}_{b,K}^{(2)} & \tilde{u}_K^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{d_b^{(2)}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\delta^{(2)}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

즉, 식(14)에서, $d_b^{(2)}$ 와 $\delta^{(2)}$ 는 두 번째 COA에 해당하는 UNF와 LNF 값들이며, $\delta^{(2)}$ 는 전 단계의 COA에서 계산되어 전달된 값이며, $d_b^{(2)}$ 는 $(x_{b,2}^{(2)})^2$ 이다. 두 번째 단계의 COA 수행을 위한 Givens 회전에 사용되는 변환 행렬을 식 (14)의 양변에 곱하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} 1 & \tilde{u}_2^{(2)} \\ \tilde{x}_{b,3}^{(2)} & \tilde{u}_3^{(2)} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{x}_{b,K}^{(2)} & \tilde{u}_K^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{d_b^{(2)}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\delta^{(2)}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c^{(2)} & -s^{*(2)} \\ s^{(2)} & c^{(2)} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \tilde{x}_{a,3}^{(2)} & \tilde{u}_3^{(2)} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{x}_{b,K}^{(2)} & \tilde{u}_K^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{d_a^{(2)}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\delta^{(3)}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

식(15)에서 두 번째 단계의 COA를 위한 Givens 회전 과정에 필요한 파라미터 $c^{(2)}$ 와 $s^{(2)}$ 는 식(8)과식(9)와 같이 유니터리 조건과 $u_2^{(2)}$ 을 제거시키기 위한 조건을 만족하도록 계산되며, 이에 대한 결과로 정규화 인자 UNF와 LNF는 아래와 같이 구해진다.

$$d_a^{(2)} \equiv |\tilde{u}_2^{(2)}|^2\delta^{(2)} + d_b^{(2)}, \quad \delta^{(3)} \equiv d_b^{(2)}\delta^{(2)}/d_a^{(2)} \quad (16)$$

여기서, UNF $d_b^{(2)}$ 는 다음 스넵샷 인덱스 $n+1$ 에 대한 전체적인 K 번의 COA의 수행을 위해 저장되고 $\delta^{(3)}$ 은 세 번째 단계의 COA 과정을 위해 전달된다. 세 번째 단계의 COA 과정을 위한 입력 벡터 구성 인자들은 아래 식(17)과 같이 갱신된다. 즉, $i=3, \dots, K$ 에 대하여

$$\tilde{u}_i^{(3)} = -\tilde{x}_{b,i}^{(2)} \cdot \alpha^{(2)} + \tilde{u}_i^{(2)} \quad (17)$$

여기서 $\alpha^{(2)} = \tilde{u}_2^{(2)}$ 이고 $\beta^{(2)} = \alpha^{*(2)} \delta^{(2)} / d_a^{(2)}$ 이다. 두 번째 COA가 종료되면, 식(15)의 오른쪽 부분은 왼쪽 행렬의 첫 번째 열을 구성하는 값들로 다음과 같다.

$$\tilde{x}_{a,i}^{(3)} = \tilde{x}_{b,i}^{(2)} + \beta^{(2)} \cdot \tilde{u}_i^{(3)} \quad (18)$$

앞서 첫 번째와 두 번째 단계의 COA 처리 과정에 대해서 언급하였으며, 이후 n 번째 입력된 스냅샷 벡터에 대응하는 가중치 벡터의 최종적인 갱신을 위해 남은 $K-2$ 번의 COA 절차들도 마찬가지로 위의 과정들을 반복 수행하여 처리된다. 모든 K 단계의 COA 과정이 끝나면, 식(1)에서의 제공근 형태로 분할된 공분산 행렬의 결과는 정규화 인자들로 구성된 대각 행렬과 정규화된 하위 삼각 행렬의 곱으로 아래 식(19)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} x_{a,1}^{(1)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ x_{a,2}^{(1)} & x_{a,2}^{(2)} & \dots & 0 & 0 \\ x_{a,3}^{(1)} & x_{a,3}^{(2)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ x_{a,K}^{(1)} & x_{a,K}^{(2)} & \dots & x_{a,K}^{(K)} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_{a,1}^{(1)} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \tilde{x}_{a,2}^{(1)} & \tilde{x}_{a,2}^{(2)} & \dots & 0 & 0 \\ \tilde{x}_{a,3}^{(1)} & \tilde{x}_{a,3}^{(2)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{x}_{a,K}^{(1)} & \tilde{x}_{a,K}^{(2)} & \dots & \tilde{x}_{a,K}^{(K)} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \sqrt{d_a^{(1)}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{d_a^{(2)}} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{d_a^{(K)}} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sqrt{\delta^{(K+1)}} \end{bmatrix} \quad (19)$$

확장 QR-RLS 알고리즘을 고려할 때, pre- 와 post-array 행렬 변환은 제공근 형태의 분할 행렬 $R^{1/2}(n)$ 뿐만 아니라 이것의 역행렬인 $R^{-1/2}(n)$ 들을 추가적으로 구할 수 있다. 식(19)의 오른쪽 부분의 대각 행렬을 D 로 정의하면, 식(1)의 오른쪽 행렬은 정규화된 행렬과 대각 행렬의 곱으로 다음과 같이 표현된다.

$$M_{\text{post}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{X}_{11} & 0 \\ \tilde{x}_{21}^H & \tilde{x}_{22} \\ \tilde{x}_{31}^H & \tilde{x}_{32} \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{X}_{41} & \tilde{x}_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0^T & \eta \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기서 \tilde{x}_{11} 은 식(19)상의 오른쪽 하위 삼각행렬을

나타내며, 이는 $R^{1/2}(n)$ 의 정규화된 형태로 해석된다. 또한 D_{11} 은 D 의 마지막 열과 행 성분을 제외한 대각 행렬이고, $\eta = \sqrt{\delta^{(K+1)}}$ 이다. 식(3)과 식(20)을 비교하면, 다음의 등가 관계를 얻을 수 있다.

$$R^{1/2}(n) = \tilde{X}_{11} D_{11}, \quad R^{-H/2}(n) = \tilde{X}_{41} D_{11} \quad (21)$$

$$\xi(n) \gamma^{1/2}(n) = \eta \tilde{x}_{22}, \quad k(n) \gamma^{-1/2}(n) = \eta \tilde{x}_{42} \quad (22)$$

식(21)과 식(22)를 참조하여, 식(4)의 RLS 가중치 갱신식을 다시 표현하면 아래 식과 같다.

$$w(n) = w(n-1) + \delta^{(K+1)} \cdot \tilde{x}_{22} \cdot \tilde{x}_{42} \quad (23)$$

따라서 일단 입력 스냅샷 벡터가 적응 등화기에 입력되면, 제안된 SFEQR-RLS 알고리즘을 통해 식(23)을 사용하여 가중치 벡터를 자동적으로 갱신할 수 있다. 이와 더불어 이 과정에서 제공근 연산이 요구되지 않으며, 별도의 가중치 추출 과정이 포함되지 않는다는 점에서 제안된 SFEQR-RLS 알고리즘은 실시간 파이프라인 연산에 적합하다고 볼 수 있다.

IV. SFEQR-RLS 알고리즘을 이용한 시스토크 어레이 구조의 결정 제한 등화기

그림 1은 L_f 와 L_b 개의 가중치 탭을 갖는 제한 필터(feedback filter)와 순방향 필터(feedforward filter)로 구성된 일반적인 검출 제한 등화기 구조를 나타낸다. (여기서, L_f 와 L_b 의 합은 K 로 정의한다.) 그림 1에서 검출기를 통해 결정된 심볼 $\hat{d}(n)$ 또는 훈련 심볼 시퀀스 $d(n)$ 가 제한 필터로 입력된다. 또한 등화기에 입력되는 채널 통과 신호는 순방향 필터의 입력으로 유입된다. 등화기를 동작시키기 위한 스냅샷 입력 벡터 $u(n)$ 은 채널 통과 신호 $x(n)$ 과 검출된 혹은 훈련신호 $r(n)$ 로 구성되며, 아래 식(24)와 같이 표현된다.

$$u(n) = [x(n) \dots x(n-L_f+1) \mid r(n-1) \dots r(n-L_b)]^T \quad (24)$$

그리고, $K \times 1$ 크기의 RLS 가중치 벡터는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$w(n) = [w_f^T(n) \mid w_b^T(n)]^T \quad (25)$$

여기서 $w_f(n)$ 과 $w_b(n)$ 는 각각 L_f 와 L_b 개로 구성되는 순방향과 케환 필터를 위한 가중치 벡터이다. 그림 1에서, D 는 단위 샘플 지연을 의미한다. $y(n)$ 으로 표현되는 순방향과 케환 필터들의 출력의 합은 결국 검출 결정치이며, 이를 슬라이서에 입력시켜 최종적인 심볼 $\hat{d}(n)$ 을 결정한다.

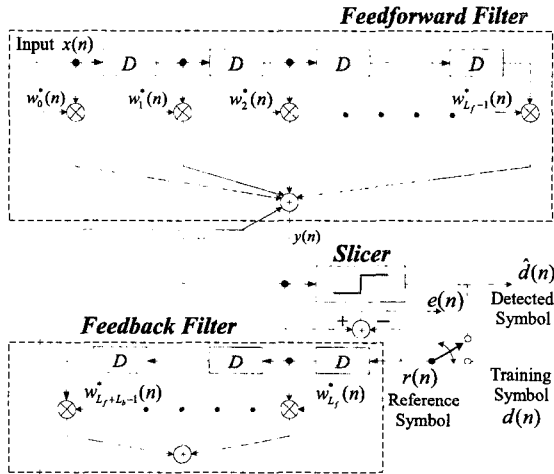


그림 1. 결정 케환 등화기의 일반적인 구조

그림 2는 제안된 SFEQR-RLS 알고리즘을 기반으로 시스토크 어레이 형태의 결정 케환 등화기 구조를 나타낸 것이다. 그림 2에서 등화기는 $L_f(=3)$ 와 $L_b(=2)$ 의 가중치 탭을 갖는다. 화살표는 신호 흐름의 방향을 나타내고, p 는 바운더리 셀의 단위 처리 지연시간을 나타낸다. 각 셀들이 수행되는데 있어서 처리 지연은 동일하다고 가정하였고, 데이터 전달에 소요되는 지연 시간은 고려하지 않았다. 파이프라인 처리에 따른 데이터 흐름 동기화를 위한 고의적인 지연시간은 p 의 배수로 가정하였다. 제안된 결정 케환 등화기의 시스토크 어레이 구조는 바운더리 셀, 인터널 셀, 다이아몬드 셀 등 세 개의 서로 다른 기능을 수행하는 셀들로 구성된다. 그림 3은 각각의 세부 기능에 대해서 나타내었다.

바운더리 셀은 그림 3(a)에서와 같이 UNF $d_a^{(i)}$ 와 LNF $\delta^{(i+1)}$ 과 Givens 회전에 관련한 파라미터인 $\alpha^{(i)}$ 와 $\beta^{(i)}$ 를 계산하는 역할을 담당한다. 바운더리 셀은 계산된 $\alpha^{(i)}$ 와 $\beta^{(i)}$ 를 나머지 인터널 셀들에게 내보낸다. 그리고 계산된 LNF 값은 다음 단계의 COA를 위해 전달된다. 그림 3(a)에서와 같이 바운더리

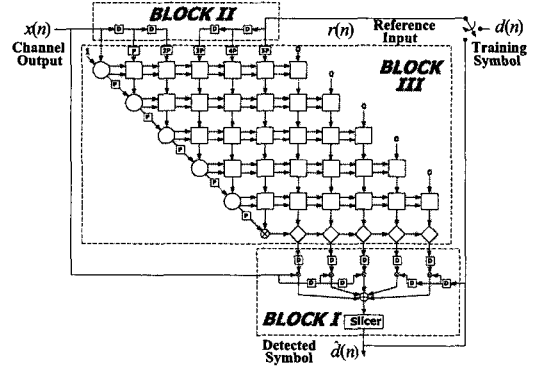


그림 2. 제안된 SFEQR-RLS 알고리즘을 기반으로한 결정 케환 등화기의 시스토크 구조

셀은 입력 샘플과 이전 단계에서 계산되어진 LNF 값에 의해서 동작되며, 계산된 UNF $d_a^{(i)}$ 값은 다음 스냅샷 입력 벡터 제거 과정에서 사용하기 위해 M_B 로 표현된 메모리에 저장한다. 그림 3(b)의 인터널 셀은 바운더리 셀로부터 계산된 회전 파라미터들을 이용하여 자신의 메모리 값을 갱신하며, 이를 M_I 에 저장한다. 이후 사용된 파라미터들은 아래쪽의 다른 인터널 셀로 전달한다. 마지막으로, 그림 3(c)의 다이아몬드 셀은 가중치 값을 갱신하는 역할을 담당하며, 새로이 갱신된 계수값은 메모리 W_D 에 저장된다.

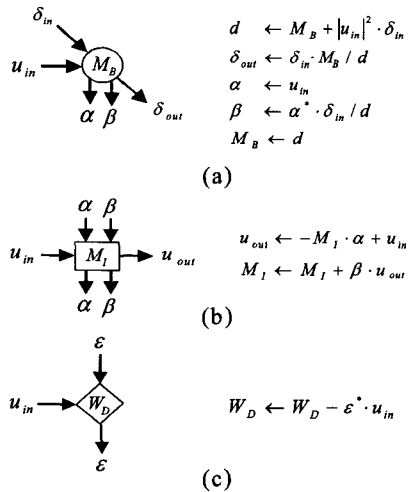


그림 3. 각 셀의 구조 및 기능 (a) 바운더리 셀, (b) 인터널 셀, (c) 다이아몬드 셀

그림 2에서 보여준 시스토크 어레이 구조의 결정 케환 등화기의 전체적인 구조는 각각의 역할에 따라서 세 가지의 주요 블록으로 나눌 수 있다. 채널 통과 신호 입력에 관련한 “Block II” 부분과 등화

처리에 관련하여 다단계의 COA 연산을 담당하는 "Block III"와 등화기 계수값들을 갱신하고 이들을 이용하여 필터링하고 심벌 검출을 담당하는 "Block I"이 존재한다.

V. 모의실험 결과

시스템의 어레이 구조의 제안된 SFEQR-RLS 기반의 결정 제환 등화기의 성능을 다양한 모의실험을 통해 검증한다. 제안된 결정 제환 등화기 성능분석을 위해서 사용된 TDMA(Time Division Multiple Access) 방식의 데이터 프레임 구조는 표 1과 같다. 각각의 TDMA 슬롯은 프리앰블과 정보 데이터로 구성되며, 프리앰블은 파일럿 보조 모드로 동작하는 등화기의 기준 입력으로 사용된다. 보호 구간 동안에는 신호가 전송 되지 않고, TDMA 슬롯을 구성하는 심볼들은 16-QAM 변조된 형태이다.

표 1. 모의 실험을 위한 TDMA 프레임 구성

변조 방식	16 QAM
버스트 포맷(심볼들)	Preamble (56) + Data (215)
프레임 크기(slots)	10 msec (16)
슬롯 크기	0.625 msec
반송 주파수	2.2 GHz
도플러 스펙트럼	Classical
이동체 속도	3, 9, 15, 20 km/h

송신단과 수신단 사이의 채널은 다중 경로 페이딩 채널 특성을 가지며, 본 논문에서는 채널 생성을 위해 간단한 두 개의 다중 경로 페이딩 채널 전달 함수를 식(26)과 같이 고려하였다.

$$H(z) = \sqrt{P_0} \cdot a_0 + \sqrt{P_1} \cdot a_1 \cdot z^{-dT} \quad (26)$$

여기에서 T 는 심볼 간격이고, P_0 와 P_1 은 첫 번째와 두 번째 경로에 따른 평균 전력이다. 또한, a_0 , a_1 는 레일레이 분포를 따르는 독립적인 복소 페이딩 파라미터들이다. 모의실험상에서 경로 전력비에 따른 성능 변화를 관찰하기 위해 첫 번째와 두 번째 경로 사이의 전력비 P_r 을 두 가지 경우, 즉 -17dB와 -34dB ($P_r = 10 \log_{10} P_1/P_0$)로 설정하였다. 시간 지연 τ 는 첫 번째와 두 번째 경로 사이의 차이이고, 모의실험상에는 $\tau = T$ 로 설정하였다. 시변 채널 상황에서의 제안한 알고리즘을 이용한 등화기 성능을 관찰하기 위해 이동체 속도 (3km/h,

9km/h, 15km/h, 20km/h)를 변화시켰다. 본 실험에서, 순방향 필터의 계수수, 즉 L_r 를 4로 제환 필터의 계수수, 즉 L_b 를 3으로 고정하였다.

앞서 모델링된 채널과 전송규격을 기준으로 본 논문에서 제안한 시스템의 어레이 구조의 SFEQR-RLS 알고리즘을 기반으로 결정 제환 등화기의 E_b/N_0 값에 따른 BER 성능을 그림 4와 그림 5에 나타내었다. 여기서 모든 모의실험은 부동 소수점 연산으로 수행되었으며, 제안된 알고리즘과의 성능 비교를 위하여 기본적인 NLMS (Normalized Least Mean Square) 적응 알고리즘과 일반적인 RLS 방법을 적용하였다. 그림 4와 그림 5의 상단 부분에 해당하는 BER 곡선이 NLMS에 관한 성능이며, 하단 부분이 제안된 SFEQR-RLS 알고리즘에 관한 성능이다. 모의실험 과정에서 일반적인 RLS 기법 또한 적용하였으나 제안된 SFEQR-RLS와의 성능과 거의 일치하여 분별이 불가능한 이유로 그림 상에서 제외시켰다.

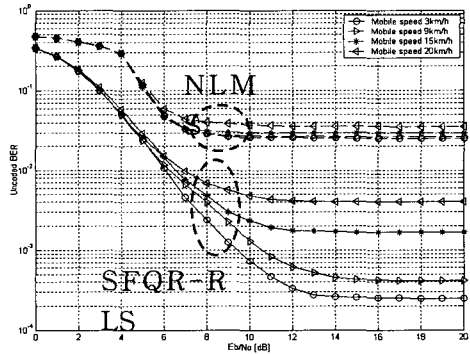


그림 4. Pr=-17dB일 경우 E_b/N_0 와 속도에 따른 NLMS 및 SFEQR-RLS 알고리즘 BER 성능

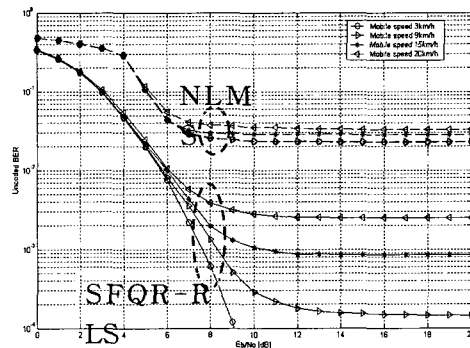


그림 5. Pr=-34dB일 경우 E_b/N_0 와 속도에 따른 NLMS 및 SFEQR-RLS 알고리즘의 BER 성능

그림 4와 그림 5는 다중 경로 성분에 대한 평균 전력의 비가 다른 경우, 즉 p_r 이 -17dB인 경우와 -34dB인 경우를 기준으로 별도의 BER 성능을 관찰하였다. 여기서 전반적인 성능 추이를 살펴보면 NLMS인 경우 다중 경로의 상대적인 평균전력의 비에 상관없이 성능이 열화되어 있음을 알 수 있으나, 이에 반하여 제안한 알고리즘은 평균전력의 비가 커질수록 BER 성능이 향상됨을 확인할 수 있다. 이러한 두 가지 알고리즘의 성능 차이는 RLS의 우수한 추적 (tracking) 특성에 기인한다. 즉 등화기의 전달함수가 결국 채널 전달함수의 역함수 관계를 가지며, 제안된 RLS 계열의 알고리즘을 사용함으로써 이에 대한 정밀한 추정이 가능함을 알 수 있다. 또한 상대적인 평균 전력비가 작을수록 채널 전달 함수의 역함수에 대한 임펄스 응답이 길어지므로 유사한 성능을 보이기 위해서는 등화기에 사용되는 계수의 수를 늘려야 한다. 그러나 본 모의 실험에서는 등화기 계수의 수를 동일하게 설정하였으며, 이로 인해 평균전력비가 적을수록 BER 성능은 그림 4와 그림 5와 같이 열화됨을 알 수 있다.

각각의 그림 4와 5에서 이동체의 속도에 따른 BER 곡선을 나타내고 있으며, NLMS 방법은 속도 변화에 상관없이 항상 열화된 성능을 보여주고 있으며, 이와 비교하여 제안된 알고리즘은 이동체 속도에 따라 BER 성능이 민감하게 변함을 알 수 있다. 이동체 속도가 증가하면 채널의 변화율이 증가하기, 이로 인해 수렴속도의 부족으로 인해 BER 성능이 열화된다.

표 2. SFEQR-RLS 동작에 필요한 기본 연산 갯수

	덧셈	곱셈	나눗셈
바운더리 셀	2	6	1
인터널 셀	6	6	0
다이아몬드 셀	4	4	0
가중치 갱신	4K	6K+1	0
필터링 처리 (Block I in Fig.2)	2K	4K	0

그림 2를 참고로 SFEQR-RLS를 기반으로 설정된 등화기의 궤환 및 순방향 필터들의 차수를 고려하여 시스토크 어레이 구조를 구성하면, 바운더리 셀은 총 7개 (=K), 인터널 셀은 총 56개 (=K(K+1)), 다이아몬드 셀은 총 7개 (=K)가 필요하다. 표 2는 각각의 셀에서 요구되는 기본 연산 수를 나타낸다. 만약 K=7이면, 덧셈은 420 (=6K·(K+3)), 곱셈은 (=6K²+26K+1), 나눗셈

은 7 (=K) 이 된다. 만일, 나눗셈 연산이 곱셈으로 계산된다면, 제안된 알고리즘은 단지 484개의 곱셈만 필요하며 이것은 일반적인 789 (=14K²+14K+5)[16] 개의 곱셈이 필요한 RLS 알고리즘과는 매우 차이가 나는 것을 알 수 있다. 따라서 SFEQR-RLS와 일반적인 RLS와는 복잡도 측면에서 계수의 수가 증가 할 수록 그 차이가 더욱더 심화된다. 또한 일반적인 확장 QR-RLS를 기반으로 하는 시스토크 어레이 구조에서는 K개의 제곱근 연산이 필요하나, 본 논문에서 제안된 SFEQR-RLS 방법은 많은 계산량을 요구하는 제곱근 연산이 필요 없다는 점에서 일반적인 QR-RLS 방법보다 복잡도 측면에서 마찬가지로 큰 이득을 갖고 있다고 볼 수 있다.

VI. 결론

본 논문은 확장 QR-RLS 알고리즘을 기반으로한 완벽한 파이프라인 처리가 가능한 시스토크 어레이 구조의 결정 궤환 등화기를 소개하였다. RLS의 빠른 수렴성을 바탕으로 시스토크 어레이 구조로 구성될 수 있는 QR-RLS 알고리즘은 그 고유한 장점으로 인해 특성상 무선 시변 채널 등화기에 적합하다고 볼 수 있다. 확장 QR-RLS를 기반으로 제안된 SFEQR-RLS 알고리즘은 계산 과정상 제곱근 연산이 필요 없으며, 별도의 등화기 가중치 추출 과정이 없으므로 인해 완전한 파이프라인 처리 방식의 시스토크 어레이 구조를 가질 수 있다. 모의실험을 통해 제안한 SFEQR-RLS 알고리즘을 적용한 시스토크 어레이 구조의 결정 궤환 등화기 성능을 확인하였으며, BER 성능 지표를 통해 우수한 성능을 입증하였다. 더불어 등화기 동작에 관련된 소요 연산 수 분석을 통해 다른 복잡도 측면에서의 효율성을 입증하였다. 더욱이, 본 논문에서 제안한 등화기 구조는 하드웨어 구현 측면에서 완전한 파이프라인 식 처리가 가능하다는 점에서 효과적인 저전력 VLSI 설계가 가능하리라 예상된다.

참고 문헌

- [1] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th Ed., McGraw-Hill, 2001.
- [2] W. Huang and T. S. Rappaport, "A comparative study of two adaptive equalizers for mobile radio," Proc. 41st IEEE Vehicular

- Technology Conference (VTC\,'91), pp. 765-769, St. Louis, USA, 1991.
- [3] J. M. Cioffi and T. Kailath, "Fast, recursive least squares transversal filters for adaptive filtering," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-32, no. 2, pp. 304-337, April 1984.
- [4] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd Ed., Prentice Hall, 1996.
- [5] J. G. McWhirter, "Recursive least-squares minimization using a systolic array," *Proc. SPIE, Real-Time Signal Processing VI*, vol. 1152, San Diego, USA.
- [6] H. Leung and S. Haykin, "Stability of recursive QRD-LS algorithms using finite-precision systolic array implementation," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 37, no. 5, pp. 760-763, 1989.
- [7] S. F. Hsieh, K. J. R. Liu, and K. Yao, "A unified approach for QRD-based recursive least-squares estimation without square-roots," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 41, no. 3, pp. 1405-1409, March 1993.
- [8] J. Gotze and U. Schewiegelshohn, "A square-root and division free Givens rotation for solving least squares problems on systolic arrays," *SIAM J. Sci., Statist. Comput.*, vol. 12, no. 4, pp. 800-907, July 1991.
- [9] E. N. Frantzeskakis and K. J. R. Liu, "A class of square-root and division free algorithms and architectures for QRD-based adaptive signal processing," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, no. 9, pp. 2455-2469, Sept. 1994.
- [10] C. Drewes, J. S. Hammerschmidt, and A. A. Hutter, "Parallel architectures for decision-directed RLS-equalization," *Proc. IEEE ISCAS 2000*, vol V, pp. 93-96, Geneva, Switzerland, May 2000.
- [11] J. J. Park, M. G. Kyeong, and W. C. Lee, "Modified systolic array structure-based covariance inversion method applied to MMSE space-time array receiver," *Proc. CDMA International Conf.*, vol. II, pp. 587-591, Seoul, Korea, Nov. 2000.
- [12] J. G. McWhirter and U. J. Shepherd, "Systolic array processor for MVDR beamforming," *IEE Proc.*, pt. F, vol. 136, no. 2, pp. 75-80, April 1989.
- [13] T. Asai and T. Matsumoto, "A systolic array RLS processor," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E84-B, no. 5, pp. 1356-1361, May 2001.
- [14] I. Teshima, M. Asano, Y. Kamata, K. Urabe, and H. Sasaoka, "Equalizer development for wide-band 16QAM/TDMA in land mobile communications," *Proc. IEEE PIMRC '94*, vol. D 2.4, pp. 225-231, 1994.
- [15] C. F. T. Tang, *Adaptive Array Systems using QR-Based RLS and CRLS Techniques with Systolic Array Architecture*, Ph.D. Dissertation, Univ. of Maryland, May, 1991.
- [16] B. Raghathan, *Equalizers for Wireless and Wireline Digital Communications*, M.S Thesis, Univ. of Texas at Dallas, May 1997.

李元澈

정희원



1986년 : 서강대학교 이공대학
전자공학과 공학사.

1988년 : 연세대학교 대학원 전
자공학과 공학석사.

1994년 : New York Polytech-
nic University 공학박사.

1994년 8월~1995년 7월 :

Polytechnic University. Post- doctoral Fellow

1995년 9월~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부
부교수

1999년 7월~1999년 11월 : ETRI 무선 방송연구소
초빙연구원

2002년 1월~현재 : 한국전자공학회 통신연구회 협
동전문위원

2002년 1월~현재 : 한국통신학회 이동통신연구회
협동전문위원

2002년 7월~현재 : HY-ITRC 센터 연구원

<관심분야> Adaptive signal Processing, MIMO 신
호처리, 스마트 안테나, Software Defined Radio,
Ultra Wide Band Communication,>