

무선 중계기에서의 Dual NLMS 방식 궤환 간섭 제거 방법

정회원 박 원 진*, 종신회원 박 용 서**, 홍 인 기*

Dual NLMS Type Feedback Interference Cancellation Method in RF Repeater System

Won-Jin Park* *Regular Member*, Yong-Seo Park**, Een-Kee Hong* *Lifelong Members*

요 약

이동 통신 시스템에서 음영 지역의 셀 커버리지를 확보하기 위하여 다양한 종류의 중계기가 사용되고 있다. 그러나 일반적인 무선 중계기는 송·수신 안테나 간의 궤환신호로 인한 발진 문제 때문에 고출력 옥외 중계기로 사용하기 어렵다. 궤환 간섭 제거 중계기는 디지털 적응필터를 이용하여 송·수신 안테나 간의 궤환신호를 제거하여 발진을 방지한다. 본 논문에서는 dual NLMS(Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 제안하며, 궤환 채널의 도플러 주파수 추정을 통하여 적응필터의 스텝 사이즈를 결정한다. 시불변 채널 및 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 제안하는 알고리즘의 성능을 분석하고 모의 실험을 통하여 검증한다.

Key Words : Dual NLMS, Step Size, Doppler Frequency, RF Repeater, Cancellation

ABSTRACT

Several repeater systems are used to enhance the cell coverage to location such as shadow and rural areas in mobile systems. But the general RF repeater solutions are not suitable for high power outdoor environment because it has the weakness such as self oscillation problem. With adoption of a adaptive digital filter technology, feedback interference cancellation repeater prevents oscillation by detecting and canceling the unwanted feedback signal between transmission and receiver antenna. In this paper, dual NLMS based interference cancellation method is proposed and the step size adaptation can be implemented by the estimation of the feedback channel Doppler frequency characteristics. The performance of the proposed algorithm is quantified via analysis and simulation for the static and multipath fading feedback channels.

I. 서 론

이동통신 시스템에서는 셀 커버리지를 확장하고 음영지역을 서비스하기 위하여 중계기를 적절히 활용하는 것이 망 설계의 비용 및 운용에 있어서 큰 장점이 된다. 현재 운용되고 있는 중계기는 크게 광 중계기와 무선(RF: Radio Frequency) 중계기로 구분할 수 있고,

무선 중계기에는 대형/소형/초소형/택내형 중계기 등 다양한 종류가 있으며 국내 이동통신 시스템에서 설치·운용되고 있는 중계기는 수십만 개 이상으로 무선 망에서 차지하는 비중이 매우 크다.

기존의 아날로그 무선 중계기의 경우 송·수신 주파수가 동일하여 필연적으로 발생하는 궤환(피드백)신호에 의한 발진(self-oscillation) 문제 때문에 고출력

※ 본 연구는 지식경제부 및 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발 사업 (정보통신)[KI001814, 게임이론을 응용한 Cross-layer 무선 설계기술 연구과 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2011-(C1090-1011-0001)).

* 경희대학교 전자전파공학과 (stephano@callgate.co.kr, ekhong@khu.ac.kr), ** 경원대학교 전기공학과 (yspark@kyungwon.ac.kr)
논문번호 : KICS2010-07-319, 접수일자 : 2010년 7월 22일, 최종논문접수일자 : 2011년 1월 31일

이 요구되는 옥외(outdoor) 환경에서는 사용이 불가능하며 케환신호의 격리도(isolation)를 확보할 수 있는 건물 지하 등의 공간적으로 제한적인 장소에만 사용되었다. 마이크와 증폭기 그리고 스피커로 구성된 음향 증폭 시스템에서 순간적으로 케환 신호가 증폭되어 발생하는 하울링(howling) 현상^{1,2)}은 무선 중계기에서도 동일한 원리로 적용되며, 이를 발진(oscillation)이라고 한다.

케환 간섭 제거 중계기는 무선 중계기의 송신안테나와 수신안테나 사이에 형성되는 케환신호를 내부의 디지털 신호처리 기술로 제거함으로써 고출력 운용을 가능하게 하는 디지털 무선 중계기이다. 특히 송신안테나와 수신안테나 간의 무선환경은 차량 등의 이동체나 주변 환경의 변화 등에 따라 시간적으로 변하는 시변(time varying) 채널 환경으로 모델링된다. 그러므로 케환신호도 시간에 따라 변하며, 간섭 제거는 항상 실시간 적응적 방식으로 수행되어야 한다.

케환신호를 제거하는 방법은 아날로그 필터 구조, 디지털 적응 필터(adaptive filter) 구조 등이 사용된다. 여러 가지 방식 중에서 CDMA, WCDMA, OFDM 등 다양한 변조 기법에서 적용될 수 있으며, 연산량이 많지 않고 성능이 뛰어난 방식이 LMS(Least Mean Square) 계열의 알고리즘이다. 기존의 LMS 알고리즘은 빠른 시변 특성의 채널 환경에서 케환신호 제거 성능이 제한적이므로 본 논문에서는 시변 파라미터를 추정하여 LMS 파라미터를 설정하는 알고리즘을 제안한다.

II장에서는 케환 간섭 제거 시스템 모델을 설명하고, III장에서는 케환신호 검출 및 제거에 구현되는 디지털 신호처리 알고리즘을 설명하며 특히 빠른 시변 채널 특성에서 안정된 성능을 나타내는 Dual NLMS(Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 제안한다. IV장에서는 시불변 채널에서의 적응필터 성능을 분석하며, 시불변 채널과 시변 채널 환경에서 제안 알고리즘의 성능을 모의 실험 결과를 통하여 제시한다.

II. 시스템 모델

2.1 무선 중계기의 케환 채널 모델

그림 1은 동일한 주파수 신호를 증폭하는 일반적인 무선 중계기에서의 시변 케환 채널 모델을 도시한 것이다. 기지국 또는 다른 중계기로부터 수신되는 원 수신신호를 $s(t)$, 원신호를 증폭하여 출력되는 중계기 출력신호를 $x(t)$, 각각의 기저대역 신호를 $s(n)$, $x(n)$, 그

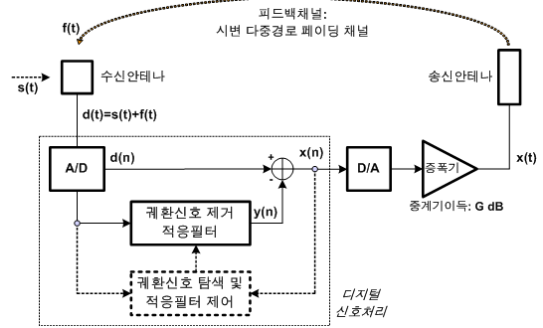


그림 1. 무선 중계기의 케환 채널 모델.

리고 증폭된 중계기 출력 신호가 수신안테나로 재입력되는 케환신호를 $f(t)$ 라 하자. 이때 중계기 총 입력 신호 $d(t)$ 는 원신호 $s(t)$ 와 케환신호 $f(t)$ 의 합이 된다.

송신안테나와 수신안테나 간의 무선채널은 L 개의 다중경로를 갖는 시변 다중경로 채널(time-varying multi-path channel)로 모델링할 수 있으며, 임펄스 응답 $h(t)$ 는 식 (1)과 같다³⁾. 이 경우 p 는 다중경로(multi-path)를 나타내는 경로 인덱스이다.

$$h(t) = \sum_{p=0}^{L-1} \alpha_p(t) \delta(t - \tau_p) e^{j\phi_p} e^{jf_{D,p}t} \quad (1)$$

- α_p : p 번째 다중경로의 실수 진폭(real amplitude)
- τ_p : p 번째 다중경로의 지연 시간(delay)
- ϕ_p : p 번째 다중경로의 위상(phase)
- $f_{D,p}$: p 번째 다중경로의 도플러천이(Doppler shift)
- $\delta(t)$: Dirac delta 함수

이 때 ψ_p 를 $\phi_p + f_{D,p}t$ 로 정의하고 기저대역에서 수신기에서 구분 가능한 신호들에 대한 p 번째 경로의 채널응답은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$h_p(n) = h_I^p(n) + jh_Q^p(n) = \alpha_p(n) e^{j\psi_p(n)} \quad (2)$$

일반적으로 송신안테나로부터 수신안테나까지 케환신호의 dB(decibel) 단위 경로 손실을 격리도(isolation)라 정의하며, 격리도가 확보되지 않으면 케환신호의 증폭으로 인하여 주파수 상에서 발진 현상이 나타나며 송신신호의 성상도(constellation)에는 잡음이 인가된다. 그림 1에서 알 수 있듯이 수신안테나로 재입력되는 케환신호의 크기는 중계기 이득 G 에 영향을 받게 되며 따라서 GM(Gain Margin)을 식 (3)과 같이 정의하면 격리도 I 와 이득 G 에 따른 케환신호의 영향을 알 수 있다.

$$GM = I - G \text{ (dB)} \quad (3)$$

시스템의 변조 정확도를 나타내는 대표적인 척도로 EVM(Error Vector Magnitude)^[4]이 있으며, 이는 신호의 정상도가 장비를 통과하면서 얼마나 열화되는지에 대한 정량적인 수치이다. 송신 기준신호를 $R(n)$, $R(n)$ 이 송신 시스템을 통과한 신호를 $S(n)$ 라고 하면 시스템에 의한 오차신호 $E(n)$ 은 $S(n)-R(n)$ 이며, EVM은 식 (4)와 같이 $E(n)$ 과 $R(n)$ 의 RMS(Root Mean Square) 비로 정의된다.

$$EVM = \frac{RMS(E)}{RMS(R)} \times 100\% = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} |S(n) - R(n)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} |R(n)|^2}} \times 100\% \quad (4)$$

식 (4)에서 N 이 슬롯 길이에 해당하면 슬롯 EVM, N 이 프레임 길이에 해당하면 프레임 EVM으로 정의되며 시스템 자체의 송신 특성을 규정하는 중요한 지표가 된다. 그러나 무선 중계기의 경우는 케환신호가 다시 수신안테나로 재입력되므로 케환신호에 따른 추가의 EVM 열화 요소가 발생하며 GM의 함수가 된다. 표 1은 GM과 EVM과의 관계를 나타낸 것이다.

참고로 2G CDMA 시스템의 경우, EVM 규격인 17.5%를 만족하기 위하여 무선 중계기의 GM을 약 15dB 이상 확보하여야 하며, 3G WCDMA 시스템의 경우 EVM 규격이 12.5%이므로 GM을 약 18dB 이상 확보하여야 한다. GM의 확보는 일차적으로 물리적인 송·수신안테나의 격리에 의하여 가능하며, 케환 간섭 제거 중계기의 경우 디지털 적응필터에 의한 실시간 케환신호 제거 성능만큼 I 가 증가되므로 추가의 GM 확보가 가능하게 된다.

표 1. GM(Gain Margin)과 EVM과의 관계.

Gain Margin	EVM	Gain Margin	EVM
30dB	3.16%	15dB	17.78%
25dB	5.62%	10dB	31.62
20dB	10.0%	5dB	56.23%
18dB	12.59%	0dB	100%

2.2 케환 간섭 제거 중계기 시스템 모델

그림 2는 적응필터를 이용한 케환 간섭 제거 중계기 기저대역(baseband) 시스템 모델을 도시한 것이다.

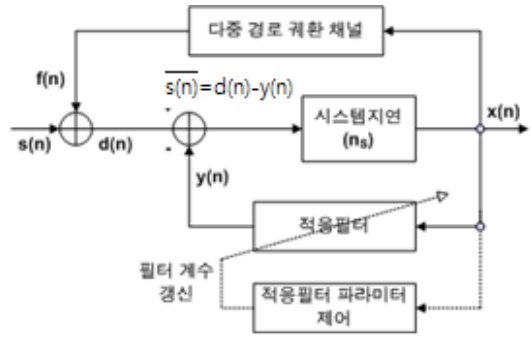


그림 2. 케환 간섭 제거 중계기 기저대역 모델.

케환 간섭 제거 중계기는 기저대역 수신신호 $s(n)$ 과 케환신호 $f(n)$ 의 합으로부터 적응필터를 통하여 $f(n)$ 추정신호인 $y(n)$ 을 생성하여 제거하는 구조이다. 중계기의 특성상, 파일릿과 같은 기준 신호를 추가하기 어렵기 때문에 수신신호의 특성만을 이용하여 적응필터를 수렴시키는 것을 가정한다.

n 샘플 시간의 적응필터 입력벡터 $x(n)$, 케환 채널 계수벡터 $h(n)$, M 탭의 적응필터 계수벡터 $w(n)$ 은 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} x(n) &= [x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)]^T \\ h(n) &= [h_0(n), h_1(n), \dots, h_{M-1}(n)]^T \\ w(n) &= [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T \end{aligned} \quad (5)$$

샘플 간격을 T_s 라 할 때, 유의미한 케환 다중 경로는 $M \cdot T_s$ 시간 이내에 위치한다고 가정하였다. 적응필터 계수 갱신에 필요한 신호 $\widehat{s(n)}$ 을 두 가지로 형태로 표현하면 식 (6), (7)과 같다

$$\begin{aligned} \widehat{s(n)} &= d(n) - y(n) = d(n) - w^H x \\ &= d(n) - \sum_{k=0}^{M-1} w_k^*(n) x(n-k) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \widehat{s(n)} &= s(n) + f(n) - y(n) \\ &= s(n) + \sum_{k=0}^{M-1} \{h_k(n) - w_k^*(n)\} x(n-k) \end{aligned} \quad (7)$$

중계기 시스템 지연 n_s 를 고려하면 적응필터 입력은 식 (8)이다.

$$x(n) = \widehat{s(n-n_s)} \quad (8)$$

정규화된 기저대역 원신호 $s(n)$ 의 평균 전력을 1이라고 가정하면, 수렴 과정이 정상적으로 동작한 경우

$x(n)$ 의 평균 전력은 $s(n)$ 의 평균 전력과 동일하며 케환신호 $f(n)$ 은 식 (9)로 표현할 수 있다.

$$f(n) = \sum_{k=0}^{M-1} s(n - n_s - k) \alpha_k(n) e^{j\psi_k(n)} \quad (9)$$

이 때 $\sum_{k=0}^{M-1} E[\alpha_k^2] = P_{-GM} = 10^{-GM/10}$

즉 케환신호 $f(n)$ 의 평균 전력은 식 (3)에서 정의한 GM의 함수이므로 P_{-GM} 으로 표기하며, 중계기 이득과 물리적 케환 경로의 평균 격리도에 의해 결정된다.

III. 케환신호 검출 및 케환신호 제거 알고리즘

3.1 일반적인 NLMS 알고리즘

다중 경로 페이딩을 겪는 신호의 제거를 위하여 NLMS(Normalized LMS)와 같은 적응필터 알고리즘이 널리 사용된다. NLMS에 의한 필터 계수 갱신식은 식 (10)과 같이 적응필터 입력신호 전력 $P_X(n)$ 으로 정규화되어, 입력신호 전력 변화에 따라 계수 갱신 정도가 크게 달라지는 현상을 방지한다¹¹⁾.

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \frac{\mu_k s(\widehat{n})^*(n)x(n)}{\epsilon + P_X(n)} \quad (10)$$

$$P_X(n) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} |x(n-k)|^2 \quad (11)$$

페이딩 입력에 의하여 적응필터 입력신호 전력 이 아주 작은 경우, 구현상에서 나눗셈에 의한 문제가 발생할 수 있으므로 식 (10)과 같이 0보다 큰 작은 상수 ϵ 를 두어 이 문제를 극복한다.

중계기 시스템 지연이 존재하므로 $x(n)$ 과 $s(\widehat{n})$ 은 통계적으로 독립 신호로 가정할 수 있다. 따라서 원신호 $s(n)$ 의 전력을 σ_s^2 이라 할 때, 적응필터 수렴 후 각 신호의 평균 및 전력은 식 (12)이며 케환신호 $f(n)$ 의 평균 전력은 식 (13)이 된다.

$$\begin{aligned} E[s(\widehat{n})] &= E[x(n)] = 0 \\ E[s(\widehat{n})^2] &= E[x(n)^2] = \sigma_x^2 = \sigma_s^2 \end{aligned} \quad (12)$$

$$E[f(n)^2] = P_{-GM} \sigma_x^2 = 10^{-GM/10} \sigma_x^2 \quad (13)$$

참고로 GM이 -10dB인 경우는 케환신호의 평균전

력이 원신호 전력보다 10dB 큰 경우에 해당한다. NLMS 알고리즘에서 계수의 변화량은 식 (14)와 같은 특성을 나타내며 입력 전력에 무관하게 된다.

$$E[|w_k(n+1) - w_k(n)|^2] = \frac{\mu_k^2 E[s(\widehat{n})^2] E[x(n)^2]}{(\epsilon + E[x(n)^2])^2} \approx \mu_k^2 \quad (14)$$

NLMS 필터의 수렴속도 및 오차 특성에 가장 큰 영향을 주는 파라미터는 스텝 사이즈 μ_k 이다. 따라서 최적의 스텝 사이즈를 선정하는 것은 필터 계수의 수렴특성 및 성능에 직접적인 영향을 미친다. 일반적으로 각 탭의 스텝 사이즈 μ_k 는 k 와 무관하게 μ 로 고정되어 있으며, μ 가 작은 경우 수렴 후 정상상태 오차 (steady state mean square error)는 작으나 수렴 속도가 느리고, μ 가 큰 경우는 수렴 후 오차는 크지만 수렴 속도가 빠르고 시변 특성에 대한 성능에서 장점이 있다.

케환 간섭 제거 중계기의 경우 모든 탭에 동일한 스텝 사이즈 μ 를 설정하면 시변 케환채널 환경에서 EVM 규격을 만족하기 어렵다. 이러한 문제를 보완하기 위해 수렴 초기에는 스텝 사이즈를 크게 설정하고 수렴 진행에 따라 스텝 사이즈를 점차 줄여 가는 기어 시프팅 방법 등이 있으나, 이 방식은 채널 변화가 심하지 않은 경우 성능 향상이 있지만 수렴 대상 채널이 지속적으로 변하는 무선 시변 채널추정 및 제거에는 성능 향상이 크지 않다.

3.2 상관도 기반 스텝 사이즈 제어 알고리즘

케환 채널 특성은 II장과 같이 다중경로 페이딩 채널이며, 모든 탭에 신호가 나타나는 것이 아니라 특정 위치의 탭에서 신호가 발생하고 또한 그 신호가 시변 특성을 나타낸다는 것이다. 따라서 각 탭의 계수 별로 가변 스텝 사이즈를 적용하는 것이 바람직하다. 케환 경로가 있는 탭을 검출하기 위한 방식으로 수신신호의 상관도를 이용할 수 있으며, 그림 2 하단의 적응필터 파라미터 제어 블록 대신 상관도 측정에 의한 다중 경로 검출 블록으로 대체되는 형태로 구현할 수 있다.

중계기 입력신호 $d(n)$ 은 원신호 $s(n)$ 과 다중경로 페이딩 채널을 통과한 케환신호 $f(n)$ 의 합이며 식 (15)가 된다.

$$\begin{aligned} d(n) &= s(n) + f(n) \\ &= s(n) + \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k) \alpha_k(n) e^{j\psi_k(n)} \end{aligned} \quad (15)$$

입력신호 $d(n)$ 과 간섭제거신호 $x(n)$ 의 상관함수(cross correlation function)는 식 (16)이 된다.

$$\begin{aligned}
 C(m) &= E[f(n)x^*(n-m)] \\
 &= \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k(n)e^{j\psi_k(n)} E[x(n-k)x^*(n-m)] \\
 &= \sum_{k=0}^{M-1} \alpha_k(n)e^{j\psi_k(n)} R_X(m-k)
 \end{aligned} \tag{16}$$

이 때 $R_X(m)$ 은 간섭제거신호 $x(n)$ 의 자기상관함수 (autocorrelation function)이므로 다중경로가 위치하는 k 번째 탭에서만 상관도가 발생한다. $C(m)$ 을 통하여 상관도가 임계치(threshold) 이상이 되는 궤환 다중경로의 크기와 위치를 검출할 수 있으며 채널의 시변 특성을 추적할 수 있다. 이를 통하여 궤환신호가 존재하는 적응필터 탭 위치의 스텝 사이즈를 $\mu_{k,s}$ 로 크게, 궤환 경로가 없는 필터 탭 위치의 스텝 사이즈는 $\mu_{k,N}$ 으로 작게 설정하여 NLMS 필터의 수렴특성을 향상시킬 수 있다.

자기상관함수는 여러 가지 방법으로 구현 가능하며, 대표적인 방식이 식 (17)와 같은 시간 평균 방식이다. K 는 상관도를 취하는 시간 샘플 수이며, K 에 따라 신규로 생성되는 다중 경로를 얼마나 빨리 감지하는가에 대한 성능이 결정된다.

$$R_X(m) = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} x(n)x^*(n-m) \tag{17}$$

실제 무선채널 환경에서 원 수신신호 $s(n)$ 은 이미 다중 경로 페이딩을 겪은 신호이다. 따라서 식 (17)은 단순히 자기상관함수이므로 $R_S(m)$ 에는 수신신호 $s(n)$ 의 자체 신호 성분 뿐 아니라 다중 경로 특성까지 반영된다. 따라서 상관도를 이용한 방식에서는 궤환 경로의 다중 경로 위치뿐 아니라 원신호의 다중 경로 특성까지 감지할 수밖에 없으며 불필요한 탭의 스텝 사이즈를 $\mu_{k,s}$ 로 크게 할당하게 되므로 수렴 후 오차 성능 열화 요소가 존재한다.

3.3 Dual NLMS 기반 스텝 사이즈 제어 알고리즘

Dual NLMS 기반 방법은 2절에서 소개한 상관도 기반 시변 파라미터 제어 방식과 유사하게 적응필터의 각 탭 별로 가변 스텝 사이즈를 적용한다. 전체적인 구조는 그림 3과 같이 두 개의 적응필터, 주 적응필터(main NLMS filter)와 보조 적응필터(auxiliary NLMS filter)로 구성되며, 보조 적응필터는 자신의 탭에 해당하는 주 적응필터의 탭 계수 상태 및 계수 별

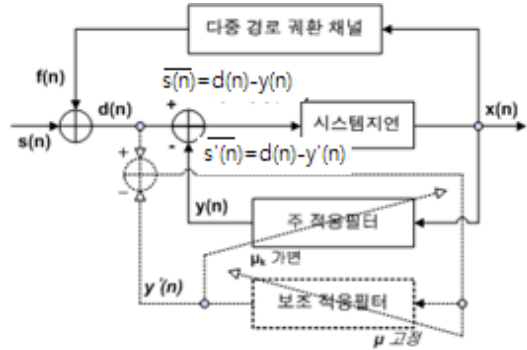


그림 3. Dual NLMS 기반 궤환신호 제거 구조.

스텝 사이즈 제어를 위해 사용된다.

보조 적응필터는 주 적응필터와 동일한 개수의 탭을 가지고 있으며, 스텝 사이즈 μ 는 주 적응필터의 스텝 사이즈 μ_k 에 비해 큰 고정값으로 설정한다. 보조 적응필터가 궤환 다중 경로의 위치, 크기를 검출하는 기능을 수행하므로 μ 를 비교적 크게 설정함으로써 신규로 생성, 소멸되는 다중 궤환 경로의 위치의 계수 변화량을 빠르게 감지하여 주 적응필터가 최적의 파라미터로 운용될 수 있도록 보조 역할을 한다.

그림 4에서는 보조 적응필터를 이용한 주 적응필터의 스텝 사이즈 상태 전이도(state transition diagram)를 도시하였다. 주 적응필터의 각 탭의 계수 상태는 초기상태(initial state), 무신호상태(noise state), 전이 상태(transition state) 및 검출상태(detection state)로 나누어진다. 주 적응필터의 각 탭 계수의 상태 전이는

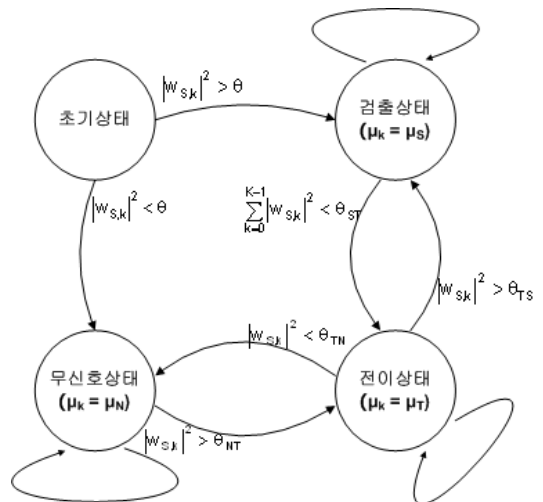


그림 4. Dual NLMS 기반 궤환신호 제거 방식의 주 적응필터 계수 상태 전이도.

보조 적응필터 각 탭의 복소 계수의 전력 $|w_{sk}|^2$ 을 사전 설정된 임계치(threshold)들과 비교함으로써 수행된다.

초기 상태에서는 주 적응필터의 각 탭의 스텝 사이드는 동일한 값 μ_{mit} 로 설정하며 보조 적응필터의 각 탭의 스텝 사이드는 주 적응필터의 대응하는 탭의 스텝 사이즈에 비해 임의의 큰 값 μ 로 설정한다.

초기상태에서 보조 적응필터의 k번째 탭 복소 계수의 전력 $|w_{sk}|^2$ 이 사전 설정된 임계값 θ 이상인 경우에는 k번째 탭에 대응하는 다중 경로가 감지된 것이므로, 주 적응필터의 k번째 탭 계수 상태는 검출상태로 천이되며 스텝 사이드는 μ_s 로 변경된다. 검출상태에서는 다중 경로의 시변 특성에 대응할 수 있도록 계수 갱신이 빨리 이루어져야 하므로 μ_s 로 비교적 큰 값으로 설정한다. 초기상태에서 보조 적응필터 $|w_{sk}|^2$ 이 임계값 θ 미만인 경우에는 다중 경로가 없는 것으로 판단하여, 주 적응필터의 k번째 탭 계수 상태는 무신호상태로 천이한다. 무신호상태에서는 정상상태 오차를 최소화할 수 있도록 주 적응필터의 μ_N 을 작은 값으로 설정한다. 임계값 θ 의 기준은 궤환 간섭 제거 후의 EVM 성능 수준을 얼마나 유지할 것인가에 대한 설계 파라미터이며 10% 미만으로 유지하기 위한 값으로는 0.01로 설정할 수 있다.

무신호상태에서 측정된 보조 적응필터의 $|w_{sk}|^2$ 이 θ_{NT} 이상인 경우에는 주 적응필터의 k번째 탭 계수 상태는 전이상태로 천이되며 스텝 사이드는 μ_T 로 변경된다. 전이상태는 검출상태와 무신호상태의 중간 단계로 불필요한 상태 천이가 발생하지 않도록 하는 역할을 한다. μ_T 는 일반적으로 μ_N 와 μ_s 사이의 값으로 설정한다.

전이상태에서의 $|w_{sk}|^2$ 이 θ_{TS} 이상인 경우에는 주 적응필터의 k번째 탭 계수는 검출상태로 천이되며, θ_{TN} 미만인 경우에는 궤환신호가 없어진 것으로 판단하여 무신호상태로 천이된다. $\theta_{TS} > \theta_{TN}$ 고 설정하면 히스테리시스 효과에 의해 불필요한 상태 천이의 반복을 방지할 수 있다. θ_{TS} 는 마찬가지로 EVM 성능 수준에 따른 설계 파라미터이며, θ_{TN} 은 $1/(\mu_T * 2)$ 로 설정하며 이유는 IV장 분석을 참조한다.

검출상태에서 전이상태로의 천이는 일정시간 구간 동안의 복소계수 전력 평균 $\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |w_{s,k}|^2$ 가 θ_{ST} 미만인 경우에는 주 적응필터의 k번째 탭 계수는 전이상태로 천이된다. 시변 무선 페이딩의 특성상 짧은 시간에 순간적으로 신호의 에너지가 작아졌다가 복귀할

수 있으므로 검출상태에서의 상태천이가 자주 발생하지 않도록 일정 구간 평균값으로 판정하는 것이 페이딩 환경 성능 개선에서 매우 중요하다. θ_{ST} 는 $1/(\mu_s * 2)$ 로 설정하며, 평균 샘플 수 K는 시간 간격으로 약 500us ~ 1ms 정도가 되도록 한다.

또한 다중경로가 존재하는 검출상태에서의 스텝 사이즈는 시변 파라미터인 도플러 주파수와 격리도를 추정하여 록업테이블의 형태로 최적화할 수 있다. 록업테이블의 예는 IV장에서 소개한다. 도플러 주파수의 추정에는 다양한 방식이 있으며^[5,6], 그 중 하나가 추정된 궤환 채널 복소계수의 실수, 허수의 0 교차율(Zero Cross Rate)을 측정하는 방식이다^[6]. 적응필터 각 탭의 복소계수의 0 교차율을 측정하면 각 탭 별 도플러 주파수를 추정할 수 있으며 이 값을 무선 채널의 시간에 따른 변화량의 척도로 사용하여 최적의 스텝 사이즈를 설정한다.

단 계수 순시값을 이용하여 0 교차율을 측정하면 잡음에 의한 오차 때문에 추정 오차가 커지므로 계수의 평균값을 이용하여 추정한다^[6], 평균 방식은 이동 평균 필터, 1폴 IIR 필터, Bessel 필터 등 다양한 방법을 적용할 수 있다. 단 평균 필터의 cut-off 주파수는 추정고자 하는 최대 도플러 주파수보다는 커야 한다.

수렴한 NLMS 적응필터 각 탭의 복소계수 평균값 $\sum_{k=0}^{K-1} w_k(n)$ 의 T시간 동안의 0 교차 회수를 $NZCR_{RE}$, $NZCR_{IM}$ 라고 하면 실수부와 허수부의 0 교차율은 식 (18)이며, 도플러 주파수 추정값은 식 (19)로 나타낼 수 있다^[6].

$$\begin{aligned} ZCR_{RE} &= NZCR_{RE} / T \\ ZCR_{IM} &= NZCR_{IM} / T \end{aligned} \quad (18)$$

$$\hat{f}_D = \min(ZCR_{RE}, ZCR_{IM}) \times \sqrt{2} \quad (19)$$

검출상태 계수에 대한 스텝 사이즈는 추정된 도플러 주파수를 이용하여 모의 실험을 통하여 평균자승 오차를 최소화하는 값으로 록업테이블을 구성하여 설정한다. 추정된 페이딩 채널의 도플러 주파수가 10Hz 미만의 저속인 경우는 μ_s 가 일정값 이하가 되지 않도록 제한하여 수렴 속도를 보장하는 것이 바람직하다.

IV. 성능 분석 및 모의 실험 결과

일반적인 NLMS 알고리즘의 정상상태 평균자승 오차(Mean Square Error)의 앙상블 평균은 식 (20)과

같다¹¹⁾.

$$J_{MSE} = E[|e(n)|^2] = J_{\min} + J_{ex} \quad (20)$$

윗식에서 $e(n)$ 은 케환신호 $f(n)$ 과 케환신호에 대한 추정치 $y(n)$ 의 차이로 $e(n)=f(n)-y(n)$ 으로 나타낼 수 있다. 이 경우 J_{\min} 는 최적의 계수 w_0 로 수렴한 경우의 최소자승 오차이며, J_{ex} 는 계수의 수렴 과정에서의 최적의 계수로 수렴하지 못하여 발생하는 추가 오차항이다. 케환 채널 모델을 II장에서 소개한 유한한 차수의 다중 경로 모델로 가정하고 NLMS 필터 탭 수 M 이 충분한 경우 J_{\min} 을 0이라 가정할 수 있으며 따라서 J_{MSE} 는 식 (21)로 나타낼 수 있다¹¹⁾.

$$J_{MSE}(n) = \frac{\mu}{2} \sum_{k=0}^{M-1} |x(n-k)|^2 = \frac{\mu}{2} M\sigma_s^2 \quad (21)$$

식 (21)에서 알 수 있듯이 모든 탭에 μ 의 스텝 사이즈를 적용하는 경우 수렴 오차는 NLMS 필터 탭 개수 M 에 비례하여 증가한다. 따라서 III장에서 소개한 방법과 같이 케환신호를 검출한 후 케환신호가 존재하는 탭 계수에만 가변 스텝 사이즈를 적용하는 알고리즘을 적용하면 평균자승오차를 식 (22)와 같이 줄일 수 있다.

$$J_{MSE} = \sum_{k=0}^{M-1} \frac{\mu_k}{2} \sigma_s^2 I(k), \quad (22)$$

이 때, $I(k) = \begin{cases} 1, & k \in \text{검출상태} \\ 0, & k \notin \text{검출상태} \end{cases}$

$I(k)$ 는 다중 경로 검출 알고리즘에 따라 달라질 수 있으나 기본 개념은 케환신호가 있는 위치의 인덱스 k 에만 1이 되는 의미를 갖는다. 상관도 기반 알고리즘에서는 상관도가 특정 한계값 이상이 되는 인덱스, Dual NLMS 구조에서는 각 LMS 탭의 상태가 검출상태인 경우의 탭 k 만 1이 된다.

식 (4)의 EVM은 정상상태 오차 J_{MSE} 로 표현 가능하며 식 (23)이 된다.

$$EVM = \sqrt{J_{MSE}} \cdot 100 \quad (\%) \quad (23)$$

시변(time varying) 채널의 경우 수렴 후 오차 특성은 J_{ex} 에 부가하여 시간에 따른 채널 변화에 의한 오차 $J_{ex, fading}$ 이 추가된다. k 번째 케환 경로의 도플러 주파수를 $f_{D,k}$ 라 할 때, J_{MSE} 를 최소화하는 스텝 사이즈 μ

$\mu_{opt,k}$ 를 얻기 위하여 여러 가지 값으로 모의 실험을 반복적으로 수행하여 테이블로 만들어 구현한다. 이 때, 격리도의 추정치도 스텝 사이즈에 영향을 주기 때문에 식 (24)와 같이 적응필터 출력의 평균값을 통하여 격리도를 추정하여 스텝 사이즈를 결정한다.

$$\hat{I}_k = \sum_{n=0}^{N-1} |f(n)|^2 \quad (24)$$

모의 실험에서의 스텝 사이즈 테이블은 도플러 주파수와 격리도 구간에 따라 표 2와 같이 구성한다.

성능 검증을 위한 모의 실험은 3GPP WCDMA 표준 신호로 수행하였으며 세부 조건 및 파라미터는 표 3과 같다.

그림 5는 1 경로 시변 채널에서의 정상상태 평균 자승 오차를 시간축으로 도시한 수렴 곡선(learning curve) 및 수렴 후 오차를 μ_s 에 따라 도시한 것이다. 상단 그림은 칩단위(Tc) 샘플($1/T_s = 3.84\text{MHz}$)이고, 하단 그림은 2배의 오버샘플(7.68MHz)의 경우를 도시한 것이다. 오버샘플링의 경우 송신단에서는 롤오프 팩터 0.22%의 SRRC (Square Root Raised Cosine) 필터를 사용하였다. 그림 6에서는 정상상태 오차와

표 2. 시변채널 모의 실험의 스텝 사이즈 적용값.

fD (Hz)	GM 범위 (dB)					
	≤-10	~-6	~-2	~2	~6	>6
~5	1/1024	1/1024	1/1024	1/1024	1/1024	1/1024
~15	1/512	1/512	1/1024	1/1024	1/1024	1/1024
~30	1/256	1/256	1/512	1/512	1/1024	1/1024
~60	1/128	1/256	1/256	1/512	1/512	1/512
~100	1/96	1/128	1/256	1/256	1/512	1/512
~150	1/96	1/96	1/128	1/256	1/256	1/512
~200	1/64	1/96	1/96	1/128	1/256	1/256
~250	1/64	1/64	1/64	1/96	1/128	1/256
~300	1/64	1/64	1/64	1/64	1/96	1/128

표 3. 모의 실험 조건.

파라미터 명	모의실험 조건
송신 신호	3GPP WCDMA 신호
송신 채널	PCPICH, SCH(PSCH & SSCH) PCCPCH, DPCH 2채널 (SF128)
캐리어 주파수	2160 MHz
슬롯 시간	667 μs
샘플링 주파수 (1/TS)	TC 샘플: 3.84MHz 2*TC 샘플: 7.68MHz
시스템 지연	8 μs
적응필터 윈도우 크기	8 μs

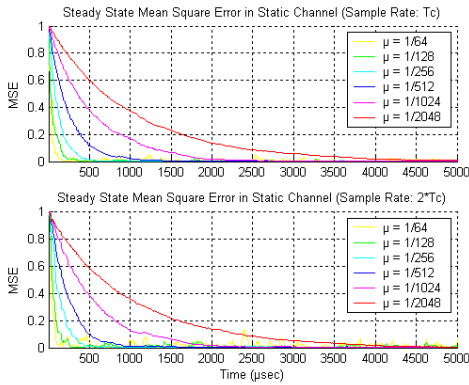


그림 5. 시분변 채널에서의 스텝 사이즈에 따른 수렴 특성.

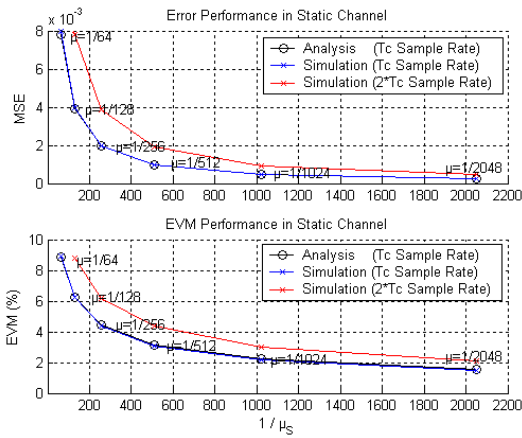


그림 6. 시분변 채널에서의 정상상태 오차 및 EVM 특성(분석 & 모의실험).

EVM에 대한 모의 실험값과 식 (22)의 분석값을 비교 도시하였으며 정확히 일치한다. 식 (22)에서도 알 수 있듯이 μ s가 큰 경우는 수렴이 빠른 대신 수렴 후 오차가 크며, 반대로 μ s가 작은 경우는 수렴이 느린 대신 수렴 후 오차가 작다. 시분변 채널의 경우 A/D 컨버터의 범위가 충분하다고 가정하면 3GPP 규격인 EVM 12.5%를 만족하는 한도 내에서 50dB 이상 캐환 간섭 제거가 가능하다. 즉 캐환신호가 원신호보다 약 30dB 이상 큰 경우도 EVM 기준을 만족할 수 있다.

그림 7은 1개 경로, 그림 8은 표 4와 같은 3개의 다중경로 채널에 대해서 dual NLMS 알고리즘을 적용한 결과이다. 1 경로 페이딩 채널의 경우 평균 EVM은 표 상단과 같지만, 매 순간의 슬롯 EVM은 페이딩 특성상 EVM 기준 12.5%를 넘을 수 있다. 실제적으로는 매 순간의 슬롯 EVM이 더 중요하므로, 99% 이상 확률로 EVM 기준을 만족하는 범위를 최대 간섭

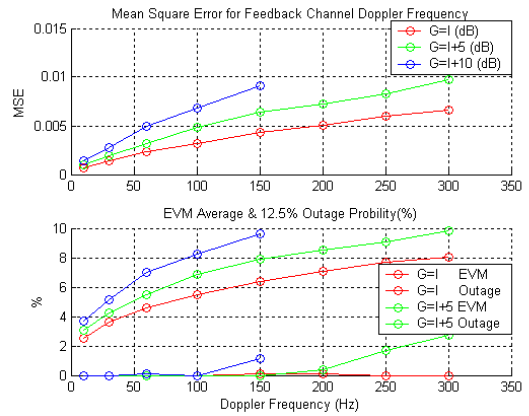


그림 7. 1경로 시분 페이딩 채널에서의 dual NLMS 알고리즘 오차 및 EVM 특성. (GM = 0, -5, -10dB인 경우)

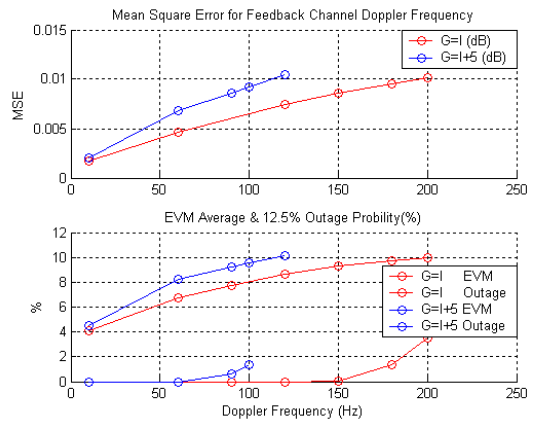


그림 8. 3경로 시분 페이딩 채널에서의 dual NLMS 알고리즘 오차 특성. (GM = 0, -5dB인 경우)

표 4. 3개 다중 경로 프로파일.

경로	다중경로 지연 (ns)	평균 상대 전력 (dB)
경로 1	0	0
경로 2	260	0
경로 3	781	0

제거 성능으로 규정하기로 한다. 그림 7의 하단을 참조하면 제안 방식은 도플러 주파수 약 120Hz의 환경에서는 평균 30dB 이상의 간섭 제거 성능을 나타내며, 200Hz의 고속 페이딩 환경에서도 평균 25dB 이상의 간섭 제거 성능을 갖는다. 페이딩 특성상 캐환신호 전력은 계속 변하므로 순간적인 잡음 제거 성능은 물론 평균 제거 성능 보다 10dB 이상 크다. 그림 8과 같이 3 경로 페이딩 채널의 경우 식 (22)에서 M이 증가하는 효과가 있어 간섭 제거 효과는 1 경로의 경우

보다 다소 저하된다.

V. 결 론

이동 통신 시스템에서 음영 지역의 셀 커버리지를 확보하기 위하여 다양한 종류의 중계기가 사용되고 있다. 그러나 일반적인 무선 중계기는 송·수신 안테나 간의 형성되는 케환신호로 인한 발진 문제 때문에 고출력이 요구되는 옥외 환경에서는 사용이 불가능하다. 케환 간섭 제거 중계기는 디지털 적응필터를 이용하여 송·수신 안테나 간의 케환신호를 제거하여 발진을 방지한다. 본 논문에서는 dual NLMS 알고리즘을 제안하였으며, 평균자승오차 및 EVM을 최소화하는 최적의 적응필터 스텝 사이즈를 제시하였다. 상관도 기반 케환 신호 방식이 원신호의 다중 경로 위치까지 검출하는 데에 비하여, dual NLMS 방식은 케환신호의 다중 경로 위치만을 검출하여 불필요한 위치에 큰 스텝 사이즈를 할당하지 않아 성능 저하를 피할 수 있다. 또한 도플러 주파수를 추정하여 최적의 스텝 사이즈를 설정함으로써 저속 환경 뿐 아니라 고속 페이딩 환경에서도 뛰어난 간섭 신호 제거 성능을 나타낸다. 1 경로 페이딩 채널 환경의 경우, WCDMA의 EVM 규격을 만족하는 조건에서 제안 방식은 도플러 주파수 120Hz의 환경에서는 평균 30dB 이상의 간섭 제거 성능, 200Hz의 고속 페이딩 환경에서도 평균 25dB 이상의 간섭 제거 성능을 갖는다.

참 고 문 헌

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall 4th edition, 2002.
- [2] C. Breining, "Acoustic Echo Control," *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.16, No. 4, pp. 42-69, Aug. 1999.
- [3] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, Wiley-Interscience Publication, 1974
- [4] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), *Base Station Conformance Testing (FDD)*, Tech. Spec. TS 25.141 ver 7.1.0, Dec. 2007.
- [5] M. D. Austin and G. L. Stuber, "Velocity Adaptive Handoff Algorithms for Micro-cellular Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.43, pp. 549-561, Aug. 1994.
- [6] S. H. Chang and H. J. Lee, "Low Biased Doppler Speed Estimation Scheme Employing

Variable Prefilter and Sampling Rate," *IEEE Veh. Tech. Conf.*, Vol. 3, pp.2095-2100, April 2003.

- [7] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill 3rd edition, 1995.

박 원 진 (Won-Jin Park)

정회원



1985년 경희대학교 전자공학과 학사

1987년 경희대학교 전자공학과 석사

2006년~현재 경희대학교 전자정보대학 박사과정

1988년~2008년 KTF 네트워크

크전략실장(상무), 사업개발실장(상무)

2009년 지식서비스경영원 사장

2010년~현재 (주)콜게이트 대표이사

<관심분야> 무선 및 이동통신

박 용 서 (Yong-Seo Park)

중신회원



1982년 연세대학교 전기공학과 학사

1984년 연세대학교 전기공학과 석사

1988년 연세대학교 전기공학과 박사

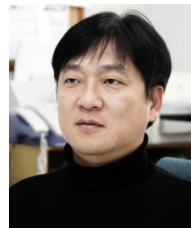
1993년 미국 남 플로리다 대학교 객원교수

1989년~현재 경원대학교 공과대학 전기공학과 교수

<관심분야> 무선 및 이동통신, CDMA

홍 인 기 (Een-Kee Hong)

중신회원



1989년 연세대학교 전기공학과 학사

1991년 연세대학교 전기공학과 석사

1995년 연세대학교 전기공학과 박사

1995년~1999년 SK Telecom

중앙연구원 선임연구원

1997년~1998년 NTT DoCoMo 연구원

1999년~현재 경희대학교 전자정보대학 교수

<관심분야> 무선 및 이동통신, 게임이론, Cross-layer 설계