

논문 2009-4-3

무선 USN 멀티홉 중계 노드에서 루프백 신호의 제거 성능

The cancellation performance of loop-back signal in wireless USN multihop relay node

임승각*, 강대수**

Seung-Gag Lim, Dae-Soo Kang

요 약 본 논문은 USN 무선 네트워크에서 16-QAM 수신 신호의 멀티 홉 중계를 수행하는 경우 적응 신호 처리 알고리즘을 적용한 루프백 간섭 신호의 제거 성능에 관한 것이다. 이를 위하여 USN 환경에서는 노드간의 중계 기능에 의해 원거리 스테이션과의 정보 교환이 필요하게되는데, 중계 노드에서는 송신기와 수신기 안테나를 공동 이용하거나 매우 근접하여 위치하므로써 재송신 신호가 수신측으로 귀환되거나, 비선형 소자를 사용하므로써 발생하는 루프백 간섭 신호가 존재하게되므로 한정된 주파수와 전력 자원을 사용하는 USN 시스템의 성능을 크게 저하된다. 이를 개선하여 향상된 시스템 성능 및 멀티홉 성능을 얻기위해 중계 노드의 수신부 전단에서 원하지 않는 루프백 간섭 신호를 제거하기위한 적응 신호 처리 알고리즘의 적용이 필요하게된다. 적응 신호 처리를 위해서는 먼저 스펙트럼 효율이 우수한 16-QAM 신호를 대상으로하여 수렴 특성이 우수하고 H/W 로 구현할 때 발생하는 유한장 문제점을 해결할 수 있는 QR-Array RLS 알고리즘을 사용하였으며, 루프백 간섭 신호의 제거 성능으로 수신 신호 정상도 및 learning curve에서 기존의 RLS 보다 우월함을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다.

Abstract This paper deals with the cancellation performance of loop back interference signal in the case of multihop relay of 16-QAM received signal at the USN radio network. For this, it is necessary to the exchange of information with long distance located station by means of the relay function between the node in the USN environment. In the relay node, the loop-back interference signal which the retransmitting signal is feedback to the receiver side due to the antenna of transmitter and receiver are co-used or very colselly located or using the nonlinear device. Due to this signal, the performance of USN system are degraded which are using the limited resource of frequency and power. For improve this, it is necessary to applying the adaptive signal processing algorithm in order to cancelling the unwanted loop-back interference signal at the frontend of receiver in relaying node, we can get the better system and multi hop performance. In the adaptive signal processing, we considered the 16-QAM signal which has a good spectral efficiency, firstly, than, the QR-Array RLS algorithm was used that has a fairly good convergence property and the solving the finite length problem in the H/W implementation. Finaly, we confirmed that the good elimination performanc was confirmed by computer simulation in the learing cued and received signal constellation compared to the conventional RLS.

Key Words : Multihop Relay, Interference cancellation, QR-Array RLS

I. 서 론

오늘날 정보 통신 기술의 발달로 사회 구조가 고도화,

세분화, 복잡화되면서 각 개인의 성향과 개성을 중시하는 방향으로 발전되면서 산업의 패러다임이 기술 중심과 수요자 중심으로 변화하고 있는 실정이다.^{[9][10]} 기술적인 측면에서는 디지털 전자 기술과 통신 기술, 컴퓨터 기술의 발달로 다양한 종류의 초소형 컴퓨팅 기기가 사물, 사

*정회원, 공주대학교 정보통신공학부

**정회원, 공주대학교 정보통신공학부 교신저자

접수일자 2009.7.23, 수정완료 2009.8.3

람, 환경속으로 내재되고, 이들 기기들이 유무선 네트워크로 연결되어 자유롭게 정보를 획득, 가공, 전달, 제공할 수 있는 유비쿼터스 환경의 등장이 이와같은 변화의 주축을 이루고 있다. 즉 센서에 의해 감지되는 어떤 형태의 다양한 모든 정보원들이 수집되어 원하는 목적지로 주고 받게 되므로써 이의 영향이 극대화되어 개인뿐만 아니라 국가 사회 구성원 전체를 능력과 생산성등을 높힐 수 있게 되어 새로운 패러다임의 시대를 앞당기게 되었다. 이와같은 유비쿼터스 시대에서는 다양한 정보 기기들이 동적인 라우팅 경로를 통한 네트워크를 구성하여 다양한 정보를 수시로 주고 받게 되며^[9], 이때 구축되는 네트워크도 복수개의 USN 무선 노드 (WN : Wireless Node)를 경유하는 멀티 홉 중계 환경으로 구성되어 제한된 주파수 자원과 송신 전력을 이용하면서 다양한 형태의 고신뢰성을 갖는 네트워크 토폴로지를 지원하면서 전파 음영 지역의 해소 및 서비스 커버리지의 확장과 데이터 처리율 (Throughput)을 향상시킬 수 있는 경제적인 대안이 될 수 있다^{[8][10]}. 그러나 송신측에서 송신된 신호가 대역 제한 현상과 페이딩 및 잡음의 영향을 받은 후 무선 중계 노드에 수신되며 이를 처리하여 원하는 목적지로의 라우팅을 위해 이를 재송신하는 기능이 필요하게된다.

그러나 수신되는 신호와 재송신될 신호는 무선 전파이며 이를 위해서는 송신 안테나와 수신 안테나를 공동으로 이용하거나 그렇지 못할 경우 이들 안테나간의 거리는 매우 근접해 있으므로 재송신하는 신호가 수신측 안테나로 혼입되거나 송신단의 비선형 특성으로 인하여 수신단으로 영향을 미치는 루프 백 현상이 발생될 것이다^[1]. 이로 인하여 제한된 주파수와 전력을 사용하는 단일 홉 중계 노드에서 상호 발진이나 간섭을 일으켜 비트 오류율이나 심볼 오류율과 동기 이탈과 같은 중계 성능을 급격히 열화시킬 것이며, 만약 멀티 홉을 통하는 중계의 경우 이로 인한 전체적인 성능의 열화 정도는 심각해질 것으로 예상되므로 이에대한 보완책이 필요하게된다^{[1][2]}. 기본적으로 W-CDMA 신호와 같은 광대역 신호의 경우 고의적인 간섭은 대역 확산의 원리에 의해 어느 정도는 경감할 수 있지만, 상기한 루프 백과 같은 우연한 간섭에 대해서는 별도의 간섭 제거 대책을 세워야한다^{[6][7]}. 본 논문에서는 16-QAM 기저 대역 수신 신호를 획득한 후 원하는 간섭 신호의 수와 전력 레벨과 지연 시간을 갖도록 루프 백 신호를 발생한 후 원래의 기저 대역 수신 신호에 더하여 다중 경로 루프백 간섭이 존재하는

수신 신호로 이용한다. 이와같은 환경하에서 루프 백 간섭 신호의 제거 성능을 확인하기 위하여 적응 신호 처리 기법을 적용하였다. 신호 처리 알고리즘으로는 다른 방식들에 비해 일반적으로 안정된 수렴 특성을 가지면서 실제로 H/W 로 구현할 때 유한장 문제점을 해결할 수 있는 RLS (Recursive Least Square) 계열의 QR-Array RLS 알고리즘을 적용하였으며 이의 제거 성능을 비교하기 위하여 표준 RLS 알고리즘과 비교한다. 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 적응 신호 처리를 이용한 무선 중계 노드에서 루프백 간섭 신호의 제거 원리와 QR-Array RLS 알고리즘에 대하여 설명하였다. 3 장에서는 컴퓨터 시뮬레이션의 환경과 과정 및 결과에 대하여 설명한 후 마지막으로 4 장에서는 제거 성능 비교 결과를 설명하겠다.

II. 본 론

1. 루프백 간섭 신호의 제거 원리

USN 멀티 홉 중계에서 루프백 신호를 제거하기위한 기저 대역의 시스템 모델을 그림 1 에 나타내었다.

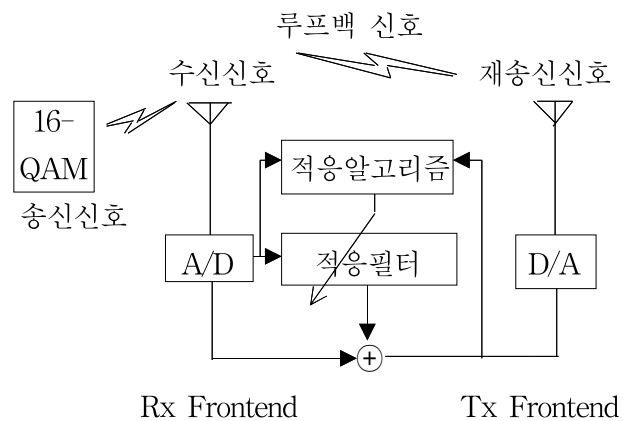


그림 1. 루프백 신호 제거를위한 기저 대역 모델
Fig. 1. Baseband model for loop back signal

그림에서 USN 멀티홉 무선 중계기의 수신 안테나에 루프백 신호가 없을때 수신되는 신호를 $s(t)$ 라고하고, 이를 송신하기위해 신호 처리한 후 재송신되어지는 신호를 $\hat{s}(t)$ 라고하자. 또한 루프백 채널의 임펄스 응답을 $h(t)$ 라고하고, 송신 안테나에서 루프 백되어지는 신호를 $i(t)$ 라고하면 다음과같이 쓸 수 있다.

$$i(t) = \widehat{s}(t) * h(t) e^{-\lambda t} \quad (1)$$

루프백 신호가 존재할 때 수신측에 수신되는 신호는 다음과 같이된다.

$$r(t) = s(t) + i(t) = s(t) + \widehat{s}(t) * h(t) e^{-\lambda t} \quad (2)$$

식 (2) 의 신호를 이용하여 채널의 임펄스 응답 $\widehat{h}(t)$ 를 추정 한 후 이를 $r(t)$ 와 컨볼루션을하면 루프 백 간섭 신호의 추정치인 $\widehat{i}(t)$ 를 얻을 수 있다. 즉 $r(t)$ 에서 $\widehat{i}(t)$ 를 빼면 $\widehat{s}(t)$ 를 얻을 수 있게되어 루프백 신호가 제거된 고품질의 신호를 재송신할 수 있게된다^[8]. 이와같은 원리를 본 논문에서 적용하게될 것이며 이 과정에서 적응 신호 처리 알고리즘으로는 QR-Array RLS (Recursive Least Square)를 사용하였다.

2. 적응 신호 처리 알고리즘

루프 백 채널의 임펄스 응답을 추정하기 위해서는 적응 신호 처리 알고리즘이 필요하며 본 논문에서는 QR-Array RLS를 적용한다. QR-Array RLS 는 RLS 알고리즘에서 파생되었으므로 이에 대하여 먼저 설명하겠다.

2.1 RLS 알고리즘

주어진 채널을 통과한 신호와 간섭 신호가 부가된 $N \times 1$ 차원의 수신 벡터 y , $N \times M$ 차원의 데이터 매트릭스 H 및 $M \times M$ 차원의 positive definite 매트릭스 Π 라고 할 때 일반적인 Least Square 방식은

$$\min_w [w^* \Pi w + \|y - Hw\|^2] \quad (3)$$

을 만족하는 해로서 다음과 같다.

$$\widehat{w} = (\Pi + H^* H)^{-1} H^* y \quad (4)$$

여기서 y 의 각 구성 요소를 $\{d(i)\}$, H 의 각 row 요소를 $\{u_j\}$ 라고하면

$$y = \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(N-1) \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ \vdots \\ u_{N-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 (4) 의 \widehat{w} 는 N 개의 $\{d(i), u_j\}$ 에 의해 결정된다.

여기서 \widehat{w} 을 w_{N-1} , y 와 H 를 y_{N-1} , H_{N-1} 로 표기하면 식 (4) 는 다음과같이 쓸 수 있다.

$$w_{N-1} = (\Pi + H_{N-1}^* H_{N-1})^{-1} H_{N-1}^* y_{N-1} \quad (6)$$

여기서

$$y_N = \begin{bmatrix} y_{N-1} \\ d(N) \end{bmatrix}, H_N = \begin{bmatrix} H_{N-1} \\ u_N \end{bmatrix} \quad (7)$$

으로 표시하면 식 (4) 는 다음과같이 쓸 수 있다.

$$w_N = (\Pi + H_N^* H_N)^{-1} H_N^* y_N \quad (8)$$

식 (6),(8) 을 LS 방식의 시간 갱신식을 말하며 매 시간마다 $M \times M$ 매트릭스 형태인 다음의 역 매트릭스를 계산해야한다¹.

$$(\Pi + H_{N-1}^* H_{N-1}) \text{와 } (\Pi + H_N^* H_N) \quad (9)$$

이를 반복 순환 형태로 변환한 방식을 RLS 라고하며

$$P_N = (\Pi + H_N^* H_N)^{-1},$$

$P_{N-1} = (\Pi + H_{N-1}^* H_{N-1})^{-1}$ 라고 표현하며 이들의 초기치 $P_{-1} = \Pi$ 라고하자. 식 (7)에서 $\{y_N, H_N\}$

과 $\{y_{N-1}, H_{N-1}\}$ 간의 갱신식은 P_N 과 P_{N-1} 및 w_N 과 w_{N-1} 간의 관계에 이용될 수 있다. exponential-weighted RLS에서 이들간의 관계는

$$P_N = \lambda^{-1} P_{N-1} - \frac{P_{N-1} u_N^* u_N P_{N-1}}{1 + \lambda^{-1} u_N^* P_{N-1} u_N} \quad (10)$$

$$w_N = \lambda^{-1} w_{N-1} + \frac{P_{N-1} u_N^*}{1 + \lambda^{-1} u_N^* P_{N-1} u_N} [d(N) - u_N w_{N-1}]$$

가 된다. 여기서 수렴 인자 (Convergence Factor) 와 이득 벡터 (Gain Vector) 는 다음과같이 정의되며 여기서 λ 는 Forgetting Factor 를 의미한다^{[11][12]}.

$$\gamma(N) \approx \frac{1}{1 + \lambda^{-1} u_N^* P_{N-1} u_N} \quad (11)$$

$$g_N \approx \lambda^{-1} P_{N-1} u_N^* \gamma(N)$$

2.2 QR-Array RLS 알고리즘

2.2.1 Array 알고리즘의 원리

적응 신호 처리를 위한 Array 알고리즘에서는 2 개의 스칼라 $\{A, B\}$ 가 있을 때 다음의 2 가지 조건을 만족하는 스칼라 C 를 계산하게된다.

$$|C|^2 = |A|^2 + |B|^2 \quad (12)$$

다음으로 Inner Product 를 위해 식(12) 을 만족하는 스칼라 {A,B,C} 와 주어진 스칼라 {D,E}에서 다음의 조건을 만족하는 스칼라 F 를 계산해야한다.

$$FC^* = DA^* + EB^* \quad (13)$$

그러나 신호의 집합인 벡터인 경우에 positive diagonal 원소를 갖는 lower triangular 매트릭스 C 가 다음의 조건을 만족할 때

$$C C^* = A A^* + B B^* \quad (14)$$

다음의 조건을 만족하는 매트릭스 F 를 결정하는 것이 적응 신호 처리의 주된 내용이 된다.

$$F C^* = D A^* + E B^* \quad (15)$$

Array 알고리즘에서는 다음과같은 pre-array 를 정의하자.

$$a = \begin{bmatrix} A & B \\ D & E \end{bmatrix} \quad (16)$$

Unitary transform Θ 를 다음과같은 lower triangular form 에 적용하여 이를 축소하자.

$$\begin{bmatrix} X & 0 \\ Y & Z \end{bmatrix} \quad (17)$$

X 는 대각 방향으로 positive entry 를 갖는 lower triangular 가 된다. Z 는 square 매트릭스가 될것이며 Θ 는 다음식의 형태를 발생하는데 사용된다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ D & E \end{bmatrix} \Theta = \begin{bmatrix} X & 0 \\ Y & Z \end{bmatrix} \quad (18)$$

식 (18) 의 양변에 자승을 취하여 식 (13) 과 같은 형태로 표현하면

$$\begin{bmatrix} A & B \\ D & E \end{bmatrix} \Theta \Theta^* \begin{bmatrix} A & B \\ D & E \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} X & 0 \\ Y & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X & 0 \\ Y & Z \end{bmatrix}^* \quad (19)$$

가 되므로

$$XX^* = AA^* + BB^* \quad (20)$$

$$YX^* = DA^* + EB^*$$

가 되어야한다. 여기서 X 는 $AA^* + BB^*$ 매트릭스의 lower triangular Cholesky factor 가 되며 이의 값은 unique 하므로 X 는 원하는 C 와 일치하게된다. 또한 식 (19)에서 Y=F 가 되면 Array 알고리즘인 식 (17)에서 {C, F} 의 값을 구할 수 있게된다.

2.2.2 QR-Array RLS 알고리즘

식 (4) 의 \widehat{w} 에서 $\{d(i), u_i\}$, u_i 는 $1 \times M$, $\{d(i)\}$ 는 스칼라양이고 \widehat{w} 는 $M \times 1$ 의 Column 벡터, $M \times M$

의 positive-definite 매트릭스 Π 와 λ 는 $0 \leq \lambda < 1$ 의 범위에서 정의되는 상수 즉 Forgetting Factor 라고한다.

w_N 에대한 해를 구하기위한 regularized LS 은

$$\min_w [\lambda^{(N+1)}(w - \widehat{w})^* \Pi (w - \widehat{w}) + \quad (21)$$

$$\sum_{j=0}^N \lambda^{N-j} \|d(j) - u_j w\|^2]$$

와 비용 함수 $\xi(N)$ 을 최소화하는 다음의 반복 순환 형태를 취하게된다. 여기서 초기 조건

$w_{-1} = \widehat{w}, P_{-1} = \Pi^{-1}, \xi(-1) = 0$ 을 설정한 후 $i > 0$ 에 대하여

$$\gamma(i) = 1 / (1 + \lambda^{-1} u_i^* P_{i-1} u_i),$$

$$g_i = \lambda^{-1} \gamma(i) P_{i-1} u_i^*$$

$$e(i) = d(i) - u_i w_{i-1}, \quad w_i = w_{i-1} + g_i e(i)$$

$$P(i) = \lambda^{-1} P_{i-1} - g_i g_i^* / \gamma(i), \quad r(i) = d(i) - u_i w_i$$

$$\xi(i) = \lambda \xi(i-1) + r(i) e^*(i) \quad (22)$$

의 순환 관계가 있게되며 여기서 $w_{-1} = \widehat{w}$,

$$\phi_{-1} = \Pi, \quad s_{-1} = 0$$
 로 놓고 $i > 0$ 에 대하여

$$\phi_i = \lambda \phi_{i-1} + u_i^* u_i \quad (23)$$

$$s_i = \lambda s_{i-1} + u_i^* [d(i) - u_i \widehat{w}]$$

로 놓으면 i 번째 순환에서

$$\phi_i [w_i - \widehat{w}] = s \quad (24)$$

$$\gamma(i) = 1 - u_i \phi_i^{-1} u_i^*$$

가 된다. 식 (23) 과 (24) 는 QR-Array RLS 알고리즘의 중요한 부분이된다^[7].

Array 알고리즘의 원리를 이용하여 QR-RLS 알고리즘에서는 $\phi_i^{1/2}$ 를 ϕ_i 의 Cholesky factor 라고하고 다음과같은 임의의 신호와 임의의 column 벡터를 정의하자.

$$\overline{d(i)} = d(i) - u_i \widehat{w}, \quad \overline{w_i} = w_i - \widehat{w} \quad (25)$$

$$q_i = \phi_i^{*/2} [w_i - \widehat{w}]$$

식 (23) 의 순환 반복식을 다시쓰면

$$\phi_i^{1/2} \phi_i^{*/2} = \lambda \phi_{i-1}^{1/2} \phi_{i-1}^{*/2} + u_i^* u_i \quad (26)$$

$$\phi_i^{1/2} q_i = \lambda \phi_{i-1}^{1/2} q_{i-1} + u_i^* \overline{d(i)}$$

가 된다. 식 (13), (14) 와 식 (26) 을 비교하면

$$C \leftarrow \phi_i^{1/2}, \quad A \leftarrow \lambda^{1/2} \phi_{i-1}^{1/2}, \quad B \leftarrow u_i^* \quad (27)$$

$$F \leftarrow q_i^*, D \leftarrow \lambda^{1/2} q_{i-1}^*, E \leftarrow \overline{d^*(i)}$$

가 성립되므로 식 (17) 에 대입하면 다음의 최종적인 QR-Array RLS 알고리즘을 얻을 수 있다^[12].

$$\begin{bmatrix} \lambda^{1/2} \Phi_{I-1}^{1/2} & u_i^* \\ \lambda^{1/2} q_{i-1}^* & d^*(i) \end{bmatrix} \Theta_i = \begin{bmatrix} X & 0 \\ Y & Z \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

III. 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과

USN 멀티홉 중계시에 발생될 수 있는 루프백 간섭 신호의 제거 성능을 확인하기 위하여 컴퓨터로 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 다음과 같이 사용하였다.

- 송신 신호 : 16-QAM
- 수신 신호대 루프백 신호비 : 30dB
- 루프백 신호 개수 : 2개 또는 3 개
- 채널 임펄스 응답 차수 : 7 차

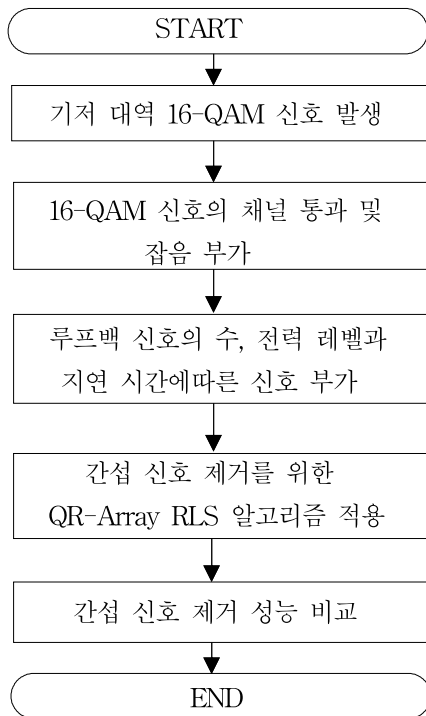


그림 2. 컴퓨터 시뮬레이션 순서도
Fig. 2. Flowchart of computer simulation

그림 2 는 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 신호 처리 과정을 나타낸 것이다. 먼저 송신 부호로서 랜덤 부호 발생에

의해 16-QAM 신호를 발생시킨 후 채널을 통과시켜서 대역 제한, 찌그러짐 및 루프백 간섭 신호를 추가하여 멀티홉 중계기의 수신 신호로 이용하였다. 이때 간섭 신호를 추가할 때 간섭 신호의 수 및 전력 레벨과 지연 시간을 변화시키면서 이들의 크기를 조절토록하였다.

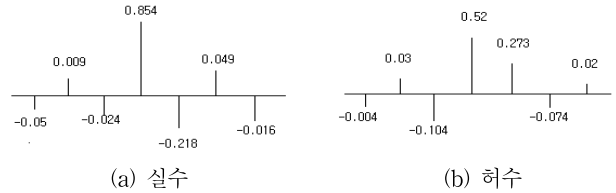


그림 3. 통신 채널의 필터 계수
Fig. 3 Filter coefficient of communication channel

그림 3 은 송신부인 센서에서 USN 노드까지 신호를 전달하는 무선 채널을 나타낸 임펄스 응답을 실수와 허수로 분리하여 나타낸 것이다.

수신부와 송신부가 근거리임을 고려할 때 이 계수를 이용하여 루프백 신호를 발생하는데도 사용하였다. 최종적으로 루프백 신호의 제거를 위해서는 QR-Array RLS 알고리즘이 이들 채널의 계수값을 정확하게 추출할 수 있느냐에 따라 그 성능이 결정될 것이며, 이에 대해서는 본 논문의 간섭 제거뿐만 아니라 오늘날 이동 통신 분야에서도 중요한 핵심 기술이 되고 있다. 그림 4 는 수신되는 신호 전력대 루프백 신호 전력비가 30dB, 2 개의 루프백 신호가 존재할 때 무선 USN 노드에서 수신되는 16-QAM 신호의 수신 정상도 (constellation) 를 나타낸 것이다. 루프백 신호는 수신 신호의 전력을 기준으로 -5dB 씩 가지며, 지연 시간도 0.2 μ S, 1 μ S 로 설정하였다. 그림에서 위상 회전이 존재함을 알 수 있는데 이는 그림 3 의 필터뿐만 아니라 루프백 신호에 의해 발생한 것이다.

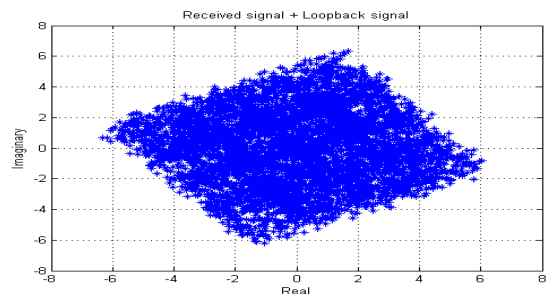
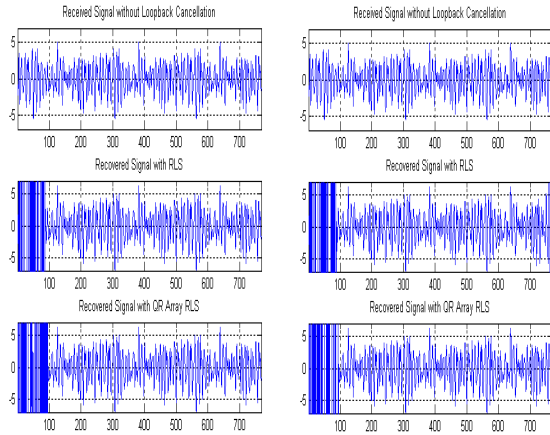
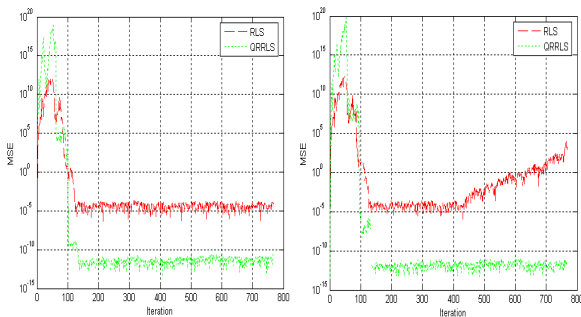


그림 4. 루프백 신호 존재시 수신 신호 정상도
Fig.4 Received signal constellation in the presence of loopback signal

그림 4의 신호를 수신한 후 루프백 신호 성분의 제거를 위하여 적응 알고리즘을 적용할 때 복원 신호의 분포를 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인한다. 그림 5는 적응 필터의 차수 N을 40차로 사용하며 알고리즘으로 식 (22)와 (10)의 QR-Array RLS와 RLS를 적용하였다. 이때 Forgetting Factor λ 의 값이 0.99일때의 제거 결과와 적응 필터의 성능 지수를 그림 5에 나타내었으며 λ 값이 0.96일때의 제거 결과와 적응 필터의 성능 지수를 그림 6에 나타내었다. 적응 필터의 성능 지수인 MSE 분포에서 λ 가 1에 가까울수록 양호한 Learning Curve가 얻어짐을 알 수 있으며, 초기의 Transient 시간을 보낸 후 120 회정도 이후 부터는 매우 안정된 동작을 하고 있음을 알 수 있다.



$\lambda = 0.99$ $\lambda = 0.96$
(a) 복원 신호 분포



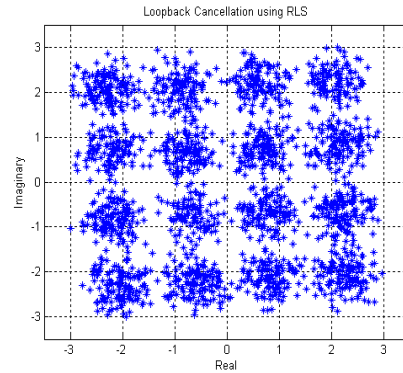
$\lambda = 0.99$ $\lambda = 0.96$
(b) Learning 곡선

그림 5. $\lambda = 0.99, 0.96$ 일때의 제거 결과
Fig. 5. Cancellation result of $\lambda = 0.99, 0.96$

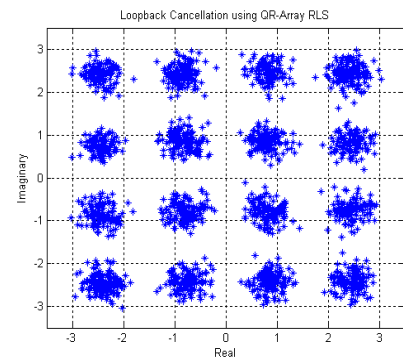
Forgetting Factor 값에의해 적응 알고리즘의 수렴 특

성에서 차이가 있음을 알 수 있어서 $\lambda = 0.96$ 인 경우 700회 이상의 반복에서 RLS는 서서히 오차가 증가해지지만 QR-Array RLS는 안정되게 수렴해감을 알 수 있다.

마지막으로 그림 5의 루프백 신호의 제거 성능을 보이기 위하여 송신 신호인 16-QAM 신호를 무선 USN 중계기의 내부에서 복원한 신호 성상도를 그림 6에 나타내었다. 그림 6(a)는 QR-Array RLS의 결과, 그림(b)는 RLS의 결과를 나타내었는데, 그림에서 알 수 있듯이 기본적으로 신호점은 어느 정보 복원이 되었지만 잡음의 영향은 그대로 존재하게되어 신호점이 일정한 반경의 원 형태로 분포하게된다. 그러나 반지름이 적을수록 좋은 성능의 제거 특성을 갖는 적응 알고리즘이므로 QR-Array 방식이 우수함을 알 수 있다.



(a) RLS에 의한 복원 신호 성상도



(b) QR-Array RLS에 의한 복원 신호 성상도

그림 6. 적응 알고리즘에 의한 복원 신호 성상도
Fig. 6 Recovered signal constellation by adaptive Algorithm

V. 결론

소출력, 대역 제한 통신 환경이라는 무선 USN 노드에서 원거리까지 정보 전달을 위한 경제적인 대안으로 부상되는 멀티홉 중계에서 송/수신 안테나의 공용 또는 근접에 의해 재송신 신호가 수신 신호에 영향을 주는 루프백 현상을 필연적으로 발생되며, 이로 인한 중계 노드 시스템의 성능을 크게 저하시키는 요인이 된다. 논문은 무선 USN 멀티홉 중계기에서 재송신 신호가 수신부로 루프백되어 발생하는 간섭 신호의 제거에 관한 것이다. 이의 제거 성능을 분석하기 위하여 루프백 신호의 수와 전력 레벨 및 지연 시간을 고려한 루프백 신호를 발생시키고 수신되는 신호로는 16-QAM을 적용하였다. 루프백 신호의 제거를 위하여 적응 신호 처리 알고리즘으로 QR-Array RLS 를 적용하였으며 이의 성능 분석 비교를 위하여 RLS 결과를 제시하였다. 성능 비교 결과 MSE Learning 곡선과 루프백 신호 제거후의 수신된 16-QAM 의 신호 성장도에서 QR-Array RLS 방식이 기존의 RLS 보다 우월함을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] B.C.W.Lo, K.B.Letaief, "Adaptive equalization and Interference cancellation for wireless communication systems", IEEE Trans. on Com., Vol.47, No.4, pp.538~545, 1999
- [2] Treichler,J.R., M.G.Larimore, "The tone capture properties of CMA based interference suppression", IEEE Trans. A.S.S.P., Vol.ASSP-33, No.4, pp.946~958, 1985
- [3] Cioffi,J.M., "The fast adaptive rotor's RLS algo - rithm", IEEE Trans.A.S.S.P., Vol.ASSP-38, pp.631~653, 1990
- [4] A.Rontogiannis, S.Theodoridis, "New fast QR decomposition least-squares adaptive algorithm", IEEE Trans. Signal Proc., Vol.46, pp.400~407, 1998
- [5] T.Tang, R.W.Heath, "Space-time interference cancellation in MIMO-OFDM systems", IEEE Trans. V.T., Vol.54, No.9, pp.1413~1418, 2002
- [6] S.Chang, E.J.Powers, "Cancellation of intercarrier interference in OFDM systems using a nonlinear adaptive filter", IEEE V.T.Conf., pp.1039~1043, 2004
- [7] Y.Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas", IEEE Trans. on Wireless Comm., Vol.1., No.1, Jan. 2002
- [8] 이종현, 임승각, "OFDMA 기반 Wibro 중계국에서 루프 간섭 제거 및 적응 등화기를 이용한 성능 개선에 관한 연구", 제43권, TC편, 제11호, pp.1402~1409, 2006
- [9] 임재우, 김재우, "유비쿼터스 네트워크를 위한 광 대역 무선 액세스 기술 및 발전 전망", 한국통신학회지, Vol.20, No.5, pp.608~625, May 2003
- [10] 김준년의 3인, "모바일 Ad-Hoc 환경에서의 라우팅 기술", 한국통신학회지, Vol.23, No.12, pp.1671~1681, Dec., 2006
- [11] S.Haykin, Adaptive Filter Theory, 2nd Edition, Prentice Hall, 1991
- [12] A.L.Sayed, Fundamentals of Adaptive Filtering, Wiley-Interscience, 2003

* 본 연구는 2009년 지식경제부 정보통신연구진흥원 미디어 융합 전공과정 지원 사업에 의한 수행된 결과임

저자 소개

임 승 각(정회원)



- 1983년 숭실대학교 전자공학과 학사 졸업.
- 1985년 경희대학교 전자공학과 석사 졸업.
- 1997년 경희대학교 전자공학과 박사 졸업
- 2005년 현재 공주대학교 정보통신공

학부 교수.

<주관심분야 : 방송/통신 시스템, 이동통신>

강 대 수(정회원)



- 1983년 경희대학교 전자공학과 학사 졸업.
- 1985년 경희대학교 전자공학과 석사 졸업.
- 1992년 경희대학교 전자공학과 박사 졸업
- 2005년 현재 공주대학교 정보통신공

학부 교수.

<주관심분야 : 디지털통신, 신호처리, 이동통신>