

논문 2009-46TC-2-20

FHSS 시스템에서 추적 재머에 대항하는 선형 제한-가우시안 필터를 이용한 코드 추적 회로

(A Code Tracking Circuit Using a Linear Clipper-Gaussian Filter As a Countermeasure against Follow Jamming in FHSS Systems)

고 동 환*, 김 영 제**, 김 환 우***, 은 창 수***, 김 용 태****

(Dong Hwan Koh, Youngje Kim, Whanwoo Kim, Changsoo Eun, and Yongtae Kim)

요 약

추적 재밍 신호는 얼리-레이트 게이트를 사용하는 코드 추적 회로에 오동작을 야기하므로, 이에 대항하는 코드 추적 회로가 필요하다. 본 논문에서는 주파수 도약 확산 시스템에서 추적 재밍 신호가 존재하는 경우 수신기의 코드 추적 회로에서 발생하는 오동작을 피할 수 있는 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘을 제안한다. 추적 재머가 야기하는 동기 회로의 오동작 메카니즘을 분석하고, 선형 제한-가우시안 필터가 이 문제를 해결할 수 있음을 수학적 분석 및 전산 모의 실험을 통해 입증한다.

Abstract

As follow jamming signals in a FHSS system cause malfunctioning in the code tracking circuits using early-late gates, we need a code tracking circuit that is robust against the follow jamming signals. In this paper, we propose a code tracking circuit using a linear clipper-Gaussian filter algorithm to remedy the malfunctioning due to the follow jamming signals in FHSS systems. We investigate the mechanism of the malfunctioning of the code tracking circuit and verify that the proposed linear clipper-Gaussian filter mitigates the problem through mathematical analysis and computer simulations.

Keywords: Follow jamming, Code tracking circuit, Linear clipper, Gaussian filter, Linear clipper-Gaussian Filter

I. 서 론

군사적인 목적의 통신은 아군 전략의 기밀 유지 또는 효과적인 작전을 위하여 철저한 보안 및 신뢰성이 확보

* 정회원, SK 텔레콤
(SK Telecom)

** 정회원, *** 평생회원, 충남대학교
(Chungnam National University)

**** 정회원, 국방과학연구소
(Agency for Defence Development)

※ 본 연구는 국방과학연구소 지원의 '추적 재머에 대항하는 견고한 무선 데이터 통신 기법 연구' 과제로 수행되었습니다. (보안성 검토 관련근거: 항공체계 개발단-2191 ('08.9.3))

접수일자: 2008년9월4일, 수정완료일: 2009년2월17일

되어야 한다. 이러한 통신을 교란하기 위한 목적으로 재밍 기술이 사용된다. 재밍에 주로 사용되고 있는 기술로는 부분 대역 잡음 재밍 (partial band noise jamming, PBN)과 단일 혹은 다중 톤 재밍 (single/multi-tone jamming) 등이 있는데 이들의 재밍 신호는 복조 시 오류를 유발하는 것이 목적이다. 즉, 수신 신호를 교란하여 수신기에서 정상적으로 수신하지 못하게 하는 것이다. 그러나 이러한 재밍의 영향은 처리 이득을 재밍 대 신호비 (jamming to signal ratio, JSR)보다 높이거나 다각화 (diversity) 등의 기법을 통해 제거할 수 있다. 따라서 확률에 근거한 재밍 기술보다는 광대역 스캐너를 이용하여 보다 효율적으로 수신

기를 교란할 수 있는 추적 재밍(follow jamming)과 같은 형태의 재밍 기술이 등장하였다.

추적 재밍은 광대역 수신기를 통해 통신 신호를 받아 이를 가공하여 다시 송신한다. DSSS 시스템에서는 신호를 반전 증폭한 후 다시 송신하여 수신기에 위상 오류를 유발하는 방법이 효과적이고, FHSS 시스템에서는 광대역 스캐너를 이용하여 획득한 도약 주파수에 잡음 등을 섞어 보내는 방법이 효과적인 것으로 알려져 있다^[1]. 추적 재밍 신호는 매 도약 주기 또는 확산 칩 주기 내에 수신기에 도달해야 효과가 나타나는데, 처리이득과 송수신기 그리고 재밍의 위치에 따른 재밍 효과에 대해 알려져 있다^[2].

추적 재밍은 복조기의 성능 저하 이전에 코드 추적 회로에서 누적된 재밍 신호 전력으로 인하여 동기 오류를 발생시키기 때문에 통신이 불가능해질 수도 있다.

본 논문에서는 FHSS 시스템에서 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘은, 선형 제한기와 가우시안 필터의 사용을 통해 추적 재밍 신호에 대항할 수 있음을 보인다. 수학적 분석과 전산 모의 실험을 통해 추적 재밍 신호가 코드 추적 회로에 미치는 원인 및 영향과 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘이 그 영향을 줄이는데 효과적임을 입증한다.

II 장의 본문에서는 I 장에서 재밍이 코드 동기화에 미치는 영향을 분석하고, II 장에서는 선형 제한-가우시안 필터가 추적 재밍에 대항하는 원리를 설명한다. III 장에서 모의실험 결과를 보이고, IV 장에서 결론을 맺는다.

II. 본 론

1. 재밍 신호의 동기화에 대한 영향 분석

본 논문에서는 대역 확산 통신 방식으로 주파수 도약이진 주파수 천이 변조 (frequency hopping-binary frequency shift keying, FH-BPSK) 방식에 대해 살펴본다. 그림 1에 이 시스템에서 사용하는 코드 추적 회로의 블록도를 나타내었다. 수신기의 전원을 켜면 수신기는 송신기에서 사용하고 있는 확산 코드열을 찾기 위해 초기 동기(coarse acquisition)를 수행한다. 초기 동기는 수신 신호의 확산 코드와 수신기의 국부 발생 코드 사이에 시차가 있을 경우 수신기의 국부 확산 코드 발생기의 클럭을 조절하여 수신기의 확산 코드열과 수신 신호의 확산 코드열이 칩주기의 1/2 이내로 일치하도록 한다. 초기 동기가 완료되면 코드 추적 회로는

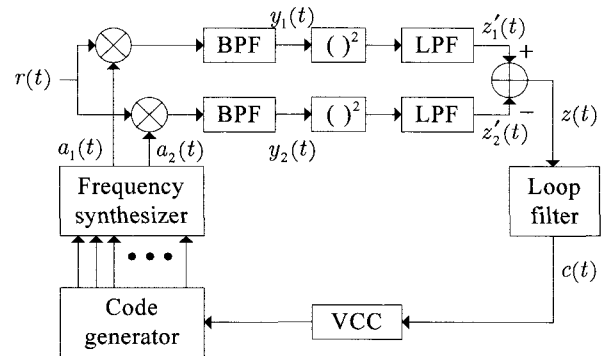


그림 1. 코드 추적 회로의 블록 다이어그램

1/2 칩 주기 빠른 얼리 게이트(early-gate)와 1/2 칩 주기 느린 레이트 게이트(late-gate)를 이용하여 검출된 수신 신호의 전력 차를 이용하여 코드 추적(code tracking)을 수행한다. 클럭 주파수가 주파수 도약 주기의 1/K인 수신기 내부 클럭을 이용하여 도약 주기의 1/2 이내로 차이가 났었던 수신신호의 코드열과 수신기의 코드열의 시간차를 클럭 주기 이내로 정확하게 맞춘다^[3].

추적 재밍 신호가 송신 신호 $x(t)$ 에 유효하려면 추적 재밍은 송신 신호의 도약 주기 안에 같은 주파수를 갖는 재밍 신호 $J(t)$ 를 수신기에 도달시켜야 한다. 따라서 수신 신호 $r(t)$ 는 송신기에서 송신된 신호 $x(t)$ 와 추적 재밍 신호 $J(t)$, 그리고 잡음의 합으로 나타낼 수 있다. 수신신호 $r(t)$ 는 식 (1)-(3)과 같다.

$$r(t) = x(t) + J(t) + n(t) \tag{1}$$

여기서

$$x(t) = \sqrt{2P} \cos \left[\omega_0 t + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \omega_M t P_{T_s}(t - mT_s) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \omega_h t P_{T_c}(t - nT_c) \right] \tag{2}$$

$$J(t) = \sqrt{2J} \cos \left[\omega_0(t - T_j) + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \omega_M^j(t - T_j) P_{T_s}(t - mT_s - T_j) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \omega_h^j(t - T_j) P_{T_c}(t - nT_c - T_j) \right] \tag{3}$$

이고, P 는 송신 신호 전력을 나타내며, ω_0 는 반송파 주파수이고 ω_M 은 BFSK 변조 주파수이다. P_{T_s} 는 BFSK 심볼 주기 T_s 동안 1인 펄스 함수이고, ω_h 는 송신기의

도약 주파수를 나타내며, P_{T_c} 는 도약 주기 T_c 동안 1인 펄스 함수이다. J 는 추적 재밍 신호의 전력이고, T_j 는 추적 재밍 신호의 지연 시간이며 $0 < T_j < T_c$ 이다. 잡음 $n(t)$ 는 백색 가우시안 잡음(AWGN)으로 가정한다. 매 주파수 도약 주기마다 추적 재밍 신호는 도약 주기 T_c 의 일부 시간 동안 같은 주파수에 존재하므로 특정한 하나의 도약 주기 동안 수신 신호 $r(t)$ 를 관찰하면 아래와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) = & \sqrt{2P} \cos \left[(\omega_0 + \omega_M)t + \omega_h t P_{T_c}(t - nT_c) \right] \\ & + \sqrt{2J} \cos \left[\begin{aligned} & \omega_0 t + \omega_M^J(t - T_j) \\ & + \omega_h^J(t - T_j) P_{T_c}(t - nT_c - T_j) \end{aligned} \right] \\ & + n(t) \end{aligned} \quad (4)$$

재밍 신호가 포함된 수신 신호는 코드 추적 회로의 주파수 합성기 (frequency synthesizer)의 출력 신호와 곱해지는데 주파수 합성기는 앞선 1/2 도약 주기 동안 신호를 출력하는 첫 번째 출력단과 이후의 1/2 주기 동안 신호를 출력하는 두 번째 출력단이 있다. 이 두 개의 단에서 출력되는 신호는 식 (5), (6)과 같다.

$$a_1(t) = \sqrt{2} \cos \left[\begin{aligned} & \omega_0 t + \omega_{IF}(t - T_d) \\ & + \omega_h^R(t - T_d) P_{T_c/2}(t - nT_c - T_d) \end{aligned} \right] \quad (5)$$

$$a_2(t) = \sqrt{2} \cos \left[\begin{aligned} & \omega_0 t + \omega_{IF}(t - T_d) \\ & + \omega_h^R(t - T_d) P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_d \right) \end{aligned} \right] \quad (6)$$

ω_h^R 는 수신기에서 발생한 참조 신호의 도약 주파수이다. T_d 는 $0 < T_d < 1/2 T_c$ 인 수신기 확산 코드의 시간차이다. $a_1(t)$, $a_2(t)$ 와 곱해진 수신 신호는 대역 통과 필터를 통해 고주파 성분이 제거되고, 중간 주파수 대역으로 이동한다. 출력 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} y_1(t) = & \sqrt{P} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M)(t - T_d) \\ & - \omega_h(t - T_d) P_{T_c/2}(t - nT_c - T_d) \\ & + \omega_h^R(t - T_d) P_{T_c/2}(t - nT_c - T_d) \end{aligned} \right] \\ & + \sqrt{J} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M^J)(t - T_d - T_j) \\ & + \omega_h^J(t - T_d - T_j) P_{T_c/2}(t - nT_c - T_d - T_j) \\ & + \omega_h^R(t - T_d - T_j) P_{T_c/2}(t - nT_c - T_d) \end{aligned} \right] \\ & + n_1^y(t) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} y_2(t) = & \sqrt{P} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M)(t - T_d) \\ & - \omega_h(t - T_d) P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_d \right) \\ & + \omega_h^R(t - T_d) P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_d \right) \end{aligned} \right] \\ & + \sqrt{J} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M^J)(t - T_d - T_j) \\ & + \omega_h^J(t - T_d - T_j) P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_d - T_j \right) \\ & + \omega_h^R(t - T_d - T_j) P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_d \right) \end{aligned} \right] \\ & + n_2^y(t) \end{aligned} \quad (8)$$

$$n_1^y(t) = n(t) a_1(t) \quad (9)$$

$$n_2^y(t) = n(t) a_2(t) \quad (10)$$

추적 재밍 신호는 n 번째 도약 주기부터 발생하고 그 이전 도약 주기에서는 송신기와 수신기가 정확하게 동기되어 있다고 가정한다. 이 가정을 통해 T_d 는 0이 되며, ω_h^R 은 송신기의 도약 주파수 ω_h 와 같다. 마찬가지로 재밍 신호의 지연 시간인 T_j 이후부터 주파수 도약 주기의 끝까지 송신 신호와 재밍 신호의 주파수가 같으므로, ω_h^J 는 ω_h 와 같다. $y_1(t)$ 와 $y_2(t)$ 를 다시 쓰면 식(11), (12)와 같다.

$$\begin{aligned} y_1(t) = & \sqrt{P} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M)t - \omega_h t P_{T_c/2}(t - nT_c) \\ & + \omega_h^R t P_{T_c/2}(t - nT_c) \end{aligned} \right] \\ & + \sqrt{J} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M^J)(t - T_j) \\ & + \omega_h^J(t - T_j) P_{T_c/2-T_j}(t - nT_c - T_j) \\ & + \omega_h^R(t - T_j) P_{T_c/2}(t - nT_c) \end{aligned} \right] \\ & + n_1^y(t) \\ = & \sqrt{P} \cos [(\omega_{IF} - \omega_M)t] P_{T_c/2}(t - nT_c) \\ & + \sqrt{J} \cos [(\omega_{IF} - \omega_M^J)(t - T_j)] \\ & P_{T_c/2-T_j}(t - nT_c - T_j) + n_1^y(t) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 y_2(t) = & \sqrt{P} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M)t - \omega_h t P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) \\ & + \omega_h^R t P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) \end{aligned} \right] \\
 & + \sqrt{J} \cos \left[\begin{aligned} & (\omega_{IF} - \omega_M^J)(t - T_j) \\ & + \omega_h^J (t - T_j) P_{T_c/2 - T_j} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_j \right) \\ & + \omega_h^R (t - T_j) P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) \end{aligned} \right] \\
 & + n_2^y(t) \\
 = & \sqrt{P} \cos [(\omega_{IF} - \omega_M)t] P_{T_c/2} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} \right) \\
 & + \sqrt{J} \cos [(\omega_{IF} - \omega_M^J)(t - T_j)] \\
 & P_{T_c/2 - T_j} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_j \right) + n_2^y(t) \quad (12)
 \end{aligned}$$

여기서 주목해야 할 점은 T_j 가 얼마의 값을 갖느냐에 따라 위의 식이 달라질 수 있다는 것이다. T_j 가 $T_c/2$ 보다 작은 경우, $y_1(t)$ 는 식 (11)과 변함이 없으나 $y_2(t)$ 는 늦은 반주기 전체에 걸쳐 재밍 신호가 존재하므로 재밍 신호에 대한 펄스 함수의 구간이 $T_c/2 - T_j$ 에서 $T_c/2$ 로 바뀌고 재밍 지연 시간 T_j 가 제거되어야 한다. 반대로 T_j 가 $T_c/2$ 보다 클 경우에는 위의 설명과 반대로 되어야 한다.

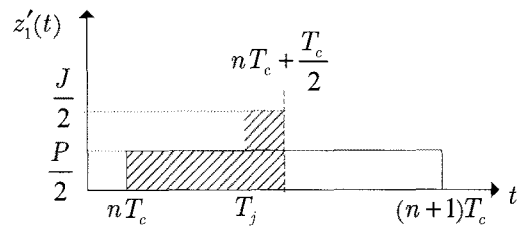
대역 통과 필터를 통과한 수신신호는 제곱기를 통해 전력 신호로 변환된 다음, 포락선 검파기를 통과함으로써 시간에 따른 평균 전력의 변화를 나타내게 된다. 이는 두 신호의 전력을 비교함으로써 정확한 동기 시간을 측정하는 정보가 된다. 포락선 검파기에서 출력된 신호는 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 z_1'(t) = & \frac{P}{2} P_{T_c/2}(t - nT_c) \\
 & + \frac{J}{2} P_{T_c/2 - T_j} \left(t - nT_c + \frac{T_c}{2} - T_j \right) + \frac{N_0}{2} \quad (13)
 \end{aligned}$$

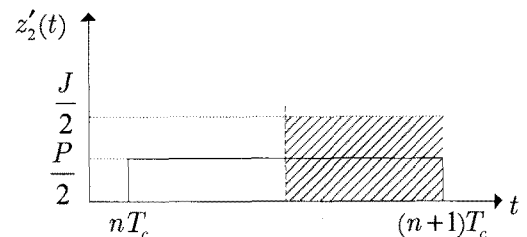
$$\begin{aligned}
 z_2'(t) = & \frac{P}{2} P_{T_c/2}(t - nT_c) \\
 & + \frac{J}{2} P_{T_c/2 - T_j} \left(t - nT_c - \frac{T_c}{2} - T_j \right) + \frac{N_0}{2} \quad (14)
 \end{aligned}$$

위의 두 식 (13)과 (14)는 하나의 주파수 도약 주기 내에서 서로 겹치지 않게 존재한다. 식 (13)은 $T_c/2$ 를 기준으로 반주기 앞에 있고, 식 (14)는 반주기 뒤에 있으므로, 식 (13)에서 식 (14)를 빼고, 루프 필터를 통과시키면 두 신호의 경계 지점인 $T_c/2$ 에서 필터 출력 $c(t)$ 가 최대가 된다. 재밍 신호가 없는 경우 동기가 정확히 이루어져 있다면 루프필터의 출력은 $T_c/2$ 에서 최대가 되고 T_c 에서 0이 된다. 그러나 재밍 신호가 존재하는 경우 경계 지점 $T_c/2$ 에서 최대가 되는 것은 변함 없지만, 재밍 신호의 전력에 의해 더 이상 T_c 에서 0이 되지 않는다. 이를 그림 2와 그림 3에 보였다.

그림 2는 한 도약 주기 동안 검출된 전력 신호를 나타낸 것이다. 시간 nT_c 에서부터 수신 신호의 전력이 검출되다가 시간 T_j 부터 재밍 신호의 전력이 포함되어 검출되는 것을 보여준다. 실선으로 표현된 부분은 도약 주기 동안 입력된 재밍이 없을 경우의 수신 신호 전력을 나타내고 회색 부분은 재밍이 있는 경우의 각 게이트에서 출력되는 신호를 나타낸다. 그림 3은 검출된 전력 신호의 차를 루프 필터에 통과시킨 것이다. 관심 구간인 nT_c 에서 $(n+1)T_c$ 사이에 존재하는 송신신호의 전력에 T_j 부터 재밍 신호의 전력이 더해져 각 게이트에서 얻어지는 전력량이 더 이상 균형을 이루지 못하고 있는 것을 알 수 있다. 이때 $(n+1)T_c$ 에서 $c(t)$ 를 샘플하여 그 값을 전압 제어 클럭(voltage controlled

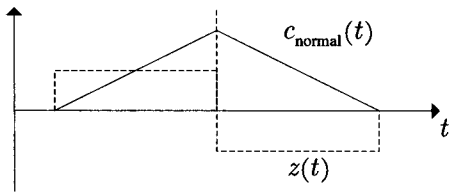


(a) 얼리 게이트에서 검출된 전력신호

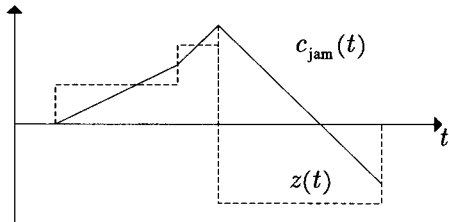


(b) 레이트 게이트에서 검출된 전력신호

그림 2. 포락선 검파기를 통과한 전력신호



(a) 재밍이 없는 경우의 에너지 신호



(b) 재밍이 있는 경우의 에너지 신호

그림 3. 덧셈기를 통과한 전력신호와 루프필터를 통과한 에너지 신호

clock, VCC)에 입력한다. 도약 주기의 $1/K$ 의 클럭 주기를 갖는 전압 제어 클럭은 0을 기준으로 입력값이 양의 값이면 한 클럭 주기 빠르게 동작하며, 음의 값이 입력되면 한 클럭 주기 느리게 동작한다. 재밍 신호를 수신한 코드 추적 회로는 다음 도약 주기에는 음의 값을 입력 받은 전압 제어 클럭에 의해 수신기 동기가 늦었다고 판단하여 한 클럭 주기만큼 늦춰서 동작할 것이다.

일반적인 톤 재밍 또는 부분 대역 노이즈 재밍 신호의 경우 한 도약 주파수에서 재밍이 걸려 수신기가 동기를 한 클럭 주기 움직이더라도 다음 도약 주파수에서는 재밍이 되지 않을 확률이 높기 때문에 정상적인 송신신호를 받는 경우 다시 동기 시간을 정확하게 맞출 수 있다. 그러나 추적 재밍 신호의 경우 매 주파수 도약 주기마다 위의 그림 3과 같은 현상이 발생하므로 송신 신호의 도약 패턴과는 무관하게 재밍 신호의 주파수 도약 시간을 추적하게 된다. $\lfloor T_j/K \rfloor$ 개의 도약 주기가 지나게 되면 수신기는 송신기가 아닌 재밍의 주파수 도약 패턴과 완전히 동기하게 된다. $\lfloor A \rfloor$ 는 A 를 넘지 않는 최대 정수를 의미한다. 따라서 더 이상 수신기는 송신기의 신호를 복조하는 것이 아닌 재밍 신호를 복조하게 되므로 복조단의 항재밍 기법 등은 의미가 사라지게 된다. 수신기에 적용된 항 재밍 기법들은 송신 신호를 복조하는 것이 아닌 재밍 신호를 복조 할 것이기 때문이다.

2. 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘

앞 장에서 설명한 추적 재밍 신호가 존재하는 경우의 코드 추적 회로의 오동작을 간단히 요약한다. 전형적인 코드 추적 회로는 신호의 전력이 일정할 경우 신호의 시간에 따른 분포를 이용하여 동기 판단을 내린다. 그러나 추적 재밍이 존재하는 경우에는 얼리 게이트와 레이트 게이트에 불균일하게 재밍 전력이 더해지면서 시간에 따른 분포이외에 전력 레벨의 변화가 영향을 미치게 되어 시간에 대해서만 고려할 수 있는 코드 추적 회로에서 오동작이 일어나는 것이다. 이 오동작을 막기 위한 방안으로는 시간에 대한 분포와 전력 레벨의 변화를 모두 고려할 수 있는 새로운 코드 추적 회로에 대한 연구를 하거나 전력 변수를 강제로 제한하는 방법이 있을 것이다. 다만 추적 재밍의 경우 재밍 환경 또는 송수신 환경에 따라 언제 재밍 신호가 들어오는지 알 수 없고, 또한 재밍 전력도 얼마가 될지 가늠할 수 없기 때문에 이 논문에서는 선형 제한기와 가우시안 필터를 이용하여 전력 변수를 강제하는 방법을 사용한다.

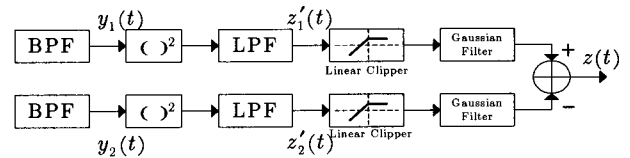


그림 4. 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘

그림 4는 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘을 포함하고 있는 코드 추적 회로의 일부를 나타낸다. 선형 제한기는 하드 클리핑(hard clipping)을 한다. 하드 클리핑이 소프트 클리핑보다 구현이 간단하고, 함수를 사용하는 소프트 클리핑보다 프로세서에 부하를 적게 주는 장점이 있다. 가우시안 필터는 여타 저역 통과 필터에 비해 구현이 간단하며 시간 영역에서의 출력 신호가 매끄럽게 출력되는 특징이 있다. 따라서 시간 영역에서의 신호 정형(pulse shaping)에 주로 쓰인다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘에서도 선형 제한기에서 하드 클리핑에 의해 발생하는 출력 신호의 불연속성을 제거하는 신호 정형의 목적으로 사용된다.

선형 제한기는 제한기 내부에 갖고 있는 제한 값에 의해 재밍 신호를 1차적으로 제한하는 역할을 담당한다^[4]. 앞서 가정한 것과 동일한 환경에서 뿔샘기의 출력 식을 다시 정리해보면 아래의 식과 같다.

$$z(t) = \begin{cases} \frac{P}{2} + n'(t), & nT_c \leq t \leq nT_c + T_j \\ \frac{P}{2} + \frac{J}{2} + n'(t), & nT_c + T_j \leq t \leq nT_c + \frac{T_c}{2} \\ -\frac{P}{2} - \frac{J}{2} + n'(t), & nT_c + \frac{T_c}{2} \leq t \leq (n+1)T_c \end{cases} \quad (15)$$

선형 제한기의 제한값은 초기 동기 회로로부터 얻는다. 초기 동기에서 확산 코드의 오보 확률(false alarm probability)이 신호 대 잡음비의 변화에 영향을 받지 않게 하기 위해 수신 신호의 전력을 측정하는데, 이 측정된 전력값이 제한값을 구하는데 이용될 수 있다^[5]. 송수신기 간에 가시선(line of sight, LOS)이 확보되어 있다고 가정하면 송신기에서 재머를 거쳐 수신기에 도달하는 거리는 반드시 가시선 이상이 되며 재머의 신호 처리 시간 등을 고려하면 반드시 재밍 지연 시간이 존재하기 때문에 온전히 신호와 채널의 잡음만 들어오는 구간이 존재한다. 따라서 초기 동기가 완료된 이후부터 도약주기의 첫 샘플에서 얻어낸 측정 전력 값을 누적 평균낸 값을 제한값으로 사용한다. 이상적으로 동작했을 경우 포락선 검출기는 식 (15)에서 재밍 전력이 제거된 출력을 나타내게 된다. 추적 재밍이 발생하기 이전에는 동기가 정확히 맞춰져 있다고 가정했으므로 선형 제한기가 효과적으로 재밍 신호를 제한했다고 판단할 수 있다.

선형 제한-가우시안 필터 알고리즘의 성능 개선은 자기 상관 함수를 이용한 S-곡선을 보면 객관적으로 알 수 있다. S-곡선 $D(\delta)$ 는 각 게이트의 저역 통과 필터 출력 신호의 자기 상관 함수를 이용하여 나타낸 것으로 식 (16)으로 표현되고, δ 는 송수신기 간 확산 코드의 시간차를 나타내며 $\delta = T_d/T_c$ 의 관계를 갖는다^[3].

$$D(\delta) = R_{z1} \left[\left(\delta - \frac{1}{2} \right) T_c \right] - R_{z2} \left[\left(\delta + \frac{1}{2} \right) T_c \right] \quad (16)$$

재밍이 존재하는 경우의 S-곡선은 아래의 그림과 같이 나타난다.

그림 5는 추적 재밍 신호가 있는 경우의 S-곡선을 나타낸 것이다. 점선은 각 게이트의 포락선 검출기 출력의 자기 상관 함수를 나타낸 것이고 멀리 게이트의 출력에서 레이트 게이트의 출력을 뺀 것을 실선으로 나타내었다. S-곡선은 코드 추적 회로에 사용되는 각 게이트의 주기와 시간적으로 서로 겹치는 정도에 따라 다

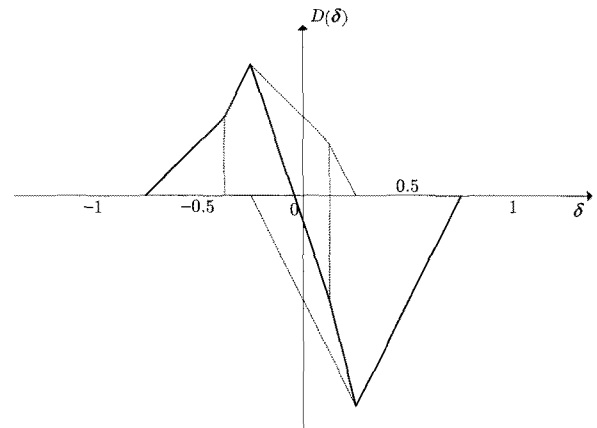


그림 5. 추적 재밍 하에서의 S-곡선

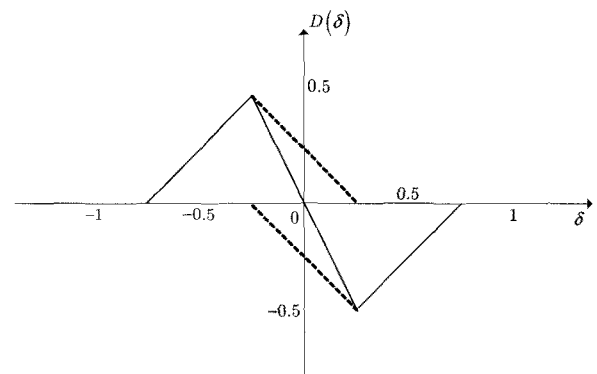


그림 6. 선형 제한-가우시안 필터를 적용한 S-곡선

르게 나타나지만 재밍이 없는 경우에 있어서는 각 게이트의 특성과 관계없이 δ 가 0인 지점을 기준으로 원점 대칭을 이룬다^[6]. 그러나 추적 재밍이 존재하게 되면 식 (15)와 같이 재밍 지연 시간 T_j 부터 상관 함수에 재밍 전력 J 의 영향이 포함되므로 위의 그림과 같은 비대칭의 형태로 나타나게 된다. 이러한 비대칭은 송수신기 간의 확산 코드의 시간차와 관계가 없으므로 시간차에 무관한 동작을 하게 된다.

선형 제한-가우시안 필터 알고리즘을 사용하면 재밍 지연 시간에 나타나는 재밍 전력이 강제적으로 제한되므로 그림 6과 같이 정상적인 대칭 형태를 얻을 수 있다.

이상적인 경우 재밍 신호를 제한하기 위해서는 사실 가우시안 필터는 필요가 없다. 그러나 포락선 검파기에 사용되는 저역 통과 필터는 필터의 탭 지연에 의해 출력신호가 위의 식 (13), (14)와 같지 않고 왜곡되고 지연된다. 지연 보정을 통해 필터의 지연 문제는 해결할 수 있지만, 선형 제한기의 경우 제한값보다 높은 입력값은 모두 제한값으로 출력하기 때문에 그림 7에서와

같은 문제가 발생한다.

앞에서 언급했던 상황과 동일하게 열리 게이트에서 재밍이 발생했다고 가정하면 열리 게이트의 제한기에서 제한된 값이 출력되다가 열리 게이트 반주기의 끝에서 필터의 지연에 의한 값이 출력되어 완만한 곡선을 이룬다. 그러나 레이트 게이트의 경우는 시작은 완만한 곡선을 이루다가 재밍 신호 레벨에 의해 급격한 경사를 이루게 되고 제한기에 의해 제한된다. 따라서 그림 7의 아래쪽 그림($z_2(t)$)과 같이 불연속점이 생기게 된다. 루프 필터는 면적의 차를 이용하므로 제한기에 의해 제한했다 하더라도 불연속 구간에 의한 불균형에 의해 코드 추적 회로는 다시 오동작하게 된다. 이때 이 불연속 구간을 연속으로 만들어주기 위해 가우시안 필터를 사용한다. 가우시안 필터의 출력신호가 앞에 사용된 저역 통과 필터의 왜곡보다 완만하도록 설정한 후에는 위의 그림 7에 존재했던 불연속 구간을 제거할 수 있다. 선형 제한기와 가우시안 필터 모두 사용하고 필터에 의한 지연에 대한 보정을 하면 각 게이트의 저역 통과 필터의 출력 신호는 그림 8과 같은 형태로 나타난다.

위의 그림에서 점선은 지연 보정과 가우시안 필터를 사용하기 이전의 제한기만 사용했을 때의 저역 통과 필터 출력 신호를 나타낸 것이고 실선이 가우시안 필터와 지연 보정을 사용했을 때의 저역 통과 필터 출력 신호이다. 그림 8에서 나타난 것과 같이 필터에 의한 지

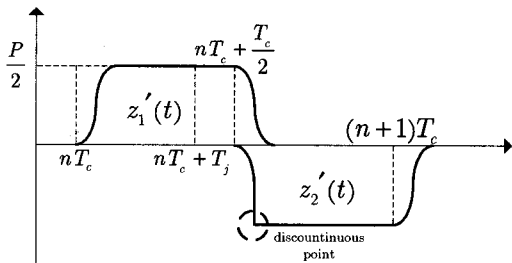


그림 7. 선형 제한기 출력 신호

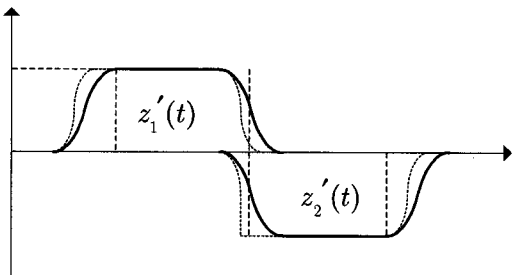


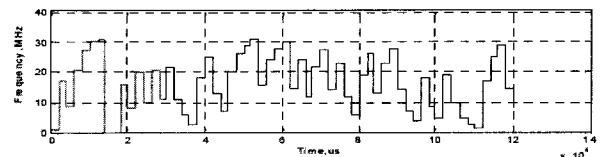
그림 8. 가우시안 필터 출력 신호

연을 보정하고 각 게이트의 선형 제한기로 인한 불균형을 제거해 주면 추적 재매에 의한 코드 추적 회로의 오동작을 개선할 수 있다.

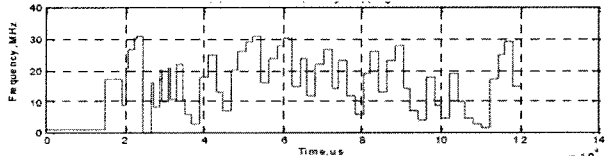
III. 전산 모의 실험

이 장에서는 앞 장에서 설명한 내용을 모의 실험을 통해 검증한다. 그림 9는 재밍이 없는 경우 SNR = 10 dB일 때 송신기와 수신기의 동기 과정을 시간에 따라 나타낸 것이다.

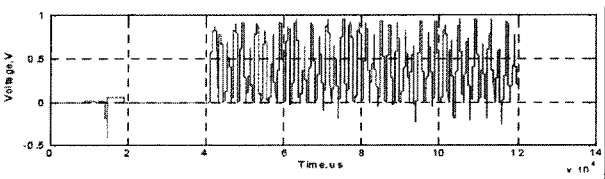
그림 9(a), (b)에서 보인 송신기와 수신기의 도약패턴을 비교해 보면 초기에는 송수신기에서 발생하는 주파수 도약 패턴과 시간이 모두 달랐지만 먼저 주파수 패턴을 동기하고 그 다음 도약 시간의 동기를 맞추고 있다. 그림 9(b)를 보면 2 μ s에서부터 약 1 μ s 동안 주파수 도약 주기가 빠르게 변화하는 구간을 볼 수 있다. 수신기는 수신기의 도약 주파수에서 수신 신호의 전력을 검출하여 도약 주파수가 송신기와 같지 않아 전력이 검출되지 않으면 전압 제어 클럭을 이용해 두배 빠르게 다음 도약 주기로 이동한다. 몇 번의 도약 시도 후 송신기와 같은 주파수에서 전력이 검출되면, 전압 제어 클럭은 더 이상 도약 주기를 변화시키지 않고 코드 추적을 실행하도록 명령을 내린다.



(a) 송신기 주파수 도약 패턴



(b) 수신기 주파수 도약 패턴



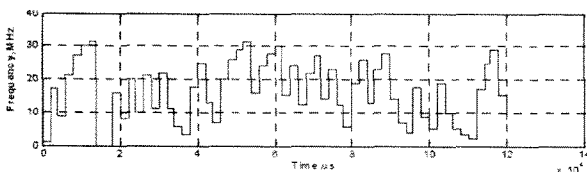
(c)루프필터 출력 신호

그림 9. 송수신기 도약 패턴 동기과정

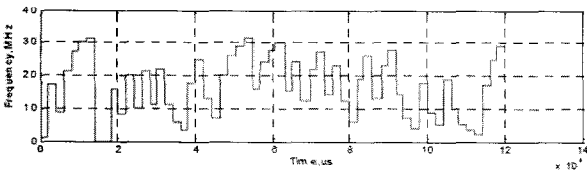
4 μs 에서부터 그림 9(c)를 보면 루프필터가 동작하는데 이 시점에서 코드 추적 회로가 동작하는 것이다. 4 μs 에서 그림 9(a)와 (b)를 보면 반주기 차이가 나는 것을 볼 수 있다. 시간이 흐를수록 시간적으로 송수신기가 동기되어 10 μs 에서는 그림 9(a)와 (b)를 통해 완전히 동기 되었음을 알 수 있다. 이는 그림 9(c)에서 보이는 것과 같이 처음에는 수신기 도착 패턴이 송신기에 비해 늦었기 때문에 루프필터의 출력이 양의 값을 가져 전압 제어 클럭에 의해 도착 패턴이 계속 빨라졌기 때문이다. 동기가 맞은 이후부터는 잡음에 의해 0이 아닌 값을 갖는 경우가 있으나 전압 제어 클럭과 루프 필터의 성질로 인해 다시 정상으로 돌아간다.

재밍이 없고 선형 제한-가우시안 필터를 사용하지 않은 경우의 S-곡선을 나타내면 그림 10과 같다. 그림 10에서 보는 것과 같이 재밍이 없는 경우에는 자기 상관 함수가 정상적으로 0을 기준으로 대칭인 것을 볼 수 있다. 앞서 설명한 것과 같이 동일한 신호의 전력이 각 게이트에 나타났기 때문이다.

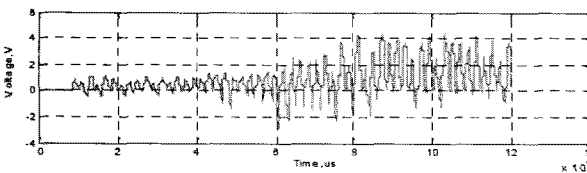
그림 11은 JSR = 6 dB의 추적 재밍 신호가 존재할 경우의 일반적인 코드 추적 회로의 동작을 나타낸다. 재밍 신호는 6 μs 부터 존재하고, 송수신기 도착 패턴이 재밍 신호에 의해 동기가 어긋나는 과정을 명확히 보이기 위해 $T_j = 19/20 T_c$ 로 가정하며 $K = 20$ 이다. 그림



(a) 송신기 도착 패턴



(b) 수신기 도착 패턴



(c)루프필터 출력 신호

그림 11. 재밍에 의한 동기 오류 형성과정

11은 그림 9와 같은 과정으로 동기가 되었던 상태에서 추적 재밍 신호가 입력되면 동기가 틀어지는 현상을 나타내고 있다. 그림 11(a)와 (b)의 앞부분은 재밍 신호가 없었기 때문에 동기가 잘 맞아 있는 반면 6 μs 이후에는 송신 신호보다 늦게 강한 재밍 신호가 수신되면서 그림 11(c)의 루프 필터 출력 신호가 음의 값을 주로 갖는다. 따라서 클럭 타이밍이 점점 늦어지게 되어 결국 재밍 신호에 맞춰지기 때문에 그림 11(a)와 (b)의 8 μs 이후에서는 동기가 틀어져 있는 것을 관찰할 수 있다. 또한 그림 11(c)의 후반부는 초반부에 비해 약 4배 가량의 신호가 검출되는데 이는 재밍 신호와 동기가 맞았기 때문이다. 이때 일반적인 코드 추적 회로의 S-곡선을 나타내면 그림 (12)와 같다.

그림 12에서 나타난 형태는 위에서 언급한 바와 같이 영점 대칭이 이루어지지 않는다. 이는 재밍 신호가 각 게이트에 재밍 지연 시간에 따라 다르게 영향을 미치므로 각 게이트의 상관 함수가 서로 다르게 나타나기 때문이다.

그림 13은 그림 11과 같은 상황에서 본 논문에서 제안한 선형 제한-가우시안 필터가 적용되었을 경우의 동기 과정을 나타낸다. 그림 13은 동일한 환경에서 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘을 사용하였을 경우의 동기 유지 과정을 나타내고 있다. 동기 과정의 초반부에는 그림 11에서와 마찬가지로 동기가 맞춰져 있다. 그림 11과 동일한 6 μs 에 재밍 신호를 입력한 결과 루프 필터의 출력에서도 재밍 신호에 의한 영향을 발견할 수 없었고, 송수신기간 도착 패턴도 동기가 잘 유지되고 있는 것을 알 수 있었다.

추적 재밍이 존재하는 환경에서 선형 제한-가우시안

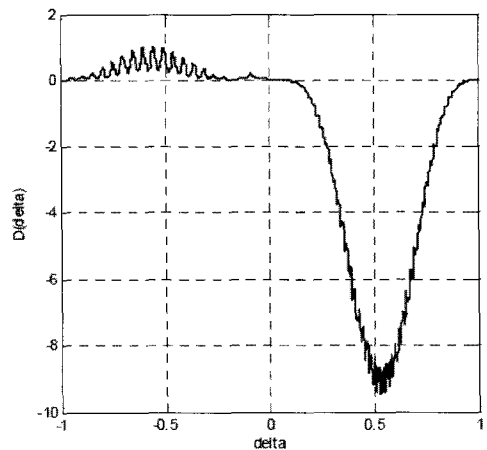
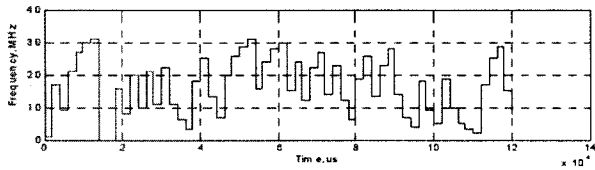
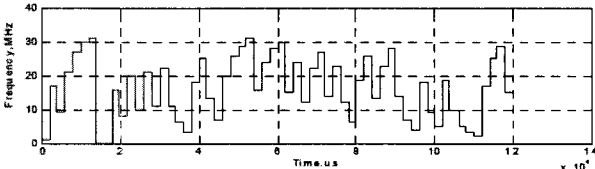


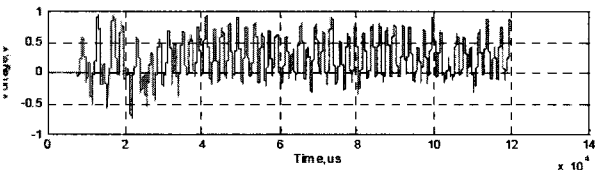
그림 12. 재밍이 있는 경우 코드 추적 회로의 S-곡선



(a) 송신기 도약 패턴



(b) 수신기 도약 패턴



(c) 루프필터 출력 신호

그림 13. 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘을 이용한 추적 재밍 하에서의 동기 유지

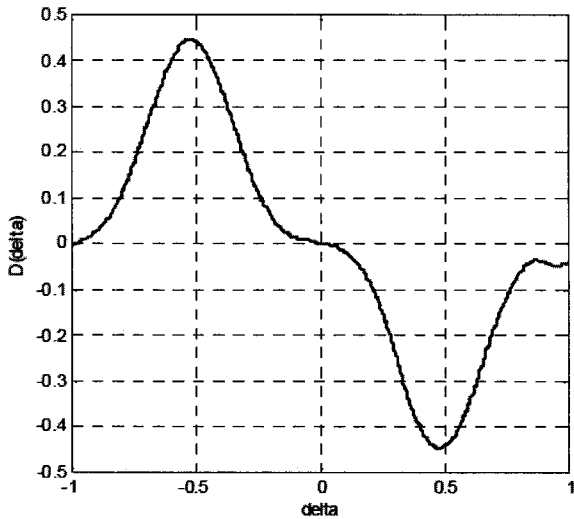


그림 14. 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘을 이용한 코드 추적 회로의 S-곡선

필터 알고리즘을 사용했을 경우 S-곡선이 그림 14와 같이 나타난다.

그림 14를 살펴보면 제한기가 재밍 전력을 제한했기 때문에 S-곡선도 0을 기준으로 대칭을 이루는 것을 알 수 있다. 위의 전산 모의 실험 결과를 통해 선형 제한-가우시안 필터 알고리즘이 추적 재밍에 대항하여 효과적으로 동기를 유지할 수 있다는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

추적 재밍 신호가 있는 FHSS 시스템에서 얼리-레이트 (early-late) 게이트를 이용한 코드 추적 회로는 추적 재밍 신호에 의한 오류로 인하여 수신 성능을 저하시킨다. 수학적 분석과 전산 모의 실험을 통해 추적 재밍 신호의 발생 전후의 동작을 분석함으로써 추적 재밍 신호에 대하여 복조 성능뿐만 아니라 동기 회로의 개선이 함께 필요함을 보였다. 본 논문에서 제안한 선형 제한-가우시안 필터는 이러한 추적 재밍 신호에도 코드 추적 회로가 오류없이 동작할 수 있음을 모의 실험을 통해 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Richard A. Poisel, Modern Communications Jamming Principles and Techniques, Artech House, pp. 213-248, 2004.
- [2] Torrieri, D. J., "Fundamental Limitations on Repeater Jamming of Frequency-Hopping Communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 7, No. 4, pp. 569-575, May 1989.
- [3] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, Introduction to Spread Spectrum Communications, PrenticeHall, pp. 149-201, 1995.
- [4] Catherine M. Keller, Michael B. Pursley, "Clipped Diversity Combining for Channels with Partial-Band Interference-Part I: Clipped-Linear Combining," IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-35, No. 12, pp. 1320-1328, Dec. 1987.
- [5] Kwonhue Choi, Kyungwhoon Cheun, Taejin Jung, "Adaptive PN Code Acquisition Using Instantaneous Power-Scaled Detection Threshold Under Rayleigh Fading and Pulsed Gaussian Noise Jamming," IEEE Transactions on Communications, Vol. 50, No. 8, pp. 1232-1235, Aug. 2002.
- [6] John G. Proakis, Digital Communications, Fourth Edition, McGraw Hill, pp. 786-792, 2001.

저 자 소 개



고 동 환(정회원)
 2007년 충남대학교 전기정보통신 공학부 학사 졸업.
 2009년 충남대학교 전자전파정보 통신공학과 석사 졸업.
 2009년~현재 SK Telecom 연구원.
 <주관심분야 : 유무선 통신, 동기 알고리즘, 항재밍 알고리즘>



김 환 우(평생회원)
 1977년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.
 1979년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사 졸업.
 1988년 Univ. of Utah 박사 졸업.
 1980년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수.
 <주관심분야 : 신호처리, 디지털 통신, 유무선 통신>



김 영 재(정회원)
 2003년 충남대학교 전자공학 교육과 학사 졸업.
 2005년 충남대학교 전자공학과 석사 졸업.
 2006년~현재 충남대학교 전자공학과 박사과정.
 <주관심분야 : 유무선 통신, 동기 알고리즘, 항재밍 알고리즘>



은 창 수(평생회원)-교신저자
 1985년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.
 1987년 서울대학교 전자공학과 석사 졸업.
 1995년 The University of Texas at Austin 박사 졸업.
 1997년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수.
 <주관심분야 : RF 및 마이크로파 회로, 통신 신호 처리>



김 용 태(정회원)
 2007년 충남대학교 전기정보통신 공학부 학사 졸업.
 2009년 충남대학교 전자전파정보 통신공학과 석사 졸업.
 2009년~현재 국방과학연구소 연구원.
 <주관심분야 : 신호처리, 항공기 야시조명 시스템>