

論 文

SAW 소자를 이용한 직접 확산 방식 스펙트럼 확산 통신의 고속 동기 시스템

正會員 朴 容 緒*, 準會員 安 載 泳**,
正會員 安 泰 天***, 正會員 黃 金 燦****

A Fast Synchronization System of DS Spread Spectrum Communication Using SAW Components

Yong Seo PARK*, Jae Young AHN**, Tae Cheon AHN**,

Keum Chan WHANG**** *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 SAW TDL 정합필터와 SAW 재순환 루프를 이용하여 SNR이 낮은 경우의 직접 확산 방식 스펙트럼 확산 통신의 수신단에서 포착 및 추적의 구분없이 동기를 수행할 수 있는 고속 동기 시스템을 설계하여 그 특성을 조사하였다. 수신단에 SNR이 -16dB인 신호를 입력시켰을 때 이를 SAW TDL 정합필터와 재순환루프를 통해 30회 순환시켜 동기신호를 추출하여 수신단의 PN코드를 동기시킬 수 있었다. 그리고 이 동기 시스템의 평균 동기 시간을 계산하였다. 그결과 이 동기 시스템이 수신된 신호의 SNR이 매우 낮은 환경하에서 정합필터만을 사용하는 동기 시스템보다 훨씬 고속으로 수신단의 PN코드를 동기화 시킬 수 있음을 알 수 있었다.

ABSTRACT In this paper, a fast synchronization system using SAW TDL matched filter and SAW recirculation loop not only for acquisition but also tracking in the direct sequence spread spectrum communication receiver in case of low SNR was designed and its characteristics were investigated. When signal of 16dB SNR was inputted at the receiver, the PN code of the receiver could be synchronized from the extracted signal for synchronization through SAW TDL matched filter and SAW recirculation loop for 30 recirculations. And the average synchronization time of this system was calculated. From the results, we found that this synchronization system could achieve faster synchronization of PN codes in the receiver under the circumstances of low SNR than that of using only matched filter.

I. 서 론

스펙트럼 확산 통신(spread spectrum communications) 방식의 수신단에서는 확산된 신호를 역확산시켜 전송된 정보를 추출하는 역할을 수행하여야 하며, 또한 확산 코드를 가능한 한 빠른 시간내에서 동기시키는 일이 대단히 중요한 문제이다. 이 스펙트럼 확산 통신의 동기 방식으로 1964년 G. F. Sage에 의해서 제안된 직렬 탐색에 의한 동기 방식⁽¹⁾은 동기를 이루는 시간이 길다는 단점이 있으며, 1965년과 1977년에 R. B.

, * 延世大學校 工科大學 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei
University, Seoul 120-749, Korea.
*** 圓光大學校 工科大學 電氣工學科
Dept. of Electrical, Engineering, Won Kwang
University, Jun Joo Korea.
論文番號 : 88-40 (接受 1988. 7. 29)

Ward에 의해서 제안된 RASE (rapid acquisition sequential estimation) 방식⁽²⁾ 및 RARASE (recursion aided RASE) 방식⁽³⁾은 동기시간을 단축시킬 수 있으나 외부의 간섭신호에 대한 동기 특성은 저하된다. 반면에 정합필터 (matched filter)를 기본요소로 채용하고 있는 수동 코릴레이션 (passive correlation) 동기방법에 의한 동기 시스템은 고속이며, 간섭 신호에 강하다는 장점 때문에 많은 연구가 진행되고 있다. 정합필터에는 디지털 정합필터⁽⁴⁾, CCD (charge coupled device) 정합필터⁽⁵⁾, 그리고 SAW (surface acoustic wave) 정합필터⁽⁶⁾가 있다. 디지털 정합필터와 CCD 정합필터는 디지털 회로를 사용하기 때문에 기저대역에서 신호를 처리하여야 하며, 이를 구성하는 디지털 소자의 특성에 따라 처리할 수 있는 신호의 대역폭이 제한되지만 SAW정합필터는 RF대역에서 광대역폭의 신호를 직접 처리할 수 있을 뿐만 아니라, TB곱 (time bandwidth product)이 크고 소형이며 경량이기 때문에 스펙트럼 확산통신의 신호처리 소자로 각광을 받고 있다⁽⁷⁾.

본 논문에서는 SAW소자를 이용하여 직접 확산 방식 스펙트럼 확산 통신의 고속동기 시스템을 구성하기 위하여 SAW TDL (tapped delay line) 정합필터와 SAW TDL 정합필터의 출력측에서 SNR을 증가시킬 수 있는 SAW 재순환

루프⁽⁸⁾를 설계하고자 한다. 그리고 이들 SAW소자를 이용하여 수신단에서 발생하는 확산코드인 PN (pseudorandom noise) 코드의 발생기를 제어할 수 있는 제어회로를 동기회로에 적용하여 포착 (aquisition)과 추적 (tracking)을 구분하지 않고 동기화 과정을 수행시킬 수 있는 고속 동기 시스템을 구성하고 그 특성을 조사하고자 한다.

II. 시스템 설계

본 논문에서는 SAW TDL 정합필터와 SAW 재순환 루프를 이용하여 직접 확산 방식에서 사용되는 수신단의 동기 시스템을 그림 1과 같이 구성한다.

II - 1. 동작 원리

그림 1의 동기시스템에 수신된 신호는 SAW 정합필터를 통과하여 정합필터의 TB곱 만큼 신호처리 이득이 증가하게 되며, 이 신호가 SAW 재순환 루프에서 순환되었을때 루프의 출력은 순환 횟수 만큼 SNR이 증가하게 된다. 그리고 이 재순환 루프의 출력은 적당한 문턱검출 회로에 의해서 검출될 수 있는 주기적인 피크 신호이며, 이 피크 신호가 검출되는 순간에 수신단의

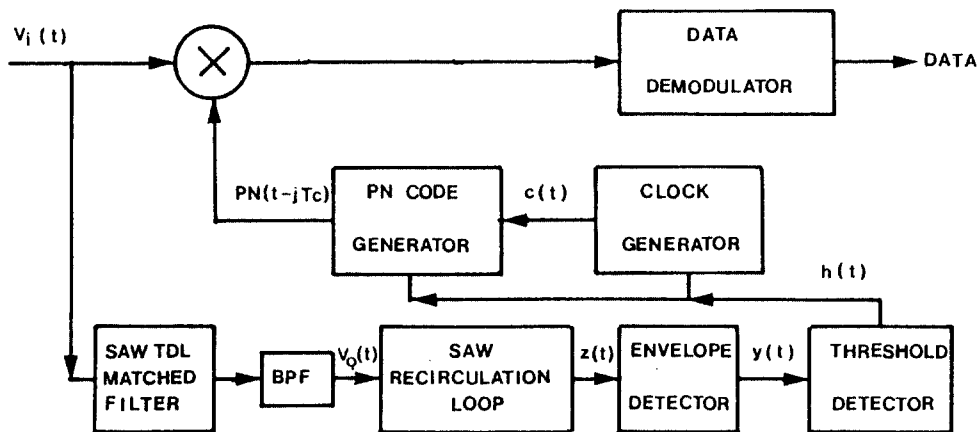


그림 1 직접 확산 통신방식에 대한 수신단의 구성도
Receiver structure for direct sequence spread spectrum communication system.

PN 코드 발생기는 그에 대응하는 초기상태로부터 기준신호를 발생시킨다. 이러한 과정을 통하여 기준신호는 수신된 신호와 동기가 이루어지게 된다.

II - 2. SAW TDL 정합필터

일반적으로 PSK 신호는 식(1)과 같이 표시할 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=1}^N a_n p_n(t) \cos 2\pi f_0 t \quad (1)$$

여기서 $p_n(t) = 1$ ($(n-1)T_c \leq t \leq nT_c$, $a_n \in \{-1, 1\}$ 인 코드열이고 N 은 코드열의 갯수이며 T_c 는 PN 코드의 칩폭이고 f_0 는 중심수파수이다. $p(t)$ 와 델타함수인 $\delta(t)$ 를 식(2) 및 식(3)과 같이 정의하자.

$$p(t) = \begin{cases} \cos 2\pi f_0 t & 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{그 밖의 구간} \end{cases} \quad (2)$$

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \\ 0 & t \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

윗식에서 정의된 함수를 식(1)에 대입하여 $s(t)$ 를 정리하면 식(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = p(t) * \sum_{n=1}^N a_n \delta(t - nT_c) = p(t) * \delta_a(t) \quad (4)$$

$s(t)$ 에 대한 정합 필터의 임펄스응답을 $h_{MF}(t)$ 라 할때 정합필터의 정의⁽⁸⁾로부터 $h_{MF}(t)$ 는 식(4)의 $s(t)$ 를 시간 반전한 것과 같으므로 식(5)와 같이 표시할 수 있다.

$$h_{MF}(t) = s(NT_c - t) = p(NT_c - t) * \delta_a(NT_c - t) \\ = p(t) * \sum_{n=1}^N a_{N-n} \delta(t - nT_c) \quad (5)$$

즉 코드열 a_{N-n} 의 값을 SAW 소자의 IDT (interdigital transducer)에 대응시키기 위하여 IDT를 TDL 형으로 구성시키고 이 IDT 전극의 위상을 π 만큼 반전시켜 TDL형 IDT의 임펄스 응답

이 식(5)의 $\delta_a(NT_c - t)$ 가 되게하고 입력 전극의 임펄스 응답을 $p(t)$ 가 되게 설계한다. 따라서 SAW 필터의 이론으로부터 한측의 IDT에 임펄스를 인가할때 다른 한측의 IDT에서는 $p(t)$ 와 $\delta_a^*(T-t)$ 의 콘벌루션 파형이 출력되어 SAW 정합필터의 임펄스 응답이 $h_{MF}(t)$ 가 된다.

II - 3. SAW 재순환 루프

SAW 재순환 루프의 원리를 블록 선도로 나타내면 그림 2와 같다. 그림 2의 SAW 재순환 루프는 T_d 의 시간지연을 갖는 SAW 지연선의 출력을 증폭하여 게이트를 통해 다음 주기의 신호와 더해지는 과정을 반복할 수 있도록 구성된다

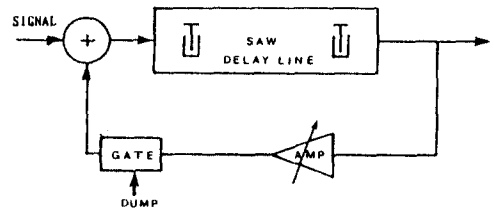


그림 2 SAW 재순환 루프의 원리도
The principle diagram of SAW recirculation loop.

이상적인 경우로 동작하기 위해서 루프의 증폭기는 재순환 루프의 삽입손실만큼의 이득을 갖도록 설계되어야 한다. 이 루프에 반복주기가 T_d 인 신호가 입력되고, 게이트의 제어신호가 입력신호와 동기가 되어 신호 파형이 지연선의 출력에 나타나기 시작할 때 게이트가 열린다면 루프 이득이 K 인 재순환 루프의 입력에 신호와 잡음을 인가하여 이를 n 번 순환시켜 출력 신호와 출력 잡음의 증가를 각각 식(6), 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_n/S_{in} = 1 + K + K^2 + \dots + K^{(n-1)} \\ = (1 - K^n) / (1 - K) \quad (6)$$

$$N_n/N_{in} = 1 + K^2 + K^4 + K^6 + \dots + K^{(2n-2)} \\ = (1 - K^{2n}) / (1 - K^2) \quad (7)$$

여기서 S_{in} : 주기적인 입력 신호의 진폭
 S_n : n번 순환된 신호의 진폭
 N_{in} : 입력 잡음 전력
 N_n : n번 순환된 잡음 전력

신호대 잡음비의 증가 SNR (n, K) 는 식(6)과 식(7)을 이용하여 식(8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$SNR(n, K) = \frac{S_n^2 / N_n}{S_{in}^2 / N_{in}} = \frac{(1 - K^n)(1 + K)}{(1 - K)(1 + K^n)} \quad (8)$$

그리고 루프의 입력 신호가 대역 제한되어 있다고 가정하고 그것의 기저대역파형을 $g(t)$, 중심주파수를 f_0 라고 가정하자. 첫번째 순환시 입력 신호가 $g(t) \cos 2\pi f_0 t$ 일때 n번째 순환시의 입력 신호는 $g[t - (n-1)T_s] \cos(2\pi f_0 t)$ 이다. 여기서 T_s 는 신호의 반복주기이다. 지연선의 지연시간을 T_d 라고 하고 신호를 n번 순환시켰을때 루프의 출력 $g_n(t)$ 는 식(9)와 같이 주어진다.

$$g_n(t) = \sum_{m=1}^n k^{(m-1)} \cdot g[t - m(T_d - T_s)] \cdot \cos(2\pi f_0 t - 2\pi n f_0 T_d) \quad (9)$$

실제의 경우에는 정합필터의 출력여 루프의 입력이 되기 때문에 입력신호의 기저대역 파형은 삼각펄스 파형이 된다. 삼각펄스의 폭을 2τ 라고 할 때 기저대역 파형 $g(t)$ 는 식(10)과 같다.

$$g(t) = \begin{cases} 1 - |t/\tau|, & |t| \leq \tau \\ 0 & |t| > \tau \end{cases} \quad (10)$$

$n > 1$ 이고 $|T_d - T_s| < 2\tau/n$ 이라고 가정할때 출력이 최대가 되는 점에서의 진폭은 $n(1 - 1/4n |T_d - T_s|/\tau)$ 에 비례한다. 그림 3은 입력신호의 주기와 지연선의 지연시간과의 오차에 대해 순환 횟수 n에 따른 출력신호의 진폭 변화를 나타내고 있다.

그림 3에서 알 수 있듯이 루프의 성능을 최적화시키기 위해서는 식(11)과 같은 조건을 만족하여야한다.

$$\begin{aligned} \text{입력신호의 주기}(T_s) &= \text{지연선의 지연시간}(T_d) \\ T_d/T_s &= \text{정수} \end{aligned} \quad (11)$$

그런데 출력 잡음의 레벨은 위의 조건에 영향을 받지 않기 때문에 SNR의 변화는 단지 신호의 주기와 지연선의 지연시간의 오차에 의해서만 결정된다.

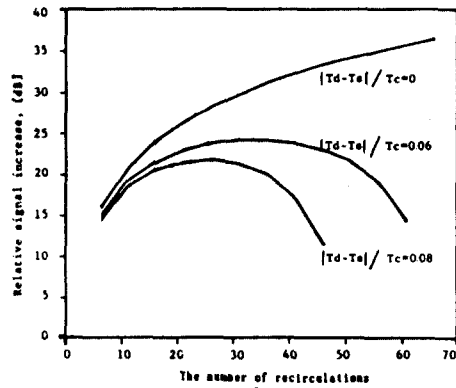


그림 3 $|T_d - T_s|/T_c$ 에 대해 순환횟수에 따른 신호의 상대적 증가
 The number of recirculations vs. relative signal increase according to $|T_d - T_s|/T_c$.

Ⅲ. 시스템의 성능 분석

그림 1의 수신단의 입력에 직접확산 방식에 의해 확산된 신호와 잡음을 포함하는 신호 $V_i(t)$ 가 입력되었다고 할때, 입력신호 $V_i(t)$ 는 식(12)와 같이 표시할 수 있다.

$$V_i(t) = A \text{PN}(t - iT_c) \cos 2\pi f_0 t + n(t) \quad (12)$$

여기서 $\text{PN}(t - iT_c)$ 는 클럭 주파수가 $f_c(1/T_c)$ 이고 주기가 NT_c 인 수신된 PN코드이고 $n(t)$ 는 전력이 N_{in} 이고 평균값이 0인 가우시안 백색 잡음이다. 수신된 신호 $V_i(t)$ 를 SAW TDL 정합필터에 통과시켜 그 출력측에서 코릴레이션 파형을 얻을 수 있으며 이 정합필터의 임펄스 응답 $h_{MF}(t)$ 는 식(13)과 같다.

$$h_{MF}(t) = \text{PN}(T - t - jT_c) \cos 2\pi f_0 t \quad (13)$$

여기서 $T = NT_c$ 이다. 따라서 SAW 정합 필터에 $V_i(t)$ 신호가 입력 되었을때 출력 $V_o(t)$ 는 식(14)와 같이 나타난다.

$$\begin{aligned}
 V_o(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} V_i(\tau) h_{MF}(t-\tau) d\tau \quad (14) \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} (APN(\tau - jT_c) \cos \omega_0 \tau + \\
 &\quad + n(\tau)) PN(T-t-iT_c+\tau) \cos \omega_0(t-\tau) d\tau \\
 &= \left[\int_{-\infty}^{+\infty} APN(\tau - jT_c) PN(T-t-iT_c+\tau) \right. \\
 &\quad \left. \cos^2 \omega_0 \tau d\tau + \int_{-\infty}^{+\infty} n(\tau) PN(T-t-iT_c+\tau) \right. \\
 &\quad \left. \cos \omega_0 \tau d\tau \right] \cos \omega_0 t \\
 &\quad + \int_{-\infty}^{+\infty} n(\tau) PN(T-t-iT_c+\tau) \sin \omega_0 \tau d\tau \sin \omega_0 t
 \end{aligned}$$

그리고 $t=T$ 인 순간에 정합필터의 코릴레이션출력을 표본화 한다면 그 순간의 출력은 식 (15)와 같다.

$$\begin{aligned}
 V_o(T) &= \int_0^T APN(\tau - jT_c) PN(\tau - iT_c) \cos^2 \omega_0 \tau d\tau \\
 &\quad \cos \omega_0 T \quad (15) \\
 &= \int_0^T n(\tau) PN(\tau - iT_c) \cos \omega_0 \tau d\tau \cos \omega_0 T \\
 &\quad + \int_0^T n(\tau) PN(\tau - iT_c) \sin \omega_0 \tau d\tau \sin \omega_0 T
 \end{aligned}$$

그런데 입력 PN코드의 위상이 정합필터의 위상과 일치할 때 출력측에서 최대의 피크 신호가 나타나며 그렇지 않을 경우에는 신호가 나타나지 않는다. 이 관계를 식으로 나타내면 식 (16)과 같다.

$$\int_0^T PN(\tau - jT_c) PN(\tau - iT_c) d\tau = \begin{cases} T & \text{for } i=j \\ 0 & \text{for } i \neq j \end{cases} \quad (16)$$

식(16)을 이용하여 $V_o(T)$ 를 각각의 경우에 대해서 구하면 식(17)와 식(18)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_o(T)_{i=j} &= (S_i + n_c(T)) \cos 2\pi f_0 T \\
 &\quad + n_s(T) \sin 2\pi f_0 T \quad (17)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_o(T)_{i \neq j} &= n_c(T) \cos 2\pi f_0 T + n_s(T) \sin 2\pi f_0 T \quad (18)
 \end{aligned}$$

여기서

$$n_c(T) = \int_0^T n(\tau) PN(\tau - jT_c) \cos 2\pi f_0 \tau d\tau$$

$$n_s(T) = \int_0^T n(\tau) PN(\tau - jT_c) \sin 2\pi f_0 \tau d\tau$$

$n_c(T)$ 와 $n_s(T)$ 는 전력이 N_0 이고 평균값이 0이며 서로 독립인 가우시안 백색 잡음이다. 정합 필터의 이론으로부터 정합필터의 입력에 신호대 잡음비 β_{in} 과 그 출력의 피크 신호대 잡음비 β_0 와의 관계는 식(19)과 같다.

$$\beta_0 = G \beta_{in} \quad (19)$$

여기서 G 는 정합필터의 TB곱이다. 그리고 이 SAW TDL 정합필터의 출력이 SAW 재순환 루프에 입력되어 n 번 순환되었을때 루프의 출력 측에서의 신호대 잡음비 β_{out} 는 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta_{out} = n\beta_0 = nG \beta_{in} \quad (20)$$

이러한 과정을 통하여 성장된 코릴레이션 신호 $z(t)$ 는 포락선 검파기를 통과한 후 $t=T$ 인 순간에 문턱 검출기에 의해서 검출된다. 이때 포락선 검파기의 출력 $y(T)$ 는 식(21)과 식(22)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 y(T) &= |z(T)|^2 = (S_0 + n_{oc}(T))^2 + n_{os}(T)^2 \\
 &\quad \text{for } i=j \quad (21)
 \end{aligned}$$

$$y(T) = |z(T)|^2 = n_{oc}(T)^2 + n_{os}(T)^2 \text{ for } i \neq j \quad (22)$$

여기서 $n_{oc}(T)$ 와 $n_{os}(T)$ 는 각각 전력 및 평균값이 N_{out} 와 0이고 서로 독립인 가우시안 백색 잡

음이며 S_0 는 재순환 루프 출력 신호의 피크값이다. 포락선 검파기의 출력 $y(T)$ 는 식(23)과 같이 non-central chi-square 확률밀도 함수를 갖으며, $S_0 = 0$ 일때는 식(24)과 같은 central chi-square 확률밀도 함수를 갖는다⁽¹⁰⁾.

$$p(y) = \frac{1}{2N_{out}} \exp\left[-\left(\frac{y}{2N_{out}} + \frac{S_0^2}{2N_{out}}\right)\right] I_0\left(2\sqrt{\frac{\beta_{out} y}{2N_{out}}}\right) \text{ for } i=j \quad (23)$$

$$p(y) = \frac{1}{2N_{out}} \exp\left[-\frac{y}{2N_{out}}\right] \text{ for } i \neq j \quad (24)$$

여기서 $\beta_{out} = S_0^2 / 2N_{out}$
문턱검출기의 문턱 레벨을 b 라 할때 검출확률 P_d 및 false alarm 확률 P_f 를 구하면 식(25) 및 식(26)과 같다.

$$P_d = \int_b^\infty p(y)_{i=j} dy = \frac{1}{2N_{out}} \int_b^\infty \exp\left[-\left(\frac{y}{2N_{out}} + \frac{S_0^2}{2N_{out}}\right)\right] I_0\left(2\sqrt{\frac{\beta_{out} y}{2N_{out}}}\right) dy = Q\left(\sqrt{2\beta_{out}}, \sqrt{b/N_{out}}\right) \quad (25)$$

$$P_f = \int_b^\infty p(y)_{i \neq j} dy = \frac{1}{2N_{out}} \int_b^\infty \exp\left[-\frac{y}{2N_{out}}\right] dy = Q\left(0, \sqrt{b/N_{out}}\right) \quad (26)$$

여기서 $Q(a, b)$ 는 Marcum-Q 함수로 식(27)과 같이 정의된다^{(11), (12)}.

$$Q(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left[-\left(\frac{a^2 + x^2}{2}\right)\right] I_0(ax) dx \quad (27)$$

만일 수신기가 첫번째 코릴레이션 피크에 의

해서 동기가 이루어 진다면 이때의 동기확률 P_{d1} 은 문턱 검출기에서 false alarm 이 일어나지 않고 피크신호를 검출할 확률과 같으므로 $P_{d1} = (1 - P_f) P_d$ 가 되고, 이에 대응하는 동기시간 T_{s1} 은 코릴레이션 피크간의 간격 T 의 반인 $T_{s1} = T/2$ 이다. 그리고 두번째 코릴레이션 피크에 의한 동기확률 P_{d2} 는 $(1 - P_{d1})(1 - P_f) P_d = (1 - P_{d1}) P_{d1}$ 이 된다. 이때 동기 시간 T_{s2} 는 $T_{s2} = T_{s1} + T$ 이다. 마찬가지로 방법으로 n 번째 코릴레이션 피크에 대한 검출확률 P_{dn} 과 동기 시간 T_{sn} 는 식(28) 및 식(29)와 같다.

$$P_{dn} = (1 - P_{d1})^{n-1} P_{d1} \quad (28)$$

$$T_{sn} = T_{s1} + T_{s2} + T_{s3} + \dots + T_{sn} = (2n - 1) T/2 \quad (29)$$

따라서 이러한 과정을 통하여 평균 동기 시간 T_s 를 구하면 식(30)과 같다.

$$T_s = \sum_{n=1}^\infty T_{sn} P_{dn} = \sum_{n=1}^\infty T_{sn} (1 - P_{d1})^{n-1} P_{d1} = T(1/P_d(1 - P_f) - 1/2) \quad (30)$$

본 논문에서는 코릴레이션 피크를 재순환 루프에서 n 번 순환시키기 때문에 코릴레이션 피크간의 간격 T 는 $2nNT_c$ 가 되므로 평균동기 시간은 식(31)과 같다.

$$T_s = 2nNT_c(1/P_d(1 - P_f) - 1/2) \quad (31)$$

그림 4는 $P_f = 1.0E-7$, 순환횟수를 $n = 30$ 으로 하였을때 제안된 동기 시스템의 검출확률과 재순환 루프를 채용하지 않고 정합필터만을 채용하였을 경우의 검출확률을 비교한 그림이다. 그림 5는 $P_f = 1.0E-7$ 일때 제안된 동기시스템의 순환 횟수에 따른 입력 SNR에 대한 검출확률 P_d 를 나타낸 곡선이며 그림 6은 순환횟수 $n = 30$ 일때 오보 확률 P_f 에 따른 입력 SNR에 대한 검출확률 P_d 를 나타내고 있다. 그림 7은 오보 확률이 $P_f = 1.0E-7$ 이고 재순환 횟수가 $n = 30$ 일때 평균동기시간을 비교한 곡선이다.

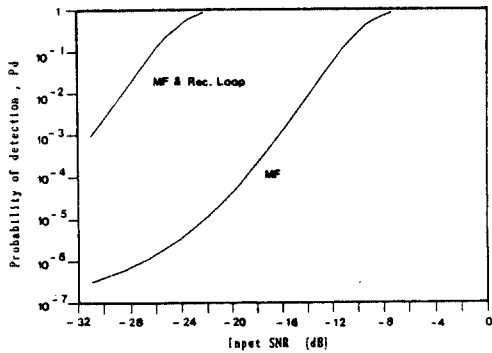


그림 4 입력 SNR에 따른 신호의 검출확률; $P_f = 1.0 \times 10^{-7}$, $n = 30$
Probability of detection vs. input SNR for MF only, and MF and recirculation loop; $P_f = 1.0 \times 10^{-7}$, $n = 30$.

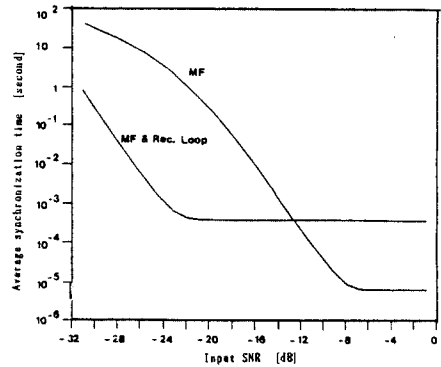


그림 7 제안된 동기 시스템과 정합필터 시스템에 대한 평균 동기 시간의 비교; $P_f = 1.0 \times 10^{-7}$, $n = 30$
Comparison of mean acquisition time of proposed synch system and that of matched filter system; $P_f = 1.0 \times 10^{-7}$, $n = 30$.

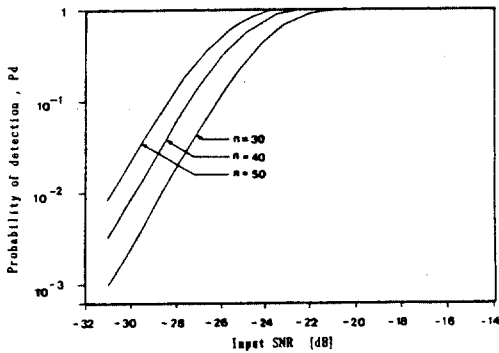


그림 5 순환횟수에 따른 검출확률 P_d 에 입력의 SNR; $P_f = 1.0 \times 10^{-7}$
Probability of detection vs. input SNR for various recirculations; $P_f = 1.0 \times 10^{-7}$.

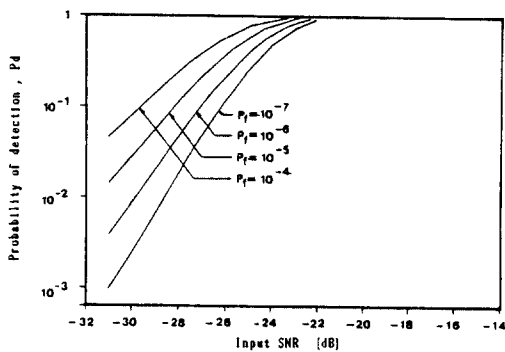


그림 6 오보확률 P_f 에 따른 검출확률에 입력의 SNR; $n = 30$
Probability of detection vs. input SNR for various P_f ; $n = 30$.

IV. 실험 및 고찰

본 논문에서 사용된 스펙트럼 확산 통신 시스템의 사양은 (표 1)과 같다.

표 1 스펙트럼 확산 통신 시스템의 사양
Specifications of designed spread spectrum system.

스펙트럼 확산 통신의 변조	직접 확산 방식
PN 코드	클럭 주파수 10MHz 코드길이 127chip maximal 탭 (7,3,2,1)
SAW TDL 정합필터	중심주파수 60MHz 탭 수 127개
SAW 재순환 루프	중심주파수 60MHz 지연시간 12.7 usec

그림 8과 같이 동기 시스템을 구성하고 그 특성을 측정하였다.

IV-1. SAW TDL 정합필터의 출력 특성

10MHz의 chip 비율을 갖는 PN 코드를 60MHz의 RF 신호로 PSK 변조하여 SAW TDL 정합필터에 입력시켰을 때 그것의 코릴레이션 출력은 그림 9와 같다.

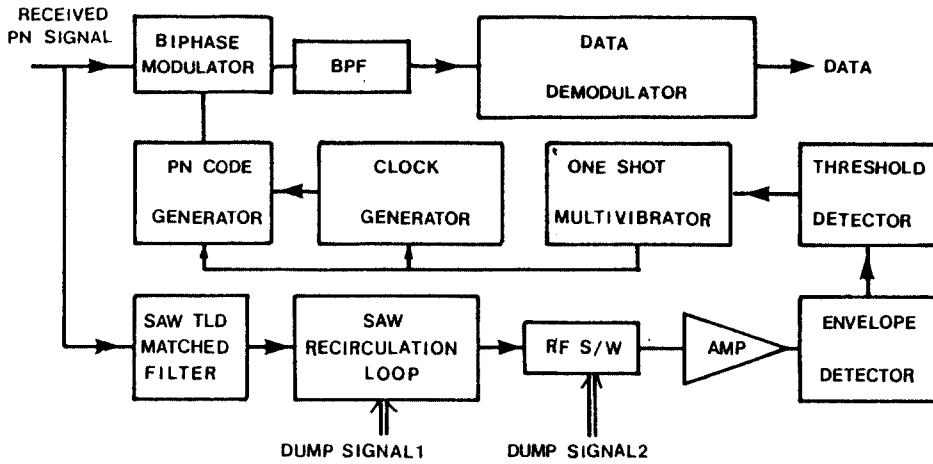
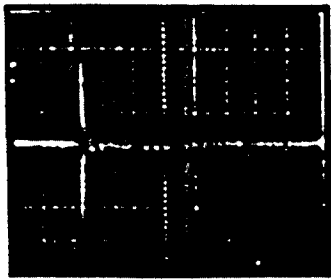


그림 8 제안된 직접확산 방식의 수신단의 구성도
Proposed receiver structure of direct sequence system.



1 usec. /div.

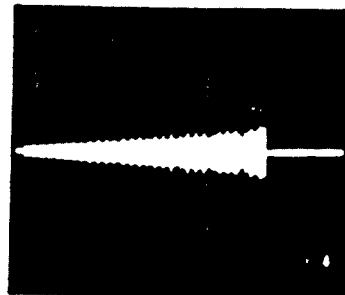
그림 9 SAW TLD 정합필터의 코릴레이션 출력
Correlation output of SAW TLD matched filter.

그림 9로부터 알 수 있듯이 코릴레이션의 피크값과 사이드로브의 비는 약 20dB로 이론치인 21dB에 근사하게 나타났다.

IV - 2. SAW 재순환 루프의 특성

SAW 재순환 루프에 SAW 정합필터의 코릴레이션 출력과 -55.7dBm 인 잡음을 입력시키고 루프 증폭기의 이득이 0 dB가 되도록 조절하여 그 출력을 측정하였을 때 그림 10과 같은 성장된 파형을 얻을 수 있었다.

이때 SAW 재순환 루프의 출력 피크신호대 잡음비는 이론값인 14.77dB에 근사한 15.14dB로 나타났다.



0 usec. /div.

그림 10 30회 순환된 재순환 루프의 출력 파형
Output signal for 30 circulations of signal including noise.

IV - 3. 동기 시스템의 특성 실험

그림 8의 입력측에 SNR이 -16dB 인 직접확산 방식으로 확산된 신호를 인가하고 dump 신호를 발생시키기 위한 펄스 발생기를 입력되는 코드의 주기와 동기시킨 후 그림 11의 (a)와 같은 dump 신호 1로 루프내에 설치된 RF S/W의 switching 시기를 제어하여 SAW 정합필터의 출력 신호를 SAW 재순환 루프를 통해 30회 순환시켰을 때 그림 12와 같은 출력 파형을 얻었다.

본 논문에서는 이러한 방법으로 루프내에서 성장된 신호를 동기회로의 동기신호로 이용하기 위해서 펄스폭을 코릴레이션 피크의 주기인 $12.7\ \mu\text{sec.}$ 가 되게 하고 펄스의 반복주기가 0.762msec.

인 그림11(b)와 같은 dump 신호2를 이용하여 재순환 루프의 출력측에 설치된 RF S/W를 제어하였으며, 이때 그림13의 재순환된 30번째 출력 신호를 얻을 수 있었다.

그림13의 재순환된 30번째 출력신호를 문턱검출기의 문턱 레벨과 비교하여 One Shot Multivibrator를 동작시키기 위해서 이 성장된 30번째 출력을 포락선 검파기에 통과시킨다. 그림14의 (a)는 포락선 검파기의 출력이고 그림14의 (b)는 문턱 검출기의 출력이다.

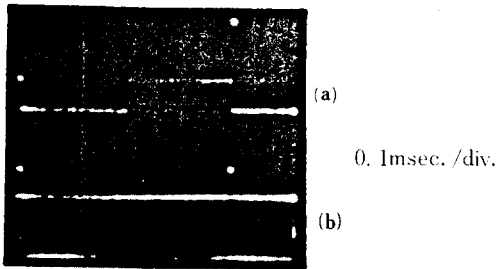


그림11 (a) 루프내의 RF S/W 제어 신호
(b) 루프 출력측의 RF S/W 제어 신호
(a) Control signal of RF S/W in the loop
(b) Control signal of RF S/W at the loop output.

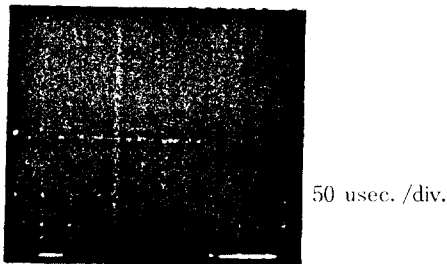


그림12 SNR = -16dB인 신호의 30회 순환된 루프의 출력
Loop output for 30 circulations for SNR = -16dB.

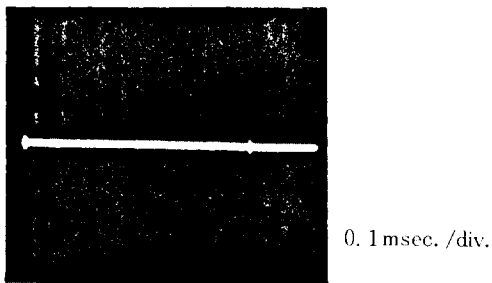


그림13 재순환된 루프의 30번째 출력 신호
30th recirculated output signal of the loop.

one shot multivibrator는 그림14(b)의 문턱 검출기의 출력 펄스가 HIGH로 되는 순간을 검출하여 그 순간에 펄스를 발생시키고 이 one shot multivibrator의 출력 펄스는 클럭 발생기와 PN코드 발생기를 기동시켜 수신된 PN코드와 동기된 기준신호를 발생시키기 위한 동기 신호로 이용하였다. 본 논문에서는 이러한 동기 과정을 수행하여 제안된 동기 시스템으로부터 기준 신호를 수신된 신호와 동기시켜 데이터를 복조하였으며 그림15는 이러한 동기 방법으로 동기를 수행하여 전송된 직접확산 신호로부터 데이터를 복조하였을때 전송된 데이터와 복조된 데이터를 나타낸 것이다.

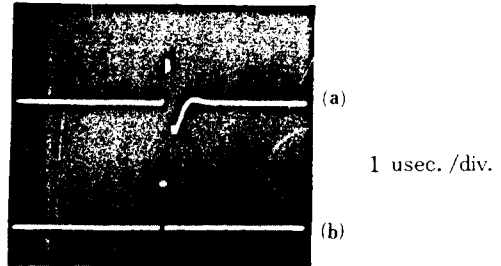


그림14 (a) 포락선 검파기의 출력
(b) 문턱 검출기의 출력
(a) Output of envelope detector
(b) Output of threshold detector.

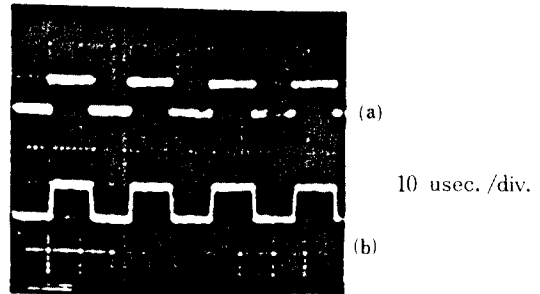


그림15 (a) 전송된 데이터 (b) 복조된 데이터
(a) Transmitted data (b) Demodulated data.

V. 결 론

본 논문에서는 칩 비율이 10MHz이고 127칩인 PN 코드에 의해 직접확산된 신호를 처리하기 위하여 SAW TDL 정합필터와 그것의 TB곱을 높

하기 위한 SAW 재순환루프를 이용하여 직접 확산 방식 스펙트럼 확산 통신의 동기 시스템을 설계한 후 SNR이 -16dB 인 직접확산 신호를 수신측에 입력시키고 SAW TDL 정합필터의 출력을 SAW 재순환 루프를 통해 30회 순환 시킨후에 RF S/W를 제어하여 30번째 순환된 신호를 동기 신호로 이용하여 수신단의 PN코드를 동기시켜 데이터신호를 복조시킬 수 있었다. 계산된 동기 시간으로부터 알 수 있듯이 SAW 정합필터에 SAW 재순환 루프를 부가하여 신호를 처리함으로써 입력의 SNR이 -12dB 이하일 경우 ($n=30$) 정합필터만을 사용하는 동기 시스템보다 훨씬 고속으로 동기를 이룰 수 있었으며 동기 회로에 추가로 동기추적 회로를 사용하지 않기 때문에 동기회로가 간단해 질 수 있다.

參 考 文 獻

1. G.F. Sage, "Serial synchronization of Pseudonoise Systems," IEEE Trans. on Comm. Tech. p.123, Dec. 1964.
2. R.B. Ward, "Acquisition of Pseudonoise Signals by Sequential Estimation." IEEE Trans. on Comm. Tech. Vol. COM-13, No.4, p.475, Dec. 1965.
3. R.B. Ward and K.P. Yiu, "Acquisition of Pseudonoise Signals by Recursion Aided Sequential Estima-

- tion," IEEE Trans on Comm. Vol. COM-25, No.8, p.784, Aug. 1977.
4. G.L. Turin, "An Introduction to digital matched filters," Proc. IEEE, Vol.64, p.1092, July 1976.
5. E.G. Magill, D.M. Grieco, R.H. Dyck, and P.C.Y. Chen, "Charge-coupled Device Pseudo-noise Matched Filter Design," Proc. IEEE Vol.67, No.1 p.60, Jan. 1979.
6. L.B. Milstein and P.K. Das, "Spread Spectrum Receiver Using Surface Acoustic Wave Technology," IEEE Trans. on Comm., Vol.COM-25, No.8, p.841, Aug. 1977.
7. S.S. Pappaport, D.M. Grieco, "Spread Spectrum Signal Acquisition Methods and Technology," IEEE Comm. Mag. Vol.22, No.6, p.6, June 1984.
8. D.P. Morgan and J.M. Hannah, "Correalion of Long Sequences Using a SAW Convolver and Recirculation Loop," IEEE Ultrasonics Symp., p.189, 1975.
9. D.P. Morgan and J.M. Hannah, "Surface Wave Recirculation Loop for Signal Processing," IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics, p.30, Jan. 1978.
10. M. Kowatsch, "Synchronization in a Spread Spectrum Communication Modem Based on SAW Convolvers," p.9.5.1, Proc. IEEE MILCOM'84, 1984.
11. D.A. Shnidman, "Evaluation of the Q Function," IEEE Trans. on Comm. p.324, March 1974.
12. M. Abramowitz and I.A. Stegun, Handbook of Mathematical Functions(applied Mathematics Series 55). Washington, D.C.: NBS, 1964.



朴 容 緒 (Yong Seo PARK) 正會員
 1958年 1月22日生
 1882年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業
 1984年 2月 : 延世大學校 大學院 電氣工學科(工學碩士)
 1988年 8月 : 延世大學校 大學院 電氣工學科(工學博士)



安 載 泳 (Jae Young AHN) 準會員
 1961年 2月24日生
 1983年 2月 : 延世大學校 電氣工學科 卒業
 1985年 2月 : 延世大學校 大學院 電氣工學科(工學碩士)
 1985年 3月 ~ 現在 : 延世大學校 大學院 電氣工學科 博士課程



安 泰 天 (Tae Cheon AHN) 正會員
1955年10月11日生
1978年2月：延世大學校 電氣工學科 卒業
1980年2月：延世大學校 大學院 電氣工學科(工學碩士)
1986年2月：延世大學校 大學院 電氣工學科(工學博士)
1987年8月～1988年8月：Uppsala University, Sweden 研究員
現在：원광대학교 電氣工學科 副教授



黃 金 燦 (Keum Chan WHANG) 正會員
1944年7月18日生
1967年2月：延世大學校 電氣工學科 卒業
1970年2月：延世大學校 大學院 電氣工學科(工學碩士)
1975年6月：Polytechnic Institute of New York 電氣工學科 (M. S.)
1979年6月：Polytechnic Institute of New York 電氣工學科 (Ph. D.)
1979年6月～1980年9月：大田機械 企業연구원
現在：延世大學校 電氣工學科 教授