

HF 채널에서의 SFH/MFSK 신호의 시간 추적

正會員 崔 世 烈*

Tracking of SFH/MFSK Signal in HF Channel

Se-Youl Choi* *Regular Member*

要 約

본 논문에서는 SFH/MFSK 시스템에서 DFT를 recursive하게 구현한 대역통과필터뱅크와 병렬 상관기를 이용하여 시간추적을 하는 방법에 대하여 연구하였다.

심볼 주기동안 샘플링 주기의 n 배 간격으로 M 개의 스펙트럼을 분석한다. hop 주기동안 저장된 대역통과필터뱅크의 출력값은 병렬 상관기에 입력되어 최대출력값이 나타나는 샘플링 위치와 상관 시간을 이용하여 송수신 시간차를 교정한다.

제안된 시간추적방법의 HF 채널환경에서의 성능은 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 동기 신호의 검출율과 최대 상관값의 분포를 구하여 분석 하였다.

ABSTRACT

In this paper, the tracking of SFH/MFSK signals by using a parallel correlator and a bank of BPF which is implemented by DFT recursively is studied.

During symbol period, M -ary signal's spectrum is analyzed by the step of n multiple of sampling period. The bank of BPF output which is stored for hop duration input to the parallel correlator. The time difference of the receiver and the transmitter is corrected by using sampling position and correlation time at which the largest output of correlator is generated.

Synchronization signal detection rate and distribution of the largest output of correlator are evaluated by computer simulation in HF channel environments for the performance analysis of proposed tracking method.

I. 서 론

주파수 도약 대역확산 통신에서 시간동기는 전체 시스템의 성능을 좌우하는 중요한 요소중의 하나이

다. 특히 HF 통신은 전리층의 시간에 따른 특성변화에 따라 영향을 심하게 받으며, 송수신 클럭차이, 증폭기, 필터등의 지연에 따른 시간변화등으로 초기동기후에도 정확한 타이밍 추적이 요구된다. 이와같은 동기 성능은 데이터 통신의 신뢰도에 많은 영향을 미친다.

시간동기는 초기동기와 추적으로 나누어지는데,

*國防科學研究所

ADD

論文番號: 93170

接受日字: 1993年 9月 8日

초기동기는 변조되지않은 톤패턴(tone pattern)이나 프리앰블을 송신하여 병렬 matched filter로 수신하는 방법이 많이 사용되고 있으며[2, 3, 4], 추적 방법으로는 Early-late Gate loop를 이용한 방법이 주로 연구되어 왔다[1].

본 논문에서는 동기 신호를 초기동기시 많이 적용되는 방법[3]과 비슷한 병렬 처리구조로 수신하여 시간차를 교정하는 강력한 추적 방법을 제안하였다.

도약(hop)주기가 심볼 주기보다 크고 데이터 변조에 MFSK를 사용하는 SFH/MFSK(Slow Frequency Hopped/M-ary Frequency Shift Keying) 시스템에서 hop주기 길이의 시간 동안 샘플링 주기의 n배 간격으로 M개의 신호에 대한 스펙트럼을 분석하고, 이것의 제곱값을 저장하여 각각의 샘플링 위치에서 상관 시간에 따라 기준신호와 상관값을 구하였다. 이때 최대값이 나타나는 위치를 동기점으로 결정하여 송수신 시간차를 보상하였다. 위에서 사용한 신호의 스펙트럼은 디지털 신호처리전용 고속 마이크로 프로세서의 발달로 인하여 MFSK 신호의 검출등에 많이 사용하고있는 DFT를 이용하여 구하였다. 이 DFT를 사용하여 샘플링주기 간격으로 스펙트럼을 분석할 경우 FIR 필터 구조의 DFT 방식에 비하여 계산량 측면에서 상당히 효율적인 recursive한 형태의 대역통과 필터로 구현하였다[5].

본 논문은 MFSK 신호의 검출방법과 시간 추적 방법에 대해서 살펴보고, 제안된 시간 추적 방법에 대한 성능은 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석하였다.

시뮬레이션에서는 HF 대역의 무전기들이 주로 사용하는 SSB(Single-SideBand Modulation) 방식을 RF 변조방식으로 가정하여, 레일라이 페이딩 채널과 AWGN 채널에서의 동기신호 검출율과 샘플링 위치에 따른 최대 상관값의 분포를 구하였다.

II. SFH/MFSK신호의 타이밍 추적 시스템

시간추적을 위한 SFH/MFSK신호의 수신기는 그림 1에 나타낸 것과 같다.

수신신호 $r_m(t)$ 는 동기화된 PN코드발생기에 의하여 선택되는 주파수 합성기의 주파수에 의하여 역확산(dehopping)된후 대역폭 W_n 의 대역통과필터를 거쳐서 MFSK 신호검출을 위한 대역폭 W_s 의 필터 뱅크로 입력된다. 이 필터는 DFT를 recursive한 구조로 구현하였고, M개의 주파수에 대해서만 스펙트럼을 구한다. 구하여진 스펙트럼값의 제곱을 샘플링 주

기의 n배 간격으로 hop 주기만큼 저장한후 상관값을 구하고, 최대값이 나타나는 위치를 동기점으로 하여 시간오차를 교정한다. 수신된 신호가 동기 신호 또는 잡음 인지의 판단은 최대상관값대 최대값과의 상관 시간차가 가장 큰 상관값의 평균 power비 Z가 Threshold Z_T 보다 크면 동기 신호로 판단하고 Z_T 보다 작으면 잡음을 수신한 것으로 판단한다.

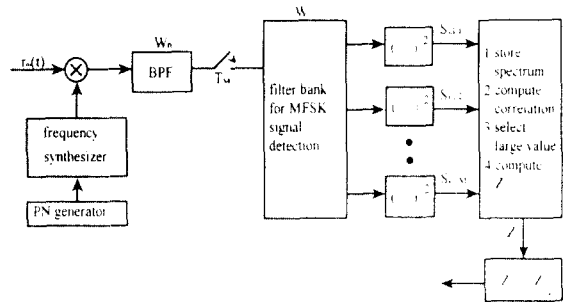
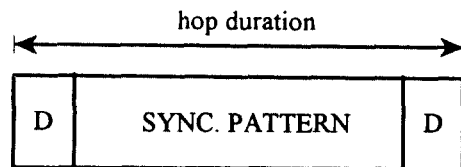


그림 1. SFH/MFSK신호의 추적을 위한 수신기 구조
Fig. 1. Structure of receiver for tracking of SFH/MFSK signals

1. Hop 구조

시간 추적을 위한 동기 hop 구조는 그림 2와 같다. 그림 2에서 dummy 심볼의 길이는 초기 동기의 허용 시간오차에 따라 길이가 정해지며 동기패턴은 상관 특성을 향상시키기 위하여 PN 시퀀스를 사용한다. 이러한 동기 신호는 무전기가 음성 통화시는 PTT(Push to Talk) 모드로 운용된다고 가정하면, 매 PTT마다 음성송신 전에 K개의 hop동안 송신되고, 데이터 송신시는 초기 프레임동기를 맞출때와 데이터 블록사이에, 정보율(data rate)과 실제 전송속도(on-air bps)의 차에서 발생하는 시간 동안 전송된다.



D : dummy symbol

그림 2. 동기 hop의 구조
Fig. 2. Structure of synchronization hop

2. M-ary FSK 신호의 검출

도약 무전기의 송신신호 $S_m(t)$ 는 크기가 A, PN 시퀀스에 의하여 랜덤하게 정하여지는 RF 주파수를 f_k , M개의 심볼 중 임의의 m 심볼이 송신된다고 할때 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_m(t) = RE(Ae^{j2\pi(f_k + f_m)t}) \quad (1)$$

식(1)에서 톤주파수 f_m 는

$$f_m = c\Delta f + \Delta f(m-1), \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (2)$$

로 나타낼 수 있으며, 여기서 c는 양의 정수이고, T_s 가 심볼주기를 나타낼때 톤주파수 간격 $\Delta f = \frac{d}{2T_s}$, $d=1, 2, \dots$ 이면 송신 신호는 직교 신호가 된다.[6]

$S_m(t)$ 는 채널을 거쳐서 수신되고, 대역통과후 샘플링 주파수 f_{sa} 로 샘플링되어 MFSK 신호 검출을 위한 필터뱅크로 입력된다. 필터의 입력 신호 $x(n)$ 의 난일 주파수 f_m 에 대한 스펙트럼은 다음과 같이 구해진다.

$$S_n(e^{j\omega}) = \sum_{m=n-N+1}^n x(m) e^{-j2\pi k(n-m)/N}, \quad k=k_m \quad (3)$$

$$k_m = N \frac{f_m}{f_{sa}}, \quad N: \text{DFT 크기} = 1 \text{ 심볼의 샘플수}$$

식(3)을 recursive한 형태로 변환하고, $e^{j2\pi/N} = w$ 라 하면

$$S_n(w^k) = w^{-k} S_{n-1}(w^k) + x(n) - w^{-kN} x(n-N), \quad k=k_m \quad (4)$$

이 된다.

식(4)에서 $x(n)$ 은 직교 신호이고 f_1 이 톤주파수 간격의 정수배이므로

즉, $N = T_s f_{sa}$, $f_m = \frac{a}{T_s}$ 이고 a가 정수이면 $w^{-kN} = 1$ 이다.

이것을 식(4)에 대입하면 $S_n(w^k)$ 는

$$S_n(w^k) = w^{-k} S_{n-1}(w^k) + x(n) - x(n-N), \quad k=k_m \quad (5)$$

이 된다.

식(5)을 이용한 MFSK 신호 검출을 위한 필터뱅크는 그림 3과 같다.

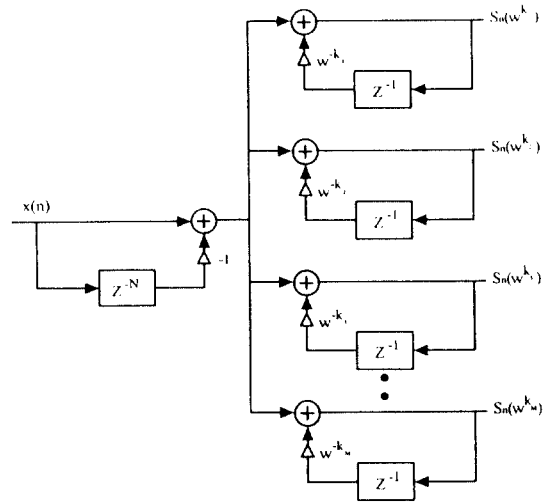


그림 3. MFSK 신호 검출을 위한 필터뱅크
Fig. 3. Filter bank for MFSK signal detection

3. 도약시간 추적

각각의 필터출력인 M개의 스펙트럼의 제곱값이 샘플링주기 간격으로 그림 4와 같은 구조로 hop 주기 동안 저장된다.

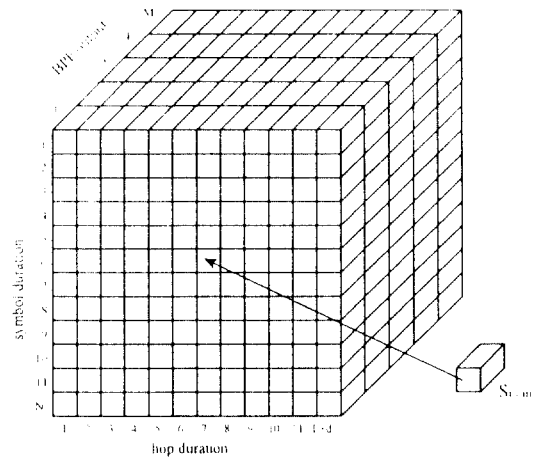


그림 4. 스펙트럼의 저장 구조
Fig. 4. Structure of spectrum storage

저장되는 스펙트럼값은 $S_{i,l,m} \equiv [(S_{i,n+L,m}(w^k))]^2$, $l=0, 1, \dots, (L+d-1)$ 이고, L 은 동기 패턴의 심볼 수, d 는 dummy 심볼수, i 는 샘플링위치, l 은 hop 주기내의 심볼위치, m 은 M 개의 톤신호 중 하나를 나타낸다.

각 샘플링 위치에서의 상관값 $\rho_{i,\tau}$ 는 다음과 같다.

$$\rho_{i,\tau} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{\tau+L-1} S_{i,l,m} \quad (6)$$

τ 는 송수신 도약 시간차에 따라 동기 패턴의 심볼 중 첫번째 수신된 심볼위치를 나타낸다. m 은 초기 동기후의 시간 불확정 범위내에서의 송수신 도약 시간차와 동기패턴에 의하여 M 개의 톤 중에서 하나로 정하여진다.

최대상관값 $\max(\rho_{i,\tau})$ 의 i, τ 를 각각 i_{max}, τ_{max} 라고 하면, i_{max} 는 샘플링주기 단위의 시간오차에 대한 정보를, τ_{max} 는 심볼주기단위의 시간오차에 대한 정보를 나타낸다.

i_{max}, τ_{max} 를 이용한 송수신 도약 시간오차의 교정은 현재 도약시간을 T_{ht} 라 할때 다음과 같이 이루어진다.

$$T_{ht} = T_{ht} + aT_s + nT_{sa} i_{max} \quad (7)$$

식(7)에서 a 는 정수이며 초기 동기의 허용오차에 따라 범위가 정해지며, nT_{sa} 는 샘플링 주기의 n 배 간격으로 스펙트럼을 분석할 경우 시간 교정의 최소 단위를 나타낸다.

예를 들어 초기 동기의 허용 시간 오차가 $\pm 2T_s$ 이고, dummy 심볼수 d 가 2이면 $\tau_{max} = \{1, 1, 2, 3\}$ 일때 $a = \{-2, -1, 0, 1\}$ 이다.

여기서 τ_{max} 가 1이고 첫번째 수신된 심볼이 동기 패턴의 두번째 심볼이라면 a 는 -2가되며 동기 패턴의 첫번째 심볼이라면 -1이 된다. $\tau_{max} = 2, 3$ 은 모두 첫번째 수신된 심볼이 동기 패턴의 첫번째 심볼이다.

따라서 식(7)에서 $\tau_{max} = 3$ 이면 $a = 1$ 이고 이것은 송신시간이 수신시간보다 느리고 시간오차 ϵ 의 범위는 $T_s \leq \epsilon \leq 2T_s$ 임을 나타내고 $nT_{sa} i_{max}$ 항은 $T_s \leq \epsilon \leq 2T_s$ 에서의 시간오차값을 나타낸다. 이렇게 구하여진 시간오차에의하여 도약 타이밍을 조절하므로써 도약 시간 추적이 이루어진다.

실제 시간교정은 동기 신호가 임의의 K 개 hop 주기동안 송신되고, G 개가 수신되었다면, 시간추적의

정확성을 높이기 위하여 G 개의 평균 시간오차값으로 송수신 시간차를 교정한다.

$$T_{ht} = T_{ht} + \frac{1}{G} \sum_{g=1}^G (a_g T_s + nT_{sa} i_{max,g}) \quad (8)$$

여기서 a_g 와 $i_{max,g}$ 는 G 번의 동기신호 수신 중, g 번째 수신된 동기 신호의 상관시간과 샘플링 위치를 나타낸다.

4. 동기 신호 유무 판단

음성 통화시나 데이터 수신시 초기 프레임 동기시에는 동기 신호의 유무를 판단 하여야 한다. 이를 위하여 본 논문에서는 최대 상관값대 최대 상관값과 가장 큰 상관 시간차를 나타내는 상관값 $\rho_{i,\tau} | \tau = \tau_d$ 의 샘플링 위치에 대한 평균 power비 Z 를 threshold Z_T 와 비교하여 동기 신호의 유무를 판단하는 방식을 사용하였다.

이상적인 조건에서 동기 신호가 존재하는 경우, PN 시퀀스로 이루어진 동기 신호의 상관 특성으로 인하여[9] 최대 상관값 $\rho_{i,\tau} | i = i_{max}, \tau = \tau_{max}$ 는 결국 단일 심볼의 power가 된다.

또한 τ_d 가 τ_{max} 와 시간차가 가장 큰 상관 시간을 나타내고, 백색잡음(white noise)의 power spectral density가 N_0 , 대역폭이 W_n 이고 FSK 복조를 위한 대역 통과필터의 대역폭을 W_s 라고하면, $\rho_{i,\tau} | i = i_{max}, \tau = \tau_d$ 는 $N_0 W_s / W_n$ ($W_s < W_n$)가 됨을 알 수 있다.

따라서 동기 신호가 존재하지 않고, 백색잡음만 존재할 경우에는 동기 패턴의 심볼수 L 값이 커질수록 최대 상관값 $\rho_{i,\tau} | i = i_{max}, \tau = \tau_{max}$ 는 $N_0 W_s / W_n$ 에 가까워지며 Z 는 1에 가까워짐을 알 수 있다.

그러나 L 은 hop 주기에 의해 제한받으므로 본 논문에서는 $\rho_{i,\tau} | \tau = \tau_d$ 를 샘플링위치에 대하여 평균값을 구하는 방식으로 Z 를 구하였다.

$$Z = 10 \log \frac{\rho_{i,\tau} | i = i_{max}, \tau = \tau_{max}}{G} \quad (9)$$

$$G = \left[\frac{N}{N} \right] \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{N}{N} \rfloor - 1} \rho_{i,\tau} | \tau = \tau_d \quad (10)$$

식(10)에서 N 은 DFT 크기, $\lfloor N/n \rfloor$ 은 N/n 을 넘지 않는 가장 큰 정수를 나타낸다.

Z 가 threshold Z_T 를 넘으면 신호가 검출된것으로 판단하고 시간오차를 교정하고 $Z < Z_T$ 일 경우 신호

가 검출되지 않은 것으로 판단한다.

송신 신호가 0.5T, 지연될때 단일 경로 가우시안과 다중경로 페이딩 채널에서 SNR에 따른 평균 Z값 (10^4 hop사용)의 예를 나타낸 그림 5에서와 같이 Z는

동기 신호가 존재할 경우 매우 큰 값을 갖는 반면 WGN(White Gaussian Noise)만 존재할시는 상대적으로 작은 값을 가짐을 볼 수 있다.

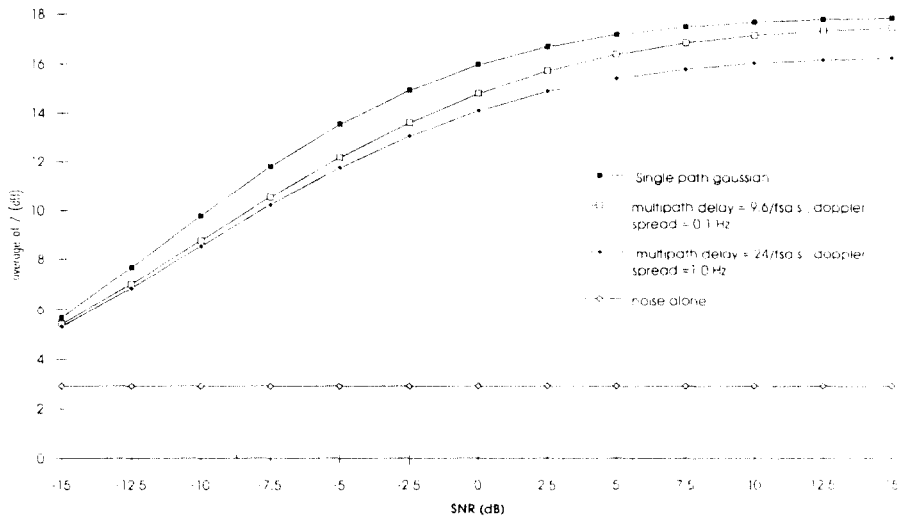


그림 5. SNR에 따른 평균 Z값의 예
Fig. 5. Example average of Z versus SNR

Ⅲ. 시뮬레이션 및 결과

1. 시뮬레이션

시뮬레이션 구성은 그림 6.과 같이 동기 hop 송신부, SSB 송수신기를 포함하는 HF 채널 시뮬레이터 [7]와 시간 추적에 위한 수신부로 구성된다.

송신 hop 수는 10^4 개를 사용하였고 동기 패턴심분수 L은 9, dummy심분길이 d는 2심분 주기이며, 8-ary FSK를 변조 방식으로 하였다. 1 심분의 샘플 수이며 DFT 크기인 N은 96으로 하였다.

수신시 연속 3 hop에서 Z가 Threshold를 넘었을 경우, 즉 연속 3번 동기 패턴을 수신한 경우 동기 hop 이 수신 된 것으로 판단하여 시간 추적을 수행하였다.[1]

샘플링 시간은 계산량과 추적 시간의 정확도를 고려하여 3 샘플링주기 간격으로 상관값을 구하였다. 따라서 샘플링 주파수가 f_{sa} 이면, 각 샘플링 인덱스의 시간차는 $3/f_{sa}$ s가 되고 이것이 시간 추적의 최소 단위가 된다.

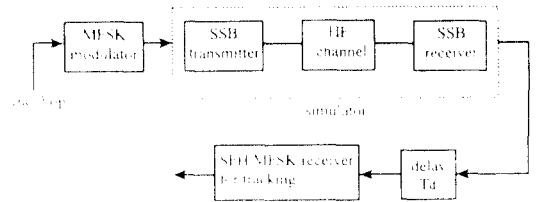


그림 6. 시뮬레이션 구성도.
Fig. 6. Block diagram of the simulation

제안된 시간추적 방법은 샘플링 주파수에 따라서 시간 추적의 최소단위가 결정됨을 알 수 있다.

도약 부전기는 RF 주파수 변환시 안테나 동조, 주파수 합성기의 안정을 위한 시간이 필요한데 이를 통상 mute 시간이라 한다. 본 논문에서는 동기 hop 송신시 0.1 hop 주기를 mute time으로 하였다.

Threshold Z는 7 dB로 하였다. 이 값으로 3×10^5 hop길이동안 의사잡음환경에서 시뮬레이션한 결과 false alarm이 한번도 발생하지 않았다.

시뮬레이션에 사용된 채널 조건은 표 1과 같고 여기서 채널 2와 채널 3은 CCIR에 의하여 보고된[8] HF 채널의 좋은 채널(good channel)과 나쁜 채널(poor channel)과 유사 하다. 다중경로 존재시 모든 경로의 전력은 같은 것으로 가정 하였다.

표 1. 시뮬레이션에 사용된 채널 조건
Table 1. Channel condition used in the simulation

채널	다중경로차(s)	doppler spread (Hz)	비 고
채널 1	0	0	가우시안
채널 2	$9.6/f_{sa}$	0.1	CCIR good
채널 3	$24/f_{sa}$	1.0	CCIR poor

2. 결 론

그림 7에서 그림 9까지는 1/2 심볼주기 만큼의 지연 존재시($2T_d = T_s$) 각각의 채널 조건에서의 동기 위치의 빈도수를 검출된 동기 hop수로 정규화하여 나타낸 것이다.

그림 7에서 각각의 신호대 잡음비에대하여 최대 빈도수를 나타내는 샘플링 인덱스 16은 32가 1 심볼 주기를 나타내므로 1/2 심볼주기의 지연이 있음을 나타낸다.

그림 7에서 그림 9까지의 τ_{max} 는 2였으며 이는 시간 오차가 1 심볼길이 이내 임을 나타 낸다. 그림 8과 9

의 첨두치가 두개 나타나는것은 다중경로에 의한 것으로 두 첨두치가 나타나는 샘플링 인덱스 17과 19 ($6/f_{sa}$ s), 17과 24($21/f_{sa}$ s)의 시간차는 다중경로시간차 $9.6/f_{sa}$ s, $24/f_{sa}$ s를 나타냄을 알 수 있다. 결과의 시간오차는 시간 측정의 최소단위가 $3/f_{sa}$ s이기 때문으로 판단된다.

그림 10에서 12는 3/2 심볼 주기의 지연 존재시의 ($2T_d = 3T_s$)의 결과로 1/2 심볼주기 지연 때와 같은 결과이다. 다만 τ_{max} 는 3이었으며 이는 시간오차가 1 심볼 이상임을 나타내므로 샘플링 시간이 16일 경우 3/2 심볼 주기의 시간 오차가 있음을 나타 낸다.

그림 13은 연속 3번 동기 hop을 검출한 확률을 채널 조건에 따라 신호대 잡음비에 대하여 나타낸 것이다. 단일 경로 가우시안 잡음 채널인 경우 -10 dB에서 98%, -10 dB이상에서 100%, 다중경로 페이딩 채널에서는 -5 dB에서 약 93%의 검출율을 나타내었다.

표2에 나타낸 것과 같이 ± 1 샘플링 인덱스의 오차를 갖는 최대 상관값의 분포는 채널 1, 2에서의 경우 -5 dB에서 약 99%, 채널 3의 경우 5 dB에서 약 95%의 분포를 보였다. 이는 시간 추적의 정확도를 나타내는 척도가 된다.

다중경로페이딩의 경우는 두개의 동기점에서의 ± 1 샘플링 인덱스 이내에 존재하는 최대 상관값의 수를 합산하였다.

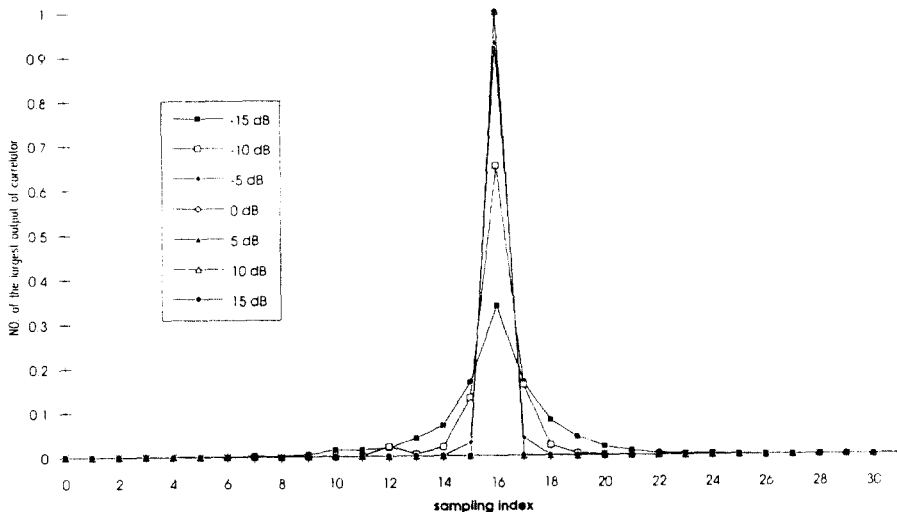


그림 7. 채널 1에서의 최대 상관값 분포 ($2T_d = T_s$)

Fig. 7. Distribution of the largest output of correlator on the channel 1 ($2T_d = T_s$)

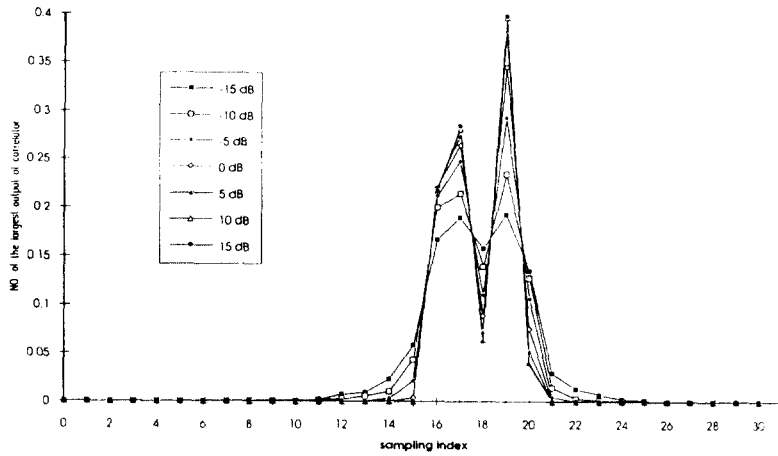


그림 8. 채널 2에서의 최대 상관값 분포 ($2T_d = T_s$)

Fig. 8. Distribution of the largest output of correlator on the channel 2 ($2T_d = T_s$)

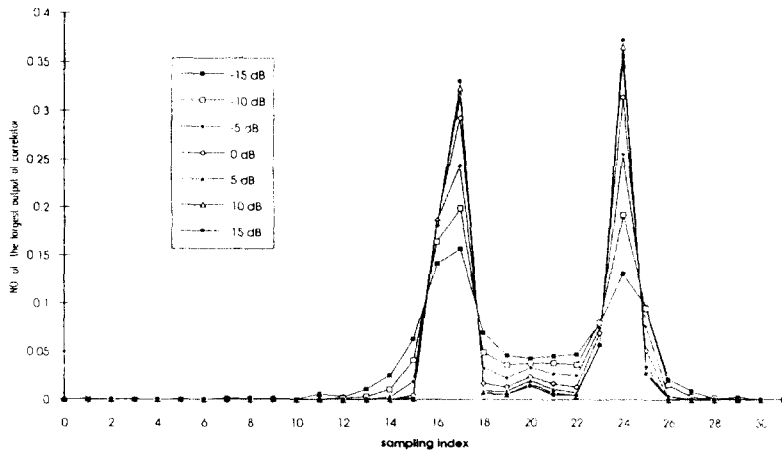


그림 9. 채널 3에서의 최대 상관값 분포 ($2T_d = T_s$)

Fig. 9. Distribution of the largest output of correlator on the channel 3 ($2T_d = T_s$)

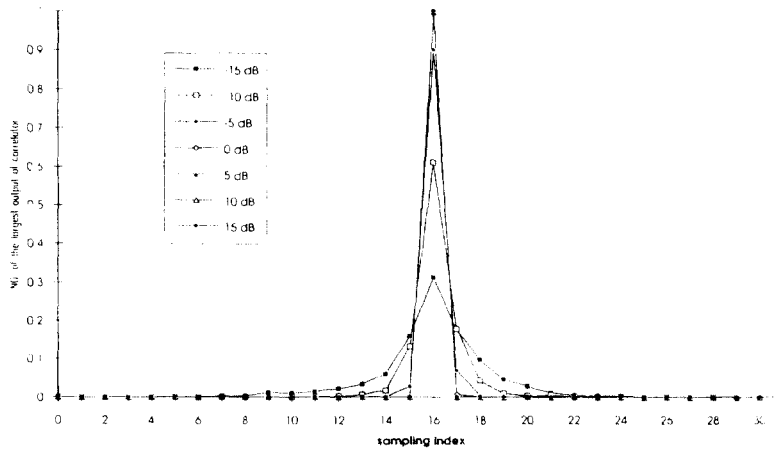


그림 10. 채널 1에서의 최대 상관값 분포 ($2T_d = 3T_s$)

Fig. 10. Distribution of the largest output of correlator on the channel 1 ($2T_d = 3T_s$)

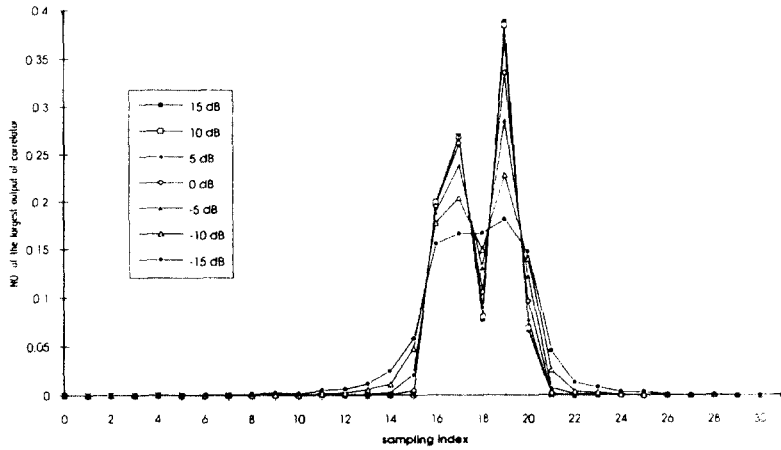


그림 11. 채널 2에서의 최대 상관값 분포 ($2T_d = 3T_s$)
 Fig. 11. Distribution of the largest output of correlator on the channel 2 ($2T_d = 3T_s$)

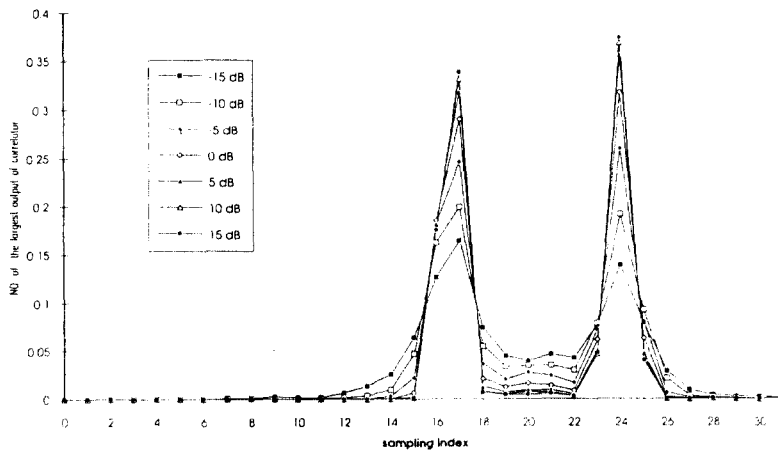


그림 12. 채널 2에서의 최대 상관값 분포 ($2T_d = 3T_s$)
 Fig. 12. Distribution of the largest output of correlator on the channel 3 ($2T_d = 3T_s$)

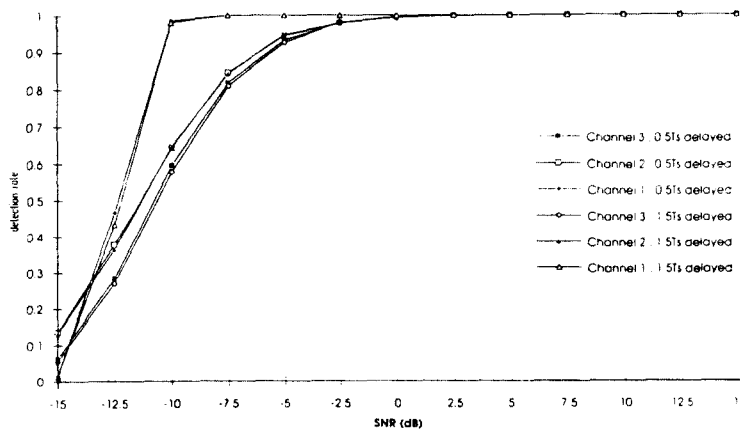


그림 13. 채널 조건에 따른 동기 신호 검출율
 Fig. 13. Sync. signal detection rate on the channel conditions

표 2. ±1 샘플링 인덱스의 오차를 갖는 최대 상관값의 분포

Table 2. Distribution of the largest output of correlator in the ±1 sampling index error

채널	SNR	-15 dB	-10 dB	-5 dB	0 dB	5 dB	10 dB	15 dB
1, $T_s/2$ delayed		0.67057	0.94369	0.99940	1.00000	1.00000	1.00000	1.00000
1, $3T_s/2$ delayed		0.64695	0.92013	0.99770	1.00000	1.00000	1.00000	1.00000
2, $T_s/2$ delayed		0.90045	0.95927	0.99095	0.99839	0.99989	0.99990	0.99990
2, $3T_s/2$ delayed		0.87341	0.94528	0.98626	0.99729	0.99980	0.99990	0.99990
3, $3T_s/2$ delayed		0.65129	0.77181	0.86080	0.92300	0.95478	0.96828	0.97469

IV. 결 론

SFH/MFSK에서의 샘플링위치를 다중으로 하여 동기패턴의 상관 관계와 심볼동기를 이용하여 시간을 추적하는 방법을 제안 하였다.

M개의 신호에 대한 DFT를 사용하여 MFSK 신호를 검출하고, 이것의 결과 값으로 상관 관계를 구하여 최대값이 나타나는 심볼 동기 위치 t_{max} 와 상관 위치 τ_{max} 에 의하여 송수신 시간오차를 구하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과 단일 경로 가우시안 잡음 채널인 경우 -10 dB 이상에서 100%, 다중경로 케이딩 채널에서는 0 dB에서 99% 이상의 검출율을 나타내었다.

또한, ±1 샘플링 인덱스(±3/f_{sd} s)의 오차를 갖는 최대 상관값의 분포는 채널 1, 2에서의 경우 -5 dB에서 약 99%, 채널 3의 경우 5 dB에서 약 95%의 분포를 보였다.

제안된 방법은 디지털 신호처리를 위한 마이크로 프로세서를 이용하여 실시간으로 구현 가능하며, SFH/MFSK 시스템 뿐만 아니라 MFSK를 변조 방식으로 사용하는 다른 디지털 통신 시스템에서의 심볼 동기 방법으로도 적용 가능하다.

참 고 문 헌

1. C. A. Putman, S. S. Rappaport, and D. L. Schilling, "Tracking of Frequency Hopped Spread Spectrum Signals in Adverse Environments," IEEE Trans. commun. vol. COM 31, NO. 8, pp. 955-964, August 1983.
2. C. A. Putman, S. S. Rappaport, and D. L. Schilling, "A Comparison of Schemes for Coarse Acquisition of Frequency-Hopped Spread

- Spectrum Signals," IEEE Trans. commun. vol. COM 31, NO. 2, pp. 183-189, February 1983.
3. L. E. Miller, J. S. Lee, R. H. French, and D. J. Torrieri, "Analysis of an Antijam FH Acquisition Scheme," IEEE Trans. commun. vol. 40, NO. 1, pp. 160-170, January 1992.
4. E. Sourour and S. C. Gupta, "Direct Sequence Spread Spectrum Parallel Acquisition in Non-selective and Frequency-Selective Rician Fading Channel," IEEE Journal on selected areas in communications, vol. 10, NO. 3, pp. 535-544, April 1992.
5. L. R. Rabiner and B. Gold, *Theory and Application of Digital Signal Processing*, PRENTICE-HALL, pp. 381-390, 1975.
6. J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, pp. 144-148, 1983.
7. 박진규, 장봉운, 이황수, "Adaptive HF Modem 연구," KAIST, 연구보고서 BS I1201.3012.4, 1987.
8. HF IONOSPHERIC CHANNEL SIMULATORS, CCIR XIIIth Plenary Assembly, vol. III., pp. 66-75, 1974.
9. R. F. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital communications and spread spectrum systems*, Macmillan, pp. 365-416, 1985.

崔世烈(Se Youl Choi)

성회원

1950년 2월 20일생

1974년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업

1975년 11월 ~ 1977년 12월 : 한국과학기술연구소 연구원

1978년 6월 ~ 현재 : 국방과학연구소 책임연구원