

PN부호의 동기추적을 위한 비코히어런트  
지연동기 루프의 최적설계에 관한 연구

正會員 宋 文 圭\* 正會員 車 均 鉉\*

A Study on the Optimum Design of  
Noncoherent Delay-Locked Loops for PN Code Tracking

Moon Kyou Song\*, Kyun Hyon Tchah\* *Regular Members*

要 約

동기추적 루프는 수신된 확산 부호의 동적 과형에 대한 추적을 수행함에 있어 AWGN 존재 하에서 낮은 동기추적 지터를 목적으로 설계되며, 전송지연에 대한 효율적인 추적을 위한 루프의 대역폭이 요구된다. 본 논문에서는 지연동기루프의 최적 설계를 위한 대역통과필터의 대역폭에 대하여 고찰하였다. NRZ 데이터의 경우 단극, 쌍극 및 이상적 Butterworth 대역통과 필터를 채용한 비코히어런트 DLL의 재구성 실을 구하였으며, 이를 통해 루프의 동기추적 지터를 최소화하는 대역통과필터의 최적의 대역폭을 주어진 데이터율과 수신비트에너지대 잡음밀도비에 대해 구하였다. 결과로서 NRZ 데이터의 경우 합리적인 대역통과필터의 최적대역폭이 존재함을 알 수 있으며, 아울러 DLL의 동기추적 지터에 대한 성능은 사용된 필터의 종류에 대해서는 비교적 민감하지 않음을 알 수 있다.

ABSTRACT

Tracking loops are designed to achieve low rms tracking jitter in the presence of AWGN while tracking the dynamics of the received spreading waveform, and also require an efficient bandwidth, which facilitates tracking the dynamics of the transmission delay. In this paper, the optimum design and performance of noncoherent delay-locked loops(DLL) considering the effect of distortions due to the IF bandpass filter are described. NRZ data format with one pole, two pole and ideal Butterworth type filter is presumed in the analysis. As a result, it is demonstrated that for a fixed data rate and data signal-to-noise ratio, there exists an optimum filter bandwidth in the sense of minimizing the loop's tracking jitter, and the tracking jitter of DLLs is relatively insensitive to the filter type.

\*高麗大學校 電子工學科  
Dept. of Electronic Eng., Korea Univ.  
論文番號 : 93-102

I. 서 론

대역확산 통신 시스템에서는 필연적으로 송수신기 간의 확산 부호의 동기가 요구된다. 전송된 확산 부호와 수신기의 국부 확산 부호 간의 동기가 한 칩 이상 맞지 않는다면 신뢰성 있는 데이터의 검파를 위해 요구되는 신호 에너지의 전달이 불가능할 것이기 때문이다. 확산부호의 동기 획득(acquisition) 및 유지하는 전적으로 수신기의 역할로 부여되는 것이 일반적이며, 확산 부호의 동기는 보통 초기동기 및 동기추적(tracking)의 두 단계를 거쳐 수행된다. 초기동기 과정에서는 유용한 사전정보를 이용하여 부호의 초기 위상을 결정하여 통상적으로 한 칩이내의 동기를 성취하게 된다. 초기동기가 성공하면 페루프 동작으로 보다 정밀한 동기추적 과정이 시작되며, 이를 통해 연속적인 최적의 확산부호 동기가 이루어진다.<sup>1, 2, 3)</sup>

동기추적 시스템은 코히어런트한 기준 반송파의 생성을 위해 요구되는 PLL 기법과 유사한 방법으로 수행되는데, 두 기법 간의 주된 차이점은 위상관별기의 구조라 할 수 있다. 반송파의 동기를 위해 요구되는 판별기는 단순한 곱셈기인 반면에 부호의 동기추적 루프의 위상관별기에서는 수 개의 곱셈기 및 여파기 쌍과 포락선 검파기가 요구된다.

동기추적 루프는 수신된 확산 부호의 동적 과정에 대한 추적을 수행함에 있어 AWGN 존재 하에서 낮은 동기추적 지터를 목적으로 설계된다. 전송지연  $T_d$ 는 송수신기가 상대적으로 이동할 경우 시간의 함수가 되며, 전송지연 함수  $T_d(t)$ 는 동기추적 루프에 의해 추적되어야 한다. 반송파의 추적을 위한 PLL에서와 마찬가지로 루프의 대역폭은 동적인  $T_d(t)$ 의 추적을 수월하게 하기 위해서는 넓어야 하며, AWGN으로 인한 추적 지터를 최소화하기 위해서는 작아야 하므로, 이 양자 간의 적절한 절충이 요구된다고 하겠다.

대역확산 시스템의 동기추적 루프는 여러가지 기준으로 분류할 수 있다. 우선 수신 반송파의 위상정보의 이용 여부에 따라 코히어런트 및 비코히어런트 루프로 분류할 수 있다. 또한 대부분의 동기추적루프는 그 위상 관별기가 수신 신호와 국부 발생 확산부호의 조만(early-late) 위상간의 상관을 이용하는 조만 동기추적 루프에 속하는데, 이에 는 두 개의 독립적인 상관기로 구성되는 전시간(full time) 조만 동기추적루프<sup>4, 5)</sup>와 단일 상관기를 공유하는 시분할

(time-sharing) 타입의 (dither) 조만 동기추적루프가 있다.

코히어런트 방식의 기저대역 동기추적루프는 실제적인 대역확산 통신 시스템에의 적용에 어려운 점이 있다. 우선 확산 부호의 동기추적에 앞서 반송파의 동기가 이루어져서 수신 신호의 복조가 선행되어야 하는데, 대역확산 시스템은 전형적으로 전송대역에서의 신호대 잡음비가 매우 낮은 상태에서 동작하므로, 코히어런트한 반송파의 발생 및 복조의 수행이란 보통 어려운 일이다. 더욱이 통상적인 통신시스템은 송수신기 간에 임의의 정보전달을 목적으로 하며 이러한 정보 데이터 변조는 기저대역 루프의 적용을 더욱 어렵게 하는 부가적인 요소로 작용하게 된다. 이러한 난점으로 인해 비코히어런트 방식의 전시간 조만 동기추적루프의 적용을 일반적으로 선호하게 되며, 본 논문에서는 비코히어런트 방식의 전시간 조만 동기추적루프에 속하는 지연동기루프(delay-locked loop)의 최적 설계를 위한 대역통과필터의 대역폭에 대하여 고찰하고자 한다.

II. 지연동기루프의 해석

본 논문에서 고찰하고자 하는 지연동기루프의 구성도는 그림 1과 같다. 이 구성도는 확산 변조가 BPSK인 경우를 가정하여 전력분배기의 감쇠 및 국부 기준 PN부호발생기의 변조파형에 대한 모델을 추가한 것으로서 이전의 해석에 비해 보다 구체적인 해석을 수행하고자 한다. 한편, 다소의 수정으로 쉽게 임의의 직접확산방식의 변조에 대해 적용할 수 있다.

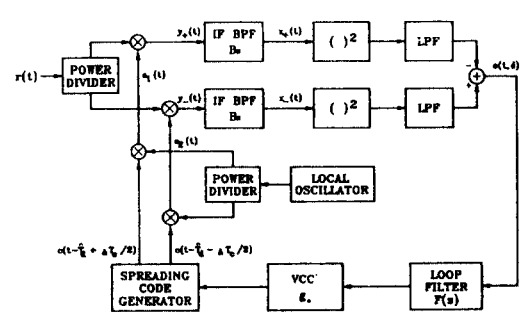


그림 1. 비코히어런트 지연동기루프의 구성도  
Fig 1. Noncoherent delay-locked loop

1. 루프의 수학적모델

지연동기루프의 수신신호는 대역제한된 AWGN

상황하에서 데이터 및 직접확산 변조된 반송파로서 다음 식과 같이 표현할 수 있다<sup>[1, 2, 3]</sup>.

$$r(t) = \sqrt{2P} m(t-T_d)c(t-T_d)\cos(\omega_0 t + \phi) + n(t) \quad (1)$$

여기서 P는 수신신호전력이고, m(t)는 데이터 변조파형이고, c(t)는 확산신호파형이고, T<sub>d</sub>는 전송지연, φ는 수신반송파의 랜덤위상, ω<sub>0</sub>는 반송파의 각주파수이다. 한편 잡음성분 n(t)는<sup>[2, 3]</sup>

$$n(t) = \sqrt{2n_1(t)}\cos(\omega_0 t + \phi) - \sqrt{2n_2(t)}\sin(\omega_0 t + \phi) \quad (2)$$

로 표현되는 대역제한된 영평균 백색 가우시안 잡음 프로세스로서 수신 잡음은 N<sub>0</sub>/2 watts/hertz의 양측 전력스펙트럼밀도를 갖는다고 가정한다. n<sub>1</sub>(t), n<sub>2</sub>(t)는 양측 전력스펙트럼밀도가 N<sub>0</sub>/2인 독립적인 영평균 지역통과 백색 가우시안 잡음 프로세스이다. 수신신호는 전력분배기에 의해 전력분배되며, 조만상관기에 의해 국부발전 주파수로 변조된 확산부호 파형과 상관된다. 조만 확산파형은 다음 식으로 기술할 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$a_1(t) = \sqrt{2P_{L0}} c(t - \hat{T}_d + \Delta T_c/2) \cos[\omega_{L0} t + \phi'] \quad (3)$$

$$a_2(t) = \sqrt{2P_{L0}} c(t - \hat{T}_d + \Delta T_c/2) \cos[\omega_{L0} t + \phi'] \quad (4)$$

여기서 P<sub>L0</sub>는 국부발전기의 전력이고, ω<sub>L0</sub> = ω<sub>0</sub> - ω<sub>IF</sub>는 국부발전기의 각주파수이며, φ'는 국부발전신호의 랜덤위상이다.

IF 대역통과 필터의 중심주파수를 ω<sub>IF</sub>라 하고, 단축 잡음대역폭을 B<sub>N</sub>이라 하면, 믹서의 출력신호 중 합주파수 성분은 이 필터에 의해 제거될 것이다. 따라서, 차주파수 성분만을 고려하면 믹서의 출력은 다음 식과 같다<sup>[2]</sup>.

$$y_{\pm}(t) = K_M \sqrt{P_m} (t-T_d)c(t-T_d)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)\cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') + K_M n_1(t)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)\cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') - K_M n_2(t)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)\sin(\omega_{IF}t + \phi - \phi') \quad (5)$$

여기서 K<sub>M</sub>은 믹서의 변환손실을 나타내며, 조만 채널에 대해 모두 동일하다고 가정한다. 이제 확산부호의 자기잡음(self noise)성분을 다음과 같이 정의

한다<sup>[1, 2]</sup>.

$$s_{\pm}(t-T_d, \delta) \equiv \frac{c(t-T_d)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)}{-c(t-T_d)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)} \quad (6)$$

여기서 δ = (T<sub>d</sub> - T̂<sub>d</sub>)/T<sub>c</sub>이고, 상단의 선은 통계적 평균을 의미한다. 한편, 확산부호의 자기잡음 s<sub>±</sub>(t - T<sub>d</sub>, δ)은 시스템의 처리이득이 큰 경우의 합당한 가정으로 무시할 수 있고<sup>[1]</sup>, 뒷 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_{\pm}(t) = K_M \sqrt{P_m} (t-T_d)c(t-T_d)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)\cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') + K_M \sqrt{P_m} (t-T_d)s_{\pm}(t-T_d, \delta)\cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') + K_M n_1(t)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)\cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') - K_M n_2(t)c(t-\hat{T}_{d\pm}\Delta T_c/2)\sin(\omega_{IF}t + \phi - \phi') \quad (7)$$

여기서 주기가 N인 PN부호의 자기상관 함수(그림 2)는 다음과 같이 구해진다<sup>[2]</sup>.

$$R_c[\tau] = \overline{c(t)c(t-\tau)} = \begin{cases} 1 - \frac{\tau}{T_c} (1 + \frac{1}{N}), & 0 \leq \tau < T_c \\ -\frac{1}{N}, & T_c \leq \tau < (N-1)T_c \\ \frac{\tau - (N-1)T_c}{T_c} (1 + \frac{1}{N}), & (N-1)T_c \leq \tau < NT_c \\ -\frac{1}{N}, & (N-1)T_c \leq \tau < NT_c \end{cases} \quad (8)$$

$$R_c[\tau] = R_c[\tau + pN], \quad p = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (9)$$

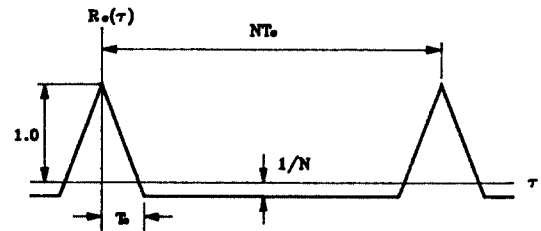


그림 2. PN부호의 자기상관 함수  
Fig 2. Autocorrelation function of PN code

이제 대역통과 필터 H(s)의 등가 저역통과 전달함수를 H<sub>1</sub>(s)라 하면, 대역통과 필터를 통과한 이후의

신호는 다음 식과 같다.

$$X_{\pm}(t) = K_M \sqrt{P} \hat{m}(t - T_d) R_c[(\delta \pm \Delta/2)T_c] \cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') \\ + K_M \hat{n}_{I\pm}(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') \\ - K_M \hat{n}_{Q\pm}(t) \cos(\omega_{IF}t + \phi - \phi') \quad (10)$$

여기서

$$\hat{m}(t - T_d) = H_1(s)[m(t - T_d)] \quad (11)$$

$$\hat{n}_{I\pm}(t) = H_1(s)[n_I(t)c(t - \hat{T}_d \pm \Delta T_c/2)] \quad (12)$$

$$\hat{n}_{Q\pm}(t) = H_1(s)[n_Q(t)c(t - \hat{T}_d \pm \Delta T_c/2)] \quad (13)$$

윗 식에서  $H_1(s)[\cdot]$ 는 Heaviside 연산을 나타낸다. 이제 제곱법칙 포락선검파기를 통과하여 루프필터에 입력될 오차신호는 다음식과 같이 기술된다.

$$e(t, \delta) = [x_{\pm}^2(t) - x_{\mp}^2(t)]_{LP} \quad (14) \\ = (K_M^2/P) \hat{m}^2(t - T_d) \{R_c^2[(\delta - \Delta/2)T_c] - R_c^2[(\delta + \Delta/2)T_c]\} \\ + (K_M^2/2) \{\hat{n}_{I+}^2(t) - \hat{n}_{I-}^2(t) + \hat{n}_{Q-}^2(t) - \hat{n}_{Q+}^2(t)\} \\ + (K_M^2 \sqrt{P} \hat{m}(t - T_d) \{\hat{n}_{I-}(t) R_c[(\delta - \Delta/2)T_c] \\ - \hat{n}_{I+}(t) R_c[(\delta + \Delta/2)T_c]\} \\ = (K_M^2/2) P \hat{m}^2(t - T_d) D(\delta) + (K_M^2/2) n_e(t, \delta)$$

여기서 루프의 S곡선 또는 판별기 특성  $D(\delta)$  및 등가적 부가잡음  $n_e(t, \delta)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$D(\delta) \equiv R_c^2[(\delta - \Delta/2)T_c] - R_c^2[(\delta + \Delta/2)T_c] \quad (15)$$

$$n_e(t, \delta) = \{\hat{n}_{I+}^2(t) - \hat{n}_{I-}^2(t) + \hat{n}_{Q-}^2(t) - \hat{n}_{Q+}^2(t)\} \\ + 2\sqrt{P} \hat{m}(t - T_d) \{\hat{n}_{I-}(t) R_c[(\delta - \Delta/2)T_c] \\ - \hat{n}_{I+}(t) R_c[(\delta + \Delta/2)T_c]\}$$

$0 \leq \Delta < 1$ 인 경우에 대해  $D(\delta)$ 는 식(8)을 이용하면, 다음과 같이 구해진다.

$$D(\delta) =$$

$$\left[ \begin{aligned} & 0, -N+1 + \frac{\Delta}{2} \leq \delta < -(1 + \frac{\Delta}{2}) \quad (17) \\ & \frac{1}{N^2} - [1 + (\delta + \frac{\Delta}{2})(1 + \frac{1}{N})]^2, -(1 + \frac{\Delta}{2}) \leq \delta < -(1 - \frac{\Delta}{2}) \\ & -2(1 + \frac{1}{N})\Delta[1 + (1 + \frac{1}{N})\delta], -(1 - \frac{\Delta}{2}) \leq \delta < -\frac{\Delta}{2} \\ & 2(1 + \frac{1}{N})[2 - (1 + \frac{1}{N})\Delta]\delta, -\frac{\Delta}{2} \leq \delta < +\frac{\Delta}{2} \\ & 2(1 + \frac{1}{N})\Delta[1 - (1 + \frac{1}{N})\delta], +\frac{\Delta}{2} \leq \delta < +(1 - \frac{\Delta}{2}) \\ & [1 - (1 + \frac{1}{N})(\delta - \frac{\Delta}{2})]^2 - \frac{1}{N^2}, +(1 - \frac{\Delta}{2}) \leq \delta < +(1 + \frac{\Delta}{2}) \end{aligned} \right.$$

$1 < \Delta < 2$ 인 경우에 대해서도 마찬가지로 구할 수 있다. PN부호의 주기  $N$ 이 1에 비해 매우 크다는 일반적인 가정 하에서 그린  $D(\delta)$ 의 곡선은 그림 3과 같다. 이상에서 주목할 만한 사항은  $\Delta = 1$ 인 경우의 선형 pull-in 영역이 최대가 되며,  $\Delta$ 가 작아질수록 선형 영역의 기울기가 증가하여  $\delta$ 에 대한 감도가 증가하게 된다<sup>[1, 2]</sup>.

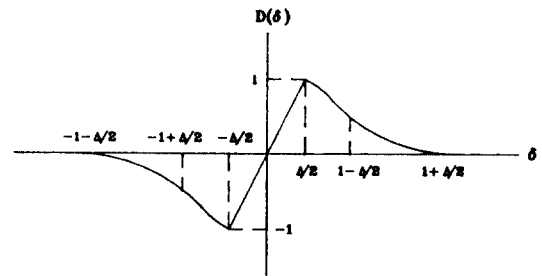


그림 3. 지연고정판별기 특성의 S곡선  
Fig 3. Delay-locked discriminator S curves

이제 PN부호발생기의 출력에 대한 순서 지연 추정치  $\hat{T}_d/T_c$ 는  $e(t, \delta)$ 의 제어를 받게 될 것이며 그 관계는 다음 식으로 기술할 수 있다.

$$\frac{\hat{T}_d}{T_c} = \frac{g_c F(s)}{s} [e(t, \delta)] \quad (18)$$

여기서  $F(s)$ 는 루프필터의 전달함수이며  $g_c$ 는 PN부호발생기를 구동할 VCC의 이득이다.

따라서 그림 1의 전체 구성도에 대한 동작방정식은 다음과 같이 기술할 수 있다.

$$\frac{\hat{T}_d}{T_c} = \frac{KF(s)}{s} [P\hat{m}^2(t-T_d)D(\delta) + n_e(t, \delta)] \quad (19)$$

여기서  $K = (K_M^2 g_c / 2)$ 는 루프의 이득을 나타낸다. 한편  $\hat{m}^2(t-T_d)D(\delta)$ 항은 다음과 같이 그 평균값과 나머지인 변조자기잡음항의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{m}^2(t-T_d)D(\delta) &= \overline{\langle \hat{m}^2(t-T_d) \rangle} D(\delta) \\ &+ [\hat{m}^2(t-T_d) - \overline{\langle \hat{m}^2(t-T_d) \rangle}] D(\delta) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서  $\langle \cdot \rangle$ 는 시평균을 의미하며,

$$\overline{\langle \hat{m}^2(t-T_d) \rangle} \equiv \alpha = \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) |H_1(j2\pi f)|^2 df \quad (21)$$

이다. 앞에서와 마찬가지로 루프대역폭  $B_L$ 이 데이터율  $R_b$ 보다 매우 작다면 변조자기잡음항은 무시가능하다. 선형구간에 대해  $D(\delta)$ 를 다음과 같이 정규화하면,  $D_n(\delta)$ 의  $\delta=0$ 근처의 기울기는 1이 될 것이다.

$$D(\delta) = \eta D_n(\delta) \quad (22)$$

$$\text{여기서 } \eta = 2(1 + \frac{1}{N}) [2 - (1 + \frac{1}{N})\Delta] \quad (23)$$

이상의 사실을 이용하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\delta = -H(s) \left[ \frac{n_e(t, \delta)}{\eta P \alpha} \right] + \{1 - H(s)\} \left[ \frac{T_d}{T_c} \right] \quad (24)$$

$$\text{여기서, } H(s) = \frac{\eta P \alpha K F(s)}{s + \eta P \alpha K F(s)} \quad (25)$$

는 루프의 전달함수이다.

### 2. 등가적 부가잡음의 전력밀도

이제 등가적 부가잡음  $n_e(t, \delta)$ 의 전력밀도를 구하기 위해서 먼저  $n_e(t, \delta)$ 의 자기상관함수를 구하자<sup>[3]</sup>.

$$\begin{aligned} R_{n_e}(\tau, \delta) &\equiv \overline{n_e(t, \delta)n_e(t+\tau, \delta)} \\ &= 8R_n^2(\tau) + 4PR_m^2(\tau)R_n^2(\tau)f(\delta) \end{aligned} \quad (26)$$

여기서,

$$R_n^2(\tau) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_1(j2\pi f)|^2 \exp(j2\pi f\tau) df \quad (27)$$

$$R_m^2(\tau) = \int_{-x}^x S_m(f) |H_1(j2\pi f)|^2 \exp(j2\pi f\tau) df \quad (28)$$

이며, 여기서  $S_m(f)$ 는 데이터변조의 psd이다. 또한,

$$f(\delta) \equiv R_c^2[(\delta - \Delta/2)T_c] + R_c^2[(\delta + \Delta/2)T_c] \quad (29)$$

로 정의되며,  $0 \leq \Delta \leq 1$ 인 경우에 대해  $f(\delta)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$f(\delta) = \begin{cases} 0, & -N+1+\frac{\Delta}{2} \leq \delta < -(1+\frac{\Delta}{2}) \\ \frac{1}{N^2} + [1 + (\delta + \frac{\Delta}{2})(1 + \frac{1}{N})]^2, & -(1+\frac{\Delta}{2}) \leq \delta < -(1-\frac{\Delta}{2}) \\ 2[1 + (1 + \frac{1}{N})\delta]^2 + (1 + \frac{1}{N})^2(\frac{\Delta}{2})^2, & -(1-\frac{\Delta}{2}) \leq \delta < -\frac{\Delta}{2} \\ 2[1 - (1 + \frac{1}{N})\frac{\Delta}{2}]^2 + (1 + \frac{1}{N})^2\delta^2, & -\frac{\Delta}{2} \leq \delta < +\frac{\Delta}{2} \\ 2[1 - (1 + \frac{1}{N})\delta]^2 + (1 + \frac{1}{N})^2(\frac{\Delta}{2})^2, & +\frac{\Delta}{2} \leq \delta < (1-\frac{\Delta}{2}) \\ [1 - (1 + \frac{1}{N})(\delta - \frac{\Delta}{2})]^2 + \frac{1}{N^2}, & (1-\frac{\Delta}{2}) \leq \delta < (1+\frac{\Delta}{2}) \end{cases} \quad (30)$$

DLL의 대역폭은 일반적으로  $n_e(t, \delta)$ 의 등가 잡음 대역폭에 비해 훨씬 협대역이므로  $n_e(t, \delta)$ 는 DC의 주변의 성분으로 근사화할 수 있다. 한편, 주파수함수의 DC 성분은 시간함수의 전시간적분과 같으므로 Wiener-Kinchine정리를 이용하면,  $n_e(t, \delta)$ 의 양측 전력밀도는 다음의 양측 전력밀도를 갖는 프로세스와 델타함수의 곱으로서 근사화할 수 있다.

$$\frac{N_e^*(\delta)}{2} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{n_e}(\tau) d\tau \quad (31)$$

따라서 이 식은 잡음  $n_e(t, \delta)$ 의 dc 주변 전력을 의미한다.

한편, 위의 관계식과 Parseval의 정리를 이용하면

$$\begin{aligned} N_e^*(\delta) &= 4N_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} |H_1(j2\pi f)|^4 df \\ &+ 4PN_0 f(\delta) \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) |H_1(j2\pi f)|^4 df \end{aligned} \quad (32)$$

가 되며,

$$\beta \equiv \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |H_1(j2\pi f)|^4 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |H_1(j2\pi f)|^2 df} \quad (33)$$

$$\alpha' \equiv \int_{-\infty}^{\infty} S_m(f) |H_1(j2\pi f)|^4 df \quad (34)$$

$$B_N \equiv \int_{-\infty}^{\infty} |H_1(j2\pi f)|^2 df \quad (35)$$

$$r_N \equiv P/N_0 B_N \quad (36)$$

와 같이 정의하면,

$$N_e^*(\delta) = 2PN_0 [2\alpha'f(\delta) + \frac{2\beta}{r_N}] \quad (37)$$

가 된다.

### 3. DLL의 동기추적지터

대역확산 시스템 설계자에게 특히 중요한 결과는 제공평균 동기추적오차, 즉 동기추적지터와 루프대역폭 내의 수신 신호대잡음비 간의 관계이다. 선형구간에 대해  $D_n(\delta) = \delta$ 이고, 식(24)에서 두 번째 항의 전달함수  $\{1 - H(s)\}$ 는 고역통과함수이므로 상수항 입력  $T_d/T_c$ 에 대해 0으로 가정하면,

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= \overline{\delta^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_{ne}(f)}{(\eta P \alpha)^2} |H(j2\pi f)|^2 df \quad (38) \\ &\cong \frac{N_e^*(\delta)}{(\eta P \alpha)^2} B_L \end{aligned}$$

이 되며, 여기서

$$B_L = \int_{-\infty}^{\infty} |H(j2\pi f)|^2 df \quad (39)$$

는 루프의 등가대역폭이다.

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= \frac{B_L}{(\eta P \alpha)^2} 2PN_0 [2\alpha'f(\delta) + \frac{2\beta}{r_N}] \quad (40) \\ &= \frac{N_0 B_L}{2P} \frac{\alpha' \{ (1 + \frac{1}{N})^{-2} + \frac{16}{\eta^2} (1 + \frac{1}{N})^2 \overline{\delta^2} \} + \frac{8\beta}{r_N \eta^2}}{\alpha^2} \end{aligned}$$

$\sigma_e^2$ 에 대해 풀면,

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2r} \frac{\alpha' (1 + \frac{1}{N})^{-2} + \frac{8\beta}{r_N \eta^2}}{\alpha^2 [1 - \frac{8}{\eta^2 r} (\frac{\alpha'}{\alpha^2}) (1 + \frac{1}{N})^2]} \quad (41)$$

을 얻을 수 있고, 여기서  $r = P/N_0 B_L$ 은 루프대역내의 신호대잡음비이다. 선형 해석을 위해 전제조건으로서  $r$ 은 크기 때문에 윗식은 근사적으로 다음 식과 같이 표현된다.

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2r} \frac{\alpha' (1 + \frac{1}{N})^{-2} + \frac{8\beta}{r_N \eta^2}}{\alpha^2} = \frac{1}{2r S_L} \quad (42)$$

여기서  $S_L$ 은 DLL의 제곱손실로서 정의되는 양이다.

### III. 선형해석의 조건 및 결과

본 논문에서는 이제 NRZ 데이터에 대해 제곱손실 및 동기추적지터의 관점에서 최적성능을 갖는 DLL의 설계를 위한 대역통과필터의 대역폭을 알아보고자 하며, 대역통과 필터로는 단극 및 쌍극의 Butterworth 필터와 이상적인 필터의 세 가지 경우에 대해 고찰한다.

먼저 NRZ 데이터의 psd  $S_m(f)$ 는<sup>[7]</sup>

$$S_m(f) = T_b \frac{\sin^2 \pi f T_b}{(\pi f T_d)^2} \quad (43)$$

와 같이 구해진다.

$n$ 극 Butterworth 필터의 경우 다음 식들이 성립한다<sup>[6, 7]</sup>.

$$|H_1(j2\pi f)|^2 = \frac{1}{1 + (f/f_c)^{2n}} \quad (44)$$

$$\beta = (2n-1)/2n \quad (45)$$

$$B_N = B_c \frac{\pi/2n}{\sin(\pi/2n)} \quad (46)$$

여기서  $f_c$ 는 등가저역통과필터  $H_1(j2\pi f)$ 의 3dB 차단주파수이며,  $B_c$ 는 대역통과필터의 3dB 대역폭으로  $2f_c$ 와 같다<sup>[2, 7]</sup>.

한편 단극 및 쌍극의 Butterworth 필터의 경우  $\alpha$  및  $\alpha'$ 는 각각 다음과 같이 구해진다.

i) 단극 Butterworth 필터( $n=1$ )<sup>[8]</sup>

$$\alpha = 1 - \frac{1 - \exp(-2B_N/R_b)}{2B_N/R_b} \quad (47)$$

$$\alpha' = 1 - \frac{3 - (3 + 2B_N/R_b)\exp(-2B_N/R_b)}{4B_N/R_b} \quad (48)$$

ii) 쌍극 Butterworth 필터( $n=2$ )<sup>[8]</sup>

$$\alpha = 1 - \frac{1 - \exp(-2B_N/R_b)[\cos(2B_N/R_b) - \sin(2B_N/R_b)]}{4B_N/R_b} \quad (49)$$

$\alpha' =$

$$1 - \frac{5 - (4B_N/R_b \cos(2B_N/R_b) + 5[\cos(2B_N/R_b) - \sin(2B_N/R_b)])}{16B_N/R_b} \quad (50)$$

$$\frac{\exp(-2B_N/R_b)}{16B_N/R_b}$$

이제 PN확산부호의 주기  $N$ 이 1에 비해 크다고 가정하고, DLL의 제곱손실을 데이터비트 신호대잡음비  $E_b/N_0 = P T_b/N_0$  및 대역통과필터의 대역폭과 데이터율의 비  $B_N/R_b$ 로서 나타내면 다음 식과 같이 된다.

$$S_L = \frac{\alpha^2}{\alpha' + 2\beta \frac{B_N/R_b}{E_b/N_0} \frac{1}{(2-\Delta)^2}} \quad (51)$$

Costas 루프의 제곱손실에 대한 식<sup>[6]</sup>과 유사하게 식(51)의 분자는 신호  $\times$  신호 성분이고, 분모는 신호  $\times$  잡음 및 잡음  $\times$  잡음 성분의 합으로 구성된다.

식(51)로부터 데이터율이  $R_b$ 인 경우의  $n-\Delta$  루프의 제곱손실은 데이터율이  $(2-\Delta)^2 R_b$ 에 대한  $1-\Delta$  루프의 경우와 일치함을 알 수 있고, 이 사실을 이용하면  $n-\Delta$  루프의 제곱손실은 그 데이터율  $(2-\Delta)^2$ 로 나누어  $1-\Delta$  루프의 제곱손실 곡선으로부터 직접 읽을 수 있다.

그림 4, 5, 6은 각각 NRZ 데이터의 경우 단극, 쌍극 및 이상적 Butterworth 필터의  $B_N/R_b$ 에 대한  $1-\Delta$  DLL의 제곱손실을  $E_b/N_0$ 을 매개변수로 하여 도시한 것이다.

이 곡선들로부터 루프의 제곱손실을 최대화 하는 최적의 필터대역폭이 주어진  $E_b/N_0$ 에 대해 존재함을 알 수 있으며, 식(43)의 관계에 의해 이는 곧 루프의 동기추적 지터를 최소화하는 것과 동가적임을 알 수 있다. 이러한 최적의 대역통과 필터의 잡음대역폭을  $E_b/N_0$ 에 대해 구하면 그림 7의 곡선을 구할 수 있다. 그림 8은 필터의 3 dB 대역폭에 대한 곡선으로 루프

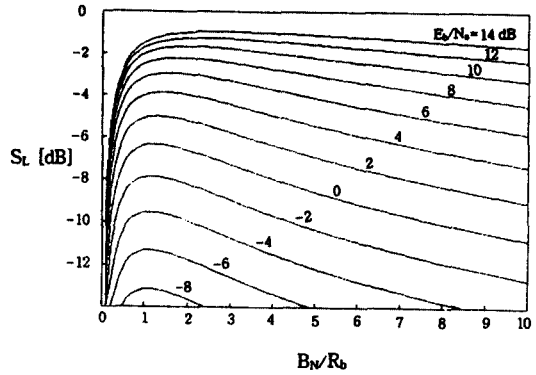


그림 4. NRZ 데이터, 단극 Butterworth 필터의 경우  $1-\Delta$  DLL의 제곱손실

Fig 4. Squaring loss for  $1-\Delta$  DLL : 1-pole Butterworth filter, NRZ coding

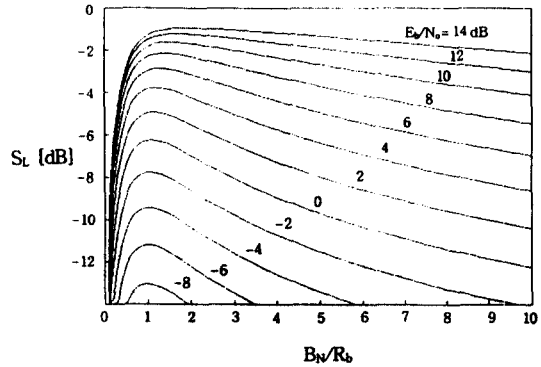


그림 5. NRZ 데이터, 쌍극 Butterworth 필터의 경우  $1-\Delta$  DLL의 제곱손실

Fig 5. Squaring loss for  $1-\Delta$  DLL : 2-pole Butterworth filter, NRZ coding

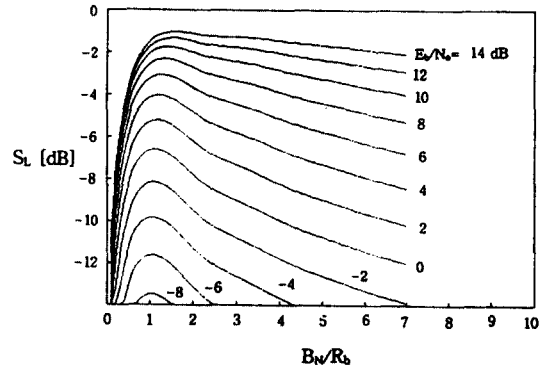


그림 6. NRZ 데이터, 이상적 Butterworth 필터의 경우  $1-\Delta$  DLL의 제곱손실

Fig 6. Squaring loss for  $1-\Delta$  DLL : ideal Butterworth filter, NRZ coding

의 설계자에게 직접적인 자료로서 이용될 수 있도록 하였다. 이상에서 그림 7, 8에 도시된 데이터 신호대 잡음비에 대해 최적의 BPF 잡음대역폭은 데이터율의 약 1~2배가 됨을 알 수 있다.

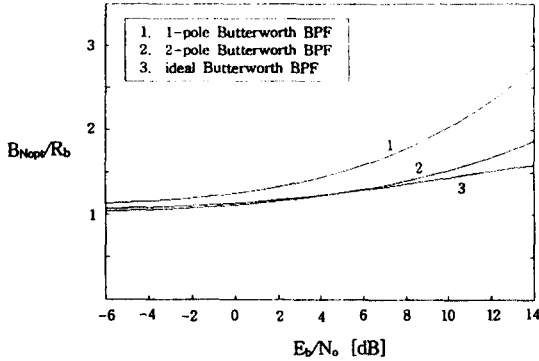


그림 7. 비코히어런트 DLL에 대한 대역통과필터의 최적의 잡음대역폭

Fig 7. Optimum noise bandwidth for BPF of noncoherent DLL : NRZ coding

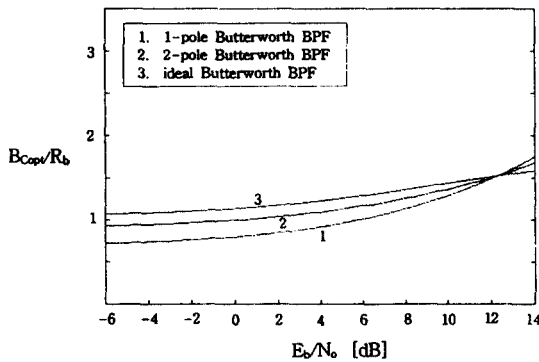


그림 8. 비코히어런트 DLL에 대한 대역통과필터의 최적의 3dB 대역폭

Fig 8. Optimum 3dB bandwidth for BPF of noncoherent DLL : NRZ coding

또한 NRZ 데이터에 대해 단극, 쌍극 및 이상적 Butterworth 필터를 적용한 경우  $E_b/N_0$ 에 대한 최소 동기추적지터를 루프대역폭대 데이터율의 비  $\rho$ 를 매개변수로 하여 구하기로 한다. 이를 위해 다음의 매개변수를 정의하였다.

$$\rho = R_b/B_L \tag{52}$$

는 대역확산 통신시스템의 설계자들에게 유용한 자료가 되리라 생각된다.

$$r = P/N_0B_L = (E_b/N_0)\rho \tag{53}$$

이를 이용하면 식(43)으로부터

$$\sigma_{e^2 \min} = \frac{1}{2(E_b/N_0)\rho} \frac{1}{S_{Lmax}} \tag{54}$$

를 얻을 수 있고, 이를 도시하면 결과로서 그림 9, 10, 11를 얻을 수 있다.

그림 9, 10, 11은 각 BPF의 경우에 대한 DLL의 최소 동기추적지터를 도시한 것으로서 이는 결국 BPF의 최적대역에 해당하는 값이며, 세 경우 모두 동일한 동기추적 지터를 보임일 알 수 있는데, 결론적으로 최적대역폭에 대한 DLL의 동기추적지터 성능을 필터에 상관없이 동일함을 알 수 있고, 이로부터 DLL의 동기추적 지터에 대한 성능은 사용된 필터의 종류에

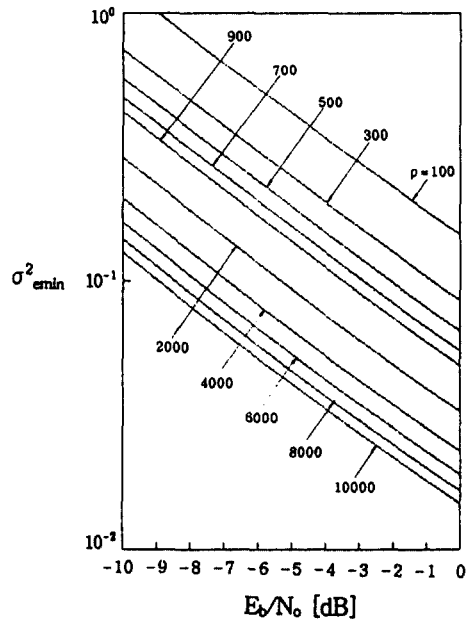


그림 9. 1-Δ DLL의 최소 동기추적지터 : 단극 Butterworth 필터

Fig 9. Linear tracking jitter of DLL : 1-pole Butterworth filter



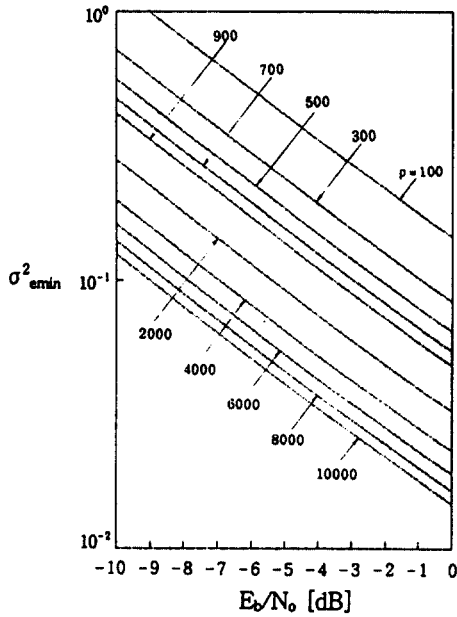


그림 10. 1-Δ DLL의 최소 동기추적지터 : 쌍극 Butterworth 필터  
 Fig 10. Linear tracking jitter of DLL : 2-pole Butterworth filter

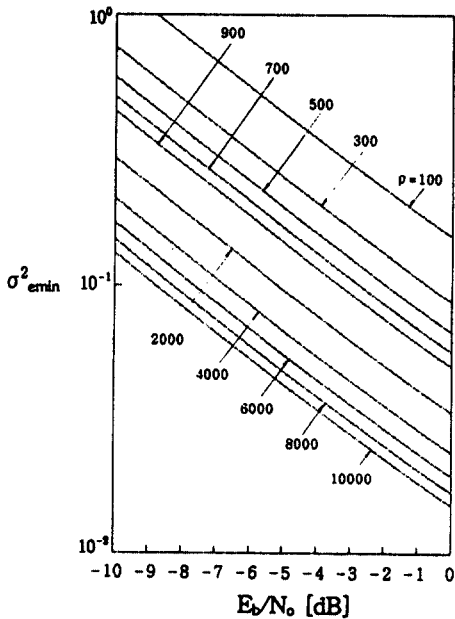


그림 11. 1-Δ DLL의 최소 동기추적지터 : 이상적 Butterworth 필터  
 Fig 11. Linear tracking jitter of DLL : ideal Butterworth filter

비교적 민감하지 않음을 알 수 있다. 또한 이 그림들은 추후 다른 종류의 동기추적루프와의 비교 목적으로 사용될 수 있다.

#### IV. 결 론

동기추적 루프는 수신된 확산 부호의 동적 파형에 대한 추적을 수행함에 있어 AWGN 존재 하에서 낮은 동기추적 지터를 목적으로 설계되며, 전송지연에 대한 효율적인 추적을 위한 루프의 대역폭이 요구된다. 본 논문에서는 비코히어런트 방식의 전시간 조만 동기추적루프에 속하는 지연동기루프의 최적 설계를 위한 대역통과필터의 대역폭에 대하여 고찰하였다. NRZ 데이터의 경우 단극, 쌍극 및 이상적 Butterworth 대역통과 필터를 채용한 비코히어런트 DLL의 제곱손실을 구하였으며, 이를 통해 루프의 동기추적 지터를 최소화하는 대역통과필터의 최적의 대역폭을 수신비트에너지대 잡음밀도비에 대해 구하였다. 결과로서 NRZ 데이터의 경우 합리적인 대역통과필터의 최적대역폭이 존재함을 알 수 있다(그림 7, 8 참조). 또한 DLL의 동기추적 지터에 대한 성능은 사용된 필터의 종류보다는 그 대역폭에 영향을 받는다는 사실을 알 수 있다(그림 9, 10, 11 참조). 이상의 결과는 대역확산 통신시스템 설계자들에게 유용한 자료가 되리라 생각한다.

#### 참 고 문 헌

1. J. K. Homles, *Coherent Spread Spectrum Systems*, New York : Wiley-Interscience, 1982.
2. R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, New York : Macmillan Publishing Company, 1985.
3. M.K.Simon, J.K. Omura, R.A. Scoltz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications, Vol. III*, Rocville, Md. : Computer Science Press, 1985.
4. J.J. Spilker and D.T. Magill, "The Delay-Lock Discriminator-An Optimum Tracking Device," Proc. IRE, vol. 49, pp. 1403-1416, September 1961.
5. A. Polydoros and C.L. Weber, "Analysis and optimization of correlative code tracking loops in spread spectrum systems," IEEE Trans. Co-

6. M.K. Simon and W.C. Linsey, "Optimum performance of suppressed carrier receivers with Costas loop tracking," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, No.2, pp. 215-227, February 1977.
7. W.C. Linsey and M.K. Simon, *Telecommunication Systems Engineering*, Englewood Cliffs, NJ

: Prentice Hall, 1973.

8. M.K. Simon, "On the calculation of squaring loss in Costas loops with arbitrary arm filters," IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, No.1, 179-184, January 1978.



宋文圭(Moon Kyou Song) 정희원  
1988年 2月: 高麗大學校 電子工學  
科 卒業(工學士)  
1990年 2月: 高麗大學校 大學院 電  
子工學科 卒業(工學碩士)  
1990年 3月~現在: 高麗大學校 大  
學院 電子工學科 博士  
課程



車均鉉(Kyun Hyon Tchah) 정희원  
1965年: 서울大學校 卒業(工學士)  
1967年: 美國 일리노이大學校 大學  
院 卒業(工學碩士)  
1976年: 서울大學校 大學院 卒業  
(工學博士)  
1977年~現在: 高麗大學校 電子工  
學科 教授