

論文95-32A-5-1

DMF를 이용한 디지털 셀룰라 DS/CDMA 시스템의 고속 동기 시스템 구현

(Implementation of Rapid Synchronization System for DS/CDMA Digital Cellular System Using the DMF)

宋寧俊*, 韓榮烈**

(Song Young Joon, and Han Young Yearl)

요약

본 논문에서는 주기가 긴 PN(Pseudo Noise) 확산 부호를 사용하는 DS/CDMA(Direct Sequence Code Division Multiple Access) 시스템에서 DMF(Digital Matched Filter)를 이용한 고속 동기 시스템의 평균 부호 획득 시간과 분산을 구하였다. 그리고 퀄컴사의 EIA/TIA 잠정 표준안의 규격을 만족하는 동기 시스템을 구현하였다. 다중 채널 환경 하에서 수동 디지털 정합 여파기(Digital Matched Filter)를 이용하여 PN 확산 부호의 상태를 추정한 다음, Early-Late 부호 추적 루프에서 정확한 칩 동기를 이루는 데까지 고속의 동기가 이루어짐을 보였다. 그리고 차세대 디지털 이동 통신인 DS/CDMA 시스템의 동기 시스템으로 적용되어 질 수 있는 가능성을 제시하였다.

Abstract

In this paper, we evaluated the mean acquisition time and it's variance of the rapid synchronization system using the DMF(Digital Matched Filter) under the DS/CDMA system which uses the long period PN code. And we implemented the synchronization system that satisfies the specification demanded by the proposed EIA/TIA Interim Standard of Qualcomm Company. We showed that the state of the PN spreading code was estimated using the DMF(Digital Matched Filter) and then exact and fast chip synchronization could be achieved by the early-late tracking loop in the multiple channel environment. And we suggested the possibility that this synchronization system could be useful in the emerging digital cellular DS/CDMA system.

1. 서론

차세대 디지털 이동 통신인 DS/CDMA(Direct Sequence Code Division Multiple Access) 시스템의 동기는 여러 이용자가 동시에 통화하므로 열악한 신호 대 간섭비에서도 고속의 정확한 동기가 이루어져야 한다. 퀄컴(Qualcomm)사의 EIA/TIA 잠정표준안의 이동국 호처리에 의하면 전원을 켜 후 이동국 초기화 상

* 正會員, LG 電子 通信機器 研究所
(Telecom. R&D Lab. LG Electronics Inc)

** 正會員, 漢陽大學教 電子通信工學科
(Dept. of Elec. Comm. Eng. HANYANG Univ.)
接受日字: 1994年3月7日, 수정완료일: 1995年5월1일

태에 들어간다. 그리고 어느 시스템을 사용할 것인지를 결정하는 시스템 결정 하부 상태(System Determination Substate)에서 사용할 시스템을 결정한다. 사용할 시스템을 결정한 후 파일럿 채널 부호 획득 하부 상태(Pilot Channel Acquisition Substate)에서는 사용하기로 결정한 시스템이 CDMA 시스템이면 15초 이내에 파일럿 채널 부호 획득을 이루어야 한다.^[11] 열악한 신호대 간섭비에 대응하여 동기를 이룰 수 있는 동기 방법은 상관기를 이용하는 직렬 탐색 방법이다. 하지만 잡음이 없는 경우 1.2288Mcps, 2¹⁵의 주기를 가지는 확산 부호를 사용하고, 탐색할 셀의 총 개수가 2¹⁶일 경우 평균 부호 획득시간은 대략 15분이 소요되므로 빨리 부호 획득 이룰 수 있게 하는 보조 수단이 요구된다.

본 논문에서는 백색 가우시안 잡음이 추가된 DS/CDMA 다중 채널 환경 하에서 고속의 동기를 이룰 수 있는 DMF를 이용한 동기 시스템에서의 평균 부호 획득 시간과 분산을 구한다. DMF는 Stanford Telecommunication사의 64개의 탭 계수를 가지는 STEL-3340을 사용한다.^[12] DMF에서 수신 PN 확산 부호의 상태를 추정하고 난 후 한 주기동안 수신 신호와 내장된 확산 부호를 상관시켜 적분된 값이 임계값보다 큰지 작은지 판단하여 크면 확산 부호 발생기의 클럭을 그냥 발생시키고 그렇지 않으면 확산 부호 발생기의 클럭을 한 주기마다 반 칩 빨리 발생시켜 부호 획득이 이루어지게 한다. 부호 획득이 이루어진 후 Early Late 부호 추적 루프를 이용하여 부호 추적이 이루어지도록 한다.

II장에서는 DS/CDMA 시스템 순방향 모델을 제시하고 III장에서는 DMF를 이용한 동기 알고리즘을 제시한다. 그리고 IV장에서는 신호 검출 확률, 오 경보 확률, 평균 부호 획득 시간, 분산을 계산하고 V장에서는 제안된 동기 시스템을 설계 및 구현한다. VI장에서는 결과를 고찰하며 VII장에서 결론을 맺는다.

II. DS/CDMA 시스템 순방향 모델

본 논문에서는 기저 대역 신호에 대하여 동기 시스템을 구현하므로 이론적인 시스템 모델도 기저 대역에서 한다. K개의 채널이 사용되는 DS/CDMA 시스템에서 기지국에서 이동국으로 송신된 신호가 평균이 0이고 two sided power spectral density가 $\frac{N_0}{2}$ 인 백색 가우시안 잡음이 부가된 후 수신기에서 차단 주파수가 B인 이상적인 LPF(Low Pass Filter)를 통과하게 되면, 수신 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{K-1} [\sqrt{P_i} d_i^*(t-T_d)] + n_{L,r}(t) \tag{1}$$

그리고 $d_i^*(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} d_i^*(t-T_d) &= C_i(t-T_d)W_i(t-T_d) \\ & [PN_i^*(t-T_d) + PN_Q^*(t-T_d)] \\ &= \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} b_i^{\lambda} c_i^{\lambda} W_i^* [PN_i^{\lambda+\tau} + PN_Q^{\lambda+\tau}] \\ & p_c(t-\lambda T_c - T_d) \\ &= \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} d_i^{\lambda+\tau} p_c(t-\lambda T_c - T_d) \end{aligned} \tag{2}$$

여기서

$$d_i^{\lambda+\tau} = b_i^{\lambda} c_i^{\lambda} W_i^* [PN_i^{\lambda+\tau} + PN_Q^{\lambda+\tau}] \tag{3}$$

$$b_i(t) = \sum_{\rho=-\infty}^{\infty} b_{i,\rho} p_b(t-\rho T_b) \tag{4}$$

$$c_i(t) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} c_i^{\lambda} p_c(t-\lambda T_c) \tag{5}$$

$$W_i(t) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} W_i^* p_c(t-\lambda T_c) \tag{6}$$

$$PN_i^*(t) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} PN_i^{\lambda+\tau} p_c(t-\lambda T_c) \tag{7}$$

$$PN_Q^*(t) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} PN_Q^{\lambda+\tau} p_c(t-\lambda T_c) \tag{8}$$

$$p_b(t) = \begin{cases} 1 & ; 0 \leq t < T_b \\ 0 & ; \text{그 외} \end{cases} \tag{9a}$$

$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & ; 0 \leq t < T_c \\ 0 & ; \text{그 외} \end{cases} \tag{9b}$$

여기서 $n_{L,r}(t)$ 는 $|f| \leq B$ 인 주파수 구간에서 평균이 0이고 분산이 N_0B 인 가우시안 프로세서(Gaussian Process)이다. $P_i, W_i(t)$ 는 i번째 채널의 신호 전력, Walsh 부호이며, $PN_i(t), PN_Q(t)$ 는 각각 I채널, Q채널 확산 부호이다. T_d 는 전송 신호의 지연 시간을 나타내며 $[0, T_c]$ 의 값을 동일한 확률로 가진다. 여기서 τ 는 DMF에 수신된 신호의 확산 부호와 DMF의 탭 계수가 일치하기 위하여 소요될 시간이며 $\{ \tau | 0 \leq \tau < NT_c \}$ 의 값을 가진다. 즉, 확산 부호의 한 주기 시간동안에 한번의 일치가 발생한다. N은 확산 부호의 1주기동안의 칩 수이다. 그리고 $C_i(t) = b_i(t)c_i(t)$ 로 정의하며 $b_i(t), c_i(t)$ 는 각각 i번째 채널의 데이터 신호, 룭 부호를 나타낸다. $b_i(t)$ 는 $c_i(t)$ 와 곱해져 비화되어지고, $W_i(t)$ 와 곱해져 채널이 분리되어진다. 그리고 $PN_i^*(t), PN_Q^*(t)$ 와 각각 곱해지고 더해져 부호

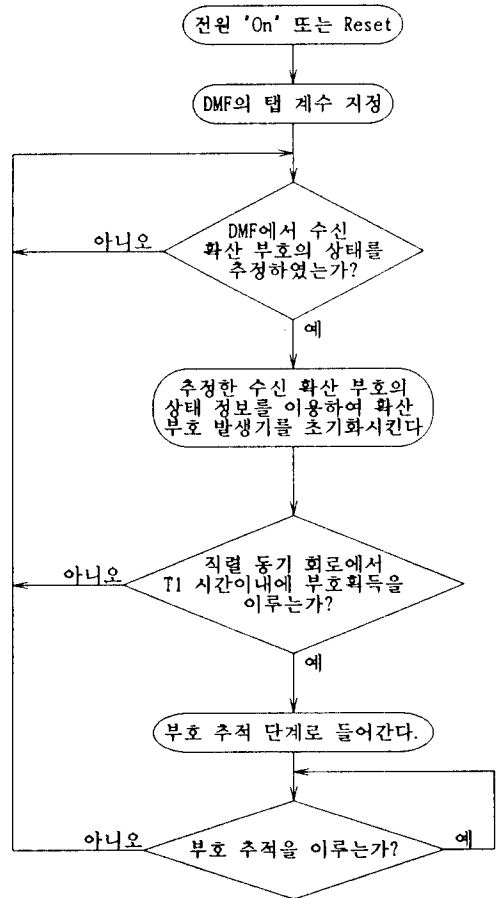
확산이 된다. T_b 는 데이터 신호의 1비트 시간, T_c 는 확산 부호의 1칩 시간이다. $b_{i,\rho}, c_i^{\lambda}, W_i^{\lambda}, PN_i^{\lambda}, PN_0^{\lambda}$ 는 $\{1, -1\}$ 의 값을 동일한 확률로 가지며 i.i.d.(independent identically distributed)이다. 여기서 ρ, λ 는 정수이다. 그러므로 T_b 동안 T_c 개의 $c_i^{\lambda}, W_i^{\lambda}, PN_i^{\lambda}, PN_0^{\lambda}$ 칩들이 들어간다. $W_0(t), C_0(t)$ 는 항상 1로 두어 0번째 채널을 파일럿 채널로 사용한다. 부호 획득을 용이하게 하기 위하여 파일럿 채널은 나머지 $K-1$ 개의 전력들 보다 더 높은 전력을 가지도록 하며, 나머지 $K-1$ 개의 채널의 전력들은 동일하다고 가정한다.^[11]

III. 동기 알고리즘

본 논문에서는 부호 획득을 빨리 이룰 수 있게 하기 위하여 DMF를 보조 수단으로 사용한다.^[3] 수신 확산부와 수신기내의 DMF 탭 계수들은 T 시간동안에 반듯이 한번 일치하므로 이 정보를 이용하여 동기를 빨리 이룬다. 수신 확산 부호의 칩 율이 1 MHz이상의 높은 칩 율인 경우 1칩 시간은 $1\mu\text{sec}$ 이하의 짧은 시간이 된다. 이 경우 DMF에서 수신 확산 부호의 상태를 획득한 후 이 정보를 이용하여 수신기내의 확산 부호 발생기를 초기화시키고 나서 부호 추적부에서 부호 추적을 이루려고 하면 DMF, 마이크로 프로세서, 로직 회로 등의 처리 시간 지연에 의하여 초기화시킨 확산 부호 발생기의 상태는 이미 수신되고 있는 수신 확산 부호의 상태와 달라져있어 부호 추적을 이루기가 어렵다. DMF의 탭 계수는 확산 부호의 주기가 길 경우에는 확산 부호의 전 주기를 모두 탭 계수로 사용한다는 것은 실제 구현상 불가능하므로 확산 부호의 일부분을 떼내어서 시간의 역순으로 정해준다. 이런 경우 확산 부호의 부분 상관관이 이루어져 오 경보 확률이 증가하고 신호 검출 확률이 감소한다.

위의 사항들을 해결하여 고속의 동기를 이룰 수 있게 하기 위하여 DMF에서 수신 확산 부호의 상태를 파악한 후 신호 처리 시간을 고려하여 수신기내의 확산 부호 발생기를 초기화시킨다. 그리고 열악한 신호 대 간섭 비에서도 동기를 이룰 수 있는 직렬 탐색 방식으로 부호 획득을 이룬다. 직렬 동기 회로에서는 수신 신호와 T (확산 부호의 한 주기)시간동안 상관시켜 그 값이 임계값보다 크면 "hit"를 이루었다고 판단하여 확산 부호 발생기의 클럭을 그냥 발생시키고 그렇지 못하면 확산 부호 발생기의 클럭을 0.5칩 빨리 발생시킨다. 직렬 탐색 방식으로 $T_1(= \eta T : \eta$ 는 정수)시간 이내에 두번이상의 "hit"가 이루어지면 부호 획득을 이루었다고 판단하고 부호 추적부에서 부호 추적을 이룬

다. 그림 1은 위에서 설명한 동기 알고리즘을 나타내고 있다.



T1 : 확산 부호 주기의 정수배

그림 1. 동기 알고리즘

Fig. 1. Synchronization algorithm.

IV. 신호 검출 확률, 오 경보 확률

그림 2는 DMF를 이용하여 파일럿 채널 PN 확산 부호 상태를 추정하는 블록도, 그림 3은 IDMF(I 채널 DMF)의 구조를 나타낸다. SR_x 는 IDMF의 x 번째 시프트 레지스터, C_l 은 I 채널 DMF의 l 번째 탭 계수, L_M 은 DMF의 단 수이다. $X=0, 1, \dots, nL_M-1$ 의 값을 가지는 정수이며, n 은 ADC(Analog-to-Digital Converter)에서 T_c 동안 표본화하는 횟수이므로 $T_c \frac{f_s}{n}$ 이다. 그러므로 L_M 단의 DMF에는 $n \times L_M$ 개의 시프트 레지스터가 있으며, T_c 시간마다 ADC에

서 표본화된 신호는 DMF의 시프트 레지스터에 오른쪽으로 이동되면서 저장되어진다. $t = kT_s$ 에서 X 번째 시프트 레지스터인 SR_X 에 저장된 값은 $\kappa((k-X)T_s)$ 이며, 이때 $Z(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z(kT_s) &= \frac{1}{nL_M} \sum_{l=0}^{L_M-1} \sum_{j=0}^{n-1} \left[\sum_{i=0}^{K-1} \sqrt{P_i} d_i^l((k-nl-j)T_s - T_d) \right. \\ &\quad \left. + n_{L,l}((k-nl-j)T_s) \right] C_l^i \\ &= \frac{\sqrt{P_0}}{nL_M} \sum_{l=0}^{L_M-1} \sum_{j=0}^{n-1} C_l^0 \left[PN_0^l((k-nl-j)T_s - T_d) \right. \\ &\quad \left. + PN_Q^l((k-nl-j)T_s - T_d) \right] \\ &\quad + \frac{\sqrt{P}}{nL_M} \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{j=0}^{n-1} \sum_{i=0}^{n-1} C_l^i \left[d_i^l((k-nl-j)T_s - T_d) \right] \\ &\quad + \frac{1}{nL_M} \sum_{l=0}^{L_M-1} \sum_{j=0}^{n-1} C_l^i n_{L,l}((k-nl-j)T_s) \end{aligned} \quad (10)$$

DMF의 시프트 레지스터에 저장된 수신 신호와 DMF의 탭 계수들 사이에는 확산 부호의 한 주기 내에 $\tau=0$ 가 되는 사건이 한번 발생한다. 그리고 $T_d=0$ 라고 가정한다. 이때의 시간을 $t = kT_s$ 라 두면 IDMF의 시프트 레지스터에 저장된 l 채널 확산 부호와 IDMF의 탭 계수들 사이에는 (11)식과 같은 관계식이 성립하며, $Z(kT_s)$ 는 (12)식과 같다.

$$\frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} PN_0^l((k-nl-j)T_s) = C_l^i, \quad \text{for all } l \quad (11)$$

$$\begin{aligned} Z(kT_s) &= \sqrt{P_0} + \frac{\sqrt{P_0}}{nL_M} \sum_{l=0}^{L_M-1} \sum_{j=0}^{n-1} PN_Q^l((k-nl-j)T_s) C_l^i \\ &\quad + \frac{\sqrt{P}}{nL_M} \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{j=0}^{n-1} \sum_{i=0}^{n-1} d_i^l((k-nl-j)T_s) C_l^i \\ &\quad + \frac{1}{nL_M} \sum_{l=0}^{L_M-1} \sum_{j=0}^{n-1} n_{L,l}((k-nl-j)T_s) C_l^i \end{aligned} \quad (12)$$

$$\frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} PN_Q^l((k-nl-j)T_s) C_l^i, \quad \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} d_i^l((k-nl-j)T_s) C_l^i \quad (\text{단, } i \neq 0)$$

는 $\{1, -1\}$ 의 값을 동일한 확률로 가지는 독립 랜덤 변수라고 볼 수 있으므로 두 가지 모두 평균은 0이고 분산은 1이다. $B = \frac{1}{T_s}$ 라고 가정하면 T_s 마다 표본화되는 $n_{L,l}(kT_s)$ 는 i.i.d.이므로 $\sum_{j=0}^{n-1} n_{L,l}((k-nl-j)T_s) C_l^i$ 의 평균은 0이고 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Var} \left\{ \sum_{j=0}^{n-1} n_{L,l}((k-nl-j)T_s) C_l^i \right\} \\ = \text{Var} \left\{ \sum_{j=0}^{n-1} n_{L,l}((k-nl-j)T_s) \right\} \\ = nN_0B \end{aligned} \quad (13)$$

$L_M \gg 1$ 인 경우 $Z(kT_s)$ 는 중앙 극한 정리에 의하여 가우시안 확률 밀도 함수의 랜덤 변수로 근사화가 가능

하고, $\text{Var}[Z(kT_s)] = 2\text{Var}[Z_l(kT_s)]$, $E[Z(kT_s)] = 2E[Z_l(kT_s)]$ 이므로 다음과 같다.

$$\text{Var}[Z(kT_s)] \approx \begin{cases} \frac{2}{L_M} \left\{ P_0 + P(K-1) + \frac{N_0B}{n} \right\} \\ \quad ; \text{ 파일럿 채널이 있는 경우} \\ \frac{2}{L_M} \left\{ P(K-1) + \frac{N_0B}{n} \right\} \\ \quad ; \text{ 파일럿 채널이 없는 경우} \end{cases} \quad (14)$$

$$E[Z(kT_s)] \approx \begin{cases} 2\sqrt{P_0} & ; \text{ 파일럿 채널이 있는 경우} \\ 0 & ; \text{ 파일럿 채널이 없는 경우} \end{cases} \quad (15)$$

그러므로 신호 검출 확률과 오 정보 확률은 다음과 같으며, V_{TM} 은 DMF를 이용한 수신 확산 부호 상대 추정부의 임계값이다.

$$P_{DM} = Q(\gamma_{DM}) \quad (16)$$

$$P_{FAM} = Q(\gamma_{FAM}) \quad (17)$$

여기서

$$\gamma_{DM} = \frac{V_{TM} - 2\sqrt{P_0}}{\sqrt{\frac{2}{L_M} \left[P_0 + P(K-1) + \frac{N_0B}{n} \right]}} \quad (18)$$

$$\gamma_{FAM} = \frac{V_{TM}}{\sqrt{\frac{2}{L_M} \left[P(K-1) + \frac{N_0B}{n} \right]}} \quad (19)$$

$$Q(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\gamma}^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (20)$$

T_s 마다 $Z(kT_s)$ 는 계산되어져 임계값 V_{TM} 과 비교되어진 후 임계값보다 $V(kT_s)$ 가 크면 DMF의 탭 계수와 시간의 역순으로 수신 확산 부호가 일치한다고 판단한다. 그렇지 않으면 T_s 후에 다시 $Z((k+1)T_s)$ 을 계산하여 V_{TM} 과 비교하므로 T_s 마다 연산이 이루어진다. 그러므로 이는 확산 부호의 한 주기동안 탐색해야할 셀의 총 개수가 nN , 드웰 시간은 T_s 인 직렬 탐색 방식의 평균 부호 획득 시간과 분산을 구하는 방법과 동일하게 구할 수 있다. 그러므로 평균 부호 획득 시간 $\overline{T_{Acq}}$, 분산 σ^2 는 다음과 같다. [4] [5] [6] [7]

$$\overline{T_{Acq}} = \frac{(2 - P_{DM})(1 + \frac{\xi}{M} P_{FAM})}{2P_{DM}} NT_c \quad (21)$$

$$\sigma^2 = T^2 \left\{ (1 + \overline{\xi_M} P_{FAM})^2 (nN)^2 \left(\frac{1}{12} - \frac{1}{P_{DM}} + \frac{1}{P_{DM}^2} \right) + 6nN \overline{\xi_M} (\overline{\xi_M} + 1) P_{FAM} (2P_{DM} - P_{DM}^2) + (1 + P_{FAM} \overline{\xi_M}) (4 - 2P_{DM} - P_{DM}^2) \right\} + \frac{1 - P_{DM}}{P_{DM}^2} \quad (22)$$

여기서 $\overline{\xi_M}$, P_{DM} , P_{FAM} 는 각각 DMF를 이용한 수신 확산 부호 상태 추정부의 오 정보에 의한 평균 Penalty, 신호 검출 확률, 오 정보 확률을 나타낸다. P_{FAM} 이 발생한 후 직렬 동기 회로에서 직렬 탐색 방식으로 η 개의 셀을 탐색한 후 DMF에서의 확산 부호 상태 정보가 오류 정보라는 것을 알게 되며 드웰 시간은 $T(=nNT_s)$ 이다. 또한 1개의 셀을 탐색하는 동안 오 정보 확률 P_{FAS} 가 발생하면, P_{FAS} 에 의한 Penalty 시간 $\xi_S T(= \xi_S nNT_s)$ 이 소요되므로 $\overline{\xi_M}$ 는 다음과 같다.

$$\overline{\xi_M} = \eta nN(1 + P_{FAS} \xi_S) \quad (23)$$

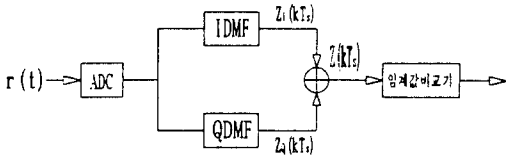


그림 2. DMF를 이용한 PN 확산 부호 상태 추정 블록도

Fig. 2. Block diagram estimating the state of the PN spreading code.

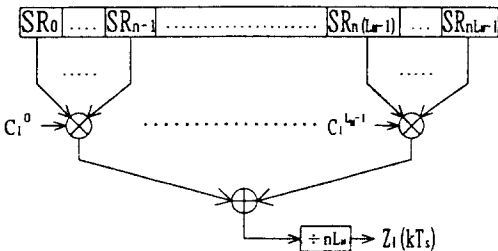


그림 3. IDMF의 구조
Fig. 3. Structure of the IDMF.

그림 4는 DMF에서 수신 확산 부호의 상태를 추정한 후 직렬 탐색 방식으로 부호 획득을 이루는 블록도를 나타내고 있다. 이때 $Y_A(mT)$ 는 다음과 같다.

$$Y_A(mT) = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{K-1} \sqrt{P_i} \int_{(m-1)T}^{mT} d_i^*(t - T_d) P_{N_i}(t) dt + \frac{1}{T} \int_{(m-1)T}^{mT} n_{LI}(t) P_{N_i}(t) dt = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^N \left\{ \sqrt{P_0} \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} [P_{N_i}^*(t - T_d) + P_{N_0}(t - T_d)] P_{N_i}(t) dt + \sqrt{P_i} \sum_{i=1}^{K-1} \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} d_i^*(t - T_d) P_{N_i}(t) dt + \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} n_{LI}(t) P_{N_i}(t) dt \right\} \quad (24)$$

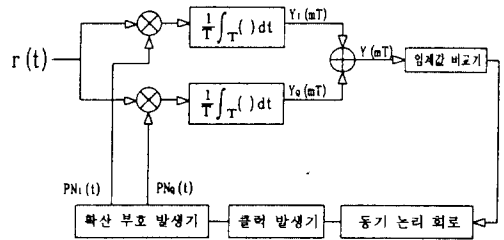


그림 4. 직렬 동기 방식으로 부호 획득을 이루는 블록도

Fig. 4. Block diagram acquiring acquisition using the serial search.

DMF를 이용한 수신 확산 부호 상태 추정부에서 τ 를 알아냈다고 가정하면 $\tau=0$ 로 둘 수 있다. 그리고 $T_d=0$ 라고 두자. 그러면 이때의 $Y_A(mT)$ 는 다음과 같다.

$$Y_A(mT) = \sqrt{P_0} + \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sqrt{P_0} \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} P_{N_0}(t) P_{N_i}(t) dt + \sqrt{P_i} \sum_{i=1}^{K-1} \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} d_i(t) P_{N_i}(t) dt + \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} n_{LI}(t) P_{N_i}(t) dt \right\} \quad (25)$$

여기서 m 은 정수이며, $P_{N_0}(t)P_{N_i}(t)$, $d_i(t)P_{N_i}(t)$ (단, $i \neq 0$)는 T_s 동안 $\{1, -1\}$ 의 값을 동일한 확률로 가지는 독립 랜덤 변수로 볼 수 있다. 그러므로 다음과 같은 식이 성립한다.

$$E \left\{ \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} n_{LI}(t) P_{N_i}(t) dt \right\} = E \left\{ \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} P_{N_0}(t) P_{N_i}(t) dt \right\} = E \left\{ \int_{(m-1)T+iT}^{(m-1)T+(i+1)T} d_i(t) P_{N_i}(t) dt \right\} = 0, \quad i \neq 0 \quad (26)$$

$$\text{Var} \left\{ \int_{(m-1)T}^{(m-1)T+T} n_{i,i}(t) PN_i(t) \right\} \approx N_0 B T_c^2 \quad (27)$$

$$\begin{aligned} & \text{Var} \left\{ \int_{(m-1)T}^{(m-1)T+T} PN_Q(t) PN_I(t) \right\} \\ &= \text{Var} \left\{ \int_{(m-1)T}^{(m-1)T+T} d_i(t) PN_i(t) \right\} = T_c^2, \quad i \neq 0 \quad (28) \end{aligned}$$

$N \gg 1$ 이므로 중앙 극한 정리에 의하여 $Y(mT)$ 는 가우시안 랜덤 확률 변수로 근사화가 가능하며 $E\{Y(mT)\} = 2\text{Var}\{Y(mT)\}$, $E\{Y(mT)\} = 2\text{Var}\{Y(mT)\}$ 이다. 그러므로 $Y(mT)$ 의 평균과 분산은 다음과 같다.

$$\text{Var}\{Y(mT)\} \approx \begin{cases} \frac{2}{N} [P_0 + P(K-1) + N_0 B] & ; \text{파일럿 채널이 있는 경우} \\ \frac{2}{N} [P(K-1) + N_0 B] & ; \text{파일럿 채널이 없는 경우} \end{cases} \quad (29)$$

$$E\{Y(mT)\} = \begin{cases} 2\sqrt{P_0} & ; \text{파일럿 채널이 있는 경우} \\ 0 & ; \text{파일럿 채널이 없는 경우} \end{cases} \quad (30)$$

직렬 탐색 방식으로 부호 획득할 때의 신호 검출 확률과 오 정보 확률은 다음과 같으며, V_{TS} 는 직렬 동기 회로의 임계값이다.

$$P_{DS} = Q(\gamma_{DS}) \quad (31)$$

$$P_{FAS} = Q(\gamma_{FAS}) \quad (32)$$

여기서

$$\gamma_{DS} = \frac{V_{TS} - 2\sqrt{P_0}}{\sqrt{\frac{2}{N} [P_0 + P(K-1) + N_0 B]}} \quad (33)$$

$$\gamma_{FAS} = \frac{V_{TS}}{\sqrt{\frac{2}{N} [P(K-1) + N_0 B]}} \quad (34)$$

본 논문에서는 확산 부호의 주기가 매우 긴 경우에 대하여 고려한다. 이 경우 DMF의 탭 계수인 L_M 은 확산 부호의 일부분만을 떠나어서 정해져므로 $N \gg L_M$ 이다. 그리고 이때 $P_{FAS} \ll P_{FAM}$, $P_{DS} \gg P_{DM}$, $P_{Miss} = 1 - P_{DS} \approx 0$ 이다. 여기서 P_{Miss} 는 직렬 동기 회로에서 신호를 놓칠 확률이다. 즉, DMF에서 획득한 수신 확산 부호의 상태 정보가 오 정보가 아니고 정확한 정보라면 이 정보를 이용하여 직렬 동기 회로에서는 부호 획득

을 T_1 시간에 이룬다고 할 수 있다. 그러므로 평균 부호 획득 시간은 다음과 같이 나타내어진다.

$$\overline{T_{acq}} = \overline{T_{acq1}} + T_1 \quad (35)$$

그림 5는 $P_{DM} \geq 0.5$ 인 경우 $P_{FAM} \leq 10^{-4}$ 되게 V_{TM} 을 정하고, $N=2^{15}$, $K=32$, $V_{TS}=1V$, $P_0=1W$, $R=7$, $\eta=16$, $\epsilon_s=20$ 으로 정한 경우 SNR, L_M 의 변화에 따른 평균 부호 획득 시간의 변화를 나타내고 있다. 여기서 $K(\approx \frac{P}{P_c})$ 은 파일럿 채널의 전력대 다른 채널의 전력비, SNR은 $\frac{E_b}{N_0}$ 를 나타낸다. 이 경우 SNR이 20dB 이상이 되면 평균 부호 획득 시간이 거의 일정해지고 L_M 이 증가하면 평균 부호 획득 시간이 감소함을 알 수 있다.

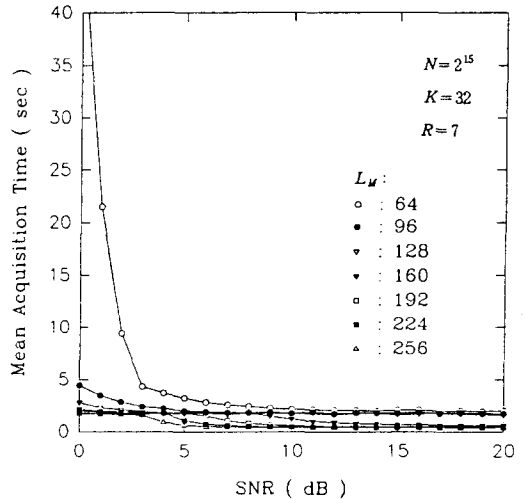


그림 5. SNR, L_M 에 따른 평균 부호 획득시간
Fig 5. Mean acquisition time according to SNR and L_M .

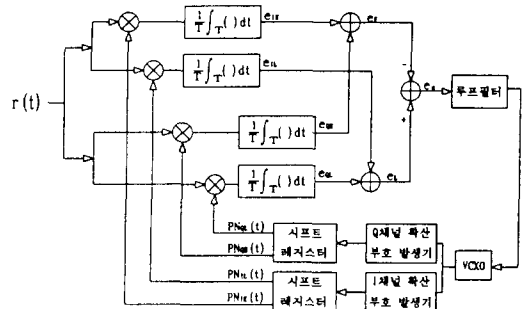


그림 6. 부호 추적을 이루는 블록도
Fig 6. Block diagram of tracking.

그림 6은 Early-Late 부호 추적의 블록도를 나타내고 있다. 이는 수신기에서 τ 를 알고 T_d 를 정확히 알아내는 과정이므로 $\tau=0$ 로 두고 해석한다. 부호 추적 루프에는 Early-Late 부호 추적 루프와 Tau-Dither 부호 추적 루프가 있다. 하지만 켈컴사에서는 이동국의 수신기에서 3개의 핑거(Finger)을 사용하므로 이를 부호 추적에 사용할 수도 있고, 레이크(RAKE) 수신기에서도 Early-Late 부호 추적 루프를 사용하고 있으므로 이에 대하여 고려한다.^{[8][19]}

$$N_{IE} = \frac{1}{T} \int_T n_{LP}(t) PN\left(t - \hat{T}_d + \frac{T_c}{2}\right) dt \quad (36)$$

$$N_{IL} = \frac{1}{T} \int_T n_{LP}(t) PN\left(t - \hat{T}_d - \frac{T_c}{2}\right) dt \quad (37)$$

$$N_{QE} = \frac{1}{T} \int_T n_{LP}(t) PN_Q\left(t - \hat{T}_d + \frac{T_c}{2}\right) dt \quad (38)$$

$$N_{QL} = \frac{1}{T} \int_T n_{LP}(t) PN_Q\left(t - \hat{T}_d - \frac{T_c}{2}\right) dt \quad (39)$$

$PN_I(t)$ 와 $PN_Q(t)$ 의 낮은 상호 상관 함수 특성 때문에 다음과 같이 근사화한다.

$$e_{IE} \approx \sqrt{P_0} R_{PN_I}\left(\epsilon + \frac{T_c}{2}\right) + N_{IE} \quad (40)$$

$$e_{IL} \approx \sqrt{P_0} R_{PN_I}\left(\epsilon - \frac{T_c}{2}\right) + N_{IL} \quad (41)$$

$$e_{QE} \approx \sqrt{P_0} R_{PN_Q}\left(\epsilon + \frac{T_c}{2}\right) + N_{QE} \quad (42)$$

$$e_{QL} \approx \sqrt{P_0} R_{PN_Q}\left(\epsilon - \frac{T_c}{2}\right) + N_{QL} \quad (43)$$

여기서 $R_{PN_I}(t)$, $R_{PN_Q}(t)$ 는 각각 $PN_I(t)$, $PN_Q(t)$ 의 자기 상관 함수를 나타내며 $\epsilon = T_d - \hat{T}_d$ 로 둔다. 그리고 $R_{PN_I}\left(\epsilon + \frac{T_c}{2}\right) \approx R_{PN_Q}\left(\epsilon + \frac{T_c}{2}\right)$ 이다.

$$e_E = e_{IE} + e_{QE} \quad (44)$$

$$e_L = e_{IL} + e_{QL} \quad (45)$$

$$N_\epsilon = N_{IL} + N_{QL} - N_{IE} - N_{QE} \approx 0 \quad (46)$$

$$e_\epsilon = e_L - e_E = 2(e_{IL} - e_{IE}) + N_\epsilon \quad (47)$$

$$\approx 2\sqrt{P_0} \left[R_{PN_I}\left(\epsilon - \frac{T_c}{2}\right) - R_{PN_I}\left(\epsilon + \frac{T_c}{2}\right) \right]$$

S함수를 다음과 같이 정의한다.

$$S(\epsilon) = R_{PN_I}\left(\epsilon - \frac{T_c}{2}\right) - R_{PN_I}\left(\epsilon + \frac{T_c}{2}\right) \quad (48)$$

S함수는 그림 7에 나타나 있으며 S곡선의 직선 부분에서 PLL이 동작한다.

$$e_\epsilon \approx \frac{4\sqrt{P_0}}{T_c} \epsilon, \quad -\frac{T_c}{2} < \epsilon < \frac{T_c}{2} \quad (49)$$

오류 신호 e_ϵ 는 루프 필터를 통과한 후 크리스털 전압 제어 발진기(VCXO : Voltage Controlled Crystal Oscillator)의 제어 전압으로 입력되어 수신되는 PN 확산 부호와 수신기내의 PN 확산 부호를 조금 빠르거나 조금 늦게 상관시켜 정확한 부호 추적이 이루어지게 한다. 오류 신호가 영 일 때 정확한 칩 동기가 이루어진 것이다.

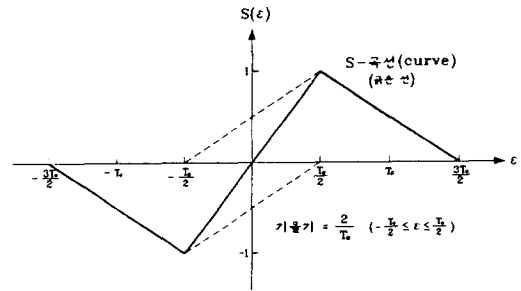
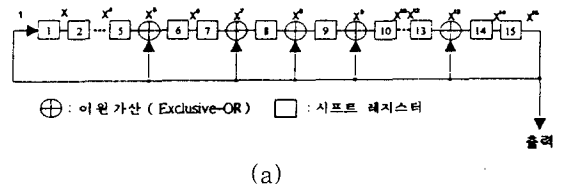


그림 7. S 곡선
Fig. 7. S Curve.

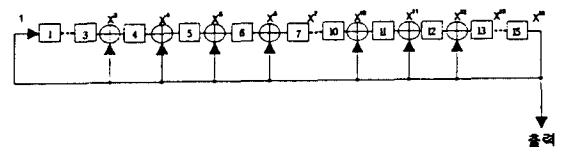
V. 시스템 설계 및 구현

1. 확산 부호 발생 회로

대역 확산용으로 사용되는 I, Q 채널 파일럿 PN 확산 부호는 다음의 생성 다항식에 의해서 발생된다.^[11]



(a)



(b)

그림 8. PN 부호 발생기 (a) I 채널 (b) Q 채널
Fig. 8. PN code generator (a) I channel (b) Q channel.

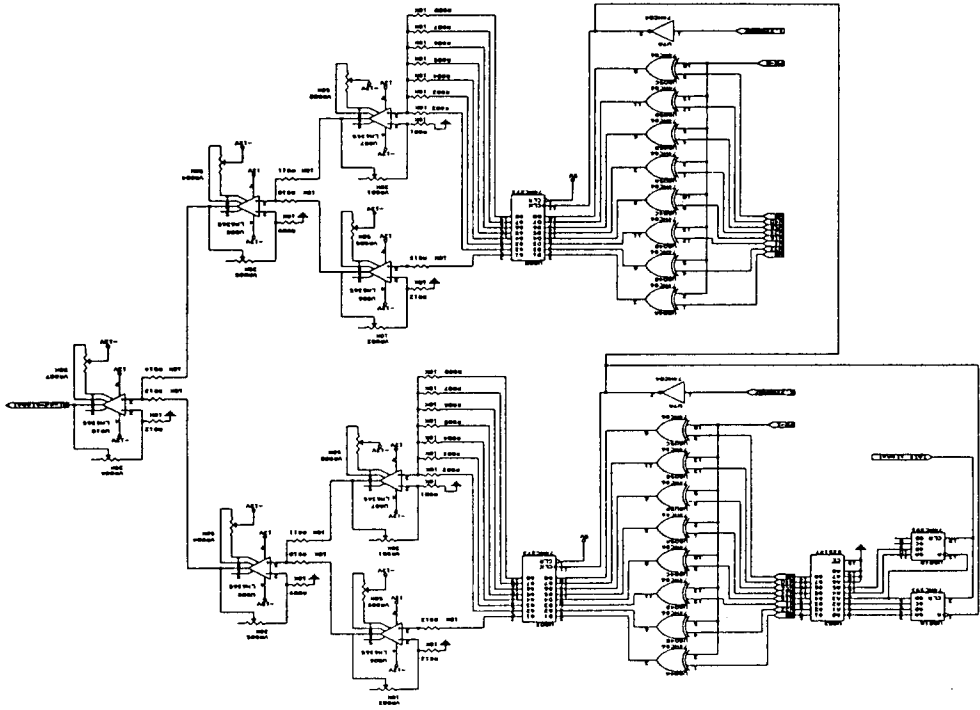


그림 9. 다중 채널 신호를 발생시키는 회로도

Fig. 9. Circuit diagram generating the multiple channel signals.

이 생성 다항식에 의해서 발생된 PN 부호는 주기가 $2^{15}-1$ 이며 런(Run) 특성에 의해 0 이 14개 연속으로 발생하는 사건은 한 주기에 한 번 발생하며 (50)식의 PN 부호를 발생시키는 회로는 그림 8과 같다. 기준 확산 부호의 주기를 2^n 되게 하는 것이 시스템 설계시 편리하고, 켈컴사에서도 0이 연속으로 14개 출력된 다음 0을 하나 더 삽입하여 주기가 2^{15} 되게 하므로 1.2288Mcps에 주기가 26.67msec 되게 하였다.

$$P_f(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$$

$$P_0(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 \quad (50)$$

2. 다중 채널 신호 발생 회로

그림 9는 8개의 다중 채널 신호를 발생시키는 회로도를 나타내고 있다. 순방향 채널을 구별하기 위해서는 왈시 부호(Walsh Code)를 사용하는데 왈시 부호를 발생시키는 방법은 크게 Walsh-Ordered, Paley-Ordered, Hadamard-Ordered 왈시 부호 발생 방법이 있다.^[10] 본 논문에서는 켈컴사가 채택한 Hadamard-Ordered 왈시 부호 발생 방법을 사용하였다.

64-ary 왈시 부호 데이터를 ROM에 저장시킨 후 ROM의 주소를 어드레싱(addressing)하여 왈시 부호를 발생시켰다. 이렇게 발생된 왈시 부호는 각각의 I채널, Q채널 PN 부호와 Exclusive-OR된 후 다른 채널의 신호들과도 더해져 다중 채널의 신호가 된다.

3. 동기 제어 회로

그림 10은 동기 시스템을 제어하는 회로도를 나타내고 있다. 알고리즘을 구현하기 위해 68HC05C4라는 4K Byte ROM, 176 Byte RAM, I/O PORT등이 내장된 단일 칩(Single Chip) 8 Bit 마이크로프로세서를 이용하였다. 수신 신호는 Stanford Telecommunication사의 64개의 탭 계수를 가지는 DMF인 STEL-3340의 입력 데이터 형태와 맞추어지기 위하여 비교기와 PAL(Programmable Array Logic)인 16L8을 거쳐서 8개의 레벨로 양자화된다.

확산 부호의 1칩 시간은 816nsec이고 1칩에 2번의 표본화를 하므로, 연산은 DMF의 SCLK(System Clock = 406.9nsec)마다 이루어져 연산된 값은 임계값과 비교되어진다. 연산된 값이 임계값보다 크면 수신 확산 부호의 값과 DMF의 탭 계수가 일치한다고 판단

한다. 그리고 수신기내의 PN 확산 부호 발생기의 상태를 DMF 탭 계수의 역 순으로 발생시킬 수 있도록 초기화시켜, 직렬 동기 방식으로 부호 획득이 이루어지게 한다.

그러나 이때 DMF와 마이크로프로세서의 신호 처리 시간 지연을 고려해주어야 한다. DMF에서 수신 신호의 확산 부호와 시작점이 일치하고 나서 마이크로프로세서에 인터럽트를 발생시키는 데까지 SCLK의 9 사이클 시간 지연이 생기며, 이는 4.5칩 시간에 해당된다. 그리고 68HC05C4에서 인터럽트가 발생하고 나서 PN 확산 부호 발생기를 초기화시키는데 까지 대략 10 μ Sec의 시간 지연이 생기는데 이는 대략 12칩 시간에 해당한다.

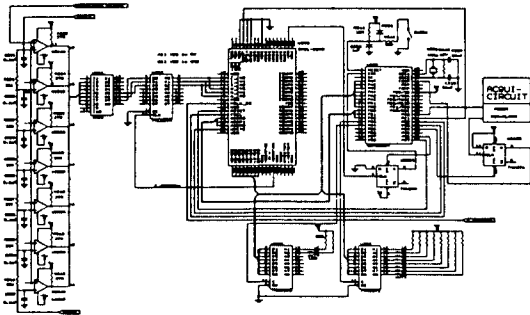


그림 10. 동기 제어 회로도
Fig. 10. Circuit diagram controlling the synchronization.

4. 직렬 동기 제어 회로

그림 11은 직렬 탐색 방식으로 부호 획득을 이루는 제어 회로도를 나타내고, 그림 12는 이에 대한 타이밍도를 나타낸다.

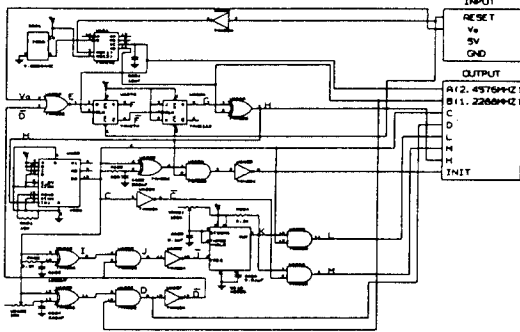


그림 11. 직렬 탐색 방식의 부호 획득 회로도
Fig. 11. Circuit diagram for code acquisition using the serial search.

C는 확산 부호의 한 주기(26.67msec)를 알리는 신호, D는 C의 위상이 바뀔 때마다 발생하는 펄스, V_o 는 부호 획득을 이루면 발생하는 펄스, H는 확산 부호 발생기의 입력 클럭으로 사용되어지는 신호이다. 이 신호는 확산 부호 발생부에 입력되어 부호 획득이 안되었으면 매 주기마다 PN 확산 부호를 0.5칩 빨리 동작하게 하여 부호 획득이 이루어지게 한다. 그리고 L, M은 적분기의 방전 제어 신호로 사용된다.

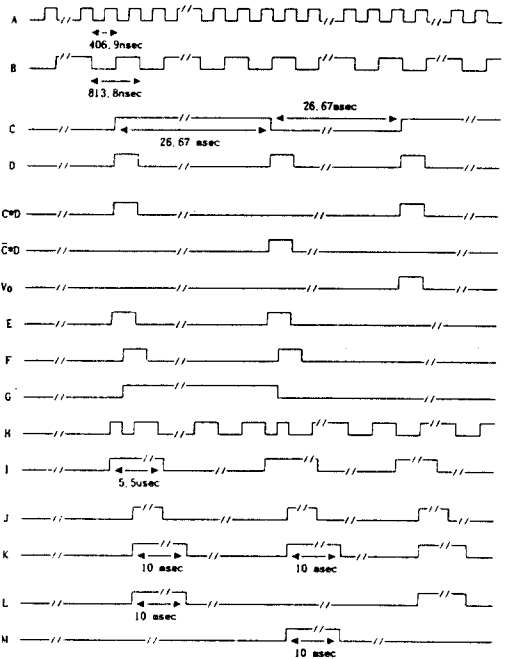


그림 12. 직렬 탐색 방식의 부호 획득 타이밍도
Fig. 12. Timing diagram for code acquisition using the serial search.

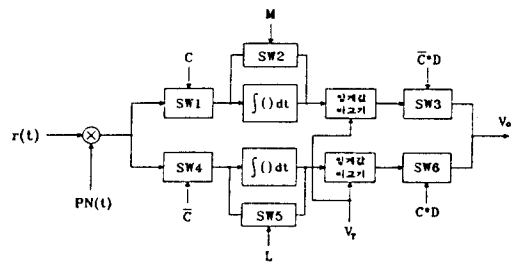


그림 13. 동기 판단 록도
Fig. 13. Block diagram for synchronization decision.

5. 동기 판단 회로

그림 13, 14는 두 개의 적분기를 두어 한 적분기가

적분하는 동안 나머지 적분기는 완전히 방전하여 다음 적분에 대비하여 스위칭 시간만 있고 방전 시간이 없는 교대 적분 방전 회로의 블록도, 회로도를 나타낸다.

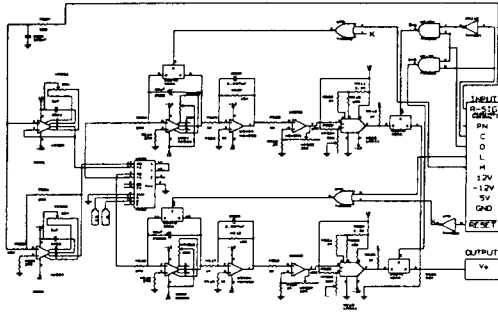


그림 14. 동기 판단 회로도
Fig. 14. Circuit diagram for synchronization decision.

C신호가 "High"인 동안 교대 적분 방전 회로의 SW1은 "On"되고 SW4는 "Off"되어 윗 가지에만 수신 신호 $r(t)$ 가 입력된 후 수신기내의 확산 부호와 한 주기동안 상관되어 T시간동안 적분되어지고 난 후 D가 "High"인 동안 즉, $\bar{C} \cdot D$ 이 "High"인 동안 임계값과 비교되어져 임계값보다 크면 V_0 신호가 "High"가 되어 hit가 된 것을 나타낸다. M신호는 이 적분된 신호를 방전시키는데 사용되어진다. 대략 10msec가 되는데 이 정도면 충분한 방전이 이루어지는데 이는 전

체 적분 시간 26.67msec(확산 부호의 주기)의 37%에 해당하는 매우 긴 시간이다. 만약 이 방전 시간을 빼고 적분한다면 이상적인 PN 확산 부호의 역확산이 되지 못한다.

6. 부호 추적 회로

부호 추적은 PN 확산 부호의 1칩(chip)이내에 동기가 되었을 때 PLL(Phase Locked Loop)을 이용하여 정확히 칩 동기가 이루어지도록 하는 과정이며, 그림 15는 Early-Late 부호 추적 루프를 이용한 부호 추적 회로도를 나타내고 있다. 기준 확산 부호보다 반 칩 빠르거나 느린 확산 부호를 수신 신호와 각각 상관 적분시켜 포락선 검파한 후 필터링한다. 그리고 이 두 신호의 차이인 오차 신호는 VCXO의 기준 제어 전압인 2.5V와 더해져 VCXO의 제어 전압이 된다.

VI. 결과 고찰

그림 16은 2^{15} 의 주기에 1.2288Mcps의 칩 율을 가지는 (50)식의 I, Q PN 확산 부호의 파형을 나타낸다. 0이 15개 연속으로 나온 후 1이 됨을 알 수 있다. 그리고 그림 17은 수신 신호로 사용된 8개 채널의 더해진 파형을 나타낸다.

그림 18에서 확산 부호의 한 주기마다 406.9nsec의 펄스인 D신호가 발생되며, H신호가 반 칩 빨리 발생되어 부호 탐색이 이루어지게 함을 알 수 있다. 그리고

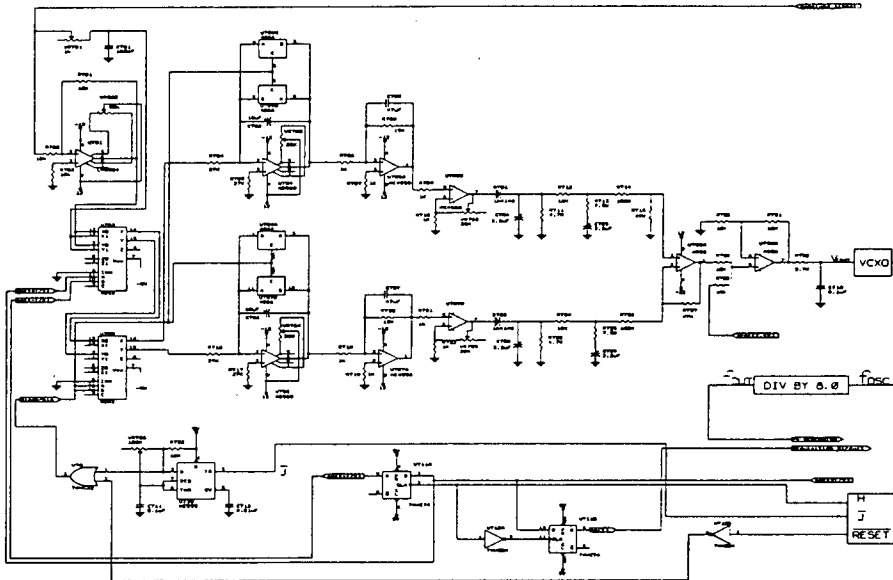


그림 15. 부호 추적 회로도
Fig. 15. Circuit diagram for tracking.

그림 19의 부호 획득을 이룬 타이밍도에서는 확산 부호 발생기의 입력 클럭인 H신호의 위상에 변화가 없이 일정하며, V_0 신호가 "High"가 되어 부호 획득이 이루어졌음을 알린다.

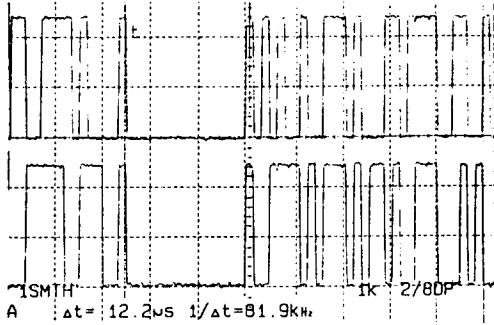


그림 16. I, Q 채널 PN 확산 부호 파형
Fig. 16. Waveform of the I and Q channel PN spreading code.

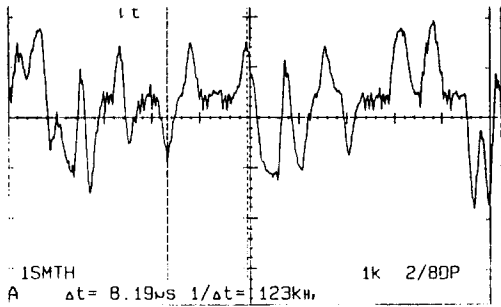


그림 17. 8개 채널이 더해진 신호
Fig 17. Signal showing the added 8 channels.

그림 20은 부호 추적이 이루어지지 않은 경우 동기 판단 회로의 위, 아래 가지의 출력 파형을 겹쳐본 것을 나타내고 있다. 동기가 유지되지 못하고 틀어짐을 알 수 있지만 그림 21은 부호 추적을 이루어 진폭이 항상 일정함을 알 수 있다.

그림 22는 reset 후 0.445초만에 고속의 동기를 이루는 파형을 나타내며, 그림 23은 동기시 수신 신호와 I채널 확산 부호의 파형을 나타낸다. 그리고 그림 24는 구현한 동기 시스템을 나타낸다. 그러므로 수신 신호를 I, Q 채널로 구성된 8개의 다중 채널로 하였다. 그리고 PN 부호의 한 주기당 칩 수는 2^{15} , 칩 율은 1.2288 Mcps, 파일럿 채널대 다른 채널의 전력비를 7, DMF의 탭 수는 64, 한 칩당 표본화 횟수는 2 그리고

3dB 차단 주파수가 $\frac{2}{T_c}$ 인 저역통과 여파기를 사용하였다. 그리고 수신 동기 시스템은 I 채널에 대하여만 구성하였다. 이렇게 Q 채널을 구성하지 않더라도 동기 시스템 성능을 실험하는데는 전혀 영향을 받지 않음을 알 수 있었다. 사용되어진 다중 채널의 신호는 열 잡음만 있다고 가정하였으므로 실험 조건에서 SNR이 20dB 이상인 경우의 이론치와 비교하였다. 그리고 ADC에서의 신호 오차는 무시하였다. 이 경우 이론적인 $T_{Acq} = 0.44$ 초, 분산은 거의 0이었다.

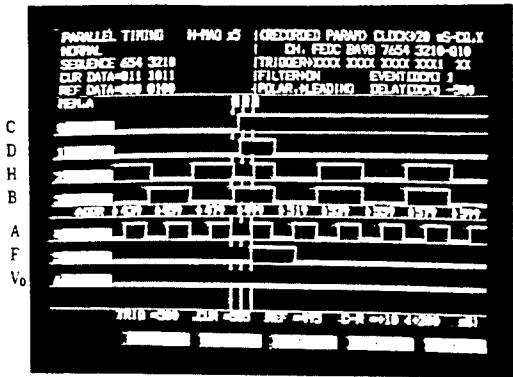


그림 18. 부호 획득을 이루지 못한 타이밍도
Fig. 18. Timing diagram which does not acquire the acquisition.

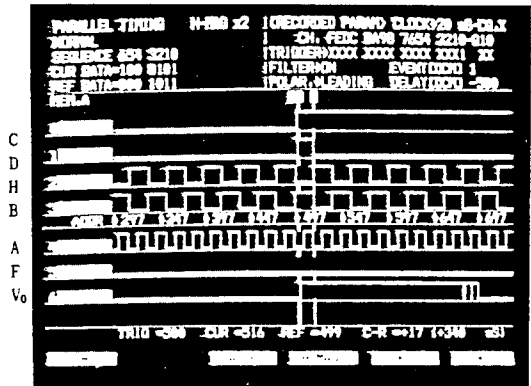


그림 19. 부호 획득을 이룬 타이밍도
Fig. 19. Timing diagram which acquires the acquisition.

실험치도 $T_{Acq} = 0.47$ 초, 분산이 거의 0으로 구현한 동기 시스템이 이론 치와 잘 일치함을 알 수 있었고 켈컴사의 잠정 표준안의 규격도 충분히 만족함을 알

수 있었다.

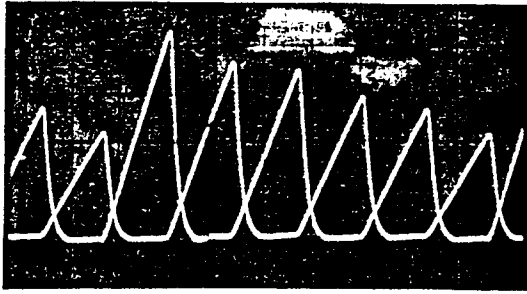


그림 20. 부호 추적을 이루지 못한 파형
 Fig. 20. Waveform which does not acquire the tracking.

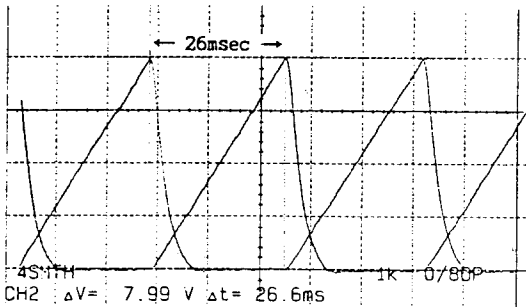


그림 21. 부호 추적을 이룬 파형
 Fig. 21. Waveform showing the chip synchronization.

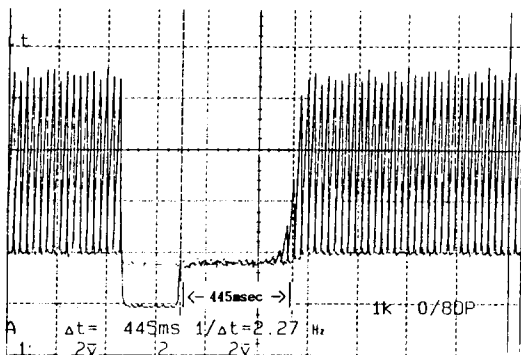


그림 22. 동기가 이루어질 때의 파형
 Fig 22. Waveform through the synchronization.

VII. 결 론

본 논문에서는 주기가 긴 확산 부호를 사용하고 백

색 가우시안 잡음이 첨가된 다중 채널의 DS/CDMA 시스템에서 고속의 정확한 동기가 이루어질 수 있는 동기 알고리즘을 제시하고 신호 검출 확률, 오 경보 확률을 구하여 평균 부호 획득 시간과 분산을 구하였다.

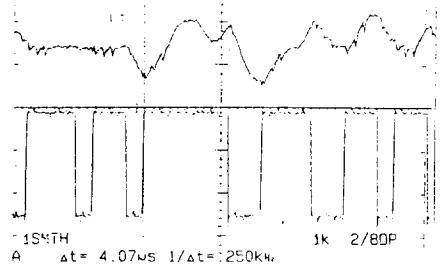


그림 23. 동기시 수신 신호와 I 채널 확산 부호 파형
 Fig. 23. Waveform of the received signal and I channel PN code showing the synchronization.

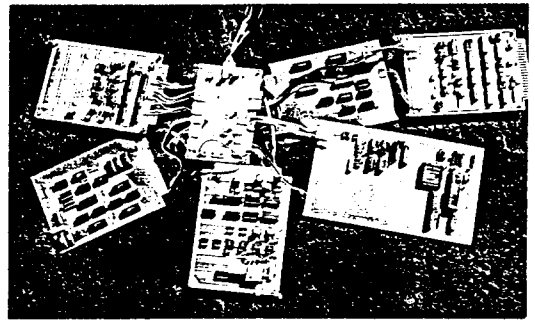


그림 24. 구현한 동기 시스템
 Fig. 24. Implemented synchronization system.

그리고 확산 부호의 주기가 길 경우 동기를 이루는데 시간이 많이 걸리는 문제점을 해결하기 위하여 수동 디지털 정합 여파기를 이용하여 파일럿 채널의 PN 확산 부호의 상태를 추정한 다음 이 정보를 이용하여 수신기내의 PN 확산 부호 발생기를 초기화시킨 후 직렬 동기 회로에서는 부호 획득을 이룬 후 부호 추적부에서 정확한 칩 동기를 이루게 하는데 까지 고속의 동기가 이루어짐을 실험 제작을 통하여 보였다.

입력 신호는 8채널이 혼합된 신호를 사용하였다. 수신 PN 확산 부호의 상태 추정은 ADC, DMF, 마이크로프로세서를 이용하고, 부호 탐색은 열악한 신호대 간섭비에서도 정확한 부호 획득을 이룰 수 있는 직렬 동기 방식으로 하였다. 부호 추적은 RAKE 수신기에서 핑거로 사용할 수도 있는 Early-Late 부호 추적 루프를 이용하여 구현하였다. 그리고 2¹⁵의 긴 주기를 가지

는 PN 확산 부호를 파일럿 채널로 사용하였다.

본 논문에서 구현한 동기 시스템은 주기가 긴 PN 확산 부호를 사용하는 DS/CDMA 시스템의 동기 시스템을 구현할 때 유용하리라 사료되며, 본 논문의 디지털화되지 못한 부분들을 디지털화 한다면 ASIC화가 가능하여 더 높은 안정도의 성능을 가지는 동기 시스템이 구현되리라 본다.

감사의 말씀

본 연구는 LG전자의 연구비 지원으로 이루어진 것이며 이 연구를 수행하면서 많은 도움을 주신 분들께 감사드립니다.

참 고 문 헌

[1] Qualcomm, "Recommended Minimum Performance Standards for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular Mobile Stations", Draft Revision 0.1, Oct, 1992.

[2] Stanford Telecom., "A High Performance Direct Sequence Spread Spectrum Receiver with Custom ASICS", Application Note 16, Stanford Telecom.

[3] S. S. Rappsport and D. M. Grieco "Spread Spectrum Signal Acquisition: Methods and Technology", IEEE Communication Magazine., Vol.22, No.6 June, 1984.

[4] J. K. Holmes, "Coherent Spread Spectrum Systems", New York: Wiley, 1982.

[5] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, "Digital Communications and Spread Spectrum Systems", Macmillan, 1985.

[6] J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition Time Performance of PN Spread Spectrum Systems", IEEE Trans. Comm., Vol COM-25, No.8, pp.778-784, Aug, 1977.

[7] P. M. Hopkins "A Unified Analysis of Pseudonoise Synchronization by Envelope Correlation", IEEE Trans. Comm., Vol COM-25, No.8, pp.770-777, Aug, 1977.

[8] U. Grob et al., "Microcellular Direct-Sequence Spread-Spectrum Radio System Using N-Path Rake Receiver", IEEE Selected Areas in Comm., Vol. 8, NO. 5, pp.772-779, June 1990.

[9] H. Kaufmann and R. Kung, "Digital Spread Spectrum Multipath-Diversity Receiver for Indoor Communications", Proc. 42nd IEEE Veh. Tech. Conf., Denver, pp.1038-1041, May 1992.

[10] K. G. Beauchamp, "Walsh Function and Their Application", New-York: Academic Press, 1975.

저 자 소 개



宋寧俊(正會員)

1965년 12월 14일생. 1987년 2월 한양대학교 전자통신공학과 학사. 1994년 2월 한양대학교 전자통신공학과 공학석사. 1994년 3월 - 현재 한양대학교 전자통신공학과 박사과정. 1987년 1

월 - 1988년 7월 삼성전자 연구소 연구원. 1988년 7월 - 1992년 4월 금성통신 연구소 주임 연구원. 1994년 10월 - 현재 LG전자 통신기기 연구소 선임 연구원. 주관심분야는 대역확산통신, 디지털 이동통신.

韓榮烈(正會員)

1938년 6월 10일생. 1960년 서울대학교 전자공학과 학사. 1976년 미주리 대학교 대학원 공학석사. 1979년 미주리 대학교 대학원 공학박사. 1980년 - 현재 한양대학교 전자통신공학과 교수. 1980년 - 1994년 통신공학회 이사, 상임이사, 부회장. 1995년 - 현재 통신공학회 수석 부회장.