

육상 이동통신 시스템의 중계기용 발진기의 동특성 연구

Study on the Analysis of the Dynamic Characteristics of a Local Oscillator using in the Relay Systems of a Digital Land Mobile Communication

심 수 보*
(Soo Bo Sim*)

요 약

이동통신 방식에서 QPSK 신호를 사용하는 경우 신호전송의 실제상황에서 상승적형 주파수 판별기를 사용한 자동 주파수 제어부의 동작특성에 관한 새로운 해석을 하고 그 제어부의 주파수 지터를 계산하는 각종 분산식을 유도하였다. 그 방법은 먼저 개루프시의 판별기 출력성분과 각종 랜덤성분의 자기상관함수에 대한 결과를 이용하여 전력 밀도 스펙트럼을 구한 후 폐루프 동작시의 주파수 지터를 계산하는 주파수 분산식을 구하였다.

ABSTRACT

In the equivalent state with an actual transmission, the paper is presented the novel analysis of the dynamic characteristics of the automatic frequency control, using for QPSK relay system in digital land mobile communication, which is adopted a cross product frequency discriminator and the various kinds of frequency variances that calculate the closed loop frequency jitter are found.

I. 서 론

디지털 무선통신 특히 이동통신 시스템에서 기지국 장비가 수용하고 있는 국부 발진기의 주파수 변동이나 도프라 편이 등이 클 때에는 그 대책으로서 발진기에 자동 주파수 제어기를 부설하여서 동작특성을 개선할 필요가 있다. 이 문제에 관해서는 문헌[1]~[3]에서 발표한 바와 같이 4상 PSK 방식에 대해서 부분적으로 이미 보고가 되어있다.

수신 신호로부터 주파수 정보를 추출하는 회로로 상승적형 주파수 판별기를 사용하면 QPSK 파에 대해서 큰 패턴 효과가 있는 것으로 알려져있다[1]. 한편 이 판별기를 자동 주파수 제어기에 응용하여 임의 파형의 QPSK 파와 대칭 스펙트럼을 갖는 백색 잡음하에서 잡음과 패턴효과에 대한 영향도 이미 발표되었다[5].

본 논문에서는 전술한 각 논문의 제안사항들을 토대로 하여 해석을 보다 구체화한 것으로서 실제 통신 시스템

에서 자동 주파수 제어부에 대한 동특성을 해석하였다. 즉, 먼저 개루프 상태의 판별기 출력성분과 신호와 잡음 등으로 인한 불규칙 성분의 전력밀도 스펙트럼을 구하고 이들 결과를 폐루프 상태에서의 주파수 분산의 식을 표시하는데 활용하여 주파수 지터의 산출기초를 마련하는 등 자동 주파수 제어부의 동작특성을 분석 및 파악하고 문제점을 개선하는 방안을 고찰하였다.

II. 상승적형 주파수 판별기

이 판별기(이하 CPF_D 라함) 제통도는 그림 1과 같다. 여기서 $g(t)$ 와 $v(t)$ 는 각각 입력 및 출력 신호성분이고 ω_r 과 θ_r 은 기준 신호의 각 주파수와 위상을 나타내고 τ 는 지연회로의 지연시간이다. 이 CPF_D에서 출력 $v(t)$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$v(t) = X_1(t)Y_2(t) - X_2(t)Y_1(t)$$

$$= \frac{1}{4} [\{g_1(t)g_0(t-\tau_0) + g_1(t)n_0(t-\tau_0)$$

* 숭실대학교 정보통신공학과
접수일자: 1995년 11월 27일

$$\begin{aligned}
 &+ n_I(t) g_Q(t - \tau_0) + n_I(t) n_Q(t - \tau_0) \} \\
 &- \{ g_I(t - \tau_0) g_Q(t) + g_I(t - \tau_0) n_Q(t) \\
 &+ n_I(t - \tau_0) g_Q(t) + n_I(t - \tau_0) n_Q(t) \}]
 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 $g_I(t)$ 와 $g_Q(t)$ 는 입력신호의 동상 및 직교성분, $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 입력잡음의 동상 및 직교성분이다.

CPFD의 출력은 주파수 오차에 의한 오차성분, 잡음과 패턴효과에 의한 랜덤성분으로 구성되는데, 이 CPFD를 사용한 자동 주파수 제어기는 오차성분에 따라 주파수 제어가 되지만 주파수 오차가 작을 때는 랜덤성분의 영향이 문제시된다. 따라서 주파수 제어를 정밀하게 하기 위한 해석은 먼저 개루프 상태의 CPFD 출력의 오차성분과 랜덤성분의 자기 상관함수를 구하고 이것으로부터 전력 스펙트럼 밀도를 계산하여 자동 주파수 제어기의 동작상태를 분석한다.

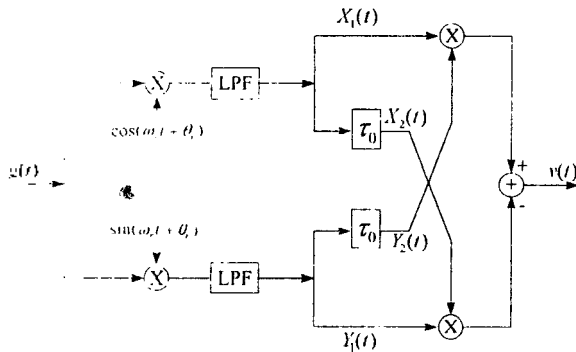


그림 1. CPFD의 구성
Fig. 1. Block diagram of a CPFD

III. 주파수 제어 시스템

실제 QPSK 전송 시스템을 가정하고 자동 주파수 제어기의 페루프 응답을 해석하기 위하여 그림 2와 같은 시스템 구성을 가정하였다. 여기서 입력신호 $s(t)$ 는 송신기로부터 출력된 대역제한 QPSK 신호이고 이것이 잡음 $n(t)$ 와 합성되어 혼합기(MIX)로 가해지고 여기서 발생한 중간 주파 신호가 중심 주파수 ω_r 인 BPF를 통과하여 후단으로 전달되는데 그 일부는 CPFD로 입력되어서 이것의 기준 주파수 ω_c 와 비교되고 그 결과 CPFD의 출력은 루프 필터를 거쳐서 중간 주파 혼합기용 발진기 VCO로 귀환됨으로서 자동 주파수 제어기의 루프를 형성한다. 신호 $s(t)$ 는

$$s(t) = g_{MI}(t) \cos(\omega_c t + \theta_c) + g_{MQ}(t) \sin(\omega_c t + \theta_c) \quad (2)$$

이고, 여기서 ω_c 및 θ_c 는 반송파의 각주파수와 위상이고 $g_{MI}(t)$, $g_{MQ}(t)$ 는 변조신호의 동상 및 직교 성분으로서

다음과 같다.

$$g_{MI}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_M(t - nT)$$

$$g_{MQ}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g_M(t - nT)$$

단 a_n , b_n 은 ± 1 이며, g_M 은 송신기의 최종 증폭기의 BPF를 통과한 독립 펄스의 포락선, T 는 부호의 주기이다.

IV. CPFD의 입력 및 출력

4.1 입력신호

그림 2의 VCO 발진 주파수 및 위상을 각각 ω_r , θ_r , 주파수 오차와 위상 오차를 $\Delta\omega$, $\Delta\theta$ 라고 하면

$$\begin{aligned}
 \omega_c - \omega_r &= \omega_r + \Delta\omega \\
 \theta_c - \theta_r &= \theta_r + \Delta\theta
 \end{aligned} \quad (3)$$

로 된다. 한편 잡음 $n(t)$ 는 백색이며, CPFD 입력에서 $n(t)$ 의 동상 및 직교 성분을 각각 $n_I(t)$ 및 $n_Q(t)$ 라고하고 그 평균치가 0 이라고 하면 CPFD의 입력 $g(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 g(t) &= g_I(t) + n_I(t) \cos(\omega_r t + \theta_r) \\
 &+ g_Q(t) + n_Q(t) \sin(\omega_r t + \theta_r)
 \end{aligned} \quad (4)$$

여기서

$$\begin{aligned}
 g_I(t) &= \frac{1}{2} \{ g_{MI}(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\theta) \\
 &+ g_{MQ}(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\theta) \} * h(t)
 \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
 g_Q(t) &= \frac{1}{2} \{ g_{MQ}(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\theta) \\
 &- g_{MI}(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\theta) \} * h(t)
 \end{aligned} \quad (6)$$

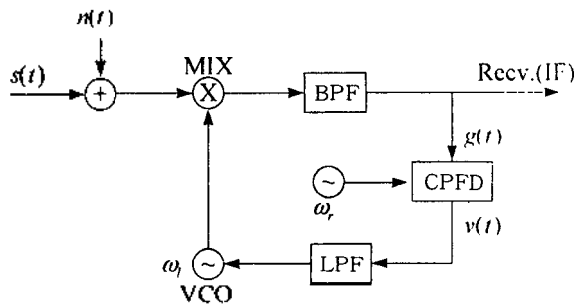


그림 2. 자동 주파수 제어 시스템의 구성
Fig. 2. Block diagram of auto-frequency control system

단 $h(t)$ 는 BPF의 임펄스 응답

이다. 한편 잡음 $n_I(t)$ 및 $n_Q(t)$ 성분의 자기상관함수 $R_n(\tau)$ 는

$$\begin{aligned} R_n(\tau) &= E[n_I(t)n_I(t+\tau)] \\ &= E[n_Q(t)n_Q(t+\tau)] \end{aligned} \quad (7)$$

로 되므로 잡음의 전력 스펙트럼 밀도가 BPF의 대칭 특성에 따라 대칭으로 되면 $n_I(t)$ 와 $n_Q(t)$ 는 무상관으로 된다.

4.2 출력신호

CPFD의 출력 $v(t)$ 는 불규칙하므로 그 기대치로부터 구할 수 있는데 오차가 없을 때 출력은 0 이지만 어떠한 이유로든 오차가 발생하면 $v(t) \neq 0$ 로 된다. 지금 오차신호 성분 $v_e(t)$ 는 신호와 잡음이 무상관, 잡음의 동상 및 직교 성분이 무상관인 점을 고려하면 식 (1)로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_e(t) &= \frac{1}{4} \{ E[g_I(t)g_Q(t-\tau_0) \\ &\quad - E[g_I(t-\tau_0)g_Q(t)] \} \end{aligned} \quad (8)$$

그런데 $g_I(t)$ 와 $g_Q(t)$ 사이에는 상관관계가 있으므로 식 (8)은 식 (5), (6)을 인용하면 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} v_e(t) &= \frac{1}{4} \int_{-x}^x \int_{-x}^x h(u)h(u+\tau-\tau_0) \times \\ &\quad (R_{g_M}(t-u, t-u-\tau) + R_{g_{M^*}}(t-u, t-u-\tau)) \times \\ &\quad \sin(\Delta\omega\tau) \cdot du \cdot d\tau \end{aligned} \quad (9)$$

여기서

$$R_{g_M}(t, t+\tau) = E[g_M(t)g_M(t+\tau)] \quad (10)$$

$$R_{g_{M^*}}(t, t+\tau) = E[g_{M^*}(t)g_{M^*}(t+\tau)] \quad (11)$$

이다. 식 (10), (11)은 동일 위상신호 성분들끼리의 적의 기대치이고 a_n 과 b_n 은 등확률로 ± 1 을 취하므로 이 기대치는 동일한 n 의 값에 대한 항의 적만이 남는다. 지금

$$R_{g_M}(t, t+\tau) \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_M(t-nT) \cdot g_M(t-nT+\tau) \quad (12)$$

로 정의하면 QPSK파의 자기 상관 함수는 다음의 관계를 갖는다.

$$R_{g_M}(t, t+\tau) = R_{g_{M^*}}(t, t+\tau) = R_{g_I}(t, t+\tau) \quad (13)$$

또 $R_{g_M}(t, t+\tau)$ 는 다음과 같이 정상성분과 주기 성분

으로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{g_M}(t, t+\tau) &= \frac{1}{T} R_{g_{M0}}(\tau) + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} R_{g_{Mn}} \cos[n\omega_0(t+\tau/2)] \\ &\quad - \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} R_{g_{M(n)}}(\tau) \sin[n\omega_0(t+\tau/2)] \end{aligned} \quad (14)$$

여기서

$$R_{g_{M0}}(\tau) = \int_{-x}^x g_M(t)g_M(t+\tau) dt \quad (15)$$

$$R_{g_{Mn}}(\tau) = \int_{-x}^x g_M(t)g_M(t+\tau) \cos(n\omega_0\tau/2) dt \quad (16)$$

$$R_{g_{M(n)}}(\tau) = \int_{-x}^x g_M(t)g_M(t+\tau) \sin(n\omega_0\tau/2) dt \quad (17)$$

단 ω_0 는 부호의 각속도, $\omega_0 T = 2\pi$

이며 $R_{g_{M0}}(\tau)$ 는 $R_{g_M}(t, t+\tau)$ 의 정상성분의 크기를, $R_{g_{Mn}}(\tau)$ 와 $R_{g_{M(n)}}(\tau)$ 은 각 주기 성분의 크기를 나타낸다.

V. CPFD의 오차출력 및 랜덤출력

5.1 오차출력

자기상관함수 $R_{g_M}(t, t+\tau)$ 및 $R_{g_{M^*}}(t, t+\tau)$ 의 시간 평균을 취하면 식 (15)의 $R_{g_{M0}}(\tau)$ 로 되기 때문에 오차신호 $v_e(t)$ 의 직류성분을 $\Delta\omega$ 와 τ_0 의 함수로 다음과 같이 나타낼 수 있다. 즉 $v_{dc}(\Delta\omega, \tau_0)$ 는

$$v_{dc}(\Delta\omega, \tau_0) = \frac{1}{2} \int_{-x}^x R(\tau-\tau_0) R_{g_{M0}}(\tau) \sin(\Delta\omega\tau) d\tau \quad (18)$$

여기서

$$R(\tau) = \int_{-x}^x h(t)h(t+\tau) \cdot dt \quad (19)$$

로 된다.

5.2 랜덤출력

CPFD의 랜덤 출력성분 $v_r(t)$ 는 3 종류로 구성되는데

- ① 잡음성분들끼리의 적에 의한 $v_{nn}(t)$ 성분
- ② 잡음과 신호의 적에 의한 $v_{ns}(t)$ 성분
- ③ 신호들 성분끼리의 적에 의한 $v_{ss}(t)$ 성분

이다. 따라서 $v_r(t)$ 는 이 3 종류의 성분의 합으로 된다.

랜덤 성분을 구할 때는 $\Delta\omega = 0, \Delta\theta = 0$ 로 하고 식 (1)에서 위의 3 성분을 구할 수 있다.

5.2.1 잡음성분들끼리의 적에 의한 성분

이 성분의 자기 상관함수 $R_{nn}(t, t+\tau)$ 는 $v_{nn}(t)$ 의 기대치로 구할 수 있는데, 이것은 시각과 관계없는 일정한 값으로 된다. $R_{nn}(t, t+\tau)$ 의 시간 평균 $R_{NN}(\tau)$ 는 다음과

같다.

$$R_{XX}(\tau) = \frac{1}{8} \{R_n(\tau)^2 - R_n(\tau - \tau_0) R_n(\tau + \tau_0)\} \quad (20)$$

푸리에 변환에 의해서 식 (20)으로부터 전력 스펙트럼 밀도 $P_{XX}(\omega)$ 를 하면

$$P_{XX}(\omega) = \frac{1}{16\pi} \{P_n(\omega) * P_n(\omega) - P_n(\omega) e^{-j\omega\tau_0} * P_n(\omega) e^{j\omega\tau_0}\} \quad (21)$$

가 된다. 여기서 $P_n(\omega)$ 는 백색잡음의 전력 스펙트럼 밀도 $\eta/2$ 이며, 그림 2의 BPF 입력단자에서의 전력 밀도 스펙트럼은 $\eta/4$ 이므로 BPF로 대역제한된 잡음의 전력 스펙트럼 밀도 $P_n(\omega)$ 는

$$P_n(\omega) = \frac{\eta}{4} |H(\omega)|^2 \quad (22)$$

단 $H(\omega)$ 는 BPF의 전달함수

로 된다.

5.2.2 잡음과 신호의 적에의한 성분

이 성분의 자기상관함수 $R_{NS}(t, t + \tau)$ 도 $v_{NS}(t)$ 의 기대치로부터 구한다. 즉 식 (1)에서 $v_{NS}(t)$ 를 구하고 $E[v_{NS}(t) v_{NS}(t + \tau)]$ 를 계산하면 되는데 여기서 $R_{gI}(t, t + \tau)$ 와 $R_{gQ}(t, t + \tau)$ 는 각 신호성분끼리의 적의 기대치를 나타내며 그 시간평균은 $R_{g0}(\tau)$ 로 일정하게 된다.

$R_{NS}(t, t + \tau)$ 의 시간평균 $R_{NS}(\tau)$ 를 계산하면 다음과 같다.

$$R_{NS}(\tau) = \frac{1}{8T} \{2R_n(\tau) R_{g0}(\tau) - R_n(\tau - \tau_0) R_{g0}(\tau + \tau_0) - R_n(\tau + \tau_0) R_{g0}(\tau - \tau_0)\} \quad (23)$$

위 식으로부터 전력 스펙트럼 밀도 $P_{NS}(\omega)$ 는

$$P_{NS}(\omega) = \frac{1}{16\pi} \{2P_n(\omega) * P_{g0}(\omega) - P_n(\omega) e^{-j\omega\tau_0} * P_{g0}(\omega) e^{j\omega\tau_0} - P_n(\omega) e^{j\omega\tau_0} * P_{g0}(\omega) e^{-j\omega\tau_0}\} \quad (24)$$

가 된다. 여기서 $P_{g0}(\omega)$ 는 신호의 전력 스펙트럼 밀도로서 다음과 같다.

$$P_{g0}(\omega) = \frac{1}{4T} |G_M(\omega) H(\omega)|^2 \quad (25)$$

단 $G_M(\omega)$ 는 $g_M(t)$ 의 주파수 스펙트럼

5.2.3 신호성분들끼리의 적에의한 성분

이 성분의 $R_{SS}(t, t + \tau)$ 는 식 (1)에서 $v_{SS}(t)$ 를 구하고 $E[v_{SS}(t) v_{SS}(t + \tau)]$ 를 계산하면 된다. 그런데 $\Delta\omega = 0$ 인 경우는 신호의 동상성분과 직교성분이 무상관이므로 $R_{SS}(t, t + \tau)$ 는 동상 및 직교성분끼리의 적으로 나누어서 기대치를 구한다. 이것의 시간평균 $R_{SS}(\tau)$ 를 계산하면 다음과 같다.

$$R_{SS}(\tau) = \frac{1}{8T^2} [R_{g0}^2(\tau) - R_{g0}(\tau - \tau_0) R_{g0}(\tau + \tau_0) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \{R_{gIn}^2(\tau) + R_{gQn}^2(\tau)\} \cdot \cos(n\omega_0\tau_0) - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \{R_{gIn}(\tau - \tau_0) R_{gIn}(\tau + \tau_0) + R_{gQn}(\tau - \tau_0) R_{gQn}(\tau + \tau_0)\}] \quad (26)$$

위 식으로부터 전력 스펙트럼 밀도 $P_{SS}(\omega)$ 를 구하면

$$P_{SS}(\omega) = \frac{1}{16\pi} \{[P_{g0}(\omega) * P_{g0}(\omega) - P_{g0}(\omega) e^{-j\omega\tau_0} * P_{g0}(\omega) e^{j\omega\tau_0} + \sum_{n=1}^{\infty} \{2P_{gIn}(\omega) * P_{gIn}(\omega) \cos(n\omega_0\tau_0) - P_{gIn}(\omega) e^{-j\omega\tau_0} * P_{gIn}(\omega) e^{j\omega\tau_0} - P_{gIn}(\omega) e^{-j\omega\tau_0} * P_{gIn}(\omega) e^{j\omega\tau_0} - P_{gQn}(\omega) e^{-j\omega\tau_0} * P_{gQn}(\omega) e^{j\omega\tau_0}\}]\} \quad (27)$$

여기서 $P_{gIn}(\omega)$ 는 신호의 주기성분들끼리의 적에의한 전력 스펙트럼 밀도이며, $g(t)$ 의 주파수 스펙트럼을 $G(\omega)$ 라고 하면 다음과 같다.

$$P_{gIn}(\omega) = \frac{1}{T} G\left(\frac{n\omega_0}{2} - \omega\right) G\left(\frac{n\omega_0}{2} + \omega\right) \quad (28)$$

VI. 페루프 주파수 제어 시스템의 동특성 및 검토

문헌 [4]에서 발표한 페루프 선형화 모델 관계식을 이용하고 전장에서 구한 각종 개루프 CPFDF의 출력정보를 적용하여 자동 주파수 제어기(AFC)의 각 주파수 분산을 구하였다. 이 분산치를 가지고 CPFDF 출력의 랜덤성분이 혼합기용 국부발진기 VCO의 발진 주파수에 주는 영향을 평가하였다.

자동주파수 제어기의 주파수 분산 σ^2 는 각 랜덤 성분의 전력 스펙트럼 밀도에 의한 주파수 분산의 합이므로 다음과 같이 된다.

$$\sigma^2 = \sigma_{XN}^2 + \sigma_{XS}^2 + \sigma_{SN}^2 \quad (29)$$

위 식의 우변의 각각의 주파수 분산은 다음 식으로 표시된다.

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|H_c(\omega)|^2}{K_e^2} P_0(\omega) d\omega \quad (30)$$

여기서 $P_0(\omega)$ 는 개루프 상태의 각 랜덤 성분의 전력 스펙트럼 밀도이고 K_e 은 주파수 오차에 대한 오차성분의 크기를 나타내는 비례상수, $H_c(s)$ 는 페루프 전달함수로서 다음과 같이 가정한다.

$$H_c(s) = \frac{1}{1 + (s/4B_L)} \quad (31)$$

단 B_L 은 루프대역폭

페루프 동작시에 VCO를 포함한 귀환 루프의 작용으로 주파수 오차는 매우 작게 된다. 따라서 식 (18)에서 $\sin(\Delta\omega\tau) \cong \Delta\omega\tau$ 를 사용하면 $K_e \equiv V_{\text{dc}}(\Delta\omega, \tau_0)/\Delta\omega$ 를 구한다.

$$K_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau - \tau_0) = R_{gM}(\tau) \tau d\tau \quad (32)$$

한편 혼합기 입력단(그림 2)의 신호와 잡음에 대한 1 비트 에너지를 E_b 및 1 Hz 당 잡음전력 밀도를 N_0 라고 하면

$$E_b = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} |G_M(\omega)|^2 d\omega \quad (33)$$

$$N_0 = \frac{\eta}{2}$$

단 $G_M(\omega)$ 는 $g_M(t)$ 의 주파수 스펙트럼

로 쓸 수 있는데, 이것을 이용하여 페루프 동작시의 주파수 분산을 평가하기 위한 파라미터 E_b/N_0 를 계산할 수 있다.

즉 E_b/N_0 는 $1/\eta$ 에 비례하므로 주파수 분산의 크기는 식 (21), (24), (27), (29), (30) 및 (32)로부터

- ① 잡음성분들끼리의 적의 성분의 경우: E_b/N_0 의 자승에 비례
- ② 잡음과 신호의 적의 성분의 경우: E_b/N_0 에 반비례
- ③ 신호성분들끼리의 적의 성분의 경우: E_b/N_0 에 관계없이 일정

하다.

Ⅷ. 결 론

본 논문은 QPSK 신호의 실제 전송상태를 가정하고, 전송시스템중 기저국 장비의 주파수 안정을 위한 방편으로서, 여러 가지 주파수 변동의 원인에 대하여 영향을 최소화하여 그 특성을 개선하고자 수신부 주파수 변동부의 국부발전기를 AFC 루프로 형성하고 그 동작특성에 대하여 이론적인 해석을 다음과 같이 하였다.

- ① 전송신호로 실제상황의 QPSK 신호를 사용하였다.
- ② 수신부 국부주파수 발전부를 자동 주파수 제어 루프로 사용하고 이 루프의 주파수 판별기로는 CPFDF를 사용하여 페루프 상태에서의 응답에 대한 이론적 해석을 다음과 같이 표시하였다.
 - i) 개루프 상태의 CPFDF의 오차출력 성분과 각종

랜덤성분의 시간 평균한 전력밀도 스펙트럼을 수식화하여 표시하였고

- ii) i)의 결과를 이용하여 페루프 동작상태에서 주파수 지터를 계산하는데 필요한 주파수 분산을 수식화하여 표시하였다.

이상에서 유도한 각종 표시식으로부터 각종 랜덤성분의 주파수 분산의 크기와 E_b/N_0 의 관계를 분석하였다.

참 고 문 헌

1. T. Albery and V. Hespelt, "A New Pattern Jitter Free Frequency Error Detector," IEEE Trans. Comm., COM-37, pp.159-163, Feb. 1989.
2. F. D. Natali, "AFC Tracking Algorithms," IEEE Trans. Comm., COM-32, pp.935-947, Aug. 1984.
3. F. D. Natali, "Noise Performance of a Cross-Product AFC with Decision Feedback for DPSK Signal," IEEE Trans. Comm., COM-34, pp.303-307, Mar. 1981.
4. H. Mery and G. Ascheid, "Synchronization in Digital Communication Vol. 1," John Wiley & Sons, 1990.
5. 大須賀勝美, 宮内一洋, "クロスプロダクト形 周波數弁別器の QPSK 信號に對する 應答シミュレーションによる 解析," 信學技報, SAT93-58, RCS93-64, Oct. 1993.

▲심 수 보(Soo Bo Sim) 1931년 5월 30일생
 1954년 4월~1958년 8월: 서울대학교 공과대학 통신공학과 졸업
 1964년 1월~1965년 5월: 영국 마르코니 대학 무선공학 연구실 수료
 1976년 3월~1980년 8월: 전북대학교 대학원 수료
 1970년 5월~1976년 11월: 한국 항공대학 조교수
 1976년 11월~1978년 8월: 한양대학교 공과대학 부교수
 1978년 8월~1982년 5월: 중앙대학교 공과대학 교수
 1984년 1월~1984년 12월: 대한전자공학회 이사
 1987년~1988년: 한국통신학회 회장
 1990년~1994년: 한국 산업인력관리공단 기술사 심의위원 (전기통신 및 정보통신 분야)
 1982년 5월~1996년 현재: 숭실대학교 공과대학 교수