

DEQPSK 변.복조기의 최적 설계 및 제작

권 기 호

대우통신 종합연구소 제6 연구실

OPTIMUM DESIGN AND REALIZATION OF A DEQPSK MODEM

GI HO KWON

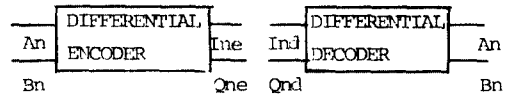
DAEWOO TELECOM CO., LTD.

ABSTRACT

The design and practical realization of DEQPSK modem, its base band bit rate 3.294Mbps and carrier frequency 70 MHz, is performed. The carrier synchronization scheme is proposed by using maximum a posteriori (MAP) estimation method. For Gaussian noise, the error rate of the experimental DEQPSK modem unit is measured in a fair agreement with the theoretical value.

2. Differentially Encoded QPSK

대부분의 변송파 동기회로에서 재생된 변송파의 위상은 송신된 4개의 위상 가운데 임의의 하나이다. 그래서 송신 주위상을 복조시 기준 위상으로 이용할 수가 없다. DEQPSK 방식은 정보가 절대 위상이 아닌 위상의 변화에 포함되게 데이터를 부호화 한다.



(a)

(b)

그림 1. QPSK 에 대한 부호기 및 복호기

Differential encoder/decoder for QPSK

그림 1의 부호화 및 복호화에 대한 논리식은 다음과 같다. (2)

QPSK 부호기

$$\begin{aligned} Ine &= \overline{(An \oplus Bn)} (An \oplus \overline{Ine}) + (An \oplus Bn) (Bn \oplus \overline{Qne}) \\ Qne &= \overline{(An \oplus Bn)} (Bn \oplus \overline{Qne}) + (An \oplus Bn) (An \oplus \overline{Ine}) \end{aligned}$$

식 (1)

QPSK 복호기

$$\begin{aligned} An &= \overline{(Ine \oplus Qnd)} (Ine \oplus \overline{Ine}) + (Ine \oplus Qnd) (Qnd \oplus \overline{Qnd}) \\ Bn &= \overline{(Ine \oplus Qnd)} (Qnd \oplus \overline{Qnd}) + (Ine \oplus Qnd) (Ine \oplus \overline{Ine}) \end{aligned}$$

식 (2)

윗식에서  $\oplus$  는 Exclusive-OR 덧셈을 나타낸다.

다음은 DEQPSK 변조기의 가우시안 잡음에 대한 비트오율을 유도하기 위해 먼저 Coherent QPSK 변조에 대해 생각한다.

대역통과, 가우시안 잡음  $n(t)$  는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$n(t) = n_c(t) \cos(\omega_c t + \theta) + n_s(t) \sin(\omega_c t + \theta) \quad (3)$$

1. 서론

재래의 지상 마이크로파 전송 장치 및 위성 통신 장치는 대부분 아날로그 FM 변조 방식을 사용하였다. 오늘날 디지털 통신 기술의 급속한 발달로 고 품질의 디지털 변조 방식이 주목을 이루게 되었다. 그 중에서도 주파수 스펙트럼을 효율적으로 이용하면서 선로 잡음에 대한 오류 특성이 가장 좋은 위상 변이 방식은 C/N 비가 낮은 위성 통신에서 가장 많이 쓰이는 변조 방식이다.<sup>(1)</sup>

본 제작에서는 재생된 변송파 위상의 모호함에서 생기는 문제를 쉽게 해결할 수 있고, 성능에서 QPSK와 별 차이가 없는 DEQPSK 변조 방식을 채택하였다. 다음 장에서는 DEQPSK 의 원리를 검토하고, 이상적인 변.복조기의 가우시안 잡음에 대한 비트오율을 유도하였으며 3장에서는 변조부, 4장에서는 복조부의 최적설계 및 구성 방법을 제시하였다. 5장에서는 제작된 시제품의 성능을 분석하고, 가우시안 백색 잡음에 대한 비트오율을 측정하여 이론치와 비교하였다.

여기서  $n_I(t)$ ,  $n_Q(t)$  는 잡음  $n(t)$  의 동가 저역 신호 성분이고  $\phi$  는 임의의 고정 위상이다.

이웃심볼간 간섭이 없고 이상적인 위상복조기를 사용한다고 가정하자.

가우시안잡음이 첨가된 수신 신호는 다음식으로 주어진다.

$$r(t) = A \cos(\omega_c t + \phi) + n_c(t) \cos(\omega_c t + \phi) + n_s(t) \sin(\omega_c t + \phi) \quad \text{식(4)}$$

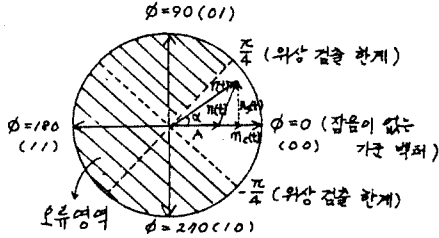


그림 2. QPSK COHERENT 복조기의 오류 영역 Error region in QPSK Coherent demodulator

그림 2에서  $\phi = 0^\circ$  즉 00 상태가 전송되었다고 생각하자. 이때 수신된 위상  $\alpha$  는 다음식으로 주어진다.

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \quad \text{식(5)}$$

이  $\alpha$  가 오류 영역에 있을 확률이 비트오율  $P(e)$  이다.

$$P(e) = 2 \int_{\pi/4}^{\pi/2} P(\alpha) d\alpha \quad \text{식(6)}$$

여기서  $P(\alpha)$  는  $\alpha$  의 확률 밀도 함수로서 다음과 같다.

$$P(\alpha) = \frac{1}{2\pi} e^{-c/N} \left[ 1 + \sqrt{\frac{c}{N}} \cos \alpha \right] e^{(c/N) \cos^2 \alpha} \cdot Q\left(\sqrt{\frac{c}{N}} \cos \alpha\right) \quad (-\pi \leq \alpha \leq \pi) \quad \text{식(7)}$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad \text{식(8)}$$

위식에서  $c/N$  은 평균 변송파 전력과 양측 Nyquist 대역폭에서의 잡음 전력의 비이다.

DEQPSK 변조에서 복호화는 신호 재생후에 이루어지므로 비트오율은 복호화 오류를 고려해 주면된다.

결과적으로 DEQPSK 에서는 비트오율은

$$P_e (\text{DEQPSK}) = 2P(e) \quad \text{식(9)}$$

이 된다.

### 3. 변조부

변조부는 그림 3 과 같이 구성되었다. 입력된 데이터  $A_n, B_n$  은 differential 부호화된 다음 저역 통과 여파기를 거쳐 대역을 제한한다. 이 저역통과 여파기는 이웃 심볼간 상호 간섭 및 복조부 클럭동

기회로에서의 클럭 지터에 큰 영향을 미친다.

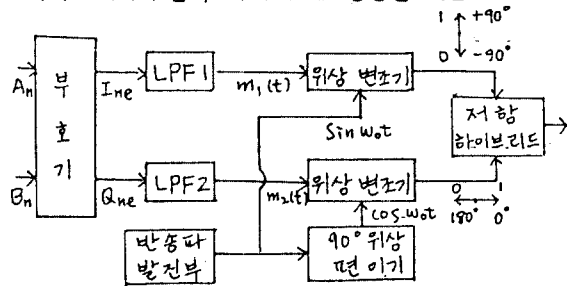


그림 3. 변조부 계통도 Modulator block diagram

복조부에서 샘플링 순간에 심볼간 상호 간섭의 영향을 받지 않으려면 송신 여파기, 선로 및 수신 여파기의 종합 특성이 아래와 같은 이상적 Nyquist 선로 특성을 가져야 한다. (3)

진폭 특성  $|H(\omega)|$  는

$$\frac{\omega T_s/2}{\sin(\omega T_s/2)} \quad , [0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha)]$$

$$\cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left[ \omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\} \quad , \left[ \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha) \right]$$

$$0 \quad , [\omega > \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha)] \quad \text{식(10)}$$

위상 특성 : 선형

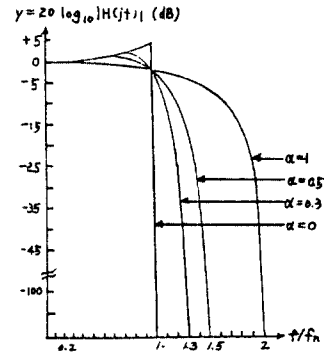


그림 4. 펄스 전송을 위한 Nyquist 선로의 진폭특성 Amplitude Characteristics of the Nyquist Channel for pulse transmission

여기서  $\alpha$  가 커질수록 복조부 클럭 동기 회로에서 지터는 작아지나 점유 대역폭이 커진다. 저역통과 여파기는 위의 Nyquist 특성과 점유대역폭을 고려하여 설계되어야 한다. 여기서는 통과대역에서 Chebishev 여파기와 비슷한 특성을 갖고 급격한 roll-off 특성을 갖는 LC 타원 함수 여파기(Cauer 필터)를 4단으로 설계 구성하였다. 실제 제작된 저역통과 여파기 특성을 그림 13 에 나타내었다.

반송 파 발진부는 140 MHz X-tal 발진기를 구성하였고 flip-flop 회로에 의하여 90° 위상차를 갖는 2개의 70 MHz 신호로 분리하여 각각의 위상 변조기에 인가하였다. LPF1, LPF2 를 통과한 데이터는 각각 90° 위상차가 나는 반송 파를 위상 변조시켜 저함 Hybrid 에서 합성하여 4상 변조 신호를 얻는다.

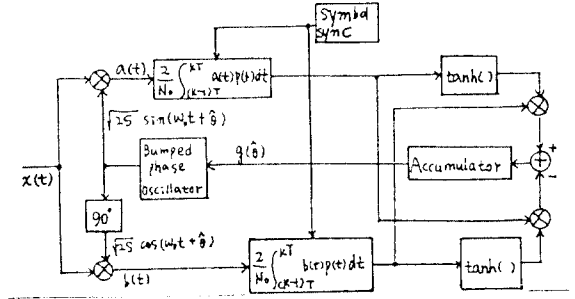


그림 5. QPSK 반송 파 위상에 대한 MAP estimation 루프. The MAP estimation loop for carrier phase (QPSK)

구성된 루프를 그림 5에 나타내었다. 그림5에서 hyperbolic tangent 함수를 실현하는데 있어서 어려움이 있으므로 마름과 같이 근사화 한다.

$$\begin{aligned} \text{큰 신호대잡음비 } \tanh x &= \text{sgn } x \\ \text{작은 신호대잡음비 } \tanh x &= x - \frac{x^3}{3} \end{aligned} \quad \text{식 (16)}$$

위 근사식을 이용하여 큰 신호대잡음비의 경우 사용될 수동 여파기를 이용한 실제 구성도를 그림 6에 나타내었다.

4. 복조부

(1) MAP estimation loop

이 절에서는 본 제작에서 사용되는 반송 파 동기회로의 구성을 MAP estimation 방법으로 유도한다. (4) QPSK 변조 신호는 다음식으로 표시 할 수 있다.

$$S[t, \theta(t)] = \sqrt{2P} m_1(t) \sin[\omega_c(t) + \theta(t)] + \sqrt{2P} m_2(t) \cos[\omega_c(t) + \theta(t)] \quad \text{식 (11)}$$

여기에서  $m_1(t)$  는 어느한 선로의 평균 신호 전력,  $m_2(t)$  는 벡터율이  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  이고 팔스파형이 P(t) 인 신호,  $\theta(t) = \theta_0 + \omega_c t$  는 수신된 반송 파 위상을 나타낸다.

잡음이 첨가된 수신 신호 X(t) 는  $x(t) = s[t, \theta(t)] + n_i(t)$  식 (12)

이 되고  $n_i(t)$  는 다음식으로 표시되는 대역통과 가우시안 잡음이다.

$$n_i(t) = \sqrt{2} \{ N_c(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] - N_s(t) \sin[\omega_c t + \theta(t)] \} \quad \text{식 (13)}$$

여기서  $N_c(t)$ ,  $N_s(t)$  는 단축파 잡음 전력  $N_0$  (W/Hz) 를 갖는 상호 독립인 백색 가우시안 잡음이다.

MAP estimation 은 P, P(t),  $\omega_c$ 와 변조가 상태를 변화시키는 시간을 알고  $0 \leq t \leq KT$  동안 x(t) 를 관측할때 Posteriori 확률  $P[\theta(t) / x(t)]$  이 최대가 되는  $\theta(t) = \theta$  를 선택하는 것이다.

즉, MAP 의미에서  $\theta$  의 최상의 estimate 는  $f(\theta)$  를 최대로 하는 값이다.

$$f(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} \cosh \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{0}^{KT} \sqrt{2P} x(t) \sin(\omega_c t + \theta) p(t) dt \right\} \times \cosh \left\{ \frac{2}{N_0} \int_{0}^{KT} \sqrt{2P} x(t) \cos(\omega_c t + \theta) p(t) dt \right\} \quad \text{식 (14)}$$

다음식으로 표시되는  $g(\theta)$  를 루프의 오차 신호로 사용하면 MAP estimation 루프가 구성된다.

$$\begin{aligned} g(\theta) &= \frac{d \ln f(\theta)}{d\theta} \\ &= \frac{2}{N_0} \int_{0}^{KT} \sqrt{2P} x(t) \cos(\omega_c t + \theta) p(t) dt \\ &\quad - x \tanh \left[ \frac{2}{N_0} \int_{0}^{KT} \sqrt{2P} x(t) \sin(\omega_c t + \theta) p(t) dt \right] \\ &\quad - \frac{2}{N_0} \int_{0}^{KT} \sqrt{2P} x(t) \sin(\omega_c t + \theta) p(t) dt \\ &\quad \times \tanh \left[ \frac{2}{N_0} \int_{0}^{KT} \sqrt{2P} x(t) \cos(\omega_c t + \theta) p(t) dt \right] \end{aligned} \quad \text{식 (15)}$$

그림 6. 큰 신호대잡음비의 경우 MAP estimation 루프의 실현. A practical realization of the MAP estimation loop, large SNR

(2) 재생된 반송 파의 지터

다음과 같은 가정하에서 QPSK 반송 파 재생회로의 VCO 지터는 식(17)과 같이 주어진다. (5)

- 가정 (a)  $m(t)$  가 구형파, 영평균
- (b) 백색, 가우시안 잡음
- (c) 루프 대역이 저역통과여파기 대역보다 상당히 작다.
- (d) PLL 이 선형 영역에서 동작한다.

$$\frac{1}{(4\theta_{rms})^2} = 4^2 \left( \frac{2B_c N_0}{V_s^2} \right) \left( 1 + \frac{q}{2f_c} + \frac{6}{f_c^2} + \frac{3}{\frac{2f_c^3}{(1/\tau)}} \right)$$

- $\theta_c$  : 재생된 반송파 위상
- $N_o$  : 백색, 가우시안 입력 잡음 전력 밀도 ( $V^2/Hz$ )
- $V_s$  : 입력 신호 진폭
- $B_T$  : 저역통과 여파기의 대역폭
- $2B_L$  : 루프의 양측 대역 잡음 대역폭
- $B_L = \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df$  (Hz)

$\rho_s = V_s^2 / 2N_o B_T$ : 저역 여파기를 통과한 후 신호대 잡음 비식(17)에서  $2B_T N_o / V_s^2$ 는 재택의 PLL 회로의 지터 분산을 나타낸다. 그리고  $4^2$  항은 4배의 위상 확률에 의한 것이며  $(1 + \frac{1}{2\alpha} + \frac{1}{\alpha^2} + \frac{1}{2\alpha^3})$  항은 비선형성에 의한 잡음의 상호 변조로 인한 지터의 증가를 나타낸다. 위에서  $\rho_s$ 가 크면 동기 회로 성능이 향상됨을 알수 있다. 저역 통과 여파기의 대역폭은  $\rho_s$ 가 최대가 되게 즉 주어진 비트레이트와 신호대 잡음 비에 대해서 루프의 tracking 지터가 최소가 되게 선택되어야 한다.

costas loop 저역 통과 여파기 대역폭의 최적 선택을 위하여 squaring loss 에 대한 다음식을 이용한다. (6)

$$S_L = \frac{D_m}{K_b + K_L \frac{B_T/B_s}{2R_d D_m}} \quad \text{식 (18)}$$

여기서  $K_L$ 은 저역통과 여파기 특성의 함수이다.

$$K_L \triangleq \frac{\int_0^\infty |G(j2\pi f)|^4 df}{\int_0^\infty |G(j2\pi f)|^2 df} \quad \text{식 (19)}$$

$B_T$ 는 저역 통과 여파기의 양측 대역 잡음 대역이다.

$$B_T \triangleq \int_0^\infty |G(j2\pi f)|^2 df \quad \text{식 (20)}$$

$D_m$ 은 변조 왜곡 계수이다.

$$D_m \triangleq \int_{-\infty}^\infty S_m(f) |G(j2\pi f)|^2 df \quad \text{식 (21)}$$

NRZ 신호에 대해서  $S_L$ 을 그림 7와 그림 8에 나타내었다. 여기서  $R_s$ 는 데이터 심볼 레이트이고

$R_d = ST_s / N_o$ 는 데이터 신호대 잡음 비이다.

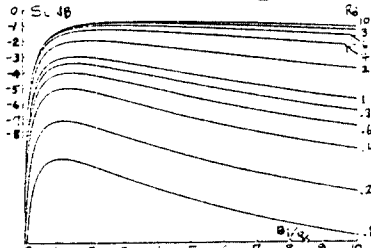


그림 7.  $B_T/B_s$ 에 대한  $S_L$ 변화 (RC 여파기)  $S_L$  variation versus  $B_T/B_s$ , RC filter

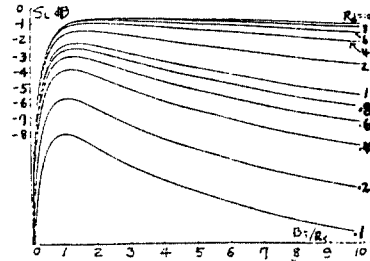


그림 8.  $B_T/B_s$ 에 대한  $S_L$ 변화 (2극 Butterworth 여파기)  $S_L$  Variation versus  $B_T/B_s$ , two - pole Butterworth filter

(3) 복조부 구성

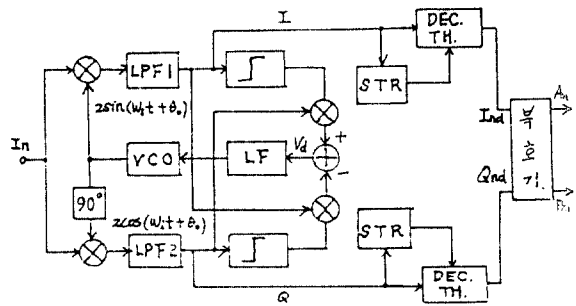


그림 9. 복조부 계통도 Demodulator block diagram

복조부 계통도는 그림 8과 같다. 반송파 동기 회로는 그림 6을 실현하였다.

수신된 입력 신호는 재생된 반송파와 곱해지면 신호 성분과  $2w_c$  주파수 성분이 얻어진다.

저역 통과 여파기를 거친 후 남겨진 신호 성분은 데이터 추출을 위하여 쿨럭 동기 회로로 보내지고

일부는 그림 10의 오차신호 특성을 얻기 위하여 곱셈기와 Level Slicer 에 인가 된다.

그림에서 실선은  $m_i(t), m_q(t)$ 를 구형파로 가정 했을 때의 특성이고 실제 여파기를 통과한 펄스에 대한 특성은 점선으로 나타내었다.

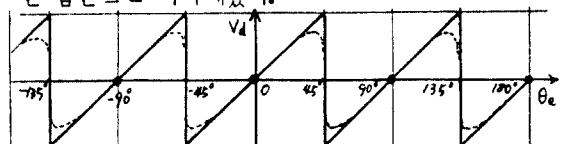


그림 10. Costas 루프의 위상 비교기 특성 Phase Comparator Characteristic of Costas loop

변조파는 4개의 다른 위상 즉  $0^\circ, \pm 90^\circ, 180^\circ$ 에 대해 서 안정된 구축이 필수 있다. 이 문제는 differential 복호화 회로에 의해 해결된다.

본 제작에서 곱셈회로는 집적 회로를 사용하였고 루프 필터는 동등 여파기를 구성 하였다.

그림 7, 그림 8로부터 신호대 잡음 비가 큰 경우에는 Arm 여파기 유형에 따라  $S_c$ 이 별차이가 없음을 알수 있다. 여기서는 간단한 Butterworth(RC) 여파기를 구성하였다.

변조부에서 스펙트럼 효율을 높이기 위하여 급격한 roll-off 특성을 갖는 필터를 설계하였으므로 성능은 클럭 지터에 민감하다. 클럭 동기 회로는 이에 유의하여 설계되어야 하며 여기서는 PLL 구성을 하였다.

### 5. 결론

제작된 변조기 3.294 Mbps 의 NRZ 데이터들 변조시켰을 때 변조파의 스펙트럼을 그림 11에 나타 내었다. 이 스펙트럼은 CCIR rep. 379-2 을 만족 한다. 제작된 변.복조기의 성능을 시험하기 위해 변조기 출력에 백색 가우시안 잡음을 첨가한 후 복조 부에 인가하여 그 비트오율을 측정하였다. 측정 결과를 그림 12에 이론치와 함께 비교 하였다. BER  $10^{-6}$ 에 대해서 이론치와의 신호 대잡음 비 차이가 2 dB 인 성능을 나타내었다.

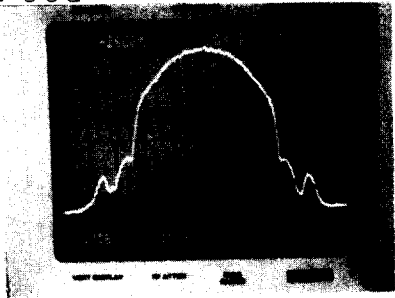


그림 11. 3.294Mbps DEQPSK 변조 신호의 측정된 스펙트럼. Measured power spectrum of 3.294 Mbps DEQPSK modulated signal

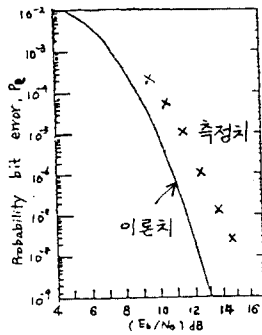
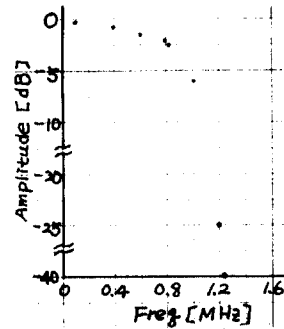
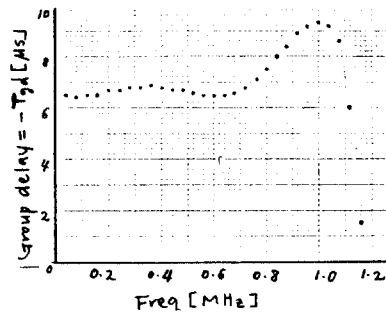


그림 12. 비트 오율 Bit error rate

여기서 제작된 변.복조기는 UHF-PCM 전송장치에 사용되었으며, 선로 특성에 의한 신호의 진폭 및 지연 왜곡에서 생기는 성능의 저하를 줄이기 위한 등화기의 연구가 계속 진행 중이다.



(a)



(b)

그림 13. Cauer 저역 통과 여파기의 측정된 특성

(a) 감쇄 특성 (b) 지연 특성

Measured Characteristic of elliptic function filter (a) attenuation characteristic (b) group delay characteristic

### 참 고 문 헌

- (1) K. MIYA, "Satellite Communications technology", KDD, 1981
- (2) Kamilo Feher, "Digital Communications Satellite /Earth station engineering" Prentice-Hall, 1983
- (3) Kamilo Feher, "Digital Communications - microwave applications", prentice-Hall, 1981
- (4) Marvin K. Simon, "Optimum receiver structures for phase - multiplexed modulations", IEEE tran. on comm, vol. COM-26, No.6, pp 865 -872, June 1978
- (5) Floyd M. Gardner, "phaselock Techniques" 2nd ed., John Wiley & Sons, 1979
- (6) Marvin K, Simon, "On the calculation of squaring loss in costas loops with arbitrary arm filters", IEEE tran. on comm.vol. COM-26, Nol, January 1978