

김순석* 노재성* 공병욱** 조성준*

* 한국항공대학 항공통신정보공학과
** 한국항공대학 항공전자공학과

The Effect of Tone Interference on $\pi/4$ shift QPSK Signal

Soon Suk KIM Jae Sung RŎH Byung Ock KONG Sung Joon CHO

* Dept. of Telecom. and Information Eng., Hankuk Aviation University
** Dept. of Avionics Eng., Hankuk Aviation University

ABSTRACT : The error rate equation of $\pi/4$ shift QPSK which is one of promising modulation techniques for digital mobile radio has been derived in tone interference environment. As detection schemes, coherent detection and limiter discriminator detection have been considered and compared in terms of the error rate performance.

The results show that the error probability of $\pi/4$ shift QPSK employing coherent detection scheme is equal to that of coherent QPSK. The coherent detection of $\pi/4$ shift QPSK is superior in static bit error rate(BER) characteristics to the limiter-discriminator detection. Also it was found that the difference between two detection schemes is about 2.5dB in respect of CNR when BER is 10^{-3} and CIR is 15dB.

1. 서론

이동 통신의 디지털 변복조 기술은 주파수 유효이용을 위해 협대역이어야 할것, 정보전송에 필요한 전력이 작을 것, 페이딩 환경하에서 열화가 작을 것, 변복조기의 회로구성이 간단하고 소비전력이 작을 뿐 아니라 송수신기의 실현이 용이하여야 할 것등의 과제를 가지고 있다[1].

종리에는 GMSK를 위시하여 협대역이면서 일정진폭특성을 갖는 각도변조방식이 중심이었다. 그러나, 최근 가입자의 폭발적인 증가추세로 보아 수년안에 주파수 부족에 직면하게 될 것이다. 이러한 문제를 해결하기 위해 주파수 이용효율의 향상을 도모하기 위한 선형변조방식의 연구가 활발히 진행되어 왔다. 선형변조방식에는 PSK방식과 QAM방식이 있는데 최근에는 나이퀴스트 2승어떤특성을 갖는 QPSK가 큰 주목을 받고 있다. QPSK의 위상천이를 수정한 방식인 OQPSK, $\pi/4$ shift QPSK가 이 범주에 속한다[2]-[5]. 이들 변조방식들은 적정조건하에서 오율특성이 같고 주파수 이용효율면에서도 동일한 특성을 갖고 있지만, 위상천이가 원점을 통과하지 않으므로 포락선의 변동이 비교적 작고, 전력증폭기의 비선형

특성 영향을 잘 받지 않는다는 점과, 동기검파뿐만 아니라 버어스트(burst)수신이 용이한 지연검파나 주파수검파 방식을 적용할수 있어 TDMA방식과의 정합성이 양호하다는 점등에서 $\pi/4$ shift QPSK이 미국이나 일본에서 앞으로의 디지털 이동무선통신방식으로 채택되었다고 본다.

이동무선통신에 사용되는 셀룰러 방식은 한정된 주파수의 효율적인 이용을 위하여 전 구역을 셀이라는 작은 구역으로 나누고 그 셀에서만 통신이 가능하도록 미약한 전파를 사용하여 일정거리 이상의 셀에서는 동일 주파수를 사용하게 된다. 그러므로 이들 셀 사이에는 동일 채널 간섭이 일어날 수가 있다. 따라서 이동무선통신에 대한 수요가 증가되면 통신 회선수를 늘리기 위하여 기존의 셀을 보다 작은 셀로 나누어야 하므로 동일 채널간섭의 영향은 증가될 가능성이 존재한다.[6][7].

본 논문에서는 전송로상에서 발생하는 동일 채널 간섭이 $\pi/4$ shift QPSK신호에 미치는 영향에 대해서 오율식을 유도하여 수치계산한 후 기존의 QPSK방식과 비교, 검토한다.

2. 동일 채널 간섭

본 논문에서는 다음과 같은 형태의 동일채널간섭파를 가정한다.

$$i(t) = I \cos(\omega_c t + \psi) \quad (1)$$

여기서, I는 간섭파의 진폭 포락선이고, ψ는 신호파와 간섭파 사이의 위상차로서 0와 2π사이에서 일정한 본포를 한다.

3. π/4 shift QPSK의 변복조 시스템

π/4 shift QPSK방식은 QPSK방식의 위상천이를 수정한 방식이다. 이 방식은 신호의 펄스주기마다 QPSK신호를 π/4씩 위상천이하여 만들게 된다. 즉 변조신호의 한 펄스주기 전 위상과 다음 펄스주기 위상사이에는 항상 ±π/4, ±3π/4만의 위상차를 갖는다[3].

표1 정보 비트와 위상 변화.

정 보	위 상 변 화(θ)
1 1	π/4
0 1	3π/4
0 0	-3π/4
1 0	-π/4

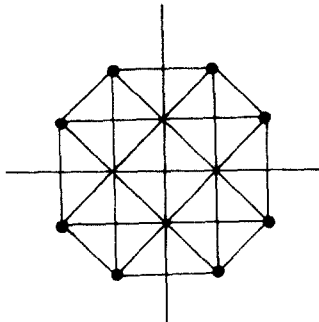


그림1 π/4 shift QPSK의 신호공간도.

$$U_k = U_{k-1} \cos \theta_k - V_{k-1} \sin \theta_k$$

$$V_k = U_{k-1} \sin \theta_k + V_{k-1} \cos \theta_k \quad (2)$$

단, θ_k : K 번째의 위상 변화본
U_k, V_k : K번째 신호상수

$$S(t) = A \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (3)$$

단, φ(t) = φ_k(t) - φ_{k-1}(t)

φ_k(t) : 현재신호위상

φ_{k-1}(t) : 선행신호위상

S(t) : π/4 shift QPSK 신호

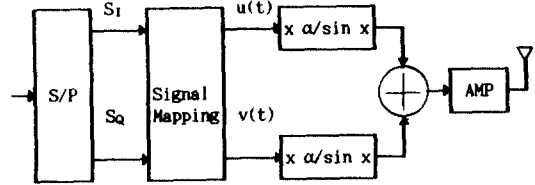


그림2 π/4 shift QPSK 변조기 블록도.

한편 복조기로는 동기검파, 지연검파, 주파수검파, 적응 동기 검파가 검토되고 있다. 동기검파에서는 복조를 위한 기존 위상을 협대역인 반송파 재생 루프(loop)에 의해 추출하기 때문에 정적조건하에서의 오율특성은 가장 양호한 특성이 얻어진다. 그러나 페이딩 환경하에서는 루프가 랜덤 FM잡음에 의한 순시적인 위상변화를 따라갈수 없기 때문에 오율특성은 크게 열화된다. 지연검파에서는 1 심볼 기간 만큼 지연시킨 수신신호와 현재의 신호를 곱하므로서 변조파의 위상차 성분을 얻는다. 이 경우 기준위상이 1 심볼전의 신호로 부터 얻어지므로 정적조건하에서의 오율특성은 동기검파와 비교해서 2dB 정도 열화된다. 또한 주파수 변동에 의한 열화가 크기 때문에 수신기는 고정밀도인 자동 주파수 제어회로를 필요로 한다. 그러나 랜덤 FM잡음의 영향은 동기검파때보다 적다. 또한 반송파 재생이 필요하지 않으므로 버어스트(burst) 변조파를 고속으로 복조할수 있는 장점을 가지고 있다. 주파수검파의 정적조건하에서의 오율특성은 다른 방식보다 열화하지만 페이딩 환경하에서의 열화는 가장 적다[3]-[5]. 이 검파방식은 주파수변별기(discriminator)로 주파수의 변화를 검출하기 때문에 종래의 아날로그 방식용 복조기와 겸용할수 있는 장점이 있다[2].

본 연구에서는 Limiter-discriminator형 복조기에 의한 복조에 대해 고찰한다.

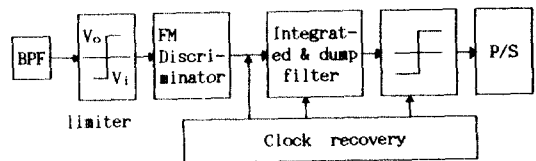


그림3 limiter-discriminator형 복조기의 블록도.

4. 가우스 잡음과 톤(tone)간섭과 존재하여 오율특성

그림4에 해석모델을 나타냈다.

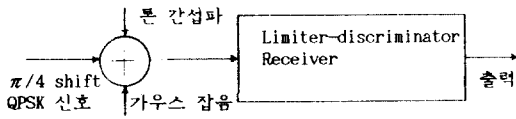


그림4 해석 모델.

가우스 잡음만에 의한 $\pi/4$ shift QPSK신호의 오율식은 [3]에서 발표된바 있다. 잡음과 본간섭파 환경하에서 $\pi/4$ shift QPSK신호의 오율식을 유도하기위해 먼저, 수신기 입력단의 신호 $z(t)$ 를 살펴보면 다음과 같다. 이때, 위상 변조된 신호는 $s(t)$, 잡음성분은 $n(t)$, 본 간섭파 성분은 $i(t)$ 라고 한다.

$$\begin{aligned} z(t) &= s(t) + n(t) + i(t) \\ s(t) &= S \cos(\omega_c t + \theta(t)) \\ n(t) &= x(t) \cos \omega_c t + y(t) \sin \omega_c t \\ i(t) &= I \cos(\omega_c t + \psi(t)) \end{aligned} \quad (4)$$

- 단, S : $\pi/4$ shift QPSK신호의 진폭치
- ω_c : 반송파 각주파수
- $\theta(t)$: $\pi/4$ shift QPSK신호의 위상치
- $x(t), y(t)$: 랜덤변수
- I : 간섭신호의 진폭치
- $\psi(t)$: 간섭신호의 위상치

식(4)에서 랜덤변수 x 와 y 의 결합확률밀도함수는

$$P(x, y | I, \psi) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[-\frac{\sigma n^2 (u^2 + v^2)}{2}\right] \cdot$$

$$\exp[-j\{u(x-S-I\cos\psi) + v(y-I\sin\psi)\}] \, dudv \quad (5)$$

이 된다[8][9]. 여기서, $x = Z \cos \theta$, $y = Z \sin \theta$ ($Z \geq 0$, $0 \leq \theta < 2\pi$)이라 놓으면

$$\begin{aligned} P(Z, \theta | I, \psi) &= \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^\infty Z \rho d\rho \int_0^{2\pi} d\phi \exp\{j\rho I \cos(\phi - \psi)\} \\ &\cdot \exp\left[\frac{\sigma n^2}{2} \rho^2 - j\rho \{Z \cos(\phi - \psi) - S \cos \phi\}\right] \end{aligned} \quad (6)$$

이 되고 이것을 정리하면

$$\begin{aligned} P(Z, \theta | I, \psi) &= \frac{1}{(2\pi)} \int_0^\infty Z \rho d\rho \int_0^{2\pi} d\phi \exp\left[-\frac{\sigma n^2}{2} \rho^2\right] \\ &\cdot \exp\left[-j\rho \{Z \cos(\phi - \psi) - S \cos \phi - I \cos(\phi - \psi)\}\right] \end{aligned} \quad (7)$$

이 된다. 간섭파는 진폭이 일정하고, 위상 ψ 는 $[0, 2\pi]$ 에서 일양분포하므로 식(7)를 ψ 에 대해 평균을 취하면 이 경우의 결합확률밀도함수 $P(Z, \theta)$ 가 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} P(Z, \theta) &= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n}{2\pi} \cos(m\theta) \int_0^\infty d\rho Z \rho J_0(\rho I) \exp\left[-\frac{\sigma n^2}{2} \rho^2\right] \\ &\cdot J_m(\rho S) J_m(\rho Z) \end{aligned} \quad (8)$$

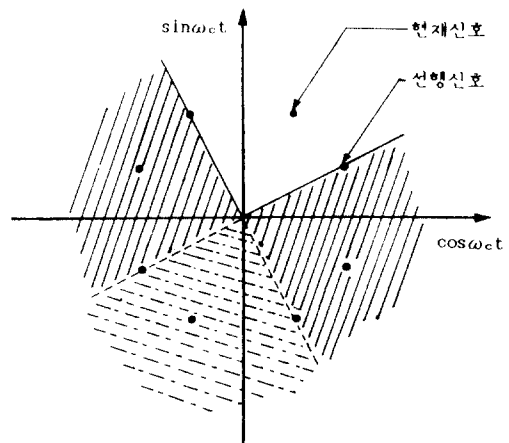
이때, 식(8)를 z 에 관해 적분하면

$$\begin{aligned} P(\theta) &= P(\Phi | \Psi) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(Z, \theta) \, dZ \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n}{2\pi} \cos(m\theta) \frac{m}{2} \alpha \frac{m/2+1}{\Gamma(m+1)} \\ &\cdot \frac{(-1)^l}{(l!)^2} \gamma^{-1} {}_1F_1\left(\frac{m}{2} + 1; m+1; -\alpha\right) \end{aligned} \quad (9)$$

- 단, $\theta = \Psi - \Phi$
- Ψ : 신호의 위상
- Φ : 잡음, 간섭파, 신호의 합성파의 위상

이 되는데 이것은 신호위상이 Ψ 일때의 잡음과 간섭파가 합성된 변조파의 위상 Φ 의 확률밀도함수이다. 여기서 α 는 CNR(Carrier power to Noise Ratio = $S^2/(2\sigma n^2)$)이고, γ 는 CIR(Carrier power to Interference Ratio = S^2/I^2)이다.

Limiter discriminator detection에서는 선행신호위상과 현재신호위상의 위상차만을 검출하게 되므로, 위상차에 대한 확률밀도함수는 선행신호위상의 확률밀도함수와 현재신호위상의 확률밀도함수와의 곱으로 주어진다. Ψ_1 는 현재신호위상이고 Φ_1 는 그때의 합성파위상이며, Ψ_2 는 선행신호위상이고, 그때의 합성파위상을 Φ_2 라 하면 에러발생영역은 그림 5와 같고 평균 비트오율(BER)은 식(10)과 같다



$$\begin{aligned} &\left. \begin{aligned} &(\Psi_2 - \Psi_1 + \pi/4) \quad (\Psi_2 - \Psi_1 + 3\pi/4) \\ &(\Psi_2 - \Psi_1 - 3\pi/4) \quad (\Psi_2 - \Psi_1 - \pi/4) \end{aligned} \right\} : 1 \text{ Bit Error Region} \\ &(\Psi_2 - \Psi_1 + 3\pi/4) \quad (\Psi_2 - \Psi_1 - 3\pi/4) : 2 \text{ Bit Error Region} \end{aligned}$$

그림 5 에러발생의 위상도.

$$P_{BER} = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \begin{cases} \Phi_1 + \Psi_2 - \Psi_1 - \pi/4 \\ \Phi_1 + \Psi_2 - \Psi_1 - 3\pi/4 \end{cases} \mathcal{P}(\Phi_1 | \Psi_1) \cdot \mathcal{P}(\Phi_2 | \Psi_2) d\Phi_2 d\Phi_1 \quad (10)$$

5. 결론

가우스 잡음과 톤간섭파 존재하의 $\pi/4$ shift QPSK에 대한 일반 오율식을 유도한 후 수치계산을 하여 잡음존재하에서 동기검파와 Limiter-discriminator검파의 비트오율(BER)을 나타내었고, 잡음과 간섭파 존재하에서의 양 검파방식에 따른 비트오율을 나타내었다. CIR이 15dB, 오율이 10^{-3} 일때 살펴보면 동기검파의 경우는 CNR이 11.5dB이고, 주파수검파인 Limiter-discriminator검파의 경우는 CNR이 14dB로서 동기검파의 경우가 약2.5dB 더 낮다. 또, Limiter-discriminator검파일 경우 CIR이 10dB이하에서는 통신을 할수 없을 정도로 심각하게 오율이 얼화되지만 동기검파의 경우는 CIR이 10dB정도에서도 크게 얼화되지 않다는 것을 알수 있다.

결론적으로, 주파수 검파시 톤간섭파는 오율의 얼화에 큰 영향을 미친다. 톤간섭파가 강할때 Limiter-discriminator검파는 동기검파보다 오율면에서 얼화되지만 복조기 시스템의 구현이 용이하고 소형화가 가능하며 또한 종래의 아날로그 방식용 복조기와의 호환성을 가지고 있으므로 동기검파보다 유리하다.

앞으로 이 검파방식은 고효율의 선형전력증폭기 개발과 부호화기법을 함께 이용하면 오율의 개선을 기대 할 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] W. Lee, *Mobile cellular telecommunication systems*, New York:McGraw-Hill, 1990.
- [2] C. Liu and K. Feher, "Noncoherent detection of $\pi/4$ QPSK system in a CCI-AWGN combined interference environment," 39th IEEE Veh. Tech. Conf. vol. II pp.83-94, 1989.
- [3] Y. Akaiwa and Y. Nagata, "Highly efficient digital mobile communication with a linear modulation method," Proc. of Digital Mobil Radio Conf. Venice, 1987.
- [4] K. Murota, K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," IEEE Trans Comm. vol. COM-29, pp.1044-1050, July 1981.
- [5] L. C. Palmer, S. A. Rhodes and S. H. Lebowitz, "Synchronization for QPSK transmission via communication satellites," IEEE Trans Comm. vol. COM-28, Aug. 1980.
- [6] 송승환, 공병욱, 조성준, "이동체 통신에 미치는 제반 간섭잡음의 해석," 한국통신학회 논문지 제10권 3호, 1985년 6월.

II / 4 Shift QPSK 신호에 대한 tone 간섭의 영향(90937)

- [7] B.O.Kong, and S.J.Cho, "PSK error performance with impulsive noise and cochannel interference," KIEE Journal, vol.20, pp.55-62, Jan 1983.
- [8] A. Popoulis, *Probability, random variables and stochastic process*, New York:McGraw-Hill, 1965.
- [9] W. R. Bennett, "Methods of solving noise problems," Proceedings of the IRE, vol. 44, pp.609-638, May 1956.

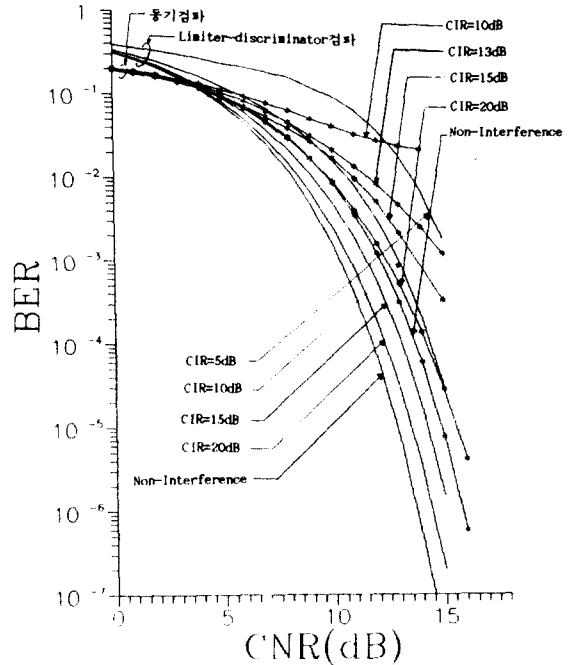


그림6 간섭 환경하에서 $\pi/4$ shift QPSK신호의 오율특성