DBpia

論 文

m-분포 페이딩 환경하에서 DS/QPSK 신호의 오율특성

正會員 姜 熙 照* 正會員 金 尙 範** 正會員 趙 成 俊**

Error Rate Performance of DS/QPSK Signal in m-distribution Fading Environment

Heau Jo KANG*, Sang Bum KIM**, Sung Joon CHO** *Regular Members*

要 約 톤간섭과 잡음 환경하에서 m-분포 페이딩 채널을 통해 수신되는 DS/QPSK 신호의 오율식을 유도한 후 이를 수치계산하여 그림으로 나타내어 검토했다. 오율식의 유도는 두가지 경우에 대하여 행했다. 즉, 하나는 신호만 페이딩의 영향을 받는 경우이고 다른 하나는 신호와 간섭이 동시에 페이딩의 영향을 받는 경우이다. 수치계산하여 얻어진 결과로 부터 신호만 페이딩의 영향을 받는 경우보다 신호와 간섭이 동시에 페이딩의 영향을 받는 경우에 오율특성이 더 열화되는데 직접확산을 이용하면 큰 오율개선이 이루어진다는 것을 알수 있었다. 그러나 그 오율의 개선폭은 간섭과 페이딩의 영향이 약해지면 약해질수록 작아진다는 것을 확인할수 있었다.

ABSTRACT The error rate equation of QPSK signal received through m-distribution fading channel in tone interference and Gaussian noise environments has been derived and evaluated numerically to be shown in figures. The derivation has been done for two cases. The one case is that only the signal is under the influence of fading and the another case is that signal and interference are under the influence of fading simultaneously. The evaluated results show that the error rate performance when fading influences signal and interference simultaneously is worse than that when fading influence signal only. Also the results show that a large amount of improvement can be gained by direct sequence spread specturum system and the amount of improvement becomes small as the influence of interferenec and fading becomes small.

I. 서 론

무선통신에서는 다중경로를 통해 수신된 신호들이 서로 중첩되거나 상쇄되어 수신신호의 강도가 랜덤하게 변화하는 페이딩 현상과, 한정된 주파수대를 밀집되게 사용하므로서 생기는 주파수간의 간섭이 중요한 성능열화요인이 되고있다[1][2]. 또한 이 이외에도 제한된 주파수 자원의 고갈로 인한 전송품질의 저하, 전파특성으로 인한 보안유지의 취약성, 의도적 혹은 비의도적인 전파간섭에 의한 혼신등이 문제가 된다. 최근들어 관심이 고조되고 있는 직접 스펙트럼 확산(Direct Sequence spread specturum) 통신방식은 간섭이나 방해전파에 대한 배제능력 때문에 세계적으로도 많은 연구가 진행되고 있다[3][4].

본 논문에서는 QPSK 신호가 잡음과 톤간섭 환경하에서 m-분포 페이딩의 영향을 받을때를 가정하되 신호만 m-분포 페이딩의 영향을 받는 경우와 신호와 간섭이 함께 m-분포 페이딩의 영향을 받는 경우의 두가지 경우에 대해 오율을 해석하고자 한다. 그리고 간섭에 대한 대책으로서 직접확산 통신방식을 도입하였을때 이에 의해 얻어지는 오율특성의 개선정도를 알아내기 위해 유

* 東新大學 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Dong Shin Univ.
** 韓國航空大學 航空通信情報工學科
Dept. of Telecomm & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.
論文番號 : 91-129(接受1991. 8. 14)

www.dbpia.co.kr

도한 오율식에 의한 수치계산 결과를 반송파대 잡음전력비, 반송파대 간섭전력비, 처리이득, 페이딩지수 등을 함수로하여 그림으로 나타내고 이를 검토하여 결론을 내리기로 한다.

Ⅱ. 해석모델

그림 1.에 해석모델을 나타낸다. 해석에 있어서 수신기와 송신기는 서로 완전히 동기되었다고 가정한다.

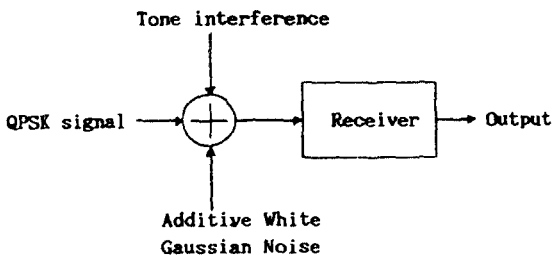


그림 1. 해석모델
Analysis model.

1. 신호와 간섭파 및 잡음

QPSK 신호는 다음과 같이 표현된다[5].

$$s(t) = S\cos(\omega_c t+\theta),\ \theta = \pi\lambda/2 \qquad (1)$$

단, S : 신호의 진폭
ω_c : 반송파의 각주파수
λ : (=0, 1, 2, 3)다상정보

한편, 수신기의 대역통과필터(BPF)를 거친 톤간섭파는 신호파와 동일한 반송파의 각주파수를 가지는데 보통 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} i(t) &= I\cdot\cos(\omega_c t+\varphi) \\ &= I\cdot\cos\phi\ \cos\omega_c t - I\cdot\sin\phi\ \sin\omega_c t \\ &= i_c\cdot\cos\omega_c t - i_s\cdot\sin\omega_c t \end{aligned} \qquad (2)$$

단, I : 간섭파의 진폭
i_c ; 저역동상성분
i_s ; 저역직교성분
φ ; 신호파와 간섭파 사이의 초기위상차로서 이의 확률밀도함수 $p(\varphi)=1/2\pi$.

또한 중심각주파수가 ω_c인 BPF를 통과한 협대역 가우스잡음 n(t)는 다음과 같이 나타내진다.

$$\begin{aligned} n(t) &= N\cdot\cos(\omega_c t+\xi) \\ &= N\cdot\cos\xi\ \cos\omega_c t - N\cdot\sin\xi\ \sin\omega_c t \\ &= n_c\cdot\cos\omega_c t - n_s\cdot\sin\omega_c t \end{aligned} \qquad (3)$$

위에서의 n_c, n_s는 각각 서로 독립된 저역의 가우스 확률변수로서 이에대한 확률밀도함수는 각각 다음과 같이 나타내진다.

$$p(n_c) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\exp\left\{\frac{-n_c^2}{2\sigma^2}\right\} \qquad (4)$$

$$p(n_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma}\exp\left\{\frac{-n_s^2}{2\sigma^2}\right\} \qquad (5)$$

단, σ^2 ; 잡음의 평균 전력.

2. m-분포 페이딩

통신로상에서 발생하는 여러가지 심도(depth)의 페이딩을 나타낼수 있는 Nakagami의 m-분포 페이딩 모델에 의하면 페이딩을 받은 신호진폭 S의 확률밀도함수 p(s)는 다음과 같이 나타내진다[6].

$$p(S) = \frac{2m^m S^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega_s^m}\exp\left\{\frac{m S^2}{\Omega_s}\right\} \qquad (6)$$

www.dbpia.co.kr

단, $\Gamma(\cdot)$: 감마함수

$\Omega_S/2$: 신호의 평균전력($\Omega_S=\overline{S^2}$).

또한 간섭파도 m-분포 페이딩을 받는 경우에는 간섭신호진폭 I의 확률밀도함수 p(I)는 다음과 같이 나타내진다.

$$p(I) = \frac{2m^m I^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega_I^m} \exp\left(-\frac{m I^2}{\Omega_I}\right) \qquad (7)$$

단, $\Gamma(\cdot)$: 감마함수

$\Omega_I/2$: 간섭파의 평균전력($\Omega_I=I^2$).

그림 2.는 여러가지 m값에 따른 m-분포곡선을 나타낸다.

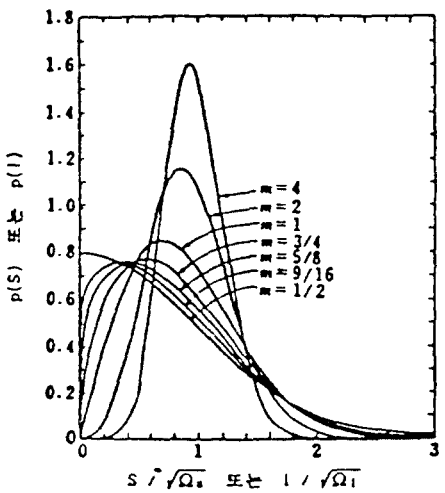


그림 2. m 분포
m distribution.

Ⅲ. QPSK 신호의 오율해석

1. 간섭과 잡음의 영향을 받는 경우

수신단의 입력은 신호에 잡음과 간섭이 부가되어 다음과 같이 나타내진다.

$$r(t) = s(t) + i(t) + n(t)$$
$$= S\cdot\cos(\omega_c t+\theta)+I\cdot\cos(\omega_c t+\phi)$$
$$+N\cdot\cos(\omega_c t+\xi) \qquad (8)$$

QPSK의 신호도를 나타내면 그림 3의 (a)와 같다. 신호점 p_1 점은 잡음이나 간섭의 영향을 받아 p_1 점 양쪽의 스레쉬홀드 레벨을 넘게 되면 에러가 생긴다. 그림 (a)에서 우선 p_1 점과 p_2 점을 원점을 지나는 $\overline{p_1p_2}$에 평행한 ℓ 축으로 옮기면 p_1 점과 p_2 점이 얻어진다. 이것을 나타낸 것이 그림(b)이다. 그림(b)에서 신호점 p_1에 간섭과 잡음이 부가되면 그 합성신호는 R과 같이 되어 R의 끝점이 p_1로 부터 왼쪽에 설정되어 있는 판정레벨을 넘어서게 되면, 즉 그림(b)의 에러영역에 놓이게 되면 에러가 발생한다. 그리고 이러한

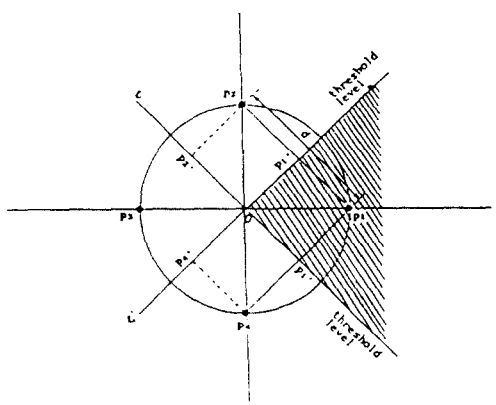


그림 3. 합성신호의 페이저도
Composite signal's phasor diagram.

www.dbpia.co.kr

경우는 p_1점을 중심으로 p_4점 쪽으로도 발생할수 있는데 이 경우는 ℓ 축상에서와 마찬가지 방법에 의한 ℓ'축상에서 p_1 점이 p_4점으로의 에러를 생각하면 된다.

간섭과 잡음의 영향을 받아 신호에 에러가 발생할 오율 P_e는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Pe &= 2\cdot Prob.\{\ N\cdot\cos\zeta + I\cdot\cos\phi > d/2\ \} \\ &= 2\cdot Prob.\{\ N\cdot\cos\zeta > d/2 - I\cdot\cos\phi\} \\ &= 2\cdot Prob.\{\ n_c > d/2 - I\cdot\cos\phi\ \} \end{aligned} \tag{9}$$

식(4)의 확률밀도함수 $p(n_c)$를 이용하여 식(9)를 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Pe &= 2\int_{\frac{d}{2\sqrt{2}\,\sigma}-\frac{I\cdot\cos\phi}{\sqrt{2}\,\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \\ &= \operatorname{erfc}\left(\sqrt{a}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left(a\left(-\sin^2\frac{\pi}{4}\right)\right)\cdot\sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1}\left(\sqrt{a}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right)\frac{1}{(k!)^2}\left(\frac{a}{4\beta}\right)^k \end{aligned} \tag{10}$$

단, $d(=2S\cdot\sin\pi/4)$; 인접 부호점 간의 거리

$a(=S^2/2\sigma^2)$; 반송파대 잡음전력비

$\beta(=S^2/I^2)$; 반송파대 간섭전력비

$H_{2k-1}(\cdot)$; 에르미트(Hermite)다항식.

2. 간섭과 잡음 환경하에서 신호만 페이딩을 받는 경우

간섭과 잡음 환경하에서의 QPSK 신호만 m-분포 페이딩의 영향을 받는 경우의 오율식은 식(6)과 식(10)을 이용하면 다음과 같이 구할수 있다(부록참조).

$$\begin{aligned} PE_1 &= \int_{-\infty}^{\infty} Pe\cdot p(S)\,dS \\ &= 1 - \sqrt{\frac{4a\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\,m}}\,\frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \left[1+\frac{a\cdot\sin^2(\pi/4)}{m}\right]^{-(m+1/2)} \cdot {}_2F_1\left(1,\ m+\frac{1}{2};\ \frac{3}{2};\ \frac{a\cdot\sin^2(\pi/4)}{m+a\cdot\sin^2(\pi/4)}\right) \\ &\quad + \sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^k(2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2\,k!}\left(\frac{a}{4\beta}\right)^{k+1} \cdot\sqrt{\frac{16a\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\,m}}\,\frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \left[1+\frac{a\cdot\sin^2(\pi/4)}{m}\right]^{-(m+1/2)} \cdot {}_2F_1\left(-k,\ m+\frac{1}{2};\ \frac{3}{2};\ \frac{a\cdot\sin^2(\pi/4)}{m+a\cdot\sin^2(\pi/4)}\right) \end{aligned} \tag{11}$$

단, ${}_2F_1$; 가우스의 초기하함수(Gauss Hypergeometric function).

www.dbpia.co.kr

3. 간섭과 잡음 환경하에서 신호와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우

신호 뿐만 아니라 간섭파도 함께 페이딩을 받게되면 식(11)의 우변 세째항의 $\beta(=S^2/I^2)$에서 크기가 일정하던 간섭파의 진폭 I도 m-분포를 하게 되므로 이를 고려하여 부록에서 식(11)을 유도한 방법과 마찬가지의 방법으로 유도하면 신호와 간섭파가 동시에 페이딩을 받을 때의 오율식은 다음과 같이 구해진다.

$$PE_2 = \int_{-\infty}^{\infty} PE_1 \cdot p(I)\, dI$$

$$= 1 - \sqrt{\frac{4\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\, m}}\ \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)}$$

$$\left\{1 + \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m}\right\}^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left\{1,\ m+\frac{1}{2};\ \frac{3}{2};\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right\}$$

$$+ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k(2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2\, k!}\left\{\frac{\alpha}{4m\beta}\right\}^{k+1}$$

$$\frac{(m+k)!}{\Gamma(m)}$$

$$\sqrt{\frac{16\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\, m}}\ \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)}$$

$$\left\{1 + \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m}\right\}^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left\{-k,\ m+\frac{1}{2};\ \frac{3}{2};\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right\} \qquad (12)$$

Ⅳ. 직접확산(Direct Sequence-Spread Spectrum)방식을 도입하였을때의 QPSK 신호의 오율해석

1. 직접확산(DS-SS)방식의 특징

직접확산방식은 1차 변조된 반송파를 재차 의사랜덤잡음부호(Pseudo Noise code : PN co-de)로 2차 변조하는 방식으로서 시스템의 구성이 간단하고 변조가 쉽게 되는 등 여러가지 장점 때문에 위성통신등 여러분야에 사용되고 있다. 대역확산 통신방식에서는 대역을 확산시키는 과정에서 처리이득을 얻을수 있는데 처리이득(process gain)은 확산된 신호의 대역폭과 원래의 정보신호 대역폭과의 비로서 다음과 같이 표현된다[7].

$$PG(\text{process gain}) = B_{ss}/B_D \qquad (13)$$

단, B_{ss} : 확산된 신호의 대역폭
B_D : 원래의 정보신호의 대역폭

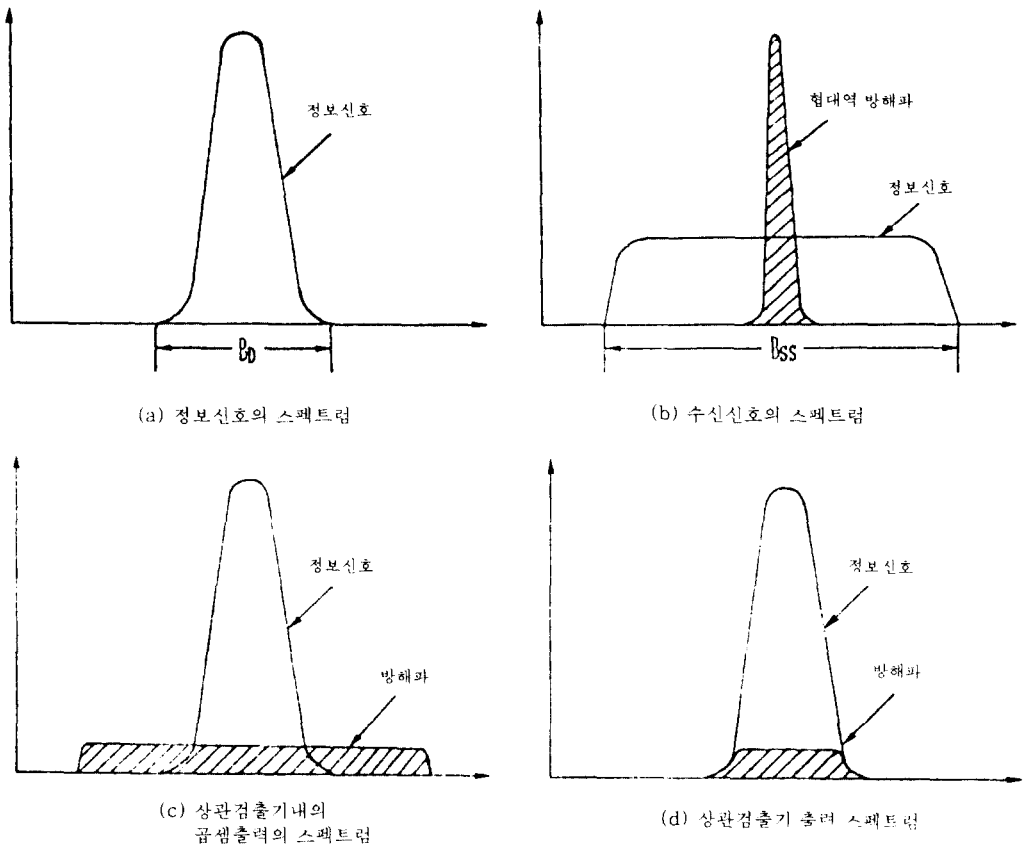
이것을 그림으로 나타내면 그림 4와 같다.

2. 간섭과 잡음의 영향을 받는 경우

간섭신호와 잡음의 영향을 받을때 DS/QPSK 신호의 오율식은 기존의 QPSK 오율식에 처리이득을 적용하여 구할수 있는데 다음과 같다[8][9].

$$Pe = \mathrm{erfc}\left\{\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right\} + \frac{2}{\sqrt{\pi}}\exp\left\{\alpha\left(-\sin^2\frac{\pi}{4}\right)\right\}$$

www.dbpia.co.kr



(a) 정보신호의 스펙트럼 (b) 수신신호의 스펙트럼

(c) 상관검출기내의 곱셈출력의 스펙트럼 (d) 상관검출기 출력 스펙트럼

그림 4. 간접신호의 배제 원리도
Immunity diagram of the interference signal.

$$\cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left\{\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right\} \frac{1}{(k!)^2} \left\{\frac{\alpha}{4\beta}\right\}^k \left\{\frac{1}{PG}\right\}^{2k} \qquad (14)$$

3. 간섭과 잡음 환경하에서 신호만 페이딩을 받는 경우

이 경우의 오율식은 식(6)과 식(14)를 이용하면 다음과 같이 구해진다.

$$PE = \int_{-\infty}^{\infty} Pe\cdot p(S)\, dS$$

$$= 1 - \sqrt{\frac{4\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\, m}} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \left\{1 + \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m}\right\}^{-(m+1/2)} \cdot {}_2F_1\left\{1,\ m+\frac{1}{2};\ \frac{3}{2};\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right\}$$

$$+ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k(2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2\, k!} \left\{\frac{\alpha}{4\, PG^2\cdot\beta}\right\}^{k+1}$$

www.dbpia.co.kr

$$\cdot\sqrt{\frac{16\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\,\blacksquare}}\;\frac{\Gamma(\blacksquare+1/2)}{\Gamma(\blacksquare)}$$

$$\left\{1+\frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\blacksquare}\right\}^{-(\blacksquare+1/2)}$$

$$\cdot{}_2F_1\left\{-k,\ \blacksquare+\frac{1}{2}\ ;\ \frac{3}{2}\ ;\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\blacksquare+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right\} \qquad (15)$$

4. 간섭과 잡음 환경하에서 신호와 간섭이 동시에 페이딩을 받는 경우

이 경우의 오율식은 식(15)의 우변 세째항의 β ($=S^2/I^2$)에서 크기가 일정하던 간섭파의 진폭 I가 m-분포한다는 것을 고려하여 구할수 있는데 다음과 같다.

$$PE = 1-\sqrt{\frac{4\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\,\blacksquare}}\;\frac{\Gamma(\blacksquare+1/2)}{\Gamma(\blacksquare)}$$

$$\left\{1+\frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\blacksquare}\right\}^{-(\blacksquare+1/2)}$$

$$\cdot{}_2F_1\left\{1,\ \blacksquare+\frac{1}{2}\ ;\ \frac{3}{2}\ ;\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\blacksquare+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right\}$$

$$+\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^k(2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2\,k!}$$

$$\left\{\frac{\alpha}{4\blacksquare PG^2\cdot\beta}\right\}^{k+1}\frac{(\blacksquare+k)!}{\Gamma(\blacksquare)}$$

$$\cdot\sqrt{\frac{16\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\,\blacksquare}}\;\frac{\Gamma(\blacksquare+1/2)}{\Gamma(\blacksquare)}$$

$$\left\{1+\frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\blacksquare}\right\}^{-(\blacksquare+1/2)}$$

$$\cdot{}_2F_1\left\{-k,\ \blacksquare+\frac{1}{2}\ ;\ \frac{3}{2}\ ;\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\blacksquare+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right\} \qquad (16)$$

V. 결과 및 검토

앞에서 유도한 오율식을 반송파대 잡음전력비, 반송파대 간섭전력비, 처리이득, 페이딩지수 등을 함수로하여 수치 계산한 결과를 그림 5~그림 10에 나타냈다.

그림 5와 그림 6으로부터 페이딩이 신호와 간섭에 동시에 영향을 미치는 경우가 페이딩이 신호에만 영향을 미치는 경우에 비해 오율특성이 더 열화됨을 알수있다. 또한 신호에만 페이딩이 영향을 미치는 경우에는 페이딩이 약해질수록 오율특성의 개선이 뚜렷한데 반해 페이딩이 신호와 간섭에 동시에 영향을 미치는 경우에는 페이딩의 영향이 약해져도 오율특성이 그다지 크게 개선되지 않는다는 것을 알수 있다. 그러나 직접확산방식을 도입하면 두 경우의 오율특성이 비슷해진다는 것을 알 수 있다.

그림 7과 그림 8로 부터 CIR이 10dB일때, 처리이득이 증가하는데 따라 오율특성이 개선되지만 신호에만 페이딩이 영향을 미칠때는 처리이득이 15dB, 신호와 간섭에 함께 페이딩이 영향을 미칠때는 처리이득이 20dB를 넘더라도 더이상 오율특성이 개선되지않는다는 것을 알 수 있다. 계산결과, CIR이 20dB일때에는 페이딩이 신호에만 영향을 미치는 경우와 신호와 간섭에 동시에 영향을 미치는 경우, 각각 처리이득이 10dB,

www.dbpia.co.kr

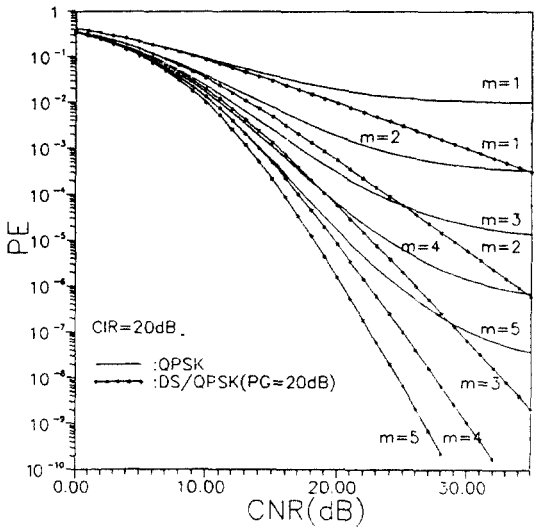


그림 5. 신호만 m-분포 페이딩을 받는 경우의 QPSK 신호와 DS/QPSK 신호의 오율특성(CIR=20[dB], PG=20[dB])
Error rate performance of QPSK signal and DS/QPSK signal when only signal undergoes m-distribution fading(in the case of CIR=20[dB] and PG=20[dB]).

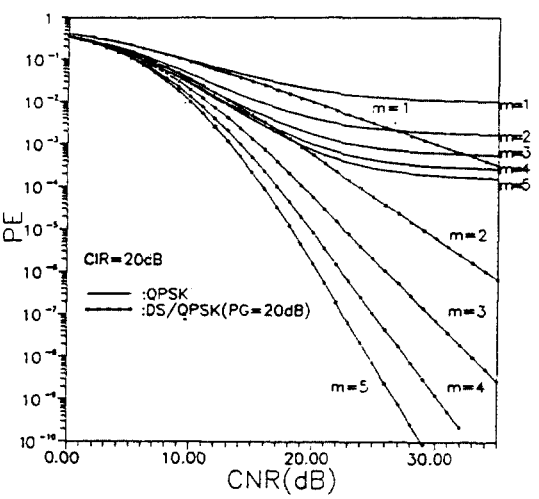


그림 6. 신호와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우의 QPSK 신호와 DS/QPSK 신호의 오율특성(CIR=20[dB], PG=20[dB])
Error rate performance of QPSK signal and DS/QPSK signal when both signal and interference undergo m-distribution fading(in the case of CIR=20[dB] and PG=20[dB]).

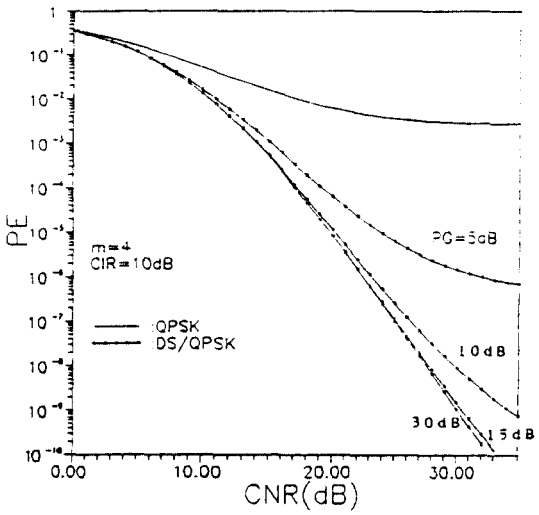


그림 7. 신호만 m-분포 페이딩을 받는 경우의 QPSK 신호와 DS/QPSK 신호의 오율특성(CIR=10[dB])
Error rate performance of QPSK signal and DS/QPSK signal when only signal undergoes m=distribytion fading (in the case of CIR=10[dB]).

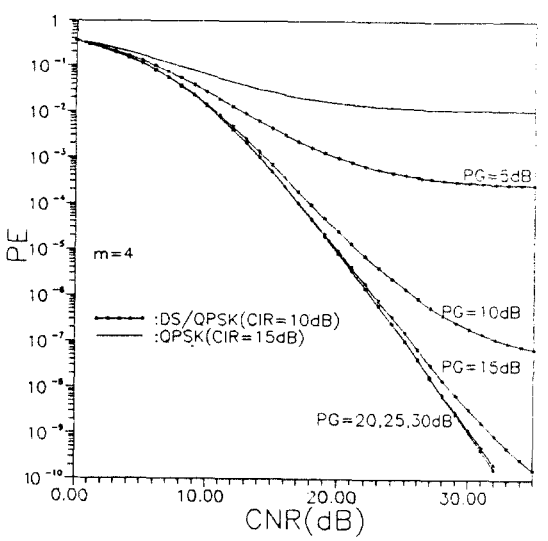


그림 8. 신호와 간섭이 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우에 QPSK 신호와 DS/QPSK 신호의 오율특성.
Error rate performance of QPSK signal and DS/QPSK signal when both signal and interference undergo m-distribution fading.

www.dbpia.co.kr

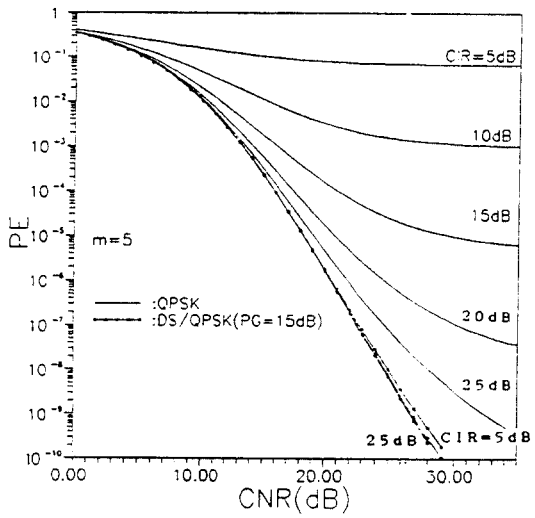


그림 9. 신호만 m-분포 페이딩을 받는 경우의 QPSK 신호와 DS/QPSK 신호의 오율특성(m=5, PG[dB])
Error rate performance of QPSK signal and DS/QPSK signal when only signal undergoes m-distribution fading(in the case of m=5 and PG=15[dB]).

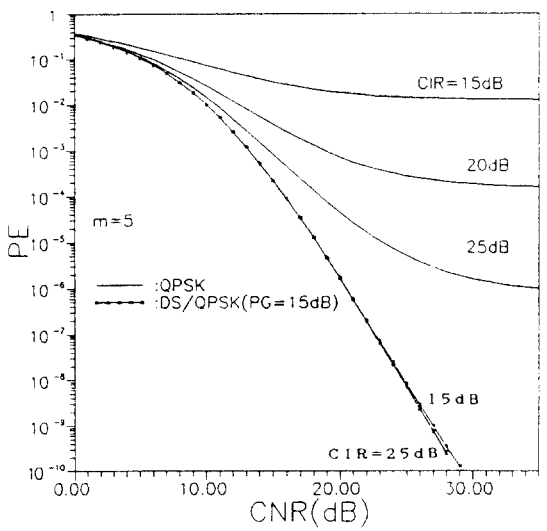


그림 10. 신호와 간섭이 동시에 m 분포 페이딩의 영향을 받는 경우에 QPSK 신호와 DS/QPSK 신호의 오율특성 (m=5, PG=15[dB])
Error rate performance of QPSK signal and DS/QPSK signal when both signal and interference undergo m-distribytion fading(in the case of m=5 and PG=15[dB]).

15dB를 넘어서면 더이상의 오율특성에 개선이 없음을 알 수 있다. 그리고 신호와 간섭에 동시에 페이딩이 영향을 미치는 경우에는 직접확산방식을 적용하는 것이 효과적임을 알 수 있다.

그림 9와 그림 10으로 부터 페이딩이 신호에만 영향을 미치는 경우와 신호와 간섭에 동시에 영향을 미치는 경우, CIR 값에 따라 오율특성에 큰 차가 나는 것을 알 수 있다. 그러나 직접확산방식을 도입하면 두 경우의 오율특성은 거의 비슷해짐을 알 수 있다.

일반적으로 신호에만 페이딩이 영향을 미치는 경우보다 신호와 간섭에 동시에 페이딩이 영향을 미치는 경우에 오율특성이 더 열화되며 직접확산방식을 도입하면 후자의 경우에 오율을 크게 개선시킬수 있어 효과적이라는 것을 알 수 있다. 그러나 간섭과 페이딩의 영향이 약해지면 약해질수록 직접확산방식에 의한 오율개선 효과는 작아진다.

Ⅵ. 결 론

페이딩이 신호와 간섭에 동시에 영향을 미치는 경우가 페이딩이 신호에만 영향을 미치는 경우에 비해 오율특성이 더 열화됨을 알 수 있고 또한 신호에만 페이딩이 영향을 미치는 경우에는 페이딩이 약해질수록 오율특성의 개선이 뚜렷한데 비해 페이딩이 신호와 간섭에 동시에 영향을 미치는 경우에는 페이딩의 영향이 약해져도 오율특성이 그다지 크게 개선되지 않는다는 것을 알 수 있다.

페이딩이 신호에만 영향을 미치는 경우와 신호와 간섭에 동시에 영향을 미치는 경우에 있어서 CIR값에 따라 오율특성에 큰 차가 난다는 것을 알 수 있다. 그러나 직접확산방식을 도입하면 두 경우의 오율특성은 거의 비슷해짐을 알 수 있다.

일반적으로 신호에만 페이딩이 영향을 미치는 경우보다 신호와 간섭에 동시에 페이딩이 영향을 미치는 경우에 오율특성이 더 열화되며 직접확산방식을 도입하면 후자의 경우에 오율을 크게 개선할수 있어서 효과적이라는 것을 알 수 있다. 그

www.dbpia.co.kr

러나 간섭과 페이딩의 영향이 약해지면 약해질수록 직접확산방식에 의한 오율은 작아진다.

참 고 문 헌

1. K.Feher, Digital modulation technique in an interference environment, Vol.9 of EMC Encyclopedia, German-twon, Maryland : Don White Consultants, 1977.
2. P.F.Panter, Communication system design, New York : McGraw-Hill, 1972.
3. R.C.Dixon, Spread spectrum systems, Willy-interscience, 1976.
4. G.R.Cooper, C.D.McGillem, Modern communication and Spread spectrum, New York : McGraw-Hill, 1986.
5. A.S.Rosenbaum, "PSK error rate performance with gaussian noise and interference," Bell Syst.J., Vol. 48.no.2, pp.413-442, Feb. 1969.
6. M.Nakagami, "The m-distribution- A general formula of intensity of rapid fading," in Statistical Method in Radio Wave Propagation, W.C.Hoffman Ed., New York : Pergamon pressm 1960.
7. D.L.Schilling, L.B.Milstein, R.L.Pickholtz, and R. W.Brown, "Optimazation of the processing gain of an M-ary Direct Sequence spread spectrum communication system," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-28, pp.1389-1398, Aug. 1980.
8. S.Davidovici, D.L.Schilling, and L.B.Milstein, "Analysis of tone interference in DS spread spectrum communications," IEEE proc. ICC 81, 1981.
9. 김 송신, "제반 디지탈 통신시스템에 미치는 의도적인 방해전파의 영향," 한국항공대학 대학원 석사학위논문, 1988.2

www.dbpia.co.kr

부 록

본문의 식(11)의 유도

$$P_{E1}=\int_0^{\infty} P(S)\cdot Pe\ dS$$

$$=\int_0^{\infty} P(S)\left[\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right)+\frac{2}{\pi}\exp\left(-\alpha\cdot\sin^2\frac{\pi}{4}\right)\right.$$

$$\left.\cdot\sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1}\left(\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right)\frac{1}{2k!}\left(\frac{I}{\sqrt{2\alpha}}\right)^{2k}\frac{(2K-1)1!!}{(2K)!!}\right]dS$$

$$=\int_0^{\infty} P(S)\cdot\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right)dS+\int_0^{\infty} P(S)\ \frac{2}{\pi}\exp\left(-\alpha\cdot\sin^2\frac{\pi}{4}\right)$$

$$\cdot\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2K} H_{2k-1}\left(\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right)\frac{1}{2k!}\left(\frac{I}{\sqrt{2\alpha}}\right)^{2k}\frac{(2K-1)1!!}{(2K)!!}dS \qquad (A.1)$$

다음의 관계

$$\frac{(2K-1)1!!}{(2K)!!}=\frac{(2K)!}{(4K)^K K!K!} \qquad (A.2)$$

를 이용하면

$$=\int_0^{\infty} P(S)\cdot\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right)dS+\int_0^{\infty} P(S)\ \frac{2}{\sqrt{\pi}}\exp\left(-\alpha\cdot\sin^2\frac{\pi}{4}\right)$$

$$\cdot\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{2K} H_{2k-1}\left(\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right)\frac{1}{4^K K!K!}\left(\frac{I}{\sqrt{2\alpha}}\right)^{2k}dS \qquad (A.3)$$

윗식의 첫번째 항을 A, 두번째 항을 B라고 놓으면,

www.dbpia.co.kr

$$A = \int_0^{\infty} P(S) \cdot \mathrm{erfc}\left[\sqrt{\alpha} \cdot \sin\frac{\pi}{4}\right] dS \tag{A.4}$$

$$B = \int_0^{\infty} P(S)\ \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left[-\alpha \cdot \sin^2\frac{\pi}{4}\right]$$

$$\cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{2K} \cdot H_{2k-1}\left[\sqrt{\alpha} \cdot \sin\frac{\pi}{4}\right] \frac{1}{4^K K! K!} \left(\frac{I}{\sqrt{2\alpha}}\right)^{2k} dS \tag{A.5}$$

식(A. 4)에

$$p(S) = \frac{2m^m S^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega^m} \exp\left[-\frac{m S^2}{\Omega}\right] \tag{A.6}$$

을 이용하여 식(A.4)를 풀면

$$A = \int_0^{\infty} \frac{2m^m S^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega^m} \exp\left[-\frac{m S^2}{\Omega}\right] \mathrm{erfc}\left[\left[\sqrt{\alpha} \cdot \sin\frac{\pi}{4}\right]\right] dS$$

윗식에

$$\mathrm{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2)\ dt = 1 - \mathrm{erf}(x) \tag{A.7}$$

를 이용하면

$$A = \int_0^{\infty}\left[1 - \mathrm{erf}\left[\sqrt{\alpha} \cdot \sin\frac{\pi}{4}\right]\right] \frac{2m^m S^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega^m} \exp\left[-\frac{m S^2}{\Omega}\right] dS$$

$$= \int_0^{\infty} \frac{2m^m S^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega^m} \exp\left[-\frac{m S^2}{\Omega}\right] dS - \int_0^{\infty} \frac{2m^m S^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega^m} \exp\left[-\frac{m S^2}{\Omega}\right]$$

$$\cdot\ \mathrm{erf}\left[\sqrt{\alpha} \cdot \sin\frac{\pi}{4}\right] dS \tag{A.8}$$

www.dbpia.co.kr

윗식에서

$$\int_0^{\infty} \text{p.d.f.} = 1$$

됨을 이용하면

$$A = 1 - \frac{1}{2}\int_0^{\infty} \frac{2m^m S^{2m-1}}{\Gamma(m)\,\Omega^m} \exp\left(-\frac{m S^2}{\Omega}\right) \text{erf}\left(\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right) dS \tag{A.9}$$

윗식에 다음의 두 관계식

$$\text{erf}(x) = \frac{2x}{\sqrt{\pi}}\cdot {}_1F_1\left(\frac{1}{2};\frac{3}{2};-x^2\right) \tag{A·10a}$$

$${}_1F_1\left(k+1;\frac{3}{2};-x^2\right) = \exp(-x^2)\cdot {}_1F_1\left(\frac{1}{2}-k;\frac{3}{2};x^2\right) \tag{A·10b}$$

를 이용하면

$$A = 1 - \frac{4\sqrt{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}}{\sqrt{\pi}}\int_0^{\infty} \frac{1}{\Gamma(m)}\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m S^{2m-1}\exp\left(-\alpha\cdot\sin^2\frac{\pi}{4}\right)$$

$$\cdot \exp\left(-\frac{mS^2}{\Omega}\right) dS \tag{A.11}$$

윗식에

$$S^{2m-1} = S^{2m}\cdot S^{-1} = \left(\frac{R\Omega}{m}\right)^m \left(\frac{R\Omega}{m}\right)^{-1/2} = \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{m-1/2} R^{m-1/2} \tag{A.12}$$

를 이용하면

www.dbpia.co.kr

$$A = 1 - \frac{4\sqrt{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \exp\left[-R\left(1+\alpha\cdot\sin^2\frac{\pi}{4}\right)\right] {}_1F_1\left[1\ ;\ \frac{3}{2}\ ;\ \alpha\cdot\sin^2\frac{\pi}{4}\right]$$

$$\frac{1}{\Gamma(m)}\left(\frac{\Omega}{m}\right)^{-1/2} R^{m-1/2}\, dR \qquad (A.13)$$

윗식에 나오는 다음의 식

$$g(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt}\cdot f(t)dt \qquad (A.14a)$$

$$\text{단, } f(t) = t^{\sigma-1}\cdot {}_mF_n(a_1\cdots a_m,;\ \rho_1\cdots\rho_n;\ \lambda t) \qquad (A.14b)$$

을 계산하면

$$g(p) = \Gamma(\sigma)\cdot p^{-\sigma}\cdot {}_{m+1}F_n(a_1\cdots a_m,;\sigma;\ \rho_1\cdots\rho_n;\ \lambda/p) \qquad (A.14c)$$

가 되는데 이것을 식(A.13)에 이용하면

$$A = 1 - \left[\frac{4\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\cdot m}\right]^{1/2} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \left[1 + \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m}\right]^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left[1,\ m+\frac{1}{2}\ ;\ \frac{3}{2}\ ;\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right] \qquad (A.15)$$

다음으로 식(A.5)의 B를 풀기 위해 식(A.5)를 다시 쓰면

$$B = \int_0^{\infty} \frac{2m^m\ S^{2m-1}}{\Gamma(m)\ \Omega^m} \exp\left[-\frac{mS^2}{\Omega}\right] \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left[-\alpha\cdot\sin^2\frac{\pi}{4}\right]$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{2K}\cdot H_{2k-1}\left[\sqrt{\alpha}\cdot\sin\frac{\pi}{4}\right] \frac{1}{4^K K!K!} \left[\frac{I}{\sqrt{2\alpha}}\right]^{2k} dS \qquad (A.16)$$

윗식에 다음의 관계식

www.dbpia.co.kr

$$H_{2k-1}(x) = \frac{(-1)^k(2k+1)!}{k!} \quad 2x \cdot {}_1F_1\left[-k \; ; \; \frac{3}{2} \; ; \; x^2 \right] \tag{A·17}$$

을 이용하면

$$B = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k(2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2 \, k!} \quad \left(\frac{I^2}{8\sigma^2}\right)^{k+1} \quad \sqrt{\frac{\Omega\pi}{4 \cdot 2\sigma^2 m}} \quad \frac{1}{\Gamma(m)}$$

$$\cdot \int_0^{\infty} 2 \left(\frac{m \, S^2}{\Omega}\right)^m \quad \exp\left[\frac{mS^2}{\Omega}\left[-1 + \alpha \cdot \sin^2(\pi/4) \right] \right]$$

$$\cdot \; {}_1F_1\left[-k \; ; \; \frac{3}{2} \; ; \; \frac{mS^2}{\Omega} \alpha \cdot \sin^2(\pi/4) \right] dS \tag{A.18}$$

윗식에 식(A.14)를 이용하면

$$B = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k(2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2 \, k!} \quad \left(\frac{\alpha}{4\beta}\right)^{k+1} \quad \sqrt{\frac{16\alpha \cdot \sin^2(\pi/4)}{\pi \, m}}$$

$$\cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \quad \left[1 + \frac{\alpha \cdot \sin^2(\pi/4)}{m} \right]^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot \; {}_2F_1\left[-k \; , \; m + \frac{1}{2} \; ; \; \frac{3}{2} \; ; \; \frac{\alpha \cdot \sin^2(\pi/4)}{m + \alpha \cdot \sin^2(\pi/4)} \right] \tag{A.19}$$

이 된다.

$$P_{E1} = A + B$$

$$= 1 - \sqrt{\frac{4\alpha \cdot \sin^2(\pi/4)}{\pi \, m}} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \left[1 + \frac{\alpha \cdot \sin^2(\pi/4)}{m} \right]^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left[1, \; m + \frac{1}{2} \; ; \; \frac{3}{2} \; ; \; \frac{\alpha \cdot \sin^2(\pi/4)}{m + \alpha \cdot \sin^2(\pi/4)} \right]$$

www.dbpia.co.kr

$$+\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^k(2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2\,k!}\left(\frac{\alpha}{4\beta}\right)^{k+1}$$

$$\cdot\sqrt{\frac{16\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{\pi\,m}}\,\frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)}\left\{1+\frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m}\right\}^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot{}_2F_1\left\{-k,\ m+\frac{1}{2}\ ;\ \frac{3}{2}\ ;\ \frac{\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}{m+\alpha\cdot\sin^2(\pi/4)}\right\} \qquad (11)$$

姜 熙 照(Heau Jo KANG) 正會員

1961年 1月 26日生

1979年～1986年：圓光大學校 電子工學科 卒業(工學士)

1986年～1988年：崇實大學校 半導體工學科 卒業(工學碩士)

1989年 9月～現在：韓國航空大學 航空電子工學科 博士課程

1990年 3月 ～現在：東新大學校 電子工學科 專任講師,
韓國通信學會 職場幹事

金 尙 範(Sang Bum KIM) 準會員

1967年 8月 17日生

1986年 3月～1990年 2月：韓國航空大學 航空通信情報工學科 卒業(工學士)

1990年 3月～現在：韓國航空大學 大學院 航空通信情報工學科 碩士課程 在學中

趙 成 俊(Sung Joon CHO) 正會員

1946年 1月 9日生

1965年 4月～1969 2月：韓國航空大學 航空通信工學科 卒業(工學士)

1973年 4月～1975年 2月：漢陽大學校大學院 卒業(工學碩士)

1977年 4月～1981年 3月：大阪大學大學院 通信工學科 卒業(工學博士)

1969年 4月～1972年 7月：海軍技術將校

1972年 8月～現在：韓國航空大學 航空通信情報工學科 教授

本學會 總務理事

www.dbpia.co.kr