

論文95-32A-9-2

주파수선택성 페이딩전송로에서 스텝형 위상을 갖는 $\pi/4$ – DQPSK의 비트오율

(Bit Error Probability of $\pi/4$ – DQPSK with
Stepped Phase over a Frequency Selective
Fading Channel)

李哲聖*, 李在弘**

(Cheol Seong Lee and Jae Hong Lee)

요약

본 논문은 주파수선택성 페이딩전송로를 위한 새로운 변조방식인 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ – DQPSK를 제안한다. 제안된 변조방식에서는 다중경로 지연확산의 영향을 줄이기 위하여 심볼구간의 중앙에서 전송신호의 위상을 천이시킨다. 위상의 천이는 주파수선택성 페이딩전송로에서 $\pi/4$ – DQPSK의 한계오류를 감소시킨다. 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ – DQPSK는 기존의 $\pi/4$ – DQPSK보다 작은 평균비트오율을 가지고, 특히 정규화된 지연차가 작을 때 전자는 후자보다 현저히 작은 평균비트오율을 가짐을 시뮬레이션을 통하여 보인다.

Abstract

This paper proposes a new modulation scheme of $\pi/4$ – DQPSK with stepped phase for a frequency selective fading channel. In the proposed modulation scheme, the phase of transmitted signal is shifted in the mid of a symbol duration in order to reduce the effect of multipath delay spread. It reduces the irreducible error of $\pi/4$ – DQPSK over a frequency selective fading channel. It is shown that $\pi/4$ – DQPSK with stepped phase achieves smaller average bit error probability than regular $\pi/4$ – DQPSK by simulation. The former achieves much smaller average bit error probability than the latter for small τ/T_s .

I. 서론

고속 디지털 무선통신에서 전송신호의 대역폭이 전

* 準會員. LG 情報通信 (株)

(LG Information & Communications, Ltd.)

** 正會員. 서울大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Engineering, Seoul National University)

接受日字: 1994年3月18日. 수정완료: 1995年9月6日

송로의 전력지연분포(power delay profile)에 의해 결정되는 상관대역폭(coherence bandwidth)보다 크면 전송로의 대역 제한 현상에 의해 전송신호는 주파수선택성 페이딩을 겪게 된다. 주파수선택성 페이딩전송로에서는 다중경로 지연확산(multipath delay spread)에 의한 시변 심볼간 간섭(time-varying intersymbol interference)의 영향으로 심각한 성능 열화가 나타나고, 결과적으로 이러한 성능 열화가 전송율의 제한을 가져 온다 [1], [2].

최근 급격히 증가하는 이동통신에 대한 수요를 충족시키기 위해서 기존의 아날로그 셀룰라 시스템을 디지털 셀룰라 시스템으로 바꾸는 작업이 진행중이다. 그중 복미의 시분할다원접속(TDMA: time division multiple access) 표준안인 IS-54에서는 변조방식으로 $\pi/4$ -DQPSK를 채택하였다. 그러나, 주파수선택성 페이딩전송로에서 $\pi/4$ -DQPSK는 일정 신호대잡음비 이상에서 한계오류(irreducible error)가 발생하게 되고 이는 전체 시스템의 성능을 저하시킨다 [3], [4]. 이러한 주파수선택성 페이딩의 영향을 줄이기 위한 항다중경로(anti-multipath) 변조방식으로 DSK (double phase-shift keying)가 연구되었다 [5].

본 논문에서는 주파수선택성 페이딩전송로에서 $\pi/4$ -DQPSK의 한계오류 발생원인을 분석하고, 한계오류를 줄이는 새로운 변조방식인 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK를 제안한다. 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK는 다중경로 지연확산의 영향을 줄이기 위하여 심볼구간내에서 위상을 천이시키는 변조방식이다. 주파수선택성 페이딩전송로에서 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율을 시뮬레이션을 통하여 계산하고 기존의 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율과 비교한다.

II. 주파수선택성 페이딩전송로 모델링

이동 무선 전송로를 통하여 전송된 신호는 다중경로 페이딩의 영향을 받는다. 다중경로 전파전파는 물리적 매질의 비균질성으로 인하여 여러가지 크기와 위상을 가진 신호가 수신기 안테나에 도달하는 현상을 말한다. 이동체의 이동에 따른 도플러효과 등에 의한 전송로의 시간에 따른 물리적 변화는 각각의 경로에 대하여 불규칙적인 위상변화를 가져오고 이러한 위상변화로 인한 간섭이 다중경로 페이딩을 야기한다 [6].

고속 디지털 무선통신에서 전송신호의 대역폭이 상관대역폭보다 크면 주파수에 따라 페이딩의 영향이 다르게 나타난다. 이와 같은 전송로를 주파수선택성 페이딩전송로라고 한다. 주파수선택성 페이딩전송로는 전력 지연분포에 따라 단축 지수모델, 가우시안모델, 그리고 two-ray모델 등으로 모델링된다. 본 논문에서는 미국 통신산업협회(TIA: Telecommunications Industry Association) 표준위원회가 권고한 two-ray모델을 이용한다. two-ray모델에서는 전송로의 등가저역통과

(equivalent lowpass) 임펄스응답이 다음 식으로 주어진다 [4].

$$h(t) = a_1 \exp(-j\phi_1) \delta(t) + a_2 \exp(-j\phi_2) \delta(t-\tau). \quad (1)$$

여기서 a_1, a_2 는 서로 독립인 레일리(Rayleigh) 분포를 갖는 확률변수이고, ϕ_1, ϕ_2 는 서로 독립인 균일분포를 갖는 확률변수이다. τ 는 주신호와 지연신호간의 지연차(delay difference)이다. 주신호와 지연신호간의 평균 전력비 C/D 는 평균값 $E[a_1^2]$ 과 평균값 $E[a_2^2]$ 의 비다.

본 논문에서는 전송율에 비해 페이딩율이 작아서 식 (1)로 표시되는 전송로의 임펄스응답이 적어도 한 심볼구간동안은 시불변이라고 가정한다.

III. 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK

스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 전송신호 $s(t)$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} u(t-nT_s) \exp[j\theta_n(t)]. \quad (2)$$

전송신호 $s(t)$ 의 크기 $u(t)$ 와 n 번째 위상 $\theta_n(t)$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$u(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}}, & 0 \leq t < T_s; \\ 0, & \text{otherwise}. \end{cases} \quad (3)$$

$$\theta_n(t) = \begin{cases} \nu_n, & nT_s \leq t < (n+\frac{1}{2})T_s; \\ \nu_n + \phi_M, & (n+\frac{1}{2})T_s \leq t < (n+1)T_s. \end{cases} \quad (4)$$

여기서 E_s 는 심볼당 에너지이고, T_s 는 심볼주기이다. 식 (4)에 보인 전송신호의 n 번째 심볼구간중 처음 반구간동안의 위상 ν_n 은 다음 식으로 주어진다.

$$\nu_n = \nu_{n-1} + \Delta\nu. \quad (5)$$

여기서 위상차 $\Delta\nu$ 는 n 번째 전송심볼에 대응되는 정보비트쌍 (a_n, b_n) 에 따라 다음 식으로 주어진다.

$$\Delta\nu = \begin{cases} \frac{\pi}{4}, & (a_n, b_n) = (0, 0) \text{일때}; \\ \frac{3\pi}{4}, & (a_n, b_n) = (0, 1) \text{일때}; \\ \frac{5\pi}{4}, & (a_n, b_n) = (1, 1) \text{일때}; \\ \frac{7\pi}{4}, & (a_n, b_n) = (1, 0) \text{일때}. \end{cases} \quad (6)$$

주파수선택성 페이딩전송로를 통하여 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK를 전송했을 때 등가저역통과 수신 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$r(t) = s(t) * h(t) + z(t). \quad (7)$$

여기서 $h(t)$ 는 주파수선택성 페이딩전송로의 등가저역통과 임펄스응답이고, $z(t)$ 는 복소 부가성백색잡음이다. 식 (1)과 식 (2)를 식 (7)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \alpha_1(t) \sum_{n=0}^{\infty} u(t-nT_s) \exp[j(\theta_n(t) - \phi_1(t))] \\ &\quad + \alpha_2(t) \sum_{n=0}^{\infty} u(t-nT_s-t) \exp[j(\theta_n(t-t) - \phi_2(t))] + z(t). \end{aligned} \quad (8)$$

스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 수신기의 블록도를 그림 1에 보인다. 그림 1에서 상관기에 곱해지는 신호는 다음 식으로 주어진다.

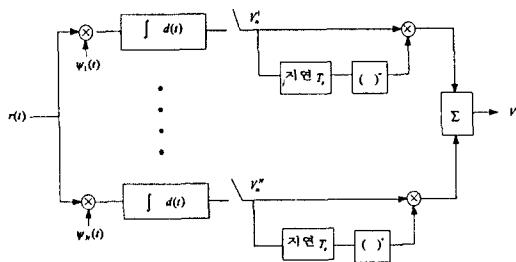


그림 1. 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 수신기

Fig. 1. Receiver of $\pi/4$ -DQPSK with stepped phase.

$$\psi_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_i}{T_s}} & , \quad \frac{(i-1)T_s}{N} \leq t < \frac{iT_s}{N} ; \\ 0 & , \quad \text{otherwise} . \end{cases} \quad (9)$$

$i = 1, 2, \dots, N$. 여기서, N 은 수신기의 복잡도와 관계된 파라미터인데 본 논문에서는 $N = 10$ 으로 둔다. 수신신호 $r(t)$ 와 $\psi_i(t)$ 를 곱한 신호를 적분한 다음 $t = (n+1)T_s$ 에서 표본화한 값을 V_n^i 라고 하자. V_n^i , $i = 1, 2, \dots, 10$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$V_n^i = \int_{[n+(i-1)/10]T_s}^{(n+i/10)T_s} r(t) \psi_i(t) dt \quad (10)$$

예를 들어, 주신호와 지역신호간의 지역차 τ 가 $0.1T_s$ 일 때 V_n^i 를 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_n^1 &= \alpha_{1,n} \exp[j(\nu_n - \phi_{1,n})] \frac{E_s}{5} \\ &\quad + \alpha_{2,n-1} \exp[j(\nu_{n-1} + \phi_M - \phi_{2,n-1})] \frac{E_s}{5} + \eta_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_n^i &= \alpha_{1,n} \exp[j(\nu_n - \phi_{1,n})] \frac{E_s}{5} \\ &\quad + \alpha_{2,n} \exp[j(\nu_n - \phi_{2,n})] \frac{E_s}{5} + \eta_i, \quad i = 2, 3, 4, 5 \\ V_6 &= \alpha_{1,n} \exp[j(\nu_n + \phi_M - \phi_{1,n})] \frac{E_s}{5} \\ &\quad + \alpha_{2,n} \exp[j(\nu_n - \phi_{2,n})] \frac{E_s}{5} + \eta_6 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} V_n^i &= \alpha_{1,n} \exp[j(\nu_n + \phi_M - \phi_{1,n})] \frac{E_s}{5} \\ &\quad + \alpha_{2,n} \exp[j(\nu_n + \phi_M - \phi_{2,n})] \frac{E_s}{5} + \eta_i, \quad i = 7, 8, 9, 10 \end{aligned}$$

여기서 $\alpha_{1,n}$, $\phi_{1,n}$ 은 각각 n 번째 수신신호중 주신호의 감쇠상수와 위상천이이고, $\alpha_{2,n}$, $\phi_{2,n}$ 은 각각 n 번째 수신신호중 지역신호의 감쇠상수와 위상천이이고, $\alpha_{2,n-1}$, $\phi_{2,n-1}$ 은 각각 $n-1$ 번째 수신신호중 지역신호의 감쇠상수와 위상천이이고, η_i , $i = 1, 2, \dots, 10$ 는 평균이 0이고 분산이 $E_s N_0 / 5$ 인 서로 독립인 가우시안 확률변수이다.

식 (10)으로 주어지는 V_n^i 와 $t = nT_s$ 에서 표본화한 값의 공액복소수 (V_n^i)와의 곱으로부터 n 번째 심볼의 결정변수(decision variable)를 구한다. n 번째 심볼의 결정변수는 다음 식으로 주어진다.

$$V = \sum_{i=1}^{10} V_n^i (V_{n-1}^i)^* . \quad (12)$$

표 1. 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 결정방법

Table 1. Decision rule for $\pi/4$ -DQPSK with stepped phase.

ϕ	(\hat{a}_n, \hat{b}_n)
$0 \leq \phi < \frac{\pi}{2}$	(0, 0)
$\frac{\pi}{2} \leq \phi < \pi$	(0, 1)
$\pi \leq \phi < \frac{3\pi}{2}$	(1, 1)
$\frac{3\pi}{2} \leq \phi < 2\pi$	(1, 0)

이러한 수신기구조는 검출후 등이득결합 다이버시티(postdetection equal gain combining diversity)를 이용했을 때의 수신기구조와 유사하다^[7]. 결정변

수 V 의 위상 ϕ 을 이용하여 n 번째 심볼을 결정한다. 결정방법(decision rule)은 표 1과 같다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

주파수선택성 페이딩전송로에서 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율을 시뮬레이션을 통하여 구한다. 식 (1)로 주어지는 주파수선택성 페이딩전송로 모델에서 화률변수 a_1, a_2, ϕ_1, ϕ_2 를 구하는 방법으로는 위상변조신호의 주파수합성방식과 잡음원의 스펙트럼정형방식이 있다. 본 논문에서는 후자를 이용한다. 잡음원의 스펙트럼정형방식의 블록도를 그림 2에 보인다. 정형여파기의 차단주파수를 변화시킴으로써 이동체 속도를 변화시키는 효과를 얻을 수 있다. 그럼 3은 반송파 주파수가 $f_c = 1.9 \text{ GHz}$ 이고, 이동체의 속도가

$V = 1 \text{ m/sec}$ 일때의 레일리 포락선을 1초 동안 나타낸 것이다. 이때 최대 도플러 주파수는 $f_D = 6 \text{ Hz}$ 인데 이러한 가정은 개인휴대통신에 적합하다.

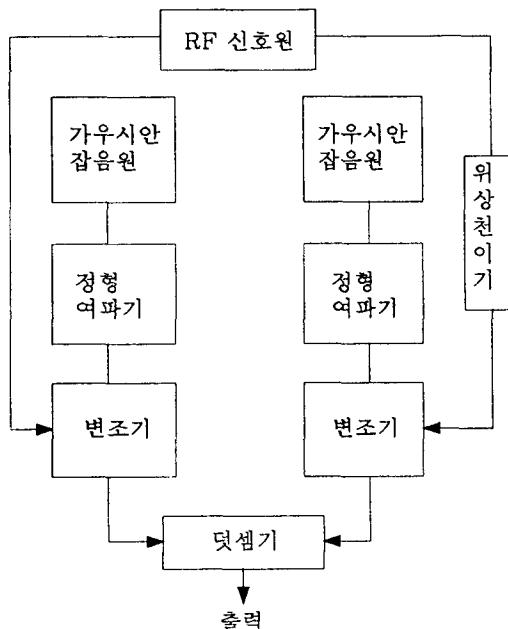


그림 2. 스펙트럼정형방식의 블록도

Fig. 2. Block diagram of spectrum shaping method.

$C/D = 0 \text{ dB}$ 일때 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율의 ϕ_M 값에 대한 변화를 그림 4에 보인다. $\phi_M = \pi$ 를 축으로 대칭적인 특성을 나타내고,

$\phi_M = \pi$ 에서 가장 낮은 평균비트오율이 발생한다. 평균 신호대잡음비가 20 dB일때 보다 30 dB일때 평균 비트오율이 ϕ_M 에 더 민감함을 볼 수 있다.

$C/D = 0 \text{ dB}, \phi_M = \pi$ 일때 $\pi/4$ -DQPSK와 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율의 평균 신호대잡음비값에 대한 변화를 그림 5에 보인다. 평균 신호대잡음비가 증가함에 따라 평균비트오율이 감소하다가 한계 비트오율에 도달함을 볼 수 있다. $t/T_s = 0.3$ 일때, $\pi/4$ -DQPSK의 한계 비트오율은 5×10^{-2} 이지만 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 한계 비트오율은 2.5×10^{-5} 으로 현저히 줄어든다. 정규화된 지연차 t/T_s 가 0.1에서 0.3으로 증가할때 $\pi/4$ -DQPSK의 한계비트오율은 현저히 증가하지만, 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 한계비트오율은 증가하지 않는다.

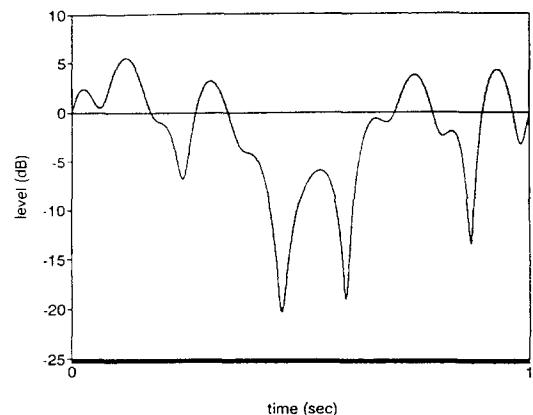


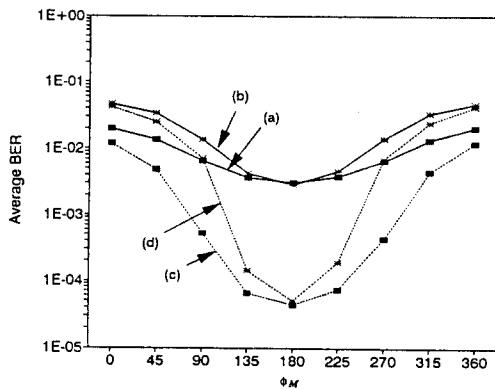
그림 3. 레일리 포락선 함수 ($f_D = 6 \text{ Hz}$)

Fig. 3. Rayleigh envelope function ($f_D = 6 \text{ Hz}$).

$C/D = 0 \text{ dB}, \phi_M = \pi$ 일때 $\pi/4$ -DQPSK와 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율의 t/T_s 값에 대한 변화를 그림 6에 보인다. $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율은 t/T_s 에 따라 증가하지만, 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율은 t/T_s 가 0.3 이하에서는 별로 변하지 않는다. 평균 신호대잡음비가 20 dB에서 30 dB로 증가할때 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율은 별로 변하지 않지만, 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율은 t/T_s 가 0.4이하에서는 현저히 줄어든다.

평균 신호대잡음비가 30 dB, $\phi_M = \pi$ 일때 $\pi/4$ -

DQPSK와 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율의 C/D 값에 대한 변화를 그림 7에 보인다. $\tau/T_s = 0.1$ 일때와 $\tau/T_s = 0.3$ 일때 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율은 C/D 가 증가함에 따라 감소하지만, 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율은 C/D 가 증가함에 따라 증가한다.



(a) 평균 신호대잡음비 = 20 dB, $\tau/T_s = 0.1$
 (b) 평균 신호대잡음비 = 20 dB, $\tau/T_s = 0.3$
 (c) 평균 신호대잡음비 = 30 dB, $\tau/T_s = 0.1$
 (d) 평균 신호대잡음비 = 30 dB, $\tau/T_s = 0.3$

그림 4. 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균 비트오율의 ϕ_M 에 대한 변화

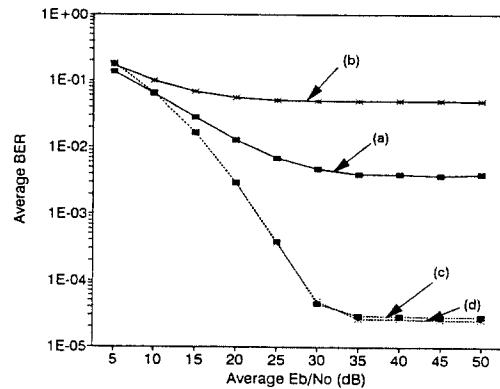
Fig. 4. Average BER versus ϕ_M of $\pi/4$ -DQPSK with stepped phase.

시뮬레이션을 통하여 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK가 기존의 $\pi/4$ -DQPSK보다 평균비트오율면에서 우수함을 보였다. 그 이유를 정성적으로 설명하면, 주파수선택성 페이딩전송로에서 주신호와 지역신호간의 지역차가 심볼주기보다 작다고 가정하면, $\pi/4$ -DQPSK의 경우 잡음을 제외한 등가저역통과 수신신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} r(t) = & \left| \alpha_{1,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\theta_n - \phi_{1,n})] \right. \\ & + \left. \alpha_{2,n-1} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\theta_{n-1} - \phi_{2,n-1})] \right|, \quad nT_s \leq t < (nT_s + \tau); \\ & \left| \alpha_{1,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\theta_n - \phi_{1,n})] \right. \\ & + \left. \alpha_{2,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\theta_n - \phi_{2,n})] \right|, \quad (nT_s + \tau) \leq t < (n+1)T_s. \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $\alpha_{1,n}$, $\phi_{1,n}$ 은 각각 n 번째 수신신호중 주신호의 감쇠상수와 위상천이이고, $\alpha_{2,n}$, $\phi_{2,n}$ 은 각각 n 번째 수신신호중 지역신호의 감쇠상수와 위상천이이고, $\alpha_{2,n-1}$, $\phi_{2,n-1}$ 은 각각 $n-1$ 번째 수신신호중 지역신호의

감쇠상수와 위상천이이다. $nT_s \leq t < (nT_s + \tau)$ 구간은 심볼간 간섭이 일어나는 구간이고, $(nT_s + \tau) \leq t < (n+1)T_s$ 구간이 n 번째 심볼을 올바르게 검출할 수 있는 구간이다. 만약 $\alpha_{1,n} = \alpha_{2,n}$, $\phi_{1,n} - \phi_{2,n} = \pi$ 인 경우 $(nT_s + \tau) \leq t < (n+1)T_s$ 구간에서의 수신신호가 0이 되어서 올바른 검출을 기대할 수 없다. 이러한 문제점은 심볼구간내에서 위상천이 ϕ_M 을 갖는 스텝형위상을 이용함으로써 개선할 수 있다.



(a) $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 0.1$
 (b) $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 0.3$
 (c) 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 0.1$
 (d) 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 0.3$

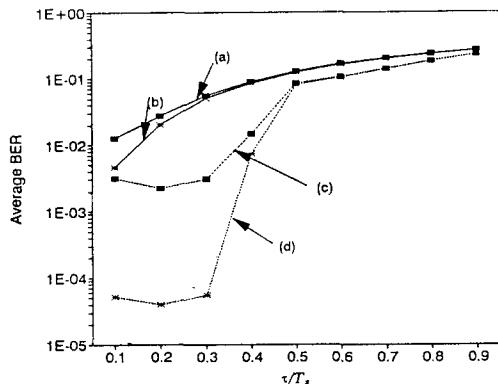
그림 5. 평균비트오율의 평균 신호대잡음비에 대한 변화

Fig. 5. Average BER versus average E_b/N_0 .

주신호와 지역신호간의 지역차 τ 가 $T_s/2$ 보다 작다고 가정하면, 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 경우 잡음을 제외한 등가저역통과 수신신호는 다음 식으로 주어진다.

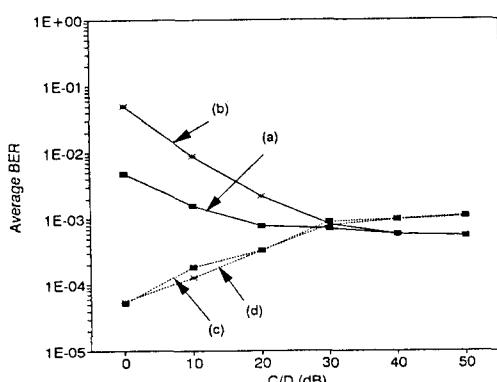
$$\begin{aligned} & \alpha_{1,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_n - \phi_{1,n})] \\ & + \alpha_{2,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_{n-1} + \phi_M - \phi_{2,n-1})], \quad nT_s \leq t < (nT_s + \tau); \\ & \alpha_{1,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_n - \phi_{1,n})] \\ & + \alpha_{2,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_n + \phi_M - \phi_{2,n})], \quad (nT_s + \tau) \leq t < (n + \frac{1}{2})T_s; \\ r(t) = & \alpha_{1,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_n + \phi_M - \phi_{1,n})] \\ & + \alpha_{2,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_n - \phi_{2,n})], \quad (n + \frac{1}{2})T_s \leq t < (n + \frac{1}{2})T_s + \tau; \\ & \alpha_{1,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_n + \phi_M - \phi_{1,n})] \\ & + \alpha_{2,n} \sqrt{\frac{2E_t}{T_s}} \exp[j(\nu_n + \phi_M - \phi_{2,n})], \quad (n + \frac{1}{2})T_s + \tau \leq t < (n + 1)T_s. \end{aligned} \quad (14)$$

$nT_s \leq t < (nT_s + \tau)$ 구간에서는 기준의 $\pi/4$ -DQPSK에서와 마찬가지로 심볼간 간섭이 일어난다. 그러나, $(n+1/2)T_s \leq t < (n+1/2)T_s + \tau$ 구간에서는 기준의 $\pi/4$ -DQPSK와는 달리 $\alpha_{1,n} = \alpha_{2,n}$, $\phi_{1,n} - \phi_{2,n} = \pi$ 인 경우에도 수신신호가 0이 아니므로 올바른 검출을 할 수 있다. 그러나, τ 가 $T_s/2$ 보다 큰 경우에는 기준의 $\pi/4$ -DQPSK와 비교해서 잇점이 없다.



- (a) $\pi/4$ -DQPSK, 평균 신호대잡음비 = 20 dB
- (b) $\pi/4$ -DQPSK, 평균 신호대잡음비 = 30 dB
- (c) 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK, 평균 신호대잡음비 = 20 dB
- (d) 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK, 평균 신호대잡음비 = 30 dB

그림 6. 평균비트오율의 τ/T_s 에 대한 변화
Fig. 6. Average BER versus τ/T_s .



- (a) $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 20$ dB
- (b) $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 30$ dB
- (c) 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 20$ dB
- (d) 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK, $\tau/T_s = 30$ dB

그림 7. 평균비트오율의 C/D에 대한 변화
Fig. 7. Average BER versus C/D.

V. 결 론

북미 시분할다원접속 표준안인 IS-54에서 채택한 변조방식인 $\pi/4$ -DQPSK는 주파수선택성 페이딩전송로에서 주신호와 지연신호간의 지연차가 심볼주기보다 작은 경우에 심각한 성능 열화를 보이는 것으로 알려져 있다.

본 논문은 주파수선택성 페이딩전송로에서 다중경로 지연 확산의 영향을 줄이는 새로운 변조방식인 스텝형 위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK를 제안하고 평균비트오율을 시뮬레이션을 통하여 계산하였다. 주파수선택성 페이딩전송로의 모델은 미국 통신산업협회 표준위원회가 권고한 two-ray 모델을 이용하였다. 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 수신기는 검출 후 등이득 결합 다이버시티를 이용한 수신기의 구조를 응용함으로써 구성하였다.

본 논문에서 제안한 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율은 정규화된 지연차가 0.4이하일 때 기준의 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율에 비해 현저히 줄어듬을 보였다. 그리고, 주신호와 지연신호간의 평균 전력비가 증가함에 따라 스텝형위상을 갖는 $\pi/4$ -DQPSK의 평균비트오율이 증가함을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] S. Stein, "Fading channel issues in system engineering," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol. SAC-5, pp. 68-89, Feb. 1987.
- [2] P. A. Bello and B. D. Nelin, "The effect of frequency selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. CS-11, pp. 170-186, June 1963.
- [3] C. Liu and K. Feher, "Bit error rate performance of $\pi/4$ -DQPSK in a frequency-selective fast fading channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 558-568, Aug. 1991.
- [4] V. Fung and T. S. Rappaport, "Bit error simulation of $\pi/4$ -DQPSK in flat and frequency-selective fading mobile

- radio channels with real time applications," in *Proc. IEEE ICC '91*, pp. 553-557, 1991.
- [5] S. Ariyavasitakul, S. Yoshida, F. Ikegami, and T. Takeuchi, "A novel anti-multipath modulation technique DSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, pp. 1252-1264, Dec. 1987.
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2/e, McGraw-Hill, 1989.
- [7] F. Adachi and K. Ohno, "BER performance of QDPSK with postdetection diversity reception in mobile radio channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 237-249, Feb. 1991.

저자소개



李哲聖(準會員)

1970년 8월 28일생. 1992년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1994년 2월 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1994년 3월 ~ 현재 LG 정보통신(주) 중앙연구소 주임연구원. 주관심분야는 디지털 변복조 및 코우딩, 이동통신 등임.

李在弘(正會員) 第32卷 A編 第7號 參照

현재 서울대학교 전자공학과 교수