

단일톤 간섭제거를 위한 다단반송파 DS/DPSK 시스템의 성능분석

正會員 엄 종 선*, 김 동 인**

Analysis of Multicarrier DS/DPSK Systems with Single Tone Interference Rejection

Jong Sun Eum*, Dong In Kim** *Regular Members*

※본 논문은 1995년도 학술진흥재단의 자유공모과제 연구비의 지원에 의하여 연구되었음.

요 약

협대역 신호가 존재하는 주파수 대역에서 광대역 신호를 주파수 중첩하여 사용하고자 할 때 광대역 수신기에서 협대역 신호들은 단일톤 간섭처럼 작용한다. 본 논문에서는 비교적 구현이 어려운 notch필터대신에 maximal-ratio(MR) 결합기술을 적용한 다단반송파 DPSK 직접시퀀스 대역확산방식을 사용하여 단일톤 간섭을 효과적으로 제거하였다. 복잡한 위상추적이 필요없는 보다 현실적인 noncoherent DPSK 시스템을 사용하였고, 단일톤 간섭채널에서 다단반송파 시스템과 단일반송파 시스템의 총 대역폭의 크기를 일정하게 하여 서로의 성능을 비교분석하였으며, 시뮬레이션으로 분석의 타당성을 검증하였다. MR 결합기술의 성능의 low bound를 가지며 성능곡선을 균일(uniform)하게 동시에 밀착(tight)되게 따라가는 suboptimal ratio(SR) 결합기술을 제안하고, 이를 적용한 다단반송파 DPSK 대역확산방식의 성능을 이론적으로 유도하여 MR 결합기술을 사용한 시스템의 여러 변수들을 최적화하였다.

ABSTRACT

Narrowband signals can be treated like a single tone interference at the receiver which demodulates wideband signals spectrum overlaid at the same frequency band. In this paper, the single tone interference is effectively suppressed by the use of a multicarrier DPSK direct-sequence(DS) spread spectrum(SS) with maximal-ratio(MR) combining instead of notch filter, which is hard to implement. A noncoherent DPSK system is considered because it is more realizable and does not require any complicate phase tracking, compared with a single carrier system

*한국국방연구원 전자통신무기연구실

**서울시립대학교 전자공학과

論文番號:96351-1106

接受日字:1996年 11月 6日

subject to a constraint of constant system bandwidth, and their performance comparisons are validated through simulations. We also propose a suboptimal-ratio(SR) combining which yields uniform and tight low bound on the performance of the MR combining, and then system parameters are optimized by theoretically evaluating the low bound, since an exact analysis appears intractable.

I. 서론

최근 이동무선통신 수요가 급증하면서 제한자원인 주파수를 효율적으로 사용하고자 하는 연구가 필요 시되고 있다. 그중 타시스템에 미치는 간섭이 작은 광대역 시스템인 대역확산방식[1]을 협대역 시스템에 중첩(overlay)하여 사용하는 연구가 많이 진행중에 있다[2, 3]. 대역확산방식은 간섭과 재밍과 폐대역채널에 강하며, 다원접속능력이 뛰어난 등 여러 장점이 있다.

대역확산 시스템과 협대역 시스템을 중첩하여 사용할 때 협대역 신호는 광대역 수신기에서 단일톤 간섭(single tone interference)[2]처럼 작용한다. 이때 단일톤 간섭을 제거하기 위해 일반적으로 대역확산방식에 비교적 구현이 어려운 너치필터를 사용한다.

Shiro Kondo는 최근 논문[3]에서 대역확산방식에 너치필터대신에 다단반송파 기술과 MR 결합기술[4]을 대역확산방식에 사용하여 단일톤 간섭을 제거할 수 있는 가능성을 보였다. 그는 이상적인 PSK 변조방식을 사용하여 모든 동기가 정확히 일치한다고 가정했으나, 실제 이동통신 채널환경에서 시간에 따라 바뀌는 위상을 추적하기가 쉽지 않다. 따라서 본 논문에서는 noncoherent DPSK[5]를 사용하여 어려운 위상 추적이 필요 없는 보다 현실적인 시스템을 제안하였다.

다단반송파 기술은 주파수 다이버시티 기술로서 같은 메세지를 서로 다른 대역을 사용하는 여러 개의 반송파로 전송한다. 이 기술은 반송파의 개수만큼 대역폭이 확장되므로 자체적으로도 대역확장성을 갖는 대역확산방식에 잘 이용되지 않는다. 따라서 본 논문에서는 다단반송파 시스템과 단일반송파 시스템에 같은 크기의 대역폭을 할당하여 성능을 비교하므로써 대역폭의 문제점을 피하였다. 본 논문에서는 주파수 다이버시티 채널에서 최적의 성능을 보이는 MR 결합기술을 사용하여[6] 간섭제거 효과를 비트오율 관점에서 시뮬레이션을 통해 입증하였고 수치분석을 수행하였다. 그러나, MR 결합기술을 사용한 다단반

송파 직접시퀀스 대역확산(DS/SS) 방식의 비트오율을 완전한 수식으로 유도하기는 대단히 어렵다. 따라서, 동일 채널에서 MR 결합기술의 비트오율의 low bound를 가지며 비트오율곡선을 균일(uniform)하며 밀착(tight)되게 따라가는 suboptimal ratio(SR) 결합기술을 새로이 제안하였고, 이를 적용한 다단반송파 DPSK 대역확산방식의 비트오율을 이론적으로 유도하여 MR 결합기술을 사용한 시스템의 여러 변수들을 결정하는데 보다 쉽도록 하였다.

II. 시스템 및 채널 모델

다단반송파 noncoherent DPSK 직접시퀀스 대역확산시스템의 수신기를 그림 1에 나타내었다.

이때, 수신신호는 다음 식과 같다.

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} p(t) \sum_{i=1}^M \cos(\omega_i t + \theta_i) + \alpha \cos(\omega_J t + \theta_J) + w(t) \quad (1)$$

(1)식에서 E_b 와 T_b 는 각각 비트당 에너지와 펄스폭이고, θ_J 는 단일톤 간섭의 위상을 나타내며, ω_i 와 ω_J 는 각각 i 번째 신호와 단일톤 간섭의 중심주파수를 가리킨다. 또한, α 는 단일톤 간섭의 진폭이며, $p(t)$ 는 확산 코드이고, $w(t)$ 는 가산 백색 가우스 잡음으로서 통계적 특성은 $G(0, N_0/2)$ 이다. θ_i 는 i 번째 신호의 위상 확률변수이고, $0 \leq \theta_i \leq 2\pi$ 에서 균일분포를 갖는다. (1)식에서 단일톤 간섭을 $\alpha \cos(\omega_J t + \theta_J)$ 로 모델링하였다. θ_J 는 단일톤 간섭의 위상 확률변수로서 θ_J 의 확률밀도함수는 θ_i 와 마찬가지로 $0 \leq \theta_i \leq 2\pi$ 에서 균일분포를 갖는다.

주파수 대역에서 단일톤 간섭은 그림 2처럼 모델링할 수 있다.

그림 2는 단일톤 간섭이 M 개의 신호 중 J 번째 신호에 들어왔을 때이고, 단일톤 간섭의 중심주파수는 J 번째 신호의 주파수대역에서 $p(-1 \leq p \leq 1)$ 에 따라

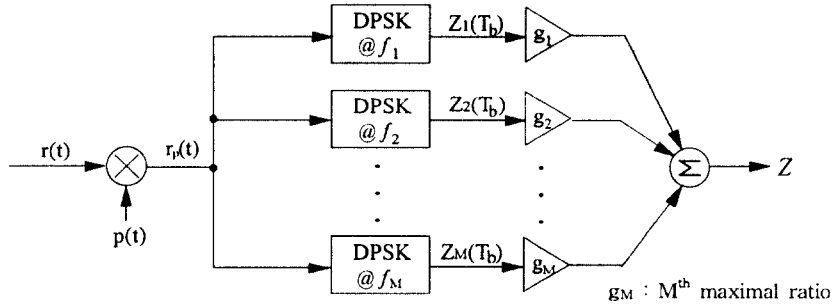


그림 1. 다단반송파 noncoherent DPSK DS/SS 수신기.
Fig. 1 Multicarrier noncoherent DPSK DS/SS receiver.

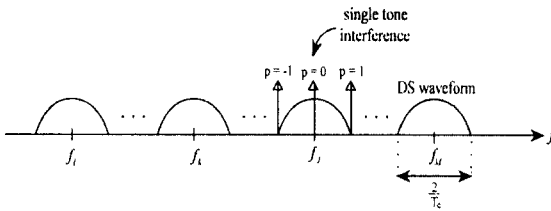


그림 2. 전송채널에서의 단일톤 간섭.
Fig. 2 Single tone interference in the transmission channel.

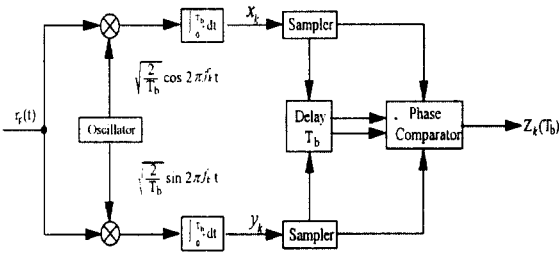


그림 3. 2진 DPSK 복조기.
Fig. 3 Binary DPSK demodulator.

이동한다. 간섭의 위치가 변함에 따라 시스템의 성능이 달라진다.

그림 3은 2진 DPSK 복조기로서 최적수신기이다[2].
윗그림의 $r_p(t)$ 는 역확산된 신호로서 다음과 같다.

$$r_p(t) = p(t) \cdot r(t)$$

$$= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sum_{i=1}^M \cos(w_i t + \theta_i) + \alpha p(t) \cos(w_j t + \theta_j)$$

$$+ p(t) w(t) \tag{2}$$

(2)식에서 원하는 신호는 역확산 되었으나 단일톤 간섭은 확산되었음을 알 수 있다.

그림 3에서 각각의 경로를 거친 신호들은 각각 적분되고 샘플링된 후 T_b 만큼 지연된 이전의 신호와 함께 위상 비교기(phase comparator)에서 수신신호의 판별값을 출력한다. 여기서 수신신호의 판별값은 이전 신호와의 위상차이로서 전송된 신호를 결정하게 된다.

III. 성능분석

A. DPSK 복조기에서의 통계적 특성

'1'이 전송되었을 때 수신신호는 다음과 같다.

$$r_1(t) \triangleq r(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} p(t) \sum_{i=1}^M \cos(w_i t + \theta_i) + \alpha \cos(w_j t + \theta_j) + w_1(t) \tag{3}$$

$$r_2(t) \triangleq r(t - T_b) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} p(t) \sum_{i=1}^M \cos(w_i t + \theta_i) + \alpha \cos(w_j t + \theta_j) + w_2(t)$$

메시지 '1'은 이전신호와 현재신호의 위상차가 없다. 윗 식에서 아래첨자 '1'은 이전신호를, '2'는 현재신호를 가리킨다.

본 논문에서 가정하는 것은 다음과 같다.

- i) 채널에 가산 백색 가우스 잡음과 단일톤 간섭

(협대역 신호)이 존재

- ii) 채널의 위상특성변화가 충분히 느림(연속되는 신호의 위상특성이 일정할 정도)
- iii) 비트마다 서로 다른 코드를 사용

그리고, M개의 수신신호가 서로 독립적(independent)이기 위해, M개의 반송파들은 서로 각각 직교(orthogonal)해야 한다. 즉, w_i 는 다음과 같아야 한다.

$$w_i = m \frac{\pi}{T_b} + (i-1)N \frac{2\pi}{T_b} = m \frac{\pi}{T_b} + (i-1) \frac{2\pi}{T_c} \quad (4)$$

여기서 m 은 정수이고, N은 비트당 확산코드의 칩(chip)의 갯수를 의미하며, T_c 는 chip의 시간 간격이다. 임의의 k 번째 반송파의 이진신호에서 동위상(in-phase: 칩자x) 출력값은 다음과 같다.

$$x_{1k} = \int_0^{T_b} r_p(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(w_k t) dt = \sqrt{E_b} \cos \theta_k + I_{1kx} + w_{1kx} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } I_{1kx} &= \int_0^{T_b} a p(t) \cos(w_j t + \theta_j) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(w_k t) dt \\ w_{1kx} &= \int_0^{T_b} p(t) u(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(w_k t) dt \end{aligned}$$

그리고 I_{1kx} 의 통계적 특성을 구하기 위해 (5)식의 I_{1kx} 를 간단히 하면,

$$\begin{aligned} I_{1kx} &= \alpha \sqrt{\frac{1}{2T_b}} \sum_{i=0}^{N-1} c_i \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} \cos[(w_j - w_k)t + \theta_j] dt \\ &= \alpha \sqrt{\frac{1}{2T_b}} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{c_i}{w_j - w_k} \{ \sin[(w_j - w_k)(i+1)T_c + \theta_j] - \sin[(w_j - w_k)iT_c + \theta_j] \} \end{aligned} \quad (6)$$

이다. (6)식에서 c_i 는 직접시퀀스이고, w_k 와 w_j 를 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned} w_k &\triangleq w_1 + (k-1) \frac{2\pi}{T_c} \\ w_j &\triangleq w_1 + (j-1) \frac{2\pi}{T_c} + p \frac{\pi}{T_c}, \quad -1 \leq p \leq 1 \end{aligned} \quad (7)$$

이고, (6)식의 I_{1kx} 는 다음으로 주어진다.

$$I_{1kx} = \alpha \sqrt{\frac{1}{T_b}} T_c \frac{\sin(\frac{\pi p}{2})}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-j)} \sum_{i=0}^{N-1} c_i \cos\left(i\pi p + \frac{\pi p}{2} - 2\theta_j\right) \quad (8)$$

(8)식에서 $\{c_i\}$ 를 2진 랜덤시퀀스로 가정할 때, I_{1kx} 는 central limit theorem에 의해 근사적으로 조건부 가우스 확률변수(θ_j 가 주어졌을 때)가 된다.

따라서 θ_j 가 주어졌을 때, I_{1kx} 의 통계적 특성[2]은 다음과 같다.

$$E\{I_{1kx} | \theta_j\} = 0, \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\{I_{1kx} | \theta_j\} &= \frac{\alpha^2}{2T_b} T_c^2 \left[\frac{\sin(\frac{\pi p}{2})}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-j)} \right]^2 \\ &\cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2i\pi p + \pi p - 2\theta_j) \right\} \\ &= \frac{\alpha^2}{2T_b} T_c^2 \left[\frac{\sin(\frac{\pi p}{2})}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-j)} \right]^2 \\ &\cdot \left(N + \frac{\cos(N\pi p - 2\theta_j) \sin(N\pi p)}{\sin(\pi p)} \right). \end{aligned} \quad (10)$$

(10)식을 θ_j 에 대해 평균을 취하면

$$\text{Var}\{I_{1kx}\} = \frac{\alpha^2 N T_c^2}{4T_b} \left[\frac{\sin(\frac{\pi}{2})}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-j)} \right]^2 \triangleq \alpha^2 N_k \quad (11)$$

이다. (11)식에서 N_k 의 크기는 단일톤 간섭의 위치(그림 2) J 와 p, k 에 의해 결정됨을 알 수 있다.

k 번째 반송파의 현재신호에서 동위상출력값은

$$x_{2k} = \sqrt{E_b} \cos \theta_k + w_{2kx} + I_{2kx} \quad (12)$$

이고, w_{2kx} 와 I_{2kx} 의 분산은 각각 $N_0/2$ 와 $\alpha^2 N_k$ 로 x_{1k} 의 통계적 특성과 같다.

이전신호의 직교위상(quadrature: 침자 y) 출력값은 다음으로 주어진다.

$$y_{1k} = \int_0^{T_b} r_p(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin(\omega_p t) dt \quad (13)$$

$$= -\sqrt{E_b} \sin(\theta_k) + w_{1ky} + I_{1ky}$$

이때 w_{1ky} 의 분산은 $N_0/2$ 이고, I_{1ky} 를 I_{1kx} 처럼 전개하면 다음과 같다.

$$I_{1ky} = \alpha \sqrt{\frac{1}{2T_b}} T_c \frac{\sin\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-l)} \quad (14)$$

$$\cdot \sum_{i=0}^{N-1} c_i \sin(i\pi p + \frac{\pi p}{2} + 2\theta_j)$$

$\{c_i\}$ 가 2진 랜덤시퀀스라고 가정할 때, I_{1kx} 와 동일하게 I_{1ky} 는 근사적으로 central limit theorem에 의해 조건부 가우스 확률변수가 된다. 이때 통계적특성은 I_{1kx} 와 동일하다.

즉,

$$E\{I_{1ky}\} = 0$$

$$\text{Var}\{I_{1ky}\} = \frac{\alpha^2 N T_c^2}{4T_b} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-l)} \right)^2 = \alpha^2 N_k. \quad (15)$$

마찬가지로 현재신호의 직교위상 출력값 y_{2k} 는

$$y_{2k} = -\sqrt{E_b} \sin \theta_k + w_{2ky} + I_{2ky} \quad (16)$$

이고, I_{2ky} 의 통계적특성은 I_{1ky} 와 동일하다.

B. 비트오율 분석

그림 3의 위상비교기를 통과한 $Z_k(T_b)$ 는 다음과 같다.

$$Z_k(T_b) = x_{1k}(T_b)x_{2k}(T_b) + y_{1k}(T_b)y_{2k}(T_b) \quad (17)$$

이때 M단 다단반송파 DS/DPSK 시스템의 평균 비트오율은 일반적으로 다음과 같다.

$$P_e = P\left\{ \sum_{k=1}^M g_k Z_k(T_b) < 0 \mid H_1 \right\} = P\{Z < 0 \mid H_1\}$$

$$\text{단, } H_1 \text{은 1이 전송되었을 때이고, } Z = \sum_{k=1}^M g_k Z_k(T_b). \quad (18)$$

(18)식에서 시스템의 판별식은 다음과 같다. (T_b 를 생략함)

$$Z = \sum_{k=1}^M g_k (x_{1k}x_{2k} + y_{1k}y_{2k})$$

$$= \sum_{k=1}^M g_k \left(\left(\frac{x_{1k} + x_{2k}}{2} \right)^2 + \left(\frac{y_{1k} + y_{2k}}{2} \right)^2 - \left(\frac{x_{1k} - x_{2k}}{2} \right)^2 - \left(\frac{y_{1k} - y_{2k}}{2} \right)^2 \right) \quad (19)$$

비트오율분석을 용이하게 하기위해 (19)식의 변수를 다음처럼 정의한다.

$$Z_p \triangleq \sum_{k=1}^M g_k Z_{pk}, \quad Z_q \triangleq \sum_{k=1}^M g_k Z_{qk},$$

$$Z_{pk} \triangleq Z_{pkx}^2 + Z_{pky}^2, \quad Z_{qk} \triangleq Z_{qkx}^2 + Z_{qky}^2,$$

$$Z_{pkx} \triangleq \left(\frac{x_{1k} + x_{2k}}{2} \right)^2, \quad Z_{pky} \triangleq \left(\frac{y_{1k} + y_{2k}}{2} \right)^2,$$

$$Z_{qkx} \triangleq \left(\frac{x_{1k} - x_{2k}}{2} \right)^2, \quad Z_{qky} \triangleq \left(\frac{y_{1k} - y_{2k}}{2} \right)^2$$

일반적으로 Z가 (18)식처럼 주어졌을 경우, P_e 는 다음과 같다[7].

$$P_e = \int_0^\infty P_{Z_q}(z_q) \int_{-\infty}^{z_q} P_{Z_p|Z_q}(z_p | z_q) dz_p dz_q \quad (21)$$

그러나, Z_p 와 Z_q 가 독립적일 때 (21)식은 다음처럼 간단히 주어진다.

$$P_e = \int_0^\infty P_{Z_q}(z_q) \int_{-\infty}^{z_q} P_{Z_p}(z_p) dz_p dz_q. \quad (22)$$

따라서, 평균비트오율을 구하기 위해 Z_p 와 Z_q 가 서로 독립인가를 확인해야 한다. Z_p 와 Z_q 가 독립인가를 확인하기 위해 각각의 확률밀도함수 $P_{Z_p}(z_p)$ 와 $P_{Z_q}(z_q)$ 를 구해야 하므로 먼저, w_{1kx} , w_{1ky} , w_{2kx} , w_{2ky} , I_{1kx} , I_{1ky} , I_{2kx} , I_{2ky} 간에 각각 상관(correlation)관계가 존재하는지의 여부를 확인해야 한다[8, 9, 10, 11].

각각의 상관관계를 정리하면 다음과 같다.

i) $w_{1kx}, w_{1ky}, w_{2kx}, w_{2ky}$ 각각은 zero-mean이고, 모든 랜덤변수들과 상호독립적이다.

ii) I_{1kx} 와 I_{2kx}, I_{1ky} 와 I_{2ky}, I_{1kx} 와 I_{1ky}, I_{1kx} 와 I_{2kx}, I_{1ky} 와 I_{2ky} 는 가정 ii)에 따라 서로 독립이다.

그리고, I_{1kx} 와 I_{1ky}, I_{2kx} 와 I_{2ky} 의 상관관계는 다음과 같다.

I_{1kx} 와 I_{1ky} 의 상관관계를 구하면, (8)식과 (16)식으로부터

$$\begin{aligned} E\{I_{1kx}I_{1ky}|\theta_j\} &= \frac{\alpha^2}{2T_b} T_c^2 \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-j)} \right]^2 \\ &\cdot \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} E\{c_{1i}c_{1j}\} \cos(i\pi p + \frac{\pi p}{2} - \theta_j) \\ &\quad \sin(i\pi p + \frac{\pi p}{2} + \theta_j) \\ &= \frac{\alpha^2 T_c^2}{2T_b} \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-j)} \right]^2 \\ &\quad \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \left(\frac{1}{2} \sin(i\pi p + \frac{\pi p}{2}) + \frac{1}{2} \sin(2\theta_j) \right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E\{I_{1kx}I_{1ky}\} &= \int_{-\pi}^{\pi} E\{I_{1kx}I_{1ky}|\theta_j\} f_{\theta_j}(\theta_j) d\theta_j \\ &= \frac{\alpha^2 T_c^2}{2T_b} \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi p}{2}\right)}{\frac{\pi p}{2} - \pi(k-j)} \right]^2 \frac{1 - \cos(N\pi p)}{4 \sin\left(\frac{\pi p}{2}\right)} \end{aligned} \tag{24}$$

그리고, I_{2kx} 와 I_{2ky} 의 상관관계도 다음처럼

$$E\{I_{1kx}I_{1ky}\} = E\{I_{2kx}I_{2ky}\} \tag{25}$$

이다. (24)식과 (25)식에서 I_{1kx} 와 $I_{1ky},$ 그리고 I_{2kx} 와 I_{2ky} 사이에 상관관계가 존재함을 알 수 있다. Z_p 와 Z_q 의 독립여부를 구하기 위해, $E\{Z_{pkx}Z_{qkx}|\theta_k\}, E\{Z_{pkx}I_{qky}|\theta_k\}, E\{Z_{pky}Z_{qkx}|\theta_k\}, E\{Z_{pky}I_{qky}|\theta_k\}$ 를 통해 각각의 상관관계를 구하면,

$$\begin{aligned} E\{Z_{pkx}Z_{qkx}|\theta_k\} &= E\left\{\left(\frac{x_{1k}+x_{2k}}{2}\right)\left(\frac{x_{1k}-x_{2k}}{2}\right)\middle|\theta_k\right\} \\ &= \frac{1}{4}(\text{Var}\{I_{1kx}|\theta_j\} + \text{Var}\{w_{1kx}|\theta_j\} \\ &\quad - \text{Var}\{I_{2kx}|\theta_j\} - \text{Var}\{w_{2kx}|\theta_j\}) = 0 \end{aligned} \tag{26}$$

이고,

$$\begin{aligned} E\{Z_{pkx}Z_{qky}|\theta_k\} &= E\left\{\left(\frac{x_{1k}+x_{2k}}{2}\right)\left(\frac{y_{1k}-y_{2k}}{2}\right)\middle|\theta_k\right\} \\ &= \frac{1}{4}(\text{E}\{I_{1k}I_{1k}|\theta_k\} - \text{E}\{I_{2k}I_{2k}|\theta_k\}) = 0 \end{aligned} \tag{27}$$

이다. 마찬가지로,

$$E\{Z_{pky}Z_{qkx}|\theta_k\} = E\{Z_{pky}I_{qky}|\theta_k\} = 0 \tag{28}$$

이다. 따라서 (18)식의 비트에러율 P_e 는 (22)식과 같다. P_e 를 구하기 위해 확률밀도함수 $P_{Z_p}(z_p)$ 와 $P_{Z_q}(z_q)$ 를 구해야 한다. 이때, $P_{Z_{pkx}}(z_{pkx})$ 와 $P_{Z_{pky}}(z_{pky})$ 는 평균이 0이고, 분산이 $\sigma_k^2 = \frac{\alpha^2 N_k}{2} + \frac{N_0}{4}$ 인 가우스 확률분포를 갖는다.

다음으로, (20)식의 Z_{qk} 의 확률밀도함수 $P_{Z_{qk}}(z_{qk})$ 를 구하기 위해 Z_{qkx} 와 Z_{qky} 의 상관계수 ρ_k 를 구해야 한다.

$$\begin{aligned} \rho_k &= \frac{E\{(Z_{pkx} - \overline{Z_{pkx}})(Z_{pky} - \overline{Z_{pky}})\}}{\sigma_{Z_{pkx}} \sigma_{Z_{pky}}} \\ &= \frac{1 - \cos(N\pi p)}{4N \sin\left(\frac{\pi p}{2}\right) \left(1 + \frac{N_0}{2\alpha^2 N_k}\right)} \end{aligned} \tag{29}$$

단, $\overline{Z_{qkx}} = E\{Z_{qkx}\}, \overline{Z_{qky}} = E\{Z_{qky}\}$

(29)식에서 E/N_0 가 10dB이고 $\frac{N_0}{2\alpha^2 N_k}$ 가 20dB일 때(단

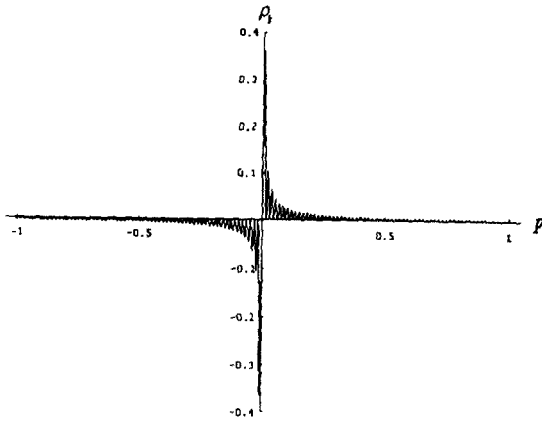
$E = M \times E_b$ 이고 E_b 는 비트당 에너지), $\frac{N_0}{2\alpha^2 N_k}$ 는 (10

$\log N - 30$)dB로써 무시될만큼 작으므로($\frac{N_0}{2\alpha^2 N_k}$ 가 커

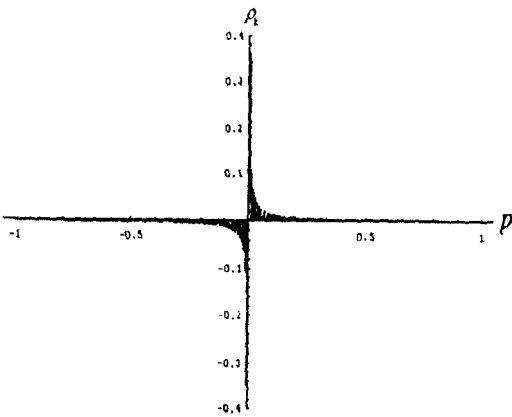
질수록 간섭계수는 작아짐),

$$\rho_k \approx \frac{1 - \cos(N\pi p)}{4N \sin\left(\frac{\pi p}{2}\right)} \tag{30}$$

이다. 다음 그림은 (30)식의 ρ_k 을 $N=127, N=255$ 에서 구한 것이다.



(a) N = 127



(b) N = 255

그림 4. 상관계수 ρ_k
Fig. 4 correlation coefficient ρ_k

그림을 보면 p의 범위가 [-1, 1]에서 ρ_k 가 0.01을 넘는 p의 범위가 약 0.1미만이므로 ρ_k 을 0으로 근사화 하여 Z_{qkx} 와 Z_{qky} 가 독립임을 가정할 수 있다[그림 5 참조]. 따라서, Z_{qk} 의 확률밀도 함수는

$$P_{Z_{qk}}(z_{qk}) = \frac{1}{2\sigma_k^2} \exp\left(-\frac{z_{qk}}{2\sigma_k^2}\right) \quad (31)$$

이다. (31)식의 Z_{qk} 에 최대비(maximal ratio) g_k 를 곱한 Z_{gqk} 는

$$Z_{gqk} \triangleq g_k Z_{qk} \quad (32)$$

로 정의되고, g_k 는

$$g_k = \frac{E_b T_b}{\sigma_k^2} \quad (33)$$

이다. 따라서 Z_{gqk} 의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$P_{Z_{gqk}}(z_{gqk}) = \frac{\sigma_k^2}{2E_b T_b} \exp\left(-\frac{\sigma_k^2}{2E_b T_b} z_{gqk}\right) \quad (34)$$

채널의 단일톤 간섭은 unintentional 간섭이라 가정하고, 간섭은 충분히 stationary하고, 그 전력을 M개의 각 경로에서 측정가능하다고 가정할 때, (34)식의 특성함수(characteristic function)는 다음과 같다.

$$\Psi_{Z_{gqk}}(v) = \frac{1}{1 - j \frac{2E_b T_b}{\sigma_k^2} v} \quad (35)$$

Z_{pkx} 와 Z_{pky} 의 상관계수 ρ_k 는 (29)식과 동일하다. 그러므로, Z_{pkx} 와 Z_{pky} 가 서로 독립관계로 가정할 때, Z_{pk} 의 확률밀도함수[4]는

$$P_{Z_{pk}}(z_{pk}) = \frac{1}{2\sigma_k^2} \exp\left(-\frac{z_{pk} + E_b}{2\sigma_k^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{\sqrt{E_b z_{pk}}}{\sigma_k^2}\right) \quad (36)$$

이다. 새로운 변수 Z_{gpk} 는 (32)식처럼

$$Z_{gpk} \triangleq g_k Z_{pk} \quad (37)$$

로 정의되고, Z_{gpk} 의 확률밀도함수는

$$P_{Z_{gpk}}(z_{gpk}) = \frac{\sigma_k^2}{2E_b T_b} \exp\left(-\frac{\sigma_k^2}{2E_b T_b} z_{gpk}\right) \exp\left(-\frac{E_b}{2\sigma_k^2}\right) I_0\left(\sqrt{\frac{z_{gpk}}{T_b}}\right) \quad (38)$$

이다. 그리고, Z_{gpk} 의 특성함수는

$$\Psi_{Z_{gpk}}(v) = \frac{1}{1 - j \frac{2E_b T_b}{\sigma_k^2} v} \exp\left(\frac{jE_b v}{1 - j \frac{2E_b T_b}{\sigma_k^2} v}\right) \quad (39)$$

이고, 판별식 Z의 특성함수는 (19)식과 (35), (39)식을 이용하여

$$\Psi_Z(v) = \prod_{k=1}^M \frac{1}{1 + 4v^2 \left(\frac{4E_b^2 T_b^2}{\sigma_k^4} \right)} \exp \left(\frac{jvE_b}{1 - j2v \frac{2E_b T_b}{\sigma_k^2}} \right) e^{-jzv} \quad (40)$$

로 유도될 수 있다. 비트에러율 (21)식은 다음과 같다.

$$P_e = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_Z(v) dv dz \quad (41)$$

(41)식의 우변은 수치해석으로 결과를 얻을 수 있다.

C. Suboptimal Ratio 결합기술의 성능분석

MR 결합기술은 주파수 다이버시티 채널[9]에서 Schwartz 부등식을 만족시키므로 최상의 성능을 갖는다. 본 논문에서 제안한 다단반송파 DPSK 시스템의 위상비교기에서 판별식은 이전신호와 현재신호의 곱으로 주어지므로 판별식의 확률밀도함수를 구하기는 대단히 어렵다. 앞서 판별식의 확률밀도함수를 구하기 위해 noncentral chi-square 확률변수와 central chi-square 확률변수의 차인 판별식의 특성함수를 구하였다.

여기서 이론적으로 분석이 가능하면서 동시에 MR 결합기술[10]을 사용한 다단반송파 시스템의 비트오율곡선을 매우 밀접(tight)해 있으며 균일(uniform)하게 쫓아가는 (그림 6, 7) suboptimal ratio 결합기술에 대해 시스템의 성능을 분석하므로써 MR 결합기술을 사용한 다단반송파 시스템의 주요 파라미터들을 최적화하는 것이 가능하다. 그러므로, 원하는 시스템의 비트에러율을 수치해석이나 모의실험없이 보다 쉽게 구할 수 있고, MR 결합기술과 성능의 차이가 거의 없으므로 MR 결합기술의 low bound로서 비트에러율을 구할 수 있다.

(33)식의 g_k 를 다음과 같이

$$g_k' \triangleq \frac{1}{\sigma_k^2} \quad (42)$$

새로 정의하고, Z_{gqk}' 와 Z_{gpk}' 를 다음과 같이 정의한다.

$$Z_{gqk}' \triangleq g_k' Z_{qk}, \quad Z_{gpk}' \triangleq g_k' Z_{pk} \quad (43)$$

이때, (33)식과 (38)식의 확률밀도함수는 간단하게 다음과 같이 얻어진다[11].

$$P_{Z_{gqk}'}(z_{gqk}') = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{z_{gqk}'}{2} \right)$$

$$P_{Z_{gpk}'}(z_{gpk}') = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{1}{2} z_{gpk}' \right) \exp \left(-\frac{E_b}{2\sigma_k^2} I_0 \left(\sqrt{\frac{E_b}{\sigma_k^2}} z_{gpk}' \right) \right) \quad (44)$$

따라서 판별식 Z' 은

$$Z' = \sum_{k=1}^M (Z_{gpk}' - Z_{gqk}') \quad (45)$$

이고, 판별식 Z' 의 특성함수는 다음과 같다.

$$\Psi_Z(v) = \prod_{k=1}^M \frac{1}{1 + 4v^2} \exp \left(\frac{jE_b v}{1 - j2v} \right) \quad (46)$$

이 시스템의 평균비트오율은

$$P_e = \int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_Z(v) e^{-jvz'} dv dz'$$

$$= \frac{1}{2^M} \exp \left(-\frac{a^2}{4} \right) \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{2^k} L_k^{M-1} \left(-\frac{a^2}{2} \right).$$

$$\text{단, } a^2 = \sum_{k=1}^M \frac{E_b}{\sigma_k^2}.$$

$$L_k^{M-1} \left(-\frac{a^2}{2} \right) = \sum_{m=0}^k (-1)^m \binom{k+M-1}{k-m} \frac{\left(-\frac{a^2}{2} \right)^m}{m!}.$$

IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

그림 4에서 단일톤간섭의 중심의 위치 p 가 0에 근접할수록 상관계수 ρ_k 값은 주기적으로 커지고, p 가 1과 -1에 근접할수록 ρ_k 값은 주기적으로 0에 수렴한다. $N = 127, 251$ 에서 최대 ρ_k 값은 0에 근접한 위치에서 얻어졌다. $N = 127$ 이고, 단일반송파일 때, $p = 0.0059$ 에서 최대 ρ_k 값 0.362를 얻었다. 그림 5는 AWGN 채널에서 상관계수 ρ_k 가 0일때와, 최대값 0.362일 때의 DPSK 시스템의 성능을 시뮬레이션으로 상호 비교한 것이다.

그림 6은 단일톤 간섭 대 신호비 ISR에 따른 단일 반송파와 4단반송파의 비트에러율을 시뮬레이션으로

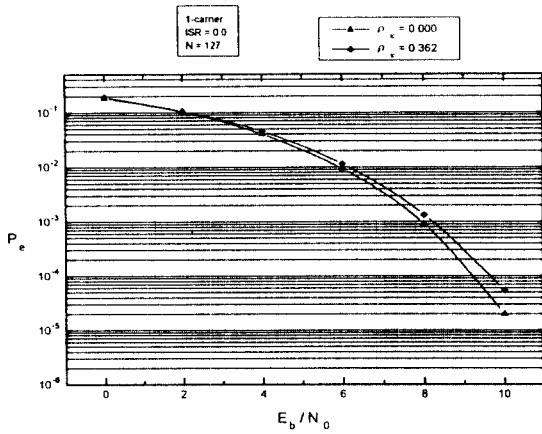


그림 5. AWGN 채널에서 상관계수 ρ_k 에 따른 성능비교
Fig. 5 Comparison of BER performance with varying ρ_k in the AWGN channel

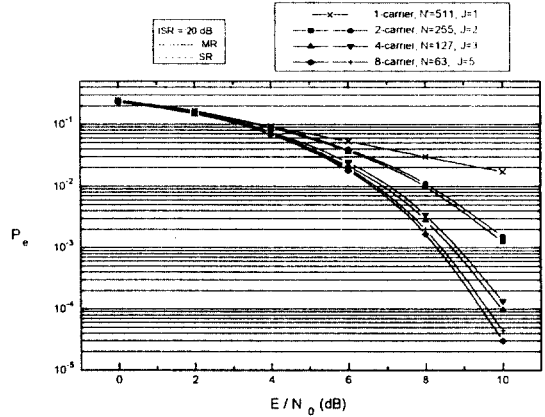


그림 7. E/N_0 에 따른 단일반송파와 다단반송파(2, 4, 8단) 시스템의 성능비교
Fig. 7 Comparison of BER performance vs. E/N_0 between 1-carrier and multicarrier(2, 4, 8-carrier) system

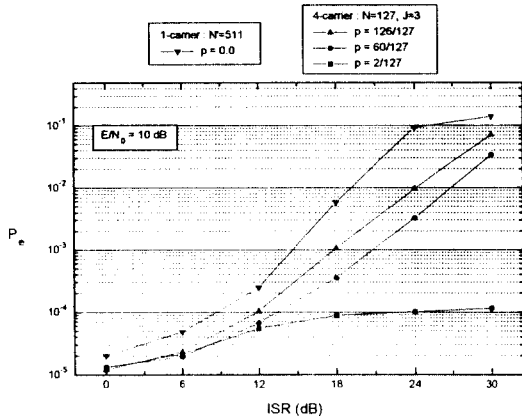


그림 6. ISR에 따른 단일반송파와 4단반송파 시스템의 성능비교
Fig. 6 Comparison of BER performance vs. ISR between 1-carrier and 4-carrier system

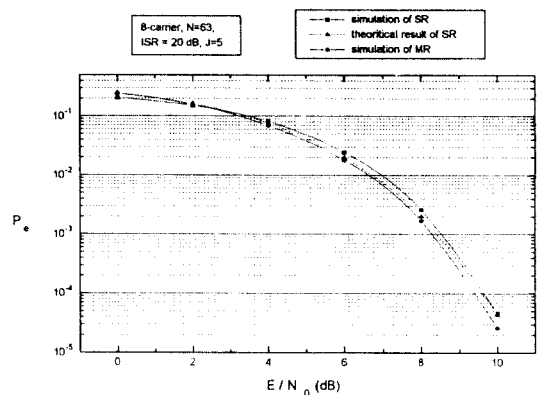


그림 8. E/N_0 에 따른 8단반송파 시스템의 성능비교
Fig. 8 Comparison of BER performance vs. E/N_0 between 8-carrier systems.

상호비교한 것이다. 여기서 ISR은 $(\alpha^2/2)/(MA^2/2)$ 이다(단, $A^2T_b/2 = E_b$). 그리고 E/N_0 이 10dB일 때 P_e 를 시뮬레이션으로 구했다. $E = ME_b$ 로서 다단반송파의 한 단의 송신전력은 단일반송파 송신 전력의 $1/M$ 과 같다. 또한 단일반송파의 확산이득 N' 은 다단반송파의 전체 확산이득 즉, $N' = M * N$ (N = 다단반송파의 한 단의 확산이득)이다. 4단반송파에서 단일톤간섭의 위치 $J = 3$ 이고, $p = 2/127$, $p = 60/127$, $p = 126/127$ 로

정하였다. ISR이 0dB에서 6dB씩 30dB까지 증가할 때 단일반송파는 급격히 성능이 악화되나, 4단반송파 시스템은 완만하게 악화되었다.

그림 7은 ISR이 20dB로 고정되어 있는 경우 E/N_0 에 따라 단일반송파와 다단반송파 시스템의 비트오율 성능을 시뮬레이션으로 상호 비교한 것이다. 그림 6에서와 마찬가지로 단일반송파와 다단반송파의 총 대역폭은 동일하다. 접선은 suboptimal ratio 결합기술의 이론값이다. 단의 갯수가 많아질수록 성능이 향상됨을 알 수 있다.

그림 8에서 ISR이 20dB로 고정되어 있는 경우 E/N₀에 따라 8단 다단반송파 시스템의 성능을 시뮬레이션으로 MR 결합기술(—●—)과 suboptimal ratio 결합기술(—▲—)의 이론값과 suboptimal ratio 결합기술의 시뮬레이션값(—■—)을 상호비교하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 다단반송파 noncoherent DPSK 직접 시퀀스 대역확산방식을 사용하여 실제 이동통신 채널의 단일톤 간섭제거에 관한 성능분석을 하였다. 기존의 대역확산방식에서는 단일톤 간섭을 제거하기 위해 너치필터를 사용했으나, 본 논문에서는 다단반송파 시스템으로 너치필터없이 통신에 필요한 성능을 유지함을 보였다. 그리고, 이론적으로 비트오율을 구할 수 있는 새로이 제안한 SR 결합기술을 사용하여 MR 결합기술을 사용한 다단반송파 시스템의 여러 파라메타들의 최적화를 가능하도록 하였다. 또한, 이동통신 채널에서 현실적으로 완벽한 구현이 어려운 PLL루프가 필요없는 noncoherent 방식을 사용하여 보다 현실적인 수신방식을 채택하였다.

참 고 문 헌

1. R. L. Pickholts, D. L. Schilling, L. B. Milstein, "Theory Spread-Spectrum Communication," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-30, pp. 855-884, May 1982.
2. R. E. Ziemer, R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, New York: Mcmillan, 1985.
3. S. Kondo, L. B. Milstein, "On the Use of Multi-carrier Direct Sequence Spread Spectrum Systems," *IEEE MILCOM 1993*, pp. 52-56.
4. J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 1983.
5. Simon Haykin, *Communication Systems*, New York: John Wiley & Sons, 1983.
6. M. Schwartz, W. R. Bennet, and S. Stein, *Communication System and Techniques*, New York:

McGraw-Hill, 1966.

7. Anthony D. Whalen, *Detection of Signals in Noise*, New York: Academic Press, 1971.
8. A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Process*, New York: McGraw-Hill, 1991.
9. George L. Turin, "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio," *Proc. IEEE*, vol. 68, pp. 328-353, March 1980.
10. L. B. Milstein, "Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communications," *Proc. IEEE*, vol. 76, pp. 657-671, Jun. 1988.
11. I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, New York: Academic Press, 1980.
12. 엄종선, 다단반송파 DS/DPSK 방식을 이용한 단일톤 간섭제거에 관한 연구, 석사학위 논문, 서울시립대학교, 전자공학과, 1995.



엄 종 선(Jong Sun Eum) 정회원
 1994년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 학사
 1996년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 석사
 1996년 2월~현재: 한국국방연구원 전자통신무기연구실 연구원

※주관심분야: 디지털 이동통신, 셀룰라 CDMA 시스템, 위성통신 시스템

김 동 인(Dong In Kim)
 제21권 제8호 참조

정회원