

## 개선된 초분해능 지연프로파일 분석

正會員 金鍾昊\*, 咸泳權\*

### Analysis of advanced Superresolution Delay profiles

Jong Ho Kim\*, Young Kwon Hahm\* Regular Members

#### 要 約

일반적인 PN 상관방법은 지연프로파일을 측정하는데 중요하게 사용되지만 지연시간의 분해능이 PN 시퀀스의 칩간격에 제한되는 결점이 있다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해 초분해능 PN 상관방법(Superresolution PN correlation Method)이 제안되어 일반적인 PN 상관방법에 의해 측정되는 지연프로파일의 시간 분해능을 향상시켰지만 이 방법은 높은 SNR이 요구된다. 따라서 매우 낮은 SNR에서도 사용할 수 있는 개선된 초분해능 PN 상관방법을 제안하고 그것의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

#### ABSTRACT

The conventional PN correlation method is important for measuring delay profiles but it has drawback that the delay-time resolution is limited only to the chip interval of the PN sequence. A SPM(Superresolution PN correlation Method) has been proposed to improve the time resolution of delay profiles measured by the conventional PN correlation method but it requires high signal to noise ratio(SNR). In this paper, we introduce an advanced SPM which can be used in the condition of very low SNR and investigate its performance by computer simulation.

---

\* 한국전자통신연구소 전파신호처리연구실  
論文番號 : 95090-0228  
接受日字 : 1995年 2月 28日

### 1. 서 론

이동통신 환경에서 다중반사파에 의한 지연프로파일을 측정하는 방법으로는 짧은 RF 펄스를 이용하여 임펄스 응답을 측정하는 방법과 대역확산된 PN 코드의 상관특성을 이용하는 측정 방법이 있으며 근래에 들어서는 CW 주파수를 스캔하여 그때에 얻어지는 채널전달함수를 이용하는 방법이 있다<sup>[1], [2], [3], [4], [5]</sup>. 이 중에서도 대역 확산된 PN 코드의 상관특성을 이용하는 방법은 동일한 코드를 사용하지 않는 한 같은 주파수를 사용하는 다른 무선시스템에 의한 장애에 충분한 내성을 가지며 송신에 필요한 전력밀도가 다른 방법들에 비해서 훨씬 낮아 다른 무선시스템에 장애를 주지 않으므로 일반적으로 널리 쓰이는 방법이다. 그러나 삼각형의 모양을 가지는 PN 코드의 자기상관함수는 시간축에서 PN 코드 시퀀스 칩 간격의 2배에 걸쳐서 놓여있게 되므로 지연프로파일의 시간축에서 지연신호를 구분할 수 있는 분해능이 PN 코드 시퀀스의 칩간격에 의해 제한된다. 즉 10ns의 분해능을 얻기 위해서는 100Mchips/sec 이상이 필요하며 이 경우에 시스템이 더욱 복잡해지고 소모비용도 급격히 늘어난다. 따라서 기존의 시스템을 그대로 이용하여 분해능을 향상시키기 위한 연구가 있어왔고 그 결과로 입사 신호의 방향을 탐지하는데 사용된 MUSIC(Multiple Signal Classification and Identification) 알고리즘에서와 마찬가지로 고유치분해(eigen-decomposition)를 이용한 SPM(Superresolution PN Correlation Method)이 제시되었으며 이것은 칩간격보다 작은 지연시간을 가지는 지연신호들의 분해가 가능하게 되었다<sup>[6], [7], [8]</sup>. 그러나 이 방법은 SNR이 충분히 클 경우에만 해당되는 단점이 있다. 즉 SNR이 작으면 일반적인 PN 상관방법에 의해 얻어지는 분해능과 거의 같아지지 않는다. 따라서 낮은 SNR에서도 분해가능한 개선된 SPM 방식을 제안하고 시뮬레이션을 통해 입증하였다.

### 2. PN 상관방법에 의한 지연프로파일

임의의 RF 신호  $u(t)$ 가 다중경로 전송채널을 통과하여, 수신된 신호를  $y(t)$ 라하고 채널의 임펄스 응답을  $h(t)$ 라 하면 다음의 (1)식으로 된다.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)u(t-\tau)d\tau \dots\dots\dots(1)$$

여기서 M개의 이산적인 다중파가 존재하면

$$h(t) = \sum_{i=1}^M h_i\delta(t-T_i) \dots\dots\dots(2)$$

가 되며  $T_i$ 와  $h_i$ 는 i 번째 경로의 지연시간과 크기를 뜻한다. 송신신호를  $Re\{x(t)e^{j\omega t}\}$ 로 하고 여기서  $x(t)$ 를 기저대역의 변조신호,  $\omega$ 를 캐리어의 각주파수라고 할 경우 기저대역에서 수신되는 신호는

$$v(t) = \sum_{i=1}^M h_i x(t-T_i)e^{-j\omega T_i} + \nu(t) \dots\dots\dots(3)$$

가 되고 이 식에서  $\nu(t)$ 는 zero mean을 갖는 random noise이며 송신신호와 무관하다. 상관을 T시간 동안 취하면 복소수로 표현되는 지연프로파일  $z(\tau)$ 는

$$z(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t-\tau)v(t)dt \dots\dots\dots(4)$$

로 되고  $|z(\tau)|^2$ 가 전력지연프로파일이 된다. (3)식을 (4)식에 대입하면

$$z(\tau) = \sum_{i=1}^M h_i e^{-j\omega T_i} r(\tau-T_i) + n(\tau) \dots\dots\dots(5)$$

가 되고  $r(\tau)$ 는 송신 PN 시퀀스의 자기상관함수로서 다음식으로 주어진다.

$$r(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t-\tau)x(t)dt \dots\dots\dots(6)$$

또한 잡음성분  $n(\tau)$ 는

$$n(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t-\tau)\nu(t)dt \dots\dots\dots(7)$$

로 표현된다. 자기상관함수는 정확하게 표현하면 델타함수가 아니라 밀면의 길이가 칩간격  $T_c$ 의 두 배로 확산된 삼각함수이다. 따라서 칩간격  $T_c$ 보다 작은 지연을 갖는 다중반사파들은 시간축에서 서로 중첩되어 나타나므로 분해할 수 없다. 다음의 그림 1은 일반적인 PN 상관방법에 의하여 표 1에서 정의된 신호들이 수신될 때 나타나는 정규화된 전력지연프로파일을 보여주는 것으로 가로축은 지연시간을 칩간격으로 나타낸 것이고 세로축은 수신된 전력의 정규화된 크기이고 윗부분의 화살표는 신호의 실제 지연시간을 나타낸다. 첫 번째 신호와 두 번째 신호의 지연시간 차이는  $0.5T_c$ 로써 칩간격보다 작고 세 번째 신호는 두 번째 신호와  $1.5T_c$ 의 차이가 있다. 그림 1에서 보여주는 것처럼 두 번째 신호는 원래의 지연시간에 있지 않고 마치  $2.5T_c$ 에서 지연이 발생

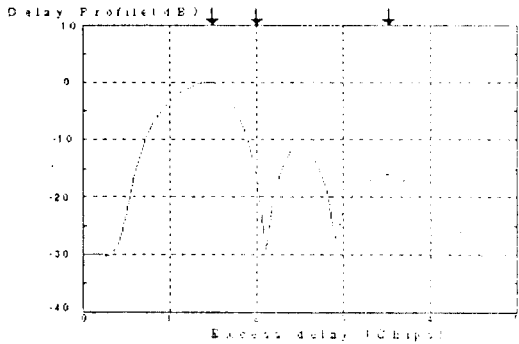


그림 1. 전력지연프로파일.  
Fig. 1. Power delay profile.

표 1. 채널 모델.  
Table 1. Channel model.

Path Number	Delay Time( $T_c$ )	SNR(dB)	Relative Phase
1	1.5	30	0°
2	2.0	23	180°
3	3.5	10	0°

한 것처럼 보인다. 물론 첫 번째 신호와 세 번째 신호는 실제 지연시간에서 나타남을 알 수 있다.

만약에 칩률을 20Mchips/sec로 할 경우,  $T_c$ 는 50ns가 되며 표 1의 지연시간은 각각 75ns, 100ns, 175ns가 되므로 그림 1의 한 칩내에서 발생하는 지연 신호에 의한 신호의 왜곡문제를 해결하기 위해서는 지연 시간의 분해능을 좋게하면 되며 그럴경우 일반적인 PN 상관방법으로 해결할 때는  $T_c$ 가 25ns가 되도록 칩률을 40Mchips/sec로 증가시키면 된다. 그러나 칩률을 두 배로 증가시키면 전체적인 시스템의 구성은 점점 더 어렵고 복잡해진다. 표 1에서  $i$  번째 신호의 SNR는  $h_i^2 / \sigma_n^2$ 로 정의되며 여기서  $\sigma_n^2$ 는  $n(\tau)$ 의 분산이며  $h_i$ 는  $i$  번째 신호의 크기이다.

### 3. SPM에 의한 지연프로파일<sup>(7)</sup>

#### 3.1 기존의 SPM

SPM은 일종의 신호처리방법으로 지연프로파일  $z(\tau)$ 를 샘플링하여 얻은 데이터 벡터  $\mathbf{z} = (z(\tau_1), z(\tau_2), \dots, z(\tau_k))'$ 를 이용한다. 지연프로파일  $z(\tau)$ 는 측정을 통해서 얻어지지만 여기서는 앞의 (5)식으로부터 시뮬레이션을 통해 구할 수 있고 그림 1이 시뮬레이션 결과이다. 샘플링 간격을 칩간격  $T_c$ 보다 훨씬 작게 취하면 (5)식으로부터

$$\mathbf{z} = \sum_{i=1}^M h_i e^{-j\omega T_i} \mathbf{r}(T_i) + \mathbf{n} \dots \dots \dots (8)$$

가 구해지고 여기서  $\mathbf{r}(\tau)$ 는 모드벡터로  $\mathbf{r}(\tau) = (r(\tau_1 - \tau),$

$r(\tau_2 - \tau), \dots, r(\tau_k - \tau))'$ 로 정의되며 잡음에 관련된 벡터  $\mathbf{n}$ 는  $\mathbf{n} = (n(\tau_1), n(\tau_2), \dots, n(\tau_k))'$ 로 정의되며 각각의 경우에서  $t$ 는 전치행렬을 나타낸다. 데이터 벡터  $\mathbf{z}$ 의 상관행렬  $\mathbf{R}$ 의 표현은

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{z} \mathbf{z}^*] \\ &= \sum_{i,j} h_i h_j^* e^{j\omega(T_i - T_j)} \mathbf{r}(T_i) \mathbf{r}(T_j)^* + E[\mathbf{n} \mathbf{n}^*] \dots (9) \end{aligned}$$

가 된다. 여기서  $+$ 는 Hermitian transpose를,  $*$ 는 complex conjugate를 나타내고  $E(\ )$ 는 기대치를 뜻한다. 또한 (9)식의 잡음성분 상관행렬  $E(\mathbf{n} \mathbf{n}^*)$ 의 표현은 다음과 같다.

$$E(\mathbf{n} \mathbf{n}^*) = \sigma_n^2 \mathbf{R}_0 \dots \dots \dots (10)$$

위의 식에서  $\mathbf{R}_0$ 는  $k$ 번째 요소가  $r(\tau_k - \tau_i)$ 이 되는 대칭행렬을 뜻한다. 그러나 (7)식으로부터 주어진 잡음  $n(\tau)$ 는  $\nu(\tau)$ 가 백색잡음이라해도 상관함수시간  $T_c$ 에 의하여 제한되어 백색잡음이 될 수 없으므로  $\mathbf{R}_0$ 는 항등행렬이 아니다. MUSIC<sup>(6)</sup>과 마찬가지로 SPM 알고리즘도 상관행렬  $\mathbf{R}$ 의 고유치 분해에 의해 고유벡터(eigenvector)와 고유치(eigenvalue)를 이용하여 구해지지만 그러나 여기에서도 각기 다른 경로를 거쳐 수신되는 신호들 사이에 존재하는 원래의 coherence 때문에 잡음성분이 제거된 신호 상관행렬  $\mathbf{R} - \sigma_n^2 \mathbf{R}_0$ 의 랭크는 항상 1이 되므로  $\mathbf{R}$ 로부터 직접 고유치 분해를 할 수 없으므로 반송주파수를 변화시켜가면서 얻어지는 상관행렬의 평균을 취하여 해결한다. 즉

$$\overline{R_{avg}} = \sum_{i,j} h_i h_j^* e^{j\omega_i \Delta T} \frac{\sin(\frac{\Delta\omega}{2}(T_i - T_j))}{\frac{\Delta\omega}{2}(T_i - T_j)} r(T_i) r(T_j)^H + \sigma_n^2 R_0 \dots \dots \dots (11)$$

가 되고 여기서  $\Delta\omega$ 는 반송주파수의 변화폭을 뜻하며 실제로 주파수 평균은 지연프로파일  $z(\omega_l)$ 을 각각의 주파수  $\omega_l(l=1, 2, \dots, L)$ 에서 샘플링하여 평균하여 얻을 수 있다. 따라서 (11)식을 일반적으로 표현하면

$$\overline{R_{avg}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L z(\omega_l) z(\omega_l)^H \dots \dots \dots (12)$$

가 되며 반송주파수의 수  $L$ 이 신호의 갯수  $M$ 과 비교하여 같거나 더 클 경우  $(R - \sigma_n^2 R_0)$ 의 랭크는 신호의 갯수와 같은  $M$ 이 된다.  $R_0$ 가 항등행렬이 아니므로 일반화된 고유치 방정식은 고유치를  $\lambda_i$ 라 하고 고유벡터를  $e_i$ 라 하면

$$\overline{R_{avg}} e_i = \lambda_i R_0 e_i \quad (i = 1, 2, \dots, K) \dots \dots \dots (13)$$

가 된다. 여기서  $\overline{R_{avg}}$ 는 신호 고유벡터(signal eigenvector)가 확장(span)하는 공간인 신호 부공간(signal subspace)과 잡음 고유벡터(noise eigenvector)가 확장하는 공간인 잡음 부공간(noise subspace)으로 구성되며 신호 고유벡터의 집합은 모드벡터  $r(\tau)$ 의 컬럼 공간(column space)과 같은 공간을 확장하고 잡음 부공간(noise subspace)은  $r(\tau)$ 의 각 컬럼에 수직한 특성을 가진다. 따라서 SNR가 충분히 크면  $M$ 개의 일반화된 고유치들은  $\sigma_n^2$ 에 비교해서 매우 크고 나머지  $K-M$ 개의 고유치들은  $\sigma_n^2$ 와 비슷하거나 0이 된다. 그리하여  $M$ 이 구해지면 초분해능의 지연프로파일  $S(\tau)$ 는 잡음 부공간에 있는 잡음 고유벡터와 모드벡터  $r(\tau)$ 의 내적은 0이 되는 사실을 이용하여 다음의 (14)식으로 구한다.

$$S(\tau) := \frac{r(\tau)^H R_0^{-1} r(\tau)}{\sum_{i=1}^{K-M} |r(\tau)^H e_i|^2} \dots \dots \dots (14)$$

그러나 (14)식에서 잡음에 관련된 행렬  $R_0$ 는 지연프로파일 데이터를 시뮬레이션에 의해 구할 때만 알 수 있고 실제 상황에서는 알 수 없으므로 (14)식의 분자는 1로

대치한다.

이 경우에 (14)식의 실제 크기는 의미가 없어지지만 SNR이 크면  $S(\tau)$ 는 지연시간에 상응하는  $M$ 개의 날카로운 첨두를 해당 지연시간에서 만들어내므로 지연신호의 존재여부를 알 수 있다.

### 3.2 개선된 SPM

각 지연신호의 SNR이 크면 한 칩내에서 발생하는 지연신호에 대해서는 SPM에 의하여 충분히 분해할 수 있지만 SNR이 낮을 경우에는 분해능이 떨어져서 한 칩내의 지연신호를 분리하지 못할 때가 발생한다. 따라서 이 문제를 해결하기 위해 앞의 (13)식에서 구한 고유치들을 살펴보면, 신호의 갯수( $M$ )에 해당되는 수 만큼의 고유치들은 잡음의 분산과 비교해서 월등히 크고 (12)식에 의한 행렬의 랭크에서 신호의 갯수를 제외한 수( $K-M$ )만큼의 고유치들은 잡음의 분산과 비교해서 비슷하거나 거의 0에 가깝다. 다음의 그림 2는 표 1의 신호들을 이용한 그림 1의 지연프로파일을 고유치 분해한 후 고유치들의 상대적인 크기를 나타낸 것이다. 가로축은 고유치의 일련번호이며 세로축은 각각의 고유치에 해당되는 크기를 뜻한다. 그림 2에서 SNR이 충분히 컸으면 처음의 A부분은 신호의 갯수에 해당되므로 세 개만 있었을 것이고 SPM 방법은 A의 네 번째부터 B, C의 모든 고유치들에 해당되는 고유벡터를 사용하였을 것이다. 그러나 그림에서 보듯이 SNR이 불충분하여 A의 네 번째 고유치는 마치 신호에 해당되는 것처럼 B의 잡음에 해당되는 것보다 월등히 크다. 따라서 A의 네 번째 B에 의해 모드벡터와의 내적이 0이 되지 않아서 (14)식을 적용할 경우 정확한 지연시간을 알기가 어렵다. 그러나 C부분에 해당되는 고유벡터만을 이용하여 (14)식을 적용하면 SNR에 관계없이 각 지연시간에 해당되는 곳에서 첨두를 발생시킨다. 다음의 그림 3은 앞의 경우에서 잡음을 제거한 순수한 신호만을 이용했을 경우의 고유치를 나타낸 것으로 A부분은 정확하게 신호의 갯수와 일치하며 A와 C는 매우 큰 차이가 있음을 알 수 있다. 또한 그림 2와 그림 3의 C부분을 살펴보면 실제로는 0에 해당되는 것으로 컴퓨터 계산상의 오차를 나타낸다. 따라서 개선된 SPM 방법은 그림 2의 C부분만을 이용하는 것으로 이것은 잡음이 전혀 없는 경우와 같아서 SNR에 무관하며 단지 고유치의 수에만 차이가 있음을 알 수 있다.

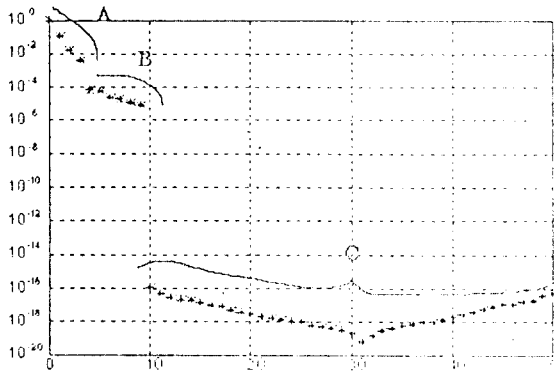


그림 2. 고유치의 크기(잡음포함).  
Fig. 2. Magnitude of eigenvalues(with noise)

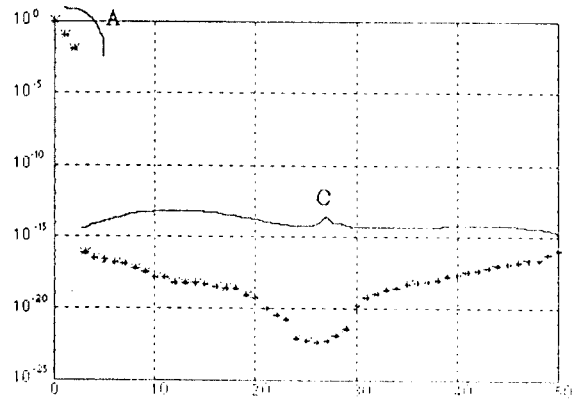


그림 3. 고유치의 크기(잡음제거).  
Fig. 3. Magnitude of eigenvalues. (without noise).

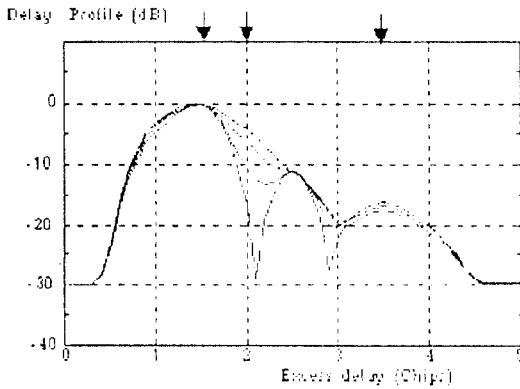


그림 4. 반송주파수변화에 따른 전력지연프로파일.  
Fig. 4. Power delay profile at 7 different carrier frequency.

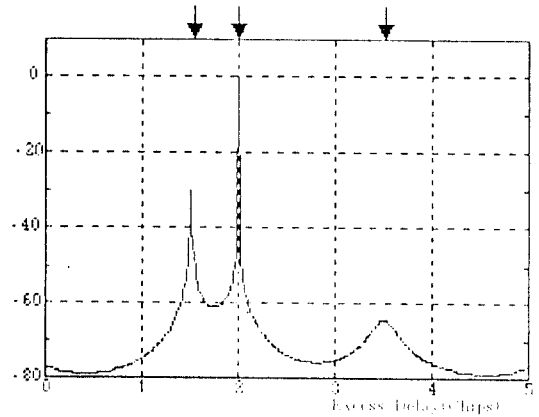


그림 5. SPM에 의한 지연신호의 검출.  
Fig. 5. Detection of delay signal by SPM.

#### 4. 컴퓨터 시뮬레이션

SPM의 성능을 검증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션1은 일반적인 PN 상관방식에 의하여 분리하지 못한 한 칩내의 지연신호를 SPM에 의하여 분리가 가능함을 보여주는 것이며 시뮬레이션2에서는 SPM의 지연시간분해능을 알아보기 위한 것이며 마지막으로 새로 제안한 방법에 의해 개선된 SPM의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 사용된 PN 코드는 10-단 m-시퀀스이며 수신된 신호에는 백색잡음이 첨가되었다.

##### 4.1 시뮬레이션1

시뮬레이션의 조건은 다음과 같고 그 외의 조건은 표

1과 같다.

반송주파수의 수 :  $L=7$

주파수 범위 :  $(\omega_0 - 0.8 \times T_c^{-1}) \sim (\omega_0 + 0.8 \times T_c^{-1})$ , 등간격  
샘플링 간격 :  $\Delta\tau = 0.1T_c$

대역폭(B) :  $BT_c = 1.325 (\sigma = 0.1T_c)$

반송주파수가 다르면 지연프로파일의 모양도 달라져서  $L=7$ 일때 그림 4의 지연프로파일의 수는 7개가 되어야 하나  $\omega_0$ 를 중심으로 좌우로 똑같이 떨어진 주파수에 의한 지연프로파일 결과는 동일하게 나타나므로 위의 그림 4에서는  $L=7$ 이지만 지연프로파일의 수는 4개만 보인다.

앞의 그림 4는 첫 번째 신호와 두 번째 신호를 구분하지 못하였지만 그림 5에 있는 SPM 방법에 의한 결과는 명확하게 구분하고 있다. 이 그림에서 세로축은

(14)식의 분자를 1로 대체하여 구한  $S(\tau)$ 를 dB로 환산하여 가장 큰 값에 정규화시킨 크기를 나타내며 각 신호들 사이에 크기 차이는 의미가 없고 단지 정확한 지연시간(화살표)에 침두를 보이는 것으로 의미를 가진다. 또한 처음 두 신호의 SNR(30dB, 23dB)은 지연시간차  $0.5 T_c$ 를 분리하기에 충분함을 알 수 있다.

4.2 시뮬레이션2

두 경로의 지연시간분해능을 시험하기 위해 각각의 SNR는 같고 경로차가 (a)  $0.5 T_c$ , (b)  $0.3 T_c$ , (c)  $0.2 T_c$ , (d)  $0.15 T_c$ 인 지연신호에 대해 SPM을 실시하였다. 시뮬레이션 조건은 다음과 같고 나머지는 시뮬레이션1과 동일하다.

반송주파수의 수 :  $L=3$

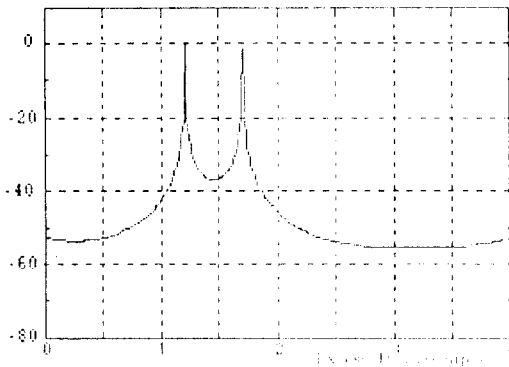
주파수 범위 :  $(\omega_0 - 4.19 \times T_c^{-1}) \sim (\omega_0 + 4.19 \times T_c^{-1})$ , 등간격

샘플링 간격 :  $\Delta\tau = 0.1 T_c$

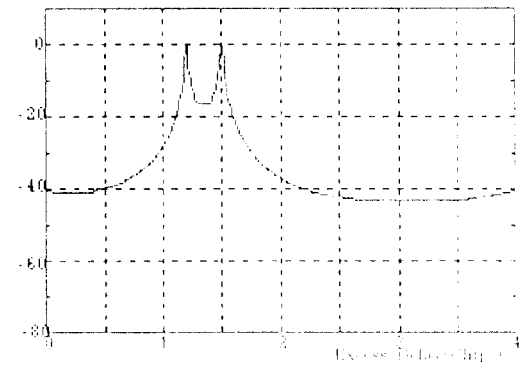
대역폭(B) :  $BT_c = 0.7(\sigma=0.19T_c)$

그림 6의 (a), (b), (c)는 각각  $0.5 T_c$ ,  $0.3 T_c$ ,  $0.2 T_c$ 의 지연시간 차에 대한 SPM 결과이며 앞에서와 마찬가지로 가로축은 지연시간을 칩간격으로 나타낸 것이며 세로축은 그림 5의 세로축과 같다. 그림 6으로부터 SNR이 30dB일때 지연신호의 차이가  $0.3 T_c$ 까지는 SPM에 의하여 분해할 수 있지만 그보다 작은  $0.2 T_c$  이하에 대해서는 SPM에 의해서도 분해할 수 없음을 알 수 있다. 즉  $0.2 T_c$  이하를 분리하려면 SNR이 30dB보다 훨씬 커야한다. 물론 일반적인 PN 상관방법에 의한 한 칩내에 존재하는 지연신호의 분해는 SNR에 관계없이 불가능하다.

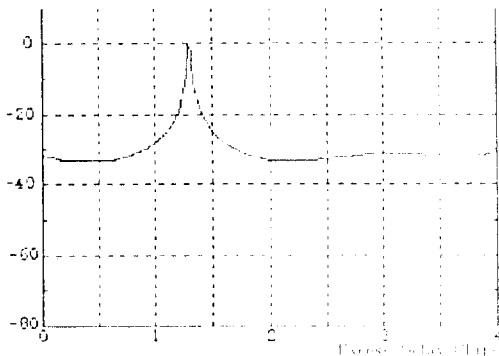
그림 7은 그림 6보다 SNR만 10dB 커진 40dB이고 (a), (b), (c)에 대해서는 앞의 그림 6과 같고 (d)는  $0.15 T_c$ 에 대한 SPM 결과이다. 이경우  $0.2 T_c$ 까지 분해할 수 있고 그보다 작은  $0.15 T_c$ 는 분리하지 못하



(a)



(b)



(c)

그림 6. 지연신호의 검출(SNR=30dB).  
Fig. 6. Detection of delay signal(SNR=30dB).

였다. 즉 SNR 40dB는 0.2  $T_c$ 까지는 충분하지만 더 좁은 지연신호를 분리하기에는 작음을 뜻한다. 그림 6의 (b)는 지연신호의 검출이 매우 불안정하여 각각 독립적으로 네번 실행했을 경우 SPM의 결과가 그때마다 약간씩 다르게 나타나서 다음의 그림 8처럼 각 지연신호의 침두가 좌우로 약간씩 움직이거나 불명확한 침두를 보여주며 또한 침두지역을 제외한 곳에서는 변화가 크다. 이것은 경로차 0.3  $T_c$ 에 대하여 SNR=30dB가 작지는 않지만 불충분하기때문으로 여겨지며 침두지역 이외의 곳에서 변화가 큰 이유는 교유치가 각 실행마다 다르게 나타나기 때문이다.

4.3 개선된 SPM에 의한 시뮬레이션

앞의 그림 6이나 그림 7에서 지연신호의 차이가 작아질 수록 SNR이 커져야 SPM에 의해 그 차이를 분해할 수가 있었다. 그러나 실제 전파환경에서 SNR을 크게 하는것은 기술적으로 한정되어 있고 비용의 소비도 크다. 따라서 약간의 조작만으로 SNR에 관계없이 지연신호를 분해할 수 있는 개선된 SPM을 제안하였고 시뮬레이션 결과를 다음의 그림 9에 나타내었다. 그림 9는 각기 다른 SNR에 대하여 각각 독립적으로 다섯번씩 실행하여 왼쪽에 있는 기존의 SPM에 의한 것과 오른쪽에 있는 새로 제안한 개선된 SPM에 의한 지연신호의 분해능의 차이를 보여주는 것으로 가로축 및 세로축은 그림 5의 그것과 같은 의미이다. 이러한 시뮬레이션을 실행하기 위한 조건은 표 2에 제시하였으며 그외의 조건들은

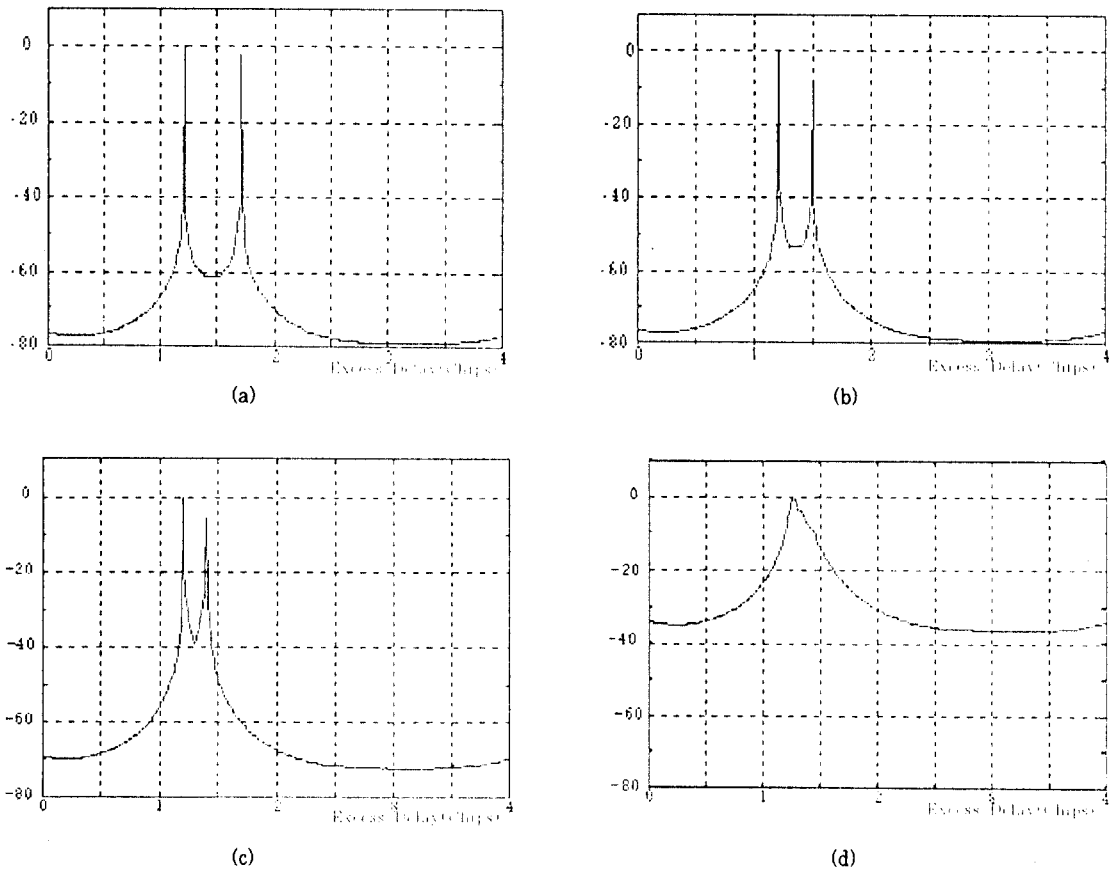


그림 7. 지연신호의 검출(SNR=40dB).  
Fig. 7. Detection of delay signal(SNR=40dB).

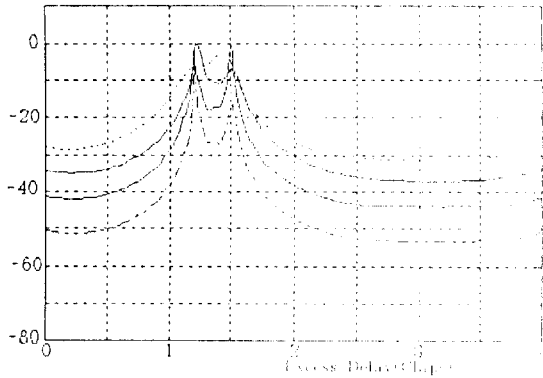
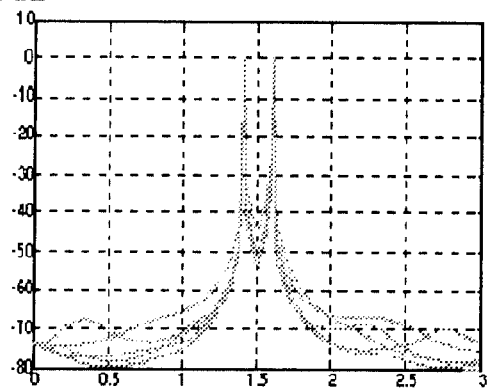
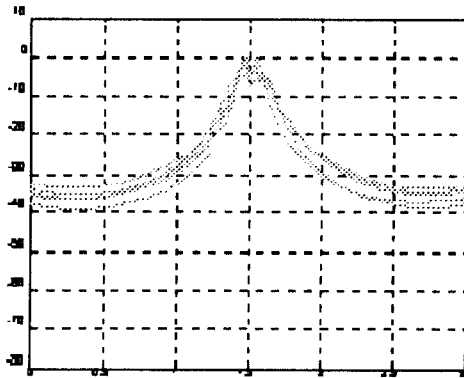


그림 8. 불명확한 지연신호의 검출.  
Fig. 8. Detection of uncertain delay signal.

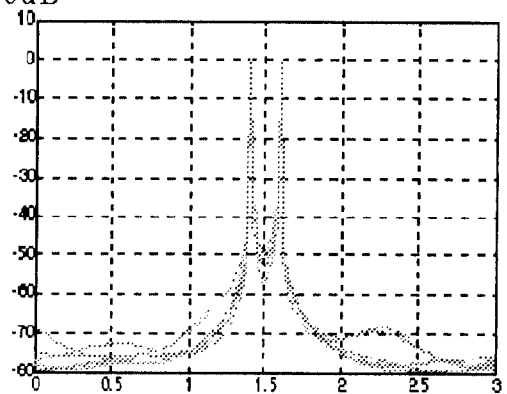
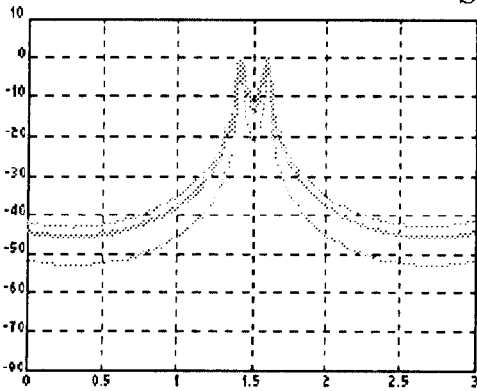
표 2. 개선된 SPM을 위한 채널모델.  
Table 2. Cannel model for advanced SPM.

Path Number	Delay Time( $T_D$ )	SNR(dB)	Relative Phase
1	1.4	10 - 45	$0^\circ$
2	1.6	10 - 45	$0^\circ$

SNR = 35dB

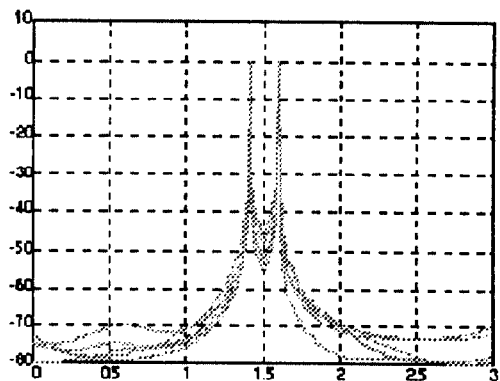
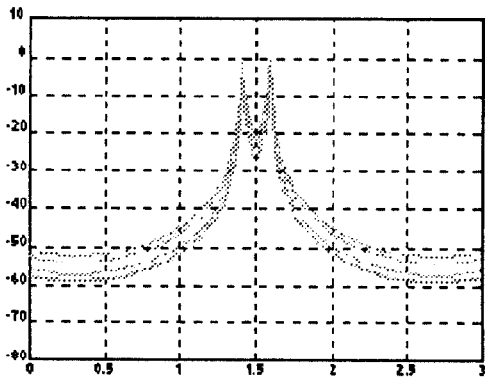


SNR = 40dB

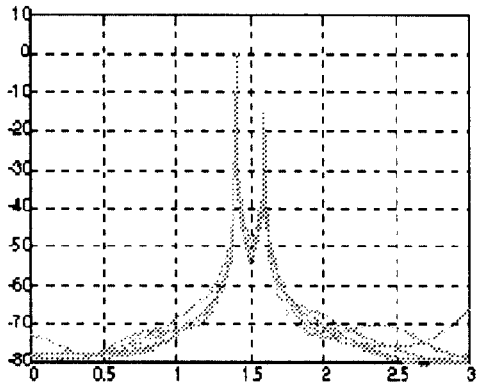
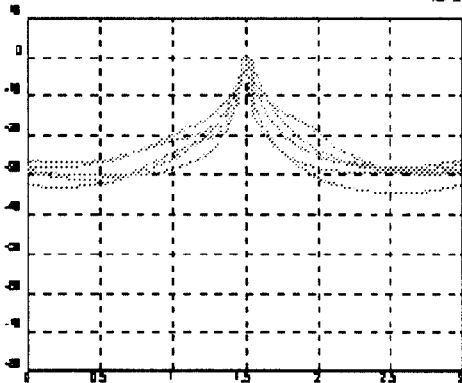




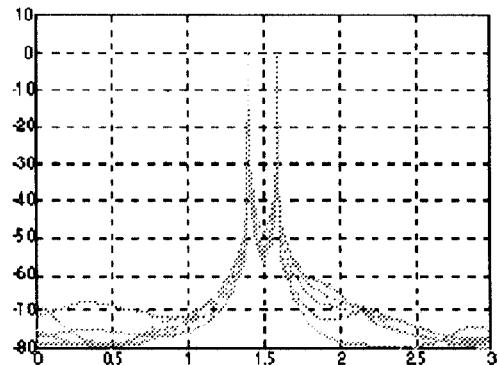
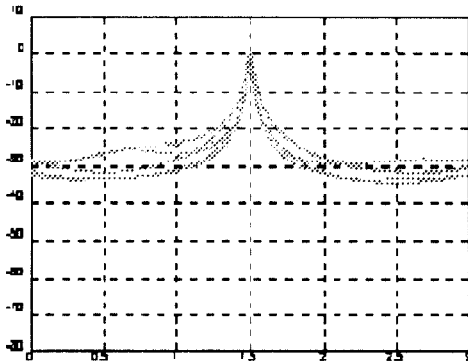
SNR = 45dB



SNR = 10dB



SNR = 20dB



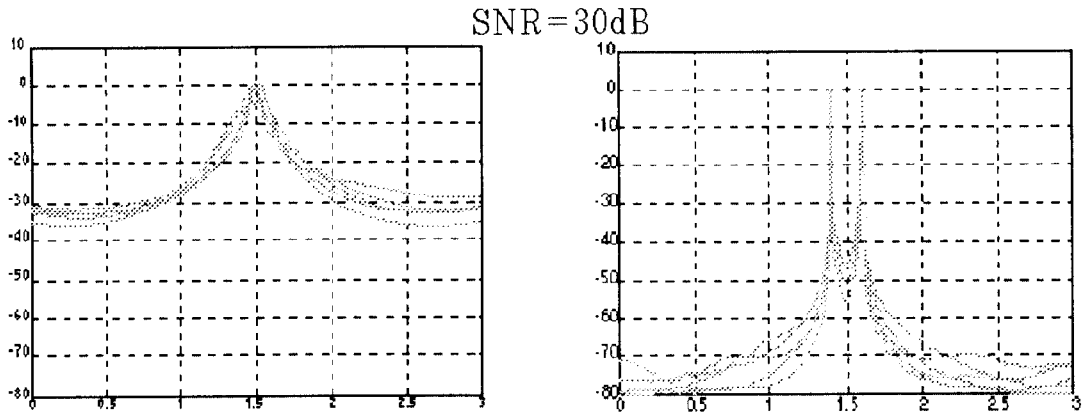


그림 9. 기존의 SPM과 개선된 SPM의 시간 분해능 비교.  
Fig. 9. Comparison of time resolution about existing SPM and advanced SPM.

앞의 시뮬레이션2 조건과 같다.

위의 시뮬레이션 결과에 의하면 기존의 SPM방법은 SNR=30dB까지는 두 개의 신호가 합쳐져서 마치 하나의 신호만 존재하는 것처럼 보이며 SNR=33dB에서 약간의 신호분리현상이 보이지만 그 효과는 미미하고 경우에 따라서는 두 신호의 구별이 어렵다. 최소한 SNR=35dB에서 두 신호의 분리가 확실히 나타나며 SNR=40dB에서 정확히 지연시간을 나타낸다. 그러나 개선된 SPM 방법에 의하면 SNR에 상관없이 모두가 각 신호의 지연시간에서 정확하게 첨두를 나타내고 있으며 그 모양도 일정한 것을 알 수 있다.

## 5. 결 론

일반적인 PN 상관방법에 의해서는 측정과 동시에 지연시간을 파악하지만 SPM은 측정데이터를 얻고 이들을 신호처리하여 지연시간을 파악하므로 신호처리를 실시하는데 계산시간이 소모된다. 그러나 일반적인 PN 상관방법에 의하여 분리하지 못한 한 칩내의 지연신호에 대해서 SPM은 SNR이 만족되는 조건하에서 분리가 가능하였다. 또한 새로 제안한 개선된 SPM에 의하면 SNR에 상관없이 지연신호를 분리할 수 있으므로 기존 SPM의 단점을 해결하였고 계산에 포함되는 고유치의 수가 줄어들기 때문에 신호처리에 소모되는 계산시간도 기존

의 SPM보다 줄어든다. 지금까지의 시뮬레이션에 의하면 개선된 SPM에 의한 지연신호의 분해능은 낮은 SNR(=10dB)에 대해서도 충분하여 기존의 방법으로 분해하지 못한 것을 분해하는 결과를 보여 주었으며 그 결과가 매년 시뮬레이션을 수행시 항상 일정하여 충분히 신뢰할 수 있었다.

## 참고문헌

1. T. S. Rappaport, "Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol. AP-37, pp.1058-1069, Aug. 1989.
2. D.A. Hawbaker and T. S. Rappaport, "Indoor wideband radiowave propagation measurements at 1.3GHz and 4.0GHz," Electron. Lett., vol. 26, no. 21, pp.1800-1802, Sept. 1990.
3. D. C. Cox, "Delay Doppler characteristics of multipath propagation at 910MHz in a suburban mobile radio environment," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol. AP-20, pp.625-653, Sept. 1972.
4. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation."

- IEEE J. SAC-5, pp.128-137, Feb. 1987.
5. K. Pahlavan and S. J. Howard, "Frequency domain measurements of indoor radio channels," Electron. Lett., 1989, vol. 25, No. 24, pp. 1645-1647.
  6. R. O. Shimidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol. AP-34, pp.276-280, Mar. 1986.
  7. T. Manabe and H. Takai, "Superresolution of multipath delay profiles measured by PN correlation method," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol. AP-40, no.5, pp.500-509, May 1992.
  8. H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Oagawa, and K. Itoh, "Superresolution techniques for time domain measurements with a network analyzer," IEEE Trans. Antenna Propagat., vol. AP-39, pp.173-183, Feb. 1991.

金 鍾 昊(Jong Ho Kim)

정회원

咸 泳 權(Young Kwon Hahm)

정회원

한국통신학회 논문지 제19권 p.820참조  
 1989년 2월~현재 : 한국전자통신연구소 전파신호처리연구실  
 선임연구원

한국통신학회 논문지 제20권 p.770참조