

主題

UWB 채널 모델링

광운대학교 전자공학과 교수 양 훈 기

차 례

- I. 서론
- II. UWB 채널 모델링
- III. 결론

I. 서론

최근에 무선 환경에서의 고속 데이터 전송에 대한 요구가 점점 증가되면서 주파수 자원의 부족 현상이 예상 되고 있다. 이미 많은 무선 통신 서비스 업체들이 주파수 부족현상으로 인해 높은 가격을 주고 주파수를 사는 경우도 발생을 하고 있는 실정이다. 이렇듯 주파수 대역의 중요성이 날로 부각되는 이 때 이동 통신, 방송, 위성 통신, 등의 기존의 무선 통신 시스템과 주파수를 공유하여 사용할 수 있는 UWB(Ultra-wideband) 시스템이 차세대 무선 멀티미디어 전송 기술로 크게 주목을 받고 있다.

채널 모델링은 통신 시스템 설계 과정에서 또한 제작에 앞서 시스템 성능을 분석하기 위해서 필수적인 과정이다. UWB 시스템의 경우는 초광대역을 사용하므로 펄스 폭이 좁고 중복되는 펄스들의 숫자가 적어서 기존의 이동 통신채널과

는 다른 특성을 갖게 된다. UWB 채널의 모델링을 위해서 IEEE 802.15 study group에서는 UWB 채널 모델의 제안을 공표했으며 이에 따라 다양한 모델들이 제시 중이다.[3]

UWB 응용 분야 중 통신 분야는 실내 환경에 주로 적용될 것으로 예상되므로 실내 광대역 채널 모델링을 위해 제시된 연구 결과, 특히 Hashemi 와 최근에 UWB 채널 모델링으로 IEEE에 제안된 Cassioli의 결과들을 주로 분석하면서 새로이 UWB 채널 모델을 제시하고자 한다.[2][3]

UWB 채널 모델링은 채널 임펄스 응답 (Impulse response)의 진폭, 지연 시간(delay time) 및 위상에 대한 통계적 특성을 결정하는 과정으로 얻어진 결과가 실제 측정된 데이터의 특성을 잘 표현할수 있어야 한다. Hashemi의 결과에서는 방대한 데이터에 근거해서 진폭 및 도달 시간에 대한 통계적 특성을 얻었다.[2] 진폭에 대한 채널 모델 특성은 기존에 제시한 몇몇 연구 결과, 예를 들어 Pahlavan이 제시한 채널 모델 결과와 유

사하게 실측 데이터가 Log-normal 분포와 잘 일치 하는 결과를 얻었다.[2][5]

지연 시간 해상도가 5nsec 정도인 문제점이 있지만 얻어진 결과들이 방대한 데이터 베이스에 근거한 장점이 있고 UWB 환경에 적용되도록 해석할 수 있다. Cassioli는 지연 시간에 대한 특성은 생략하고 진폭 특성에 대한 채널 모델만을 제시하였다.[3] 이들이 사용한 측정 방법은 시간 축상에서 실제로 펄스를 보낸 후 샘플링해서 측정 한 것이므로 실제 UWB 시스템에 근거했다는 장점이 있지만 지연 시간 축 상에서의 해상도가 여전히 2~3nsec 정도 되고 송신 펄스 파형의 보상 과정이 없는 문제점이 있다.

도달 시간에 대한 UWB 채널 특성은 Suzuki에 의해 제안된 $\Delta - K$ 모델을 이용해서 Hashemi가 방대한 측정 데이터에 의해 검증하였다.[2][4] $\Delta - K$ 모델은 하나의 파라 미터를 사용하는 Poisson 모델과는 달리 2개의 파라 미터 값을 이용하여 다양한 환경을 표현 할 수 있는 장점이 있으므로 UWB 채널 모델의 지연시간 표현에 적합하다. UWB 채널의 위상 특성에 대해서는 아직까지 뚜렷한 결과가 제시되지 못하고 있다.

본 논문에서는 2.1절에서 UWB 채널 임펄스 응답을 수학적으로 표현하고 2.2절에서는 UWB 채널 진폭 특성에 대해서 기존에 발표된 연구 결과를 분석한다. 2.3절에서는 UWB 채널의 시간 지연 특성을 분석하고 진폭 특성과 지연 시간을 포함하는 UWB 채널 임펄스 응답을 시뮬레이션 한다. 2.4절에서는 기존 연구에서 배제되었던 채널의 위상 특성을 수신 신호에 포함시키는 방법을 제시한다.

II. UWB 채널 모델링

2.1 UWB 채널 임펄스 응답

이동 통신 채널 환경에서의 신호 전파는 다중 경로를 통해 이루어 지게 된다. 이러한 다중 경로에 의한 다중 경로 페이딩으로 수신 신호는 왜곡이 나타나게 된다. UWB 채널의 경우는 넓은 대역폭과 시간 축 상에서 겹쳐지는 다중 경로 성분(MPC: multipath component)들의 수가 수개에 불과해 Central limit theorem을 적용시킬수는 없다. 그러므로 이동통신 채널 모델에 많이 사용되는 Rayleigh 분포를 적용시키는 것은 문제가 있다.

일반적으로 이동 통신 채널의 특성은 시변(time-varying) 선형 필터의 임펄스 응답의 형태로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N(t)-1} a_k(t) \delta[\tau - \tau_k(t)] e^{j\theta_k(t)} \quad (1)$$

여기서 t 와 τ 는 각각 관찰 시간(observation time)과 지연 시간(delay time)을 나타내고 $a_k(t)$ 는 시변 진폭, $\tau_k(t)$ 는 시변 도달시간, $\theta_k(t)$ 는 시변 위상, $N(t)$ 은 다중 경로의 개수이고 δ 는 델타 함수이다. UWB 채널은 송수신 기간의 상대적 위치가 순간적으로 변하지 않으므로 시변 채널의 형태를 취한 필요가 없다. 그러므로 시불변(time-invariant) 채널 모델로서 Turin에 의해 다음식으로 표현되는 static wideband 채널 모델을 이용할 수 있다.[6]

$$h(t) = \sum_{k=1}^N a_k \delta(\tau - \tau_k) e^{j\theta_k} \quad (2)$$

본 논문에서는 이산 임펄스 응답(discrete-time impulse response)을 사용하여 채널을 모델링 하고 시뮬레이션 하였다. 이산 시간 임펄스 응답 모델에서는 시간 축을 UWB 신호의 펄스 폭에 의해 결정되는 bin으로 나누고 각각의 bin은 MPC의 개수가 아니라 존재 하는지 존재유무만을

구분한다. 즉 하나의 bin에는 하나의 MPC가 존재하거나 없거나 한다.

2.2 채널의 진폭 특성

채널의 진폭 특성을 얻기 위해서 Cassioli는 수 나노의 짧은 펄스를 전송하고 수신 단에서는 이를 DSO(digital sampling oscilloscope)를 통해 측정하였다. Cassioli의 측정 방법에서는 송신 신호 자체는 임펄스가 아닌 펄스형태이므로 측정 결과에서 때문에 이를 보상해 주는 deconvolution 과정이 필요하다. Hashemi 방법에서는 주파수를 sweep 시키면서 실내 전파 채널에서의 주파수 응답을 구한 후 이를 역 푸리에 변환(Inverse Fourier Transform)하여 채널의 임펄스 응답을 구하였다. 주파수 응답을 구할 때 주파수 sweep 대역이 900~1300MHz으로 대역폭이 500MHz이므로, 5nsec정도의 해상도를 가지게 되는데 이는 UWB 펄스진폭 특성을 그대로 수용하는데 문제가 있다.

(1) Large-scale 페이딩

Large-scale 페이딩은 송수신기간의 큰 위치 변화가 크거나 송수신기 주변 환경이 큰 변화하므로써 나타나는 진폭의 변화를 나타낸다. Large-scale 페이딩에 대한 통계적 특성에 대해서 Hashemi와 Cassioli가 제시한 결과는 거의 유사하다. Hashemi는 송신기의 위치를 고정시키고 수신기를 5m에서 30m까지 변화시켜 보면서 각 거리에서 1500개의 임펄스 응답을 얻은 후(이때는 송수신기간 거리는 동일하게 하고 수신기의 위치를 조금씩 변화시켰음) 지연 시간 τ 의 함수로 진폭의 평균값을 구하였다. 그림1은 이 과정을 거쳐서 얻어진 결과로서 τ 에 따라 dB scale 진폭이 선형적으로 감소하였다. 감쇄상수(decay constant)는 1 nsec를 기준으로 dB 단위로 표현해 보면 11dB(5m의 경우)~14.7dB(30m의 경우) 까지

변하였다.

Cassioli는 여러 측정 과정을 거쳐 large-scale 페이딩을 수식적으로 표현하고 여기에 포함된 파라미터 값들에 대한 통계적 특성을 얻었다. 다음은 Cassioli가 제시한 채널의 수학적 모델링 과정이다.

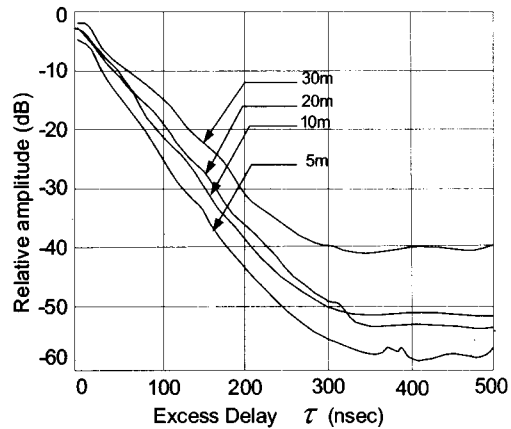


그림 1. Large-scale 진폭 특성 (Hashemi's results)

한 장소에서 파장 정도의 크기로 위치를 조금씩 변화시키면서 PDP(Power delay profile)을 49개 얻었고 이들에 대해 평균한 PDP를 SSA-PDP(small-scale averaged PDP)로 정의 하였다. SSA-PDP는 평균을 취함으로써 small-scale 페이딩 현상을 제거하여 large-scale 페이딩 현상을 나타낼 수 있다. 실내 무선 채널환경의 SSA-PDP, $\bar{g}(\tau)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{g}(\tau) = \sum_{k=1}^{N_{bin}} \bar{G}_k \delta(\tau - \tau_k) \quad (3)$$

여기에서 \bar{G}_k 는 $\tau = \tau_k$ 에 수신기에 도달한 성분의 평균 전력이다. 채널의 진폭 특성은 첫번째 bin에 해당하는 LOS(line of sight)를 제외하고 측정 데이터를 조사한 결과 두 번째 bin 부터는 지수적으로 감소 하여 $\bar{g}(\tau)$ 는 다음 수식으

로 표현할 수 있다.

$$\bar{g}(\tau) = \bar{G}_1 \delta(\tau - \tau_1) + \sum_{k=2}^{N_{bin}} \bar{G}_k \exp\left[-(\tau_k - \tau_1) / \xi\right] \delta(\tau - \tau_k) \quad (4)$$

여기서 ξ 는 SSA-PDP의 감쇄 상수로서 측정 결과를 조사해 보면 평균이 16.1dB이고 표준 편차가 1.27dB인 Log-normal 분포를 띤 랜덤 변수였다.

평균 에너지 $\bar{g}(\tau)$ 를 시간에 대하여 적분하면 다음과 같이 총 평균 에너지 \bar{G}_{tot} 를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{G}_{tot} &= \int_0^T \bar{g}(\tau) d\tau \\ &= \bar{G}_1 + \sum_{k=2}^{N_{bin}} \bar{G}_k \exp\left[-(\tau_k - \tau_1) / \xi\right] \end{aligned} \quad (5)$$

첫번째 bin 과 두번째 bin 의 전력비를 r 로 정의하자. 즉 $r = \bar{G}_2 / \bar{G}_1$ 이다. r 을 이용해서 (5)를 다시 표현하면

$$\bar{G}_{tot} = \bar{G}_1 [1 + rF(\xi)] \quad (6)$$

이 된다. 여기서

$$F(\xi) = \frac{1 - \exp[-(N-1)\Delta\tau/\xi]}{1 - \exp(-\Delta\tau/\xi)} \cong \frac{1}{1 - \exp(-\Delta\tau/\xi)} \quad (7)$$

측정 결과 r 평균이 4dB, 표준 편차가 3dB인 Log-normal 분포를 가지는 랜덤 변수로 가정할 수 있다. \bar{G}_{tot} 는 채널의 Shadowing 특성으로 인해서 다음과 같이 Log-normal 분포의 특성을 가진다.

$$\bar{G}_{tot} = \log \text{norm}(-PL; 4.3) \quad (8)$$

여기에서 PL은 Path-loss로 송수신기의 거리에 따라 변화한다. 위의 식을 이용하여 평균 에너지를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{G}_k = \begin{cases} \frac{\bar{G}_{tot}}{1 + rF(\xi)} \\ \frac{\bar{G}_{tot}}{1 + rF(\xi)} re^{-\frac{(\tau_k - \tau_1)}{\xi}} \end{cases} \quad (k=1) \quad (9)$$

$$(k=2, \dots, N)$$

결론적으로 채널의 SSA-PDP는 전력비 r , 감쇄 상수 ξ , 그리고 총 평균 에너지 \bar{G}_{tot} 에 의해 표현 될 수 있다.

그림 2는 Cassioli가 제시한 채널의 수학적 모델링 표현 및 파라미터 값들의 통계적 특성을 이용해서 large-scale 진폭 특성을 시뮬레이션한 결과다. 감쇄 상수는 Cassioli가 제시한 평균값 16.1dB의 Log-normal 분포로 가정하였다. 그림 1의 결과 처럼 평균 진폭 (또는 평균 전력)이 선형적으로 감소한다. 주목할 것은 첫번째 bin과 두 번째 bin의 비가 지수적인 관계가 아니라 불규칙적으로 감소하는 것을 볼 수가 있는데 이는 처음으로 도달한 MCP이 이후에 도달한 MPC에 비해 상대적으로 크기 때문이다. 감쇄상수 측면에서 본다면 Hashemi의 경우 감쇄상수 값이 11~15dB 정도 값을 가지며 Cassioli의 경우는 16.1dB를 평균으로 대략 14~18dB 정도 변하는 것으로 나타나 Hashemi의 경우 감쇄 속도가 빠른 것으로 나타났다. 하지만 이 값은 실내 구조에 크게 영향을 받으므로 감쇄상수가 11~18dB 까지 변한다고 가정하고 실내 구조가 간단한 경우는 11dB에 가깝고 복잡하면 18dB 쪽에 가까울 것으로 예상해서 시뮬레이션 하면 무방할 것이다.

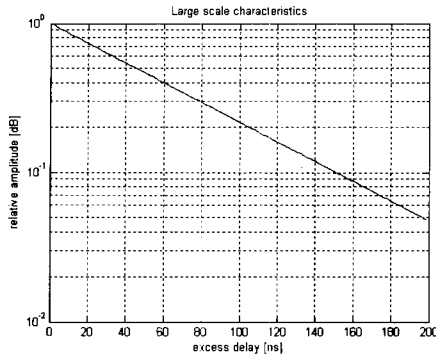


그림 2. large-scale 진폭 특성(Cassoli's results)

(1) Small-scale 페이딩

Small-scale 페이딩은 송수신기간의 상대적인 작은 이동에 의해 발생하는 진폭의 변화에 의해 나타난다. 이동 통신 채널에서는 하나의 bin에 도달하는 MPC들이 많기 때문에 Central limit theorem에 의해서 Quadrature 성분들이 Gaussian 분포를 가지게 되어 진폭의 특성은 일반적으로 LOS(Line of sight) 경로가 없을 때에는 Rayleigh 분포를 따르게 되고, LOS 경로가 있을 때에는 Rician 분포를 따르게 된다. 하지만 UWB 시스템의 경우에는 짧은 펄스를 사용하므로 하나의 bin에 도달하는 MPC들이 이동통신 시스템과는 달리 수개 이하가 되어 Rayleigh 채널로 모델링하는 것은 부적절하다. Cassoli는 채널의 small-scale 페이딩 현상을 Nakagami 분포로 표현하였고 Hashemi는 Log-normal 분포를 따른다고 발표했다. 시뮬레이션 결과 두 분포는 상당히 유사하므로 본절에서는 Nakagami 분포에 대해서 주로 설명하고 시뮬레이션 결과를 비교한다. Nakagami 분포는 파라메타 m 에 의해서 진폭 특성을 나타낸다. 예를 들어 $m = \frac{1}{2}$ 일 때의 Nakagami 분포는 one-side Gaussian 분포이고 $m = 1$ 일 때에는 Rayleigh 분포가 된다. 또한 $m = \infty$ 일 때에는 페이딩 현상이 일어나지 않고 순수한 AW

GN 채널을 나타내게 된다. 이와 같이 파라메타 m 에 따라서 여러 가지 형태의 채널 환경을 나타낼 수가 있으며 측정 결과를 보면 UWB 채널의 small-scale 페이딩 특성을 잘 표현하였다.

Nakagami 분포의 pdf (Probability density function) $f_R(\alpha)$ 는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$f_R(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\frac{m\alpha^2}{\Omega}} \quad (10)$$

여기에서 α 는 진폭, $\Omega = E[\alpha^2]$ 그리고 $\Gamma(m)$ 은 Gamma 함수이다.

$\gamma = \alpha^2$ 인 진폭과 에너지의 관계를 이용하여 Nakagami 분포의 pdf는 다음과 같은 Gamma 분포의 pdf로 나타내어진다.[8]

$$f_R(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m)\gamma^{-m}} e^{-\frac{m\gamma}{\gamma}} \quad (11)$$

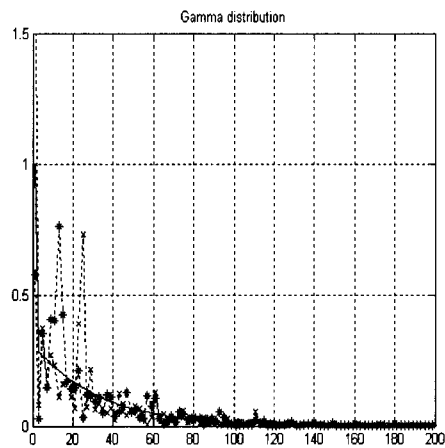


그림 3. 진폭 페이딩 특성 (Cassoli)

그림 3은 그림 2에서 제시한 large-scale 페이딩 특성에 Nakagami 분포를 가지는 small-scale 페이딩이 더해졌을 때의 진폭 페이딩을 나타낸 것이다.

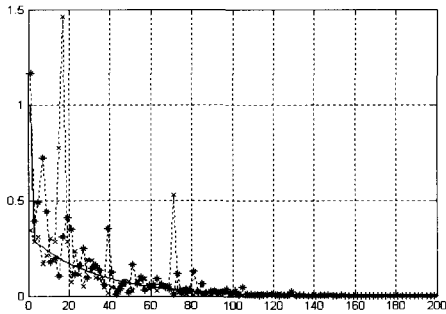


그림 4. 진폭 페이딩 특성 (Hashemi)

Large-scale 값을 평균값으로 가지게 되고 파라메타 m 은 truncated Gaussian 분포를 가지는 것으로 가정하였다. Cassioli가 제시한 m 값의 평균과 분산은 시간 지연, τ 가 증가하면서 감소하는 것으로 나타으며 자세한 값은 [3]에 제시되었다.

그림 4은 Hashemi가 제시한 방법에 의한 진폭 페이딩 특성 시뮬레이션 결과이다. 그림 1에서 제시한 Large-scale 페이딩 특성을 평균값으로 가지고 표준편차가 3~6dB의 값을 가지는 것으로 시뮬레이션 했다.

2.3 지연 시간 특성

UWB 송신 펄스가 수신될 때 다중 경로를 통해 불규칙적으로 수신되므로 임펄스 응답을 표현할 때 지연 시간(또는 도달 시간)에 대한 수학적 모델링이 필요하다. 실외 이동 통신 채널에서는 다중 경로로 수신 되는 신호를 모델링 할때 보통 Poisson process를 사용한다. Poisson process는 완전히 불규칙적으로 도달하는 사건을 표현하는 랜덤 프로세서로서 평균 도달 비율(average arrival rate) λ 에 의해 표현된다.

실내 무선 채널 또는 혼잡한 도심지 이동 채널은 주변 환경이 복잡하여 지연 시간 특성이 완

전히 불규칙하기 보다는 도달되는 신호가 clustering되어 도달하는 경우도 발생하게 되므로 하나의 파라메타 λ 에 의해 표현되는 Poisson process로 모델링 하기에는 부적절하다. 이를 보완하기 위해 다양한 실내 무선 채널의 특성을 표현할 수 있는 채널 모델들이 제시되었다.[1]

Saleh는 cluster로 Poisson 분포로 도달하고 cluster내의 path들도 Poisson 분포를 갖는 수신 신호 도달 시간에 대한 새로운 모델을 제시하였다. 이외에 Suzuki는 도심지에서의 전파 전송 모델로 Poisson 분포를 변형한 modified Poisson (또는 $\Delta-K$) 모델을 제시하였다.[4] Cassioli가 제시한 UWB 채널 모델에서는 지연 시간에 대한 내용은 포함되어 있지 않다. Hashemi는 $\Delta-K$ 모델이 실내 무선 환경을 잘 표현 할 수 있음을 실험 데이터를 이용해서 증명했으며 Foerster도 $\Delta-K$ 모델을 UWB 수신 펄스의 도달 시간 표현에 사용하였다.[7] 그러므로 본 절에서는 $\Delta-K$ 모델에 대해서 기술하고자 한다.

$\Delta-K$ 모델에서는 평균 도달 비율이 각각 λ 와 $K\lambda$ 인 두 가지 상태, 즉 상태 1, 상태 2가 존재한다. 현재 bin에서의 상태는 바로 이전의 bin에서의 MPC 유무에 따라 정해진다. 바로 이전에 MPC가 있었으면 현재 bin은 상태 2가 되며 바로 이전에 MPC가 없었으면 상태 1이 된다. 그러므로 MPC가 계속 있으면 상태 2를 유지하게 된다. $K > 1$ 일 경우에는 현재 bin에 MPC가 도달 했다면 다음 bin에 다중 경로 성분이 도달할 확률은 $K\lambda$ 가 되어 도달할 확률이 상대적으로 크게 되어 MPC가 또 존재하기 쉬워지면 이것이 반복되는 경우 clustering되는 현상이 두드러지게 된다. 반대로 $K < 1$ 일 때는 현재 bin에 MPC이 도달했다면 다음 bin에 MPC이 도달할 확률이 상대적으로 작게 되어서 Poisson 분포의

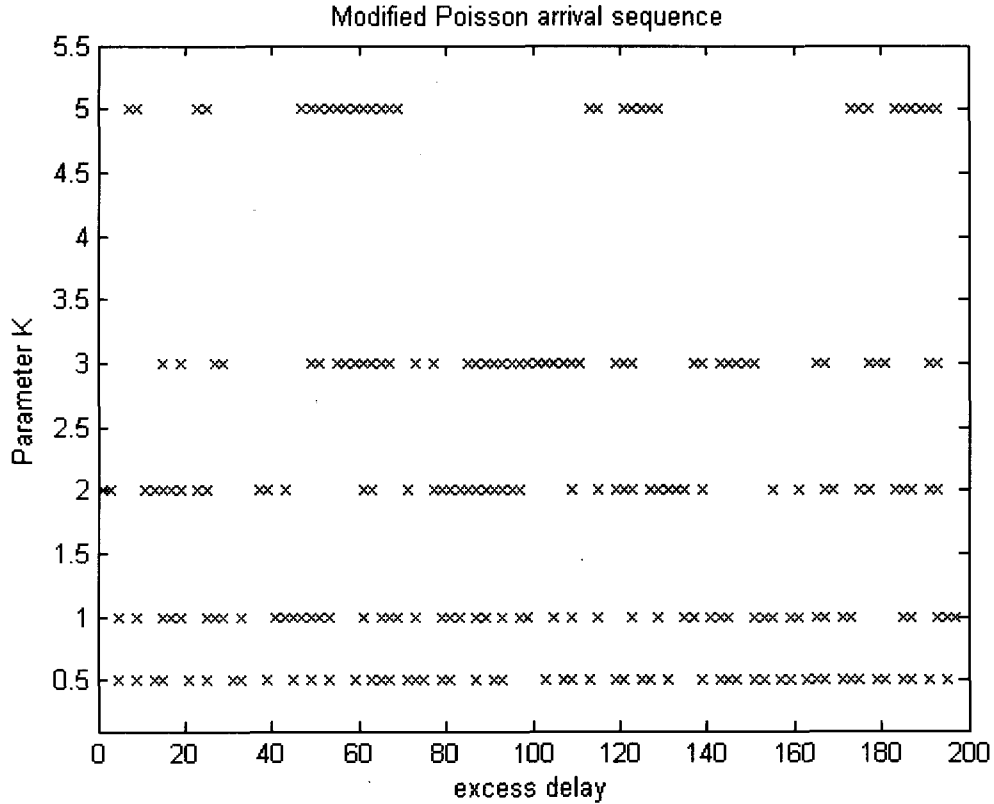


그림 5. K 값에 따른 $\Delta - K$ 의 시간 지연 특성

경우보다 더욱 균일(uniform)하게 분포하게 된다.

그림 5은 K 값에 따른 $\Delta - K$ 모델의 지연 시간 특성을 시뮬레이션한 결과이다. K 값이 증가할 수록 clustering 현상이 두드러지는 것을 볼 수 있다. 대부분의 실내 무선 채널 환경에서 K 는 1보다 작은 경우가 많지만 실내 환경에 따라 K 가 5 이상 되는 경우도 발생하는 것으로 조사되었다.[2]

2.1에서 얻어진 진폭 페이딩 결과 및 본 절의 지연 시간 모델을 결합시켜 진폭과 지연 시간으로 표현되는 임펄스 응답을 발생시킬 수 있다. 그림 6은 그림 3에서 제시한 진폭 특성에 $K=0$.

5의 $\Delta - K$ 모델 지연 시간 특성을 고려한 채널 임펄스 응답이다.

2.4 채널 위상

기존의 무선통신 채널에서는 대역통과 채널을 기저대역 등가모델로 가정해서 임펄스 응답을 $h(t) = a(t)e^{j\theta}$ 로 나타내고 여기서 위상성분 θ 는 $[0, 2\pi]$ 사이에서 uniform 분포를 갖는 랜덤 변수로 모델링한다.

UWB 채널의 경우도 (2)에 나타난 바와 같이 위상성분이 존재하므로 임펄스 응답을 시뮬레이션 할 때 이를 고려해야 한다. UWB 펄스 신호가 (2)에 나타난 $h(t)$ 를 통과하는 경우의 수신

신호 파형을 시뮬레이션하는 경우를 생각하자. $s(t)$ 가 송신 UWB 펄스라면 수신 단에 도달한 펄스형태는 단순히 $h(t) * s(t)$ 라 할 수 없다. 왜냐하면 (1)의 $h(t)$ 는 기저대역 등가 모델이고

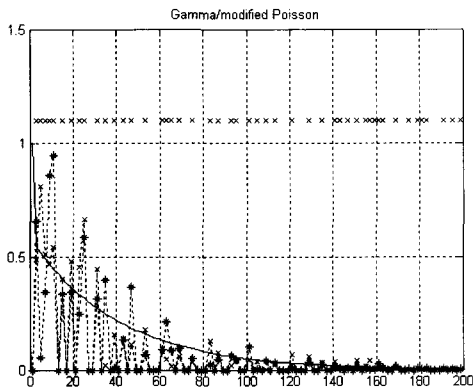


그림 6. 지연 시간을 고려한 진폭 특성

$s(t)$ 는 대역통과 신호이기 때문이다. 그러므로 $s(t)$ 를 기저대역 등가 형태로 바꾸어야 하나 $s(t)$ 는 carrier 가 없는 형태이므로 대역통과 신호의 경우처럼 간단히 바꿀 수는 없다. 이를 위해 다음과 같이 $s(t)$ 가 반복되는 주기신호 $s_p(t)$ 를 정의하자.

$$s_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(t - kT)$$

여기서 T 는 $s(t)$ 의 펄스 폭이다. 이 경우

$s(t)$ 는 $s(t) = s_p(t) \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ 로 표현할 수 있고,

$s_p(t)$ 는 주기 신호이므로 Fourier 급수로 전개할 수 있어서

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f_0 t) \quad (12)$$

로 나타낼 수 있다. (12)에서 $f_0 = \frac{1}{T}$ 이다. 또한 $n=0$ 는 DC 성분에 해당하며 실제로 수신되는 UWB 펄스 신호는 DC성분이 거의 없으므로 $A_0 = 0$ 가 되어 $n=1$ 에서부터 시작하였다.

(12)은 $s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} s_n(t)$ 로 표현할 수 있으며

여기서 $s_n(t) = A_n \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cos(2\pi n f_0 t)$ 이다.

즉, 각각의 $s_n(t)$ 는 carrier 주파수가 f_0 의 하모닉인 대역통과 신호가 된다. $s_n(t)$ 의 기저대역

등가모델을 $\hat{s}_n(t)$ 라하면 $\hat{s}_n(t) = A_n \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$

이 된다. 이 경우 $\hat{s}_n(t)$ 가 (2)에 제시된 UWB채널을 통과하여 수신된 기저대역 등가 수신신호 $\hat{r}_n(t)$ 는

$$\hat{r}_n(t) = \hat{s}_n(t) * h(t) = A_n \sum_k a_k \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T}\right) \exp(j\theta_k)$$

이 된다. $\hat{r}_n(t)$ 을 다시 대역통과신호 파형 $r_n(t)$ 로 변환하면

$$r_n(t) = A_n \sum_k a_k \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T}\right) \cos(2\pi n f_0 t + \theta_k) \quad (13)$$

이 된다. 사실상 (13)에서 a_k 와 θ_k 는 $f = n f_0$ 주파수 성분에 대한 채널응답을 나타내므로 다른 주파수 성분에 대해서는 다른 특성을 나타낼 것이다. 왜냐하면 a_k 와 θ_k 는 k 번째 경로가 주변물체에 의해 여러 번 반사과정을 거쳐서 최종적으로 얻어지는 진폭, 위상특성이며

주변물체의 반사계수가 일반적으로 주파수의 함수이므로 주파수 성분이 달라지면 다른 값을 갖는다고 가정해야 한다. 그러므로 (13)에서 a_k , θ_k 는 $a_{n,k}$, $\theta_{n,k}$ 로 나타내어

$$r_n(t) = A_n \sum_k a_{n,k} \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T}\right) \cos(2\pi f_0 t + \theta_{n,k}) \quad (14)$$

이 된다. 위 과정을 요약해 보면 송신펄스 $s(t)$ 는 주파수가 다른 여러 펄스 $s_n(t)$ 들의 합으로 나타낼 수 있으며 각 $s_n(t)$ 는 기저대역 등가모델이

$$h_n(t) = \sum a_{n,k} \delta(t-t_k) \exp(j\theta_{n,k}) \quad (15)$$

로 서로 다른 채널을 통과한다고 할 수 있다. 이를 블록도로 나타내면 아래 그림과 같다.

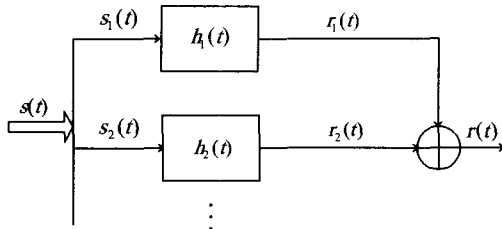


그림 7. 위상을 고려한 수신 신호 발생 블록도

최종적으로 수신된 신호는

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n r_n(t) \\ &= \text{rect}\left(\frac{t-t_1}{T}\right) \cdot \{A_1 a_{1,1} \cos(2\pi f_0 t + \theta_{1,1}) \\ &+ A_2 a_{2,1} \cos(4\pi f_0 t + \theta_{2,1}) \\ &+ A_3 a_{3,1} \cos(6\pi f_0 t + \theta_{3,1}) + \dots\} \\ &+ \text{rect}\left(\frac{t-t_2}{T}\right) \cdot \{A_1 a_{1,2} \cos(2\pi f_0 t + \theta_{1,2}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ A_2 a_{2,2} \cos(4\pi f_0 t + \theta_{2,2}) \\ &+ A_3 a_{3,2} \cos(6\pi f_0 t + \theta_{3,2}) + \dots\} + \dots \end{aligned} \quad (16)$$

로 나타낼 수 있다. A_n 값은 $s(t)$ 의 파형에 의해 정해지는 값으로 Fourier 변환 및 Fourier 급수 계수사이의 관계에 의해서

$$A_n = \frac{S(f)}{T} \Big|_{f=nf_0}$$

의 관계가 있다. 여기서 $S(f)$ 는 $s(t)$ 의 Fourier 변환이다. $\theta_{i,j}$ 는 지연시간 및 주파수에 따른 물체의 반사계수에 의해 정해지므로 $(0, 2\pi)$ 구간에서 uniform 분포를 갖는 랜덤변수로 모델링 할 수 있다. $a_{i,j}$ 는 j 번째 경로의 수신신호 중 $f = if_0$ 주파수 성분의 진폭특성으로서 j 번째 경로의 거리 및 물체의 반사계수에 의해 정해지는 값이다. 물체의 반사계수가 주파수 성분에 관계없이 일정하다면 즉, $a_{i,j} = a_{k,j}$ 이 되어 (16)에서 $t = t_1$ 에 도달한 신호파형은

$$\begin{aligned} r_1(t) &= a_{1,1} \text{rect}\left(\frac{t-t_1}{T}\right) \{A_1 \cos(2\pi f_0 t + \theta_{1,1}) \\ &+ A_2 \cos(4\pi f_0 t + \theta_{2,1}) + \dots\} \end{aligned} \quad (17)$$

이 된다. 이 경우 $a_{1,1}$ 은 경로거리 $c \cdot t_1$ (c : 전파속도)에 반비례하는 값이 된다. $t = t_i$ 에 도달한 시간도 이와 유사하게 정할 수 있어서 도달 시간에 대한 통계적 특성만 정해지면 수신신호 파형을 시뮬레이션 할 수 있다. 전반사의 경우,

즉 물체의 반사계수가 주파수에 상관없이 $-1 = 1 \cdot \exp(j\pi)$ 로 정해지면 $\theta_{i,j} = \pi$ 가 되어 $r_1(t) = -\alpha s(t - t_1)$ (α : 상수) 형태가 된다. 일반적으로 물체의 반사계수가 주파수에 따라 변하므로 이 경우는 $a_{m,n}$, $\theta_{m,n}$ 에 대한 측정 데이터의 통계적 특성이 필요하다. $\theta_{m,n}$ 는 $(0, 2\pi)$ 구간에 uniform하게 분포되었다고 가정해도 무방하므로 $a_{m,n}$ 에 대한 측정 데이터가 필요하다. $a_{m,n}$ 를 측정하기 위해서는 sinusoidal $\cos(2\pi n f_0 t)$ 신호를 전송하고 $t = t_m$ 순간에서의 진폭 값을 얻으면 된다. $t = t_1, t_2, t_3, \dots$ 에서의 값을 연속적으로 얻으면 $a_{m,1}, a_{m,2}, a_{m,3}, \dots$ 의 값을 얻을 수 있다.

일반적으로 A_n 값은 n 이 커지면 크기가 무시할 정도로 작아지므로 n 값을 5 이상 변화시킬 필요는 없다. (16)에서 펄스 도달시간에 대한 통계적 특성은 2.2절에서 설명한 $\Delta - K$ 모델을 사용함으로써 해결할 수 있다.

결과적으로 $a_{m,n}$ 에 대한 통계적 특성을 알면 (16)을 이용해서 위상정보가 고려된 수신신호를 시뮬레이션 할 수 있다. $a_{m,n}$ 에 대한 특성은 Ray-tracing 과 같은 또 다른 방법을 사용해서 얻을 수 있으며 자세한 내용은 [9]에서 제시되었다.

III. 결론

본 논문에서는 기존에 발표된 UWB 채널 모델을 분석하고 위상정보를 포함하는 새로운 채널

모델링 방법을 제시하였다. UWB 채널 모델에 적용 가능한 기존에 발표된 연구결과로는 Hashemi 와 Cassioli 가 제시한 결과가 대표적이다. 각각의 방법에 대한 문제점을 지적하였고, 제시된 파라메타 값을 이용해서 두 방법을 시뮬레이션 하여 진폭 페이딩 결과를 제시하였다. Cassioli 방법으로는 여러 파라메타를 사용해서 다양한 형태의 진폭 페이딩 채널을 시뮬레이션 할 수는 있으나 두방법의 결과가 거의 유사하다. 지연시간에 대한 통계적 특성으로 $\Delta - K$ 모델의 장점을 기술하였고, 진폭 페이딩 및 지연시간 특성을 통합한 시뮬레이션 결과도 제시하였다. 기존에 발표된 결과들은 사실상 채널의 위상 특성을 포함하고 있지 못하므로 Bi-phase 타입의 변조 방법을 사용하는 UWB 시스템의 수신신호를 표현하는데 문제가있다. 그러므로, 수신신호가 채널의 위상정보를 포함할 수 있도록 수신신호를 모델링 하였으며 통계적 특성이 요구되는 파라메타를 추출하였고, 이를 결정하는 방법을 기술하였다.

참고 문헌

- [1] A. A. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE J. select. Areas Commun, vol. 5, pp. 128-137, Feb 1987.
- [2] H. Hashemi, "Impulse response modeling of indoor radio propagation channels," IEEE J. select. Areas Commun., vol. 11, no. 7, pp. 967-978, 1993.
- [3] D. Cassioli, M. Z. Win and A. F. Molisch, "A statistical model for the UWB indoor channel," IEEE J. Select Areas Commun, Vol. 20, pp. 1247-1257, Aug. 2002
- [4] H. Suzuki, "A statistical model for urb

an radio propagation," IEEEtrans. Commun., vol. COM-25, pp. 673-680, July 1977

- [5] R. Ganesh and K.Pahlavan, "Statistical modeling and computer simulation of the indoor radio channel," IEE Proc. Part I: Commun., Speech and Vision, vol. 138, no. 3, pp.153-161, June 1991
- [6] G. L. Turin et all., " A statistical model for urban radio propagation," IEEE trans. Vehic. Technol., vol. VT-21. pp. 1-9, Feb. 1972
- [7] J.R. Foerster, "The effects of multipath interference on the performance of UWB systems in an indoor wireless channel," Proc. Of the IEEE 53rd Vehicular Technology Conference (VTC2001 Spring), pp. 1176-1180, Greece, May 2001.
- [8] Marvin K.Simon, Mobamed-Slim Alouini, "Digital Communication over Fading Channels," Wiley-Interscience, 2000.
- [9] 우선걸, 양훈기, "위상을 고려한 UWB 채널 모델링," 대한전자공학회에 제출중..

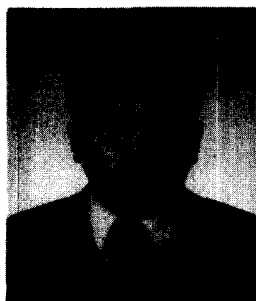
졸업 (공학박사)

1992년 5월 ~ 1992년 10월 : SUNY at Buffalo 연구원

1993년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 전자공학과 교수

관심분야 : 적응신호처리, UWB 채널 모델링, 이동통신

※ 본 연구는 2002년 광운대학교 교내연구비 지원하에 이루어진 연구입니다.



양 훈 기

1985년 2월 : 연세대학교
전자공학과 졸업 (공학사)

1987년 5월 : SUNY at Buffalo 전기 컴퓨터공학과
졸업 (공학석사)

1992년 4월 : SUNY at Buffalo 전기 컴퓨터공학과