

벽면에 광소스가 위치하는 경우의 실내 무선 광링크 분석

(Analysis of Infrared Wireless Indoor Communication Link with a Source on the Wall)

池 尹 圭 *

(Yoon-Kyoo Jhee)

요 약

기존 건물의 실내에서 가입자 단말기까지 광케이블을 포설하기가 어렵기 때문에 실내의 주 출입구까지만 광케이블을 포설 중단하고 가입자 단말까지는 광무선 전송방식을 도입할 수 있다. 본 논문에서 광무선 송신기가 벽면에 위치할 경우 세 번 반사하는 경우까지 포함하는 임펄스응답을 구하고 이 계산된 임펄스응답을 사용하여 광전력 페널티를 구하였다. 벽면에 송신기가 위치하여도 한번 반사되어 수신되는 광전력이 크므로 실내 적용이 가능함을 알 수 있었다. 또한 2 Mb/s의 전송속도에서 광전력 페널티는 무시할 수 있을 정도로 적었다.

Abstract

Because the installation of the optical cables in rooms is difficult, we can terminate the optical cable at the main entrance and use infrared wireless communications in the room. In this paper, we calculate the impulse response of the infrared wireless communication link and the optical power penalty due to multipath effect up to the third reflections with the source on the sidewall. We can locate the optical sources on the sidewall without problem because of relative large power reflected from the ceiling and sidewalls once. And the optical power penalty due to multipath effect can be neglected at the speed of 2 Mb/s.

I. 서 론

미래의 통신은 가입자에게도 고속의 데이터를 제공하는 방향으로 발전하고 있으며, 이를 위하여는 실내에서 고속의 무선 채널이 필요하다. 700-1500 nm 범위에서 적외선을 사용하면, 통제를 받지 않는 풍부한 대역을 사용할 수 있는 점, 라디오주파수와 간섭이 발생하

지 않는 점, 벽을 통과 하지 않는 점에 기인하는 보안성을 지닌 점 그리고 옆방에서 같은 채널을 재사용할 수 있는 점등이 장점으로 간주된다. 이러한 장점들을 토대로 옥내에서 고속 무선접속을 필요로 하는 경우에 대하여 적외선을 이용하는 연구가 선진국을 중심으로 많이 이루어지고 있다.

특히 광대역 고속통신망이 구현되면 실내에도 광송수신기가 위치하게 되며, 광케이블을 이용하는 유선을 사용할 경우 가정에서 일어나는 빈번한 가구 재배치때마다 광케이블을 이전하는 불편함이 있다. 기존 건물의 실내에서 가입자 단말까지 광케이블을 포설하려면 기존의 관로사용 또는 벽면포설을 하여야 한다. 기존 통신구를 사용할 경우 통신구에 90° 굴곡부가 많고 1내지

* 正會員, 梨花大學校 電子工學科
(Dept. of Electronics Engineering, Ewha Womans Univ)
接受日字: 1999年2月19日, 수정완료일: 2000年1月26日

2쌍의 동선이 깔려 있기 때문에 포설이 어려울 뿐더러 설령 통신구로 포설이 가능하다 하더라도 주변의 가구를 재배치 하여야 하므로 포설시간이 많이 소요된다. 벽면포설을 할 경우에는 구부림부가 많아서 광케이블의 성능저하가 예상될 뿐만아니라 미관상 좋지 않다. 따라서 실내의 주 출입구까지만 광케이블을 포설 중단하고 가입자 단말까지는 광무선전송방식을 도입하면 이러한 문제점을 해결할 수 있다.

그러나 적외선을 이용할 경우 또한 단점을 지니고 있다. 가시거리(line-of-sight) 통신방식을 사용할 경우는 송수신기 사이에 사람이나 물체가 있으면 음영(shadow)현상 때문에 적외선채널에 영향을 주게 된다. 이와 같은 영향을 줄이기 위하여 무지향성 적외선링크(non-directed infrared link)를 이용하면 매우 큰 경로손실(path loss)에 기인하는 신호감쇄현상과 보통 사무실이나 집안환경에서 주변 광으로부터 오는 강한 잡음 때문에 짧은 거리 밖에 전송하지 못한다. 그렇지만 실내환경에서는 음영현상때문에 영향을 받지 않는 채널구성이 중요하므로 이 논문에서는 무지향성 링크를 중심으로 연구한다.

무지향성 무가시거리(non-line-of-sight) 방식은 사용자의 입장에서 볼때 가장 편리한 방법이나 심각한 신호감쇄와 다중로 분산때문에 디자인이 매우 어렵다. 이를 보완하기 위한 방법으로 무지향성 가시거리방식이 사용되며, 이는 가시거리 경로가 크게 방해받지 않는 환경에서 고속전송과 더 먼 거리 전송에 사용될 수 있다. 그 예로는 Poulin등이 다채널 공중접속전화시스템에 이와 비슷한 방식을 사용한 것을 들 수 있다.^[1,2] 이 시스템에서 기지국은 각각 다른 방향을 지향하고 있는 좁은 지향성 빔의 어레이로 구성되어 전체적으로는 넓은 빔의 효과를 나타내도록 되어 있다. 기지국에 있는 수신기는 각각은 다른 방향을 바라보고 있는, 좁은 FOV(field-of-view)를 갖는 검출기(detector)들의 어레이로 구성되어 있어 실제 효과는 넓은 FOV를 갖는 수신기로 간주될 수 있고, 이 시스템은 230 Kb/s의 전송속도에서 20m 까지 전송할 수 있다.

일반적인 실내구조를 고려하여 가시거리 경로가 크게 방해받지 않는 경우에 가시거리 무지향성방식을 구성할 수가 있다. 이 경우 확산된 신호가 벽이나 또는 다른 반사체로부터 다시 반사되어 오는 신호가 존재하기 때문에 ISI(inter-symbol-interference)가 발생하여 고속으로 동작하는 것을 방해하게 된다. 송신기와 수신

기의 위치가 고정되게 되면 이와 같은 다중경로분산은 임펄스응답(impulse response) $h(t)$ 로 특성지을 수 있으며 이때 수신된 광신호는 송신된 광신호의 세기와 임펄스응답 $h(t)$ 의 콘벌루션(convolution)으로 정의된다.

적외선 신호의 실내반사 모델은 실내에서의 전력분포를 계산하기 위하여 주로 사용되어 왔다. 즉 수신되는 전체전력을 계산하여 링크버젓분석(link budget analysis)에 사용되었다. 그 예로 Gfeller와 Bapst가 한번 반사되는 것까지만 포함하여 분석하였고,^[3] Hash등은 두번 반사되는 것까지 확장시켜 결과를 구하였다.^[4] 그 후 Hortensius가 Gfeller와 Bapst의 모델을 확장시켜 한번 반사되는 양까지 포함하는 임펄스응답 $h(t)$ 를 구하였고,^[5] Barry는 여러번 반사되는 것까지도 포함할 수 있는 임펄스응답을 구하는 방법을 제안하였다.^[6] 이 방법은 임펄스응답의 시간에 대한 적분인 전력분포를 더 정확하게 계산할 수 있어 매우 유용하다. 특히 고속전송에서는, 두번 이상 반사되어 도달하는 신호들이 한번 반사하여 도달하는 신호보다 늦게 도착하게되므로, 두번 이상 반사되어 도달하는 신호들을 포함하는 것이 필수적이다.

본 논문에서는 광케이블 포설의 문제점 때문에 벽면에 소스가 위치할 가능성이 높으므로 처음으로 벽면에 소스가 위치할 경우에 Barry의 계산방법으로 세 번까지 반사되는 양을 포함하는 임펄스응답을 구하고 ISI에 기인한 광전력페널티도 계산한다.

II. 전력분포 계산

1. 계산모델

넓게 퍼지는 광원은 위치벡터 r_s , 단위길이 방향벡터 \hat{n}_s , 전력 P_s , 그리고 복사강도패턴(radiation intensity pattern) $R(\phi, \theta)$ 로 나타내진다. 여기서 복사강도패턴 $R(\phi, \theta)$ 는 \hat{n}_s 를 기준으로 (ϕ, θ) 방향으로 단위 입체각당 소스로부터 방출되는 광전력으로 정의된다. Gfeller의 논문을 참조하면,^[4] 소스는 θ 에 무관하고 ϕ 방향으로 대칭인 일반적인 Lambertian 복사 패턴으로 모델링 될 수 있다. 이를 수식으로 표현하면

$$R(\phi) = \frac{n+1}{2\pi} P_s \cos^n(\phi) \quad (1)$$

$$\text{for } \phi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$$

이 된다. 여기서 n 은 소스의 방향성을 결정하는 복사 로브(radiation lobe)의 모드수이며, 모드 번호가 증가할 수록 방향성이 커지는 것을 의미한다. 계수 $(n+1)/2\pi$ 는 $R(\phi)$ 를 모든 각도에 대하여 적분하면 그 결과가 소스전력 P_s 가 되도록 해주기 위하여 필요한 계수이다. 모드번호 $n=1$ 인 경우가 전통적인 Lambertian 소스이다.

표기를 간단히 하기 위하여 기준시간에 단위 임펄스로 표시되는 빛의 강도를 방출하는 점소스 S 를 다음과 같은 순서로 된 세개의 요소로 표시할 수 있다.

$$S = \{ \mathbf{r}_s, \hat{\mathbf{n}}_s, n \} \quad (2)$$

여기서 \mathbf{r}_s 는 소스의 위치벡터이고 $\hat{\mathbf{n}}_s$ 는 소스의 단위방향이고 n 은 모드수이다. 비슷한 방법으로 수신기 R 은 위치벡터 \mathbf{r}_R 과 방향벡터 $\hat{\mathbf{n}}_R$ 과 수신면적 A_R 그리고 field of view(FOV)로 다음식과 같이 표시된다.

$$R = \{ \mathbf{r}_R, \hat{\mathbf{n}}_R, A_R, FOV \} \quad (3)$$

여기서 스칼라 양인 FOV는 검출기의 법선방향을 기준으로 하여 FOV 보다 작은 각도로 신호가 입사될 때만 수신기가 신호를 검출할 수 있는 각도를 의미한다.

반사를 정확히 고려하려면 거울같이 반사되는 성분과 확산성분을 함께 고려하여야 하나, 보고된 실험결과에서 보여주는 바와 같이 실내에 사용되는 대표적인 재질들(plaster walls, acoustic-tiled walls, carpets, and unvarnished woods)은 매우 근사적으로 확산특성을 나타내는 Lambertian 반사기모델로 표시되므로 이 계산에서는 순수한 Lambertian 반사기(확산형반사기)로 실내벽이나 천정을 나타낸다.^[3,4]

이상적인 확산형반사기의 미분면소(differential element)에서 방출되는 복사강도패턴 $R(\phi)$ 는 입사각에 무관하게 된다. 따라서 반사하는 벽의 미분면소의 면적을 dA 라 하고 반사계수를 ρ 라 하면, 벽에서 반사현상을 다음과 같이 두단계의 스텝으로 구분하여 나타낼 수 있다. 첫째 면적이 dA 인 미분면소를 수신기로 생각하여 이 수신기가 수신하는 전력 dP 를 계산한다. 두번째로 미분면소가 전력 $P = \rho dP$ 를 이상적인 Lambertian 복사강도패턴으로 방출하는 것으로 모델링한다. 이 것은 식 (1)에 $n=1$ 을 대입한 것에 해당한다.

소스 S 와 수신기 R 을 각각 식 (2)와 식 (3)로 나타내고 반사면이 없는 경우를 고려해 보자. 송신기와 수신기 사이의 거리 R 이 검출기의 크기보다 훨씬 커서 $R^2 \gg A_R$ 이 성립되면 수신된 신호는 검출기의 표면에서 일정하다고 간주될 수 있고, 도착시간도 거의 같다고 생각할 수 있다. 따라서 임펄스응답은 도착시간과 크기의 변화를 고려하여 다음과 같은 Dirac delta 함수로 표시될 수 있다.

$$h^{(0)}(t; S, R) \approx \frac{n+1}{2\pi} \cos^n \theta \, d\Omega \, \text{rect}(\theta/FOV) \delta(t - R/c) \quad (4)$$

이 식에서 $d\Omega$ 는 $A_R \ll R^2$ 라는 가정하에서 검출기의 미분면적에 대응하는 입체각이고 c 는 빛의 속도를 나타낸다. 즉

$$d\Omega \approx \cos(\theta) A_R / R^2 \quad (5)$$

이 된다. 수신기와 송신기사이의 거리 R 은 다음 식으로 표시되고

$$R = \|\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_R\| \quad (6)$$

$\hat{\mathbf{n}}_R$ 과 $(\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_R)$ 사이의 각 θ 는 다음 식으로부터 계산된다.

$$\cos(\theta) = \hat{\mathbf{n}}_R \cdot (\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_R) / R \quad (7)$$

그리고 ϕ 는 $\hat{\mathbf{n}}_S$ 와 $(\mathbf{r}_S - \mathbf{r}_R)$ 사이의 각도를 나타내고 다음 식으로부터 얻어질 수 있다.

$$\cos(\phi) = \hat{\mathbf{n}}_S \cdot (\mathbf{r}_R - \mathbf{r}_S) / R \quad (8)$$

또한 rectangular function은 다음 식으로 표시된다.

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{for } |x| \leq 1 \\ 0 & \text{for } |x| > 1 \end{cases} \quad (9)$$

2. 다중반사 임펄스응답(multiple-bounce impulse response)

반사면을 지니고 있는 방안에서 어떤 특정한 소스 S 와 수신기 R 이 주어지면 소스로부터 방출된 빛은 여러번 반사한 후에 도달할 수 있으므로 임펄스응답은 다음 식과 같이 무한대의 합으로 표시될 수 있다.

$$h(t; S, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R) \quad (10)$$

여기서 $h^{(k)}(t)$ 는 정확히 k 번 반사한 후 도달하는 신호의 임펄스응답이다. 가지거리응답 $h^{(0)}(t)$ 는 식 (4)로 주어지며, 고차항(higher-order terms)은 다음 식으로 나타내진다 ($k > 0$).

$$h^{(k)}(t; S, R) \int_S h^{(0)}(t, S, \{r, \hat{n}, \pi/2, dA\}) \otimes h^{(k-1)}(t, \{r, \hat{n}, 1\}, R) \quad (11)$$

여기서 \otimes 콘벌루션(convolution)을 표시한다. 윗식에 식 (4)를 대입하고 콘벌루션을 수행하면 그 결과 식은 다음과 같다.

$$h^{(k)}(t, S, R) = \frac{n+1}{2\pi} \int_S \frac{\rho_s \cos^n(\phi) \cos(\theta)}{R^2} \text{rect}(2\theta/\pi) h^{(k-1)}(t-R/c, \{r, \hat{n}, 1\}, R) dA \quad (12)$$

윗 두식에서의 적분은 모든 반사면 S 상에 있는 위치벡터 r 에 대하여 행해진다. 그리고 \hat{n} 은 반사면 S 에 있는 위치 r 에서의 단위법선벡터이며, dA 는 반사면의 위치 r 에서의 미분면소이다. ρ_s 은 위치 r 에서의 반사계수이며, $R = \|r - r_s\|$, $\cos(\phi) = \hat{n}_s \cdot (r - r_s) / R$ 그리고 $\cos(\theta) = \hat{n}_s \cdot (r_s - r) / R$ 이다. 이 식들의 의미를 살펴보면 점 소스 S 로 부터 방출되어 k 번 반사한 후 도달한 신호의 임펄스응답은 소스 S 에 의한 각 벽면에서의 전력분포와 도달시간을 계산하고, 이어서 각 벽면을 분산된 광원으로 생각하여 ($k-1$)번 반사된 임펄스응답을 구하면 된다.

위의 계산을 수치해석방법으로 구하려면 반사면을 많은 수의 면적이 ΔA 인 작은 반사면소로 나누어 생각할 수 있다. 그러면 $h^{(k)}(t)$ 은 다음 식과 같이 근사식으로 표시될 수 있다.

$$h^{(k)}(t, S, R) \approx \sum_{i=1}^N h^{(0)}(t, S, E_i) \otimes h^{(k-1)}(t, E_i, R) = \frac{n+1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \frac{\rho_i \cos^n(\phi) \cos(\theta)}{R^2} \text{rect}(2\theta/\pi) h^{(k-1)}(t-R/c, \{r, \hat{n}, 1\}, R) \Delta A \quad (13)$$

여기서 E_i 는 i 번째 면소를 나타내고 N 은 면소의 총 갯수이다. 윗 식은 E_i 가 수신기와 송신기로 동시에 동작하고 있음을 보여준다. 이와같이 공간적으로 불연속화 시키는 것은 결과적으로 시간적으로도 불연속화 시키게 되어 $h^{(k)}(t)$ 는 원래는 시간에 대하여 연속함수이었으나 scaled 델타 함수(delta function)의 유한함수로 주어지게 된다. 시간축을 시간폭이 Δt 인 여러개의 빈(bin)으로 나누어 각 빈안에 포함되는 수신된 총 전력을 구하므로 시간적으로 평활(smoothing)하게 할 수 있다. 결과적으로 주어지는 히스토그램(histogram)은 실제의 $h^{(k)}(t)$ 와 근사치가되고 ΔA 와 Δt 를 영(zero)으로 접근시키면 실제값과 같은 값이 된다.

기본계산은 식 (4)의 계산과 같이 점소스로부터 미분면소수신기까지의 미분전력과 미분지연시간을 계산함을 일컫는다. 즉 식 (5)로부터 식 (9)에 이르는 일련의 곱셈과 벡터내적을 계산하는 것을 의미한다. 이것은 요소 i 와 요소 j 사이의 미분전력 $dP(i, j)$ 를 계산하는 것과 지연시간 $\tau(i, j)$ 를 계산하는 것이다.

3. 계산결과

임펄스 응답 $h(t)$ 는 송신된 광전력이 unit-area Dirac delta 함수일 때, 수신된 광전력으로 정의되므로 d.c. 이득 $H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt$ 와 수신된 광전력 P_r 은 $P_r = P_T H(0)$ 의 관계가 성립한다. 여기서 P_T 는 송신된 평균 광전력을 나타낸다. 이 계산에서 송신된 광전력이 1W라고 가정하였으므로, $h(t)$ 는 1W 송신기에 의하여 수신된 광전력이 된다. 계산을 수행하기 위하여 FORTRAN 77 언어를 사용하여 프로그램을 작성하였다. 이 계산에서 좌표계는 북쪽벽과 서쪽벽이 바닥과 교차하는 지점을 원점으로 잡았고, 남쪽은 x 방향으로 잡고 동쪽을 y 방향으로 취하였다. Elevation angle은 수평면을 기준으로 하였으므로 소스가 아랫방향을 향하고 있으면 -90° 이고, 위를 향하고 있으면 90° 가 된다. 테이블에 있는 Δt 는 bin width를 나타내고, bounces는 수신단까지 도달하는데 면에서 반사된 횟수를 나타낸다. N_x, N_y, N_z 는 각각 x, y, z 방향으로 공간을 나눈 횟수를 표시하므로 총미분면소의 개수는 $N = 2(N_x N_y + N_x N_z + N_y N_z)$ 가 된다.

이 프로그램의 신뢰성을 확보하기 위하여 참고문헌 [6]과 같은 조건에서 계산한 결과를 참고문헌 [6]의 결과와 비교할때 그림 1이 보여주는 바와 같이 일치함을

표 1. 계산을 위한 파라미터

Table 1. Parameters for calculation.

	parameter	A			B			C			D		
room	length(x)	5 m			5 m			10 m			10 m		
	width(y)	5 m			5 m			10 m			10 m		
	height(z)	3 m			3 m			3 m			3 m		
	ρ north	0.8			0.8			0.8			0.8		
	ρ south	0.8			0.8			0.8			0.8		
	ρ east	0.8			0.8			0.8			0.8		
	ρ west	0.8			0.8			0.8			0.8		
	ρ ceiling	0.8			0.8			0.8			0.8		
	ρ floor	0.3			0.3			0.3			0.3		
source	mode	1			1			1			1		
	x	2.5			2.5			5.0			5.0		
	y	2.5			0			5.0			0		
	z	3			2.9			3			2.9		
	elevation	-90°			0°			-90°			0°		
	azimuth	0°			0°			0°			0°		
receiver	area	1 cm^2			1 cm^2			1 cm^2			1 cm^2		
	FOV	85°			85°			85°			85°		
	x	0.5 m			0.5 m			0.5 m			0.5 m		
	y	1.0 m			0.5 m			1.0 m			0.5 m		
	z	0 m			0 m			0 m			0 m		
	elevation	90°			90°			90°			90°		
	azimuth	0°			0°			0°			0°		
resolution	Δt	0.2 ns			0.2 ns			0.2 ns			0.2 ns		
	bounces	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
	N_x	500	100	25	500	100	25	500	100	25	500	100	25
	N_y	500	100	25	500	100	25	500	100	25	500	100	25
	N_z	300	60	15	300	60	15	300	60	15	300	60	15

보였다. 그림 1은 <표 1>의 첫 번째열에 주어진 조건에서 소스가 1W의 광전력을 CW 모드(continuous-wave mode)로 방출할 때 계산된 임펄스 응답을 그린 것이다. 그림 1이 보여주는 것처럼 반사횟수가 증가할수록 수신된 총전력은 감소한다. 따라서 반사횟수를 3회까지만 설정하여도 상기 결과에 큰 영향을 미치지 않는다. 반사횟수가 증가할수록 미분면소의 개수를 감소시킨 이유는 단지 계산시간이 너무 오래 걸리기 때문이다. 참고로 3번 반사된 경우의 임펄스 응답 $h^{(3)}(t)$ 를 계산하는 데는 SUN SPARC station 20을 사용하여 4일정도의 시간이 소모되었다.

광케이블 포설의 문제점 때문에 벽면에 소스가 위치

하는 예를 고려하여 서쪽벽의 중간상단($x=250\text{cm}$, $y=0\text{cm}$, $z=290\text{cm}$)에 송신기가 위치하고 수신기는 바닥의 구석(50cm , 50cm , 0cm)에 위치할 경우에 위와 같은 방식으로 계산하였고 그 임펄스응답이 그림 2에 그려져 있다. 수신기가 위치하는 곳은 소스의 법선방향과 큰각도를 이루기 때문에 직접 도달하는 수신신호는 $0.288 \mu\text{W}$ 로 작지만 가까운 거리에 있어 도달시간은 1.186×10^{-8} 초이었다. 그러나 수신기가 벽에 가까이 위치하고 있어 반사되어 오는 양은 많았다. 그림 3과 그림 4는 각각 그림 1과 그림 2와 같은 조건에서 방의 크기만을 $10\text{m} \times 10\text{m} \times 3\text{m}$ 로 확장시켰을 경우의 임펄스 응답을 그린 것이다. 위의 계산들과 비슷한 모양을 지

냈지만 크기가 작고 지연시간이 길었다. 이론적인 수식은 계산 방법을 설명하므로 이와 같은 시뮬레이션 결과를 수식으로부터 직접 유추하기는 쉽지 않다.

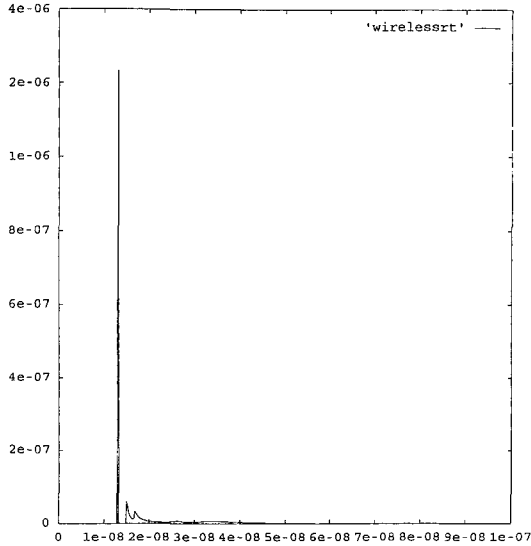


그림 1. 천정에 소스가 있는 경우의 임펄스응답(가로축 : 초, 세로축 : 와트, 방크기 : 5m×5m×3m)

Fig. 1. Impulse response with the source on the ceiling(room size : 5m×5m×3m).

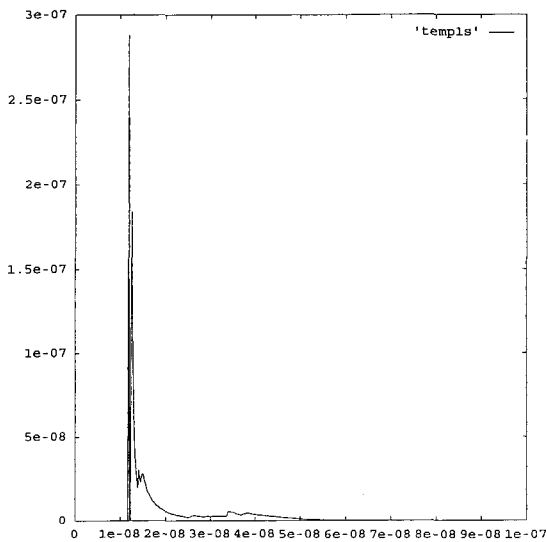


그림 2. 벽면에 소스가 있는 경우의 임펄스응답(방크기 : 5m×5m×3m)

Fig. 2. Impulse response with the source on the wall(room size : 5m×5m×3m).

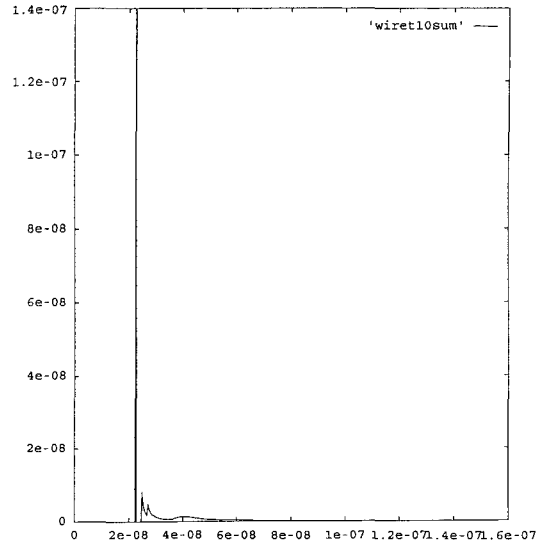


그림 3. 소스가 천장 중앙에 위치한 경우의 임펄스응답(방크기 : 10m×10m×3m)

Fig. 3. Impulse response with the source on the ceiling(room size : 10m×10m×3m).

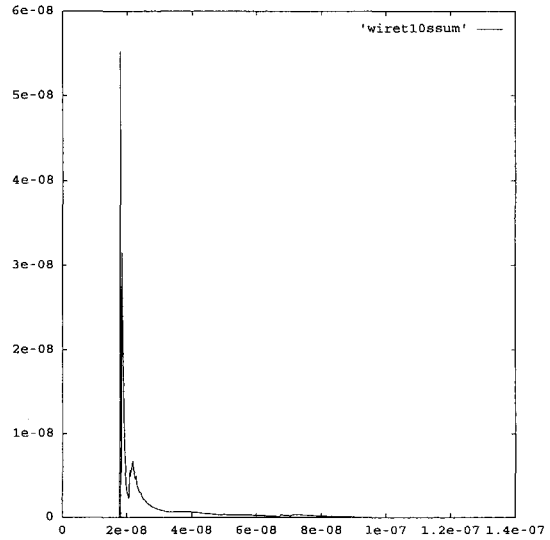


그림 4. 벽면에 소스가 위치한 경우의 임펄스응답(방크기 : 10m×10m×3m)

Fig. 4. Impulse response with the source on the wall(room size : 10m×10m×3m).

4. 다중경로에 의한 전력페널티

다중경로 분산이 광무선통신 시스템성능에 미치는 영향을 알아보기 위하여 기저대 OOK 시스템(baseband on-off keyed system)을 고려해 보자. 이 시스템에서 심볼 $a_k \in \{0, 1\}$ 는 전송속도 $1/T$ 에서 임펄스응답이

$Ab(t)$ 인 송신기 필터를 통과한다. 여기서 A 는 송신기의 평균광전력에 비례하게 되며 송신기 필터의 출력은 전송된 신호의 강도를 나타내게 된다. 이 신호는 임펄스응답이 $h(t)$ 인 다중경로채널을 통과하게 된다. 여기서 $h(t)$ 는 단위면적을 갖도록, 즉 $H(0)=1$ 이 되도록, 정규화시켰다고 가정하면 A 는 평균적으로 수신된 광전력이 된다. 첨가되는 잡음 $n(t)$ 는 주변광으로부터 오는 산탄잡음(shot noise)을 표시하고, 이 잡음은 Gaussian random process로 정확히 모델링 된다^[7]. 잡음과 함께 수신된 신호는 임펄스응답이 $g(t)$ 인 수신 필터를 통과한 뒤 전송속도로 sampling되고 k 번째 전송된 비트(bit)가 \hat{a}_k 로 estimate되도록 양자화(quantize)된다. 또한 $b(t)$ 와 $h(t)$ 는 면적이 T 가 되도록 정규화되었고 T 는 Nyquist pulse라고 가정한다^[7].

이 시스템의 BER(bit-error rate)을 계산하기 위하여 수신단에 있는 decision소자의 입력 y_k 를 다음 식으로 나타낸다.

$$y_k = Aa_k \otimes h_k + n_k \quad (14)$$

이 식에서 \otimes 는 콘볼루션을 나타내고, h_k 는 시스템의 등가 이산시간 임펄스응답(equivalent discrete-time impulse response)을 나타내며 다음식으로 주어진다.

$$h_k = b(t) \otimes h(t) \otimes g(t)|_{t=kT} \quad (15)$$

그리고

$$n_k = n(t) \otimes g(t)|_{t=kT} \quad (16)$$

로 주어진다. ISI(inter-symbol interference)에 기인한 광전력페널티(optical power penalty)만큼 구분해내기 위하여 두가지 가정을 한다. 우선 완벽한 timing recovery를 가정한다. 이것은 시간축의 원점이 h_0 를 최대화시키는 점으로 옮겨진 것을 의미한다. 다음으로 optimal decision threshold를 가정한다. 즉 basic symmetry argument에 의해 optimal threshold를 $A/2$ 로 한다. h_k 를 $h_k = h_0\delta_k + (1 - \delta_k)h_k$ 로 바꾸어 쓸 수 있으며 이때 두번째 항은 임펄스응답 꼬리(tail)를 나타내고 δ_k 는 단위임펄스이다. 일반적으로 ISI의 precursor와 postcursor가 같이 존재하므로 임펄스응답 꼬리는 꼭 causal은 아니다.

일련의 신호들 $\mathbf{a}_k \equiv (\dots a_{k-1}, a_k, a_{k+1} \dots)$ 가 주어지면 k 번째 비트의 estimate \hat{a}_k 가 오류일 확률은 다음식으로 주어진다.

$$\Pr[\text{error} | \mathbf{a}_k] = Q(\rho(1 - X_k)) \quad (17)$$

여기서 Q 는 Gaussian Q-function, $\rho \equiv A/(2\sigma)$, σ^2 은 n_k 의 variance이고 X_k 는 다음 식과 같이 ISI를 나타낸다.

$$X_k = 2 \sum_{i \neq k} a_i h_{k-i} \quad (18)$$

Total bit-error rate는 모든 가능한 비트 sequence에 대하여 다음 식과 같이 평균을 취함으로써 얻어진다.

$$\begin{aligned} BER &= E[Q(\rho(1 - X_k))] \\ &= \frac{1}{2^M} \sum_a Q(\rho(1 - X_k)) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 E (expectation)는 일련의 신호들 \mathbf{a}_k 에 대하여 행하여지며, 각 비트들은 서로 독립적이고 $\{0, 1\}$ 에서 균일하다. 그리고 M 은 임펄스응답 꼬리길이 $(1 - \delta_k)h_k$ 이고, 이 길이가 유한하다고 가정할 때 전체합은 모든 $a \in \{0, 1\}^M$ 에 대하여 행해진다.

만약 다중경로 분산이 없으면 X_k 는 영(zero)이 되며 $BER = Q(\rho)$ 가 된다. 이 BER 이 어떤 상수값 BER_0 가 되기 위한 ρ 는 다음 식에서 구해진다.

$$\rho = Q^{-1}(BER_0) \quad (20)$$

그러나 다중경로에 의한 분산이 존재하면 같은 값의 BER_0 를 얻기 위하여도 더 큰 값의 ρ 가 필요하게 되는데 이를 나타내기 위하여 광전력 페널티를 다음과 같이 정의한다. 광전력 페널티란, 다중경로에 의한 ISI를 극복하기 위하여, 주어진 BER_0 를 유지하려고 증가시켜야 하는 광신호 전력을 일컬으며 다음 식으로 주어진다.

$$\text{power penalty} = 10 \log_{10} \left(\frac{\rho \text{ required for } BER_0}{Q^{-1}(BER_0)} \right) \text{ dB} \quad (21)$$

이 식으로 주어진 것은 광전력 페널티이므로 전기전력 페널티는 dB로 표시하면 두배로 증가하게 된다.

광전력 페널티값을 얻기 위하여 그림 1, 그림 2, 그림 3 그리고 그림 4에 그려져 있는 임펄스응답함수들로부터 h_k 를 계산하고, 일련의 신호들 $a_k \equiv (\dots a_{k-1}, a_k, a_{k+1} \dots)$ 를 생성하여 각각의 경우에 대하여 X_k 와 BER을 구하였다. 그리고 모든 가능한 bit sequence에 대하여 평균을 취함으로써 다중경로에 의한 ISI가 존재하는 경우에 대하여 평균 BER을 계산하고 그 결과를 식2-21에 대입하여 광전력 페널티를 계산하였다. 이 계산에서 BER_0 는 편의상 1.01748×10^{-6} 로 정하였다. 각각의 경우에 계산된 결과가 그림 5에 그려져 있다. 그림에서 'p5cdb', 'p5wdB', 'p10cdb', 그리고 'p10wdB'는 각각 <표 1>의 A, B, C, 그리고 D의 경우에 대하여 계산된 광전력페널티이다. 2Mb/s의 전송속도에서 광전력 페널티는 모두의 경우에 무시할 수 있을 정도로 작았고, 방의 크기가 증가하면 광전력 페널티도 증가함을 알 수 있었다. 계산에 사용한 반사율은 실제보다 큰값을 택하였으므로 실제 방에 적용하려면 반사율을 측정하여 대입하여야 한다.

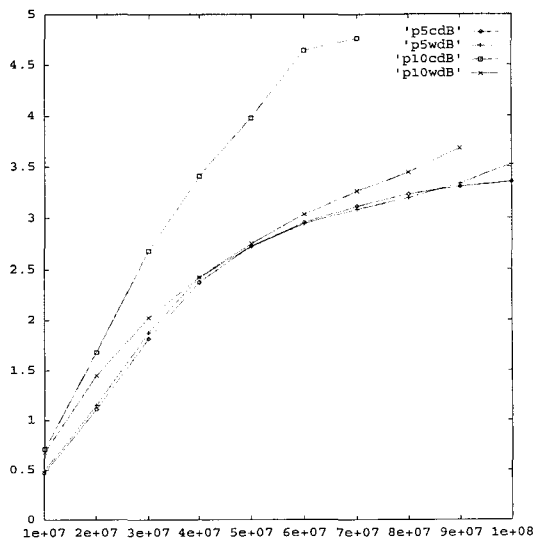


그림 5. 다중경로에 의한 광전력페널티
Fig. 5. Optical power penalty due to multipath.

III. 결 론

본 연구에서는 실내에서 광케이블 포설이 어렵기 때

문에 실내의 주 출입구까지만 광케이블을 포설 중단하고 가입자 단말까지는 광무선전송방식을 도입하는 것을 고려하여 실내 무선광통신 환경하에서 처음으로 벽면에 소스가 있는 경우에 세 번 반사된 경우까지 포함하는 임펄스응답과 다중경로에 의한 광전력페널티를 계산하였다. 벽면에 소스가 위치하는 예로 서쪽벽의 중간상단에 송신기가 위치하고 수신기는 바닥의 구석에 위치할 경우에 임펄스응답을 계산하였다. 이 경우 직접 수신되는 전력은 천정에 송신기가 위치한 경우와 비교하여 적지만 천정등에서 한 번 반사되고 수신되는 전력이 더 크기 때문에 실내 적용이 가능함을 알 수 있었다.

위의 계산과 같이 다중경로에 의한 분산이 존재하면 같은 값의 BER를 얻기 위하여도 더 큰 값의 신호대 잡음비가 필요하게 되는데 이를 나타내기 위하여 광전력 페널티를 계산하였다. 광전력 페널티란, 다중경로에 의한 ISI를 극복하기 위하여, 주어진 BER를 유지하려고 증가시켜야 하는 광신호 전력을 일컫는다. 광전력 페널티값을 얻기 위하여 임펄스응답함수들로부터 등가 이산시간임펄스응답을 계산하고, 일련의 신호들을 생성하여 각각의 경우에 대하여 ISI와 BER을 구하였다. 그리고 모든 가능한 bit sequence에 대하여 평균을 취함으로써 다중경로에 의한 ISI가 존재하는 경우에 대하여 평균 BER을 계산하고 그 결과로부터 광전력 페널티를 계산하였다. 2Mb/s의 전송속도에서 광전력 페널티는 모두의 경우에 무시할 수 있을 정도로 작았고, 방의 크기가 증가하면 광전력 페널티도 증가함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] D. R. Pauluzzi, P. R. McConnel, and R. L. Poulin, "Free-Space Undirected Infrared Voice and Data Communications with a Comparison to RF Systems," Proc. *IEEE International Conference on Selected Topics in Wireless Communications*, Vancouver, B.C., pp. 286-291, June 1992.
- [2] R. L. Poulin, D. R. Pauluzzi, and M. R. Walker, "A Multi-Channel Infrared Telephony Demonstration System for Public Access Applications," Proc. *IEEE Interna-*

- tional Conference on Selected Topics in Wireless Communications*, Vancouver, B.C., pp. 286-291, June 1992.
- [3] F. R. Gfeller and U. H. Bapst, "Wireless In-House Data Communication via Diffuse Infrared Radiation," *Proc. of IEEE*, Vol. 67, No. 11, pp. 1474-1486, November 1979.
- [4] D. Hash, J. Hillery, and J. White, "IR RoomNet: Model and Measurement," IBM Communication ITL Conference, June 1986.
- [5] P. Hortensius, "Research and Development Plan of the Infrared Portable Data Link," IBM T.J. Watson Research Center, Yorktown Heights, New York, January 4, 1990. Internal Report.
- [6] J. R. Barry, "Wireless Communication Using Non-Directed Infrared Radiation," Ph.D. Dissertation, Univ. of California, Berkeley, 1992.
- [7] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt, *Digital Communication*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1988.

 저 자 소 개

池 尹 圭(正會員)

1971-1978 : 서울대학교 공과대학 전자공학과, 학사(군복무기간포함) 1978-1980 : 서울대학교 공과대학 전자공학과, 석사 1980-1984 : The University of Texas at Austin, EE, Ph.D 1984-1989 : 미국 AT & T Bell Labs, MTS(Member of Technical Staff). 1989-1994 : 한국과학기술원(KAIST) 전기 및 전자공학과, 조교수.부교수. 1994-현재 : 이화여자대학교 전자공학과, 현재 정교수 관심분야 : 광통신, 광대역통신