

실내 다중 입출력 채널 사운딩을 위한 주파수 상에서 보정된 채널 추정 기법

모 상 현, 강 영 윤, 조 준 호

포항공과대학교 전자전기공학과

(054) 279-8017 / {mozziya, jjanguni, jcho}@postech.ac.kr

Calibrated Frequency-Domain Channel Estimation for Indoor MIMO Channel Sounding

Sang Hyun Mo, Young Yun Kang, and Joon Ho Cho

Department of Electronic and Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology

Abstract

For indoor wideband multiple-input multiple-output (MIMO) channel sounding, vector network analyzer (VNA)-based channel estimation scheme has a limited applicability due to the small number of input and output ports. In this paper, instead, we consider a MIMO channel sounder that is equipped with a multi-channel arbitrary waveform generator and a multi-channel signal acquisition board. In particular, a sequence correlation method operating on this channel sounder is studied for calibrated frequency-domain channel estimation. First, the effect of a general training sequence on the channel estimate is analyzed when the effects of DAC, ADC, and RF chains in the sounding system are included in the channel to be estimated. It is shown that the often-used impulse train approximation to the periodic auto-correlation of the training sequence better suits for Chu-sequences rather than for m-sequences. Second, it is also shown that, given a sounding data obtained by directly connecting the sounder's input and output ports, the effects of DAC, ADC, and RF chains can be perfectly compensated for in the channel estimate. Finally, the accuracy of the calibrated scheme is verified by comparing the channel estimates with those obtained by using a VNA.

1. 서론

최근 통신 시스템의 스펙트럼 효율성을 크게 증가시킬 수 있는 다중 입출력 (Multiple-Input Multiple-Output) 시스템에 대한 관심이 증가하고 있다. 이에 따라 다중 입출력 시스템에 적합한 다양한 변복조 기법 및 부호화와 복호화 기법이 제안되었다 [1]. 또한 이러한 기법을 통해 이론적으로 얻을 수 있는 시스템 성능의 상계를 구하기 위해 다중 입출력 채널의 용량 분석에 관한 연구도 활발히 진행되어 왔다 [2]. 채널 용량을 계산하기 위해서는 채널 사운더를 사용하여 전파전파채널 (radio propagation channel)을 정확하게 특성화하는 것이 필요하다. 특히 채널이 선형 시불변 시스템으로 모델링 될 때, 주파수 선택적인 채널의 충격 응답을 측정하는 것이 채널 사운더가 수행해야 할 주요한 기능이다.

채널 충격 응답을 측정하기 위해 주로 사용되고 있는 채널 사운더는 크게 두 가지로 분류될 수 있다. 하나는 벡터 회로망 분석기 (VNA: Vector Network Analyzer) 기반

의 채널 사운더이고 [3], 다른 하나는 임의파형발생기와 신호획득보드 및 사후 신호 처리 기능을 갖춘 채널 사운더이다 [4]. 일반적으로 VNA 기반의 채널 사운더는 시스템 구현이 쉽고 채널의 주파수 응답을 알아내기가 간단하지만, 실내 광대역 채널 사운딩을 위해 사용하기에 제한이 있다. 그 이유는 n_t 개의 송신안테나와 n_r 개의 수신안테나를 갖는 다중 입출력 시스템에서는 $n_t n_r$ 개의 충격 응답이 동시에 측정되어야 하지만 VNA는 일반적으로 작은 수의 입출력 단자를 갖기 때문에 다중 채널 측정이 용이하지 않다 [5].

반면, 다중 출력 임의파형발생기와 다중 입력 신호획득보드를 사용하는 채널 사운더는 동시에 다수의 충격 응답 측정이 가능하다. 이런 유형의 채널 사운더에는 채널을 추정하기 위하여 상관 방법 (correlation method)이 자주 사용되는데 [4], 이는 송신기에서 선형 변조된 훈련수열 (training sequence)을 전송하고 수신된 신호를 수열 정합 필터링함으로써 얻는 상관함수의 최고점 주변값을 이용하여 채널을 추정하는 기법이다. 일반적으로 훈련수열로서는 m-수열 (m

※ 본 연구는 정보통신연구진흥원 및 정보통신부의 대학 IT연구센터 육성·지원사업의 지원을 받고 있는 포항공과대학교의 OFDM 기반 광대역 이동 인터넷 연구센터 (BrOMA)에 의해 지원받았음 (IITA-2006-C1090-0603-0037)

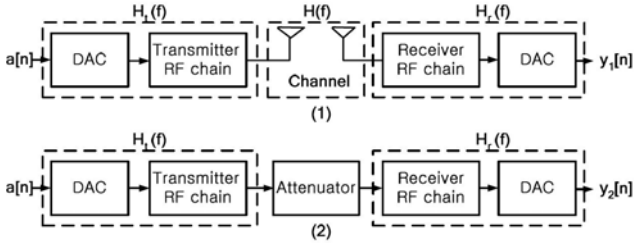


그림 1. 시스템 구성도

aximum length shift register sequence)이 사용되며 m-수열의 자기상관수열을 임펄스 열로 근사할 경우 RF 체인을 채널에 포함한 전체 채널 충격 응답 (overall channel impulse response)이 수열 정합 필터의 출력으로부터 바로 구해진다 [6]. 하지만 이렇게 구한 채널 응답은 채널 사운더의 DAC, ADC 및 RF 체인의 효과와 자기상관수열을 임펄스 열로 근사한 효과 때문에 실제 채널의 충격 응답과는 차이가 있다.

따라서 본 논문에서는 다중 출력 임의과형발생기와 다중 입력 신호획득보드를 갖춘 다중 입출력 채널 사운더에서 작동하는, 주파수 영역에서 보정된 채널 추정 기법이 연구된다. 먼저, 채널 사운더의 DAC, ADC 및 RF 체인의 효과가 채널에 포함되어 측정될 때 혼련수열이 채널 추정치에 미치는 영향을 분석하고 대표적인 예로써 m-수열과 Chu-수열을 검토한다. 그리고 채널 사운더의 입출력 단자를 직접 연결하여 얻은 주파수 응답을 이용하여 주파수 영역에서 혼련수열 및 DAC, ADC 및 RF 체인의 효과를 보정하는 채널 추정 기법을 분석하고, 이를 VNA 기반의 채널 사운더로부터 추정된 채널과 비교하여 그 정확성을 검증한다.

2. 혼련수열의 상관 특성을 보정한 주파수 영역에서의 채널 추정 기법

이 장에서는 먼저, 혼련수열 효과를 보정하지 않았을 때 혼련수열이 채널 추정치에 미치는 영향에 대해 분석한다. 이를 통해, 혼련수열의 자기상관수열을 임펄스 열로 근사하는 흔히 사용되는 방법이 m-수열에서 보다는 Chu-수열에서 보다 적합함이 보여진다. 다음으로, 채널 사운더의 RF 체인 효과 및 혼련수열 효과가 보정된 주파수 영역에서의 채널 추정 기법을 분석한다.

(1) 시스템 및 신호 모델

본 논문에서 고려하는 시스템의 구성도는 그림 1-(1)과 같다. 송신단에서는 임의과형 발생기가 주기 N 인 혼련수열 $\{a_n\}_{n=0}^{N-1}$ 을 선형 변조하여 IF 신호를 만들고, RF 체인은 이를 RF 신호로 변조하여 안테나를 통해 전송한다. 수신 안테나에서 수신된 신호는 RF 체인을 통해 중간 주파수로 변환되고 신호획득보드에서 과 표본화 (oversampling)된다. 과 표본화된 데이터는 사후처리기에서 소프트웨어적으로 기저대역으로 변환된 후 원래의 혼련수열과 수열 정합 필터링되며, 출력된 상관함수의 최고값을 기준으로 채널의 주파수 응답 추정에 필요한 표본들이 얻어진다.

복소 기저대역에서, 혼련수열을 선형 변조한 송신 신호를 $x_1(t)$ 라 하고 수신 신호를 $y_1(t)$ 라 하면, $y_1(t)$ 는 $x_1(t)$ 와 전파 전파채널의 충격 응답 그리고 RF 체인 응답의 컨볼루션으로 표현된다. 즉,

$$y_1(t) = x_1(t) * h_t(t) * h(t) * h_r(t) \quad (1)$$

이고 여기서 $x_1(t) := \sum_{k=-\infty}^{\infty} a[k]p(t-kT)$ 이다. 이 수신 신호를 과 표본화하여 수열 정합 필터링한 출력은 아래와 같이 얻어진다.

$$y_1[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A[k]r_{c_1}(t-kT) \Big|_{t=\frac{nT}{M}} \quad (2)$$

여기서 $r_{c_1}(t) := p(t) * h_t(t) * h(t) * h_r(t) * p(-t)^*$ 이고 M 은 과 표본 추출률, T 는 표본 추출률, $A[k]$ 는 혼련수열의 주기적 자기상관함수를 각각 나타낸다. $y_1[n]$ 의 최고점으로부터 한 주기 (MN) 길이의 표본을 취하여 주기화한 후 이산 시간 푸리에 변환 (DTFT: Discrete Time Fourier Transform)하여 $1/T$ 만큼 대역 제한한 $Y_{d_1}(f)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_{d_1}(f) &= \frac{T}{M^2 N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N-1} A[l] e^{-j2\pi kl/N} \delta(f - \frac{k}{MN}) R_{c_1}(f \frac{M}{T}) \\ &:= \frac{T}{M^2 N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_d(\frac{k}{MN}) \delta(f - \frac{k}{MN}) R_{c_1}(\frac{k}{NT}) \end{aligned} \quad (3)$$

유한한 길이 (MN)의 이산 신호를 MN 포인트 이산 푸리에 변환 (DFT: Discrete Fourier Transform)하여 얻은 값들은, 동 신호를 주기화하여 DTFT하였을 때 주파수 범위 0부터 1사이에서 등 간격으로 나타나는 MN 개의 임펄스의 크기들과 같으므로, 추정하고자 하는 채널의 주파수 응답을 N 개의 표본으로 추출한 값은 $y_1[n]$ 의 MN 개의 표본을 DFT하여 얻은 아래 식 (4)의 $H_{overall}[k]$ 로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} H_{overall}[k] &= \frac{T}{M^2 N} A_d(\frac{k}{MN}) R_{c_1}(\frac{k}{NT}) \\ &= \frac{T}{M^2} A_d(\frac{k}{MN}) P(\frac{k}{NT}) H_t(\frac{k}{NT}) H(\frac{k}{NT}) H_r(\frac{k}{NT}) P(\frac{k}{NT})^* \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)로부터 알 수 있듯이 채널 사운더의 DAC, ADC 및 RF 체인의 효과가 포함 된, 그러나 혼련수열의 효과는 제거된, 전체 채널 (overall channel)의 주파수 응답을 얻기 위해서는 $H_{overall}[k]$ 를 $\frac{T}{M^2} A_d(\frac{k}{MN})$ 로 나누어 주어야 한다.

(2) m-수열과 Chu-수열

채널 충격 응답을 추정하기 위해서는 m-수열이 혼련수열로서 자주 사용된다. m-수열은 이진 수열로서 계산이 간단하고 높은 확산 이득을 얻을 수 있으며 자기상관함수가 델타 함수로 근사되어 수신 신호의 정합 필터 출력으로부터 채널의 전력 지연 프로파일 (power delay profile)을 쉽게 추정할 수 있게 한다. 하지만 엄밀히 말해 자기상관함수가 $A_{mseq}[l] = -1 + (N+1)\delta[l]$ 로 주어지므로 정확하게 델타 함수가 되지 않아 주파수 상에서 에너지 스펙트럼의 분포가 균등하지 않은 문제점이 있다. 이로 인해 앞에서 고려한 전체 채널의 주파수 응답을 추정하고자 할 때 채널의 중심 주파수

에서 추정 오차가 발생하게 된다. m-수열의 경우 식 (4)는 아래와 같이 얻어진다.

$$H_{mseq}[0] = \frac{T}{M^2} \frac{N+1-N}{N} R_c(0), H_{mseq}[k] = \frac{T}{M^2} \frac{N+1}{N} R_c\left(\frac{k}{NT}\right), \forall k \neq 0 \quad (5)$$

식 (5)로부터, m-수열의 효과를 보정하지 않을 경우 N 값이 커질수록 중심 주파수에서 추정 오차가 점점 더 늘어남을 알 수 있다.

Chu-수열은 다상 복소 수열로서 [7] 좋은 주기 상관 특성을 가지면서 m-수열과 다르게 수열의 길이에 제한이 없다. 한 주기 길이의 자기 상관 함수는 $A_{Chuseq}[l] = (N+1)\delta[l]$ 로 주어지는데 최대값을 갖는 한 점을 제외하고는 모두 0이다. 따라서 m-수열과 다르게 균등한 에너지 스펙트럼 분포를 가지며 식 (6)과 같이 중심 주파수에서의 추정 오차도 발생하지 않는다. 하지만 Chu-수열은 복소 수열이기 때문에 계산이 복잡하고 수열의 길이가 길어질수록 양자화의 영향을 크게 받는 단점이 있다.

$$H_{Chuseq}[k] = \frac{T}{M^2} \frac{N+1}{N} R_c\left(\frac{k}{NT}\right) \quad (6)$$

(3) DAC, ADC 및 RF 체인의 효과가 보상된 주파수 영역에서의 채널 추정

앞에서 훈련수열의 자기상관수열을 임펄스 열로 근사하여 흔히 사용되는 방법이 m-수열에서 보다는 Chu-수열에서 보다 적합함을 보였다. 이 절에서는 보정된 주파수 영역에서의 채널 추정 기법을 통해 채널 사운더의 DAC, ADC 및 RF 체인의 효과와 훈련수열의 효과를 보상하여 안테나와 전파전파채널만을 포함한 채널의 주파수 응답을 추정하는 과정을 분석한다. 그림 1-(2)는 보정 과정에서 고려되는 시스템 구성도를 보여준다. 보정 과정은 채널 측정 실험을 하기 전후에 수행되며 그 과정은 다음과 같다. 송신단의 훈련수열이 선형 변조된 송신 신호는 동축선을 통해 감쇄기를 거쳐 수신단에 직접 수신된다. 수신된 신호는 기저대역으로 변환되어 수열 정합 필터링되며, 필터의 출력으로부터 식 (7)과 같이 채널 사운더의 시스템 효과와 훈련수열의 효과만이 포함된 채널의 주파수 응답을 구할 수 있다.

$$H_{cal}[k] = \frac{T}{M^2 N} A_d\left(\frac{k}{MN}\right) P\left(\frac{k}{NT}\right) H_t\left(\frac{k}{NT}\right) H_r\left(\frac{k}{NT}\right) P\left(\frac{k}{NT}\right)^* \quad (7)$$

최종적으로 앞에서 구한 전체 채널의 주파수 응답을 보정 과정에서 구한 채널의 주파수 응답으로 나눠줌으로써 식 (8)과 같이 채널 사운더의 시스템 효과와 훈련수열의 효과를 완벽하게 보정할 수 있다.

$$\frac{H_{overall}[k]}{H_{cal}[k]} = H\left(\frac{k}{MN}\right) \quad (8)$$

이렇게 채널을 연결했을 때와 입출력을 바로 연결했을 때의 채널 사운더의 출력을 각각 DFT한 후 서로 나눠줌으로써 채널을 추정하는 기법이 참고문헌 [8]에서 언급된 바 있다

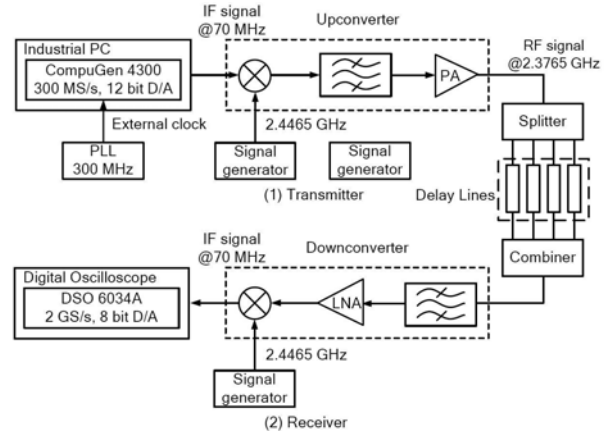


그림 2. 상관 방법 기반의 채널 사운더

나 위와 같은 유도과정 및 훈련 수열의 효과 분석은 나타나 있지 않다.

3. 채널 추정 기법 검증 실험

(1) 채널 사운더

본 논문에서는 두 가지 채널 사운더를 사용하여 채널을 측정하는데, 첫 번째 채널 사운더는 그림 2와 같이 고속의 임의파형발생 및 신호획득보드, up-converter 및 down-converter RF 체인들로 구성된다. 수열의 상관 특성을 이용해 2.38 GHz의 중심 주파수에서 20 MHz 대역폭까지 채널 응답을 측정하는데, 30 dB의 확산 이득을 얻을 수 있는 주기 1023의 m-수열이 사용된다. 안테나 효과를 포함한 물리적 채널을 측정하기 전후에, 안테나가 제거된 상태에서 송신기와 수신기 RF 체인을 동축선으로 직접 연결하고 주파수 응답을 저장하여 향후 보정 과정에 이용한다.

두 번째 시스템은 VNA 기반의 채널 사운더이다. VNA는 알고 있는 사인파 신호로 주파수영역을 스위핑하여 다양한 범위의 주파수 영역에서 채널 주파수 응답을 직접 얻을 수 있으며, 시스템을 쉽게 구성할 수 있는 장점으로 인해 광대역 채널 연구에 많이 활용되고 있다. 하지만 주로 시판되는 2개 또는 4개의 포트를 가진 VNA는 제한된 포트 수로 인해 다중 입출력 채널 측정에서 활용가능성이 제한적이다 [5]. 그리고 전송선 길이의 한계로 인하여 주로 실내 근거리 채널 측정용으로 활용이 제한적이다. 그림 3은 VNA 기반의 채널 사운더를 보여준다. 이 시스템의 주요 장비는 VNA이며 이는 설정된 주파수 영역에서 채널 주파수 응답의 이산 표본들을 얻는데 사용된다. 상관 방법 기반의 채널 사운더와 동일한 조건을 만들어 주기 위해 VNA의 중심 주파수를 2.38 GHz, 대역폭을 20 MHz, 해상도를 801 포인트로 설정하였고 21.867 ms 동안 설정된 주파수 영역을 스위핑하였다. 각 채널 측정시마다 100번의 측정값을 평균 내어 저장하였다.

(2) 측정 환경

상관 방법 기반과 VNA 기반의 채널 추정 기법들을 비교

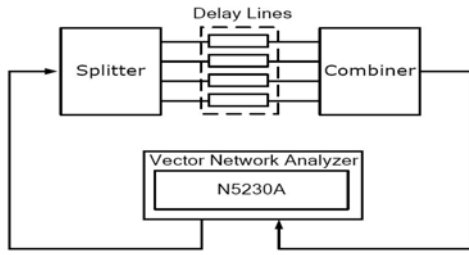


그림 3. VNA 기반의 채널 사운더

한 연구는 예전에도 있었다 [8]-[9]. 두 방법으로 측정한 채널이 유사하기는 하였지만 어느 정도의 오차를 보였다. 이는 두 가지 방법으로 채널을 측정하는 동안 채널이 변화하였거나 보정과정에서 수열의 상관 특성이 보정되지 않았기 때문일 것으로 추측된다. 따라서 이 논문에서는 측정 중의 채널 변화를 막기 위해, 전력 분배기, 전력 합성기, 동축선을 이용하여 최대 4개의 다중 경로 성분을 가지는 시블변 고정 채널을 구현하여 두 방법의 정확성을 비교하였다.

(3) m-수열 효과로 인한 채널 오차

2장에서 유도한 바와 같이 훈련수열로 m-수열을 사용하면 그 상관 특성에 의해 그림 4에서와 같이 중심 주파수에서 스펙트럼 널 (null)이 생기며 이를 보정하지 않을 경우 잘못된 채널 추정이 된다. 반면, Chu-수열의 경우에는 중심 주파수에서의 추정 오차가 발생하지 않는다.

(4) 주파수 응답 비교

그림 5는 상관 방법 기반과 VNA 기반의 채널 사운더들을 이용하여 측정한 채널의 크기와 위상 응답의 전형적인 예를 보여준다. 그림 2의 시스템은 시간 표준기의 부재로 정확한 위상 지연을 구할 수 없으므로 선형 위상 지연 오차를 최소제곱 (least square) 추정법으로 계산하여 보정하였다. 그림 5에서 확인되는 바와 같이 두 채널 사운더의 채널 추정 값은 다양한 채널에서 정확한 일치치를 보였다.

4. 결론

본 논문에서는 다중 출력 임의파형발생기와 다중 입력 신호획득보드를 갖춘 다중 입출력 채널 사운더를 위한 주파수 영역에서 보정된 채널 추정 기법을 분석하고 실험을 통하여 이의 정확도를 검증하였다. 수열의 상관 특성을 이용한 채널 추정 기법에서 일반적인 훈련수열이 채널 추정값에 미치는 영향을 분석하였으며 특히 m-수열을 이용할 때 중심 주파수에서 왜곡이 일어남을 확인하였다. 또한 VNA를 이용해 얻은 채널 추정값과 비교하여 주파수 영역에서 보정된 채널 추정 기법의 정확성을 실험적으로 검증하였다.

참고 문헌

[1] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. NY: Cambridge University Press, 2003.
 [2] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. NY: Cambridge University Press, 2005.

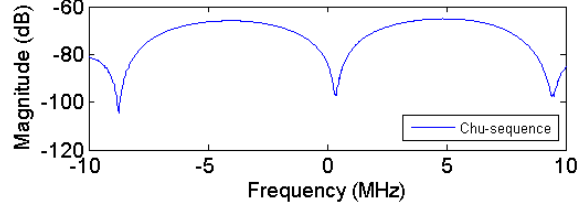
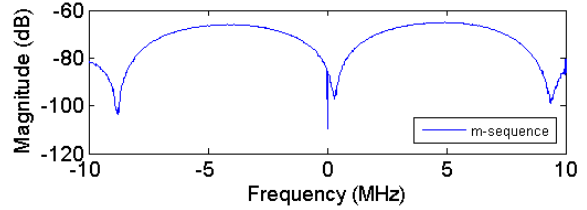


그림 4. m-수열과 Chu-수열이 채널 추정에 미치는 효과

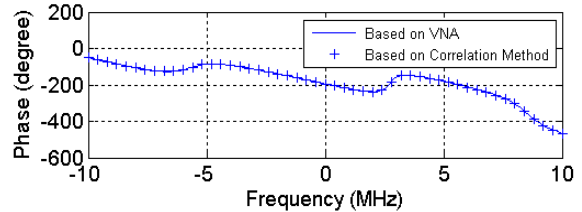
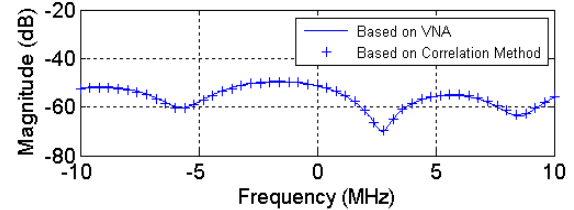


그림 5. 상관 방법 기반과 VNA 기반의 채널 사운더들을 이용하여 측정한 채널의 크기 및 위상 응답 비교

[3] M. S. Varela and M. G. Sanchez, "RMS delay and coherence bandwidth measurements in indoor radio channels in the UHF band," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 2, pp. 515-525, Mar. 2001.
 [4] J. Kivinen, T. O. Korhonen, P. Aikio, R. Gruber, P. Vainikainen, and S. Haggman, "Wideband radio channel measurement system at 2 GHz," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 1, pp. 515-517, Feb. 1999.
 [5] Agilent Technology, <http://www.agilent.com/find/na>
 [6] T. Felhauer, "Digital signal processing for optimum wideband channel estimation in the presence of noise," *IEE Proceeding-F*, vol. 140, no. 3, pp. 179-186, Jun. 1993.
 [7] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 18, pp. 531-532, Jul. 1972.
 [8] T. Zwick, T. J. Beukema, and H. Nam, "Wideband channel sounder with measurements and model for the 60 GHz indoor radio channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 4, Jul. 2005.
 [9] D. Tholl, M. Fattouche, R. J. C. Bultitude, P. Melancon, and H. Zaghoul, "A comparison of two radio propagation channel impulse response determination techniques," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 4, pp. 515-517, Apr. 1993.