

비가시거리 전파환경에서 원형편파를 이용한 편파다이버시티의 이론적 모델 및 성능평가

Performance Evaluation and Theoretical Model for the Polarization Diversity using Circularly Polarized Waves in N-LOS Radio Environments

이 주 현 · 하 덕 호 · 박 정 훈

Ju-Hyun Lee · Deock-Ho Ha · Jung-Hoon Park

요 약

본 논문에서는 비가시거리(NLOS) 전파환경에서 원형편파를 송신하고 수직, 수평편파 안테나로 수신하는 원형편파 다이버시티(CV-CH)방식에 대하여 이론적 모델을 제시하고 이의 우수성을 확인하였다. 원형편파 다이버시티에 대한 간단한 이론적 모델을 통하여 XPD에 대한 상관계수 평가식을 유도하였으며, 비가시거리 전파환경에서 원형편파다이버시티 경우 직선편파다이버시티(VV-VH) 경우보다 교차편파분리도(XPD)가 약 6~7 dB 정도 낮게 됨을 알 수 있었다. 그 결과 원형편파 다이버시티 경우의 상관계수는 기존의 직선 편파다이버시티보다 더 낮은 상관계수 값을 나타내는 이론적 모델을 제시하였고 측정된 결과로부터 이의 성능을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we analyzed a two-branch polarization diversity at a mobile station in NLOS environment when a base station transmits a circularly polarized wave. In order to calculate the correlation coefficient considering the XPD(cross polarization discrimination) between the received signals for the two diversity branches, a simple theoretical model of circular polarization diversity is adopted. From the analysis results, it can be seen that the XPD of circularly polarized wave is less than vertically polarized wave about 6~7 dB in measurement results. And also, it is clearly seen that the correlation coefficient of circular polarization diversity evaluated by the XPD is less than that of vertical polarization diversity.

Key words : Circular Polarization, Polarization Diversity, Cross Polarization Discrimination(XPD)

I. 서 론

다이버시티 기술은 이동무선 환경에서 다중경로 페이딩을 극복하는 실질적이고 유용한 방법이다. 일반적으로 multi branch 다이버시티에는 공간 다이버시티, 주파수 다이버시티, 편파다이버시티가 있다.

공간 다이버시티는 실제로 안테나 사이에 충분한 공간적인 이격(수~수십파장)이 필요하므로 비용면에서 불리하다. 주파수 다이버시티는 동일한 정보를 서로 다른 두 주파수에 실어 보내므로 대역폭 효율과 전력면에서 불리하다.

편파 다이버시티 모델은 동일한 위치에 두 개의

「본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R05-2001-000-00883-0) 지원으로 수행되었음.」
부경대학교 정보통신공학과(Dept. of Telecomm. Eng., Pukyong National University)
· 논문 번호 : 20020902-105
· 수정완료일자 : 2002년 10월 8일

서로 다른 편파 안테나를 사용해 수신하는 다이버시티 방법이다. 또한, 부가적인 대역폭이나 전력이 필요 없는 것이 장점이다. 편파다이버시티에 대한 이론적인 모델로서, 수직 및 수평편파를 고려한 경우의 연구에^{[1],[2]}는 있지만, 원형편파를 고려한 경우는 아직 해석된 바가 없다. 본 논문에서는 원형편파를 송신하고 수직 및 수평편파 안테나로 수신하는 편파 다이버시티에 대한 이론적 모델을 해석한다.

한편 실내 가시거리 무선환경에서 전파측정에 의한 해석결과, 같은 선회방향의 원형편파를 단독으로 송수신하는 것이 가장 페이딩 경감효과가 뛰어나며, 비가시거리 환경에서는 원형편파를 송신해 수직·수평편파 안테나로 수신하는 원형편파 다이버시티 방식이 가장 우수한 페이딩 경감특성을 보인다^[3]. 따라서, 본 논문에서는 이와 같은 측정해석 결과를 보다 정확하게 검증하기 위해, 원형편파 다이버시티의 이론적 모델을 해석하였다. 원형편파에 대한 XPD와 상관계수와의 관계식을 유도하였으며, 수신 안테나로 입사되는 수신신호의 입사각과 고도각을 고려하여 각종 편파조합에 따른 상관계수를 통해 송신단에 수직편파보다 원형편파를 사용하는 다이버시티브랜치의 경우에 페이딩 경감효과가 더 있음을 알 수 있었고, 실제 전파측정을 통한 데이터를 이용하여 이론적 모델을 검증하였다.

II. 원형편파다이버시티의 이론모델

일반적으로 원형편파의 수식은 다음과 같다.

$$E_{RC} = E_H + jE_V \quad (1a)$$

$$E_{LC} = E_H - jE_V \quad (1b)$$

또한, 전계의 수직 및 수평성분의 크기를 식 (2)와 같이 하고 식 (1)을 벡터적으로 변환하면, 식 (3)과 같다.

$$E_H = e \cos(\omega t + \phi) \quad (2a)$$

$$E_V = e \sin(\omega t + \phi) \quad (2b)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{E}_{RC} &= e_R \cos(\omega t + \phi_R) \widetilde{u}_1 \\ &+ e_R \cos(\omega t + \phi_R + \frac{\pi}{2}) \widetilde{u}_2 \end{aligned} \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{E}_{LC} &= e_L \cos(\omega t + \phi_L) \widetilde{u}_1 \\ &+ e_L \cos(\omega t + \phi_L - \frac{\pi}{2}) \widetilde{u}_2 \end{aligned} \quad (3b)$$

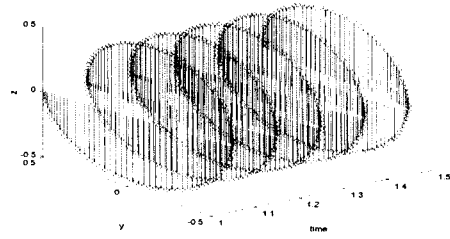


그림 1. 우선회 원형편파
Fig. 1. Right-handed Circular Polarization.

여기서,

$$\widetilde{u}_1 = -\sin \phi \widetilde{x} + \cos \phi \widetilde{y} \quad (4a)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{u}_2 &= -\sin \nu \cos \phi \widetilde{x} - \sin \nu \sin \phi \widetilde{y} \\ &+ \cos \nu \widetilde{z} \end{aligned} \quad (4b)$$

이고, E_{RC} 는 우선회 원형편파, E_{LC} 는 좌선회 원형편파의 전계이고 \widetilde{u}_1 와 \widetilde{u}_2 는 서로 직교하는 단위 벡터 성분이다. E_H 와 E_V 는 각각 수평편파와 수직편파의 전계이다.

그림 1은 벡터적으로 표현한 우선회 원형편파 식 (3a)를 Matlab을 이용하여 표현한 것이다.

그림 2는 원형편파 다이버시티의 수신모델을 보이고 있으며 송수신기의 수신전계가 Rayleigh 분포를 가질 만큼 충분히 떨어져 있고, 수신기는 z축과 λ 의 각도만큼 기울어져 y-z평면상에 놓여있다고 가정했다.

단위벡터 \widetilde{u}_1 과 \widetilde{u}_2 는 수신 안테나로 입사되는 방향과 수직이며, \widetilde{u}_1 은 x-y평면상에 놓여 있고 \widetilde{u}_2 는 z축과 ν 의 각으로 기울어져 있다.

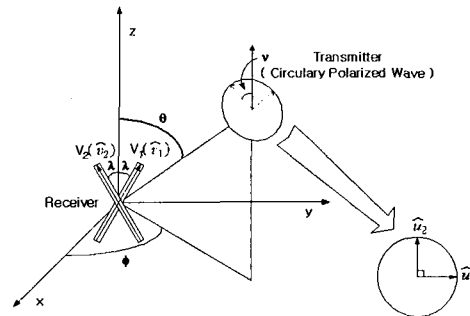


그림 2. 원형편파 다이버시티 수신 모델
Fig. 2. Model of Circular Polarization Diversity.

그림 2에서, two-branch 수신안테나 각 브랜치의 단위벡터를 식 (5)와 같이 두면, 각 브랜치에 수신되는 전계는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{v}_1 = \sin\lambda\tilde{y} + \cos\lambda\tilde{z} \quad (5a)$$

$$\tilde{v}_2 = -\sin\lambda\tilde{y} + \cos\lambda\tilde{z} \quad (5b)$$

$$V_1 = E_{RC} \cdot \tilde{v}_1 + E_{LC} \cdot \tilde{v}_1 \quad (6a)$$

$$V_2 = E_{RC} \cdot \tilde{v}_2 + E_{LC} \cdot \tilde{v}_2 \quad (6b)$$

여기서, 한 브랜치의 전계를 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 = & \{ e_R \cos(\omega t + \phi_R)(\cos \phi \sin \lambda) \\ & + e_R \sin(\omega t + \phi_R)(-\sin \nu \sin \phi \sin \lambda) \\ & + e_R \sin(\omega t + \phi_R)(\cos \nu \cos \lambda) \} + \\ & \{ e_L \cos(\omega t + \phi_L)(\cos \phi \sin \lambda) \\ & + e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\sin \nu \sin \phi \sin \lambda) \\ & - e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\cos \nu \cos \lambda) \} \quad (7) \end{aligned}$$

또한, $a = \sin\lambda \cos\phi$,

$b = \cos\nu \cos\lambda - \sin\nu \sin\phi \sin\lambda$ 로 치환하면 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 = & (e_R(a \cos \phi_R + b \sin \phi_R) \\ & + e_L(a \cos \phi_L - b \sin \phi_L)) \cos \omega t \\ & - (e_R(a \sin \phi_R - b \cos \phi_R) \\ & + e_L(a \sin \phi_L + b \cos \phi_L)) \sin \omega t \quad (8) \end{aligned}$$

결국, V_1 브랜치의 수신신호크기성분은 식 (9)로 나타낸다.

$$\begin{aligned} A_1 = & \{ (e_R(a \cos \phi_R + b \sin \phi_R) \\ & + e_L(a \cos \phi_L - b \sin \phi_L))^2 + \\ & (e_R(a \sin \phi_R - b \cos \phi_R) \\ & + e_L(a \sin \phi_L + b \cos \phi_L))^2 \}^{1/2} \\ = & \{ (a^2 + b^2)(e_R^2 + e_L^2) + \\ & 2e_R e_L((a^2 - b^2)\cos(\phi_R - \phi_L) \\ & + 2ab\sin(\phi_R - \phi_L)) \}^{1/2} \quad (9) \end{aligned}$$

V_2 브랜치의 수신신호크기성분도 V_1 의 경우와 같은 방법으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_2 = & \{ -e_R \cos(\omega t + \phi_R)(\cos \phi \sin \lambda) \\ & + e_R \sin(\omega t + \phi_R)(\sin \nu \sin \phi \sin \lambda) \\ & - e_R \sin(\omega t + \phi_R)(\cos \nu \cos \lambda) \} + \\ & \{ -e_L \cos(\omega t + \phi_L)(\cos \phi \sin \lambda) \\ & - e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\sin \nu \sin \phi \sin \lambda) \\ & - e_L \sin(\omega t + \phi_L)(\cos \nu \cos \lambda) \} \quad (10) \end{aligned}$$

식 (10)에서 $a = \sin\lambda \cos\phi$,
 $c = \cos\nu \cos\lambda + \sin\nu \sin\phi \sin\lambda$ 로 치환하면 식 (11)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} A_2 = & \{ (a^2 + c^2)(e_R^2 + e_L^2) + \\ & 2e_R e_L((a^2 - c^2)\cos(\phi_R - \phi_L) \\ & - 2ac\sin(\phi_R - \phi_L)) \}^{1/2} \quad (11) \end{aligned}$$

상관계수 ρ 는 일반적으로 다음 식 (12)와 같다.

$$\rho = \frac{\langle A_1^2 \cdot A_2^2 \rangle - \langle A_1^2 \rangle \langle A_2^2 \rangle}{[(\langle A_1^4 \rangle - \langle A_1^2 \rangle^2)(\langle A_2^4 \rangle - \langle A_2^2 \rangle^2)]^{1/2}} \quad (12)$$

식 (12)에 식 (9)와 식 (11)을 대입하고, 일반적인 교차편파 분리도를 나타내는 식 (13)을 고려하여 대입하면 식 (14)와 같이 상관계수 식을 얻을 수 있다.

$$\text{XPD} = \frac{\langle e_R^2 \rangle}{\langle e_L^2 \rangle} \equiv \Gamma \quad (13)$$

$$\rho = \frac{(a^2 + b^2)(a^2 + c^2)(1 + \Gamma^2) + 2\Gamma(a^2 - b^2)(a^2 - c^2) - 8\Gamma a^2 b c}{[(a^2 + b^2)^2(a^2 + c^2)^2(1 + \Gamma)^2]^{1/2}} \quad (14)$$

III. 원형편파다이버시티의 상관계수 평가

그림 3은 실내 비가시거리의 이동측정을 위한 전파환경이다. 측정시 송신사용주파수는 1.29875 GHz이며 송신전력은 0 dBm이다. 측정은 각각 경로 1, 2에 대해 장애물로부터 벽으로 이동하면서 측정하였다. 이동측정에 사용된 장비는 거리펄스발생기,

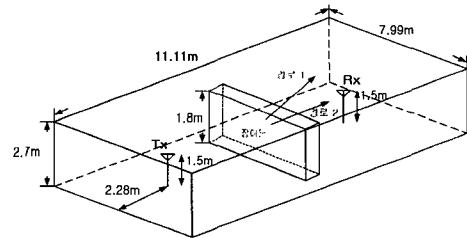


그림 3. 실내 비가시거리 이동측정환경
Fig. 3. Mobile Measurement Environment in NLOS.

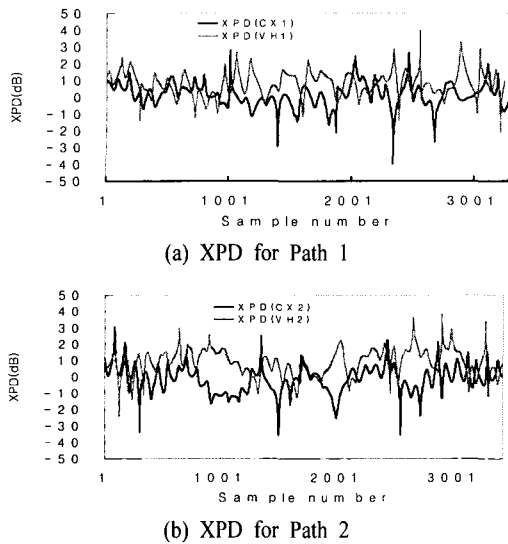


그림 4. 실내 비가시거리 경로 1, 2의 XPD
Fig. 4. XPD of Path 1 and 2 in indoor NLOS Environment.

표 1. 경로 1, 2에 대한 XPD의 평균과 표준편차
Table 1. Average and Standard Deviation for XPD of Path 1, 2.

		XPD (dB)	
		평균	표준편차
경로 1	원형편파(CX)	1.43	6.96
	수직편파(VH)	8.01	7.06
경로 2	원형편파(CX)	1.44	8.08
	수직편파(VH)	8.66	7.93

스펙트럼 분석기, DAT Recorder이다^[3].

그림 4는 실내 비가시거리 경로 1, 2에 대해 원형 편파와 수직편파에 대한 XPD를 나타내고 있는 그림이다. 표 1은 경로 1과 경로 2에 대하여 그림 4에 대한 XPD의 크기와 표준편차를 수치로 나타낸다.

그림 4와 표 1을 통해 알 수 있듯이 XPD는 송신 측에 원형편파를 사용한 경우가 수직편파를 사용한 경우보다 약 6~7 dB 정도 낮게 됨을 확인할 수 있다. 따라서, 식 (14)의 원형편파 다이버시티의 상관 계수 수식에 측정된 XPD 값을 적용하여 기존의 직선편파를 이용한 편파 다이버시티 방법^[2]과 본 논문에서 제안하고있는 원형편파를 이용한 원형편파 다이버시티 방법의 상관계수를 비교했다.

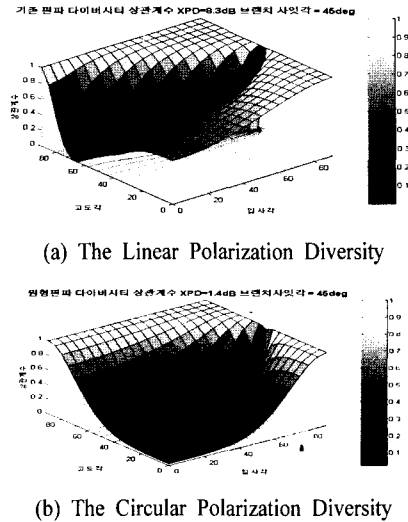
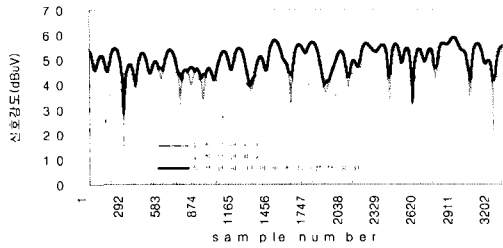


그림 5. 상관계수 평가
Fig. 5. Estimation for correlation coefficient.

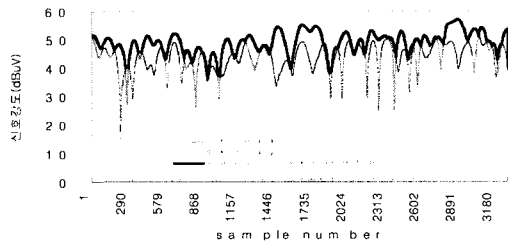
그림 5는 실내 비가시거리 환경에서 측정된 XPD를 상관계수 식에 대입해 기존의 편파 다이버시티와 원형편파 다이버시티의 상관계수를 3D로 표현한 그래프이다. 일반적으로 편파 다이버시티 방법에서 브랜치 사잇각은 45°를 이용하므로^[4], 브랜치 사잇각 45°에 대한 고도각과 입사각을 고려한 상관계수를 나타내고 있다. 그림 5에서 알 수 있듯이 기존의 직선편파 다이버시티의 상관계수 그림을 보면 고도각 60°~70° 부근에 낮은 상관계수 값이 집중되어 있는 반면, 원형편파 다이버시티의 경우에는 고도각과 입사각 모두 0°~50° 부근에 폭 넓게 낮은 상관계수 값들이 집중되어 있다.

비가시거리의 환경에서는 직접파가 존재하지 않으므로 수신안테나의 main-beam 방향으로 신호가 집중되지는 않지만, 상관계수의 분포만 보더라도 원형편파 다이버시티의 경우가 훨씬 더 낮은 상관계수 값을 나타내므로 다이버시티 효과가 상당히 좋을 수 있고, 원형편파 다이버시티 방법이 다이버시티 수행 시 페이딩 경감효과도 더 뛰어날 것임을 예측할 수 있다.

그림 6은 그림 3과 동일한 측정환경의 경로 1에서 선택적 편파 다이버시티 합성법을 사용해 직선편파 다이버시티와 원형편파 다이버시티의 수신신호의 페이딩 경감특성을 나타낸 그림이다. 측정 결과에서



(a) Result of Linear Polarization Diversity
(average: 49.79, correlation coefficient: 4.74)



(b) Result of Circular Polarization Diversity
(average: 48.96, correlation coefficient: 3.81)

그림 6. 각 다이버시티의 페이딩 경감 특성
Fig. 6. Fading Reduce Characteristic of each Diversity.

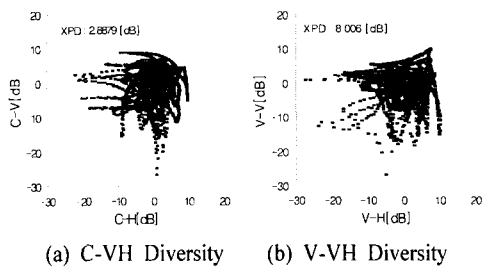


그림 7. 상관도에 의한 평가
Fig. 7. Estimation for correlation Diagram.

도 원형편파 다이버시티 방법이 페이딩 경감특성이 뛰어난을 확인할 수 있다. 그림 7에서는 두 다이버시티의 효과를 평가하기 위한 방법으로서 상관도를 보이고 있다. 상관도에도 알 수 있듯이 CV-CH 편파 다이버시티의 경우가 VV-VH의 경우보다 더 역상관 특성이 나타나고, XPD에 있어서도 약 5 dB 정도로 낮게 됨으로서 다이버시티 효과가 더 많음을 알 수 있다.

IV. 누적확률분포도에 의한 성능평가

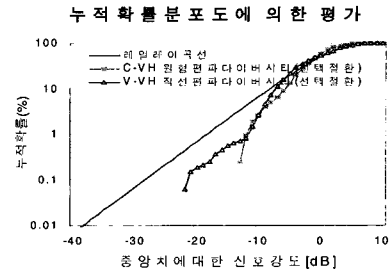


그림 8. 편파다이버시티의 성능 평가
Fig. 8. Performance Estimation of polarization Diversity.

그림 8은 누적확률 분포도에 의한 그림 6의 원형 및 직선편파 다이버시티 성능평가를 보이고 있다. 그림 8에서 알 수 있듯이 원형편파로 송신하고 수직 및 수평편파로 수신하는 경우의 다이버시티 성능은 원형편파에 비해 구성이 용이하고 전력감소가 적은 수직편파로 송신하고, 수직 및 수평편파로 수신하는 기존의 다이버시티 경우보다 더욱 우수함을 알 수 있다.

V. 결 론

벡터적인 해석모델을 이용해 기존의 편파 다이버시티 방법과 원형편파 다이버시티 방법에 대해 XPD에 따른 상관계수를 비교했다. 그 결과 상관계수 값이 기존의 편파 다이버시티보다 원형편파 다이버시티의 경우가 더 낮은 값을 가짐을 알 수 있으며, 실내 비가시거리 전파환경에서 실제 측정된 데이터를 통해 원형편파 다이버시티 방법의 성능개선을 검증했다.

추후연구사항으로 여러 비가시거리 환경에 대해 측정과 시뮬레이션을 통해 XPD를 측정하고, 각 환경에 대해서도 원형편파 다이버시티의 성능평가를 행할 필요가 있고 특히 차세대 무선 LAN용 주파수인 5.7~5.8 GHz 대의 실내 전파측정을 통해 원형편파 다이버시티를 평가해 볼 필요가 있다.

참 고 문 헌

[1] S. Kozono, H. Tsuruhara and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for

mobile radio", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-33, no. 4, pp. 301-306, 1984.

[2] E. Shin, S. Safavi-Nacini, "A Simple Theoretical Model for Polarization Diversity Reception in Wireless Mobile Environments", *Antennas and Propagation Society, IEEE International Symposium*, vol. 2, pp. 1332-1335, 1999.

[3] 하덕호, "실내무선 전파환경에서의 페이딩 경감 대책과 수신전계강도 예측기법", 한국전자파학회, 한국전자파학회논문지, 10(1), pp. 51-68, 1999년 3월.

[4] R. G Vaughan, "Polarization Diversity in Mobile Communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. 39, no. 3, pp. 177-186, 1990.

이 주 현



1996년 2월: 경일대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 2월: 부경대학교 정보통신공학과 (공학석사)
 2000년 3월~2001년 2월: 일본주공업대대학원 전기전자공학부 교환연수생

1999년 3월~현재: 부경대학교 정보통신공학과 박사과정
 [주 관심분야] 안테나 설계 및 제작, 편파다이버시티 시스템, 전파전파특성 등

박 정 훈



2001년 2월: 부경대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2001년 3월~현재: 부경대학교 정보통신공학과 석사과정
 [주 관심분야] 이동무선통신 전파 전파 환경, 다이버시티, 실내전파 측정

하 덕 호



1979년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1984년 3월: 일본 Kyoto대학 (공학석사)
 1987년 3월: 일본 Kyoto대학 (공학박사)
 1978년 11월~1981년 1월: (주) 금성사 중앙연구소 연구원

1990년 8월~1991년 8월: 캘리포니아대학 (U.C., Davis) 방문 연구교수
 2000년 2월~2001년 2월: 콜로라도 주립대학 연구교수
 1987년 9월~현재: 부경대학 정보통신공학과 정교수
 [주 관심분야] 실내의 전파특성 모델링, 다이버시티 시스템, 디지털 이동통신방식, 채널코딩 등