

도파관 방향성 결합기를 갖는 60 GHz 대역 Non-Radiative Dielectric 도파관 혼합기

60 GHz Band Non-Radiative Dielectric Waveguide Mixer having the Waveguide Directional Coupler

유 영 근 · 최 재 하

Young-Geun Yoo · Jae-Ha Choi

요 약

본 논문에서는 점 대 점 통신망으로 수요가 증가하고 있는 60 GHz 대역 무선 통신 장비의 주요 부품인 혼합기를 non-radiative dielectric 도파관으로 구현하였다. Non-radiative dielectric 도파관 혼합기의 제작에 있어서 가장 어려웠던 것이 유전체 선로 결합기의 구현이었는데, 유전체 선로를 정해진 곡률로 형상화하는 것과 정확한 간격으로 위치시키는 것이 쉽지 않기 때문이다. 이 때문에 유전체 선로 결합기를 갖는 혼합기의 경우 일정한 성능을 갖도록 제작하는 것이 매우 힘들었다. 본 논문에서는 유전체 선로 결합기를 도파관 방향성 결합기로 대체하여 가공을 통해 제작이 가능케 함으로써 결합기가 일정한 특성을 갖도록 하였다. 그 결과로 혼합기의 생산성이 획기적으로 개선되었다. 본 논문을 통해 구현된 혼합기의 설계 주파수는 RF 및 LO는 57~64 GHz이고, IF는 DC~2 GHz인데, LO가 10 dBm, 60 GHz인 조건에서 60~62 GHz의 RF 입력에 대한 하향 변환 손실은 10±1 dB로 측정되었다.

Abstract

In this paper, the mixer was implemented in the non-radiative dielectric waveguide that is the main component of 60 GHz band radio telecommunications equipment which a demand increases for the purpose of point-to-point communication network. As to the manufacture of the non-radiative dielectric waveguide mixer, it was the implementation of the dielectric line combiner to be most difficult. The thing which that gives shape to the curvature which is the dielectric line determined and the to place in the exact interval thing are easy. For this reason, it was very difficult to make in order to have the regular performance in the case of the mixer having the dielectric line combiner. In this paper, since the dielectric line combiner was replaced with the waveguide directional coupler and the manufacture was possible through a processing it had the characteristic that a combiner is fixed. In result, the productivity of a mixer was innovatively improved. The design frequency of the mixer implemented through this paper RF and LO are 57~64 GHz. IF Is DC~2 GHz. The down conversion loss toward the RF input of 60~62 GHz was measured by 10±1 dB in the condition that LO is 10 dBm, 60 GHz.

Key words : 60 GHz Mixer, NRD Waveguide, Waveguide Directional Coupler, High Dielectric Sheet

I. 서 론

60 GHz 주파수 대역의 신호는 산소 입자에 의한 공진으로 인해 약 16 dB/km^[1]의 높은 감쇠 특성을

울산대학교 전기전자정보시스템공학부(School of Electrical Engineering, University of Ulsan)

· 논문 번호 : 20071119-128

· 수정완료일자 : 2008년 3월 25일

갖기 때문에 이 주파수 대를 이용한 무선 통신 장치는 장거리 전송용이 아닌 단거리 광대역 정보 전송 용으로 주로 활용하고 있다. 지금까지 가장 활발히 연구가 진행되어 왔던 분야는 1 km 이내의 무선 망 구축을 위한 점 대 점(point-to-point) 통신용인데, 전 세계 대부분의 국가에서 60 GHz 주파수 대역을 전파 사용료 지불이 필요 없는 비인가 대역으로 할당하고 있어, 망 유지에 따른 비용이 거의 들지 않는다는 점을 고려한다면 향후에는 더욱 많은 수요가 예상되고 있다^[2]. 따라서 본 논문에서는 이러한 예상되는 수요를 만족시킬 수 있도록 생산성을 고려하여 점 대 점 통신 시스템의 주요 부품인 60 GHz 혼합기를 non-radiative dielectric(이하 NRD) 도파관 구조로 제작하였다.

1989년 Kuroki와 Yoneyama 교수에 의해 NRD 도파관 혼합기가 처음 제안된 이래로^[3], 60 GHz Wireless LAN 시스템^[4], 60 GHz 다중 채널 무선 TV 전송 시스템^[5] 등의 프론트-엔드 모듈에 이 구조의 혼합기가 적용되어 왔다. 지금까지 문헌에 발표되었던 NRD 도파관 구조의 혼합기는 선로의 구부러진 각도와 선로 간의 간격에 의해 특성이 결정되는 유전체 선로 결합기를 기본으로 하여 구현되었다.

그러나 유전체 선로를 특정한 각도로 구부리는 것과 유전체 선로를 정위치에 부착하는 것이 쉽지 않아 제대로 된 성능을 기대하기가 어려웠다. 또한, 이러한 과정들이 거의 대부분 수작업으로 진행되어 일관된 특성을 얻을 수 없었으므로 실용화에도 걸림돌이 되어왔다.

본 논문에서는 유전체 선로 결합기를 도파관 방향성 결합기로 대체하여 혼합기를 구성함으로써 위에서 언급된 문제점들을 해결할 수 있었다. 도파관 방향성 결합기는 머시닝센터 등과 같은 정밀 가공 기계로 제작하기 때문에 설계치와 거의 일치하는 결과를 얻을 수 있고, 반복 제작하여도 동일한 성능이 보장되므로 대량 생산이 가능하다.

NRD 도파관 혼합기를 구현하는데 가장 중요한 요소는 유전체 선로를 통해 전달된 RF 신호가 반사됨이 없이 IF 신호로 변환되도록 해주는 정합 문제인데, 본 논문에서는 이와 관련된 제작 경험치도 기술하였다. 구현된 혼합기의 동작 주파수는 RF 및 LO의 경우에는 57~64 GHz이며, IF는 DC~2 GHz이다.

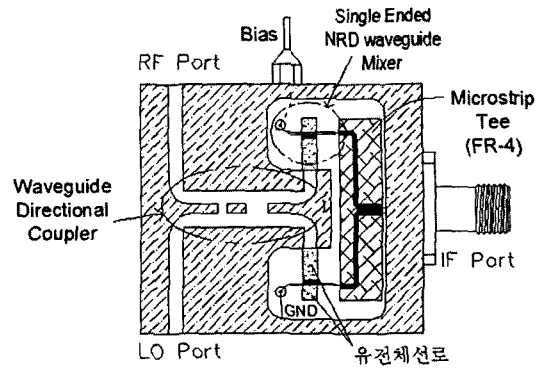


그림 1. 혼합기의 구조
Fig. 1. The structure of the mixer.

II. 설 계

2-1 혼합기의 구조

제작하고자 하는 단일 평형 혼합기(single balanced mixer)의 구조를 그림 1에 나타내었다.

구조는 크게 나누어 도파관 방향성 결합기, single-ended NRD 도파관 혼합기 그리고 IF 신호의 결합을 위한 마이크로스트립 T로 구성된다.

2-2 도파관 방향성 결합기

도파관 방향성 결합기는 특성과 크기를 종합적으로 고려하여 2-hole 구조로 정하였다. Hole 수가 증가할수록 결합기의 전체적인 성능은 좋아지나 hole 수에 비례하여 길이가 $\lambda/4$ 만큼씩 길어지는데, 본 논문을 통해 제안된 혼합기의 경우 프론트-엔드 모듈의 구성품으로 개발되었기 때문에 크기에 제한이 있었다. 때문에 설계 대역에서 10 dB 이하의 방향성을 갖는 조건에서 hole 수를 제한하게 되었다.

그림 2에 2-hole 도파관 방향성 결합기의 기본 구조를 나타내었다. Hole 간의 간격은 $\lambda/4$ 로 널리 알

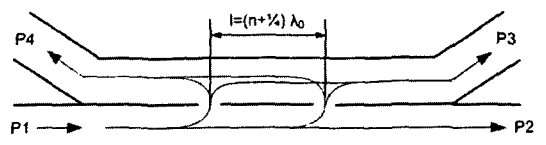


그림 2. 2-hole 도파관 방향성 결합기의 기본 구조
Fig. 2. Geometry of 2-hole waveguide directional coupler.

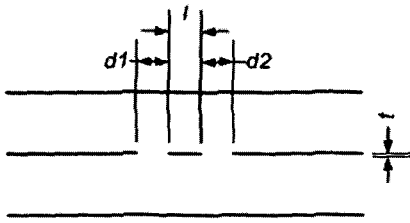


그림 3. 2-hole 도파관 방향성 결합기의 설계 변수
Fig. 3. Design parameter of 2-hole waveguide directional coupler.

려져 있으나, 주파수가 높아짐에 따라 물리적으로 구현할 수 없는 경우가 있기 때문에 식 (1)과 같이 관계식을 확장하였다.

$$\text{hole 간의 거리}(l) = (n+1/4) \lambda_0, n=0, 1, 2, 3, \dots (1)$$

도파관 방향성 결합기의 설계에 있어서 먼저, 식 (1)에 근거하여 가공성이 전혀 고려되지 않은 거의 이상적인 경우에 대해서 진행하였다. 그림 3에서 l 의 초기값을 60 GHz에서 $\lambda_0/4$ 인 1.25 mm로 설정한 후 결합 전력과 전달 전력의 3 dB 교차지점 및 반사 손실과 격리도의 중심 주파수가 60 GHz가 되도록 $d_1(=d_2)$ 과 l 을 미세 조정하였다. 미세 조정 후의 최종 설계값은 l 은 1.18 mm이고, d_1 과 d_2 는 1.25 mm이며, t 는 무시 가능한 값인 0.001 mm이다. 이때의 설계 결과를 그림 4에 나타내었다.

그러나 실제 제작함에 있어서는 가공 가능한 엔드밀의 직경과 물리적으로 지지 가능한 벽 두께(그림 3의 t) 등을 고려해야 한다. 본 논문에서는 벽 두께를

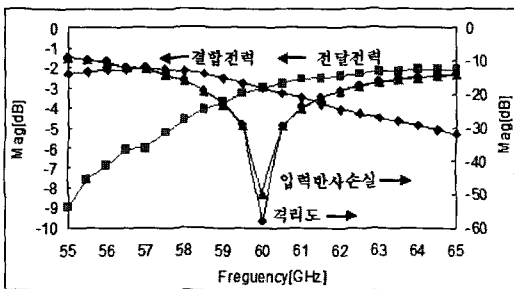


그림 4. 가공성을 고려하지 않은 도파관 방향성 결합기의 설계 결과
Fig. 4. Design result of the waveguide directional coupler which doesn't consider machining.

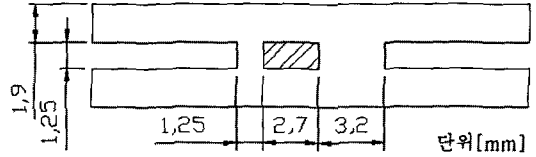


그림 5. 도파관 방향성 결합기의 구조
Fig. 5. The structure of the waveguide directional coupler.

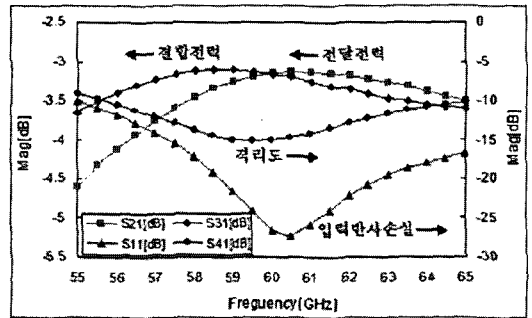


그림 6. 도파관 방향성 결합기의 설계 결과
Fig. 6. The design result of the waveguide directional coupler.

1.25 mm로 고정하고, d_1, d_2, l 을 변화시켜가면서 최적의 특성을 갖도록 설계하였다. 변수가 많기 때문에 설계가 힘들 것 같으나, 가공 가능한 엔드밀의 최소 직경(1ϕ)의 제한으로 d_1, d_2 값의 변화 범위가 한 쪽으로 수렴하고 있어 수 번의 시행착오만으로 설계를 완료할 수 있다. 다만, 가공성 확보를 위한 치수의 제한으로 구현 가능한 성능에는 한계가 있었다.

그림 5와 그림 6에 최종 설계된 결합기의 구조와 설계 결과를 각각 나타내었다. 그림 4와 그림 6의 비교로부터 실질적으로 구현된 결합기의 성능이 다소 나빠졌음을 알 수 있다.

2-3 Single-Ended NRD 도파관 혼합기

Single-ended NRD 도파관 혼합기는 그림 7에서와 같이 쇼트키 다이오드(이하 다이오드), 다이오드를 부착하기 위한 기판(이하 다이오드 마운트), 다이오드 마운트 전방에 위치한 유전체 선로(이하 전방 유전체 선로), 다이오드 마운트 후방에 위치한 유전체 선로(이하 후방 유전체 선로) 그리고 전방 유전체 선로와 다이오드 마운트 사이의 정합을 위한 고유전율

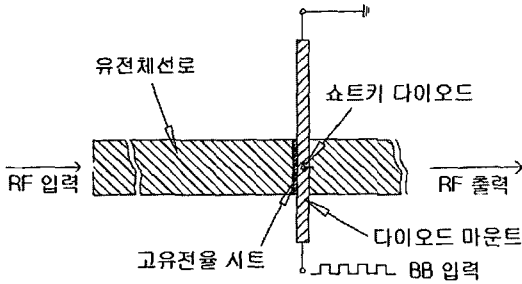


그림 7. NRD 도파관 혼합기의 구성
Fig. 7. The configuration of the NRD waveguide mixer.

시트 등으로 구성된다.

구성 요소별 재료는 다음과 같다. 다이오드 마운트는 유전율이 2.1인 Rogers 社의 RT/Duroid 5880 10MIL 기판이고, 유전체 선로는 유전율이 2.05인 PTFE이며, 고유전율 시트는 유전율이 10인 Taconic 社의 CER-10 기판이다.

유전체 선로를 통해 입사된 RF 신호가 IF 신호로 잘 변환되도록 하기 위해서는 전계가 다이오드에 집중되도록 해야 하는데, 이는 그림 5에서와 같이 $\lambda_g/4$ 두께를 가진 고유전율 시트를 삽입함으로써 이루어진다^{[6],[7]}. 고유전율 시트는 유전율이 높을수록 전달 특성이 좋아지지만 비례하여 대역폭도 좁아지는 경향을 보인다고 보고되고 있으므로 이득과 대역폭을 동시에 고려하여 적당한 값을 가진 것으로 선정해야 한다.

그림 8과 같이 다이오드가 포함된 정합 회로의 정확한 모델링이 쉽지 않기 때문에, 대부분의 정합 과정은 기존의 문헌^{[3],[8]}에서 진행했던 것과 마찬가지로 제작과 측정을 반복해가면서 수행하였다. 그림 7과 같이 회로를 구성한 다음 다이오드가 'on' 되도록 적절한 바이어스를 인가하고, 고유전율 시트

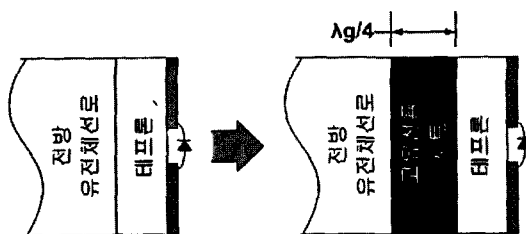


그림 8. 고유전율 시트를 이용한 정합
Fig. 8. Matching using the high dielectric sheet.

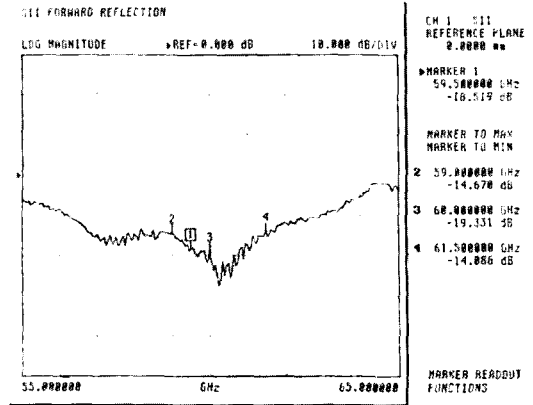


그림 9. 정합 회로의 반사 손실 측정 결과
Fig. 9. Return loss test result of the matching circuit.

두께를 변경해가면서 VNA로 반사 손실을 측정하였다. 다이오드의 바이어스 조건이 0.7 V/8 mA이고, 고유전율 시트의 두께가 약 0.2 mm일 때 특성이 가장 양호한 것으로 측정되었으며, 그림 9에 결과를 나타내었다. 그림 9에 보인 바와 같이 60 GHz 부근에서 정합이 잘 이루어졌음을 알 수 있다.

다이오드의 바이어스 조건과 고유전율 시트의 두께 이외에 후방 유전체 선로의 길이도 특성에 일정한 영향을 미친다. 후방 유전체 선로는 다이오드 마운트를 지지하면서 다이오드를 보호하기 위한 목적으로 사용되는데, RF 신호 입력에 대해서 다이오드가 'on' 상태일 때는 모든 신호가 다이오드를 통해 흘러가므로 회로적으로 '독립'된 상태가 되어 후방 유전체 선로가 특성에 영향을 미치지 않는다. 그러나 다이오드가 'off' 상태가 되면 RF 신호가 대부분 후방 유전체 선로로 전달되므로 반사파가 최소화되도록 길이를 조절해 주어야 한다. 이 선로의 길이는 최초 이론값인 $\lambda_g/2$ 에서 약간의 최적화 과정 후에 결정되는데, 대체로 $\lambda_g/2$ 보다는 짧아지는 경향을 보인다. 제작된 혼합기에서 이 선로의 길이는 1.5 mm이다.

Ⅲ. 측정 및 검토

측정은 HP83650B Signal source, HP83557 V-band source module, HP8565EC Spectrum analyzer, Boonton4230A Power meter 등의 계측장비로 수행하였다. 그림 10에 변환 손실 측정 구성도를 나타내었다.

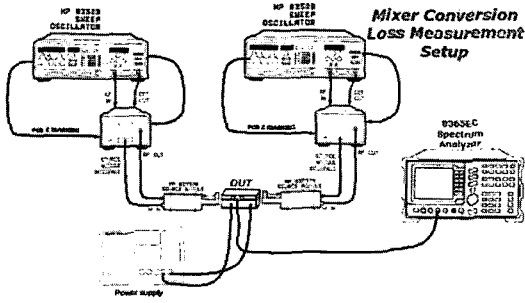


그림 10. 변환 손실 측정 구성도
Fig. 10. Test setup of conversion loss.

그림 11에 0 dBm, 60~62 GHz RF 입력에 대한 하향 변환 손실 측정 결과를 나타내었는데, 2 GHz 대역에서 약 10 dB의 변환 손실과 ± 1 dB 이내의 평탄도를 갖는다. 이때의 LO 입력 조건은 60 GHz, 10 dBm이었다.

제작된 혼합기의 동작 주파수가 60 GHz인 점을 감안하면, 10 dB의 변환 손실은 비교적 양호한 결과라고 생각된다. 또한, 2 GHz 대역에서 ± 1 dB 이내의 평탄도를 갖는 것으로 측정되었는데, 이로써 혼합기의 정합이 잘 이루어졌음을 알 수 있다.

LO가 60 GHz, 10 dBm이고, RF 조건이 61 GHz, -20 dBm 입력일 때, 고조파 특성을 측정하여 그림 12에 나타내었다. 첫 번째 고조파 신호의 전력 레벨이 원 신호에 비해 30 dB 이하인 것으로 측정됨으로써 고조파 억제 특성이 상당히 양호함을 알 수 있다.

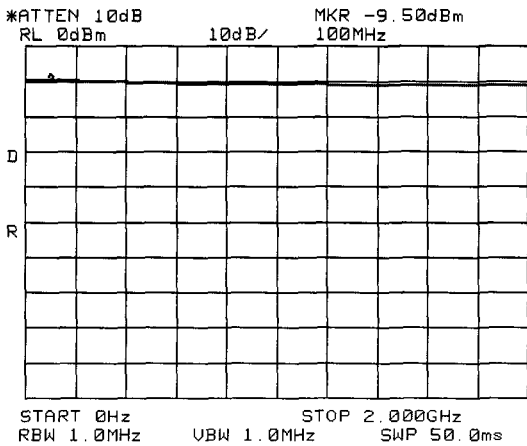


그림 11. 하향 변환 손실 측정 결과
Fig. 11. Down conversion loss test result.

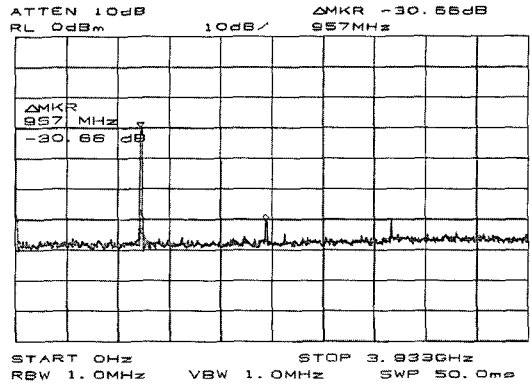


그림 12. 고조파 성분 측정 결과
Fig. 12. Harmonic test result.

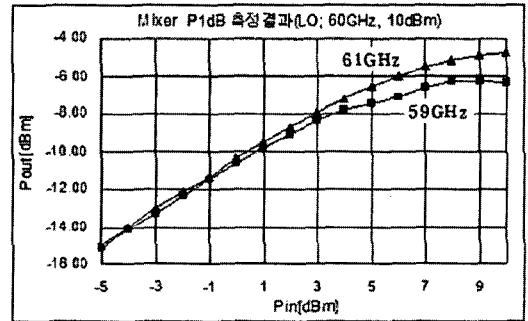


그림 13. P1dB 측정 결과
Fig. 13. P1dB test result.

마찬가지로 동일한 LO 조건에서, RF 주파수가 59 GHz와 61 GHz일 때의 입력 P1dB를 측정하였는데, 그 결과 그림 13에서와 같이 높은 RF 입력에서 상향 대역에서의 선형성이 약간 낮은 것으로 나타났는데, 이는 아마도 측정 시 사용된 각종 장비나 액세서리 때문인 것으로 추정된다. 측정된 P1dB는 LO를 중심으로 한 양측 대역에서 모두 약 6 dBm이었다.

표 1에 지금까지 측정한 혼합기의 내역에 대해 정리하였고, 그림 14에 제작된 혼합기의 실물 사진을 나타냈다.

IV. 결론

본 논문에서는 60 GHz 점 대 점 통신용 단일 평형 혼합기를 NRD 도파관과 도파관 방향성 결합기가 합쳐진 구조로 구현하였다. 그동안 NRD 도파관 혼합기의 제작에 있어서, 유전체 선로 결합기의 제작

표 1. 제작된 혼합기의 내역

Table 1. Specifications of the manufactured mixer.

Parameters		결과	비고
Frequency	RF/LO	57~64 GHz	
	IF	DC~2 GHz	@±1 dB BW
Conversion loss		10±1 dB	@2 GHz BW
Harmonic rejection		30 dB	
RF input P1dB		6 dBm	
LO power level		10 dBm	
고유전율 시트 두께		0.2 mm	
Diode bias	Voltage	0.7 V	
	Current	8 mA	

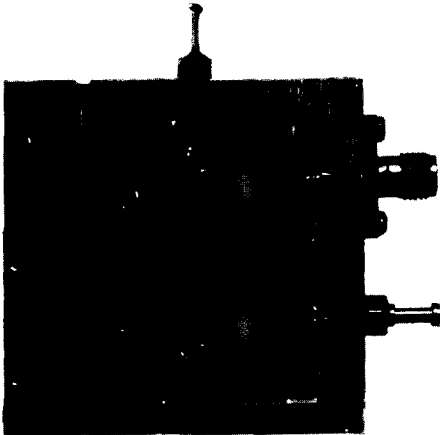


그림 14. 제작된 혼합기의 사진

Fig. 14. The photograph of the manufactured mixer.

이 쉽지 않아 일관된 성능 확보에 어려움이 있었는데, 이를 도파관 방향성 결합기로 바꾸어 가공을 통한 제작이 가능케 함으로써 이 문제를 해결하였다.

단일 NRD 도파관 혼합기는 주로 고유전율 시트의 종류와 두께, 다이오드의 전압 및 전류에 따라 특성이 결정되는데, 본 논문에서는 실험적인 방법을 통해 최적의 조건을 찾아내었다.

제작된 혼합기는 2 GHz 대역에서 10 dB의 하향 변환 손실과 약 6 dBm의 입력 P1dB를 갖는데, 이것은 실용적으로 사용하기에 충분한 값이라 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] FCC Report, Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications, FCC, Jul. 1997.
- [2] 서지영, 성호석 외, "57~64 GHz 용도 미지정 주파수 분배방안 연구", 전파진흥협회, p. 14, 2006년 12월.
- [3] F. Kuroki, T. Yoneyama, "Nonradiative dielectric waveguide circuit component using beam-lead diodes", 電子情報通信學會論文誌 C-I, vol. J73-C-I, no. 2, pp. 71-76, Feb. 1989.
- [4] F. Kuroki, T. Yoneyama, "NRD guide digital transceivers for millimeter wave LAN system", *IEICE Trans. Commu.*, vol. E79-B, no. 12, pp. 1759-1763, Dec. 1996.
- [5] F. Kuroki, M. Sugioka, H. Kawano, et al., "60 GHz multi-channel TV signal transmission system based on the NRD guide technology", *Asia-Pacific Microwave Conference*, vol. WE1C-1, pp. 427-430, 1998.
- [6] N. G. Alexopoulos, P. B. Katehi, and D. B. Rutledge, "Substrate optimization for integrated circuit antennas", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 550-557, Jul. 1983.
- [7] N. G. Alexopoulos, D. R. Jackson, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas", *IEEE Trans. Antennas Prop.*, vol. AP-33, pp. 976-987, Sep. 1985.
- [8] T. Yoneyama, "Millimeter-wave transmitter and receiver using the nonradiative dielectric waveguide", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1083-1086, 1989.

유 영 근



1994년 2월: 울산대학교 전자 및 전
산기공학과 (공학사)
1996년 8월: 울산대학교 전자공학
과 (공학석사)
2003년 8월: 울산대학교 전자공학
과 박사과정 수료
1996년 8월~1999년 1월: 현대전자
1997년 3월~1998년 12월: 한국전자통신연구원(파견)
1999년 1월~1999년 10월: 밀리트론 주임연구원
1999년 11월~2007년 9월: 코모텍 책임연구원
2007년 12월~현재: 태광이엔시 개발팀 부장
[주 관심분야] 밀리미터파 회로 및 시스템, 밀리미터파 레
이더, NRD 도파관

최 재 하



2002년 1월~2003년 1월: 코모텍(주)
기술연구소 기술고문
1980년~현재: 울산대학교 전기전
자정보시스템공학부 교수
[주 관심분야] RFIC, MMIC, 초고주
파 회로 및 무선통신 시스템