Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society
Vol. 14, No. 2 pp. 840-845, 2013

http://dx.doi.org/10.5762/KAIS.2013.14.2.840

위성 TV용 이중 하향 변환기의 설계 및 제작

이승대[1*]
[1]남서울대학교 전자공학과

Design and Implementation of Double Down-Converter for Satellite TV

Seung-Dae Lee[1*]
[1]**Department of Electronic Engineering, Namseoul Universit**

요 약 본 논문에서는 LC 필터 기술을 기반으로 하는 광대역 주파수 이중 하향변환기(Frequency Double Down-Converter)를 설계 및 제작하였다. 설계한 이중 하향변환기는 저잡음 증폭기, 혼합기, IF 증폭기, LC 필터 등으로 구성되며, DC-Block 커패시터와 RF-Bypass 커패시터로 구성된다. 설계 시에 기존 변환기의 능동소자를 수동소자로 구현하였으며 이에 따라 전력감소 및 저가의 비용을 실현할 수 있었다. 측정 결과, 제작한 주파수 이중 하향변환기는 중심 주파수 63MHz에서 대역폭 100MHz(13～113MHz)인 광대역을 실현하였으며, 이득은 약 40dB임을 확인하였다.

Abstract In this paper, the broadband frequency double down-converter based on LC filter technologies has been designed and implemented, and its performances are introduced. The Designed frequency double down-converter is consisted with a low-noise amplifier, mixer, IF amplifier, LC filter, DC-block capacitor and RF-bypass capacitor. Especially, instead of active devices of a typical converter, the suggested converter designed using passive devices to provide both low-power consumption and low-cost model. As results of the measurement, the implemented frequency double down-converter realizes the broadband performance with the bandwidth of 100MHz(13～113MHz) at the center frequency of 63MHz, and its gain is approximately 40dB.

Key Words : Chebyshev Filter, Down-Converter, IF Mixer, LC Filter

1. 서론

위성을 이용한 직접방송 시스템은 난시청지역 해소에 매우 유리하며, 장애물에 의한 ghost 현상이 없고 고해상도 TV 신호를 전송하는데 적합하여 많은 나라에서 연구되어 왔다. 현재 우리나라에서는 정지궤도 위성인 무궁화 위성을 이용한 서비스가 확대되고 위성통신에 대한 중요성이 부각됨에 따라 통신용 부품에 대한 국산화와 송수신 방식에 대한 기술 발전이 절실히 요구되고 있는 실정이다[1, 2].

위성에서 송신한 Ku 주파수 대역 신호는 지상 단말기의 안테나와 저잡음변환부를 통해 L 주파수 대역으로 변환된다. 또한, 주파수 변환기에서 중심주파수 63 MHz로 하향시키며 2개의 IF 혼합기(Mixer)에 의해 최종적으로 TV 채널 주파수 대역인 6MHz로 변환시켜준다[3, 4]. 이러한 주파수 변환기는 단일하향방식과 이중하향방식이 있으며 단일하향방식은 상대적으로 설계 및 제작이 용이하여 제작비용이 적게 든다는 장점이 있지만 이중하향방식에 비해 수신부의 감도 및 선택도가 좋지 못하다는 단점이 있다[5].

따라서 본 논문에서는 이중하향방식을 이용한 주파수 하향변환기를 능동소자 대신 LC 소자를 이용한 필터 설계를 통하여 단일하향방식이 갖는 장점과 이중하향방식의 감도 및 선택도에 대한 장점을 혼합하여 시스템 성능

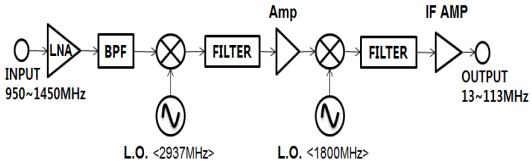
본 논문은 남서울대학교 연구과제로 수행되었음.
*Corresponding Author : Seung-Dae Lee (Namseoul University)
Tel: +82-41-580-2113 email: seungdae@nsu.ac.kr
Received November 22, 2012 Revised January 11, 2013 Accepted February 6, 2013

면에서는 우수하면서도 저전력 및 저가의 주파수 이중 하향변환기를 설계 및 제작하고자 한다.

2. 본론

2.1 시스템 블록도

Fig. 1은 주파수 이중 하향변환기의 시스템 블록도이다. 수신기의 안테나 전반부에 위치하는 LNB를 통하여 위성에서 송신하는 Ku-band 주파수를 받아 950~1,450MHz로 하향 변환한다. 저잡음증폭기(LNA)에서 잡음을 제거하고 1차 혼합기로 전달된다. 국부발진기에서 발진된 주파수를 통해 변환된 주파수는 증폭기를 통해 증폭되고, 저역통과필터에서 고조파(Harmonic)를 제거하여 2차 혼합기로 전달된다. 첫 번째 RF 하향변환혼합기로 들어온 2개의 주파수는 합 또는 차에 의해 만들어지며 필터를 통해 1,737MHz만 통과시킨 후 두 번째 RF 하향변환혼합기를 통하여 63MHz를 발생시킨다. 저역통과필터를 사용하여 고주파를 제거하고, 약해진 신호를 증폭기로 증폭시킨 후 대역통과필터를 거치게 됨으로써 위성 수신 주파수 규격인 대역폭 100MHz(13~113MHz)의 신호를 얻게 된다.



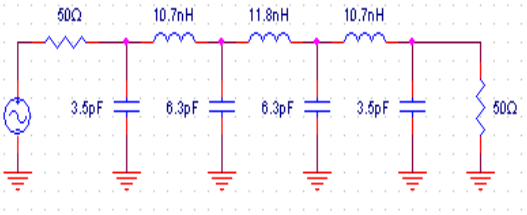
[Fig. 1] System Block Diagram of Frequency Converter

주파수 변환기에 사용되는 필터는 주파수 변환기 시스템의 성능을 결정하는 가장 중요한 요소이며 본 논문에서는 감쇠 기울기가 높은 스커트 특성을 갖는 체비세브(chevyshev) 필터를 사용하였다. 체비세브 필터의 감쇠특성은 식 (1)과 같다[6, 7].

$$A_{dB} = 10\log\left[1+\epsilon^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\cosh B\right] \qquad (1)$$

여기서 $\epsilon = (10^{R_{dB}/10}-1)^{1/2}$이며 R_{dB}는 통과대역리플의 dB값이다.

리플이 0.1dB, 차단주파수 1,130MHz, 부하저항 50Ω인 7차 기본 체비세브 저역필터를 설계하고 최적의 소자값을 계산하였다. 최종적으로 설계한 필터의 회로는 Fig. 2에 보인 바와 같다.



[Fig. 2] Low Pass Filter Circuit

감쇠기는 마이크로파 유닛간을 연결하여 레벨을 조정하거나 고주파 측정시 매칭용으로 사용하며 고전력형 감쇠기는 측정장비를 보호하기 위해 사용된다. 여기서 안정성 개선과 매칭은 둘 중 하나만 개선하면 나머지도 함께 개선되는 경향이 있다. 감쇠기의 감쇠량을 αdB라 놓고 식 (2)와 (3)을 이용하여 π형 감쇠기의 저항값을 계산하여 감쇠기를 설계한다.

$$R_2 = \frac{Z_{out}}{2}\left(10^{\alpha/10}-1\right)\times 10^{-\alpha/20} \qquad (2)$$

$$R_1 = \frac{1}{\dfrac{10^{\alpha/10}+1}{Z_{out}\left(10^{\alpha/10}-1\right)} - \dfrac{1}{R_2}} \qquad (3)$$

저잡음 증폭기는 잡음지수가 낮도록 동작점과 정합점을 잡아서 설계한 증폭기로 보통 1.5~2.5 사이의 잡음지수 값을 요구한다. 이에 따라 수신부 앞단에서의 잡음특성이 수신감도 성능을 크게 좌우한다는 점을 염두에 두고 설계하였다[8].

이와 같은 관점으로, 본 논문에서 설계한 혼합기는 RF 주파수인 f_{RF}와 국부 발진 주파수인 f_{LO}를 입력으로 하고 중간 주파수인 F_{IF}를 출력으로 하는 3포트 회로망으로 비선형 소자와 대역통과필터, 그리고 고역 및 저역통과필터로 구성되어 있다.

2.2 성능 지표

송신기에서 출력된 신호가 수신기에 입력될 때 수신기가 얼마나 작은 신호까지 충분한 품질을 확보하면서 복원시킬 수 있는지를 평가하는 지표인 민감도는 최소검출신호(MDS)로 나타낸다. 식 (4)는 최소검출신호를 정의하며 구성변수 중 대역폭, 최소 신호대잡음비 등의 값은 표준안에 따라 차이가 크며 설계 시 반드시 고려하여야 한

다[9].

$$\begin{aligned} \mathrm{MDS} &= -174\,\mathrm{dBm} + 10\log \mathrm{BW} + N_{\mu l} + NF + SNR_{\min} \\ &= Noise\ floor + SNR_{\min} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $-174\mathrm{dBm}$ 은 열잡음(thermal noise), BW 는 채널 대역폭(channel bandwidth), N_{mul} 은 사용자 잡음(multi-user noise), $SNR_{\min}$ 은 복원된 신호의 질(quality)을 보장하기 위한 신호대잡음비를 나타낸다.

선택도는 잡음, 방해신호 등과 같은 방해 성분의 영향을 받으면서 수신기가 원하는 신호만을 수신할 수 있는 능력을 나타낸다. 선택도에 영향을 주는 요소로는 필터의 특성, 소자의 선형성 및 전압제어 발진기의 위상잡음 특성 등이 있다. 특히 헤테로다인(heterodyne) 수신기의 경우 선택도는 대역제거의 역할을 하는 RF 필터보다 채널 필터링을 하는 IF 필터에 의해서 결정된다.

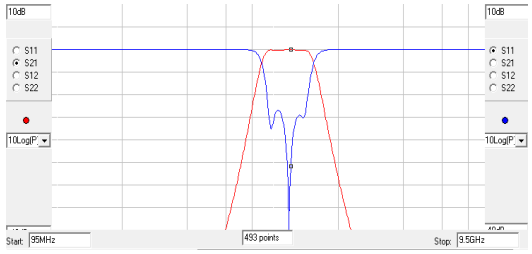
3. 실험 및 고찰

3.1 필터의 모의실험 및 설계

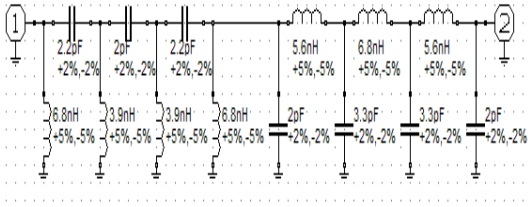
필터 제작을 위한 커패시터와 인덕터는 Size 1608 Chip 인덕터와 Size 1608 Chip 커패시터를 사용하였다. 제작한 필터는 Anritsu 사의 회로망분석기(Network Analyser) MS4623B를 이용하여 측정하였다.

950～1,450MHz 의 대역통과필터는 안테나 상층부에 존재하는 저잡음 차단하향변환기에서 보내온 신호를 원하는 주파수 대역만을 입력 신호로 사용하기 위하여 7차의 저역통과필터와 고역통과필터를 결합한 대역통과필터를 제작하고 측정을 통하여 RF-Sim 프로그램을 이용한 컴퓨터 시뮬레이션 결과와 비교, 분석하였다[10].

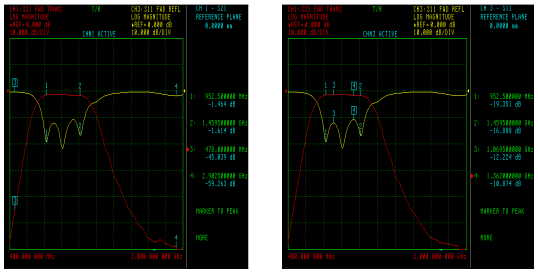
Fig. 3은 950～1,450MHz 대역을 갖는 대역통과필터에 대한 결과이다. Fig. 3(a)는 시뮬레이션 결과이며 이를 통해 구한 소자의 최적값으로 필터를 설계하였으며 이에 대한 회로도는 Fig. 3(b)와 같다. 또한 Fig. 3(c)와 3(d)에 S_{11}과 S_{21}을 나타내었다. 950MHz 에서 이득은 -1.464dB 값을 가지며 차단주파수 1,450MHz 에서의 이득은 -1.614dB 이다. 제 1 고조파는 -50dB 이하이며 반사손실은 -19.351dB 로 기준치 -15dB 이하임을 확인하였다.



(a)



(b)

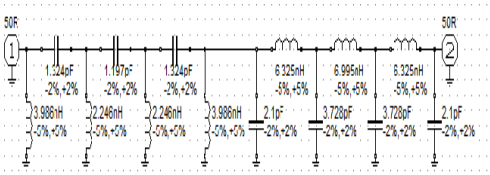


(c) (d)

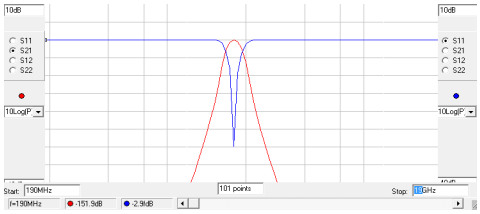
[Fig. 3] Band Pass Filter(950～1,450MHz)
(a) Simulation result (b) Designed circuit
(c) S_{21} (d) S_{11}

첫 번째 혼합기의 출력단에서는 1,737MHz와 4,137MHz의 혼합된 주파수 신호가 출력된다. 차단주파수가 1,787MHz인 저역통과필터는 출력되는 주파수 성분 중에서 불필요한 4,137MHz 주파수 신호를 제거하기 위하여 제작하였다. 이 실험에서도 앞부분과 동일하게 저역통과필터와 고역통과필터를 각각 설계하고 이를 직렬 연결함으로써 대역통과필터를 구현하였다.

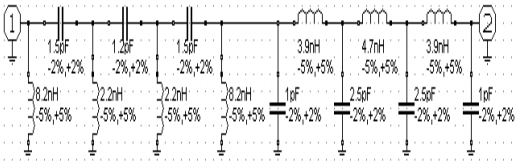
Fig. 4(d)에서 보인 바와 같이 고역통과필터에서의 차단주파수가 1,687MHz에서 -1.724dB, 저역통과필터에서의 차단주파수가 1,786MHz에서의 이득은 -1.898dB 값을 갖는다. Fig. 4(e)에서 반사손실은 고역통과필터에서는 -17.217dB를, 저역통과필터에서는 -17.963dB가 나왔으며, 각각의 차단주파수의 2배되는 지점을 확인했을 때 각각 -55.949dB와 -44.224dB임을 확인하였다.



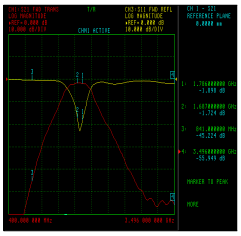
(a)



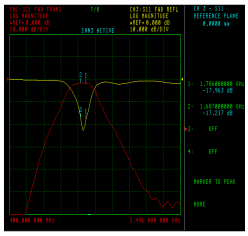
(b)



(c)



(d)

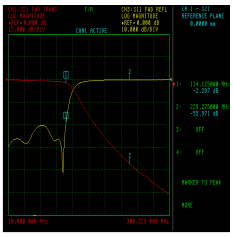


(e)

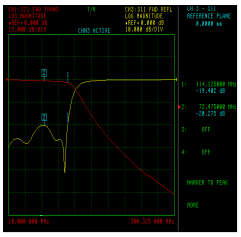
[Fig. 4] Band Pass Filter(1,687 ~ 1,787MHz)
(a) Simulation circuit (b) Simulation result
(c) Designed circuit (d) S_{21} (e) S_{11}

Fig. 5(a), 5(b)는 최종단에 있는 필터에 대한 이득 및 반사계수에 대한 실험결과를 나타내고 있다. 저역통과필터를 통과한 신호로 부터 13~113MHz, 100MHz 대역의 신호만을 추출하기 위하여 대역통과필터를 제작하였다. 이 결과, 저역통과필터 113MHz에서 −2.287dB의 이득을 가지며 저역통과필터의 차단주파수 2배되는 지점을 확인했을 때 기준치 −50dB를 만족하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 반사손실은 저역통과필터에서는 −19.402dB가 나왔으며, 이는 통상적인 기준 −15dB 이하의 조건을 만족함을 보여준다.

또한, Fig. 5의 결과로 부터 알 수 있듯이 고역통과필터에서의 차단주파수가 13.675MHz에서 −1.120dB, 저역통과필터에서는 114.125MHz에서 이득은 −2.470dB 값을 갖는다. 또한 차단주파수의 2배 지점에서 −57.364dB, 삽입손실은 고역통과필터에서는 −23.865dB를 저역통과필터에서는 −22.419dB임을 확인하였다.



(a)

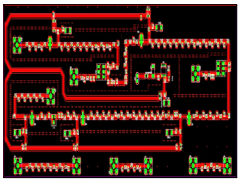


(b)

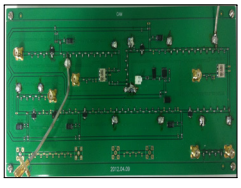
[Fig. 5] Band Pass Filter(13~113MHz)
(a) S_{21} (b) S_{11}

전체적인 주파수변환기의 실험은 여러 가지 부분회로의 실험에 의해서 유도된 데이터의 소자 값들을 납땜으로 전체 회로를 구성한 후 주파수 파형분석기로 측정하였다. Fig. 6에 보인 바와 같이 RF 신호 입력을 위하여 Agilent 사의 E4432B를 사용하고 국부 발진용으로 HewLett- Packard 사의 E4432B를 사용하여 제작한 PCB에 입력하였으며 출력 신호를 측정하기 위하여 Anritsu 사의 MS2718B 주파수 파형분석기를 사용하였다. 또한, 회로기판은 PADS 9.0 프로그램을 이용하여 Artwork하고 PCB 기판을 제작 후 부품을 실장하여 제작하였으며 Fig. 7에 보인 바와 같다[11, 12].

[Fig. 6] Experimentation Environment of Frequency Converter

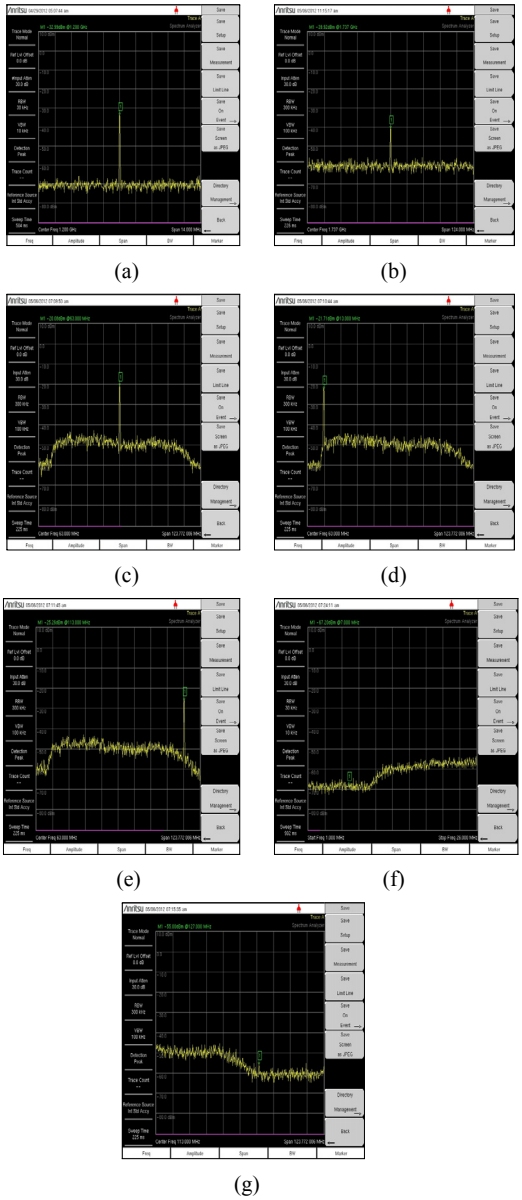


(a)



(b)

[Fig. 7] Artwork Circuit and PCB
(a) Artwork circuit (b) PCB



[Fig. 8] Experimentation Result(Spectrum Analyzer)
(a) 1,200MHz (b) 1,737MHz (c) 63MHz
(d) 13MHz (e) 113MHz (f) 7MHz (g) 127MHz

Fig. 8(a)는 첫 번째 혼합기에 입력되는 1,200MHz 신호의 파형을 측정한 결과이고 Fig. 8(b)는 첫 번째 혼합기에서 출력되는 파형이다. 두 번째 혼합기에서 f_{LO} 신호와 첫 번째 신호에서 출력된 신호의 합과 차로 인해서 63MHz와 3,537MHz가 출력되고 저역통과필터로 인하여 Fig. 8(c)와 같이 63MHz의 신호만 출력되는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 8(c)~8(g)는 중심주파수가 63MHz, 13~113MHz 대역 및 대역에서 벗어난 주파수에서의 출력되는 파형을 나타내고 있다. 이상적으로 하향변환기를 설계했다면 13~113MHz 대역에서만 신호가 측정되어야 하지만 필터의 차수를 7차로 고정하고 설계하였기 때문에 스커트 특성이 이상적이지 못하여 8~126MHz 대역에서 신호가 측정되는 것을 확인할 수 있었다.

4. 결론

본 논문에서는 이중 변환방식을 이용한 Ku 대역용 주파수 하향 변환기를 설계 및 제작하였다. 단일방식에 비하여 고가이며 비교적 제작이 어려우나 선택도, 민감도 및 안정도가 우수하여 위성 TV 수신용으로 적합한 방식이다. 또한, 설계 시 필터용 IC를 수동소자를 사용하여 제작함으로써 저 전력화가 가능하며 이에 따라 저가의 시스템을 구현하는데 용이하다. 실험은 RF-Sim 프로그램을 사용하여 각 블록에 적합한 소자값을 도출하였으며 이를 바탕으로 실제 PCB 기판에 실장하였다. 시뮬레이션 결과와 회로망분석기를 이용하여 측정한 실험 결과를 비교, 분석하고 시스템의 성능을 높이기 위하여 튜닝을 진행하였다. 2개의 혼합기의 출력에 대하여 각각 실험하였으며 최종적으로 1,200MHz의 RF 주파수와 2.937MHz, 1,800MHz 2개의 국부발진기를 사용하였다.

실험결과, 1차 혼합기에서는 1,737MHz의 주파수가 정상적으로 출력되었으며 2차 혼합기의 출력은 중심주파수 63MHz에서 13~113MHz의 대역에서 출력되어야 하지만 8~126MHz 대역에서 신호가 출력되는 것을 확인하였다. 이는 제작과정에서 부정확한 정합과 필터의 차수가 낮아 스커트 특성이 열화된 것이 원인이라고 판단된다. 제작된 하향 변환기의 이득은 평균 약 38.5dB로 설계 목표인 약 40dB를 비교적 만족하는 것을 확인하였다. 다만 잡음지수가 8.87dB로 비교적 높게 측정되었는데 이는 초기단의 LNA 설계시 증폭기의 잡음지수를 좀 더 낮게 설정하고 실드를 통하여 외부잡음이 유입되는 것을 차단한다면 상당부분 감소시킬 수 있을 것이다.

회로기판의 크기를 고려하여 필터 설계 시 차수를 낮게 하였으나 향후 부품의 효율적인 배치를 고려하여 필터의 차수를 늘이고 초기단의 증폭기의 설계에 이와 같은 결과를 반영한다면 상용화가 가능할 것이다.

References

[1] K. MIYA, Satellite Communications Technology. KDD Engineering and Consulting, Inc. 1982.

[2] S. H. Lee, “Multi-band CMOS RF Down Converter”, Hanyang Univ., 2009.

[3] D. J. Kim, “Design and Implementation of Low Noise Block Downconverter for Ku-band Satellite Broadcasting”, Kwangwoon Univ., 2002.

[4] K. S. Lee, “A Study on the High-Density Down-converter MMIC using InGap/GaAs HBT for Ku-Band”, Korea Maritime Univ., 2007.2

[5] S. H. Kim, “A Study on the Design of RF Front -End Receiver for 2.4GHz Application”, Inha Univ., 2003. 2

[6] Byung-Man Min, "Design and Implementation of the Up/Down Converter with Improved LO-to-RF Isolation," Kwangwoon Univ., 2004.

[7] Chris Bowick et. al., “RF Circuit Design,” Butter worth Heinemann, pp.78~89, pp.296~319, 2007.

[8] G. S. Lee, “A Study on the Design of RF Down Converter for Wibro”, Kwangwoon Univ., 2005.

[9] S. S. rho, “Optimizing Simulation of Wireless Networks Location for WiBRO Based on Wave Prediction Model”, Sungkyunkwan Univ., 2008. 8

[10] C. Bowick, *RF Circuit Desing*, 2nd Ed., Elsevier Inc. 2010.

[11] S. H. Yoon, et. al., *PADS 2007 for PCB Designers*, Naeha Inc. 2009.

[12] J. K. Kim, K, H, Bang, *PADS 9.0*, 2nd Ed., Bogdoo Inc. 2010.

이 승 대(Seung-Dae Lee) **[정회원]**

- 1992년 2월 : 단국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 1999년 8월 : 단국대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)
- 1995년 4월 ~ 현재 : 남서울대학교 전자공학과 교수

<관심분야>
정보통신, 유무선통신, 정보보호