

# 유효 인덕턴스 효과와 적층 PCB를 이용한 하나의 전송 영점을 갖는 대역 통과 필터

## The Bandpass Filter with Transmission Zero Using the Effect of Effective Inductance and Multi-layer PCB

김유선 · 남 훈\* · 이건천 · 서인종 · 임영석

Yuseon Kim · Hun Nam\* · Geoncheon Lee · Injong Seo · Yeongseog Lim

### 요 약

본 논문에서는 적층 PCB에 전송 영점을 갖는 3차원의 대역 통과 필터의 회로 해석을 하였다. 대역 통과 필터의 등가 회로는 고주파 네트워크 해석에 의해 계산되어졌다. 기존의 논문들은 분포 정수 소자의 영향을 제외하고 회로 모델을 구성하였지만, 제안된 모델은 이에 대한 영향을 포함한다. 그 결과 인덕터들의 내부 전기적 성분으로부터 상호 커패시턴스를 추출함으로써 하나의 전송 영점을 갖는 적층 PCB 대역 통과 필터를 설계하였다. 구조의 크기는 단지 10 mm×20 mm×1.2 mm이다. 대역 통과 필터의 측정된 데이터는 중심 주파수인 1.84 GHz에서 1.9 dB의 삽입 손실과, 28 dB의 반사 손실을 가지며, 차단 주파수인 2.78 GHz에서 43 dB의 감쇠 특성을 보인다.

### Abstract

In this paper, the circuit analysis of three-dimensional bandpass filter with transmission zero in multi-layer printed circuit board is presented. The equivalent circuit of bandpass filter is evaluated by microwave network analysis. Compare to the established paper that have configured the circuit model of filter except the effect of distribute element, the proposed model can include the effect. As a result, the multi-layer PCB bandpass filter with transmission zero has designed by extracting mutual capacitance from electrical component inside inductor. The structure size is only 10 mm×20 mm×1.251 mm. Measured data of the bandpass filter indicate 1.9 dB of insertion loss and 28 dB of return loss at the center frequency of 1.84 GHz, as well as 43 dB attenuation at the refraction frequency of 2.78 GHz.

Key words : Multi-layer PCB, Bandpass Filter, Distribute Element, Transmission Zero

### I. 서 론

수동 회로 분야의 소형화에 있어서 주요 문제는 적층 소자에 대한 연구의 부재이다. 기존의 적층 소자를 이용한 대역 통과 필터 설계에 대한 논문들은 필터 등가 회로 소자들이 준 집중 소자인 인덕터, 커패시터들을 각각 구현함으로써 필터를 설계하였다. 하지만, 고주파에서의 소자는 적층 소자의 기생 전

기적 성분들로 인해 주파수 전 영역에서 동일한 인덕턴스나 커패시턴스 값을 갖지 않는다<sup>[1]~[8]</sup>.

LTCC(Low Temperature Co-fired Ceramic) 기술은 소형화에 목적을 두기 때문에, 각 소자들의 크기가 작아 준 집중 소자라 가정하여도 크게 무리가 없었지만, 큰 인덕턴스 값, 커패시턴스 값을 갖는 소자를 이용한 설계는 앞에서 제시한 이유로 적합하지 않다. 더욱이 본 논문에서는 LTCC 기술에 비해 저 유

전남대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chonnam National University)

\*엘지노텔(LG-Nortel)

· 논문 번호 : 20060913-109

· 수정완료일자 : 2006년 11월 6일

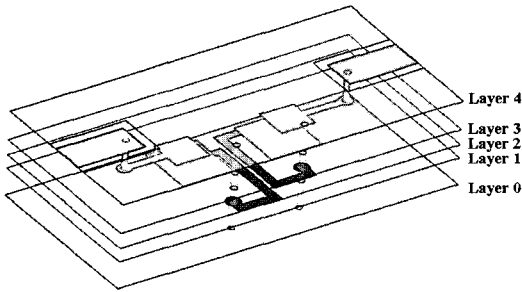


그림 1. 대역 통과 필터의 구조  
Fig. 1. The structure of bandpass filter.

전율을 갖고 두께가 두꺼운 PCB 기판을 이용하였기 때문에 같은 인덕턴스, 커패시턴스 값을 갖는 소자를 설계하기 위해서는 구조의 크기를 더욱 크게 하여야 한다. 구조의 크기가 커짐으로 인해서 기생 성분은 더욱 증가하게 되고, 등가 회로 해석과 전자기 해석은 더욱 큰 오차를 가지게 된다<sup>[3],[4]</sup>.

그러므로 본 논문에서는 이에 대한 영향을 고려하여 그림 2와 같이 유효 인덕턴스로 대체하여 등가 회로를 구성하였다. 제시된 등가 회로는 주파수에 대한 독립적인 소자 값을 갖지 않으며, 인덕터 내의 커패시턴스 성분을 고려함으로써 공진기 간의 상호 전기 결합에 의한 커패시턴스 값을 구현하였다.

## II. 등가 회로 모델 및 전송 영점의 위치

### 2-1 등가 회로 모델

그림 1은 적층 PCB 기판들로 구성된 대역 통과 필터의 구조를 나타낸다. 그림 2는 이를 등가 회로로 표현한 것이다.  $C_I$ 와  $C_O$ 는 신호 도체들과 공진 구조 사이의 커패시턴스,  $C_{P1}$ 과  $C_{P2}$ 는 공진 구조와 그라운드 사이의 커패시턴스 성분,  $L_{V1}$ 과  $L_{V2}$ 는 공진기 내부의 유효 인덕턴스 성분,  $C_M$ 은 인덕터들 사이의 전기 결합에 의한 상호 커패시턴스,  $M$ 은 자기 결합에 의한 상호 인덕턴스를 각각 나타낸 것이다. 그림 3은 그림 2의 회로해석을 위해 PI형 등가 회로로 대체한 것이다. 그림 2와 3의 등가 회로의 인덕턴스 성분들은 다음과 같은 관계를 갖는다<sup>[3]</sup>.

$$L_{P1} = \frac{(L_{V1} - M)(L_{V2} - M) + (L_{V1} - M)M + (L_{V2} - M)M}{L_{V2} - M} \quad (1)$$

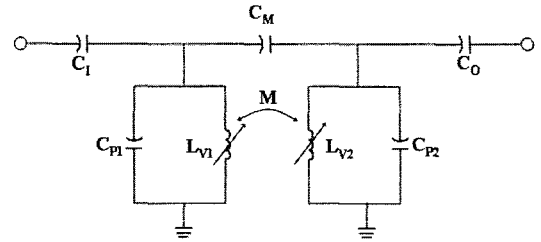


그림 2. 등가 회로  
Fig. 2. The equivalent circuit.

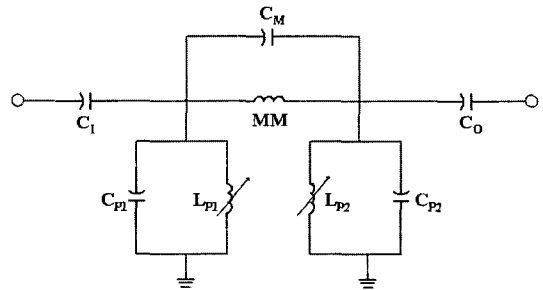


그림 3. 회로 해석을 위한 등가 회로  
Fig. 3. The equivalent circuit for circuit analysis.

$$L_{P2} = \frac{(L_{V1} - M)(L_{V2} - M) + (L_{V1} - M)M + (L_{V2} - M)M}{L_{V1} - M} \quad (2)$$

$$MM = \frac{(L_{V1} - M)(L_{V2} - M) + (L_{V1} - M)M + (L_{V2} - M)M}{M} \quad (3)$$

표 1에는 본 논문에서 사용한 그림 2와 3의 각 소자 값들을 1 GHz, 1.85 GHz, 2.63 GHz의 주파수에서 각각 표기하였다. 등가회로의 소자들은 PCS 신호와 위성 DMB 신호를 분리해주는 다이플렉서에 포함될 대역 통과 필터의 특성을 만족하도록 설계되었고 커패시턴스 소자 값들은 고정하였다. 그림 4는 뒷 절에서 설명될 유효 인덕턴스 모델과 결합 모델을 적용한 그림 2, 3의 등가 회로 해석 결과이다. 표 1과 그림 4의 특성을 갖는 소자 설계 절차는 III절과 IV절에서 설명한다.

### 2-2 전송 영점의 위치

전송 영점은 차단 대역의 신호를 억제해 줄 뿐만 아니라 필터의 스킵트 특성을 향상시키는 역할을 한다. 아래의 수식은 그림 3의 등가 회로 해석과 식 (1)

표 1. 등가 회로의 소자 값들

Table 1. Element values of the equivalent circuit.

Frequency Element	1 GHz	1.85 GHz	2.63 GHz
$L_{V1}, L_{V2}$	3.0 nH	3.5 nH	5.24 nH
$M$	0.84 nH	0.98 nH	1.47 nH
$L_{P1}, L_{P2}$	3.84 nH	4.48 nH	6.71 nH
$MM$	9.88 nH	11.5 nH	17.25 nH
$C_M$	0.19 pF	0.19 pF	0.19 pF
$C_{P1}, C_{P2}$	1.5 pF	1.5 pF	1.5 pF
$C_i, C_o$	0.82 pF	0.82 pF	0.82 pF

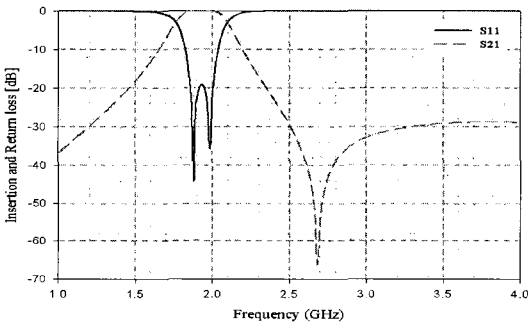


그림 4. 회로 해석 결과

Fig. 4. The result of circuit analysis.

~(3)을 이용하여 구하여진 차단 주파수와 소자들과의 관계를 나타낸다<sup>[6],[7]</sup>.

$$f_{Cutoff} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(\frac{L_V^2}{M} - M\right)C_M}} \quad (4)$$

여기서,  $M=0$ 이거나  $C_M=0$ 이라면 전송 영점은 0 또는 무한대의 값을 갖는다. 즉, 인덕터 사이에서 상호 인덕턴스나 상호 커패시턴스 효과가 동시에 나타나지 않는다면, 전송 영점은 존재하지 않는다. 본 논문에서는 해석의 편의를 위해 대칭적이고 가역적인 네트워크이라 가정하였고, 위성 DMB 대역인 2.6~2.65 GHz 주파수들의 신호를 억제하기 위해 2.63 GHz에서  $L_V=5.24$  nH,  $M=1.47$  nH,  $C_M=0.19$  pF 값을 갖도록 소자들을 구현하였다.

### III. 인덕터 및 결합부 설계

그림 1에서 검게 표시된 부분의 인덕터들은 layer 1과 layer 2에 각각 위치해 있으며, 대칭적이고 가역적인 네트워크라 가정했을 때 단일 인덕터의 등가 회로는 그림 5에 나타내었다.  $L_{Vin}$ 은 그림 2의 인덕터  $L_V$ 의 내부 인덕턴스 성분,  $C_{Vin}$ 은 인덕터 내부의 커패시턴스 성분을 표현한 것이다. 회로 해석으로 구한  $L_V$ 와  $L_{Vin}$ ,  $C_{Vin}$ 과의 관계는 다음과 같다.

$$L_V = \frac{2L_{Vin} - \omega^2 L_{Vin}^2 C_{Vin}}{1 - \omega^2 L_{Vin} C_{Vin}} \quad (5)$$

여기서,  $\omega$ 는 각속도이고, DC에서는 0의 값을 가진다. 즉, 설계된 인덕터에 시간적으로 변하지 않는 정전류가 흐르거나 기생 커패시턴스 성분이 존재하지 않는다면,  $L_V$ 는 주파수에 따라 변하지 않는 이상적인 인덕터의 특성과 같다. 그림 6은 전자기 시뮬레이션으로부터 추출된 유효 인덕턴스 값과 식 (5)의  $L_V$  값을 curve-fitting한 것을 보인 것이다. 추출된  $L_{Vin}$  값과  $C_{Vin}$  값은 각각 1.43 nH, 1.6 pF이다. 한편,  $L_{V1}$ ,

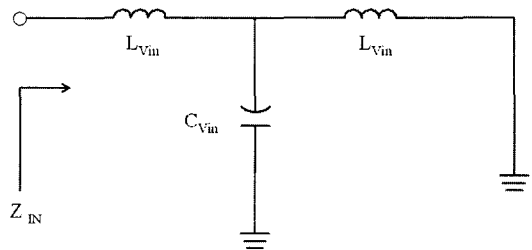


그림 5. 인덕터의 등가 회로

Fig. 5. The equivalent circuit of inductor.

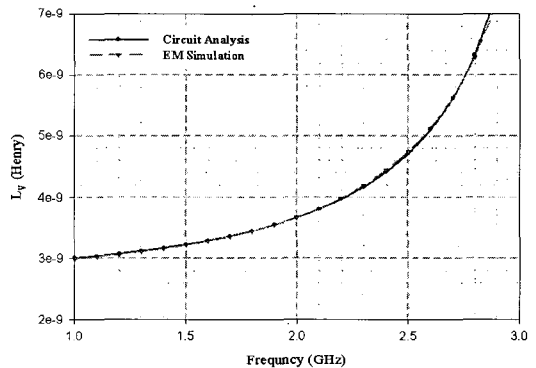


그림 6. 주파수에 따른 유효 인덕턴스 변화

Fig. 6. Variation of effective inductance as a frequency.

$L_{V2}$ 와 상호 인덕턴스  $M$ 과의 관계는 다음과 같다.

$$M = k\sqrt{L_{V1}L_{V2}} \quad (6)$$

여기서,  $k$ 는 상호 결합 계수이다.  $L_{V1}$ ,  $L_{V2}$ 가 주파수에 독립적인 소자라면  $M$  또한 주파수에 독립적인 값을 갖는다. 그림 7에는 그림 3의  $L_{P1}$ ,  $L_{P2}$ ,  $MM$ ,  $C_M$  부분에 식 (5)와 (6)을 적용한 회로 해석의 삽입 손실 특성과 그림 1의 검게 표시된 부분만을 전자기 시뮬레이션한 결과의 삽입 손실 특성을 curve-fitting 함으로써,  $M$  값과  $C_M$  값을 추출한 것을 나타냈다. 그림 8에는 식 (6)과 그림 7의 결과를 이용해 추출한 주파수에 따른 상호 인덕턴스 변화를 도시하였다.

기존의 논문들은 주파수와 상호 인덕턴스는 서로 독립적이라 가정하여 설계를 하였지만, 본 논문에서는 인덕턴스와 유사하게 주파수에 따라 변하는 값을

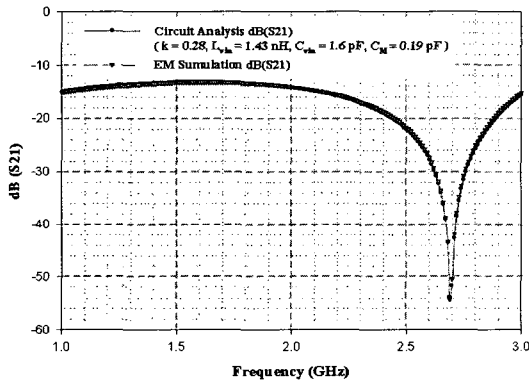


그림 7. 결합 부분의 소자 값들 추출  
Fig. 7. Extracting values of elements in coupling part.

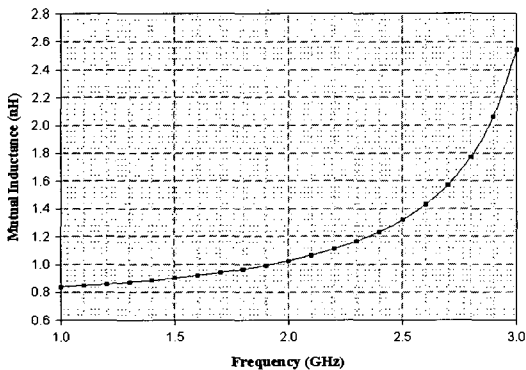


그림 8. 주파수에 따른 상호 인덕턴스 변화  
Fig. 8. Variation of mutual inductance as a frequency.

갖는다는 것을 보였다. 이는 단위 전류에 대한 자속 쇄교 수가 주파수가 증가할수록 많아진다면 인덕턴스는 증가하게 되고, 이로 인해 다른 선로에 쇄교하는 자속 수도 증가하게 되어 상호 인덕턴스도 증가하기 때문이다. 그림 6~8로부터 추출된 등가 소자들의 값들은 표 1과 일치한다.

#### IV. 대역 통과 필터 설계 및 제작

##### 4.1 대역 통과 필터 설계

앞 절까지의 회로 해석은 손실 특성, 위상 차이 등을 고려하지 않았다. 그 결과 앞 절의 표 1의 소자들을 설계하여 EM 시뮬레이션에 적용하게 되면, 회로 해석과 일정한 오차를 갖게 된다. 더욱이 구조를 구성하는 선로간의 서로 다른 특성 임피던스 특성은 더욱 큰 오차를 야기한다. 그림 9는 본 논문에서 제시한 회로 해석과 인덕터 및 공진 결합부 모델, 전자기 시뮬레이션의 데이터들의 연동을 통해 최적화하는 과정을 요약한 것이다.

그림 10에는 위에서 제시한 오차들을 고려하여 그림 9의 과정의 반복을 통해 최적화된 물리적 파라미터 값들과 소자 값들을 이용하여 회로 해석과 전자기 시뮬레이션에 적용한 주파수에 따른 삽입 손실, 반사 손실 그래프를 보였다. 하측 대역의 오차는 비아에 의한 인덕터 및 결합부의 비대칭 네트워크 특성을 회로 해석에 포함하지 않았기 때문에 발생한다. 전자기 시뮬레이션은 Ansoft사의 HFSS9.1에 의해 수행되었으며, 그림 10의 결과는 무 손실 소자들을 사용한 것이다.

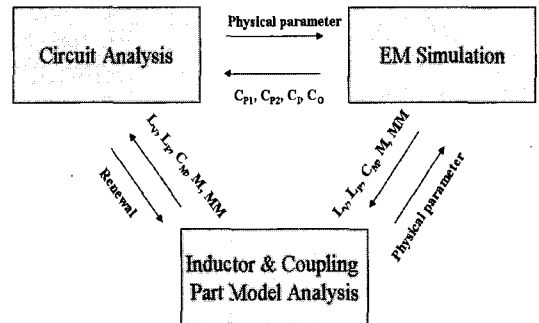


그림 9. 제안된 필터 설계 과정  
Fig. 9. The proposed filter design procedure.

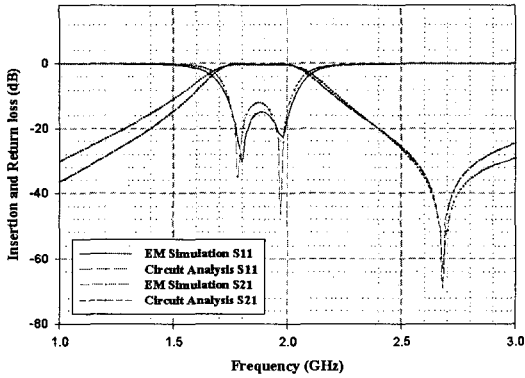


그림 10. 회로 해석과 무 손실 전자기 시뮬레이션 결과  
Fig. 10. The result of circuit analysis and lossless EM simulation.

#### 4-2 대역 통과 필터의 제작

적층 PCB로 구성된 대역 통과 필터의 전자기 시뮬레이션은 비유전율이 4.2인 FR-4의 재료를 사용하여 수행되어졌다. 이 물질의 loss tangent와 도체는 각각 0.02, 0.017 mm의 두께를 가진 구리로 설정하였다. 대역 통과 필터의 최하층과 최상층은 0.4 mm의 두께를 가지며, 나머지 2개 층은 0.2 mm의 두께를 갖는다. 제작한 필터의 구조는 전체 크기가 20 mm × 10 mm × 1.251 mm이다. 0.051 mm의 두께는 제작시의 오차를 줄이기 위해 도체의 두께를 가정한 공기 층이다. 그림 11에는 총 4층으로 제작된 구조 중 최상층 단면을 나타냈으며, 벡터 네트워크 분석기를 통해 측정된 필터의 결과 값을 구조 시뮬레이션과 비교한 것을 그림 12에 나타냈다.

제작된 필터의 특성은 1.84 GHz에서 1.9 dB의 삽입 손실과 28 dB의 반사 손실을 보인다. 3 dB 대역폭은 280 MHz이다. 구조 시뮬레이션 결과와 비교하여 전송 영점은 약 100 MHz 상향 이동되었으며, 이는

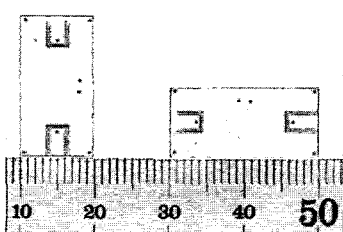


그림 11. 제작된 대역 통과 필터  
Fig. 11. Fabricated the bandpass filter.

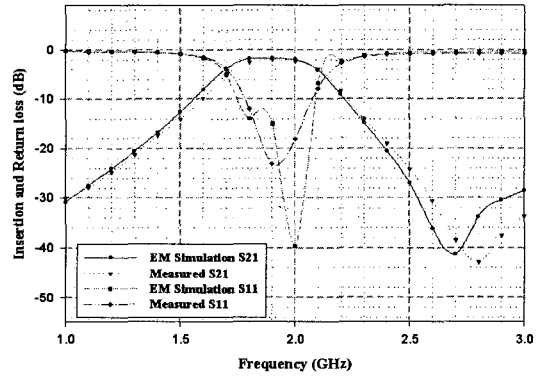


그림 12. 전자기 시뮬레이션과 측정 결과  
Fig. 12. The EM simulation and the measurement.

제작 시 인덕터들의 위치가 미소하게 틀어짐으로써 발생한 오차이다. 하지만, 위성 DMB 대역인 2.6~2.65 GHz 주파수 대역에서는 -30 dB 이하의 감쇠를 갖는다.

#### V. 결론

본 논문에서는 유효 인덕턴스 효과와 적층 PCB를 이용하여 PCS와 위성 DMB 대역을 분리해 주는 대역 통과 필터를 설계하였다. 제안된 설계 과정은 다음과 같은 장점들을 갖는다.

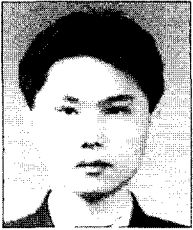
첫째, PCB를 이용함으로써 제작 단가를 줄일 수 있었다. 둘째, 적층 형태로 필터를 구성했음에도 불구하고 그림 9의 반복적인 과정을 통해 손실을 최소화하였다. 셋째, 인덕터 내부의 전기적 성분을 이용하여 상호 커패시턴스를 구현함으로써 구조를 단순화 하였다. 넷째, 회로 해석을 통해서 정확한 전송 영점의 위치와 소자들 간의 관계를 밝혔다. 다섯째, 유효 인덕턴스 관계식을 대역 통과 등가 회로에 포함시켜 해석함으로써 기존의 준 집중 소자로 가정한 3차원 필터 설계에 비해 회로 해석과 전자기 시뮬레이션과의 오차를 줄일 수 있었다.

#### 참고 문헌

- [1] A. Sutono, J. Laskar, and W. R. Smith, "Design of miniature multilayer on-package integrated image-reject filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 156-162, Jan. 2003.

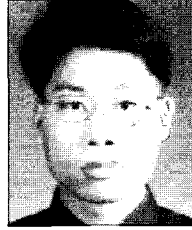
- [2] Ching-Wen Tang, Sheng-Fu You, "Design methodologies of LTCC bandpass filters, diplexer, and triplexer with transmission zeros", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 717-723, Feb. 2006.
- [3] L. K. Yeung, K. -L. Wu, "A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 337-341, Feb. 2003.
- [4] C. F. Chang, S. J. Chung, "Bandpass filter of serial configuration with two finite transmission zeros using LTCC technology", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 7, pp. 2383-2388, Jul. 2005.
- [5] George L. Matthaei, Leo Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, Mass., 1980.
- [6] Jia-Sheng, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/microwave Applications*, Wiley Interscience, 2001.
- [7] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second Edition, Wiley, Chapter 2, 4, 8, 1998.
- [8] A. R. Djordjevic, T. K. Sarkar, "Closed form formulas for frequency dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 241-248, Feb. 1994.
- [9] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, "Physical modeling of spiral inductors on silicon", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, no. 3, pp. 560-568, Mar. 2000.
- [10] T. Ishizaki, M. Fujita, H. Kagata, T. Uwano, and H. Miyake, "A very small dielectric planar filter for portable telephones", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 2017-2034, Nov. 1994.
- [11] A. Simine, V. Piatnitsa, A. Lapshin, E. Jakku, D. Kholodnyak, S. Leppaevuori, and I. Vendik, "Design of quasi-lumped-element LTCC filters and duplexers for wireless communications", *33rd European Microwave Conference*, pp. 911-914, 2003.
- [12] K. L. Wu, R. Zhang, M. Ehlert, and D. G. Fang, "An explicit knowledge-embedded space mapping technique and its application to optimization of LTCC RF passive circuits", *IEEE Trans. Components and Packaging Tech.*, vol. 26, no. 2, pp. 339-406, Jun. 2003.

김 유 선



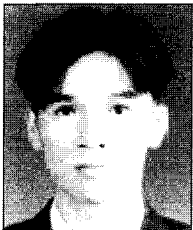
2004년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)  
2006년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학석사)  
2006년 2월~현재: 전남대학교 전자공학과 박사과정  
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나

서 인 중



2001년 2월: 호남대학교 전파공학과 (공학사)  
2004년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학석사)  
2004년 2월~현재: 전남대학교 전자공학과 박사과정  
[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 능동 안테나 설계

남 훈



1997년 2월: 동신대학교 전자공학과 (공학사)  
2001년 8월: 전남대학교 전자공학과 (공학석사)  
2001년 9월~현재: 전남대학교 전자공학과 박사과정  
2001년 7월~현재: LG-Nortel 선임

연구원  
[주 관심분야] 초고주파 회로설계 및 해석, RF 소자 설계, 전자파 수치 해석

임 영 석



1980년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)  
1989년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학박사)  
1984년 9월~현재: 전남대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 전자파 수치 해석, 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나

이 건 천



2006년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)  
2006년 2월~현재: 전남대학교 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계 및 해석, 안테나