

IEEE 802.11a용 적층형 LTCC 대역통과 여파기

Stacked LTCC Band-Pass Filter for IEEE 802.11a

이 윤 복 · 김 호 용 · 이 흥 민

Yun-Bok Lee · Ho-Yong Kim · Hong-Min Lee

요 약

여파기는 현대 무선통신에 있어 필수 불가결한 소자이다. 본 논문에서는 LTCC 다층기술을 이용한 IEEE 802.11a WLAN 송수신기에 응용될 수 있는 소형 대역통과 여파기를 설계, 제작하였다. 2단의 대역통과 여파기의 등가회로를 도출하기 위하여 대역통과와 J-인버터 변환을 Chebyshev 저역통과 프로토타입 여파기에 적용하였다. 병렬 L-C공진기는 복잡하며 고주파에서 인덕터의 기생 성분을 조정하기가 용이하지 않으므로 단락된 $\lambda/4$ 스트립라인 공진기 구조를 이용하였다. 각 수동소자는 서로 다른 층에 위치하고 있으며, 비아를 통하여 상호 연결되어 있으며 내부 접지면에 의하여 격리되어 있다. 제작된 여파기는 $2.51 \times 2.27 \times 1.02 \text{ mm}^3$ 이며 6층으로 구성되어 있다. 측정된 여파기는 -2.25 dB 의 삽입손실과 220 MHz의 대역폭, 5.7 GHz에서 -32.25 dB 의 감쇄 특성을 나타내었으며 0.9 ns의 군지연 특성을 나타내었다.

Abstract

Microwave filters are essential device in modern wireless systems. A compact dimension BPF(Band-pass Filter) for IEEE 802.11a WLAN service is realized using LTCC multi-layer process. To extrude 2-stage band-pass equivalent circuit, band-pass and J-inverter transform applied to Chebyshev low-pass prototype filter. Because parallel L-C resonator is complicate and hard to control the inductor characteristics in high frequency, the shorted $\lambda/4$ stripline is selected for the resonator structure. The passive element is located in the different layers connected by conventional via structure and isolated by inner GND. The dimension of fabricated stacked band-pass filter which is composed of six layers, is $2.51 \times 2.27 \times 1.02 \text{ mm}^3$. The measured filter characteristics show the insertion loss of -2.25 dB , half-power bandwidth of 220 MHz, attenuation at 5.7 GHz of -32.25 dB and group delay of 0.9 ns at 5.25 GHz.

Key words : LTCC, IEEE 802.11a WLAN, BPF, SoP

I. 서 론

최근 이동 통신 기술은 소형화와 집적화, 신뢰성 향상과 고 기능의 추구라는 추세로 발전하고 있다. 하나의 부품에 모든 기능을 포함하는 개념인 SoC (System on Chip)는 이러한 추세의 궁극적인 목표로써 많은 연구가 이루어지고 있다.

그러나 안테나와 여파기 등의 수동 부품은 다른

부품에 비하여 소형화의 진척이 미미한 실정이다. 따라서 반도체 공정을 활용하는 FBAR(Film Bulk Acoustic-wave Resonator)나 강 유전체를 사용하는 등의 소형화와 집적화를 위한 여러 시도들이 이루어지고 있다. 그러나 현재까지는 비용 등의 이유로 제품 생산단계까지의 적용이 어렵기 때문에 중간단계라 할 수 있는 SoP(System on Package)가 새로운 대안으로 떠오르고 있다. SoP를 실제로 구현하는 기술 중

「본 연구는 과학기술부의 21세기 프론티어 연구개발 사업의 일환인 "차세대 소재 성형기술 개발사업"의 연구비 지원 일환으로 수행되었습니다.

경기대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Kyonggi University)

· 논문 번호 : 20041105-08S

· 수정완료일자 : 2004년 12월 9일

에서는 미세한 선로와 비아를 조밀하게 배치함으로써 수동소자를 고밀도로 집적하는 것이 가능하기 때문에 LTCC(Low Temperature Co-fired Ceramics) 기술이 주목을 받고 있다.

따라서 본 논문에서는 5 GHz 대역의 주파수를 이용하는 IEEE 802.11a WLAN에 응용될 수 있도록 LTCC 적층 구조를 이용한 대역통과 여파기를 설계, 제작하였다. 설계된 여파기는 결합된 단락형 스트립 라인 공진기로 구성되어 있으며, 다양한 입출력 환경에 대응할 수 있도록 제안되었다.

II. 본 론

2-1 여파기의 설계방법

일반적인 대역통과 여파기의 설계 절차는 설계 사양에 맞는 형태와 차수의 프로토타입 저역통과 여파기 회로망을 선택한 후 이를 바탕으로 등가회로를 도출하고 수동소자를 모델링 하여 최적화를 하는 기법이 주로 사용되고 있다.

0.1 dB의 통과대역 리플(ripple)을 갖는 Chebyshev 형태의 프로토타입 저역통과 여파기를 선택한 후 J-인버터 변환과 대역통과 변환을 적용하고 초단을 캐패시턴스 성분으로 구성된 대역통과 여파기의 등가회로를 그림 1에 나타내었다. 병렬의 C_s 와 L_s 는 공진기 사이의 EM 결합 특성을 나타낸다.

결합된 성분 중 C_s 는 주로 고역의 특성에 관계되고, L_s 는 저역통과 특성을 가지므로 높은 주파수쪽의 저지 특성에 관계된다. IEEE 802.11a 시스템은 인접한 5.7 GHz 대역에 IEEE 802.16이 위치하고 있으므로 높은 쪽 대역의 저지 특성이 특히 중요하게 되어 결합부의 상호 인덕턴스 성분 L_s 는 매우 큰 값을

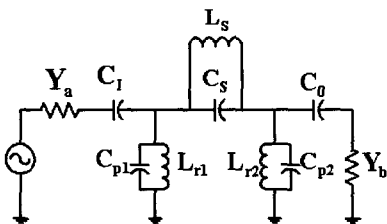


그림 1. J-인버터와 대역통과 변환을 이용한 등가회로
Fig. 1. The equivalent circuit using J-inverter and band-pass transform.

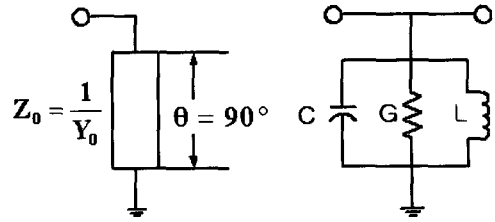


그림 2. $\lambda/4$ 단락공진기의 등가 회로망
Fig. 2. The equivalent network for shorted $\lambda/4$ resonator.

필요로 한다^[4].

대역통과 여파기의 공진기 형태로는 크게 인덕터와 캐패시터를 각각 집중정수 형태로 모델링 하여 병렬로 구성하는 방식과 공진시의 임피던스가 같은 분포정수형을 이용하는 방식이 있다^{[1]~[6]}.

집중정수형으로 제작할 경우는 면적을 줄일 수 있으며, 날카로운 스킵트 특성을 얻을 수 있는 장점이 있으나 필연적으로 소자의 수가 많아져 층수가 증가한다. 또한 인덕터의 값이 큰 경우 길이 혹은 면적이 증가하므로 높은 주파수 대역에 적용할 경우 기생 성분을 조절하기가 어렵게 된다.

따라서 본 논문의 설계에는 그림 2에 나타낸 바와 같이 병렬공진기의 공진시 임피던스가 무한대이므로 공진시 임피던스가 같은 단락된 $\lambda/4$ 공진기를 이용하였다.

이를 이용하여 그림 3에 단락된 $\lambda/4$ 공진기가 2 단으로 결합된 등가회로를 나타내었으며, ADS를 이용하여 그림 3의 등가회로를 모의실험한 결과를 그림 4에 나타내었다. 각 공진기는 C_s 와 C_0 에 의하여 입출력 결합되며, 평행하게 위치한 두 공진기는 전

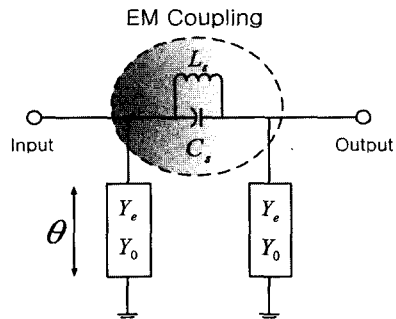


그림 3. $\lambda/4$ 단락 공진기를 이용한 등가회로도
Fig. 3. The equivalent circuit using shorted $\lambda/4$ resonator.

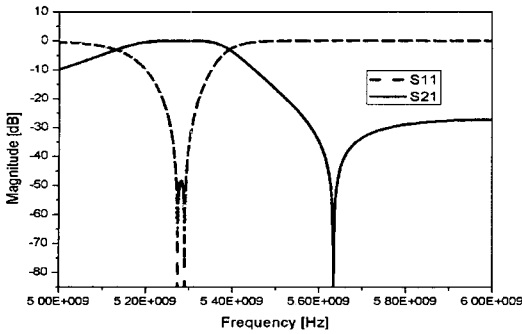


그림 4. 단락된 λ/4공진기형 등가회로의 모의실험 결과

Fig. 4. The simulated result of the equivalent circuit using shorted λ/4 resonator.

자계적으로 결합되도록 구성함으로써 수동소자의 수를 감소시켰다.

그림 3의 등가회로에서 평행하게 결합된 공진기는 EM 결합 사이의 대칭면을 전계벽 혹은 자계벽으로 설정함으로써 even과 odd 모드로써 해석이 가능하다. Even 모드일 경우와 odd 모드일 경우의 입력 어드미턴스를 식 (1)과 (2)에 각기 나타내었다.

$$Y_{oc} = -j Y_e \cot \theta \tag{1}$$

$$Y_{sc} = -j Y_o \cot \theta \tag{2}$$

여기서, Y_e 는 even 모드시의, Y_o 는 odd 모드시의 특성 어드미턴스이다. 감쇄극은 $Y_{oc} = Y_{sc}$ 일 때에 형성되며, 공진시 어드미턴스는 0이 된다. 공진기의 전자기적인 결합에 의한 성분은 식 (3)과 같으며, 중심주파수는 식 (4)와 같다.

$$Y_c = \frac{Y_{sc} - Y_{oc}}{2} = -j \frac{Y_o - Y_e}{2} \cot \theta \tag{3}$$

$$f_c = \frac{f_{even} + f_{odd}}{2} \tag{4}$$

2-2 대역통과 여파기의 설계

표 1. 대역통과 여파기의 설계 규격
Table 1. The specification of band-pass filter.

중심주파수	5.25 GHz
삽입손실	≥ -3.5 dB
반전력대역폭	200 MHz
5.7 GHz 감쇄량	≤ -35 dB

표 2. 공진기 폭에 따른 파라미터 변화

Table 2. The variation of parameter by width of resonator.

선폭	80 μm	200 μm
Z_0	50 Ω	33.877 Ω
L	1.93 nH	1.313 nH
G	8.9 kΩ	6.3 kΩ
C	0.476 pF	0.702 pF

위 내용과 표 1의 규격을 바탕으로 λ/4 길이의 단락된 공진기를 2단으로 이용한 대역통과 여파기를 비유전율 7.8, 손실 탄젠트 0.005를 갖는 유전체 재료를 이용하여 설계하였다.

표 2에 같은 공진 주파수를 위해서 공진기의 선폭이 변화함에 따라 그림 2(b)에 나타난 공진기 등가회로망의 각 소자값이 어떻게 변화하는지를 나타내었다. 스트립라인의 선폭은 공정상의 이유로 80 μm에서 200 μm로 증가되어 공진기의 캐패시턴스 성분이 증가하게 된다. 그러나 인덕턴스 성분은 길이에 의존하여 나타나므로 길이의 변화가 없다면 인덕턴스 값은 그대로 있게 되므로 공진주파수는 더욱 높아지게 된다. 따라서 공진기의 길이를 증가시킴으로써 그림 2(b)의 인덕턴스 성분 L을 표 2와 같은 값을 나타내도록 조정해 주어야 한다.

공진기 사이의 결합량은 길이와 폭을 변화시킴으로써 EM 모의실험을 통하여 최적화 해 주었으며, 표 3에 결합 간격에 의한 대역폭의 변화를 나타내었다.

공진기는 capacitive loading을 피하여 공진 길이를 최대한 확보하고 한정된 면적 내에 실장하기 위하여 접힌 형태를 이용하였다. 그러나 표면 전류의 흐름이 고주파에서는 직선적이기 때문에 모서리 부분에서 spurious가 발생하므로 모서리를 깎아냄(truncate)으로써 이를 억제하였다. 깎인 모서리 구조를 이용함으로써 반사 손실은 약 3 dB 정도 개선되었으나

표 3. 결합간격에 의한 대역폭의 변화

Table 3. The variation of bandwidth by coupling gap.

결합폭	반전력 대역폭
130 μm	270 MHz
200 μm	220 MHz
320 μm	170 MHz

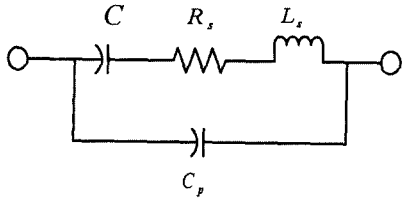


그림 5. MIM 캐패시터의 등가회로
Fig. 5. The equivalent circuit of MIM capacitor.

마주 보는 부분의 모서리에도 truncate를 적용함에 따라 결합길이가 약 300 μm 정도 tapering되면서 줄어들기 때문에 상호 인덕턴스 성분의 감소로 감쇄극은 약 250 MHz 정도 상향으로 이동하게 되었다.

입출력 캐패시터는 입출력 포트가 서로 다른 층에 위치하여 적층에 유리한 MIM(Metal-Insulator-Metal) 구조를 택하였으며 그림 5에 등가회로를 나타내었다. C_p 는 기생 병렬 캐패시턴스 성분을 나타내며, L_s 는 전극의 길이에 의한 기생 인덕턴스 성분이며 R_s 는 전극의 직렬 저항 성분이다.

고주파에서는 유한한 길이의 전극에서부터 발생하는 직렬 기생 인덕턴스 L_s 로 인하여 계산값보다 용량이 크게 나타나게 된다. 따라서, 식 (5)에 나타낸 실효 캐패시턴스 성분으로써 주파수를 고려하여 조정해 주어야 한다^[7].

$$C_e = C \left[\frac{1}{1 - \omega^2 L_s C} \right] = \frac{C}{1 - (\omega / \omega_s)^2} \quad (5)$$

여기서, $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C}$ 로써 L_s 와 C 사이에서 발생하는 직렬 공진주파수를 의미하며, 실효 캐패시턴스는 이 직렬 공진주파수 아래에서 나타난다.

최종적으로 설계된 여파기의 3차원 구조를 그림 6에 나타내었으며, 설계된 크기는 $2.5 \times 2.2 \times 0.9 \text{ mm}^3$ 이다. 비아의 지름은 $140 \mu\text{m}$ 이며, 재료의 수축으로 인한 비아의 비정렬(misalign)로 인한 문제를 극복하기 위하여 공진기를 포함한 모든 연결부에 $400 \mu\text{m}$ 지름의 원형으로 확장된 부분인 land를 부설하였다. 그러나 land를 우회하여 이동하는 표면 전류 성분이 발생하므로 공진주파수가 다소 낮아지게 된다. Land의 형상이 원형이므로 단위 전송 선로 파라미터로 분해하는 것이 어려우므로 link block을 이용한 해석은 적용이 어렵기 때문에 EM 모의실험을 통하여 최적화 해 주었다. Land의

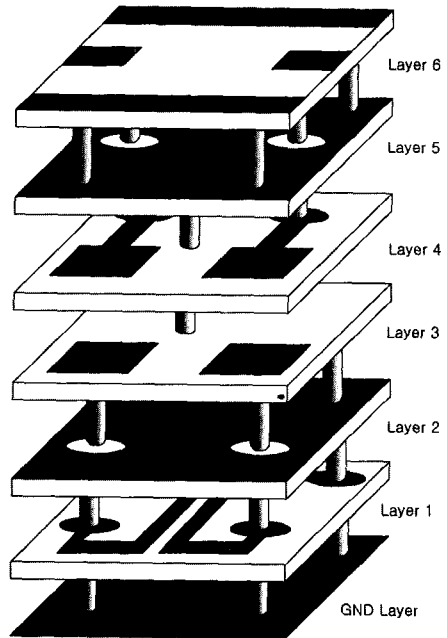


그림 6. 대역통과 여파기의 3차원 구조
Fig. 6. 3D structure of band-pass filter.

유무에 따른 공진주파수의 변화는 약 80 MHz 정도로 나타났다.

내부에 삽입된 접지면은 옆면의 차폐벽과 연결되며, 입출력 패드가 있는 부분에도 접지면을 확장하였다. 이러한 입출력 패드와 접지면 사이의 거리를 조정함으로써 마이크로스트립과 CPW 형태의 급전이 모두 가능하다.

2-3 대역통과 여파기의 제작 및 측정

실제로 제작된 여파기를 그림 7에 나타내었으며, 크기는 $2.51 \times 2.27 \times 1.02 \text{ mm}^3$ 이다. SEM(Scanning Elec-

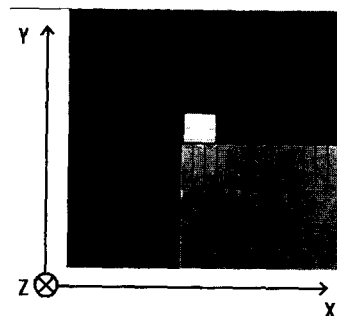
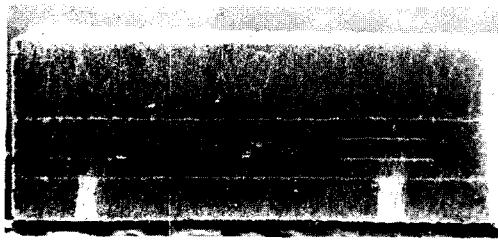
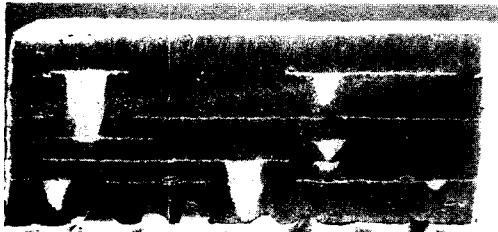


그림 7. 제작된 대역통과 여파기
Fig. 7. The fabricated band-pass filter.



(a) Y-Z 단면
(a) Y-Z section



(b) X-Z 단면
(b) X-Z section

그림 8. 여파기의 단면 촬영사진
Fig. 8. The picture of filter cross section.

tro Microscopy)을 이용한 여파기의 단면 촬영 사진을 그림 8에 나타내었다. X-Z면의 비아가 끊어진 것으로 보이나 단면을 polishing하는 과정에서 정확한 평면이 되지 않았기 때문에 실제로는 모두 연결된 상태이다. 내부의 각 접지면과 외곽의 차폐벽이 모두 연결되어져 있으며, 도체의 두께도 모의실험시 설정한 $10\ \mu\text{m}$ 와 유사한 RMS 수치로 $9.7\ \mu\text{m}$ 를 나타냄을 확인하였다. 그러나 입출력 커패시터로부터 공진기로 연결되는 비아는 연결은 되었으나 다소의 비정렬이 발생했음을 볼 수 있다.

여파기의 측정은 동일 평면에 신호선과 접지면이 존재하는 CPW 급전방식의 FR4 기판을 이용하였다. 그러나 FR4는 고주파에서 열화되는 단점이 있어 기판의 삽입 손실을 먼저 측정한 후, 전체 측정값에서 이를 보상해 주어야 한다. 측정용 기판의 삽입 손실은 평균 $-1.25\ \text{dB}$ 로 나타났다.

그림 9에 모의실험과 측정된 반사 손실 특성을 비교하여 나타내었으며, 두 공진기의 결합 효과로 인하여 약간 상이한 두 공진주파수가 겹쳐져 나타나는 것을 볼 수 있다. 전달 특성을 그림 10에 나타내었으며, 삽입 손실 특성은 기판을 포함하여 $-3.5\ \text{dB}$ 로 측정되었다. 따라서 측정용 기판을 제외한 여파

기의 삽입 손실은 $-2.25\ \text{dB}$ 가 된다. 모의실험의 $-0.8\ \text{dB}$ 보다도 더욱 큰 손실을 나타내는 원인은 유전체 재료의 손실이 높은 주파수가 되면서 열화되어 증가함으로 인해 품질계수가 저하된 때문으로 보인다. $5.7\ \text{GHz}$ 에서의 감쇄량은 전달 특성 곡선의 전반적인 하향 이동으로 인하여 $-24.76\ \text{dB}$ 에서 $-32.25\ \text{dB}$ 로 변화되었다.

반전력 대역폭 특성은 $5.25 \pm 0.1\ \text{GHz}$ 를 만족해야 하나 $5.29 \pm 0.11\ \text{GHz}$ 로 다소 상향 이동된 것을 볼 수 있다. 모의실험에서 공정변수로 인한 오차를 감안하여 대역폭을 여유 있게 설정한 것을 감안하면 $60\ \text{MHz}$ 정도 상향 이동된 것이다. 이는 LTCC 공정에서 유전체의 수축은 정확히 예측이 가능하지만 도체의 수축율에 오차가 발생함으로 인하여 패턴이 작게

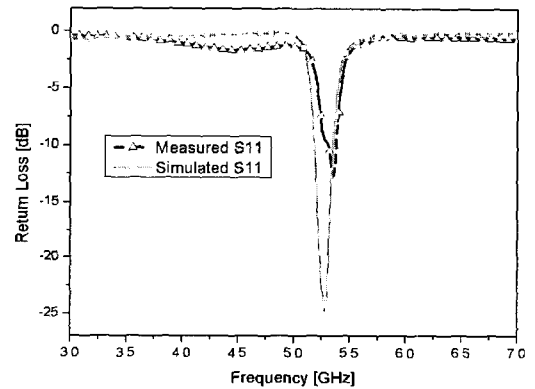


그림 9. 대역통과 여파기의 반사 손실 특성
Fig. 9. The return loss of band-pass filter.

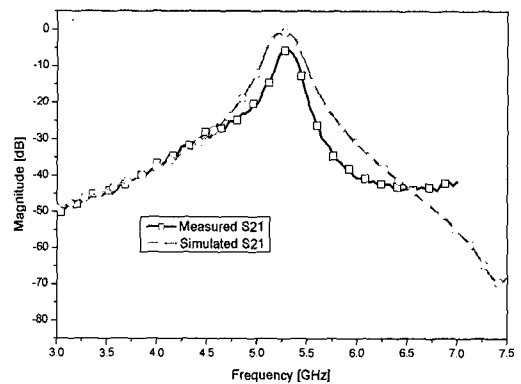


그림 10. 대역통과 여파기의 전달 특성
Fig. 10. The transmission of band-pass filter.

형성되어 공진기의 길이가 짧아진 때문으로 보인다.

III. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.11a WLAN에 응용될 수 있는 접힌 형태의 단락된 $\lambda/4$ 공진기를 2단으로 이용한 LTCC 대역통과 여파기를 설계, 제작하였다.

$\lambda/4$ 단락공진기와 같은 스트립라인을 사용한 구조를 이용할 경우 간격과 마주 보는 길이를 이용함으로써 결합량을 조정할 수 있다. 또한 집중정수형을 집적하는 방식보다 기생 성분에 의한 최적화가 비교적 용이하기 때문에 고주파에서의 응용에 적합하다. 또한 입출력 결합 캐패시터는 집중정수형을 사용하여 특성 조정이 용이하도록 하였다.

제작된 대역통과 여파기는 비유전율 7.8과 손실 탄젠트 0.005를 갖는 유전체 재료를 이용하였으며, $2.51 \times 2.27 \times 1.02 \text{ mm}^3$ 의 크기를 가지며 6층으로 구성되어 있다. 측정된 삽입 손실은 모의실험의 -0.8 dB 보다 증가한 -2.25 dB 이며, 이는 유전체 재료의 주파수 의존적인 품질계수 저하에 기인한 것으로 보인다. 5.7 GHz 에서의 감쇄량은 -32.25 dB 를 나타내었으며 중심주파수인 5.25 GHz 에서의 군지연은 0.9 ns 를 나타내었다.

추후에는 실제 SoP 내에 실장될 경우 종방향으로의 격리도와 실장성에 대한 연구가 필요하며, 대역을 더욱 정밀하게 조정 가능한 결합 기법에 대한 연구 역시 필요할 것으로 보인다.

참 고 문 헌

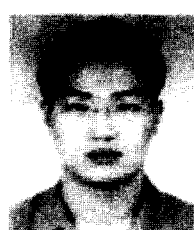
- [1] 김광용, 이상노, 육종관, "LTCC 기술을 이용한 이중적층 DCS 대역통과 여파기 설계", 2002년 추계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 25(2), pp. 131-134, 2002년 9월.
- [2] 이영신, 송희석, 박종철, "2.4 GHz 대역 2012사이즈 적층 LTCC 대역통과 필터의 설계 및 제작", 전자부품 연구원, 2001년.
- [3] Wing-Yan Leung, "Multi-layer LTCC bandpass filter design with enhanced stopband characteristics", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 7, Jul. 2002.
- [4] Lap Kun Yeung, "A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite zeros", *IEEE Transactions on MTT*, vol. 1, no. 2, pp. 337-341, Feb. 2003.
- [5] Kouji Wada, Makoto Tatsumi, Tomohide Kamiyama, Osamu Hashimoto, and Hiroshi Harada, "A 2-pole CPW resonator BPF with attenuation poles using point-coupled $\lambda/4$ resonators", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, no. 2, pp. 101-107, Jan. 2004.
- [6] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microwave Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley Interscience, 2001.
- [7] Inder Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, Artech House, 2003.

이 윤 복



2003년 2월: 경기대학교 전자공학과 (공학사)
2003년 3월~현재: 경기대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] RF 이동통신 시스템, RF 수동소자

김 호 용



2003년 2월: 경기대학교 전자공학과 (공학사)
2003년 3월~현재: 경기대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, RF 수동소자

이 홍 민



1972년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1974년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1990년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)

1991년 3월~현재: 경기대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, 전파 전파, RF 수동소자