

# 결함 기저면 구조를 이용한 일반화된 체비셰프 저역 통과 필터 설계

## A Design of Generalized Chebyshev LPF Using Defected Ground Structure

김 인 선 · 김 종 욱\* · 안 달\*

In-Seon Kim · Jong-Wook Kim\* · Dal Ahn\*

### 요 약

본 연구에서는 결함 기저면 구조(Defected Ground Structure: DGS)의 변수 변화에 따른 진폭 및 위상의 변화 추이를 고찰하고 그 추이를 이용하여 원하는 최적의 DGS를 쉽게 결정하는 새로운 방법을 제안한다. 이렇게 구한 DGS를 이용하여 일반화된 체비셰프(Generalized Chebyshev: GC) 저역 통과 필터(LPF)가 설계된다. GC LPF는 직렬 회로로서 병렬 공진기를 갖는다. 그러므로 기존의 체비셰프 LPF와 달리, 직렬 소자의 변환 단계를 생략할 수 있기 때문에 GC DGS LPF는 체비셰프 DGS LPF보다 필터 응용에 더 유용하다. 제안한 이론에 따라 GC DGS LPF(N=5)와 비교 대상으로 전형적인 체비셰프 LPF(N=7)가 설계 및 제작되었다. 측정 결과 비교로부터 제안한 GC DGS 5단 저역 통과 필터는 전형적인 7단 체비셰프 필터에 비해 더 우수한 차단 특성을 가지며 크기는 0.58 배로 줄고, 저지대역폭은 약 1.57배 이상 넓은 특성을 확인하였다.

### Abstract

In this paper, we investigate variation of phase and magnitude characteristics which become different as the variables of DGS are changed and propose the new method to easily decide the best optimum DGS pattern taking advantage of this trend. Generalized Chebyshev(GC) low pass filter(LPF) is designed by using DGS obtained from this method. GC DGS LPF is more available for filter application than Chebyshev DGS LPF because GC LPF have parallel resonators as series circuits, therefore unlikely Chebyshev LPF, transform step of the series elements can be omitted. By using the proposed method, GC DGS LPF(N=5) and as a subject of comparison, conventional Chebyshev LPF(N=7) are designed and implementation. From the comparison of the measured data, we confirmed that the implemented GC DGS 5th order LPF have much better cutoff characteristics and reduce by 0.58 times size, on the other hand the stop bandwidth become widen about 1.57 times or more in comparison with the conventional Chebyshev 7th order LPF.

Key words : Defected Ground Structure(DGS), Generalized Chebyshev(GC) Filter

### I. 서 론

최근에 결함 기저면 구조(DGS)는 구조의 단순함, 병렬 공진 회로로의 쉬운 등가화, 전파 지연 구조에

기인한 소자의 소형화, 높은 임피던스 마이크로스트립 전송 선로의 광폭 구현 가능, 또한 이로 인한 전력 처리 능력 개선, 매우 작은 소자값의 구현 가능 등 많은 장점으로 다종의 수동 소자로부터 능동 소

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

\*순천향대학교 정보기술공학부(Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University)

· 논문 번호 : 20060522-054

· 수정완료일자 : 2006년 7월 19일

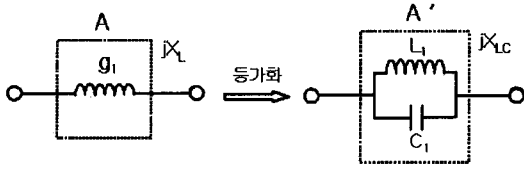


그림 1. 1단 버터워스 원형 저역 통과 필터와 변형된 공진 회로  
 Fig. 1. 1-pole Butterworth prototype LPF and modified resonance circuit.

자에 이르기까지 고주파 회로에 광범위하게 응용되고 있다<sup>[1],[2]</sup>.

본 연구에서는 상기한 많은 능·수동 소자 중 좀더 개선된 특성을 갖는 소형 DGS 저역 통과 필터의 설계 방법을 제안하고, 제안한 방법에 의해 설계된 DGS 필터의 특성을 전형적인 체비셰프 필터의 특성과 비교함으로써 제안한 필터의 장점을 제시하고자 한다.

기존의 DGS를 이용한 저역 통과 필터는 다음과 같은 세 단계로 설계된다<sup>[3],[4]</sup>. 첫 번째 단계는, 그림 1에서와 같이 원형 저역 통과 필터의 직렬 회로를 구성하는 인덕터를 DGS의 특성인 LC 병렬 공진 회로로 등가화 하는 것으로부터 출발한다.

그림 1의 점선 A부분의  $g_1$ 은  $\omega'=1$ 에서 차단 주파수를 갖는 1단 버터워스 원형 저역 통과 필터의 소자값이다. 점선 A'은  $f_c$ 와  $f_o$ 에서 각각 차단 주파수와 공진 주파수를 갖는 DGS의 등가 회로이다. 이 두 회로의 등가화는 식 (1)~(3)에 의해 이루어진다.

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_o C_1 \left( \frac{\omega_o}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_o} \right)} \quad (1)$$

$$X_L = \omega' Z_0 g_1 \quad (2)$$

$$X_{LC}|_{\omega = \omega_{c,3dB}} = X_L|_{\omega' = 1} \quad (3)$$

식 (3)으로부터 A'의  $C_1$ 를 구할 수 있고, 그렇게 구해진 값과 공진 조건으로부터  $L_1$ 을 구할 수 있다. 두 번째 단계는, 그림 2(a)와 같이 설계하기 원하는 체비셰프 원형 LPF의 직렬 소자를 바로 앞서 구한  $L, C$ 값으로 구성된 공진 회로로 대체하고 그림 2(a)의 B와 그림 2(b)의 B'의 리액턴스를 같도록 설정한다. 즉  $X_B = X_{B'}$ 이 되고 이것으로부터 구현하려는 필터의 차단 주파수를 구한다. 그리고 마지막 단계로, 병렬 캐

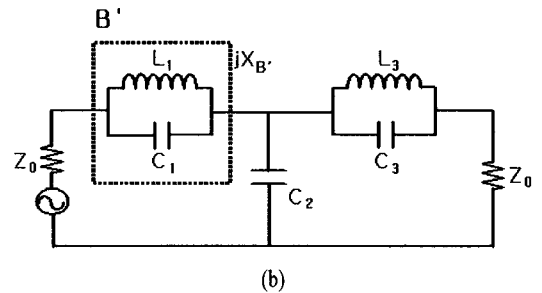
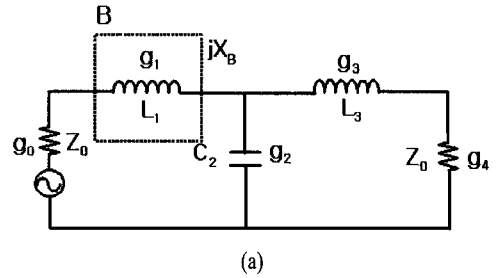


그림 2. (a) 3단 체비셰프 원형 저역 통과 필터, (b) 수정된 3단 체비셰프 저역 통과 필터  
 Fig. 2. (a) 3-pole Chebyshev Prototype LPF, (b) Modified 3-pole Chebyshev LPF.

패시터를 분포 소자로 구현하여 필터의 설계를 마친다.

이미 발표된 DGS를 이용한 대표적인 저역 통과 필터의 설계 방법은 크게 두 가지로 구분된다. 두 가지 설계 방법은 대부분 과정이 동일하나 병렬 캐패시터를 구현하는 방법에 있어 약간의 차이를 갖는다. 첫 번째 방법은 직렬 소자를 상기한 방법을 이용하여 DGS로 구성하고 병렬 캐패시터는 티(tee) 또는 십자형(cross) 접합(junction)을 이용한 개방 스티브로 구현하는 방법이다<sup>[3]</sup>. 두 번째 방법은 계단형 임피던스 저역 통과 필터 구현에서와 같은 방법으로 낮은 임피던스를 갖는 넓은 면 캐패시터로 구현하는 방법이다<sup>[4]</sup>. 두 형태의 필터는 모두 전형적인 체비셰프 필터 특성에 비해 우수한 차단 특성과 소형 구현의 장점을 갖는다. 그러나 DGS를 이용한 등가 모델링에서 그림 1과 같은 등가화는 근사적인 방법일 뿐, 실제로 기판 접지면의 DGS 패턴과 기판 윗면의 마이크로스트립 선로의 구조적인 영향에 의해 그림 1의 우측 공진 회로와 DGS의 특성 간에는 적지 않은 위상차가 발생한다. 그러므로 DGS의 좀 더 정확한 등가화를 위해서는 그림 1의 우측 공진 회로의 양단에 일정 길이를 갖는 50 Ω 전송 선로가 부가되어야

한다<sup>[5]</sup>. 때문에 DGS 필터 설계 시 부가적인 위상차의 제거는 불가능하고 되도록이면 적은 위상차가 발생되도록 하여 필터 특성의 왜곡을 최소화하는 DGS 형태를 구하는 과정이 매우 중요하다.

상기한 두 가지 방법 중 첫 번째 방법으로<sup>[3]</sup> 3단 이하의 낮은 단수 DGS 저역 통과 필터를 적절히 구성하였을 경우, 이 위상차의 영향은 필터의 특성을 크게 왜곡하지 않지만, 필터 구성 단수가 늘어날 경우 이 위상차는 점점 증가하고 개방 스테브의 접합면에서 발생하는 불연속도 증가하여 필터 특성에 큰 영향을 미치므로 필터 단수의 확장이 제한된다. 그러므로 이와 같은 방법의 필터 설계는 현재 3단의 경우에 머물러 있는 상황이다. 두 번째 방법은 첫 번째 방법과 직렬 소자를 DGS로 등가화 하는 과정은 같지만 첫 번째 방법에서 개방 스테브를 사용함에 의해 발생하는 접합면의 불연속을 보상하고자 병렬 캐패시터 소자를 낮은 임피던스를 갖는 넓은 면 기판으로 구성한 형태이다. 그러나 이와 같은 캐패시터 변환식은 매우 근사화된 식일 뿐 아니라, 이런 구조에서는 선로 길이에 의한 감쇄극 효과를 기대할 수 없으므로(병렬 개방 스테브 구조에서는 스테브 길이가  $\lambda/4$ 가 되는 주파수에서 감쇄극이 발생한다. 이때 사용된 개방 선로의 길이를 조정하여 차단 주파수 근처에 감쇄극이 생성되도록 하면 넓은 면 캐패시터를 이용한 경우보다 좋은 차단 특성을 얻을 수 있다.) 차단 특성이 스테브 구조에 비해 대체로 완만한 특성을 갖는다. 이 필터도 DGS와 등가 LC 병렬 공진회로간에 발생하는 근본적인 위상차는 지니고 있지만 첫 번째 방법에서 스테브가 없는 구조를 채택함으로써 접합면이 없고 DGS 패턴 연결 선로의 폭과 길이를 이용한 적절한 특성 보상으로부터 필터 구성 차수를 5단까지 확장 설계하였다<sup>[6]</sup>.

본 연구에서는 체비셰프 원형 필터를 사용하여 직렬 인덕터를 LC 병렬 공진 회로로 변형하여 DGS를 적용하는 기존의 방법<sup>[3],[4],[6]</sup>을 사용하지 않고, DGS 저역 통과 필터 설계에 일반화된 체비셰프(Generalized Chebyshev: GC) 원형 필터를 도입하여 그림 1의 등가화 과정을 생략할 수 있도록 하고, 단위 DGS의 치수 변화에 따른 진폭 및 위상 특성 변화 경향을 고찰하여 이상적인 소자값에 좀 더 근사한 DGS 패턴을 쉽게 구할 수 있는 방법을 제시한다. 또한 기존

에 크기가 서로 다른 두 가지 형태의 DGS 3개를 이용하여 구현한 5단 저역 통과 필터<sup>[6]</sup>를 동일한 2개의 DGS만을 이용하여 구현한다.

## II. DGS를 이용한 GC LPF의 설계

### 2-1 GC LPF

본 연구에서는 지금까지 DGS LPF에 사용되어온 체비셰프 원형 필터를 사용하는 대신 그림 3과 같이 구성되는 GC 원형 필터를 기본 구조로 채택하였다. 그림에서 보는 바와 같이 GC 필터는 기본적으로 병렬 캐패시터와 직렬 연결된 병렬 공진기로 구성됨으로서 그림 2와 같은 직렬 소자의 등가화 과정을 생략할 수 있다.

GC 필터<sup>[7]</sup>는 타원 필터와 외형상 같은 소자 구성을 갖지만 실제 소자값은 완전히 다르다. 타원 필터가 비대칭 구조인 반면 GC 필터는 대칭 구조로 구성되고 선택도에 있어 타원 필터와 거의 유사하기 때문에 적은 단수로도 매우 급격한 차단 특성을 얻을 수 있는 구조이다.

지금까지 일반적으로 그림 3의 구조는 저손실 특성을 갖는 SSS(Suspended Substrate Stripline) 구조로 그림 4와 같이 구현되고 있다<sup>[8]</sup>. 기판 윗면에 높은 임피던스를 갖는 매우 좁은 전송 선로로 직렬 인덕터와 낮은 임피던스를 갖는 개방 스테브로 병렬 캐패시터를 구성하고 기판 아랫면에 캐패시티브 패드를 두어 기판 윗면의 개방 스테브와 결합을 유도하여 직렬 캐패시터를 구현한다. 이렇게 발생된 캐패시티브 성분과 기판 윗면 좁은 폭 선로의 인덕티브 성분이 직렬 연결된 병렬 공진기로 동작한다.

상기 구조는 비교적 넓은 저지대역과 저손실 구현이 가능하지만 결합에 의한 캐패시티브 성분을 정

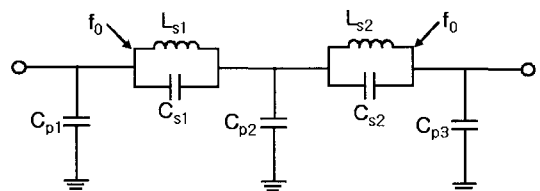


그림 3. 일반화된 체비셰프 원형 저역 통과 필터(N=5)

Fig. 3. A generalized Chebyshev prototype LPF(N=5).

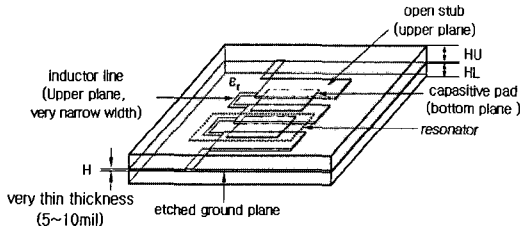


그림 4. 그림 3의 SSS 저역 통과 필터  
Fig. 4. SSS low pass filter of Fig. 3.

확히 유도하는 것이 매우 어렵기 때문에 기판 아랫면의 캐패시티브 패드의 크기는 다수의 시행 착오를 통해 결정된다. 그리고 제작시 정확한 직렬 캐패시턴스 구현을 위한 정교한 기판의 양면 제작 및 SSS 구조에 따른 정밀한 하우징 제작이 필수적이다.

본 연구에서는 이런 몇 가지 어려움을 극복 또는 단순화하기 위해 그림 3 구조에 DGS를 적용하여 마이크로스트립 구조의 저역 통과 필터 설계를 시도하였다.

2-2 DGS의 치수 변화에 따른 위상 고찰

본 연구에서 제안하는 설계 방법은 그림 2의 변환 과정을 걸치지 않고 그림 3의 구조를 직접 이용하기 때문에 설계 변수를 여기서 결정하고 GC 필터의 소자값을 구한 후 그에 적합한 DGS의 패턴을 구하는 절차를 따른다. 설계를 위한 GC 필터의 규격은 차단 주파수( $f_c$ ) 2 GHz, 필터 구성 단수( $M$ )는 5, 통과 대역 반사 손실(RL)은  $-20$  dB min., 저지대역 삽입 손실( $IL_m$ )는  $-50$  dB min.이다. 이 설계 규격에 의한 그림 3의 원형 소자값은  $C_{p1}=C_{p3}=0.845187$  [F],  $L_{s1}=L_{s2}=1.19029$  [H],  $C_{s1}=C_{s2}=0.151697$  [F],  $C_{p2}=1.6144$  [F]이고<sup>[7]</sup>, 입·출력 임피던스와 정규화(de-normalization) 및 주파수 스케일링을 통해 실제 소자값을 구하면 그림 5와 같다.

그림 5에서 공진 회로에 해당하는 부분에 DGS를 적용하고 병렬 캐패시터는 개방 스텐브로 대체하여 그림 5를 분포 소자 필터로 설계하고자 한다. 그러기 위해서 가장 먼저 그림 5의 점선 부분에 해당하는 이상적인 공진기와 전달 및 위상 특성이 근사한 단위 DGS의 패턴을 구하는 과정이 선행되어야 한다.

그림 6은 기존에 가장 널리 사용된 아령형(dum-

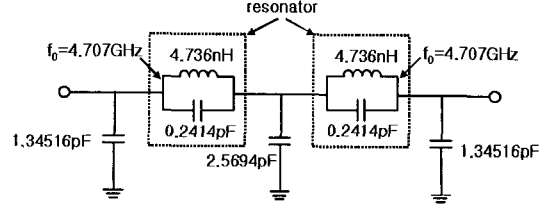


그림 5. 일반화된 체비셰프 저역 통과 필터의 소자값( $N=5$ )  
Fig. 5. The element values of generalized Chebyshev LPF( $N=5$ ).

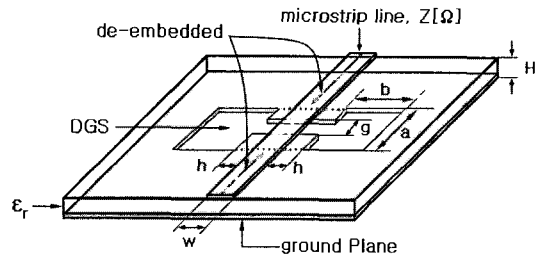


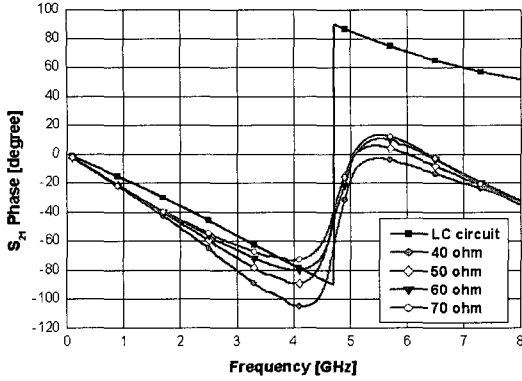
그림 6. 단위 DGS의 변수 정의  
Fig. 6. The definition of variables for unit DGS.

bell shape) DGS로서 그림 5의 공진기를 대체할 최적의 단위 DGS를 구하기 위한 변수를 정의한 것이다. 여기서,  $w$ 는 기판 윗면의 마이크로스트립 선로의 폭,  $h$ 는 마이크로스트립 선로로부터 DGS의 넓은 면 식각부까지의 거리,  $a$ 와  $b$ 는 각각 넓은 면 DGS의 가로와 세로 길이,  $g$ 는 좁은 면 식각부의 간격을 각각 나타낸다. 또한 순수한 DGS만의 영향을 고찰하기 위해 3차원 시뮬레이션 결과에서 DGS가 최대 차지하는 넓은 면까지 de-embedded 특성만을 추출하였다. 각각의 변수 변화에 따른 시뮬레이션은 유전율( $\epsilon_r$ ) 2.2, 두께( $H$ ) 0.7874 mm인 기판을 사용하였다.

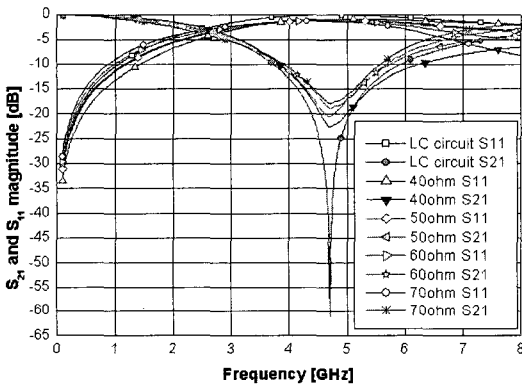
다음은 공진 조건을 고정하고  $w, h, g$ 의 변수를 변화하면서 그 변수가 단위 DGS의 진폭 및 위상 특성에 미치는 일반적인 경향을 찾기 위해 수행한 과정을 자세히 기술한 것이다.

2-2-1 마이크로스트립 선로 폭( $w$ )의 변화

기판 윗면의 마이크로스트립 선로의 폭( $w$ ), 즉 마이크로스트립 선로 임피던스를 변화시켰을 경우에 대한 위상 및 진폭 변화를 고찰하였다. 여기서는 선



(a)



(b)

그림 7. (a)  $w$  변화에 대한  $S_{21}$  위상, (b)  $w$  변화에 대한 진폭

Fig. 7. (a)  $S_{21}$  phase with changing  $w$ , (b) Magnitude with changing  $w$ .

로 임피던스를 40~70 Ω까지 변화시켜 보았다.

그림 7(b)에서 보는 바와 같이 모든 공진점은 동일하고 차단 주파수 특성은 작은 차이를 갖는다. 그러나 진폭에서의 이런 작은 차이가 그림 7(a)에서 보는 바와 같이 무시할 수 없을 정도의 위상차를 제공한다. 상기 그림 범례에서 LC circuit은 그림 5 GC 저역 통과 필터의 점선부에 해당하는 이상적인 집중소자 공진 회로의 특성이다.

표 1에서  $L, C$ 는 그림 7(b)로부터 차단 주파수와 공진 주파수를 이용하여 식 (1)~(3)으로 계산된 등가 집중소자 값이다. 표에서 볼 수 있듯이 접지면에 식각된 넓은 면의 폭( $a$ ), 좁은 면의 간격( $g$ )과 좁은 면의 길이( $w+2h$ )는 고정하고, 식각된 넓은 면의 길이만을 조정하여 공진점이 일치되도록 하면서  $w$

표 1.  $w$ 의 변화에 대한 DGS의 치수와 등가 소자값  
Table 1. DGS dimension and equivalent element values with changing  $w$ .

$w$ [mm]	$a$ [mm]	$b$ [mm]	$g$ [mm]	$w+2h$ [mm]	$L$ [nH]	$C$ [pF]
3.29(40 Ω)	4.94	5.67	0.2	4.45	3.595	0.318
2.37(50 Ω)	4.94	5.77	0.2	4.45	4.083	0.280
1.78(60 Ω)	4.94	5.87	0.2	4.45	4.555	0.251
1.36(70 Ω)	4.94	5.95	0.2	4.45	5.036	0.227

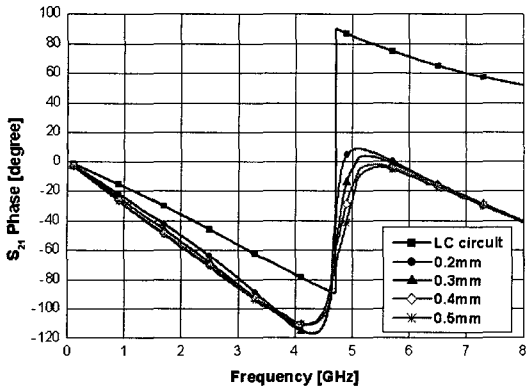
를 변화시켰다. 넓은 면의 넓이가 증가할수록( $b$ 의 값이 커질수록) 인터터의 값은 점점 커지고, 기판 윗면의 마이크로스트립 전송 선로와 기판 아래면의 식각된 좁은 면이 서로 바라보는 면적이 작을수록(임피던스가 증가할수록) 캐패시터 값이 작아짐을 확인할 수 있다. 본 시뮬레이션 결과 유사한 차단 주파수와 동일한 공진 주파수를 갖는 DGS 패턴이라 할지라도 마이크로스트립 선로의 폭이 좁을수록, 즉 마이크로스트립 전송 선로의 임피던스가 클수록 위상차가 적게 발생함을 확인할 수 있다. 위상의 변화량은 2 GHz 차단 주파수 이하에서 아주 적게 나타나고 차단 주파수로부터 공진점까지에서 현저히 나타난다.

### 2-2-2 GDS 좁은 면의 간격( $g$ ) 변화

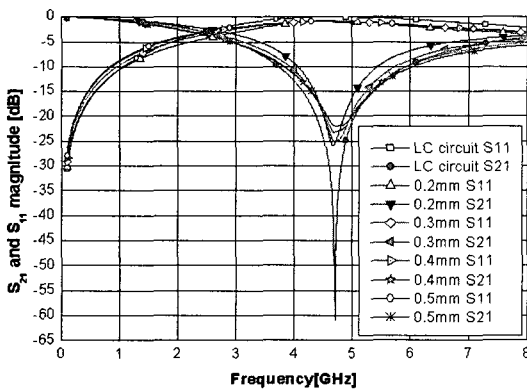
DGS의 식각된 좁은 면의 간격( $g$ )을 0.2~0.5 mm로 점점 확대한 경우의 위상 및 진폭 변화를 고찰하였다.

$g$  변화는 그림 8(b)에서 보는 바와 같이 모든 공진점은 동일하고 차단 주파수 특성은 매우 작은 차이를 갖는다. 그러나 앞서  $w$ 의 변화와 달리  $g$ 의 변화는 그림 8(a)에서 볼 수 있듯이 전달 위상에는 크게 영향을 미치지 않음을 확인할 수 있다.

본 경우는 표 2에서 볼 수 있듯이 마이크로스트립 전송 선로의 폭( $w$ ), DGS 좁은 면의 길이( $w+2h$ )는 고정하고, 간격( $g$ )을 조정하며 특성의 변화를 고찰하였다. 이때 동일한 공진점을 유지하면서  $g$ 값에 의한 영향을 관찰하고자 식각된 DGS의 넓은 면을 일정 부분 변화시켰다. 본 시뮬레이션 결과 식각된 넓은 면의 면적이 증가할수록( $a, b$ 의 값이 커질수록) 인터터의 값은 점점 커지고, 좁은 면의 간격( $g$ )이 넓어질수록 캐패시터 값이 감소하지만  $g$ 가 일정 간격 이상



(a)



(b)

그림 8. (a)  $g$  변화에 대한  $S_{21}$  위상, (b)  $g$  변화에 대한 진폭

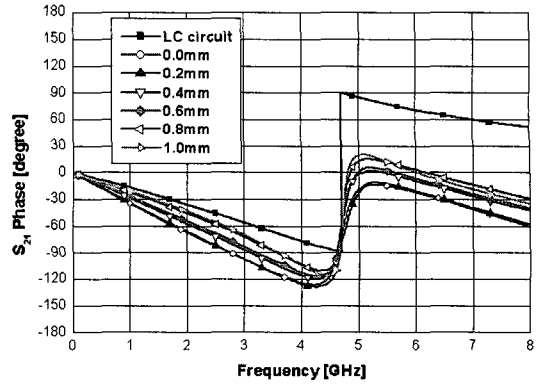
Fig. 8. (a)  $S_{21}$  phase with changing  $g$ , (b) Magnitude with changing  $g$ .

표 2.  $g$ 의 변화에 대한 DGS의 치수와 등가 소자값  
Table 2. DGS dimension and equivalent element values with changing  $g$ .

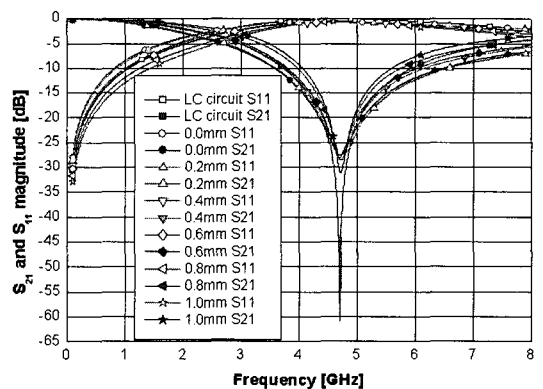
$g$ [mm]	$w$ [mm]	$a$ [mm]	$b$ [mm]	$w+2h$ [mm]	$L$ [nH]	$C$ [pF]
0.2	2.40	4.44	5.92	4.45	3.413	0.335
0.3	2.40	5.74	6.37	4.45	4.397	0.260
0.4	2.40	6.04	7.37	4.45	4.949	0.231
0.5	2.40	5.98	7.87	4.45	5.127	0.223

으로 확장되면 캐패시턴스 변화량은 매우 작아지는 전형적인 아령형 DGS의 특성을 보여준다.

### 2-2-3 마이크로스트립 선로로부터 DGS 넓은 영역까지의 거리( $h$ )에 따른 변화



(a)



(b)

그림 9. (a)  $h$  변화에 대한  $S_{21}$  위상, (b)  $h$  변화에 대한 진폭

Fig. 9. (a)  $S_{21}$  phase with changing  $h$ , (b) Magnitude with changing  $h$ .

마이크로스트립 전송 선로로부터 양쪽으로 DGS의 넓은 면까지의 거리( $h$ )를 0~1.0 mm로 변화시키면서 위상 및 진폭 변화를 고찰하였다.

작은  $h$ 의 변화가 전달 위상에 커다란 영향을 미침을 그림 9(a)로부터 확인할 수 있다. 마이크로스트립 선로로부터 이격 거리가 점점 멀어질수록 이상적인 공진기(그림 범례에서 LC circuit)의 전달 위상과 적은 편차를 보인다. 특히 주목할 만한 사실은 이런 현상이 2 GHz 차단 주파수 아래에서 더욱 뚜렷함을 볼 수 있다( $w$ 에 따른 변화에서는 2 GHz 차단 주파수 이상에서 위상의 변화가 현저하다).

표 3에서도 마찬가지로 공진점을 일치시킨 상태에서 DGS의 좁은 면 길이( $h$ )에 의한 영향을 관찰하고자 하였기 때문에 DGS의 넓은 면의 크기를 조금씩 조정하였다. 표에서 보는 바와 같이 좁은 면의 길

표 3.  $h$ 의 변화에 대한 DGS의 치수와 등가 소자값  
Table 3. DGS dimension and equivalent element values with changing  $h$ .

$h$ [mm]	$w$ [mm]	$a$ [mm]	$b$ [mm]	$g$ [mm]	$L$ [nH]	$C$ [pF]
0.0	2.40	7.84	8.07	0.2	5.833	0.196
0.2	2.40	7.64	7.82	0.2	5.497	0.208
0.4	2.40	6.14	7.22	0.2	4.573	0.250
0.6	2.40	5.74	6.82	0.2	4.298	0.266
0.8	2.40	5.54	6.22	0.2	3.393	0.337
1.0	2.40	4.74	4.82	0.2	2.962	0.386

이가 길어지면서(캐패시턴스 증가) 공진점을 유지하기 위해 넓은 면의 면적이 점진적으로 줄어들음(인덕턴스 감소) 볼 수 있다.

### 2-3 단위 DGS의 결정

앞서 A, B, C에서 고찰한 바와 같이 단위 DGS의 공진점이 동일하다 하더라도 그 구조에 따라 이상적인 LC 병렬 공진기와 위상의 편차를 보인다. 이런 위상의 편차는 다수의 DGS를 적용하는 다단 구성의 필터 응용에서는 그들의 누적된 결과에 의해 원치 않는 결과를 초래하게 된다. 그러므로 축적된 위상의 편차가 최소가 되기 위해서는 당연히 단위 DGS와 이상적인 단일 LC 공진기 간의 위상 편차가 최소가 되도록 하는 것이 필수적이다. 이런 목적으로 우리는 앞 절에서 수행한 사전 연구를 통해 다음과 같은 몇 가지 일반적인 경향을 도출할 수 있었다. 첫째, 마이크로스트립 선로의 임피던스가 높아질수록, 즉 선로의 폭(그림 6에서  $w$ )이 좁아질수록 위상의 편차가 점점 감소한다. 둘째, 식각된 좁은 면의 간격(그림 6에서  $g$ )은 위상 특성에 크게 영향을 주지 않는다. 셋째, 마이크로스트립 선로로부터 식각된 넓은 면까지의 거리(그림 6에서  $h$ )가 멀수록 작은 위상 편차를 제공한다. 이상의 세 가지 일반적인 추이를 근거로 하여 그림 5의 직렬 연결된 병렬 공진기를 대체하기 위한 최적의 DGS를 다수의 시뮬레이션을 통해 그림 10과 같이 구하였다. 여기서 사용된 모든 치수의 단위는 mm이다.

마이크로스트립 선로폭은 좁을수록 유리하지만 우리의 주 관심 대역인 통과 대역에서 선로 폭의 변화

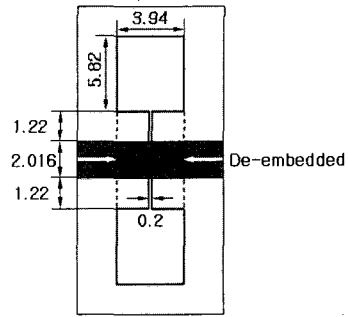
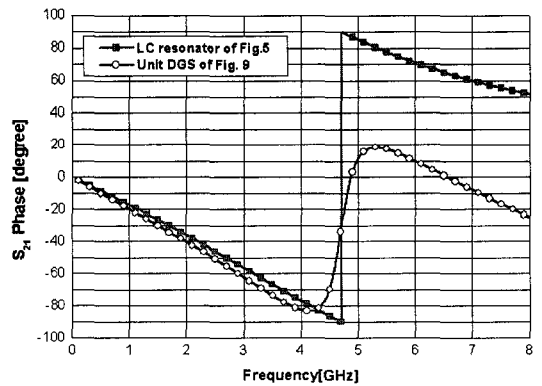
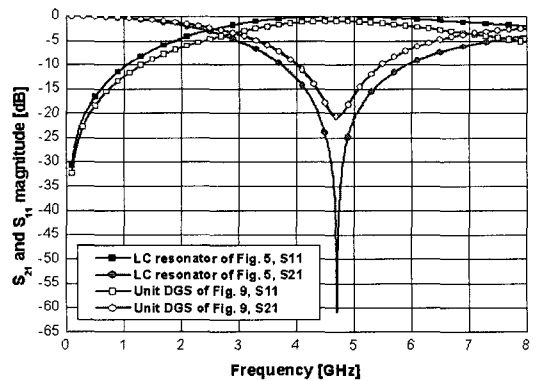


그림 10. 단위 DGS의 치수  
Fig. 10. Demension of unit DGS.

는 위상 변화에 큰 영향을 미치지 않음을 이미 2-2-1 절에서 살펴보았다. 그렇기 때문에 필터 구현 시 병렬 캐패시터를 구현할 개방 스텔브의 접합면에서 갑



(a)



(b)

그림 11. (a) 단위 DGS의  $S_{21}$  위상, (b) 단위 DGS의 진폭  
Fig. 11. (a)  $S_{21}$  phase of unit DGS, (b) Magnitude of unit DGS.

작스럽게 선로 폭이 좁아질 경우 증가할 수 있는 불연속과 선로 구현의 용이성 등을 고려하여 비교적 선로폭이 넓은 55 Ω으로 하였다. 그러나 특성의 적정화 과정에서 55.55 Ω으로 최종적으로 결정되었다. 그림 11은 그림 10의 단위 DGS에 대한 시뮬레이션 결과로서 위상과 진폭 특성을 보여준다.

그림 11(a)에서 두 구조 간에 위상차는 공진 주파수 근처까지 매우 작음을 알 수 있다. 반면에 그림 11(b)에서 진폭 특성은 약간의 차이를 갖는다. 이는 DGS의 식각된 부분에서 복사되는 손실 특성에 기인된 것으로 판단된다. 특히 이런 현상은 높은 주파수에서 더 현저히 나타남을 볼 수 있다. 그러므로 DGS를 이용하는 소자 구현에 있어 DGS 패턴 형태 및 크기에 따른 주파수에 대한 손실 특성은 반드시 고려되어야 한다.

전체 대역에서 위상 및 진폭 특성을 동일하게 구현할 수 없었기 때문에 통과 대역 부분의 특성을 맞추는 데 전념하였다. 그림 11에서 볼 수 있듯이 통과 대역 주변까지의 위상 및 진폭 편차는 DGS와 LC 공진 회로 간에 매우 작게 나타난다(0~2.5 GHz에서 위상 편차는 4.8° 이하, S<sub>21</sub>의 진폭 편차는 0.7 dB 이하이다). 그러므로 차단 주파수까지에서 발생하는 작은 위상차와 진폭 편차를 무시한다면 근사적으로 두 회로는 등가화 되었다고 간주할 수 있다.

### III. 시뮬레이션 및 제작

제안하는 방법의 타당성을 입증하기 위해 그림 5의 구조에 그림 10의 DGS와 개방 스테르브를 적용한 GC 저역 통과 필터를 설계, 제작하였다. 이때 개방 스테르브는 33 Ω의 임피던스로 구현하였다. 앞서 단위 DGS를 구하기 위한 시뮬레이션에 이용된 기판을 그대로 사용하였다. EM 시뮬레이션은 HFSS를 이용하여 수행하였다.

그림 12는 HFSS를 이용한 시뮬레이션 구성을 보여준다. 시뮬레이션 수행시 기판으로부터 충분히 이격된 거리(상, 하면 각각 20 mm)에 경계면을 설정하고 도파관 모드 등의 영향을 배제하기 위해 경계면에 복사 경계(radiation boundary) 조건을 적용하였다.

그림 13의 상·하 사진은 제작된 필터 기판의 윗면 개방 스테르브와 연결 선로, 아랫면의 DGS 패턴을

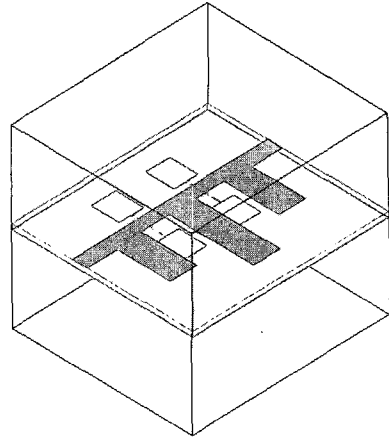


그림 12. EM 시뮬레이션 구성  
Fig. 12. Structure for EM simulation.

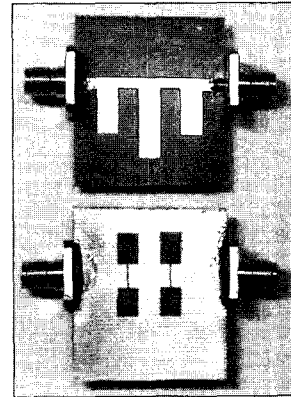


그림 13. 제작된 GC DGS 저역 통과 필터(N=5)  
Fig. 13. The fabricated Generalized Chebyshev GDS LPF(N=5).

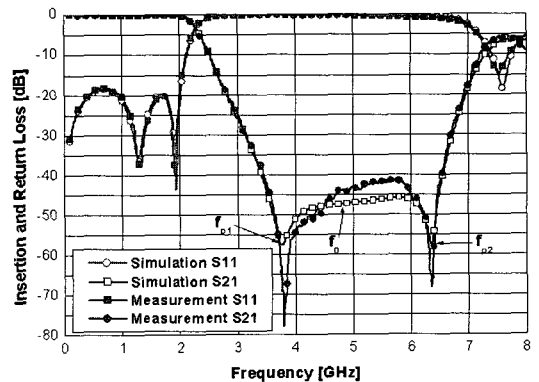


그림 14. 시뮬레이션과 측정 결과 비교  
Fig. 14. The comparison between simulated and measured result.



각각 보여준다. 기존의 스테르브를 이용한 체비셰프 DGS 5단 저역 통과 필터로 구성할 경우<sup>[3]</sup>, 서로 다른 두 가지 형태의 DGS 패턴이 필요하며 전체적으로 3개의 DGS로 구성되어 전술한 바와 같이 의도하지 않는 부가적인 위상이 본 구조에 비해 증가하게 되어 원하는 필터 특성을 얻기 어렵다. 그림 14는 시뮬레이션 결과와 제작된 GC DGS 저역 통과 필터의 실측 결과를 동시에 보여준다. 두 결과가 매우 잘 일치함을 볼 수 있다. 그림 14에서  $f_{p1}$ 과  $f_{p2}$ 의 감쇄극은 병렬 캐패시터를 구성한 개방 스테르브의 길이에 의한 영향으로 그림 13에서 양 종단쪽의 길이가 짧은 개방 스테르브와 가운데 길이가 긴 개방 스테르브가  $f_{p1}$ 과  $f_{p2}$ 에서 각각  $\lambda/4$  길이가 됨으로서 발생하는 현상이고,  $f_0$ 에서 고조파(또는 의사 응답) 특성이 강하게 억제(suppression)된 것은 DGS의 공진 주파수에서 발생하는 전송 영점에 의한 결과이다. 이들로부터 제작 필터에서 넓은 저지대역을 얻을 수 있다.

본 연구에서는 또한 제안한 GC DGS 저역 통과 필터와 크기 및 전기적 특성을 비교하기 위해 동일한 기판을 사용하여 전형적인 개방 스테르브형 저역 통

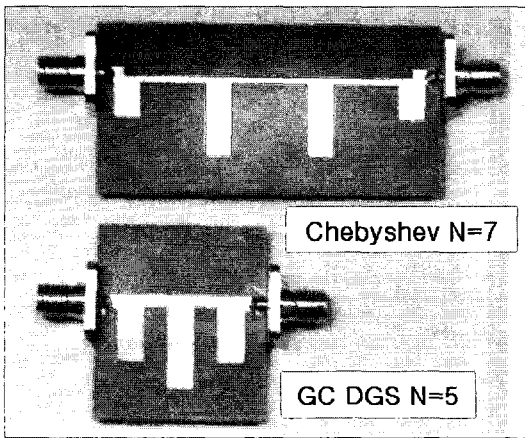
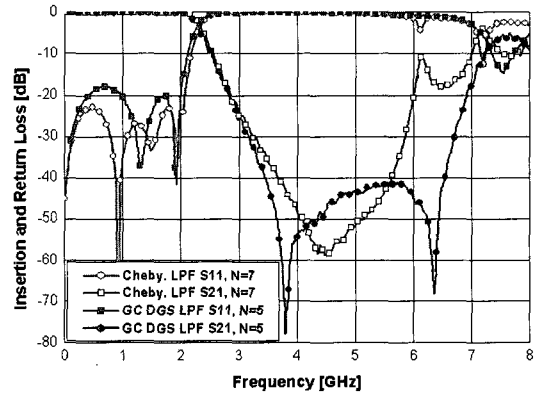


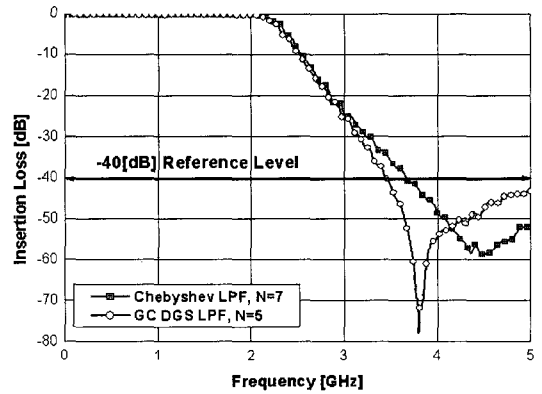
그림 15. 제작된 두 가지 형태의 필터  
Fig. 15. The two types of fabricated filters.

과 필터를 설계, 제작하였다. 설계된 필터는 리플이 0.01 dB이고 7단 구조인 체비셰프 저역 통과 필터이다. 그림 15는 제작된 두 필터의 실물 사진으로 상대적인 크기를 비교한 것이다.

그림 16은 그림 15의 두 필터에 대한 측정 결과이다. 주요 특성은 표 4로 종합하였다.



(a)



(b)

그림 16. (a) 두 필터 사이의 S-파라미터 비교(측정), (b) 두 필터 사이의 차단 특성 비교(측정)  
Fig. 16. (a) The comparison of S-parameter between the two filters(measurement), (b) The comparison of cutoff characteristics between the two filters(measurement).

표 4. 두 필터 사이의 특성 비교

Table 4. The comparison of characteristics between the two filters.

파라미터	반사 손실 max.[dB]	-40 [dB] 저지 대역폭[GHz]	-40 [dB] 차단 주파수[GHz]	크기 $L \times W$ [mm]
Chebyshev LPF $N=7$	-22.93	1.95	3.68	57×30
GC DGS LPF $N=5$	-17.96	3.08	3.46	31×32

상기 표에서 크기 비교 시 커넥터의 길이는 제외하였다. 반사 손실은 7단 체비셰프 필터가 약간 우수하지만, DGS GC 필터는 훨씬 넓은 저지 대역폭과 급격한 차단 특성을 갖는다. 필터 면적의 경우 GC DGS 필터는 체비셰프 필터의 약 1/1.72배이다. 그림 16(b)로 유추해 볼 때 제안한 GC DGS 5단 필터가 갖는 차단 특성을 대칭구조 체비셰프 필터로 구현하기 위해서는 이론적으로 9단 이상의 필터가 요구되기 때문에 실제로 절반 이상의 크기 축소 효과를 기대할 수 있다<sup>9)</sup>.

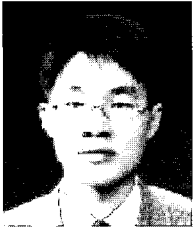
#### IV. 결 론

본 연구에서는 체비셰프 원형 필터의 직렬 인덕터를 DGS 공진기로 변환하여 구현하는 기존의 설계 방법과 달리, GC 원형 필터를 사용함으로써 소자 변환 과정 없이 직렬 연결된 LC 병렬 공진기와 가장 근접한 위상 및 진폭을 갖는 DGS를 찾아 공진기를 직접 대체하는 필터 설계 방법을 제시하였고, 또한 채택된 GC 원형 필터의 특성으로부터 낮은 필터 구성 단수에서도 매우 우수한 차단 특성을 얻을 수 있었다. 특히 필터 설계 전에 DGS의 패턴 변수에 따른 위상 변화 경향을 미리 고찰하여 필터 설계 시 이를 적용함으로써 기존에 3단에 머물렀던 개방 스테르브형 필터 단수를 5단까지 확장 가능하게 하였다. 제안한 이론에 따라 CG DGS 5단 저역 통과 필터를 구현하였고, 또한 비교 대상으로 전형적인 7단 체비셰프 저역 통과 필터를 제작하였다. 두 필터의 측정 결과 비교로부터 제안한 5단 GC 필터는 전형적인 7단 체비셰프 필터에 비해 급격한 차단 특성을 가지며 면적은 약 0.58배 작고, 저지 대역폭은 약 1.57배 이상 넓은 특성을 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Dal Ahn, "DGS applications for RF and microwave circuits", *KJMW*, vol. 1, pp. 72-80, 2000.
- [2] Jong Sik Lim, "Defected ground structure for planar transmission lines and application to microwave circuits", *Ph. D. thesis*, Seoul National University, Dec. 2002.
- [3] Dal Ahn, J. S. Park, and C. S. Kim et al., "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 1, pp. 86-93, Jan. 2001.
- [4] 임종식, 김철수, 안달, 정용채, 남상욱, 김광수, "결함 접지 구조를 이용한 새로운 5-단 저역통과 여파기", *한국전자과학회논문지*, 16(6), pp. 594-602, 2005년 6월.
- [5] 박종임, 이수열, 김기태, 정재웅, 안달, "Dumbbell 모양의 DGS(Defected Ground Structure) 구조에 대한 새로운 등가 전송선로 모델링", *추계 마이크로파 및 전파학술대회*, 25(1), 2002년 5월.
- [6] Jong-Sik Lim et al., "Design of low-pass filter using defected ground structure", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, Issue 8, pp. 2539-2545, Aug. 2005.
- [7] J. D. Rhode, S. A. Alseyab, "The generalized chebyshev low-pass prototype filter", *Circuit Theory and Applications*, vol. 8, pp. 113-125, 1980.
- [8] J. E. Dean, "Suspended substrate stripline filters for ESM applications", *IEE Proceedings*, vol. 132, no. 4, pp. 257-266, Jul. 1985.
- [9] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jhones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, pp. 86-88, 1980.

김 인 선



1995년 2월: 순천향대학교 전자공학과 (공학사)  
1997년 2월: 순천향대학교 전자공학과 (공학석사)  
2005년 8월: 순천향대학교 전자공학과 (공학박사)  
1997년 2월~현재: 국방과학연구소

선임연구원  
[주 관심분야] 고주파 수동 소자 및 시스템 설계

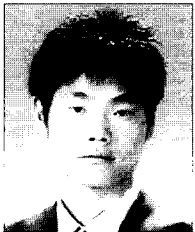
안 달



1984년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)  
1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
1990년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)  
1990년 8월~1992년 2월: 한국전자

통신연구원 선임연구원  
1992년 3월~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수  
[주 관심분야] RF, 마이크로파 수동 소자 해석 및 설계

김 종 욱



2005년 2월: 순천향대학교 정보기술공학부 (공학사)  
2005년 3월~현재: 순천향대학교 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] 고주파 수동 회로 설계