

# FDTD를 이용한 MSW 노치필터 설계

정회원 박기동\*

## Design of MSW Notch Filter using FDTD

Ki-dong Park\* *Regular Member*

### 요약

본 논문에서는 전자파 진행방향에 평행으로 자화된 페라이트상의 마이크로스트립 선로로 MSW 노치필터를 설계한다. 이를 위해 수정된 GT-PML이 적용된 시간영역 유한차분법(FDTD)을 이용하였다. 설계한 MSW 노치필터에 대해 인가하는 DC 자계 세기를 변화시키면서 해석하여 FMR 주파수를 찾고, 이를 이론값과 비교하여 상대오차가 5% 이내로 잘 일치함을 확인하였다.

**Key Words** : FDTD, MSW, Notch Filter, GT-PML

### ABSTRACT

In this paper, The MSW notch filter is made a plan by using the microstrip line on the ferrite magnetized in transverse direction for the direction of wave propagation. This plan is performed using finite-difference time-domain method with the generalized theory of perfectly matched layer. When the DC magnetic field intensities are applied to the MSW notch filter, Ferromagnetic resonance frequency is analyzed. The FDTD results are compared with theoretical values. A good agreement is verified within 5% of the relative error.

### I. 서론

통신용 부품 가운데 필터는 핵심적인 수동소자로서 VHF 및 UHF 대역에서는 SAW(Surface Acoustic Wave)필터가 주종을 이루고 있다. SAW 필터는 압전 특성을 갖는 기판 상에 사진식판 기법으로 형성시킨 IDT(Interdigital Transducer)를 이용해 전자기 에너지와 SAW 에너지 사이의 상호변환을 이루어냄으로써 필요한 동작 주파수 특성을 얻을 수 있게 한 것이다. 이 경우 일반적으로 SAW의 파장은 대략 전자파의 파장보다 10-5배 정도 짧다 [1]. 따라서 동작 주파수가 밀리미터파 대역으로 높아지면 SAW의 파장은 매우 짧아지게 되고 전파 손실이 증가하게 되어 SAW 필터는 제작이 불가능

하다. 이에 대한 대안으로 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서는 MSW(Magnetostatic Surface Wave)를 이용하여 필터를 설계하려는 연구가 진행되고 있다. 그 이유는 MSW 필터가 구조의 외형적인 크기를 변화시키지 않으면서 외부에서 인가된 바이어스 자계의 세기를 조절함으로써 동작 주파수 대역을 제어할 수 있는 장점을 갖기 때문이다. 즉 MSW 소자는 전기적으로 동조가능함을 의미한다.

본 논문에서는 시간영역 해석방법인 시간영역 유한차분법(Finite Difference Time Domain : FDTD)을 적용하여 MSW 노치 필터를 설계한다. 그리고 설계한 MSW 노치 필터에 대해 인가하는 DC 자계 세기에 따른 FMR(Ferromagnetic Resonance) 주파수를 계산하여 이론값과 비교한다.

\* 동강대학 정보통신과(keedong@dkc.ac.kr)  
논문번호 : 08011-0226, 접수일자 : 2008년 2월 26일

## II. 해석 방법

### 2.1 자화된 페라이트에 대한 FDTD

페라이트에 z 방향으로 충분히 큰 DC 자기 바이어스 계  $\vec{H}_i = H_i \hat{z}$  를 인가한다면, 페라이트는 포화 자화  $\vec{M}_s = M_s \hat{z}$  로 포화될 것이고, 자기 바이어스 계의 방향에 수직인 소신호(AC) 자기장  $\vec{h}$ 에 의해 소신호 자화벡터  $\vec{m}$ 이 발생할 것이다. 이와 같은 사실을 고려하여 맥스웰 컬 방정식과 Gilbert의 제동항(damping term)근사를 사용하는 자화 벡터  $\vec{M}$ 의 미분형 운동 방정식을 정리하면 다음 식(1)~(3)을 얻는다<sup>[2,3]</sup>.

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{h} \quad (1)$$

$$\frac{\partial \vec{h}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{E} - \frac{\partial \vec{m}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\frac{\partial \vec{m}}{\partial t} = -\gamma \mu_0 (\vec{m} \times \vec{H}_i + \vec{M}_s \times \vec{h}) + \frac{\alpha}{M_s} (\vec{M}_s \times \frac{\partial \vec{m}}{\partial t}) \quad (3)$$

여기서  $\epsilon$ 은 유전율 상수,  $\mu_0$ 는 진공중의 투자율 상수,  $\gamma$ 는 회전 자기율(gyromagnetic ratio) 그리고  $\alpha$ 는 제동 상수(damping constant)이다. 이 편미분 방정식들이 z 방향으로 포화 자화된 페라이트에서 전자파 전파 특성을 결정한다. 식(3)을 x, y 방향에서 스칼라 형태의 미분 방정식으로 나타낸 후, 연립하여 정리하면 다음 식(4), (5)가 된다.

$$\frac{\partial m_x}{\partial t} = \frac{1}{1+\alpha^2} [-\omega_0 m_y + \omega_m h_y - \alpha \omega_0 m_x + \alpha \omega_m h_x] \quad (4)$$

$$\frac{\partial m_y}{\partial t} = \frac{1}{1+\alpha^2} [\omega_0 m_x - \omega_m h_x - \alpha \omega_0 m_y + \alpha \omega_m h_y] \quad (5)$$

여기서  $\omega_0 = \gamma \mu_0 H_i$ ,  $\omega_m = \gamma \mu_0 M_s$  이다. 식(4), (5)로부터 알 수 있듯이  $h_x$ 와  $h_y$  성분은 결합되어지므로 이 두 성분은 동일 시간스텝과 공간상으로 동일 지점에서 이산화 된다. 그리고 식(2)로부터  $(h_x, m_x)$ ,  $(h_y, m_y)$ 는 각각 동일 시간스텝에서 이산화 됨을 알 수 있다.

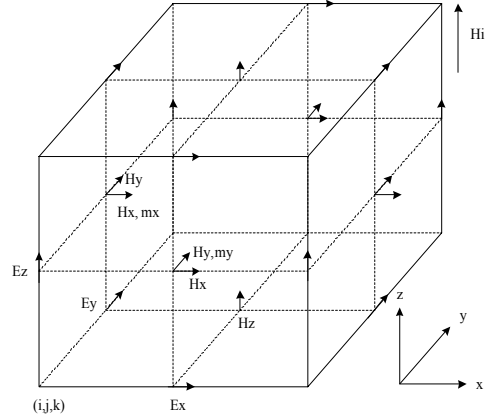


그림 1. z 방향으로 자화된 페라이트를 해석하기 위해 확장 수정된 Yee's 단위격자.

Fig. 1. Extended Yee mesh for the analysis of magnetized ferrites with dc magnetic field applied in the z-direction.

이와 같은 사항들을 고려하여 Yee's 단위격자를 그림 1처럼 확장 수정한다. 그림 1의 단위 격자상의 전자계 성분 배열을 이용하고 식(1), (2), (4) 및 (5)에 시간과 공간에 대한 중심 차분 근사를 적용하여 이산화 함으로써 FDTD 알고리즘을 구성한다.

### 2.2 수정된 GT-PML

강유전체나 페라이트처럼 전파 속도를 결정짓는 유전율 혹은 투자율 상수가 주파수에 따라 급변하는 매질인 경우에는 흡수 경계면에서의 반사와 때문에 원하는 높은 정확도를 얻을 수 없다. 따라서 본 논문에서는 최근 발표된 다양한 PML중 GT-PML을 일부 수정하여 적용한다.

페라이트를 포함하는 개방 구조를 해석할 때 기존 GT-PML의 사용은 PML로부터 무시할 수 없는 정도의 반사를 일으킬 수 있다. 그 이유는 PML내에 자화 벡터 성분  $\vec{m}$ 이 추가적으로 존재하기 때문이다. 따라서 GT-PML에  $\vec{m}$ 을 포함하여 PML로부터의 반사를 최소화시키도록 일부 수정할 필요가 있다. 이와 같이 수정된 GT-PML의 사용이 자화된 페라이트를 포함하는 개방 구조의 전자계 해석을 가능하게 한다.

자화된 페라이트 영역에 설정된 최외곽 경계면에 적용하는 GT-PML의 수정은 다음과 같이 이루어진다. 자기 바이어스 계의 방향은 z 방향으로 가정한다.

다양한 PML중 코너 PML은 세 개의 PML이 겹쳐 가장 복잡한 부분에 해당되고 이 영역에 대한 PML 식이 나머지 면 PML과 모서리 PML에 약간

의 수정을 통해 그대로 적용될 수 있으므로, 본 논문에서는 PML<sub>xyz</sub> 영역에 대한 수정과정을 제시한다. 자화 벡터 성분  $m_x, m_y$ 를 포함시켜 PML<sub>xyz</sub> 영역에서 맥스웰 컬 방정식을 각 전자계 성분에 대한 스칼라 형태의 미분 방정식으로 나타내면, 다음 식(6), (7)의 형태로 쓰여진다.

$$j\omega\varepsilon_0 w_y w_z E_x = w_x (\nabla \times \vec{h})_x \quad (6a)$$

$$j\omega\varepsilon_0 w_z w_x E_y = w_y (\nabla \times \vec{h})_y \quad (6b)$$

$$j\omega\varepsilon_0 w_x w_y E_z = w_z (\nabla \times \vec{h})_z \quad (6c)$$

$$j\omega\mu_0 w_y w_z (h_x + m_x) = -w_x (\nabla \times \vec{E})_x \quad (7a)$$

$$j\omega\mu_0 w_z w_x (h_y + m_y) = -w_y (\nabla \times \vec{E})_y \quad (7b)$$

$$j\omega\mu_0 w_x w_y h_z = -w_z (\nabla \times \vec{E})_z \quad (7c)$$

이 방정식들을 시간 의존 형태로 표현한 후, 이산화하면 차분 방정식을 얻을 수 있다. 식(6)과 (7c)에 대한 차분 방정식은 기존의 GT-PML에서 제시된 것과 동일하다.

그러나 식(7a), (7b)에 대한 차분 방정식은 다음 식(8)과 같이 자화 벡터 성분  $m_x, m_y$ 가 추가된 형태로 수정된다.

$$h_x^{n+\frac{1}{2}} = \frac{\gamma_{yz}^-}{\gamma_{yz}^+} h_x^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t \alpha_x^+}{\mu_0 \gamma_{yz}^+} (\nabla \times \vec{E})_x^n \quad (8a)$$

$$- \frac{w_x'' \Delta t^2}{\mu_0 \gamma_{yz}^+} \sum_{m=0}^{n-1} (\nabla \times \vec{E})_x^m$$

$$- \frac{w_y'' w_z'' \Delta t^2}{\gamma_{yz}^+} \sum_{m=0}^{n-1} h_x^{m+\frac{1}{2}}$$

$$- \frac{w_y'' w_z'' \Delta t^2}{\gamma_{yz}^+} \sum_{l=0}^{n-1} m_x^{l+\frac{1}{2}}$$

$$- m_x^{n+\frac{1}{2}} + \frac{\gamma_{yz}^-}{\gamma_{yz}^+} m_x^{n-\frac{1}{2}}$$

$$h_y^{n+\frac{1}{2}} = \frac{\gamma_{zx}^-}{\gamma_{zx}^+} h_y^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t \alpha_y^+}{\mu_0 \gamma_{zx}^+} (\nabla \times \vec{E})_y^n \quad (8b)$$

$$- \frac{w_y'' \Delta t^2}{\mu_0 \gamma_{zx}^+} \sum_{m=0}^{n-1} (\nabla \times \vec{E})_y^m$$

$$- \frac{w_z'' w_x'' \Delta t^2}{\gamma_{zx}^+} \sum_{m=0}^{n-1} h_y^{m+\frac{1}{2}}$$

$$- \frac{w_z'' w_x'' \Delta t^2}{\gamma_{zx}^+} \sum_{l=0}^{n-1} m_y^{l+\frac{1}{2}}$$

$$- m_y^{n+\frac{1}{2}} + \frac{\gamma_{zx}^-}{\gamma_{zx}^+} m_y^{n-\frac{1}{2}}$$

여기서  $\alpha_x^+, \alpha_y^+, \gamma_{zx}^+, \gamma_{yz}^+$ 는 다음 식(9)와 같이 정의된다. 식(9c), (9d)는 복호동순이다.

$$\alpha_x^+ = 1 + \frac{\Delta t}{2} w_x'' \quad (9a)$$

$$\alpha_y^+ = 1 + \frac{\Delta t}{2} w_y'' \quad (9b)$$

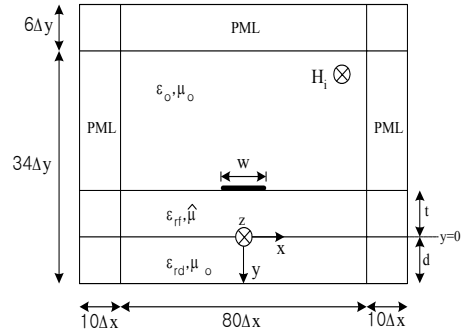
$$\gamma_{zx}^\pm = 1 \pm \frac{\Delta t}{2} (w_z'' + w_x'') \quad (9c)$$

$$\gamma_{yz}^\pm = 1 \pm \frac{\Delta t}{2} (w_y'' + w_z'') \quad (9d)$$

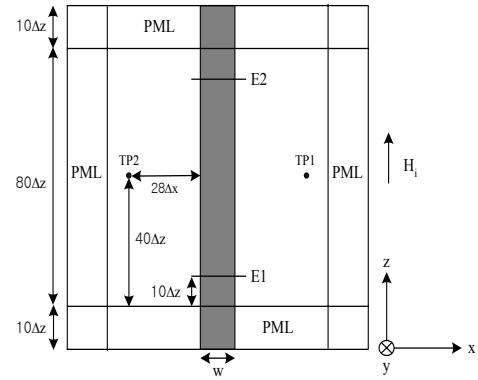
나머지 면 PML과 모서리 PML에 대해서도 유사한 과정을 거쳐 계산에 필요한 차분 방정식을 얻을 수 있다.

### III. 해석 결과 및 검토

그림 2는 전자파 진행방향에 평행으로 자화된 마이크로스트립 선로를 도시한 것이다. 페라이트는 포화 자화  $4\pi M_s = 1750[G]$ , DC 자계  $H_1 = 1000[Oe]$ , 제



(a) front view



(b) top view

그림 2. 전자파 진행방향에 평행으로 자화된 페라이트-유전체 구조를 갖는 마이크로스트립 선로.  
Fig. 2. Microstrip line with longitudinal magnetized ferrite-dielectric structure.

동 상수  $\alpha=0.002$ 로 가정한다. 해석 파라미터는 단위격자 크기  $\Delta x=\Delta z=50[\mu\text{m}]$ ,  $\Delta y=25[\mu\text{m}]$ , 안정 계수  $s=0.9$ , 가우시안 펄스의 반치 폭  $T=80\Delta t$ , 시간 지연  $t_0=3T$ ,  $\epsilon_{\text{eff}}=\epsilon_{\text{rd}}=15.3$ 으로 설정한다.

이 구조에서 MSSW가 마이크로스트립 선로의 전파 방향에 직각인  $\pm x$  방향으로 페라이트의 서로 다른 표면을 따라 여기된다. MSSW는 페라이트와 접지면 사이의 거리가 무한히 떨어진 경우( $d/t=\infty$ ), 페라이트와 접지면 사이의 거리가 '0'인 경우( $d/t=0$ )에 대하여 각각 다음 식(10), (11)로 표현되는 주파수 대역에서 여기된다. 결국 유전체의 두께가 유한한 경우, MSSW 여기 대역의 상한 주파수는  $f_3$ 와  $f_4$ 사이에서 결정된다<sup>4)</sup>.

$$f_2 \leq f \leq f_3 \quad (d/t = \infty) \quad (10a)$$

$$f_2 \leq f \leq f_4 \quad (d/t = 0) \quad (10b)$$

$$f_2 = \frac{\gamma\mu_0 \sqrt{H_i(H_i + M_s)}}{2\pi} \quad (11a)$$

$$f_3 = \frac{\gamma\mu_0 (H_i + M_s/2)}{2\pi} \quad (11b)$$

$$f_4 = \frac{\gamma\mu_0 (H_i + M_s)}{2\pi} \quad (11c)$$

그림 3은 z 방향의 PML에 각각 기존 GT-PML과 수정된 GT-PML을 사용할 때의 시간영역 전류 파형을 비교하여 도시한 것이다. 나머지 x, y 방향은 모두 수정된 GT-PML을 사용한다. 기존 GT-PML을 사용한 경우는 계산 반복 횟수  $n=20000$  이후에 발진 특성의 상당히 큰 반사가 나타나지만 수정된 GT-PML을 사용한 경우에는 거의 '0'에 수렴해 가는 것을 확인할 수 있다. 따라서 자화된 페라이트를

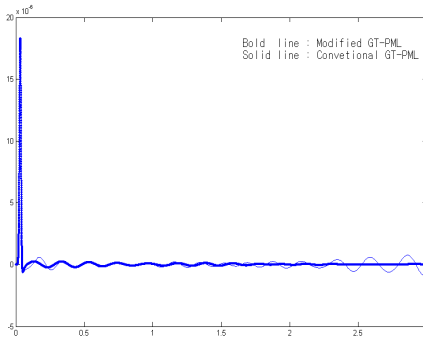


그림 3. 시간영역 전류 파형의 비교( $H_i=2000[\text{Oe}]$ ,  $t=100[\mu\text{m}]$ ,  $d=300[\mu\text{m}]$ ,  $w=300[\mu\text{m}]$ )  
 Fig. 3. Comparison of time domain Current waveforms. ( $H_i=2000[\text{Oe}]$ ,  $t=100[\mu\text{m}]$ ,  $d=300[\mu\text{m}]$ ,  $w=300[\mu\text{m}]$ )

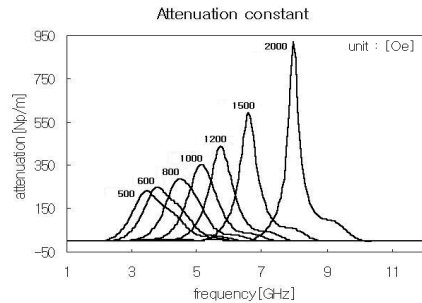
포함하는 개방 구조의 전자계 해석할 때 수정된 GT-PML의 사용이 더욱 신뢰할만한 해석 결과를 얻을 수 있다.

전자파 진행방향에 평행으로 자화된 페라이트-유전체 구조를 갖는 마이크로스트립 선로는 MSSW를 여기하는 일정 범위의 주파수 대역에서 큰 감쇠 정수를 가지므로 주파수 응답에서 대역 저지의 특성을 나타낸다. 주파수 응답에서 최대 삽입 손실을 가져옴으로써 최대 감쇠 정수가 나타나는 FMR 주파수는 다음 식(12)에 의해 결정된다<sup>5)</sup>.

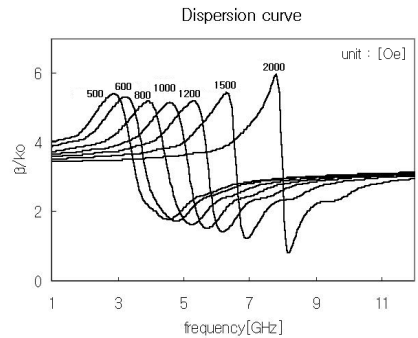
$$f_{\text{FMR}} = \frac{\gamma\mu_0 \sqrt{(H_i + H_{\text{an}})(H_i + H_{\text{an}} + M_s)}}{2\pi} \quad (12)$$

여기서  $H_{\text{an}}$ 은 이방성 자계(anisotropy magnetic field)이다. 본 논문에서 고려하는 페라이트는 포화 자화가  $4\pi M_s=1750[\text{G}]$ 인 YIG에 해당되므로, 그 값은 대략  $100[\text{Oe}]$  정도이다.

그림 5는 그림 4와 동일한 구조에 대해 DC 자계의 세기 변화에 따른 전송 특성을 살펴보기 위해 삽입 손실을 도시한 것으로, DC 자계의 세기  $500\text{--}2000[\text{Oe}]$ 에 대응하여  $3.45\text{--}8.0[\text{GHz}]$ 의 넓은 주파



(a)



(b)

그림 4. 인가하는 DC 자계의 세기에 따른 (a) 감쇠정수와 (b) 분산 곡선.

Fig. 4. Attenuation constants(a) and dispersion curves(b) versus bias magnetic field. ( $w=300[\mu\text{m}]$ ,  $d=300[\mu\text{m}]$ ,  $t=100[\mu\text{m}]$ ).

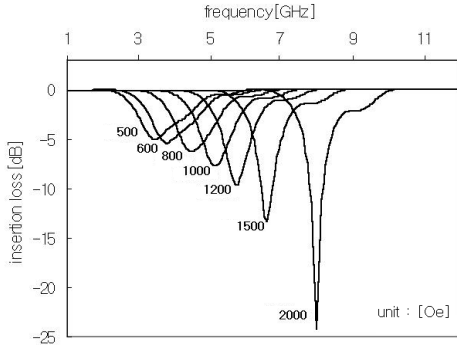


그림 5. 인가하는 DC 자계의 세기에 따른 노치 필터의 전송 특성.

Fig. 5. Transmission characteristics of notch filter versus bias magnetic field. (w=300[μm], d=300[μm], t=100[μm]).

수 범위에서 삽입 손실이 동조됨을 살펴볼 수 있다. 따라서 고려중인 이 구조는 충분히 전기적으로 제어 가능한 광대역 MSW 노치 필터로 유용한 구조임을 확인할 수 있다.

표 1은 DC 자계의 세기 500-3500[Oe]에 대응하는 FMR 주파수에 대한 FDTD의 계산 결과와 식 (12)로 구한 이론 값을 비교한 것이다. 절대치로 표현한 상대 오차가 5% 이내로 잘 일치한다.

표 1. FMR 주파수에 대한 FDTD 결과와 이론 값 비교  
Table 1. Comparison of FDTD and theoretical values for FMR frequency.

Hi[Oe]	FDTD[GHz]	이론치[GHz]	% 오차
500	3.45	3.32	3.92
600	3.80	3.67	3.54
800	4.50	4.32	4.17
1000	5.15	4.96	3.83
1200	5.75	5.58	3.05
1500	6.60	6.48	1.85
2000	8.00	7.96	0.50
2500	9.40	9.41	0.11
3000	10.75	10.86	1.01
3500	12.10	12.28	1.47

#### IV. 결론

본 논문에서는 시간영역 유한차분법(FDTD)을 사용하여 자화된 페라이트 평판에 놓인 마이크로스트립 선로로 MSW 노치필터를 설계하였다. 이 때 페라이트의 자화는 마이크로스트립 선로의 길이 방향(z 방향)으로 이루어졌다. FDTD의 사용시 페라이트

의 최외각 경계면에서 나타나는 반사를 최소화하기 위해 기존 GT-PML에 자화 벡터  $\vec{m}$ 을 포함시켜 재구성한 수정된 GT-PML을 사용하였다.

먼저 수정된 GT-PML을 갖는 FDTD의 신뢰성을 확인하기 위해 z 방향의 PML에 각각 기존 GT-PML과 수정된 GT-PML을 사용할 때의 시간영역 전류 파형을 비교하였다. 수정된 GT-PML을 사용한 경우가 기존 GT-PML을 사용하는 경우에 비해 더 반사가 적은 안정적인 파형이 얻어지는 것을 확인하였다.

이 해석 기법을 사용하여 인가하는 DC 자계 세기의 변화에 따른 MSW 노치필터의 FMR 주파수를 구하였다. FMR 주파수에 대해서는 이론값과 비교하여 상대오차 5% 이내로 잘 일치함을 확인하였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] M. Hikita, Y. Ishida, T. Tabuchi and K. Kurosawa, "Miniature SAW antenna duplexer for 800-MHz portable telephone used in cellular radio systems," *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol.36, pp.1047-1056, Jun., 1988.
- [2] M. Okoniewski and E. Okoniewska, "FDTD analysis of magnetized ferrites: a more efficient algorithm," *IEEE Microwave and Guided wave Letters.*, vol.4, pp.169-171, Jun., 1994.
- [3] D. D. Stancil, *Theory of Magnetostatic Waves*, Springer-Verlag, 1993.
- [4] P. Kabaš, *Magnetostatic Waves and Their Application*, Chapman & Hall, 1994.
- [5] C. S. Tasi and J. Su, "A wideband electronically tunable Magnetostatic Wave notch filter in YIG-GaAs waveguide structure," *IEEE Ultrasonics Symp.*, pp.123-126, 1998.

박 기 동 (Ki-dong Park)

정회원



1995년 2월 전남대학교 전자공학 석사

2000년 8월 전남대학교 전자공학 박사

1997년 3월~현재 동강대학 정보통신과 부교수

<관심분야> 전자파 및 광파 해석,

안테나