

主 題

가변대역통과여파기 설계를 위한 FBAR 해석 및 FBAR 필터 설계기법

한양대학교 교수 이정흠, 김형동

차 례
I. 서 론
II. 본 론
III. 결 론

I. 서 론

현대의 이동 통신서비스는 기존의 음성, 데이터 형태 위주의 서비스를 거쳐 이미지, 동영상, 고품질 비디오 스트리밍 등 다양한 초고속 광대역 멀티미디어 서비스를 지원하는 추세로 발전하고 있다. 기존에는 단순 기능의 전용 단말기를 각 서비스마다 사용하였지만, 최근에는 하나의 개인 휴대 단말기가 서로 다른 주파수 대역 및 방식으로 동작하는 다양한 서비스를 복합적으로 지원하는 다중대역-다중모드 형태로 발전하고 있다. 미래에는 SDR(Software Defined Radio) 기술을 바탕으로 재구성 가능한 하나의 소형 경량의 이동 단말기를 이용하여 언제 어디서나 어떠한 형태의 서비스든지 자유자재로 이용할 수 있게 될 것이다. 이러한 고성능의 소형 경량의 단말기를 구현하기 위해서는 경박단소화 된 고성능의 단일 칩 RF소자 설계기술이 요구되는데, 특히 RF 송수신단의 최전방에 위치하여 원하는 서비스에 따라 통과대역 중심주파수를 임의로 바꿔 줄 수 있는 고성능의 가변 대역 통과 여파기의 설계가 필수적이다.

기존의 가변 대역 통과 여파기는 통과대역을 변화시키는 방법에 따라 크게 기계적 가변 필터, 전기적 가변 필터, 자기적 가변 필터로 구분 할 수 있다 [1]. 최근에는 가변 대역 통과 여파기 설계를 위해 RF MEMS(Micro Electro-Mechanical System) 기술로 구현된 스위치, 커패시터 등을 이용하는 방법과 외부 인가 전자계에 따라 공진 주파수가 변화는 강자성체(ferromagnetic material), 강유전체(ferroelectric material), 초전도체(superconductor) 등을 이용하는 방법 등에 대한 연구가 진행되고 있다.

FBAR(Film Bulk Acoustic Resonator)는 압전 물질과 상하부 두 전극으로 구성된 FBAR에 전기적 신호를 인가했을 때 발생하는 전기-기계적 신호 결합에 의한 음향 공진 현상을 이용하는 공진기로서, 압전물질 내의 음향 전파속도가 전자파 속도에 비해 $10^{-4} \sim 10^{-5}$ 배 정도로 작으므로, 같은 주파수에 대해 음파의 파장이 훨씬 짧아서 보다 소형화된 공진기의 제작이 가능하다. 특히 기존의 실리콘 반도체 공정과 결합하여 MMIC (Monolithic Microwave

Integrated Circuit)화가 가능하고, 높은 전력에도 견딜 수 있다는 장점을 가지고 있다. 이 외에도 기존의 유전체공진기나 SAW(Surface Acoustic Wave) 공진기 등에 비해 작은 삽입손실을 갖고 우수한 주파수 선택도 특성을 갖는다 [2]. 이러한 여러 가지 장점으로 인해 FBAR를 이용한 발진기, 여파기 설계에 대한 연구가 활발히 진행 중인데, MEMS 스위치와 FBAR를 이용한 여파기를 결합함으로써 집적화 된 소형 경량의 단일 칩 가변 대역통과 여파기의 설계가 가능할 것이다. 이러한 FBAR여파기 설계를 위해서는 임의 구조의 FBAR에 대한 정확한 해석 및 특성파악, 그리고 이를 바탕으로 한 필터 설계기법 등이 아주 절실히 요구된다.

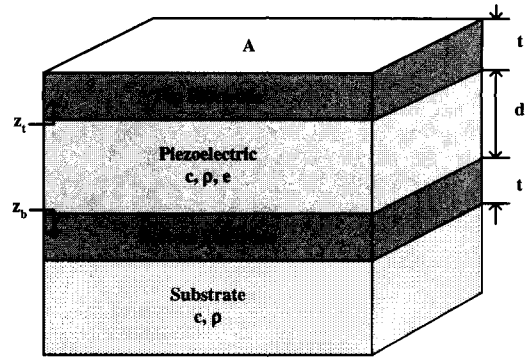
FBAR의 특성 해석방법으로는 기계적인 경계치 문제에 기반한 해석적 방법이 매우 유용하지만, 임의 형태의 음향공진기 구조를 해석하는 데는 한계가 있어 유한요소법 (FEM: Finite Element Method)이나 유한차분법 (FDM: Finite Difference Method)을 FBAR 모델링에 적용하는 것이 연구되었다 [3,4]. 본 원고에서는 전자파 응용 문제 해석에 효과적으로 사용되고 있는 시간영역 유한차분법 (FDTD: Finite Difference in Time Domain method)을 도입하여, FBAR의 전기 음향적 현상을 해석하였다 [5,6,7]. 이를 위하여 전류로 구동되는 방정식을 시간과 공간영역에서 이산화하고 기계적인 경계조건을 가해주었다. 종축방향의 변화만을 고려한 FBAR의 상부와 하부 전극 두께를 변화시켜가며 주파수 영역 임피던스와 BVD 등가회로 (Butterworth-Van-Dyke equivalent circuit) 소자 값을 구하여 해석적인 1차원 Mason 모델과 비교하였다. 또한 실리콘 기판 위에 집적화 된 FBAR도 해석하여 FDTD가 임의의 FBAR를 해석하는데 효과적으로 사용될 수 있음을 보였다.

한편, FBAR를 해석하는데 있어 물질 상수는 전파속도와 임피던스 등에 영향을 주어 FBAR의 특성에 변화를 준다. 특히, 압전물질과 기판에서의 물질

상수 값은 FBAR 해석 뿐 만 아니라 필터 설계에도 중요한 역할을 한다. 따라서 FBAR 필터를 설계하기 전에 정확한 물질 상수를 추출하는 것은 해석과 설계에 있어 매우 중요하고, 추출된 물질 상수로부터 제작상의 오차도 줄일 수 있다. 본 원고에서는 자연의 진화 개념을 기반으로 한 최적화 방법인 유전자 알고리즘(genetic algorithms)을 이용한 FBAR의 물질 상수 추출 기법을 제안하였다 [8,9]. 즉, 임의의 물질상수에 대한 FBAR의 입력 임피던스로부터 공진 주파수를 구한 후, 유전자 알고리즘을 통해 그 값을 최적화하여 FBAR의 물질 상수를 추출하는 방법이다. FBAR 입력 임피던스 특성과 물질 상수의 관계를 이용하여, 유전자 알고리즘에 사용되는 적합도 함수를 구하였다 [9]. 특히, 공진 특성에 영향을 주는 탄성강도 상수(elastic stiffness coefficient), 밀도(density), 그리고 압전 스트레스 상수(piezoelectric stress coefficient)를 추출하였는데, 임피던스로부터 여러 개의 공진 모드에 대한 FBAR 직렬 및 병렬 공진 주파수, 그리고 FBAR의 대역폭을 구한 후 적합도 함수에 적용함으로써 유전자 알고리즘을 통해 최적화하여 추출할 수 있다. 또한, 제안한 기법의 타당성을 검증하기 위해 문헌에 제시된 물질 상수로 해석적인 방법에 의해 입력 임피던스를 구한 후, 그 임피던스로부터 물질 상수를 추출해 보았다.

기존의 FBAR 여파기 설계 기법은 각 FBAR 공진기 임피던스 특성을 전기적인 집중소자와 기계적인 집중소자들의 결합으로 이루어진 BVD (Butterworth-Van Dyke) 등가모델을 기반으로 하였다 [10,11]. 하지만 BVD등가모델은 하나의 공진 모드 부근에서 공진기의 임피던스 특성을 몇 개의 집중소자로 근사함으로써 발생한 오차를 포함하고 있다 [12]. 이런 단점을 보완하고자, 부가적인 소자를 포함시킨 수정된 BVD(Modified BVD)모델을 사용하여 여파기를 설계하는 방법이 제안되었지만 이 방법 역시 등가모델을 이용한다는 한계를 갖고, 부가

적으로 제작된 공진기의 임피던스 측정치로부터 MBVD모델의 각 소자 값을 추출하기 위한 기법을 필요로 한다 [13, 14]. 본 원고에서는 기존의 BVD 등가모델을 이용하는 대신, FBAR에 대한 음파 경계치 문제 해법으로 얻어진 각 FBAR의 임피던스 방정식을 직접 이용한 최적화 FBAR 여파기 설계기법을 제안하였다 [15]. 최적화 기법으로 유전자 알고리즘을 적용하여 설계기준에 부합하는 여파기 특성을 갖도록 단위 FBAR에 대한 구조를 최적화하였다.



(a)

II. 본 론

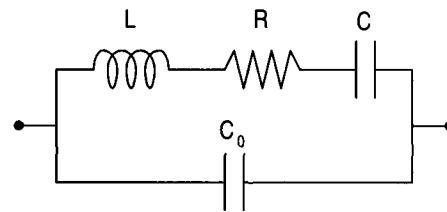
1. 유한차분 시간영역법을 이용한 이동통신 대역통과 여파기용 압전 박막 음향공진기의 해석

1.1 FDTD를 이용한 FBAR 모델링

FDTD는 1966년 Yee에 의해 소개되어진 이래 다양한 전자파 응용문제 해석에 널리 사용되고 있는 수치해석법이다 [5,6]. FDTD가 임의의 다양한 형와 물질의 복잡한 전자파 문제를 해석하고 광대역 주파수 특성에 대한 결과를 얻는데 유용하여 FBAR의 전기적인 입력 임피던스를 구하는데 FDTD를 적용하였다 [7].

그림 1은 전형적인 FBAR 구조의 단면과 단일 공진 등가 모델인 BVD 등가회로를 보여주고 있다. FBAR의 양전극에 전기적인 신호를 가하면 전자파와 음향파의 커플링 메커니즘과 기계적인 에너지를 반사시키는 경계조건으로부터 음향 공진이 발생한다. 또한 전극의 단면적에 비해 압전물질의 두께가 매우 얇기 때문에 종축방향의 성분만 고려하여 1차원적인 모델링이 가능하게 된다. Newton의 제2법칙에 따라 압전물질 내부에서의 기계적인 현상은 다음의 1차원 방정식으로 묘사된다.

$$\frac{\partial T}{\partial z} = \rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (1)$$



(b)

그림 1. FBAR의 단면과 BVD 등가모델 :

(a) FBAR의 단면, (b) BVD 등가모델

위 식에서 스트레스(stress) T 는 단위 면적당 가해진 힘을 의미하며, ρ 는 물질의 밀도(mass density)를 나타낸다. u 는 기계적인 분자의 변위(acoustic particle displacement)이며, 기계적인 분자의 속도(acoustic particle velocity)와 $v = \frac{\partial u}{\partial t}$ 의 관계를 갖는다. 식 (1)과 함께 주어진 문제를 해석하기 위해서는 압전물질 내부에서 기계적인 파와 전자파 사이의 다음의 연관관계(constitutive relation)를 고려하여야 한다.

$$T = c \frac{\partial u}{\partial z} - \frac{e}{\epsilon} D \quad (2)$$

$$E = -\frac{e}{c} \frac{\partial u}{\partial z} + \frac{1}{\epsilon} D \quad (3)$$

c, e, ϵ 는 각각 탄성 강도 상수(elastic stiffness coefficient), 압전 스트레스 상수(piezoelectric stress coefficient), 유전율(permittivity)을 의미한다. 식 (1)-(3)을 FDTD 기법을 이용하여 풀기 위해서 스트레스 T 와 기계적인 분자 속도 v 에 대하여 정리한 후 시간영역과 공간영역에서 이산화하면 다음의 차분 방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{k+1/2}^{n+1} = v_{k+1/2}^n + \frac{\Delta t}{\rho \Delta z} (T_{k+1}^{n+1/2} - T_k^{n+1/2}) \quad (4)$$

$$T_k^{n+1/2} = T_k^{n-1/2} + \frac{c \Delta t}{\Delta z} (v_{k+1/2}^n - v_{k-1/2}^n) - \frac{e}{\epsilon} (D_k^{n+1/2} - D_k^{n-1/2}) \quad (5)$$

$$E_k^{n+1/2} = E_k^{n-1/2} + \frac{e \Delta t}{\epsilon \Delta z} (v_{k+1/2}^n - v_{k-1/2}^n) + \frac{1}{\epsilon} (D_k^{n+1/2} - D_k^{n-1/2}) \quad (6)$$

차분 방정식에서의 첨자 k 와 n 은 각각 $z = k \Delta z$ 와 $t = n \Delta t$ 로 공간영역과 시간영역에서의 위치를 나타낸다.

그림 2는 전극의 두께가 고려된 FBAR 구조 내부에서의 이산화된 스트레스 T 와 기계적인 분자 속도 v 의 위치를 보여주고 있다. 스트레스 T 와 기계적인

분자 속도 v 는 공간에서 서로 $\Delta z/2$ 만큼 엇갈려서 위치하고 있으며, 공기에서의 음향 임피던스는 거의 0이기 때문에 공기와 전극사이에서의 경계조건으로 $T=0$ 을 가해주었다. 또한 빗금친 부분의 압전물질과 전극과의 경계면에 위치한 스트레스 T 를 구하기 위해서 전극과 압전물질의 물질 특성상수 값들에 대해 평균을 취하였다. FBAR의 전기적인 입력 임피던스를 구하기 위해서 식 (5)에서 나타낸 바와 같이 전류원은 전속밀도 D 로 모델링하였으며, 전압 V 는 식 (6)과 함께 다음 식으로부터 구할 수가 있다.

$$V = \int E \cdot dz \quad (7)$$

FBAR 해석을 위해 사용된 FDTD 기법은 그림 3에 정리되어 있으며, 본 원고에서는 정확한 공진점을 찾기 위해 소모되는 시간과 컴퓨터 메모리 용량을 줄이기 위해서 Prony 방법도 함께 적용시켰다 [16].

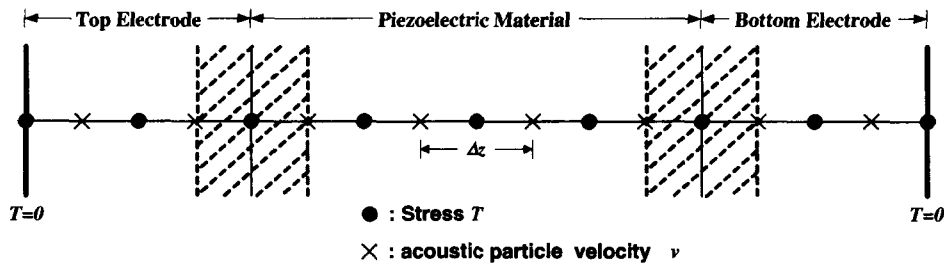


그림 2. 모델링된 1차원 FBAR의 공간영역에서의 스트레스와 음향 분자속도

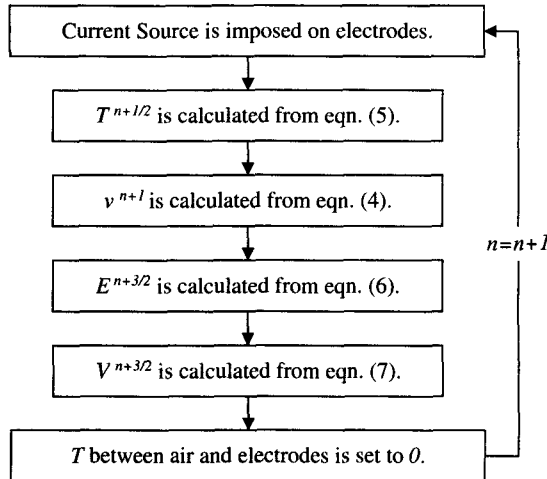


그림 3. FBAR해석을 위해 제안된 FDTD 기법

1.2 수치해석 및 결과

전극의 두께가 FBAR의 공진점에 미치는 영향을 알아보기 위해서 두께가 1.5923 μm 의 산화아연(ZnO: zinc oxide)과 상부와 하부가 서로 대칭 구조인 알루미늄(Al: aluminium)전극의 두께를 변화시켰으며, FDTD 방법에 의한 결과와 해석적인 방법에 의한 결과를 비교하여 그림 4에 나타냈다. 전극의 두께가 길어짐에 따라 공진 주파수가 점점 낮아짐을 확인할 수가 있었으며, FDTD 방법에 의한 결과가

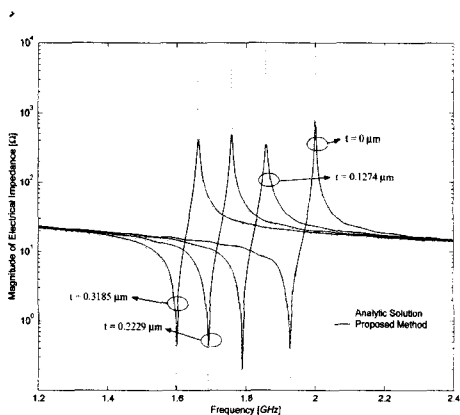


그림 4. 전극의 두께에 따른 전기적 입력 임피던스

표 1. FBAR의 여러 가지 물질 특성 상수

		$c [N/m^2]$	$e [C/m^2]$	$\rho [Kg/m^3]$
Electrode	Al	110×109	-	2,695
	Mo	408.9×109	-	10,300
Piezoelectric	ZnO	211×109	1.32	5,680
	AlN	395×109	1.55	3,260
Substrate	Si	166×109	-	2,332
	Si3N4	295×109	-	3,440

해석적인 방법에 의한 결과와 거의 같음을 확인할 수가 있었다. 수치해석에서 사용된 여러 물질 특성 상수는 표 1에 나타냈으며, FDTD를 적용하기 위해 사용된 공간영역 셀의 크기 Δz 는 관심 주파수 대역의 최대 동작 주파수에서의 파장 λ_{\min} 에 대하여 $\lambda_{\min}/20$ 으로 선택하였고, 시간간격 Δt 는 FDTD의 안정화 조건으로부터 $0.8\Delta t_{\max}$ 로 계산하였다. 제안된 FDTD방법의 결과를 비교하기 위해 사용된 해석적인 방법의 전기적인 입력 임피던스는 1차원에서 Mason 모델에 의해 다음과 같이 구해진다 [10].

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C} \left(1 - \frac{K^2}{1 + K^2} \frac{\tan(\beta d/2)}{\beta d/2} \times \frac{(z_t - z_b) \cos^2(\beta d/2) + j \sin(\beta d)}{(z_t - z_b) \cos^2(\beta d) + j(1 - z_t z_b) \sin(\beta d)} \right) \quad (8)$$

여기서 z_t 와 z_b 는 각각 상부와 하부 전극쪽으로 바라본 압전물질의 특성 임피던스로 정규화된 입력 임피던스이다. β 는 음향 전파 상수(acoustic propagation constant)이며, $C = \epsilon A/d$ 로 압전물질이 전기적으로 가지고 있는 정전용량을 나타내고, $K^2 = e^2/c\epsilon$ 로 전기음향 결합 상수(electromechanical coupling constant)를 나타낸다. 표 2에는 전극의 두께를 고려한 경우에 대한 첫번째 공진모드의 직렬 공진 주파수와 병렬 공진 주파수를 나타냈으며, 표 3에는 구해진 공진 주파수로

t	해석적 방법		제안된 방법	
	f_s [GHz]	f_p [GHz]	f_s [GHz]	f_p [GHz]
0 μm	1.929	2.000	1.926	2.000
0.1274 μm	1.788	1.857	1.789	1.858
0.2229 μm	1.690	1.757	1.691	1.758
0.3185 μm	1.597	1.661	1.599	1.662

표 2. 전극이 고려된 경우의 공진 주파수

t	해석적 방법			제안된 방법		
	C_0 [pF]	C [pF]	L [nH]	C_0 [pF]	C [pF]	L [nH]
0 μm	5.1539	0.3864	17.6184	5.1379	0.4024	16.9698
0.1274 μm	5.1362	0.4041	19.6089	5.1364	0.4039	19.5973
0.2229 μm	5.1258	0.4145	21.3976	5.1260	0.4142	21.3842
0.3185 μm	5.1215	0.4187	23.7197	5.1282	0.4121	24.0428

표 3. BVD 등가모델 파라미터 추출

부터 BVD 등가회로의 소자 값들을 추출한 결과를 나타내었다. 사용된 FDTD 방법과 Mason 모델에서는 전기적·기계적 손실을 고려하지 않았기 때문에 손실을 나타내는 저항값은 0으로 생각할 수 있다.

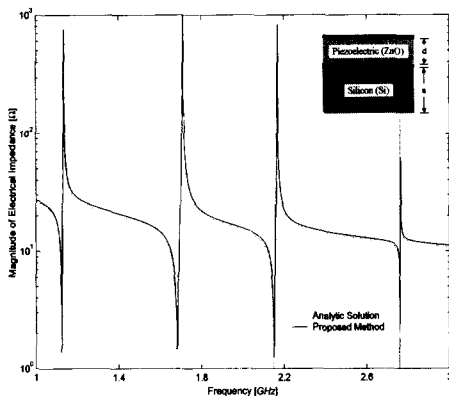


그림 5. Si 기판이 고려된 경우의 전기적 입력 임피던스

다음으로는 실리콘 (Si: silicon) 기판 위에 FBAR가 위치한 경우에 실리콘 기판이 FBAR의 공진 주파수에 미치는 영향을 알아보기 위해서 실리콘 기판을 앞에서 해석한 FBAR와 함께 모델링하였다. 그림 5는 실리콘 기판의 두께가 5.0316 μm 이고, 전극 알루미늄의 두께가 0.2229 μm 인 혼합구조에 대한 전기적인 입력 임피던스를 나타낸다. 실리콘 기판이 공진 주파수에 미치는 영향을 그림 4와 5의 결과를 비교함으로써 알 수 있으며, 제안된 FBAR 해석방법은 FDTD의 장점으로 인해 종축 방향의 변화를 포함하는 압전물질로 구성된 임의의 다양한 형태의 FBAR 구조에 대한 모델링이 가능함을 알 수 있다.

2. 유전자 알고리즘을 이용한 FBAR 물질 상수 추출 기법

2.1. FBAR의 임피던스 특성과 물질 상수

FBAR의 임피던스 특성은 압전물질이 유전율을

가지고 있으므로 생기는 정전용량 C_0 에 의한 임피던스 곡선과 전자파와 음향파의 커플링으로 인한 공진 특성이 나타난다. 공진 현상은 반 파장에서 나타나는 주 모드(main mode)와 기판의 영향으로 나타나는 오버모드(overmode)가 발생한다. 각 모드의 공진 주파수는 물질 상수에 따라 변하게 되는데, FBAR의 협대역 임피던스 특성에서 임피던스가 0으로 가는 최소점을 직렬(series) 공진 주파수(f_s)라고 하고, 임피던스가 무한대로 가는 최대점을 병렬(parallel) 공진 주파수(f_p)라고 한다. 그리고 직렬 공진 주파수와 병렬 공진 주파수의 차를 FBAR의 대역폭(bandwidth)이라고 정의한다 [12]. 식 (8)에서 보듯이 물질 상수 ϵ 은 C_0 를 변화시켜 전반적인 임피던스 곡선에 영향을 주고, 물질 상수 ρ , c , e 는 결합 상수 K^2 과 음향 전파상수 β 를 변화시켜 공진 현상에 영향을 준다 [9]. 밀도 ρ 가 증가함에 따라 공진 주파수가 감소하고, 반면에 탄성강도 상수 c 가 증가함에 따라 공진 주파수가 증가한다. 또한 압전스트레스 상수 e 가 증가함에 따라 공진 주파수가 증가하면서 FBAR 대역폭은 넓어지게 된다. 이러한 현상은 압전물질 내부에서의 위상속도(phase velocity)로 설명할 수 있다. 위상속도는 $v_p = \frac{\omega}{\beta} = \sqrt{\frac{c + e^2/\epsilon}{\rho}}$ 로 나타낼 수 있고, $v_p = f\lambda$ 에서 공진 주파수와 비례관계를 갖는다 [9]. 밀도와 위상속도는 반비례관계에 있으므로, ρ 가 증가하면 위상속도는 느려지고 공진 주파수는 감소하게 된다. 반대로 c 와 e 는 위상속도와 비례관계이므로 위상속도를 빠르게 하여 공진 주파수를 증가시킨다. 이와 같은 물질 상수와 임피던스의 공진 특성과의 관계는 유전자 알고리즘에서 적합도 함수를 구하는 중요한 정보가 된다.

2.2. 유전자 알고리즘을 이용한 물질 상수 추출 기법

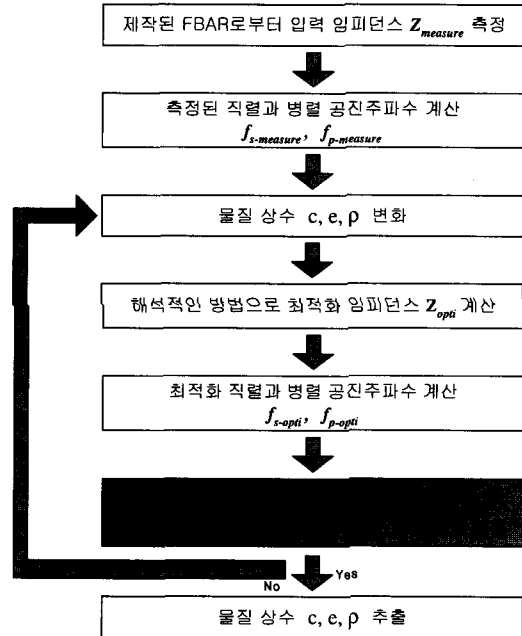


그림 6. 물질 상수 추출 과정

본 원고에서는 유전자 알고리즘을 이용하여 제작된 FBAR의 임피던스 특성을 최적화하여 물질 상수를 추출하는 기법을 제안하였다 [9]. 유전자 알고리즘을 이용한 물질 상수 추출 과정은 그림 6과 같다. 제작된 FBAR로부터 입력 임피던스 $Z_{measured}$ 를 측정 후, 측정된 직렬 공진 주파수($f_{s-measured}$)와 병렬 공진 주파수($f_{p-measured}$), 그리고 각 모드에서 직렬과 병렬 공진 주파수의 차인 측정된 FBAR 대역폭($bw_{measured}$)을 계산한다. 다음으로 물질 상수 탄성강도 상수 c , 밀도 ρ , 압전스트레스 상수 e 를 임의의 난수를 발생하여 유전자 알고리즘의 개체로 표현한다. 그리고 각 개체로부터 식 (8)로 나타낸 FBAR 해석적인 방법에 의해 최적화 임피던스 Z_{opti} 를 구한다. 이 임피던스로부터 공진 주파수의 정의에 따라 각 개체들의 최적화 직렬 공진 주파수(f_{s-opti})와 병렬 공진 주파수(f_{p-opti}), 그리고 최

적합도 함수를 물질 상수에 따른 FBAR의 공진 주파수와 대역폭의 변화를 고려하여 공진 주파수의 함수로 나타낼 수 있다. 이 적합도 함수는 각각의 개체를 독립적으로 특징지을 수 있으므로, 각 개체들의 우열을 판단하여 최적화된 값을 추출하는데 이용된다. 제작된 FBAR의 측정 입력 임피던스로부터 구한 측정된 직렬 공진 주파수($f_{s-measured}$)와 병렬 공진 주파수($f_{p-measured}$)가 적합도를 결정하는 기준으로 사용된다. 정확한 물질 상수를 추출하기 위해서 측정된 공진 주파수와 최적화 공진 주파수가 같아야 하지만, 유전자 알고리즘을 이용하여 이 오차를 최소화하여 최적화된 물질 상수를 추출할 수 있다.

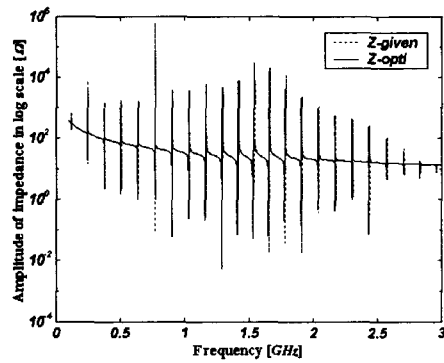
보았다. 일반적으로 전극은 상대적으로 두께가 얇기 때문에 그 영향을 무시하고, 그림 1(a)와 같은 공진기에서 압전물질의 c_p , ρ_p , e 와 기판의 c_s , ρ_s 를 추출하였다. 문헌에 제시된 물질 상수에 의한 주어진 임피던스 Z_{given} 으로부터 유전자 알고리즘을 이용해 최적화하여 물질 상수를 추출하였고, 그 오차를 계산하였다.

표 4는 정확한 물질 상수와 추출한 물질 상수, 그리고 상대 오차를 나타내었고, 모든 물질 상수에서 오차 범위 1% 이내의 거의 정확한 값을 추출할 수 있었다.

$$F = 1/\sqrt{|f_{s-measured} - f_{s-opti}|^2 + |f_{p-measured} - f_{p-opti}|^2 + |bw_{measured} - bw_{opti}|^2} \quad (9)$$

식 (9)는 물질 상수 추출에 사용된 유전자 알고리즘의 적합도 함수이다. 측정된 공진 주파수 $f_{s-measured}$, $f_{p-measured}$, $bw_{measured}$ 와 최적화 공진 주파수 f_{s-opti} , f_{p-opti} , bw_{opti} 의 오차가 최소가 될 때 적합도 함수 F 은 최대가 되고, 그때 대입된 물질 상수 값이 최적화된 물질 상수가 된다. 실제 수치해석에 적용하는 적합도 함수는 효과적인 최적화를 위해 각 경우에 맞게 스케일링(scaling)을 하였다.

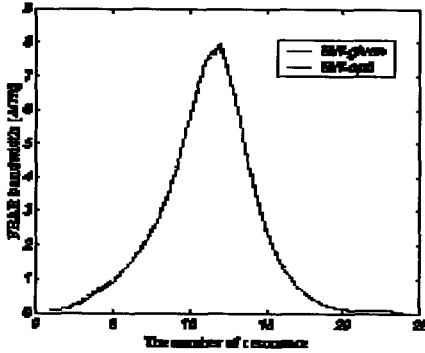
제시한 기법을 검증하기 위해 물질 상수를 추출해



(a)

	압전물질 (ZnO)			기판 (Si)	
	$c_p[N/m^2]$	$\rho_p[Kg/m^3]$	$e[C/m^2]$	$c_s[N/m^2]$	$\rho_s[Kg/m^3]$
정확한 물질 상수	2.11×10^{11}	5,680	1.32	1.66×10^{11}	2,332
추출한 물질 상수	2.12×10^{11}	5,727	1.32	1.64×10^{11}	2,326
상대오차 (%)	0.47	0.83	0	1.2	0.26

표 4. 물질 상수 추출 결과



(b)
 그림 7. (a) 주어진 임피던스와 최적화된 임피던스
 (b) 주어진 FBAR 대역폭과 최적화된 FBAR 대역폭

그 결과를 보면, 그림 7(a)는 정확한 물질 상수와 추출한 물질 상수로 구한 임피던스 특성을 나타내었다. 그리고 그림 7(b)는 각 경우의 대역폭을 나타낸 것으로 두 곡선이 거의 일치함을 확인 할 수 있다.

3. 유전자 알고리즘을 이용한 FBAR RF 대역통과여파기 설계기법

3.1. 기존의 FBAR 여파기 설계 기법

사다리형 FBAR 대역 통과 여파기는 그림 1(a)와 같은 형태의 단위 공진기를 직렬/병렬로 차례로 연결한 형태이다. 통과대역의 중심주파수 신호에 대해 직렬 공진기는 임피던스가 0이 되는 직렬 공진을, 병렬 공진기는 임피던스 무한대가 되는 병렬 공진을 일으킨다. 단위 공진기의 공진 특성은 식 (8)의 임피던스 방정식이나 등가모델로부터 알 수 있다. 전기적인 임피던스 방정식은 FBAR 공진기의 구성물질, 구조에 따른 공진 특성을 정확하게 포함하고 있지만, 여파기 설계에 직접 이용하기가 어려워서, 기존의 여파기 설계에는 주로 이 임피던스 식을 전기적인 용량성 리액턴스 성분 (C_0)과 기계적인 손실 (R_m), 유도성 (L_m), 용량성 리액턴스(C_m)로 등가화 한 BVD모델을 사용하였다 [10]. 이상적인 FBAR의

경우, BVD등가모델의 각 소자 값은 직렬 공진 주파수(f_s)와 병렬 공진 주파수(f_p), 전기 기계적 결합 계수(K^2)로부터 구할 수 있는데 [11], 이는 모두 압전 물질을 구성하는 물질 상수와, 공진기의 두께, 공진기의 면적으로부터 결정됨을 알 수 있다. 하지만 이 BVD 등가회로는 공진 모드 근처에서만 만족하는 근사식으로 [12], FBAR의 임피던스 특성에 대한 근사 오차를 포함한다. Agilent Technology사에서는 기존의 BVD모델을 보완하기 위해 전기적인 커패시터(C_0)에 직렬저항(R_s)을 추가한 수정된 BVD(modified BVD)모델을 제안하였다. 하지만 이 모델도 기존의 BVD모델을 기반으로 하고 있으며, 상용소프트웨어[18]에 내장된 최적화 알고리즘을 적용하여 FBAR의 임피던스 특성과 일치하는 BVD 소자 값을 추출하는 과정을 필요로 한다 [13].

3.2. 유전자 알고리즘을 이용한 FBAR 여파기 설계 기법

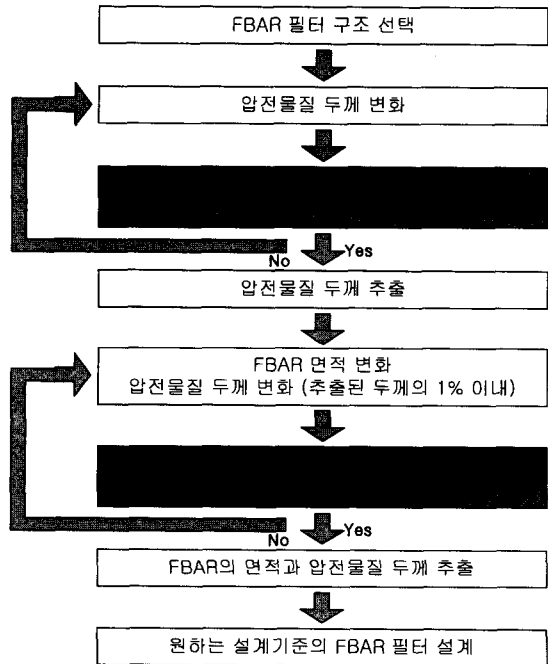


그림 8. 제안된 FBAR 대역통과 여파기 설계 절차

제안된 방법을 이용하여 US-PCS 수신 대역 여파기를 설계해 보았다. 여파기의 구조는 그림 1(a)와 같은 구조의 단위 공진기를 4개는 병렬, 3개는 직렬로 차례로 연결한 형태이다. 각 FBAR 공진기는 $0.8\mu\text{mSi}_3\text{N}_4$ 기판, $0.15\mu\text{mMo}$ 전극, AlN 압전 물질, $0.15\mu\text{mMo}$ 전극으로 이루어져있다. 압전 물질과 전극 기판의 물질 특성 상수는 표 1에 주어진 값을 사용하였고 [12,19], 공진기의 두께와 면적을 변수로 하여 최적의 여파기 응답을 나타내는 공진기의 구조를 구하였다. 기존의 삽입 손실 법을 이용한 LC 여파기 설계 시, 홀수단 여파기는 입력 측과 출력 측의 원형소자가 서로 대칭적인 값을 갖는다. 이와 마찬가지로, 3개의 직렬 공진기와 4개의 병렬 공진기가 π 형태로 결합된 US-PCS 대역통과여파기도 병렬 공진기 FBAR 1과 FBAR 7, FBAR 3과 FBAR 6, 직렬 공진기 FBAR 2, FBAR 6은 동일한 구조를 갖게 하였다. 따라서 유전자 알고리즘의 최적화 변수는 FBAR 1, FBAR 2, FBAR 3, FBAR 4의 두께와 면적이 된다. 정해진 두께와 면적에 대해 FBAR 공진기는 여러 개의 공진 모드를 나타내므로, 두께와 면적을 동시에 최적화 변수로 간주하고 유전자 알고리즘을 적용할 경우, 해의 수렴속도가 느려지게 된다. 따라서 그림 8과 같이, 우선 각 FBAR의 기본 공진 모드가 설계하고자 하는 대역통과 여파기의 중심주파수에 일치하도록 단위 FBAR의 두께를 최적화하고, 원하는 여파기 설계기준을 만족하도록 하는 FBAR의 면적을 구하였다.

3.2.1 기본 공진을 통과대역 중심주파수에 일치시키기 위한 공진기 두께 최적화

첫 번째 유전자 알고리즘은 사다리형 여파기를 구성하는 직렬/병렬 공진기가 통과대역의 중심주파수에서 기본 공진을 일으키도록 하는 두께를 구하였다. 각 공진기 두께의 초기 범위는 전체 공진기의 두께가 압전 물질의 반 파장 공진 두께에서 전극과 기판의 두께를 뺀 값의 0.5~1배 범위 내에서 생성되도록 하

였다. 식 (11)의 적합도 함수(F1)를 이용하여 FBAR 2, FBAR 4의 직렬공진 주파수($f_{s,GA}$)와 FBAR 1, FBAR 3의 병렬공진 주파수($f_{p,GA}$)를 US-PCS의 수신대역 중심주파수(f_0)인 1960MHz에 일치하도록 하였다. 최적화된 직렬/병렬 공진기의 압전층 두께는 각각 $1.2536\mu\text{m}$, $1.3126\mu\text{m}$ 로, 기본 직렬/병렬 공진 주파수가 1960MHz에 정확히 일치하였다.

$$F1 = 1/(1 + \sqrt{(f_0 - f_{s,GA})^2 + (f_0 - f_{p,GA})^2}) \quad (11)$$

3.2.2 최적의 여파기 특성을 만족시키기 위한 공진기 면적 최적화

두 번째 유전자 알고리즘에서는 첫 단계에서 구해진 두께를 바탕으로, 각 공진기의 면적을 최적화하였다. 이 때, 여파기 특성 조절을 위한 자유도를 늘려 최적화를 더욱 쉽게 하기 위해, 3.2.1에서 구해진 공진기의 두께를 $\pm 1\%$ 변화시켰다. 직렬/병렬 공진기의 초기 면적은 각각 $(50\mu\text{m})^2 \sim (300\mu\text{m})^2$, $(100\mu\text{m})^2 \sim (300\mu\text{m})^2$ 범위에서 임의로 생성하였다. 이렇게 임의로 생성된 초기 두께와 면적에 대해 각 공진기의 임피던스 특성을 구하였다. 사다리형 여파기는 이 임피던스 특징을 갖는 공진기의 직렬연결형태이므로, 각 공진기의 임피던스를 요소로 갖는 ABCD행렬을 구하고, 이들 ABCD행렬의 곱한 결과를 산란행렬로 변환함으로써 각 개체에 대한 여파기 특성을 구하였다. 여파기의 특성파라미터로는 3dB 주파수($f_{3dB,L}$, $f_{3dB,U}$), 통과대역내의 리플 크기(δ), 저지대역 1850MHz~1910MHz에서의 감쇠(L), 통과대역 1930MHz~1990MHz내의 최대 $|S_{11}|$ 을 이용하였다. 적합도 함수는 식 (12)와 같이 임의의 두께와 면적에 대한 여파기 특성 파라미터와 설계기준 파라미터의 오차가 작을수록 큰 값을

$$F2 = \frac{1}{1 + \sqrt{(f_{3dB,L}^{spec} - f_{3dB,L}^{GA})^2 + (f_{3dB,U}^{spec} - f_{3dB,U}^{GA})^2 + P_1^2 + P_2^2 + P_3^2}} \quad (12)$$

갖는 함수를 사용하였다. 여기서

$$P_1 = \delta_{spec} - \delta_{GA} \quad P_2 = L_{spec} - L_{GA}$$

$P_3 = |S_{11}|_{spec} - |S_{11}|_{GA}$ 로, 각각 설계기준과 임의의 두께와 면적에 여파기 특성 파라미터 사이의 오차를 나타낸다. 알고리즘이 반복될수록 적합도가 큰 개체, 즉, 작은 오차를 나타내는 개체가 선택되므로 결국 최적의 여파기 특성을 나타내는 각 단일 FBAR의 면적과 두께를 구할 수 있다. US-PCS 수신 대역통과 여파기의 설계기준으로는 대역폭 3%, 통과대역내의 리플크기 0.4dB, 저지대역 감쇠 50dB, 통과대역내의 $|S_{11}|$ 은 -10dB이하가 되도록 하였다.

표 5는 유전자 알고리즘을 통해 최적화 된 각 공진기의 압전 물질 두께와 공진기 면적을 나타낸다. 기존의 여파기 설계기법과 비교하기 위해, 표 5의 두께와 면적을 갖는 공진기에 대해 BVD등가모델을 구하였다.

표 5. 최적화된 압전물질 두께 및 공진기 면적

	FBAR 1	FBAR 2	FBAR 3	FBAR 4
AlN두께 (μm)	1.315	1.250	1.312	1.250
면적 ($\mu m \times \mu m$)	118.7×18.7	124.2×24.2	216.4×16.4	98.6×98.6

그림 9(a)와 (b)는 유전자알고리즘을 이용하여 최적화된 여파기와 BVD등가모델을 이용하여 구한 여파기의 S_{21} , S_{11} 특성을 비교한 것이다. 최적화된 대역통과 여파기는 1960MHz중심주파수에 대해 56.8MHz의 대역폭을 갖으며, 통과대역내의 리플크기는 최대 0.42dB로 평탄한 응답특성을 갖고, 저지대역에서의 감쇠는 38.8dB, 통과대역내의 S_{11} 크기는 -10.35dB로 US-PCS 수신 대역통과 여파기 특성을 만족시켰다. BVD 등가 모델로부터 구한 여파

기 특성은 55.4MHz의 대역폭을 갖으며, 통과대역내에 최대 2.39dB의 심한 리플이 나타났고, 저지대역에서의 감쇠도 37.8dB 로 최적화 방법을 이용한 결과 38.8dB보다 열등하게 나타났다. 이러한 오차들은 전극과 기판의 영향을 고려하지 않고, 공진기의 임피던스 특성을 3개의 집중소자를 갖는 BVD등가 모델로 근사하면서 생기는 오차로 추정된다.

따라서 본 원고에서 제안된 방법을 사용함으로써 공진기 특성을 근사하여 생기는 모델링 오차의 영향을 받지 않고, 원하는 여파기 응답을 갖도록 사다리형 여파기의 각 FBAR 구조를 최적화 할 수 있음을 알 수 있다.

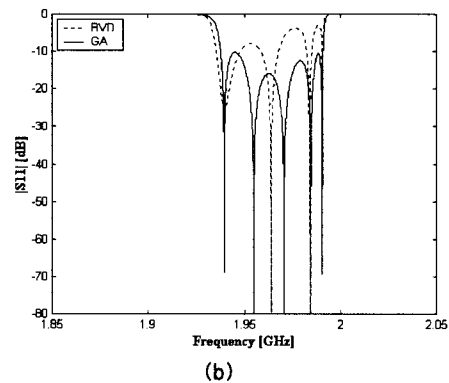
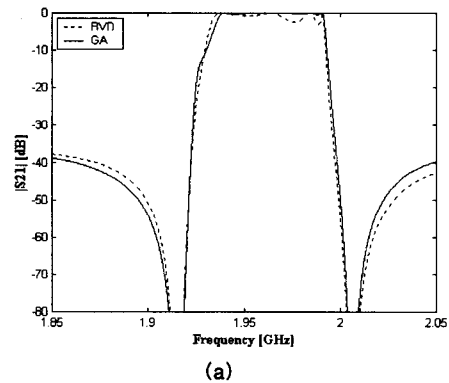


그림 9. (a) BVD모델과 GA 방법을 이용한 US-PCS 수신대역 통과여파기의 S_{21} 특성 (b) BVD모델과 GA 방법을 이용한 US-PCS 수신대역통과여파기의 S_{11} 특성

Ⅲ. 결 론

본 원고에서는 소형경량의 단일 집적화 된 RF송수신기 설계에 이용될 수 있는 FBAR의 특성해석법과 물질 상수 추출 기법 그리고 이를 바탕으로 한 FBAR 대역 통과 여파기 설계기법을 제시하였다. FBAR를 해석하기 위해 FDTD 방법을 이용하였으며, FBAR의 전기적 입력 임피던스의 주파수 해상도를 높이기 위해 소모되는 계산 시간과 컴퓨터 메모리 용량을 줄이기 위해서 Prony 방법도 함께 사용하였다. 제안된 FDTD 방법으로 해석된 FBAR의 전기적 입력 임피던스 결과는 1차원적인 Mason 모델에 의해 분석된 해석적인 방법의 결과와 거의 일치함을 확인하였다. 이러한 결과는 제안된 FDTD 방법으로 다양한 형태의 FBAR 구조를 효과적으로 모델링 할 수 있음을 잘 보여준다. 또한 유전자 알고리즘을 이용한 FBAR의 물질 상수 추출 기법은 제안하였는데, 이 방법은 물질 상수 추출에 있어 매우 정확한 결과를 나타냈으며, 기존의 추출 기법보다 더 많은 물질 상수를 한번에 추출할 수 있었다. 마지막으로 FBAR RF 대역통과기 여파기 설계를 위해 유전자 알고리즘을 이용하는 기법을 제안하였다. 사다리형 여파기의 단위 FBAR에 대한 BVD등가모델을 이용하는 대신, 해석적으로 구해진 임피던스 방정식을 이용하여 FBAR의 공진 특성을 고려하고, 유전자 알고리즘을 이용하여 단위 FBAR의 두께와 면적을 최적화함으로써 기존의 방법에 비해 더 최적화 된 대역통과 여파기 응답특성을 얻을 수 있었다. 본 원고에서 제안된 방법은, 시행착오를 통한 기존의 설계방법에 비해 경제적, 시간적인 손실을 줄일 수 있어서 FBAR 대역통과 여파기 설계에 매우 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] Jaroslaw Uher and Wolfgang J. R. Hoefler, "Tunable Microwave and Millimeter-Wave Band-Pass Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 4, pp. 643-653, Apr. 1993.
- [2] K. M. Lakin, G. R. Kline and K. T. McCarron, "Development of Miniature Filters for Wireless Applications," *IEEE Trans. on MTT*, vol. 43, no. 12, pp. 2933-2939, Dec. 1995.
- [3] R. Lerch, "Simulation of piezoelectric devices by two- and three-dimensional finite elements," *IEEE Trans. Ultrason., Ferro., and Freq. Cont.*, vol. 37, no. 2., pp. 233-247, May 1990.
- [4] K. M. Lakin, "Numerical analysis of two dimensional thin film resonators," in *Proc. IEEE Int. Freq. Cont. Symp.*, 1993, pp. 502-508.
- [5] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 14, pp. 302-307, May 1966.
- [6] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, 2nd Ed., Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [7] G. Seo, S. Ju, and H. Kim, "The mod thin-film bulk acoustic wave resonator the finite-difference time-domain method," *IEEE Electron device letters*, vol. 23, no. 3, pp. 327-329, June 2002.
- [8] Y. Rahmat-Samii, and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization By*

[1] Jaroslaw Uher and Wolfgang J. R.

- Genetic Algorithms, John Wiley & Sons, 1999.
- [9] 정재용, 이정흠, 이상근, 김형동, 박재영, “유전자 알고리즘을 이용한 압전 박막 음향 공진기에서의 물질 상수 추출,” 2002년도 춘계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, 성균관대학교, pp.403-406, 5월 25일, 2002년.
- [10] K. M. Lakin, “Modeling of Thin Film Resonators and Filters,” MTT-S Digest, pp. 149-152, 1992
- [11] K. M. Lakin, G. R. Kline and K. T. McCarron, “Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters for GPS,” IEEE Ultrasonics symposium, pp 471-476, 1992
- [12] J. J. Lutsky, “A sealed cavity thin-film acoustic resonator process for RF bandpass filters,” Ph. D Thesis, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge MA, 1997.
- [13] J. Larson III, P. Bradley, S. Wartenberg, and R. Ruby, “Modified Butterworth-Van Dyke Circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System,” IEEE International Ultrasonics Symposium, pp. 863-868, Oct. 2000
- [14] R. Ruby, P. Bradley, J. D. Larson III and Y. Oshmyansky, “PCS 1900MHz duplexer using thin film bulk acoustic resonators(FBARs),” Electronics Letters, pp. 794-795, 1998.
- [15] 이정흠, 정재용, 김문호, 김형동, 박재영, “유전자 알고리즘을 이용한 FBAR RF 대역통과 여파기 설계기법,” 2002년도 춘계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, 성균관대학교, pp.79-82, 5월 25일, 2002년.
- [16] J. A. Pereda, L. A. Vielva, A. Vegas, and A. Prieto, “Computation of resonant frequencies and quality factors of open dielectric resonators by a combination of the finite-difference time-domain (FDTD) and Prony’s methods,” IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol. 2, pp. 431-433, Nov. 1992.
- [17] R. S. Naik, “Bragg reflector thin-film resonators for miniature PCS bandpass filters”, Ph. D. Thesis, Dept. of Material Science and Engineering, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge MA, 1998.
- [18] Microwave Design System(MDS), release 7.0, 1996, HP EEsof Corp., Westlake Village, CA. W. P. Mason
- [19] V. M. Ristic, Principles of Acoustic Devices, John Wiley & Sons, Inc., 1983.



이 정 흠

1997년 2월 : 한양대학교 전파
공학과 (공학사) 1999년 2월 :
한양대학교 전자통신전파공학
과 (공학석사) 1999년 3월~
현재 : 한양대학교 전자통신전
파공학과 박사과정 주관심분야
: RF 소자 및 안테나 설계, 전

자파 수치해석



김 형 동

1984년 2월 : 서울대학교 전
자공학과 (공학사) 1986년 2
월 : 서울대학교 전자공학과
(공학석사) 1992년 5월 :
The University of Texas at
Austin (Ph. D.), 안테나 및
마이크로파 공학 전공

1989년 5월~1992년 5월 : Microwave Research
Lab., Dept. of Electrical and Computer Eng.,
The University of Texas at Austin: Research
assistant 1992년 6월~1993년 1월 : Microwave
Research Lab., Dept. of Electrical and
Computer Eng., The University of Texas at
Austin: Postdoctoral fellow 1993년 3월~1996년
2월 : 한양대학교 전파공학과 전임강사 1996년 3
월~2001년 2월 : 한양대학교 전파공학과 조교수
2001년 3월~현재 : 한양대학교 전자전기컴퓨터공학
부 부교수 주관심분야 : 마이크로파 회로, 이동통신용
안테나, 초음파 공학, 전자파 수치해석, 웨이블릿 변환
의 수치해석 응용, EMI/EMC 해석