

主題

RF 가변 대역 통과 여파기 설계

(주)아모텍 연구소 황 희 용, 서강대학교 전자공학과 김 병 옥, 윤 상 원

차 례

- I. 서론
- II. 본론
- III. 결론

요약

최근 Software Defined Radio(혹은 Software Radio) 관련 연구가 국내외에서 활발해지면서 RF 부품 및 시스템에 적용하기 위한 연구가 새로운 주제로 부각되고 있다. 본 고에서는 이러한 추세에 맞추어 RF 대역에서 부품 및 시스템의 연구 내용을 검토하며, 가장 문제가 된다고 판단되는 대역통과 여파기의 설계를 중심으로 논의하고자 한다.

I. 서론

통신 시스템에서 Analog 기능을 가장 많이 유지하고 있는 부분이 RF부라고 모두 생각하고 있다. 그러나, 디지털 방식이 편리하기 때문에 실제로는 RF부에도 적지 않게 디지털 제어 기술이 적용되고 있다. 예를 들어, 주파수 합성회로는 채널을 선택하기 위한 국부발진회로로 사용되는데 대개 PLL(Phase Locked Loop)을 사용하는 간접방식을 쓰고 있으며, 이는 디지털 방식으로 제어되고 있다. 선

형 전력증폭기에 사용되는 선형화회로에도 IMD(Intermodulation Distortion)를 최소화하기 위하여 디지털 방식으로 제어하고 있으며, AGC(Auto Gain Control) 증폭기 등에도 디지털 제어 기술이 사용되고 있다. 한편, 증폭회로나 상향 및 하향변환회로는 광대역 설계가 가능해져 넓은 주파수 대역의 RF부에 공통으로 사용되고 있는 추세이다. 그러나, RF 여파기들의 설계는 아직까지는 고정된 중심 주파수와 대역폭을 가진 설계방식이 주류를 이루고 있다. 즉, 각 통신 시스템마다 RF부에서 규격에 맞도록 설정된 특성에 맞추어 설계된 고정 중심 주파수와 고정된 대역폭을 갖는 대역통과 여파기가 독립적으로 사용되는 구조를 갖고 있다. 그러므로, RF부에서 모든 여파기들의 중심주파수 및 대역폭을 제어할 수 있다면, 하나의 단말기로 여러 방식의 시스템에 접속이 가능한 RF부가 설계될 수 있다.

본 고에서는 현재까지 연구 개발된 가변 대역통과 여파기의 설계 방식에 대해 검토해 보고 앞으로의 연구방향을 짚어 보고자 한다.

II. 본론

먼저 가변 대역통과 여파기의 일반 설계 이론에 대하여 간략하게 살펴보고자 한다[1][2]. RF 대역통과 여파기는 여러 설계 방법이 있으나, 본 고에서는 통과대역과 저지대역의 특성을 비교적 정확하게 예측할 수 있는 등 많은 장점이 있는 것으로 알려진 삽입 손실법에 대하여 논의하고자 한다. 일반적으로 사용되는 RF 여파기 설계는 먼저 저역통과 원형 여파기(Prototype)라는 정규화된 낮은 주파수에서 특성이 잘 알려진 회로를 정해놓고, 이로부터 원하는 특성을 가지도록 회로를 변형하는 방식이 사용된다. 이는 RF 여파기의 요구사항이 사용되는 주파수 대역마다 다르고, 통신 시스템에 따라 대역폭이 다르며, 저역통과, 대역통과, 고역통과, 그리고 대역저지 등 요구되는 주파수 특성이 경우에 따라 달라지므로, 각각의 경우마다 직접 원하는 특성을 가지도록 바로 RF 대역통과 여파기를 설계하는 것이 어렵기 때문이다.

가. 저역통과 원형 여파기(Lowpass prototype)[1]

그림 1은 Chebyshev 및 Maximally flat 형 저역통과 원형 여파기의 단수의 변화, Chebyshev 형의 경우 통과대역의 ripple 등에 따른 특성 변화와 저역통과 원형 여파기의 회로를 보인 것이다. 그림 1에서 n 은 회로를 이루는 소자의 개수, 즉 단수를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 회로의 단수가 증가할수록 저지대역에서의 감쇠특성이 우수해서 채널간 선택도가 증가한다. 그러나 단수가 증가하면 소자 수가 많아져서 크기가 커지며, 손실 또한 증가한다. Chebyshev형의 저역통과 원형 여파기가 Maximally flat의 저역통과 원형 여파기에 비하여 저지대역에서 감쇠특성이 우수하므로 일반적으로 Chebyshev 형태의 저역통과 원형 여파기가 선호된다. Chebyshev 형태의 저역통과 원형 여파기를 사용할 경우 통과 대역에서의 ripple 특성을 임의로 정

할 수 있다. 이와 같이 원형 여파기의 형태를 결정하면 그림 1과 같은 방법으로 저지대역에서의 감쇠 특성을 예측할 수 있으므로 설계하고자 하는 여파기의 저지대역 특성이 결정되면 여파기의 단수를 결정할 수 있다. 여파기의 단수와 사용하는 원형 여파기의 형태가 결정되면 그림 1의 회로의 각각의 소자 값을 결정할 수 있다[1].

나. 대역통과 여파기[1]

그림 2는 그림 1의 회로에 대하여 주파수 Mapping[1] 방법을 이용하여 대역통과 여파기를 구현한 예이다. 그림 2의 결과는 중심주파수가 1 GHz 이고, 대역폭이 10 MHz인 경우이다. 그림 2와 같이 그림 1의 각각의 소자를 series branch의 소자는 직렬공진회로로 그리고 shunt branch의 소자는 병렬 공진회로로 바꾸어줌으로써 대역통과 여파기의 변환이 가능하다.

실제로 RF 대역에서의 여파기에 사용되는 공진부는 같은 종류의 공진기를 사용하는 것이 제작면에서 편리하므로, 직렬공진회로 또는 병렬공진회로의 한 종류로만 사용하는 경우가 대부분이다. 이러한 설계는 J-inverter(병렬공진회로와 사용), K-inverter(직렬공진회로와 사용)를 사용함으로써 가능하다. 그림 3은 그림 2의 구조를 J-inverter를 이용 구현한 등가구조이다.

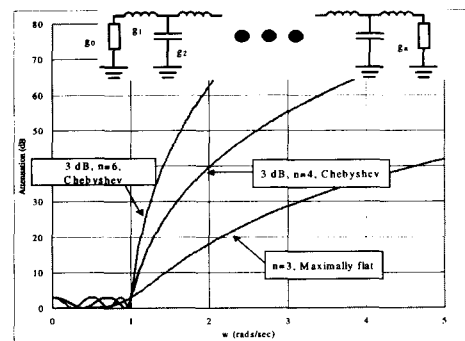


그림 1. 저역통과 원형 여파기

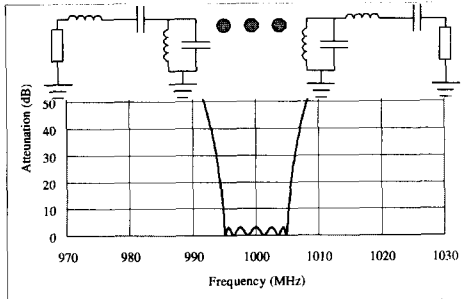


그림 2. 대역통과 여파기

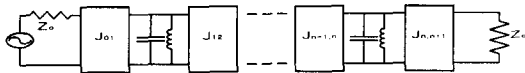


그림 3. J-inverter를 이용하여 구현한 그림 2의 등가회로

다. 가변 대역통과 여파기[1]

가변 대역통과 여파기는 중심 주파수를 변화시키면서 원하는 채널을 선택할 수 있도록 하는 소자로 이용되며, 가변 대역통과 여파기의 중심주파수를 외부에서 제어함으로써 이러한 특성의 구현이 가능하다. 일반적인 여파기의 설계와 비교하여 가변 대역통과 여파기의 설계에 있어서 중요한 점은 가변 대역통과 여파기의 중심주파수를 변화시켜도 같은 선택도를 유지하여야 하는 것이다. 같은 선택도를 유지하도록 하기 위해서는 여파기의 주파수 특성이 가변되는 주파수에 상관없이 같은 형상을 유지하도록 하여야 한다.

본 절에서는 가변 대역통과 여파기가 가변되면서 같은 형상을 유지하도록 하는 일반조건에 대하여 살펴보고자 한다. 본 절에서 결론적으로 완벽하게 일정한 형상을 유지하는(통과 대역과 저지 대역의 특성이 일정한) 가변 대역통과 여파기의 설계는 불가능함을 증명하고, 이 때 실제적인 가변 대역통과 여파기의 설계에 있어 이상적인 특성에 가장 근접하도록 설계하는 방법을 설명한다[1][4][8)-(11)[16][18].

J-inverter를 이용한 구조인 그림 3의 구조를 기준으로 이상적인 가변 대역통과 여파기의 특성에 대하여 고찰한 뒤, 실제적으로 부딪히는 문제점과 해결방안에 대해 언급하고자 한다.

일반적으로 가변 대역통과 여파기는 통과대역이 사용되는 주파수에 비하여 매우 좁은 협대역의 특성을 가진다. 여러 개의 채널로 이루어진 시스템에서 특정 사용 채널만을 선택하는 목적으로 사용되기 때문이다. 그러므로 가변 대역통과 여파기의 설계 변수로 입·출력단의 경우 External Q, Q_e , 중간단 사이의 설계 변수로 결합계수, k ,를 사용하는 것이 편리하며, 입력단의 Q_e 와 j 번째 공진기와 $j+1$ 번째 공진기 사이의 결합계수 $k_{j,j+1}$ 은 각각 식 (1), 식 (2)와 같이 표현될 수 있다[1]. 출력단의 Q_e 는 입력단 값과 비슷하게 표현되므로 생략하였다.

$$Q_e = \frac{b_1}{(J_{01}^2/G_A)} = \frac{g_0 g_1 w_1}{w} \quad (1)$$

$$k_{j,j+1} = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} = \frac{w}{w_1 \sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (2)$$

여기서, b_j 는 공진기의 Slope parameter, w 는 대역폭 비(Fractional bandwidth, 통과대역폭을 중심주파수로 나눈 값), $J_{j,j+1}$ 은 j 번째 공진기와 $j+1$ 공진기 사이의 J-inverter 값, g_j 는 저역통과 원형 여파기의 소자 값이다.

식 (1)에서 External Q는 첫 번째 공진기의 Slope parameter와 입력단의 결합 정도를 나타내는 J_{01} 그리고 입력단에 연결된 부하값 G_A 에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 그러므로 External Q 값은 입·출력단의 결합 특성, 입·출력단에 연결된 부하의 특성, 입·출력단에 연결된 공진기의 주파수 축에 따른 특성에 의하여 결정됨을 알 수 있다. 그러므로 본 값은 협대역통과 여파기의 주파수 축에 따른 변화를 편리하게 나타내는 값으로 가변 대역통과 여파기의 설계변수로 사용할 경우 편리하다. 또한 External Q는 저역통과 원형 여파기 값과 대역폭

비로 그 값이 정해진다. 즉, 여파기의 설계 사양과 사용하는 저역통과 원형 여파기의 특성이 정해지면 External Q 값이 결정됨을 알 수 있다. 식 (2)에서 결합계수 k_j 또한 Q_e 와 비슷한 특성을 가짐을 알 수 있다.

본 절에서는 가변 대역통과 여파기가 가변하면서 일정한 대역폭을 유지하도록 하는 일반적인 조건을 구하는 것이 목적이므로 일정한 대역폭 값을 Δf 로 표현하자. 또한 가변 대역통과 여파기가 가변 대역의 임의의 통과대역에 있을 때, 그 중심주파수를 f_0 , 전체 가변 대역의 중심주파수를 $(f_0)_m$ 으로 표현하자. 이와 같이 표현하면 본 절에서 설계하고자하는 가변 대역여파기의 대역폭 비는 다음과 같이 표현할 수 있다[1].

$$w = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{w_m(f_0)_m}{f_0} \quad (3)$$

여기서, $w_m = \frac{\Delta f}{(f_0)_m}$ 이다.

식 (3)의 우변의 분자는 상수이므로 대역폭 비율, w ,는 가변 대역의 중심주파수에 대하여 반비례함을 있다. 즉 통과 대역폭을 일정하게 하고 동작주파수를 증가시키는 것은 통과 대역폭과 동작주파수의 비, w ,를 감소시키는 것과 마찬가지이다. 식 (3)을 식 (1), 식 (2)에 대입하면 식 (4), 식 (5)의 표현식을 얻을 수 있다.

$$Q_e = \frac{g_0 g_1 w' f_0}{w_m (f_0)_m} \quad (4)$$

$$k_{j,j+1} = \frac{w_m (f_0)_m}{w' f_0 \sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (5)$$

식 (4)와 식(5)의 우변은 f_0 를 제외하고 모두 상수이다. 그러므로, 일정한 대역폭을 가지기 위한 일 반조건으로 External Q, Q_e ,는 주파수에 비례하고, 결합계수, k ,는 주파수에 대하여 반비례하여야 함을 알 수 있다.

실제 여파기의 구조와 연관지어 식 (4), 식 (5)의

조건을 살펴보기 위해, 그림 3과 같이 J-inverter를 사용한 등가회로로 표현될 수 있는 가변 대역통과 여 파기가 가변 대역에서 일정한 대역폭을 가지기 위한 조건을 살펴보자. 그림 4는 그림 3의 J-inverter 의 예로 인덕터로 공진기 간의 결합을 구현한 경우이다. 그림 4에서 $-B$ 는 그림 3의 L, C로 표현된 공진 부에 포함시켜 표현할 수 있으며, 일반적인 가변 대역통과 여파기의 경우와 같이 대역폭 비율이 매우 작 은 경우 이 값은 매우 작다. 이와 같은 경우 이 값은 공진부의 공진주파수를 약간 이동시킬 뿐, 공진부의 주파수 축에 따른 특성을 나타내는 값인 Slope parameter, b ,에는 무시할 정도의 영향을 미친다 [1][2].

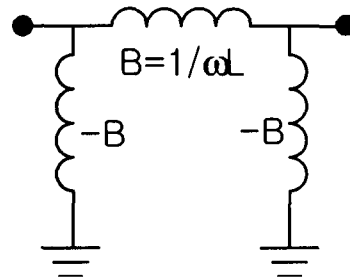


그림 4. J-inverter의 예

그림 4와 같이 J-inverter를 표현할 경우 J-inverter 값은 식 (6)과 같다.

$$J_{j,j+1} = B_{j,j+1} = (B_{j,j+1})_m \frac{(f_0)_m}{f_0} \quad (6)$$

여기서, $(B_{j,j+1})_m$ 은 가변 대역의 중심주파수 $(f_0)_m$ 에서의 Susceptance이다. 식 (6)을 식 (1), 식(2)에 대입하면 식 (7), 식 (8)의 표현식을 얻을 수 있다.

$$Q_e = \frac{b_1 G A f_0^2}{(B_{01})_m^2 (f_0)_m^2} \quad (7)$$

$$k_{j,j+1} = \frac{(B_{j,j+1})_m (f_0)_m}{\sqrt{b_j b_{j+1} f_0}} \quad (8)$$

식 (7)과 식 (4)를 비교해보면 가변 대역통과 여파기가 가변 대역에서 일정한 대역폭을 가지기 위해 입·출력단에 인접한 공진기의 Slope parameter는 식 (9)의 관계를 만족하여야 함을 알 수 있고, 식 (8)과 식 (5)를 비교해보면 공진기를 이루는 임의의 공진부의 Slope parameter는 식 (10)의 조건을 만족하여야 함을 알 수 있다.

$$b_1 = (b_1)_m \left[\frac{(f_0)_m}{f_0} \right] \quad (9)$$

$$b_j = (b_j)_m \quad j=1, 2, \dots, n \quad (10)$$

여파기의 중간에 존재하는 공진부는 식 (10)의 조건을 만족하면 되고, 입·출력단에 인접한 공진부는 식 (9), 식 (10)의 조건을 동시에 만족하면 가변 대역에서 일정한 대역폭을 유지할 것이다. 하지만 식 (9), 식 (10)은 서로 상반되는 조건이다. 즉, 식 (9)는 주파수에 반비례하는 특성을 보여야 함을 알 수 있고, 식 (10)은 주파수의 변화에 무관한 일정한 값을 가져야한다. 그러므로 입·출력단에 인접한 공진부는 두 개의 조건을 완벽하게 만족시킬 수 없다. 그러므로, 완벽하게 가변 대역에서 일정한 대역폭을 가지는 여파기는 설계할 수 없으며, 식 (9)와 식 (10)의 조건에 가장 근접하는 조건을 얻는 방법으로 가변 대역 여파기를 설계하여야 함을 알 수 있다.

식 (1), 식 (2)에서의 표현식과 같이 여파기 설계 사양과 선택한 저역 통과 원형 여파기에 의하여 결정되는 External Q의 조건과 결합계수의 조건을 결정하고, 이 조건에 가장 근접하도록 하는 설계 값을 선택함으로써 거의 일정한 대역폭을 가지는 가변 대역통과 여파기를 설계할 수 있다[1][16][18]

라. 실제적인 가변 대역통과 여파기의 구조 [5][6][7][13]-(19)

본 절에서는 가변 대역통과 여파기의 예로 그림 5와 같이 구성된 12 개의 공진기로 구성된 가변대역통

과 여파기를 살펴보고자 한다. 그림 5는 가변 대역통과 여파기는 2개의 5단 여파기와 2단의 여파특성을 갖는 RF Equalizer로 구성되어 전체특성은 12단 여파기의 감쇠특성을 보인다. 그림 6은 그림 5의 5단 가변 대역통과 여파기의 구조로 소형이며, 비교적 손실이 적은 동축 세라믹 유전체 공진기와 용량을 외부에서 인가하는 전기신호로 제어할 수 있는 Varactor Diode로 구성되어 있다. 중간단사이의 결합은 유전체 공진기 사이에 제작된 결합창으로 구현되었으며, 입·출력단의 결합은 집중소자 L, C를 직렬로 연결하여 구현되었다. 그림 7은 그림 5의 RF Equalizer 부분의 구조이다. RF Equalizer는 통과대역에서 여파기의 특성이 평평한 특성을 가지 않고 통과대역의 특성이 왜곡되는 현상(등그스런 모습을 보임)을 보상하기 위해 사용된 회로이다 [13][14]. RF Equalizer를 사용하는 이유와 효과에 대해서는 뒤에서 자세히 다루며, 그림 7에서와 같이 RF Equalizer는 2단 대역통과 여파기와 2개의 저잡음 증폭기로 구성되었다. 그림 6과 그림 7의 구조는 그림 3과 같이 J 인버터와 병렬 공진부로 구성된 회로망으로 등가적으로 나타낼 수 있다 [1][2][15]-(19). 그림 6의 회로와 그림 3의 회로를 비교하면, 그림 6의 입·출력단의 직렬 L, C를 그림 3에서 J_{01} 와 $J_{n, n+1}$ 로 나타내었으며 그림 6의 결합창을 그림 3에서 $J_{12} \sim J_{n-1, n}$ 으로 나타내었다. 또한 그림 6의 유전체 공진기와 Varactor diode로 구현된 공진부는 그림 3에서와 같이 병렬 L, C로 구성된 병렬 공진부로 나타낼 수 있다.

그림 5, 그림 6 그리고 그림 7과 같은 구조를 설계하는 방법에 대하여 간략하게 언급하고자 한다. 먼저 공진부가 가장 작은 손실을 보이도록 공진부를 선택하여야 한다. 본 절에서 다루는 예제의 경우 유전체 공진기의 크기를 크게 할수록 여파기의 손실이 감소하였다[1][2][3][5][16]. 다음으로 다절에서 다룬 것과 같이 일정한 대역폭을 유지하는 조건에 가장 근

접하도록 결합부의 특성을 정해주어야 한다. 저자는 그림 6, 그림 7의 구조의 결합부(결합창과 입출력단의 집중소자)의 특성에 대하여 단현 형태의 표현식을 구하여 일정한 여파기의 특성을 중심주파수가 바뀌면서 유지할 수 있도록 결합부를 설계하였으며, 본 고의 결과에 나타난 것처럼 이와 같은 설계방법으로 거의 일정한 특성을 가변대역에서 유지하는 여파기를 설계, 제작할 수 있다[6][15]-[19].



그림 5. 12단 가변대역통과 여파기의 구조도

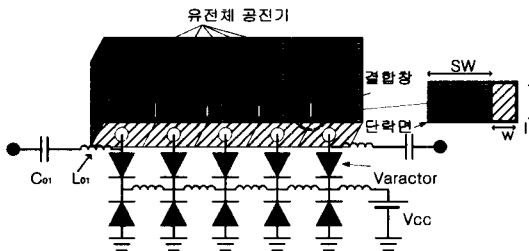


그림 6. 그림 5의 5단 대역통과 여파기의 구조

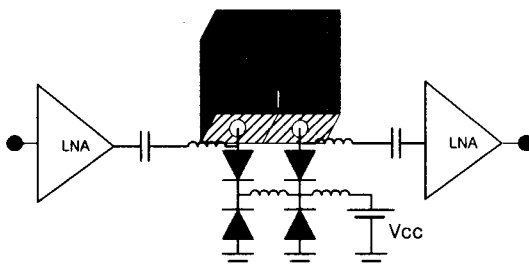


그림 7. 그림 5의 RF Equalizer의 구조

마. 가변 대역 여파기의 설계 · 제작의 예(16)

본 절에서는 앞에서 제안된 설계이론에 따라 가변 대역으로 800 MHz ~ 900 MHz, 여파기는 5단이며, 0.01 dB 리플을 갖는 Chebyshev형으로 통과 대역폭이 10 MHz($w=1.18\%$)인 가변대역통과 여파기의 설계 · 제작 과정을 살펴본다.

사용된 Varactor diode는 Simens사 제품으로 그림 6에서와 같이 역바이어스되도록 2개를 직렬로 연결하여 사용하였다. 사용한 Varactor diode의 특성은 제조회사에서 제시한 값을 사용하였다[12].

앞에서 언급한 바와 같이 동조대역에서 일정한 대역폭을 가지기 위해서 요구되는 결합계수의 주파수 축에 따른 변화를 여파기 설계이론으로부터 계산할 수 있는데(1), 이는 주파수에 반비례한다. 그림 9는 첫 번째 공진기와 두 번째 공진기 사이에서 요구되는 결합계수의 주파수 축에 따른 변화와 결합창의 위치와 크기에 따른 결합계수의 주파수축에 따른 변화를 본 고에서 언급한 방법[15]-[19]으로 계산한 결과를 비교한 것이다. 일정한 대역폭을 얻기 위한 최적의 결합창의 크기와 위치를 그림 9의 Case 2에 해당하는 값으로 선택하였다. 같은 방법으로 두 번째 단과 세 번째 단 사이의 결합창의 최적화된 결합창의 크기와 위치를 정할 수 있으며 다음과 같다.

$$SW=7.8 \text{ mm}, w=2.3 \text{ mm}, l=6.15 \text{ mm}$$

결합창의 크기와 위치는 세 번째 공진기를 중심으로 대칭이다. 각 공진단의 유전체 공진기의 크기는 약 12.5 mm이고 결합부에 의한 주파수 이동을 보상하였다. 계산 결과로부터 최적화된 결합창의 위치와 크기를 결정할 수 있었고, 동조대역에서 통과대역폭이 평균대역폭에 비하여 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대역에서는 약간 작고 중간 주파수 대역에서는 약간 클 것으로 예측되었다. 또한 그림 9에서 알 수 있듯이 첫 번째 공진부와 두 번째 공진부 사이의 결합계수의 요구 값과 계산 값의 차이를 통과대역폭의 변화로 나타내면 $\pm 0.15 \text{ MHz}$ 이내이고, 같은

방법으로 두 번째 공진부와 세 번째 공진부 사이는 ± 0.1 MHz 이내로 예측되었다.

External Q의 요구 값을 필터 설계 기본이론으로부터 계산할 수 있는데[1], 이는 주파수에 비례한다. 그림 10은 L_{01} , C_{01} 을 변화시키면서 External Q의 요구 값과 계산 값을 비교한 것으로, 최적 설계 값으로 850 MHz에서 1.1 pF를 가지는 C_{01} 과 L_{01} 를 직렬로 연결 구성하여 입·출력단의 값으로 사용하였다. C_{01} 를 사용함으로써 최적화된 결합창의 제작이 가능해지고, 유전체 공진기의 길이를 중간 공진부와 비슷한 길이로 사용할 수 있으며, 유전체 공진기의 길이를 길게 할 수 있어 높은 Q인자를 유지할 수 있는 장점이 있다.

그림 8은 제작된 5단 가변 대역통과 여파기의 모습이다. 기생 결합과 기생 공진 현상을 극복하기 위해 유전체 공진기의 개방면 사이를 차폐하였고, 유전체 공진기와 Varactor diode 사이의 연결선을 최소화 하였다. 각 부분의 산란계수를 계산할 수 있으므로[1][2][13][19], 전체 산란계수 또한 예측이 가능하다[16][18]. 그림 11은 시뮬레이션을 통하여 예측된 5단 여파기의 산란계수이다. 설계된 가변 주파수 대역에서 일정한 통과 대역폭을 유지하며, 기존의 결과들[8]-[11]과 비교하여 비교적 손실이 작음을 알 수 있다. 본 절에서 설계한 그림 11의 결과는 단수가 5단이고 대역폭 비가 1.2 %로 단수가 크고 대역폭 비가 작아서 손실이 매우 클 것을 예측할 수 있으며[1][2][16], 대부분의 손실은 공진부에 사용된 Varactor diode에 기인한 것이다[12]. 본 연구에서 제작한 여파기는 공진부가 높은 Q 영역에서 동작하도록 설계함으로써[5] 기존의 결과들에 비하여 비교적 작은 손실을 가지도록 할 수 있었다. 그림 12와 그림 13은 제작된 5단 가변 대역통과 여파기의 Varactor diode 바이어스의 변화에 따른 특성의 측정결과이다. 표 1은 0.01 dB로 설계하였으나 손실에 의하여 대역폭의 측정이 어려우므로 3 dB 통과

대역폭을 측정하여 대역폭의 변화를 비교한 것이다. 대역폭의 변화가 12.04 MHz ~ 12.16 MHz로 통과대역폭의 변화가 0.12 MHz 이하이며, 변화율은 1% 이하이고, 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대역에서 통과대역폭이 평균통과대역폭에 비하여 작고 중간주파수에서 큼을 알 수 있었고, 매우 일정한 대역폭을 가짐을 알 수 있어 제안된 설계방법의 유효성을 증명할 수 있었으며, 예측한 결과와 잘 일치함을 알 수 있었다. 손실에 의한 통과대역의 평탄도가 감소함을 알 수 있고, 본 고에서는 평탄도를 개선하기 위해 RF Equalizer를 사용하였다[13][14][16][18].



그림 8. 제작된 5단 가변 대역통과 여파기

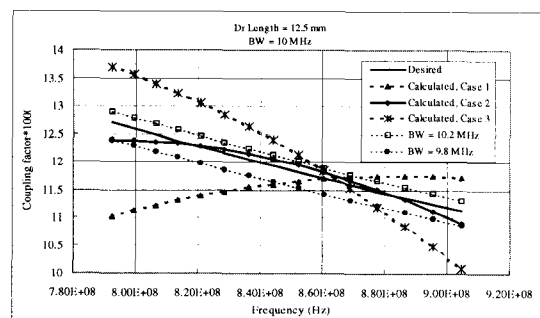


그림 9. 첫 번째 공진부와 두 번째 공진부 사이의 결합계수 요구값과 결합창의 형태에 따른 계산값의 비교(SW, w, l은 그림 6 참고).

Case 1 : SW = 6 mm, w = 1.8 mm, l = 6.15 mm
 Case 2 : SW = 6.9 mm, w = 4.4 mm, l = 6.15 mm
 Case 3 : SW = 8 mm, w = 4.5 mm, l = 7.5 mm
 최적화된 설계값 : Case 2.

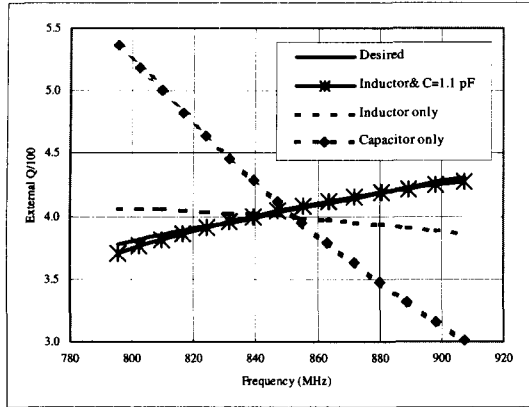


그림 10. 입·출력단의 결합 특성에 따른 External Q의 변화. 유전체 공진기 길이 = 12.5 mm, BW = 10 MHz
최적화된 설계값 : Capacitor = 1.1 pF + Inductor.

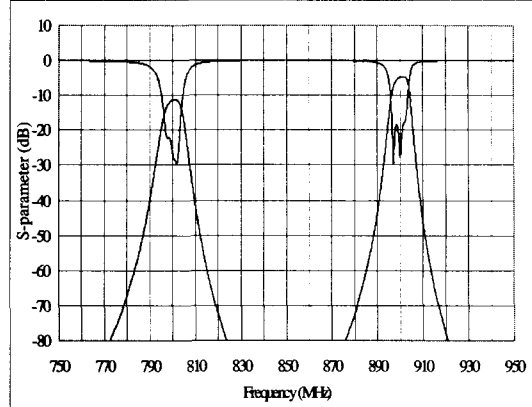


그림 11. 계산된 5단 여파기의 산란계수 특성.

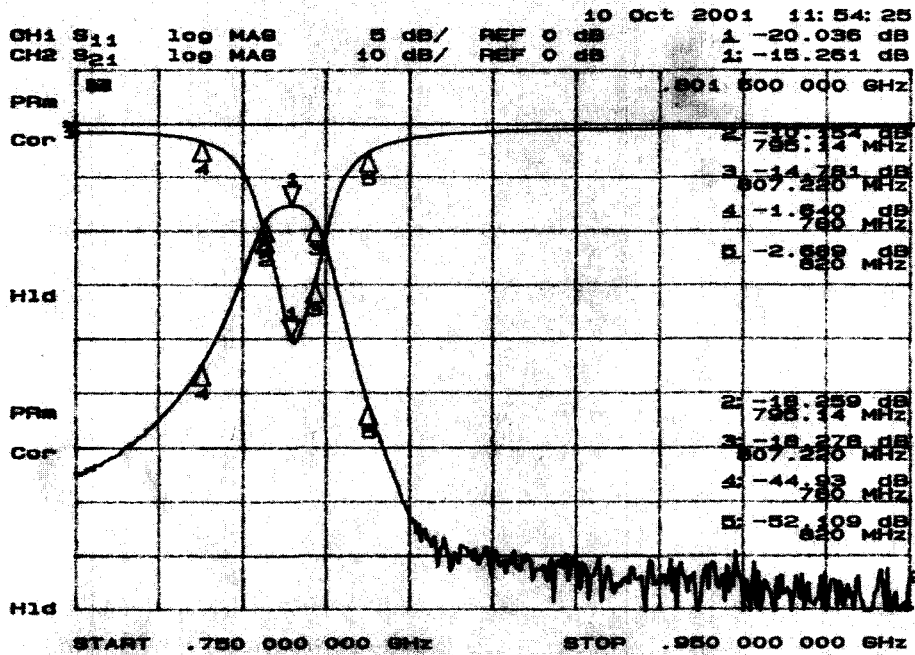


그림 12. 제작된 가변 대역통과 여파기의 측정 결과.
Vcc = 8.8 V, 중심주파수 = 800 MHz, 3 dB,
통과대역폭 = 12.08 MHz.

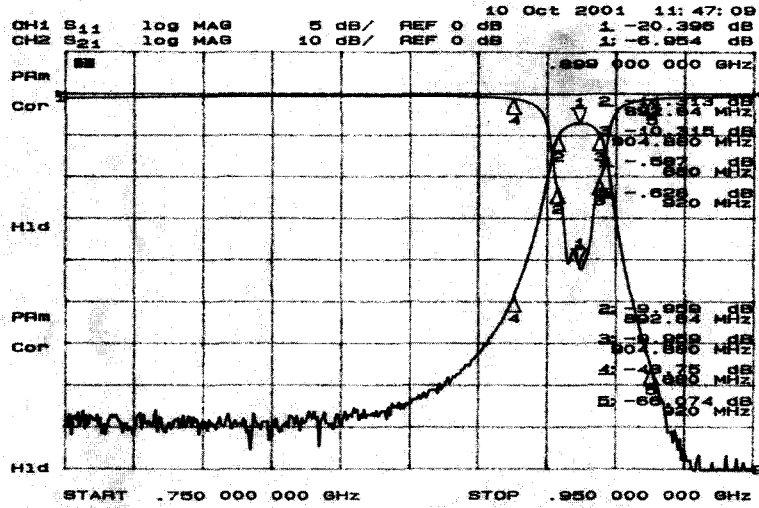


그림 13. 제작된 가변 대역통과 여파기의 측정 결과.
 $V_{cc} = 22.5 \text{ V}$, 중심주파수 = 900 MHz, 3 dB,
 통과대역폭 = 12.04 MHz.

표 1. 제작된 5단 가변 대역통과 여파기의 바이어스 전압에 따른 특성

중심 주파수	3 dB 통과 대역폭	중심주파수에서 삽입손실	바이어스 전압
800 MHz	12.08 MHz	15.3 dB	8.8 V
850 MHz	12.16 MHz	9.9 dB	12.1 V
900 MHz	12.04 MHz	7.0 dB	22.5 V

통과 여파기의 투과계수로 손실로 인하여 평탄도가 나빠짐을 알 수 있다. 본 그림에서 점선은 설계하고자 하는 RF Equalizer의 주파수에 따른 투과계수 특성이다. 그림에서와 같이 투과계수의 특성이 오목한 특성을 가지게 함으로써 RF Equalizer와 앞에서 개발된 여파기를 함께 사용하여 그림 14의 굵은 실선과 같은 투과계수의 특성을 얻고자 한다 (13)(14).

바. RF Equalizer의 설계 및 제작 (13)(14)(17)(18)

Varactor diode의 손실은 여파기 회로의 주파수 응답특성을 통과대역 가장자리에서 나쁘게 만드는 주요한 원인이 된다(그림 12와 그림 13 참조)(1)(12)(16)-(18). 따라서, 그림 7의 구조를 가지는 RF Equalizer를 사용하여 가변 대역통과 여파기의 통과대역 평탄도를 개선하였다. 그림 14는 RF Equalizer를 개념적으로 설명한 것이다. 그림에서 얇은 실선은 Varactor diode를 사용한 가변 대역

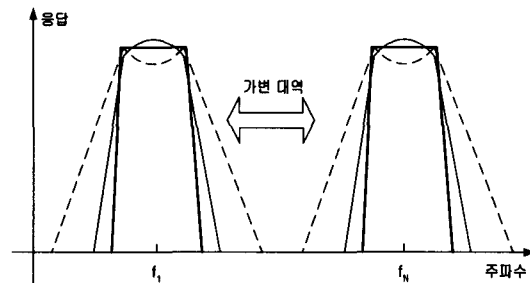


그림 14. RF Equalizer: 통과대역의 평탄도 개선, 감쇠특성 개선

그러므로, RF Equalizer는 첫째 가변대역에서 통과대역에 나타나는 두 개의 최소 VSWR 지점 사이의 주파수 간격이 일정하여야 하고, 보상하고자 하는 여파기의 대역폭과 같거나 커야 한다. 둘째 그림 14의 점선과 같이 가변대역의 통과대역에서 투과계수가 오목한 특성을 가져야 하고 같은 형상(같은 크기의 리플)을 유지하여야 한다. 이러한 조건을 만족하는 가장 간단한 구조가 2단 여파기이다. 따라서, 그림 7에서와 같이 두 개의 저잡음 증폭기와 2단 여파기로 구성된 구조를 선택하였다. 여기서 저잡음 증폭기는 그림 5에 설명된 것과 같이 RF Equalizer의 양쪽에 연결되는 5단 여파기와의 임피던스 정합 목적과 여파기와 RF Equalizer에서 발생하는 삽입손실을 효율적으로 보상하기 위해 사용되었으며 [14], 앞에서 언급한 RF Equalizer의 요구조건을 만족시키도록 2단 가변 여파기를 설계하였다. 본 설계에는 협대역의 대역폭을 갖는 2단 여파기의 삽입손실의 특성을 나타내는 식 (11)을 사용하였다[1].

$$L_A = 10 \log \left(\left[\frac{\left(1 + \frac{Q_e}{Q_u}\right)^2}{2kQ_e} + \frac{kQ_e}{2} \right]^2 + 2 \left[\frac{\left(1 + \frac{Q_e}{Q_u}\right)^2}{k^2} - Q_e^2 \right] u^2 + \frac{4Q_e}{k} \right) \quad (11)$$

여기서, $u = \frac{f-f_0}{f_0}$ 이고, Q_u 은 무부하 Q, Q_e 은 External Q 이다. 그러므로, 그림 7의 2단 여파기의 통과대역의 리플 특성은 식 (11)에서 무부하 Q 값은 공진기의 특성으로 결정되므로 External Q 값을 조절함으로써 결정할 수 있음을 알 수 있다. 여기서 그림 7에서와 같이 입 · 출력단을 직렬로 구성된 집중소자 L, C로 구성함으로써 손실을 감소시키고 RF Equalizer의 요구조건인 가변하면서 통과대역에서 일정한 리플을 가지도록 할 수 있었다. 가변 주파수 대역으로 850 MHz - 900 MHz, 그리고 통과대역의 리플이 2.5 dB - 3.0 dB 인 RF Equalizer를 설계 · 제작하였다. 그림 15는 앞 절에 제시된 방법으로 설계한 일정한 통과대역 대역폭

을 가지기 위한 결합창의 설계 예이다. 그림에서의 설계 값으로 설계함으로써 일정한 대역폭을 유지할 수 있음을 알 수 있다. 그림 16은 식 (11)을 사용하여 그림 7과 같이 입 · 출력단을 구성하여 입 · 출력단의 변화에 따른 통과대역의 리플 변화를 예측한 것이다. 그림에서 C와 L를 직렬로 사용하여 구성함으로써 일정한 리플을 가지도록 RF Equalizer의 2단 여파기를 구성하였다. 입출력의 임피던스 정합을 고려하고, 삽입손실을 보상하기 위하여 저잡음 증폭기를 사용하였다. 이와 같은 방법으로 RF Equalizer를 설계, 제작하여 일정한 통과대역의 리플을 유지하는 결과를 얻을 수 있었다. 본 고에서는 RF Equalizer의 계산 및 측정결과는 생략하였으며 [16], 다음 절의 측정결과에 포함되었다.

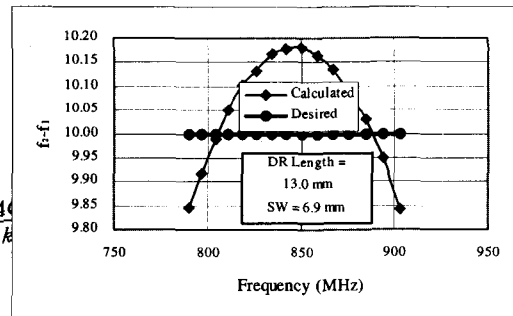


그림 15. RF Equalizer의 2단 여파기의 결합창 설계의 예

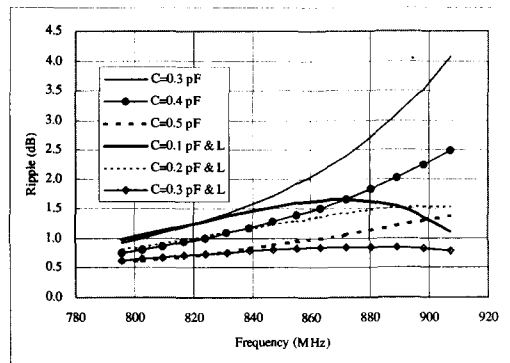


그림 16. RF Equalizer의 2단 여파기의 입 · 출력단 설계의 예

사. 측정결과

Cellular 대역의 경우 824 MHz - 849 MHz의 가변 범위를 가지면서 대역폭이 4 MHz, 11 MHz의 여파기를 설계, 제작하였다. 표 2와 표 3에 앞에서 제안한 방법으로 설계한 Cellular 대역의 가변 대역 여파기의 설계값을 나타내었다. 그림 17은 대역폭 4 MHz, 가변 주파수 범위가 824 MHz - 849 MHz인 제작된 여파기의 측정 결과이며, 그림 18은 대역폭이 11 MHz인 가변 대역통과 여파기의 측정 결과이다. 이 결과들은 그림 5의 구성도와 같이 구성되어, 2 단의 RF Equalizer를 포함한 12 단의 감쇠 특성을 가지는 여파기이다. 그림 19는 설계된 가변 대역통과 여파기의 사진이다.

IMT-2000 대역의 경우 그림 5의 구성도에서 5단 여파기 대신 4단 여파기를 사용하였으며, 그림 7의 2단 여파기 대신 4단 여파기를 사용하였다. 또한 IMT-2000 대역에서는 주파수가 증가하여 삽입손실을 보상하기 위한 저잡음 증폭기의 이득을 키울 필요가 있어 그림 5의 구조에서 입력단과 출력단에 저잡음 증폭기를 추가하여 설계하였다. IMT-2000 대역에 사용된 Varactor diode는 Toshiba 사의 1SV277 이고, 사용된 동축 유전체 공진기는 내경이 2.5 mm, 외경이 6 mm이며, 비유전율이 20로 그 길이는 6.5 mm이다. 그 밖의 설계과정은 앞의 Cellular 대역의 경우와 동일하다.

표 4는 IMT-2000 대역의 가변 대역 여파기를 본 방법으로 설계한 설계값이다. IMT-2000 대역의 송신 대역인 1920 MHz - 1980 MHz의 가변 범위에서 가지고 대역폭이 20 MHz인 경우의 결과를 그림 20에 나타내었다.

표 2. 824 MHz - 849 MHz 대역, 대역폭 4 MHz 설계 값

	단수	Coupling Window	Input/Output
Main Filter	5	1st: SW=8.8 mm, l=6.15 mm, w=3.6 mm	C=0.5 pF+L
		2nd: SW=9.6mm, l=6.15mm, w=2.9 mm	
RF Equalizer	2	SW=8.0mm, l=6.15mm, w=4.5mm	C=0.5 pF+L

표 3. 824 MHz - 849 MHz 대역, 대역폭 11 MHz 설계 값

	단수	Coupling Window	Input/Output
Main Filter	5	1st : SW = 6.7 mm, l = 6.15 mm, w = 4 mm	C=0.5 pF + L
		2nd : SW = 7.7 mm, l = 6.15 mm, w = 2.8 mm	
RF Equalizer	2	SW = 6.4 mm, l = 6.15 mm, w = 5.5 mm	C=0.5 pF + L

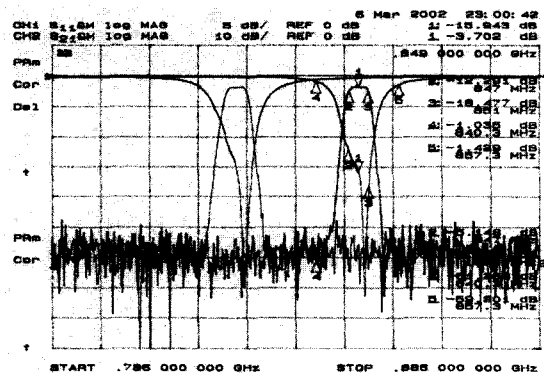


그림 17. 가변 대역통과 여파기 특성 측정 결과 824 MHz - 849 MHz 대역, 대역폭 4 MHz

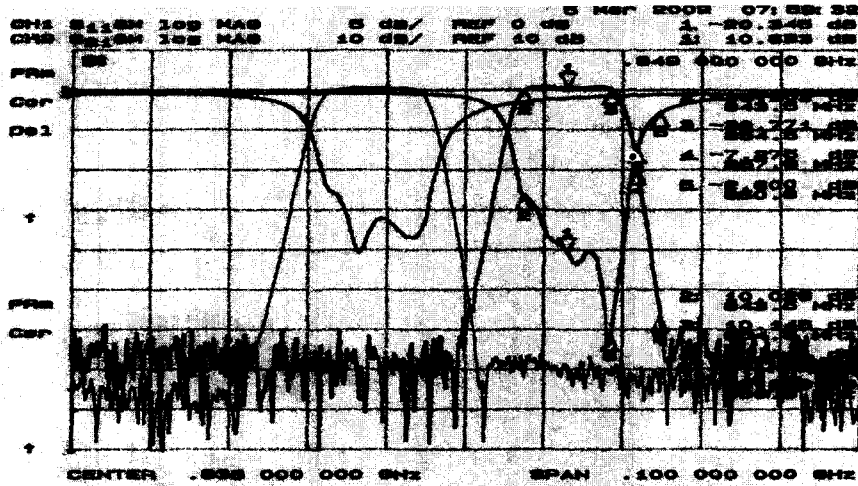


그림 18. 가변 대역통과 여파기 특성 측정 결과 824 MHz - 849 MHz 대역, 대역폭 11 MHz

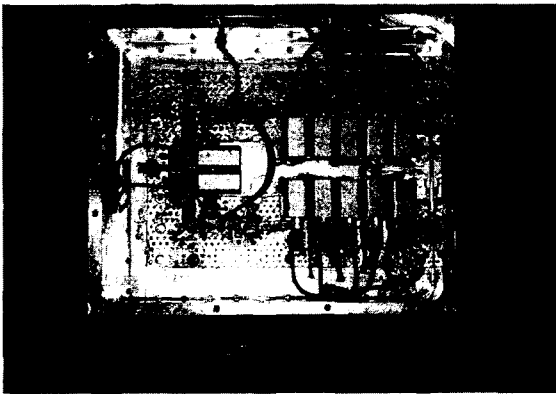


그림 19. 제작된 12단의 감쇠특성을 갖는 가변 대역통과 여파기의 사진.

표 4. IMT-2000 대역, 대역폭 20 MHz 설계 값

	단수	Coupling Window	Input/Output
Main Filter	4	1st: SW=4.1mm, l=3.8mm, w=2.4mm	C=0.5 pF + L
		2nd: SW=4.6mm, l=3.8mm, w=1.4mm	
		1st: SW=4.1mm, l=3.8mm, w=2.4mm	
RF Equalizer	4	2nd: SW=4.6mm, l=3.8mm, w=1.4mm	C=0.25 pF + L
		1st: SW=4.1mm, l=3.8mm, w=2.4mm	
		2nd: SW=4.6mm, l=3.8mm, w=1.4mm	

III. 결 론

차세대 이동통신 시스템을 위한 RF 소자 중에서 Software적으로 제어가 가장 어려운 대역통과 여파기를 가변할 수 있는 설계 방법에 대하여 논의하였다. Varactor diode와 동축 세라믹 유전체 공진기를 이용하여 Cellular 대역과 IMT-2000 대역에서 중심 주파수를 가변시키면서 대역폭과 저지대역 특성이 거의 유사하도록 하는 가변 대역통과 여파기의 설계 방법과 설계 결과를 제시하였다. 향후 중심 주파수 뿐만 아니라 대역폭 및 저지대역 특성까지도 외부에서 제어할 수 있는 설계 방법 그리고 이를 소형화 또는 IC화에 대한 연구가 계속되어야 하겠다.

참고 문헌

- [1] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA:

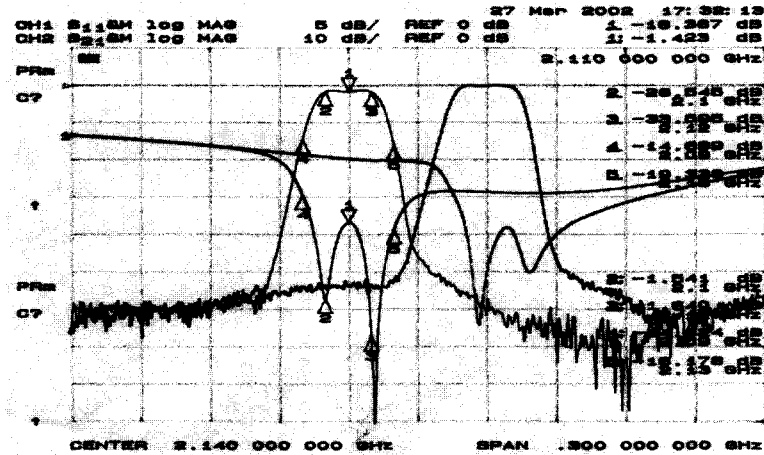


그림 20. 가변 대역통과 여파기 특성 측정 결과 IMT-2000 대역, 대역폭 20 MHz

- Artech House, 1980.
- [2] Collin, R.E. *Foundation for microwave engineering*, Second Edition, McGraw-Hill, Inc., 1992.
- [3] 최주영, "소형 세라믹 동축 공진기를 이용한 대역통과 여파기의 설계," *서강대학교 석사학위 논문*, 1997.
- [4] M. Sugawara, M. Makimoto and S. Yamashita, "A design method of bandpass filters using dielectric filled coaxial resonators," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 152-157, Feb. 1985.
- [5] Bernard C. Deloach, "A new microwave measurement technique to characterize diodes and an 800-Gc cutoff frequency varactor at zero volts bias", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, pp. 15 -20, Jan. 1964.
- [6] H. A. Bethe, "Theory of Diffraction by Small Holes," *Phys. Rev.*, vol. 66, pp. 163-182, 1944.
- [7] S. B. Cohn, "The electric polarizability of apertures of arbitrary shape," *Proc. IRE* 40, pp. 1069-1071, Sep. 1952.
- [8] I. C. Hunter and J. D. Rhodes, "Electronically tunable microwave bandpass filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 1354-1360, Sept. 1982.
- [9] M. Makimoto and M. Sagawa, "Varactor tuned bandpass filters using microstrip-line ring resonators," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, May 1986, pp. 411-414.
- [10] Y.-H. Shu, J. A. Navarro, and K. Chang, "Electronically switchable and tunable coplanar waveguide-slotline bandpass filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 548-554, Mar. 1991.
- [11] Andrew R. Brown and Gabriel M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, pp. 1157-1160, July 2000.

- [12] BB535 Silicon Variable Capacitance Diodes data sheet, *Infineon*, 1999.
- [13] Hee-Young Hwang, Jung-Seong Jung and Sang-Won Yun, "An RF amplitude equalizer; improved pass-band flatness of a bandpass filters," *Journal of the Korea Electromagnetic Engineering Society*, vol. 1, No. 1, May 2001.
- [14] Hee-Young Hwang, Jung-Seong Jung and Sang-Won Yun, "A new of amplitude equalizer for in-band flatness improvement," *Microwave Journal*, vol. 47, Feb. 2002.
- [15] 김병욱, 윤두일, 윤상원, "유전체 공진기 필터의 결합창 특성해석," *한국전자파학회논문지*, 제 13 권, 제 1 호, pp. 101-106, Jan. 2002.
- [16] Byung-Wook Kim, Doo-Il Yun and Sang-Won Yun, "A varactor-tuned RF tunable bandpass filter with constant bandwidth," *Journal of the Korea Electromagnetic Engineering Society*, vol. 1, No. 2, pp. 166-171, Nov. 2001.
- [17] Byung-Wook Kim, Doo-Il Yun and Sang-Won Yun, "A varactor-tuned RF tunable bandpass filter with improved passband flatness," *Proceeding of 2002 Korea Japan Microwave Workshop (KJMW2002)*, pp. 109-112, Oct., 2002.
- [18] Byung-Wook Kim, Du-Il Yun, Sang-Won Yun, "A varactor-tuned RF tunable band-pass filter with constant bandwidth and improved pass-band flatness," *will be published*

at proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2002), Nov., 2002.

- [19] Byung-Wook Kim, Du-Il Yun, Sang-Won Yun, "Analysis of coupling window of coaxial dielectric resonator filter," to be published.

김 병 욱



1994 년 2 월 : 서강대학교 전자공학과 (공학사) 1996 년 2 월 : 서강대학교 전자공학과 대학원 (공학석사) 1996 년 3 월 - 2001 년 5 월 : 한국표준과학연구원 전자기표준부 2001 년 8 월 - 현재 : 서강대학교 전자공학과 대학원 박사과정.

주 관심분야 : 초고주파대역 소자, 전자기장 수치해석

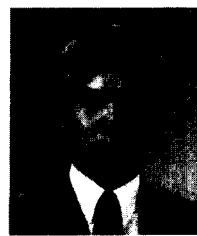
황 희 용



1992 년 2 월 : 서울대학교 (공학사) 1995 년 2 월 : 서강대학교 전자공학과 대학원 (공학석사) 2000 년 3 월 : 서강대학교 전자공학과 대학원 (공학박사)

2001년 : University of Maryland Post-Doctoral Fellow 2002 년 - 현재 : (주)아모텍 연구소 주 관심분야 : 초고주파대역 소자 및 회로설계

윤 상 원



1977 년 2 월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사) 1979 년 2 월 : 서울대학교 전자공학과 대학원 (공학석사) 1984 년 2 월 : University of Texas at Austin (공학박사) 1984 년 - 현재 : 서

강대학교 전자공학과 교수 1988 년 1 월 - 1988 년 12 월 : University of Texas at Austin 방문교수 주 관심분야 : 초고주파대역 소자 및 회로설계