

감쇠극을 갖는 마이크로스트립 듀플렉서 설계

Design of Microstrip Duplexer with Attenuation Poles

최 오 석 · 남 훈* · 임 영 석

Ohseog Choi · Hun Nam* · Yeongseog Lim

요 약

감쇠극을 갖는 새로운 소형화된 마이크로스트립 듀플렉서를 제안한다. 2개의 3-극 대역통과 CT 필터를 서로 비대칭적인 전송영점을 갖도록 설계 및 제작하였다. 제안된 3-극 대역통과 CT 필터는 결합구조를 변화시켜 감쇠극의 위치를 원하는 주파수 대역으로 옮길 수 있을 뿐만 아니라 필터의 저지대역 차단 특성을 향상시킬 수 있다. 교차 결합 대역통과 CT 필터를 이용한 듀플렉서의 측정결과 일반적인 필터를 이용한 경우보다 우수한 격리도와 차단 특성을 나타냈고, 시뮬레이션 결과와 거의 일치하였다.

Abstract

In this paper, a novel miniaturized microstrip duplexer with attenuation pole is proposed. A three-pole microstrip CT(Cascade Trisection) two bandpass filters have each asymmetrically prescribed transmission zero are design and fabrication. This CT bandpass filter changes coupling structure, which not only shifts the location of attenuation poles but also improves skirt characteristics. The duplexer results of measurement with the cross coupling CT bandpass filters has been yielded better isolation and sharper skirt behavior than that with a conventional bandpass filter. The results of measurement are almost similar to those of simulation results.

Key words : CT(Cascade Trisection) Bandpass Filter, Duplexer, Attenuation Poles, Cross Coupling

I. 서 론

최근 위성파 이동통신의 빠른 성장으로 마이크로파 필터는 낮은 삽입손실, 예리한 차단 특성 등과 같은 우수한 성능 조건 뿐만 아니라 소형화가 절실히 요구되고 있다. 그러므로 Hairpin Filter^{[1][2]}와 마이크로스트립 개방 루프 공진기를 이용한 대역 통과 필터^[3] 등에서 크기 감소를 위한 연구가 진행되고 있다. 또한 감쇠극의 위치를 조정할 수 있는 필터^[4]는 통과대역 바깥의 차단 특성을 향상시키는데 매우 유용하다.

듀플렉서의 경우 성능 향상을 위하여 통과대역에서

는 신호의 삽입 손실을 최소화하고 저지 대역에서 신호의 감쇠 특성을 향상시키는 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 송·수신 주파수 사이의 분리가 잘 되도록 하기 위해서 소형화된 마이크로스트립 CT 필터를 이용하여 감쇠극을 갖도록 듀플렉서를 설계 및 제작하였다. CT 필터의 감쇠극 위치는 결합구조를 변화시킴으로써 조정할 수 있으며, 이것은 CT 필터의 차단 특성에 영향을 준다^[5]. 제안된 CT 필터 및 듀플렉서를 시뮬레이션 결과와 측정 결과의 비교를 통해 고찰한다.

II. 소형화된 공진기 등가회로 및 특성

「이 논문은 한국과학재단 지정 전남대학교 고품질전기전자부품 및 시스템연구센터 연구비 지원에 의하여 연구되었음.」
전남대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Chonnam National University)

*LG 전자(LG Electronics)

· 논문 번호 : 20030524-05S

· 수정완료일자 : 2003년 7월 30일

마이크로스트립 공진기의 소형화를 위해서는 공진기의 끝단에 캐패시턴스 특성을 갖는 성분을 부가적으로 삽입함으로써 공진 주파수를 낮은 쪽으로 이동시키고 스퓨리어스 응답 특성을 향상시키는 효과를 얻을 수 있다^[6].

그림 1(a)은 Interdigital 공진기 구조이며, 그림 1(b)은 등가회로이다. 그림 1(b)에서 Interdigital 캐패시터는 직렬 캐패시터(C_s)로 나타낼 수 있다. Interdigital Finger의 길이(L_a)에 따른 기본 공진 주파수를 시뮬레이션 결과를 그림 2(a)에 나타내었다. 여기서 Interdigital Finger 길이(L_a)가 길어질수록 공진 주파수가 낮아짐을 알 수 있다. 그림 2(b)는 기본 주파수와 첫 번째 스퓨리어스 비를 나타낸 것으로 Interdigital Finger 길이(L_a)가 5 mm일 때 기본 주파수가 1.937 GHz이고 최대 3.34 %의 우수한 스퓨리어스 억압 특성을 갖는다. 하지만 Interdigital Finger의 길이(L_a)가 길어지면 Interdigital Finger(L_a)가 지니고 있는 인덕턴스(L_s) 성분을 무시할 수 없으므로 직렬 인덕턴스(L_s)

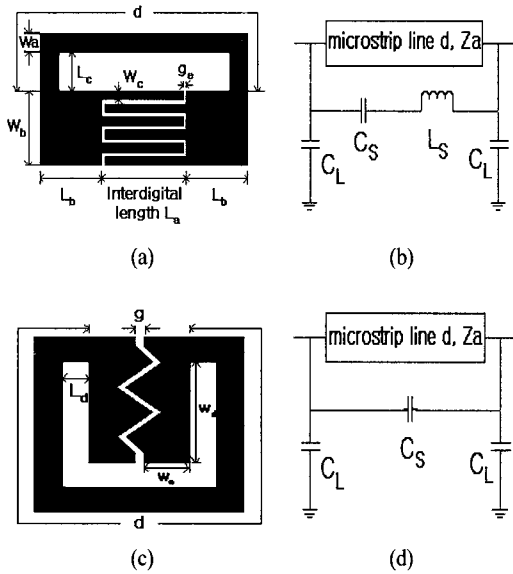


그림 1. 소형화된 마이크로스트립 공진기 구조 및 등가 회로 (a) Interdigital 공진기, (b) Interdigital 공진기의 등가회로, (c) 새로운 공진기, (d) 새로운 공진기의 등가회로

Fig. 1. Miniaturized microstrip resonator structures and equivalent circuits. (a) Interdigital resonator, (b) equivalent circuit of Interdigital resonator, (c) a new resonator, (d) equivalent circuit of a new resonator.

성분을 포함한 등가회로를 그림 1(b)에 나타내었다. Interdigital 회로를 삽입한 공진기를 사용하면 공진기의 크기를 줄일 수 있으며 또한 우수한 스퓨리어스 특성을 갖는다. 설계에 사용된 기판은 비유전율 2.6, 두께 0.78 mm인 테프론 기판을 이용하며, 공진기의 크기는 12.5 mm×7.55 mm, Interdigital Finger의 갯수는 6개, $g_c=0.25$ mm, $W_a=1.1$ mm, $W_b=4.25$ mm, $W_c=0.5$ mm이며 그림 1(a)에 나타낸다.

그림 1(c)는 새로운 공진기로 개방 스티브를 가깝게 하여 구현한 구조이며 개방 갭에서 직렬 캐패시터(C_s) 특성이 나타난다. 직렬 캐패시터(C_s) 값이 커지면 기본 공진 주파수가 낮아진다. 그러므로 공진기의 크기를 소형화시킬 수 있고, 또한 좋은 스퓨리어스 억압 특성을 갖는다. 따라서 새로운 공진기에서는 직렬 캐패시터(C_s) 값을 증가시키기 위해서 개방 갭 끝단에 구조적으로 톱니 형태를 가짐으로써 보다 큰 직렬 캐패시터(C_s) 값을 얻을 수 있다. 또한 그림 1(c)의 W_d 와 W_e 를 크게 하면 전체적으로 캐패시턴스가 증가하므로 공진 주파수가 낮아진다. 본 논문에서는 기본 주파수가 2.138 GHz에서 최대 2.36 %의 스퓨리어스 억압 특성을 갖는 새로운

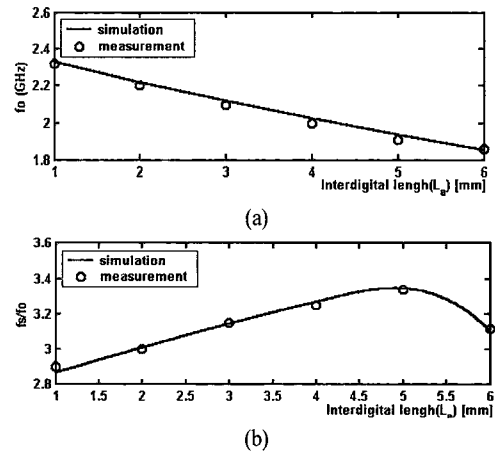


그림 2. 기본 공진 주파수와 정규화된 스퓨리어스 공진 주파수 (a) Interdigital 길이(L_a)에 대한 기본 공진 주파수, (b) Interdigital 길이(L_a)에 대한 공진 주파수와 첫 번째 스퓨리어스 비

Fig. 2. Fundamental frequency and normalized spurious resonant frequency (a) Fundamental frequency against interdigital length(L_a), (b) the ratio of first spurious resonant frequencies interdigital length(L_a).

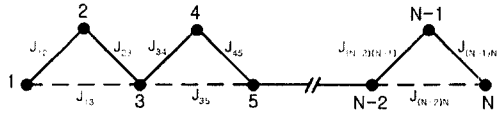


그림 3. CT 필터의 결합구조
Fig. 3. Typical coupling structures of CT filters.

공진기를 제안하며, 그림 1(d)은 새로운 공진기의 등가회로를 나타낸다. 새로운 공진기의 크기는 9.45 mm×9.3 mm, g=0.25 mm, L_d=1.5 mm, W_d=5.5 mm, W_e=2 mm이며 그림 1(c)에 나타낸다.

Ⅲ. 3-극 교차 결합구조와 결합계수

그림 3은 CT 필터의 결합구조이며, 각 노드는 공진기, 노드사이의 실선은 Main-Coupling, 점선은 Cross-Coupling을 나타낸다.

그림 4는 소형화된 공진기를 이용한 3-극 CT 필터 구조로써 Tapped-line 급전 방식을 사용하기 위해 두 개의 서로 다른 공진기로 설계한다. 그림 4(a)는 Interdigital 회로를 사용한 공진기이며, 그림 4(b)는 개방 갭 끝단에 구조적으로 톱니 형태를 갖는 공진기이다. 그림 4(a)의 Resonator1과 Resonator3은 공진기의 스테브 끝에서 최대 전계 프린징 필드의 세기를 가지므로 Electric 결합이며, 그림 4(b)의 Resonator1과 Resonator3은 개방 갭 끝단에 구조적으로 톱니 형태를 갖는 스테브의 반대쪽 즉, 공진기의 중간 지점에서 최대 자계 프린징 필드의 세기를 갖지만

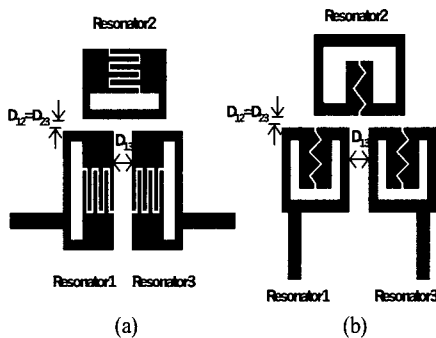


그림 4. 소형화된 마이크로스트립 공진기의 CT 필터의 구조. 교차결합이 (a) Electric coupling, (b) Magnetic coupling
Fig. 4. Structure of CT filter with miniaturized microstrip resonators. (a) Electric cross-coupling, (b) Magnetic cross-coupling.

두 공진기의 결합하는 부분이 전체적으로 자계 프린징 필드 세기가 강하므로 Magnetic 결합이다. 그리고 그림 4(a)~(b)의 Resonator1과 Resonator2, Resonator2와 Resonator3은 Electric과 Magnetic 결합을 동시에 가지므로 Mixed 결합으로 간주된다. 그림 4(a)~(b)에서 볼 수 있듯이 각각의 결합구조는 2가지 결합구조 D₁₂=D₂₃와 D₁₃을 가지고 있고, 전자계의 프린징 필드의 영향으로 두 개의 공진 주파수를 갖는다. 두 공진 주파수에서 낮은 주파수를 f_a, 높은 주파수를 f_b라고 하면 식 (1)을 이용하여 결합계수를 계산할 수 있다^[3].

$$M_{ij} = \pm \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \quad (1)$$

본 논문에서 제시한 마이크로스트립 결합구조와 결합간격 D를 변화시킨 결합계수의 결과를 바탕으로 설계 사양에 맞는 적절한 필터 합성법을 적용하여, 결합계수의 값을 Interdigital 회로를 사용한 공진기와 개방 갭 끝단에 구조적으로 톱니 형태를 갖는 공진기로 구현함으로써 대역통과 필터를 제작하였다.

Ⅳ. CT 필터 설계 및 제작

필터의 설계 사양은 표 3에서 나타낸다. R_x 대역 중심 주파수가 1.95 GHz이고, TX 대역의 중심 주파수 2.14 GHz이며 대역폭은 각각 60 MHz로 설계하였다. 저역 통과 프로토타입은 그림 5에 제시하였으며, Even 모드와 Odd 모드 산란 파라미터는 식 (2)와 같다^[7].

$$S_{11e} = \frac{1 - \left(g_1 p + j J_{13} + \frac{2 J_{12}}{g_2 p + j B_2} \right)}{1 + \left(g_1 p + j J_{13} + \frac{2 J_{12}}{g_2 p + j B_2} \right)}$$

$$S_{11o} = \frac{1 - \left(g_1 p + j B_1 + j J_{13} \right)}{1 + \left(g_1 p + j B_1 + j J_{13} \right)} \quad (2)$$

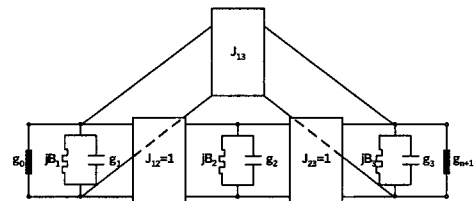


그림 5. 필터의 저역통과 프로토타입 합성
Fig. 5. Associated lowpass prototype filter.

따라서 감쇠극 위치(Ω_a)는 $S_{11e} = S_{11o}$ 일 때 식 (3)에 의해 구할 수 있다^[7].

$$\Omega_a = -\frac{1}{g_2} \left(\frac{J_{12}}{J_{13}} + B_2 \right) \quad (3)$$

따라서 설계하고자 하는 대역통과 필터의 감쇠극은 식 (4)에 의해서 형성된다^[8].

$$f_a = f_o \frac{FBW \cdot \Omega_a + \sqrt{(FBW \cdot \Omega_a)^2 + 4}}{2} \quad (4)$$

여기서 f_o 는 중심 주파수, FBW 는 비 대역폭이며 Ω_a 에 의해 감쇠극의 위치를 변화시킬 수 있다. CT 필터의 전달함수는 식 (5)와 같다^[7].

$$|S_{12}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}$$

$$F_n = \cos \left(\sum_{i=1}^n \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega - 1/\Omega_{ai}}{1 - \Omega/\Omega_{ai}} \right) \right) \quad (5)$$

여기서 ε 은 리플상수, Ω 은 저역통과 프로토타입의 주파수 변화, Ω_{ai} 은 i 번째 감쇠극, n 은 필터 차수를 나타낸다. i 번째 공진 주파수와 서셉턴스 파라메타는 식 (6)에 의해 구할 수 있다^[7].

$$f_{res,i} = f_o \left(-\frac{\Delta B_i}{2g_i} + \sqrt{\left(\frac{\Delta B_i}{2g_i} \right)^2 + 1} \right)$$

$$b_i = \frac{g_i}{2\Delta} \left(\frac{f_o}{f_{res,i}} + \frac{f_{res,i}}{f_o} \right) \quad (6)$$

여기서 f_o 는 중심 주파수 Δ 은 비 대역폭을 나타낸다. 두 공진기 사이에 결합계수와 외부 단일 Q 값은 식 (7)에 의해 구해진다^[7].

$$(Q_e)_1 = b_1, (Q_e)_n = b_n \quad K_{ij} = \sqrt{\frac{J_{ij}}{b_i b_j}} \quad (7)$$

표 1은 1.95 GHz 3-극 CT 필터의 설계 파라미터와 프로토타입 값들을 나타낸다. 표 2는 2.14 GHz에서 설계 파라미터와 프로토타입 값들이다.

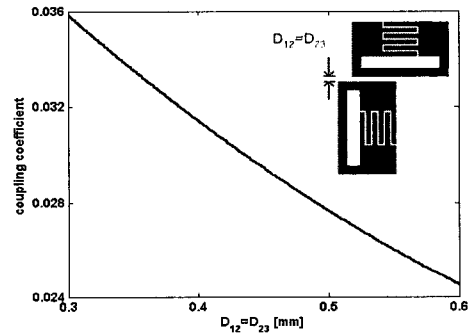
III장에서 설명한 결합구조의 K_{12} 와 K_{23} 의 값을 그림 6(a)~(b)에서 D_{12} 와 D_{23} 을 조절하여 구할 수 있다. 그리고 K_{13} 의 결합계수를 그림 7(a)~(b)에 나타내었고, 결합간격 D_{13} 을 결정하였다. 마지막으로 Singleloaded external Q_e 값은 Tapped-line feed를 사용하여 설계하였다^[9].

V. 듀플렉서 설계 및 제작

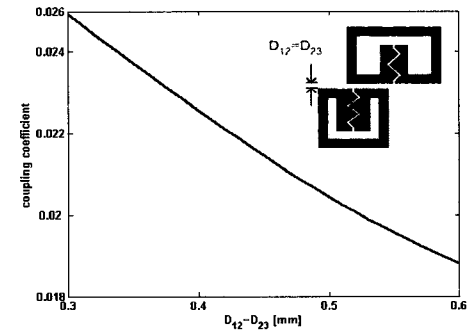
표 1. 3-극 CT 필터의 설계 파라미터와 프로토타입 값(1.95 GHz)

Table 1. Prototype element values and design parameters of the three-CT filter(1.95 GHz).

공진기	g_i	B_i	J_{ij}	$f_{res,i}$	K_{ij}
1	1.0315	0.1767		1.945	
2	1.474	-0.101		1.952	
3	1.0315	0.1767		1.945	
1-2			1		0.025
2-3			1		0.025
1-3			-0.2022		-0.006



(a) $f_0=1.95$ GHz



(b) $f_0=2.14$ GHz

그림 6. 3-극 CT 필터의 결합간격 $D_{12}=D_{23}$ 의 변화에 따른 결합계수

Fig. 6. Coupling coefficient versus gap $D_{12}=D_{23}$ of the three-pole CT filter.

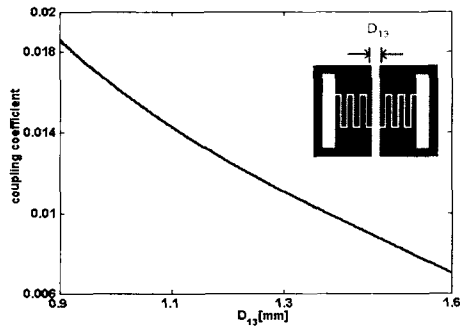
소형화된 공진기를 이용하여 IMT-2000 대역 R_x 대역 및 T_x 대역통과 필터와 듀플렉서를 설계하여 제작하고 그 특성을 측정하였다. 표 3은 설계한 IMT-2000 대역 CT 필터의 설계 사양이다.

시뮬레이션 및 제작은 비유전율 2.6, 두께 0.78 mm

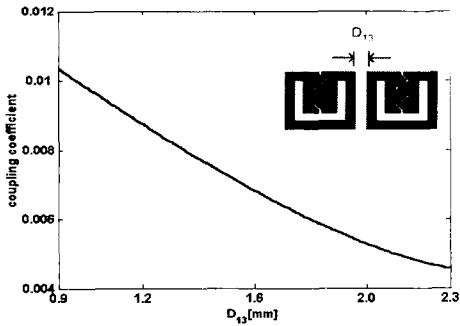
표 2. 3-극 CT 필터의 설계 파라메타와 프로토타입 값(2.14 GHz)

Table 2. Prototype element values and design parameters of the three-pole CT filter(2.14 GHz).

공진기	g_i	B_i	J_{ij}	$f_{res,i}$	K_{ij}
1	1.0315	-0.1767		2.145	
2	1.474	0.101		2.138	
3	1.0315	-0.1767		2.145	
1-2			1		0.023
2-3			1		0.023
1-3			0.2022		-0.0055



(a) $f_0=1.95$ GHz



(b) $f_0=2.14$ GHz

그림 7. 3-극 CT 필터의 결합간격 D_{13} 의 변화에 따른 결합계수

Fig. 7. Coupling coefficient versus gap D_{13} of the three-pole CT filter.

인 테프론 기판을 이용하였다. 설계된 필터와 듀플렉서는 ADS Momentum으로 시뮬레이션 했으며, 측정은 Anritsu사의 vector network analyzer(model 37325A)를 사용하였다.

교차 결합이 Electric Coupling인 Rx 대역통과 필터의 시뮬레이션 결과 및 측정 결과를 그림 8에 제

표 3. 듀플렉서의 규격

Table 3. Spec. of duplexer.

Filter Specification	
RX - Band	TX - Band
$f_0 = 1.95$ GHz	$f_0 = 2.14$ GHz
BW = 60 MHz	BW = 60 MHz
감쇠극 저지특성 = -20 dB 이상(2 GHz)	감쇠극 저지특성 = -20 dB 이상(2.1 GHz)
체비세프 리플 = 0.1 dB	
공진기 갯수 = 3	

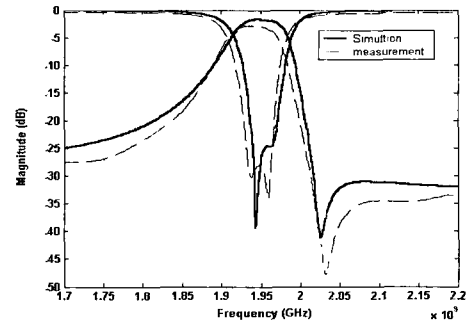


그림 8. Rx 대역통과 필터 시뮬레이션 결과 및 측정 결과

Fig. 8. The measured and simulated results for Rx band.

시하였다. 측정 결과 Rx 대역 필터는 중심 주파수 1.95 GHz, 대역폭 60 MHz이며, 통과대역에서의 삽입 손실은 최대 약 -2.7 dB이고, 감쇠극은 2.03 GHz에서 약 -47.5 dB의 대역 저지 감쇠극 특성을 얻었으며, 중심 주파수보다 높은 쪽에서 감쇠극을 형성한다. 교차 결합이 Magnetic Coupling인 Tx 대역통과 필터의 시뮬레이션 결과 및 측정 결과를 그림 9에 제시하였다. 필터 측정 결과 Tx 대역통과 필터는 중심 주파수 2.13 GHz, 대역폭 60 MHz이며, 통과대역에서 삽입 손실은 최대 약 -2.87 dB이고, 감쇠극은 2.028 GHz에서 약 -49.86 dB의 대역 저지 감쇠극 특성을 얻었으며, 감쇠극 위치가 중심 주파수보다 낮은 쪽에서 형성된다. 시뮬레이션 결과와 측정 결과 발생하는 약간의 오차는 제작상의 문제로 간주된다.

설계된 교차 결합 Rx 및 Tx 대역통과 필터를 이용하여 듀플렉서를 구현하였다. Rx 대역통과 필터에서는 교차 결합이 Electric Coupling 때문에 감쇠극이 중심 주파수보다 높은 쪽에서 형성되고, Tx 대역통

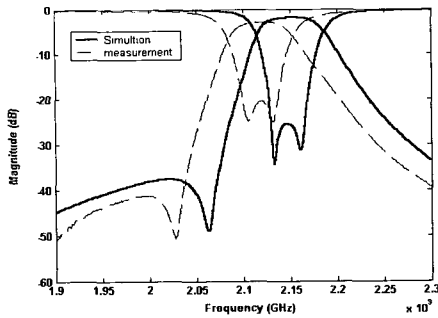


그림 9. Tx 대역통과 필터 시뮬레이션과 결과 및 측정 결과

Fig. 9. The measured and simulated results for Tx band.

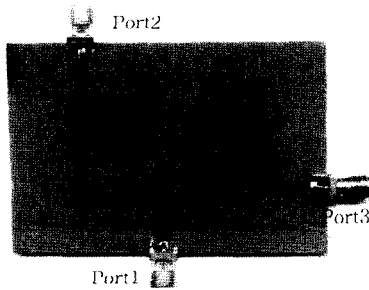


그림 10. 제작된 듀플렉서의 사진

Fig. 10. Photograph of the fabricated duplexer.

과 필터는 교차 결합이 Magnetic Coupling 때문에 감쇠극이 중심 주파수보다 낮은 쪽에서 형성된다. 따라서 기존의 3차 공진기를 갖는 구조보다 우수한 격리도(Isolation) 특성을 얻을 수 있다.

그림 10은 설계된 듀플렉서로써 Rx 대역과 Tx 대역에서 각 상대 대역이 개방회로로 동작해야 하므로, Rx 대역에서 Tx 대역을 향해 바라본 전기적 길이를 90°가 되게 하고 반대로 Tx 대역에서 Rx 대역을 향해 바라본 전기적 길이를 90°가 되게 하면 각각의 필터는 상대 대역 필터의 특성에 무관하게 동작한다. Port 1의 스테브는 정합회로이며, 크기는 4.7 cm×3 cm이다.

그림 11은 듀플렉서의 시뮬레이션 결과 및 측정 결과이다. Rx 대역의 특성은 중심 주파수 1.95 GHz, 대역폭 70 MHz이며, 통과대역에서의 삽입 손실은 최대 약 -2.48 dB이고, 감쇠극은 2.03 GHz에서 -39 dB이다. TX 대역은 중심 주파수 2.127 GHz, 대역폭 60 MHz이며, 통과대역에서의 삽입 손실은 최대 약

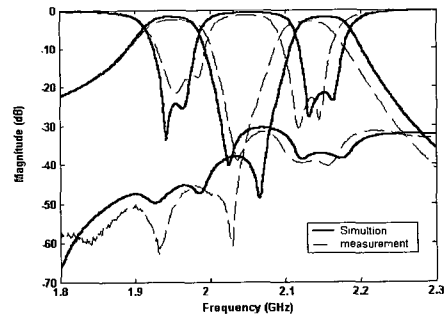


그림 11. 듀플렉서 시뮬레이션 결과 및 측정 결과

Fig. 11. The measured and simulated results for duplexer.

-2.98 dB이고, 감쇠극은 2.035 GHz에서 -60 dB로 측정되었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 소형화된 마이크로스트립 공진기를 이용하여 MIC 및 MMIC에 응용 가능한 평면형 구조를 갖는 IMT-2000 대역에서 사용할 수 있는 CT 필터 및 이를 적용한 듀플렉서를 설계 하였다. 듀플렉서에 사용된 대역통과 CT 필터 감쇠극은 교차 결합이 Electric Coupling과 Magnetic Coupling 구조를 사용하여 중심 주파수보다 높은 주파수와 낮은 주파수에서 각각 형성되게 함으로써, 듀플렉서 송·수신 대역에서 우수한 저지 대역 감쇠 특성을 얻을 수 있다. 측정 결과와 시뮬레이션 결과가 다소 차이를 보이지만 이는 재 제작시 정밀한 공정 과정을 통해 오차를 줄임으로써 개선시킬 수 있을 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] Jia-Sheng Hong, Michael J. Lancaster, "Cross-Coupled Microstrip Hairpin-Resonator Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-46, pp. 118-122, Jan. 1998.
- [2] Jen-Tsai Kuo, M-U Maa and P-H Lu, "A Microstrip Elliptic Function Filter with Compact Miniaturized Hairpin Resonators", *IEEE Trans. Microwave and Guided Wave Letters.*, vol. 10, no. 3, pp. 94-95, Sep. 2000.
- [3] Jia-Sheng Hong, Michael J. Lancaster, "Couplings

of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-44, pp. 2099-2109, Sep. 1996.

[4] P. L. Field, I. C. Hunter and J. G. Gardiner, "Asymmetric bandpass filter using a novel microstrip structure", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 2, pp. 247-249, Jun. 1992.

[5] Chu-Chen Yang, Chi-Yang Chang, "Microwave cascade trisection filter", *IEEE Microwave and Guided Wave Lett*, vol. 9, pp. 271-273, Jul. 1999.

[6] 최오석, 남훈, 장행중, 임영석, "고조파 억압 특성이 있는 대역통과 교차 결합 필터 설계", 2002년

대한전자공학회 추계 학술대회 논문집, 이화여자대학교, pp. 791-794, 2002년 11월.

[7] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, Jone Wiley & Sons, Inc, pp. 331-335, 2001.

[8] G. Macchiarella, "An effective technique for the Synthesis of an equiripple low pass prototype filter with asymmetric frequency response and arbitrary transfer function zeros", in *Proc. 25th European Microwave Conf.*, pp. 722-724, 1995.

[9] Jia-Sheng Hong, Michael J. Lancaster, "General prototype network-synthesis methods for microwave filter", *ESA J.*, vol. 6, no. 2, pp. 193-206, 1982.

최 오 석



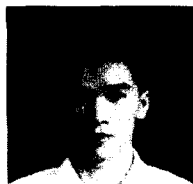
2002년 2월: 광주대학교 전자공학과 (공학사)
 2002년~현재: 전남대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] RF 수동회로 설계, RF 소자 설계

임 영 석



1980년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1989년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학박사)
 1994년 9월~현재: 전남대학교 전자정보통신공학부 교수
 [주 관심분야] 전자파 해석, 초고주파 회로 해석, RF 소자 설계

남 훈



1997년 2월: 동신대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 8월: 전남대학교 전자공학과 (공학석사)
 2001년 9월~현재: 전남대학교 전자공학과 박사과정
 2001년 7월~현재: LG전자 주임연

구원

[주 관심분야] RF 회로 설계, RF 소자 설계