

복소 매칭을 이용한 Open Loop Resonator 다이플렉서

Open loop resonator diplexer applying conjugate matching

백현, 한형석[†], 김형석*

(Hyun Paek, Hyeong-Seok Han[†], Hyeong-Seok Kim*)

Abstract : A new type of cross-coupled planar microwave filter using coupled microstrip square open-loop resonators diplexer proposed. A method for the rigorous calculation of the coupling coefficients of basic four pole electric and magnetic coupling structures encountered. Simple empirical models are derived for estimation of the coupling coefficients. Experiments are performed to verify the theory. And a method for diplexer matching is conjugate matching that has characteristic better than open matching method.

Keywords: diplexer, open loop, conjugate matching

I. 서론

RF 송수신 시스템에서는 안테나를 통하여 입력된 모든 신호들 중에서 각 시스템마다 필요로 하는 신호만을 추출하여 시스템의 안정성을 확보하는 한편 수신감도 특성을 개선하게 되는데, 이때 필요한 소자가 다이플렉서이다. 현재 RFID용 주파수 활용은 13.56MHz는 근방향 IC카드로서 신분증이나 전자승차권의 용도로, 433.92MHz는 컨테이너 관리 용도로 쓰이며 860-930MHz와 2.45GHz는 유통 및 물류 전반에 대한 용도로 지정되어 쓰이고 있다. 미국에서 실행되는 거의 모든 테스트에서는 915MHz 대역을 사용하는 RFID 대역이 유통 산업에서 주요 주파수 대역이 될 가능성이 높다. 또한, 일본 등 많은 국가에서 900MHz 대역에서 각각의 국가에서 이미 다른 용도로 점유되어있어 전세계적으로 동일한 주파수인 2.45GHz 대역을 유통 및 물류 중심의 RFID 대역으로 개발 중이다. 이에 따라 듀얼 밴드를 지원하는 시스템을 개발을 통해 900MHz 대역은 물론 2.45GHz 대역에서 사용할 수 있는 다이플렉서가 필요하다. 두 대역을 모두 사용할 수 있는 RFID용 다이플렉서는 RF 전치부에 적용하여 향후 다양한 대역에 적용할 수 있는 기술을 구축할 수 있다.[1] 본 논문은 복소매칭을 이용한 Open-loop ring resonators로 마이크로스트립 다이플렉서에 대해 연구하였다. 두 대역의 Open loop resonators로 구성된 대역 통과 필터를 이용하여 복소매칭으로 다이플렉서를 구성하여 0.912, 2.45GHz 대역에서 통과되도록 설계하였다. 본 논문의 구성은 II, III절의 Open loop resonator와 복소매칭에 관한 내용을 다루며 IV절에서 실제로 다이플렉서를 제작하고 결과를 제시한다.

II. Open loop resonator

그림 1은 Open loop resonator의 형태이다. 각 공진기의 전자 기적 결합 구조를 나타내었으며, 결합률은 Loop의 간격과 Loop간의 offset거리에 의해서 결정된다. 여기에서 결합은

fringe field에 의해서 구성되며, 이 전자계는 결합량을 결정하게 된다.

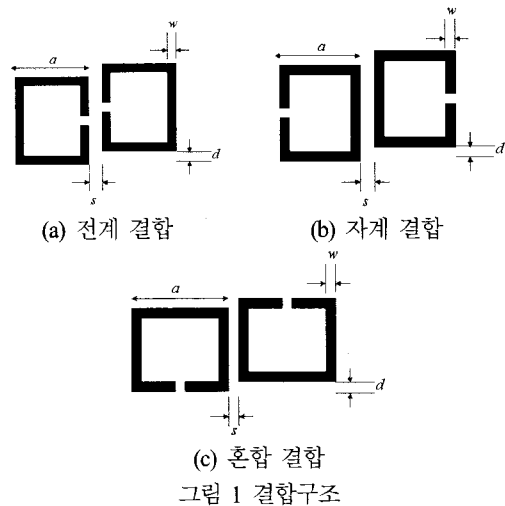
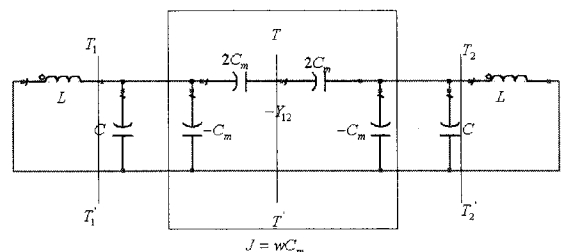


그림 1(a)와 같은 경우에서 간극이 있는 경우에는 전계의 결합률이 크고, 그림 1(b)에서는 두 개의 결합선로가 있는 경우 자계의 결합이 크게 된다 왜냐하면 fringe 전자계는 공간 상으로는 지수함수로 감소되며, 전계의 fringe 전자계는 최대 전계 분포를 갖는 면 근처에서는 매우 크다. 반면 자계 fringe는 최대 자계 분포를 갖는 점에서 매우 크게 된다. 그림 1(c)의 경우는 결합면에서는 전계와 자계의 결합이 발생된다. 이러한 경우는 혼합 결합이라고 한다.[2]-[3]

1. 전계 결합

Open loop resonator의 전계 결합 형태를 lumped 소자로 등가 모델링하면 그림 2와 같다.



* 책임저자(Corresponding Author)

백현 : 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정(darmi@hanafos.com)

한형석: 경원대학교 전자공학 교수 (hshan@kyungwon.ac.kr)

김형석*: 중앙대학교 전자전기공학부 교수(kimcaf2@cau.ac.kr)

※ 본 연구는 2008년 중소기업 산학 지원사업의 지원에 의해 수행 되었음.

그림 2 전계 결합 구조를 갖는 링 공진기의 등가회로

$$f_e = \frac{1}{2} \pi \sqrt{L(C + C_m)} \quad (1)$$

$$f_m = \frac{1}{2} \pi \sqrt{L(C - C_m)} \quad (2)$$

Open loop resonator의 전계 결합에서 두 개의 공진 주파수 (f_e, f_m)는 위와 같으며, f_e 와 f_m 은 각각 전계 결합과 자계 결합에 의한 공진 주파수를 의미한다. 그림 2의 대칭면 T-T'를 전계벽으로 대치된다면(또는 short circuit) 회로의 공진 주파수는 f_e 이며, 이와 유사하게 T-T'를 자계벽(또는 open circuit)으로 대치하면 공진주파수는 f_m 이다. 식 (1), (2)로부터 결합 계수(k_E)를 구하면 다음과 같다.

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (3)$$

C 와 L , 그리고 C_m 은 각각 자기 커패시턴스, 자기 인덕턴스, 상호 커패시턴스를 나타낸다. 결합 계수는 상호 커패시턴스와 자기 커패시턴스에 의해 영향을 받으며, 상호 커패시턴스가 자기 커패시턴스보다 커질수록 결합 계수는 증가한다.

2. 자계 결합

Open loop resonator의 자계 결합 형태를 lumped 소자로 등가 모델링하면 그림 3과 같다.

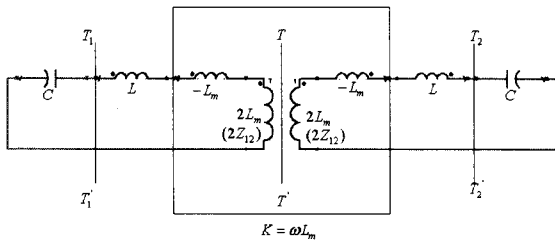


그림 3 결합 공진기의 자계 결합에 대한 등가회로

$$f_e = \frac{1}{2} \pi \sqrt{L(C - C_m)} \quad (4)$$

$$f_m = \frac{1}{2} \pi \sqrt{L(C + C_m)} \quad (5)$$

Open loop resonator의 자계 결합에서 두 개의 공진 주파수 (f_e, f_m)는 위와 같으며, 식 (4), (5)로부터 결합 계수(k_m)를 구하면 다음과 같다.

$$k_m = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (6)$$

3. 혼합 결합

Open loop resonator의 혼합 결합 형태를 lumped 소자로 등가 모델링 하면 그림 4와 같다.

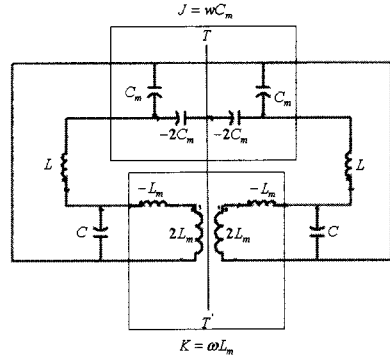


그림 4 혼합 결합기의 등가회로

$$f_e = \frac{1}{2} \pi \sqrt{(L - L_m')(C - C_m')} \quad (7)$$

$$f_m = \frac{1}{2} \pi \sqrt{(L + L_m')(C + C_m')} \quad (8)$$

Open loop resonator의 혼합 결합에서 두 개의 공진 주파수 (f_e, f_m)는 위와 같으며, 식 (7), (8)로부터 결합 계수(k_E)를 구하면 다음의 수식과 같이 주어진다. 이 때, C, L, L_m' 그리고 C_m' 은 각각 자기 커패시턴스, 자기 인덕턴스, 상호 인덕턴스, 그리고 상호 커패시턴스를 나타낸다.

$$k_m = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m' + LC_m'}{LC + L_m'C_m'} \quad (9)$$

식 (9)에서 $L_m'C_m' \ll LC$ 이므로, 다음과 같은 수식이 된다.

$$k_B \approx \frac{L_m'}{L} + \frac{C_m'}{C} = k_m' + k_e' \quad (10)$$

식 (10)에서 구한 혼합 결합의 결합 계수는 전계와 자계의 합으로 표현 되는 것을 알 수 있다.

4. 수치해석

각 결합구조에 대하여 결합계수를 구하였다, 이것을 각 공진의 간격변화와 결합구조, 유전율, 선로폭에 대하여 수치해석을 통해 결합계수와의 관계를 알 수 있다.[3]

$$k_E = \frac{\pi}{16} F_e \exp(-A_e) \exp(-B_e) \exp(-D_e) \quad (11)$$

$$A_e = 0.2259 - 0.01581e_r + 0.1\sqrt{e_r + 1} \frac{w}{h} \quad (12)$$

$$B_e = [0.1068 + 0.266 \ln(\frac{e_r + 1}{2})] (\frac{s}{h}) \quad (13)$$

$$pe = 1.0886 + 0.03146 (\frac{w}{h})^4 \quad (14)$$

$$D_e = [0.1608 - 0.06945 \sqrt{\frac{a}{h}}] (\frac{s}{h})^{1.15} \quad (15)$$

$$F_e = [-0.9605 + 1.4087 \sqrt{\frac{a}{h}} - 0.2443 \frac{a}{h}] \quad (16)$$

$$k_M = \frac{\pi}{16} F_m \exp(-A_m) \exp(-B_m) \exp(-D_m) \quad (17)$$

$$A_m = [-0.06834 + 0.14142 \frac{w}{h} + 0.08655 (\frac{w}{h})^3] \quad (18)$$

$$B_m = 1.2 (\frac{s}{h})^{pm} \quad (19)$$

$$pm = 0.8885 - 0.1751 \sqrt{\frac{w}{h}} \quad (20)$$

$$D_m = [1.154 - 0.8242 \sqrt{\frac{a}{h}} + 0.1417 \frac{a}{h}] (\frac{s}{h}) \quad (21)$$

$$F_m = -0.5014 + 1.0051 \sqrt{\frac{a}{h}} - 0.1557 \frac{a}{h} \quad (22)$$

식(11)-(16)은 전계 결합에 대한 결합계수의 관계이고, 식(17)-(22)는 자계결합에 대한 결합계수의 수치해석 결과이다. 그리고 다음 식(23)은 자기 혼합결합에 대한 전계 결합과 자계결합과의 관계식이다. [3]

$$k_B = 0.5k_M + 0.6k_E \quad (23)$$

III. Conjugate Matching

본 논문에서 구현한 open loop resonator 다이플렉서는 912MHz, 2.45GHz대역의 필터로 이루어진다. 이와 같은 각각의 필터를 복소 매칭 방법을 이용하여 다이플렉서를 구현한다. [4] 구현된 다이플렉서는 그림 5와 같이 각각의 대역통과 필터와 복소 매칭을 하기 위한 마이크로스트립 라인으로 구성이 되었다.

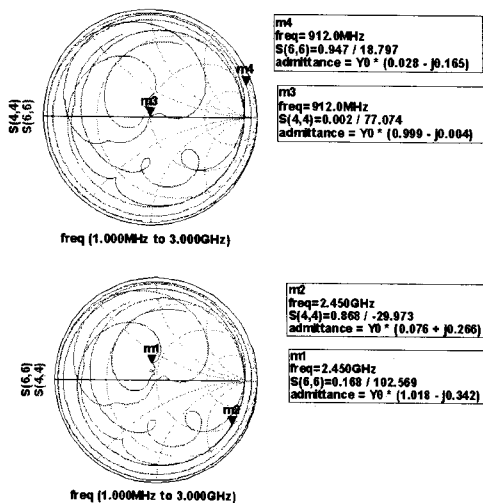


그림 5. 0.912GHz, 2.45GHz 대역 필터 회로의 어드미턴스

그림 5의 스미스 차트는 0.912GHz와 2.45GHz의 입력 어드미턴스의 궤적을 나타낸다. 여기서 2.45GHz의 신호가 다이플렉서를 유입될 때 0.912GHz대역의 대역통과 필터의 입력 어드미턴스는 식(24)와 같고, 2.45GHz 대역통과필터의 입력 어드미턴스는 식(25)와 같다.

여기서 2.45GHz의 신호가 유입되면 어드미턴스가 높은 2.45GHz 대역통과 필터로 흐르고, 어드미턴스가 낮은 0.912GHz 대역 통과 필터로는 유입되지 않는다.

$$Y_{0.912}(2.45GHz) = 0.076 + j0.266 \quad (24)$$

$$Y_{2.45}(2.45GHz) = 1.018 - j0.342 \quad (25)$$

안테나 포트에서 바라본 다이플렉서의 입력 임피던스의 실수항은 50Ω 이 이루어지고, 복소항은 서로 상쇄되어 복소 매칭이 이루어진 것을 식 (26)을 통해 알 수 있다.

$$Y_{Total}(2.45GHz) = 1.094 - j0.066 \quad (26)$$

IV. 0.912GHz, 2.45GHz 다이플렉서의 제작

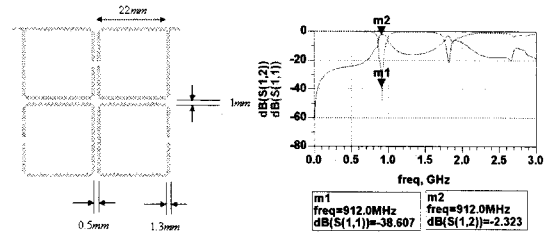
0.912GHz, 2.45GHz 대역 통과 다이플렉서를 제작하기 위해서 먼저 각각의 대역 통과 필터를 제작하고, 복소 매칭을 이용하여 다이플렉서를 제작하였다.

Open loop resonator 구조의 각 크기 및 길이를 수치해석으로 결합 계수를 찾아낼 수 있다. MATLAB을 이용하여 각 수치를 계산해 내고 시뮬레이션을 이용하여 결과를 확인 하였다.

기판정보는 FR4 Epoxy, 유전율 4.4, Loss tangent는 0.02, 두께는 1mm기판을 사용하였다.

1. 0.912 GHz 대역 통과 필터의 제작

그림 6은 0.912GHz 대역통과 필터와 시뮬레이션 결과를 나타내었다.

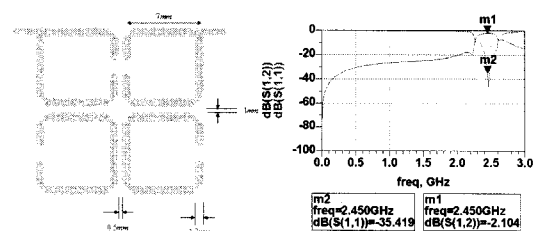


(a) 0.912GHz 대역통과 필터 (b) 시뮬레이션 결과

그림 6. 0.912GHz 대역 통과 필터와 시뮬레이션 결과

2. 2.45 GHz 대역 통과 필터의 제작

그림 7은 2.45GHz 대역 통과 필터와 시뮬레이션 결과를 나타내었다.



(a) 2.45GHz 대역통과 필터 (b) 시뮬레이션 결과

그림 7. 2.45GHz 대역 통과 필터와 시뮬레이션 결과

3. 복소 매칭과 다이플렉서의 완성

복소 매칭을 위해서 기존의 대역 통과 필터를 마이크로스

트립 라인의 연장으로 매칭시킨다. 그림 8은 복소매칭을 이용하여 다이플렉서를 매칭시키고 완성된 다이플렉서의 레이아웃을 보여주고, 그림 9는 시뮬레이션 결과를 보여준다.

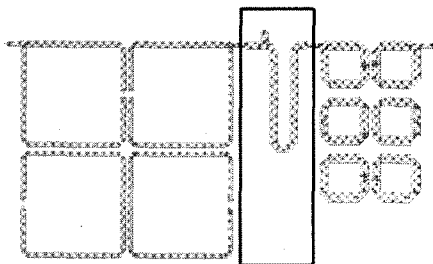


그림 8 복소 매칭과 완성된 다이플렉서의 레이아웃

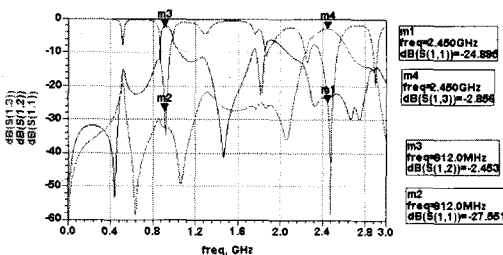


그림 9 시뮬레이션 결과

4. 다이플렉서의 제작

시뮬레이션과 결과를 이용하여 실제로 다이플렉서를 제작하였다. 그림 10은 실제로 제작한 다이플렉서의 사진이며, 그림 11은 실제 제작한 다이플렉서의 측정 데이터이다.

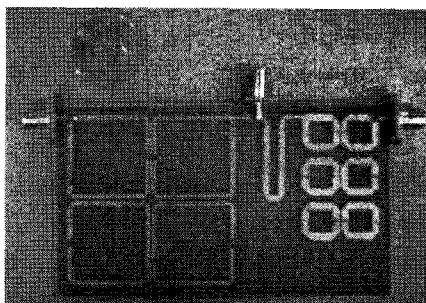


그림 10. 제작한 다이플렉서

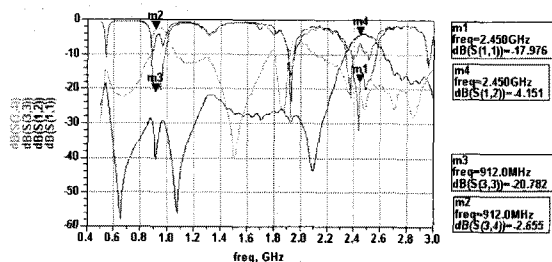


그림 11. 제작한 다이플렉서의 측정

0.912GHz, 2.45GHz에서의 S11이 -20dB, -18dB로 나타내었고, S21과 S31은 각각 -2.6dB, -4dB였다. 실제 제작함에 있어서 기관 특성 중 Loss tangent 가 0.02로 다른 기관에 비해서 상당히 높은 편이어서 2.45GHz대역의 통과 대역이 낮게 측정

된 것으로 생각된다.

V. 결론

RFID 시스템의 0.912GHz, 2.45GHz에서 동작한 다이플렉서를 제작하였다. 결합 방식을 Open loop resonator를 이용함으로써 크기를 줄이고, 이중 대역의 특성을 살리기 위해 정합방식으로 개방형 방식이 아닌 복소 매칭이 이용되었다. 구현 결과가 반사손실이 각각 -20dB이하로 우수한 특성을 나타내었다.

참고문헌

- [1] 오재욱, 김형석 “RFID 리더용 Concurrent 이중 대역 저잡음 증폭기” 2007년 춘계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집 Vol.30, No.1, pp.57-60, 2007.
- [2] Jia-Sheng Hong and M.J.Lancaster “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, Wiley-Interscience, 2001
- [3] Jia-Sheng Hong; Lancaster, M.J. "Couplings of microstrip square open-loop resonators for crosscoupled planar microwave filters," *IEEE Trans. Microwave. Theory Tech.*, vol. 44, no. 12, pp. 2099-2108, Dec. 1996.
- [4] 하상훈, 김동수, 조현민, 김형석, 강남기, 김준철 “Cellular/GPS/USPCS 어플리케이션을 위한 LTCC Triplexer” 마이크로파 및 전파전파학술대회 논문집, Vol.29, No.1, pp.91-94, May. 2006
- [5] M. Makimoto and S. Yamashita, “Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped-impedance resonators,” *IEEE Trans Microw.Theory Tech.*, vol. MTT-28, no. 12, pp. 1413-1417, Dec. 1980.



백 현

2008년 중앙대학교 전자전기공학부 졸업. 2008년~현재 중앙대학교 공과대학원 RF 무선통신 연구실 석사과정 재학 중. 관심분야는 EMI/EMC, Passive Component.



한 형석

1986년 서울대학교 제어계측 공학사 1988년 서울대학교 제어계측 공학석사 1993년 서울대학교 제어계측 공학박사 1993~1997 순천향대학교 제어계측 공학과 조교수 1997~현재 경원대학교 전자전기정보공학부 교수.



김 형석

1985년 서울대학교 전기공학(공학사). 1987년 서울대학교 전기공학과(공학석사). 1990년 서울대학교 전기공학과(공학박사). 1990~2002 순천향대학교 정보기술공학부 교수. 2002~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수