

450MHz 대역 Duplexer의 최적설계에 관한 연구

A study on the optimal design of a duplexer operating at 450MHz band

이승준

김근용, 박종현, 이주형, 이택근

나극환

(광운대학교, 석사과정)

(광운대학교, 석사과정)

(광운대학교, 교수)

Key Words : Duplexer, Impedance matching, Isolation

목 차

I. 서론

II. 설계이론

- 듀플렉서 설계이론
- 매칭이론

III. 듀플렉서 설계 및 시뮬레이션

IV. 결론

참고문헌

I. 서론

이미 오래전부터 사용되어 왔던 생활무전기나 근래에 보편화 되어 사용되고 있는 TRS(Trunk Radio System)를 비롯한 대부분의 무전기(Walkie-Talkie)는 다수의 사용자가 같이 사용하기 위해 반이중 통신(Half Duplex)방식을 사용하고 있다. 이는 이론적으로 n : n 전이중 통신(Full Duplex)방식이 불가능한 데 있으며, TRS 와 같이 중계하여주는 시스템에서조차도 각 단말기들의 국부발진 주파수 불일치로 인한 잡음으로 인하여 같은 주파수 채널로 다수의 신호를 동시에 수신함이 불가능함에 기인한다.

이제까지 n : n 전이중 통신(Full Duplex)방식의 무전기는 기술적인 어려움뿐만 아니라, 주파수 채널의 수의 증가, 프라이머시 침해, 각 단말기들의 큰 전력소모 등의 단점이 지나치게 부각되었다. 그렇기 때문에 생산 및 군경, 소방서, 건설, 대형매장 등의 순발력을 요하는 현장이나 백화점, 식당 등에서 활용될 시에 기존의 반이중 통신(Half Duplex)방식의 단점들을 해소할 수 있으며, 기대효과가 매우 큼에도 불구하고, 그 필요성이 간과되어 왔다.

최근 n : n 전 이중통신(Full Duplex)방식의 필요성이 제기되면서, 개념적으로 완벽한 n : n 전이중 통신(Full Duplex)이론이 완성되었으며, 완성된 이론을 통한 신 개념의 다자간 양방향 무선통신 시스템과, 적합한 부품의 개발이 필수적이다.

본 연구에서는 이동통신주파수(800~900MHz)나 개인 이동통신주파수(PCS, Personal Communication System, 1.7~1.9GHz)대역의 부품에 비해 최근까지 개발의 필요성과 수요가 없었던 UHF 생활무전 주파수 대역의 듀플렉서를 설계, 제작, 측정하였으며 450MHz 대역의 n : n Full Duplex 시스템에 사용 가능하도록 특성을 고려하였다.

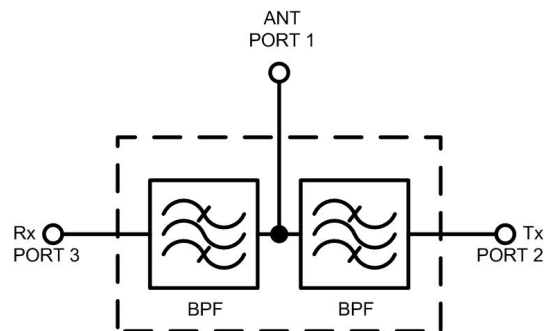
설계한 듀플렉서는 업체에 의뢰하여 주문 제작된 SAW필터, 안테나, 매칭회로로 구성하였고, 안테나와 송·수신 단 사이에 격리(Isolation)와 정합(matching)특성을 만족하도록 매칭

회로를 삽입하였으며 안테나의 바로 앞부분에 RF특성에 영향을 주지 않으면서 정전기 방전으로부터 보호하는 회로를 추가 하였다.

II. 설계이론

1. Duplexer 설계이론

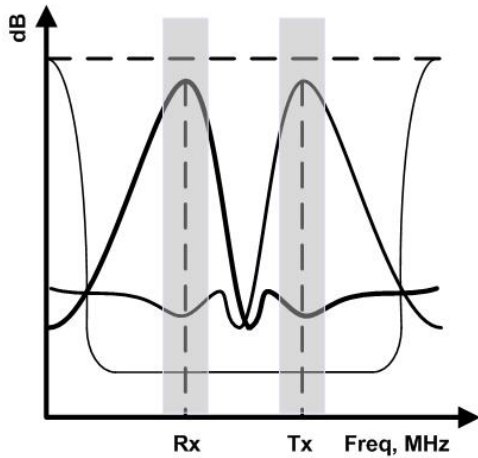
n:n 전이중통신방식의 FDD(Frequency Domain duplex) 를 위한 듀플렉서의 구조는 그림 2-1 과 같다.



<그림 2-1> 듀플렉서의 구조

그림과 같이 듀플렉서는 일반적으로 안테나, 송신 필터, 수신 필터, 매칭회로로 구성되며, 송신과 수신을 하나의 안테나로 동시에 공유하므로 송수신 포트 사이의 차단(Isolation)특성이 중요해지는데, 초소형의 SAW 필터를 사용하는 경우에 있어 송수신 필터의 특성이 요구되는 차단특성을 충족시킬 수 없기 때문에, 그를 개선시키기 위해 안테나와 송·수신 필터 사이의 매칭회로에 의하여 부족한 차단특성을 보완하도록 설계할 필요성이 있다.

따라서 매칭회로는 송신단과 수신단이 서로 무한 대의 임피던스로 보이되 두 단은 모두 안테나 포트에 50Ω 매칭 되도록 설계하여야 한다.



<그림 2-2> 듀플렉서의 주파수 응답

그림 2-2는 듀플렉서의 주파수 응답을 나타낸다. 두 주파수가 인접한 위치에 있기 때문에 상대 대역의 감쇠 특성이 최대가 되도록 설계해야 한다. 이때 송수신 주파수 사이에 사용하지 않는 주파수 대역을 전이대역이라고 하며, 전이대역이 좁을수록 감쇠가 급격히 일어나는 필터를 사용해야 한다.

본 연구의 듀플렉서 설계에 사용된 필터의 특성은 표 1-1과 같다.

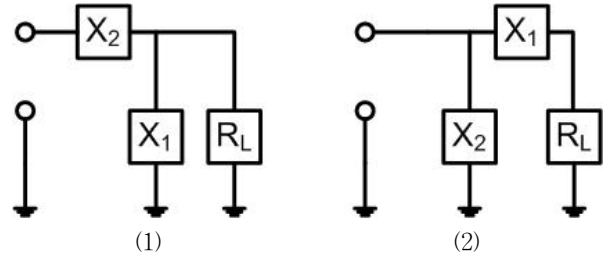
<표 1-1>설계에 사용된 425, 450MHz SAW Band Pass Filter의 특성

425MHz SAW Filter		Minimum	Typical	Maximum
Center Frequency(Fc)	MHz	-	425	-
Insertion Loss	dB	-	3.0	4.0
VSWR(Fc+/-2.0MHz)		-	1.5	2.0
Relative Attenuation				
...~Fc-15MHz	dB	45	50	-
Fc+25MHz~...		45	50	

450MHz SAW Filter		Minimum	Typical	Maximum
Center Frequency(Fc)	MHz	-	450	-
Insertion Loss	dB	-	2.5	3.5
VSWR(Fc+/-2.0MHz)		-	1.5	2.0
Relative Attenuation				
...~Fc-15MHz	dB	45	50	-
Fc+25MHz~...		45	50	

2. 매칭이론

그림 2-3의 2-Element Matching 회로에서 첫 번째 소자(X_1)는 부하임피던스의 실수부의 증감에 관여하게 되는 변환 소자이며, 두 번째 소자(X_2)는 첫 번째 소자에 의해 발생하는 부유 리액턴스를 제거하기 위한 보상소자이다.



<그림 2-3> 2소자 매칭을 위한 L회로망

그림2-3 회로의 부하 저항과 리액턴스의 변화요인은 각각 다음과 같고,

(1) Resistance, Reactance Transformation Factor

$$D_1 = \frac{1}{1 + Q_1^2}, E_1 = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_1^2}} \text{ when } Q_1 = \frac{X_1}{R}$$

(2) Resistance, Reactance Transformation Factor

$$D_1 = 1 + Q_1^2, E_1 = 1 + \frac{1}{Q_1^2} \text{ when } Q_1 = \frac{X_1}{R}$$

변환과정은 다음과 같다.

$$(1) G + jB = \frac{1}{R_P} + \frac{j}{X_P}$$

$$\frac{1}{R_L + jX} = \frac{R_L - jX}{R_L^2 + X^2} = \frac{R_L}{R_L^2 + X^2} - j \frac{X}{R_L^2 + X^2} = G + jB$$

$$R_P = \frac{1}{G} = \frac{R_L + X^2}{R_L} = R_L + \frac{X^2}{R_L} = R_L(1 + Q^2)$$

$$X_P = -\frac{1}{B} = \frac{R_L + X^2}{X} = X + \frac{R_L^2}{X} = X \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right)$$

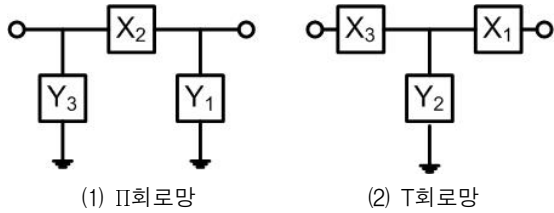
(2) $R_S + jX_S$

$$\frac{1}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{jX}} = \frac{jR_L X}{R_L + jX} = \frac{jR_L X(R_L - jX)}{R_L^2 + X^2} = \frac{R_L X^2}{R_L^2 + X^2} + j \frac{R_L X^2}{R_L^2 + X^2} = R_S + jX_S$$

$$R_S = \frac{R_L X^2}{R_L + X^2} = R_L \frac{1}{1 + \frac{R_L^2}{X^2}} = R_L \frac{1}{1 + Q^2}$$

$$X_S = \frac{R_L^2 X}{R_L^2 + X^2} = X \frac{1}{1 + \frac{X^2}{R_L^2}} = X \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{Q^2} \right)}$$

II, T회로망은 3소자 매칭을 위한 회로이다. 그림2-5와 같이 II회로는 두 개의 병렬소자를, T회로는 두 개의 직렬소자를 취한 형태이다. L회로망은 소스와 부하 임피던스가 정해져야 회로의 Q가 계산되기 때문에 좁은 대역폭이 필요한 정합회로의 구성에 어려움이 있다. 이는 3소자를 사용하는 II, T회로망으로 해결할 수 있으며 좁은 주파수 대역에서도 높은 회로의 Q를 만들 수 있다.



<그림 2-4> 3소자 매칭을 위한 II, T 회로망

II회로의 Y1과 X2, T회로의 X1과 Y2는 변환소자이며, Y3과 X3은 보상소자로 리액턴스 레벨을 정하는 역할을 한다. 저항 값이 두 번 변환되기 때문에 두 개의 변환Q를 갖는다. 큰 변환Q는 등가L회로에 필요한 Q보다 큰 값을 얻도록 정해질 수 있다.

또한 II, T회로의 대역폭도 변환Q에 의해 결정되어지며, 두 개의 변환 Q중 큰 변환 Q의 0.5배와 회로의 Q와 같다고 볼 수 있다. 큰 변환 Q는 조정이 가능하기 때문에, II, T회로는 특정 대역폭을 갖도록 설계가 가능하다.

II, T회로의 설계와 관련된 식들을 정리하면 다음과 같다.

(1) II-Section

$$Q_1 = Q_{max} = 2Q \quad R' = \frac{R_L}{(1 + Q_1^2)}$$

$$1 + Q_2^2 = \frac{R''}{R'} \quad Y_1 = \frac{Q_1}{R_L}$$

$$X_2 = R'(Q_1 + Q_2) \quad Y_3 = \frac{Q_2}{R''}$$

(1) T-Section

$$Q_2 = Q_{max} = 2Q \quad R' = \frac{R''}{(1 + Q_2^2)}$$

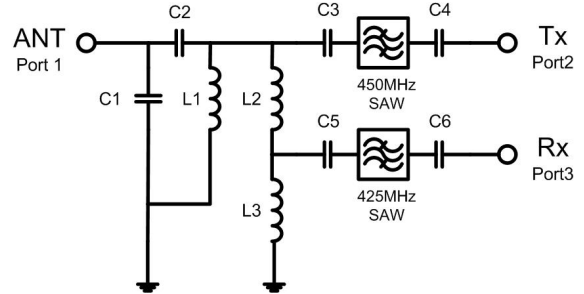
$$1 + Q_1^2 = \frac{R_L}{R'} \quad Y_1 = \frac{Q_1}{R_L}$$

$$X_2 = \frac{R'}{(Q_1 + Q_2)} \quad Y_3 = \frac{Q_2}{R''}$$

III. 듀플렉서 설계 및 시뮬레이션

듀플렉서 설계를 위해 안테나, 송신단, 수신단을 구성하고 그 사이에 송·수신단 간의 격리를 최대로 하면서, 필터의 주파수 선택도, 감쇠 특성, 삽입손실 특성 등에 영향을 미치지 않도록 매칭회로를 삽입하였다. 안테나와 필터사이에 T, II

회로를 구성하고, 각 송·수신 주파수의 경우에 따라 매칭이론에 기술한 변환과정과, 공식에 의해 집중정수 소자의 값들을 정하여 시뮬레이션 하였고, 필터 자체의 특성을 고려하여 소자들의 값을 재조정하였다. 설계된 듀플렉서의 회로는 그림 3-1과 같다.



<그림 3-1> 설계된 듀플렉서의 회로

이론적으로는 각 주파수에서 송신단과 수신단이 서로 무한대의 임피던스로 보이되 안테나로는 50Ω으로 정합되어야 하지만, 듀플렉서의 크기와 소자의 개수, 필터 특성 등의 사항을 고려했을 때 정확한 50Ω과 무한대로의 매칭은 불가능하며, 적합하지 않다. 그렇기 때문에 최대한 50Ω에 가깝게, 반사계수가 최대가 되도록 매칭 하였고, 소자 값들을 정하여 시뮬레이션 하였다.

시뮬레이션 상에는 적절한 주파수 응답을 얻는 듯 보였으나 제작 시에는 특성이 제대로 나오지 않았다. 그 이유는 시뮬레이션 툴 상의 BPF로 구성하여 시뮬레이션 하여서 주문 제작된 필터의 실제 특성과 정확히 일치하지 않았기 때문이었다.

적합한 특성을 얻기 위해 주문 제작한 필터의 특성을 담은 데이터파일의 필터로 회로를 다시 구성한 후 시뮬레이션 하였고, 필터 자체의 입출력 반사특성을 고려하여 다시 소자 값들을 조정해야 했다. 안테나의 앞 단에는 ESD(ElectroStatic Discharge)에 의한 영향에 대비하여 회로를 추가 하였으며, 정전기 방전을 예방하기 위해 추가한 소자 값으로 인해 RF 특성이 변할 수 있기 때문에 RF특성에 영향을 주지 않으면서 직류에 의한 영향도 받지 않도록 보상하여줄 수 있는 소자를 추가하여 구성하였다.

그 결과 L2, L3, C5의 값을 변화하였을 때 전체 특성에 많은 변화를 보였고, 적합한 세 경우의 값들을 얻었다. 그 값들은 표 3-2와 같고, 정해진 듀플렉서 전체 회로의 소자 값은 표 3-1과 같다.

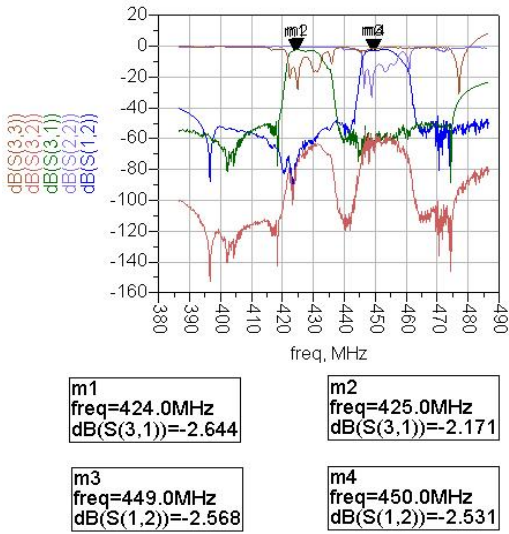
<표 3-1> 설계된 듀플렉서 회로의 소자 값

C1	C2	C3	C4	C5	C6	L1	L2	L3
4.7pF	100pF	47pF	100pF	56pF	100pF	22nH	4.7nH	18nH

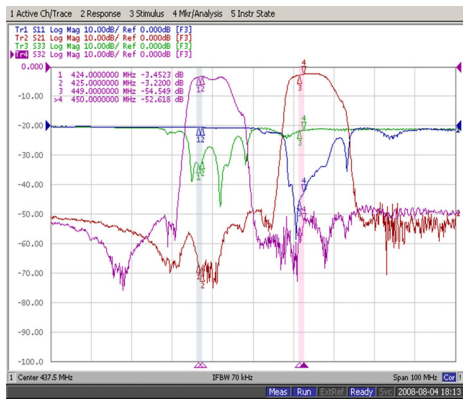
<표 3-2> 설계에 적합한 듀플렉서 회로의 소자 값

	L2	L3	C5
recommend 1	4.7nF	22nH	56pF
recommend 2	4.7nF	18nH	56pF
recommend 3	4.7nF	18nH	47pF

설계된 듀플렉서의 시뮬레이션 값과 제작 후 측정된 듀플렉서의 동작 특성은 각각 그림 3-2, 그림 3-3과 같다.

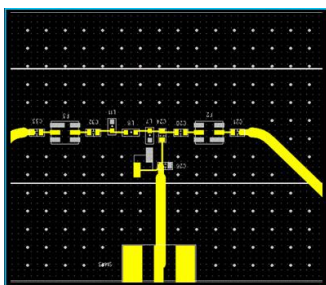


<그림 3-2> 설계된 듀플렉서의 주파수 응답

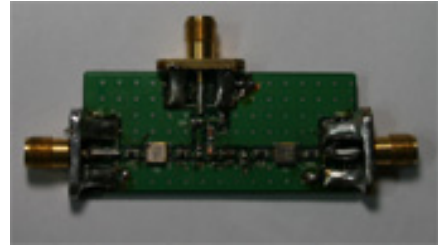


<그림 3-3> 제작된 듀플렉서의 주파수 응답

설계한 듀플렉서의 시뮬레이션 값과 제작된 듀플렉서의 측정값이 거의 동일한 특성을 나타냄을 확인 할 수 있다. 그림3-4는 테스트를 위해 제작한 듀플렉서의 PCB회로 이고, 그림3-5는 제작된 듀플렉서이다.



<그림 3-4> 듀플렉서의 PCB 회로



<그림 3-5> 제작된 듀플렉서

IV. 결론

본 연구에서는 최근까지 전 이중통신 방식 무전기의 필요성에 따라서, 그동안 요구되지 않았던 450MHz 대역의 듀플렉서를 설계, 제작, 측정 하였다.

제작된 듀플렉서는 필터자체의 삽입 손실(-2.5dB, -3dB)을 감안하면 매칭회로에서의 손실은 거의 없다고 볼 수 있을 정도의 결과를 얻었고, 송·수신 단의 확실한 분리(-57dB)를 확인할 수 있다. 제작된 듀플렉서가 -3dB 이내의 삽입손실과 주파수 간에 -55dB 이상의 격리와 -50dB 이상의 우수한 감쇠특성을 보임으로써 특정 소 출력 무전기나 0.5Watt 생활무전기에 사용가능하고, 측정을 위해 제작한 PCB는 L, C의 위치 조정만으로도 충분히 크기를 줄일 수 있으며, 결과로 얻은 송수신의 분리와 삽입손실 특성을 보장하는 소형의 원 칩화된 MCM(Multi Chip Module)의 구현도 가능하다.

설계된 450MHz 듀플렉서는 일반 이동통신주파수(800~900MHz)나 개인 이동통신주파수(PCS, Personal Communication System, 1.7~1.9GHz)등의 주파수가 높은 부품에 비해 비교적 낮기 때문에 설계하는 데 있어 사이즈 면에서 불리함에도 불구하고 듀플렉서의 특성을 만족하면서 소형, 경량의 결과를 얻을 수 있을 것으로 생각된다.

참고문헌

1. Pieter L.D. Abrie, The Design of Impedance - Matching Networks for Radio - Frequency and Microwave Amplifiers, ARTECH HOUSE, INC., 1985.
2. 나극환, 알기쉬운 마이크로파 공학, 청문각, 2004.
3. Bowick, Chris, RF Circuit Design, Newnes, 1997.
4. D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd Ed., John Wiley & Sons, Inc., 1998.
5. G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure, McGraw-Hill, 1964