

유한요소해석을 이용한 비대칭 평면형 결합선로 설계

윤재호*, 박준석, 안달, 김형석
 순천향대학교 정보기술공학부

Design of Asymmetrical Parallel Coupled lines
 Using Finite Element Analysis

Jae-Ho Youn*, Jun-Seok Park, Dal Ahn, Hyeong-Seok Kim
 Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University

Abstract - Asymmetrical parallel coupled lines are used in a number of circuits such as multi-band coupler and combline type band pass filter. Although graphical results and formulas are available for the design of coupled lines, the design procedure is hard to use, because even- and odd- mode impedances are always expressed in terms of the physical geometry. In this paper, we introduce a method to find design parameter using finite element analysis. By employing the capacitance obtained by FE analysis, design parameters for each lines are extracted. To show the validity of extracted design parameter for asymmetrical parallel coupled line, we have designed and simulated a planar type combline band pass filter.

어 적용모델로 사용하였다.

2. 본 론

2.1 결합선로회로의 해석

다중결합선로를 사용하는 수동소자를 특성에 맞도록 회로해석을 하면 우모드(Even)와 기모드(Odd)의 임피던스를 구할 수 있다. 또한 식(1), (2)으로부터 우모드와 기모드의 커패시턴스(C_{even} , C_{odd})값을 구할 수 있다.

$$\frac{C_{even}^i}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{v \times Z_{oe}^i} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \times Z_{oe}^i} \quad (1)$$

$$\frac{C_{odd}^i}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{v \times Z_{oo}^i} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \times Z_{oo}^i} \quad (2)$$

($i=1, 2, 3, \dots, n$)

식(1), (2)를 통해서 얻어진 우모드와 기모드의 커패시턴스는 선로사이의 중간에 자기벽(Magnetic Wall)과 전기벽(Electric Wall)로 구분하여 정의 할 수 있다.

또한 근접한 선로가 서로 폭이 다르더라도 선로의 두께가 같기 때문에 선로사이의 경계면을 기준으로 선로 양단의 프린팅 커패시턴스는 같은 것으로 볼 수 있다. [1] [2] 따라서 선로사이의 프린팅 커패시턴스를 C_e^i 로 같이 표현하였다.

1. 서 론

평면형 마이크로스트립 구조의 결합선로를 사용한 수동소자들이 통신부품으로 많이 사용되어지고 있다. 대표적으로 방향성 결합기가 있고 결합선로를 사용한 Coupled Line filter 등이 그것이다. 이런 결합선로 설계함에 있어서 여러 상용프로그램들이 있는데 그 정확성은 실제 제작한 것을 비교해 보았을 때 많은 오차가 있다. 또한 결합선로가 비대칭으로 설계되었을 때 또는 결합선로가 여러 단으로 구성되었을 때는 회로해석을 통해서 얻은 선로의 커패시턴스값이나 또는 우, 기 모드의 임피던스를 구했다더라도 실제 제품을 형상화하는데는 쉽지가 않다. 이에 본 연구에서는 해석하고자 하는 모델 형상에 제약을 받지 않는 유한요소해석방법을 통해서 선로가 서로 다른 선로로 배열된 다중결합선로를 설계할 수 있는 방법을 제시하였다. 평면형 결합선로와 같이 선로가 두 개 이상 있을 때는 선로를 따라 존재하는 파가 진행면에 수직인 형태로 진행하는 TEM(Transverse Electromagnetic Waves)가 존재한다. [4] [6] 따라서 마이크로스트립 구조와 같은 결합선로를 설계할 때는 진행면에 수직인 단면의 특성을 해석하여 설계가 가능하다. [4] 일반적으로 결합선로는 우, 기모드의 임피던스(Z_{even} , Z_{odd})로 그 특성을 정의한다. 또한 평행선로의 특성을 나타내는 것은 자기커패시턴스와 상호커패시턴스이다. 본 연구에서는 평행결합선로를 설계하기 위해 자기커패시턴스와 상호커패시턴스의 관계로부터 설계식을 유도하고 유도된 식에 의미를 부여하여 유한요소법을 통해서 설계할 수 있는 방법을 제시하였다. 본 연구에서는 제시하고자 하는 설계방법을 검증하기 위해 현재 통신부품으로 사용되고 있는 Comb-line filter를 직접 설계해 보았다. Comb-line filter를 사용한 이유는 현재 많이 통신부품으로 사용되어지고 그 특성이 뛰어나고 광대역과 좁은 대역등 적용 분야가 넓고 또한 다중으로 구성된 비대칭결합선로를 사용하기 때문에 방법제시에 적합한 모델이라고 판단이 되

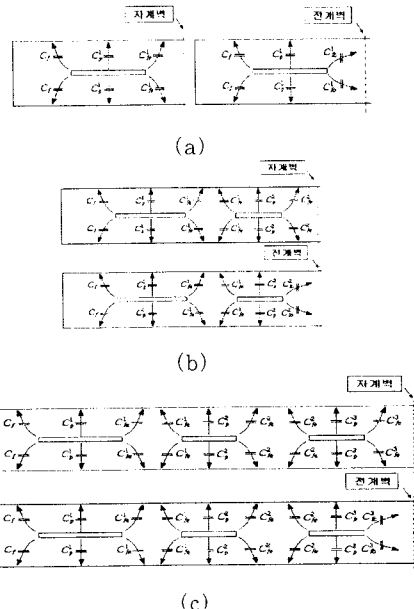


그림 1. 다중결합선로의 각 선로별 커패시턴스 분포

그림 1과 같은 선로는 선로1에서 선로2로, 선로2에서 선로3으로의 결합이 일어나는 다중선로이기 때문에 선로2,3의

결합을 고려할 때는 선로2에서는 선로1로의 또한 선로3에서는 선로2로의 상호커패시턴스를 고려하지 않는다.

이 자기력과 전기력으로 구분되어진 커패시턴스를 C_{even} , C_{odd} 로 나타낸다. 그림 1의 각 선로의 우 모드와 기 모드일 때 커패시턴스를 정의하면 식 (3), (4)와 같다. [4]

$$C_{even}^i = 2(C_f + C_p^i + C_{fe}^i) \quad C_{odd}^i = 2(C_f + C_p^i + C_{fo}^i) \quad (3)$$

$$C_{even}^i = 2(C_{fe}^{i-1} + C_p^i + C_{fe}^i) \quad C_{odd}^i = 2(C_{fe}^{i-1} + C_p^i + C_{fo}^i) \quad (4)$$

($i=1, 2, 3, \dots, n$)

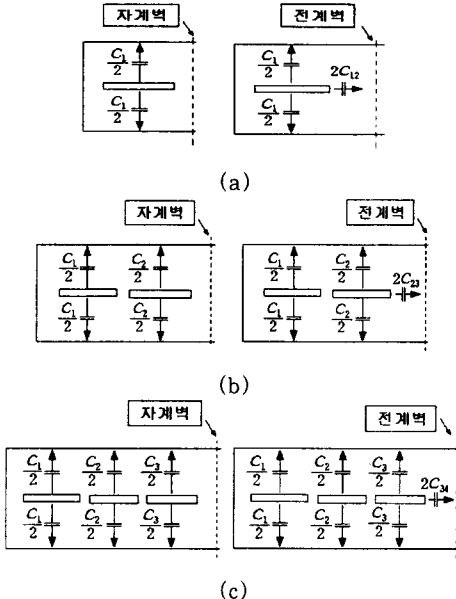


그림 2. 다중결합선로의 자기커패시턴스와 상호 커패시턴스 분포

그림 2에서와 같이 우 모드일 때의 커패시턴스는 선로 상호간의 상호커패시턴스를 포함하지 않은 자기커패시턴스로만으로 나타낸다. 또한 기 모드일 때의 커패시턴스는 자기커패시턴스와 상호커패시턴스의 합으로 나타내어진다. 각각의 선로별로 자기, 상호커패시턴스를 표현하면 식(5), (6)과 같다.

$$C_{even}^i = C_i \quad (5)$$

$$C_{odd}^i = C_i + 2C_{i, i+1} \quad (6)$$

C_i : 자기커패시턴스

$C_{i, i+1}$: 상호커패시턴스 ($i=1, 2, 3, \dots, n$)

두 식의 관계로부터 상호커패시턴스를 얻어내면 식(7)과 같다.

$$C_{i, i+1} = \frac{C_{odd}^i - C_{even}^i}{2} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{v} \left(\frac{1}{Z_{oo}^i} - \frac{1}{Z_{oe}^i} \right) \frac{1}{2} \quad (7)$$

($i=1, 2, \dots, n$)

상호커패시턴스는 선로간의 간격을 의미하는 것이다.

식(3), (4)에서 선로의 자기커패시턴스와 커패시턴스의 폭과 거리의 관계식을 통해서 다중결합선로 각각의 폭의 식을 유도할 수 있다.

$$C_p = \epsilon \frac{1}{2} (H-t) \frac{W}{H} = \epsilon \frac{1}{2} H \left(1 - \frac{t}{H} \right) \frac{W}{H} \quad (8)$$

(W : 선로의 폭, t : 선로두께, H : 유전체의 두께) 따라서 각 선로의 두께는 식(9), (10), (11)로 정리할 수 있다.

$$\frac{W_1}{H} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{H} \right) \left[\frac{C_1}{2} - C_f - (C_{fe})_{12} \right] \frac{1}{\epsilon_r} \quad (9)$$

$$\frac{W_i}{H} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{H} \right) \left[\frac{C_i}{2} - (C_{fe})_{i-1, i} - (C_{fe})_{i, i+1} \right] \frac{1}{\epsilon_r} \quad (10)$$

$$\frac{W_n}{H} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{H} \right) \left[\frac{C_n}{2} - C_f - (C_{fe})_{n-1, n} \right] \frac{1}{\epsilon_r} \quad (11)$$

$i=2, 3, 4, \dots, n$

$$C_{i, i+1} = (C_{fo})_i - (C_{fe})_i \quad (12)$$

$j=1, 2, 3, \dots, n$

식(9), (10), (11), (12)으로 회로해석을 통해서 얻어진 각각의 결합선로의 임피던스를 이용해 회로를 설계할 수 있다. 즉 식(7)으로 우, 기모드 임피던스로부터 상호 커패시턴스가 결정이 되면 선로의 사이간격을 결정할 수 있다. 그리고 선로사이간격으로 결정되어진 C_{fe}^i 의 영향을 고려해서 선로 i 의 폭을 결정할 수 있다. 식(10)을 살펴보면 i 번째 선로의 폭을 계산할 때 C_{fe}^{i-1} 를 고려함을 알 수 있다. 이것은 i 번째 선로를 계산할 때 프린징 커패시턴스를 $i-1$ 번째 선로와 사이에서 일어나는 프린징 커패시턴스로 고려해야 함을 뜻한다. 따라서 첫 번째 선로가 계산되고 그 다음선로를 계산할 때는 첫 번째 선로에서 계산된 선로간격을 포함하고 그 다음선로를 계산하여야 한다. 그리고 식(9), (10), (11)로부터 알 수 있는 것은 여러 결합선로가 배열되었을 때 결합선로 전체를 해석하여 설계변수를 구하는 것이 아니라 첫 번째 선로로부터 계산하고 두 번째 선로를 계산할 때는 첫 번째 선로를 포함하여 계산하는 방법으로 순차적으로 설계할 수 있다는 것을 알 수 있다.

2.2 유한요소법 및 커패시턴스 계산

초고주파에 사용되는 부품을 해석하기 위해서는 일반적으로 파동방정식(Wave equation)을 풀어야한다. 그러나 결합선로와 같이 진행면에 수직인 단면의 커패시턴스 분포를 통해서 부품을 설계할 때는 정전계로 해석 및 설계가 가능하다. 따라서 본 연구에서는 포이즌방정식(Poisson-like equation)을 지배방정식으로 두고 해석, 설계를 하였다. [3]

$$-\nabla^2 \phi = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (13)$$

결합선로의 단면을 유한요소해석을 통해 얻어진 전위로부터 식(14)을 이용해 전계를 얻어낼 수 있다.

$$\vec{E} = -\nabla \phi \quad (14)$$

이 전계로부터 해석영역의 에너지를 계산하여 그 에너지 값으로부터 커패시턴스를 얻어내었다.

$$W = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} \int_S \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E}^2 ds \quad (15)$$

유한요소법에 사용되는 형상함수는 1차원 형상함수를 사용하였다. [5]

2.3 설계변수 추출

설계방법을 설명하기 위해 비대칭결합선로를 사용하는 스트립 구조의 Comb-line filter 설계를 통하여 설계의 예를 제시하려한다. 먼저 회로해석을 통해서 대역폭 50Mhz, 중심주파수 1.8Ghz의 Combline-filter 특성 임피던스를 구하였다.

표 1. Comb-line filter 각선로의 특성임피던스

임피던스	선로(1,6)	선로(2,5)	선로(3,4)
우모드 임피던스	66.61270	49.26725	42.84997
기모드 임피던스	40.01945	45.01522	40.41137

설계에 사용되는 Comb-line filter는 4단 filter로 서로 폭이 다른 세선로가 가운데를 중심으로 대칭구조로 총 6라인으로 구성되어 있다.

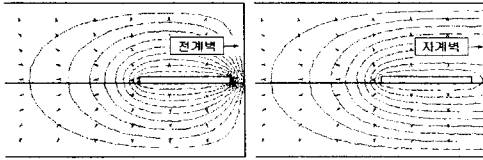


그림 3. Combline filter에서의 첫 번째선로의 우,기모드 전계 및 등전위선 분포

먼저 처음선로의 폭과 선로간의 간격을 구하기 위해 그림 3과 같이 결합이 일어나는 경계면에 전계벽과 자계벽을 두어 처음 선로영역에서의 우모드 커패시턴스와 기모드 커패시턴스를 얻어 각각의 임피던스를 계산한다. 설계되어진 선로간격의 의미는 C_{e0} , C_{g0} 로 구성된 상호커패시턴스를 뜻하는데 이 값은 다음선로를 구할 때 포함 되어야 한다.

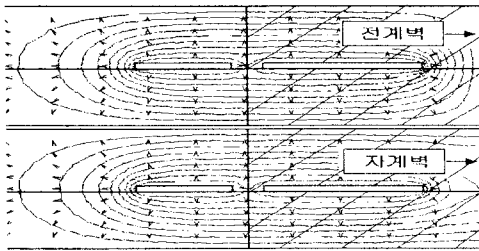


그림 4. Combline filter에서 두 번째 선로의 우,기모드 전계 및 등전위선 분포

두 번째 선로를 구하기 위해서는 처음선로에서 얻어진 선로간격을 포함하여 계산한다. 그리고 두 번째 선로의 특성을 나타내는 임피던스 값은 그림 4의 빗금 친 영역 내의 임피던스 값을 말한다. 따라서 빗금 친 영역내의 결과값을 얻어내기 위해 영역을 구분해야 한다. 경계면을 전계벽과 자계벽을 주어 빗금 친 영역내의 각각의 우모드 임피던스와 기모드 임피던스를 얻어내면 두 번째 선로도 설계할 수 있다.

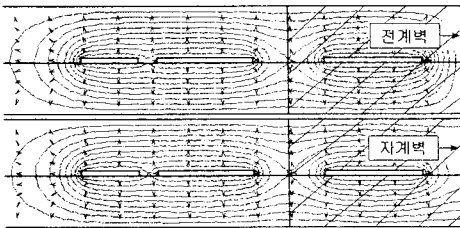


그림 5. Combline filter에서 세 번째선로의 등전위선 및 전계 분포

세 번째 선로를 설계하기 위해서는 두 번째와 같은 절차로 그림 5에서처럼 해석영역을 구분하고 경계면에 전계벽과 자계벽을 주어 각각의 우모드 및 기모드 임피던스를 얻어내면 설계할 수 있다. 추출한 설계 변수는 표 2, 표 3과 같다.

표 2. 각 선로의 폭

W	선로 1,6	선로 2,5	선로 3,4
선로폭	0.8mm	1.335mm	1.38mm

표 3. 각 선로사이의 간격

S	선로 1-2 선로 5-6	선로 2-3 선로 4-5	선로 3-4
선로간격	0.26mm	1mm	1.1mm

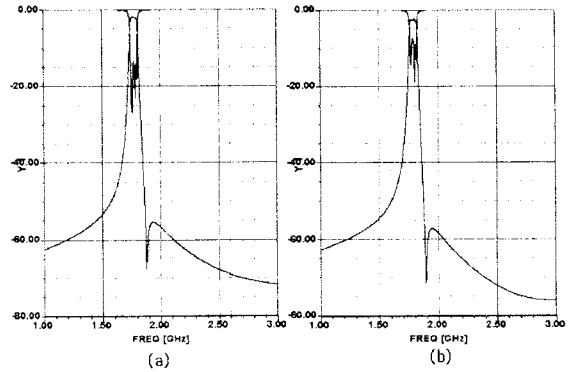


그림 6. Ansoft Serenada 8.0으로 해석한 결과
(a) 본 논문에 제시한 방법에 대한 결과
(b) 기존의 방법에 의한 결과

그림 6.(a)는 제시한 방법으로 Comb-line filter를 설계한 것이고 (b)는 일반적으로 수식을 통해서 얻은 설계변수를 이용해서 시뮬레이션한 결과이다. 특성을 비교해보면 FEM을 사용하여 설계한 Comb-line filter가 좀 더 좋은 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 통신부품으로 사용되고 있는 다중결합 선로를 유한요소해석방법을 통해서 설계하는 방법을 제시하였다. 유한요소해석을 이용해 다중 결합선로의 단면의 특성을 해석함으로써 해석모델의 설계파라미터를 추출할 수 있었다. 다중 결합선로를 설계함에 있어서 해석 결과를 영역별로 결과를 얻어내기 필요했다. 그리고 다중선로를 설계할 때 선로를 전체를 해석영역으로 처음부터 놓는 것이 아니라 순차적으로 첫 선로로부터 추가되는 방식으로 설계되어지기 때문에 2.3절에서 예로 제시한 선로가 6개로 구성된 결합선로 뿐만 아니라 선로가 더 추가되어도 같은 방식으로 설계할 수 있다. 제시된 설계방법으로 실제 Comb-line filter를 설계해본 결과 원하는 특성을 잘 나타냄을 확인할 수 있었다. 따라서 제시하는 설계방법을 통해서 서로 다른 폭을 가진 다중 결합선로를 사용하는 다른 통신모델에 적용될 수 있을 것으로 판단되어진다.

(참 고 문 헌)

- [1] J.Helszajn, "Microwave Planar Passive Circuits and Filters", John Wiley & Sons.p163-196.1994
- [2] George L.Matthael, " Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, And Coupling Structures" Artech House,Inc.p185-198.1980
- [3] Giuseppe Pelosi, "Quick Finite Elements for Electromagnetic Waves" Artech House Inc.p1-31 1988
- [4] Ramesh Garg and Ij Bahl,"Characteristics of Coupled Microstriplines" IEEE Vol MTT-27 July 1979
- [5] Jianming Jin,"The Finite Element Method In Electromagnetics" John Wiley & Sons Inc.p72 -100.1993
- [6] David M.Pozar " Microwave Engineering: Second Edition. John Wiley & Sons Inc.p105-112.1998