

마이크로파 集積回路를 利用한 複數 마이크 로스트립線 結合回路의 設計

正會員 朴 逸* 正會員 姜 熙 昶** 正會員 陳 年 鋼***

A Design of Multiple Microstrip Line Coupled Circuit for Microwave Integrated Circuit

Yhl PARK*, Hee Chang KANG**, Youn Kang CHIN*** *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 N-선로 결합 구조의 등가 이미턴스 산출식을 N-선로 결합시스템의 normal mode 정수로 표현하였다. 제한한 산출식은 다양한 결합 구조 즉 방향성 결합기, DC 블럭, 대역통과/대역소거 여파기 및 기타 균일하게 결합된 형태인 여파기 등에 이용될 수 있도록 일반화 되었으며 이들 계산식은 준-TEM 모드로 가정된 결과이다. 이를 이용하여 임의의 임피던스로 종단한 일반적인 4-포트 결합 선로에서 정의된 산란정수를 구하여 임, 출력 포트에 접속된 임피던스에 정합시키는 최적 선로 규격을 구하는 과정을 제시하였다.

제시된 방법을 적용하여 복수 마이크로스트립 결합 선로인 3-선 2-포트 대역소거 여파기의 주파수 특성을 기존의 방법과 비교하여 일치함을 확인하고 5-선 4-포트 구조를 테프론(비유전율 $\epsilon_r=2.55$) 기판(두께 $h=1.588\text{mm}$)에 중심 주파수 4 GHz로 설계하였다. 설계 수치에 따른 회로를 제작하여 측정한 실험 결과는 설계시 얻어진 주파수 특성 이론치에 근접하였다.

ABSTRACT In this theses, the procedure for finding the equivalent immittance of an n-line coupled structures is presented in terms of the normal mode parameters of the n line coupled system. The above generalized equations can be applied to the various coupled structures including directional couplers, DC blocks, bandpass / band elimination filters, and various other uniformly coupled filters. The design equations are based on a simplified TEM(Quasi TEM) mode. The obtained results and the definition of the scattering parameters for a general coupled line four port with arbitrary terminations are used to present the procedure to determine the optimum physical dimensions matching the given load impedances connected to input, output port. Multiple coupled microstrip two-port with three lines circuit designed shows little discrepancy between the conventional method and this one. Four-port with five lines were fabricated on teflon substrate($\epsilon_r=2.55$) with its thickness $h=1.588\text{mm}$ designed at the center frequency, 4 GHz. Their measured results are fairly close to the ones by computation.

I. 서 론

MIC용 마이크로스트립 선로는 균질한 유전체 개방형 선로이므로 TEM에 가까운 준-TEM 모드로 설계한다. 사용 주파수 범위는 대략 10 GHz이다⁽¹⁾. 또한 10 GHz 이상의 주파수 대역에서는 주파수 관련 함수의 근사식을 적용하면 충분히 좋은 결과를 얻을 수 있으나 손실은 개방

형인 구조로 인하여 동축선로 보다 복사손이크다. 그러나 복수 마이크로스트립 선로 구조는 차단주파수가 높고 제작이 용이하기 때문에 광대역 여파기로 사용되고 있다. 대표적인 결합기로서 Lange⁽²⁾는 4개 스트립을 점퍼(jumper)선으로 본딩(bonding)하여 밀결합 조건을 만족시키는 3 dB 각지긴 방향성 결합기를 최초로 발표하였는데 이것은 2선로에 의한 결합기보다 비교적 선로간 간격을 넓게 할 수 있다. 그러나 이 결과는 전자기 이론에 입각한 엄밀한 설계자료를 제시하지 못하였다. 이후 Waugh⁽³⁾의 본딩선 2개만을 사용하여 제작한 형태인 Lange결합기가 있다. 또한 Tulaja 등⁽⁴⁾은 알루미늄 기판위에 2개의 본딩선을 사용해서 3 dB 각지긴 마이크로

* 東洋工業專門大學 通信工學科
Dept. of Communication Engineering, Dongyang Junior Tech. College

** 서울産業大學 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Seoul National Polytech Univ.

*** 檀國大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Dankook University
論文番號 : 91-86(接受1991. 4. 25)

스트립 선로 결합기를 실현하였으나 설계방법은 제시하지 못하였다.

Ou⁽⁶⁾는 Weiss⁽⁶⁾의 방법을 적용하여 우수개인 임피던스의 선로를 2선 대칭 구조인 우, 기모드로 치환하여 결합기를 설계하는 일반식을 유도했고 3-마이크로스트립 선로결합 구조에 모드 임피던스를 이용한 Pavlidis⁽⁷⁾의 다수의 Lange 결합기 설계방법⁽⁸⁻¹³⁾이 제안되었다. Tajima⁽¹⁴⁾는 2, 3, 4, 6선 결합으로 실험하고 결합도가 1.5 dB인 밀결합을 6-마이크로스트립 선로에서 얻었으며 6선 이상이 되면 주파수 특성이 선로수의 증가에 의한 영향을 거의 받지 않게 되어 그 이상의 밀결합을 얻는데에 현실성이 없음을 확인하였다. 그외의 형태로는 Shibata⁽¹⁵⁾의 나선형인 결합기가 있다. 그러나 이들 대부분은 인접 선로간의 정전용량 만을 고려한 것으로 정확한 해석이 되지 못했다. Triparthi⁽¹⁶⁾는 이에 관한 해석을 정규 모두 정수, 고유 벡터 및 모드 특성 임피던스 등을 사용하여 정확하게 행렬 형태로 표현하였다.

복수 선로를 접속시켜서 얻을 수 있는 대역소거 여파기는 선로 길이와 직렬 단락 스테브, 병렬 개방 스테브 등의 형태로 구성된다. 병렬 개방 형태인 지선형 대역소거 여파기는 구조가 간단하면서 손실이 적고 설계한 중심주파수의 기수배에서 정확하게 공진하는 특성이 좋은 여파기이다. Shiffman⁽¹⁷⁾은 균질매질에서 2 도체로, Bates⁽¹⁸⁾는 2 마이크로스트립 선로로 실현하였는데 이들은 각 전송 모드의 위상속도가 모두 동일한 경우로 가정한 결과이다. 위상속도가 각 전송 모드에서 다른 경우에 Nguyen⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾ 등이 비대칭 2, 3-마이크로스트립 선로에서 Tripathi⁽²¹⁾⁽²²⁾의 결과를 이용하여 수치해석으로 특성을 구하고 실험한 결과가 있다. 또한 Weiss⁽⁶⁾의 방법을 n-선로로 확장한 Lee⁽²³⁾의 제안으로 구한 Chin⁽²⁴⁾의 결과에 따른 실험⁽²⁵⁾이 있다.

이러한 특성을 가지는 복수 마이크로스트립 선로결합 시스템에서 선로규격을 산출하고 부하 변동시의 주파수 응답 특성을 파악하기 위해서는 결합 구조에 따른 이미턴스를 구하는 과정을

일반화 시키면 결합구조 변경시에도 주파수 응답 특성 및 부하 변동에 따른 영향을 용이하게 알 수 있다.

본 논문에서는 복수 마이크로스트립 선로결합 구조에서 전압-전류의 행렬 형태로 처리하여 등가 이미턴스 산출 시간과 노력을 절감할 수 있도록 하는 방법을 제시하고 3-마이크로스트립 소거 여파기에 적용하여 기존의 방법으로 구한 주파수특성과 비교하여 계산식을 확인 하고자 한다. 이 방법으로 필요한 특성을 가지는 결합기, 소거여파기 및 임피던스 변환기 등을 실현하기 위한 적용 예로서 5 마이크로스트립 선로대역 통과 / 대역소거 여파기의 정합 임피던스와 이를 만족시키는 선로규격을 산출하고 이 규격이 정당함을 보이고자 한다.

2. 복수 선로 결합 구조의 등가 어드미턴스

N 선로 결합 구조를 가지는 결합기 및 여파기의 설계에 필요한 이미턴스함수 및 모드 파라미터를 구하고 결합 구조에 따른 경계 조건을 적용하여 n-포트 등가 어드미턴스를 구하는 식을 유도하고자 한다.

N-선로가 평행을 이루고 있을때 i번째 선로를 전파하는 TEM파의 전압과 전류를 각각 V_i, I_i ($i=1, 2, \dots, n$)라 하자. 따라서 그림 2-1과 같은 N 선로 결합 구조인 전송 선로의 전송 방정식은 단일 전송 선로에 대한 전압, 전류를 N행 열벡터 형태로 변환시킨 것과 동일하게 된다.

$$-\frac{d[V]}{dx} = [Z] [I] \quad (2-1)$$

$$-\frac{d[I]}{dx} = [Y] [V] \quad (2-2)$$

여기서 $[V]$ 와 $[I]$ 는 n차 열벡터이며 $[Z]$ 와 $[Y]$ 는 $n \times n$ 행렬로 각각 단위길이에 대한 임피

던스, 어드미턴스 행렬이다.

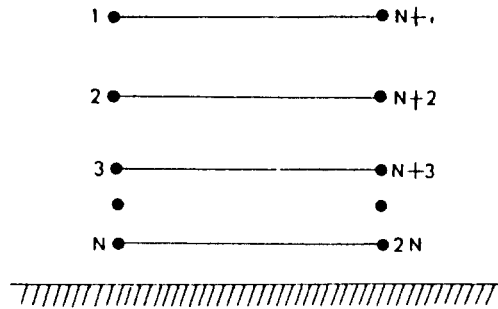


그림 2-1. N-선로 2N 포트 형태
Fig. 2-1. N-line 2n port configuration

식 (2-1), (2-2)로 부터 결합 선로의 전압과 전류는 다음 특성 방정식의 해가 된다.

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dx^2} [V] - [Z] [Y] [V] &= 0 \\ \frac{d^2}{dx^2} [I] - [Y] [Z] [I] &= 0 \\ [Y] [Z] &= ([Z] [Y])^t \end{aligned}$$

이상의 관계로부터 N 선로 2n 포트 구조의 포트 전압, 전류해로부터 구한 어드미턴스는 다음과 같다⁽²⁶⁾.

$$[Y] = \begin{bmatrix} [M_1] & -[M_1] \\ -[M_1][e^{-j\theta i}]_d & [M_1][e^{j\theta i}]_d \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [M_v] & [M_v] \\ -[M_v][e^{-j\theta i}]_d & [M_v][e^{j\theta i}]_d \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\begin{bmatrix} [M_1][\coth \gamma l]_d [M_v]^{-1} & -[M_1][\operatorname{csch} \gamma l]_d [M_v]^{-1} \\ [M_1][\operatorname{csch} \gamma l] [M_v]^{-1} & [M_1][\coth \gamma l]_d [M_v]^{-1} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

여기서 $\gamma l = j\theta i$

$[M_v]$ 는 고유치에 대한 전압 고유벡터행렬($n \times n$) 이며 다음과 같다.

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ a_2 & b_2 & \dots & n_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_n & b_n & \dots & n_n \end{bmatrix}$$

$[M_1]$ 는 전류 고유벡터 행렬($n \times n$)로 $[M_1] = [Y]^{-1} [M_v]$ 이므로 각 요소 $M_{1,ij} = Y_{ij}^{-1} M_{v,ij}$ 이다.

$$[M] = \begin{bmatrix} Y_{1a} & Y_{1b} & \dots & Y_{1n} \\ a_2 Y_{2a} & b_2 Y_{2b} & \dots & n_2 Y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_n Y_{na} & b_n Y_{nb} & \dots & n_n Y_{nn} \end{bmatrix}$$

Y_{ij} : j번째 선로의 i 포트에 대한 특성 어드미턴스

전압, 전류 고유벡터 M_v, M_1 는 다음과 같은 성질이 있다⁽²⁷⁾.

$$\begin{aligned} [M_1][M_v]^t &= [U] \\ [Y] &= [M_1][M_1]^t \\ I_j V_i &= \delta_{ij} \\ \text{여기서 } \delta_{ij} &= 1 (i=j) \\ &= 0 (i \neq j) \end{aligned}$$

2N 포트를 4포트로 접속시 이에 대한 등가 어드미턴스는 식 (2-3)을 이용하여 구한 결과에 포트 구성 경계 조건을 적용 시켜서 구한다. N-선로 2n-포트 구조에서 전압, 전류 관계는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{n1} & y_{n2} & \dots & y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad n = 2n \quad (2-4)$$

N-선로 2n-포트 단자를 그림 2-2와 같이 4-포트로 접속시킨 경우 각 포트를 a, b, c, d라 하면 이를 포트 구성은 다음과 같다.

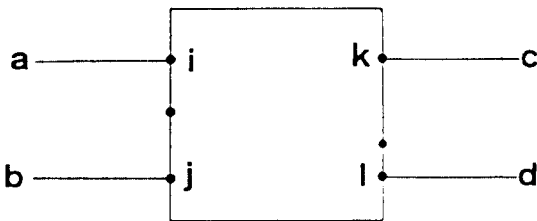


그림 2-2. N-선로 4-포트 구성도
Fig. 2-2. N-line 4-port configuration

여기서 {i}, {j}, {k}, {l}은 서로 배타적인 선로 단자 번호의 집합이다. 포트 단자 a와 a포트에 접속된 단자를 1,3이라 가정 하고 각각의 전류를 I_a, I_1, I_3 이라 하면 $I_a = I_1 + I_3$ 이고, 해당 전압을 각각 V_a, V_1, V_3 라 하면 $V_a = V_1 = V_3$ 인 경계 조건을 가진다. 각 포트에서의 경계 조건을 같은 방법으로 나타내면 다음과 같다.

$$I_a = \sum I_i, \quad I_b = \sum I_j, \quad I_c = \sum I_k, \quad I_d = \sum I_l$$

$$V_a = V_i, \quad V_b = V_j, \quad V_c = V_k, \quad V_d = V_l$$

포트 구성단자 이외의 단자 집합을 $\{\alpha\}$ 라 하면 이들 단자는 개방 상태이므로 단자 전류 $I_{\{\alpha\}} = 0$ 로 모두 0이다. 식 (2-4)에 경계조건을 적용하고 포트 구성 단자와 그외 단자로 구분하면 포트 구성 단자에서의 전압, 전류 관계식은 다음과 같다.

$$[I] = [Y_p][V_p] + [Y_q][V_q] \quad (2-5)$$

$$\text{여기서 } [I] = [I_a \ I_b \ I_c \ I_d]^t$$

$$[V_p] = [V_a \ V_b \ V_c \ V_d]^t$$

$[Y_q]$: 포트 구성 단자 이외의 단자전압 열 벡터

$$[Y_p] =$$

$$\begin{bmatrix} \sum_i \sum_i y_{ii} & \sum_i \sum_j y_{ij} & \sum_i \sum_k y_{ik} & \sum_i \sum_l y_{il} \\ \sum_j \sum_i y_{ji} & \sum_j \sum_j y_{jj} & \sum_j \sum_k y_{jk} & \sum_j \sum_l y_{jl} \\ \sum_k \sum_i y_{ki} & \sum_k \sum_j y_{kj} & \sum_k \sum_k y_{kk} & \sum_k \sum_l y_{kl} \\ \sum_l \sum_i y_{li} & \sum_l \sum_j y_{lj} & \sum_l \sum_k y_{lk} & \sum_l \sum_l y_{ll} \end{bmatrix}$$

$$[Y_q] =$$

$$\begin{bmatrix} \sum_i \sum_p y_{ip} & \sum_i \sum_q y_{iq} & \sum_i \sum_r y_{ir} & \sum_i \sum_s y_{is} \\ \sum_j \sum_p y_{jp} & \sum_j \sum_q y_{jq} & \sum_j \sum_r y_{jr} & \sum_j \sum_s y_{js} \\ \sum_k \sum_p y_{kp} & \sum_k \sum_q y_{kq} & \sum_k \sum_r y_{kr} & \sum_k \sum_s y_{ks} \\ \sum_l \sum_p y_{lp} & \sum_l \sum_q y_{lq} & \sum_l \sum_r y_{lr} & \sum_l \sum_s y_{ls} \end{bmatrix}$$

$[Y_p]$: 포트단자간 어드미턴스 행렬

$[Y_q]$: 포트단자와 포트단자 이외의 단자간 어드미턴스

포트를 구성하지 않는 개방단자에서의 전류, 전압 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [I_{np}] &= [Y_a][V_p] + [Y_b][V_q] = 0 \\ [V_q] &= -[Y_b]^{-1}[Y_a][V_p] \end{aligned} \quad (2.6)$$

여기서

$[Y_a]$

$$= \begin{bmatrix} \sum \sum y_{pi} & \sum \sum y_{pj} & \sum \sum y_{pk} & \sum \sum y_{pl} \\ \sum \sum y_{qi} & \sum \sum y_{qj} & \sum \sum y_{qk} & \sum \sum y_{ql} \\ \sum \sum y_{ri} & \sum \sum y_{rj} & \sum \sum y_{rk} & \sum \sum y_{rl} \\ \sum \sum y_{si} & \sum \sum y_{sj} & \sum \sum y_{sk} & \sum \sum y_{sl} \end{bmatrix}$$

$[Y_b]$

$$= \begin{bmatrix} \sum \sum y_{pp} & \sum \sum y_{pq} & \sum \sum y_{pr} & \sum \sum y_{ps} \\ \sum \sum y_{qp} & \sum \sum y_{qq} & \sum \sum y_{qr} & \sum \sum y_{qs} \\ \sum \sum y_{rp} & \sum \sum y_{rq} & \sum \sum y_{rr} & \sum \sum y_{rs} \\ \sum \sum y_{sp} & \sum \sum y_{sq} & \sum \sum y_{sr} & \sum \sum y_{ss} \end{bmatrix}$$

$[Y_a]$: 포트단자 이외의 단자와 포트단자간 어드미턴스 행렬

$[Y_b]$: 포트단자 이외의 단자간 어드미턴스 행렬 식 (2.5), (2.6)으로부터

$$[I] = \{ [Y_p] - [Y_a][Y_b]^{-1}[Y_a] \} [V_p]$$

이다. 그러므로

$$[Y_{eq}] = [Y_p] - [Y_a][Y_b]^{-1}[Y_a] \quad (2.7)$$

이다. 이와 같이 식 (2.7)을 이용하면 N 선로 4 포트, 또는 2 포트의 등가 어드미턴스를 구할 수 있다.

3. 3선 2포트 대역소거 여파기의 등가 어드미턴스

3선 2포트 대역소거 여파기를 그림 3.1과 같이 구성하고 각 단자에서의 전압, 전류 관계식에 상계조건을 적용하여 등가 어드미턴스를 구한다.

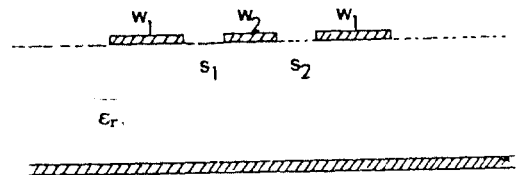
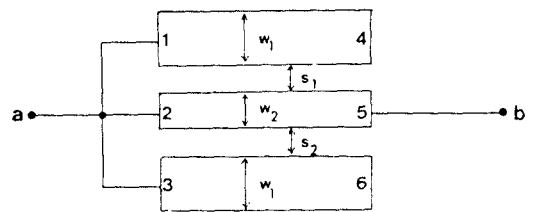


그림 3.1. 3 선 2 포트 대역소거 여파기
a), 선로 구성도 b), 선로 단면
Fig. 3.1. 3 line 2 port band elimination filter
a), Line configuration b), side view

각 단자 전류 행렬은

$$[I] = [Y][V] \quad (3.1)$$

이다.

여기서 $[I] = [I_1 \ I_2 \ I_3 \ I_4 \ I_5 \ I_6]^T$,

$$[V] = [V_1 \ V_2 \ V_3 \ V_4 \ V_5 \ V_6]^T,$$

이다.

ports a에 각 선로의 단자 1, 2, 3 및 포트 b

[Y]

$$= \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} & y_{14} & y_{15} & y_{16} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} & y_{24} & y_{25} & y_{26} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} & y_{34} & y_{35} & y_{36} \\ y_{41} & y_{42} & y_{43} & y_{44} & y_{45} & y_{46} \\ y_{51} & y_{52} & y_{53} & y_{54} & y_{55} & y_{56} \\ y_{61} & y_{62} & y_{63} & y_{64} & y_{65} & y_{66} \end{bmatrix}$$

에 단자 5를 접속하면 경계조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_a &= I_1 + I_2 + I_3, & I_b &= I_5, \\ V_a &= V_1 = V_2 = V_3, & V_b &= V_5, \\ I_4 &= I_6 = 0. \end{aligned}$$

따라서 포트에서의 전압, 전류 관계식은 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

여기서 기존의 방법으로 식(3-1)에 경계조건을 적용하여 등가 어드미턴스를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_{11} &= 2y_{11} + 4y_{12} + 2y_{13} + y_{22} \\ &\quad - \frac{2}{y_{11} + y_{13}}(y_{14} + y_{24} + y_{34}) \\ Y_{21} &= 2y_{15} + y_{25} - \frac{2y_{12}}{y_{11} + y_{13}}(y_{14} + y_{24} + y_{34}) \end{aligned}$$

$$= Y_{21}$$

$$Y_{22} = y_{55} - \frac{2y_{12}^2}{y_{11} + y_{13}} \quad (3-3)$$

손실이 없을 경우 y_{11} 에 대한 Tripathi⁽²²⁾의 식을 적용하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{j2}{D} \{ Y_{1b} \cot\theta_b (1-R_{2c}) (Y_{1b} \cot\theta_b \\ &\quad - \frac{R_{2b}}{R_{2c}} Y_{1c} \cot\theta_c - Y_{1b} \csc\theta_b) \\ &\quad + Y_{1c} \cot\theta_c (1-R_{2b}) (Y_{1c} \cot\theta_c \\ &\quad - \frac{R_{2c}}{R_{2b}} Y_{1b} \cot\theta_b - Y_{1c} \csc\theta_c) \\ &\quad - 2Y_{1b} Y_{1c} \csc\theta_c \csc\theta_b (1-R_{1b})(1-R_{2c}) \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_{12} &= \frac{j2}{D} Y_{1b} Y_{1c} \cot\theta_b \cot\theta_c (R_{2b} - R_{2c}) \\ &\quad \left(\frac{1}{R_{2c} \cos\theta_b} - \frac{1}{R_{2b} \cos\theta_c} \right) \\ Y_{22} &= \frac{-j}{D} \{ (Y_{1b} \cot\theta_b - Y_{1c} \cot\theta_c) \\ &\quad + \frac{Y_{1b} Y_{1c}}{R_{2b} R_{2c}} \cot\theta_b \cot\theta_c (R_{2b} - R_{2c}) \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D &= (R_{2b} - R_{2c}) (R_{2c} Y_{1b} \cot\theta_b \\ &\quad - R_{2b} Y_{1c} \cot\theta_c) \end{aligned} \quad (3-4)$$

여기서 $Z_{jk}, Y_{jk}(j=1,2,3, k=a,b,c)$ 는 선로 j 에서 모드 k 의 특성임피던스와 어드미턴스이다.

본 방식에서 제안한 등가 어드미턴스는 식 (2-3)에 경계 조건을 적용하여 구하면 다음과

턴스를 구한다.

단계 4). 어드미턴스 행렬을 N-선 4-포트 구조에 대한 일반식 (2-7)에 적용하여 등가 어드미턴스를 구한다.

단계 5). 등가 어드미턴스로부터 산란정수를 구한다.

단계 6). 입출력 포트에서 최적 정합조건을 만족하는 임피던스를 Chin⁽²⁴⁾의 방법으로 구한다.

단계 7). 최적 정합임피던스를 구한 결과가 입, 출력 부하에 적합하지 판단하여 허용범위 이내에 해당되지 않으면 선로폭과 선로간격을 조정한다. 다음 단계 2). 부터 단계 7).까지 반복하여 최적 정합임피던스에 일치하는 선로규격을 확정한다.

단계 8). 이상에서 구한 선로규격에서 정규화 주파수 특성을 추적하여 적정 여부를 판단한다.

단계 9). 단계 8)의 과정에서 구한 응답이 부적절시는 선로규격의 조정방법을 수정하여 단계 2). 부터 다시 시작한다. 선로규격 조정은 선로폭과 선로간격의 조합을 구성하는 것과 변동시키는 증감의 크기를 결정하는 것이다.

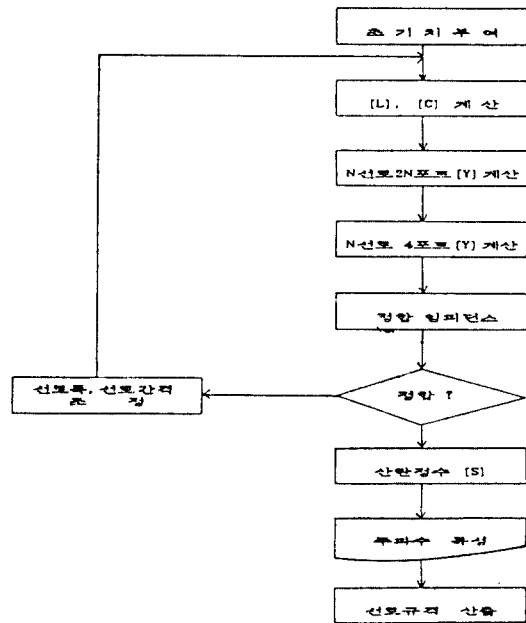


그림 4-1. 복수선로 결합구조 설계 과정 흐름도
Fig. 4-1. Design flow chart for the multiple line structure.

따라서 위와 같은 단계를 흐름도로 나타내면 그림 4-1과 같다.

4.1 5선 4포트 대역통과 / 대역소거 여파기의 설계

5선 4포트 구조인 대역통과 / 대역소거 여파기의 등가어드미턴스를 구하기 위하여 경계 조건을 적용한다. 그림 4-1의 경우에 경계 조건을 다음과 같다.

$$I_a = I_1 + I_3, I_b = I_4, I_c = I_7, I_d = I_8 + I_{10}.$$

$$I_2 = I_4 = I_6 = I_9 = 0.$$

$$V_a = V_1 = V_3, V_b = V_4, V_c = V_7, V_d = V_8 = V_{10}.$$

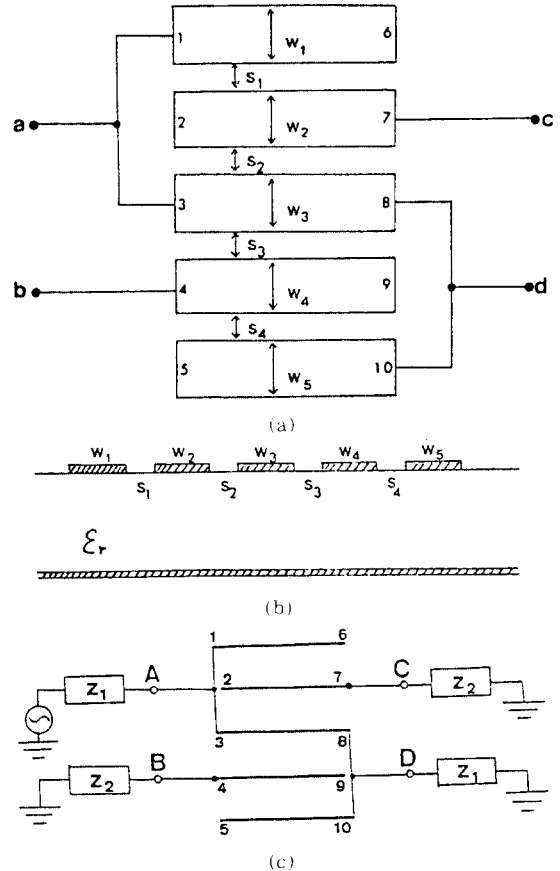


그림 4-2. 5-선 4-포트 대역통과 / 대역소거 여파기
a). 선로구성도 b). 선로 단면
c). 4-포트 결합 구성도
Fig. 4-2. 5-line 4-port band pass / band elimination filter.
a). Line connection b). Side view
c). 4-port configuration

경계조건을 식 (2-3)에 적용하면 등가 어드미턴스는 다음과 같다.

$$[Y_{eq}] = [Y_p] - [Y_q] [Y_b]^{-1} [Y_a] \quad (3-6)$$

여기서

$$[Y_{eq}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} \end{bmatrix}$$

$$[Y_p] =$$

$$\begin{bmatrix} y_{11}^{*y} & y_{13}^{*y} & y_{31}^{*y} & y_{33} & y_{14}^{*y} & y_{34} & y_{17}^{*y} & y_{37} & y_{18}^{*y} & y_{110}^{*y} & y_{38}^{*y} & y_{310} \\ y_{41}^{*y} & y_{43} & & & y_{44} & & y_{47} & & y_{48}^{*y} & y_{410} & & \\ y_{71}^{*y} & y_{73} & & & y_{74} & & y_{77} & & y_{78}^{*y} & y_{710} & & \\ y_{81}^{*y} & y_{83} & & & y_{84} & & y_{87} & & y_{88}^{*y} & y_{810}^{*y} & y_{108}^{*y} & y_{1010} \end{bmatrix}$$

$$[Y_q] =$$

$$\begin{bmatrix} y_{12}^{*y} & y_{32} & y_{15}^{*y} & y_{35} & y_{16}^{*y} & y_{36} & y_{19}^{*y} & y_{39} \\ y_{42} & & y_{45} & & y_{46} & & y_{49} & \\ y_{72} & & y_{75} & & y_{76} & & y_{79} & \\ y_{82}^{*y} & y_{102} & y_{85}^{*y} & y_{105} & y_{86}^{*y} & y_{106} & y_{89}^{*y} & y_{109} \end{bmatrix}$$

$$[Y_b] = \begin{bmatrix} y_{21}^{*y} & y_{23} & y_{24} & y_{27} & y_{28}^{*y} & y_{210} \\ y_{51}^{*y} & y_{53} & y_{54} & y_{57} & y_{58}^{*y} & y_{510} \\ y_{61}^{*y} & y_{63} & y_{64} & y_{67} & y_{68}^{*y} & y_{610} \\ y_{91}^{*y} & y_{93} & y_{94} & y_{97} & y_{98}^{*y} & y_{910} \end{bmatrix}$$

$$[Y_a] = \begin{bmatrix} y_{22} & y_{25} & y_{26} & y_{29} \\ y_{52} & y_{55} & y_{56} & y_{59} \\ y_{62} & y_{65} & y_{66} & y_{69} \\ y_{92} & y_{95} & y_{96} & y_{99} \end{bmatrix}$$

이다. 여기서 y_{ij} 는 5 선 결합 10-포트 어드미턴스 행렬의 요소이다.

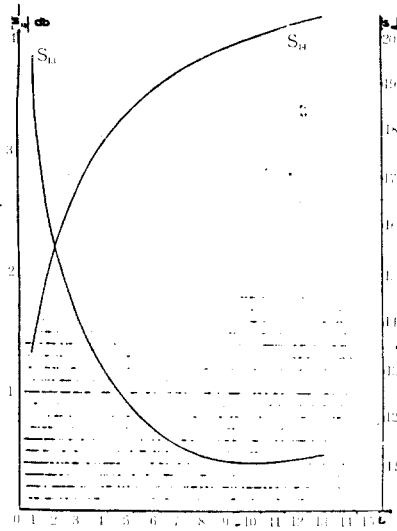
4.2 선로 규격에 따른 특성

마이크로스트립 선로는 planar형 이므로 선로 폭과 선로 간격은 이미턴스에 직접 영향을 준다. 프로그램으로 실현하기 위한 기초자료를 얻기 위하여는 선로 규격의 변화에 대한 임피던스 영향을 알아야 한다. 5-마이크로스트립 대역 통과/대역소거 여파기의 경우에 선로 규격 변동에 대한 특성 임피던스, 결합도, 분리도 등의 변화를 조사하였다.

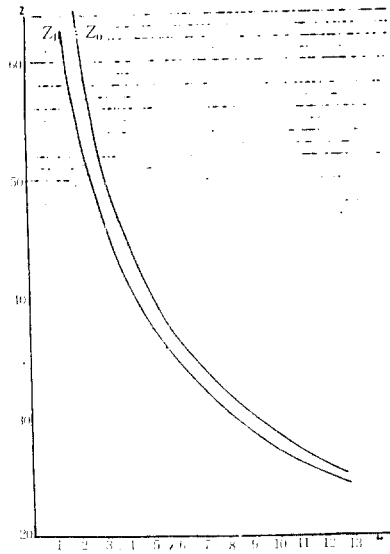
초기 데이터로 입력임피던스와 출력임피던스를 각각 30 ohm, 90 ohm으로 하고 선로폭과 선간 간격만을 변화시키면 정합임피던스는 이들 간격에 반비례로 나타나서 간격이 좁을수록 증가하였다. 선간 간격과 선로폭을 동시에 변화 시킬 경우에 정합임피던스 변화율이 가장 크다. 선로 간격, 선로폭에 대한 정합 임피던스 변화율을 그림 3-4에 보인다.

유전율 변화에 대한 결합도 관계를 그림 4-3. a)에서 보면 결합기의 경우 유전율이 클수록 밀결합이 되나 유전율이 10 이상이 되면 오히려 감소한다. 대역소거 여파기의 경우는 유전율이 증가할수록 감쇠량도 증가하여 유전율이 10 정도 변하면 감쇠량도 8 dB 증가한다.

유전율 변동시의 정합 임피던스를 보면 출력측 임피던스는 입력측 임피던스 보다 15 ohm 정도 낮은 상태로 그림 4-3. b)과 같다. 각 유전율에서 선로규격 변화시 입출력 정합임피던스 관계는 그림 4-4와 같다.



(a)



(b)

그림 4-3. 유전율 변동시 결합도, 분리도, 정합 임피던스 변화

($W_1/h=0.27, s/h=0.3, i=1-5$)

a). 유전율에 대한 결합도, 분리도 관계

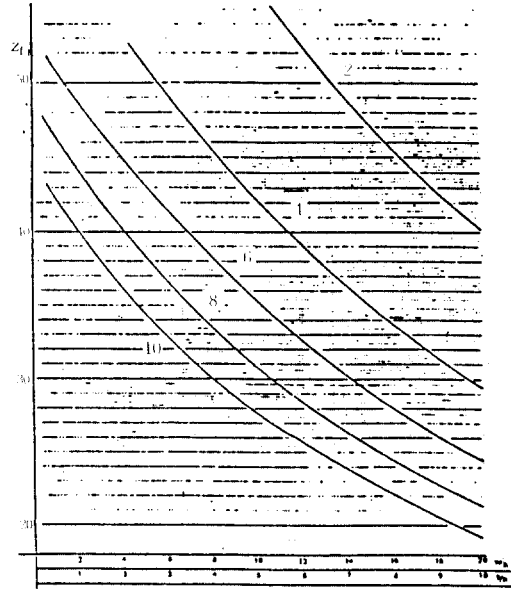
b). 유전율에 대한 입력측 정합 임피던스 변화

Fig. 4-3. Coupling, isolation and matching impedance for ϵ_r .

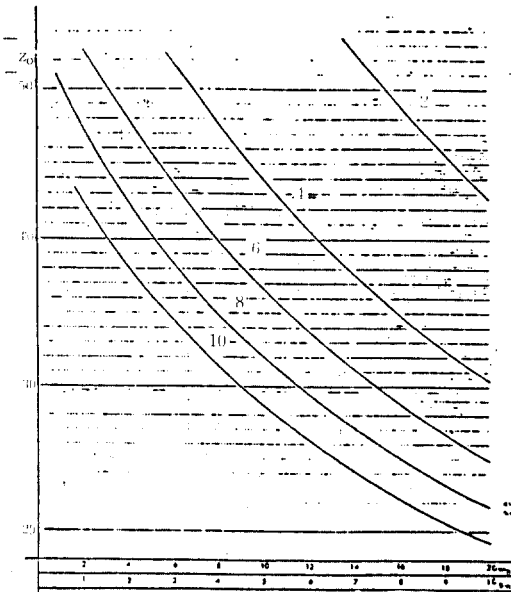
($W_1/h=0.27, s/h=0.3, i=1-5$)

a). Coupling, isolation vs ϵ_r

b). Input, output matching impedance vs ϵ_r .



(a)



(b)

그림 4-4. 선로폭 $W_3/h=0.6$ 으로 일정하게 하고 $W_1/h=0.6, s/h=0.3$ 에서 0.03씩 감소시킬 경우에 각 유전율에 대한 입력측 정합 임피던스($i=1, 2, 4, 5$)

a). 입력 임피던스 b). 출력 임피던스

Fig. 4-4. Input, output matching impedance for the permittivity with the decrease of line spacing, width but center line fixed.

5. 5-마이크로스트립 선로 4-포트 대역통과/대역소거 여파기의 실험

5선 4포트 대역통과/대역소거 여파기는 제작상의 편의를 위하여 입력임피던스 35 ohm, 출력임피던스 38 ohm인 경우에 해당하는 선로 규격을 그림 5-1과 같이 산출하였다.

선로규격 조정은 선로간격을 일정하게 하고 선로폭만을 변화시켜서 구하였다. 설계된 규격은 다음과 같다.

입력임피던스 $Z_i=35$ ohm,

출력임피던스 $Z_o=38$ ohm,

$w/h=0.958$, $S/h=0.476$,

$h=1.588$ mm

중심주파수 : 4 GHz

길이(1/4 파장) : 13.632 mm

대역통과 여파기의 주파수 특성은 통과 대역에서 0.46 dB의 손실을 보이고 있으나 대역소거 특성은 가장 좋은 상대인지 여부를 알 수가 없다. 이에 따라서 입력 임피던스를 고정하고 출력 임피던스를 조정하거나 또는 이와 반대로 조정하는 경우의 부하 변동에 대한 주파수 특성을 조사한 결과 임출력 임피던스가 각기 30 ohm, 90 ohm일때 대역통과 특성은 변화가 없고 대역소거 특성만 6 dB 개선되었다. 부하 변동에 따른 산란정수의 변화는 표 5 1과 같다.

표 5-1. 정합임피던스 trade off시 부하 변동에 따른 산란정수 변화

Tab. 5-1. Scattering parameters for the load impedance traded off.

Z_L	Z_o	S_{11}	S_{22}	S_{33}	S_{44}
35	38	0.0145	0.2563	0.9481	0.4877
30	90	0.1752	0.2706	0.9420	0.0933

그림 3-2.c)에서 S_{11} : 포트 A에서의 반사계수
 S_{12} : 포트 A와 B간 전달계수
 S_{13} : 포트 A와 C간 전달계수
 S_{14} : 포트 A와 D간 전달계수

여파기 양측 선로의 특성임피던스를 50 ohm으로 하고 집속을 위하여 1/4 파장 정합선로를 삽입하였다. 설계한 규격과 제작 실물 및 전송 손실에 대한 이론치와 실험결과를 그림 5 2, 3, 4, 5에 보인다.

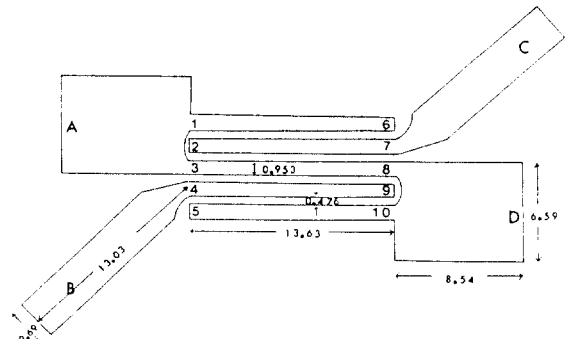


그림 5-2. 5-마이크로스트립선 결합 대역통과/대역소거 여파기의 설계 도면(단위 : mm)

Fig. 5-2. Design of the 5-microstrip line coupled band pass/ band elimination filter(unit : mm)

** LINE DIMENSION for I/O IMPEDANCE **

EPSR= 2.550 EFFECTIVE EPSR= 1.884 HEIGHT= 1.588 MM

INPUT IMPEDANCE = 35.010 Ohm OUTPUT IMPEDANCE = 38.354 Ohm

W1= .953 MM W2= .953 MM W3= .953 MM W4= .953 MM W5= .953 MM W

S1= .476 MM S2= .476 MM S3= .476 MM S4= .476 MM S

CENTER FREQ. = 4.00 GHz LINE LENGTH = 13.653 MM

그림 5-1. 선로규격 출력
 Fig. 5-1. Line dimension output.

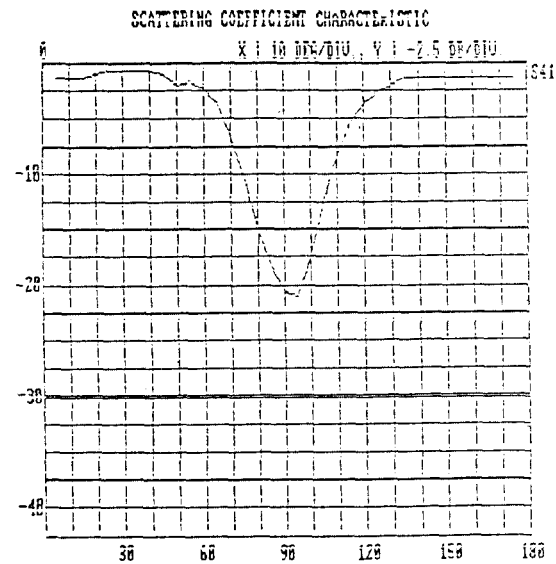
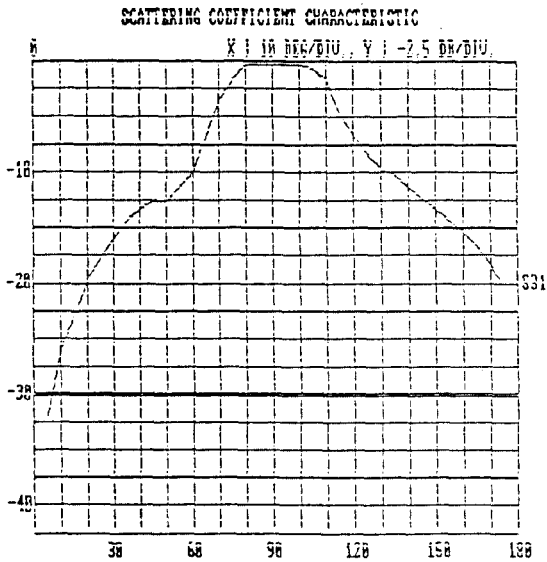


그림 5-3. 5-마이크로스트립선 결합 대역통과 / 대역소거 여파기의 주파수 특성 이론치
Fig. 5-3. Freq. response calculated for the 5-microstrip line coupled band pass / band elimination filter

여파기와 정합선로의 접속에서 나타나는 불연속 구조로 인한 병렬정전용량의 영향은 극히 미약한것으로 조사되었다⁽²⁸⁾

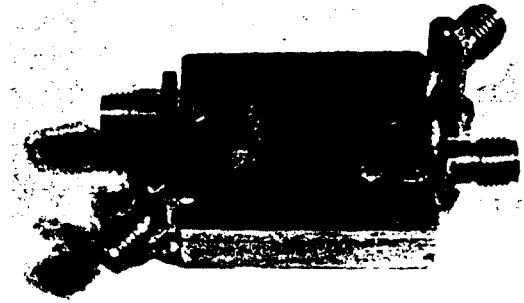


그림 5-4. 5-마이크로스트립선 결합 대역통과 / 대역소거 여파기의 제작 실물
Fig. 5-4. Fabrication of the 5-microstrip line coupled band pass / band elimination filter.

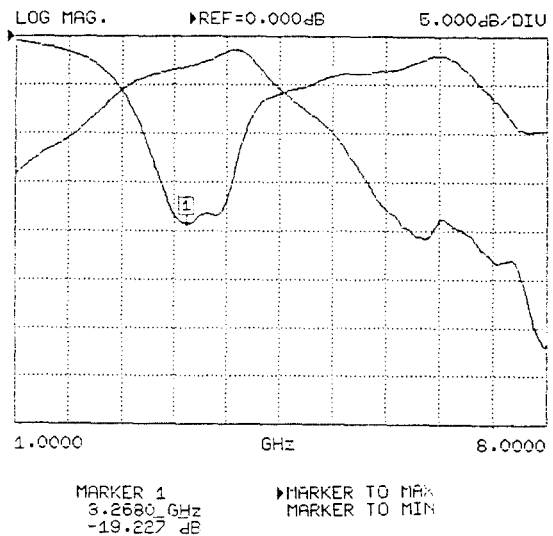


그림 5-5. 5-마이크로스트립선 결합 대역소거 / 대역통과 여파기의 실험 결과
Fig. 5-5. Experimental results for the 5-microstrip line coupled band pass / band elimination for filter

측정결과 중심주파수는 4 GHz에서 결합기에서 3.84 GHz, 소거 여파기에서 3.45 GHz, 주파수 대역은 결합기에서 1.126 GHz, 선로길이는 1.4mm 길어진 상태를 보이고 있다.

6. 결 론

N-마이크로스트립 선로결합 구조인 시스템의 설계는 입출력 관계식에 경계조건을 적용하여 등가 이미턴스를 산출해서 주파수 특성을 파악하고 해당 특성을 보이는 적정한 선로 규격을 얻을 때까지 이상의 과정을 반복하여 수행한다. 그러므로 등가 이미턴스를 구하는 작은 설계회로가 하는 용도에서만 사용이 가능하고 다른 용도, 선로 결합의 변형지는 적용이 되지 않는다. 또한 선로가 3선 이상으로 결합되면 해석적인 계산이 어렵고 실험을 통하여 원하는 특성에 가까운 선로 규격을 선택하고 있다.

본 논문에서는 N 선로 1 포트, N 선로 2 포트 구조의 등가 이미턴스를 해석적으로 구하므로써 산출 방식을 일반화 하였다. 즉 필요로 하는 특성을 나타내는 선로 결합 강계 조건만 입력하여 등가 이미턴스를 선로 결합형태에 구애 받지 않고 용이하게 산출할 수 있게 하므로써 결합기, DC 분리기, 소기어파기 및 임피던스 변환기 등을 설계시 자동화가 가능하게 하였다.

실제의 예로서 5선 4포트 대역통과/대역 소기어파기를 중심 주파수 1 GHz, 입력 임피던스 35 ohm으로 하는 조건에서 구한 선로 규격으로 제작하여 실험을 한 결과 결합기 출력에서 주파수 특성을 설계치에 근사하고 손실은 1 dB 정도 크게 나타났다. 소기어파기에서의 주파수 특성은 중심 주파수가 0.5 GHz 정도 낮게 감쇠량은 거의 일치하고 있다. 결합기/소기어파기의 통과 대역은 3 dB 결합시 1.126 GHz로 기존의 MakimotoTM에 의한 0.8 GHz 보다 40% 나 넓다. 결합기에서의 임피던스 정합 상태를 유지하면서 소기 출력 부하를 trade하여 결합기와 소기 출력간의 분리도를 약 6 dB 개선하였다. 또한 다단 접속을 하지 않고서도 광대역 결합 특성을 나타냈으며 선로 규격을 변화시 결합기 입출력 임피던스가 서로 상이하게 되어 임피던스 변환 기능을 가지는 결합기, DC분리기 등을 설계시에 효과적으로 사용할 수 있음을 보였다. 이와 같이

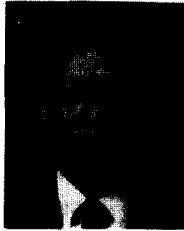
제한된 등가 이미턴스 산출 방식을 확인하고 이를 적용하여 실현한 결과 이론치에 접근한 특성을 얻었으므로 N-선로인 경우에도 적용하여 설계가 가능함을 보였다. 그러나 3선 이상의 마이크로스트립 선로 결합은 이론적으로 정확하게 규명하기 어려운 요소들이 있어 실제 제작에는 경험에 의한 기술을 요한다. 주파수가 10 GHz 정도 이상인 대역에서는 분산으로 인하여 혼합모드가 발생하므로 선형의 관계가 되지 못한다. 따라서 이 대역에서도 이상의 방법을 이용한 설계를 일반화하기 위해서는 분산에 대한 연구가 계속되어야 한다.

참 고 문 헌

1. Edwards, T.C., Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley & Sons, 1981.
2. Lange, J., "Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-17, no.12, pp. 1150-1151, December 1969.
3. Waugh, R. and DeLacombe, "Unfolding the Lange Coupler", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-20, no.12, pp. 777-779, November 1972.
4. Tulup, V., Schich, B. and Kohle, J., "An Interdigitated 3 dB Coupler with Three Strips", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, no.9, pp. 645, September 1978.
5. Ou, W.P., "Design Equations for an Interdigitated Directional Coupler", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-23, no.2, pp. 253-255, February 1975.
6. Bryant, T.G. and Weiss, J.A., "Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-16, no.12, pp. 1021-1027, December 1968.
7. Pavlidis, D. and Hartnagel, H.L., "The Design and Performance of Three-Line Microstrip Couplers", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-24, no.10, pp. 631-640, October 1976.
8. Paolino, D.D., Design More Accurate Interdigitated

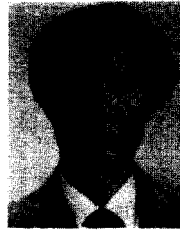
- Couplers, *Microwaves*, pp. 34-38, MAY 1976.
9. Rizzoli, V. and Lipparimi, A., "The Design Interdigitated Couplers for MIC Applications", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-26, no.1, pp. 7-15, January 1978.
 10. Rizzoli, V., "Stripline Interdigitated Couplers: Analysis and Design Considerations", *Electronic Letters*, vol.11, no.16, pp. 392-393, August 1975.
 11. Malherbe, J.A.G., "Interdigital directional Couplers with an Odd-or Even-number of Lines and Unequal Characteristic Impedances", *Electronic Letters*, vol. 12, no. 18, pp. 464-465, September 1976.
 12. Hewitt, S.J. and Pengelly, R.S., "Design Data for Interdigital Directional Couplers", *Electronic Letters*, vol.12, no.3, pp. 86-87, February 1976.
 13. Presser, A., "Interdigitated Microstrip Coupler Design", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-26, no.10, pp. 801-805, October 1978.
 14. Tajima, Y. and Kimihashi, S., "Multiconductor Couplers", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-26, no.10, pp. 795-801, October 1978.
 15. Shibata K., Hatori K., Tokumitsu Y. and Komizo H., "Microstrip Spiral Directional Coupler", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, no.7, pp. 680-689, July 1981.
 16. Tripathi, V.K., "The Scattering Parameters and Directional Coupler Analysis of Characteristically Medium", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-29, no.1, pp.22-26, January 1981.
 17. Schiffman, B.M. and Matthaei, G.L., "Exact Design of Bandstop Microwave Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-12, no.1, pp. 6-15, January 1964.
 18. Bates, R.N., "Design of Microstrip Spurline Bandstop Filters", *IEEE J. Microwaves, Optics and Acoustics*, vol.1, no.6, pp. 209-214, November 1977.
 19. Nguyen, C., Hsieh, C., and Ball, D., "Millimeter Wave Printed Circuit Spurline Filters", *IEEE, MTT S. Int.Microwave Symposium Dig.* pp. 98-100 1983.
 20. Nguyen, C. and Chang, K., "On the Analysis and Design of Spurline Bandstop Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-33, no.12, pp. 1416-1421, December 1985.
 21. Tripathi, V.K., "Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-23, no.9, pp. 734-739, September 1975.
 22. Tripathi, V.K., "On The Analysis of Symmetrical Three-line Microstrip Circuits", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-25, no. 9, pp. 726-729, September 1977.
 23. Lee H.J., "Computational Methods for the Quasi-TEM Characteristics of Fundamental MIC Planar Structures", Ph.D. Thesis, Electrical and Computer Eng. Dept., Oregon State University, U.S.A., Feb. 1983.
 24. Chin Y.K. and Tripathi, V.K., "Analysis of the General Nonsymmetrical Directional Coupler with Arbitrary Terminations", *IEEE Proc.* vol. 129, Pt. H, no.6, pp 360-362, December 1982.
 25. 박 일, 진년강, "MIC를 위한 지선형 대역소거 어파기의 주파수와 임피던스 특성의 연구", *한국통신학회지 제 12권*, pp. 399-403, 1987. 8.
 26. 진년강, "일반화한 n선로 결합 전송구조의 회로방함수", *대한전자공학회지*, 제 22권 제 3호, pp. 281-287, 1985.5.
 27. Marx, K.D., "Propagation Modes, Equivalent Circuits and Characteristic Terminations for Multiconductor Transmission Lines with Inhomogeneous Dielectrics", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT 26, no.7, pp. 450-457, July 1973.
 28. Benedek, P. and Silvester, P., "Equivalent Capacitance for Microstrip Gaps and Steps", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-20, pp. 729-733, November 1972.
 29. Makimoto M. and Yamashita S., "Strip Line Resonator Filters Having Multi-Coupled Sections", *IEEE MTT S. Digest*, pp. 92-94, 1983.

이 논문은 제1분, 한국통신공사의 후원으로 이루어졌습니다.



朴 逸(Yhl PARK) 正會員
1949年 12月 24日生

- 韓國航空大學 電子工學科 卒業
- 漢陽大學校 大學院(工學碩士)
- 檀國大學校 大學院(工學博士)
- 韓國電力勤務
- 現在：東洋工業專門大學通信工學科副教授



姜 熙 昶(Hee Chang KANG) 正會員
1942年 6月 18日生

- 韓國航空大學 電子工學科 卒業
- 檀國大學校 大學院(工學博士)
- 現在：서울産業大學 電子工學科 副教授



陳 年 鋼(Youn Kang CHIN) 正會員
1934年 3月 11日生

- 韓國航空大學通信工學科卒業
- 美國 Oregon 州立大學(工學碩士)
- 美國 Oregon 州立大學(工學博士)
- 韓國航空大學通信·電子工學科教授
- 英國航空電子研究所 研修
- 美國 Cubic 通信電子會社(研究員)
- 現在：檀國大學校電子工學科教授 韓國通信學會 名譽會員