

論文2001-38TC-3-5

불균일 결합선로에서 Riccati 해에 내재된 Null점의 최적 섭동과 결합도 제어

(Optimal Perturbation of Null Points Inherent to Riccati Solution and Control of Coupling in Nonuniform Coupled-Lines)

朴 義 俊 *

(Eui Joon Park)

요 약

반사형(혹은 역방향) 결합선로에서 원하는 결합도를 가질 수 있도록 모드 특성임피던스를 합성하는 방법을 새로이 제안하였다. 결합도를 나타내는 일차 비선형 미분방정식의 해 혹은 Riccati 해가 갖는 반복되는 lobe들의 최소점, 즉 null점들을 최적 섭동시키므로써 최적 합성이 이루어진다. 이 과정을 위해 일차원 배열 안테나의 공간인자 패턴 제어를 통한 일차원 비선형 소스 분포함수 합성법을 근간으로 하였으며, 기존의 우함수형 분포함수 합성을 기함수형까지 확장 적용할 수 있는 방법을 제시하였다. 그 결과로서 도출된 모드 특성임피던스들은 연속적이고 비선형적인 프로필을 가지게 된다. 합성된 우함수형 및 기함수형 분포함수에 대응되는, 비대칭형 및 대칭형 결합기들을 비교 분석하였으며, 기존의 설계방법에 비해 일반적이고 간단함을 보였다.

Abstract

A method is newly presented to synthesize the modal impedances satisfying the desired coupling factor of a reflective (or backward) coupled-line. The synthesis is achieved by optimal perturbations of repeating null points of lobes inherent to the solution of the first-order nonlinear differential equation for coupling. It is based on the synthesis method of nonlinear source distribution functions for the prescribed space factor pattern in the one-dimensional array antenna. Here, the conventional synthesis method for the even distribution function is extended to the odd case. Resulting modal impedances will have continuously varying profiles. The design procedure of asymmetrical and symmetrical couplers corresponding to the even and odd distribution functions, is exemplified to show the generalization and the simplicity of the proposed method.

I. 서론

반사형 결합선로형 결합기는 우모드와 기모드 각각에

* 正會員, 金烏工科大學校 電子工學部

(School of Electronic Engineering, Kumoh National University of Technology)

※ 본 연구는 1999년도 금오공과대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구된 논문임.

接受日字: 2001年 2月 6日, 수정완료일: 2001年 3月 2日

대한 반사계수의 차에 의해 결합도가 결정되며 결합되는 두 선로의 폭이 서로 같은 상태에서 대칭형과 비대칭형으로 다시 분류된다. 대칭형의 경우 Kammler^[1]와 Uysal^[2] 등은 적분형의 결합도에 내재된 피적분함수 즉, 원하는 결합도를 만족시키고 결합선로 프로필을 결정하는 비선형 분포함수를 반복법을 통해 구하였다. 이때 반복법 적용을 위해 우모드 및 기모드 특성임피던스로 이루어진 결합계수를 사용함으로써 결합계수와 결합도간의 상관관계가 직접적으로 고려되어야 하므로 결합기 프로필 산출에 있어서의 일반성이 결여되어 있으며, 결합도를 나타내는 적분식의 주파수특성을 목표

로 함으로서 선로폭, 선로간격, 분산특성 등을 매 반 복시 계산해야 함으로 수렴속도가 매우 느리며, 초기치 에 따라 수렴도가 낮은 단점을 가진다. 비대칭의 경우 Levy^[3] 및 Tresselt^[4] 등은 계단형 결합기 설계이론을 입력포트에서의 반사계수를 고려하여 정립시켰고 계단 형이 갖는 불연속 문제를 해결하기 위해 Sobhy^[5] 및 Pramanick^[6] 등은 체비셰프 혹은 지수함수형과 같은 특정한 테이퍼형 결합기를 설계하였다. 따라서 임의의 원하는 결합특성을 목표치로 두고 그 목표치에 부합하 는 결합선로 프로필을 바로 합성할 수 있다면 매우 효 율적이고 일반성을 가지게 될 것이다.

본 연구에서는 불균일(Nonuniform) 결합선로의 입 력단 모드 반사계수에 대한 Riccati 방정식^[2]의 해가 결합도와 직접적인 관계가 있는 점을 고려하여 원하는 결합도를 만족시키는 결합선로 프로필을 효율적으로 합성하는 방법을 제시하였다. 주파수영역에서 Riccati 해는 결합선로 프로필과 관계되는 피적분함수를 가지 는 적분방정식으로 표현되며 일차원 배열안테나의 비 선형 Line-소스 분포^[7]에 의한 공간인자(Space Factor)와 유사한 형태를 가진다. 따라서 Riccati해의 주파수특성은 배열안테나에서 null점들의 위치에 의해 결정되는 mainlobe와 sidelobe들에 대응되며, 결합선로 프로필과 관계되는 피적분함수는 일차원 배열안테나의 소스 분포함수에 대응된다. 그러므로 Riccati해의 주파 수특성은 null점을 갖는 lobe형으로 나타나며, 결합도 와 직접적인 관계가 있는 lobe들의 크기가 정해지면 해당 피적분함수 즉, 선로 프로필을 위한 분포함수를 도출할 수 있을 것이다. 본 연구에서는 우선 주파수영 역에서 lobe형 Riccati해가 대칭형 및 비대칭형 결합기 의 결합도에 직접 관계되는 일반성을 보이고, 원하는 결합도를 만족시키는 null점들의 최적 섭동법을 제시한 다. 그리고 기존의 일차원 Line-소스 분포에 의한 lobe 패턴은 우함수에 국한되어 있어, 비대칭형 결합기 합성 에만 유리한 점이 있다. 본 연구에서는 기함수형 lobe 제어도 가능하도록 기존의 Line-소스법^[7]에 의한 소스 분포 합성법을 개선하여, 대칭형 결합기 합성에도 가능 하도록 하였다.

II. 불균일 결합선로와 결합도

그림 1과 같은 4-포트 결합기에서 각 포트는 Z_0 로 종단되어 있고 z 방향으로 놓여져 있다고 가정한다.

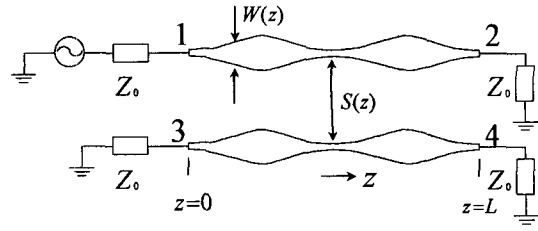


그림 1. 불균일 결합선로

Fig. 1. Nonuniform coupled line.

특성임피던스 Z_0 는 결합기에서 다음과 같은 관계가 성 립한다.

$$Z_0(z, f) \approx \sqrt{Z_{0e}(z, f) \cdot Z_{0o}(z, f)} \quad (1)$$

여기서 f 는 주파수이며, Z_{0e} 및 Z_{0o} 는 각각 우모드 및 기모드 특성임피던스를 의미한다. Z_0 시스템에서 Z_{0e} 의 프로필이 결정되면 위 관계식을 만족시키는 Z_{0o} 의 프로필이 구해질 수 있다. 그림 1의 결합선로를 같은 길이를 갖는 N개의 균일 결합선로로 분할시켰을 경우 결합선로의 전체 ABCD 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^N \begin{bmatrix} \cos(\theta_i)_k & j(Z_{0i})_k \sin(\theta_i)_k \\ \frac{j}{(Z_{0i})_k} \sin(\theta_i)_k & \cos(\theta_i)_k \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 i 는 e 혹은 o 를 의미하며 $(\theta_i)_k$ 는 k 번째 분할 구간의 전기적 길이를 의미한다. 2-포트 해석으로부터 우모드와 기모드 각각의 반사계수와 전송계수는 다음 과 같이 표현된다.

$$\Gamma_i = \frac{A_i + B_i/Z_0 - C_i \cdot Z_0 - D_i}{A_i + B_i/Z_0 + C_i \cdot Z_0 + D_i} \quad (3)$$

$$T_i = \frac{2}{A_i + B_i/Z_0 + C_i \cdot Z_0 + D_i} \quad (4)$$

그림 1로부터 S -행렬은 다음과 같다.

$$S_{11} = \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) \quad (5)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2}(T_e + T_o) \quad (6)$$

$$S_{31} = \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) \quad (7)$$

$$S_{41} = \frac{1}{2}(T_e - T_o) \quad (8)$$

결국 원하는 결합특성 S_{31} 을 얻기 위해 불균일 결합

선로의 미소 구간의 $(\theta_i)_k$ 와 $(Z_{0i})_k$ 를 어떻게 구하는 가하는 것이 문제가 된다. 위에서 설명한 바와 같이 우선 Z_{0e} 의 연속적인 프로필을 구현하기 위해 비선형 테이퍼에 대한 Riccati 방정식 즉, 1차 비선형 미분방정식^{[2],[8]}의 해를 $H(f)$ 라 하면 $|H(f)| = \tanh(|h(f)|)$ 의 관계가 있으며 여기서 $h(f)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$h(f) = \exp\left(-j \int_{-L/2}^{L/2} \beta_e(z, f) dz\right) \cdot h'(f) \quad (9)$$

$$h'(f) = \int_{-L/2}^{L/2} \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \ln\left(\frac{Z_{0e}(z, f)}{Z_0}\right) \cdot \exp[-j2 \int_{-L/2}^z \beta_e(z', f) dz'] dz \quad (10)$$

대칭형 결합기의 경우 $H(f)$ 는 포트3에서의 결합도 $C(f)$ 를, 그리고 비대칭형의 경우는 간격이 넓어 결합이 일어나지 않는 입력단 (포트 1과 포트 3)에서의 임피던스인 $Z_{0e} = Z_{0o} = Z_0$ 과, 결합선로상에서 제일 강하게 결합되는 위치, 즉 결합선로간의 간격이 제일 작은 위치 (그림 1에서 포트2와 포트4)에서의 Z_{0e} 와의 테이퍼형 정합시, 입력단에서의 우모드 반사계수 $\Gamma_e(f)$ 를 의미한다^{[1],[6]}. $|c(f)| = \tanh^{-1}(|C(f)|)$ 과 $|\rho_e(f)| = \tanh^{-1}(|\Gamma_e(f)|)$ 은 $|h'(f)|$ 에 대응된다고 하자. 식 (9),(10)에서 원하는 $h(f)$ 의 크기를 얻기 위해서는 $Z_{0e}(z)$ 와 $\beta_e(z)$ 를 구하여야 한다. 여기서 결합선로의 $Z_{0e}(z)$ 의 프로필을 구할 수 있으면 $\beta_e(z)$ 는 해당 프로필로부터 구해질 수 있으므로 우선 $Z_{0e}(z)$ 를 구하기 위해 비선형 분포함수를 식 (10)으로부터 다음과 같이 정의한다.

$$g(z) = \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \ln\left(\frac{Z_{0e}(z)}{Z_0}\right) \quad (11)$$

실제로 Z_{0e} 와 β_e 는 z 의 함수일 뿐만 아니라 주파수의 함수이므로 식 (10)로부터 주파수특성을 함께 고려하여 $Z_{0e}(z, f)$ 를 구하여야 하지만, 특히 분산이 존재하는 임의의 선로 합성의 경우, 위 식들만으로는 거리 및 주파수를 동시에 고려하는 것은 매우 어려운 점이 있다. Pramanick과 Bhartia^[6] 등은 마이크로스트립의 실효유전율의 주파수의존성을 고려하여 비대칭 결합기를 설계한 바 있으나, 이는 체비셰프형 테이퍼 설계와 같은 특정 프로필에 적용하여 일반성이 결여되어 있다. 따라서 본 연구에서는 다음과 같은 방법을 사용하였다. 즉, $p = -2\pi z/L$ 와 $u = \beta(z)L/2\pi$ 로 치환하면

$h(f)$ 의 크기에 직접 관계되는 식 (10)은 다음과 같이 표현된다.

$$h'(u) = \int_{-\pi}^{\pi} g(p) \exp(-jpu) dp \quad (12)$$

$$g(p) = \frac{1}{2} \frac{d}{dp} \ln\left(\frac{Z_{0e}(p)}{Z_0}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} h'(u) \exp(jpu) du, \quad -\pi \leq p \leq \pi \quad (13)$$

만약 식 (13)로부터 $Z_{0e}(p)$ 가 결정된다면 해당 프로필의 주파수함수 $\beta_e(z, f)$ 이 자동적으로 계산되며, 이는 주파수함수 u 를 결정하게 된다. 따라서 이 u 축상에서 임의의 목표치 $h'(u)$ 의 크기를 설정하면 해당 프로필의 주파수특성 즉, $|c(f)|$ 와 $|\rho_e(f)|$ 는 $|h'(u)|$ 의 보간된 케지상에 존재하므로 분산특성을 동시에 고려할 수 있다. 임의의 목표치 $|h'(u)|$ 를 설정하면 식 (13)로부터 비선형 분포함수 $g(p)$ 과 임피던스 프로필을 계산할 수 있으므로, 이 일련의 과정을 위해 우선 식 (10)의 크기를 급수형태로 전개하면 다음과 같이 표현될 수 있다^{[7],[8]}.

$$h'(u) = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{Z_{0e}^L}{Z_0}\right) \cdot \frac{\sin \pi u}{\pi u} \frac{\prod_{n=1}^N [1 - (\frac{u}{u_n})^2]}{\prod_{n=1}^N [1 - (\frac{u}{n})^2]} \quad (14)$$

여기서 Z_{0e}^L 은 $z=L$ 에서의 Z_{0e} 를 의미한다. 식 (14)의 크기는 u 영역에서 lobe형 패턴으로 나타나며 null점 u_n 에 의해 lobe들의 크기가 결정된다. Taylor^[7]는 mainlobe와 sidelobe 상대적 크기 비가 u_n 을 결정함을 보이고 체비셰프형 패턴을 구현하였다. 본 연구에서는 임의로 설정한 lobe들의 피크치들을 만족시키는 u_n 을 최적화기법을 통해 구하고자 한다. 만약 $N \rightarrow \infty$ 일 때 $h'(u)$ 의 sidelobe 크기가 일정한 피크치를 가지면 소위 체비셰프 응답특성을 가지며 $u_n = 1, 2, 3, \dots$ 로 두면 지수함수형 특성을 가지게 된다. 그러나 N 을 무한히 크게 할 수 없으므로 u 를 제한된 범위로 즉 대역을 임의로 정한다면 $n=1, 2, \dots, N$ 까지 계산할 수 있으며 (u_1, u_2, \dots, u_n) 을 적절히 선택시키므로서 원하는 $h'(u)$ 와 $g(p)$ 를 계산할 수 있다.

III. 최적화기법과 결합기 설계에의 응용

1. $g(p)$ 가 우함수인 경우

식 (13)에서 선로의 모드 특성임피던스가 실수가 될려면 $g(p)$ 도 실수여야 한다. 따라서 복소계수를 D_n 이라 할 때 $D_n = D_n^*$ 의 관계를 만족하는 푸리에급수형으로 표현하면 다음과 같다.

$$g(p) = \sum_{n=-N}^N D_n e^{jnp} \quad (15)$$

위 식을 식 (12)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 된다^[9].

$$h'(u) = \sum_{n=-N}^N h'(n) \frac{\sin \pi(u-n)}{\pi(u-n)} \quad (16)$$

여기서 $h'(n)$ 은 $u=n$ 일 때 $h'(u)$ 의 표본화된 값이며 $h'(n) = 2\pi D_n$ 의 관계가 있다. 식 (15)을 삼각함수 급수형으로 전개하면 다음과 같다.

$$g(p) = \sum_{n=0}^N a_n \cos np \quad (17)$$

여기서 $a_n = 2D_n$ 이며 $n=0$ 인 경우는 $a_0 = D_0$ 이다. 따라서 식 (14)로부터 $h'(n)$ 을 계산하고, $a_0 = h'(0)/2\pi$ 와 $a_n = h'(n)/\pi$ 의 관계로부터 식 (17)의 분포함수를 계산할 수 있다. 식 (14)로부터 원하는 $h'(u)$ 의 크기를 얻는 문제는 u_n 을 적절히 섭동시키므로서 가능하다. $|h_p'(u)|$ 를 p 차 피크치로 두고, S_p 를 p 차 목표치라 할 때 오차함수를 다음과 같이 정의하였다.

$$E(U) = \sum_{p=1}^N |\ln(|h_p'(U)|/S_p)|^2 \quad (18)$$

여기서 l 은 반복회수를 의미하고 $U = [u_1, \dots, u_N]$ 를 나타낸다. 위 오차함수는 반복시 계산되는 피크치와 설정한 목표치와의 대수적 차로 표현하였으며 수렴속도를 고려하여 최소자승법을 사용하였다. 이 오차함수의 최소화를 위해 수렴조건을 $E < \epsilon$ 로 두었으며 $\epsilon = 10^{-8}$ 으로 설정하고, 최소화를 위해 conjugate gradient법을 사용하였다.

결합도가 $|S_{31}| = 0.316$ (-10 [dB])인 비대칭형 결합기를 예로 들어보자. II절에서 언급하였듯이 우선 우모드 반사계수 $\Gamma_e(f)$ 를 계산하기 위해서는 Z_0 와 Z_{0e}^L 간의 테이퍼 정합이 필요하다. 이를 위해 다음의 조건^[10]을 사용한다.

$$k = Z_0/Z_{0e}^L = (1 + |S_{31}|)/(1 - |S_{31}|) \quad (19)$$

그리고 $|\rho_e(f)| = \tanh^{-1}[(k-1)/(k+1)]$ 와 $|\rho_o(f)| = \tanh^{-1}[(1-k)/(1+k)]$ 의 관계도 만족한다. 따라서 $Z_0 = 50$ [Ω]인 경우 $Z_{0e}^L = 98.7$ [Ω]이 되며, 식 (14)를 사용하여 u 영역에서의 우모드 반사계수를 제어한다. 그림 2에서 지수함수형인 경우는 반복 계산 없이 $u_n = 1, 2, 3, \dots$ 이며, 다른 lobe들의 제어를 위한 u_n 의 초기치로 활용하였다. $N=8$ 일 때 체비셰프형 sidelobe 피크치가 0.05인 경우와, 피크치가 0.1 및 0.05가 반복되는 일반적인 경우를 예로 들었다. 해당 피크치를 만족하도록 u_n 을 최적 섭동시켰으며 그 결과는 표 1에 보였다. 그림 2에서 보듯이 null점의 섭동에 의해 lobe들의 피크치가 조절됨을 알 수 있다. 식 (17)을 사용하여 도출한 분포함수를 동시에 보였다. 계산된 a_n 을 표 1에 보였다. 식 (1)과 식 (13)을 사용하여 계산한 모드 임피던스들을 그림 3에 보였다. 여기서 선로 분할 개수는 300개로 하였으며, 이 합성된 임피던스 프로파일들을 갖는 결합기의 주파수특성을 보이기 위해 분산특성을 갖는 마이크로스트립 결합기를 예로 들었다. $L = 1.2$ [cm]로 두고, 300개의 미소길이 결합선로의 폭과 간격(그림 1)은 Kirschning과 Jansen의 근사식^[11]을 사용하여 식 (1)이 만족되는 조건하에서 최적화기법을 사용하여 구하였으며 그 결과를 그림 3에 동시에 보였다. 시뮬레이션을 위해 비유전율 $\epsilon_r = 10.2$, 기판높이 $h = 0.635$ [mm]인 기판을 사용하였다. 여기서 폭과 간격은 2 [GHz]에서 계산된 것이다. 그리고

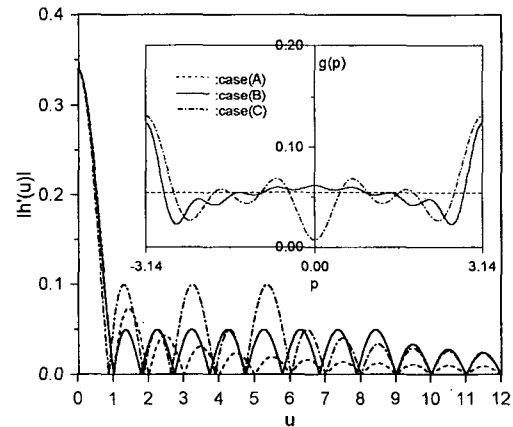


그림 2. 제어된 우모드 반사계수 lobe와 해당 비선형 분포함수

Fig. 2. Controlled lobes for even mode reflection coefficients and involved nonlinear distribution functions.

표 1. 우함수형 lobe 패턴의 null점과 해당 분포함수의 푸리에계수 a_n .

Table 1. Null points of even lobe patterns and Fourier coefficients a_n of involved distribution functions.

Case(A) (Exponential taper)		Case(B) (N=8)		Case(C) (N=6)			
Null 점	a_n ($\times 10^{-2}$), $n=0$	목표치	Null 점	a_n ($\times 10^{-2}$), $n=0\sim N$	목표치	Null 점	a_n ($\times 10^{-2}$), $n=0\sim N$
1	5.412	0.05	1.003	5.412	0.1	0.862	5.412
2	0	0.05	1.775	0.030	0.05	1.853	-1.674
3	0	0.05	2.728	1.103	0.1	2.629	0.939
4	0	0.05	3.728	-1.206	0.05	3.881	-2.512
5	0	0.05	4.747	1.188	0.1	4.706	0.734
6	0	0.05	5.776	-1.113	0.05	6.028	-1.992
7	0	0.05	6.817	0.996		7	-0.180
8	0	0.05	7.876	-0.827		8	
9	0		9	0.563		9	
10	0		10			10	
11	0		11			11	
12	0		12			12	

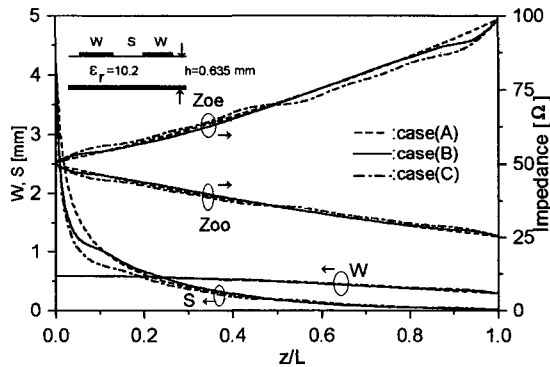


그림 3. 10dB 비대칭형 결합기의 모드 특성임피던스와 마이크로스트립 결합선로 프로파일

Fig. 3. Profiles of modal characteristic impedances and microstrip coupled lines for 10dB asymmetric couplers.

우모드 임피던스가 Z_0 로 수렴하면 선로 간격이 무한대로 되므로 50.6[Ω]이상만 고려하였다. 그림 4는 식 (2)~(8)을 사용하여 계산한 결합기 특성을 보인 것이다. 이때 우모드와 기모드 각각의 위상정수는 서로 같다고

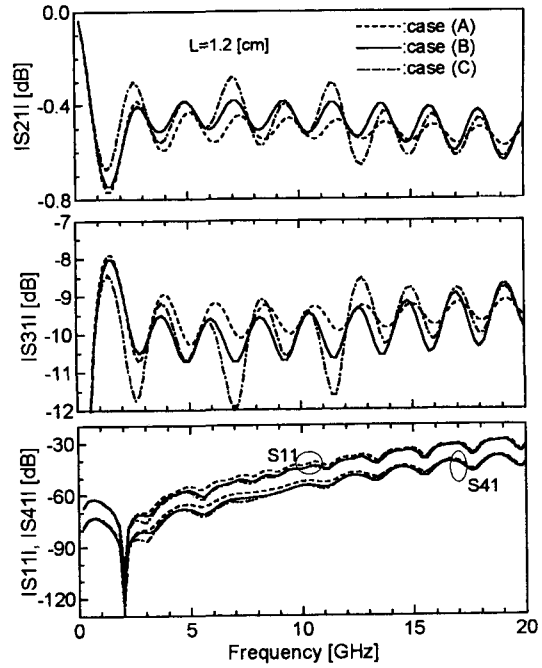


그림 4. L=1.2cm인 경우 10dB 비대칭 결합기의 주파수 특성

Fig. 4. Frequency characteristics of 10dB asymmetric couplers in the case of L=1.2cm.

가정하고 다음의 Dell-Imagine^[12]식을 사용하였다.

$$\beta(z, f) = \frac{Z_{0e}(z, f)\beta_{0e}(z, f) + Z_{0o}(z, f)\beta_{0o}(z, f)}{Z_{0e}(z, f) + Z_{0o}(z, f)} \quad (20)$$

실제로 wiggly와 같이 특성임피던스에는 영향을 주지 않고 모드간 위상속도를 같도록하는 보상기법^[2]이 설계에 적용되어야 하나, 본 연구에서는 생략하였다.

2. $g(p)$ 가 기함수인 경우

이 경우는 식 (12)과 (14)에서 $h'(u)$ 도 기함수가 되어야 한다. 따라서 식 (14)-(16)에서 D_n 과 $h'(u)$ 는 순허수가 되며 $D_n = -D_{-n}$ 와 $h'(u) = -h'(-u)$ 와 관계가 성립한다. 그러므로 $+u$ 영역에서 기함수인 분포함수와 $h'(u)$ 는 다음과 같이 수정된다.

$$g(p) = \sum_{n=1}^N b_n \sin np \quad (21)$$

$$h''(u) = h'(u) - h'(u) |_{n=0} - 2 \sum_{n=1}^N h'(n) \frac{\sin(u+n)}{(u+n)} \quad (22)$$

식 (21)에서 $b_n = \text{Im}(h'(n))/\pi$ 를 의미하며 원하는

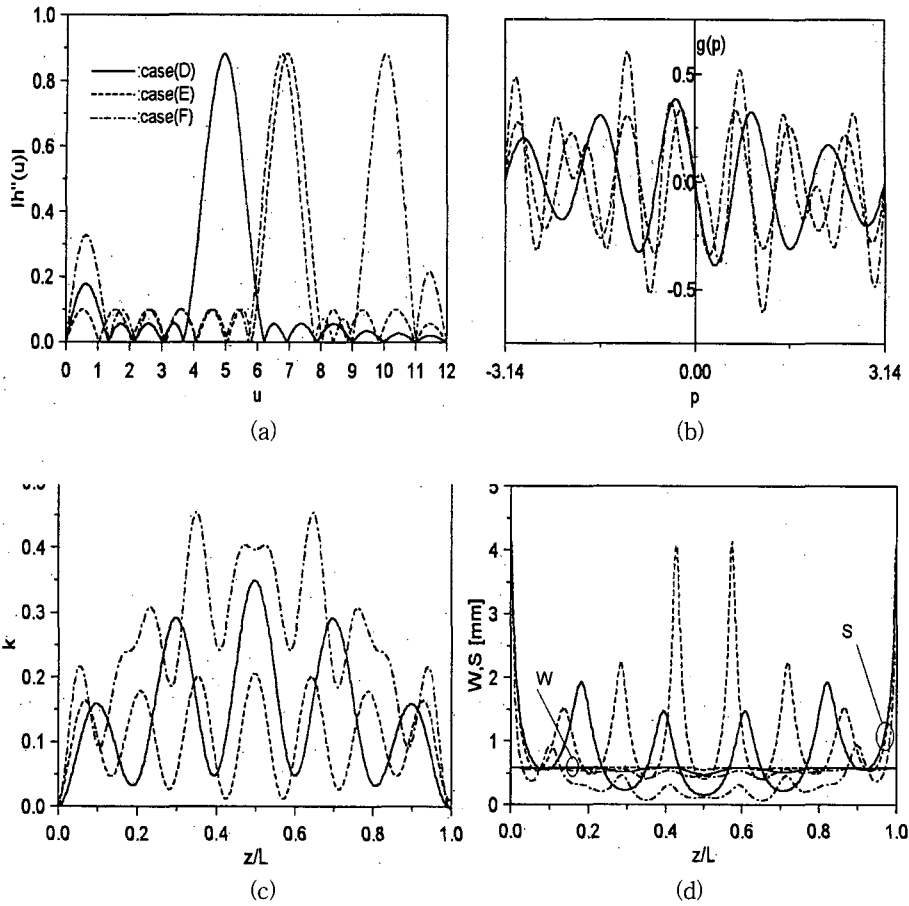


그림 5. 3dB 대칭형 결합기 설계 예. (a) 제어된 결합도 lobe 패턴. (b) 계산된 분포함수. (c) 계산된 결합계수. (d) 계산된 마이크로스트립 결합선로 프로파일

Fig. 5. Examples for 3dB symmetric coupler design. (a) Controlled lobe patterns for coupling factor. (c) Calculated coupling coefficients. (d) Calculated profiles of microstrip coupled lines.

$|h''(u)|$ 의 lobe 패턴 피크치를 만족시키는 분포함수를 결정한다. 연속적인 기함수가 되도록 식 (22) 우변 중간항은 $u=0$ 에서 $|h''(u)|$ 의 크기를 0으로 해주는 역할을 한다.

결합도가 $|C(f)| = |S_{31}| = 0.708$ (-3 [dB])인 대칭형 대역통과 결합기를 예로 들어보자. 앞에서 설명한대로 $|C(f)| = \tanh(|c(f)|)$ 의 관계가 있으며, $|c(f)|$ 는 식 (22)의 $|h''(u)|$ 에 대응된다. 따라서 식 (22)의 mainlobe의 피크치는 0.883이 되며, 임의로 설정한 다양한 sidelobe들(표 2)과 함께 제어한 결과를 그림 5(a)에 보였다. $u=0$ 에서 lobe의 크기가 0임을 감안하여 식 (14)에서 $Z_{0e} \rightarrow Z_0$ 로 두었으며 시뮬레이션시 $Z_{0e}'/Z_0 = 1.01$ 로 계산하였다. 이 과정에서 계산된 null

점과 b_n 을 표 2에 보였으며, 식 (21)로부터 분포함수를 계산하여 그림 5(b)에 보였다. 식 (1) 및 (13)로부터 모드 특성임피던스를 계산하고 결합계수 $k = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})$ 를 산정, 그림 5(c)에 보였다.

일반적으로 우모드 임피던스는 기모드 임피던스보다 크므로 $50[\Omega]$ 이하가 되면 실현 불가능하기 때문에 본 예에서는 $k > 0$ 인 경우를 예로 들었다. 선로상의 모든 위치에서 k 의 최소치는 소위 dummy 채널^[2]에 해당하는 첫번째 sidelobe의 크기에 의해 영향을 많이 받므로 첫번째 lobe의 크기는 연이은 sidelobe의 크기에 비해 비교적 크게 설정되어야 한다. 위에서 예로 든 비대칭형의 경우와 마찬가지로 그림 5(d)에 예로 든 마이크로스트립 기판을 사용하여 도출한 폭과 간격을 보였

표 2. 기함수형 lobe 패턴의 null점과 해당 분포함수의 푸리에계수 b_n .

Table 2. Null points of odd lobe patterns and Fourier coefficients b_n of involved distribution functions

Case(D) (N=8)			Case(E) (N=10)			Case(F) (N=10)		
목표치	Null점	b_n ($\times 10^{-3}$), $n=1\sim N$	목표치	Null점	b_n ($\times 10^{-3}$), $n=1\sim N$	목표치	Null점	b_n ($\times 10^{-3}$), $n=1\sim N$
0.180	0	-3.469	0.1	0	-0.336	0.328	0	-6.585
0.056	1.347	0.863	0.1	1.037	0.661	0.1	1.351	1.864
0.056	2.143	-0.043	0.1	2.071	-0.916	0.1	2.175	-1.261
0.056	2.989	-6.773	0.1	3.115	1.018	0.1	3.116	0.790
0.883	3.688	-27.901	0.1	4.109	-0.673	0.1	4.071	0.156
0.056	6.231	-3.801	0.1	5.065	-4.386	0.1	4.976	-8.474
0.056	6.917	-0.504	0.883	5.818	-27.913	0.883	5.688	-25.273
0.056	7.878	0.645	0.1	8.072	-1.078	0.071	7.817	2.056
	9		0.1	8.810	-1.694	0.071	8.391	0.114
	10		0.1	9.833	1.478	0.883	8.993	27.951
	11			11			11	
	12			12			12	

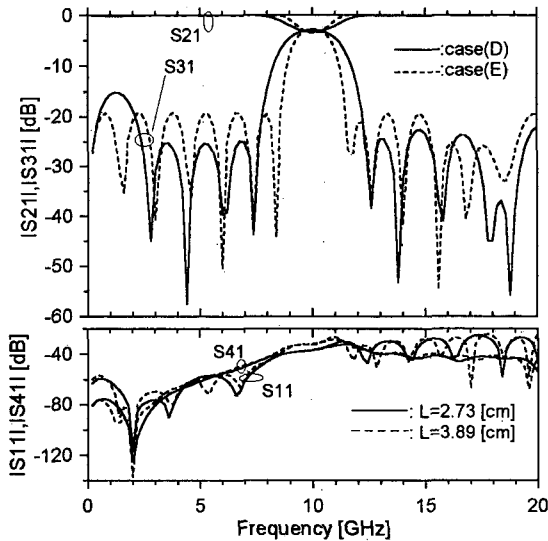


그림 6. 3dB 대칭형 결합기의 주파수특성(표 2의 case (D)와 case(E))
Fig. 6. Frequency characteristics of 3dB symmetric couplers(case (D), case(E) in Table 2).

다. 비대칭 결합기의 경우와 마찬가지로 모드간 위상속도가 보상되었다고 가정했을 때 식 (2)~(8)을 사용하여 계산한 주파수특성을 그림 6에 보였다. 길이 L 을 조절하여 중심주파수 10[GHz]에서 3[dB] 대역통과특성을 갖도록 하였다. 여기서 대역폭은 mainlobe 이전의 sidelobe 개수와 길이 L 에 의해 조절이 가능함을 보여주고 있다. 길이는 그림에 보였다. 그림 7은 case (F)에 대한 주파수특성을 보인 것으로서 주기적 대역 통과 결합을 보이고 있다. 그림 7(a)에서 점선은 계산된 폭과 간격(그림 5(d))을 사용하여 식 (10)을 평가한 결과로서 제시한 방법의 결과와 잘 일치함을 보이고 있다. 아울러 그림 7(b)는 식 (6)과 (7)의 위상차를 도시한 것으로서 대칭형 결합기의 quadrature^[1] 성질을 잘 만족시킴을 알 수 있다.

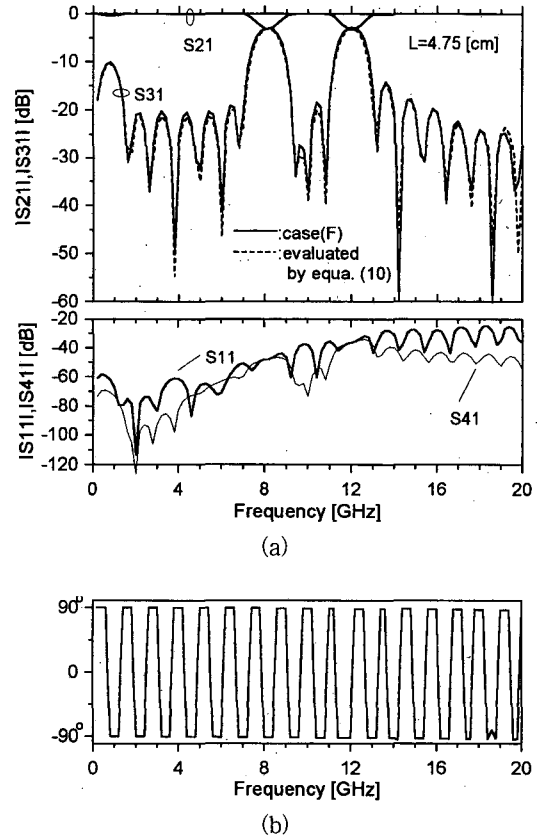


그림 7. 주기적 결합기의 주파수특성. (a) 평가된 결합 특성과 결합기 성능. (b) 포트2와 포트3의 위상차
Fig. 7. Frequency characteristics of periodic coupler. (a) Evaluated coupling characteristics and coupler performances. (b) Phase difference between port 2 and port 3.

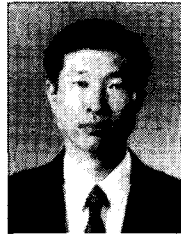
IV. 결 론

기존의 결합기 설계방식을 탈피하여 목표로 하는 결합도로부터 직접 해당 모드 임피던스 프로필을 도출하는 방법을 제안하였다. 이때 결합도의 목표치는, 비선형 선로의 결합도를 나타내는 lobe패턴에 내재된 null점들을 최적화 방법을 통해 적절히 섭동시켜 구현하였다. 또한 종래에 우함수형으로 국한된 lobe 패턴식을 기함수형까지 확장, 표현함으로써, 본 연구에서의 제어 기반은 비대칭형 및 대칭형 결합기 설계에 동시에 적용될 수 있는 일반성을 가진다. 분산특성을 갖는 결합선로에도 쉽게 적용될 수 있음을 보였으며, 마이크로스트립 결합기에 대한 이론적 결과를 비선형 테이퍼에 대한 Riccati 해를 사용하여 평가함으로써 제시한 방법의 타당성을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] D. W. Kammler, "The design of discrete N-section and continuously tapered symmetrical microwave TEM directional couplers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-17, no. 8, pp. 577-590, Aug. 1969.
- [2] S. Uysal, *Nonuniform line microstrip directional couplers and filters*. Artech House, 1993.
- [3] R. Levy, "General synthesis of asymmetric multi-element coupled transmission line directional couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-11, no.2, pp. 226-237, July 1963.
- [4] C. P. Tresselt, "The design and construction of broadband, high-directivity, 90-degree couplers using nonuniform line techniques," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-14, pp. 647-656, Dec. 1966.
- [5] M. I. Sobhy. and E. A. Hosny, "The design of directional couplers using exponential lines in inhomogeneous media," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-30, no. 1, pp. 71-76, Jan. 1982.
- [6] P. Pramanick and P. Bhartia, "A generalized theory of tapered transmission line matching transformers and asymmetric couplers supporting non-TEM modes," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-37, no.8, pp. 1184-1191, Aug. 1989.
- [7] T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes," *IRE Trans. Antennas and Propg.*, vol. AP-3, pp. 16-28, Jan. 1955.
- [8] E. J. Park, "Design of nonuniform transmission lines with arbitrary reflection properties," *Electron. Lett.* vol. 33, pp. 1963-1964, Nov. 1997.
- [9] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*. McGraw-Hill, 1966.
- [10] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 1998.
- [11] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-32, no.1, pp. 83-90, Jan. 1984.
- [12] R. A. Dell-Imagine, "A parallel coupled microstrip filter design procedure," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 29-32, 1970.

— 저 자 소 개 —



朴 義 俊(正會員)

1983년 2월 : 동아대학교 전자공학과 (공학사). 1986년 8월 : 고려대학교 대학원 전자공학과 (공학석사). 1990년 2월 : 고려대학교 대학원 전자공학과 (공학박사). 1990년 2월~현재 : 금오공과대학교 전자공학부 교수. 주관심분야는 전자장이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로설계 등