

초고주파 집적회로를 위한 각지긴 복수 결합 마이크로스트립 광대역 필터/DC 블록의 설계

(Design of Interdigitated Multiple Coupled Microstrip Filter/DC Blocks for Microwave Integrated Circuits)

陳 年 鋼*

(Youn Kang Chin)

要 約

대칭 및 비대칭 각지긴 복수결합 마이크로 스트립선을 사용한 광대역 DC블럭/필터의 해석과 설계방법은 소개하였다. 설계 방정식은 다른 마이크로스트립 구조의 경우와 같이 TEN모델을 기초로 유도 되었다. 실험값이 이론값과 잘 일치됨을 보여 주었다.

Abstract

Analysis and design procedures for both symmetrical and non-symmetrical open-circuited interdigital multiple coupled microstrip line structures for applications as wide-band DC blocks/filters have been presented. The design equations, as is the case of other microstrip structures, are based on a simplified TEM model. The experimental results are in good agreement with the theoretically predicted ones.

I. 서 론

DC 블럭에 관한 연구는 2 선 결합 마이크로스트립 구조(coupled two-line microstrip structures)에 국한 되어 왔다.

MIC용으로 구성된 대칭 및 비대칭 2 선 결합 마이크로스트립 구조¹⁾는 필터나 임피던스 정합 회로등에 응용되고 있다.

그림 1 과 같은 2-port prototype²⁾은 입력과 출력간의 DC흐름을 막는 광대역 필터 또는 DC블럭(block)이다. 이러한 필터는 마이크로파와 같은 높은 주파수에서 집중소자인 캐퍼시터의 주파수특성 보다 더 우수

하기 때문에 DC블럭용으로 사용되고 있다.^{3,4,5)}

LaCombe와 Cohen⁶⁾은 even과 odd-mode의 개념을 토대로한 근사적 등가 회로를 도입하여 DC블럭을 해석하였고 Rizoli⁷⁾는 2 선 2-port DC블럭의 평탄 주파수 특성과 단일 ripple을 갖는 주파수 특성(또는 제 1 차 Chebyshev 주파수 특성)에 관한 조건을 유도하여 설계공식을 구하였다.

DC 블럭의 주파수대역폭은 2 선간의 간격이 좁을 수록 넓어지기 때문에 기존의 MIC 기술에 의해서 간격을 한없이 좁히는 것은 실용적이지 못되므로 2 선 이상을 사용하여 더 넓은 광대역 주파수대역을 얻는 것이 편리하고 바람직하다.

본 논문에서는 복수선의 마이크로스트립선을 깎지긴 형태로 구성한 대칭 및 비대칭 구조의 DC블럭을 제안하였다. 이 구조는 기존 2 선 결합선로를 이용한 경우에 비해 더 넓은 광대역특성을 얻을 수 있으며 서로 다른 임피던스를 정합시킬 수 있는 transformer의 유리한 점을 갖고 있다. 여기에서 해석과 설계식은

*正會員, 檀國大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Dankuk Univ.)

接受日字: 1987年 5月 1日

(※ 본 논문은 1986년도 한국과학재단의 연구비에 의하여 행하여진 논문입니다.)

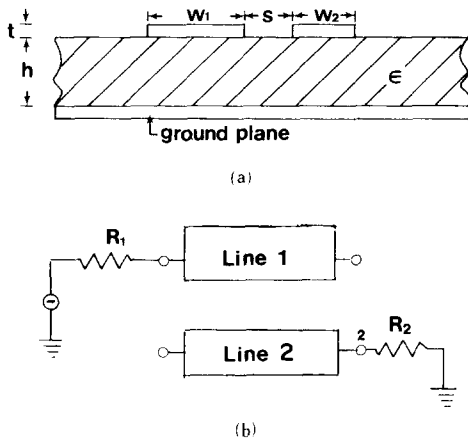


그림 1. (a) 비대칭 2선 마이크로스트립 구조의 단면도
(b) 결합선 2-port의 약도
Fig. 1. (a) Cross Sectional View of the non-symmetrical two-line Microstrip Structure
(b) A Schematic Diagram of the Coupled Line two-port.

2-port 회로망의 산란정수 (scattering parameter)에 관한 식을 토대로 하여 유도되었다.

II. 기초이론

비대칭 2-port 구조의 입력과 출력측에 그림 1 처럼 R_1 과 R_2 를 각각 연결한 경우의 산란정수 (scattering parameters)는 다음과 같이 주어진다.

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}^2}{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}^2} \quad (1a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2Z_{12}\sqrt{R_1 R_2}}{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}^2} \quad (1b)$$

$$S_{22} = \frac{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} - R_2) - Z_{12}^2}{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}^2} \quad (1c)$$

여기에서 Z_{11} , Z_{22} 및 Z_{12} 는 2-port 임피던스행렬의 정수들이다.¹¹⁾

S_{11} 과 S_{22} 는 각각 port1과 port2에서의 반사계수이며 다음과 같이 정의된다.

$$S_{11} = \Gamma_1 = \frac{R_1 - Z_{01}}{R_1 + Z_{01}} \quad (2a)$$

$$S_{22} = \Gamma_2 = \frac{R_2 - Z_{02}}{R_2 + Z_{02}} \quad (2b)$$

여기에서 Z_{01} 과 Z_{02} 는 각각 port1과 2에서의 결합선로의 특성임피던스이다.

비대칭 2-port 구조에 대한 정합조건은 $S_{11} = S_{22} = 0$ 에서 구할 수 있으며 그 결과는 다음과 같다.

$$R_1 = \sqrt{Z_{11}/Z_{22}(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2)} \quad (3a)$$

$$R_2 = Z_{22}/Z_{11} \cdot R_1 \quad (3b)$$

평탄주파수특성 (flat frequency response)는 중심주파수 ($\theta = \pi/2$)에서 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$ 인 조건에서 구할 수 있으며 그때의 부하 R_1 과 R_2 는 $R_1 = Z_{01}$ 과 $R_2 = Z_{02}$ 이다. 또 제 1차 Chebyshev (single ripple) 주파수특성은 $R_1 < Z_{0i}$ ($i=1, 2$)인 조건에서 얻을 수 있으며 S_{11} 에 관한 결과식은 다음과 같다.

$$S_{11} \Big|_{\theta = \frac{\pi}{2}} = \frac{Z_{01}^2 - R_1^2}{Z_{01}^2 + R_1^2} \Big|_{\theta = \frac{\pi}{2}} > 0 \quad (4)$$

여기에서 $Z_{0i} = Z_{11}^i - Z_{12}^i$

비동질성 매질에서의 비대칭 2-port 결합선로 구조에 대한 Z_{11} , Z_{22} 및 Z_{12} 에 관한 근사식으로 Cristal의¹²⁾ 비동질성 매질에서의 관계식을 사용하면

$$Z_{11} = -j \frac{1}{2} (Z_e^a + Z_o^a) \cot \theta$$

$$Z_{12} = -j \frac{1}{2} (Z_e^a - Z_o^a) \csc \theta$$

$$Z_{22} = -j \frac{1}{2} (Z_e^b + Z_o^b) \cot \theta$$

$$Z_e^a - Z_o^a = Z_e^b - Z_o^b$$

여기에서 $\theta = \beta \ell$ 이며 $Z_e^a, Z_o^a, Z_e^b, Z_o^b$ 는 각각 선로 a와 b의 even-과 odd-mode의 특성 임피던스이다.

위의 임피던스 정수들을 식 (1a)에 대입하면 S_{11} 은 다음과 같은 결과식을 얻는다.

$$S_{11} = \frac{k - j \frac{1}{2} (A - B) \cot \theta}{k + 2R_1 R_2 - j \frac{1}{2} (A + B) \cot \theta} \quad (5)$$

여기에서

$$Z_e^a - Z_o^a = Z_e^b - Z_o^b$$

$$k = \frac{1}{4} (Z_e^a - Z_o^a) (Z_e^b - Z_o^b) - \frac{1}{2} (Z_o^a Z_e^b + Z_e^a Z_o^b) \cdot \cot^2 \theta - R_1 R_2$$

$$= \frac{1}{4} (Z_e^a - Z_o^a)^2 - \frac{1}{2} (Z_o^a Z_e^b + Z_e^a Z_o^b) \cot^2 \theta - R_1 R_2$$

$$A = R_2 (Z_e^a + Z_o^a)$$

$$B = R_1 (Z_e^b + Z_o^b)$$

대칭구조인 경우 위식은 다음과 같이 된다.

$$S_{11} = \frac{-Z_e Z_o \cot^2 \theta + \frac{(Z_e - Z_o)^2}{4} - R^2}{\{-Z_e Z_o \cot^2 \theta + \frac{(Z_e - Z_o)^2}{4} + R^2\} - j R (Z_e + Z_o) \cot \theta} \quad (6)$$

여기에서 $Z_e = Z_e^a = Z_e^b, Z_o = Z_o^a = Z_o^b$ 및 $R_1 = R_2$ 이다.

식(5)로 부터 중심주파수 ($\theta = \pi/2$)에서의 평탄주파수 특성에 대한 부하저항 R_1 과 R_2 의 값을 구하면 그 결과는 다음과 같다.

$$R_1 = \frac{1}{2} (Z_e^a - Z_o^a) \sqrt{\frac{Z_e^a + Z_o^a}{Z_e^b + Z_o^b}} \quad (7a)$$

$$R_2 = \frac{1}{2} (Z_e^b - Z_o^b) \sqrt{\frac{Z_e^b + Z_o^b}{Z_e^a + Z_o^a}} \quad (7b)$$

또 단일 ripple 주파수특성에 대한 R_1 과 R_2 의 조건은

$$R_1 R_2 < \frac{1}{4} (Z_e^a - Z_o^a) (Z_e^b - Z_o^b) = \frac{1}{4} (Z_e^a - Z_o^a)^2$$

이며 이때의 최대 ripple은

$$S_{11} |_{at \theta = \frac{\pi}{2}} = \frac{(Z_e^a - Z_o^a) (Z_e^b - Z_o^b) - 4R_1 R_2}{(Z_e^a - Z_o^a) (Z_e^b - Z_o^b) + 4R_1 R_2} \quad (8)$$

$$= \frac{(Z_e^a - Z_o^a)^2 - 4R_1 R_2}{(Z_e^a - Z_o^a)^2 + 4R_1 R_2}$$

이다.

대칭인 경우에는 식(7)과 (8)은 다음과 같이 된다.

$$R = \frac{(Z_e - Z_o)}{2} \quad (9)$$

$$S_{11} |_{at \theta = \frac{\pi}{2}} = \frac{(Z_e - Z_o)^2 - 4R^2}{(Z_e - Z_o)^2 + 4R^2} \quad (10)$$

여기에서

$$R = R_1 = R_2 \text{와 } R < \frac{(Z_e - Z_o)}{2}$$

III. 설계식

주어진 R_1 과 R_2 및 대역폭에 대한 평탄주파수 특성을 갖는 MIC용 DC블럭/필터의 Z_e^i 와 Z_o^i ($i = a, b$)는 식(5)로부터 구할 수 있으며 단일 ripple을 갖는 제 1 Chebyshev 주파수 특성은 식(8)로 부터 구할 수 있다. 먼저 평탄주파수 특성인 경우를 생각하기로 한다. 정규화된 차단 각 주파수 θ_c (여기에서 $S_{11} = P_c$, 예를 들면 최대 SWR=1.4인 경우 $\Gamma_c = 1/6$)는 식(5)로 부터 구하며 그 설계식은 다음과 같다.

$$\theta_c = \tan^{-1} \left\{ \left| \frac{-1 + \sqrt{1 + X^2 \left(\frac{1}{\Gamma_c^2} - 1 \right)}}{2} \right|^{\frac{1}{2}} \right\}$$

또는

$$\theta_c = \tan^{-1} \left\{ x \left[\frac{(1/\Gamma_c^2) - 1}{2 \left(1 + \sqrt{1 + X^2 \left(\frac{1}{\Gamma_c^2} - 1 \right)} \right)} \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (11)$$

여기에서 특성파라미터 x 는

$$x = \frac{2 (Z_e^a Z_o^b + Z_e^b Z_o^a)}{(Z_e^a - Z_o^a) (Z_e^b - Z_o^b)} = \frac{2 (Y_e^a Y_o^b + Y_e^b Y_o^a)}{(Y_e^a - Y_o^a) (Y_e^b - Y_o^b)}$$

$$= \frac{2 (Z_e^a Z_o^b + Z_e^b Z_o^a)}{(Z_e^a - Z_o^a)^2} \quad (12)$$

이다.

대칭인 경우

$$x = \frac{4 Z_e Z_o}{(Z_e - Z_o)^2} \quad (13)$$

단일 ripple의 주파수 특성을 갖는 2-port 구조에 관

한 설계식을 구하기로 한다. 식(10)에서 $|S_{11}|_{\theta = \frac{\pi}{2}} = \Gamma_c$ 라 놓고 이를 식(6)에 대입하면

$$\theta_c = \tan^{-1} \left\{ \left| \frac{\left[- (2 + qx) + 2 \sqrt{1 + qx + \frac{qs}{s-1} x^2} \right]^{\frac{1}{2}}}{4 - \left(1 - \frac{1}{s} \right) q} \right|^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (14)$$

여기에서

$$s = \frac{1 + \Gamma_c}{1 - \Gamma_c},$$

$$q = s \left(1 - \frac{1}{s} \right) \left(\frac{1}{\Gamma_c^2} - 1 \right)$$

식(14)는 $\Gamma_c = 0$ 라 놓으면 평탄주파수 설계식(11)이 된다. x 가 적을 수록 비 대역폭(=2(1-2 θ_c / π))이 커진다.

Chebyshev 주파수 특성을 갖는 비대칭 DC블럭의 설계식도 위에서 유도한 방법으로 구할 수 있다.

특성 파라미터 x 를 구하는 경우를 설명하면 다음과 같다.

그림 2 처럼 n 선 구조인 경우, TEM mode라 가정하면 저차의 논문[7]으로 부터 n 이 짝수인 경우

$$\frac{1}{Z_e} = Y_e \approx v_p [C_{11} - C_{12} + \left(\frac{n}{2} - 1 \right) (C_{22} - 2C_{12})] \quad (15a)$$

$$\frac{1}{Z_o} = Y_o \approx v_p [C_{11} + C_{12} + \left(\frac{n}{2} - 1 \right) (C_{22} + 2C_{12})] \quad (15b)$$

n 이 홀수인 경우

$$\frac{1}{Z_e^{(A)}} = Y_e^{(A)} \approx v_p \left[2 (C_{11} - C_{12}) + \left(\frac{n-3}{2} \right) (C_{22} - C_{12}) \right] \quad (16a)$$

$$\frac{1}{Z_o^{(A)}} = Y_o^{(A)} \approx v_p \left[2 (C_{11} + C_{12}) + \left(\frac{n-3}{2} \right) (C_{22} + 2C_{12}) \right] \quad (16b)$$

$$\frac{1}{Z_e^{(B)}} = Y_e^{(B)} \approx v_p \left[\left(\frac{n-1}{2} \right) (C_{22} - 2C_{12}) \right] \quad (16c)$$

$$\frac{1}{Z_o^{(B)}} = Y_o^{(B)} \approx v_p \left[\left(\frac{n-1}{2} \right) (C_{22} + 2C_{12}) \right] \quad (16d)$$

여기에서 v_p 는 위상속도, C_{11} 는 선 1과 n 의 자기캐퍼시턴스, C_{22} 는 선 2로 부터 $n-1$ 까지의 자기 캐퍼시턴스, C_{12} 는 인접선간의 상호캐퍼시턴스이다. 모든선의 폭과 간격은 같다고 가정하고 인접하지 않은 선(nonadjacent lines)간의 결합은 무시하였다.

주어진 n 선 구조에 대한 x 는 식(15)와 (16) 및 $ou^{(B)}$ 의 C_{11} 과 C_{22} 간의 관계식을 사용하여 2선의 even-과 odd-mode의 임피던스^(B)로 표현될 수 있으며 그 결과는 다음과 같다.

$$x = \frac{\frac{n}{2} (Z_e + Z_o) + \left(\frac{n}{2} - 1 \right) \frac{(Z_e - Z_o)^2}{(Z_e + Z_o)} - (n-1)^2 (Z_e - Z_o)^2}{(n-1)^2 (Z_e - Z_o)^2} \quad (17)$$

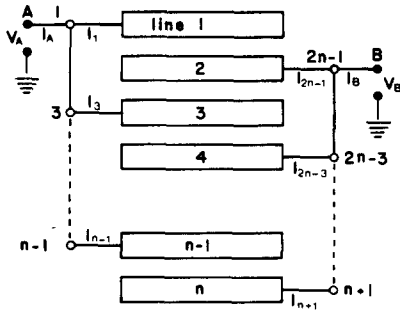


그림 2. 깎지긴 복수 결합선 2-port의 약도
 Fig. 2. A Schematic Diagram of an Open-Circuited Interdigital Multiple Coupled Line two-port.

예를 들어 $Z_e=130\Omega$ 와 $Z_o=24\Omega$ 이고 67.5% ($\Gamma_c=1/6$)의 비 대역폭을 갖는 LaCombe와 Cohen¹⁾의 2선 마이크로스트립선 구조의 DC블럭을 생각해보자. 이를 4선 구조로 만들면 비 대역폭이 104.4%로 증가하고 6선 구조로 만들면 118%로 증가한다. 이를 살펴보면 4선 이상의 복수구조는 구조의 복잡성에 비하여 크게 도움이 되지 않음을 알 수 있다.

IV. 설 계 예

그림 3 과 같이 $\epsilon_r=10$ 의 유전체기판 위에 100%의비 대역폭을 갖는 평탄주파수 특성의 대칭 3선 마이크로스트립 2-port DC블럭을 설계하는 예를 설명하고자 한다. 이때의 $R_1=R_2=R=50\Omega$ 라 한다. 여기에서 $\Gamma_c \approx 0.33$ (-0.5dB에 해당함)이다.

식(9)와 (11)로 부터 $Z_e=Z_{b2}=122.86\Omega$ 와 $Z_o=Z_{c2}=20.9\Omega$ 를 얻을 수 있으며 그 물리적 치수는 저자의 논문¹⁰⁾으로 부터 얻을 수 있으며 그 결판는 다음과 같다.

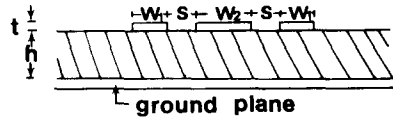
$$w_1/h=2s/h=w_2/4h=0.78$$

여기에서 h는 유전체의 높이이다.

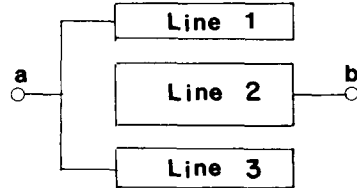
위에서 얻은 결과를 식(1)에 대입하여 평탄주파수 특성을 구하면 그림 4 와 같다. 또 단일 ripple을 갖는 제 1 Chebyshev의 주파수 특성에 대한 설계값은 식 (10)과 (11)로 부터 얻을 수 있으며 비대칭인 경우는 식(7), (8) 및 (11)로 부터 구할 수 있다.

V. 실험결과

두께 $h=1.25\text{mm}$ 인 RT Duroid 유전체 ($\epsilon_r=10.5$) 위에 그림 5 와 같이 $w_1=w_3=0.0375\text{mm}$, $w_2=0.375\text{mm}$, $s=0.0875\text{mm}$ 인 깎지긴 3선 마이크로스트립 2-port비 대칭 DC블럭을 설계했다.



(a)



(b)

그림 3. 깎지긴 3선 마이크로스트립선 2-port 구조

- (a) 단면도
- (b) DC 블럭의 약도

Fig. 3. The Three Microstrip Lines 2-port Structure

- (a) Cross Section View
- (b) DC Block Configuration

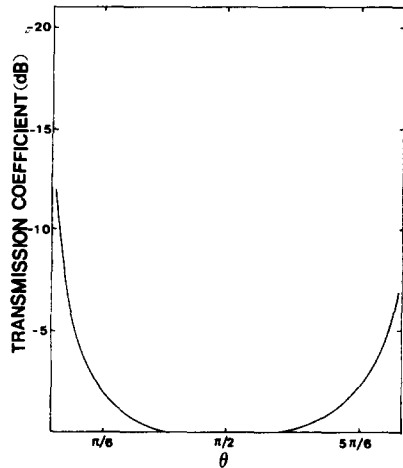


그림 4. $w_1/h=w_2/4h=2s/h=0.78$ 의 깎지긴 3선 2-port 대칭 DC블럭 ($\epsilon_r=10$)의 전송계수 $|S_{12}|$ 의 주파수 특성

Fig. 4. Transmission Coefficient $|S_{12}|$ vs. Normalized Frequency for Open Circuited Interdigital three-line Coupled Symmetrical (where $w_1/h=w_2/4h=2s/h=0.78$) DC blocks with $\epsilon_r=10$.

이 경우의 정합 부하임피던스는 식(3)으로 부터 $R_1=50\Omega$ 와 $R_2=44\Omega$ 이다. 그러나 실험의 편의를 위하여 실제로 연결한 부하는 모두 50Ω 이다. 그 이론적 결과와

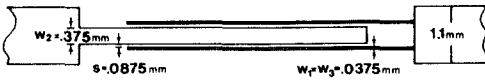


그림 5. 높이 $h=1.25\text{mm}$ 인 유전체 ($\epsilon_r=10.5$) 위에 설계된 깎지긴 3선 마이크로스트립선 DC블럭의 구성치수

Fig. 5. Measured Geometrical Layout of an Interdigitated Three-Line DC Blocks with $\epsilon_r=10.5$ where the Substrate Thickness $h=1.25\text{mm}$.

실험 결과는 그림 6 과 같다.

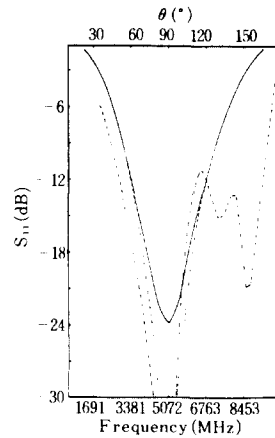
이론과 실험이 잘 일치됨을 알 수 있다. 정합된 경우와 비교하기 위하여 그 주파수특성을 참고로 도시하였다.

VI. 결 론

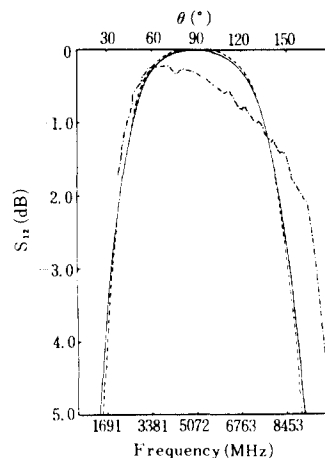
MIC용 DC블럭이나 필터의 응용으로 사용될 수 있는 대칭 및 비대칭의 깎지긴 복수 마이크로스트립선 구조를 소개하였다. 설계방정식은 다른 경우와 마찬가지로 단순한 TEM 모델을 기초로 해서 유도하였다. 특정한 대역폭을 갖는 평탄주파수특성(또는 Butterworth response)이나 단일 ripple의 주파수특성(또는 제 1 Chebyshev)에 대한 설계예를 제시하고 평탄주파수특성에 대하여는 실험적으로 증명하였다. 이론과 실험의 결과가 잘 일치함을 알 수 있었다. 본 논문의 결과들은 MMIC 응용에 크게 도움이 되리라 믿는다.

參 考 文 獻

- [1] V. K. Tripathi, "Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium", *IEEE Trans., MTT-23*, pp. 734-739, 1975.
- [2] V. K. Tripathi, "Equivalent circuits and characteristics of inhomogeneous nonsymmetrical coupled-line two-port circuits," *IEEE Trans., MTT-25*, pp. 140-142. 1977.
- [3] D. Lacombe and J. Choen, "Octave-band microstrip DC blocks," *ibid, MTT-20*, pp. 555-557. 1972.
- [4] V. Rizzoli, "Analysis and design of microstrip DC blocks," *Microwave Jour.*, 20, pp 109-110, 1977.
- [5] D. Kajfez, et al., "Asymmetric microstrip DC blocks with rippled response," *IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Digest*, pp. 301-303. 1981.



(a)



(b)

그림 6. (a) 깎지긴 3선 마이크로스트립선 DC블럭의 전송계수 $|S_{12}|$ 의 주파수특성도
(b) 그림 6 (a)와 동일한 구조에 대한 반사계수 $|S_{11}|$ 주파수 특성도
--- $R_1=R_2=50\Omega$ 의 단자에 대한 측정치
— $R_1=R_2=50\Omega$ 의 단자에 대한 이론치
..... $R_1=50\Omega$ 과 $R_2=44\Omega$ 의 단자에 대한 이론치

Fig. 6. (a) Transmission Coefficients $|S_{12}|$ vs. Frequency for an Open-Circuited Interdigital Three-Line Coupled Non-Symmetrical DC Blocks.
(b) Reflection Coefficients $|S_{11}|$ vs. Frequency for the Same DC Blocks as that of Figure 6 (a).
--- Measured Response with Terminations $R_1=R_2=50\Omega$
— Theoretical Response with Terminations $R_1=R_2=50\Omega$
..... Theoretical Response with Perfect Matching Terminations $R_1=50\Omega$ and $R_2=44\Omega$).

- [6] E. G. Cristal, "Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedance," *IEEE Trans. MTT-14*, pp. 337-346, July 1966.
- [7] 진년강, "The analysis of interdigital multiple coupled microstrip line DC blocks," 한국통신학회지, 1986, 제11권, 제 2 호, pp. 146-151.
- [8] W.P. Ou, "Design equations for interdigitated directional couples," *IEEE Trans.*, *MTT-23*, pp. 253-255, 1975.
- [9] A. Presser, "Interdigitated microstrip coupler design," *ibid*, *MTT-16*, pp. 801-805, 9178.
- [10] 진년강, "비균질 매질내에서 대칭 및 비대칭구조를 갖는 3 선 4 포트 스트립선 결합회로의 설계," 한국통신학회지, 1985, 제10권, 제 6 호, pp. 287-295.
-