

論文2000-37TC-6-4

유전자 알고리즘을 이용한 임피던스 변환 브랜치라인 하이브리드 설계

(Design of the Multisection Impedance Transforming Branch-Line Hybrid Using the Genetic Algorithm)

李庚雨*, 李相高*

(Kyungwoo Lee and Sangseol Lee)

요약

MMIC 회로에 적합한 임피던스 변환 광대역 브랜치라인 하이브리드를 유전자 알고리즘을 이용하여 설계한다. 지금까지의 설계방법과는 달리 비대칭구조를 도입하여 하이브리드를 최적화한다. 각 선로의 임피던스 값은 마이크로스트립라인으로 실제 제작 가능한 범위 안에 들 수 있도록 제한한다. 이 설계 방법은 임의의 전력 분배비, 임피던스 변환비, 아이솔레이션(isolation), 디렉티비티(directivity) 및 대역폭(bandwidth)을 가지는 하이브리드에도 적용 가능하다. 제안된 방식으로 설계된 임피던스 변환 하이브리드는 기존의 하이브리드보다 대역폭이 3~10% 넓다.

Abstract

A design method for a multisection impedance transforming branch-line hybrid using a genetic algorithm suitable for MMIC applications is proposed. In contrast to the previous design methods, an asymmetric structure is introduced to optimize the hybrid. Optimization is performed within the impedance range to achieve the realizable hybrids with a microstrip line in a desired frequency range. This design method is applicable to the hybrid which has the arbitrary power division ratio, impedance transforming ratio, isolation, directivity and bandwidth. The hybrid designed by the proposed method has 3~10 % more bandwidth than the previous results.

I. 서론

브랜치라인 하이브리드는 설계와 제작이 쉽고 손실이 매우 작으며 마이크로스트립 라인으로 쉽게 구현할 수 있는 장점을 가진다. 또한 대전력 RF신호를 전송하는데 있어 다른 하이브리드에 비해 파손될 확률이 적기 때문에 평형믹서, 모듈레이터, 위상변위기 및 전력증폭기등의 고풍력 MIC, MMIC 회로에 광범위하게 이용된다. 하지만 대역폭이 좁은 단점이 있다. 단일 브랜치

라인 하이브리드의 대역폭은 15%를 넘지 못한다. 대역폭을 넓히기 위해 다단으로 구성하는 방법이 제시되었으며 현재까지 많은 연구들이 진행되어 왔다^[1,6].

1968년 Levy는 중심주파수에서 $\lambda_{g0}/4$ 의 길이를 가지는 브랜치라인과 직렬선로를 다단으로 연결하고, 입출력 VSWR과 디렉티비티가 버터워스나 체비셰프특성을 가지도록 각 선로의 특성 임피던스를 해석적으로 계산하였다^{[1][2]}. Muraguchi는 같은 구조의 하이브리드를 파우웰 탐색법을 이용하여 설계하고 선로의 특성 임피던스의 범위를 제한하여 마이크로스트립 선로 상에 구현 가능하도록 하였다^[3].

임피던스 변환 브랜치라인 하이브리드는 Lind^[4], Gupta^[5] 그리고 Kumar^[6]에 의해 연구되었다. Kumar의 하이브리드는 직렬선로의 구조만이 최우대칭을 이룬다.

* 正會員, 漢陽大學校 電子電氣工學部

(Division of Electronic & Computer Engineering, Hanyang University)

接受日: 1999年3月16日, 수정완료일: 2000年5월12일

대부분의 설계방식에서 하이브리드는 50Ω 의 임출력저항을 가지고, X축과 Y축 이중대칭구조를 가진다. 또한 대부분 체비세프와 버터워쓰의 특성에 기초를 두어 설계한다. 이러한 방법으로 설계된 하이브리드들은 몇가지 공통된 특성을 갖는다. 첫째, 선로의 특성 임피던스 값들이 중심에 대해 대칭이다. 둘째, 해석적으로 각 선로의 특성 임피던스값을 계산하기에 복잡하다. 셋째, 다양한 설계조건을 동시에 만족시킬 수 없다. 따라서 실제 설계에서 많은 문제점들을 가진다.

브랜치라인 하이브리드 설계시 고려해야할 조건에는 선로의 임피던스 범위, 대역폭, 커플링, 반사계수, 아이솔레이션 등이 있다. 또한 양단의 임피던스가 다른 경우 임피던스 정합의 문제를 해결하여야 한다. 이런 다양한 조건을 해석적 방법으로 동시에 만족시키기는 매우 어렵다. 이 논문에서는 임피던스의 변화 범위를 제한하면서 하이브리드의 특성을 유지할 수있는 최적화 설계방법을 제안한다. 최적화에는 요즘 전자파분야를 비롯한 많은 분야에서 이용되고 있는 유전자 알고리즘을 사용한다^[7-11]. 기존의 설계에서는 계산의 단순화를 위해 특성 임피던스 값들을 중심에 대해 대칭이 되게 함으로써 변수의 수를 줄였다. 제안된 설계방법은 모든 선로의 특성 임피던스를 변수로 사용하여 더욱 최적화된 결과를 가능하게 한다. 제안된 설계방법을 적용하여 $50\sim 50\Omega$ 2단 하이브리드를 설계하고 이를 Levy, Muraguchi의 결과와 비교한다. 또한 $50\sim 35\Omega$ 임피던스 변환 하이브리드를 설계하여 Kumar의 결과와 비교한다. $50\sim 35\Omega$ 의 하이브리드는 그 실현가능성을 확인하기 위해 $1.6\sim 2.4\text{GHz}$ 의 대역에서 마이크로스트립 라인으로 구현하고 그 특성을 HP Momentum을 이용하여 해석한다.^[12]

II. 하이브리드의 해석

그림 1은 다단 브랜치라인 하이브리드의 구조이다. 그림 1의 하이브리드에서 우수/기수모드 (even/odd mode) 해석법을 사용하여 S-퍼매미터를 구하고 그로부터 최적화 목적함수를 정의한다. 그림 2(a),(b)는 그림 1의 등가회로이다. 우수모드 회로는 전기적 길이가 2θ 인 직렬 스텝(series stubs)과 전기적 길이가 θ 인 병렬 개방 스텝(shunt open-circuited stubs)으로 구성된다. 또 기수모드 회로는 전기적 길이가 2θ 인 직렬선

로와 전기적 길이가 θ 인 병렬 단락 스텝으로 구성된다. 여기서 $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ 은 병렬 스텝의 어드미턴스이고 $b_1, b_2, b_3, \dots, b_{n-1}$ 은 직렬선로의 어드미턴스이다.

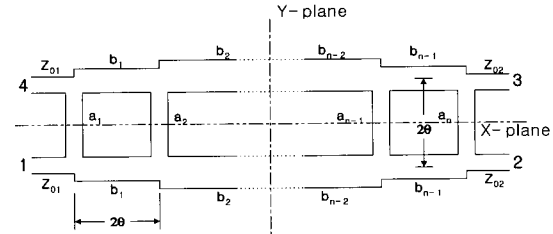


그림 1. 다단 브랜치라인 하이브리드의 구조
Fig. 1. The structure of a multisection branchline hybrid.

그림 2의 2단자망은 ABCD 퍼매미터를 이용하여 해석할 수 있다. 그림 2(a)에 있는 병렬 스텝의 등가 ABCD 행렬은 어드미턴스 $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$ 에 의하여 다음 식으로 나타낼 수 있다^{[11][13]}.

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ a, S & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

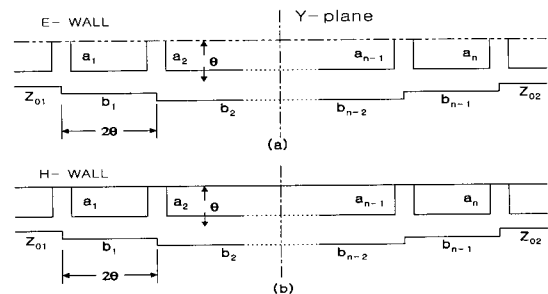


그림 2. 다단 브랜치라인 하이브리드의 등가회로
(a)우수모드 (b)기수모드

Fig. 2. The equivalent circuits of a multisection branchline hybrid.
(a)even mode (b)odd mode

여기서 $[A]$ 는 ABCD 행렬이고 S 는 리차드 변수 (Richards' variable)로 다음과 같다.

$$S = j\Omega, \quad \Omega = \tan \theta \quad (2)$$

여기서 θ 는 선로의 전기적 길이이다. 같은 방법으로 그림 2(b)에 있는 병렬 스텝의 등가 ABCD 행렬은 다

음과 같다.

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ a_i/S & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

각 브랜치라인을 잇는 직렬 선로는 전기적 길이가 θ 인 두개의 선로가 직렬연결(cascade)된 형태로서 ABCD 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [A] &= \left\{ \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & S/b_i \\ b_i S & 1 \end{bmatrix} \right\}^2 \\ &= \frac{1}{1-S^2} \begin{bmatrix} 1+S^2 & 2S/b_i \\ 2b_i S & 1+S^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 b_i 는 직렬 선로의 특성 어드미턴스이다. 식 (1)과 (4)을 이용하여 그림 2(a)의 우수모드 2단자망의 ABCD 행렬은 다음과 같다.

$$[A]_e = [a_1]_e \cdot [b_1]_e \cdot [a_2]_e \cdot [b_2]_e \cdots [a_{n-1}]_e \cdot [b_{n-1}]_e \cdot [a_n]_e \quad (5)$$

여기서 첨자 e는 우수모드를 의미하며, $[a_i]$, $[b_i]$ 는 각각 특성 임피던스가 a_i , b_i 인 선로의 ABCD 행렬이다. 식(5)를 정리하면 다음 식을 얻는다.

$$[A]_e = \frac{1}{(1-S^2)^{n-1}} \begin{bmatrix} A_{n-1}(S^2) & SB_{n-2}(S^2) \\ SC_{n-1}(S^2) & D_{n-1}(S^2) \end{bmatrix} \quad (6)$$

식(6)의 첨자들은 다항식 $A(S^2)$, $B(S^2)$, $C(S^2)$, $D(S^2)$ 의 차수를 나타낸다.

식(1), (3), (4)에서 우수모드와 기수모드는 다음의 변환관계를 갖는다.

$$S \leftrightarrow 1/S \quad (7)$$

단, 식(4)에서는 부호만 양에서 음으로 바뀌게 된다. 이 관계를 이용하여 유도된 $[A]_e$ 행렬에서 $[A]_o$ 행렬을 구할 수 있다.

$$[A]_o = \frac{(-1)^{n-1} S^{2(n-1)}}{(1-S^2)^{n-1}} \begin{bmatrix} A_{n-1}(1/S^2) & (1/S) \cdot B_{n-2}(1/S^2) \\ (1/S) \cdot C_{n-1}(1/S^2) & D_{n-1}(1/S^2) \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 첨자 o는 기수모드를 의미하고, $(-1)^{n-1}$ 은 곱해진 식(4)의 개수만큼 부호가 변함을 의미한다.

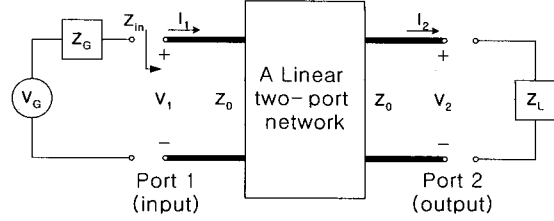


그림 3. 선형 2단자망

Fig. 3. Linear 2-port network.

그림 3은 선형 2단자망을 나타낸다. 그림 3의 입력 임피던스 Z_{in} 을 ABCD 행렬로 나타내면 다음과 같다^[14].

$$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (9)$$

여기서 모든 임피던스는 Z_0 로 정규화된 값이다. 즉 $\bar{Z}_L = Z_L/Z_0$ 이다. 반사계수 $\Gamma_{in} = \frac{Z_{in}-1}{Z_{in}+1}$ 이므로 식 (9)을 이용하면 다음과 같이 주어진다.

$$\Gamma_{in} = \frac{A - D/\bar{Z}_L + B/\bar{Z}_L - C}{A + D/\bar{Z}_L + B/\bar{Z}_L + C} \quad (10)$$

한편 전송계수는 정의로부터 다음과 같이 주어진다^[14].

$$T = \frac{1 + 1/\bar{Z}_L}{A + D/\bar{Z}_L + B/\bar{Z}_L + C} \quad (11)$$

S-파라미터는 반사계수 및 전송계수로부터 구할 수 있다. 식(4) ~ 식(8)을 이용하여 그림 2의 우수/기수모드망의 ABCD 행렬을 구하고 각각에 대한 반사계수 (Γ_e, Γ_o)와 전송계수 (T_e, T_o)를 구한다. 여기서 첨자 e, o는 우수모드와 기수모드를 나타낸다. 이로부터 S-파라미터는 다음식으로 주어진다^[13].

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{1}{2}(\Gamma_e + \Gamma_o) \quad (\text{return loss}) \\ S_{21} &= \frac{1}{2}(T_e + T_o) \quad (\text{coupling}) \\ S_{31} &= \frac{1}{2}(T_e - T_o) \quad (\text{coupling}) \\ S_{41} &= \frac{1}{2}(\Gamma_e - \Gamma_o) \quad (\text{isolation}) \end{aligned} \quad (12)$$

III. 유전자 앨거리즘의 적용

식(12)로 주어지는 이상적인 3dB 하이브리드의 S-파라미터는 다음의 특성을 만족한다.

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 = 0 \quad , \quad |S_{41}|^2 = 0 \\ |S_{21}|^2 = 0.5 \quad , \quad |S_{31}|^2 = 0.5 \end{aligned} \quad (13)$$

일정 대역폭내의 S-파라미터 값이 식(13)에 가깝도록 각 선로의 임피던스 값을 결정하는 것이 설계의 최종목표이다. 우선 특정 주파수대역에서 식(13)을 기준으로 반사손실(return loss), 커플링 및 아이슬레이션 각각의 허용치를 정해야한다. 이 논문에서는 대역을 Muraguchi와 같이 반사손실 및 아이슬레이션은 각각 -20dB이하, 3dB 커플링은 그 불균형이 0.86dB(≈ 3.0 ± 0.43dB)이하가 되는 범위로 정한다^[3]. 따라서 앞으로 사용되는 대역폭은 위의 허용치 내의 주파수 범위를 의미한다.

유전자 알고리즘을 적용하기 위한 목적함수는 설계할 하이브리드의 성능을 잘 표현할 수 있어야 한다. 여기서는 식(13)의 S-파라미터를 이용하여 목적함수 F_{obj} 를 다음과 같이 정의한다.

$$F_{obj} = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 V_i \quad (14)$$

$$V_1 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N p_{11} * |S_{11}(f_j)|^2$$

$$V_2 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N p_{21} * |S_{21}(f_j) - 0.5|^2$$

$$V_3 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N p_{31} * |S_{31}(f_j) - 0.5|^2$$

$$V_4 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N p_{41} * |S_{41}(f_j)|^2$$

$$V_5 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N p_{diff} * |S_{31}(f_j) - S_{21}(f_j)|^2$$

여기서 $p_{11}, p_{21}, p_{31}, p_{41}, p_{diff}$ 는 실수로 각 항의 가중치를 나타내고 N은 샘플링된 자료의 개수를 의미한다. f_j 는 정규화된 주파수 또는 실제 주파수이다. 비록 식(14)의 각 항들이 서로 독립적인 관계는 아니지만 분리하여 나타내었다. 식(14)에서 $V_1 \sim V_5$ 는 선로 임피던스에 의하여 결정되는 함수로서, F_{obj} 의 값이 최소로 되는 각 선로의 특성 임피던스 값을 결정해야 한다.

유전자 알고리즘은 식(13)을 최적화 시키는 방법으로 적합하다. 유전자 알고리즘은 변수가 많고 탐색공간이 넓을수록 다른 최적화 알고리즘에 비해 우수한 성능을 보여준다^[8]. 대칭구조로 변수의 수를 제한하였던 이전의 연구들과는 달리 각 전송선의 어드미턴스 모두를 변수로 사용하여 좀 더 다양한 해를 구한다. 또 특정 주파수에서 실제 구현 가능한 어드미턴스 범위 내에서 최적화 한다. 각 가중치 $p_{11}, p_{21}, p_{31}, p_{41}$ 들은 찾아진 해들의 특성으로부터 그 값을 변동시켜가면서 조정하여 최적의 해를 얻을 수 있게 한다.

IV. 설계 결과 및 고찰

유전자 알고리즘을 이용하여 50 Ω의 입출력 임피던스를 가지는 2단 브랜치라인 하이브리드를 설계한다. 표 1은 유전자 알고리즘으로 구한 각 선로의 특성 임

표 1. 50-50 Ω 2단 브랜치라인 하이브리드의 특성

Table 1. The characteristics of 50-50 Ω 2-section branchline hybrids.

	a_1 (Ω)	a_2 (Ω)	a_3 (Ω)	b_1 (Ω)	b_2 (Ω)	$BW_{R,I}$ (%)	BW_C (%)	S_{min} (dB)	S_{max} (dB)	k_0 (dB)
Levy	120.51	37.22	120.51	36.30	36.30	29	29	∞	-	0.2
Muraguchi	104.98	33.33	104.98	31.23	31.23	38	37	28.89	21.80	0.23
최적 설계결과 1	92.14	41.55	145.72	37.34	33.67	39	39	39.92	23.24	0.42
최적 설계결과 2	98.38	51.31	133.47	42.21	36.40	41	39	36.23	22.94	0.57
최적 설계결과 3	87.62	33.45	139.61	31.96	31.50	37	37	29.55	22.71	0.18

BW_C : 커플링 불균형이 0.86 dB 이하인 주파수 대역(≈ 3.0 ± 0.43dB)

$BW_{R,I}$: 반사 손실과 아이슬레이션이 -20dB 이하인 주파수 대역

k_0 : 중심 주파수에서 커플링 불균형

S_{min} : $BW_{R,I}$ 내의 최소 반사손실

S_{max} : $BW_{R,I}$ 내의 반사 손실의 최대 리플 레벨

피드백과 그들로 구성된 하이브리드의 주파수 특성을 기록한 것이다. 표 1에서 최적 설계결과 1, 2, 3은 가중치를 수정해가며 얻은 여러 결과중 우수한 것을 선택 제시한 것이다. 기존결과와 비교하기 위해 Levy와 Muraguchi의 결과도 함께 제시한다.

표 1의 결과를 보면 세 번째 브랜치라인의 특성 임피던스 a_3 가 약간 증가한 것을 제외하곤 유전자 알고리즘을 이용해 설계한 하이브리드의 특성이 Levy나 Muraguchi의 결과 보다 향상된 것을 알 수 있다. 대역폭은 Levy의 결과보다는 평균 10%, Muraguchi의 결과보다는 평균 2 ~ 3% 증가하였다. 중심주파수에서의 커플링 불균형은 최적 설계결과 1과 2의 경우는 커졌으나 최적 설계결과 3의 경우는 줄어들었다. 그림 4는 유전자 알고리즘을 이용하여 설계한 하이브리드의 주파수 특성을 Levy의 설계 결과와 함께 비교한 것이다. Levy의 결과에 비해 대역폭은 넓어지고 커플링 불균형은 감소함을 보인다.

유전자 알고리즘으로 설계된 임피던스 변환 하이브리드는 기존의 설계 결과에 비해 매우 향상된 특성을 보인다. 표 2는 유전자 알고리즘을 이용해서 구한 50-35 Ω 임피던스변환 브랜치라인 하이브리드의 특성 임피던스 및 주파수 특성을 Kumar의 결과와 함께 기록한 것이다. Kumar가 설계한 하이브리드에서는 BW_C 는 29%, $BW_{R,I}$ 는 17%이다. 최적 설계결과 1의 하이브리드에서는 $BW_C = 37%$, $BW_{R,I} = 17%$ 이고 최적 설계결과 2의 하이브리드에서는 $BW_C = 31%$ 이고 $BW_{R,I} = 29%$, 최적 설계결과 3의 하이브리드에서는 $BW_C = 31%$, $BW_{R,I} = 35%$ 이다. 최적 설계결과 1에서는 Kumar의 결과와 비교하여 반사손실에 의한 대역폭은 동일하고, 다른 특성은 현저히 향상된다. Kumar의 결과와 최적 설계결과 1의 주파수 특성을 그림 5에 나타낸다. 최적 설계결과 2와 3에서는 모든 부분에서

Kumar의 결과보다 향상된다. 특히 최적 설계결과 3의 경우 전체 대역폭에 가장 큰 제한요인이었던 반사손실에 대한 대역폭이 매우 증가한다. 최적 설계결과 2와 3의 주파수 특성을 그림 6, 7에 도시한다.

유전자 알고리즘을 이용한 설계의 또 하나의 장점은 선로 임피던스 변화범위를 제한할 수 있다는 점이다. Kumar의 설계에서 각 선로의 임피던스는 29.6 ~ 191.25 Ω 으로서 그 변화범위가 매우 넓다. 하지만 최적 설계결과 1에서는 15.38 ~ 97.17 Ω, 최적 설계결과 2에서는 28.37 ~ 102.79 Ω, 그리고 최적 설계결과 3에서는 29.63 ~ 114.83 Ω으로 변화범위가 크게 축소된다. 설계 결과의 구현 가능성을 확인하기 위해 최적 설계결과 3을 마이크로스트립 라인으로 구현한다. HP EEsof사의 Linecalc를 이용하여 2GHz에서 비유전율 10, 기판두께 0.635mm의 세라믹 기판(CER-10)에서 설계된 특성 임피던스의 폭을 계산하고 이를 이용하여 HP 모던템으로 주파수 특성을 시뮬레이션한다. 그림 8은 HP 모던템으로 시뮬레이션한 결과와 전송선이론으로 해석한 결과를 비교한 것이다. 두 결과는 거의 일치한다. 하지만 HP 모던템으로 시뮬레이션한 결과가 저주파 쪽으로 약간 이동하였다.

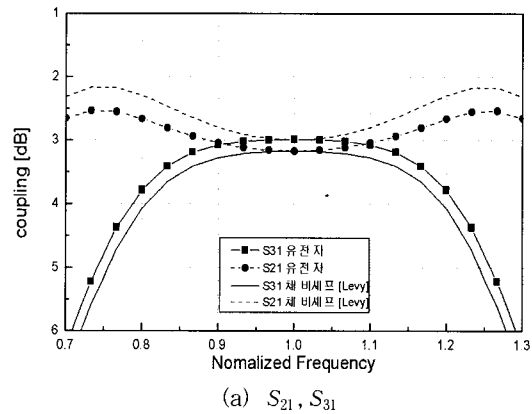


표 2. 50-35 Ω 2단 브랜치라인 하이브리드의 특성

Table 2. The characteristics of 50-35 Ω 2-section branchline hybrids.

	a_1 (Ω)	a_2 (Ω)	a_3 (Ω)	b_1 (Ω)	b_2 (Ω)	$BW_{R,I}$ (%)	BW_C (%)	S_{min} (dB)	S_{max} (dB)	k_0 (dB)
Kumar	72.5	29.6	191.25	29.6	29.6	17	29	68	67	0.0024
최적 설계결과 1	97.17	15.38	89.02	22.26	18.47	17	37	35	21	0.0093
최적 설계결과 2	102.79	31.25	99.83	31.78	28.37	29	31	46	33	0.15
최적 설계결과 3	114.83	37.81	78.24	34.76	29.63	35	31	42	25	0.11

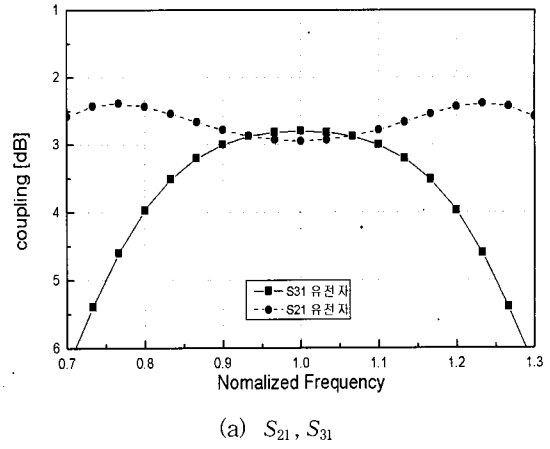
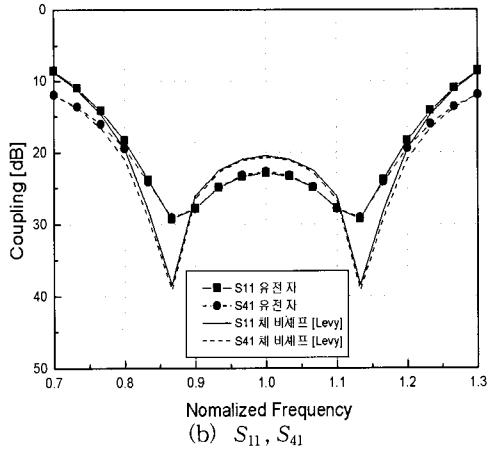


그림 4. 50-50 Ω 2단 하이브리드의 특성(최적 설계결과 1과 Levy의 설계결과)
 Fig. 4. The frequency characteristics of 50-50 Ω 2-section branchline hybrids.
 (Optimum design result 1 and Levy)

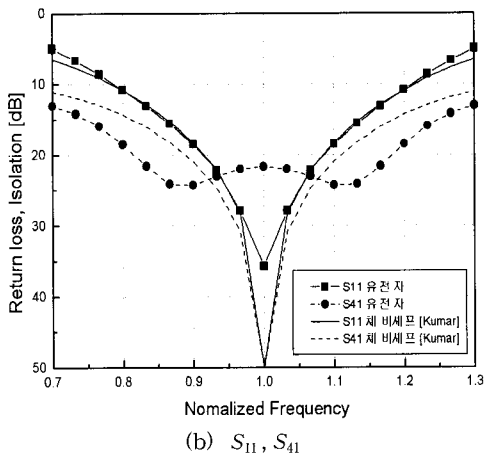
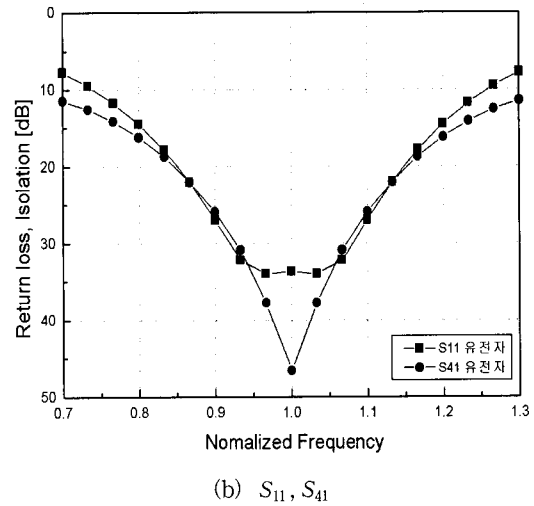
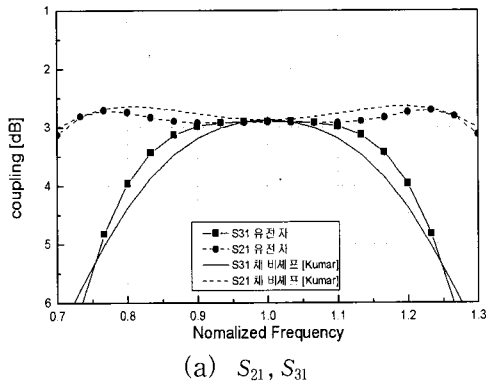
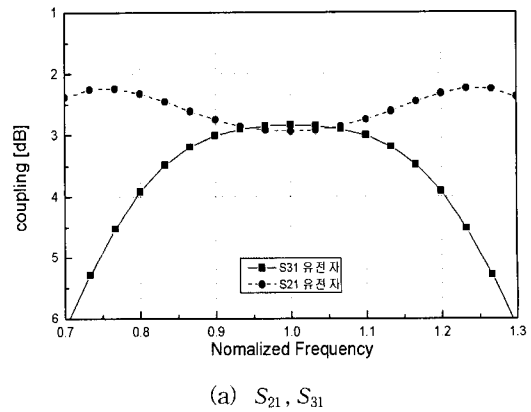


그림 6. 50-35 Ω 2단 하이브리드의 특성(최적 설계결과 2)
 Fig. 6. The frequency characteristics of a 50-35 Ω 2-section branchline hybrid
 (Optimum design result 2).

그림 5. 50-35 Ω 2단 하이브리드의 특성(최적 설계결과 1과 Kumar의 설계결과)
 Fig. 5. The frequency characteristics of 50-35 Ω 2-section branchline hybrids.
 (Optimum design result 1 and Kumar)



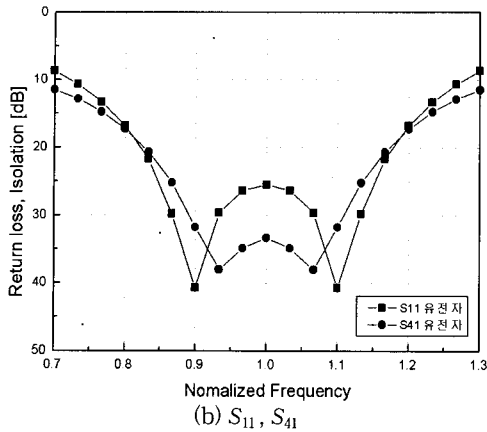


그림 7. 50-35 Ω 2단 하이브리드의 특성(최적 설계결과 3)
 Fig. 7. The frequency characteristics of a 50-35 Ω 2-section branchline hybrid (optimum design result 3).

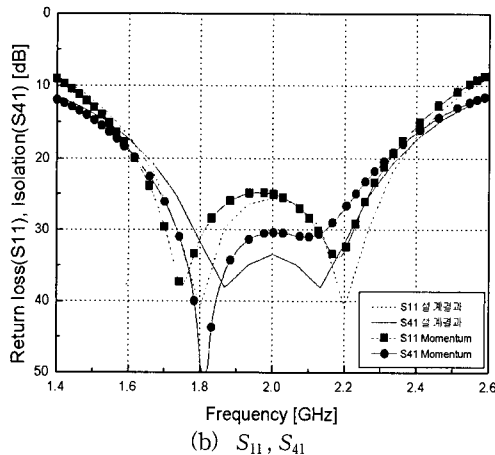
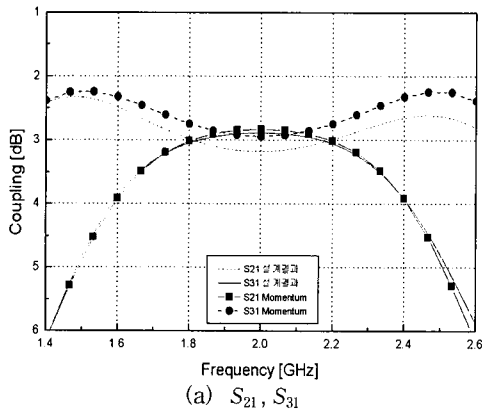


그림 8. 50-35 Ω 2단 하이브리드의 특성(최적 설계결과 3과 Momentum결과)
 Fig. 8. The frequency characteristics of 50-35 Ω 2-section branchline hybrids. (Optimum design result 3 and simulation results by Momentum)

V. 결 론

유전자 알고리즘을 이용하여 다단 임피던스 변환 브랜치라인 하이브리드를 설계하는 방법을 제시하였다. 50-50 Ω 2단 브랜치라인 하이브리드를 설계하여 그 결과를 체비셰프 다항식을 이용한 Levy의 결과와 비교하였다. 또한 파우웰 탐색법을 이용한 Muraguchi의 결과와 비교하였다. 유전자 알고리즘으로 설계한 하이브리드가 기존의 하이브리드 보다 넓은 대역특성을 나타낸다.

Kumar에 의해 설계된 50-35 Ω 임피던스 변환 하이브리드를 유전자 알고리즘을 이용하여 설계하였다. 유전자 알고리즘으로 설계한 하이브리드는 Kumar의 하이브리드보다 14%정도 확장된 대역특성을 보인다. 또한 임피던스 범위를 제한하여 실제 구현 가능한 특성 임피던스를 얻었다.

이 연구에서 제시한 설계방법은 해석적 방법의 약점인 대칭구조를 비대칭 구조로 확장 하여 좀 더 개선된 결과를 얻는다. 계산된 특성임피던스의 실현 가능성을 확인하기 위해 중심주파수 2GHz에서 유전율 10의 세라믹 기판에 마이크로스트립 라인으로 구현한 후 HP Momentum을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과는 설계값과 잘 일치한다.

참 고 문 헌

- [1] R. Levy and L. F Lind, "Synthesis of Symmetrical Branch Guide Directional Couplers," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-16, Feb. 1968, pp. 80-89.
- [2] R. Levy, "Zolotarev Branch-Guide Couplers," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-21, Feb. 1973, pp. 95-99.
- [3] M. Muraguchi, T. Yukitake and Y. Naito, "Optimum Design of 3-dB Branch-Line Couplers Using Microstrip lines," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-31, Aug. 1983, pp. 674-678.
- [4] L. F Lind, "Synthesis of Asymmetrical Branch Guide Directional Coupler Impedance Transformer," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-17,

- pp. 45-48, Feb. 1968.
- [5] R. K. Gupta, S. E. Anderson, and W. Getsinger, "Impedance Transforming 3-dB 90° Hybrid," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-35, Dec. 1987, pp. 1303-1307.
- [6] S. Kumar, C. Tannous, and T. Danchin, "A Multisection Broadband Impedance Transforming Branch-Line Hybrid," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 43, Nov. 1995, pp. 2517-2523.
- [7] D. S. Weile and E. Michielssen, "Genetic Algorithm Optimization Applied to Electromagnetics: A Review," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-45, Mar. 1997, pp. 343-353.
- [8] R. L. Haupt, S. E. Haupt, Practical Genetic Algorithms. New York: Wiley, 1997.
- [9] R. L. Haupt, "An Introduction to Genetic Algorithms for Electromagnetics," IEEE Antennas & Propagation Magazine, Vol.37, No.2, April 1995.
- [10] J. Michael Johnson, Yahya Rahmat-Samii, "Genetic Algorithms in Engineering Electromagnetics," IEEE Antennas & Propagation Magazine, Vol.37, No.2, April 1995.
- [11] P. L. Werner, R. Mittra, and D. H. Werner, "Extraction of Equivalent Circuits for Microstrip Components and Discontinuities Using the Genetic Algorithm," IEEE Microwaves & Guided Wave Letters, vol 8, No. 10, Oct. 1998, pp.321-323.
- [12] HP Advanced Design System 1.1, HP Momentum, Hewlett Packard, Jan. 1999.
- [13] J. A. G. Malherbe, Microwave Transmission Line Couplers, Artech House, Inc., Dedham, MA, 1988.
- [14] P. A. Rizzi, Microwave Engineering Passive Circuits, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1988.

 저 자 소 개

李 庚 雨(正會員)

1969年 4月 15日生. 1991년 2월 한양대학교 전자통신 공학과 졸업(학사). 1996년 8월 한양대학교 전자통신 공학과 석사, 현재 한양대학교 전파공학과 박사과정. 주관심분야는 수치해석 및 마이크로파 능동회로설계.

李 相 高(正會員) 第 31卷 A編 11號 參照

現在 漢陽大學校 電子電氣工學部 教授