

위성통신용 집중정수형 3dB 90° 방향성 결합기의 광대역 설계에 관한 연구

김동일* · 김시화** · 진강규*** · 정세모*

Broad-Band Design of Lumped-Element 3 dB Quadrature Hybrid for Satellite Communications

Dong Il Kim · Si-Hwa Kim · Gang-Gyoo Jin · Se-Mo Chung

< 목 차 >

Abstract	3·2 광대역형 하이브리드
1. 서 론	4. 실험결과
2. 3dB 90° 하이브리드의 광대역 설계법	5. 결 론
3. 수치계산결과	참고문헌
3·1 브랜치 가이드형 하이브리드	

Abstract

Broad-band design method of a lumped-element 3dB quadrature hybrid without magnetic coupling is proposed and discussed, where techniques of cascading fundamental hybrids via second-order delay equalizers and adding matching sections are adopted. It is shown that the designed broad-band lumped-element 3dB quadrature hybrid can be easily constructed and its bandwidth reaches up to 54%.

Furthermore, the experiments have been carried out, the results of which agree with the theoretical ones, and hence, the validity of the broad-band design method proposed here was confirmed.

1. 서 론

입력신호를 2개의 포오트(Port)로 분배 또는 합성할 수 있는 집중정수형 90°하이브리드는 SSB 변조기, 이미지 리젝션 혼합기(image rejection mixer), 가변이상기(variable phase

* 正會員, 工學博士, 韓國海洋大學
*** 韓國海洋大學

** 正會員, 韓國海洋大學

shifter), 또는 위성용 VHF 소형 송신회로 등에 널리 쓰이고 있다. 특히 VHF 대에서는 회로의 소형화를 위하여 집중정수형 하이브리드를 사용하는 것이 바람직하다.

종래의 집중정수형 90° 하이브리드에는 코일간에 자기결합(magnetic coupling)을 가지는 것과 자기결합을 가지지 않는 것의 2가지 형식이 있다. 전자는 통상 코일간에 강한 자기결합을 갖는 꼬여진 선(twisted wire)을 사용하며, 소형이고 비내칭인 180°하이브리드를 만들기 위하여 페라이트 토로이드(ferrite toroid)상에 꼬여진 선을 사용하는 개념은 Ruthroff에 의하여 처음으로 소개되었다.¹⁾ 또한, 그림 1에 나타내는 바와 같은 대칭형 3dB 90° 하이브리드를 꼬여진 선의 구조로 만들 수 있음이 보고되어 있다.^{2),3)}

이 하이브리드는

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \tag{1}$$

에서 동작하며, 동작주파수는

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC} \tag{2}$$

이다. 그러나, 이러한 하이브리드는 신호의 등분배가 원리상 단일 주파수에서만 가능하므로 매우 협대역인 회로이다.

Fisher는 이 하이브리드를 그림 2와 같이 2단연결(cascade)하여 그림 2에 나타낸 대칭형 3dB 90° 하이브리드를 개발하여 결합오차(coupling error; α) 0.7dB 이내로 1옥타브의 대역폭을 얻을 수 있음을 밝힌 바 있다. 이 하이브리드는 포트 3과 4 및 1'와 2' 사이에

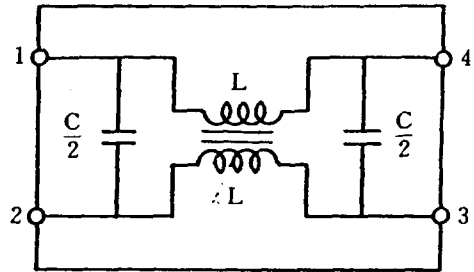


그림 1 강한 자기결합을 가지는 집중정수형 90°하이브리드

전기장 θ 의 동축선을 삽입하여 구성되는 회로이므로 동작주파수가 낮아질수록 현저하게 대형으로 되는 결점을 가지고 있다. 더욱이, 코일사이의 강한 자기결합을 필요로 하므로 제작이 어려운 단점이 있다.

한편, 분포정수형 브랜치가이드 방향성 결합기의 각각의 1/4파장 섹션(section)을 집중정수형 90° 이상기로 대체한 등가적인 집중정수형 하이브리드⁴⁾를 그림 3(a)에 나타낸다. 이것은 코일간

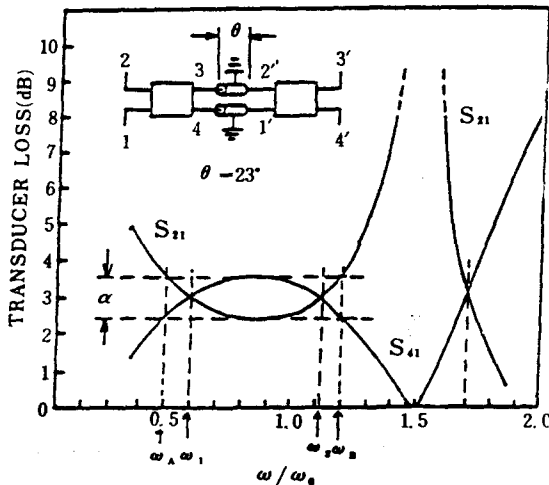


그림 2 강한 자기결합을 가지는 2-단 90°하이브리드의 응답특성에 대한 계산치

에 자기결합을 갖지 아니하므로 제작이 용이한 장점을 가지고 있으나, 그림 3(b)에 나타내는 바와 같이 대역폭이 매우 좁아서 불과 8%의 비대역폭을 가진다.

이와 같은 문제를 해결하기 위하여, 그림 3(a)에 나타낸 집중정수형 하이브리드를 기본 회로로 하여 이를 광대역화하기로 한다. 광대역화의 방법으로는 두개의 기본회로를 지연 등화회로(delay equalizer 또는 phase shifter)를 통하여 2단 연결하고, 각 포트에 정합회로를 삽입한 후, CAD에 의하여 최적화하는 방법을 채용하였다. 또한, 기본회로^{3),6)}를 단순히 다단(cascade)연결한 브랜치가이드형 하이브리드(multi-stage branch-guide type hybrid)의 주파수 특성 및 대역폭과 비교하여 본 최적설계법의 우수성을 입증하였다.

본 연구에서는 결합편차(coupling deviation)의 허용한계를 $\pm 0.43\text{dB}$, 최대반사계수 및 아이소레이션(isolation)을 -20dB 로 하였다. (부록 1 참조)

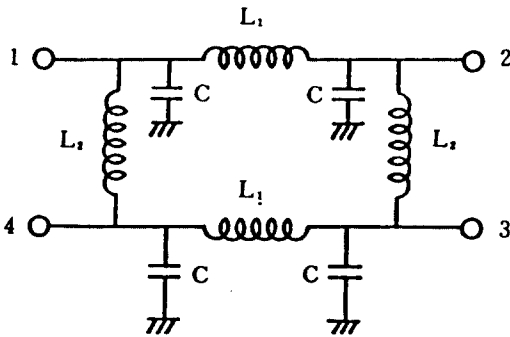


그림 3(a) 자기결합을 갖지않는 기본적인 90° 하이브리드($L_1=Z_0/\sqrt{2}\omega_0$, $L_2=Z_0/\omega_0$, $C=(1+\sqrt{2})/\omega_0 Z_0$)

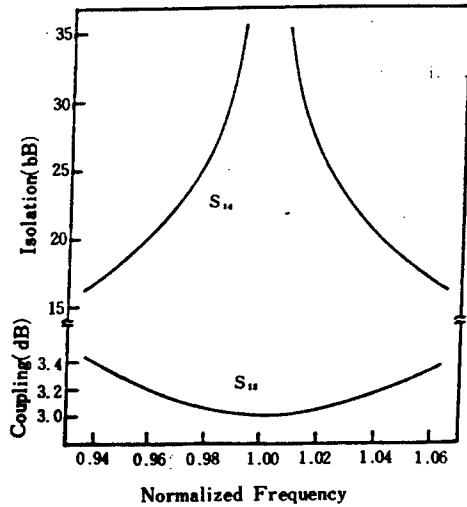


그림 3(b) 기본적인 90°하이브리드의 주파수 특성

2. 3dB 90°하이브리드의 광대역 설계법

일반적으로 대칭형, 가역인 4-포트 하이브리드 방향성 결합기의 산란행렬은 다음의 (3)식으로 주어진다.

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{pmatrix} \quad (3)$$

이상적인 3dB 90°하이브리드에 대해서는 넓은 주파수대에 걸쳐 다음 (4)식의 산란 퍼라미터(scattering parameter)가 요구된다.

$$S_{11}=0, \quad S_{12}=\frac{1}{\sqrt{2}}, \quad S_{13}=\pm j\frac{1}{\sqrt{2}}, \quad S_{14}=0$$

또는,

$$S_{11}=0, \quad S_{12}=\frac{1}{\sqrt{2}}, \quad S_{13}=0, \quad S_{14}=\pm j\frac{1}{\sqrt{2}}$$
(4)

그러나, 넓은 주파수 범위에 걸쳐 위와 같은 산란 패러미터가 실현될 수는 없으며, 어떤 단일 주파수(point frequency)에서만 가능하다. 따라서, 일반적으로 하이브리드, 신호분배기(power divider), 또는 써어큐레이터(circulator)의 실제 주파수 특성은 중심 주파수에서 완전 정합 및 아이소레이션이 얻어지지 않더라도 넓은 주파수대에 걸쳐 어떤 허용한계내에 있을 것이 요구된다.

광대역화를 포함하여, 3dB 하이브리드의 요구되는 특성을 고려하여 (5)식과 같은 평가함수(evaluation or penalty function)을 정의한다.

$$F = \sum_{j=1}^N \left\{ a_{j1} \left| S_{11} \right|^2 + a_{j2} \left| S_{12} \right|^2 + a_{j3} \left(\left| S_{12} \right| - \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 + a_{j4} \left(\left| S_{14} \right| - \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^2 \right\} f_j$$
(5)

단, N : 표본점의 수

f_j : 표본점의 주파수

a_{ji} : 광대역화를 위한 가중계수(weighting coefficients)

우선, 그림 4에 나타내는 바와 같은 집중정수형 n -단 브랜치가이드 하이브리드($n=2, 3, 4, 5, 6, 7$)에 대한 산란행렬을 계산하여 (5)식에 대입하고, 최적화를 행했다. 이때 각 소자의 값은 (6)식과 같이 놓을 수 있다.

$$\left. \begin{array}{l} L_{a_r} = L_{a_{n-r+1}} \\ L_{b_r} = L_{b_{n-1}} \\ C_r = C_{n-r+1} \end{array} \right\} r = 1, 2, 3, \dots, n$$
(6)

다음에 최적화로 정수를 가지는 각각의 회로에 대한 주파수 특성 및 대역폭을 계산하였다.

회로정수의 최적치는 F 를 최소로 하면서 응답특성이 전술한 허용한계내에 있으면서 가능한 최대 대역폭이 넓도록 수치계산에

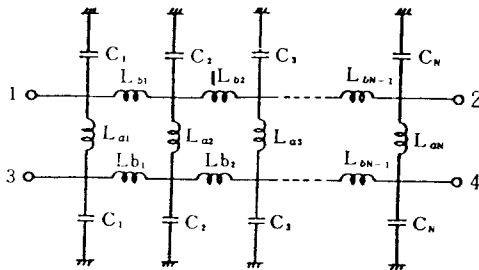


그림 4. 집중 정수형 브랜치 가이드 90°하이브리드

의하여 결정한다. 최적화를 위하여 파우엘의 최소화방법⁷⁾(Powell's minimizing method)을 사용하였으며, 이 최적화 방법은 방향성 결합기, 전력분배기 및 5-포트 회로의 우수한 설계에 이용된 바 있다.^{8), 9), 10)} 본 최적화의 방법에 의하여 얻어지는 회로 정수는 유일하지는 않다. 그 값들은 a_{ji} 및

f_j 의 선택에 의존한다. 따라서, 가중계수 및 표본점의 주파수는 최적 회로정수의 계산에 중요한 의미를 가진다. a_{ji} 및 f_j 를 조정하여 모든 응답특성에 대한 허용한계 내에서 대역폭을 최대화 하는 파라미터의 값을 최적회로 정수로 선택하였다.

실제의 최적화에 있어서는 기본회로를 단순히 다단 연결한 하이브리드에 대한 최적화 및 2개의 기본회로를 지연등화기를 통하여 연결하고 각 포트에 정합회로를 부가한 회로에 대한 최적화를 행하였다. 전자를 브랜치가이드형 3dB 90° 하이브리드라 하고, 후자를 전자에 비하여 대단히 대역폭이 넓은 주파수 특성을 가지므로 광대역 3dB 90° 하이브리드라 부르기로 한다.

3. 수치계산 결과

정당한 간격으로 5 또는 7개의 표본점을 취하고, 브랜치가이드형 및 광대역 3dB 90° 하이브리드에 대한 최적회로 정수를 Powell의 최소화법에 의하여 계산하였다. 이 때 가중계수는 각각의 경우에 알맞게 조절하였으며, 설계중심 주파수는 140MHz, 외부선로(external line)의 특성 임피던스는 50Ω으로 하였다.

3.1 브랜치가이드형 하이브리드

우선 그림 4에 나타내는 바와 같은 브랜치가이드형 하이브리드에 대한 최적화를 행하였다. 여기서도 이 회로의 L_{an} 의 n 을 따라 n -단 브랜치가이드 하이브리드(n -stage branch-guide hybrid)라 한다. 그림 4에 나타낸 회로가 90°방향성 결합기로 되기 위해서는 2축 대칭(two-fold symmetry)이 필요하다. 즉,

그림 5는 n 이 2에서 7까지 변할 때의 최적화된 n -단 브랜치가이드 하이브리드의 대역폭을 나타낸다. 그림 5에서 n 이 커지면 대역폭도 증가하지만, n 이 5보다 커지면 그 효과는 매우 적어진다. n 이 5일때의 최적화된 n -단 브랜치가이드 하이브리드의 대역폭은 약 40%이며, 그림 6에서 보는 바와 같이 n 이 5보다 커질 때 반사 및 아이소레이션에 대한 대역폭은 증가하지만 결합도에 대한 대역폭은 거의 개선되지 않는다.

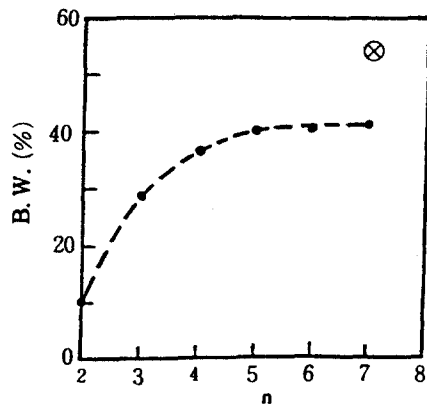


그림 5. 최적화된 n -단 브랜치 가이드 하이브리드의 대역폭(⊗표는 광대역 90° 하이브리드의 대역폭을 나타낸다.)

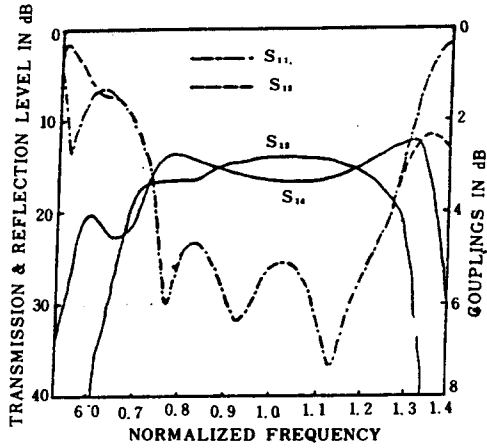


그림 6(a) 5-단 브랜치 가이드 하이브리드의 응답 특성 ($C_1=33.7$, $C_2=159.7$, $C_3=167.8\text{pF}$, $L_{a1}=\infty$, $L_{a2}=0.046$, $L_{a3}=0.00972$, $L_{b1}=0.0313$, $L_{b2}=0.01102\mu\text{H}$)

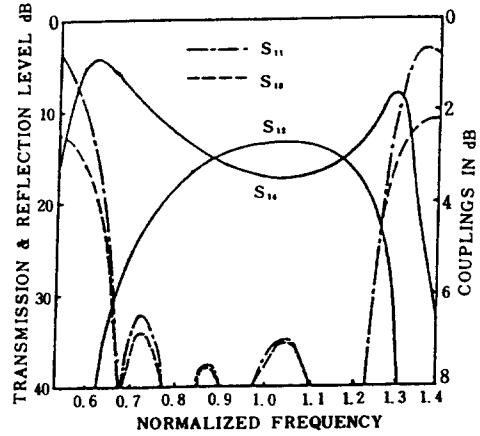


그림 6(b) 7-단 브랜치 가이드 하이브리드의 응답 특성 ($C_1=19.88$, $C_2=55.77$, $C_3=107.5$, $C_4=145.24\text{pF}$, $L_{a1}=1.255$, $L_{a2}=0.3352$, $L_{a3}=0.07945$, $L_{a4}=0.02102$, $L_{b1}=0.04993$, $L_{b2}=0.0357$, $L_{b3}=0.0219\mu\text{H}$)

3.2 광대역형 하이브리드

앞에서 다단 브랜치 가이드형 하이브리드의 단순한 n 의 증가에 대한 대역폭에는 한계가 있음을 알았다. 따라서 2개의 기본 하이브리드를 지연등화기를 통하여 연결시키고 정합회로를 삽입한 집중정수형 3dB 90° 하이브리드에 대하여 검토하였다. 즉, 그림 7에 나타낸 회로에 대한 최적화를 행하였으며, 여기서는 부록 2에서 설명한 2차 지연등화기¹¹⁾를 삽입하였다. 위에서와 같은 방법으로 회로정수의 최적치 및 최적회로정수를 가질 때의 주파수 특성을 계산하여 그림 8에 나타내었다.

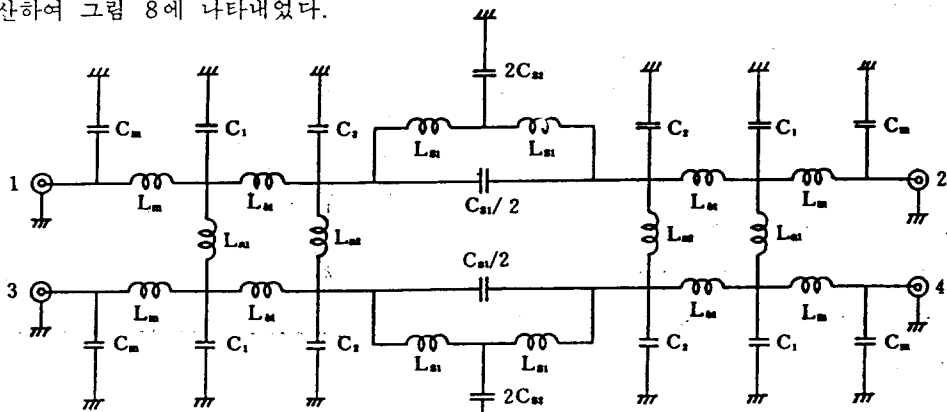


그림 7. 집중 정수형 광대역 90° 하이브리드

최적화된 광대역형 하이브리드의 대역폭은 54%에 이르며, 이 회로와 거의 같은 수의 회로소자를 가지는 7-단 브랜치가이드 하이브리드의 대역폭은 40%정도에 불과하다. 이러한 이유에서 광대역한 하이브리드라는 이름을 붙인 것이다. 즉, 광대역형 하이브리드는 기본회로를 단순히 다단 연결한 브랜치가이드형에 비하여 대단히 크게 대역폭이 개선되며, 따라서 기본회로 사이에 지연등화기를 삽입하고 각 포오트에 정합회로를 부가하는 것은 광대역화에 대단히 유효함이 명백해졌다.

더욱이 그림 A4에 나타난 지연등화기내의 L_s' 의 최적치는 항상 0이 되므로, 광대역 3dB 하이브리드에 채용된 지연등화기는 그림 7에 보인 형식으로 된다.

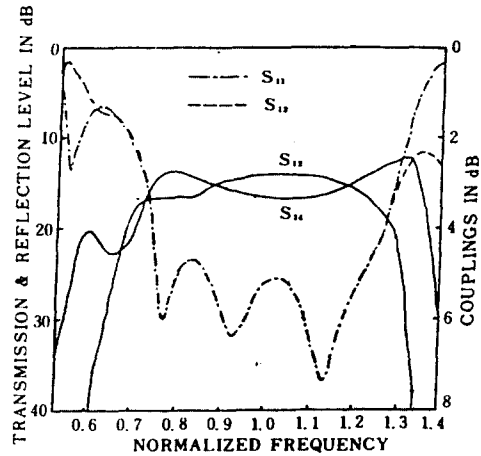


그림 8. 집중 정수형 광대역 90° 하이브리드의 주파수 특성 ($C_1=78.67$, $C_2=67.80$, $C_{s1}=89.08$, $C_{s2}=44.54$, $C_m=25.93\text{pF}$, $L_{s1}=0.02693$, $L_{s2}=0.1139$, $L_{m1}=0.04866$, $L_s=0.05667$, $L_s=0.0$, $L_m=0.04121\mu\text{H}$)

4. 실험 결과

광대역 집중정수형 3dB 90°하이브리드의 최적설계법의 타당성을 확인하기 위하여 중심주파수 35MHz에서 회로를 구성하여 조립하고 주파수 특성을 측정하였다. 실험에 있어서 모든 코일은 0.4mm ϕ 의 폴리우레탄선(polyurethane wire)로 제작하였으며, 모든 용량은 일본 무라타 전자주식회사의 세라믹 콘덴서를 사용하였다. 그림 9는 측정장치 및 제작된 광대역 3dB 90° 하이브리드의 사진이다.



그림 9(a). 측정장치



그림 9(b). 제작한 광대역 3dB 90° 하이브리드

그림 10은 최적회로정수를 가지도록 제작한 회로에 대한 주파수 특성의 측정치를 나타내며, 이론치는 그림 8에 나타내었다. 여기서, 결합도, 반사계수 및 아이소레이션의 주파수 특성의 측정치는 이론치와 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 삽입손실이 약 0.7dB 정도이며, 반사계수 및 아이소레이션 특성이 이론치보다 약간 나쁘게 되어 있으나, 이것은 보다 Q치가 높은 콘덴서 및 코일을 사용하여 보다 정교하게 회로를 제작하면 개량될 것이다.

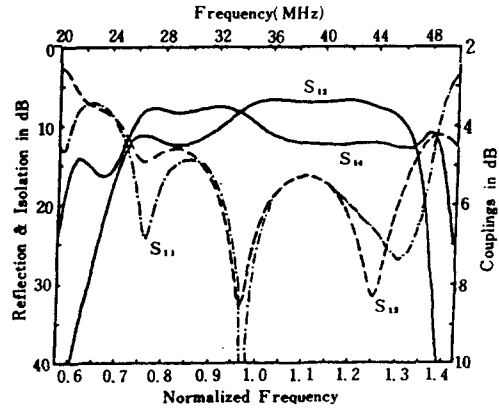


그림 10. 광대역 90° 하이브리드의 주파수 응답 특성(실측치, 중심 주파수 : 35MHz)

5. 결 론

자기결합을 갖지 않는 광대역 집중정수형 3dB 90° 하이브리드의 CAD에 의한 설계법을, 기본회로를 2차지연동가기로 연결하고 정합회로를 삽입하는 방법을 제안함으로써 확립하였다. 본 논문에서 제안한 광대역 집중정수형 3dB 90° 하이브리드는 코일 사이에 강한 자기결합을 필요로 하지 않기 때문에 제작이 용이하고 대역폭도 54%에 이르고 있다. 더욱이, 이 형식의 하이브리드는 n-단 브랜치 가이드형 하이브리드에 비하여 대단히 우수한 특성을 가짐을 밝혔다.

본 연구에서 설계한 광대역 집중정수형 3dB 90° 하이브리드를 제작하여 실험을 행한 결과, 이론치와 측정치는 잘 일치함을 확인하였으며, 따라서 본 설계법의 타당성이 입증되었다.

부록 1. 3dB 방향성 결합기의 결합도에 대한 허용한계

방향성 결합기의 결합도, 정합, 아이소레이션에 대한 허용한계는 요구되는 성능의 정도에 따라 다르다. 예를 들면, 평형형 증폭기(balanced amplifier)의 경우에는 결합도의 편위를 $\pm 0.5\text{dB}$, 최대반사량 및 아이소레이션 20dB를 허용한계로 하고 있으나, 여기서는 결합도의 편위의 허용한계를 다음의 이유로 $\pm 0.43\text{dB}$ 로 하였다.

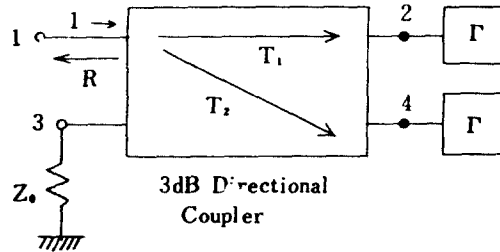


그림 A1. 3dB 방향성 결합기

문제를 간단히 하기 위하여 그림 A1과 같은 무손실, 정합된 방향성 결합기의 포트 2와 4에 반사계수 Γ 의 부하가 연결되어 있다고 하자. 그러면 다음의 관계가 성립한다.

$$|T_1|^2 + |T_2|^2 = 1 \quad (\text{A1})$$

$$|R| = |\Gamma| \left| |T_1|^2 - |T_2|^2 \right| \quad (\text{A2})$$

여기서 R 은 포트 2와 4에서의 부정합(mismatch)으로 인한 반사계수이며, T_1 과 T_2 는 전달계수를 나타낸다. 최악의 경우로서 $|\Gamma|$ 가 1이라고 하면,

$$|R| = \left| |T_1|^2 - |T_2|^2 \right| \quad (\text{A3})$$

(A1)을 (A3)에 대입하면

$$|R| = \left| 2|T_1|^2 - 1 \right| \quad (\text{A4})$$

여기서, R 의 허용한계를 -20dB 라 하면 (A4) 및 (A1)으로부터 다음과 같은 결합도의 허용한계를 얻을 수 있다.

$$T_1 = -3.467 \text{ dB}$$

$$T_2 = -2.596 \text{ dB}$$

즉, 결합도의 편위의 허용한계는 $\pm 0.43 \text{ dB}$ 로 주어진다.

부록 2. 지연등화기(Delay Equalizer)

그림 A2 와 같은 격자회로망에 대한 입력 임피던스는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{in} = \frac{(Z_1 + Z_2)R_0 + 2Z_1Z_2}{2R_0 + Z_1 + Z_2} \quad (A5)$$

여기서,

$$Z_1Z_2 = R_0^2 \quad (A6)$$

인때

$Z_{in} = R$ 이 만족된다.

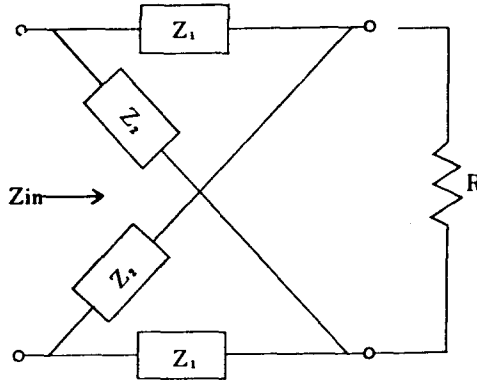


그림 A2. 격자 회로망

이렇게 되면, 격자회로망은 이상기(Phase shifter)가 되며, 이상량은 순수한 리액턴스성인 X_1 과 X_2 에 의존한다. 이 경우 위상정수 β 및 위상지연량 θ 는 다음의 관계로 주어진다.

$$e^{j\theta} = \frac{1 + jX_1/R_0}{1 - jX_1/R_0} \quad (A7)$$

$$\beta = 2 \tan^{-1}(X_1/R_0)$$

이와 같은 이상기 또는 전역통과 회로망(all-pass network)은 삽입손실 없이 위상만을 변화시키므로 지연등화기라 불리운다.

지연등화기는 Z_1 의 차수에 따라 제 1차 및 제 2차 지연등화기로 분류된다.

(1) 제 1차 지연등화기

그림 A3는 Z_1 이 순수한 유도성으로 구성되는 제 1차 지연등화기를 나타낸다. 이 회로는 $Z_1Z_2 = L/C = R_0^2$ 이면 전역통과 회로망이 된다.

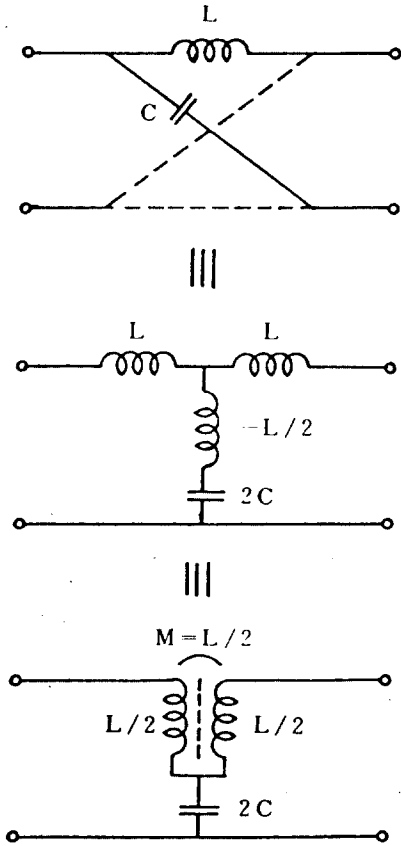


그림 A3. 제 1 차 지연등화기

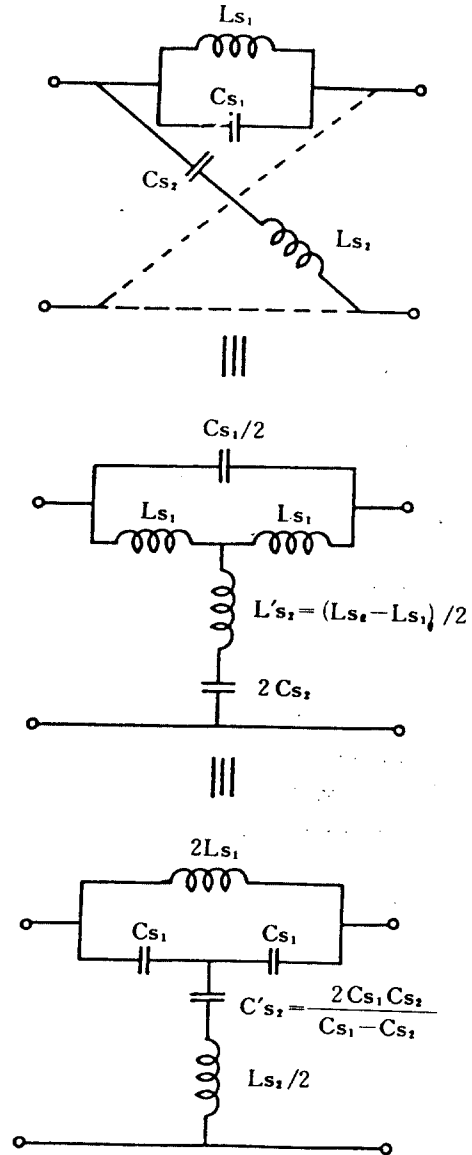


그림 A4. 제 2 차 지연등화기

(2) 제 2 차 지연등화기

제 1 차 지연등화기의 중심주파수는 0 이므로, 임의의 중심주파수로 바꿀 필요가 생긴다. 이것은 그림 A3에 L 및 C 를 직렬공진회로 또는 병렬공진회로로 각각 대체함으로써 실현된다. 즉, 제 2 차 지연등화기는 그림 A4와 같다. L_{s1} 과 L_{s2} 가 같은 값을 가진다고 하면, L'_{s2} 는 0이되어 필요없게 된다.

參 考 文 獻

- 1) C. L. Ruthroff, "Some Broad-band Transformers," Proc. IRE, vol. 47, pp. 1337-1342, Aug. 1959.
- 2) K. Kurogawa, "Design Theory of balanced transistor amplifier," Bell Syst. Tech. J., vol. 44, No. 8, pp. 1675-1698, Oct. 1965.
- 3) R. E. Fisher, "Broad-Band Twisted-wire Quadrature Hybrids," IEEE Trans. on MTT, vol. 21, No. 5, pp. 355-357, May 1973.
- 4) T. Kaneki and O. Akiyama, "Small-sized VHF Transmission Circuits for Satellites," NHK Tech. Rep. of Janan, vol. 21, No. 6, pp. 390-398, 1969.
- 5) J. Reed and J. Wheeler, "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks," IRE Trans. on MTT, vol. 4, pp. 246-252, Oct. 1956.
- 6) R. Levy and L. F. Lind, "Symmetrical Branch-Guide Directional Couplers," IEEE Trans. on MTT, vol. 16, No. 2, pp. 80-89, Feb. 1968.
- 7) M. J. D. Powell, "A Method for Minimizing a Sum of Squares of Nonlinear Functions without Calculating Derivatives," Computer J., vol. 7, pp. 303-307, 1965.
- 8) D. I. Kim and Y. Naito, "Broad-band Design of Improved Hybrid-Ring 3 dB Directional Couplers," IEEE Trans. Micro-wave Theory and Tech., vo. MTT-30. pp. 2040-2046, Nov. 1962.
- 9) Dong Il Kim et al., "Optimum Design of the Power Dividers with Ferrite Toroids for CATV and/or MATV Systems," IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. CE-28, No. 1, pp. 27-38, Feb. 1983.
- 10) D. I. Kim, K. Araki, and Y. Naito, "Properties of the Symmetrical Five-Port Circuit and Its Broad-Band Design," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-32, No. 1, pp. 51-57, Jan. 1984.
- 11) G. Yazaki and T. Takebe, Transmission Networks and Filters, IECE of Japan, 1975.