

마이크로스트립-슬롯트 線路에 依한 廣帶域 마이크로波 Balun (A Microwave Balun by Using Microstrip-Slot Lines)

尹永哲* , 張益洙** , 朴麒洙***

(Yoon, Young Chul Chang, Ik Soo and Park, Kee Soo)

要 約

마이크로스트립線路에 슬롯트線路를 結合시켜 平面形 廣帶域 balun을 設計, 製作하였다. 特히 C-band (4 ~ 8 GHz)에서 完全하게 動作시키기 위하여 슬롯트線路의 特性임피던스를 補償하여 주었으며, 이로써 理論値와 一致되는 結果를 얻을 수 있었다. 즉, 2 : 1의 負荷저항에 대하여 Chebyshev 3-section 變換器로 整合回路를 構成한 結果, 3.5GHz~7.0GHz의 1-octave 帶域에서 1.2 : 1 以下の V. S. W. R. 을 얻었으며 傳送損失은 0.9dB까지 측정되었다. 特히 平衡出力의 位相差는 $180^\circ \pm 5^\circ$ 以內에서 linear 하게 변화하는 特性을 보이고 있다.

Abstract

By using a slot-line in combination with microstrip lines, a coplanar wide-band balun is designed and fabricated. The slot-line of balun junction is compensated to be operated in C-band (4 ~ 8 GHz), and therefore the results are agreement with theoretical prediction. Experimental data are given for a 3-section Chebyshev transformer-matched balun with a balanced-to-unbalanced line impedance ratio of 2 : 1. A bandwidth from 3.5GHz to 7.0GHz is obtained with V. S. W. R. of below 1.2 : 1. Maximum insertion loss is measured as 0.9dB, and the phase difference varies linearly within $180^\circ \pm 5^\circ$.

1. 序 論

마이크로波 回路에서의 balun (balanced-to-unbalanced transmission line의 略語)은 그 利用도가 높으므로 因하여 많은 論文^[1~4]들이 이의 設計 및 製作을 다루었지만 理論과 一致되는 結果를 提示하지 못하였으며, 廣帶域 特性도 S-band (2 ~ 4 GHz) 以下에서만 可能하였다. 1976년에 G. J. Laughlin^[5]은 마이크

로스트립線路에 依한 balun을 發表하였으나 balun junction에서의 靜電容量으로 因하여 理論値와 測定値와는 상당한 差異를 보이고 있으며, 周波數 帶域도 C-band에는 미치지 못하였다.

본 論文에서는 使用周波數에 關係없이 廣帶域의 特性을 얻기 위하여 balun resonant cavity를 슬롯트線路로 構成하였다. 그러나 이 경우에도 높은 周波數 帶域에서는 좋은 整合特性을 기대하기 困難인데, 이는 不平衡入力側과 平衡出力側을 연결하여 주는 balun junction에서의 슬롯트線路의 길이가 미치는 영향을 무시할 수 없기 때문이다. 따라서 이 길이에 대한 적절한 補償對策이 마련되어야만 理論値에 接近하는 廣帶域 balun을 構成할 수 있다. 이에 대한 해결방안의 하나로 이 線路가 갖고 있는 特性임피던스의 값을 바꿔

*** 正會員, 西江大學校 工科大學 電子工學科
(Dept. of Electronics Engr., Sogang Univ.)

*** 前正會員, 서울大學校 工科大學 電子工學科
(Dept. of Elec. Engr., Seoul National Univ.)

接受日字: 1981年 10月 31日

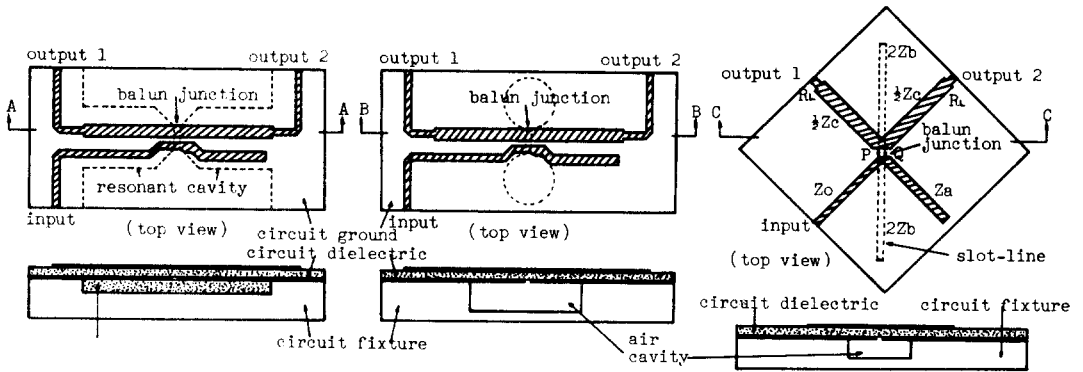


그림 1. 마이크로스트립 광대역 balun의 여러 가지 형태
 Fig. 1. Microstrip wide-band baluns.

본 결과 충분한 補償效果를 얻을 수 있었는데, 이에 따른 整合特性的 변화를 실험결과와 비교하므로써 새로운 balun의 우수한 특성을 立證하고자 한다.

2. 새로운 Balun의 構成 및 解析

그림 1에 Laughlin이 提示한 마이크로스트립 balun의 構造 및 이에 대한 변형으로서 入·出力線路가 슬롯- gap 에 의하여 연결된 形態와 2개의 $\frac{\lambda}{4}$ 短絡슬롯線路에 의하여 연결된 形態를 보인다. 여기서 (a)와 (b)의 구조는 두개의 마이크로스트립線路가 나란히 위치하므로 양쪽 線路사이에서 電力이 結合될 可能性이 있으며, balun junction에서의 線路의 屈曲으로 말미암아 設計에 어려움이 있다. 따라서 본 論文에서는 (c)와 같이 3개의 線路가 가능한한 干渉을 일으키지 않도록 서로 엇갈리는 구조로 하였다. 이렇게 할 경우, 앞의 두 경우에서 보다 우수한 平衡出力을 얻을 수 있음은 명백하다.

이제 不平衡入側에 電力이 入되었을때 balun의 동작상태를 알아보자.

그림 1(c)로부터, 入射된 電力은 Z_a 의 特性임피던스를 갖는 $\frac{\lambda}{4}$ 開放스터브에 의하여 balun junction인 P-Q近方에서 電場은 最小이 되고 磁場은 最大가 되는 短絡效果를 나타낸다. 이때의 磁場에 의하여 接地面에 위치하는 슬롯線路에는 gap 을 가로지르는 odd-mode의 電場이 유기되며, 이의 양쪽으로 $2Z_b$ 의 特性 임피던스를 갖는 $\frac{\lambda}{4}$ 短絡線路가 연결되어져 balun res-

onant cavity를 構成하게 된다. 여기서 共振하는 電力은 P-Q近方에서 最大가 되며, 이는 바로 뒷면에 놓인 平衡出力線路를 통하여 180° 의 位相差를 갖는 半分된 電力으로 변화한다.

여기서 두개의 平衡出力은 서로 180° 의 位相差를 갖으므로 하나의 직렬연결된 出力으로 볼 수 있다. 즉, 각각의 出力側에 $\frac{R_L}{2}$ 의 負荷저항이 연결되어져 있을때, 不平衡入側의 임피던스 Z_0 에 대하여 平衡出力側의 負荷를 R_L 로 보고 이에 대한 임피던스 整合回路를 생각하자. 여기서 보다 넓은 帶域에서 整合이 이루어질 수 있도록 양쪽 出力線路에 각각 $\frac{1}{2}Z_c$ 의 特性임피던스를 갖는 $\frac{\lambda}{4}$ 變換器를 挿入한 후, 平衡出力側을 서로 직렬연결된 하나의 出力으로 보면 그림 2와 같은 等價回路가 構成된다. 이때 balun의 入力反射係數를 구하기 위하여 Laughlin은 小反射理論 (theory of small reflection)에 의한 近似式을 利用하였다.

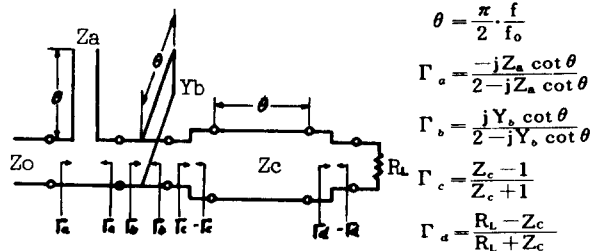


그림 2. 마이크로스트립-슬롯 balun의 등가회로
 Fig. 2. Equivalent circuit for microstrip-slot balun.

그림 2에서 보이는 바와 같이 각 線路의 junction에서 나타나는 反射係數를 $\Gamma_a, \Gamma_b, \Gamma_c, \Gamma_d$ 로 표시하면, 入力側에 나타나는 最終 反射係數는

$$\begin{aligned} \Gamma_{in} &\approx \Gamma_a - (1 - |\Gamma_a|^2) \frac{\Gamma_a}{\Gamma_a^*} \cdot \Gamma_c \\ &+ (1 - |\Gamma_a|^2) \frac{\Gamma_a}{\Gamma_a^*} \cdot (1 - |\Gamma_b|^2) \frac{\Gamma_b}{\Gamma_b^*} \cdot \Gamma_c \\ &+ (1 - |\Gamma_a|^2) \frac{\Gamma_a}{\Gamma_a^*} \cdot (1 - |\Gamma_b|^2) \frac{\Gamma_b}{\Gamma_b^*} \cdot (1 - |\Gamma_c|^2) \\ &\cdot \Gamma_d e^{-2j\theta} \end{aligned} \quad (1)$$

로 된다.

이를 다시 각 線路의 特性임피던스로 表示하면 식(2)와 같은 1次 近似式을 얻는다.

$$\begin{aligned} \Gamma &\approx \left\{ \frac{Z_a^2}{16} + \frac{Y_b^2}{16} + \frac{Z_c}{8} - \frac{Y_d}{8} \right\} \\ &+ \left\{ \frac{Z_a^2}{8} + \frac{Y_b^2}{8} - \frac{1}{2} (1 - \frac{Y_b}{Z_c}) \ln Z_c \right\} e^{-2j\theta} \\ &+ \left\{ \frac{Z_a^2}{16} + \frac{Y_b^2}{16} - \frac{Z_c}{8} + \frac{Y_d}{8} - \frac{1}{2} (1 - \frac{Y_b}{Z_c}) \ln R_L + \frac{1}{2} \ln Z_c \right\} \\ &\cdot e^{-4j\theta} \\ &+ \left\{ \frac{Y_b}{4} (\ln R_L - \ln Z_c) \right\} e^{-6j\theta} \end{aligned} \quad (2)$$

다음, $\frac{\lambda}{4}$ 階段形 3-section Chebyshev 變換器의 入力反射係數는

$$\Gamma = \rho_0 + \rho_1 e^{-2j\theta} + \rho_2 e^{-4j\theta} + \rho_3 e^{-6j\theta} \quad (3)$$

로 나타나는데, $\rho_0 \cdot \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \rho_3$ 는 각 段에서의 反射係數이며 $e^{-nj\theta}$ 항은 電波의 位相漏延을 나타낸다. 이때 整合段이 대칭성을 갖는다면 $\rho_0 = \rho_3, \rho_1 = \rho_2$ 가 되고, ρ_0 와 ρ_1 과의 관계는 다음式을 만족하게 된다.

$$\rho_0 = \frac{\rho_m}{2} \sec^3 \theta_m, \quad (4)$$

$$\rho_1 = \frac{3}{2} \rho_m (\sec^3 \theta_m - \sec \theta_m) \quad (5)$$

여기서 ρ_m 은 通過帶域의 最大反射係數이며 θ_m 은 反射係數가 ρ_m 을 넘지않는 最低周波數($\theta_m = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_m}{f_0}$)이다.

이러한 관계式을 식(2)에 代入할 경우 Chebyshev형 整合回路를 만족하는 각 線路의 特性임피던스를 얻게 된다.

$$Z_a = 8 \left(\frac{1}{\ln R_L} + 1 \right) \rho_0 + 4 (\rho_0 - \rho_1) - \ln R_L, \quad (6)$$

$$2 Z_b = \ln R_L / 4 \rho_0, \quad (7)$$

$$\frac{1}{2} Z_c = \frac{1}{2} \sqrt{R_L} \quad (8)$$

이때 帶域幅과 反射係數와의 관계式은 식(9)와 같이 표시되며, 이에 대한 graph를 그림 3에 보인다.

$$\begin{aligned} &\rho_m^2 \left(\frac{32 \sec^3 \theta_m}{(\ln R_L)^2} + \frac{48 \sec^3 \theta_m}{(\ln R_L)} + 36 \sec^2 \theta_m \right) \\ &+ \rho_m (-16 \sec^3 \theta_m + 12 (1 - \ln R_L) \sec \theta_m) + (\ln R_L)^2 \\ &- 2 \ln R_L = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

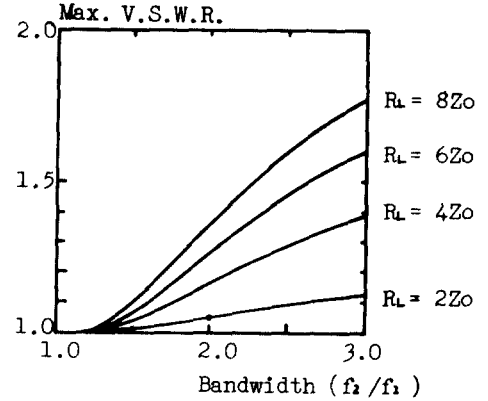


그림 3. 3-section Chebyshev형 balun의 V. S. W. R. 과 주파수 대역폭과의 관계

Fig. 3. Maximum V. S. W. R. vs. band-width for 3-section Chebyshev-type balun.

그러나 식(6)~(9)로부터 얻어지는 결과는 中心周波數 近方에 대한 1次 近似式이므로 帶域幅을 넓게 잡을 경우 理論値와는 상당한 誤差를 갖게 된다.

3. 設計 및 製作

電原임피던스 ($Z_0 = 50 \Omega$)에 대하여 2 : 1의 負荷 저항 ($R_L = 2 Z_0 = 100 \Omega$)을 갖는 1-octave balun을 設計하기 위하여 $\theta_m = \frac{\pi}{3}$ 의 값을 식(9)에 代入하면 通過帶域의 豫想最大反射係數는 $\rho_m = 0.0278$ (V. S. W. R.은 1.057 : 1)을 얻으며, 이를 만족하는 각 線路의 特性임피던스는 식(4)~(8)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$Z_0 = 50 \Omega,$$

$$Z_a = 46.19 \Omega,$$

$$2 Z_b = \frac{1}{2} Y_b = 77.92 \Omega,$$

$$\frac{1}{2} Z_c = 35.36 \Omega,$$

$$\frac{1}{2} R_L = 50 \Omega,$$

이렇게 구해진 特性임피던스로 balun을 構成한 후, 이때 나타나는 실제의 入力反射係數를 小反射 理論에

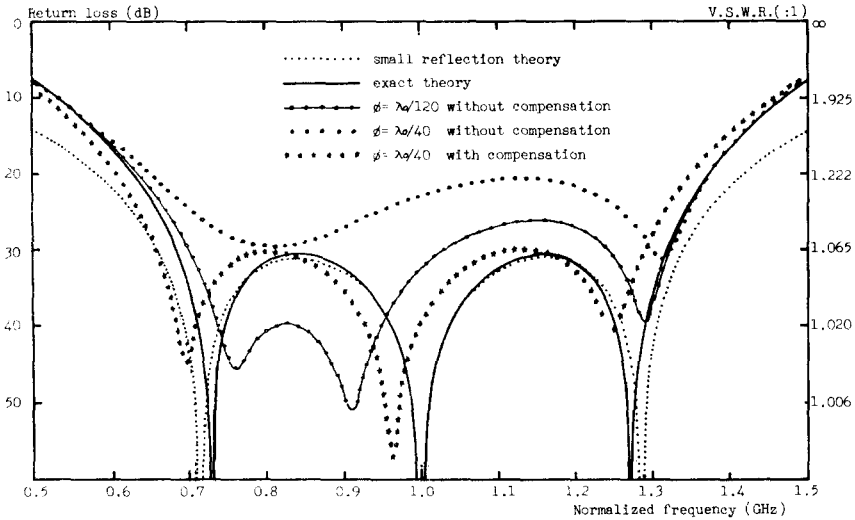


그림 4. 3-section Chebyshev형 balun의 입력 반사 계수

Fig. 4. Input reflection coefficient for 3-section Chebyshev-type balun.

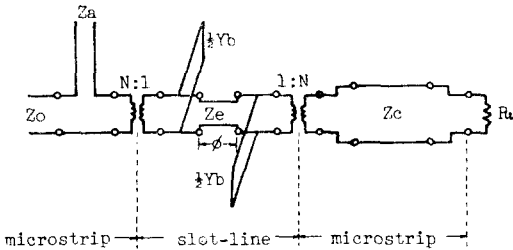


그림 5. 슬롯트 선로의 특성 임피던스를 보상하기 위한 등가회로

Fig. 5. Equivalent circuit for compensated slot-line.

의한 경우와 비교한 것을 그림 4에 보인다. 여기서 알 수 있듯이 두 특성곡선은 거의 일치하고 있다.

그러나, 실제로 balun을 제작한 경우 그림 2의 등가회로와 똑같은 형태로 구성하는 것은 불가능하다. 즉, balun junction에 위치하는 슬롯트 선로의 길이를 직접 짧은 것이 바람직하지만, 入·出力線路가 서로接近하여 두線路사이에서電力이 직접結合하여서는 곤란하다. 더욱이 사용周波數가 높아져 波長이 짧아질 경우, 이線路가 整合特性에 미치는 영향을考慮하지 않고는 좋은結果를 기대하기 어렵다.

이제 그림 5와 같이 등가회로를 고쳐 balun resonant cavity를構成하는 2개의 $\frac{\lambda}{4}$ 短絡線路사이에서 특성임

피던스가 Z_e 이고 길이가 ϕ 인線路가插入되어있는形態를 생각하자. 이때 $Z_e = 2Z_0$ 인 상태에서 $\phi = \frac{\lambda_0}{120}$ 인 경우와 $\phi = \frac{\lambda_0}{40}$ 인 경우를 살펴보면, 비록 波長에 비하여 짧은 거리의線路라 할지라도 이것이 整合特性에 미치는 영향은 상당히 큰 것이며, 이의 길이가 보다 길어질 경우 실로 엄청난 差異를 보이고 있다. 이에 대한 補償方法의 하나로 $\phi = \frac{\lambda_0}{40}$ 의 상태에서 Z_e 의 값을 변화시키면서 整合特性에 미치는 영향을 分析한結果, $Z_e \approx 50\Omega$ 에서 理論値와 多少差異는 있지만 충분히 補償된 廣帶域의 整合回路를 얻을 수 있었다. 이때 보다 精確한 equal-ripple 特性을 얻기 위해서는 $\phi = \frac{\lambda_0}{40}$ 일때 $Z_e = 53.3\Omega$ 으로 하여야함이 computer에 의한 계산結果로 밝혀졌다.

製作에 使用한 기판재질은 比誘電率이 10.2이고 두께가 0.635mm인 3M社의 Epsilam10이다. 이에 따른 각線路의 폭 및 波長을 정하기 위하여 1977年度 Wheeler의 理論과 1976年度 Garg와 Gupta^[9]의 理論을 利用하였다. 特히 精確한 有效波長을 얻기 위하여 마이크로스트립 開放線路는 기판두께의 0.33배 만큼 짧게 하였으며,^[10] 슬롯트 短絡線路는 1.3%만큼 짧게 하였다.^[11] 또한 마이크로스트립線路에서 슬롯트線路로 變換되는 과정은 그림 5의 등가회로에 보인 바와 같이 N:1의 임피던스 變換器로 보이며, 이때의 N의 값은 사용周波數와 특성임피던스의 값에 따라 변화하는데^[12]

이에 대한 補償도 必要하다.

앞서 나타난 바와 같이 슬롯트線路에는 同位相의 전력
이 유기되므로 두개의 線路는 서로 並列回路를 구성하
게 되어 각각의 線路임피던스는 $2Z_0$ 의 값을 갖게 되며,
平衡出力側의 $\frac{\lambda}{4}$ 變換器는 逆位相을 갖으므로 直列回路
를 구성하게 되며 따라서 각각의 線路임피던스는 $\frac{1}{2}Z_0$
의 값을 갖게 된다. 이렇게 구해진 각 線路의 임피던
스는 다음과 같다.

入力 및 出力線路: 50.0Ω

마이크로스트립 開放線路: 46.19Ω

슬롯트 短絡線路: $92.4\Omega (N_1 = 0.923)$

補償 슬롯트線路: $64.6\Omega (N_2 = 0.911)$

$\frac{\lambda}{4}$ 變換器: 35.36Ω

이러한 값으로 제작된 balun의 특성을 測定하기 위
하여 $20\text{mm} \times 20\text{mm}$ 의 接地面을 갖는 측정용 치구를 使
用하였으며, 슬롯트線路의 效果를 충분히 얻기 위하여
치구에 대각선 方向으로 폭 8mm 에 깊이가 8mm 인
空間을 만들어 주었다. 실제의 회로제작도 및 측정용
치구에 결합된 balun의 형태를 그림 6에 보인다.

4. 特性測定

그림 7~9에 측정결과를 보인다.

入力反射係數는 V. S. W. R. 1.2 : 1 이하의 조건에
서 3.5~7.0GHz에 달하는 1-octave의 整合帶域幅
을 얻었으며, 이때 슬롯트線路의 特性임피던스를 補償

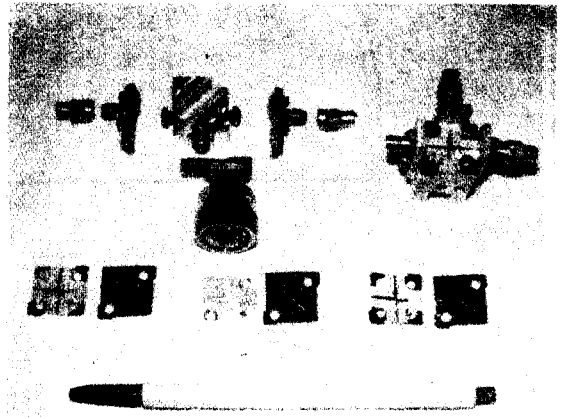
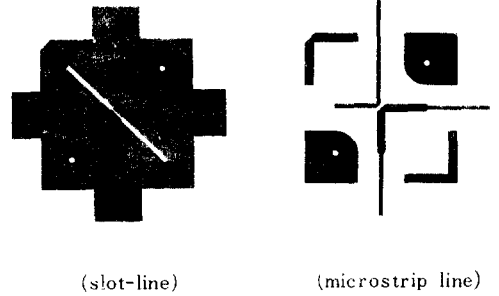


그림 6. 회로 제작도 및 측정용 치구
Fig. 6. Balun circuit pattern and its test fixture.

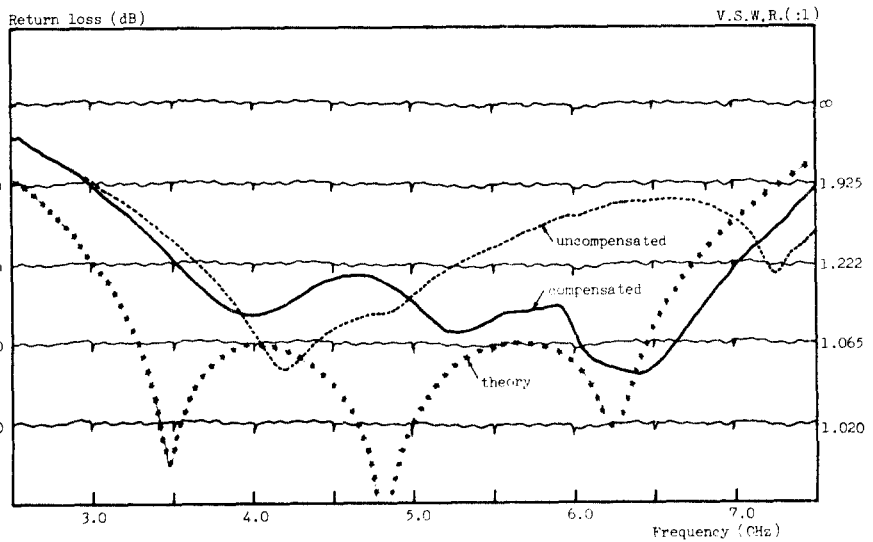


그림 7. 제작된 balun의 입력 정합 특성

Fig. 7. Input reflection coefficients for designed balun.

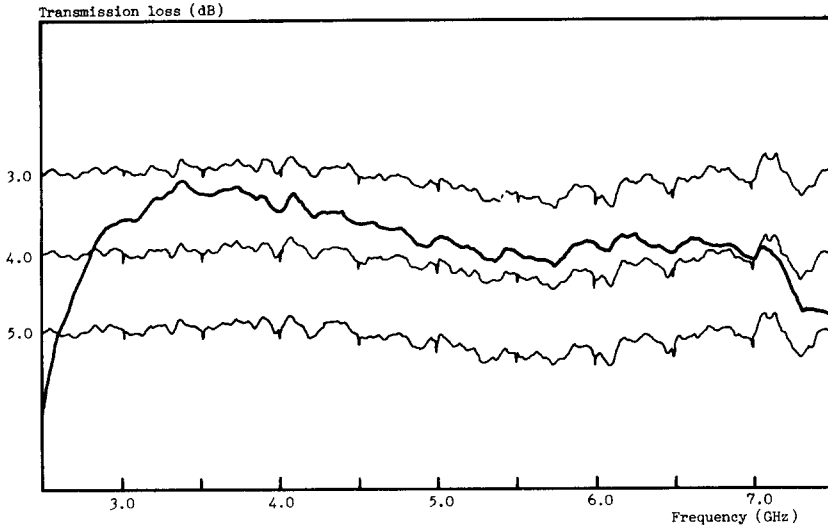


그림 8. 제작된 balun의 전송 손실 특성
 Fig. 8. Transmission loss for designed balun.

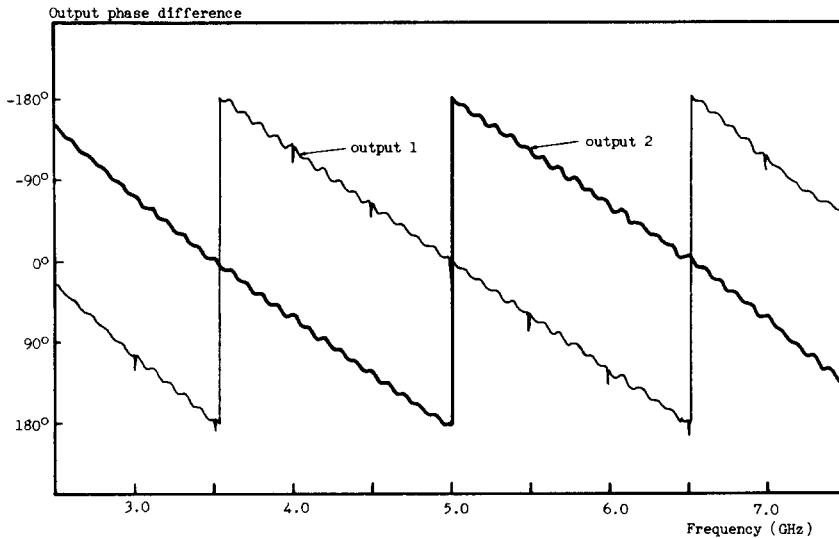


그림 9. 제작된 balun의 출력 위상 특성
 Fig. 9. Output phase difference for designed balun.

하여 주지 않은 경우에는 3.7~5.3GHz의 일부대역에서만 整合特性을 얻었다. 傳送損失은 中心周波數에서 0.7dB로 나타났는데, 線路의 自体損失이 0.2dB/λ 정도 이므로 2λ에 해당하는 0.4dB를 뺀 0.3dB를 blun 自体의 變換損失로 보는 것이 타당하다. 양쪽 出力의 位相差는 中心周波數에서 完全한 180°의 差를 보

이며 周波數가 변화함에 따라 linear하게 변하는데 整合帶域内에서 최대 ±5°까지 벗어났다.

5. 結 論

마이크로스트립線路和 슬롯트線路를 結合시켜 平面形 廣帶域 balun을 C-band 内(3.5~7.0GHz)에서 具

現하였다. 이는 Laughlin이 제시했던 balun보다도 2 배나 높은 周波數帶域에서 훨씬 우수한 整合特性을 보인 것이다. 다만 제작에 使用한 기관재질의 誘電率이 方向性을 갖고 있으므로서 精確한 有效誘電率을 找지 못한 結果로 中心周波數가 5% 정도 높아진 特性을 얻었다. 특히, 각 線路의 精確한 特性임피던스와 波長을 알 수 있으면 보다 높은 周波數帶域에서도 同一한 特性을 기대할 수 있다고 본다.

끝으로 측정장치의 이용에 많은 도움을 준 忠南大學校 電子科 교수님께 깊은 감사의 뜻을 전합니다.

參 考 文 獻

1. H. R. Phelan, "A Wide-Band Parallel-Connected Balun," IEEE trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-18, No. 5, pp. 259-263, 1970.
2. F. C. de Ronde, "A New Class of Microstrip Directional Couplers," IEEE G-MTT Internat. Microwave Symposium Digest, 1970.
3. J. H. Cloete, "Exact Design of the Marchand Balun," 9th European Microwave Conference, 1979.
4. R. Basset, "Three Balun Designs for Push-Pull Amplifiers," Microwaves, Vol. 19, No. 7, pp. 47-52, 1980.
5. G. J. Laughlin, "A New Impedance-Matched Wide-Band Balun and Magic Tee," IEEE trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, No. 3, pp. 135-141, 1976.
6. 張益侏, 金鎮憲, "새로운형의 마이크로스트립 매직티에 관한 연구," 大韓電子工學會誌, 第17卷 第3號, pp. 36-43, 1980.
7. R. E. Collin, Foundation for Microwave Engineering. New York: McGraw-Hill, Inc., 1966, pp. 224-227.
8. H. A. Wheeler, "Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane," IEEE trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-25, No. 8, pp. 631-647, 1977.
9. R. Garg and K. C. Gupta, "Expressions for Wavelength and Impedance of a Slotline," IEEE trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, No. 8, p. 532, 1976.
10. P. Silverster and P. Benedek, "Equivalent Capacitances of Microstrip Open Circuits," IEEE trans. Microwave Theory tech., Vol. MTT-20, No. 8, pp. 511-516, 1972.
11. J. B. Knorr and J. Saenz, "End Effect in a Shorted Slot," IEEE trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-21, No. 9, pp. 579-580, 1973.
12. D. Chambers, S. B. Cohn, E. G. Cristal, and L. Young, "Microwave Active Network Synthesis," Stanford Research Institute Semi-annual Report, Contract DAAB 07-C-0044, 1970.

