

論文97-34D-9-1

반사형 저위상 변화 감쇠기의 설계

(Design of reflection type Low Phase Shift Attenuator)

姜 敦 秀 * , 姜 元 泰 * , 張 益 淳 *

(Min Soo Kang, Won Tae Kang, and Ik Soo Chang)

요 약

기존의 투과형 위상 변화 감쇠기는 출력단의 반사 특성이 좋지 않으며 전류로 제어되는 방식이므로 전류 제한에 의해 가변 범위가 감소한다. 본 논문에서는 이를 개선하기 위한 새로운 형태의 반사형 저위상 변화 감쇠기를 설계, 제작하여 그 특성을 측정하였다. 측정 결과 중심 주파수 1855MHz에서 감쇠량이 30 dB, 위상 변화가 3 이내, 입출력단의 반사 특성이 -17 dB 이하를 얻었으며, 동일 조건에서 측정한 투과형 위상 변화 감쇠기의 특성과 비교하여 성능이 개선됨을 확인하였다.

Abstract

A transmission type phase shift attenuator has a poor reflection characteristics at an output port. And that is controlled by the current, its dynamic range decreases due to the current limitation. In this paper, to avoid such disadvantages, a reflection type low phase shift attenuator has been designed and measured. As a result, at a center frequency(1855MHz), the reflection type low phase shift attenuator has an attenuation of 30dB, within the limit of 3 phase shift and less than -17dB reflection characteristics at both input and output ports. And it demonstrates the performance of the reflection type low phase shift attenuator is better than the transmission type phase shift attenuator with the same measurement specifications.

I. 서 론

이동통신 기지국 송신단에 사용되는 주요회로로는 대전력 증폭기 (High Power Amplifier) 와 함께 쓰이는 선형화기 (Linearizer)가 있으며, 이의 구성소자 중 가변감쇠기는 중요한 제어회로 중의 하나이며 또한 자동 이득 조정 (Automatic Gain Control) 시스템에 널리 사용된다.

감쇠기는 전기적으로 제어가 가능한 저항 성분을 갖고 있는 PIN 다이오드와 GaAs MESFET 이 그 소자로 사용되며^[1], 본 논문에서는 PIN 다이오드를 사용

하였다.

RF 신호는 크기정보와 위상정보의 2 가지 정보를 가지고 있으며, 가변감쇠기는 다음과 같은 구조적인 문제로 감쇠량이 변함에 따라 위상정보의 왜곡을 초래한다. 즉, 일반적인 감쇠기는 그림1. 과 같이 표현할 수 있으며,

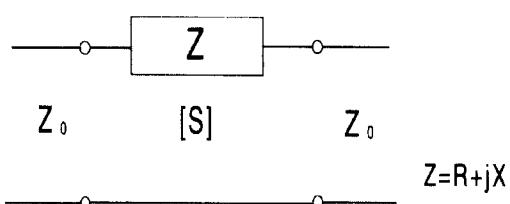


그림 1. 일반적인 감쇠기의 등가회로

Fig. 1. The equivalent circuit of attenuator.

그림 1과 같은 구조에서 직렬 임피던스 Z 의 $S-$

* 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Engineering, Graduate School of Sogang University)

接受日字: 1997年3月12日, 수정완료일: 1997年8月19日

parameter는 다음과 같다.

$$[s] = \begin{bmatrix} \frac{Z}{Z+2Z_0} & \frac{2Z_0}{Z+2Z_0} \\ \frac{2Z_0}{Z+2Z_0} & \frac{Z}{Z+2Z_0} \end{bmatrix} \quad (1)$$

이 때 감쇠량 [α]은 다음식과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \alpha &= 20 \log |\frac{1}{S_{21}}| = 20 \log |1 + \frac{R+jX}{2Z_0}| \\ &= 10 \log [(1 + \frac{R}{2Z_0})^2 + (\frac{X}{2Z_0})^2] \end{aligned} \quad (2)$$

일반적인 감쇠기의 경우 S_{21} 의 위상을 살펴보면 다음과 같다.

$$S_{21} = |S_{21}| e^{j\varphi} = \frac{2Z_0}{(Z+2Z_0)} \quad (3)$$

$$\rightarrow \varphi = \tan^{-1} \frac{-X}{R+2Z_0} \quad (4)$$

즉, 식 (4)로부터 φ 는 R 의 함수이므로 감쇠량이 변함에 따라 위상 특성이 변화함을 알 수 있다. 이를 해결하기 위해 Stewart Walker는 PIN 다이오드를 이용하여 투과형의 구조를 제안하였다^[3]. 그림 2는 Stewart Walker가 제안한 구조에서 변형된 형태로 감쇠량을 증가시키기 위해서 다이오드를 추가로 직렬 연결하였다^[4].

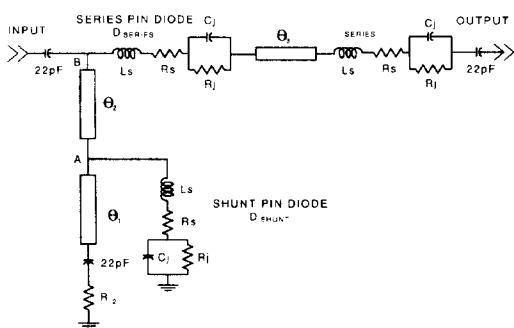


그림 2. 투과형 저위상 변화 감쇠기

Fig. 2. Transmission type low phase shift attenuator.

이 회로에서 직렬로 연결된 PIN 다이오드는 감쇠기로써 동작하며 병렬로 연결된 PIN 다이오드는 위상 변화 보상 회로이다. 그 동작 원리를 살펴보면, 우선 PIN 다이오드의 진성영역(Intrinsic layer)의 저항은 다음 식과 같은 특성을 갖고 있다^[1].

$$R = \frac{W^2}{(2 \mu_{ap} \tau I_0)}$$

$$\left. \begin{array}{l} W: \text{the width of } i-\text{layer} \\ \mu_{ap}: \text{ambipolar mobility} \\ \tau: \text{carrier lifetime} \\ I_0: \text{dc bias current} \end{array} \right] \quad (5)$$

식 (5)에서 알 수 있듯이 그림 2에 바이어스를 걸어주면 I_0 가 증가하여 $R_j=0$ 에 가깝게 된다. 이 때 감쇠량은 최소가 되며 병렬로 연결된 PIN diode의 R_j 도 0Ω 이 된다. 따라서 A 점은 단락이 되며 B 점에서 병렬로 연결된 스터브는 단지 전기적 길이가 θ_2 인 단락 스터브 만을 감지하게 되므로 R_2 에 의한 감쇠는 없게 된다. 반대로 바이어스를 바꾸어 I_0 를 줄이게 되면 R_j 의 값이 증가하여 이제는 B 점에서 병렬로 연결된 스터브 회로가 전체 회로에 영향을 주게 된다. 이때 $R_j=0$ 일 때 전체 시스템의 위상을 $\varphi_{R_j=0}$ 이라 하고 $R_j=\text{Max}$ 일 경우의 위상을 $\varphi_{R_j=\text{Max}}$ 라 할 때 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 와 R_j 를 임의로 조정하여 $\varphi_{R_j=0} = \varphi_{R_j=\text{Max}}$ 가 되도록 할 수 있다면 시스템의 감쇠 특성이 바뀌어도 위상 변화는 일어나지 않는다고 볼 수 있다. 본 논문에서 실험한 변수들의 값은 $R_2=15\Omega$, $\theta_1=15^\circ$, $\theta_2=16.46^\circ$, $\theta_3=14.28^\circ$ 이다.

II. 반사형 감쇠기 설계

앞에서 설명한 투과형 저위상 변화 감쇠기의 단점은 첫째, 출력단의 반사계수인 S_{22} 가 좋지 않다는 것이다. 둘째, 전류로 제어되는 감쇠기이므로 제어를 담당하는 제어회로의 출력 전류량이 제한되어 있을 경우 감쇠량이 줄어들어 자동 이득 제어 회로(AGC)의 가변 범위가 감소한다는 점이다. 이를 보완하기 위해 다음과 같은 새로운 구조의 반사형 감쇠기를 구성하였다.

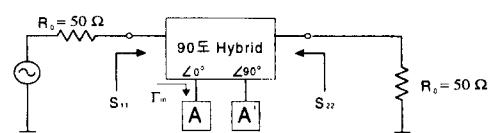


그림 3. 반사형 감쇠기

Fig. 3. Reflection type attenuator.

그림 3은 기존의 투과형의 감쇠기와는 달리 반사

(Reflection) 특성을 이용한 감쇠기이다. 90° 하이브리드를 이용하였기 때문에 A와 A'의 특성이 동일할 경우 좋은 정합 특성을 나타내며 대칭적인 구조를 갖고 있으므로 S_{22} 도 같은 특성을 갖게 된다.

반사형 감쇠기의 동작 원리를 살펴보자. 그림 3에서 이 $Z_{in}=50\Omega$ 될 경우 입사 된 RF신호는 모두 A에서 소모되므로 고립 포트인 부하쪽으로는 RF신호가 전달되지 않게 된다. 따라서 감쇠량은 최대가 된다. 반대로 $Z_{in}=0\Omega$ 또는 최대가 되면 A에서는 전반사가 일어나 입사 된 RF신호는 모두 부하쪽으로 전달된다. 이 경우 감쇠량은 0dB이다.

이를 수식적으로 살펴보자. A의 회로가 그림 3과 같이 가변 저항 R_j 와 직렬 저항 R_s , 기생 L_s , C_j 로 이루어진 PIN 다이오드라 하면, 이때의 Z_{in} 은 다음과 같이 표현된다.

$$Z_{in} = R_s + jwL_s + \frac{1}{\frac{1}{R_j} + jwC_j} = R_s + jwL_s + \frac{R_j}{1 + jwR_jC_j} \quad (6)$$

$$= \left(\frac{R_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} \right) + j \left(wL_s - \frac{wR_j^2 C_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} \right) \quad (7)$$

반사 계수는 정의로부터 다음식과 같다.

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (8)$$

$$|\Gamma_{in}| = \sqrt{\frac{\left(\frac{R_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} + R_s - Z_0 \right)^2 + \left(wL_s - \frac{wR_j^2 C_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} \right)^2}{\left(\frac{R_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} + R_s + Z_0 \right)^2 + \left(wL_s - \frac{wR_j^2 C_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} \right)^2}} \quad (9)$$

저항 R_j 의 변화에 따른 반사 계수의 절대값의 변화를 구해보면 그림 4와 같다. 그림 4에서 알 수 있듯이 $Z_{in}=50\Omega$ 근방에서 반사는 최소가 되며 시스템 전체의 감쇠량은 최대가 된다. 반대로 $Z_{in}=0\Omega$ 또는 최대일 때 반사량은 최대가 되어 신호는 손실 없이 부하쪽으로 전달되게 된다. 반사형 감쇠기의 감쇠 특성은 PIN 다이오드의 R_j 를 변화시켜줌으로써 가능했다. 그림 4에서 알 수 있듯이 R_j 의 변화량은 감쇠 특성에 따라 두 구간으로 나뉠 수 있다. 하나는 $0\Omega \sim 50\Omega$ 부근 또 하나는 $50\Omega \sim$ 최대 구간이다. R_j 의 제어는 바이어스 전류를 변화시켜줌으로써 가능한데 저항이 작아질 수록 바이어스 전류가 커져야 하므로 앞서 설명한 전류 제한(current limitation)을 피하려면 R_j 가 $50\Omega \sim$ 최

대 구간에서 동작하도록 설계하는 것이 바람직하다.

그림 4는 중심주파수 $F = 1855MHz$ 에서 $Z_0 = 50\Omega$, $L_s = 1.748 nH$, $C_j = 0.2034 pF$, $R_s = 3.342\Omega$ 일 때 PIN 다이오드의 저항값(R_j) 변화에 따른 반사 계수 크기특성을 구한 것이다. 이때 R_j 값이 C_j , L_s 값에 비해 변화량이 크므로 C_j , L_s 값은 일정하다고 가정하였다.

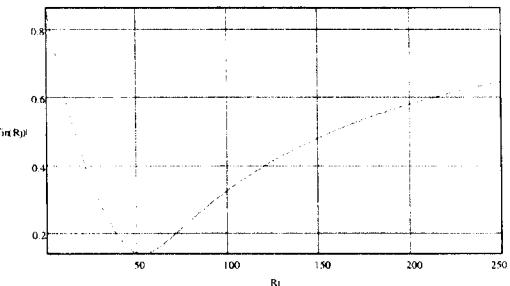


그림 4. PIN 다이오드의 저항값(R_j) 변화에 따른 반사 계수 크기특성

Fig. 4. The magnitude characteristics of for the variance of R_j .

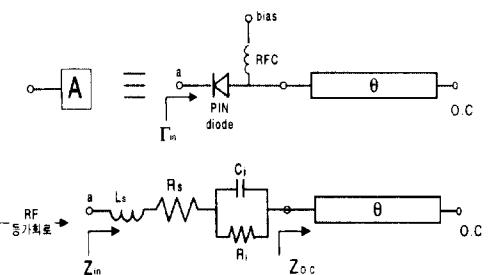


그림 5. 개방 스타브를 이용한 위상 보상 회로

Fig. 5. The phase compensation circuit with open stub.

이때 반사형 감쇠기의 위상 특성은 다음과 같다.

$$\varphi = \angle \Gamma_{in} = \tan^{-1} \left[\frac{wL_s - \frac{wR_j^2 C_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2}}{R_s - Z_0 + \frac{R_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2}} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{wL_s - \frac{wR_j^2 C_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2}}{R_s + Z_0 + \frac{R_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2}} \right] \quad (10)$$

식(10)에서 알 수 있듯이 R_j 가 변화함에 따라 위상 특성이 바뀐다. 이는 PIN 다이오드의 기생 성분인 C_j , L_s 에 의한 것이라 볼 수 있다. 만약 C_j , L_s 에 의해 발생되는 성분을 보상할 수 있다면 R_j 가 변하더라도 위

상 특성에는 변화가 없게 될 것이다. 다음과 같이 개방 스터브를 보상회로로 이용하여 이를 구현해 보았다.

이 경우

$$\begin{aligned} Z_{O.C} &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \quad (\Leftarrow Z_L = \infty) \\ &= \frac{Z_0}{j \tan \theta} \end{aligned} \quad (11)$$

이므로 식 (11)을 그림 5의 Z_{in} 에 적용하면 다음식과 같아 표시된다.

$$\begin{aligned} Z_{in} &= R_s + jwL_s + \frac{1}{R_j + jwC_j} + Z_{O.C} \\ &= R_s + \frac{R_j}{1 + jwR_j C_j} + j(wL_s - \frac{Z_0}{\tan \theta}) \end{aligned} \quad (12)$$

반사 계수 $\Gamma_{in} = |I_{in}| e^{j\varphi} = (Z_{in} - Z_o) / (Z_{in} + Z_o)$

이므로

$$\begin{aligned} \varphi &= \tan^{-1} \left[\frac{wL_s - \frac{wR_j^2 C_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} - \frac{Z_0}{\tan \theta}}{R_s - Z_0 + \frac{R_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2}} \right] \\ &\quad - \tan^{-1} \left[\frac{wL_s - \frac{wR_j^2 C_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2} - \frac{Z_0}{\tan \theta}}{R_s + Z_0 + \frac{R_j}{1 + w^2 R_j^2 C_j^2}} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

가 된다.

$R_j=50\Omega$ 일 때 전체 시스템의 위상을 $\varphi_{R_j=50}$ 이라 하고 $R_j=\text{Max}$ 일 경우의 위상을 $\varphi_{R_j=\text{Max}}$ 라 하자. φ 가 θ 의 함수이므로 θ 값을 조정하여 $\varphi_{R_j=0} \neq \varphi_{R_j=\text{Max}}$ 가 되도록 한다면 위상의 변화없이 감쇠량이 변화하는 감쇠기를 구현할 수 있다.

III. 실험 및 결과

그림 6은 PIN 다이오드를 이용한 저위상 변화 감쇠기의 회로도이다. 다이오드는 Hewlett Packard사의 HSMP-4810 PIN 다이오드를 사용하였다. 다이오드의 등가회로는 DeLoach method^[5]를 이용하여 구했다. 추출 파라미터값은 $C_j=0.2034 \text{ pF}$, $L_s=1.748 \text{ nH}$, $R_s=3.342 \Omega$ 이다.

이) 다이오드의 파라미터를 이용하여 MATHCAD에 의해 구한 개방 스터브의 전기적 길이는 73.1° 였으며, 그 때의 Simulation 결과를 그림 7에 보였다.

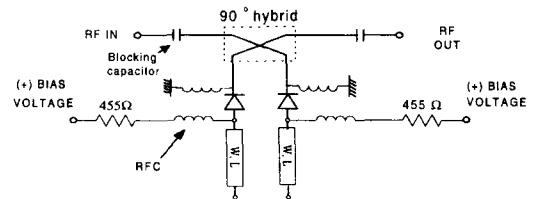


그림 6. 반사형 구조의 저위상 변화 감쇠기

Fig. 6. Reflection type low phase shift attenuator.

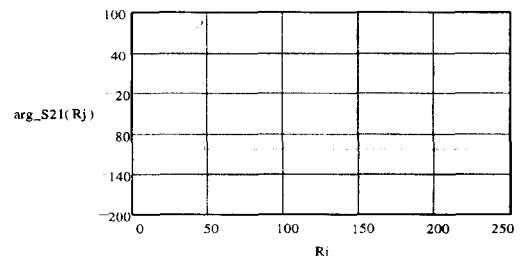


그림 7. 개방 스터브의 전기적길이 (θ)가 73.1° 일 때 R_j 의 변화에 따른 S_{21} 의 위상 변화

Fig. 7. The phase variance of S_{21} for R_j variance at the electrical length of open-stub is 73.1° .

실제 실험에서 사용 기판은 Taconic사의 Teflon 기판인 TLC-32를 사용하였으며, 유전율 $\epsilon_r = 3.20$ 이다. 중심 주파수는 1855MHz이며, 그림6.에서 개방 스터브의 길이 L은 21.4mm, 두께 W는 1.85mm이다. 90° 하이브리드는 광대역 특성을 지닌 Sage사의 모델명 BJC2 type으로, 길이는 19.5mm이다. 저위상 변화 감쇠기의 전기적 특성은 그림 8과 같다.

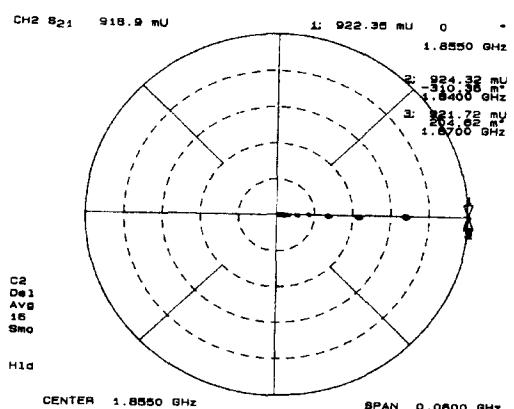


그림 8. 저위상 감쇠기의 전기적 특성

Fig. 8. The electrical characteristics of low phase shift attenuator.

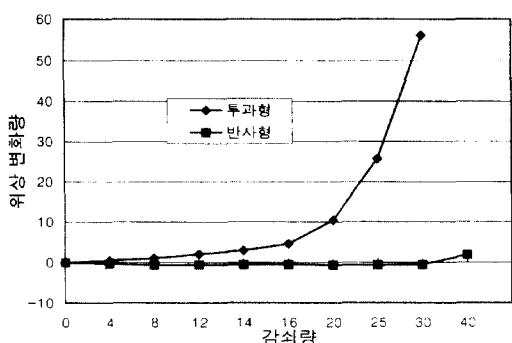


그림 9. 투과형과 반사형의 위상변화 비교
Fig. 9. The phase variance comparison of transmission and reflection type.

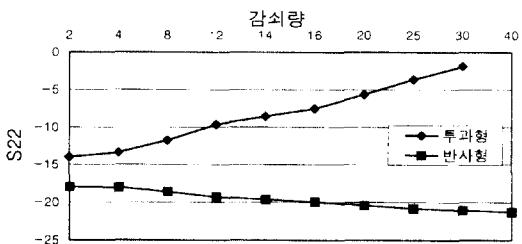


그림 10. 투과형과 반사형의 S_{22} 비교
Fig. 10. The S_{22} comparison of transmission and reflection type.

IV. 결 론

본 논문에서는 기존의 투과형 저위상 변화 감쇠기의 단점을 개선하기 위해서 새로운 형태인 반사형 저위상 변화 감쇠기를 제안 하였다. 그리고 감쇠량이 30dB까지 위상이 3° 이내에서 변화하고 입력 단자와 출력단자 모두 반사특성이 17dB 이상 나오는 반사형 저위상 변화 감쇠기를 설계, 제작하였다.

기존의 투과형 감쇠기는 전류가 수십mA 까지 흐르게 되므로 AGC 회로에 사용할 경우 감쇠를 조절하는 제어기의 출력 전류량이 작을 때 감쇠기의 Dynamic range 가 줄어들고 출력단의 반사 특성이 나쁘다는 단점을 가지고 있었다. 본 논문에서 제안한 반사형 감

쇠기는 다이오드가 높은 저항으로 동작하게 하므로써 전류 제한 문제를 해결할 수 있고 출력단의 반사특성 또한 90° 하이브리드를 이용한 반사형 구조를 사용하여 해결할 수 있었다.

논문에서 MATHCAD를 이용하여 단락 스터브의 길이를 계산하였는데 단락 스터브의 전기적 길이는 73.1° 였다. 실험에서 사용한 스터브의 전기적 길이는 76.34° 로 약 3° 정도의 오차를 보였다. 이 오차의 원인은 Deloach method를 이용해서 다이오드 파라미터를 추출할 때 간략화된 다이오드 모델을 이용하였기 때문에 발생하는 오차와 다이오드에 순방향 바이어스가 인가될 때 파라미터 값의 변화를 무시하고 제로 바이어스를 인가했을 때의 파라미터값을 그대로 이용하여 계산하므로서 만들어지는 오차 등으로 생각할 수 있다. 이런 오차를 줄이기 위해서는 다이오드의 파라미터 추출에 대한 연구가 병행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Inder Bahl, Prakash Bhartia, Microwave solid state circuit design, wiley New York, p. 667-670, 1988
- [2] Kai chang , Microwave solid-state circuits and Applications, wiley New York, p. 86-90, 1994
- [3] Stewart walker, "A low phase shift attenuator", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. vol. 42 no. 2, pp 182-185, Feb. 1994
- [4] 정용채, "혼변조 신호의 개별차수 조정 Predistortion 선형화기 설계", 서강대학교 박사학위논문, 1995.
- [5] B. C. Deloach, "A New technique to characterize diodes and an 800-Gc cutoff frequency varactor at zero volt bias", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. vol. 12 pp 15-20, 1964

저자소개



姜旼秀(正會員)

1970년 12월 26일생. 1996년 2월 서강대학교 전자공학과 학사. 1996년 3월 ~ 현재 서강대학교 전자공학과 석사과정



姜元泰(正會員)

1958년 3월 3일생. 1995년 8월 ~ 현재 서강대학교 전자공학과 박사과정. 1982년 2월 ~ 1988년 1월 LG 정보통신(주). 1988년 2월 ~ 현재 한국통신기술

張益洙(正會員) 第31卷 A編 第5號 參照
현재 서강대학교 전자공학과 교수