論文98-35D-11-4

벡터 감쇠기의 설계

(Design of Vector Attenuator)

鄭 龍 采 *, 張 益 洙 **

(Yong Chae Jeong and Ik Soo Chang)

요 약

감쇠기와 위상 변환기로 구성된 진폭/위상 조정 회로는 위상/이득 상호 결합 현상을 일으켜서 최적 동작점을 찾는데에는 많은 조정 시간이 필요하다. 본 논문에서는 입력신호의 진폭과 위상을 제어하여 출력하는 벡터 감쇠기를 설계하였다. 종전의 벡터 감쇠기는 감쇠기의 위상 변화 특성을 무시하였으나, 본 논문의 벡터 감쇠기는 감쇠기의 위상 변화 특성을 보상하였다. 이 벡터 감쇠기는 $0^{o}/180^{o}$ 위상 변환기, 저위상 변화 감쇠기등으로 이루어지는데, $0^{o}/180^{o}$ 위상 변환기는 중심주파수 881MHz에서 $0^{o}/179.9^{o}$ 위상 변환 특성을 얻었고, 저위상 변화 감쇠기는 감쇠량이 25dB일 때 위상 변화가 3.6^{o} 이내, 입출력 반사 특성이 -20dB이하를 얻었다. 구현된 벡터 감쇠기는 출력 신호 공간의 직교 좌표 평면을 정확히 표현할 수 있음을 확인하였다.

Abstract

Magnitude/phase controlling circuit which is composed of attenuator and phase shifter make phase/gain cross-coupling, so too much tuning time is needed to find optimum operation point. In this paper, vector attenuator which control magnitude and phase of input signals is proposed. Vector attenuator in past ignores phase variation characteristics of attenuator, but vector attenuator of this paper compensates phase variation characteristics of attenuator. This vector attenuator consists of $0^{o}/180^{o}$ phase shifter and low phase shifting attenuator and so forth. A $0^{o}/180^{o}$ phase shifter has $0^{o}/179.9^{o}$ phase shifting characteristics at a center frequency 881 MHz and a low phase shifting attenuator has an attenuation of 25dB, within the limit of 3.6^{o} phase shift and less than -20dB reflection characterisitics at both input and output ports. The designed vector attnuator shows that cartesian coordinate plane of output signal space can be represented correctly.

Ⅰ. 서 론

오늘날 인간은 항상 통신을 하면서 영위하고 있다고 해도 과언이 아니다. 가정과 사무실의 전화나 거리의 공중전화, 그리고 휴대폰을 가지고 국내는 물론 케이블과 통신위성을 통하여 세계의 어디든지, 누구와도 쉽게 통신을 할 수 있다. 이러한 통신이 효율적으로 운용되기 위해서는 주파수 자원의 효율적인 관리가 필요하며 그중에 하나가 송신전력을 적절히 제어하는 것이다.

최근 각광을 받고 있는 이동통신의 경우 주파수 자원의 효율적인 사용을 위해 QPSK 변조 방식을 사용하게 되었고, 이 변조 방식은 기지국 송신단에 매우 높은 선형성이 유지되는 대전력 증폭기(High Power

* 正會員, 全北大學校 情報通信工學科
(Dept. of Information and Communication Engineering Chonbuk National Univ.)
** 正會員, 西江大學校 電子工學科
(Dep. of Electronic Engineering Sogang Univ.)
※ 이 논문은 1998년도 전북대학교의 지원 연구비에 의하여 연구되었음
接受日字:1998年8月10日, 수정완료일:1998年10月22日

Amplifier)를 필요하게 되었다[1]. 현재 이동 통신 기지국 송신 증폭기의 경우 비선형 특성을 갖는 증폭기에 선형성을 보장해주는 선형화기(Linearizer)를 부착하여 구현하는데, 이 선형화기의 주요 제어 회로에는 감쇠기(attenuator)와 위상 변환기(phase shifter)가 있다. 이 감쇠기와 위상 변환기를 이용하여 혼변조 왜곡(Intermodulation distortion) 신호 성분들을 추출하거나, 추출된 왜곡 신호 성분들의 진폭과 위상을 제어함으로써 증폭기의 최종 출력단에서 왜곡 성분들이 억제되어 출력되도록 할 수 있다.

감쇠기는 전기적으로 제어가 가능한 저항 성분을 갖고있는 PIN 다이오드나 GaAs MESFET등이 그 소자로 사용되는데 사용의 용이성을 갖는 PIN 다이오드를 사용하는 것이 일반적이다. MESFET으로 감쇠기를 제작할 경우 FET로 T형 또는 Pi형 저항성 Pad를 구현하고 각 FET의 게이트 전압을 조정함으로써 신호 감쇠 특성을 얻을 수 있다. MESFET 감쇠기는 PIN 감쇠기보다 더 큰 전력을 인가할 수 있다는 장점이 있으나 감쇠를 얻기 위한 제어단자의 수가 더 많아지는 단점이 있다. 감쇠기를 선형화기에 적용할 경우 감쇠기 입출력 단자간에 충분히 큰 선형성이 보장하기 위해 감쇠기에 인가되는 전력을 충분히 작게 하므로 PIN 감쇠기의 동작 전력 능력은 큰 문제가 되지 않는다. 그림 1은 반사형 구조를 이용한 PIN 다이오드 감쇠기 회로 및 등가회로를 나타낸 것으로 바이어스 전류에 의해 접합 저항(junction resistance : R_j) 값이 달라지므로써 감쇠기의 동작을 하게 된다. 그러나 PIN 다이오드의 경우 R_j 이외에 다른 기생 소자 성분 때문에 신호 레벨 감쇠 동작시에 위상 변화도 동반하는 것이 일반적이다. 그림 2는 Mathcad를 이용하여 중심 주파수 881 MHz에서 Z_O=50 Ω, L_S=1.748 nH, C_j=0.2034 pF, R_S=3.342 Ω 일 때, PIN 다이오드의 접합 저항 변화에 따른 반사 계수의 진폭 및 위상 변화를 simulation 해 본 것이다. R_j=50 Ω에서 최대의 감쇠가 일어나며, R_j 가 0Ω 근처이거나 또는 50Ω 보다 훨씬 큰 값을 갖을 때 반사량이 많아져 감쇠량이 감소하는 것을 알 수 있다. 또한 simulation 결과는 R_j 가 50Ω 일 때와 10Ω 일 때의 위상차를 $\Delta\phi_{50-10\Omega}$ 라고 할 때 $\Delta\Phi_{50-10\Omega}$=95.5°이며, $\Delta\Phi_{50-200\Omega}$=66.58° 임을 보여주고 있다.

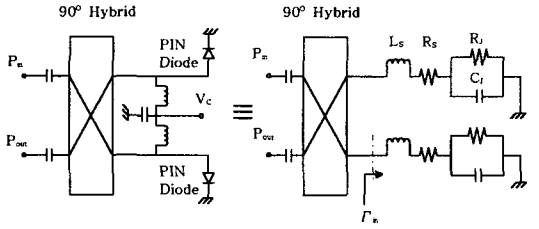
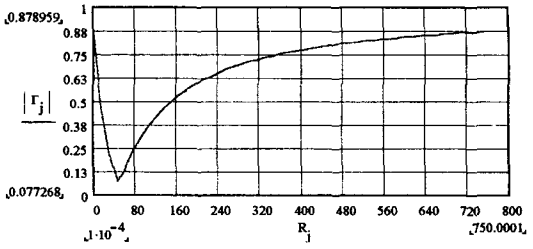
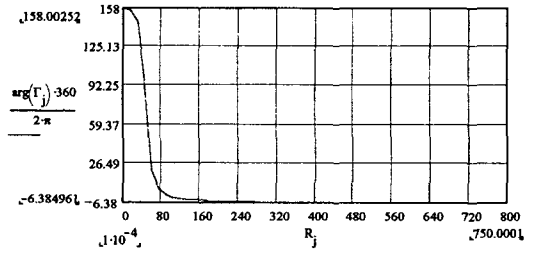


그림 1. 반사형 감쇠기와 등가회로

Fig. 1. Reflection-type attenuator and the equivalent circuit.



(a)



(b)

그림 2. (a) PIN 다이오드의 접합 저항 변화에 따른 반사계수 진폭 변화 특성 (b) PIN 다이오드의 접합 저항 변화에 따른 반사계수 위상 변화 특성

Fig. 2. (a) The magnitude variation characteristics of reflection coefficient for the variation of junction resistance in PIN diode (b) The phase variation characteristics of reflection coefficient for the variation of junction resistance in PIN diode.

위상 변환기는 varactor 다이오드를 이용하여 구현하는 것이 일반적인데, varactor 다이오드는 인가된 역전압의 크기에 따라 다이오드의 캐패시턴스 값이 변하게 되어 이를 통해 신호의 위상을 변화시키게 된다. 90° 하이브리드와 결합 단자 및 전달 단자에 varactor diode를 연결하여 구현하는 반사형 위상 변환기의 경우 위상 변화량이 120° 내외인 것이 일반적이다. 따라서 360°의 위상 변화량을 얻으려면 3개 이상의 반사형 위상 변환기를 연결하여야 하므로 회로의

부피가 커지며 또한 varactor 다이오드 역시 기생 소자 성분을 가지고 있어서 신호 위상 변환 동작시에 신호 레벨 변화와 군속도의 변화를 동반하는 것이 일반적이다. 그림 4는 반사형 위상 변환기들을 연결하여 360^{O} 위상 변화를 일으킬 때의 삽입 손실 변화를 측정한 것으로, 360^{O}의 위상 변화에 대해 0.47dB의 삽입 손실 변화가 발생됨이 측정되었다. 360^{O}의 위상 변화를 하나의 반사형 위상 변환기로 구현할 수도 있는데 이때는 위상의 변화에 따른 많은 삽입 손실의 변화와 군속도 변화가 문제가 된다[2].

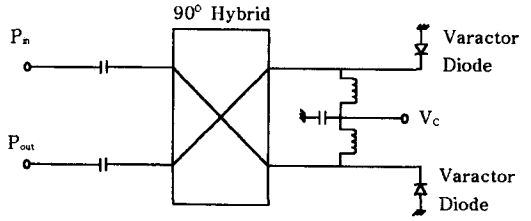


그림 3. 반사형 위상 변환기
Fig. 3. Reflection-type phase shifter.

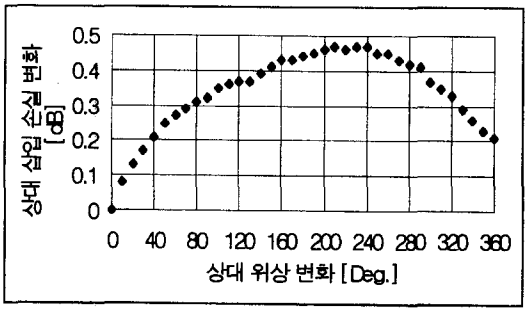


그림 4. 반사형 위상 변환기의 위상 변화에 따른 삽입 손실의 변화 특성
Fig. 4. The insertion loss variation characteristics for phase variation in reflection-type phase shifter.

이러한 감쇠기와 위상 변환기를 함께 사용하여 선형 화기를 구현할 때, 감쇠기의 경우 부차적으로 위상 변화가, 위상 변환기의 경우는 부차적으로 삽입 손실의 변화가 발생하여 서로 영향을 미치는 위상/이득 상호 결합(phase/gain cross-coupling) 현상이 발생하여 최적 신호 진폭 감쇠량 및 위상 변화량을 얻기 위해서는 여러 번 조정해야 하는 조정 소요 시간이 필요하게 되고, 이것은 선형전력증폭기(Linear Power Amplifier:LPA)의 동작 반응 시간을 제한하는 요소로 작용한다.

입력 신호의 진폭과 위상을 감쇠기와 위상 변환기로 제어하여 출력하는 것은 신호 공간 평면(signal space plane)을 극좌표 평면(polar form plane)으로 표현한 것으로 생각할 수 있다. 즉, 출력 신호를 진폭(magnitude)과 위상(phase)으로 표현한 것으로, 기준 입력신호에 대하여 출력 가능한 모든 출력 신호들은 극좌표 평면의 모든 점들로 표현될 수 있다. 이러한 신호 공간 평면은 직교 좌표 평면(cartesian form plane)으로도 표현할 수 있을 것이다. 출력 가능한 모든 출력신호들은 In-phase(X축) 신호 성분과 Quadrature-phase(Y축) 신호 성분으로 분리하여 표현할 수 있다.

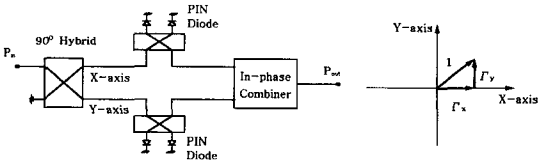


그림 5. Silverman의 벡터 감쇠기 및 벡터 다이그램
Fig. 5. Vector attenuator proposed by Silverman and vector diagram.

이러한 직교 좌표 평면 개념을 Lawrence Silverman이 도입하여 반사형 감쇠기를 이용한 벡터 감쇠기를 제안하였다[3].

그림 5는 Lawrence Silverman이 제안한 벡터 감쇠기 및 그 벡터 다이그램으로써 그 동작 원리를 살펴보면 입력 신호는 90^{O} 하이브리드에 의해 In-phase (X축) 신호 성분과 Quadrature-phase(Y축) 신호 성분으로 분리된다. In-phase및 Quadrature-phase 성분 신호들은 각각 반사형 감쇠기에 의해 감쇠가 되는데 이 감쇠된 신호는 동위상 합성기에 의해 벡터 합성되어 특정 진폭과 위상을 갖는 출력 신호가 된다. 즉, X축 신호 성분과 Y축 신호 성분의 합성에 의해 특정 출력 신호를 얻게 된다. 그리고 PIN 다이오드 접합 저항의 가변 범위중에서 50~∞ Ω 범위를 이용할 경우에는 직교 좌표계의 1사분면을 이용하게 되지만, 0~50 Ω 범위를 이용하게 되면 직교 좌표계의 2, 3, 4사분면도 이용할 수 있게 된다. 따라서 X축 신호 성분과 Y축 신호 성분에 대한 감쇠기의 감쇠량에 의해 최종 신호 출력의 진폭과 위상이 결정되며 감쇠기에 있는 PIN 다이오드의 접합 저항 범위를 조절함으로써 360^{O}의 위상 변화도 얻을 수 있게 된다.

Ⅱ. 벡터 감쇠기의 설계

Lawrence Silverman이 제안한 벡터감쇠기의 경우 반사형 감쇠기에 사용된 PIN 다이오드 접합 저항의 이용 범위가 0 ~ Max Ω 이고, 따라서 그림 2에서 지적한 바와 같이 다이오드의 기생성분에 따른 위상변화로 그림 5와 같은 직교 좌표 평면을 정확히 4등분할 수 없다는 문제가 제기되며, 이것은 원하는 진폭 및 위상값을 microproessor로 제어할 경우 정확한 제어에 문제가 있게 된다. 이를 보완하기 위해 그림 6과 같은 벡터 감쇠기를 구성하였다.

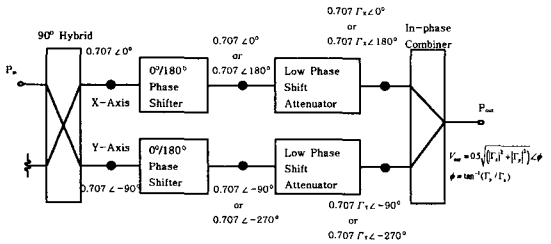


그림 6. 본 논문에서 제안하는 벡터 감쇠기의 회로도
Fig. 6. The proposed vector attenuator.

먼저 벡터 감쇠기의 동작을 살펴보면 입력 신호는 90° 하이브리드에 의해 In-phase(X축) 신호 성분과 Quadrature-phase(Y축) 신호 성분으로 분리된다. In-phase 및 Quadrature-phase 신호 성분들은 각각 0°/180° 위상 변환기에 인가된다. 우선 0°/180° 위상 변환기들이 모두 0° 위상 변환으로 설정되어 있다면 In-phase 및 Quadrature-phase 신호 성분들은 위상 변환이 없이 저위상 변화 감쇠기에 인가되어 각각 신호 레벨의 감쇠가 발생된 후, 각각 동위상 결합기에 인가되고 벡터 합성되어 출력된다. 이때 저위상 변화 감쇠기는 신호 레벨을 감쇠시킬 때 위상의 변화를 최소화시킨 감쇠기이다. 이때 출력 신호의 위상이 직교 좌표계의 1사분면에 위치한다고 가정하면 In-phase 및 Quadrature-phase 신호 성분들이 통과하는 0°/180° 위상변환기의 0° 또는 180° 위상 변환 동작에 따라 나머지 2, 3, 4사분면에 위치하게 조정이 가능할 것이다.

먼저 반사형 0°/180° 위상 변환기의 동작 원리를 살펴보면, 그림 7은 개방 선로를 이용한 0°/180° 위상 변환기의 회로 및 등가회로를 보이고 있다. 정성적으로 설명하면 Rj=Max Ω 일 때 입력 신호는 Rj에 의해 신호의 반사가 일어나지만, Rj=0 Ω일 때는 입력신호는 Rj를 지나 개방 선로의 종단에서 반사가 일어나게 된다. Rj=0 Ω 또는 Max Ω 일 때 반사 신호의 반사량은 같고, 위상은 서로 역위상이어야 한다. 이것을 수식적으로 표현할 때 다이오드의 입력단에서 바라본 입력 임피던스는 다음과 같이 표현된다.

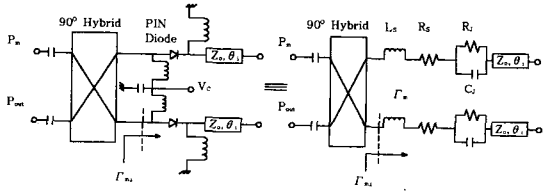


그림 7. 반사형 0°/180° 위상변환기 및 반사형 저위상 변화 감쇠기와 등가회로
Fig. 7. Reflection-type 0°/180° phase shifter and reflection-type low phase shifting attenuator and the equivalent circuit.

$$Z_{in,large} = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{\frac{1}{R_j} + j\omega C_j} + Z_{O.C}\Big|_{R_j = large}$$

$$= R_s + \frac{R_j}{1 + j\omega R_j C_j} + j(\omega L_s - Z_O \cot\theta_1)\Big|_{R_j = large}$$

$$Z_{in,small} = R_s + \frac{R_j}{1 + j\omega R_j C_j} + j(\omega L_s - Z_O \cot\theta_1)\Big|_{R_j = small}$$

반사 계수는 정의로부터 다음과 같다.

$$\Gamma_{in,j} = |\Gamma_{in,j}| e^{j\varphi_j} = \frac{Z_{in,j} - Z_O}{Z_{in,j} + Z_O}\Big|_{j = large\ or\ small}$$

$$= \frac{R_s - Z_O + \frac{R_j}{1+(\omega R_j C_j)^2} + j\left(\omega L_s - Z_o\cot\theta_i - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1+(\omega R_j C_j)^2}\right)}{R_s - Z_O + \frac{R_j}{1+(\omega R_j C_j)^2} + j\left(\omega L_s - Z_o\cot\theta_i - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1+(\omega R_j C_j)^2}\right)}\Bigg|_{R_j = large\ or\ small}$$

$$\varphi_j = \tan^{-1}\left[\frac{\omega L_s Z_O\cot\theta_i - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1+(\Omega R_j C_j)^2}}{R_s - Z_O + \frac{R_j}{1+(\Omega R_j C_j)^2}}\right] - \tan^{-1}\left[\frac{\omega L_s - Z_O\cot\theta_i - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1+(\omega R_j C_j)^2}}{R_s + Z_O + \frac{R_j}{1+(\omega R_j C_j)^2}}\right]\Bigg|_{R_j large\ or\ small}$$

따라서 0°/180° 위상 변환의 정의에 의해 다음 식을 만족하는 전기각 θ_1을 유도하면 된다.

$$F_1(\theta_1) = \Gamma_{in,large} - \Gamma_{in,small} \approx 0$$

이제 반사형 가변 감쇠기의 동작 원리를 살펴보면 반사형 가변 감쇠기의 회로도도 그림 7의 개방 선로를 이용한 0°/180° 위상 변환기의 회로와 동일하다. 다만 0°/180° 위상 변환기의 경우 반사 신호의 반사량은 같고 위상만 역위상이지만, 가변 감쇠기의 경우 Rj=50

Ω 근처에서는 반사량이 최소이고 따라서 감쇠량이 최대인 반면에, R_j=0 Ω 근처 또는 R_j 이 매우 큰 저항값을 가질때 반사량이 최대이고 따라서 감쇠량이 최소가 된다. 저위상 변화 감쇠기의 경우 R_j=50 Ω 일 때 반사 신호의 위상과 R_j=0 Ω 또는 Max Ω 일 때 반사 신호 위상이 같게 된다면 신호 감쇠의 특성을 얻으면서 위상 변화 특성을 최소화할 수 있게 된다. R_j=50 Ω 일 때의 감쇠기에 의한 반사 신호의 위상을 $\varphi_{Rj=50}$ 이라 하고, R_j=Max 일 때의 위상을 $\varphi_{Rj=Max}$ 이라 하면

$$F_2(\theta_2) = \varphi_{R_j=50} - \varphi_{R_j=Max} \approx 0$$

을 만족하는 전기각 θ_2를 구하게 됨으로써 저위상 변화 감쇠기를 구현할 수 있게 된다[4].

Ⅲ. 실험 및 결과

벡터 감쇠기에 사용된 PIN 다이오드는 HP사의 HSMP-4810이다. Deloach Method를 이용하여 다이오드의 등가회로를 추출하였는데 추출 파라미터값은 R_S=3.342 Ω, L_S=1.748 nH, C_j=0.2034 pF 이다[5]. 이 다이오드 파라미터를 이용하여 동작주파수 881MHz에서 $0^O/180^O$ 위상 변환기 및 저위상 변화 감쇠기를 구현하기 위한 개방 선로의 전기각들을 Mathcad를 통해 구하였는데 θ_1=82.2°, θ_2=81.7°을 얻을 수 있었다.

가변 감쇠기에 사용된 PIN 다이오드의 접합 저항 범위는 50~Max Ω으로 설정하였다. 왜냐하면 그림 2에서 나타났듯이 접합 저항 범위가 0~50 Ω 일 때보다 50~Max Ω에서의 상대적인 위상 변화량이 더 작았고, 더 작은 바이어스 전류로 접합 저항의 제어가 가능하기 때문이다. 사용된 PCB는 ε_r=4.3, h=0.8mm인 Epoxy 기판을 사용하였다. $0^O/180^O$ 위상변환기 및 저위상 변화 감쇠기에 사용된 90° 하이브리드는 RF Power사의 S03A888N1이며 동위상 결합기는 Wilkinson combiner로 구현하였다.

그림 8은 측정된 $0^O/180^O$ 위상 변환기의 위상 변화 특성을 보이고 있는데 869~894MHz 대역에서 상대 위상 변환 특성이 179.9±1.4° 임을 보이고 있다. 이 때 구현된 전기각 θ_1은 86.4°이다. 그림 9는 가변 감쇠기의 감쇠량에 따른 위상 변화량을 표현한 것으로 감쇠량이 25dB에 대하여 3.6° 변화 특성을 얻었다. 이때 구현된 전기각 θ_2는 84.4°이다.

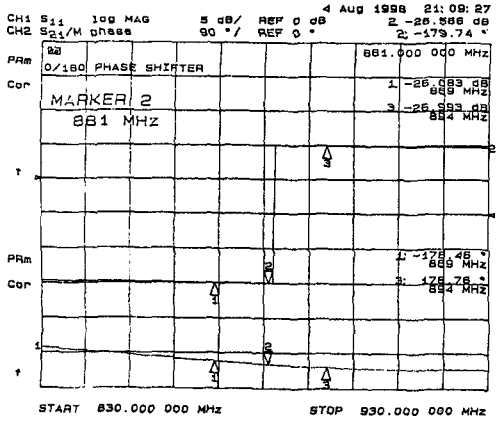


그림 8. 반사형 $0^O/180^O$ 위상변환기의 측정결과
Fig. 8. The measurement result of reflection-type $0^O/180^O$ phase shifter.

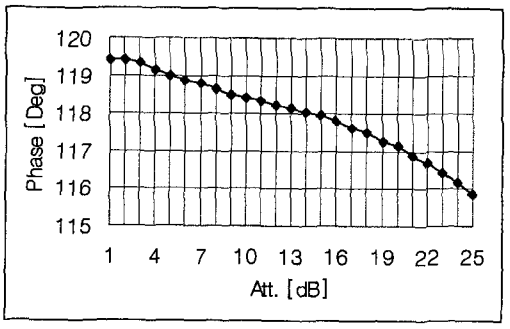


그림 9. 반사형 감쇠기의 감쇠에 따른 위상변화 특성
Fig. 9. The phase variation characteristics for the attenuation of reflection-type attenuator.

정합을 위한 정합선로 전기각의 이론값과 실제값의 차이는 사용된 PCB를 범용으로 사용되는 Epoxy 기판으로 사용함에 따른 유전율의 오차값과 각 다이오드의 특성차에 기인된다. 그림 10은 가변 감쇠기들을 이용하여 In-phase 신호 성분과 Quadrature 신호 성분 감쇠를 -1, -5, -10, -15, -20dB 시키고 Vector 감쇠기의 삽입손실 4.2dB로 정규화하였을때 Silverman이 제시한 벡터 감쇠기의 특성이고, 그림 11은 본 논문에서 제시한 벡터 감쇠기의 특성이다. 그림 10과 그림 11에서의 특성 궤적은 원래 직교 좌표축과 45° 의 각도를 이루어야 하나 비교의 편의성을 위해 Network Analyzer로 측정시 전기적 지연(electrical delay)를 주어 1사분면의 궤적을 X축 가까이로 옮겨 놓은 것으로 Silverman이 제안한 벡터 감쇠기의 특성은 출력 신호의 궤적이 직선을 이루지 못하여 정확한

직교 좌표계의 4사분면 구분 특성을 얻지 못하며 직교 좌표계의 원점이 1사분면 내에 위치하는 것을 볼 수 있다. 이러한 특성을 갖는 벡터 감쇠기를 이용할 경우 입력 신호에 대해 감쇠를 많이 하여 출력할 때 진폭과 위상이 적절히 조정된 신호를 얻는데 어려움이 따르게 된다. 반면, 본 논문에서 제시한 벡터 감쇠기의 경우 출력 신호의 궤적이 직선을 이루어 그림 5와 같은 직교 좌표 사분면의 명확한 구분 특성을 얻을 수 있으며 직교 좌표계의 원점이 영점근처에서 위치하는 것을 볼 수 있다.

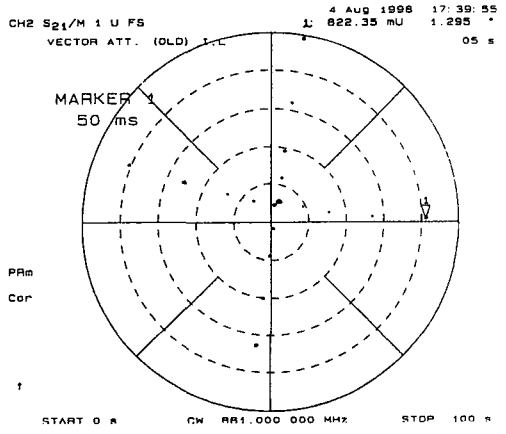


그림 10. Silverman이 제안한 벡터 감쇠기의 특성
Fig. 10. Vector attenuator characteristics proposed by Siverman.

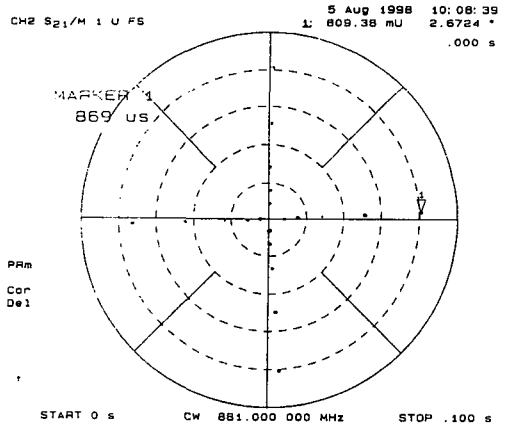


그림 11. 본 논문에서 제안한 벡터 감쇠기의 특성
Fig. 11. Vector attenuator characteristics proposed by this paper.

그림 11의 특성이 완전한 직교 좌표계를 이루지 못한 이유는 $0^{o}/180^{o}$ 위상 변환기의 위상 변환시 삽입 손실이 완전히 같지 못한데서 기인한다. 또한 제작된 벡터 감쇠기의 감쇠에 따른 군속도 특성은 3.61±0.1 nsec 이었으며 특정 군속도에서 주파수에 따른 군속도 변화는 ±0.02nsec 를 얻을 수 있었다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 감쇠기와 위상 변환기의 기능을 모두 포함하고 있으면서 위상/이득 상호결합(phase/gain cross-coupling) 현상이 제거된 벡터 감쇠기를 설계, 제작하였다. 벡터 감쇠기를 위해 설계된 $0^{o}/180^{o}$ 위상 변환기는 $0^{o}/179.9^{o}$ 위상 변환 특성을 얻었고, 감쇠기는 감쇠량이 25dB까지 3.6^{o} 미만으로 위상이 변하면서 반사 계수는 20dB 이상인 특성을 얻었다.

기존의 감쇠기는 바이어스 전류에 의한 접합 저항의 변화로 신호 감쇠 특성을 얻을 수 있었지만 감쇠에 따른 위상의 변화가 많았고, 위상 변환기는 바이어스 역전압에 의한 접합 캐패시터의 변화로 위상 변화 특성을 얻을 수 있었지만 위상 변화에 따른 삽입 손실의 변화가 많이 발생하였다. 이 감쇠기와 위상 변환기를 함께 선형화기에 적용하여 동작시킬 경우 상호 영향을 일으켜 최적의 감쇠기와 위상 변환기 동작점을 찾기 위해서는 여러 번의 조정이 필요하게 되었고, 빠른 선형화 동작을 제약하였다. 또한 Silverman이 제시한 벡터 감쇠기는 감쇠기의 위상 변화에 따른 영향을 고려하지 않아 출력 신호 공간의 직교 좌표 평면을 정확하게 만들기 힘들고, 따라서 임의의 진폭과 위상을 갖는 신호를 정확하게 만드는데 어려움을 갖는다.

본 논문에서 제안한 벡터 감쇠기는 신호 감쇠에 따른 위상의 변화가 최소화된 저위상 변화 감쇠기를 제작하여 두 개의 저위상 변화 감쇠기를 직교 좌표 평면 축에 적용하고, 필요에 따라 축의 방향을 $0^{o}/180^{o}$ 변환할 수 있게 함으로써 출력 신호 공간의 직교 좌표 평면을 정확하게 구현할 수 있었고, 임의의 진폭과 위상을 갖을 수 있는 신호들을 생성할 수 있음을 보였다.

본 벡터 감쇠기에는 저위상 변화 감쇠기를 적용함으로써 위상/이득 상호 결합 현상을 배제할 수 있었다.

본 논문에서 제시한 벡터 감쇠기가 기지국 전력 증폭기를 선형화하는 선형화기에 적용되면 기존의 선형화 회로보다 훨씬 간단한 구조를 도출할 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall PTR, pp. 54-97, 1998.

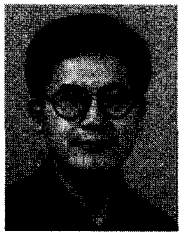
[2] 윤 현수, 장 익수, 박 웅희, 윤상원, 360° 반사형 가변 위상 변환기 설계, 대한전자공학회 마이크로파 및 전파학술대회 논문집, vol. 21, no. 1, pp. 237-240, 1998년

[3] Lawrence Silverman, Chris Del Plato, Vector Modulator Enhances Feedforward Cancellation, *Microwave and Rf*, pp. 83-88, March. 1998.

[4] 강 민수, 강 원태, 장 익수, 반사형 저위상 변화 감쇠기의 설계, 대한전자공학회논문지, 제34권 D편 제9호, pp. 1-5, 1997년

[5] B. C. Deloach, "A New technique to characterize diodes and an 800-Ge cutoff frequency varactor at zero bias", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech* vol. 12, pp. 15-20, 1964.

저 자 소 개



鄭 龍 采(正會員)

1963년 7월 15일생. 1989년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업. 1991년 2월 서강대학교 대학원 전자공학과 석사. 1996년 8월 서강대학교 대학원 전자공학과 박사. 1991년 2월 ~ 1998년 2월 삼성전자 정보통신본부 선임연구원. 1998년 3월 ~ 현재 전북대학교 정보통신공학과 전임강사. 주관심분야는 RF 및 Microwave 회로 해석 및 설계임

張 益 洙(正會員) 第 34卷 D編 第 9號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수