

論文97-34D-3-4

증폭모듈을 이용한 마이크로파 다단증폭기 설계시 최적의 모듈간 연결길이 결정

(Determination of the Optimum Connection Length between Modules in the Design of Microwave Multistage Amplifiers using Amplifier Modules)

林 鍾 植 *, 姜 聲 春 *

(Jong-Sik Lim and Sung-Choon Kang)

요 약

N개의 증폭모듈을 연결하여 마이크로파 다단증폭기를 구성할 경우에 모듈간 연결길이에 따른 전체증폭기의 성능변화를 살펴보고, 최대의 이득과 가장 평탄한 이득을 얻을 수 있는 모듈간 연결길이를 구하는 방법을 제시하였다. 연결길이에 대한 민감도 분석(sensitivity analysis) 결과, 모듈간 연결시 평탄한 이득을 얻을 수 있는 연결길이의 결정에서 가장 중요한 factor는 증폭모듈 자체의 입,출력 반사계수(S_{11} , S_{22})의 완만한 위상변화임이 밝혀졌다. 제시된 방법으로 연결길이를 구했을 때 전체증폭기의 이득의 평탄도가 임의의 길이의 연결선로를 삽입하였을 때보다 더욱 우수하였다.

Abstract

In the design of microwave multi-stage amplifiers composed of N amplifier modules, the variation of performances of amplifier as various connection length between modules has been studied. In addition, the methods, equations and conditions for the maximum gain or the most flat gain are presented. The results of sensitivity analysis for the connection length showed that the small change in phase of input, output reflection coefficients(S_{11} , S_{22}) of module itself is the most important in determination of connection length for the most flat gain. The gain flatness of 2-module amplifier of which connection length between modules had been determined by presented methods was the best one out of performances with various arbitrary connection lengths.

I. 머리말

일반적으로 마이크로파 증폭기는 다단증폭기로 요구 이득을 얻게 된다. 다단증폭기 설계에는 증폭소자 사이에 단단 정합회로를 설계하는 방법이 가장 일반적이며 널리 사용되고 있다. 따라서 오랫동안 많은 연구 노력

들이 증폭기의 단단 정합회로를 설계하는데 투자되었고, 이에 따른 많은 유용한 결과들이 제시되었다.^[1-5] 다단증폭기를 구성하는 또 다른 방법으로는, 일정한 성능을 지닌 증폭모듈을 설계하여 요구되는 이득을 얻는데 필요한 개수의 증폭모듈을 배치하는 방법이 있다.

증폭모듈에 의한 다단증폭기 구성에는 모듈 제작의 용이성과 비용 절감, 증폭단의 손상 진단 및 교체의 편리함, 요구 이득의 변화에 쉽게 대처할 수 있다는 편리성, 높은 신뢰도 등의 장점이 있다. 이런 장점들 때문에 모듈구성방식은 위성중계기용이나 군사목적용 증폭기를 포함한 여러 가지 HMIC, MMIC 능동 부품 제

* 正會員, 韓國電子通信研究院 危城通信技術研究團 搭載裝置研究室

(Payload Systems Section, Satellite Communications Division, ETRI)

接受日字:1996年10月24日, 수정완료일:1997年3月12日

작에 널리 사용되고 있다^{16,71}.

증폭모듈을 나란히 연결할 경우에 모듈간 연결길이에 따라서 증폭기의 특성에 큰 변화가 생기는데, 가장 중요한 것은 이득과 평탄도의 변화이다. 그러므로 원하는 증폭기의 성능을 얻기 위하여 가장 적합한 연결길이를 결정하는 문제가 매우 중요하게 된다. 이것은 증폭모듈 설계시 입,출력단의 연결길이를 최종적으로 결정하는 문제가 매우 중요한 과정임을 의미한다.

본 논문에서는 증폭 모듈간 연결길이에 따른 전체 증폭기의 이득과 평탄도의 변화를 살펴본다. 선행하는 논점으로, 특정한 주파수에서 최대의 이득을 얻을 수 있는 연결길이를 구하는 방법을 제시하고, 증폭모듈의 특성으로부터 유도한 수식을 제시한다. 두 번째 논점으로 원하는 대역내에서 가장 평탄한 이득을 얻을 수 있는 연결길이를 구하는 방법을 제시한다. 이를 위하여 먼저 연결길이의 결정과 변화에 영향을 주는 요인이 밝혀져야 하는데, 이 때 연결길이에 대한 sensitivity analysis가 수행된다. 이 결과 평탄한 이득을 얻을 수 있는 조건은 증폭모듈 자체의 입,출력 반사 계수(S_{11} , S_{22})의 위상에 대하여 의존성이 강하다는 사실이 밝혀질 것이다.

본 논문에 언급된 결과들을 토대로 하여 다수의 증폭모듈로 구성되는 다단증폭기의 이득과 평탄도의 예측이 가능하며, 단과 단 사이에 가장 적합한 연결길이를 구할 수도 있어서 그 유용성이 매우 크다.

II. 모듈간 연결에 대한 신호전달분석

본 논문에서는, 그림 1과 같이, single-ended 1단 증폭기를 증폭모듈로 정의하고, 이를 두 개 연결했을 때 모듈사이에 삽입된 길이를 모듈간 연결길이라고 정의하기로 한다. 먼저 정합회로를 설계한 후에 입,출력 단자에 50Ω 신호를 연결하지 않은 상태에서 증폭모듈의 특성인 $[S]_{\text{module}}$ 을 구한다. 이 때 입,출력 반사 계수 S_{11} , S_{22} 는 복소수 형태이므로 식 (1), (2)처럼 표현할 수 있다. 증폭모듈의 양 끝에는 정합회로의 구성 및 모듈간 연결을 용이하게 하기 위한 50Ω 연결 선로가 $l/2$ 씩 연결되어 있다. 따라서 정합회로는 증폭 소자의 SD, LD가 각각 50Ω에 정합되도록 설계된다^{18,91}. 두개의 모듈이 나란히 놓인다면 모듈간 연결길이는 l 이 된다.

이 때 단간 정합회로를 설계하여 2단 증폭기를 구성하는 것에 비하여 회로의 크기가 커질 것이라는 우려

가 없지 않으나, 실제로 초고주파, 밀리미터파 대역에서 제작되는 위성중계기용, 군사목적용 증폭모듈들은 현미경하에서 재반작업이 이루어져야 할 만큼 작으므로 크기에 대한 우려는 거의 무시할 만하다.

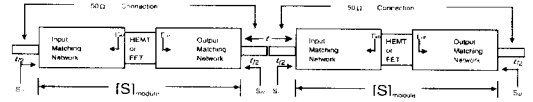


그림 1. 증폭모듈 및 모듈간 연결구조 정의
Fig. 1. The definition and configuration of single-ended amplifier modules and their connection.

$$S_{11} = \text{Mag}(S_{11}) \angle \text{Ang}(S_{11}) = M_{11} e^{jA_{11}} \tag{1}$$

$$= \text{Re}(S_{11}) + j \text{Im}(S_{11}) = a_1 + jb_1$$

$$S_{22} = \text{Mag}(S_{22}) \angle \text{Ang}(S_{22}) = M_{22} e^{jA_{22}} \tag{2}$$

$$= \text{Re}(S_{22}) + j \text{Im}(S_{22}) = a_2 + jb_2$$

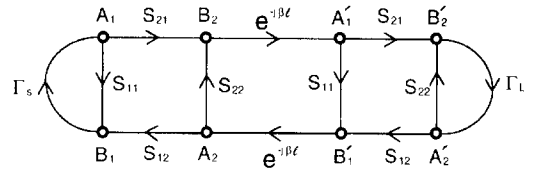


그림 2. 두 증폭모듈의 연결에 대한 신호 흐름도
Fig. 2. Signal flow graph for the connection between 2 amplifier modules.

그림 2는 신호전달을 분석하기 위하여 두 개의 증폭모듈을 연결한 것을 신호 흐름도로 표시한 것이다.^{18,10}

이에 대하여 Mason 공식으로 전달 계수(T)를 구하면 식 (3)과 같다.

$$T = \frac{B_2^1}{A_1^1} = \frac{S_{21}^1 e^{-j\beta l}}{D_1} \tag{3-a}$$

$$D_1 = 1 - (S_{11} \Gamma_s + S_{22} \Gamma_L + S_{11} S_{22} e^{-j2\beta l} + S_{21} S_{11} S_{12} \Gamma_s e^{-j2\beta l} + S_{21} S_{22} S_{12} \Gamma_L e^{-j2\beta l} + S_{21}^2 S_{12}^2 \Gamma_L \Gamma_s e^{-j2\beta l} + (S_{11}^2 S_{22} \Gamma_s e^{-j2\beta l} + S_{22}^2 S_{11} \Gamma_L e^{-j2\beta l} + S_{11} S_{22} \Gamma_s \Gamma_L + 2S_{11} S_{12} S_{21} S_{22} \Gamma_s \Gamma_L e^{-j2\beta l}) - S_{11}^2 S_{22}^2 \Gamma_s \Gamma_L e^{-j2\beta l})$$

$$\tag{3-b}$$

식 (3)은 매우 복잡하여 계산이 거의 불가능하게 된다. 그러나 신호원측(입력측)과 부하측(출력측)이 모두 50 선로이므로, Γ_s, Γ_L 이 모두 완전 정합되었다는 조건인 $\Gamma_s = \Gamma_L = 0$ 을 이용하면 전달계수 T는 식 (4)

와 같이 간단하게 된다.

$$T = \frac{S_{21}^2 e^{-j\beta l}}{1 - S_{11} S_{22} e^{-j2\beta l}} \equiv \frac{N}{D} \quad (4)$$

그림 3은 본 논문에서 사용하고자 하는 증폭모듈의 특성인 $[S]_{\text{module}}$ 의 한 예이다. 이 증폭모듈을 연결하여 2단 증폭기를 구성했을 때 모듈간 연결길이 l 에 따라서 전체 증폭기의 이득 특성이 달라짐을 그림 4을 통하여 알 수 있다. 이것은 식 (4)에서 이미 예측된 것이다.

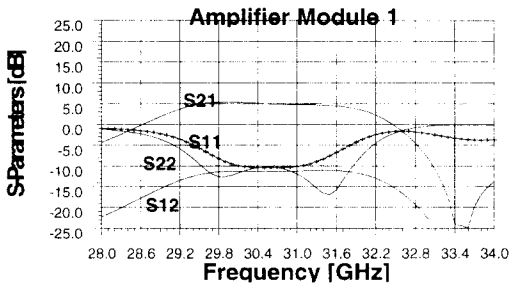


그림 3. 증폭모듈의 $[S]_{\text{module}}$ (중심주파수=30.7GHz, FHR02X(Chip HEMT), 10mil Alumina ($\epsilon_r = 10.0$))

Fig. 3. $[S]_{\text{module}}$ of amplifier module as an example(Center frequency=30.7GHz, FHR02X (Chip HEMT), 10mil Alumina ($\epsilon_r = 10.0$)).

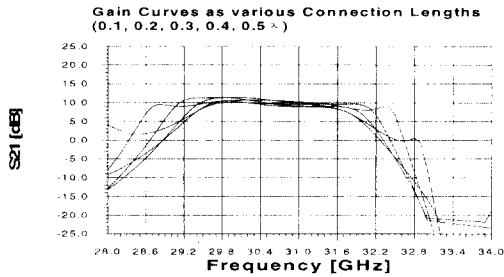


그림 4. 다양한 연결길이 l 에 따른 2단 증폭기의 이득 변화

Fig. 4. Gain variation of 2-module amplifier as various connection length l .

식 (4)와 약간의 수학적 계산법을 이용하여 모듈간 연결시 최대 이득을 얻을 수 있는 연결길이 l 을 구할 수 있다. 식 (4)의 분모를 D 로 정의하여 따로 취해 보면 식 (5)와 같다. 식 (1)을 이용하면 식 (5)는 식 (6)이 된다.

$$D = 1 - S_{11} S_{22} e^{-j2\beta l} = 1 - S_{11} S_{22} e^{-j\theta} \quad (5)$$

$$D = 1 - M_{11} M_{22} e^{-j(\theta - A_{11} - A_{22})} \quad (6)$$

식 (6)을 미분하여 0으로 하면 식 (7)을 얻을 수 있고, $\theta = 2\beta l$ 의 관계식에서 길이 l 을 구할 수 있다. 그림 3의 증폭모듈을 사용하여 2단 증폭기를 설계할 때, 각 주파수에서 최대이득을 얻을 수 있는 모듈간 연결길이는 l 은 그림 5과 같다.

$$\theta = A_{11} + A_{22} \quad (7)$$

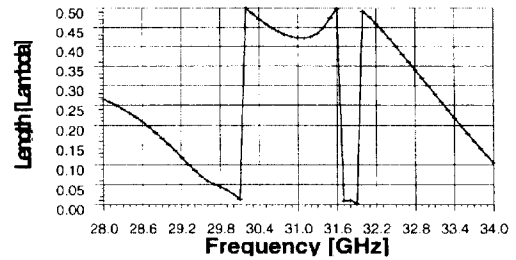


그림 5. 각 주파수에서 최대 이득을 얻기 위한 모듈간 연결길이 l

Fig. 5. Connection lengths, l , between 2 modules, shown in Fig. 3 for the maximum gain.

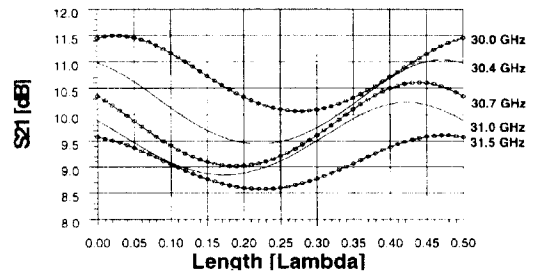


그림 6. 연결길이 l 에 따른 2단 증폭기의 이득 변화
Fig. 6. Gain curves of 2-module amplifier as connection length of 0λ to 0.5λ at five frequencies.

한편 그림 3과 같은 증폭모듈 두개를 연결한 후 모듈간 연결길이 l 을 0λ 부터 0.5λ 까지 sweep시키면 그림 6을 얻는다. 식 (7)과 그림 5의 정확성과 유용성은 그림 6을 통하여 다음과 같이 검증된다. 그림 6은 5개의 주파수에서 l 에 따른 증폭기의 이득 특성을 보여주고 있다. 각 주파수에서 최대 이득을 내어 주는 길이 l 은 그림 5에서 예측된 것과 정확히 일치하고 있다.

그림 6은 매우 중요한 정보를 제공하고 있다. 우선 첫째는 연결길이 l 에 따라서 전체 증폭기의 이득이 큰 변화를 보인다는 점이다. 중심 주파수인 30.7GHz에서 최

대 이득과 최소 이득간에 1.65dB의 차이를 보여주고 있다. 대역내 주파수인 30.4GHz와 31GHz에서도 약 1.5~1.7 dB의 이득의 차이를 보여주고 있다. 2단 증폭기의 이득이 30GHz대에서 10dB 내외로 별로 크지 않다는 사실에 비추어 보면 1.7dB의 변화는 매우 큰 차이이다. 그러므로 l 을 결정할 때 매우 중요한 고려가 선행되어야 함을 알 수 있다.

그림 6이 보여주는 두 번째 정보는 최대 이득을 얻을 수 있는 길이 l 값들이 주파수마다 다르다는 것이다. 이것은 나중에 언급할 대역내 이득의 평탄도 결정과 관련하여 매우 중요한 현상이다.

III. 연결길이 l 에 대한 Sensitivity Analysis

그림 5과 같은 길이 l 의 변화의 추세는 우연히 결정되지 않는다. 이것은 증폭모듈의 입,출력 반사 계수와 밀접한 관련을 가지고 있다. 비록 식 (7)에 의하여 l 이 결정되지만, l 의 변화에 영향을 미치는 factor를 분석하는 것이 매우 중요하다. 증폭모듈의 $[S]_{\text{module}}$ 에 따라서 전체 증폭기의 최대 이득, 또는 최적의 평탄도를 얻을 수 있는 연결길이가 달라지기 때문이다.

식 (1), (2), (5)로부터 식 (8)을 얻음으로써 sensitivity 분석을 시작할 수 있다.

$$D = 1 - (a_1 + jb_1)(a_2 + jb_2)e^{-j\theta} \quad (8)$$

$$= 1 - (a_1 + jb_1)(a_2 + jb_2)(\cos \theta - j \sin \theta)$$

이제 D 를 미분하여 0으로 하는 조건을 이용하여 수식을 풀면, 매우 복잡한 계산 과정을 거친 후에 식 (9)를 얻는다. 그러면 $\theta = 2\beta l$ 의 관계식에서 식 (10)과 같이 길이 l 을 구할 수 있다.

$$\tan \theta = \frac{a_1 b_2 + a_2 b_1}{a_1 a_2 - b_1 b_2} \quad (9)$$

$$l = \frac{1}{4\pi} \tan^{-1} \left(\frac{a_1 b_2 + a_2 b_1}{a_1 a_2 - b_1 b_2} \right) [\lambda] \quad (10)$$

식 (10)으로 구한 l 값들은 식 (7)로 구한 그림 5의 결과와 정확히 일치한다. 식 (10)은 l 이 a_1, b_1, a_2, b_2 의 함수임을 보여 준다. 따라서 식 (11)과 같이 나타낼 수 있는데, 이에 대한 미분식은 식 (12)와 같다. 이제 식 (13)과 같이 Stability Factor (Sensitivity Factor)를 정의할 수 있다.

$$l = l(a_1, b_1, a_2, b_2) \quad (11)$$

$$dl = \frac{\partial l}{\partial a_1} da_1 + \frac{\partial l}{\partial b_1} db_1 + \frac{\partial l}{\partial a_2} da_2 + \frac{\partial l}{\partial b_2} db_2 \quad (12)$$

$$S_{a_1} = \frac{\Delta l}{\Delta a_1} \quad (13)\text{-a}$$

$$S_{b_1} = \frac{\Delta l}{\Delta b_1} \quad (13)\text{-b}$$

$$S_{a_2} = \frac{\Delta l}{\Delta a_2} \quad (13)\text{-c}$$

$$S_{b_2} = \frac{\Delta l}{\Delta b_2} \quad (13)\text{-d}$$

만약에 각 변수들의 변화량이 매우 작다면 식 (14), (15)를 사용할 수 있고, 결과적으로 l 의 변화량 Δl 을 식 (16)과 같이 정리할 수 있다.

$$S_{a_1} \approx \frac{\partial l}{\partial a_1} \quad (14)\text{-a}$$

$$S_{b_1} \approx \frac{\partial l}{\partial b_1} \quad (14)\text{-b}$$

$$S_{a_2} \approx \frac{\partial l}{\partial a_2} \quad (14)\text{-c}$$

$$S_{b_2} \approx \frac{\partial l}{\partial b_2} \quad (14)\text{-d}$$

$$\Delta a_1 \approx da_1 \quad (15)\text{-a}$$

$$\Delta b_1 \approx db_1 \quad (15)\text{-b}$$

$$\Delta a_2 \approx da_2 \quad (15)\text{-c}$$

$$\Delta b_2 \approx db_2 \quad (15)\text{-d}$$

$$\Delta l \approx dl = S_{a_1} \Delta a_1 + S_{b_1} \Delta b_1 + S_{a_2} \Delta a_2 + S_{b_2} \Delta b_2 \quad (16)$$

이제 식 (10)에 대하여 식 (14)를 구해보면, 매우 복잡한 계산 과정을 거쳐 식 (17)를 얻는다.

$$\frac{\partial}{\partial a_1} \tan^{-1} \left(\frac{a_1 b_2 + a_2 b_1}{a_1 a_2 - b_1 b_2} \right) = \frac{-b_1}{M_{11}^2} \quad (17)\text{-a}$$

$$\frac{\partial}{\partial b_1} \tan^{-1} \left(\frac{a_1 b_2 + a_2 b_1}{a_1 a_2 - b_1 b_2} \right) = \frac{a_1}{M_{11}^2} \quad (17)\text{-b}$$

$$\frac{\partial}{\partial a_2} \tan^{-1} \left(\frac{a_1 b_2 + a_2 b_1}{a_1 a_2 - b_1 b_2} \right) = \frac{-b_2}{M_{22}^2} \quad (17)\text{-c}$$

$$\frac{\partial}{\partial b_2} \tan^{-1} \left(\frac{a_1 b_2 + a_2 b_1}{a_1 a_2 - b_1 b_2} \right) = \frac{a_2}{M_{22}^2} \quad (17)\text{-d}$$

이 결과를 이용하여 식 (16)을 식 (18)과 같이 정리

할 수 있다.

$$\Delta l = \frac{1}{4\pi} \left(\frac{-b_1 \Delta a_1 + a_1 \Delta b_1}{M_{11}^2} + \frac{-b_2 \Delta a_2 + a_2 \Delta b_2}{M_{22}^2} \right) \quad (18)$$

식 (16)의 유도 과정에서 변수들의 변화량이 매우 적다는 가정하에 S_{a_1} , S_{b_1} , S_{a_2} , S_{b_2} 를 구했으므로 Δl 은 변수들의 변화량이 커질 경우에 오차를 지닐 수 있다. 그러나 식 (18)은 Δl 을 구하는 목적 외에도 l 과 Δl 의 결정에 끼치는 a_1 , b_1 , a_2 , b_2 의 영향을 알아볼 수 있다는데 더 큰 중요성이 있다.

표 1. 그림 3과 같은 증폭모듈의 S_{11} , S_{22}
Table 1. The S_{11} and S_{22} of amplifier module shown in Fig. 3.

Frequency [GHz]	S_{11}		S_{22}	
	Mag	Ang	Mag	Ang
30.40	0.30314	-149.007	0.30189	128.336
30.50	0.30235	-157.320	0.30705	127.740
30.60	0.30234	-164.225	0.30706	116.808
30.70	0.30292	-169.812	0.30179	125.755
30.80	0.30434	-174.177	0.29121	124.780
30.90	0.30722	-177.430	0.27539	124.113
31.00	0.31251	-179.717	0.25454	124.077

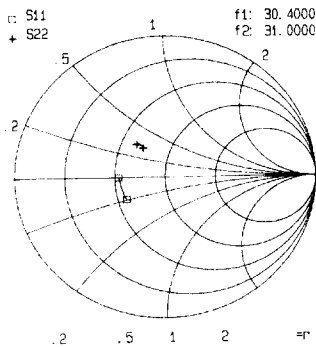


그림 7. 그림 3의 증폭모듈의 S_{11} , S_{22}
Fig. 7. Small variations in phase of S_{11} and S_{22} of amplifier module shown in Fig. 3.

식 (18)에 의하면 a_1 , b_1 , a_2 , b_2 , M_{11} , M_{22} 외에도 Δl 을 결정하는 주된 요인으로 Δa_1 , Δb_1 , Δa_2 , Δb_2 가 있다. 이것은 $[S]_{\text{module}}$ 에서 S_{11} , S_{22} 의 위상이 Δl 에 큰 영향을 끼친다는 매우 중요한 의미를 가진다. 그림 5를 다시 보자. 중심 주파수 부근의 각 주파수에서 최대 이득을 얻을 수 있는 길이 l 값들이 $\pm 0.03 \lambda$ 이내로 큰 차이가 없다. 이같은 이유는 증폭모듈의 S_{11} , S_{22} 의

위상의 변화가 크지 않기 때문이다. 따라서 Δa_1 , Δb_1 , Δa_2 , Δb_2 의 변화도 매우 작다. 그림 3의 특성을 갖는 증폭모듈의 대역 내에서의 S_{11} , S_{22} 의 크기와 위상을 표 1과 그림 7에 나타내었다.

그러나 증폭모듈의 S_{11} , S_{22} 의 위상의 변화가 큰 경우, 최대 이득을 얻을 수 있는 연결길이 l 값들이 매우 급격한 차이를 보인다. 한 예로써 그림 8과 같은 $[S]_{\text{module}}$ 을 갖는 증폭모듈은 중심 주파수 부근에서 이득이 매우 평탄하고 특성이 좋은 것처럼 보인다. 그러나 이 증폭모듈은 표 2와 그림 9에 나타난 것과 같이 대역내에서 S_{11} 은 약 130° , S_{22} 는 약 62° 의 매우 큰 위상차를 가진다. 따라서 식 (18)에서 Δa_1 , Δb_1 , Δa_2 , Δb_2 값이 크고, Δl 이 커지게 되어 결과적으로 그림 10과 같은 l 값들을 갖는다. 이것은 S_{11} , S_{22} 의 급격한 위상차가 l 값의 급격한 변화를 가져온 한 예이다. 이런 증폭모듈로 구성된 다단증폭기는 대역내 평탄도를 좋게 하기가 매우 어려운데, 다음 절에서 자세히 언급하기로 한다.

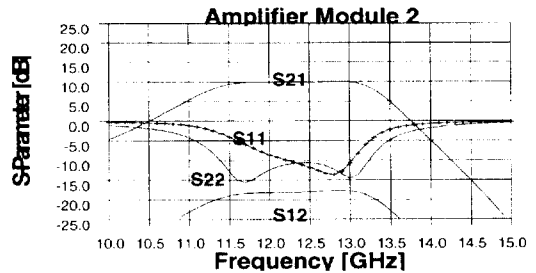


그림 8. 또 하나의 증폭모듈의 예. $[S]_{\text{module}}$ 을 보면 중심 주파수(12.5GHz) 근처에서 이득이 매우 평탄하고 특성이 좋은 것처럼 보인다. (중심주파수=12.5GHz, FHX35LG(Packaged HEMT), 15mil Teflon ($\epsilon_r=2.6$))

Fig. 8. Another example of amplifier module with 12.5GHz of center frequency. This module has good flat gain within bandwidth with itself, but there are rapid changes in phase of S_{11} and S_{22} as shown in Table 2 and Fig. 9. (Center frequency=12.5GHz, FHX35LG(Packaged HEMT), 15mil Teflon ($\epsilon_r=2.6$)).

IV. 평탄한 이득을 얻기 위한 조건

증폭기를 설계할 때 가장 이상적인 목표는 대역내 모든 주파수에서 최대의 이득을 지니면서 동시에 평탄도가 완전한 증폭기 특성이다. 그러나 모든 목표를 동

시에 얻는 것은 불가능하다. 대역내에서 평탄한 이득을 얻을 때는 최대 이득으로부터 다소간의 손실이 발생하므로 설계시 타협점(trade-off)을 필요로 한다.

표 2. 그림 8과 같은 증폭모듈의 S_{11} , S_{22}
Table 2. The S_{11} and S_{22} of amplifier module shown in Fig. 8.

Frequency [GHz]	S_{11}		S_{22}	
	Mag	Ang	Mag	Ang
12.20	0.31914	-103.411	0.27864	174.060
12.30	0.29793	-119.701	0.28959	168.220
12.40	0.27722	-136.362	0.29461	161.241
12.50	0.25602	-154.329	0.29336	152.902
12.60	0.23447	-175.014	0.28496	142.711
12.70	0.21554	-159.549	0.26816	129.777
12.80	0.20843	127.427	0.24218	112.446

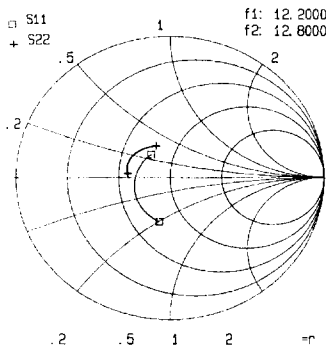


그림 9. 그림 8의 증폭모듈의 S_{11} , S_{22}
Fig. 9. Large variations in phase of S_{11} and S_{22} of amplifier module shown in Fig. 8.

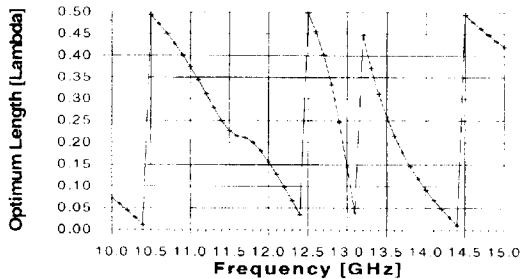


그림 10. 그림 8의 증폭모듈에 대하여 구한 최대 이득을 위한 연결길이 값들
Fig. 10. Connection lengths, l_s , between 2 modules shown in Fig. 8 for the maximum gain.

그림 6을 이용하여 대역내에서 가장 평탄한 이득을 얻을 수 있는 조건 및 방법을 제시할 수 있다. 길이 l

은 중심 주파수에서 결정되기 마련인데, 문제는 물리적인 길이(실제적인 길이)는 일정해도 파장의 단위로 표시된 길이는 각 주파수마다 모두 다르다는 데 있다. 즉, 중심 주파수를 벗어나면 각 주파수에서는 모두 새로운 l / λ 값을 지나게 된다.

주파수 대역이 $BW = f_2 - f_1$ 일 때 중심 주파수를 f_0 라 하자. 식 (19)에서 c 는 광속도로 상수이고, λ_i 는 주파수 f_i 에서의 파장이다 [$i=0,1,2$]. 그러면 f_1, f_0, f_2 의 각 파장인 $\lambda_1, \lambda_0, \lambda_2$ 사이에는 식 (20)과 같은 관계가 있다.

$$C = f\lambda = f_1\lambda_1 = f_0\lambda_0 = f_2\lambda_2 \quad (19)$$

$$\lambda_1 = \frac{f_0}{f_1} \lambda_0 \quad (20) \text{ a}$$

$$\lambda_2 = \frac{f_0}{f_2} \lambda_0 \quad (20) \text{ -b}$$

$$\lambda_0 = \frac{f_1}{f_0} \lambda_1 = \frac{f_2}{f_0} \lambda_2 \quad (20) \text{ -c}$$

중심 주파수(f_0)에서 $l_0 [\lambda_0]$ 는 물리적으로 고정된 길이라 하여도 각 주파수마다 다른 파장 단위의 길이를 가짐에 유의해야 한다. f_1, f_2 에서 각각 $l_1 [\lambda_1]$, $l_2 [\lambda_2]$ 라 하면 l_1, l_0, l_2 의 관계를 식 (21)과 같이 표현할 수 있다.

$$l_1 = l_0 \frac{f_1}{f_0} [\lambda_1] \quad (21) \text{ -a}$$

$$l_2 = l_0 \frac{f_2}{f_0} [\lambda_2] \quad (21) \text{ -b}$$

$$\Delta l_{10} = l_0 - l_1 \quad (22) \text{ -a}$$

$$\Delta l_{02} = l_0 - l_2 \quad (22) \text{ -b}$$

l_1, l_0, l_2 사이에는 항상 $l_1 < l_0 < l_2$ 인 관계가 있어서 Δl_{10} 와 Δl_{02} 를 식 (22)와 같이 정의할 수 있는데, 이 식들은 단순해 보이지만 매우 중요한 의미를 지닌다. 대역내에서 평탄한 이득을 지니려면 그림 6의 각 주파수에서의 이득 곡선이 그림 11에서와 같은 형태로 위치하여야 한다. 다시 말하면 어느 일정한 이득 G_r 에 대하여 이득 곡선의 위치가 f_1 곡선이 f_0 곡선보다 왼쪽에, 그리고 동시에 f_2 곡선이 f_0 곡선보다 오른쪽에 위치하면서 식 (23)을 만족하여야 한다.

$$\Delta l_{10} = \Delta l_{02} = l_0 - l_1 = l_2 - l_0 \quad (23) \text{ -a}$$

$$l_0 = \frac{l_1 + l_2}{2} \tag{23)-b}$$

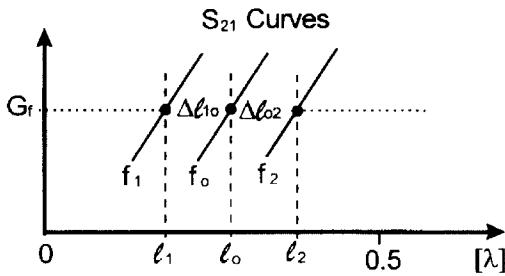


그림 11. 대역내 평탄한 이득을 얻기 위한 l 의 조건
Fig. 11. The graph which shows the condition for the most flat gain of amplifier.

중심 주파수 f_0 에서 결정된 l_0 가 주파수 f_1 에서는 더 이상 l_0 가 아니고 l_1 이며, 주파수 f_2 에서는 l_2 라는 것이다. 따라서 고정된 이득(평탄한 이득) G_r 를 얻을 수 있는 연결길이는 주파수 f_0 에서의 l_0 가 주파수 f_1 에서는 l_1 이어야 하고, 주파수 f_2 에서는 l_2 여야 한다. 현재 그림 11은 매우 이상적인 경우로써 주파수 f_0 에서 이득 곡선이 좌표점 (l_0, G_r)를 통과했을 때, 동시에 주파수 f_1 에서 이득 곡선이 (l_1, G_r)를, 그리고 주파수 f_2 에서 이득 곡선이 (l_2, G_r)를 통과한 경우이다. 바로 이때 식 (23)이 정확히 만족한다.

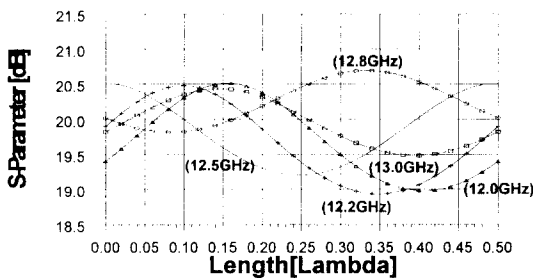


그림 12. 그림 8의 증폭모듈을 2개 연결하였을 때 l 에 따른 이득의 변화. 증폭모듈의 S_{11}, S_{22} 의 변화가 급격하여 그림 11과 유사한 영역을 어떠한 l 에서도 찾아볼 수 없다.

Fig. 12. The gain shapes at several frequencies when 2 amplifier modules shown in Fig. 8 are connected with the length of 0λ to 0.5λ . There is no l which is close to the condition of Fig. 11 and satisfies (23).

대역내에서 연결길이 l 에 따른 이득 곡선을 그려보면, 식 (23)을 만족하는 그림 11의 형태가 항상 얻어지는 것은 아니다. 증폭모듈의 S_{11}, S_{22} 에 의하여, 특히 그

위상에 따라서 이득곡선의 형태가 결정되는데, 위상의 변화가 작아서 그림 6과 같이 이득 곡선의 형태가 주파수마다 비슷하게 형성될 때는 식 (23)의 이상적인 조건과 가까운 경우를 얻을 수 있다. 그러나 위상의 변화가 급격할 경우에는 그림 12와 같이 이상적인 조건에서 멀어져서 평탄한 이득을 얻기가 어려워지게 된다.

그림 6에서 $l = 0.34\lambda$ (at $f_0=30.7\text{GHz}$)를 선택하였을 때 그림 11과 식 (23)에 가장 근접하며 평탄도가 가장 좋다. 이때는 $l_0 = 0.34$ 이므로 $l_1 = 0.3367, l_2 = 0.3433$ 이다. 그림 13에 $l = 0.34\lambda$ (at f_0)에서의 2단 증폭기 특성을 나타내었는데, 그림 4과 비교할 때 평탄도가 가장 우수하다.

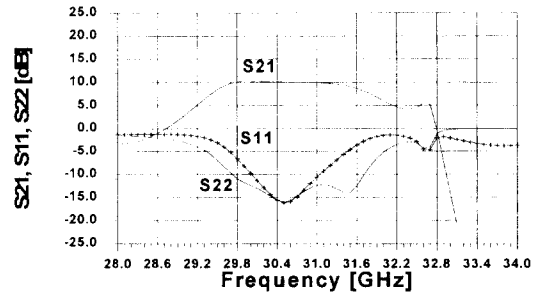


그림 13. 그림 3의 증폭모듈에 대하여 그림 6을 이용하여 $l = 0.34\lambda$ 로 선택하였을 때 2단 증폭기의 특성. 그림 4와 비교할 때 평탄도가 가장 좋다.

Fig. 13. The gain flatness of 2 module amplifier with $l = 0.34\lambda$ at f_0 for module of Fig. 3. Comparing Fig. 13 to Fig. 4, we can find the flatness with $l = 0.34\lambda$ is the most acceptable.

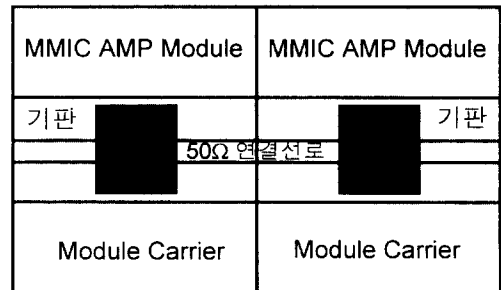


그림 14. MMIC chip module을 이용한 2단 증폭기의 구성

Fig. 14. A 2-stage amplifier with MMIC chip modules.

V. 맺음말

모듈간 연결길이의 결정에 대하여 본 논문에서 제시

한 수식과 방법들은 모듈 설계시 입, 출력 단자의 연결 길이를 결정하는데 매우 유용하다. 충분한 고려 없이 임의로 결정된 연결길이가 모듈을 다단으로 연결했을 때 전체 증폭기의 성능에 심각한 악영향을 끼친다는 사실을 제시된 그림들이 보여주고 있다.

본 논문에서는 1단 증폭모듈로 2단 증폭기를 구성한 예를 살펴 보았으나, 3단 이상의 다단증폭기를 구성할 경우에도 적용이 가능하다. 또한 2단 이상의 증폭모듈을 사용하여 다단증폭기를 구성할 경우에도 적용이 가능하다.

본 논문에서의 모듈간 연결길이의 결정 방법은 서로 다른 증폭모듈일 경우에도 모든 수식과 방법을 동일하게 적용할 수 있다. 일반적으로 저잡음증폭기에서 저잡음증폭단과 고이득증폭단이 별개로 설계되며, 고출력증폭기에서도 각 증폭단이 서로 동일하지 않다. 이 때는 n 개의 증폭모듈의 특성인 $[S]_{\text{module},1}$, $[S]_{\text{module},2}$, ..., $[S]_{\text{module},n}$ 을 구한 후에, 요구되는 증폭기의 성능을 얻기 위하여 각 모듈의 S_{11} 과 S_{22} 를 살펴본 후에 가장 적절한 결정을 할 수 있다. 이 때 모듈의 선택과 모듈사이의 연결길이를 결정하는데, 본 논문에서 제시한 방법들이 유용하다.

연결길이에 대한 sensitivity analysis를 통하여 대역내에서 평탄한 이득을 얻기 위해서 증폭모듈이 지나야 할 가장 중요한 조건이 S_{11} , S_{22} 의 완만한 위상 변화임이 밝혀졌다. 이 때 대역내에서 이득 곡선의 변화가 그림 11에서 제시한 이상적인 상황과 비슷해질 때 평탄한 이득을 얻을 수 있는 모듈간 연결길이를 쉽게 결정할 수 있다. 따라서 증폭모듈을 이용하여 다단증폭기를 설계하고자 할 때, 증폭모듈을 설계한 후에 S_{11} , S_{22} 의 크기 뿐만 아니라 반드시 위상을 살펴보는 것이 중요하다. 가능하면 동일한 목적의 모듈을 다수 설계하고, 이중에서 S_{11} , S_{22} 의 크기와 위상이 다단 증폭기 구성에 가장 유리한 것을 선정하여 제작하는 것이 좋다.

본 논문에서 제시한 모듈간 연결길이의 결정 방법은 그림 14와 같은 MMIC 증폭기 chip을 이용한 다단 증폭기 구성에도 매우 유용하게 사용될 수 있다. 제작된 MMIC chip의 성능($[S]_{\text{module}}$)은 측정결과로써 제공되기 마련이므로, $[S]_{\text{module}}$ 의 S_{11} , S_{22} 로부터 가장 적합한 연결선로를 결정하여 chip 사이에 삽입하면 된다. 이 때 본 논문에서 제시된 방법으로 최대의 이득이나 평탄한 이득을 얻을 수 있는 연결길이를 결정할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] D. J. Mellor and J. G. Linvill, Synthesis of Interstage Networks of prescribed gain versus Frequency slopes, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, pp. 1013-1020, Dec. 1975.
- [2] H. J. Carlin, J. J. Komiak, A New Method of Broad-Band Equalization Applied to Microwave Amplifiers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, pp. 93-99, Feb. 1979.
- [3] B. S. Yarman and H. J. Carlin, A Simplified Real Frequency technique Applied to Broad-Band Multistage Microwave Amplifiers, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 2216-2222, Dec. 1982.
- [4] J. C. Villar and F. Perez, Graphic Design of Matching and Interstage Lossy Networks for Microwave Transistor Amplifier, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 210-215, Mar. 1985.
- [5] G. Macchiarella, A. Raggi and E. D. Lorenzo, Design Criteria for Multistage Microwave Amplifiers with Match requirements at Input and Output, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, pp. 1294-1298, Aug. 1993.
- [6] P. Piironen, J. Mallat and A. Raisanen, A Space-Qualified Low Noise 22GHz Receiver with high Phase Stability for VLBI-Measurements, *IEEE MTT S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1089-1092, May 1994.
- [7] M. J. Conroy, Testing of 30-GHz Low Noise Receivers, *11th AIAA Communication Satellite Systems Conference*, pp. 326-340, 1986.
- [8] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design*, Prentice-Hall, New Jersey, 1984.
- [9] G. D. Vendelin, et al., *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, John Wiley & Sons, Prentice-Hall, New York, 1990.

[10] H. Patterson, Signal-Flow Graphs Simplify
Microwave Circuit Analysis, *Microwave*

& *RF*, pp. 99-108, Aug. 1995.

저 자 소 개



林 鍾 植(正會員)

1968년 11월 17일생. 1991년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업, 공학사. 1993년 2월 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업, 초고주파 전공, 공학석사. 1993년 2월 ~ 현재, 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 탑재장치연구실장. 근무중. 주관심 분야는 초고주파 능동회로의 MIC, MMIC 개발, 위성중계기용 시스템 및 초고주파 부품 개발, 전력분배기/합성기 개발등임.

姜 聲 春(正會員) 第 33卷 A編 第 10號 參照

현재 한국전자통신연구소 위성통신
기술연구단 탑재장치연구실장.