

## 분포정수 회로합성을 이용한 RF 전력 증폭기 설계

김남태<sup>1</sup>, 이민수<sup>2\*</sup>

### Design of a RF power amplifier using distributed network syntheses

Nam-Tae Kim<sup>1</sup> and Min-Soo Lee<sup>2\*</sup>

**요약** 본 논문에서는 전력 증폭기 설계에 유용한 분포정수 임피던스 정합회로의 합성법을 제시하고, 이에 의하여 RF 전력 증폭기를 설계하였다.

분포정수 정합회로의 전달함수는 Chebyshev 근사에 의하여 유도되며, 주어진 구조의 회로 소자 값은 최소 삽입손실과 리플의 함수로 주어진다. 이의 응용 예로써 전력 트랜지스터를 로드 풀(load-pull) 데이터로 모델링한 다음, 정합회로 합성을 이용하여 800~900MHz의 대역에서 17dB의 이득 및 20W의 출력 전력에서 -43dBc 이하의 IM3을 갖는 전력 증폭기를 설계하였다.

제작된 증폭기는 주어진 대역에서 설계치에 근접하는 특성을 나타내어 전달함수에 의한 분포정수 정합회로의 합성이 RF 전력 증폭기의 설계에 유용하게 사용될 수 있음을 입증하였다.

**Abstract** In this paper, the distributed network synthesis, which is useful to the design of wireless power amplifiers, is proposed, and a RF power amplifier is designed using the technique.

The transfer function of distributed matching circuits is derived by Chebyshev approximation, and network element values for a specified topology are given as a function of minimum insertion losses and ripples. As an example, after a power transistor is modeled by load-pull data, the synthesis for distributed matching networks is applied to a power amplifier design, which has the electrical performance of 17dB gain and less IM3 than -43dBc at the 20W output power between 800 to 900MHz frequency range.

Experimental results from a fabricated amplifier are shown to approach the design performance in the operating frequency range. The design of impedance matching networks by the transfer function synthesis is a useful method for the design of RF power amplifiers.

**Key word:** Power amplifier, Impedance matching network, Network Synthesis

### 1. 서론

현대의 무선통신 시스템은 다양한 기능의 무선통신 부품을 포함하며, 이들 부품의 설계는 소자모델링과 이에 적합한 임피던스 정합회로의 설계 문제로 귀착된다. 무선 전력 증폭기 역시 적절한 소자 모델링 기법과 이에 적합한 임피던스 정합회로를 구성함으로써 효과적으로 설계할 수 있다.

고효율의 정합회로를 구성하기 위하여 현재까지 많은

연구가 진행되어 왔으며, Liechti 등은 집중정수 소자를 이용한 정합회로의 합성법을 제시하였다[1],[2]. 이들 연구는 여파기 합성을 위한 해석적인 해를 사용하며, 부하 데크리먼트(load decrement)에 의하여 회로를 합성할 수 있다. 그러나 이는 사용 가능한 회로의 구조가 제한되어 있으며, 종단 부하저항을 원하는 값으로 조정할 수 없다는 단점이 있다. 따라서 이 방법은 부가적인 임피던스 변환기를 필요로 한다. 또한, Mokari-Bolhassan 등은  $\lambda/8$ 의 동일한 전기적 길이를 갖는 전송선을 이용하는 정합회로의 합성법을 제시하였다[3]. 그러나 부하 모델은 다양한 전기적인 길이의 전송선으로 모델링되는 것이 보통이므로, 이러한 방법을 모든 부하 모델에 적용할 수는 없다. 이러한 난점을 제거하기 위하여 Medley 등은 임의의 전

<sup>1</sup>인제대학교 전자정보통신공학부

<sup>2</sup>대진대학교 통신공학과

\*교신저자: 이 민수(lms00@daejin.ac.kr)

기적인 길이를 갖는 전송선의 경우로 이 방법을 확장한 바 있다[4],[5]. 이외에도 Carlin 등은 부하 특성화(load characterization)의 난점을 제거하는 실주파수 기법(real frequency technique)을 개발하였다[6],[7]. 이 방법은 주어진 부하에 대하여 요구되는 성능을 얻기 위하여 전달함수를 최적화하는 과정을 필요로 한다.

본 논문에서는 주어진 주파수 대역에서 요구되는 성능을 얻기 위하여 분포정수 정합회로의 합성을 RF 전력 증폭기의 설계에 적용하는 방법을 제시한다. 증폭기에 사용되는 임피던스 정합회로는 Chebyshev 근사로 합성하며, 분포정수 소자 값은 최소 삼입손실(MIL) 및 리플의 합수로 계산된다. 여기서 MIL과 리플은 소자 모델의 이득-대역폭 제한(gain-bandwidth limitation)을 기준으로 적절한 정합 효율을 유지하기 위하여 조정된다. 분포정수 정합회로의 합성과 전력 소자의 로드 풀 데이터에 의하여 RF 전력 증폭기를 설계하며, 이의 성능을 입증하기 위하여 실험을 수행한다.

## 2. 분포정수 정합회로

분포정수 회로망의 변환기 전력이득(transducer power gain)은 다음과 같이 주어진다[3].

$$|S_{21}(S)|^2 = \frac{K_M(-S^2)^m(1-S^2)^n}{P_{n+m+q}(S^2)} \quad (1)$$

여기서 n, m 및 q는 각각 전송선 소자(TLE), 고역통과 소자(high-pass element) 및 저역통과 소자(low-pass element)의 수이다. 식 (1)에서  $K_M$ 은 이득 파라미터,  $P(S^2)$ 은  $S^2$ 의 차수가  $n+m+q$ 인 완전 Hurwitz 다항식(strict Hurwitz polynomial)이다. S는 Recharcs 변수로서  $\Omega + j\Omega$ 이며, 다항식의 차수  $n+m+q$ 는 우수이어야 한다.

분포정수 회로망이 임의의 전기적 길이를 갖는 전송선으로 구성되어 있고, 동일한 크기의 리플을 갖는 대역통과 특성을 가질 때, 식 (1)은 다음과 같이 된다[5].

$$|S_{21}(S)|^2 = \frac{K_M}{1+|K(S)|^2} \quad (2)$$

식(2)에서 특성 함수(characteristic function)는 다음과 같이 주어진다.

$$|K(S)|^2 = \frac{\epsilon^2}{2} [1 + \cos(n\xi_n + m\xi_m + q\xi_q)] \quad (3)$$

여기서  $\epsilon$ 은 전력이득의 리플 파라미터(ripple parameter)이다. 식 (3)에서  $\xi_n$ 과  $\xi_q$ 는 Levy에 의하여 소개된 유사저역통과 사상기법(quasi-low pass mapping technique)에 의하여 주어지며[8],  $\xi_m$ 은 통과대역 주파수의 하한 및 상한에서  $\cos \xi_m$ 을 각각 -1과 1로 씌워서 구할 수 있다.  $\xi_n$ ,  $\xi_m$  및  $\xi_q$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\cos \xi_n = \frac{\Omega^2(\Omega_2^2 + \Omega_1^2 + 2) - (\Omega_2 + \Omega_1)^2}{(\Omega_2^2 - \Omega_1^2)(1 + \Omega^2)} \quad (4)$$

$$\cos \xi_m = \frac{\Omega^2(\Omega_1^2 + \Omega_2^2) - 2\Omega_1^2\Omega_2^2}{\Omega^2(\Omega_2^2 - \Omega_1^2)} \quad (5)$$

$$\cos \xi_q = \frac{2\Omega^2 - (\Omega_2^2 + \Omega_1^2)}{(\Omega_2^2 - \Omega_1^2)} \quad (6)$$

여기서  $\Omega = \tan \theta = \tan \beta l$ ,  $\Omega_1 = \tan \theta_1$ ,  $\Omega_2 = \tan \theta_2$ 이며,  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 는 각각 주어진 주파수 대역의 하한 및 상한에서의 전송선의 전기적 길이이다.

식 (2)에 오프셋 함수(offset function)를 통합하면, 기울기를 갖지 않는 경우의 식 (2)는 오프셋 기울기를 갖는 이득 함수로 일반화된다. Minnis에 의하여 소개된 오프셋 함수를 식 (2)에 적용하면[9], 식 (2)는 식 (3)의 특성 함수를 다음의 함수:

$$|K'(S)|^2 = |K(S)|^2 + K_G \left[ \frac{m_1}{m_2 - m_1} \left( \frac{S}{m_1} - \frac{m_2}{S} \right) \right]^2 \quad (7)$$

로 대치함으로써 일반화할 수 있다. 여기서  $K_G$ 는 오프셋 기울기이며,  $m_1$ 과  $m_2$ 는 통과대역에서 양 또는 음의 기울기를 갖도록 설정된다.  $m_0^2 = m_1 m_2$ 이며, 양의 기울기의 경우는  $m_0 = S_1$ ,  $m_2 = S_2$ , 음의 기울기의 경우는  $m_0 = S_2$ ,  $m_1 = S_1$ 로 주어진다.

식 (2)로부터 유도되는 임피던스 함수는 무손실 회로망의 유니터리 조건(unitary condition)과 다음 식에 의하여 주어진다.

$$z(S) = \frac{1 + S_{11}(S)}{1 - S_{11}(S)} \quad (8)$$

여기서  $z(S)$ 는 분포정수회로의 정규화된 임피던스이며,  $S_{11}$ 은 입력 반사계수이다. 통과 대역의 상, 하한 주파수를 지정하고 이득, 리플 및 기울기를 적절히 조정하면,

우리는 식 (2)~(8)에 의하여 분포정수 정합회로를 합성할 수 있다.

고차 정합회로는 통상 저차 회로에 비하여 설계의 유연성과 개선된 정합 성능을 제공한다. 그러나 전력 증폭기의 설계에 있어서 실제의 고차 정합회로는 저차 정합회로에 비해 더 큰 전력 손실을 초래하므로, 전력 증폭기에 사용되는 정합회로는 가능한 한 그 차수를 작게 유지하여야 한다. 본 논문에서는 증폭기와 안테나의 정합회로에 적합한  $n=q=2$ 와  $m=0$ 의 차수를 선택하기로 하며 [3],[10], 이는 LDMOS FET를 사용하는 전력 증폭기 설계에 특히 유용하다.

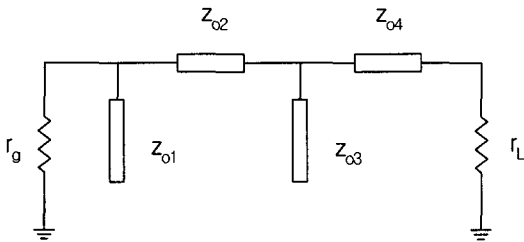


그림 1.  $n=q=2$  및  $m=0$ 에 대한 임피던스 정합회로

우리는 다음 절에 주어지는 증폭기 설계를 위해 정합회로의 사용이 용이한 그림 1의 구조에 대하여 식 (8)의 임피던스 함수를 합성하기로 한다. 여기서 우리는 정합회로의 안정성을 위해 식 (2)와 유니터리 조건으로부터 주어지는  $|S_{11}|^2$ 의 좌 평면 극(left-half plane poles)을 선택하고, 식 (7)의  $K_G$ 는 합성을 간단히 하기 위해 0으로 선택한다. 800~900MHz의 주파수 대역에서  $n=q=2$ ,  $m=0$  및  $\theta_2=27^\circ$ 에 대하여 합성된 그림 1의 소자 값은 표1에 주어진다. 여기서  $MIL=10\log K$ 이며 리플=10log( $\epsilon^2+1$ )이다. 전달함수에 의한 정합회로 합성을 이용하면, 우리는 그림 1에 주어진 구조의 회로 외에도 더욱 다양한 형태의 회로를 합성할 수 있다.

표 1.  $n=r=2$ ,  $m=0$ ,  $\theta_2=27^\circ$  및  $r_g=1$ 에 대한 소자 값

리플(dB)	MIL(dB)				
	0.001	0.005	0.01	0.1	
0.1	$Z_{o1}$	0.171	0.114	0.096	0.056
	$Z_{o2}$	0.793	0.516	0.433	0.248
	$Z_{o3}$	0.045	0.014	0.009	0.002
	$Z_{o4}$	0.179	0.059	0.036	0.007
	$\Gamma_L$	0.052	0.011	0.006	0.001
0	$Z_{o1}$	0.269	0.175	0.125	0.077
	$Z_{o2}$	1.147	0.764	0.551	0.336
	$Z_{o3}$	0.057	0.019	0.010	0.002
	$Z_{o4}$	0.245	0.082	0.043	0.009
	$\Gamma_L$	0.053	0.012	0.006	0.001

### 3. 전력 증폭기 설계

2절에서 합성된 임피던스 정합회로를 RF 전력 증폭기에 적용하기 위하여 800~900MHz 대역에서 동작하는 전력 증폭기를 설계한다. 여기에 사용될 전력 트랜지스터는 Motorola사의 MRF9085이다. 증폭기는 17dB의 소신호 이득을 갖고, 20W의 평균 출력 전력 및 100kHz의 톤간격(tone spacing)에서 -43dBc 이하의 3차 혼변조(IM3) 특성을 갖도록 설계된다.

#### 3.1 소자 모델

전력 소자 제조사들은 특정한 성능을 제공하는 소자의 임피던스를 설계자에게 제공하는 것이 보통이다. MRF9085의 등가 소자 모델은 제조사에 의하여 제공되는 로드 폴 데이터에 의하여 결정할 수 있다. 그림 2는 위에서 언급된 설계 규격을 만족하는 MRF9085의 입출력 등가회로이다. 전력 증폭기의 정합회로는 그림 2의 입출력 소자 모델을 저손실로 정합하도록 구성되어야 한다.

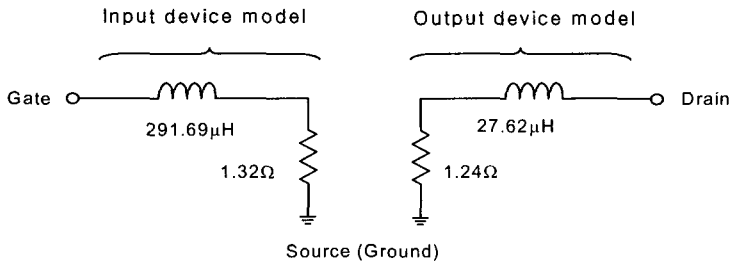


그림 2. MRF9085의 입출력 소자모델

### 3.2 정합 회로

MRF9085의 등가회로는 직렬 인덕터를 포함하므로, 이의 정합회로는 저역통과 또는 대역통과 구조를 갖도록 설계하여야 한다. 대역통과 회로망은 소자 모델의 저항 및 리액턴스 성분을 동시에 흡수하기 어려우므로, 이들의 완전한 흡수를 위하여  $m=0$ 인 경우의 유사 저역통과 회로망을 사용한다. 이 경우, 그림 2의 인덕턴스는 표 1의 부하저항에 연결된 TLE의 길이를 조정함으로써 흡수할 수 있다.

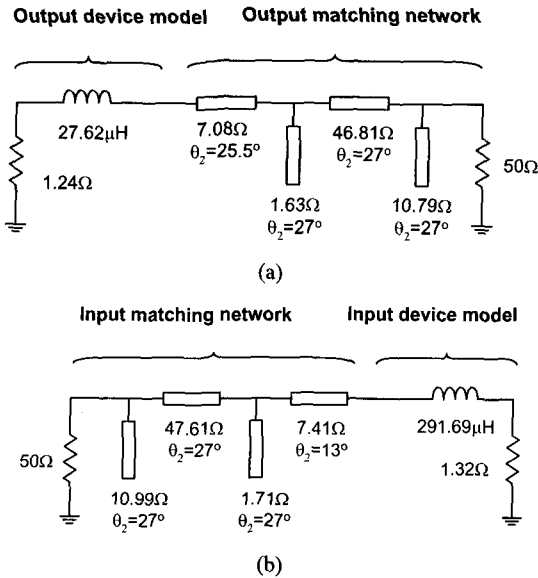


그림 3. 합성된 정합회로: (a) 출력 정합회로, (b) 입력 정합회로

그림 2의 출력 소자 모델에 대한 정합회로를 합성하기 위하여  $n=q=2$ ,  $m=0$  및  $\theta_2 = 27^\circ$ 를 선택한 다음, 부하저항의 값을 제공하는 정합회로의 MIL과 리플을 계산한다. 이러한 MIL과 리플의 값은 표 1에 대하여 보간법을 사용하거나, 2절의 이론에 기초를 둔 컴퓨터 프로그램에 의하여 계산할 수 있다. 출력 정합회로의 MIL 및 리플을 각각 0 및 0.0023dB로 두면, 우리는 1.24Ω의 부하 저항을 50Ω의 시스템 임피던스로 변환할 수 있다. 출력 소자 모델의 27.62μH의 인덕턴스는 부하저항에 인접한  $\theta_2 = 1.5^\circ$ 인 7.08Ω의 TLE로 대체할 수 있다. 따라서 출력 정합회로는 부하저항과  $\theta_2 = 1.5^\circ$ 의 TLE를 제외한 부분으로 구성할 수 있다. 출력 정합회로는 그림 3(a)와 같이 주어진다.

입력 정합회로도 출력 정합회로와 같은 방법으로 그림 3(b)와 같이 합성할 수 있으며, 이때의 MIL과 리플의 값은 각각 0 및 0.0021dB이다. TLE의 전기적인 길이 및 회로의 차수는 출력 정합회로와 동일하며, 입력 소자 모델의 인덕턴스 또한 부하저항에 인접한  $\theta_2 = 14^\circ$ 인 7.41Ω의 TLE로 대체할 수 있다. 그림 3에 주어진 입출력 정합회로의 삽입손실은 각각 0.008dB 및 0.0023dB이다. 따라서 정합 효율은 Fano[11]에 의하여 주어지는 입출력 소자 모델의 이상적인 이득-대역폭(GBW) 제한인 0dB에 근접하는 특성을 보인다.

### 3.3 증폭기 성능

설계 규격을 만족하는 전력 증폭기는 3.2 및 3.3절의 조합에 의하여 그림 4와 같이 구성할 수 있다. 정합 회로의 개방 스텝(open stub)은 Levy에 의하여 주어진 집중 및 분포 소자 간의 변환에 의하여 축전기로 대체된다[8].

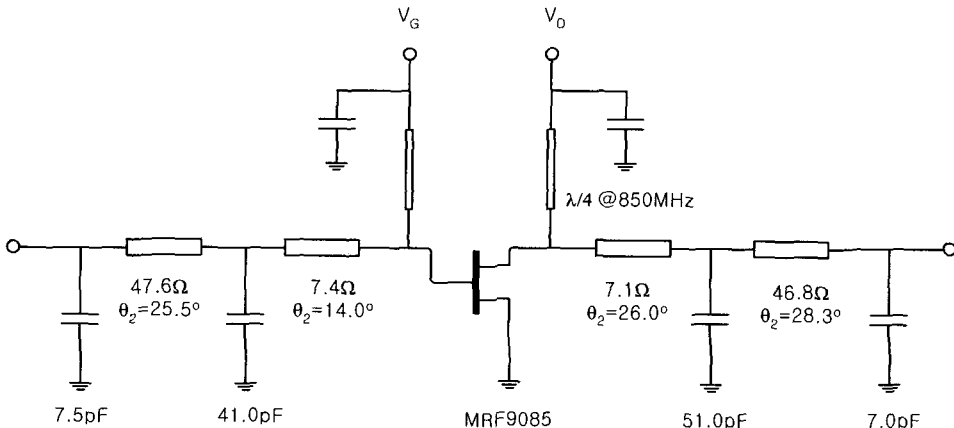


그림 4. 최적화된 전력 증폭기

증폭기는 평탄한 이득을 위해 요구되는 비선형 특성을 유지하면서 최적화되었다. 최적화된 증폭기의 소신호 응답은 그림 5와 같이 주어진다. 여기서 증폭기의 전력이득은 주어진 주파수 대역에서 17.4±0.1dB이며, 최소 입출력 반사손실은 각각 5.2dB 및 3.1dB이다. 제조사의 로드 플 데이터로부터 증폭기의 IM3은 평균 출력 전력 20W 및 100kHz의 톤 간격에서 -43dBc 이하의 값을 갖는다.

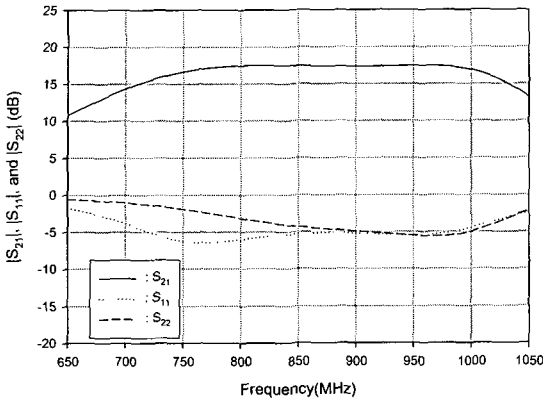


그림 5. 최적화된 증폭기의 이득 및 반사손실

그림 4의 증폭기는 비유전율 3.48, 손실 탄젠트 0.004(@10GHz), 기판 두께 30mil의 기판 상에 마이크로 스트립 선로로 구현하였다. 구현된 증폭기의 소신호 특성 및 IM3은 그림 6과 7에 주어진다. 측정된 전력이득은 동작 주파수 대역에서 16.5±0.15dB이며, 최소 입출력 반사손실은 각각 2.5 및 1.4dB이다. IM3은 위에 언급된 조건에서 -41.7dBc 이하로 측정되었다. 측정된 결과는 증폭기의 설계 성능에 근접하는 특성을 보임으로써, 전달함수에 의한 분포정수 정합회로 합성법은 전력 증폭기의 설계에 매우 효과적임을 알 수 있다.

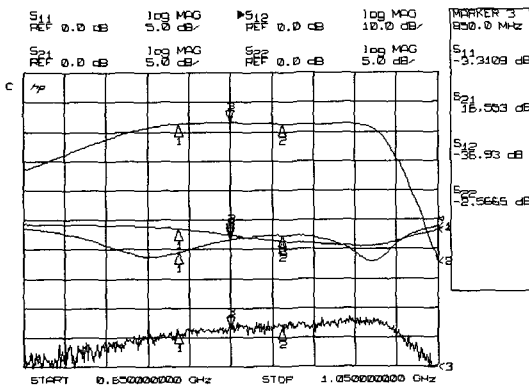


그림 6. 제작된 증폭기의 측정된 이득 및 반사손실

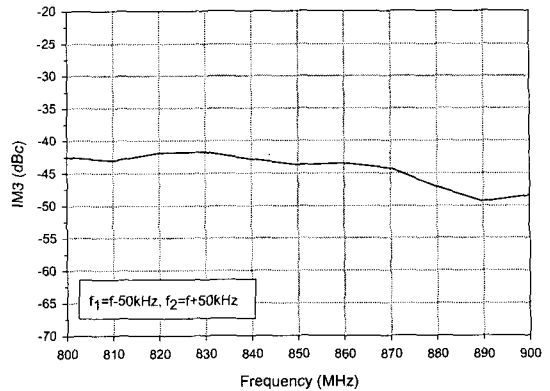


그림 7. 제작된 증폭기의 측정된 IM3

#### 4. 결론

본 논문에서는 분포정수 정합회로 합성을 전력 증폭기의 설계에 적용하는 방법을 제시하고, 이에 의하여 RF 전력 증폭기를 설계하였다. 분포정수 정합회로의 전달함수는 Chebyshev 근사로 합성하였으며, 정합회로의 소자 값은 여러 값의 MIL과 리플에 대하여 계산하였다.

분포정수 정합회로 합성을 전력 증폭기에 응용하기 위하여 800~900MHz의 주파수 대역에서 동작하는 전력 증폭기를 설계하였으며, 이의 측정 성능은 설계치에 근접하는 특성을 나타내었다. 이에 의하여 전달함수에 의한 분포정수 정합회로의 합성은 RF 전력 증폭기의 설계에 유용하게 사용될 수 있음을 입증하였다.

#### 참고문헌

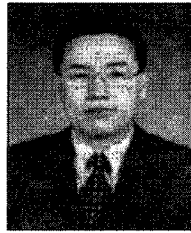
- [1] C. A. Lietchi and R. L. Tillman, "Design and performance of microwave amplifiers with schottky-gate field-effect transistors," *Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-22, pp. 510~517, 1974.
- [2] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill Book Co., New York, 1964.
- [3] M. E. Mokari-Bolhassan and W. H. Ku, "Transfer function approximation for a new class of bandpass distributed network structures," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-25, pp. 837~847, 1977.
- [4] M. W. Medley, Jr and J. L. Allen, "Broad-band

GaAs FET amplifier design using negative-image models," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-27, pp. 784~788, 1979.

- [5] N. T. Kim, "Design of impedance-matching networks for microwave and millimeter-wave amplifier applications," Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 27, pp. 109~113, 2000.
- [6] H. J. Carlin, "A new approach to gain-bandwidth problems," IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-24, pp. 170~175, 1977.
- [7] B. S. Yarman and H. J. Carlin, "Simplified real frequency technique applied to broad-band multistage microwave amplifiers," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-30, pp. 2216~2222, 1982.
- [8] R. Levy, "Synthesis of mixed lumped and distributed impedance transforming filters," IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-20, pp. 223~233, 1972.
- [9] B. J. Minnis, Designing Microwave circuits by exact synthesis, Artech House, Inc., Boston, pp. 102~110, 1988.
- [10] H. An, et al., "Broadband microstrip antenna design with the simplified real frequency technique," IEEE Trans. on Antennas and Propagat., vol. Ap-42, pp. 129~136, 1994.
- [11] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedance," J. Franklin Inst. vol. 249, pp. 57~83, 1950.

**김 남 태(Nam-Tae Kim)**

[정회원]



- 1986년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)
- 1988년 2월 : 한양대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 1992년 2월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학박사)
- 1992년 6월 ~ 1995년 9월 : 한국전자통신연구소 선임연구원
- 2003년 8월 ~ 2005년 1월 : University of Maryland 방문 교수
- 1995년 10월 ~ 현재 : 인제대학교 전자정보통신공학부 부교수

<관심분야>

각종 도파계와 복사계의 전자계 해석, 마이크로파 능동 및 수동회로 설계, 광대역 회로 설계 등

**이 민 수(Min-Soo Lee)**

[정회원]



- 1984년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 (공학사)
- 1987년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
- 1994년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 (공학박사)
- 1995년 3월 ~ 현재 : 대진대학교 통신공학과 부교수

<관심분야>

위성통신시스템, RFID, 초고주파 회로설계