

論文99-36D-3-1

동적 부하 기술을 이용한 1-Tesla 자기공명 영상 시스템용 마이크로 스트립 quadrature coupler 및 고출력 송수신 스위치의 설계 및 제작

(Design and Implementation of Microstrip Quadrature Coupler and High Power Transmitting/Receiving Switch Using Dynamic Loading Technique for 1-Tesla MRI System)

柳 雄 桓 * , 李 美 英 ** , 李 興 揆 *** , 李 愧 洙 * , 金 禎 浩 *

(Woonghwan Ryu, Miyoung Lee, H.K Lee, Hwang-Soo Lee, and Joungho Kim)

요 약

자기공명영상 시스템의 신호 대 잡음 비(SNR, Signal-to-Noise Ratio)를 향상시키기 위해서 quadrature RF 코일을 사용하는 것은 최근의 일반적인 방법이다. 그렇지만 이 때 SNR의 향상을 가져오기 위해서는 완벽한 3 dB 커플링과 90° 위상차를 가지는 잘 설계된 quadrature coupler가 필수적이다. 또한 RF 여기 주기와 검파 주기 동안 각 포트의 임피던스 정합 조건이 잘 만족되어야 한다. 본 논문에서는 분석과 시뮬레이션 및 제작을 통해 임피던스 부정합 조건(특히,환자)의 영향을 살펴보고 이의 영향을 최소화하고 시스템의 신뢰성을 향상시키기 위한 회로 기술로 동적 로딩(dynamic loading)을 처음으로 quadrature coupler와 송수신 스위치 모듈에 적용하는 것을 제안했다. 또한 quadrature coupler와 송수신 스위치 모듈을 마이크로 스트립을 이용해 설계하고 제작 하였다. 결과적으로 자기공명영상 시스템의 SNR은 수신 동적 부하가 없고 불연속 소자로 된 종전 모듈을 사용했을 때보다 시스템의 SNR이 3 dB 높아졌다. 또한 이 모듈은 자기공명영상 시스템의 최대 5 kw의 고출력 RF 신호의 처리가 가능하다. 전력 손실과 크기를 고려할 때, 고유 전율을 가진 RT/duroid 6010 기판을 사용하였으며, 시뮬레이션은 Compact Software를 사용 했다.

Abstract

It is now common practice to utilize the quadrature RF coils to improve the signal-to-noise ratio (SNR) in the Magnetic Resonance Imaging (MRI) System. In addition, to make such an available SNR improvement, it is mandatory to use a well-designed quadrature coupler, which facilitates a perfect 3-dB coupling and quadrature-phase shift. However, the four ports matching condition has to be well considered during the RF excitation and the signal detection period. This work investigates the effects of such a mismatching condition (especially, due to patient) from the analysis, simulation, and real implementation and firstly proposes dynamic loading technique for a quadrature coupler and transmitting/receiving switch module to minimize a patient mismatching and enhance a system reliability. Also, we designed and implemented the quadrature coupler and transmitting/receiving switch module using microstrip. As a result, the SNR of our MRI system using the microstrip quadrature coupler and transmitting/receiving switch module with dynamic load increases 3 dB compared with the old one using USA quadrature switch. Also, the power capability of quadrature coupler and transmitting/receiving switch module is 5-kw peak power. Considering power loss and reduction of size, we used a RT/duroid 6010 substrate with high permittivity and for simulation we use Compact Software.

* 正會員, 韓國科學技術院

(Dept. of Electrical Engineering., Korea Advanced Institutes Science and Technology)

** 正會員, 梨花女子大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics, Ewha Womans University)

*** 正會員, 카톨릭醫科大學校

(Catholic Research Institutes of Medical Sciences Magnetic Resonance Imaging Center, Catholic University Medical College.)

接受日字:1998年5月27日, 수정완료일:1999年3月5日

I. 서 론

오늘날 많은 사람들의 관심이 건강에 집중되면서 의료 영상 분야는 급속히 발전하고 있다. 특히 인체에 무해하고 영상 변수(imaging parameter)가 많으며 비교적 양질의 영상을 얻을 수 있는 자기공명영상(Magnetic Resonance Imaging) 시스템의 경우 앞으로 그 쓰임이 더 확산될 것으로 보인다^[1].

모든 통신 시스템의 초단(front-end)의 SNR은 정보의 양과 직결되므로 상당히 중요한 부분이 된다. 자기공명영상 시스템의 경우에서도 RF 초단인 quadrature coupler와 송수신 스위치 및 정합 회로는 RF 코일과 더불어 질 높은 영상을 얻는데 중요한 역할을 한다. 일찍이 SNR을 40% 향상시키기 위해 일반적으로 quadrature 형태의 RF coil 을 사용해 왔다^[2]. 그러나, RF coil의 이러한 특성을 얻기 위해서는 완전한 3 dB coupling과 90 위상차를 가지는 잘 설계된 quadrature coupler가 필수적이다. 그런데, 실질적으로 부하쪽인 코일 시스템이 잘 튜닝 되었다 하더라도 인체의 로딩(loading)에 의해 부하쪽의 임피던스가 변하게 된다. 이는 quadrature coupler의 특성에 영향을 주어 특성 저하를 가져 온다. 본 논문에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이 문제를 살펴 보았고, 20%의 부하의 변화에도 S-파라미터의 변화를 최소화 시키는 회로 기술로 “동적 부하 (dynamic loading)”을 제안해 실제 회로에 활용하여 시스템 성능 및 안정성을 향상시켰다.

송신할 때 최대 수kW에 달하는 신호와 수신시 되산란(backscattering)된 작은 신호를 개폐할 수 있는 스위치부를 PIN-다이오드를 이용한 $\lambda/4$ 기술로 구현하였다. 또한 비자성, 고출력, 높은 Q(quality factor)를 가지는 RF용 부품 수급의 어려움을 해소하고 공정의 신뢰성을 높임으로써 대량 생산(mass production)을 가능하게 하기 위해 마이크로 스트립 형태의 quadrature coupler를 구현하게 되었다. 컴퓨터 시뮬레이션은 Compact Software을 이용하였으며 측정은 회로망 분석기(network analyzer) HP 8753D를 사용하였다.

본 논문에서는 I장에 서론을 두고, II장에서 마이크로 스트립 quadrature coupler와 송수신 PIN-다이오드 스위치의 설계 과정의 이론적 근거 및 시뮬레이션을 이용한 최적화 설계에 대하여 제시하고, III장에서

제작 및 실험 결과에 대해 기술하고, 마지막으로 IV장에서 결론을 내리는 순서를 따른다.

II. 마이크로 스트립 quadrature coupler와 송수신 PIN-다이오드 스위치 이론 및 설계

자기공명영상 시스템에서 양질의 영상을 얻기 위해서 높은 SNR이 요구되므로 이를 결정하는 RF-초단을 잘 설계하여야만 한다. 그림 1은 자기공명영상 시스템의 RF-초단을 중심으로 전체 시스템을 간략화 한 것이다^[1].

송신 신호는 RF 펄스형으로 주파수는 42.58 MHz 이고 최대 펄스 전력은 body-코일 사용할 때 10 kW (@ 10% duty)을 가진다. RF 여기 주기(RF excitation period) 동안 바이어스는 PIN-다이오드의 순방향 직렬 저항을 작게 하기 위해 1~2 A 이상의 전류를 흘려주고 FID(free induction decay)-신호 검파 주기(FID-signal detection period) 동안 역방향 전압을 크게 해 커패시턴스를 줄여주고자 -50 VDC 이하의 전압을 가해 주게 된다. 자기 공명 영상 장치에서 안테나 역할을 하는 두 RF-코일 시스템이 직교할 때 SNR이 $\sqrt{2}$ 배 증가하게 되는데 이는 각 코일에 수신 단의 잡음은 독립적이나 신호는 각각이 0.707씩 합쳐지기 때문이다^[2].

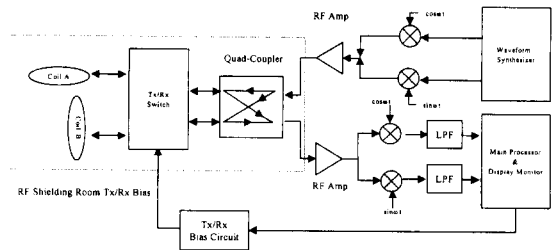


그림 1. 자기 공명 영상 시스템의 RF-초단

Fig. 1. The RF-frontend of MRI system.

1. 마이크로 스트립 회로 설계

자기공명영상 시스템의 RF-초단에 속하는 quadrature coupler 및 송수신 PIN-다이오드 스위치에는 마이크로 스트립을 이용해 설계 되었다. 마이크로 스트립 전송선은 비교적 분산(dispersion)과 방사 손실(radiation loss)이 적고 전력 전달 능력과 Q-factor가 높을 뿐 아니라 특성 임피던스의 범위도 20 ~ 110 Ω 으로 브랜치라인 (branchline) 형태의 커플러

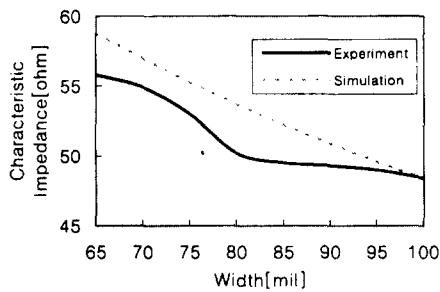
제작에 유리하고 부품을 삽입해야 하는 스위치부에 적합하다.

마이크로 스트립을 이용해 회로 설계를 할 때 중요한 특성 상수인 유효 유전율(effective dielectric constant)과 특성 임피던스(characteristic impedance)에 대한 정확한 정보를 알 필요가 있다.

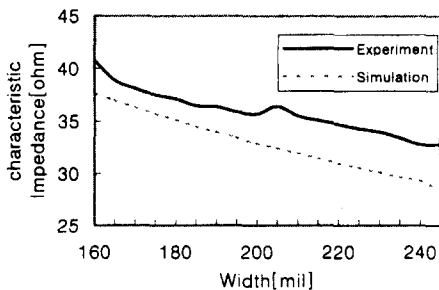
먼저 유효 유전율은 위상 속도(phase velocity)를 달리해 전기적 유효 길이(electrical effective length)을 바꿀 뿐 아니라 특성 임피던스에도 영향을 주는 주요한 상수이다. 하이브리드 모드(hybrid mode) 전송에 따른 분산 효과(dispersive effect)를 가져 저주파로 갈수록 static-TEM의 유효 유전율로 고주파로 갈수록 상대 유전율 그 자체가 된다. 실제로 RT/duroid 6010기판(dielectric constant=10.2, 유전체 두께=100 mil)의 경우 42.58 MHz에서 유효 유전율이 6.7로 측정 되었다. 이것은 완전 파동 해(full wave solution)에 의한 모델(1988 IEEE Kobayashi^[3])에 의한 계산 결과와 거의 일치 하였다. 이 상수는 회로망 분석기(network analyzer)를 이용해 전기적 지연(electrical delay)을 측정하여 계산을 통해 구할 수 있다^[4].

특성 임피던스는 유효 유전율 뿐 아니라 마이크로 스트립 라인의 폭(W)과 두께(H)에 관련되는데 비교적 유전체 두께에 비해 폭이 그렇게 크지 않고 상대 유전율이 8~12인 경우 Owen의 식 [IEEE 1976]은 비교적 정확한 모델로 알려져 있다^[5]. RT/duroid 6010기판인 경우를 이 식을 이용해 계산하면 50Ω 마이크로 스트립의 폭은 W=94 mil이었고, 35.35Ω 마이크로 스트립은 178 mil로 각각 계산되어 Compact Software의 시뮬레이션 결과와 일치했다. 그렇지만 그림 2에서와 같이 실제 측정 결과는 이와는 최대 13%까지 오차가 있었다. 이는 저주파수이고 두꺼운 유전체이기 때문에 모델의 오차가 큰 것으로 보인다.

이 밖에도 마이크로 스트립 회로 설계를 할 때 몇 가지 고려해 주어야 할 사항들이 있다. 먼저 직각 벤드(right-angled bend), 폭의 스텝(steps in width), T 접합(T-junction)에서 일어나는 불연속 효과(discontinuity effect)를 고려해야 한다. 불연속 효과들은 표면파(surface wave)나 복사파(radiation wave) 등을 만들 뿐 아니라 특성 임피던스의 부정합을 일으키는 원인이 된다. 마이크로 스트립 회로에서도 전 손실(conduction loss)과 더불어 심각한 영향을 줄 수 있으므로 유의해야 한다. 둘째로 지금까지 마이크로 스트립은 거의 대부분 주파수 영역에서 진행(longitude) 방향 성분이 수직(transverse) 방향의 성분에 비해 거의 무시할 정도로 작으므로 유사 TEM 근사(quasi-TEM approximation)로 해석해 왔는데, 이렇게 TEM으로 해석하기 위해서는 일정한 주파수 영역의 제한을 갖는다. 셋째로 도전 손실, 유전 손실(dielectric loss)과 고주파로 갈수록 심각해지는 불연속들에 의한 방사(radiation) 및 표면파(surface wave) 손실 또한 고려되어야 한다. 마지막으로, Q factor와 최대 전력 전달을 고려해 주어야 한다. 최대 전력 전송을 위해서 되도록 두꺼운 도체를 사용하고 코너를 부드러운 곡선 처리를 하여 항복 전압(breakdown voltage)을 막거나, 절연 페인팅(dielectric painting)이나 도금 등의 방법을 사용하여야 한다. 이는 자기공명영상 시스템의 RF-초단처럼 고출력이고 현대적인 경우 특히 설계에 유의해야 한다.



(a)



(b)

그림 2. 특성 임피던스 (a) 50Ω 마이크로 스트립 (b) 35.35Ω 마이크로 스트립

Fig. 2. Characteristic impedance vs. width (a) 50Ω microstrip (b) 35.35Ω microstrip.

2. RT/Duroid 6010기판을 이용한 마이크로 스트립 RT/duroid 6010을 42.58 MHz에서 측정한 특성

임피던스와 패턴의 폭과의 관계는 그림 2(a), (b)와 같이 측정되어졌다. 여기서 앞의 1장에서 언급하였던 Owen의 모델^[5]과 비교하여 많은 차이가 있었다. 실제 측정 결과 특성 임피던스가 50Ω이 되는 패턴의 폭은 80 mil이었고, 35.35Ω의 폭은 200 mil이었다. 또 1/4 파장은 50Ω 마이크로 스트립이 69.5 cm와 35.35Ω가 70 cm정도로 측정되었다. 브랜치라인 형태의 quadrature coupler를 실제 구현하기 위해선 meander라인 형태를 써야 하는데 이때 주의해야 할 점은 커플링을 1/1000이하로 하기 위해 패턴 사이의 간격을 50Ω의 경우 적어도 2~3배 이상 35.35Ω의 경우는 1.7~2배 이상 떨어뜨려 주어야 하고 각 코너는 직각 대신 chamfered나 radial 밴드를 이용해야 한다^{[4] [8]}.

본 연구의 마이크로 스트립 라인의 코너는 radial 밴드로 설계 되었다. 실제로 직각 밴드 코너(right-angle bend corner)를 이용한 80 mil의 폭을 갖는 λ/4 마이크로 스트립이 특성 임피던스가 48.1 으로 저하되었다.

3. 부정합 효과의 분석

그림 3에서 보여 주는 임의 부하(Z₁, Z₂, Z₃, 과 Z₄)를 가지는 4단자망인 quadrature coupler에 대해 부하 효과를 분석하고 특히 송수신시 여러 환자의 다른 로딩 (Z₂, Z₃)에 의해 생기는 모듈의 특성의 변화를 최소화 하는 조건을 찾을 것이다.

우선 계산을 간단하게 하기 위해 reciprocal (S_{ij}=S_{ji})하고 matched (S_{ii}=0) 4단자망에 대하여 임의의 로드 조건에 대하여 분석을 했다. 여기서 V_n⁺는 단자 n의 입사파이고 V_n⁻는 단자 n의 반사파이다.

RF 신호 여기시에 [V_n⁻] = [S] [V_n⁺] 와 V_n⁺ = Γ_nV_n⁻ (Γ_n: 단자 n의 부하 방향의 반사 계수)중 독립적인 방정식을 풀면 다음과 같이 송신시 임의의 부하를 가지는 S-파라미터(S'₂₁, S'₃₁, S'₄₁, 과 S'₁₁)가 (1)~(4)같이 나오게 된다.

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{(S_{21} + S_{41}S_{43}\Gamma_4)(1 - S_{43}^2\Gamma_3\Gamma_4) + \Gamma_3(S_{32} + S_{42}S_{43}\Gamma_4)(S_{31} + S_{41}S_{43}\Gamma_4)}{(1 - S_{43}^2\Gamma_3\Gamma_4)(1 - S_{42}^2\Gamma_3\Gamma_4) - (S_{32} + S_{42}S_{43}\Gamma_4)^2\Gamma_3\Gamma_4} \quad (1)$$

$$S_{31} = \frac{V_3^-}{V_1^+} = \frac{(S_{31} + S_{41}S_{43}\Gamma_4)(1 - S_{42}^2\Gamma_2\Gamma_4) + \Gamma_2(S_{32} + S_{42}S_{43}\Gamma_4)(S_{21} + S_{41}S_{43}\Gamma_4)}{(1 - S_{43}^2\Gamma_3\Gamma_4)(1 - S_{42}^2\Gamma_2\Gamma_4) - (S_{32} + S_{42}S_{43}\Gamma_4)^2\Gamma_2\Gamma_3} \quad (2)$$

$$S_{41} = \frac{V_4^-}{V_1^+} = \frac{(S_{41} + S_{31}S_{43}\Gamma_3)(1 - S_{42}^2\Gamma_2\Gamma_3) + \Gamma_2(S_{42} + S_{32}S_{43}\Gamma_3)(S_{21} + S_{31}S_{43}\Gamma_3)}{(1 - S_{43}^2\Gamma_3\Gamma_4)(1 - S_{42}^2\Gamma_2\Gamma_3) - (S_{42} + S_{32}S_{43}\Gamma_3)^2\Gamma_2\Gamma_4} \quad (3)$$

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{21}S'_{21} + S_{31}S'_{31} + S_{41}S'_{41} \quad (4)$$

위 식 (1)~(4)에서 보여주는 바와 같이 전송시 임의의 부하를 가진 S-파라미터(S'₂₁, S'₃₁, S'₄₁, 과 S'₁₁)들은 반사 계수(Γ₂, Γ₃, Γ₄)과 각 단자가 잘 정합된 quadrature coupler의 S-파라미터(S₂₁, S₃₁, S₃₂, S₄₂, S₄₃, 와 S₄₁)들의 함수임을 알 수 있다. 만일 수신단(단자 4)이 송신시에 정합이 된다고 한다면 임의의 부하를 가진 S-파라미터들은 RF-코일단들(단자 2, 3)의 부하에 대해 최소의 변화를 볼 수 있다. 특히 이상적인 quadrature coupler일 경우에 코일의 부하에 의한 부정합 효과는 전혀 나타나지 않음을 알 수 있다.

수신시에도 RF-코일로 수신 되어지는 신호는 부정합에 의한 수신 S-파라미터들(S'₂₄, S'₃₄, S'₂₂, S'₃₃, 과 S'₃₂)의 변화는 심각하게 나타나게 된다. 독립된 식들이 되도록 하기 위해 두 코일 포트에 입사되는 신호의 반사파를 없다고 가정하고 수신시에 S-파라미터들(S'₂₄, S'₃₄, S'₂₂, S'₃₃, 와 S'₃₂)을 계산하면 다음과 같이 주어지게 된다.

$$S'_{42} = \frac{V_4^-}{V_2^+} = \frac{S_{42} + S_{21}S_{41}\Gamma_1}{1 - S_{41}^2\Gamma_1\Gamma_4} \quad (5)$$

$$S'_{43} = \frac{V_4^-}{V_3^+} = \frac{S_{43} + S_{31}S_{41}\Gamma_1}{1 - S_{41}^2\Gamma_1\Gamma_4} \quad (6)$$

$$S'_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{21}^2\Gamma_1 + \frac{(S_{42} + S_{21}S_{41}\Gamma_1)^2}{1 - S_{41}^2\Gamma_1\Gamma_4} \Gamma_4 \quad (7)$$

$$S'_{33} = \frac{V_3^-}{V_3^+} = S_{31}^2\Gamma_1 + \frac{(S_{43} + S_{31}S_{41}\Gamma_1)^2}{1 - S_{41}^2\Gamma_1\Gamma_4} \Gamma_4 \quad (8)$$

$$S'_{32} = \frac{V_3^-}{V_2^+} = S_{32} \left\{ 1 + \frac{\Gamma_1(S_{21} + S_{42}S_{41}\Gamma_4) + \Gamma_4(S_{42} + S_{21}S_{41}\Gamma_1)}{1 - S_{41}^2\Gamma_1\Gamma_4} \right\} \quad (9)$$

임의의 부하에 대한 S-파라미터들(S'₄₂, S'₄₃, S'₂₂, S'₃₃, 와 S'₃₂)은 Γ₁, Γ₄와 각 포트들이 50Ω 잘 정합되었을 때의 S-파라미터들(S₂₁, S₃₁, S₃₂, S₄₂, S₄₃, 와 S₄₁)의 함수로 주어 지게 된다. 만일 이상적인 quadrature coupler이고 송신단(단자 1)을 동적 정합

을 시키게 되면 ($\Gamma_1=0$), 수신단의 부정합에 의한 S-파라미터의 변화는 최소가 된다.

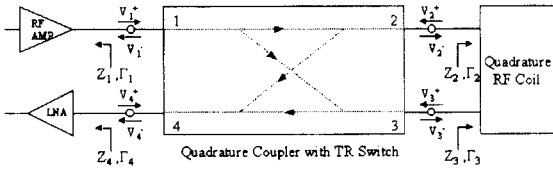
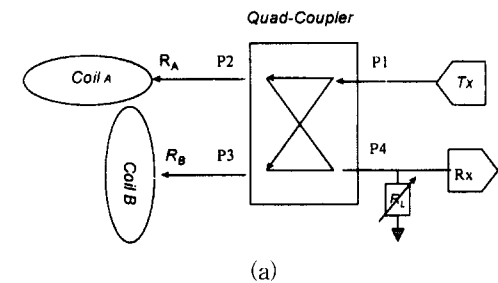


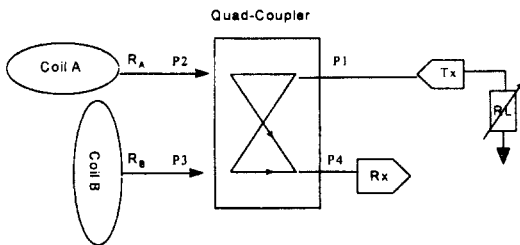
그림 3. 임의의 부하를 가지는 quadrature coupler
Fig. 3. The quadrature coupler with an arbitrary load impedance.

4. 부정합 효과의 컴퓨터 시뮬레이션

정확한 quadrature coupler의 설계에서 필수적인 것은 각 포트의 정합을 시켜 주는 보조 회로이다. 다시 말해서, RF 여기 주기(RF excitation period)와 신호 검파 주기(signal detection period)에 코일 측의 부하 효과(loading effect)에 의해 잘 설계된 quadrature coupler라고 해도 전체적인 S-파라미터는 바뀌게 된다. 이를 부하 부정합 효과(load mismatching effect)라고 한다.



(a)

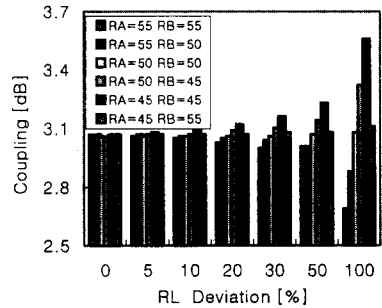


(b)

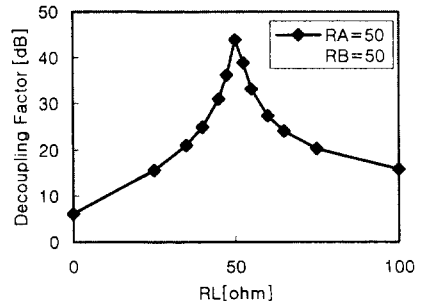
그림 4. PIN-다이오드 스위치의 상태도 (a) RF 신호 여기 주기 (b) FID-신호 검파 주기
Fig. 4. The state diagram of PIN-diode switch. (a) RF excitation period (b) FID-signal detection period

실제 자기공명영상 시스템의 경우 부하쪽의 환자가 바뀔 때 의해서 이 효과가 나타난다. 환자들의 부하 효

과의 차이는 크게 두 가지로 보인다. 하나는 머리의 크기의 차이에서 발생하는 리액턴스의 차이와 머리의 도전 손실에 의한 저항의 차이이다. 이 중 리액턴스의 차이에 의한 것보다는 저항에 의한 차이가 더 큰 부정합 효과를 가진다. 따라서 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션은 저항(R_A 와 R_B)에 의한 부하 효과만을 고려했다. 상태도는 그림 4과 같이 나타나게 된다.



(a)



(b)

그림 5. RF 여기 주기시의 부정합 효과 (a) 커플링 상수 (b) 디커플링 상수

Fig. 5. The mismatching effects of RF excitation period. (a) coupling coefficient (b) decoupling factor

RF 신호가 여기 될 때 위에서 언급한 바와 같이 두개의 직교형 RF코일과 수신 포트는 50Ω 으로 종단 되어야 한다. 그렇지 않으면 S_{21} , S_{31} , S_{32} , S_{14} 는 그림 5와 같이 변화하게 된다. 이 결과 RF 신호는 반사되고 두 RF코일 사이에 커플링이 많아 영상의 질이 떨어지게 된다. 다시 말해서, 코일에서 생긴 인체에 의한 부하 효과에 의해 어쩔 수 없이 20%내의 범위에서 저항 R_A 와 R_B 가 변화여도 R_L 이 50Ω 으로 종단되어 있다면 삽입 손실(insertion loss, S_{21})과 커플링 상수

(coupling coefficient, S_{31})에 거의 변화를 주지 않을 수 있다. 또한 코일 A와 B사이의 디커플링 상수(decoupling factor, S_{32})는 부하가 50Ω 일 때 최대 임을 보여주고 있다.

신호 검파 주기에도 삽입 손실(insertion loss, S_{43}), 커플링 상수(coupling coefficient, S_{42}) 역시 송신 포트(Tx port)에 부하가 50Ω 으로 중단되어 있다면 20% 이내의 R_A , R_B 의 변화에 거의 영향을 받지 않는다. 또한, 반사 손실(return loss; S_{22} , S_{33})과 디커플링 상수(decoupling factor, S_{23}) 역시 수신 포트(Tx port)의 50Ω 을 중단 시킬 때 최고의 특성을 갖게 됨을 그림 6의 그래프에서 보여주고 있다.

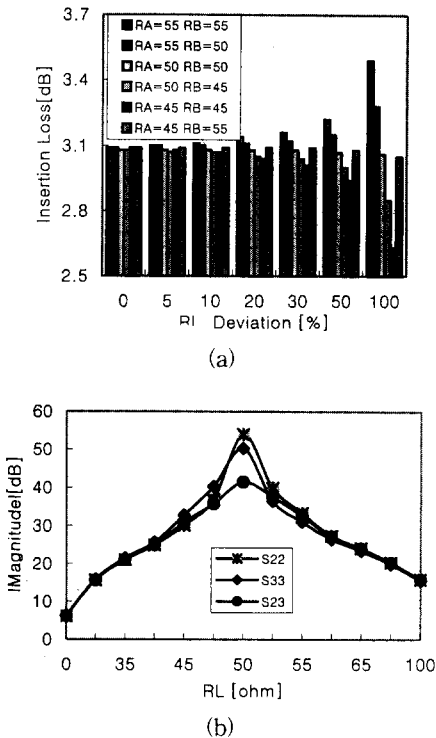


그림 6. FID-신호 검파 주기시의 부정합 효과 (a) 삽입 손실 (b) 반사 손실 및 차단력
 Fig. 6. The mismatching effects of FID-signal detection period. (a) insertion loss (b) return loss and isolation

5. PIN-다이오드 스위치

자기공명영상 시스템은 레이더나 인공위성처럼 고출력과 저입력의 특징을 지닌다. 따라서, 송신시 입력측으로 전력 유입을 극소화와 송수신시 부하 부정합 효과(load mismatching effect)를 최소화하는 것은 매우 중요하다. 또한 설계를 최적화하기 위해 PIN-다이

오드의 모델을 정확히 알 필요가 있다. 그림 7(a)(b)는 42.58MHz에서 PIN-다이오드UM7010의 순방향, 역방향 모델이다^[7].

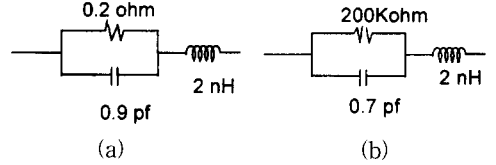


그림 7. PIN-다이오드 모델 (UM9010 @42.58MHz)
 (a) 순방향 모델 (b) 역방향 모델
 Fig. 7. PIN-diode model (UM9010 @42.58MHz). (a) forward bias model (b) reverse bias model

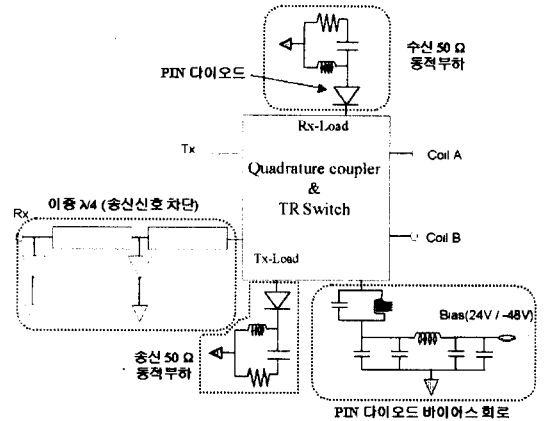


그림 8. PIN-다이오드 스위치 회로도 (이중 $\lambda/4$ 회로, 동적 정합 회로, 바이어스 회로)
 Fig. 8. PIN-diode switch module (double $\lambda/4$ circuit, dynamic loading circuit, bias circuit).

PIN-다이오드가 순방향일 때 매우 작은 임피던스를 갖는 것은 큰 차단력(isolation) 및 임피던스 정합(impedance matching)을 가지게 한다. 즉, 직렬 저항을 최소화 시켜야 하는데 이를 위해선 큰 바이어스 전류를 흘려주어야 한다. 반면, 역 바이어스 때는 큰 임피던스를 가져야 정합 회로 설계할 때 유리하다. 이 때는 작은 커패시턴스를 가지는 것이 중요하므로 큰 바이어스 전압을 가해 주어야 한다. 송수신 스위치부에서 PIN-다이오드를 이용한 각 모듈들을 살펴보면, $\lambda/4$ 기술을 이용해 송신할 때 수신단과 강한 차단력을 갖도록 하는데 quadrature coupler의 차단력과 합치면 80 dB 이상의 차단력을 가지게 된다. 송수신시 부정합 효과를 최소화 시키기 위해 동적 정합 회로(dynamic loading circuit)를 사용하게 되고 안정된 바이어스 공급과 RF 신호 차단을 위해 쓰인 저역 통

과 필터(Low Pass Filter) 및 LC 공진 회로가 필수적이다. 이 모든 회로는 그림 8와 같이 나타난다.

III. Quadrature coupler와 송수신 스위치의 제작 및 결과

1. 회로 제작

이미 앞에서 언급한 바와 같이 회로 제작은 크게 두 부분으로 나누어 생각할 수 있다. 자기공명 영상 시스템의 맨 앞 단으로 해상도에 많은 영향을 주는 브랜치라인 quadrature coupler 부분과 이를 보조해 주는 고효율 송수신 스위치 및 정합 회로의 제작으로 나누어진다.

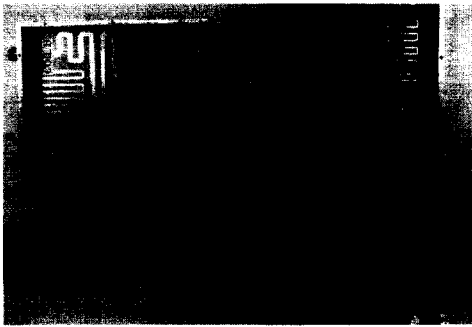


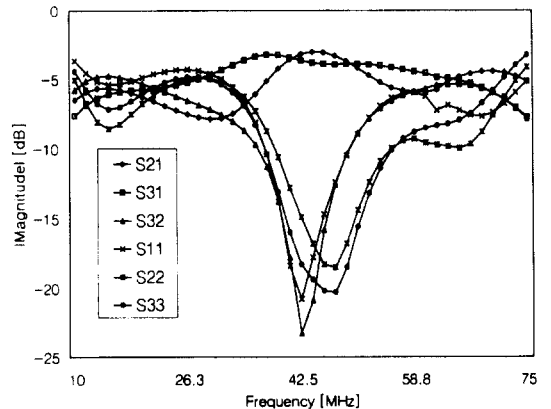
그림 9. 제작한 커플러 및 송수신 스위치 모듈
Fig. 9. The implemented quadrature coupler and transmitting/receiving switch module.

회로 제작에서 다음과 같이 몇 가지 고려해야 할 사항이 있다. 이러한 사항들은 반복적인 측정과 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제작하는데 고려되었다. 파워 분배와 결합 시에 불균형과 유효 유전율(effective dielectric constant)이 주파수의 함수이기 때문에 나타나는 유효 길이(effective electrical length)의 오차 등을 측정에 의해 잘 보정해 주어야 한다. 특히 통합 전에 나타나지 않았던 여러 기생 효과들(패턴과 알루미늄 박스에 의한 불연속 효과)을 시뮬레이션을 통한 고려 또한 필수적이다. 통합 실험을 거쳐 최종적으로 완성된 1 Tesla용 RF-초단의 사진이 그림 9와 같다. 또한 PCB의 알루미늄 박스는 내부에서 방사되는 EMI(electromagnetic interference)을 줄이고 EMS(electromagnetic susceptibility)의 영향에 대한 회로의 안정성을 보장 받을 수 있으나 마이크로 스트립의 경우는 장의 불연속성(field discontinuity)에 의해 회로의 특성이 변하는 취약점이 있다. 이런 점을

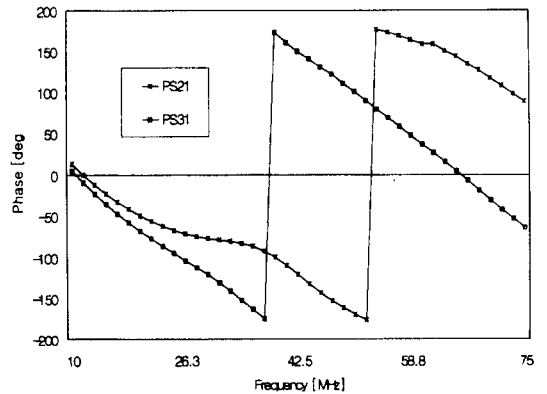
해결하기 위해서는 신호선이 지나가는 PCB 면으로부터 박스를 충분히 띄워 줘야 한다. 시뮬레이션에 의해 거의의 영향이 없는 3.5 cm 정도의 거리가 떨어져 있도록 박스를 설계하였다.

2. 제작된 커플러와 송수신 스위치의 S-파라미터 측정 결과

Quadrature 커플러와 송수신 스위치 및 정합 회로의 통합한 모듈을 네트워크 분석기 8753D로 측정할 때 그림 10(a), (b), 수신할 때 그림 11(a), (b)에서 보여준다. 또한 송수신 단의 차단력은 그림 12과 같다. 설계된 대역에서 S-파라미터 중 영상에 가장 영향을 미치는 요소는 파워 균형(power balance)과 위상차(phase difference)이다.



(a)



(b)

그림 10. 송수신 통합된 quadrature 커플러의 S-파라미터의 측정 결과 (a) S-파라미터 양 (b) quadrature 위상

Fig. 10. The results of S-parameters measurement during RF-signal excitation period. (a) S-parameters magnitude (b) quadrature phase

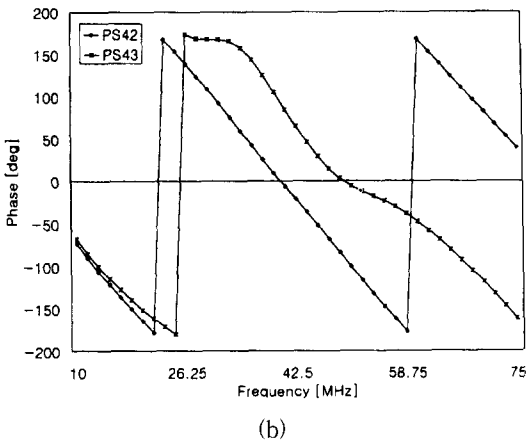
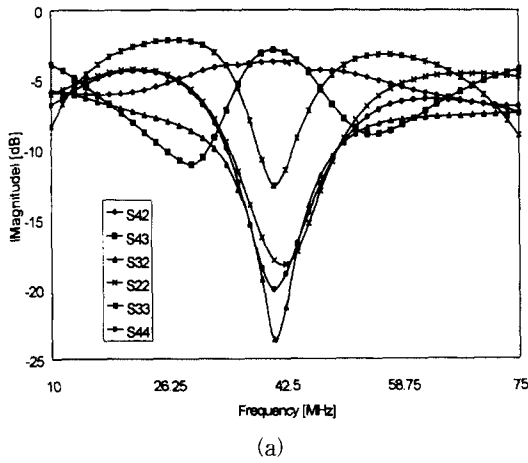


그림 11. 수신시 통합된 quadrature 커플러의 S-파라미터의 측정 결과 (a) S-파라미터 양 (b) quadrature 위상

Fig. 11. The results of S-parameters measurement during FID-signal detection period. (a) S-parameters magnitude (b) quadrature phase

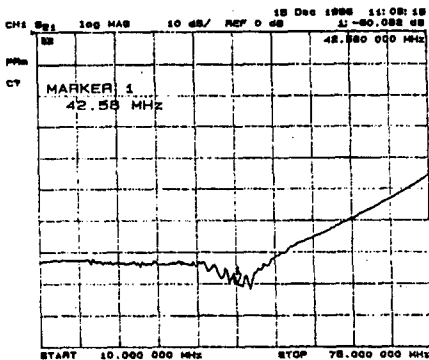


그림 12. 송수신 단의 차단력
Fig. 12. The isolation between transmitting and receiving ports.

파워 균형은 0.5 dB 이하, 위상은 0.5의 오차를 갖는 것을 확인 하였으며, 각 포트의 반사 손실을 송신시 (S11, S22, S33)은 17 dB 이하 송신시 (S22, S33, S44)은 12 dB 이하, 차단력 (S41)은 송신시 최소 80 dB이고 RF-코일 간에 간섭 (S32)은 23 dB 이하로 측정되었다.

3. 동적 부하의 효과 및 실제 촬영 영상

표 1에서는 수신시 동적 부하 기술이 적용되지 않았던 USA사의 실제 S-파라미터 측정 결과와 송신 포트에 동적 부하를 추가 시킨 후에 S-파라미터를 보여 주고 있다. A는 기존의 USA 사의 모듈이고 B는 같은 모듈에 송신단에 동적 부하를 위한 회로를 추가한 것이다. 이 표에서 보여주는 바와 같이 전체적인 특성이 개선됨을 알 수 있으며, 특히 수신시 S-파라미터 중에 파워 균형은 1.4 dB에서 0.73 dB로, 두 코일쪽의 반사 손실은 각각 4.87 dB와 7.4 dB에서 18.1dB와 19.2 dB로 크게 향상 되었음을 알 수 있다. 이 부분의 특성은 전체 시스템의 특성 뿐 아니라 코일 및 환자의 안정성 문제를 고려할 때 상당히 중요한 부분이므로 동적 부하의 사용은 필수적이다.

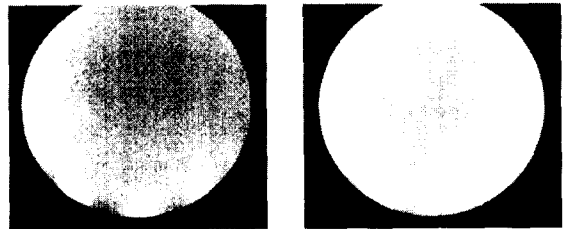


그림 13. Phantom 영상 비교 (a) USA사의 quadrature 커플러와 송수신 스위치 모듈을 (b) 실제 제작된 동적부하를 가진 마이크로 스트립 quadrature 커플러와 송수신 스위치 모듈

Fig. 13. Phantom image comparison between USA company quadrature coupler & transmitting/receiving switch module. (a) and implemented microstrip quadrature coupler & transmitting/receiving switch module (b) with dynamic load

본 모듈을 자기공명영상 시스템에 넣어 실험해 본 결과 현재 수입한 USA사의 lumped 소자로 구현되고 수신시 동적 부하 기술이 적용되지 않은 quadrature coupler 와 송수신 스위치로 신호처리 할 때 보다 약 3 dB 이상의 SNR 향상을 가져 왔다. 그림 13은 같은 시스템에서 quadrature coupler 와 송수신 스위치 모

물만을 달리해서 촬영한 phantom 영상이다. 그림 13에서 보여주는 바와 같이 실제 제작된 모듈을 이용한 영상은 주변 잡음이 크게 감소하고 시그널 부분의 영상이 크게 증가 했음을 알 수 있다.

표 1. USA사의 quadrature switch(quadrature 커플러와 Transmitting/Receiving 스위치)의 S-파라미터 특성(A)과 같은 모듈의 송신단에 동적부하를 삽입했을 때의 S-파라미터 특성(B)

Table 1. The S-parameters characteristics of quadrature switch (quadrature coupler and transmitting/receiving switch) without dynamic load (a) and with dynamic load (b) at transmitting port.

	Transmit(S-parameter magnitude[dB], PS:phase[deg])									
	S11	S21	PS21	S31	PS31	S22	S33	S41	S23	
A	18.9	2.55	20.7	4.0	111	8.6	15.1	63.8	12.9	
B	19.3	3.1	23.2	3.3	108	16.1	15.9	69.5	15.2	
	Receive(S-parameter magnitude[dB], PS:phase[deg])									
	S42	PS42	S43	PS43	S14	S32	S12	S13	S22	S33
A	4.08	45.9	2.66	141	50.1	6.79	31.2	31.7	4.87	7.4
B										

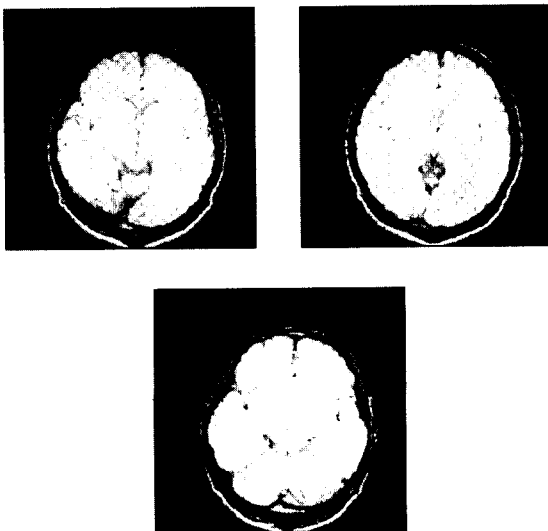


그림 14. 실제 뇌의 촬영 결과
Fig. 14. Real brain image result.

그림 14은 제작된 모듈을 이용해서 찍은 뇌의 영상

이다. 본 연구에서 제작한 마이크로 스트립 회로에서 더 높은 SNR을 얻기 위해서는 신호의 손실을 최소화 해야 한다. 예를 들면, 도체에서 열에 의한 손실, 유전체의 도전율에 의한 유전 손실, 방사 손실, Q값의 적은 커패시터나 인덕터에 의한 손실, 커넥터와 패턴의 불연속에 의한 방사 손실 등을 있다. 이러한 신호의 손실을 최소화 시켜 SNR을 향상 시키기 위해서는 큰 유전율을 갖고 두꺼우며 loss tangent가 적은 기판과 높은 Q 값을 갖는 부품을 선택하고 불연속 효과를 최소화하는 회로 기술이 필요하다.

IV. 결론

본 연구에서는 환자의 loading에 의해 달라지는 quadrature coupler의 임의의 부하 조건에 대한 분석과 시뮬레이션 통해 그 효과를 최소화 시키는 “PIN 다이오드를 이용한 동적 부하” 회로 기술을 개발 하였다. 또한, 이를 적용하고 자기공명영상 시스템의 초단인 quadrature coupler 및 송수신 스위치를 마이크로 스트립 회로로 설계 및 제작한 결과 비교적 낮은 주파수 임에도 불구하고 실제 lumped 소자를 이용해 설계를 한 기준에 시스템보다 고성능 일뿐 아니라 전체 SNR도 3 dB 이상 향상 시킬 수 있었다.

통합된 quadrature 커플러와 송수신 스위치부의 측정 결과 중심 주파수 42.58 MHz이고 500 kHz 대역폭에서 최대 5 kw RF-신호까지 견디고 신호의 파워 분배와 결합 시에 불균형이 0.5 dB 이하 였으며 최대 위상차는 약 0.5°을 유지했고 각 단자의 최대 방사 손실은 12 dB 이하를 나타났으며 두 코일간의 간섭은 23 dB를 보였다. 또한, RF 코일 쪽의 부정합 효과를 최소화 하기 위한 정합 회로를 컴퓨터 시뮬레이션을 이용해 설계해 이를 제작함으로써 질 높은 영상을 얻을 수 있었다. 큰 차폐력을 요구하는 송수신 스위치에서 이중으로 λ/4 기술을 응용함으로써 80 dB이상의 차단력을 가져 수신단에 안정성을 보장해 주었다.

세계적으로 볼 때, RF 주파수 중 비교적 낮은 주파수에 해당하는 수십 MHz 대역에서 고풍출력 마이크로 스트립 회로에 대한 이해와 경험 부족으로 정확한 모델링이 되어 있지 않음을 실험적으로 알 수 있었다. 본 제작을 통해 수십 혹은 수백 MHz 대역에서 높은 유전율을 갖는 PCB 기판을 이용한 마이크로 스트립 회로를 설계할 수 있는 국내 기반 기술이 자리 잡는데

기여할 것이다. 또한 4단자 망의 컴퓨터 해석을 통해 자기공명영상 시스템에 맞는 최적화된 RF-초단을 설계 및 제작해 기존의 외국산 모듈보다 더 좋은 영상을 얻게 되었으며 국제적인 경쟁력을 갖출 수 있게 되었다.

본 연구는 향후 RF주파수가 올라가는 3 Tesla 자기공명영상 시스템 (=127 MHz) 을 개발하는데 있어 고출력 RF용이고 비자성이며 높은 Q를 갖는 부품 수급의 어려움을 해결할 수 있을 것이다. 더욱이, 본 모듈은 자기공명영상 시스템 뿐 아니라 국내의 취약 부분인 고출력 RF 송수신을 필요로 하는 위성통신, 레이더, 원거리 무선 통신 등에 응용이 가능하여 그 의의를 더한다.

참 고 문 헌

[1] 한국 자기 공명 의 과학 연구회, “한국 자기 공명 의 과학 연구회 제1회 학술대회 초록집”, pp. 96-98, 1995

[2] C-N, Chen, D.I.Hoult, and V.J.Sank, “Quadrature Detection Coils further 2 Improvement in Sensitivity”, J. Magn. Reson., vol. 54, pp. 324, 1983.

[3] Masanori Kobayashi, “A dispersion formula satisfying Recent Requirements in Microstrip CAD”, IEEE trans. on MTT, vol. 36, no. 8, pp. 1246-1250, Aug, 1988

[4] K.C.Gupta, Ramesh Garg, and I.J.Bahl,

“Microstrip Lines and Slotlines”, Artech, pp. 7-193, pp. 297-299, 1979.

[5] R.P.Owens, “Accurate Analytical Determination of Quasi-static Microstrip Line Parameters”, The Radio and Electronic Engr., vol. 46, no. 7, pp. 360-364, July, 1976.

[6] Terry Edwards, “Foundations for Microstrip Circuit Design”, John Wiley & Sons, 2nd ed., pp. 109-221, pp. 158-165, pp. 268-275, 1990.

[7] W.Alan Davis, “Microwave Semiconductor Circuit Design”, Van Nostrand Reinhold Co., pp. 94-97, 1984.

[8] Weisshaar A., et al, “Modeling of Radial Microstrip Bends”, IEEE International Microwave Symposium, pp. 1051-1054, 1990.

[9] J.R.James, “Handbook of Microstrip Antennas”, Peter Peregrinus Ltd., pp. 854-858, 1989.

[10] Fred Gardiol, “Microstrip Circuits”, John W & S, pp. 100-113, 1994.

[11] Reed and G. J. Wheeler, “A Method of Analysis of Symmetrical a Four-Port Network”, IRE Trans. on MTT, pp. 246-25, 1956.

[12] David M.Pozar, “Microwave Engineering, Addison Wesley”, pp. 177-329, 1990.

저 자 소 개



柳 雄 桓(正會員)

1971년 5월 24일생. 1994년 광운대 컴퓨터공학과 졸업. 1997년 한국과학기술원 전기 및 전자과 졸업(석사). 1997년 3월 ~ 현재 동대학원 박사 과정 재학중. 1997년 3월 ~ 현재 삼성전자 연구원. 주관심분야 RF 회로

설계, 초고속 디지털 인터커넥트 모델링, 초고속 clocking 등이다



李 美 英(正會員)

1976년 9월생. 1999년 이화여자 대학교 전자공학과 졸. 1999년 3월 ~ 현재 동대학 대학원 석사 과정 재학 중



李 興 揆(正會員)

1978년 서울대학교 공과대학 전기공학과 공학사. 1980년 한국과학기술원 전자공학과 공학석사. 1990년 University of California, Irvine 방사선공학과 공학박사. 1997년 ~ 현재 (주)한메 시스템 가톨릭의대 연구소

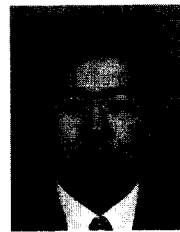
장. 1995년 ~ 1997년 (주)메디슨 상무이사. 1992년 ~ 1996년 University of California, Irvine 조교수. 1990년 ~ 1992년 University of California, Irvine 책임연구원. 1985년 ~ 1986년 LG Group 의료 시스템 전자교 환기, ECG, MRI 개발 연구실장



李 愧 洙(正會員)

1952년 9월 19일생. 1975년 2월 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업, 1975년 1월 10일. 현대조선중공업 주식회사 전장설계부. 1978년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사학위 취득. 1983년 2월 한국

과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사학위 취득. 1983년 3월 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수. 1984년 4월 ~ 1985년 5월 Post Doc. 연구원, 1996년 9월 ~ 1997년 8월 Visiting Professor (Information System Lab., Dept. of EE, Stanford University). 현재 SK텔레콤 중앙연구원장. 주관심분야는 통신신호처리, 음성신호처리, 이동통신시스템 설계 등임



金 禎 浩(正會員)

1961년 5월 10일생. 1984년 2월 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업, 1986년 동대학 대학원 전기공학 석사. 1993년 University of Michigan 전자공학과 박사학위 취득. 1993년 ~ 1994년 Picometrix

Inc.에 Research Engineer. 1994년 ~ 1996년 삼성전자 수석 연구원. 1996년 ~ 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수. 주관심 분야는 Ultrafast laser를 이용한 Terahertz 영상, Ultrafast sampling 기술, 초고속 Digital System EMI/EMC, Interconnection & Packaging Modeling 및 설계, MCM 배선 모델링 등임