방향성 결합기 및 핀 다이오드 스위치를 이용한 10 비트 임피던스 튜너

10-Bit Full-Coverage Impedance Tuner Using a Directional Coupler and PIN Diodes

이 동 규 · 이 상 효 · 권 영 우

Dongkyu Lee · Sanghyo Lee · Youngwoo Kwon

요 약

본 논문에서는 방향성 결합기를 이용한 새로운 형태의 임피던스 튜너를 제안하였다. 이 튜너를 signal flow graph를 이용하여 해석하였고, 이 방식은 직렬 라인의 길이 변화가 어려운 single stub 방식에 비해 구현이 용이하고 double stub 방식에 비해 넓은 튜닝 범위를 가진다. 10개의 핀 다이오드를 이용하여 제작된 튜너는 10개의 스위치가 비트 형태로 동작하면서 Smith 차트 전 영역에서 2^{10}개의 균일한 임피던스 분포를 가지도록 설계되었다. 제작된 튜너는 1.8~2.2 GHz의 대역폭에서 넓은 튜닝 영역을 가지며, 반사 계수 크기는 최대 0.9까지 측정되었다. 측정된 임피던스 값을 바탕으로 load-pull 시스템을 구성하였고, 전력 소자용 트랜지스터의 최적 출력단 임피던스를 찾아내었다.

Abstract

In this paper, a novel impedance tuner using a directional coupler is proposed. The design topology is analyzed by signal flow graph(SFG) and shows advantages compared with conventional single and double stub methods from the view points of easy implementation and wide tuning range, respectively. This impedance tuner consists of ten switches and its 2^{10} tuning points are distributed uniformly on the whole Smith chart. The measured maximum magnitude of the reflection coefficient is 0.9. And the fabricated impedance tuner has a wide bandwidth from 1.8 to 2.2 GHz. Using this impedance tuner, we did a load-pull measurement of a power transistor.

Key words : Impedance Tuner, Load-Pull

Ⅰ. 서 론

임피던스 튜너는 잡음 지수(noise-parameter) 측정 회로[1], 파워 앰프의 로드-풀(load-pull) 측정 회로[2], 안테나의 튜닝 회로 등의 다양한 마이크로파 및 밀리미터파 시스템에서 사용되고 있다. 이런 응용을 위해서 튜너는 광범위한 임피던스 변화 범위를 가져야 하는데, 기존의 주된 방법으로는 single stub[3],[4], double stub[5] 그리고 최적화 방식(optimization method)[2]의 세 가지가 있다. 하지만 이들 세 가지 방식은 각기 몇 가지 문제점들을 지니고 있다.

먼저, single stub 방식은 광범위한 임피던스 변화 범위를 가질 수 있다는 장점을 지니지만, 직렬 라인의 길이를 변화시키기 어렵다는 단점이 있다. 스미스 차트의 전 영역을 튜닝(tuning)하기 위해서 고정된 직렬 라인의 위상을 전기적으로 0~180도 사이에

「본 논문은 과학기술부의 창의연구과제 및 서울대학교 3차원 밀리미터파 집적시스템 연구단의 관리로 수행되었습니다.」

서울대학교 전기컴퓨터공학부(School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National University)

· 논 문 번 호 : 20070207-023

· 수정완료일자 : 2007년 7월 13일

서 변화시켜야만 한다. 전기적으로 0~180도 사이의 위상 변화를 주려면 위상 천이기(phase shifter)에서 주로 사용되는 병렬 형태의 캐패시턴스를 로딩(loading)하는 방식을 사용해야 하는데, 이는 위상 변화뿐 아니라 직렬 라인의 특성 임피던스에도 영향을 주기 때문에 이상적으로 직렬 라인을 변화시키기에는 어려움이 있다. 직렬 라인의 임피던스가 50 ohm에서 벗어나게 되면 이상적으로 VSWR 원을 회전할 수 없기 때문에 임피던스 튜닝 포인트들이 한쪽으로 치우치게 되는 문제가 있다.

둘째로, double stub 방식을 살펴보면 두 개의 stub의 길이를 바꾸는 방식은 일반적인 임피던스 튜닝 방식에서 많이 쓰이고 있고 구현도 용이하다. 하지만, 근본적으로 double stub 방식은 금지 영역(forbidden region)이 존재하기 때문에 광범위한 전 영역을 커버할 수가 없다[6].

마지막으로 최적화 방식은 넓은 튜닝 범위를 가지지만, 최적화 방식에 따라서 튜닝 영역이 균일하지 않기에 일부의 영역은 튜닝이 불가능하며 특별한 디자인 방식이 존재하지 않고 시뮬레이션에 의해 최적화하는 방법을 사용하므로 다른 소자나 기판을 사용했을 경우, 반복 및 재현성에서 문제가 있다고 할 수 있다.

앞서 살펴본 튜너는 일반적으로 적은 손실 및 많은 스위치 소자를 가져야 광범위한 전 영역의 튜닝이 가능하다. 적은 삽입 손실 특성을 가져야 크기가 1에 가까운 반사 계수를 만들 수 있고 거의 무한대의 VSWR 값을 가지게 된다. 이는 위상 차이에 따라 매우 낮은 임피던스 또는 매우 큰 임피던스까지 튜닝이 용이함을 말한다. 또한 많은 튜닝 소자 및 스위치를 가질수록 많은 튜닝 포인트를 만들 수가 있다. 하지만 스위치의 개수가 늘어나게 되면 그 만큼의 삽입 손실이 증가하기 때문에 매우 낮거나 높은 임피던스로의 튜닝이 불가능하게 되는 trade-off 관계를 가진다. 즉, 매우 낮고 높은 임피던스를 포함하는 넓은 튜닝 영역을 가지기 위해서는 스위치 소자의 손실이 매우 중요함을 알 수 있다. 이런 이유로 주로 MEMS 스위치를 이용한 튜너가 많이 제안되었다[2]~[5].

하지만 마이크로파 대역의 낮은 주파수 영역에서는 고체 전자 소자 스위치가 MEMS 스위치의 손실 특성과 비견할 만하고, MEMS 스위치의 경우, 추가적인 패키징이 필요하기 때문에 본 논문에서는 10개의 핀(PIN) 다이오드 스위치를 이용한 튜너를 제안했다. 방향성 결합기 및 핀 다이오드 스위치를 이용한 본 임피던스 튜너는 SFG(Signal Flow Graph)를 통해 그 동작 원리를 분석했다. 본 임피던스 튜너는 double stub 방식처럼 두 개의 shunt stub를 조절하기 때문에 구현이 용이하며, single stub 방식처럼 전 영역의 임피던스 정합이 가능하다. 제작된 튜너는 1.8~2.2 GHz의 주파수 영역에서 넓은 튜닝 영역을 가지며, 약 0.9 크기의 최대 반사 계수가 측정되었다. 튜너는 10개의 핀 다이오드 스위치를 사용하여 비트 형태로 동작하고, 2^{10}개의 튜닝 포인트들은 스미스 차트의 전 영역에서 비교적 균일한 분포 특성을 보인다. 제작된 튜너를 이용하여 2 GHz에서 로드-풀 시스템을 구성하였고, 전력 증폭기용 트랜지스터의 최적 출력단 임피던스를 찾아내었다.

Ⅱ. 설계 및 제작

2-1 설 계

그림 1은 제안된 튜너의 전체 회로도를 보여주고 있다. 3-dB의 방향성 결합기를 이용하고 방향성 결합기의 2, 3번 포트에 전기적인 길이가 변하는 short-ended stub로 종단을 한다. 여기서 두 shunt stub의 공통적인 길이인 d와 한쪽 stub의 추가적인 길이인 Δd

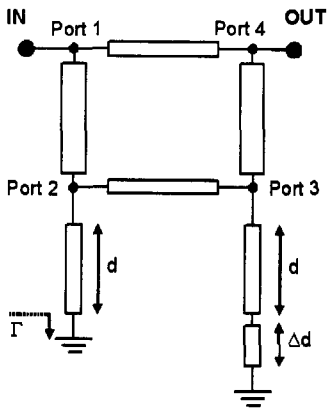


그림 1. 방향성 결합기를 이용한 임피던스 튜너의 회로도

Fig. 1. Schematic of the proposed impedance tuner using a directional coupler.

가 변수이다.

이 방식은 single stub의 방식과 동작 원리가 유사하다. Single stub를 이용한 튜너는 전기적인 길이가 0~90도까지 변하는 shunt stub와 0~180도까지 변하는 series 라인으로 구성되는데, stub의 길이가 0~90도까지 변함에 따라 임피던스는 스미스 차트 상에서 크기가 0~1까지의 반사 계수 값을 가지는 한 점으로 이동한다. 각 점에서 직렬 라인의 길이가 0~180도까지 변하면 VSWR 원을 따라서 한 바퀴 돌면서 스미스 차트 전 영역에서 정합이 가능하게 된다. 즉, 크기가 0~1 사이의 반사 계수를 만드는 변수 및 0~180도 사이의 위상 변화를 만들 수 있는 변수, 이 두 가지를 가지면 single stub 방식처럼 전 영역의 튜닝이 가능하게 된다.

SFG를 이용하여 본 논문에서 제안한 임피던스 튜너의 동작 원리를 설명하면 다음과 같다. 3-dB 방향성 결합기는 브랜치 라인 커플러(branch line coupler)를 이용하는데 그 특성은 다음의 수식으로 주어진다.

$$S=\frac{-1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}0 & j & 1 & 0\\ j & 0 & 0 & 1\\ 1 & 0 & 0 & j\\ 0 & 1 & j & 0\end{bmatrix}$$

그림 1의 회로를 SFG로 표시하면 그림 2와 같다. S_{11} 값을 찾기 위해 그림 2에서 ($a_1 \rightarrow b_1$)의 경로를 구성하는 두 개의 경로 ($a_1 \rightarrow b_2 \rightarrow a_2 \rightarrow b_1$)와 ($a_1 \rightarrow b_3 \rightarrow a_3 \rightarrow b_1$)의 계산값을 구한다. 각 경로에 의

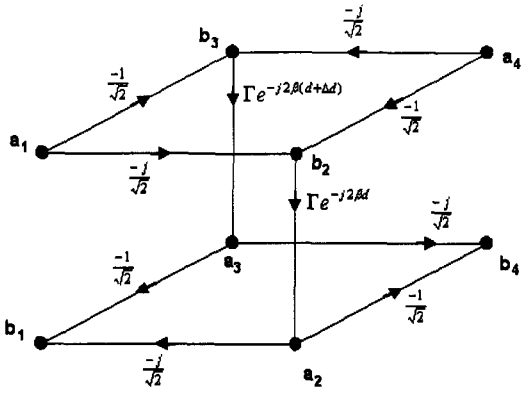


그림 2. 튜너의 signal flow graph
Fig. 2. Signal flow graph of the proposed impedance tuner.

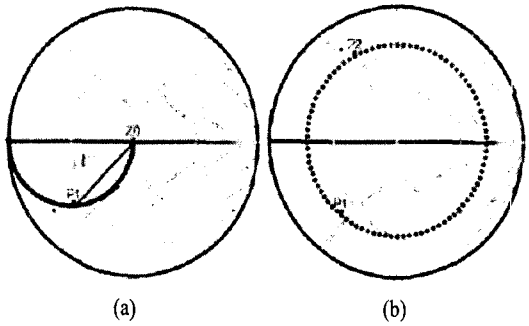


그림 3. Stub 길이 변화에 따른 임피던스 궤적
Fig. 3. Contour of the impedance corresponding to variations of the stub length.

한 값은 각각 $-\frac{1}{2}\Gamma e^{-j2\beta d}$ 와 $\frac{1}{2}\Gamma e^{-j2\beta(d+\Delta d)}$ 으로 주어지고 개방 또는 단락 종단의 경우, Γ의 크기는 1이다.

$$S_{11}=-\frac{1}{2}\Gamma e^{-j2\beta d}+\frac{1}{2}\Gamma e^{-j2\beta(d+\Delta d)}$$
$$=\frac{1}{2}\Gamma(e^{-j2\beta\Delta d}-1)e^{-j2\beta d}=Ae^{-j\phi}$$

여기서,

$$A=\frac{1}{2}\Gamma(e^{-j2\beta\Delta d}-1)=\frac{1}{2}\Gamma e^{-j\beta\Delta d}(e^{-j\beta\Delta d}-e^{j\beta\Delta d})$$
$$=-j\Gamma e^{-j\beta\Delta d}\sin(\beta\Delta d),\ \phi=2\beta d$$

라 두면 결과적으로 $S_{11}=Ae^{-j\phi}$으로 표현되고, $0\le|S_{11}|=|A|=|\sin(\beta\Delta d)|\le 1$의 관계가 성립한다.

위 식에 의하면 A는 Δd의 함수로써 S_{11}의 크기를 결정하고, ϕ는 d의 함수로써 S_{11}의 위상을 결정한다.

예를 들어 그림 3(a)에서 살펴 보면, Δd가 0~90도까지 변함에 따라 임피던스는 Z_0에서 P_1의 점을 따라서 반사 계수가 0에서 1까지 변하게 된다. 그림 3(b)에서 보면 검은 반원 상의 임의의 한 점 P_1에서 d가 변함에 따라 P_2의 점을 따라서 점선의 VSWR 원을 회전하게 된다. 즉, 두 변수 d와 Δd의 변화에 의해서 크기가 0~1 사이이고 위상이 0~180도 사이에서 변하는 반사 계수를 얻을 수 있다. 즉, double stub 방식처럼 두 개의 shunt stub의 전기적인 길이를 바꿈으로써 구현이 용이하며, 또한 single stub 방식처럼 전 영역에서의 임피던스 정합이 가능함을 알 수 있다.

2-2 제 작

앞서 제시된 방식을 이용하여 2 GHz를 중심 주파수로 하는 튜너를 제작하였다. 상용 시뮬레이터인 ADS를 이용하여 설계를 하였고, 두 개의 stub에는 각각 다섯 개씩의 핀 다이오드를 shunt 형식으로 ground와 연결하였다. 만약 핀 다이오드가 동작했을 때, 완전히 단락이 된다면 동작한 다이오드 아래쪽의 다이오드나 전송 선로는 중심 주파수에서 보이지 않게 된다. 이럴 경우, 핀 다이오드의 동작에 따른 조합의 개수가 훨씬 줄어들기 때문에, 임피던스 튜닝 범위가 넓고 튜닝 개수가 많아지도록 하기 위해 다이오드와 그라운드 사이에 적절한 인덕터를 추가하여 완전한 단락으로 동작시키지 않았다. 그리고 stub의 위상 변화가 0~180도의 균일한 변화를 가지도록 stub에 위치한 다이오드의 간격 및 인덕턴스를 최적화 하였다.

설계된 튜너는 2.2의 유전율 값을 가지고 도체 두께가 8 um인 10 mil 두께의 RT-duroid 5880 기판에 제작되었다. 핀 다이오드 스위치는 M/A-COM사의 다이오드가 사용이 되었다. 이 핀 다이오드는 수십 와트 이상까지 파워 핸들링이 가능하고 브레이크 다운 전압은 -100 V이기 때문에 높은 출력 전력을 가지는 트랜지스터를 로드-풀 측정할 수 있다. 직렬 저항은 0.5 ohm의 값을 가지고 off 상태에서의 캐패시턴스는 350 fF이다. 제작된 회로의 전체 크기는 바이어스 회로를 포함하여 5×5 cm^2이다. 제작된 튜너는 그림 4에 나타나 있다.

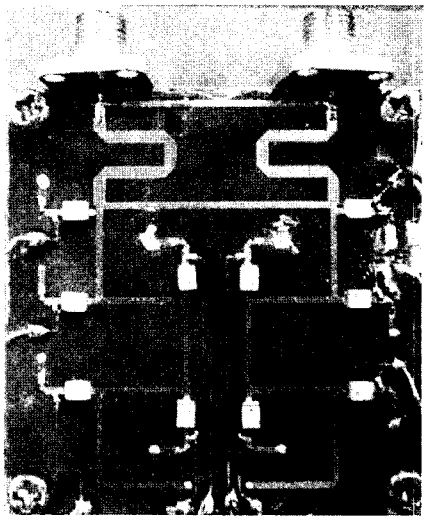


그림 4. 제작된 임피던스 튜너의 사진
Fig. 4. Photograph of the fabricated impedance tuner.

Ⅲ. 측 정

3-1 임피던스 튜닝 범위

제작된 임피던스 튜너는 HP8510C 네트워크 분석기를 통해 측정되었다. 튜너는 열 개의 핀 다이오드 스위치의 동작에 의해 1,024(2^{10})개의 많은 튜닝 포인트를 보여주었다. 1.8~2.2 GHz 사이의 대역에서 스미스 차트 거의 전 영역에 걸쳐서 임피던스 튜닝이 가능함을 시뮬레이션과 측정을 통해 살펴볼 수 있었고, 시뮬레이션과 측정 간의 경향성 또한 잘 맞았다. 측정된 최대의 반사 계수 값은 1.8, 2, 2.2 GHz에서 각각 0.922(VSWR=25), 0.893(VSWR=18), 0.922(VSWR=25)의 값을 가졌다. 튜너는 스미스 차트 전 영역에 걸쳐 고른 임피던스 분포를 보였고 매우 낮거나 높은 임피던스까지 튜닝이 가능함을 알 수 있다. 브랜치 라인 커플러의 대역폭과 shunt stub의 주파수에 따른 전기적 길이 차이로 인해 임피던스 튜너는 대략 20 % 정도의 대역까지 고른 임피던스 분포 특성을 보여주었다.

3-2 로드-풀 시스템에의 응용

앞서 제작된 튜너를 사용하여 단위 트랜지스터의 로드-풀 측정을 하였다. 파워 앰프를 설계할 때에는 트랜지스터의 출력 종단 부하를 알고 출력 정합 회로를 최적화 하는 것이 중요하다. 앞서 측정된 결과를 바탕으로 튜너를 이용하여 트랜지스터의 출력 단의 부하를 변화시켜 그에 따른 출력 전력을 관찰하였다. 사용된 트랜지스터는 Filtronics사의 LP1500-P100이다. 2 GHz에서 15 dBm의 RF 신호가 들어 왔을 때 측정된 출력 파워의 궤적을 그림 6의 스미스 차트에 나타내었다. 이 그림으로부터 찾아낸 Z-opt 포인트로 튜너의 임피던스를 고정하고 $P_{in}-P_{out}$ 특성을 측정한 결과를 그림 7이 보여주고 있다. 최적화된 부하에서의 특성은 1-dB compression 출력 전력과 이득이 각각 29 dBm, 15.5 dB 그리고 60 %의 power added efficiency(PAE)를 보여주었다.

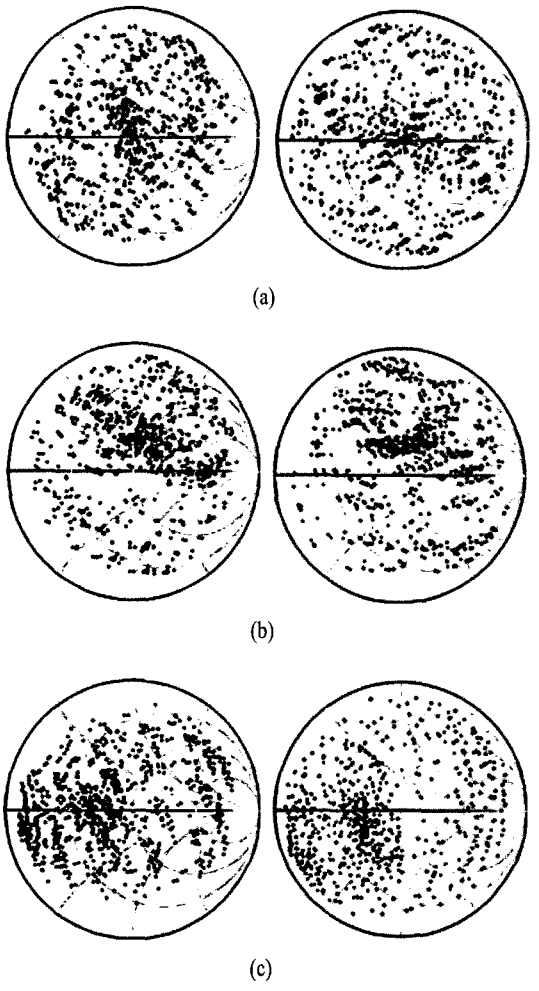


그림 5. (a) 1.8 GHz, (b) 2 GHz, (c) 2.2 GHz에서의 시뮬레이션 및 측정된 S_{11}(좌: 시뮬레이션, 우: 측정)

Fig. 5. Simulated and measured S_{11} at (a) 1.8 GHz, (b) 2 GHz and (c) 2.2 GHz(left: simulation, right: measurement).

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 3-dB 방향성 결합기와 핀 다이오드 스위치를 이용한 하이브리드 튜너를 설계, 제작하였다. 논문에서 제시된 방식은 single stub 방식과 동작 원리가 유사하며 SFG를 이용하여 그 상세한 동작 원리를 분석하였다. 시뮬레이션과 측정된 결과는 광범위하고 균일한 임피던스 분포를 보였고 최대 VSWR은 25의 값을 가지며 스미스 차트 전 영역을 튜닝하는 대역폭은 약 20 % 이상임을 살펴 볼 수 있었다. 제작된 튜너를 이용하여 트랜지스터의 출력 로드-풀 시스템을 구성하였고 트랜지스터의 출력단 부하 특성을 예측할 수 있었다.

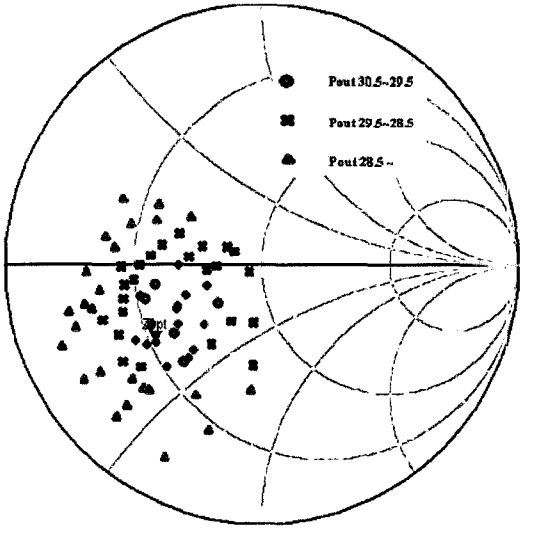


그림 6. 2 GHz 측정된 트랜지스터의 로드-풀 결과

Fig. 6. Measured load-pull results of a power transistor at 2 GHz.

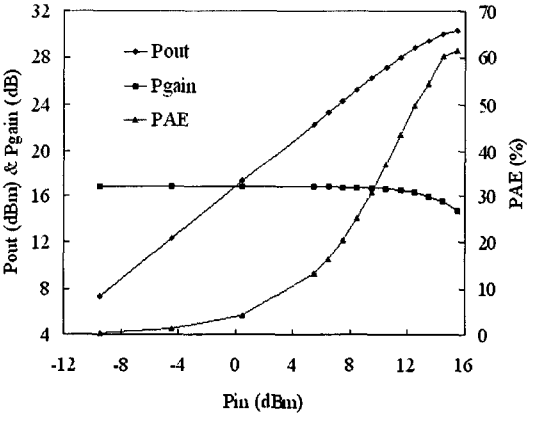


그림 7. 최적 출력 포인트에서의 P_{in}-P_{out} 측정 결과

Fig. 7. P_{in}-P_{out} measurement results at the Z-opt point.

참 고 문 헌

[1] Caroline E. McIntosh, Roger D. Pollard, and Robert E. Miles, "Novel MMIC source-impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measure-

ments", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 2, pp. 125-131, Feb. 1999.

[2] T. Vaha-Heikkila, G. M. Rebeiz, "A 20~50 GHz reconfigurable matching network for power amplifier applications", *2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 717-720, Jun. 2004.

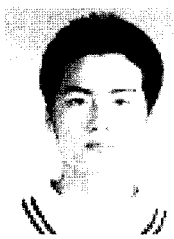
[3] T. Vaha-Heikkila, Jussi Varis, Jussi Tuovinen, and Gabriel M. Rebeiz, "A V-Band single-stub RF MEMS impedance tuner", *34 European Microwave Conference Digest*, pp. 1301-1304, 2004.

[4] T. Vaha-Heikkila, Jussi Varis, Jussi Tuovinen, and Gabriel M. Rebeiz, "A 20~50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 4, pp. 205-207, Apr. 2005.

[5] T. Vaha-Heikkila, Jussi Varis, Jussi Tuovinen, and Gabriel M. Rebeiz, "W-band RF MEMS double and triple-stub impedance tuners", *2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 923-926, Jun. 2005.

[6] D. Pozar, *Microwave Engineering*, New York: Wiley, 1998.

이 동 규



2005년 2월: 성균관대학교 전자정보통신과 (공학사)
2007년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학석사)
2007년 3월~현재: 삼성전자주식회사 정보통신총괄
[주 관심분야] RF MEMS, MMIC, Antenna 등

이 상 효

2000년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학사)
2002년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학석사)
2002년 3월~현재: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 박사과정
[주 관심분야] 초고주파소자 모델링, RF MEMS, MMIC, 안테나 등

권 영 우

1988년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1990년: University of Michigan M. S.E.E.
1994년: University of Michigan Ph. D.
1994년~1996년: Rockwell International Science Center, MTS
1996년~현재: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 교수
[주 관심분야] 초고주파소자 모델링, RF MEMS, MMIC, 전력증폭기, 바이오 등