
碩士學位論文

移動通信用 MMIC의 인덕터
회로構造解析

濟州大學校 大學院

電子工學科



1995年 12月

移動通信用 MMIC의 인덕터 回路構造解析

指導教授 高 誠 擇


吳 德 烈 氏

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

1995年 12月

吳德烈氏의 工學 碩士學位 論文으로 認准함


審査委員長

이 광만 

委 員

김민제 

委 員

고성택 

濟州大學校 大學院

1995年 12月

**An Analysis of Inductor Structure of MMIC
used in Mobile Communication**

Theresa Oh

(Supervised by Professor Sung-Taek Ko)



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING**

**DEPARTMENT OF ELECTRONIC ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY**

1995. 12

목 차

	page
SUMMARY	1
I. 서 론	
1. MMIC의 역사적 배경	2
2. MMIC의 특성	4
3. 마이크로스트립 선로	6
4. 인덕터의 MMIC	7
II. 전송이론	
1. 분포정수회로	8
2. 마이크로스트립 선로의 특성임피던스	9
3. 산란계수와 어드미턴스계수	12
4. Smith 도표	17
III. 회로구조 해석	
1. 회로해석에 사용된 마이크로스트립 선로 모델링	
1) 금속의 두께에 따른 회로 모델링	19
2) 이웃한 마이크로스트립 선로 모델링	19
3) 마이크로스트립 선로의 특성임피던스	20
2. 인덕터 회로해석 방법	
1) 인덕터의 종류	21
2) 인덕터 회로해석을 위한 회로 구조	22
3) SPICE 해석	25

IV. 회로해석 결과 및 고찰	
1. 회로해석에 사용된 마이크로스트립 선로의 해석	
1) 금속의 두께에 따른 회로해석 결과	29
2) 이웃한 마이크로스트립 선로 사이의 연관성	30
3) 마이크로스트립 선로의 특성임피던스 결과	32
2. 인덕터 회로해석 결과	
1) 금속의 두께와 선로 삽입에 의한 위상변위	39
2) 인덕터의 Em 시뮬레이션 결과	40
3) 인덕터의 등가회로	43
4) 등가회로 수식의 계수 결정	45
V. 결 론	49
참고문헌	51
부 록	
1. SPICE 해석 알고리즘	53



SUMMARY

The communication in the world become more sophisticated and diversified. It is indispensable that the circuit used in modern communication requires wide bandwidth and highly integrated circuits. Since inductor may be larger than other element, it can be used in the limited range of frequencies in circuit design, therefore the development of MMIC has been needed to meet the requirement. The design of a microstrip transmission line utilized in the most of MMIC's become more difficult due to parasitic component and radiation effect in the integrated circuit at high frequencies. In this paper for the characteristic impedance of the microstrip circuit, strip circuit has been simulated with variation of dielectric thickness by Sonnet Em, therefore new formula has been suggested by comparing the result from the CAD tool of the analytic equation. And the variation of S parameter has also been analyzed for the microstrip line with a neighboring microstrip line. In the end for the sake of MMIC in high frequencies, inductors of circular spiral circuit has been simulated. Therefore an equivalent circuit of inductor for SPICE analysis has been improved and the parameter of an theoretical equation has been determined. From the result of comparison a reflection coefficient of inductor for SPICE analysis with for Em simulation has been confirmed a similar variation of frequencies locus in Smith Chart.

I. 서 론

1. MMIC의 역사적 배경

집적회로(IC)란 반도체 기판위에 연속적인 확산이나 이온주입방식에 의하여 만들어지는 능동소자와 수동소자의 조합으로 이루어진 회로이다. MIC(micro-wave integrated circuit)기술의 발전은 평면전송선로의 개발로부터 시작되었으며 두가지 종류가 있다. 절연기판 위에 박막등에 의해 여러개의 마이크로파용 수동소자를 형성하고 소자 사이는 마이크로스트립 선로와 같은 마이크로파 선로등을 배선한 막집적회로에 마이크로파 능동소자들을 조합한 혼성 마이크로파 집적회로(hybrid microwave integrated circuit)와 한개의 기판에 능동소자와 수동소자를 성장한 MMIC(monolithic microwave integrated circuit)가 있다. MMIC는 글자의 의미에서도 알 수 있듯이 monolithic의 어원은 그리스의 monos(single)와 lithod(stone)를 조합한 것으로써 MMIC는 단결정위에서 만들어지게 된다. MIC란 넓은 의미에서 사용자가 접근할 수 있는 인터페이스 없이 함께 패키징화 되어 있는 회로함수들의 조합이다. 그러나 집적회로공정에 있어서는 집적회로의 특정부분을 만드는 기술의 순서를 제어한다는 의미로 제한된다. MIC기술은 밀리미터 파장에서 동작하면서 집적회로에서도 실현 가능한 기술인 평면 전송 패키지, 집중소자 회로, 스트립선로(strip line)나 코플레나(coplanar) 전송선로와 같은 전송선로 기술을 포함한다. 그래서 MIC기술이 발전하기 위해서는 평면 전송선로의 개발이 선행되어야 한다.

1936년 Harold Wheeler는 공간을 줄일 목적으로 돌돌 말아놓은 저손실 전송선로를 만들기 위해서 병렬로 설치한 두개의 평면 코플레나 전송선로를 만들었다. 그리고 그는 1942년 해군에서 적군과 아군을 구별하는 장치를 개발하는데 150~200MHz의 낮은 주파수에서 동작하면서 크기를 최소로 만들기위해 유전상수가 낮은 물질인 공기를 사용하여 병렬로 놓인 평면사이에 스트립 전송선로를 장치하였다(Harlan, 1984). 반도체 기술을 기초로 한 집적회로의 가능성을 처음으로

로 착안한 사람은 영국의 왕립 레이더기구의 G. A. W. Dummer이었다(Mcquiddy 등 1984). 1952년 전자소자발표회의 서두에서 Dummer는 트랜지스터의 발전과 반도체기술을 개발하여 연결선이 없는 고체소자내의 전자장치들을 고안할 수 있다는 가능성을 예견했다. 그러한 고체소자내부의 전자장치는 각종의 차단으로 인하여 절연물질, 도체물질, 정류물질 그리고 증폭물질층으로 직접 연결이 되도록 구성이 되어있었다. 1956년 여름 메사추세츠 기술연구소의 R. Von Hippel 교수는 분자공학의 세미나에서 그 동안의 실험결과에 대한 보고서를 발표하면서, 물질이란 특별한 곳에 응용하기 위해서 설계되고 맞추어질 수 있으며 그러한 특성을 얻을 수 있는 적절한 물질을 찾고 실험을 통하여 원하는 동작 특성에 구속받지 않는 새로운 소자를 창안할 수 있다고 하였다. 1950년대 초 분자과학에서 Dummer의 말과 분자공학에서 Von Hippel의 착상의 영향으로 공군에서는 '분자 전자공학'이라는 전자기술을 규명하기 시작하였다. 그래서 과거의 전자회로의 개념에서부터 벗어나 더 세부적인 이상함수를 수행할 수 있는 새로운 구조로 발전하게 되었다. 당시에 웨스팅하우스는 초소형화를 위한 분자전자공학을 발전시키는 선두 제조업체였다. 그래서 공군은 웨스팅하우스와 협력하여 MERA(molecular electronics for radar applications) project를 시작하였다. 이렇게 해서 만들어진 마이크로시스템은 직결한 고체물질내에서 원하는 기능을 종합적으로 수행할 수 있게 되었다. 그러나 microsystem의 복잡한 전자적인 함수의 실현을 위해서 더 많은 블록으로 세분화할 필요가 생기게 되었다. 이것을 FEB(functional electronic blocks)라고 한다. 이것은 여러기능을 수행하는 소자들을 외부적으로 연결함으로써 가능한 것이었다. FEB실현을 위해서는 트랜지스터의 기능을 갖고 있어야하고 사진식각(photoolithography)기술의 사용을 필요로 했다. 그래서 역학적으로 반도체내에서 실현할 수 없는 여러가지 캐패시터나 인덕터와 같은 소자성분들을 FEB를 위한 회로 함수의 실현으로 디자인 할 수 있게 되었다. 이런 함수들은 외부적인 연결을 통하여 제공될 수 있다. 고체회로의 개념은 TI(Texas Instruments)에서 Kilby의해 발전되었다. 그는 회로의 함수를 더 자세히 규명하기위해 분자전자공학을 기초부터 연구하고 있었다. FEB와 집적회로 기술의 차이는 사진식각 기술

에 의해서 구분될 수 있었다. 그리고 집적회로 기술 분야에서는 전력을 소모하기는 하지만 회로의 각 부분을 연결한 저항과 연결선들을 제거하려는 의도는 없었다. 단지 TI에서는 평면공정기술의 개발에만 주력하고 있었던 것이다. 당시 분자전자공학의 지지자들은 고체회로가 회로를 줄이고 저항을 최소화하기에는 일부족이라고 생각하였다. 그러나 R. D. Alberts가 이끄는 공군연구소에서 소자를 대칭되게 디자인함으로써 이를 극복하고 고체상태소자는 새로운 전환점에 서게 되었다.

FEB나 고체회로를 검토하던 국방연구소의 기술자들은 두 회로가 같은 기능을 갖고 단순한 패키지로 된 비슷한 회로임을 밝혔다. 1960~1962년에는 전자회로를 집적화 형식으로 변환 가능한지에 대하여 연구되면서부터 마이크로파분야로 세분화되어 연구·발전하게 되었다. 그후 저주파 증폭기와 논리함수는 다양한 IC 형태로서 군용 레이더수신기와 같은 군사용 장비에 사용되었다. 증폭기, 믹서, YIG 필터등 마이크로파 분야에서 고체소자가 진공관 기술을 대신함으로써 가격이 싸고 크기가 작으면서도 무게는 가벼운 소자로 대치되게 되었다. MMIC의 개념을 공식적으로 현실화하는 직접적인 계기는 아날로그와 디지털 IC의 성공적인 개발과 초창기의 MIC 발달에서와 마찬가지로 국가 방어체제에 필요한 반도체 기술개발의 적극적인 국방비지원에 있었다.



2. MMIC의 특성

MMIC 회로는 일반 집적회로(VLSI)에 비해 회로 그 자체는 매우 간단하며, 대개 소자수가 수백개 이내이다. 그리고 MMIC는 여러가지의 기능들을 한 개의 칩위에 집적시킴으로써 크기가 매우 작으며, 부품과 부품들간의 모든 연결이 한 개의 칩내에 이루어지므로 혼성 MIC에서의 외부 연결선으로 인해 발생하는 많은 문제점들이 없어지게 된다. 또한 MMIC가 근본적으로 갖는 monolithic 공정의 정밀성은 부품을 조립하고 연결하는데 존재하는 오류를 없애주며, 대량생산시에 저가격, 고신뢰도의 제품을 얻을 수 있는 장점들을 가지고 있다. MMIC는 특히 광

대역 부품 및 밀리미터파에 적용 가능하고 대량생산이 가능한 장점을 갖고 있기 때문에 혼성 MIC에 비하여 유망하다. 그러나 MMIC의 최대 단점은 설계비용이 많이 들고 다수의 제조공정단계를 거치게 되며 15회이상의 마스크작업을 필요로 하며, 불량률도 90%로 높은 편이다. 감률비소 전송선 손실에 따른 단점이 있으며 고전력 부품 제조의 어려움이 있다. 제작비용이 많이 들기 때문에 설계의 잘못이나 오차로 인한 설계제작의 반복과정을 줄이는 것이 매우 중요하다. 이런 단점들을 개선하기 위한 공정조건들에 관한 연구들이 진행되고 있다. MMIC설계에는 제작후 수정을 할 수 없기 때문에 MMIC 칩을 제작하기 전까지 요구되는 규격을 만족하는지 못한지에 대한 검증이 절대적으로 필요하다. 그래서 MMIC 설계에는 컴퓨터 시뮬레이션의 역할이 매우 크며, 컴퓨터에 의존하지 않고 MMIC를 설계한다는 것은 거의 불가능하거나 오랜 시간이 걸리는 일이다. 최근 컴퓨터 워크스테이션의 발달과 MMIC 설계 툴의 발달로 어떤 특정한 경우는 회로 설계상에서 최종 MMIC 제작 후 측정치의 1%이내의 오차를 갖게 하는 컴퓨터 시뮬레이션이 가능하게 되었다. MMIC 설계회로의 구조해석은 MMIC 설계에 있어서 기본적인 방향을 제시해주며 설계의 오차를 줄이고 최적의 MMIC 설계를 할 수 있게 도와준다. 그리고 MMIC에 대한 구조해석을 통한 최적설계는 MMIC의 성능 및 신뢰성을 높여서 제품성능력을 높여준다. MMIC제작에 있어서 설계는 매우 중요한 부분을 차지하고 있으며 MMIC 설계는 비교적 간단한 회로일지라도 고주파수대에서 고려해야 할 사항들이 많고 매우 복잡해진다. 따라서 컴퓨터에 의한 회로해석은 필수불가결한 일이다.

컴퓨터를 이용한 해석 소프트웨어는 여러가지가 있으나 현재까지 제공되고 있는 어떤 소프트웨어도 모든 형태 회로들을 전부 해석하고 있지않으며 필요에 따라 취사선택하여 해석을 하고 있는 실정이다. 컴퓨터 해석은 해석의 정확도와 시뮬레이션 속도가 중요시 되며 현재 사용되고 있는 MMIC해석 툴(tool)은 주파수영역 해석, 시간영역 해석, HB(harmonic balance) 해석, 전기자기학적 해석의 네 가지 형태로 나뉘어진다. 주파수영역 해석방법은 소신호 선형회로를 해석하는데 사용하는 Compact Software의 Super Compact, EEsof software의 Transient가

있고, 시간영역 해석방법은 전력증폭기 등 비선형회로를 해석하는데 주로 사용되는 Compact Software의 Super Spice, EEsos software의 Transient가 있다. IIB 해석방법은 주파수영역의 해석과 시간영역의 해석이 복합된 해석툴로써 비선형회로가 전송선로같은 분포소자와 결합된 경우 매우 유리하게 사용되는 Compact Software의 Harmonica, EEsos의 Libra가 있다. 전기자기학적 해석방법은 회로소자의 개념으로 보는 것이 아니라 회로 전체를 전기자기학적인 개념으로 해석하는 방법으로써, 회로 사이의 모든 결합들이 서로 유기적으로 결합되어 해석되므로 표면이나 방사효과까지 고려된다. 그런 의미에서 본다면 MMIC회로를 비교적 정확히 해석할 수 있는 툴이라 하겠다. 전기자기학적 해석방법을 이용한 컴퓨터 소프트웨어는 Compact Software의 Explorer, EEsos software의 Momentum, Sonnet software의 Em이 있다. 특히 Em은 ANA(automated network analyzer)조성이본에 근거하여 정확히 de-embedding하여 줌으로써 1%미만의 오차율을 나타내는 정확도를 갖고 있다.

3. 마이크로스트립 선로

스트립 선로의 성질에 대한 연구는 1950년대부터 시작되었으며, Wheeler (1965)에 의해서 Modified conformal image 방법으로 2%이하의 오차를 갖는 마이크로스트립 선로의 특성임피던스 식이 발표되었고, 3%이하의 오차를 가지는 훨씬 간단한 식을 Nakajima가 제시하였다(Nakajima, 1978). 그리고 Hammerstad에 의해 수치적인 결과에 대한 함수적인 간략화 방법으로 마이크로스트립의 특성임피던스를 구하는 방법이 제시되었다(Hammerstad, 1975). Bahl은 Hammerstad의 식에서 금속의 두께(t)를 고려한 해석식을 내놓았다(Bahl, 1977). 1985년 Pramanick는 Suspended 기판 마이크로스트립 선로의 특성임피던스를 구하는 새로운 식을 제시하였다. 본 연구에서는 전기자기학적인 방법을 이용한 Sonnet Software의 Em으로 마이크로스트립 선로에 대한 시뮬레이션을 수행하고 기존의 연구논문에서 발표된 특성임피던스 해석식들과 비교 분석하였다. 그리고 인접한 마

이크로스트립 선로가 존재할때 발생하는 문제를 S 파라미터(산란계수)와 특성임피던스를 통하여 고찰하였다.

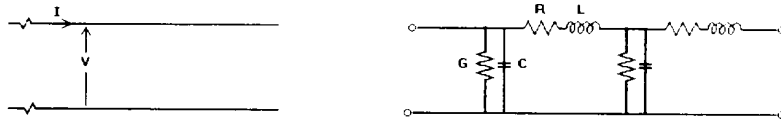
4. 인덕터의 MMIC

인덕터는 다른 소자들에 비하여 크기가 매우 큰 편이다. 이렇게 크기가 큰 인덕터는 기생 커패시턴스때문에 높은 주파수 범위에서는 사용할 수 없다. 그래서 MMIC 설계에서 칩의 크기를 줄일 목적으로 인덕터를 직접 만들기도 한다. 그래서 원래 수동소자인 인덕터는 MMIC기술을 이용하면 소형화 및 고집적화 할 수 있을 뿐만 아니라 넓은 대역폭을 가지면서도 고주파수대에서 사용가능한 능동소자로 변형가능하게 된다(유기현, 1994). 그러나 인덕터와 커패시터와 같은 집중소자는 일반적으로 한정된 주파수 범위에서만 사용이 가능하므로 마이크로파 주파수대에서 사용하는데는 어려움이 따른다. 첫째 마이크로파 주파수대에서는 전송선로와 같은 분포정수회로를 사용하여 소자를 근사화해야 한다. 둘째 마이크로파 주파수에서는 부품 사이의 거리를 무시할 수 없다는 것이다. 그래서 본 논문에서는 선로 사이의 거리에 관하여 알아보기 위해 가장 간단한 구조인 이웃하는 스트립 선로를 설계하고 시뮬레이션 시킨 결과를 비교 분석하였다. 그리고 마이크로스트립 선로의 특성을 알 수 있는 임피던스를 구하는데 있어서 선로의 폭 w 와 유전층의 높이 h 가 중요한 변수가 되는데 선로의 폭 w 와 유전층의 높이 h 의 비(w/h)를 구할때, h 의 값을 변수로 하였을때의 특성임피던스를 구하는 해석식을 제안하였다. 그리고 마지막 부분에 마이크로 주파수대에서 동작하는 인덕터를 설계하여 컴퓨터 시뮬레이션용 하고 결과를 분석하였다. 분포정수회로를 집중소자회로로 변화하는 과정에서 SPICE를 통하여 등가회로를 구하였으며, 등가식을 유도하기 위한 계수를 계산하였다.

II. 전송이론

1. 분포정수회로

그림 1(a)의 무한 전송선로(uniform transmission line)의 특성임피던스는 분포정수회로(distributed parameter circuit)에 의해서 해석되며, 무한 전송선로의 집중소자회로의 등가회로는 그림 1(b)에서 표현되고 있다.



(a) Uniform transmission line. (b) Lumped equivalent circuit.

Fig. 1. Transmission line.

특성임피던스는 진행파에 대한 전압과 전류의 비이므로

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_k}{I_k} = Z_0 \quad (1)$$

$$Z_i = Z_0 = \frac{(Z_0 + \Delta Z) \times \frac{1}{\Delta Y}}{Z_0 + \Delta Z + \frac{1}{\Delta Y}} = \frac{Z_0 + \Delta Z}{1 + \Delta Z \times \Delta Y} \quad (2)$$

이 된다. 이것을 Z_0 에 대하여 풀면

$$Z_c = Z_0 = \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3)$$

무손실 전송선로의 특성임피던스 Z_0 는 무한한 선로에서 전압과 전류의 비이므로 유한한 선로의 종단에 R_0 과 같은 크기의 R_L 를 연결하면 무한한 선로에서처럼 반사파가 존재하지 않는다. 이를 임피던스 정합(impedance matching)이라 한다.

그러나 종단에 $R_0 + R_L$ 인 저항을 연결하면 반사파가 존재하게 되므로 부하에서 전압과 전류는 입사파와 반사파에 의하여 결정된다. 즉 $R_0 + R_L$ 이면 입사파의 일부가 부하에서 반사하게 되는 것이다. 접촉선상에 존재하는 반사는 여러가지 곤란한 문제점을 낳게 한다. 반사된 신호는 전력을 부분적으로 감소시키고 감쇄의 원인이 되며 결국 부하(수신측)의 전송선에 공현을 하지 못하게 된다. 신호 발생기는 부하로부터 되돌아오는 신호에 의해 영향을 받는다. 그 결과 신호의 크기와 주파수에 따라서 변하게 된다. 신호 발생기는 부하로부터 되돌아 오는 신호(echos)를 다시 반사하게 되어 다중의 반사영역을 구축하게 된다. 만약 전송선로가 충분히 길다면 이렇게 되돌아 오는 신호는 수신단에서 새로운 신호로서 상호작용하게 되어 신호상의 잡음을 유발하게 된다. 선로 상에 반사되는 신호가 있으면 국부적인 전자기장을 구성하며 그 크기는 높은 전력을 적용하게 되면 과도하게 나타나게 된다. 이런 원하지 않는 효과를 피하기 위해서 일반적으로 임피던스 정합이라는 과정을 통하여 반사되는 신호를 가능한 줄이려는 노력이 필요하게 된다.

2. 마이크로스트립 선로의 특성임피던스

고주파에서 전송선로를 해석하는 방법에는 저주파에서 취급하는 기초 회로이론을 확장하는 방법과 전자파가 도체를 따라 전파하는 것으로 취급하는 분포정수회로(distributed parameter circuit)해석법이 있다. 회로이론과 전송이론과의 차이는 회로이론에서는 회로망의 물리적 크기가 파장에 비하여 매우 작으므로 회로 내에서 파의 속도는 공기중에서 보다는 빠르다는 것이고, 전송선로에서는 전송선로의 전압과 전류가 전송선로의 길이에 따라 그 크기와 위상이 달라지면서 선로 내의 진행파의 속도도 공기중에서 보다는 느리다는 것이다. 그러므로 전송선로를 해석하기 위해서는 Maxwell방정식의 해인 전계파와 자계파를 이용하여 분포정수회로(distributed parameter circuit)로 해석해야 한다.

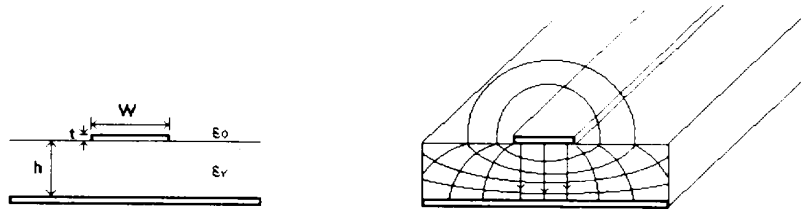


Fig. 2. TEM form of electromagnetic field in a microstrip line.

전송선로에서 분포정수의 계산은 전송선로의 전압과 전류와 관련된 전계와 자계의 식에 의해서 구하고, 분포정수회로에 의한 전송선로의 해석은 전자계방식에 의한 해석과 관계가 있다. 마이크로스트립 선로에서 TEM(transverse electromagnetic field)모드를 전송하는 전계와 자계의 패턴은 그림 2와 같다. 전송선로의 방향만을 따라 흐르는 전류에 의해서 발생된 유일한 전자계의 분포이며, 마이크로스트립 선로는 전자계 분포가 기판안에 완전히 가두어 있지 않기 때문에 비균질 전송선로이다. 왜냐하면 마이크로스트립 선로의 하단은 유전층이고 상단은 공기층에 접촉되어 있으므로 마이크로스트립을 따라 전파하는 모드는 순수한 TEM이 아닌 의사TEM(quasi-TEM)이다. 즉 전자계패턴(field pattern)이 혼합유전층(mixed dielectric layer)으로 인해 왜곡이 있는 TEM형태가 된다. 대부분의 RF(radio frequency) 주파수이상에서 전송선로는 상대적인 유도 리액턴스(X_L)과 용량성 리액턴스(X_C)의 효과에 따라 많은 영향을 받게 되며, 저항(R)과 컨덕턴스(G)는 실제적인 전력손실에 기인하는 항이다. 전송선로에서 파의 전파(transmit)는 전파상수(propagation coefficient : γ)에 의해서 정의 될 수 있다(Edwards, 1991).

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (4)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (5)$$

α = 감쇄정수 (attenuation coefficient)

β = 위상변위정수 (phase change coefficient)

식(4)와 (5)로부터 고주파수의 경우 R 과 G 는 ωL , ωC 에 비해 무시될 수 있으므로

로 $\beta = \omega\sqrt{LC}$ 을 얻을 수 있다. 전송선로를 따라 진행되는 파의 파장 λ_g 와 위상 변위정수 β 의 곱은 2π 배 만큼씩 진행하므로

$$\beta\lambda_g = 2\pi \quad (6)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (7)$$

이 되고, 그래서 β 를 파수라고도 한다. 파의 속도 v_p 는

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8)$$

이고, 유전체층이 공기인 경우의 파의 속도 c 는

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_{air}}} \quad (9)$$

이 된다. 여기서 C_{air} 은 공기층의 전송선 커패시턴스이고 C 는 유전체층의 전송선 커패시턴스이다. 각 유전체층에서의 파의 속도는

$$\frac{c}{v_p} = \sqrt{\frac{C}{C_{air}}} \quad (10)$$

이며, 이것으로부터 유효유전율 ϵ_{eff} 를 정의할 수 있다.

$$\frac{C}{C_{air}} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 = \epsilon_{eff} \quad (11)$$

식(11)로부터 유효유전율 ϵ_{eff} 가 주파수의 함수임을 알 수 있다. 무한 전송선로의 특성임피던스는 아래와 같이 주어진다.

$$Z_c = \sqrt{\frac{\Delta Z}{\Delta Y}} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad (12)$$

의사TEM모드에서 동작하는 마이크로스트립 선로의 특성임피던스는 진행파에 대한 전압과 전류의 비이다. 고주파수에서 R 과 G 는 무시할 수 있으므로 의사TEM 전송선로의 특성임피던스 Z_c 는

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (13)$$

이며 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$Z_c = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad (14)$$

여기서 $v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 이다. 공기층에서의 마이크로스트립의 특성임피던스 Z_{01} 는

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L}{C_1}} = cL = \frac{1}{cC_1} \quad (15)$$

이다. 여기서 C_1 은 공기층에서의 커패시턴스이고, $c = f\lambda_g$ 이므로 $Z_c = \frac{1}{c\sqrt{CC_1}}$ 로 쓸 수 있다. 즉 특성임피던스는

$$Z_c = \frac{Z_{01}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (16)$$

가 된다. 여기서 Z_{01} 은 공기층에서의 특성임피던스이다. 유전층이 균일하지 않을 경우, 마이크로스트립 선로의 특성임피던스 Z_c 와 ϵ_{eff} 로 정확하게 해석할 수 없기 때문에 Modified conformal image 방법과 수치적인 결과에 대한 함수적인 간략화 방법 등에 의해 간략화된 해석식이 사용된다.

3. 산란계수와 어드미턴스계수

회로망을 나타내는 여러 가지 행렬식 가운데 가장 기본이 되는 것으로 임피던스행렬, 어드미턴스행렬, ABCD행렬, 산란행렬이 있다. 가역성 4단자회로망은 T형 또는 π 형 등가회로로 나타낼 수 있으며 T형 등가회로는 임피던스행렬에 유용하고, π 형 등가회로는 어드미턴스행렬에 유용하다. ABCD행렬은 입력포트의 전압과 전류가 출력포트의 전압과 전류에 관련이 있기 때문에 전송행렬이라고도 한

다. 그러나 주파수가 높아지는 마이크로파 회로의 특성을 다룰 때는 개·폐회로 방식에 의한 회로망의 파라미터를 측정이 힘들기 때문에 일정한 방향으로 진행하는 파나, 또는 정재파의 전력과 위상을 직접 측정이 더 용이한 산란행렬을 사용한다.

전압과 전류보다는 신호의 흐름과 직접 관련이 있는 산란행렬은 입사파, 반사파, 전송파를 기초로 한 행렬이다. 산란행렬은 정합용 또는 기준단자용 부하를 사용해서 정합된 임피던스 시스템에서 각 파라미터들을 측정할 수 있기 때문에 트랜지스터나 능동소자를 포함한 회로망의 특성을 구할 수 있다. n포트 회로망의 산란행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & & & & \vdots \\ S_{31} & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}$$

$$[b] = [S][a]$$

가 된다. 즉 산란행렬 [S]의 각 파라미터는

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a=0, k \neq j}$$



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

(17)

으로 요약할 수 있다. 이때 k 는 j 번째 포트를 제외한 모든 포트이다. 2포트 회로망에서의 산란계수(S 파라미터)는 산란행렬에 대하여 나타낼 수 있는데 그림 3에

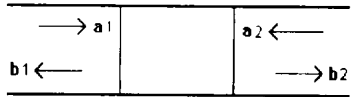


Fig. 3. Scattering parameter.

서 표시한 것처럼 산란계수는 각 포트에서 입력되는 정재파 a 와 각 포트에서 반

사되는 정재파 b 를 이용하여 다음과 같이 표시된다.

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (18)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (19)$$

즉 S_{11} 은 a_2 가 0일때 b_1 과 a_1 의 비이며 a_2 가 0이라는 조건은 포트 2의 전송선을 무한대 길이로 하여 a_1 에 의해 발생하는 b_1 이 포트 2로 다시 돌아오지 않을 조건이다. 실제 측정에 있어서 포트 2의 전송선을 무한대로 하는 것은 불가능하지만 전송선의 끝에 특성 임피던스와 같은 임피던스로 정합시키면 전송선의 길이가 무한대 일때와 같은 효과를 얻을 수 있다. 2포트 전송선에서의 전압은 진행하는 방향의 성분 $V^+(x)$ 와 반사되는 방향의 성분 $V^-(x)$ 로 나누어 생각할 수 있으며 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$V^+(x) = Ae^{-j\alpha x} \quad (20)$$

$$V^-(x) = Be^{+j\alpha x} \quad (21)$$

전송선에서의 임의의 점 x 에서의 전압, 전류는 다음과 같이 표시된다.

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) \quad (22)$$

$$I(x) = I^+(x) - I^-(x) = \frac{1}{Z_c} (V^+(x) - V^-(x)) \quad (23)$$

여기서 Z_c 는 전송선의 특성 임피던스로 무손실인 경우에는 실수성분만을 갖는다. 식(22)와 (23)에서 알 수 있는 바와 같이 전송선내에서의 진행하는 방향의 성분과 반사되는 방향 성분의 전압, 전류는 다음과 같이 단순히 특성임피던스 Z_c 에만 관련된다.

$$I^+(x) = \frac{1}{Z_c} V^+(x) \quad (24)$$

$$I^-(x) = -\frac{1}{Z_c} V^-(x) \quad (25)$$

여기서 부하에서의 전압을 V_L , 부하에서의 임피던스를 Z_L 이라고 하면 V^+ 과 V^- 는

$$V^+ = \frac{1}{2} V_L \left\{ 1 + \frac{Z_c}{Z_L} \right\} \quad (26)$$

$$V^- = \frac{1}{2} V_L \left\{ 1 - \frac{Z_c}{Z_L} \right\} \quad (27)$$

이다. 따라서 전송선내에서는 임의의 점 x 에서 한쪽 방향으로 진행하는 전압을 알면 같은 방향으로 진행하는 전류를 알 수 있고, 반대로 전류를 알면 전압을 알 수 있다. 따라서 전류와 전압을 따로 생각할 필요가 없으며 다음과 같이 정재파 a 와 b 를 정의하는데 그 정의식은

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_c}} = \sqrt{Z_c} I^+(x) \quad (28)$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_c}} = \sqrt{Z_c} I^-(x) \quad (29)$$

으로 표현할 수 있다.

등가회로를 구하기 위해서는 분포정수회로를 집중소자회로로 변환해야 하는데, 본문에서는 등가회로를 유도할 산란계수로부터 어드미턴스계수를 구하고 있다. 그림 4는 4단자망에서의 Y 파라미터를 구하기 위한 기본회로도이다. 다음은

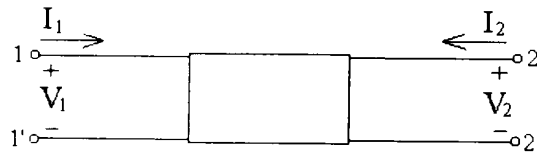


Fig. 4. Y parameter for 2 port netdwork.

어드미턴스계수를 사용한 4단자망의 기본방정식이다. 4단자망에서 두 쌍의 단자 1-1'과 2-2'에 각각 전압 V_1, V_2 가 인가되었을 때 폐회로 전류 I_1, I_2 를 그림 4와 같은 방향으로 가성하면 4단자망의 단자 전압과 전류 사이에는 식(30), 식(31)의 관계가 성립된다.

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \quad (30)$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (31)$$

어드미턴스계수의 물리적 의미를 보면, Y_{11} 은 단자 2-2'를 단락하고 단자 1-1'에서 본 구동점 어드미턴스이고 Y_{12} 은 단자 1-1'를 단락할 때의 출력측에서 입력측으로의 전달 어드미턴스이다. Y_{21} 은 단자 2-2'를 단락할 때의 입력측에서 출력측으로의 전달 어드미턴스이고 Y_{22} 은 단자 1-1'를 단락하고 단자 2-2'에서 좌측을 본 구동점 어드미턴스이다. 즉

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (32)$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (33)$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (34)$$

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (35)$$

으로 요약할 수 있으며, 시뮬레이션 결과로부터 얻은 산란계수를 이용하여 Y 파라미터를 얻기 위해서는 식(36), 식(37), 식(38), 식(39)를 이용한다(Vendelin 등 1989). 이때 특성임피던스 Z_0 는 1이다.

$$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (36)$$

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (37)$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (38)$$

$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (39)$$

4. Smith 도표

Smith 도표는 반사계수 Γ 와 임피던스의 관계를 도시한 것으로서 전송선로 상의 여러가지 문제를 풀때 매우 유용하다. Smith 도표는 전송선로에 관한 문제를 도식적으로 풀기 위하여 반사계수 Γ 와 임피던스의 관계를 나타낸 특별한 다이어그램이다. 선로에서 임의의 점의 전압은 입사파와 반사파의 합성이다. 즉 반사계수 Γ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\Gamma_v(x) = \frac{V^+(x)}{V^-(x)} \quad (40)$$

반사계수 Γ 와 정규화 임피던스의 관계는 다음과 같다. 식(38)을 식(22)과 (23)에 대입하면

$$V(x) = V_1 \{1 + \Gamma_v(x)\} \quad (41)$$

$$I(x) = \frac{V_1}{Z_0} \{1 - \Gamma_v(x)\} \quad (42)$$

가 된다. 그리고 식(40)을 식(26)과 (27)에 대입하면

$$\Gamma_v(x) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (43)$$

이 된다. 반사계수 Γ 는 일반적으로 복소수이므로 그의 실수를 u , 허수를 v 라고 놓으면 $\Gamma = u + jv$ 에서 z 와 Γ 의 관계식은

$$Z_L(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (44)$$

이므로

$$z = r + jx = \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} = \frac{(1 + u) + jv}{(1 - u) - jv} \quad (45)$$

이 된다. 여기서 r, x 는 특성임피던스로 정규화된 저항과 리액턴스이다. 식(45)의

오른쪽을 실수부와 허수부로 분류하기 위하여 분모의 공액복소수를 분모, 분자에 곱하여 정리하면

$$r+jx = \frac{1-u^2-v^2}{(1-u)^2+v^2} + j \frac{2v}{(1-u)^2+v^2} \quad (46)$$

이 된다. 그러므로 위의 두식을 근거로 r 과 x 의 두개의 곡선 군을 구성하면 Smith 도표를 얻을 수 있다.



Ⅲ. 회로구조 해석

1. 회로해석에 사용된 마이크로스트립 선로 모델링

1) 금속의 두께에 따른 회로 모델링

GaAs의 기판위에 금속선로를 이용하여 인덕터를 설계할때 금속의 종류와 금속선로의 두께 t 에 따른 영향을 간단한 마이크로스트립 선로를 구성하여 살펴 보았다.

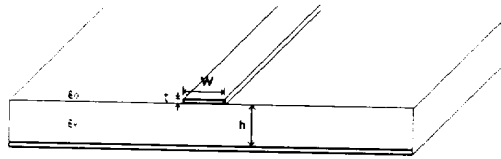


Fig. 5. Microstrip transmission line in variation of metal thickness.

회로구성에 사용된 금속의 종류와 두께에 따른 마이크로스트립 선로의 영향을 알아보기 위해 사용된 시료는 너비가 $100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ 크기이고 ϵ_r 이 13, 손실정접은 0.006인 GaAs에 기판의 폭 w 는 $10\mu\text{m}$, 높이 h 는 $10\mu\text{m}$ 인 마이크로스트립 선로이다. 이때 사용된 선로는 저주파 손실저항 $R_{DC} = \frac{1}{\sigma t} = 0.024(\Omega/\text{sqr})$ 이고, 고주파에서의 손실저항 $R_{RF} = \sqrt{\pi \frac{\mu}{\sigma}} = 3.1 \times 10^{-7}(\Omega\text{Hz}^{-1/2}/\text{sqr})$ 인 금(Au)을 사용하였다. 가장 윗층은 절연을 위해 $300\mu\text{m}$ 의 공기층을 사용하여 시뮬레이션 하였다.

2) 이웃한 마이크로스트립 선로 모델링

마이크로파 주파수대에서는 분포정수회로를 사용하여야 하므로 전송선로 사이의 거리에 따른 변화를 알아보기 위해서 다음과 같은 스트립선로의 구조를 설계하였다. 인접한 마이크로스트립 선로에서의 선로 사이의 영향을 해석하기 위해 사용된 시료의 조건들은 Ⅲ장 1절의 1)에서와 같다. 그리고 마이크로스트립 선로

가 주변의 선로에 미치는 영향을 알아보기 위해 선로간격 s 를 변수로 하였으며, 사용된 회로구조는 그림 6에서 보여주고 있다.

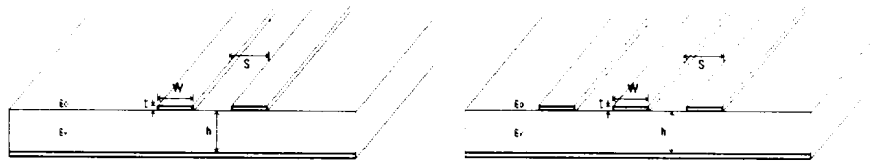


Fig. 6. (a) Microstrip transmission line with two side line, (b) Microstrip transmission line with one side line.

마이크로스트립 선로의 양쪽은 입·출력 마이크로스트립 선로의 양쪽은 입·출력 포트에 사용하였다. 이웃하는 선로는 s 만큼 떨어져서 있는 경우, 어떤 영향을 주는가를 알아보기 위해 그림 6(a)에는 스트립 선로 한개를 첨가하고, 그림 6(b)에는 두개를 첨가 하였다. 마이크로스트립 선로의 폭(w)은 고정시키고 선로사이의 간격(s)를 변화시켜가며 ϵ_m 을 사용하여 S_{21} 의 변화를 조사하였다.

3) 마이크로스트립 선로의 특성임피던스

CAD 툴인 ϵ_m 을 사용하여 마이크로스트립 선로에 대한 특성임피던스 Z_c 를 구하기 위한 회로 구조는 그림 7에서 보여주고 있다. 다른 조건들은 III장 1절의 1)에서와 같으며 특성임피던스를 구하기 위해서 입·출력 포트에 해당하는 중심선로만을 설계한 구조도 그림 5와 마찬가지로이다.

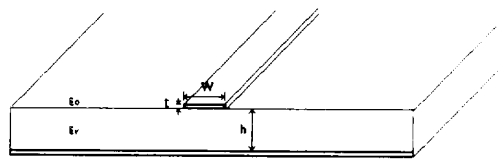


Fig. 7. Transmission line with two of dielectric levels.

기존에 있는 특성임피던스 해석식에서 변수에 해당하는 w/h 를 얻는데, 유전층의 높이 h 를 $10\mu\text{m}$ 로 고정하고 선로 폭 w 가 변수인 경우와 선로 폭 w 를 $10\mu\text{m}$ 로 고정한 상태에서 유전층의 높이 h 를 변수로 사용하였을 때 w/h 함수에 대한 특성임피던스의 변화를 알아보기로 한다.

2. 인덕터 회로해석 방법

1) 인덕터의 종류

MMIC를 위한 평면인덕터는 air-bridge나 평면을 사용한 금속층으로 실현할 수 있다. 인덕터의 중앙에서 교차되는 부분을 위한 air-bridge와 두개의 금속층이 필요한 나선형 인덕터가 있다. 가장 간단한 평면형 인덕터는 직선모양으로도 사용할 수 있지만 선로의 폭이 좁기 때문에 높은 저항을 나타내므로 부적당하다. 인덕터는 구조에 따라 그림 8에서 보여주는 것처럼 straight line, single loop, meander line, s line, circular spiral로 구분한다.

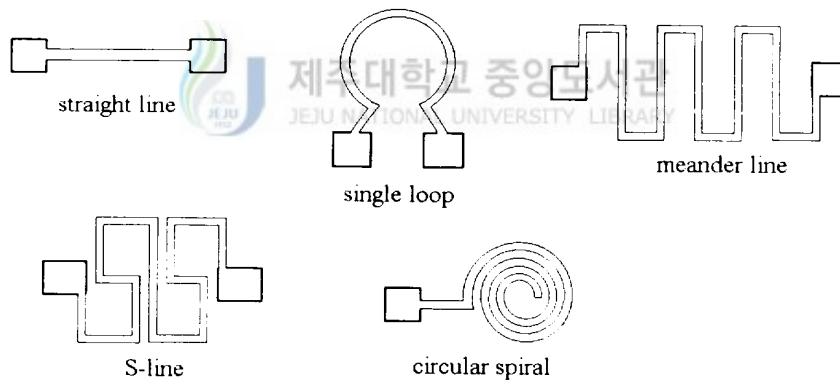


Fig. 8. Various type of inductors.

실제 사용되는 인덕터 구조는 circular spiral 구조로써 square inductor, spiral

inductor, symmetric inductor이며 구조는 그림 9과 같다.

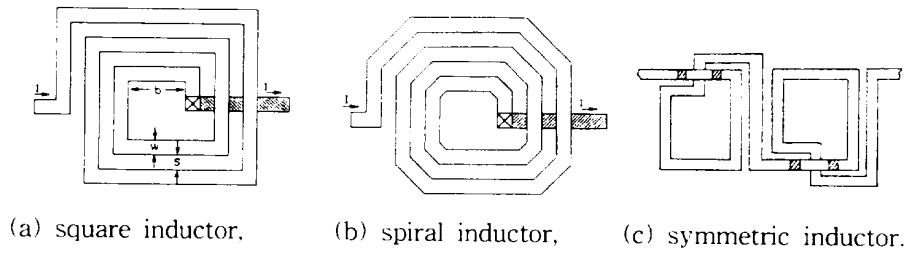
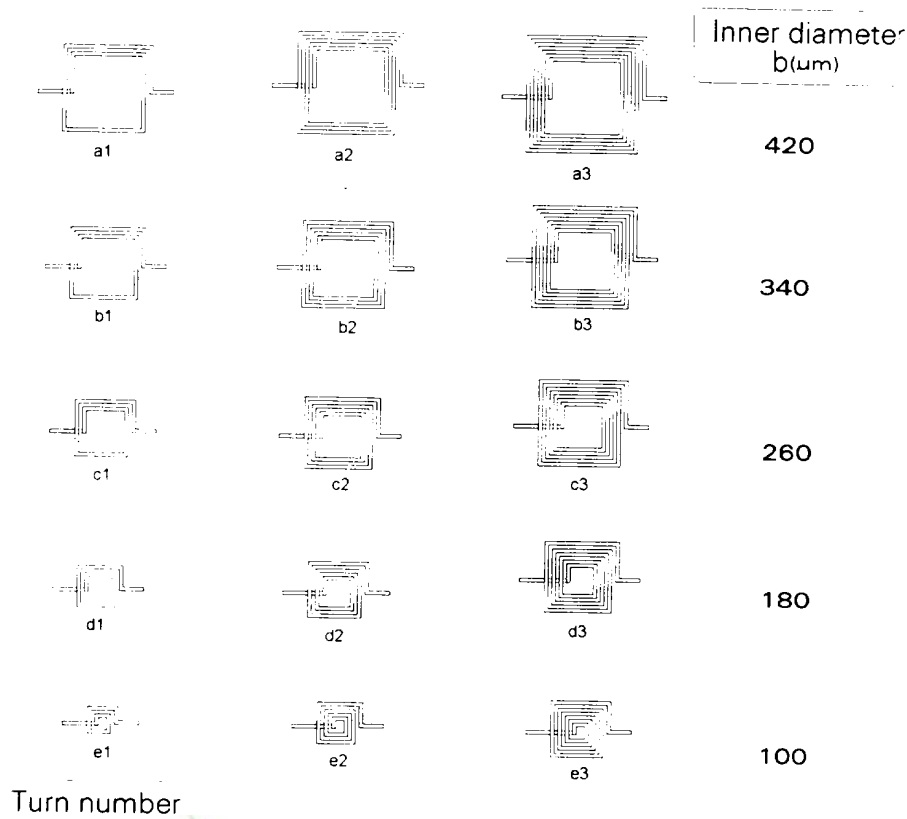


Fig. 9. Various type of circular spiral inductors.

컴퓨터 시뮬레이션에 사용한 인덕터는 circular spiral 구조로 인덕터를 MMIC로 디자인하기에 쉬우면서도 다른 구조에 대한 기본패턴으로 삼을 수 있는 구조인 그림 9(a)로 정하고 설계한 회로를 시뮬레이션하고 그 결과를 분석하였다.

2) 인덕터 회로해석을 위한 회로 구조

이동통신에 사용가능한 인덕터의 MMIC 설계를 위해 그림 10과 같은 모양의 인덕터를 구성하였다. 이때 나선모양을 하고 있는 선로의 회전수는 다음과 같이 계산한다. 사각형 모양을 하고 있는 나선의 한 변당 1/4회전으로 고려하며, 또한 인덕터의 맨 안쪽이나 맨 바깥쪽에서 한 변 크기의 1/2되는 길이로 선로를 그릴 경우에는 1/8회전으로 고려한다. 그리고 나선수를 정수화하기 위해서 인덕터 나선의 회전 수에 0.5를 더한 값을 사용한다. 예를 들면 그림 10에서 인덕터 a1의 경우 나선수는 $(1/8 + 1/4 * 5 + 1/8) + 0.5$ 으로 나선수는 2가 된다.



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

Fig. 10. Layout of inductors for the simulation.

실제 인덕터를 제조는 인덕터의 나선부분과 입·출력부분을 정의한 후 평면 공정을 이용하여 나선을 제작하고, air-bridge공정을 이용하여 나선의 교차되는 부분을 제작하면 인덕터는 만들어지게 된다. 제작 후 인덕턴스 값을 측정하기 위해서는 회로망에 산란계수를 측정할 수 있는 계측기를 직접 연결하지 못하는 경우가 많다. 이러한 경우 일반적으로 측정하고자 하는 장치와 계측기 사이에 전송 선로를 연결하여 측정하게 된다. 그래서 전송선로의 삽입에 의한 위상변위(phase shift)를 계산해 주어야 한다. 그림 11은 인덕터를 측정할 때의 회로구조를 보여

주고 있다. 신호가 보내지는 곳에서 양쪽으로 측정 프로브를 이용하여 측정할 수가 있다.

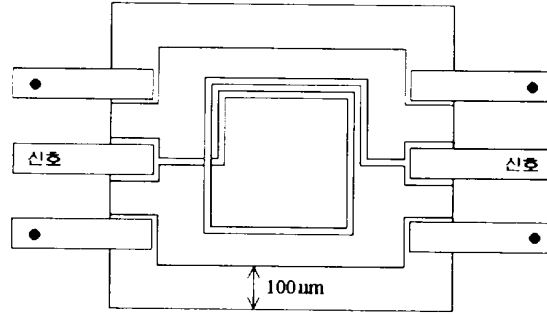


Fig. 11. Inductor layout used in the measurement.

본 논문에서는 위상지연을 감안하고 실제 측정에서의 산란계수를 얻기 위하여 인덕터 주변에 접지시켜 만든 패드된 선로(폭 100μm)를 연결하였다. Em 시뮬레이션상에서의 회로구조는 그림 12에 나타나 있다.

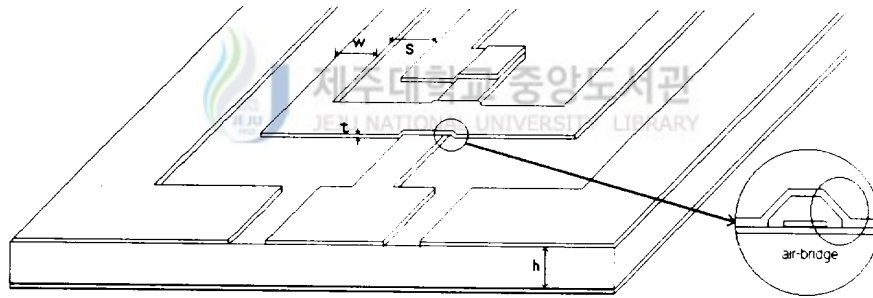


Fig. 12. Inductor layout used in Em simulation.

이때 사용된 선로는 저주파 손실저항 $R_{DC} = \frac{1}{\sigma t} = 0.0012 (\Omega / \text{sq}\mu\text{m})$ 이고, 고주파에서의 손실저항 $R_{RF} = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} = 3.1 \times 10^{-7} (\Omega \text{Hz}^{-1/2} / \text{sq}\mu\text{m})$ 인 금(Au)을 사용하였다. 여기서 σ 는 벌크 전도도(S/m), t 는 금속두께이다. 금의 σ 는 4.09×10^7 (S/m)이고 금

속의 두께는 20 μm 이다. 유전체의 높이는 600 μm 이며 ϵ_r 이 13, 손실정접은 0.006인 GaAs의 기판을 사용하였다. 유전층의 높이 h에 대한 금속의 두께 t의 비 $t/h < 0.1$ 이면 금속의 두께 t에 대한 고려도 해 주어야 한다. 회로구조상 가장 윗층은 절연을 위해 300 μm 의 공기층으로 되어 있다. air-bridge의 높이는 2 μm 이고 인덕터의 폭 w와 선로간격 s는 각각 10 μm 이다. 가장 내부의 나선에 해당하는 인덕터의 길이 b는 각각 420, 340, 260, 180, 100(μm)이다. 나선의 회전수를 각각 2, 3, 4(회전)으로 다르게 하여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과는 Smith 도표를 통하여 인덕턴스의 변화를 분석하였다.

3) SPICE 해석

회로망 이론에 기초를 둔 분포소자의 일반적인 등가회로를 이용하여 SPICE 해석을 하였다. 나선형 인덕터의 등가회로는 그림 13과 같이 인덕턴스 L와 기생 성분인 나선의 저항 R, 케환 커패시턴스 Cfb, 접지로의 셉트 커패시턴스 Cm1과 Cm2로 구성되어 있다.

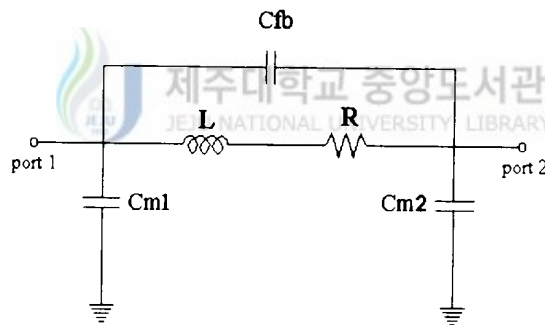


Fig. 13. Lumped equivalent circuit for an MMIC inductor.

RF설계용 시뮬레이터에서는 산란계수(S 파라미터)를 주로 사용하고 있는 반면 일반적으로 수동회로해석 프로그램에서는 Z, Y, ABCD 파라미터를 주로 사용하

고 있다. 특히 회로설계에 많이 사용되고 있는 SPICE의 경우도 S 파라미터를 제공하고 있지않으므로 SPICE에서의 S 파라미터를 출력할 수 있도록 할 필요가 있는데 이를 위해서는 S 파라미터를 회로이론적인 관점에서 다시 해석해야 할 필요가 있다. 그래서 II장의 식(22), 식(23)와 식(28), 식(29)를 조합하면

$$V^+(x) = \frac{1}{2} \{ V(x) + Z_0 I(x) \} \quad (47)$$

$$V^-(x) = \frac{1}{2} \{ V(x) - Z_0 I(x) \} \quad (48)$$

이 된다. S 파라미터를 다시 쓰면

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V_1^-(x)}{V_1^+(x)} \right|_{R_2=50} \quad (49)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{V_1^-(x)}{V_2^+(x)} \right|_{R_1=50} \quad (50)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V_2^-(x)}{V_1^+(x)} \right|_{R_2=50} \quad (51)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{V_2^-(x)}{V_2^+(x)} \right|_{R_1=50} \quad (52)$$

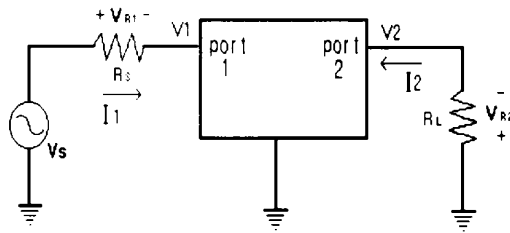
이 된다. 여기서 R_I 과 R_2 는 그림 14에서 각각 R_s 과 R_L 과 같으며, 일반적으로 전송선로의 임피던스 정합을 시킬 경우 R_I 과 R_2 을 50으로 한다. 그림 14의 R_s 와 R_L 은 입력 신호가 반사되어 되돌아오는 것을 방지하며, 임피던스 정합을 시키기 위해 입력과 출력단에 필요한 저항성분이 된다. 그림 14에서 블록내의 특성임피던스는 Z_0 이므로 만약 R_s 와 Z_0 가 같다면 식(47)의 $V^+(x)$ 는 항상 일정하게 된다. 전송선에서의 전압은 임의의 점에서 전압 $V_s(x)$ 에 대하여 진행하는 방향의 성분 $V^+(x)$ 와 반사되는 방향의 성분 $V^-(x)$ 로 나누어 생각할 수 있으므로, 진행하는 방향의 성분은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V^+(x) = \frac{1}{2} \left(\frac{X}{R_s + X} V_s(x) + \frac{Z_0}{R_s + X} V_s(x) \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{X + Z_0}{R_s + X} V_s(x) \right) \quad (53)$$

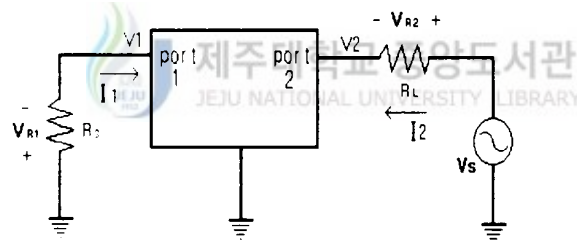
여기서 X 는 그림 14에서 블록내의 저항성분이다. 같은 방법으로 식(48)의 $V^-(x)$ 에 대하여 정리하면

$$V^-(x) = \frac{1}{2} \left(-\frac{X}{R_L + X} V_s(x) - \frac{Z_0}{R_L + X} V_s(x) \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{X - Z_0}{R_L + X} V_s(x) \right) \quad (54)$$

식(53)에서 $V_s(x)$ 를 1로 하는 경우 $V_i^+(x)$ 는 0.5이므로 $V_i^+(x)$ 를 1로 하기 위해서는 $V_s(x)$ 를 2로 하여야 한다. 그러나 모든 파라미터가 상대적인 비율이고 분자와 분모가 모두 1/2을 곱하고 있으므로 SPICE에서의 계산을 용이하게 하기 위해 식(47)와 (48)에 모두 2를 곱하여 적용한다.



(a) Circuit for the simulation of S_{11} and S_{21} .



(b) Circuit for the simulation of S_{22} and S_{12} .

Fig. 14. Circuit diagram for SPICE analysis.

그림 14의 회로에서 $V_s(x)$ 를 1로 하였을때 S 파라미터는 다음과 같다.

$$S_{11} = V_1 - Z_0 I_1 = V_1 - \frac{Z_0}{R_S} V_{R1} \quad (55)$$

$$S_{21} = V_2 - Z_0 I_2 = V_2 - \frac{Z_0}{R_L} V_{R2} = 2V_2 \quad (56)$$

$$S_{22} = V_2 - Z_0 I_2 = V_2 - \frac{Z_0}{R_L} V_{R2} \quad (57)$$

$$S_{12} = V_1 - Z_0 I_1 = V_1 - \frac{Z_0}{R_S} V_{R1} = 2V_1 \quad (58)$$

SPICE 해석 결과를 전기·자기학적 이론에 의한 해석방법을 이용한 Em 시뮬레이션 결과와 비교하였으며, 인덕터의 등가회로를 SPICE로 해석하기 위한 SPICE 해석 프로그램은 부록 1에서 설명하고 있다.

IV. 회로해석 결과 및 고찰

1. 회로해석에 사용된 마이크로스트립 선로의 해석

1) 금속의 두께에 따른 회로해석 결과

그림 15는 그림 5의 결과로서 마이크로스트립 선로를 설계하는데 쓰인 금속이 알루미늄, 구리 그리고 금인 경우 w/h 에 따른 특성임피던스를 비교해보았다.

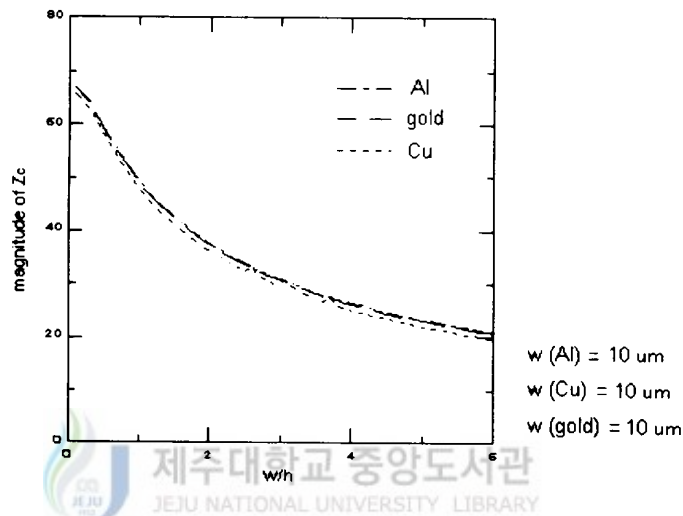


Fig. 15. Variation of characteristic impedance of various thickness metal lines in microstrip lines.

고주파로 갈수록 금속에 의한 저항성분이 특성임피던스 Z_c 에 거의 영향을 끼치지 않는다는 것을 알 수 있다. 금속의 두께에 따른 영향을 알아보기 위해서 $w/h=0.333$ ($w=10\mu\text{m}$, $h=30\mu\text{m}$)인 조건에서 t/h 를 변화시켜 얻은 S_{21} 결과를 그림 16에 나타냈다.

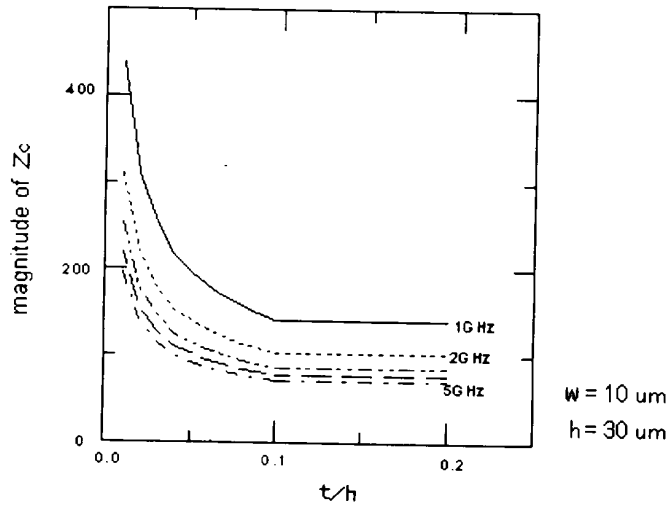
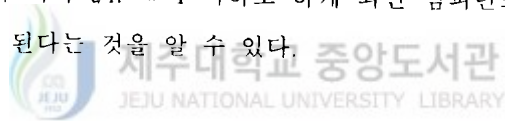


Fig. 16. Variation of characteristic impedance with respect to various of t/h .

특성임피던스는 $t/h \leq 1$ 에서 유전층에 대한 금속의 두께 t 의 비율에 따라 급격히 변하고 있다. 이로써 평면형 전송선로를 이용한 회로설계에 있어서는 유전체에 대한 금속 두께의 비가 $t/h \leq 1$ 이하로 하게 되면 임피던스가 높아져서 좋지 않은 영향을 끼치게 된다는 것을 알 수 있다.



2) 이웃한 마이크로스크립 선로 사이의 연관성

MMIC의 소형화와 집적화에 따른 서로 다른 선로가 가까이 근접함에 따른 효과를 알아보기 위해서 선로간격 s 를 $2.5\mu\text{m}$ 에서 $32.5\mu\text{m}$ 까지 $2.5\mu\text{m}$ 의 간격으로 Em프로그램을 실행하였다. 동작주파수 1GHz인 경우와 15GHz인 경우의 s/w 의 변화에 대한 전달계수 S_{21} 의 크기를 그림 17에서 보여주고 있다. 그림 16에서 실선은 그림 6(a)의 결과이고, 점선은 그림 6(b)의 결과이다.

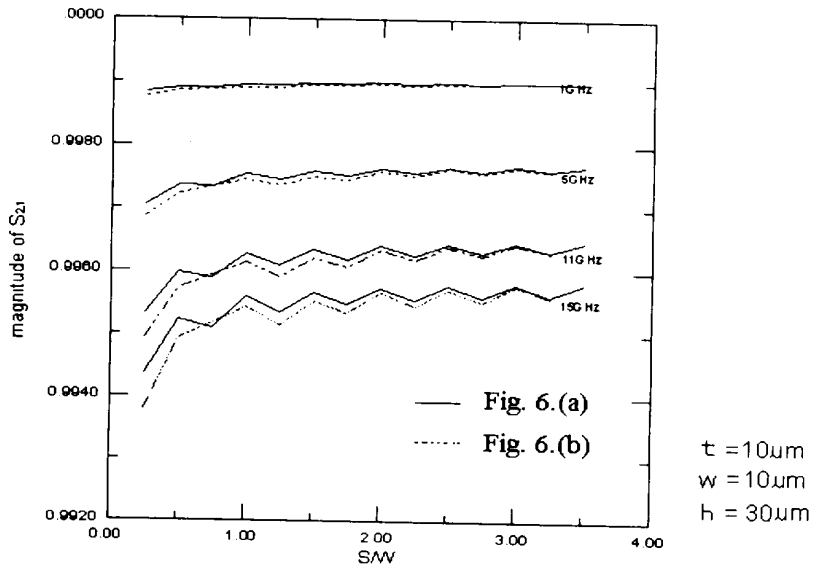


Fig. 17. S_{21} variation in line width(s).

이웃하는 선로가 한 개인 때보다는 두 개인 때가 고주파로 갈수록 전송계수 S_{21} 의 크기가 작다. 이것으로 이웃하는 선로가 많을수록 중심선로가 끼치는 영향이 커지는 것을 알 수 있다. 고주파로 갈수록 전송계수 S_{21} 값은 낮아지고 있다. 고주파수에서 선로의 간격이 좁아짐에 따라 전송계수 S_{21} 이 낮아지고 있으므로, 원하는 전송선로가 주변의 다른 선로에 의해 영향을 받고 있음을 알 수 있다. 15GHz에서 선로간격이 좁을수록 전달계수 S_{21} 은 떨어지고 있는 것을 볼 수 있다. s/w 가 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0, 3.5인 곳에서 S_{21} 은 크다. 그리고 s/w 가 0.75, 1.25, 1.75, 2.25, 2.75, 3.25, 3.75인 곳에서 S_{21} 은 작다. 선로간격 s 가 선로폭 w 의 1/4정수배에서는 S_{21} 값이 줄어드는 것으로 보아 선로간 영향이 많이 일어나고 있음을 알 수 있다. 따라서 회로설계시 필요에 따라 이웃하는 선로 사이에 영향을 줄일 필요가 있을 때, 선로간격 s 의 거리는 선로폭 w 의 1/2정수배가 되도록 설계하는 것이 유리하다.

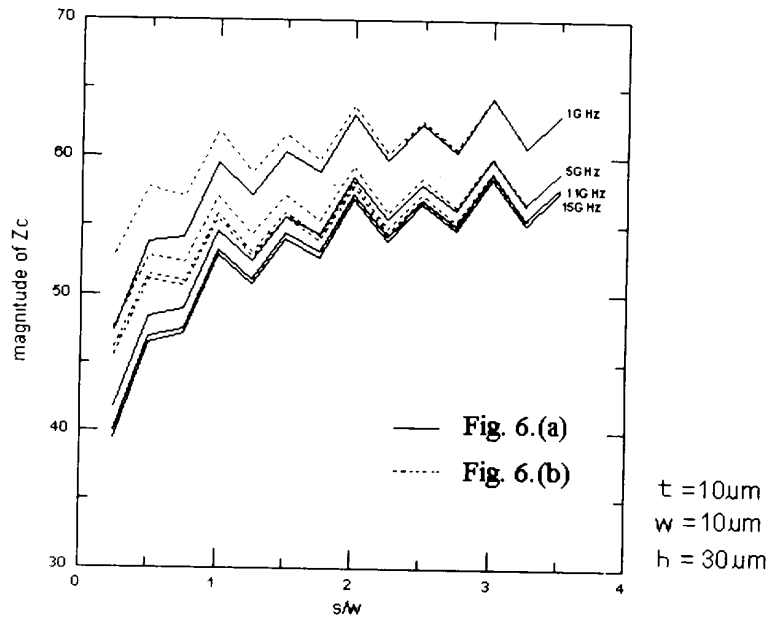


Fig. 18. Variation of characteristic impedance Z_c with respect to s/w .

그림 18은 인접한 마이크로스트립선로에서 s/w 에 대한 특성임피던스 Z_c 의 변화를 보여주고 있다. 이웃하는 선로가 한개인 때보다는 두개인 때 고주파로 갈수록 특성임피던스는 높아지고 있다. s/w 가 1/2정수배가 되는 곳, 즉 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0, 3.5인 곳에서 첨두치가 나타나고 s/w 가 정수배가 되는 곳인 1.0, 2.0, 3.0인 곳에서 Z_c 가 더 첨예한 것을 알 수 있다. S_{21} 의 경우 주파수가 낮아지면 s/w 의 변화에 대해 거의 일정하나 Z_c 의 경우는 주파수가 낮아지더라도 s/w 의 변화에 대해 변화가 심하게 나타나고 있다.

3) 유전층의 높이에 따른 마이크로스트립 선로의 특성임피던스 결과

마이크로스트립 선로의 특성은 특성임피던스를 구함으로써 알 수 있다. 기존의 스트립 선로에 대한 특성임피던스를 구하는 해석식들은 w/h 에 대한 함수로

되어있다. 그리고 w/h 의 비를 같게 하면서 선로의 폭 w 를 변화시켰을 때의 결과에 대한 고찰을 한바가 있다(오 등 1995). 그러나 특성임피던스가 w/h 의 함수임에도 불구하고 w/h 의 비를 같게 하면서 유전층의 높이인 h 를 변화시켰을 때는 기존의 논문들(Hammerstad, 1975), (Nakajima, 1978), (Wheeler, 1965)과 다른 결과를 얻을 수 있었는데, 본 연구에서는 유전층의 높이 변화에 따른 특성임피던스에 대한 새로운 해석식을 제안하고 있다.

그림 19은 w/h 의 비를 같게 하면서 w 의 값을 변화시켰을때와 h 의 값을 변화시켰을때의 w/h 에 대한 특성임피던스의 변화를 보여주고 있다

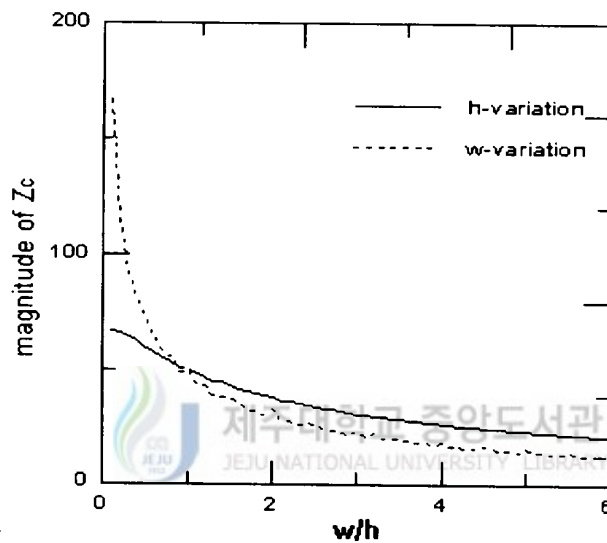


Fig. 19. Comparison of characteristic impedance with respect to variable of w/h .

기존의 논문들과 비교해 보았을 때 w/h 항의 변수를 결정하는 요인이 w 인지 h 인지에 따라서 특성임피던스가 다르게 나타난다. 그림 20는 주파수에 따른 유전체의 높이(h)의 변화에 따른 마이크로스트립 선로의 특성을 나타내고 있는 그래프이다. 고주파로 갈수록 그 차이는 현저히 나타나는 것을 알 수 있다.

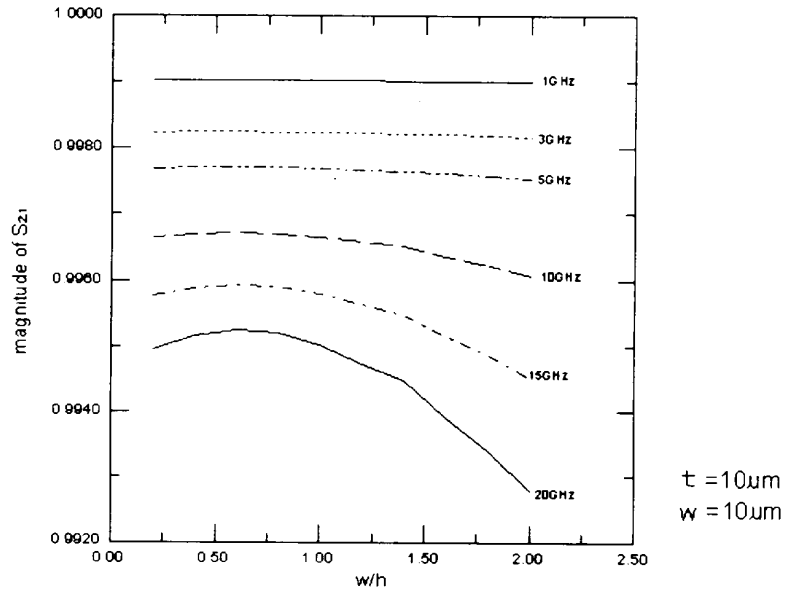


Fig. 20. Variation of S_{21} for the various operating frequencies.

유전체의 높이 h 가 작아짐에 따라서 고주파수로 갈수록 S_{21} 값이 비선형적으로 변하고 있다. 따라서 유전층의 높이(h)에 따른 변화가 뚜렷하다는 것을 알 수 있다. 그 원인을 찾아보면, 전파상수 γ 은 식(4)에 정의되어있는데 그 중 손실계수 $\alpha(f)$ 와 위상변위정수 $\beta(f)$ 는 각각

$$\alpha(f) = \alpha_c(f) + \alpha_d(f) \quad (59)$$

이며, $\alpha_c(f)$ 는 도체손실에 의한 감쇄정수로

$$\alpha_c(f) = 0.072 \frac{\sqrt{f}}{wZ_c} \lambda_g \text{ dB/마이크로스트립의 확장} \quad (60)$$

이고 여기서 $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}}$ 이다(Hammerstad, 1975).

$\alpha_d(f)$ 는 유전체에 의한 감쇄정수로

$$\alpha_d(f) = 27.3 \frac{\epsilon_r(\epsilon_{eff}-1)\tan\delta}{\epsilon_{eff}(\epsilon_r-1)} \text{ dB/마이크로스트립의 파장} \quad (61)$$

이다(Gupta 등 1979). $\beta(f)$ 는 위상변위정수로 다음과 같다(박과 박, 1994).

$$\beta(f) = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}(f)} + \alpha_c(f) \quad (62)$$

식(62)에서 위상변위정수는 분산에 기여하는 값이며, 유전체손실의 영향을 무시하고 있다. 그림 21은 w/h 의 비에 따른 금속과 유전층에서의 감쇄량을 도시한 것이다.

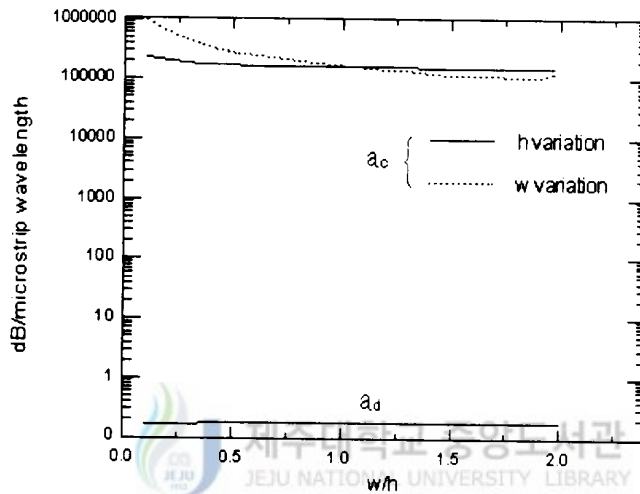


Fig. 21. Variation of attenuation as a function of w/h .

위에서 보듯이 w/h 의 비가 증가함에 따라 유전체에 의한 감쇄의 변화량이 적어진 것을 알 수 있다. w/h 에 대한 유전체손실 변화의 폭이 적다는 것은 펄스를 이루는 주파수 성분들의 위상속도 차가 작다는 것이므로 주파수 성분들의 위상속도 차이에 주로 영향을 끼치는 것은 도체손실에 의한다는 것을 알 수 있다. 그러므로 감쇄상수 $\alpha(f)$ 에서 유전체에 의한 손실이 도체에 의한 손실보다 월등히 작기 때문에 유전체의 감쇄 $\alpha_d(f)$ 를 무시해도 된다고 할 수 있다. 즉 분산에 기여하

는 위상변위정수에 영향을 끼치는 것은 바로 도체손실이라는 것이다. 그림 22은 w/h 에 대하여 선로폭 w 를 변화했을 때와 유전체길이 h 를 변화시켰을 때에 도체에 의한 감쇄량을 비교한 그래프이다.

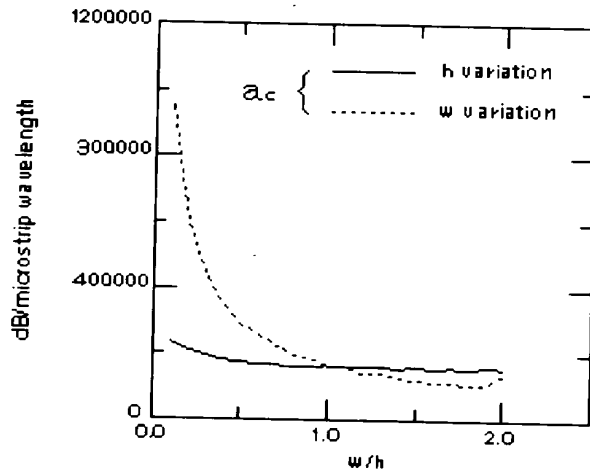


Fig. 22. Attenuation in accordance with metal.

다음은 마이크로스트립 선로의 특성임피던스에 대한 기존의 해석식의 함수였던 w/h 항을 결정하는데 있어서 유전체층의 두께 h 를 변화시키면서 유전층이 $\epsilon_r=13$ 일 때의 데이터 결과를 수치적인 결과에 대한 함수의 간략화 방법으로 실험치에 근사한 수식을 유도하였다.

마이크로스트립 선로의 특성임피던스를 해석하는 새로운 결과식은 식(63)과 (64)에서 보여주고 있으며, 식(16)으로부터 최종 특성임피던스 Z_c 를 구할 수 있다.

i) $w/h < 3$ 인 경우

$$z_{01} = 60 \ln \left(\frac{10h}{w} + \sqrt{1 - \frac{h}{w}} \right) + \pi^2 \quad (63)$$

ii) $w/h \geq 3$ 인 경우

$$z_{01} = 240 \log \left(4.4 \frac{h}{w} + \sqrt{1 - \left(\frac{h}{w} \right)^2} \right) + \frac{2w}{h} \quad (64)$$

새로운 해석식의 결과를 확인하기 위하여 유도하여 얻은 수식에 $\epsilon_r=1$ (Air)인 경우 w/h 에 따른 데이터를 계산하고 시뮬레이션을 통하여 얻은 데이터와 비교하여 유도된 식에 얼마나 잘 따르는 지를 확인하였다. 그림 23는 $\epsilon_r=1$ (air), $\epsilon_r=13$ (GaAs)인 경우 새로운 수식에 의하여 얻은 결과를 그래프로 나타내었으며, 실선은 식 (63)와 (64)에 의한 결과이고, 점선은 시뮬레이션에 의한 결과이다.

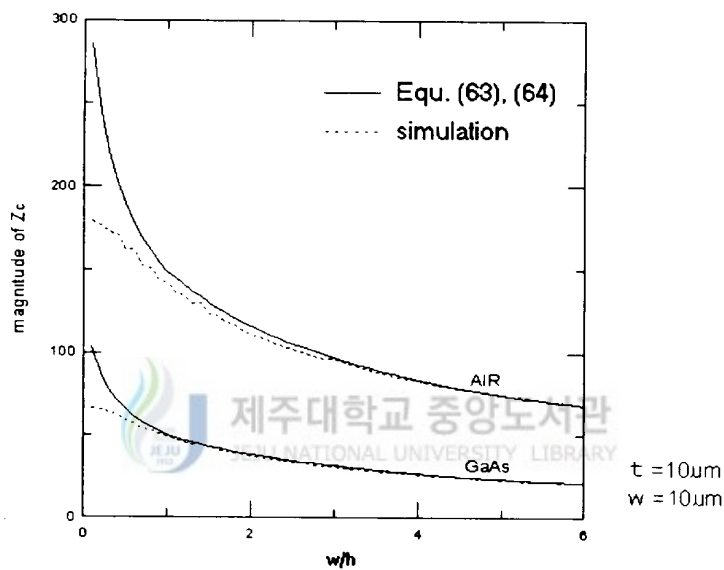


Fig. 23. Comparison between equation (63), (64) and the simulation Em.

그림 23의 w/h 에서 나타나는 오차를 구하여 보면 다음표와 같다.

Table 1. Error in accordance with w/h (unit : %)

유전층 \ w/h	0.2	0.4	0.6	0.8	1	2	3
GaAs	33.5	13.9	7.4	3.7	1.2	1.7	2.6
Air	38.2	18.6	10.3	7.3	4.21	4	0.6

w/h > 1에서 5%이하의 오차가 있음을 알 수 있다.

2. 인덕터 회로해석 결과

1) 금속의 두께와 선로삽입에 의한 위상변위

그림 23는 내부 직경이 $420\mu\text{m}$ 이고 유전층의 높이 h 는 $600\mu\text{m}$ 이며, 나선의 회전수가 2인 인덕터 a1 구조에 금속의 두께를 다르게 하였을 때의 반사계수 변화를 알아보기 위한 결과를 Smith 도표로 나타내고 있다.

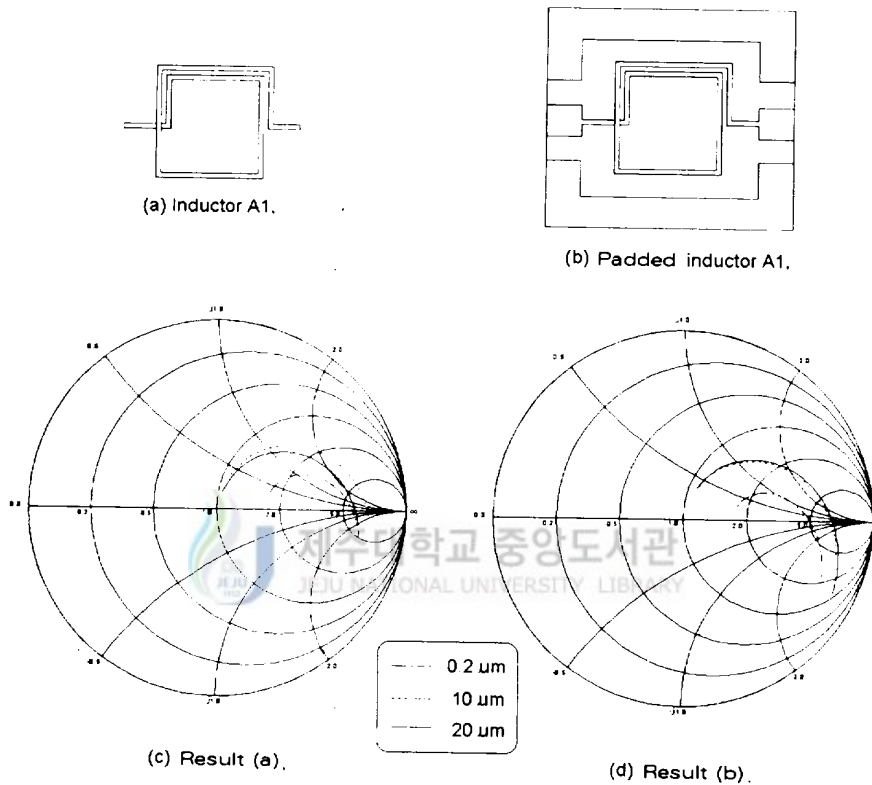


Fig. 23. Smith chart with variation of metal thickness in inductor a1.

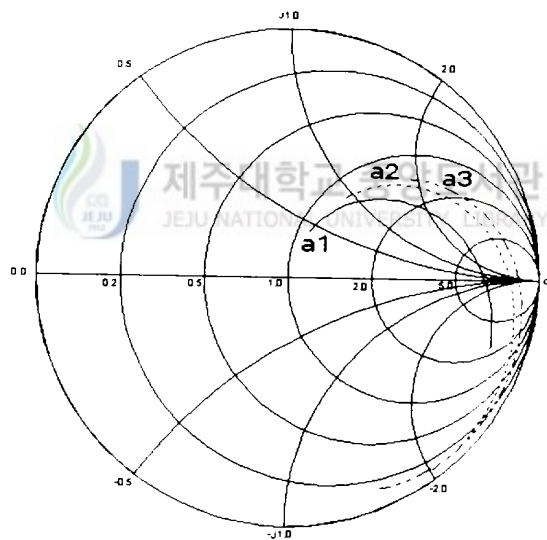
그림 23의 (a)는 선로의 폭 w 는 $10\mu\text{m}$, 유전층의 높이 h 는 $600\mu\text{m}$, 선로 간격 s 는 $10\mu\text{m}$ 이다. 그림 23의 (b)의 패드 폭은 $100\mu\text{m}$ 로 하여 그림 11을 참고하며 설계되

었다. 그리고 금속의 두께를 변화해 가면서 시뮬레이션하였다.

인덕터 설계시에 금속의 두께가 변화함에 따라서 위상이 변하고 있다. 인덕턴스를 측정하기 위해 인덕터와 측정 프로브 사이에 선로삽입의 전단계를 보여주는 측정패드가 첨가된 인덕터에서도 금속의 두께에 따라 위상변위가 생긴다. 인덕터 회로에 패드가 첨가되면 반사계수는 커지고, 위상은 느려지면서 인덕터로서 동작하는 주파수 범위가 제한되고 있는 것을 알 수 있다. 즉 인덕터 설계회로에서 금속과 선로삽입이 있을 경우 위상변위는 위상손실이라는 것을 알 수 있다.

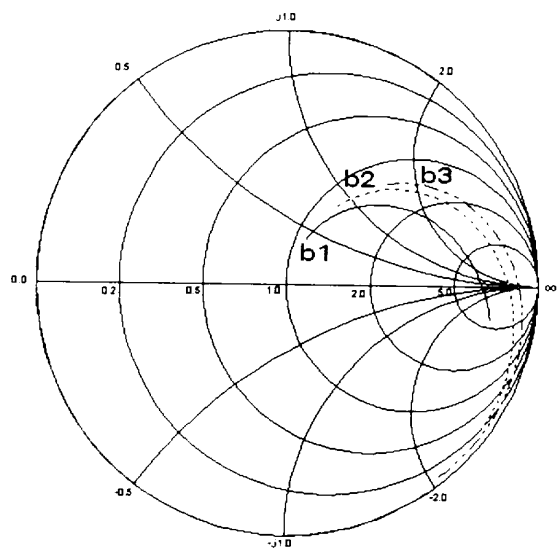
2) 인덕터의 Em 시뮬레이션 결과

그림 10에서 설계한 회로의 Em 시뮬레이션 실행 결과 중에서 반사계수 S_{11} 를 Smith 도표에 그려서 서로 비교해 보았다. 실행중 사용 주파수대는 1GHz에서 10GHz사이이다.

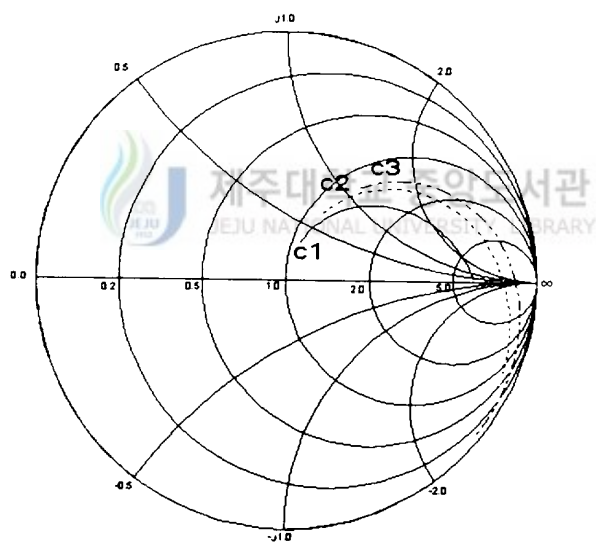


(a) Inductor a1, a2, a3.

Fig. 24. Result of the inductors with Em simulation.

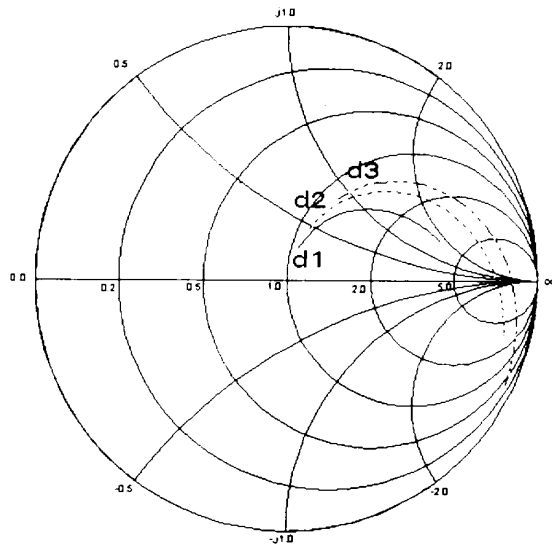


(b) Inductor b1, b2, b3.

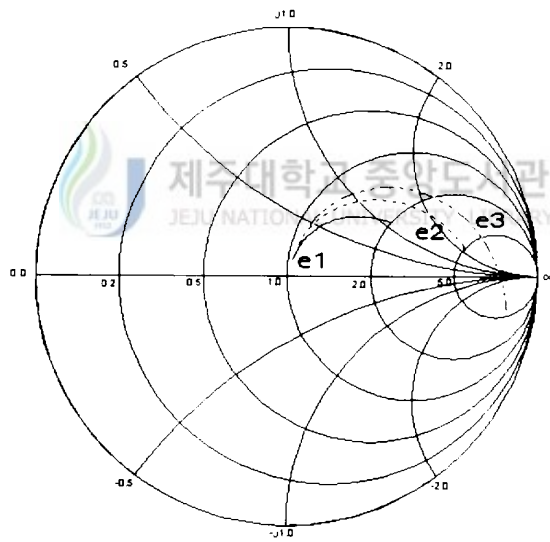


(c) Inductor c1, c2, c3.

Fig. 24. Result of the inductors with Em simulation.



(d) Inductor d1, d2, d3.



(e) Inductor e1, e2, e3.

Fig. 24. Result of the inductors with Em simulation.

제한된 범위의 주파수내에서, 인덕터 안쪽 직경의 크기가 커질수록 같은 나선의 회전수에 대하여 인덕턴스 값은 커지지만 상대적으로 사용할 수 있는 주파수가 낮아진다. 이를 사용주파수 한계라고 한다. 즉 제한된 범위의 주파수내에서, 인덕터의 안쪽 직경이 길어질수록 Smith 도표상의 동작범위가 넓어지는 반면에 반사계수도 커진다. Smith 도표의 상반구내에서 제한된 주파수내의 동작범위가 넓다는 것은 저주파일때 인덕터로 동작한다는 의미를 갖는다. 그러므로 나선의 회전수에 의해서 한계주파수의 범위를 예측할 수 있고, 나선의 회전수가 작고 안쪽 직경이 작을수록 높은 주파수에서 동작하는 인덕터로서 사용가능하다. 금속의 선폭과 선간 간격을 변화시켜줌으로써 전류용량을 변화시킬 수 있고, 나선의 안쪽 직경을 변화시켜줌으로써 한계 주파수를 변화시킬 수 있다.

3) 인덕터의 등가회로

소자의 집적화를 위해 선로의 간격이 좁아지게 되면 저주파수대에서 사용할 때는 없었던 기생성분들이 생기게 된다. 그래서 이런 기생성분들을 고려한 인덕터의 등가회로를 구하고 등가 수식의 계수를 계산하였다. IV장 2절의 2)의 결과들을 토대로 인덕턴스의 등가회로를 얻기 위해 SPICE를 이용하여 회전수에 따른 고차방정식을 유도하였으며, Em 시뮬레이션 결과와 비교하였다. Em결과를 토대로 π 형등가회로를 구하고 등가회로상의 각 소자 값을 알아내는 새로운 등가회로를 찾아내는데 필요한 알고리즘 순서는 다음과 같으며 수치적인 결과에 대한 함수의 간략화 방법을 이용하여 시뮬레이션하였다.

- a. 인덕턴스구조 회로를 설계하고 Em을 이용한 시뮬레이션을 한다.
- b. Em 시뮬레이션 결과인 산란계수로부터 어드미턴스 계수(Y parameter)를 계산한다.
- c. 어드미턴스 파라미터로부터 π 형 등가회로를 구성한다.
- d. π 형 등가회로의 임피던스 Z_a, Z_b, Z_c 를 각각 구한다.
- e. Z_a, Z_b, Z_c 를 토대로 R, L, C의 값을 구한다.

f. 등가회로에 대한 고차다항식을 유도한다.

a항의 시뮬레이션 결과로부터 얻은 산란계수로부터 등가회로를 얻기 위해서는 II 장 3절의 식(36), 식(37), 식(38), 식(39)를 이용하여 Y 파라미터를 구한다. Y 파라미터로부터 π 형 등가회로를 구하려면 4단자망의 기본방정식을 이용하여 전류와 전압에 대한 관계식을 구한다.

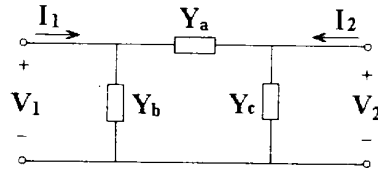


Fig. 25. π -type equivalent circuit.

그림 25에서 I_1 은 Y_a 와 Y_b 를 흐르는 전류의 합이므로

$$I_1 = Y_b V_1 + Y_a (V_1 - V_2) = (Y_a + Y_b) V_1 - Y_a V_2 \quad (65)$$

이며, 그리고 I_2 는 Y_c 를 흐르는 전류와 Y_a 를 흐르는 전류의 합이므로

$$I_2 = Y_c V_2 + Y_a (V_2 - V_1) = -Y_a V_1 + (Y_a + Y_c) V_2 \quad (66)$$

이 된다. 이상으로 π 형 회로의 어드미턴스 파라미터는

$$Y_a = -Y_{12} = -Y_{21} \quad (67)$$

$$Y_b = Y_{11} + Y_{12} \quad (68)$$

$$Y_c = Y_{22} + Y_{12} \quad (69)$$

가 된다. 이렇게 하여 얻은 등가회로를 실행하고 주파수에 따른 각 소자들의 적절한 값을 찾는다. 그림 12의 등가회로의 각 소자들에 계산된 값을 대입하여 부록 1의 SPICE로 시뮬레이션하게 되면 주파수에 따른 산란계수의 결과를 얻게 된다. 그리고 산란계수의 크기와 위상성분을 조합하여 실수와 허수성분으로 변환하

면 Smith 도표에서 주파수에 따른 궤적을 볼 수 있게 된다. 만약 반사계수 S_{11} 의 크기와 위상이 각각 S_{11m} , S_{11p} 이라면

$$Re(S_{11}) = S_{11m} \cos \left(S_{11p} \times \frac{\pi}{180} \right) \quad (70)$$

$$Im(S_{11}) = S_{11m} \sin \left(S_{11p} \times \frac{\pi}{180} \right) \quad (71)$$

이 된다. Smith 도표는 각 주파수마다 산란계수의 크기와 위상의 변화를 알아보기 쉽게 표현할 수 있는 장점이 있다.

4) 등가회로 수식의 계수 결정

설계한 인덕터 회로의 Em 실행결과를 토대로 등가회로를 구하고 등가 수식의 계수를 결정하여 SPICE로 실행하고, Smith 도표로 나타내어 결과를 확인하였다. 그림 12의 등가회로에서 L성분은 설계한 인덕터의 인덕턴스 값이며, R성분은 설계회로의 저항성분이다. L, R, Cm1, Cfb항은 주파수의 한계를 결정하는 요인이 되며 특히 Cm1과 Cm2항은 위상성분의 변화를 일으키게 하는 원인이 된다. 금속의 두께가 특성임피던스에 영향을 끼치지 않는 범위에서 금속의 두께가 얇아지거나 선로를 삽입하게 되면 위상은 커지면서 천이를 일으킨다. 다음의 (72)식은 그림 12의 등가회로의 유도를 위해 앞서 제안한 알고리즘에 의하여 구한 식이다. 여기서 x는 나선의 회전수이다. 등가 수식은 인덕터 나선의 회전수(x)와 내부 직경이 결정된 상태에서 각 소자의 값을 구하기 위한 각각의 등식의 계수는 표 2에서 표 6까지 기록해 두었다.

$$y = a + bx + cx^2 \quad (72)$$

Table 2. L420 (inductor of inner diameter 420 μ m)

y 계수	L(nH)	R(ohm)	Cfb(fF)	Cml(fF)	Cma(fF)
a	-0.640	-3.88	36.72	105.43	-41.250
b	0.62	3.59	-36.637	15.475	66.915
c	0.63	-0.2	9.296	0.905	-7.945

Table 3. L340 (inductor of inner diameter 340 μ m)

y 계수	L(nH)	R(ohm)	Cfb(fF)	Cml(fF)	Cma(fF)
a	-1.290	-10.102	47.002	83.664	54.751
b	0.665	8.135	-42.076	23.342	5.139
c	0.635	-0.908	10.002	-2.548	0.431

Table 4. L260 (inductor of inner diameter 260 μ m)

y 계수	L(nH)	R(ohm)	Cfb(fF)	Cml(fF)	Cma(fF)
a	0.877	0.592	-10.544	29.053	57.609
b	-0.411	0.537	4.069	45.948	-1.830
c	0.506	0.145	0.946	-5.144	0.920

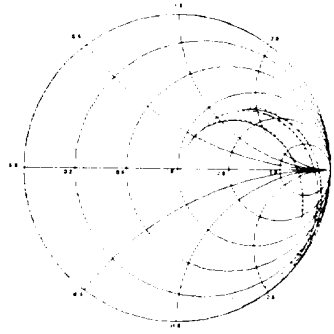
Table 5. L180 (inductor of inner diameter 180 μ m)

y 계수	L(nH)	R(ohm)	Cfb(fF)	Cml(fF)	Cma(fF)
a	-0.149	-2.731	-22.172	87.418	44.067
b	0.394	2.504	12.730	5.205	1.953
c	0.224	-0.192	-0.340	-0.352	0.330

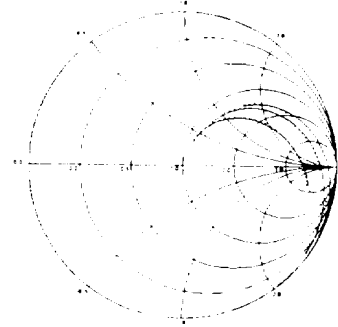
Table 6. L100 (inductor of inner diameter 100 μ m)

y 계수	L(nH)	R(ohm)	Cfb(fF)	Cml(fF)	Cma(fF)
a	0.6	1.875	-35.087	92.938	75.199
b	-0.117	-0.268	23.667	-5.153	-22.572
c	0.181	0.165	-3.061	1.167	4.748

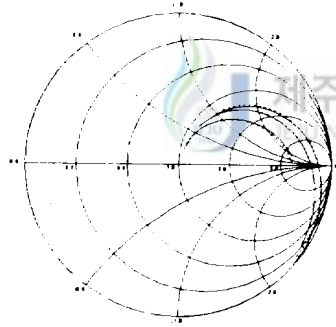
그림 26는 그림 10의 인덕터에 대하여 식 (72)에 의해서 구한 등가 파라미터들을 이용하여 얻은 SPICE의 시뮬레이션 한 결과이다. SPICE의 결과 데이터로 얻은 산란계수 중에서 반사계수인 S_{11} 의 크기와 위상을 Smith 도표에 나타내어 결과를 분석·비교하였다. 그림 26에서 실선은 SPICE 결과이고 점선은 Em 결과이다.



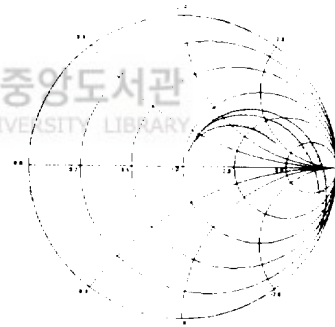
(a) Inductor a1, a2, a3.



(b) Inductor b1, b2, b3.

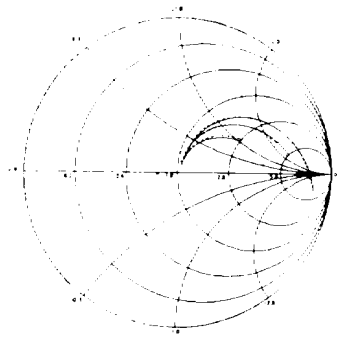


(c) Inductor c1, c2, c3.



(d) Inductor d1, d2, d3.

Fig. 26. Result of SPICE and Em by using the parameters obtained from the suggested equation.



(e) Inductor e1, e2, e3.

Fig. 26. Result of SPICE and Em by using the parameters obtained from the suggested equation.

그림 26에서 보는 바와 같이 (72)식에서 제안한 등가식에 의하여 구한 SPICE의 실행결과와 Em의 실행결과인 반사계수를 비교해 본 결과 Smith 도표 상에서 주파수에 따라서 인덕터의 동작변위가 유사하게 변해가는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

저주파에서 사용 가능한 인덕터를 마이크로 주파수대에서 사용하기 위해 소자를 MMIC화 하는데는 여러가지 고려할 사항들이 발생하게 된다. 원래 다른 소자들에 비해 큰 인덕터는 MMIC함으로써 소형화 할 수 있고, 이동통신과 같이 넓은 대역폭을 필요로 하는 마이크로파 주파수대에서 사용가능하게 된다. 인덕터를 이루고 있는 마이크로스트립 선로는 분포정수소자로, 선로의 특성은 임피던스를 구함으로써 알 수 있다. 마이크로스트립 선로의 특성임피던스는 소자를 구성하고 있는 금속의 두께, 유전층의 높이, 선로 폭과 선로 간격 등에 의해서 영향을 받는다. 본 논문에서 실행한 시뮬레이션을 분석한 결과를 요약하면 다음과 같다.

회로를 소형화하고 고집적화함에 따라 선로를 이루는 유전층 h 에 대하여 금속의 두께 t 가 얇아지게 된다. 그래서 이전에는 고려하지 않아도 되는 금속의 두께에 따른 변화를 알아본 결과 $t/h \leq 0.1$ 의 범위에서 특성임피던스가 기존의 해석들과 다르게 나타나는 것을 확인하였다.

CAD 툴을 사용하여 인접한 마이크로스트립 선로에 대한 해석을 통한 인접한 마이크로스트립 구조에서 저주파로 갈수록 전송계수는 커진다는 것을 알 수 있었다. 고주파로 가면 선로간격은 선로 폭 w 에 대한 $1/2$ 정수배로 설계했을 때 국부최대치가 나타나고, $1/4$ 정수배로 설계했을 때 국부최소치가 나타난다. 따라서 이웃하는 선로에서 전송계수를 크게 하기 위해서는 선로 간격 s 를 선로 폭 w 의 정수배로 하는 것이 유리하다.

특성임피던스를 구하는 기존의 수식을 토대로 회로를 설계하여 시뮬레이션 시킨 결과, 선로 폭 w 를 변화시켰을 때와 유전층 높이 h 를 변화시켰을 때의 w/h 변수에 대한 특성임피던스가 다르게 나타나는 것을 알 수 있었다. 특성임피던스가 기존의 해석식들과 비교해 보면 w/h 의 비를 구하는데 변수가 w 일때와 h 일때 다르게 나타나는데, 그 원인은 도체손실에 의한 감쇄정수에 따른 것으로 볼 수

있다. 본 연구에서는 유전층의 높이 h 를 변화시켰을 때의 수치적인 결과에 대한 함수의 간략화 방법을 써서 특성임피던스를 유도해 내었다. GaAs와 Air 유전층에 대한 각각의 해석식과 시뮬레이션 결과를 비교해 본 결과 $w/h \geq 1$ 범위에서 5%이하의 오차가 나는 것을 확인하였다.

인덕터를 설계하고 Em 을 통해 시뮬레이션한 결과, 나선의 회전수가 많고 주파수로 갈수록 Smith 도표의 하반부에서 반사계수의 크기와 위상변위가 급속히 변하는 것을 볼 수 있는데, 이런 기생성분들은 등가회로를 구하는데 있어서 매우 어렵게 하는 요소이다. 설계한 인덕터의 등가회로를 얻고 등가식에 따른 계수를 계산하였다. SPICE로부터 얻은 인덕터 등가회로의 반사계수와 Em 으로 실행한 인덕터의 반사계수를 비교해 본 결과 Smith 도표상에서 주파수동작이 유사하게 변해가는 것을 확인하였다. 향후에는 인덕터 다항식을 구하는데 있어서 선로의 임피던스와 더불어 인덕터의 회전수를 많이 했을때, 그리고 급속의 두께와 삽입손실에 대한 고려도 한 간단하면서도 유용한 다항식을 유도할 필요가 있다고 본다.

이동통신용 마이크로 주파수대에서 동작하는 인덕터를 설계하는 일은 매우 복잡하고 어려운 작업이다. 특히 크기를 작게 하면서도 높은 인덕턴스를 갖는 인덕터를 제작하는 더 힘든 일이다. 소형화 및 집적화 함에 따라서 생기는 기생성분의 효과와 선로 간의 간섭은 피할 수 없는 일이기 때문이다. 본 연구에서 제시하고 있는 나선형 인덕터의 등가식과 마이크로스트립의 특성임피던스를 이용하게 되면 회로의 MMIC화에 조금이나마 도움이 되리라고 본다.

참고문헌

- 안동식, 장동필, 오승협, 1995, "사각 맴돌이 인덕터의 새로운 등가 모델" 한국통신학회논문집, 제20권, 제8호, pp 2196-2206, Aug.
- Bahl, I. J. and Garg, Ramesh, 1977, "Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness," Proc .IEEE, 65, pp. 1611-1612.
- 박송배, 1988, "회로이론," 12장, 문운당.
- 朴正燁, 朴義俊, 1994, "마이크로스트립 선로상에서 피코초 펄스송특성의 시간영역 해석" 전자공학회논문집, 제31권, A편 제11호, pp 38-47, Nov.
- Edwards, Terry, 1991, "Foundations for microstrip circuit design," chap 1, JOHN WILEY & SONS.
- Fusco, Vincent F., 1987, "Microwave Circuits - Analysis and computer aided design," Prentice Hall International Ltd., chap 1, chap 2.
- 陳年鋼, 1993, "마이크로파 공학" 7장, 8장, 淸文閣.
- Gupta, K. C., Garg, Ramesh, and Bahl, I. J., 1979, "Microstrip Lines and Slotlines," Artech House, Inc., pp. 91-92.
- Hammerstad, E. O., and Bekkadal, F., 1975, "A microstrip handbook," ELAP Report, STF 44 A74169, University of Trondheim, Norway, pp. 98-110.
- Hammerstad, E. O., 1975, " Equations for microstrip circuit design," Proc. European Microwave Exhibitions & Publishers Ltd., Kent, U.K., pp.268-272.
- Hoffmann, Reinmut K., 1987, "Handbook of Microwave Integrated Circuits." Artech House.
- Howe, Harlan, JR., 1984, "Microwave Integrated Circuits : An Historical

- Perspective," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, pp. 991-996, Sept.
- Mcquiddy, David N., John W. Wassel, J. B. Lagrange, and W. R. Wisseman, 1984, "Monolithic Microwave Integrated Circuits : An Historical Perspective," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, pp. 997-1006, Sept.
- Nakajima M., 1978, "A simplified formula for the characteristic impedance of microstrip lines," Int. J. Electron., Vol. 44, No. 1, pp. 61-64.
- 오대래사, 고성택, 이광만, 이상석, 1995, "제한된 굵기의 마이크로스트립 선로 특성 임피던스에 대한 새로운 해석식의 제안" 한국통신공학회 제주지부 학술발표회논문집, pp. 30-34, Aug.
- SAMUEL, Y. LIAO, 1980. "Microwave devices and circuits" 7장, Prentice Hall, Inc.
- Vendelin, George D., Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rohde, 1989, "Microwave circuit design," chap 1, JOHN WILEY & SONS.
- Wheeler H. A., 1965, "Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet," IEEE Trans., MTT-13, No. 3, pp. 172-185, Mar.
- Wheeler H. A., 1984, "Reflection Charts Relating to Impedance Matching," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, pp. 1008-1021, Sept.
- 류기현, 서광석, 1994, "이동 통신용 능동 인덕터 VCO MMIC 설계," 대한전자공학회 추계 종합학술대회 논문집, 제17권 2호 pp. 1014-1017, Nov.
- Xgeom User's Manual, Release 3.0, 1995, pp. 84-85, SONNET Software, INC. Printed June.

부 록

1. SPICE 해석 프로그램

CIRCUIT DESCRIPTION

```
.SUBCKT TEST 1 2
* CIRCUIT TO BE TESTED
* NODE1 : PORT1, NODE2 : PORT2
RTEST 1 2 50
```

분류 : 전자회로

*

```
.ENDS TEST
```

*

```
.AC LIN 50 1G 10G
```



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

```
.PRINT AC VM(911) VP(911) VM(921) VP(921) VM(912) VP(912) VM(922)
VP(922)
```

*

```
* CALCULATE THE S PARAMETERS
```

```
EIN1 101 0 99 0 1
```

```
RS1 101 102 50
```

```
XT1 102 103 TEST
```

```
RL1 103 0 50
```

*
RL2 203 0 50
XT2 203 202 TEST
RS2 202 201 50
EIN2 201 0 99 0 1
*S11 = V1 - VR1
ES11 301 0 102 0 1
ES12 911 301 102 101 1
RS11 911 0 1K
*S21 = 2 * V2
ES21 921 0 103 0 2
RS21 921 0 1K
*S22 = V2 - VR2
ES31 401 0 202 0 1
ES32 922 401 202 201 1
RS22 922 0 1K
*S12 = 2 * V1
ES41 912 0 203 0 2
RS12 912 0 1K



제주대학교 중앙도서관
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

*
VSRC 99 0 AC 1
RSRC 99 0 1K
.WIDTH OUT = 132
.END

감사의 글

남다르게 많은 세월을 필요로 했던 석사과정을 끝으로 이 논문을 완성하게 되었습니다. 지적 성숙과 아울러 덕행을 쌓고, 오로지 학문에만 전진하기 위해 힘들었던 날들을 생각하면서 마지막으로 감사의 글을 씁니다.

나의 노력보다는 지금의 내가 있기까지 지도편달을 아끼지 않으신 많은 주변 사람들의 노력의 결과를 나의 조그만 정성으로 이 책자에 옮겨놓았을 뿐이라고 생각합니다. 처음부터 끝까지 논문을 지도해 주시면서, 칭찬은 아끼고 꾸중할 것은 애써 찾아가며 애정으로 가르쳐주신 고성택 지도교수님, CDMA연구과제를 수행하느라 함께 고생하신 이광만교수님, 강민제교수님, 임재윤교수님, 후배 강정주에게도 감사드립니다. 그리고 지금까지 힘들게 전자공학과를 이끌어오신 김경식 교수님, 도양희교수님, 김경연교수님께도 깊은 감사를 드립니다. 작년에 이어 올해에도 ETRI연구과제를 수행하면서 학문의 이론과 현실을 직시하고, 제 자신의 성장을 내외로 모자람이 없이 성장할 수 있게 할 수 있었던 ETRI관계자 여러분들에게도 감사의 마음을 전하고 싶습니다. 많은 시간을 연구실에서 함께 했던 윤성보 선배님, 석사동기생인 장경훈, 김용규, 서울에서의 외로움을 날려주던 친구이 명수, 실험실에서 전자공학 실험을 같이 했던 많은 후배들과 온갖 부족함으로 고민과 절망속에서도 서로를 다독기리며, 힘들었던 시절을 함께 살았던 86, 87, 88학번 선후배들과 동기생들과도 이 논문을 함께 나누고 싶습니다.

밤늦도록 귀가를 기다리시는 어머니, 아버지, 자신의 일처럼 많은 관심을 가지주던 언니, 형부, 오빠, 새언니, 그리고 친구같은 동생 마리나와 귀여운 조카들에게도 감사드립니다. 결혼을 앞두고 여러가지로 모자란 저를 새로운 가족으로써 니그라이 받아주신 시할머니, 시어머니, 시동생들에게 감사드리며, 힘과 용기를 주고 갈날같은 충고도 아끼지 않았던 선배이면서 인생의 반려자가 될 이충남에게도 감사를 드립니다. 끝으로 학문의 길을 같이 해온 죽마고우 강지현의 유학생환을 끝까지 무사히 마칠 수 있기를 바라며, 건강도 하루 빨리 회복되기를 기원합니다.