□ 技 術 解 說 □

"마이크로웨이브에서의 유전체 共振器"

洪 義 錫*

■ 차 례 ■

1. 서 론
2. 共振器의 分類
2.1 1次元 開放 共振器
2.2 2次元 開放 共振器
2.3 3次元 開放 共振器
3. 3次元 開放共振器의 에너지 放射條件
4. 共振周波數의 계산 및 공진모드
5. 마이크로웨이브에서 유전체 공진기의 응용
5.1 대역통과 및 대역저지 필터에서의 유전체 共振器
5.2 發振器에서의 유전체 共振器
6. 결 론
참고문헌

1. 서 론

유전체 공진기는 몇년전 까지만해도 적당한 재료가 없기때문에 실제 응용면에서는 별로 사용되지 않았다.

그러나 共振器로서 그의 기능은 Richtmyer에 의해서 벌써 1939년에 입증되었다.[1] 좋은 유전체 共振器(dielectric resonator)란 적은 유전손실, 큰비유전율 및 온도에 의한 공진주파수의 변화가 작은 것을 말한다.

또한 유전체 共振器는 外形에 따라서 구형, 원통형 및 직육면체형 共振器로 分類되나 실제 사용에는 제조의 간편성 때문에 대부분 원통형 유전체가 사용된다.

표 1. 여러가지 재료의 특성값

재 료	$Ba_2Ti_9O_{20}$	TiO_2	$SrTiO_3$	空洞공진기
4GHz에서 Q 값	11000	10000	10000	10000이상
비유전율 ε_r	40	100	250	–
온도계수 τ_f (ppm/C°)	2	400	2000	17

표 1에서 보는 바와같이 위에 언급한 좋은 유전체 共振器 條件을 만족하는 재료가 개발되므로써 이제 이러한 유전체 共振器는 空洞共振器(cavity resonator)와 microstrip공진기 사이의 갭을 메꿀 것이 또한 유전체 共振器는 Q값 및 온도안정도면에서 空洞 共振器와 거의 같으며 또다른 장점으로서는 microstripline回路에 集積 시킬수 있다는 것이다. 생산단가면에서도 값싼 유전체 共振器는 마이크로 웨이브 집적회로 (microwave integrated circuits)에서 보다 간단한 대역통과 또는 대역 저지 필터 및 共振器를 사용한 發振器 (oscillator)제작에 이용된다.

2. 共振器의 分類

共振器의 開閉정도에 따라서 다음과 같이 마이크로웨이브에서는 2가지로 大分된다.

가) 완전히 외부와 차폐된 共振器

나) 開放 共振器

空洞共振器나 同軸케이블 共振器(coaxial resonator)는 완전차폐 共振器이며 開放共振器란 전기적인 고유진동 능력이 있으며 그의 電界 및 磁界가 3次元的으로 완전히는 차폐되지 않는 共振器를 말한다. 이러한 開放共振器는 다시 放射가 일어나고 그로인해서 감쇄되느냐에 따라 放

* 正會員 : 光云大学 電子工學科 教授

射 및 非放射共振器로 分類되며 또한 共振器의 電界가 1次, 2次 및 3次元的으로 開放되느냐에 따라서 1次, 2次 및 3次 開放共振器로 나누어진다. 차폐共振器와는 反對로 이러한 開放共振器는 다음과 같은 특수한 성질을 갖는다.

a) 共振器의 電界와 磁界는 제한되어 있지 않는 공간에서는 무한원점까지 전공간에 分布된다.

b) 그러한 共振器내부에서 離散的 周波數(discrete frequency)에 대한 Maxwell방정식이 어떤 解 (共振周波數의 離散的 스펙트럼)를 갖을뿐아니라 경우에 따라서 어떤 특정 주파수범위에서는 연속적인 각 주파수에서도 解를 갖는다(共振周波數의 연속적 스펙트럼).

c) 그러므로 共振器내부에서 界의 상태를 離散的인 특수解(eigensolution)의 선형 조합으로뿐 아니라 積分式 형태의 解로도 表現할 수 있다.

2.1 1次元 開放 共振器

그림 1에 1次元 開放共振器의 한 例를 보여주고 있다. 즉 임의의 단면을 갖는 도파관축에 수직이고 도파관 단면을 완전히 채운 유전체 원반이 들어있다.

그림 1. 1次元 開放共振器

이경우 共振器의 고유진동파는 z-方向으로 무한원점까지 뻗어나간다. 만일 共振器 外部에서 波가 z-方向으로 지수함수적으로 감소하고 유전체 내부에서 그의 位相常數(phase constant)에 따라서 進行하면 또 도파관의 도체면이 이상적인 양도체이고 유전체의 유전손실이 전혀없다면 이러한 1次元 開放共振器는 감쇄없이 전기적인 고유진동을 계속 유지할 것이다.

그러나 이와는 反對로 유전체 外部에서 波가 지수함수적으로 감쇄되지 않고 z-方向으로 進行波로서 진행하면 무한원점에 운반되는 에너지 때문에 共振器의 共振상태는 감쇄될 것이다.

1次元 開放共振器의 Q는 다음式에 의해서 정의된다.

$$Q = \omega \cdot \frac{\text{共振器의 축적에너지}}{\text{共振器의 손실電力}} \qquad (1)$$

2.2 2次元 開放 共振器

그림 2에서처럼 無限大의 2개 금속平板사이에 원통형 유전체가 놓여있다. 이러한 共振器를 2次元 開放共振器라 한다.

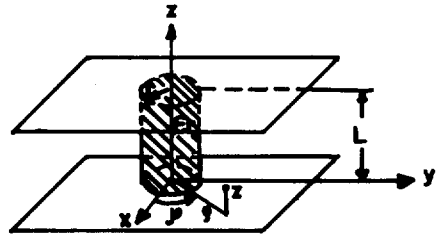

그림 2. 2次元 開放共振器

2次元 開放共振器의 여러 共振周波數에서 공진모드는 원통형 유전체 막대(cylindrical dielectric rod)의 波모드에 의해서 주워진다. 이와같은 共振器는 원통형 유전체막대 및 적당한 간격을 두고 유전체막대에 수직으로 설치된 금속平板으로 이루어지며 共振波는 x-y平面內에서 무한원점까지 전파된다.

유전체 외부에서 공진모드의 波가 원통좌표의 ρ축에 따라서 어떻게 변화하느냐에 의해서 공진모드는 第2種 Hankel function이나 또는 변형된 Hankel function에 의해서 表示된다.

만일 유전체 외부에서 波가 第2種 Hankel-function에 의해서 변하면 波는 에너지를 무한원점으로 운반하며 따라서 공진모드는 감쇄하게 된다. 그러나 共振時 波에 의해서 에너지 전송이 일어나지 않으면 共振器의 電氣的인 고유진동은 감쇄되지 않고 계속 유지된다.

이런 경우의 波는 변형된 Hankel function에 의해서 표시되야 한다.

2.3 3次元 開放 共振器

그림 3에 여러가지 형태의 3次元 開放 共振器를 보여주고 있다.

이러한 경우 공진모드의 波는 어떤 제한없이 3次元內 모든공간으로 전파된다.

3次元 開放共振器內에서 共振時 고유진동의 발

a) b) c)

그림 3. 여러가지 형태의 3次元 開放共振器

생은 環形(ring) 및 球形 共振器를 例로 들므로서 다음과 같이 설명할 수 있다.

긴 원통형 유전체막대가 어떤 특정된 주파수에서 유전체 내부에서의 全反射(total reflection)에 의해서 波를 進行시킬 수 있을때 만일 그 유전체 양끝을 서로 맞대어 접합시키면 그유전체는 環形共振器(ring resonator)로서 특정 공진모드를 갖게된다.

이때의 공진주파수는 다음의 조건에의해서 決定된다. 즉 첫째 유전체막대의 양단면에서 位相은 서로 같아야한다.

둘째 이러한 環形유전체의 평균 원둘레는 유전체막대상에서의 波長과 같거나 그의 倍数이어야한다.

다음 球形共振器에 있어서는 球의 중심으로부터 발생해서 무한원점으로 전파되어나가는 球形波를 생각하자.

이러한 波는 球의 표면에 도달하게 될것이고 이러한 표면에서 波의 일부는 다시 내부로 반사되고 나머지 일부는 유전체 외부로 放射된다. 그러면 유전체 외부의 공기중에서 波는 일반적으로 지수함수적으로 감소하지않고 球좌표들의 r軸 方向으로 진행해나가는 球形波처럼 감소하게된다. 또한 球形共振器 내부에서는 球표면 및 중심에서의 연속적인 反射로 인해서 공진현상이 일어나게된다. 그러나 이러한 고유진동은 球외부로 에너지를 放射하게되므로 감쇄된다.

이와같이 3次元 開放共振器에서는 에너지 放射로 인해서 공진시의 고유진동은 항상 감쇄하게되고 이러한 放射를 작게하기 위해서는 유전체의 비유전율 ε_r 이 커야한다. 그러나 단순히 큰 비유전율로서 만으로는 고유진동의 감쇄를 완전히 없앨 수는 없다.

3. 3次元 開放共振器의 에너지 放射條件

開放共振器의 공진시 Maxwell方程式의 解는 아래의 波動方程式을 만족한다.

$$\Delta^2 \boldsymbol{E} + k^2 \boldsymbol{E} = 0$$

$$\Delta^2 \boldsymbol{H} + k^2 \boldsymbol{H} = 0 \quad , \quad k^2 = w^2 \varepsilon \mu$$

상기의 방정식에서 시간변화는 e^{jwt}로 간주했다. 그러나 상기방정식의 解는 3次元 공간에서 소위 放射條件이라고 하는 아래의 方程式을 만족할때 한해서만 명백하게 決定된다.

$$\boldsymbol{E} = -\left(\frac{\mu}{\varepsilon}\right)^{1/2} (n_r \times \boldsymbol{H}) + o\left(\frac{1}{r}\right) \qquad (3a)$$

$$\boldsymbol{H} = +\left(\frac{\varepsilon}{\mu}\right)^{1/2} (n_r \times \boldsymbol{E}) + o\left(\frac{1}{r}\right) \qquad (3b)$$

$$\boldsymbol{E} = 0\left(\frac{1}{r}\right) \qquad (3c)$$

$$\boldsymbol{H} = 0\left(\frac{1}{r}\right) \qquad (3d)$$

위 방정식에서 n_r은 球좌표에서 r方向으로의 단위백터이며 $0\left(\frac{1}{r}\right)$ 및 $0\left(\frac{1}{r}\right)$은 Landau 기호이다. 그러므로 波의 수렴여부는 사용되는 좌표계 원점으로부터 충분히 떨어진 거리에서의 Landau 기호로 표시할 수 있다. 그러면 방정식(3c)와(3d)는 좌표계 원점으로부터 충분히 떨어진 거리의 3次元 공간에서 波는 $1/r$의 비율로서 수렴한다는것을 나타내며 방정식(3a)와 (3b)는 좌표계 원점으로부터 충분히 먼지점에서 波는 平面波(plane wave)임을 나타낸다.

여기서 전계$\boldsymbol{E}$, 자계$\boldsymbol{H}$ 및 거리백터r은 右手좌표계를 형성한다. 그러므로 波는 좌표계 원점으로부터 무한원점으로 향하는 波(放射波)로 제한된다. 즉 波動方程式의 또다른 解가 무한원점에서 좌표계 원점으로 향하는 波(入射波)의 형태로 존재가 가능하나 이러한 解는 전계$\boldsymbol{E}$, 자계$\boldsymbol{H}$ 및 거리 백터r이 左手좌표계를 형성하게 되므로 물리적인 의미가없다.[2]

큰 Q값을 갖는 그리고 손실이 작은 共振器를 만들기위해서는 3次元 開放共振器의 전계는 무한히 큰 半経을 갖는 球표면에서의 poynting백터 계산으로부터 유도된 다음 공식을 만족해야 한다.

$$\lim_{R \to \infty} \oint_{R=const} \boldsymbol{E} \cdot \boldsymbol{E}^* \, dF = O \qquad (4)$$

위 방정식으로부터 1次, 2次및 3次元 開放共振器들은 각각 다음의 條件을 만족하는한 放射로 인한 감쇄현상이 일어나지 않는다. 즉 3次元 開放共振器에서 전계 및 자계가 1/r 보다 큰비

율로 2次元 開放共振器에서는 $1/\sqrt{\rho}$보다 큰비율로 그리고 1次元 開放共振器에서는 1보다 큰 비율로 0에 접근할때 각각의 共振器에서 발생된 波는 감쇄없이 진동을 계속한다.

그러나 3次元 開放共振器에서는 波가 결코 $1/r$ 보다 큰 비율로 감소할 수 없으므로 이러한 경우는 항상 에너지放射로 인해서 감쇄진동을 가져온다.

4. 共振周被動의 계산및 공진모드

좋은 유전재료의 개발은 70년대 후반에 와서 이루워졌지만 공진주파수 계산방법, 공진모드의 판정방법 그리고 유전체共振器의 설계에 대한 연구는 벌써 60년대에 행하여 졌다.

최초의 공진주파수 계산방법은 共振器의 모든 表面이 magnetic wall 이라는 가정하에 이루어졌다.[3] 이러한 계산방법은 그러나 이론 및 측정치 사이에 약 10%라는 비교적 큰 오차를 가져왔다. 보다 정확한 결과는 유전체 共振器의 어느 특정한 表面만이 magnetic wall 이고 나머지 表面을 뚫고나가는 전계 및 자계는 지수함수적으로 감소한다는 가정하에 얻을 수 있었다.[4]

그 이외에도 많은 사람들이 共振器 外部 에서의 전계 및 자계分布에 제한없이 共振周波數를 계산했으며[5] 차폐금속면내 共振器의 첫번째 TE공진모드의 공진주파수가 해석적으로 최초로 참고문헌〔6〕에서 계산됐으며 보다 정확한 계산을 위해서 이러한 차폐 유전체 共振器의 TM 및 TE 共振周波數가 수치해석적으로 참고문헌〔7〕에서 mode matching 方法에 의해서 계산됐다.

그림 4는 3次元 開放직육면체및 원통형 유전체 共振器의 기본공진모드 $TE_{11\delta}$ 및 $TE_{01\delta}$ 의 전계 및 자계分布圖이다.

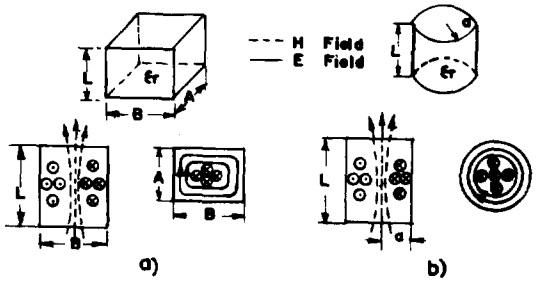

그림 4. 기본공진모드의 전계 및 자계分布圖

5. 마이크로 웨이브에서 유전체 공진기의 응용

5.1 대역통과및 대열저지 필터에서의 유전체 共振器

지난 40여년간 마이크로웨이브용 필터의 제작기술은 많은 발전을 거듭해왔다. 그러므로 이제 거의 모든 목적에 필요한 여러가지 형태의 필터가 現存한다. 例로서 손실이 작은 도파관필터, (wave guide filter), 견실한 同軸 케이블필터, 磁氣的으로 조절할 수 있는 자성체 共振器를 사용한 필터 및 그이외의 여러가지 용도에 사용되는 특수한 필터가 있다. 그렇지만 이제 유전체 共振器를 사용한 새로운 형태의 필터가 등장하게 되었다.그이유로는 주파수범위 1－2GHz의 필터를 위해서 도파관필터는 그부피가 너무크며, 좁은 대역폭을위한 同軸케이블필터는 손실이 너무크기 때문이다. 그리고 보다 높은 주파수에서 상대적으로 손실이 큰 同軸케이블필터를 대치시키기 위해서는 이와같이 손실이 적은 필터가 필요하게된다.

이제 유전체 共振器는 이러한 條件을 만족시킬뿐 아니라 MIC 回路에 쉽게 集積시킬 수 있는 것이다. 대역통과필터는 보통 수개의 유전체 共振器와 그 유전체 共振器를 내포하는 有限길이의 도파관으로서 구성된다. 이때 도파관은 차단주파수 이하에서 동작하도록 설계되어있다.[8]

유전체 共振器를 둘러싼 이러한 금속차폐는 대역통과필터의 기능상 필요없겠지만 실제 사용시는 放射로인한 에너지 손실 및 주위로부터의 방해신호를 막기위해서 사용된다. 원하지않는 공진모드를 제거하거나 또는 그의 영향을 최소한으로 줄이기 위해서 일반적으로 많이 사용되는 원통형 유전체 共振器의 경우 높이H对 반경R의 比는 보통 0.6 ~ 1.0 범위가 되도록한다.[9]

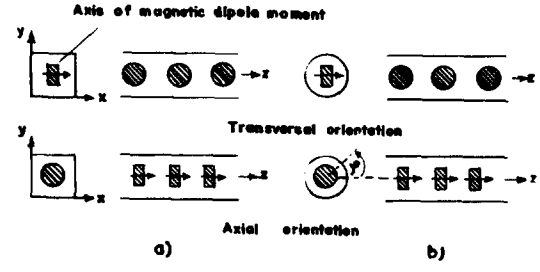

그림 5. 구형 및 원통형도파관내의 대역통과필터

그림 5는 구형도파관 및 원통형도파관을 사용해서 만들어진 대역통과필터의 실례를 보여주고있다.

그림에서 보는 바와 같이 구형 또는 원통형 도파관내에서 유전체 共振器의 配列은 도파관軸과 同軸이거나 그와 直角이다. 대역통과필터의 맨끝부분의 共振器들은 차단주파수 이상에서 동작하는 도파관이나 同軸케이블 또는 microstipline과 結合된다. 한 例로서 그림 6은 microstripline과 대역통과필터의 최종단 矩形유전체 共振器사이의 結合이 어떻게 이루워지는가를 보여주고 있다.

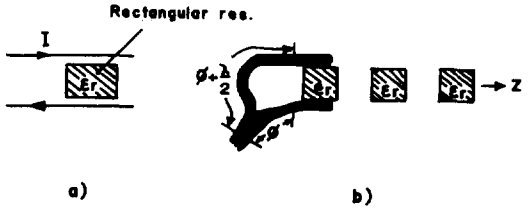

그림 6. microstripline과 최종단 共振器와의 結合

간단한 結合방법은 단순히 共振器를 가능한한 microstripline에 가까히 접근시키므로서 이루워진다. 보다 강한 결합은 그림 6에서 처럼 두개의 microstripline을 각각 共振器의 兩側面에 갖다대므로써 발생한다. 이때 이러한 stripline들은 기본공진모드 결합시 상호 $\pi/2$의 位相差를 갖는다.

이와 같은 결합방법은 강한 결합외에 共振器의 전계 및 자계의 分布가 x-軸 및 y-軸에 대해서 대칭이거나 비대칭이기 때문에 모든 가능한 공진모드중 그 반만이 励起된다.

대역저지필터는 보통 矩形 또는 원통형 도파관과 임의형태의 유전체 共振器로서 이루워진다. 단 여기서 도파관은 대역통과필터시와는 달리 차단주파수 이상에서 동작하도록 되어있다.

만일 도파관이 共振器의 共振周波數부근에서 작동하면 유전체 共振器내부에는 전기 및 자기쌍극자 모멘트가 유도된다. 그림 7은 유전체 共振器를 그내부에 포함하고 있는 도파관(대역저지필터)의 電力 反射 및 傳送係數曲線을 보여주고 있다. 두 曲線이 얼마나 첨예한가는 유전체의 Q값에 달려 있다.

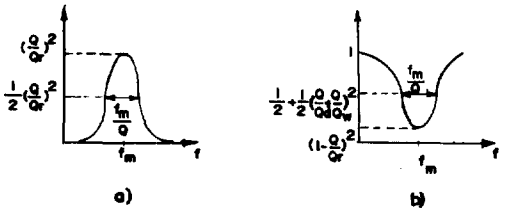

그림 7. 대역저지필터의 電力反射 및 傳送曲線

5.2 発振器에서의 유전체 共振器

유전체 共振器를 사용한 안정된 發振器는 通信工學 분야에서 국부발진기(local oscillator)로 이용되고 있다.

이경우 주파수변경은 유전체 共振器근처에 금속편이나 금속平板 등을 접근시키므로서 가능하다. 그러나 共振器의 Q값이나 共振周波數의 온도계수 τ_f, 공진모드의 분리 또는 共振器의 결합문제 등은 이러한 방법에 의해서 영향을 받기 때문에 이러한 주파수변경 범위는 대략 共振周波數의 1% 범위로 제한한다.

그림 8은 트랜지스터 증폭회로에서 유전체 共振器를 이용한 되먹임회로(feedback)의 例를 보여주고 있다.

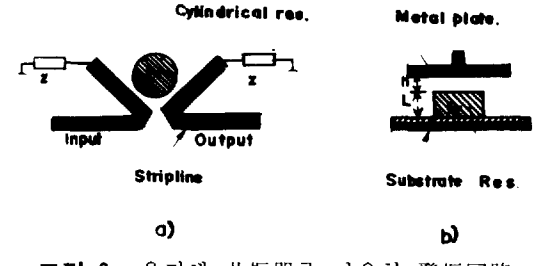

그림 8. 유전체 共振器를 이용한 發振回路

이경우 그림에서처럼 유전체 共振器는 특성임피이던스 Z로 종단된 두개의 서로 수직인 microstripline사이에 놓여있다.

그림 8 a)의 두개의 stripline은 유전체 共振器를 통해서 磁氣的으로 결합되고 있으며 유전체 共振器의 기본공진모드는 $TE_{01\delta}$ 이다.

그림 8 b)의 共振器와 금속板 사이의 간격 h를 조절하므로서 出力으로부터 入力으로 되먹여지는 周波數를 쉽게 변화시킬 수 있다. 특히 stripline들이 그의 특성임피이던스 Z로 종단되어 있기 때문에 이경우 入力端 및 出力端에서 거의 電力反射가 발생하지 않는다.

6. 결 론

좋은 유전물질의 개발로(例로서 $Ba_2Ti_9O_{20}$)지금까지 유전체 共振器의 가장 나쁜 단점이었던 주위온도 변화에 따른 共振周波數의 변화에 대한 결점을 이제 완전히 보완할 수 있다.

이로써 종래의 cavity 共振器나 coaxial 共振器보다 부피, 중량면에서 훨씬 소형이고 가벼운 共振器를 만들 수 있고 따라서 대역통과 및 대역저지 필터의 제작도 간단화 시킬 수 있다.

특히 이러한 유전체 共振器의 개발로 microstripline의 substrate상에서 다른 능동 및 수동소자들과 함께 마이크로웨이브 集積回路(MIC's)를 구성할 수 있다는 것이다.

유전체 共振器의 共振周波數 變化는 보통 금속편이나 금속판을 共振器에 접근시키므로써 쉽게 얻을 수 있으나 그러나 이로 인해서 共振器의 Q값이 저하되므로 금속체 대신에 共振器와 같은 재료의 유전체를 사용할 수 있으며 더우기 共振器와 온도계수가 反對인 경우는 상호보완이 가능하므로 온도변화에 거의 영향을 받지 않는 좋은 유전체 共振器를 만들 수 있다.

참 고 문 헌

1) Richtmyer, R. D. ; "Dielectric resonator." J. Appl. Phys. 10 (1939), 391—398.

2) Wolff, I. ; "Offene Microwellenresonatoren." NTZ 6 (1971), 299—306.

3) Okaya, A. ; "The rutile microwave resonator". Proc. IRE 48 (1960), 1921.

4) Cohn, S. B. ; "Micorowave bandpass filters containing high Q dielectric resonators." IEEE Trans. MTT 16 (1968), 218—227.

5) Pospieszalski, M. W. ; "Cylindrical dielectric resonators and their applications in TEM line microwave circuits." IEEE Trans. MTT 27 (1979), 233—238.

6) Bonetti, R., Atia A. ; "Design of cylinrical dielectric resonators in inhomogeneous media." IEEE Trans. MTT 29 (1981), 323—326.

7) Hong, U, S., Jansen, R. H. ; "Numerical analysis of shielded dielectric resonators inculding substrate, support disc and tuning post." Electronics Letters 18 (1982), 1000—1002.

8) Shama Sundara N. H., Guillon, P., Garault, Y. ; "Dielectric resonator filters." AEUE 34 (1980), 63—66.

9) Plourde, J. K., Ren, C-L.; "Application of dielectric resonators in microwave components IEEE Trans." MTT 29(1981), 754—770.