

1.9GHz Band Drop-In Type Isolator 설계

김지균*, 이현용, 이병학
 명지대학교 전기공학과, (주)에이스테크놀로지

Design of 1.9GHz Band Drop-In Type Isolator

Kim Jee-Gyun, Lee Heon-Yong, Lee Byong-Hak

Abstract - In this paper, designed and fabricated the 1.9GHz band isolator for wire-less communication base-stations. It was investigated that characteristics of insertion loss and return loss. The characteristic results of dual structure design showed values that insertion loss was about -40dB and return loss was about -23dB at 1.93~1.99GHz.

1. 서 론

Y-junction Stripline Circulator/Isolator는 이동 통신 기지국 시스템에 사용되는 필수적인 microwave component 중 하나이다.

30W 이상의 높은 전력을 다루는 cellular system의 송신부는 고가의 H. P. A를 사용하고 있고, 만약 역방향으로부터의 반사전력을 차단하지 못할 경우 이러한 송신부의 기능이 손상을 입게되어 기지국의 Down에 따라 발생하는 경제적 손실은 상당할 것이다. 따라서, High-Power System에 있어서, 고전력용 isolator는 외부 부하에서 반사되어 되돌아오는 전력으로부터 Power Source를 보호하는데 사용되는 device이기 때문에, 이동 통신 기지국 시스템에 사용되는 필수적인 Microwave component 중 하나이다.

Circulator/Isolator는 ferrite라 하는 비가역성 소자를 이용한 부품으로, ferrite 공진기와 공진기를 결합시키는 각 단자로 이루어진다. 자화된 ferrite를 포함하는 공진기는 동작주파수 및 소자의 구성에 따라 집중정수형, 평면형 등으로 나뉘어진다. 일반적 Circulator/Isolator는 Disk형 ferrite 공진기를 사용하며, 이 경우 Bosma가 제안한 모드정합법을 이용하여 해석할 수 있다. 이와 같이 초기 Circulator/Isolator는 disk형 ferrite 공진기를 사용하였는데, 그 외에는 실제적으로 해석이 불가능하여 이론적으로 접근하기 힘들었기 때문이다.

본 논문에서는 GSM System에 사용되고 있는 Auto Tuning Combiner용 dual junction drop in type isolator를 설계 및 시뮬레이션하였다.

2. 본 론

2.1 Isolator의 이론적 배경

2.1.1 Isolator의 동작원리

Isolator는 2-port를 가진 device이다. 입력된 에너지는 아주 적은 손실만으로 출력단에서 검출되지만 출력단에서 입력단으로 가진 에너지는 큰 감쇄를 가지며, termination 되어진 port에서 열로 방출된다.

그림1에서 나타난 것처럼, isolator는 3-port circulator의 일종이고, 이중 한 port에 matching load(reflectionless termination)를 가진 구조이다.

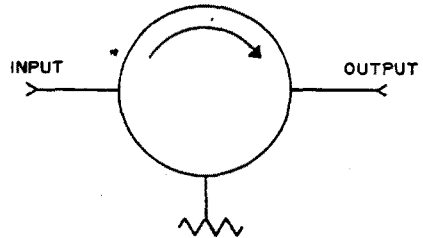


그림 1. Isolator의 동작원리

2.1.2 Ferrite의 성질

물질의 자기적 특성들은 자기 쌍극자들 존재에 기인하며 전자스핀으로부터 주로 발생한다. 전자스핀에 기인한 전자의 자기 쌍극자 모멘트는

$$m = \frac{g\hbar}{2m_e} = 9.27 \times 10^{-24} [A \cdot m^2]$$

(여기서, 궤도 운동에 기인할 때, $g=1$

스핀에 기인할 때, $g=2$

일반적인 ferrite에서는 $1.98 \leq g \leq 2.01$)

전자스핀은 그림 2에서 보는바와 같이 반대 부호를 가지며 쌍으로 발생하기 때문에 전체 자기모멘트는 무시할 수 있으나, 자기 물질 내에서 대부분의 전자스핀들은 쌍을 이루지 않는다. 임의의 방향으로 향하고 있으나 외부 자기 인가로 인해 같은 방향으로 정렬시켜, 큰 모멘트를 갖게 할 수 있다.

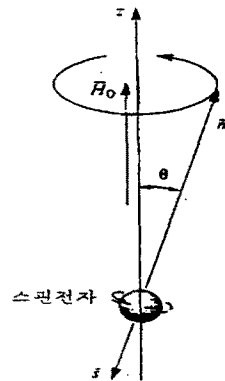


그림 2. 회전하는 전자에 대한 스핀자기 쌍극자 모멘트

스핀 각 운동량(Spin angular moment $S = \hbar/2$)과 스핀 자기 모멘트(m)와의 비를 회전 자성비(γ)로 나타내면,

$$\gamma = \frac{m}{s} = \frac{q}{m_e} = 1.759 \times 10^{11} [C/Kg]$$

자기 Bias field $\overline{H}_0 = \overline{Z}H_0$ 가 있을 때 회전력(Torque)의 발생은,

$$\overline{T} = \overline{m} \times \overline{B}_0 = -\mu_0 \gamma \overline{s} \times \overline{H}_0$$

회전력 = 각 운동량의 시간 변화율이므로,

$$\frac{d\overline{s}}{dt} = \frac{-1}{v} d \frac{\overline{m}}{dt} = T = \mu_0 \overline{m} \times H_0$$

$$d \frac{\overline{m}}{dt} = -\mu_0 \gamma \overline{m} \times \overline{H}_0$$

: 쌍극자 모멘트에 대한 운동방정식

위의 방정식을 풀면 세차운동주파수는

$$\omega_0 = \mu_0 \gamma H_0$$

\overline{m} 와 \overline{H}_0 (z축) 사이의 세차각 θ 는

$$\sin \theta = \frac{\sqrt{m_x^2 + m_y^2}}{m} = \frac{A}{m}$$

이번에는 DC 자계에 소신호 AC 자계 인가를 한 경우, 자계는 인가된 AC 주파수에서 \overline{H}_0 (z)축 주위의 쌍극자 모멘트를 강제 세차 운동하도록 할 것이다.

만약, \overline{H} 가 인가된 AC 자계라면, 전체 자계는

$$\overline{H}_t = H_0 \overline{z} + \overline{H}$$

이 자계는 ferrite 물질 내에서 다음과 같은 총 자화를 발생시킨다.

$$\overline{M}_t = M_s \overline{z} + \overline{M}$$

M_s 는 DC 포화 자화이고, \overline{M} 는 \overline{H} 에 의한 추가적인 AC 자화이다.

여기서, \overline{H} 와 \overline{M} 사이의 관계를 유도해보면,

$$\overline{M} = [x] \overline{H} = \begin{pmatrix} x_{xx} & x_{xy} & 0 \\ x_{yx} & x_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \overline{H}$$

$$x_{xx} = x_{yy} = \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

$$x_{xy} = -x_{yx} = \frac{j\omega \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

이고, 텐서 투자율 $[\mu]$ 는

$$[\mu] = \mu_0 ([U] + [x]) = \begin{pmatrix} \mu & jk & 0 \\ -jk & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu \end{pmatrix} \quad (\overline{z} \text{ 바이어스})$$

여기서

$$\mu = \mu_0 (1 + x_{yy}) = \mu_0 (1 + x_{xx}) = \mu_0 \left(1 + \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \right)$$

$$k = -j\mu_0 x_{xy} = j\mu_0 x_{yx} = \mu_0 \frac{\omega \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (\text{단, } \overline{z} \text{ 방향 바이어스})$$

만약 ferrite가 다른 방향으로 바이어스 될 경우,

$$[\mu] = \begin{pmatrix} \mu_0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & \mu \\ 0 & -jk & \mu \end{pmatrix} \quad (\overline{x} \text{ 바이어스})$$

$$[\mu] = \begin{pmatrix} \mu & 0 & jk \\ 0 & \mu_0 & \mu \\ -jk & 0 & \mu \end{pmatrix} \quad (\overline{y} \text{ 바이어스})$$

이 된다.

2.2 Isolator 설계 Parameters

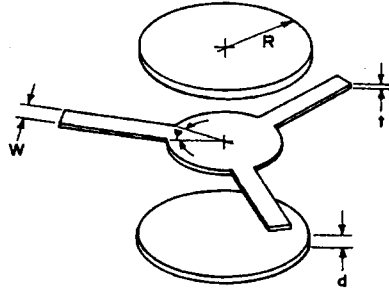


그림 3. Stripline 및 Ferrite Dimension

Bosma는 ferrite disk 반경을 파장, 포화 자화값, 유전율, 인가된 자계로 표현하였다.

$$R = \frac{1.84\lambda}{2\pi\sqrt{\mu_{eff}\epsilon}} = \frac{1.84\lambda}{2\pi\sqrt{\epsilon}} \sqrt{\frac{H_{dc}}{H_{dc} + 4\pi M_s}}$$

또한, isolator 의 bandwidth 및 입력 impedance는

$$\frac{f_2 - f_1}{f_0} = 2.90 \frac{\mu}{k} \rho$$

$$Z = Z_0 - jZ_0 \frac{1.38}{\mu} \frac{f - f_0}{f_0}$$

로 정의하였다.

$$(\text{여기서, } \mu_{eff} = \mu = \frac{H_{dc} + M_0}{H_{dc}}, \quad k = \frac{M_0}{H_{dc}})$$

Fay and Comstock는, ferrite 공진기의 unloaded Q를 정의하였고, 계산된 Q_μ , Q_L 로 circulator/ isolator junction 의 삽입손실을 구할 수 있다.

$$Q_\mu = \frac{1}{\frac{v^2 4\pi M_s \delta H}{2\omega^2} + \tan \delta}$$

($\tan \delta$: ferrite의 dielectric loss tangent)

$$Q_L = 1.48 \frac{\omega R^2 \epsilon \epsilon_0}{G_r d}$$

$$(d : \text{ferrite의 두께, } G_r = \frac{Y_{eff} \left| \frac{k}{\mu} \right|}{\sin \Psi})$$

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu_0 \mu_{eff}}}$$

$$I.L. (dB) = 10 \log_{10} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_\mu} \right)$$

또한, narrow bandwidth에서 isolator의 VSWR은

$$VSWR = \frac{Y_r^2}{G_r^2} = \sec^2 \theta$$

2.3 설계 Data

본 논문에서는 Auto tuning combiner용 1.9GHz band high power isolator를 제작하였다. 설계시 적용된 ferrite는 TRAK 사의 NG-1600-12를 사용하였고, stripline 공진기는 Y-type 사용 설계하였다. 설계시 사용된 ferrite 공진기의 사양 및 설계목표 특성치를 표1과 표2에 나타내었다.

표 1. Ferrite 공진기의 특성표

Item	Value
Saturation Magnetization ($4\pi M_s$)	1600 [G]
Line Width (ΔH)	12
Dielectric Constant (ϵ)	14.7
Loss Tangent ($\tan \delta$)	0.0002
Curie Temperature (T_c)	220 [°C]

표 2. Isolator 설계 규격

Item	Value
Frequency	1930MHz ~1990MHz
Operating Temperature	-10°C ~ +55°C
Insertion Loss (S21)	< 0.4 dB
Return Loss (S11, S22)	> 23 dB
Isolation (S12)	> 55 dB
2nd Harmonics (at 30W)	< -50 dBc
IM3 (30W per tone)	< -42 dBm

3. 실험결과

역방향으로 들어오는 고전력을 차단하기 위해서 제작한 isolator는 두 개의 50Ω termination을 사용하였다. 입력단 쪽에는 약 20W의 chip resistor를 달아 size를 compact화하였고, 출력단 쪽에는 약 100W급 cable형 load를 달았다. 두 개의 load는 각각 약 2GHz내에서 1.1:1 미만의 정재파 비를 갖는 load를 사용하였다. 그림 4는 제작한 isolator의 입력단 S-parameter를 나타낸 것으로, 동작영역은 약 100MHz 이상의 광대역 특성을 보이고 있다. 1930MHz~1990MHz band 내에서 약 0.35dB 미만의 삽입손실과 -25dB 이상의 반사손실을 보이고 있다. 정재파 비로 환산하면 약 1.12:1 로써 약 50Ω의 impedance로 선로상에 거의 무손실로 정합 되고 있음을 보이고 있다.

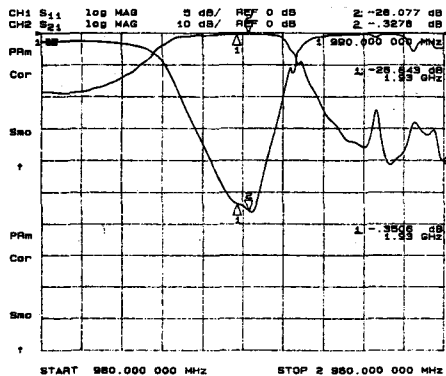


그림 4. 삽입손실 및 반사손실

그림 5는 출력단 반사손실과 분리도 특성을 나타내고 있다. 출력단 역시 -25dB 이상의 반사손실을 나타내고 있고, 이는 역시 50Ω에 가까운 impedance를 가지며 정합 되어 있음을 확인할 수 있다. 분리도 특성은 두 개의 정재파 비를 분리도 값으로 구현하여 약 55dB 이상의 값을 가지므로 역방향으로 인입되는 전력을 약 10^{-5} 정도만 통과시키므로써 회로의 앞단에 전혀 영향을 주지 않는 회로로 구성되어 있음을 확인할 수 있다. 또한 출력단 Term은 Cable 형태의 Load를 사용함으로써 고전력이 열로 방출되어질 때 방열판을 손쉽게 장착할 수 있는 구조로 설계하였다.

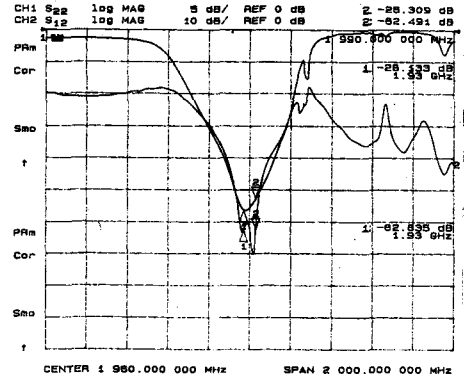


그림 5. 분리도 및 반사손실

4. 결 론

본 실험에서는 유럽 GSM 주파수에 사용되는 1900MHz band dual junction isolator를 제작하였다. 제작된 isolator는 사용주파수 대역인 약 60MHz band에서 약 -0.4 미만의 삽입손실을 보였고, -55dB 이상의 높은 분리도 특성을 갖는 것을 확인하였다.

또한 측정된 정재파비 역시 약 1.12:1 미만의 우수한 정합특성을 만족함을 확인하였다.

따라서 제작된 isolator는 1900MHz 대역의 이동 통신 무선기지국에 사용하기 적합한 특성을 가짐을 보였다.

고전력 인가시 50Ω load에서 발생되어질 수 있는 열에 대한 방열구조 개선 및 Compact한 size로의 제작이 추가 검토되어야 할 부분이라고 생각한다.

(참 고 문 헌)

- [1] Douglas K. Linkhart, Microwave Circulator Design, Artech House, pp.46-52, 1989
- [2] Shih, Y. C. and W. J. R. Hofer, Dominant and Second-Order Mode Cutoff Frequencies in Fin Lines Calculated with a Two-Dimensional TLM Program, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, MTT-28, pp. 1443-1448, December 1980.
- [3] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures, McGraw-Hill Book, New York, pp.118-247, 1964