

環-柱狀 페라이트로 구성된 導波管 써클레이터

A Latching Ring-Post Ferrite Waveguide Circulator

W.W. Siekanowicz, R.W. Paghione, T.E. Walsh

IEEE Trans on MTT Vol. MTT-16, pp. 212-216, April 1970

李 鍾 岳* 譯

1. 序 論

페라이트로 구성된 써클레이터는 Y형, 三角형 [1], [2] 環柱型[3], [5] 등의 몇가지 형태가 있다.

이들의 공통특徵은 마이크로波的 内部에서 페라이트가 磁氣閉回路를 이루는 것이며 높은 反復特性($0.1 \sim 1 \mu S$)과 작은 電力 ($0.1 \sim 1 \mu J$)으로 스위칭 動作이 가능한 것이다.

이전의 磁氣回路가 마이크로波的 外部에서 D.C. 磁界를 印加 함으로서 外部磁氣回路를 形成하는 형태[6], [7]는 廣域의 周波數帶域幅을 가지나 反復特性이 길고(수 μS), 더높은 스위칭 에너지(수백 μJ)가 要請되었다.

本論文은 環柱型的 페라이트를 導波管에 導入한 構造에 對한 實驗的인 結果들을 제시하였다.

2. 解 說

環柱構造의 페라이트를 갖는 導波管 써클레이터를 그림 1에 보였다.

構造는 内部柱狀 페라이트와 同心인 두개의 얇은 시래믹과 外部環狀페라이트로 되어 있다. 上下面은 페라이트 원판으로 접촉되어 있다. 柱狀

페라이트의 둘레에 코일이 감겨있고 이 코일의 上下로 配置된 2개의 시래믹 部가 코일을 기계적으로 固定하고 있다. 코일은 外部環狀 페라이트의 小孔을 통하여 導波管壁으로 引出된다. 시래믹은 페라이트의 誘電率과 대략 같은 값을 갖

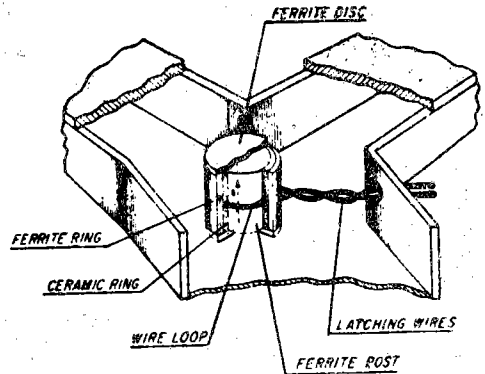


Fig. 1. Diagram of latching ring-and-post circulator in waveguide.

고 있어 磁氣空隙을 만들지 않고 環柱狀의 페라이트사이를 마이크로波的 領域에서 誘電率이 連續을 이루게 한다.

直流電流의 펄스가 코일에 印加되면 磁界가 그림-1의 화살표 方向으로 發生된다. 電流가 除去되면 페라이트는 殘留磁氣 ($4\pi Mr$)로 動作한다. 이는 그림-1의 點線으로 表示된 바와같이 磁氣閉回路를 이루며 써클레이션의 方向은 柱狀페라이트의 磁界의 方向에 따라 달라진다[9] 即 펄스의 方向을 바꿔주므로써 써클레이션의 方向을 바

* 연세대학교 전자공학과

풀 수 있다.

3. 設 計

環柱 써클레이터에 對한 近似的 理論은 이미 發表된 바 있다[4], [5]. 이 理論의 重要結果中 하나는 시래믹環의 두께가 無視될 경우 페라이트環의 定規化外徑을 k/μ 로 부터 求할 수 있도록 한 것이다. 여기서 k 와 μ 는 Polder 誘磁率텐서 [10]의 成分들이다.

半徑을 r 이라 하면 正規化 半徑은 kr 로 되며 파라미터 k 는 다음 식으로 주어진다.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon \mu_{eff}} \quad (1)$$

여기서 λ_0 는 自由空間의 波長, ϵ 는 페라이트의 比誘電率이며 μ_{eff} 는 페라이트의 有效透磁率이다.

μ_{eff} 에 關한 一般式은 다음과 같이 단순화 될 수 있다. [12]

$$\mu_{eff} = 1 - \left(\frac{2.8 \times (4\pi Mr)}{F} \right)^2 \quad (2)$$

여기서 $[4\pi Mr]$ 은 가우스 單位로 表現된 殘留磁氣이며 F 는 MHz 單位의 周波數이다.

비슷한 方法으로 k/μ 도 다음으로 가정 된다.

$$\frac{k}{\mu} = \frac{4\pi Mr}{F}$$

柱狀部の 半徑은 써클레이터 設計에 매우 重要하다. 그 까닭은 써클레이션은 주로 이 柱狀部에서 일어나며 方向은 이 部分의 磁化方向에 따라 決定되기 때문이다. [9]

앞서 研究한 바에 依하면 [4], [5], 環-柱써클레이터의 動作은 k/μ 값이 0.2~0.5 범위일때 可能的 것으로 되어있다.

이 범위의 中心點에서 正規化外半徑 kr 은 시래믹 環의 두께를 無視하면 理論적으로 1.75가 된다.

柱狀部の 正規化半徑은 斷面積을 同一하게 하기 위하여 $\sqrt{2}$ 나누면 되며 그값은 1.24이다. 柱狀部の 正規化半徑에 對하여 시래믹의 두께 (0.030')를 고려하고 同一斷面積을 유지하려면 外半徑은 약 2.1이 된다.

最大周波數帶域은 낮은 插入損失을 고려하면 페라이트 直徑, 殘留磁氣, 導波管 임피던스들이 適當히 結合되어야 한다는 것이 實驗의 考察에서 밝혀졌다.

柱部和 環部の 正規化 半徑의 各各 1.5와 2.3이고 k/μ 의 比가 대략 0.34, 導波管 임피던스가 590Ω 일때 最大周波數帶域이 中心周波數 부근에서 얻어졌다. 이 값들에서 直徑은 理論價인 1.24와 2.1 보다 21%, 10%씩 各各 增加되었음을 보였다. 그림-2는 最適動作時의 直徑의 理論과 實際의 差異를 周波數 軸에 對하여 나타냈다.

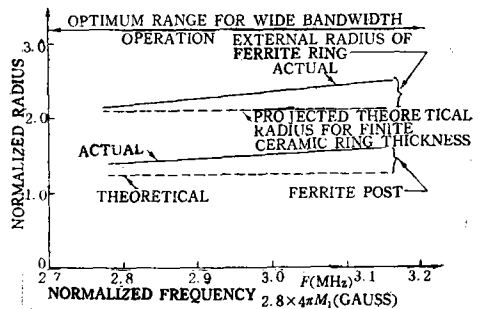


Fig. 2. Normalized radii of the ferrite ring and post as functions of normalized frequency in the optimum range of operation.

4. 實 驗 結 果

C 밴드 導波管을 使用한 本實驗은 最大周波數帶域 最少插入損失, 良好한 溫度特性, 大電力의 취급에서 要請되는 殘留磁氣, 페라이트 直徑과 높이, 導波管 임피던스들의 設計上 파라미터의 考察을 爲한 것이다.

最適인 結果는 殘留磁氣 67 Gauss 保磁力 1 Oersted, 磁化力 5 Oersted에 對한 矩形比 0.8인 Gadolinium를 첨가한 YIG (Yttrium-iron garnet)에서 얻어졌다. 그림-3,4에 페라이트 材料의 磁氣特性 및 溫度特性을 보였다. 導波管 兩쪽에 各各 한개씩 同調用나사를 設定하여 滿足스런 R F 임피던스의 整合을 얻었다.

同調나사의 깊이를 調整함으로써 分離特性 및 周波數特性을 調節할 수 있었다.

그림-5 에는 WR-137(0.622"×1.372") 導波管 과 페라이트의 높이가 같을때 (0.672") 얻어진 最大 帶域幅特性을 보였다.

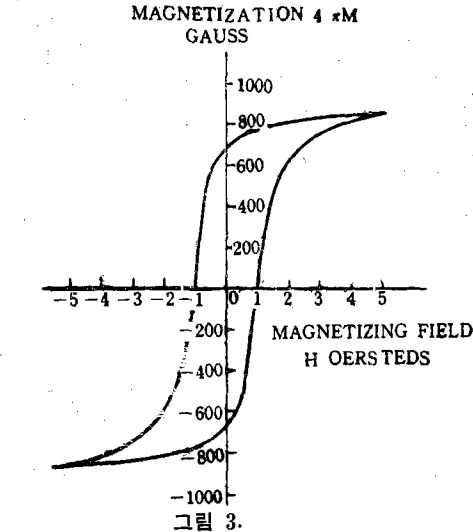


그림 3.

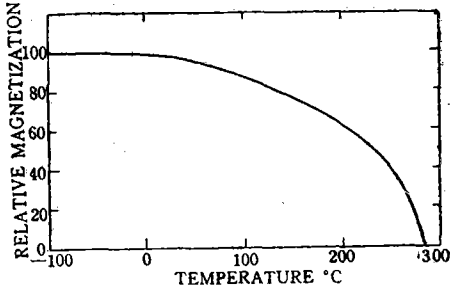


그림 4.

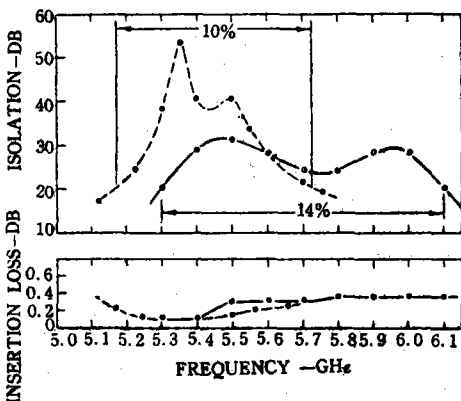


Fig. 5. Isolations for narrower (dashed) and wider (solid) bandwidth conditions and corresponding insertion losses as functions of frequency.

그림-5에 보인 最適狀態에 對한 構造보다 外 半徑을 8% 작게하고 높이는 導波管에 꼭 맞도록 하여 WR-137 導波管에 對하여 帶域幅을 算出한 結果 2%밖에 되지 않았다.

이 實驗은 작은 페라이트의 임피던스는 廣帶域에 對하여 너무 큰 값이라는 것을 나타낸다.

半徑을 最適狀態로하고 높이를 27% 줄이고 테프론 構造를 WR-137 內에 固定한 것에 對한 實驗結果, 最大帶域幅을 10%로 보였다. 即 全導波管高로 하는 경우보다 작았다.

WR-137에서 最大帶域幅을 주는 半徑으로 WR-187(0.872"×0.872")에 넣고 높이를 全導波管高로 하여 測定結果 帶域幅은 3%밖에 되지 않았다.

殘留磁界가 400~900 Gauss 되는 다른 材料들을 使用한 實驗에서는 帶域幅은 增加되지 않았다.

이들 實驗에서 全導波管高 페라이트 構造에 對하여 다음 結論을 생각 할 수 있다.

- 1) 페라이트 半徑에 動作特性은 比較的 민감하다. 最大帶域幅은 柱狀部—環狀部의 正規化 半徑이 各各 1.5 및 2.34 부근일때 얻어진다.
- 2) 最適正規化 殘留磁氣는 大略 0.12 Gauss/MHz 이다.
- 3) 600Ω 부근의 비교적 높은 導波管 임피던스를 택하는 것이 좋다.

이 임피던스가 상당히 낮아지면 帶域幅은 매우 減少한다.

그림-5의 파선은 좁은 帶域幅에서 높은 分離가 이루어 지도록 RF 整合을 調整한 狀態의 分離特性이다. 이 狀態에서 20dB 와 30dB 의 帶域幅은 10 과 5.5%이다.

그림-2에 設計를 爲한 正規化 파라메터들이 提供되었다. 最適條件을 爲한 이들 파라메터의 周波數의 中間值에서 內部와外部의 페라이트半徑은 各各 1.5 와 2.34 이다. 이에 對應 하는 k/μ [$=2.8(4\pi Mr)/F$]는 0.34 이며 導波管 임피던스는 590Ω(WR-137)이다. 實際의 半徑은 理論值보다 21% 더 컸다.

全導管高를 가지며 外徑이 11% 더 큰 環柱構造는 中心周波數 4.9GHz 에서 10%의 帶域幅을 보였다. 實線은 RF 임피단스 整合이 比較的 廣帶域으로 이루어 졌을때 周波數에 對한 分離特性을 보이고 있다. 20dB의 分離를 갖는 帶域幅은 14%, 插入損失은 0.35dB 였다.

다음은 WR-137 導波管 最適半徑 最大높이를 갖는 페라이트를 使用한 그밖의 實驗에 對하여 서술코져 한다.

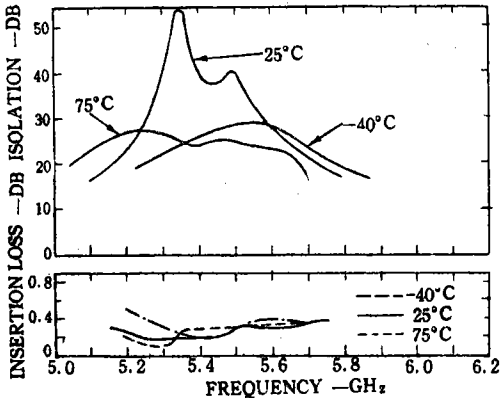


Fig. 6. Isolation and insertion loss as functions of frequency at temperatures of -40, +25, and +75°C.

그림-6은 좁은 帶域幅과 높은 分離度에 대한 本 써클레이더의 溫度特性을 보인다. 室溫 25°C 에서의 特性은 20dB의 分離, 中心周波數 5.45 GHz 에서 帶域幅은 10%였다 溫度增加에 따른 中心周波數의 장소는 그림-4의 磁化減少와 一致한다.

中心周波數의 變化는 두 개의 效果와 關係한다. 첫번것은 써클레이더의 最適正規化半徑, 둘째 것은 最適 RF 整合이다. 식(1), (2)는 中心周波數 變化의 첫 效果가 殘留磁氣의 變化와 比例한다는 것을 보여주며 이는 다음식으로 보여진다.

$$\frac{dF}{F} = \left[\frac{2.8 \times (4\pi Mr)}{F} \right]^2 \frac{d(4\pi Mr)}{(4\pi Mr)} \quad (4)$$

이식은 殘留磁氣장소에 따라 中心周波數가 감소함을 보인다.

溫度的 增加에 따라 中心周波數가 감소하는 두째 效果는 페라이트의 임피단스는 殘留磁氣 감소에 따라 增加를 보이는 것이며 結果로서 導波

管임피단스가 높을때 低周波에서 임피단스 整合이 더 잘 이루어 지게 되는 것이다.

그림-6은 75°C에서 分離度 20%, 中心周波數 5.36GHz, 帶域幅 11.6%임을 보인다. 75°C에서 페라이트의 殘留磁氣는 實溫보다 대략 7% 낮다(그림 4 참조)

이 값을 식(4)에 대입하면 5.41 GHz에서 最適正規化 半徑을 提示한다.

5.36GHz 로의 減少는 RF 임피단스의 整合이 더 낮은 周波數에서 이루어지기 때문이다. -40°C에서 20dB 分離는 中心周波數 5.51GHz에서 帶域幅 9.5%이다. 이 中心周波數의 增加는 溫度減少에 따른 殘留磁氣增加에서 연유한 것이다. -40°C ~ +75°C의 溫度範圍에서 20dB 分離는 中心周波數 5.46GHz에서 帶域幅 7.8%이다.

그림-7은 RF 入力에 對한 써클레이더의 分離와 插入損失을 보인다. 插入損失은 7.5kw까지 變化없으며 페라이트의 非直線性으로 因하여 增加하기 시작한다. 分離는 15kw까지 一定히 維持되고 15kw를 넘는 電力에서 減少하기 시작하나 비교적 높은값인 21dB의 分離가 100kw까지 이루어진다. 이는 레이더에서 TR 機能(送受信機

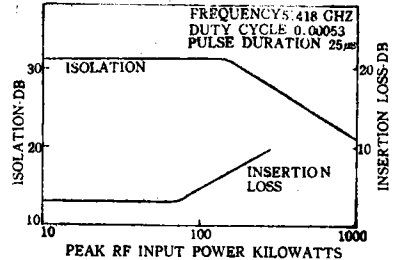


그림 7.

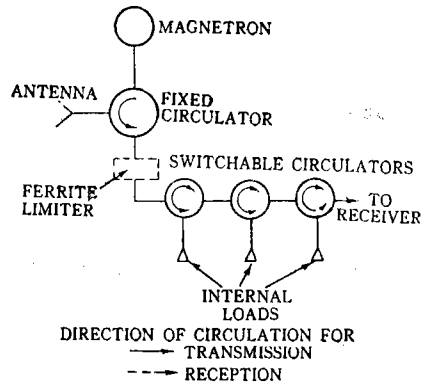


그림 8.

能)을 할수있는 스위치로 利用될 수 있게 한다. 스위칭이 加能한 3개의 써큐레이터를 使用한 T R box의 圖表가 그림-8에 있다. 高電力 RF 펄스가 送信되는 時間에는 受信機를 遮斷토록 써큐레이터가 스위칭된다. 안테나에서 反射된 RF 세력은 內部負荷에 依해 吸收된다.

3개의 써큐레이터는 $-40^{\circ}\text{C}\sim+75^{\circ}\text{C}$ 의 溫度範圍內에서 65dB의 分離를 行할수있으며 이는 어떤경우에도 受信器를 保護하기에 充分한 量이다.

受信時에는 써큐레이션의 方向이 反對가 되어 안테나로부터 나오는 RF 信號에 흐름을 受信器로 向하게 한다.

써큐레이터의 스위칭에 너지는 드라이버의 손실을 包含하지않고 대략 $30\mu\text{J}$ 이 된다.

본 써큐레이터는 μS 의 數分の 1에 該當되는 時間에 스위칭을 수행할 수 있다.

5. 結 論

本 論文은 導波管內에 環柱構造를 갖는 랫칭 써큐레이터의 동작과 設計上의 파라메터에 관하여 서술하였다.

C 밴드 써큐레이터는 20dB의 分離, 10~17%의 帶域幅, 0.35dB의 插入損失, 7.5kw까지의 低損夫動作, 100kw까지의 非放電動作을 21dB의 分離에서 수행할 수 있었다.

室溫에서 10%의 좁은 帶域幅에서는 高分離能力(50dB)을 보였고 $-40^{\circ}\text{C}\sim+75^{\circ}\text{C}$ 의 溫度範圍內에서는 20dB의 分離를 7.8%의 帶域에서 보였다. 最大帶域幅은 環部和 柱部の 正規化 직경을 각각 1.5, 2.34로 하였을때, 殘留磁氣對 周波數를 대략 $0.12[\text{Gauss}/\text{MHz}]$ 導波管 임피던스를 中心周波數에서 600Ω 다 하였을때 얻어졌다.

本 스위칭이 可能한 랫칭 써큐레이터는 現代의 高信賴度레이더의 送信장치에 應用될 수 있다.

參 考 文 獻

1. P.C. Goodman, "Latching ferrite Junction Circulator" 1965 G-MTT Symp. Dig. pp. 123-126.
2. W.C. Passaro. '35 GHz Latching switch,' 1966 G-MTT Symp. Drg. pp. 270-273.
3. L.E. Davis 'Latching 3-port waveguide circulator,' NEREM Rec., p.96, 1966.
4. W.W. Siekanowicz 'Latching switchable ferrite Junction Circulator,' Proc IEEE, Vol.55, pp. 407-408 March. 1967.
5. W.W. Siekanowicz 'New Type of Circulator,' IEEE Trans MTT Vol. MTT-16, pp. 177-183 March. 1968.
6. F. Betts, 'A Switching Circulator', 1966 G-MTT. Symp. Dig. pp. 275-277.
7. J.W. Simon 'Broad band latching waveguide circulator. 1967 G-MTT. Symp. pp. 81-84.
8. J.E. Pippin 'Micro wave ferrite devices 1968' Microwave J. Vol.11, pp. 29-55. April 1968.
9. L.E. Davis 'Latched 3-port wave guide circulator,' Electron letters, Vol.4, pp. 490-492. Nov. 1968.
10. B. Lax 'Microwave ferrite and ferrimagnetics,' New York McGraw Hill 1962 pp. 151-152.
11. C.E. Fay and R.L. Comstock 'ferritu Junction Circulator' IEEE Trans Vol. MTT-13. pp. 15-17. Jan. 1965 p.18.
12. B. Lax. and K.J. Button see 10. p.304.
13. W.C. Passaro, and J.W. McManus, '35 GHz latching switch IEEE Trans' Vol. MTT-14. pp. 669-672. Dec. 1966.