

고주파 여기에 의한 도파관형 레이저에서의 도파관 종축에 따른 고주파 전계의 불균일성의 해소책

(A Method of Improving RF Voltage Uniformity Along the Longitudinal Axis in Waveguide Lasers Excited by Radio Frequency)

金允溟*, 李京旻*, 朴鍾煥**, 尹贊儀***

(Youn Myung Kim, Kyung Min Lee, Jong Whoan Park and Chan Eui Youn)

要約

RF 여기된 도파관 레이저의 끝부분에 최적의 인덕터를 병렬로 연결하면 도파관 위치에 따른 전압 변동을 현저하게 줄일 수 있다.

만약 다중 인덕터를 도파관의 적절한 위치에 병렬로 접속시키면 거의 완벽한 RF 균일성을 실현할 수 있다.

전송선의 개념으로 부터 인덕턴스의 최적값을 알아내고, 도파관 내부에서 정재파 형태의 전체적인 변화를 시각적으로 나타내는 방법을 설명한다.

Abstract

With optimal inductors shunted at the ends of the waveguide of RF exciting laser, the voltage variation can be reduced dramatically.

If multiple inductors are shunted at the appropriate positions, almost the perfect RF uniformity is possible.

All the optimum inductances are derived from the unique method of transmission line theory, which illustrates visually the whole variation of standing wave pattern along the hollow waveguide.

*正會員, 檀國大學校 電子工學科 (Dept. of Elec. Eng., Dankook Univ.)

**準會員, 檀國大學校 物理學科 (Dept. of Appl. Phys., Dankook Univ.)

***正會員, 韓國科學技術院, 電氣 및 電子工學科 (Dept. of Electrical Eng., KAIST)

接受日字: 1988年 8月 25日

(※ 이 연구는 한국학술진흥재단의 "86년도 첨단 과학 기반조성을 위한 기초연구" 지원사업에 의하여 수행 되었음.)

I. 서론

속이 비어있고 금속 또는 유전체들로 둘러쌓인 도파관에 대한 전자기파의 傳播 해석 및 그것의 레이저 발생기에의 응용 가능성에 대한 제시^[1] 이후, 1971년 He-Ne 레이저가 도파관 방식에 의하여 만들어 졌으며^[2], Bridges 등에 의해 CO₂ 레이저가 도파관 방식으로는 처음 만들어졌다.^[3]

도파관의 가로지르는 방향으로 RF를 주어 CO₂ 레이저 매질을 여기시키는 방법은 1978년 Lachambre

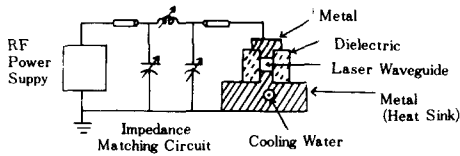


그림 1. 유전체(알루미나 또는 베릴리아)-금속(복소 유전체)으로 둘러싸인 속 빈 도파관(hollow waveguide)에 레이저 펌핑용 RF 전원 및 임피던스 정합회로를 설치한것

Fig. 1. Hollow waveguide surrounded by dielectrics and metals with RF circuits for laser pumping.

등에 의하여 처음으로 보고되었다.¹⁴⁾
 그림 1에서는 도파관 레이저 시스템의 구조를 보여주고 있으며, 그림 2에서는 세로 방향으로의 레이저 시스템을 보여주고 있다. 대부분의 산업용 CO₂ 레이저는 고전압 방전으로 작동되며, 레이저 공진기 안의 빛은 자유공간을 왕복한다.

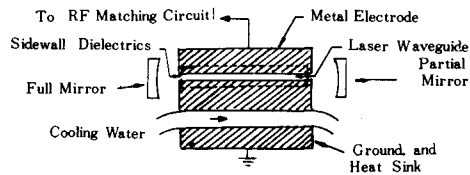


그림 2. RF로 여기시키는 레이저 시스템의 종방향으로의 구성도
 Fig. 2. Schematic diagram along the longitudinal direction of an RF excited laser system.

그런데 이 방식으로는 고전압에 가속된 전자 및 이온(ion) 등에 의하여 광학부품의 훼손 및 가스의 해리(dissociation)^{15,16)}가 일어나 레이저 성능에 유해한 산화질소(nitrous oxide)가 형성될 수 있으므로 주의하여야 하며¹⁷⁾, 또한 공진기 안에서 공간적으로 균일한 방전이 일어나도록 해야 할 필요가 있다.

만약 레이저 공진기를 직경 수 mm의 속이 비어있는 좁고 긴(수 십cm) 도파관으로 구성하면, 단위길이당 빛의 이득이 높아 레이저의 발진이 쉽고, 빛의 진행에 따른 회절이 거의 없으며, 따라서 광선의 반경이 일정하고, 반사경의 축변화에 따라 횡방향으로의 모드 변화가 덜 민감하여 항상 안정된 기본 모드

만 뽑아낼 수 있다¹⁸⁾. 여기에 RF방식으로 방전을 하면, 이것은 음극이 없는(cathodeless) 방전이므로, 스퍼터링(sputtering)에 의한 광부품의 훼손이 없기 때문에 반사경을 오래 사용할 수 있으며, 가스의 해리가 적기 때문에 공진기를 밀폐(seal off)시켜서 쓸 수가 있다. 또한 비슷한 크기의 DC방전의 공진기보다 두배 정도의 광출력을 얻을 수 있다고 한다.¹¹⁾ 이때 RF 주파수는 수십에서 수백 MHz인데, 주파수를 높일수록 효율이 좋아지며, 저전압 방전이 가능하다.^{10,9,11,12)} 따라서 초기의 수십 MHz의 동작 주파수에서 출발하여 최근에는 100MHz 이상의 주파수로 높아지는 추세에 있다.

그런데 RF 주파수를 높이 올릴수록 레이저 공진기의 도파관에 RF 정재파(standing wave)현상이 심각해지기 때문에 이를 해소하기 위하여 많은 노력을 하고 있다.^{9,10)} 그들은 인덕터를 도파관의 적절한 위치에 병렬(shunt)로 접지점(ground)에 연결하여 도파로 위의 정재파비(standing wave ratio, SWR)를 최소화하고자 하였으나 인덕턴스를 구하는 방법이 서툴고, 그 물리적 설명이 미흡하다.

본 논문에서는 위의 방법을 전송선의 입사파와 반사파의 개념으로서 명확히 분석하고, 최적의 인덕턴스를 구하는 공식을 체계적으로 유도하며, 전송선상의 RF 정재파의 전체적 변화를 시각적으로 이해할 수 있는 방법을 제시하였다.

II. 펌핑 시스템의 전송선 모형

어느 크기 이상의 RF field가 두 극판 사이에 걸리면, 기체 레이저 매질에 방전이 일어나고, 기체는 플라즈마 상태로 된다. 플라즈마 내의 전자는 RF장에 가속되어 기체분자를 때리며, 맞은 기체 분자의 일부는 여기된다. 이 여기된 분자가 낮은 에너지의 상태로 변환하면서 광자 하나를 배출하며, 이 광자들이 모여 레이저 결을 형성하게 된다. 도파관의 양쪽 끝 출구에 전반사경 및 부분반사경을 각각 하나씩 두게 되면, 완전한 레이저 계통이 이루어 진다. 전체적인 레이저 시스템중, 고주파 모형은 그림 3과 같다.

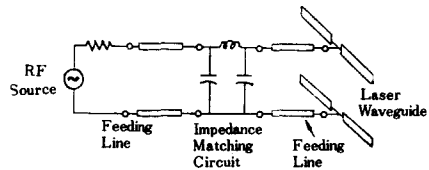


그림 3. 도파관형 레이저 시스템의 등가 전송선
 Fig. 3. Equivalent transmission line model of waveguide laser system.

도파관 부분의 전송선 모형은 그 기하학적 구조 및 RF방전의 물리적 특성에 의하여 변수들이 결정되며 다음의 식들로 표현될 수 있다.

$$Z = R_0 + j\omega L_0 \quad (1)$$

$$Y = G_0 + j\omega C_0 \quad (2)$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta \quad (3)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z/Y} = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)/(G_0 + j\omega C_0)} \quad (4)$$

식 (4)의 Z_0 는 레이저 공진기의 등가전송선의 특성 임피던스 (characteristic impedance)이다.

앞 식들에서 ω 는 RF의 각 주파수이며, j 는 $\sqrt{-1}$ 이다. R_0, L_0 및 Z 는 각각 도파관의 단위길이당의 직렬저항, 인덕턴스 및 임피던스이며, G_0, C_0 및 Y 는 각각 도파관의 단위길이당의 셉트(shunt) 컨덕턴스, 커패시턴스 및 어드미턴스이다.

이 모형화된 전송선의 RF 정재파 특성을 고찰해 보자. 전송선의 길이가 l 이고 급전점을 도파관의 가운데에 둔 전송선 회로는 그림 4와 같다.

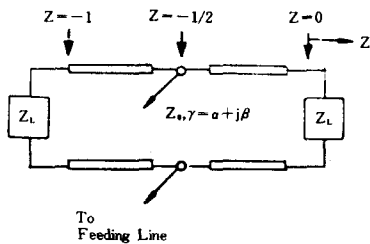


그림 4. 낮은 정재파비를 위한 전송선 회로
Fig. 4. Transmission line circuit for low SWR.

Z_L 는 종단 임피던스인데, 보통 개방을 시키던지, 또는 낮은 SWR (정재파비)을 위하여 인덕터를 달기도 한다. 참고문헌들^(8,10,11)에는 인덕터에 대한 효과들이 설명되어 있지만, 왜 커패시터가 아니고 반드시 인덕터가 되어야 하는지에 대해서는 설명이 없다. 급전선에서 +z 축을 따라 Z_L 로 향하는 입사전압 및 반사전압을 합한 전압은

$$V(z) = V_0 \exp(-\alpha z) \exp(-j\beta z) + \Gamma V_0 \exp(\alpha z) \exp(+j\beta z) \quad (5)$$

여기서 Γ 는 종단에서의 반사계수로서,

$$\Gamma = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (6)$$

이다.

식 (5)에서 α 는 R_0 및 G_0 때문에 생기는 것인데, 전송선의 직렬저항 R_0 는 거의 영으로서 이 경우 항상 무시할 수 있다.⁽¹⁰⁾

한편 G_0 는 방전개시 전후에 따라 매우 다른 값을 가지지만, 약하게 이온화된 (ionized) 플라즈마에서는 ωC_0 의 크기 보다는 항상 매우 적기 때문에 역시 무시된다.⁽¹⁰⁾ $R_0 = 0$ 로 두고 α 및 β 의 값을 구해보면,

$$\alpha \approx \frac{G_0 \sqrt{L_0/C_0}}{2} \approx \frac{G_0 Z_0}{2} \quad (7)$$

$$\beta \approx \frac{\omega L_0 G_0}{2\alpha} \approx \omega \sqrt{L_0 C_0} \quad (8)$$

$$\frac{\alpha}{\beta} = \frac{G_0}{2\omega C_0} \ll 1 \quad (9)$$

He와 Hall의 구조에서 측정된 $G_0 l$ 의 값은 2.4×10^{-3} , 그리고 $2\omega C_0 l$ 의 값은 0.027이 되어, α/β 의 값은 0.089이다. 여기서 β 는 도파관의 정재파 파장을 측정하여 쉽게 알 수 있다. 또한,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \approx \sqrt{\frac{j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \approx \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} (1 + j \frac{G_0}{2\omega C_0}) \approx \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (10)$$

이며, 이것은 RF 회로망 분석기 (network analyzer)로 측정될 수 있다. 만약 종단 Z_L 이 개방되어 $\Gamma = 1$ 이면,

$$V(z) = V_0 \cdot (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) = 2V_0 \cdot \cos \beta z \quad (11)$$

여기서 α 는 β 보다 훨씬 작으므로 무시되었다. 도파관 길이 l 이 한 파장 $2\pi/\beta$ 보다 좀 작은 길이라면, (실례로 $f = 100$ MHz, $\beta = 6$ rad/meter, $\lambda = 1.05$ meter, $l = 0.3$ meter 등으로 가정할때) 도파관에 실린 RF 정재파의 크기는 그림 5의 실선과 같이 좌우 대칭으로 cosine 곡선을 그린다.

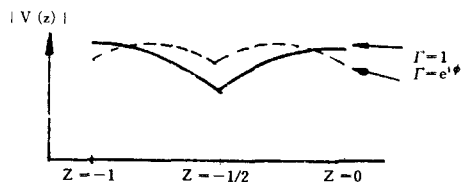


그림 5. 전송선의 위치에 따른 전압정재파의 크기들
Fig. 5. Magnitudes of voltage standing waves along positions of a transmission line.

만약 도파관의 종단이 반동적 소자(reactive element)로 되어 있다면,

$$\Gamma = (jX_L - Z_0) / (jX_L + Z_0) = 1 \cdot \exp(j\phi) \quad (12)$$

가 되어,

$$V(z) = V_0 \exp(-j\beta z) + V_0 \exp(j\beta z) \exp(j\phi) \\ = 2V_0 \exp(j\phi/2) \cos(\beta z + \phi/2) \quad (13)$$

으로 되어 $|V(z)|$ 의 값은 그림 5의 점선과 같으며, 도파관에 실린 SWR의 값은 낮아질 수 있다. 다음 장에서는 최초의 SWR을 위한 식(12)의 반사계수의 위상각 ϕ 를 알아보기로 한다.

III. 유도성 종단(inductive termination)의 효과

그림 4에서, 급전점 오른쪽의 전송선에 실린 정재파 RF 전압은, 식(5)에 의하여,

$$V(z) = V_0 \cdot e^{-j\beta z} + \Gamma \cdot V_0 \cdot e^{j\beta z} \quad (14)$$

이다.

여기서도 감쇄정수의 효과는 무시 되었다. 식(14)를 변형하면,

$$\frac{|V(z)|}{|V_0|} = |1 + \Gamma \cdot e^{j2\beta z}| \quad (15)$$

$-\ell/2 < z < 0$ 의 구역 내에서 $\Gamma \exp(j2\beta z)$ 는 복소수 평면상에서 반경 1의 원 위에 있다.

만약 $\Gamma = 1$ 이면, $\Gamma \exp(j2\beta z)$ 는 복소 평면에서 z 의 위치 ($-\ell/2 < z < 0$)에 따라 굵은 원주상의 어느 한점

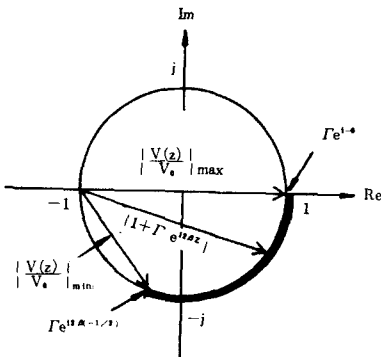


그림 6. $\Gamma = 1$ 일때 $|V(z)/V_0|$ 의 변화
Fig. 6. Variation of $|V(z)/V_0|$ in complex number plane when $\Gamma = 1$.

에 놓이게 되며, 식(15)의 $|V(z)/V_0| = |1 + \Gamma \exp(j2\beta z)|$ 는 복소 평면의 $-1 + j0$ 점에서 $\Gamma \exp(j2\beta z)$ 까지의 거리가 된다.

따라서 $|V(z)/V_0|$ 의 값은 $z=0$ 에서 최대이며, z 의 위치가 급전점쪽으로 이동하면 그 값은 차츰 줄어들게 되어 그림 5의 정재파 형태가 나타난다.

만약 $\beta = 6 \text{ rad/meter}$, $\ell = 0.3 \text{ meter}$ 이면, $|V(z)|_{\max}/|V(z)|_{\min}$ 의 값은 $2/\sqrt{1+1-2\cos 76.8^\circ} = 1.608$ 이 되어, 도파관 중심부(급전점부근)의 RF 방전 전압이 적절하다면 도파관 외곽부에는 아크 방전이 가능하고, 외곽부 전압이 적절한 경우 도파관 중심부에는 방전이 꺼질 가능성이 있다.

만약 도파관 종단에 적절한 소자를 붙여서,

$$\Gamma = e^{j\beta L/2} \quad (16)$$

으로 하면, $z = -\ell/4$ 에서 전압 최대점이 되고 $z = 0$ 및 $-\ell/2$ 에서 전압 최소점이 된다.

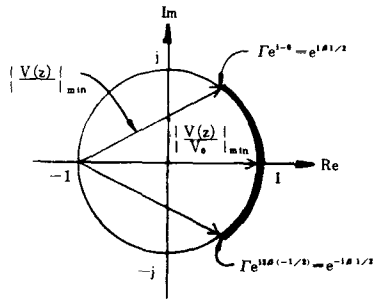


그림 7. $\Gamma = e^{j\beta L/2}$ 일때 전압 정재파 크기의 변화
Fig. 7. Standing wave voltage variation when $\Gamma = e^{j\beta L/2}$.

이 경우 $|V(z)|_{\max}/|V(z)|_{\min} = 2/\sqrt{1+1-2\cos 128.4^\circ} = 1.110$ 이 되어 훨씬 낮은 정재파비의 값을 가진다. 이 방법은 He와 Hall의 방법⁽¹⁰⁾에 비하여 더 분석적이며, 전송선상에서 RF 전압의 변화를 도시화 함으로써 물리적 특성을 쉽게 파악할 수 있게 하며, 최적의 Γ 값 및 SWR의 값을 용이하게 구할 수 있게 한다. 또한 식(16)에서 낮은 SWR을 위하여 Γ 가 양의 허수값을 가져야 하므로, 종단은 반드시 유도성이 되어야 하는 물리적 이유를 알 수 있다.

종단의 리액턴스의 값은 식(12)와 (16)으로 부터,

$$\frac{jX - Z_0}{jX + Z_0} = e^{j\beta L/2} \quad (17)$$

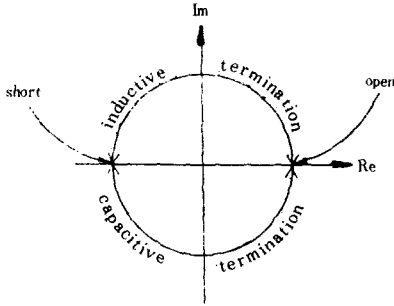


그림 8. 종단의 소자 및 그 값에 따른 Γ의 위치 변화

Fig. 8. Position variation of reflection coefficient with terminal elements and their values.

따라서,

$$X = Z_0 \cdot \cot(\beta\ell/4) \quad (18)$$

이 된다.

He와 Hall¹⁰⁾은 $\beta\ell = 80^\circ$ 의 경우 Z_0/X 의 최적치로서 컴퓨터 계산의 결과 0.3을 제시하였다. 이 경우 SWR은 1.105이다. 그러나 식(18)에 의하면 최적의 Z_0/X 는 0.363이며, 이 경우 SWR은 1.064이다. He와 Hall의 방법으로 최적의 Z_0/X 의 값을 알기 위해서는 무작정 많은 수의 computer program loop을 돌려야 하지만, 본 논문의 방법으로는 물리적인 개념을 파악하면서 닫힌 형태(closed form)의 공식으로 간편하게 구할 수 있다.

IV. 유도기의 다중적 병렬 배치

도파관 종단에 인덕터를 달아서 낮은 SWR을 얻었지만, 만약 도파관의 길이가 더 길어지거나 또는 RF 주파수가 더 올라가면 그림 7의 원호의 길이가 길어지게 되어 새로운 $\beta\ell$ 에 해당하는 SWR값은 다시 증가하게 된다.

그림 7에서 전압 최대점은 $z = -\ell/4$ 에서 최대이므로 이 점에 다시 반동적 소자를 병렬(shunt) 배치시켜, 최대점 전압을 낮추게 할 수 있다는 생각을 할 수 있다. 이것을 전송선 회로로 나타내면 그림 9와 같이 된다.

$-\ell/4 < z < 0$ 의 영역에서 최소의 SWR을 가지기 위해서는 식(16)과 그림 7의 방법에 의하여,

$$\Gamma = \frac{j\omega L - Z_0}{j\omega L + Z_0} = e^{j\theta/4} \quad (19)$$

이 되며, 이에 따라 L의 값이 정해진다. 즉 식(18)

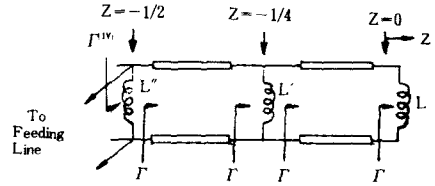


그림 9. 인덕터를 $z = -\ell/4$ 에 추가할 경우의 전송선
Fig. 9. Transmission line with an additional inductor shunted at $z = -\ell/4$.

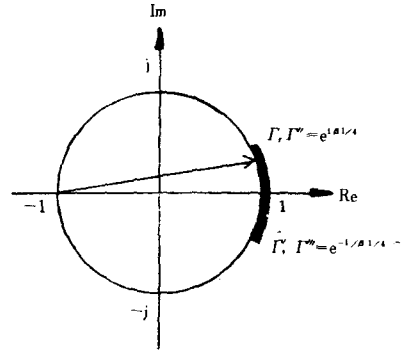


그림 10. $z = -\ell/4$ 에 인덕터를 추가하였을 때 반사계수 및 정재파 전압의 크기의 변화

Fig. 10. Variation of Γ and magnitude of standing wave voltage with additional inductors at $z = -\ell/4$ on the transmission line.

을 참고하면 $\omega L = Z_0 \cot(\beta\ell/8)$ 이고, 그림 9에서, $z = -\ell/4$ 에서의 반사계수 Γ' 은 $\exp(-j\beta\ell/4)$ 이 되어 Γ 에 해당하는 입력 임피던스는 $-j\omega L$ 이 된다.

$z = -\ell/4$ 에서 L' 을 경과하여 종단쪽으로 들여다 보는 반사계수 Γ'' 는 다시 Γ 가 되어야 $-\ell/2 < z < -\ell/4$ 영역에서 정재파가 반복되는 여현(cosin) 곡선을 그리면서 최소의 SWR을 가지게 된다. 따라서,

$$\frac{1}{-j\omega L} + \frac{1}{j\omega L'} = \frac{1}{j\omega L} \quad (20)$$

즉

$$L' = L/2 \quad (21)$$

일때, Γ'' 은 Γ 과 같게 된다.

이 경우 정재파 형태는 그림 11과 같다.

만약 앞 장의 예와 같이 $\beta = 6$ rad/meter이고, $\ell = 0.3$ meter이라면 SWR은 $2/\sqrt{1+1-2\cos 154.2^\circ} =$

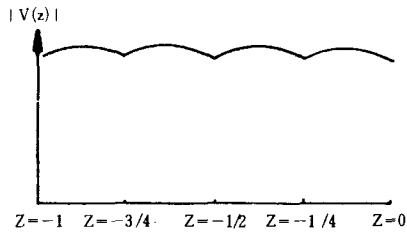


그림 11. $z=0, -\ell/4, -3\ell/4$ 및 $-\ell$ 에 각각 하나씩, 모두 4개의 인덕터를 달때의 정재파 형태
 Fig. 11. Standing wave pattern with four inductors at $z=0, -\ell/4, -3\ell/4$ and $-\ell$ each.

1.025로서 거의 완벽한 균일 방전 전압을 얻을 수 있다. 한편 도파관상의 급전점에서 도파관 좌우로 들여다 보는 합성 임피던스는 $-j\omega L/2$ 이며, 따라서 급전점에 $L'=L/2$ 의 인덕터를 병렬(shunt)로 연결하면 급전점에서 도파관을 바라보는 임피던스는 무한대가 된다.

이 경우 실제로는 도파관의 방전저항(수백 오옴 정도) 성분만이 보이게 되고, 리액턴스가 영으로 된다는 의미가 될 것이다.⁽⁹⁾

이상의 결과들을 반사계수 평면상에 표시하면 그림 12와 같다.

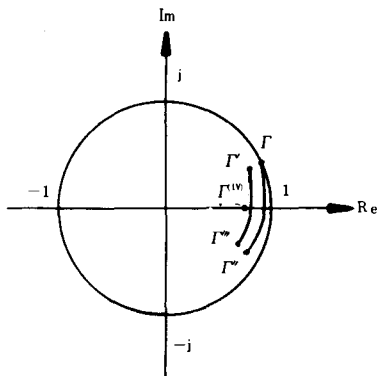


그림 12. 도파관의 방전 손실을 고려한 도파관상의 각 점에서의 위치에 따른 반사계수(또는 입력 임피던스) 궤적

Fig. 12. Loci of reflection coefficients or input impedances at the variable points of the waveguide with the consideration of discharge loss inside the waveguide.

이 그림에서는 도파관의 방전에 의한 감쇄정수를 영으로 하지않고 어느 일정한 값으로 하였다.

여기에 만약 급전선 길이 d 를 적당히 하고, 인덕터를 RF 전원과 급전선 사이에 직렬로 부가하면 완전한 임피던스 정합이 이루어진다. 그 과정을 그림 13의 Smith chart에 보였다.

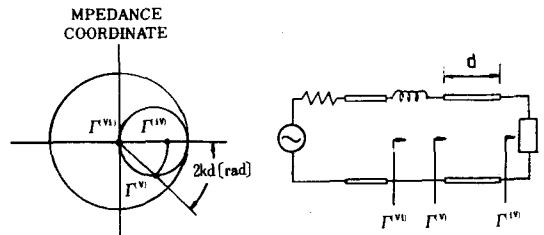


그림 13. RF 전원단과 방전 도파관 사이의 임피던스 정합과정

Fig. 13. Impedance matching procedure between the RF source and the discharging waveguide.

V. 결 론

속이 비어있고 유전체들로 둘러쌓인 단면적이 좁고, 길이가 긴 도파로 안에 기체 레이저 매질을 채우고, 유전체 전극에 큰 신호의 RF 전력을 가하면, 내부기체가 전리되어 플라즈마가 형성되며, 이때 원자 또는 분자들로 부터 전리된 전자가 RF 전계에 의하여 가속되면서 주변의 가스들과 충돌하게 된다.

충돌된 일부의 가스원자나 분자들은 여기되어 레이저광 발생 준비를 하게 된다. 그러나 도파로를 따라가면서 전송선 효과에 의한 RF계의 불균일이 발생하며, 이것은 도파로 안에 있는 플라즈마 밀도 및 레이저 매질의 이득 불균일을 초래하여 전체적 효율을 저하시킬 수 있다.

만약 도파로의 가운데에서 급전하고, 양끝에 $\omega L = Z_0 \cot(\beta\ell/4)$ 의 인덕터를 각각 달면 도파로의 RF SWR은 감소하게 된다. 감소된 SWR의 크기는 위상변위정수 β 와 도파로의 길이 ℓ 의 함수이다.

또한 도파관 양끝에 $\omega L = \cot(\beta\ell/8)$ 의 인덕터를 및 도파관끝과 가운데 급전점의 중간위치에 $L'=L/2$ 의 인덕터를 각각 부가시키면 도파로의 SWR은 더욱 감소하게 되며, 이 경우 대부분의 경우 거의 완벽한 RF 균일성을 얻게 된다.

본 논문에서는 입사 및 반사하는 RF 전압을 복소

수 평면에 나타내어, 도파로 위치에 따른 전체적 RF 전압의 변화를 시각적으로 쉽게 파악할 수 있게 하였고, 그를 이용하여 병렬 인덕터의 값을 체계적으로 구할 수 있게 하였다.

参 考 文 献

[1] E.A.J. Marcanti and R.A. Schmeltzer, "Hollow metallic and dielectric waveguides for long distance optical transmission and lasers," *Bell System Tech., Journal*, vol. 43, pp. 1783-1809, July 1964.

[2] P.W. Smith, "A waveguide gas laser," *Applied Physics Letters*, vol. 19, no. 5, pp. 132-134, Sep. 1971.

[3] T.J. Bridges, E.G. Burkhardt, and P.W. Smith, "CO₂ waveguide lasers," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 20, no. 10, pp. 403-405, May 1972.

[4] J.-L. Lachambre, J. Macfarlane, G. Otis, and P. Lavigne, "A transversely RF-excited CO₂ waveguide laser," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 32, no. 10, pp. 652-653. May 1978.

[5] 강응철, 김재기, "밀폐형 TEA CO₂ 레이저의 동작특성과 수소의 첨가 효과," *새물리*, 제28권, 제 1호, pp. 66-71, 2월 1988.

[6] Orazio Svelto, *Principles of Lasers*, pp. 226-227, Plenum Press, 1982.

[7] *Catalog of Laakman Electro-Optics Inc., Laser Handbook*.

[8] 전춘생, 방전·고전압공학(수정판), pp. 135-148, 동명사, 1986.

[9] R.L. Sinclair and J. Tulip, "Parameters affecting the performance of a RF-excited CO₂ waveguide laser," *Jour. Appl. Phys.*, vol. 56, no.9, pp. 2497-2501, Nov. 1984.

[10] D. He and D.R. Hall, "Longitudinal voltage distribution in transverse RF discharge waveguide lasers," *J. Appl. Phys.*, vol. 54, no. 8, pp. 4367-4373, Aug. 1983.

[11] D. He and D.R. Hall, "A 30-W radio frequency excited waveguide CO₂ laser," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 43, no. 8, pp. 726-728, Oct. 1983.

[12] Brian Chapman, *Glow Discharge Processes*, pp. 147-151, Wiley, 1980. *

著 者 紹 介

金 允 溟(正會員)

1975年 서울대학교 전자공학과 졸업. 1977年 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1977年~1980年 금성정밀공업주식회사 근무. 1980年~현재 단국대학교 전자공학과 근무. 주관심분야는 전자기파, 레이저 공학 등임.

朴 鍾 煥(準會員)

1960年 10月 25日生. 1987年 2月 단국대학교 응용물리학과 졸업. 1989年 2月 단국대학교 대학원 물리학과 졸업(응용광학전공).

李 京 皎(正會員)

1964年 12月 13日生. 1987年 단국대학교 전자공학과 졸업. 1989年 2月 단국대학교 대학원 전자공학과 졸업. 1989年 1月~현재 (주)태산정밀 근무. 주관심분야는 레이다공학, 전파전파, 레이저공학등임.

尹 贊 儀(正會員)

1957年 7月 25日生. 1983年 인하대학교 전자공학과 졸업. 1985年 한국과학 기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1985年~현재 한국 전기통신공사 전임연구원. 1988年~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 전자장이론임.