

초고주파 가열장치에 사용하는 철공진 변압기의 해석적 설계

論 文
28-1-2

Analytic Design of A Ferroresonant Transformer for Microwave Heating System

羅 正 雄* 金 原 洙**
(Jung Wong Rha, Won Soo Kim)

Abstract

In the microwave heating system, a ferroresonant transformer is used to regulate the magnetron power fluctuation. For the simplification, nonlinear characteristics of the transformer and the magnetron are idealized to be piecewise linear. Dipped peak shape of the magnetron current is explained qualitatively by considering the fundamental and third harmonic frequency components in the circuit. Design equations providing the values of the leakage inductance, turn ratio of the transformer and the capacitance are derived analytically by considering the fundamental frequency component only. The ferroresonant transformer is designed to obtain a required regulation and high input power factor from the derived design equations, and analytical calculations are compared with experimental measurements.

I. 서 론

초고주파 가열장치에는 초고주파 발생기로서 영구자석형 연속파 마그네트론이 사용되고 있는데, 이 마그네트론의 출력은 양극전압의 변동에 매우 민감하게 변화한다. 이러한 낮은 동적저항을 지닌 연속파 마그네트론을 넓은 범위의 입력 교류전압에 대하여 안정된 출력을 내도록 구동하는 전원회로로서는 현재 배전압 방식 철공진 전원회로가 가장 경제적인 것으로 알려져 있다.”

그 대표적인 회로는 그림 1과 같이 철공진 변압기, 커패시터 및 다이오드로 구성되어 있다. 이 철공진 전원회로는 근본적으로 철심의 자기포화특성을 이용하는 것으로서, 철공진 변압기의 이차 철심과 커패시터와의 철공진 작용에 의하여 마그네트론 출력이 일정하게 유지된다. 한편 변압기의 일차와 이차사이에 끼우는 누

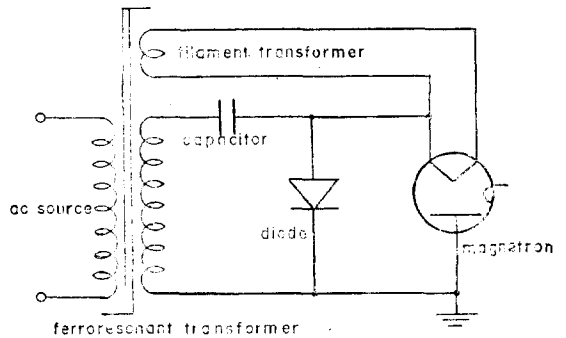


그림 1. 배전압 방식 철공진 전원회로
Fig. 1. Half wave doubler type ferroresonant transformer

설철심은 이차철심이 포화되더라도 일차철심은 여전히 비포화상태에 있도록 하여 일차 입력전류를 제한한다. 본 논문의 목적은 비선형 전원회로에 대하여 해석적인 연구를 행하여, 철공진 메카니즘을 명확히 이해하고

*正會員: 韓國科學院電氣·電子工學科教授·工博
**正會員: 慶北大工大電子工學科
接受日字: 1978年 11月 17日

또한 간단한 설계방정식을 얻어서 종래의 실험적 설계 절차를 줄이는데 있다. (2), (3)

II. 등가회로 및 모델링

철공진 변압기의 철심구조는 그림 2(a)와 같이 E-I 형 주철심과 누설자속 통로의 역할을 하는 누설철심으로 이루어져 있다. 이러한 철심구조에 대하여 자기적 등가회로를 구한 다음 전기회로와 자기회로간의 쌍대성 원리 및 토폴로지를 적용함으로써 철공진 변압기의 전기적 등가회로는 그림 2(b)와 같이 표현된다. (4) 여기서 L_1 , L_2 및 L_3 는 각각 일차자인덕턴스, 이차자인덕턴스 및 누설인덕턴스이며, a 는 일차에 대한 이

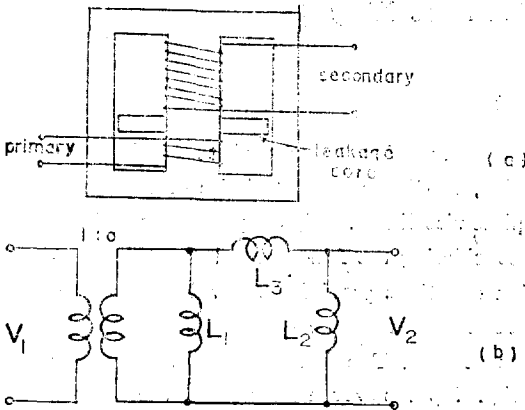


그림 2. 철공진 변압기의 철심구조 및 등가회로
Fig. 2. Core structure of the ferroresonant transformer and its equivalent circuit

차의 권수비를 의미한다. 자기포화특성을 고려해야 하는 비선형 등가회로로서는 잘 알려진 T-등가회로보다 이러한 II-등가회로가 더욱 유용하다.

이제 그림 1의 전원회로에서 철공진 변압기에 대하여 위에서 구한 II-등가회로를 적용하면, 그림 3(a)와 같이 이차측에서 본 철공진 전원회로의 등가회로를 얻는다. 이 등가회로에서 일차자인덕턴스 L_1 은 따로 분리하여 고려할 수 있으며, 또한 마그네트론과 다이오드를 합성하여 하나의 비선형 부하로 대체할 수 있으므로 그림 3(b)와 같이 간단화된 회로를 얻는다.

여기서 철심의 포화특성을 고려하기 위하여 일차자인덕턴스 L_1 및 이차자인덕턴스 L_2 의 $\phi-i$ 곡선을 식(1)과 같이 이상화된 구분적 직선 모델 함수로 근사시킨다.

$$\phi = \phi_0 + \mu_0 \mu_r i, \quad i > 0, \quad (1)$$

$$\phi = -\phi_0 + \mu_0 \mu_r i, \quad i < 0.$$

그리고 누설인덕턴스 L_3 는 단순히 공극에 의한 선형

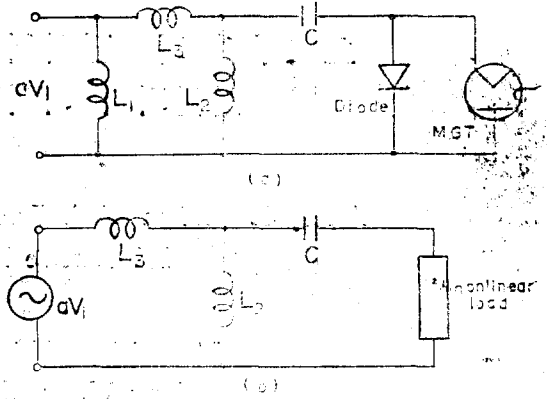


그림 3. 전원회로의 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuits of the power supply

인덕턴스로 볼 수 있다고 가정한다.

그림 4(a)는 전형적인 초고주파 가열장치용 연속파 마그네트론의 철두양극전압 V_m 대 평균양극전류 I_m 의 특성을 나타낸다. 이 연속파 마그네트론과 다이오드를 병렬 합성한 부하의 부하전압 V_n 대 부하전류 I_n 의 특성은 근사적으로 그림 4(b)와 같이 계단함수 모델로 나타낼 수 있다.

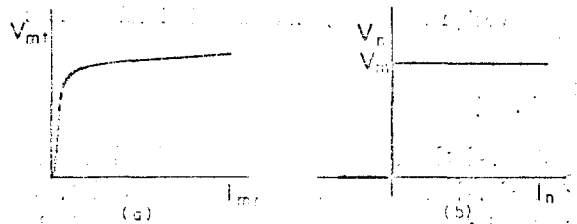


그림 4. 마그네트론의 특성
Fig. 4. Characteristics of a magnetron

III. 조화해석

철공진 전원회로에 교류 입력을 가하면, 부하의 계단형 특성으로 인하여 마그네트론 전압은 구형파형이 된다. 실험적으로 관찰해 보면 입력전압의 레벨이 변하여도 마그네트론 전압파형에는 거의 변화가 없으나, 마그네트론의 전류파형은 입력전압이 낮을 때에는 유추 혹은 더 크나 입력전압이 높아감에 따라 좌측 혹은 더 커지는 쌍봉 파형이 된다. 이차자인덕턴스가 포화되지 않을 정도로 입력전압이 낮을 경우에는 마그네트론과 다이오드가 병렬로 접속된 부하의 비선형성을 고려하기 위하여 그림 5와 같이 기본주파수에서는 부하를

선형저항으로 제 3 고조파 및 직류에서는 제 3 고조파 및 직류전압 발생원으로 근사 모델링한다. 이와 같은 제 3 고조파까지 고려한 조화해석으로 부터 부하에 흐

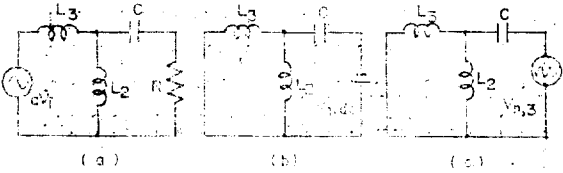


그림 5. 조화해석을 위한 모델

(a) 기본주파수, (b) 직류, (c) 제 3 고조파

Fig. 5. Model for the harmonic analysis (a) fundamental frequency, (b) dc, (c) third harmonics

르는 전류파형은 기본주파수전류 $I_{n,1}$ 과 제 3 고조파 전류 $I_{n,3}$ 의 위상관계를 고려하면, 그림 6과 같이 오른쪽 쪽 쪽이 더 큰 쌍봉파형이 됨을 볼수 있다.

그러나 입력전압이 높아감에 따라 변압기의 이차 철심이 더 깊게 포화되며, 이러한 이차 여자인덕턴스의 비선형특성을 고려하기 위하여 부하를 선형저항으로 가정한 그림 7(a)의 회로에 테브난 정리를 적용하면, 그림 7(b)와 같은 테브난 등가회로를 얻는다. 그림 7의

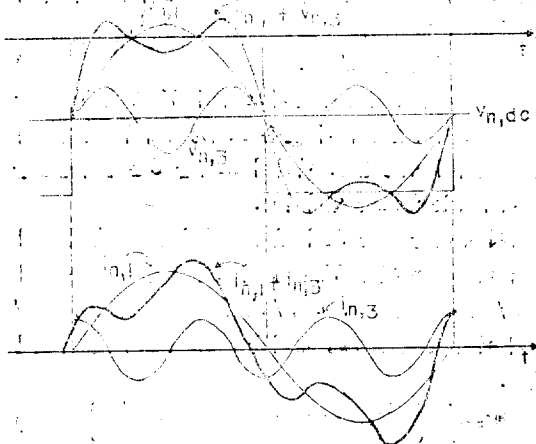


그림 6. 부하전압 및 전류파형

Fig. 6. Load voltage and current waveforms for low input voltage case

회로에서 입력전압을 페이지 V_i 로 나타내고 테브난 등가전압을 페이지 V_T 로 나타내면,

$$V_T = aV_i \frac{R - jX_c}{R - j(X_c - X_L)} \quad (2)$$

여기서 X_c 및 X_L 은 각각 커패시터 C 및 누설인덕턴스 L_2 의 리액턴스를 나타내며, R 은 부하의 기본주파수 성분에 해당하는 실효저항이다. 그런데 X_L 이 X_c

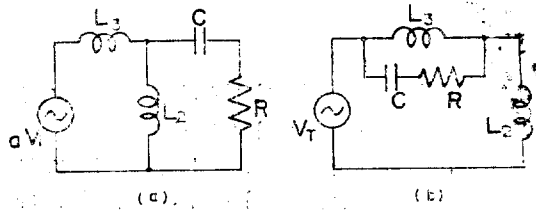


그림 7. 테브난 등가회로

Fig. 7. Thevenin's equivalent circuit

보다 크면 철공진 절프현상이 일어나 불안정한 발진을 하게 되므로⁽⁶⁾, X_c 가 X_L 보다 크도록 설계한다. $X_c > X_L$ 인 조건하에서는 식 (2)에서 V_T 가 aV_i 보다 크므로 이차철심은 충분히 포화되어도 일차철심은 여전히 비포화 상태에서 동작할 수 있게 된다.

L_2 의 이상화된 포화특성으로 인하여, L_2 에서는 자속 왜곡 ϕ_2 는 그림 8(a)와 같이 잘라진 정현파형이 되며 L_2 간의 전압 V_L 은 ϕ_2 를 시간에 관하여 미분함으로써

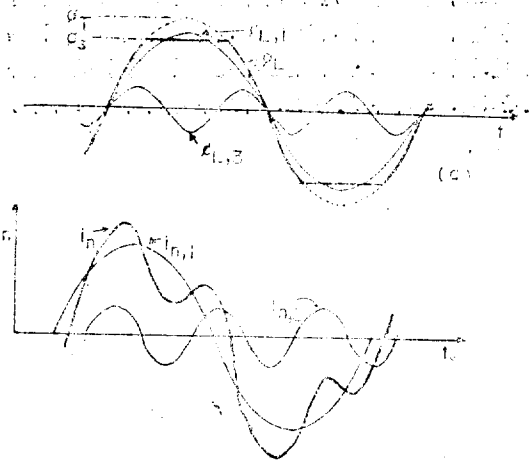


그림 8. ϕ_L 및 i_n 의 파형

Fig. 8. Waveforms of ϕ_L and i_n

얻어진다. V_L 은 그림 7에서 커패시터와 부하가 직렬로 접속된 가지에도 인가되므로 부하전류 i_n 은

$$i_n = V_L / (R - jX_c) \quad (3)$$

제 3 고조파에서의 X_c 는 기본주파수에서의 1/3 이므로 위상관계를 고려하면 부하의 전류파형은 그림 8(b)와 같이 왼쪽 쪽이 더 큰 쌍봉파형이 된다.

앞의 정성적인 조화해석으로 부터 다음과 같은 결론을 내릴 수 있다. 입력전압이 낮을 경우에는 부하의 비선형 특성이 지배적이며 라크베트론 전류는 무조건 쪽이 더 높은 쌍봉파형이나, 입력전압이 높아짐에 따라 이차 여자인덕턴스가 더 깊게 포화되어서 좌측 쪽이 점점

아진다.

IV. 설계방정식의 유도

초고주파 가열장치용 철공진 건원회로는 첫째, 안정하고 신뢰성 있는 동작을 하기 위해 출력변동율이 낮아야 하며, 둘째, 입력전원으로 부터 비경제적으로 큰 리액티브 전류를 끌어내지 않기 위해 고입력역률을 가져야 한다.

이차역자인덕턴스 L_2 는 식 (1)과 같이 이상화된 $\phi - i$ 특성을 지닌다고 보고 누설인덕턴스 L_3 는 전 동작 범위에서 선형이라고 가정한다. 또한 제 3 고조파 성분이 마그네트론 출력에 미치는 영향을 무시할 수 있다고 가정하여, 오직 기본주파수 성분을 고려한다.

그림 7(a)의 회로에서 만약 L_2 가 포화되지 않는다면 L_2 를 생략할 수 있으며,

$$(aV_i)^2 = V_N^2 + (X_C - X_L)^2 I_N^2 \quad (4)$$

로 주어진다. 여기서 X_L 은 누설인덕턴스 L_3 의 리액턴스다. 부하전압 V_N 은 입력전압 V_i 의 변동에 거의 무관하므로, 부하전류 I_N 대 V_i 의 곡선은 그림 9(a)의 점선과 같이 쌍곡선이 되는 데, V_i 의 변동에 대하여 I_N 의 변화가 크므로 출력 변동이 심하여 가정 실용화가 곤란하다. 그러나 L_2 가 포화되도록 설계하면 포화특성

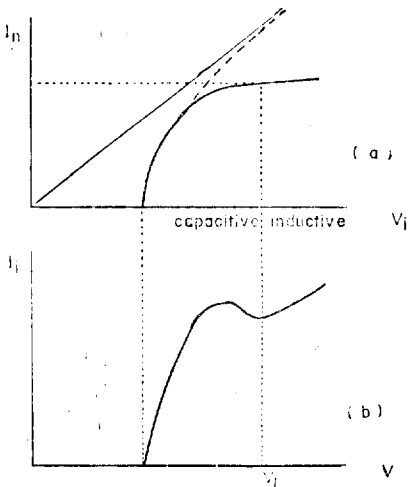


그림 9. 철공진특성
Fig. 9. Ferroresonant characteristics

을 지닌 L_2 와 커패시터 C 의 철공진 작용에 의하여 부하전류 I_N 은 그림 9(a)의 실선과 같이 입력전압의 허용범위내에서 출력력이 매우 일정하게 된다. 그림 7(a)의 등가회로에서 입력전압 레벨이 낮을 경우에는 L_2 가 거의 비포화 상태에 있으므로 L_3 에는 커패시터 C 의 영향에 의해 전상전류가 흐르게 되며, 낮은 입력전압에 대

압 레벨이 높아짐에 따라 L_2 가 점점 깊게 포화되어 L_3 에는 유도성 지상전류량이 증가하게 되며, 높은 입력전압에 대하여 L_2 양단간의 전압을 감소시키는 작용을 한다. 이리하여 L_2 양단간은 매우 일정한 전압이 유지되며, 부하출력은 안정된다. 그림 9(b)는 입력전류 I_i 대 입력전압 V_i 곡선을 나타내는데⁽⁶⁾, 입력전압이 증가하여도 입력전류가 감소하는 영역이 있는 이유는 바로 용량성에서 유도성으로 바뀌는 철공진 현상에 기인하는 것이다.

이제 커패시턴스 C , 누설인덕턴스 L_3 및 권수비 a 의 값들을 결정하여 주는 설계방정식을 구하여 보자. 포화율 S 를 $S = V_T / aV_i$ 로 정의하면, 식 (2)로부터

$$S = \left| \frac{R - jX_C}{R - jX} \right| = \sqrt{\frac{R^2 + X_C^2}{R^2 + X^2}} \quad (5)$$

로 된다.

여기서

$$X = X_C - X_L$$

이며, R 은 실효부하저항으로서 기본주파수 성분의 부하실효전압 V_N 과 부하실효전류 I_N 에 대하여 $R = V_N / I_N$ 인 관계가 있다. 마그네트론의 첨두양극전압 및 평균양극전류를 각각 V_M 및 I_M 으로 표기하면 마그네트론 전압파형인 구형파에 대하여 기본주파수 성분을 고려함으로써 $V_N = \sqrt{2} V_M / \pi$ 및 $I_N = \pi I_M / \sqrt{2}$ 의 관계를 얻는다. 따라서,

$$R = (2/\pi^2) (V_M / I_M). \quad (7)$$

포화율 S 가 증가하면 정의로부터 V_T 도 비례하여 증가하므로 이차철심이 더 깊은 포화영역에서 동작하게 되어 출력이 안정된다. 따라서 포화율 S 는 출력변동율을 좌우하는 중요한 인자이다.

이제 감쇠율 K 를 L_2 에 걸리는 전압의 기본주파수 성분에 해당하는 진폭 $V_{L,1}$ 대 테브난 등가전압 V_T 의 비 $V_{L,1} / V_T$ 로 정의하자. $V_{L,1} / V_T$ 는 그림 8(a)에서 $\phi_{L,1} / \phi_T$ 의 비와 동일하므로, 감쇠율 K 는 다음과 같이 표현된다.

$$K = \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{\phi_s}{\phi_T} \cos(\sin^{-1} \frac{\phi_s}{\phi_T}) + \sin^{-1} \frac{\phi_s}{\phi_T} \right\} \quad (8)$$

공칭 입력실효전압을 V_i 이라 하고 허용 입력변동범위를 $\pm 15\%$ 로 잡으면 입력실효전압 V_i 의 범위는 $0.85 V_i$ 에서 $1.15 V_i$ 까지 이다. 이차역자인덕턴스 L_1 이 이 범위에서 포화되지 않기 위해 변압기 주철심의 포화자속해고 ϕ_s 는 입력전원의 각주파수를 ω 라 할 때 $\phi_s = 1, 15\sqrt{2} a V_i / \omega$ 가 적절하며, 또한 $\phi_T = \sqrt{2} S a V_i / \omega$ 이므로 식 (8)에서

$$\phi_s / \phi_T = 1.15 V_i / S V_i \quad (9)$$

로 나타낼 수 있다. K 및 S 의 정의와 식 (3)으로 부하하여 L_2 양단간의 전압을 올리는 작용을 한다. 입력전

터 부하전류 I_N 은

$$I_N = KS a V_i / |R - jX_c| \quad (10)$$

로表示된다.

식 (10)을 정돈하여 $R = V_N / I_N$ 을 대입하면,

$$V_N^2 + X_c^2 I_N^2 = (KS a V_i)^2 \quad (11)$$

다음은 입력역률에 관하여 생각려 보자. 그림 7(a)의 회로에서 L_2 에 흐르는 입력전류 I_i 는 K 의 정의 및 식 (2)로부터

$$I_i = \frac{a V_i}{j X_L} \left(1 - K \frac{R - j X_c}{R - j X} \right) \quad (12)$$

윗 식은 그림 9(b)와 같은 I_i 대 V_i 특성을 나타낸다. 패이저 I_i 와 V_i 사이의 각을 θ 나 하고 $\tan \theta$ 를 q 로 표기하면, 식 (12)에서

$$q = \frac{X(KX_c - X) - R^2(1-K)}{KRX_L} \quad (13)$$

이 된다. 식 (5)와 (13)에서 X_L 을 소거하여 정돈하면

$$X = \frac{(1-K) X_c + (S^2 - 1) q K R}{KS^2 - 1} \quad (14)$$

식 (14)를 식 (5)에 대입하여 이차방정식을 풀면

$$\frac{X_c}{R} = \frac{S^2(1-K)Kq + (KS^2 - 1)\sqrt{K^2 S^2(1+q^2) - 1}}{K^2 S^2 - 1} \quad (15)$$

를 얻는다. 식 (5), (6), (11) 및 (15)로부터 다음과 같은 설계 방정식을 얻는다.

$$\begin{cases} X_c = \frac{V_N}{I_N} \cdot \frac{S^2(1-K)Kq + (KS^2 - 1)\sqrt{K^2 S^2(1+q^2) - 1}}{K^2 S^2 - 1} \\ X_L = X_c - \frac{(1-K)X_c + (S^2 - 1)qK V_N / I_N}{KS^2 - 1} \\ a = \sqrt{V_N^2 + X_c^2 + I_N^2 / KS V_i} \end{cases} \quad (16)$$

이제 적절한 q 의 값을 설정하여 보자. 보통 일차역자인덕턴스 및 유도성 송풍기에서 공칭입력전압시 I_i 의 약 25%에 해당하는 유도성 전류가 흐른다.

입력교류전원에서 본 입력역률이 거의 1이 되기 위해서는 이를 일차역 유도성 소자를 삭제한 그림 7(a)의 회로에서 I_i 와 V_i 사이의 $\tan \theta$ 인 q 의 값은 0.25가 되어야 한다. 이 때의 I_i 와 V_i 사이의 역률 $\cos \theta$ 는 0.97이 된다.

입력전압의 허용 변동범위를 $\pm 15\%$ 라 하면, 출력변동을 γ 는 $\gamma = (P_{1.15} - P_{0.85}) / P_1$ 으로 정의될 수 있다. 여기서 $P_{0.85}$, P_1 및 $P_{1.15}$ 는 각각 입력전압이 0.85 V_1 및 1.15 V_1 일 때의 부하출력을 의미한다. 그런데 부하 전압은 전 동작범위에서 매우 일정하여 부하전력 P_N 은 부하전류 I_N 에 비례하므로,

$$\gamma = (I_{N,1.15} - I_{N,0.85}) / I_{N,1} \quad (17)$$

로 되고

식 (11)을 변형하면

$$I_N = \sqrt{(KS a V_i)^2 - V_N^2} / X_c \quad (18)$$

로 된다.

입력전압 V_i 가 각각 V_1 , 0.85 V_1 및 1.15 V_1 일 때의 I_N 값을 식 (8), (9) 및 (18)로부터 구하여 식 (17)에 대입하면 γ 을 산출할 수 있다.

이제 전형적인 철공진 전원회로를 설계하여 보자. 650W용 마그네트론의 침투양극전압 V_M 및 평균양극전류 I_M 이 각각 4.0kV 및 0.26 Adc라 하고, 공칭 입력실효전압 V_1 을 100V라 하자. 식 (7)로부터 R 은 3118 Ω 이며, q 는 앞에서 설명한 바와 같이 0.25로 잡는다. K 의 값은 식(8)과 (9)로부터 S 값이 주어지면 구할 수 있다. 여러 S 값에 대한 X_c , X_L 및 a 를 식(16)의 설계방정식으로 부터 구하여서 그 산출치들을 그림 10에 도시하였다. 또한 그림 11에는 식(17)로부터 구한 γ 대 S 곡선을 나타내었다. 이산 곡선들은 포화율

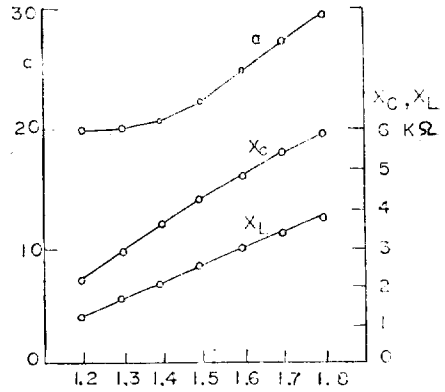


그림 10. X_c , X_L 및 a 대 S 곡선
Fig. 10. X_c , X_L , and a vs. S curves

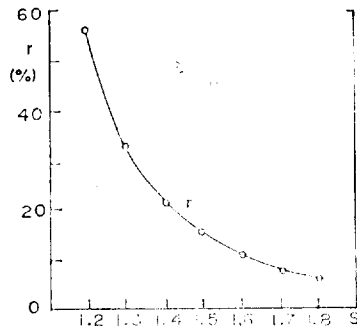


그림 11. γ 대 S 곡선
Fig. 11. γ vs. S curve

S 를 크게 취할수록 X_c , X_L 및 a 는 커지나 γ 은 작아

저서 출력이 안정됨을 보여준다. S가 너무 크면 마그네트론 전류가 너무 부족해지고 또한 비경제적이므로 실용적인 면에서 볼 때 S값은 1.4 내지 1.6이 적절하다. 이 때의 출력변동율은 입력 변동 15% (총 30%)에 대하여 약 10 내지 20%가 된다.

최종적으로 마그네트론 특성의 V_M 및 I_M 으로 주어지고 동상 입력효율인 V_1 일 때 $S=1.4$ 및 1.5에 대하여 식(16)의 설계방정식을 계산 정리하면 다음과 같은 간단화된 설계방정식을 얻는다.

a) $S=1.4$ 일 때 $\gamma=20.7\%$

$$\begin{cases} X_C=0.529 \cdot V_M/I_M \\ X_L=0.147 \cdot V_M/I_M \\ a=0.532 \cdot V_M/V_1 \end{cases} \quad (19)$$

b) $S=1.5$ 일 때 $\gamma=14.4\%$

$$\begin{cases} X_C=0.267 \cdot V_M/I_M \\ X_L=0.172 \cdot V_M/I_M \\ a=0.570 \cdot V_M/V_1 \end{cases} \quad (20)$$

S가 주어지면 출력변동율 γ 는 마그네트론의 특성인 V_M 및 I_M 에 무관하게 결정됨을 주목해야 한다.

V. 실험결과 및 검토

$V_M=4000V$, $I_M=0.25A$ 인 600W용 연속파 마그네트론(7)을 구동하는 철공진 전원회로를 설계하는 데 있어서, $V_1=100V$ 이고 $\gamma=20\%$ 가 되도록 설계하려면 식(19)의 $S=1.4$ 에 대한 설계방정식으로 부터 $X_C=3664\Omega$, $X_L=2352\Omega$ 및 $a=21.3$ 을 얻는다. 입력전원 주파수가 60Hz라면 $C=0.72\mu F$ 이며 $L_3=6.2H$ 가 된다. 그러하여 권수비 a 가 21.3이 되도록 일차 및 이차 권선을 감은 다음 성층 수철철심의 공극 및 두께를 조정하여 누설인덕턴스 L_3 의 값이 6.2H가 되도록 철공진 변압기를 제작한 다음 0.72 μF 의 커패시터를 사용하여 철

표 1. 해석적계산치와 실험적측정치의 비교

Table 1. Comparison of analytical calculations with experimental measurements

V_1	I_M , calculated	I_M , measured
85V	0.216A	0.20A
100V	0.250A	0.23A
115V	0.268A	0.25A
γ	20.8%	22%

공진 전원회로를 구성하였다. 이 제작된 전원회로에 대하여 입력전압 V_1 의 변화에 따른 마그네트론 양극전류 I_M 의 변화를 실험적으로 측정하였으며, 표 1에 그 절연적 측정치와 해석적계산치를 비교하였다. 오차는 약 10%로서 이는 철심의 자화곡선을 이상화한 것과 동선 처형을 무시한 것에 주로 기인한 것이다.

VI. 결 론

조화해석의 방법으로 마그네트론 전류의 성분파형을 정성적으로 설명하였으며, 원하는 출력변동율과 고 출력역률에 입각하여 커패시턴스의 값과 변압기의 누설 인덕턴스 및 권수비를 구할 수 있는 설계방정식을 해석적으로 유도하였다. 실제로 철공진 변압기를 설계제작하여서, 실험적으로 해석적인 설계방정식의 유효성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- 1) A.E.Feinberg, U.S. Patent, 3,396, 342.
- 2) R.N.Basu, "A New Approach in the Analysis and Design of a Ferroresonant Transformer," - IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-3, pp. 43~49, 1967.
- 3) H.P. Hart and R.J. Kakalec, "The Derivation and Application of Design Equations for Ferroresonant Voltage Regulators and Regulated Rectifiers," IEEE Trans. Magn., Vol. MAG-7, pp. 205~211, 1971.
- 4) G.R. Slemon, Magnetic Devices, Transducers, Transformers, and Machines, John Wiley and Sons, Inc., 1966.
- 5) R.Walk, R.J.Kakalec, and J.Rootenberg, "An Analytic and Computer Study of the Jump Phenomenon in Ferroresonant Regulators," IEEE Trans. Magn., INTERMAG Conference, pp. 574~577, 1971.
- 6) A. Kiritoshi, et. al, "Reliability of Newly Developed High Voltage Transformer for Microwave Cooking Appliances," National Technical Report, Vol. 18, pp. 684~696, 1972.
- 7) CW Magnetron 2M17C, Hitachi.