

연속파 마그네트론을 구동하는 전원회로의 컴퓨터 시뮬레이션

論 文
28~2~2

Computer Simulation of A Power Supply Circuit for Continuuous-Wave Magnetron

金 原 洙* 羅 正 雄**
(Won Soo Kim, Jung Woong Ra)

Abstract

A computer-aided design for a power supply circuit of a continuous-wave magnetron is proposed. A ferro resonant transformer is represented by the π -equivalent circuit, which is more convenient in analyzing the nonlinearity than the well-known T-equivalent circuit. The magnetization characteristic of a ferromagnetic core is represented by $i = a\phi + b\phi^3$, where i is the magnetization current, ϕ is the magnetic flux, and a and b are constants. Magnetron and diode characteristics are approximated by piecewise-linear model. Load current waveforms and average anode currents of the magnetron are obtained by the above computer calculation for given values of capacitance, leakage inductance and turn ratio of the power supply circuit. The computer results are compared with the experimental measurements and calculations from approximated analytical design equations to establish validities of computer simulation method and approximated analytical design equations. It is found that the analytical design equations lose their accuracies for low magnetization current regime.

I. 서 론

연속파 마그네트론은 초고주파 발생기로서 초고주파 요리기 등에 사용되는데, 이 마그네트론은 양극전압의 미세한 변동에도 매우 민감하게 마그네트론 전류 및 출력력이 변한다. 이러한 낮은 동적 저항을 지닌 연속파 마그네트론을 구동하는 장치로서 넓은 범위의 입력전압 변화에도 안정된 출력을 발생하는 전원회로로서는 현재 배전압 방식 철공진 전원회로가 가장 경제적인 것으로 알려져 있다.¹⁾

이 철공진 전원회로는 근본적으로 철심의 자기포화 특성을 이용하는 것으로 변압기의 이차철심이 캐패시터와 철공진을 하여 자기포화되기 때문에 마그네트론 출력이 매우 일정하게 된다. 한편 철공진 변압기의 일

차와 이차 권선 사이에 끼우는 누설철심은 철공진에 의한 이차 유도자속을 이차측으로 되돌려 보내는 누설자속 통로의 역할을 하여 이차철심이 포화되어도 일차철심은 여전히 비포화 상태에 있게 함으로써 일차 입력 전류를 제한한다.

철공진 전원회로의 등가회로는 삼차 비선형 동적 회로망이 되는데, 이러한 고차의 비선형 회로망에 대해서는 구동점 플롯이나 전달특성 플롯과 같은 기하학적 방법에 의한 회로해석이 매우 곤란하다.²⁾ 이러한 경우에 컴퓨터를 이용한 회로해석 및 설계는 매우 유용한 방법이다. 마그네트론을 구동하는 철공진 전원회로에 대한 컴퓨터 해석은 아직 제시된 바 없으며³⁾ 본 논문에서 철공진 전원회로에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 절차 등가회로 구성, 모델링, 상대방정식 구성, 수치해석) 및 계산 결과를 제시하였다.

2. 등가회로

그림 1은 영구자석형 연속파 마그네트론을 구동하는

*正會員 : 慶北大工大電子工學科
**正會員 : 韓國科學院教授 · 工博
接受日字 : 1978年 12月 15日

배전압 방식 철공진 전원 회로로서 철공진 변압기 커패시터, 다이오드 및 마그네트론으로 구성되어 있다.

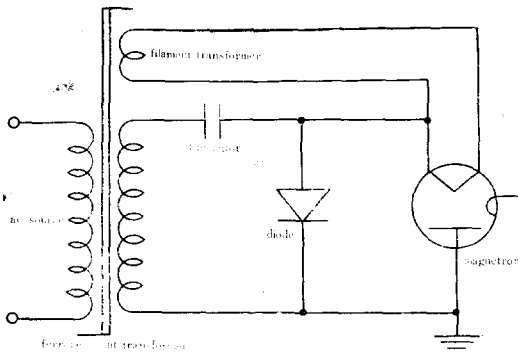


그림 1. 배전압방식 철공진전원 회로
Fig. 1. Half wave doubler type ferro resonant power supply

철공진 변압기의 철심구조는 그림 2(a)와 같이 E-I형의 주철심과 누설자속 통로의 역할을 위해 일차와 이차권선 사이에 끼우는 성층 누설철심으로 이루어져 있다. 이러한 철공진 변압기는 철심의 자기포화 특성을 이용하는 비선형 변압기이므로, 등가회로로서는 잘알려진 T-등가회로보다 π -등가회로가 더욱 유용하며 이를 그림 2(b)에 나타내었다.⁴⁾ 여기서 L_1, L_2 및 L_3 는 각각 일차 여자인덕턴스, 이차 여자인덕턴스 및 누설인덕턴스이며, a 는 일차에 대한 이차의 권수비이다.

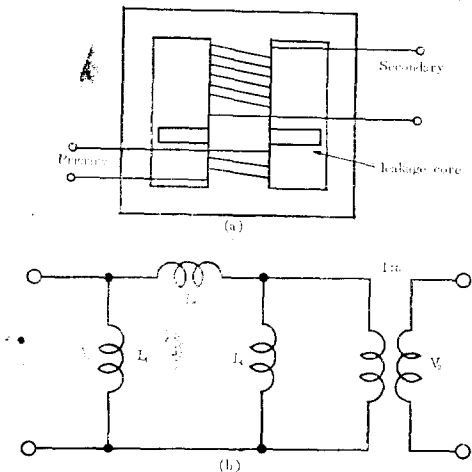


그림 2. 철공진 변압기의 철심구조(a) 및 등가회로(b)
Fig. 2. Core structure of the ferroresonant transformer(a) and its equivalent circuit(b)

이제 그림 1의 전원회로에서 철공진 변압기에 대하여 위에서 구한 π -등가회로를 적용하면, 그림 3(a)와 같은 등가회로를 얻는다. 이 등가회로에서 이차측 소자를 일차측으로 환산하고 일차 여자인덕턴스 L_1 을 따르

분리하여 고려하며 또한 마그네트론과 다이오드를 합성하여 하나의 비선형 부하로 대치함으로써 그림 3(b)와 같이 간소화된 등가회로를 얻는다. 이 그림에서 *는 이차측 소자가 일차측으로 환산되는 것을 의미한다

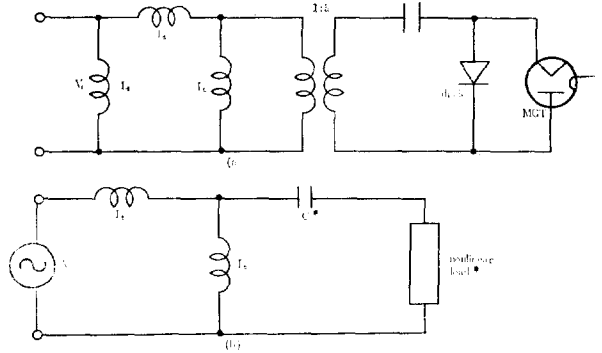


그림 3. 전원회로의 등가회로(a) 권선비 a인 변압기회로 (b) 1차측으로 환산한 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuits of the Power Supply (a) with transformer of turn ratio a, (b) transformed into primary side

3. 모델링

일반적으로 철심의 자화곡선은 비선형이며 다가함수이어서 정확한 해석이 불가능하다. 철공진 변압기에서는 자기포화 특성이 중요한 설계 요인이므로, 철심의 히스테리시스를 무시하여 간결화한 정규 자화곡선을 사용한다. 정규 자화곡선은 함수가 일의적이므로 인덕턴스에 대하여 자속쇄고 ϕ 와 전류 i 의 관계를

$$\phi = f(i) \tag{1}$$

로 표기할 수 있다. $f(i)$ 를 실험적으로 간단히 구하는 방법중의 하나는 인덕턴스의 양단간에 정현파 전압 $V_p \cos \omega t$ 를 인가하면 그림 4와 같은 전압, 전류 및 자속쇄고 파형이 나타나는 데 이 때의 인가전압 진폭 V_p 와 첨두전류 I_p 의 관계를 이용하는 것이다.⁵⁾ $v = d\phi/dt$ 에서 $\phi = (V_p/\omega) \sin \omega t$ 이므로 식 (1)로부터 다음의 관계가 성립한다.

$$V_p = \omega f(I_p) \tag{2}$$

따라서 ϕ 및 V_p 를 수직축에 i 및 I_p 를 수평축에 도시한다면, $V_p - I_p$ 그래프를 실험적으로 구한 다음 단순히 수직축의 V_p 값을 $1/\omega$ 배로 축소함으로써 $\phi - i$ 곡선이 얻어진다.

철공진 변압기의 철심으로는 방향성 구조 강재를 사용하는데 실험에 사용한 구조강재는 포화가 매우 급격히 일어나 그 특성을 $i = a\phi + b\phi^2$ 의 함수로 근사적으로 표시할 수 있다. 여기서 계수 a 및 b 는 i 와 ϕ 의 실험 데이터에 대하여 curve fitting 방법을 사용하여 구한다. 앞에서 설명한 방법에 의해 이 실험에 사용한 철

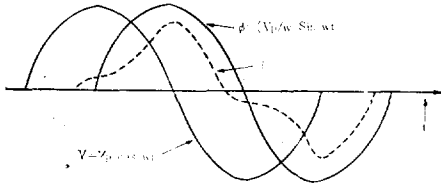


그림 4. 전압(V), 전류(i) 및 자속쇄교(phi) 파형
 Fig. 4. Voltage(V), current(i) and flux linkage(phi) waveforms

공진 변압기의 철심에 대하여 측정하여서 얻은 V_p-I_p 관계로부터 일차 여자인덕턴스 L_1 , 이차 여자인덕턴스 L_2 및 누설인덕턴스 L_3 의 $\phi-i$ 관계식을 다음과 같이 얻었다.

$$\begin{aligned} L_1; i_1 &= f_1(\phi_1) = 0.86\phi_1 + 3288\phi_1^7 \\ L_2; i_2 &= f_2(\phi_2) = 1.14\phi_2 + 4362\phi_2^7 \\ L_3; i_3 &= f_3(\phi_3) = 83.8\phi_3 + 163728\phi_3^7 \end{aligned} \quad (3)$$

그림 5에 L_2 에 대한 식 (3)의 근사 ϕ_2-i_2 곡선을 실선으로 나타내었으며, 실험 측정치를 \circ 표로 표시하였다. 여기서 철공진 변압기의 일차권선회수가 종래의 일반

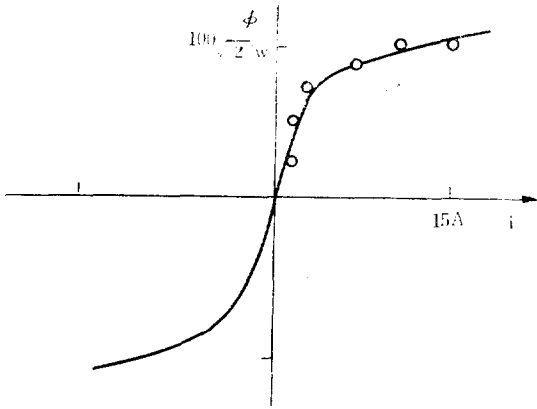


그림 5. L_2 의 $\phi-i$ 곡선(0: 측정치)
 Fig. 5. $\phi-i$ curve of L_2 (0: measured values)

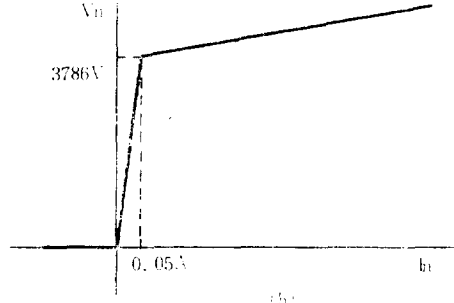
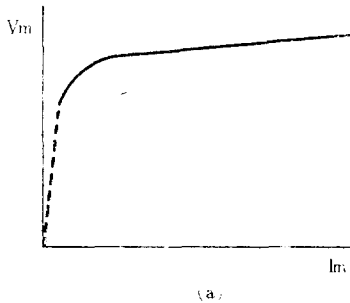


그림 6. 마그네트론의 특성 (a) 실제특성 (b) 구분적 직선모델 근사특성
 Fig. 6. Characteristics of a magnetron
 (a) actual characteristics (b) piecewise linear approximation

적인 변압기 설계방법에 의해 일단 결정되면 그림 2의 등가회로에서와 같이 일차측으로 환산되어진 인덕턴스 L_1, L_2 및 L_3 는 권수비 a , 혹은 이차권선회수를 바꾸더라도 변화가 없음을 주목해야 한다.

그림 6(a)는 전형적인 영구자석형 연속파 마그네트론의 첨두양극전압 V_m 대 평균양극전류 I_m 의 특성을 나타낸다. 마그네트론과 다이오드가 병렬로 접속된 비선형 부하의 특성을 그림 6(b)와 같은 구분적 직선 모델로 근사화하면 부하전압 V_n 과 부하전류 I_n 의 관계식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_n &= 0, & I_n < 0 \\ &= 76000I_n, & 0 < I_n < 0.05 \\ &= 3786.6 + 266.7I_n, & I_n > 0.05 \end{aligned} \quad (4)$$

4. 상태방정식의 컴퓨터 해석

상태방정식은 다음의 절차에 따라 세워진다.⁶⁾

1단계) 모든 커패시터는 tree branch에 모든 인덕터는 link branch에 있도록 회로망 그래프를 그린다. 철공진 전원회로에 대한 회로망 그래프를 그림 7에 나타내었다.

2단계) 커패시터의 전압과 인덕터의 자속쇄교를 상태변수로 사용한다. 비선형 인덕터에 대하여 전류 i 대신 자속쇄교 ϕ 를 상태변수로 채택한 이유는 적분 algorithm에 관계없이 propagation error가 작아지기 때문이다.

3단계) 커패시터에 대하여 fundamental cut-set 방정식을 세운다.

4단계) 각 인덕터에 대하여 fundamental loop 방정식을 세운다.

위의 절차를 거쳐 다음과 같은 상태방정식을 얻는다

$$\begin{aligned} \dot{V}_c^* &= (f_3(\phi_3) - f_2(\phi_2)) / C^* \\ \dot{\phi}_2 &= V_c^* - V_n^* \\ \dot{\phi}_3 &= -V_c^* + V_n^* + V_{in} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\dot{\cdot}$ 는 시간에 관한 미분을 의미하며 $*$ 는 변압

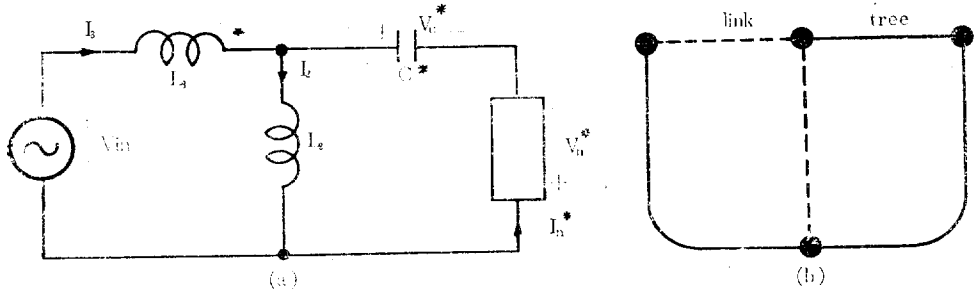


그림 7. 등가회로 (a) 및 회로망 그래프 (b)
 Fig. 7. Equivalent circuits(a) and its network graph(b)

기의 이차측 소자 및 변수를 일차측으로 환산하는 것을 의미한다. 즉, $V_c^* = V_c/a$, $V_n^* = V_n/a$, 그리고 $C^* = C/a^2$ 이다. V_{1m} 은 입력교류전압이며 $V_{1m} \cos \omega t$ 로 나타낼 수 있다.

식 (5)의 상태방정식의 해는 잘 알려진 Runge-Kutta 방법을 사용하여 구하였다. 본 논문에서는 4차의 Runge-Kutta algorithm을 사용하였다.

이제 최대양극전압 V_m 및 평균양극전류 I_m 이 각각 4.0kV 및 0.26A인 650W용 연속과 마그네트론을 구동하는 철공진 전원회로를 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 설계하여 보자. 식 (5)의 상태방정식을 풀기 위해서는 철공진 변압기의 L_1 , L_2 및 L_3 의 $\phi-i$ 특성 권수비 a 및 커패시턴스 C 의 값이 주어져야 한다. 여기서 L_1 및 L_2 의 $\phi-i$ 특성은 변압기의 철심재료 특성, 철심구조 및 일차권선회수를 알면 구해진다. 잘 알려진 종래의 변압기 설계 방법과 같이 먼저 권수 일회당 전압 e 를 결정하면, 일차권선회수 N_1 은 일차 입력전압을 V_1 이라 할 때,

$$N_1 = V_1/e \tag{6}$$

에 의해서, 주철심의 단면적 S_c 는 철심의 최대자속밀도 B_{max} , 점적율을 η 라 할 때,

$$S_c = e/4.44fB_{max}\eta \tag{7}$$

에 의해서 구해지므로, L_1 및 L_2 의 $\phi-i$ 특성이 결정된다. 또한 누설철심의 단면적이 S_2 이고 공극의 간격이 g 일 때, 공극에 의한 누설인덕턴스 성분 L_s 는

$$L_s = \mu_0 N_1^2 S_2/g \tag{8}$$

로 표현된다. 만약 L_s 가 주어지면 적절한 g 및 S_2 값이 식 (8)에 의해 결정될 수 있으므로 L_3 의 $i-\phi$ 특성도 결정된다. 따라서 철공진 전원회로에서 커패시턴스 C , 공극에 의한 누설인덕턴스 성분 L_s 및 권수비 a 가 주어지면 식 (6), (7) 및 (8)을 이용하여 L_1 , L_2 및 L_3 의 $i-\phi$ 특성을 구할 수 있으며 식 (5)의 상태방정식을 풀 수 있다.

그런데 참고문헌 (7)에 여자인덕턴스 L_1 , L_2 및 마그네트론과 다이오드가 병렬로 연결된 부하의 특성을 각각 그림 8(a) 및 (b)와 같이 이상화된 구분적 직선 모델로 가정하고 누설인덕턴스 L_s 는 단순히 공극에 의한 선형 인덕턴스 L_s 로 볼 수 있다고 가정하여서 이비

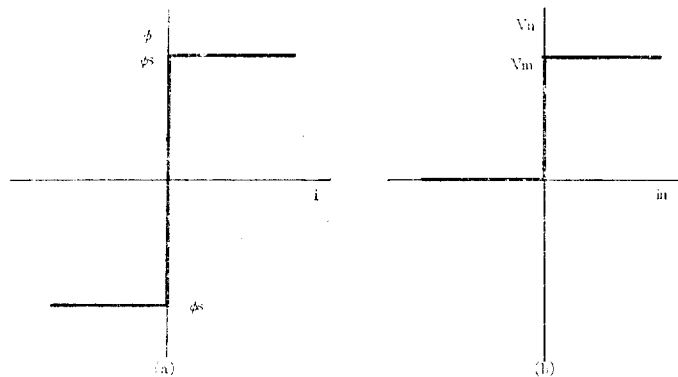


그림 8. 이상화된 구분적 직선모델 (a) 인덕터특성 (b) 부하특성
 Fig. 8. Idealized piecewise linear models
 (a) characteristics of inductors (b) characteristics of the load

선형 회로에 대하여 기본파수 성분만을 고려함으로써, 커패시터 C 의 리액턴스 X_C , 공극에 의한 누설인덕터 L_s 의 리액턴스 X_L 및 권수비 a 를 포화율 S 에 따라 구할 수 있는 설계방정식이 해석적으로 유도되어 있다. 여기서 포화율 S 는 설계방정식을 유도하기 위하여

$$S = \sqrt{\frac{R^2 + X_C^2}{R^2 + (X_C - X_L)^2}} \quad (9)$$

로 정의된 인자로서 철공진에 의한 이차철심의 포화정도를 나타낸다. 여기서 R 은 실효부하 저항으로 기본파수성분의 부하실효전압과 부하실효전류의 비로 주어진다. 이 해석적 설계방정식을 이용하여 $S=1.2\sim 1.8$ 일때 $V_{LL}=4.0kV$, $I_M=0.26A$ 이고 $V_1=100V$ 인 650W 철공진 전원회로를 설계하기 위한 X_C , X_L 및 a 의 값을 구하여 표 1에 도표로 나타내었다. 표 1의 해석적 설계방정식으로부터 얻어진 회로정수치를 사용하여 철공진 전원회로에 대한 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다.

표 1. 해석적 설계방정식으로부터 얻은 설계자료
Table 1. Design data obtained from the analytical design equation

S	$X_C(\Omega)$	$X_L(\Omega)$	a
1.2	2308	1454	18.86
1.3	2930	1875	19.92
1.4	3529	2270	21.30
1.5	4104	2640	22.81
1.6	4664	3060	24.42
1.7	5233	3480	26.21
1.8	5785	3885	27.96

그림 9(a),(b) 및 (c)는 각각 포화율 S 가 1.3, 1.5 및 1.7일 때에 대하여 컴퓨터 그래픽 터미널을 사용하여 얻어진 정상상태에서의 부하전류 파형이다. 정현파 입력에 대한 정상상태 응답은 과도현상이 충분히 지난후의 응답에서 얻을 수 있으며, 그림 9의 그래프는 입력이 가해진 후 제 4주기 및 5주기 때의 파형을 보인 것이다. 각각의 그래프상에서 세 곡선들은 입력전압 V_1 가 85, 100, 115V일 때의 응답을 나타낸다. 양의 반주기 전류는 마그네트론 전류에 해당하며, 음의 반주기 전류는 다이오드 전류에 해당한다. 그림 9에서 입력전압이 낮은 경우에는 마그네트론 전류는 오른쪽 쪽이 더 높은 쌍봉 파형이 되나, 입력전압이 높아짐에 따라 왼쪽 쪽이 더 높아지는 것을 볼 수 있다. 또한 포화율 S 가 커져도 역시 왼쪽 쪽이 높아지는 것을 관찰할 수 있다. 입력전압이 높아지거나 포화율 S 가 커질수록 마그네트론 전류의 왼쪽 쪽이 높아지는 이유는 변압기의 이차철심이 더 깊게 포화되어 이차 여자인덕턴스에 유도

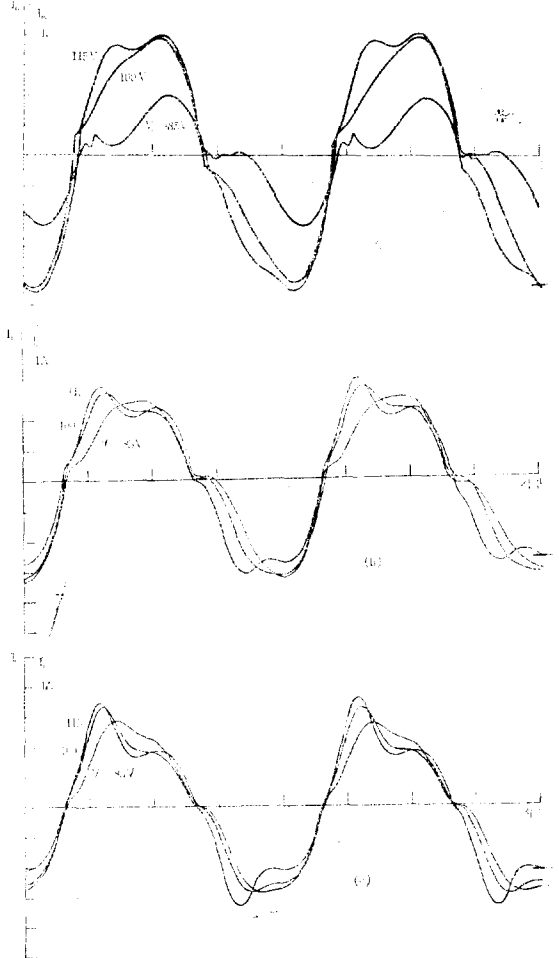


그림 9. 부하전류파형 (a) $S=1.3$ (b) $S=1.5$ (c) $S=1.7$
Fig. 9. Load current wave forms (a) $S=1.3$ (b) $S=1.5$ (c) $S=1.7$

성 전류가 더 많이 흐르기 때문이다.

그림 10은 철공진 전원회로가 표 1에 주어진 회로정수치들로 설계되었을 경우에 대하여 S 값의 변화에 따른 마그네트론 평균양극전류 I_M 값의 해석적 계산치와 컴퓨터 시뮬레이션 결과와의 비교를 보여준다. 표 1에 주어진 회로정수치들은 I_M 값이 0.26A가 되도록 설계방정식으로부터 산출된 값이므로 I_M 값의 해석적 계산치는 당연히 0.26A이며, 그림 10에 이 값을 실선으로 나타내었다. 또한 여러 S 값에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 ○표로 표시하였다. 이 그림에서 해석적 계산치가 컴퓨터 시뮬레이션 결과에 대해 $S=1.3$ 일때 최대로 약 17%의 오차가 남을 볼 수 있는데, 이러한 오차는 해석적 설계방정식을 유도할 때 가정한 근사모델에 기인한다.

그림 11은 출력변동을 r 대 포화율 S 의 관계를 나타

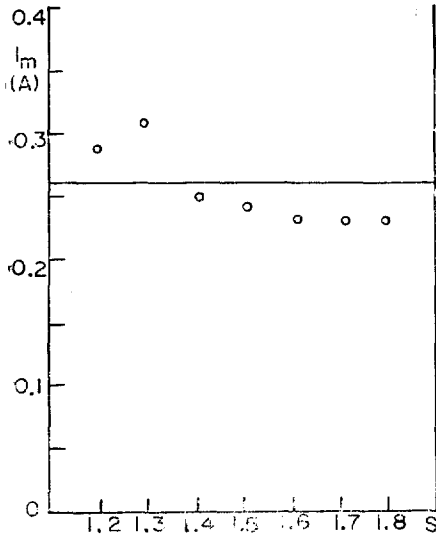


그림 10. I_m 대 S 곡선 (해석적 설계 계산치 ○컴퓨터시뮬레이션 결과)
 Fig. 10. I_m vs. S curve (analytical design calculations ○ computer simulation results)

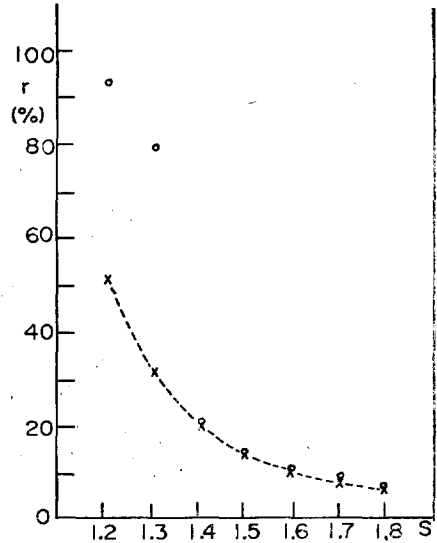


그림 11. r 대 S 곡선 (× 해석적 설계 계산치 ○ 컴퓨터시뮬레이션 결과)
 Fig. 11. r vs. S curve (× analytical design calculations, ○ computer simulation results)

낸다. 입력전압의 허용변동범위를 $\pm 15\%$ 라 하면, 출력변동을 r 는

$$r = (P_{1.15} - P_{0.85}) / P_1 \quad (10)$$

으로 정의될 수 있다. 여기서 공칭입력 전압을 V_1 이라 할 때, $P_{0.85}$, P_1 및 $P_{1.15}$ 는 각각 입력전압이 $0.85V_1$, V_1 및 $1.15V_1$ 일 때의 마그네트론 출력을 의미한다. 그런데 마그네트론 전압은 전입력 허용변동범위에서 매우 일정하여 마그네트론 출력은 마그네트론 전류 I_m 에 비례하므로, 식 (10)로부터 r 는

$$r = (I_{m,1.15} - I_{m,0.85}) / I_{m,1} \quad (11)$$

으로 표현된다. 그림 11에 표 1의 회로정수치들로 설계된 철공진 전원회로에 대하여 식 (11)을 사용하여 해석적 방법으로 얻은 r 값들을 ×표로 나타내었으며, 컴퓨터 시뮬레이션으로부터 얻은 r 값들을 ○표로 표시하였다. 그림 11에서 S 값이 클수록 출력변동율 r 가 낮아짐을 볼 수 있는데, 이는 S 값이 클수록 이차역자 인덕턴스가 깊게 포화되어 출력이 안정되기 때문이다. S 가 1.3 보다 작을 때는 해석적 방법에 의해 산출된 r 값이 컴퓨터 결과와 상당한 차이가 나는데, 그 이유는 해석적 계산시 가정된 그림 8(a)와 같은 이상화한 $\phi-i$ 곡선이 얇은 포화 상태에서는 실제의 $\phi-i$ 곡선에 잘 맞지 않기 때문이다. S 가 1.4 이상에서는 해석적 계산치가 컴퓨터 결과와 잘 일치하고 있다.

그림 12는 커패시턴스 C , 누설인덕턴스 L_s 및 권수비 a 의 값을 설계치로부터 각각 $\pm 10\%$, $\pm 20\%$ 변화

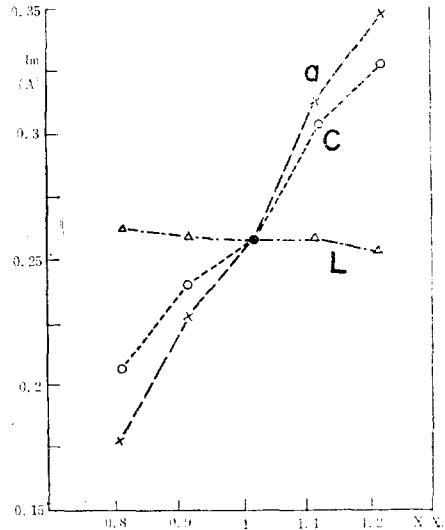


그림 12. C, L 및 a 의 감도
 Fig. 12. Sensitivities of C, L and a

시킬 때의 마그네트론 전류 I_m 의 변동을 나타낸 것으로, C, L_s 및 a 의 I_m 에 대한 감도를 보여준다. C 값의 % 변화에 대한 I_m 의 % 변화의 비를 커패시터 C 의 감도 S_c 로 정의하면, 그림 12에서 $S_c \approx 1.0$ 이며 마찬가지로 $S_{L_s} \approx 1.6$, $S_a \approx 0.1$ 이 된다.

5. 실험결과 및 검토

$V_M=4.0kV$, $I_M=0.25A$ 인 600W용 마그네트론을 구동하며 공칭입력 전압이 100V이고 전압변동율 r 이 20%인 철공진 전원회로를 설계하여 보자. 우선 참고문헌(7)의 해석적 설계방정식을 이용하면 $S=1.4$ 일때 $C=0.72\mu F$, $L_3=6.2H$ 및 $a=21.3$ 을 얻는다. 이 회로정수치로 컴퓨터 시뮬레이션을 행한 결과 $I_m=0.23A$ 이므로 이 회로정수치들을 적절히 변화시켜 가면서 컴퓨터 시뮬레이션을 행하여 $I_m=0.25A$ 이고 $r=20\%$ 가 되도록 하는 회로정수치들을 구하였더니 $C=0.70\mu F$, $L_3=6.1H$ 및 $a=22.5$ 를 얻었다.

이 회로정수치를 사용하여 실제 철공진 전원회로를 제작하여서 입력전압 변화에 대한 마그네트론 전류 I_m 의 변화를 실험 측정하였다. 표 2에 이 실험 측정치들을 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 해석적 계산치와 함께 나타내어 비교하였다. 표 2에서 컴퓨터 시뮬레이션의

표 2. 컴퓨터 결과와 실험적 측정치와 해석적 계산치의 비교

Table 2. Comparison of the computer outputs with the experimental measurements and analytical calculations

V_i	I_m , comp.	I_m , meas.	I_m , cal.
85V	0.221A	0.215A	0.235A
100V	0.250A	0.246A	0.267A
115V	0.271A	0.266A	0.286A
r	20.0%	20.7%	19.1%

실험 측정치에 대한 오차는 약 4%이며, 해석적 계산치의 오차는 약 10%이다. 해석적 계산치의 오차는 주로 여자 인덕터의 $\phi-i$ 특성을 구분적 직선 모델로 근사화하여 사용한 것에 기인하고, 컴퓨터 시뮬레이션 오차는 주로 인덕터의 특성을 $i=a\phi+b\phi^7$ 으로 근사화하여 사용한 것과 권선저항을 무시한 것에 기인한다.

6. 결 론

철공진 전원회로를 컴퓨터 시뮬레이션 방법을 도입

하여 설계하였다. 변압기 자화특성은 $i=a\phi+b\phi^7$ 의 함수로 마그네트론과 다이오드로 구성된 부하는 구분적 직선 모델로 근사시켰다. 이러한 조건하에 계산된 컴퓨터 시뮬레이션 결과는 해석적 설계방법⁷⁾의 결과 및 실제로 구성된 회로의 측정치와 비교하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과와 측정치의 비교로 부터 마그네트론 양극전류가 약 4%의 오차이내로 계산됨을 보일 수 있었다. 또한 해석적 설계방법은 포화율 S 가 $S>1.4$ 인 범위에서 잘 맞는다는 것을 전압변동율 계산(그림 11)으로 보일 수 있었다. 즉 컴퓨터 시뮬레이션 방법을 이용함으로써 철공진 전원회로의 커패시턴스, 누설인덕턴스 및 권수비를 쉽고 정확하게 얻을 수 있을 뿐만 아니라, 해석적 설계방법의 적용한계 및 정확성을 알아볼 수 있었다.

參 考 文 獻

1. A.E. Feinberg, U.S. Patent, 3,396,342.
2. L.D. Chua, Introduction to Nonlinear Network Theory, McGraw-Hill, 1969.
3. P.D. Peterson, "Computer-Aided Design of Ferroresonant Voltage Regulators," IEEE. Magn Vol. MAG-11, pp. 71~79, 1975.
4. G.R. Slemon, Magnetolectric Devices; Transducers, Transformers, and Machines, John Wiley and Sons, Inc., 1966.
5. S.N. Talukdar, et al., "On Modeling Transformer and Reactor Saturation Characteristics for Digital and Analog Studies," IEEE Trans. PAS, pp. 612~619, 1975.
6. Chua and Lin, Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits; Algorithms and Computational Technique, Prentice-Hall, 1975.
7. 나정용 ; 김원수, 「초고주파 가열장치에 사용하는 철공진 변압기의 해석적 설계」 전기학회지, Vol. 28 No. 1 1979년 1월 pp.53-58.