

고주파 유도가열용 전원장치의 개발에 관한 연구 A Study on Development of Power Supply for High Frequency Induction Heating

이봉섭*
Bong-Seob Lee*

<Abstract>

This paper proposed LC resonant current fed high frequency inverter for high frequency induction heating using leakage inductance of transformer and, its described operating principle. The analysis of circuit presented by using normalized parameter in considering leakage inductance of transformer and, discussed characteristic evaluation of inverter circuit in detail. The proposed inverter is operating ZVS to reduce turn-on and turn-off loss of switching devices so, raised an efficiency. And, the experimental apparatus was made on base characteristic evaluation of theoretical analysis to discuss possibility on high frequency source and confirmed a rightfulness theoretical analysis. A result of study, the proposed inverter is higher utilizing factor using on leakage inductance of transformer and show possibility, which is application on high frequency power system.

Key Words : *current fed, induction heating, ZVS, leakage inductance of transformer, normalized parameter*

1. 서 론

최근에 IGBTs, MOSFETs, MCTs, SITs, SITHs 등과 같은 전력용 반도체 소자의 굉장한 장점과 함께, 이들 전력용 반도체 소자를 사용한 고주파 공진 인버터 시스템의 연구와 개발에 많은 관심을 갖고 있다.^(1,2)

부하공진 고주파 인버터와 반공진 컨버터등 전력 시스템의 다양한 기술의 발전에 따라 유도가열 전원용 고주파 공진 인버터는 단조, 성형, 풀림, 표면경화, 납땜, 용접, 실링, 용해 등의 산업현장에서 폭넓게 응용되고 있다. 물체를 전기적으로 가열하는 방법은 저항가열, 아아크 가열, 빔 가열, 고주파 유도 가열이 있다. 그 중에서도 고주파 유도 가열의 장점은 고효율, 고신뢰성, 안전성, 청결, 콤팩트, 경량, 급속

가열, 고온도 추종응답 뿐만 아니라, 종래의 가스 연소 가열기에 비해 안정한 온도 추종과 정확한 온도 제어능력이 있다. 또한, 새로운 응용분야로 쿠킹팬, 온탕기, 건조기, 온수기, 프라이어, 밥솥등으로 응용되고 있다.^(3,4) 이러한 응용분야에서 사용되는 고주파 공진 인버터는 효율, 전력밀도와 성능을 개선하기 위하여 특히, 소프트 스위칭 방식인 ZVS(Zero Voltage Switching)나 ZCS(Zero Current Switching)로 동작시켜 반도체 스위칭소자의 손실을 줄이거나 일정한 주파수 동작, 간단한 제어방법, 빠른 과도응답 뿐만 아니라, EMI노이즈, dv/dt 스트레스에 의한 누설 전류를 줄이고 있다.^(5,6)

고품질의 유도가열 전원장치를 구현하기 위한 기술로는 (i)소자기술, 구동, 스너버, 보호기술 (ii)하

* 정희원, 삼척대학교 컴퓨터응용제어공학과 조교수, 工博
mirine@samchok.ac.kr

* Assistant Prof. Dept. of Computer Control Engineering of
Samchok national University

드, 소프트, 공진 전환 스위칭 (iii)패킹, 냉각 기술 (iv)EMI/EMC기술 (v)제작, 제어 기술 등을 들 수 있다.⁽⁷⁻⁹⁾ 새로운 방식의 인버터의 제작방법은 기기의 소형·경량화, 고기능화, 고효율화를 실현시키기 위한 연구가 진행되고 있다.

본 논문은 이러한 기술적인 배경으로 새로운 형태의 고주파 유도가열용 전류형 인버터를 제안하고 있다. 특히, 제안회로에 대한 동작원리와 특성평가를 위해 상태방정식을 유도하였으며, 수치해석 기법을 적용하여 이론평가 및 특성 평가자료를 도출하였다.

또한, 고주파 전력용의 전원으로서의 가능성을 검토하기 위하여 이론해석의 특성 평가자료를 기초로 실험장치를 제작하여 이론해석과 비교 검토하였다.

2. 본 론

2.1 고주파 유도가열의 원리⁽¹⁰⁾

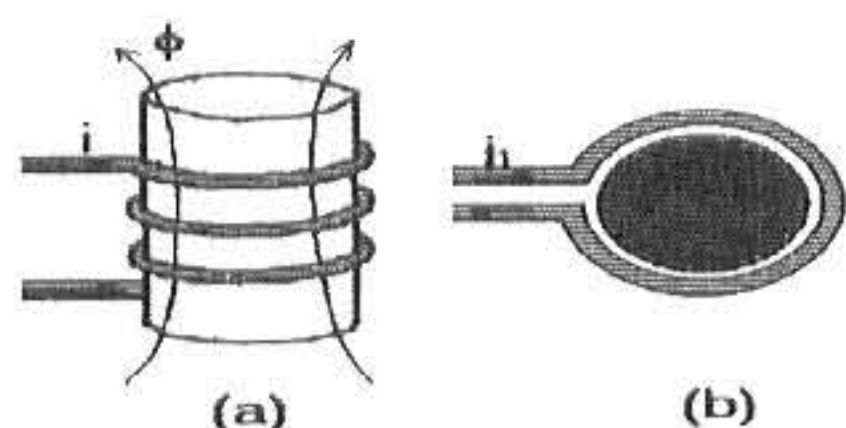


Fig. 1 Principle of high frequency induction heating

Fig. 1의 (a)와 같이 가열하고자 하는 도체에 코일을 감고 이 코일에 고주파 교류 전류를 흘리면 도체 내에는 고주파 자속이 발생한다. 이 자속은 전류의 교번에 의해 히스테리 루프를 그리게 되며, 이 현상이 발생하면 자성체는 발열하여 온도를 상승시키는데 이것을 히스테리시스 손실(Hysteresis loss)이라 한다. 이 손실의 크기는 자성체에 따라 다르지만 면적이 클수록 손실이 크며 이 손실 P_h 는 Steinmetz 식으로 다음과 같다.

$$P_h = \eta f B_m^{1.6} V [W] \quad (1)$$

여기서, η : Hysteresis 계수
 f : 주파수 [Hz]
 B_m : 최대자속밀도 [T]
 V : 철심의 체적 [m^3]

이 도체 내에는 전자유도 작용에 의하여 코일내에 있는 금속은 변압기의 2차권선에 기전력이 발생하는 것과 Fig.1의 (b)와 같이 유도전류가 발생하여 와전

류(Eddy current)가 흐르게 되며, 이 와전류는 금속의 단면 각부에 균일하게 흐르는 것이 아니고 금속의 표면에 집중적으로 흐르게 되며 내부로 갈수록 지수 함수적으로 감소하게 된다.

$$I_x = I_o \epsilon^{-\left(\frac{x}{p}\right)} \epsilon^{\left(\frac{x}{p}\right)} \quad (2)$$

여기서, I_x : 표면에서 중심부 $x(m)$ 지점의 전류치 [A]
 I_o : 원통형 금속표면의 전류치 [A]
 p : 전류치가 표면의 $1/\epsilon$ 로 감소한 깊이 [m]

이 와전류가 임의의 저항을 가진 도체내를 흐르면 그 도체내에 주울열이 발생하며 이것을 와전류 손실(Eddy current loss)이라 하며 다음과 같다.

$$P_e = \frac{8\pi^5 a^4 f^2 \mu_r^2 n^2 I^2}{\rho} \times 10^{-14} [W/m] \quad (3)$$

여기서, a : 철심의 반지름 [m]
 f : 주파수 [Hz]
 μ_r : 재료의 비투자율 [H/m]
 ρ : 저항률 [Ω/m]
 n : 코일의턴수 [turn수/m]
 I : 전류 [A]

와전류는 금속의 표면에 집중하므로 전류의 침투 깊이는 주파수에 반비례하므로 금속의 표면가열을 할 수 있다.

$$p = 5.033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} [m] \quad (4)$$

여기서 p : 침투깊이 [m]
 ρ : 고유저항 [Ω/m]
 μ_r : 재료의 비투자율 [H/m]
 f : 주파수 [Hz]

2.2 제안한 고주파 유도가열용 전원회로

2.2.1 제안한 회로의 구성과 동작

Fig. 2는 제안한 회로를 나타낸다. 그림에서 회로의 구성은 부하와 절연하기 위하여 1차측은 센터-탭 변압기를 사용하여 변압기와 병렬로 공진용 커패시터(C)가 접속되어 있고, 부하로 유도가열용 워크 코일이 있고 리플이 적은 일정한 정전류원을 내기 위하여 직류 리액터(Ld)는 큰 값을 필요로 한다. 사용한 반도체 스위 소자(S1, S2)는 MOFET를 사용하

였으며, 직렬다이오드(D1, D2)는 전류의 역저지 방지용이다.

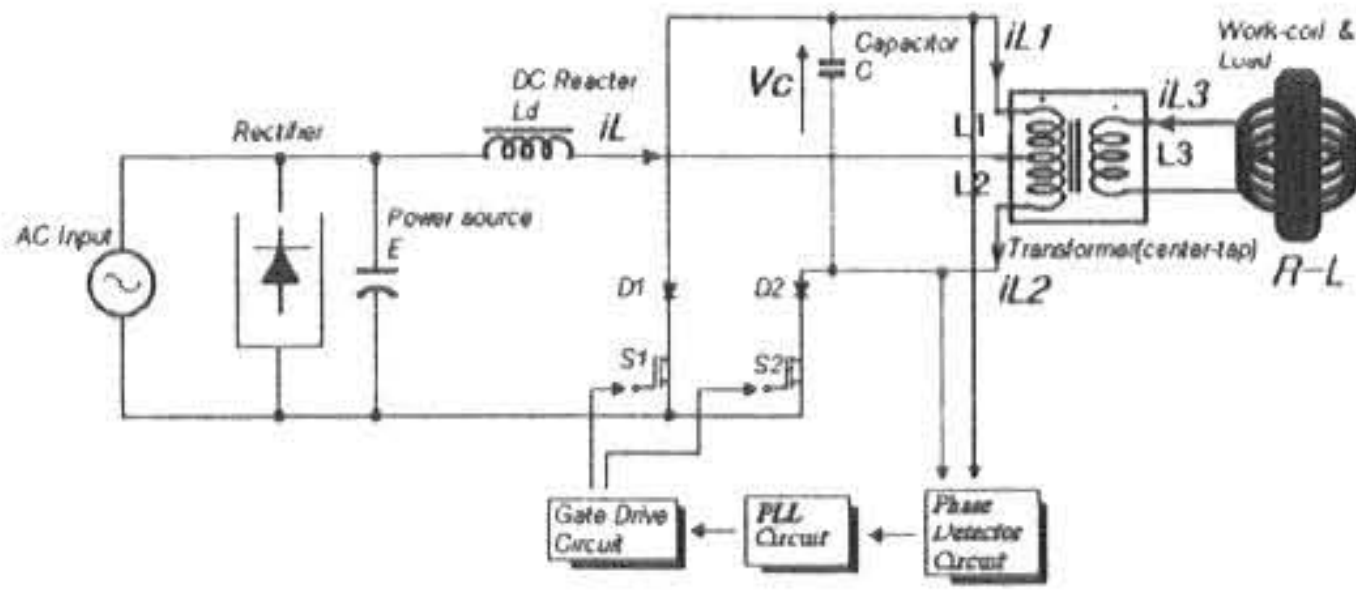


Fig. 2 Proposed circuit for induction heating

제안회로의 동작은 50%의 듀티비를 갖고 스위치 S1 S2가 상호 턴-온·프 하여 2개의 모드로 된다.

어떤 시점에서 S1이 턴-온 하면 E - Ld - L1 - S1의 루프가 형성되고 변압기를 통해 2차측의 L - R - L3 루프로 1차측의 C와 병렬공진에 의한 공진 전류가 흐른다. 이때 C의 전압은 피크에 도달한 후, 방전을 시작해서 방전이 완료되는 순간에 S1를 턴-오프하고 동시에 S2를 턴-온 한다.

S2가 턴-온 하면 위에서 설명한 것과 같이 C와 R-L로 병렬 공진이 일어나며 C의 전압이 방전되는 시점에서 S2는 턴-오프하고, 다시 S1이 턴-온 한다. 이것으로 인버터의 동작 주기를 결정한다. 이상의 동작이 주기적으로 반복하여 부하 측에는 고주파 교류 전력이 공급된다.

회로의 동작모드에 따라 동작을 구분하면 크게 2개의 모드가 되며, 회로해석에 이용한 각 전압, 전류의 방향은 Fig. 3의 등가회로와 같다.

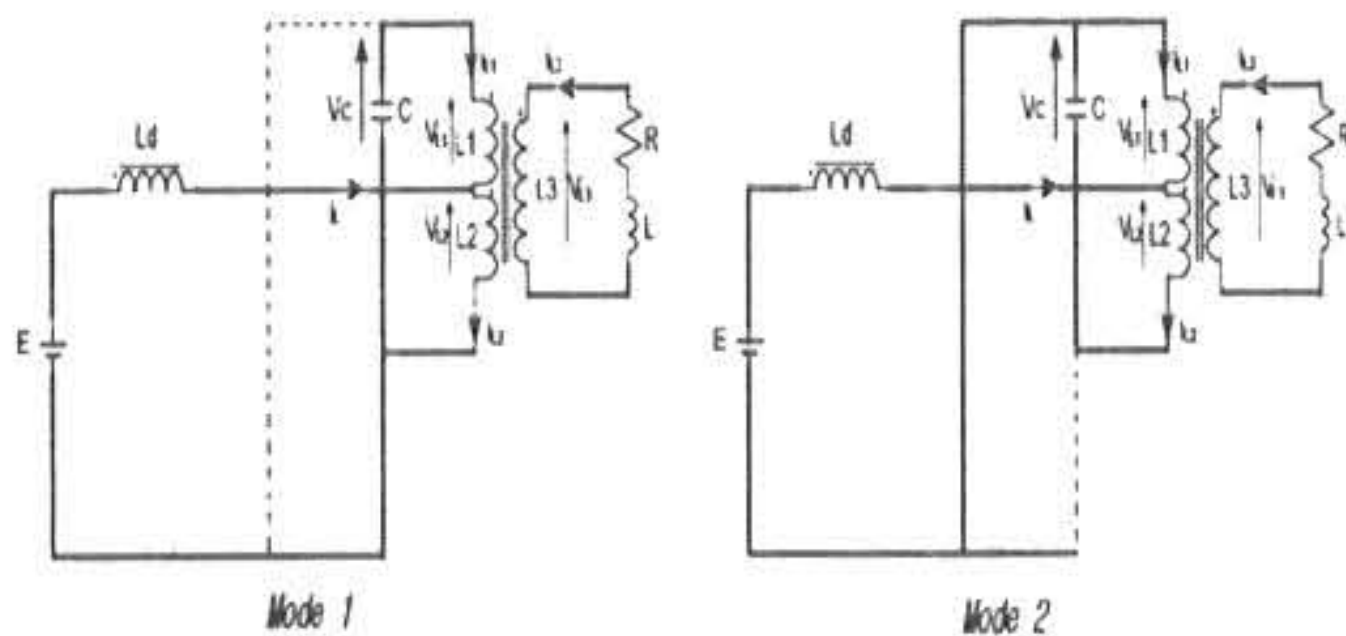


Fig. 3 Equivalent circuit of each mode

제안 회로의 고주파 인버터의 장점을 요약하면 다음과 같다.

(i)회로구성이 간단하고 LC 공진을 이용하므로 고속 스위치 동작이 가능하다.

(ii)드라이브 회로가 하프나 풀-브릿지 인버터에 비교해서 간단하다.

(iii)결합계수에 따라 누설 인덕턴스를 공진에 이용하므로 변압기, 초크코일 등을 소형·경량화 할 수 있다.

(iv)변압기에 의해 입·출력을 절연할 수 있고 부하의 개방에도 동작이 안정하다.

(v)변압기의 누설을 이용하므로 변압기의 이용률을 높일 수 있다.

(vi)주파수 자동 추종 제어에 의해 ZVS로 운전할 경우 고주파 노이즈를 최소화할 수 있다.

2.2.2 회로의 해석

본 논문에서는 변압기의 누설 인덕턴스를 공진에 이용하기 때문에 센터-탭 변압기의 상호 인덕턴스의 정의를 나타내면 Fig. 4와 같다. 그리고, 변압기의 해석에는 누설 인덕턴스가 존재하는 경우(이하, $k_1 = k_3 = k$)와 누설이 없는 경우($k = k_2 = 1$)로 해석하였다. 변압기의 정의는 (5)식과 같다.

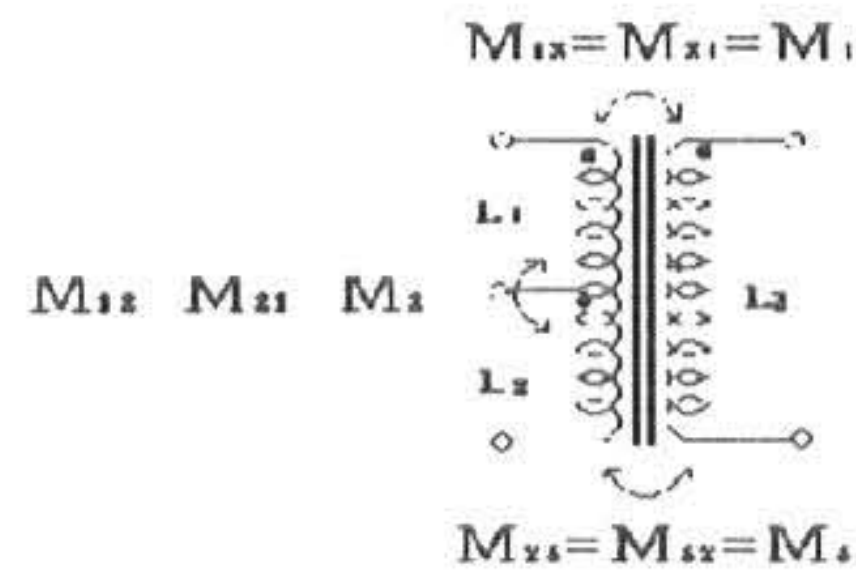


Fig. 4 Mutual inductance of transformer

$$\begin{cases} M_{13} = M_{31} = M_1 = k_1 \sqrt{\alpha \gamma} \\ M_{12} = M_{21} = M_2 = k_2 \sqrt{\alpha \beta} \\ M_{23} = M_{32} = M_3 = k_3 \sqrt{\beta \gamma} \end{cases} \quad (5)$$

Fig. 3의 등가회로에 따라 각 모드에 대한 회로의 방정식을 세우면 식(6)과 같고 모드 2는 전원방향만 반대로 되므로 식(7)로 된다.

$$\begin{cases} E = (-L_d - L_1) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_d - M_2) \frac{di_{L2}}{dt} - M_1 \frac{di_{L3}}{dt} \\ V_C = (L_1 - M_2) \frac{di_{L1}}{dt} + (-L_2 - M_2) \frac{di_{L2}}{dt} + (-M_1 - M_2) \frac{di_{L3}}{dt} \\ M_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M_3 \frac{di_{L2}}{dt} + (L_3 + L) \frac{di_{L3}}{dt} = -Ri_{L3} \\ C \frac{dV}{dt} = i_{L2} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} E = (-L_d - M_2) \frac{di_{L1}}{dt} + (L_2 + L_1) \frac{di_{L2}}{dt} + M_3 \frac{di_{L3}}{dt} \\ V_c = (-L_1 - M_2) \frac{di_{L1}}{dt} + (-L_2 - M_2) \frac{di_{L2}}{dt} + (-M_1 - M_3) \frac{di_{L3}}{dt} \\ M_1 \frac{di_L}{dt} + M_3 \frac{di_{L2}}{dt} + (L_3 + L) \frac{di_{L3}}{dt} = -R i_{L3} \\ C \frac{dV}{dt} = i_{L1} \end{cases} \quad (7)$$

$$A2 = \frac{4\pi}{\mu} \frac{1}{\Delta_2} A_{21}, \quad B2 = \frac{4\pi}{\mu} \frac{1}{\Delta_2} B$$

여기서, $x^* = [i_{L1}^* \ i_{L2}^* \ i_{L3}^* \ V_c^*]^T$ 이고

본 논문의 회로 해석 결과에 범용성을 부여하기 위하여 정규화 파라메타를 도입하였고, 이 경우의 각 정규화 기준량 및 정규화 파라메타의 정의는 Table 1 과 같다.

그리고, 특성치에 나타낸 기호 "*"는 정규화된 값을 나타낸다.

회로의 특성평가를 위한 표 1의 정규화 파라메타의 정의를 도입하여 앞의 식 (6) (7)을 상태방정식으로 나타내면 다음과 같다.

Table 1. Definition of reference and variable normalized parameter

Parameter	Reference	Normalized variable
Time	$T_s = 1/f_0$	$Z = t/T_s = t \cdot f_0$
Frequency	$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_s}}$	$\mu = \frac{f_0}{f_s}$
Impedence	$Z_s = 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$	$\lambda = \frac{R}{Z_s}$
Voltage	$E_s = E$	$V^* = V / E$
Current	$I_s = E / Z_s$	$i^* = i / I_s$
Power	$P_s = E \cdot I_s$	$P^* = P / P_s$
기 타	f_0 : 인버터의 스위칭 주파수 T_s : 인버터의 동작 주기 $L_s = L, C_s = C$ $\alpha = L_1 / L_s, \beta = L_2 / L_s$ $\gamma = L_3 / L_s, \ell = L_d / L_s$	

<MODE 1> (S_1 on, S_2 off, $0 \leq Z \leq 0.5$)

$$\frac{dx^*}{dz} = A1x + B1 \quad (8)$$

$$A1 = \frac{4\pi}{\mu} \frac{1}{\Delta_1} A_{11}, \quad B1 = \frac{4\pi}{\mu} \frac{1}{\Delta_1} B$$

<MODE 2> (S_1 off, S_2 on, $0.5 \leq Z \leq 1$)

모드 2는 모드 1과 비교하면, 전원의 방향만 바뀌므로 정규화 상태 방정식은 다음 식(9)으로 표현된다.

$$\frac{dx^*}{dz} = A2x + B2 \quad (9)$$

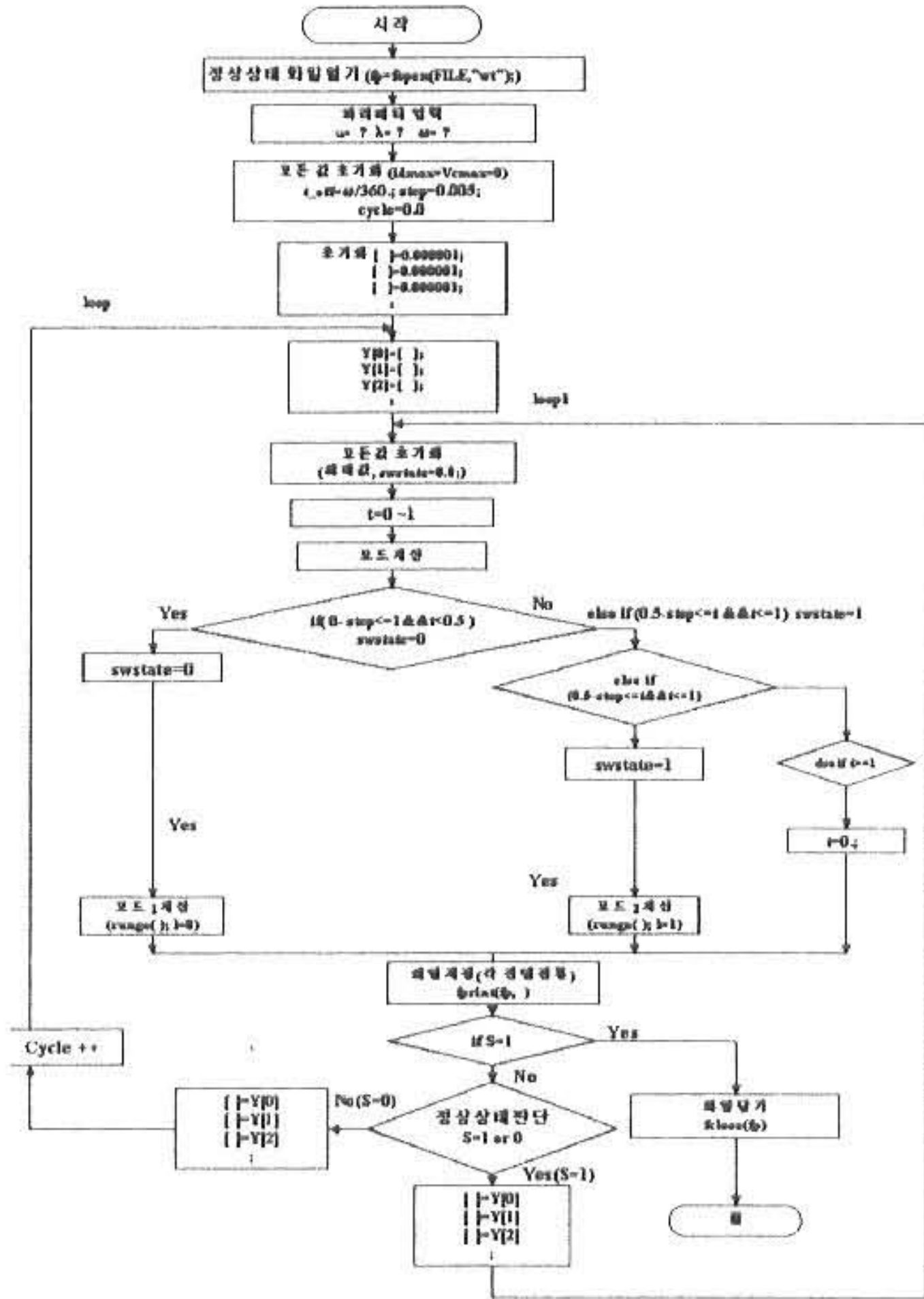


Fig. 5 Flowchart

$$A_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & a_1 & a_2 \\ 0 & 0 & a_3 & a_4 \\ 0 & 0 & a_5 & a_6 \\ 0 & \Delta_1/4 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & a_1 & a_7 \\ 0 & 0 & a_8 & a_9 \\ 0 & 0 & a_5 & a_{10} \\ \Delta_2/4 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} a_1 &= (k_3 \sqrt{\beta\gamma} + k_1 \sqrt{\alpha\gamma} - k_2 k_3 \beta \sqrt{\alpha\gamma} + k_1 \beta \sqrt{\alpha\gamma}) \lambda \\ a_2 &= -k_1 k_3 \gamma \sqrt{\alpha\beta} - \gamma l + k_2 \gamma \sqrt{\alpha\beta} + k_2 \sqrt{\alpha\beta} - l \\ a_3 &= (-k_1 k_2 \alpha \sqrt{\beta\gamma} + k_3 \sqrt{\beta\gamma} + k_2 \sqrt{\alpha\gamma} + k_3 \alpha \sqrt{\beta\gamma}) \lambda \\ a_4 &= -\gamma l - \gamma \alpha - l - \alpha + k_1^2 \alpha \gamma \\ a_5 &= (-\beta - 2k_2 \sqrt{\alpha\beta} - \alpha \beta - \alpha l + k_2^2 \alpha \beta) \lambda \\ a_6 &= k_1 \sqrt{\alpha\gamma} - k_1 k_2 \alpha \sqrt{\beta\gamma} + k_3 \sqrt{\beta\gamma} + k_3 \alpha \sqrt{\beta\gamma} \\ a_7 &= k_3^2 \beta \gamma - \gamma l + \beta \gamma - l - \beta \\ a_8 &= (k_3 \alpha \sqrt{\beta\gamma} + k_3 \sqrt{\beta\gamma} + k_1 \sqrt{\alpha\gamma} + k_1 k_2 \alpha \sqrt{\beta\gamma}) \lambda \\ a_9 &= -\gamma l + k_2 \gamma \sqrt{\alpha\beta} - l + k_2 \sqrt{\alpha\beta} - k_1 k_3 \gamma \sqrt{\alpha\beta} \\ a_{10} &= k_1 \sqrt{\alpha\gamma} + k_1 \beta \sqrt{\alpha\gamma} + k_3 \sqrt{\beta\gamma} - k_2 k_3 \beta \sqrt{\alpha\gamma} \end{aligned}$$

$$\Delta_1 = \begin{bmatrix} -l-a & l-k_2\sqrt{a\beta} & -k_1\sqrt{a\gamma} \\ -k_2\sqrt{a\beta}-a & -\beta-k_2\sqrt{a\beta} & -k_3\sqrt{\beta\gamma}-k_1\sqrt{a\gamma} \\ k_1\sqrt{a\gamma} & k_3\sqrt{\beta\gamma} & \gamma+1 \end{bmatrix}$$

$$\Delta_2 = \begin{bmatrix} -l+k_2\sqrt{a\beta} & \beta+a & k_3\sqrt{\beta\gamma} \\ -k_2\sqrt{a\beta}-a & -\beta-k_2\sqrt{a\beta} & -k_3\sqrt{\beta\gamma}-k_1\sqrt{a\gamma} \\ k_1\sqrt{a\gamma} & k_3\sqrt{\beta\gamma} & \gamma+1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -\beta\gamma-k_2\gamma\sqrt{a\beta}-\beta-k_2\sqrt{a\beta}+k_3^2\beta\gamma+k_1k_3\gamma\sqrt{a\beta} \\ -k_1k_3\gamma\sqrt{a\beta}-k_1^2a\gamma+k_2\gamma\sqrt{a\beta}+a\gamma+k_2\sqrt{a\beta}+a \\ -k_2k_3\beta\sqrt{a\gamma}-k_3a\sqrt{\beta\gamma}+k_1\beta\sqrt{a\gamma}+k_1k_2a\sqrt{\beta\gamma} \\ 0 \end{bmatrix}$$

이다.

제안회로의 이론적 해석의 특성치를 도출하기 위하여 다음 Fig. 5의 순서도에 따라 Runge-kutta 수치 해석법을 도입하여 프로그램에 따라 수행하였다.

2.3 제안회로의 특성평가

Fig. 6은 제안회로의 안정 운전 동작 영역(ZVS)을 나타낸다. 안정 운전 조건은 정규화 주파수(μ)와 저항(λ) 그리고, 누설인덕턴스가 존재하는 결합계수(k)를 파라메타로 변화하였을 때 회로의 역 바이어스가 없는 것으로서 회로의 안정 운전 동작 영역을 나타내고 있다. 그림에 나타난 사선 부분이 안정 동작 영역이 되며, 그 외 부분은 불안정 동작 영역으로서 용량성 또는 유도성 동작하여 거의 출력이 나오지 않거나 ZVS 동작을 하지 않게 된다.

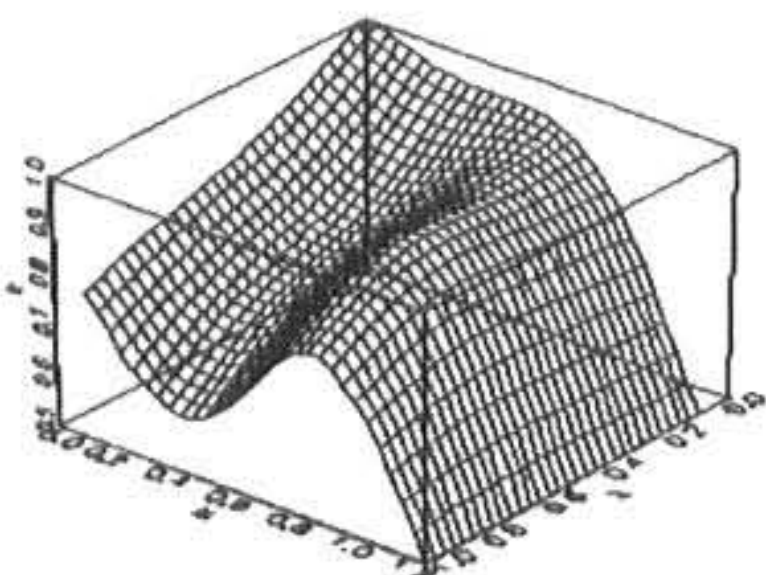


Fig. 6 Stable operating domain of proposed circuit(ZVS)

Fig. 7은 제안회로의 누설인덕턴스가 존재할 경우와 이상변압기로 동작할 때의 동작영역을 나타낸다.

Fig. 7(a)는 누설인덕턴스(k)가 존재할 때의 ZVS 안정 동작 영역을 나타낸다. 그림에서 사선부분은 불안정 동작영역이 되며, 그림에서 부하파라메타 λ 가 클수록 영역이 좁아짐을 볼 수 있다. 또, 결합계

수(k)가 클수록 μ 의 범위는 넓어진다. 결합계수(k)가 적을수록 즉, 누설 인덕턴스가 많을수록 μ 의 값은 적어지므로 변압기의 누설 인덕턴스가 공진에 이용됨을 알 수 있다.

Fig. 7(b)는 이상적인 변압기로서 $k=1$ 로 동작할 경우로 λ 는 대략 0.1 이상은 불안정 동작 영역임을 알 수 있다. μ 는 대략 0.4~0.5의 범위로 거의 직선에 가까운 특성이 얻어진다.

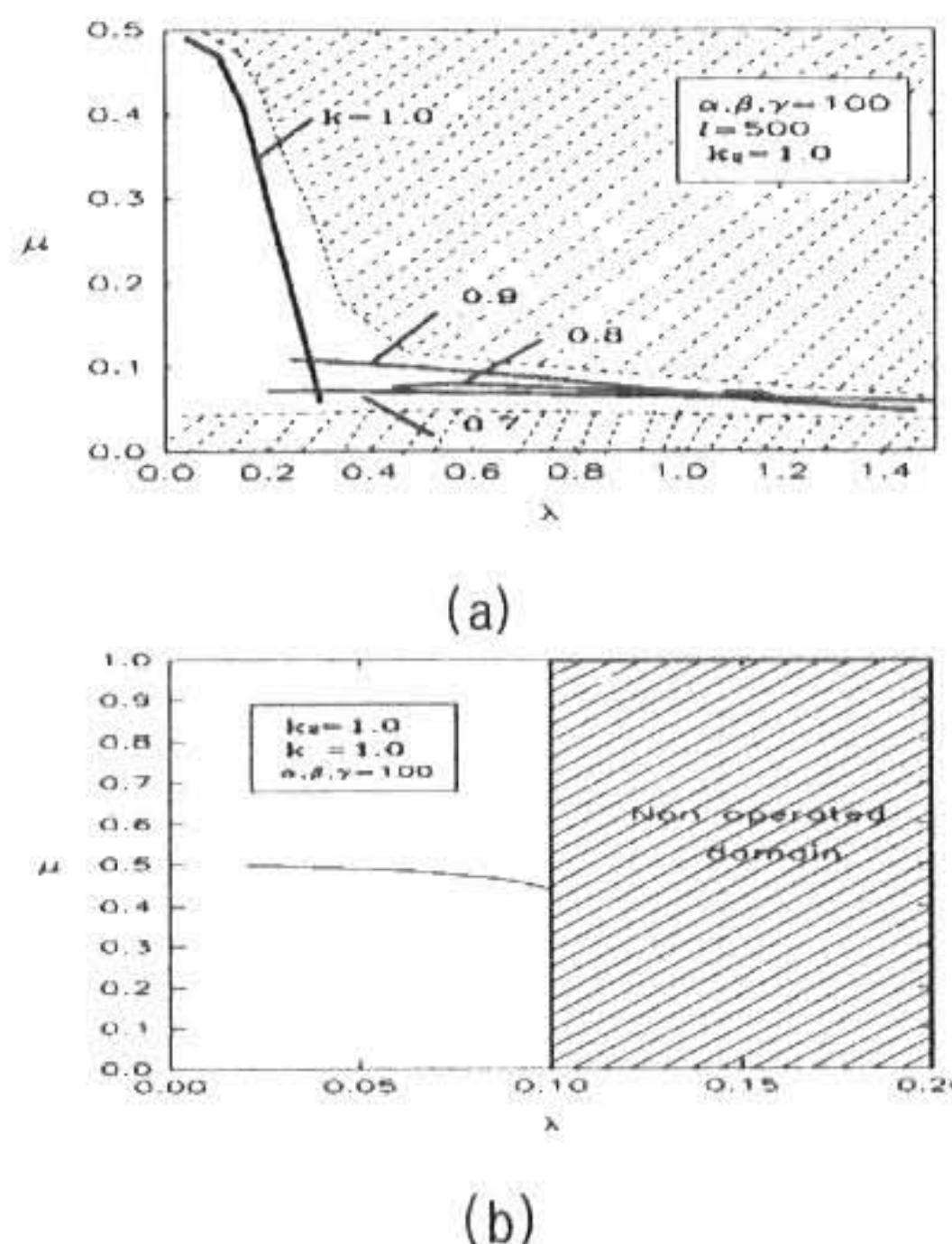
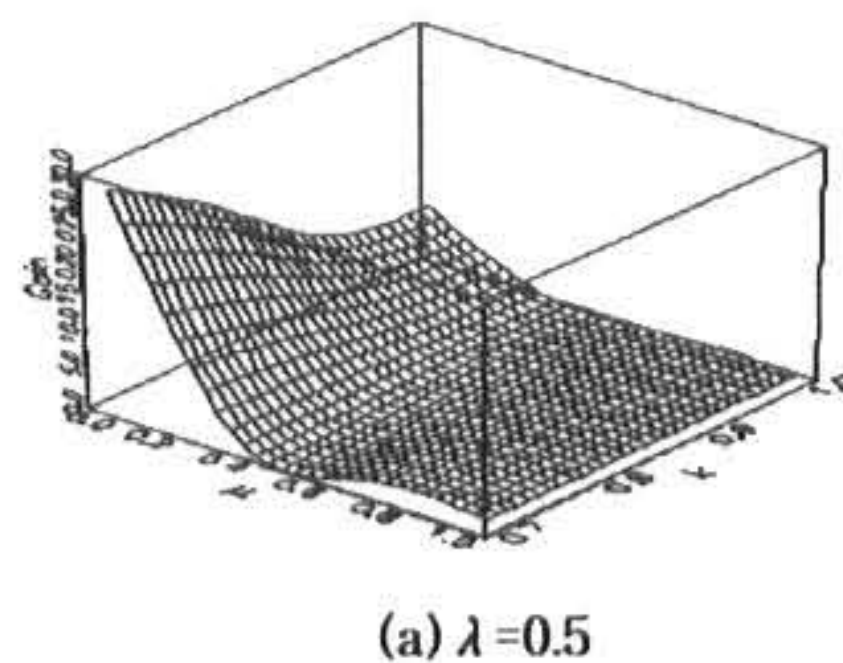
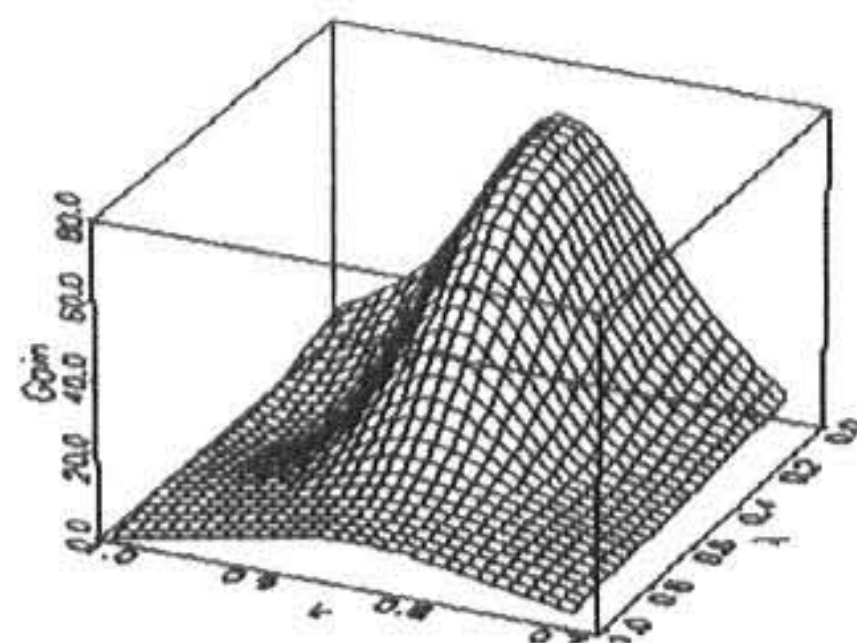


Fig. 7 ZVS operation domains of leakage inductance and ideal inductance transformer

Fig. 8은 제안회로의 이득 특성으로 k 를 μ 와 λ 에 대해서 나타내고 있다.



(a) $\lambda=0.5$



(b) $\mu=0.1$

Fig. 8 Gain of load current

Fig. 8(a)에서 λ 를 일정하게 할 경우 이득 특성이 $\mu < 0.5$ 범위에서 나타남을 볼 수 있으며, Fig. 8(b)는 μ 를 일정하게 하면 k 가 0.85부근에서 최고치를 나타내며 λ 의 증가에 따라 감소함을 알 수 있다.

이러한 특성치는 설계자료로서 주어진다.

2.4 시뮬레이션 및 실험결과

본 실험 장치에서는 변압기의 누설 인덕턴스를 공진에 이용하므로 이론 해석의 특성평가 Fig. 8을 기초로 하여 변압기의 상호 인덕턴스의 결합계수(k)를 실제 제작 회로에는 $k \approx 0.85$ 로 하여 실험을 행하였다. Fig. 9는 실험 회로의 시스템의 개략도를 나타낸다

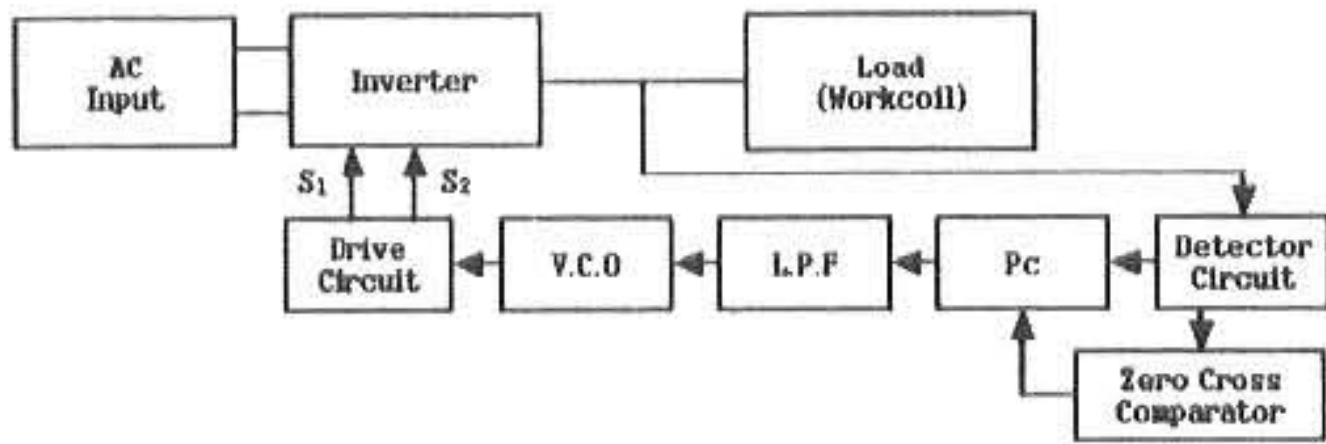


Fig. 9 Scheme diagram of system

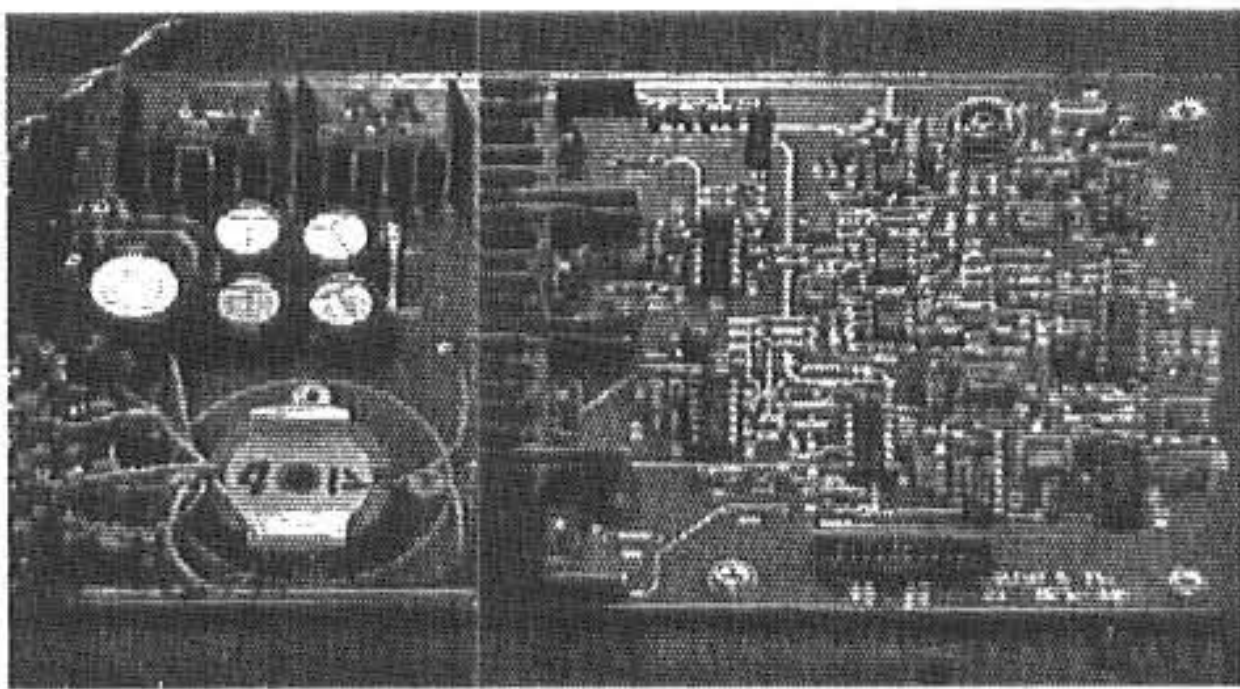


Fig. 10 Control circuit

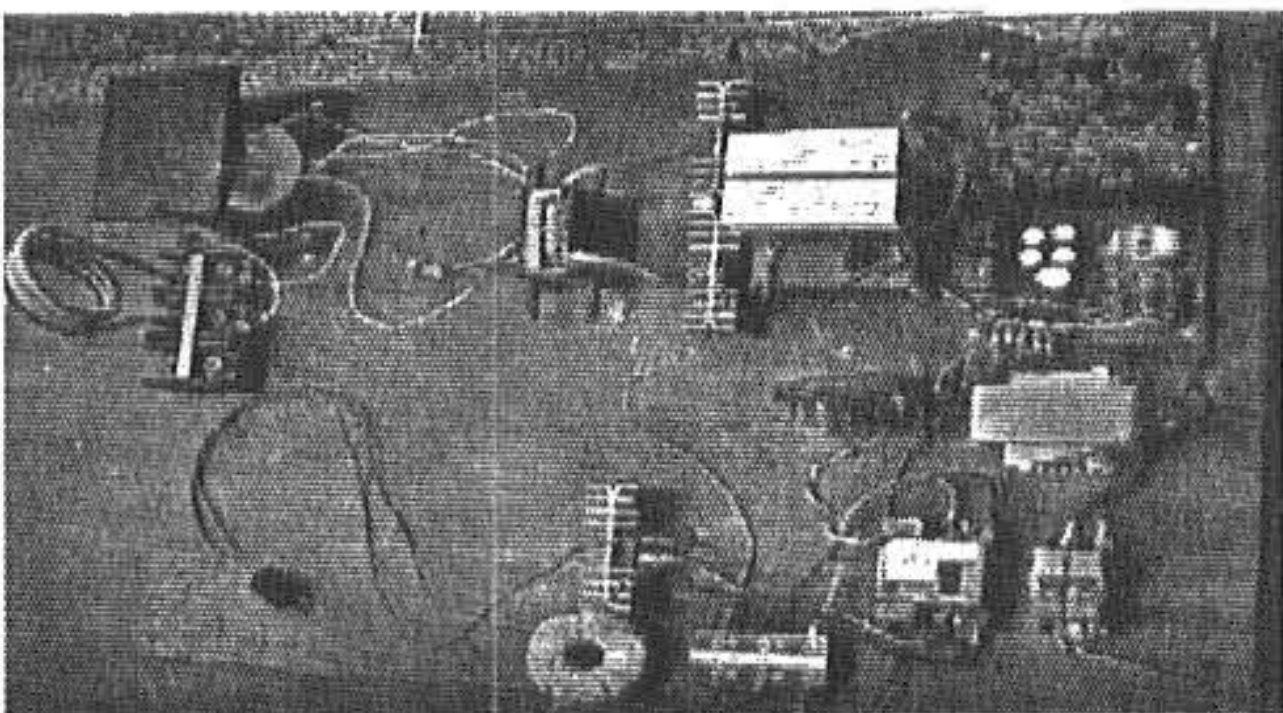


Fig. 11 System of proposed circuit

이론 해석의 정당성을 입증하기 위하여 시뮬레이

션 및 실험에 사용한 회로 파라메타는 다음과 같다.

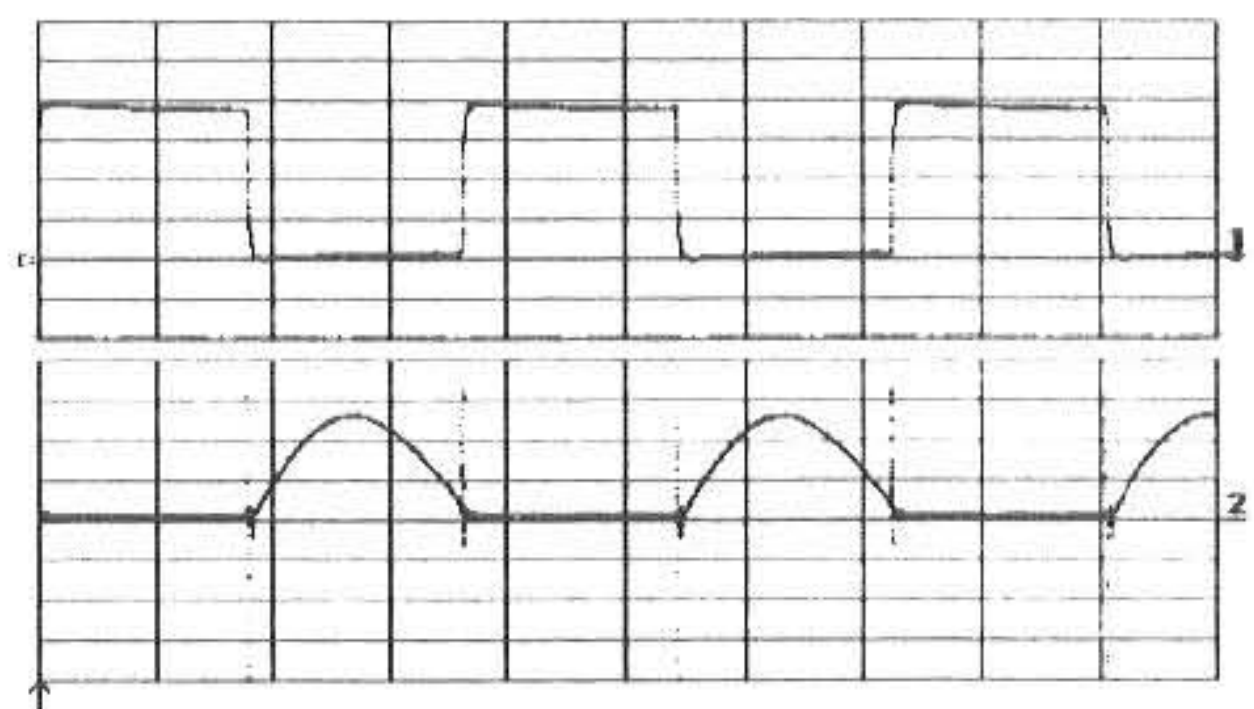
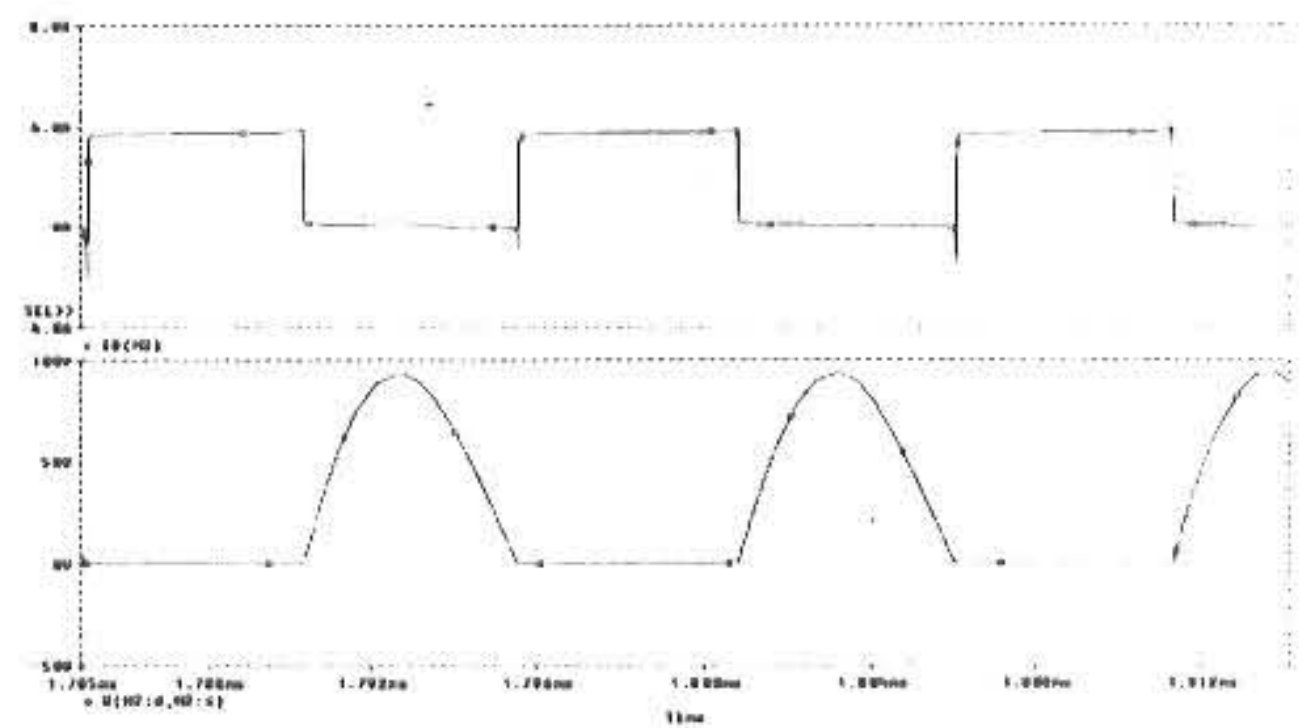
$E=30[V]$, $L_d=1.2[mH]$, $L_1=L_2=110[\mu H]$, $L_3=55[\mu H]$, $C=0.132[\mu F]$, work coil= $0.58[\mu H]$, $R=1[\Omega]$, 동작 주파수 $f_0=95.2[kHz]$ 로 하였으며, 사용 소자는 SanRex FBA50BA50, 다이오드(SW 08PCN075), C(celem France type csp180180 KVAR)이다.

Fig. 10은 실험 장치의 제어 회로부로서 구동 신호와 PLL제어회로, 파형정형 회로가 내장되어 있으며, 부하 파라메타의 변화에 따라 스위칭 주파수를 제어하게 된다.

Fig. 11은 제안한 시스템의 실험장치이다.

부하부, 인버터부, 정류부, 제어회로부로 구성되어 있다.

Fig. 12는 스위치의 전류와 전압을 나타낸다.

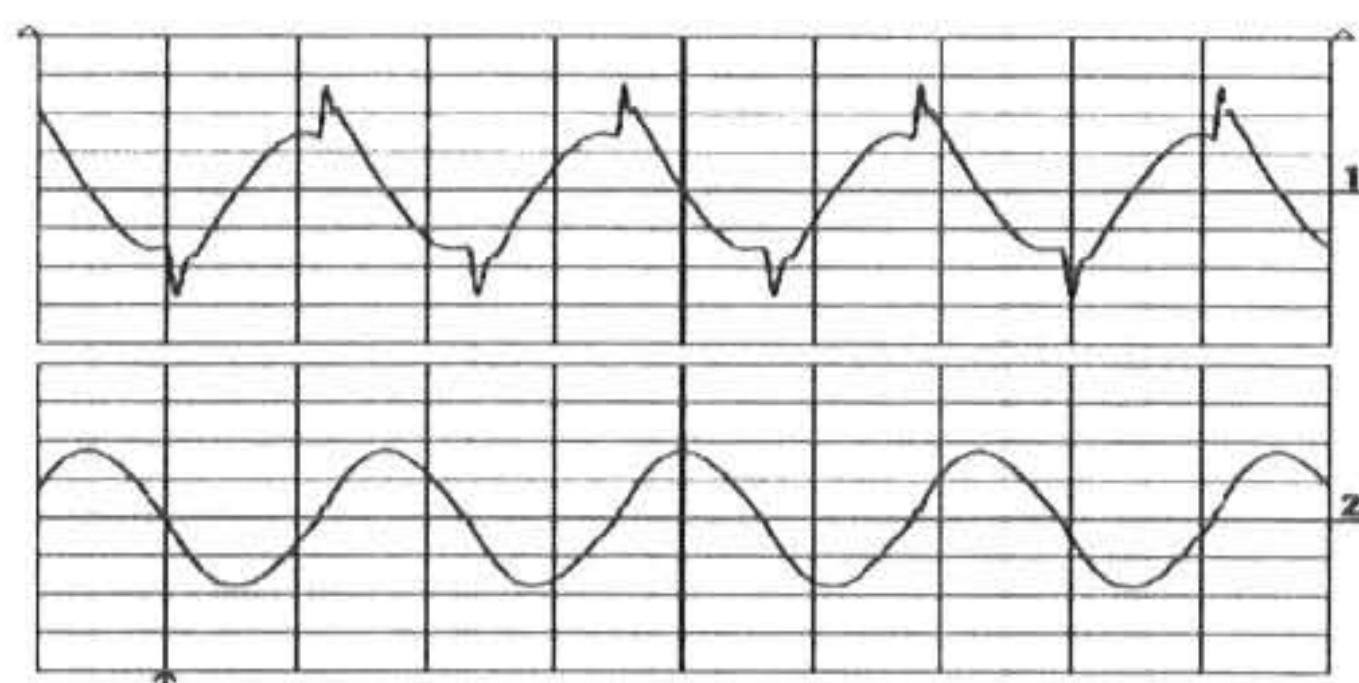
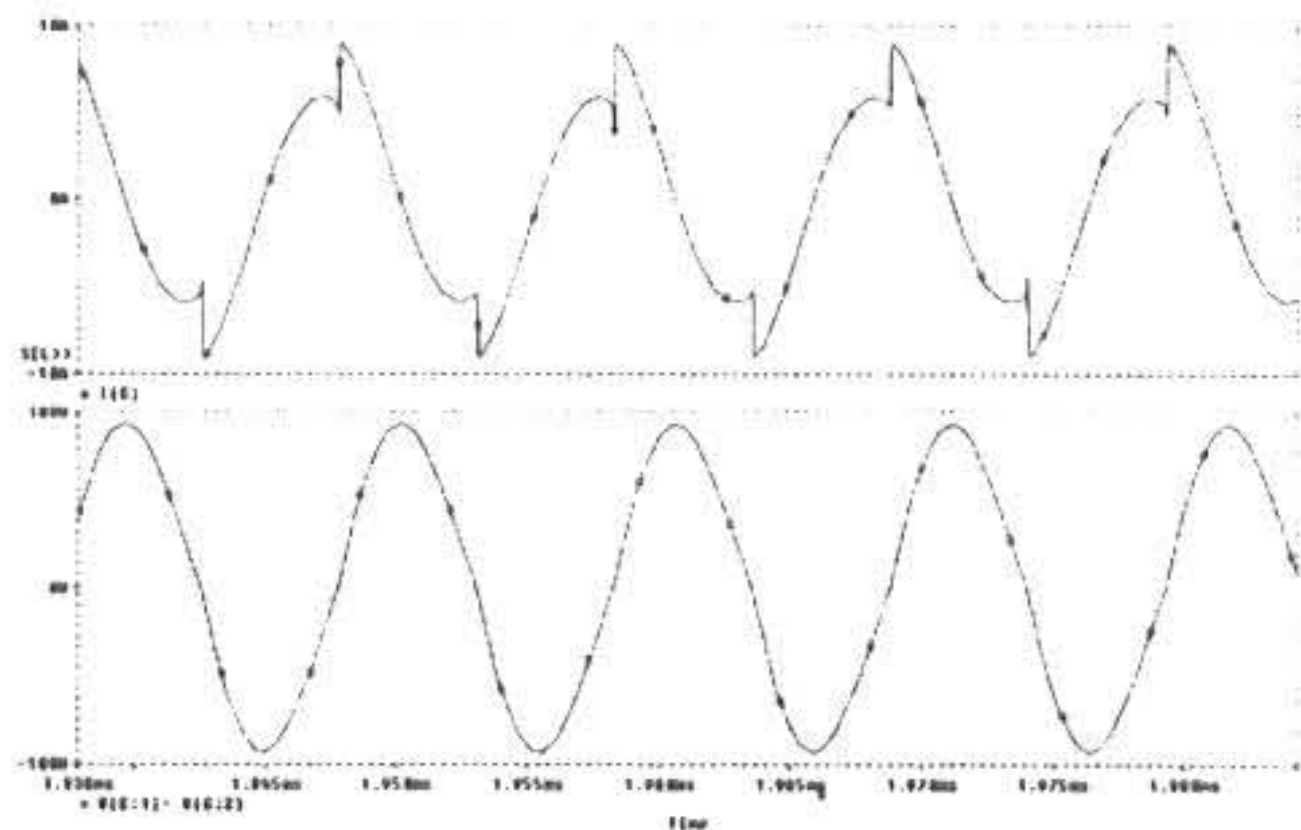


(Time : 5us/div 상 : 전류 1A/div 하 : 전압 30V/div)

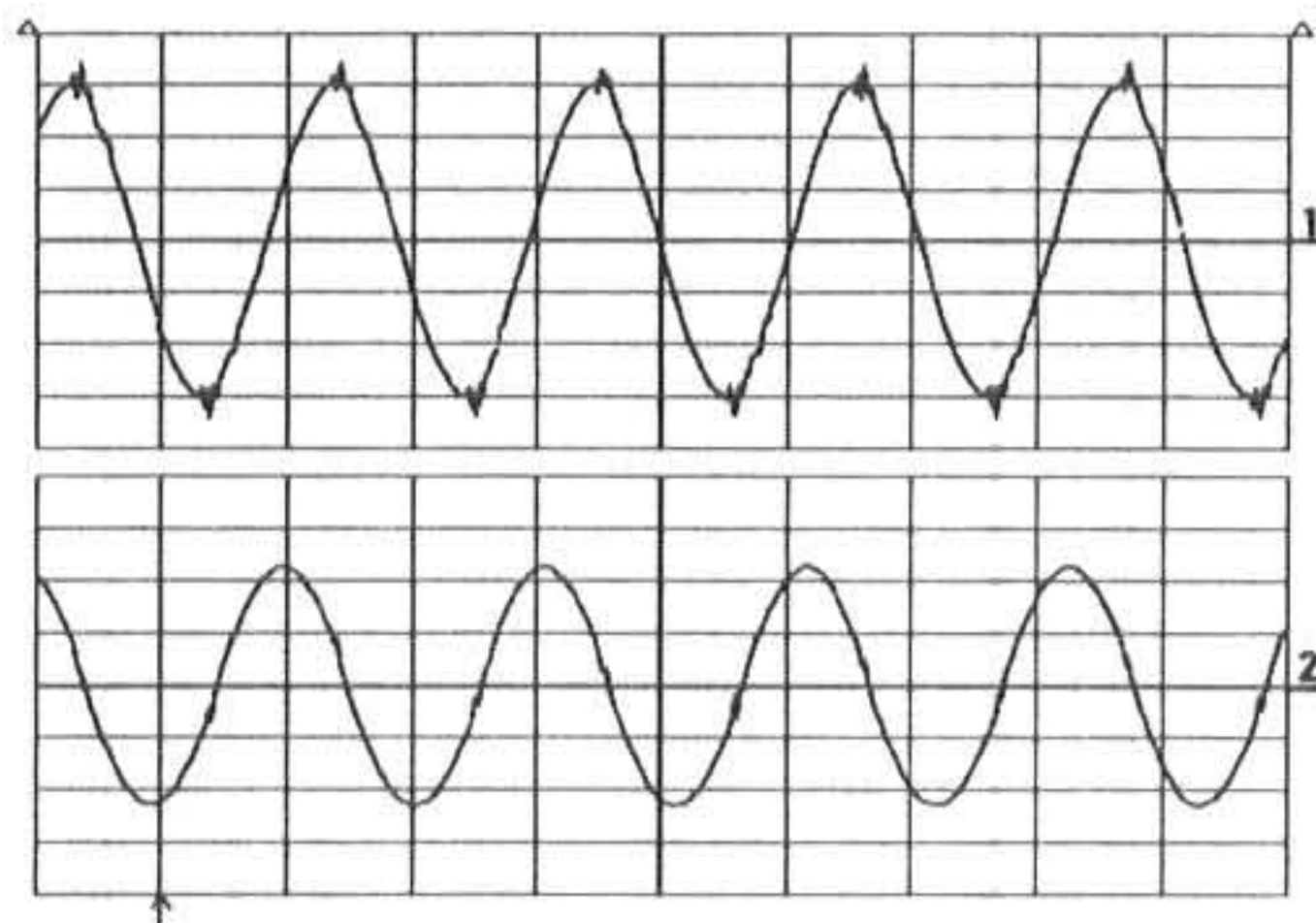
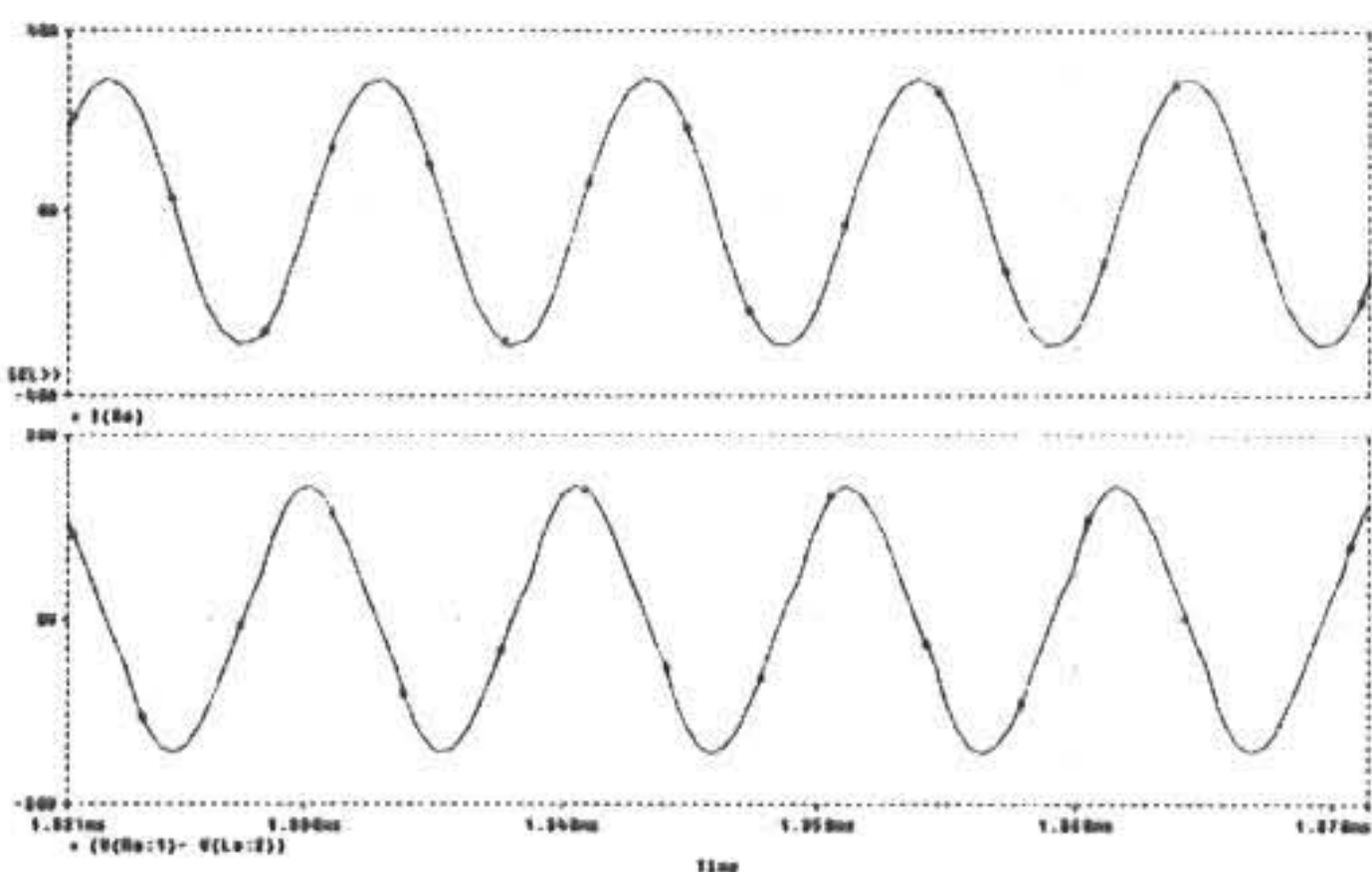
Fig. 12 Waveform of switch

동작 주파수가 95.2[kHz]로서 양호한 구형파 펄스를 내고 있다. 그림에서 스위치의 전압 파형에서 알 수 있듯이 역바이어스가 거의 나타나지 않고 ZVS로 동작하므로, PLL에 의한 제어가 원활히 이루어지고 있음을 알 수 있다.

Fig. 13은 공진용 커패시터의 전류 전압 파형을 나타내며, Fig. 14는 부하의 전류 전압 파형을 나타낸다.



(Time : 5us/div 상 : 전류 3A/div 하 : 전압 50V/div)
Fig. 13 Waveform of capacitor



(Time : 5us/div 상 : 전류 10A/div 하 : 전압 10V/div)
Fig. 14 Waveform of load

3. 결론

본 논문에서는 고주파 유도가열용 회로에 적용되는 새로운 방식의 전류형 고주파 인버터를 제안하여 이론해석 및 특성평가를 수행하고 실제 장치를 제작하여 이론 파형과 실험결과 파형을 비교 검토하였으며 주된 내용 및 얻어진 결과를 요약하면 다음과 같다.

i) 전류형 고주파 인버터를 제안하여 회로의 동작 원리와 특징을 서술했다.

ii) 제안한 회로의 이론적 특성을 기술하였으며 결합계수에 따라 특성을 도출하였다.

iii) 본 제안한 인버터의 해석 및 특성 평가를 위해 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 행하였다.

iv) 변압기의 누설 인덕턴스가 공진에 이용되어 안정하게 동작되는 것을 밝히고 있으며, 대략, μ 의 동작범위는 0.1~0.5이고 $k=0.85$ 부근에서 이득의 크기가 최대가 됨을 알 수 있었다.

v) 실제로 Power-MOSFET를 사용한 실험장치를 제작하여 검토를 하였으며, 고주파 유도가열 장치로서 안정되게 동작됨을 알 수 있다.

본 논문은 2001년도 삼척대학교 자체 학술연구비 지원에 의하여 수행되었음.

참고문헌

- 1) J. D. Van Wyk and Fred C. Lee. : Power Electronics Technology at the dawn of the, new millenium-status and future, *PESC*, vol.1,pp.3-12, (1999).
- 2) Jochen Mast and Guntram Scheible. : Comparison of Switching Devices in Scalable in Switch Concept for Medium Voltage Medium Frequency Power Conversion, *IECON'01*, vol.2, pp805-810, (2001)
- 3) M. Yamamoto, T. Iseki, A. Kajiyama, G. Bin.: Latest electromagnetic induction-based fluid heating equipment using high frequency PWM load resonant inverter, *PEDS97*, vol.1, pp153-162, (1997)
- 4) M. Kaneda, E. Mijata, T. Nakamizo. : Continuous electromagnetic induction eddy

- current based dual packs fluid heater using high frequency resonant ZVS-PWM inverter, *ICEE99*, vol.1, pp77-80, (1999)
- 5) Ulrich Schwarzer and Rik W. De Doncker. : Power losses of IGBTs in an Inverter Prototype for High Frequency Inductive Heating Applications, *IECON'0*, vol.2, pp793-798, (2001)
- 6) Shingo Hishikawa, Takeshi morimoto, Shinya Shirakawa, Hideo Iwamoto. : A novel soft switching DC-DC power converter using active switches transformer secondary side, *ICEE'99*, vol. 2, pp50-53, (1999)
- 7) J. M. Espi, E. J. Dede, E. Navarro. : Features and Design of the Voltage Fed L-LC Resonant Inverter for Induction Heating, *PESC*, vol.2, pp1126-1131, (1999)
- 8) Hugo Calleja and Rafael Ordonez. : Improved Induction Heating Inverter with Power Factor Correction, *PESC*, vol.2, pp1132-1137, (1999)
- 9) 권영섭 : 유도가열 시스템의 성능과 안정성 향상에 관한 연구, 전기학회 논문지, 제48권 제8호, pp417-425, (1999)
- 10) E. J. Davies and P. G. Simpson : Induction Heating Handbook, London, McGraw-Hill, 1979

(2002년 3월 4일 접수, 2002년 8월 20일 채택)