

PLL을 이용한 공진부하 MOSFET 인버터의 주파수 추종제어계

Frequency Follow-up Control System of Resonant Load MOSFET Inverter using PLL

(Joo-Hong Kim · Joong-Hwan Kim)

Abstract

The system that follows to the resonance frequency of high frequency MOSFET inverter and varies according to the changes of load characteristics is proposed.

Also we suggested a method how to select the resonant load type between series and parallel circuit for a given inverter type.

It leads to the conclusion that in the case of high impedance loads, parallel resonant circuits are preferable, on the other hand, for low impedance loads, series resonant circuits are more preferable.

For frequency tracking, a PLL circuit is used as main control element to detect the phase difference of current and voltage of load.

The realized apparatus composed of control circuit and voltage type full-bridged MOSFET elements as main parts of inverter.

A stable frequency follow-up characteristics are obtained for 1.2MHz, 1.5KW high frequency output and power is always supplied to the load with unity power factor.

1. 서 론

종래 수MHz이상의 고주파 인버터에서는 진공관 발진기의 독무대였으며 수KHz~수십KHz 정도의 분야에서는 SCR 소자를 주로 사용하여 왔다.^{1)~3)}

그러나 SCR과 바이폴라 트랜지스터는 출력이 커지면 turn-off time 이 증가하여 고주파대출력 소자로서는 사용이 불가능하다.^{4), 5)}

최근 발달도상에 있는 Power MOSFET는 진공관과 SCR의 중간에 해당하는 수백 KHz~수MHz

범위의 중출력 인버터 소자로 이용되기 시작하였다.^{6), 7)} 그러므로 진공관의 주파수영역에 대한 MOSFET소자를 이용한 공업용 고주파 인버터의 연구는 반도체소자의 커다란 장점인 수명과 효율면에서의 우수함을 고려할때 가치있는 것으로 본다.

고주파 출력을 부하에 고효율로 공급하기 위하여는 부하와 공진회로로 구성된 공진부하회로를 취하는 것이 통례이다.^{8)~6)}

인버터와 부하의 적합성은 인버터 설계에 있어서 중요한 문제이므로 대표적인 전압형과 전류형 인버터에 대하여 직렬공진회로 부하와 병렬공진회로 부하 사이의 상호간 적합성을 논하였다.

한편 공진회로의 공진주파수는 부하의 종류, 온도 등에따라 변화하므로 부하 공진주파수에 인버터

*正 會員：東國大 工大 電子工學科 教授 · 工博
 **正 會員：三陟工專大 電子科 助教授
 接受日字：1986年 2月 1日

터 주파수가 추종하도록 PLL (Phase Locked Loop) 에 의하여 제어되는 새로운 회로를 제안하고 full-bridge 구성의 고주파 MOSFET 인버터의 제작실험에 의한 결과와 이론이 일치함을 확인하였다.

2. 공진부하회로와 인버터의 적합성

인버터는 입력전원의 특성에 따라 전압형과 전류형으로 대별할 수 있으며 각기 고임피던스 혹은 저임피던스 특성을 갖고있다. 일반적으로 고주파 인버터는 부하의 역률을 높이기 위하여 공진회로와 부하가 결합된 공진부하회로 (resonant load circuit) 로 구성된다.

공진회로를 인버터의 부하로 할때 기본적으로 전원과 부하의 조합은 그림1의 (a)와 같은 전압형 인버터와 직렬공진회로 및 (b)와 같은 전류형 인버터와 병렬공진회로로 나눌수 있으며 두회로는 상대적 관계이므로 직렬공진회로의 Admittance $Y(s)$ 와 병렬공진회로의 Impedance $Z(s)$ 를 각각의 전달함수로하면 직렬공진회로에서 전압 $V(s)$ 를 입력, 전류 $I(s)$ 를 응답으로 하여

$$Y(s) = \frac{\frac{1}{L_s} \cdot S}{S^2 + \frac{R_s}{L_s} \cdot S + \frac{1}{L_s C_s}} \quad (1)$$

과 같은 전달함수를 얻는다. 또한 병렬 공진회로에서는

$$Z(s) = \frac{\frac{1}{C_p} \cdot S}{S^2 + \frac{1}{R_p C_p} \cdot S + \frac{1}{L_p C_p}} \quad (2)$$

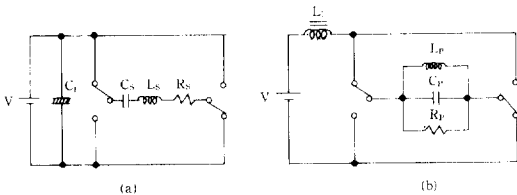


그림1. (a) 전압형 인버터와 직렬공진부하의 등가 회로.
(b) 전류형 인버터와 병렬공진부하의 등가 회로.

Fig. 1. (a) Equivalent circuit of voltage type inverter and series resonant load.
(b) Equivalent circuit of current type inverter and parallel resonant load.

인 전달함수를 얻을 수 있다. 식 (1)과 식 (2)는 같은 대역통과여파기 (Band Pass Filter)의 주파수 특성을 나타낸다. 따라서 식 (1)과 식 (2)를

$$G(s) = \frac{K \cdot S}{S^2 + \frac{\omega_n}{Q} \cdot S + \omega_n^2} \quad (3)$$

과 같은 Biquadratic BPF의 일반식에 대응시키면 두 공진회로는 통일적으로 해석 가능하다. 그림 2는 Q를 파라미터로 한 식 (3)에 대한 Bode 선도이다.

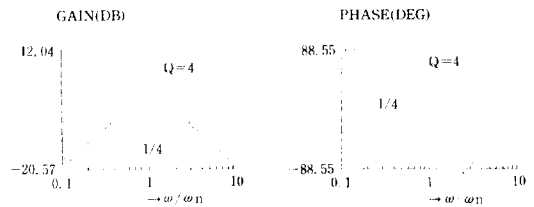


그림2. 공진회로의 Bode 선도.
(Parameter Q=4, 2, 1, 1/2, 1/4)
Fig. 2. Bode plot of resonant circuit.
(parameter Q=4, 2, 1, 1/2, 1/4)

고주파 가열 시스템 설계조건으로 인버터의 주파수, 전원전압, 전류가 주어지면 공진회로의 임피던스가 Q를 파라미터로 하여 결정된다. 식 (1), 식 (2)와 식 (3)에서 전력, 임피던스 ($Q_p = Q_s$, $R_s = R_p$) 및 주파수가 동일하다면 직렬공진회로에서

$$L_s = \frac{Q \cdot R_s}{\omega_n}, C_s = \frac{1}{Q \cdot \omega_n \cdot R_s} \quad (4)$$

이며, 병렬공진회로에서는

$$L_p = \frac{R_p}{Q \cdot \omega_n}, C_p = \frac{Q}{\omega_n \cdot R_p} \quad (5)$$

가 된다. 식 (4)와 식 (5)로부터 L 및 C는 ω_n 에 반비례함을 알 수 있다. 식 (4)와 식 (5)에서 설계조건이 같다면 ($R_p = R_s$ 이면)

$$Q^2 = L_s / L_p = C_p / C_s \quad (6)$$

이 성립한다. 여기서 Q는 quality factor이며 Q가 낮으면 공진회로의 특성을 해치게 되므로 통상 수십 정도로 설계된다. 그러므로 식 (6)으로부터 병렬공진회로에 비하여 직렬공진회로는 L이 커지고 C가 작아지게 된다. 즉 반도체 인버터와 같이 낮은 임피던스의 장치에 병렬공진회로를 사용하면 식 (6)으로부터 직렬에 비하여 L_p 는 작아지게 된다. 이

러한 결과는 공진주파수가 높은계통일 수록 극심하게 나타나며 L_p 가 너무 작은값이 되면 부하회로에 연결되는 feeder의 인덕턴스가 Tank 회로의 인덕턴스보다 커지게 되어 Q가 낮아지므로 공진회로의 특성을 해치기 때문에 실제 제작 곤란한 값이 되겠다. 뿐만 아니라 극단적인 상태이므로 관련회로와의 상호관계 및 경비(cost)적 난점이 많다. 따라서 낮은 임피던스에 직렬공진회로를 사용하게 되면 L이 증가하고 C가 감소하게 되어 바람직하다. 그리고 직렬공진에서는 전압이, 병렬공진에서는 전류가 각각 인버터터 전압 또는 전류의 Q배 된다는 사실을 고려하여 진공관 발진기와 같은 고전압 소전류(고임피던스) 소자가 직렬공진을 사용하면 공진소자에 극히 높은 전압이 걸리게 된다. 만약 두 공진회로의 주파수 및 부하의 구조가 같다($Q_s = Q_p$)고 가정하면

$$Q^2 = R_p / R_s \quad (7)$$

이 성립하는데 여기서 직렬공진회로의 저항 R_s 는 R_p 의 $1/Q^2$ 이므로 병렬공진회로가 진공관과 같은 높은 임피던스의 부하에 적합하고 직렬공진회로는 반도체와 같이 낮은 임피던스의 부하로 적합함을 알 수 있다. 이러한 점에서 진공관에 비하여 저전압 대전류(낮은 임피던스) 소자인 반도체를 이용한 인버터에 있어서 부하회로로서는 직렬공진회로가 적합하다.

3. PLL을 이용한 MOSFET 인버터

서론에서 언급한 바와같이 수MHz, 수Kw 정도까

지 우수한 특성을 지닌 Power MOSFET를 인버터터 주소자로 택하고 PLL을 제어소자로 이용하여 부하의 종류 및 환경변화에 따라 변화하는 공진주파수에 인버터터의 주파수를 추종하도록 구성한 회로를 그림 3에 나타낸다. 이계통은 위상검출기(PD), loop filter, 전압제어 발진기(VCO)를 내부에 포함한 PLL소자와 MOSFET 인버터터, 직렬공진부하 및 외부적분기로 이루어진다.

그림3에서 공진부하회로의 전압과 전류를 PD에 입력하여 그 위상차를 검출하고 loop filter를 통하여 설정한 위상차 ϕ_r (통상 $\phi_r=0$)과 비교하여 위상오차 ϕ_e 를 외부적분기에 공급한다. VCO의 출력 ω 는 $\phi_e \approx 0$ 로 제어하는 경우 공진회로의 공진주파수 ω_r 과 일치하게 된다. 외부요인이 변동하는 경우에도 정상상태에서는 $\phi_e \approx 0$ 가 유지되도록 하기 위하여 제어루프에 외부적분기(그림 3)가 삽입되었다. 또한 케환계의 시정수를 크게 취하면 각부의 지연시간 τ_1, τ_2, τ_3 의 존재 및 공진회로의 동작주파수가 높더라도 안정하게 되어 원하는 제어계가 얻어진다. 공진주파수가 변동하는 경우 부하의 변화는 공진주파수의 변동에 비하여 늦으므로 공진주파수가 ω_r 이고 $\omega = \omega_r$ 로 동작되는 경우 step과 형태로 공진주파수가 ω_r' 로 변화하는 것으로 생각할 수 있다. 이것은 ϕ_e 에 $N \cdot (\omega_r - \omega_r') \cdot e^{-t/\tau} / S$ 의 step과 왜란이 가해진 것으로 되어 케환계의 특성에 따라 그왜란의 영향이 제거된다. 공진회로의 주파수-위상 정특성은 근사적으로 식 (3)으로부터

$$N(x) \approx \tan^{-1} \frac{Q(1-x^2)}{x} \quad (8)$$

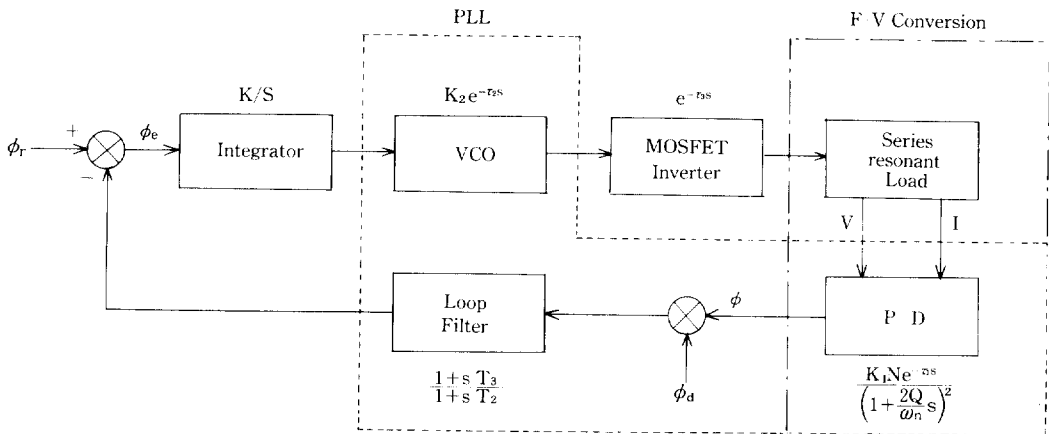


그림3. 제안된 주파수 추종 제어계

Fig. 3. Proposed frequency follow-up control system.

이 된다. 단, $x = \omega/\omega_n$ 이고 ω_n 은 고유주파수, ω 는 동작주파수이다. 비선형 특성 N 은 가변정수 K_e 를 effective gain이라 할때 $0 \leq K_e \leq K_m$ 인 선형관계로도 생각되며 최대 gain K_m 은

$$K_m = \frac{\partial N}{\partial \omega} \Big|_{\omega = \omega_n} \approx - \frac{2Q}{\omega_n} \quad (9)$$

이 된다. 공진회로의 주파수-위상 동특성은 시정수 $2Q/\omega_n$ 의 2차지연으로 생각할 수 있으므로 공진회로와 PD를 합한 주파수-전압 변화의 전달함수는

$$P(s) = K_1 \cdot N \cdot \frac{e^{-\tau_1 s}}{(1 + \frac{2Q}{\omega_n} \cdot s)^2} \quad (10)$$

이 되고 loop filter (lag-lead filter)의 전달함수는⁸⁾

$$F(s) = \frac{1 + sT_3}{1 + sT_2}$$

이며 filter의 주파수 선택특성이 없는 경우 $T_2 = T_3 = 0$, lag filter인 경우 $T_3 = 0$ 이다. 외부적분기는 동작범위 내에서 K/S 의 전달함수를 갖고 VCO는 $K_2 e^{-\tau_2 s}$ 이며 동작범위를 넘으면 포화된다. 그리고 인버터의 경우 주파수에 관하여 주반도체 소자들의 동작지연에 따른 지연시간 전달함수는 $e^{-\tau_3 s}$ 이다. $\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3$, $T_1 = (K \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_e)^{-1}$ 라 놓으면 일순 전달함수 $H(s)$ 는

$$H(s) = \frac{(1 + sT_3) \cdot e^{-\tau s}}{sT_1 \cdot (1 + sT_2) \cdot (1 + \frac{2Q}{\omega_n} \cdot s)^2} \quad (11)$$

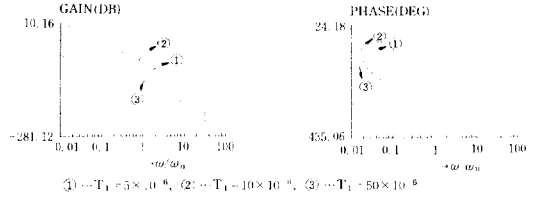


그림4. 전달함수 $D(s)$ 의 Bode 선도
Fig. 4. Bode plot of transfer function $D(s)$.

이 되고 왜란 ϕ_d 로부터 위상차 ϕ 에 대한 전달함수 $D(s)$ 는

$$D(s) = \Phi(s) / \Phi_d(s) = \frac{(1 + sT_3) \cdot e^{-\tau s}}{sT_1 \cdot (1 + sT_2) \cdot (1 + \frac{2Q}{\omega_n} \cdot s)^2 + (1 + sT_3) e^{-\tau s}} \quad (12)$$

이 된다. lag-filter ($T_3 = 0$)인 경우 식 (12)의 T_1 을 parameter로 한 Bode 선도를 그림4에 나타내었다. 단, $Q = 20$, $\tau = 100$ [nSec], $T_2 = 2.5 \times 10^{-7}$ [Sec]로 하였다. 추종성능으로서 스텝응답에 대한 정상편차는

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + H(s)} = 0$$

이 된다.

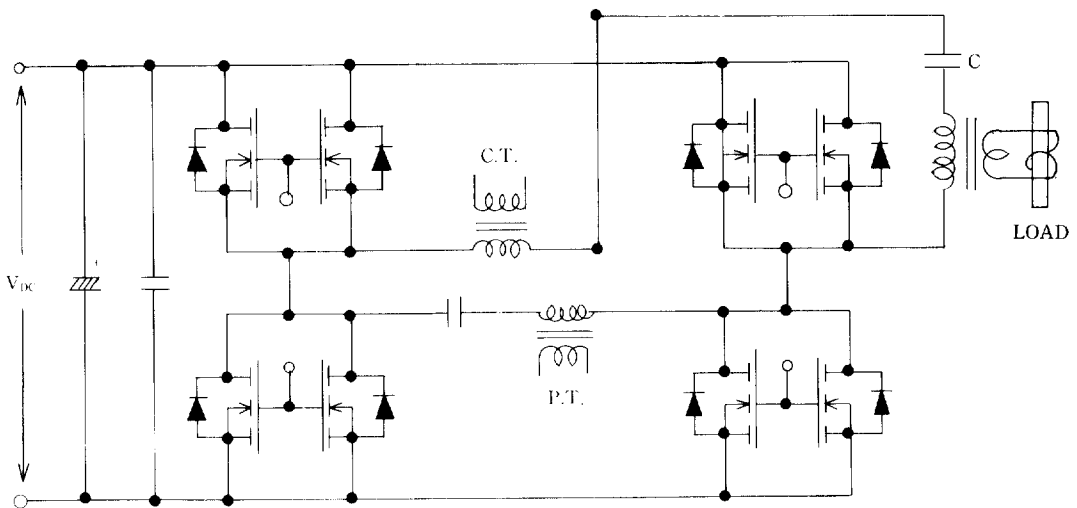


그림5. 인버터의 주회로 및 부하회로
Fig. 5. Main and load circuit of inverter.

4. 실험 및 검토

이상의 이론을 기초로한 고주파 가열용 인버터의 설계제작을 행하였다.

인버터의 사양은 직류전원전압 180V, 최고출력주파수 1.5MHz, 최대출력 1.5Kw의 유도가열 부하를 목표로 하였다.

인버터 주회로는 그림5와 같이 power MOSFET (2SK350)을 사용한 full-bridge구성을 하였고 출력증가를 위하여 MOSFET는 두개씩 병렬접속하였다. 공진부하회로로서는 적합성에 따라 직렬공진회로를 택하였으며 가열부하와는 트랜스 결합하였기에 공진용콘덴서 C는 트랜스 1차측에 직류전압이 인가되는 것을 방지하는 효과를 겸하고 있고, 고주파 동작시 MOSFET의 turn-off time이 실제로 수십 nSec 정도 다르므로 출력전압에 포함되는 직

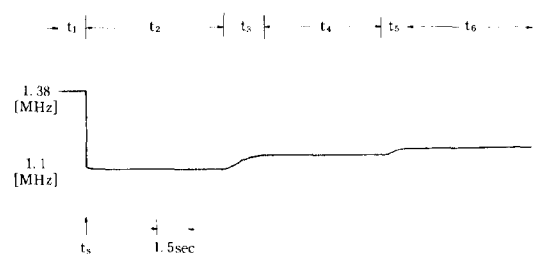
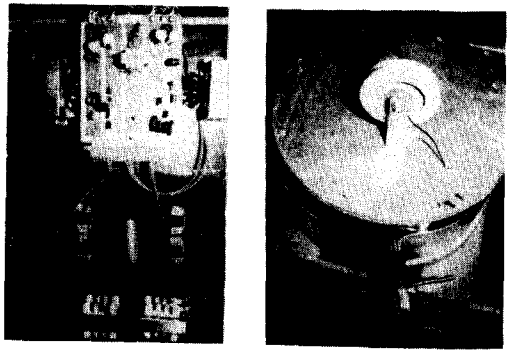


그림6. 부하가열에 따른 인버터의 주파수 추종 성능

Fig. 6. The performance of frequency tracking by heating a load.



(a) (b)

사진 1. (a)인버터 주회로 및 제어회로 (b) 직렬공진 부하회로

Photo. 1.(a)Main and control circuit of inverter. (b) Series resonant load circuit.

류성분을 저지한다. 같은 구성으로 P, T, 코일에도 직류성분 저지용 콘덴서가 들어있으며 P, T, 및 C, T, 는 고주파이므로 ferrite core로 제작되었고 PD의 진상입력단자에 C, T,로부터의 신호, 지상입력 단자에 P, T,로부터의 신호를 파형 정형하여 입력시켰다. 보호회로로서 입력전류의 최대치가 15A를 넘으면 drive 신호를 차단하는 고속차단 방식을 채용하였다. 또한 본 system의 전압형 인버터와 직렬공진 부하와의 배선을 짧게 하므로서 snubber를 사용하지 않고 주회로를 구성할 수 있었다. 사진 1의 (a)는 제작된 실험장치중 인버터 주회로 및 제어회로이고 (b)는 직렬공진 부하회로를 나타낸다.

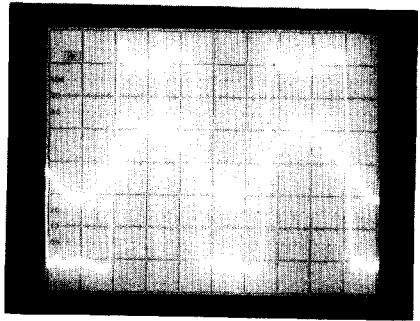


사진 2. (a) 무부하시 공진회로 양단의 전압(구형파)와 전류(정현파)

Photo 2 (a) Voltage (square : 50V/div) and current sinusoidal : 500mA/div) waveforms across the resonant circuit (200nSec/div) with no loads.

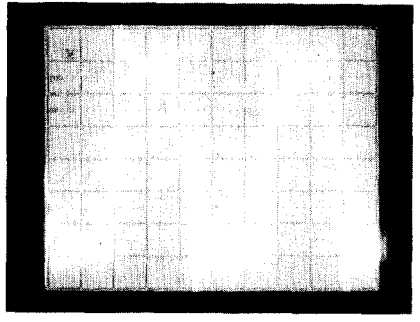


사진 2. (b) 전부하시 공진회로 양단의 전압(구형파)와 전류(정현파)

Photo. 2. (b) Voltage (square : 50V/div) and current (Sinusoidal : 5A/div) waveforms across the resonant circuit (200nSec/div) with full loads.

실험장치의 설계치로서 Q를 20정도로 선정하였으며 공진주파수는 1.2(MHz)로 하였다. $R=42.5[\Omega]$, $C=150[\text{PF}]$, $L=140[\mu\text{H}]$, 이었으며 T_1 (추정치) \approx 수십(μSec), $T_2=0.25[\mu\text{Sec}]$, $T_3=0$, $\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 \approx 100[\text{nSec}]$ 인 값을 가졌다. 본 실험장치는 VCO의 설정주파수로 인버터터를 시동한후 PD의 출력 feedback을 개시하는 방법을 취하고 있다. 직경1cm, 길이10cm 정도의 실재부하(Steel) 가열시 인버터터 동작 주파수의 시간에 따른 변화를 그림6에 나타내었다. 시간 t_1 에서 VCO의 설정주파수(본실험의 경우 1.38MHz)로 인버터터를 동작시키고 t_2 에서 feedback을 개시하였다. 그림 6으로부터 속응성이 충분함을 알 수 있고 t_2 로부터 t_6 사이에 제어는 공진주파수에 추종하며 부하를 높은 효율로 가열하는 기간이다. t_3 와 t_6 에서 동작주파수가 크게 변화한 것은 가열부하가 상태변화점에 도달, t_3 에서는 부하가 빨강계 발광하기 시작하였으며 t_6 에서는 녹기시작하여 부하 임피던스가 변화한 것으로 생각한다.

사진2는 t_2 기간의 인버터터 출력전압(공진회로양단)과 전류의 파형이다. 여기서 전압과 전류의 위상차가 영(역률1)으로 동작함을 알 수 있다. 기간 $t_3 \sim t_6$ 사이의 파형도 사진2와 유사하였으며 이기간 동안 부하양단의 전압파형은 Q가 높으므로 완전한 정현파 이었다. 그림7은 본실험장치 전체의 block 선도이다.

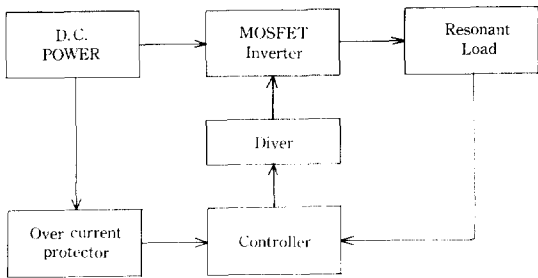


그림7. 실험장치 전체의 Block 선도
Fig. 7. Block diagram of overall experimental apparatus.

5. 결론

공진부하 회로의 공진주파수에 추종하는 제어기

능을 가진 고주파 MOSFET 인버터터에 관한 연구 결과는 다음과 같다.

- 1) 직렬공진부하 회로는 낮은 임피던스의 인버터터에 적합하고 병렬공진부하 회로는 높은 임피던스 인버터터에 적합함을 알았다.
- 2) 제한한 고주파 중출력 MOSFET 인버터터에 직렬공진부하를 결합하여 PLL에 의하여 주파수 추종제어 하는 방식의 인버터터는 주파수 추종이 용이하며 안정하였다.
- 3) PLL이 구비한 위상검출기와 VCO는 인버터터 gate control 회로를 간소화하여 주었다.
- 4) 전압형에 직렬공진회로를 결합한 인버터터는 snubber 회로를 생략할 수 있었으므로 고효율화를 기할 수 있었다.

참고 문헌

- 1) B.R. Pelly, "Latest developments in static high frequency power sources for induction heating", IEEE Trans. IEC-17, No.4, 1970
- 2) W.E. Frank, et al., "Solid State RF generators for induction heating application", IAS-82, 35, 1982
- 3) S.W.H.DE HAAN, et al., "Novel Operation and control modes for Series-Resonant Converters", IEEE Trans, IE-32, No.2, 1985
- 4) J.Davis, et al., Induction heating Handbook, Mc Graw-Hill, 1979
- 5) 村岡 外 2 人, "群間位相差制御技術を用いた誘導加熱用 VVF形高周波インバータ", 半導體力變換研究會, SPC-84-4, 1984
- 6) 横尾 外 3 人, "SITを用いた電流形高周波誘導加熱裝置," 半導體力變換研究會, SPC-84-21, 1984
- 7) 荻原 外 2 人, "金屬溶解用 SIT 高周波インバータの開発", 半導體力變換研究會, SPC-83-25, 1983
- 8) F.M. Gardner, Phase Lock Techniques, John Wiley, 1979
- 9) T.Matuo, Realization Theory of continuous Time Dynamical System, Springer, 1981
- 10) J.E. Gibson, Nonlinear Automatic control, Mc Graw-Hill, 1963