

초음파발생회로의 고효율성과 안정성에 대한 연구

(A Study of the High Efficiency and Stability in Ultrasonic Generation circuit)

이선희

(Seon-Hee Lee)

요 약

초음파의 안정한 발생은 주로 고주파의 에너지변환효율과 부하변화에도 안정된 출력을 얻을수 있는 요인에 의존한다. 본 논문에서는 고효율과 안정성을 갖는 초음파발생회로의 모델을 제시하고 설계하였다. 방법으로는 부하의 전압,전류의 위상차를 검출하여 발진주파수를 PLL에 의해 추종하게 하였고 출력단 전압과 전류를 검출하는 방식으로 Multiplier를 사용해서 출력에 비례하는 신호를 얻어 사역폭을 조절해서 부하변화에도 출력이 안정되게 설계하고 회로의 해석결과를 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다.

Abstract

The generation of the intensive ultrasonic waves depend mainly on the energy conversion efficiency depending on high frequency oscillation of the generator and the control performance of stable output depending on load variation, respectively. In this dissertation, a new configuration of ultrasonic generator is specially proposed and designed for improving both efficiency and stability. The generating frequency is tuned by a PLL, which is controlled through the detection on phase difference between outputs and currents of the loads and the output amplitude of MOSFET, Q_1 are controlled by their products through the multiplier, which results in the control of the amplitude of voltage controlled oscillation. And finally, the proposed and designed ultrasonic generator is composed by the combination of the function in mentioned above. the analysis results of the proposed circuit shows a good agreement between simulations and experiments.

1. 서 론

초음파는 low intensity를 이용한 통신적 응용분야와 high intensity를 이용한 산업 및 민생기기에 이용되는 분야로 나누어지며 후자는 음파의 속도가 광파에 비해서 훨씬 낮으므로 광파의 주파수보다 훨씬

낮은주파수에서 같은 길이의 짧은 파장에 도달하므로 초음파의 전파를 광파의 전파와 같이 다룰수 있다는데 기인하며 전파는 큰 진폭의 초음파를 쓰면 쉽게 acoustic intensity를 얻을수 있으며 이런 특이한 현상을 이용하는 것이다. 초음파는 인간의 가청영역을 벗어난 것으로서 가청 음파에 비하여 예리한 지향성과 강도가 높은 기계적 에너지를 갖고 있는 탄성파(SAW:surface acoustic wave)이다. 초음파의 에너지이용을 목적으로 하는 강력초음파의 발생회로

*정회원 : 서울산업대학교 매체공학과 교수
접수일자 : 1999년 12월 28일

는 직류 또는 저주파수를 고주파수로 변환하는 고주파수변환부와 고주파수를 초음파로 변환시키는 초음파변환부로 구성하는 2중의 변환과정이 필요하다.

산업용으로 사용되는 초음파변환기는 자왜형과 전왜형이 있으며 이들 변환기는 기계적 고유진동수를 갖고 있으므로 이것과 같은 주파수(또는 정수배)를 갖는 고주파 전력에서만 에너지변환이 발생하므로 고주파의 발진주파수를 고유주파수와 항상 일치(동조)시켜야만 한다. 또한 변환기는 Q(선택도)가 대단히 크고(수백~수천) 예리한 공진특성을 갖고 있으므로 이 변환기와 작업물체를 결합한 초음파 부하는 하나의 공진계를 구성하며 그 등가회로는 공진회로로 표현된다. 변환기의 고유주파수와 임피던스는 압력, 온도, 부하물질의 질량, 결합방법등의 작업조건에 의해서도 변하므로 발진기의 주파수를 작업중에도 수시로 재 조정하여서 변동하는 부하의 고유주파수와 일치(동조)시켜야 한다. 특히 초음파발생회로는 2중의 변환과정을 거쳐야 하므로 주파수동조 및 임피던스정합을 하는 제어기능이 초음파발생회로의 성능을 좌우하므로 기술상에 어려움이 많다. 출력소자로서는 변환효율이 높은 고효율 인버터기술이 개발되고 또한 고주파수, 고효율의 스위칭소자로서 Power MOS-FET가 개발되어 1MHz이상의 고주파 영역에서도 실용화되어 높은 변환효율을 기대할 수 있다. 또한 주파수동조 및 초음파출력의 조정은 PLL에 의한 주파수추종방식과 Multiplier회로에 의한 부하임피던스에 변화에 무관한 출력조정방식을 사용하여 부하특성이 변화해도 이를 추종하는 주파수추종기능과 임피던스변화에 대해서도 높은 효율을 가질 수 있는 MOSFET인버터를 이용하여 수백kHz, 수백W급의 초음파발생회로를 실현하였다.

2. 변환기의 공진특성해석

초음파발생회로에서의 부하는 발진기(인버터)측에서 보는것으로 초음파변환기와 작업대상물과의 결합된 상태에서 부하는 공진특성이 예리하여 완전한 동조가 필요하다. 변환기의 고유진동수는 여러 가지의 물리적조건에 의해서 결정되므로 작업과정에서 이들의 변화는 고유진동수의 변화의 요인이 되며 부하변화는 발진기의 주파수동조를 이탈시켜서 초음파 출력발생능력을 크게 저하시킨다. 그러므로 변환기의

고유주파수의 변화를 규명하기 위해서는 작업물체와 결합된 변환기의 특성을 해석하면 다음과 같다. 변환기 자체는 직렬공진회로로 표시되며 입력측에 인버터와의 전기적결합, 출력측의 부하인 작업물체와의 음향적결합으로 구성된 등가회로는 매우 복잡하므로 이를 간소화하여 자왜형은 인덕턴스(L_0)가 변환기에 병렬로 부가된것으로 표현하며 그림1과 같다.[1][2]

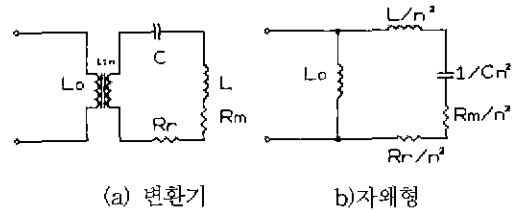


그림 1. 변환기와 결합회로의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of coupling & transducer

그림1(a)는 변환기를 R,L,C의 직렬공진회로로 표시한 것이며 공급한 에너지의 정수를 저항R로 인버터와 변환기의 결합하는 변압기의 누설인덕턴스를 L, 그리고 n은 1차와 2차의 권선비, R_r 은 작업물체에 전달한 에너지를 받아들인 등가저항, R_m 은 무부하상태의 변환기 자체의 저항이며 (b)는 (a)의 등가회로이며 2차측에 정수를 1차측으로 환산한 것이다. 자왜형회로의 구동점임피던스는 (1)식과 같다.

$$Z(S) = K_1 L_0 S \frac{S^2 + \frac{R_t}{L} S + \frac{1}{CL}}{S^2 + \frac{R_t}{L_t} S + \frac{1}{CL_t}} \quad (1)$$

$$\text{단 } L_t = L_0 + L/n^2 \quad R_t = (R_r + R_m)/n^2 \\ K_1 = L/(L + n^2 L_0)$$

3. 주파수추종 및 출력조정방식

초음파출력은 변환소자의 특성변화와 부하조건 및 인위적인 조작에 의하여 크게 변하므로 이런 출력변동에 대응하는 제어기능을 구비하고 인버터를 출력부에 구성한 초음파발생장치의 회로방식을 블록선도로 나타냈다. 초음파부하는 Q가 큰 공진계이며 제어

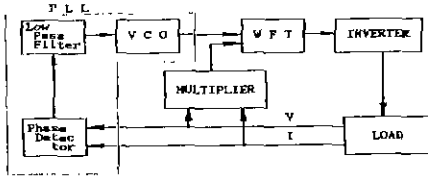


그림 2. 초음파발생회로의 블록선도
Fig. 2. Block diagram of U.S.C

신호를 부하에서 변성기 PT 및 CT로 검출하고 이들을 PLL 및 multiplier에 공급하며 출력부는 MOSFET를 전파브리지로 구성하여 수십kHz-수백k Hz의 초음파변환기를 구동시키고 또 사역폭을 변화시켜 출력력을 제어하는 방식을 위하여 SPWM형식의 정전압형인버터로 직접 변환기를 구동시키는 방식을 사용하였다. 또한 주파수추종방식은 초음파부하가 공진개이므로 공진점에서 위상차가 영이 되는것을 이용하여 부하의 전압,전류의 위상차를 검출하여 변환기의 고유주파수에 발진주파수가 추종하도록한 방식이다. 출력조정방식은 주파수동조가 되는 상태에서도 임피던스의 변화는 출력변동의 요인이 되므로 부하 임피던스의 변화에 관계없이 초음파발진이 요구되므로 출력조정방식으로 출력단(부하의 입력단)전압과 전류의 적을 검출하는 방식으로 multiplier를 사용해서 출력전력에 비례하는 신호를 얻어 사역폭을 조절하는 방식을 취하였다. 파형변환회로는 수백kHz이상의 고주파를 사용하므로 인버터는 소자의 시간특성의 제한때문에 SPWM인버터의 형식을 취하고 입력파의 크기에 의해 출력파인 복극성파의 사역을 조절하여 인버터의 출력을 조절하는 방식으로 VCO의 출력전압은 SPWM인버터의 입력파형은 사역을 갖는 복극성파가 필요하며 이것을 부하변동으로 인한 공진주파수추종에 중요하다.

4. 파형변환회로의 해석

이 파형변환회로는 PLL의 VCO에서 나온 구형파를 SPWM의 인버터에 필요한 사역폭을 갖는 복극성파로 변환시키는 회로로서 본 방식을 구성하는 중요한 부분이다. PLL의 VCO에서의 출력은 단극성의 구형파이며 이것을 사역을 갖는 복극성파로 변환하여

이 사역폭을 출력(P_o)에 의하여 제어하는 기능을 갖는다. 회로구성은 그림3과 같으며 사역폭(T_d)는 미분회로의 시정수와 미분회로의 입력인 구형파의 과고치의 함수이므로 출력에 의해 입력(V_1)을 조절하여 사역폭을 조절하는 방식으로 그림3에서 R_5 와 Q_1 으

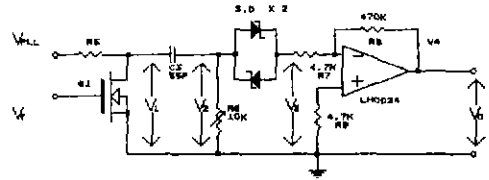


그림 3. 파형 변환 회로.
Fig. 3. Waveform conversion circuit.

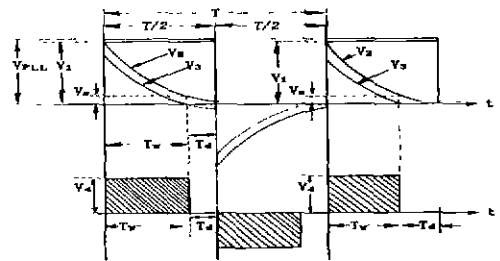


그림 4. 파형변환과정
Fig. 4. Waveform conversion process.

V_{PLL} ·VCO의 출력전압 V_1 :미분회로의 입력전압 T 주기
 V_2 :미분회로의 출력전압 T_d' 사역폭 T_{sp} :출력파형의 폭
 V_4 :연산증폭기의 출력전압 V_3 :쇼트키다이오드의 문턱전압.

로 회로를 구성하여 multiplier의 출력전력에 비례한 신호(V_{gs})에 의해 V_1 을 조절하는 방식으로 그림4에서 시정수에 사역폭을 나타내었다.

사역폭은 식(2)와 같다.

$$T_d = \frac{T}{2} \left[1 - \frac{2\tau}{T} \ln \left[\frac{1}{V_1} (V_{PLL} - R_5 K (V_{gs} - V_T)^2) \right] \right] \quad (2)$$

식(2)에서 $T_d = f(T, \tau, V_{gs})$ 의 관계되므로 미분회로의 시정수와 V_{gs} 의 함수로 주어짐을 알 수 있다. 즉, τ 로 출력을 설정하고 V_{gs} 로 출력을 일정하

게 조절함으로써 사역폭을 조절하며, 사역폭변화에 대한 출력제어를 해석하면 출력(P_o)는 식(3)과 같다.

$$P_o = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{ds} K_1 V_{dd} \quad (3)$$

식(3)에서 사역폭의 변화에 따라 출력이 변하며 시뮬레이션 한 결과는 그림5와 같으며 (a)는 가로축을 사역폭, 세로축을 K_1 의 값을 백분율로 표시하여 사역폭변화에 대한 K_1 비를 백분율로 나타내었고 (b)는 가로축이 $R_5 + R_6$ 의 저항, 세로축은 출력값으로 저항의 변화에 따른 출력의 변화를 나타내었다.

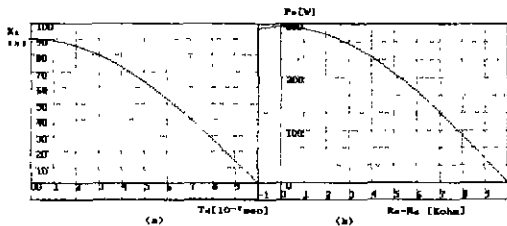


그림 5. 사역폭 대 전력변화.
Fig. 5. Dead zone VS power variation.

5. 초음파발생회로의 설계

회로의 규격은 출력을 500[kHz], 300[W]로 변환기를 티탄산바륨세라믹형(5D-100-500)(電歪形)으로 인버터형식은 전압형 MOSFET(IRF350)브리지형으로 하였다. 주파수동조는 PLL에 의한 주파수추종방식으로 출력제어는 Multiplier에 출력검출한 신호를 인가하여 사역폭을 제어하는 방식으로 하였고 입력은 직류전원100[V]로 하였으며 설계의 고유한 부분에 대하여 간략히 기술하면 다음과 같다.[3][4][5]

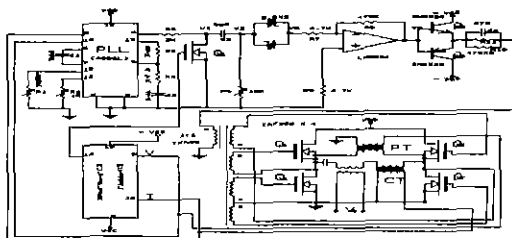


그림 6. 초음파발생회로
Fig. 6. Ultrasonic generation circuit.

1). PLL의 부기회로

PLL에서 500[kHz]를 발진시키며 VCO의 발진주파수(f_{osc})는 식(4)로 주어진다.

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (4)$$

여기서 $C_1=55[pF]$ 로 하면 $R_2=5.8[kohm]$ 이 된다.

Frequency lock range는 VCO의 전 주파수범위로서 주파수 대역폭의 2배($2f_c$)로서 50[kohm]의 값을 가지며 R_3, R_4, C_2 로 구성되는 수동필터에서는 식(5)로 주어진다.

$$\omega_c = \omega_L \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (5)$$

Frequency capture range는 $2f_c$ 이며 다음과 같다.

$$2f_c = \frac{2\pi f_L}{\pi\tau} \quad (\tau = R_3 C_2) \quad (6)$$

2) 인버터 회로

SPWM브리지형식을 사용하였으며, 출력변압기 등의 손실을 무시하고, 부하임피던스의 전압과 전류의 위상차를 ϕ 로 하면 전류 $i_L = I_m \sin(\omega t + \phi)$ 이 되며 전원전압을 E라 하면 부하전류의 최대값과 전력은 식(7),(8)과 같다. (R_{on} :FET의 ON저항)

$$I_m = \frac{4E}{\pi \sqrt{((2R_{on})/N + R_L)^2 + X_L^2}} \quad (7)$$

$$P_o = \frac{8E^2 R_L}{\pi^2 [((2R_{on})/N)^2 + X_L^2]} \quad (8)$$

부하가 정합되면 $X_L=0$ 이므로 식(9),(10)이 된다.

$$I_m = \frac{4E}{\pi [((2R_{on})/N) + R_L]} \quad (9)$$

$$P_o = \frac{8E^2 R_L}{\pi^2 [((2R_{on})/N) + R_L]^2} \quad (10)$$

드레인효율(η_D)은 식(11)로 주어진다.

$$\eta_D = \frac{R_L}{((2R_{on})/N) + R_L} \quad (11)$$

부하의 최적값은 $R_L \gg 2R_{on}/N$ 이 되는 부하임피던스를 사용해야 하며 식(12)가 된다.

$$R_L (\text{optimal}) = \frac{8E^2\eta_D}{\pi^2 P_o - 2R_{on}N} \quad (12)$$

고효율이 되기 위한 조건, 즉 $RL \gg 2R_{on}/N$ 을 대입하면 식(12)는 식(13)이 된다.

$$R_L (\text{optimal}) = \frac{8E^2\eta_D}{\pi^2 P_o} \quad (13)$$

6. 파형변환회로의 시뮬레이션

파형에 대한 시뮬레이션은 pspice package를 사용하였고 PLL의 출력파형 V_1 은 그림7의 구형파이다. 미분기의 출력파형 V_3 는 미분회로의 시정수($\tau = R_6C_3$)에 의하여 지수함수곡선이 변하는 파형이 되며 S.D의 문턱전압에 의해 클리핑되고 연산증폭기에 의해 40[dB]이상 증폭되어 클리핑하면 그림8과 같은 사역폭이 있는 복극성파형이 된다.

초음파부하의 전압파형과 전류파형은 그림9와 같으며 초음파부하 회로에서의 전압파형은 구형파이고 전류파형은 정현파로 되는것은 전압형 인버터의 특성을 잘 나타내고 있다.

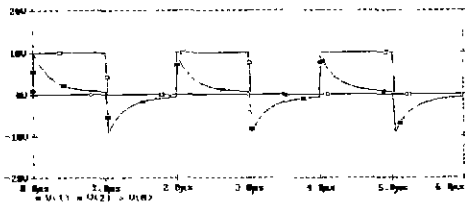


그림7. PLL의 출력과 미분회로의 출력파형.
Fig 7. Output waveform of differential circuit and PLL

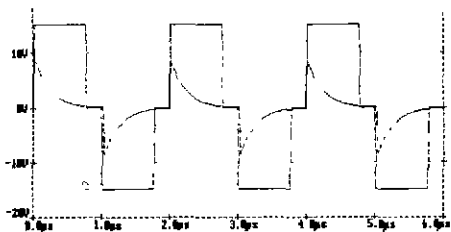


그림 8. 연산증폭기의 입출력파형
Fig. 8. Input-output waveform of OP-Amp

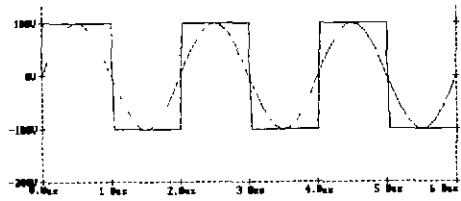


그림 9. 초음파부하에서의 전압전류파형
Fig. 9. Voltage-current waveform in U.S-load

7. 실험 및 검토

제시된 설계값에 의해서 설계한 회로의 실험 및 검토는 다음과 같다. 주파수는 500[kHz]를 중심으로 가변할 수 있도록 설계하였고 주파수동조를 위하여 초음파부하회로에서 전압,전류를 검출하여 PLL의 위상 검출단자에 입력시켜 부하의 공진주파수에 추종되도록 하였다. 전류검출용 CT는 토로이탈 코일에 코일을 1차에는 1회 권선하고 2차에는 50회 권선하여 검출하였고 드라이브회로는 파형변환회로를 포함한다. 파형변환회로는 PLL의 출력을 미분회로를 거쳐서 미분회로의 시정수 τ 에 따라 사역폭을 조절할 수 있는 복극성의 미분파형을 만들고 S.D를 거쳐 복극성파형에서 사역폭을 만들기위해 클리핑시키고 연산증폭기로 40[dB]이상을 증폭시켜 사역폭을 갖는 복 극성의 구형파를 만들었다. 미분회로와 연산증폭기의 출력(上) 및 출력(下)파형은 사진1과 같다.

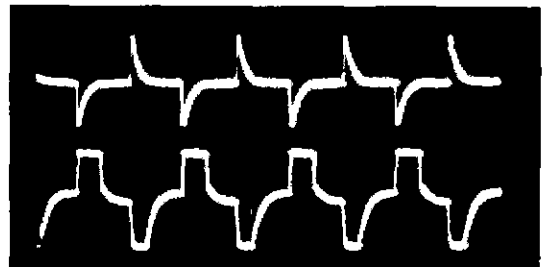


사진 1. 연산증폭기의 입(上) 출력(下) 파형.
(수평:1 μ s/div, 수직:5V/div)
Photo 1. Input (upper) -output (lower) waveform of OP -Amp (V:1 μ s/div, H:5V/div)

이와같은 복극성파형으로 인버터를 구동시켰다. Power MOS-FET는 입력커패시턴스(Ciss)가 매우크

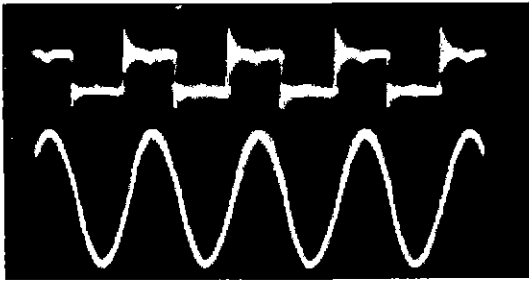


사진 2. 초음파부하의 전압(上) 전류(下) 파형
(수평:1 μ s/div, 수직:50V/div)
Photo 2. Voltage (upper)-current (lower) waveform
of U.S-load (V:1 μ s/div, H:5V/div)

므로 동작시킬 때 순간적으로 수백[mA]이상의 전류가 흘러야 한다. 그러므로 수십배의 전류증폭을 시켜서 드라이브를 구동시켰다. 드라이브단과 증폭단 사이에 결합은 펄스트랜스포머로 결합하여 인버터회로를 구동시켰다. 초음파부하에서의 전압과 전류파형은 사진 2와 같다.

이상과 같이 컴퓨터시뮬레이션을 한 파형변화와 실험에 의한 결과가 일치하였으며 효율에 대해서 비교해 보면 진공관회로의 종합효율은 25~50[%]정도이며 출력관의 효율은 65~75[%]의 값을 갖는다. BJT의 종합효율도 25~40[%]정도로서 효율이 매우 낮으며, 출력소자의 효율도 50~80[%]정도로서 손실이 그만큼 크다. 그러나, MOSFET형 인버터는 소자의 효율이 95[%]이상의 고효율로서 손실이 매우 적다. ($R_{ON}=0.7\text{ohm}$) 본 회로에서 효율을 보면 식(11)과 식(12)에 의하여 계산한 결과, 온도가 60 °C일때 FET의 ON저항이 0.7[ohm]이고, 부하임피던스가 15 [ohm]이므로 출력전압이 30[V]일 때 효율은 67.2 [%]이며, 출력전압이 40[V]일 때 효율은 66[%]로 계산되므로 실제에 본 장치에 효율은 종래의 초음파 발생장치의 효율에 비해 거의 2배에 가까운 효율을 나타내고 있다. 일반적인 공진회로의 손실은 15[%]정도이나, 본 회로에서는 공진회로대신 진동자를 직접 사용하여 공진회로가 제거되어 주파수조정이 단 한 번으로 쉽게 처리할 수 있고 또한 공진회로의 손실이 없어 전체적인 효율을 향상시킨다.

8. 결 론

부하가 변화할때에도 높은 효율을 갖는 인버터형 초음파발생장치의 회로방식을 제안하여 설계하고 실현하여 그 성능을 검토한 결과,

1. 고주파 발진회로에 SPWM인버터를 적용하여 고효율과 안정한 회로가 가능하였다.
2. 예리한 공진특성을 갖는 부하의 주파수동조를 부하의 위상차를 검출하여 발진주파수를 제어한 주파수추종방식이 좋은 동조특성을 나타내었다.
3. 초음파출력을 제어하는 방식으로 인버터의 출력전압과 전류를 검출하여 PWM의 사역폭을 제어하는 방식을 실현하였다.
4. 진동자자체의 예리한 공진특성을 검출하여 PLL로 주파수추종을 하여 공진회로의 손실을 제거하였고 조정이 간단하고 위에 4개의 기능을 가능케한것은 아날로그형 파형변환회로에 의하여 PLL, multiplier 및 inverter 회로를 상호결합시켜서 제안한 회로방식의 실현에 의해서 가능하게 되었다.

참 고 문 헌

- (1) 김주홍, "PLL을 이용한 공진부하 MOSFET인버터의 주파수추종제어제," 전기논문집35권7호 pp.272-7, 1977.
- (2) AP Edson, "High-performance magnetostrictive transducers," J. Acoust. Soc. Am. vol.55, No.5, pp.1076-1079. May, 1974.
- (3) GN.Revankar, "Analysis of high frequency inverter circuit," IEEE Trans. Ind. Electron. & Control Inst., Vol. IECI-20, No.3, pp.178-182, Aug 1973
- (4) GN.Revankar, "Voltage-fed high frequency Bridge inverter circuit," IEEE Trans. Ind. Electron. & Control Ins., vol. IECI-21, No.4, pp.226-1229, Nov. 1974.
- (5) Guan-Chyun Hsieh, "A Study of Series-Resonant DC /AC Inverter," IEEE Trans. Power Electronics, vol.11, NO.4, pp.641-652, July, 1996.

◇ 저자소개 ◇

이 선희 (李善熙)
1952년 4월 15일생. 1978년 동국대학교 전자공학과 졸업. 1989년 동국대학교 전자공학과 (공학박사.). 1983년 유한대학 전자과 교수. 1997년 CSUS 객원교수. 1990년 현재 서울산업대학교 매체공학과 교수.