



PWM 인버터용 SNUBBER 설계

Design of Snubber for PWM Inverter

오진석*
Jin-Suck Oh

ABSTRACT

In power transistor switching circuit have shunt snubber(dv/dt limiting capacitor) and series snubber(di/dt limiting inductor).

The shunt snubber is used to reduce the turn-off switching loss and the series snubber is used to reduce the turn-on switching loss.

Design procedures are derived for selecting the capacitance, inductor and resistance to limit the peak voltage and current values.

The action of snubber is analyzed and applied to the design for safety PWM inverter.

1. 서 론

전력용 TR(transistor)을 이용한 스위칭 회로는 산업시설의 여러분야에 널리 이용되고 있다. 이러한 회로는 snubber라는 보호회로를 가지고 있다.

snubber는 스위칭 회로에 이용되는 소자들의 소호시에 발생하는 피크전압 등에 의한 충격을 흡수하여 스위칭 소자를 보호하고 안정된 동작을 확보한다.

본 연구에서는 스위칭 회로에 이용되는 직렬 및 병렬 snubber의 제반 특성을 고찰한다.

그리고 이러한 고찰 결과를 이용하여 snubber회로를 설계하고 이론적인 고찰과 실제 실험적인 고

찰을 비교하여 설계에 필요한 데이터를 도출하고, 유효성을 실험을 통하여 확인하고자 한다.

또한, 스위칭 회로의 스위칭 동작시 발생하는 피크전압은 고에너지 및 고주파 특성을 가지고 있어 유해한 성분이 제어부에 유입하여 제어부의 오동작을 유발할 수가 있다.

그 결과 증대한 산업재해를 일으킬 수 있다.

그러므로 제어부와 스위칭 회로부는 전기적으로 격리시켜야 한다.

이를 위해 펄스트랜스를 이용하여 전송 제어신호의 에너지를 최소화하고자 한다.

설계된 snubber를 PWM(pulse width modulation)인버터에 부착하여 성능 실험을 수행하고자 한다.

* 양산전문대학 산업안전과

2. PWM 인버터

교류 전동기를 제어하는 기법으로 많이 이용되는 PWM 인버터는 가변전압 가변주파수 전원장치로서 저차 고조파의 제어가 용이하기 때문에 교류 전동기의 가변속 제어와 무정전 전원 장치로 많이 사용된다.

PWM 인버터는 실시간 제어가 용이한 RSPWM(Regular Sampled PWM) 기법¹⁾으로 구성한다.

PWM 인버터는 삼각 반송파(triangular wave)와 정현 변조파(sinusoidal modulation wave)를 비교하여 정현파의 진폭에 비례한 펄스폭을 가진 펄스로 만들어 반송파의 매 주기당 평균 전압의 변화를 정현파에 가깝게 만드는 방식이다.

PWM 인버터는 TR의 스위칭 동작과정에서 서어지(surge)현상이 발생한다.

서어지란 재현성이 없는 것으로 전류 및 전압이 급증하는 것으로 고에너지와 고주파의 특성이 있어 스위칭회로에 영향을 미친다.

서어지를 억제하여 전원선 노이즈 및 전자파 방해를 감소시키기 위하여 PWM 인버터에는 Snubber연구가 필요하다.

그러므로 서어지 유입시 임피던스를 강하시켜 에너지를 흡수하여, 그 에너지가 전원선 노이즈로 소모되지 않고 재생되는 snubber를 설계해야 한다.

일반적으로 스위칭 회로를 이용하는 산업기기는 고조파에 의한 영향이 가장 크다.

본 연구에서는 RSPWM 인버터를 각종 산업용 교류 전동기의 제어장치로 이용시 발생하는 고조파에 대한 이론적 연구를 병행한다.

2.1 고조파 해석

RSPWM기법은 기본파 성분 이하의 주파수 성분은 배제하고 기본파의 정수배 성분만 출력시켜, 이것을 전동기에 입력하여 전동기 누설리액턴스가 고차고조파 성분에 대하여 큰 임피던스로 작용하도록 하여 고차 고조파 성분을 억제한다. Fig. 1은 3상 RSPWM 인버터의 파형이다.

Fig. 1에서 변조파(modulation wave) U와 V는 다음과 같다.

$$U = E_s \sin \omega_s t \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$V = E_s \sin \left(\omega_s t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad \dots\dots\dots (2)$$

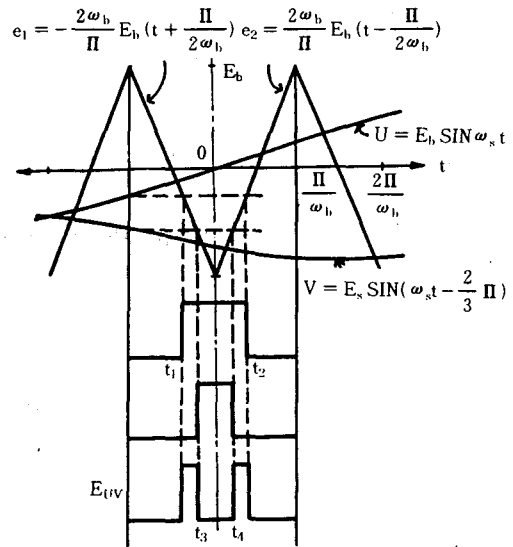


Fig. 1 Waveform of RSPWM Inverter

반송파 e_1 및 e_2 는

$$e_1 = (-2\omega_b/\pi) \cdot V_b \cdot (t + \pi/2\omega_b) \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$e_2 = (2\omega_b/\pi) \cdot V_b \cdot (t - \pi/2\omega_b) \quad \dots\dots\dots (4)$$

식 (1)~(4)에서 $t_1 \sim t_4$ 를 구하면,

$$t_1 = -\frac{\pi}{2\omega_b} \left(1 - M \sin \frac{\pi}{R} \right) \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$t_2 = \frac{\pi}{2\omega_b} \left(1 - M \sin \frac{\pi}{R} \right) \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$t_3 = -\frac{\pi}{2\omega_b} \left[1 - M \sin \left(\frac{\pi}{R} + 2\frac{\pi}{3} \right) \right] \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$t_4 = \frac{\pi}{2\omega_b} \left[1 - M \sin \left(\frac{\pi}{R} + \frac{2}{3} \right) \right] \quad \dots\dots\dots (8)$$

(단, $M = E_s/E_b$, $R = t_b/t_s$)

식 (1)을 T_1 , 식 (2)를 T_2 만큼 양의 방향으로 이동시킨 변조파를 이용한 출력전압 V_w 는 다음과 같다.

$$V_{wv} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [K_{mn} e^{j(m\omega_b t + n\omega_s t)} - K'_{mn} e^{j(m\omega_b t + n(\omega_s t - \theta))}] \quad (9)$$

(단, $y = \omega_s t - \theta_1$, $\theta_1 = \omega_s T_1$,

$$\theta = \omega_s T_2 + \frac{2}{3} \pi - \theta_1, \quad x = \omega_b t,$$

$m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$)

m 및 n 은 반송파와 변조파에 대한 고조파 성분^{1~3)}이다.

K_{mn} 및 K'_{mn} 은 다음과 같다.

$$K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\phi_1}^{\phi_2} e^{j(mx+ny)} dx dy \dots (10)$$

$$K_{mn} = \frac{E}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_{\phi_3}^{\phi_4} e^{-j[mx+n(\omega_s t - \omega_s T_2 - \frac{2}{3}\pi)]} dx dy \dots (11)$$

($\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$ 는 t_1, t_2, t_3, t_4 의 위상임)
 식 (10) 및 식(11)을 이용하여 고조파 성분을 해석한다.

기본파 성분($m = 0, n = 1$) V_B , 직류성분($m = 0, n = 0$) V_D , 변조파 주파수의 정수배 성분($m = 0, n \geq 1$) V_M , 반송파 주파수의 정수배 성분($m \geq 1, n > 0$) V_C 는 다음과 같다.

$$V_B = \frac{V_s M}{2} [\sin(\omega_s t - \omega_s T_1) - \sin(\omega_s t - \omega_s T_2 - \frac{2}{3}\pi)] \dots (12)$$

V_B 는 반송파 주파수 ω_b 에 무관하고 인버터에 공급되는 전압 V_s 및 변조지수 $M(E_s/E_b)$ 에 비례⁴⁾한다.

그리고 V_D, V_M 및 V_C 는 영이 된다.

그러므로 RSPWM인버터의 고조파 성분은 변조파의 우수배 주파수와 반송파의 기수배 주파수의 합차의 형태로만 나타난다.

이러한 해석결과를 이용하여 RSPWM제어기법을 고조파가 억제되는 방향으로 프로그램화하여 제어 알고리즘을 구성한다.

3. Snubber 설계

대부분의 TR은 중간 영역의 전력 응용에 사용된다.

본 연구에서는 npn TR의 에미터 접지 형태의 회로를 응용한다.

PWM 인버터의 동작특성을 고찰하기 위하여 Fig. 2의 단상 snubber회로를 이용한다.

TR은 cut-off영역에서 오프되며, active(활성)영역에서 증폭기로 동작하고, saturation영역에서 스위치로 동작한다.

전류이득(current gain) β 는 베이스 전류(I_B)와 콜렉터 전류(I_C)로 ($\beta = I_C/I_B$) 표시된다.

TR 포화는 I_B 의 미소 증가로 I_C 가 크게 증가되지 않는 시점으로 본다.

TR은 turn-on 및 turn-off시간을 필요로 한다.

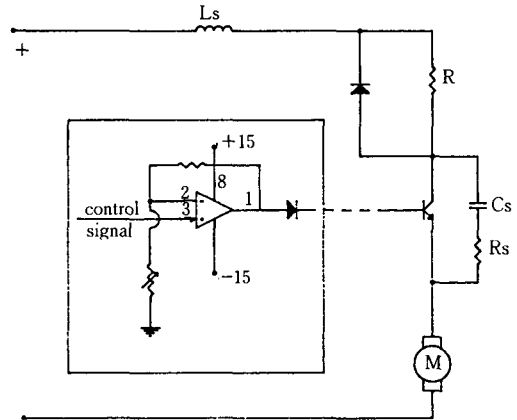


Fig. 2 Snubber circuit

turn-on동안 I_C 는 상승하고, di/dt 를 상승시간(t_r), 포화 콜렉터전류(I_{CS}) 및 부하전류(I_L)로 표시하면, 다음 식과 같다.

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_L}{t_r} = \frac{I_{CS}}{t_r} \dots (13)$$

turn-off동안 V_{CC} (콜렉터-에미터간 전압)는 I_C 하강과 더불어 상승하고, dv/dt 를 단자전압(V_S), 하강시간(t_f) 및 콜렉터 전압(V_{CC})로 표시하면 다음 식과 같다.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_S}{t_f} = \frac{V_{CC}}{t_f} \dots (14)$$

보통 TR을 이용하는 스위칭 회로는 TR이 허용치 이내에서 동작되도록 di/dt 및 dv/dt 를 제한하는 Snubber가 필요하다.

Fig. 2에서 TR양단에 RC Snubber를 부가하여 dv/dt 를 제한하고 또한, TR과 직렬로 L_S 를 부가하여 di/dt 를 제한한다.

일반적으로 Fig. 2와 같은 RC Snubber를 분권 snubber라 하고, L_S 와 같은 snubber를 직렬 snubber⁵⁾라 한다.

TR이 turn-on시 Fig. 2를 등가회로로 표시하면 Fig. 3과 같다.

TR이 turn-on순간의 di/dt 는 V_S/L_S 이다.

식 (13)을 이용하여 L_S 를 구하는 식을 도출하면 식 (15)와 같다.

$$L_S = \frac{V_S t_r}{I_L} \dots (15)$$

TR이 turn-off될 때는 Fig. 2의 Snubber에서

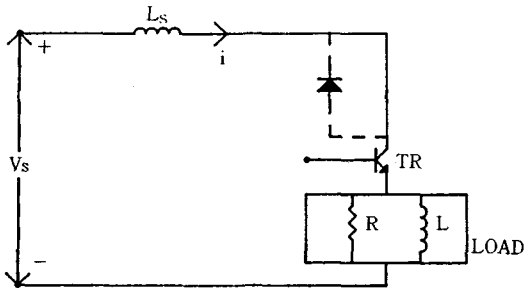


Fig. 3 Equivalent circuit(turn on)

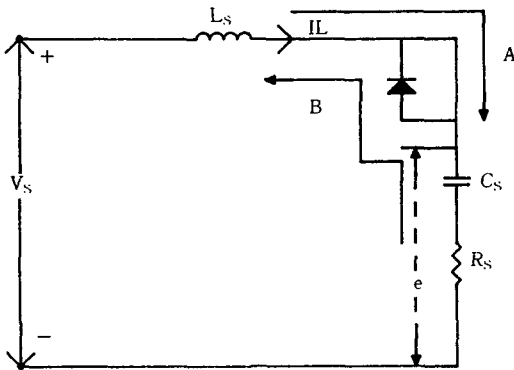


Fig. 4 Equivalent circuit(turn off)

C_s 는 I_L 에 의해 충전된다. 등가회로는 Fig. 4의 A 방향과 같다.

dv/dt 는 I_L/C_s 이다.

식 (14)를 이용하여 C_s 를 구하는 식을 도출하면^{6,7)} 식 (16)과 같다.

$$C_s = \frac{I_L t_f}{V_s} \dots\dots\dots (16)$$

그리고, C_s 가 V_s 로 충전되면 직렬 및 분권 snubber에 충전된 에너지가 소멸되기 위하여 $R_s C_s L_s$ 의 공진회로가 Fig. 4의 B방향과 같이 형성된다.

공진회로의 전압 및 전류 관계식은 다음과 같다.

$$L_s \frac{di}{dt} + R_s i + \frac{1}{C_s} \int i dt = V_s \dots\dots\dots (17)$$

(단, $t = 0$ 에서 $C_s = 0$)

식 (17)을 라플라스 변환하여 전류에 대해서 정리하면 식 (18)과 같다.

$$i(s) = \frac{\frac{V_s}{L_s} + SI}{S^2 + \frac{R_s}{L_s} S + \frac{1}{L_s C_s}} \dots\dots\dots (18)$$

식 (18)에서 특성 방정식의 근을 구하면 식 (19)와 같다.

$$S = -\frac{R_s}{2L_s} \pm \sqrt{\left(\frac{R_s}{2L_s}\right)^2 - \frac{1}{L_s C_s}} \dots\dots\dots (19)$$

식 (19)에서 제동계수 (α), 공진주파수 (ω_0) 및 감쇄비 (δ)는 식 (20)과 같다.

$$\alpha = \frac{R_s}{2L_s}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}},$$

$$\delta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R_s}{2} \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \dots\dots\dots (20)$$

전류인자를 x 라 하고 식 (21)과 같이 정의한다.

$$x = \frac{I}{V_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \dots\dots\dots (21)$$

임계감쇄는 $\alpha = \omega_0$, $\delta = 1$ 일때 일어나며 이때 $R_s C_s L_s$ 공진회로는 발진을 하지 않는다. Fig. 4에서 e 는 식 (22)와 같다.

$$e = V_s - (V - R_s I_L)(1 - \alpha t) \exp(-\alpha t) + \frac{1}{2} R_s I_L \alpha t \exp(-\alpha t) \dots\dots\dots (22)$$

식 (22)를 미분하면 식 (23)이 된다.

$$\frac{de}{dt} = [V_s(2 - \alpha t) + \frac{1}{2} R_s I_L (\alpha t - 3)] \cdot \alpha \cdot \exp(-\alpha t) \dots\dots\dots (23)$$

e 의 초기값은 $I_L R_s$ 이다.

TR이 turn-off되기 직전의 di/dt 는 V_s/L_s 이다.

V_{sp} (피크전압)이 유도되는 시간은 t_1 이라고 하면 t_1 은 식 (23)을 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$t_1 = \frac{2-3x}{\omega_0(1-x)} = \frac{\sqrt{L_s C_s}(2-3x)}{1-x} \dots\dots\dots (24)$$

또한, V_{sp}/V_s 는 식 (25)로 나타난다.

$$\frac{V_{sp}}{V_s} = 1 + (1-x) \exp\left(-\frac{2-3x}{1-x}\right) \dots\dots\dots (25)$$

그리고, Snubber의 V_{sp} 평균 상승비는 식 (26)과 같다.

$$\left(\frac{dV_{sp}}{dt}\right)_{av} = \frac{V_{sp}}{t_1} = V_s \omega_0 \left(\frac{1-x}{2-3x}\right) [1 + (1-x) \exp\left(-\frac{2-3x}{1-x}\right)] \dots\dots\dots (26)$$

이상의 과정을 통하여 설계한 snubber를 부착한 PWM 인버터의 스위칭 TR은 부하에 따라 스위칭 손실이 다르다.

4. 실험결과 및 고찰

실험회로는 Fig. 2의 회로를 이용하였다. 회로의 L_s , C_s 및 R_s 의 값은 식 (15), 식 (16) 및 식 (20)을 이용하여 구한 값을 적용하였다.

이용한 전동기의 공급전압은 110V, 부하전류 6.5A이고, 전력용 TR의 상승시간은 $12\mu s$, 하강시간은 $2\mu s$ 이다.

직렬 snubber의 값에 따라 전기자 전류의 연속 및 불연속이 결정된다.

Fig. 5는 직렬 및 병렬 snubber를 붙이지 않고 실험한 전기자 전압이다.

Fig. 6은 직렬 및 병렬 snubber를 정상대로 적용한 경우의 실험결과이다.

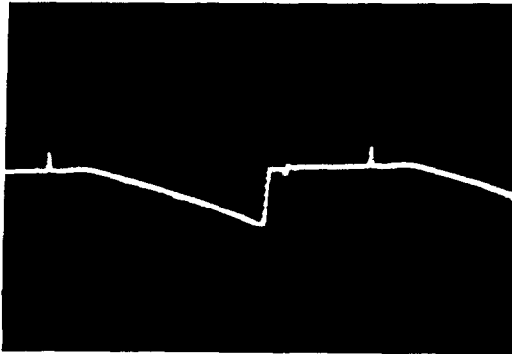


Fig. 5 RSPWM output voltage waveform(without snubber)

Fig. 5의 피크성분이 snubber의 $R_s L_s C_s$ 공진회로에 의해 손실로 없어진다.

또한, 여러 값의 L_s 에 실험한 결과 L_s 에 따라 전류의 연속 및 불연속점과 di/dt 가 제한됨을 알았다.

현재는 제어신호를 전기적으로 분리하기 위하여 펄스트랜스를 이용하였지만, 현재 연구중인 광시스템(optical system)을 제어신호의 전송방법으로 이용하면 EMI(electro magnetic interference)에 의한 전송신호의 에러도 제거할 수 있다고 생각한다.

또한, 스펙트럼 분석결과 RSPWM 스위칭 기법

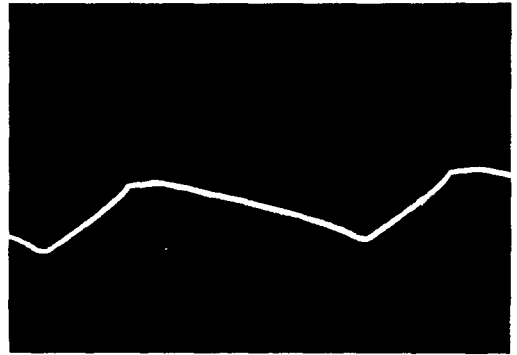


Fig. 6 RSPWM output voltage waveform(with snubber)

이 예전의 NSPWM(natural sampled PWM보다 고조파 억제능력이 우수함을 나타냈다.

본 논문에서 연구한 결과는 전기자동차 제어시스템 설계에 반영하여 전반적인 성능 및 부하실험을 계속 수행할 예정이다.

5. 결 론

본 연구는 전기자동차 구동시스템인 PWM 인버터 설계를 수행하는 과정에서 연구한 결과이다.

현재 산업현장에 사용하는 전동기의 대부분이 교류전동기이다.

그러므로 교류전동기를 구동하기 위한 인버터의 연구는 필수적이다.

연구수행 과정에서 드러난 것은 다음과 같다.

- 1) 직렬 snubber는 di/dt 를 억제하는 역할 및 전류의 연속 및 불연속도 결정한다.
- 2) 병렬 snubber에 걸리는 전압을 이용하여 피크전압이 유도되는 시간을 예측할 수 있어 실제 회로 설계시 안전도를 확보할 수 있다.
- 3) RSPWM 스위칭 기법은 다른 PWM기법보다 디지털화가 용이하고 제어기법에 의한 고조파 억제 능력도 우수하다.

그 밖에 부하(유도성 및 저항성)에 따른 고조파 및 피크파의 억제능력에 관한 연구를 수행하여, 최적의 snubber설계 데이터를 도출하는 것이 향후 과제라고 생각한다.

참 고 문 헌

- 1) 오진석, "Design of Controller for Electric Propulsion Motor Controller", 국방과학연구소, Oct. 1991.
 - 2) 노창주, 오진석 "A Study on The Improvement of Commutation Circuit for DC Chopper" 한국박용기관학회지, 권 B, 제 1호, pp. 57~68. Feb. 1988.
 - 3) B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, pp. 1~165, 1986.
 - 4) P. D. Evans, "Harmonic Distortion in PWM Inverter Output Waveforms", IEE Proc., Vol. 134, No. 4, pp. 224~232, July 1987.
 - 5) Farhad Nozari, "Selection of Snubber and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters", IEEE Trans, Vol. IA-16, No. 4, pp. 513~523, July 1980.
 - 6) A. Hansen and H. Havemann, "Design of Snubber Circuits for a Transistor Inverter using A Minimum Number of Components", IFAC Control in power Electronics, Switzerland, pp. 165~171, 1983.
 - 7) William McMurray, "Optimum Snubbers for Power Semiconductors", IEEE Trans, Vol. IA-8, No. 5, pp. 593~600, Sept 1972.
-