

펄스폭 변조에 의한 무정전 전원장치에 관한 연구

방 사 선 과 전임강사 이 성 길
전산정보처리과 전임강사 박 해 암

I. 서 론

최근 컴퓨터의 대량 보급과 더불어 공장자동화(factory automation), 업무자동화(office automation) 등에서 데이터의 안정적 처리와 보관을 위해서 전원의 안정화가 중요시되고 있다.

반도체 기억장치를 사용하는 시스템에서는 전원이 수 십 m sec 동안만이라도 허용치 이상 상승 또는 하강하거나 정전상태가 유발되면 정보가 소멸되거나 프로그램이 정상적으로 수행되지 못하게 된다.¹⁾³⁾⁵⁾ 이를 해결하기 위해 연속적으로 안정된 전압과 주파수를 공급하는 무정전 전원장치가 필요하게 된다. 무정전 전원장치에는 전압을 안정적으로 공급하는 자동전압조정기(AVR; automatic voltage regulator), 무정전 전원장치(UPS; Uninterruptible power supply), 전압주파수 조정기(CVCF; controlled voltage controlled frequency) 등이 있다.²⁾

이와 같은 장치들에는 회전형과 정지형이 있으며 현재는 대부분 정지형이 사용되고 있다.

회전형이 기계적인 변환기라 한다면 정지형은 전기적 에너지를 직접 변환하는 형태로 회전형에 비해 5~10% 효율이 상승되며 소형, 경량, 보수의 용이성 등이 장점으로 나타난다.⁶⁾⁷⁾

회전형은 모터와 발전기등이 사용되며 정지형은 전력변환 소자로 thyristor계의 SCR, GTO, TRIAC 등이 사용되고 근간에는 전력용 transistor의 등장으로 이를 많이 사용하고 있는 추세이다.

UPS나 CVCF의 전력변환 방법으로는 구형파로 switching하여 출력전압을 얻어 이를 LC filter에 의한 고조파 감쇠를 하면 정현파를 얻을 수 있고 다중 펄스폭 제어에 의해 정현파를 얻는 등 다수의 방법들이 있다.⁴⁾

본 연구에서는 구형파 제어방식에서 문제가 되고 있는 고조파, 효율, 왜율 등의 개선을 위해 펄스폭 변조(PWM; pulse width modulation) 방식을 이용한 실험을 통하여 그 특성을 고찰하려고 한다.

II. 장치 및 방법

1. 무정전 전원장치의 구성

입력된 교류전력의 전압 및 주파수에 관계없이 출력측에 일정한 전압 및 주파수를 갖는 이상적인 교류전력을 연속적으로 얻는 것이 무정전 전력 공급 시스템이다.^{6,7,8)}

이를 실현하는 방법으로는 그림 1과 같은 시스템과 그림 2와 같은 시스템으로 대별한다.

Fig.1의 시스템은 2가지 동작상태로 구분할 수 있는데 Fig.1(a)는 정상상태로서 교류입력이 있을 경우 교류입력을 정류하여 전력변환기 (Inverter)에 전력을 공급함과 동시에 축전지에도 충전을 하여 교류입력이 없을 때를 대비한다.

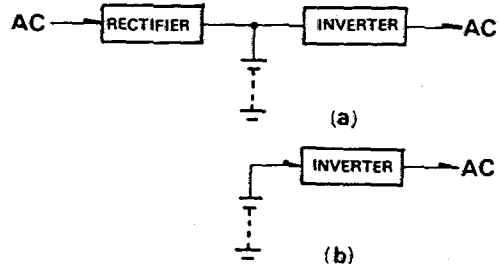


Fig.1. UPS System 1.

Fig.1(b)는 교류입력이 없는 정전상태로 Fig.1(a)에서 충전된 전력으로 정상상태로 회복되거나, 비상조치를 취할 때까지 전력변환기에 전력을 공급한다.

Fig.2의 시스템은 절환 스위치의 위치 (a)와 (b)를 절환하는 방식으로 정상상태일 때는 (a)의 위치에서 교류입력 전력을 그대로 출력하면서 축전지에 충전한다.

정전상태가 유발되면 절환 스위치는 (b)의 위치에서 (a)로 절환하고 전력변환기는 (a)의 위치에서 충전된 전력으로 작동되어 교류전력을 출력한다.

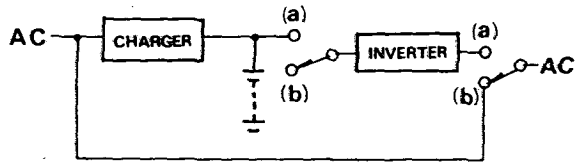


Fig.2. UPS System 2.

2. 펄스폭 변조의 원리

변조파를 식 1과 같이 인가할 경우

$$e_m = E_m \sin(\omega_m t + \theta) \dots\dots\dots (1)$$

펄스폭 변조 제어회로의 출력전압파형은 Fig.3과 같다.

Fig.3(a)와 같이 출력전압 파형의 기본성분에 해당되는 변조파(정현파)와 반송파(삼각파)를 비교하여 펄스폭 변조된 출력전압 파형을 얻는다.

변조파의 진폭이 반송파의 진폭보다 클 때 Fig.3(b)의 E_c 와 같은 전압파형을 얻을 수 있고 이 파형은 변조파의 성분을 포함하고 있으며^{9,10,11)} 변조파와 반송파의 주파수 비에 따라서

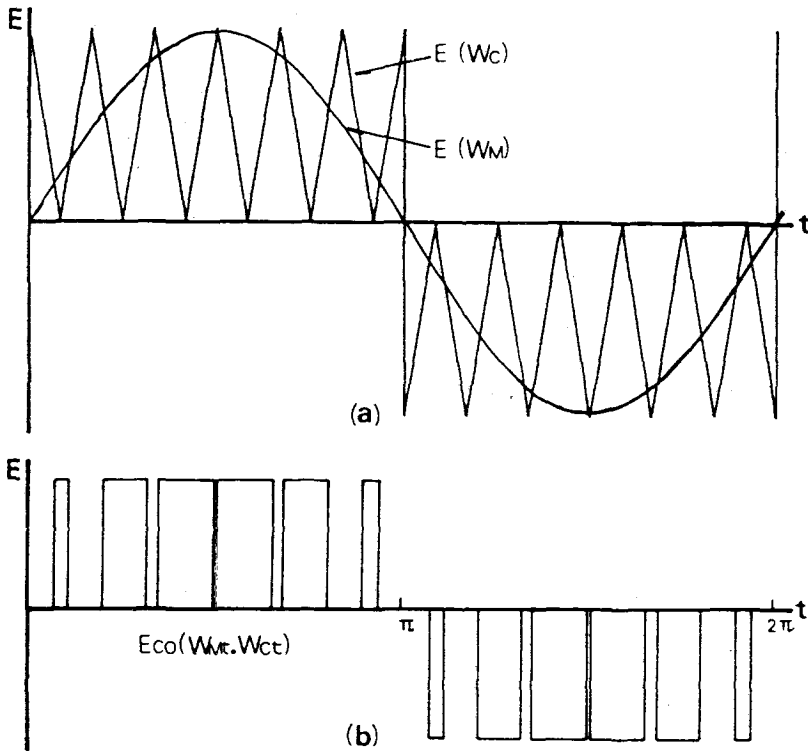


Fig.3. Output voltage wave with sinusoidal pulse modulation ($N = 6$).

여러 형태로 나타난다.^{11,12,13)}

Fig.3에서 출력전압(E_{co})은 반송주파수(ω_c)와 변조주파수(ω_M)의 함수로 결정되므로 $E_{co}(\omega_M, \omega_c)$ 로 표시된다.

반송파와 변조파의 주파수비로 변조된 출력 펄스의 수가 결정되며 변조파의 진폭을 A_M , 반송파의 진폭을 A_c 라 할 때 Modulation index M 과 주파수비 N 은

$$M = A_M / A_c \dots\dots\dots (2)$$

$$N = \omega_c / \omega_M \dots\dots\dots (3)$$

으로 되며 주기당 출력전압 펄스의 수는 주파수비 N 으로 정의되며 일반적으로 N 은 정수 (integer)이다.

펄스폭을 제어하는 것으로는 고정된 반송파 진폭 A_c 에 대해 변조파의 진폭 A_M 을 비교하여 즉 modulation index M 을 제어함으로써 펄스폭 변조 출력전압 파형을 얻을 수 있다.

Modulation index M 이 $A_M / A_c < 1$ 의 범위에서 PWM 출력전압 파형을 Fourier 급수로 전개하면 $n < N$ (n ; 고조파 차수, N ; 주파수비)의 모든 차수의 고조파가 제거되고 주파

수비 N을 증가시킴으로써 PWM 출력전압 파형에 포함된 저차수의 고주파 성분을 감소시킬 수 있다.

PWM 파형의 N의 증가할수록 고주파 성분은 감소하지만 Switching 소자의 on/off 시간과 응답속도등에 의해 영향을 받고 modulation index M이 증가할수록 출력전압은 비선형적으로 된다.

Fig.3에서 출력전압 E_c 를 Fourier 급수 전개에 의해 해석하면

$$f(x-y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j(mx+ny)} \dots\dots\dots (4)$$

Fourier 계수 K_{mn} 은

$$K_{mn} = E / (2\pi)^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-j(mx+ny)} dx dy \dots\dots\dots (5)$$

Fig.4에서 펄스의 도통각 $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4, \dots\dots$ 는 주기 $\pm\pi/\pi_M$ 를 이용하면

$$\phi_1 = -\pi/2 (M \sin y + 1) \dots\dots\dots (6)$$

$$\phi_2 = \pi/2 (M \sin y - 1) \dots\dots\dots (7)$$

$$\phi_3 = -\pi/2 (M \sin y - 1) \dots\dots\dots (8)$$

$$\phi_4 = \pi/2 (M \sin y + 1) \dots\dots\dots (9)$$

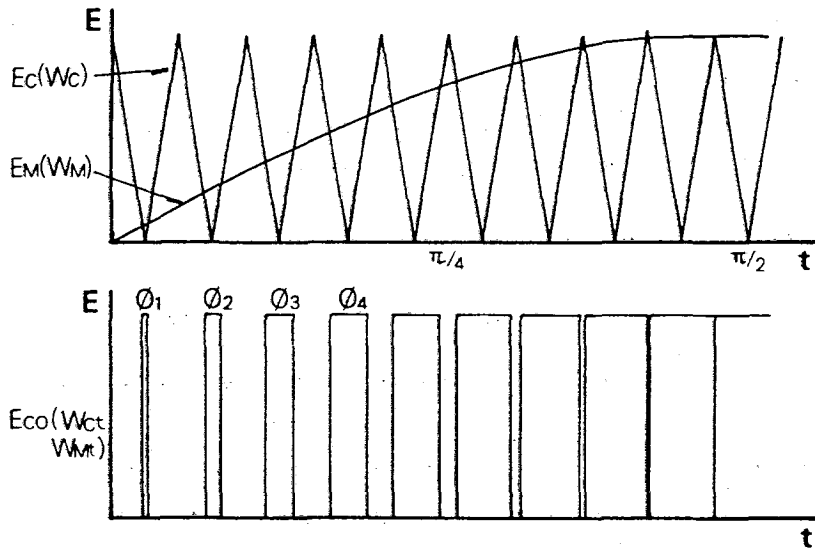


Fig.4. Pulse width modulation conduction angle

(윗 식에서 $y = \omega_{ct} + \theta$, $M = E_c/E_m$) 과 같이 된다.

따라서 출력전압 E_{co} 는 식 4에 의해서

$$E_{co}(\omega_{Mt}, \omega_{ct}) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j\{m(\omega_{Mt}) + n(\omega_{Mt} + \theta)\}} \dots\dots\dots (10)$$

로 되고 K_{mn} 은 식 5를 이용하면

$$K_{mn} = E / (2\pi)^2 \left[\left\{ \int_0^2 \int_{\phi_1}^{\phi_4} e^{-j(mx+ny)} dx dy \right\} - \left\{ \int_0^2 \int_{\phi_2}^{\phi_3} e^{-j(mx+ny)} dx dy \right\} \right] \dots\dots\dots (11)$$

(식 10, 11에서 $x = \omega_{Mt}$, $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\dots n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\dots$)

식 (11)에서 E_{co} 의 기본파 성분은 $m = 0, n = 1$ 일 때 이므로 K_{01} 은

$$K_{01} = j \frac{M}{2} E \dots\dots\dots (12)$$

이 되고 식 12를 식 (10)에 대입하여 E_{co} 의 기본파 성분을 구하면

$$[E_{co}(\omega_M, \omega_c)]_{01} = (E/E_M) e_M \dots\dots\dots (13)$$

가 얻어진다.

식 (12)와 식 (13)식에서 출력전압의 기본파는 반송주파수에 무관하고 변조파와 위상차도 없으며 또한 직류 전원전압 E 에 비례하고 반송파의 진폭에 반비례함을 알 수 있다.

K_{01} 이외의 고조파성분의 계수치를 식(6)~(9)와 식 (11)에서 구하면

1. $m = n = 0$ 즉 직류성분일 때
 $K_{00} = 0 \dots\dots\dots (14)$

2. $m = 0, n > 1$ 즉 변조파의 정수배 주파수 성분일 때
 $K_{0n} = 0 \dots\dots\dots (15)$

3. $m > 1, n = 0$ 즉 반송파 주파수 ω_c 의 정수배 주파수 성분일 때
 $K_{m0} = 0 \dots\dots\dots (16)$

4. $m > 1, n \neq 0$ 즉 변조파와 반송파 각각의 정수배 성분의 합차(合差) 주파수 성분이 존재할 때에는 식(17)과 같다.

$$K_{mn} = j \frac{E}{(2m\pi)^2} \cos\left(\frac{mn}{2}\right) \left[\sum_{k=0}^{+\infty} jk(v) \int_0^{2\pi} (e^{j(n+k)y} - e^{-j(n-k)y}) dy \right] \dots\dots\dots (17)$$

단, $v = mM\pi/2$, $jk(v)$ 는 다음 식으로 정의되는 Bessel 함수이다.

$$e^{\pm jv \sin y} = \sum_{k=0}^{+\infty} jk(v) e^{\pm jy} \dots\dots\dots (18)$$

($K=0, \pm 1, \pm 2, \dots\dots\dots$)

1. $K \neq \pm |n|$ 일 때

$$K_{mn} = 0 \dots\dots\dots (19)$$

2. $K = \pm(n)$ 일 때

$$K_{mn} = j \frac{E j \ln(v)}{m\pi} \{1 - (-1)^n\} \cos^n \pi/2 \dots\dots\dots (20)$$

로 되며 이는 출력전압 E_{co} 에 포함된 기본파 이외의 불필요한 고조파 성분이다. 식(20)에서 m 이 기수이거나 n 이 우수일 때 0이 되므로 m 이 우수, n 이 기수 즉

$$m = 2l_1 (l_1 = 1, 2, \dots\dots) \dots\dots\dots (21)$$

$$n = 2l_{2+1} (l_2 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\dots) \dots\dots\dots (22)$$

일 때 불필요한 고조파 성분이 나타난다.

이때

$$K_{mn} = -j(-1)^{l_1} \frac{E j |2l_{2+1}| (\pi M l_1)}{\pi l_1} \dots\dots\dots (23)$$

로 되며 식(23)을 식(10)에 대입하여 불필요한 고조파 성분을 갖는 출력전압을 구하면

$$[E_{co}(\omega_{M+}, \omega_{ct})]_{m,n} = 2 \sum_{l_1=1}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \frac{(-1)^{l_1} E j [2l_{2+1}] (\pi M l_1)}{\pi l_1} \times \sin \{ 2l_1 \cdot \omega_{ct} + (2l_{2+1})(\omega_{M+} + \theta) \} \dots\dots\dots (24)$$

로 된다.

그러므로 출력전압 $E_{co}(\omega_{Mt}, \omega_{ct})$ 는 식(13)과 식(24)에서 식(25)를 얻는다.

$$E_{co}(\omega_{Mt}, \omega_{ct}) = (E_M/E_c) e_m + 2 \sum_{l_1=1}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \frac{(-1)^{l_1} E_j |2l_{2+1}| (\pi M l_1)}{\pi l_1} \times \sin(2l_1 \omega_{ct} + 2(l_{2+1})(\omega_{Mt} + \theta)) \dots\dots\dots (25)$$

3. 실험장치의 구성 및 실험방법

본 연구의 실험장치에 대한 전력 및 제어흐름은 Fig.5 와 같고 실험장치는 Fig.6 과 같다. 정현파를 변조파로 인가하는 PWM인버터는 폭제어된 다수의 펄스열에 의해 switching 하면 고조파를 억제한 정현파 출력을 얻을 수 있다.

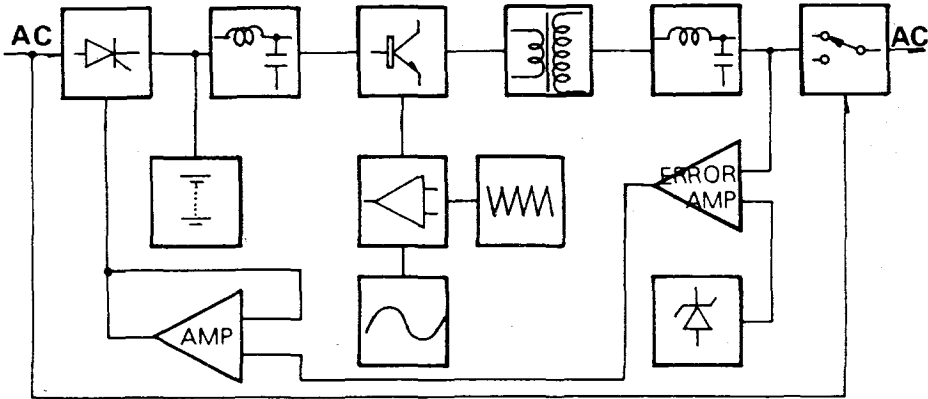


Fig.5. Block diagram of power and control

Thyristor 인버터에서는 전류회로(轉流回路)에 의해 switching 소자를 turn-off 하지만 전력용 switching transistor를 사용하면 전류회로가 불필요하므로 고속 switching 이 가능하며 높은 신뢰성, 고효율, 저왜율(低歪率)을 실현할 수 있으므로 본 연구에서는 전력용 switching transistor를 사용하였다.

SCR에 의해 정류된 직류는 축전지에 충전되면서 LC filter로 평활되어 인버터의 전원으로 사용한다.

부하변동에 의해 발생하는 인버터의 출력전압 변동과 출력해야 될 설정 기준 전압을 비교하여 편차전압을 검출하고 증폭하여 이 전압으로 SCR의 도통 위상각을 제어함으로 인버터의 출력전압을 제어한다.

Switching 제어신호 발생회로는 Fig. 7과 같으며 변조파는 sinusoidal curve, 반송파는 triangular curve로 precision waveform generator를 이용한 RC 발진으로 각각 60Hz, 12KHz로 하였다.

A₁과 A₂는 U₁과 U₂에서 발생한 신호파형의 진폭을 조정하기 위한 증폭기이며 A₃과 A₄로 U₁에서 발생한 정현파를 전파 정류하여 A₂의 출력파형인 삼각파와 비교할 수 있도록 하였다.

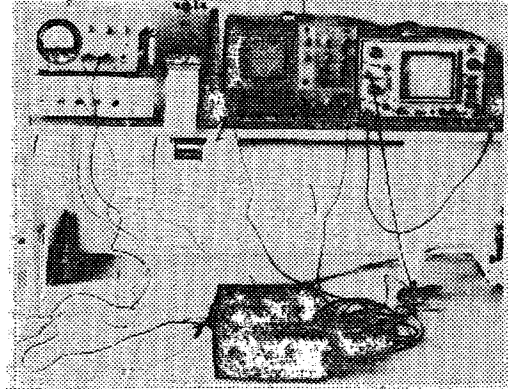


Fig.6. View of experiment

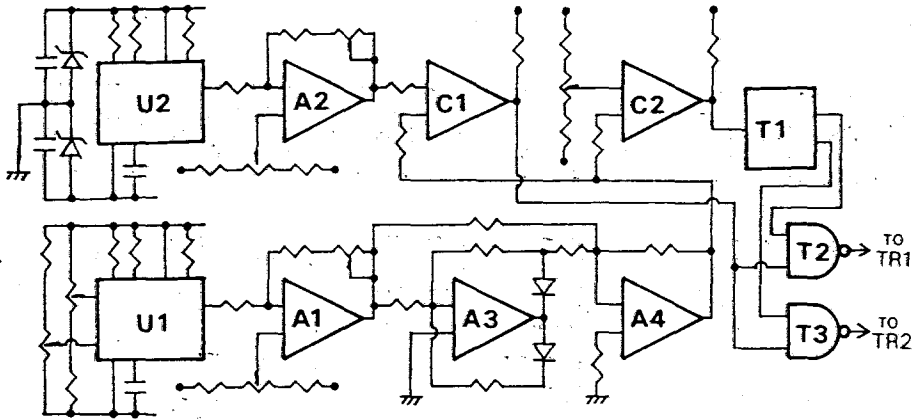


Fig.7. Generation circuit of PWM control signal

C₁은 A₁과 A₄의 출력파형을 폭변조하는 비교기로서 출력전압의 위상에 관계치 않고 출력한다. TR₁과 TR₂를 π 주기별로 교번 switching하여야 하므로 A₄의 출력파형을 C₂에서 zero-crossing 하므로써 위상을 구별할 수 있는 zero-pulse를 얻는다.

이 펄스에 의해 T₁이 toggle하므로 2개의 출력으로 TR₁과 TR₂의 switching 기간을 결정하며 각 transistor의 switching 신호는 C₁의 출력파형과 T₁의 출력파형을 T₂와 T₃로 NAND하면 TR₁과 TR₂를 각각 구동할 수 있는 펄스폭 변조된 switching 제어신호를 얻는다.

인버터 switching 회로는 Fig.8과 같이 변압기를 채용한 center-tap 방식으로 각 transistor는 π 주기 동안만 폭변조된 다수의 펄스열을 교번적으로 switching한다.

이때 변압기의 2차에는 위상과 관계된 교류전력이 유기되며 C_{f1}, C_{f2}, L_f에 의해 filter-

ing 하면 변조파와 같은 정현파 교류 전력을 출력한다.

L_b 에 유기된 전압은 Fig.5의 error-amp의 입력전압으로 사용하였다.

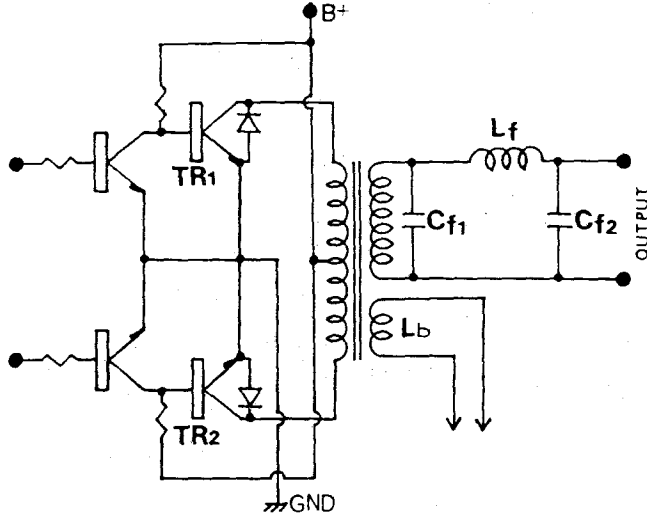


Fig.8. Inverter circuit

III. 결과 및 고찰

식 (1)의 변조파를 구성하기 위해 Fig.6의 U_1 으로 발전하고 A_1 으로 증폭하면 Fig.9와 같은 정현파를 얻고 A_3 와 A_4 로 전파정류하여 사진 10과 같은 변조파형을 구성한다.

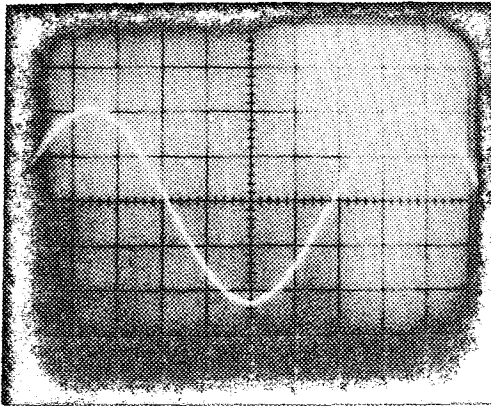


Fig.9. Generated sinusoidal curve
(Xaxis ; 2msec / div,
Yaxis ; $0.2 \times 10 \text{ v} / \text{div}$)

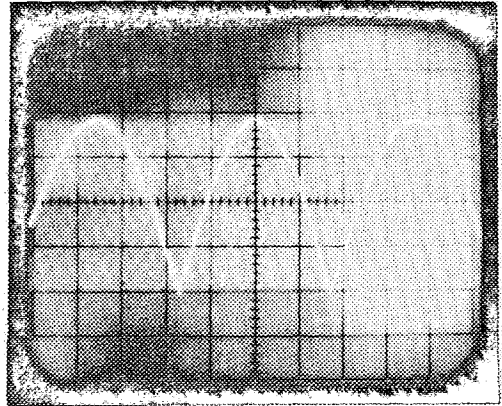


Fig.10. Modulation wave
(Xaxis ; 2msec / div,
Yaxis ; $0.2 \times 10 \text{ v} / \text{div}$)

Fig.11의 반송파는 U_2 로 발전하고 A_2 로 증폭하면 Fig.11과 같은 반송파형을 얻고 이들을 변조키 위해 C_1 에 입력한 신호파형은 Fig.12와 같다.

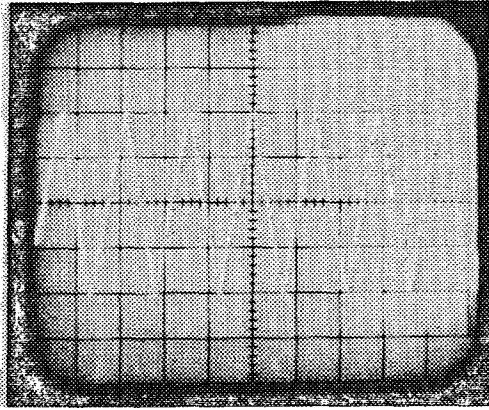


Fig.11. Carrier wave
(Xaxis ; $50\mu\text{sec}/\text{div}$,
Yaxis ; $0.2 \times 10\text{v}/\text{div}$)

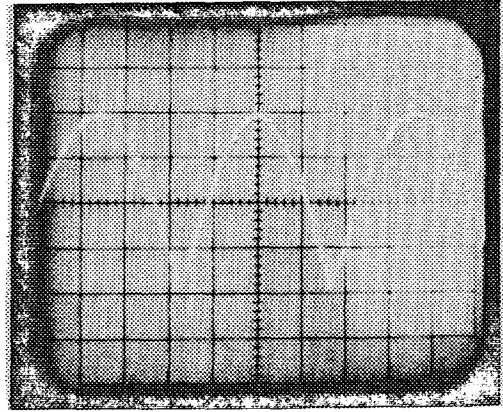


Fig.12. Input waves of PWM modulator
(Xaxis ; $2\text{msec}/\text{div}$,
Yaxis ; $0.2 \times 10\text{v}/\text{div}$)

Fig.12의 신호파형들에 의해 펄스폭 변조된 출력파형은 Fig.13과 같으며 이는 각 switching transistor를 교번적으로 구동할 수 없으므로 C_2 에서 zero-crossing한 펄스를 T_1 에서 분주하여 T_2 와 T_3 로 구동신호를 구분하면 Fig.14와 같다.

Fig.14의 구동파형으로 switching transistor가 교번적으로 switching을 하면 변압기 2차측에 출력전압이 유기된다.

Fig.15는 변압기 2차측의 filter 전 출력전압 파형이며 이를 LC filter에 의해 filtering하고 저항성 부하(100 W 전구)를 연결하였던 결과, 출력전압 파형은 Fig.16과 같다.

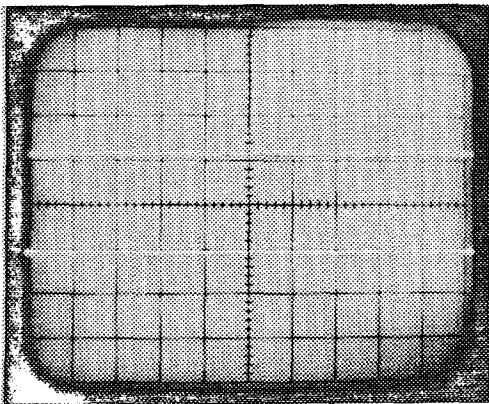


Fig.13. Output wave of PWM modulator
(Xaxis ; $2\text{msec}/\text{div}$,
Yaxis ; $0.2 \times 10\text{v}/\text{div}$)

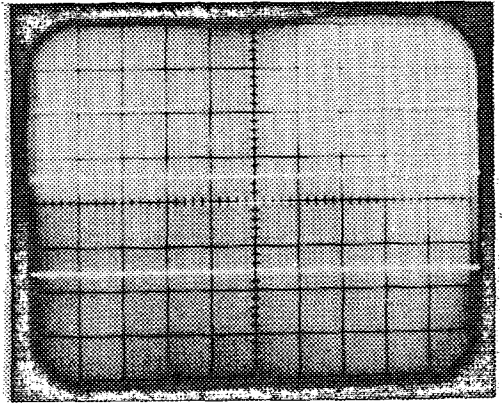


Fig.14. Drive wave to switching transistor
(Xaxis ; $2\text{msec}/\text{div}$,
Yaxis ; $0.1 \times 10\text{v}/\text{div}$)

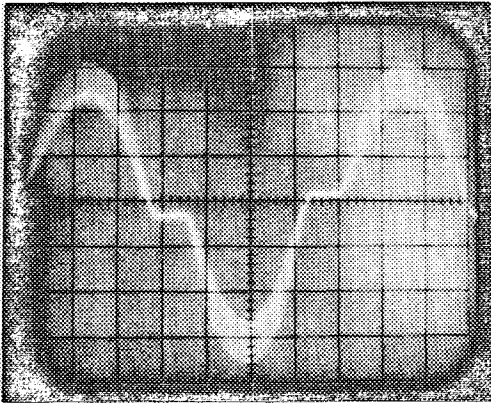


Fig.15. Output voltage of filter ahead
(Xaxis ; 2msec/div,
Yaxis ; $5 \times 10v/div$)

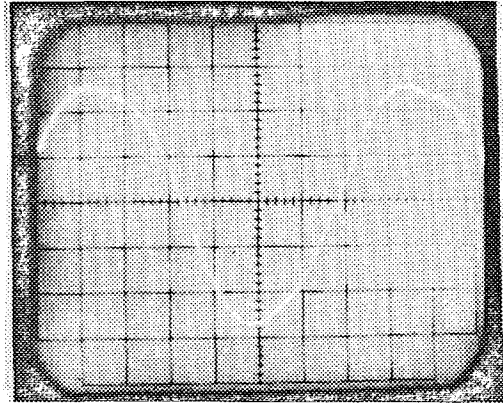


Fig.16. Output voltage wave with resistivity load (Xaxis ; 2msec/div,
Yaxis ; $5 \times 10v/div$)

또 부하를 유도성인 단상농형 24W급 모터를 연결하였던 결과, 출력전압 파형은 Fig. 17과 같았다.

Fig.16과 Fig.17을 Fig.9와 비교하면 변조파 신호인 정현파를 펄스폭 제어, 전력변환하면 원래의 정현파로 재생되어 출력함을 알 수 있다.

본 연구에서는 주파수비 N을 200으로 하고 modulation index M을 0.95로 할 때 각 부분의 신호파형들은 Fig.9 ~ Fig. 17과 같이 양호한 결과를 얻었다.

변조파인 정현파를 전파정류하고 반송파인 삼각파를 1개만 사용함으로써 제어회로를 간단히 할 수 있었다.

Switching 소자로 power transistor인 2 SD 711을 사용하여 switching 속도를 12KHZ로 하여 Fig.15와 같이 filtering 하기 전에 정현파 형태를 갖추게 되므로 LC filter를 소소용량화 할 수 있었다.

무정전 전원장치의 왜율은 5% 이내로 되어 있으며²⁾ 구형파 스위치 인버터의 왜율은 통상 4.2% 이상이 되나 펄스폭 변조방식을 이용한 본 실험장치는 아나로그식 왜율계로 측정된 결과 저항부하에서 2.9%, 유도성 부하에서 3.4%를 얻었다. 따라서 정현파 펄스폭 변조방식에 의한 인버터는 왜율을 낮출 수 있다고 사료된다.

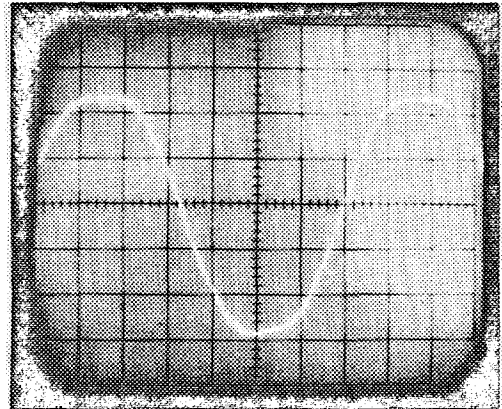


Fig.17. Output voltage wave with inductive load (Xaxis ; 2msec/div,
Yaxis ; $5 \times 10v/div$)

반송주파수가 12KHz 이므로 ferrite core 변압기를 사용한 본 실험장치는 철심 변압기를 사용한 구형파 스위칭 인버터에 비해 경량화, 저차수의 고조파 감쇄, 효율의 상승이 가능하였다.

IV. 결 론

펄스폭 변조에 의한 무정전 전원장치를 설계, 제작하여 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 상용주파수와 같은 60Hz 정현파를 전파정류하여 변조파로 하고 반송주파수를 12KHz 삼각파로 하여 저차수의 고조파 함유율이 적은 정현파 출력을 얻을 수 있었으며 인버터는 소음이 적고, 소형, 경량화 할 수 있었다.
2. 아나로그식 왜율계로 왜율을 측정한 결과 저항 부하에서 2.9%, 유도성 부하에서 3.4%로 구형파 인버터의 4.2%보다 낮아졌다.
3. Switching 소자로 power transistor 를 사용하고 주파수비 N을 200으로 switching 한 결과, filtering 하기 전에 정현파 형태를 갖추게 되므로 LC filter의 용량을 감소시킬 수 있었다.
4. 정현파 펄스폭 변조 제어회로는 precision waveform generator 를 이용하여 구성함으로써 제어회로를 간소화시킬 수 있었다.

참 고 문 헌

1. P.D. Ziogas ; "Optimum Voltage and Harmonic Control PWM Techniques for Three-Phase Static UPS system", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-16, pp.542 ~ 546 (1980).
2. "무정전 전원장치 설계 기준", 대한 전기학회 보고서, KSCP-C-1015, 공업진흥청, pp.9~64 (1979).
3. S.B. Dwea, P.D. Ziogas ; "Optimum Filter Design for a signal-phase Solid-static UPS system", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-15, pp.664 ~ 669 (1979).
4. General Electric company ; "SCR Manual", pp.237 ~ 264 (1981).
5. 정용호, 조규형 ; "무정전 전원장치의 필요성과 동작원리 및 기술동향", *전기학회지*, 34권, pp.5 ~ 56 (1981).
6. B. Beck ; "Uninterruptible Power Supplies and the Heemaf System", *Electronics and Power*, Vol.27, pp.554 ~ 555 (1981).
7. 飯田祥二 ; "汎用インバータ", *Transistor, Thyristor*, Vol.26, No.3, pp.25 ~ 30 (1985).
8. S.R. Bowes, M. I. Meeh. E. ; "Micro-processor control of PWM Inverter", *IEE Proc.*, Vol.128, pp.293 ~ 305 (1981).
9. 남문현 ; "자동제어 시스템", 자유아카데미, pp.110 ~ 123 (1985).
10. 市村和志 ; "インバータ PWM 制御", Vol. 50, No.13, pp.53 ~ 58 (1982).

-
11. H. S. Black ; "Modulation Theory", Van Nostran Reinhold, Chap.4, Chap.17 (1953).
 12. 나동주 ; "정현파 펄스폭 변조 인버터의 특성에 관한 연구", 건국대학교 대학원 석사학위 논문 (1984)
 13. 박민호 ; "전력전자공학", 신흥출판사, pp.267 ~ 331 (1983).

**A study on Uninterruptible Power Supply System
using Pulse Width Modulation**

Seong Gil Lee

Dept. of Radiological Technology

Hae Am Park

Dept. of Computer Information Process

Kwangju Health Junior College

>Abstract<

Recently Uninterruptible Power Supply (UPS) Systems are widely used in a variety of fields as highly reliable power sources.

This paper presents the operation and performance of an UPS using sinusoidal Pulse Width Modulation (PWM) techniques.

By using the sinusoidal PWM method for UPS systems, the property of harmonics, efficiency and distortion can be improved.

Experimental results showed that sinusoidal PWM techniques have good features for UPS system.