3배수차 고조파주입에 의한 PWM인버터의 출력특성개선

이 선 호° 조 지 원 김 호 진 신 우 석 최 규 하

건 국 대 학 교 전 기 공 학 과

Improvement of Output Characteristics by Triplen-Harmonics Injection in PWM Inverters

Sun-Ho Lee Jee-Won Joe Ho-Jin Kim Woo-Seok Shin Gyu-Ha Choe

Department of Electrical Engineering Konkuk University

ABSTRACT-This paper describes a new method to increase the fundamental output of PWM inverter by adding all triplen-harmonics to sinusoidal reference wave. As a result, the amplitude of the fundamental component is increased upto 21 percent compared with the conventional SPWM method, and hence the conversion efficiency of dc link is higher. Also as the commutation number of the inverter is decreased to two-thirds, the heating of the switch devices is reduced. In addition random carrier modulation is adopted to lower the acoustic noise at given frequency modulation index.

1. 서론

최근 유도전동기의 속도제어는 PWM인버터가 많이 이용되고 있으며, 전력제어용 반도체 소자의 발달에 따라 PWM인버터의 출력 특성이 많이 개선되었다. 또한 삼각파 신호와 정현파 변조신호의 비교에 의해 만들어 지는 기존의 정현파 PWM(SPWM) 출력파형은 고조파 함유율이 적지만 펄스폭이 제어되므로 dc link에 대한 출력전압의 기본파 성분비가 낮기 때문에 변환 효율이 떨어진다. 따라서 정현파의 신호에 제3고조파를 포함시켜 새로운 형태의 변조신호로 변환하고 이를 삼각파와 비교하여 PWM파형을 발생시키는 제3고조파 주입법이 있다. 이 방법은 SPWM에 비해 인버터 출력의 기본파 성분이 높은 장점은 있으나 고조파 함유율이 다소 증가되어 기존의 방식에 비해 불리하다. 제3고조파 뿐만아니라 모든 3배수차 고조파를 정현파 변조신호에 전부 추가시켜 PWM파형을 발생시키는 방법에 대해 연구하고자 한다. 제안된 방법으로 할 경우 인버터의 출력 기본파 성분이 제3고조파 주입법보다 크며, 또한 전류(Commutation)의 횟수가 전자의 두 방법에 비해 2/3로 줄어든다. 즉 1/3주기 동안은 스위칭이 이루어 지지 않으므로 스위칭 소자의 스위칭 손실을 줄일수 있으며 출력을 약 21[%]정도 증가시킬 수 있다. 따라서 스위칭 소자의 정격을 저하시킬 수 있어 나아가서 인버터 시스템의 크기를 줄일수 있는 장점이 있다. 또한 여기서는 스위칭으로 인한 가청잡음을 감소시키기 위해 캐리어 랜덤 변조 방식을 사용하였다.

2. SPWM 및 제3고조파 주입방법

3상 PWM파형을 만들기 위한 종래의 기법은 그림1에 나타내었다. PWM파형은 주파수가 고정된 삼각파의 캐리어와 정현파의 기준신호와 비교하여 만들어 진다. 변조신호가 정현파인 SPWM 방식은 간단한 잇점이 있고 그림2와 같은 스펙트럼을 갖는다. 그리고 기준신호를 최고로 높혀도 출력의 기본파성분은 그다지 높아지지 않는다. 따라서 SPWM인버터에서는 변환효율을 높혀야 할 필요가 있다. 이러한 변환효율은 다음의 변조지수(Magnitude Modulation Index) δ로써 나타낼 수 있다.

$$\delta = \frac{\text{기준신호 크기}(A_m)}{\text{캐리어의 크기}(A_c)} \qquad (1)$$

식(1)에서 보는 바와 같이 변조지수 δ는 기준신호의 크기에 따라 변한다. 즉 $0 < \delta < 1$이면 출력의 기본파가 δ에 비례되어 선형적으로 변조되고 $\delta > 1$이면 과변조(Overmodulation)가 된다(그림9 참조). 따라서 이러한 과변조 구간에서는 기준 신호의 크기를 계속 증가시켜도 출력전압이 더이상 증가되지 않는 포화 특성을 갖는다. 그리고, 그림3의 제 3고조파 주입법의 경우 PWM인버터는 그림4와 같이 출력 전압의 기본파 성분이 SPWM방법에 비해 증가되는 반면 고조파 성분은 다소 많은 차수의 고조파들이 발생되고 있음을 알수 있다.

3. 3배수차 고조파 주입법의 기본원리 및 캐리어 랜덤 변조방식

PWM 인버터에서 출력선간전압을 정현파에 가깝게 출력시키기 위해 기준신호가 꼭 정현파일 필요는 없다. 다시 말하면 그림5(a)에서 나타내고 있는 새로운 기준신호(e_x, e_y, e_z)를 고려할때 3상 기준 신호는 아래와 같이 기존의 기준신호에 어떤 신호 e_p를 추가함으로 인해 얻어진다.

$$e_x = e_a + e_p \quad e_y = e_b + e_p \quad e_z = e_c + e_p \qquad (2)$$

그리고, e_p는 아래와 같은 관계가 있다.[3]

$$e_p = -\min(e_a, e_b, e_c) - 1 \quad (3)$$

그림5에서 보는 바와 같이 기준신호(e_x, e_y, e_z)는 각 한주기 동안에 2/3주기 동안에서만 스위칭 동작을 하고 나머지 1/3구간에는 하지 않으나 최종 출력파형은 정현파로 얻어진다. 본 논문에서는 이방법을 N(Nonsinusoidal)PWM방법이라 한다.

그림11은 변조파 캐리어 파형과 변조함수 n(t)를 나타내며, n(t)의 크기를 제한함에 의해 캐리어 주파수가 순간적으로 변하게 되어 그림12에서 나타난 것과 같이 삼각파 캐리어에 기인하는 주파수 스펙트럼의 분포 특성을 개선할 수 있다.

그림1(a)에서 나타내는 파형의 캐리어 신호 e_c는 크기 A_c와 각주파수 ω_c를 갖는 삼각파이며, 정현파 e_a, e_b, e_c는 정현파 변조신호이다. 캐리어 신호와 마찬가지로 정현파 변조신호도 크기 A_m와 각주파수 ω_m를 갖는다. 두주파수 ω_b와 ω_m의 비가 일반적으로 정수가 아니므로 PWM파형은 비주기 함수로 된다. 이러한 파형의 고조파 해석은 이중 푸리에급수(Double Fourier Series)로 해석할 수 있다. 그림1(b)에서 나타내는 PWM파형 E_{an}는 복소형태인 이중 푸리에 급수(Double Fourier Series)로 표현된다.

$$E_{an}(\omega_b t, \omega_m t) = \sum_{m=0}^{\pm\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} \exp[j(m\omega_b t + n\omega_m t)] \quad (4)$$

단,

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} E_d \exp[-j(m\omega_b t + n\omega_m t)] d\omega_b t d\omega_m t \quad (5)$$

여기서 K_{mn}은 복소 캐리어 계수이고, 캐리어파와 변조파의 교차점으로 부터 얻어지는 샘플링 위상각으로 부터 구하여 진다. 그리고 E_d는 직류전압원이고, m=0, ±1, ±2, … n=0, ±1, ±2, … 이다. 그림1(b)에서 설명하고있는 파형 E_{bn}은 같은 방법으로 표현된다. 그림1(c)의 PWM 선간전압 V_{ab}는 E_{an}와 E_{bn} 사이의 전압차로서 교차점 a와 b에서 나타난다. 다상의 경우에도 마찬가지로 선간전압 파형은 이러한 파형이 된다. 따라서, 평형 P_n상 변조신호를 위한 선간전압파형은 아래와 같이 주어진다.

$$V_{ab}(\omega_b t, \omega_m t) = \sum_{m=0}^{\pm\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} \lambda_n \exp[j(m\omega_b t + n\omega_m t)] \quad (6)$$

$$\lambda_n = 1 - e^{-j2\pi n/P_n} \quad (7)$$

여기서, P_n은 상수(相數)이다. 그리고 위 식으로부터 알 수 있듯이 선간전압 파형은 상전압 파형식에 계수 λ_n을 곱함에 의해 구할 수 있다. 그리고 그림1에서 나타내는 3상 변조 신호를 해석한 결과 기존의 PWM 선간전압에서의 기본파 전압 V_{ab1}은 다음 식으로 주어진다.

$$V_{ab1} = (\sqrt{3}/2)\delta E_d \sin(\omega_m t + \pi/6) \quad (8)$$

여기서, 변조도 δ = 1에서 기본파성분의 최대값은 $0.87E_d$이다.

4. 전류 횟수의 감소

캐리어 주파수가 높다면 신호전류 손실 P_L는 sideband가 고주파 영역에 분포되기 때문에 줄어들며, 또한 인버터의 전류(Commutation) 횟수가 줄어들므로 스위칭 손실 P_c도 줄어든다. 그리고 식(9)의 계수 λ_n는 전류의 횟수를 줄이는데 적용되며, 그리고 식4에 곱하면 정현파 선간전압을 구할 수 있다. 단상 인버터에 대한 계수 λ_n은 식(7)의 P_n에 2를 대입하면 아래식을 얻는다.

$$\lambda_n = 1 - (-1)^n \quad (9)$$

관계식(9)는 모든 짝수 n에 대해 항상 0이 된다. 다시 말하면, 어떠한 짝수의 고조파 성분도 단상 인버터를 위한 변조신호 정현파에 추가될 수 있다는 뜻이다. 그리고 각 인버터의 각(却)은 그림5에서 보는 바와 같이 2/3주기 동안만 스위칭을 한다.

3상 인버터를 위한 계수 λ_n은 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$\lambda_n = [\{1-(-1)^n\}\cos(n\pi/6) - j\{1+(-1)^n\}\sin(n\pi/6)]\exp(jn\pi/6) \quad (10)$$

이식은 식(7)에 P_n=3을 대입함으로써 얻어지며, 정수 N에 대해 n=3N 이면 식(10)은 0이되고므로 3상 PWM 인버터를 위한 변조신호는 앞의 단상과 달리 3상 정현파에 어떠한 3차 고조파 성도 추가될 수 있다. 새로운 3상 변조신호(e_x, e_y, e_z)는 그림5(a)에서 나타내고 있다. 그림5(c)에서 보는 바와 같이 인버터의 선간전압은 SPWM이 되고 각 PWM전압 E_{an}, E_{bn}, E_{cn}는 주기의 1/3구간에서 0으로 되므로 인버터의 각(却)은 주기의 1/3주기 동안은 스위칭을 하지 않게 된다. 이러한 스위칭 간격의 감소는 전류(Commutation) 횟수를 감소시키며 그로 인하여 스위칭 소자에서 발생되는 열을 현저히 줄일 수 있다.

5. 시스템 구성

본 연구를 위한 계통의 블럭선도는 그림13과 같이 구성되어 있다. 즉, 3상교류 입력전류를 받아 직류로 변환하는 정류회로가 있고 변환된 직류로부터 가변주파수의 3상교류를 얻기 위한 인버터회로, 그리고 MOSFET의 제어회로로

되어있다.

A. 게이트 신호 발생 회로

전압제어 회로는 sine wave 회로에서 발생되는 정현파 교류 신호와 carrier wave 발생회로에서 발생되는 캐리어 파를 비교하여 각상 MOSFET의 'on', 'off'신호를 만들어 낸다. 캐리어 파의 주기와 크기는 일정하게 놓고 정현파의 주파수와 크기를 가변할 수 있게 하였다. 정현파 교류 신호와 캐리어 파를 비교하여 만들어진 PMW파형은 인버터의 각(却)에 있는 MOSFET간의 단락을 방지하기 위하여 dead time을 주어야 하며, 이를 위하여 시간 지연회로를 거쳐야 한다. PWM인버터의 MOSFET(IRF 450)는 턴오프 시간이 500[nS] 이며 본 연구에서는 dead time을 2~20[㎲] 내에서 조정하도록 하였다.

B. 정현파 발생회로

정현파 발생회로는 12bit 카운터에서 발생된 어드레스는 clock과 어드레스의 타이밍을 맞추기 위해 버퍼로 지연시켰으며 지연된 어드레스는 ROM으로부터 순차적으로 정현파 데이타를 발생시킨다. ROM으로부터 발생된 정현파 데이타들은 8bit D/A컨버터에서 정현파로 변환된다. 그리고 정현파의 크기를 조절하기 위하여 OP Amp를 추가하였다.

C. PWM 발생회로

PWM파형 발생회로는 D/A컨버터, 캐리어 발생회로, OP Amp로 구성되어 있다. 어드레스 지연회로를 거친 어드레스는 캐리어 파형을 발생하기위해 ROM으로부터 순차적으로 캐리어 데이타를 발생시킨다. ROM으로부터 발생된 캐리어 데이타는 D/A컨버터를 거쳐 캐리어 파형을 발생한다.

6. 시뮬레이션 및 실험결과

본 논문에서는 NPWM방법을 사용하여 인버터의 출력특성을 고찰하기 위하여 SPWM방법의 경우와 비교하였다. PWM출력에 대한 주파수비=15로 하였고 고조파 해석은 45차까지 하였다. 그림6(b)에서 보는바와 같이 본 논문에서 제안된 그림5의 변조신호파의 스펙트럼 분석결과 기본파를 기준으로 할 때 직류성분은 35[%] 제3고조파가 20[%], 제6고조파는 5[%]등 3배수차 고조파만 나타남을 알 수 있다. 이때 직류성분은 식(2)에서 각 상(相)에 모두 존재하므로 결국은 상쇄된다. 그리고, 그림2 및 8에서 보는 바와 같이 출력의 기본파 전압이 NPWM방법과 SPWM방법을 비교하였을 경우 NPWM방법이 21[%] 증가되었음을 알수가 있다. 이 비교에서 NPWM방법은 변조신호파를 캐리어파와의 크기비가 같은 12[%]를 증가시켰다. 그런데 SPWM방법은 변조신호의 크기를 NPWM방법과 같이 12[%]로 올리게 되면 그림10에서 보는 바와 같이 기본파 출력 선간전압이 114[%]가 되어 NPWM과 약 7[%]의 차밖에 나지 않으나 그림9와 같이 과변조(Overmodulation)가 되어 비선형적인 제어상태가 된다. 또한 고조파 성분의 증가로 손실이 증가된다. 때문에 선형제어를 유지하기 위하여 과변조시켜서는 안된다.

7. 결론

전력용 MOSFET를 사용한 인버터를 제안된 NPWM방법으로 운전할 경우 인버터의 출력파형을 이론 및 실험적으로 고찰하였다. 전술한 바와 같이 정현파 선간전압을 만들기 위해 PWM의 각 상전압이 정현파형일 필요는 없다. 따라서 여기서는 기존의 3상 정현파에 3배수차 고조파를 추가한 변조신호로써 인버터의 각 선간 전압을 변환시켰다. 이로써 기본파 성분의 크기는 기존의 정현파 인버터에 비해 21[%] 증가됨을 알았고, 인버터의 전류 횟수는 2/3으로 줄어듬을 확인하였다. 따라서 스위칭 소자의 열 발생이 감소하게 됨과 동시에 직류전원의 변환효율이 증대됨을 알 수 있었다.

또한 랜덤 캐리어 변조방식을 사용한 결과 주파수 스펙트럼의 분포 특성이 개선되었다.

참고문헌

[1] H.S.Black, Modulation Theory, Litton Educational Publishing, Inc. 1953.

[2] K.Taniguchi, Y.Ogino, H.Irie, "PWM Techinque for Power MOSFET Inverter," IEEE Trans. on Vol,3.No.3, July 1988, pp.328-334.

[3] K.Taniguchi, S.Kaku, H.Irie, "A three-phase sinusoidal PWM inverter," in IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. Rec., Oct. 1985, pp.1269-1273.

[4] Thomas G.Habetler and Deepakraj M.Divan, "Acoustic Noise Reduction in Sinusoidal PWM Drives Using a Randomly Modulated Carrier" PESC Conference Record, 1989, pp.665-671.

[5] 조지원,이정민,최규하,김한성,"PWM 인버터를 위한 캐리어 랜덤 변조방식" 대한전기학회 추계학술대회 1990.

[6] 박민호,홍순찬,정근진, "고조파 주입에 의한 PWM인버터의 출력전압 증대" 대한전기학회 논문지 38권 5호 1989.

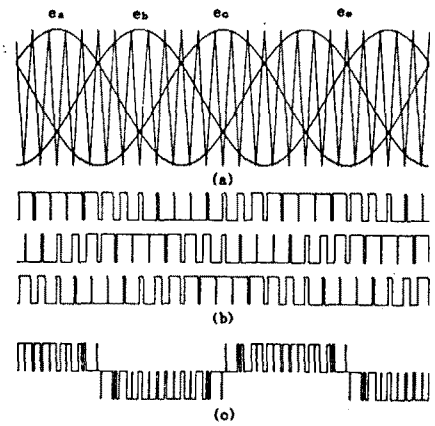

그림1. 3상 SPWM 파형

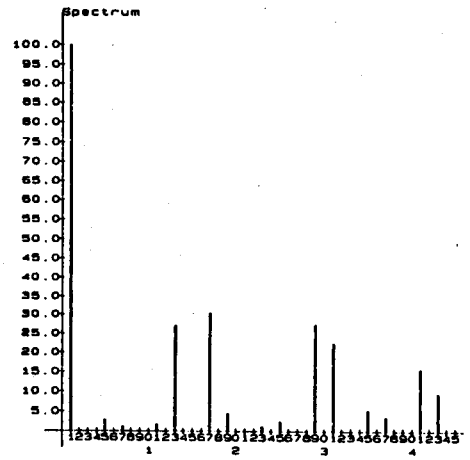

그림2. 3상 SPWM 선간전압 스펙트럼

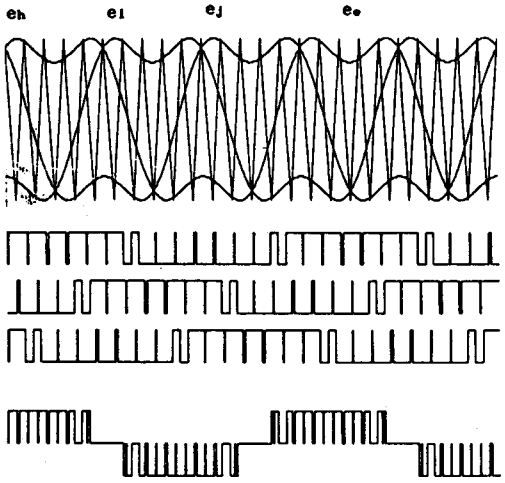

그림3. 제3고조파 주입법에 의한 PWM 파형

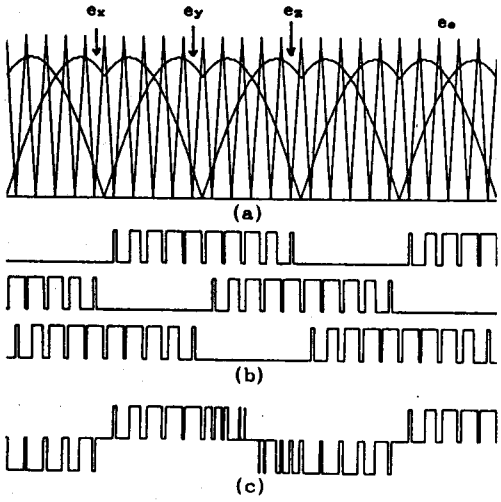

그림5. NPWM 파형

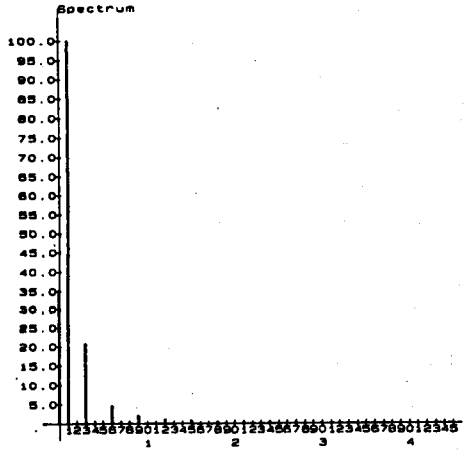

그림6(b). 상전압 e_x의 스펙트럼

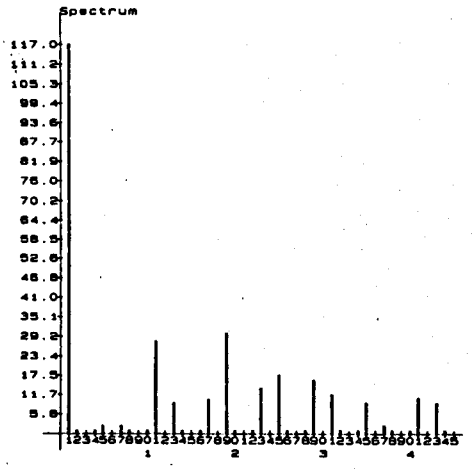

그림4. 제3고조파 주입법에 의한 PWM 선간전압 스펙트럼

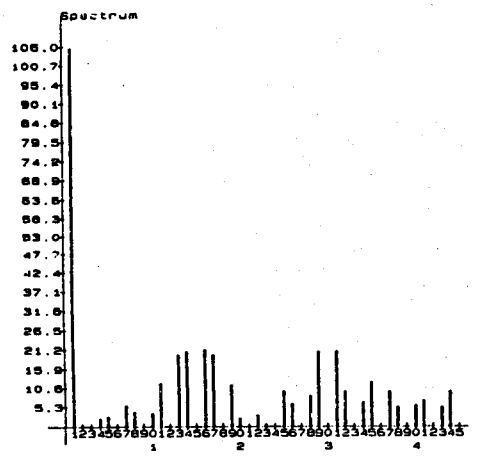

그림6(a). NPWM 선간전압 스펙트럼

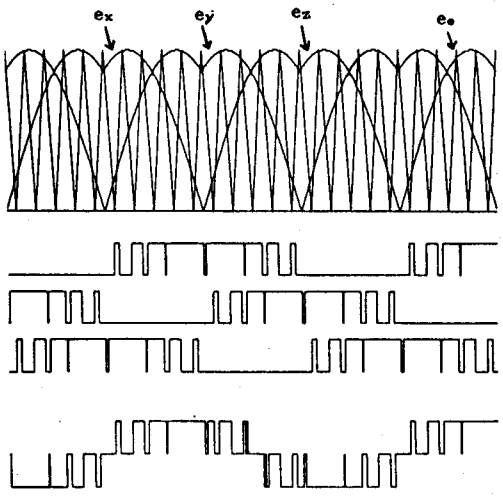

그림7. 변조신호 12[%] 증가시의 NPWM

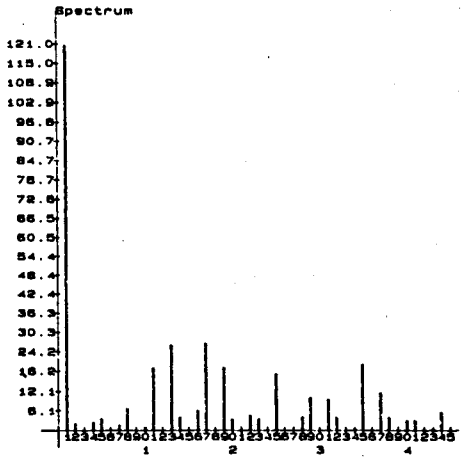

그림8. 변조신호 12[%] 증가시의 NPWM
선간전압 스펙트럼

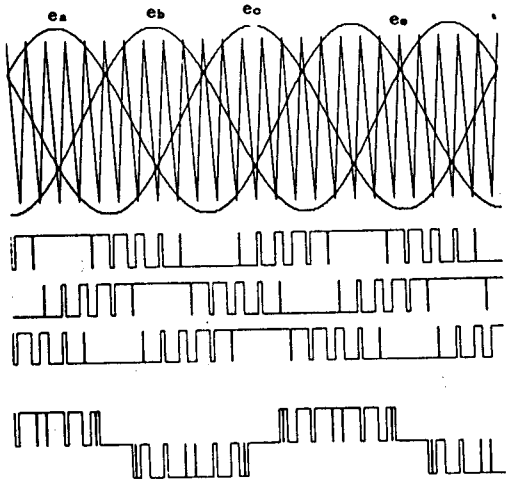

그림9. 변조신호 12[%] 증가시의 SPWM

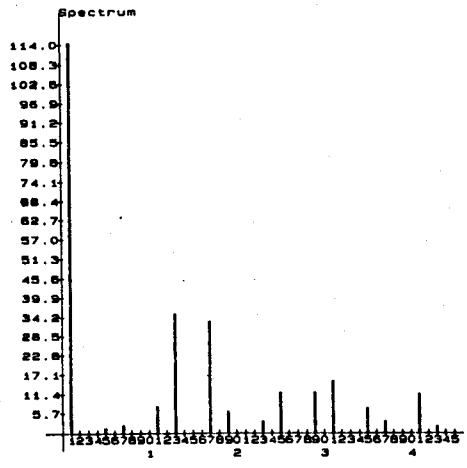

그림10. 변조신호 12[%] 증가시의 SPWM
선간전압 스펙트럼

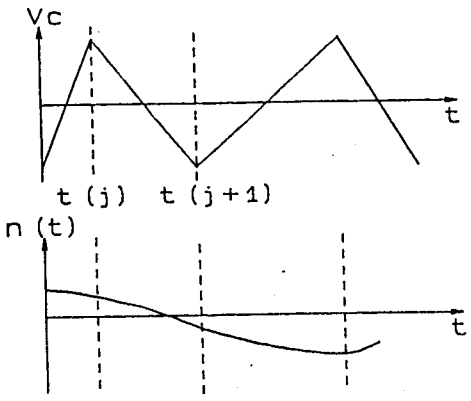

그림11. 랜덤캐리어와 변조함수

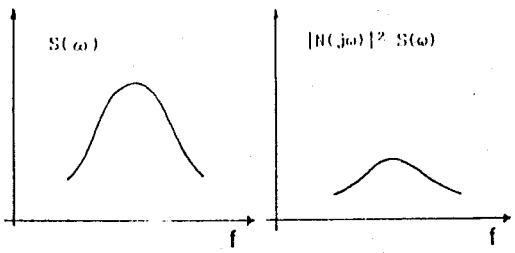

그림12. 전력스펙트럼 밀도

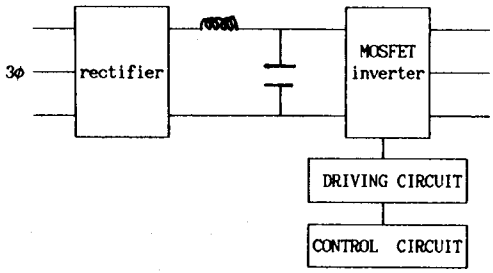

그림13. 계통의 블럭선도

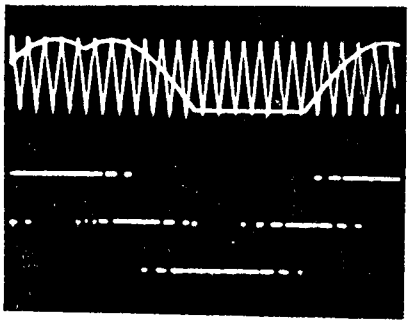

그림14. NPWM 선간전압