

고조파주입에 의한 PWM 인버터의 출력전압 증대

Output Voltage Increment of a PWM Inverter by The Harmonic Injection Method

朴 旻 鎬* · 洪 淳 瓚** · 鄭 根 鎭§
(Min-Ho Park · Soon-Chan Hong · Kun-Jin Chung)

요 약

본 논문에서는 선형제어 특성을 유지하면서 PWM 인버터의 출력전압을 증대시키기 위한 방법을 고찰하였다. 이를 위하여 정현파에 제3 고조파를 부가하여 만들어진 새로운 변조파를 사용하였으며 선형제어 특성을 유지하면서 출력전압을 개선시키기 위한 최적 영역을 디지털 시뮬레이션에 의해서 구하였다. 최적 영역에서는 출력전압이 증대될 뿐만 아니라 왜형률도 정현파 PWM 인버터에서 최대 출력전압이 얻어졌을 때의 왜형률보다 작았다. 그런 다음에 전력회로 및 제어회로를 구성하여 실험을 행하였으며 실제 출력전압 및 출력전류의 파형을 구하였다.

Abstract- A method to increase the output voltage of the PWM inverter within linear range is considered. A new modulation wave is used, which is made by injecting the third harmonic wave into the sinusoidal wave. The optimum region for improving the output voltage keeping the linear control characteristic is obtained by digital simulation. Furthermore, the distortion factor in the optimum region is less than that calculated when the maximum output voltage can be obtained in the sinusoidal PWM inverter.

1. 서 론

*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員 : 檀國大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 §正 會 員 : 檀國大 大學院 電氣工學科 卒業
 接受日字 : 1989年 1月 23日
 一次修正 : 1989年 3月 22日

전력변환의 수단은 SCR의 출현으로 크게 발전되었으며, 근래에 들어서는 GTO, 전력용 MOSFET 등과 같은 새로운 전력변환소자의 개발로 스위칭 패턴에 관한 연구가 활발해졌다. PWM 인버터는

가변주파수, 가변전압의 출력을 얻을 수 있으며 출력에 포함된 특성 고조파 성분을 제거 또는 감소시킬 수 있으므로 최근 교류전동기의 주파수 제어 등에 활발히 응용되어 왔다.

종래의 PWM 파형 발생은 삼각파 신호와 정현파 변조신호를 사용하여, 출력파형은 고조파에 관해서는 상당히 개선되었지만, 직류 공급전원에 대한 선간전압의 기본파 성분비가 낮기 때문에 공급전력의 이용율은 낮은 수준이었다¹⁻³⁾. 또한 변조지수 (Modulation Index)가 증가하면 펄스폭의 간격이 줄어들면서 발생하는 pulse dropping에 의해 급격한 전압의 변화를 일으키며, 과변조(Over-Modulation) 영역으로 들어가게 되면 제어방법이 달라지고 파형에도 영향을 주어 고조파가 증가하게 된다^{4,5)}.

본 논문에서는 정현파 변조신호에 고조파를 부가한 새로운 변조파를 사용하여 종래 정현파 변조신호를 사용할 때의 과변조 영역에서도 선형적 제어 특성을 가지며 기본파 출력성분을 증가시키는 방법에 대하여 왜형율을 고려하여 고찰하고자 한다.

2. 정현파 PWM 인버터의 동작

그림 1은 3상 인버터의 기본 회로를 나타낸다. PWM 인버터에서는 한정된 수의 펄스로 정현파 출력을 발생하므로 고조파성분이 포함된다. 이것을 최소로 하기 위해서는 스위칭 주파수를 높여야 하는데, 스위칭 주파수는 전력변환자의 주파수 특성, 전류손실(Commutation Loss) 등과 같은 인버터 전력회로의 제약을 받게 되므로 주파수는 고조파성분의 최소화과 인버터 전력회로의 제약 관계의 적당한 절충점에서 설정되어야 한다^{6,7)}

그림 2는 변조신호와 삼각파의 위상관계를 나타내며 변조신호와 삼각파신호의 주기비를 FR(Frequency Ratio)라 하고 두 신호의 최대치의 비를 변조지수 MI(Modulation Index)라 하는데 일반적으로

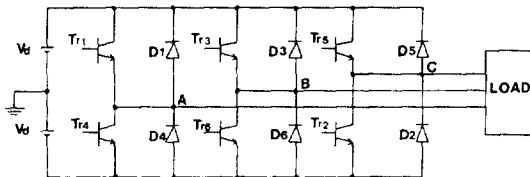


그림 1 3상 브릿지 인버터
Fig. 1 Three phase bridge inverter.

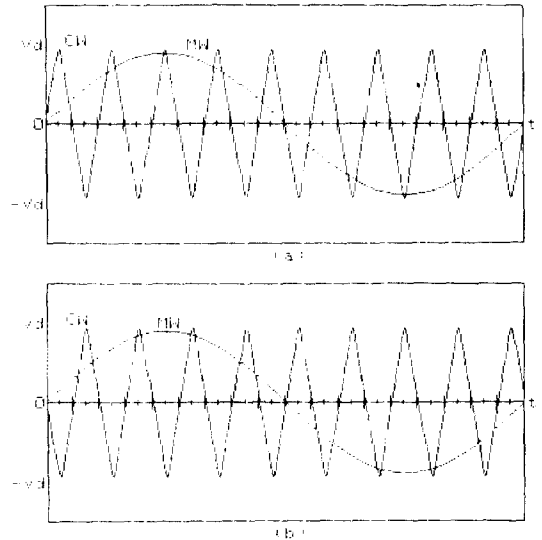


그림 2 변조파와 삼각파. (a) M형 (b) W형.
Fig. 2 MW (Modulation Wave) and CW (Carrier Wave). (a) M type. (b) W type.

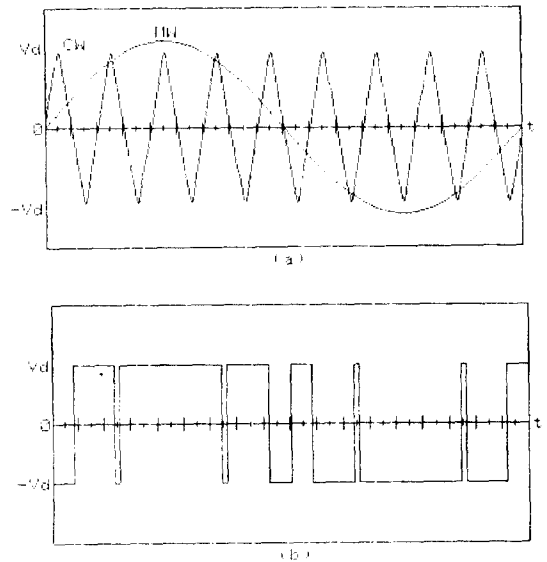


그림 3 과변조. (a) 변조파와 삼각파. (b) 상전압 V_{oa}
Fig. 3 Over-Modulation. (a) MW and CW. (b) Phase voltage V_{oa} .

로 FR은 정수이다. PWM 인버터에 의한 출력전압은 변조지수에 비례하므로 선형적 제어가 가능한

범위내에서 변조지수의 최대값은 1이다. 변조지수가 증가하여 1보다 커지면 출력전압은 증가하나 그림 3과 같이 과변조(Over-Modulation)가 되어 비선형적인 제어 상태가 되며 pulse dropping이 생기므로 급격한 출력전압의 변화가 발생하여 부하에 과도 상태를 유발시키므로, 토오크 맥동, 전자기적인 소음과 진동이 발생하며 심한 경우에는 전류실패(Commutation Failure)를 일으킬 수 있다¹⁾. 또한 고조파성분이 증가하여 손실도 증가하게 된다. 그러므로 선형적으로 출력 전압을 제어할 필요가 있다.

3. 고조파주입에 의한 전압제어

삼각파와 변조파의 교점에 의하여 스위칭됨으로써 얻어지는 출력전압은 4분파 대칭이어야 한다. 따라서 삼각파의 주파수(F_c)는 변조파의 주파수(F_m)의 홀수배가 되어야 한다. 또한 각상의 변조파는 $2\pi/3$ 씩의 위상차가 있으므로 하나의 삼각파를 사용하여 각상의 변조파와 비교하려면 F_c 는 F_m 의 3배수이어야 한다. 그러나 $F_c=3F_m$ 일 경우의 출력파형은 구형파이므로 제외하여야 한다. 그러므로 출력 주파수(F_o)에 대한 삼각파 주파수(F_c)비의 관계는 다음 식을 만족해야 한다.

$$F_c/F_o=6J+3$$

단 $J=1, 2, 3\cdots$

3.1 제 3 고조파의 주입

본 연구에서는 변조파로서 정현파에 하나의 고조파를 부가한 파형을 사용하고자 한다. 따라서 n 차 고조파를 부가하였을 경우 각상의 변조파 V_{ma} , V_{mb} , V_{mc} 는 다음 식으로 나타내어진다.

$$V_{ma} = A_m \sin \theta + A_{mn} \sin n\theta \tag{1}$$

$$V_{mb} = A_m \sin(\theta - 2\pi/3) + A_{mn} \sin n(\theta - 2\pi/3) \tag{2}$$

$$V_{mc} = A_m \sin(\theta - 4\pi/3) + A_{mn} \sin n(\theta - 4\pi/3) \tag{3}$$

하나의 고조파를 각상의 정현파와 합성하여 변조파를 만들면 상전압이 (1), (2), (3) 식과 같을 때 선간전압 V_{mab} 는 다음과 같다.

$$V_{mab} = V_{ma} - V_{mb}$$

$$\begin{aligned} &= V_m \{ \sin \theta - \sin(\theta - 2\pi/3) \} \\ &+ V_{mn} \{ \sin n\theta - \sin n(\theta - 2\pi/3) \} \\ &= \sqrt{3} V_m \sin(\theta + \pi/6) \\ &+ 2 V_{mn} \sin(n\pi/3) \cdot \cos(n\theta - n\pi/3) \end{aligned} \tag{4}$$

(4)식에서 n 이 3의 배수이면 두 번째 항이 0이 되므로 선간전압은

$$V_{mab} = \sqrt{3} V_m \sin(\theta + \pi/6) \tag{5}$$

과 같이 된다. 이렇게 되면 선간전압의 입장에서 본다면 변조파가 정현파가 되므로 정현 변조파에 고조파를 부가하더라도 출력 선간 전압에는 변조파의 고조파 성분에 의한 고조파가 나타나지 않는다. 그러므로 부가되는 고조파는 3의 배수이면 좋다. 이때의 선간전압 V_{mbc} , V_{mca} 는 다음과 같다.

$$V_{mbc} = \sqrt{3} V_m \sin(\theta - \pi/2) \tag{6}$$

$$V_{mca} = \sqrt{3} V_m \sin(\theta - 7\pi/6) \tag{7}$$

이상에서 알 수 있듯이 부가되는 고조파는 3의 배수이고 홀수이어야 하므로 $n=6k-3$ (단, $k=1, 2, \dots$)이 성립하여야 한다.

그림 4는 $0 \sim \pi/2$ 사이에서 인버터의 상전압을 나타내는데 파형이 반파 및 정현대칭이므로 Fourier 급수로 전개하면 출력전압은 다음과 같다.

$$V_o = \sum_{n=1,3,5} A_{mn} \sin n\theta \tag{8}$$

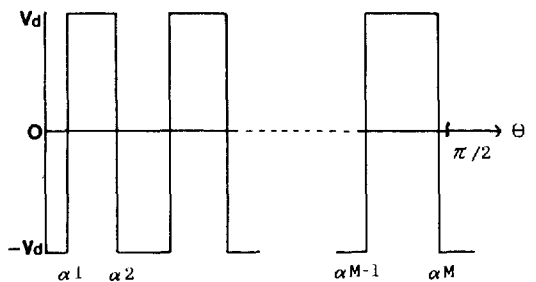


그림 4 PWM 인버터의 상전압파형
Fig. 4 Phase voltage waveform of PWM inverter.

이때 각 고조파의 크기는

$$A_{mn} = \left(\frac{4}{\pi}\right) \int_0^{\pi/2} V_0 \sin n\theta \, d\theta$$

$$= \left(\frac{4Vd}{n\pi}\right) \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos n\alpha_i \quad (9)$$

이며 기본파는 다음과 같다.

$$V_1 = \left\{ \frac{4Vd}{n\pi} \sum_{i=1}^M (-1)^{i+1} \cos \alpha_i \right\} \sin \theta \quad (10)$$

그림 4와 같은 파형의 평균값은 다음과 같다.

$$V_{av} = \left(\frac{2Vd}{\pi}\right) \sum_{i=1}^M (-1)^i \alpha_i \quad (11)$$

또한 기본파 및 각 고조파의 실효치를 $|V_1|, |V_n|$ 라 하면 전체 파형의 실효치 $|V|$ 와 왜형률 DF는 다음과 같다.

$$|V| = \sqrt{|V_1|^2 + \sum_{i=1}^{\infty} |V_i|^2} = \sqrt{|V_1|^2 + |V_n|^2} \quad (12)$$

$$DF = |V_n|/|V_1| = \sqrt{|V/V_1|^2 - 1} \quad (13)$$

앞에서 언급한 바와 같이 부가되는 고조파의 차수는 $6k-3$ 이므로 3, 9, 15, 21, ...이다. 그러나 21고조파 이상은 너무 주파수가 높으므로 현실적인 제약이 있을 뿐만 아니라 별다른 이득이 없다. 따라서 3, 9, 15 고조파만 고려하기로 한다.

표 1은 FR=9로 하였을 때 선형적 제어가 되는 범위 내에서 3, 9, 15 고조파를 각각 부가하여 최대의 기본파 성분을 얻을 수 있을 때의 삼각파에 대한 기본

표 1. 각 변조파에서의 기본파의 최대치 (FR=9)

Table 1 Maximum value of fundamental component in each modulation wave.

$(A_{m1}/A_c) \sin \theta + (A_{mn}/A_c) \sin n\theta$		
A_{m1}/A_c	A_{mn}/A_c	V_{tmax}/V_a
1.000		1.136618
1.260	$A_{m3}/A_c = 0.369$	1.272808
1.260	$A_{m9}/A_c = 0.185$	1.161413
1.185	$A_{m15}/A_c = 0.185$	1.209802

파와 각 고조파의 최대치 비 및 \hat{V}_a 에 대한 기본파의 최대치의 비를 구한 것이다. 표 1에서 알 수 있듯이 제3 고조파를 부가했을 때 가장 큰 최대치를 얻을 수 있다. 또한 M형 삼각파는 $\pi/2$ 에서 최대가 되며[그림 2(a) 참조] 기본파만을 변조파로 사용할 때에는 $\pi/2$ 에서 기본파와 삼각파의 최대치가 일치할 때가 선형제어를 할 수 있는 경계가 된다. 그런데 9고조파는 $\pi/2$ 에서 최대가 되므로 변조파에 9고조파를 부가하면 바로 비선형이 된다. 따라서 변조파에 9고조파를 부가한 경우에는 M형이 부적당하다. 그리고 W형 삼각파와 15고조파는 $\pi/2$ 에서 최소가 되므로 변조파에 15고조파를 부가할 경우에는 W형이 부적당하다. 그러므로 본 연구에서는 기본파에 제3 고조파를 부가한 변조파를 사용한다. 변조파에 3고조파를 부가했을 때는 M형과 W형의 두 경우 모두에서 선형적인 제어를 할 수 있는 진폭의 영역이 존재하게 되며, 표 2는 FR=9로 하였을 때 각 변조파에 대하여 선형적인 제어를 할 수 있는 제3 고조파의 진폭 영역을 나타낸다. 표 2에서 선형적인 제어를 할 수 있는 제3 고조파의 영역은 A_{m1}/A_c 의 증가에 반비례하여 좁아짐을 알 수 있다.

표 2 선형제어를 위한 제3 고조파의 진폭영역
Table 2 Amplitude range of the injected 3rd harmonic wave for linear control.

$V_{ma} = (A_{m1}/A_c) \sin \theta + (A_{m3}/A_c) \sin 3\theta$		
A_{m1}/A_c	A_{m3}/A_c	
	M type	W type
1.02	0.02~0.437	0 ~0.488
1.04	0.04~0.406	0 ~0.478
1.06	0.06~0.376	0 ~0.468
1.08	0.08~0.345	0.028 ~0.459
1.10	0.10~0.315	0.068 ~0.445
1.12	0.12~0.284	0.084 ~0.439
1.14	0.14~0.253	0.110 ~0.429
1.16	0.16~0.223	0.182 ~0.415
1.18	0.18~0.192	0.218 ~0.400

3.2 디지털 시뮬레이션

본 연구의 목적은 정현파에 제3 고조파를 부가한

새로운 변조파를 사용하여 선형적인 제어를 하면서 출력 전압을 증대시키는 것이다. 따라서 제3 고조파를 부가했을 때 선형적인 제어가 이루어져야 한다. 이러한 조건을 만족하는 영역을 구하기 위하여 디지털 시뮬레이션을 행하였다.

표 3은 M형에서 $A_{m1}/A_c=1.14$ 인 경우에 A_{m3}/A_c 의 크기를 0.02~0.40의 범위내에서 변화시켰을

표 3 제3 고조파 크기에 대한 인버터의 특성
Table 3 Inverter characteristics for the amplitude of 3rd harmonics.

A_{m3}/A_c	a	b	c	d
0.02	14	1.042	0.887	1.180
0.12	6	1.066	0.868	1.201
0.14	18	1.071	0.866	1.205
0.16	18	1.073	0.876	1.205
0.18	18	1.074	0.887	1.205
0.20	18	1.076	0.901	1.204
0.22	18	1.078	0.915	1.204
0.24	18	1.079	0.931	1.204
0.26	10	1.080	0.949	1.202
0.40	10	1.071	1.098	1.176

(a) 스위칭 수, (b) 평균값의 비, (c) 왜형율의 비, (d) 기본파성분/ V_a .

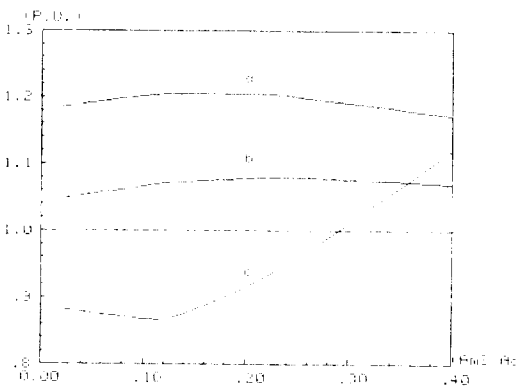


그림 5 제3 고조파의 크기에 대한 인버터의 특성 곡선

Fig. 5 Inverter characteristic curves for the amplitude of 3rd harmonics.

때의 스위칭 수와 평균값의 비, 왜형율의 비, 기본파성분의 비를 나타내고 있으며 그림 5는 표 3을 도시화한 것이다. 이때 기준으로는 정현파 PWM 인버터에서 최대 출력전압을 낼 수 있는 $FR=9$, $MI=1$ 인 경우이다. 표 3에서 스위칭의 수가 18이면 선형적인 제어임을 의미하며 이때 기본파성분이 증가함은 물론 왜형율이 감소함을 알 수 있다.

그림 6은 기본파와 제3 고조파를 변화시키면서 표 3과 같은 시뮬레이션을 반복하여 얻은 결과로부터 그린 것이다. 이 그림에서 A, B곡선은 제3 고조파를 부가했을 때 선형적으로 제어되는 경계선으로 두 곡선의 사이가 선형적으로 제어되는 범위이다. 곡선 C의 아래 부분은 출력전압의 기본파 성분이 정현파 PWM 인버터에서 $FR=9$, $MI=1$ 인 경우의 출력

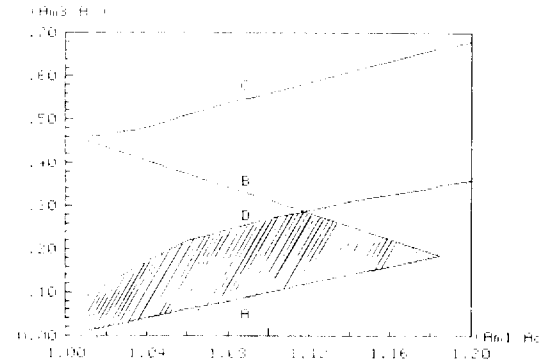


그림 6 변조파의 최적범위

Fig. 6 Optimal region of modulation wave.

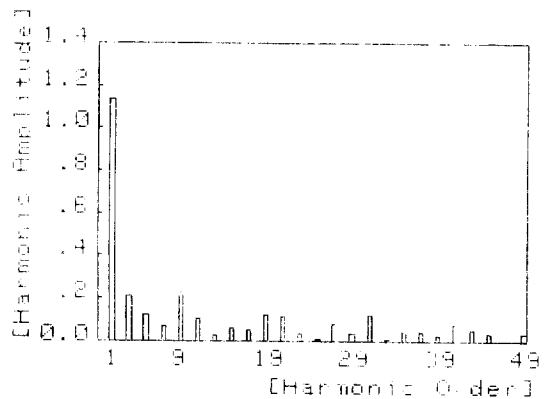


그림 7 $A_{m3}=0$ 일 때의 각 고조파 성분 ($A_{m1}/A_c=1$, $FR=9$)

Fig. 7 Harmonic spectrum ($A_{m1}/A_c=1$, $A_{m3}/A_c=0$, $FR=9$).

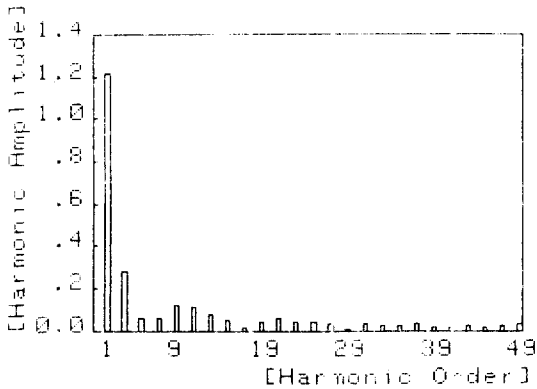


그림 8 $A_{m3}/A_c=0.16$ 일 때의 각 고조파 성분 ($A_{m1}/A_c=1.16$, $FR=9$)

Fig. 8 Harmonic spectrum ($A_{m1}/A_c=1.16$, $A_{m3}/A_c=0.16$, $FR=9$).

전압의 기본파 성분보다 큰 영역을 나타내며 D곡선은 곡선아래 부분이 정현 변조파를 사용하였을 때 $FR=9$, $MI=1$ 인 경우의 왜형율보다 제3 고조파를 부가한 변조파를 사용하였을 때의 왜형율이 작은 영역을 나타내고 있다. 따라서 그림 6의 빗금 부분에 해당하는 제3 고조파를 부가하여 변조파를 만들면, 선형적인 제어를 하면서도 출력전압의 기본파 성분이 증가할 뿐만 아니라 왜형율이 작게 된다.

그림 7은 정현 변조파를 사용하였을 때 최대출력을 얻을 수 있는 $A_{m1}/A_c=1$ 인 경우에 출력 상전압의 각 고조파성분의 크기를 나타내며, 그림 8은 $A_{m1}/A_c=1.16$ 일 때 선형제어가 되도록 제3 고조파 ($A_{m3}/A_c=0.16$)를 부가한 새로운 변조파에 의한 출력 상전압의 각 고조파성분의 크기를 나타낸다. 두 그림에서 알 수 있듯이 제3 고조파를 부가한 변조파를 사용했을 경우에는 출력 전압의 기본파 성분이 증가하며 그 비는 1.075배이다. 또한 3고조파 성분은 약간 증가하나 식(5)에서 알 수 있듯이 평형 3상 선간 출력전압에서는 나타나지 않고 상쇄되므로 부하에서의 영향은 전혀 없으며, 나머지 고조파성분의 크기는 과변조 되었을 때보다 적으므로 왜형율은 감소하고 그 비는 0.86이다.

4. 계통의 구성 및 실험 결과

본 연구에서는 그림 9와 같이 3상 교류를 직류로 변환하는 정류회로, 변환된 직류로부터 가변주파수의 3상 교류를 얻기 위해 스위칭 작용을 수행하는 인

버터 회로, 스위칭 소자를 제어하는 펄스폭 변조 신호를 발생시키는 제어회로로 계통을 구성하였다.

제어회로의 블록선도는 그림 10과 같은데, Oscillator의 주파수를 분주하여 EPROM의 테이터를 읽는 방법으로 정현 변조파와 제3 고조파를 발생시키

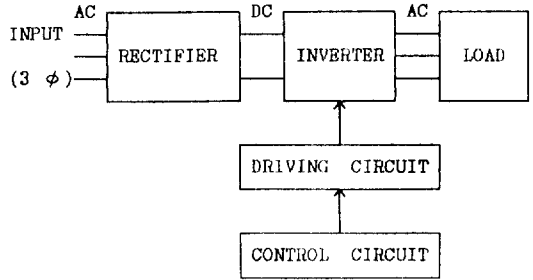


그림 9 계통의 블록선도

Fig. 9 System block diagram.

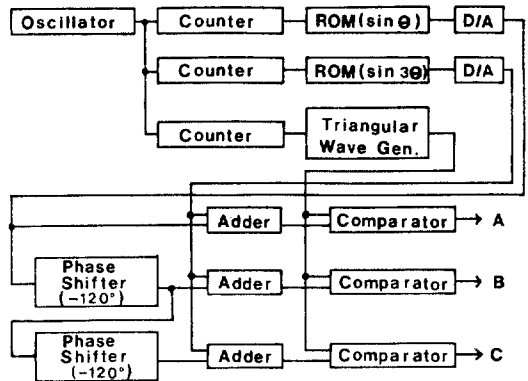


그림 10 제어회로 블록선도

Fig. 10 Control circuit block diagram.

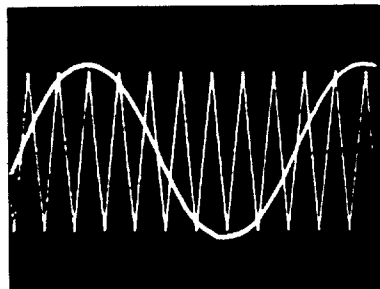


그림 11 과변조일 때의 정현변조파와 삼각파
Fig. 11 MW and CW in over-modulation.

며, 기본파 및 제3 고조파의 각 주기는 256단계로 하였다. 또한 삼각파는 256단계로 분주된 구형파를 적분하였으며, Oscillator의 주파수는 이들 각각의 회로에서 필요한 클럭 주파수의 최소공배수로 하였다. 정현 변조파의 B상과 C상은 A상을 각각 $2\pi/3$,

$4\pi/3$ 만큼 위상을 이연하여 발생시키며 각 상의 정현 변조파를 제3 고조파와 각각 합성하여 각 상의 변조파를 얻게되는데 A, B, C상의 정현 변조파와 제3 고조파는 각각 동일한 위상으로 동기되며 따라서 별도로 제3 고조파를 위한 위상 이연회로를 구성할 필요

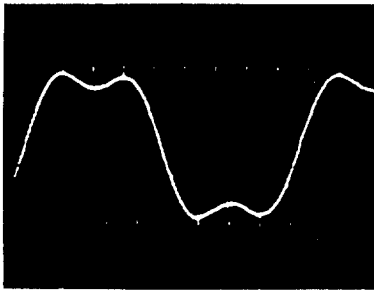


그림 12 제3 고조파를 추가한 변조파와 삼각파
Fig. 12 3rd harmonics injected MW and CW.

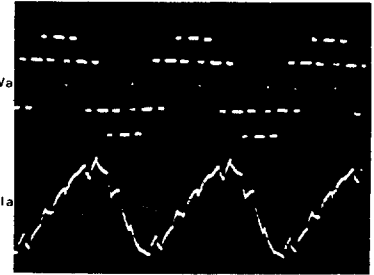


그림 15 과변조일때의 상전압과 상전류(Y 부하)
Fig. 15 Phase voltage and phase current in over-modulation (Y-connection).

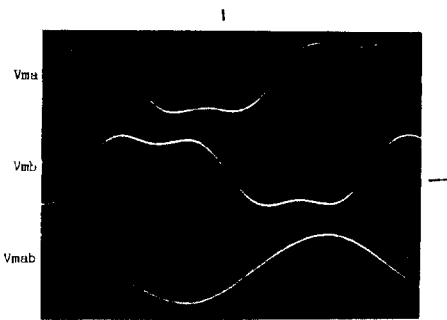


그림 13 변조파의 상전압 및 선간전압
Fig. 13 Phase voltage and line-to-line voltage of MW.

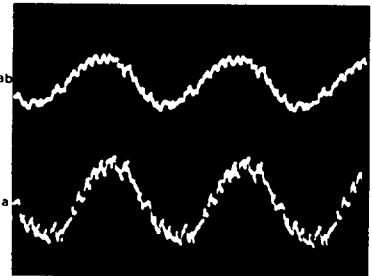


그림 16 상전류와 선전류(Δ 부하)
Fig. 16 Phase current and line current (Δ -connection)

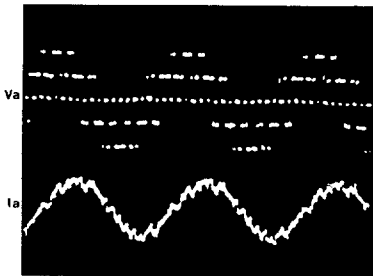


그림 14 상전압과 상전류(Y 부하)
Fig. 14 Phase voltage and phase current (Y-connection).

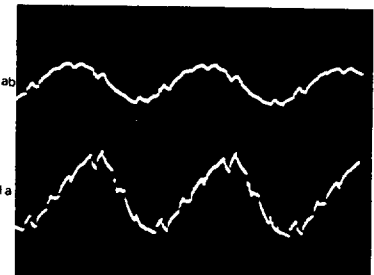


그림 17 과변조일때의 상전류와 선전류(Δ 부하)
Fig. 17 Phase current and line current in over-modulation (Δ -connection).

가 없다. 이상과 같이하여 만들어진 각 상의 변조파를 삼각파와 비교하여 3상 인버터의 트랜지스터 스위칭 순간을 결정하였다.

그림 11은 과변조일 경우의 정현 변조파와 삼각파를 실험에 의하여 구한 것으로 이 경우에는 과변조가 되어 스위칭 횟수가 주기당 14회이다. 그림 12는 그림 11의 정현 변조파에 제3 고조파를 부가한 새로운 변조파와 삼각파를 나타내고 있다. 이 그림으로부터 제3 고조파를 부가함으로써 선형제어가 될 수 있음을 알 수 있다. 그림 13은 새로운 변조파의 a상과 b상의 상전압과 선간전압 파형이다. 그림 13에서 알 수 있듯이 각상의 정현파에 제3 고조파를 부가하여도 선간전압파형에서는 부가된 고조파형에 의한 영향이 전혀 나타나지 않는다.

그림 14는 인버터에 Y결선의 평형 3상 R-L부하 ($R=10\Omega$, $L=780\text{mH}$)를 연결한 경우 부하의 상전압과 상전류의 파형이며, 그림 15는 동일한 부하에 대하여 제3 고조파를 부가하지 않고 과변조 되었을 때의 파형이다. 이들 그림에서 볼 수 있듯이 과변조의 경우에는 펄스 수가 감소하고 부하 전류의 리플이 증가함을 알 수 있다. 그림 16은 앞에서와 같은 부하를 Δ 결선하였을 경우의 상전류와 선전류를 나타내며 그림 17은 Δ 부하에서 제3 고조파를 부가하지 않아 과변조 되었을 경우의 상전류와 선전류를 나타낸다.

5. 결 론

본 연구에서는 정현파에 고조파를 부가한 변조파를 사용하여 출력 전압을 증대시키는 방법에 대하여 고찰하였다. 이를 위하여 부가되는 변조파는 대칭성과 실험의 용이성을 고려하여 제3 고조파로 하였으며 그 크기는 변화가 가능하도록 하였다.

제3, 고조파를 부가한 새로운 변조파형을 사용할 때에 출력전압의 크기와 왜형율을 정현변조파를 사용할 경우와 비교하기 위하여 디지털시뮬레이션을 행하였다. 그 결과 적당한 크기의 제3 고조파를 부가하여 만든 변조파를 사용하면 정현 변조파를 사용할 때의 과변조 영역에서도 선형적 제어가 가능하고 정현파 PWM 인버터에 비하여 출력 전압이 증대될 뿐만 아니라 왜형율이 정현파 PWM 인버터에

비하여 감소하는 영역이 존재함을 밝혔으며 새로운 변조파를 사용한 경우의 PWM 인버터 회로를 구성하여 실험을 행하여 이를 확인하였다.

이상과 같이 제3 고조파를 부가한 변조파를 사용하면 PWM 인버터가 구형파 인버터에 비하여 출력전압의 기본파 성분이 낮다는 단점을 보완할 수 있으며, 과변조에 나타나는 pulse dropping 등을 방지할 수 있을 뿐만 아니라 고조파를 적게 포함한 출력을 얻을 수 있다.

참 고 문 헌

- 1) D. A. Grant, "Technique for Pulse Dropping in Pulse-Width Modulated Inverters," IEE Proc., vol. 128, Pt. B, no. 1, pp. 67-72, January 1981.
- 2) D. A. Grant, J. A. Houldsworth and K. N. Lower, "A New High-Quality PWM AC Drive," IEEE Trans. on IA, vol. IA-19, no. 2, pp. 211-216, March/April 1983.
- 3) Trevor L. Grant and Thomas H. Barton, "Control Strategies for PWM Drives," IEEE Trans. on IA, vol. IA-16, no. 2, pp. 211-215, March/April 1980.
- 4) John A. Houldsworth and Duncan A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," IEEE Trans. on IA, vol. IA-20, no. 5, pp. 1224-1228, September/October 1984.
- 5) D. Grant and R. Seidner, "Technique for Pulse Elimination in Pulsewidth-Modulation Inverters with No Waveform Discontinuity," IEE Proc, vol. 129, Pt. B, no. 4, pp. 205-210, July 1982.
- 6) Gerald B. Kliman and Allan B. Plunkett, "Development of a Modulation Strategy for a PWM Inverter Drive," IEEE Trans. on IA, vol. IA-15, no. 1, pp. 72-79, January/February 1979.
- 7) Marlin Varnovitsky, "Development and Comparative Analysis of a Pulse-Width Modulation Strategy," IEEE Trans. on IE, vol. IE-31, no. 3, pp. 272-276, August 1984.