

## 고조파 장애의 진상에 관한 연구

### A Study on the Real Features of Harmonic Obstacle

이 해 기\*

Hae-Ki Lee

(1998년 8월 11일 접수, 1998년 12월 11일 채택)

#### ABSTRACT

This paper presents the harmonics obstacle analysis and countermeasure of electrical consumption a place.

Harmonics that can be considered as a environmental pollution of the power systems become the cause of the accidents and damages.

The responsibility of eliminating the harmonics firstly lies on the generating side. But the original characteristics of the system such as the harmonic transfer characteristics and the impedance of the system affect each other in the process of the generation and transmission of the harmonic.

Therefore it is very difficult to specify clearly the harmonic controlling responsibility, because electric machinery generating harmonics are various in the industrial fields.

The output of a inverter has a high harmonic content. There are several ways of minimizing the output harmonic content. One way is to use pulse width modulation techniques within inverter. An alternative method is to combine a number of square-wave inverters.

In this research, we measure the harmonic of the countermeasure of electrical consumption a place.

The paper present the problem of new harmonic elimination method of PWM inverter fed induction motor system using W-FT series.

In the future, the proposed PWM pattern by W-FT series is effective not only to the induction motor but also to the electromagnetic machine such as voltage regulator, UPS.

---

\* 충청대학 전기과

### 1. 서론

최근 고품질의 전원을 얻기 위해 전력변환 장치의 사용이 급증하며, 이런 전력변환장치들은 반도체 소자를 사용하고 이 때 스위칭 동작으로 커다란  $di/dt$ 를 갖는 구형파 형태의 입력 전류를 만들게 된다. 이러한 구형파 형태의 입력 전류는 많은 고조파를 함유하게 되고 전압과 형태의 왜곡을 초래하게 된다<sup>1)</sup>.

고조파에 의한 전력환경 오염이 매우 빠른 속도로 진행되고 고조파 억제대책으로 외국에서는 고조파에 대한 각종 규제안을 만들어 권고 또는 시행하고 있다<sup>2,3)</sup>.

고조파 억제대책으로는 수동필터 삽입 방식, 다상화 기법, 클린 웨이브 방식등이 사용되나 이러한 방식들은 중량과 비용 면에서 많은 단점들을 가지고 있다<sup>4-6)</sup>.

PWM 방법<sup>7-11)</sup> 중 SHE(Selected Harmonics Elimination) PWM은 1964년 Turn Bull에 의해 제시된 것으로 이는 시스템에 크게 영향을 미치는 특정 저차 고조파를 선정하여 제거하는 방법으로 Patel과 Hoft에 의해 이론적 체계가 성립되었다<sup>12-14)</sup>.

SHE PWM인버터에서 임의의 고조파를 제거하기 위하여 스위칭각 결정에 있어서 중전에는 대부분 비선형 방정식인 Fourier 급수를 이용함으로써 초월함수가 포함되어 계산시간이 많이 소요됨은 물론 정확한 해를 구하기가 어렵고 비경제적이며 실시간 시스템 구성이 곤란하였다.

그러나 본 연구에서는 알고리즘 개발이 더욱 간단하고 계산속도가 빠른 W-FT(Walsh-Fourier Transform)이론<sup>15-17)</sup>을 이용하여 실시간 시스템 구성이 가능한 스위칭각을 계산하는 새로운 계산적 알고리즘을 개발하여 제시하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 우수성을 입증하고자 한다.

또한 산업현장에서 고조파의 발생 메커니즘을 파악하고, 현장 실측을 통하여 고조파의 발생 억제대책을 제시함으로써 산업현장에서 고조파로 인해 발생하는 전기장애를 최소화하고 생산성 향상에 기여하고자 한다.

### 2. 전력계통의 고조파 해석

고조파란 기본주파수의 정수배 주파수를 갖는 전압, 전류를 말하며 제  $n$ 조파라는 것은 기본파의  $n$ 배 주파수라고 정의할 수 있다. 이러한 고조파의 분해는 식(1)로 표현될 수 있다.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \quad \dots\dots\dots (1)$$

이러한 왜형파는 보통 종합 전압왜형율(THD: Total Harmonic Distortion)로 표현되며 식(2)와 같다.

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots\dots\dots + V_n^2}}{V_1} \quad \dots\dots\dots (2)$$

식(2)에서  $V_1$ : 기본파 전압,  $V_n$ : 제  $n$ 차 고조파 전압을 나타낸다.

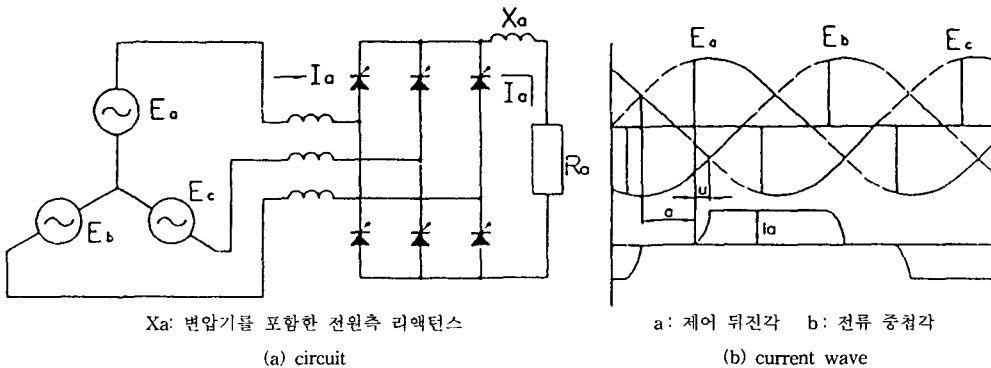


Fig. 1 3  $\Phi$  Bridge rectifier and wave

전력변환 장치 중 가장 일반적으로 사용되는 3상 브리지 정류기 및 파형은 Fig.1과 같다.

일반적으로 6펄스 변환장치에 교류전압을 인가한 경우 발생하는 고조파는 푸리에 급수에 의하여 다음과 같이 표현된다.

$$I = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[ \sin\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t \dots \right] \dots (3)$$

식(3)에서 브리지 회로의 고조파 발생차수  $n$ 는 식(4)와 같다.

$$n = kp \pm 1 \quad (k = 1, 2, 3 \dots) \dots (4)$$

여기서  $p$ 는 펄스의 수이고  $k$ 는 양의 정수이다.

직류전류가 평활하다고 하고, 또 전류의 펄스 값을 0으로 하면  $n$ 차 고조파 전류의 크기  $i_n$ 는 다음과 같다.

$$i_n = \frac{i_1}{n} F(\alpha, x) \dots (5)$$

식(5)에서  $i_1$ : 교류측 기본파 전류,  $\alpha$ : 제어 늦음각,  $x$ : commutation 리액턴스이며,  $n$ 이 작은 경우 저차의 고조파 전류의 함유율이 큰 것을 알 수 있다.

### 3. 고조파 저감대책

#### 3.1 고조파 저감방법

##### 3.1.1 수동 필터(Passive Filter)

Fig.2와 같이 R, L 및 C로 구성되며 그 크기

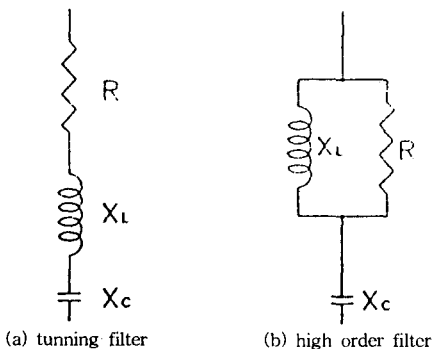


Fig.2 Basic circuit of the passive filter

는 제거하고자 하는 고조파의 주파수에서 직렬 공진이 발생되도록 선정한다.

##### 3.1.2 능동필터(Active Filter)

능동필터는 부하단에서 발생하는 무효전력이나 고조파 성분 및 순간 전압강하까지 수 밀리초 이내로 완전하게 제어하는 최첨단설비이며 GTO, Power TR 등 자기소호형 소자를 사용한 필터이다.

Fig.3과 같이 능동필터는 고조파 발생부하와 병렬로 접속한 것으로 부하전류  $I_L$ 를 CT에서 검출하고, 부하전류에 포함된 고조파 전류성분  $I_H$ 를 인출해 낸다. 이  $I_H$ 는 제어전류의 기준신호로서 인버터에 흐르는 전류를 제어하는 것으로  $I_H$ 와 역위상의 전류  $I_C$ 를 능동필터로 흐르게 함으로서 전원전류에 포함된 고조파 전류 성분을 상쇄하기 때문에 전원전류  $I_S$ 는 정현파가 되는 것이다.

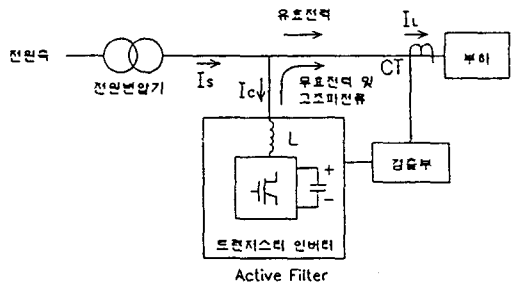


Fig.3 Active filter connection diagram

##### 3.1.3 다상화 기법

변환장치의 정류상수를 다(多) 펄스화하면 발생 고조파 전류는 근본적으로 크게 저감할 수 있으므로 많이 사용하며, 다상화 기법은 고조파 장해의 주원인으로 되어 있는 저차 고조파가 발생하지 않는 아주 효과적인 고조파 저감대책이다.

##### 3.1.4 PWM 제어방식

PWM 방식은 GTO, 파워트랜지스터 등의 자기소호 소자를 사용하여 정류회로나 인버터의 입출력 파형을 다수의 펄스열로 하여 저차 고조파의 발생을 억제하는 방식이다.

PWM 제어방식은 소중량의 VVVF나 UPS,

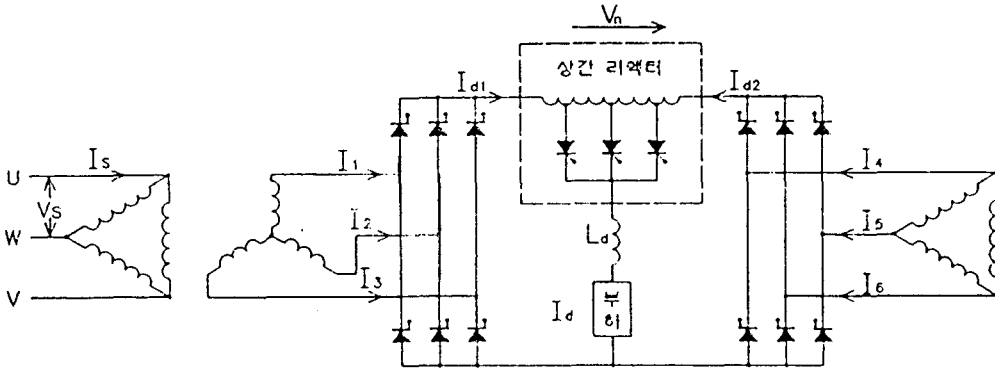


Fig. 4 Rectifier of cline wave

CVCF 등의 전압형 인버터에 사용되고 있으며 장치의 소형화, 고효율화에 크게 기여하고 있다.

3.15 클린 웨이브 방식

클린 웨이브 방식은 반도체 응용기기의 고조파 저감법이며 종래의 변압기 다중화에 비해 적은 설치 장소와 가격에서 현저한 저감효과가 얻어지며 Fig. 4에 표현하였다.

3.16 W-FT에 의한 고조파 제거방법

PWM 제어방식 중 SHE PWM은 전력변환장치에서 많이 발생하는 저차 고조파의 영향을 최소화할 수 있는 가장 효과적인 방법이며, 반도체 소자의 스위칭 각을 결정할 때 종래에는 푸리에 급수를 이용하여 계수를 구하였으나 이 방법은 초월함수가 포함되어 계산시간이 많이 소요되고 정확한 해를 구하기가 어렵고 비경제적이며, 실시간 처리가 곤란하였다. 이러한 문제점을 해결한 방법이 W-FT에 의한 고조파 제거방법이다.

(1) Walsh 함수이론

Walsh 함수는 정의구간(0, 1)에서 ±1인 2개의 값만 취하는 정규 직교함수로서  $N=2^n$ 개의 완전집합을 이루며 이 함수는 다음과 같은 성질이 있다.

$$\int_0^1 WAL(i, t) WAL(j, t) dt = 1 \quad i = j$$

$$\int_0^1 WAL(i, t) WAL(j, t) dt = 0 \quad i \neq j$$

..... (6)

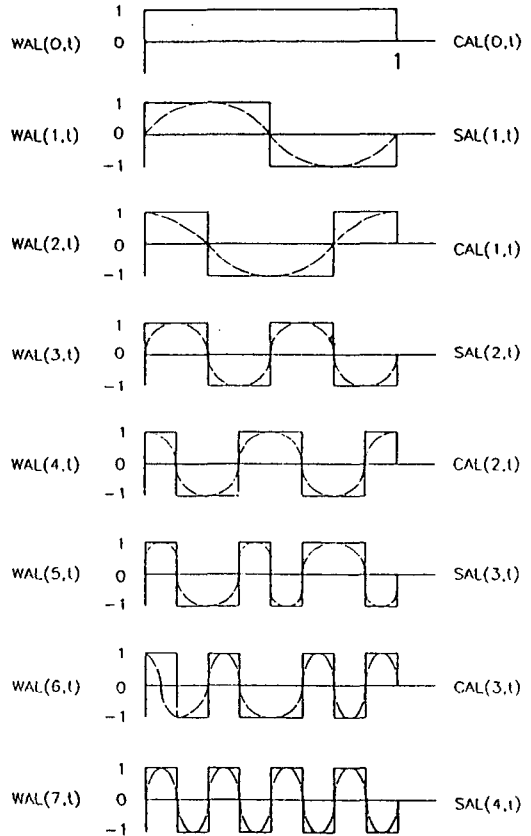


Fig. 5 First set eight Walsh function with corresponding sine and cosine function.

이를 각 세부구간에 대하여 고려하면 다음과 같다.

$$\sum_{i=0}^{N-1} WAL(i, t) WAL(j, t) dt = N \quad i=j$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} WAL(i, t) WAL(j, t) dt = 0 \quad i \neq j$$

..... (7)

$$WAL(i, m) = WAL(m, i)$$

Fig. 5에 sine, cos에 대응되는 8개의 Walsh 함수를 나타내었으며 여기서 Sequency는 일반화된 주파수의 개념이다.

$$S = [WAL(n, t) \quad n=0, 1, \dots, N-1] \dots \dots \dots (8)$$

n: ordering number, t: time period(t/T)

$$WAL(2n, t) = CAL(n, t)$$

$$WAL(2n-1, t) = SAL(n, t)$$

$$n = 1, 2, 3 \dots N/2 \dots \dots \dots (9)$$

(2) W-FT이론에 의한 고조파 제거방법

W-FT이론에 의한 고조파 제거방법을 설명하기 위하여 Fig. 6과 같이 인버터 상전압 파형을 나타낼 수 있다.

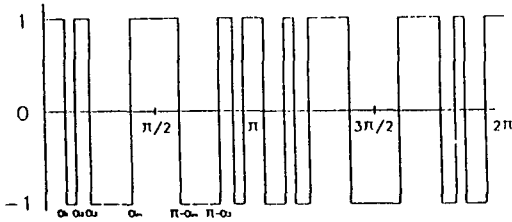


Fig. 6 Phase voltage waveform of inverter

Fig. 6에서 펄스의 크기는  $\pm 1$ 이고, 스위칭각은  $0 \sim (\pi/2)$  사이에 스위칭 수  $i=1, 2, 3, \dots, m$  일 때 다음의 식을 만족한다.

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_{m-1} < \alpha_m < \pi/2$$

..... (10)

Fig. 6의 파형을 Fourier 급수로 표현하면 식(11)와 같다.

$$f(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)]$$

..... (11)

식(11)에서 출력파형이 반파대칭 기함수이므로 기수차 sine항만 남게되어 다시 정리하면 식(12)과 같다.

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n-1} \sin(2n-1)\omega t,$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \dots \dots (12)$$

여기서

$$a_{2n-1} = \frac{8}{\pi} \int_0^{\pi/4} f(\omega t) \sin(2n-1)\omega t \, d(\omega t)$$

..... (13)

식(13)을 Walsh 급수로 표현하면

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{N/2} W_n SAL(n, \omega t) \dots \dots \dots (14)$$

여기서 Walsh 계수  $W_n$ 은

$$W_n = \int_0^1 f(\omega t) SAL(n, \omega t) \, d(\omega t) \dots \dots (15)$$

짝수 항인 SAL항은 모두 0이기 때문에  $n=2i-1$ 을 Walsh함수로 표현하면

$$WAL(4i-3, \omega t) = SAL(2i-1, \omega t) \dots \dots (16)$$

그래서 식(14)를 다시 쓰면 식(17)이 된다.

$$f(\omega t) = \sum_{i=0}^{N/2} W_{4i-3} WAL(4i-3, \omega t) \dots \dots (17)$$

식(17)에서

$$W_{4i-3} = \int_0^1 f(\omega t) WAL(4i-3, \omega t) \, d(\omega t)$$

..... (18)

식(12)와 식(17)은 어떤 함수  $f(\omega t)$ 의 표현에 있어서 푸리에 급수와 Walsh급수가 동일함을 알 수 있다.

식(17)을 식(13)에 대입하여 정리하면

$$a_{2n-1} = \sum_{i=1}^{\infty} W_{4i-3} \left[ \frac{8}{\pi} \int_0^{\pi/4} WAL(4i-3, \omega t) \sin(2n-1)\omega t \, d(\omega t) \right]$$

..... (19)

대괄호 항은 Walsh함수  $WAL(4i-3, \omega t)$ 에 대한  $(2n-1)$ 차 고조파 Fourier계수를 표현하므로 대괄호 항을  $B_{2n-1} WAL(4i-3, \omega t)$ 로 다시 쓰면

$$a_{2n-1} \triangleq \sum_{i=1}^{\infty} W_{4i-3} B_{2n-1} WAL(4i-3, \omega t)$$

..... (20)

식(18)에서  $W_{4i-3}$ 은  $f(\omega t)$ 의  $(4i-3)$ 째의 Walsh 계수이고,  $B_{2n-1} WAL(4i-3, \omega t)$ 는 Walsh함수  $WAL(4i-3, \omega t)$ 의  $(2n-1)$ 번째 고조파 Fourier 계수이다.

식(20)를 W-FT이론에 적용하여 계산이 가능토록 하려면 다음과 같이 표현한다.

우선  $2n-1$ 을  $k$ 라 하면 식(20)에서

$$a_k \triangleq \sum_{i=1}^{\infty} W_{4i-3} B_k SAL(2i-1, \omega t) \triangleq \sum_{i=1}^{\infty} W_{4i-3} S(k, i) \dots \dots \dots (21)$$

식(21)에서  $B_k SAL(2i-1, \omega t)$ 는 W-FT의  $S(k, i)$ 와 같다.

(3) 시뮬레이션

인버터의 출력전압의 기본파 및 고조파의 크기는 PWM 파형의 스위칭각에 따라 결정된다. 본 연구에서는 시스템에 영향을 저차 고조파를 임의로 선택하여 스위칭각을 결정하려 한다.

예를들어 5, 7, 11, 13차의 고조파를 제거하려면 처음부터 64개의 Walsh함수를 필요로 하며 기본파 및 5, 7, 11, 13차의 고조파의 진폭은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_1 &= W_1 S(1, 1) + W_5 S(1, 2) + W_9 S(1, 3) + \dots + W_{61} S(1, 16) \\ a_5 &= W_1 S(5, 1) + W_5 S(5, 2) + W_9 S(5, 3) + \dots + W_{61} S(5, 16) \\ a_7 &= W_1 S(7, 1) + W_5 S(7, 2) + W_9 S(7, 3) + \dots + W_{61} S(7, 16) \\ a_{11} &= W_1 S(11, 1) + W_5 S(11, 2) + W_9 S(11, 3) + \dots + W_{61} S(11, 16) \\ a_{13} &= W_1 S(13, 1) + W_5 S(13, 2) + W_9 S(13, 3) + \dots + W_{61} S(13, 16) \end{aligned} \dots \dots \dots (22)$$

식(22)에서  $W_N$ 을 구하기 위하여  $i=1, 2, 3, \dots$ 을 대입하면  $W_1, W_2, W_3$ 의 Walsh 계수의 계산은 다음과 같으며 이를 계산하기 위한 도해는 Fig. 7 같다.

$$\begin{aligned} W_1 &= 4 \int_0^{1/4} f(\omega t) WAL(1, \omega t) d(\omega t) \\ &= 8 a_1 - 8 a_2 + 8 a_3 - 8 a_4 + 8 a_5 - 1 \\ W_5 &= 4 \int_0^{1/4} f(\omega t) WAL(5, \omega t) d(\omega t) \\ &= 8 a_1 - 8 a_2 + 8 a_3 - 8 a_5 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W_9 &= 4 \int_0^{1/4} f(\omega t) WAL(9, \omega t) d(\omega t) \\ &= 8 a_1 - 8 a_3 + 8 a_4 - 8 a_5 + 1/2 \end{aligned} \dots \dots \dots (23)$$

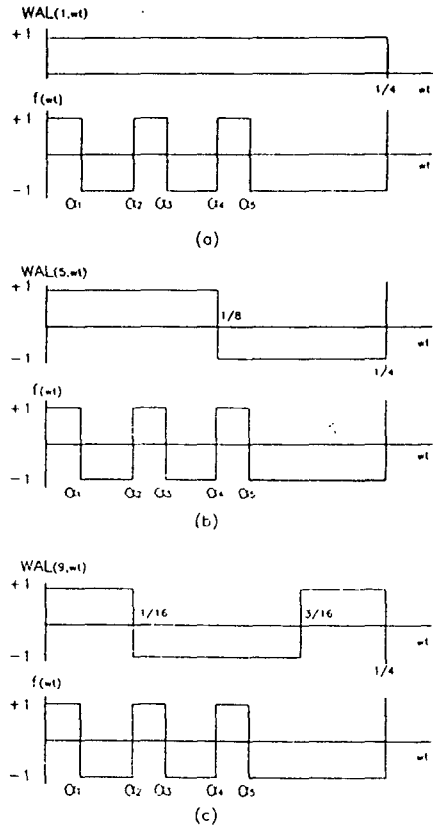
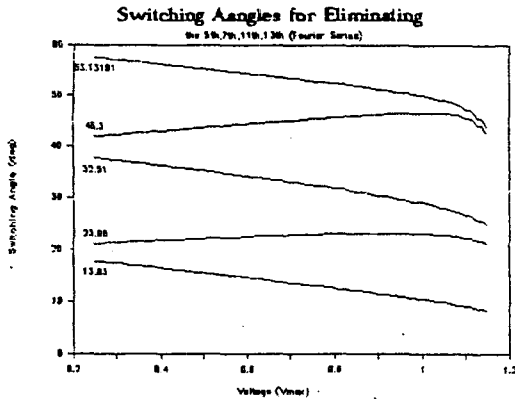


Fig. 7 Waveform for calculating  $W_n$  ( $\alpha=5$ )

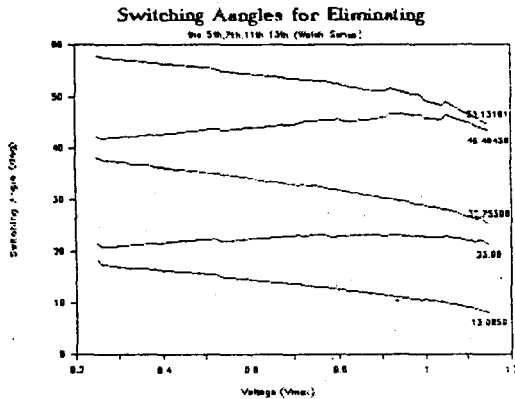
$W_N$ 이 결정되면 이때  $S(k, i)$ 의 값을 대입하여 기본파와 5차, 7차, 11차 및 13차 고조파의 진폭을 계산하는데 이를 매트릭스 방정식으로 표현하면 식(24)와 같고 여기서  $a_6, a_7, a_{11}, a_{13}$ 은 0으로 하여 계산하면  $a_1 \sim a_5$ 를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} a_1 & S(1,1) S(1,2) S(1,3) + \dots + S(1,16) W_1 \\ a_5 & S(5,1) S(5,2) S(5,3) + \dots + S(5,16) W_5 \\ a_7 & S(7,1) S(7,2) S(7,3) + \dots + S(7,16) \vdots \\ a_{11} & S(11,1) S(11,2) S(11,3) + \dots + S(11,16) \vdots \\ a_{13} & S(13,1) S(13,2) S(13,3) + \dots + S(13,16) W_{61} \end{aligned} \dots \dots \dots (24)$$

이상 설명한 식들은 종래 Fourier급수에 의하여 스위칭각을 계산하는 비선형 초월방정식 대신 선형 대수방정식으로 대치되어 계산이 가능함을 설명한다.



(a) 5th, 7th, 11th and 13th harmonics eliminated Fourier



(b) 5th, 7th, 11th and 13th harmonics eliminated W-FT

Fig. 8 Switching angle comparison by Fourier and W-FT series

Fig. 8은 5, 7, 11, 13차 고조파를 제거하기 위하여 스위칭각 계산방법을 Fourier급수와 W-FT에 의한 계산결과를 나타낸 것이다.

#### 4. 고조파 현장 실측 및 실험

##### 4.1 고조파 현장 실측 및 발생량

##### 4.1.1 현장실측

본 연구에서는 고조파 발생량이 많은 전자회사를 선정하여 수변전 계통 및 말단의 부하에 이르기까지 고조파를 측정하여 고조파의 발생원인과 고조파 억제대책을 세우고자 한다.

일반적으로 전자회사에서 구동되는 말단의 구동용 시스템의 전원은 대부분 DC전원을 사용함으로서 인버터를 많이 사용하고 있었으며, 3.3 KV BUS선에서 3300V/460V~260V용 유입변압기와 460V/208V용 몰드변압기 사이에 다양한 전원을 얻기 위하여 대용량의 인버터를 사용함으로서 고조파의 함유량이 대단히 많았고 측정 장소는 다음과 같았으며 고조파량은 Table 1과 같다.

- 1) 변전실 : UPS용 1500(KVA)용 변압기 고압측, UPS 입력측 및 UPS 출력측, UPS 입력측 Filter, UPS 출력측 Filter
- 2) 생산라인 : 분전반 Main 및 A/D Test 장비
- 3) 측정시 UPS 부하량 : 약 600 KVA

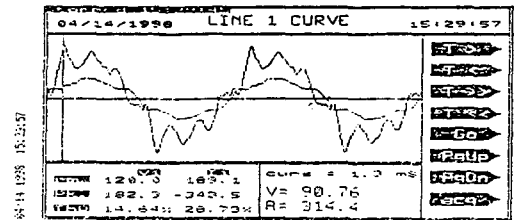


Fig. 9 Harmonic Wave

Fig. 9는 전자회사의 UPS의 출력측 R상과 N상을 측정된 고조파로서 기본파 전압이 120V이고 전류는 189.1A이며, 종합전압왜형율은 14.64%이고 종합전류왜형율은 28.73%이고 고조파 성분은 전류에 큰 영향을 주어 전류의 크기가 크며 왜형율이 큼으로서 찌그러짐이 크게 나타남을 알 수 있다.

전자회사에서 사용 전원은 대부분이 DC전원이라서 인버터를 많이 사용하는데 고조파의 영향이 대단히 크며, 특히 전류의 왜형율이 전압의 왜형율보다 크다는 사실을 실측을 통해 알 수 있다.

##### 4.1.2 현 실태 및 문제점

- 1) 현장에서는 12상 정류방식을 사용함으로서 6

Table 1 Harmonic quality of UPS and A/D test system

측정장소	구분	종합왜형율 (%)	2고조파 (%)	3고조파 (%)	5고조파 (%)	7고조파 (%)	9고조파 (%)	11고조파 (%)	13고조파 (%)
UPS 입력측	전압	2.88	0.43	0.26	0.50	1.17	0.66	0.96	0.39
	전류	7.40	5.74	2.18	1.47	0.88	0.97	1.77	1.90
UPS 출력측	전압	15.06	1.35	1.51	13.7	5.13	0.66	0.95	0.11
	전류	26.39	6.51	2.70	8.49	21.43	2.84	5.67	4.45
A/D Test장비	전압	14.51	0.50	1.69	12.25	5.59	0.69	2.18	2.50
	전류	30.83	3.82	5.87	13.18	23.2	3.05	8.13	5.68

- 상 UPS 전단 계통의 전압 고조파는 2.88%로 기준치 5%보다 적게 나타나 크게 문제가 되지 않았다.
- 2) 저압 모선에서의 전압 고조파가 14~15%를 발생하며 기준치 5%이하보다 상당히 높게 발생되고 있었다.
  - 3) 계통 구성 및 UPS내의 필터와 콘덴서에 의해 고조파 공진이 일어나고 있으며, Table 3과 같이 고조파 증폭 현상이 발생되고 있었다.
  - 4) 고조파가 많이 발생하여 UPS 과열, 콘덴서 및 리액터 과열, A/D Test 장비에러발생, 케이블의 과열 등 영향을 주고 있었다.

- 3) Down-TR 철거로 소요예산을 줄일 수 있다.
- 4) UPS 2차 Down-TR 2대를 사용하여 변압기의 결선을 1대는  $\Delta-\Delta$ , 다른 1대는  $\Delta-Y$  결선으로 하여 부하를 거의 같게 분담하면 장비에서 발생한 5, 7고조파가 Down-TR 1차에서 상쇄되어 UPS에 고조파의 영향을 절반 이상 줄일 수 있다.
- 5) 배전계통에서 몰드타입의 변압기는 Surge Absorber를 설치토록 하였으며 고조파에 강한 유입변압기를 사용토록 대안을 제시하였습니다.
- 6) 몰드변압기는 사용 초기에는 완전 절연체이므로 감전에 완벽을 기하나 얼마간 사용하게 되면 금속성의 먼지가 변압기 주변에 달라붙어 이 때 인체가 접촉되면 감전의 우려가 대단히 높으므로 인체가 접촉치 않도록 장치를 구축토록 하였다.

Table 2 Harmonic voltage amplitude

구분		전압왜형율 (%)	전류왜형율 (%)
460V UPS 출력측 모선	현재 공진이 발생하고 있는 경우 측정치	15.06	26.39
	공진이 발생하지 않을 경우	6.67	23.49
A/D Test 장비모선	현재 공진이 발생하고 있는 경우 측정치	14.51	30.83
	공진이 발생하지 않을 경우	11.43	28.57

#### 4.1.3 고조파 억제대책

고조파가 발생하는 장비를 설치할 경우 기획 단계에서부터 충분히 검토하여 계통을 구성하여야 하고 운용방안 등을 종합적으로 검토하여 설치하여야 한다.

- 1) UPS는 다상의 정류방식을 사용하여 UPS 전단의 고조파 영향을 적게한다.
- 2) 장비에 Active-Filter 설치로 장비에서 발생한 고조파를 제거하여야 한다.

## 4.2 실험 및 결과고찰

### 4.2.1 실험

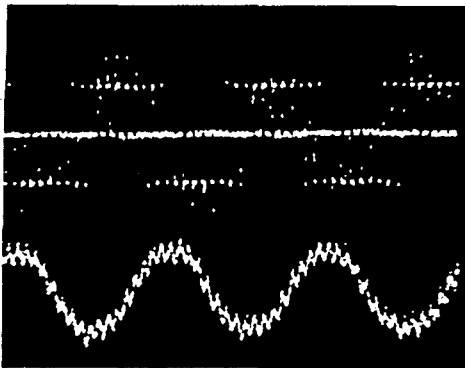
W-FT를 이용한 고조파 제거방법의 PWM 인버터의 스위칭 소자로 전력용 트랜지스터 모듈을 사용하여 3상 결선을 하였고, 인버터 장치의 보호를 위하여 과전류 제한회로, 과전압 보호회로를 구성하였다.

그리고 인버터의 스위칭 소자에 PWM신호를 만들어 주기 위하여 모든 데이터는 컴퓨터에서 인출이 가능하게 하고 인버터의 동일상에 스위칭 소자가 동시에 도통되지 않도록 소프트웨어 상에서 데드타임을 만들어 주도록 하였다.

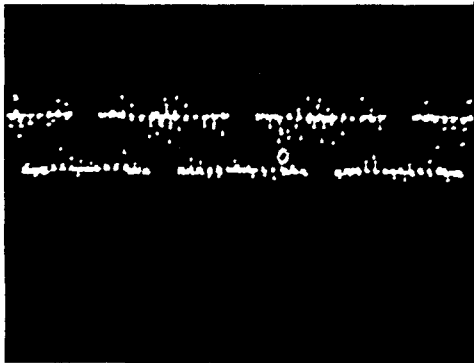
각 스위칭 패턴에 따라 3상 유도전동기를 가변속 운전하면서 선간전압, 상전압, 전류, 고조



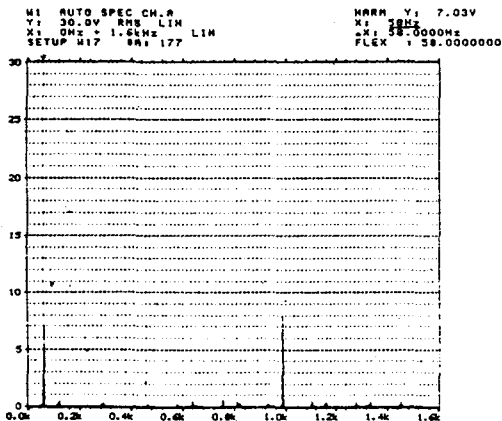
파형을 측정하였다.



(a)



(b)



(c)

Fig. 10 (a) Output line voltage waveform(20V/div), current waveform(1A/div), (b) Phase voltage, (c) Harmonic spectrum waveform of inverter with 5th, 7th, 11th and 13th harmonics eliminated

#### 4.2.2 결과고찰

5, 7, 11, 13차의 고조파를 제거한 실험결과와 Fig. 10과 같다. 얻어진 실험결과로부터 스위칭수가 증가될수록 진류의 파형이 정현파에 가깝고 데드타임의 보상전과 보상후를 비교하면 약 30~40%의 고조파 성분이 현저히 감소됨을 알 수 있다. 또한 데드타임은 하드웨어 처리보다 소프트웨어에 의해 처리함이 훨씬 효율적임을 알 수 있었다.

### 5. 결 론

오늘날 고조파 장애가 심각한 문제로 제기되어 고조파에 대한 억제대책이 필요하며, 본 연구에서는 고조파 발생량이 많은 전자회사를 선정하여 현장실측 한 결과 고조파로 인하여 UPS 과열, 콘덴서 및 리액터 가열, A/D Test 장비에러 발생, 케이블의 과열현상 등 영향을 주고 있었고, 본 연구에서 개발한 W-FT에 의한 알고리즘은 SHE PWM의 스위칭각  $\alpha$ 의 계산을 비선형 방정식에 의한 방법보다 계산 속도가 빠르고 정확하며 다음과 같은 많은 장점이 있었음을 확인하였다.

- 1) W-FT 이론에 의한 SHE PWM의 스위칭각 계산은 Fourier급수, Walsh급수에 의한 계산과 비교하여 계산속도가 빠르고 정확하며 효율적이었다.
- 2) W-FT를 이용한 소프트웨어는 Fourier급수에 의한 알고리즘 구성보다 간단하고 기억용량이 많이 감소되며, 비교적 짧은 응답을 갖는 실시간 시스템에서 더욱 실용적인 방법이다.
- 3) PWM 인버터를 구성하면 데드타임이 문제가 되는데 본 연구에서는 데드타임 보상회로를 구성하여 시스템에 적용한 결과 보상전보다 남은 차수의 고조파 성분이 많이 감소(30~50%)되었음을 알 수 있었다.

이상과 같은 결론으로 산업계에서 고조파 문제가 많은 문제로 제기되고 있는 현실에 대응량 유도 전동기 가변속 운전 및 UPS, 유도가열, 진상 또는 지상 AVR발생, 전압 주파수 제어가 가능한 전원 장치 등에 본 연구가 응용되어 유용

한 결과가 있을 것으로 기대한다.

향후 연구방향 및 내용으로는 국내의 고조파 장애실태를 보다 정확히 파악하여 전기설비 및 부하기기에 대한 사고원인 분류 및 분석작업이 요구되며 고조파 억제대책의 일환으로 필터를 부착하여 계통별, 기기별 고조파 발생량을 저감할 수 있는 필터설계 이론을 정립하여 산업체에 보급코져 한다.

본 논문은 1997년도 충청대학 자체연구비 지원에 의하여 이루어졌음.

### 참 고 문 헌

- 1) 대한전기학회, “고조파 저감기술 현황과 전망”, 1993.
- 2) 일본전기협회, “가전·범용품 고조파 억제대책 가이드라인(안)”, 1994.
- 3) “배전계통의 고조파 저감대책”, ohm사, 1982.
- 4) B.K. Bose, H.A. sutherland, “A high-performance Pulse Width Modulator for an inverter fed drive system using a microprocessor”, IEEE IAS Annual meeting conference record, pp. 847~853, 1982.
- 5) KATAOKA, T., MIZUMACHI, K., and MIYARI, S., “A pulse width controlled AC to DC converter to improve power factor and waveform of AC line current”, IEEE Trans, IA-15, pp. 670~675, 1979.
- 6) K.S. Rajashekara and J. Vithayathil, “Microprocessor based sinusoidal PWM inverter by DMA transfer”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. IE-29, pp. 46~51, Feb., 1982.
- 7) J.A. Houldsworth and D.A. Grant, “The use of harmonic distortion to increase the output of a three-phase PWM inverter”, IEEE Trans. Ind. Appl. Soc., Vol. IA-20, pp. 1224~1228, Sept/Oct., 1984.
- 8) J.M. D. Murphy, L.S. Howard, and R.G. Hoft, “Microprocessor control of a PWM inverte induction motor drive”, Conf. Rec. IEEE/PESC, pp. 344~348, 1979.
- 9) 難波江章, “最近の可變速 電動機の 技術動向”, 電氣學會雜誌, 103卷(9号), pp. 869~870, 1984.
- 10) G.B. Klinman and A.B. Plunkett, “Development of a modulation strategy for a PWM inverter drive”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15, pp. 72~79, 1979.
- 11) S.R. Bowes, “Harmonic minimization in microprocessor controlled current fed PWM inverter drives”, IEE. Proc, Vol. 134, pp. 25~40, 1987.
- 12) F.G. Turnbull, “Selected Harmonic reduction in ststic DC-AC Inverters”, IEEE Trans., CE-83, pp. 374~378, 1964.
- 13) H.S. Patel, R.G. Hoft, “Generalized techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters, part-I harmonic elimination”, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-9, pp. 310~317, 1973.
- 14) H.S. Patel, R.G. Hoft, “Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyrisor Inverters: part-II Voltage Control Techniques”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-10, pp. 666~673, Sept/Oct. 1974.
- 15) Y. Tadokoro and T. Higuchi, “Discrete Fourier Transform Computation via the Walsh Transform”, IEEE Trans., ASSP-31, pp. 236~240, June. 1978.
- 16) Y. Tadokoro and T. Higuchi, “Conversion Factor from Walsh Coefficients to Fourier Coefficients”, IEEE Trans., ASSP-31, pp. 231~232, Feb. 1983.
- 17) J.A. Asumadu and R.G. Hoft, “Microprocessor-Based Sinusoidal Waveform Synthesis using Walsh and Related orthogonal Functions”, IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 4, No. 2, pp. 234~241, Apr. 1989.