

---

# 마이크로프로세서 구현에 의한 전파 브리지 인버터의 새로운 PWM 제어

전 철 환\*, 이 수 원\*\*

## A novel PWM control of Full-bridge Inverters for Microprocessor Implementation

Chil-hwan Jeon, Su-won Lee

### 요 약

본 논문은 마이크로프로세서를 이용하여 구현하는 전파브리지 인버터의 새로운 PWM 제어 방법을 제안한다. 이 방법은 단방향 전파 브리지 인버터의 한 주기를 주파수 변조비로 등간격 분할하고 기준 기본파와 인버터의 출력 기본파의 진폭을 비교하는 PWM 제어 방법이다.

이 방법을 이용하면 각 간격의 turn-on time 계산이 매우 용이하여 마이크로프로세서 구현에 매우 적합하다. 그리고, 고조파 해석에 있어서 주파수 변조비가 크면 모든 고조파를 무시할 수 있음을 보여준다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 입증하였다.

### Abstract

This paper proposes a novel Pulse Width Modulation (PWM) method for microprocessor implementation of full-bridge PWM inverters. In the method, the period of unipolar full-bridge inverters is divided equally into the frequency modulation ratio and the reference fundamental amplitude and the inverter output fundamental amplitude are compared.

Using this method, the turn-on time computation of each interval is very favored for the microprocessor implementation. The harmonic analysis shows that the harmonics can be ignored when the modulation ratio is enough large. The simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed algorithms.

---

\* 군산대학교 공과대학 전자정보공학부 부교수

\*\* 군산대학교 공과대학 전자정보공학부 강사

접수일자 : 1999년 12월 8일

I. 서 론

인버터는 무정전 전원장치, 가변속 유도전동기 구동, 유도가열 등 많은 산업 응용분야에 폭 넓게 사용되고 있다. 일반적으로, 전압형 인버터는 구형파 인버터와 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터가 있으며, 반도체 기술 발달에 따른 빠른 전력용 반도체 스위칭 소자들의 개발로 인하여 PWM 인버터가 산업용으로 널리 사용된다. PWM 제어는 프로그램 PWM<sup>[1],[2]</sup>, 정현 PWM으로 분류되는데, 프로그램 PWM은 선택된 고조파를 제거하기 위하여 인버터 출력전압을 활용하기 때문에 구현의 복잡성과 어려움으로 인하여 산업용으로 드물게 이용되고 있다. SPWM은 정현 출력 파형을 알맞고 그 회로에 의해 쉽게 구현할 수 있어 산업용으로 널리 응용하고 있지만 마이크로프로세서 제어를 이용하는 것은 어려우며, 기본파와 그 외 파형간의 근접도를 살펴보면 차수가 높아짐에 따라 고차 고조파가 심하다. 이러한 요구에 따라 저차와 고차 고조파를 제거하면서 전체 왜형률을 현저하게 저감시키는 제어기법에 대한 여러 가지 형태로의 연구들이 수행되어지고 있다.

면적운동 방법에 기초를 둔 제어방법은<sup>[5],[6]</sup> 마이크로프로세서 구현을 위한 방법으로 프로그램된 PWM, SPWM 방법등의 많은 결점을 보완할 수 있다. 본 논문은 인버터의 한 주기를 주파수 변조비로 등간격 분할하고 각 간격의 기준 기본파 진폭과 인버터의 출력 기본파 진폭을 비교하여 turn-on 시간을 계산하는 PWM 제어방법을 적용한다. 이 방법은 진폭 계산에 유연성을 줌으로써 마이크로프로세서 구현에 매우 적합하다. 인버터 출력 전압의 진폭과 주파수는 PWM에 의해 쉽게 제어할 수 있으며, 고조파 해석에 있어서 저차 고조파 및 전 고조파 왜형률을 현저하게 저감할 수 있음을 증명하고, 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 입증하였다.

II. 기본파 진폭 제어

인버터 기준 출력전압은 정현파이므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v^*(t) = A^* \sin \omega t \quad \dots\dots\dots (1)$$

단방향 스위칭 인버터의 전형적인 출력 파형  $v(t)$ 를 그림 1과 같이  $M_f$ (주파수 변조비)로 등간격 분할하면 각 구간의 펄스 폭은 출력전압에 따라 결정되는데, 인버터 출력 전압은 식 (2)와 같이 주어진다.

$$v(t) = \begin{cases} \pm A & t_n + \frac{T_s}{2} - \frac{\delta_n}{2} < t < t_n + \frac{T_s}{2} + \frac{\delta_n}{2} \\ 0 & \text{그외} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (2)$$

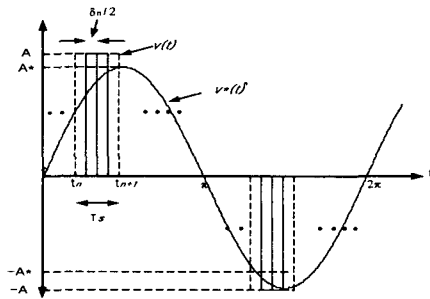


그림 1. 인버터 기준 및 출력전압 파형  
Fig. 1 Inverter reference and output voltage waveform

푸리에 급수를 사용하면 인버터 기준출력전압 및 출력전압의 기본파 진폭( $A_1^*$ 과  $A_1$ )을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} A_1^* &= \sum_{n=0}^{M_f-1} A_{1n}^*, \quad A_{1n}^* = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_n}^{\omega t_{n+1}} A^* \sin \omega t \, d(\omega t) \\ A_1 &= \sum_{n=0}^{M_f-1} A_{1n}, \quad A_{1n} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_n}^{\omega t_{n+1}} v(t) \sin \omega t \, d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_n + \frac{T_s}{2} - \frac{\delta_n}{2}}^{\omega t_n + \frac{T_s}{2} + \frac{\delta_n}{2}} A \sin \omega t \, d(\omega t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$A_{1n}^*$ 과  $A_{1n}$ 는 각각 n번째 구간에서 기준 출력전압과 출력전압의 기본파 부진폭이다. 식 (3)은 각 구간에서 턴-온 시간을 변조시키므로 기본파 진폭을 제어하는데 이용된다. 만약에 주파수 변조비  $M_f$ 가 크다면,  $\sin \omega T_s \cong \omega T_s$ 과  $\sin \omega \delta_n \cong \omega \delta_n$ 이

므로 이를 대입하면

$$A_{1n} \cong A^* \omega T_s \sin^2 \omega T_s (n + \frac{1}{2})$$

$$A_{1n} \cong A \omega \delta_n \sin \omega T_s (n + \frac{1}{2}) \dots\dots\dots (4)$$

이 된다. 그러므로, 기준 출력전압과 인버터 출력 전압의 기본과 성분이 같다면 각 구간에서의 펄스 폭은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\delta_n = \frac{A^* \omega T_s \sin^2 \omega T_s (n + \frac{1}{2})}{A \omega \sin \omega T_s (n + \frac{1}{2})} = M_a T_s \sin \frac{2\pi}{M_f} (n + \frac{1}{2})$$

\dots\dots\dots (5)

여기서,  $M_a = A^*/A =$  진폭 변조비 이다.

위 식은 각 구간에서 진폭과 턴-온 시간을 구하는데 사용되는데 기준 전압의 진폭과 주파수를 각 구간의 진폭에 의하여 직접 제어할 수 있음을 나타낸다. 또한, 이것은 주파수 변조비를 일정하게 유지할 때, 각 간격의 펄스 폭을 매우 간단하게 계산할 수 있음을 의미한다.

$M_f$ 의 변수는 인버터 출력 전압과 1/4파 대칭 특성 때문에  $4N$ 이 되도록 선택한다. 디지털화 된 정현파 기준 전압에 대한 메모리 용량은  $M_f/4$ 가 될 것이다. 메모리에 디지털화 된 정현 기준전압 값을 저장하면, 펄스 폭을 결정하는데 3번의 곱만이 필요하게 된다. 따라서, 이 결과는 마이크로프로세서 구현에 매우 적당하다.

### III. 고조파 해석

기준 전압과 인버터 출력 전압은 1/4파 대칭이어서 고조파는 단지 기수차 사인 고조파이다. 인버터 기준전압과 출력 전압( $k \neq 1$ )의  $k$ 차 고조파 진폭은 다음과 같다.

$$A_k^* = \sum_{n=0}^{M_f-1} A_{kn}^* = 0, \quad A_{kn}^* = A^* \omega T_s \sin \omega (t_n + \frac{T_s}{2}) \sin k\omega (t_n + \frac{T_s}{2})$$

$$A_k = \sum_{n=0}^{M_f-1} A_{kn}, \quad A_{kn} = \frac{2A}{k} \sin k\omega (t_n + \frac{T_s}{2}) \sin k\omega \frac{\delta_n}{2}$$

\dots\dots\dots (6)

또, 주파수 변조비가 충분히 높다면, 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$A_{kn} \cong A \omega \delta_n \sin k\omega (t_n + \frac{T_s}{2})$$

$$\cong A^* \omega T_s \sin \omega (t_n + \frac{T_s}{2}) \sin k\omega (t_n + \frac{T_s}{2})$$

\dots\dots\dots (7)

$A_{kn}^*, A_{kn}$ 는  $n$ 번째 구간에서 인버터 출력 전압의  $k$ 차 고조파의 부진폭이다.

위 식(6), (7)은 주파수 변조비가 크면 각 간격의 기준 전압의 부진폭과 인버터 출력 전압의 부진폭이 동일하고 고주파 진폭이 0임을 보여준다.

$$A_k = \sum_{n=0}^{M_f-1} A_{kn} = \sum_{n=0}^{M_f-1} A_{kn}^* = V_k^* = 0 \dots\dots\dots (8)$$

### IV. 시뮬레이션

인버터 출력 전압의 기본과 진폭은  $M_a$ 가 크고 정상 변조( $M_a < 1$ )하에서 진폭 변조비에 대해 선형적으로 변함을 그림 2는 보여준다. 그러나 기본과 주파수 진폭이 과변조시(즉,  $M_a > 1$ ) 진폭 변조비에

표 1. 진폭 변조비에 대한 정규화 고조파 진폭 ( $A_k^*/A$ )

Table 1. Normalized harmonics amplitude ( $A_k^*/A$ ) vs.  $M_a$

$M_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
기본과 진폭	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Mf-3	0.002	0.02	0.06	0.12	0.05
Mf-1	0.19	0.33	0.38	0.34	0.03
Mf+1	0.19	0.32	0.35	0.29	0.04
Mf+3	0.004	0.03	0.08	0.15	0.06
2Mf-3	0.01	0.06	0.13	0.13	0.04
2Mf-1	0.16	0.16	0.02	0.1	0.08
2Mf+1	0.16	0.15	0.002	0.1	0.06
2Mf+3	0.02	0.07	0.13	0.09	0.02
3Mf-3	0.02	0.09	0.06	0.05	0.03
3Mf-1	0.12	0.009	0.07	0.03	0.04
3Mf+1	0.12	0.003	0.07	0.04	0.03
3Mf+3	0.02	0.09	0.03	0.06	0.002

대하여 선형적이지 않다. 그림 3과 그림 4는 진폭 변조비가 다른 인버터 출력 전압의 고조파 스펙트럼이다. 고조파는 스위칭 주파수에 대한 배수를 중심으로 축파대로 나타난다. 표 1은 진폭 변조비에 대한 정규화 고주파 진폭( $A_i^*/A$ )이다. 이것은 인버터 출력 전압이 정현 PWM 인버터보다<sup>[3]</sup> 고조파 성분이 현저하게 저감됨을 보여 주고 있으며, 이 방법으로 고성능의 인버터 구현이 가능함을 보여 준다.

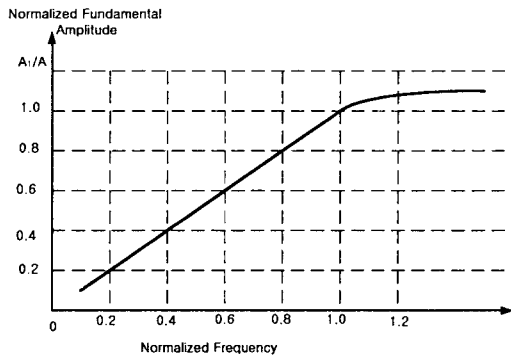


그림 2. 진폭 변조비에 대한 정규화 기본파 진폭  
Fig. 2 Normalized fundamental amplitude( $A_1^*/A$ ) vs.  $M_a$

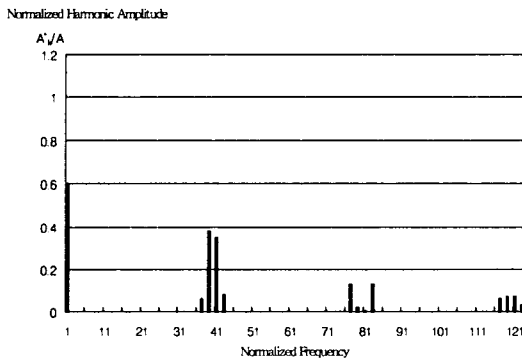


그림 3. 인버터 출력전압의 고조파 스펙트럼 ( $M_a=0.6, M_f=40$ )  
Fig. 3 Harmonic spectrum of inverter output voltage with  $M_a=0.6, M_f=40$

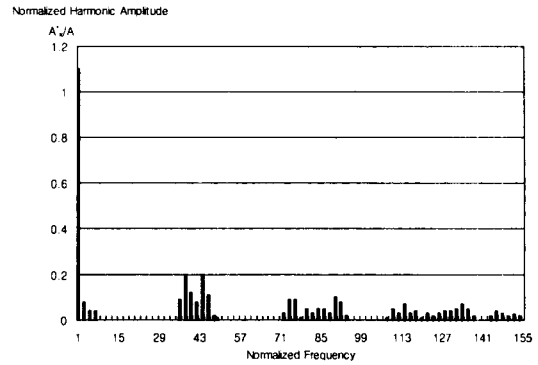
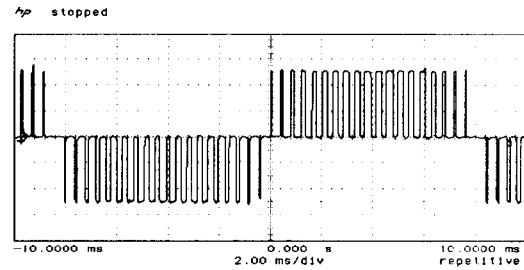
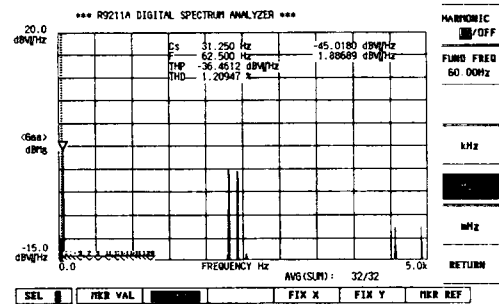


그림 4. 인버터 출력전압의 고조파 스펙트럼 ( $M_a=1.2, M_f=40$ )

Fig. 4 Harmonic spectrum of inverter output voltage with  $M_a=1.2, M_f=40$



(a) Output voltage waveform



(b) Harmonics spectrum

그림 5.  $M_a=0.6, M_f=40$ 일 때의 인버터 출력 전압 파형 및 고조파 스펙트럼

Fig. 5 Output voltage waveform and harmonics spectrum of inverter with  $M_a=0.6, M_f=40$

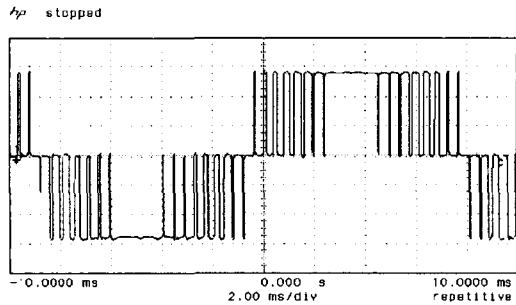
V. 실험 및 고찰

제안한 PWM 기법을 단상 전파브리지 인버터에 적용하였다. 인버터의 스위칭 주파수는 인버터의 필터 크기 뿐 아니라, 소음을 최소화하기 위하여 2.4kHz( $M_f=40$ )를 선택하였고, 마이크로프로세서 구현에는 600 byte의 메모리만 필요하였다. 그림 5와 그림 6은 각각 인버터 출력 전압 파형과 전압 파형의 고조파 스펙트럼이다. 그림 5는  $M_a=0.6$ ,  $M_f=40$ 인 경우이며, 20차까지의 저차 고조파는 거의 존재하지 않으며 고차 고조파도 현저하게 제거되었음을 알 수 있다. 또한 그림 6은  $M_a=1.0$ ,  $M_f=40$ 일 때의 경우를 나타낸 것이다. 마찬가지로 20차까지의 저차 및 고차 고조파 모두 현저하게 감소되었음을 알 수 있으며, 전 고조파 왜형률

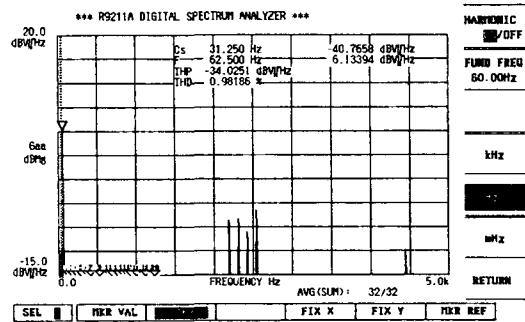
(Total Harmonic Distortion ; THD)도 그림 5의 경우 1.21%, 그림 6의 경우 0.98%로 매우 낮음을 알 수 있다.

VI. 결론

본 논문은 마이크로프로세서로 구현하기 위한 전파브리지 인버터의 새로운 PWM 제어 방법과 실현방법을 제안하였다. 이 방법은 단방향 전파 브리지 인버터의 한 주기를 주파수 변조비로 등간격 분할하고 기준 기본파와 인버터의 출력 기본파의 진폭을 비교하는 PWM 제어 방법이다. 기본파 진폭과 주파수는 각 스위칭 구간에서 턴-온 시간을 이용하여 직접 제어할 수 있다. 간단한 계산과정과 적은 메모리의 사용으로 인버터의 제어를 마이크로프로세서에 의하여 소프트웨어적으로 쉽게 구현할 수 있음을 실제 실험을 통하여 규명하고 그 유용성을 확인하였다. 이론상의 해석에 의한 컴퓨터 시뮬레이션과 실험의 결과에서 저차 및 고차 고조파가 제거되고 전고조파 왜형률도 상당히 감소됨을 알 수 있었다. 제안된 방법은 하드웨어의 기능이 저가의 마이크로프로세서를 이용하면서 소프트웨어적으로 간단히 실현 가능하므로 범용 인버터의 소형화, 경제성 및 신뢰성 향상에 기여할 것으로 기대된다.



(a) Output voltage waveform



(b) Harmonics spectrum

그림 6.  $M_a=1.0$ ,  $M_f=40$ 일 때의 인버터 출력 전압 파형 및 고조파 스펙트럼

Fig. 6 Output voltage waveform and harmonics spectrum of inverter with  $M_a=1.0$ ,  $M_f=40$

참고문헌

[1] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Technique of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I Harmonic Elimination," IEEE Trans. Ind. Appl. vol IA-9, no. 3, pp. 38-44, Jan./Feb. 1977.

[2] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-26, no.2, pp. 302-316, March/April 1990.

[3] J. W. A. Wilson, and J. A. Yeaman, "Intrinsic Harmonics of Idealized Inverter

- PWM Systems," IAS Annual Meeting, pp. 967-973, 1976.
- [4] S. R. Bowes, M. I. Mech, and M. J. Mount, "Microprocessor Control of PWM Inverters," IEEE Proceeding B pp. 293-305, 1981
- [5] R. S. Ramshaw, G. Xie, B. W. Henderson, and J. H. De Groot, "A PWM Inverter Algorithm for Adjustable AC Drives Using a Nonconstant Voltage Source," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no. 4, pp. 673-677, July/Aug. 1986.
- [6] Y. H. Kim, and M. Ehsni, "An Algebraic Algorithm for Microcomputer-based Inverter Pulsewidth Modulation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, no.4, pp. 645-660, July/Aug. 1987.
- [7] B. K. Bose(Ed.), "Microcomputer Control of Power Electronics and Drives," IEEE Press. 1987.
- [8] S. R. Bowes, "Efficient Microprocessor Real-Time PWM Drive Control Using Regular-Sampled Harmonic Minimization Techniques," IECON '93, pp. 211-217, 1993.
- [9] S .K. sethuraman, and M. G. Saravanan, "PWM Strategies for the Real-Time Embedded Control and Condition Monitoring of AC Drives", IECON '93, pp. 219-224, 1993.
- [10] A. Bogliette, G. Grivq, M. Pastorrelli, F. Progun and T. Adam, "Different PWM Modulation Techniques Indexes Performance Evaluation", IECON '93, pp. 193-199, 1993.



전 칠 환(Chil-Hwan Jeon)

1980년 10월 서울대학교 전기공학  
과 졸업(공학사)

1986년 5월 Vanderbilt University  
대학원 졸업(전기공  
학 석사)

1990년 5월 Vanderbilt University 대학원 졸업(전기  
공학 박사)

1980년 9월~1983년 4월 한국기계연구소 연구원

1996년 3월~1997년 1월 군산대학교 공학연구소  
소장

1990년 9월~현재 군산대학교 공대 전기공학과 부  
교수

1995년~현재 한국전기학회 전북지회 이사

1996년 10월~현재 전라북도 건설심의위원

1997년 2월~현재 군산대학교 공대 학장

\*관심분야 : 전력전자, 제어공학, 전기기계

이 수 원(Lee, Su won)

1991년 2월 전북대학교 전기공학과졸업(공학사)

1993년 2월 전북대학교 일반대학원졸업(공학석사)

1998년 2월 전북대학교 일반대학원졸업(공학박사)

1998년 ~ 현재 전북대학교 부설 전기전자회로합성  
연구소 연구원

\*관심분야 : 전력전자, 전기기계, 마이크로프로세서