

진공청소기용 유니버설모터의 고조파전류 저감 위상각제어기 설계

林 洪 雨*, 張 鎔 海, 白 亨 來

The Design of Phase Angle Controller Reducing Sub-harmonic Current for Universal Motor in Vacuum Cleaner

Hong-Woo Lim, Yong-Hae Jang, and Hyung-Lae Baek

요 약

단상 위상각제어시스템의 경우 제어기의 구조상의 단순함과 저가격화로 인해 많은 노이즈가 발생함에도 불구하고 트라이액 교류 위상각제어기를 속도제어기로 사용하고 있다. 시판되는 진공청소기의 경우 트라이액의 위상각을 조절하여 속도를 제어하고 있는데 고조파전류의 발생을 최소화하기 위해서 속도의 선형성을 고려하지는 않고 제작하고 있는 경우가 대부분이다.

본 논문에서는 진공청소기용 위상각 제어기에 파라미터 추정에 의한 실제 시스템으로 고조파가 많이 발생하는 특정 트라이액 트리거 위상각에서도 고조파전류가 효과적으로 감소되고 부수적으로 지연각이 없어지는 고조파전류 감쇠용 위상제어기의 설계 및 제작하여 실험을 통해 입증하였다.

ABSTRACT

The single phase angle control system may become noisy when speed is modulated with a conventional TRIAC AC controller. But this system is widely used despite of occurring sub-harmonic current because of its simply structure and low cost. Most of the vacuum cleaner drive control system regulates TRIAC's phase angle, so that it is controlled the speed. In the case of marketing product, it is not considered linearity of the speed to minimize occurring harmonic current. The sub-harmonic current reduces effectively in regulating specification TRIAC trigger phase angle. In this paper, we examined about characteristics of phase angle controller and parameter of parallel coil for eliminating sub-harmonic current.

Key Words : Single phase angle control system, TRIAC's phase angle, Sub-harmonic current, vacuum cleaner

1. 서 론

전력전자 기기의 확대 및 보급에 따라 비선형 부하

가 증가함으로써 고조파의 발생원인은 그 종류와 형태가 매우 다양해지고 전력계통으로 유입되는 고조파전류의 영향이 현저하게 증가하게 되었다. 이로 인하여 전력계통에 있어서 고조파전류로 인한 계통전압의 왜곡 및 이에 접속된 고압기나 저압기의 장애가 발생하고 있으며 이에 따라 각 분야별 고조파전류에 대한 저감 대책이 절실히 요구된다.

위상각 제어기의 경우, 부하가 회로에서 발생하는 게이트의 트리거 위상각 가변으로 원하는 소비전력에

*조선대학교 전기공학과 박사과정

E-mail : dyamond@hanmail.net

접수일자 : 2002. 1. 5

1차심사요청일 : 2002. 1.11 2차심사요청일 : 2002. 3.22

심사완료일 : 2002. 4.22

서 사용되다보니 그들이 연결된 계통선 안으로 고조파 전류가 유입되어 전력의 품질을 저하시키고 전력계통에서의 장애의 요인이 되고 있는 실정이다.

일반적으로 사용되는 위상각제어기의 스위칭소자로서 트라이액을 사용하게되는데, 출력 전압제어의 용이성 및 구조의 단순함 때문에 위상지연으로 인한 입력 역률 및 저차 고조파 전류특성이 좋지 않음에도 불구하고 널리 사용되고 있으나 제어기가 연결된 계통선으로 고조파 전류의 유입이 필연적이라 할 수 있다. 특히 진공청소기의 구동속도 제어회로의 경우 트라이액의 위상각을 조절하여 제어하고 있는데 고조파전류의 발생을 최소화 하기 위해서 속도의 선형성을 고려하지는 않고 제작하고 있는 경우가 대부분이다^[1-4].

본 논문에서는 진공청소기용 위상각 제어기에 사용되는 트라이액의 양단에 파라미터 추정에 의한 고조파 전류감쇠용 코일을 병렬로 부착함으로써 고조파가 많이 발생하는 특정 트라이액 트리거 위상각에서도 고조파전류가 감소되고 부수적으로 지연각이 없어지므로 역률의 저하를 막는 고조파전류 감쇠용 위상제어기의 설계 및 파라미터 특성에 관하여 기술하였다.

2. 이론적 배경

2.1 제안한 위상각 제어기

일반적으로 위상각 제어는 트라이액의 자연전류에 의해 교류 정현파의 턴-온 및 오프되는 시간을 간단하게 제어할 수 있으나 전압과 전류의 위상차로 인한 역률이 현저하게 저하되고 저차고조파 전류를 발생하게 된다.

일반적으로 부하가 유도성이면 스위칭소자의 전류는 입력전압이 부(-)로 되기 시작하는 $\omega t = \pi$ 에서 0이 되지 않고 스위칭소자에 흐르는 전류 i_1 이 $\omega t = \beta$ 점에서 0으로 떨어질 때까지 도통이 지속된다. 소자의 도통각은 $\delta = \beta - \alpha$ 이며 이것은 지연각 α 와 부하의 역률각 θ 에 의존한다. 제안한 제어기는 그림 1 및 그림 2에서와 같이 스위칭 소자에 전류가 흐르지 않을 때는 병렬로 결선된 분로코일을 통하여 부하에 전류가 공급되며 점호각 이후에는 일반 위상각 제어기와 같다.

제안한 위상제어기의 구조는 그림 2와 같으며 기존의 위상각 제어기에 사용되는 트라이액의 양단에 병렬로 코일을 부착하였다. 이는 고조파가 많이 발생하는 특정 트라이액 트리거 위상각에서도 고조파전류가 감소되고 지연각이 없어지므로 역률의 저하를 막는 효과

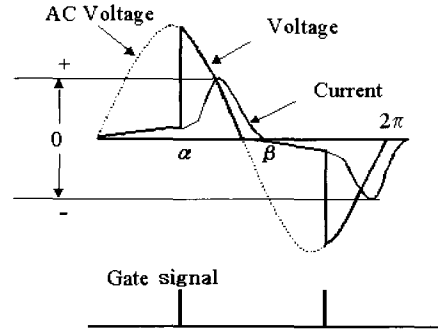


그림 1 위상각제어기의 전압 및 전류, 게이트 신호
Fig. 1 Voltage, current and gate signal of Phase angle controller

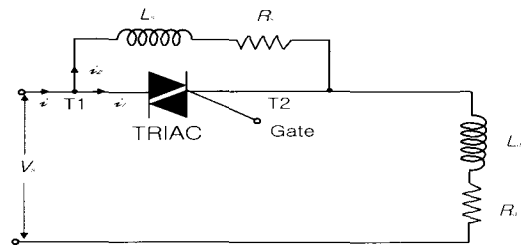


그림 2 병렬코일을 갖는 TRIAC 위상각 제어기 회로도
Fig. 2 Schematic of TRIAC phase angle controller with shunt coil

를 얻는다.

$v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ 가 순시 입력전압이고 지연각이 α 일 때 부하전류 i 는 식 (1)에서 식 (2)를 유도 할 수 있다.

$$(L_a + L_s) \frac{d}{dt} i + (R_a + R_s) i = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (1)$$

$$i = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\omega t - \theta) + A_1 e^{[(R_a + R_s)/(L_a + L_s)](a/\omega)} \quad (2)$$

여기서, L_a 는 부하 인덕턴스, R_a 는 부하 저항, L_s 는 병렬로 결선된 코일의 인덕턴스, R_s 는 병렬로 결선된 코일의 저항이며 전체 임피던스 $Z = [(R_a + R_s)^2 + \omega^2(L_a + L_s)^2]^{1/2}$ 이고 부하의 역률각 $\theta = \tan^{-1}[\omega(L_a + L_s)/(R_a + R_s)]$ 이다.

한편, 상수 A_1 은 $\omega t = \alpha$ 에서 $i = 0$ 의 초기조건으로부터 식 (3)을 구할 수 있다.

$$A_1 = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\alpha - \theta) e^{[(R_a + R_s)/(L_a + L_s)](a/\omega)} \quad (3)$$

식 (3)을 식 (2)에 대입하여 산출하면 부하전류는 식 (4)와 같다.

$$i = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} [\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{[(R_s + R + s)/(L_s + L)](\alpha - \omega t)}] \quad (4)$$

부하전류 i 가 0 으로 떨어지고 스위칭소자가 턴-오프되는 타임의 각 β 는 식 (4)에서 $i(\omega t = \beta) = 0$ 의 조건으로 알 수 있으며 식 (5)와 같은 관계가 있다.

$$\sin(\beta - \theta) = \sin(\alpha - \theta) e^{[(R_s + R)/(L_s + L)](\alpha - \beta)/\omega} \quad (5)$$

위상제어기의 실효출력전압은 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} V_o &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2 V_s^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \left[\frac{4 V_s^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6) \\ &= V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

따라서, α 를 0에서 π 까지 위상각을 가변시킴으로써 V_o 를 제어할 수 있다.

2.2 부하-유니버설 모터

진공청소기에 사용되는 유니버설모터는 DC전원 뿐만 아니라 AC전원에서도 동작하는 소형의 직류 직권 전동기이다. 유니버설모터의 토크는 저속에서 최대, 속도가 상승하면서 감소하는 특성을 갖고 있으며 무부하에서 최대속도가 된다. 이러한 토크 속도 특성 때문에 유니버설모터는 부하 변화에 직접적인 영향을 많이 받는다. 대부분의 유니버설모터는 통상 3,000[rpm]에서 10,000[rpm], 경우에 따라서 드릴과 같은 곳에 사용되는 20,000[rpm]의 고속에서 동작하도록 설계된다^[5-7].

그림 3에서와 같이 단일 회전자 코일을 가진 2극 직권전동기는 두 개의 주 자극 때문에 공극자속밀도의 공간적 분포는 주기적으로 교번한다. 시간적으로 회전자가 회전하게됨에 따라 두 개의 코일변에서 전자기력 f 를 유도하는 방향은 벡터생성값 $\vec{v} \times \vec{B}$ 으로 부터 유도할 수 있다.

정류자와 브러시가 연결되지 않는다면, 각속도 ω 로 회전할 때 코일에 유도된 전자기력은 자속밀도 B 의 공간분포의 형태와 유사한 시간에 대한 파형으로 나타나게 된다.

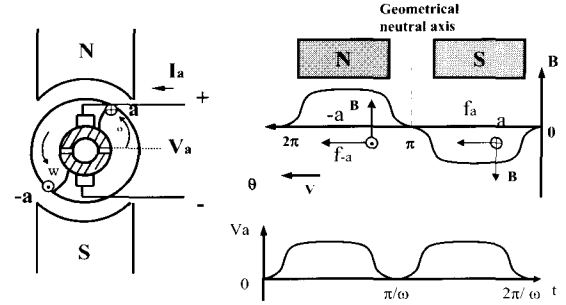


그림 3 유니버설모터 회전자 코일내의 유도기전력
Fig. 3 Induced emf in the coil of an elementary machine

정류자와 브러시 코일축이 $\pi/2$ 와 $3\pi/2$ 를 지나게 될 때마다 외부결선에 의해 접촉하게되고 결과적으로 외부단자에서 전압은 실제 코일전압을 정류하게 된다.

P개의 극을 갖는 유니버설모터의 공극 실효직경이라고 하면 한 극피치 τ 는 $\pi D/2P$ 이 되고 매 극당 자속은 다음 식 (7)이 된다.

$$\Phi = \int_0^{\tau} B_c(\theta) L r d\theta = \overline{B}_c L \tau \quad [\text{Wb}] \quad (7)$$

여기서, $\overline{B}_c(\theta)$ 는 한극에서의 자속밀도이며 다음 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\overline{B}_c(\theta) = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} B_c(\theta) r d\theta \quad [\text{Wb/m}^2] \quad (8)$$

회전자 코일이 권선수가 n_c 인 두 코일변 a 와 $a+b$ 에 각기 위치할 때 발생하는 자속 λ_c 는 식 (9)와 같다.

$$\lambda_c = n_c L \int_a^{a+b} B_c(\theta) r d\theta \quad [\text{Wb} \cdot \text{turn}] \quad (9)$$

또한, 코일에 유기된 전압은 식 (10)이 된다.

$$e_c = \frac{d\lambda_c}{dt} \int_a^{a+b} B_c(\theta) r d\theta \quad [\text{V}] \quad (10)$$

위 식에서 코일에 유기되는 전압은 간단히 하여 식 (11)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \int_a^{a+b} f(\theta, t) d\theta &= \int_a^{a+b} \frac{\partial}{\partial t} f(\theta, t) d\theta \\ &+ f(a+b, t) \frac{d(a+b)}{dt} - f(a, t) \frac{da}{dt} \end{aligned} \quad (11)$$

공극자속밀도분포 $B_e(\theta)$ 는 시불변하며 각속도 ω 로 회전하는 코일에서 전압은 식 (12)가 된다.

$$e_c = n_c L r \omega \{B_e(a+b) - B_e(a)\} \quad [V] \quad (12)$$

여기서, $\omega = d(a+b)/dt = da/dt$ 이다.

n_c 와 동일한 코일 n_s 사이에 전기자 병렬회로수 z 를 가진 회전자 권선이 각기 직렬로 결선되어 있고 브러시 양단의 합성전압은 직권 코일전압의 합이 되며 식 (13)과 같이 표현된다.

$$V_a = \sum_{i=1}^{n_s} e_{ci} = n_c r \omega \sum_{i=1}^{n_s} (a_i + b) - B_e(a_i) \quad [V] \quad (13)$$

여기서, a_a 는 직권열의 i 번째 코일변중 하나의 각위치를 나타낸 것이다.

간격이 정확하게 1극 피치인 코일에서 b 는 τ 와 같다.

한편 $B_e(a_i + \tau) = -B_e(a_i)$ 와 $\sum_{i=1}^{n_s} B_e(a_i)$ 는 $n_s \overline{B_e}$ 로 대치될 수 있고 따라서 이를 식 (13)에 대입하면 회전자에 유기된 전압의 평균값은 식 (14)이 된다.

$$V_a = 2n_c r \omega_m n_s \overline{B_e} \quad [V] \quad (14)$$

가 된다. 여기서 $\overline{B_e}$ 는 자속밀도를 의미한다.

회전자는 전 코일수 zn_s 혹은 전 권선수 $zn_s n_c$ 가 된다는 점에서 전기자도체 총수와 매극 자속으로 V_a 를 구할 수 있다. 두 개의 전도체변에 의해 1개의 권선이 형성되므로 전기자 총도체수 Z 는 $2zn_s n_c$ 가 된다.

전기자 도체총수를 Z , $\phi = \tau L \overline{B_e}$ 그리고 $\tau = \pi D / 2P = \pi r / P$ 라 하면 회전자 전압 V_a 는 식(15)가 된다.

$$V_a = \frac{PZ}{2\pi z} \omega \phi = k_a \omega \phi \quad [V] \quad (15)$$

여기서, $k_a = PZ / 2\pi z$ 이다

3. 시뮬레이션 및 실험

부하로는 위상각 제어가 널리 사용되는 진공청소기용 유니버설모터의 계자 및 회전자의 저항과 인덕턴스 값으로 시뮬레이션의 파라미터에 적용하였으며 그 값은 표 1과 같다.

표 1 실험에 사용된 진공청소기용 유니버설모터의 파라미터

Table 1 Parameters of universal motor for vacuum cleaner

Rated Power	1.2 [kW]	Rated Frequency	60 [Hz]
Rated Voltage	220 [V]	Rotor Inertia	[Kgm ²]
Rated Speed	12,000[RPM]	Field Resistance	36 [Ω]
Armature Inductance	6 [mH]	Armature Resistance	11.6 [Ω]
Field Inductance	6.26 [mH]	Rated current	6 [A]

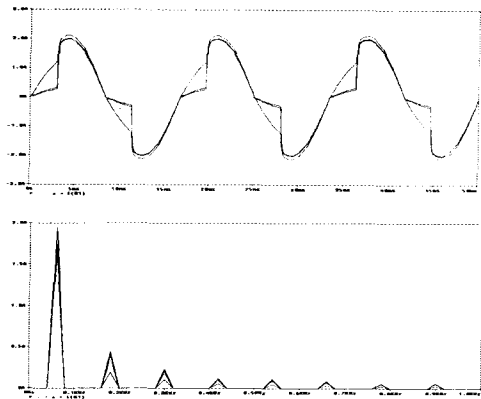


그림 4 병렬코일 파라미터 변화에 따른 전류 및 FFT 시뮬레이션

Fig. 4 Current and FFT analysis as variation parallel coil using simulation tool

그림 4는 시뮬레이션을 사용하여 병렬코일의 파라미터 변화값에 따른 전류파형과 FFT 분석파형을 나타낸 것이다. 병렬코일의 파라미터는 리액턴스 L_s 를 600 [mH]에서 100[mH], 저항 R_s 는 110[Ω]에서 10[Ω]까지 가변하면서 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 5, 그림 6, 그림 7은 트라이액 양단에 병렬 코일을 실제작하기 이전 산정한 파라미터로 시뮬레이션한 전류파형 및 FFT 분석파형이다. 병렬코일의 파라미터값은 336[mH], 17.3[Ω], 213[mH], 109.2[Ω], 533 [mH], 96[Ω]으로 각각 수행하였다.

병렬코일의 저항 및 인덕턴스 값을 동시에 가변하여 시뮬레이션을 수행하였으며 본 논문에서 시뮬레이션한 파라미터 설정치 내에서는 리액턴스가 증가할수록, 저항이 감소할수록 고조파전류는 적게 나타남을 알 수 있었고 실험에 적용하기 위한 병렬코일의 적정치는 533[mH], 96[Ω]로 산출되었으며 이를 토대로 제작 및 실험을 수행하였다.

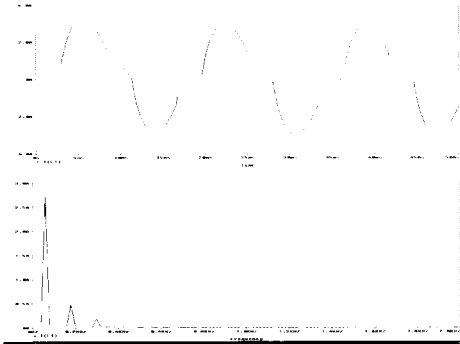


그림 5 병렬코일 336[mH], 17.3[Ω]에서의 전류 및 FFT 분석 시뮬레이션
 Fig. 5 Current and FFT analysis at 336[mH], 17.3[Ω]

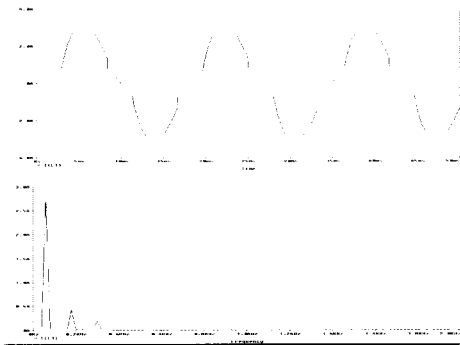


그림 6 병렬코일 213[mH], 109.3[Ω]에서의 전류 및 FFT 분석 시뮬레이션
 Fig. 6 Current and FFT analysis at 213[mH], 109.2[Ω]

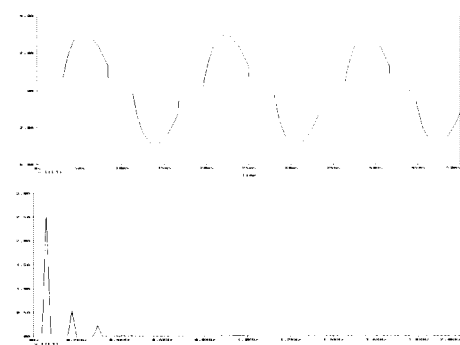


그림 7 병렬코일 533[mH], 96[Ω]에서의 전류 및 FFT 분석 시뮬레이션
 Fig. 7 Current and FFT analysis at 533[mH], 96[Ω]

실제 제작한 병렬코일은 이론치와 오차가 발생하였는데 이는 고조파 전류발생에 영향을 적게 주는 요소이므로 근사값으로 제작하여 실험을 수행하였다.

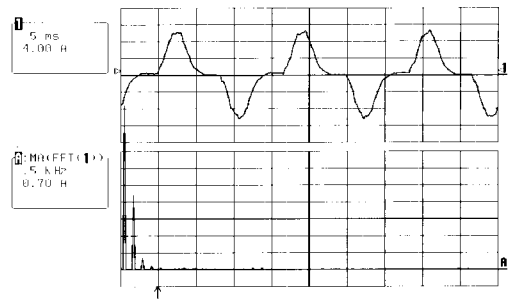


그림 8 병렬코일을 부착하지 않고 측정한 4000[rpm]에서의 부하전류 및 FFT 분석
 Fig. 8 Load current and FFT analysis at 4000[rpm] removing shunt coil

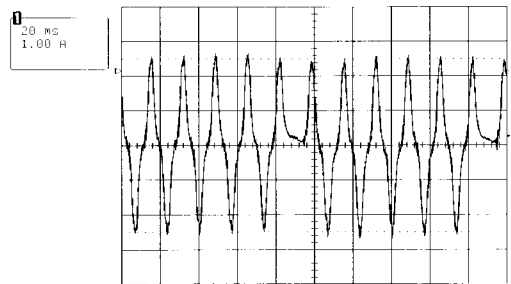


그림 9 4000[rpm]에서 병렬코일에 흐르는 전류
 Fig. 9 Current of parallel coil at 4000[rpm]

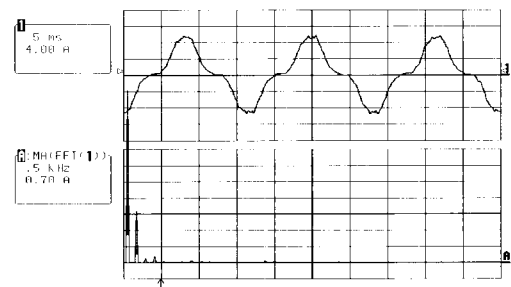


그림 10 533[mH], 96[Ω]의 병렬코일을 부착한 4000[rpm]에서의 부하전류 및 FFT 분석
 Fig. 10 Load current and FFT analysis at 4000[rpm] involving shunt coil (553[mH], 96[Ω])

본 논문에서는 시뮬레이션 수행결과 병렬코일의 파라미터를 533[mH], 96[Ω]으로 했을 때 고조파전류가 가장적게 발생한다는 사실에 기인하여 코일을 제작하였다.

그림 8은 병렬코일을 부착하지 않고 속도 4000[rpm]에서의 전류와 FFT분석파형으로 THD는 72.4%

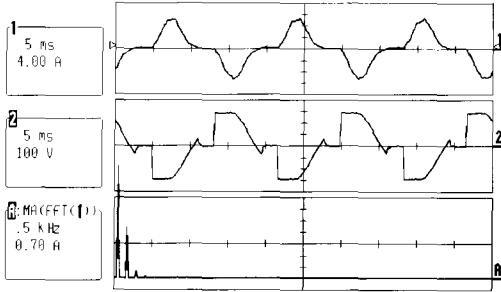


그림 11 병렬코일을 부착하지 않고 측정한 2500[rpm]에서의 전압 및 전류, FFT 분석
 Fig. 11 Load current, voltage and current FFT at 2500[rpm] removing shunt coil

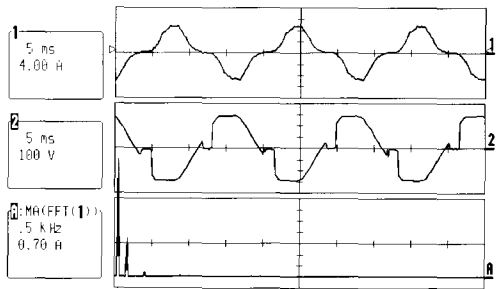


그림 12 533[mH], 96[Ω]의 병렬코일을 부착한 2500[rpm]에서의 부하전류 및 전압, 전류FFT분석
 Fig. 12 Load current, voltage and current FFT at 2500[rpm] involving shunt coil(533[mH],96[Ω])

이다. 그림 9는 이 상태에서 병렬코일에 흐르는 전류를 측정된 것으로 회생전류에 의해 6주기마다 전류의 반전을 보인다. 그림 10은 533[mH], 96[Ω]의 병렬코일을 부착한 상태에서 동일한 조건하에서의 전류와 FFT 분석과형으로 THD는 26.4%이다. 속도가 동일할 때 병렬코일을 부착한 쪽이 고조파가 현저하게 감소함을 볼 수 있다. 여기서 위상각이 0° 일 때 병렬코일에 흐르는 최소 바이패스전류가 발생하게 되는데 시판되는 진공청소기의 경우도 메인 전원투입 후 스위치를 0에 놓아도 최소전류가 흐름을 확인하였다.

그림 11은 병렬코일을 부착하지 않고 속도 2500[rpm]에서 모터전압, 전류 및 FFT 분석을 나타낸 것으로 THD는 83.2%이고, 그림 12는 병렬코일 533[mH], 96[Ω]을 부착하고 같은 속도에서의 전압, 전류 및 FFT 분석과형으로서 THD는 39.2%이다.

4000[rpm]에서와 마찬가지로 전압 및 전류가 선형으로 되며 고조파 전류도 감소함을 볼 수 있다.

5. 결 론

위상각 제어방법에서 부하로의 전력 흐름은 점호각을 지연시킴으로써 제어된다. 위상각 제어는 영전압 신호를 검출하여 교류 정현파의 턴-온되는 시간을 간단하게 제어할 수 있으나 전압과 전류의 위상차로 인한 역률이 저하되고 비선형성으로 인한 고조파성분을 많이 포함하게 된다. 특히 진공청소기용 유니버설모터 제어의 경우 IEC 고조파 규제 규격에 맞도록 회로변경을 하여 수출되고 있지만 이와 같은 경우는 속도의 선형성을 고려하지 않고 제작하여 시판되고 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 개선하기 위해 기존의 위상각제어기의 스위칭소자인 트라이액의 양단에 병렬코일을 부착한 제어시스템을 구성하여 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 본 논문에서는 실험을 통해 고조파가 많이 발생되는 특정 트라이액 트리거 위상각이 속도 2500[rpm] 영역으로 측정되었고, THD가 83.2 %에서 39.2 %로 현저히 감소시킬 수 있었다. 또한 일반 영역에서, 본 논문에서 제시한 4000[rpm]에서도 THD가 72.4 %에서 26.4 % 까지 감소함을 알 수 있었다.

2. 기존의 위상각제어 시스템에 병렬로 병렬코일을 삽입하여 전류의 연속성을 지니게 회로를 구성하여 저속에서 고속까지 속도의 선형성을 유지할 수 있었다.

3. 최소 바이패스 전류에 의해 전류를 0으로 할 수 없으나 일반적으로 사용되는 진공청소기용 모터 제어 회로에서는 전원투입시 최소전류가 상시 투입되고 있으므로 본 회로를 적용하여도 가능할 것으로 사료된다.

이 논문은 2000년도 조선대학교 학술지원비의 지원을 받아 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] Ping Zhou, John R. Brauer, Scott Stanton, and Zoltan J. Cendes, "Dynamic Modeling of Universal Motors", IEEE IEMDC, pp. 419~421, 1999.
 [2] Ren H. Wang, and Richard T. Walter, "Computer Aided Simulation of Performance and Brush Commutation for Universal Motors with Two Coil Per

Armature Slot”, IEEE IEMDC, pp. 559~561, 1999.

[3] John C. Salmon, “Circuit Topologies Single-Phase Voltage-Doubler Boost Rectifier”, IEEE Trans. on PE, pp. 521~529, 1993.

[4] L.H. Dixon, “High Power Factor Regulator for Off-line Power Supply”, Unitriode Switching Power Supply Design Seminar Manual, vol. 2, pp. 120~195, 1989.

[5] Stephen J. Chapman; Electric Machinery Fundamentals: WCB McGraw-Hill, pp. 150~214.

[6] Richard Valentine; Motor Control Electronics Handbook: McGraw-Hill, pp. 119~161.

[7] Roderick N. Ebben, John R. Brauer, Zoltan J. Cendes, and Nabeel A. Demerdash, “Prediction of Performance Characteristics of a Universal Motor Using Parametric Finite Element Analysis”, IEEE IEMDC, pp. 192~194, 1999.

저 자 소 개



임홍우(林洪雨)

1972년 11월 12일생. 1998년 조선대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



장용해(張鎔海)

1959년 6월 19일생. 1988년 조선대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 (주)선강엔지니어링 이사. 2002년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 광주기능대학 전기과 조교수.



백형래(白亨來)

1949년 5월 4일생. 1971년 조선대 전기공학과 졸업. 1992년 건국대 전기공학과 졸업(박사). 2002년 현재 조선대 전기공학과 교수. 대한전기학회 전기기기 및 에너지 변환시스템부문회 부회장. 당 학회 부회장.