

에어컨 압축기에 적용된 센서리스 BLDCM의 150도 통전 방법

姜溶鎭^{*}, 柳志潤[†], 金大慶^{**}, 李光雲^{***}, 金泰德^{****}

150° Electrical Conduction Method of Sensorless BLDCM Applied to Air Conditioner Compressor

Y.J. Kang, J.Y. Yoo, D.K. Kim, K.W. Lee, and T.D. Kim

요 약

본 논문은 집중권 브러시리스 직류 전동기로 제조된 에어컨 압축기의 효율을 개선할 수 있는 새로운 운전 방법을 제안한다. 일반적으로 에어컨 압축기는 신뢰도 높은 센서리스 운전을 하여야 하기 때문에 복잡한 연산이 필요한 3상 3여자 운전을 적용하기 어렵다. 본 논문에서는 기존의 120도 통전 방법과 동일한 센서리스 알고리즘과 하드웨어를 사용하되 3상 2여자 방식의 제어성능상의 단점을 개선하고 운전 성능이 향상된 새로운 패턴의 통전 방법을 제안한다. 그리고 이를 실부하 에어컨에 적용하여 제안된 운전 방법의 유효성을 검증한다.

ABSTRACT

In this paper the novel operation method of concentration winding BLDC motor of air conditioner compressor to improve efficiency is proposed. Because it demands generally the need of more confidential sensorless operation, it is hard to apply to three phases - three excited operation by reason of intricate calculations. In order to improve the defects of 120 degrees electrical conduction method, a novel PWM pattern is proposed. Established three phases - two excited system on real load air conditioner is used in experiment.

Key Words : 150 degree electrical conduction, sensorless operation, air conditioner compressor

1. 서 론

브러시리스 직류 전동기는 높은 토크, 소형화, 고효율 등의 여러 가지의 장점과 제어하기 쉬운 특성 때문에 다양한 응용분야에서 사용되고 있다. 특히 가전제품 분야에서는 소형화, 고효율화가 주요 관심사여서

기존에 사용되던 유도기 등을 브러시리스 직류 전동기로 교체해 가는 추세다. 에어컨 압축기의 경우에서도 소비 전력 감소를 위해 효율이 좋은 브러시리스 직류 전동기의 사용을 늘리고 있고, 본 논문에서 적용한 에어컨 압축기도 역시 브러시리스 직류 전동기로 이루어져 있다. 현재 브러시리스 직류 전동기의 운전 방법은 이미 많은 연구 논문을 통해 소개되어 있으며 실제 에어컨 압축기에도 적용되어 있다^{[1],[2]}. 그러나 기본적으로 에어컨은 전력 소모가 많아서 현재보다 사용을 늘리기 위해서는 효율을 더 높일 필요가 있고 이를 위해서는 지금까지 제안된 운전 방법과는 다른 획기적인 방법이 절실히 필요하다.

일반적으로 브러시리스 직류 전동기에는 120도 통전

[†]교신저자 : 정회원, 고려대 전자전기공학과 교수

E-mail : jyyoo@elec.korea.ac.kr

^{*}정회원, 고려대 대학원 전기공학과 박사과정

^{**}정회원, 삼성전자 가전연구소 선임연구원

^{***}정회원, 삼성전자 가전연구소 책임연구원

^{****}정회원, 삼성전자 가전연구소 수석연구원

접수일자 : 2004. 5. 6 1차 심사 : 2004. 8. 7

심사완료 : 2004. 8. 24

방법을 적용한다. 이는 전체 180도 구간 중 가운데 120도 구간에 전류를 통전시키는 방법으로 항상 2상만이 통전되므로 3상 2여자 운전이라 불리고 전동기 이용률이 66.7%로 3상 3여자 운전에 비하여 작은 값을 갖는다. 이 때문에 같은 토크 출력에서 3상 2여자 운전은 3상 3여자 운전보다 더 많은 상전류를 필요로 하고, 그 결과 최대 출력이 작아지며 전동기 회로의 동손도 증가한다. 또한 3상 2여자 운전을 적용했을 때 나타나는 상전류의 증가는 회로에 사용되는 소자의 정격용량 증가를 초래하여 비경제적 효과를 유발한다^[3]. 이런 관점에서 3상 3여자 운전이 전체적인 시스템 효율 증가에 적합함을 알 수 있다.

에어컨 압축기는 압축·흡입 과정에서 고온·고압의 가스가 압축기 내부를 통과하기 때문에 압축기 내부에 회전자 위치 간접 검출 센서를 부착하기가 어렵고 기계적인 구조상 엔코더 등을 사용하여 회전자 위치를 검출하는 것도 불가능하여 센서리스 운전이 요구되나 에어컨 압축기에는 3상 3여자 운전의 적용이 매우 어렵다. 즉 3상 3여자 운전에서 사용되는 센서리스 알고리즘은 수학적 모델링을 통해 회전자 위치를 계산하는 관측기를 이용한 방법이 대표적이고 이는 전동기 운전 상태에 따른 전동기 파라미터의 변화로 에어컨 압축기와 같은 변동이 심한 부하에 대하여는 높은 신뢰도를 얻기가 힘들다^{[4],[5]}. 따라서 3상 2여자 운전을 적용하여 비교적 높은 신뢰도를 확보할 수 있는 비여자상을 이용한 센서리스 방법을 사용하는 것이 효과적이다. 비여자상을 이용하는 방법에는 대표적으로 제3고조파를 이용하는 방법^[6]과 비여자상의 전류^{[7],[8]} 혹은 역기전력의 ZCP를 검출하는 방법^{[9],[10]} 등이 있는데, 본 논문에서는 알고리즘의 적용이 비교적 쉽고 신뢰도가 높은 역기전력의 ZCP를 검출하는 방식을 채택한다.

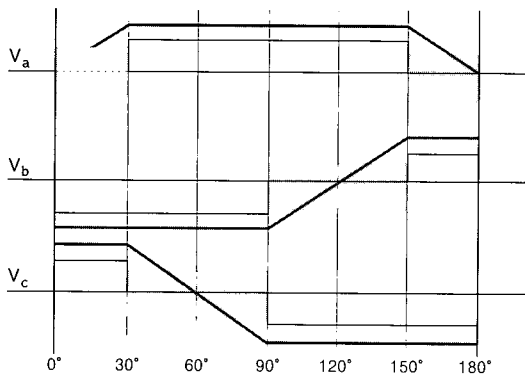


그림 1 120도 통전 방법에 있어서 전동기 단자 전압 파형
Fig. 1 Motor Terminal Voltage Waveform of 120° Electrical Conduction Method

그림 1을 보면 일반적인 3상 2여자 운전 방법에서 역기전력의 ZCP는 비여자상을 중심을 지나는 것을 알 수 있다. 역기전력의 ZCP를 중심으로 비여자상을 두 부분으로 나눌 수 있는데 앞부분은 상전류가 소거되는데 필요한 구간으로 중부하시에는 통전 전류의 증가로 구간 역기전력의 ZCP 근처까지 소거되는 전류가 흐르기도 한다. 반면에 뒷부분은 단지 3상 2여자 운전을 위한 비여자 구간으로서 이 구간을 통전 구간으로 사용한다면 3상 2여자 운전에 비해 전동기 이용률을 높일 수 있다. 또한 통전 구간을 확장하면 3상 2여자 운전의 구조적인 토크 리플 문제도 함께 개선할 수 있다. 3상 2여자 운전은 항상 3상 중 2상만이 통전하는 방식이기 때문에 동시에 두개의 상전류의 기립·소거가 이루어지며 기립·소거되는 전류의 기울기 차이로 인해 발생하는 전동기 토크 리플이 발생한다^{[11],[12]}. 그러나 상이 소거될 때, 몇 개의 입력 전압 펄스를 인가하여 토크 리플을 저감하는 알고리즘이 제안 되어있고 통전 구간을 확장하면 이와 같은 효과를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 전동기의 이용률도 높이면서 3상 2여자 운전의 구조적인 토크 리플 문제도 개선할 수 있는 확장된 형태의 새로운 전압 패턴을 제안한다. 이를 위해 기존의 운전 방법 분석을 통하여 가장 적합한 형태의 패턴과 그에 따른 시비율 제어 방법을 제안한다. 또한 별도의 하드웨어를 추가없이 기존의 실부하 에어컨 압축기 시스템에 제안하는 전압 패턴을 적용하여 그 실용성과 유효성을 입증한다.

2. 통전 구간의 확장

본 논문에서는 구형파 120도 통전 방법에서 생기는 여러 문제점을 효과적으로 제거하고 전동기 이용률을 높이기 위해 통전 구간이 확장된 파형을 제안한다. 그

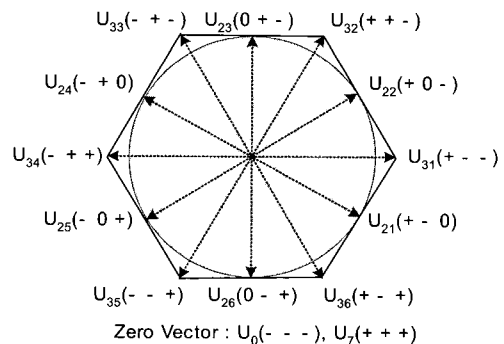


그림 2 공간벡터도
Fig. 2 Space Vector

러나 통전구간을 확장하는 것은 여러 가지 고려할 사항이 따른다. 따라서 어떤 방법으로 통전 구간을 확장하고 확장된 전압 패턴의 시비율을 인가할 지를 정해야 한다.

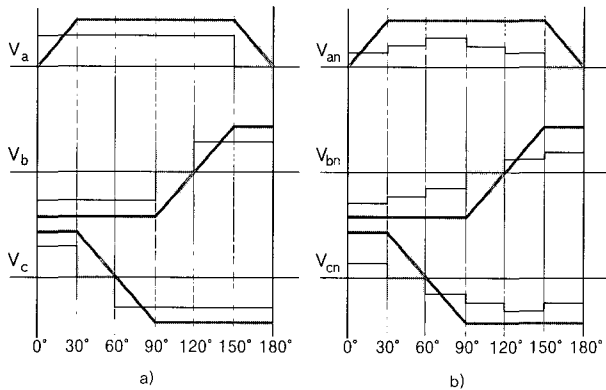


그림 3 150도 통전 방법에 있어서 단자 전압 파형
Fig. 3 Motor Terminal Voltage Waveform of 150° Electrical Conduction Method

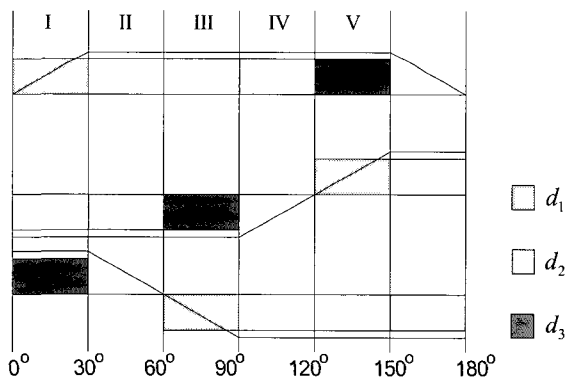


그림 4 150도 운전 방법에서의 5개의 전압 패턴 영역
Fig. 4 Five Voltage Pattern Regions of 150 deg. operation Method

대표적인 구형과 입력에는 120도 통전 방법과 180도 통전 방법(six-step)이 있으며 이를 공간 벡터로 나타내면 그림 2와 같다. 괄호 안의 '+'표시는 한 레그(leg)에서 위 스위치(upper switch)가 턴-온, 아래 스위치(lower switch)가 턴-오프 되어있는 상태고, '-'표시는 그 반대이다. '0'표시는 두 스위치 모두가 턴-오프 되어있는 상태이다. 편의상 120도 통전 방법과 180도 통전 방법이 만드는 공간벡터를 각각 2상 공간벡터 3상 공간벡터라 명명하고 순서에 따라 U_{2i} , U_{3i} 로 표시한다. 이 두 종류의 공간벡터를 혼합하여 총 12개의 공간벡터를 순차적으로 하나씩 인가한다면 상전압이 12개의

단계를 갖는 전압 파형을 얻을 수 있다. 3상 공간벡터 인가 시간이 0이면 완전한 120도 통전 방법, 2상 공간벡터 인가 시간이 0이면 완전한 180도 통전 방법이 되며 인가되는 시간의 비로 통전 구간을 120~180도 까지 자유롭게 조절할 수는 있다. 그러나 2상, 3상 공간벡터의 인가 시간이 다르면 2상, 3상 공간벡터의 변조지수(modulation index) 값이 달라져서 푸리에 분석을 통한 보정이 필요하여 계산량 증가를 가져온다. 그리고 전술한 바와 같이 원활하게 역기전력의 ZCP를 검출하기 위해서는 120도 통전 구간을 뒷부분으로 확장할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 120도 통전 방법을 앞부분으로 30도 확장한 150도 통전 방법을 적용하였다. 이 파형이 그림 3이며 a)는 전동기 각상에 전압이 인가되는 구간을 나타내었고, b)는 전동기 상전압으로 빗금 친 부분에서 전동기 역기전력의 ZCP를 검출할 수 있다. 150도 통전 방법은 2상과 3상 공간벡터를 같은 시간 씩 인가한 방법이기 때문에 30도 구간마다 2상과 3상 구간이 반복됨을 그림 3을 통하여 알 수 있다. 이렇게 전압을 인가하면 3상 2여자 운전의 120도 통전 방법과는 달리 전체 3상에 전류가 흐르는 구간이 나타나고 정확히 150도 통전 구간을 확보하기 위해서는 전압패턴 모양과 시비율을 결정해줘야 한다.

3. 시비율의 결정

이 절에서는 인가전압 패턴의 시비율을 결정하는 기준을 기술한다. 기존의 3상 2여자 운전에 앞의 30도 부분을 확장하여 전압을 인가 해보면 확장된 부분의 전류 기립이 안되는 것을 실험을 통해 알 수 있다. 그림 4를 보면서 이를 분석해 본다. 그림 4는 그림 3의 a)를 확대한 것으로 총 전압 인가 구간이 150도 이므로 30도 씩 나누어서 a상 기준으로 I부터 V까지 다섯 개의 영역으로 나누었다. 이중 영역 I이 확장된 30도 부분인데, 이 구간을 분석해 보면 전류기립이 안되는 원인을 알 수 있다. 영역 I을 보면 a상은 전류가 기립하고 b상, c상은 이미 통전되고 있는 상이다. 전동기 3상 전류의 합은 0이기 때문에 a상 전류의 기립이 원활하기 위해서는 b상 전류가 증가하거나 c상 전류가 감소해야 된다. 전체 3상을 동시에 PWM 스위칭을 하지 않는다면 둘 중 하나를 선택해야하는데 본 논문에서는 c상 전류를 감소시켜 a상 전류의 기립을 도왔다. 왜냐하면 c상 전류의 감소는 소거되는 전류의 길이를 줄여줘서 역기전력의 ZCP 검출을 돕는 작용도 하기 때문이다.

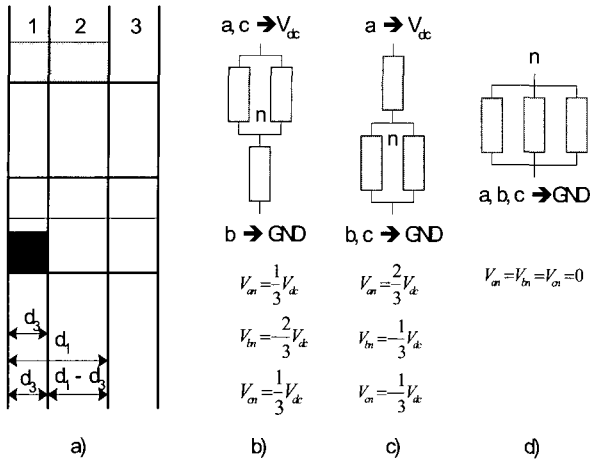


그림 5 a) 영역 I의 스위칭 주기의 확대 파형
 b) 1 구간의 전동기 회로 구성
 c) 2 구간의 전동기 회로 구성
 d) 3 구간의 전동기 회로 구성
 Fig. 5 a) Magnification of Switching Period on Region I
 b) Motor Inner Circuit on Section 1
 c) Motor Inner Circuit on Section 2
 d) Motor Inner Circuit on Section 3

표 1 전 영역에서의 평균 상 전압
 Table 1 Average Phase Voltage on Total Region

	영역 I	영역 II	영역 III	영역 IV	영역 V
V_{an}	$\frac{1}{3}(2d_1 - d_3)V_{dc}$	$\frac{1}{2}d_2V_{dc}$	$\frac{1}{3}(d_1 + d_3)V_{dc}$	$\frac{1}{2}d_2V_{dc}$	$\frac{1}{3}(2d_3 - d_1)V_{dc}$
V_{bn}	$-\frac{1}{3}(d_1 + d_3)V_{dc}$	$-\frac{1}{2}d_2V_{dc}$	$-\frac{1}{3}(2d_3 - d_1)V_{dc}$	0	$\frac{1}{3}(2d_1 - d_3)V_{dc}$
V_{cn}	$\frac{1}{3}(2d_3 - d_1)V_{dc}$	0	$-\frac{1}{3}(2d_1 - d_3)V_{dc}$	$-\frac{1}{2}d_2V_{dc}$	$-\frac{1}{3}(d_1 + d_3)V_{dc}$

PWM 스위칭 구간은 일반적인 3상 2여자 운전의 후단부(out-going) PWM에 30도 확장한 앞 부분에 PWM 스위칭을 한 패턴으로 정하였다. 그림 4의 a상을 기준으로 하여 영역 I은 전류기립, 영역 II, III IV는 전류가 평탄하도록 유지, 영역 V는 전류를 감소를 원활히 하는 것을 시비율 인가 기준으로 하였다. 시비율은 전 영역에 걸쳐 상당 인가되는 평균 전압의 분석을 통해 구한다. d_2 는 순수 2상 영역의 시비율로서 d_1, d_3 의 기준으로 설정한다. 전술한 바와 같이 전류기립을 돕기 위해 d_1 은 d_3 보다 큰 값을 인가한다. 영역 I의 한 개의 스위칭 주기 T_s 를 확대한 것이 그림 5의 a)이다. d_1 이 d_3 보다 크기 때문에 세 부분으로 나눌 수 있고 각각 부분에 대한 전동기 회로 구성이 그림 5의 b),

c), d)이다. 세 부분의 길이는 각각 $d_3, d_1 - d_3, T_s - d_1$ 이다. 스위칭 주기 T_s 동안 그림 5의 세 회로가 순차적으로 구성될 것이고 각 회로별 상당 평균전압은 인가전압과 인가시간의 곱으로 구할 수 있다. 식 1, 2, 3은 각 상의 평균 전압이다. DC링크 전압은 V_{dc} 로 놓았다.

$$V_{an} = \frac{1}{3} V_{dc} \times d_3 + \frac{2}{3} V_{dc} \times (d_1 - d_3) = \frac{1}{3} (2d_1 - d_3) V_{dc} \quad (1)$$

$$V_{bn} = -\frac{2}{3} V_{dc} \times d_3 + (-\frac{1}{3} V_{dc}) \times (d_1 - d_3) = -\frac{1}{3} (d_1 + d_3) V_{dc} \quad (2)$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3} V_{dc} \times d_3 + (-\frac{1}{3} V_{dc}) \times (d_1 - d_3) = \frac{1}{3} (2d_3 - d_1) V_{dc} \quad (3)$$

같은 방법으로 전 영역의 평균 전압을 구해 정리한 것이 표 1이다.

표 1의 a상의 평균 전압을 보면 영역 II~IV는 전류가 평탄하게 인가되어야 하는 구간이기 때문에 인가되는 전압의 크기가 일정해야한다. 영역 II와 영역 IV의 전압은 같으므로 영역 II와 영역 III의 전압을 같다고 하여 관계식을 구하면 식 4를 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{2} d_2 V_{dc} = \frac{1}{3} (d_1 + d_3) V_{dc} \quad (4)$$

$$d_1 + d_2 = \frac{3}{2} d_3$$

시비율 d_1, d_2, d_3 를 식 4의 관계를 유지한다면 영역 II~IV에 평탄한 전압을 인가하여 평탄한 전류를 얻을 수 있다. 다음으로 식 4를 유지한 상태에서 영역 I과 영역 V의 원활한 전류 기립·소거를 위해 d_1, d_3 의 비를 결정한다. 그림 6을 보면 운전 속도에 비례하여 통전 전류가 증가하는 것을 알 수 있다. 따라서 저속에서 적절한 d_3 의 값을 정해주고 선형적으로 그 값을 감소 시켰다. 1800[rpm]과 4200[rpm]에서의 d_3 값을 실험을 통하여 구하여 속도에 따라 선형적으로 감소되는 식 (5)를 얻었다.

$$d_3 = 0.4 - 0.0095 (w - 1800) \quad (5)$$

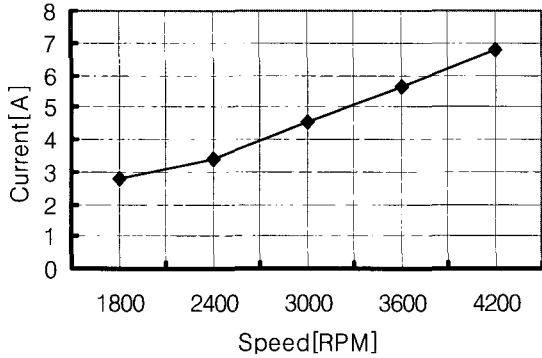


그림 6 속도 대 전류 그래프
Fig. 6 Speed vs. Current Graph

표 2 에어컨 세트의 세부 내역
Table 2 Details of Air Conditioner Set

적 용 모 터	3상 Brushless DC Motor (집중권 방식)	
적용 모터 사항	출 력	정격 1.1[KW] (3,500 rpm) 최대 2.2[KW]
	정격전류	8[A] (3,500 rpm)
	Pole Pair 수	2
	정격토크	3.0[Nm]
	입력 전원	단상 AC 220[V] 60[Hz]/50[Hz]
속도제어 범위	1,800[rpm] ~ 7,200[rpm]	
적용 DSP	TMS320LF2407	

표 3 속도에 따른 첨두치와 전류리플
Table 3 Peak Value and Current Ripple According to Speed

		1800[rpm]	2400[rpm]	3000[rpm]	3600[rpm]
첨두치	120도	17.3[A]	21.3[A]	22.0[A]	20.8[A]
	150도	12.0[A]	13.3[A]	13.8[A]	16.3[A]
	비교치 (120도 기준)	69.3[%]	62.4[%]	62.7[%]	78.4[%]
전류리플	120도	9.7[A]	13.0[A]	13.4[A]	13.0[A]
	150도	4.3[A]	5.0[A]	5.6[A]	6.7[A]
	비교치 (120도 기준)	44.3[%]	38.5[%]	41.8[%]	51.5[%]

4. 실험 결과

제안한 150도 운전 방법을 실제 시스템에 적용하여 실용성을 확인하였다. 시스템 제어기로는 TMS320LF2407을 사용하였다. 3상 2여자 120도 운전 방법에 사용된 실부하 에어컨 시스템과 동일한 시스템을 사용하여 120도 운전 방법과 150도 운전 방법을 적용한 경우를 비교하여 제안된 방법의 우수성을 검증하였다. 우선 전동기 출력 성능에 가장 영향을 주는 전류 파형을 보고 출력 성능을 예상하고, 에어컨의 중요한 지표 중의 하나인 소비전력 측면을 비교하였다. 마지막으로 운전시 전동기 진동을 측정하여 두 가지 운전 방법을 비교하였다.

우선 전류 파형을 비교한다. 브러시리스 직류 전동기의 경우 출력 토크는 통전 전류에 비례하므로 전류의 파형으로 토크 특성을 예측할 수 있다. 특히 과도한 전류리플은 토크리플의 증가를 초래하여 효율 감소와 진동증가를 유발한다. 표 3에 각 운전 방법에 따른 첨두치와 전류 리플의 폭, 두 가지 측면에서 비교하여 120도 운전 방법 대비 150도 운전 방법의 크기를 백분율로 표시하였다. 150도 운전 방법이 120도 운전 방법에 비하여 전 속도 영역에서 좋은 성능을 보인다. 그 결과 150도 운전 방법을 적용하는 경우에 용량이 작은 소자를 적용시키는 것이 가능할 것이다. 또한 토크 성능의 개선도 기대된다. 그림 7, 8, 9, 10은 1800[rpm], 3600[rpm]에서의 120도 운전 방법과 150도 운전 방법 각각의 전류 파형이다.

두 번째로 운전 속도 별로 실효치 순시전류와 순시전력을 측정된 결과가 표 4과 그림 11이다. 전 속도 영역에서 2~4%정도의 에너지 절감 효과를 얻을 수 있다. 또한 3000[rpm]과 고속영역에 해당하는 4200[rpm]에 대하여 10분간의 소비전력을 측정된 결과가 표 5이다. 소비전력 역시 감소하는 것을 알 수 있다. 특히 역기전력이 작은 영역에서 전류를 기립하는 만큼 고속 영역에서도 제안된 150도 운전 방법이 효과가 있음을 알 수 있다.

세 번째로 진동 센서를 이용해서 진동가속도를 측정하였다. 진동은 전동기 토크리플 및 소음과도 밀접한 관계가 있다. 표 6는 각 속도에 따른 진동 스펙트럼을 적분한 수치로서 역시 150도 운전 방법이 적은 진동을 보인다. 그림 12는 표 5를 보기 쉽게 그래프로 나타낸 것이다. 그림 13, 14, 15, 16은 진동 스펙트럼으로서 가로축은 주파수[kHz]이고 세로축은 진동가속도[m/s²]이다.

4. 결 론

본 논문에서는 에어컨 압축기에 내장된 브러시리스 직류 전동기의 센서리스 운전에 사용되던 기존의 3상 2여자 방식의 단점을 개선한 새로운 150도 운전 방법의 전압 패턴을 제안하고 이를 실부하 에어컨에 적용하여 전류파형과 소비전력, 진동의 세 가지 측면에서 120도 운전 방법과 비교하여 그 우수성을 검증하였다. 특히 완전히 동일한 하드웨어에서 얻은 결과여서 그 효과가 더욱 크다고 생각된다. 이를 실제 제품에 적용한다면 하드웨어의 변경 없이 개선된 소프트웨어를 적용하여 효율 증가를 가져올 수 있으며 진동의 감소로 인하여 저소음 시스템으로 개선시킬 수 있을 것으로 사료된다.

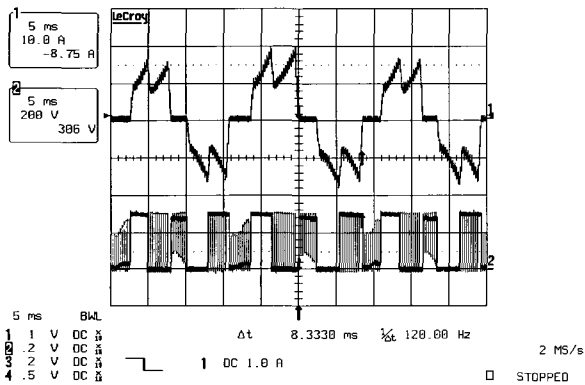


그림 7 전류, 단자 전압 파형(120도, 1800rpm)
Fig. 7 Current and Terminal Voltage(120°, 1800rpm)

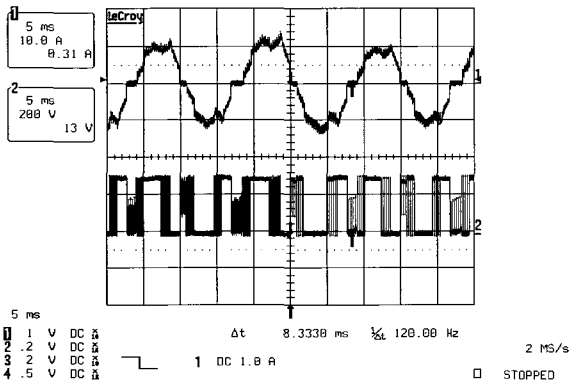


그림 8 전류, 단자 전압 파형(150도, 1800rpm)
Fig. 8 Current and Terminal Voltage(150°, 1800rpm)

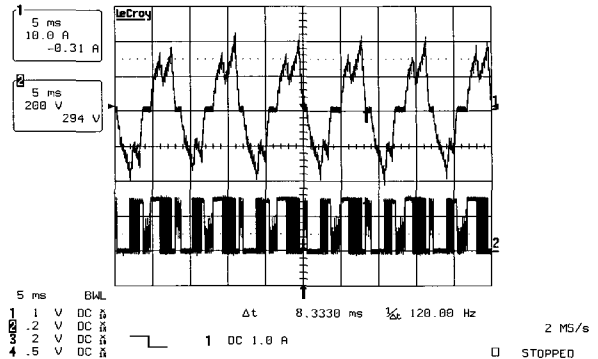


그림 9 전류, 단자 전압 파형(120도, 3600rpm)
Fig. 9 Current and Terminal Voltage(120°, 3600rpm)

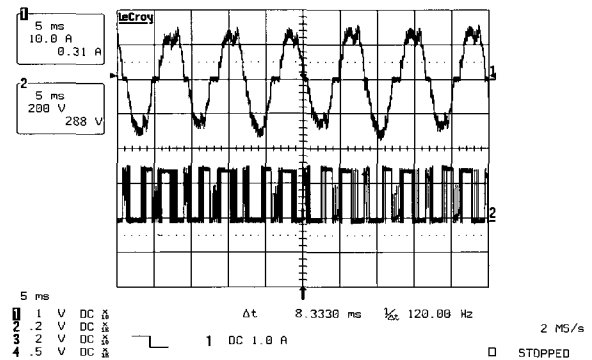


그림 10 전류, 단자 전압 파형(150도, 3600rpm)
Fig. 10 Current and Terminal Voltage(150°, 3600rpm)

표 4 속도에 따른 순시 전류와 순시 전력
Table 4 Current and Power According to Speed

		1800[rpm]	2400[rpm]	3000[rpm]	3600[rpm]	4200[rpm]
전류 [A]	120도	2.878	3.462	4.620	5.480	6.447
	150도	2.763	3.422	4.541	5.239	6.373
	비교치 (120도 기준)	96.0[%]	98.8[%]	98.3[%]	95.6[%]	98.9[%]
전력 [kW]	120도	0.434	0.542	0.730	0.877	1.119
	150도	0.421	0.533	0.711	0.846	1.054
	비교치 (120도 기준)	97.0[%]	98.3[%]	97.4[%]	96.5[%]	94.2[%]

표 5 소비 전력 비교
Table 5 Comparison of Power Consumption

	3000[rpm]	4200[rpm]
120도	131.63[Wh]	180.91[Wh]
150도	120.15[Wh]	175.61[Wh]

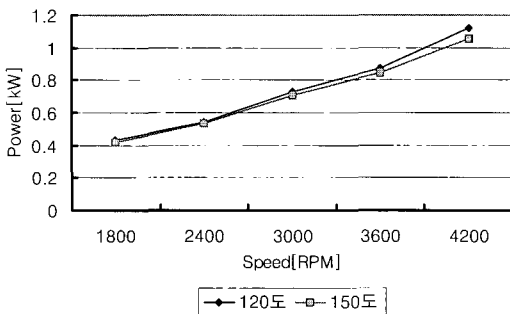
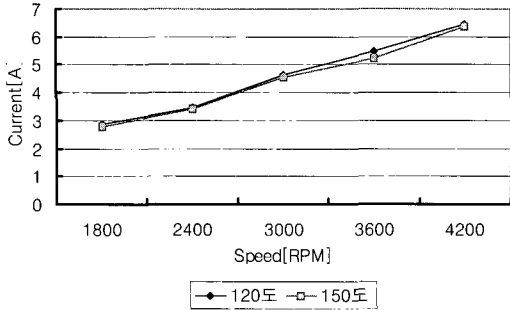


그림 11 속도에 따른 순시 전류와 순시 전력 그래프
Fig. 11 Current and Power Graph According to Speed

표 6 속도별 진동 가속도 측정치(단위[m/s²])
Table 6 Vibration Acceleration Measurement by Speed(Unit[m/s²])

	1800[rpm]	2400[rpm]	3000[rpm]	3600[rpm]	4200[rpm]
120도	4.71	5.81	6.44	7.30	8.46
150도	4.00	5.53	6.03	6.69	8.25
비교치 (120도 기준)	84.9[%]	95.2[%]	93.6[%]	91.6[%]	97.5[%]

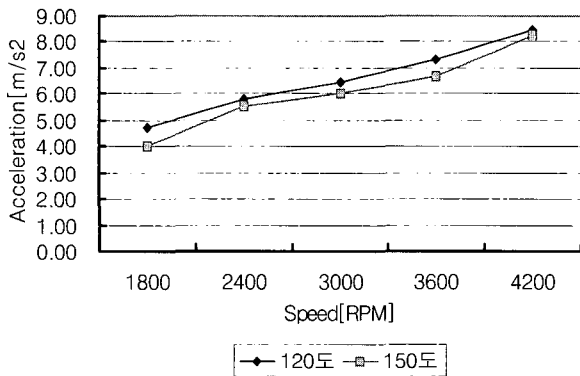


그림 12 속도별 진동 가속도 측정치 그래프
Fig. 12 Vibration Acceleration Measurement Graph by Speed

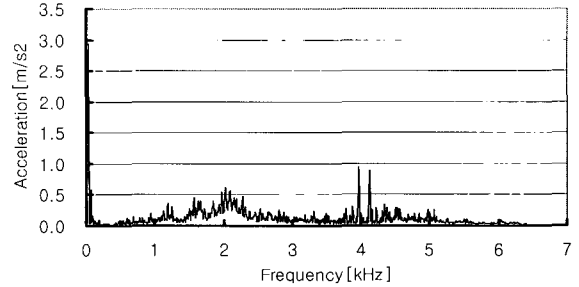


그림 13 진동 스펙트럼(120도, 1800rpm)
Fig. 13 Vibration Spectrum(120°, 1800rpm)

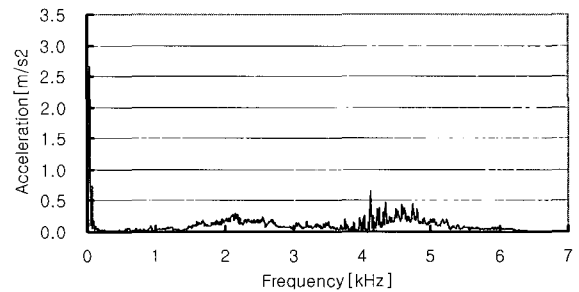


그림 14 진동 스펙트럼(150도, 1800rpm)
Fig. 14 Vibration Spectrum(150°, 1800rpm)

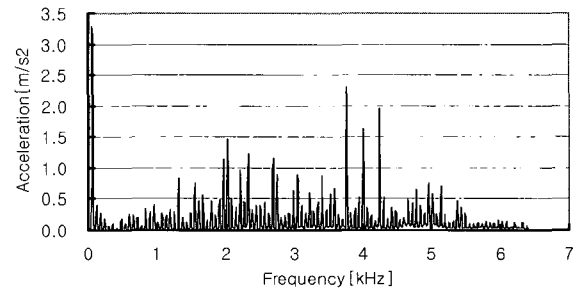


그림 15 진동 스펙트럼(120도, 3600rpm)
Fig. 15 Vibration Spectrum(120°, 3600rpm)

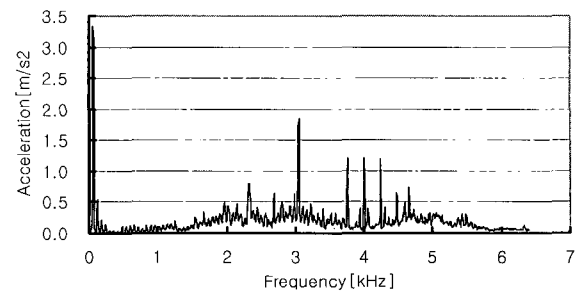


그림 16 진동 스펙트럼(150도, 3600rpm)
Fig. 16 Vibration Spectrum(150°, 3600rpm)

이 연구는 고려대학교 특별연구비에 의해 수행되었음.

참 고 문 헌

[1] Grodon R, Slemon, "High-Efficiency Drives Using Permanent-Magnet motors", Proc. of IEEE IECON, pp.725~730, 1993.

[2] V. R Stefanovic, "Opportunities in Motor Drive Research - A View from Industry", Proc. of IEEE IECON, pp. xxxvii~xlv, 1993.

[3] J. R. Hendershot Jr. and T. J. E. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motor, Magna Physics Pub. and Oxford Univ. Press, 1994.

[4] Electro-Craft Corp., DC Motors, Speed Controls, Servo Systems, Pergamon Press, 1977.

[5] N. Matsui, "Recent Trends in AC Motion Control", Proc. of IEEE IECON, pp. 25~30, 1992.

[6] J. C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range," Conf. Rec. of 1994 IEEE IAS, pp. 401~407, 1994.

[7] S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motor," Conf. Rec. of IEEE IAS, pp. 443~447, 1990.

[8] JR. C. Becerra, et. al., "Four-Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive," APEC Conf. Rec., pp. 202~209, 1991.

[9] 여형기, 홍창석, 이광운, 박정배, 유지윤, "영구자석 배입형 브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브 개발에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, 제2권, 제3호. pp. 44~50, 1997.

[10] 여형기, 김태형, 박정배, 이광운, 유지윤, "BLDC 전동기용 센서리스 드라이브의 토크 리플 저감을 위한 轉換 방법에 관한 연구", 전력전자학회 논문지 제3권 제3호., pp. 337~341, 1998.

[11] S. J Kang, "Direct Torque Control of the Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal back EMF", APEC Conf. Vol. 1, pp 392~398, 1995.

[12] S. Murthy, "Minimization of Torque Pulsations in a Trapezoidal Back-EMF Permanent Magnet Brushless DC Motor", Industry Application Conf., Vol. 2, pp 3~7, 1999.

저 자 소 개



강용진(姜溶鎭)

1976년 12월 1일생. 2000년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수.



김대경(金大慶)

1972년 9월 27일생. 1999년 순천대 전기 제어공학과 졸업. 2001년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 삼성전자 가전연구소 선임연구원.



이광운(李光雲)

1970년 11월 16일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2000년 동 대학원 박사 후 연수과정. 2000년~현재 삼성전자 가전연구소 책임연구원.



김태덕(金泰德)

1964년 5월 5일생. 1987년 경북대 전자공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1989년~현재 삼성전자 가전연구소 수석연구원.