

초음파 모터 구동을 위한 단순화된 디지털 주파수/위상차/전압 제어기

李乙宰, 金榮石

A Simplified Digital Frequency/Phase/Voltage Controller for the Traveling Wave Type Ultrasonic Motor Drive System

Eul-Jae Lee, Young-Seok Kim

요 약

본 논문에서는 인버터를 사용하여 진행파형 초음파 모터를 구동할 때에 구동 주파수, 위상차 및 상간의 전압을 제어하기 위한 새로운 방식의 초음파 모터 구동용 디지털 제어기를 제안하였다. 제안된 디지털 제어기는 주파수 발생과 위상차 제어를 하기 위하여 기존의 제어기에서 사용한 디지털-아날로그 혼합 방식이 아닌 디지털 논리에 의하여 출력이 발생되며 이로 인하여 제어기의 구성이 대폭 단순해진 특징을 갖는다. 제안된 디지털 제어기는 두 가지 형태로 주파수와 위상만을 제어하기 위한 경우와 상간의 전압까지 제어하기 위한 경우로 분리하였다. 실험에서는 상용 LSI와 EPLD를 사용하여 구현된 단순화된 디지털 제어기의 성능을 평가하였다.

ABSTRACT

In this paper, the novel digital frequency/phase controller, to control the inverter fed traveling wave type ultra-sonic motor(USM) is proposed. This controller is used to control the drive frequency, phase difference and applied voltages of each phase of the motor. Proposed digital controller has constructed with digital logic only, no more use digital-analog hybrid method of the conventional controller, in order to generate drive frequency and phase difference. Therefore, the control system has become to very simple structure. Two types of controllers are designed, one is to control drive frequency and phase difference, another has added voltage control function of each phase. Two full digital voltage/phase controllers are implemented by using custom LSI and EPLD, the control performance and the simplicity of the proposed controller is verified by experimental results.

Key Words: Ultrasonic motor(USM), Traveling wave, Frequency/Phase controller

1. 서 론

초음파 모터는 기존의 전자기식 모터와는 달리 자기회로 즉, 철심과 코일이 없는 새로운 형태의 소형모터로 압전세라믹소자(piezo-ceramics)의 진동에 의해 발생하는 초음파 영역의 기계적 진동을 이용하여 고정자와 회전자 사이의 마찰에 의해 회전을 한다. 이에 따라 기존의 모터와 비교할 때 저속 고 토크, 구조의 단순성, 형태의 다양성, 자기장의 영향에 무관함등과 초음파 영역의 진동을 이용하기 때문에 소음이

적은 장점을 갖는다.^[1] 특히 모터가 동작하지 않는 경우에는 매우 큰 정지토크(holding torque)를 갖고 있으며 기동시나 정지시에 빠른 응답특성을 가지고 있으므로 액추에이터(actuator)등에 적용하고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다.^[5-7]

한편 초음파 모터를 구동하기 위해서는 위상차를 갖는 2상의 정현파 전원이 필요하다. 이러한 정현파 전원을 발생시키기 위한 방법은 크게 두가지로 나뉘어 진다.^[2] 첫 번째 방법은 제어를 위한 정현파 신호를 트랜지스터등을 사용하여 선형구

간에서 증폭시킨 후 발생한 전압을 모터에 출력하는 방법이며 두번째 방법은 인버터를 사용하여 구형파 전압을 발생시킨 후 이를 직렬로 연결된 인덕터와 초음파 모터 내부에 존재하는 기생 캐패시턴스에 의한 공진을 발생시켜 모터의 입력단이 정현파가 되도록 하는 방법이다. 첫번째 방법은 초음파 모터 구동을 위해 초기에 시도되었던 방법이며 현재는 두번째의 방법이 주로 사용되고 있다.

인버터를 이용한 모터의 구동은 이미 일반적인 방법이지만 기존의 전자기식 모터가 수십~수백Hz의 구동주파수가 필요한 것과는 달리 초음파 모터를 구동하기 위해서는 약 20-100kHz 정도의 높은 구동 주파수가 필요하다. 따라서 인버터를 사용하여 위상차를 갖는 2상의 전압을 출력하기 위해서는 별도의 주파수 발생장치와 위상 지연장치가 필요하게 된다. 그림 1은 기존의 진행파형 초음파 모터 구동장치의 블럭도이다. 기준 상의 주파수 신호는 DAC(Digital to Analog Converter)에 연결된 VCO(Voltage Controlled Oscillator) 또는 VFC (Voltage to Frequency Converter)를 사용하여 발생시키며 제어기는 DAC의 출력전압을 조정하여 주파수의 변동을 수행한다. 위상이 지연된 다른 상의 신호는 시프트 레지스터(Shift register)나 FIFO(First In First Out) 레지스터를 사용하여 발생시킨다. 그렇지만 DAC의 기준전압이 변동하거나 DAC의 출력단에 사용된 연산증폭기가 옵셋이나 드리프트의 영향을 받게 되는 경우 VCO의 입력에 그대로 반영이 되므로 VCO의 출력 주파수가 옵셋이나 드리프트등을 가지게 되어 현재 출력되고 있는 정확한 주파수를 알기가 어렵다. 이에 따라 출력된 신호의 주파수를 피드백(feedback) 회로를 통해 제어기에 전달하는 것이 필요하게 된다. 실용적인 관점에서 볼 때 이러한 방법은 제어회로의 구조를 복잡하게 할 뿐만 아니라 제어성능의 향상을 얻기 위해서는 모터 제

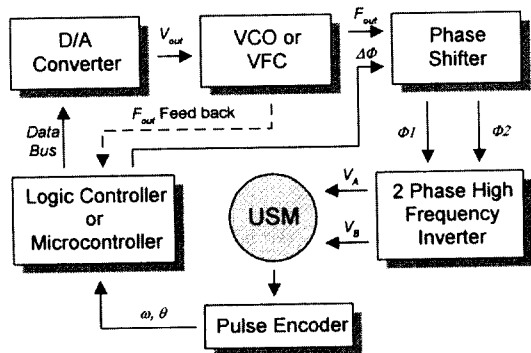


그림 1 진행파형 초음파 모터 구동을 위한 기존의 주파수/위상차 제어기

Fig. 1 The conventional frequency/phase controller for driving the traveling wave type USM

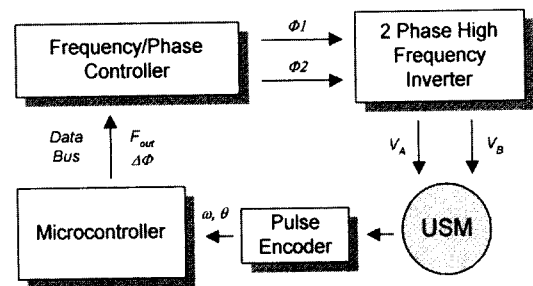


그림 2 디지털화된 주파수/위상차 제어기

Fig. 2 A simple digitalized frequency/phase controller for driving the traveling wave type USM

어 시스템의 전체적인 비용 상승을 초래하게 되는데 이는 제어기의 성능이 전적으로 DAC 및 VCO의 성능에 의존하게 되기 때문이다.

본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해 그림 2에 나타난 바와 같이 몇 개의 디지털 계수기와 로직 게이트만을 조합함으로써 구조를 단순화하고 제어가 간단해지는 두 종류의 전(全) 디지털 방식 주파수/위상차 제어장치에 대하여 설명한다. 제안된 제어기에서는 계수에 의하여 출력 주파수가 발생되므로 원리적으로 옵셋이나 드리프트 등의 영향을 받지않는다.

2. 초음파 모터의 특성

진행파형 초음파 모터는 압전세라믹 소자에 가해지는 2상의 정현파 전압에 의해 발생하는 진동을 여기원으로 하여 회전자가 회전한다. 그림 3은 초음파 모터의 구동원리를 나타낸 것으로 동작원리를 살펴보면 다음과 같다. 모터의 내부는 압전소자, 전극, 고정자 및 고정자에 밀착된 회전자로 이루어져 있다. 고정자의 하부에 부착된 압전세라믹 소자에 모터의 기계적 공진주파수 부근의 교류 전압을 인가하면 전원의 극성에 따라 탄성체(고정자)의 표면에 상하의 진동이 발생하게 되는데 이러한 진동을 정지파(standing wave) 운동이라 한다. 이때 전압의 크기는 같고 위상이 다른 교류 전압을 인가하면 상하의 진동이 회전 방향을 갖는 타원운동으로 바뀌게 되는데 이를 진행파(travelling wave) 운동이라 한다. 진행파가 발생되고 있는 고정자 상단에 밀착된 회전자의 임의의 위치에는 타원운동으로 인하여 진행파의 방향과 반대방향으로 마찰력이 작용하게 되므로 회전자는 마찰력이 작용하는 방향으로 회전하게 된다. 모터의 회전방향을 바꾸기 위해서는 진행파의 방향을 바꾸면 되는데 이것은 인가전압의 위상을 반대로 하여줌으로써 가능하다.

그림 4는 진행파형 초음파모터의 한상에 대한 전기적인 등가회로를 나타낸 것이다. 여기서 모터의 기계적 상수인 L_m ,

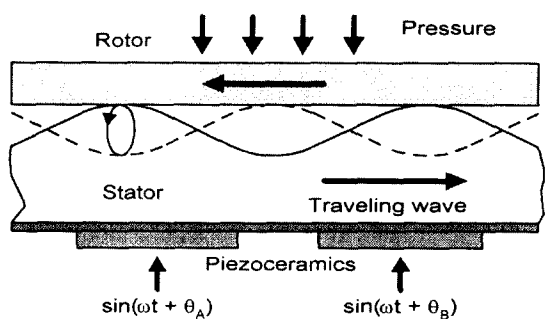


그림 3 진행파형 초음파 모터의 원리
Fig. 3 Principle of traveling wave type ultrasonic motors

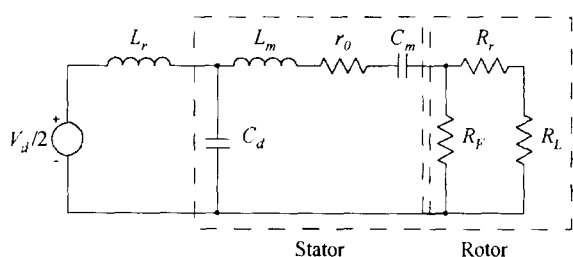


그림 4 초음파 모터(단상)의 등가회로 모델
Fig. 4 Single-phase equivalent circuit model of ultrasonic motors

- A = force factor
- K = 고정자 세라믹-금속간의 스프링 상수
- m = 고정자 세라믹-금속의 질량
- C_d = 압전세라믹의 dielectric 특성에 의한 블로킹 캐패시터
- L_m = 고정자 질량 효과에 의한 등가 인덕터
- C_m = 고정자 스프링 효과에 의한 등가 캐패시터
- r_0 = 고정자 기계적 손실에 의한 등가 저항
- R_r = 고정자-회전자간의 마찰손에 의한 등가 저항
- R_r = 회전자 기계적 손실에 의한 등가 저항
- R_L = 등가 부하
- L_r = 외부 직렬 공진 인덕터
- f_m = 모터의 기계적 공진주파수
- f_0 = 직렬 인덕터에 의한 공진주파수
- V_d = 인버터 DC link 전압

C_m 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_m = m / A^2 \tag{1}$$

$$C_m = A^2 / K \tag{2}$$

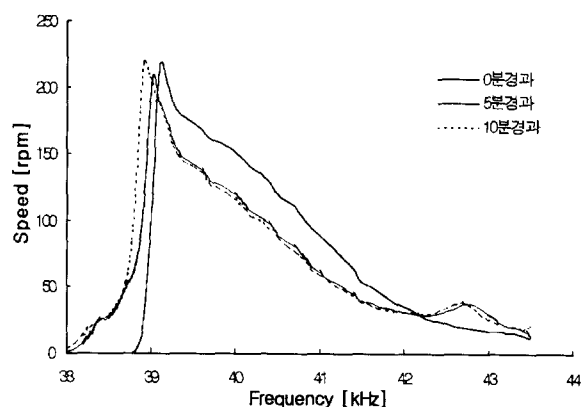


그림 5 인가전압의 운전주파수 변화에 따른 속도변화특성
Fig. 5 Speed characteristics for the drive frequency of applied voltages

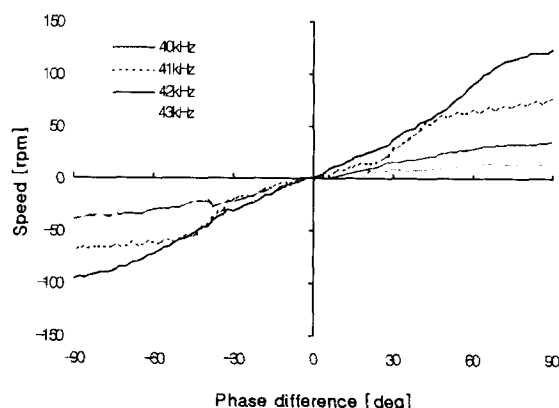


그림 6 인가전압의 위상차 변화에 따른 속도변화특성
Fig. 6 Speed characteristics for the phase difference of applied voltages

초음파모터의 효율적인 구동을 위해서는 모터에 가해지는 전기적인 주파수가 기계적 공진 주파수를 추종하도록 제어해야 할 필요가 있다. 모터의 기계적 공진주파수와 인버터의 전기적인 공진주파수는 다음과 같이 표현된다.

$$f_m = 1/2\pi \cdot \sqrt{1/C_m L_m} = 1/2\pi \cdot \sqrt{K/m} \tag{3}$$

$$f_0 = 1/2\pi \cdot \sqrt{1/C_d L_r} \tag{4}$$

그림 5는 진행파형 초음파 모터(USR-60)에 인가된 전압의 주파수 변화에 따른 회전속도의 변화를 나타낸 실험 결과이다. 모터의 최대 속도가 발생되도록 하기 위하여 인가되는 2상 전압의 위상차는 90°로 고정되어 있다. 그림에서 보면 인가전압의 주파수가 높은 지점에서는 모터의 회전속도가 느리

지만 인가전압의 주파수를 감소시키면 점차 속도가 증가하여 특정 주파수에서 최고 속도에 도달함을 보이고 있다. 이 지점은 모터의 기계적인 공진주파수와 공급전압의 주파수가 일치하였을 때이며 모터의 최대 토크가 발생하게 된다. 공진주파수를 벗어나 인가전압의 주파수가 더 낮아지게 되면 모터의 속도는 급속히 저하하거나 모터가 정지하게 된다. 한편 모터에 가해지는 인가전압의 주파수가 변경되지 않는 경우에도 시간이 경과함에 따라 모터의 속도가 저하한다. 그림에서 보면 모터의 기동 직후 인가전압의 주파수를 40kHz로 하였을 때 약 160rpm의 속도로 회전하는 모터의 속도가 연속운전 10분 경과 후에는 약 130rpm으로 회전력이 저하되었음을 볼 수 있다. 또한 모터의 기계적인 공진주파수 역시 변경되어 낮은 쪽 주파수대로 이동하였음을 알 수 있다. 모터의 이와 같은 특성을 고려할 때 주파수제어시의 제어가능한 유효범위는 모터의 공진주파수보다 높은 부분으로부터 모터의 회전력이 유지되는 구간, 약 39.5kHz - 42.5kHz 정도로 제한된다.

그림 6은 인가되는 2상 전압의 위상차를 변화시켰을 때의 속도변화를 나타낸 실험결과이다. 위상의 차이가 0°인 경우에 모터는 정지하며 위상차를 점차 증가시킬수록 모터의 회전속도도 증가하여 위상차가 90°인 지점에서 최대속도와 최대토크가 발생된다. 그렇지만 그림에 나타난 바와 같이 공급전압의 주파수에 따라 모터의 회전속도 변화가 심하며 특히 위상차가 0°에 근접할수록 모터에 흐르는 전류가 증가하면서 기계적인 마찰소음이 발생한다. 이러한 특성에 따라 주파수 변화에서와 마찬가지로 위상차 제어시의 제어가능한 유효범위는 0° 부근을 제외한 +90°에서 -90° 정도이다.

초음파 모터의 회전력은 고정자의 표면에서 발생된 타원운동이 회전자를 마찰함으로써 발생되므로 운전시 접촉점의 마찰에 의한 온도상승이 일어나며 이는 압전세라믹 소자의 특성변화를 유발하게 된다. 이러한 결과로 모터의 고유 공진주파수가 변화하게 되는데 온도가 상승할수록 모터의 기계적인 공진주파수가 낮은 쪽으로 이동하게 되며 주파수 제어를 행하지 않는 경우 회전력이 저하되게 된다. 인가되는 2상 전압의 위상차는 고정자 표면에 진행파를 발생시켜 타원운동이 일어나도록 하는 것과 관련이 있다. 따라서 초음파 모터의 효율적인 구동을 위해서는 인가전압의 주파수를 제어하는 것뿐만 아니라 인가되는 2상 전압의 위상차를 제어하는 것이 필수적으로 필요하게 된다. 한편 모터의 두 상은 기계적으로 서로 연관이 있으며 운전 조건 즉, 회전 방향, 회전 속도, 부하 토크, 인가 전압 및 고정자와 회전자 간의 압력 등에 따라 모터의 2상 구조에 대한 등가 회로의 상태가 일치되지 않는다. 이에 따라 인버터에서는 동일한 크기의 전압을 공급하여도 발생하는 공진전압의 크기가 다르게 나타날 수 있으며 이러한 공진전압의 차이는 모터의 효율적인 운전을 방해하는 요소로 작용한다.^[9]

3. 단순화된 주파수/위상차 제어기

3.1 82C54 LSI로 설계한 주파수/위상차 제어기

그림 7은 타이머/카운터 전용 LSI인 82C54를 사용하여 주파수/위상 제어기를 구현한 블록도를 나타낸 것이다. 82C54 IC 내부에는 3개의 16bit 타이머/카운터와 이를 제어하기 위한 논리회로가 내장되어 있다. 출력 주파수와 두 상간의 위상차 제어는 각각의 타이머를 제어하여 발생시킨다.

먼저 타이머-1은 인버터의 구동 주파수에 해당하는 기준펄스(phase A) 발생기로 사용한다. 이를 위해 타이머는 50% duty의 구형파 펄스가 발생하도록 제어하며 자동으로 재점화(retrigger)가 되도록 함으로써 출력할 주파수의 시간 설정치 T_{s_cnt} 를 내부의 레지스터에 한번만 저장시킨 연속된 방형파 출력이 발생되도록 동작시킨다. 다음에 A상과 B상간의 위상차 제어를 위해 타이머-3을 사용한다. 위상차에 해당하는 지연시간의 발생은 타이머-3에 지연시간 ($T_{s_cnt} / 2 \pm T_B$)을 설정하고 타이머-1의 출력(phase A)이 'low'에서 'high'로 변화하는 순간부터 계수가 시작되도록 제어하며 타이머-1과 마찬가지로 자동으로 재점화가 되도록 한다. 최종적으로 위상이 지연된 펄스 신호(Phase B)는 타이머-2로부터 발생된다. 타이머-2는 타이머-3의 출력(위상지연된 신호)이 'low'에서 'high'로 되는 순간에 이 신호를 트리거 신호로 사용하며 한번의 트리거에 기준펄스의 50%에 해당하는 펄스만을 출력할 수 있도록 하였다. 이상의 동작에 의한 펄스의 출력 과정을 그림 8에 나타내었다. 각 타이머를 제어하기 위한 모드의 설정과 시간 설정치는 표 1과 같다. 제어기 설계를 위한 기본적인 고려사항을 살펴보면

- USM 스위칭 주파수 $f_s: 30kHz \leq f_s \leq 50kHz$
- 인가전압 위상차 $\Phi_{AB}; -\pi/2 \leq \Phi_{AB} \leq \pi/2$
- Clock 주파수 $f_{clk}; f_{clk} = 20MHz$

이며, 이러한 기본 고려사항으로부터 다음과 같은 시간 설정치를 구할 수 있다.

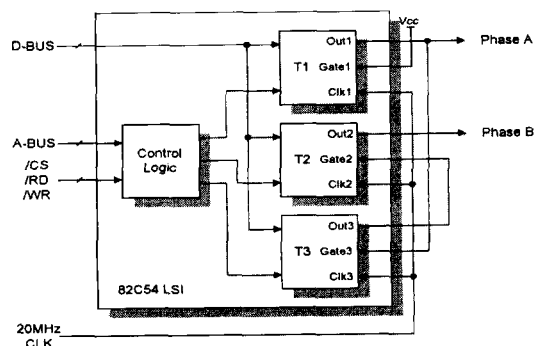


그림 7 82C54 LSI로 구현한 주파수/위상차 제어기
Fig. 7 A frequency/phase controller using 82C54 LSI

표 1 82C54 LSI의 설정
Table 1 The configurations of 82C54 LSI

Timer	Values	Trigger source	OP Mode	Remarks
1	T_{s_cnt}	VCC	3	Phase A
2	$T_{s_cnt}/2$	NOT(T3)	1	Phase B
3	$T_{s_cnt}/2 \pm T_{\beta}$	NOT(T1)	1	Phase Diff.

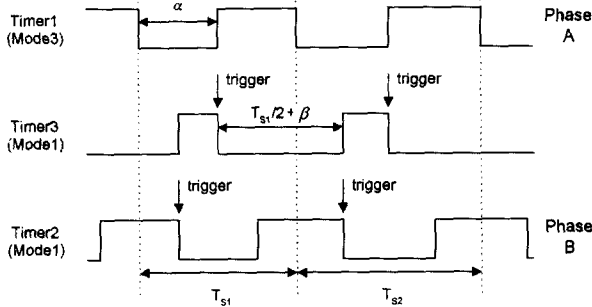


그림 8 2C54 LSI 내부의 각 타이머의 동작
Fig. 8 Timing sequence of each timer in 82C54 LSI

- 스위칭 시간 설정치 $T_{s_cnt}; T_{s_cnt} = f_{clk} / f_s$
- 스위치 도통(On)시간 설정치 $\alpha; \alpha = T_{s_cnt} / 2$
- 위상차 시간 설정치 $\beta; \beta = T_{s_cnt} / 360^\circ * \Phi_{AB}$

제어기의 제어범위 한계를 정하기 위한 최대값 ($T_{s_cnt_H}$)과 ($T_{s_cnt_L}$)은 아래와 같다.

$$T_{s_cnt_L} = f_{clk} / 30kHz = 667$$

$$T_{s_cnt_L-1} = T_{s_cnt_L} - 1 = 666$$

$$T_{s_cnt_H} = f_{clk} / 50kHz = 400$$

$$T_{s_cnt_H-1} = T_{s_cnt_H} - 1 = 399$$

주파수제어시의 분해능 Δf_s 의 범위는 다음과 같으며

$$\Delta f_{s_L} \leq \Delta f_s \leq f_{s_H}$$

여기서

$$\Delta f_{s_L} = f_{clk} / T_{s_cnt_L} - f_{clk} / T_{s_cnt_L-1} = 45Hz$$

$$\Delta f_{s_H} = f_{clk} / T_{s_cnt_H} - f_{clk} / T_{s_cnt_H-1} = 125.3Hz$$

마찬가지로 위상차제어시의 분해능 $\Delta \Phi_{AB}$ 의 범위는

$$\Delta \Phi_{AB_L} \leq \Delta \Phi_{AB} \leq \Delta \Phi_{AB_H}$$

가 되고, 여기서

$$\Delta \Phi_{AB_L} = 360^\circ / T_{s_cnt_L} = 0.54^\circ$$

$$\Delta \Phi_{AB_H} = 360^\circ / T_{s_cnt_H} = 0.9^\circ$$

이다.

3.2 EPLD로 설계한 주파수/위상차/전압 제어기

그림 9는 초음파 모터 구동을 위한 주파수/위상/전압 제어기를 EPLD(ALTERA EPM7160)로 구현하였을 때의 구성을 나타낸 것이다. 회로의 구성은 크게 1개의 캐리어 신호 발생부, 4개의 디지털 비교기 및 2개의 출력신호 결정 회로부로서 되어 있다. 내부의 회로들에 대해서는 초음파 모터의 구동중에 주파수나 위상차등을 변경하는 경우 모든 파라미터의 변경이 한순간에 이루어질 수 있도록 하기 위하여 모든 회로의 동기가 일치되도록 설계하였다. 한편 출력전압의 제어시에는 모터에 출력되는 각 상의 전압을 다르게 제어할 수 있도록 하기 위해 독립적인 PWM을 적용하였다. EPLD와 외부회로와의 통신은 8-bit 데이터 버스 및 4 개의 제어 신호선을 설정하고 이를 통해 이루어지도록 하였다.

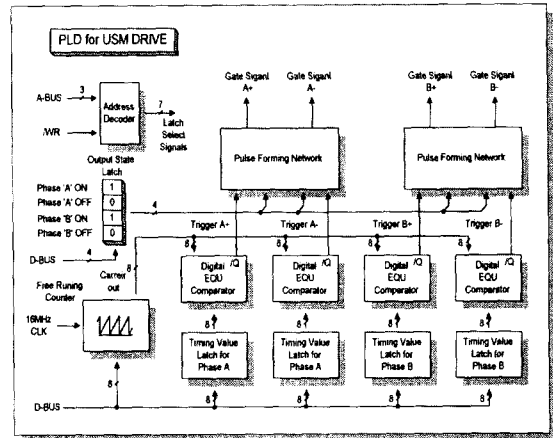


그림 9 EPLD로 구현한 주파수/위상차/전압 제어기 블록도
Fig. 9 Block diagram of frequency/phase/voltage controller realized by EPLD

3.2.1 설계시의 고려사항

먼저 EPLD 내부회로 설계를 위해 고려된 기본적인 사항들을 살펴보면 다음과 같다.

- USM 스위칭 주파수 $f_s; 30kHz \leq f_s \leq 50kHz$
- 인가전압 위상차 $\Phi_{AB}; -\pi/2 \leq \Phi_{AB} \leq +\pi/2$
- Clock 주파수 $f_{clk}; f_{clk} = 16MHz$

EPLD의 출력 신호는 2상 인버터에 공급하기 위한 게이트 신호 $Q_{A+}, Q_{A-}, Q_{B+}, Q_{B-}$ 의 4 가지로 구분된다. 신호의 발생은 단지 1개의 Free Running Counter(FRC)와 타이밍 레지스터를 포함하는 4개의 디지털 비교기에 의해서 만들어진다. FRC에서 발생된 캐리어 신호 f_{rri} 는 한번의 인버터 스위칭 구간 동안 2번의 동작 ($f_{rri} = 2f_s$)이 발생되는데 이렇게 함으로써 출력되는 신호의 분해능은 실제 8-bit에서 9-bit로 확장된 것과 동일한 효과를 얻을 수 있는 장점이 있다. f_s 의

범위가 30-50kHz로 제한되므로 내부 연산에 의해 출력되는 f_{tri} 의 범위는

$$f_{clk} / 256 = 62.5kHz \leq f_{tri} \leq f_{clk} / 160 = 100kHz$$

이 되며, 각 타이밍 레지스터에 관련된 시간 설정치 α, β 및 γ 는 다음의 조건에 의하여 결정된다.

- 스위칭 시간 설정치 $T_{s_cnt}; T_{s_cnt} = f_{clk} / (2 * f_s)$
- 전압변조지수 $M; M = \alpha / (\alpha + \gamma) < 0.95$
- 스위치 도통 시간 설정치 $\alpha; \alpha = M * T_{s_cnt}$
- 위상차 시간 설정치 $\beta; \beta = (T_{s_cnt} * 2) / 360^\circ * \Phi_{AB}$
- 휴지기간 $\gamma; \gamma = T_{s_cnt} - \alpha$

주파수제어시의 분해능 Δf_s 의 범위는 다음과 같다.

$$\Delta f_{s_L} \leq \Delta f_s \leq \Delta f_{s_H}$$

여기서

$$\begin{aligned} \Delta f_{s_L} &= f_{clk} / T_{s_cnt_L(L)} - f_{clk} / T_{s_cnt_L(L-1)} \\ &= f_{clk} / 255 / 2 - f_{clk} / 256 / 2 = 122.5Hz \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta f_{s_H} &= f_{clk} / T_{s_cnt_H(H)} - f_{clk} / T_{s_cnt_H(H-1)} \\ &= f_{clk} / 159 / 2 - f_{clk} / 160 / 2 = 314.5Hz \end{aligned}$$

이 되며, 마찬가지로 위상차 제어시의 분해능 $\Delta \Phi_{AB}$ 의 범위는

$$\Delta \Phi_{AB_L} \leq \Delta \Phi_{AB} \leq \Delta \Phi_{AB_H}$$

여기서

$$\Delta \Phi_{AB_L} = 360^\circ / 256 / 2 = 0.7^\circ$$

$$\Delta \Phi_{AB_H} = 360^\circ / 160 / 2 = 1.0^\circ$$

이다.

3.2.2 출력펄스 발생 시퀀스

EPLD로 설계된 주파수/위상차/전압 제어기 내부에는 인버터 게이트 구동을 위한 출력 펄스의 On/Off 시점을 결정하기 위해 4개의 타이밍 레지스터가 준비되어 있으며 각각 FRC에 대한 상대적인 시간값을 저장하고 있다. 4-bit의 플립플롭(flip-flop)으로 이루어진 출력상태 래치(latch)에는 각 타이밍 레지스터가 발생시킬 상태값(A 상의 On/Off, B 상의 On/Off)이 저장되어 있다. 디지털 비교기는 FRC의 계수값이 타이밍 레지스터의 시간값과 일치하는 경우에 트리거 신호를 발생시키기 위하여 사용된다. 트리거 신호가 발생하면 출력상태 래치에 저장된 상태지정값에 따라 두 상의 게이트 출력에 해당되는 플립플롭(F/F-Q_A, F/F-Q_B) 출력의 상태가 'high'에서 'low'로 혹은 그 반대로 변화된다.

그림 10은 타이밍 레지스터에 의해 발생된 트리거 신호를

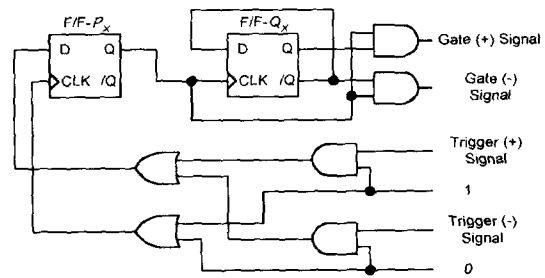


그림 10 한 상에 대한 출력신호 결정회로
Fig. 10 Configuration of the output pulse forming network for a phase control

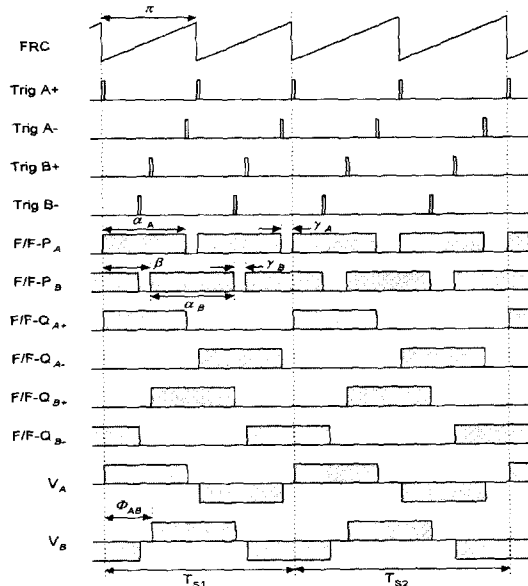


그림 11 초음파 모터 구동을 위한 EPLD 신호파형
Fig. 11 Signals of EPLD for the USM drive

인버터 게이트 구동을 위한 On/Off 펄스 파형으로 변환시켜 주는 한 상에 대한 출력신호 결정회로(output pulse forming network)를 도시한 것이다. 회로의 구성은 한 상의 제어를 위해 두개의 D-플립플롭(F/F-P_x, F/F-Q_x), 2개의 OR 게이트 및 4개의 AND 게이트로 이루어져 있다. 출력신호 결정회로의 기능은 다음과 같다. 먼저 그림의 좌측에 있는 플립플롭(F/F-P_x) 캐리어 신호 주기마다 발생하는 연속적인 트리거 신호가 입력될 때에 상태출력 레지스터에 저장된 상태값에 따른 On/Off 상태신호를 래치한다(그림 11의 F/F-P_A, P_B). 우측의 플립플롭(F/F-Q_x)은 이때 발생하는 연속적인 펄스열을 인버터의 상 하 게이트 신호로 분리시키는 역할을 한다(그림 11의 F/F-Q_{A+}, Q_{A-} 또는 F/F-Q_{B+}, Q_{B-}). 이 과정에서 캐리어 신호와 전압 모듈레이션 값의 시간적인 차이(γ)는 인버터 구동시에 데드타임(dead time)으로 작용한다. 따라서 인

버터의 게이트 구동회로에 별도의 데드타임 회로가 필요하지 않게 된다. 그림 11은 인버터의 주기가 T_{S1} 에서 T_{S2} 로 변화하였을 때 EPLD에 관련된 각 부분의 타이밍을 나타낸 것으로 V_A 와 V_B 는 EPLD가 정상적으로 동작했을 때 인버터의 출력 터미널 전압의 모양을 도시한 것이다.

4. 실험 및 결과

그림 12는 진행파형 초음파 모터의 구동을 위한 인버터 장치를 나타낸 것이다. 회로의 구성은 2상의 독립적인 전원을 모터에 공급하기 위해 2-phase half bridge 형태로 하였으며 전력용 스위치 소자로는 MOSFET을 사용하였다. 인버터의 출력단과 초음파 모터의 입력 터미널 사이에는 1.2mH 크기를 갖는 인덕터($L1, L2$)를 삽입시켰다. 이렇게 함으로써 초음파 모터 내부에 기생하는 캐패시턴스와 외부의 인덕터 사이에 의한 직렬 공진이 발생되어 모터에는 정현파 전원이 공급될 수 있다. 인버터의 주파수와 위상차에 대한 신호는 앞서 설명한 주파수/위상차 제어기로부터 제공된다.

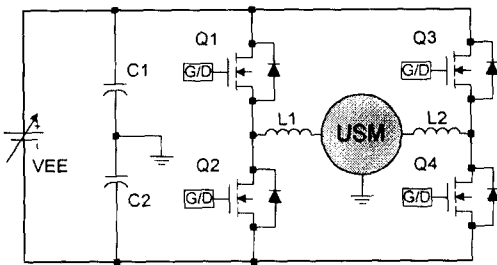


그림 12 초음파 모터 구동을 위한 부하공진형 2상 half-bridge 인버터
Fig. 12 A two phase half bridge series resonance type inverter for the USM drive

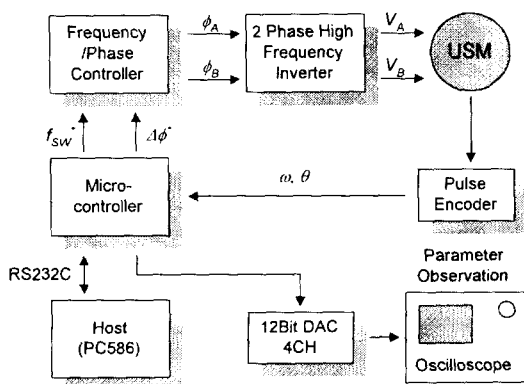


그림 13 제안된 주파수/위상차/전압 제어기를 적용한 초음파 모터 제어 시스템의 구성
Fig. 13 A USM drive system using the proposed frequency/phase-difference/voltage controller

표 2 USR-60 진행파형 초음파 모터의 사양
Table 2 Specification of USR-60 traveling wave type ultrasonic motor

Rated torque	3.2 kgfcm
Rated Speed	90 rpm
Rated output power	3 Watt
Internal capacitance	about 9.5 nF
Driving frequency	about 40 kHz
Weight	240 g
Temperature	-10 ~ 50 °C

설계된 디지털 주파수/위상차 제어기에 의한 진행파형 초음파 모터의 구동 실험을 위해 그림 13과 같이 시스템을 구성하였다. 실험에 사용된 초음파 모터는 SHINSEI사에서 제작한 USR-60 진행파형 초음파 모터를 사용하였다. USR-60의 사양은 표 2와 같다.

4.1 82C54 LSI로 구성된 초음파 모터 제어기

그림 14는 82C54 타이머/카운터 LSI를 사용하여 주파수/위상차 제어기를 제작하였을 때의 각 타이머의 출력파형을 나타낸 것이다. 그림에서 (a)는 A 상의 펄스를 발생시키기 위해 기준 타이머로 사용된 타이머-1의 출력파형이며 (b)는 위상 지연을 발생시키기 위한 타이머-3의 출력파형이고 (c)는 위상이 지연된 타이머 2의 출력으로 B 상 펄스가 된다. 실험에 적용된 출력 주파수는 40kHz이며 위상차는 $\pi/2$ 로 고정하였다. 위상지연 신호(타이머-2)의 시간값은 위상차의 동작범위가 $+\pi/2$ 에서 $-\pi/2$ 까지 제어될 수 있어야 하므로 $T_s/2 \pm \beta$ 로 설정되어야 한다. 그림 15에는 제안된 주파수/위상차 제어기를 초음파모터 구동장치에 적용하였을 때 모터의 입력단에 발생하는 각 상의 공진전압을 나타내었다.

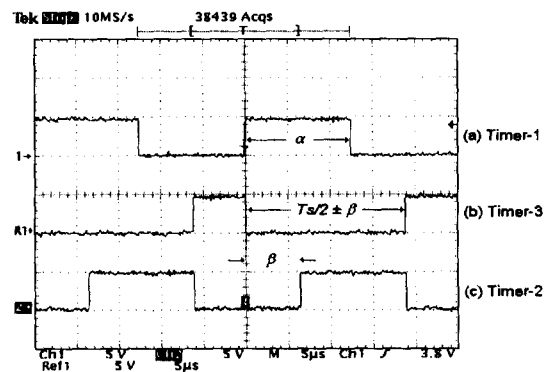


그림 14 82C54 내부의 각 타이머의 출력파형
($f_s = 40\text{kHz}$, $\Phi_{AB} = \pi/2$)
Fig. 14 The waveforms of each timer in 82C54
($f_s = 40\text{kHz}$, $\Phi_{AB} = \pi/2$)

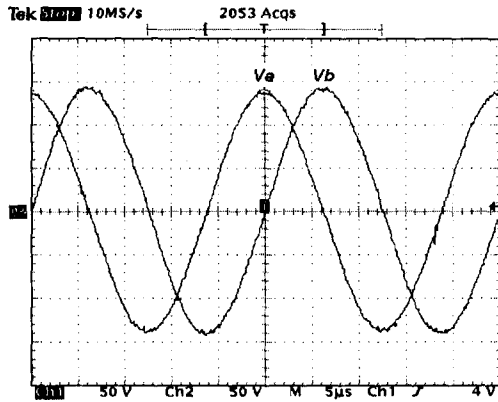


그림 15 초음파 모터의 입력 공진전압 파형
 $(f_s = 40\text{kHz}, \Phi_{AB} = \pi/2)$
 Fig. 15 The waveforms of resonant voltages at input terminals of USM $(f_s = 40\text{kHz}, \Phi_{AB} = \pi/2)$

4.2 EPLD(EPM7160)로 구성된 초음파 모터 제어기

그림 16은 한 상의 출력신호 결정회로의 동작결과를 나타낸 것이다. 그림 (a)는 F/F-P의 출력을 나타낸 것으로 출력 전압의 조정은 γ 를 변경함으로써 가능하다. 그림 (b)와 (c)는 F/F-Q₊와 F/F-Q₋의 출력으로 F/F-P의 출력이 2분주된 형태로 되어있으며 서로에 대하여 상보로 발생된다. 위에서 설명한 바와 같이 γ 시간 동안 인버터에는 데드 타임이 주어진다. 출력주파수는 40kHz이며 위상차는 $\pi/2$ 로 고정되어 있고 출력전압의 모듈레이션 비율은 0.9이다. 그림 17에는 A 상과 B 상에 관련된 두 종류의 출력 파형을 나타내었다. 출력주파수는 마찬가지로 40kHz로 설정되었으며 두 상간의 위상차는 $\pi/2$ 이다. 그림에서 보면 각상의 On 주기가 다른 것을 알 수 있다. 그림 (b)는 A 상의 출력파형으로 모듈레이션

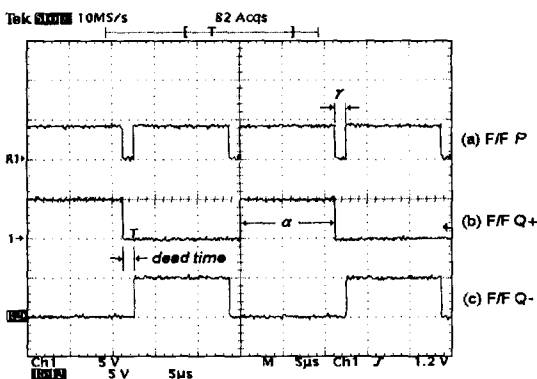


그림 16 출력신호 결정회로의 출력파형
 $(f_s = 40\text{kHz}, \Phi_{AB} = \pi/2, M = 0.9)$
 Fig. 16 The waveforms of pulse forming circuits $(f_s = 40\text{kHz}, \Phi_{AB} = \pi/2, M = 0.9)$

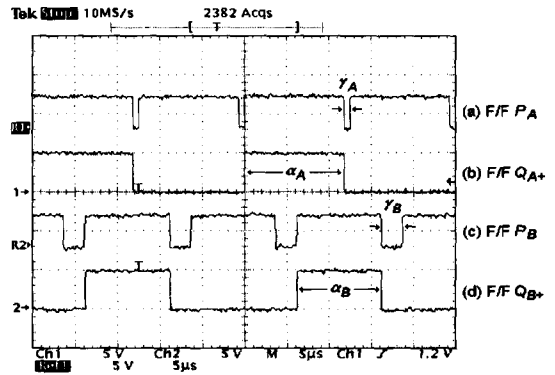


그림 17 A 상과 B 상의 출력펄스 파형
 $(f_s = 40\text{kHz}, \Phi_{AB} = \pi/2, M_A = 0.9, M_B = 0.8)$
 Fig. 17 The waveforms of phase A and B $(f_s = 40\text{kHz}, \Phi_{AB} = \pi/2, M_A = 0.9, M_B = 0.8)$

선 비율이 0.95이며 (c)는 B 상의 출력 파형으로 모듈레이션 비율이 0.8로 설정되었다. 이와 같이 EPLD로 제어기를 구성한 경우 각 상의 전압비를 다르게 할 수 있다.

4.3 위상차 제어에 의한 초음파 모터의 속도제어

그림 18은 EPLD로 제어기를 구성했을 때 위상차제어에 의한 모터의 속도제어의 제어특성을 나타낸 것이다. 제어방식은 속도신호를 입력받아 마이크로콘트롤러에서 PI 연산을 수행하고 연산된 결과에 따른 주파수와 위상차에 대한 시간값을 EPLD에 공급하였다. 모터에 공급되는 주파수는 40.5kHz로 고정하였고 지령속도는 0rpm과 60rpm을 스텝으로 인가하여

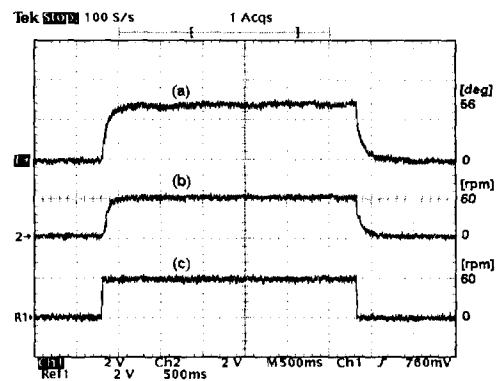


그림 18 위상차제어에 의한 초음파모터의 속도제어
 (a) 인가전압 위상차
 (b) 실제속도 (c) 지령속도
 Fig. 18 Speed control of USM using phase difference control of applied voltages
 (a) phase difference of applied voltages
 (b) revolving speed (c) commanded speed

모터의 속도를 관측함으로써 제어기의 성능을 평가하였다. 그림에서 (a)는 속도제어시의 위상차이며 (b)는 모터의 실제 속도, (c)는 지령속도를 나타낸다. 스텝으로 인가되는 지령속도는 3초간 지속하였다. 속도제어 실험을 수행한 결과 그림에서 보이는 바와 같이 제안된 주파수/위상차 제어기에 의한 모터의 제어가 원활히 이루어지고 있음을 볼 수 있다.

5. 결 론

진행파형 초음파 모터(travelling wave type ultrasonic motor : USM)의 구동을 위해서는 위상차를 갖는 2상의 교류 주파 교류전원의 필요하다. 주파수와 위상차 제어를 위해 기존에 사용되던 아날로그 주파수/위상차 제어기가 아닌 디지털 주파수/위상차/전압 제어기를 EPLD(ALTERA EPM7160)와 범용 타이머/카운터 LSI인 82C54를 사용하여 설계하였다. 실험에서는 직렬 부하 공진형 2-phase half bridge 인버터와 새로이 설계된 주파수/위상차/전압 제어기를 사용한 초음파 모터 구동을 위한 제어 시스템을 구성하여 제어기의 성능을 고찰하였다. 제작된 디지털 주파수/위상차/전압 제어장치는 VCO와 DAC를 사용할 경우에 나타날 수 있는 드리프트나 오프셋의 영향을 받지 않으므로 주파수 확인을 위한 별도의 피드백 회로가 필요치 않다. 특히 상간의 전압차제어를 위해 기존 방식에서 사용된 2조의 DC/DC 초퍼를 사용하지 않고 각 상에 대한 PWM을 적용함으로써 간단히 전압차를 제어할 수 있는 등 초음파 모터 제어를 위한 개선된 성능 및 구조를 가지고 있음을 확인하였다.

이 논문은 1998년도 인하대학교의 연구비 지원에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] T. Sashida, T. Kenjo, "An Introduction to Ultrasonic Motors", Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [2] S.Ueha, Y.Tomikawa, "Ultrasonic Motors: theory and applications", Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [3] Y. Izuno, et al., "High Performance and High Precision Ultrasonic Motor-Actuated Positioning Controller", Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.1269~1274, 1994.
- [4] S. Furuya et al., "Load-Adaptive Frequency Tracking Control Implementation of Two-Phase Resonant Inverter for Ultrasonic Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 3, pp.542~550, July, 1992.
- [5] Y. Izuno, et al., "New Servo Control Schemes of Ultrasonic Motor using Fuzzy Reasoning", Proc. of IEE Jpn. - Industry Appl. Soc, pp.221~226, 1990.
- [6] A. Kato et al., "Compliant Motion of Ultrasonic Motor by Phase Difference Control", Trans. Soc. Instrum. Control Eng., Vol. 27, No. 11, pp.1290~1295, 1991.
- [7] Y. Izuno et al., "Software-Based Adjusting PI Gain Controller for Speed Tracking Servo System using Travelling-Wave Type Ultrasonic Motor", Proceedings of IEE-PEVD, No. 399, pp.554~561, Oct. 1994.
- [8] T. Senjyu et al., "Adjustable Speed Control of Ultrasonic Motors by Adaptive Control", IEEE, Trans. PE., Vol. 10, No. 5, pp.532~538, 1995.
- [9] F. Lin, L. Kuo, "Driving Circuit for Ultrasonic Motor Servo Drive with Variable Structure Adaptive Model-following Control", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No. 3, pp.199~206, May, 1997.

< 저 자 소 개 >



이을재 (李乙宰)

1963년 8월 1일생. 1989년 2월 호서대학교 전자공학과 졸업. 1991년 2월 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1998년 인하대학교 공대 전기공학과 박사과정수료. 1991년~1996년 (주)청계기전 기술연구소 연구실장. 1999년 현재 이경산

전(주) 대표이사.



김영석 (金榮石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 선임연구원 실장. 현재 인하대학교 공대 전기공학과 교수. 당 학회 학술이사.