

논문 2008-45SC-3-6

열화방지형 파워폴딩 제어기 설계에 관한 연구

(A New Design of Power Folding Controller for Deterioration Detection)

김 지 현*, 이 동 호**

(Ji-Hyeon Kim and Dong-Ho Lee)

요 약

본 논문은 반도체를 이용한 열화방지형 파워폴딩 제어기 설계에 관한 연구이다. 파워기술은 자동차용 사이드 미러 접이 콘트롤러, 와이퍼 콘트롤러, 안테나 콘트롤러, 파워윈도우 콘트롤러 등에 사용되고 있는 모터제어기술로 기존의 제어 방식은 DC 모터, 스위칭 소자 그리고 Relay 등을 조합한 방식을 채택하고 있다. 그러나 이러한 방식은 동작에 대한 신뢰성 및 내구성, 노이즈 등의 문제점을 극복하는데 한계를 갖고 있다. 따라서 본 논문에서는 모터의 동작을 감시하기 위한 방법으로 부하감지 부에서 Motor의 Brush Noise를 감지하도록 하였고, R, C 충·방전 시정수에 의한 정밀시간 제어 방법으로 모터의 열화현상을 최소화하였다. 그리고 스위칭 소자로 반도체 소자인 MOSFET를 사용함으로써 동작의 안정성과 수명의 한계를 극복할 수 있는 제어장치를 설계하였다. 연구결과 모터의 반복 동작시간, Cut-off Time, 동작전압 범위, 전원 발생 노이즈 등에서 최대 11 배 이상 향상된 효과를 얻을 수 있었다.

Abstract

This paper is a study of a prevention of power folding controller's thermal degradation. Power folding technology has been applied for many fields such as side rear vision mirror of vehicles, windshield wiper, antenna, power window. These controllers have been comprised with traditional DC motors, Switching electronic devices, and relays. But this methods have a limitation to overcome such problems of product reliability, endurance, noise margins. Therefore on this paper, to detect the movement of motor, sensing motor brush noise on a load sensing part has been used and controlling a precise RC timing control minimizes the thermal deterioration of motor. And using MOS FETs as a electronic switching device increases life-time and liability of control circuit. After testing such circuit and control method, repetition of operating time, cut-off time, wide operation voltage, power noise margin ware increased over eleven-fold.

Keywords : 열화현상, 전류감지, 동작감지, Brush Noise, Latch 회로

I. 서 론

기존 기술의 경우 Motor 제어에 POLY Switch라는 PTC(Positive Temperature Coefficient) 소자를 사용함으로써 주변온도에 따라 Trip 시간이 달라지거나 심하게는 작동불량의 현상까지 발생한다. 그 이유로 PTC

타입의 전류감지 소자인 POLY Switch는 부품자체에 발생하는 열에 의해 전류를 제한하는 소자로서 주변 온도가 낮으면 발열되는 시간이 길어지고, 반대로 주변 온도가 높아지면 발열되는 시간이 짧아져 온도에 따라 제어의 일관성이 떨어지는 결과를 초래한다. 일반적으로 자동차에서 요구되는 동작 온도 범위는 $-30^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ 이나 조사결과 이 기준을 만족하지 못하는 경우도 발생하였다. 이에 대해 본 연구에서는 반도체 소자를 사용한 정밀 제어로 작동전압 범위의 확대는 물론 동작온도 전 범위를 초과하여 동작이 가능하도록 하였다.

또한 기존 기술의 경우 Relay의 Pickup Voltage 문제 때문에 저 전압에 해당하는 9V이하에서는 Relay의 작동

* 정회원, 한양대학교 전자전기제어계측공학과
(Department of Electronic, Electrical, Control & Instrumentation Engineering, Hanyang University)

** 정회원, 한양대학교 전자컴퓨터공학부
(Division of Electrical Engineering and Computer Science, Hanyang University)

접수일자: 2007년11월19일, 수정완료일: 2008년4월27일

이 이루어지지 않는 문제가 있다. 저 전압 현상은 차량의 노후화 등에 의해 발생할 수 있는 문제로 Battery의 성능이 저하되는 경우 공급 전압이 낮아지게 되어 동작이 안 되는 상황이 발생한다. 이러한 문제를 본 연구에서는 반도체 소자만을 사용하여 Motor 회전이 가능한 전압이라면 저 전압인 7V에서 조차도 동작이 가능하도록 설계하여 신뢰성을 향상시키고자 하였다.

그리고 Brush Motor는 일반적으로 Brush의 수명에 따라 Motor의 수명이 결정되게 되어 있지만 차량용 Folding Mirror Actuator의 Motor는 Brush 수명에 의한 한계 내구성 보다는 Motor의 열화에 의한 내구성이 더 문제가 되고 있다. 본 연구에서는 모터의 동작을 감시하는 정밀 시간제어 방식으로 이러한 Motor의 열화 현상을 없애고, Brush의 수명을 연장시켜 모터의 내구성을 강화하였다.

II. 기본이론

일반적으로 차량용 Side Mirror Power Folding System에서 운전자가 Fold Switch를 누르면 Switch 인식 및 방향 제어 회로인 Side Mirror Folding Control Unit에서 Mirror가 접힐 것인지 펼 것인지를 결정하여 Mirror Ass'y에 Motor 구동 전원을 공급한다. Motor 구동 전원은 약 20여초 동안 연속으로 공급되었다가 자동으로 차단되게 되어 있다. 일반적으로 Side Mirror가 접히거나 펴지는 시간은 약 4초 ~ 6초 정도로 Mirror가 완전히 접히거나 펴지면 기구적으로 Motor는 구속 상태가 되고, 만일 이 상태로 연속하여 전원이 공급되면 Motor가 부하를 받은 상태이기 때문에 열이 발생하여 장기간 사용 시 열화 현상에 의해 Motor의 수명이 감소할 뿐 만 아니라 심지어 최악의 조건에서는 화재의 위험성까지 내포하고 있다. 본 연구가 응용 될 Mirror 내부의 Side Mirror Power Folding Actuator 제어 회로는 위와 같이 Control Unit에서 연속으로 전원이 공급되거나 동작이 완료된 후 잔여 시간 동안 Motor에 공급되는 전원을 자동으로 차단하여 Motor를 보호하는 역할을 하게 된다. Mirror 내부의 Folding Actuator Control 회로는 기본적으로 Motor를 보호하여 제품의 내구성을 향상시킬 목적으로 사용되고 있지만, 기존의 방식으로는 기술의 한계성으로 인해 Motor 보호의 역할이 미미한 수준이었다.

기존의 차량용 Power Folding Control System에서 Mirror 내부의 Power Folding 제어 회로의 구성은 그

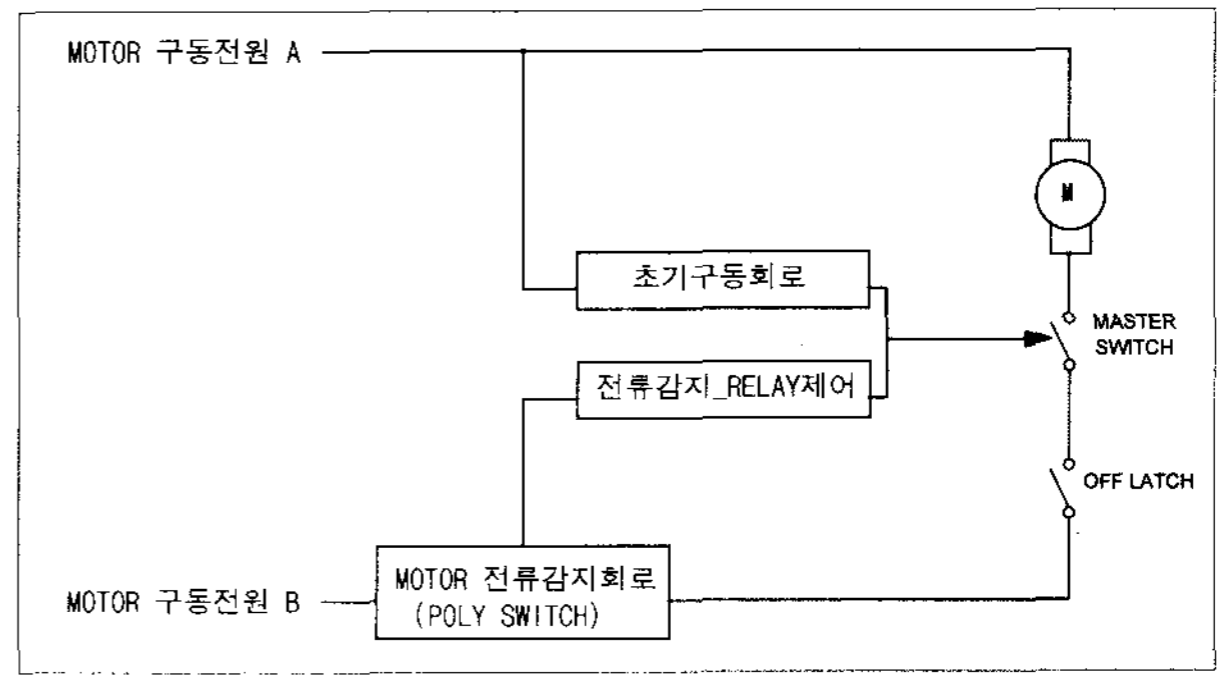


그림 1. Power Folding Control System 구성도
Fig. 1. Power Folding Control System block diagram.

림 1과 같다. UNIT에서 Motor 구동전원 A, B를 통하여 전원이 공급되면 초기 구동회로에 의해 Master Switch 및 OFF Latch용 Switch 소자가 ON 되어 Motor의 구동이 시작된다. Motor가 회전을 시작하여 정해진 위치까지 움직이면 내부 기구 구조물에 의해 Motor가 강제로 정지 된다. 그러면 소비전류감지 PTC 소자인 POLY Switch에 의해 소비전류가 감지되고, PTC 소자는 발열을 시작하면서 점차로 Motor에 공급되는 전원이 PTC 소자에 집중되기 시작한다. PTC 소자에 걸리는 전압이 정해진 값 이상이 되면 Master Switch 소자인 Relay가 OFF되어 Motor에 공급되는 전원을 차단하여 Motor를 보호하며, OFF Latch회로는 차단된 상태를 계속 유지하여 더 이상 Motor에 전원이 공급되지 않도록 하는 역할을 한다.

그러나 여기서 문제가 되는 부분은 여러 가지 요소가 있으나 제일 중요한 문제는 PTC 소자의 특성상 Trip까지 걸리는 시간이 주변 환경에 따라 크게 차이가 남으로써 과부하 상태에서 전원 차단까지의 시간이 일정치 않다는 것이다. 이러한 이유로 Motor 보호 기능의 회로가 실제로 보호 기능이 어느 정도는 작용될 수 있으나 모든 환경에서 핵심기능 수행이 원리적으로 불가능하여 진다. 결과적으로 Motor의 수명이 짧아지게 되고 제품 전체의 내구성 문제가 발생하는 것이다.

또 하나의 문제로는 기계적 접점을 갖고 있는 Relay의 사용이다. Relay는 원리적으로 볼 때 기계적 접점을 사용하고 저항 부하 시 수명이 10^5 정도이나 실제 부하 상태인 유도성 부하를 사용할 경우 수명은 현저하게 짧아진다. 여기에 공간상의 문제로 대용량의 접점을 가진 Relay를 사용할 수 없으므로 인해 접점의 한계 전력 근처에서 사용되기 때문에 접점 동작 시 아크 불꽃에 의한 접점 수명 한계와 원하지 않는 전자파 장애를 발생하기도 한다.

DC Motor는 고정자로 영구자석을 사용하여 고정 자기장을 형성하고, 회전자(전기자)로 2~3개의 코일을 사용하여 구성되며, 전기자에 흐르는 전류의 방향을 Brush를 이용하여 전환함으로써 자력의 반발, 흡인력으로 회전력을 생성시키고 있다. 제어의 입장에서 보면 Motor측으로 공급되는 전원의 방향은 일정한 DC이지만, Motor는 내부의 Brush를 통해 전원의 극성을 1회전 당 2~3회 변환하여 Motor가 회전을 계속할 수 있게 하여 준다.

본 연구는 또한 Motor의 과전류 상태를 기존의 전류 감지 방식이 아닌 Motor의 동작 감지 방식을 사용하여 제어 환경에 무관하게 Motor를 보호할 수 있는 설계 기술이다.

III. 설계 및 실험

본 연구 기술은 그림 2와 같이 구성 되어 있다. 전원 A, B의 단자를 통하여 +, - 또는 -, +의 극성이 변하는 DC전압이 회로에 공급되면 안정화 전원회로를 거쳐 내부 회로의 동작 전원을 만들어 낸다. 내부 회로는 전원 극성 변화 감지부와 초기 구동회로를 거쳐 Switch 소자를 ON하여 Motor가 구동이 되도록 한다. Motor의 구동이 시작되면 Brush Noise Sensing 부에서 Brush Noise로 Motor의 회전 여부를 감지하고 이를 Pre Amp와 파형 정형회로를 거쳐 Timing 발생 회로에 가해 준다. Timing 발생 회로는 Noise Sensing 부에서 감지되는 신호가 연속으로 발생하면 Motor를 계속 회전할 수 있도록 제어 신호를 출력하고 Motor의 구동이 완료되어 목적 위치에 도달하면 Motor는 기구적으로 구속이 되어 더 이상 회전을 하지 않게 되고 Noise Sensing부에서 더 이상의 Brush Noise 감지가 되지 않으면 제어 신호를 OFF한다. 한번 OFF 신호가 들어가면 이 상태를 유지하기 위해 OFF Latch부가 작동을 하여 더 이상의 제어 신호를 출력하지 않게 된다.

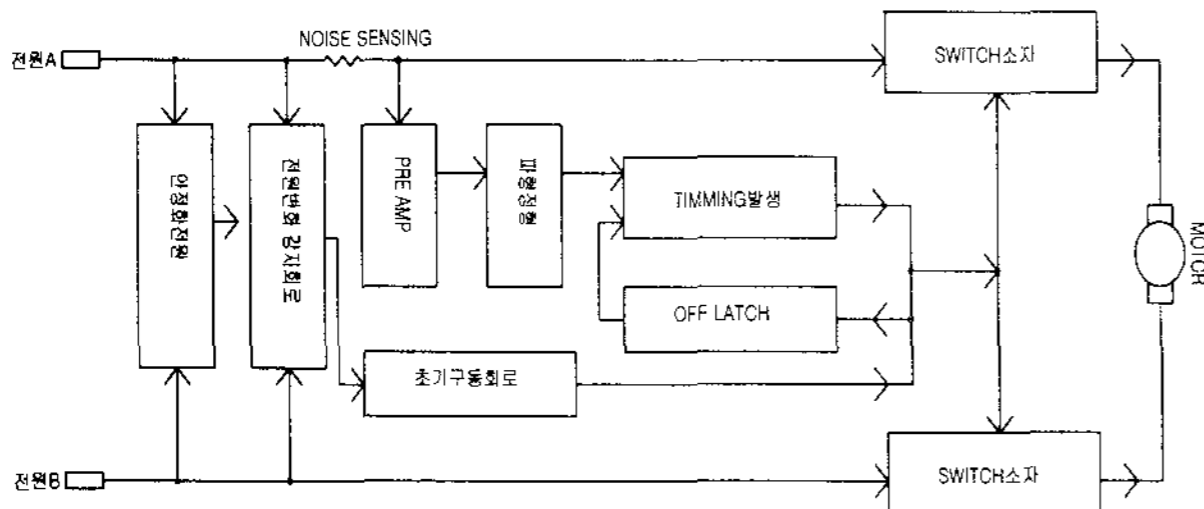


그림 2. 연구 기술의 기본 구성도
Fig. 2. Basic block diagram.

3.1 회전 Noise 검출

먼저 회전 Noise를 검출하기 위해서는 Motor와 직렬로 부하 저항을 설치하여 저항 양단의 전압을 검출하면 전류 변화를 읽어 낼 수가 있다. 이러한 방식에서 직렬 저항에 의한 회로의 영향을 무시 할 수가 없는데 본 연구에서는 직렬 부하 저항의 전압 강하에 의한 Motor의 Torque 감쇄의 영향을 줄이기 위해 Motor의 내부저항 r보다 극히 작은 저항을 설치하였다. 본 연구에 적용된 Motor는 Jonson Electric사의 NF243G로서 인덕턴스 L=105mH, 내부저항 r=14.88Ω이고, 회전자(coil)는 3극으로 구성 되어 있으며, 직렬 저항 R은 2.2Ω을 사용 하였다. 이 때 직렬 저항의 영향을 검토해보면, 공급전원이 2V일 때 직렬저항의 DC 전압 강하는

$$V_{R1} = \frac{R_1}{(r + R_1)} V_{\alpha} = \frac{2.2\Omega}{(14.88\Omega + 2.2\Omega)} \times 12V = 0.7[V] \quad (1)$$

로서 Motor에 별다른 영향을 미치지 않는 것을 알 수 있다.

그림 3은 전원전압 12V를 공급하였을 때의 소비전류 검출 저항 R₁ 양단의 예상되는 V_{P-P}(Peak to Peak)전압

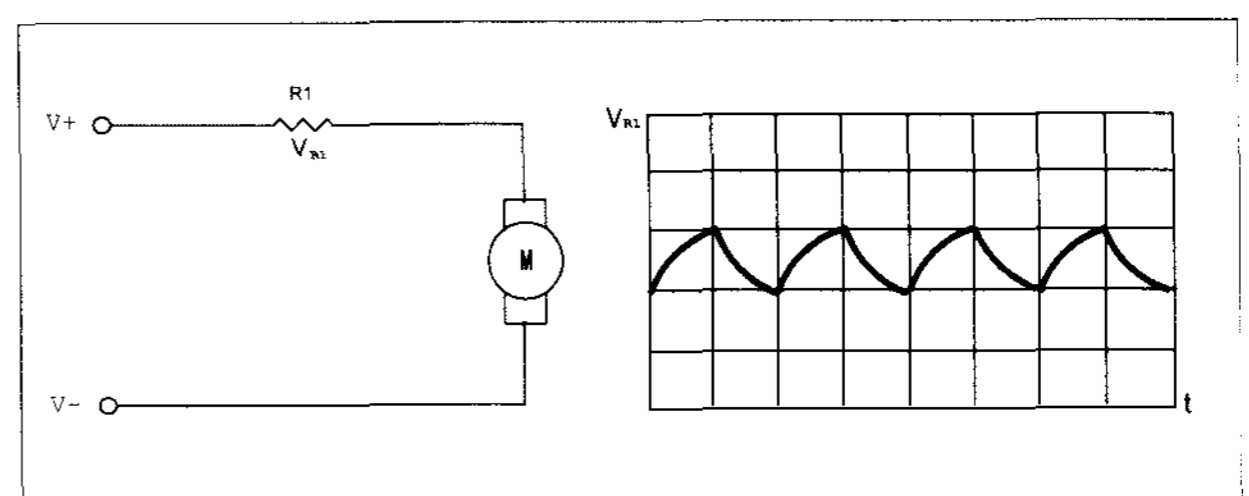


그림 3. Brush Noise의 이론상 파형
Fig. 3. Theoretical wave shape of motor brush noise.

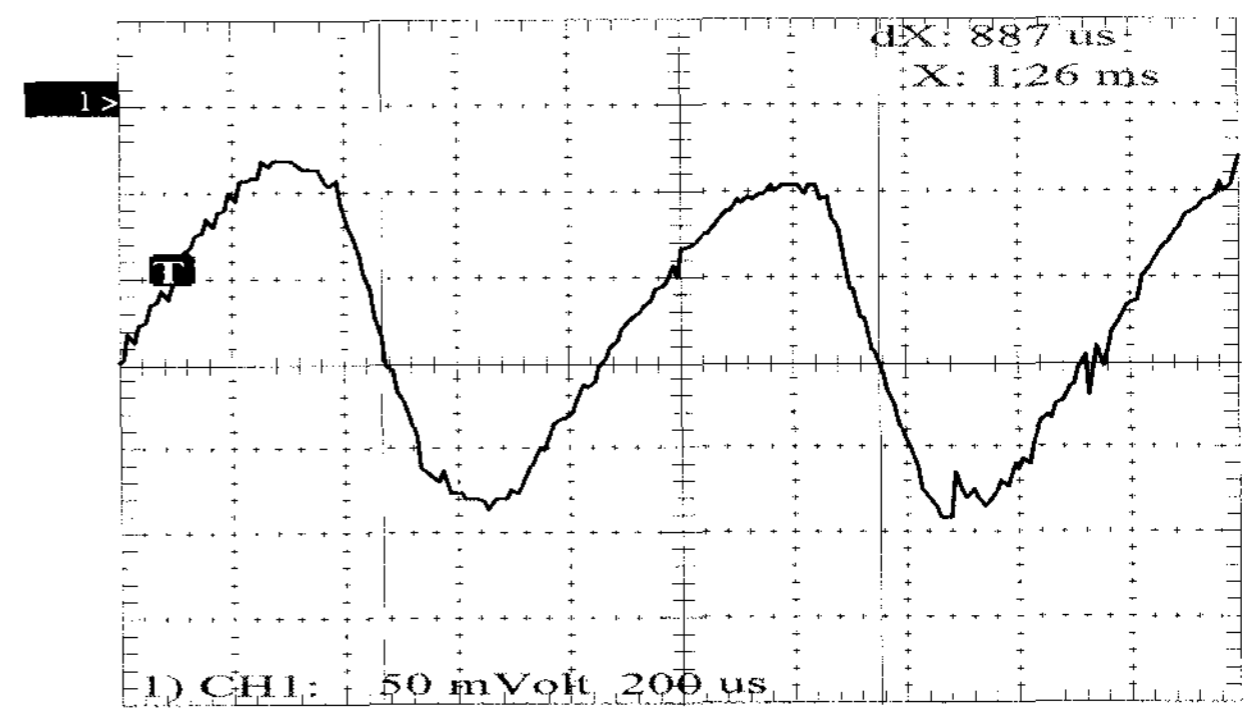


그림 4. Brush Noise의 실측파형 (V_{R1} 실측 파형 (@12V) t=887uS, V_{P-P} =208mV)
Fig. 4. Observed wave shape of motor brush noise. (Observed wave shape of V_{R1} (@12V) t=887uS, V_{P-P} =208mV)

과 주기를 나타내고 있으며, 그림 4는 실제 Brush Noise 측정 파형이다.

3.2 회전 신호의 1차 증폭

R_1 양단에 발생한 소비전류 검출 전압은 공급 전원에 실린 맥류 형태로 공급 전원의 크기와 부하의 상태에 따라 발생 전압이 변화한다. 따라서 이를 안정된 수준의 전압까지 증폭을 하여 다음 단의 비교기에 전달할 필요가 있다. 또한 Relay나 기타의 Actuator, Motor류 등에서 발생하는 Spark성 전압을 후단의 IC회로에 직접 인가할 경우 IC의 손상을 가져올 수도 있으므로 완충 Buffer의 역할도 겸하여 할 필요가 있다. 그림 5의 회로는 이러한 목적으로 사용된 전압 귀환 BIAS를 이용한 소신호 증폭회로이다. 회로에 사용된 증폭용 Transistor Q_1 은 $\beta = 60 \sim 250$ (@ $I_C=1mA$, $V_{ce}=5V$)인 소신호용 High Voltage Transistor이다.

회로의 시정수를 계산하여 보면, V_+ 는 공급전압이 12V일 때 Bridge 정류단에 의한 전압강하를 빼면 10.6V이다.

$$I_B = \frac{V_+ - V_{BE}}{R_4 + R_5} = \frac{10.6 - 0.7}{1M\Omega + 15k\Omega} = 9.8[uA] \quad (2)$$

$$I_{C(\min)} = \beta_{(\min)} I_B = 60 \times 9.8 \times 10^{-6} = 588[uA]$$

$$I_{C(\max)} = \beta_{(\max)} I_B = 250 \times 9.8 \times 10^{-6} = 2.45[mA]$$

여기서, $I_{C(sat)} = \frac{10.6V}{15k\Omega} = 706[uA]$ 로서 $I_{C(sat)} \geq I_{C(\max)}$ 의 조건에서 $I_C = 588[uA] \sim 706[uA]$ 가 된다. 입력 신호를 보면 R_1 양단에 209mV가 발생하여 C1 및 R3를 거쳐 Q_1 에 가해진다. C1의 교류 저항은 12V에서 Motor의 회전수가 11,200 rpm으로 발생 주파수는 $f=1,120[Hz]$ 이므로

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1120 \times 10 \times 10^{-9}} = 14.2[k\Omega] \quad (3)$$

이다. 입력 신호에 의한 I_B 의 변화는 $\Delta I_B = I_{Bias} + \Delta i_{Signal}$ 로 정의 될 수 있으며, $I_{Signal(MIN)} = 0$ 이고

$$I_{Signal(MAX)} = \frac{V_{R1}}{(X_{C1} + R_3)} = \frac{209mV}{(14.2k\Omega + 100k\Omega)} = 1.83uA$$

이다. 따라서

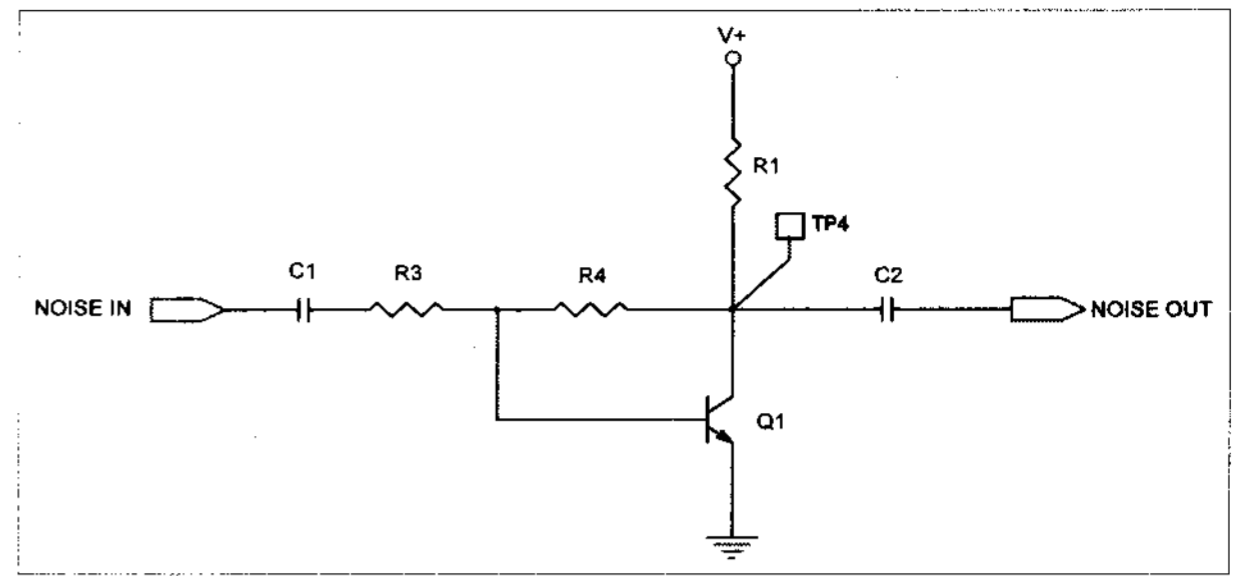


그림 5. 회전 신호의 1차 증폭회로

Fig. 5. 1st amplifier of rotation signal.

$$\Delta I_B = I_{Bias} + \Delta i_{Signal} = 9.8[uA] + 1.83[uA] = 11.63[uA]$$

이다. 여기서 Q_1 의 입력 Impedance($1M\Omega$)는 입력 저항에 비해 상대적으로 크므로 무시하였다.

따라서 I_B 는 9.8uA에서 11.6uA까지 변화하게 된다. 증폭도(를 최소인 60으로 계산하면 I_C 는 588uA에서 696uA까지 변화한다. 따라서 출력전압을 유추하면

$$V_{C(\min)} = V_{cc} - I_{C(\max)} \cdot R_C = 10.6V - (696 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^3) = 0.16[V]$$

$$V_{C(\max)} = V_{cc} - I_{C(\min)} \cdot R_C = 10.6V - (588 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^3) = 1.78[V]$$

$$\Delta V_{C_{\min}} = 1.78 - 0.16 = 1.62[V] \quad (@ \text{ 최소 } \beta = 60)$$

$$\Delta V_{C_{\max}} = 1.78[V] \quad (@ \text{ 최대 } \beta)$$

결과적으로 출력측 TP4의 파형은 공급전압 12V에서 최소 β 를 가정할 때 1.56[V_{P-P}]의 파형이 출력될 것이다. 동일 조건에서 증폭도 β 를 최대로 하였을 때 최대 예상 출력 파형은 1.78V가 된다.

그림 6은 12V의 공급전압에서 출력 파형의 실측치를 보여 준다.

같은 방법으로 저전압이 공급될 때의 상황인 공급 전

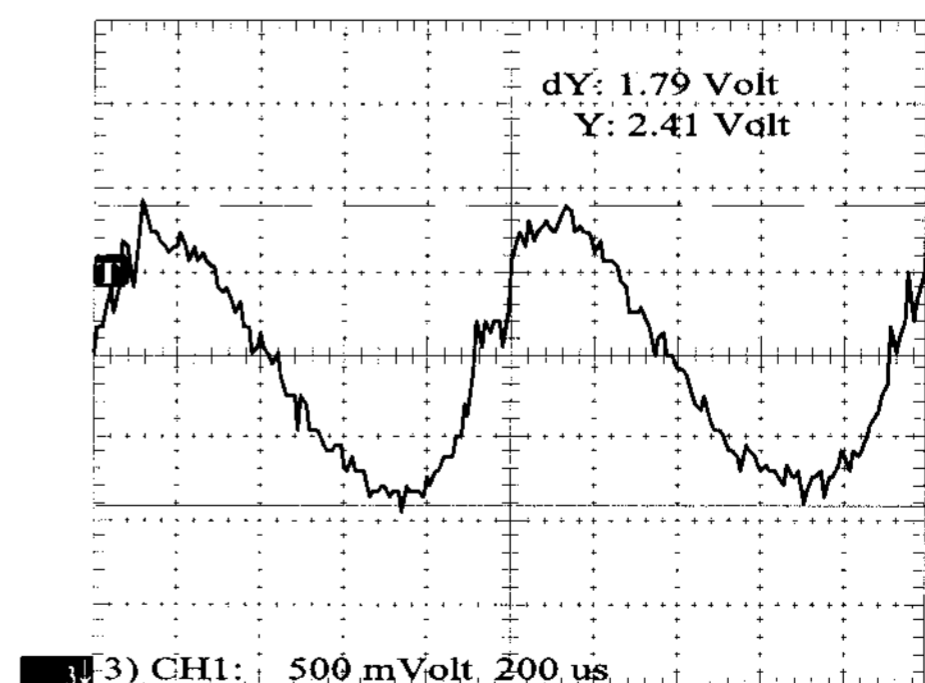


그림 6. Brush Noise 1차 증폭 후 실측치(@ 12V)

Fig. 6. Observed wave shape at the output of 1st amplifier(@ 12V).

압이 7V일 경우를 구해보면 $I_B = 4.8[uA]$ 입력신호를 보면 전원전압이 7V 일 때 R1양단에 187mV의 전압이 발생하여 C1 및 R3을 거쳐 Q1에 가해진다.

C1의 교류저항은 7V에서 Motor의 회전수가 6,370 rpm으로 발생 주파수는 $f=637[Hz]$ 이므로 $X_C = 25[k\Omega]$ $I_{Signal(MAX)} = 1.5uA$ 이다. 따라서

$$\Delta I_B = I_{Bias} + \Delta i_{Signal} = 4.8[uA] + 1.5[uA] = 6.3[uA]$$

가 되어 I_B 는 4.8uA에서 6.3uA까지 변화하게 된다. 증폭도(β)를 최소인 60으로 계산하면 I_C 는 288uA에서 378uA까지 변화한다.

여기서 $I_{C(sat)} = 373[uA]$ 로서 $I_{C(sat)} \geq I_{C(max)}$ 의 조건에서 $I_C = 288[uA] \sim 373[uA]$ 가 된다. 따라서 출력전압을 유추하면

$$V_{C(max)} = 1.28[V]$$

그림 7은 공급전압 7V에서 TP4의 실제 출력 파형을 보여 준다.

최대 전압인 16.5V에서 전압을 구해보면

$$I_B = 14.2[uA]$$

입력신호를 보면 전원전압이 16.5V 일 때 R1양단에 227mV의 전압이 발생하여 C1 및 R3를 거쳐 Q1에 가해진다.

C1의 교류저항은 16.5V에서 Motor의 회전수가 15,500 rpm으로 발생 주파수 $f=1,550[Hz]$ 이므로 $X_C = 10[k\Omega]$ $I_{Signal(MAX)} = 2.1uA$ 이다.

따라서

$$\Delta I_B = I_{Bias} + \Delta i_{Signal} = 14.2[uA] + 2.1[uA] = 16.3[uA]$$

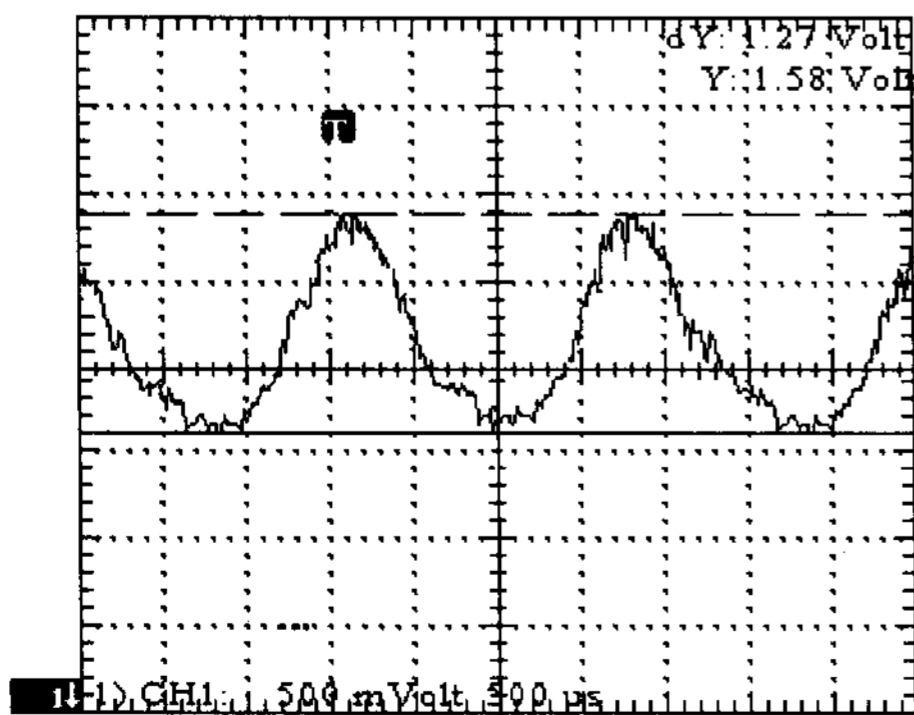


그림 7. Brush Noise 1차 증폭 후 실측치(@ 7V)
Fig. 7. Observed wave shape at the output of 1st amplifier(@ 7V).

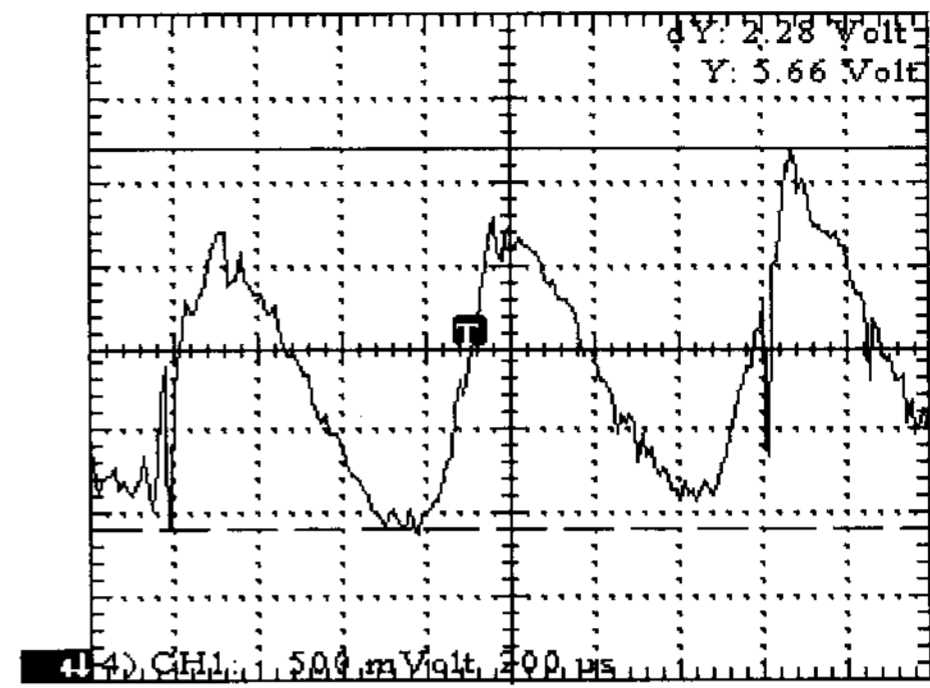


그림 8. Brush Noise 1차 증폭 후 실측치(@ 16.5V)
Fig. 8. Observed wave shape at the output of 1st amplifier(@ 16.5V).

가 되어 I_B 는 14.2uA에서 16.3uA까지 변화하게 된다. 증폭도(β)를 최소인 60으로 계산하면 I_C 는 852uA에서 978uA까지 변화한다.

여기서 $I_{C(sat)} = 1006[uA]$ 로서 $I_{C(sat)} \geq I_{C(max)}$ 의 조건에 만족한다. 따라서 $I_C = 852[uA] \sim 978[uA]$ 가 된다.

따라서 출력전압을 유추하면

$$V_{C(max)} = 2.32[V], V_{C(min)} = 0.43[V]$$

공급전압이 16.5V일 때 최소 1.89V 이상의 파형이 출력됨을 예상할 수 있다. 그림 8은 공급전압 16.5V일 때 TP4의 실측 파형을 보여 준다.

3.3 초기 구동 회로

초기 구동회로는 그림 9의 회로와 같이 최초로 전원이 투입 되거나 공급되는 전원의 극성이 바뀔 경우 회전 신호 입력과 무관하게 일정한 시간동안 Motor가 회전을 계속 할 수 있도록 신호를 출력하여 주는 역할을 한다.

초기 구동신호 출력은 Timming 회로와 연결되어 Motor 구동 Noise가 발생하지 않는 경우에도 강제로 Motor 구동신호를 출력하게 하여 준다. 동작 원리를 보면 R20과 C4가 Timming 발생 회로에 해당한다. UID는 OP-AMP 비교기로서 TP9의 전압이 TP8의 전압보다 작으면 Low를 출력한다.

최초로 전원이 투입된 경우를 해석하여 보면 전원이 투입되지 않는 조건이면 C4는 D2B를 통해 전원(Vcc)쪽으로 방전이 되어 있다. 따라서 TP9는 0V에서 최대 0.7V사이의 전압이 존재 할 수 있다. 이 때 전원이 투입 되면 UID의 출력은 비교기에 의해서 0V가 출력 된다.

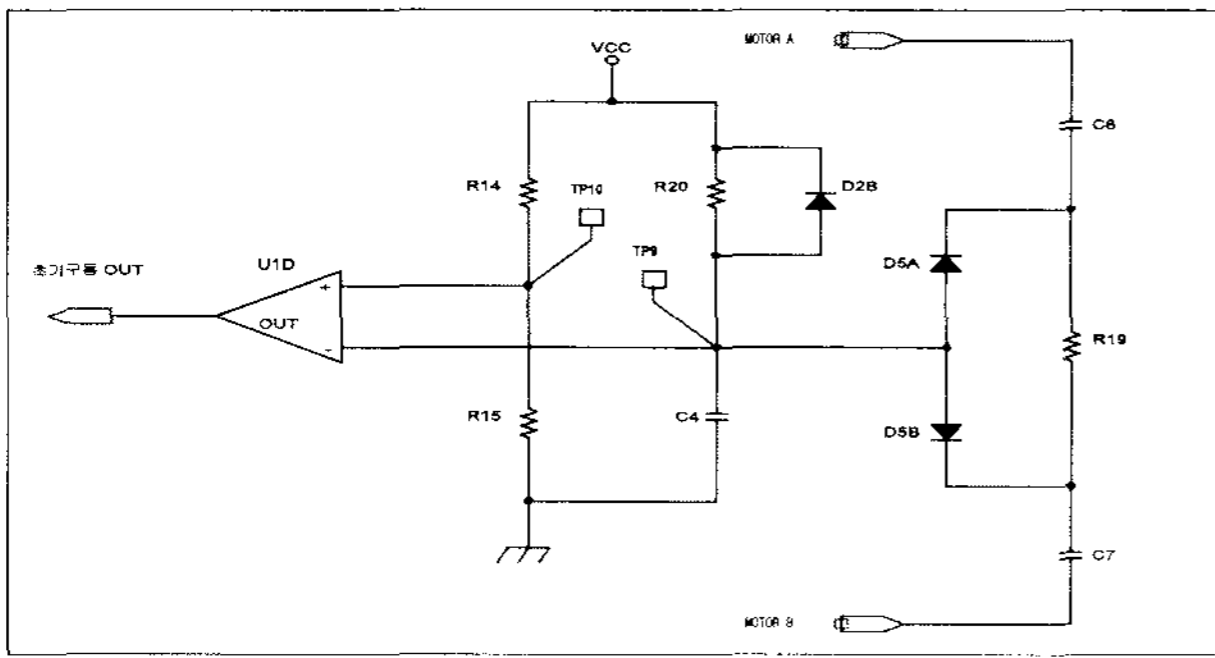


그림 9. 초기 구동 회로
Fig. 9. Initial driving circuit.

TP9의 전압은 R20을 통해 C4가 충전을 시작하여 지수 함수적으로 전압이 증가하게 되고, 이 전압이 R14와 R15에 의한 Reference 전압인 $\frac{V_{CC}}{2}$ 보다 커지면 UID의 초기구동 회로의 출력은 High가 된다. 이때의 Timming을 보면 충전시정수는 R-C회로의 충전 시정수에 의해 약 0.2초간 초기구동신호를 LOW로 출력하여 준다. D5, C6, C7, R19는 공급전원이 순간적으로 변환되었을 때 C4에 충전되어 있는 전압을 방전시켜 안정된 초기 구동을 할 수 있도록 하여 준다. 즉 C4보다 월등히 큰 용량의 C6과 C7에 의해 극성이 +이었다가 -로 변하는 측으로 충전된 전압을 일시에 방전시켜 주는 경로를 확보하여, 미처 C4가 방전이 되지 못할 정도의 고속 스위칭 동작에 대해서도 안정된 동작을 확보하게 된다.

3.4 Timming 발생회로 및 Latch 회로

그림 10에 Timming 발생 및 Latch 회로의 예를 든다. 이 회로는 초기 구동회로, Noise 출력회로, Motor On/Off 제어출력 그리고 OFF Latch로 구성된 복합회로이다.

먼저 초기 구동 신호가 들어오면 UID의 출력이 0V가 되어 최우선적으로 U1B의 Motor 제어 출력이 High가 된다. Motor 제어출력이 High가 되면 뒷단의 On/Off Switch에 의해 전원이 Motor로 공급되고 Motor는 회전을 시작한다. Motor가 회전을 시작하면 U1A를 통해 동작 Noise가 입력되고, U1B의 비반전 입력은 R11과 R12에 의해 $\frac{V_{CC}}{2}$ 만큼의 전압이 걸려 있고 U1B의 반전 입력은 Noise 유무에 따라 Pulse 파형이 입력되어 C3는 거의 충전을 하지 못하는 상태에 머무르게 된다. R10과 C3로 구성되는 적분 충전회로의 주기는 $\frac{V_{CC}}{2}$ 까지 충전되는데 약 0.5초 정도의 시간이 걸린다.

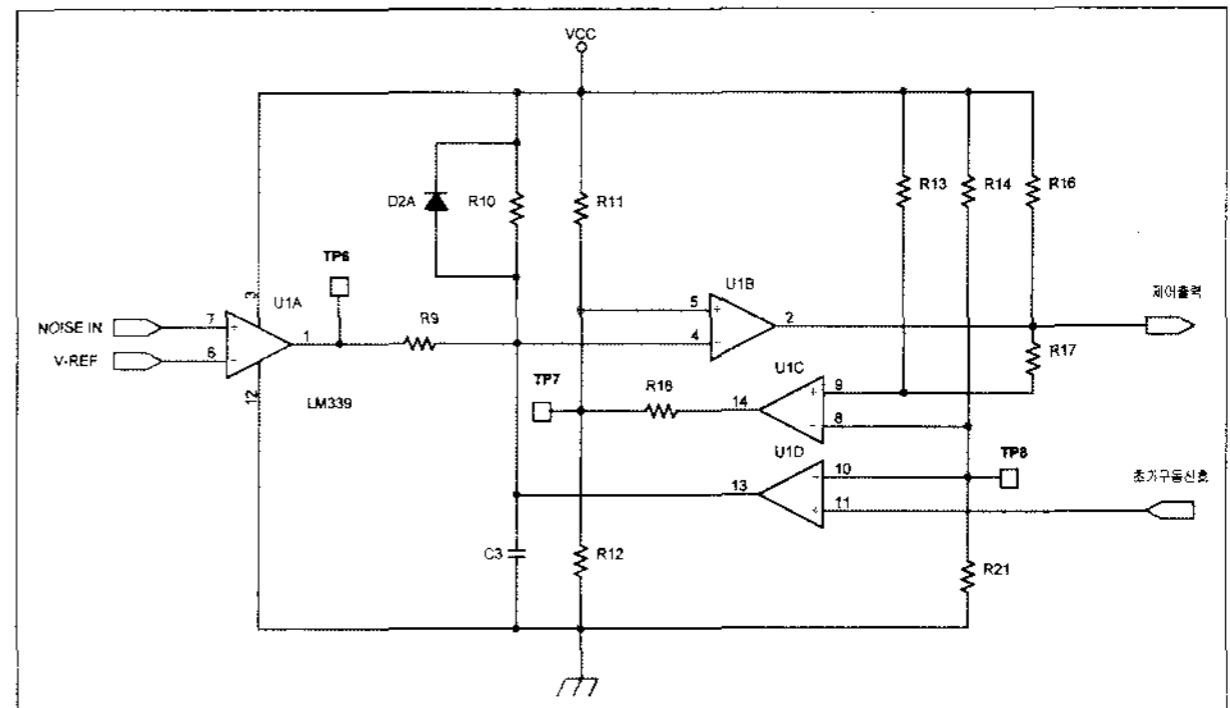


그림 10. Timming 발생 및 Latch 회로
Fig. 10. Timing generation and latch circuit.

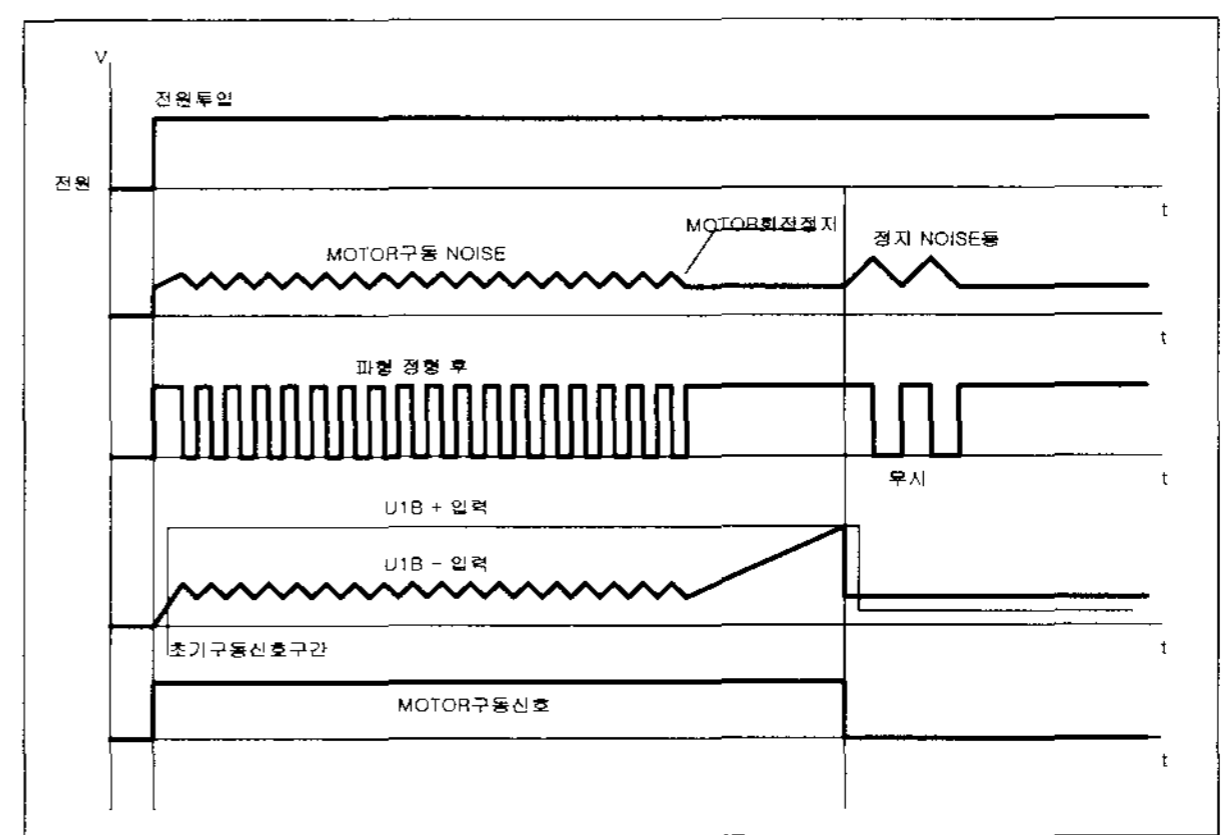


그림 11. 동작 Timming도
Fig. 11. Operation timing chart.

이는 초기 구동 신호에 의해 최초로 Motor가 구동되어 Motor에서 회전 신호가 0.5초 이하로 연속 발생되면 Motor가 회전하는 상태이고, 0.5초 동안 아무런 신호가 없으면 U1B의 비교 회로에 의해 Motor 구동출력이 Low로 되어 Motor 구동이 정지 된다. 한편 Motor 구동이 정지될 때 전류 흐름이 급격히 감소하면서 그 변화에 의한 Noise 때문에 다시 재구동 할 가능성을 U1C의 OFF Latch회로에 의해 비교 기준 전압을 거의 0V에 가깝게 떨어뜨려 Noise신호가 들어오더라도 한번 정지한 이후에는 재동작을 막게 되어 있다.

이러한 원리는 R9와 R18의 저항 비율에 의해 Noise 입력이 0V라고 하여도 비교 전압이 더 낮기 때문에 더 이상의 출력이 나가지 않게 된다. OFF Latch의 해제는 Power Off 또는 초기 구동회로에 의해서만 해제가 가능하다.

그림 11에 Timming 발생회로 및 초기 구동회로의 동작 파형의 예를 든다.

3.5 출력 Drive회로 (On/Off Switching 회로)

그림 12의 출력 Drive 회로는 Timming 발생 회로의

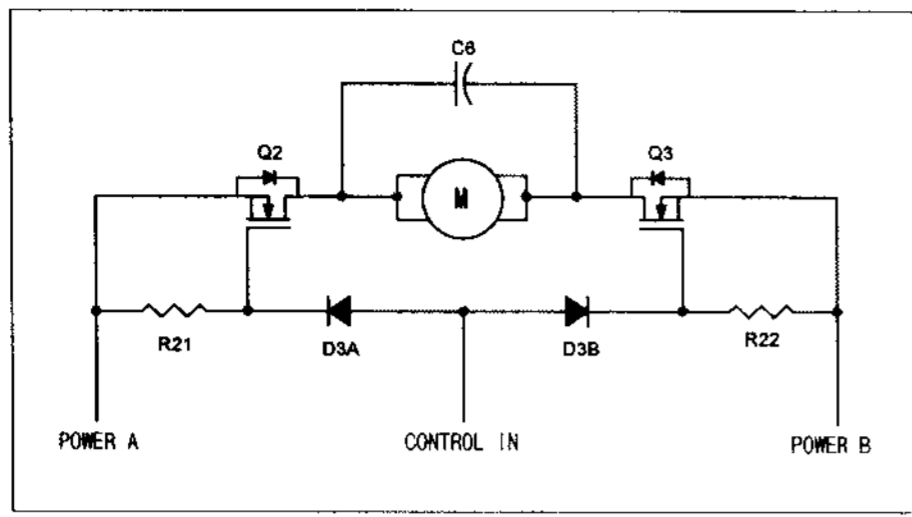


그림 12. 출력 Drive회로
Fig. 12. Output driving circuit.

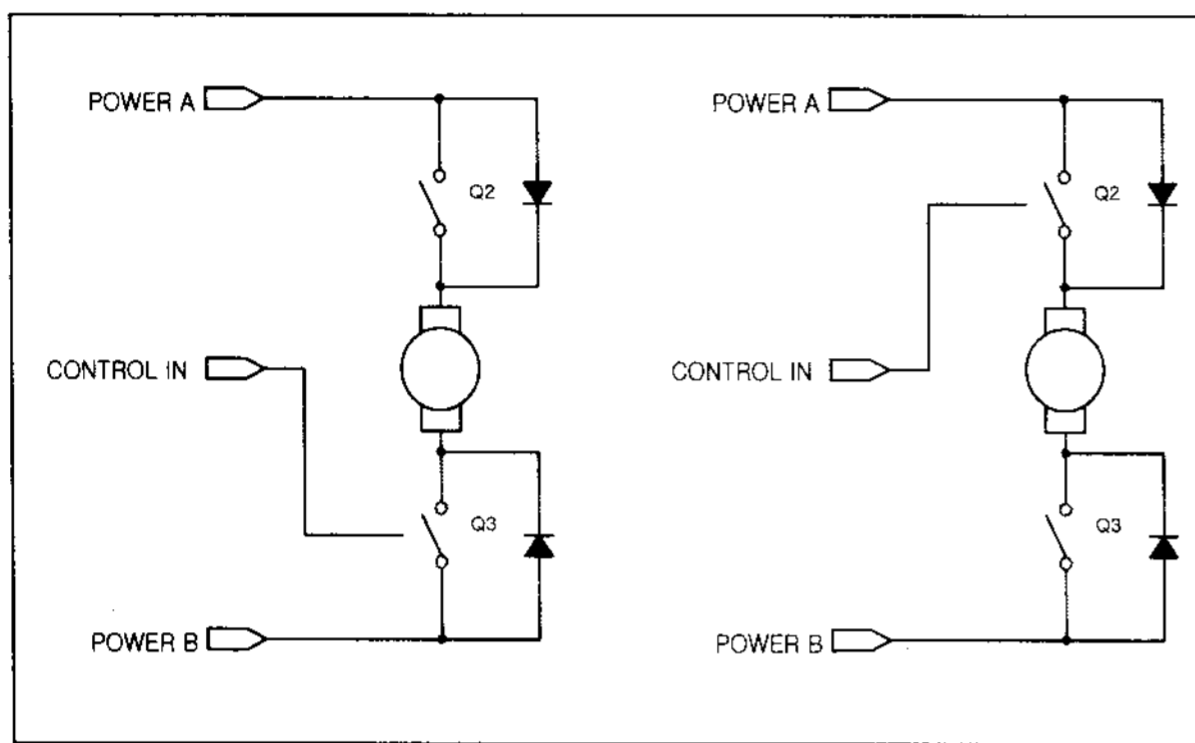


그림 13. Motor Switching 등가 회로
Fig. 13. Motor switching equivalent circuit.

제어 출력을 받아 Switch 소자인 Q₂와 Q₃를 ON하여 Motor를 회전시키는 회로이다. 일반적으로 제어 소자를 기계적 접점을 갖는 Relay를 사용하고 있으나 본 연구에서는 이를 반도체 스위칭 소자인 MOS-FET를 사용하여 신뢰성을 대폭 향상 시켰다.

D_{3A}와 D_{3B}는 전원 측에서 제어 신호로 전원이 역류되는 것을 막아주고 R₂₁과 R₂₂는 Pull Down 저항이다. 동작 원리는 그림 13과 같다.

Power A측에 +, Power B측에 -전원이 공급되면 Q₂와 Q₃는 등가적으로 왼쪽의 그림과 같이 동작 한다. 반대로 극성이 반대가 되면 오른쪽의 그림과 같이 동작 하게 된다. 왼쪽의 그림을 보면 Control이 High이고 Power A측에 +, Power B측에 -가 공급되면 Q₂는 등가적으로 Diode와 같아지고 Q₃는 Switch가 ON된 것과 같아져서 Motor에 전원이 공급된다. 이 때 Control이 Low로 되면 Q₃는 Off되고 Motor에 공급되는 전원이 차단된다.

IV. 결 론

표 1에서 보는 바와 같이 연구 목표치와 실제 구현한 결과치를 비교한 결과 목표치를 만족하는 내구성과 신뢰성 향상을 확인할 수 있었으며, 저가의 반도체 소자

표 1. 연구 목표치와 구현치
Table 1. Research objective and results.

평가 항목	목표치	구현치
내구성(On-Off 반복)	100,000 Times	100,000 Times
신뢰성(동작속도)	1 sec	0.65 ~ 0.75 sec
최소동작전압	7V	4V
최대동작전압	16.5V	18V
전원 Noise 대책	80V/uS	120V/uS

를 사용하여 약 20%의 원가 절감도 가능하게 된다.

기존 기술에서는 PTC 전류감지 소자인 POLY Switch와 Relay를 사용하여 제어시간이 일정하지 않고 Relay 접점의 수명한계를 갖고 있었으나 이를 정밀 시간제어가 가능한 능동 반도체 소자로 대체하여 Motor의 열화현상을 최소화하고 접점의 수명한계를 극복하게 되었다.

또한 기존 기술의 경우 Relay의 Pickup Voltage 문제 때문에 저 전압에 해당하는 9V이하에서는 Relay의 구동이 어려웠다. 즉 차량 노후화에 따라 Battery 전압이 저하되는 경우 동작이 잘 안 되는 경우가 발생한다.

이러한 문제에 대해 반도체 소자만을 사용한 제어로 본 연구에서는 Motor의 회전이 가능한 전압이라면 저 전압인 4V에서도 작동이 가능하도록 하여 신뢰성을 향상시켰다. 또한 작동온도 범위도 기존 기술에서는 POLY Switch라는 PTC소자를 사용함으로써 주변온도에 따라 Trip시간이 달라지거나 심하게는 작동 불량현상까지 발생하였다. POLY Switch소자는 특성상 전류가 흐르면 부품 자체의 발열에 의한 전류제한 작용을 하는 소자로서 주변온도가 낮으면 발열되는 시간이 길어지고, 반대로 주변 온도가 높으면 발열되는 시간이 짧아져 제어의 일관성이 떨어지기 때문이다.

차량의 특성상 제품에 요구되는 동작 온도의 범위는 -30°C ~ +85°C이나, 대량 양산시 이 요구 기준을 전제품이 만족하기는 어려울 수도 있다.

그러나 본 연구에서는 반도체 소자를 사용한 정밀 제어로 작동전압 범위의 확대는 물론이고 동작온도 전 범위를 초과하여 동작이 가능하도록 하여 신뢰성 및 품질 향상이 크게 기대된다.

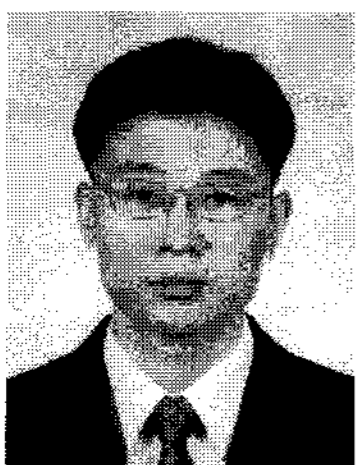
본 연구의 동작 감시 방식인 열화 방지형 파워 폴딩 정밀제어기에 적용된 모터 제어 기술은 자동차용 사이드 미러 접이 콘트롤러 외 와이퍼 콘트롤러, 안테나 콘

트롤러, 파워윈도우 등 자동차의 모든 Relay를 이용한 Motor 제어방식에 채택이 가능하며 향후 가전산업 등 응용 분야를 확대 적용할 수 있다. 즉 모터 제어를 통하여 시스템을 구성하는 여러 가지 제어장치에 공통적으로 적용할 수 있는 기술로 모터 제어와 관련된 다양한 분야에서 폭넓게 적용될 수 있을 것으로 전망된다.

참 고 문 헌

- [1] H. Yajima, H. Wakiwaka, K. Minegishi, N. Fujiwara and K. Tamura, "Design of linear DC motor for high-speed positioning", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.81, pp.281-284, April 2000.
- [2] Kwang-Woon Lee, Jung-Bae Park, Hyeong-Gee Yeo, Ji-Yoon Yoo, "A Study on Reduction of Current Ripple due to Commutation in Brushless DC motor", *KIEE International Transactions on EMECS*, vol.48, no.9, pp.476-483, September 1999.
- [3] G. H. Jang and J. H. Chang, "Numerical analysis of the electromechanically coupled magnetic field in brushless DC motors", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol.226-230, pp.1223-1225, May 2001.
- [4] Jinlin Zhang and Elham B. Makram, "Analysis of a DC motor drive in the presence of unbalance", *Electric Power Systems Research*, vol.53, pp.223-230, March 2000.
- [5] Keun-Ho Hyun, Hai-Won Yang, "Adaptive Backstepping Controller Design for a Separately Excited DC Motor Using Speed Observer", *KIEE International Transactions on EMECS*, vol.52, no.7, pp.385-392, July 2003.
- [6] T. Mizuno, M. Iwadare, M. Nanahara, K. Koyama, T. Anzai, M. Nirei and H. Yamada, "Considerations on electrical and mechanical time constants of a moving-magnet-type linear DC motor", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol.81, pp.301-304, April 2000.
- [7] C. C. Hwang and J. J. Chang, "Design and analysis of a high power density and high efficiency permanent magnet DC motor", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol.209, pp.234-236, February 2000.
- [8] Joon-Yub Kim, "Optimal Layout Methods for MOSFETs of Ultra Low Resistance", *International Transactions on EMECS*, vol.51, no.12, pp.596-603, December 2002.
- [9] W. G. SHIN, S. H. LEE, Y. S. SONG, "Development of an Accelerated Life Test Procedure for Cooling Fan Motors", *International Journal of Automotive Technology*, vol.7, no.6, pp. 757-762, October 2006.
- [10] Y.-S. ZHAO, L.-P. CHEN, Y.-Q. ZHANG, J. YANG, "Enhanced fuzzy sliding mode controller for launch control of AMT vehicle using a brushless DC Motor drive", *International Journal of Automotive Technology*, vol.8, no.3, June 2007.

저 자 소 개



김 지 현(정회원)
1993년 금오공과대학교 전자제어 공학과(공학사)
2005년 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
2005년~현재 한양대학교 대학원 전자전기 제어계측공학과 (박사과정)

1993년~2001년 대우전자(주) 영상연구소
선임연구원

2002년~현재 중소기업진흥공단 중소기업연수원
교수

<주관심분야 : 영상통신, 전자제어, 디스플레이>



이 동 호(정회원)
1986년 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1988년 The Univ. of Texas at Austin (공학석사)
1991년 The Univ. of Texas at Austin (공학박사)

1991년~1994년 LG전자 중앙연구소 선임연구원
1994년~현재 한양대학교 전자컴퓨터공학부 교수
<주관심분야 : 영상통신, 영상압축, 신호처리, DTV>