

서어보 運轉을 위한 전력변환기 및 제어이론

박민호* · 원충연**

* 서울대학교 전기공학과 교수

** 동양공전 전기공학과 조교수

I. 서 론

최근 산업계에는 생산라인에 자동화기술이 급속히 진전되고 있다. 이와 더불어 가장 중요한 동력은 제어성이 좋다는 점과 또한 그 경제성으로 인하여 직류 서어보시스템이 주류를 이루고 있다. 그러나 여러가지 단점을 가진 직류 서어보 전동기대신에 기계적인 브러쉬를 없애고 반도체소자를 사용한 제어로 인하여 정류작용을 하는 브러쉬레스 DC 서어보전동기가 제어성, 경제성면에서 각광을 받고 있다.

반면에 AC 서어보시스템은 벡터 제어 등에 의한 고성능 제어법과 여기에 마이크로프로세서를 도입함으로써 한층 제어성이 향상되었다. 즉, 직류기의 잇점을 가지면서 교류기의 본래의 특징을 살릴 수 있게 되어 산업체에서 채용 가능성이 높아지고 있다. 현재에는 DC 서어보에 의한 시스템보다 AC 서어보에 의한 시스템이 비싸지만 경제적인 제어장치가 앞으로 공급될 가능성이 크고 제어기술의 향상으로 AC서어보에 대한 기대가 높아질 것으로 생각된다.^{1), 2)} 서어보 전동기의 종류와 특성에 대해서는 「서어보 전동기의 최근 동향」에 관한 기술동향을 참고하기로 한다.³⁾

본고에서는 주로 DC 서어보와 AC 서어보 제어기의 실례, 각 서어보 전동기에 동력을 공급하는 전력변환기의 종류에 대하여 설명하고자 한다. 마지막으로 최근 유도전동기 서어보시스템에 제어이론 도입에 의해 진전된

제어의 실현 동향을 알아보고 산업계에 적용한 사례에 관하여 알아보하고자 한다.

II. 서어보 제어기 및 전력 변환기

2.1 DC 서어보 제어기 및 전력변환기⁴⁾

DC 서어보 제어기는 DC 서어보 전동기를 지령한대로 회전각이나 회전속도를 제어하는 것이며 여기서는 실례를 중심으로 소개한다.

우선 실례에 들어가기 전에 전체 구성과 개개의 기능에 대하여 언급해 보기로하겠다. DC 서어보 제어기의 기본적인 블록도를 그림1에 나타내었다.

보통 시판되는 DC 서어보 제어기는 2점 쇄선으로 포위되어 있는 속도제어의 부분을 유니트로 조합한 것이 가장 많다.

위치제어의 부분은 제어하려고 하는 기계에 응해서 제어시스템을 구성할 필요가 있으므로 다종다양한 형태를 가지게 되며, 그러한 유니트로 조합하는 것은 약간 범용성이 결핍된다. 최근에는 마이크로컴퓨터의 보급으로 상위 시스템이 위치, 속도제어의 부분을 포위하고 電流제어의 부분을 유니트로 정리하는 움직임이 간간히 있지만 제어의 점에서 본다면 속도제어의 부분이 무난한 것 같다.

DC 서어보 제어기는 DC 서어보 전동기에 동력을 공

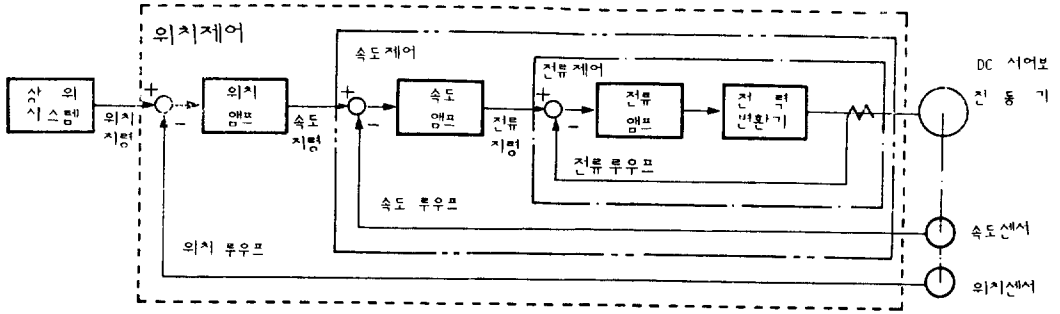


그림 1. DC 서어보 제어기의 기본 블록도

급하는 전력변환기, 電流 제어부, 속도제어부, 위치제어부로 구성되는데 본문에서는 전력변환기에 관해서만 언급하고자 한다.

전력변환기는 전력용 반도체소자에 의해 구성되지만 전력용 반도체소자의 특징에 따라 나누어질 수 있다. 전력용 반도체소자에는 파워 트랜지스터, 다이리스터, 파워 MOSFET 등이 있다.

다이리스터는 대용량의 저스위칭 주파수, 파워 MOSFET는 소용량, 고스위칭 주파수로 동작시키는 것이 적당하다. 제어하려고 하는 전동기 형태(DC 서어보 전동기, AC 서어보 전동기, 펄스 전동기 등)에 따라서 전력변환기의 구성도 달라진다. 그림2에는 일반적인 전력변환기의 구성을 보여준다.

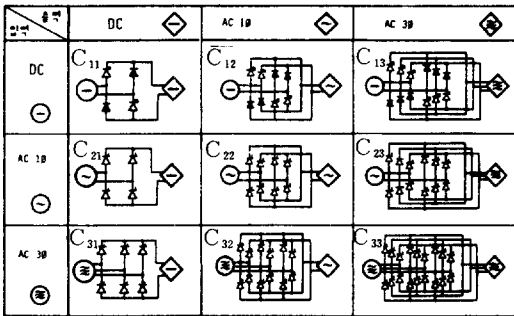


그림 2. 전력변환기의 구성

C₂₁와 C₃₁는 다이리스터의 위상제어에 의한 DC 서어보 전동기의 一方向制御, C₂₂와 C₂₃는 다이리스터의 위상제어에 의한 DC 서어보 전동기의 可逆制御에 사용된다. C₁₁는 펄스폭변조(PWM : 소자의 on-off의 비율을 변화시켜 전동기의 단자전압을 제어하는 방법)를 함으로써 DC 서어보 전동기의 가역제어를 할수 있다.

그림3에는 다이리스터의 기호를 이용하고 있지만 위상제어를 제외하면 거의 전부가 파워 트랜지스터, MOSFET가 사용된다. 10W 이하의 소형의 DC 서어보 전동기를 구성하는 것에 트랜지스터를 C급으로 동작하게 하는 전력변환기가 사용되는 경우가 있다.

이 방식은 전원전압 전동기 단자전압의 差가 파워 트랜지스터의 컬렉터-에미터간 전압으로 걸리고 V_{CE}와 전동기의 전류와의 곱이 파워 트랜지스터의 손실이 되므로 전력변환기로는 효율이 나쁘게 된다. 따라서 수십 W 이상인 전동기의 맥동에는 많이 쓰이지 않는다. 또한 전동기 제동시에는 V_{CE}로서 전동기단자의 전압이 전원 전압에 가해지는 형이 되므로 파워 트랜지스터의 ASO를 넘지 않도록 주의할 필요가 있다.

보통의 DC 서어보 제어기에서는 파워 소자로서 트랜지스터 혹은 파워 MOSFET를 사용한 C12의 전력변환기를 PWM방식으로 구동하는 방법이 일반적이다. PWM의 반송주파수는 서어보의 속응성을 나타내는 주파수 특성에 영향을 미치므로 손실이 허용하는 한 높게 취하여진다. 그림3, 그림4는 C12 전력변환기와 구동방법의

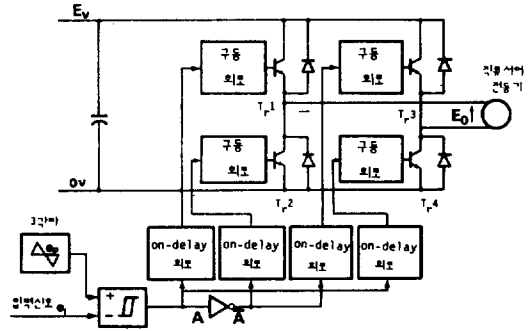


그림 3. C12 전력변환기와 구동방법의 예(1)

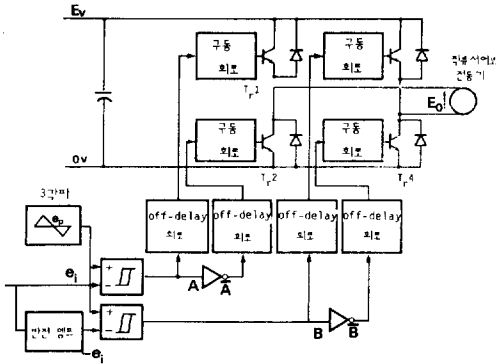


그림 4. CI2 전력변환기와 구동방법의 예(2)

일례이다.

그림4는 입력신호 $e_i=0$ 일때 전동기의 단자전압은 완전히 0이 되는 것에 대하여 그림5에서는 구형파의 교류 전압이 걸리게 된다. 또한 어느 회로에서도 파워 트랜지스터의 상하 arm간에 단락을 방지하기 위하여 Base drive 신호에 on-delay 회로가 설치된다. on-delay시간은 파워 트랜지스터의 off-delay 시간보다도 길게 잡을 필요가 있어서 결과적으로 입출력 특성은 불감대를 갖는것이 된다.

그림5에 다이리스터를 사용한 一方向制御 DC 서어보 제어기의 블록도를 보여주었다. 그림5의 블록도에서

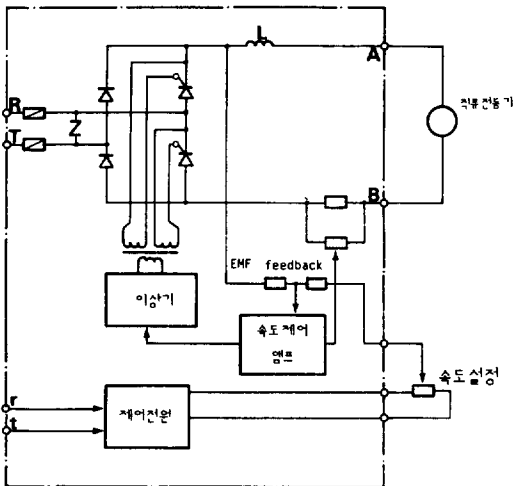


그림 5. 다이리스터를 이용한 一方向制御 DC 서어보 제어기

일점쇄선속이 유니트로 조합되어 있다. 속도 피이드백 신호는 DC 서어보 전동기의 유기전압을 저항브리지로 검출하여 사용한다.

전류는 맥동하는 전류가 되므로 파형이 나쁘게되고 전동기 정격토크를 감소해서 사용해야만 한다. 속도 지령 전압과 전동기 유기전압의 차를 증폭기로 증폭하여 移相器를 통하여 다이리스터 게이트를 제어하여 출력전압을 제어한다.

그림6은 다이리스터를 이용한 가역제어 DC 서어보 제어기의 블록도이고 표1에 주요모양을 보인다. 속도 피이드백 신호는 일방향제어와 같이 전동기 유기전압을 이용하고 있다. 전체의 구성은 일방향제어의 DC 서어보 제어기가 역병렬로 2대 접속되어진 것이라고 생각할 수 있다.

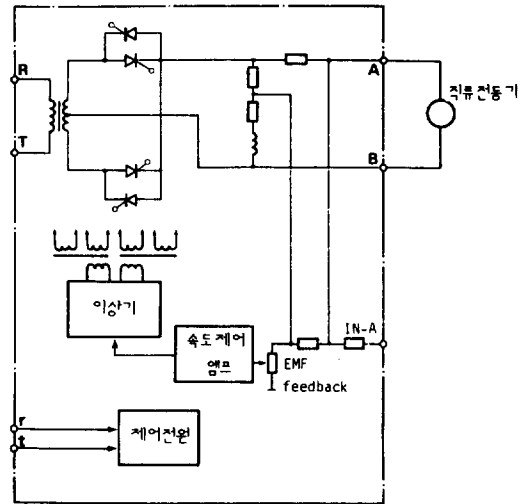


그림 6. 다이리스터를 이용한 가역제어 DC 서어보 제어기

다이리스터를 이용한 DC 서어보 제어기는 전원주파수가 반송주파수가 되므로 제어의 지연시간이 길고 따라서 응답도 늦어지게 되고 속도 루우프의 차단주파수가 수Hz 정도가 된다. 또한 속도가 수십 rpm의 낮은 영역에서는 전류의 맥동에 의해 진동이 일어나기 쉽고 원활한 회전특성을 얻기 어렵다. 이때문에 속도제어 범위도 작아지지만(50:1정도) 싼 것이 매력이다.

그림7에 파워 트랜지스터를 이용한 가역제어 DC 서어보 제어기의 블록도를 나타내었다. 일점쇄선 속이 유

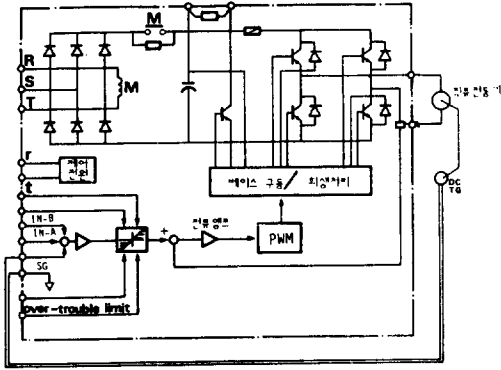


그림 7. 트랜지스터를 이용한 가역제어 DC 서어보 제어기

니트로 정리되어 있다. 3상의 상용전원을 전파정류해서 직류로 변환한 후에 CI2형의 전력변환기가 접속되어 있다. 이례에서는 그림3의 구동방법을 취하고 있으므로 속도지령이 0이고 그의 저부하상태에서는 전동기에 거의 전류가 흐르지 않는다.

속도 피드백 신호로서는 DCTG를 이용하고 있다. 미세한 신호의 흐름이나 회생처리 방식 등은 일방향제어의 DC 서어보 제어기와 같다.

2.2 AC 서어보 제어기 및 전력변환기

AC 서어보 전동기는 DC 서어보와 비교해서 브러쉬, 정류자가 없기 때문에 많은 특징을 가지고 있다. AC 서어보 전동기는 2상 IM서어보 전동기를 제외하고 사용되지는 않았지만 벡터제어의 개념이 생겨서 DC 서어보 전동기와 동등한 제어성능을 낼 수 있음이 증명되고 난 후 급속하게 실용화되고 있다. 복잡한 제어회로도 지디탈화기술, LSI기술, 마이크로프로세서기술 등의 일렉트로닉스의 진보로 가격면에서도 DC 서어보에 가까워지고 있다.

특히 다음의 용도에서 AC 서어보의 특징이 살려지고 있다.

- 1) 기계의 소형화로 인하여 서어보 전동기가 기계의 안에 들어가게 되어 외부로부터 용이하게 maintenance 못하는 용도(공작기계, 산업기계, 로봇 등)
- 2) FA화에 의하여 한가지의 공장에서 다수의 서어보 전동기를 사용하여 개개의 maintenance가 곤란한 용

도(transfer machinery 등)

- 3) 고 power rate, 고 power rate 밀도가 요구되는 용도(XY table)
- 4) 브러쉬 분말이 잘 쓰이지 않는 용도(반도체 제조 설비)
- 5) 나쁜 환경하에서 사용되어 브러쉬, 정류자가 손상되기 쉬운 용도(사출 성형기)

DC 서어보 전동기, SM형 AC 서어보 전동기는 전기자 전류에 비례한 토오크를 발생한다. IM형 AC 서어보 전동기는 여자전류 성분과 토오크전류 성분의 곱에 비례한 토오크를 발생하여 여자전류를 일정하다고 하면 다른 서어보 전동기와 같이 토오크성분에 비례한 토오크를 발생할 수 있게 된다. 용량적으로 보면 DC 서어보 전동기는 수 KW 이하의 소용량에 적합하고, IM형 AC 서어보 전동기는 수 KW 이상의 대용량에 적합하다. 또한 SM형 AC 서어보 전동기는 이들을 補完하는 용량에 적합하다.

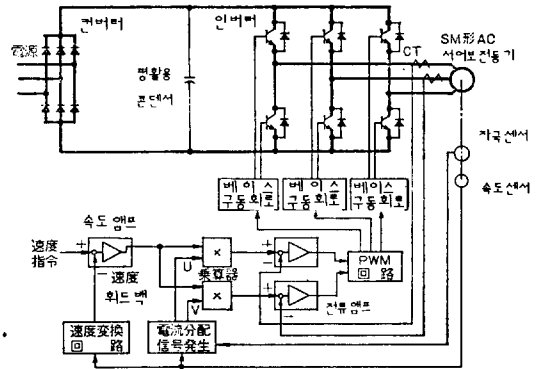


그림 8. SM형 AC 서어보 제어블록도

그림8은 일반적인 SM형 AC 서어보 전동기의 제어블록도이다. DC 서어보 제어기와 같이 전류루우프가 설치된다. 전류 루우프의 설계방법은 각상별로 설치하는 방법과 진폭, 위상의 극좌표에 변환해서 설치하는 방법이 있다. 극좌표 방식은 회로가 복잡하게 되므로 일반적으로 상별로 설치하는 방법이 취해지고 있다. SM형 AC 서어보에서는 제자의 회전위치를 알기 위하여 자극센서가 필요하고 광학 엔코더나 레졸바 등의 위치센서에 이 기능을 부가시킨 예가 많다.

토오크는 자극센서의 위상과 동위상의 전류를 흘리면

발생한다.(토오크의 방향을 반대로 하는 경우에는 역위상)

토오크의 크기는 전류의 진폭을 바꿈으로서 바꿀 수 있다. 전기자전류를 회전각에 의해 정현파상태로 변환시키는 정현파 전류 구동과 구형파 상태로 변환시키는 구형파전류 구동이 있다.

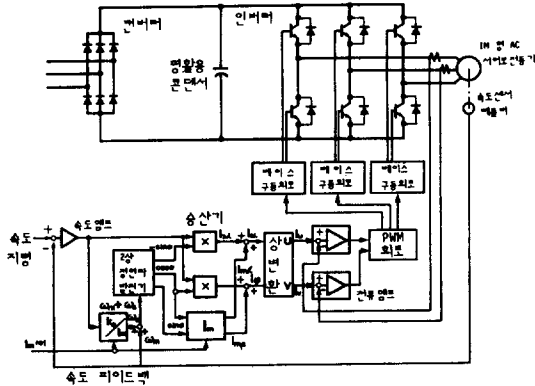


그림 9. IM형 AC 서어보 제어블록도

그림9는 일반적인 IM형 AC 서어보의 제어 블록도이다. SM형 AC 서어보와 같이 전류루프가 설치되어 있다. 이예에서는 레졸바 회전 주파수 변환기로 전동기 회전 주파수를 얻고 있다. 속도 Amp의 출력에 비례한 슬립 주파수를 전동기 회전 주파수에 더해서 전동기의 구동주파수 ϕ 를 얻는다. 이 ϕ 에 의하여 2상 정현파 발진기로 $\cos \phi$, $\pm \sin \phi$ 를 연산해서 $-\sin \phi$ 와 $\cos \phi$ 는

속도Amp 출력과의 곱을 취하여 토오크성분 전류가 되고 여자전류성분 $\cos \phi$, $\sin \phi$ 가 각각에 가산되어 1차 전류지령이 되어 속도 Amp출력에 비례하는 토오크를 얻을 수 있다.

속도제어형 AC 서어보 제어기의 블록도는 그림10 에 보여진다. AC 서어보 전동기에 SM형을 사용하고 있으므로 센서로서는 위치 검출용의 incremental pulse를, AC 서어보 전동기의 제자자극의 회전위치를 검출하는 자극펄스의 양쪽을 발생시킬 수 있는 광학엔코더가 사용되고 있다. 속도 피드백 신호는 광학엔코더로부터 얻어지는 incremental pulse를 F/V컨버터에 의해 회전각도에 비례한 전압으로 변환하여 사용하고 있다.

전기자전류를 전동기의 유기전압과 동상 혹은 역상으로 흘리기 위해서는 자극펄스와 incremental pulse를 이용하여 $\sin(n\theta)$, $\sin(n\theta - 2\pi/3)$, $\sin(n\theta - \frac{4}{3}\pi)$ 의 정현파 파형을 memory table로부터 얻어 각각 속도 Amp의 출력과 승산해서 결과를 U상 전류지령, V상 전류지령, W상 전류지령으로 하고 있다.

전류 피드백 신호는 전류검출 isolator에 의하여 U상 전류, V 상 전류를 얻고 있다. 전류Amp는 각상에 설치되어 각상 전류 지령과 각상 전류 피드백의 차를 증폭하여 PWM 제어회로의 입력신호를 만든다.

PWM 제어회로는 전류Amp의 출력을 정주파수의 3 각파와 비교하여 3상의 PWM 신호를 만들고 있다.

각상의 PWM 신호는 각각 photo-isolator를 통하여 베이스 구동회로에 공급되어 파워 트랜지스터를 구동한다. 전력회로는 3상 상용전원을 전파정류한 직류를 CI3형의 전력변환기에 접속된다. 전류제한은 DC 서어보 제어기와 같이 속도 Amp의출력을 clamp함으로써 얻어 지지만, 정현파의 전류지령 신호의 피크치가 짝이는 것은 아니고, 진폭을 억제한 형으로 된다. 회생처리 회로나 과전류 검출회로, 보호회로 등도 DC 서어보 제어기와 같이 내장되어 방식도 동일하다.

그림11은 AC 서어보 제어기의 동작파형이다. AC 서어보 제어기는 DC 서어보 제어기에 비하여 다음 사항에 주의할 필요가 있다.

(1) 제자 자극센서

제자 자극센서의 출력 펄스가 전동기의 유기전압의 위상과 맞지 않으면 그만큼 토오크가 저하한다.(위상차를 γ 라고하면 토오크는 $\cos \gamma$ 의 비율로 저하한다. γ 가

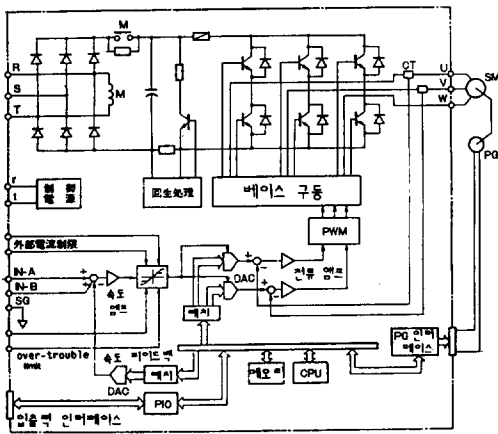


그림10. 속도제어형 AC 서어보 제어블록도

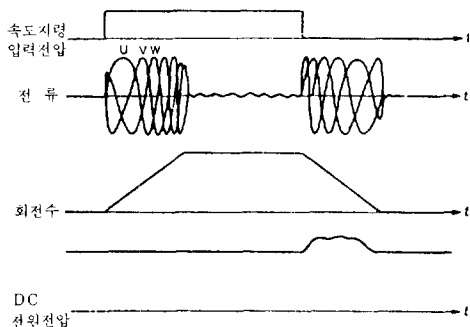


그림11. AC 서어보 제어기의 동작파형

90°가 되면 토오크가 나오지 않게 된다.)

(2) 고속 회전시의 토오크 저하

AC 서어보 제어기의 전력변환기는 PWM 신호로 구동되지만 PWM의 반송주파수 등에 의하여 전류 루우프에 주파수 특성이 생긴다. 이 때문에 전동기가 고속시에 유기전압, 인덕턴스의 리액턴스 전압강하 등의 영향으로 전류가 감쇄한다든지, 위상이 달라져서 토오크가 저하한다.

(3) 회전속도 맥동

전류제어에 옵셋이나 불감대가 있으면 토오크 맥동이 생겨 결과로는 회전맥동이 된다. 이때문에 실례에서는 이들의 주의점을 보상하도록 배려가 되고 있다.

그림12는 위치제어형 AC 서어보 제어기의 블록도를 보여준다. 위치제어형은 입력지령이 펄스열인 점이 속도제어형과 다르다. 지령펄스와 엔코더에서의 피이드백 펄스의 편차 펄스를 저장하는 편차 카운터를 내장하여 편차 카운터의 출력을 속도지령으로하는 위치루우프가

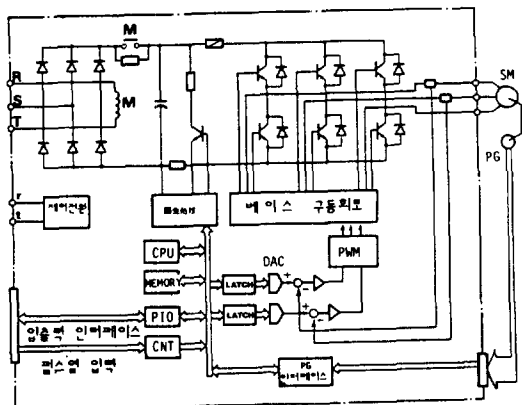


그림12. 위치제어 AC 서어보 제어기

포함되어 있다. 입력신호로서 편차 카운터의 내용을 Clear 하는 CL이나 지령펄스를 저지하는 INH가 있으며 출력 신호로서 편차 카운터의 잔여 펄스가 어떤 일정치를 넘을 때에 출력하는 OVER, 잔여 펄스가 어떤 일정치 이하가 될 때에 출력하는 COIN 등이 있다.

Ⅲ. 제어이론을 적용한 유도전동기 서어보 운전⁵⁾

3.1 현대 제어이론의 적용

마이크로프로세서의 응용은 제어 알고리즘의 선정범위를 확대하고 전동기 제어 시스템의 성능을 향상시킨다. 계산용량의 확대는 전동기 제어시스템에 현대 제어이론의 적용을 가능하게 한다. 마이크로프로세서를 사용한 전동기 구동 시스템에 적당한 제어 알고리즘은 표 1에 있다. 전동기 제어 시스템에 성능평가를 위하여 정확성, 과도응답 및 시스템의 민감도 등이 고려되어야 한다.

표1. 마이크로 프로세서에 제어기의 적절한 알고리즘

No.	Control algorithms	Main object of Control
1	Digital PID	good dynamic performance
2	Digital PLL	high accuracy
3	Finite time settling ctl.	deadbeat + response
4	Minimum time settling ctl.	minimum settling time
5	Model reference control	low sensitivity to parameter
6	Adaptive control	adaptivity to param. fluctuation.

그림13과 같이 전동기 운전의 제어 알고리즘들은 정확성, 응답성 및 강인성에 따라서 분류된다.

PI제어기는 종래의 방법으로 산업응용에 있어서 폭넓게 사용되고 있다. PLL 제어 시스템은 PI제어 시스템보다 속도의 정밀성을 높일 수 있다. 그러나 과도응답

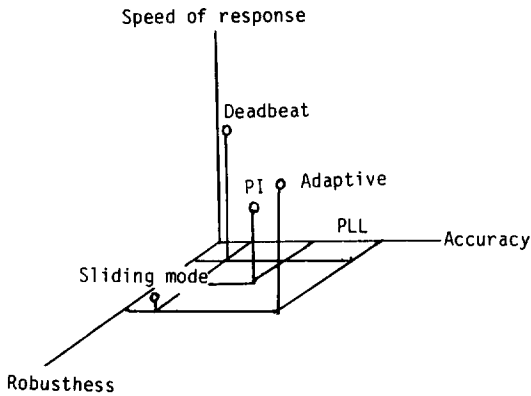


그림 13. 제어성능의 평가

에 있어서 PLL제어 전동기의 속도 settling time은 적분제어에 근거하므로 좀더 길다. 최소시간 settling control은 시스템의 데드비트 응답을 성취하기 위하여 최적으로 설계된 경우 매우 빠른 응답특성을 갖는다. 최소시간 settling control 시스템은 고이득 귀환제어 시스템이므로 전동기 파라미터의 편차에 민감하다. 슬라이딩 모우드는 파라미터의 편차 혹은 부하 토크의 외란에 강인한 제어성능을 갖기 위하여 도입되었다. 적응제어는 전동기 구동 제어시스템의 최종목표이다. 마이크로프로세서에 의한 제어기내에서의 제어 알고리즘의 유연성은 고도의 정확성, 빠른 동적응답 및 제어 시스템의 강인성을 실현 가능하도록 한다. 이러한 목적을 위하여 고성능 마이크로프로세서가 요구된다.

현대 제어이론의 적용은 상태변수의 정확한 정보가 필요하다. 그러나 센서의 성능은 제한되어 있다. 전류센서, 전압센서, 속도센서 및 위치센서와 같은 상업적으로 이용할 수 있는 센서는 제한된 밴드폭을 가진 출력신호를 주게 된다. 또한 출력신호는 노이즈를 포함하므로 만족할만한 정확성을 얻지 못한다. 게다가 센서에 의하여 감지할 수 없는 상태변수의 귀환도 종종 요구된다. 센서 출력의 신호처리는 감지된 신호의 질을 개량시키는데 효과적이다. 그리고 센서 출력에 나타나지 않는 상태변수는 이용할 수 있는 센서출력의 적절한 결합에 의하여 합성할 수 있다.

마이크로프로세서와 현대 제어이론을 응용하여 상태변수의 정확한 정보를 얻는 것이 그림14처럼 가능하게 되었다. 전향보상요소로서의 디지털 필터는 시스템 제

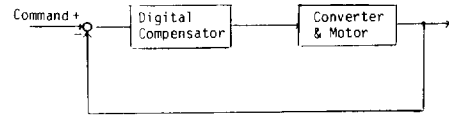


그림 14. 전향보상

어성능을 개선시키기 위하여 도입되었다.

그러나 현대 제어기법에서는 상태궤환보상이 전향보상보다 우수함을 보이고 있다. 칼만필터와 관측자는 정확한 상태변수를 발생하는데 효과적이다. 그림15은 상태궤환 혹은 관측자/칼만필터를 응용한 전동기 구동 시스템의 기본적인 구성을 보여준다. 전력전자 시스템에 있어서 현대 제어이론의 응용에 관한 기본적인 연구는 이미 수행되고 있고, 산업체에서 응용도 시도되고 있다. 전력전자공학에 있어서 현대 제어이론의 충분한 이용이 지금 시도되고 있는 중이다.

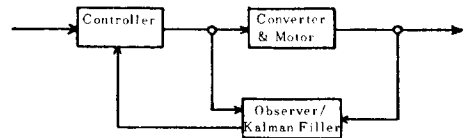


그림 15. 상태변수궤환

3.2 간접벡터제어⁶⁾

본 3.2절에서는 간접벡터제어 방식을 전류형 인버터에 의해 구동되는 유도 전동기 서어보 시스템에 관하여 기술하고자 한다. 전동기 정수로부터 자속성분전류 i_{ds} 와 토크성분전류 i_{qs} 에 따라 결정되는 슬립 각주파수 ω_{sl} 을 구하고 회전 각속도 ω_r 을 이에 가산하여 동기 각속도 ω_e 를 정한다. 그리고 동기 각속도를 적분하여 자속각 θ_f 를 구하고 전동기 정수로부터 토크각 θ_r 를 계산한다. 자속각과 토크각을 더하여 인버터 스위칭 각 θ_s 를 결정한다.

이때 벡터제어를 위해서는 자속각 θ_f 에 대한 정보가 필수적이다. 자속벡터를 직접 측정하느냐에 따라 직접 벡터제어, 간접벡터제어로 구분한다. 그러나 직접벡터제어로 자속각을 측정하기 위해서는 자속측정 코일이나 홀소자를 설치하여야 하고, 또한 저속에서는 측정이 곤란하므로 간접벡터제어를 사용한다. 즉 슬립각의 추정값 θ_{sl} 과 유도 전동기의 회전자 위치의 추정값 θ_r 의 합

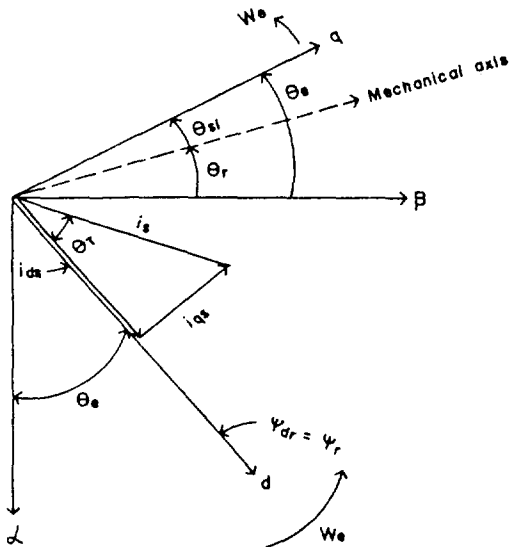


그림 16. 간접벡터제어를 위한 페이스도

으로 자속각 θ_F 를 추정한다.

그림 16의 전류벡터도는 간접벡터제어 원리를 설명한다. α, β 축은 d, q 축이 동기 자속도 ω_e 로 회전할때 고정자에 고정되어 있다. 어떤 순간에 q 축이 β 축에 대하여 각 위치 θ_e 에 존재한다. 각 θ_e 는 회전 각위치 θ_r 과 슬립 각위치 θ_{sl} 의 합에 의하여 주어진다.

그림 16로부터 아래의 식(1)을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \theta_r &= \int \omega_r dt \\ \theta_{sl} &= \int (\omega_e - \omega_r) dt \\ \theta_F &= \theta_r + \theta_{sl} \\ \theta_T &= \tan^{-1}(i_{ds}/i_{qs}) \\ \theta_s &= \theta_r + \theta_T \end{aligned} \quad (1)$$

고정자에 공급되는 전류는 고정자에 고정된 기준축에 대한 전류벡터 i_s 이므로 다음의 식(2)로 표시된다.

$$\begin{aligned} i_s &= \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \text{Im} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2}{3}\pi} \\ e^{-j\frac{4}{3}\pi} \end{bmatrix} (i_{ds} + i_{qs}) e^{-j\theta_F} \\ &= \text{Im} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2}{3}\pi} \\ e^{-j\frac{4}{3}\pi} \end{bmatrix} i_s^* e^{-j(\theta_T + \theta_F)} \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 Im 은 허수부를 나타낸다.

전류형 인버터에 의해 구동되는 유도 전동기 시스템에 있어서는 상태변수를 회전자에 쇄교하는 자속으로 표시하는 것이 편리하다.⁷⁾ 이때 등가회로에서 d 축과 q 축의 회전자 자속은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \psi_{dr} &= M(i_{qs} + i_{qr}) + L_{rl} i_{qr} \\ &= M i_{qs} + L_{rl} i_{qr} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \psi_{qr} &= M(i_{ds} + i_{dr}) + L_{rl} i_{dr} \\ &= M i_{ds} + L_{rl} i_{dr} \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서 $M i_{ds}, M i_{qs}$ 는 고정자 전류에 의하여 회전자에서 발생하는 자속벡터 성분이며, $L_{rl} i_{dr}, L_{rl} i_{qr}$ 은 회전자 전류에 의하여 회전자에서 발생하는 자속벡터 성분이다.

그리고, 회전자 전압방정식은 식(5)와 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} R_r i_{dr} + p \psi_{qr} + \omega_{sl} \psi_{dr} &= 0 \\ R_r i_{dr} + p \psi_{dr} - \omega_{sl} \psi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (5)$$

상호분리제어를 위하여 회전자 자속페이스를 d 축과 일치시키면,

$$\begin{aligned} \psi_{dr} &= \psi_r \\ \psi_{qr} &= p \psi_{qr} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

이 된다. 여기에서 p 는 미분연산자이다.

식(6)을 식(5)에 대입하면

$$\begin{aligned} R_r i_{qr} + \omega_{sl} \psi_r &= 0 \\ R_r i_{dr} + p \psi_r &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

이 유도된다.

또한 식(3), (4)에 식(6)을 대입하여 회전자 전류와 고정자 전류와의 관계를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{qr} &= -\frac{M}{L_{rl}} i_{qs} \\ i_{dr} &= \frac{\psi_r}{L_{rl}} - \frac{M}{L_{rl}} i_{ds} \end{aligned} \quad (8)$$

그러므로 식(7)을 식(8)에 대입하면 다음과 같은 식(9)를 얻는다.

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_R} \frac{i_{qs}}{\psi_r} \quad (9)$$

$$p\psi_r = \frac{1}{T_R} (-\psi_r + M i_{ds}) \quad (10)$$

여기서 $T_R = \frac{R_r}{L_r}$ 이다.

순시 토오크식은 식(11)으로 주어진다.

$$T = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (11)$$

여기서 P 는 극수이다.

식(11)에 고정자 전류를 제거하기 위하여 식(8)을 대입한다. 그리고 식(6)을 대입하면,

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{M}{L_r} i_{qs} \psi_{dr} \\ &= K_t \psi_r i_{qs} \end{aligned} \quad (12)$$

이 유도되며 여기에서 $K_t = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{M}{L_r}$ 이다.

식(10)으로부터 회전자 쇄교자속은 i_{ds} 에 의해서 제어되고 식(12)에서 토오크는 회전자 쇄교자속 ψ_r 과 토오크분류 i_{qs} 의 곱으로 표시되므로 상호 분리가 됨을 알 수 있다. 즉 유도 전동기도 자속과 전류에 의하여 토오크가 발생된다.

자속은 1차전류와 2차전류에 의하여 만들어지고, 2차전류는 1차전류와 회전속도등의 전동기의 상태에서부터 결정되어 직접적으로 제어할 수 없는 전류이다. 타여자 직류전동기는 별도로 제자전선을 가지므로 제자전류에서 자속을 제어할 수 있지만 유도 전동기는 그렇지 못하므로 자속 및 토오크도 1차전류로 제어하여야만 한다.

한편 식(10)은 정상상태에서 좌변 $p\psi_r$ 은 0이 되므로 식(13)이 성립한다.

$$\psi_r = M i_{ds} \quad (13)$$

식(13)을 식(5)에 대입하면 슬립 각주파수 ω_{sl} 은 i_{ds} 와 i_{qs} 의 향으로 설명된다.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_R} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (14)$$

또한 토오크는 식(13)을 식(12)에 대입하면 식(15)로 표시할 수 있다.

$$T = K_t i_{ds} i_{qs} \quad (15)$$

으로 표시되며, 여기에서 $K_T = K_t M$ 이다.

위의 식(15)는 토오크를 나타내는 기계적인 방정식과 함께 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = T - T_L \quad (16)$$

그림17은 식(15)와 식(16)으로부터 표시되고 상호분리된 유도 전동기 모델의 블록도가 된다. 이때 전류형 인버터라고 가정하고, 명령과 응답전류 사이의 시간지연은 무시한다. 발생 토오크 T 는 i_{ds} 에 즉각적으로 응답하지만, 그러나 i_{ds} 와 기인하여 응답이 지연된다.

지금까지 간접벡터제어에 관하여 설명한 내용을 참고하여 서어보 운전에 응용하고자 한다. 다음절에서는 서어보 운전에서 설계자가 원하는 위치에 최소시간내에 도달하기 위하여 시간 최적제어기를 피이드백 루우프를 가진 서어보시스템에 대하여 기술하고자 한다.

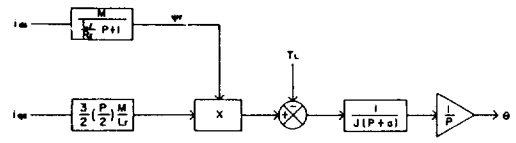


그림17. 상호분리 제어된 유도전동기 모델의 블록도

3.3 시간최적제어⁷⁻¹⁰

유도 전동기를 제어할 때 회전자 자속을 일정하게 유지하고 d축을 회전자 자속축에 일치시켜 동작시키면 전동기 및 부하는 3.2절로부터 선형 시스템으로 취급할 수 있다.

전달함수를 구하기 위해 시스템을 표현하는 식(15)와 식(16) 그리고 유도 전동기 전류벡터도에서 $\delta=0$ 으로 하면 $i_{qs}=i_r$, $i_{ds}=i_F$ 가 되므로 라플라스 변환하면 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} T(S) &= K_T i_F I_T(S) \\ &= S^2 J \textcircled{\otimes}(S) + B \textcircled{\otimes}(S) + T_L(S) \end{aligned} \quad (17)$$

여기에서 $T(S)$, $\textcircled{\otimes}(S)$, $I_T(S)$ 는 발생토오크, 각위치, 토오크전류의 라플라스 변환한 값이고 S 는 라플라스 연산자이다.

식(17)으로부터 $\textcircled{\otimes}(S)$ 를 구하면

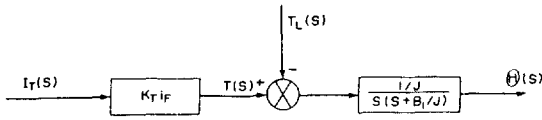


그림 18. 유도전동기 간략화된 2계 시스템

$$\Theta(S) = (K_r i_r I_r(S) - T_L(S)) \frac{1/J}{S(S+B/J)} \quad (18)$$

과 같이 되고 이것을 블록도로 표시하면 그림18이 된다.

그림18로부터 간략화된 개 루우프 서어보 시스템의 동특성을 고려하면 식(19), 식(20)이 유도된다.

$$d\theta/dt = \omega_r \quad (19)$$

$$d^2\theta/dt^2 = -\frac{B}{J} \frac{d\theta}{dt} + \frac{K_r i_r}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (20)$$

위식들에서 상태변수를 정의하면, 위치 오차 $x_1(t) = \theta(t) - \theta_{ref}$, 각속도 $x_2(t) = \dot{x}_1(t) = \omega_r$ 로 표시할 수 있다. 또한 제어입력을 $u(t) = \pm i_r$ 로 나타내면 아래와 같은 상태 방정식이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_r}{J} \end{bmatrix} u(t) \quad (21)$$

여기에서 $a = \frac{B}{J}$ 이다.

$$\begin{aligned} [x_1(0) \ x_2(0)] &= [\theta(0) - \theta_{ref} \ 0]^T, \\ [x_1(T)^* \ x_2(T)^*] &= [0 \ 0]^T \end{aligned} \quad (22)$$

혹은

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (23)$$

허용되는 제어입력 $u(t)$ 는 아래와 같이 제약된다.

$$|u(t)| \leq i_r \quad (24)$$

평가함수는

$$J_1 = \int_0^T dt = T^* \rightarrow \min \quad (25)$$

으로 주어진다.

문제를 요약하면 아래와 같이 기술된다.
2계 시스템에서 어떤 임의의 상태에서부터 상태공간의

원점으로 도달하는데 소요되는 시간 T^* 를 최소화하는 시간최적제어입력 $u(t)$ 를 결정한다.

시간최적제어의 해를 구하기 위하여 시스템의 해밀토니안 방정식을 세우면 식(26)으로 표시된다.

$$H = 1 + p_1(t) \times x_2(t) - a p_2(t) x_2(t) + \frac{K_r}{J} p_2(t) u(t) \quad (26)$$

2계 시스템이므로 어떤 초기상태에서 원점까지 시스템이 취하는 유일한 최적제어입력이 존재하고 많아야 1번 스위칭을 한다. 여기에서 해를 구하는 과정은 생각하기로 한다. 이 과정에서 얻어지는 스위칭함수는 식(27)로 표시된다.

$$\begin{aligned} S(x(t)) &= x_1(t) - \frac{x_2(t)}{|x_2(t)|} \frac{1}{a} \ln(a[|x_2(t)| + \frac{1}{a}]) \\ &+ \frac{1}{a} x_2(t) \end{aligned} \quad (27)$$

그리고 제어법칙은

$$u^*(t) = \begin{cases} S(x(t)) > 0 \text{인 } x(t) \text{의 경우 } -i_r \\ S(x(t)) < 0 \text{인 } x(t) \text{의 경우 } +i_r \\ S(x(t)) = 0 \text{이고 } x_2(t) > 0 \text{인 } x(t) \text{의} \\ \text{경우 } -i_r \\ S(x(t)) = 0 \text{이고 } x_2(t) < 0 \text{인 } x(t) \text{의} \\ \text{경우 } +i_r \\ x(t) = 0 \text{에 대하여 } 0 \end{cases} \quad (28)$$

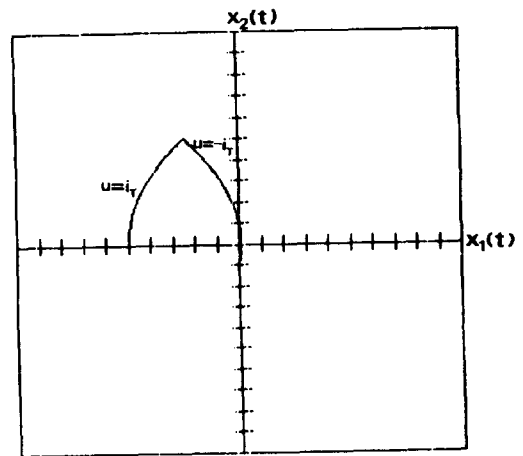


그림 19. 100[rad]인 경우에 x_1 - x_2 평면상의 궤적

으로 나타낼 수 있다.

이상의 결과에 대하여 전류형 인버터에 의해 구동되는 유도전동기 서어보 시스템에서 x_1-x_2 평면상에 시간최적제적을 그림 19에 나타내었다. 이때 목표위치가 100[rad]이고 기준속도는 900[rpm]인 경우에 스위칭함

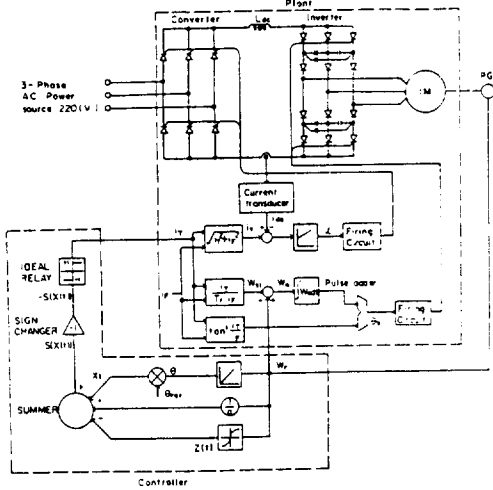


그림20. 시간최적제어를 위한 블록도

수 $S(x(t))$ 의 부호가 한번 바뀌어 원점에 정확하게 도달함을 알 수 있다.

위치오차에 대한 식(22)는 초기상태 $t=0$ 에서 음수값을 가지므로 상태변수 $x_1(t)$ 축상의 2상한에 위치한다. 반면에 $t=0$ 일때 상태변수 $x_2(t)$ 는 0이 된다. 이때 $S(x(t))$ 의 부호가 음이므로 제어입력은 $u = +i_r$ 가 된다. 그리고 어느순간까지 $S(x(t))$ 의 부호를 계속유지하다가 $S(x(t))$ 의 부호가 양의 값으로 되면 제어입력은 $u = -i_r$ 가 되어 스위칭곡선상에서 점점 원점으로 귀환한다. 이때

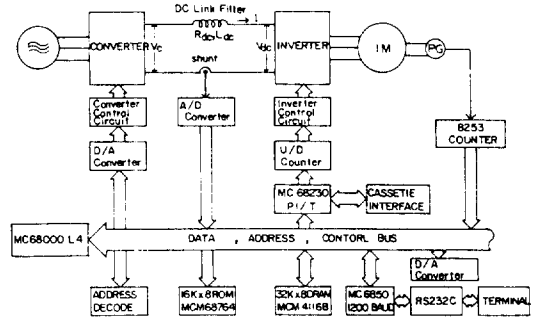
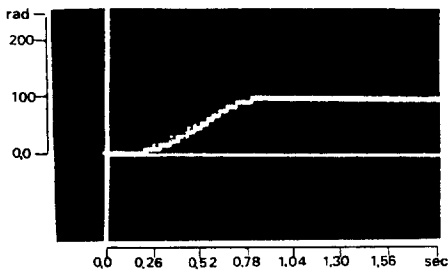
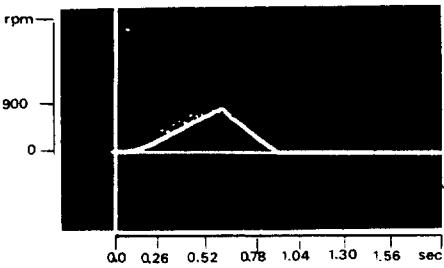


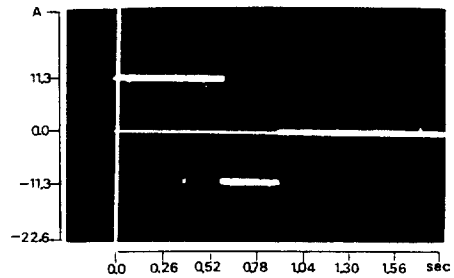
그림21. 마이크로프로세서에 의한 하드웨어 블록도



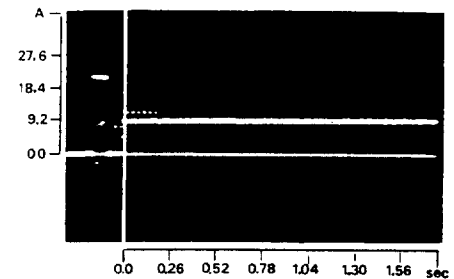
(a)



(b)



(c)



(d)

그림22. $\theta_{ref} = 100[\text{rad}]$ 인 경우에

(a) 위치, (b) 속도, (c) 토크 전류, (d) 자화 전류파형

스위칭함수 $S(x(t))$ 의 구성은 위치오차, 현재의 각속도 및 함수발생이 $Z(t)$ 로 구성되어 있으므로 그림 20 에 시간최적제어기의 구성을 보여준다.

3.1절에서 기술한 간접벡터제어 루우프내에 시간최적 제어기를 가진 피이드백 회로를 연산하기 위하여 16 비트 마이크로프로세서를 사용하여 실시간으로 제어하였다. 그림21은 제시된 제어 알고리즘을 수행하기 위한 하드웨어 블록도 이다.

전동기의 기준위치와 실제위치를 비교하여 제어하는 시간최적제어기, 기준전류와 실제 직류링크 전류를 비교하여 제어하는 전류제어 루우프로 나누어진다. 이 기준전류는 시간최적제어기에서 나오는 토오크분 전류와 외부 지령치인 일정한 자화전류에 의해 결정되므로 시간 최적제어기는 외부 루우프가 되고 전류제어루우프는 내부루우프가 된다. 따라서 외부루우프는 시간최적제어기, 내부루우프는 전류 PI제어기를 사용하였다. 그림 22 는 목표위치가 100[rad]인 경우에 위치, 속도, 토오크전류, 자화전류파형을 보여준다.

본문에서기술한 간접벡터제어는 자속센서가 없기 때문에 농형 유도전동기가 본래 가지고 있는 견고성, 내환경성을 잘 살려내는 장점이 있으며 일반적인 속도제어계에서는 정확한 전동기 상수의 초기설정에 따라 문제가 없다. 그러나 고정밀한 토오크제어에서는 고려해야 할 문제가 있다. 이 경우는 전동기 상수의 정확한 초기설정과 온도, 주파수, 전류의 크기의 변동에 따른 전동기 상수의 변화에 정확히 적응할 수 있어야 한다. 결론적으로 다음절에서 기술할 정밀성과 강인성의 향상을 목표로 하여 적응제어의 도입 혹은 자동튜닝(self tuning)등의 기술개발이 추진되어야 할 것이다.

3.4 적응제어의 원리¹³⁾

이제까지는 고정된 제어기 파라미터를 가진 제어시스템에 대하여 언급 하였다. 그러나, 실제 구동시스템에 있어서는 프란트 파라미터는 변하고 그결과로서 시스템 성능이 저하되며 극단적인 경우 시스템의 불안정을 야기하게 된다. 이러한 문제는 3.1절에 언급한 적응제어 기법에 의해 해결될 수 있다. 적응제어에 있어서 제어기는 온-라인으로 추출된 프란트 정보를 근거로 프란트에 강제로 적응 시킨다. 이때 고성능의 마이크로 프로세

서는 이러한 제어방법의 응용을 위한 효과적인 도구가 이다.

3.4.1 자동튜닝 조정기(STR)

이 방법에 있어서는 제어기 파라미터는 프란트 파라미터 변이에 적응하기 위하여 조정된다. 일례로 DC 전 동기 구동시스템의 속도루우프 이득은 축 관성모멘트 J 에 따라서 적절하게 조절된다. 좀더 복잡한 자동튜닝 제어(self tuning control)에 있어서 제어기 파라미터는 프란트의 파라미터를 추종함으로써 시스템 페루우프의 극, 영점, 그리고 이득이 모든 동작상태 하에서 일정하게 유지되도록 한다. 그림23은 자동튜닝조정기의 원리를 설명한다.

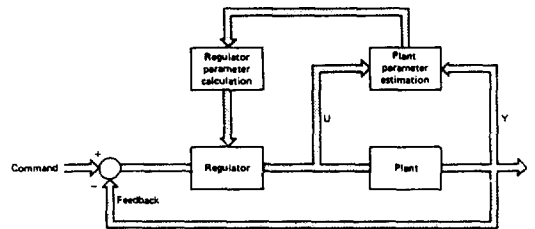


그림23. 자동튜닝조정기의 블록도

프란트 파라미터 추적 알고리즘은 이산시간형으로 프란트 모델을 푼다. 그리고 recursive least squares form (순환형 최소자승방식)을 근거로 하여 프란트 파라미터를 새롭게 계산해 낸다. 이때 조정 알고리즘은 프란트 파라미터의 추정을 근거로 조정기의 파라미터를 조정한다. 프란트 파라미터 변화가 느릴 경우 조정기 파라미터는 주제어 루우프의 샘플링시간보다 느린속도로 새롭게 보상된다.

이러한 가정은 AC 구동에 있어서는 항상 유효한 것은 아니다. 시스템이 완전한 동작을 위하여 시스템의 절대 안정도가 보장되어야 한다.

3.4.2 모델기준적응제어(MRAC)

MRAC에 있어서 프란트 응답은 프란트 파라미터 변이에 관계없이 기준모델응답을 강제로 추적한다. 고정된 파라미터를 가진 기준모델은 마이크로컴퓨터 메모리

내에 저장되며 따라서 프란트 응답은 파라미터 변이에 영향을 받지 않게 된다. 간접벡터제어 유도전동기 서어보 구동 시스템을 고려하자.

이때 제어 파라미터는 완전한 분리를 위하여 기계파라미터와 일치한다고 가정하자. 이상적인 경우, 이러한 시스템의 모델은 DC전동기의 모델과 동일하다. 구동 시스템의 위치 루우프 응답은 일정 토크 모오드에서는 2계 전달함수로 주어진다. 가변 관성부하를 가진 이러한 구동 시스템에 있어서 응답특성은 그림24와 같다. 관성변화에 따른 응답변화는 서어보 시스템에서 바람직하지 못하다. 그러한 문제는 그림23에 보여진 MRAC 시스템에 의하여 해결될 수 있다.

위치제어루우프에 의하여 발생하는 속도명령 ω_r^* 은 그림에서와 같이 기준모델과 프란트 제어기에 동시에 인가된다. 기준모델의 출력 ω_{rm} 은 측정된 프란트 속도 ω_r 과 비교되고 여기서 발생하는 오차신호 e 가 적응 알고리즘에 입력된다.

프란트 제어기의 전향이득 K_F 와 귀환이득 K_B 는 오차 e 를 0으로 감소시키기 위하여 적응알고리즘에 의하여 반복 계산된다. 알고리즘은 오차가 0으로 될때 K_F 와 K_B 값이 일정값으로 묶이도록 하기 위하여 기준모델내의 J 파라미터가 최악의 경우를 고려하여 정의될 경우 프란

트는 포화없이 기준모델을 추적할 수 있다.

그러므로 최적 응답속도를 희생함으로써 제어 시스템의 원하는 강인성을 얻을 수 있다. 적응 알고리즘은 식(29)와 식(30)으로 정의될 수 있다.

$$K_F = K_{F0} + FV\omega_r^* + \int_0^t GV\omega_r^* d\tau \quad (29)$$

$$K_B = K_{B0} + LV\omega_r + \int_0^t MV\omega_r^* d\tau \quad (30)$$

여기에서 K_{F0} 와 K_{B0} 는 관성 이득값들이고 F, G, L , 및 D 는 적응법칙 상수이다. 일반적으로 기준모델과 프란트의 구조는 같아야하고 파라미터는 만족할 만한 적응을 위하여 호환성을 가져야 한다.

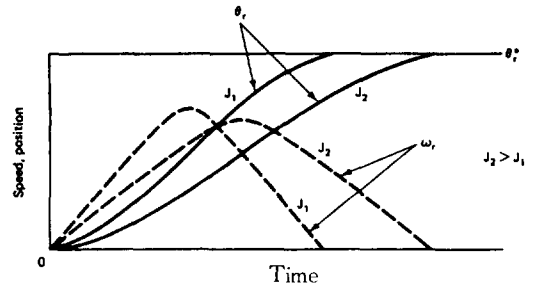


그림24. 관성모멘트 J 에 따른 서어보 운전의 응답변이

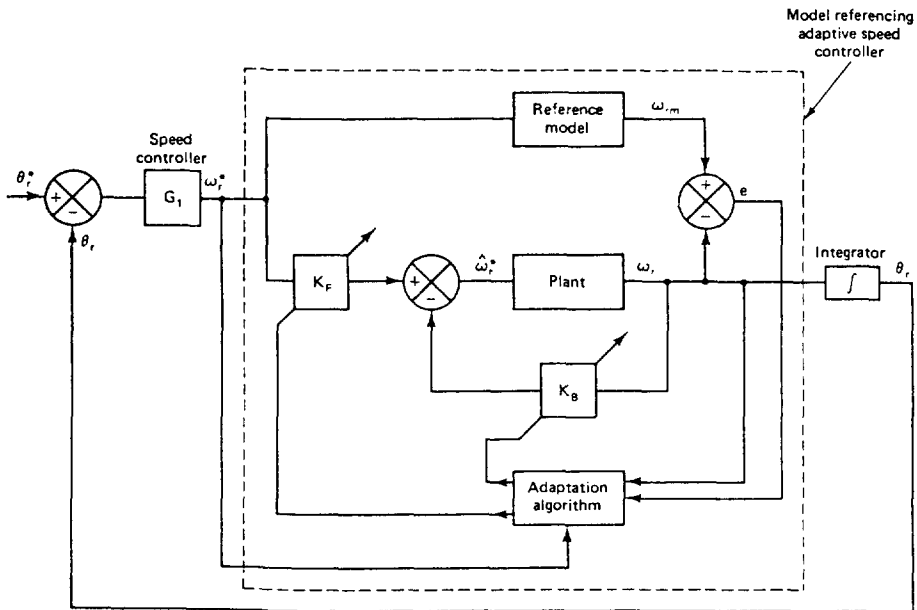


그림25. 모델 기준 적응 서어보 시스템

그림25에서 상태공간 방정식은

$$\begin{aligned} \text{기준모델: } \dot{\omega}_{rm} &= A_m \omega_m + B_m \omega_r^* \\ \text{프 란 트: } \dot{\omega} &= A_p \omega_r + B_p \hat{\omega}_r^* \end{aligned} \quad (31)$$

이 된다. 다른 시스템 방정식은 식(32)로 표시된다.

$$\begin{aligned} \omega_r^* &= G_1(\theta_r^* - \theta_r) \\ \dot{\omega}_r^* &= K_F \omega_r^* + K_B \omega_r \\ e &= \omega_{rm} - \omega_r \end{aligned} \quad (32)$$

파라미터 K_F 와 K_B 는 시간과 더불어 변한다. 그림25에서 점선안의 속도제어 시스템은 비선형 시변계한 블록을 갖는 등가의 feedforward 시불변 선형 시스템에 의하여 표현될 수 있다. 그러한 시스템의 절대안정은 Popov's hyperstability 이론에 의해 해석될 수 있고 이때의 파라미터 F, G, L, M 및 D도 결정될 수 있다.

IV. 서어보 운전의 응용예

그림26과 그림27은 공작기계에 응용한 경우에 기계구성과 제어 블록도이다. 본 장치는 공작기의 Machine center, 선반의 주축제어를 주로 하지만, 전용기계의 주축제어에도 사용한다. 여기에서는 선반용주축의 예를 서술하고자 한다.

주축회전수의 지령을 NC 제어기측에 수치로 직접지령을 주면, NC 측에서부터 지령으로 주축제어기에 준다. 속도는 80~4,000 rpm까지 임의로 가변할 수 있고 NC측의 연산에 주속일정제어도 가능하다.

이 장치의 특징은 전폐형 고속 AC 전동기를 벡터제

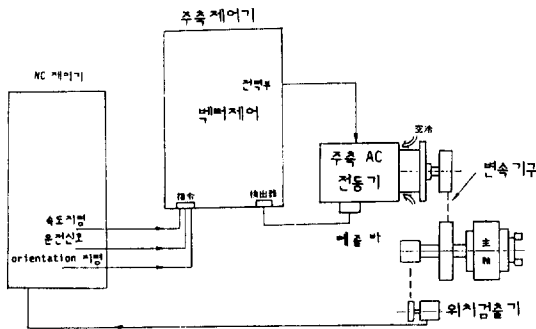


그림26. 주축의 기구 블록도

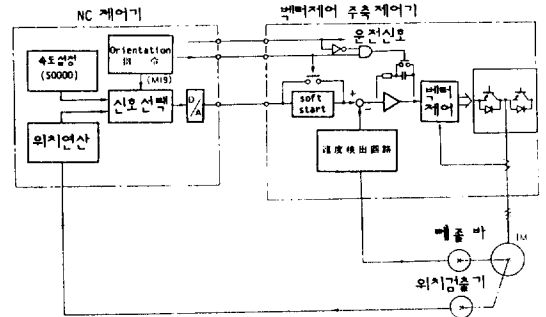


그림27. 주축의 제어 블록도

어하기위하여 고성능 트랜지스터 인버터장치를 사용한 점이다. 원활한 가변속이 가능해 고속회전이 얻어진다. 최고속도 6,000rpm, 정출력범위 1:4를 실현할 수 있다. 또한 지령축에 NC 장치를 사용하면 주축회전수를 직접 지령할 수 있다. 이 장치는 먼지 및 飛散하는 주위환경에도 사용하기 위해 전동기를 전폐구조로 하고 있다. 또한 전동기, 검출기로도 무 부러쉬에 대하여 내구성이 향상하여 暴走防止를 위한 안전회로도 채용되고 있다. 회생제동방식을 사용하면 원활한 제동이 얻어져 효율도 향상하여 생에너지로 작용한다.

V. 결 론

DC 서어보 전동기와 AC 서어보 전동기에 따라 파워 트랜지스터, 다이리스터등으로 구성되는 전력변환기의 종류에 대하여 설명하였다. 또한 서어보 시스템에서 간 접벡터제어를 내부 루우프에 지니고 시간최적제어, 적응제어등의 제어이론을 적용하여 과거보다 성능이 나아 지고 있음을 기술 하였다. 그리고 서어보 시스템에 요구 되는 여러가지 기능, 성능을 위치제어이론으로 구현할 수 있는 마이크로프로세서의 사용으로 제어성과 유연성의 향상에 큰 역할을 하고 있음을 언급하였다.

최근 국내 대학에서 국가와 기업체의 연계하에 DC 서어보 전동기의 설계와 함께 제작을 성공한 사례가 있다.¹²⁾ 또한 제어기의 설계도 활발히 진행되고 있는 중이다. 그러나 외국에 비해 제작 및 설계가 뒤떨어져 있는 실정이므로 이에 대한 대책이 필요하다.

앞으로는 DC 서어보의 경우에는 반도체 제어기술의 축적, 제어성과 경제성이 있는 반도체소자의 사용, 고성

능 영구자석을 사용한 서어보 전동기의 개발등이 유리한 경쟁을 위해 필요하다고 생각된다.

AC 서어보의 경우에는 인버터의 사용이 필수적이므로 국내에서 제작하는 인버터가 속도제어면에서 기술보완이 되어야 한다. 아울러 고속카운터, 펄스제너레이터, 싱크로나이저등의 주변기와 복합설계돼야 인버터의 속도제어 기능이 최대로 발휘할 수 있다.¹³⁾

결론적으로 AC 서어보의 경우에 제어회로 및 제어기술이 DC 서어보에 비해서 복잡하기 때문에 현재에는 가격에 제한을 받고 있지만 장차 벡터제어용 연산회로의 전용IC화, 완칩화, 전력용 반도체소자의 모듈화등에 의하여 제어장치도 DC 서어보 수준에 이르게 될 것이므로 AC 서어보의 개발에 주력하는 것이 요구된다.

참 고 문 헌

- 1) 편집부역, "제어용 모터와 그응용", 月刊 電氣技術, 1986. 6.
- 2) 편집부역, "인버터 기술의 기초와 응용", 月刊 電氣技術, 1987. 7.
- 3) 박귀태, 임영철, "서어보 電動機의 최근 動向", 전기학회지, Vol. 35(5), pp. 34~42, 1986. 5.
- 4) 安川電氣製作所編, "メカトロニクスのためのサーボ 技術入門", 日刊工業新聞社, pp. 68~84, 1987.3.
- 5) F.Harashima, "State of the Art on Power Electronics and Electrical Drives in Japan", IFAC in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Switzerland, pp. 757~767, 1983.
- 6) 원충연, "서어보運轉을 위한 電流形인버터-三相誘導電動機시스템에 관한 研究", 공학박사 학위논문, 서울대학교, 1987.
- 7) 박민호, 원충연, "電流形 인버터에 의해 驅動되는 誘導電動機의 時間最適 位置制御에 관한 연구", 대한전기학회논문지 36권 8호, pp. 1~10, 1987. 8.
- 8) Bama Szabados, Narech K. Sinha, Colin D. dicenzo, "A Time Optimal Digital Position Controller Using a Permanent DC Servo Motor ", IEEE Trans., IECI-19, No. 3 Aug., 1972, pp. 74~77
- 9) Cheng Bing, Yan Zhi-Tong and Lang Shi-Jun, "Time Optimal Position control for DC Motor Drive", IECON '84, pp.606~610
- 10) Athans and Falb, "Optimal control", McGraw-Hill Inc., 1966.
- 11) B.K Bose: Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1985.
- 12) 과학기술처, "공작기계용 DC 서어보 전동기의 개발," 1987.
- 13) 편집부역, "인버터 需要停滯현상", 電子時報, 1987. 8.