

직류 전동기의 동적 제동에 대한 연구

The Study of the Dynamic Breaking of the DC Motor

徐 柱 河 *
 〈Ju-Ha Seo〉

요 약

회수되는 에너지가 적거나 제동이 빈번하지 않은 시스템에서는 동적 제동이 적합하다. 본 논문에서는 제어 가능한 스위치를 하나만 사용한 여러 회로중 전류의 연속성, 회로의 간단성, 정격보다 큰 전압에서의 스위치 전압 등을 비교 분석하여 간단하면서도 효율적인 회로를 선택 제안하였다. 실험을 통해 제안된 회로가 만족할만한 결과를 보였다.

Abstract

The dynamic breaking is suitable for the non-regenerative system of small recuperative energy or of no frequent breaking. This paper proposes several circuits for the dynamic breaking with the constraint of using one controllable switch. Through the analysis and the comparison of these circuits for the point of source current continuity, simplicity of circuit and particularly switch voltage at the higher source voltage than nominal, a simple and effective circuit was chosen. With the choice of the value of the elements in use, the experiments show the satisfactory results for the proposed choice.

1. 서 론

전동기의 제동에는 마찰을 이용하는 기계적 방법과 전동기를 발전기로 동작시켜 제동하는 두가지 방법이 있다. 이중 전기적 방법^{1)~3)}에는 발전기로 동작하여 얻은 전기에너지를 전원에

되돌려 주는 회생 제동과 이를 저항에서 열로써 소모해 버리는 동적 제동이 있다. 에너지 절약이라는 측면에서 볼 때는 회생 제동이 에너지를 회수하므로 흥미로우나 이 경우는 전원 자체가 reversible 하여야 한다. 그러나 많은 경우 직류 전동기는 교류 전원을 다이오드 브리지를 통해 정류하여 직류전원을 공급받는다. 이 경우 다이오드 브리지는 reversible하지 않

*正會員：江原大 工大電子工學科 助教授・工博

으므로 전동기의 운동 에너지는 저항을 통해 소모하거나 별도의 회로를 설치하여 제동시 회수한 에너지를 교류 전원으로 돌려 주는 방법을 사용하여야 한다. 이러한 회생 제동은 제동을 자주하지 않거나, 회수 에너지가 작을 경우에는 복잡한 회로를 추가로 설치해야 하므로 경제적이라 볼 수 없다. 따라서 본 연구에서는 동적 제동을 대상으로 하였다.

본 연구에서 대상이 되는 system은 DC Chopper에 의해 정류자 전압공급을 조절할 수 있는 타여자 직류 전동기이다. 그리고 전동기 회전속도는 전동기 정류자 양단의 전압에 비례하고, 전동기 회전력은 전류에 비례한다고 가정한다. 이상적인 제동 특성이란 고속에서나, 저속에서나 제동이 효율적으로 이루어 지는 즉 제동 동안 전동기의 속도에 관계없이 정격 회전력에 가까운 일정한 제동력을 유지함을 말한다. 다시 말하면 속도에 비례하는 전동기 정류자 전압에 관계없이 회전력에 비례하는 전류를 항상 일정하게 제동회로에 흘릴 수 있어야 한다.

본 연구에서는 이상적인 속도-기동력 특성을 가지면서 되도록 간단한 구조와 간단한 command 회로를 가지는 제동 회로를 찾기 위해 여러 회로를 제안하고, 이들의 성능 및 문제점을 비교하여 간단하고 좋은 성능을 가진 회로를 찾는데 있다. 이를 위해 제안 가능한 회로에 제한을 둔다. 즉 controllable한 스위치의 갯수는 한개로하고, 그밖에 다이오드 등 제어기가 필요없는 소자나 수동 소자의 수에는 제한을 두지 않는다.

2. 제동 회로의 제안 및 비교

먼저 생각할 수 있는 제동회로는 전동기를 전압원으로 간주하여 적당한 저항으로 구성하는 경우이다. 이 회로는 그림 1과 같이 스위치, 저항, 인덕턴스와 freewheeling Diode로 구성된다. 이 회로의 특성은 전압원과 전류가 비례하여 전동기가 높은 속도일때는 높은 제동력을 가지나, 낮은 속도일때는 낮은 전압에 따른 낮

은 전류로 제동력이 작다는 단점이 있다. 따라서 위에서 제기된 모든 속도에서 효율적으로 동작되는 원칙에 어긋나므로 제외한다. 우리가 원하는 제동 장치는 어떠한 속도에서도 제동력을 정격으로 유지하는 것이다. 즉 전동기의 전압이 거의 영에 가까워질 때까지 전류는 정격을 유지하는 것이다. 따라서 이를 위하여는 전동기측이 전류원이 되어야하며 이는 특성상 전압원인 전동기에 인덕턴스를 직렬로 연결하여 전류원으로 동작하게 한다. 따라서 문제는 일단 전압원인 전동기의 에너지를 인덕턴스에 보낸후, 이 인덕턴스에 저장된 에너지를 어떻게 소모회로에 전달하느냐로 귀결된다. 따라서 제동 회로의 기본적인 형태는 그림2와 같다. 그리고 정상상태에 있어서의 동작은 어떤 정해진 평균 전류값을 유지할 수 있게 스위치를 조정하여야 한다. 그리고 낮은 속도에서도 정격에 가까운 제동력을 유지해야 하므로 전동기의 기전력이 낮을 때에도 원하는 값의 전류를 흘릴 수 있어야 한다. 즉 낮은 전압에서는 인덕턴스에 충분한 에너지가 저장될 수 있도록 오래 동

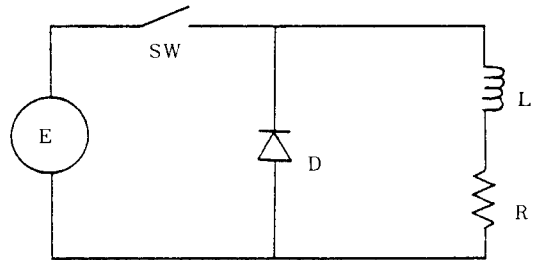


그림 1. 전압원형 제동회로
Fig. 1. Voltage source type breaking circuit

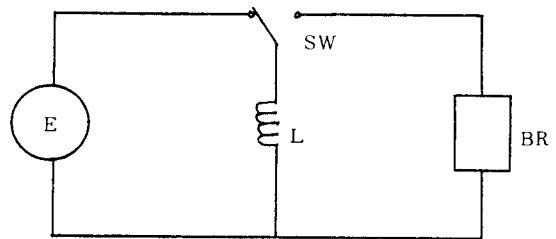


그림 2. 전류원형 제동회로
Fig. 2. Current source type breaking circuit

안 연결함으로써 원하는 전류값에 도달할 수 있게 한다.

위에서 서술한대로 구하는 회로는 인덕턴스에 에너지를 저장했다가 제동회로로 방출하는 것이다. 따라서 본 절에서는 가능한 몇가지 회로를 제안하고 이를 분석하여 경제적이고, 효율적인 회로를 선택하기로 한다. 분석을 간단히 하기 위해 사용되는 소자들이 우선 이상적인 특성을 가졌다고 가정하였다. 그리고 스위치의 동작 주기가 회로의 다른 소자에 의한 시정수보다 훨씬 작다고 가정하였다. 그리고 시간에 따라 변하는 양은 소문자로 표시하고, 직류값이나 평균값은 대문자로 표시하였다.

2.1. 회로1

우선 동적 제동의 의미에 맞는 회로는 간단히 저항을 인덕턴스 양단에 병렬로 연결하는 그림 3과 같은 회로를 생각할 수 있다. 전동기에서 인덕턴스로 에너지를 방출하는 동안은 저항에 전류의 흐름을 막기 위해 다이오드 D를 그림과 같이 설치하였다.

SW가 ON인 동안

$$E = L \frac{di_L}{dt} \text{ 이고 SW가 OFF일때}$$

$$u_L + i_L R = 0$$

ON-OFF 주기가 다른 소자에 의한 시정수보다 짧아 한 주기 동안 인덕턴스 전류 $i_L = I_L$ 로 일정하다고 가정하고 SW가 ON인 동안 L에 축적된 에너지가 OFF동안 저항 R을 통해

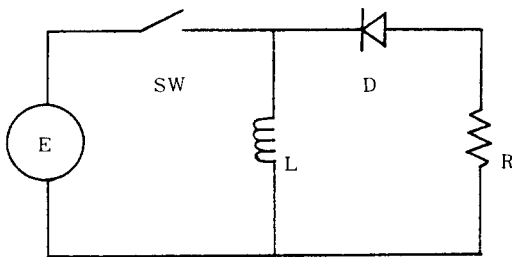


그림 3. 회로 1
Fig. 3. Circuit 1

모두 방출하려면 그동안 L의 전압의 평균치는

$$V_{Lavg} = 0$$

$$\text{즉 } E t_{on} = R I_L t_{off} \dots\dots\dots(1)$$

source에서 보낸 전류의 평균값 I_a 는

$$I_a = I_L \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

따라서

$$I_{sw} = I_L = I_a \left(1 + \frac{E}{R I_L}\right) \dots\dots\dots(2)$$

$$V_{sw} = E + R I_L \dots\dots\dots(3)$$

SW의 피상 전력은 $P_{sw} = V_{sw} \cdot I_{sw}$ 이므로, 이를 최소로 하는 R 값은

$$R = \frac{E}{I_L} \dots\dots\dots(4)$$

정격 전압일때 정격 전류가 흐른다면 피상 전력을 최소로 하는 저항 R의 값은

$$R = \frac{E_n}{I_n}$$

2.2. 회로2

회로1의 전류원을 캐패시터를 병렬로 연결하여 전압원으로 바꾼후, 저항을 통해 에너지를 방출시키는 방법을 생각할 수 있다. 즉 그림 4에서 보는 바와 같이 일단 인덕턴스에 저장된 자기에너지를 캐패시터에 전달한 후, 저항 R을 통해 소모시킨다. 이때 스위치의 ON동작에 영향을 주지 않도록 다이오드 D를 그림과 같이 삽입하였다.

이 회로에서는 회로1에서 에너지 소모가 스위치 SW의 OFF동안 일어나는 것에 반해, 스위치 상태에 관계없이 항상 일어날 수 있게 시

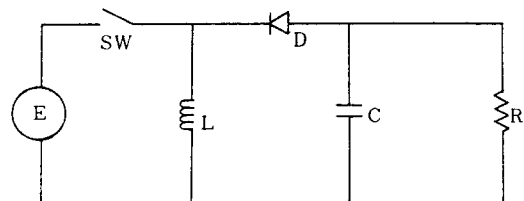


그림 4. 회로 2
Fig. 4. Circuit 2

정수 RC를 스위치의 동작 주기 보다 길게 한다. 따라서 큰 용량의 캐패시터 덕으로 저항 R의 전류는 크기의 급격한 변화를 겪지 않아도 된다.

이 회로에서 인덕턴스 전류 $i_L = I_L$ 로 한 주기 동안 일정하다고 보면 SW가 ON인 동안

$$u_L = E$$

이고, SW가 OFF인 동안

$$u_L = -u_C$$

인덕턴스 L에 ON동안 축적된 에너지를 OFF동안 캐패시터 C로 다 방출한다고 보고 이기간 동안 $u_C = V_C$ 로 일정하다고 보면

$$E t_{on} = V_C \cdot t_{off} \dots\dots\dots(5)$$

마찬가지로 OFF동안 캐패시터 C가 받은 에너지를 한 주기동안 저항 R에서 다 소비하려면

$$(I_L - \frac{V_C}{R}) t_{off} = \frac{V_C}{R} t_{on} \dots\dots\dots(6)$$

따라서

$$I_{sw} = I_L = I_a \cdot (1 + \frac{E}{V_C}) \dots\dots\dots(7)$$

$$V_{sw} = E + V_C \dots\dots\dots(8)$$

이때 SW의 피상 전력은 $P_{sw} = V_{sw} \cdot I_{sw}$ 이므로, 이를 최소로 하는 V_C 는 $V_C = E$ 이고, 식(6)로부터

$$V_C = \frac{-E + \sqrt{E^2 + 4R \cdot E \cdot I_{sw}}}{2}$$

따라서 저항 R의 값은

$$R = \frac{2 \cdot E}{I_{sw}} \dots\dots\dots(9)$$

정격 전압 $E = E_n$ 에서 R의 최적값은

$$R = \frac{2E_n}{2I_n}$$

2.3. 회로3

회로1과 회로2에서 볼 때, 제동 회로로 흘러들어오는 전류는 연속이 아니고 스위치의 ON, OFF에 의해 잘려진다. 만약에 전동기가 이상적인 전압원이면 문제가 되지 않지만 실제로 이상적인 전압원이란 있을 수 없다. 따라서 전

류 입력이 smooth한 것이 바람직하다. 따라서 전압원 E와 소모회로 사이에 캐패시터를 넣어 그림 5와 같은 회로를 구성하여 보자. 즉 캐패시터 C의 위치를 저항 R과 인덕턴스 L_s 를 직렬로 연결하면 연속인 전류를 가질 수 있다. 이때 스위치가 종전 위치에 있으면 캐패시터의 방전회로의 인덕턴스가 $L + L_s$ 가 되어 이 방전회로의 시정수가 커져 방전이 늦어진다. 따라서 그림 5와 같이 L과 SW의 위치를 바꾸었다.

SW가 ON되면 전압원은 L에 에너지를 공급하고 동시에 C도 R, L_s 를 통해 방전하게 된다. 이때 다이오드 D는 V_C 에 의해 OFF된다. 스위치는 SW가 OFF되면 인덕턴스 L의 전류는 C와 D를 통해 흐르게 된다. 즉 L에 SW의 ON동안 저장된 에너지는 OFF동안 캐패시터 C로 방출된다. L에 흐르는 전류가 일정하다고 가정하면

$$E t_{on} = (V_C - E) t_{off} \dots\dots\dots(10)$$

마찬가지로 SW의 한 주기동안 C에 축적되는 전하와 방출되는 전하가 평형을 이루려면

$$I_R t_{on} = I_L t_{off} \dots\dots\dots(11)$$

에너지 보존의 법칙에 의해

$$E I_L = R I_R^2 \dots\dots\dots(12)$$

따라서

$$I_R = \sqrt{\frac{E}{R}} I_L$$

$$V_C = E + \sqrt{E I_L R}$$

여기서

$$I_{sw} = I_L + I_R = I_a + \sqrt{\frac{E}{R}} I_a \dots\dots\dots(13)$$

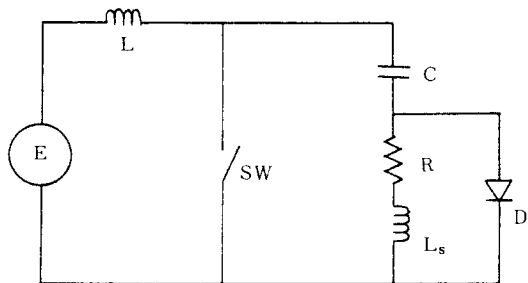


그림 5. 회로3
Fig. 5. Circuit 3

$$V_{SW} = E + \sqrt{E I_a R} \dots\dots\dots(14)$$

또 스위치의 피상전력은 $P_{SW} = V_{SW} \cdot I_{SW}$ 이고, 이를 최소로 하는 R의 값은

$$R = \frac{E}{I_a} \dots\dots\dots(15)$$

$$E = E_n \text{ 일 때 } R = \frac{E_n}{I_n}$$

이 회로에서는 source측의 L과 소모회로 측의 L_s 로 양쪽의 전류 연속성이 보장된다.

2.4. 회로4

만약 회로3에서 저항 R에 흐르는 전류가 연속이어야 한다는 조건을 고려하지 않으면 그림 5의 A와 B사이에 단순히 저항만으로 연결할 수 있다. 캐패시터 C는 스위치 SW가 OFF되었을 때 전류가 흘러 충전되고, SW가 ON되었을 때 저항 R과 SW를 통해 방전된다. 그대신 R에 흐르는 전류는 큰 불연속을 갖는다.

SW가 ON일때 2개의 독립된 회로가 동작한다. 즉 전압원 E는 L로 에너지를 전달하고, C에 저장된 에너지는 SW를 통과해 R에서 열로 소모된다. SW가 ON일때 L에 저장된 에너지가 OFF동안 C로 다 방출된다면, $V_{Lavg} = 0$ 이 되고, 또

$$E t_{on} = (R I_c + V_c - E) t_{off} \dots\dots\dots(16)$$

또 한 주기동안 캐패시터 C에 축적되는 전하와 방출되는 전하가 같다면, $I_{Cavg} = 0$ 이 되고, 따라서 $I_{Ravg} = 0$, $V_{Ravg} = 0$ 이 된다. 따라서 V_{Cavg}

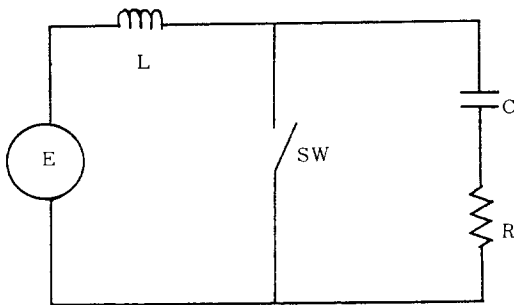


그림 6. 회로 6
Fig. 6. Circuit 6

=E가 되고, 또

$$I_L t_{off} = \frac{V_c}{R} t_{on} \dots\dots\dots(17)$$

그리고

$$V_{SW} = R I_L + V_c \dots\dots\dots(18)$$

$$I_{SW} = I_L + \frac{V_c}{R} \dots\dots\dots(19)$$

스위치의 피상전력은 $P_{SW} = V_{SW} \cdot I_{SW}$ 이고, 이를 최소로 하는 저항 R의 값은

$$R = \frac{V_c}{I_L} \dots\dots\dots(20)$$

정격 전압에서 $R = E_n / I_n$ 이 되고, 따라서

$$V_{SW} = \frac{E_n}{I_n} I_L + V_c$$

$$I_{SW} = I_L + \frac{I_n}{E_n} V_c$$

그런데, $E = V_c$ 이고, $I_L = I_a$ 이므로

$$I_a = I_{SW} - \frac{I_n}{E_n} E \dots\dots\dots(21)$$

이때 I_{SW} 가 어떤 정해진 값을 갖는다면 $E = E_n$ 이고 $I_a = I_n$ 일때, $I_{SW} = 2I_n$ 이 되고 I_a 와 E와의 관계는 그림 7과 같이 $-1/R$ 를 기울기로 하는 직선으로 표현된다.

$$\text{그리고 } V_{SW} = \frac{E_n}{I_n} I_a + E \dots\dots\dots(22)$$

이므로 위의 E와 I_a 의 관계를 고려하면 $V_{SW} = 2 \cdot E_n$ 이 된다.

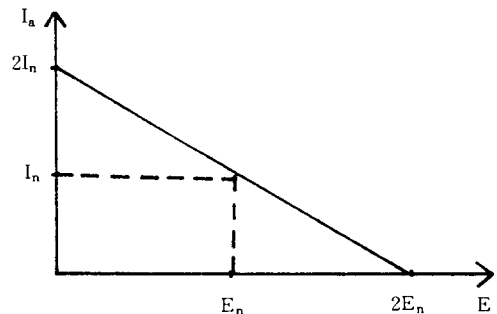


그림 7. 전압원과 평균전류와의 관계
Fig. 7. The relation of source voltage and average current

2.5. 비교

위에서 제시한 네 회로를 비교하기 위해 스위치의 효율적인 이용, 전압원의 과전압에 대한 안전도(SW의 정격 선정), 제동 회로의 복잡도, 저항 전류의 연속성 등을 보기로 한다. 스위치 SW의 OFF시 받는 역전압의 크기를 비교하면 E가 정격 전압 이하 일때는 회로1, 회로2와 회로3은 점점 증가해 $E=E_n$ 일때 $V_{sw}=2E_n$ 이 되나 회로4는 거의 항상 $V_{sw}=2E_n$ 이다. 그러나 문제가 되는 점은 E가 정격 전압 이하일때가 아니고 E가 정격 전압 이상일때이다. 이 경우 회로1은 스위치 전압이 전동기 전압 E에 대해 선형적으로 변하고 회로2와 회로3은 제곱근으로 변하여 회로 1, 2, 3 모두 $V_{sw}>2E_n$ 이 된다. 그러나 회로4인 경우는 $V_{sw}=2E_n$ 을 유지한다. 그리고 회로의 복잡성을 보면 회로 1, 2, 4는 비슷하다고 볼 수 있으나 회로3은 약간 더 복잡하다. 그리고 전동기에서 공급되는 전류의 연속성을 보면 회로 1, 2는 불연속을 이루고 회로 3, 4는 연속이다. 저항측 전류의 연속성을 볼 때는 회로 2, 3은 연속이고 회로 1, 4는 불연속이다.

위에서 비교한 바로는 회로3, 회로4는 전동기에서 흘러나오는 전류가 연속이어서 회로1, 회로2보다는 유리하다. 그리고 joule열로 전기 에너지를 소모하는 고전력 저항인 경우 기생 인덕턴스가 문제이다. 이로 인한 고전압 발생 문제를 피하려면 저항에 흐르는 전류가 연속이어야 한다. 이러한 점에서는 회로3이 회로4보다 유리하나 고전압에서의 스위치 소자면에서 보면 source가 정격보다 높은 과전압을 가질때 회로3에서는 스위치가 정격 전압 E_n 의 2배 보다 큰 전압을 견디어야 하지만 회로4에서는 어떤 source전압에 대하여도 $2E_n$ 에 가까운 전압만 견디면 된다. 따라서 본 연구에서는 고전압에서의 제동 장치면에서 보아 저항전류의 불연속 문제는 기생 인덕턴스가 적은 저항을 병렬로 연결하여 해결하기로 하고 스위치 문제가 가장 적은 회로4를 선택하기로 했다.

3. 회로4에 대한 고찰

3.1. 소자의 선택

전장에서 회로를 비교 선택하기 위해 스위치의 한 주기 동안 인덕턴스 L의 전류는 일정하고 커패시터 C의 전압은 0으로 가정하였다. 그러나 실제로는 전류 전압의 파동이 있으므로 이를 고려해야 한다. 우선 스위치에 있어서 짧은 동안의 과전류는 스위치를 잠시 과열할 뿐이므로 그 값이 정격보다 과도하게 크지 않으면 문제가 없으나 전압은 비록 짧은 동안이라도 스위치의 정격을 넘으면 스위치의 파괴에 까지 이르는 경우가 많다. 따라서 과전압이 과전류보다 더 심각하므로 스위치의 전압 V_{sw} 에 대한 영향부터 조사해 보자. 스위치 SW가 OFF될때 회로의 동작을 조사하면 R, L과 C의 값에 따라 $t=t_{off}+\Delta t$ 에서 $du_{sw}/dt>0$, $du_{sw}/dt=0$, $dv_{sw}/dt<0$ 세가지 경우를 볼 수 있다. 스위치 정격을 최대한으로 이용하려면 $du_{sw}/dt>0$ 의 경우와 같이 과전압이 일어나는 것은 피해야 한다. 따라서 소자의 선택은 적어도 $du_{sw}/dt\leq 0$ 을 보장해주는 조건을 만족해야 한다.

SW의 전압이 OFF시의 전압을 넘지 않는 조건을 만족하기 위해 SW가 OFF될때, 즉 $t=t_{off}+\Delta t$ 일때의 du_{sw}/dt 를 찾기 위해 $t=t_{off}+\Delta t$ 이고 Δt 가 아주 작을때 $i_L(t_{off}+\Delta t)=I_{L0}$ 이고 $v_C(t_{off}+\Delta t)\cong V_{CO}\cong E$ 라는 가정하에 스위치 SW의 전압이 SW가 OFF될 때의 초기 전압보다 커지지 않는 조건을 보장하려면

$$u_{sw}=Ri_L+v_C$$

$$\frac{du_{sw}}{dt}=R\frac{di_L}{dt}+\frac{dv_C}{dt}$$

이때 위에서의 가정에 의해

$$\frac{dv_C}{dt}=\frac{I_{L0}}{C}$$

$$\frac{di_L}{dt}=I_{L0}\frac{R}{L}$$

따라서

$$\left. \frac{dV_{sw}}{dt} \right|_{t=t_{off}+\Delta t} = I_{Lo} \left(\frac{1}{C} - \frac{R^2}{L} \right)$$

우리가 원하는 것은 $\left. \frac{dV_{sw}}{dt} \right| \leq 0$ 이므로 회로의 R, L, C값은 다음 관계를 만족시켜야 한다.

$$\frac{R^2 C}{L} \geq 1 \dots\dots\dots(23)$$

3.2. 제동 회로의 제어

제동 회로의 제어는 정해진 기준으로 부터 전압원의 크기에 관계없이 자동적으로 일정한 제동을 보장해주는 제어 형태를 원한다. 이때 기준이 되는 값은 원하는 제동력으로 부터 얻을 수 있으나, 스위치는 제한된 범위에서 동작하므로 스위치의 정격이 작은 경우는 제동력은 최대값보다 작은 것을 선택해 기준값으로 한다. 제동회로의 스위치 소자는 ON인 동안은 전류에 제한을 갖고 OFF인 동안은 전압의 제한이 있다. 따라서 스위치 전류의 제어는 소자의 최대 전류 이하에서만 동작하여야 한다. 우선 V_{sw} 가 어떤 값을 넘지 못하게 하려면 기준이 되는 값 V_{refmax} 를 스위치의 최대 정격 전압보다 작게 정하고, 이 값으로 부터 $I_{refmax} = (V_{refmax} - V_c) / R$ 로서 I_L 의 최대 기준점을 정한다. 스위치의 제어는 I_L 이 I_{refmax} 에 이르면 OFF하고 스위치 전압이 정해진 값이하로 떨어지면 ON한다. 그런데 $V_{sw} = V_c + R I_L$ 이므로 V_{sw} 는 이의 전류 image인 I_{sw} 로 표현할 수 있다. 실제 있어서는 스위치가 OFF된 상태에서는 스위치에 전류가 흐르지 못하므로 이때의 I_{sw} 는 $V_c / R + I_L$ 로 표현되는 가상 전류라 하고, 스위치의 제어는 위에서 정해지는 기준 전류 I_{refmax} 를 정해 놓고 이를 최대값으로 히스테리시스 폭을 두어 이사를 ON-OFF하게 조정한다.

4. 실험결과

본 연구에서는 120 volts의 교류전압을 정류해서 사용하고 정격 전류가 10amps인 타여자

직류 전동기를 제동하는 회로이므로 제동시 110volts하에서 10amps를 운용할 수 있는 회로를 구성하였다.

정격전압 $E_n = 110volts$ 이고 정격 전류 $I_n = 10amps$ 이면, $R = E_n / I_n$ 이므로 $R = 11 \text{ Ohm}$ 이 된다. 그리고 저항 양단의 전압은 $2E_n$ 까지 도달할 수 있고, 저항이 흡수할 수 있는 전력은 1, 100Watts이다. 저항에 흐르는 전류는 커패시터에 흐르는 전류와 같으므로 불연속이다. 따라서 기생 인덕턴스가 최소인 저항을 사용해야 한다. 인덕턴스는 병렬로 연결하면 감소하므로 본 연구에서는 4개의 56 Ohm짜리 저인덕턴스 저항을 병렬로 연결하여 사용하였다.

인덕턴스의 값은 주어진 전류의 변화폭에 대하여 최소 commutation시간을 결정한다.

$$t_{on} = \frac{L}{E} \Delta I_L \dots\dots\dots(24)$$

$$t_{off} = \frac{L}{V_{swmax} - E} \Delta I_L \dots\dots\dots(25)$$

이와 같이 인덕턴스의 값은 제동회로의 최대 주파수를 결정한다. 그리고 t_{on} 의 최소값은 SW를 ON할때 전류의 변화폭에 관계된다. 전류의 진폭을 1amps로 하고, $t_{on \text{ min}} = 100 \mu sec$ 로 하면 인덕턴스 L은 다음과 같다.

$$L = \frac{t_{on} E}{\Delta I_L} = 11mH$$

앞에서 본 바와 같이 u_c 의 변화폭은 I_L 의 초기값과 마지막 값에 의존하고 R, L과 C에 의해 결정된다. 커패시터에 흐르는 전류는 최대 $2I_n$ 에 이르는 불연속을 갖는다. 따라서 커패시터는 가능한 한 작은 내부 인덕턴스를 갖는 것을 선택하여야 한다. 또 커패시터 C는 제동회로의 평균 전류인 I_a 를 흐를 수 있게 하여야 한다. 이 실험을 위한 전류는 10amps이다. 그리고 커패시터의 전압은 전압원의 전압과 같으며 이는 120volts의 교류전압을 정류한 110volts이다. 전류의 파동에 의한 전압의 파동은, SW가 OFF상태에 있을때 전류 I_L 이 일정하다고 가정하면, 커패시터 C의 값과 전류 I_L 의 값에 따른다. 앞에서 본 바와 같이

$$\frac{R^2C}{L} \geq 1 \text{ 이므로}$$

$$C \geq \frac{L}{R^2} \cong 56 \mu\text{F}$$

실제에 있어서 100 μF 인 커패시터를 사용하고 1 μF 의 커패시터를 병렬로 연결하였다.

앞에서 본 바와 같이 SW는

$$V_{SW\max} = 2E_n$$

$$I_{SW\max} = 2I_n$$

위에서 언급한대로 장치의 크기를 줄이려면 인덕턴스의 값을 작게해야 되고 커패시터의 값은 이에 연관되어 결정된다. 이 값이 작으면 commutation 시간이 작아져야 하므로 SW는 빠른 것을 사용하여야 한다. 본 연구에서는 전력용 bipolar 트랜지스터^{(4)~(7)}를 사용하였다.

본 연구에서는 전류의 변화폭을 1.6amps로 하여 그림8에서 보는 바와 같이 V_{sw} 는 E에 거의 무관하게 일정함을 보인다. 그리고 I_a 는 E가 커짐에 따라 감소함을 보인다. 이는 앞에서 보인 근사화한 이론적인 예상과 매우 근접해 있음을 볼 수 있다. 그림9에서 서로 다른 크기의 source전압, 즉 E=16 volts, 60 volts와 100 volts인 경우에 인덕턴스에 흐르는 전류 I_L 와 스위치 전압 V_{sw} 의 모양을 볼 수 있다.

5. 결론

제동 회로를 간단히 하기 위해 commandable 스위치를 하나로 제한한 여러회로를 비교하여 간단하면서도 제시한 평가 기준을 대부분 만족

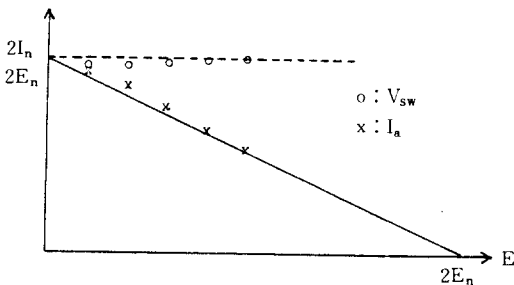
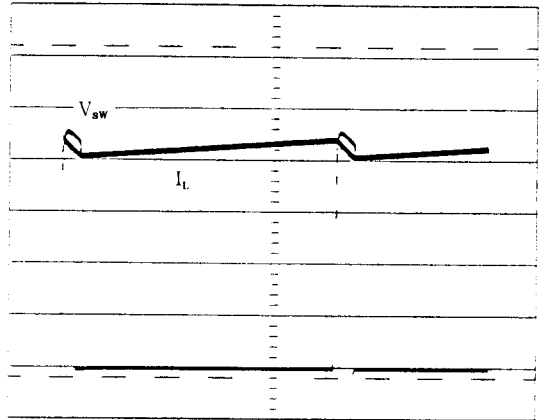
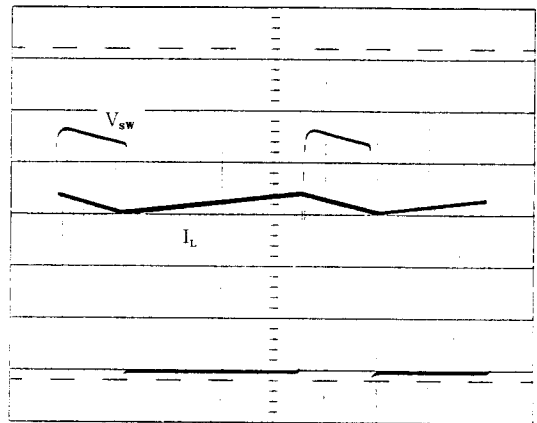


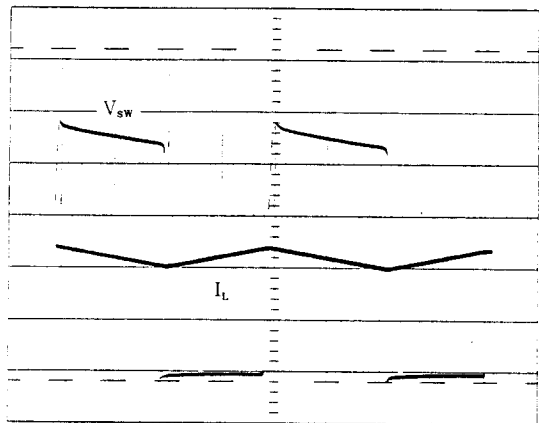
그림 8. 전압원 E의 변화에 따른 I_L 와 V_{sw} 의 변화
Fig. 8. The variation of I_L and V_{sw} with the source voltage E



(a) $t=200 \mu\text{s}/\text{div}$, $V=40 \text{ V}/\text{div}$, $I=4 \text{ A}/\text{div}$



(b) $t=100 \mu\text{s}/\text{div}$, $V=40 \text{ V}/\text{div}$, $I=4 \text{ A}/\text{div}$



(c) $t=100 \mu\text{s}/\text{div}$, $V=40 \text{ V}/\text{div}$, $I=4 \text{ A}/\text{div}$

그림 9. 전압원 크기에 따른 인덕턴스 전류 및 스위치 전압

Fig. 9. Inductance current and switch voltage with different source voltage

하는 회로를 선택하였다. 이 회로의 장점은

- a) 스위치의 피상 전력의 최대한의 이용
- b) 회로가 간단하고 소자수가 적음
- c) 에너지 원측의 전류의 불연속이 없으므로

전류원으로 볼 수 있음

d) 스위치의 전압, 전류에 대한 제한이 에너지원의 전압에 관계없이 변하지 않는다. 따라서 에너지원의 과전압에 대한 안전 여유를 생각하지 않아도 된다.

- e) 제어 회로가 간단

이 회로에는 정격속도에서 최대 제동력을 얻기 위하여 필요한 전류의 두배에 해당되는 전류가 스위치에 흐르고, 또 스위치는 에너지원의 정격전압의 두배를 견디어야 한다. 그리고 commutation의 속도를 높이고 강제 commutation의 제어를 간단히 하기 위해 bipolar 전력용 트랜지스터를 사용하였다. 실현을 위해 저항의 기생 인덕턴스 문제의 해결은 저항선의 권선을 낮은 인덕턴스를 얻는 방법을 사용하고, 네개의 저항을 병렬로 연결하여 기생 인덕턴스를 줄였다.

이 회로의 동작은 이론적인 것과 거의 일치함을 보이고, 비교적 작은 용량의 직류 전동기에는 어떠한 용도에도 상당히 좋은 성과를 얻으리라 생각된다. 실제 산업용으로 사용하려면

스위치 양단에 걸리는 과전압에 대한 보호회로가 있어야 한다.

참고문헌

- 1) P.C.Sen and M.L.McDolald, "Thyristorized dc drives with regenerative braking and speed reversal", IEEE Trans. on IECI Vol.25, No.4, 1978
- 2) M.H.Rashid, "Regenerative characteristics of dc chopper controlled series motor". IEEE Trans on VT Vol.33, No.1, 1984
- 3) M.H.Rashid, "Power Electronics", Prentice-Hall, 1988
- 4) W. hetterscheid, "Base circuit design for high voltage switching transistors in power converters", PCI sept./oct. 1980
- 5) Foch, Arches, Roux and Hsu, "A new technique for series connection of power transistors in high voltage", Proceeding PCI 1981
- 6) Al Pshaenich, "Proportional Reverse Base Current Drive Circuit", PCI nov./dec., 1980
- 7) K. Rischmuller, "Hacheur A Transistors 300A", Note D'Application 79-7, THOMSON-CSF