

直流變換 技術

金 喆 禹*, 金 熙 峻**

(正 會 員)

釜山大學校 電氣工學科 副教授(工博)*

漢陽大學校 電氣工學科 助教授(工博)**

전력의 변환형태 중에 한가지인 直流變換이란 주어진 교류 또는 직류에서 可變直流出力을 얻는 것으로, 입력의 형태에 따라서 다음과 같이 크게 나눌 수가 있다.

첫째 교류에서 가변직류출력을 얻는 順變換裝置(AC-DC 콘버터)와, 둘째 직류에서 가변직류출력을 얻는 直流變換裝置(DC-DC 콘버터)가 있다. 이때 직류전원에서 직접적으로 가변직류출력을 얻는 장치를 초퍼(chopper)라 하며, 직류를 일단 인버터로 고주파교류로 변환하고 絶緣變壓한 후에 정류회로와 필터회로를 이용하여 간접적으로 직류를 얻는 장치를 스위칭電壓安定器(switching regulator)라고 한다.

I 절에서는 이들 직류변환장치에 관한 기본회로방식과 적용 및 그 문제점에 관하여 언급코져 한다.

I. AC-DC 콘버터

1. 서 론

반도체기술의 급격한 발달로 오늘날의 AC-DC 콘버터는 정류다이오우드 대신 스위칭 제어소자를 많이 이용하게 되었다. 따라서 같은 장치로 AC-DC 변환은 물론, 직류전력을 교류전력으로 바꾸는 逆變換機能을 갖게 되었다. 그러나 가변직류출력을 얻기위해 스위칭소자를 位相制御하면, 교류입력측의 力率이 낮아지고 입력전류에 고조파가 포함되며 반드시 무효전력을 수반하게 된다.

이런 문제점을 해결하기 위하여 PWM방식,^[1,2] 消弧角制御法, 비대칭제어법,^[3,4,5] 종속접속에 의한 순서제어법^[6] 등이 사용되었다. 또한 교류전원의 변압기 2차측을 $Z_{1g}-Z_{2g}$ 로 결선하거나, Y-△로 결선하는 방법^[7]이 이용되었다.

本文에서는 전력의 質의向上, 에너지 節減, 容量低減이란 관점에서 AC-DC 콘버터를 他勵變換裝置

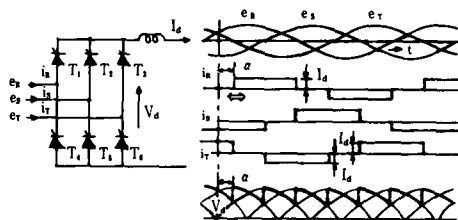
와 自勵變換裝置로 나누고, 그 無効電力을 줄일 수 있는 회로방식과 제어법에 관해 설명한다.

2. 他勵變換裝置와 低無効電力變換方式

他勵變換裝置는 다이리스터가 轉流할 때 필요한 轉流電壓을 입력인 교류전압에서 얻는 변환장치이다. 그 회로방식으로는 單相 및 多相 등이 있으나, 여기서는 3상 브릿지 정류기를 예로 들어 우선 무효전력의 발생에 관해 설명하고 이 他勵變換裝置의 무효전력을 줄이는 방도에 대해 알아본다.

(1) 入出力電壓, 電流波形

그림 1은 3상 브릿지 정류기의 대표적인 他勵變換裝置의 주회로와 입출력전압, 전류파형이다. 交流電源과 스위칭소자가 理想的이고 직류측의 평활용 리액터가 충분히 크다고 가정하면, 그림 1(b)에서와 같이 交流入力電流는 $2\pi/3$ 폭을 갖는 구형파전류가 된다. 또 출력측의 직류전압은 $T_1 \sim T_6$ 에 의해 교류전원 전압을 잘라서 붙힌 파형이 된다. 이때 $T_1 \sim T_6$ 를 位相制御하면 출력전압의 크기가 변하고, 입력전류는 제어각 α 에 따라 교류전압보다 늦은 위상으로 흐르게 된다. 표 1은 이와 같은 이상적인 경우에 入出力의 기본특성식을 나타낸 것이다.



(a) 주회로 접속 (b) 전압·전류파형

그림 1. 3상 브릿지 他勵變換장치

표 1. 3상他勵브릿지의 기본 특성치

	교 류 측	직 류 측
전압	교류전압 실효치(선간) E_a	직류 출력전압 평균치 $E_d = E_{d0} \cos \alpha$
전류	1. 교류전압 전 실효치 $I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$ 2. 기본파 전류 실효치 $I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$ 3. 제 n차 고조파 실효치 $I_n = \frac{I_1}{n}$	직류출력전류평균치 $i_d = I_d$
전력	1. 유효전력: $P = E_{d0} I_d \cos \alpha$ 2. 무효전력: $Q = E_{d0} I_d \sin \alpha$	유효전력: $P = E_{d0} I_d \cos \alpha$
비고	$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_a$	α : 위상제어각

(2) 無効電力

여기서 주목되는 것은 他勵變換裝置에서 발생되는 무효전력이다. 표 1에서 보는 바와 같이 무효전력 Q는,

$$Q = E_{d0} I_d \sin \alpha$$

로 표시된다. 이 식에서 무효전력 Q는 전원전압 E_a 와 직류출력전류 I_d 및 제어각 α 에 관련됨을 알 수 있다. 제어각 α 는 이상적으로 $0 \sim \pi$ 까지 변할 수 있으며 $\alpha = \pi/2$ 에서 Q는 최대가 된다. 또 I_d 와 E_a 가 각각 커질수록 무효전력 Q는 증가한다. 이와 같은 관계는 유효전력 P(등가적으로 직류출력전압 E_d 와 같음)를 횡축으로 하고, 무효전력 Q를 종축으로 하여 $E_{d0} I_d$ 로 正規化한 그림 2와 같은 電力圓을 보면 잘 알 수 있다. 출력전압과 전류의 곱인 $E_{d0} I_d$ 는 장치의 용량을 나타내므로 大容量일수록 圓弧가 크지고, 그만큼 무효전력이 증가함을 알 수 있다.

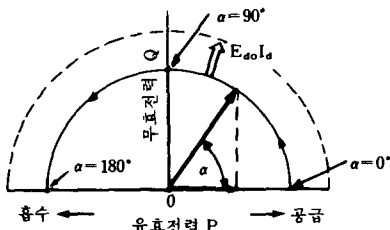


그림 2. 3상 브릿지他勵變換裝置의 電力圓線圖

또한 무효전력 Q를 평가하는 特性量으로서 力率 P_r가 있는데, 이것은 변환장치의 특성에 매우 중요하다. P_r는

$$P_r = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} \cos \alpha$$

로 정의되므로 α 가 클수록, 회로방식에 따라 발생하는 고조파전류성분 I_n 이 많을수록 力率은 저하하고 무효전력은 증가한다. 특히 고조파전류 I_n 은 각종 장애전력을 유발시키므로 이를 억제함이 매우 중요한 과제이다.

(3) 低無効電力變換의 諸方式

위의 설명에서 알 수 있듯이 他勵變換裝置가 발생하는 무효전력을 줄이는 방법으로서, 기본적으로

- 가) 위상제어각을 궁리하는 방법
- 나) 電力圓弧의 크기를 궁리하는 법

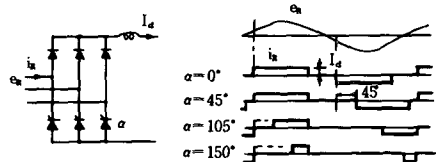
두가지를 생각할 수 있다.

A. 非對稱制御方式

이 방식은 가)에 해당하는 방식이다. 그림 1(a)와 같은 브릿지 회로에서 $T_1 \sim T_3$ 그룹과 $T_4 \sim T_6$ 그룹을 각각 3상반파정류기로 보고, α_p 와 α_n 인 서로 다른 位相角으로 제어하는 방식이다. 무효전력을 줄이기 위해서는 α_p, α_n 을 될수록 $\pi/2$ 보다 벗어난 영역에서 제어함이 바람직하다. 극단적으로 $T_1 \sim T_3$ 군의 制御角 $\alpha_p = 0$ 로 하면, 이들은 다이오드로 동작하게 된다. 따라서 이 경우의 회로와 동작은 그림 3과 같이 3상혼합브릿지가 된다. 또한 $\alpha > \pi/3$ 인 영역에서는 그림 3(b)와 같이 $T_1 \sim T_3$ 가 다이오드로 작용하므로 바이 패스 모우드가 생기게 된다. 이 회로방식은 전력의 변환범위에 제약을 받게된다. 즉 負의 출력전압을 만들어 유효전력을 흡수하는 인버터 영역의 운전이 불가능하다. 따라서 항상 연속적인 출력전압을 발생하는 전원이나 저항부하용 전원에 적합하다.

B. 縱橫接續順序制御回路

이 방식은 나)에 해당하는 방식이다. 그림 4(a)와 같이 두 대의 변환장치를 종속접속하고 쌍방의 위상각을



(a) 주회로접속 (b) 교류전류파형

그림 3. 3상 혼합브릿지 변환장치와 비대칭제어 방식의 동작

제어한다. 이상적인 상태에서 (i) 출력전압이 0~100% 까지 필요한 경우에 한쪽 변환장치의 제어각을 0° 로 고정하고 다른 한쪽을 인버터 영역에서 콘버터 영역으로 移相시키면, 임의의 연속출력을 얻을 수 있다. 그림 4 (b)는 이 경우의 동작 모우드이다. 또한 (ii) 負의 출력을 얻을 경우에는 한쪽의 제어각을 π 로 고정하고 다른 한쪽을 $0 \sim \pi$ 까지 移相하면 된다. 따라서 종합적인 무효전력은 어느 한쪽을 다이오우드 브릿지로 동작시킬 수 있으므로 등가적으로 1/2로 줄일 수가 있다. 그러나 위상제어각의 한계, 轉流 리액턴스의 존재 등으로 실제의 무효전력은 1/2보다 약간 커진다.

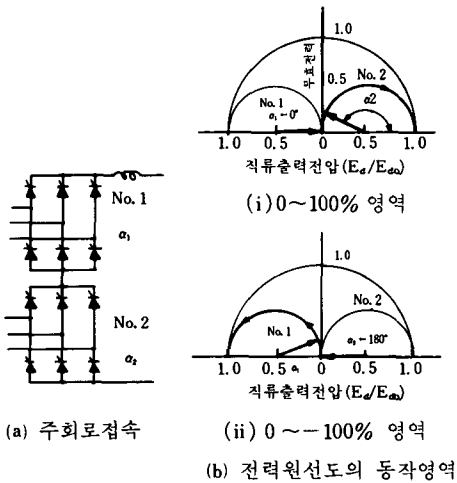


그림 4. 종속접속회로방식과 순서제어방식의 동작

C. 縱續接續 Vernier制御回路

이 방식은 50% 이상의 높은 출력을 얻을 때 주로 사용하는 방식이다. 앞의 순서제어 방식과는 달리 어느 한쪽은 $\alpha=0^\circ$ 또는 $\alpha=\pi$ 로 고정해두고 다른 한쪽만을 제어하여 필요한 직류출력을 얻는 방법이다. 부하변동이 적을 때에 가장 경제적으로 사용되는 방법이다.

3. 自動變換裝置와 低無効電力變換方式

(1) 自動轉流와 入力電流

自動變換裝置는 장치내부에 다이리스터를 消弧시키기 위한 轉流補助回路를 갖춘 것으로, 轉流에 필요한 轉流電壓은 이 보조회로에서 얻는다. 따라서 이 轉流補助回路의 성능에 따라서는 임의의 시점에서 點弧 및 消弧가 가능하다. 이것을 교류계통에 접속하여 他勵變換裝置와 같이 交·直流相互間的 전력변환에 사용할 경우에

는 교류전류가 흐르기 시작하는 위상(α ; 점호각)과 끊기는 위상(β ; 소호각)을 각각 제어할 수도 있고, 동시에 제어가능하다. 따라서 교류전압의 한 주기사이를 여러번 on, off시킬 수 있으므로, 원리상으로 기본파 전류를 전원전압과 同位相으로 흘릴 수가 있다. 그림 5는 이와 같은 각 방식에서의 교류전압과 전류를 나타낸 것이다.

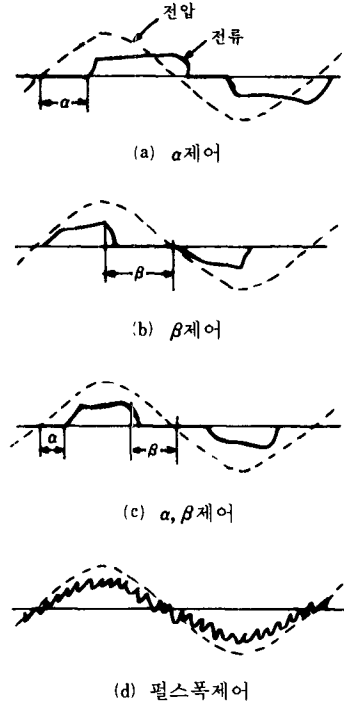


그림 5. 자려변환방식의 입력전압전류파형의 한 예

(2) 自動轉流混合 브릿지 방식

그림 6은 AEG社가 개발한 強制消弧可能한 자려전류혼합 브릿지 회로이다. T_1, T_2 및 D_1, D_2 로 단상혼합 브릿지 회로를 구성한다. 轉流콘덴서 C_1, C_2 는 R_L 과 D_L 를 거쳐 그림과 같은 극성으로 충전되고 消弧時에 T'_1, T'_2 를 점호하여 강제소호한다. 이때 교류전류는 零이 되나, 직류측 부하전류는 D_1, D_2 를 통해 環流하게 된다. 그림 6 (b)와 같이 $\beta = \pi - \alpha$ 로 제어하면 기본파입력전류는 교류전압과 同相이 되어 무효전력이 개선된다.

(3) 초퍼와 組合한 방식

그림 7은 Siemens社가 개발한 다이오우드 브릿지와 초퍼를 조합한 방식이다. 동작은 그림 6의 회로와 비

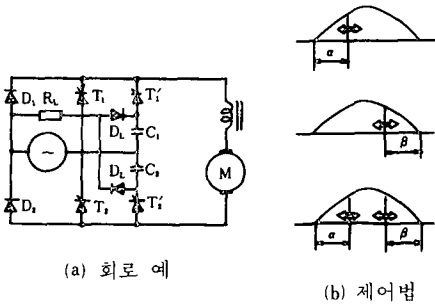


그림 6. 자려전류혼합 브릿지 회로와 제어법

숫하며, 전원측의 인덕턴스에 에너지가 보조 다이오드 D_L 을 거쳐 일단 C에 축적되고 消弧時에 T를 점호시켜 부하측에 방출케 한다. 여기서도 $\beta = \pi - \alpha$ 로 제어하면 力率이 1이 되게끔 제어가능하다.

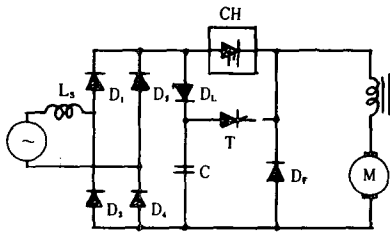
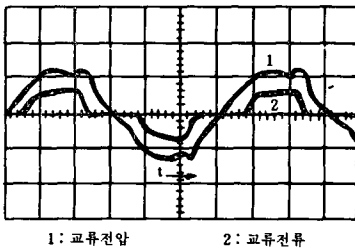


그림 7. 다이오드 브릿지와 초퍼를 조합한 회로



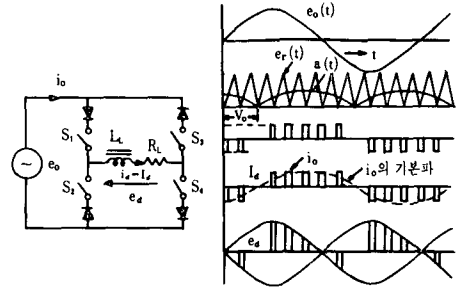
1: 교류전압 2: 교류전류

그림 8. 초퍼와 조합한 방식의 전압, 전류파형

(4) 펄스幅制御 브릿지 방식

이 방식은 전원의 한 주기사이를 여러번 on, off 시켜 교류측의 低次高調波와 무효전력을 줄이는 방법이다. 그림 9(a)는 기본회로이다. $S_1 \sim S_4$ 는 임의의 時點에서 on, off되는 스위치이며, 이와 직렬연결된 다이오드는 이 스위치가 一方向性을 의미한다. 그림 9(b)와 같이 정현파인 제어입력신호 $a(t)$ 와 定周波 f_s 인 기준삼각파 $e_r(t)$ 를 변조하여 $S_1 \sim S_4$ 를 동작시킨다. 正의

반주기에서 변조된 신호가 1일 때는 S_1, S_4 를 on 시키고, 0일 때는 S_1, S_2 를 on시켜 부하와 전원을 분리함으로써 교류전류는 零이되나 直流電流는 環流하게 된다. 따라서 교류전류 i_o 는 펄스모양으로 흐르고 低次高調波成分이 줄어 짐과 동시에, 制御入力信號 $a(t)$ 의 위상 ψ_o 를 제어하여 무효전력을 줄이게 된다.



(a) 원리회로 (b) 동작파형

그림 9. 펄스폭제어 브릿지방식의 원리

4. 결론

지금까지 交·直變換裝置에 관하여 무효전력과 고조파성분을 低減시킨다는 관점에서 살펴보았다. 그러나 전력을 변환하고 제어하는 全動作領域에 걸쳐 무효전력을 완전히 제거할 장치는 존재하지 않는다. 다만 強制電流를 이용한 펄스幅變調方式이 가장 우수하나, 轉流동작이 빈번해 짐에 따른 문제점은 역시 남는다. 따라서 어떤 방식을 택할 것인가는 부하의 특성과 요구사양에 따라 적절히 선정되어야 할 것이다.

II. DC-DC 컨버터에 대하여

1. 서론

DC-DC 컨버터는 最近 電子通信用機器의 直流安定化電源으로서 많이 이용되고 있는 스위칭 레귤레이터의 가장 핵심적인 부분으로서 직류의 入力電壓을 반도체 스위치로 고주파스위칭을 시켜서 일단 펄스狀의 전압으로 변환시킨 후 필터를 통하여 원하는 직류출력전압을 얻는 직류변환장치라고 할 수 있다. DC-DC 컨버터에서 수행되는 고주파스위칭은 회로전체의 손실의 대폭저감, LC 소자의 소형화 등을 實現가능케 하므로서 스위칭레귤레이터가 종래의 直流安定化電源에 비하여 사이즈 및 效率의 면에서 아주 우수한 전원으로서 특징있게 해준다.

本稿에서는 최근 가장 널리 이용되고 있는 펄스폭 제어방식(PWM : pulse width modulation)의 DC-DC 컨버터회로 및 그 특징을 소개하고 그 代表的인 例로서 降壓形 회로의 해석例를 통하여 정상 특성, 동특성 및 안정성을 論하므로써 DC-DC 컨버터에 대한 이해에 조금이나마 보탬이 되고자 한다.

2. DC-DC 컨버터의 회로방식

그림10은 DC-DC 컨버터의 原理를 설명해 주고 있다. 직류전압 V_i 를 반도체 스위치 Q를 가지고 고주파로 스위칭시켜서 일단 펄스狀의 전압 V_f 로 변환시킨 후 이것을 LC 필터를 통하여 원하는 직류출력전압 V_o 를 얻는다. 이때 스위칭주파수는 약 20KHz~500KHz 정도이며 출력전압 V_o 의 크기는 V_f 의 펄스幅의 크기에 의해 제어되게 되며 이러한 제어방식을 펄스폭제어방식(PWM)이라고 한다.

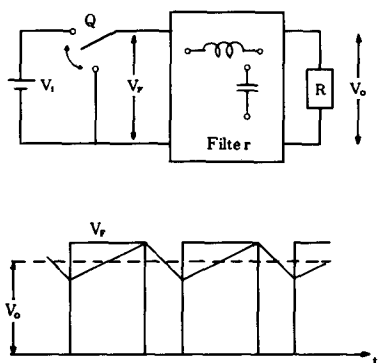


그림10. DC-DC 컨버터의 原理

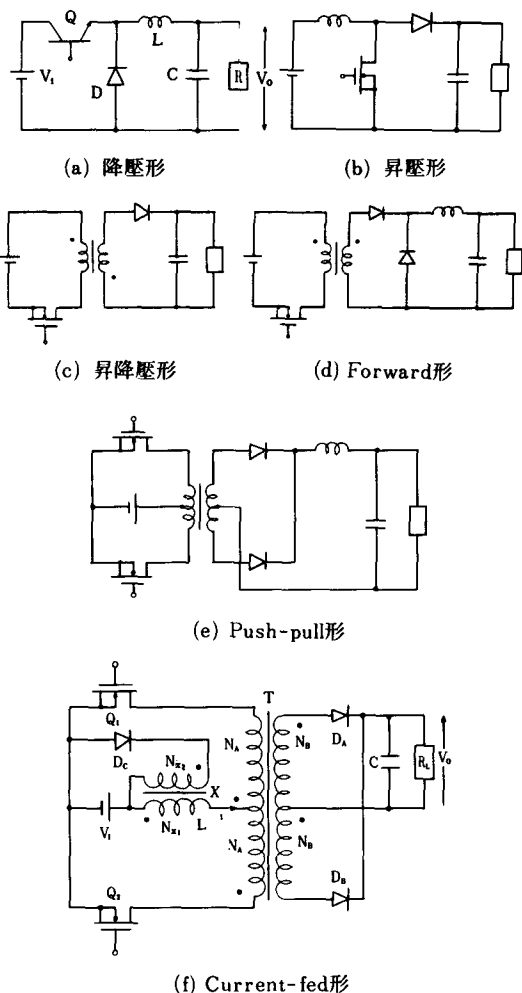


그림11. DC-DC 컨버터의 회로방식

그림11에 DC-DC 컨버터의 회로방식을 나타낸다. (a)는 降壓形, (b)는 昇壓形, (c)는 昇降壓形 회로를 나타낸다. 명칭에 나타나는 의미 그대로 (a)는 입력전압보다 낮은 출력을 얻는데, (b)는 입력보다 높은 출력전압을 얻는데 이용된다. (c)는 時比率 D의 조절에 의하여 입력보다 낮은 출력 또는 높은 출력을 얻을 수 있다는 특징이 있다. (d)의 포워드(forward)形과 (e)의 푸시풀(pushpull)形的의 出力回路의 부분은 (a)의 강압형회로와 同一하며 출력전압을 변압기의 권선비로 조절할 수 있다는 利點이 있다. (f)는 電流還流形(current-fed) 회로이며 多出力을 얻는데 1個의 리액터만 필요하게 되므로 多出力응용에 적합하고, 諸컨버터의 회로중 가장 안정성이 우수하다는 점이 보고되고 있다.¹⁾

그림12는 DC-DC 컨버터를 포함한 스위칭레귤레이터의 구성을 나타내는 블록선도이다. DC-DC 컨버터의 출력 또는 그 일부를 기준전압 V_r 과 비교하여 출력에 생긴 오차를 증폭하므로써 제어신호를 만든다. 이 제어신호를 비교기(comparator)에서 삼각파와 비교하여 펄스폭을 제어하게 되는데 출력오차를 보상해주는 방향으로 제어하므로써 출력전압을 安定化시켜주는 역할을 하게 된다. 그림에서 점선으로 표시된 오차 증폭기, 비교기 등을 포함하는 補償회로는 최근 集積化기술의 발달과 더불어 하나의 IC로 대체할 수 있게 되어 회로의 小形化에 더욱 기여를 하고 있는 실정이다.

3. DC-DC 컨버터의 해석例

DC-DC 컨버터회로는 스위치와 정류기를 포함하

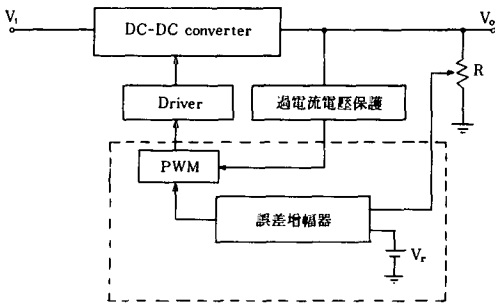


그림12. 스위칭 레귤레이터의 구성

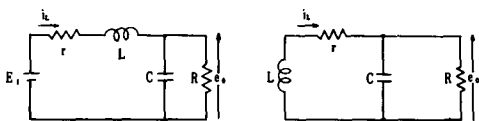
는 비선형회로이기 때문에 通常의 선형회로 해석법을 가지고 특성을 구하는 일은 그리 쉬운 일이 아니다. 이에 리액터전류, 평활콘덴서전압 등 콘버터内の 연속하는 量의 평균치를 변수로 선택하고, 스위칭주파수가 회로의 고유주파수 보다 충분히 높다는 가정하에 선형 근사를 하여 평균화된 방정식을 구하므로써 손쉽게 해석을 수행할 수 있는 해석법이 개발되었다.^{11), 15)} 以下 콘버터회로중 가장 많이 이용되고 있는 회로방식인 降壓形回路에 이 해석법을 적용하여 정상특성, 동특성 및 안정성 등을 論하고자 한다.

그림13에 降壓形회로의 스위치 Q가 on 및 off 에 대한 等價回路를 나타낸다. 여기서 E_i 는 입력전압, e_o 는 출력전압, r 은 리액터의 손실저항, 또 R 은 부하저항을 나타낸다. 스위치 Q가 on 이 되면 다이오드는 逆바이어스 되어 off가 된다. 다음에 스위치가 off가 되면 리액터에 逆방향전압이 발생하여 다이오드가 導通하게 된다. 等價回路로부터 리액터전류 i_L 과 출력전압 e_o 에 관하여 回路方程式을 구하면 다음과 같다.

상태 I 에 대하여,

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r}{L} i_L - \frac{1}{L} e_o + \frac{1}{L} E_i \tag{1}$$

$$\frac{de_o}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} e_o \tag{2}$$



(a) 状態 I (스위치 on) (b) 状態 II (스위치 off)

그림13. 강압형회로의 등가회로

상태 II 에 대하여,

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r}{L} i_L - \frac{1}{L} e_o \tag{3}$$

$$\frac{de_o}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{RC} e_o \tag{4}$$

스위칭주파수가 회로의 고유주파수 보다 충분히 높다는 가정하에서 각변수 i_L, e_o 의 평균치 \hat{i}_L, \hat{e}_o 에 대한 방정식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{r}{L} \hat{i}_L - \frac{1}{L} \hat{e}_o + \frac{D}{L} E_i \tag{5}$$

$$\frac{d\hat{e}_o}{dt} = \frac{1}{C} \hat{i}_L - \frac{1}{RC} \hat{e}_o \tag{6}$$

(1) 定常特性

정상상태에서는 式 (5), (6)에서 $d\hat{i}_L/dt=0, d\hat{e}_o/dt=0$ 이 되므로 이 조건하에서 리액터전류 i_L 및 출력전압 e_o 의 정상值 I_L, E_o 를 구하면 다음과 같게 된다.

$$I_L = \frac{D}{R+r} E_i \tag{7}$$

$$E_o = \frac{RD}{R+r} E_i \tag{8}$$

式 (7), (8)로부터 부하전류 $I_o (=E_o/R)$ 와 리액터전류 I_L 의 관계는

$$I_o = I_L \tag{9}$$

가 되고, 昇降壓比 G_{ro} 및 出力임피던스 Z_o 는 다음과 같이 구해진다.

$$G_{ro} = \frac{E_o}{E_i} = D \cdot \frac{R}{R+r} \tag{10}$$

$$Z_o = r \tag{11}$$

式 (10)에서 리액터의 손실분 r 을 무시하면 昇降壓比 G_{ro} 는

$$G_{ro} = \frac{E_o}{E_i} \cong D \tag{12}$$

가 되며 時比率 D 로서 간단히 표현할 수 있음을 알게 된다. 電力效率에 관해서는 式 (9), (10)으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cong \frac{E_o^2/R}{E_i \cdot I_L \cdot D} = \frac{1}{1+r/R} \tag{13}$$

(2) 動特性 및 安定性

入力電壓, 時比率 및 부하저항 등에 미소변동이 생긴 경우의 동특성을 구하기 위하여 式 (5), (6)에

미소변동 $E_i \rightarrow E_i + \Delta E_i$, $D \rightarrow D + \Delta D$, $R \rightarrow R + \Delta R$ 에 대한 변수의 미소변동 $I_L \rightarrow I_L + \Delta I_L$, $E_o \rightarrow E_o + \Delta E_o$ 을 고려한 후 2次の 미소항을 무시하여 선형근사를 행하면 다음과 같은 式을 구할 수 있게 된다.

$$\frac{d}{dt} \Delta I_L = -\frac{r}{L} \Delta I_L - \frac{1}{L} \Delta E_o + \frac{E_i}{L} \Delta D + \frac{D}{L} \Delta E_i \quad (14)$$

$$\frac{d}{dt} \Delta E_o = \frac{1}{C} \Delta I_L - \frac{1}{RC} \Delta E_o + \frac{E_o}{CR^2} \Delta R \quad (15)$$

이 式에 라플라스변환을 행하고 각 변동분에 대한 전달함수를 구하면 다음과 같게 된다.

$$G_c(s) = \frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta D^*(s)} \cong G_{co} \frac{1-s/\omega_z}{P(s)} \quad (16)$$

$$G_f(s) = \frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta E_i^*(s)} \cong \frac{G_{fo}}{P(s)} \quad (17)$$

$$G_r(s) = \frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta R^*(s)} \cong \frac{G_{ro}}{P(s)} \frac{1+s/\omega_r}{P(s)} \quad (18)$$

$$P(s) = 1 + 2\delta(s/\omega_o) + (s/\omega_o)^2 \quad (19)$$

여기서,

$$\delta = \frac{\frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}}{\sqrt{1+r/R}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{r}{R}}$$

$$G_{co} = \frac{E_o}{D}$$

$$\omega_z = \infty$$

$$G_{ro} = \frac{E_o}{R^2} \cdot \frac{r}{1+r/R}$$

$$\omega_r = r/L$$

출력전압변동 ΔE_o 를 時比率변동 ΔD 에 귀환시키는 것에 의하여 출력전압의 조정을 행하는 레귤레이션 기구를 式 (16)~(19)의 전달함수를 이용하여 표시하면 그림14와 같이 된다. 여기서 귀환루프가 이득 K의 이상증폭기로 구성된다고 하면

$$\Delta D^*(s) = -K \Delta E_o^*(s) \quad (20)$$

가 되고 그림 14 및 式 (16)~(20)을 이용하면 레귤레이션特性的 기본식이 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta E_o^*(s) = \frac{G_f(s)}{1+KG_c(s)} \Delta E_i^*(s) + \frac{G_r(s)}{1+KG_c(s)} \Delta R^*(s) \quad (21)$$

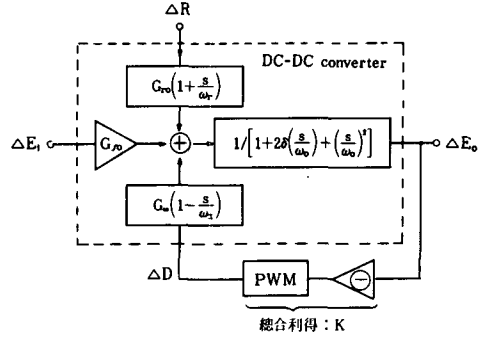


그림14. 레귤레이션 기구

式 (16)~(19), (21)을 이용하여 입력전압과 부하저항의 미소변동에 대한 출력전압의 변동을 각각 표시하

$$\frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta E_i^*(s)} \cong \frac{\omega_o^2 G_{fo}}{s^2 + (2\delta\omega_o - KG_{co}\omega_o^2/\omega_z)s + \omega_o^2(1+KG_{co})}$$

$$\frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta R^*(s)} \cong \frac{\omega_o^2 G_{ro} (1+s/\omega_r)}{s^2 + (2\delta\omega_o - KG_{co}\omega_o^2/\omega_z)s + \omega_o^2(1+KG_{co})} \quad (22)$$

가 되고 이것을 정리하면 다음과 같다.

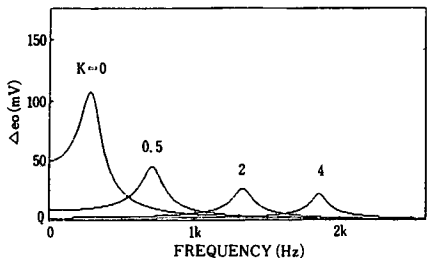
$$\frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta E_i^*(s)} \cong \frac{\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R}\right) \frac{E_o}{E_i}}{s^2 + \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR}\right)s + \frac{1}{LC} \left(1 + KE_i + \frac{r}{R}\right)}$$

$$\frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta R^*(s)} \cong \frac{\frac{E_o}{CR^2} \cdot \left(s + \frac{r}{L}\right)}{s^2 + \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR}\right)s + \frac{1}{LC} \left(1 + KE_i + \frac{r}{R}\right)} \quad (23)$$

그림15에 입력전압변동과 부하저항변동에 대한 출력전압변동의 주파수응답을 표시한다. 이 그림으로부터 각 주파수응답에는 공진현상이 나타나고 있으며 공진주파수는 귀환정수 K의 증가와 함께 상승하고 있음을 알 수 있다. 또 피크値에 대해서는 입력전압변동의 경우, K의 증가와 함께 감소해 가지만 부하변동의 경우에는 K의 증가에 대하여 거의 변화하고 있지 않음을 알 수 있다.

式 (23)으로부터 특성방정식은 다음과 같이 된다.

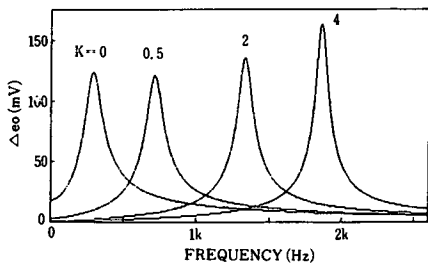
$$H(s) = s^2 + \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR}\right)s + \frac{1}{LC} \left(1 + KE_i + \frac{r}{L}\right) = 0 \quad (24)$$



FREQUENCY RESPONSES

L = 0.25 (mH) C = 1200 (micro F) r = 0.18 (OHM)
 rc = 0 (mOHM) Lc = 0.00 (micro H) fc = 100 (KHz)
 delta E_i = 0.10 (V)

(a) 入力電壓變動



FREQUENCY RESPONSES

L = 0.25 (mH) C = 1200 (micro F) r = 0.18 (OHM)
 rc = 0 (mOHM) Lc = 0.00 (micro H) fc = 100 (KHz)

(b) 負荷抵抗變動

그림 15. 전달함수의 주파수 응답

이 특성방정식으로부터 알 수 있듯이 K의 값에 무관하게 불안정根은 존재하지 않으므로 降壓形회로는 항상 안정하다는 점을 알 수 있게 된다. 그러나 그림 2의 설명에서 귀환회로에 나타나는 오차증폭기는 通常 연산증폭기 (op amp.)를 사용하고 있으며 1次位相지연을 가정할 수 있으므로 그림 14에서 귀환루프가 이득 K의 이상증폭기로 구성된다는 가정은 다음과 같이 1次位相지연을 고려한 이득 K(s)로 바뀌어야 한다.

$$K(s) = \frac{K}{1 + Ts} \tag{25}$$

但, T = PK/2 πGb

1/P: 비교기의 이득

Gb: 오차증폭기의 이득대역폭 적

따라서 (23)式的 K에 이 K(s)를 대입하여 정리하면

$$\frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta E_i^*(s)} \approx \frac{1}{LC} \cdot \left(1 + \frac{r}{R}\right) \cdot \frac{E_o}{E_i} \cdot \frac{Ts + 1}{P_1(s)}$$

$$\frac{\Delta E_o^*(s)}{\Delta R^*(s)} \approx \frac{E_o}{CR^2} \cdot \frac{Ts^2 + (1 + T \cdot r/L)s + \frac{r}{L}}{P_1(s)} \tag{26}$$

但, P₁(s) = Ts³ + (1 + 2αT)s²

$$+ \left[2\alpha + \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R}\right) T \right] s + \beta$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{CR} \right),$$

$$\beta = \frac{1}{LC} \left(1 + KE_i + \frac{r}{R} \right)$$

과 같이 된다. 따라서 특성방정식을 구하면

$$H'(s) = Ts^3 + (1 + 2\alpha T)s^2 +$$

$$\left[2\alpha + \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R}\right) T \right] s + \beta$$

$$= 0 \tag{27}$$

가 되고 s의 3차식으로 됨을 알 수 있다. 이 식으로부터 K의 값에 따라 不安定根이 존재하게 되고 降壓形회로는 항상 안정한 것이 아니라 불안정영역이 존재함을 알 수 있게 된다. 식 (27)에 Routh-Hurwitz 안정 판별법을 적용하면 안정영역과 불안정영역의 경계에서의 K의 值인 Kcrit를 구할 수 있다. 그림 16에 출력전류의 변화에 대한 Kcrit의 변화를 나타내는 결과를 표시한다. 선의 위쪽이 불안정영역, 아래 쪽은 안정영역을 나타낸다.

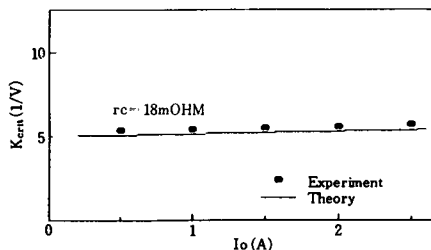


그림 16. 안정한계

以上 DC-DC 컨버터의 해석例로서 降壓形회로의 例를 설명하였으나 이제까지의 해석과정을 볼 때 앞서 언급한 他컨버터의 諸특성을 구하는 일은 그리 어려운 일이 아님을 알 수 있게 된다. 他 컨버터 회로들에 대한 특성은 지면관계상 여기서는 생략하지만 이에 대한 결과들은 참고문헌^(15, 16)을 참고하면 좋을 것으로 생각된다.

4. 결론

以上 스위칭방식에 의한 직류변환장치인 DC-DC 콘버터에 대한 諸특성을 개설하였다. 선형근사에 의해各項수의 평균치를 구하여 수행하는 해석법은 콘버터의 특성을 구하는데 아주 용이하게 적용할 수 있음을 알았다. 최근 리액터전류 또는 스위치의 전압 등을 공진시켜서 손실의 저감, 고주파스위칭 등에 유리하다고 알려지는 共振形콘버터에 대해서도 논의가 이루어지고 있으나 선형근사를 할 수 없는 점, 출력안정범위가 매우 좁다는 점 등으로 해서 현재 해석법, 회로 설계 등 여러 방면으로 모색중인 단계라고 할 수 있다.

參 考 文 獻

[1] Teruokatoka, Kazuhiro Mizumachi, Shota Miyairi, "A pulsewidth controlled AC-to-DC converter to improve power factor and waveform of AC line current," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-15, no. 2, Nov./Dec. 1979.

[2] Seshagiri R. Daraola, C. Nagamani and Subhakar Sanyal, "A sinusoidal pulsewidth modulated three-phase AC-to-DC converter-fed DC motor drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, Nov./Dec. 1985.

[3] W. MoMurray, "A study of asymmetrical gating for phase-controlled converters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-8, no. 3, May 1972.

[4] H. Kahlen, "Rectifying single-phase and three-phase A.C with forced commutated converters", *2nd IFAC Symposium on control, in power electronics and electrical driver*. pp. 323-330, 1977.

[5] P. Mehta and Mukhopadhyay, "Improvement in DC motor performance by asymmetrical triggering, part I-one quadrant drive," *IEEE Conference Record ISA-77*, New York, 1973.

[6] H.K. Patel, G.K. Duley "Modified sequence-control technique for improving

the performance of regenerative bridge converters" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, no. 5, Sep./Oct. 1983.

[7] James. H. Galloway, "Line current waveforms and harmonics for a large multiphase thyristor converter system", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-13, no.5, Sep./Oct. 1977.

[8] V.R. Stefanovic, "Power factor improvement with a modified phase-controlled converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-15, no. 2, March/April 1979.

[9] Guy Olivier, V.R. Stefanovic, "Thyristor current source with an improved power factor", *IEEE Trans. Ind. Elec.* vol. IE-29, no. 4, Nov. 1982.

[10] L. Gyugui and B.R Pelly, *Static Power Frequency Changers*, Willey-Interscience, New York, 1976.

[11] G.N. Revankar and Deepak S. Sabnis, "Analysis of dual converter systems", *IEEE Trans. Ind. Elec. and Control Inst.*, vol. IECI-22, no. 1, Feb. 1975.

[12] Deepakraj, Divam, Thomas H. Barton, "Considerations on the application of improved power factor converter structures", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, no. 6, Nov./Dec. 1983.

[13] K. Harada, "State of the art in DC-to-DC converters", *IEEE INTELEC'83*, pp. 35-42, Oct. 1983.

[14] R.D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stage", *IEEE PESC'76 Record*, pp. 18-34, June 1976.

[15] 二宮, "スイッチングレギュレーターの基本特性と問題点" *電學誌*, 100, 6, pp. 507~514, June 1980.

[16] 金熙峻, 原田耕介, "電源에 에너지가 回生되는 電流形 DC-DC콘버터의 해석", *대한전자공학 회논문지*, vol. 20 no. 4, pp. 41~46, July 1983. *

◆ 用 語 解 說 ◆

Cemet resistor

요업제품, 유리, 자기 등의 무기물과 금속의 혼합물을 저항소자(素子)로 한 저항기. 메탈 글레이즈 저항기(metal glaze resistor)는 서멧 저항기에 속한다.