

다수의 다이오드 정류기와 연결된 풀 브릿지 DC-DC 컨버터의 분석 및 제어

이윤로, 권용철, 설승기
서울대학교

Analysis and Control of Full Bridge DC-DC Converter with Multiple Diode Rectifiers

Yoon-Ro Lee, Yong-Cheol Kwon and Seung-Ki Sul
Seoul National University

ABSTRACT

본 논문에서는 다수의 고주파 단상 변압기를 사용하여 다수의 독립된 직류 전압원을 만들 수 있는, 여러 다이오드 정류기와 연결된 풀 브릿지 DC-DC 컨버터에 대한 분석 및 제어 기법을 제안한다. 본 토폴로지의 경우 제어 대상인 2차단 직류단이 다수이지만 1차단 스위칭 회로가 하나의 풀 브릿지 회로이기 때문에 2차단 전압의 개별 제어를 위한 자유도가 부족하다. 이에 따라 다수 직류단 전압의 평균 값을 제어하는 방식이 사용된다. 이때, 각 직류단에 다른 용량의 부하가 연결되어 있는 상황에 대하여 상세한 분석이 필요하다. 본 논문에서는 제시된 토폴로지(Topology)를 하드 스위칭 기반의 DCM(Discontinuous Conduction Mode) 및 CCM(Continuous Conduction Mode) 동작의 경우에 대해 분석한다. 이를 바탕으로, 직류단 전압 제어를 위한 전향 보상 및 안티 와인드업을 포함하는 Integral and Proportional (IP) 제어를 구성하고, 제어기 이득 및 전향 보상을 수식화 한다. 최종적으로 구해지는 제어기의 전달 함수를 통해, 제어기가 정확하게 설계되었는지 컴퓨터 시뮬레이션으로 검증한다.

1. 서론

여러 개의 독립된 직류 전압원이 필요한 시스템에서, 최소한의 능동 소자를 사용하여 그를 구현할 수 있는 방법 중 한가지로, 그림 1.1에 제시된 풀 브릿지 DC-DC 컨버터 구조를 사용할 수 있다.^[1]

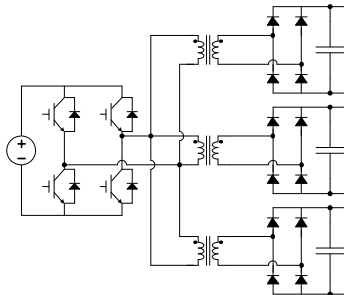


그림 1.1 3개의 다이오드 정류기와 결선된 풀 브릿지 DC-DC 컨버터.

위의 토폴로지는 하나의 직류 전압원으로부터 다수의 독립된 직류단 전압을 얻기 위하여, 변압기의 1차단에 단일 풀 브릿지 회로가 존재하고, 다수의 단상 변압기의 2차단에 개별 다이오드 정류기가 결선된다.

본 토폴로지는 컨버터를 구성하는 능동 소자 및 게이팅 신호의 수를 최소화 함으로써, 시스템의 가격을 낮추고 신뢰성을 높일 수 있다. 반면, 다이오드를 통해

전력 전달이 이루어지기 때문에 회생 운전은 불가능하다.

한편, 본 토폴로지는 제어 대상 직류단이 다수이지만 스위칭 회로가 하나의 풀 브릿지 회로이기 때문에 제어의 자유도가 부족하다. 따라서 각 직류단 전압의 개별 제어는 불가능하고, 다수 직류단 전압의 평균 값을 제어한다. 이때, 각 직류단에 다른 용량의 부하가 연결된 상황에 대한 분석이 필요하다. 본 논문에서는 우선, 그림 2.1과 같은 하나의 다이오드 정류기가 풀 브릿지 회로에 결선된 상황에서, 하드 스위칭 기반의 DCM 및 CCM에서의 동작을 분석한다.^[2] 이 분석을 바탕으로, 다수의 다이오드 정류기가 결선된 상황에서, 직류단 전압들의 평균 값 제어를 위한 제어기를 설계한다. 전압 제어기는 오버슈트(Overshoot)를 방지하기 위해 IP 제어기로 구성된다. 최종적으로 구해지는 제어기의 전달 함수를 통해, 제어기가 정확하게 설계되었는지 컴퓨터 시뮬레이션으로 검증한다.

2. 풀 브릿지 DC-DC 컨버터의 DCM, CCM 분석

풀 브릿지의 스위칭에 따라 변압기 2차측 권선에 흐르는 다이오드 정류기의 입력 전류와, 그로 인해 변동하는 직류단 전압의 관계를 수식화하기 위하여, 먼저 아래의 그림 2.1과 같이 풀 브릿지 DC-DC 컨버터에 하나의 다이오드 정류기가 결선된 상황을 가정한다.

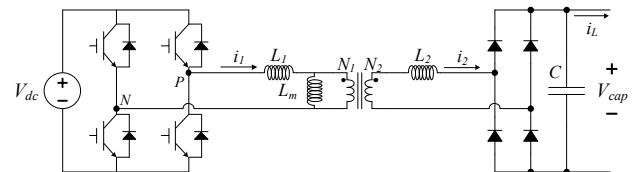


그림 2.1 하나의 다이오드 정류기와 결선된 풀 브릿지 DC-DC 컨버터.

위의 그림에서, 직류 전압원의 전압 크기를 V_{dc} , 변압기의 권선비를 $N_1:N_2$, 1, 2차측 누설 인덕턴스 및 자화(Magnetizing) 인덕턴스를 각각 L_1 , L_2 , L_m 로 정의한다. 단, 수식 전개 편의를 위하여 변압기의 자화 인덕턴스는 무시한다. 변압기 1, 2차측 권선에 흐르는 전류를 각각 i_1 , i_2 , 직류단 전압은 V_{cap} , 직류단 캐패시턴스는 C 로 정의한다. 이때, 직류단으로부터 부하로 흐르는 전류를 i_L 로 정의한다. 또한, 변압기 1차측의 변수들을 2차측 변수로 환산하여 (1)과 같이 새로운 변수들을 정의한다.

$$V_{dc2} = \frac{N_2}{N_1} V_{dc}, L_{tot} = \frac{N_2^2}{N_1^2} L_1 + L_2. \quad (1)$$

풀 브릿지 DC-DC 컨버터가 DCM으로 동작할 때, 풀 브릿지의 출력 단자 전압 V_{PN} 과 i_2 의 파형을 그림 2.2에 표현하였다.

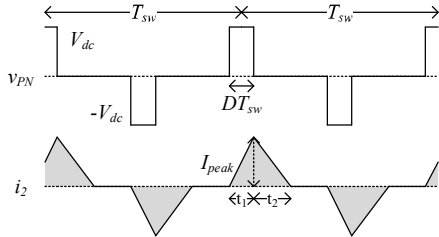


그림 2.2 DCM에서의 V_{PN} 과 i_2 .

풀 브릿지의 스위칭 주기는 T_{sw} 로, duty는 D 로 표현하며, D 는 0~0.5 사이의 값을 갖는다. 이때, i_2 를 두 가지 구간으로 나눌 수 있는데, 먼저 t_1 구간에서는 V_{PN} 이 V_{dc} 혹은 $-V_{dc}$ 가 되어 i_2 의 크기를 증가시키고, t_2 구간에서는 V_{PN} 이 0V가 되어 i_2 의 크기가 감소하며 0A로 수렴한다. 이때, i_2 의 최대 값 I_{peak} 는 (2)와 같이 구할 수 있다.

$$I_{peak} = \frac{V_{dc2} - V_{cap}}{L_{tot}} t_1 = \frac{V_{dc2} - V_{cap}}{L_{tot}} DT_{sw}. \quad (2)$$

다음으로, t_2 는 (3)과 같은 관계를 가진다.

$$L_{tot} \frac{I_{peak}}{t_2} = -V_{cap}. \quad (3)$$

식 (2)와 (3)을 통해, 그림 2.2의 i_2 그래프에 색칠된 전류 영역의 넓이를 (4)와 같이 구할 수 있다.

$$S = \frac{1}{2} I_{peak} (t_1 + t_2) = \frac{1}{2L_{tot}} \frac{V_{dc2} (V_{dc2} - V_{cap})}{V_{cap}} D^2 T_{sw}^2. \quad (4)$$

스위칭 한 주기 동안, 다이오드 정류기를 거쳐 직류단으로 흘러가는 평균 전류는 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$i_{avg} = \frac{S}{0.5T_{sw}} = \frac{T_{sw}}{L_{tot}} \frac{V_{dc2} (V_{dc2} - V_{cap})}{V_{cap}} D^2. \quad (5)$$

또한, 직류단 캐패시터에 입력되는 전류를 적분하여 구해지는 직류단 전압을 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{cap} = \frac{1}{sC} (i_{avg} - i_L). \quad (6)$$

최종적으로, DCM에서의 직류단 전압을 (5)와 (6)의 결합으로 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{cap} = \frac{T_{sw}}{sCL_{tot}} \left\{ \frac{V_{dc2} (V_{dc2} - V_{cap})}{V_{cap}} D^2 \right\} - \frac{T_{sw}}{sCL_{tot}} \left(\frac{L_{tot}}{T_{sw}} i_L \right). \quad (7)$$

다음으로, 풀 브릿지의 duty가 (8)과 같은 조건을 만족한다면, $t_1 + t_2$ 가 스위칭의 반주기를 넘어가면서 풀 브릿지 컨버터가 CCM 동작에 돌입한다.

$$D \geq \frac{V_{cap}}{2V_{dc2}}. \quad (8)$$

CCM에서의 V_{PN} 과 i_2 의 파형은 그림 2.3과 같다.

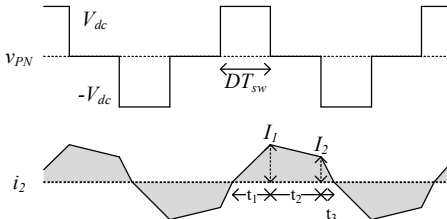


그림 2.3 CCM에서의 V_{PN} 과 i_2 .

CCM에서는 i_2 를 세 구간으로 나눌 수 있는데, 먼저 t_1 에서는 V_{PN} 이 V_{dc} 혹은 $-V_{dc}$ 가 되어 i_2 의 크기를 증가시키고, t_2 에서는 V_{PN} 이 0V가 되어 i_2 의 크기가 감소한다. 하지만, DCM과는 다르게 이 구간에서 전류가 0A로 수렴하지 못한다. 마지막 t_3 에서는 t_1 과 반대 부호의 V_{dc} 가 V_{PN} 으로 인가되며 i_2 가 0A까지 급격히 감소한다. 다음으로, 그림 2.3에 표시된 i_2 의 크기, I_1 과 I_2 는 각각 (9)와 (10)과 같이 표현될 수 있다.

$$I_1 = \frac{V_{dc2} - V_{cap}}{L_{tot}} t_1 = \frac{V_{dc2} - V_{cap}}{L_{tot}} DT_{sw}. \quad (9)$$

$$I_2 = I_1 - \frac{V_{cap}}{L_{tot}} t_2 = I_1 - \frac{V_{cap}}{L_{tot}} \left(\frac{1}{2} - D \right) T_{sw}. \quad (10)$$

이때, t_3 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_{tot} \frac{-I_2}{t_3} = -V_{dc2} - V_{cap}. \quad (11)$$

식 (9), (10), (11)을 통해, 그림 2.3의 i_2 그래프에 색칠된 전류 영역의 넓이를 (12)와 같이 구할 수 있다.

$$S = \frac{I_1}{2} (t_1 + t_2) + \frac{I_2}{2} (t_2 + t_3) \\ = \frac{T_{sw}^2}{4L_{tot}} \left\{ D(1-D)V_{dc2} - \frac{V_{cap}^2}{4V_{dc2}} \right\}. \quad (12)$$

스위칭 한 주기 동안, 다이오드 정류기를 거쳐 직류단으로 흘러가는 평균 전류는 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{avg} = \frac{S}{0.5T_{sw}} = \frac{T_{sw}}{2L_{tot}} \left\{ D(1-D)V_{dc2} - \frac{V_{cap}^2}{4V_{dc2}} \right\}. \quad (13)$$

최종적으로, CCM에서의 직류단 전압을 (6)과 (13)의 결합으로 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{cap} = \frac{T_{sw}}{sCL_{tot}} \left\{ \frac{D(1-D)V_{dc2}}{2} \right\} - \frac{T_{sw}}{sCL_{tot}} \left(\frac{V_{cap}^2}{8V_{dc2}} + \frac{L_{tot}}{T_{sw}} i_L \right). \quad (14)$$

3. 평균 전압 제어기의 설계

DCM과 CCM에서 직류단 전압을 나타내는 식 (7)과 (14)는 (15)의 형태로 표현될 수 있다.

$$V_{cap} = \frac{T_{sw}}{sCL_{tot}} \{f(D)\} - \frac{T_{sw}}{sCL_{tot}} (V_{FF}). \quad (15)$$

식 (15)에서 $f(D)$ 는 D 의 2차식이고, 2차항 계수를 i , 1차항 계수를 j 라 한다. DCM일 때, i 와 j 는 각각 (16)과 (17)의 전자로 정해지고, CCM일 때는 후자로 정해진다.

$$i = \frac{V_{dc2} (V_{dc2} - V_{cap})}{V_{cap}} \quad \text{or} \quad -\frac{V_{dc2}}{2}. \quad (16)$$

$$j = 0 \quad \text{or} \quad \frac{V_{dc2}}{2}. \quad (17)$$

V_{FF} 도 마찬가지로, DCM일때와 CCM일 때 각각 (18)의 전자와 후자로 정해진다.

$$V_{FF} = \frac{L_{tot}}{T_{sw}} i_L \quad \text{or} \quad \frac{V_{cap}^2}{8V_{dc2}} + \frac{L_{tot}}{T_{sw}} i_L. \quad (18)$$

다음으로, 풀 브릿지 DC-DC 컨버터에 N 개의 다이오드 정류기가 결선된 상황에서, 식 (15)를 활용하여 풀 브릿지가 합성하는 duty와 N 개의 직류단 전압의 평균 값의 관계를, C 와 L_{tot} 가 모두 일정하다는 가정 하에 (19)와 같이 표현할 수 있다.

$$V_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N V_{cap-n} = \frac{T_{sw}}{sCL_{tot}N} \left\{ \sum_{n=1}^N f_n(D) - \sum_{n=1}^N V_{FF-n} \right\}. \quad (19)$$

V_{avg} 는 N 개의 직류단 전압의 평균값이다. $f_n(D)$ 와 V_{FF_n} 은 n 번째 다이오드 정류기에 해당하는 변수로, 각 정류기가 DCM인지 CCM인지 (8)을 사용해 판별하여 (16), (17), (18)을 통해 각각 구할 수 있다. 이때, 판별식 (8)의 변수 D 는 이전 샘플링의 값을 사용한다.

위의 식 (19)를 바탕으로 평균 전압 제어기를 그림 3.1과 같이 IP제어기로 설계할 수 있고, 제어기의 루프-방정식을 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

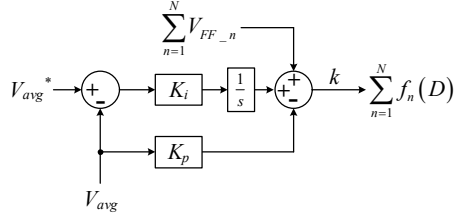


그림 3.1 평균 전압 제어기 블록도.

$$\sum_{n=1}^N f_n(D) = \frac{K_i}{s} (V_{avg}^* - V_{avg}) - K_p V_{avg} + \sum_{n=1}^N V_{FF_n} = k. \quad (20)$$

제어기의 출력은 $f_n(D)$ 들의 합에 해당하며, 그 값을 k 로 정의한다. IP 계인을 (21)과 같이 선정하면 제어기의 전달 함수는 (22)와 같이 2차 LPF의 형태로 정리된다.

$$K_p = \frac{2\zeta CL_{tot} N}{T_{sw} \omega_n}, \quad K_i = \frac{CL_{tot} N}{T_{sw}} \omega_n^2. \quad (21)$$

$$V_{avg} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} V_{avg}^*. \quad (22)$$

최종적으로 폴 브릿지가 합성해 주어야 할 duty는 (23)의 2차 방정식의 근으로, (24)와 같이 구할 수 있다.

$$\sum_{n=1}^N f_n(D) = (\sum i)D^2 + (\sum j)D = ID^2 + JD = k. \quad (23)$$

$$D = \frac{-J \pm \sqrt{J^2 + 4Ik}}{2I} \quad (\text{but}, 0 \leq D \leq 0.5). \quad (24)$$

이때, D 는 0~0.5 사이의 값을 가져야하며, D 가 증가함에 따라 V_{avg} 가 단조 증가하므로 0과 0.5 사이에서 (24)의 두 근이 모두 나올 수는 없다. 근이 0~0.5 외의 값만 나오거나, 허근이 존재하는 경우는 있을 수 있는데, 이러한 경우, V_{avg} 가 V_{avg}^* 보다 크면 D 를 0으로, V_{avg} 가 V_{avg}^* 보다 작으면 D 를 0.5로 제한(Bound)한다. 이때, IP제어기 적분기의 포화를 막기 위해 안티 와인드업(Anti Wind-up)이 꼭 필요하고, 이를 위해 제한 함수를 거쳐 최종적으로 출력되는 D 를 아래 식 (25)에 대입한다.

$$ID^2 + JD = k'. \quad (25)$$

k' 과 k 의 차이에 안티 와인드업 계인 K_a 를 곱해주고, 그 값을 적분기의 입력에 빼줌으로써 안티 와인드업 기능을 구성할 수 있다. K_a 는 $1/K_p$ 로 선정한다.^[3]

4. 시뮬레이션 결과

앞서 제안된 제어기가, 설계된 전달 함수 (22)와 같은 특성을 갖는지 검증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션은 그림 1.1과 같은 다이오드 정류기가 3개 결선된 상황에서 진행되었다.

V_{dc}	311V	T_{sw}	10 μ s
$N_1 : N_2$	96 : 77	C	470 μ F
L_1	5 μ H	L_2	5 μ H
ζ	1	ω_n	6 rad/s

표 4.1 시뮬레이션 조건.

각 직류단 전압의 부하로 저항을 연결하였고, 저항 값은 각각 100 Ω , 20 Ω , 10 Ω 으로 선정하였다. 평균 전압 지령은 0.01초에 계단 입력으로 200V를 준다. 그림 4.1의 첫번째 그래프에 세 직류단 전압의 평균 전압, 전달 함수의 계단 응답, 그리고 평균 전압 지령이 나타나있다. 그래프에서 볼 수 있듯이 전달 함수의 응답과 직류단 평균 전압이 정확히 일치한다.

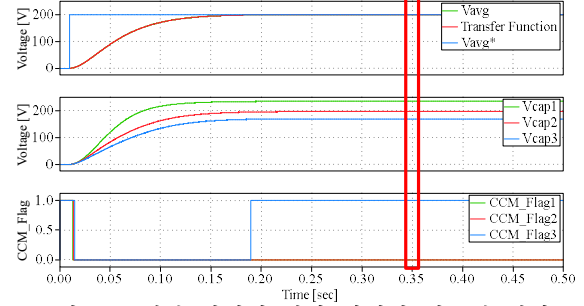


그림 4.1 계단 입력의 전압 지령과 직류단 전압.

직류단 전압은 부하 전력이 적게 소비되는 곳에서 더 높게 제어되어 각각 234V, 196V, 169V로 수렴한다. 전압 지령으로 200V가 인가된 뒤 매우 짧은 시간 동안, 세 정류기 모두 CCM이었다가 곧 DCM으로 전환된다. 0.19초에 전력 소비가 가장 큰 세번째 정류기는 다시 CCM으로 전환되는데, 이러한 전환과정에서도 전압 제어가 잘 이루어지고 있음을 확인할 수 있다. 0.35초에서의 폴 브릿지 출력 전압과 정류기 입력 전류의 파형은 그림 4.2에 제시되었다.

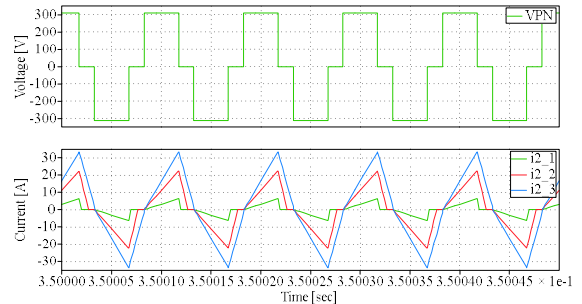


그림 4.2 폴 브릿지 출력 전압과 정류기의 입력 전류.

5. 결론

본 논문에서는 다수의 다이오드 정류기와 연결된 폴 브릿지 DC-DC 컨버터에 대하여, DCM 및 CCM 기반의 분석과 직류단 평균 전압 제어 기법을 제안하였다. 또한 제안된 제어기를 2차 LPF의 형태로 수식화 하였고, 제어기 이득 튜닝을 통해 제어기의 동특성을 조절할 수 있도록 하였다. 최종적으로 계단 입력의 전압 지령에 대하여, 전달 함수의 응답과 직류단 평균 전압의 파형이 정확히 일치하는 것을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] B. Y. Chen and Y. S. Lai, "Switching Control Technique of Phase-Shift-Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components", in IEEE Trans. Power Electronics, April, 2010.
- [2] R. B. Ridley, "A new continuous-time model for current-mode control with constant frequency, constant on-time, and constant off-time, in CCM and DCM," in Proceedings of 1990 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 382-389, 1990.
- [3] A. Visilio, "Modified Anti-windup Scheme for PID controllers," IEEE Proc. -Control Theory Appl., Vol. 150, Jan., 2003, pp 49-54.