

영전압 스위칭방식의 고효율 직류전동기 구동회로

°윤석호, 문건우, 추진부, *김 용

한전전력연구원 전력계통연구실 차세대전력전송 그룹, *동국대학교 전기공학과

Zero-Voltage Switching High Efficient DC Motor Drive

°Suk-Ho Yoon, Gun-Woo Moon, Jin-Boo Choo, *Yong Kim

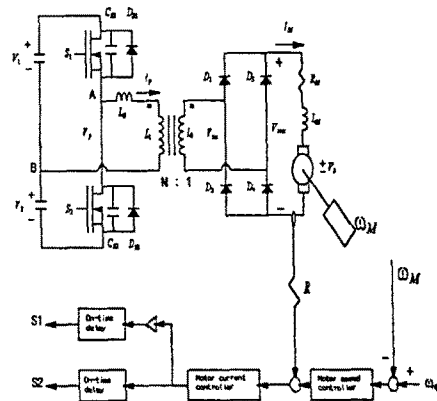
Electrical System Research Lab.KEPRI, *Dongguk Univ.

Abstract : A half-bridge ZVS-PWM converter with complementary switch is described in this paper. Zero Voltage Switching is analyzed taking into account the effect of the leakage inductor of transformer. The main advantages of this converter, that are high efficiency for low output voltage, soft-switching for primary and very small pulsation for DC motor, are shown in a simulation.

1. 서 론

전력용반도체 소자의 지속적인 발달로 DC/DC 변환기는 OA기기, 가전기기 뿐만 아니라 전동기 구동시스템 등의 전원 안정화 장치로 널리 사용되고 있다. 전력변환장치중 직류 안정화 장치 기술은 소형, 경량화 등의 관점에서 활발한 연구가 진행되고 있다[1-2]. 변환장치의 고효율화와 소형화를 위해 일반적으로 공진형과 소프트 스위칭 제어방식이 사용되고 있는데 이는 공진특성을 이용하여 전압, 전류 파형을 정현파상으로 발생하여 ZVS(Zero Voltage Switch), ZCS(Zero Current Switch)를 성취하여 스위칭 손실 저감과 스위칭 주파수를 고주파화 함으로써 소형, 경량화를 피할 수 있기 때문에 전력변환장치에 널리 응용되고 있다[3]. 본 연구에서는 직류전동기 부하를 갖는 H/B ZVS-PWM 컨버터를 제안하였다. 이는 기존의 초파방식과 비교하여 제안된 Complementary Switching(상보적스위칭) 제어방식이 저감된 토크, 속도 변동으로 동작할 수 있음을 보인다. 이는 작은 사이즈의 필터를 사용하여 고스위칭 주파수에서 동작할 수 있음을 가능하게 한다. 또한 시뮬레이션을 통하여 이론적 해석을 입증하고자 한다.

ZVS제어의 PWM H/B토포로지가 그림 1에 보여진다. 제안된 토포로지는 1차측의 반브리지 Stage, 절연변압기, 2차측의 정류회로로 구성되어 있다. 1차측의 반브리지 Stage에서 공진캐패시터 C_{S1} , C_{S2} 는 MOSFET스위치의 출력 캐패시턴스를 대표하며 D_{S1} , D_{S2} 는 보디 다이오드를 표시한다. 두 개의 캐패시터 C_1 , C_2 는 임의의 중간점B가 생성되도록 입력단에 연결되어 있다. L_s 는 1차측의 전체 공진인덕턴스인데 이것은 변압기의 누설인덕턴스를 포함하며 ZVS를 위한 브리지 스위치의 적절한 타이밍을 제공한다. 절연변압기의 2차측 전력Stage는 정류다이오드를 사용하여 1차측의 상보적 스위칭에 의해 2차에 직류전원을 공급한다. 스위치 S_1, S_2 에서의 ZVS는 두스위치가 턴오프되고 출력 캐패시턴스 사이에 충전이 공진패션으로 교환될때인 Dead-Time 간격동안에 동작한다. 1차측 반브리지 Stage는 고주파의 AC전압 V_{AB} 를 생성하는데 PWM은 ZVS메카니즘을 갖는 S_1, S_2 를 상보적 스위칭에 의해 이루어진다. 상보적 스위칭에 의해 V_p 의 상전압의 크기는 2레벨 파형으로 발생된다. 제안된 컨버터의 기본동작을 쉽게 예증하기 위해 모든 소자와 구성품



2. PWM-H/B Complementary Control이론.

그림 1. 제안된 H/B ZVS-PWM 컨버터

들이 이상적이고 전원전압은 한 스위칭 주기동안 DC전압원 V_s 로 가정한다. 고주파수 캐패시터 양단의 전압 V_{C1}, V_{C2} 는 스위칭 전이를 제외한 일정 DC 전압원의 V_1, V_2 로 간주된다. 보조제어를 채택하기 위하여 위쪽의 S_1 은 시비율 $D(0.5$ 이하)로 동작되고 다른쪽 S_2 는 $D'=(1-D)$ 로 동작된다. 시비율이 0.5와 다를 때 H/B의 C_{S1}, C_{S2} 의 캐패시턴스 분류기의 전압은 다음과 같이 변화한다. 이캐패시터 전압은

$$V_1 = V_s (1-D) \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$V_2 = V_s D \quad \dots\dots\dots (2)$$

여기서 V_s 는 전원 양단의 전압이다. 변압기 단의 전압은 정류되고 필터링 되어서 출력 전압은 다음과 같이 표현된다.

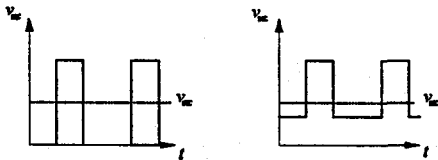
$$V_{s.REC} = 2V_s \frac{D(1-D)}{n} \quad \dots\dots\dots (3)$$

이와같은 기술을 사용한 이점 중의 하나는 다른것보다 출력리플의 크기가 감소한다는 것이다. 왜냐하면 출력단에 적용된 전압과의 리플이 그림2처럼 기존의 PWM을 사용한 것보다 감소된다. 만일 D 가 0.5로 고정된다면 이론적으로는 인덕터는 필요 없고 작은 필터만이 동적특성 개선에 필요하다.

여기서 I_M/n 은 1차측에서 본 출력전류이고 여기서는 온상태의 MOSFET를 통한전류는 다음과 같다.

$$I_{S1} = 2I_M \frac{D}{n} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$I_{S2} = 2I_M \frac{(1-D)}{n} \quad \dots\dots\dots (5)$$



(a)기존 PWM 제어방식 (b)제안된 제어방식
그림 2. 출력단의 전압파형

ZVS는 모든 기생 캐패시턴스를 충전하는데 사용되는 누설 인덕턴스의 에너지 저장에 의해서 이루어진다. 이 에너지는 구형전류에 비례한다. 식(4)(5)에서 보여지는 전류 불평형은 S_1 에서 S_2 로의 전이와 S_2 에서 S_1 으로의 다른 전이를 만드는데 이것은 어떤 부하나 입력전압 상태에서도 ZVS는 MOS-FET 존재 여부와 관계없이 얻을 수 있음을 보인다.

3. 모드별 동작특성 분석

그림1에서 S_1, S_2 는 서로 상보적 스위칭을 하여 S_1 이 온되면 V_1 전압이, S_2 가 온되면 V_2 전압이 각각 2차측에 인가된다. 단상 하프브리지는 스위치의 제

어상태에 따라 10가지 동작모드를 갖는다(그림3,4). 모드1(t_0-t_1): S_1 이 도통되고 1차측 인덕터 전류 I_p 는 $I_p = \frac{V_1}{L_c}(t)$ 의 기울기로 선형적으로 증가한다. 그러나 전력은 2차측에 전달되지 않는다. 왜냐하면 변압기가 단락되어 있고 2차측은 다이오드를 통하여 프리휠링하기 때문이다. 이모드는 누설인덕턴스 전류 I_p 가 $\frac{I_M}{n}$ 으로 도달할 때 끝이 난다.

$$I_p = \frac{V_1}{L_c}(t) \quad \dots\dots\dots (6)$$

여기서 $I_M = I_{M0} - \frac{V_s}{L_M} t$

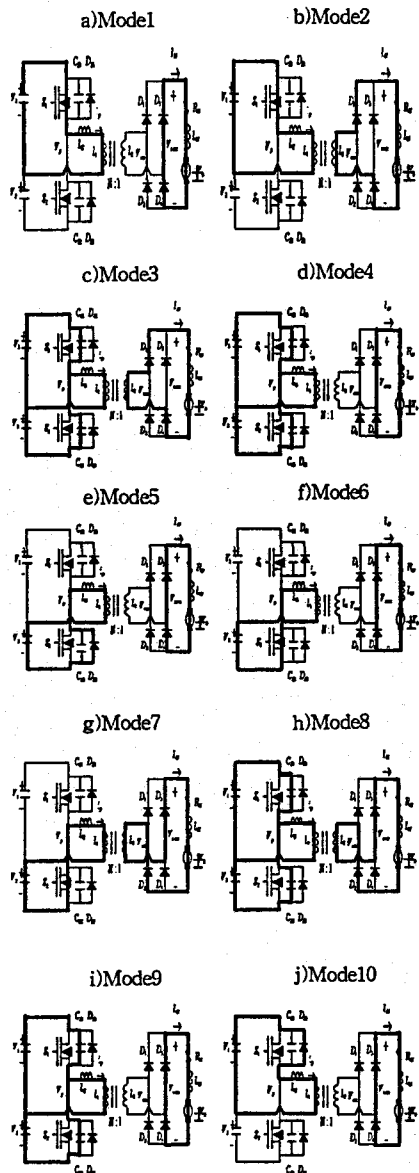


그림 3. 제안한 H/B ZVS-PWM 컨버터 동작모드

모드2(t_1-t_2) : 모드2는 2차전압이 $\frac{I_M}{n}$ 으로 도달할 때 시작되고 전력은 출력측으로 전달된다. 전류는 S_1 을 통하여 2차측 변압기에 양의 전압으로 연결되고 ($V_P=V_1$), 다이오드 D_1, D_4 가 도통하여 전력이 부하에 전달된다. 출력측의 전동기 전류는 $I_{M1} + \frac{V_{S,REC}}{L_M} t$ 의 기울기로 선형적으로 증가하며 2차 전압은 $V_{SEC} = V_1 = (1-D)V_S$ 가 된다. 이것은 V_P 와 I_P 가 양의 방향으로 전력은 전원측에서 부하측으로 전달된다. 이때변압기 1차측의 전류는 $I_P = I_{P1} + \frac{V_1}{L_s} t$ 가 된다.

모드3(t_2-t_3) : S_1 의 턴오프로 모드3이 시작된다. S_1 은 턴오프되나 전력은 인덕턴스 성분으로 인하여 출력측에 계속 전달되고 S_1 의 출력 캐패시턴스는 계속 충전되어 V_{DS1} 이 V_1 에 도달할 때 까지 계속된다. t_3 에서 1차측 반브리지 스위치 S_1 이 오프된다. 그래서 반브리지 단계에서 모든 스위치들은 오프상태가 된다. 전원측 전류는 C_{S1} 이 충전시키고 같은 비율로 C_{S2} 를 방전시킨다. 여기서 C_{S1} 의 충전과 C_{S2} 의 방전이 공진형태로 발생한다.

모드4(t_3-t_4) : V_{DS1} 이 V_1 이상으로 증가한후 출력 전류는 프리휠링을 시작한다. 여기서 I_P 는 V_{CS1} 의 기울기를 감소시키며 L_s 와 C_s 의 공진에 의해 감소한다.

모드5(t_4-t_5) : V_{DS1} 이 V_1+V_2 이고 D_{S1} 은 역방향으로 접속되어 있고 S_2 는 오프되어 있으므로 전류는 S_2 의 내부다이오드(D_{S2})가 전도되어 모든 전류는 내부다이오드 D_{S2} 를 통한다. 이때 S_2 의 ZVS는 V_{CS2} 가 0을 유지함으로써 이루어 진다. 이모드에서 I_P 는 그값이 $-\frac{I_M}{n}$ 으로 될 때 까지 $-\frac{V_2}{L_s}$ 의 기울기로 선형적으로 감소한다.

모드6(t_5-t_6) : S_2 가 도통되고 1차측 전류 I_P 는 $I_P = -\frac{V_2}{L_s} t$ 의 기울기로 선형적으로 감소한다. 전력은 2차측으로 전달되지 않고 2차측은 프리휠링 동작이 이루어진다. 이모드는 누설인덕턴스(L_s) 전류 I_P 가 $-\frac{I_M}{n}$ 으로 도달할 때 끝이 난다.

$$I_P = -\frac{V_2}{L_s} t \quad \dots\dots\dots(7)$$

모드7(t_6-t_7) : I_P 가 $-\frac{I_M}{n}$ 으로 감소후에 캐패시터 C_{S2} 에 저장된 에너지는 부하에 전달된다.전력은 2차 전압이 $(V_2 - L_s \frac{di}{dt}) \frac{1}{n}$ 일 때 시작되고 출력측의 인덕터 전류는 $I_{M3} - \frac{V_{rc}}{L_s} t$ 의 기울기로 선형적으로 감소하며 2차 전압은 $V_{S,SEC} = V_2 = DV_S$ 이다.

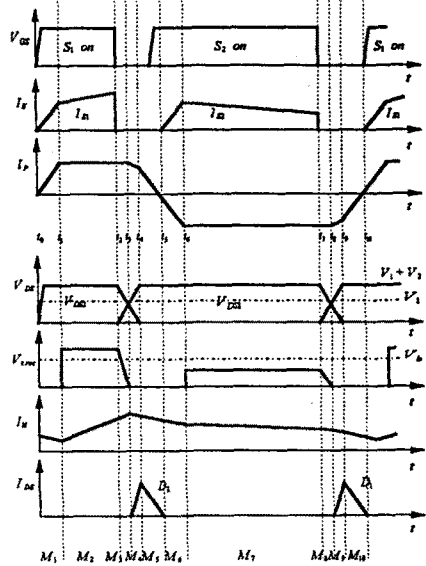


그림 4. 제안한 H/B ZVS-PWM 컨버터 회로의 동작파형

모드8(t_7-t_8) : S_2 오프되고 전력은 출력측에 계속 전달되고 S_2 의 출력 캐패시턴스는 계속 충전하여 V_{SD2} 가 V_1 에 도달할 때 까지 계속된다.

모드9(t_8-t_9) : 출력전류는 프리휠링을 시작하며 I_s 는 V_{CS2} 의 기울기를 감소시키며 L_s 와 C_s 의 공진에 의해 감소한다.

모드10(t_9-t_{10}) : S_2 가 오프되면 V_{CS2} 가 V_1+V_2 가 되고 D_{S2} 는 역방향으로 접속되어 있고 S_1 은 오프되어 있으므로 전류는 S_1 의 내부다이오드 D_{S1} 으로 전도되어 모든 전류가 내부 다이오드 D_{S1} 으로 통한다. 이때 S_1 의 ZVS는 V_{cs1} 이 0을 유지함으로써 이루어 진다.

4. 직류전동기 구동특성 및 시뮬레이션 결과

제안된 H/B ZVS-PWM 컨버터를 모델링하는 기본 전압방정식을 다음과 같이 표시한다.

$$V_{s,rec} = V_1 = (1-D)V_s \quad (\text{ON시}) \quad \dots(8)$$

$$V_2 = DV_s$$

$$V_{s,rec}(t) = R i_M(t) + L_M \frac{di_M(t)}{dt} + V_b(t) \quad \dots(9)$$

$$v_b(t) = K_b w_M(t) \quad \dots(10)$$

$$T_d = J \frac{dw_M(t)}{dt} + B w_M(t) + T_L \quad \dots(11)$$

$$T_d = K_t i_M(t) \quad \dots(12)$$

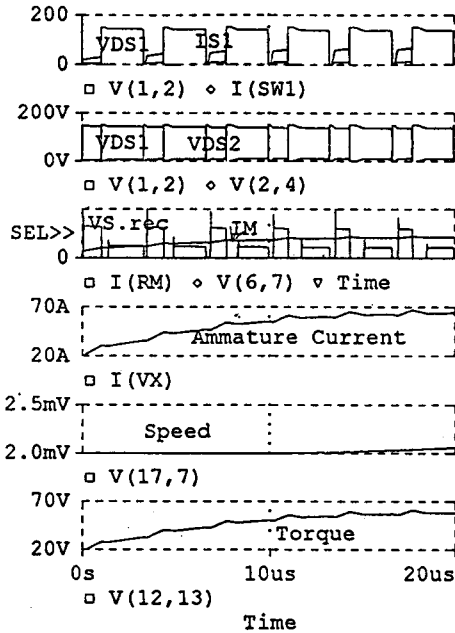


그림 5. H/B ZVS-PWM 컨버터 스위칭전압, 전류파형 및 출력단의 토크, 속도파형

동작특성을 증명하기 위해 제안된 컨버터는 일정 DC 입력과 펄스폭제어를 수행하였고 시뮬레이션에 사용된 파라메타는 다음과 같다.
 $V_s=150V$, $L_s=0.05\mu H$, $L_1, L_2=10mH$, $C_{s1}, C_{s2}=1.0nF$
 $f_r=300KHz$, $R_M=0.1\Omega$, $L_M=10mH$, $B=0.3$, $J=1$,
 $T_L=50N\cdot m$

그림5에서는 H/B ZVS-PWM 컨버터의 영전압 스위칭과 전동기 부하토크의 맥동특성의 시뮬레이션 파형을 보이고있다. 기존의 PWM 컨버터와 비교하여 제안된 컨버터의 양호한 토크, 속도 맥동특성을 보여준다.

5. 결 론

본 연구에서 제안한 고효율 H/B ZVS-PWM 컨버터는 ZVS-PWM 동작에 의해 주 스위치의 전압 스트레스를 감소시킬 수 있으며 이를 직류전동기 구동회로로 이용하는 경우 상보적스위칭에 의해 전동기 전류의 맥동성분의 저감과 더불어 토크의 맥동특성을 개선시킬 수 있었다. 본 연구에서는 Spice 시뮬레이션을 통하여 구동회로에 대한 소프트 스위칭 동작의 해석과 토크 맥동 특성을 해석하였으며 그 결과 제안된 H/B ZVS-PWM 컨버터의 우수성

을 확인할 수 있었다. 제안된 회로를 이용함으로써 서보 전동기의 1상한 동작이 가능하며 이에 따라 고효율, 고전력밀도 요구에 부응하리라 기대된다.

[참고문헌]

- [1] T.Ninomiya "Static and Dynamic Analysis of zero voltage switched half bridgetopology converter with PWM Control", IEEE PESC, 1991.
- [2] P.Imbertson and N.Mohan "Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM circuits with no Conduction Loss Penalty", IEEE Trans. on Industry Applications Vol.29 January/February 1993.
- [3] J.A Sabate, R.W. Farrington, M.M. Javanvic and F.C Lee, "Effect of switch capacitance on Zero Voltage Switching of Resonant Converters" IEEE PESC, 1992.