

共振形 DC-DC 컨버터 技術動向

金 榮 石

〈仁荷大學校 工大 電氣工學科 助教授〉

1. 序 論

최근 情報處理 시스템을 비롯한 産業用機器의 고밀도화와 더불어 속응성이 좋고 고신뢰성 電源裝置의 小型·輕量化에 대한 연구개발이 활발히 전개되고 있다. 그 중에서도 電子機器의 直流安定化 電源으로서 널리 이용되고 있는 스위칭 레귤레이터의 핵심부분인 DC-DC컨버터의 小型·輕量化가 중요한 과제로 대두되고 있다.

DC-DC컨버터의 小型·輕量化의 한가지 방법으로는 스위칭 주파수를 고주파화함으로써 평활용 콘덴서와 리액터 크기를 감소시키는 것이다. 그러나 스위칭 주파수의 고주파화에 있어서 스위치 소자의 스위칭 스트레스와 스위칭 손실이 문제가 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 스위칭시에 電壓 또는 電流가 零인 共振形 DC-DC컨버터가 연구개발 되고 있다.^{1)~4)}

본 고에서는 共振形 DC-DC컨버터의 回路構成, 動作原理 및 特性解析에 대하여 소개하고자 한다.

2. 共振形 스위치 회로구성

共振形 스위치 회로는 半導體素子 S_1 , 인덕

터 L_r 과 커패시터 C_r 로 구성되며, 電流모드 共振形 스위치(Current-mode Resonant Switch)와 電壓모드 共振形 스위치(Voltage-mode Resonant Switch)로 구별할 수 있다. 共振形 스위치의 예를 그림 1에 표시한다. 그림 1(a)는 電流모드 共振形 스위치로서 電流의 零點에서 스위칭하기 위하여 스위치 S_1 과 直列로 L_r 이 접속되어 있으며, 그림 1(b)는 電壓모드 共振形 스위치로서 電壓의 零點에서 스위칭하기 위하여 스위치 S_1 과 並列로 C_r 이 접속되어 있다. 電流모드 共振形 스위치와 電壓모드 共振形 스위치는 雙對의 관계로서 零電流 스위칭에 있어서는 스위칭소자가 電流가 零일때 턴 오프(Turn off)하도록 도통기간 중의 스위칭 소자의 전류

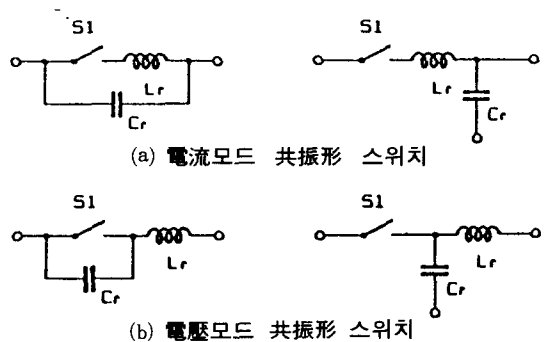


그림 1. 共振形 스위치

파형을 구성하기 위하여 LC共振回路가 사용되며, 零電流 스위칭에 있어서는 스위칭 소자가 電壓이 零일때 턴온(Turn on)하도록 비도통기간중의 스위칭 소자에 걸리는 전압파형을 구성하기 위하여 LC共振回路가 사용된다.

3. 零電流 스위칭 技術

3.1 動作原理

그림 1(a)의 電流모드 共振形 스위치를 半導體素子로 구성하면 그림 2와 같다. 그림 2(a)는 半波모드이고 그림 2(b)는 全波모드이다. 종래의 降壓 DC-DC컨버터를 그림 3(a)에 나타내고 있다. 스위치 S_1 를 共振形 스위치 $S_1-L_r-C_r$ 으로 대치하면 그림 3(b)와 같은 共振形 降壓 DC-DC컨버터가 된다.

스위칭 주기는 4개의 구간으로 나누어지며 각 구간에 대한 等價回路는 그림 4와 같다. 스위치 S_1 이 턴온(Turn on)하기 전에 다이오드 D_2 에 출력전류 I_2 가 흐르고 있고 커패시터전압

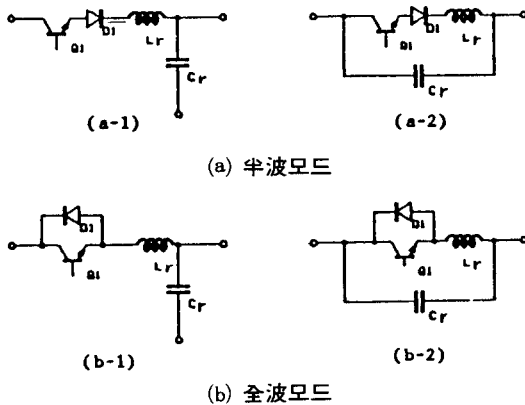


그림 2. 共振形 스위치 構成

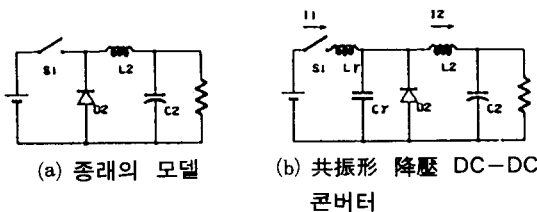


그림 3. 降壓 DC-DC컨버터

V_c 가 零으로 클램프(clamp)되어 있다고 하면, 스위칭 주기의 시점 $t = T_0$ 에서 S_1 이 도통한다.

(1) 線形區間 [$T_0 \leq t \leq T_1$] (그림 4a)

入力電流 I_1 은 직선적으로 상승하고 상태 방정식은 다음과 같다.

$$L_r(dI_1/dt) = V_s \dots \dots \dots (1a)$$

이 구간의 기간 $T_{d1}(=T_1-T_0)$ 은 경계조건 $I_1(0)=0, I_1(T_{d1})=I_2$ 라고 하면

$$T_{d1} = L_r(I_2/V_s) \dots \dots \dots (1b)$$

가 된다.

(2) 共振區間 [$T_1 \leq t \leq T_2$] (그림 4b)

T_1 에서 入力電流는 I_2 이고 D_2 는 비도통상태이며 $I_1(t)-I_2$ 인 電流가 커패시터를 V_c 으로 충전시킨다.

상태방정식은

$$C_r(dV_c/dt) = I_1(t) - I_2 \dots \dots \dots (2a)$$

$$L_r(dI_1/dt) = V_s - V_c(t) \dots \dots \dots (2b)$$

이 되고, 초기 조건은

$$V_c(0) = 0, I_c(0) = I_2 \dots \dots \dots (2c)$$

이므로

$$I_1(t) = I_2 + (V_s/Z_n)\sin\omega t \dots \dots \dots (2d)$$

$$V_c(t) = V_s(1 - \cos\omega t) \dots \dots \dots (2e)$$

가 된다. 단, $Z_n = \sqrt{L_r/C_r}, \omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 이다.

半波 共振形 스위치를 사용했다고 하면, 스위치 Q_1 은 그림 5a에서와 같이 共振 入力電流 $I_1(t)$ 가 零인 T_2 에서 自然轉流한다. 한편 全波 共振形 스위치를 사용하면, 電流 $I_1(t)$ 는 계속 진동하고 그림 5b에서와 같이 D_2 를 통하여 전원 V_s 에 에너지를 되돌리며, T_0 에서 零이 된다.

이 구간의 기간 $T_{d2}(=T_2-T_1)$ 는 $I_1(T_{d2})=0$ 라

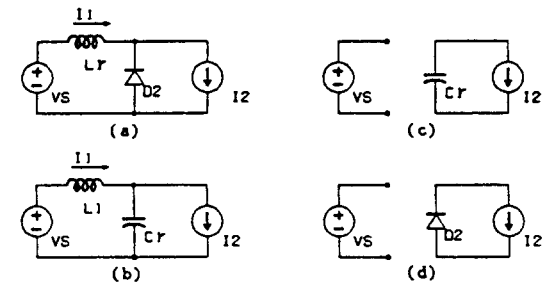


그림 4. 共振形 降壓 컨버터의 스위칭주기에 따른 各 區間別 等價回路

고 하고 식 (2d)로 부터 구할 수 있다.

$$T_{d2} = \alpha/\omega, \text{ 단 } \alpha = \sin^{-1}(-Z_n I_2/V_s) \dots\dots(2f)$$

半波모드 : $\pi < \alpha < 3\pi/2$

全波모드 : $3\pi/2 < \alpha < 2\pi$

시각 T_2 에서 $V_c = V_{cb}$ 이고 식 2e로 부터

$$V_c(T_{d2}) \equiv V_{cb} = V_s(1 - \cos\alpha) \dots\dots(2g)$$

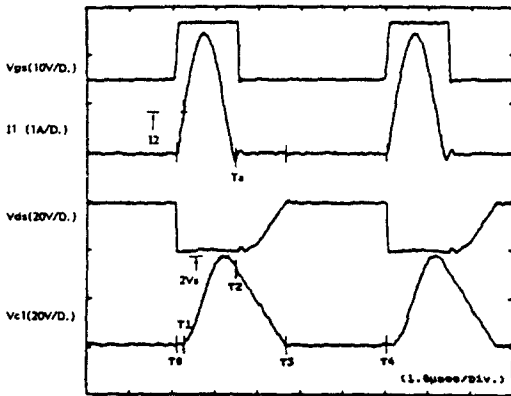
이다.

(3) 回復區間 [$T_2 \leq t \leq T_3$] (그림 4c)

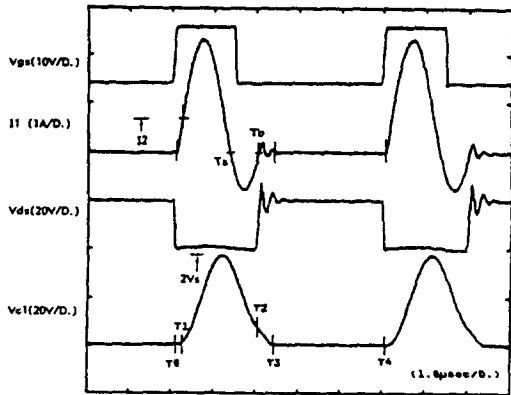
스위칭 S_1 은 T_2 에서 오프(off)하고 C_r 은 출력 루프를 통하여 방전되며, V_c 은 그림 5a와 5b에서와 같이 직선적으로 0으로 된다. 이 구간에서의 상태방정식은 다음과 같다.

$$C_r(dV_c/dt) = I_2 \dots\dots(3a)$$

이 기간 $T_{d3}(=T_3-T_2)$ 는 초기조건 $V_c(0) = V_{cb}$ 로 놓고 풀면



(a) 半波모드



(b) 全波모드

그림 5. 共振形 降壓 DC-DC컨버터의 動作波形

$$T_{d3} = C_r V_{cb}/I_2 = C_r V_s(1 - \cos\alpha)/I_2 \dots\dots(3b)$$

가 된다.

(4) 環流區間 [$T_3 \leq t \leq T_4$] (그림 4d)

出力電流는 D_2 를 통하여 흐르고 이 기간 $T_{d4}(=T_4-T_3)$ 는 다음과 같다.

$$T_{d4} = T_s - T_{d1} - T_{d2} - T_{d3} \dots\dots(4)$$

단, T_s 는 스위칭 주기이다.

이상에서 설명한 동작과정들을 그림 5에 나타내고 있으며, 電流의 零點에서 스위칭하고 있음을 알 수 있다.

3.2 直流出力特性

出力電壓 V_o 는 1주기당의 입력에너지 E_i 와 출력에너지 E_o 가 같다는 것으로부터 구할 수 있다.

$$E_i = V_s \left[\int_{T_0}^{T_1} I_1(t) dt + \int_{T_1}^{T_2} I_1(t) dt \right] \dots\dots(5)$$

$$E_o = V_o I_2 T_s \dots\dots(6)$$

식 (1b), (2f), (2g), (3a)와 (3b)로 부터

$$V_o = V_s(T_{d1}/2 + T_{d2} + T_{d3})T_s \dots\dots(7)$$

I_2 와 T_s 가 주어지고 T_{d1} , T_{d2} , T_{d3} 를 식 (1b), (2a)~(2g)와 (3b)로 부터 구하고, 이들과 식 (7)로 부터 V_o 를 구할 수 있다. 또한 $V_o = RI_2$ 이므로 식 (7)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$RI_2 = (V_s/T_s) \left[L_r I_2 / 2V_s + \alpha/\omega + C_r V_s (1 - \cos\alpha)/I_2 \right] \dots\dots(8)$$

$x \equiv V_o/V_s$, $r \equiv R/Z_n$ 이라고 놓으면, 식 (8)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x - (1/2\pi)(f_s/f_n) \left[(x/2r) + \sin^{-1}(-x/r) + (r/x)(1 + (\text{sign})\sqrt{1-(x/r)^2}) \right] = 0 \dots\dots(9)$$

여기서 $\alpha \equiv \sin^{-1}(-x/r)$ 이고

半波모드 : $\pi < \alpha < 3\pi/2$; sign = +1

全波모드 : $3\pi/2 < \alpha < 2\pi$; sign = -1

이다.

식 (9)에 의해서 구한 電壓變換比 x 는 全波모드인 경우에는 부하에 관계없이 거의 일정하나, 半波모드에 있어서는 부하에 따라 매우 다르다.⁽¹⁾

全波모드의 경우를 보면, 1주기 중의 L_2 의 電壓과 時間과의 積은 零이므로

$$(V_s - V_o)T_n - V_o(T_s - T_n) = 0 \dots\dots(10)$$

이다. 여기서 $f_n = \omega/2\pi$ 이고, $T_n = 1/f_n$ 이다. 따라서 電壓變換比는 다음과 같다.

$$V_o/V_s = T_n/T_s = f_s/f_n \dots\dots\dots(11)$$

한편 식 (9)에서

$$F(x/r) = [(x/2r) + \sin^{-1}(-x/r) + (r/x)(1 - \sqrt{1-(x/r)^2})]$$

이라고 놓으면, 식 (9)는

$$x - (1/2\pi)(f_s/f_n)F(x/r) = 0$$

가 되며, $F(x/r)$ 은 $0.0 < (x/r) < 0.99$ 에 대하여 거의 2π 이므로 식 (9)로부터도 식 (11)과 동일한 결과를 얻을 수 있다.

3.3 昇壓 DC-DC컨버터와 昇降壓 DC-DC컨버터의 DC電壓變換比

그림 6에 昇壓 DC-DC컨버터, 그림 7에 昇降壓 DC-DC컨버터를 보이고 있다. 전술한 방법과 같은 방법으로 해석을 하면, 昇壓 DC-DC컨버터와 昇降壓 DC-DC컨버터의 電壓變換比를 구할 수 있다.

昇壓 DC-DC컨버터의 電壓變換比는

$$(x-1)/x - (1/2\pi)(f_s/f_n)[(x/2r) + \sin^{-1}(-x/r) + (r/x)(1 + (\text{sign})\sqrt{1-(x/r)^2})] = 0 \dots\dots(12)$$

BOOST

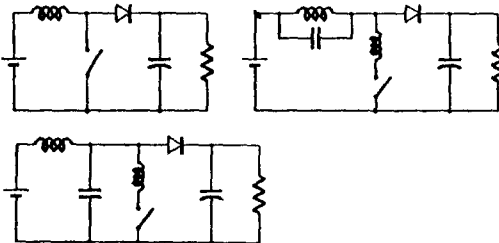


그림 6. 昇壓 DC-DC컨버터

BUCK/BOOST

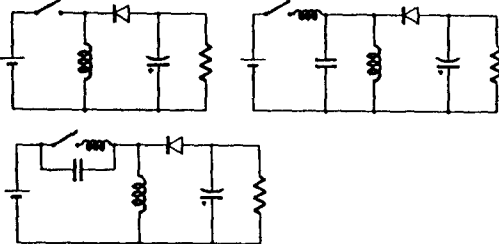


그림 7. 昇降壓 DC-DC컨버터

昇降壓 DC-DC컨버터의 電壓變換比는

$$x/(1+x) - (1/2\pi)(f_s/f_n)[(x/2r) + \sin^{-1}(-x/r) + (r/x)(1 + (\text{sign})\sqrt{1-(x/r)^2})] = 0 \dots\dots(13)$$

으로 부터 구할 수 있다. 단, 모든 정의는 식 (9)에서와 동일하다. 共振形 昇壓 DC-DC컨버터, 昇降壓 DC-DC컨버터에서도 마찬가지로 全波모드일 경우에는 부하에 따른 電壓變換比 x 의 변화가 거의 없으나, 半波모드에서는 매우 심한 변화를 보인다.⁽¹⁾

4. 零電壓 스위칭技術

零電流 스위칭에 있어서는 턴 온(Turn on)시 스위치 素子에 과대한 電壓이 걸리어 素子の 出力 커패시턴스에 에너지를 축적하게 되고 이를 소자내부에서 소모시킨다. 또한 높은 전압에서의 턴 온(Turn on)은 밀러효과(Miller effect)에 의한 스위칭 잡음을 유발하여 회로가 불안정하게 된다. 이러한 이유로 零電壓 스위칭 DC-DC컨버터는 동작주파수가 수 MHz 정도로 제한된다. 따라서 보다 높은 동작주파수로 구동하기 위하여 零電壓 스위칭 기술이 적용된다.

4.1 動作原理

그림 1b의 電壓모드 共振形 스위치를 半導體素子로 구성하면 그림 8과 같다. 그림. 8a는 半波모드이고 그림 8b는 全波모드이다. 昇壓 DC-DC컨버터를 그림 9a에 표시하며, 그림

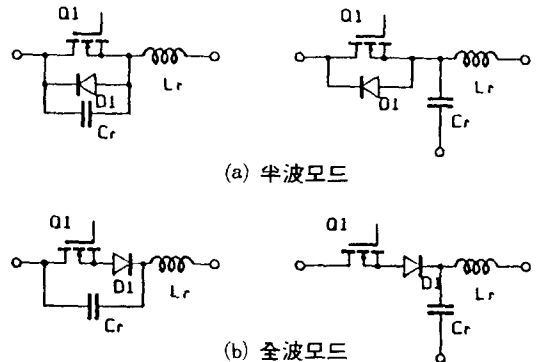


그림 8. 電壓모드 共振形 스위치 회로

9b와 같이 스위치 S_1 의 듀티 사이클(Duty cycle)을 제어함으로써 정전압부하 V_o 에 전력을 공급하는 정전류원으로 취급할 수 있다. 電壓모드 共振形 스위치 $S_1-L_r-C_r$ 로 대체하면 그림 9c 電壓모드 共振形 昇壓 DC-DC컨버터가 된다.

정상상태의 동작을 보면 스위칭 주기는 4개의 구간으로 나누어 진다. S_1 이 턴 오프(Turn off)하기 전에 入力電流 I_1 이 스위치를 통하여 흐르고 있다고 하면, D_2 는 오프(off)상태이고, 電流는 부하에 흐르지 않는다. 시각 T_0 에서 S_1 이 턴 오프(Turn off)하면, 入力電流 I_1 은 커패시터 C_r 로 절환된다. 4개 구간의 회로동작을 요약하면 다음과 같다.

(1) 커패시터 充電區間 [$T_0 \leq t \leq T_1$]

S_1 이 T_0 에서 턴 오프하고 電流는 C_r 로 흘러 들어가며 C_r 의 電壓 V_c 는 직선적으로 상승한다.

초기조건 : $V_c(0) = 0$ (14a)

상태방정식 : $C_r(dV_c/dt) = I_1$(14b)

시각 T_1 에서 V_c 는 V_o 에 달하며 다이오드 D_2 는 도통한다. 이 구간의 기간 T_{a1} 은

$T_{a1} = C_r(V_o/I_1)$ (14c)

가 된다. 이 구간의 등가회로를 그림 10a에 표시한다.

(2) 共振區間 [$T_1 \leq t \leq T_2$]

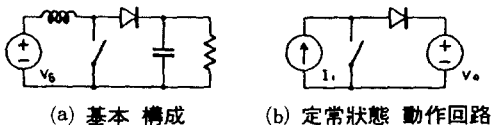
D_2 는 T_1 에서 턴 온하고, 電流 I_1 은 V_o 로 흘러 들어 간다.

초기조건 : $I_L(0) = 0$

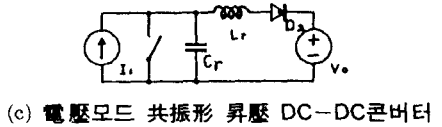
$V_c(0) = V_o$ (15a)

상태방정식 : $L_r(dI_L/dt) = V_c - V_o$

$C_r(dV_c/dt) = I_1 - I_L$ (15b)



(a) 基本 構成 (b) 定常狀態 動作回路



(c) 電壓모드 共振形 昇壓 DC-DC컨버터

그림 9. 昇壓 DC-DC컨버터 회로

이 상태방정식을 풀면

$I_L(t) = I_1(1 - \cos\omega t)$

$V_c(t) = V_o + Z_n I_1 \sin\omega t$ (15c)

半波모드에 있어서 T_a 에서 V_c 가 零이 되면 다이오드 D_1 을 통하여 電流가 흐르므로서 V_c 는 零으로 클램프(clamp)된다. 반면에 全波모드에서는 V_c 는 음의 방향으로 계속 진동하여 T_b 에서 零으로 된다. 따라서 半波모드에서는 T_2 는 T_a 가 되며, 全波모드에서는 T_2 가 T_b 가 된다. 이 구간의 기간 T_{a2} 는 $V_c(T_2) = 0$ 으로 놓고 풀 수 있다.

$T_{a1} = (\beta/\omega)$ (15d)

여기서 $\beta = \sin^{-1}(-V_o/Z_n I_1)$ 이다.

$I_L(T_2) = I_1(1 - \cos\beta)$ (15e)

여기서, $\pi < \beta < 3\pi/2$, $T_2 = T_a$; 半波모드

$3\pi/2 < \beta < 2\pi$, $T_2 = T_b$; 全波모드

이 구간의 등가회로를 그림 10b에 표시하고, 半波모드와 全波모드의 파형을 그림 11a와 11b에 각각 표시한다.

(3) 인덕터의 放電區間 [$T_2 \leq t \leq T_3$]

T_2 후에 전류 I_L 은 직선적으로 감소하고 T_3 에서 零이 된다.

초기조건 : $I_L(0) = I_1(1 - \cos\beta)$ (16a)

상태방정식 : $L_r(dI_L/dt) = -V_o$ (16b)

이 구간의 기간 T_{a3} 은 다음과 같다.

$T_{a3} = L_r I_1(1 - \cos\beta)/V_o$ (16c)

이 구간의 등가회로는 그림 10c에 표시한다.

半波모드 동작에 있어서 트랜지스터 Q_1 은 V_o 가 T_a 에서 零이 되고나서 T_c 에서 D_1 에 흐르는 電流가 零이 되기 전에 턴 온되어야 한다. 그렇지 않으면 V_c 는 再充電되고 Q_1 은 零電壓에서 스위칭할 수 없게 된다. 全波모드동작에 있어

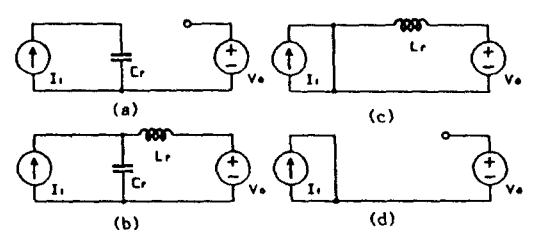


그림 10. 電壓모드 共振形 昇壓 DC-DC컨버터의 스위칭 구간에 따른 各 區間別 等價回路

서는 Q_1 은 T_a 와 T_b 사이에서 턴온되고, 이 때 역電壓은 D_1 이 저지해 준다.

(4) 環流區間 [$T_3 \leq t \leq T_4$]

T_3 에서 Q_1 을 통하여 入力電流 I_1 은 흘러 들어 가며, 이 電流 I_{Q1} 이 턴 오프할 때까지 일정하며, 이 구간의 기간 T_{d4} 는 다음과 같다.

$$T_{d4} = T_s - T_{d1} - T_{d2} - T_{d3} \dots\dots\dots(17)$$

V_c 는 직류성분 V_o 와 V_s 를 고정시키면 부하전류의 증가에 따라 V_c 의 진폭은 증가한다. 그리고 V_c 의 직류성분보다 교류성분이 작으면 零電壓 스위칭 특성을 상실하게 된다.

4.2 直流出力特性

直流電壓變換比 V_o/V_s 는 전술한 바와 같이 1 주기 당 입력에너지 E_i 와 출력에너지 E_o 가 같다고 놓으므로써 구할 수 있다.

$$E_i = V_s I_1 T_s \dots\dots\dots(18a)$$

$$E_o = V_o \int_{T_1}^{T_3} I_L dt + V_o \int_{T_2}^{T_3} I_L dt \dots\dots\dots(18b)$$

식 (14c), (14d), (15b), (15c)로 부터 E_o 는

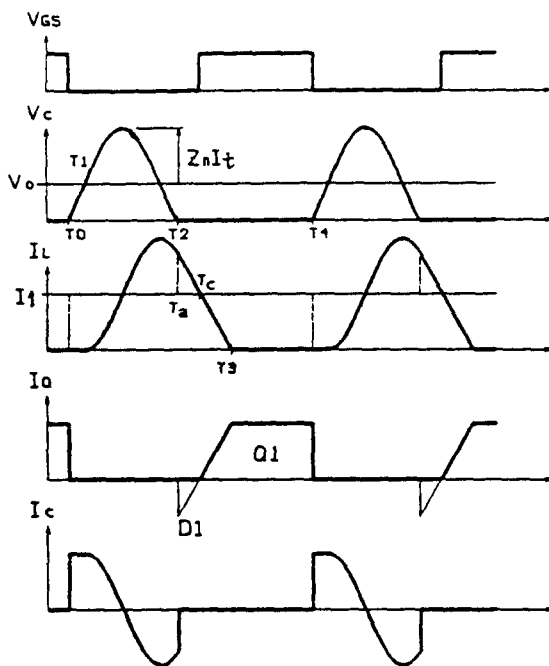
$$E_o = (V_o I_1 / \omega) [\beta + (r/2x) + (x/r) (1 - \cos\beta)] \dots\dots\dots(19)$$

이 된다. 식 (18a)와 (19)로 부터 V_o/V_s 를 구하면 다음과 같다.

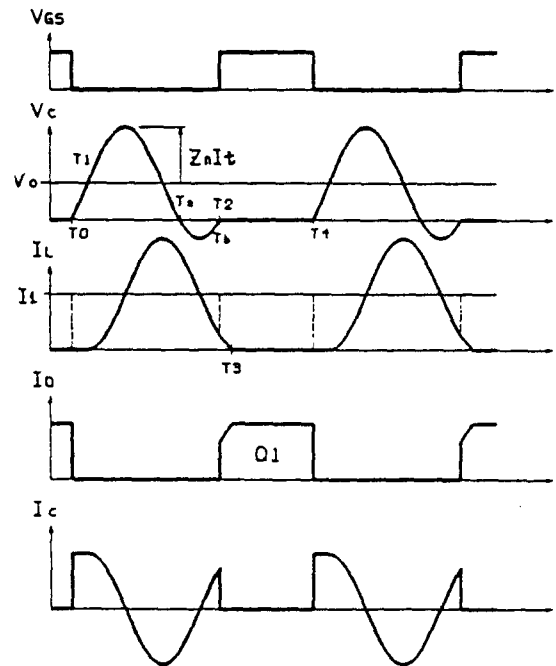
$$(V_o/V_s) = x = \frac{1}{(I_s/2\pi I_1) [\beta + (r/2x) + (x/r)(1 - \cos\beta)]} \dots\dots\dots(20)$$

여기서, $\beta = \sin^{-1}(-r/x)$ 이다.

식 (20)으로 부터 直流電壓變換比 x 를 구하면 半波모드일 때에는 부하에 따라 x 의 변화가 심하다. 全波모드에서는 부하에 관계없이 x 의 변화가 일정하다. 그러나, 全波모드에서는 스위치 소자와 直列로 접속된 다이오드 D_1 이 역電壓을 저지한다. 결과적으로 스위치가 오프기간 동안 半導體 스위치의 接合커패시턴스에 에너지를 축적하고 스위치가 도통된 후에 내부에서 소모시킨다. 따라서, 全波모드는 턴 온 손실 때문에 고주파동작에는 실용적이 못된다.^{2), 3)}



(a) 半波모드



(b) 全波모드

그림 11. 電壓모드 共振形 昇壓 DC-DC컨버터의 動作波形

4.3 電壓모드 共振形 降壓 컨버터와 昇降壓 컨버터의 直流電壓變換比

그림 12와 13에 電壓모드 共振形 降壓컨버터와 昇降壓 컨버터의 회로구성을 각각 표시한다. 전절과 같은 방법으로 降壓컨버터와 昇降壓컨버터의 直流電壓變換比를 구하면 다음과 같다. 降壓컨버터의 直流電壓變換比는

$$(V_o/V_s) = x = 1 - (f_s/2\pi f_n)[\beta + (r/2x) + (x/r)(1 - \cos\beta)] \dots\dots\dots(21)$$

이고 昇降壓컨버터의 直流電壓變換比는

$$(V_o/V_s) = x = \frac{1}{(f_s/2\pi f_n)[\beta + (r/2x) + (x/r)(1 - \cos\beta)] - 1} \dots\dots(22)$$

이 된다.

電壓모드 共振形 컨버터는 스위치의 오프기간은 공진주파수 f_n 에 의하여 거의 결정된다. 즉 오프기간이 일정인 제어를 행하게 되며, 동작주파수가 증가하면 電壓變換比는 감소하게 된다.

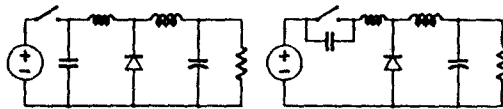


그림12. 電壓모드 共振形 降壓 컨버터의 回路構成

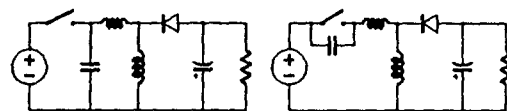


그림13. 電壓모드 共振形 昇降壓 컨버터의 回路構成

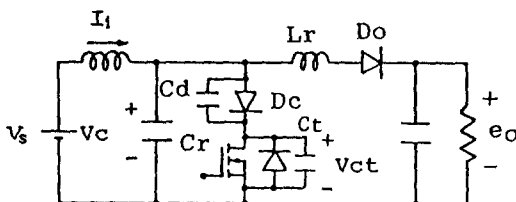


그림14. 개선된 全波 電壓모드 共振形 昇壓 DC-DC컨버터

4.4 電壓모드 共振形 컨버터의 性能改善⁴⁾

4.2 절에서 논한 것과 같이 全波모드에서 逆電壓을 저지하기 위한 D_1 의 존재로 턴온 손실이 증가한다. 이 손실은 주파수가 높아짐에 따라 증가하고 스위칭소자의 내부 온도를 증가시키므로 고주파 구동에 저해된다. 이에 대한 개선방법으로 D_1 은 병렬로 커패시터를 접속하는 방법을 제안하고 있다.

이를 그림 14와 같은 昇壓 DC-DC컨버터를 예로서 설명하고자 한다. 그림 14에서 C_T 는 트랜지스터의 接合커패시터를 표시한다. 그림 15는 동작파형을 표시하며, 1주기는 6개의 동작구간으로 구분할 수 있다. 그림 15에서 구간 II에서 接合커패시터 C_T 에 에너지를 축적하고, 이를 구간 III에서 커패시터 C_0 에 전이함으로써 턴온 손실을 개선한다.

5. 結 論

共振形 스위치를 電流모드와 電壓모드로 分類하여 구성하였으며, 이 共振形 스위치를 종래의 PWM DC-DC컨버터에 적용하여 共振形 DC-DC컨버터를 구성하였다.

電流모드 共振形 DC-DC컨버터에서는 스위

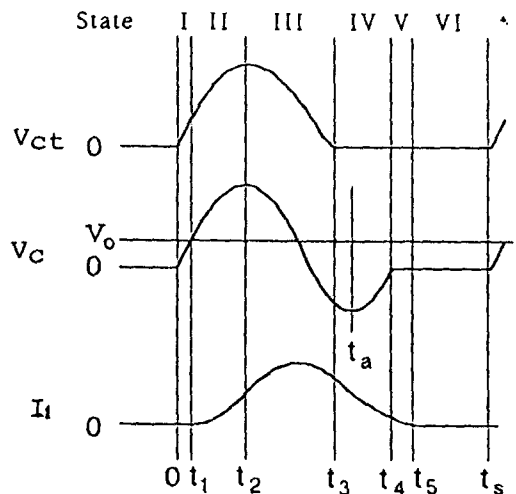


그림15. 개선된 全波 電壓모드 共振形 昇壓 DC-DC컨버터의 動作波形

칭 소자의 電壓커패시터에 의한 턴 온 손실로 인하여 동작주파수가 수 MHz로 제한되었다. 電壓모드 共振形 DC-DC컨버터에서는 零電壓 스위칭 기술을 적용하여 이러한 결점을 극복하여 半波모드에서는 10MHz 정도까지의 동작주파수를 높이었다. 그러나, 直流電壓變換比가 부하변동에 관계없이 거의 일정한 全波모드에서는 逆電壓沮止 다이오드로 인하여 스위칭 소자의 接合커패시터의 축적에너지가 턴 온 손실을 유발하여 고주파 구동을 저해하였다. 이에 대한 개선방법으로 逆電壓沮止 다이오드와 竝列로 커패시터를 접속하는 방법에 대하여 언급하였다.

參 考 文 獻

- 1) K.H.Liu, R.Oruganti and F.C.Lee, "Resonant switches-topologies and characteristics", PESC '85 Record, pp.106~116.
- 2) K.H.Liu and F.C.Lee, "Zero-voltage switching technique in dc/dc converter", PESC '86 Record, pp.58~70.
- 3) Wojciech A. Tabisz and F.C.Lee, "Zero-voltage-switching multi-resonant technique a novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters", PESC '88 Record, pp.9~17.
- 4) T. Higashu, K. Fujimoto, T. Ninomiya and K. Harada, "Improvement of power efficiency and operation range in voltage-mode resonant converters", PESC '89 Record, pp.235~242.