

論文99-36S-8-12

Watkins-Johnson 공진형 DC-DC 컨버터의 정상상태 해석과 최적설계

(Steady State Analysis and Design of a Resonant Switching Watkins-Johnson DC-DC Converter)

安 泰 榮 *

(Tae Young Ahn)

요 약

본 논문에서는 스위칭 손실을 저감시키고, 높은 주파수 동작에 적합한 새로운 Watkins-Johnson 공진형 컨버터를 제안하였다. 정상상태 해석에서는 제안된 공진형 컨버터의 전압이득은 스위칭 주파수에 의존하게 된다는 것을 밝혔다. 따라서 컨버터의 출력전압을 안정시키기 위해서는 부하 전류 변화에 따라 스위칭 주파수도 함께 변화시켜야한다. 또한 해석결과를 토대로, 스위치의 전압 스트레스를 최소화시키고, 영전압 스위칭 되는 조건하에서 컨버터의 공진소자 값을 결정할 수 있는 최적의 설계방식을 제시하였다. 끝으로 Watkins-Johnson 공진형 컨버터의 실험회로를 구성하여 최적 설계방식의 타당성을 입증하였다.

Abstract

A new resonant switching Watkins-Johnson converter was proposed, which minimizes the switching loss and is well suited for high-frequency operation. The steady-state analyses revealed that the voltage gain of the proposed converter is solely determined by the switching frequency. Consequently, to regulate the output voltage of the converter for variable load current the switching frequency should be varied accordingly. Based on the results of analyses, an optimum design procedure for the resonant component values is proposed, which minimized the voltage stress of power switch while maintaining the desired property of zero-voltage switching. Finally, accuracy of analyses and validity of an optimum design procedure are verified on an experimental resonant switching Watkins-Johnson converter prototype.

I. 서 론

Watkins-Johnson 컨버터 회로방식은 1966년 일만에 처음 소개되었고, 1977년에 미국의 Watkins-Johnson 사에서 통신위성용 전원장치의 기본회로로

채택하여 실용화되었다^[1]. 그 후 WJ(Watkins-Johnson) 컨버터는 전류환류형 푸쉬풀 컨버터의 원형이 되었고, 대체로 중·대용량의 전원장치에 적용된 경우가 많았다^[2,3]. 문헌에 의하면 전류환류형 푸쉬풀 컨버터는 변압기의 편차현상이 존재하지 않기 때문에 변압기의 이용효율을 높일 수 있고, 다출력이 가능하며, 시비율에 대한 출력전압의 전달함수가 좌반면에 영점을 갖는 2차의 형태가 되기 때문에 안정성이 우수하다는 것이 특징이다^[4,5].

한편, 최근의 스위칭 전원장치 분야는 대용량에서 필요한 제반기술 뿐만 아니라, 소용량 및 극소용량의

* 正會員, 淸州大學校 電·情·半工學部

(School of E.S.C Eng., Chongju Univ.)

※ 본 연구는 과학기술부, 한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것입니다.

接受日字:1998年10月26日, 수정완료일:1999年6月11일

전원장치에 적합한 회로방식의 개발도 절실히 요구되고 있다. 특히 단 전원 배터리를 입력으로 하고 있는 휴대용 전자기기의 경우에는 고효율과 고 신뢰성을 겸비하면서, 다출력이 가능하며, 소형·경량화 시킬 수 있는 회로방식이 필요하다. 소용량에서 출력전압이 입력전압보다 낮은 강압형인 경우 일반적으로 Buck형 회로방식이 주로 사용되었으나, WJ 컨버터도 기본적으로 입출력 전압특성과 회로구성 소자수가 Buck형과 같고, 안정성도 뛰어나며, 공유인덕터로 다출력을 구성하는 경우 기존의 방식 중 가장 간단한 회로방식이 되기 때문에 휴대용 전자기기의 전원장치에 적합하다^[6,7]. 일반적으로 소형의 전원장치를 구현하기 위한 가장 손쉬운 방법은 동작 스위칭 주파수를 높여 전원의 크기를 소형화시키는 방법이 있지만, 기존의 WJ 컨버터는 펄스폭 변조방식(PWM)으로 제어되는 하드스위칭 방식이었기 때문에, 고주파 스위칭 동작에 따른 스위칭 손실이 증가하고 아울러 소형경량화를 어렵게 만든다.

논문에서는 하드스위칭 방식의 WJ 컨버터에 공진 스위치 개념을 도입하여 높은 스위칭 주파수에서도 스위칭 손실을 저감시킬 수 있는 새로운 WJ 공진형 컨버터를 제안하였다. 제안된 공진형 컨버터는 정상상태 해석결과를 통해 원리적으로는 무손실 스위칭방식이라는 것과, 스위칭 주파수로 출력전압이 제어된다는 것을 밝혔다. 또한 각 회로소자를 효율적으로 설계할 수 있는 최적설계방법을 제시하였으며, 실험결과와 비교를 통해 최적설계의 타당성을 입증하였다.

II. Watkins-Johnson 공진형 컨버터

1. 기본회로구성

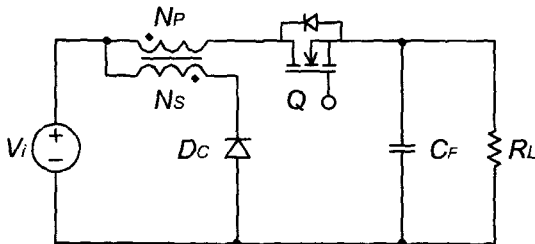


그림 1. Watkins-Johnson DC-DC 컨버터
Fig. 1. Watkins-Johnson DC-DC converter.

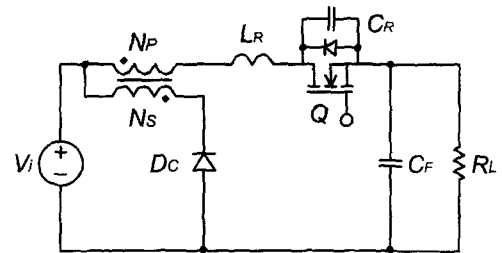
그림 1에 기존의 WJ DC-DC 컨버터의 기본회로가

나타나 있다^[8,9]. 그림에서 주스위치 Q는 외부의 일정한 시비율을 갖는 온·오프 신호에 의해 제어될 때, 대략적인 동작은 스위치 상태에 따라 다음과 같이 설명된다. 먼저 스위치가 턴온 되면, 입력에서 출력측으로 전력이 전달되고 동시에 공유인덕터에는 에너지가 축적된다. 축적된 에너지는 스위치가 턴오프되었을 때, 다이오드 Dc를 통해 입력측에 환류되면서 출력전압은 커패시터 C_F에 의해 유지된다.

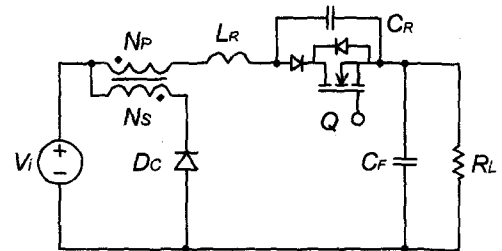
그림 1의 회로는 기본적으로 PWM 제어에 의한 하드스위칭 방식이기 때문에 스위칭손실은 스위칭주파수에 비례하고, 따라서 고주파 스위칭 동작으로 전원의 크기를 소형화를 시킬 수 없다. 그림 2에는 본 논문에서 제안한 WJ 공진형 컨버터들이 나타나 있다^[10]. 제안된 공진형 컨버터들은 기존의 공진 스위치 개념을 도입하면 쉽게 구현될 수 있다^[11]. 또한 공진소자와 다이오드 위치에 따라 반주기만 공진하는 반파형, 한 주기 동안 공진하는 전파형으로 구분되며, 전류공진과 전압공진도 가능하다. 특히 그림 2(e)는 입력과 출력이 절연된 Push-pull 형태에 적용시킨 경우이다.

2. 정상상태 동작

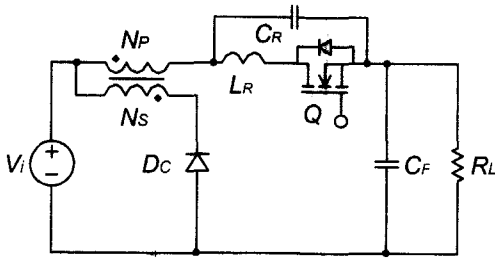
그림 2 (a)의 WJ 전압공진형 컨버터는 주스위치로 사용된 MOSFET의 유도성 및 용량성 기생성분을 공진소자에 흡수시킬 수가 있기 때문에, 그림 2 (c)의 전류공진형 컨버터보다 고주파동작에 적합한 회로방식이다.



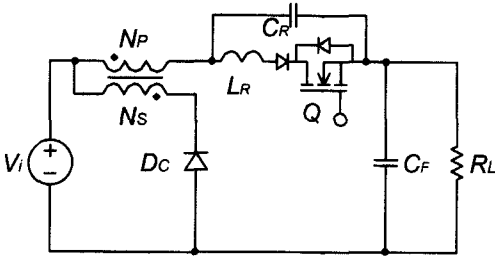
(a) ZVS type (Half wave)



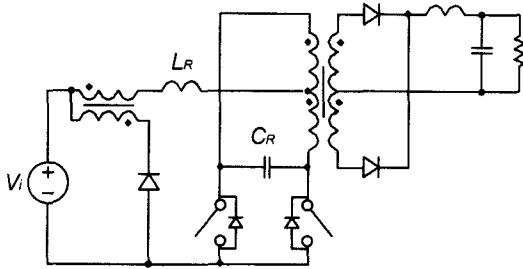
(b) ZVS type (Full wave)



(c) ZCS type (Half wave)



(d) ZCS type (Full wave)



(e) ZVS type Push-pull

그림 2. Watkins-Johnson 공진형 DC-DC 컨버터
Fig. 2. Resonant switching Watkins-Johnson DC-DC converter.

본 논문에서는 우선 그림 2 (a)의 WJ 전압공진형 컨버터에 대한 정상상태 해석을 하였다. 동작 설명을 간단히 하기 위해서 다음과 같은 가정을 하였다. 즉, 출력 커패시터 C_F 의 용량과 부하저항 R_L 의 시정수는 컨버터의 동작 스위칭주기에 비해 대단히 커서 정전압 원 V_O 로 대체한다. 또한 반도체 스위치 소자는 이상적인 스위치로 동작하며, 공유인덕터는 정전류원 I_M 과 권선비 n 을 갖는 이상변압기로 등가 하였다.

그림 3에는 위의 가정에 따라서 구성한 정상상태의 등가회로이다. 그림 3의 등가회로는 스위치와 다이오드의 도통상태에 따라서 그림 4와 같은 총 4개의 상태별 등가회로로 나타낼 수 있다. 그림 5에는 회로의 상태별 동작 파형이 나타나 있다. 그림 4와 5로부터 정상상태의 동작은 다음과 같이 설명된다.

상태 1 ($t_0 - t_1$)

t_0 이전에 스위치가 도통상태에 있었다고 가정하면, 인덕터전류 i_L 은 I_M 이 된다. t_0 에서 스위치가 턴오프되면서 i_L 은 공진 커패시터에 흐르게 되고, 커패시터전압 v_S 는 일정하게 증가한다. t_1 에서 다이오드 D_C 가 순바리어스되며, 도통상태가 시작된다. 이때 각 부분의 전류와 전압은 다음 식과 같이 정리된다.

$$i_S = i_L - i_C \tag{1}$$

$$i_L = I_M \tag{2}$$

$$i_C = 0 \tag{3}$$

$$v_S = \frac{I_M}{C_R} t \tag{4}$$

상태 2 ($t_1 - t_2$)

t_1 에서 다이오드가 턴온 되고, 커패시터 전압 v_S 는 인덕터전류 i_L 과 공진을 하게 된다. 공진에 의해 t_2 에서 전압 v_S 가 0이 되면, 스위치와 병렬로 위치한 다이오드 때문에 0 상태가 된다. 이 기간의 각 전류와 전압은 다음 식과 같이 정리된다.

$$i_L = I_M \cos \omega_0 t \tag{5}$$

$$i_C = n(I_M - i_L) \tag{6}$$

$$v_S = Z_O I_M \sin \omega_0 t \tag{7}$$

단, $Z_O = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}$, $\omega_0 = 2\pi f_0$,

$n = \frac{N_P}{N_S}$ 이다.

상태 3 ($t_2 - t_3$)

t_2 부터 스위치 전압이 0가 되고, 전류는 병렬 다이오드를 통해 흐르고 있는 기간에 스위치를 턴온 시키면, 턴온 손실을 최소화시킬 수 있는 영전압 스위칭이 실현된다. t_3 에서 다이오드를 통해 흐르던 전류 i_C 가 0가 된다.

$$i_L = \frac{1}{L_R} [V_i(1+n) - V_O]t \tag{8}$$

$$i_C = n(I_M - i_L) \tag{9}$$

$$v_S = 0 \tag{10}$$

상태 4 ($t_3 - t_4$)

t_3 에서 다이오드는 턴오프되며, 인덕터의 자화전류

는 공진 인덕터와 스위치를 통해 흐르기 시작한다. 이 상태는 스위치가 다시 턴오프되는 시각 t_4 까지 계속 된다.

$$i_L = I_M \tag{11}$$

$$i_C = 0 \tag{12}$$

$$v_S = 0 \tag{13}$$

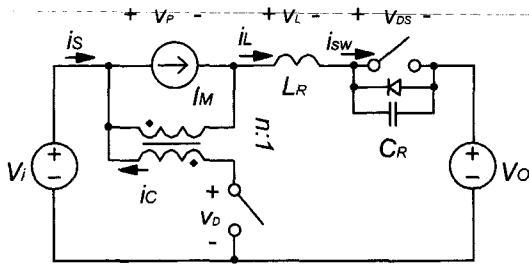
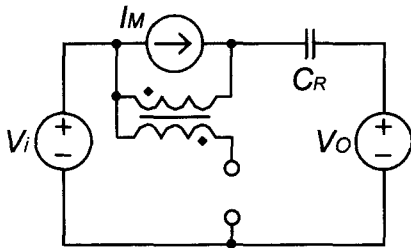
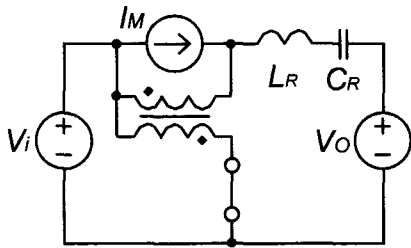


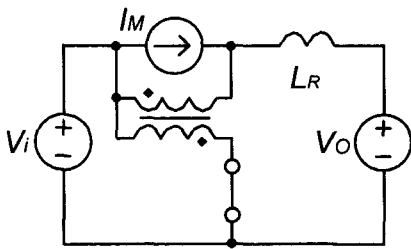
그림 3. 정상상태의 등가회로
Fig. 3. Steady state equivalent circuit.



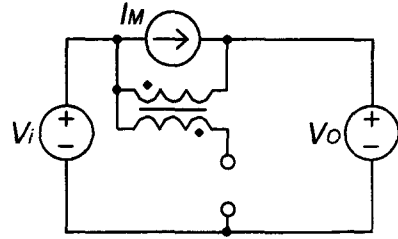
(a) State 1



(b) State 2



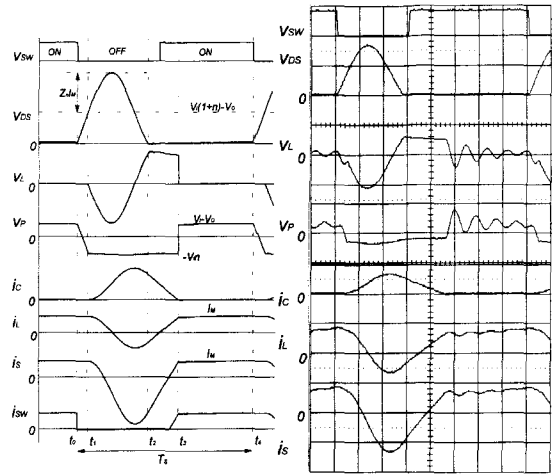
(c) State 3



(d) State 4

그림 4. 각 상태의 등가회로

Fig. 4. The equivalent circuit in the switching stages.



(a) Theoretical waveforms

(b) Experimental waveforms

그림 5. 정상상태 동작파형

Fig. 5. Operational waveforms in the steady state.

III. 정상상태 해석

제안된 WJ 공진형 컨버터의 정상상태에서의 출력 전압을 구하기 위해서, 컨버터의 내부손실을 무시하였다. 따라서 한 주기 동안의 평균 입력에너지는 평균 출력에너지와 같아지고, 그 결과를 다음 식과 같이 정리 할 수 있다.

$$E_i = E_o \tag{14}$$

단, $E_i = V_i \int_0^{T_s} i_S dt$, $E_o = V_o \int_0^{T_s} i_L dt$ 이다.

한편, 위 식으로부터 공유인덕터의 자화전류 I_M 은 마찬가지로 방법으로 다음과 같이 정리 할 수 있다.

$$I_M = \frac{I_o}{n} (1 + n - M) \tag{15}$$

단, $M = \frac{V_o}{V_s}$, $r = \frac{R_o}{Z_o}$ 이다.

식 (14)과 식(15)로부터 정상상태의 출력전압은 다음과 같이 정리된다.

$$F = \frac{f_s}{f_o} = \frac{2\pi \left(1 - \frac{n}{1+n-M}\right)}{\left[\alpha + \frac{nr}{2M} + \frac{M}{nr}(1 - \cos \alpha)\right]} \quad (16)$$

단, $\alpha = \pi + \sin^{-1}\left(\frac{nr}{M}\right)$ 이다.

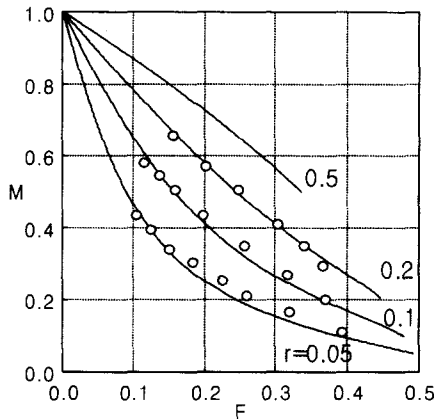


그림 6. 정상상태의 전압이득
Fig. 6. Steady state DC voltage gain.

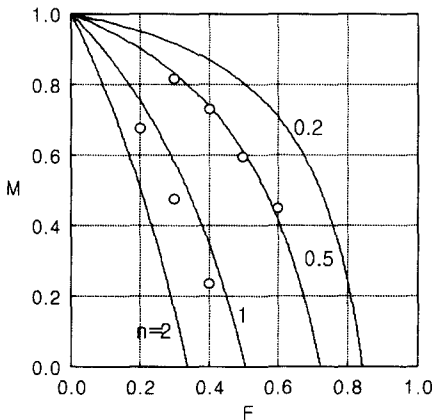


그림 7. 권선비와 영전압 스위칭 범위
Fig. 7. Turns ratio and zero voltage switching range.

그림 6은 식 (16)을 이용하여 부하저항에 따른 입력 출력 전압 비와 스위칭주파수의 관계를 나타낸 것이다. 이때 권선비 n 은 1로 하였으며, 그림에서 각 점들은 실험결과이다. 그림으로부터 출력전압은 스위칭 주파수에 의존하며 부하저항 변화에 따른 부하특성도 함께

보이고 있음을 알 수 있다.

그림 7에서는 권선비를 변화 시켰을 경우 영전압 스위칭 범위를 표시한 것이다. 그림으로부터 권선비가 작아질수록 범위는 넓어진다는 것을 알 수 있다. 한편, 제안된 컨버터가 영전압 스위칭이 되기 위해서는 다음 조건을 만족해야한다.

$$\frac{M}{n} \geq r \quad (17)$$

식 (17)로부터, 제안된 컨버터의 부하특성은 기존의 영전압 스위칭의 특성과 마찬가지로 최소전류가 제한 받는다는 것을 알 수 있다. 특히 공진 시 스위치에 걸리는 전압의 최대치는 식 (18)로 나타낼 수 있고 따라서 전압의 최대 값은 부하전류에 비례한다는 것을 알 수가 있다.

$$V_{DSmax} \geq (V_{imax} - V_o) \left(1 + \frac{R_{Lmax}}{R_{Lmin}}\right) \quad (18)$$

IV. 최적 설계방법

3장의 정상상태 해석 결과로부터 회로구성에 필요한 소자의 설계 값을 구하는 절차를 다음과 같이 정리하였다. 각 변수의 아래첨자 중에서 max 는 최대 값을, min 은 최소 값을 나타낸다. 설계에서 기준이 되는 컨버터의 사양은 다음과 같이 가정하였다.

입력전압범위	: $V_{i(min)} - V_{i(max)}$	[V]
출력전압	: V_o	[V]
부하전류범위	: $I_{O(min)} - I_{O(max)}$	[A]
최소스위칭주파수	: $f_{s(min)}$	[Hz]
스위치의 최대전압	: $V_{DS(max)}$	[V]

위의 주어진 사양으로부터 최소 입력출력 전압비 M_{min} 과 최대 입력출력 전압비 M_{max} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_{min} = \frac{V_o}{V_{i(max)}} \quad (19)$$

$$M_{max} = \frac{V_o}{V_{i(min)}} \quad (20)$$

또한 최소부하저항 $R_{L(min)}$ 과 최대부하저항 $R_{L(max)}$ 는 다음과 같다.

$$R_{L(min)} = \frac{V_o}{I_{O(max)}} \quad (21)$$

$$R_{L(\max)} = \frac{V_o}{I_{\alpha(\min)}} \quad (22)$$

따라서 공유인덕터의 권선비 n 은 식 (18)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$n = \frac{V_{DS(\max)}}{V_{i(\max)} \left(1 + \frac{R_{L(\max)}}{R_{L(\min)}}\right)} + M_{\min} - 1 \quad (23)$$

다음, 특성 임피던스 Z_o 는 정의로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_o = \frac{n R_{L(\max)}}{M_{\min}} \quad (24)$$

또한 최대 스위칭 주파수는 식으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_{s(\max)} = f_o \frac{4\pi \left(1 - \frac{n}{n+1-M_{\min}}\right)}{3(1+\pi)} \quad (25)$$

공진주파수 f_o 는 식 (16)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_o = \frac{f_{S(\min)} \left[\alpha_{\min} + \frac{R_{L(\min)} M_{\min}}{2 R_{L(\max)} M_{\max}} + \frac{R_{L(\max)} M_{\max}}{R_{L(\min)} M_{\min}} (1 - \cos \alpha_{\min}) \right]}{2\pi \left(1 - \frac{n}{n+1-M_{\max}}\right)} \quad (26)$$

단, $\alpha_{\min} = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{R_{L(\min)} M_{L(\min)}}{R_{L(\max)} M_{L(\max)}} \right)$ 이다.

따라서, 식 (24)와 식(26)로부터 공진 인덕터 L_R 와 공진 커패시터 C_R 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_R = \frac{Z_o}{2\pi f_o} \quad (27)$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi f_o Z_o} \quad (28)$$

한편, 공유인덕터의 1차 측 인덕턴스 L_P 를 구하기 위해서 정상상태 동작설명 중 상태 4에서 일정하다고 가정했던, 자화전류를 I_M 에서 $I_M + \Delta i_M$ 이라고 변환시키면, i_P 는 식 (15)에 의해 다음과 같이 정리된다.

$$i_P = \Delta i_M + I_M = \frac{1}{L_P} [V_i(1+n) - V_o] t + I_M \quad (29)$$

자화전류 I_M 과 변동분 Δi_M 의 비를 K 라고 하면, $I_M = K \Delta i_M$ 이 되며, 식 (29)를 정상상태에 대입하고,

공진 인덕턴스와의 비를 구하면 다음과 같이 정리된다.

$$\frac{L_P}{L_R} = \left(\frac{nr}{M} \right) \left(\frac{1-M}{1+n-M} \right) \left(\frac{2\pi}{F} - \frac{nr}{M} - \alpha - \frac{M}{nr} (1 - \cos \alpha) \right) K \quad (30)$$

한편 r_{\min} 과 r_{\max} 는 다음과 같이 정의하였다.

$$r_{\min} = \frac{R_{L(\min)}}{Z_o} \quad (31)$$

$$r_{\max} = \frac{R_{L(\max)}}{Z_o} \quad (32)$$

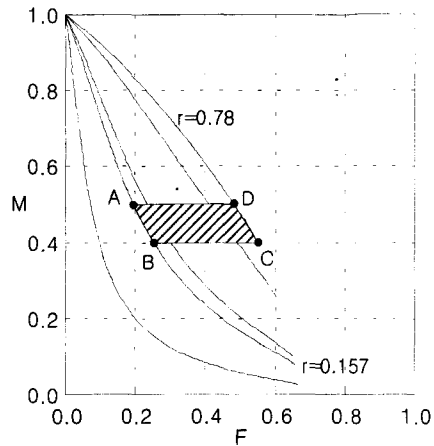


그림 8. 동작범위
Fig. 8. Operational range.

그림 8은 식(26)로부터 얻은 스위칭주파수와 입출력 전압비의 관계에서 설계사양을 적용한 컨버터의 동작 범위이다. 동작범위는 A, B, C, D 점으로 형성된 사각형으로 나타나며, 주어진 동작범위 내에서 가장 높은 공유인덕터의 인덕턴스를 구하기 위해서 식(30)을 이용하여 얻은 입출력 전압비와 인덕터비를 부하저항을 파라미터로 하여 그림 9에 나타내었다. 그림으로부터 주어진 전압비의 범위에서, 부하전류가 최대일 때, 최대 인덕터비를 나타낸다는 것을 알 수 있다. 또한, 주어진 동작범위 내에서 인덕터의 권선비에 따라 인덕터비의 최대 값이 C점과 D점 사이에서 변화한다는 것도 알 수 있다. 따라서, 공유인덕터의 인덕턴스 L_P 는 C점과 D점 값을 비교하여 큰 값으로 결정하는 것이 바람직하며, 그 결과는 각각 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_{PC} = \frac{Kn V_{i(\max)} (1 - M_{\min})}{\omega_o I_{\alpha(\min)} (n+1 - M_{\min})}$$

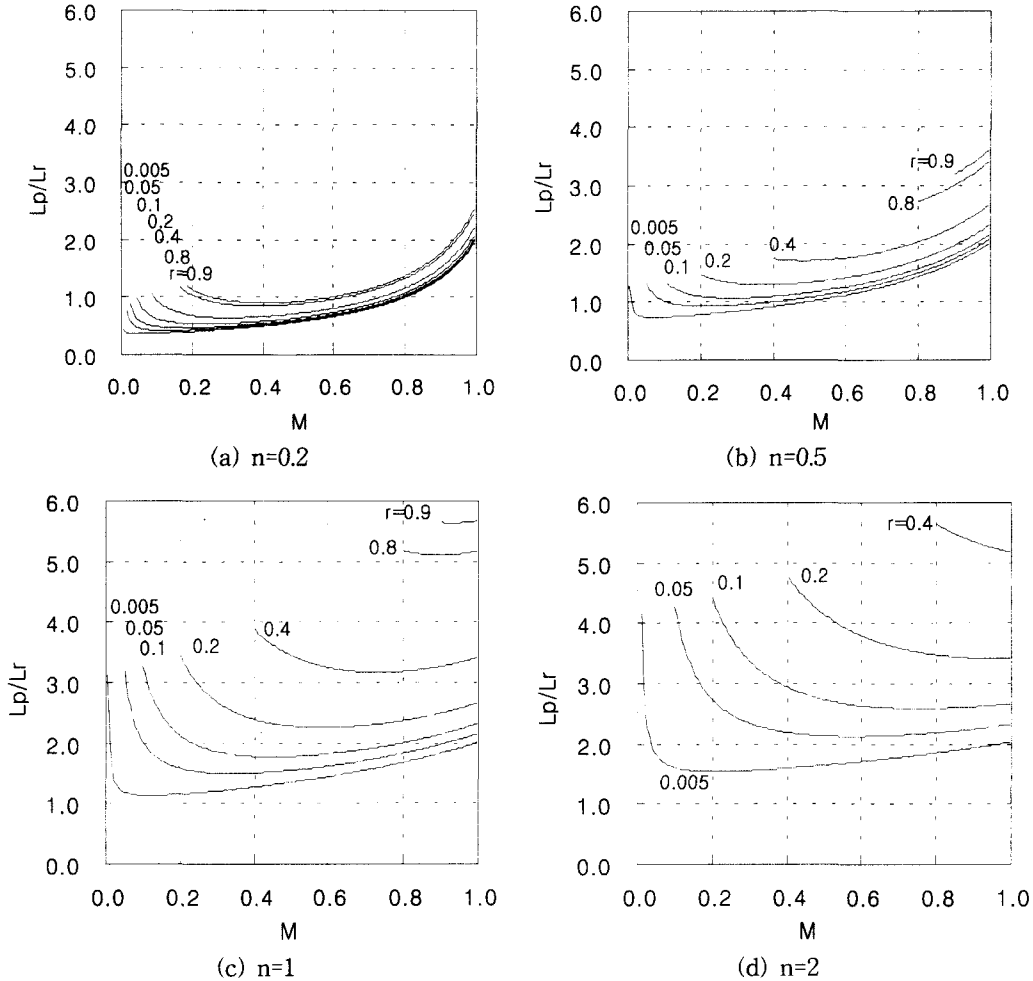


그림 9. 각 부하전류에서 입출력비와 인덕터비의 관계
 Fig. 9. Inductance ratio as a function of the voltage gain at different loads.

$$\left[\frac{2\pi f_0}{f_{S(\max)}} - \frac{nr_{\max}}{M_{\min}} - \alpha_{PC} - \frac{M_{\min}}{nr_{\max}}(1 - \cos \alpha_{PC}) \right] \quad (33)$$

$$L_{PD} = \frac{Kn V_{r(\min)}(1 - M_{\max})}{\omega_o I_{O(\min)}(n + 1 - M_{\max})}$$

$$\left[\frac{2\pi f_0}{f_{SD}} - \frac{nr_{\max}}{M_{\max}} - \alpha_{PD} - \frac{M_{\max}}{nr_{\max}}(1 - \cos \alpha_{PD}) \right] \quad (34)$$

단, $\alpha_{PC} = \pi + \sin^{-1}\left(\frac{nr_{\max}}{M_{\min}}\right)$,
 $\alpha_{PD} = \pi + \sin^{-1}\left(\frac{nr_{\max}}{M_{\max}}\right)$ 이다.

V. 실험

앞 절에서 논의한 정상상태 해석결과와 최적설계방

법의 타당성을 검토하기 위해, 다음과 같은 컨버터의 설계사양을 정하여 WJ 공진형 컨버터의 실험회로를 구성하였다.

표 1. 실험회로의 전기적 정격
 Table 1. Electrical Specifications for Experimental Circuit.

설계 변수	단 위	값	비 고
입력 전압 범위	V	20 - 30	정상전압 : 24V
출력 전압	V	12	
부하 전류 범위	A	0.4 - 2.0	
최소 스위칭 주파수	kHz	50	
스위치의 최대전압	V	200	

위의 주어진 사양으로부터 식(19) - (22)를 이용해 입출력 전압비 범위와 부하저항 범위를 구하면, 다음

과 같다.

$$M = 0.4 - 0.6 \tag{35}$$

$$R_L = 6.0 - 30.0\Omega \tag{36}$$

따라서 식(23)을 이용해 입력 공유인덕터의 최적 권선비를 결정하면 다음과 같다.

$$n = 0.51 \tag{37}$$

또한, 식(24)로부터 특성임피던스는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_0 = 38.3\Omega \tag{38}$$

식(25)로 최대 스위칭 주파수를 결정하면, 스위칭 주파수 범위를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_s = 50 - 130kHz \tag{39}$$

식(27)과 (28)로부터 공진 인덕터와 공진 커패시터를 구하면 다음과 같다.

$$L_R = 26\mu H, C_R = 17nF \tag{40}$$

마지막으로 자화전류 I_M 과 변동 분 Δi_M 의 비 K 를 20이라고 하면, 식(33)과 (34)로부터 공유인덕터의 인덕턴스를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_P = 1.5mH \tag{41}$$

그림 10에는 위의 최적설계로 얻어진 주요 소자의 값을 기본으로 구성된 실험회로가 나타나 있다. 제어 회로는 출력전압을 기준전압과 비교해, 그 결과를 일정한 오프시간을 갖는 펄스형태의 주파수를 변화시키는 주파수 변조부분과 주스위치를 구동시키는 구동부로 구성 되어있다.

그림 11에서는 출력전압이 일정한 상태에서 부하전류를 가변 했을 경우, 실험회로의 각 주요 부분에서 얻어진 실험파형을 나타내었다. 또한 그림 12에서는 부하전류가 변화하였을 경우, 스위칭주파수와 주스위치의 최대전압을 이론 값과 실험결과를 비교하여 나타낸 것이다. 실험 파형으로부터 부하전류에 따라서 스위칭 주파수가 변화하고 있음을 알 수 있고, 그림 12에서는 주파수 변화 폭이 식에서 예측한 결과와 매우 일치하고 있음을 알 수 있다.

스위치의 최대전압에서도, 예상된 전압범위 내에서 동작하고 있으며, 전체 부하범위에서 영전압스위칭이

지고 있음을 확인할 수 있다.

따라서 앞 절에서 언급한 최적설계방법의 타당성을 확인 할 수 있었다. 끝으로, 부하전류의 변화에 대한 전력변환효율을 그림 13에 나타내었다. 그림으로부터 전 부하범위에 걸쳐 약 82%이상의 효율을 얻었으며, 최대효율은 최소 부하전류에서 측정되었고, 이때 약 88%로 비교적 높은 효율을 나타내고 있음을 알 수 있다.

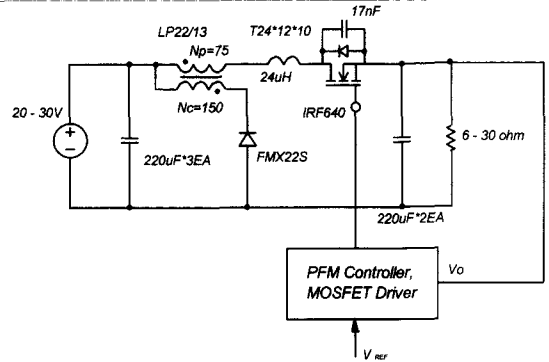
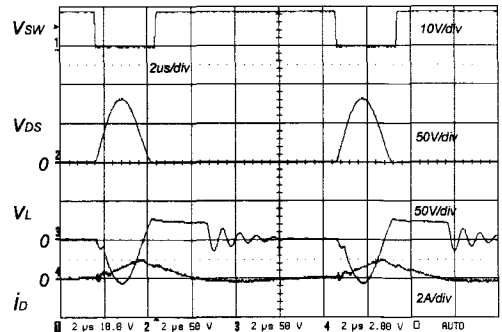
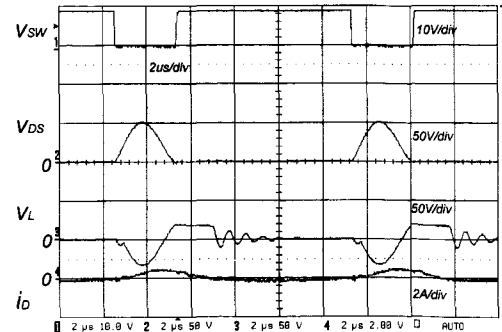


그림 10. 실험회로
Fig. 10. Experimental circuit.



(a) $V_i=24V, V_o=12V, I_o=1A$



(b) $V_i=20V, V_o=12V, I_o=0.4A$

그림 11. 실험파형
Fig. 11. Experimental waveforms.

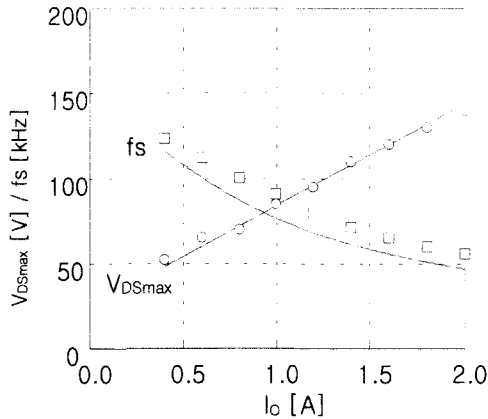


그림 12. 전압스트레스와 스위칭주파수 변화
Fig. 12. Voltage stress and switching frequency as a function of the output current.

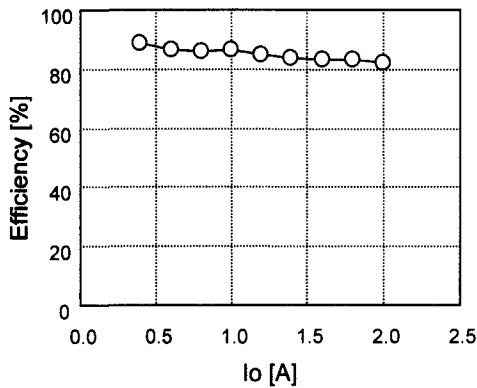


그림 13. 부하전류와 효율
Fig. 13. Efficiency versus load current.

VI. 결 론

본 논문에서는 높은 스위칭 주파수에서도 스위칭 손실을 저감시킬 수 있는 새로운 WJ 공진형 컨버터를 제안하였다. 제안된 공진형 컨버터 중 고주파 스위칭 동작에 가장 적합한 회로방식인 전압공진형 WJ 컨버터에 대한 정상상태 해석을 하였으며, 해석 결과로부터 다음과 같은 결과를 얻을 수 있었다. 첫째, 정상상태의 출력전압은 기존의 공진형 컨버터와 마찬가지로 스위칭 주파수 함수가 되며, 따라서 출력전압은 스위칭 주파수를 가변 함으로써 제어할 수 있다. 둘째, 스위칭 동작 시 전압공진을 이용하기 때문에 물리적으로는 스위칭 주파수와 관계없는 무손실 스위칭방식이 된다. 끝으로, 컨버터의 설계를 보다 간편히 하기 위해, 회로동작 시 가장 중요한 역할을 하는 공진소자와 공

유인덕터의 권선비 및 인덕턴스를 효율적으로 결정할 수 있는 최적의 설계 식을 제시하였다. 최적 설계방법의 타당성을 검토하기 위해서, 설계사양을 정하고 실험회로를 구성하여 실험 치와 비교하였다. 그 결과 이론 값과 실험 값이 매우 일치하였기 때문에, 최적설계방법이 WJ 공진형 컨버터의 설계에 매우 적합하다는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Israelsen B. P., Martin J. R., Reeve C. R. and Scown V. S., "A 2.5kV high reliability TWT power supply", IEEE PESC, pp. 212-222, 1977.
- [2] Thottuvelil V. J., Wilson T. G. and Owen H. A., "Analysis and design of a push-pull current-fed converter", IEEE PESC, pp. 192-203, 1981.
- [3] Redl R. and Sokal N. O., "Push-pull current-fed multiple-output regulated wide input range DC-DC power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio : operation at duty ratio below 50%", IEEE PESC, pp. 204-212, 1981.
- [4] 原田 耕介, 金 熙峻, "푸시풀 DC-DC 컨버터의 해석", 信學論(C), J65-C, 12, pp. 991-996, 1982.
- [5] K. Harada, M. Shoyama, "變壓器の勵磁電流を考慮したプッシュプルカレントフェッドコンバータの負荷特性", 平成 4年度 電氣關係學會 九州支部 聯合大會 論文集, 320, 1992.
- [6] 安 泰榮, 原田 耕介, M. Shoyama, "Watkins-Johnson 컨버터의 동작특성", 平成 4年度 電氣關係學會 九州支部 聯合大會 論文集, 318, 1992.
- [7] 안태영, "Watkins-Johnson 컨버터의 동작특성 해석", 전자공학회 논문지, 34권 S편 6호, pp.647-655, 1997
- [8] 안태영, "전류형 다출력 컨버터의 동작특성 해석", 전기학회논문지, 46권 6호, pp.894-899, 1997
- [9] V. Vorperian, "The charge controlled PWM switch", PESC, pp.533-542, 1996

- [10] 안태영, “새로운 Watkins-Johnson 공진형 DC-DC 컨버터”, 98년도 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, F권 (PEO 2), pp. 1860-1862, 1998. 7
- [11] K. H. Liu, F. C. Lee, “Zero Voltage Switching Technique in DC/DC Converters”, PESC, pp.58-70, 1986.

저 자 소 개

安泰榮(正會員) 第34卷 S編 第1號 參照

현재 청주대학교 전정반공학부 전임강

사