

위상제어방식 풀브릿지 컨버터의 전력손실과 변환효율 분석에 관한 연구

安泰榮[†], 奉相澈^{*}, 許泰遠^{*}

A Study on the Power Losses and Conversion Efficiency Analysis for the Phase-Shift Controlled Full-Bridge Converter

Tae-Young Ahn, Sang-Cheol Bong and Tae-Won Heo

요 약

본 논문에서는 위상제어방식 풀브릿지 컨버터의 회로방식에 대한 전력손실과 전력변환 효율특성을 빠르고 효과적인 분석 방법에 대해 보고한 것이다. 위상제어방식 풀브릿지 컨버터의 회로 구성 소자 중에서 내부 기생저항만을 고려한 등가회로를 유도하고 이상적인 동작 파형을 이용하여 전류의 실효값과 전도손실을 유도하였다. 해석을 간단하게 하기위해서 정상상태 결과로부터 코어 손실은 무시하였으며, 동기정류기 손실과 전도손실 만을 고려하였다. 해석결과의 타당성을 검토하기 위해서 시험용 위상제어방식 풀브릿지 컨버터를 구성하여 검증하였다. 입력전압 400V, 출력전압 12V, 최대전력 720W의 조건에서 실험결과와 해석결과와 비교적 잘 일치한다는 것을 본 논문에서 확인 하였다.

ABSTRACT

In this paper, we present an analytical method that provides fast and efficient evaluation of the power losses and the conversion efficiency for phase-shift controlled full-bridge converter. In the proposed method, the conduction losses are evaluated by calculating the effective values of the ideal current waveform first and incorporating them into an exact equivalent circuit model of the phase-shift controlled full-bridge converter that includes all the parasitic resistances of the circuit components. While the conduction losses are accurately accounted for the synchronous rectification, the core losses are assumed to be negligible in order to simplify the analysis. The validity and accuracy of the proposed method are verified with experiments on a prototype phase-shift controlled full-bridge converter. An excellent correlation between the experiments and theories are obtained for the input voltages of 400V, output voltage 12V and maximum power 720W.

Key Words : ZVS, Full bridge converter, Phase shift control, Efficiency analysis, Losses analysis

1. 서 론

전자기기 등에 안정된 전압을 제공하는 스위칭 전원 장치는 전력을 변환시키는 장치이므로 반드시 전력손실이 발생하게 된다. 특히 전력변환 효율이 낮아지는 경우에는 전력손실은 발생 열에 비례하며, 경우에 따라서는 제품의 수명을 단축시키는 요인이 된다. 또한 중대형 컴퓨터에서 사용되는 대용량의 전원장치의 경우에는 전력변환 효율뿐만 아니라 전원장치의 사이즈

[†]교신저자 : 정회원, 청주대 전자정보공학부 부교수
E-mail : tyahn@cju.ac.kr

^{*}정회원, 삼성전기 파워사업팀 책임연구원
접수일자 : 2009. 2. 13 1차 심사 : 2009. 3. 3
2차 심사 : 2009. 4. 19 심사완료 : 2009. 4. 20

가 제한 받게 되어 제품 개발 단계에서 체적과 부피, 무게를 줄일 수 있는 설계와 제조방법이 절실히 요구되고 있다^[1-3]. 위상제어 방식의 영전압 스위칭 풀브릿지 컨버터는 네 개의 스위치를 사용하여 전력을 분담하고, 스위치의 최대 정격전압이 입력전압으로 제한되며 하프브릿지 등의 다른 회로방식에 비해 전압 스트레스가 낮기 때문에 낮은 전도손실 특성의 반도체 스위치를 이용할 수 있고, 내부 전력손실이 저감되어 결과적으로는 전력변환 효율을 개선시켜 시스템의 신뢰성을 향상시켜준다^[4,5]. 그러나 회로의 동작이 비교적 복잡하기 때문에 컨버터의 설계 시 정량적인 비교 대상인 전력변환 손실과 효율을 분석하기 위해서 설계시간이 증가하는 단점이 있었다.

본 논문에서는 위상제어 방식의 영전압 스위칭 풀브릿지 컨버터의 효율특성에 대해 전력 손실 특성을 분석하고 실험결과와 비교하고 그 결과를 보고하였다. 먼저 기존회로에서 내부손실이 없는 이상적인 등가회로를 유도하고 스위칭 동작 파형을 이용하여 주요부분에 대한 전류의 실효값을 유도하였다. 이상적인 등가회로에 내부손실 저항을 삽입하고 전류의 실효값으로부터 주요소자의 전도손실을 계산하여 컨버터의 전력 변환손실과 효율을 빠르고 간단하게 추정할 수 있도록 하였다. 해석결과의 타당성을 검토하기 위해서 서버용 전원장치에서 사용되는 전기적 사양으로부터 시험용 위상제어방식 풀브릿지 컨버터를 구성하여 검증하였다. 입력전압 400V, 출력전압 12V, 최대전력 720W의 조건에서 실험결과와 해석결과를 비교하였다.

2. 정상상태 특성

그림 1에는 위상제어 방식의 영전압 스위칭 풀브릿지 컨버터의 기본회로가 나타나 있다. 변압기의 1차 측에는 총 4개의 스위치가 사용되었고, 2차 측에는 배전압 방식의 정류기가 사용되었다. 출력전류의 전도손실을 저감시키기 위해서 동기정류기로 구성하였으며, 그림 2에는 정상상태에서 각 상태별 등가회로를 나타내었다. 그림 3에는 정상상태에서 각 상태별 이론 동작파형을 나타내었다. 그림 3에서 변압기 1차측 주스위치 Q1과 Q3, Q2와 Q4가 서로 반대 상태의 동작을 하며, Q1과 Q4의 턴 온 시간 즉, 위상에 비례하는 시비율 제어가 가능하다. 그림 2의 상태별 등가회로와 그림 3의 이론파형으로부터 기본 회로의 동작은 다음과 같이 간단하게 설명된다^[7-9].

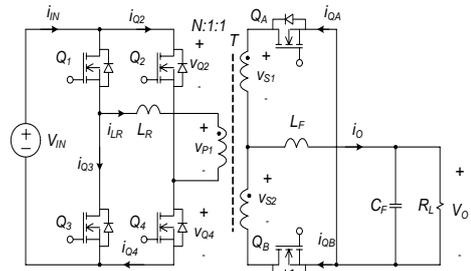


그림 1 풀브릿지 컨버터의 기본 회로
Fig. 1 Basic circuit of the full bridge converter

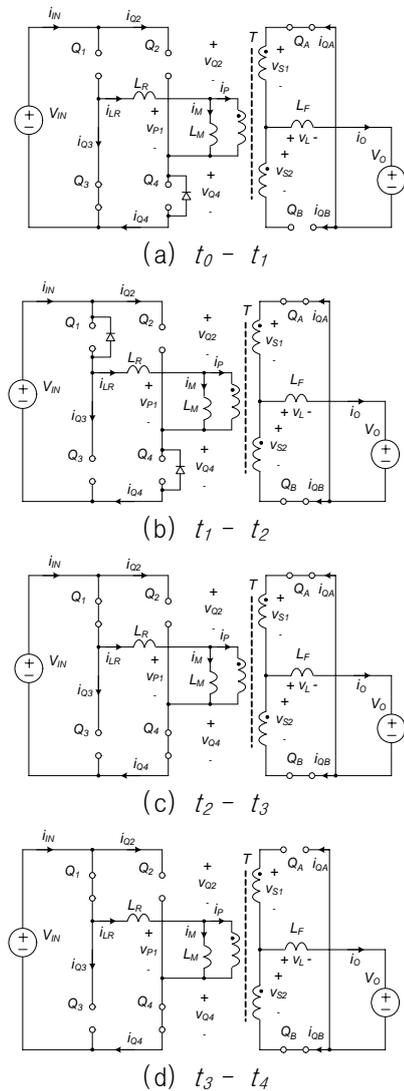


그림 2 풀브릿지 컨버터의 정상상태 등가회로
Fig. 2 Steady state equivalent circuit of the full bridge converter

$$u_1 = \frac{1}{3}(I_2^2 + I_1 I_2 + I_1^2) \quad (7)$$

$$u_2 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_1 I_P + I_1^2) \quad (8)$$

$$u_3 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_5 I_P + I_5^2) \quad (9)$$

$$I_{Q1\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2}[\Delta D u_1 + (D - \Delta D) u_2 + (1 - D) u_3]} \quad (10)$$

표 1 정상상태에서의 전류값
Table 1 Current values of the steady state

Param.	Values	Param.	Values
Δi_L	$\frac{V_o}{2L_F f_z}(1 - D + \Delta D)$	I_1	$\frac{I_{L-}}{N} - I_M$
I_{L+}	$I_o + \frac{\Delta i_L}{2}$	I_2	$-\frac{I_{LM}}{N} - I_M$
I_{L-}	$I_o - \frac{\Delta i_L}{2}$	I_3	$-\frac{I_{L+}}{N} - I_M$
I_{LM}	$I_o + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{V_o T}{L_F 2}(1 - D)$	I_4	$-\frac{I_{L-}}{N} + I_M$
I_{M+}	$\frac{V_{IN}}{4L_M f_z}(D - \Delta D)$	I_5	$\frac{I_{LM}}{N} + I_M$
I_{M-}	$-\frac{V_{IN}}{4L_M f_z}(D - \Delta D)$	I_P	$\frac{I_{L+}}{N} + I_M$

한편 변압기 1차측 전류는 각 상태마다 다른 크기의 값으로 변화되기 때문에 그 크기에 따라 주요 부분에 흐르는 전류의 실효값에 영향을 미치게 된다. 표 1에는 각 상태마다 변화하는 전류의 정상상태 크기를 정리하여 나타낸 것이다. 식 (10)과 같이 전류의 실효값을 유도하는 방법과 마찬가지로 다른 주요부분의 실효값도 구할 수 있으며 표 2에는 나머지 6개를 포함해 총 7개의 실효값을 정리하여 나타내었다. 표 2와 같이 구해진 각 주요 부분의 실효 전류값은 정상상태에서 주요부분의 기생저항 등에서 발생하는 전도손실에 직접적으로 영향을 미치게 되며 컨버터의 내부손실에 주도적 역할을 하게 된다.

4. 실험회로 구성

앞 절에서 구한 위상제어방식의 폴브릿지 컨버터의 내부손실과 전력변환 효율을 검증하기 위해서 다음과 같은 컨버터의 사양의 실험회로를 구성하였다. 시험용 폴브릿지 컨버터는 서버용 전원장치에서 적용되는 전기 사양으로 정하였으며 컨버터의 입력단은 능동 정류기에 의해 교류를 정류한 비교적 안정된 직류전원이라

표 2 정상상태에서의 전류 실효값

Table 2 RMS currents of the steady state

변수	RMS 값
$I_{Q1\text{RMS}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\Delta D \bullet u_1 + \frac{1}{2}(D - \Delta D) \bullet u_2 + \frac{1}{2}(1 - D) \bullet u_3}$ $u_1 = \frac{1}{3}(I_2^2 + I_1 I_2 + I_1^2) \quad u_2 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_1 I_P + I_1^2) \quad u_3 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_5 I_P + I_5^2)$
$I_{Q2\text{RMS}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\Delta D \bullet u_2 + \frac{1}{2}(D - \Delta D) \bullet u_3 + \frac{1}{2}(1 - D) \bullet u_4}$ $u_1 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_P I_5 + I_5^2) \quad u_2 = \frac{1}{3}(I_5^2 + I_5 I_4 + I_4^2) \quad u_3 = \frac{1}{3}(I_5^2 + I_4 I_5 + I_4^2)$
$I_{Q3\text{RMS}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\Delta D \bullet u_1 + \frac{1}{2}(D - \Delta D) \bullet u_2 + \frac{1}{2}(1 - D) \bullet u_3}$ $u_1 = \frac{1}{3}(I_5^2 + I_5 I_4 + I_4^2) \quad u_2 = \frac{1}{3}(I_4^2 + I_4 I_3 + I_3^2) \quad u_3 = \frac{1}{3}(I_3^2 + I_3 I_2 + I_2^2)$
$I_{Q4\text{RMS}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\Delta D \bullet u_2 + \frac{1}{2}(D - \Delta D) \bullet u_3 + \frac{1}{2}(1 - D) \bullet u_4}$ $u_1 = \frac{1}{3}(I_3^2 + I_3 I_2 + I_2^2) \quad u_2 = \frac{1}{3}(I_2^2 + I_2 I_1 + I_1^2) \quad u_3 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_1 I_P + I_1^2)$
$I_{LR\text{RMS}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\Delta D \bullet (u_1 + u_4) + \frac{1}{2}(D - \Delta D) \bullet (u_2 + u_5) + \frac{1}{2}(1 - D) \bullet (u_3 + u_6)}$ $u_1 = \frac{1}{3}(I_2^2 + I_1 I_2 + I_1^2) \quad u_2 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_1 I_P + I_1^2) \quad u_3 = \frac{1}{3}(I_P^2 + I_5 I_P + I_5^2)$ $u_4 = \frac{1}{3}(I_5^2 + I_5 I_4 + I_4^2) \quad u_5 = \frac{1}{3}(I_4^2 + I_4 I_3 + I_3^2) \quad u_6 = \frac{1}{3}(I_3^2 + I_3 I_2 + I_2^2)$
$I_{QA\text{RMS}}$	$\sqrt{\frac{1}{2}\Delta D \bullet u_1 + \frac{1}{2}(D - \Delta D) \bullet u_2 + \frac{1}{2}(1 - D) \bullet u_3 + \frac{1}{2}\Delta D \bullet u_4}$ $u_1 = \frac{1}{3} I_{L-}^2 \quad u_2 = \frac{1}{3}(I_{L-}^2 + I_{L-} I_{L+} + I_{L+}^2)$ $u_4 = \frac{1}{3} I_{LM}^2 \quad u_3 = \frac{1}{3}(I_{L+}^2 + I_{L+} I_{LM} + I_{LM}^2)$
$I_{LF\text{RMS}}$	$\sqrt{I_o^2 + \frac{1}{3}\Delta i_L^2} \quad \Delta i_L = \frac{T}{2L_F} \left(\frac{V_{IN}}{N} - V_o \right) (D - \Delta D)$

고 가정하여 400V로 정하였으며, 출력전압은 12V, 출력전류는 최대 60A, 최대출력은 720W, 스위칭 주파수는 100kHz이다. 시험용 컨버터의 설계는 기존 설계 방법을 사용하였으며 변압기와 인덕터의 권선 사양을 표 3에 정리하여 나타내었다^[6]. 시험용 컨버터의 2차측 전류가 비교적 크기 때문에 2차측 정류기 손실을 저감시키기 위해서 다이오드 대신에 낮은 온저항 특성의 MOSFET를 이용하는 동기정류기를 사용하였다. 동기정류기는 Siliconix사의 MOSFET SI7478 4개를 병렬로 사용하였으며 1차 측 주스위치는 Infineon사의 SPP20N60C3을 한 개씩 사용하였다. 주스위치의 PWM 제어는 대표적인 위상제어 소자인 UCC3895를 이용하였다.

그림 5에는 위상제어 방식의 폴브릿지 컨버터의 실험회로를 제작하여 부하전류를 증가시켜서 관찰한 정상상태의 실험 파형을 나타내었다. 그림 5의 실험 파

형은 위에서부터 변압기의 1차 측 전류 i_{LR} , 변압기의 1차 측 전압 v_{P1} , 동기정류기의 양단 전압 $v_{QA,B}$ 을 각각 나타내고 있으며 시간축은 2[μsec/div]이다. 그림 5로부터 실험회로는 앞 절에서 설명된 이상적인 정상상태 동작특성을 나타내고 있으며 전부하 범위에 걸쳐서 안정된 동작을 하고 있다는 것을 알 수 있었다.

표 3 변압기와 인덕터 정격
Table 3 Specifications for transformer and inductor

명칭	변수	값	단위
변압기 코어	T	EI40	-
변압기 권선비	N	40:2:2	-
자화 인덕턴스	L_M	3.5	mH
누설 인덕턴스	L_{LK}	14	μH
필터용 인덕턴스	L_F	2.5	μH
2차 권선	W_1	5×2	mm
1차 권선	W_2	0.5 φ	mm

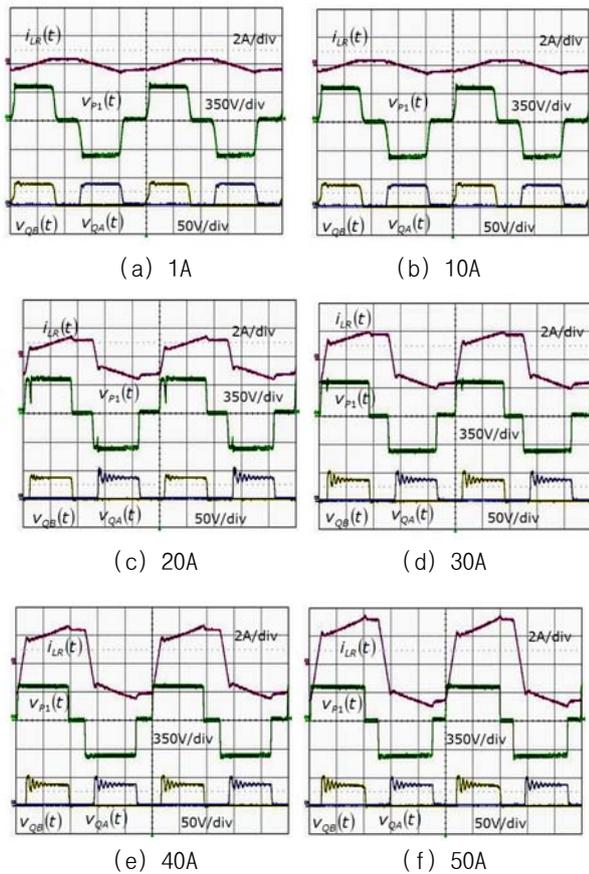


그림 5 실험 파형
Fig. 5 Experimental waveform

5. 실험결과 비교

본 논문에서는 실험회로의 내부 전력손실의 주요원인으로 작용하는 전도손실을 앞 절에서 구한 내부저항과 전류의 실효값에 의한 전도손실과 비교하기 위해서 그림 6과 같은 내부손실을 기본 회로에 추가하였다. 변압기와 인덕터의 내부저항은 Agilent사의 멀티미터 34401A를 이용하여 4선식 저항계측 방법으로 측정하였으며, 스위치와 직렬저항은 각 스위치 소자로 사용된 MOSFET의 온저항 데이터를 참고하였다. 이 때 온저항은 기본적으로 게이트 구동전압과 드레인 전압에 의존하지만 본 논문에서는 해석을 간단히 하기 위해서 제조사에서 제공하는 온저항 그래프를 참조하였으며 표 4에 사용된 파라미터를 정리하여 나타내었다. 계산과정을 단순화시키기 위해서 변압기와 인덕터의 코어손실과 제어회로의 전력손실은 부하전류와 관계없이 일정하다고 가정하였다. 특히 실험회로의 제어회로와 보호회로용 전원공급을 위해 플라이백 컨버터를 구성하여 내부전원으로 사용하였으며, 본 논문에서 고려하지 못했던 스위칭 손실과 변압기, 인덕터 손실을 기타 손실 P_{UL} 로 가정하였다.

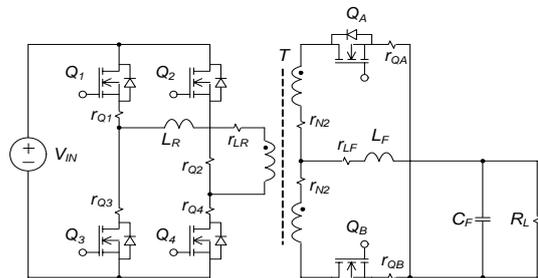


그림 6 내부손실 저항이 있는 풀브리지 컨버터
Fig. 6 The full bridge converter with internal parasitical resistances

표 4 시스템의 파라미터 값
Table 4 Values of the system parameters

명칭	변수	단위	값
SW S_1 resistor	r_{Q1}	Ω	0.2
SW S_2 resistor	r_{Q2}	Ω	0.2
SW S_3 resistor	r_{Q3}	Ω	0.2
SW S_4 resistor	r_{Q4}	Ω	0.2
N_1 resistor	r_{LR}	mΩ	81
N_2 resistor	r_{N2}	mΩ	7
Inductor resistor	r_{LF}	mΩ	2
Q_A resistor	r_{QA}	mΩ	8
Q_B resistor	r_{QB}	mΩ	8

앞 절에서 유도된 위상제어 방식의 풀브릿지 컨버터의 전류의 실효값과 표 4의 내부저항을 적용한 그림 6의 등가회로부터 회로의 내부손실을 다음 식과 같이 구할 수 있다. 우선 1차측 4개의 스위치에 대한 내부 전도손실은 식(11), 변압기의 2차측 정류기의 전도손실은 식(12), 변압기 내부 전도손실은 식(13)과 같이 각 소자의 전류 실효값과 내부저항으로 구할 수 있으며, 컨버터 내부의 총 전도손실 P_T 는 식(14)과 같이 구해진다.

$$P_{QL} = r_{Q1}I_{Q1}^2 + r_{Q2}I_{Q2}^2 + r_{Q3}I_{Q3}^2 + r_{Q4}I_{Q4}^2 \quad (11)$$

$$P_{DL} = r_{QA}I_{QA}^2 + r_{QB}I_{QB}^2 \quad (12)$$

$$P_{TL} = r_{LR}I_{LR}^2 + r_{LF}I_{LF}^2 \quad (13)$$

$$P_T = P_{QL} + P_{DL} + P_{TL} + P_{UL} \quad (14)$$

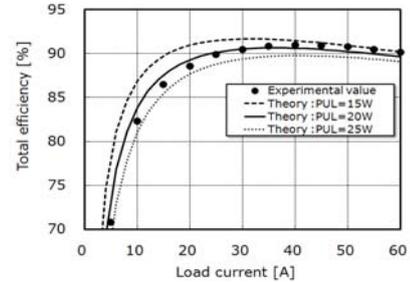
따라서 컨버터의 전력변환 효율은 출력전력에 대한 총 내부 전도손실로 부터 구할 수 있으며 다음 식(15)와 같이 표현된다.

$$Efficiency = \frac{V_o I_o}{(V_o I_o + P_T)} \times 100 [\%] \quad (15)$$

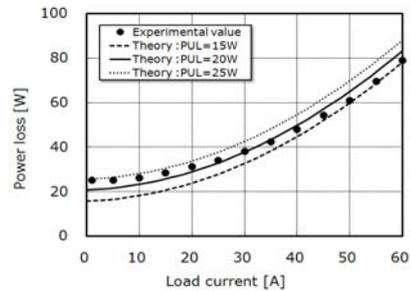
그림 7은 실험회로에서 구한 각 실험값과 이론값을 비교하여 그래프로 나타낸 것이다. 그림 7 (a)는 이론 효율과 실험회로에서 측정된 전력변환 효율을 비교하여 나타내었다. 그림에서 코어손실과 스위칭손실을 고려한 기타 손실 P_{UL} 이 각각 15W, 20W, 25W로 일정하게 유지되었을 때 이론효율과 실험효율이 유사한 추세를 보이고 있으며 낮은 부하에서 오차가 커지는 것은 기타 손실 비중이 크기 때문이라고 판단된다. 그림 7 (b)는 식(11)에서 얻어진 내부 전력손실과 측정된 실험손실을 비교하여 나타낸 것으로 효율과 달리 내부손실은 기타 손실에 따라 전 범위에 걸쳐 일정한 오차를 갖는다는 것을 알 수 있다. 그림 7 (c)는 동작 시비율과 입력전력을 실험값과 비교한 것이며 동작 시비율은 내부손실을 고려하지 않았기 때문에 서로 겹쳐지며, 그림 7 (b)는 입력전력을 나타낸 것으로 입력전력에 비해 내부 손실 비중이 상대적으로 작아서 기타 손실에 따라 변화 없이 거의 근접해 있다는 것을 알 수 있다.

그림 7의 비교 그래프의 결과로부터 앞 절에서 유도된 위상제어 방식의 풀브릿지 컨버터의 전류의 실효값과 내부저항을 이용한 간이 해석 방법은 컨버터의 내부 전도손실을 비교적 일정한 오차 범위 내에서 추정할 수 있다는 것을 알 수 있다. 결과적으로는 특정 소자의 내부 저항 값이 변화 되는 경우 전력변환 효율, 입력전력, 내부손실 등과 같은 설계특성 값에 어떤 영

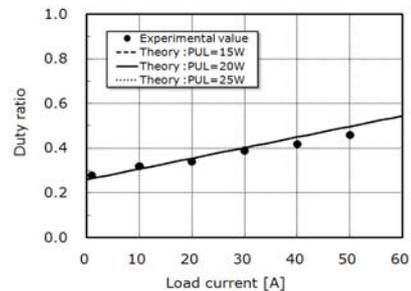
향을 미치는지 정량적으로 평가할 수 있게 되어 소자의 선정이나 변압기 권선 수 등을 결정할 때 판단자료로 활용할 수 있을 것으로 판단된다.



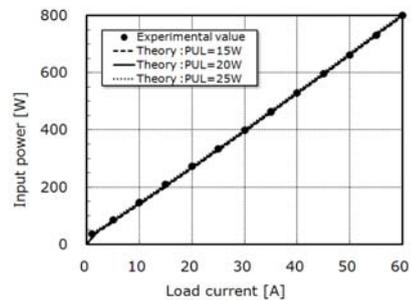
(a) 전력 변환 효율



(b) 내부 전력 손실



(c) 동작 시비율



(d) 입력 전력

그림 7 실험 과 이론값의 비교 그래프
Fig. 7 comparison graph of the experimental and theoretical value

6. 결 론

본 논문에서는 위상제어방식의 영전압 스위칭 풀브릿지 DC-DC 컨버터의 회로방식에 대한 내부 전도손실과 전력변환 효율 특성을 빠르고 효과적으로 분석할 수 있는 방법에 대해 보고하였다. 먼저 기본회로에서 내부손실이 없는 이상적인 등가회로를 유도하고 정상상태에서 주요 부분에 대한 전류의 실효값을 유도하였다. 다음에는 이상적인 등가회로에 내부손실 저항을 삽입하고 전류의 실효값으로부터 주요 소자의 내부 전도 손실을 계산하였다.

해석 방법의 타당성을 검토하기 위해서 입력전압 400V, 출력전압 12V, 최대전력 720W의 위상제어 방식의 풀브릿지 컨버터를 구성하여 해석 결과와 비교하였다. 그 결과 본 논문에서 유도된 전류의 실효값과 내부저항을 이용하게 되면 코어손실과 스위칭손실을 고려한 기타 손실이 일정하게 유지되었을 때 이론효율과 실험효율이 유사한 추세를 보이고 있으며, 컨버터의 내부 전도손실을 비교적 일정한 오차 범위 내에서 추정할 수 있다는 것을 알 수 있었다. 결과적으로는 특정 소자의 내부 저항 값이 변화 되는 경우 전력변환 효율, 입력전력, 내부손실 등과 같은 설계특성 값에 어떤 영향을 미치는지 정량적으로 평가할 수 있게 되어 소자의 선정이나 변압기 권선 수 등을 결정할 때 판단자료로 활용할 수 있을 것으로 판단된다. 끝으로 변압기와 인덕터의 코어 손실 및 스위칭 손실 등 기타 손실을 고려한 해석은 향후 연구 과제로 수행 할 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] Wilson Eberle, Yongtao Han, Yan-Fei Liu and Sheng Ye, "An Overall Study of the Asymmetrical Half-Bridge with Unbalanced Transformer Turns under Current Mode Control", *IEEE PESC*, pp. 1083-1089, 2004.
- [2] J.J. Shieh, "Realisation of the zero-voltage switching condition for asymmetrical half-bridge DC/DC forward converters", *IEEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 1, pp. 23-30, 2006, January.
- [3] Nasser H. Kutkut, Deepakraj M. Divan, Randal W. Gascoigne, "An improved full-bridge zero-voltage switching PWM converter using a two-inductor rectifier", *IEEE trans. on industry application*, Vol. 31, No. 1, pp. 119-126, 1995.
- [4] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic, Yu-Ming Chang, "A New ZVS-PWM Full-Bridge Converter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 18, No. 5, pp. 1122-1129, 2003.
- [5] Alfred Fiedler, Horst Grotstollen, "Asymmetrical phase-shifted full bridge", *IEEE PESC*, pp. 2408-2413, 1995.
- [6] Song-Yi Lin and Chern-Lin Chen, "Analysis and Design for RCD Clamped Snubber Used in Output Rectifier of Phase-Shift Full-Bridge ZVS Converters", *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 45, No. 2, pp. 358-359, 1998.
- [7] 박노식, 권순재, 박성준, "가변 위상변위 스위칭방식을 적용한 연료전지용 변압기 직렬형 DC/DC 컨버터", *전력전자학회 논문지*, 제13권, 제6호, pp. 461-468, 2008. 12.
- [8] 노민식, "병렬제어를 적용한 8kW급 영전압/영전류 풀브릿지 DC-DC 컨버터 개발", *전력전자학회 논문지*, 제12권, 제5호, pp. 400-408, 2007. 10.
- [9] Jeong-Gyu Lim, Se-Kyo Chung, "Digital Control of Phase-Shifted Full-Bridge PWM Converter", *Journal of Power Electronics*, Vol. 8 No. 3, pp. 201-209, 2008. 7.

저 자 소 개



안태영(安泰榮)

1961년 3월 25일생. 1984년 한양대 전자공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 큐슈대 전자공학(공학박). 1995년 일본 세이코 전기 선임연구원. 1996년 삼성전자 반도체 선임연구원. 1997년~현재 청주대 전자정보공학부 교수. 당

학회 학술이사.



봉상철(奉相澈)

1974년 1월 3일생. 2005년 한양대 전자전기제어계측공학과 대학원 졸업(석사). 2005년~현재 삼성전기 파워사업팀 책임연구원.



허태원(許泰遠)

1973년 4월 27일생. 2003년 동아대 전기공학과 졸업(공학박). 2004년~현재 삼성전기 파워사업팀 책임연구원.