[UCI]I804:24011-200000239495

2010년 2월
교육학석사(기술 · 가정교육)학위논문

이중 스위치 포워드컨버터 방식의 SMPS에 관한 연구

조선대학교 교육대학원

기술 · 가정교육전공

김 준 엽

이중 스위치 포워드컨버터 방식의 SMPS에 관한 연구

A Study on the SMPS of Two-Switch Forward Converter Method

2010年 2月 日

조선대학교 교육대학원

기술·가정교육전공

김 준 엽

이중 스위치 포워드컨버터 방식의 SMPS에 관한 연구

지도교수 조 금 배

이 논문을 교육학석사(기술·가정교육)학위
청구논문으로 제출함.

2009年 10月 日

조선대학교 교육대학원

기술·가정교육전공

김 준 엽

김준엽의 교육학 석사학위 논문을 인준함

심사위원장　조선대학교 교수 _____인

심사위원　　조선대학교 교수 _____인

심사위원　　조선대학교 교수 _____인

2009年　12月　　日

조선대학교 교육대학원

목 차

ABSTRACT

I. 서 론 ····· 1

II. 이론적 고찰 ····· 2
A. 포워드 컨버터의 동작특성 ····· 2
1. 포워드 컨버터의 구동원리 및 구조 ····· 2
2. 자화인덕터 전류 ····· 8
4. 인덕터 L의 전류 ····· 11
5. 커패시터 전압 ····· 13
B. 고주파 트랜스포머 ····· 14
1. 트랜스포머의 원리 ····· 14
2. 고주파 트랜스포머의 자성재료 분석 ····· 18
3. 고주파 트랜스포머의 권선 구조 ····· 21
4. 트랜스포머의 권선 특성 ····· 23

III. 포워드 컨버터 설계 및 제작 ····· 24
A. 스위치부 설계 ····· 24
B. 고주파 트랜스포머 설계방정식 ····· 27
C. 제어부 회로 설계 ····· 32

IV. 실험 및 결과 ····· 34
A. 시스템 구성 ····· 34
B. 실험 결과 ····· 37

V. 결 론 ····· 40

Tables

표 1 소프트 자성재료의 특성 ····· 19

표 2 트랜스포머설계를 위한 변수 ····· 27

표 3 EI 5040 자성 ····· 28

Figures

그림 1 이상적인 트랜스포머를 갖는 Forward 컨버터 ····· 2

그림 2 트랜스포머 1차측 전압과 필터 전단의 전압 ····· 3

그림 3 자화 인덕터를 고려한 트랜스포머의 등가회로 ····· 4

그림 4 Forward 컨버터의 실제적인 구성 ····· 5

그림 5 Forward 컨버터의 등가회로 ····· 6

그림 6 컨버터 각부의 전류 및 전압파형 ····· 7

그림 7 인덕터 L의 전압과 전류파형 ····· 11

그림 8 기본적인 트랜스포머 형태 ····· 14

그림 9 이상적인 트랜스포머 모델 ····· 16

그림 10 실제 트랜스포머 등가회로 ····· 17

그림 11 광대역 트랜스포머의 등가회로 ····· 18

그림 12 페라이트재료의 B-H 특성곡선 ····· 20

그림 13 권선에서 도체의 이상적인 배열의 단면 ····· 21

그림 14 트랜스포머의 샌드위치 권선구조 ····· 23

그림 15 이중 스위치 포워드 컨버터의 비교 ····· 25

그림 16 트랜스포머 절연형 게이트 드라이브 동기화 동작회로 ····· 26

그림 17 제어 블록다이어그램 ····· 32

그림 18 PFC+PWM 전력공급장치의 등가회로와
캐패시터 전류의 비교 ····· 33
그림 19 상용전원에서 정류회로의 회로도 ····· 34
그림 20 250W 포워드 방식의 SMPS 회로도 ····· 35
그림 21 UCC28510를 적용한 제어회로 ····· 35
그림 22 보조전원 회로도 ····· 36
그림 23 다중출력 포워드컨버터 ····· 37
그림 24 입력 교류전압 및 전류 파형 ····· 37
그림 25 고주파 트렌스포머 전압파형 ····· 38
그림 26 2차측 다이오드 및 출력 전압파형 ····· 39

ABSTRACT

A Study on the SMPS of Two-Switch Forward Converter Method

By Jun-Yeop Kim

Advisor : Prof. Geum-Bae Cho, Ph.D.

Major in Technology and Home-Economics Education,

Graduate School of Education, Chosun University

Forward converters with multi output in the DC-DC converters are used widely as the medium and small powers and have the features that is able to control of the output voltage by the primary and secondary windings. the converters is isolated between the primary circuit and the secondary circuit by transformer.

In this paper, we have analyzed the characteristics of the Two-switch Forward converter and designed the control circuit of the converters. The experimental results show that using the double switched mode, the effective clamp Also reduced a switching burden. Separately operates DC/DC functions to make PFC function and an output as there is a possibility a little of doing higher power factor and an output voltage fluctuation easily.

I. 서 론

직류-직류 변환기는 직류 전압을 크기가 다른 직류 전압으로 변환하는 전력전자회로이며 출력을 제어하는 데 많이 사용된다. 집적화 기술이 발달함에 따라 다양한 전자 기기의 직류 안정화 전원으로서 폭넓게 이용되고 있는 직류전원 장치는 고주파 스위칭 작용을 이용하여 직류 출력 전압으로 변환시키는 직류-직류 변환기의 회로부분과 출력전압을 안정화 시키는데 필요한 제어회로로 나눌 수 있다.

직류-직류 컨버터 중에서 포워드(Forward) 컨버터는 중·소형의 직류 안정화 전원장치로 많이 이용되고 있다. 그러나 다른 회로 방식에 비해 시스템의 상당 부분을 차지하는 변압기와 인덕터 등의 에너지 축적용 소자가 많이 이용되고 있으며 이로 안해 소형·경량화에 대한 요구는 필수적이다. 에너지 축적용 소자의 소형화를 위해서는 컨버터의 스위칭 주파수를 높여야 한다. 그러나 이러한 고주파스위칭은 스위칭 소자의 스위칭 손실은 전이기간 동안 스위치의 전류와 전압이 중복됨으로써 나타나게 된다. 그리고 높은 전압 스트레스를 발생시키는 변압기의 누설 인덕턴스와 스위치의 기생 커패시턴스의 공진으로 인해 노이즈가 증가하고 스위칭 소자의 신뢰성이 떨어지게 된다.

본 논문에서는 이중 스위치 방식을 이용한 포워드 컨버터를 설계하여 효과적인 클램프를 수행하고, 유도성 에너지의 발산과 함께 연결된 링잉 때문에 발생되는 시스템손실과 노이즈를 저감시키는 방법을 제시하며, 본 논문에서 제안한 해석방법의 타당성과 정확성을 입증하기 위해 250W 포워드 컨버터를 설계 제작하고 실험결과를 검토하여 입증하고자 한다.

II. 이론적 고찰

A. 포워드 컨버터의 동작특성

1. 포워드 컨버터의 구동원리 및 구조

포워드 컨버터 토폴로지는 500W까지 전력변환회로로 주로 채택되는 토폴로지로 고효율 특성 및 우수한 전원처리 능력을 필요로 하는 어플리케이션에 적용하기 좋다. 또한 회로의 단순성, 동작특성, 효율이 좋은 토폴로지로도 알려져 있다. 또한 포워드컨버터는 벅 토폴로지로부터 파생되며 차이점은 포워드 토폴로지에 사용되는 트랜스포머는 스텝다운 또는 스텝 업뿐만 아니라 입력 및 출력 접지 절연을 제공하는데 있다. 포워드 토폴로지의 트랜스포머는 대칭토폴로지(푸시풀, 하프브리지 및 풀 브리지)와는 달리 자체적으로 스위칭 사이클마다 리셋되지 않는다.[1, 2]

포워드컨버터는 절연형 고밀도 DC/DC 컨버터에 가장 널리 이용되는 토폴로지로 알려져 있다. 그림 1은 이상적인 트랜스포머를 갖는 포워드컨버터의 기본구조를 나타낸다.

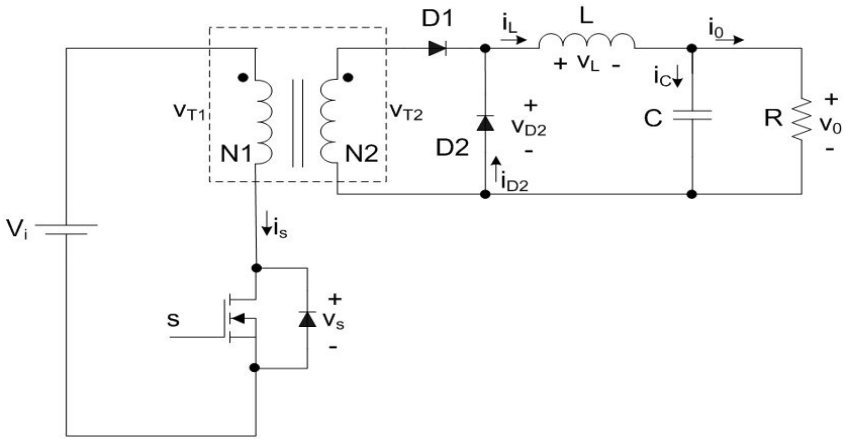


그림 1 이상적인 트랜스포머를 갖는 Forward 컨버터

트랜스포머는 1차 측과 2차 측을 전기적으로 절연하며, 1차 측과 2차 측간의 권선비가 $n_1(N_2/N_1)$인 이상적 트랜스포머를 가정한다. 컨버터의 출력전압 V_o는 Buck 컨버터와 동일하게 스위칭 주기 T를 일정하게 하고, 시비율 D를 조절함으로써 제어된다. 시비율이 D일 때 스위치 S가 온 되는 구간이 DT이고 오프 되는 구간은 $(1-D)T$가 된다.

스위치 S가 턴 온 되는 DT 구간 동안 스위치 S의 전압 V_s는 영(zero)이 되므로 트랜스포머의 1차측 전압 V_{T1}은 입력전압 V_i와 같고, 2차 측 전압 V_{T2}는 $n_1 \cdot V_{T1}$이 된다. 이때 트랜스포머의 2차측 전압 V_{T2}는 영보다 크므로 다이오드 D_1은 온 되고 다이오드 D_2는 오프 되어 인덕터 L_1 전단의 전압 V_{D2}는 식 (1)과 같다.

$$V_{D2} = n_1 \cdot V_{T1} = n_1 \cdot V_i \tag{1}$$

스위치 S가 오프 되면 트랜스포머를 통하여 전압이 전달되지 않으므로 다이오드 D_1은 오프 되고 다이오드 D_2는 온 되어 인덕터 전류 i_L은 다이오드 D_2를 통해서 흐른다. 이 구간동안 인덕터 L의 전단 전압 V_{D2}는 영이 된다. 따라서 스위치 S의 온 • 오프에 따른 전압 V_{D2}는 그림 2와 같다.[3]

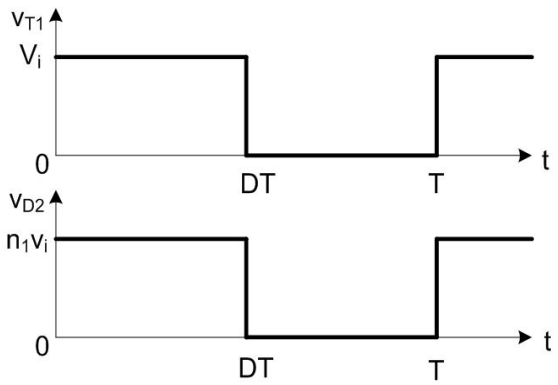


그림 2 트랜스포머 1차측 전압과 필터 전단의 전압

전압 V_{D2}는 Buck 컨버터의 필터 인덕터 전단 전압에 n_1배를 한 값이다. 따라서 포워드컨버터 출력의 평균전압 V_o는 Buck 컨버터와 같은 방법으로 계산되며 트랜스포머에 의한 n_1배의 전압변동을 고려하면 입력전압이 출력에 전달되는 전압전달비 G_v는 식 (2)와 같다.

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = n_1 \cdot D \tag{2}$$

인덕터 L의 전류 i_L이나 출력전압 V_o의 해석도 트랜스포머에 의해서 V_i대신 $n_1 \cdot V_i$로 입력전압이 바뀌는 효과만 다를 뿐 그 동작 원리는 Buck 컨버터의 동작과 유사하다.

포워드컨버터에 적용되는 트랜스포머는 실제에서 이상적이지 않으므로 컨버터 설계시 실제의 트랜스포머 특성을 고려해야 하며 이때 자화인덕턴스(Magnetizing Inductance)를 고려해야 하며 그림 3은 트랜스포머가 자화 인덕턴스 L_M 만을 갖는 경우 트랜스포머의 등가회로를 나타낸 것이다.[4]

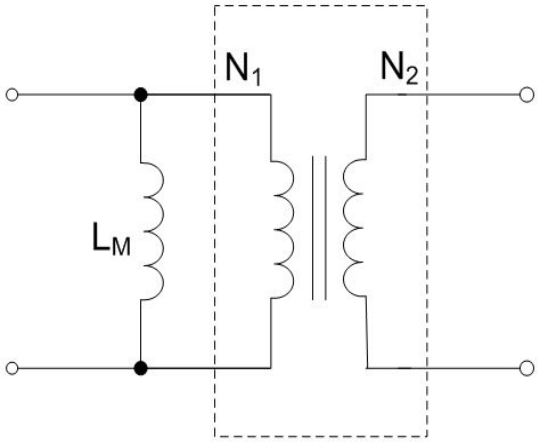


그림 3 자화 인덕터를 고려한 트랜스포머의 등가회로

트랜스포머는 점선의 이상적인 트랜스포머와 자화 인덕턴스 L_M을 나누어 표기한다. 자화 인덕턴스 L_M을 갖는 경우 그림 1의 컨버터는 스위치 S가 오프 될 때 자화 인덕터 L_M에 흐르던 전류가 흐를 수 있는 회로 구성이 필요하며 자화 인덕터를 고려하여 실제적인 Forward 컨버터를 구성하면 그림 4와 같다. 트랜스포머의 제3의 권선은 스위치 S가 오프 될 때 자화 인덕터 전류 i_M이 흐를 수 있는 회로를 제공한다.[5]

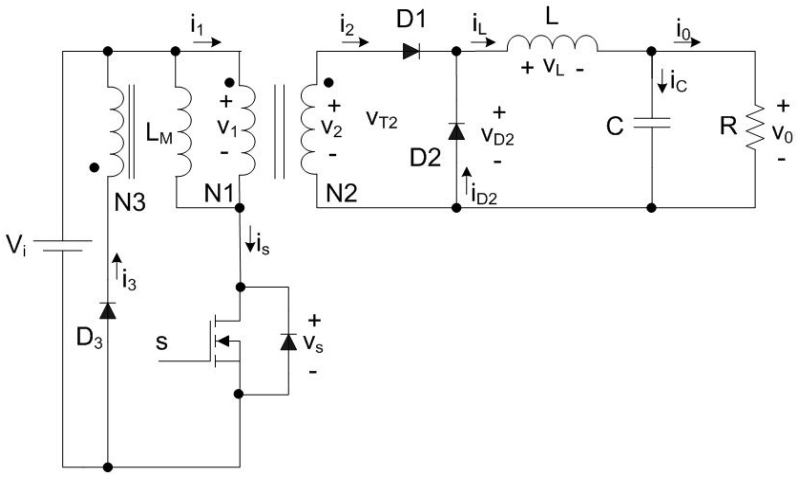
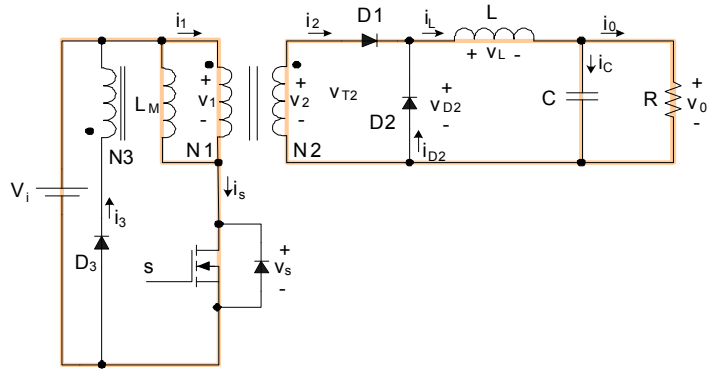


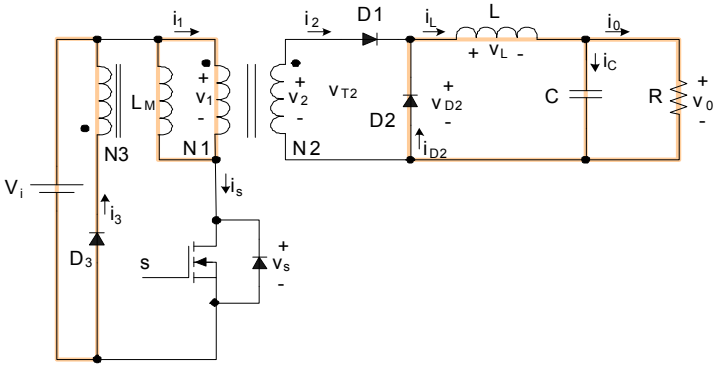
그림 4 Forward 컨버터의 실제적인 구성

스위치 S의 온 • 오프 동작에 따른 컨버터의 등가회로는 그림 5와 같고 그림 4에서 자화 인덕턴스 L_M은 편리를 위해 트랜스포머의 1차 측에 표기한다.

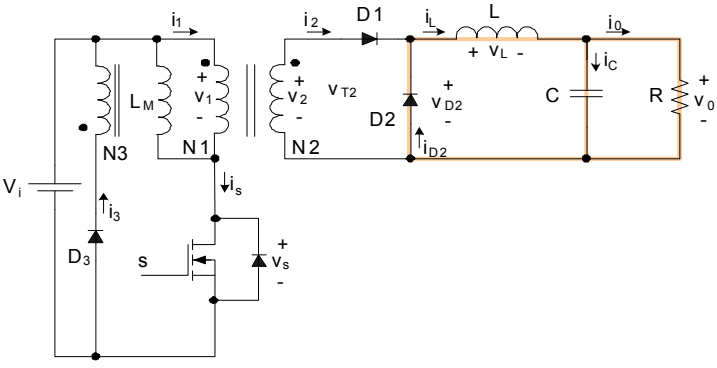
그림 5는 포워드컨버터 스위치의 턴 온과 턴 오프에 따른 전류의 흐름을 나타내고 자화 인덕턴스 L_M을 고려한 포워드 컨버터 각부의 전류와 전압파형은 그림 6과 같다. 여기서 인덕터 전류 i_L은 I_L 값으로 일정하다고 가정한다.



(a) S 온 ($0 \leq t < DT$)



(b) S 오프, D3 온 ($DT \leq t < t_M$)



(c) S오프, D3 오프($t_M \leq t < T$)

그림 5 Forward 컨버터의 등가회로

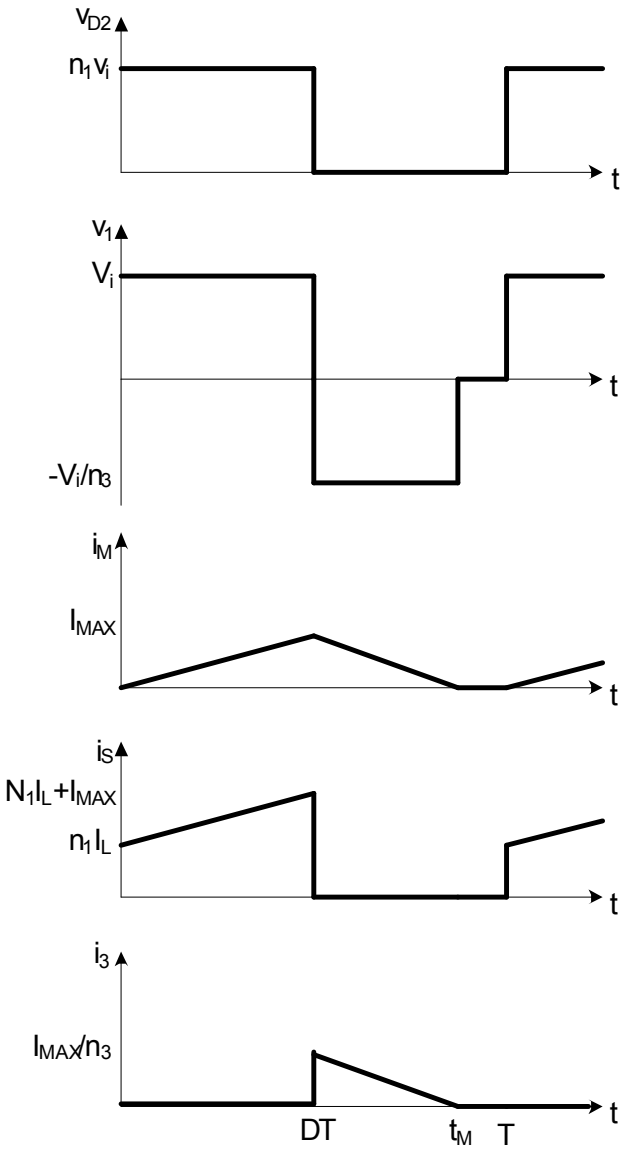


그림 6 컨버터 각부의 전류 및 전압파형

2. 자화인덕터 전류

전류 상승 구간 : $0 \le t \le DT$

스위치 S가 온 되는 DT 구간 동안 컨버터는 그림 5(a)의 등가회로가 되어 입력전압 V_i는 트랜스포머 1차 측에 연결된다. 인덕터 L_M의 전압 V_1은 입력전압 V_i와 같으므로 전류 i_M은 식 (3)과 같다.

$$i_M = \frac{V_i}{L_M} \cdot t \tag{3}$$

식 (3)에서 스위치 S가 턴 온되는 순간 ($t=0$) 전류 i_M은 영으로 가정한다. 실제의 경우 스위치 S가 온 되는 순간 식 (3)에 의하여 증가하였던 전류 i_M은 스위치 S가 오프 되는 구간 동안 감소하여 스위치 S가 다시 온 되기 전에 다시 영이 되어야 하므로 위 가정은 타당하다. 식 (3)에서 스위치 S가 온 되고 DT 시간이 지난 후인 $t=DT$에서 전류 i_M은 최대 $I_{\max}$가 되며 식 (4)과 같다.

$$I_{\max} = \frac{V_i DT}{L_M} \tag{4}$$

한편, 스위치 S가 온 되는 DT 구간 동안 트랜스포머의 2차측 전류 i_2는 인덕터 전류 i_L과 같으므로 1차 측 전류 i_1은 식 (5)와 같다.

$$i_1 = n_1 \cdot i_L \tag{5}$$

식 (5)에서 스위치 S의 전류 i_s는 트랜스포머를 통해서 2차 측으로 전달되는 전류 i_1과 자화 인덕터 전류 i_M의 합이고 식 (6)과 같다.

$$i_S = n_1 i_L + \frac{V_i}{L_M} t \tag{6}$$

전류 하강 구간 : $DT \le t \le t_M$

스위치 S가 턴 오프되는 구간 동안 컨버터는 그림 5(b)의 회로를 구성하며 이 때 인덕터 전류 i_L은 다이오드 D_2를 통하여 흐르게 되어 V_{D2}의 전압은 영이 된다. 또한 다이오드 D_1은 오프 되므로 인덕터 전류 i_M은 다이오드 D_3를 통하여 전원의 입력 측으로 전달된다. 트랜스포머의 1차 측과 3차 측의 권선비 $n_3(N_3/N_1)$이며 V_3 전압은 $-V_i$가 되므로 인덕터 L_M의 전압 V_1은 $-V_i/n_3$가 된다. 따라서 인덕터 전류 i_M은 식 (4)의 최대값 $I_{\max}$에서 영(zero)이 될 때까지 식 (7)과 같이 감소한다.[6]

$$i_M = I_{\max} - \frac{1}{L_M} \cdot \frac{V_i}{n_3} \cdot (t - DT) \tag{7}$$

따라서, 다이오드 D_3의 전류 i_{D3}는 $\frac{i_M}{n_3}$이다. 자화 인덕터 전류 i_M이 영이 되면 다이오드 D_3는 오프 된다.

영전류 구간 : $t_M \le t \le T$

다이오드 D_3가 오프 되면 컨버터는 그림 5(c)와 같이 구성되어 트랜스포머의 1차, 2차 및 3차측 전압 V_1, V_2와 V_3는 모두 영이 된다. 또한 트랜스포머의 1차, 2차 및 3차 측 전류도 모두 영이 된다.

식 (3)부터 식 (7)에서 인덕터 전류 i_M은 스위치 S가 턴 온되면 증가하고 턴 오프되면 감소하는데 전류의 평형상태를 유지하려면 스위치 S가 턴 오프되는 $(1-D)T$ 구간 동안 전류값이 반드시 영(zero)으로 감소해야

한다. 식 (3), (7)에서 L_M의 전류가 영이 되는 시간 t_M을 구하면 식 (8)과 같다.

$$t_M = DT + \frac{n_3 L_M I_{\max}}{V_i} \tag{8}$$
$$= DT + \frac{n_3 L_M}{V_i}\frac{V_i DT}{L_M}$$
$$= DT + n_3 DT = (1+n_3)DT$$

식 (8)에서 전류 i_M은 스위칭 주기 T가 되기 전에 영으로 되어야 하므로 t_M은 T보다 적어야 한다. 따라서 포워드 컨버터의 시비율의 최대값 $D_{\max}$는 식 (8)에서 식 (9)과 같다.

$$D_{\max} = \frac{1}{1+n_3} \tag{9}$$

포워드 컨버터가 동작 가능한 최대 시비율 $D_{\max}$는 식 (9)과 같으며 n_3가 1인 경우 최대 시비율은 0.5이다. 포워드컨버터와 Buck 컨버터를 비교하면 입력전압 V_i가 입력전압에 트랜스포머 권선비의 곱인 $n_1 \cdot V_i$로 변경되는 점과 트랜스포머의 추가에 따른 자화인덕터 전류 i_M의 추가만 다르다. 따라서 위 관계를 고려하여 인덕터 전류 i_L과 커패시터 전압 V_o를 해석하면 그림 7과 같다.

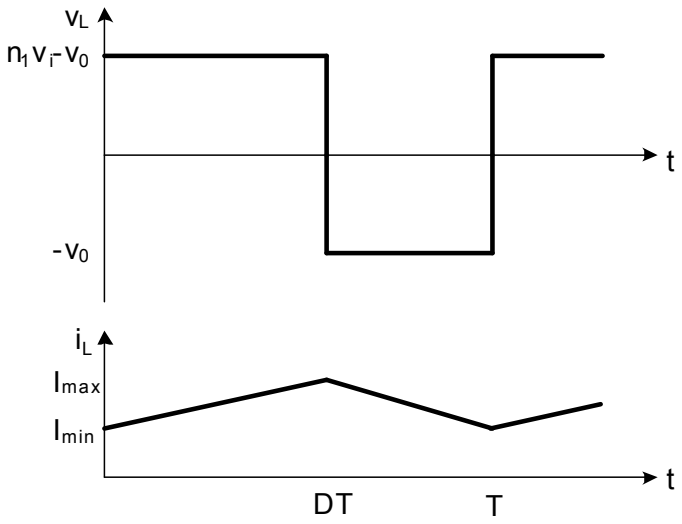


그림 7 인덕터 L의 전압과 전류파형

3. 인덕터 L의 전류

Buck 컨버터와 같은 원리로 스위칭 주기 T에 대하여 스위치 S를 턴 온 • 오프 할 때 인덕터 전압 V_L과 전류 i_L의 파형을 도시하면 그림 14와 같다.

전류 상승 구간 : $0 \le t \le DT$

스위치 S가 온 되는 DT 구간 동안 인덕터 전류 i_L을 해석하면 인덕터 전압 V_L은 $n_1 V_i - V_o$이므로 인덕터 전류 i_L의 기울기는 식 (10)과 같다.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{n_1 V_i - V_o}{L} \tag{10}$$

식 (10)에서 출력전압의 교류 성분이 LC 필터회로에 의해서 제거되는

경우 정상상태에서 출력전압 V_o는 일정한 직류전압이 된다. 이 경우 인덕터 전류 i_L은 식 (10)으로부터 식 (11)과 같이 구해진다.

$$i_L = \frac{n_1 V_i - V_o}{L} \cdot t + I_{\min} \tag{11}$$

따라서 스위치 S가 온 되는 DT 구간 동안 인덕터 전류 i_L은 식 (11)에 의해 $t=0$에서 초기전류 $I_{\min}$으로부터 $t=DT$에서 최대 $I_{\max}$로 증가한다.

전류 하강구간 : $DT \le t \le T$

정상상태에서 출력전압 V_o는 일정하고 스위치 S가 오프 되는 $(1-D)T$ 구간동안 컨버터는 그림 5(b), 5(c)와 같으므로, 인덕터 전압 V_L은 $-V_o$가 된다. 따라서 인덕터 전류 i_L은 식 (12)과 같다.

$$i_L = \frac{-V_o}{L}(t-DT) + I_{\max} \tag{12}$$

스위치 S가 턴 오프되는 $(1-D)T$ 구간 동안 인덕터 전류 i_L은 식 (12)에 의해 $t=DT$에서 초기전류 $I_{\max}$로부터 $t=T$에서 최소인 $I_{\min}$으로 감소한다.

식 (11)에서 $t=DT$를 대입하여 최대전류 $I_{\max}$를 구하고, 식 (12)에 $t=T$를 대입하여 최소전류 $I_{\min}$을 구한 후 Buck 컨버터와 같은 방법으로 인덕터 전류의 평균값 I_L과 $I_{\min}$, $I_{\max}$를 구하면 각각 식 (13), (14), (15)과 같다.

$$I_L = I_0 = \frac{V_0}{R} \tag{13}$$

$$I_{\max} = I_L + \frac{V_0(1-D)T}{2L} \tag{14}$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{V_0(1-D)T}{2L} \tag{15}$$

여기서, 출력전압 v_o의 평균값 V_o는 식 (16)과 같다.

$$V_0 = n_1 D V_i \tag{16}$$

4. 커패시터 전압

커패시터 전압 v_o는 출력전압이므로 평균전압 V_o는 $n_1 D \cdot V_i$가 되며 출력전압의 리플 성분은 Buck 컨버터와 동일한 방법으로 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta v_0 &= \frac{1}{C}\frac{1}{2}\left(\frac{I_{\max} - I_{\min}}{2}\right) \cdot \frac{T}{2} \\ &= \frac{1}{C}(I_{\max} - I_{\min}) \cdot \frac{T}{8} \end{aligned} \tag{17}$$

여기서 식 (15)과 식 (16)을 식 (17)에 대입하면 각각 식 (18), 식 (19)과 같다.

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_0(1-D)T}{L} = n1\frac{V_i}{L} \cdot (1-D) \cdot DT \tag{18}$$

$$\Delta v_o = \frac{1}{LC}\frac{n_1 D V_i (1-D)T^2}{8} \tag{19}$$

B. 고주파 트랜스포머

1. 트랜스포머의 원리

Faraday's 법칙에 기초하여 유기된 EMF는 자속의 시간변화에 대한 음의 비율과 동일하다. 입력전류는 1차측 권선을 통해 흐르고 시변 자속을 발생시키고 이 시변자속은 2차 측으로 출력전압을 유기시킨다. 따라서 두 개나 그 이상의 권선이 공통자속에 연결되어 있다.[7, 8]

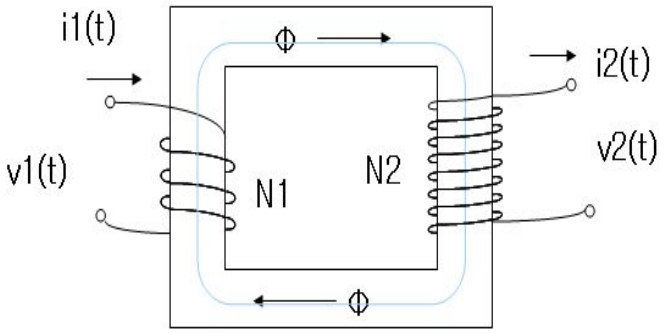


그림 8 기본적인 트랜스포머 형태

그림 8과 같은 자기회로의 폐회로 상에서 자속에 의해 영향을 받고 자기회로는 식(20)과 같다.

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = \Phi R \tag{20}$$

여기서 Φ는 자속, R은 자기경로의 릴럭턴스이다. Lenz's 법칙에 따르면 2차 권선에서 유기된 mmf, $N_2 i_2$는 자속의 흐름을 반대하고 1차측 권선에 mmf에 의해 생성된다. 릴럭턴스는 식 (21)과 같다.

$$R = \frac{l}{\mu A_c} \tag{21}$$

여기서 l은 자기경로의 길이, μ는 코어재료의 투자율이고 A_c는 경로의 코어 섹션영역이다.
따라서 식 (20)은 식 (22)과 같다.

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = \Phi \frac{l}{\mu A_c} \tag{22}$$

여기서 만약 $\mu \rightarrow \infty$라면 식 (23)과 같다.

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \tag{23}$$

이상적인 트랜스포머를 가정한다면 Faraday's 법칙에 의해 각각 식 (24), 식 (25)과 같다.

$$V_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} \tag{24}$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \tag{25}$$

전압의 통과율은 식 (26)과 같다.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \tag{26}$$

커플링계수는 식 (27)과 같다.

$$K = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{S1} L_{S2}}} \tag{27}$$

여기서 L_{12}는 상호인덕턴스, L_{S1}은 1차측 자기 인덕턴스, L_{S2}는 2차측 자기 인덕턴스이다. 따라서 이상적인 트랜스포머의 모델은 그림 9와 같다.

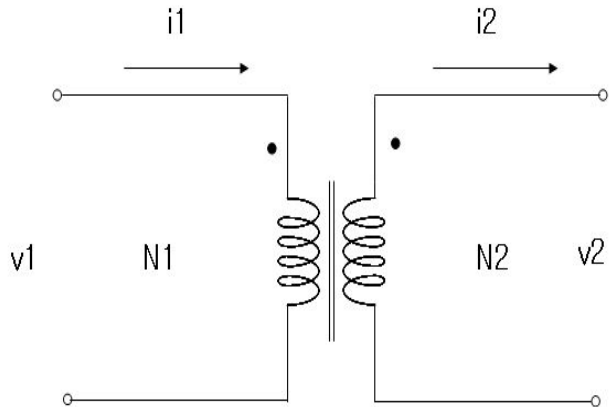


그림 9 이상적인 트랜스포머 모델

실제 트랜스포머에는 몇 가지 요소가 추가된다. 1차 측 누설 인덕턴스 L_1, 2차 측 누설인덕턴스 L_2, 1차 측 등가 자화 인덕턴스 L_m, 1차 측 권선 저항 R_1, 2차 측 권선저항 R_2, 코어손실에 기인한 등가저항 R_c 이다. 따라서 실제 모델은 그림 10과 같다.

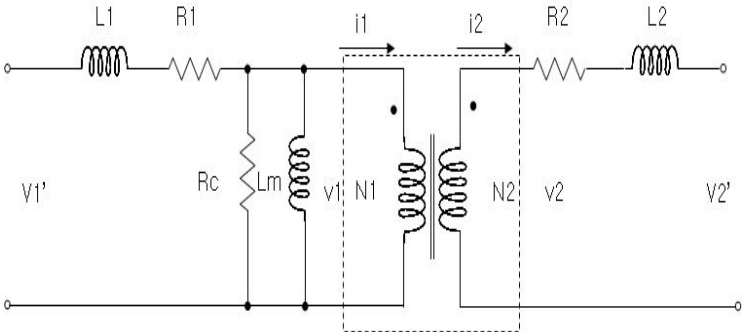


그림 10 실제 트랜스포머 등가회로

실제 트랜스포머에서 전압은 각각 식 (28), 식 (29)과 같다.

$$V_1' = L_{S1}\frac{di_1'}{dt} - L_{12}\frac{di_2'}{dt} \tag{28}$$

$$V_2' = L_{12}\frac{di_1'}{dt} - L_{s2}\frac{di_2'}{dt} \tag{29}$$

여기서 L_1, L_2 그리고 L_{12}는 1차측 권선의 자기 인덕턴스, 2차측권선의 자기인덕턴스, 그리고 1차측과 2차측사이의 상호인덕턴스를 각각 의미한다. 권선에 누설인덕턴스가 존재하므로 $L_{12} < \sqrt{L_{S1}L_{S2}}$로 커플링계수 K는 1보다 작다.

고주파 트랜스포머의 설계상에서 주목해야 하는 전자기 현상은 세 가지이다. 첫 번째 동선에 흐르는 와전류(Eddy current) 두번째로 1차측과 2차측사이의 누설인덕턴스 세 번째는 표피효과와 Approximate effect이다. 이러한 장애는 와전류에서 기인하여 발생한다.

고주파 장치의 경우 트랜스포머의 등가회로는 좀 더 복잡해진다. 그림 18은 20Hz에서 20kHz 범위의 일반 주파수를 갖는 광대역 트랜스포머의 등가회로이다.

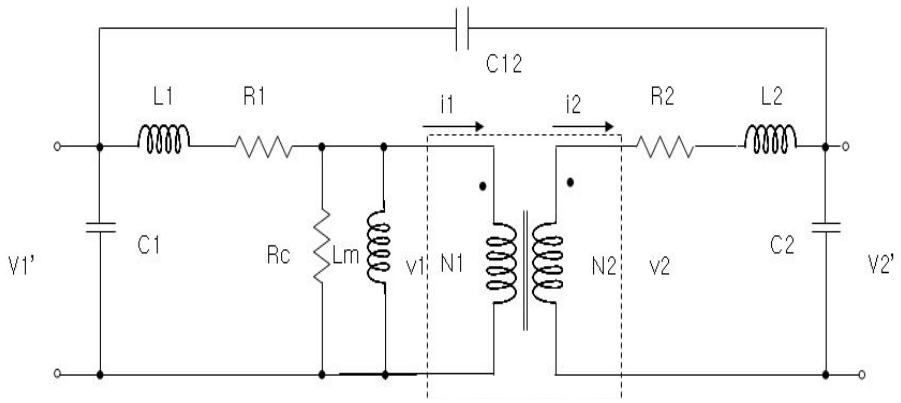


그림 11 광대역 트랜스포머의 등가회로

광대역 트랜스포머 모델에서는 세 개의 기생성분이 포함된다. 1차측 션트와 분포된 커패시터 C_1, 2차측 션트와 분포된 커패시터 C_2 그리고 1차측과 2차측이 상호결합된 커패시터 C_{12}이다.

2. 고주파 트랜스포머의 자성재료 분석

자기현상은 많은 기간을 통해 알려졌고 이는 천연자석에서부터 극성을 알리는 성질과 두 개의 조각을 끌어당기고 미는 성질로 알려져 왔다. 자성재료의 가장 잘 알려진 응용장치는 전류전달 코일을 통한 자기효과의 발생이다. 우수한 소프트 자성재료는 큰 자기포화를 갖고, 큰 투자율을 가져야 한다.[9]

전력용 트랜스포머를 위한 자성재료는 기본적으로 높은 상대 투자율, 큰 포화자속 밀도, 낮은 코어손실, 낮은 잔류 자속밀도를 가져야 한다. 전력 트랜스포머의 코어에 적용하는 자성재료는 동작주파수가 증가와 같이 변동을 유지한다. 50Hz나 60Hz의 선로주파수에서 철, 낮은 실리콘 철, 그리고 실리콘 강철은 전력 트랜스포머 코어의 주요재료이다. 이것들은

높은 포화 자속 밀도를 가지므로 낮은 동작주파수에서 높은 전력변환을 조절할 수 있다. 전력 트랜스포머의 동작주파수가 증가할 때, 자기 코어의 와전류는 트랜스포머 설계에 치명적인 문제가 된다. 비록 적층된 코어 재료가 사용된다고 할지라도 전력손실은 와전류에 의해 생성되고 코어에 중대하게 열을 발생시킨다. 그리고 이러한 자기코어 내의 열점(hot spot)은 전력 트랜스포머를 파괴한다.

표 1 소프트 자성재료의 특성

재료	초기 Perm.	Bmax (k Gausses)	Resistivity (Ω-cm)	동작주파수
Iron	250	22	10×10^{-6}	50-1000Hz
Silicon Steel	1500	20	50×10^{-6}	50-1000Hz
78 Permalloy	12000-100000	8-10	55×10^{-6}	1kHz-75kHz
Ferrite-MnZn	750-15000	3-5	10-100	10kHz-2MHz
Ferrite-NiZn	10-1500	3-5	10^{-6}	200kHz-100MHz

페라이트는 세라믹 재료이고 짙은 회색이나 검정색으로 매우 단단하고 깨지기 쉬운 재료이다. 자성은 옥사이드 결정구조에서 산소 이온의 특수한 위치를 차지하는 메탈릭 이온사이의 상호작용에 의해 증가한다. 전력용 트랜스포머 설계의 관점에서 일반적인 페라이트의 기본적인 특성은 그림 12와 같은 히스테리특성에 있다.[10]

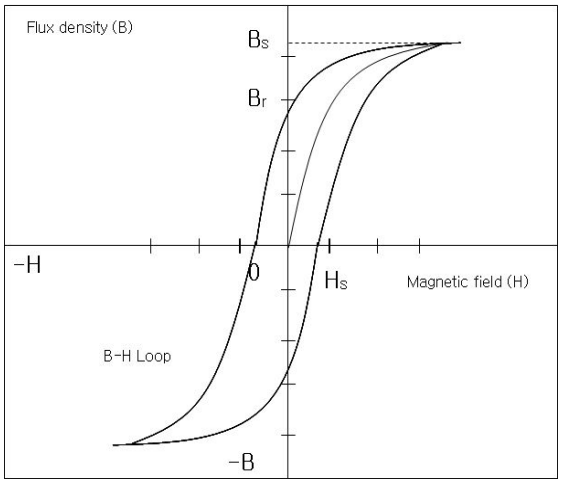


그림 12 페라이트재료의 B-H 특성곡선

페라이트의 특성에 관한 원리와 기술적인 성능은 투자율에 따라 결정되고 외부 계자에 대한 응답의 변동은 주파수와 온도에 따라 결정된다. 투자율은 페라이트 재료에 적용된 자기 계자와 자기 자속밀도의 결과 사이의 비율로 정의되며 이를 절대 투자율이라 하고 식 (30)과 같은 관계를 갖는다.

$$\frac{B}{H} = \mu_{absolute} = \mu_o \mu_r \tag{30}$$

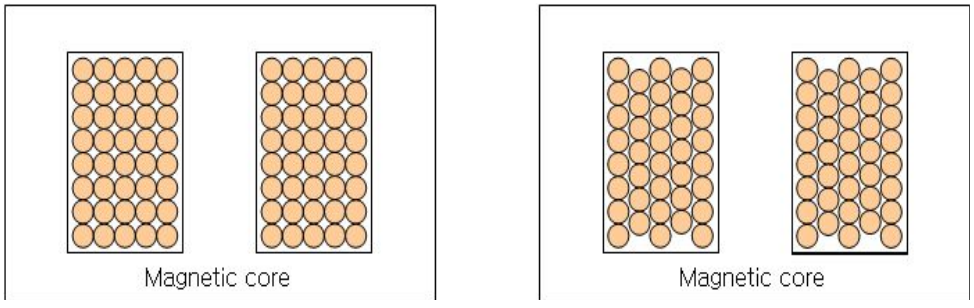
절대 투자율은 자유공간에서 자기상수와 상대투자율 μ_r의 곱으로 표현된다. 자기 상수는 자유공간의 투자율이고 μ_o이며 $4\pi \times 10^{-7}$(H/m) 이다. 일반적인 페라이트의 자기 특성은 먼저 수 십의 투자율을 가지며 $10^8 \Omega - m$의 매우 높은 저항을 갖는다. 또한 포화 자화는 감지될 수 있으나 강자성체 재료의 그것보다 상당히 적고 큐리온도는 100℃에서 수 백℃까지 변동하며 극히 낮은 유전체 손실로 높은 주파수(microwaves)에서 10-12 차수의 유전상수를 갖는다.[

페라이트 코어의 개발 트랜드는 고주파경향이 뚜렷하고 1991년 이전까

지 100kHz-200kHz의 주류를 이루었으나 2003년에는 500kHz까지 동작하고 있다. 주요 스위칭 전력 응용장치에 대해 동작주파수는 2000년에는 200kHz 정도였다. 메가주파수 레벨의 증가는 매우 어려운 현실이다. 권선에서 동손은 고주파 자석의 개발의 주요 장애요소이다.

3. 고주파 트랜스포머의 권선 구조

트랜스포머는 자기 코어와 코일로 구성되어 있다. 자속은 자기 코어를 관통한다. 트랜스포머의 두 번째 요소는 코일이다. 트랜스포머의 코일은 자속을 입력 전원에 의해 자속을 생성하기 위해 자기 재료의 주위에 동선으로 감겨있고 트랜스포머의 장하(Loading)하기 위해 전기에너지를 재생산한다. 낮은 저항을 갖는 단선의 구리선은 선로주파수에서 이러한 역할을 수행한다. 구리선의 직류저항은 핵심이다. 트랜스포머의 권선에서 도체의 배열은 구리권선의 직류 저항을 결정하는데 매우 중요한 요소이다. 그림 13은 도체의 사각배열과 6각배열 두 가지 방식의 이상적인 배열의 단면이다. 도체의 이상적인 배열의 핵심적인 원리는 트랜스포머의 도체의 단면적상에서 감는 공간을 최대한 사용하는 방식이다. 따라서 구리선의 직류 저항은 최소화되고 전력손실은 가장 낮은 레벨까지 감소한다.



(a) Square Arrangement (b) Hexagonal Arrangement

그림 13 권선에서 도체의 이상적인 배열의 단면

동작주파수가 수십 kHz로 증가할 때 도체의 표면 깊이는 권선의 유효 단면적을 감소시키고 도체의 교류저항을 증가시킨다. 고주파 트랜스포머의 권선에서 구리선의 교류저항은 큰 전력손실을 유발시킨다. 더욱이 트랜스포머 권선구조에서 도체사이의 근접효과(proximity effect)는 동작주파수가 수백 kHz로 증가할 때 중요한 요소가 된다. 이렇게 고주파구조가 진행되면 더욱 큰 전자기적 문제가 발생하므로 트랜스포머의 권선구조는 중요한 토픽이 된다. 구리선의 표피효과는 권선의 교류저항을 증가시킨다. 전력손실 i^2R_{ac}는 선로 주파수가 수 kHz로 증가할 때 나타난다. 이러한 전력손실은 단선의 구리선 대신에 리츠선(Litz wire)을 통해 감소시킬 수 있다. 리츠선은 각각의 절연된 구리선을 일정한 패턴으로 꼬거나 땋은 구조이다. 표피효과는 고주파 전류가 도체의 표면에 집중하는 현상으로 인해 발생된다. 또한 리츠선의 사용은 고주파 트랜스포머에서 교류 전력손실 i^2R_{ac}을 크게 감소시킨다. 그러나 또다른 전자기 현상을 발생시키는데 이것은 근접효과이다. 근접효과는 근처의 다른 도체의 교차되는 자기계자에 기인한 도체에서 와전류효과이다. 루프에서 전류가 흐르거나 근처의 도체에 의해 자기 계자가 생성되어 나타날 때 배전에 집중되어 나타난다. 트랜스포머나 인덕터에서 근접효과에 의한 손실은 표피효과보다 더욱 중대하다.

고주파 트랜스포머의 권선에서 근접효과에 의해 생성된 전력손실은 특별한 권선의 배열에 의해 감소될 수 있고 이는 샌드위치 권선 구조이다. 이러한 배열의 원리는 1차측과 2차측 권선을 작은 부분으로 나누어 서로 섞어서 배치하는 구조로 그림 14와 같다.

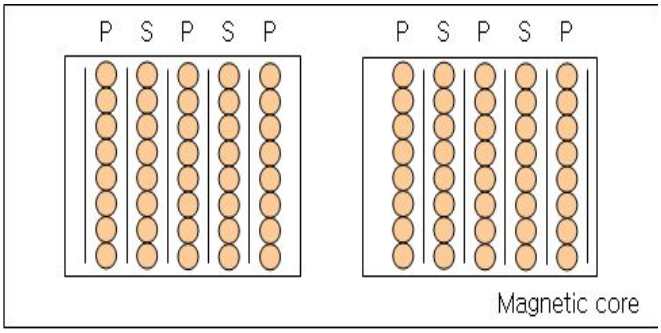


그림 14 트랜스포머의 샌드위치 권선구조

자기 코어는 1차측 권선을 통해 전류의 흐름에 의해 자기 계자를 생성을 강하게 하는 역할을 한다. 선로주파수에서 높은 투자율의 자기 코어는 자속을 집중시키고 매우 낮은 누설을 갖는다. 또한 트랜스포머의 동작주파수가 수백 kHz로 증가할 때 자속은 이 경로를 전체적으로 따라 갈수 없다. 누설자속은 트랜스포머의 코어로부터 발생된다. 이것은 커플링계수를 감소시키고 구리선 내부의 와전류를 심각하게 증대시킨다.

III. 포워드 컨버터 설계 및 제작

A. 스위치부 설계

포워드컨버터방식은 상대적으로 간단한 제어방식으로 절연된 출력을 얻을 수 있는데 이러한 토폴로지의 단순함은 기본적으로 한 개의 그라운드 기준의 트랜지스터 스위치를 통해 트랜스포머의 1차 측을 구동한다는 점에 기인한다. 그러나 이러한 토폴로지의 단점은 한 개의 트랜지스터 스위치(single-ended forward converter, 단일 스위치)에 직류버스전압의 합, 트랜스포머전압의 반영, 그리고 턴 오프 누설 인덕턴스의 스파이크와 같은 스트레스가 가해진다는 점으로 만약 2차 측 하이사이드 트랜지스터 스위치가 더해진다면 전압 스트레스는 직류버스 전압만 가해지는 것으로 감소될 수 있다.[11]

그림 15와 같이 두 개의 스위치 포워드 컨버터(double-ended forward converter, 이중 스위치)는 원래의 트랜지스터 스위치 Q_1을 트랜스포머의 로우사이드와 그라운드에 직렬로 연결되어 있다. 두 번째 트랜지스터 Q_2는 직렬로 V_{BUS}와 트랜스포머의 1차측의 하이사이드사이에 직렬로 연결되어 있으며 Q_1과 동기로 턴 온 오프를 수행한다. 두 개의 트랜지스터가 턴 온될 때, 이들은 전력을 트랜스포머, 출력필터, 부하를 각각 경유하여 전달한다. 트랜지스터가 턴 오프될 때, D_1과 D_2는 1차측 권선의 전압을 그라운드와 V_{BUS}로 각각 클램프한다. 그 때, 각각의 트랜지스터는 V_{BUS}의 턴 오프 전압의 스트레스를 갖는다.

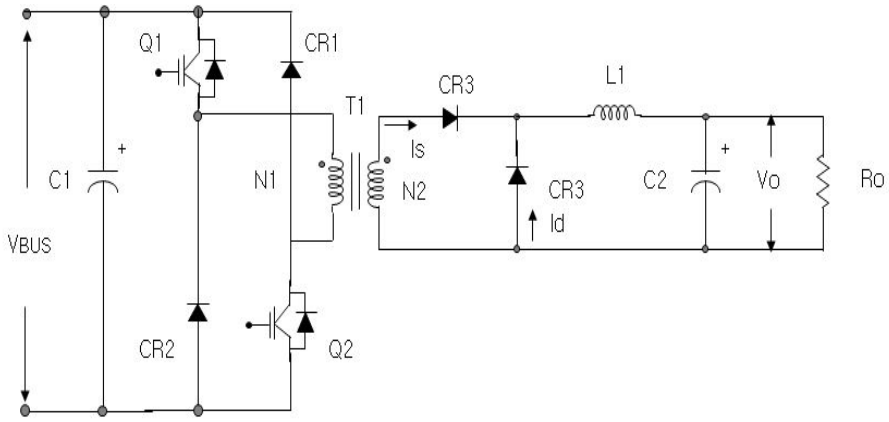


그림 15 이중 스위치 포워드 컨버터의 비교

D_1과 D_2는 트랜스포머의 자화 인덕턴스로부터 에너지를 클램프할 뿐만 아니라 더욱 중요한 점은 T_1의 누설 인덕턴스 역시 클램프한다는 점이다. 스위칭 트랜지스터는 턴 온시간동안 누설인덕턴스에서 저장된 에너지를 분출하지 않을 뿐만 아니라 에너지를 처분하기 위한 저항성 스너버에 의존하는 설계를 하지 않아도 된다. 이중 스위치 포워드 컨버터는 효과적으로 클램프를 수행하고 유도성 에너지의 발산과 함께 연결된 링잉 때문에 시스템손실, 노이즈를 저감시킬 수 있다.

단일 스위치 포워드 컨버터는 추가적인 리셋권선을 통해 코어를 주로 리셋시킨다. Q_1이 턴오프될 때, 리셋권선의 전압은 직류 버스 전압에서 D_1이 클램프될 때까지 역전된다. 만약 리셋권선이 1차측의 권선과 동일한 권선수를 갖는다면 코어는 항상 트랜스터의 턴 온 시간과 동일한 시간동안 리셋시간을 갖는다. 스위칭 트랜지스터의 전압 스트레스는 직류버스 전압에 누설에너지 스파이크를 더해서 두 배가 된다. 코어는 항상 최대 턴 온 시간이 50%보다 적은 시간동안 리셋된다. 이러한 토폴로지는 이러한 한계 내에서 시비율을 선정하고 최소 선간전압에서 최대 듀티사이클이 40~45%되도록 한다. 대부분의 PWM IC 제어기는 50% 듀티사이클 이하의 사양을 가지며 임의의 이례적인 조건은 제한되도록 제작된다. 이중 스

위치 포워드 컨버터는 추가적인 리셋권선이 필요없는 회로의 단순함을 갖는다.

50%이하의 시비율을 갖는 포워드컨버터 방식의 트랜스포머는 하이사이드 트랜지스터의 게이트 드라이브에 대해 절연을 제공할 수 있다. 그림 16은 트랜스포머 절연형 게이트 드라이브 동기화 동작회로이다.

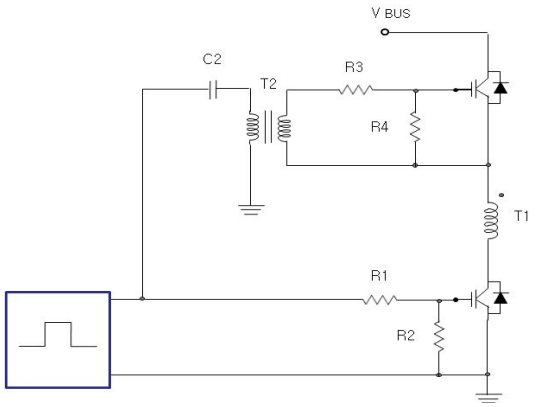


그림 16 트랜스포머 절연형 게이트 드라이브 동기화 동작회로

하이사이드 트랜지스터 FET의 직렬 전도 손실은 추가적인 전력 분산처럼 나타난다. 더욱이 만약 낮은 전압 FET의 $R_{DS(ON)}$(드레인 to 소스 저항)를 볼 때, 직렬연결의 두 개의 낮은 전압 디바이스의 설계가 가능하다. 36~78V 입력 버스 어플리케이션을 갖는 한 개의 스위치 포워드 컨버터는 200V의 FET가 누설 인덕턴스 스파이크를 제어하기 위해 적용된다. 스위칭 손실과 게이트 드라이브 손실은 분명히 두 개의 스위치인 경우가 높지만 낮은 $R_{DS(ON)}$ 디바이스와 누설 인덕턴스 손실의 제거는 효율의 상승을 가져온다. 스너버 컴포넌트의 제거와 누설인덕턴스 효과의 제어는 두 개의 스위치방식의 중요한 장점이다. 특히, 높은 입력 버스 전압의 경우가 그렇다. 높은 버스 전압 어플리케이션은 종종 더욱 많은 1차측 권선수를 갖는다. 이것은 누설인덕턴스와 손실을 증가시키는 경향을 갖는다.

B. 고주파 트랜스포머 설계방정식

고주파 트랜스포머를 설계하기 위해서는 먼저 설계파라미터를 결정할 수 있는 값들이 선정되어야 한다. 표 2는 코어 기하학의 K_g를 이용하고 100kHz에 동작하는 250W 포워드 컨버터 설계를 위한 설계사양이고 표 3은 적용된 코어의 자성을 나타낸다.

표 2 트랜스포머설계를 위한 변수

No.	설계변수	기호	값
1	최소 입력전압	$V_{\min}$	280 volts
2	정격 입력전압	V_{normal}	310 volts
3	최대 입력전압	$V_{\max}$	400 volts
4	출력전압1	V_{o1}	24 volts
5	출력전류1	I_{o1}	8 amps
6	출력전압2	V_{o2}	15 volts
7	출력전류2	I_{o2}	4 amps
8	출력전력	P_o	250 Watts
9	주파수	f	100kHz
10	효율	η	92 %
11	레귤레이션	α	0.5 %
12	다이오드 전압강하	V_d	1.0 volt
13	동작 자속밀도	$\Delta B(B_{ac}=\Delta B/2)$	0.15 Tesla
14	remanence	B_r	150mT
15	코어재료	EI	ferrite Core
16	윈도우 이용율	K_u	0.29
17	온도상승 목표치	T_r	30℃
18	최대 시비율	$D_{\max}$	0.4
19	Demag turns ratio	N_{mag}/N_p	1
20	Demag power	P_{mag}	P_o*10%

표 3 EI 5040 자성

No.	변수	기호	값
1	모델명		PL-7 EI5040S
2	생산자		SAMWHA electronics
3	AL 값	nH/N^2	5200
4	코어손실	Watt max	10.90
5	초기투자율	uiac	2400±25%
6	유전율	C1	0.417
7	가로길이	Le(mm)	95
8	윈도우 둘레길이	Ae(mm)	21660
9	윈도우면적	$Ve(mm^2)$	213
10	Window area, Wa	$Aw(mm^2)$	253
11	무게	W(g/set)	112

1차측 권선 Np를 계산하면 식 (31)과 같다.

$$N_p = \frac{V_{in(\min)} D_{(\max)} (10^4)}{f A_c \triangle B} \fallingdotseq 35[turns] \tag{31}$$

윈도우 이용률 $K_u = 0.29$를 이용하여 전류밀도 J를 계산하면 식 (32)과 같다.

$$J = \frac{2P_{in}\sqrt{D_{(\max)}}(10^4)}{f A_c \triangle B W_a K_u} = 165[amp/cm^2] \tag{32}$$

1차 측 RMS전류 I_p을 계산하면 식 (33)과 같다.

$$I_p = \frac{P_{in}}{V_{in(\min)}\sqrt{D_{(\max)}}} = \frac{306}{280 \times \sqrt{0.4}} = 1.73[amps] \quad (33)$$

1차 측 권선의 순 전선면적 $A_{wp(B)}$는 식 (34)과 같다.

$$A_{wp(B)} = \frac{I_p}{J} = \frac{1.73}{165} = 0.0105[cm^2] \quad (34)$$

요구되는 1차 측 권선의 꼬는 선 NS_p은 식 (35)과 같다.

$$NS_p = \frac{A_{wp(B)}}{AWG26} = \frac{0.0105}{0.00129} \fallingdotseq 8 \quad (35)$$

2차 측 출력 1의 감은수를 계산하면 식 (36)과 같다.

$$N_{s1} = \frac{N_p(V_{o1} - V_d)}{D_{(\max)} V_{in(\min)}}(1 + \frac{\alpha}{100}) \fallingdotseq 8[turns] \quad (36)$$

2차 측 출력 1의 RMS 전류 I_{s1}는 식 (37)과 같다.

$$I_{s1} = \frac{I_{o1}}{\sqrt{2}} = 5.66[amps] \quad (37)$$

요구되는 2차 측 출력 1의 권선의 꼬는 선 NS_{s1}은 식 (38)과 같다.

$$NS_{s1} = \frac{A_{ws(B)}}{AWG26} \fallingdotseq 26 \quad (38)$$

2차 측 출력 1의 동손 P_{s1}를 계산하면 식 (39)과 같다.

$$P_{s1} = I_{s1}^2 R_{s1} = 0.0861[watts] \tag{39}$$

2차 측 출력 2의 감은수를 계산하면 식 (40)과 같다.

$$N_{s2} = \frac{N_p(V_{o2} - V_d)}{D_{(\max)} V_{in(\min)}}(1 + \frac{\alpha}{100}) \fallingdotseq 5[turns] \tag{40}$$

2차 측 출력 2의 RMS 전류 I_{s2}는 식 (41)과 같다.

$$I_{s2} = \frac{I_{o2}}{\sqrt{2}} = 2.83[amps] \tag{41}$$

요구되는 2차 측 출력 2의 권선의 꼬는 선 NS_{s1}은 식 (42)과 같다.

$$NS_{s2} = \frac{A_{ws(B)}}{AWG26} \fallingdotseq 13 \tag{42}$$

2차 측 출력 2의 동손 P_{s2}를 계산하면 식 (43)과 같다.

$$P_{s2} = I_{s2}^2 R_{s2} = 0.0034[watts] \tag{43}$$

1차 측 및 2차 측 동손의 합인 P_{cu}를 계산하면 식 (44)과 같다.

$$P_{cu} = P_p + P_s = 0.227[watts] \tag{44}$$

트랜스포머 레귤레이션 α을 계산하면 식 (45)과 같다.

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_o} \times 100 = 0.09[\%] \tag{45}$$

윈도우 이용율 K_u을 계산하면 식 (46)과 같다.

$$N = (N_p NS_p) + (N_s NS_s) = 588 \tag{46}$$

$$K_u = \frac{NA_{w(B)(AWG26)}}{W_a} = 0.3 \tag{47}$$

총 손실 P_Σ를 계산하면 식 (48)과 같다.

$$P_\Sigma = P_{cu} + P_{fe} = 1.254[watts/cm^2] \tag{48}$$

온도 상승률 T_r을 계산하면 식 (49)과 같다.

$$T_r = 450(\Psi)^{(0.826)} = 14.89[℃] \tag{49}$$

C. 제어부 회로 설계

포워드컨버터 제어에 따른 블록다이어그램을 그림 17에서 나타내었다. 교류필터를 통한 교류입력전력을 브리지 다이오드를 통해 전파정류 시키고 이를 부스트 PFC를 통해 역률을 제어한다. 이때, 직류링크전압은 380V가 된다. 승압된 직류링크전압은 포워드 컨버터 고주파 트랜스포머에 의해 스위칭 동작하는데 이를 위한 보조전력은 10W급 플라이백컨버터를 통해 공급된다.

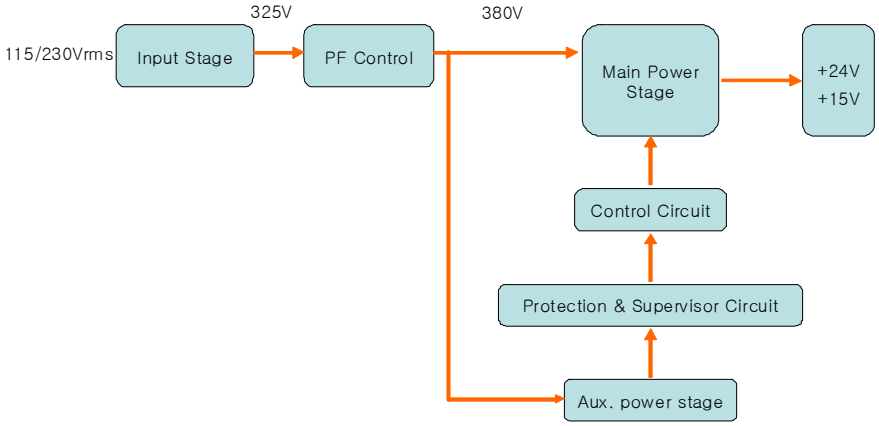


그림 17 제어 블록다이어그램

적용된 UCC28510 시리즈는 역율 제어기와 동기화된 PWM 제어모듈을 포함하고 있다. PFC와 스위치의 PWM 제어신호를 상승에지와 하강에지를 통해 하나의 주기에서 모두 발생하는 방식으로 제어신호가 발생한다. 역률제어는 평균전류모드제어방식을 수행하고 PWM 제어기는 절연된 피크전류 프로그램모드 제어된 컨버터방식이다. 두 개의 제어기가 고정주파수에서 동기화되고 PFC는 상승에지에서 PWM 제어기는 하강에지에서 동작된다. 그림 18은 PFC+PWM 전력공급장치의 등가회로와 에너지 저장매체인 캐패시터 전류를 비교하여 나타낸다.

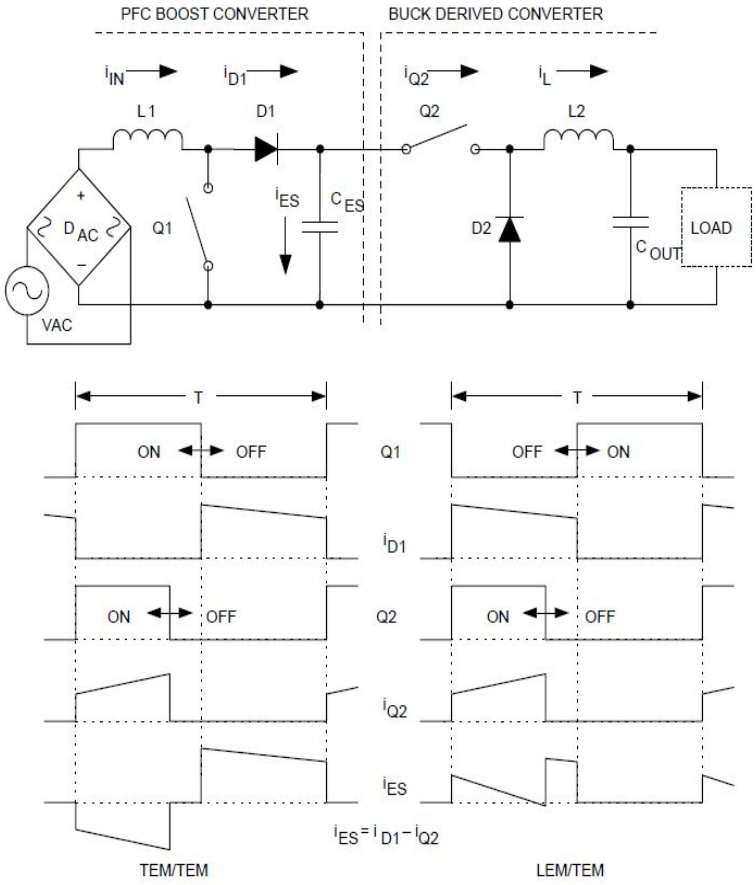


그림 18 PFC+PWM 전력공급장치의 등가회로와 캐패시터 전류의 비교

IV. 실험 및 결과

A. 시스템 구성

본 논문에서는 250W 다중출력 포워드컨버터는 단면 기판, FR-1 기판 위에 실장하여 제작하였다. 상용전원 220V, 60Hz의 전원에서 공급된 전력이 정류용 브리지 다이오드에까지 이르는 과정은 일반적인 설계와 유사하고 단지 교류용 라인필터는 IEC 규정에 맞추어 설계하였다. 그림 19는 상용전원에서 정류회로의 회로도를 나타낸다.

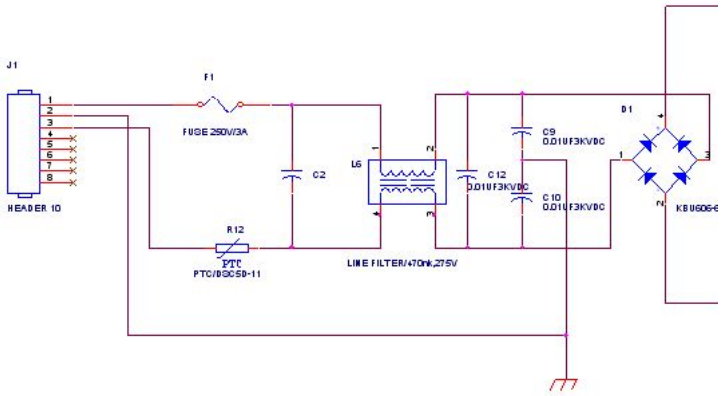


그림 19 상용전원에서 정류회로의 회로도

그림 20은 250W 포워드 방식의 SMPS 회로도이다. 두 개의 스위치를 이용하여 스위칭부담을 경감시킨 구조이며 이를 위해서 두 개의 다이오드가 추가된 형태이다. 또한 부스트 컨버터방식의 PFC를 채택하여 역률을 향상시켰다. 전류와 전압을 각각 검출하여 제어용 IC에 피드백 한다.

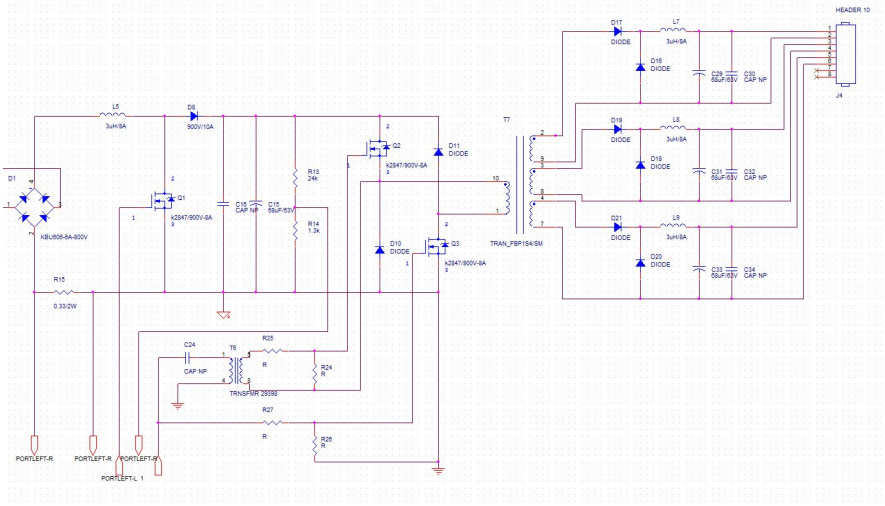


그림 20 250W 포워드 방식의 SMPS 회로도

제어용 IC는 TI사의 UCC28510 소자는 PFC와 PWM 제어가 하나의 칩에서 이루어지는 소자로 잘 알려져 있다. 또한 리플억제를 위해 PFC는 앞선 에지에서 PWM은 뒤진 에지에서 이루어지고 16ns의 상승시간과 7ns의 하강시간을 갖는 소자이다. 그림 21은 UCC28510의 제어회로를 나타낸다.

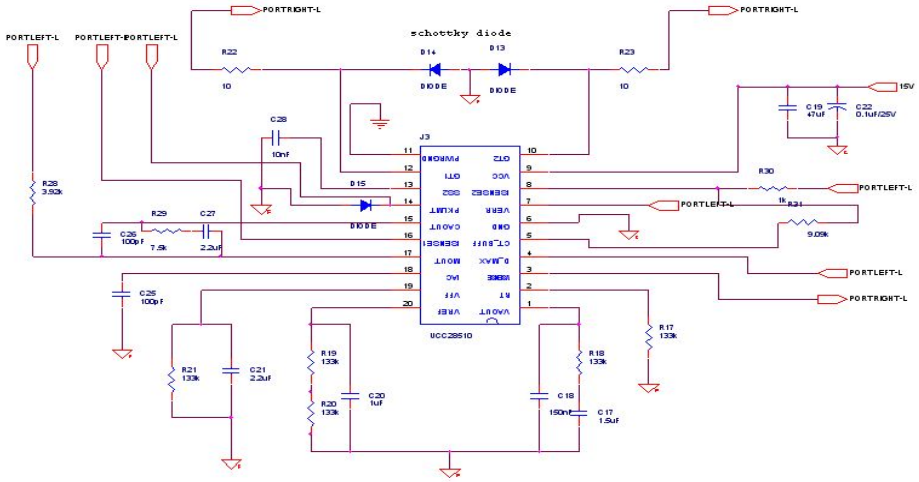


그림 21 UCC28510를 적용한 제어회로

그림 22는 보조전원 회로도를 나타낸다. 보조전원은 주전원 PWM 제어 IC의 구동전원으로 사용되며 출력은 15V, 10W이다. 보조전원은 사용하기 편리한 집적화된 IC인 TNY267PN의 DIP 타입으로 부피를 적게 차지하고 집적하기 용이한 구조로 되었고, 플라이백방식의 전원회로를 구성하였다.

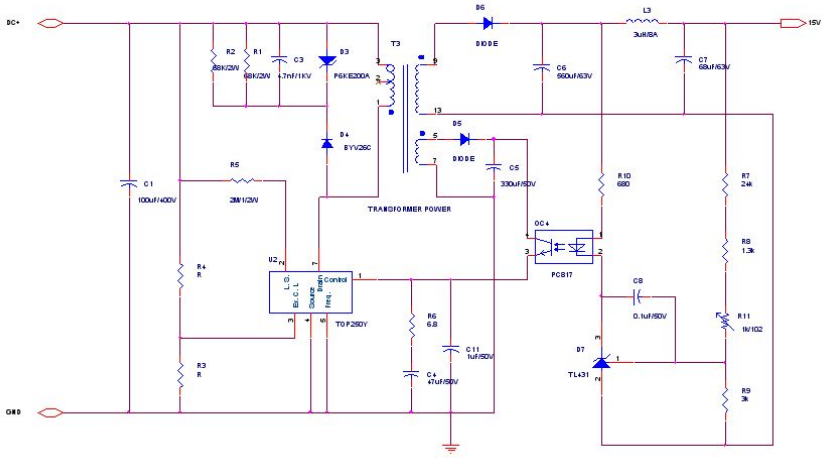


그림 22 보조전원 회로도

B. 실험결과

그림 23은 입력 교류전압 및 전류 파형으로서 교류전압과 전류는 위상차가 없음을 알 수 있다. 그림 24는 고주파 트랜스포머의 전압파형으로서 그림 24(a)는 고주파 트랜스포머의 1차 측 전압파형을 나타내고 그림 24(b)는 고주파 트랜스포머의 2차 측 출력파형이다. 그림 25는 다이오드 전압과 21V 및 13.5V 다중출력 전압 파형을 나타낸다.

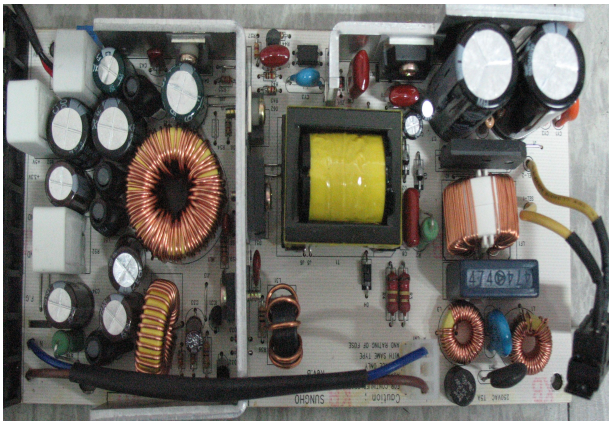


그림 23 다중출력 포워드 컨버터

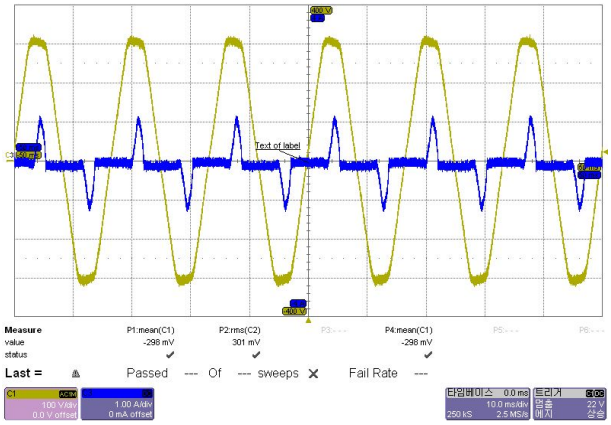
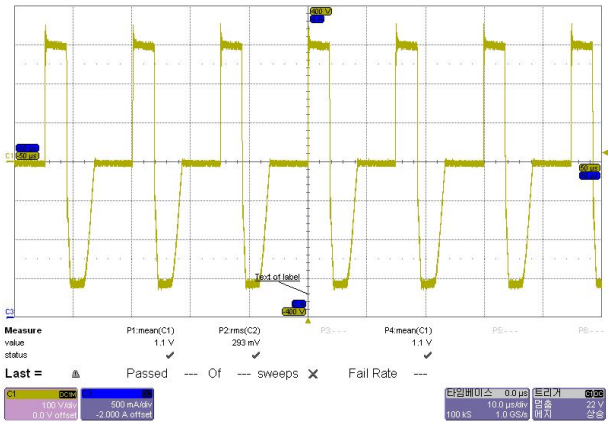
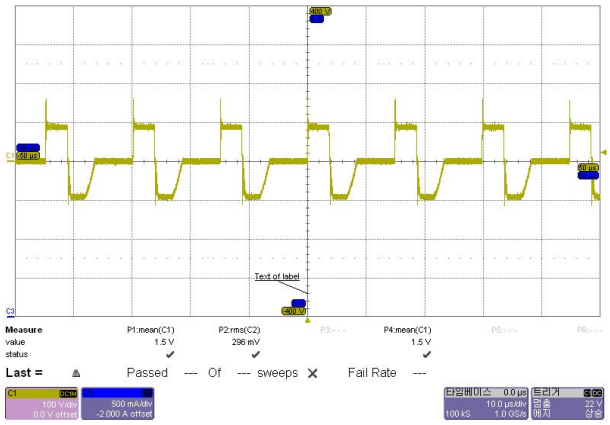


그림 24 입력 교류전압 및 전류 파형

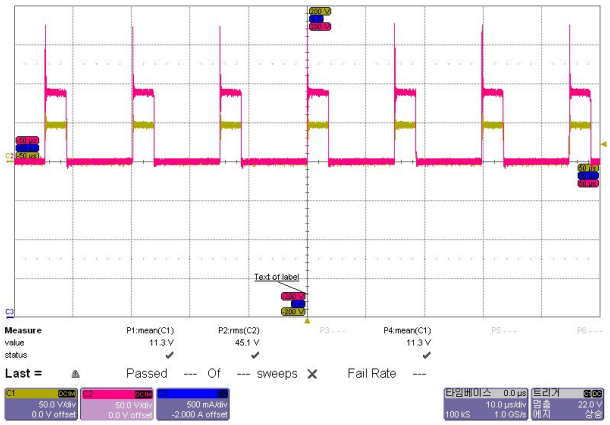


(a) 1차측 전압

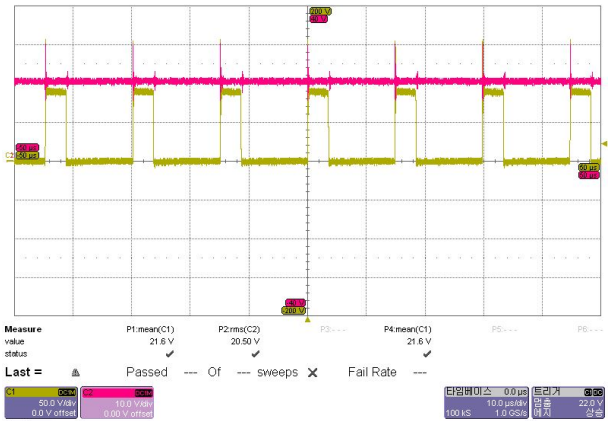


(b) 2차측 전압

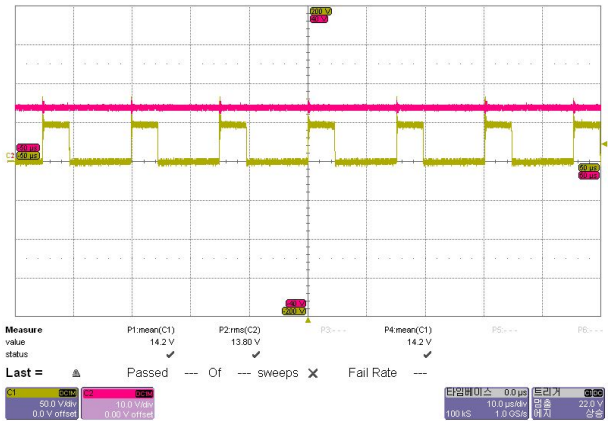
그림 25 고주파 트랜스포머 전압파형



(a) 다중출력 다이오드 전압



(b) 21V 출력전압



(c) 13.5V 출력전압

그림 26 2차측 다이오드 및 출력 전압파형

V. 결 론

본 논문에서는 250W이하의 중소형 정전압원으로서 가장 많이 사용 중인 포워드 컨버터를 이중스위치 방식을 이용하여 효과적인 클램프를 수행하고, 유도성 에너지의 발산과 함께 링잉 때문에 발생되는 시스템 손실을 저감시키고 역률을 향상시키기 위하여 다중출력 컨버터를 기본으로 포워드 컨버터 방식을 적용한 250W 구동 드라이브 개발하여 그 성능을 실험한 결과 다음과 같은 결과를 얻었다.

1) 두 개의 스위치를 이용하여 스위칭부담을 경감시키며 구조이며 두 개의 다이오드가 추가하여 역률을 향상시켰다.
2) PFC의 기능과 출력을 만들어주는 DC/DC의 기능을 따로 동작함으로서 좀 더 높은 역률과 출력전압 레귤레이션을 쉽게 할 수 있다.

고주파 트랜스포머를 설계, 설계파라미터를 결정할 수 있는 값들을 선정하며 설계식을 도출하였고, 동작원리를 재검토 하였다. 또한 손실해석을 통한 스위칭 동작모드의 특성을 비교하며 포워드 컨버터의 스위칭 동작모드는 트랜스포머의 자화인덕턴스 값에 의해 결정됨을 알 수 있었다.

본 논문에서 제시한 해석의 정확성과 타당성을 입증하기 위해서 포워드 컨버터를 제작, 실험하여 고효율 및 고안정성 특성을 얻을 수 있었으며 앞으로 안정적 전원시스템을 사용하는 산업분야에 적용이 기대된다.

[참 고 문 헌]

[1] Richard Blanchard and Phillip E. Thibodeau, "The Design of a High Efficiency, Low Voltage Power Supply Using MOSFET Synchronous Rectification and Current Mode Control", IEEE Power Electronics Specials Conference Record, pp.335~361, 1985

[2] Xiaogao Xie, Zhang, J.M., Guangyi Luo, Dezhi Jiao, Zhaoming Qian, "An improved self-driven synchronous rectification for a resonant reset forward converter" IEEE Volume 1, 9-13 Feb. 2003 pp.348~351 vol.1

[3] P.Alou, J.A. Cobos, O.Gareia, R.Prieto, J.Uceda."Design Guidelines for aResonant Reset Forward Converter with Self-Driven synchronous retification", Univerided Politrcnica de Madrid, E.T.S.I.I Div, de Ingenieria Electronica.

[4] Mechler, G.F., Girgis, R.S., "Calculation of spatial loss distribution in stacked power and distribution transformer cores" Volume 13, Issue 2, April 1998 pp.532~537

[5] Collins C., Duffy M.,"Distributed (parallel) inductor design for VRM applications"Magnetics, IEEE Transactions on Volume 41, Issue 10, Oct. 2005 pp.4000~4002

[6] 김희준, "DC-DC 컨버터의 소형화와 안정성", 대한전기학회 논문집 pp.528~533, 1998.

[7] 이석원, 정치근, 한기수 공역, "최신 증폭기와 스위칭 회로 설계:원리 및 응용," 미래컴, 2001

[8] 백수현, 김희준, 김영석, 홍순찬 역, "전력전자공학, 2판," 교보문고, 1999년.

[9] 홍순찬, 전희종, 백형래, 원충연 공역, “PSpice를 활용한 전력전자공학 개정판,” 인터비젼, 2002

[10] 안태옥, “OrCAD,″ 대영사, 2000.

[11] 김철진, 손영대, 안호균, 이영일, 이훈구, 차득근 공역, “전력전자 시스템 이론 과 설계,” 사이텍미디어, 2002

감사의 글

본 논문이 이루어지기까지 아낌없는 지도로 이끌어주신 지도교수님이신 조금배 교수님께 진심으로 감사를 드립니다. 바쁘신 가운데에도 좋은 논문이 될 수 있도록 많은 조언을 해주신 박세승 교수님, 오금곤 교수님께도 감사의 말씀을 드립니다.

그리고 논문이 완성되기까지 많은 도움을 주신 조선대학교 전기공학과 전력전자연구실에 박사과정 박정국님, Kapal Raj Tiwari님, 석사과정 김보현님, 김대승님, 신승호님에게 감사의 말씀을 드립니다.

대학원생활을 하면서 힘들고 어려웠던 시간을 함께 보냈던 탁덕기 선생님, 이헌중 선생님, 송민철 선생님, 최우석 선생님, 강주영 선생님, 한승수 선생님, 김철희 선생님, 임수현 선생님, 한선화 선생님, 김기열 선생님, 김혜영 선생님, 그리고 대학원 생활에 물심양면으로 도움을 주신 장도덕 형님께도 감사의 마음을 전합니다.

학업에 충실 할 수 있도록 도움을 주시고 배려해 주신, 정보통신과 이창호 부장님, 전현호선생님, 이갑종선생님, 생활지도부 김광도 부장님, 김정란 선생님, 강현석 선생님, 이영우 선생님, 신승현 선생님, 직업진로부 하유만 선생님께 감사의 말씀 드립니다.

대학원을 무사히 잘 마칠 수 있도록 관심과 격려를 해주신 부모님과 어려운 여건 속 에서도 남편 뒷바라지에 정성을 다해준 예쁜이 주니 엄마 그리고 복덩이 아들 김주니 에게도 고마운 마음을 전합니다.

2009년 12월

김 준 엽 드림

저작물 이용 허락서

학 과	기술가정교육	학 번	20078140	과 정	석사
성 명	한글: 김준엽 한문 : 金俊燁 영문 : Jun-Yeop Kim				
주 소	부산광역시 해운대구 좌동 1310번지 화목APT 103동 501호				
연락처	E-MAIL : hl5uca@hanmail.net				
논문제목	한글 :이중 스위치 포워드컨버터 방식의 SMPS에 관한 연구 영어 :A Study on the SMPS of Two-switch Forward Converter Method				

본인이 저작한 위의 저작물에 대하여 다음과 같은 조건아래 조선대학교가 저작물을 이용할 수 있도록 허락하고 동의합니다.

- 다 음 -

1. 저작물의 DB구축 및 인터넷을 포함한 정보통신망에의 공개를 위한 저작물의 복제, 기억장치에의 저장, 전송 등을 허락함
2. 위의 목적을 위하여 필요한 범위 내에서의 편집·형식상의 변경을 허락함. 다만, 저작물의 내용변경은 금지함.
3. 배포·전송된 저작물의 영리적 목적을 위한 복제, 저장, 전송 등은 금지함.
4. 저작물에 대한 이용기간은 5년으로 하고, 기간종료 3개월 이내에 별도의 의사 표시가 없을 경우에는 저작물의 이용기간을 계속 연장함.
5. 해당 저작물의 저작권을 타인에게 양도하거나 또는 출판을 허락을 하였을 경우에는 1개월 이내에 대학에 이를 통보함.
6. 조선대학교는 저작물의 이용허락 이후 해당 저작물로 인하여 발생하는 타인에 의한 권리 침해에 대하여 일체의 법적 책임을 지지 않음
7. 소속대학의 협정기관에 저작물의 제공 및 인터넷 등 정보통신망을 이용한 저작물의 전송·출력을 허락함.

동의여부 : 동의( ) 반대( )

2009년 12 월 11 일

저작자: 김 준 엽 (서명 또는 인)

조선대학교 총장 귀하