論文97-34S-6-10

Watkins-Johnson 컨버터의 동작특성 해석

(Operation Analysis of the Watkins-Johnson Converter)

安 泰 榮 *

(Tae-Young Ahn)

요 약

본 논문에서는 Watkins-Johnson 컨버터의 정상상태 및 동특성에 대한 상세한 해석을 하였으며, 그 결과는 다음과 같이 요약된다. (1) 컨버터의 연속모드와 불연속모드의 경계를 이루는 시비율 범위는 공유인덕터의 권선비에 의해 결정된다. 또한 연속모드에서는 정전압특성이 나타나고 불연속모드에서는 출력전류가 증가 함에 따라서 출력전압이 직선상태로 감소한다. (2) 연속모드의 경우, 전달함수는 좌반면에 영점을 갖는 2차의 전달함수가 된다. 특히 커패시터와 등가직렬저항으로 구성 되는 영점 때문에 시스템의 안정성을 개선 시키는데 도움을 준다. (3) 컨버터가 불연속모드에서 동작하는 경우, 전달함수는 모두 1차계의 함수가 된다. (4) 인덕터의 기생저항은 전달함수의 극점과 영점 구성에 큰 영향을 미치지 않는다.

Abstract

This paper analyzes the steady-state and dynamic characteritics of the Watkins -Johnson converter. The major contributions of this paper includ identification of the following characteristics unique to the Watkins-Johnson converter: (1) The output voltage of the conveter is nearly constant at the continuous conduction mode (CCM), and at discontinuous conduction mode (DCM) it decreses linerly as the output current increases. (2) The control-to-output transfer function is a second-order one with a left-half-plane (LHP) zero determined by the combination of the output capacitor and equivalent series resistor of the converter. This LHP zero siginificantly improves the stability of the converter. (3) The control-to-output transfer function reduces to a first-order one, as the converter moves from CCM to DCM. (4) The parastic resistance of the inductor does not cause any significant influence on poles and zeros of the the transfer function.

Ⅰ. 서 론

최근의 스위칭전원은 대용량 시스템에서 필요한 제반 기술 뿐만이 아니고, 소용량 및 극소용량에 적합한 회로방식의 개발이 절실히 요구되고 있다. 특히 밧데리를 입력으로하는 휴대형기기의 경우에는 고효율과 고신뢰성을 겸비하면서, 다양한 입출력전압 조건에 쉽게 대응 될 수 있는 회로방식이 필요하다. 비절연형 회로방식에서는 기본적으로 강압형 (Buck), 승압형 (Boost), 승강압형 (Buck-Boost) 회로가 있으며, 기본회로의 회로구성에 필요한 인덕터에서 여러개의 권선을 추가하여 출력을 구성하는 다출력회로도 가능하다는 잇점 때문에 널리 사용 되고 있다. 한편 최근 논의 되고 있는 Watkins-Johnson 컨버터는 입출력 전압특성과 회로구성 소자수가 강압형과 같으며, 공유 인덕터를 이용하여 다출력이 가능하다.

Watkins-Johnson 컨버터의 원형은 1966년 처음

* 正會員, 忠北大學校 電氣電子工學部

(School of Electrical and Electronics Eng., Chungbuk Univ.)

接受日字: 1997年5月2日, 수정완료일: 1997年6月10日

소개 되었고, 그후 1977년에 Watkins Johnson 사에서 통신위성용 TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) 전원의 기본회로로 채택하여 실용화 시켰으며, 그 연구결과는 문헌 [1] 에 보고 되었다. 문헌에서 소개된 컨버터는 입력전원에 에너지를 회생시키는 전류환류형 푸쉬풀 컨버터로 분류 되는 것으로써, 문헌 [2-4] 에서 정상상태 해석과 설계방법에 대해 자세하게 논의 되었다. 문헌에서 논의된 컨버터의 대표적인 특징은 다음과 같이 두 가지로 요약 된다. 첫째로 변압기의 편자현상이 없기 때문에 변압기의 이용효율과 신뢰성을 높일 수가 있으며, 둘째로 회로구성에서 인덕터를 포함하기 때문에 다출력 회로구성이 용이하다[5, 6]. 특히 문헌 [7-14] 에서는 전류환류형 푸쉬풀 컨버터의 동특성과 안정성을 포함한 상세한 해석이 이루워졌고, 그 결과 컨버터는 시비율에 대한 출력전압의 전달함수가 좌반면에 영점을 갖는 2차의 형태가 되기 때문에, 안정성이 우수하다는 것을 밝혔다.

최근 Note book PC 및 휴대형 통신기기 등의 소용량 전원에 적합한 새로운 회로방식의 연구가 활발히 진행 되고 있으며, 그 중에서 Watkins-Johnson 컨버터는 밧데리를 입력으로 하고 있는 비교적 소용량의 회로방식에 적합하다고 알려져 있다. 기본적으로 전류환류형 푸쉬풀컨버터는 입출력이 변압기를 중심으로 절연된 회로형태이며, 입출력이 절연 되지 않은 Watkins-Johnson 컨버터는 문헌 [1] 에서 에너지의 회생원리를 설명하기 위한 회로로 사용 되었다. 그 외의 문헌에서도 인덕터 전류연속모드에서 동작하는 간단한 부하특성만 보고 되었을 뿐이다. 하지만 컨버터 초기설계시 중요한 지침이 되는 내부 손실을 고려한 정상상태특성과 동특성의 대부분이 아직 보고 되어 있지 않았다. 특히 컨버터의 안정성에 직접적인 영향을 주는 것으로 알려진 출력측 필터용 커패시터의 등가직렬저항을 고려한 상세한 해석은 지금까지 밝혀져 있지 않았다[15].

본 논문에서는 Watkins-Johnson 컨버터의 인덕터 전류연속모드 및 불연속모드를 포함한 동작모드를 명확히 하였고, 상태공간 평균화법을 사용하여 인덕터의 내부저항과 커패시터의 기생등가저항을 포함한 정상상태특성과 동특성에 대한 상세한 해석을 하였다. 해석결과의 타당성을 입증하기 위해 해석결과는 실험결과와 비교 되었으며, 그 결과는 다음과 같이 요약 될 수 있다. 첫째, 정상상태의 해석 결과로 부터 전류연속 및 불연속 모드에서는 출력전류가 증가함에 따라 출력전압이 모두 직선상태로 감소한다. 둘째, 전류연속모드와 불연속모드의 경계를 이루는 시비율범위는 인덕터의 권선비에 의해 결정된다. 셋째, 전류연속모드에서 시비율에 대한 출력전압의 소신호 전달함수는 좌반면에 하나의 영점을 갖는 2차의 전달함수가 되며, 출력 커패시터의 등가직렬저항으로 구성되는 영점이 시스템의 안정성을 개선 시키는데 도움이 된다는 것을 알 수 있었다. 넷째, 인덕터의 등가저항은 전달함수의 극점과 영점 구성에 큰 영향을 미치지 않는다.

Ⅱ. Watkins-Johnson 컨버터

그림 1에 Watkins-Johnson 컨버터의 기본회로가 나타나 있다[15]. 기본회로에서 인덕터는 두 개의 권선이 한개의 코어를 공유하는 형태로 되어 있고, 또한 두 권선 모두 입력측에 연결 되어 있다. 그림 1의 컨버터는 인덕터전류의 상태에 따라 2개의 동작모드가 존재한다. 즉, 입력측 인덕터의 전류가 연속상태에서 동작하는 "인덕터 전류연속모드 (CCM: Continous conduction mode)"와 인덕터의 전류가 불연속상태에서 동작하는 "인덕터 전류불연속모드 (DCM: Discontinous conduction mode)"이다.

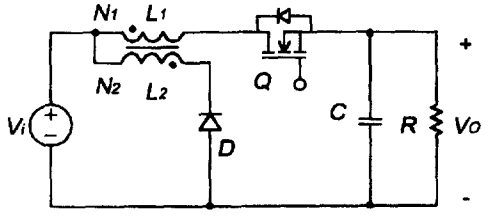


그림 1. Watkins-Johnson 컨버터의 기본회로
Fig. 1. Waltkins-Johnson Converter.

먼저 2개의 동작모드에 대한 동작설명과 해석을 간략화 시키기 위해서, 본 논문에서는 다음과 같은 가정을 하였다. 회로 내에서 사용 되는 반도체 스위치와 다이오드는 접합용량, 순전압강하 및 기생 인덕터를 포함하지 않는 이상적인 특성을 갖는 스위치로 간주한다. 출력 필터로 사용된 커패시터의 커패시턴스는 출력전압이 정전압원으로 동작 할 정도로 큰 값을 갖고 있으며, 공유결합 인덕터의 결합율은 1이다. 단, 공유인덕터에서 2개의 권선에 대한 권선저항은 두 개의 저항 r_1, r_2로 등가하였으며, 출력 커패시터의 등가직렬저항을 r_c

로 등가하였다. 그림 2에는 위의 가정을 고려한 등가회로가 나타나 있다. 또한 스위치는 외부에서 일정한 주기 T_s , 일정한 온 시비율 d_1과 오프 시비율 d_2 ($d_2+d_1=1$)로 제어 된다고 가정한다.

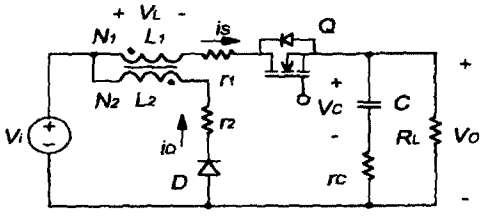


그림 2. 내부손실을 고려한 컨버터의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of the Watkins-Johnson converter.

Ⅲ. 정상상태해석

1. 전류연속모드

먼저 컨버터가 전류연속모드에서 동작하는 경우, 그림 2의 컨버터는 스위치 Q의 온 및 오프 상태에 따라 그림 3과 같이 2개의 등가상태로 나누어진다. 그림 4에는 스위치 상태에 따라 변화하는 컨버터 주요 부분의 전압 및 전류 파형을 나타 내었다. 먼저 컨버터가 그림 3 (a)처럼 스위치가 도통 되면, 전력은 입력으로 부터 인덕터 L_1을 통해 출력으로 전달됨과 동시에 리액터에는 에너지가 축적 된다. 또한 인덕터 L_1에 걸리는 전압 V_L은 입력전압 V_i와 출력전압 V_o을 제외한 전압이 걸리고, 인덕터에 흐르는 전류 i_s는 시간에 비례하며 스위치가 오프 상태가 되기 직전에 최대 값을 갖는다. 동시에 다이오드 D는 역바이어스 되면서 오프 상태가 된다. 한편, 스위치 Q가 오프 상태가 되면, 회로는 그림 3 (b)와 같은 등가회로가 되며, 스위치 온 상태에서 축적 되었던 리액터의 에너지는 2차권선을 통해 입력으로 전달 된다. 에너지가 입력측으로 회생 되면서 인덕터 전류는 감소하기 때문에 다이오드 D에 걸리는 전압은 정바이어스 되며, 온 상태가 된다. 이때 출력전압 V_o는 커패시터 C에 의해 공급된다.

Watkins-Johnson 컨버터가 전류연속모드에서 동작하는 경우의 정상상태 특성을 유도하기 위해 상태변수를 인덕터전류를 i_s , 커패시터전압을 v_c , 출력전압을 v_o 로 하고, 상태벡터를 $\boldsymbol{X}$라고하면, $\boldsymbol{X}$는 다음과 같이 표현된다[16, 17].

$$X=[i_s \quad v_c]^T \tag{1}$$

그림3의 등가회로로 부터 2개의 상태에 대한 상태방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt}X=A_1X+b_1V_i, \qquad v_o=c_1X \tag{2}$$

$$\frac{d}{dt}X=A_2X+b_2V_i, \qquad v_o=c_2X \tag{3}$$

단,

$$A_1=\begin{bmatrix} -\frac{r_1+\alpha r_C}{L_1} & -\frac{\alpha}{L_1} \\ \frac{\alpha}{C} & -\frac{\alpha}{CR_L} \end{bmatrix}, b_1=\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}, c_1=[\alpha r_c \alpha]$$

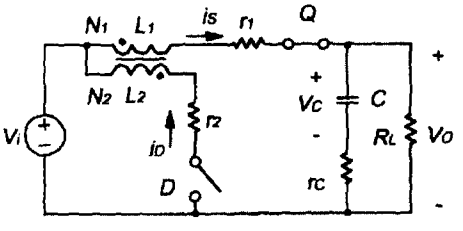
$$A_2=\begin{bmatrix} -\frac{r_2}{n^2}L_1 & 0 \\ 0 & -\frac{\alpha}{CR_L} \end{bmatrix}, b_1=\begin{bmatrix} \frac{1}{nL_1} \\ 0 \end{bmatrix}, c_2=[0 \quad \alpha]$$

$$\alpha=r_L/(R_L+r_c)$$

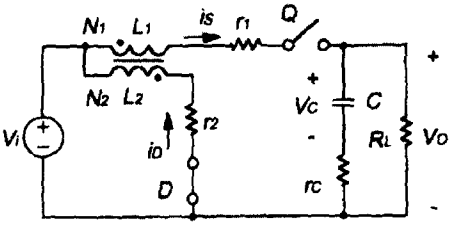
이다.

또한 n은 리액터의 권선비($n = N_2/N_1$)이다. 한편 상태평균화법에 의해 식 (2), (3)은 다음과 같은 상태평균화 방정식으로 근사 시킬 수 있다.

$$\frac{d}{dt}X=AX+bV_i \tag{4}$$



(a)



(b)

그림 3. 전류연속모드의 등가회로 (a) 상태 1 (SW:on, D:off) (b) 상태 2 (SW:off, D:on)
Fig. 3. Equivalent circuits for CCM operation (a) State 1 (SW:on, D:off) (b) State 2 (SW:off, D:on)

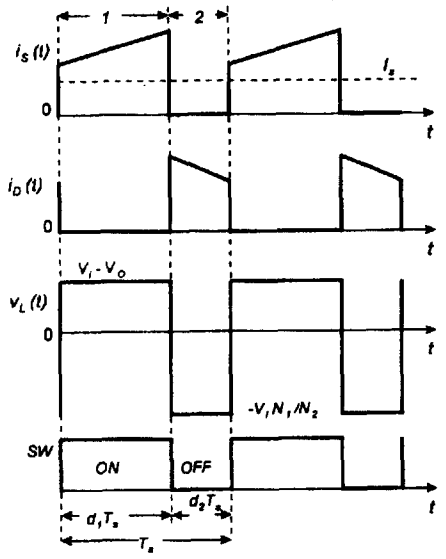


그림 4. 전류연속모드의 이론파형
Fig. 4. Theoretical waveforms for CCM operation.

정상상태에서는 다음 식과 같아진다.

$$\frac{d}{dt}X=0 \tag{5}$$

식 (4)와 (5)로 부터 정상상태에서의 컨버터 출력전압 V_o는 다음과 같이 구할 수가 있다.

$$V_0=V_i\left(1-\frac{d_2}{nd_1}\right)\frac{1}{\left(\alpha+\frac{Z_0}{R_L}\right)} \tag{6}$$

만약 $R_L \gg r_c$ 이면 $\alpha \fallingdotseq 1$ 이므로, 식 (6)은 다음과 같아진다.

$$V_0=V_i\left(1-\frac{d_2}{nd_1}\right)\frac{1}{\left(1+\frac{Z_0}{R_L}\right)} \tag{7}$$

단, $r=r_1d_1+r_cd_1+\frac{r_2d_2}{n^2}$, $Z_0=\frac{r}{d_1^2}$ 이다.

식 (7)에서 알 수 있는 것과 같이 내부손실을 고려한 출력전압의 부하특성은 내부저항 Z_o 에 의해 결정되며, 부하저항 R_L이 내부저항 Z_o 보다 커지게 되면 그 영향은 작아진다. 한편 출력전압 V_o 는 항상 영 보다 큰 값을 갖기 때문에, 식 (7)은 항상 영 보다 크다. 즉, 부하저항 R_L과 입력전압 V_i, 내부저항 Z_o 는 언제나 양의 값이므로, 식 (7)은 다음의 조건식을 만족해야한다.

$$1-\frac{d_2}{nd_1}>0 \tag{8}$$

식 (8)의 조건식에서 시비율의 관계식 ($d_2 + d_1 = 1$)을 대입하면, 컨버터의 정상상태 특성이 나타나는 최소 시비율 $d_{1(\min)}$ 을 다음 식과 같이 계산된다.

$$d_{1(\min)}>\frac{1}{n+1} \tag{9}$$

또한 출력전압의 리플율은 다음과 같이 계산 된다.

$$\frac{\Delta v_0}{V_0}=\frac{d_2T_s}{R_LC}\left(\alpha+\frac{Cr_c}{d_1d_2T_s}\right) \tag{10}$$

그림 5에는 전류연속모드에서 동작하는 컨버터의 실험파형이 나타나 있다. 또한 그림 6에서 Watkins-Johnson 컨버터가 전류연속모드에서 동작하는 경우, 시비율 변화에 대한 입출력전압비 V_o/V_i 를 보여 주고 있다. 그림 6에서 실선은 식 (7)로부터 계산한 이론값이고, 각 점은 실험값이다.

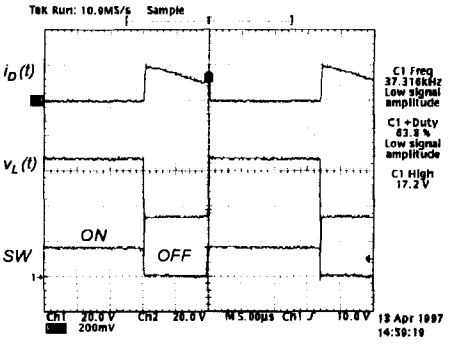


그림 5. 전류연속모드의 실험파형
Fig. 5. Experimental switching waveforms in the CCM.

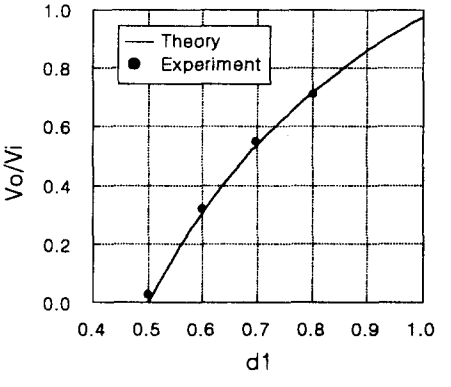


그림 6. 시비율변화에 대한 출력전압비
Fig. 6. Dutyratio vs. voltage ratio.
(f_s=55kHz, L_1=L_2=159uH, v_i=20V, n=1, r_1=0.1 Ω, r_2=0.7Ω, r_2=2mΩ)

권선비 n 이 1인 경우, 식 (9)의 경계조건으로 부터 정상상태 특성을 얻을 수 있는 최소시비율 $d_{1(\min)}$ 은 0.5 이며, 그림 9에서 확인 할 수 있다.

2. 전류불연속모드

다음으로 컨버터가 전류 불연속모드에서 동작하는 경우, 그림 2의 Watkins-Johnson 컨버터의 등가회로는 스위치 Q와 다이오드 D의 도통상태에 따라 그림 7과 같이 3개의 등가상태로 나누어진다. 그림에서 상태1과 상태2의 등가회로는 전류연속모드와 같이 설명 되며, 상태3이 되면 스위치 Q가 오프 되어 있는 기간 동안에 다이오드를 통하여 흐르던 전류 i_D 가 0이 된다. 이때는 다이오드와 스위치가 모두 개방상태가 된다. 그림 8에는 전류 불연속모드에서 컨버터가 동작하는 경우, 컨버터 주요 부분의 전압 및 전류 파형을 나타내었다.

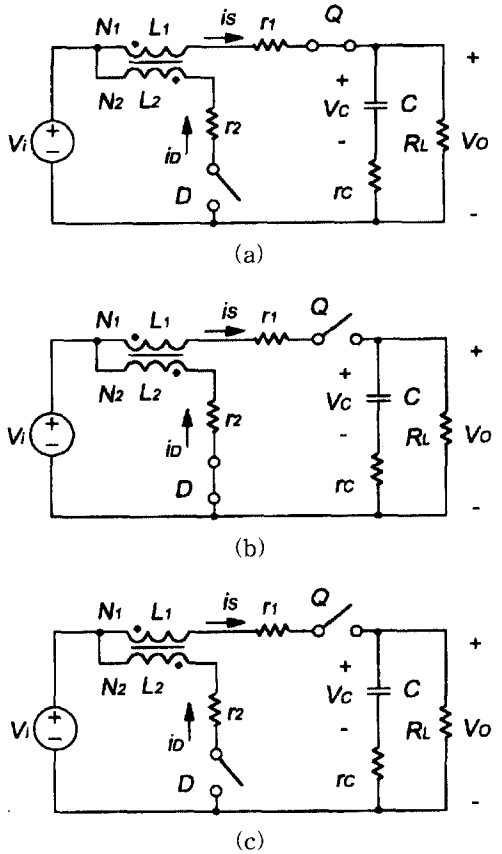


그림 7. 전류불연속모드의 등가회로 (a) 상태 1 (SW:on, D:off) (b) 상태 2 (SW:off, D:on) (c) 상태 3 (SW:off, D:off)

Fig. 7. Equivalent circuits for DCM operation (a) State 1 (SW:on, D:off) (b) State 2 (SW:off, D:on) (c) State 3 (SW:off, D:off)

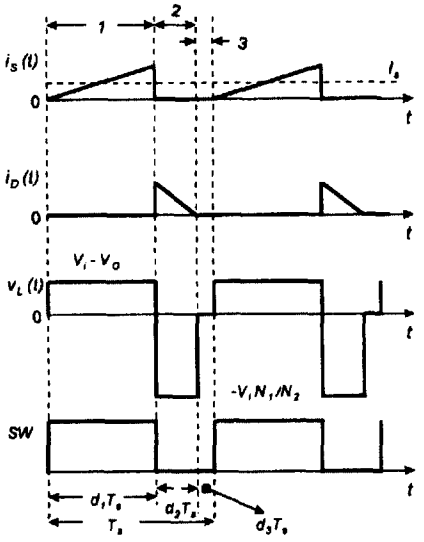


그림 8. 전류불연속모드의 이론파형

Fig. 8. Theoretical waveforms for DCM operation.

Watkins-Johnson 컨버터가 전류불연속모드에서 동작하는 경우, 각 상태에 대한 상태방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt}X = A_1 x + b_1 V_i, \quad v_0 = c_1 x \tag{11}$$

$$\frac{d}{dt}X = A_2 x + b_2 V_i, \quad v_0 = c_2 x \tag{12}$$

$$\frac{d}{dt}X = A_3 x + b_3 V_i, \quad v_0 = c_3 x \tag{13}$$

단, 상태벡터 $\boldsymbol{A_1}$, $\boldsymbol{A_2}$, $\boldsymbol{b_1}$, $\boldsymbol{b_2}$, $\boldsymbol{c_1}$, $\boldsymbol{c_2}$는 전류연속모드일 때와 같고, $\boldsymbol{A_3}$, $\boldsymbol{b_3}$, $\boldsymbol{c_3}$는 다음과 같다.

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{\alpha}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad b_3 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad c_3 = [0 \ \alpha]$$

컨버터가 전류불연속모드에서 동작하는 경우, 정상상태의 출력전압 V_o 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_0 = V_i\left(1 - \frac{d_2}{nd_1}\right) - I_0 Z_0 \tag{14}$$

단,

$$d_2 = \frac{2n^2 L_1 I_0}{T_s(nd_1 v_i + r_2 I_0)} \tag{15}$$

이며, 출력전압의 리플율은 다음과 같이 계산 된다.

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{T_s}{R_L C}\left(1 - \frac{d_1}{2}\right)^2 \tag{16}$$

한편, 전류연속모드와 불연속모드의 경계식을 구하기 위해 식 (7)은 다음 식과 같이 계산된다. 이때 계산식을 간단히 하기 위해서 내부저항 Z_o는 무시하였다.

$$d_1 = \frac{v_i}{V_i + n(V_i - v_0)} \tag{17}$$

식 (14)의 시비율 d_2의 관계식은 출력전류 I_o에 대한 관계식으로 바꿀 수 있고, 내부저항 r_2를 무시하면 다음 식과 같이 근사화 된다.

$$I_0 = \frac{v_i T_s}{2nL_1} d_1(1-d_1) \tag{18}$$

식 (16)의 시비율 d_1을 식 (17)에 대입하게 되면, 주어진 출력전압 V_o 에서 전류연속모드와 불연속모드의 경계가 되는 출력전류 I_o 를 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$I_0 = \frac{v_i^2 T_s}{2L_1} \frac{(V_i - v_0)}{[V_i + n(v_i - V_0)]^2} \tag{19}$$

그림 9에서는 불연속모드에서 동작하는 컨버터의 실험파형이 나타나 있다. 그림에서 스위치가 오프 되어 있는 기간에 전류 i_D 가 0으로 감소 되는 것을 확인 할 수 있고, 전류 i_D 가 0으로 된 후, 인덕터의 전압 v_L 도 0으로 감소하고 있다. 단, 인덕터의 전압 v_L 이 그림 8의 이론파형과 차이가 나는 것은, 그림 5의 등가회로에서 무시 되었던 MOSFET 스위치의 드레인 소스 사이의 기생커패시터 C_{oss} 와 인덕터 L_l 의 전압공진 때문이다.

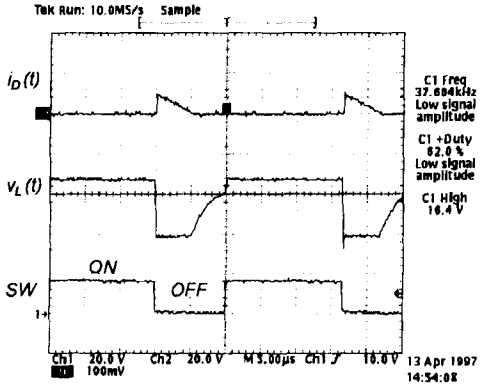


그림 9. 전류불연속모드의 실험파형
Fig. 9. Experimental switching waveforms in the DCM.

그림 10은 Watkins-Johnson 컨버터의 부하특성을 실험값과 이론값을 비교하여 나타내었다. 그림으로 부터 연속모드 구간에서는 부하전류 I_o에따라 출력전압이 거의 일정하게 유지 되는 정전압특성이 나타나고 있다. 반면, 출력전류가 감소하면 컨버터의 정상상태 특성은 불연속모드 구간으로 들어가고, 이 구간에서는 출력전압이 이상 상승하고 있다는 것을 알 수가 있다. 특히 불연속구간에서도 부하특성이 직선상태가 되며, 이 특성은 기존의 컨버터에서 나타나지 않았던 것으로, 흥미있는 특징이다. 또한 그림 10에서 점선은 전류연속모드와 불연속모드의 경계선을 나타내고 있으며, 식 (18)에서 얻은 이론값과 실험값이 일치하고 있다는 것을 확인 할 수 있다.

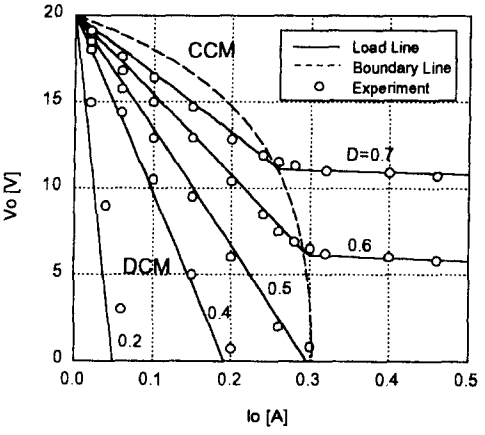


그림 10. 시비율변화에 대한 출력전압비
Fig. 10. Load characteristics of the converter.
(f_s=55kHz, L_1=L_2=159uH, v_i=20V, n=1, r_1=0.1 Ω, r_2=0.7Ω, r_2=2mΩ)

Ⅳ. 동특성해석

1. 전류연속모드의 동특성해석

Watkins-Johnson 컨버터가 연속모드에서 동작하는 경우, 시비율 d_1과 입력전압 v_i의 미소변동에 대한 출력전압 v_o의 동특성을 상태공간평균화법 [16, 17] 을 사용하여 해석하였다. 먼저 식 (2), (3)을 선형근사 시킨 후에 라플라스 변환 시키면, 다음과 같은 컨버터의 전달함수를 구할 수가 있다.

$$\frac{\Delta X^*(s)}{\Delta d_1^*(s)} \cong (sI-A)^{-1}[(A_1-A_2)X+(b_1-b_2)v_i] \tag{20}$$

$$\frac{\Delta X^*(s)}{\Delta V_i^*(s)} \cong (sI-A)^{-1} b_1 d_1 \tag{21}$$

다음으로 행렬 $\boldsymbol{H}$, $\boldsymbol{A}$, $\boldsymbol{b}$, $\boldsymbol{c}$를 다음과 같이 정의 하였다.

$$H=(A_1-A_2)x+(b_1-b_2)v_i=\begin{bmatrix}h_1\\h_2\end{bmatrix} \tag{22}$$

$$A=d_1A_1+d_2A_2=\begin{bmatrix}a_{11} & a_{12}\\a_{21} & a_{22}\end{bmatrix} \tag{23}$$

$$b=d_1b_1+d_2b_2=\begin{bmatrix}b_1\\b_2\end{bmatrix} \tag{24}$$

$$c=d_1c_1+d_2c_2=[\,c_1\;\;c_2] \tag{25}$$

식 (20), (21)로부터 각 미소 변화량 d_1, v_i 에 대한 출력전압 v_o 의 전달함수 $G_{vd}(s)$, $G_{vv}(s)$를 구하면 다음과 같다.

$$G_{vd}(s)=\frac{\Delta V_0(s)}{\Delta d_1(s)}=G_{vdo}\frac{\left(\frac{f_1}{f_2}s+1\right)}{\left(\frac{1}{a_2}s^2+\frac{a_1}{a_2}s+1\right)},\quad G_{vdo}=\frac{f_2}{a_2} \tag{26}$$

$$G_{vv}(s)=\frac{\Delta V_0(s)}{\Delta d_1(s)}=G_{vvo}\frac{\left(\frac{g_1}{g_2}s+1\right)}{\left(\frac{1}{a_2}s^2+\frac{a_1}{a_2}s+1\right)},\quad G_{vvo}=\frac{g_2}{a_2} \tag{27}$$

단, 식 (26), (27)의 각 계수는 다음과 같다.

$$a_1=-a_{11}-a_{22}=\frac{r}{L_1}-\frac{1}{r_LC} \tag{28}$$

$$a_2=a_{11}a_{22}-a_{12}a_{21}=\frac{1}{r_LC}\left(\frac{r}{R_L}+d_1^2\right) \tag{29}$$

$$g_1=c_1b_1+c_2b_2=\frac{r_cd_1^2}{L_1}\left(1-\frac{d_2}{nd_1}\right) \tag{30}$$

$$\begin{aligned}g_2&=c_1a_{12}b_2-c_1a_{22}b_1+c_2a_{21}b_1-c_2a_{11}b_2\\&=\frac{d_1^2}{L_1C}\left(1-\frac{d_2}{nd_1}\right)\left(\frac{r_c}{R_L}+1\right)\end{aligned} \tag{31}$$

$$\begin{aligned}f_1&=c_1h_1+c_2h_2\\&\frac{r_cd_1}{L_1}\left[\frac{V_0}{R_Ld_1}\left(\frac{r_2}{n^2}-r_1-r_c\right)-V_0+V_i\left(1+\frac{1}{n}\right)\right]\end{aligned} \tag{32}$$

$$\begin{aligned}f_2&=c_1a_{12}h_2-c_1a_{22}h_1+c_2a_{21}h_1-c_2a_{11}h_2\\&\approx\frac{d_1}{L_1C}\left(\frac{r_c}{R_L}+1\right)\left[\frac{V_0}{R_Ld_1}\left(\frac{r_2}{n^2}-r_1-r_c\right)-V_0+V_i\left(1+\frac{1}{n}\right)\right]\end{aligned} \tag{33}$$

한편, d_1 의 미소 변화량에 대한 출력전압 v_o 의 전달함수 식 (26)은 $R_L\gg r_c$ 의 조건에서 다음과 같이 정리된다.

$$G_{vd}(s)=G_{vdo}\frac{\left(\frac{s}{\omega_z}+1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+2\delta\left(\frac{s}{\omega_0}\right)+1} \tag{34}$$

단, 각 계수는 다음과 같다.

$$\omega_0\approx\sqrt{\frac{(1+Z_0/r_L)}{L_1C}}\approx\frac{d_1}{\sqrt{L_1C}} \tag{35}$$

$$\omega_z\approx\frac{1}{r_cC} \tag{36}$$

$$\delta\approx\frac{\sqrt{L_1C}(L_1+rR_LC)}{2d_1^3(R_L+Z_0)\sqrt{(1+Z_0/R_L)}} \tag{37}$$

식 (34)는 한 개의 영점을 갖는 2차의 전달함수라는 것을 알 수 있다. 특히 식 (36)의 전달함수의 영점은 출력필터용 커패시터 C 와 커패시터의 등가직렬저항 r_c 로 구성이 되며, s 평면의 좌반면에 존재한다는 것을 알 수 있다. 또한 식 (35)의 공진각속도 ω_o 는 $R_L\gg Z_o$ 의 조건에서 인덕터 L_1 과 커패시터 C 에 의해 주로 구성 된다는 것을 알 수 있다. 그림 11에서는 Watkins-Johnson 컨버터가 전류연속모드에서 동작하는 경우, 전달함수의 주파수특성을 실험값과 이론값을 비교하여 보여 주고 있다. 실험에서 사용 된 파라메터를 사용하여 식 (35) 및 (36)로 구성 되는 영점주파수 f_z 과 공진주파수 f_o 를 구하면 다음과 같다.

$$f_0\approx\frac{1}{2\pi\omega_0}\approx553Hz \tag{38}$$

$$f_z\approx\frac{1}{2\pi\omega_z}\approx398kHz \tag{39}$$

그림 11에서 DC이득은 공진주파수 f_o 까지는 일정하며, 이후의 주파수 부터는 -40dB/dec 로 이득이 떨어지는 것을 알 수가 있다. 한편 위상은 0° 에서 감소하기 시작하며 공진주파수 f_o 에서 -90도를 지나고, 주파수가 증가 할 수록 위상은 더욱 감소한다. 그러나 주파수가 커패시터 C 와 등가직렬저항 r_c 로 구성 되는 영점주파수 f_z 에 가까워 지면서 위상은 -180° 와 만나지 않고, -90° 로 다시 상승하게 된다는 것을 알 수 있다. 따라서 출력전압을 안정시키기 위해 부귀환 시스템을 구성하는 경우, 커패시터 C 와 등가직렬저항 r_c로 구성되는 영점 때문에 위상여유가 커지게 되며, 이러한 영점이 시스템의 안정성을 개선 시키는데 도움이 된다는 것을 알 수 있다. 그러나 인덕터 L_1, L_2 의 등가저항 r_1, r_2 는 전달함수의 극점과 영점 구성에 큰 영향을 미치지 않으며, 따라서 안정성과는 비교적 관련이 없다는 것을 알 수 있다.

2. 전류불연속모드의 동특성해석

Watkins-Johnson 컨버터가 전류불연속모드에서 동

작하는 경우, 시비율 d_1과 입력전압 V_i 및부하전류 R_L의 미소변동에 대한 출력전압 V_o의 동특성을 얻기 위한, 컨버터의 전달함수는 다음과 같이 구할 수 있다[13].

$$G_{vr}(s)=\frac{\Delta v_0(s)}{\Delta R_L(s)}=\frac{V_0}{R_L}\frac{1}{\left(\frac{d_1}{d_2}-\frac{1}{n}+1\right)+R_LC_s} \quad (40)$$

$$G_{vd}(s)=\frac{\Delta v_0(s)}{\Delta d_1(s)}=\frac{V_0}{d_1}\left(1+\frac{1}{n}\right)\frac{1}{\left(\frac{d_1}{d_2}-\frac{1}{n}+1\right)+R_LC_s} \quad (41)$$

$$G_{vv}(s)=\frac{\Delta v_0(s)}{\Delta V_i(s)}=\left(\frac{d_1}{d_2}-\frac{1}{n}\right)\frac{1}{\left(\frac{d_1}{d_2}-\frac{1}{n}+1\right)+R_LC_s} \quad (42)$$

단,

$$d_2=\frac{F}{d_1}\frac{1}{\left(1+\frac{F}{nd_1^2}\right)} \quad (43)$$

$$F=\frac{2L_1}{R_LT_s} \quad (44)$$

이다.

식 (40), (41), (42)의 전달함수는 모두 1차계의 함수가 되며, 과도응답의 시정수가 커지게 되기 때문에 전류연속모드에 비해 응답이 늦어진다는 것을 알 수가 있다. 특히 시비율 d_1의 미소변동에 대한 출력전압 V_o의 전달함수 G_{vd}(s)의 주파수특성을 실험값과 이론값을 비교하여 그림 12에 나타 내었다. 그림으로부터 실험치는 전류연속모드에 비해 오차가 다소 존재한다는 것을 알 수 있다. 이것은 그림 10의 컨버터의 부하특성에서 알 수 있듯이, 불연속모드 구간에서는 작은 시비율의 변화가 큰 전압의 변동을 발생하기 때문이다. 그림 11과 그림 12에서 Watkins-Johnson 컨버터가 전류연속모드 및 전류불연속모드에서 동작하는 경우의 동특성에 대한 해석의 타당성을 확인 할 수 있었다.

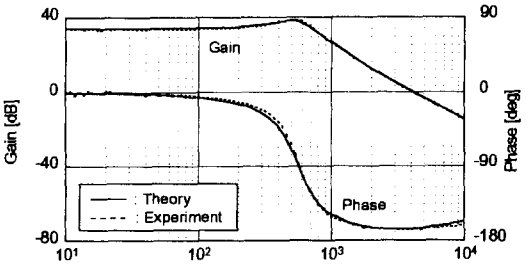


그림 11. 전류 연속모드에서의 주파수특성
Fig. 11. Frequency responses for the CCM operation. (V_i=20V, V_0=7.5V, d1=0.62, I_0=500mA, f_s=55kHz, L_1=159uH, C=200uF, n=1, r_1=0.1Ω, r_2=0.7Ω, r_2=2mΩ)

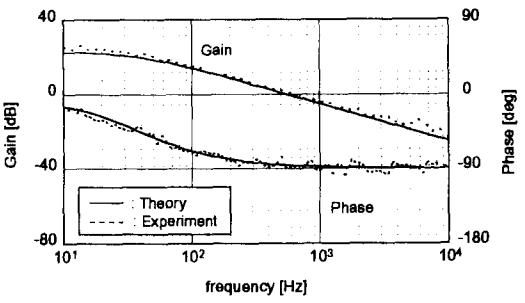


그림 12. 전류 불연속모드에서의 주파수특성
Fig. 12. Frequency responses for the DCM operation. (V_i=20V, V_0=17.5V, d1=0.62, I_0=200mA, f_s=55kHz, L_1=159uH, C=200uF, n=1, r_1=0.1Ω, r_2=0.7Ω, r_2=2mΩ)

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 연구에서 밝혀지지 않았던 Watkins-Johnson 컨버터의 인덕터 전류연속모드 및 불연속모드를 포함한 동작모드를 명확히 하였고, 인덕터의 내부저항과 커패시터의 기생저항을 포함한 정상상태 및 동특성에 대한 상세한 해석을 하였으며, 그 결과는 다음과 같이 요약된다.

(1) 컨버터의 부하특성을 그림으로 나타내었고, 전류연속 및 불연속모드의 경계를 함께 표시하였다. 그 결과 연속모드와 불연속모드의 경계를 이루는 시비율 범위는 공유인덕터의 권선비에 의해 결정되며, 연속모드에서는 정전압특성이 나타나고 불연속모드에서는 출력전류가 증가 함에 따라서 출력전압이 직선상태로 감소하였다. 이러한 특성은 기존의 회로방식에서는 나타나지 않았던 것으로서 흥미 있는 특징이다.

(2) 컨버터가 연속모드에서 동작하는 경우, 시비율의 미소변동에 대한 출력전압의 소신호 전달함수는 s 평면의 좌반면에 영점을 갖는 2차의 전달함수가 된다. 특히 출력전압을 안정시키기 위해 부귀환 시스템을 구성하는 경우, 커패시터와 등가직렬저항으로 구성 되는 영점 때문에 위상여유가 커지게 되며, 이러한 영점이 시스템의 안정성을 개선 시키는데 도움을 준다.

(3) 커패시터의 기생저항이 시스템의 안정성과 밀접한 연관이 있는 것과 대조적으로, 인덕터의 기생저항은 전달함수의 극점과 영점 구성에 큰 영향을 미

치지 않는다.

(4) 컨버터가 불연속모드에서 동작하는 경우, 전달함수는 모두 1차계의 함수가 된다. 따라서 과도상태에서는 시정수가 커지게 되기 때문에 응답속도가 늦어진다.

특히 (3), (4)항으로부터 Watkins-Johnson 컨버터를 안정된 시스템으로 구성하기 위한 기본 설계에 도움을 줄 수 있을 것이라 사료된다. 또한 본 논문에서 논의 된 정상상태특성 및 동특성의 해석결과는 실험에 의해 비교 되었고, 그 결과 해석결과에 대한 타당성을 확인 할 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] Philip M. Cowett, Jr., "Switching-regulated DC-to-DC converter", *U.S. Patent* 4,190, 883, Feb. 26, 1980.

[3] 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.

[4] 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.

[5] T.Y. Ahn, H.J. Kim, Y.J. Lee, K. Harada, " The multiple-output DC-DC converter using the current-fed converter", *Proceeding of JTC-CSCC '89*, pp. 399-404, 1989.

[6] 安 泰榮, 原田 耕介, 金 熙峻, "電流形多出力コンバータの解析", *電子情報通信學會論文誌*, B-I Vol. J76-B-I No.4 pp.372-381, 1993年 4月.

[7] 原田 耕介, 金 熙峻, "プッシュプル電流形DC-DCコンバータの解析", *信學論(C)*, J65-C, 12, pp. 991-996, 1982.

[8] 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.

[9] Thottuvelil V. J., Wilson T. G. and Owen H. A. Jr., " Small-signal modeling of a push-pull current-fed converter", *IEEE PESC*, pp. 9-22, 1983.

[10] Satoshi Ohtsu, Katsuhito Yamamoto, " Operating mode analysis of high efficiency Push-pull current-fed converter", *PE85-51, IEICE* , pp. 61-67, 1988.

[11] Vatche Vorperian, " The charge-controlled PWM switch", *IEEE PESC*, pp. 533-542, 1996.

[12] Grover V. Torrico Bascope and Ivo Barbi, " Isolated Flyback current fed Push pull converter for power factor correction", *IEEE PESC*, pp. 1184-1190, 1996.

[13] Peter Mantovanelli Barbosa and Ivo Barbi, " Inga converter : a new single switch Flyback current fed topology", *IEEE APEC*, pp. 843-849, 1996.

[14] J. Albrecht, J. Young and W. A. Peterson, " Boost-buck Push-pull converter for very wide input range single stage power conversion", *IEEE APEC*, pp. 303-308, 1995.

[15] 安 泰榮, 原田 耕介, M. Shoyama, "Watkins-Johnsonコンバータの動作特性", *平成 4年度 電氣關係學會 九州支部 聯合大會 論文集*, 318, 1992.

[16] S. Ang, " Power switching converter", *Marcel Dekker*, 1995.

[17] 原田 耕介, 二宮 保, 顧 文建, "スイッチングコンバータの基礎", *コロナ社*, 1992.

저 자 소 개

安 泰 榮(正會員) 第 34卷 S編 第 1號 參照

현재 충북대학교 전기전자공학부

전임강사