

전기자동차 응용을 위한 DC-DC 컨버터의 설계 및 제어

강정일, 노정욱*, 이성세, 문건우, 윤명중
한국과학기술원, 삼성전자*

Design and control of a DC-DC converter for electric vehicle applications

Jeong-il Kang, Chung-Wook Roh*, Gun-Woo Moon, Sung-Sae Lee, Myung-Joong Youn
Korea Advanced Institute of Science and Technology, Samsung Electronics Co., LTD*

ABSTRACT

In the fuel-cell electric vehicle system, the low-voltage output of unit fuel-cell demands a number of cells to be stacked in series to produce a DC link voltage which is high enough to drive the vehicle inverter system. However, this increases the complexity of the fuel-cell control system. This paper presents a design of high-efficiency boost converter employing the average current-mode control, which is able to convert a low voltage of a fuel-cell generator with a small number of unit cells to a stable and high DC link voltage for electric vehicle applications.

1. 서 론

최근 환경문제에 대한 관심이 커짐에 따라 기존의 화석연료 자동차를 대체할 저공해 교통수단으로 복합형(hybrid) 전기자동차, 연료전지(fuel-cell) 전기자동차, 열전기(thermoelectric) 전기자동차 및 이들이 혼합된 형태의 다양한 전기자동차가 제안되었다^[1-5]. 이들 중, 연료전지 전기자동차가 많은 관심을 끌고 있는데, 이는 연료전지의 공해가 없고 효율이 높으며 응답이 빠르고 전력밀도가 충분히 높아 전기자동차 응용에 적합한 특성 때문이다^[4, 7]. 그러나, 단위 연료전지의 전압이 0.7V정도로 매우 낮기 때문에 다수의 전지를 직렬로 연결하여 사용해야하는데, 이 경우 연료전지의 제어장치가 복잡해지는 문제가 있다^[6]. 또한, 연료전지의 특성상 출력전류가 증가함에 따라 출력전압이 낮아지는 문제도 있다^[8,9]. 따라서, 보다 적은 개수의 단위전지로 구성되는 연료전지의 낮은 전압을 차량 인버터를 구동할 수 있는 높은 안정된 직류 링크전압으로 바

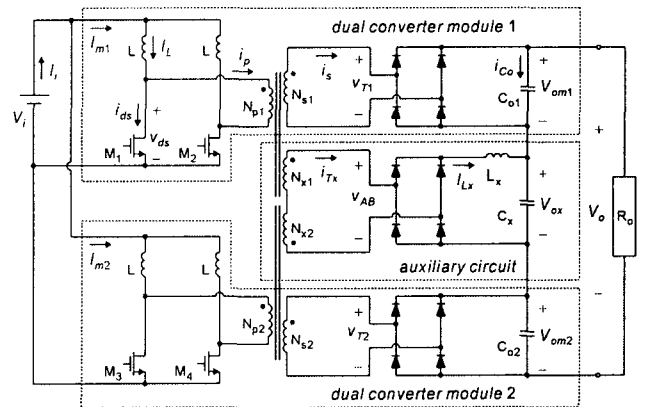
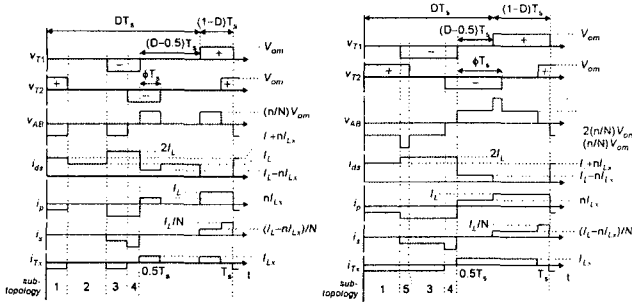


그림 1 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 회로도
Fig. 1 Circuit diagram of phase-shifted parallel-input/series-output dual converter

꾸어 주는 승압형 컨버터를 적용할 필요가 있다. 이와 같은 응용에 적합한 컨버터로 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터가 제안된 바 있다^[10-13]. 그림 1에 보인 이 컨버터는 일정한 시비율로 동작하는 두 개의 듀얼컨버터와 보조회로로 구성되며 모듈간의 위상이 제어 입력이 된다. 본 논문에서는 이 컨버터의 동작과 특성을 간단히 되짚어보고, 연료전지 전기자동차의 응용을 위하여 50kHz, 400-1200W, 입력 18-30Vdc, 출력 310Vdc 사양에 대해 설계기준을 제시하는데, 현존하는 전기자동차와의 호환성을 위하여 정상 입력전압은 24Vdc로 하였다. 또한, 컨버터를 구동하기 위한 구동회로 및 출력전압 규제를 위한 평균전류 제어기를 설계하고, 실험결과를 통하여 그 동작 및 설계의 타당성을 검증한다.

2. 컨버터 동작 및 특성^[10-13]

위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터의 동작조건에 따른 주요 동작 파형을 그림 2에 보이고 있다. 각각 N_{s1} 과 N_{s2} 로 표시된 보조권선은 $U_{AB}=U_{T1}-U_{T2}$ 가 되도록 연결되었다. 즉, $\phi=0$ 인 경우, 각 보조권선에는 위상과 모양이 완전히 일치하는 전압이 발생하여 U_{AB} 는 0이 되고 보조



(a) $D > 0.75$ and $\phi < 1-D$,
or $D < 0.75$ and $\phi < D-0.5$ (b) $D < 0.75$
and $D-0.5 < \phi < 1-D$

그림 2 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터의 동작 파형
Fig. 2 Operating waveforms of phase-shifted parallel-input/series-output dual converter

회로의 출력 전압 V_{ox} 역시 0이 된다. $\phi \neq 0$ 인 경우, 각 모듈의 변압기 2차 전압의 위상이 일치하지 않기 때문에 상쇄되지 않고 남은 전압의 파형이 그림 2(a)에 보인 바와 같이 v_{AB} 에 나타나게 된다. 이 파형은 정류-평활되어 ϕ 에 비례하는 V_{ox} 를 낸다. 단, ϕ 가 증가하여 $1-D$ 에 이르면 변압기의 2차 측 전압 파형이 상쇄되는 구간이 더 이상 생기지 않아 ϕ 가 더욱 증가하여도 V_{ox} 는 더이상 증가하지 않는다. 한편, 시비율이 0.75보다 큰 경우에는 그림 2(b)에 보인 바와 같이 서로 반대 극성의 변압기 2차 전압이 겹치는 구간이 생겨 v_{AB} 의 파형이 계단형으로 나타난다. 이 경우에도 여전히 ϕ 가 $1-D$ 에 이르지 않는 한 V_{ox} 는 연속적으로 ϕ 에 비례하여 변화한다. v_{AB} 의 파형의 넓이를 구하여 다음과 같이 V_{ox} 의 식을 얻을 수 있다.

$$V_{ox} = 4 \frac{n}{N} V_{om} \min\{\phi, 1-D\} \quad (1)$$

여기서, N 은 2차/1차의 권선 비이고, n 은 3차/1차의 권선 비를 나타내며, V_{om} 은 각 모듈의 출력전압이다.

스위치의 도통저항 R_{ds} 를 고려한 경우 제안된 컨버터의 승압비는 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(2N+4n\phi)/(1-D)}{1 + \left\{ 8n^2\bar{\phi} + (3-2D)\left(\frac{N+2n\phi}{1-D}\right)^2 \right\} x} \quad (2)$$

여기서, $\kappa=R_{ds}/R_o$, $\bar{\phi}=\min\{\phi, D-0.5\}$ 이다. R_{ds} 에 의한 2차 효과를 제외하면 식 (2)는 제어입력 ϕ 에 대해 선형이다. 따라서, 궤환보상을 할 경우 동작조건에 무관하게 균일한 정상상태 추종성능을 보이게 된다. 한편, 제안된 컨버터는 종래의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터에 비해 낮은 시비율로 동작하므로 같은 입출력 조건에서 약간 높은 스위치 실효전류를 보이지만, 모듈의 출력전압에 비례하는 스위치 전압스트레스는 제안된 컨버터의 경우 일정하고 낮아 보다 작은 내압과 R_{ds} 를 가지는

스위칭 소자를 사용하여 효율을 높일 수 있다. 그 밖에, 제안된 컨버터는 출력 커패시터의 실효전류가 낮고, 입력전류 및 출력전압의 맥동이 작은 장점이 있다. 또한, 제어입력에서 출력전압으로의 대역폭이 넓어 빠른 응답 속도를 보이며, 우반평면영점이 감쇄비가 큰 고주파 대역에 있어 그 영향을 거의 받지 않는 특성이 있다.

3. 컨버터의 설계

3.1 전력단 설계

연료전지 전기자동차 응용을 위한 제안된 컨버터의 사양을 50kHz, $800 \pm 400W$, $24 \pm 6Vdc$ 입력, 310Vdc 출력으로 설정하였다. 정상 입력전압은 현존하는 전기자동차와의 호환성을 위해 24V로 하였다.

먼저, 효율조건을 맞추기 위하여 R_{ds} 를 가장 지배적인 손실요소로 가정하여 (2)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\eta = \left[1 + \left\{ 8n^2\bar{\phi} + (3-2D)\left(\frac{N+2n\phi}{1-D}\right)^2 \right\} x \right]^{-1} \quad (3)$$

식 (3)은 $\phi=\phi_{max}$, $R_o=R_{o,min}$ 일 때에 $\eta_{min}=0.85$ 보다 커야한다. 즉,

$$\eta_{min} = \eta(\phi=1-D, x=R_{ds}/R_{o,min}) > 0.85 \quad (4)$$

식 (2)와 입력전압범위의 사양으로부터 다음과 같이 보조권선을 위한 조건식을 얻을 수 있다.

$$V_{i,max} < V_o \left(\frac{2N}{1-D} \eta_{max} \right)^{-1} \quad (5)$$

$$V_{i,min} > V_o \left\{ \left(\frac{2N}{1-D} + 4n \right) \eta_{min} \right\}^{-1} \quad (6)$$

이 두 식에 $\eta_{min}=0.85$, $\eta_{max}=1$ 을 대입하여 $n=0.85$ 를 구할 수 있다. D 와 N 은 식 (4)를 만족시키는 한 다소 임의적으로 선택할 수 있는데, 이 논문에서는 듀얼컨버터 모듈의 승압 역할이 변압기와 스위치-인덕터 회로 사이에 대략 2:3의 비율로 분담되도록 다음과 같이 결정한다.

$$N:(1-D)^{-1} = 2:3 \quad (7)$$

이로부터 구해진 $D=0.65$ 와 $N=1.8$ 을 식 (4)에 대입하면, $\eta_{min}=0.85$ 을 만족시키기 위해 $R_{ds} < 88m\Omega$ 의 조건이 얻어진다. IRF series의 소자를 사용하는 경우, $BV_{dss}=200V$, $R_{ds}=85m\Omega$ 인 IRFP250이나 그보다 낮은 R_{ds} 의 소자를 사용할 수 있다. 설계된 D 와 N 을 이용하면, 최대 입력전압 $V_i=30Vdc$ 에서 약 80V의 스위치 전압스트레스를 보이게 되므로 $BV_{dss}=100V$, $R_{ds}=55m\Omega$ 인 IRFP150을 사용할 수 있다.

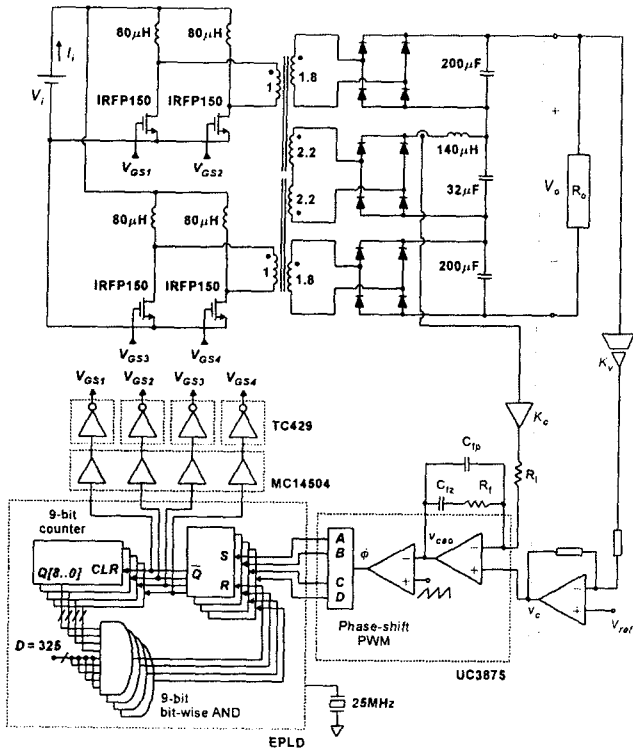


그림 3 제안된 컨버터의 전체 시스템 구성도
Fig. 3 Overall schematic of proposed converter

보조회로의 인덕터는 항상 연속전류모드를 유지하도록 다음 식을 이용해서 설계할 수 있다.

$$4 \frac{n}{N} \phi \frac{V_{om}}{L_x} T_s \max \{1 - D - \phi, D - 0.5 - \phi\} < 2I_{o, \min} \quad (8)$$

$R_{o, \max} = 240\Omega$ 을 대입하면 $L_x > 129\mu\text{H}$ 를 얻을 수 있다. 따라서, $L_x = 140\mu\text{H}$ 로 결정한다. 부스트 인덕터 L 은 전원에서부터 유입되는 전류의 맥동이 최저 동작전류의 50%이하가 되도록 설정하면 다음과 같은 관계식이 얻어진다.

$$2V_i(2D-1)T_s/L < 0.5I_{i, \min} \quad (9)$$

더불어, 최대 입력전압, 최소 부하조건에서 각 듀얼컨버터 모듈의 연속전류모드 동작이 보장되도록 하면 다음의 관계식이 얻어진다.

$$V_{i, \max} DT_s/L < 2I_{L, \min} \quad (10)$$

식 (9)와 (10)에서 $L > 59\mu\text{H}$ 를 얻어, $L = 80\mu\text{H}$ 로 한다.

커패시터 C_o 와 C_x 는 컨버터의 동특성을 고려하여 설계한다. 아래의 식 (11)은 제안된 컨버터의 소신호 모델이다^[11]. 행렬 A_{11} 과 A_{22} 는 각각 듀얼컨버터 모듈과 보조회로의 동특성을 지배하는데, 이 두 행렬로부터 모듈과 보조회로의 근사적인 자연주파수를 구할 수 있다. 출력 전압의 변동이 보조회로에 지배되도록 하기 위하여 A_{11} 과 A_{22} 의 자연주파수의 비가 6 이상이 되도록 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$C_o/C_x > 4.8 \quad (12)$$

따라서, $C_o = 200\mu\text{F}$, $C_x = 32\mu\text{F}$ 으로 선정한다.

3.2 제어기 설계

앞 절에서 설계된 전력단을 다음 그림 3에 보인 바와 같이 구동회로 및 제어회로를 설계하여 구성한다. 제어기의 내부 전류루프를 설계하기 위해 식 (11)의 모델을 이용하는데, 보조회로의 응답이 모듈의 응답에 비해 매우 빠르므로 다음과 같이 A_{22} 로 식 (11)을 근사할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lx} \\ \hat{v}_{ox} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{8n^2 R_{ds} \phi}{L_x} & -\frac{1}{L_x} \\ \frac{1}{C_x} & -\frac{1}{R_o C_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lx} \\ \hat{v}_{ox} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4nV_{om}}{NL_x} - \frac{8n^2 R_{ds} I_{Lx}}{L_x} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{\phi} \quad (13)$$

내부 전류루프는 다음과 같은 소신호 전달함수를 가지는 극점 2개, 영점 1개의 보상기를 사용한다^[14,15].

$$H(s) = \frac{K(1+s/\omega_z)}{s(1+s/\omega_p)} \quad (14)$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{om} \\ \hat{i}_{Lx} \\ \hat{v}_{ox} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{om} \\ \hat{i}_{Lx} \\ \hat{v}_{ox} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \hat{\phi} = \begin{bmatrix} \frac{(3-2D)R_{ds}}{L} & \frac{1-D}{NL} & 0 & 0 \\ \frac{2(1-D)}{NC_o} & \frac{2}{R_o C_o} & \frac{2n\phi}{NC_o} & \frac{1}{R_o C_o} \\ 0 & \frac{4n\phi}{NL_x} & -\frac{8n^2 R_{ds} \phi}{L_x} & \frac{1}{L_x} \\ 0 & \frac{2}{R_o C_x} & \frac{1}{C_x} & -\frac{1}{R_o C_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{om} \\ \hat{i}_{Lx} \\ \hat{v}_{ox} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{2nI_{Lx}}{NC_o} \\ 0 & \frac{4nV_{om}}{NL_x} - \alpha \frac{8n^2 R_{ds} I_{Lx}}{L_x} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{\phi} \quad (11)$$

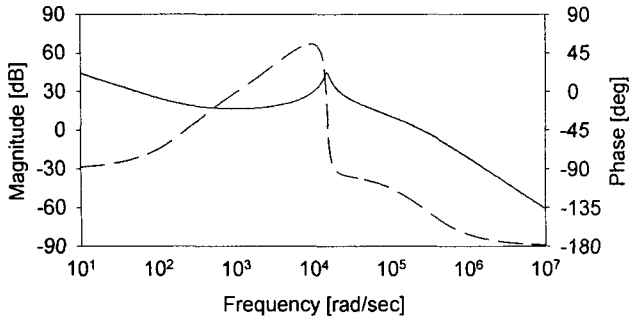


그림 4 전류 루프 소신호 전달함수의 주파수 응답
Fig. 4 Frequency responses of small-signal current loop transfer function

$$\omega_z = \frac{1}{R_f C_{fz}}, \omega_p = \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}}, K = \frac{R_f}{R_l} (\omega_p - \omega_z) \frac{\omega_z}{\omega_p}$$

이다. 극점 ω_p 는 고주파 스위칭 맥동을 줄이는 역할을 하는 것으로 스위칭 주파수 근처에 위치하도록 하며, 영점은 충분한 위상여유와 저주파 이득을 보장하기 위해 전력단 필터 공진 주파수보다 아래에 위치하도록 한다. 이와 같이 설계된 내부전류 보상기의 영점과 극점은 $\omega_z = 6 \times 10^3 \text{ rad/s}$, $\omega_p = 251 \times 10^3 \text{ rad/s}$ 와 같다.

한편, 제어기의 적분기 이득 K 는 저고조파 발진(sub-harmonic oscillation)을 피하기 위해 제어기 출력이 PWM 삼각파의 기울기보다 작도록 설계하는데^[15], 스위칭 주파수에서 식 (14)의 값이 약 $R_f/2R_l$ 이 되므로, 여기에 감지된 전류의 기울기를 곱하여 다음과 같은 조건식을 얻을 수 있다.

$$\frac{R_f}{2R_l} \frac{V_{\alpha, \max}}{L_x} K < f_s V_{\text{ramp}} \quad (15)$$

여기서, V_{ramp} 는 PWM 비교기에 인가되는 삼각파의 크기로 본 논문에서 제작된 회로에서는 3.4V로 조정되었고, K_c 는 전류 센서의 이득인데, 컨버터의 과도 상태에서 약 $2I_{Lx}$ 의 전류를 PWM 칩의 내부 증폭기의 입력 범위에 수용할 수 있도록 0.6으로 설계하였다. 한편, 전류 루프의 안정성을 위해 최소한 45도의 전류루프 위상여유를 확보하기 위한 K 의 조건도 필요하다. 보상기 출력 v_{caw} 에서 ϕ 로 이르는 변조기 이득 0.13과 식 (13)의 전달함수, 보상기의 전달함수, 그리고 전류센서 이득을 모두 곱해 전류루프 전달함수를 구할 수 있다. 그림 4는 $K=4300$ 일 때의 전류 루프의 주파수 응답으로 실선은 이득응답, 파선은 위상응답이며, 45도의 위상 여유를 확인할 수 있다. 따라서 K 는 이 값보다 작게 설계되어야 한다. 이와 같은 모든 조건을 만족하도록 최종적으로 $R_f=3\text{k}\Omega$, $R_l=12\text{k}\Omega$, $C_{fz}=67\text{nF}$, $C_{fp}=1.3\text{nF}$ 로 설계한다.

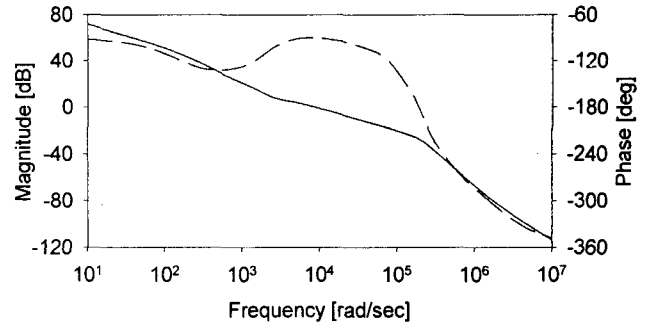


그림 5 전압루프 소신호 전달함수의 주파수 응답
Fig. 5 Frequency responses of small-signal voltage loop transfer function

제안된 컨버터의 외부 전압루프를 위해서는 간단한 비례적분(PI) 보상을 설계한다. 전압센서의 이득은 0.013으로 설계하였다. 전압제어기는 컨버터의 과도 응답 시, 각 모듈로부터 발생하는 저주파의 전압 유동을 $v_{\alpha x}$ 를 적절히 제어하여 보상하여야 한다. 제안된 회로의 전압루프는 감쇄비가 아주 큰 $1.8 \times 10^6 \text{ rad/s}$ 지점에 우반평면영점을 가지고 있어, 그 영향을 무시한 채 높은 이득과 넓은 대역폭을 가지는 안정된 보상을 설계할 수 있다.

제어기의 영점과 적분이득을 각각 10^3 rad/s 와 22×10^3 로 설계하면 90도의 위상여유를 확보할 수 있으며 충분히 높은 저주파 이득도 얻을 수 있다. 그림 5는 설계된 전압루프의 소신호 주파수 응답을 보이고 있다.

4. 실험 결과

제안된 컨버터의 설계의 타당성을 검증하기 위해 5kHz, 400-1200W, 310Vdc 출력, 18-30Vdc 입력 사양의 시작품을 그림 3에 보인 것과 동일하게 구현하였다. 그림 7은 $v_i=24\text{Vdc}$ 인 경우의 주요 전압 및 전류 파형으로 이론적인 동작 파형과 일치한다. 그림 8은 400W에서 1200W 사이의 전부하 변동을 가했을 때의 과도응답을 나타낸 파형으로 설계된 제어기가 효과적으로 동작하고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 설계된 컨버터의 효율 측정 곡선으로, 85%의 기대 효율을 웃도는 효율을 보이고 있다. 이는 기대 효율을 얻을 수 있는 임계치보다 작은 도통 저항의 소자를 사용하였기 때문에 얻은 결과이다.

5. 결론

연료전지는 그 단위전지의 전압이 매우 낮아, 전기자동차에 응용할 경우 수많은 단위전지를 직렬로 연결해야 하는데, 이 경우 연료전지 제어장치의 복잡성이 증가하는 문제가 있다. 본 논문에서는 적은 수의 단위전지만으로 전기자동차의 인버터를 구동할 수 있을 정도로 높은 안정된 직류링크 전압을 만들어낼 수 있는 고성능 부스

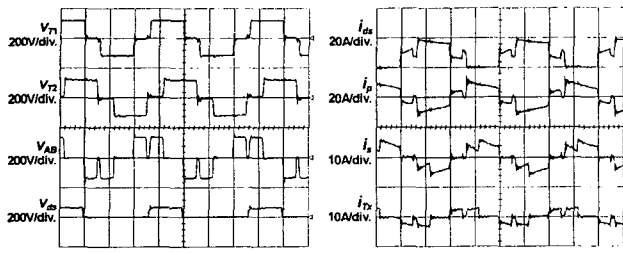


그림 6 설계된 컨버터의 정상상태 동작 파형 (5 μ s/div)
 Fig. 6 Operating waveforms of designed converter (5 μ s/div)

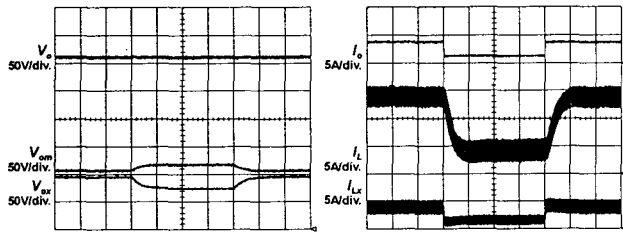


그림 7 설계된 컨버터의 전부하 변동시 응답파형 (2ms/div)
 Fig. 7 Transient waveforms of designed converter under full load variations (2ms/div)

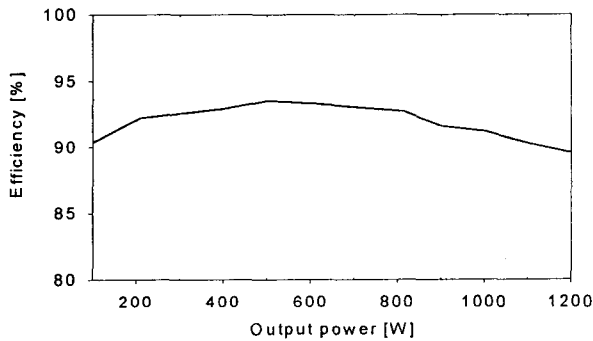


그림 8 설계된 컨버터의 효율 측정 곡선
 Fig. 8 Measured efficiencies of proposed converter

트 컨버터를 제시하였고, 이 컨버터의 동작 및 특성을 살펴보았으며, 효율 85% 이상, 18-30Vdc 입력 및 310Vdc 출력 사양을 가지는 50kHz, 400-1200W 컨버터에 대해 자세한 설계기준을 제시하였다. 또한, 제안된 컨버터를 위한 적절한 구동회로를 제안하였고, 출력전압의 규제를 위해 평균전류 제어를 설계하였다. 그리고, 실제 실험결과를 통해 전력회로, 구동회로 및 제어회로의 설계가 타당함을 확인하였다. 승압비가 높고 효율이 높으며 우수한 동특성을 갖는 제안된 컨버터를 연료전지 전기자동차에 응용하면, 연료전지 발전기의 구조를 간단히 하여 그 신뢰도를 높이는 효과를 얻을 수 있다.

참 고 문 헌

[1] F. A. Wyczalek, "Hybrid electric vehicles: year 2000 status," IEEE Aerospace and Electronics Systems

Magazine, vol. 16, no. 3, Mar. 2001, pp. 15-19.

[2] D. B. Hamilton, "Electric propulsion power system - overview," IEEE Power Electronics in Transportation, 1996, pp. 21-28.

[3] X. Xu, "Automotive power electronics - opportunities and challenges," International Conference on Electric Machines and Drives, 1999, pp. 260-262.

[4] M. Parten and T. Maxwell, "Development of a PEM fuel cell vehicle," IEEE Vehicular Technology Conference, 2001, pp. 2225-2228.

[5] D. MacArthur, "Fuel cells for electric vehicles: issues and progress," Battery Conference on Applications and Advances, 1999, pp. 1-4.

[6] K. M. Salim, Z. Salam, F. Taha, and A. H. M. Yatim, "Development of a fuel cell power conditioner system," International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999, pp. 1153-1156.

[7] S. Rahman and K.-S. Tam, "A feasibility study of photovoltaic-fuel cell hybrid energy system," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 3, no. 1, 1988, pp. 50-55.

[8] R. M. Moor, "Indirect-methanol and direct-methanol fuel cell vehicles," Intersociety Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, 2000, pp. 1306-1316.

[9] H.-G. Jeong, B.-M. Jung, S.-B. Han, S. Park, and S.-H. Choi, "Modeling and performance simulation of power systems in fuel cell vehicle," Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, pp. 671-675.

[10] 강정일, 노정욱, 한상규, 윤명중, "새로운 위상전이 병렬입력/직렬출력 모듈화를 적용한 듀얼 컨버터," 전력전자학술대회 논문집, pp. 270-273, 2000.

[11] J.-i. Kang, C.-W. Roh, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, "A High-Power Step-up Converter with High Efficiency and Fast Control-to-output dynamics," KIPE Journal of Power Electronics, vol. 1, no. 2, pp. 78-87, 2001.

[12] J.-i. Kang, C.-W. Roh, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, "High-Power Step-up Converter with High Efficiency and Fast Output Voltage Dynamics," IEEE Power Electronics and Drive Systems Conference, 2001, pp. 847-853.

[13] 강정일, 노정욱, 문건우, 윤명중, "대용량 승압형 위상전이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 분석," 전력전자학술대회 논문지, vol. 6, no. 5, pp. 400-409, 2001.

[14] W. Tang, F. C. Lee, and R. B. Ridley, "Small-signal modeling of average current-mode control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 112-119, 1993.

[15] J. Sun and R. M. Bass, "Modeling and practical design issues for average current control," IEEE Applied Power Electronics Conference, 1999, pp. 980-986.