

전기자동차 응용을 위한 DC-DC 컨버터의 설계 및 제어

姜正一*, 盧政煜, 李成世, 文建又, 尹明重

Design and Control of a DC-DC Converter for
Electric Vehicle Applications

Jeong-il Kang, Chung-Wook Roh, Sung-Sae Lee, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn

요 약

최근 배터리, 태양전지, 연료전지 등의 전원으로 구동되는 전기자동차에 대한 관심이 커지고 있다. 그런데, 이와 같은 전원들의 단위전지 전압은 자동차의 인버터를 구동하기에는 너무 낮기 때문에 수많은 단위전지를 직렬로 연결하여 사용해야하며, 이로 인해 전원의 구조가 복잡해지는 문제가 있다. 본 논문에서는 전기자동차의 응용을 위해 비교적 낮은 전원전압을 충분히 높은 안정된 직류 링크전압으로 바꾸어주는 고효율 대용량 승압 컨버터를 제안하고 그 설계기준과 실험결과를 제시한다.

ABSTRACT

Recently, the electric vehicles which are powered by such sources as battery, solar cell, fuel-cell, and so forth attract increasing attention. However, the unit cell voltages of these power sources are so low that a number of cells should be stacked in series to drive the vehicle inverter systems, which increases the complexity of the structure of power source. In this paper, a high-efficiency high-power boost converter for electric vehicle applications, which is able to convert a relatively low source voltage into a sufficiently high regulated DC link voltage, is proposed, and the design guidelines and the experimental results are presented.

Key Words : High-efficiency high-power boost converter, Average current-mode control

1. 서 론

최근 환경문제에 대한 관심이 커짐에 따라 종래의 휘발유 자동차를 대체할 저공해 교통수단으로 전기자동차에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있으며, 복합형(hybrid) 전기자동차, 연료전지(fuel-cell) 전기자동차, 열전기(thermoelectric) 전기자동차 및 이들이 혼합된

형태의 전기자동차 등이 제안된 바 있다^{[1]-[6]}. 이와 같은 다양한 형태의 전기자동차 중, 공해가 없고 효율이 높으며 응답특성이 빠르고 전력밀도가 충분히 높아 전기자동차 응용에 적합한 특성을 갖는 연료전지를 기반으로 한 자동차가 많은 관심을 끌고 있으며^{[4]-[6]}, 그 외에도 태양전지나 화학전지를 기반으로 하는 자동차에 대한 연구도 많이 이루어지고 있다^{[6][7]}. 그런데, 이들 연료전지나 태양전지, 화학전지 등은 단위전지(unit cell)의 전압이 너무 낮아 수많은 단위전지를 직렬로 연결하여 이용해야하며 이로 인해 전원의 구조가 복잡해지는 공통적인 문제가 있고, 또한, 전지의 출력전류가 증가함에 따라 전압이 변하는 문제도 있다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 비교적 낮은 전지전압을

*삼성전자 영상디스플레이사업부 책임연구원

E-mail : jeongil.kang@samsung.com

접수일자 : 2002. 7.26

1차심사 요청일 : 2002. 7.30

심사완료일 : 2002.10.16

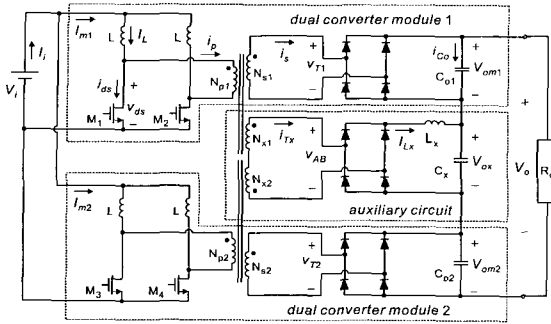


그림 1 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터의 회로도
Fig. 1 Circuit diagram of phase-shifted parallel-input/series-output dual converter

자동차의 인버터를 구동할 수 있을 정도로 높고 안정된 직류 링크전압으로 바꾸어주는 부스트 컨버터를 적용할 필요가 있다.

그러나, 기존의 부스트 컨버터는 입력 측에 대전류가 흐르는 경우 도통손실로 인한 효율의 저하가 심각하여 높은 승압비와 큰 전력용량을 얻기가 어렵다^[8]. 뿐만 아니라, 출력필터가 커패시터로만 구성되어 출력전압의 응답특성이 좋지 않으며, 소신호 전달함수의 우반평면 영점(right-half plane zero: RHP zero)^{[8]-[10]} 때문에 제어기의 대역폭을 넓게 설계할 수 없는 등의 문제가 있어, 전기자동차와 같이 거친 부하변동에 대한 빠른 규제가 요구되는 응용에 적합하지 않다.

이와 같은 문제점에 대하여, 높은 승압비, 높은 효율, 그리고 빠르고 안정된 동역학(dynamics)을 가져 고성능 대용량 응용에 적합한 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터가 제안된 바 있다^{[11]-[13]}. 그림 1에 보이는 이 컨버터는 일정한 시비율(duty cycle)로 동작하는 병렬입력/직렬출력 모듈화 된^[14] 두 개의 듀얼컨버터^[15] 모듈과 보조회로로 구성되며 모듈간의 위상 차가 제어 입력으로 가해진다. 본 논문에서는 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터의 동작과 특성을 간단히 되살펴 보고, 50kHz, 0.4-1.2kW, 입력 18-30Vdc, 출력 310Vdc의 예에 대해 세부적인 설계기준을 제시한다. 또한, 컨버터를 구동하기 위한 구동회로를 제안하며 출력전압의 규제를 위한 평균 전류모드(average current-mode) 제어기를 설계하고, 실험결과를 통하여 그 동작 및 설계의 타당성을 검증한다.

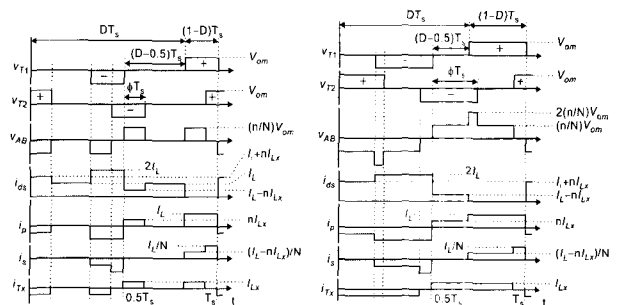
2. 컨버터의 동작 및 특성

그림 1에 보이는 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터의 동작조건에 따른 주요 동작 파형을 그림 2에

보이고 있다^[11]. 이 컨버터는 고정된 시비율 D 로 동작하며 두 모듈은 서로 ϕ 의 위상차를 가지고 동작한다. 각각 N_{s1} 과 N_{s2} 로 표시된 보조 권선은 그 양단의 순시 전압 v_{AB} 가 보조 권선에 유도된 각 변압기 2차 측 전압의 차 되도록 연결되어있다. 즉, $\phi=0$ 인 경우 각 보조 권선에는 위상과 모양이 완전히 일치하는 전압이 발생하여 v_{AB} 는 0이 되고 보조회로의 출력전압 V_{ox} 역시 0이 된다. $\phi \neq 0$ 인 경우에는 두 모듈의 변압기 2차 전압 파형의 위상이 일치하지 않기 상쇄되지 않고 남은 부분이 그림 2(a)의 v_{AB} 의 파형에 보인 것처럼 ϕ 에 비례하는 폭을 가지는 구형파로 나타난다. 이 파형은 보조회로에서 정류 및 평균화되어 ϕ 에 비례하는 전압 V_{ox} 를 내게 된다. 단, ϕ 가 증가하여 $1-D$ 에 이르면, 각 변압기의 2차 측 전압 파형이 같은 극성끼리 서로 겹쳐져 상쇄되는 구간이 더 이상 생기지 않는다. 따라서, ϕ 가 더욱 증가하여도 V_{ox} 는 더 이상 증가하지 않는다. 그림 2(a)의 v_{AB} 의 반주기 파형을 평균하면 다음과 같이 V_{ox} 의 정상상태 값을 구할 수 있다.

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

여기서, $\min\{\phi, 1-D\}$ 는 ϕ 와 $1-D$ 중 작은 값을 취하는 함수이고, N 과 n 은 각각 2차 권선/1차 권선의 권선비와 보조 권선/1차 권선의 권선비를 나타내며, V_{om} 은 한 모듈의 출력으로 $V_{om}=V_{om1}=V_{om2}= NV_i/(1-D)$ 와 같다. 한편, D 가 0.75보다 작고 ϕ 가 $D-0.5$ 보다 크면, 서로 반대 극성의 변압기 2차 전압 파형이 겹치는 구간이 생기게 된다. 이 구간에서 v_{AB} 의 파형은 두 변압기



(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

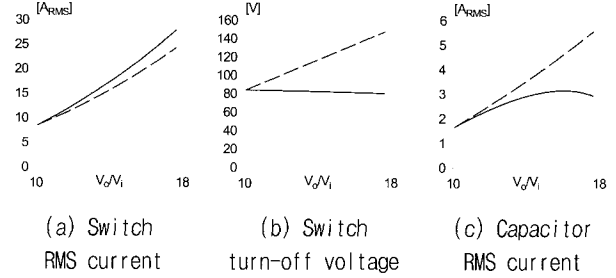
의 2차 전압이 더해진 모양이 되어 그림 2(b)에 보인 것과 같이 계단형이 되는데, 이 경우에도 ϕ 가 $1-D$ 보다 작은 한 $V_{\alpha x}$ 는 계속 ϕ 에 비례한다. 그림 2에서 v_{AB} 의 반주기 파형의 넓이를 계산하여 평균하면 식 (1)과 동일한 결과를 얻을 수 있다.

스위치의 도통저항 R_{ds} 를 고려한 경우 이 컨버터의 승압비는 다음과 같이 구해진다^[12].

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

이 식에서, κ 는 R_{ds}/R_o 를, $\bar{\phi}$ 는 $\min\{\phi, D-0.5\}$ 를 나타낸다. R_{ds} 에 의한 2차 효과를 제외하면 식 (2)는 제어 입력 ϕ 에 대해 선형이다. 이는 컨버터의 저주파 이득이 동작조건에 관계없이 일정하다는 것을 의미하는데, 이는 폐환 보상(feedback compensation)을 할 경우 그 안정도가 동작조건에 크게 영향을 받지 않으며 컨버터가 낼 수 있는 모든 출력전압에 대해 균일한 정상상태 추종성능을 보이게 됨을 뜻한다. 식 (2)에서 $\phi=0$ 으로 하고 D 를 제어변수로 하면 종래의 PWM 방식의 2모듈 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터의 승압비의 식이 된다.

한편, 제안된 컨버터는 종래의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터에 비해 낮은 상시비율로 동작하므로 같은 입출력 조건에서 약간 높은 스위치 실효전류를 보인다^[12]. 그러나, 스위치 전압 스트레스는 제안된 컨버터의 경우 상당히 낮으면서 일정한 특징이 있다. $N=1.8, n=2.2, R_{ds}=55m\Omega, R_o=120\Omega, V_i=30Vdc$ 인 경우, 그림 3(a)와 (b)에 보인 것처럼 제안된 컨버터의 스위치 실효전류는 PWM 방식의 컨버터에 비해 최대 약 15% 크지만, 스위치 전압 스트레스가 동작조건에 무관하게 약 80V로 유지되어 PWM 방식의 컨버터에 비해 최대 약 40% 낮은 값을 보인다.



--- Proposed converter
 --- Conventional PWM counterpart

그림 3 두 컨버터의 주요 소자 스트레스
 Fig. 3 Device stresses in both converters

따라서, 적절히 설계된 스너버를 사용하는 경우, PWM 방식의 컨버터는 내압 200V, 도통저항 85m Ω 의 IRFP250을 스위칭 소자로 사용할 수 있지만, 제안된 컨버터는 내압 100V, 도통저항 55m Ω 의 IRFP150을 사용하여 효율 향상을 도모할 수 있다. 그밖에, 제안된 컨버터는 그림 3(c)에 보인 것처럼 출력 커패시터의 실효전류가 낮으며, 위상전이 동작으로 인해 입력전류와 출력전압의 맥동(ripple)이 낮은 장점이 있다.

제안된 위상전이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터의 소신호 모델은 다음 식 (3)과 같이 구해지는데^[12], 이 식에서 A_{11} 과 A_{22} 는 각각 듀얼컨버터 모듈의 동역학과 보조회로의 동역학을 나타내며, A_{12} 와 A_{21} 은 이 두 동역학의 결합(coupling)을 나타낸다. 이 식에서 C_o 가 충분히 크다면, 행렬 A_{12} 와 A_{21} 의 크기가 충분히 작아져 동역학간의 결합이 약해지게 된다. 즉, 보조회로의 상태(state)가 듀얼컨버터 모듈에 미치는 영향이 무시할 만큼 작아지며, 이 때, 보조회로가 빠른 동역학을 가지도록 적절히 설계되면 전체 출력전압의 응답이 보조회로에 지배되도록 할 수 있다. 따라서, 제안된 컨버터는 종래의 PWM 방식의 컨버터에 비해 제어입력에서 출

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

단, $\phi > D-0.5$ 인 경우 $\alpha=0$ 이며 그 외에는 $\alpha=1$ 이다.

력전압으로의 대역폭이 넓어 신속한 응답 특성을 보이게 된다. 뿐만 아니라, 제안된 컨버터의 우반평면 영점은 보조회로의 도입으로 감쇄비가 아주 큰 고주파 대역으로 옮겨져 거의 드러나지 않는다. 정성적으로는 다음과 같이 설명할 수 있다. 제어입력이 갑자기 증가하는 경우 V_{α} 는 최소위상(minimum phase)으로 신속히 증가하여 출력전압을 상승시키고 이로 인해 부하전류가 증가한다. 이로 인해 V_{om} 의 전압이 감소하게 되고 입력 측의 부스트 인덕터가 이를 감지하여 보다 많은 전류를 전원으로부터 끌어들이게 되는데, 이 때, 제어입력의 증가에 뒤이은 V_{om} 의 감소는 비최소위상(non-minimum phase) 응답으로 우반평면 영점에 의한 전형적인 현상이다. 그러나, 제안된 컨버터에서는 V_{om} 의 감소분의 대부분이 빠른 속도와 큰 폭으로 증가하는 V_{α} 에 가려지게 되어, V_o 의 응답에서 V_{om} 의에 의한 비최소위상 응답특성은 아주 작아지게 된다. 식 (3)의 모델을 이용한 분석에 의하면, $L=80\mu\text{H}$, $L_x=140\mu\text{H}$, $C_o=200\mu\text{F}$, $C_x=32\mu\text{F}$, $N=1.8$, $n=2.2$, $R_{ds}=55\text{m}\Omega$, $R_o=120\Omega$, $V_i=24\text{Vdc}$ 의 값들로 회로가 구성되었을 때, $D=0.65$, $\phi=0.124$ 로 동작하는 제안된 컨버터는 그 우반평면 영점이 $1.84 \times 10^6 \text{rad/s}$ 에 위치하는 반면, 같은 입력 출력 조건을 맞추기 위해 $D=0.73$ 에서 동작하는 종래의 PWM 방식의 컨버터는 $3.31 \times 10^4 \text{rad/s}$ 에 우반평면 영점이 위치한다. 따라서, 제안된 컨버터의 경우 우반평면 영점에 의한 불안정성 약기의 위험이 상대적으로 매우 낮아 제어 루프의 설계가 용이하다^{[10][12]}.

3. 제안된 컨버터의 설계

3.1 전력단 설계

전기자동차에 응용이 가능한 빠른 동역학을 갖는 고성능 승압형 컨버터의 축소모델에 대한 설계사양을 다음과 같이 설정하였다. 정상 입력전압은 현존하는 배터리 시스템과의 호환성을 위하여 24Vdc로 하였다.

- 스위칭 주파수: $f_s = 50\text{kHz}$
- 기대효율: $\eta > 85\%$
- 출력전압: $V_o = 310\text{Vdc}$
- 입력전압: $V_i = 24 \pm 6(25\%)\text{Vdc}$
- 출력용량: $P_o = 800 \pm 400(50\%)\text{W}$

먼저, 효율조건을 맞추기 위하여 스위치의 도통저항을 가장 지배적인 손실요소로 가정하여 식 (2)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\eta = \left[1 + \left\{ 8n^2\phi + (3-2D) \left(\frac{N+2n\phi}{1-D} \right)^2 \right\} x \right]^{-1} \quad (4)$$

식 (4)는 $\phi = \phi_{\max}$, $R_o = R_{o,\min}$ 일 때에 다음 식에 보인 바와 같이 최소 기대효율 $\eta_{\min} = 0.85$ 보다 커야한다.

$$\eta_{\min} = \eta \left(\phi = 1 - D, x = \frac{R_{ds}}{R_{o,\min}} \right) > 0.85 \quad (5)$$

식 (2)와 입력전압 범위의 사양에서 다음과 같이 보조 권선을 위한 조건식을 얻을 수 있다.

$$V_{i,\max} < V_o \left(\frac{2N}{1-D} \eta_{\max} \right)^{-1} \quad (6)$$

$$V_{i,\min} > V_o \left\{ \left(\frac{2N}{1-D} + 4n \right) \eta_{\min} \right\}^{-1} \quad (7)$$

식 (6)과 (7)에 $\eta_{\min} = 0.85$, $\eta_{\max} = 1$ 을 대입하여 $n = 2.2$ 를 구할 수 있다.

상시비율 D 와 변압기 주권선비 N 은 다소 임의적으로 선택할 수 있는데, 이 논문에서는 한 모듈의 승압비의 분담이 변압기와 스위치-인덕터 회로 사이에 대략 2:3의 비율로 이루어지도록 다음과 같이 결정한다.

$$N : \frac{1}{1-D} = 2:3 \quad (8)$$

여기서 $D = 0.65$ 와 $N = 1.8$ 을 구해 식 (5)에 대입하면, 스위칭 소자가 가져야 할 조건 $R_{ds} < 88\text{m}\Omega$ 가 얻어진다. International Rectifier의 MOSFET 소자를 사용하는 경우, 내압 200V, $R_{ds} = 85\text{m}\Omega$ 인 IRFP250이나 그보다 낮은 R_{ds} 의 소자를 사용할 수 있다. 설계된 D 와 N 을 이용하면, 최대 입력전압 $V_i = 30\text{Vdc}$ 에서 그림 3(b)에 보인 것과 같이 약 80V의 스위치의 전압 스트레스를 보이게 되므로 내압 100V, $R_{ds} = 55\text{m}\Omega$ 인 IRFP150을 사용할 수 있다.

보조회로의 인덕터는 경부하 조건에서도 연속전류모드(continuous conduction mode)를 유지하도록 다음 식을 이용해서 설계할 수 있다.

$$4 \frac{n}{N} \phi \frac{V_{om}}{L_x} T_s \max \{ 1 - D - \phi, D - 0.5 - \phi \} < 2I_{o,\min} = 2 \left(2 + 4 \frac{n}{N} \phi \right) \frac{V_{om}}{R_{o,\max}} \quad (9)$$

최소 부하조건으로 $R_{o,\max} = 240\Omega$ 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 설정하여 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{2V_i}{L} (2D-1)T_s < 0.5I_{i, \min} = 0.5 \frac{2N}{(1-D)} I_{o, \min} \quad (10)$$

동시에, 최대 입력전압 및 최소 부하조건에서 각 듀얼 컨버터 모듈의 연속전류모드 동작이 보장되도록 하기 위해 다음과 같은 조건을 얻을 수 있다.

$$\frac{V_{i, \max}}{L} DT_s < 2I_{L, \min} = \frac{N}{1-D} I_{o, \min} \quad (11)$$

식 (10)과 (11)을 동시에 만족시키는 해로 $L > 59\mu\text{H}$ 를 얻게 되는데, 그 전류가 충분히 0보다 크게 하기 위하여 $L=80\mu\text{H}$ 로 결정한다.

제안된 컨버터의 빠른 응답특성을 살리기 위해서 보조회로의 응답이 단일 모듈의 응답보다 빠르도록 C_o 와 C_x 의 값을 선정한다. 이를 위하여 듀얼컨버터 모듈과 보조회로의 공진 주파수를 비교하는데, 제안된 컨버터 가의 C_o 가 충분히 크다면 듀얼컨버터 모듈과 보조회로의 동역학간의 결합이 작아져 각각 독립된 회로처럼 동작하게 됨을 언급한 바 있다. 따라서, 제안된 컨버터의 듀얼컨버터 모듈을 독립된 듀얼컨버터로 간주하여 그 공진 주파수^[15] $(2/N)(1-D)(LC_o)^{-1/2}$ 을 보조회로의 공진 주파수 $(L_x C_x)^{-1/2}$ 보다 약 5배 이상 크게 설계한다. 이를 위한 조건은 다음과 같다.

$$C_o > 6C_x \quad (12)$$

충분히 이상적인 소자를 사용하면, $C_o=200\mu\text{F}$, $C_x=32\mu\text{F}$ 으로 $0.2V_{pp}$ 이하의 출력전압 맥동을 얻을 수 있다.

3.2 제어기 설계

앞 절에서 설계된 전력단에 구동회로 및 제어회로를 다음 그림 4에 보인 바와 같이 구성한다. 구동회로에서는 제어기의 출력신호를 Unitorde의 위상천이 PWM 칩인 UC3875에 가하여 ϕ 의 위상 차를 가지는 두 쌍의 구형파, A, B와 C, D를 얻어낸다. 여기서, A, B는 서로 180도의 위상 차를 가지는 50% 시비율의 구형파이며, C, D는 각각 A, B와 ϕ 의 위상차를 가지게 된다. 이 두 쌍의 구형파의 상승점에서 SR 래치가 셋되고 9비트 계수기가 동작하기 시작하는데, 이와 동시에 스위치에 구동신호가 인가된다. 계수기와 래치는 25MHz의 발진자에 동기되어있는데, 계수기의 값이 스

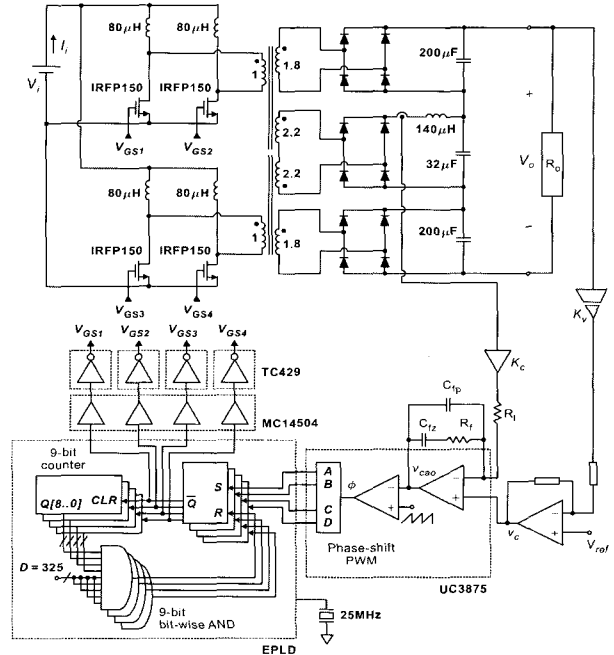


그림 4 제안된 컨버터의 전체 시스템 구성도
Fig. 4 Overall schematic of proposed converter

위치 도통시간을 의미하는 D 에 해당하는 값에 이르면 SR 래치와 계수기가 리셋되면서 동시에 스위치 구동 신호가 차단된다. 4개의 SR 래치와 9비트 계수기, 그리고 계수기 값 비교를 위한 9비트 AND 게이트는 Altera의 EPM7064로 구현하였다.

제어기의 내부 전류루프를 설계하기 위해 식 (3)의 모델을 이용한다. 제안된 컨버터는 보조회로의 응답이 모듈의 응답에 비해 매우 빠르며 모듈과 보조회로의 동역학의 결합이 약해 보조회로의 응답을 주판하는 **A**의 내부행렬 \mathbf{A}_{12} 로 식 (3)의 시스템을 다음과 같이 2차로 근사할 수 있다.

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

다음 그림 5는 식 (3)과 (13)의 제어입력에 대한 i_{Lx} 의 소신호 주파수 응답을 비교한 그림이다. 실선과 파선은 각각 식 (13)의 이득(magnitude)과 위상(phase) 응답을 나타내고, 점으로 표시된 부분은 식 (3)으로부터 얻은 결과이다. 두 식으로부터 얻은 결과가 거의 일치하여, 식 (13)의 제어입력에서 i_{Lx} 로의 모델을 식 (3)으로 근사함이 타당함을 보이고 있다.

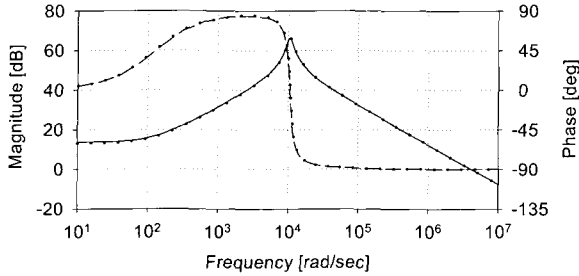


그림 5 식 (3)(점)과 식 (13)(실선, 파선)으로 구한 θ 에서 i_{Lx} 로의 소신호 전달함수의 주파수 응답
 Fig. 5 Frequency responses of small-signal θ -to- i_{Lx} transfer functions obtained from (3) (dots) and (13) (solid and broken lines)

내부 전류루프에는 다음의 소신호 전달함수와 같은 극점 2개, 영점 1개를 가지는 보상기가 사용된다^{[16][17]}.

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

여기서,

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

이다. 원점에 있는 극점은 정상상태 오차를 줄이는 역할을 하며 나머지 극점은 고주파 스위칭 맥동을 줄이는 역할을 하는 것으로 스위칭 주파수 근처에 위치하도록 한다. 또한, 영점은 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 저주파 발진(sub-harmonic oscillation)을 피하기 위해 제어기 출력이 PWM 삼각파의 기울기보다 작도록 설계하는데^[17], 스위칭주파수에서 식 (14)의 값이 약 $R_f/2R_l$ 이 되므로, 여기에 감지된 전류의 기울기를 곱하여 다음과 같은 조건식을 얻을 수 있다.

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

여기서, V_{ramp} 는 PWM 비교기에 인가되는 삼각파의 크기로 본 논문에서 제작된 회로에서는 3.4V로 조정되었고, K_c 는 전류 센서의 이득인데, 컨버터의 과도 상태에

서 약 $2I_{Lx}$ 의 전류를 PWM 칩의 내부 증폭기의 입력 범위에 수용할 수 있도록 0.6으로 설계하였다. 한편, 전류루프의 안정성을 위해 최소한 45도의 위상여유(phase margin)를 확보하기 위한 K 의 조건도 필요하다. 보상기 출력 v_{cao} 에서 θ 로 이르는 변조기 이득 0.13과 식 (13)의 전달함수, 보상기의 전달함수, 그리고 전류센서 이득을 모두 곱해 전류루프 전달함수를 구할 수 있다.

그림 6은 $K=4300$ 일 때의 전류 루프의 주파수 응답으로 실선은 이득응답, 파선은 위상응답을 보이며, 45도의 위상여유를 확인할 수 있다. 따라서 K 는 이 값보다 작게 설계되어야 한다. 이와 같은 모든 조건을 만족하도록 최종적으로 $R_f=3k\Omega$, $R_l=12k\Omega$, $C_{fz}=67nF$, $C_{fp}=1.3nF$ 로 설계한다. 전류루프를 닫았을 때, 전류지령에서 i_{Lx} 로의 소신호 전달함수의 주파수 응답은 그림 7과 같다.

제안된 컨버터의 외부 전압루프에는 간단한 비례적분(PI) 보상기를 사용한다. 전압센서의 이득은 0.013으로 설계하였다.

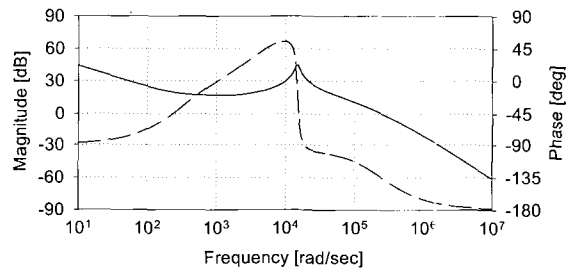


그림 6 전류루프 소신호 전달함수의 주파수 응답
 Fig. 6 Frequency responses of small-signal current loop transfer function

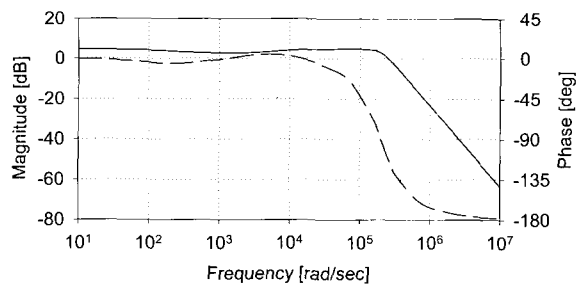


그림 7 전류지령에서 i_{Lx} 로의 소신호 전달함수 주파수 응답
 Fig. 7 Frequency responses of small-signal current command-to- i_{Lx} transfer function

전압제어기는 컨버터의 과도 응답 시, 각 모듈로부터 모듈의 공진 주파수 근처에서 발생하는 전압 유동을 적절히 제어하여 보상하여야 한다.

그림 8은 식 (13)으로 구한 전압지령으로부터 v_{ox} 로의 소신호 전달함수의 주파수 응답을, 식 (3)으로부터 구한 전압지령으로부터 v_o 로의 주파수 응답과 비교하고 있다. 점으로 표시된 부분이 전압지령으로부터 v_o 로의 주파수 응답인데, 약 $1.84 \times 10^6 \text{ rad/s}$ 지점의 우반평면 영점을 제외하고는 두 전달함수의 응답이 거의 일치한다. 이 우반평면 영점은 듀얼컨버터 모듈에서 비롯된 영점인데, 보조회로의 도입으로 감쇄비가 아주 큰 고주파대로 옮겨져, 그 영향을 무시한 채 높은 이득과 넓은 대역폭을 가지는 보상기를 설계할 수 있다.

전류제어기의 설계에서와 유사한 과정을 통해 전압제어기의 영점과 적분이득을 각각 10^3 rad/s 와 22×10^3 으로 설계하면 90도의 위상여유를 확보할 수 있으며 충분히 높은 저주파 이득도 얻을 수 있다. 그림 9와 10은 설계된 전압루프의 소신호 주파수 응답과 전압지령에서 출력전압으로의 소신호 주파수 응답이다.

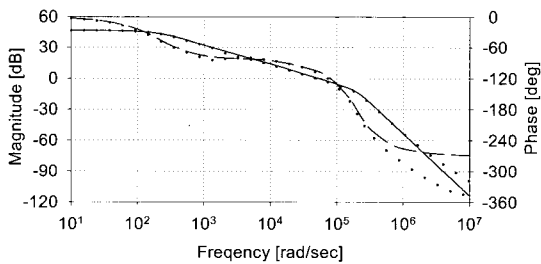


그림 8 전류지령에서 v_{ox} 로의 소신호 전달함수 주파수 응답 (실선, 파선)과 v_o 로의 소신호 전달함수 주파수 응답(점)

Fig. 8 Frequency responses of small-signal current command-to- v_{ox} (solid line, broken line) and command-to- v_o (dots) transfer functions

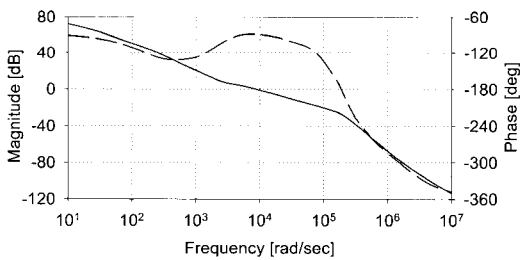


그림 9 전압루프 소신호 전달함수의 주파수 응답
Fig. 9 Frequency responses of small-signal voltage loop transfer function

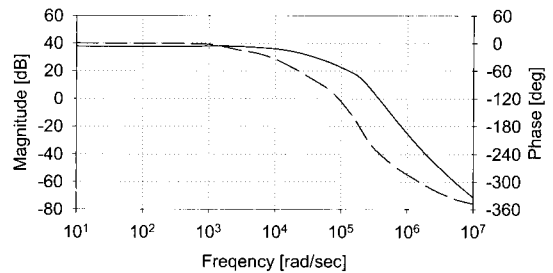


그림 10 v_{ref} 에서 v_o 로의 소신호 전달함수 주파수 응답
Fig. 10 Frequency responses of small-signal v_{ref} -to- v_o transfer function

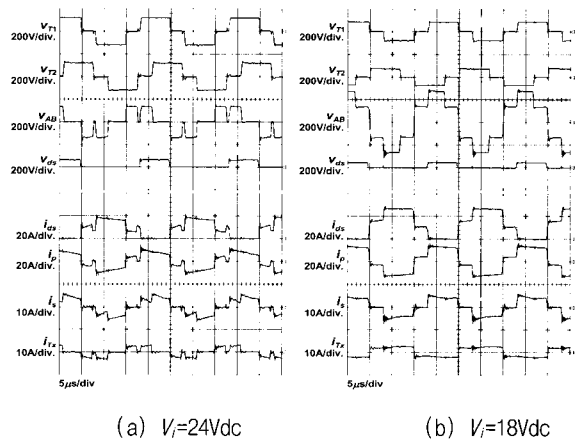


그림 11 설계된 컨버터의 정상상태 동작 파형 : time=5µs/div

Fig. 11 Steady-state operating waveforms of proposed converter : time=5µs/div

4. 실험 결과

제안된 컨버터의 동작 및 설계의 타당성을 검증하기 위해 50kHz, 0.4-1.2kW, 출력 310Vdc, 입력 18-30Vdc 사양의 시작품을 그림 4에 보인 것과 같이 구현하였다. 듀얼컨버터 모듈의 시비율은 0.65로 고정되어있다. 그림 11(a)는 $V_i=24\text{Vdc}$ 인 경우의 주요 전압 및 전류 파형으로 제어기에 의해 $\phi=0.124$ 로 제어되고 있으며 이론적인 동작 파형과 일치한다. 그림 11(b)는 최소 입력전압의 조건인 $V_i=18\text{Vdc}$ 인 경우의 동작 파형으로 최대제어입력 $\phi=0.35$ 가 가해지고 있다.

그림 12는 정상입력 24Vdc에서 310V로 제어되고 있는 출력에 0.4kW에서 1.2kW 사이의 전부하 변동(full load variation)을 가했을 때의 폐루프 과도응답을 나타낸 파형으로, 출력전압 과도응답의 크기가 매우 작

아 설계된 제어기가 효과적으로 동작하고 있음을 알 수 있고, 그 속도 또한 V_{om} 의 속도보다 빨라 보조회로의 외란에 대한 신속한 대응능력을 확인할 수 있다.

그림 13은 설계된 컨버터의 효율 곡선으로, 85%의 기대치를 웃도는 결과를 보이고 있는데, 이는 기대효율을 얻을 수 있는 임계치보다 작은 R_{ds} 의 소자를 사용하였기 때문이다. 출력에 따른 효율의 변화가 대략 중간에서 정점을 보이고 있는 것은 출력이 변화함에 따라 효율을 결정짓는 주된 요인이 달라지기 때문이다. 즉, 부하가 낮을 때에는 기생 저항성분에 의한 i^2R 손실에 비해 다이오드 등의 전압강하에 의한 iV_{on} 손실이 우세한데, 이 iV_{on} 손실이 증가하는 정도는 출력이 증가하는 정도보다 작기 때문에 출력이 증가함에 따라 효율이 증가한다. 반면, 출력이 높을 때에는 i^2R 손실이 두드러지게 되고 이는 출력이 증가하는 것과는 똑같이 증가하므로 전체적인 효율은 감소하게 된다.

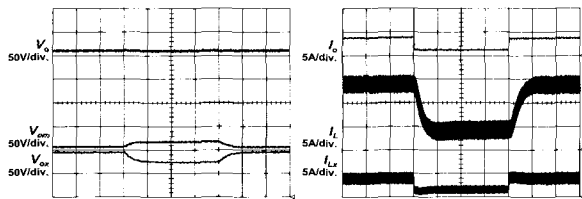


그림 12 설계된 컨버터의 전부하 변동에 대한 응답파형 (2ms/div)

Fig. 12 Transient waveforms of designed converter under full load variations (2ms/div)

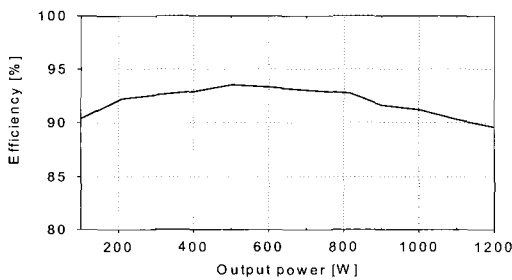


그림 13 설계된 컨버터의 효율 측정 곡선

Fig. 13 Measured efficiency of proposed converter

5. 결 론

배터리나 태양전지, 연료전지 등의 전원은 단위전지의 전압이 상당히 낮아 전기자동차의 인버터 시스템을 구동하기 위해서는 다수의 단위전지를 직렬로 연결해야 한다. 이 경우 전지의 구조가 복잡해지는 문제가

있으며, 특히 단위전지마다 제어장치가 필요한 연료전지의 경우 문제가 더 크다. 본 논문에서는 적은 수의 단위전지만으로 전기자동차의 인버터를 구동할 수 있을 정도로 높은 안정된 직류링크 전압을 만들어낼 수 있는 부스트 컨버터로 위상전이 병렬입력/직렬출력 듀얼컨버터를 제시하였다.

본 논문에서는 이 컨버터의 동작 및 특성을 되짚어 보았으며, 효율 85% 이상, 입력 18-30Vdc 및 출력 310Vdc 사양의 50kHz, 0.4-1.2kW의 사양에 대해 자세한 설계기준을 제시하였다. 또한, 제안된 컨버터를 위한 적절한 구동회로를 제안하였고, 출력전압의 규제를 위해 평균 전류모드 제어기를 설계하는 기준을 제시하였다. 그리고, 실제 실험결과를 통해 전력회로, 구동회로 및 제어회로의 설계가 타당함을 확인하였다. 승압비가 높고 효율이 높으며 우수한 동역학을 갖는 제안된 컨버터를 전기자동차에 응용하면, 배터리 등의 전원의 구조를 간단히 하여 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, pp. 15~19, Mar. 2001.
- [2] D.B. Hamilton, "Electric Propulsion Power System-Overview", IEEE Power Electronics in Transportation Conference, pp. 21~28, 1996.
- [3] X. Xu, "Automotive Power Electronics - Opportunities and Challenges", International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 260~262, 1999
- [4] D. MacArthur, "Fuel Cells for Electric Vehicles: Issues and Progress", Battery Conference on Applications and Advances, pp. 1~4, 1999.
- [5] R.M. Moor, "Indirect-methanol and Direct-Methanol Fuel Cell Vehicles", Intersociety Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, pp. 1306~1316, 2000.
- [6] 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, pp. 50~55, 1988.
- [7] T. Sack, J. Tice, and R. Reynolds, "Segmented Battery Charger for Gigh Energy 28V Lithium Ion Battery", IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine, pp. 15~18, 2001.
- [8] S.S. Ang, Power Switching Converters, Marcel Dekker, Inc., New York, pp. 27~37, 1995.

[9] G.W. Wester and R.D. Middlebrook, "Low-frequency Characterization of Switched dc-to-dc Converters", IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, vol. AES-9, no. 3, pp. 376~385, 1973.

[10] D.M. Sable, B.H. Cho, and R.B. Ridley, "Elimination of the Positive Zero in Fixed Frequency Boost and Flyback Converters", IEEE Applied Power Electronics Conf., pp. 205~211, 1990.

[11] J.I. Kang, C.W. Roh, G.W. Moon, and M.J. Youn, "Phase-shifted Parallel-input/Series-output Dual Converter for High-Power Step-up Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 3, pp. 649~652, 2002.

[12] 강정일, 노정욱, 문건우, 윤명중, "대용량 승압형 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 분석", 전력전자학회 논문지, vol. 6, no. 5, pp. 400~409, 2001.

[13] 강정일, 노정욱, 한상규, 윤명중, "전기자동차 응용을 위한 DC-DC 컨버터의 설계 및 제어", 전력전자학회 논문집, pp. 754~758, 2002.

[14] S.N. Manias and G. Kostakis, "Modular dc-dc Converter for High-output Voltage Applications", IEE Proceeding B, vol. 140, no. 2, pp. 97~102, 1993.

[15] P.J. Wolfs, "A Current-Sourced dc-dc Converter Derived via the Duality Principle from the Half-bridge Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, no. 1, pp. 139~144, 1993.

[16] 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.

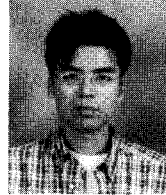
[17] J. Sun and R.M. Bass, "Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 980~986, 1999.

저 자 소 개



강정일(姜正一)

1973년 9월생. 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 현재 삼성전자 영상디스플레이사업부 DTV Core Technology 그룹 책임연구원.



노정욱(盧政煜)

1971년 9월생. 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 현재 삼성전자 영상디스플레이사업부 DTV Core Technology 그룹 책임연구원.



이성세(李成世)

1975년 1월생. 2001년 경북대 전자공학과 졸업. 현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 석사과정.



문건우(文建又)

1966년 10월생. 1990년 2월 한양대 전자공학과 졸업. 1992년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1996년 2월 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1996년~1998년 한전 전력연구원 전력계통연구실 선임연구원. 1998년~2000년 (주)키테크놀러지 대표이사. 2000년 3월~2000년 8월 세종대학교 전자공학과 조교수. 2000년 9월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 조교수.



윤명중(尹明重)

1946년 11월생. 1970년 서울대학교 졸업. 1974년 University of Missouri-Columbia 졸업(석사). 1978년 동 대학원 (박사). 1978년부터 General Electric Columbia에서 Individual Contributor on Aerospace Electrical Engineering으로 재직. 현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 교수. 당 학회 회장 역임.