

## 대용량 승압형 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 분석

姜正一\*, 盧政煜, 文建又, 尹明重

An analysis of a phase-shifted parallel-input/series-output dual converter  
for high-power step-up applications

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

### 요 약

대용량 승압형 응용을 위한 새로운 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터가 제안된 바 있다. 제안된 컨버터는 종래의 펄스 폭 변조(PWM) 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 낮은 스위치 전압 스트레스를 보여 저 손실의 소자를 사용할 수 있으므로 높은 효율을 보인다. 또한, 출력 캐패시터의 실효(RMS) 전류 스트레스가 낮고 입력 전류와 출력 전압의 맥동이 작으며, 제어 입력에 대한 출력 전압의 동역학(dynamics)이 빠른 장점이 있다. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 정상상태 동작을 심도 있게 분석하고 그 수학적 모델 및 정상상태 해를 제시하며, 제안된 컨버터의 특징을 종래의 PWM 방식의 컨버터와의 비교를 통해 정량적으로 분석한다. 또한, 제안된 회로의 동작, 특성 및 유효성을 검증하기 위해 800W급 24-350Vdc 사양의 시작품으로부터의 실험 결과를 제시한다.

### ABSTRACT

A new phase-shifted parallel-input/series-output(PISO) dual converter for high-power step-up applications has been proposed. Since the proposed converter shows a low switch turn-off voltage stress, switching devices with low conduction loss can be employed in order to improve the power conversion efficiency. Moreover, it features a low output capacitor root-mean-square(RMS) current stress, low input current and output voltage ripple contents, and fast control-to-output dynamics compared to its PWM counterpart. In this paper, the operation of the proposed converter is analyzed in detail and its mathematical models and steady-state solutions are presented. A comparative analysis with the conventional PWM PISO dual converter is also provided. To confirm the operation, features, and validity of the proposed converter, experimental results from an 800W, 24-350Vdc prototype are presented.

**Key Words** : High-power, step-up converter, DC-DC converter, High efficiency, Fast dynamics

\*KAIST 전기 및 전자공학과 박사과정

E-mail : kji@powerlab.kaist.ac.kr

접수일자 : 2001. 8. 2

1차심사요청일 : 2001. 8. 2

심사완료일 : 2001. 9. 6

### 1. 서 론

승압 전력 변환 기술은 전기 자동차, 무정전 전원 장치(UPS), 서보 시스템 및 태양광 발전 등의 분야에 널리 쓰이고 있으며 그 수요와 요구되는 전력 사양이

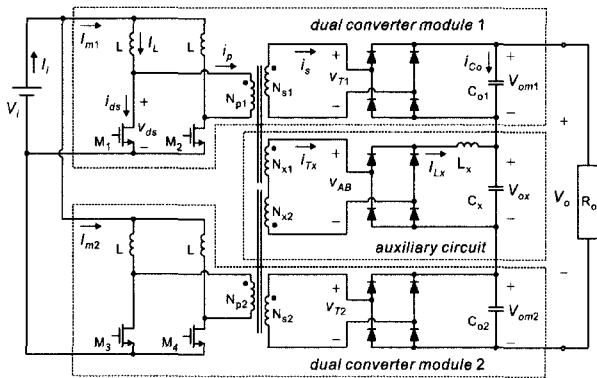


그림 1 제안된 컨버터의 회로도  
Fig. 1 Circuit diagram of the proposed converter

계속 증가하고 있다. 특히 차세대 전원으로 큰 관심을 모으고 있는 연료 전지(fuel cell)<sup>[1,2]</sup>는 그 단위 전지의 전압이 0.7V 정도로 비교적 낮기 때문에 대용량 승압형 전력 변환 기술이 적용될 수 있는 좋은 예가 된다.

한편, 분산 전력 시스템(distributed power system)<sup>[3]</sup>의 경우 전위 컨버터(front-end converter)로부터 부하 컨버터(load converter)까지 전력을 전달하는 데 있어 그 효율을 높이기 위해 높은 버스 전압이 요구되는 경우가 있다. 하지만 전위 컨버터의 앞단에 위치하는 역률 보상(power factor correction)단은 스위치 소자에 가해지는 과도한 전압 스트레스 때문에 높은 출력 전압을 얻기가 쉽지 않다. 이와 같은 경우, 대용량 승압형 전력 변환 기술을 전위 컨버터에 적용하여 전체 전원 시스템의 효율을 높이면서 동시에 역률 보상단의 설계를 용이하게 할 수 있다. 그러나, 일반적인 승압형 전원 장치를 이용해 높은 승압 비를 얻고자 하는 경우, 출력 전압에 비례하는 높은 입력 전류에 의해 기생 성분으로부터의 손실이 심각해지면서 전체적인 효율의 감소는 물론 원하는 승압 비조차 얻을 수 없게 되는 문제가 있다<sup>[4]</sup>.

이에 대해 대용량 승압 응용을 위한 전원 장치로 위상천이 병렬입력/직렬출력 모듈화 된 듀얼 컨버터<sup>[5]</sup>를 제안하였고, 그 개략적인 동작과 특성을 살펴본 바 있다. 제안된 회로는 입력 측의 전류 스트레스 및 출력 측의 전압 스트레스를 분배하기 위해 병렬입력/직렬출력 모듈화 방법<sup>[6]</sup>을 채용하였으며, 단위 모듈로는 기존의 다른 토폴로지들에 비해 승압 비가 높고 소자 스트레스 등에 있어 그 특성이 우수한 듀얼 컨버터(dual converter)<sup>[7,8]</sup>를 사용하였다. 제안된 회로는 일정한 시비율(constant duty cycle)로 동작하는 두 개의 듀얼 컨버터 모듈과 보조 회로로 구성되며 모듈간의 위상

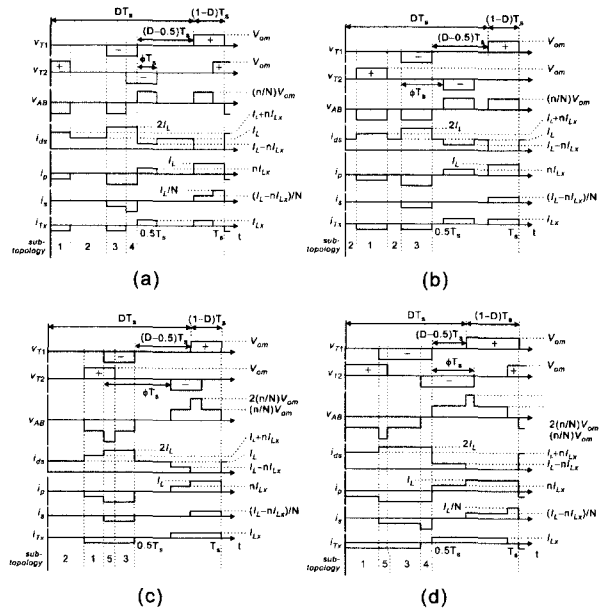


그림 2 동작 조건에 따른 제안된 회로의 동작 파형  
Fig. 2 Operating waveforms of the proposed converter for different operating conditions

차가 제어 입력으로 가해진다. 각 모듈의 출력 전압은 일정하게 유지되는 반면 보조 회로에서는 위상 차에 비례하는 전압이 발생한다.

제안된 회로는 기존의 PWM 방식을 이용한 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 제어 입력에 대한 출력 전압의 변화가 선형이며 입력 전류 및 출력 전압의 맥동이 작다. 또한, 출력 캐패시터에 흐르는 전류의 실효치가 작아 소자의 스트레스를 줄여 수명을 연장시키는 효과를 기대할 수 있으며 출력 전압의 맥동도 더욱 줄어든다. 또한, 스위치의 전압 스트레스가 일정하면서 낮아 스위칭 손실이 작고, 내압이 낮은 저손실의 소자를 사용하여 더욱 효율을 높일 수 있다. 한편, 보조 회로가 적절히 설계되었을 때 제안된 회로는 빠른 동적(dynamic) 특성을 가져 제어 입력에 대해 신속한 지령 추종 특성을 보인다.

본 논문에서는 제안된 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터를 보다 심도 있게 분석하여 모든 동작 조건에 대한 동작 파형을 설명하고 그 수학적 모델 및 정상상태 해를 유도한다. 또한, 제안된 컨버터의 특징을 종래의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터와 심층적으로 비교한 정량적인 결과를 제시한다. 한편, 제안된 회로의 동작, 유효성 및 분석의 타당성을 50kHz의 스위칭 주파수를 갖는 800W급 24-350Vdc 사양의 시작품을 통해 검증한다.

## 2. 제안된 컨버터의 정상상태 동작

제안된 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 회로도 및 동작 조건에 따른 동작 파형을 그림 1과 2에 각각 보이고 있다. 그림 2의 각 파형은 반 주기내의 스위칭 상태에 따라 모드를 구분하였으며, 각 모드의 도통 경로를 나타내는 등가 회로를 그림 3에 도시하였다. 각 모듈은 완전히 동일하며 모듈 2가 모듈 1에 대해 위상 지연  $\phi$ 를 가진다고 가정한다. 또한, 모든 회로 소자는 이상적이며 인덕터와 캐패시터의 값은 충분히 커서 일정한 전류 및 전압원으로 볼 수 있다고 가정한다. 이 때, 각 모듈의 인덕터의 전압-시간 균형조건은 위상 차에 무관하여, 그 출력 전압은 하나의 독립된 듀얼 컨버터의 출력 전압<sup>[7]</sup>과 같다.

각각  $N_{x1}$ 과  $N_{x2}$ 로 표시된 보조 권선은 서로 같은 극이 연결되어 그 양단의 순시 전압  $v_{AB}$ 는 보조 권선에 유도된 각 변압기 2차 측 전압의 차가 된다.  $\phi=0$ 인 경우, 각 보조 권선에는 완전히 동상이며 동일한 파형의 전압이 발생하여  $v_{AB}$ 는 0이 되고 보조 회로의 출력 전압  $V_{ox}$ 역시 0이 되어 기존의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터와 등가적으로 같은 동작을 한다.  $\phi \neq 0$ 인 경우, 각 모듈의 변압기 2차 전압의 위상이 일치하지 않기 때문에 보조 권선에서 완전히 겹쳐 상쇄될 수 없다. 이 때, 두 보조 권선의 양단 전압  $v_{AB}$ 는, 각 권선의 구형파가 서로 엇갈리는 구간에 대해 발생하여 그림 2(a)에 보인 바와 같이  $\phi$ 에 비례하는 폭을 가지는 구형파가 된다. 이 파형은 보조 회로에서 정류 및 평활되어  $\phi$ 에 선형으로 비례하는 전압  $V_{ox}$ 를 내게 된다. 반주기 내에서  $v_{AB}$ 가 0이 아닌 값을 가지는 구간의 등가 회로는 그림 3(a)와 (c)에 해당하며, 그림 3(b)는 두 변압기 모두의 2차 측에 전압이 발생하지 않아  $v_{AB}$ 가 0인 경우를 보인다. 그림 3(d)는 같은 부호를 가지는 변압기 2차 전압이 보조 회로에서 상쇄되는 구간에서의 등가회로이다.

듀얼 컨버터 모듈의 시비율이 0.75보다 큰 경우, 즉,  $D > 0.75$ 인 경우,  $\phi$ 가 증가하여  $1-D$ 가 되면 각 변압기의 2차 전압 파형은 서로 완전히 어긋나게 되며, 서로 겹치는 부분 없이 독립적으로 보조 권선 양단에 유도되기 시작한다. 이 경우,  $\phi$ 가 더욱 증가하여도  $V_{ox}$ 는 더 이상 증가하지 않게 된다. 이 때의 파형은 그림 2(b)와 같다. 마찬가지로  $D > 0.75$ 인 경우 위상 차가 더욱 증가하여  $\phi > D-0.5$ 가 되면, 각 변압기의 서로 다른 부호를 가지는 2차 전압이 보조 회로에서 겹치는 구간이 발생한다. 이 구간에서는 각 보조 회로에 유도된

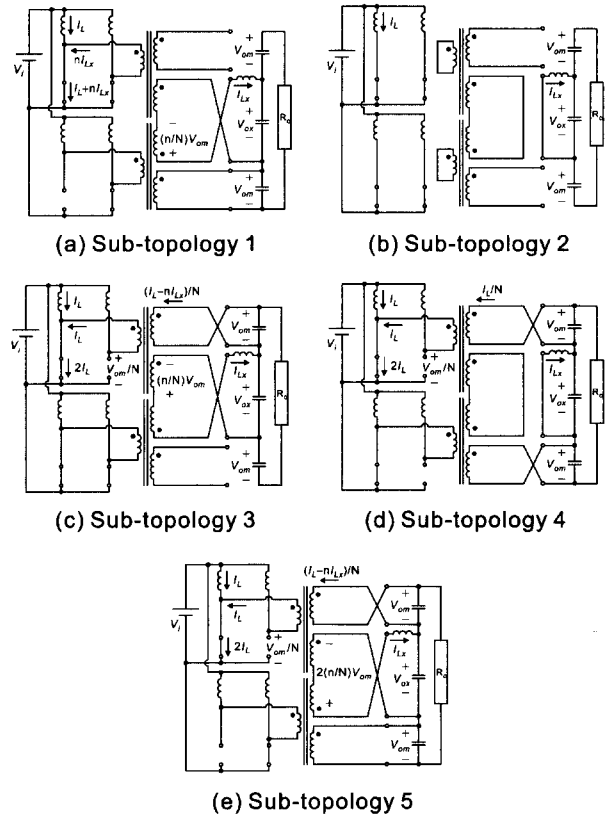


그림 3 제안된 컨버터의 반주기 각 모드에 대한 등가 회로  
Fig. 3 Sub-topologies of the proposed converter in each mode within half switching cycle

전압이 서로 더해져서 그림 2(c)의 파형을 보이게 되며, 등가 회로는 그림 3(e)와 같이 형성된다. 이 때,  $\phi$ 가 변화함에 따라  $v_{AB}$ 의 파형도 변화하지만, 그 넓이는 일정하게 유지되어  $V_{ox}$ 는 여전히  $\phi$ 에 무관하게 일정한 값을 보이게 된다.

$D < 0.75$ 인 경우에는  $D-0.5 < 1-D$ 이기 때문에,  $D > 0.75$ 인 경우와는 달리  $\phi$ 가 0에서부터 증가함에 따라  $\phi > D-0.5$ 인 경우가 먼저 발생한다. 이 때, 제안된 컨버터는 그림 2(d)의 파형을 보이며 동작하게 된다. 그림 2(c)의 경우와 유사하게 각 변압기의 2차 전압 파형이 보조 권선에서 서로 다른 부호로 겹쳐 더해지는 구간이 생기지만, 각 구형파의 폭이 더 커서 같은 부호의 전압이 유도되어 서로 상쇄되는 구간도 함께 존재하게 된다. 따라서,  $\phi$ 가 증가함에 따라 이 상쇄되는 구간이 감소하면서  $V_{ox}$ 는 더욱 증가하게 된다.  $D < 0.75$ 이고  $\phi > 1-D$ 보다 큰 경우, 같은 부호를 갖는 변압기의 2차 측 구형파가 서로 완전히 엇갈려 더 이상 상쇄될 수 없게 된다. 이 경우, 그림 2(c)에 보인 바와 같은 동작

을 하며  $\phi$ 가 증가하여도  $V_{\alpha}$ 는 더 이상 증가하지 않는다.

요약하면, 제안된 회로의 보조 회로는  $0 < \phi < 1-D$ 의 범위 내에서  $\phi$ 에 비례하는 전압을 내며  $\phi$ 가  $1-D$ 일 때에 최대 전압을 낸다. 단위 듀얼 컨버터 모듈의 전압을  $V_{om}$ 이라 할 때,  $V_{\alpha}$ 는 다음이 된다.

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

식 (1)에서  $N$ 은 2차 권선/1차 권선의 권선 비를 나타내고  $n$ 은 보조 권선/1차 권선의 권선 비를 나타낸다.

### 3. 제안된 컨버터의 모델링

제안된 컨버터의 대신호(large-signal) 및 소신호(small-signal) 모델을 구하기 위해 상태공간 평균법(state-space average method)<sup>[9]</sup>을 이용한다. 앞서와 마찬가지로 제안된 컨버터의 두 모듈은 완전히 동일하며 전류 및 전압이 각 모듈에 균등하게 분배되어 있다고 가정한다. 이 때, 네 개의 부스트 인덕터의 전류와 두 개의 듀얼 컨버터 출력 캐패시터의 전압은 구분되지 않으므로 상태 변수를  $i_L, v_{om}, i_{Lx}, v_{\alpha}$ 로 정의한다.

제어 입력은 위상  $\phi$ 이며 시비율  $D$ 는 상수값을 가진다. 단, 위상  $\phi$ 는 0에서  $1-D$ 사이의 값을 가진다. 스위치의 도통 저항  $R_{ds}$ 는 컨버터의 동특성 및 정(static) 특성에 큰 영향을 미치므로 그 영향을 고려하여 모델링을 행하며 그 외의 소자들은 이상적인 특성을 가진다고 가정한다. 그림 3을 참조하여 각 등가 회로에 대해 모델링을 한 후 상태공간 평균법을 적용하면, 소신호 모델을 유도하기 위한 전 단계로 다음과 같은 대신호 모델을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_i}{L} - (1-D)\frac{v_{om}}{NL} - (3-2D)\frac{i_L}{L}R_{ds} \\ \frac{dv_{om}}{dt} &= \frac{2i_L}{NC_o}(1-D) - \frac{2n\phi}{NC_o}i_{Lx} - \frac{2v_{om}}{R_oC_o} \\ &\quad - \frac{v_{\alpha}}{R_oC_o} \\ \frac{di_{Lx}}{dt} &= \frac{4n\phi}{NL_x}v_{om} - \frac{v_{\alpha}}{L_x} \\ &\quad - \frac{8n^2 \min\{\phi, D-0.5\}}{L_x}i_{Lx}R_{ds} \\ \frac{dv_{\alpha}}{dt} &= \frac{i_{Lx}}{C_x} - \frac{2v_{om}}{R_oC_x} - \frac{v_{\alpha}}{R_oC_x} \end{aligned} \quad (2)$$

그림 2에 보인 바와 같이, 제안된 컨버터는 동작 조건에 따라 동작 파형이 달라지고 한 주기 내에서 진행되는 모드의 순서가 달라지지만, 상태공간 평균법을 적용하게 되면 출력 전압을 제어할 수 있는 범위 내의  $\phi$ 에 대해, 즉,  $\phi$ 가 0에서  $1-D$ 사이의 값을 가지는 경우, 식 (2)로 일반화된 대신호 모델이 얻어진다.

식 (2)의 좌변의 미분 항들을 모두 0으로 놓으면 다음과 같이 주요 전류 및 전압에 대한 정상상태 해를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{om} &= \frac{NV_i}{1-D} \\ &\quad \times \left[ 1 + \frac{(3-2D)\left(\frac{N+2n\phi}{1-D}\right)^2 \frac{R_{ds}}{R_o}}{\left(1+8n^2 \min\{\phi, D-0.5\} \frac{R_{ds}}{R_o}\right)} \right]^{-1} \\ V_{\alpha} &= \frac{\frac{4n\phi}{N} V_{om} \left(1-4nN \frac{R_{ds}}{R_o}\right)}{\left(1+8n^2 \min\{\phi, D-0.5\} \frac{R_{ds}}{R_o}\right)} \\ I_{Lx} &= \frac{2V_{om} + V_{\alpha}}{R_o} \\ I_L &= \frac{1}{2} \frac{N+2n\phi}{1-D} I_{Lx} \end{aligned} \quad (3)$$

식 (2)의 대신호 모델을 식 (3)으로 표현되는 정상상태 동작점에 대해 선형화하여 다음과 같이 제안된 컨버터의 소신호 모델을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{om}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{Lx}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{\alpha}}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{om} \\ \hat{i}_{Lx} \\ \hat{v}_{\alpha} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} \hat{v}_i \\ \hat{\phi} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{(3-2D)R_{ds}}{L} & -\frac{1-D}{NL} & 0 & 0 \\ \frac{2(1-D)}{NC_o} & -\frac{2}{R_oC_o} & -\frac{2n\phi}{NC_o} & -\frac{1}{R_oC_o} \\ 0 & \frac{4n\phi}{NL_x} & -\frac{8n^2 R_{ds} \phi}{L_x} & -\frac{1}{L_x} \\ 0 & -\frac{2}{R_oC_x} & \frac{1}{C_x} & -\frac{1}{R_oC_x} \end{bmatrix}$$

이며,

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{2nI_{Lx}}{NC_o} \\ 0 & \frac{4nV_{om}}{NL_x} - \frac{8n^{2R_{ds}}I_{Lx}}{L_x} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{이다.}$$

#### 4. 제안된 컨버터의 분석

##### 4.1 전압변환특성

스위치의 도통 저항  $R_{ds}$ 를 고려한 경우 제안된 컨버터의 전압 변환 비율은 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2N+4n\phi}{1-D} [1 + \{8n^2 \min\{\phi, D-0.5\} + (3-2D)\left(\frac{N+2n\phi}{1-D}\right)^2 \frac{R_{ds}}{R_o}\}^{-1} \quad (5)$$

이 식에서 제어 변수는  $\phi$ 이고  $D$ 는 고정되어 있으며 각 괄호 안의 식이  $R_{ds}$ 에 의한 영향을 나타낸다.  $\phi=0$ 을 대입하고  $D$ 를 변수로 하면 변압기 권선 비가  $N$ 인 종래의 PWM 방식의 2 모듈 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 전압 변환 비율의 식이 얻어진다.

다음 그림 4는 11~18의 승압 비가 요구되는 예를 들어  $N=1.7, n=2, R_o=150, R_{ds}=0.055$ 인 경우 두 컨버터의 전압 변환 비를 계산하여 비교한 그림이다. 종래의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터는  $0.7 < D < 0.82$ 의 범위에서 원하는 승압 비를 얻을 수 있는데 반해, 제안된 컨버터는  $D=0.7$ 일 때에  $0 < \phi < 0.3$ 의 범위에서 원하는 승압 비를 얻을 수 있다. 이와 같이 제안된 컨버터는 제어입력 변동에 대한 출력의 감도가 낮아 궤환 보상을 하는 경우 잡음 등에 둔감한 장점을 가진다. 또한, 제안된 컨버터의 전압 변환 비는 제어입력에 대해 거의 선형으로 변화하는데, 이는 컨버터의 저주파 이득이 동작 조건에 관계없이 일정하게 유지된다는 것을 의미한다. 그러므로, 제안된 컨버터는 궤환 보상(feedback compensation)을 할 경우 그 상대안정도(relative stability)가 동작 조건에 크게 영향을 받지 않으며 이용 가능한 모든 승압 비에 대해 균일한 정상상태 추종 성능을 보이게 된다.

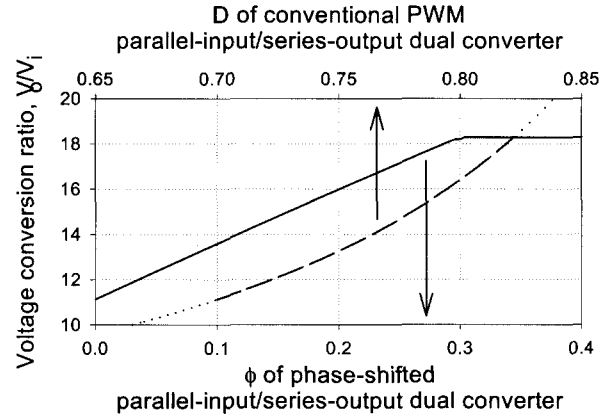


그림 4 제안된 컨버터(—)와 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터(----)의 전압 변환 그래프

Fig. 4 Voltage conversion curves of the proposed converter(—) and conventional PWM PISO dual converter(----)

##### 4.2 소자 스트레스

일반적으로, 스위치에 대전류가 흐르는 전원 장치의 경우 그 효율을 높이기 위해 스위치 전류의 맥동을 줄이는 등의 방법으로 실효값을 낮추어 도통 손실을 줄이는 방법이 이용되는데, 제안된 컨버터의 경우에는 그와 반대로 스위치 차단시 가해지는 전압 스트레스를 줄이는 방법을 이용하여 효율을 높일 수 있다. 이는 대부분의 스위칭 소자들에 있어 내압이 작은 소자일수록 도통 저항이 작아 스위치 도통시의 손실을 줄일 수 있다는 사실에 근거한다.

다음 식들은 각각 스위치 실효 전류, 스위치 전압 스트레스, 그리고 모듈의 출력 캐패시터의 실효 전류의 식이다.

$$I_{ds,RMS} = \sqrt{2(nI_o)^2 \min\{\phi, D-0.5\} + (3-2D)I_L^2} \quad (6)$$

$$V_{ds} = \frac{V_i}{1-D} \left[ 1 + \frac{(3-2D)\left(\frac{N+2n\phi}{1-D}\right)^2 \frac{R_{ds}}{R_o}}{\left(1 + 8n^2 \frac{R_{ds}}{R_o} \min\{\phi, D-0.5\}\right)} \right]^{-1} \quad (7)$$

$$I_{C_o,RMS} = \left\{ (2D-1)I_o^2 + 2\phi \left( \frac{I_L - nI_o}{N} - I_o \right)^2 + 2(1-D-\phi) \left( \frac{I_L}{N} - I_o \right)^2 \right\}^{1/2} \quad (8)$$

위의 각 전류의 식은 다음의 관계를 이용하여  $I_o$  혹은  $I_L$ 에 대해 정규화(normalize) 할 수 있다.

$$I_L = \frac{N+2n\phi}{2(1-D)} I_o \quad (9)$$

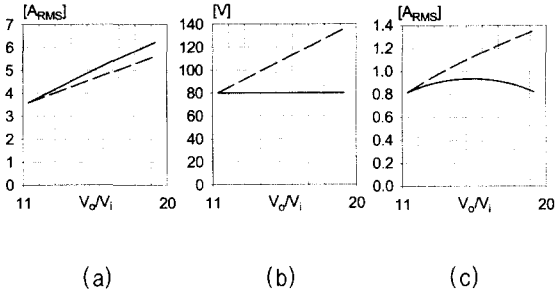


그림 5 제안된 컨버터(—)와 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터(----)의  
(a)스위치 실효 전류 (b) 스위치 전압  
(c) 캐패시터 실효 전류

Fig. 5 (a) Switch RMS current, (b) switch turn-off voltage, (c) capacitor RMS current in proposed converter(—) and conventional PWM PISO dual converter(----)

그림 5는  $N=1.7, n=2$ 인 경우 두 컨버터의 스위치 실효 전류 및 전압 스트레스와 출력 캐패시터 실효 전류를 전압 변환 비의 함수로 비교한 그림으로 각 실효 전류의 값은 부하 전류에 대해 정규화 되어있다. 제안된 컨버터의 그래프는 식 (6)~(8)을 이용하여  $D=0.7$ 의 일정한 시비율에 대해 위상차  $\phi$ 를 변화시켜가면서 얻을 수 있고, 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 대해서는 같은 식을 이용하되  $\phi=0$ 으로 하고  $D$ 를 변수로 하여 얻을 수 있다.

종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터는 항상 제안된 컨버터보다 높은 시비율에서 동작하기 때문에, 같은 입력 전류에 대해 그 스위치에 흐르는 전류의 파형의 폭이 더 넓다. 따라서 제안된 회로의 경우 그림 5(a)에 보인 바와 같이 최대 약 10% 가량 높은 스위치 실효 전류를 보이게 된다.

한편, 제안된 컨버터의 각 모듈의 출력 전압은 종래의 PWM 방식의 회로에 비해 항상 낮으면서 일정한 값으로 유지되는데, 스위치가 차단되었을 때 스위치 양단에 가해지는 전압 스트레스는 변압기 1차 측에서 본 2차 측의 출력 전압과 같기 때문에 그림 5(b)에 보

인 바와 같이 제안된 회로의 경우 최대 40% 낮은 스위치 전압 스트레스를 보인다.

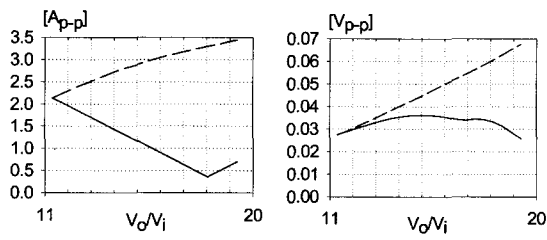
적절히 설계된 스너버를 추가하여 스위치를 과도한 전압 스파이크로부터 보호한다는 조건하에, 종래의 PWM 방식의 컨버터는 135V의 최대 스위치 전압 스트레스를 보이므로 내압 200V에 도통 저항 0.085Ω의 IRFP250을 사용할 수 있지만 제안된 컨버터는 약 80V의 일정한 전압 스트레스를 보이므로 내압 100V에 도통 저항 0.055Ω의 IRFP150을 사용하여 효율의 증대를 모색할 수 있다. 뿐만 아니라 스위치 개폐의 과도 구간에서 전류와 전압 파형의 겹침에 의해 발생하는 스위칭 손실도 크게 줄어들어 제안된 컨버터의 효율은 더욱 향상된다. 물론 제안된 컨버터의 경우 보조 회로에 사용된 권선에 의해 추가적인 손실이 발생하기는 하지만, 보조 권선에는 스위치 소자에 비해 상대적으로 낮은 전류가 흐르기 때문에 그 부정적인 영향이 스위치 소자에서 이루어지는 효율 증대의 효과에 미치지 못하여 전체적으로는 향상된 전력 변환 효율을 보이게 된다.

한편, 각 모듈의 출력 캐패시터에 흐르는 실효 전류도 제안된 회로의 경우 그림 5(c)에 보인 바와 같이 종래의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 매우 작음을 알 수 있다. 따라서, 고주파 교류 스트레스에 약한 캐패시터의 수명 연장 및 신뢰도 향상을 기대할 수 있다.

### 4.3 맥동 성분

제안된 컨버터는 두 개의 모듈이 위상 차를 가지고 동작하기 때문에 각 모듈의 전류 및 전압 파형 역시 위상 차를 가져 그 맥동이 서로 상쇄되는 효과를 얻을 수 있다.

따라서, 제안된 컨버터는 입력 전원으로 부터 유입되는 전류의 맥동이 매우 작아 컨버터 앞단에 위치하는 라인 필터의 캐패시턴스 값이 작아도 충분하다는 장점이 있다. 출력 전압의 경우 보조 회로에 의해 추가적인 맥동 성분이 더해지기는 하지만 각 모듈의 출력단과는 보조 회로의 필터는 2차 LC 필터이기 때문에 상대적으로 작은 캐패시턴스로도 작은 맥동을 얻을 수 있다. 뿐만 아니라, 두 개의 모듈 및 보조 회로의 맥동이 모두 서로 위상이 일치하지 않아 전체적인 출력 전압의 맥동은 각 맥동의 크기의 합보다 작은 값을 보이게 된다. 이와 더불어 앞 절에서 분석한 바와 같이 각 모듈의 출력 캐패시터에 흐르는 실효 전류의 크기가 작아 전체 출력 전압의 맥동은 더욱 줄어든다.



(a) (b)

그림 6 제안된 컨버터(—)와 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터(----)의  
(a) 입력 전류 맥동과 (b) 출력 전압 맥동

Fig. 6 (a) Input current ripple and (b) output voltage ripple of proposed converter(—) and conventional PWM PISO dual converter(----)

그림 6은  $N=1.7$ ,  $n=2$ ,  $R_o=150$ ,  $L=180\mu\text{H}$ ,  $L_x=140\mu\text{H}$ ,  $C_o=600\mu\text{F}$ ,  $C_x=100\mu\text{F}$ ,  $V_i=24\text{V}$ 인 경우 두 컨버터의 입력 전류와 출력 전압의 맥동을 전압 변환 비의 함수로 계산하여 보인 그림이다. 제안된 컨버터의 입력 전류는 위상 차가 증가함에 따라 작아지는 전류 맥동을 보이며, 출력 전압에 대해서도 보조 회로의 캐패시턴스가 모듈의 캐패시턴스보다 상당히 작음에도 불구하고 기존의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 매우 작은 맥동을 보인다.

#### 4.4 제어 입력에 대한 출력 전압의 과도응답

스위치의 시비율로 제어되는 종래의 PWM 방식의 컨버터의 경우, 응답 속도를 높이기 위해서는 출력 캐패시터의 크기를 줄여야 하는데 이는 출력 전압의 맥동을 증가시키는 역효과를 가져온다. 한편, 제안된 컨버터의 경우 보조 회로의 출력 캐패시터를 각 모듈의 출력 캐패시터에 비해 작은 값을 가지도록 하면, 보조 회로의 전압 응답은 각 모듈의 전압의 과도 응답에 비해 훨씬 빠른 속도를 가지며 그 크기도 커서 전체적인 출력 전압의 동특성을 지배하게 된다. 동시에, 앞 절에서 분석한 바와 같이, 위상 제어되는 특성에 의해 출력 전압의 맥동도 PWM 방식의 컨버터보다 낮은 수준으로 유지되기 때문에, 제안된 컨버터의 경우 빠른 출력 전압 응답 속도와 낮은 출력 전압의 맥동을 동시에 얻을 수 있다.

그림 7은  $V_i=24\text{V}$ 인 경우 제어 입력을 변화시켜 출력 전압이 320V와 350V사이에서 변동하도록 한 경우,

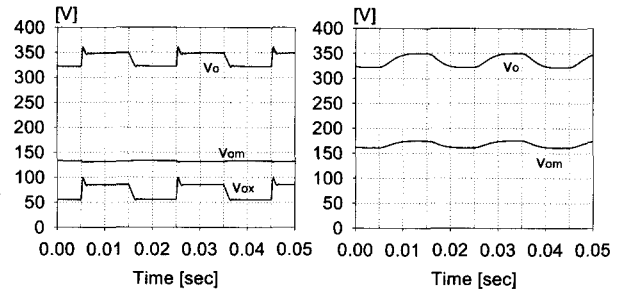


그림 7 제어 입력 변동에 대한

(a) 제안된 컨버터와 (b) 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 출력 전압 과도 응답

Fig. 7 Output voltage transient responses of (a) proposed converter and (b) conventional PWM PISO dual converter against control input variations

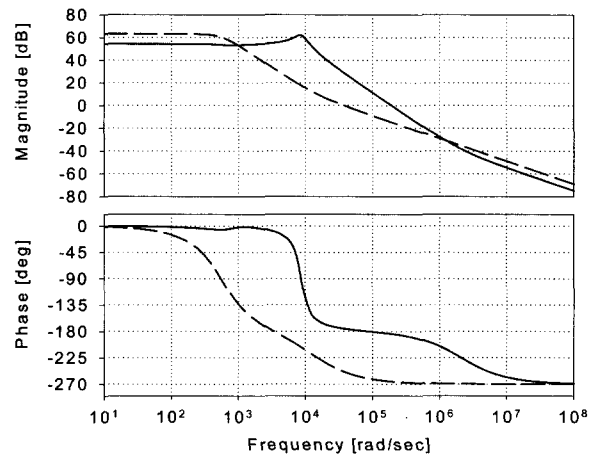


그림 8 제안된 컨버터(—)와 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터(----)의 제어 입력에서 출력 전압으로의 주파수 응답

Fig. 8 Control-to-output frequency responses of proposed converter(—) and conventional PWM PISO dual converter(----)

두 컨버터의 출력 전압 응답을 나타낸 모의 실험 파형으로 식 (2)의 대신호 모델을 이용하여 얻은 결과이다. 소자의 값은 앞 절에 제시한 값들을 사용하였다.

그림 7(a)는  $D=0.7$ 로 동작하는 제안된 회로의 파형으로 맨 위부터  $V_o$ ,  $V_{om}$ ,  $V_{ox}$ 이고, 그림 7(b)는 위에서부터  $V_o$ ,  $V_{om}$ 의 파형이다. 위상 차로 제어되는 제안된 컨버터는, 전체 출력 전압의 동역학이 빠른 응답 속도

를 갖는 보조 회로에 의해 지배되어 종래의 PWM 방식의 컨버터에 비해 우수한 지령 추종 능력을 보인다.

식 (4)의 소신호 모델을 이용하여 그림 8과 같은 주파수 응답을 구할 수 있다. 제안된 컨버터의 제어 입력에서 출력 전압으로의 대역폭이 약  $10^4$ rad/sec로 종래의 PWM 대응회로에 비해 10배 이상 넓게 나타남을 확인할 수 있다.

### 5. 실험 결과

50kHz, 24-350Vdc 시작품에 사용된 회로의 소자의 값은 앞에서 제시된 바와 같이  $N=1.7$ ,  $n=2$ ,  $R_o=150$ ,  $L=180\mu\text{H}$ ,  $L_x=140\mu\text{H}$ ,  $C_o=600\mu\text{F}$ ,  $C_x=100\mu\text{F}$ 이며 동작 조건은  $D=0.7$ 이다. 입력 측의 부스트 인덕터는 10% 미만의 입력 전류 맥동을 보장하기 위한 값으로 선정되었으며, 보조 회로의 인덕터는 그 전류가 연속적으로도 통하는 조건을 만족하도록 선정되었다. 각 출력 캐패시터는 충분히 작은 출력 전압 맥동을 보장하면서 동시에 보조 회로가 빠른 전압 응답 속도를 보이도록 하기 위해 이와 같이 설계되었다.

제안된 회로는 제어 입력에 무관하게 약 80V의 스위치 전압 스트레스를 보이므로 내압 100V의 IRFP150을 스위치 소자로 이용했다. 이에 반해 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터는 최대 140V 가량의 스위치 전압 스트레스를 보이므로 내압 200V의 IRFP250을 스위치 소자로 사용했다.

그림 9는 제안된 컨버터의 동작 조건에 따라 두 가지 서로 다른 정상상태 동작 파형을 보이고 있다. 그림 9(a)는  $\phi=0.15$ 인 경우의 주요 전압 및 전류 파형으로 그림 2(a)의 이론적인 파형과 일치한다. 그림 9(b)는  $\phi=0.4$ 인 경우의 파형으로 그림 2(d)의 파형과 일치한다.

그림 10은 두 컨버터의 제어 입력 변동에 대한 출력 전압의 응답 파형으로 그림 7의 파형과 일치하며, 동시에 유도된 수학적 모델의 유효성도 검증된다.

그림 11은 두 컨버터의 효율을 측정한 결과이다. 제안된 컨버터의 경우 저손실의 소자를 사용할 수 있었기 때문에 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터에 비해 보다 높은 효율을 보인다. 뿐만 아니라, 제안된 컨버터에 IRFP250을 사용하여 같은 스위치 소자를 사용한 경우에도 낮은 스위치 전압 스트레스로 인해 스위치 개폐시 발생하는 스위칭 손실이 감소하여 여전히 종래의 PWM 방식의 컨버터에 비해 높은 효율을 보인다.

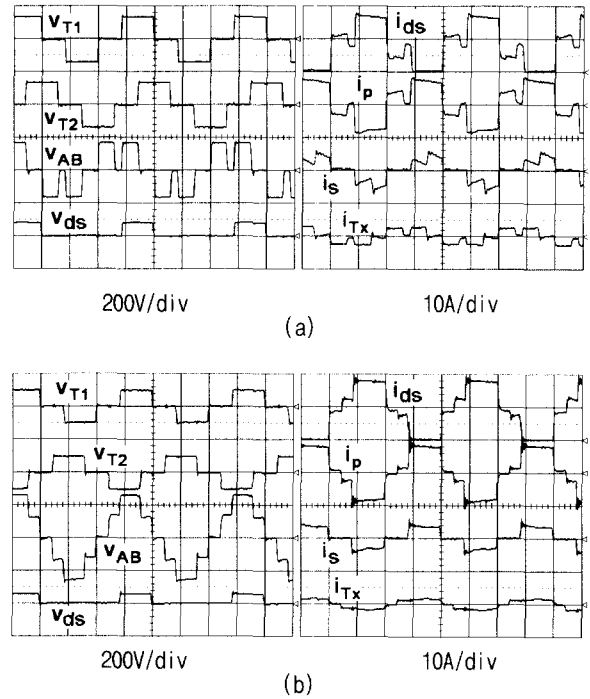


그림 9 제안된 컨버터의 동작 파형

- (a)  $D=0.7$ ,  $\phi=0.15$ ,
- (b)  $D=0.7$ ,  $\phi=0.4$  (time=5 $\mu\text{s}/\text{div}$ )

Fig. 9 Operating waveforms of the proposed converter

- (a)  $D=0.7$ ,  $\phi=0.15$ ,
- (b)  $D=0.7$ ,  $\phi=0.4$  (time=5 $\mu\text{s}/\text{div}$ )

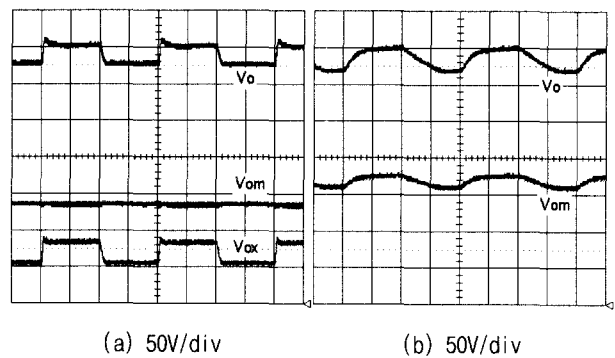


그림 10 제어 입력 변동에 따른

- (a) 제안된 컨버터와
- (b) 종래의 PWM 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터의 출력 전압 응답 (time=5ms/div)

Fig. 10 Output voltage responses of

- (a) proposed converter and
- (b) conventional PWM PISO dual converter to control input variations (time=5ms/div)



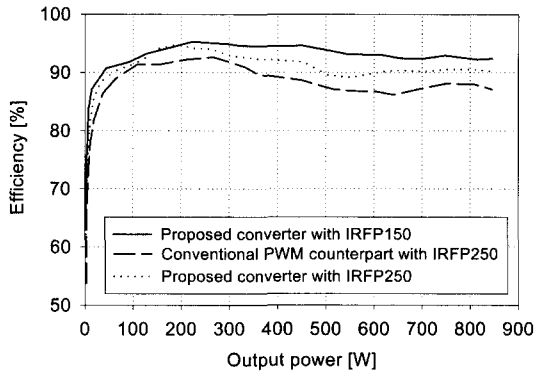


그림 11 두 컨버터의 효율 곡선  
Fig. 11 Measured efficiencies of both converters

### 6. 결 론

종래의 PWM 방식의 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터를 바탕으로 두 개의 모듈로 구성되는 위상천이 병렬입력/직렬출력 듀얼 컨버터를 제안한 바 있다. 본 논문에서는 제안된 컨버터의 동작을 분석하였고 그 수학적 모델과 정상상태의 해를 제시하였다. 또한, 제안된 컨버터의 장점을 종래의 PWM 컨버터와 비교 분석하였다. 제안된 회로는 낮은 스위치 전압 스트레스를 보이기 때문에 낮은 내압의 저손실 소자를 사용할 수 있어 높은 효율을 보이며 출력 캐패시터에 흐르는 실효 전류 스트레스가 작은 장점이 있다. 또한 입력 전류 및 출력 전압의 맥동 성분이 낮고, 동시에 출력 전압의 제어 지령 추종 속도가 매우 빠르다. 이론적인 동작 파형 및 분석 결과들을 800W급 24-350Vdc 시작품을 통한 실험 결과로 검증하였다. 높은 효율 및 낮은 소자 스트레스, 빠른 동특성을 보이는 제안된 컨버터는 대용량 승압 응용에 유용하게 사용될 수 있다.

### 참 고 문 헌

[1] 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.  
[2] J. H. Hirschenhofer, "Fuel Cell Status: 1996," IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine, vol. 12, no. 3, pp. 23~28, 1997.

[3] C. C. Heath, "The Market for Distributed Power Systems," IEEE Applied Power Electronics Conference Records, pp. 225~229, 1991.  
[4] S. S. Ang, Power Switching Converters, Marcel Dekker, Inc., p. 36, 1995.  
[5] 강정일, 노정욱, 한상규, 윤명중, "새로운 위상천이 병렬 입력/직렬출력 모듈화를 적용한 듀얼 컨버터," 전력전자 학술대회 논문집, pp. 270~273, 2000.  
[6] S. N. Manias, G. Kostakis, "Modular DC-DC Converter for High-output Voltage Applications," IEE Proceedings-B, vol. 140, no.2, pp. 97~102, 1993.  
[7] P. J. Wolfs, "A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 40, no. 1, pp. 139~144, 1993.  
[8] W. C. P. De Aragao Filho and I. Barbi, "A Comparison Between Two Current-Fed Push-Pull DC-DC Converters: Analysis, Design and Experimentation," IEEE International Telecommunications Energy Conference Records, pp. 313~320, 1996.  
[9] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages," IEEE Power Electronics Specialists Conference Records, pp. 18~34, 1976.

### 저 자 소 개



#### 강정일(姜正一)

1973년 9월생. 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



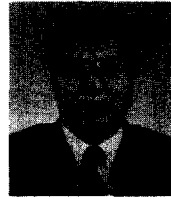
#### 노정욱(盧政煜)

1971년 9월생. 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기전산학과 졸업(공학). 2001년 현재 삼성전자 DTV 일류화 추진실 Core Technology 그룹 책임연구원.



### 문건우(文建又)

1966년 10월생. 1990년 한양대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1996년 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 서울대 졸업. 1974년 University of Missouri-Columbia 졸업(석사), 1978년 동 대학원 졸업(박사). 1978년부터 General Electric Columbia에서 Individual Contributor on Aerospace Electrical Engineering으로 재직. 2001년 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수. 당 학회 회장 역임.