

# 2단계 직접형 전력변환시스템의 최적제어기법 고찰

조춘호, 모동영, 이상철, 최창영, 이진식, 김태웅, 박귀근\*  
경상대학교, \*LG전자

## Optimal Control Scheme for Two-Stage Direct Power Converter

Choon-Ho Cho, Dong-Yeong Mo, Sang-Chul Lee,  
Chang-Young Choi, Gun-Sik Lee, Tae-Woong Kim, Gwi-Geun Park\*  
Gyeongsang National University, \*LG Electronics

### ABSTRACT

Two-Stage Direct Power Converter(TSDPC) has many merits that possible bidirectional power flow, input power factor own control and system using imaginary DC-link. But TSDPC has some demerits that need many switching devices and switching loss. This paper suggest optimal TSDPC control scheme for improvement for switching loss part by changing the space vector approval times. This paper is verified that 9% improvement in switching efficiency and proposed system has lower harmonic of input currents and output voltage.

### 1. 서론

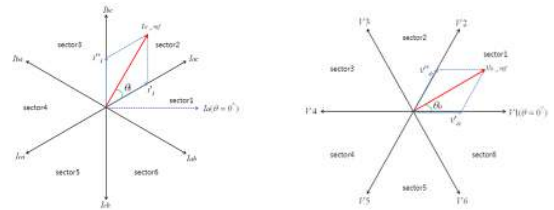
최근 3상 전력변환시스템에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있는 가운데 간접형 AC/AC 전력변환시스템의 직류를 가상의 직류로 만들어 에너지 저장용 소자를 최소화시키는 2단계 직접형 전력변환시스템(Two-Stage Direct Power Converter, 이하 TSDPC라고 부름)에 대해 관심을 가지고 진행되고 있다. 하지만 TSDPC는 많은 수의 스위칭소자를 사용하기 때문에 제어기가 복잡하고, 스위칭 손실이 많으며, 다수의 PWM 신호를 내기위해 DSP와 FPGA를 조합하여 사용해야하는 문제점을 지니고 있다. TSDPC를 제어하기 위해 벡터인가시간에 대한 스위칭시퀀스를 11개로 분할된 look-up 테이블을 구성하게 되며, 영벡터인가시간에 따라 출력측 인버터단의 6개 스위치가 동시에 절환되는 상태가 발생하게 된다. 본 논문에서는 동시에 6개의 스위칭소자가 절환되는 상태를 벡터인가시간에 대한 스위칭시퀀스를 최적상태로 변경하여 동시에 6개의 스위칭소자가 절환되는 상태를 제거함으로써, 기존의 매트릭스컨버터의 스위칭방식보다 개선된 SVPWM 스위칭방식을 제안한다. 또한 제안된 스위칭절환 기법에 대한 유효성을 PSIM 시뮬레이터를 통해 검증하고 기존 제어방식보다 개선된 성능을 지님을 보여준다.

### 2. TSDPC의 제어기법

#### 2.1 기존의 SVPWM 제어기법

2단계 직접형 전력변환시스템을 제어 할 경우, 입력전류공간벡터와 출력전압공간벡터를 이용하여 필요한 36개 섹터정보를 계산하고, 입력측 컨버터부의 양방향 스위칭소자의 동작은 최소 스위칭을 할 수 있도록 스위칭패턴을 만들고, 출력측 인버

터부의 스위칭패턴은 기존의 3상인버터의 스위칭패턴과 동일하게 이루어진다. 또한 영벡터를 인가함에 있어서 상단의 3개 스위치의 턴온과 하단의 3개 스위치의 턴오프를 동시에 실시하거나 상단의 3개 스위치의 턴오프와 하단의 3개 스위치의 턴온을 동시에 실시하여 만든다. 그리고 각 섹터, 스위칭 look-up 테이블, 공간벡터인가시간을 이용하여 TSDPC를 제어하게 된다.<sup>[1]</sup>



(a) 입력전류공간벡터 (b) 출력전압공간벡터  
Fig. 1. 2단계 직접형 전력변환시스템의 공간벡터표현

입력전류와 출력전압을 동시에 제어하기 위한 공간벡터는 그림 1에 보여주며, 각각의 공간벡터에서 6개의 섹터로 분류하고 조합하였을 때의 전체 섹터는 총 36개로 분류된다. 각 섹터마다 유효벡터의 인가시간과 영벡터의 인가시간을 계산하여 PWM 신호를 발생시켜 TSDPC를 구동시킨다. 입력전류 및 출력전압에 대한 공간벡터를 수식으로 표현하면 식 (1)과 같이 표현되며, 제어주기  $T_s$ 에 대한 유효벡터 인가시간은 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \vec{i}_i &= \frac{2}{3}(i_{ab} + i_{bc}e^{j2\pi/3} + i_{ca}e^{j4\pi/3}) = I_i e^{j\theta_i} \\ \vec{v}_o &= \frac{2}{3}(v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3}) = V_o e^{j\theta_o} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} \vec{V}^* dt &= \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \\ \int_0^{T_s} \vec{I}^* dt &= \int_0^{T_1} I_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} I_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} I_0 dt \end{aligned} \quad (2)$$

식 (1)과 (2)로 입력단과 출력단의 벡터를 합성한 후, 식 (3)에서 보여주듯이 제어주기  $T_s$ 에서 유효벡터 인가시간의 합을 감산함으로써 영벡터 인가시간을 구하게 된다.

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s - (T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \\ T_1 &= MT \cdot \sin[60^\circ - \theta_o + (k-1) \times 60^\circ] \cdot \sin[60^\circ - \theta_i - (i-1) \times 60^\circ] \\ T_2 &= MT \cdot \sin[\theta_o + (k-1) \times 60^\circ] \cdot \sin[60^\circ - \theta_i - (i-1) \times 60^\circ] \\ T_3 &= MT \cdot \sin[\theta_o + (k-1) \times 60^\circ] \cdot \sin[\theta_i - (i-1) \times 60^\circ] \\ T_4 &= MT \cdot \sin[60^\circ - \theta_o + (k-1) \times 60^\circ] \cdot \sin[\theta_i - (i-1) \times 60^\circ] \end{aligned} \quad (3)$$

SVPWM 제어기법에 있어서 전체 벡터인가시간에 대한 스위칭시퀀스를 11개로 분할하기 위해 모노안정(mono-stable)을 이용한다. 계산된 벡터인가시간에 대한 스위칭시퀀스는 다음과 같으며 영벡터의 인가시간은 섹터가 바뀔 때에도  $T_0/2$ 를 유지시키기 위해 양단에  $T_0/4$  시간을 설정하였다.

$$\frac{T_0}{4} \rightarrow \frac{T_1}{2} \rightarrow \frac{T_2}{2} \rightarrow \frac{T_3}{2} \rightarrow \frac{T_4}{2} \rightarrow \frac{T_0}{2} \rightarrow \frac{T_4}{2} \rightarrow \frac{T_3}{2} \rightarrow \frac{T_2}{2} \rightarrow \frac{T_1}{2} \rightarrow \frac{T_0}{4}$$

## 2.2 제안된 SVPWM 제어기법

본 논문에서는 섹터 판별의 기준이 입력측과 출력측에 대한 정보와 상관없이 영벡터인가시간의 스위칭패턴을 일치시키기 위해 4개 그룹으로 유효벡터인가시간의 순서를 변경하는 제어 기법을 제안한다. 섹터별 최소스위칭 절환을 하도록 하는 영벡터의 조건은 표 1에 보여준다.

Table 1. Conditions of zero vector at given sector

zero vector	sector
상단 3개 스위치 턴온 하단 3개 스위치 턴오프	1, 3, 5, 8, 10, 12, 13, 15, 17, 20, 22, 24, 25, 27, 29, 32, 34, 36
상단 3개 스위치 턴오프 하단 3개 스위치 턴온	2, 4, 6, 7, 9, 11, 14, 16, 18, 19, 21, 23, 26, 28, 30, 31, 33, 35

입-출력 섹터정보가 홀수인지 짝수인지를 판별하여 각각의 제어그룹을 판별하게 된다. 제안된 제어기법을 통해 인버터부의 동작을 통한 영벡터인가 시 동시에 6개의 스위칭소자가 절환되는 상태도 제거할 수 있다. 제안된 SVPWM 스위칭기법으로 TSDPC를 구동하였을 경우에 이론적으로는 36섹터를 한주기로 동작 시 약 9%의 스위칭 효율이 개선된다.

## 3. 시뮬레이션 해석

### 3.1 시스템 구성

시뮬레이션 해석하기 위한 TSDPC의 전체 회로구성은 그림 1에 보여주며, 3상전원, 입력전압용 검출센서, 출력전류용 검출센서, 6개의 양방향스위칭소자, 6개의 단방향스위칭소자, 보호회로, 마이크로프로세서와 FPGA, 그리고 RL부하로 이루어진다. 센서를 통해 입력전압과 출력전류에 대한 정보를 검출하며, 마이크로프로세서와 FPGA와의 통신을 통해 다수의 스위칭소자에 PWM 신호를 인가해준다. 다수의 스위칭 소자를 사용하기 때문에 제어에 문제점이 발생했을 때, 보호회로로 설계된 클램프 회로로 에너지를 흐르게 하여 회로를 보호하게 된다. 스위칭주파수는 10kHz로 설정하였다.

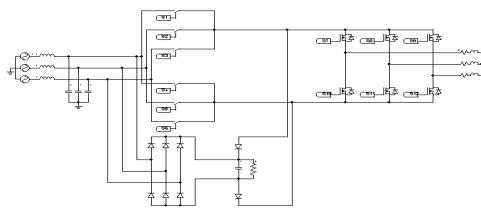


Fig. 1. Circuit Configuration for two-stage direct power converter

### 3.2 시뮬레이션 결과 및 분석

2단계 직접형 전력변환시스템 구동에 있어서 벡터인가시간

에 대한 스위칭시퀀스를 입력 및 출력섹터의 정보에 따라 변경하여 시뮬레이션을 수행한 결과, 3상 정현파출력전류를 얻을 수 있음을 확인하였고, 36섹터의 무작위 변경에 대해 기존 공간벡터 PWM기법과 동일한 조건하에 유효벡터인가시간의 스위칭시퀀스만 변경되는 것을 확인하였으며, 그림 2에 보여준다.

TSDPC 구동에 최적 스위칭기법을 적용한 결과, 개선된 성능은 동일한 시스템에 대해서 유효벡터인가시간에 대한 스위칭시퀀스를 변경하지 않은 기준방식과의 FFT 비교 분석한 과정을 그림 3과 4에 보여준다. 본 그림의 좌측은 기준기법을 적용하였을 때이며, 우측은 제안한 기법을 적용하였을 때에 대한 FFT 분석결과 과정을 보여준다. 그림 3에서 보여준 입력전류의 고조파 분석결과에 의하면 60kHz에서 29%, 80kHz에서 2%의 고조파를 저감시킬 수 있고, 그림 4에 제시된 출력전압의 고조파 분석결과에 의하면 30kHz에서 16%, 50kHz에서 1%의 고조파를 저감시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

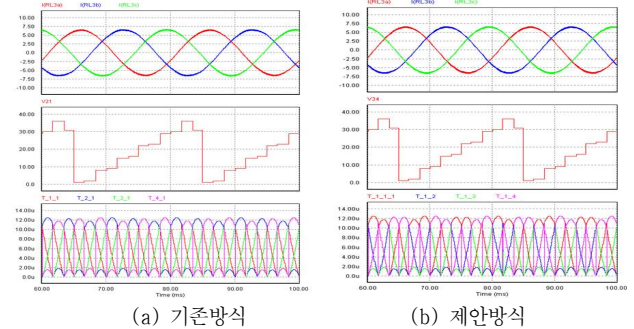


Fig. 2. 출력전류파형 및 섹터에 따른 유효벡터 인가시간변경

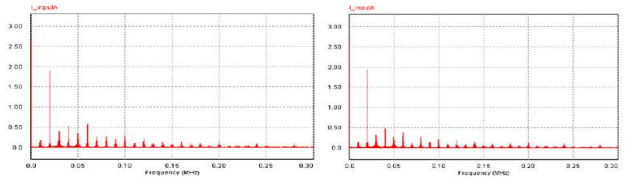


Fig. 3. 입력전류의 고조파 FFT 비교; (좌) 기준방식, (우) 제안방식

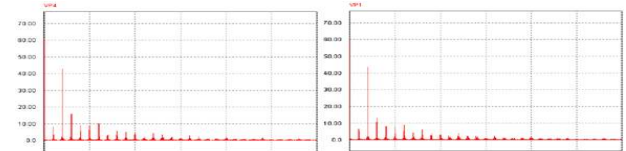


Fig. 4. 출력전압의 고조파 FFT 비교; (좌) 기준방식, (우) 제안방식

## 4. 결론

본 논문에서는 입력 및 출력 섹터에 따라 구분된 4개 그룹에 따라 유효벡터인가시간에 대한 스위칭시퀀스를 변경하여 스위칭 절환을 최소화한 TSDPC의 최적스위칭기법을 고찰하였고, PSIM에 의한 시뮬레이션 결과를 통해 유효벡터인가시간의 변경 및 스위칭절환을 최소화 하는 최적스위칭 제어기법이 기존 기법에 비해 손실을 억제할 수 있고, 또한 입력전류 및 출력전압의 고조파도 억제할 수 있음을 확인하였다.

## 참고 문헌

[1] C. Klumpner, T. Wijekoon, and P. Wheeler, "A new class of hybrid ac/ac direct power converters," Proc. of IEEE Industry Applications Conference, vol. 4, pp. 2374 - 2381, 2005.