

단위 역률을 갖는 직접 시비율 변조방식 3상 매트릭스 컨버터의 제어 및 동작 특성

李玉龍*, 崔南燮[†], 韓炳文**

Control and Operating Characteristics of Three-Phase Matrix Converter with Unity Power Factor by Direct Duty-Ratio Modulation Method

Yulong Li, Nam-Sup Choi and Byung-Moon Han

요 약

본 논문은 단위 역률을 갖도록 직접 시비율 펄스폭 변조 방식으로 제어되는 3상 매트릭스 컨버터의 평형 및 불평형 부하시의 동작 특성을 고찰한다. 시스템의 해석으로부터 얻어진 중요하고 유용한 사실을 정리하면 다음과 같다. (1) 단위 역률 제어 알고리즘은 부하측의 변수에 의해서가 아니라 입력전압에 의하여 정해진다. (2) 평형 3상 부하가 리액티브 부하인 경우만 아니라면 입력측 역률을 1로 만들 수 있다. (3) 불평형 선형부하의 경우, 매트릭스 컨버터의 등가입력 특성은 비선형저항과 같다. (4) 입력 주파수와 출력 주파수가 특정한 관계를 가질 때, 입력측의 각상은 동일한 평균전력 분담률을 갖는다. 해석의 타당성과 유효성은 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

This paper investigates operating characteristics of three-phase matrix converter with unity input power factor by direct duty-ratio pulse-width modulation in the case of balanced and unbalanced load. It can be found from the system analysis that (1) The control algorithm for unity power factor is not related to the variables of load sides but the input voltages, (2) With the balanced three-phase load except for the pure reactive load, the unity input power factor can be achieved, (3) In the case of the unbalanced linear load, the equivalent input characteristics of the matrix converter can be seen like the nonlinear resistor, (4) When the input frequency and the output frequency have the specific relationship, each input phases have the same sharing of the average power. The feasibility and validity of the analysis were verified by simulation and experimental results.

Key Words : Matrix converter, Unity input power factor, AC-AC power conversion, Three-phase matrix converter, Carrier-based PWM, Direct duty-ratio PWM

1. 서 론

매트릭스 컨버터는 양방향 전력반도체 스위치만으로

구성된 직접변환 ac-ac 컨버터로서, 간접변환 ac-ac 컨버터에서 요구되는 dc-링크와 같은 커다란 에너지 저장소자를 필요로 하지 않으므로 높은 전력처리 밀도와 유지보수의 필요성 저감이 요구되는 응용분야를 중심으로 점차 이용이 확대되고 있다. 매트릭스 컨버터의 회로와 제어방안이 최초로 제안된 것은 30여 년 전이지만, 여러 가지 기술적 난제들로 실용화가 미루어 지다가, 최근 들어 고속의 DSP가 이용 가능해지고 여

[†]교신저자 : 정희원, 전남대 전기전자통신컴퓨터공학부 교수
E-mail : nschoi@chonnam.ac.kr

*정희원, 현대중공업 전자전기시스템사업본부 연구원

**정희원, 명지대 전기공학과 교수

접수일자 : 2008. 12. 15 1차 심사 : 2009. 1. 23
심사완료 : 2009. 2. 3

러 가지 안정적인 전류(commutation) 기법 및 다양한 스위치의 펄스폭 변조(pulse-width modulation, PWM) 제어방안이 도입되면서 다시 매트릭스 컨버터의 응용 연구와 실용화, 대용량화에 대한 관심이 모아지고 있다^[1,2,3,4].

매트릭스 컨버터의 기본적인 동작 특성은 스위치를 제어하기 위한 변조기법에 의하여 전적으로 결정된다. 지금까지 연구된 다양한 변조기법 가운데 중요한 몇 가지를 들면, Alesina-Venturini 방법, 공간벡터 펄스폭 변조(space vector PWM, SVPWM) 방법, 캐리어 기반 변조(carrier-based modulation) 방법 등이 있다.

Alesina-Venturini 방법은 오프라인(off-line)으로 원하는 출력전압을 발생시키기 위한 각 스위치의 시비율 함수(duty-ratio function)를 이론적으로 구한 후 운전 시 이를 적용하는 방법으로 매우 복잡한 수식과 많은 계산량이 수반된다^[5,6]. SVPWM 방법은 매트릭스 컨버터를 정류기와 인버터의 조합으로 보고, 이로부터 결과적인 스위치 제어함수를 얻어내는 방법으로, 앞서의 방법보다 훨씬 체계적인 방법이기도 하나, 스위칭 패턴에 대한 조건표를 저장하여 이용하므로, 동작시 이를 위한 초기화 과정이 필요하며, 각 벡터와 스위치 게이팅 신호의 관련성에 대한 직관적 이해가 어려운 단점이 있다^[7,8].

캐리어 기반 변조 방법은 단순한 몇 단계의 알고리즘에 의하여 거의 실시간으로 PWM 신호를 발생시키는 방법이다^[9,10]. 특히, 캐리어 기반 변조 방법 가운데, 최근 제안된 직접 시비율 펄스폭 변조(direct duty-ratio PWM, DDPWM) 방법은 다음과 같은 구조적 장점을 갖는다^[10].

- (1) 출력전압 기준치와 삼각파 캐리어를 직접 비교함으로써 각 스위치의 게이팅 파형에 대한 직관적인 이해가 쉽다.
- (2) 각각의 출력 상에 대하여 서로 독립적인 모듈(module) 구조를 가지므로, 3상 매트릭스 컨버터뿐만 아니라 단상 또는 2상 매트릭스 컨버터에도 적용이 가능하다.
- (3) 단순히 삼각파 캐리어의 상승 및 하강 기울기를 제어하여 입력측 역률제어가 가능하다.
- (4) 중성선을 갖는 구조의 매트릭스 컨버터에도 적용이 가능하다.

본 논문에서는 DDPWM 방식으로 제어되는 3상 매트릭스 컨버터의 평형 및 불평형 부하에 따른 동작특

성을 분석하여 새로운 몇 가지 사실들을 밝혔다. 예를 들면, 단위 입력역률을 갖도록 DDPWM 제어되는 경우, 부하의 대칭성 및 부하의 역률에 관계없이 매트릭스 컨버터는 무효전력을 흡수하지 않으며 등가적으로 비선형 저항처럼 동작함을 보인다.

본 논문에서는 먼저 3상 매트릭스 컨버터의 출력전압의 합성원리 및 그에 따른 입력전류의 합성에 대하여 설명하고, 단위 역률로 제어되는 경우 동작 특성에 대하여 자세히 고찰한다. 그로부터 얻어진 몇 가지 사실에 대한 타당성과 유효성은 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 검증하였다.

2. DDPWM에 의한 출력전압의 합성

그림 1은 3상 매트릭스 컨버터의 동작을 살펴보기 위하여 단순화된 회로도도를 나타낸다. 그림 1에서 보듯이 전압원 입력에 대하여 출력측의 부하는 전류원으로 간주될 수 있으며, 독립적인 양은 입력전압(v_{sa} , v_{sb} , v_{sc})과 부하측 전류(i_{oA} , i_{oB} , i_{oC})이며, 제어되는 양은 출력측 전압(v_{oA} , v_{oB} , v_{oC})과 입력측 전류(i_{sa} , i_{sb} , i_{sc})이다.

출력측 임의의 상전압은 3개의 입력전압을 이용하여 합성된다. 예를 들면, v_{oA} 는 3개의 스위치(S_{Aa} , S_{Ab} , S_{Ac})중 어느 하나를 통하여 입력 전압중의 하나에 연결되며, 한 스위칭 주기 T_s 동안 A 점에 나타난 전압의 평균값이 원하는 출력전압과 같게 함으로써 출력전압을 합성할 수 있다.

그림 2는 A 상 스위칭 신호를 발생시키기 위한 캐리어 및 시비율(duty-ratio) d_A 신호와, 두 가지 가능한 출력전압의 패턴을 보여준다.

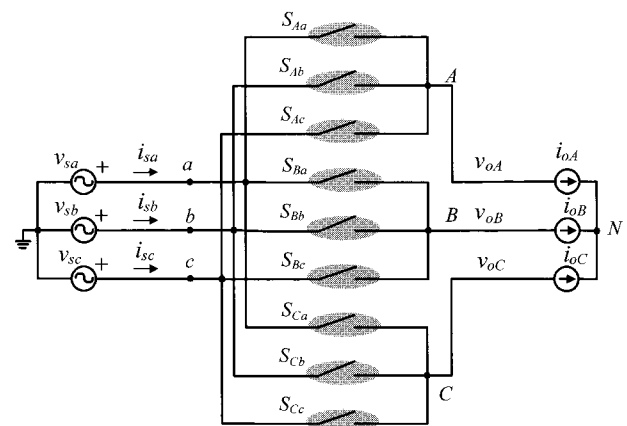


그림 1 3상 매트릭스 컨버터 단순화된 회로도
Fig. 1 The simplified circuit diagram of three-phase matrix converter

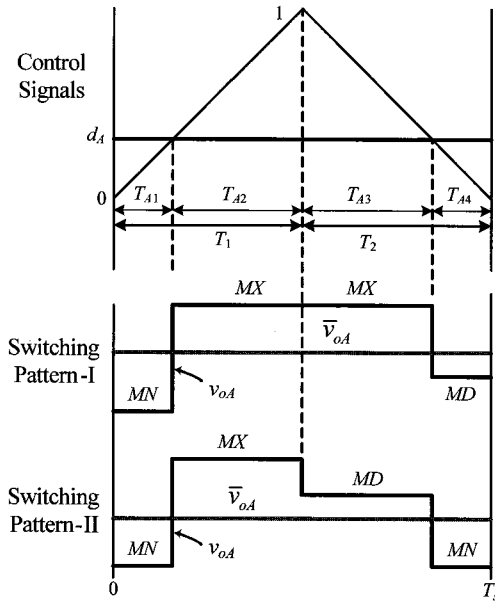


그림 2 A상 출력 상전압의 합성
Fig. 2 The Synthesis of the output phase voltage for A-phase

그림 2에서, MX 는 샘플링된 v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} 가운데 최대값을, MD 는 중간값을, MN 는 최소값을 각각 나타내며, $n \equiv T_1/T_s$ 이다. 그림 2에서 보듯이, 동일한 캐리어와 d_A 값에 대하여, 만일, $(MX-MD) > (MD-MN)$ (스위칭 패턴-I) 이면, $MN \rightarrow MX \rightarrow MD$ 의 순서로, $(MX-MD) < (MD-MN)$ (스위칭 패턴-II) 이면, $MN \rightarrow MX \rightarrow MD \rightarrow MN$ 의 순서로 입력전압을 선택하도록 한다. 그림 2에서 출력전압의 평균값 \bar{v}_{oA} 는 다음과 같다.

$$\bar{v}_{oA} = \begin{cases} d_A(nMN - nMD + MD - MX) + MX & : \text{패턴-I} \\ d_A(MN - nMX - MD + nMD) + nMX & : \text{패턴-II} \\ -nMD + MD & : \text{패턴-II} \end{cases} \quad (1)$$

\bar{v}_{oA} 는 A상 출력전압 명령값(기준값) v_{oA}^* 와 같으며, 식 (1)을 d_A 에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$d_A = \begin{cases} \frac{MX - v_{oA}^*}{(MX - MD) + n(MD - MN)} & : \text{패턴-I} \\ \frac{n(MX - MD) + (MD - v_{oA}^*)}{n(MX - MD) + (MD - MN)} & : \text{패턴-II} \end{cases} \quad (2)$$

출력측 A상의 전압을 얻기 위한 시비율 d_A 를 구하는데, 다른 출력 상의 정보는 사용되지 않았으므로, A

상 출력전압은 d_A 에 의하여 일의적으로 정해진다.

마찬가지로 B상 및 C상 출력전압 명령값을 각각 v_{oB}^* , v_{oC}^* 라 할 때, B상과 C상의 제어를 위한 시비율 d_B , d_C 는 각각 다음과 같다.

$$d_B = \begin{cases} \frac{MX - v_{oB}^*}{(MX - MD) + n(MD - MN)} & : \text{패턴-I} \\ \frac{n(MX - MD) + (MD - v_{oB}^*)}{n(MX - MD) + (MD - MN)} & : \text{패턴-II} \end{cases} \quad (3)$$

$$d_C = \begin{cases} \frac{MX - v_{oC}^*}{(MX - MD) + n(MD - MN)} & : \text{패턴-I} \\ \frac{n(MX - MD) + (MD - v_{oC}^*)}{n(MX - MD) + (MD - MN)} & : \text{패턴-II} \end{cases} \quad (4)$$

3. DDPWM에 의한 입력전류의 합성

그림 2의 스위칭 패턴-I과 같이 스위칭이 이루어진다고 가정하면, A점은 T_{A1} 동안 입력측 MN 에 연결되고, i_{oA} 는 입력측 MN 상을 통하여 흐를 것이다. i_{sMX} , i_{sMD} , i_{sMN} 을 각각 MX , MD , MN 상에 흐르는 전류라고 할 때, 입력 전압의 조건이 패턴-I을 만족하면, 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} i_{sMN}T_s &= T_{A1}i_{oA} + T_{B1}i_{oB} + T_{C1}i_{oC} \\ i_{sMD}T_s &= T_{A4}i_{oA} + T_{B4}i_{oB} + T_{C4}i_{oC} \\ i_{sMX}T_s &= (T_{A2} + T_{A3})i_{oA} + (T_{B2} + T_{B3})i_{oB} \\ &\quad + (T_{C2} + T_{C3})i_{oC} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, 각 시간 구간은 다음과 같이 정해진다.

$$\begin{aligned} (T_{A1}, T_{B1}, T_{C1}) &= (d_A, d_B, d_C)T_1 \\ (T_{A2}, T_{B2}, T_{C2}) &= [(1-d_A), (1-d_B), (1-d_C)]T_1 \\ (T_{A3}, T_{B3}, T_{C3}) &= [(1-d_A), (1-d_B), (1-d_C)]T_2 \\ (T_{A4}, T_{B4}, T_{C4}) &= (d_A, d_B, d_C)T_2 \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)을 식 (5)에 대입하여 정리하면 패턴-I인 경우 다음과 같이 입력측에 흐르는 전류를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{sMN} &= n(d_A i_{oA} + d_B i_{oB} + d_C i_{oC}) \\ i_{sMD} &= (1-n)(d_A i_{oA} + d_B i_{oB} + d_C i_{oC}) \\ i_{sMX} &= -(d_A i_{oA} + d_B i_{oB} + d_C i_{oC}) \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서,

$$n \equiv \frac{T_1}{T_s} = -\frac{i_{sMN}}{i_{sMX}} \quad (\text{패턴-I}). \quad (8)$$

만일 입력 전압의 조건이 패턴-II를 만족하면, 위와 마찬가지로 과정을 거쳐서, 다음과 같이 입력측에 흐르는 전류를 구할 수 있다. 즉,

$$\begin{aligned} i_{sMN} &= d_A i_{oA} + d_B i_{oB} + d_C i_{oC} \\ i_{sMD} &= -(1-n)(d_A i_{oA} + d_B i_{oB} + d_C i_{oC}) \\ i_{sMX} &= -n(d_A i_{oA} + d_B i_{oB} + d_C i_{oC}) \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)로부터, 패턴-II인 경우 n 은 다음과 같이 정한다.

$$n \equiv \frac{T_1}{T_s} = -\frac{i_{sMX}}{i_{sMN}} \quad (\text{패턴-II}). \quad (10)$$

4. 단위 역률 제어시 동작 특성

저항 부하의 경우 양단의 전압과 전류는 비례관계를 갖는다. 또한 이러한 경우 단위 역률의 관계가 성립한다. 그러므로, 3상 매트릭스 컨버터에서 단위 역률 제어를 위한 조건은 다음과 같다.

$$n = \begin{cases} -\frac{i_{sMN}}{i_{sMX}} = -\frac{v_{sMN}}{v_{sMX}} & (\text{패턴-I}) \\ -\frac{i_{sMX}}{i_{sMN}} = -\frac{v_{sMX}}{v_{sMN}} & (\text{패턴-II}) \end{cases} \quad (11)$$

여기서, v_{sMX} (또는 v_{sMN})는 입력 상전압 가운데 최대값 (또는 최소값)인 상의 전압을 의미한다. 즉, 단위 역률 제어는 단지 입력전압의 정보만에 의해서 식 (11)과 같이 간단히 구현될 수 있다.

식 (11)에서 다음과 같은 사실을 정리할 수 있다.

- (1) DDPWM에서 단위 역률 제어는 센싱된 입력전압의 정보를 이용하여 n 의 값을 결정함으로써 이루어진다.
- (2) 센싱된 3개의 입력 상전압 가운데, 최대값과 최소값만 단위 역률 제어를 하는데 관련되어 있다.
- (3) 단위 역률 제어는 부하측의 변수와 관련이 없다.

식 (7)과 (9)에, 식 (2)~(4), 식 (11)을 대입하여 정리하면 스위칭 패턴-I과 패턴-II에 관계없이 성립하는 다음과 같은 입력전류에 대한 관계식을 얻는다.

$$i_{sMX} = p_o \cdot \frac{MX}{MX^2 + MN^2 - MD(MX + MN)} \quad (12)$$

$$i_{sMN} = p_o \cdot \frac{MN}{MX^2 + MN^2 - MD(MX + MN)} \quad (13)$$

$$i_{sMD} = p_o \cdot \frac{-(MX + MN)}{MX^2 + MN^2 - MD(MX + MN)} \quad (14)$$

여기서, $p_o = v_{oA}^* i_{oA} + v_{oB}^* i_{oB} + v_{oC}^* i_{oC}$ 이며, p_o 는 매트릭스 컨버터의 순시출력전력을 나타낸다. 실제 입력측의 α -상에 흐르는 전류 i_{sa} 는 다음과 같다.

$$i_{sa}(t) = \begin{cases} i_{sMX}(t) & \text{if } v_{sa}(t) = MX \\ i_{sMN}(t) & \text{if } v_{sa}(t) = MN \\ i_{sMD}(t) & \text{if } v_{sa}(t) = MD \end{cases} \quad (15)$$

다른 입력의 b -상이나 c -상의 전류도 식 (15)와 마찬가지로 구할 수 있다.

4.1 평형 3상 회로

매트릭스 컨버터의 입력전압이 3상 평형인 경우, $MX + MD + MN = 0$ 이므로, 식 (12)~(14)는 다음과 같이 주어진다.

$$i_{sMX} = p_o \cdot \frac{MX}{MX^2 + MN^2 + MD^2} \quad (16)$$

$$i_{sMN} = p_o \cdot \frac{MN}{MX^2 + MN^2 + MD^2} \quad (17)$$

$$i_{sMD} = p_o \cdot \frac{MD}{MX^2 + MN^2 + MD^2} \quad (18)$$

매트릭스 컨버터 회로 시스템의 입력측과 출력측이 모두 평형인 경우, $p_o = \text{일정}$, $MX^2 + MD^2 + MN^2 = \text{일정}$ 이므로, 항상 순시적으로 다음과 같은 비례관계가 있음을 알 수 있다. 즉,

$$i_{sMX} \propto MX, \quad i_{sMN} \propto MN, \quad i_{sMD} \propto MD \quad (19)$$

따라서, 매트릭스 컨버터의 입력이 단위역률로 동작

하고 있음이 확인된다. 식 (19)를 얻는데 출력측이 평형시스템이라는 것 이외에 3상 부하에 대한 고려가 없었으므로, 식 (19)는 부하의 역률에 관계없이 입력측 역률을 1로 만들 수 있음을 의미한다.

평형 3상 입력 선간전압의 실효값을 V_{sLLrms} 라고 하면, $MX^2+MD^2+MN^2=V_{sa}^2+V_{sb}^2+V_{sc}^2$ 이므로, 식 (16)으로부터 입력전류의 실효값 I_{srms} 를 구할 수 있다. 즉,

$$I_{srms} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{p_o}{V_{rLLrms}} \quad (20)$$

4.2 불평형 3상 부하

매트릭스 컨버터의 출력전압이 평형이지만 3상 부하가 불평형인 경우, 부하측에는 불평형 전류가 흐른다. 이러한 불평형 전류로 말미암아 매트릭스 컨버터의 순시출력전력 p_o 는 일정한 값이 아닌 리플을 갖는다. 출력측이 선형부하인 경우, 순시출력 p_o 는 직류성분 P_{dc} 와 진폭 p_{ac} 로 진동하는 리플성분으로 구성되며, 리플 성분의 주파수 f_p 는 출력주파수 f_o 의 2배, 즉 $2f_o$ 가 된다.

식 (16)~(18)에서 입력 전원전압이 평형인 경우, i_{sMX} , i_{sMN} , i_{sMD} 는 비례상수 k 를 갖는 다음의 식과 같이 표현된다. 즉,

$$\begin{aligned} i_{sMX} &= k \cdot p_o \cdot MX \\ i_{sMN} &= k \cdot p_o \cdot MN \\ i_{sMD} &= k \cdot p_o \cdot MD \end{aligned} \quad (21)$$

그림 3은 순시출력전력 p_o , MX 및 i_{sMX} 파형의 일례를 나타낸다. 그림 3에서 보듯이, 만일, $p_{ac} < |P_{dc}|$ 이면, p_o 의 부호는 변함이 없다. 따라서, 식 (21)에서 i_{sMX} , i_{sMN} , i_{sMD} 의 부호(극성)은 각각 MX , MN , MD 에 의하여 정해진다. 특히 $p_{ac} < |P_{dc}|$ 이고, $P_{dc} > 0$ 이면, 식 (21)로부터 다음과 같은 사실을 정리할 수 있다.

- (1) 전원전압의 극성과 전원전류의 극성은 항상 같다.
- (2) 전원전압이 0이 되는 시점에서 전원전류도 동시에 0이 된다.
- (3) 매트릭스 컨버터의 등가입력 특성은 비선형저항과 같은 것으로 볼 수 있다.
- (4) 출력측에는 무효전력이 존재하더라도, 입력측에는 무효전력이 존재하지 않는다.

입력주파수를 f_i 라 할 때, MX 의 주파수 f_M 은 $3f_i$ 이다. 만일 p_o 의 주파수 f_p 와 MX 의 주파수와

$$\frac{p}{f_p} = \frac{m}{f_M} \quad (p, m = 1, 2, 3, \dots) \quad (22)$$

과 같은 관계를 갖는다면, i_{sMX} 도 주파수 f_c 인 주기적인 파형이 되며 $f_c = f_M/m = f_p/p$ 와 같다.

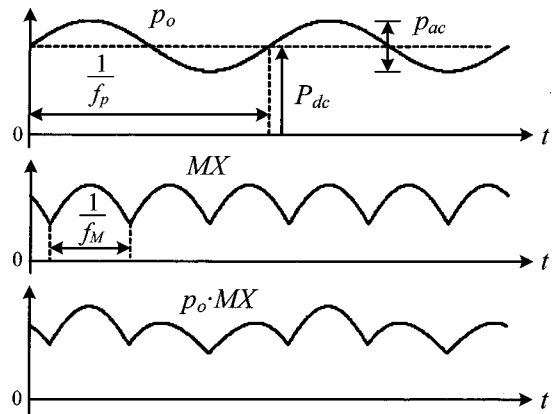


그림 3 불평형 선형부하시 파형
Fig. 3 The waveforms when the unbalanced linear load is connected

불평형 부하인 경우 출력의 불평형 전류에 의한 각 상의 전력분담률이 다르게 되고, 만일 입출력 주파수가 서로 같다면, 이러한 상이한 전력분담률이 입력측에 반영되어, 입력측 또한 각 상마다 상이한 전력분담률을 갖는다. 그러나 입력과 출력의 주파수가 다르고 식 (22)의 관계를 갖는다면, 각 상에 분담되는 전력은 일정한 주기($1/f_c$)에 걸쳐서 평균을 하면 동일하게 분담된다. 즉, 전원측 공급전력이 각 상마다 동일할 조건은 다음과 같다.

$$f_o = \frac{3p}{2m} \cdot f_i \quad (m, p = 1, 2, 3, \dots, \text{단, } 3p \neq 2m) \quad (23)$$

다음의 시뮬레이션을 통하여 단위 역률 제어 되는 3상 매트릭스 컨버터가 불평형 부하를 가질 때 파형을 살펴 보도록 한다.

입력선간전압의 실효치가 220 V일 때, 매트릭스 컨버터의 전압전달비 $q=0.866$ 이면 출력전압은 첨두값 (V_o)이 180 V인 3상 평형 전압이다. 이때, Y 결선된 3상 R-L 부하에서 각 상의 소자값을 A상($R_a=20 \Omega$,

$L_a=50$ mH), B 상($R_b=20$ Ω , $L_b=50$ mH), C 상($R_c=10$ Ω , $L_c=50$ mH)와 같이 정하는 경우, 그림 4는 각 상 부하에 흐르는 불평형 부하전류를 나타낸다.

간단한 페이지 계산의 결과, 각상의 평균소비 전력은 A 상, B 상 C 상에서 각각 438 W, 607 W, 605 W가 됨을 알 수 있다.

그림 5는 입력측 전원전압과 전원전류를 나타낸다. 그림 5의 파형에서 보듯이, 전원전류는 다소 왜곡된 형태의 파형이지만 각 상의 전원전압과 전원전류는 항상 극성이 같음을 확인할 수 있다. 또한 각상의 전력분담을 계산하면, 각 상에서 550 W의 전력을 공급하고 있다.

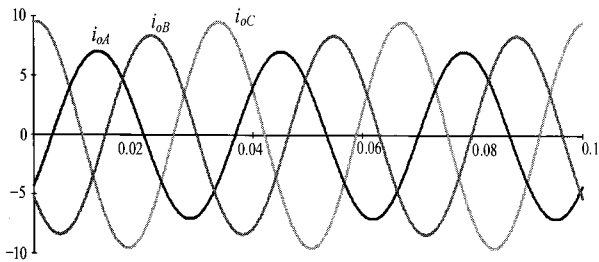


그림 4 불평형 부하시 출력측 불평형 부하전류
Fig. 4 Output-side unbalanced load currents when the unbalanced load is connected

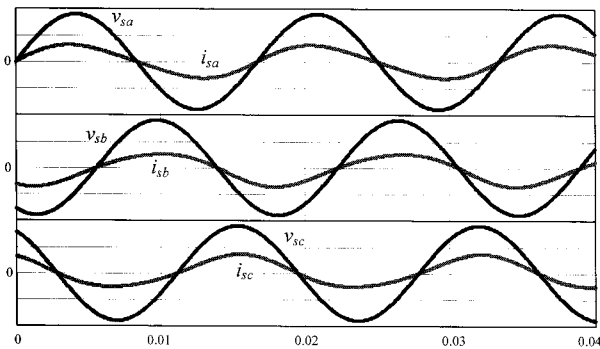


그림 5 불평형 부하시 입력측 전원전류(i_{sA} , i_{sB} , i_{sC} : 10 A/div, V_{sA} , V_{sB} , V_{sC} : 100 V/div, 10 ms/div)
Fig. 5 Input-side source currents when the unbalanced load is connected(i_{sA} , i_{sB} , i_{sC} : 10 A/div, V_{sA} , V_{sB} , V_{sC} : 100 V/div, 10 ms/div)

5. 실험 결과

앞서 행한 논의의 타당성과 유효성을 검증하기 위하여 실험을 수행하였다. 그림 1에 도시된 3상 매트릭스

컨버터를 제작하였고, 실제회로에서는 불연속인 입력측 전류 필터링을 위하여 인덕터와 커패시터의 $L-C$ 필터($L=100$ μ H, $C=30$ μ F)가 사용되었고, 3상 부하는 Y -연결된 $R-L$ 부하($R=20$, $L=50$ mH)를 사용하였다. 또, 입력측 선간전압은 실효값 220 V, 주파수 60 Hz이며, 스위칭 주파수는 5 kHz로 동작한다.

그림 6과 그림 7은 $q=0.866$ 이고 평형 3상 부하시, 각각 $f_o=30$ Hz일 때와 $f_o=90$ Hz일 때, 출력측의 선간전압과 부하전류 및 입력측의 전원전압과 전원전류를 나타낸다. 그림 6과 그림 7에서 보듯이 입력측 전압과 전류는 거의 동상이며, 단위역률로 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 8과 그림 9는 앞장에서 수행한 시뮬레이션과 같은 조건으로 실험을 수행한 결과이다. 즉, Y 결선된 3상 $R-L$ 부하에서 각 상의 소자값을 A 상($R_a=20$ Ω , $L_a=50$ mH), B 상($R_b=20$ Ω , $L_b=50$ mH), C 상($R_c=10$ Ω , $L_c=50$ mH)와 같이 정하는 경우, 그림 8은 출력측의 각 상 부하에 흐르는 불평형 부하전류와 선간전압을, 그림 9는 입력측의 전원전압과 전원전류를 나타낸다.

그림 8에서 보듯이 부하전류는 정현파이지만 크기와 위상이 불평형 되어 있고 그림 4의 파형과 거의 같다.

그림 9는 입력측의 각 상의 전압과 전류가 거의 동상임을 보이며, 그림 5의 시뮬레이션 파형과 거의 같음을 확인할 수 있다. 그림 9에서 전류의 위상이 약간 지연되어 보이는 것은 매트릭스 컨버터 전단의 $L-C$

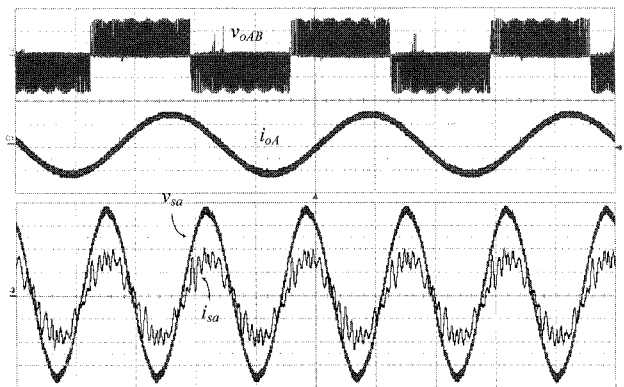


그림 6 평형 3상 부하시 출력선간전압, 부하전류, 전원전압 및 전원전류 (운전조건: $f_o = 30$ Hz, $q = 0.866$)(V_{oAB} : 200 V/div, i_{oA} : 5 A/div, V_{sA} : 50 V/div, i_{sA} : 5 A/div, 10 ms/div)
Fig. 6 In case of balanced 3-phase load, output line-to-line voltage, load current, source voltage and source current(operating condition: $f_o = 30$ Hz, $q = 0.866$)(V_{oAB} : 200 V/div, i_{oA} : 5 A/div, V_{sA} : 50 V/div, i_{sA} : 5 A/div, 10 ms/div)

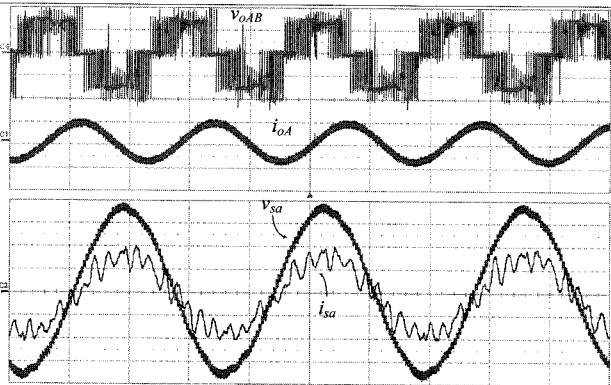


그림 7 평형 3상 부하시 출력선간전압, 부하전류, 전원전압 및 전원전류 (운전조건: $f_o = 90 \text{ Hz}$, $q = 0.866$) (v_{oAB} : 200 V/div, i_{oA} : 5 A/div, v_{sa} : 50 V/div, i_{sa} : 2.5 A/div, 5 ms/div)

Fig. 7 In case of balanced 3-phase load, output line-to-line voltage, load current, source voltage and source current (operating condition: $f_o = 90 \text{ Hz}$, $q = 0.866$) (v_{oAB} : 200 V/div, i_{oA} : 5 A/div, v_{sa} : 50 V/div, i_{sa} : 2.5 A/div, 5 ms/div)

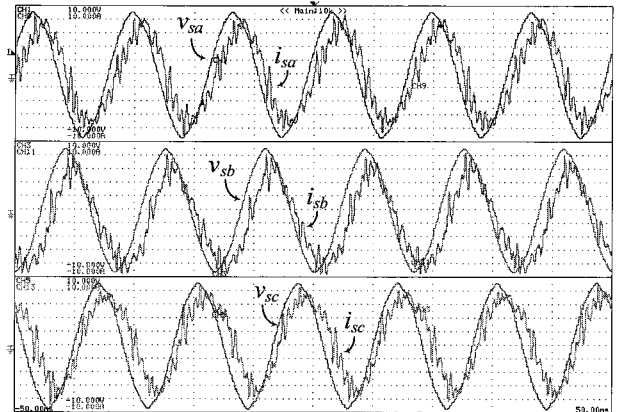


그림 9 불평형 부하시 입력측 전원전압과 전원전류 (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} : 2 A/div, v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} : 50 V/div, 10 ms/div)

Fig. 9 input-side source voltages and source currents when the unbalanced load is connected (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} : 2 A/div, v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} : 50 V/div, 10 ms/div)

극성을 유지함으로써, 무효전력이 존재하지 않을 뿐만 아니라, 각 입력 상전원에 부하전력이 균등하게 분담되고 있음을 확인할 수 있다.

이 논문은 2006년도 전남대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음

6. 결 론

본 논문에서는 단위 역률을 갖도록 직접 시비율 펄스폭 변조 방식(DDPWM)으로 제어되는 3상 매트릭스 컨버터의 평형 및 불평형 부하시의 동작특성을 분석 및 해석하였다. 그로부터 새롭게 얻어진 중요하고 유용한 사실을 정리하면 다음과 같다.

- (1) 단위 역률 제어 알고리즘은 부하측의 변수와 관련이 없으며, 입력전압에 의하여 정해진다.
- (2) 평형 3상 부하의 경우, 부하가 순수 리액티브 부하만 아니라면 입력측 역률을 1로 만들 수 있다.
- (3) 불평형 부하의 경우, 매트릭스 컨버터의 등가입력 특성은 비선형저항과 같다.
- (4) 식 (23)의 조건을 만족하면, 입력측의 각상에서의 전력분담률은 같게 된다.

이어서, 해석의 타당성과 유효성은 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 검증하였다.

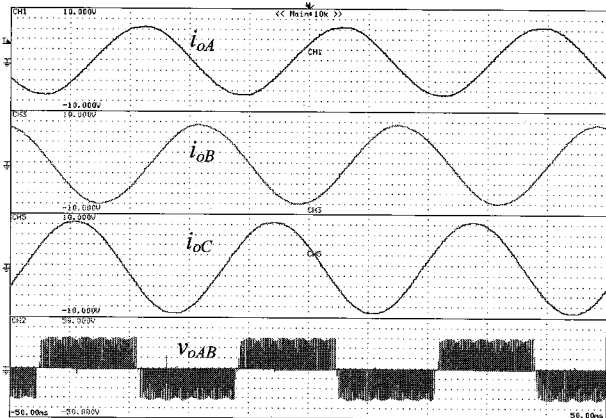


그림 8 불평형 부하시 출력측 부하전류와 출력선간전압 (i_{oA} , i_{oB} , i_{oC} : 2 A/div, 10 ms/div, v_{oAB} : 100 V/div, 10 ms/div)

Fig. 8 Output-side load currents and output line-to-line voltage when the unbalanced load is connected (i_{oA} , i_{oB} , i_{oC} : 2 A/div, 10 ms/div, v_{oAB} : 100 V/div, 10 ms/div)

필터와 전원사이의 전류를 측정하여서 필터의 위상지연 때문이다.

그림 8과 9로부터, DDPWM 제어되는 매트릭스 컨버터가 단위역률 제어로 운전될 때, 부하의 불평형에 의하여 부하전류에는 불평형과 무효전력이 존재함에도 불구하고 입력측의 전류는 항상 전원전압과 동일한

참고 문헌

- [1] H.-H. Lee, H.M. Nguyen, and T.-W. Chun, "Implementation of direct torque control method using matrix converter fed induction motor", *Journal of Power Electronics*, Vol. 8, No. 1, pp. 74-80, 2008, Jan.
- [2] L. Zhang, C. Watthanasarn, "A matrix converter excited doubly-fed induction machine as a wind power generator", *Conf. Record of Power Electronics and Variable Speed Drives*, pp. 532-537, 1998, Sep. 21-23.
- [3] Byung-Moon Han, Yulong Li and Nam-Sup Choi, "Wind power system using doubly-fed induction generator and matrix converter", *Conf. Record of Korea-Japan Joint Technical Workshop on Semiconductor Power Converter*, pp. 37-42, 2008, Sep. 26-28.
- [4] P.W. Wheeler, J.C. Clare, D. Katsis, L. Empringham, M. Bland, T. Podlesak, "Design and construction of a 150KVA matrix converter induction motor drive", *Conf. Record of Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, pp. 719-723, 2004.
- [5] A. Alesina and M. Venturini, "Solid-state power conversion: A fourier analysis approach to generalized transformer synthesis", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, Vol. 28, No. CS-4, pp. 319 - 330, 1981, April.
- [6] A. Alesina and M. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. PE-4, No. 1, pp. 101 - 112, 1989, January.
- [7] L. Huber and D. Borrojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 6, pp. 1234 - 1246, 1995, Nov./Dec.
- [8] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angole Tani and Luca Zarri, "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 49, No. 2, pp.370 - 381, 2002, April.
- [9] Young-Doo Yoon and Seung-Ki Sul, "Carrier-based modulation technique for matrix converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 6, pp. 1691 - 1703, 2006, November.
- [10] Yulong Li, Nam-Sup Choi, Byung-Moon Han, Kyung-Min Kim, Buhm Lee and Jun-Hyub Park, "Direct duty ratio pulse width modulation method for matrix converters", *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol. 6, No. 5, pp. 660-669, 2008, October.

저자 소개

**Yulong Li(李玉龍)**

1982년 8월 14일생. 2004년 중국 북경석유화학연구원 통신공학과 졸업. 2006년 여수대 전기공학과 졸업(석사). 2009년 전남대 전기및반도체공학과 졸업(공학박). 2009년~현재 현대중공업 전자전기시스템사업본부 연구원.

**최남섭(崔南燮)**

1963년 3월 5일생. 1987년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1994년 동대학원 졸업(공학박). 1999년~2000년 미국 University of Wisconsin-Madison 방문교수. 1995년~현재 전남대 전기전자통신컴퓨터공학부 교수. 당 학회 편집이사.

**한병문(韓炳文)**

1953년 7월 5일생. 1976년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 미국 Arisona State University 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 미국 Westinghouse 중앙연구소 선임 연구원. 현재 명지대 전기공학과 교수. 당 학회 평의원.