3상 매트릭스 컨버터에 사용되는 옵셋전압 PWM방법과 V_{max}-V_{mid} PWM 방법의 비교분석

論 文
58-2-11

Comparative Analysis of Offset Voltage PWM and V_{max}-V_{mid} PWM Method for 3 Phase Matrix Converter

車 翰 周† · 金 宇 中*
(Hanju Cha · Woojung Kim)

Abstract - In this paper, comparative analysis of offset voltage PWM method and V_{max}-V_{mid} PWM method for three-phase matrix converter is addressed by using a simple analytical and graphical method. Offset voltage PWM method calculates PWM patterns in terms of offset voltage and variable slope of carrier, and it simplifies matrix converter modulation algorithm significantly. V_{max}-V_{mid} PWM method generates patterns by using two phases and maintaining a remaining phase to base phase, and it is implemented in the industrial products. The most important performance criterion of modulation method is a magnitude of current ripples and it is analytically modelled. The graphical illustration of theses complex multivariable functions make per-carrier cycle and per fundamental cycle behavior of two PWM methods understood. Two modulation methods are analysed with the analytical formulas and graphics, and the analysis shows offset voltage PWM method is superior to V_{max}-V_{mid} PWM method with respect to input current ripples and output voltage ripples.

Key Words : Offset Voltage PWM, V_{max}-V_{mid} PWM, Current ripples, Harmonic voltage, Harmonic flux

1. 서 론

AC-DC-AC 변환은 3상 AC 입력 전압을 DC 전압으로 변환된 후, 다시 AC로 역변환하여 모터를 구동하는 데 사용되며, AC-DC 과정에서 상당한 레벨의 고조파와 매우 낮은 입력 역률을 발생시키며, DC 링크부는 커다란 전해 콘덴서를 필요로 한다. 전해 콘덴서는 많은 스페이스를 필요로 할 뿐 아니라, 고온 운전 시 동작 시간에 따라 정전용량의 급격한 감소로 인한 가변속 드라이버의 수명을 단축시키는 주요 회로요소로 알려져 있다. 또한 양방향의 에너지 흐름이 필요한 경우는 고가의 회생 전용 컨버터를 설치하여야 한다.

위에서 언급된 AC-DC-AC의 단점은 AC-AC 직접 전력 변환 방식의 매트릭스 컨버터를 이용하여 해결할 수 있다. 9개의 양방향 스위치 배열 구조에 의해 AC-DC 정류 과정과, DC 링크부의 콘덴서가 필요 없게 되고 모터의 부하 크기에 관계없이 입력 역률을 거의 1.0으로 유지할 수 있다. 많은 장점에도 불구하고 아직 상업적인 경쟁력이 약한 이유는 양방향 반도체 스위치가 필요하고, 변조 기법이 복잡하고, AC-AC 스위칭의 리플로 인한 파형의 품질 개선의 여지가 남아 있기 때문이다. 본 논문에서는 매트릭스 컨버터가 필드 환경에서 경쟁력을 가지기 위해 여러 가지 문제점 중 파형의 품질 개선에 중점을 두었다. 먼저 파형의 품질 진단을 목표로, 여러 가지 영향을 미치는 요소 중 전압 변조 방법의 알고리즘을 비교 분석한다. 최근 매트릭스 컨버터의 대표적인 전압 변조 방법인 옵셋 전압 PWM 방법과 V_{max}-V_{mid} 방법을 선택하여, 출력전압을 만드는 과정에서 발생하는 입력 전류 리플과 출력 전압 리플의 크기를 수식으로 풀어 직관적인 벡터도를 그려 비교하여 각각의 특성을 분석한다. 그리고 두 전압 변조 방법의 알고리즘에 중점을 둠으로 스위칭 주파수와 프로세서의 연산 문제도 같이 고려하여야 하며, 이에 관해 어느 전압 변조 알고리즘이 더 우수성이 있는지 비교한다.

* 準 會 員 : 충남대학교 전기공학과 석사과정
† 교신저자, 正會員 : 충남대학교 전기공학과 조교수 · 공박
E-mail : hjcha@cnu.ac.kr
接受日字 : 2008年 8月 21日
最終完了 : 2008年 12月 2日

2. 매트릭스 컨버터의 PWM 방법

그림 1은 AC-AC 직접 변환장치인 매트릭스 컨버터의 전력 회로 모델이고, 그림 2는 현재 실험 중인 매트릭스 컨버터 프로토타입이다. 매트릭스 컨버터는 DC 링크단의 대용량 커패시터가 필요 없고; 양방향 전력흐름을 제어할 수 있고; 사용자가 원하는 출력전압의 크기, 주파수, 역률을 임의로 제어 할 수 있는 이점을 가지고 있으며 입력 저차 고조파가 없는 특징이 있다.

그림 3은 매트릭스 컨터버의 제어 블록도이며, 옵셋전압 PWM 과 V_{max}-V_{mid} PWM 방법, 두 변조 방법 모두 같은 하드웨어로 구현된다. 추후 프로세서의 성능 한계치에 맞춰 값싼 프로세서로 전향 가능하지만, 지금은 동일한 프로세서를 사용하여 단가 면에서의 차이는 보이지 않고, 다른 점은 다음 절에서 소개될 DSP 내에서 구현되는 9개의 스위칭 신호를 만들어내는 방법의 차이이다.

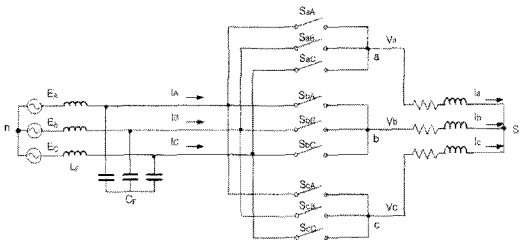


그림 1 매트릭스 컨버터 전력 회로
Fig. 1 Power circuit of matrix converter

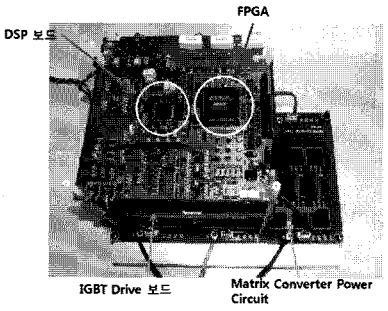


그림 2 매트릭스 컨버터 하드웨어

Fig. 2 Matrix converter prototype

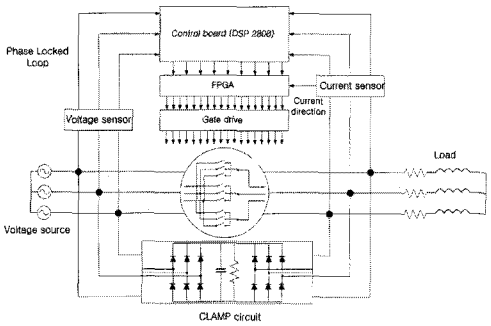


그림 3 매트릭스 컨버터의 제어 블록도

Fig. 3 Control diagram of matrix converter

2.1 옵셋전압 PWM 방법

옵셋전압 PWM 방법은 출력 지령전압과 캐리어의 비교를 통해 출력 전압을 식 (1)의 등식이 성립하도록 합성하며 그림 4와 같이 나타낸다. T_1과 T_2의 배분은 입력 전력과 출력 전력의 관계식에서 유도된다[1].

$$V_{an1}\times T_1 + V_{an2}\times T_2 = E_{\min}\times T_{1a} + E_{\max}\times(T_{2a}+T_{3a}) + E_{mid}\times T_{4a} \quad (1)$$

$$T_s = T_{1a} + T_{2a} + T_{3a} + T_{4a}$$

T_{1a}: T_1 구간에서 min 상이 온 되는 시간

T_{2a}: T_1 구간에서 max 상이 온 되는 시간

T_{3a}: T_2 구간에서 max 상이 온 되는 시간

T_{4a}: T_2 구간에서 mid 상이 온 되는 시간

식 (1)에서 알 수 있듯이, 출력 전압은 각 입력전압이 온 되는 시간에 의해서 결정되고, 이 시간은 그림 4에서 쉽게 구할 수 있다. 그림 4의 T_c를 2개로 나눠서 T_1, T_2 라고 하고, T_1 동안에는 입력 선간 전압이 가장 큰, 입력전압이 최대인 상 전압(E_{max})와 입력전압이 최소인 상 전압(E_{min}) 사이의 선간 전압을 이용한다. T_2기간에는 입력 선간 전압이 중간인 것을 이용하고, 전압 이용률을 높이기 위해E_{max} - E_{mid}와 E_{mid} - E_{min} 중 절대값의 크기가 더 큰 구간을 사용한다. E_{max} - E_{min} 과 E_{max} - E_{mid} 사이의 각 끝점을 대각선으로 이어 출력 극전압 V_{an1}, V_{an2} 와의 비교를 통해 입력전압이 온 되는 시간을 결정하고, V_{an1}, V_{an2} 은 식 (2) 와 같이 구한다.

$$V_{an1} = V_{as} + V_{sn1} \quad (2)$$

$$V_{an2} = V_{as} + V_{sn2}$$

여기서 V_{sn1} 은 T_1 구간에서의 옵셋 전압이고, V_{sn2} 는 T_2 구간에서의 옵셋 전압이다.

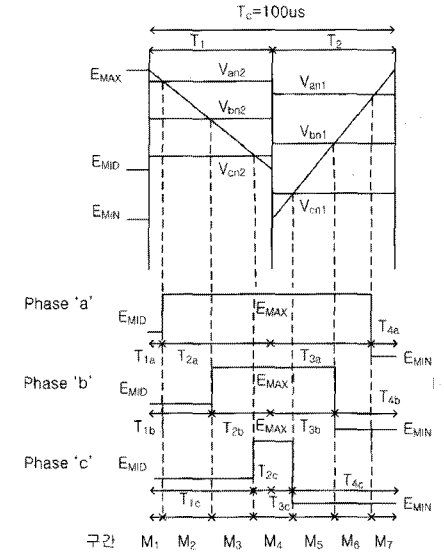


그림 4 캐리어와 출력 전압에 따른 스위칭

Fig. 4 Switching state according to the carrier and pole voltage reference

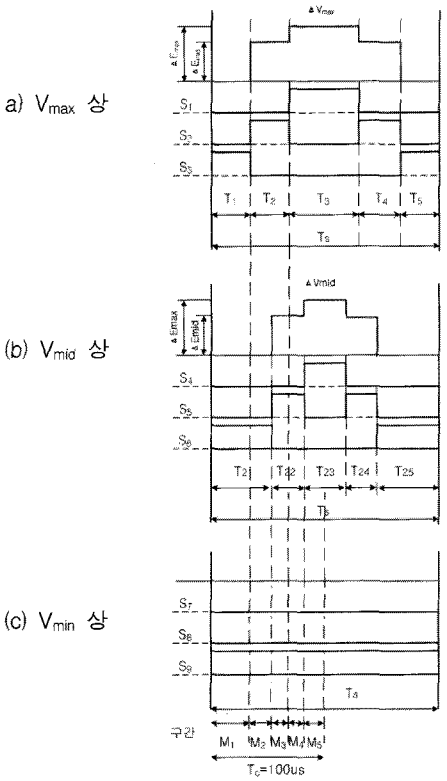


그림 5 V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서의 스위칭 상태

Fig. 5 The switching state in V_{max}-V_{mid} PWM method

2.2 V_{max}-V_{mid} PWM 방법

$E_{(\max,mid,\min)}$와 $V_{(\max,mid,\min)}$로 입·출력 전압을 나타내고, E_{base}는 매 시간마다 입력전압 3상 절대값 중 가장 큰 값을 갖는 상의 값이다. V_{max}-V_{mid} PWM 방법은 입력 선간전압과 출력 선간전압과의 관계를 기본으로 해서 전압 변조를 하고 식 (3)과 같고, (T_2+T_4)와 T_3은 입력전류의 배분계수에 의해서 식 (4)와 같이 구한다.

$$\Delta V_{\max} = \frac{1}{T_s}[(T_2+T_4)\cdot\Delta E_{mid} + T_3\cdot\Delta E_{\max}] \quad (3)$$

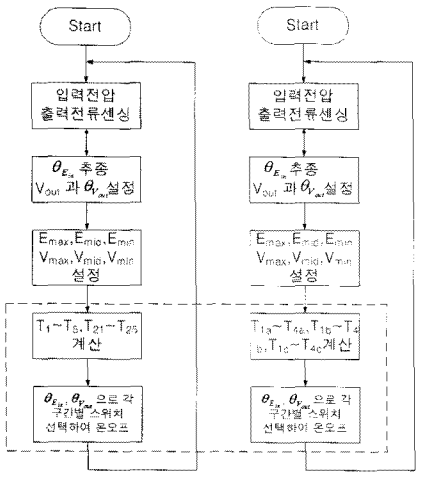
$$\alpha = \frac{T_2+T_4}{T_3} = \frac{I_{mid}}{I_{\min}} or \frac{I_{mid}}{I_{\max}} \quad (4)$$

입력측의 역률이 1일 때 $I_{mid}, I_{\min}$을 $E_{mid}, E_{\min}$로 계산 할 수 있으며, 다른 상의 전압과 스위칭도 위와 같은 방식으로 계산 된다[2]. 그림 5는 계산된 결과에 따른 스위칭 상태를 나타낸다.

3. V_{max}-V_{mid} PWM과 옵셋전압 PWM방법의 연산량비교

하드웨어 관점에서 보면, 그림 3과 같이 두 전압 변조방법에서의 하드웨어는 동일하며, 차이나는 부분은 프로세서안의 알고리즘 연산 과정이다. 그림 6은 V_{max}-V_{mid} PWM 과 옵셋전압 PWM 방법의 연산 알고리즘을 간단하게 나타낸 것이며, 두 전압 변조 방법 모두 100us 마다 한번씩 계산하게 된다. 전반적인 흐름은 비슷한데 결정적으로 한주기내에서 내보내는 스위칭 횟수가 크게 다르다. 그림 5 (a) V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서는 T_1, T_2, ~T_{25} 까지의 스위칭 시간을 구하며, 이에 관해 그림 5에 자세히 나타내었다. 그림 5에서 T_1, T_2, ~T_{25} 까지의 시간이 겹치는 부분마다 스위칭 신호가 바뀌게 되고, 100us안에서 총 5번의 9개 스위칭 신호를 프로세서에서 내보내게 된다. 그림 6 (b) 의 옵셋 전압 PWM 방법에서도 100us 의 같은 주기로 T_{1a}, T_{2a}, ~ T_{4c}까지의 시간을 구하고, 그림 4에 자세히 나타내었다. 그림 4의 옵셋 전압 PWM 방법에서는 알고리즘에 따라 100us안에서 총 7번의 9개 스위칭 신호를 내보내게 된다.

V_{max}-V_{mid} PWM 과 옵셋전압 PWM 방법에서 같은 주기마다 내보내는 스위칭 신호의 횟수가 차이나는 이유는 V_{max}-V_{mid} PWM 방법이 한상을 한주기 내에서 풀온하고 나머지 2상으로 출력 전압을 합성하기 때문이다. 그러므로 스위칭 횟수가 적고, 이에 대한 프로세서의 부담도 적게 된다. 정리하면, V_{max}-V_{mid} PWM 방법의 스위칭 주파수를 높이거나, 프로세서 사양을 낮출 여지가 있는 것이다.



(a) V_{max}-V_{mid} PWM (b) 옵셋 전압 PWM

그림 6 두 전압 변조 방법의 연산 알고리즘

Fig. 6 Algorism of two voltage modulation method

4. 파형의 품질 해석

4.1 리플 전압 비교

매트릭스 컨버터는 입력전압 E_{in} 벡터와 출력 전압 V^* 벡터 위치에 따라 스위치가 선택되며, 그림 7은 그 벡터도이다. 입력전압 E_{in}과 출력전압 V^* 벡터의 위치가 양쪽 다 Sector 1에 있다고 가정하면, 선택되는 입력벡터는 E_1, E_2, E_4, E_5 이고, 각각의 E_k - V^*의 벡터(k=1,2,4,5)를 그림 8에 나타내었다. 그림 8의 E_k - V^* 벡터를 구하기 위해서는 E_k와 V^* 의 값을 계산해야 하고, V^* 의 값은 식 (5)와 같이 구한다.

$$V^* = \frac{2}{3}(V_A^* + V_B^* e^{\frac{2\pi}{3}j} + V_C^* e^{\frac{4\pi}{3}j}) \quad (5)$$

그림 9는 그림 1의 매트릭스 컨버터 전력회로도를 상크기별로 max, mid, min상으로 재 명명하여 나타낸 것이고, 그림 5는V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서 출력 3상 V_{max}, V_{mid}, V_{min}의 스위칭 상태를 각 구간별로 나타낸 것이다. 각 구간별 선택된 3개의 입력전압을 벡터로 나타낸 것을 식 (6) 과 같이 M_k 로 정의한다.

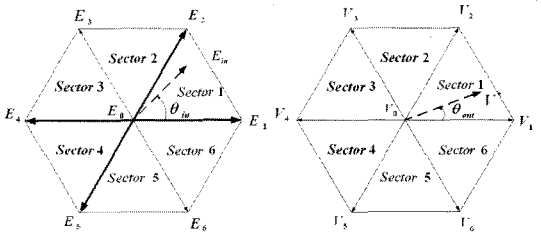


그림 7 입력전압 E_{in}와 출력 지령전압 V^* 벡터도

Fig. 7 Input voltage switching hexagon and output voltage switching hexagon

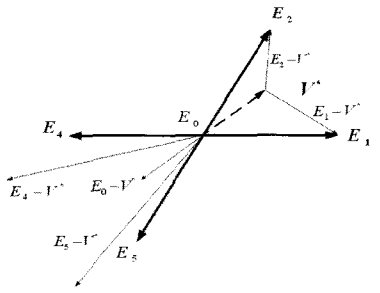


그림 8 Sector 1에서 각각의 E_k - V^*의 벡터

Fig. 8 E_k - V^* vector in sector 1

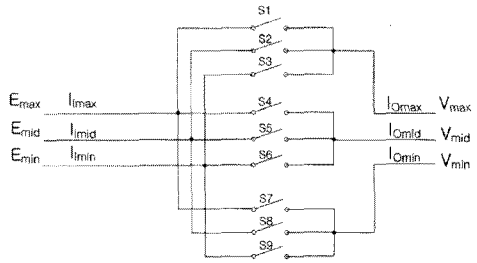


그림 9 각 상 크기별로 재 명명한 매트릭스 컨버터 전력회로도

Fig. 9 The matrix converter renamed according to input/output voltage magnitude

그림 5의 M_1 구간을 살펴보면 V_{max} 상은 S_3이 온 상태이므로 그림 9에서 알 수 있듯이 E_{min} 상이 연결되고, V_{mid} 상은 S_6이 온 상태이므로 역시 E_{min} 상이 연결되며, V_{min} 상은 한 주기 내에서 S_9가 계속 온 상태이므로 E_{min} 상에 연결된다. 위와 같이 선택된 3개의 입력 전압으로 M_1 구간에서의 M_1 벡터를 구하면 식 (6)과 같이 나타내며, 나머지 $M_{2\sim5}$ 구간의 M_2 ~ M_5 벡터도 이와 같은 방법으로 구한다. 옵셋전압 PWM방법에서도 M_k와 V^*를 구하는 방법은 이와 같다.

$$M_k = \frac{2}{3}(V_{\max} + V_{mid}e^{\frac{2\pi}{3}j} + V_{\min}e^{\frac{4\pi}{3}j}) \quad (6)$$

$$M_1 = \frac{2}{3}(E_{\min} + E_{\min}e^{\frac{2\pi}{3}j} + E_{\min}e^{\frac{4\pi}{3}j})$$

스위칭 시 생기는 고조파 전압은 파형의 품질면에 있어서 큰 영향을 미치며, 출력전압 지령벡터 V^*와 스위칭 입력 전압 벡터 $M_0, M_1, ..., M_k$ 의 차로 인해 발생한다. 이 고조파 전압은 고조파 전류와 크기만 다른 고조파 자속 $\lambda_h (= Li)$ 의 궤적을 추적하여 구하고, 고조파 전압의 시간 적분을 통해 고조파 자속 λ_h을 식 (7)과 같이 계산 할 수 있다.

$$\lambda_h(M_i, \theta_{Vin}, \theta_{Vout}, V_o) = \int_{NT_c}^{(N+1)T_c} (M_k - V^*)dt \quad (7)$$

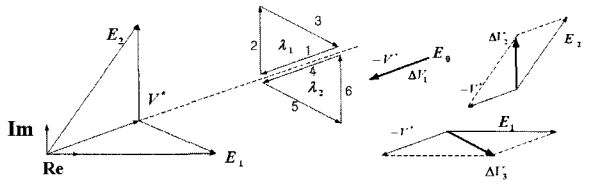


그림 10 Sector 1에서 자속벡터도 그리기

Fig. 10 Draw magnetic flux in sector 1

그림 10은 자속 그리는 과정의 이해를 돕기 위해, 특정 조건으로 입력벡터는 E_1, E_2 만 선택되고 Sector 1 에 출력전압 V^*이 위치해 있을 때의 고조파 자속 궤적을 그린 것이다. 한 스위칭 주기 안에서 λ_1은 스위칭 앞 반주기, λ_2는 스위칭 뒤 반주기의 고조파 자속을 뜻한다. 그림 5를 보면 알 수 있듯이, 스위칭 주기 반을 기점으로 좌우 대칭임으로 고조파 자속의 궤적도 대칭으로 그려진다. 따라서 앞으로의 모든 해석은 스위칭 앞 반주기에서만 한다. 벡터의 선택과 지속시간은 전압 변조율과 입력전압, 출력 전압벡터의 위치로 결정되고, 이에 따라 그려질 벡터의 길이가 결정된다. 그리고 각 스위칭 벡터 순서대로 시간 적분한 것을 그래프로 나타내고, 이 그래프로 고조파 전압의 특성을 분석한다[4].

4.1.1 스위칭 반주기 내의 고조파 자속 해석

고조파 자속 λ_h를 λ_b로 나누어 정규화된 값λ_{1k}를 구해 전압 변조 방식을 비교한다. λ_{1k}는 스위칭 앞 반주기 고조파자속 벡터, λ_{2k}는 뒤 반주기 벡터로 정의하고, 기저 Base λ_b는 전압피크치와 반주기 시간곱으로 식 (8)과 같이 나타낸다.

$$\lambda_b = \frac{\sqrt{3}E_{peak}}{2}\frac{T_s}{2} \quad (8)$$

V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서는 스위칭 반주기내에 총 5개의 M_k 가 있으므로 고조파 자속 벡터 역시 5개의 λ_{11} ~ λ_{15} 벡

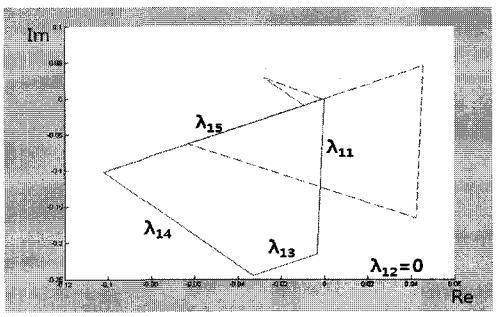


그림 11 $\Theta_{Vin}=\pi/4$, $\Theta_{Vout}=\pi/4$ 일때의 고조파 자속의 궤적

Fig. 11 Switching frequency harmonic flux trajectories of two modulation methods for $\Theta_{Vin}=\pi/4$, $\Theta_{Vout}=\pi/4$

____ : V_{max}-V_{mid} PWM method (이후 모든 그림 동일)

--- : Offset Voltage PWM method

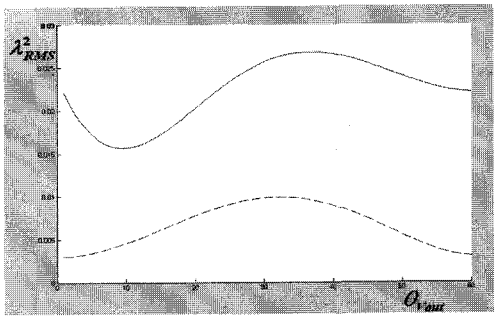


그림 12 $\Theta_{Vin}=\pi/4$, Θ_{Vout}이 (0~π/3)로 가변시 λ^2_{RMS}

Fig. 12 Dependency of the per-carrier cycle normalized rms harmonic flux of two modulation methods

터가 생성되고, 옵셋전압 PWM 방법에서는 총 7개의 M_k가 있으므로 고조파 자속 벡터 역시 7개의 벡터가 생성된다.

고조파 해석에 사용된 λ_{1k}는 식 (9)와 같이 구해지고, V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서 그림 5의 구간 1, 2, 3, 4, 5 에 따른 각 M_k 변화에 따라 식 (9)로 각각의 자속 λ_{1k}를 구해 그림 11의 그래프를 그린다.

$$\lambda_{1k} = \frac{\lambda_h}{\lambda_b} = \frac{1}{\lambda_b}\int_{NT_s}^{(N+1)T_s} (M_k - V_o^*)dt \quad (9)$$

그림 11의 실선은 V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서 $\Theta_{Vin}=\pi/4$, $\Theta_{Vout}=\pi/4$ 일 때의 고조파 자속의 궤적이고, $\lambda_{12}=0$ 이고 4개의 λ_{11}, λ_{13}, λ_{14}, λ_{15} 벡터로 이루어진 그림이다. 그림 11의 점선은 옵셋전압 PWM 방법에서의 고조파 자속의 궤적이다. 보이는 바와 같이 V_{max}-V_{mid} PWM 방법은 원점(0,0)을 꼭지점으로 다각형이 그려진 반면, 옵셋전압 PWM방법에서는 원점(0,0)을 중심으로 그래프가 그려졌다. 각 변조 방법의 스위칭 패턴으로 인해 이러한 차이점이 발생하는데 단순히 λ_{1k}이 차지하는 영역과 총 길이만 비교 했을 때 V_{max}-V_{mid} PWM 방법과 옵셋 전압 PWM 방법에서 큰 차이가 없지만, 원점을 기준으로 그 절대값의 크기를 비교했을 경우에는 V_{max}-V_{mid} PWM 방법이 옵셋 전압 PWM 방법보다 큰 값을 가진다. V_{max}-V_{mid} PWM 방법은 한상을 고정시켜 놓고 스위칭을 하고, 옵셋전압 PWM 방법은 출력 전압 지령 벡터를 E_{max}와 E_{min} 가운데에 위치하도록 옵셋전압을 설정하여 스위칭 벡터를 만들어 내어 이런 차이점이 나타난다. 이점은 앞으로 해석하게 될 값에 큰 영향을 미치게 된다.

4.1.2 π/3 안에서의 고조파 자속 성분 변화

그 다음으로 스위칭 앞 반주기 Tc 내에서 고조파 자속 실효값 $\lambda^2_{1\,RMS}$를 Θ_{Vin}은 π/4 로 고정하고, Θ_{Vout} 값만 0 에서 π/3로 변화시켰으며 $\lambda^2_{1\,RMS}$는 V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서 식(10) 과 같이 구한다.

$$\lambda^2_{1\,RMS} = \frac{1}{T_c}[\int_0^{d1}\lambda^2_{11}dt + \int_{d1}^{d2}\lambda^2_{12}dt + \int_{d2}^{d3}\lambda^2_{13}dt + \int_{d3}^{d4}\lambda^2_{14}dt + \int_{d4}^{d5(=T_c)}\lambda^2_{15}dt] \quad (10)$$

식 (10)에서 d1부터 d5는 각 구간의 시간이고, Θ_{Vin}은 π/4, Θ_{Vout} 은 0 에서 π/3 로 가변시키면서 값을 구해 $\lambda^2_{1\,RMS}$의 그래프를 구하면 그림 12와 같고 옵셋전압 PWM 방법도 같은 원리이다. 그림 12에서 각 전압 변조 방법을 비교해 보면 V_{max}-V_{mid} PWM 방법의 고조파 자속 실효값이 높은 수치를 보이고 있다. 고조파 자속의 제곱 값의 시작은 4.1.1절에서 구한 λ값의 제곱에서 구하며, 이 λ값은 각 전압 변조 방식의 스위칭 패턴과 스위칭 시간에 큰 영향을 받는다. V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서는 그림 11처럼 원점을 시작점으로 값이 형성되기 때문에 λ_{1k} 절대값의 크기가 크고, 옵셋전압 PWM 방법은 원점을 중점으로 λ_{1k}의 궤적이 그려져 절대값 크기가 낮은 수치를 보이기 때문에 λ^2_{1k}를 기본으로 하

여 값을 구하는 λ_{1RMS}^2의 궤적에 큰 차이가 나타남을 알 수 있다.

4.1.3 전압 변조율(M_i)의 변화에 따른 고조파 왜곡(HDF)

앞에서 구한 λ_{1RMS}^2로 λ_{1fRMS}^2를 구한다. λ_{1fRMS}^2는 공간벡터에서 한 섹터영역인 $\pi/3$ 범위에서 λ_{1RMS}^2를 사용하여 구한 실효값이며, 여기에서는 $\Theta_{Vin}=\pi/4$이고 Θ_{Vout}이 (0~$\pi/3$)로 가변하는 섹터에서의 λ_{1fRMS}^2 값을 식 (11)로 구한다.

$$\lambda_{1fRMS}^2=\frac{3}{\pi}\int_0^{3/\pi}\lambda_{1RMS}^2 d\theta_{Vout} \tag{11}$$

여기까지 구한 λ_{1fRMS}^2 값으로 식 (12)와 같이 HDF (Harmonic distortion function) 를 구한다.

$$HDF=\lambda_{1fRMS}^2\frac{288}{\pi^2} \tag{12}$$

전압 전달율 Mi 의 변화에 따른 HDF 값을 구해 x 축은 Mi, y 축은 HDF값으로 하여 그림 13으로 나타내었다.

전압 전달율 Mi 의 변화를 주었을 때 두 전압 변조 방법의 HDF 곡선이 전압 전달율 0.5에서 두 전압 변조 방법이 큰 차이를 보인다. 이와 같이 그래프가 그려지는 이유는 두 전압 변조 방법에서 출력 전압 합성에 사용되는 입력 전압 벡터 M_k 의 차이에 의해서이다. V_{max}-V_{mid} 방법에서는 합성될 출력 전압의 범위가 E_{max}, E_{min} 으로 붙어서 형성되고, 옵셋 전압 PWM 에서는 입력 전압 중점을 기준으로 그려져 입력 전압 벡터 M_k 가 형성됨으로 그림 13과 같이 상대적으로 낮은 HDF를 보이게 된다.

정리하면, 전압 전달율 0.866에서 크게 차이 안나지만, 낮은 전압 전달율에서는 옵셋 전압 PWM 방법이 M_k의 절대값 크기가 작아져 고조파 자속 λ_h 값이 V_{max}-V_{mid} 방법보다 우수하다.

4.1.4 입력 전압과 출력 전압 위상각 변화에 따른 3차원 그래프해석

전압 리플 해석의 마지막으로 Θ_{Vin}과 Θ_{Vout} 을 각각 0에서 $\pi/3$로 변화시켜 가면서 λ_{1RMS}^2 값을 구해 점을 찍어 그래프를 그리면, 그림 14와 같은 3D 그래프가 그려진다. 전반적으

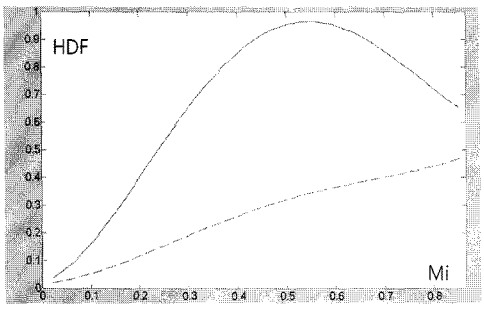
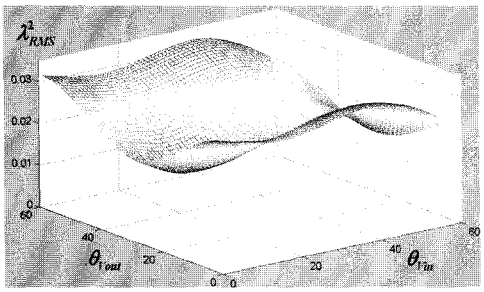
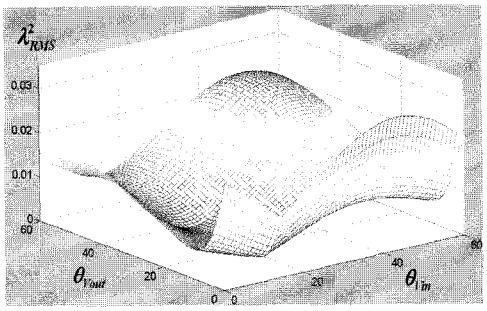


그림 13 각 전압 변조율에 따른 HDF(고조파 왜곡 곡선)

Fig. 13 HDF =f(M_i) curves in 5 kHz switching frequency



(a)



(b)

그림 14 캐리어 사이클당 고조파 자속의 rms 값의 3차원 그래프

(a) V_{max}-V_{mid} PWM 방법 (b) 옵셋전압 PWM 방법

Fig. 14 3D graph was drawn by per-carrier cycle rms value of the harmonic flux for two modulation mothod

(a) V_{max}-V_{mid} PWM method (b) Offset voltage PWM method

로 옵셋전압 PWM 변조 방법의 고조파 자속 수치가 적음을 알 수 있고, 이와 같이 나타나는 원인도 위에서 언급된 각 변조 방법의 고조파 자속 궤적의 차이 때문이다.

4.2 리플 전류 비교

매트릭스 컨버터는 출력 전압과 함께 입력 전류의 해석도 상당히 중요하다. 입력 전류와 출력 전류의 관계에서 생기는 리플 전류도 벡터에 의한 그래프로 나타내어 직관적인 접근을 통해 해석하였다. 입력 전류는 $q=i\cdot t$의 관계에 의한 전류의 시간 적분을 통해 q_h를, 입력 전류 벡터 I_i^*와 출력 전류 벡터 I_{Ok}를 구해 그 차이로 고조파 전하 q_h의 궤적을 그린다. 입력 전류 벡터 I_i^*는 3개의 입력 전류로 만들어 지며 식 (13) 과 같이 구한다.

$$I_i^*=\frac{2}{3}(I_A+I_B e^{\frac{2\pi}{3}j}+I_C e^{\frac{4\pi}{3}j}) \tag{13}$$

출력 전압은 3개의 입력 전압으로 합성되는 반면, 입력 전류는 3개의 출력 전류에 의해 합성됨으로 V_{max}-V_{mid} PWM 방법의 그림 5를 그림 15와 같이 입·출력 전류에 관해 나타내었다. 그림 15(a) 는 I_{Imax}상이며 S_1 은 I_{Imax} - I_{Omax} , S_4 은 I_{Imax} - I_{Omid} , S_7 은 I_{Imax} - I_{Omin}를 연결해 주는 스위치이다. T_C 시간 내에서 I_{Imax} 상에 T_3 구간은 I_{Omax} 상, T_{23} 구간에는 I_{Omid} 상 스위치가 온되어 I_{Imax} 상을 만들고 식 (14) 과 같이 나타낸다. 그림 15 (b) I_{Imid}상과 그림 15 (c) I_{Imin} 상도 같은 원리이며 식 (15), 식(16)과 같다.

$$I_{Imax}=\frac{1}{T_c}[T_3\cdot I_{Omax}+T_{23}\cdot I_{Omid}] \tag{14}$$

$$I_{Imid}=\frac{1}{T_c}[(T_2+T_4)\cdot I_{Omax}+(T_{22}+T_{24})\cdot I_{Omid}] \tag{15}$$

$$I_{Imin}=\frac{1}{T_c}[(T_1+T_5)\cdot I_{Omax}+(T_{21}+T_{25})\cdot I_{Omid}+T_c\cdot I_{Omin}] \tag{16}$$

그림 15도 그림 5와 같이 스위칭 신호가 바뀌는 것을 기준으로 I_{O1}-I_{O5}의 5개 구간으로 나누었다. 그리고 출력 전류 벡터 I_{Ok} 는 그림 15에서 각 구간별 스위치 온되는 출력 전류로 식 (17) 과 같이 구하였다. 옵셋 전압 PWM 방법에서도 출력 전류 벡터 I_{Ok}를 구하는 방법은 같은 원리이다.

$$I_{Ok}=\frac{2}{3}(I_{imax}+I_{imid}e^{\frac{2\pi}{3}j}+I_{imin}e^{\frac{4\pi}{3}j}) \tag{17}$$

$$I_{O1}=\frac{2}{3}((I_{outmax}+I_{outmid}+I_{outmin})e^{\frac{4\pi}{3}j})$$

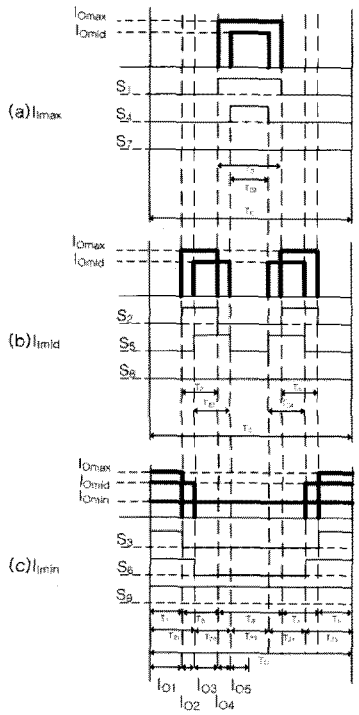


그림 15 I_{i1} ~ I_{i5} 에 의한 스위칭 시간 구분

Fig. 15 Switching times are divided between I_{i1} and I_{i5}

4.2.1 스위칭 반주기 내의 고조파 전하 해석

스위칭시 생기는 컨버터 입력측의 고조파 입력 전류는 파형의 품질면에 있어서 계통에 큰 영향을 미치며, 입력 전류 벡터 I_i^* 와 스위칭 출력 전류 벡터 I_{Ok} 의 차로 인해 발생한다. 이 고조파 전류는 전류의 시간적분을 통한 고조파 전하 q_h 의 궤적을 추적하여 그래프를 그리고 식 (18) 과 같이 구할 수 있다.

$$q_h(M_i, \theta_{Iin}, \theta_{Iout}, I_o) = \int_{NT_c}^{(N+1)T_c} (I_{Ok} - I_i^*)dt \qquad (18)$$

고조파 전하 q_h를 q_b로 나누어 정규화된 값 q_{1k}를 구해 그래프를 그린다. q_{1k}는 스위칭 앞 반주기 고조파 전하 벡터, q_{2k}는 뒤 반주기 벡터로 정의하고, 기저 Base q_b는 출력 전류 피크치와 반주기 시간곱으로 식 (19)로 나타낸다.

$$q_b = \frac{\sqrt{3} I_{outpeak}}{2} \frac{T_s}{2} \qquad (19)$$

V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서는 총 5개의 I_{Ok}와 고조파 전하 벡터 q_{1k}가, 옵셋전압 PWM 방법에서는 총 7개의 벡터 q_{1k}가 생성된다. 고조파 해석에 사용된 q_{1k} 는 식 (20)과 같이 구해지고, V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서 그림 15의 각 구간에 따른 각 I_{Ok} 변화에 따라 식 (20)으로 각각의 자속 q_{1k}를 구한다.

$$q_{1k} = \frac{q_h}{q_b} = \frac{1}{q_b} \int_{NT_s}^{(N+1)T_s} (I_{Ok} - I_{in}^*)dt \qquad (20)$$

그 다음으로 스위칭 앞 반주기 T_S 내에서 고조파 전하 실효값 q_{1RMS}를 Θ_{Iin}, Θ_{Iout} 값에 따라 어떻게 변화하는지 그래프로 그린다. 전압 전달율은 0.5 이고, Θ_{Iout}은 $\pi/4$ 로 고정하고, Θ_{Iin} 값만 $\pi/6$ 에서 $\pi/2$ 로 변화시켰으며 q_{1RMS}^2는 V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서 식(21) 과 같이 구한다.

$$q_{1RMS}^2 = \frac{1}{T_S}\left[\int_0^{d1} q_{11}^2 dt + \int_{d1}^{d2} q_{12}^2 dt + \int_{d2}^{d3} q_{13}^2 dt + \int_{d3}^{d4} q_{14}^2 dt + \int_{d4}^{d5(=T_S)} q_{15}^2 dt\right] \qquad (21)$$

전압 전달율 0.5, Θ_{Iout}을 $\pi/4$, Θ_{Iin} 은 $\pi/6$ 에서 $\pi/2$ 로 가변시키면서 q_{1RMS}^2값을 구해 그림 16에 나타내었고, 두 전압

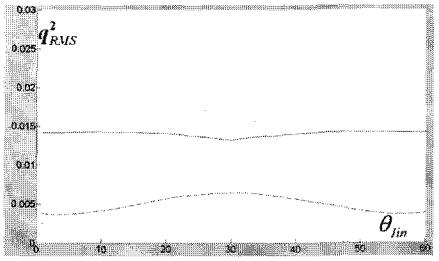


그림 16 Mi=0.5, Θ_{Iout}=$\pi/4$, Θ_{Iin}이 ($\pi/6$~$\pi/2$)로 가변시 q_{RMS}^2

Fig. 16 Dependency of the per-carrier cycle normalized rms harmonic charge of two modulation methods

—— : V_{max}-V_{mid} PWM method (이후 모든 그림 동일)

--- : Offset Voltage PWM method

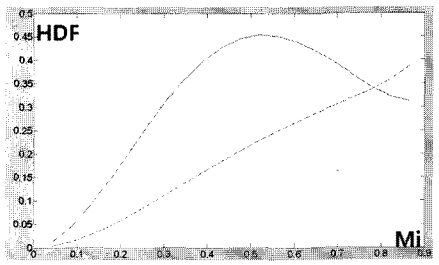
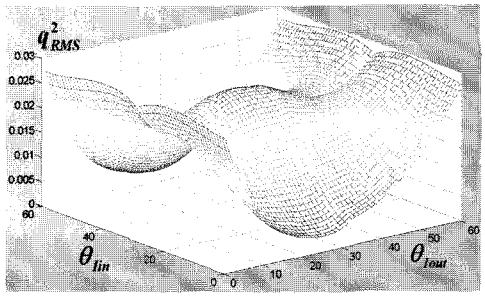
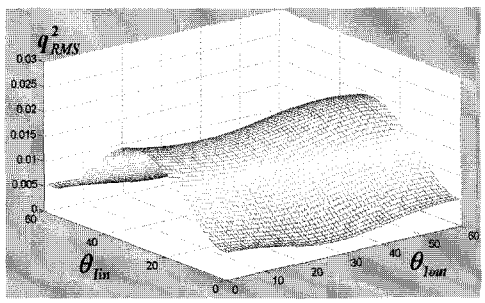


그림 17 각 전압 변조율에 따른 HDF(고조파 왜곡 곡선)

Fig. 17 HDF =f(Mi) curves in 5 kHz switching frequency



(a)



(b)

그림 18 캐리어 사이클당 고조파 전하 q_n의 rms 값의 3D 그래프

(a) V_{max}-V_{mid} PWM 방법 (b) 옵셋전압 PWM 방법

Fig. 18 3D graph was drawn by per-carrier cycle rms value of the harmonic charge for two modulation mothod

(a) V_{max}-V_{mid} PWM method (b) Offset voltage PWM method

변조 방법에서 큰 차이가 나타남을 알수 있다. V_{max}-V_{mid} PWM 방법이 q^2_{RMS}값이 전반적으로 크게 나타났는데, 3.1.3 절에서 설명한 두 전압변조 방식의 출력전압 합성 방법 때문이다.

4.2.2 전압변조율(M_i)의 변화에 따른 고조파 왜곡(HDF)

q^2_{1fRMS}는 공간 벡터에서 한 섹터영역에서 $\Theta_{Iout}=\pi/4$이고 Θ_{Iin}이 ($\pi/6$~$\pi/2$) 로 가변할 때 q^2_{1fRMS} 값을 식 (22) 로 구한다.

$$q^2_{1fRMS}=\frac{3}{\pi}\int_{\pi/6}^{\pi/2} q^2_{1RMS}d\theta_{Iin} \tag{22}$$

여기까지 구한 q^2_{1fRMS} 값으로 식 (23)과 같이 HDF (Harmonic distortion function) 를 구한다.

$$HDF=q^2_{1fRMS}\frac{288}{\pi^2} \tag{23}$$

전압 전달율 Mi 의 변화에 따른 HDF 값을 구해 그래프를 그리기 위해, Mi 가 0일 때부터 0.866 까지의 HDF값을 구해 그림 17로 나타내었다. 이와 같이 나오는 원인도 3.1.3 절에서와 같이 V_{max}-V_{mid} PWM 방법이 한상을 풀온하고 스위칭 패턴을 만들어 내서 생기는 M_k 의 차이 때문이다.

4.2.3 입력 전류와 출력 전류 위상각 변화에 따른 3차원 그래프해석

입력 전류 리플 해석의 마지막으로 Θ_{Iin}과 Θ_{Iout} 을 각각 0 에서 $\pi/3$로 변화시켜 가면서 q^2_{1RMS} 값을 구해 점을 찍어 그림 18과 같이 나타내었다. 이와 같은 그래프가 그려지는 원인은 V_{max}-V_{mid} PWM 방법의 2상 변조 스위칭 패턴과, 옵셋전압 PWM 방법에서 출력 극전압의 위치를 Emax-Emin 의 중간을 중심으로 이동시켜 만든 스위칭 패턴 때문이다.

5. 결 론

본 논문에서는 매트릭스 컨버터의 옵셋전압 PWM과 V_{max}-V_{mid} PWM 전압 변조 방법을 입력 전류와 출력 전압의 고조파 성분을 직관적이며, 그래픽적 접근방법을 통해 비교 분석하였다. 파형의 품질을 해석하기 위해 출력 전압은 $\lambda=V\cdot t$의 관계로 입출력 전압 위상각 변화와 전압 변조율에 따른 고조파 자속의 실효값 변화를 전압의 시간 적분을 통한 λ궤적을 그림으로서 해석하였다. 그리고 입력 전류는 $q=i\cdot t$의 관계로 입출력 전류 위상각 변화와 전압 변조율에 따른 고조파 전하의 실효값 변화를 전류의 시간 적분을 통해 q_h의 자속을 그래프로 그려 해석하였다. 전압 전달율 0.5근처의 HDF 곡선에서 두 전압 변조 방식의 결정적인 차이를 보이고, 전반적인 고조파 성분이 V_{max}-V_{mid} PWM 방법에서 큰 편이다. 원인은 옵셋전압 PWM방법이 V_{sn}을 이용하여 스위칭 신호를 만들어내는 출력 지령전압을 E_{max}-E_{min} 선간 전압의 중간에 위치하게 만들고, V_{max}-V_{mid} PWM 방법은 한상을 고정시키고 스위칭 신호를 만들어 내기 때문이다. 결과적으로 스위칭시 생기는 고조파 성분면에서 비교해 볼 때, 옵셋전압 PWM 방법이 더 우수함을 알 수 있고, 특히 낮은 전압 전달율에서 옵셋전압 PWM 방법이 더 좋음을 알 수 있었다. 그리고 두 전압 변조 방법의 연산 알고리즘 측면에서, V_{max}-V_{mid} PWM 방법이 한주기 내에서 스위칭 신호를 내보내는 횟수가 적음을 알수 있었다. 이는 스위칭 주기를 더 높게 하여 더 좋은 품질의 출력 전압을 합성할 수 있거나, 옵셋전압 PWM 방법보다 저사양의 프로세서를 사용할 수 있는 여지가 있음을 나타낸다.

감사의 글

본 결과물은 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지 자원인력양성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

[1] Y. Yoon, S. Sul, "Carrier-Based Modulation Technique for Matrix Converter", Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 21, Issue 6, Nov. 2006 pp. 1691 - 1703

[2] E. Watanabe, S. Ishii, E. Yamamoto, H. Hara, J. Kang, A. M. Hava, "High performance motor drive using matrix converter", Advances in Induction Motor Control (Ref. No. 2000/072), IEE Seminar, 23 May 2000 pp. 7/1 -7/6

[3] H. Cha, P. N. Enjeti, "An approach to reduce common mode voltage in matrix converter" Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Volume 1, 13-18 Oct. 2002, pp. 432 - 437

[4] A. M Hava, R. J. Kerkman, T. A Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives" Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 14, Issue 1, Jan. 1999, pp. 49 - 61

저 자 소 개

차 한 주 (車 翰 周)

1988년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 포항공대 전자전기공학과 졸업(석사), 2004년 미국 Texas A&M University, College station(공박), 1990년~2001년 LG산전 연구소 책임연구원, 2005년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 전기전공 조교수.

김 우 중 (金 宇 中)

1983년 1월 26일생. 2008년 충남대 공대 전기공학과 졸업, 2008년~현재 충남대 대학원 전기공학과 석사과정 재학 중