



승압 모드로 동작하는 간접형 매트릭스 컨버터를 이용한 영구자석 동기 전동기 제어



1. 소개

AC-AC 전력변환시스템은 다양한 신재생에너지 시스템, 전력 품질 조절장치, 가변속 전동기 구동장치 등 여러 응용분야에 사용된다. 일반적으로 두 개의 인버터와 직류단으로 구성된 BTB (Back-to-Back) 컨버터를 사용하며, 직류단은 커패시터나 인덕터와 같이 부피가 큰 에너지 저장 소자를 포함한다. 즉, BTB 컨버터를 이용한 시스템에서는 직류단 전압을 제어하기 위한 추가적인 센서와 제어 방법이 필요하며, 에너지 저장 소자로 인해 수명이 짧은 단점이 있다. 이러한 BTB 컨버터의 단점을 극복하기 위해 직류단의 에너지 저장 소자를 제거하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다^[1].

간접형 매트릭스 컨버터(indirect matrix converter, IMC)는 BTB 컨버터의 구조와 유사하며, 직류단의 에너지 저장 소자 없이 전력 반도체 소자만으로 구성된 AC-AC 전력변환장치이다. 즉, IMC는 전류원 정류단(current source rectifier, CSR), 전압원 인버터단(voltage source inverter, VSI), 가상의 직류단으로 구성되며, 가상의 직류단에는 부피가 큰 커패시터나 인덕터와 같은 에너지 저장 소자가 없다. 따라서, IMC를 이용한 시스템은 부피가 작고 가벼우며, 내구성이 높은 장점이 있다. 또한, 양방향 전력 전달이 가능하고, 정현적인 입력 및 출력 파형을 갖는다^[2].

하지만, IMC는 항상 강압 모드로 동작하는 특징이 있으며, 최대 입력-출력 전압 전달비는 0.866으로 제한된다. 일반적으로 IMC의 입력 측은 일정한 전압 크기 및 주파수를 갖는 3상 전원에 연결되며, 출력 측은 다양한 전압 크기 및 주파수를 요구하는 전동기 등의 부하에 연결된다. 이러한 구조에서 IMC는 최대 입력-출력 전압 전달비의 제한에 의해 입력 전압의 크기보다 더 큰 전압을 출력 측에 전달할 수 없다. 즉, IMC를 이용하여 영구자석 동기 전동기(permanent-magnet synchronous motor, PMSM) 등의 부하를 구동하기 위해서는 0.866의 최대 입력-출력 전압 전달비에 대한 제한 없이 넓은 출력 전압 범위를 갖기 위한 방법이 필요하다^[3].

본 연구에서는 추가적인 소자 없이 IMC의 입력-출력 전압 전달비를 향상시키기 위해 승압 모드로 동작하는 IMC를 제안한다. 제안하는 방법은 IMC의 양방향 전력 전달이 가능한 특징을 이용하여 전력 흐름의 방향을 역으로 변환한 것이며, 역방향 매트릭스 컨버터(reverse matrix converter, RMC)로 칭한다. 추가적으로, RMC를 이용하여 PMSM을 제어하는 방법 뿐만 아니라 RMC의 입력 및 출력 전력이 동일한 특성을 이용하여 직접 전력 제어를 통해 PMSM을 제어하는 방법을 제시한다.

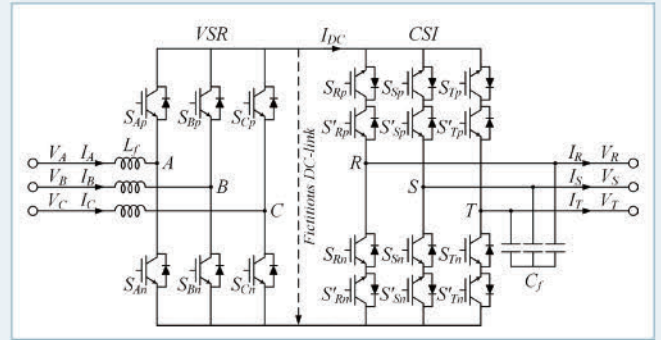


그림 1 RMC의 회로 구성

2. 시스템의 구성

그림 1은 RMC의 회로 구성을 나타내며, 전압원 정류단(voltage source rectifier, VSR), 전류원 인버터단(current source inverter, CSI), 에너지 저장 소자 없이 VSR과 CSI 사이의 가상의 직류단으로 구성된다. 일반적으로 RMC의 입력 측은 3상 전원과 연결되며, 출력 측은 3상 계통 및 PMSM 등의 부하와 연결된다. 출력 측에 연결된 필터 커패시터는 출력 전압의 리플을 저감하기 위해 필요하다.

3. RMC의 변조 방법

RMC에서 CSI의 상단 2개 스위치(S_{xp} 및 S'_{xp} | $x = R, S, T$)와 하단 2개 스위치(S_{ym} 및 S'_{ym} | $y = R, S, T$)는 매순간 ON 상태가 된다. 또한, CSI의 전류가 상단 또는 하단에서 반대 방향으로 전환되어야 하는 경우, CSI의 스위치는 단락 회로 및 개방 회로 상태를 방지하기 위해 4스텝 정류 기법을 이용하여 동작해야 한다.

그림 2(a)는 CSI의 공간 벡터도를 나타내며, CSI의 벡터는 스위치의 ON 상태에 따라 6개의 active 벡터와 3개의 null 벡터

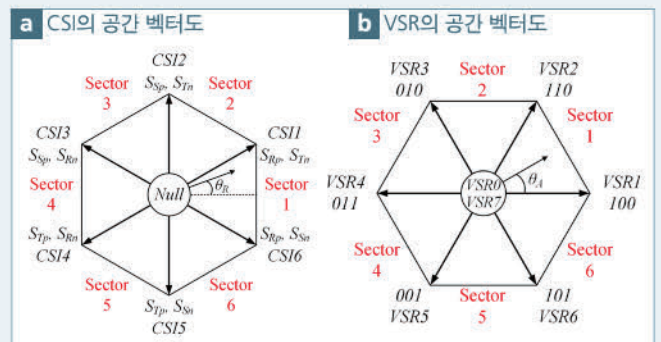


그림 2 RMC의 공간 벡터도

로 구분된다. 만약 ON 상태를 갖는 두 쌍의 스위치가 같은 상 레그에 있는 경우에 CSI는 null 상태가 되며, 가상의 직류단 전압은 0이 된다. 이와 달리, ON 상태를 갖는 두 쌍의 스위치가 다른 상 레그에 있는 경우에 CSI는 active 상태가 된다.

그림 2(a)와 같이 지령 전류 벡터가 섹터 1에 있는 경우에 지령 전류 벡터는 가장 근접한 벡터 $CSI1$ 과 $CSI6$ 을 이용하여 나타내며, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_R^* &= I_m \cos \theta_{R'} \quad (\theta_{R'} = \omega_o t), \\ I_S^* &= I_m \cos \theta_S \quad (\theta_S = \theta_{R'} - 2\pi/3), \\ I_T^* &= I_m \cos \theta_T \quad (\theta_T = \theta_{R'} + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, I_m 은 지령 전류의 크기를 나타내며, $\theta_R, \theta_S, \theta_T$ 는 각 지령 전류의 위상각을 나타낸다. 이때, $CSI1$ 및 $CSI6$ 벡터에 대한 active 상태에서 CSI의 R상 상단 스위치 S_{Rp} 및 S'_{Rp} 는 스위칭 주기 동안 ON 상태를 유지하며, 직류단의 상단은 CSI의 R상과 연결된다. CSI의 다른 두 상(S상 및 T상)을 직류단의 하단에 번갈아 연결하기 위해 CSI의 S상 하단 스위치 S_{Sn} 및 S'_{Sn} 과 T상 하단 스위치 S_{Tn} 및 S'_{Tn} 은 다음과 같이 듀티 비(d_x 및 d_y)를 이용하여 변조된다.

$$\begin{aligned} \cos \theta_R + \cos \theta_S + \cos \theta_T &= 0, \quad -\frac{\cos \theta_S}{\cos \theta_R} - \frac{\cos \theta_T}{\cos \theta_R} = 1, \\ d_x &= -\frac{\cos \theta_S}{\cos \theta_R}, \quad d_y = -\frac{\cos \theta_T}{\cos \theta_R} \end{aligned} \quad (2)$$

또한, 가상의 직류단에서 평균 직류단 전압($V_{DC(av)}$)은 듀티 비와 출력 선간 전압(V_{RS} 및 V_{TR})을 통해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{DC(av)} &= d_x V_{RS} - d_y V_{TR} \\ &= \frac{3V_m}{2\cos\theta_{iR}} \cos\phi_o, \quad -\frac{\pi}{6} \leq \theta_{iR} \leq \frac{\pi}{6} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, V_m 은 출력 상전압의 크기를 나타내며, ϕ_o 는 출력 역률각을 나타낸다.

그림 3은 RMC의 순시적인 직류단 전압을 나타낸다. CSI의 섹터는 출력 상전압의 절대값 크기를 이용하여 6개의 섹터로 구분한다. 각 섹터에서 스위칭 주기 동안 ON 상태를 유지하는 스위치와 듀티 비 d_x 및 d_y 로 변조되는 스위치가 결정되며, 스위칭 상태에 따른 직류단 상단 및 하단 전압이 결정된다.

그림 2(b)는 VSR의 공간 벡터도를 나타내며, VSR의 벡터는 스위치의 ON 상태에 따라 6개의 active 벡터와 2개의 null 벡터로 구분된다. VSR의 null 벡터는 모든 하단 스위치(S_{An}, S_{Bn}, S_{Cn}) 또는 모든 상단 스위치(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp})가 ON 상태인 경우를

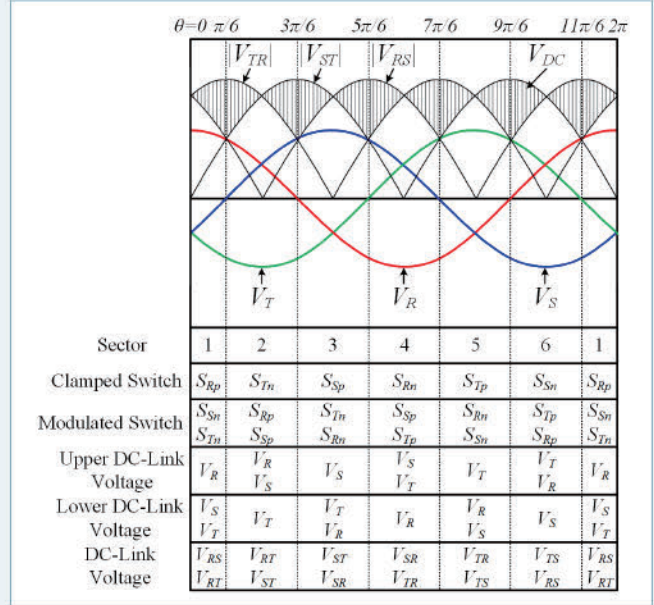


그림 3 RMC의 순시적인 직류단 전압

나타내며, 각각 V_{SRO} 벡터 또는 V_{SR7} 벡터로 나타낸다. 이러한 VSR의 null 벡터는 RMC의 출력 전압을 승압하여 입력-출력 전압 전달비를 향상시키기 위해 필요하다.

VSR은 공간 벡터 변조 기법을 이용한 캐리어 기반의 펄스 폭 변조(pulse-width modulation, PWM) 방법을 통해 변조하며, 평균 직류단 전압 $V_{DC(av)}$ 를 보상 전압으로 추가한다. 예를 들어, A상에서 VSR의 변조 신호($v_{A(high)}$ 및 $v_{A(low)}$)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{A(high)} &= -2d_y \frac{v_A + v_{offset}}{V_{DC(av)}} + d_x, \\ v_{A(low)} &= 2d_x \frac{v_A + v_{offset}}{V_{DC(av)}} - d_y \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, v_A 는 VSR의 전류 제어기로부터 발생된 A상 지령 전압이며, v_{offset} 은 3상 지령 전압의 오프셋 전압이며, 다음과 같이 나타낸다.

$$v_{offset} = -\frac{1}{2} \{ \max(v_A, v_B, v_C) + \min(v_A, v_B, v_C) \} \quad (5)$$

결과적으로, VSR의 스위칭을 위한 PWM 신호는 삼각형의 캐리어 신호와 두 변조 신호($v_{X(high)}$ 및 $v_{X(low)}$ | $X = A, B, C$)를 비교하여 생성한다.

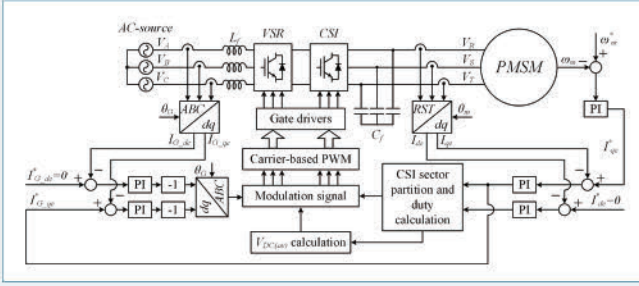


그림 4 RMC를 이용한 PMSM 제어 블록도

4. 출력 측 PMSM 제어 방법

직류단 커패시터를 갖는 BTB 컨버터는 정류단과 인버터단을 분리하여 각각 다른 제어 목적을 가지고 개별적으로 제어할 수 있다. 하지만, 직류단 커패시터가 없는 RMC는 입력 측과 출력 측을 개별적으로 제어할 수 없다. 그림 4는 RMC를 이용한 PMSM 제어 블록도를 나타내며, VSR과 CSI를 위한 두 제어 방법으로 구분한다. 즉, 3상 전원에 연결된 입력 측 VSR 전류와 PMSM에 연결된 출력 측 CSI 전류의 제어를 수행한다. 우선, 3상 전원의 위상각(θ_0)을 통해 변환된 VSR의 d - q 축 전류는 비례-적분(proportional-integral, PI) 제어기를 이용하여 d - q 축 지령 전류로 제어한다. 여기서, d -축 지령 전류는 0으로 설정하고, q -축 지령 전류는 CSI 전류 제어기로부터 얻을 수 있다. 이러한 VSR 전류 제어기를 통해 지령 전압 및 변조 신호를 얻을 수 있다.

또한, PMSM의 회전각을 통해 얻은 위상각(θ_m)을 통해 변환된 CSI의 d - q 축 전류는 각각 PMSM의 자속 및 토크와 관계가 있다. 이들은 PI 제어기를 통해 d - q 축 지령 전류로 제어되며, d -축 지령 전류는 0으로 설정하고, q -축 지령 전류는 PI 제어기 기반 PMSM 속도 제어기로부터 얻는다. CSI 전류의 제어를 통해 얻은 두 값과 arctangent 함수를 통해 위상각을 계산할 수 있다. 계산된 위상각은 CSI의 변조 방법에서 섹터를 분할하고 듀티를 계산하기 위해 사용된다.

그림 5는 RMC를 이용한 PMSM 속도 제어 실험 결과를 나타내며, PMSM의 속도는 500, 600, 700 rpm으로 제어된다. 여기서, 입력 측 3상 전원의 선간 전압은 V_{AB} 와 같이 3상 60 Hz/70 V_{rms}이다. 또한, 출력 측 PMSM의 속도 증가에 따라 역기전력이 증가하여 출력 선간 전압 V_{RS} 의 크기가 증가하며, RMC의 입력-출력 전압 전달비가 증가한다. 추가적으로, PMSM의 부하 토크가 일정하므로 RMC의 출력 상전류 I_R 의 크기가 일정하며, 3상 전원에 의해 발생하는 입력 전력을 증가시키기 위해 입력 상전류 I_A 의 크기가 증가한다.

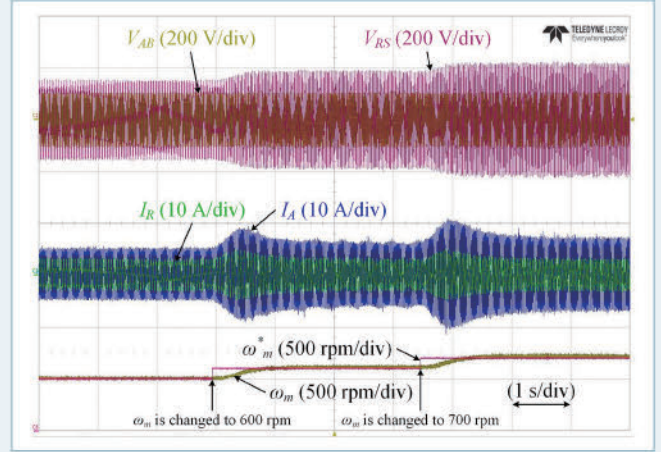


그림 5 RMC를 이용한 PMSM 속도 제어 실험 결과

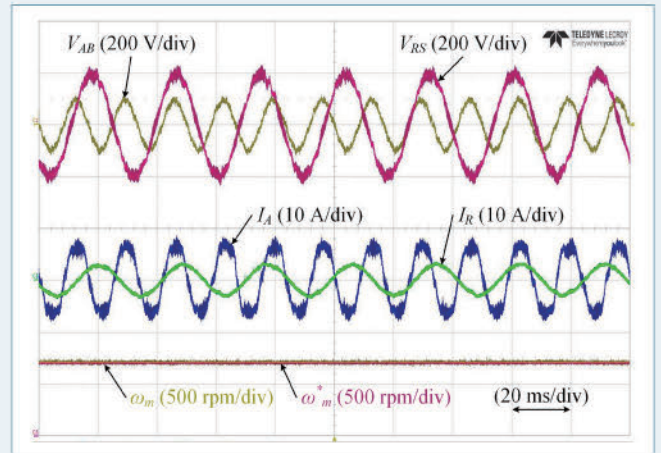


그림 6 PMSM을 700 rpm으로 제어하는 정상상태 실험 결과

그림 6은 그림 5에서 PMSM을 700 rpm으로 제어하는 정상상태 실험 결과를 나타낸다. 입력-출력 전압 전달비가 1/0.866 배 이상인 RMC의 특징에 따라 V_{RS} 의 크기는 V_{AB} 의 크기보다 더 큰 것을 확인할 수 있다.

5. 직접 전력 제어를 이용한 PMSM 제어 방법

RMC는 직류단 에너지 저장 소자가 없으므로 입력 전력이 출력 측 PMSM으로 완전히 전달되는 특징이 있다. 본 연구에서는 이러한 RMC의 특징을 기반으로 직접 전력 제어(direct power control, DPC)를 이용하여 RMC의 출력 측 PMSM을 제어하는 방법을 제시한다.

그림 7은 DPC 기반 RMC를 이용한 PMSM 제어 블록도를 나타낸다. RMC는 VSR 측과 CSI 측을 분리하여 개별적으로

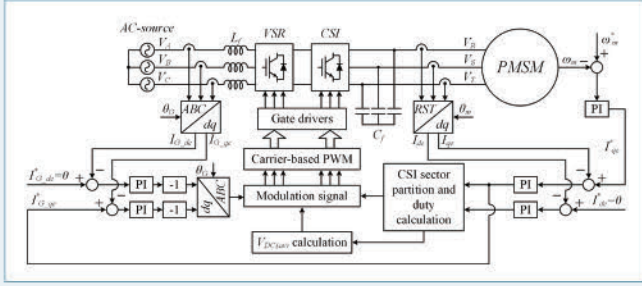


그림 7 DPC 기반 RMC를 이용한 PMSM 제어 블록도

제어할 수 없으며, 양 축의 제어는 서로 연관되어 있다. 우선, CSI 전류의 제어는 앞서 설명한 방법과 동일하며, 벡터 제어를 기반으로 CSI 전류를 제어하여 출력 측 PMSM을 구동한다. 하지만, CSI 전류의 벡터 제어를 통해서도 출력 측 PMSM을 구동하기 위한 전류의 위상각만을 제어할 수 있으며, 필요한 전류의 크기는 제어할 수 없다. 따라서, RMC의 입력 측 3상 전원에 의해 발생하는 전류를 PMSM을 구동하기 위해 필요한 크기로 제어하여 PMSM으로 공급하기 위해서는 VSR 전류의 제어가 필요하다. 여기서, RMC는 직류단 에너지 저장 소자를 갖지 않기 때문에 이와 같이 VSR의 제어를 통해 PMSM을 구동하기 위해 필요한 전류의 크기를 제어하는 것이 가능하다. 본 연구에서는 DPC를 이용하여 입력 측에 연결된 3상 전원에 의해 발생하는 입력 전력을 제어하는 방법을 제시한다. 여기서, CSI의 d - q 축 지령 전류를 통해 VSR의 지령 전력을 계산하므로, VSR의 전력을 제어하여 출력 측 PMSM을 구동하기 위해 필요한 전력을 공급할 수 있다. RMC의 입력 전력은 출력 측 PMSM을 구동하기 위해 필요한 전력으로 제어해야 하므로, 지령 유효 및 무효 전력은 다음과 같이 CSI 전류의 벡터 제어를 위한 d - q 축 지령 전류를 통해 계산한다.

$$\begin{aligned} P^* &= \frac{3}{2}(V_{dc}I_{dc}^* + V_{qe}I_{qe}^*), \\ Q^* &= \frac{3}{2}(V_{qe}I_{dc}^* - V_{dc}I_{qe}^*) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, 동기 좌표계 d -축 전압 V_{dc} 및 d -축 지령 전류 I_{dc}^* 는 무효 성분이므로 0으로 설정하여 P^* 와 Q^* 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P^* &= \frac{3}{2}(V_{qe}I_{qe}^*), \\ Q^* &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

추가적으로, q -축 지령 전류 I_{qe}^* 는 PMSM의 속도 제어기로부터 얻은 값이므로 P^* 는 출력 측 PMSM을 구동하기 위해 필요한

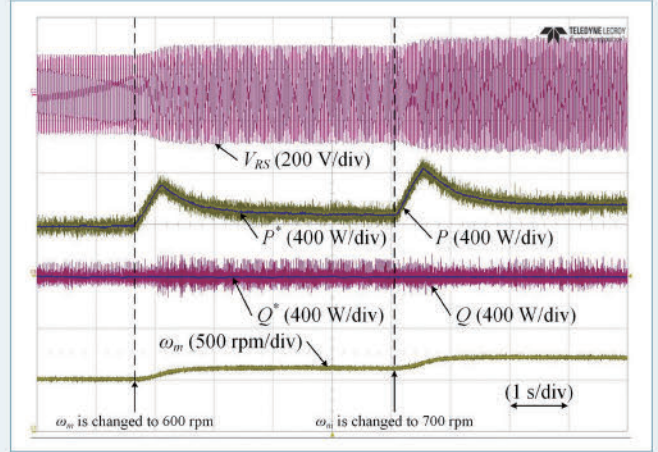


그림 8 DPC 기반 RMC를 이용한 PMSM 속도 제어 실험 결과

유효 지령 전력을 나타낸다. 이와 달리, Q^* 는 무효 지령 전력을 나타내며, 0으로 설정한다. VSR의 유효(P) 및 무효 전력(Q)은 입력 전압, 입력 전류, 추정된 가상 자속(virtual flux, VF)을 통해 계산할 수 있으며, 추정된 d - q 축 VF는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= \int V_{ds, VSR} dt, \\ \lambda_{qs} &= \int V_{qs, VSR} dt \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $V_{ds, VSR}$ 및 $V_{qs, VSR}$ 은 정지 좌표계 d - q 축으로 변환된 VSR의 입력 전압을 나타낸다. 마지막으로, VSR의 P 와 Q 는 λ_{ds} 및 λ_{qs} 와 정지 좌표계 d - q 축으로 변환된 VSR의 입력 전류를 이용하여 다음과 같이 계산한다.

$$\begin{aligned} P &= 1.5\omega(\lambda_{ds}I_{qs, VSR} - \lambda_{qs}I_{ds, VSR}), \\ Q &= 1.5\omega(\lambda_{ds}I_{ds, VSR} + \lambda_{qs}I_{qs, VSR}) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, ω 는 각주파수이며, 3상 전원 전압의 주파수를 통해 계산한다. VSR의 P 와 Q 는 DPC를 이용한 VSR의 제어에 따라 각각 P^* 와 Q^* 로 제어하며, 결과적으로 VSR의 변조 방법을 위한 신호를 얻는다.

그림 8은 DPC 기반 RMC를 이용한 PMSM 속도 제어 실험 결과를 나타낸다. PMSM의 속도는 500, 600, 700 rpm으로 제어되며, 속도에 따라 PMSM의 역기전력에 의해 발생하는 V_{RS} 의 크기가 증가하는 것을 확인할 수 있다. 이때, 출력 측 PMSM을 구동하기 위해 필요한 입력 전력의 크기가 증가하므로 입력 측 3상 전원에 의해 발생하는 입력 전력이 증가해야 한다. 본 연구에서는 DPC를 이용한 VSR의 제어를 통해 입력 전력을 제어하며, VSR의 P 와 Q 는 각각 P^* 와 Q^* 로 제어되는 것을 확인할 수 있다.



6. 결론

본 연구에서는 추가적인 소자 없이 승압 모드로 동작하는 RMC를 제안하였으며, RMC를 통해 IMC의 낮은 전압 전달비에 대한 한계를 극복할 수 있다. 또한, RMC를 이용하여 PMSM을 제어하는 방법과 입력 및 출력 전력이 동일한 특성을 이용하여 DPC를 통해 PMSM을 제어하는 방법을 제시한다. 실험을 통해 제안하는 방법의 타당성을 검증하였으며, 본 연구 결과는 다양한 산업 응용분야에 적용할 수 있을 것으로 기대한다. ■



참고문헌

- [1] T. Friedli, J. W. Kolar, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Comparative evaluation of three-phase AC-AC matrix converter and voltage DC-link back-to-back converter systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 12, pp. 4487-4510, Dec, 2012.
- [2] Y. Bak, J. S. Lee, and K. B. Lee, "Balanced current control strategy for current source rectifier stage of indirect matrix converter under unbalanced grid voltage conditions," *Energies*, Vol. 10, No. 1, pp. 27, Jan, 2017.
- [3] Y. Bak and K. B. Lee, "Constant speed control of a permanent-magnet synchronous motor using a reverse matrix converter under variable generator input conditions," *IEEE J. Emerg. Select. Topics Power Electron.*, Vol. 6, No. 1, pp. 315-326, Mar, 2018.

