

고역률형 단상 SRM의 토크리플 저감방식

이진국 · Jianing Liang · 안영주* · 안진우
 경성대학교 · 부경대학교*

Torque Ripple Reduction Scheme of Single-Phase SRM with High Power Factor

Zhen-Guo Lee · Jianing Liang · Young-Ju An* and Jin-Woo Ahn
 Kyungsung University · Pukyong National University*

Abstract - A novel torque ripple reduction scheme of single-phase SRM with high power factor is presented. The proposed SRM drive has one additional active switches in the conventional asymmetric inverter. In order to get a higher power factor, the source current is controlled sinusoidal. And additional excitation current is added from charge capacitor due to torque ripple reduction. The switching period of source and charged voltage is controlled properly to get unity power factor and torque ripple reduction. The characteristics and validity of the proposed scheme is discussed with some simulation results.

1. 서 론

SRM(Switched Reluctance Motor)은 전자제적인 구조가 간단하고, 견고하며, 고효율, 고평토크/관성비, 넓은 범위의 가변속 운전 등의 장점을 가진 전동기로서 여러 산업분야 및 가전분야에 그 적용범위를 넓혀가고 있다[1]. 그중에서도 단상 SRM은 전력회로가 간단하고, 경제성이 좋으며, 고속운전특징이 우수하다.

SRM을 구동하기 위해서 사용되는 직류전압은 일반적으로 다이오드 정류기와 필터용 벌크성 커패시터로 구성되어 있다. 이와 같은 구동회로는 회로구조가 간단하지만, 커패시터의 충·방전으로 인해 전원측에 피크성의 교류전류가 흐르게 하여, 역률이 크게 저하시키는 문제점을 안고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근 PFC(Power Factor Correction)회로를 적용한 SRM 구동회로에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[2-5]. 그러나 기존의 방식들은 2단방식의 구조로서, 필터용 벌크성 커패시터 앞단에 역률보상회로를 부가하여 역률을 개선하는 방식을 사용하고 있는데, 이 방법들은 전력회로와 제어회로의 구성이 복잡하고, 소자의 수가 증가하여 경제적으로 불리하다.

본 논문은 단 한 개의 능동소자의 추가로 SRM 구동회로를 1단방식으로 구성하여, 2단방식의 PFC회로에 비해 간단하면서도 고역률의 운전이 가능하며, 동시에 토크리플의 저감을 고려한 SRM 구동드라이브와 그 스위칭 토폴로지를 제안한다.

제안된 고역률형 단상 SRM의 토크리플 저감방식은 전원전압과 충전된 에너지회수용 커패시터의 충전전압을 교번적으로 SRM에 인가하는 방식이다. 이때, 두 전원의 인가주기를 적절하게 제어함으로써, 고역률 및 토크리플 저감을 실현한다.

한편, 수학적모델을 통한 이론적 분석과 다양한 수치시뮬레이션으로 본 제안방식의 타당성을 입증한다.

2. 제안된 SRM 구동용 1단구조방식의 PFC드라이브

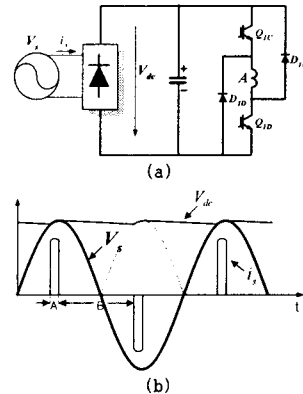


그림 1. 비대칭 인버터회로와 전압, 전류 파형
 (a) 비대칭 인버터 (b) 전압, 전류 파형
 Fig. 1. Asymmetric inverter and voltage, current
 (a) asymmetric inverter (b) voltage, current

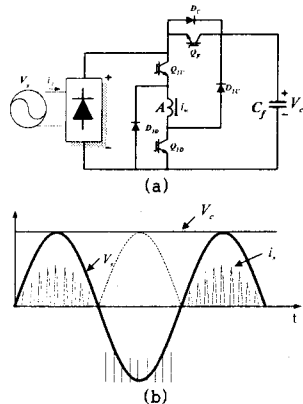


그림 2. 고역률 인버터회로와 전압, 전류 파형
 (a) 고역률 인버터 (b) 전압, 전류 파형
 Fig. 2. High power factor Inverter and voltage, current
 (a) high power factor inverter (b) voltage, current

2.1 SRM 구동용 1단구조방식의 PFC

일반적으로 SRM 구동회로는 그림 1(a)와 같이 다이오드 정류기와 필터용 벌크성 커패시터에 의해 직류전압을 얻고 있다. 이 회로에서 커패시터는 직류전압의 리플을 방지하고, 회수에너지를 저장하는 역할을 한다. 이와 같은 드라이브는 비록 간단하지만, 대용량 필터용 커패시터의 충·방전 전류로 인해 그림 1(b)의 I_{sc} 와 같은 펄스성의 전류가 흐르게 된다. 따라서, 역률이 낮으며, 불필요한 무효전력이 생겨 에너지효율이 감소되는 문제점이 있다.

그림 2는 제안된 1단구조 PFC 드라이브와 그 전압,

전류 파형을 나타내고 있다. 제안된 PFC 드라이브는 다이오드 정류기 출력측에 벌크성 커패시터가 없으므로, 입력측 전원의 전 영역에 대하여 전류의 형성이 가능한 구조로 되어 있다. 또한, 전원전압 반대편에 방전스위치 Q_F 를 거쳐 SRM의 상권선과 병렬로 연결되어 있는 충전된 커패시터 C_f 는 전원전압과 독립적으로 SRM에 작용하게 된다. 이 대용량 커패시터는 경우에 따라, 전류확립구간 및 토크생성구간에 방전스위치 Q_F 를 제어함으로써 SRM에 전기에너지를 공급하게 되며, 여자전류의 소호구간에서 상 스위치 오프시에 발생하는 자기에너지를 회수하는 역할을 한다.

2.2 1단구조용 PFC 드라이브의 동작모드 해석

해석의 편의를 위하여, 제안된 PFC 드라이브의 동작을 그림 3과 같이 각각 방전전류 여자모드, 입력전류 여자모드, 에너지회수모드, 전원 충전모드 등 4개의 모드로 분류한다.

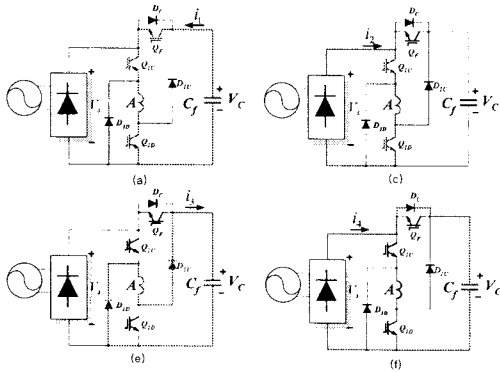


그림 3. 1단구조용 PFC 드라이브의 동작모드
 (a) 방전전류 여자모드 (b) 입력전류 여자모드
 (c) 에너지회수모드 (d) 전원 충전모드
 Fig. 3. Operational modes of the proposed drive
 (a) discharging current excitation mode
 (b) input current excitation mode
 (c) energy callback mode
 (d) source charging mode

그림 3(a)의 방전전류 여자모드는 충전된 커패시터의 전압이 전원전압보다 높을 때, 상 스위치(Q_{1U} , Q_{1D})와 방전스위치(Q_F)가 모두 온 되면서 시작되며, 이 모드에서, SRM의 상전류 i_1 은 C_f , Q_F , Q_{1U} , Q_{1D} 를 통하여 흐른다.

전류확립구간에서 이 모드로 작동할 경우, 충전된 커패시터의 높은 전압은 신속하게 필요한 상전류를 생성할 수 있으며, 이때의 회로방정식은 다음의 식 (1)과 같다.

$$V_c = Ri_1 + L_{\min} \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{C_f} \int i_1 dt \quad (1)$$

여기서, R 는 SRM의 상 저항값, L_{\min} 는 SRM의 최소인덕턴스 값, C_f 는 에너지회수용 커패시터스 값이다.

한편, 토크발생구간에서 이 모드로 작동할 경우, 커패시터에 축적되어 있는 상당한 전기에너지가 SRM의 기계에너지로 전환할 수 있어, 정현파형태로 변화하는 전원전압으로 인해 발생하게 되는 출력토크의 리플을 감소시킬 수 있다. 이때의 회로방정식은 다음의 식 (2)와 같다.

$$V_c = Ri_1 + L(\theta) \frac{di_1}{dt} + i_1 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega_m = \frac{1}{C_f} \int i_1 dt \quad (2)$$

그림 3(b)의 입력전류 여자모드는 상 스위치가 온일

경우, 전원전압이 커패시터의 전압보다 높거나 방전 스위치가 오프되었을 때, 나타난다. 이때, SRM의 상전류 i_2 는 다이오드 정류기, Q_{1U} , Q_{1D} 를 통하여 흐른다.

전원전압이 커패시터의 전압보다 클 경우, 전류확립구간에서 이 모드로 작동하게 함으로써, 커패시터 여자모드에 비해, 더욱 신속하게 필요한 상전류를 형성하게 할 수 있다. 이 경우의 회로방정식은 다음의 식 (3)과 같다.

$$V_s = Ri_2 + L_{\min} \frac{di_2}{dt} \quad (3)$$

한편, 토크발생구간에서 이 모드로 작동하게 할 경우, 전원측의 전기에너지가 직달로 SRM의 기계에너지로 전환할 수 있어, 구동시스템의 역률개선에 기여한다. 이 경우의 회로방정식은 다음의 식 (4)와 같다.

$$V_s = Ri_2 + L(\theta) \frac{di_2}{dt} + i_2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega_m \quad (4)$$

그림 3(c)의 에너지회수모드는 상 스위치와 방전 스위치가 모두 오프 되는 순간부터 시작되며, 휘팅다이오드 D_{1U} , D_{1D} 를 통하여 상권선에 남아있는 무효전력을 커패시터로 회수하도록 한다. 이때의 회로방정식은 다음의 식 (5)와 같다.

$$-V_c = Ri_3 + L(\theta) \frac{di_3}{dt} + i_3 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega_m = \frac{1}{C_f} \int i_3 dt \quad (5)$$

그림 3(d)의 전원 충전모드는 상 스위치에 상관없이, 전원전압이 커패시터의 전압보다 높을 때 나타난다. 이때의 전원이 커패시터에로의 충전전류는 다음의 식 (6)으로부터 얻을 수 있다.

$$V_s = -V_c = -\frac{1}{C_f} \int i_4 dt \quad (6)$$

2.3 PFC와 토크리플 저감을 동시에 고려한 스위칭 토폴로지

그림 4에 PFC와 토크리플 저감을 동시에 고려한 스위칭 토폴로지를 나타내고 있다.

SRM의 토크발생구간에서 출력토크리플이 적은 출력토크를 발생하려면, SRM의 상전류가 그림 4의 i_m 와 같이 일정한 값이어야 한다. 동시에, SRM의 고역률 구동을 위해서는 전원전류가 그림 4의 i_s 와 같이 입력전원전압 V_s 와 위상이 일치한 정현파와 파형이어야 한다.

따라서, 위의 두 개 조건을 동시에 만족시키기 위해서는 충전된 에너지회수용 커패시터에 저장된 전기에너지가 그 차액만큼 보상해주면 된다. 즉, 토크리플의 저감을 위하여 전원입력 여자모드로 작동하여 부족한 부분만큼 방전전류 여자모드로 보상해주는 방식이다.

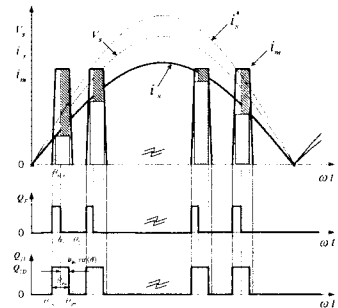


그림 4. PFC와 토크리플 저감을 동시에 고려한 스위칭 토폴로지
 Fig. 4. Switching topology for PFC and torque ripple reduction

위의 해석으로부터 그림 4의 \square 부분의 면적과 \square 부분의 면적이 같아야 하므로 다음의 식 (7)이 성립한다.

$$\theta_x = \theta_{dv} \sin \theta \quad (7)$$

여기서, θ_x 는 전원입력 여자모드로 동작하는 구간, θ_{dv} 는 도통각을 각각 나타낸다.

한편, 방전전류 여자모드로 동작하는 구간은 θ_{dv} ($1 - \sin \theta$)이 될 것이며, 이 구간동안 SRM에 투입되는 전기에너지도 공급적으로는 전원에서 공급한 것으로서, 실제 전원입력측의 전류는 앞에서 언급한 i_s 보다 큰 i_s' 가 된다.

2.4 제안된 PFC드라이브의 토크리플 분석

그림 5에 제안된 PFC드라이브의 전원전압 V_s , 커패시터 전압 V_c , SRM의 전압 V_m 및 전류 i_m 파형을 보인다. 여기서, 전원전압 V_s 는 다음과 같이 주어진다고 가정한다.

$$V_s = V_{sm} \sin \omega t \quad (\omega t \in [0, \pi]) \quad (8)$$

그림 5에서 커패시터 전압파형은 굵은 곡선모양을 이루며, DE구간은 전원전압이 커패시터 전압보다 크므로 전원측에서 직달로 SRM과 커패시터에 에너지를 공급해 준다. 분석의 편의를 위하여, 커패시터 전압파형을 그림에서 보여주는 바와 같이 약간의 수정을 하여, 다음의 식 (9)를 만족하는 정현파라고 가정한다. 이는 우리가 얻으려고 하는 최대 토크리플을 연산하기 위한 두 점이 DE구간에 존재하지 않으면 가능하다.

$$V_c = V_{c-\omega} - V_{cm} \sin 2\omega t \quad (9)$$

또한, 현재 SRM은 θ_{dv} 의 도통각, θ_{ω} 의 선행각으로 ω_m 의 속도로 회전하고 있다고 가정한다.

제안된 스위칭 토폴로지에 의하여, 그림 5의 A점에서의 전원전압이 0이므로, 이때의 도통각 구간에는 오직 커패시터에 의해 SRM이 작동됨을 알 수 있고, 반대로 B점에서는 오직 전원전압에 의해 SRM이 작동됨을 알 수 있다.

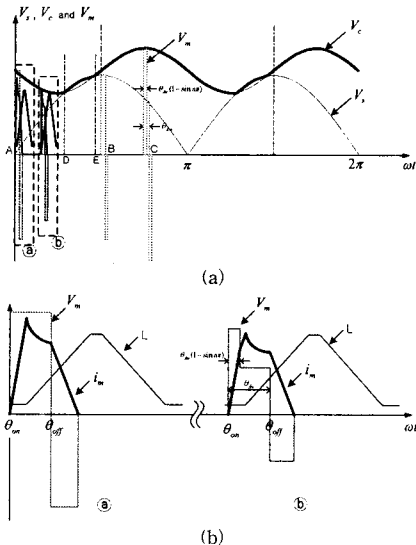


그림 5. 제안된 PFC드라이브의 각 전압, 전류 파형
(a) 전원전압 1주기 구간의 전압, 전류 파형
(b) (a)그림의 (a)와 (b)구간의 확대도

Fig. 5. Voltage and current waves of proposed PFC drive
(a) voltage and current waves in one period of source voltage
(b) zoom in the figure of (a) and (b)

A점의 전류확립구간과 토크발생구간에서의 커패시터 방전에너지 및 전류회수구간에서의 커패시터 충전에너지는 각각 다음의 식 (10), (11), (12)와 같다.

$$W_{1A} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{c-\omega}^2}{\omega_m^2} \cdot \frac{\theta_{\omega d}^2}{L_{\min}} \quad (10)$$

$$W_{2A} = \frac{V_{c-\omega}^2}{K\omega_m^2} \cdot \left\{ (\theta_{dv} - \theta_{\omega d}) + \frac{K\theta_{\omega d} - L_{\min}}{K} \ln \left(\frac{L_{\min}}{L_{\text{off}}} \right) \right\} \quad (11)$$

$$W_{3A} = \frac{V_{c-\omega}^2}{K\omega_m^2} \cdot \left\{ -\theta_{\omega d} + \frac{K\theta_{\omega d} + L_{\text{off}}}{K} \ln \left(\frac{K\theta_{\omega d} + L_{\text{off}}}{L_{\text{off}}} \right) \right\} \quad (12)$$

식에서, W_{1A} , W_{2A} , W_{3A} 은 각각 전류확립구간, 토크발생구간, 전류회수구간에서의 커패시터의 총·방전에너지를 나타내고, L_{\min} , L_{off} 은 SRM의 최소인덕턴스 값, 상스위치 오프시 인덕턴스 값을 나타내며, $K(\theta)$ 는 인덕턴스 상승구간에서 회전자 위치에 대한 증가율을 나타낸다.

한편, 위 세 개 구간에서의 커패시터에 저장된 전기에너지의 변화량은 다음의 식 (13)과 같다.

$$\Delta W_A = -2C\omega \frac{2\pi}{P\omega_m} V_{cm} V_{c-\omega} \quad (13)$$

식에서, C 는 커패시터의 용량, ω 는 전원주파수, P 는 회전자 극수를 각각 나타낸다.

또한, B점의 전류확립구간과 토크발생구간에서의 커패시터 총·방전에너지는 0이고, 전류회수구간에서의 커패시터 충전에너지는 다음의 식 (14)와 같다.

$$W_{3B} = \frac{V_{c-\omega}^2}{K\omega_m^2} \cdot \left\{ -\theta_{dv} V_{sm} + \frac{K\theta_{dv} V_{sm} + L_{\text{off}} V_{c-\omega}}{K} \ln \left(\frac{K\theta_{dv} V_{sm} + L_{\text{off}} V_{c-\omega}}{L_{\text{off}} V_{c-\omega}} \right) \right\} \quad (14)$$

한편, B점의 세 개 구간에서의 커패시터에 저장된 전기에너지의 변화량은 다음의 식 (15)와 같다.

$$\Delta W_B = 2C\omega \frac{2\pi}{P\omega_m} V_{cm} V_{c-\omega} \quad (15)$$

에너지보존의 법칙에 의하여 A, B점에서의 SRM과 커패시터 간의 에너지교환 관계는 다음의 연립방정식 (16)를 만족한다.

$$\begin{cases} -W_{1A} - W_{2A} + W_{3A} = \Delta W_A \\ W_{3B} = \Delta W_B \end{cases} \quad (16)$$

위의 연립방정식 (16)을 풀면, 커패시터의 전압방정식 (9)의 계인 V_{cm} 과 $V_{c-\omega}$ 를 얻을 수 있다.

따라서, 전원전압의 1주기동안, 최대 및 최소 상전류가 발생하는 위치 α 는 다음의 식 (17)의 최대 및 최소값이 얻어지는 값이다.

$$i_{\text{limit}} = \frac{1}{L_{\min}} (V_{m1} T_1 + V_{m2} T_2) \quad (17)$$

여기서,

$$V_{m1} = V_{c-\omega} - V_{cm} \sin 2\alpha, \quad V_{m2} = V_{sm} \sin \alpha,$$

$$T_1 = \frac{\theta_{\omega d} (1 - \sin \alpha)}{\omega_m}, \quad T_2 = \frac{\theta_{\omega d}}{\omega_m} - T_1$$

이때의 최대, 최소 상전류값을 각각 i_{\max} , i_{\min} 라고 가정하면, 제안된 PFC드라이브의 최대 피크 토크와 최소 피크토크는 아래의 식 (18), (19)와 같다.

$$T_{\max} = \frac{1}{2} K i_{\max}^2 \quad (18)$$

$$T_{\min} = \frac{1}{2} K i_{\min}^2 \quad (19)$$

따라서, 제안된 PFC드라이브의 최대 피크 토크리플은 다음의 식 (20)으로 얻어진다.

$$\Delta T_{\max} = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\max} + T_{\min}} \quad (20)$$

3. 수치시뮬레이션 및 고찰

본 시뮬레이션에서는 단상 SRM의 고역률 운전 실현 여부와 부하, 속도, 커패시터의 값에 따른 토크리플의 대소관계에 대한 분석이 주된 목적이므로, 그림 6과 같이 속도제어기부분을 없애고, 단지 각도제어부분만 남겨 시뮬레이션을 행한다.

시뮬레이션에서 사용한 단상 SRM은 극수가 6/6이고, 고정자와 회전자 극호각이 각각 20[deg.], 24[deg.]이며, 최소 및 최대 인덕턴스는 각각 0.003[H], 0.016[H]이다. 또한, 시뮬레이션에서의 SRM의 모델은 실험을 통해 측정된 인덕턴스 프로파일에 근거를 둔 비선형모델이다. 전원전압은 단상 220[V], 60[Hz]의 교류전압이라고 가정하였다.

그림 7에 12000[rpm]의 운전속도, 0.34[N·m]의 토크를 출력할 경우, 20[μF]와 200[μF]의 커패시터의 값에 따른 SRM의 시뮬레이션 결과를 보인다. 그림 7의 시뮬레이션 결과로부터 커패시터의 용량이 작으면 작을수록 출력피크토크의 리플이 커짐을 알 수 있다.

그림 8은 SRM의 선행각이 일정할 경우, 운전속도와 커패시터스 값의 변화에 따른 SFC드라이브의 최대 피크 토크리플의 연산결과를 보인다. 이 연산에서는 앞 절에서 소개한 토크리플 분석기법을 사용하였다. 그림 8로부터 제안된 PFC드라이브의 최대 피크 토크리플은 운전속도가 작을수록, 선행각이 클수록, 커패시터스 값이 작을수록 커짐을 알 수 있다. 이는 앞에서 진행한 시뮬레이션 결과와 일치하다. 또한, 커패시터스 값이 작은 영역에서 그 값이 최대 피크 토크리플에 매우 민감하게 작용함을 알 수 있다.

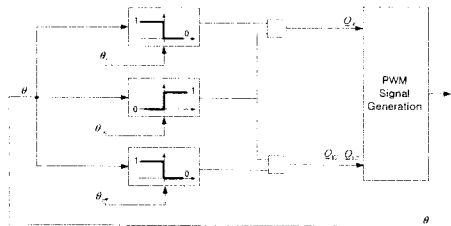
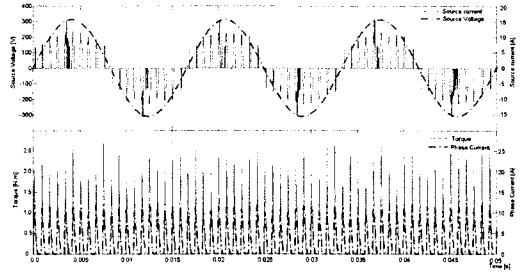


그림 6. 토크리플 저감을 고려한 고역률형 SRM의 구동시스템
Fig. 6. High Power Drive System of SRM with Torque Ripple Reduction

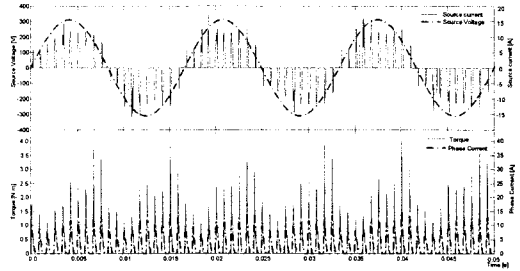
4. 결 론

본 논문에서는 고역률로 운전되는 단상 SRM의 토크리플 저감을 위한 구동드라이브와 스위칭 토폴로지를 제안하였다. 제안한 방식은 전력회로가 간단한 1단방식으로 구성되어 간단하면서도 역률보상이 가능하고 토크리플이 적다는 장점이 있다. 또한, 제안된 드라이브와 스위칭 토폴로지를 수학적 모델을 통한 이론적 해석과 다양한 수치시뮬레이션으로 그 타당성을 입증하였다.

본 연구는 산업자립부 지원에 의하여 기초전력연구원(과제번호: R2005-B-109)주관으로 수행된 과제임.



(a)



(b)

그림 7. 제안된 PFC SRM 구동 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulation results of proposed PFC SRM Drive
(a) 12000[rpm], 0.34[N·m], 200[μF]
(b) 12000[rpm], 0.34[N·m], 20[μF]

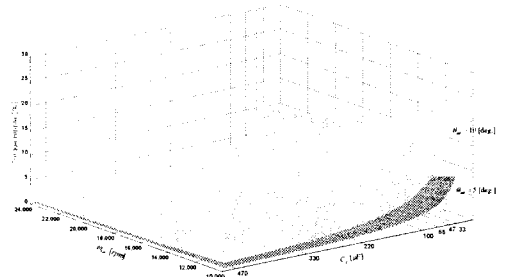


그림 8. 운전속도와 커패시터스 값의 변화에 따른 PFC드라이브의 최대 피크 토크리플 (θ_{dl} 일정)
Fig. 8. The maximum peak torque ripple of PFC drive with speed and the size of capacitor (θ_{dl} is constant)

[참 고 문 헌]

- [1] J. W. Ahn, B. C. Kim, "Drive Characteristics of Single Phase SRM for Fan Application." The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics, pp. 450-454, Vol. 8, No.5, 2003.
- [2] C. H. Rim, W. H. Kim, E. S. Kim and K. C. Lee, "A Choppingless Converter for Switched Reluctance Motor with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current." IEEE/PESC, pp. 500-507, 1994.
- [3] L. Caruso, A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "A Switched Reluctance Motor Drive Operating at Unity Power Factor." IEEE/IAS, pp. 410-417, 1996.
- [4] Y. A. Kwon, K. S. Shin and G. H. Rim, "SRM Drive system with Improved Power Factor." IEEE/IECON, pp.541-545, 1997.
- [5] M. Barnes, C. Pollock, "Power Factor Correction in Switched Reluctance Motor Drives." IEE Conf. on Power Electronics and variable Speed Drives, pp. 17-21, 1998.