

3상 AC/DC/AC PWM 컨버터의 직류링크 리플전류의 주파수 영역 해석

朴永旭, 李東椿*, 石 줄기

Spectral Analysis of DC Link Ripple Currents in Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters

Young-Wook Park, Dong-Choon Lee, and Jul-Ki Seok

요약

본 논문에서는 가변속 교류 전동기 구동에 많이 사용되는 3상 ac/dc/ac PWM 컨버터 시스템에서의 직류링크 리플전류를 주파수 영역에서 해석하고자 한다. 고조파 전류는 컨버터의 스위칭함수와 지수함수 형태의 푸리에 급수 전개를 이용하여 분석된다. 전원측 컨버터와 부하측 인버터의 스위칭 주기간의 변위각과 비동기 PWM이 리플전류에 미치는 영향도 고찰된다. 해석 결과가 PSIM을 이용한 시뮬레이션으로부터 나온 고조파 스펙트럼과 잘 일치함을 확인한다. 제시된 해석기법은 PWM의 원리에 대한 이해를 돕고, 해석 결과는 직류링크 커패시터의 고주파 등가 모델링에 이용된다.

ABSTRACT

In this paper, dc link ripple currents for three-phase ac/dc/ac PWM converters feeding adjustable speed ac machine drives are analysed in a frequency domain. The expression of the harmonic currents is developed by using switching functions of the converter and exponential Fourier series expansion. The effect of the displacement angle between the switching periods of line-side converters and motor-side inverters on the dc link ripple currents is investigated. Also, the influence of asynchronization of PWM is observed. The result of analysis is compared with frequency spectrum which results from PSIM simulation. The proposed analysis technique is useful to understand the principles of PWM and to derive an equivalent model of the dc link capacitors in a high frequency range.

Key words : Ac/dc/ac PWM converter, dc link ripple current, Fourier series, switching function

1. 서론

최근 전원전류의 정현적 제어, 전원측 단위 역률제어, 직류링크전압 일정제어와 양방향 전력흐름 제어

등의 이점으로 인해 3상 ac/dc/ac PWM 컨버터 시스템이 산업 응용에 널리 사용되고 있다^[1]. 구체적으로 철강 압연, 엘리베이터 등 교류 전동기 구동과 UPS^[2], 직병렬형 능동 전력필터^[3], 풍력발전 시스템^[4] 등에 사용되고 있다. 이 ac/dc/ac PWM 컨버터의 직류링크 단에는 통상 큰 용량의 전해 커패시터가 연결된다. 이러한 커패시터에 대한 용량 선정, 수명 추정과 고장 진단은 시스템의 가격과 신뢰도 측면에서 매우 중요하다. 수명 추정에 일반적으로 직류링크 전류의 실효치가 이용되는데 커패시터의 등가모델이 주파수의 함수

*영남대학교 전자정보공학부 부교수

E-mail : dclee@yu.ac.kr

접수일자 : 2002. 3.15

1차심사요청일 : 2002. 3.20

심사완료일 : 2002. 4.27

이므로 보다 정확한 수명 추정을 위해서는 직류링크 전류에 포함된 고조파 성분의 주파수 및 크기를 알 필요가 있다^{[5][6]}.

지금까지 직류링크 전류의 해석에 관한 연구가 많이 발표되었지만 대부분 그 실효값만을 유도하였고^{[7][8]}, 주파수 분석에 관한 연구는 거의 이루어지지 않았다^{[9][10]}. 참고문헌 [9]에서 직류링크 전류를 시간 영역과 주파수 영역에서 해석하였는데 인버터만 존재하는 경우를 그 해석 대상으로 하였다. 참고문헌 [10]은 PWM 컨버터-인버터 시스템을 대상으로 직류링크 전류를 시간영역에서 해석하였으나 주파수 영역에서의 해석은 이루어지지 않았다. 대신 실험적으로 측정된 스펙트럼을 보였다. 한편, 참고문헌 [11]에서 저자들은 3상 ac/dc/ac PWM 컨버터에 RL 부하가 연결된 경우의 직류링크 전류를 주파수 영역에서 해석한 결과를 발표하였다.

본 논문에서는 3상 ac/dc/ac PWM 컨버터에 유도전동기 부하가 연결된 경우의 직류링크 리플전류를 주파수 영역에서 분석하고자 한다. RL부하의 경우와 다른 점은 전동기의 역기전력이 작용하여 직류링크 리플전류가 달라진다는 것이다. 전류의 주파수 성분을 컨버터와 인버터의 스위칭 함수와 푸리에 급수전개를 이용하여 해석적으로 유도한다. 또, 전원 측의 컨버터와 부하측의 인버터 간의 스위칭 주기의 위상차에 해당하는 변위각(displacement angle)에 따른 리플 전류의 크기를 분석한다. 그리고 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과로부터 해석 방법의 타당성을 검증한다.

2. 해석순서

그림 1은 고찰하고자 하는 3상 ac/dc/ac PWM 컨버터 시스템을 보인다. 직류링크단 리플전류 해석의 기본적인 과정은 다음과 같다^[9].

먼저 온/오프에 의한 인버터의 스위칭 함수를 S_k 로 표시하자. 위 스위치가 도통되면 1, 아래 쪽이 도통되면 0이 되며, $k=1, 2, 3$ 으로 3상을 나타낸다. S_k 에 대한 자세한 설명은 다음 절에 다룬다. k 상에 의한 직류링크 전류는 스위칭 함수와 k 상의 전류의 곱으로 다음과 같이 주어진다.

$$i_{dck} = i_k \cdot S_k \tag{1}$$

여기서 상전류 i_k 는 고조파 전압과 임피던스의 비로 얻어진다. 전체 직류 링크 전류는 각 상에 대한 것의

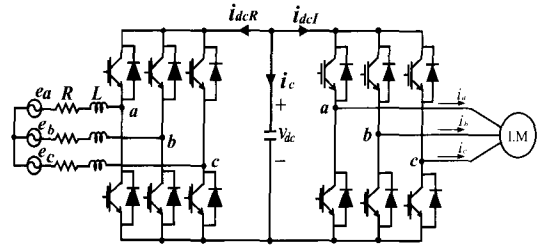


그림 1 3상 ac/dc/ac PWM 컨버터
Fig. 1 Three-phase ac/dc/ac PWM converter

합이며 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{dcI} = \sum_{k=1}^3 i_{dck} \tag{2}$$

식 (2)에 지수함수의 푸리에 급수 전개를 적용하면 각 차수의 고조파 전류의 크기와 위상을 얻을 수 있다.

위와 동일한 전개 과정을 전원 측의 컨버터에 적용하면 이에 기인한 직류링크 전류 i_{dcR} 을 얻을 수 있다. 그런 후 전원측 컨버터와 부하측 인버터의 PWM 주기 간의 변위각 ϕ_{st} 를 고려한 i_{dcI} 와 i_{dcR} 의 벡터 합성을 통해 직류 링크 커패시터로 흐르는 리플 전류를 구할 수 있다.

3. 스위칭 함수

그림 2(a)는 삼각파 비교 PWM의 원리와 폴전압, (b)는 하나의 스위칭 펄스를 확대한 것을 보인다. 인버터 출력전압의 기본과 한 주기에 스위칭 주기 Δ 를 갖는 p 개의 펄스가 포함되어 있다. 따라서 펄스의 스위칭 주기 Δ 는 다음과 같다.

$$\Delta = 2\pi/p \tag{3}$$

그림에서 δ_{1i}, δ_{2i} 는 변조각이며, δ_0 는 한 스위칭 주기의 1/4에 해당하는 각이다. 따라서 $\delta_{1i} = \delta_{2i} = \delta_0$ 라면 펄스의 평균 전압은 0이 된다. 원편의 반주기에 서의 평균 전압 V_{1i} 는 다음 식과 같다.

$$V_{1i} = \beta_{1i}(0.5 V_{dc}) \tag{4}$$

$$\text{여기서, } \beta_{1i} = \frac{\delta_{1i} - \delta_0}{\delta_0} \tag{5}$$

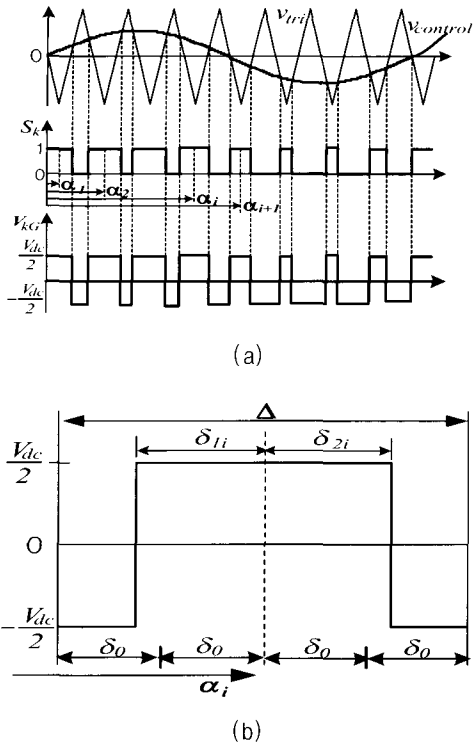


그림 2 SPWM의 스위칭 패턴
 (a) 삼각파 PWM (b) 스위칭 펄스
 Fig. 2 Switching pattern of SPWM
 (a) SPWM (b) Switching pulse

이고, V_{dc} 는 직류링크 전압이다.

높은 스위칭 주파수의 PWM일 경우, 그림 2(b)의 원편의 반펄스의 평균 전압은 반펄스의 중앙에서 근사적으로 정현파 전압의 크기 V_m 에 비례한다고 볼 수 있다. 따라서,

$$\beta_{1i}(0.5 V_{dc}) \propto V_m \sin(\alpha_i - \delta_0) \tag{6}$$

가 되고 정현파의 크기를 변조지수 M 으로 나타내면,

$$V_m = M(0.5 V_{dc}) \tag{7}$$

따라서,

$$\beta_{1i} = M \sin(\alpha_i - \delta_0) \tag{8-a}$$

유사하게,

$$\beta_{2i} = M \sin(\alpha_i + \delta_0) \tag{8-b}$$

식 (5)의 β 를 이용하면 식 (8)은 다음과 같이 된다.

$$\delta_{1i} = \delta_0 [1 + M \sin(\alpha_i - \delta_0)] \tag{9-a}$$

$$\delta_{2i} = \delta_0 [1 + M \sin(\alpha_i + \delta_0)] \tag{9-b}$$

변조지수가 주어지면 식 (9)에 의해 스위칭 펄스 폭이 결정된다.

i 번째 펄스에 지수함수 형태의 푸리에 급수전개를 적용하면 이로 인한 n 차 고조파 계수 C_{ni} 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$C_{ni} = j \left(\frac{1}{2\pi n} \right) \{ e^{-jn\delta_{2i}} - e^{-jn\delta_{1i}} \} e^{-jn\alpha_i} \tag{10}$$

여기서, j 는 복소수의 허수 단위를 나타낸다.

기본파 한 주기 동안의 p 개의 펄스에 대한 고조파 계수는 다음과 같다.

$$C_n = \sum_{i=1}^p C_{ni} \tag{11}$$

변조된 폴전압의 고조파 계수는 스위칭 함수 S_k 의 고조파 계수인 식 (11)과 같은 형태로 나타나는데 차이점은 폴전압에서는 평균치가 0이고 계수의 크기에 V_{dc} 가 곱해진다는 것이다.

4. 직류링크전류의 주파수 해석

스위칭 함수와 폴전압의 고조파 계수를 이용하여 컨버터와 인버터의 직류 링크 전류를 유도한다.

4.1 인버터 측의 상전류

그림 3은 인버터와 컨버터 측의 상당 고조파 등가회로이다. k 상 폴전압의 n 차 고조파 성분을 v_n 이라 하면 k 상의 n 차 고조파 전류는 다음과 같다.

$$i_{kn} = \frac{v_n - e}{Z_{kn}} \cdot e^{-jn2\pi(k-1)/3} \tag{12}$$

여기서, e 는 전동기의 역기전력, Z_{kn} 은 직류 링크단의 가상의 중성점과 인버터 출력단 사이의 n 차 고조파 임피던스이다. 그리고 전동기의 역기전력 e 는 다음과 같이 표시된다.

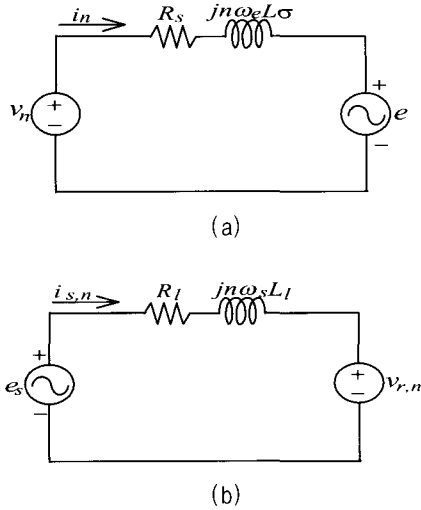


그림 3 상당 고조파 등가회로
(a) 인버터 측 (b) 컨버터 측
Fig. 3 Per-phase harmonic equivalent circuits
(a) inverter-side (b) converter-side

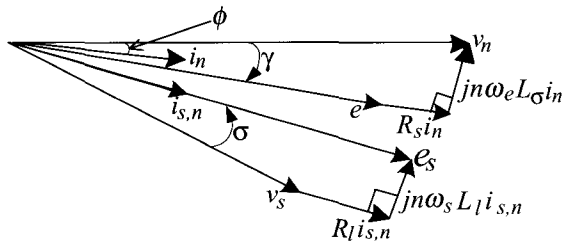


그림 4 전류와 전압의 위상도
Fig. 4 Phasor diagram for current and voltage

$$e = E_m e^{j(\omega_e t - \gamma)} \quad (13)$$

여기서, E_m 은 역기전력의 크기, ω_e 는 역기전력의 각 속도, γ 는 인버터 출력 상전압과 역기전력 사이의 위상차이다.

그림 4는 그림 3의 등가회로에 나타난 상전류, 폴전압, 전원전압, 전동기 역기전력을 나타내는 위상도이다. 여기서 전원측의 컨버터는 단위역률로 동작하고, 인버터는 유도전동기 부하를 구동하므로 지상 역률로 동작한다고 하자. 또, 인버터 출력전압을 위상도에서 기준위상으로 정한다.

인버터에서 각 상전류는 다음과 같이 표시된다.

$$i_k = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left\{ \left(\frac{v_n - e}{Z_{kn}} \right) e^{jn(\omega_e t - \phi)} e^{-jn2\pi(k-1)/3} \right\} \quad (14)$$

식 (14)의 우변 괄호 안의 마지막 항은 각 상간의 위상차 $2\pi/3$ 를 나타낸다.

3 상의 상전류의 합은,

$$i_0 = \sum_{k=1}^3 i_k \quad (15)$$

$$= \sum_{k=1}^3 \left\{ \left(\frac{v_n - e}{Z_n} \right) e^{jn(\omega_e t - \phi)} \sum_{k=1}^3 e^{-jn2\pi(k-1)/3} \right\} \quad (16)$$

각 상의 임피던스가 동일하다면, 즉 $Z_{kn} = Z_n$ 이라면, 식 (16)은 다음과 같이 정리된다.

$$i_0 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \left(\frac{v_n - e}{Z_n} \right) e^{jn(\omega_e t - \phi)} \sum_{k=1}^3 e^{-jn2\pi(k-1)/3} \right\} \quad (17)$$

식 (17)에서 우변의 마지막 항은 기하급수에 의해 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\sum_{k=1}^3 e^{-jn2\pi(k-1)/3} = e^{-jn2/3} \frac{\sin n\pi}{\sin(n\pi/3)} \quad (18)$$

식 (18)에서 사인 분수 항은 3의 배수가 되는 정수를 제외한 모든 정수에 대해 0의 값을 갖는다. 따라서, 3배수 고조파는 3상 인버터의 부하에 존재할 수 없으므로 식 (14)는 다음과 같이 표시된다.

$$i_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \left(\frac{v_n - e}{Z_{kn}} \right) e^{jn(\omega_e t - \phi)} e^{-jn2\pi(k-1)/3} \right\} \quad (19)$$

여기서, $n \neq 3s, s=0, \pm 1, \pm 2, \dots$

4.2 스위칭 함수 S_k 의 유도

스위칭 함수 S_k 는 다음과 같이 표현된다.

$$S_k = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m \cdot e^{jm\omega_e t} \cdot e^{-jm2\pi(k-1)/3} \quad (20)$$

여기서, C_m 은 식 (11)과 같다.

4.3 인버터 측의 전체 직류링크 전류

전체 직류링크전류는 다음과 같이 표시된다.

$$i_{dcl} = \sum_{k=1}^3 \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{V_{dc} C_n - e}{Z_n} \right) e^{jn(\omega_e t - \phi)} e^{-jn2\pi(k-1)/3} \right\}$$

$$\times \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{jm\omega_s t} e^{-jm2\pi(k-1)/3} \quad (21)$$

여기서, $v_n = V_{dc}C_n$ 이다. 식 (21)의 지수 항에 기하급수를 적용하면,

$$\sum_{k=1}^3 e^{-jm2\pi(k-1)(m+n)/3} = e^{-j2\pi(m+n)/3} \frac{\sin(m+n)\pi}{\sin(m+n)\pi/3} \quad (22)$$

여기서, $m+n=3s'$, ($s'=0, \pm 1, \pm 2, \dots$)일 때 사인 분수 항은 3이고 그 이외의 조건에서는 0이 된다. 따라서 식 (22)를 식 (21)에 대입하면 i_{dcl} 는 다음과 같이 표시된다.

$$i_{dcl} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} 3 \frac{V_{dc}}{Z_n} C_n C_m e^{j(m+n)\omega_s t - n\phi} \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} 3 \frac{E}{Z_n} C_m e^{j(m+n+1)\omega_s t - \gamma - n\phi} \quad (23)$$

여기서, $n \neq 3s$, $s=0, \pm 1, \pm 2, \dots$,
 $m+n=3s'$, $s'=0, \pm 1, \pm 2, \dots$.

식 (23)은 시간 영역에서 직류링크전류를 나타내는 일반적인 표현식이다. 식 (23)의 i_{dcl} 에 대해 지수함수 형태의 푸리에 급수 전개는 다음과 같이 정의된다.

$$B_l = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{dcl} \cdot e^{-jl\omega_s t} d(\omega_s t) \quad (24)$$

여기서, B_l 은 l 차 고조파 성분의 복소계수이고 l 차 고조파 성분의 크기를 의미한다. 지수 함수 형태의 푸리에 급수 전개에서 고조파의 크기는 직류 성분을 제외하고는 고조파 계수의 2배가된다. 식 (23)을 식 (24)에 대입하면,

$$B_l = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} 3 \left(\frac{V_{dc} C_n}{Z_n} \right) C_m e^{-jn\phi} e^{-j2\pi s} - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} 3 \left(\frac{E}{Z_n} \right) C_m e^{-j(\gamma+n\phi)} e^{-j2\pi s} \quad (25)$$

식 (25)는 주파수 영역에서 직류링크 전류를 나타내는 일반적인 표현식이다. 직류 링크단에는 3배수 고조파만이 존재함을 알 수 있다.

5. 직류링크 커패시터 전류

전원 측 컨버터의 직류링크 전류는 앞에서 전개한 인버터의 직류링크 전류와 동일한 방식으로 유도된다. 단지 식 (13)으로 표시되는 유도전동기의 역기전력을 식 (26)과 같이 표시되는 전원전압으로 대체하기만 하면 된다.

$$e_s = E_s e^{j(\omega_s t + \sigma)} \quad (26)$$

여기서, E_s, ω_s 는 전원전압의 크기와 각속도이며, σ 는 그림 4에 나타낸 바와 같이 컨버터측의 입력전압과 전원전압 사이의 위상차이다. 이 경우에 전원 역률이 1이므로 $\sigma = -\phi$ 이다.

이 역기전력을 이용하여 긴 수학적 전개를 하면 식 (25)와 유사한 형태의 식을 얻을 수 있다. 컨버터와 인버터에 의해 발생된 고조파 중에서 동일한 주파수 성분의 고조파 계수를 벡터적으로 합성함으로써 커패시터로 흐르는 직류링크 전류의 고조파 성분을 구할 수 있다. 컨버터와 인버터의 스위칭 주파수가 다르면 직류링크 커패시터 전류는 서로 독립적이 되고, 각각의 고조파 성분의 실효치로 나타난다. 컨버터와 인버터의 스위칭 주파수가 동일하면 고조파의 중첩에 의해 실효치가 계산되고, 그 크기는 컨버터와 인버터의 펄스 패턴 간의 변위각에 영향을 받는다.

본 연구에서는 컨버터와 인버터의 스위칭 주파수가 같다고 가정한다. 변위각 ϕ_{st} 가 0이 아니면 두 푸리에 급수의 계수를 더할 때 그 영향을 다음과 같이 고려한다.

$$\bar{i}_{Cn} = \bar{i}_{dclRn} e^{j\phi_{st}} + \bar{i}_{dcln} \quad (27)$$

여기서 “ $\bar{}$ ”는 전류의 페이저를 의미한다.

그림 5는 상전류와 직류링크 전류 파형과의 관계를 보인다. 변위각 $\phi_{st} = 0, \pi, 2\pi$ 일 때, 리플전류의 실효치가 최소가 되는데, 이는 이 경우에 컨버터와 인버터에서 중첩되는 환류모드 구간이 최대로 되기 때문이다.

그림 6(a)는 변위각 $\phi_{st} = \pi/2$ 일 때를 나타내고, (b)는 $\phi_{st} = \pi$ 일 때의 컨버터와 인버터의 환류 구간의 중첩을 나타낸다. 그림에서 보이듯이 $\phi_{st} = \pi$ 에서 환류 구간의 중첩이 가장 길고 따라서 커패시터로 흐르는 직류링크 리플 전류가 최소가 된다. 그리고 $\phi_{st} = \pi/2, 3\pi/2$ 일 때, 환류 구간이 최소가 되며 리플전류는 최대가 된다.

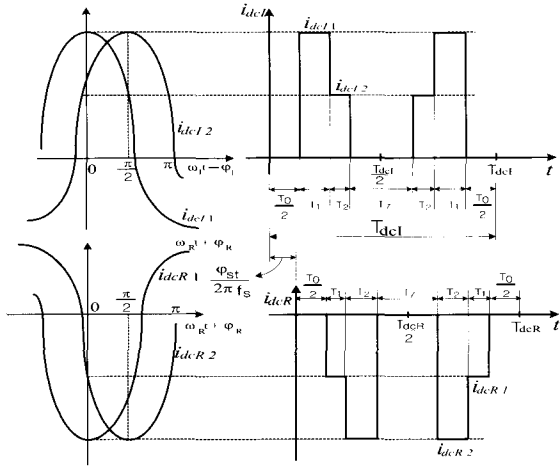


그림 5 상전류와 직류링크 전류와의 관계
(위) 인버터 측 (아래) 컨버터 측
Fig. 5 Relation of phase current and dc link current
(top) inverter (bottom) converter

검증하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 조건은 표 1에 주어진다. 직류링크 전압은 $V_{dc} = 350[V]$ 이고, 커패시터는 $C = 3300[\mu F]$ 이다. 표 2는 부하로 사용된 유도전동기의 정수를 나타낸다.

표 1 시뮬레이션 조건
Table 1 Simulation Condition

	컨버터 측	인버터 측
R, L	0.02[Ω], 3.3[mH]	Motor[표 2]
역률	1	0.8
변위각	0.95	0.81
스위칭주파수/ 기본과주파수	3420/60 [Hz] 기본과 한 주기당 57개 펄스	3420/60 [Hz] 기본과 한 주기당 57개 펄스

표 2 유도전동기 정격과 파라미터
Table 2 Ratings and parameters of induction motor

3-상, 4극, 220[V], 3[Hp]
$R_s = 0.83[\Omega], R_r = 0.91[\Omega]$
$L_b = 3.25[mH], L_{lr} = 3.25[mH], L_M = 166[mH]$

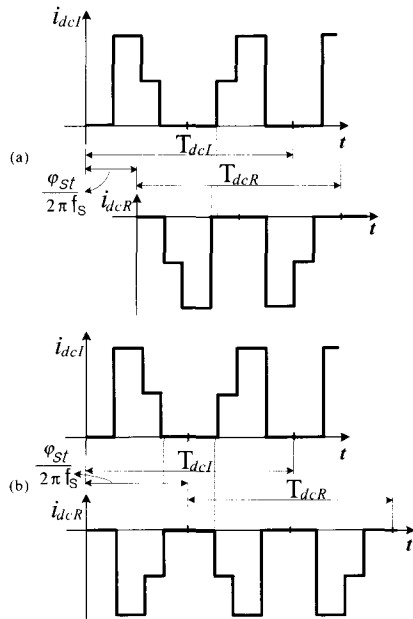


그림 6 변위각에 따른 환류 구간의 중첩
(a) $\phi_{st} = \pi/2$ (b) $\phi_{st} = \pi$
Fig. 6 Superposition of the freewheeling state with regard to displacement angle

6. 해석과 시뮬레이션 결과 비교

앞에서 전개한 수식을 이용하여 직류링크 리플전류의 고조파 스펙트럼을 구하고 이 해석기법이 타당한지

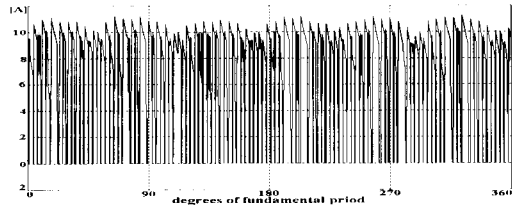
그림 7은 PSIM을 이용한 시뮬레이션에 의해 얻어진 직류링크 전류의 파형을 보인다. 인버터 출력주파수는 전원의 그것과 같이 60[Hz]이다.

그림 8은 그림 7의 전류에 대응되는 고조파 스펙트럼으로 FFT에 의해 얻어진 결과이다. 그림 9는 앞에서 해석적으로 전개한 수식에 의해 구해진 고조파 스펙트럼을 보인다. 컨버터 출력측의 직류링크 전류, 인버터 입력측의 직류링크 전류 그리고 커패시터로 흐르는 리플전류의 주파수 성분을 나타낸 것으로 시뮬레이션 결과와 해석 결과가 서로 잘 일치함을 확인할 수 있다.

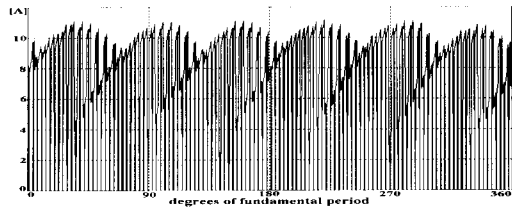
그림 10은 인버터 출력주파수가 20[Hz]일 때, 해석 결과와 시뮬레이션 결과를 겹쳐 나타낸 것으로 두 값이 거의 일치한다. 인버터 출력 주파수가 컨버터측의 전원 주파수와 다르더라도 두 결과가 잘 일치한다.

앞에서 전개된 해석은 동기 PWM을 가정하여 수행되었다. 그러나 일반적으로 가변속 교류 구동에서 비동기 PWM이 사용된다. 비동기 PWM이 직류링크 리플전류에 미치는 영향을 시뮬레이션을 통해 고찰한다.

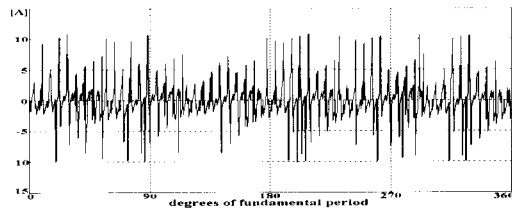
그림 11과 12는 비동기 PWM시 각각 인버터 입력측과 커패시터의 리플전류의 크기를 나타낸다.



(a) PWM 컨버터 출력 측 직류링크 전류
(a) Dc link current of PWM converter output side

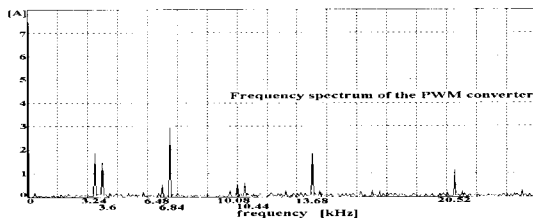


(b) PWM 인버터 입력 측 직류링크 전류
(b) Dc link current of PWM inverter input side

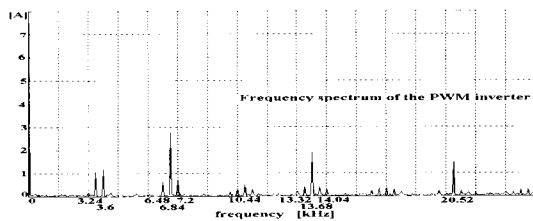


(c) 커패시터 전류
(c) Capacitor current

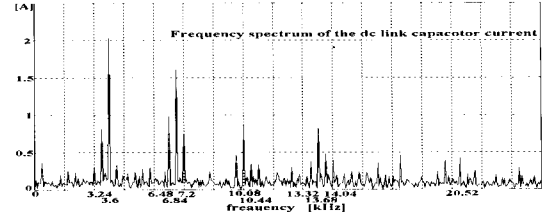
그림 7 직류링크 전류 파형 (시뮬레이션)
Fig. 7 DC link current waveform (simulation)



(a) PWM 컨버터 출력 측 직류링크 전류
(a) Dc link current of PWM converter output side

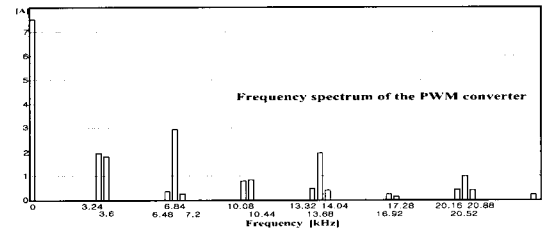


(b) PWM 인버터 입력 측 직류링크 전류(60Hz)
(b) Dc link current of PWM inverter input side(60Hz)

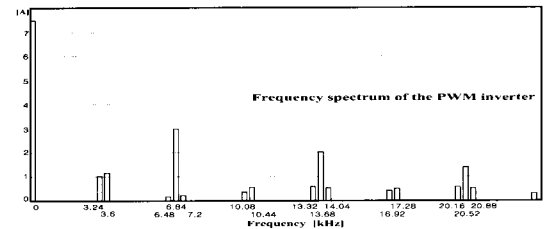


(c) 커패시터 전류
(c) Capacitor current

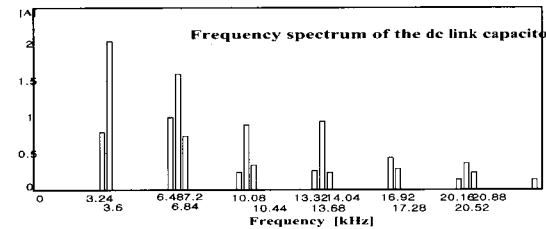
그림 8 직류링크 전류의 고조파 스펙트럼 (시뮬레이션)
Fig. 8 Harmonic spectrum of dc link current (simulation)



(a) PWM 컨버터 출력 측 직류링크 전류
(a) Dc link current of PWM converter output side



(b) PWM 인버터 입력 측 직류링크 전류(60Hz)
(b) Dc link current of PWM inverter input side at 60Hz of fundamental frequency



(c) 커패시터 전류
(c) Capacitor current

그림 9 직류링크 전류의 고조파 스펙트럼(해석)
Fig. 9 Harmonic spectrum of dc link current(analysis)

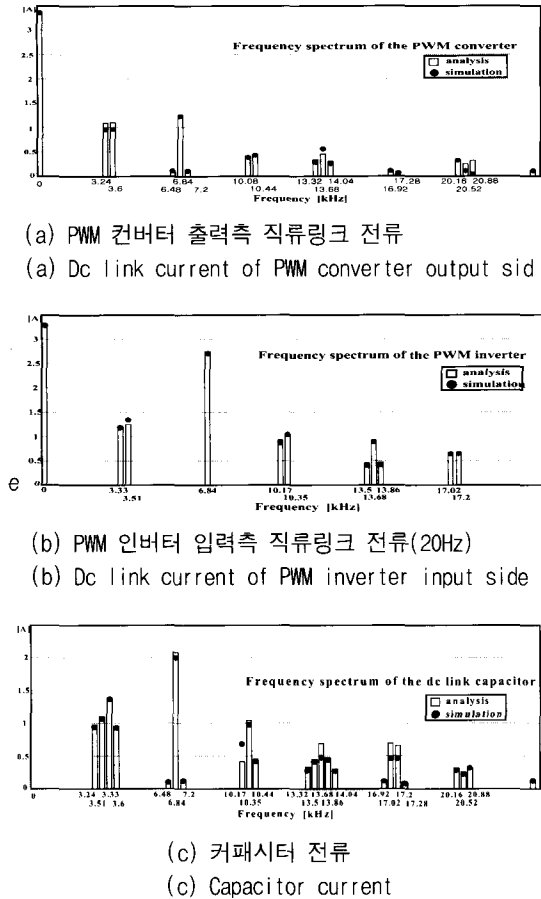


그림 10 직류링크 전류의 고조파 스펙트럼 비교
Fig. 10 Comparison of harmonic spectrum of dc current

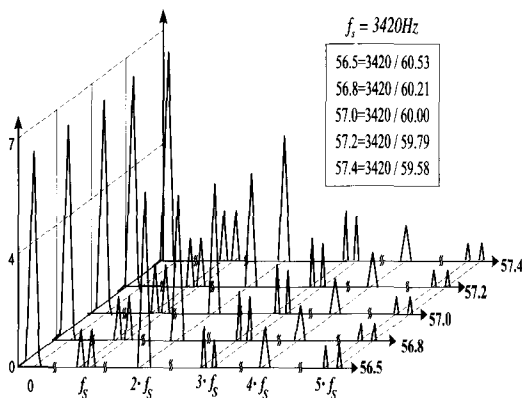


그림 11 비동기 PWM 경우의 인버터 입력전류의 고조파 스펙트럼
Fig. 11 Harmonic spectrum of inverter input current for asynchronous PWM

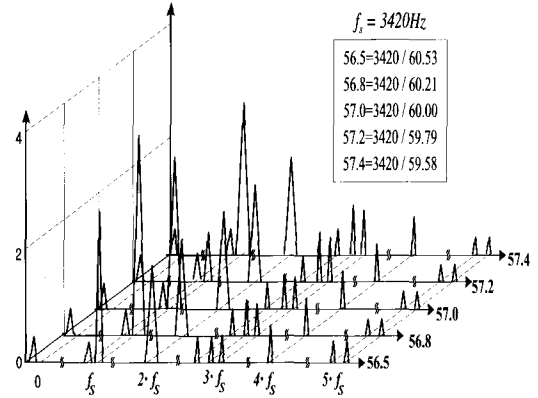


그림 12 비동기 PWM의 경우 커패시터 전류의 고조파 스펙트럼
Fig. 12 Harmonic spectrum of dc capacitor current for asynchronous PWM

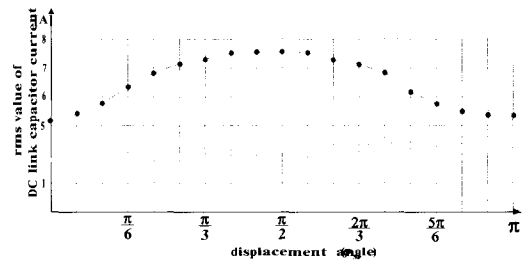


그림 13 변위각 ϕ_{st} 에 대한 직류링크 리플전류
Fig. 13 RMS value of dc link ripple currents as a function of displacement angle ϕ_{st}

비동기 PWM이더라도 동기 PWM의 경우와 리플전류의 크기가 크게 다르지 않기 때문에 스위칭주파수가 충분히 높다면 해석 결과를 비동기 PWM의 경우에 적용하더라도 별 문제가 없을 것으로 사료된다.

그림 13은 변위각 ϕ_{st} 의 함수로 직류링크 리플전류의 실효치를 나타낸다. 앞에서부터 예상되었듯이 $\phi_{st}=0, \pi$ 일 때 리플전류가 최소가 되고, $\phi_{st}=\pi/2$ 일 때, 최대가 됨을 확인할 수 있다.

7. 결 론

본 연구에서는 교류전동기 구동에 사용되는 3상 ac/dc/ac PWM 컨버터 시스템의 직류링크 리플전류를 주파수영역에서 해석하였다. 컨버터와 인버터의 스위칭함수와 지수형태의 푸리에 급수 전개를 통하여 해석이 수행되었으며 컨버터와 인버터의 고조파 등가회로

를 이용하여 전원전압, 직류링크전압 및 전동기의 역기전력이 리플전류에 미치는 영향을 수학적으로 분석하였다. 교류 전동기의 가변속 운전에서는 인버터의 출력주파수가 변하는데 이 경우도 고찰하였으며, 또한 비동기 PWM과 변위각이 리플전류에 미치는 영향도 고찰하였다. PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과는 제시된 해석 기법의 결과와 잘 일치하였으며 이로부터 제안된 기법의 타당성을 확인할 수 있다. 제안된 직류링크 리플전류의 해석 기법은 PWM에 의해 발생하는 리플전류의 주파수 성분을 이해하는데 도움이 되며, 커패시터의 고주파 등가모델을 이용한 수명예측에 응용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J.W. Dixon, A. B. Kulkarni, M. Nishimoto, and B.-T. Ooi, "Characteristics of a Controlled-Current PWM Rectifier-Inverter Link", IEEE Trans. on IA, vol. 23, no. 6, pp. 1022~1028, 1987.

[2] F. Kamran and T.G. Habetler, "A Novel on-Line UPS with Universal Filtering Capabilities", IEEE Trans. on PE, vol. 13, no. 3, pp. 410~418, 1998.

[3] H. Fujita and H. Akagi, "The Unified Quality Conditioner: the Integration of Series and Shunt Active Filters", IEEE Trans. on PE, vol. 13, no. 2, pp. 315~322, 1998.

[4] R. Pena, J.C. Clare, and G.M. Asher, "Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and Its Application to Variable Speed Wind-Energy Generation", IEE proc.-Electr. Power Appl., vol. 143, no. 3, pp. 231~241, 1996.

[5] M.L. Gasperi, "Life Prediction Model for Aluminum Electrolytic Capacitors," IEEE IAS Conf. Rec., pp. 1347~1351, 1996.

[6] M.L. Gasperi, "A Method for Predicting the Expected Life of Bus Capacitors", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 1042~1047, 1997.

[7] P.A. Dahono, Y. Sato, and T. Kataoka, "A Novel Method for Analysis of Inverter Currents", IEE PEVDS proc., pp. 407~412, Oct. 1994.

[8] P.A. Dahono, Y. Sato, and T. Kataoka, "Analysis of Ripple Components of the Input Current and Voltage of PWM Inverters", Int. J. Electronics, vol. 80, no. 2, pp. 265~276, 1996.

[9] P.D. Evans and R.J. Hill-Cottingham, "DC Link Current in PWM Inverters", IEE proc. on Electric Power Applications, vol. 133, no. 4, July 1986.

[10] L. Sack, "DC Link Current in Bidirectional Power Converter with Coordinated Pulse Patterns", EPE proc., in Trondheim, vol. 4, pp. 239~244, 1997.

[11] Young-Wook Park, Dong-Choon Lee, and Jul-Ki Seok, "DC Link Currents in Frequency Domain for Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters", proc. of ICPE '01, in Seoul, pp. 169~173, 2001.

저 자 소 개



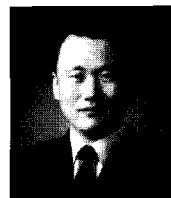
박영욱(朴永旭)

1973년 4월 28일생. 2000년 영남대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한국항공우주산업 근무.



이동춘(李東椿)

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1989년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문연구 교수. 현재 영남대 전자정보공학부 부교수. 당 학회 편집위원.



석준기(石雋基)

1969년 3월생. 1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(박사). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 2001년~현재 영남대 전자정보공학부 전임강사.