

PCR 과 인버터의 결합에 의한
고조파 해석

○ 강 실목, 구 본호, 권 우현, 김 수중
경북대학교 전자공학과

The Harmonic Analysis for Inverter related with PCR

Seol-Moog Kang, Bon-Ho Koo, Wu-Hyen Kwen and Soo-Joong Kim
Dept. of Electronics, Kyungpook National University

< Abstract >

In phase controlled rectifier(PCR), harmonics are changed according to the variation of a firing angle. These harmonics are supplied with the input of the inverter. And then, inverter output comes about the harmonics combined with the switching frequency of the inverter. Hence the efficiency of the induction motor is decreased by the harmonic of the inverter output. In this paper, it analyzed about an effect of these harmonics is analyzed by a computer simulation. The total harmonic distortion (THD) in the case of PCR containing the ripple was considerably larger than THD of the DC source. Therefore, it was proved that the firing angle variation of PCR had to be limited.

1. 서 론

속도와 효율은 유도전동기가 직류전동기 보다 떨어지지만 제어측면에서 볼때 인버터의 개발로 더욱 더 효율성이 증가된다. 그러나 유도전동기 구동시 인버터에 사용되는 반도체소자의 switching 작용으로 많은 고조파가 포함되게 된다. 이에 유도전동기에 들어가는 출력전압전류는 고조파를 포함한 비정현적 파형이 된다. 따라서 유도전동기의 고조파에 대한 손실이 증가하고 효율이 떨어지며 고조파 소음 및 전동기에 기계적인 무리를 가져온다. 이 영향을 줄이기 위하여

여러가지 PWM 방법이 연구되어왔다.¹⁾ 그러나 직류측 전류의 리플 성분까지 고려한 연구는 미비한 실정이다.

본 논문에서는 직류측 전류의 리플을 PCR의 switching 각에 의한 함수로 나타내고, 여기서 구한 리플성분과 인버터의 switching 으로 인한 고조파가 결합되었을때 이들이 인버터의 출력에 미치는 영향을 해석 하였다.

2. 본 문

(가) PCR 해석

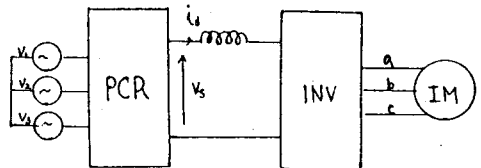


그림 1. Current source inverter induction motor drive system.

그림 1.에서 PCR의 switching 에 따른 함수를 푸리에 급수 전개하여 존재함수라 하면 식(1)과 같다.

$$H1 = \sum_{n=1}^{\infty} (An * \sin(n\omega t) + Bn * \cos(n\omega t)) \quad (1)$$

여기서, $An = 2/T \int_0^T H1 * \sin(n\omega t) dt$

$$Bn = 2/T \int_0^T H1 * \cos(n\omega t) dt$$

$$Bo = 1/T \int_0^T H1 dt$$

이다. 일반적으로 존재함수는 다음과 같다. 즉,

$$H_{ak} = 1/a + 2/\pi \sum_{n=1}^{\infty} (1/n * \sin(n\pi/a) * \cos(n(\omega t - 2k\pi/a))) \quad (2)$$

이다. 식(2)는 wanted 성분과 unwanted 성분으로 나타낼 수 있다. PCR의 양그림과 음그림은 π 만큼의 위상차이를 가지므로 다음과 같은 switching 함수를 얻을 수 있다. 즉,

$$H(\alpha, t) = 2/\pi \sum_{n=1}^{\infty} 1/n * \sin(n\pi/a) (\cos(n(\omega t + \alpha)) - \cos(n(\omega t - \pi + \alpha))) \quad (3)$$

이다. 따라서 PCR의 출력전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다. 즉,

$$V_r(\alpha, t) = V_1 * H_1(\alpha, t) + V_2 * H_1(\alpha, t) \angle \frac{\pi}{3} + V_3 * H_1(\alpha, t) \angle \frac{2\pi}{3} \quad (4)$$

이다. 따라서 최종적인 출력전압은 다음과 같다.

즉,

$$V_r(\alpha, t) = 6 * V/\pi * \sin^2/3 \cos \alpha + 6 * V/\pi * \sin^2/3 * \sum_{n=1}^{\infty} 1/(6n+1) * \cos(6n\omega t + (6n+1)\alpha - 1/(6n-1) * \cos(6n\omega t + (6n-1)\alpha)) \quad (5)$$

이다. 식(5)에서 첫번째 항은 직류성분의 전압(V_{dr})이고 둘째항은 리플성분의 전압(V_{rr})이다. 따라서 PCR의 점도각(α)을 조정함으로써 V_{dr} 을 조절할 수 있고, 물론 switching 각이 증가함에 따라 직류성분의 값이 감소하고 ripple 성분이 증가함을 알 수 있다.

(나) 인버터 해석

PCR과 같이 인버터의 존재함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다. 즉,

$$S_k = 1/3 + 2/\pi \sum_{n=1}^{\infty} (1/n * \sin(n\pi/3) \cos(n(\omega t - 2k\pi/3))) \quad (6)$$

이다. 따라서 switching 함수는 다음과 같다.

$$S(\omega t) = 1/3 + 2/\pi \sum_{n=1}^{\infty} 1/n * \sin(n\pi/3) \cos(n\omega t) - \cos(n(\omega t - \pi)) \quad (7)$$

그리고 유도전동기의 한상의 선전류는 다음의 식으로 구할 수 있다. 즉,

$$i_a(\omega t) = i_d * S(\omega t) \quad (8)$$

이다. 물론 b, c상의 선전류는 각각 $(2/3)\pi$, $(4/3)\pi$ 만큼씩의 위상차가 있다. 여기서도 물론 α 가 증가함에 따라 ripple은 증가한다.

(다) 유도전동기의 등가회로 해석

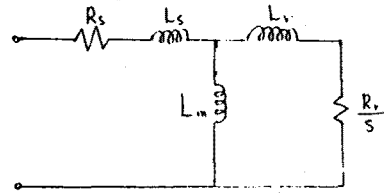


그림 2. Equivalenceent circuit for induction motor.

그림2.는 1상에 대한 등가회로이다. 여기서 그림2.를 그림3.과 같이 나타낼 수 있다. 그림3.에서 R_b 및 L_b 는 아래와 같이 나타낼 수 있다. 즉,

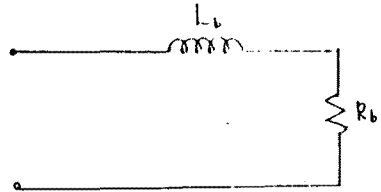


그림 3. Reduced induction motor.

$$R_b = (R_r/s) * L_m^2 / [(R_r/w)^2 + (L_m + L_r)^2]$$

$$L_b = (L_m + L_r) * (L_r * L_m + L_s * L_r + L_s * L_m) + (R_r/w)^2$$

$$+ (R_r/w)^2 * (L_m + L_s) / [(R_r/w)^2 + (L_m + L_r)^2]$$

이다. 따라서 직류성분에 대한 임피던스(Z_{dc}), 교류성분에 대한 임피던스(Z_{ac}) 및 link 전류(I_d)는 다음과 같다. 즉,

$$Z_{dc} = 2 \sqrt{(R_b)^2 + (wL_b)^2}$$

$$Z_{ac} = 6n\omega L_d + Z_{dc}$$

$$I_d = 3 \sqrt{3} * V / (\pi * Z_{dc}) * \cos \alpha + 3 \sqrt{3} * V / (\pi * Z_{dc})$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} 1/n * ((1/(6n+1) * \cos(6n\omega t + (6n+1)\alpha - \theta_n)$$

$$- 1/(6n-1) * \cos(6n\omega t + (6n-1)\alpha + \theta_n)) \quad (9)$$

이다. 식(9)에서 α 의 변화에 의해 직류성분(I_d)와 ripple 성분(i_{dd})가 변함을 알 수 있다. 직류성분(I_d)에 대한 ripple 성분(i_{dd})은 α 가 커짐에 따라 증가함을 알 수 있다. 일반적인 경우의 간략화된 경우의 등가회로는³⁾ 그림 4.와 같다.

유도전동기의 선간전압은

$$e_{ab} = 3E_{max} * \sin(\omega t + \phi_b) \quad (10)$$

$$V_a = n\omega(L_r + L_s) * S(\omega t) * i_d(\alpha, t) + Z_b * I_{dr} * \sin(\omega t + \phi_b)$$

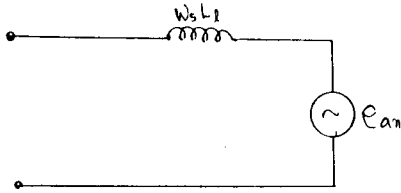


그림 4. Simplified induction motor model.

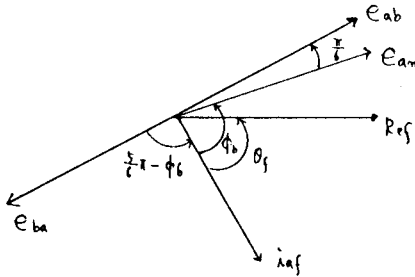


그림 5. Vector diagram.

으로 나타낼 수 있다. 즉, $V_a = \text{wanted} + \text{unwanted}$ 로 나타낼 때 unwanted 한 직류축의 ripple 성분 + 인버터의 switching 으로 인한 harmonic 성분이 된다. 일반적으로 THD 는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$THD = \sqrt{\sum \left(\frac{\text{(harmonic value)}}{\text{(fundamental)}} \right)^2} \quad (11)$$

3. Simulation 결과 및 고찰

ripple 이 포함된 PCR 의 출력전압과 그렇지 않은 경우에 대해서 인버터에 적용 하였다. 이때 인버터는 6-step 과 PWM 의 두가지 동작방식으로 나누어 THD 와 subharmonic을 FFT를 사용하여 고찰하였다. simulation 결과 PCR의 점호각이 60도 일때 인버터를 PWM 방식으로 동작시킬 경우 ripple 이 포함되었을때 THD 는 24.87% 이며 직류 일때 THD 는 20.21% 로 많은 차이가 있음을 확인했다, 이때 PWM의 carrier ratio 는 9개로 하였으며 그림 6. 과 그림 7.에 각각의 고조파 스펙트럼이 나타나 있다.

4. 결 론

본 논문은 직류축 전류의 리플을 PCR 의 switching

각에 의한 함수로 나타내고, 여기서 구한 ripple 성분 과 인버터의 switching 으로 인한 고조파가 결합 되었을때 이들이 인버터의 출력에 미치는 영향을 해석했다. PWM 의 carrier ratio 가 적을때는 6-step 동작방식보다 좋지 않음을 알 수 있고, PCR 에 ripple 이 포함 됐을 때가 그렇지 않을때 보다 THD 가 큼을 알 수 있다. 따라서 인버터의 부하에 따른 PCR 의 점호각을 조정함에 있어서 제한이 되어야 한다.

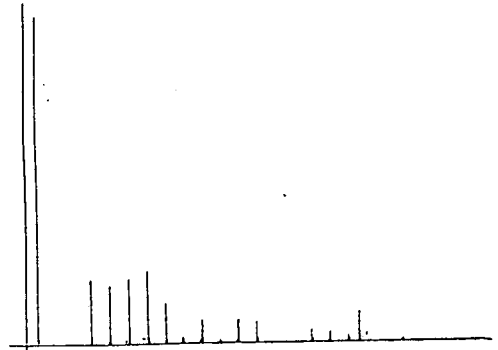


그림 6. Harmonic diagram

(for DC when carrier ratio=9)

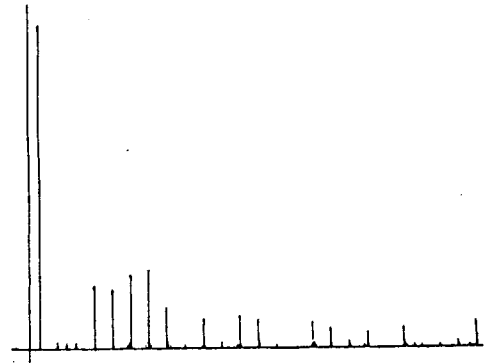


그림 7. Harmonic diagram

(for ripple when carrier ratio=9)

5. 참 고 문 헌

- [1] Giuseppe S.Buja and Giovavvi B.Inrri "Optimal pulse width modulation for feeding AC motor." IEEE,1977
- [2] Peter Wood, "Switching power converter." N,Y.:Van nostrand Reinhold company,1981.
- [3] Avinash Josbi and Shashi B.dewan,"Modified steady state analysis of the current source inverter and squrirel cage motor drive." IEEE,1981