

PCR 과 인버터의 결합에 의한 고조파 해석

○ 강 설목, 구 본호, 권 우현, 김 수중.
경북대학교 전자공학과

Harmonic analysis for Inverter related with PCR

Seol-Hoog Kang, Bon-Ho Koo, Wu-Hyen Kwen, Soo-Joong Kim.
Kyung-Pook National Univ., dept. of Electronics.

(Abstract)

A velocity and an efficiency of an induction motor are lower than those of a DC motor. But in the control, the utility of an AC motor is more enlarged with the development of inverter. But unfortunately, in using the induction motor, it include a lot of harmonics because of switching of semi-conductor devices(SCR or Tr) in the inverter. In PCR, as the change of a firing angle α , harmonics are changed. Hence, in this thesis analyze the harmonics and provide the region of it's application when PWM and 6-step applied to inverter. Of course, frequencies of inverter changed. Especially, in PWM a carrier ratio is changed.

1. 서 론

속도와 효율은 유도전동기가 직류전동기 보다 뛰어나지만 제어 측면에서는 인버터의 개발로 더욱 더 효율성이 증대된다. 그러나 유도전동기 사용시 인버터에 사용되는 반도체소자의 switching 작용으로 많은 고조파가 포함되게 된다. 그래서 유도 모-터에 들어가는 출력 전압전류파형은 고조파를 포함한 비정현적이 된다. 그러면 유도전동기의 고조파에 대한 손실이 증가하고 효율이 떨어지기 때문에 소용 및 전동기에 관계적인 무리를 가지온다.

이 영향을 줄이기 위하여 여러가지 PWM 방법이 연구되어 왔다. 그러나 PWM 방식도 switching 이 ideal 하지 않을 때와 많은 switching 으로 더욱더 많은 고조파를 포함 할 수도 있다.

2. 본 론

(가) PCR 해석

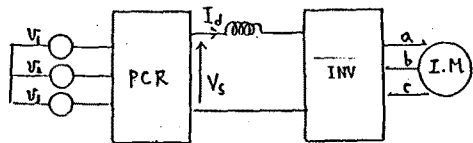


그림 1

그림 1. 에서 PCR 의 switching 에 따른 함수를 푸리에 전개하여 존재 함수를 구해 출력을 구했다.

$$H_1 = \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t))$$

$$A_n = 2/T \int_0^T H_1 \sin(n\omega t) d\omega t \quad (1)$$

$$B_n = 2/T \int_0^T H_1 \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$B_0 = 1/T \int_0^T H_1 d\omega t$$

일반적으로 존재 함수는

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

wanted 성분과 unwanted 성분으로 나뉠 수 있다. PCR 의 양 그룹과 음 그룹은 π 만큼의 위상차를 가지므로

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

따라서 PCR 의 출력전압은

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

정리하면

$$V_r(\alpha, t) = 6 * v/\pi \sin \alpha / 3 \cos \alpha + 6 * v/\pi \sin \frac{\pi}{3} \sum_{n=1}^{\infty} 1/(6n+1) * \cos(6n\omega t + (6n+1)\alpha) - 1/(6n-1) * \cos(6n\omega t + (6n-1)\alpha) \quad (4)$$

$$* \cos(6n\omega t + (6n+1)\alpha) - 1/(6n-1) * \cos(6n\omega t + (6n-1)\alpha) \quad (5)$$

식 (5)에서 보인 PCR의 크기를 조정하므로써 Vdr을 조정할 수 있고, 물론 switching 각이 증가함에 따라 직류 성분 값이 감소하고 ripple 성분이 증가함을 알 수 있다.

(나) 인버터 해석
PCR 과 같이 인버터의 존재 함수는

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

따라서 switching 함수는 (6)

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

유도전동기의 안 상의 선 전류는 (7)

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

물론 b, c 상의 선전류는 각각 $2\pi/3, 4\pi/3$ 만큼씩의 위상차가 있다.

여기서도 물론 α 가 증가할수록 ripple은 증가한다.

(다) 유도전동기의 등가 회로 해석

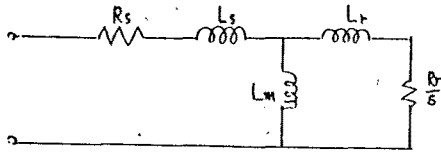


그림 2

그림(2)는 1 상에 대한 등가 회로이다. 여기서 그림(2)를 그림(3)과 같이 나타낼 수 있다.

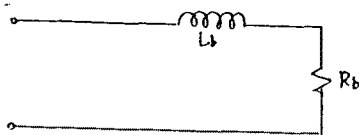


그림 3

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

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

따라서

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

$$Z_{ac} = 6n\omega L_d + 2 \sqrt{R_b^2 + (\omega L_b)^2}$$

$$I_d = 3 \sqrt{3} v / (\omega L_d Z_{dc}) \cos \alpha + 3 \sqrt{3} v / (\pi Z_{ac})$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} (1/(6n+1)) \cos(6n\omega t + (6n+1)(\alpha - \theta_n)) - 1/(6n-1) \cos(6n\omega t + (6n-1)(\alpha - \theta_n)) \quad (9)$$

식 (9)에서 α 의 변화에 의해 I_d 와 i_{dd} 가 변함을 알 수 있다.

직류 성분 I_d 에 대한 ripple 성분 i_{dd} 은 α 가 커짐에 따라 증가함을 알 수 있다.

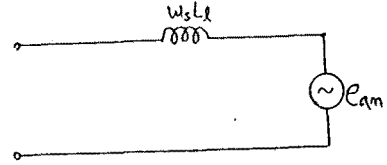


그림 4

유도전동기의 선간전압은

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

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

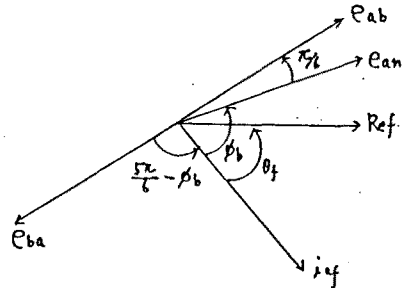


그림 5

즉

$$V_a = \text{unwanted} + \text{wanted}$$

unwanted란 직류측의 ripple + 인버터의 switching으로 인한 harmonic 성분

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

3. Simulation

PCR의 출력전압에 ripple이 포함된 경우와 그렇지 않은 경우에 관해서 인버터에 6-step과 carrier ratio를 변화시켜 가면서 THD와 dc value를 FFT를 사용하여 고찰했다.

시뮬레이션 결과 정오각 60도 일때 펄스폭 변조 계수가 9개 일때 그림 6은 고조파가 포함되었을 때 THD가 24.87%이고 그림 7은 직류 일때 THD가 20.21%로 많은 차이가 있음을 확인 했다.

4. 결론

simulation 결과 PWM의 개수가 적을 때는 6-step보다 좋지 않음을 알 수 있고 PCR에 ripple이 포함됐을 때가 그렇지 않을 때보다 THD가 높을 수 있다.

따라서 PCR의 정오각 α 를 조정함에 제한이 된다.

5. 참고 문헌

- (1) Peter Wood, "Switching power converter." N.Y.:Van nostrand Reinhold company, 1981.
- (2) Avinash Josbi and Shashi B.dewan, "Modified stead-state analysis of the current source inverter and squirrel cage motor drive." IEEE, 1981
- (3) Giuseppe S.Buja and Giovanni B.Inrri "Optimal pulse width modulation for feeding AC motor." IEEE, 1977
- (4) Hasmukh S.patel and Richard G.hofth "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter.:part1-harmonic elimination." IEEE, 1973
- (5) Hasmukh S.patal and Richard G.hofth "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters.:part2-voltage control techniques." IEEE, 1974
- (6) Silveio bolognani "Control system design of a current inverter induction motor drive." IEEE, 1985

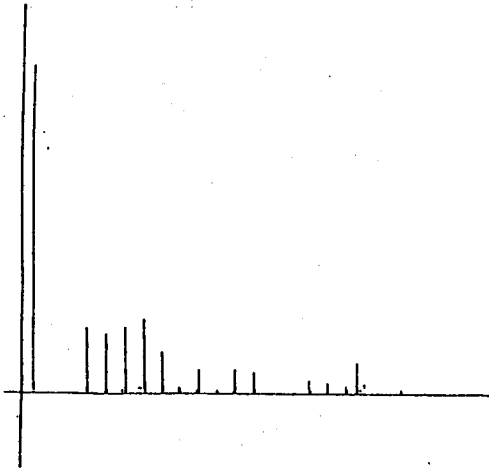


그림 6 Harmonic diagram
(for dc carrier ratio=9)

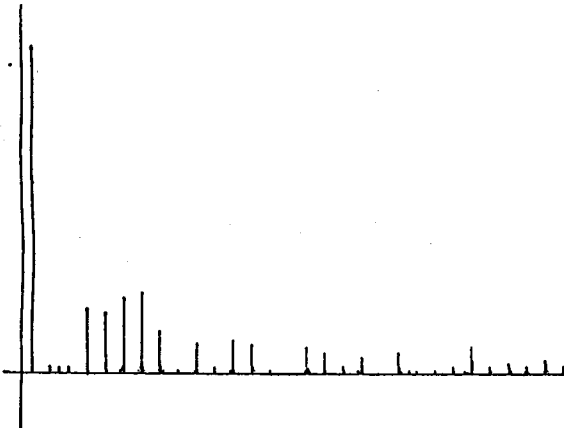


그림 7 Harmonic diagram
(for ripple when carrier ratio=9)