

전류형 능동 교류 전력필터

박민호[○] 최규하 이근하
서울대 건국대

Current - Fed Active AC Power Filter

Mia - Ho Park Gys - Ha Choe Keun-Ha Lee
Seoul National Univ. Kon-Kuk Univ.

ABSTRACT

In this paper a control technique for active power filters is proposed which not only eliminates the harmonic current, but also controls the reactive power at the ac side of PWM inverter-induction motor drive system. Injecting the proposed PWM current enables the harmonic components of orders not greater than the pulse number per half-cycle to be removed completely. It also enables the input power factor to become unity. Theoretical investigations are performed to evaluate the performance of the proposed control technique.

I. 서론

최근 정지형 전력변환장치나 전동기구동시스템과 같은 같은 전력전자장치에 의해서 발생된 고조파를 제거하기 위해서 능동전력필터가 연구되어 왔다. 모든 전력전자 소자는 하나의 on-off 스위치 이므로 교류전원측에는 고조파전류 발생과 역률저하의 두 문제가 대두된다. 능동전력필터는 고조파의 양이나 차수에 상관없이 빠른 응답으로 안정한 동작을 한다는 관점에서 이들 문제점을 해결하는 최상의 방법이 되어지고 있다. 또한 하나의 능동필터로도 많은 차수의 고조파를 제거할 수 있고 따라서 경제적인 면에서도 유리하다. 운전에 기술적이고 경제적으로 적합하다.

능동필터에 관한 대부분의 연구는 고조파억제의 관점을 주로 다루고 있으며, 최근 무효전력제어에 관한 논문도 발표되고 있다. [1-2] 그러나 고조파제거와 무효전력보상을 위한 이론적인 PWM제어는 아직까지 제시되지 않았다. 본 논문은 전압원 PWM 인버터-유도전동기 구동시스템에 적용하였고 그 특성을 이론적으로 조사하였다.

II. PWM 인버터 시스템의 고조파 해석

전압원 PWM인버터시스템은 유도전동기 속도제어에 널리 사용되고 있다. 그림 1 은 정류기와 직류필터,

PWM인버터로 구성되는 PWM인버터시스템의 블럭 다이어그램을 나타낸다. dc link의 리플을 없애기 위해서 용량이 큰 커패시터를 사용한다. 그러므로 line 인덕터가 없는 정류기가 동작할 때 커패시터전류의 증-방전특성 때문에 교류 입력전류는 그림 2(a)와 같이 두개의 펄스형태로 되며 각 펄스는 정현파의 반주기과 거의 같다. 비정현파전류 $i_s(\theta)$ 에는 많은 고조파가 함유되어 있고 주기적으로 발생된다면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{sn}(\theta) \quad (1)$$

$$i_{sn}(\theta) = a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta$$

$$= \sqrt{2} I_{sn} \sin(n\theta + \phi_n) \quad (2)$$

그림 2(b)는 $i_s(\theta)$ 의 고조파 스펙트럼이다.

교류전류 $i_s(\theta)$ 는 기본파성분전류 $i_{s1}(\theta)$ 와 고조파성분 $i_h(\theta)$ 의 합으로 표현될 수 있고 기본파성분전류 $i_{s1}(\theta)$ 를 다음과 같이 sine함수와 cosine함수로 분해할 수 있다.

$$i_{s1}(\theta) = i_{s1} \sin(\theta) + i_{c1} \cos(\theta) \quad (3)$$

$$i_{s1} \sin(\theta) = a_1 \sin(\theta) \quad (4)$$

$$i_{c1} \cos(\theta) = b_1 \cos(\theta) \quad (5)$$

$i_h(\theta)$ 에 대한 표현은 기본파를 제외한 모든 홀수차수의 고조파의 합으로 주어진다.

$$i_h(\theta) = \sum_{n=3}^{\infty} (a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta) \quad (6)$$

교류 상전압 $v_s(\theta) = \sqrt{2} V_s \sin \theta$ 와 기본파전류와의 위상차를 ϕ_1 으로 놓자. 보상전 역률 PF_I 는 교류전압이 순수한 정현파라는 가정하에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$PF_I = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_1 \quad (7)$$

왜형율 (DF)를 식 (8)과 같이 기본파성분의 총 실효치에 기본파성분의 실효치로 정의함으로써

$$DF_I = \frac{I_{S1}}{I_S} \quad (8)$$

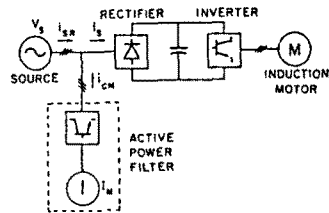


그림 1. PWM 인버터시스템과 능동필터의 간략도
Fig.1 Simplified diagram for the PWM inverter system and the active filter.

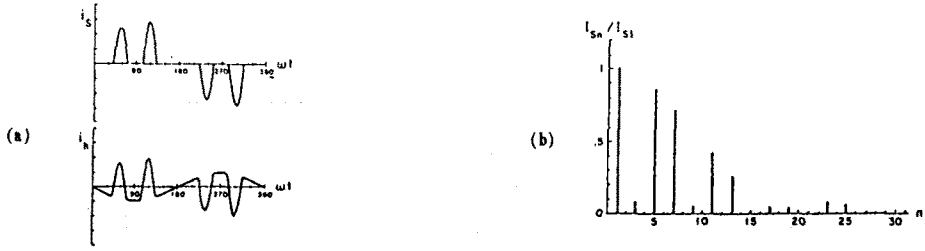


그림 2. 교류전류파형과 고조파 스펙트럼
Fig.2 The ac current waveform and its harmonic spectrum.

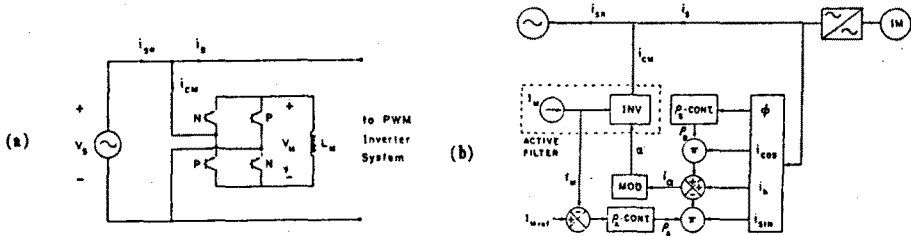


그림 3. 능동필터와 제어도
Fig.3 The per-phase circuit of active filter and control diagram.

식 (7)을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$PF_I = DF_I \cos \phi_1 \quad (8)$$

식 (8)에 나타남과 같이 역률은 기본파위상차 뿐만 아니라 고조파의 함유율에 의해서 영향을 받는다. 만약 능동필터와 같은 외부장치를 사용함으로써 ϕ_1 이 0이 된다면 PF_I는 전적으로 왜형률 (DF_I)에 좌우된다. 결국 위상각이 0이라는 가정하에서 고조파를 완전히 제거한다면 PWM 인버터시스템의 모든 운전상태에 대해 역률은 항상 1로 유지될 수 있다.

III. 능동필터에 의한 고조파와 무효전력보상

(1) 기본동작

능동전력필터는 그림 1과 같이 PWM인버터 시스템의 교류전원측에 연결되며 기본적으로 그림 3(a)와 같이 전류형 인버터와 직류 전원으로 구성된다.

그림 3(b)는 제시한 제어기법에 대한 블록 다이어그램을 나타낸다. 능동필터의 동작은 손실보상, 무효성분상쇄, 고조파제거의 3요소에 나뉘어진다. 먼저 정류기의 교류측에서 측정된 파형 $i_s(\theta)$ 로부터 기본파성분신호와 고조파성분, 위상차가 검출된다. 능동필터가 이상적이라면, 교류측에 존재하는 고조파성분과 똑같은 고조파상쇄전류를 발생하기 때문에 고조파신호만 얻어진다. 이와 같이 고조파를 제거하는 것이 능동필터의 기본기능이다. 그러나 실제적인 필터에 있어서는 필터내부의 전력손실을 보상하고 직류 인덕터전류 i_{ref} 와 감제하기 위해서 기본파성분을 제어해야 한다. 손실보상을 위해서 기본파성분을 sine함수와 cosine함으로 분리해서 전원전압과 동상인 sine함수를 적절히 제어해야 하며, 역률을 1로만들어 주기 위해서 cosine함수를 제어한다. ϕ_1 에 관한 정보를 cosine함의 최대치인 파라미터 P_0 로 변환시켜서 보상해야 할 cosine함의 양을 결정한다. 이것을 P_0 제어라고 한다. $i_w(\theta)$ 는 고조파신호 $i_h(\theta)$, 손실보상을 위한 sine함파와 무효전력보상을 위한 cosine함수를 조합한 신호이다. 이 신호는 modulator에

입력되어 PWM스위칭 패턴으로 변환된다. 그러므로 교류측 전류 $i_s(\theta)$ 는 $i_{cm}(\theta)$ 를 주입시킴으로써 보상된 파형 $i_{sr}(\theta)$ 로 된다.

(2) 수식

PWM주입전류의 이론적인 model은 그림 4와같이 이상적인 고조파전류 $i_h(\theta)$ 를 규칙적으로 샘플링함으로써 유도할 수 있다. $i_h(\theta)$ 를 반주기당 M 번 샘플링하기 때문에 PWM스위칭패턴 $\alpha(\theta)$ 는 전 주기동안 $2M$ 개의 펄스로 구성된다. 이 스위칭패턴에 대한 Fourier 표현식은 다음과 같다.

$$\alpha(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (\beta_n \sin n\theta + \gamma_n \cos n\theta) \quad (10)$$

모든 물수에 대해서 계수 β_n, γ_n 은

$$\beta_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_k \sin n\theta_k \sin nX_k \quad (11)$$

$$= \frac{4}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} S_k \cos n\theta_k \sin nX_k \quad (12)$$

로 된다.

윗 식에서 $2X_k$ 는 k 번째 펄스폭, θ_k 는 샘플링시점, S_k 는 부호이다. 또한 PWM주입전류 $i_{cm}(\theta)$ 는 스위칭함수 $\alpha(\theta)$ 와 직류 인덕터전류 i_m 의 곱으로 표현할 수 있다. $i_{cm}(\theta)$ 에 의해서 보상된 후에 보상되지 않는 교류측전류 $i_s(\theta)$ 는 보상된 전류 $i_{sr}(\theta)$ 로 바뀌지며, 보상된 전류 $i_{sr}(\theta)$ 의 Fourier 표현식은 다음과 같다.

$$i_{sr}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{rn}(\theta) \quad (13)$$

여기서

$$i_{rn}(\theta) = a_{rn} \sin n\theta + b_{rn} \cos n\theta = \sqrt{2} I_{rn} \sin(n\theta + \phi_{rn}) \quad (14)$$

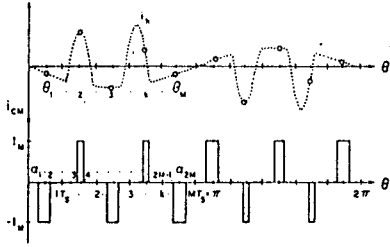


그림 4. PWM 주입모델
Fig.4 The PWM injection model.

모든 복수 차수에 대해서 계수 a_{rn} , b_{rn} 은 다음과 같다.

$$a_{rn} = a_n - I_M \beta_n \quad (15)$$

$$b_{rn} = b_n - I_M \gamma_n \quad (16)$$

I_M 의 자기발생(self-generation)과 무효전력보상을 위해서 기본파성분의 부 항을 제어하는 것이 필요하다. 식(17)과 (18)은 다음과 같이 각 기본파성분항으로 표현할 수 있다.

$$a_{r1} = (1 - \rho_A) a_1 \quad (17)$$

$$b_{r1} = (1 + \rho_B) b_1 \quad (18)$$

윗식에서 ρ_A 는 다음과 같이 주어지며 [4] I_M 과 농동필터의 내부의 총 손실에 해당하는 등가저항 R_{eq} 의 관계식으로 바뀐다. [7]

$$\rho_A = \sqrt{2} R_{eq} I_M^2 / (V_S a_1) \quad (19)$$

식 (21)에 나타난 바와 같이 ρ_A 는 I_M 의 제곱에 비례한다. 만주기당 M 개의 펄스로 된 PWM전류를 주입함으로써 M 보다 작은 차수의 모든 고조파를 제거할 수 있다. [1] 이들 고조파차수에 대해서 a_{rn} 과 b_{rn} 은 다음 조건을 만족해야만 한다.

$$a_{rn} = 0, \quad b_{rn} = 0 \quad (1 < n \leq M) \quad (20)$$

PWM스위칭 패턴이 식(20)를 만족할 때 농동필터는 고조파 제거기능을 한다. M 이 짝수일 때는 제거되어야 할 총고조파의 수 N 은 M 과 다음과 같은 관계가 있다.

$$N = M/2 \quad (21)$$

그러므로 식 (20)으로부터 다음과 같이 고조파차수에 대해서 $2(N-1)$ 개의 식을 얻을 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} -a_3 + I_M \beta_3 = 0, & \quad -b_3 + I_M \gamma_3 = 0 \\ -a_5 + I_M \beta_5 = 0, & \quad -b_5 + I_M \gamma_5 = 0 \\ \vdots & \quad \vdots \\ -a_N + I_M \beta_N = 0, & \quad -b_N + I_M \gamma_N = 0 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

그러므로 식 (15), (16), (17), (18)로 부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\rho_A a_1 + I_M \beta_1 = 0 \quad (23)$$

$$\rho_B b_1 + I_M \gamma_1 = 0 \quad (24)$$

식(22), (23), (24)를 풀어, 요구하는 PWM주입전류 model을 다음조건 하에서 결정할 수 있다.

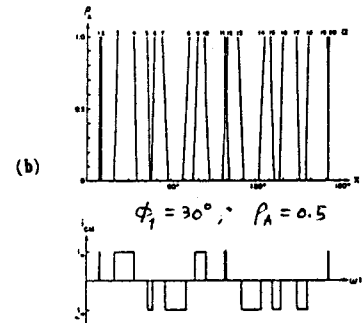
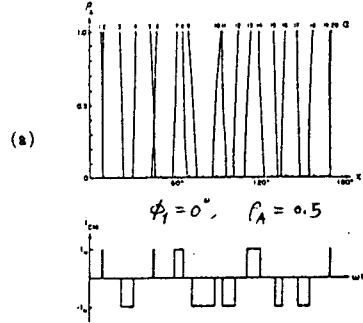


그림 5. PWM 스위칭시점
Fig.5 The trajectories of the PWM switching points. ($I_M/I_S = 1.8086$)

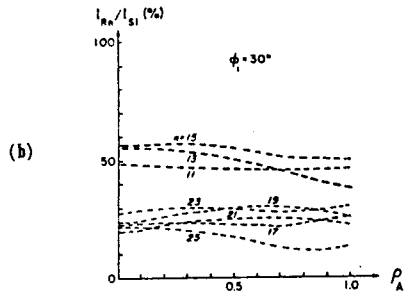
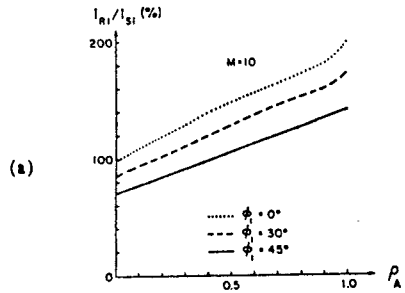


그림 6. 보상관 교류전류의 고조파 스펙트럼
Fig.6 The harmonic spectrum of the compensated ac line current.

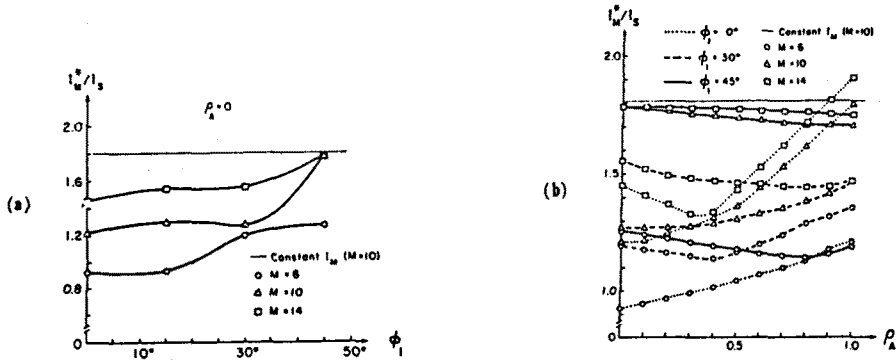


그림 7. ϕ_1 과 β_A 에 대한 I_M^* 의 관계
Fig. 7 The relationships of I_M^* to β_1 and β_A .

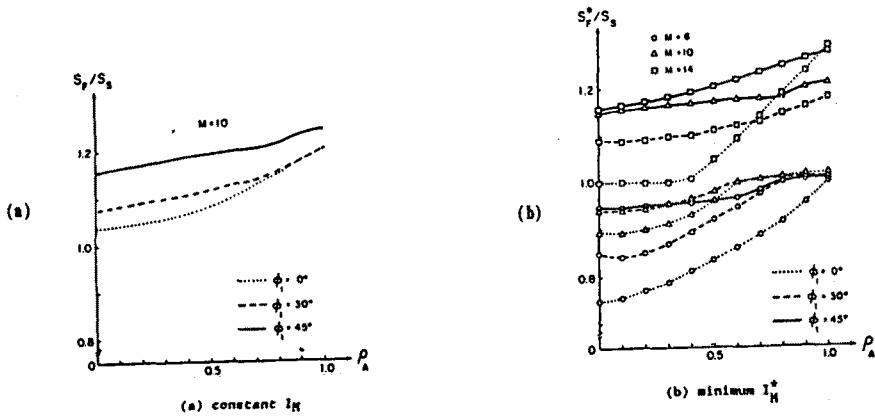


그림 8. β_A 에 대한 필터용량의 변화
Fig. 8 The variations of filter capacity to β_A .

이 방정식들에 대한 Jacobian matrix 는 아래와 같다.

$$\frac{df_i(x)}{dx_j} = \frac{4I_M}{\pi} A_{ij} \cos n_i x_j \quad (25)$$

첫식에서

$$A_{ij} = S_j \sin n_i \theta_j \quad (i = 1 \sim N)$$

$$A_{ij} = S_j \cos n_i \theta_j \quad (i = N+1 \sim M) \quad (26)$$

이며 해는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_M \leq \pi \quad (27)$$

IV. 결과

제안된 방법의 이론적인 특성을 조사하기 위해서 디지털 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 2(b)에서 나타난 바와 같이 유력한 고조파중에 가장 높은 차수가 13차 이고 따라서 $M = 14$ 로 선정할 수 있다.

(1) 주입전류의 PWM model

이론적인 PWM전류 model은 비선형방정식 (22)-(24)를 풀어서 구할 수 있다. β_A 가 [0, 1] 범위내에서 변화할 때 각 스위칭시점과 각 PWM스위칭시점에 관한 trajectory를 $\beta_A = 0.5, M=10, \phi_1 = 0^\circ, 30^\circ$ 에 대한 PWM파형을 그림 5에 나타내었다. 그림 6은 그림5에 대한 각각의 경우에 대해서 보상후 교류전류의 고조파성분의 변화를 나타낸다. 그림 6(a)에 나타난 바와 같이 보상후 기본파성분은 β_A 에 따라 증가하며 β_1 에 따라 감소한다. 그림 6(b)로부터 M 보다 작은 고조파는 β_A 의 전범위에 걸쳐 완전히 나타나지 않음을 알 수 있다. ($M=10$ 이므로 고조파의 차수는 3, 5, 7, 9 이다.) 3차 이상의 대부분 잔여고조파는 β_A 에 따라 변하며 유력한 고조파는 11, 13, 15차 이다. M 을 더욱 크게 설정하면 잔여고조파의 차수는 더욱 커진다. 그러므로 작은

용량의 shunt filter로 잔류고조파를 제거하기 쉽고 교류측 역을 1로 근접시킬 수 있다.

(2) I_M 의 최소값

농동필터는 그림5와 같이 일정 PWM전류를 발생시키므로 필터용량을 줄이기 위해 가능한 한 I_M 의 크기를 감소시키는 것이 바람직하다. 여기서 정확한 해를 구할 수 있는 가장 낮은 I_M 을 최소치로 한다. 교류전류는 많은 고조파를 함유하고 있으며

기본파위상차가 존재하기 때문에 ϕ_1 와 ρ_A 의 변화에 대한 I_M 의 최솟값(이후 최솟치를 I_M^* 로 놓음)를 구한다.

그림 7(a)는 $\rho_A = 0$ 일때 ϕ_1 에 대한 최솟치의 변화를 나타내며 무효전력을 보상하기 위해서 최솟치는 ϕ_1 에 따라 증가하며 또한 M 이 크면 필터는 더욱 많은 고조파를 제거하기 때문에 M 에 따라 최솟치는 증가한다. (b)는 ρ_A 에 대한 I_M^* 의 변화를 나타내며 ϕ_1 이 어떤 값을 가지더라도 M 이 크면 I_M^* 는 더욱 커진다.

그림 8은 일정전류 I_M 과 최솟치 I_M^* 에 대한 필터용량(S_F)의 변화를 나타낸다. 필터용량은 ϕ_1 이 크고 ρ_A 가 클수록 증가한다. $M=10, \phi_1=30^\circ$ 에 대해서 필터가 일정전류 I_M 보다는 최솟치 I_M^* 으로 동작할 때 용량이 18% 감소한다.

V. 결론

본 논문에서는 PWM인버터 구동시스템의 교류입력전류의 고조파성분 뿐만 아니라 무효전력보상을 제어할 수 있는 능동필터의 이론적 PWM패턴을 제시하였다. 제안된 PWM패턴은 반주기당 M 개의 펄스로 구성되며 M 보다 작은 차수의 고조파를 완전히 제거할 수 있다. 또한 기본파 전류의 sine성분을 제어함으로써 필터내부의 전력손실을 보상해주고 모든 motor운전상태에도 기본파역률을 1로 만들어 주기 위해서 cosine량을 제어함으로써 전제 역률의 개선을 기하고자 한다.

디지털 시뮬레이션을 통해 필터장착을 줄이기 위한 PWM전류의 최솟치를 구했고 전류고조파특성, 필터용량 관계를 이론적으로 조사하였다.

참고 문헌

[1] H. Akagi et al., "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters," IEEE Trans. on IA, Vol. 22(5), pp. 460-465, 1986.

[2] L. Malesani et al., "Active Filter for Reactive Power and Harmonic Compensation," IEEE PESC Conference Record, pp. 321-330, 1986.

[3] A.K. Wallace and R. Spee, "Performance Evaluation of AC Adjustable Speed Drives," IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 463-467, 1987.

[4] S.H. Kim et al., "An Improved PWM Current Control Method for Harmonic Elimination Using Active Power Filter," IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 927-931, 1987.

[5] T.G. Bland, "Steady-State Analysis fo the Series Resistance-Inductance controlled Switches IEEE Trans. on IECI, vol. 23. No.2, 1976.

[6] G.-H. Choe and M.-H. Park, "A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter," IEEE Trans. on IE. Vol. 35(1) pp. 141-147, Feb. 1988.

[7] G.-H. Choe and M.-H. Park, "Analysis and Control of Active Power Filter with Optimized Injection," IEEE PESC conference Record, pp. 401-409, 1986.

[8] G.-H. Choe and M.-H. Park, "Control Technique of Active Filter for Harmonic Elimination and Reactive Power Control," IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, pp. 859-866, 1988.