

전류형 능동 교류 전력 필터의 해석

Analysis Of Current-Fed Active AC Power Filters

崔 圭 夏*
(Gyu-Ha Choe)

요 약

본 논문에서는 PWM 인버터-유도전동기 구동 시스템의 교류입력측에서 발생 되는 고조파 및 무효 전력을 보상하기 위하여 전류형 능동필터의 제어기법을 제시하였다. 제시된 방법에 따라 PWM 전류를 주입함으로써 반주기당 펄스수 이하의 차수에 대한 고조파들은 완전히 제거할 수 있으며 기본파역율을 1로 만듦으로써 총 입력역율을 크게 개선 할 수 있다. 디지털 시뮬레이션을 통하여 제시한 제어기법에 따른 전류형필터의 제반 출력특성들을 이론적으로 조사하였다.

Abstract- A control technique for current-fed filters is proposed which not only eliminates the harmonic current, but also controls the reactive power at the ac sides of PWM inverter-induction motor drive system. Injecting the proposed PWM current enables the harmonic components of orders not greater than the number of pulses per half-cycle to be removed completely. Also it enables the input fundamental power factor to become unity and hence total input power factor can be improved greatly. Digital simulation is performed to investigate the theoretical output characteristics of the current-fed filters by the proposed control technique.

1. 서 론

최근 정지형 전력변환기나 가변속 시스템과 같은 전력 전자 장치들의 사용이 급증하고 있으며 이러한 전력변환장치들로 인해 교류전원측에는 항상 고조파전류의 발생과 역율 저하의 두 문제가 대두된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 능동 전력필터에 관한 연구가 최근에 와서 활발히 이루어

지고 있다. 능동필터는 보상전류를 직접 교류전원측으로 주입하는 방식이므로 교류측 고조파를 완전히 제거할뿐만 아니라 고조파의 형태 즉 함유량이나 차수에 상관없이 안정한 동작을 한다는 관점에서 근래 이들 문제를 해결할 수 있는 최상의 방법으로 인정되어지고 있다. 또한 원리상 하나의 능동필터만으로 많은 차수의 고조파를 동시에 제거할 수 있고 따라서 실용화 될 경우 성능면이나 경제적인 면에서 매우 유리할 것이다. [1] [2] [6] [7]

지금까지 능동필터에 관한 대부분의 연구는 고조파의 억제특성만을 위주로 다루고 있었다. 그러나 원리상 고조파를 제어할 수 있다는 것은 기본

*正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
接 受 日 字 : 1989年 3月 22日
1 次 修 正 : 1989年 5月 25日

파성분의 제어도 가능함을 의미하고 있어 최근 능동필터가 교류측 무효전력의 성분의 보상기능도 아울러 갖도록 하는 노력이 경주되고 있다. 현재 전압형 능동필터에서는 적응전류제어기법에 의해 고조파제거 및 무효전력보상에 관한 연구를 하고 있으나[1], [2] 전류형 필터의 경우 이들을 동시에 보상할 수 있는 제어기법이 아직까지 제시되지 않았다. 따라서 본 연구에서는 고조파제거와 무효전력 보상을 위한 전류형 필터의 새로운 PWM제어기법을 제시하고자 한다. 제시된 기법은 샘플링 이론에 근거하고 있으며 최소의 펄스수로 최대의 억제 및 보상효과를 갖는 이론적 PWM 패턴으로 구체화 시켰다.

본 제어기법은 최근 널리 이용되고 있는 PWM 인버터 유도전동기 가변속 시스템의 입력전류를 개선하고자 제안되었으며 전류형 필터의 제반 특성을 이론적으로 조사하였다.

2. PWM인버터 시스템의 고조파 발생 특성

현재 전압형 PWM인버터는 유도전동기의 속도 제어에 널리 사용되고 있으며 그림 1과 같이 정류기, 직류필터 및 트랜지스터 인버터로 구성된다. 다이오드 정류기의 출력에 나타나는 맥동전압을 없애기 위해서 직류측에 커패시터를 사용하며, 전동기의 각 상전압에 고조파를 억제하고 전동기의 출력특성을 개선하기 위해 PWM기법을 사용하고 있다. 이때 정류기의 입력전류는 커패시터전류의 충방전특성때문에 그림 2(a)와 같이 전원의 반주기당 두개의 전류펄스형태로 흐른다. 그림 2(a)의 전류형태는 표1에 주어진 유도전동기의 전제어범위에 걸쳐 나타나며[3] 각 펄스는 반주기의 정현파

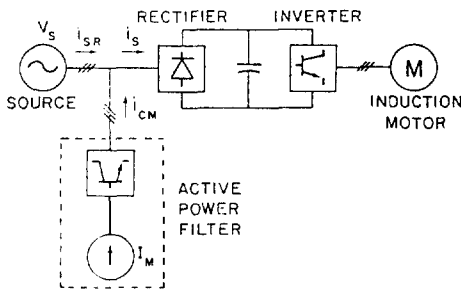
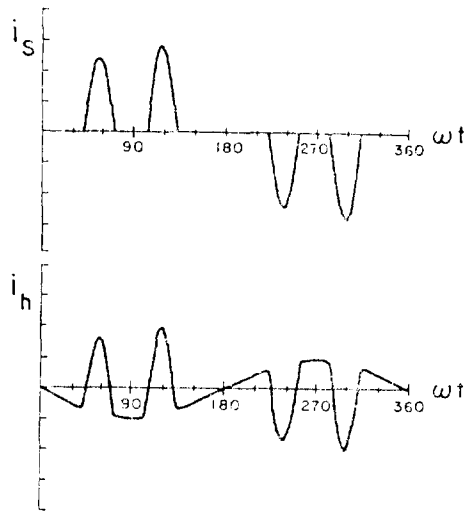
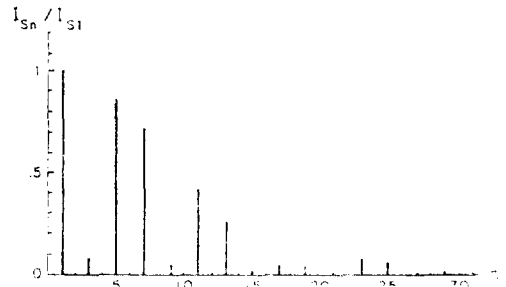


그림 1 PWM 인버터시스템과 전류형 필터에 대한 간략도

Fig. 1 Simplified diagram for PWM inverter system and current-fed filter.



(a)



(b)

그림 2 PWM 인버터시스템의 입력전류파형 및 고조파 스펙트럼

Fig. 2 AC Input current waveform and its harmonic spectrum of PWM inverter system.

표 1 PWM 인버터에 의한 유도전동기의 운전 결과

Table 1 Operation results of induction motor driven by PWM inverter.

T_e [N·m]	ω_m [rpm]	I_p [A]	η [%]	PF_1
16	1801	13.45	85.2	0.656
	1350	10.81	82.0	0.632
	903	8.14	75.4	0.604
	454	5.38	62.8	0.561
10.3	1803	9.28	84.3	0.622
13.1	2099	12.99	85.0	0.651
5.0	1201	4.08	71.0	0.545

$V_s = 134[V]$

에 매우 유사하였다. 지금 3상 전류가 평형이라 할 때 한상의 비정현파 전류 $i_{sA}(\theta)$ 는 정상상태에서는 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

$$\begin{aligned} \text{(단, } i_{sn}(\theta) &= a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta \\ &= \sqrt{2}I_{sn} \sin(n\theta + \phi_n), \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} I_{sn} &= \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)/2} \\ \phi_n &= \tan^{-1} b_n / a_n \text{ 임} \end{aligned}$$

그리고 정류기의 a상 입력전류 $i_{sA}(\theta)$ 는 기본파 성분전류 $i_{A1}(\theta)$ 와 고조파성분 $i_{Ah}(\theta)$ 의 합으로 표현될 수 있고 또 다시 기본파성분전류 $i_{A1}(\theta)$ 를 다음과 같이 정현(sine)항과 여현(cosine)항으로 분해할 수 있다.

$$i_{A1}(\theta) = i_{\sin}(\theta) + i_{\cos}(\theta) \quad (3)$$

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

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

지금 a상 전압을 $v_A(\theta) = \sqrt{2} V_s \sin \theta$ 라 할때 $i_{\sin}(\theta)$ 는 전원과 동상인 유효전류성분이며 $i_{\cos}(\theta)$ 는 전원과 90° 상차를 갖는 무효전류 성분이다. 그림 2(a)의 전류가 반파 대칭성을 가지므로 a상 고조파 $i_{Ah}(\theta)$ 는 기본파를 제외한 모든 홀수차의 고조파의 합으로 주어진다.

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

정상상태에서 고조파들은 주기적으로 발생되고 전동기의 전 제어범위에 걸쳐 그림 2(a)의 전류파형이 거의 변하지 않으므로 각 차수에 대한 고조파스펙트럼은 그림 2(b)와 같다.

3. 전류형 능동 전력 필터

3.1 고조파 및 무효전력 보상원리

지금 PWM인버터 시스템의 입력측 전압이 순수한 정현파로 유지된다는 가정에서 입력역율 PF_1 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$PF_1 = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (7)$$

이때 입력전류의 왜형율 DF_1 (distortion factor)를 다음과 같이 전류의 총 실효치에 대한 기본파성분의 실효치로 정의함으로써[5]

$$DF_1 = \frac{I_{s1}}{I_s} \quad (8)$$

식(7)의 PF_1 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$PF_1 = DF_1 \cos \phi_1 \quad (9)$$

이처럼 입력역율은 기본파의 위상차 뿐만 아니라 고조파의 함유율에 의해서 영향을 받는다. 이미 아는 바와 같이 고조파가 발생되지 않는 선형 부하에서는 PF_1 가 위상차 ϕ_1 에만 관계한다. 그러나 비선형 부하의 경우 능동필터 또는 SVC(Static Var Compensation) 등의 외부 장치에 의해 항상 $\phi_1 = 0^\circ$ 으로 한다면 PF_1 는 전적으로 왜형율 DF_1 에 좌우될 것이다. 즉 기본파전류의 위상이 항상 전원과 동상이 되도록 유지하면서 고조파까지 완전히 제거한다면 PWM 인버터시스템의 모든 운전상태에 대해 입력측에서 역율이 항상 1로 유지될 뿐만 아니라 전동기의 전 제어범위에서 입력전류는 순수한 정현파로 유지될 수 있을 것이다.

이때 전류형 필터의 보상전류 $i_{cA}(\theta)$ 는 고조파 보상전류 $i_{cH}(\theta)$ 와 무효전력 보상전류 $i_{cR}(\theta)$ 의 합으로 표현되고 i_{cH} 와 i_{cR} 은 이상적인 경우 다음과 같이 주어지게 된다.

$$\begin{aligned} i_{cH}(\theta) &= i_{Ah}(\theta) \\ i_{cR}(\theta) &= i_{\cos}(\theta) \end{aligned} \quad (10)$$

결국 전류형 필터의 성능은 각 보상전류를 식(10)의 관계를 얼마나 근사하게 만족시키는가에 달려 있으며 본 연구의 목적도 그러한 관계에 부합하는 하나의 이론적 패턴을 구하는 데에 있다.

3.2 기본동작

전류형 필터는 그림1과 같이 인버터 시스템의 교류전원측에 연결되며 기본적으로 전류형 인버터와 일정 전류원으로 구성된다. 각 상에 그림 3(a)의 단상 필터가 각각 연결되어 그림 3(b)의 블럭선도에 따라 제어된다. 그림 3(b)는 본 연구에서 제시한 기법에 대한 전류형 필터의 기본동작을 나타낸다. 필터의 동작은 크게 i) 고조파 제거, ii) 전류원 확립 iii) 무효성분상쇄의 3부분으로 나뉘어진다.

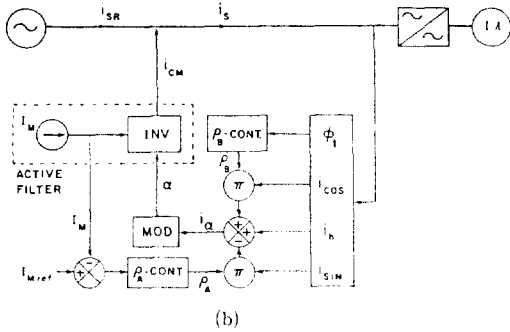
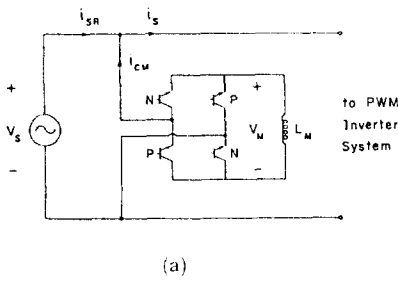


그림 3 전류형필터의 상당 회로와 제어선도
Fig. 3 Per-phase circuit of current-fed filter and control diagram.

먼저 정류기의 교류측에서 측정된 파형 $i_s(\theta)$ 로부터 기본파성분과 고조파성분 그리고 위상에 대한 신호들을 추출한다. 능동필터가 이상적이라면, 교류측에 존재하는 고조파성분과 동일한 고조파상쇄전류를 발생하면 되므로 고조파신호만 필요할 것이다. 이러한 고조파의 제거는 필터의 가장 기본적인 기능이다.

그러나 실제적인 필터에 있어서는 필터를 포함한 폐회로 내부의 전력손실을 보상함과 동시에 인덕터전류를 원하는 일정값으로 유지하기 위해서 기본파성분을 제어해야 한다. 이를 전류원의 자기 확립이라 하며 바로 전류형 필터의 정류작용을 나타낸다. 이러한 전류원의 확립을 위해서 기본파 성분중 유효성분(sine항)을 제어해야 하며 sine항의 상대적 크기인 ρ_A 를 제어하여 원하는 크기로 조정하고 이를 ρ_A 제어라 한다.

기본파의 역율을 1로 만들어 주기 위해서 무효 성분(cosine항)의 제어가 필요하다. ϕ_1 에 관한 정보를 cosine항의 최대치인 파라미터 ρ_B 로 변환시켜서 보상해야 할 cosine항의 양을 결정한다. 최종보상후 기본파 위상이 0° 로 되도록 ρ_B 를 지정해야 하고 이것을 ρ_B 제어라고 한다.

이상의 세가지 신호 즉 고조파 신호 $i_A(\theta)$ 와 전류원의 확립을 위한 sine성분 및 역율각의 조절을 위한 cosine성분이 조합되어 최종적으로 $i_a(\theta)$ 가 발생되고 이 신호는 변조기(MOD)에 입력되어 필터의 인버터를 위한 PWM스위칭패턴으로 변환된다. 그러므로 교류측전류 $i_s(\theta)$ 는 PWM보상전류 $i_{CM}(\theta)$ 의 주입에 의해 최종적파형 $i_{SR}(\theta)$ 로 보상 개선된다.

4. 수학적 모델

필터를 위한 PWM전류의 이론적인 모델은 그림 4와 같이 고조파전류 $i_{AA}(\theta)$ 를 규칙적으로 샘플링함으로써 유도할 수 있다. $i_{AA}(\theta)$ 를 한 주기당 M번 샘플링한다면 PWM스위칭패턴 $\alpha(\theta)$ 는 한 주기동안 $2M$ 개의 펄스로 구성된다. 이 스위칭패턴 $\alpha(\theta)$ 에 대한 푸리에(Fourier) 표현식은 다음과 같다.

$$\alpha(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (\beta_n \sin n\theta + \gamma_n \cos n\theta) \quad (11)$$

모든 홀수 n에 대해서 계수 β_n, γ_n 은

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

$$\gamma_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_k \cos n\theta_k \sin nX_k \quad (13)$$

로 된다. 위 식에서 K번째 샘플링시점 θ_k 에 대해 $2X_k$ 는 펄스폭, 그리고 S_k 는 펄스의 부호를 각각 나타낸다. 또한 PWM주입전류 $i_{CM}(\theta)$ 는 스위칭함

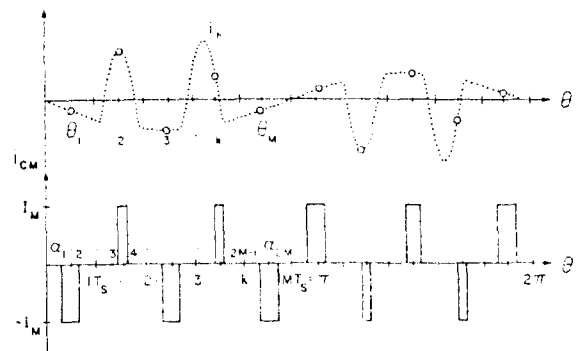


그림 4 PWM 전류의 제안된 모델
Fig. 4 Proposed model of PWM current.

수 $\alpha(\theta)$ 와 직류인덕터전류 I_M 의 곱으로 표현할 수 있다. $i_{CM}(\theta)$ 는 스위칭함수 $\alpha(\theta)$ 와 직류 인덕터전류 I_M 의 곱으로 표현할 수 있다. $i_{CM}(\theta)$ 주입후에 교류측전류 $i_S(\theta)$ 는 전류 $i_{SR}(\theta)$ 로, 보상되며, 이때 보상된 전류 $i_{SR}(\theta)$ 의 푸리에 표현식은 다음과 같다.

$$i_{SR}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{Rn}(\theta) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} (\text{단, } i_{Rn}(\theta) &= a_{Rn} \sin n\theta + b_{Rn} \cos n\theta \\ &= \sqrt{2}I_{Rn} \sin(n\theta + \phi_{Rn}) \text{임}) \end{aligned}$$

모든 홀수 n 에 대해서 계수 a_{Rn} , b_{Rn} 은 다음과 같다.

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

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

전술한 바와같이 I_M 의 자기발생과 무효전력보상을 위해서 기본파성분의 두 항을 제어하는 것이 필요하며, 다음의 식(17)과 (18)과 같이 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 I_M 과 능동 필터회로 내부의 총손실에 해당되는 등가저항 R_{eq} 의 관계식으로 바뀐다. [7], [8]

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

식(19)에 나타나 바와 같이 R_{eq} 는 I_M 의 크기 및 스위칭 패턴 $\alpha(\theta)$ 에 좌우되는 값으로 정확한 R_{eq} 는 실험적으로 구해져야 한다. $i_{CM}(\theta)$ 의 주입으로 기본파의 cosine성분은 항상 제거되어야 하므로 즉 $b_{R1} = 0$ 인 조건에서 ρ_B 는

$$\rho_B = -1 \quad (20)$$

로 되어야 한다. 이러한 조건이 만족되면 보상후 역율 PF_R 는 식(9)의 표현으로부터

$$PF_R = DF_R \quad (21)$$

이 되고 입력역율은 잔류고조파 성분의 함유정도

에 좌우된다. 그리고 모든 고조파의 차수에 대해 a_{Rn} 과 b_{Rn} 은 다음 조건을 만족해야 한다.

$$a_{Rn} = 0, b_{Rn} = 0 \quad (1 < n \leq M) \quad (22)$$

제시한 PWM스위칭패턴이 식(22)를 만족할 때 전류형필터는 고조파제거기능을 수행하며, M 이 짝수일 경우 제거되어야 할 총 고조파의 수 N 은 M 과 다음과 같은 관계가 있다.

$$N = M/2 \quad (23)$$

그러므로 식(22)로부터 다음과 같이 고조파차수들에 대해서 $2(N-1)$ 개의 식을 얻을 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} -a_3 + I_M \beta_3 &= 0, & -b_3 + I_M \gamma_3 &= 0 \\ -a_5 + I_M \beta_5 &= 0, & -b_5 + I_M \gamma_5 &= 0 \\ & \vdots & & \vdots \\ -a_N + I_M \beta_N &= 0, & -b_N + I_M \gamma_N &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

그러므로 식(15)와 (17) 그리고 (16), (18) 및 (20)로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\rho_A a_1 + I_M \beta_1 = 0 \quad (25)$$

$$-b_1 + I_M \gamma_1 = 0 \quad (26)$$

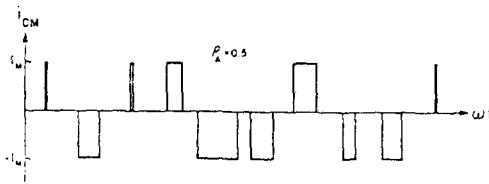
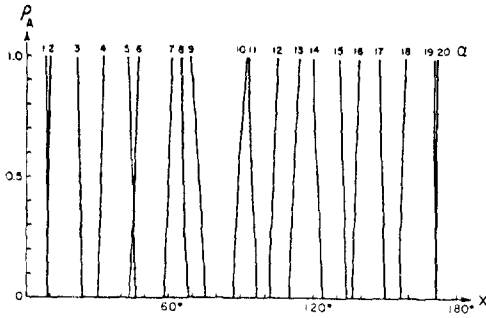
식(24), (25) 및 (26)을 풀어서 원하는 PWM주입전류에 대한 수학적모델을 결정할 수 있고 계산 전에 반드시 ρ_A 및 I_M 의 값은 주어져야 한다. 그리고 이들 방정식은 비선형이므로 Newton-Raphson방식으로 풀 수 있고 그때 $\alpha_i (i=1, \dots, 2M)$ 를 구하면 항상 다음 조건을 만족해야 하며 따라서 필터를 위한 정확한 해가 될 수 있다.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_{2M} \leq \pi \quad (27)$$

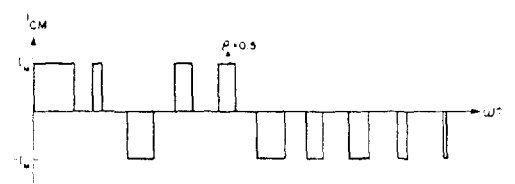
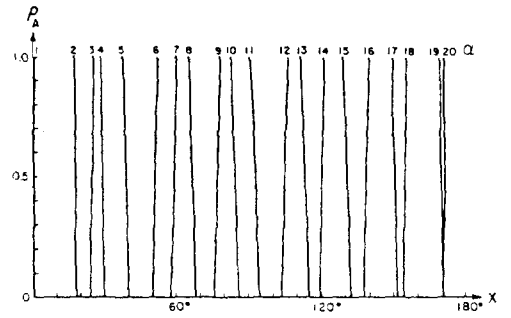
5. 특성해석결과

제안된 필터의 제어방법의 이론적인 특성을 조사하기 위해서 디지털 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 2(b)에서 보는 바와 같이 보상전 전류의 고조파중에 가장 높은 차수가 13차 이고 따라서 여기서 M 을 14이하로 선정하였다.

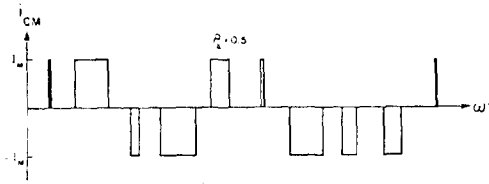
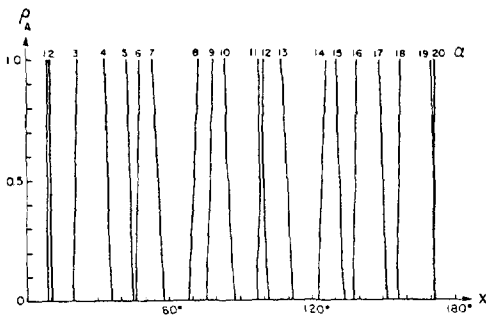
이론적인 PWM전류의 패턴은 ρ_A 및 I_M 이 주어질 때 비선형방정식 (24)-(26)를 풀어서 구할 수 있다. ρ_A 가 $[0, 1]$ 의 범위내에서 변화할 때 각



(a) $\phi_1 = 0^\circ$



(c) $\phi_1 = 45^\circ$



(b) $\phi_1 = 30^\circ$

PWM스위칭시점에 관한 궤적을 구하였고 $\rho_A = 0.5$, $\phi_1 = 0^\circ, 30^\circ$ 및 45° 에 대한 PWM파형을 그림 5에 나타내었다. $\phi_1 = 0^\circ$ 인 경우를 기준으로 보면 $\phi_1 = 30^\circ, 45^\circ$ 인 경우는 보상을 위한 cosine성분의 함유로 그 패턴이 매우 달라 보인다. 그리고 표 2는 ρ_A 의 값에 따른 각 펄스의 부호 벡터를 나타내고 있으며 $\rho_A = 0.5$ 일 때의 예는 그림 5에서 볼 수 있다.

그림 6은 그림 5에 대한 각각의 경우에 대해서 보상후 전류의 기본파 및 잔류고조파성분의 변화를 나타낸다. 그림 6(a)에 나타난 바와 같이 보상

그림 5 PWM 스위칭 시점들의 궤적

Fig. 5 Trajectories of the PWM switching points. ($M=10$)

표 2 그림5의 PWM스위칭 패턴에 대한 부호벡터

Table 2 Sign vectors of the PWM switching patterns in Fig. 5

ρ_A	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
ϕ_1											
0°	S _A	S _A	S _A	S _A	S _A	S _A	S _A	S _A	S _A	S _A	S _B
30°	S _C	S _C	S _C	S _C	S _C	S _C	S _C	S _C	S _C	S _C	S _D
45°	S _F	S _E	S _E	S _E	S _E	S _F	S _F	S _F	S _F	S _F	S _F

$S_A = (1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1)$

$S_B = (-1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, -1)$

$S_C = (1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1)$

$S_D = (1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1)$

$S_E = (1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, 1)$

$S_F = (1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1)$

후 기본파성분은 ρ_A 에 따라 증가하며 ϕ_1 에 따라 감소한다. 그림 6(b)로부터 M 보다 작은 차수의 고조파는 ρ_A 의 전 범위에 걸쳐 완전히 제거되고 있음을 알 수 있다. (지금 $M=10$ 이므로 제거대상 고조파의 차수는 3, 5, 7, 9 임) 11차 이상의 대부분 잔류고조파는 ρ_A 에 따라 크게 변하며 유력한 고조파는 11, 13, 15차 이다. M 을 더욱 크게 설

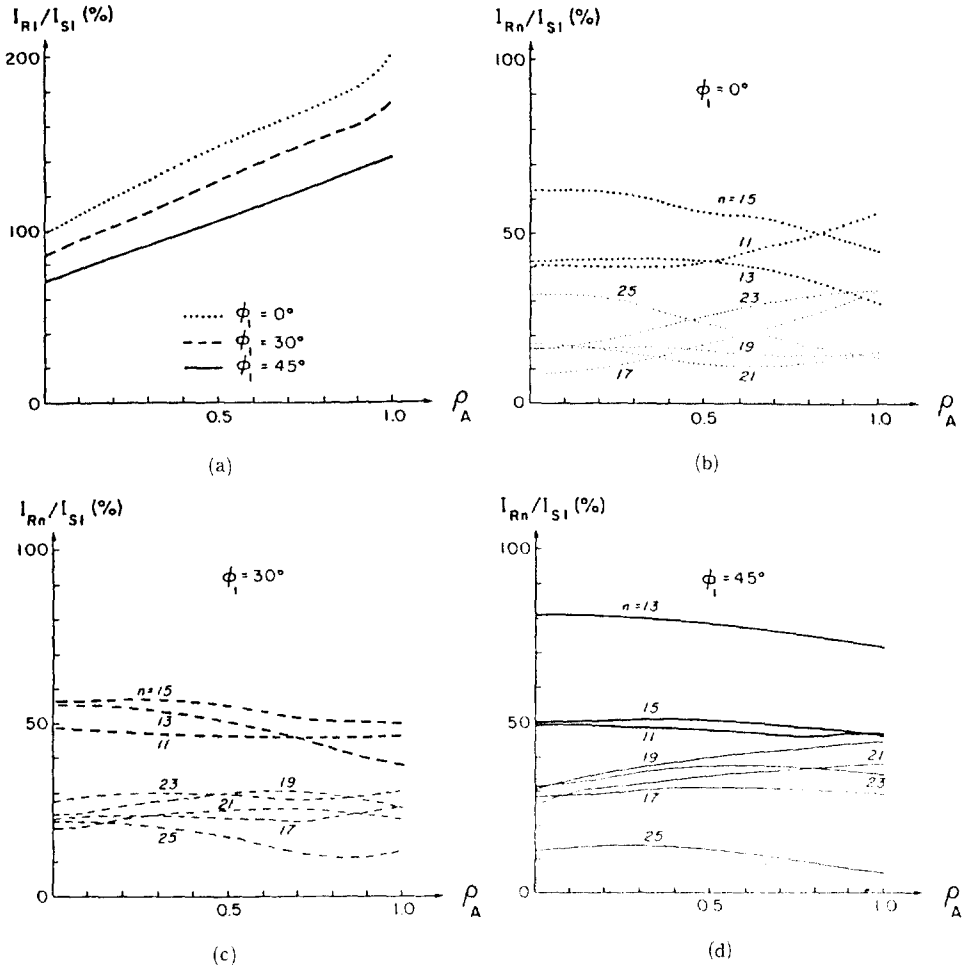
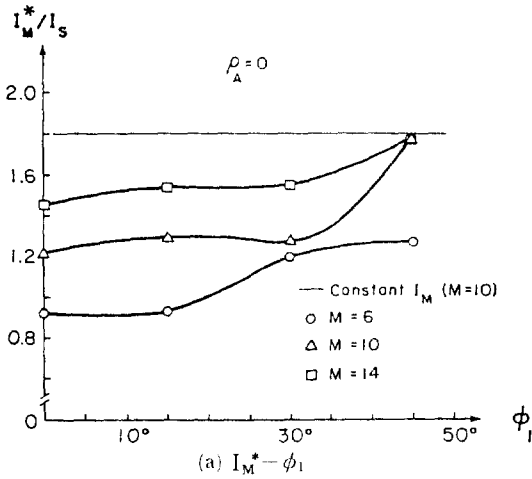


그림 6 보상된 교류입력전류의 고조파 스펙트럼 ($M=10$)
 Fig. 6 Harmonic spectrum of the compensated ac input current.

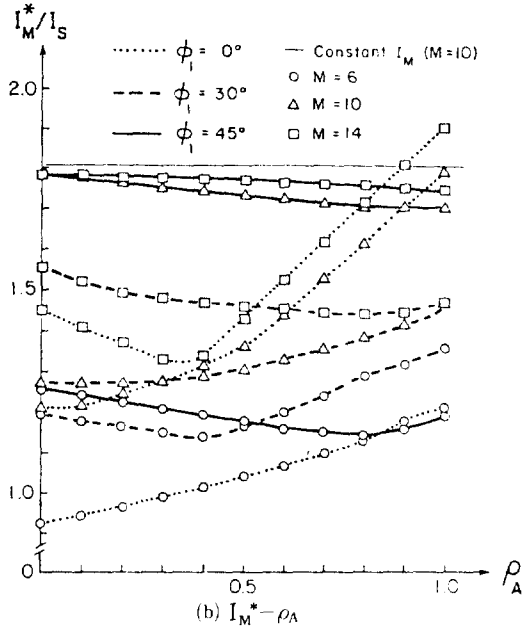
정하면 스위칭 손실이 커지기는 하지만 잔류고조파의 최저 차수는 더욱 높아지고, 따라서 적은 용량의 고역통과필터로 고조파의 잔류고조파들도 제거하기 쉽고 결과적으로 교류측 역율을 1로 근접시킬 수 있다. 그림 6(c), (d)는 $\phi_1=30^\circ, 45^\circ$ 일 경우 잔류고조파의 변화를 나타내며 전술한 특성과 거의 같다.

전류형 필터는 그림5와 같이 일정한 크기의 PWM전류를 발생시키므로 필터용량을 줄이기 위해 가능한 한 I_M 의 크기를 감소시키는 것이 바람직하다. 여기서 최소의 I_M 은 정확한 해가 존재하는 하한치로 정한다. 교류측전류는 많은 고조파를 함유하고 있을 뿐 아니라 기본파위상차까지 존재

하기 때문에 ρ_A 와 ϕ_1 의 변화에 대한 I_M 의 최소치 (이후 최소치를 I_M^* 로 놓음)를 구한다. 그림 7(a)는 $\rho_A=0$ 일때 ϕ_1 에 대한 최소치 I_M^* 의 변화를 나타내며 무효전력을 보상하기 위해서 최소치는 ϕ_1 에 따라 증가되어야 하며 또한 M 이 커질수록 필터가 더욱 많은 고조파를 제거하기 때문에 M 에 따라 최소치는 증가되고 있다. 그림 7(b)는 ρ_A 에 대한 I_M 의 변화를 나타내며 ϕ_1 이 어떤 값을 가지더라도 M 이 커지면 I_M^* 도 함께 증가하게 된다. 최소치의 선정은 $M=10$ 일때 일정 I_M 으로 한 경우와 비교할 때 매우 필요한 것임을 알 수 있고 이러한 비교는 그림8의 계산된 필터용량 관계에서도 볼 수 있다. 여기서 상당 필터용량 S_F 와 전원용량 S_S 는 다음과

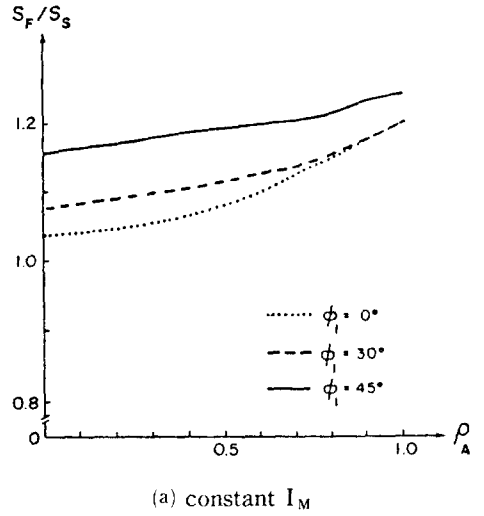


(a) $I_M^* - \phi_1$

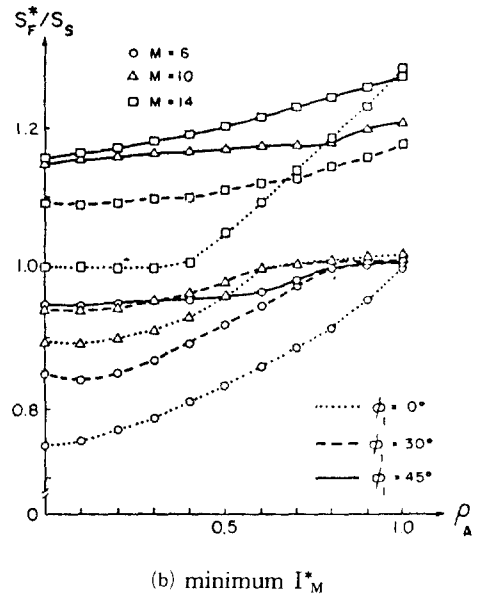


(b) $I_M^* - \rho_A$

그림 7 ϕ_1 및 ρ_A 에 대한 I_M^* 의 관계
Fig. 7 Relationships of I_M^* to ϕ_1 and ρ_A .



(a) constant I_M



(b) minimum I_M^*

그림 8 ρ_A 에 대한 필터 용량의 변화
Fig. 8 Variations of filter capacity to ρ_A .

같이 정의하며

$$S_F = V_s \cdot I_{CM} \quad (28)$$

$$S_s = V_s \cdot I_s \quad (29)$$

S_s 에 대한 S_F 의 비로 나타내었다. 또 필터 용량은 ϕ_1 이 크고 ρ_A 가 클수록 증가하며 특히 $M=10$, $\phi=30^\circ$ 일 경우 일정 전류 I_M 보다는 최소치 I_M^* 으로 동작할 때 필터의 용량이 약 18%까지 감소한다.

필터의 전류 I_M 는 인덕터 양단 전압 V_M 의 변화에 따라 조정되며 일정 I_M 과 최저 I_M^* 의 두 경우 V_M 의 변화를 그림9에 나타내었다. 그림10은 전류형 필터에 의한 입력역율의 변화를 나타낸다. 그림에서의 횡실선은 보상전의 역율로서 보상후 크게 개선되고 있음을 알 수 있다. ρ_A 가 커질수록 PF_R 가 개선되며 ϕ_1 가 클수록 PF_R 의 개선효과가 뚜렷하다. ρ_A 의 전 범위에서 항상 1로 유지되지

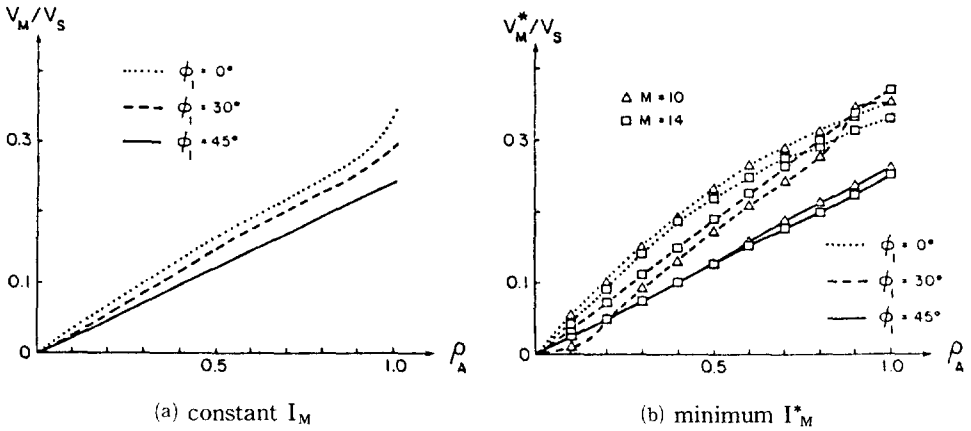


그림 9 필터 인덕터 L_M 의 평균전압
 Fig. 9 Average voltage of filter inductor L_M .

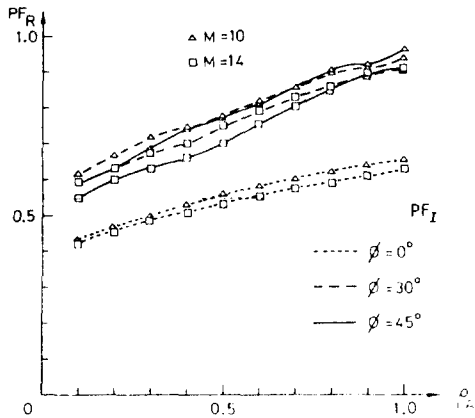


그림 10 전류형 필터에 의해 보상된 입력역율
 Fig. 10 Input power factor compensated by current-fed filter.

않는 것은 식(21)에서 보는 바와 같이 잔류고조파 때문이며 수동 고역 필터를 추가할 경우 거의 1로 유지될 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 인버터 구동시스템의 교류입력전류에 존재하는 고조파성분과 무효전력성분을 동시에 제어할 수 있는 능동필터의 이론적 PWM패턴을 제시하였다. 제안된 PWM패턴은 반주기당 M

개의 펄스로 구성되며 M 보다 작은 차수의 고조파를 완전히 제거할 수 있으며 또한 기본파 전류의 유효성분을 제어함으로써 필터 내부의 전력손실을 보상함과 동시에 일정전류원의 확립으로 별도 전원추가를 배제시켰다. 그리고 유도 전동기의 모든 운전상태에 대해 기본파중 무효성분을 제거함으로써 기본파역율을 1로 만들어 전체 입력 역율의 개선을 기하고자 하였다.

디지털 시뮬레이션을 통해 필터의 운전범위에 대한 PWM스위칭시점들의 제척 및 부호벡터를 구하였고 최소의 필터정격을 위한 PWM전류의 크기에 관한 관계를 제시하였으며 일정 크기로 유지할 경우와 비교 검토하였다. 그리고 잔류고조파 및 인덕터 평균전압에 대한 변화와 전류형 필터만으로 개선 가능한 입력역율의 한계에 대해서도 이론적으로 조사하였다. 본 논문에서 제시한 기법은 PWM인버터 구동시스템의 입력전류에 한하여 적용하였으나 다른 유형의 비정현 주기파들의 경우에도 그대로 적용할 수 있을 것이다.

*본 논문은 1987년도 한국과학재단 신진연구비 지원에 의한 연구결과와의 일부임

참 고 문 헌

[1] H. Akagi, et al., "Control Strategy of Active

- Power Filters using Multiple Voltage-Source PWM Converters," IEEE Trans. on IA vol. 22, no. 3, pp. 460~465, 1986.
- [2] L. Malesani, et al., "Active Filter for Reactive Power and Harmonic Compensation," IEEE PESC 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 of the Series Resistance-Inductance Controlled Switches," IEEE Trans. on IECEI, 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, no. 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 Record, pp. 401~409, 1986.
- [8] G. Van Schoor and J.D. Van Wyk, "A Study on a System of Current Fed Converters as an Active Three Phase Filter," IEEE PESC Record, pp. 482~490, 1987.
-