

싸이리스터 컨버터부하에 적용되는 병렬형 능동필터의 적정용량산정

論 文
48B-12-7

Capacity Requirement Estimation of Shunt Active Power Filter for Thyristor Converter Load

朴 魯 中* · 鄭 勝 基**
(No-Joong Park · Seung-Gi Jeong)

Abstract - This paper estimates the capacity of shunt type active power filters(APF) for harmonic/reactive power compensation with a thyristor converter load. The base capacity requirement of APF is defined for idealized converter load current waveform and the effect of commutation overlap on the APF capacity is examined. The APF capacity required for reactive power compensation in addition to the harmonic elimination is estimated to give maximum achievable power factor for various operating condition of the partially-loaded thyristor converter. The method of current limit of APF is introduced, and it is shown that the APF capacity can be considerably reduced by deliberately limiting the peak current while maintaining the filtering performance to meet the level of IEEE std 519 regulation.

Key Words : Active power filter, Harmonics, Reactive power compensation, Thyristor converter, Current limit

1. 서 론

비선형부하가 발생하는 고조파전류에 의해 전원계통이 오염되는 것을 막기 위하여 근래에 여러 형태의 능동전력필터가 고안되어 왔다[1-4]. 그 중 병렬형 능동필터는 비선형부하가 발생하는 고조파 전류성분을 부하의 입력단에 직접 주입, 상쇄함으로써 전원계통이 고조파전류를 부담하지 않도록 하는 가장 직접적이고도 고전적인 방식이라 할 수 있다. 이러한 전류주입 방식의 능동필터는 근래 고속 스위칭소자의 발전과 PWM 기술의 향상으로 임의형상 파형의 전류를 자유롭게 제어할 수 있는 고속 전류제어가 가능해짐에 따라 실제 산업현장에 활발히 적용되고 있다. 나아가 병렬형 능동필터는 고조파전류의 제거 이외에 무효전력의 보상과 부하불평형 보상, 부하변동의 완충을 통한 플리커 억제, 그리고 UPS 기능을 일부 부담하는 등의 용도로 적용분야가 확대되고 있다[3-5].

한편 병렬형 능동필터는 고조파 보상을 위해 필요로 하는 전력회로의 용량이 비교적 크다는 단점을 지니고 있다. 병렬형 능동필터는 계통상에서 부하와 병렬로 접속되므로 그 전압정격은 부하 입력단의 정격전압과 같다. 따라서 여기서 병렬형 능동필터의 용량이란 접속되는 계통상에서 취급하여야 할 전류의 크기, 즉 능동필터의 전력회로가 지니는 전류용량을 의미한다. 능동필터의 전력회로는 열용량이 작은 반도체 스위칭소자로 이루어져 있으므로 전류용량이란 곧 정

상상태에서 필터가 반복적으로 출력하여야 하는 전류의 최대치에 해당한다.

전력계통 내에서 비선형부하는 대체로 정류회로가 대종을 이루고 있다. 실제 사용되는 정류회로는 직류출력단에 병렬 커패시터필터를 지닌 다이오드 정류회로와 직류출력단에 직렬 인덕터필터를 지닌 싸이리스터 정류회로의 두가지 형태로 대별된다. 전자의 경우는 일반적으로 입력전류의 파고율이 매우 높아서 고조파전류 성분의 순시 최대치가 큰 특징을 지니고 있으며 이러한 경우에 병렬형 능동필터를 적용하려면 필터의 용량이 부하의 용량보다도 커지게 되는 결과를 낳을 수도 있다. 따라서 병렬형 능동필터의 주된 적용분야는 파고율이 비교적 낮은 싸이리스터 정류회로 및 그와 유사한 전류파형을 갖는 부하에 국한된다[6-9]. 그러나 싸이리스터 정류회로에 적용되는 경우라 해도 병렬형 능동필터가 가져야 하는 용량은 여전히 무시할 수 없을 만한 큰 값이 되며 이것이 병렬형 능동필터의 적용에 가장 큰 장애요인으로 작용하고 있다.

본 논문에서는 병렬형 능동필터가 싸이리스터 컨버터 부하에 적용되는 경우 얼마나 큰 용량을 필요로 하는지를 알아봄으로써 병렬형 능동필터의 합리적인 설계의 근거를 제시하는 데에 그 목적이 있다. 논문의 전반부에서는 고조파 전류의 제거를 위해 기본적으로 필요한 용량을 구하고 무효 전력 보상과 연계하여 동작할 때 필요용량을 산정하도록 한다. 이를 통해 주어진 필터의 용량과 부하의 운전조건에서 병렬형 능동필터를 적용함으로써 달성할 수 있는 역률의 최대치를 추정하였다. 그리고 논문의 후반부에서는 필터 출력 전류의 최대치를 제한함으로써 허용 가능한 범위 내에서 고조파 보상능력의 일부를 희생하는 대신 필터 전력회로의 용량을 상당량 절감시키는 것이 가능함을 보였다.

*準 會 員 : 光云大 電氣工學科 碩士課程

**正 會 員 : 光云大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 9月 20日

最終完了 : 1999年 11月 4日

2. 병렬형 능동필터의 기준용량

그림 1은 3상 싸이리스터 컨버터에 병렬형 능동필터가 적용된 계통의 개념도이다. 논의를 단순화하기 위하여 이하에서는 다음과 같은 가정을 하도록 한다.

1. 싸이리스터 컨버터의 직류측 전류 I_d 는 맥동이 없는 일정한 크기의 완전한 직류이다.
2. 싸이리스터 컨버터의 전류중복기간 중 전류파형은 직선적으로 변화한다.
3. 능동필터의 전류제어는 이상적이다. 즉 능동필터 출력 전류에 포함된 스위칭 리플은 무시한다.

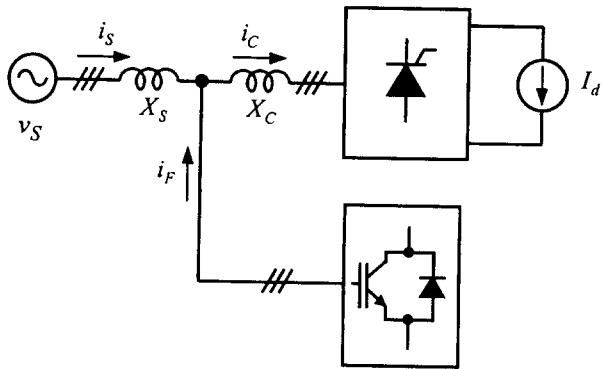


그림 1 싸이리스터 컨버터 부하에 적용된 병렬형 능동필터
Fig. 1 A shunt active power filter with a thyristor converter load

먼저 전류중복이 없는 경우를 생각하여 보도록 한다. 그림 2(a)는 위에서 가정에 입각한 컨버터 입력전류 i_C , 필터전류 i_F , 그리고 전원전류 i_S 의 파형을 보여주고 있다. 여기서 전원전류는 아래와 같이 주어지는 컨버터 입력전류의 기본파성분 i_{C1} 에 해당한다.

$$i_S = i_{C1} = I_0 \sin \omega t \tag{1}$$

여기서

$$I_0 = 2 \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \tag{2}$$

로 주어진다. 한편 능동필터의 전류는 i_C 와 i_{C1} 의 차이에 해당하며 그림에 표시한 시간의 원점에 대하여 $\theta_1 = \pi/6$ 의 시점에서 최대치를 갖게 된다. 따라서

$$\begin{aligned} i_F &= |i_F(\theta_{1-})| = |i_{C1}(\theta_{1-}) - i_C(\theta_{1-})| \\ &= I_0 \sin \frac{\pi}{6} \end{aligned} \tag{3}$$

$$\text{즉 } i_F = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d = 0.55 I_d \tag{4}$$

위에서 보듯이 고조파전류의 완전한 보상을 위하여 필요로 하는 능동필터의 전류용량은 싸이리스터 컨버터의 점호각과 무관하게 컨버터 직류전류의 55%가 된다. 다시 말해서 필터에 사용되는 소자는 (소자의 여유용량을 고려하지 않았

을 때) 컨버터에 사용되는 싸이리스터 전류용량의 55%에 달하는 전류용량을 가져야 한다. 본 논문에서는 이를 컨버터 정격 직류전류를 기준으로 하여 아래와 같이 능동필터의 '기준용량'으로 정의하도록 한다.

$$I_B = 0.55 I_{d, \text{rated}} \tag{5}$$

싸이리스터 컨버터 동작에서 전류중복이 있을 경우에는 파형이 그림 2(b)에서와 같이 정현파에 보다 가까워지므로 필요로 하는 필터의 용량이 다소 감소한다. 그림 1에서 필터의 접속 위치 전후로 선로의 리액턴스를 X_S 와 X_C 로 구분하였을 때 능동필터가 고조파전류를 완전히 상쇄한다고 가정하였을 경우 전원측에는 정현파 전류만이 흐르게 되므로 X_S 는 전류중복에 영향을 미치지 않고 X_C 만이 전류중복을 야기하는 전류리액턴스로 작용한다.

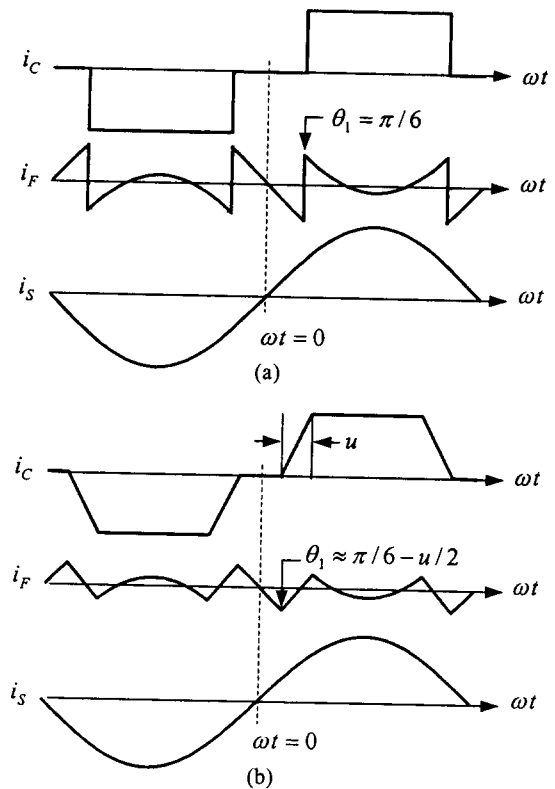


그림 2 (a) 전류중복이 없을 경우와 (b) 있을 경우의 전류파형
Fig. 2 Current waveforms (a) without and (b) with commutation overlap

전류중복각 u 와 전류리액턴스 사이에는 다음의 관계식이 성립한다.[10]

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2X_C}{\sqrt{2}V_{LL}} I_d \tag{6}$$

여기서 α 는 컨버터의 점호각, V_{LL} 은 선간전압의 실효치를 나타낸다. 전류중복기간중의 직선적인 전류변화의 가정 하에서 부하전류의 기본파성분을 계산하여 보면 앞서 식

(1)에서 기본파전류의 크기 I_0 는 다음의 식으로 대치되어야 한다.

$$I_u = 2 \frac{\sqrt{3}}{\pi u} I_d \sin \frac{u}{2} = \frac{2}{u} \sin \frac{u}{2} I_0 \quad (7)$$

그리고 이 상태에서 그림 2(b)에 보인 것과 같이 전원전류의 영점교차점을 시간의 원점으로 하였을 때 필터전류의 최대치는 $\theta_1 = \pi/6 - u/2$ 에서 나타나게 되므로

$$\hat{i}_F = |i_F(\theta_1)| = |i_C(\theta_1)| = I_u \sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{u}{2}\right) \quad (8)$$

가 됨을 알 수 있다.

그림 3에 전류중복이 있는 상태에서 능동필터의 최대전류가 변화하는 양상을 나타내었다. 여기서 횡축은 전류리액턴스 대신 컨버터 입력단에서의 단락비로써 표현하였다. 일반적으로 컨버터에서의 단락비 SCR(short circuit ratio)은 다음과 같이 정의된다[11].

$$SCR = \frac{\text{컨버터 접속점에서 본 계통의 단락용량 (MVA)}}{\text{컨버터 용량 (MW)}} \quad (9)$$

또는

$$SCR = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}X_{L}} \quad (10)$$

여기서 I_L 은 부하기본파전류의 최대실효율을 나타낸다. 식 (10)으로 주어지는 단락비는 일반적으로 전원측 리액턴스를 단위법으로 표현하였을 때 그 역수에 해당한다. 능동필터가 없는 보통의 경우에는 식 (10)에서 X 가 컨버터 입력단에서 본 전원측 리액턴스의 총합(그림 1에서 $X_S + X_C$)이 되지만 여기서는 위에서 언급한 것과 같이 X_C 만이 전류리액턴스로 작용하므로 $X = X_C$ 로 취한 상태, 즉 '능동필터가 접속된 지점을 무한모선으로 가상하였을 경우'의 단락비라는 점에 유의하여야 한다. 따라서 계통상에서 능동필터가 접속된 지점 이후의 컨버터 부하 전용선로에 설치되는 변압기의 단락비가 이 값에 해당한다.

전류의 중복기간은 전류리액턴스 뿐 아니라 점호각에도 상관되므로 그림3에서 보드시피 점호각의 변화에 따라 능동필터의 최대전류가 변화하는 것을 볼 수 있다. 그러나 일반적으로 대부분의 사이리스터 컨버터는 30도 이상의 점호각에서 동작하게 되므로 그 점호각 영역에서는 필터의 용량이 기준용량($0.55 I_{d, rated}$)에 비해 크게 변화하지 않음을 볼 수 있다. 그리고 점호각이 증가하여 컨버터의 출력전압이 감소하면 직류출력전류도 감소, 필터에서 출력하여야 할 전류도 감소하게 되는 것으로 생각할 수 있으나 사이리스터 컨버터가 적용되는 많은 경우에 직류출력전류는 컨버터 점호각과 무관하게 정격전류 내의 전 범위에 걸쳐 변동될 수 있기 때문에 큰 값의 점호각이 반드시 낮은 부하전류를 의미하지는 않는다. 요컨대 컨버터 전용선 변압기의 누설리액턴스에 의한 전류중복은 능동필터의 필요용량을 다소 감소시키기는 하나 실제적으로 그 효과는 현저하지 않다는 결론을 내릴 수 있다.

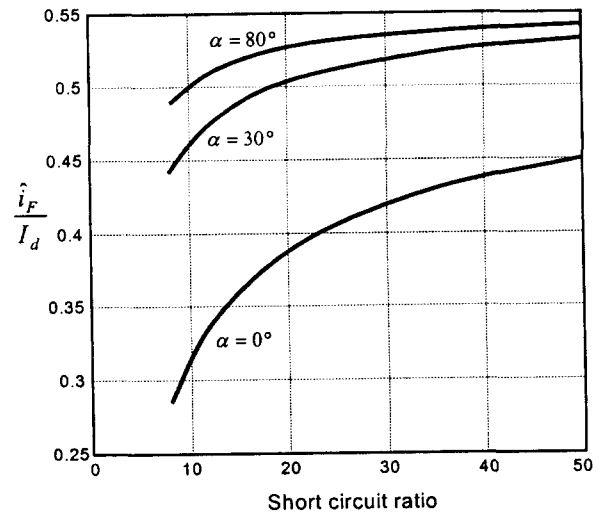


그림 3 전류중복이 능동필터의 최대전류에 미치는 영향
Fig. 3 Variation of peak active power filter current under commutation overlap

3. 무효전력 보상과 능동필터의 용량

능동필터가 컨버터 부하의 정격 운전상태를 기준으로 하여 설계되어 있을 때 컨버터 직류전류가 그 정격치 이하인 부분부하 상태에서 운전되고 있다고 하면 능동필터전류의 최대값은 그 최대허용전류에 미치지 않게 되므로 용량에 여유가 발생한다. 이러한 경우 능동필터는 최대허용전류를 넘지 않는 범위 내에서 고조파 이외에 무효전력을 보상하는 기능을 수행하는 것이 가능하다. 본 절에서는 능동필터가 부분부하 상태에서 무효전력을 얼마나 보상할 수 있는지 알아보도록 한다.

전류중복이 없다고 가정할 때 점호각 α 에서 사이리스터 컨버터 입력전류의 기본파성분은 다음과 같이 유효전류성분과 무효전류성분으로 나누어 표현할 수 있다.

$$i_{C1} = I_0 \cos \alpha \sin \omega t + I_0 \sin \alpha \sin(\omega t - \pi/2) \quad (11)$$

능동필터가 고조파만을 보상할 경우에는 위의 전류가 그대로 전원측에 흐르게 되지만 능동필터가 무효전류성분을 일부 부담하게 되면 전원전류는 다음과 같이 된다.

$$i_S = I_0 \cos \alpha \sin \omega t + k I_0 \sin \alpha \sin(\omega t - \pi/2) \quad (12)$$

여기서 k 는 능동필터의 무효전류 부담 정도에 따라 0과 1 사이의 값을 갖게 된다. 전원측에서 본 역할과 k 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$k = \frac{1}{\tan \alpha} \frac{\sqrt{1 - PF^2}}{PF} \quad (13)$$

그림 4는 능동필터 전류에 무효전류 성분이 포함되었을 경우 파형의 한 예를 보여주고 있다. 능동필터전류의 첨두치는 컨버터전류의 절체시점 중의 하나에서 나타나게 되므로 파형의 반주기 안에서 다음과 같은 네 값 중의 하나가 최대 첨두전류가 된다.

$$I_{1-} = i_F(\theta_{1-}) = -i_S(\theta_1) \quad (14)$$

$$I_{1+} = i_F(\theta_{1+}) = I_d - i_S(\theta_1) \quad (15)$$

$$I_{2-} = i_F(\theta_{2-}) = I_d - i_S(\theta_2) \quad (16)$$

$$I_{2+} = i_F(\theta_{2+}) = -i_S(\theta_2) \quad (17)$$

여기서 전원 상전압의 양의 영점 교차점을 기준시점으로 하였을 때 전류의 절체시점은 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_1 = \alpha + \frac{\pi}{6} \quad (18)$$

$$\theta_2 = \alpha + \frac{5\pi}{6} \quad (19)$$

한편 주어진 점호각에서 (14)-(17)로 주어지는 첨두전류 값들은 그림 4에 나타낸 것과 같이 $-i_S$ 와 $-i_S + I_d$ 파형 위에 놓이게 된다. 이를 관찰해 보면 점호각 0도에서 90도 사이에서 파형의 윗부분에서는 I_{2-} 가 항상 I_{1+} 보다 크고 아래 부분에서는 I_{1-} 가 I_{2+} 보다 큰 상태를 유지하게 됨을 알 수 있다. 따라서 필터전류의 최대 첨두치는 다음과 같이 구해진다.

$$\hat{i}_F = \max(|I_{1-}|, |I_{1+}|, |I_{2-}|, |I_{2+}|) = \max(-I_{1-}, I_{2-}) \quad (20)$$

즉 $-I_{1-}$ 과 I_{2-} 중 큰 값이 된다.

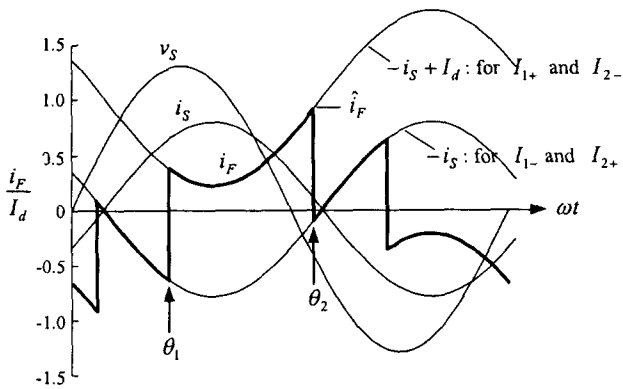


그림 4 무효전류성분을 포함한 능동필터의 전류파형
Fig. 4 Current waveform of an active power filter supplying reactive current component

그림 5에 보상후 역률을 일정한 값으로 유지하면서 점호각의 변화에 따라 절체시점에서의 전류값들이 변화하는 양상을 I_d 에 대해 단위화한 값으로 나타내었다. 먼저 그림 5(a)는 고조파 뿐 아니라 무효전력을 완전히 보상하여 전원측에서 본 역률이 1이 되는 경우, 즉 식 (12)에서 $k=0$ 인 경우를 나타내고 있다. 여기서 최대치를 나타내는 포락선을 굵은 선으로 표시하고 있는데 이로부터 α_{c0} 의 점호각까지는 $-I_{1-}$ 에 의해 최대전류가 결정되고 그 이상의 점호각에서는 I_{2-} 에 의해 최대전류가 결정됨을 알 수 있다. 그리고

점호각이 60도인 지점에서 그 값은 컨버터 직류전류의 $1 + \sqrt{3}/2\pi \approx 1.28$ 배에 이르게 된다. 컨버터 직류전류가 정격치일 때 이 값은 앞서 정의한 기준용량의 약 2.3배에 해당한다.

무효전력을 일부만 보상하는 경우, 예컨대 전원측에서 본 역률이 0.8이 되도록 제어하였을 때 컨버터 점호각에 따른 능동필터의 최대전류 특성은 그림 5(b)에서와 같이 된다. 능동필터에 의해 보상된 역률이 컨버터 전류의 이상률(displacement factor, 또는 기본파 역률)보다 큰 경우만이 의미가 있으므로 포락선은 $PF > \cos \alpha$ 인 영역에서만 표시하였다. $\cos \alpha = PF$ 인 지점은 무효전력의 보상 없이 고조파만을 보상하는 상태를 나타내며 당연한 결과로서 이 지점에서 능동필터의 최대전류는 $\hat{i}_F = 0.55I_d$ 가 된다. 그리고 이 지점은 $-I_{1-}$ 와 I_{2+} 곡선의 교점이 됨을 볼 수 있는데 이는 식 (14)와 식 (17)을 같이 놓아 $k=1$, 즉 $PF = \cos \alpha$ 가 됨을 보임으로써 쉽게 증명할 수 있다.

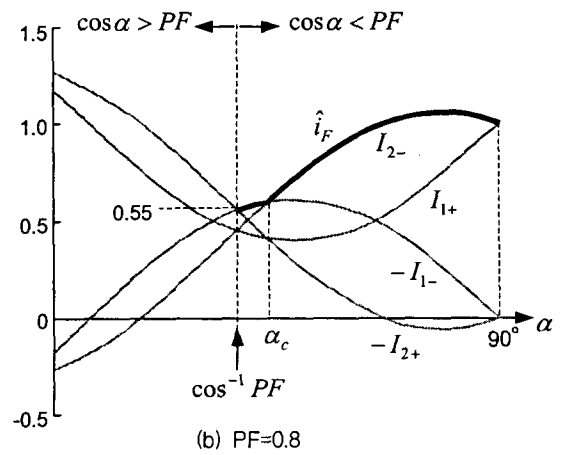
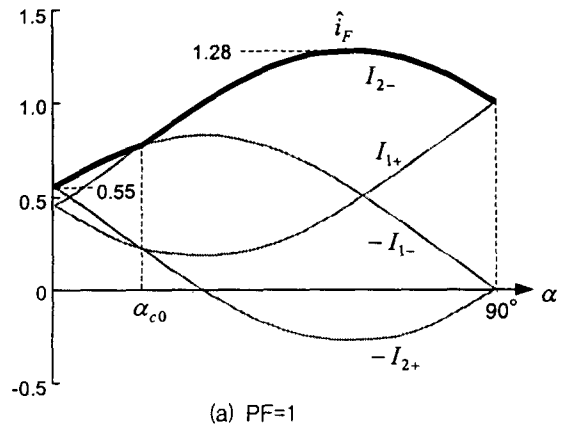


그림 5 무효전력 보상시 컨버터 점호각 변화에 따른 능동필터 최대 첨두전류의 변화
Fig. 5 Variation of maximum peak current of active power filter supplying reactive power

또한 그림 5(b)에서도 그림 5(a)에서와 같이 점호각이 α_c 가 되는 점을 전후로 하여 최대전류가 $-I_{1-}$ 에 의해 결정되는 영역과 I_{2-} 에 의해 결정되는 두 영역으로 나뉘어짐을 볼 수 있다. α_c 는 보상후 역률의 함수가 되며 식 (14), (16)을 연립하고 식 (12)와 (13)을 적용하여 다음과 같이 됨을 보일 수 있다.

$$\alpha_c = \frac{1}{2} [\cos^{-1} hPF + \cos^{-1} PF] \quad (h = \frac{\pi}{\sqrt{3}} - 1) \quad (21)$$

그리고 이 지점에서의 최대전류는 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{\hat{i}_F(\alpha_c)}{I_d} = \frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} \frac{1}{PF} (\sqrt{1-h^2PF^2} - \sqrt{1-PF^2}) \quad (22)$$

이들 식으로부터 위에서 언급한 그림 5(a)의 α_{ω} 와 그 지점에서의 최대전류는 다음과 같이 된다.

$$\alpha_{\omega} = \alpha_c|_{PF=1} = 17.8^\circ \quad (23)$$

$$\frac{\hat{i}_F(\alpha_{\omega})}{I_d}|_{PF=1} = \frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} \sqrt{1-h^2} = 0.78 \quad (24)$$

그림 6의 왼편에 보상후 역률의 여러 값에 대한 능동필터 최대전류 특성을 함께 보였다. 여기서 컨버터 부하전류가 정격치로 유지되고 있다고 하면 역률향상을 피하기 위해서는 점호각의 전 영역에서 능동필터의 용량이 기준용량으로 설계되어 있다고 가정하였을 때 컨버터의 정격 부하전류 상태에서는 무효전력의 보상을 행할 수 없다. 그러나 컨버터의 부하전류가 정격전류보다 낮은 부분부하 상태에서 운전될 경우에는 컨버터 부하전류 대비 능동필터의 운전한계가 상승하므로 전원측에서 본 역률이 컨버터의 이상률보다 높은 값이 되도록 제어하는 것이 가능하다

컨버터 직류출력전류를 다음과 같이 정격치에 대해 단위화된 값으로 나타내었을 때

$$I_{d, pu} = \frac{I_d}{I_{d, rated}} \quad (25)$$

능동필터가 기준용량으로 설계되어 있다고 가정하면 능동필터 전류의 첨두치는 최대

$$\hat{i}_{F, max} = I_B = 0.55 I_{d, rated} \quad (26)$$

까지 허용되므로 그림 6에서 \hat{i}_F/I_d 가 가질 수 있는 값의 최대치는 다음과 같이 주어진다.

$$\left(\frac{\hat{i}_F}{I_d}\right)_{max} = \frac{0.55 I_{d, rated}}{I_{d, pu} I_{d, rated}} = \frac{0.55}{I_{d, pu}} \quad (27)$$

이 관계를 그림 6의 오른편에 도시하였으며 이 곡선의 높이가 주어진 부하율에서 컨버터전류 대비 능동필터 최대전류의 운전한계를 나타내게 된다. 따라서 어떤 점호각에서 능동필터를 이 운전한계에 이르도록 제어할 때의 역률이 주어진 부하율과 점호각에서 달성가능한 최대역률이 된다. 예를 들어 컨버터 부하전류가 정격치의 60%라면 운전한계는

$$\left(\frac{\hat{i}_F}{I_d}\right)_{max} = \frac{0.55}{0.6} = 0.91$$

로서 그림 6에 수평의 점선으로 표시한 직선으로 나타난다.

만일 컨버터의 점호각이 60도라 하면 이 각도에서 점선과 교차하는 지점 Q를 지나는 곡선의 역률, 즉 0.8이 최대 달성가능 역률이 된다. 이러한 방식으로 각각의 점호각에 대하여 이론적으로 달성 가능한 역률개선의 한계치를 산정할 수 있으며 그림 7에 능동필터가 기준용량으로 설계되었을 때 이와 같은 방법으로 계산한 최대가능역률을 보였다.

그림 7을 그림 6과 관련하여 살펴보면 최대가능역률이 부하량에 따라 다음과 같이 몇 개의 구간으로 구분되어 결정됨을 알 수 있다. 먼저 컨버터 전류가 0.43 pu 이하인 경우에는 점호각과 무관하게 항상 단위역률로 운전이 가능하다.

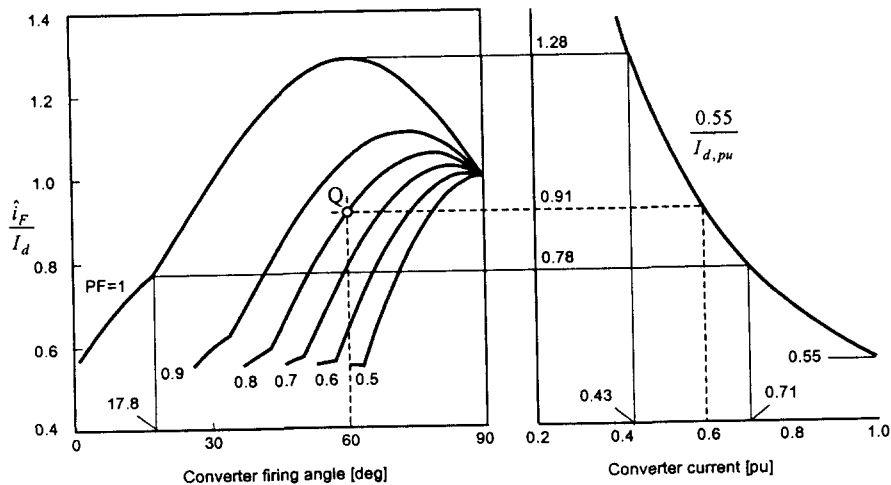


그림 6 점호각과 역률에 따른 최대전류곡선과 부분부하에서 최대 달성가능 역률의 결정
Fig. 6 Peak current characteristic for various power factors and converter firing angles and the determination of maximum achievable power factor under partial load

부하가 0.43pu 이상 0.71pu 이하의 범위에서는 점호각의 전 범위에서 최대가능역률이 최대전류곡선의 I_2 -곡선부에 의해 결정된다. 그리고 부하가 0.71pu 이상일 때는 점호각에 따라 최대가능역률이 최대전류곡선의 I_2 -부분에 의해 결정될 수도 있고 $-I_1$ -부분에 의해 결정될 수도 있다. 그 경계가 되는 점호각은 0.71pu 부하에서는 식 (23)으로 주어지는 $\alpha_0 = 17.8^\circ$ 이 되고 부하가 증가함에 따라 함께 증가, 부하가 1pu에 도달하면 60도 부근에 이르게 된다. 이러한 경계는 그림 7에 점선으로 표시된 것과 같이 나타나며 경계의 윗부분이 $-I_1$ -곡선부에 의해, 아래 부분이 I_2 -곡선부에 의해 최대역률이 결정되는 영역을 각각 나타내고 있다.

1pu 부하에서는 역률개선의 여지가 없기 때문에 최대역률이 곧 컨버터의 이상률($\cos \alpha$)과 같아진다. 그러나 이는 최대역률이 최대전류곡선의 $-I_1$ -부에 의해 결정되는 점호각 60도 이하에서의 경우이고 60도 이상의 점호각에서는 역률보상시 최대전류가 오히려 다소 감소했다가 증가하는 특성을 보이기 때문에 무효전력 보상을 위한 약간의 여유가 생기고 따라서 최대가능역률은 이상율보다 다소 큰 값이 된다. 이는 그림 7에서 60도와 80도에 대한 곡선이 1pu 부하에서 갖는 값으로부터 확인할 수 있다.

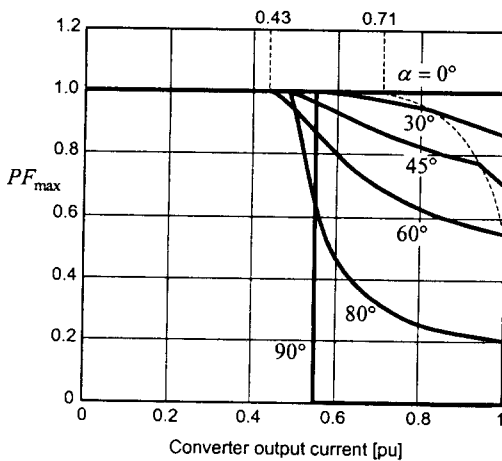


그림 7 기준용량의 능동필터로 제어 가능한 최대역률
Fig. 7 Maximum achievable power factor with base-rated active power filter

그림 7은 능동필터가 기준용량으로 설계된 경우에 대한 것으로서 능동필터의 용량이 기준용량과 달리 주어진 경우에는 최대가능역률도 달라진다. 필터용량을 기준용량보다 키워주면 역률을 보상할 수 있는 여지가 증가하고 따라서 최대가능역률도 전체적으로 증가한다. 이러한 특성은 부하전류와 관련하여 비례추이의 특성으로 나타낼 수 있다. 예를 들어 기준용량으로 설계된 능동필터로 어떤 점호각과 부하전류 I_1 에서 최대달성가능역률을 구하였다라고 하면 그 값은 기준용량의 a 배로 설계된 능동필터로 같은 점호각에서 aI_1 의 부하전류가 흐를 때 가능한 최대역률과 같다. 이러한 비례추이 특성을 사용함으로써 기준용량이 아닌 능동필터 용량에 대해서도 그림 7을 적용하여 최대달성가능역률을 구

할 수 있다.

이상에서 설명한 최대가능역률에 대한 해석적인 표현식과 그 유도과정은 부록에 첨부하였다.

4. 능동필터의 전류제한에 의한 용량절감

그림 4에서 보듯이 능동필터 출력전류의 파형의 첨두치 부근은 비교적 좁고 날카로운 모양을 띠고 있다. 따라서 파형 전체에서 첨두치 부근이 차지하는 비중이 크지 않기 때문에 능동필터의 출력전류 최대치에 제한을 가해 이 부분을 깎아낸다 하더라도 필터의 성능에 큰 영향을 주지 않을 것으로 유추할 수 있다. 출력전류에 제한을 가하면 그만큼 능동필터의 용량을 감소시킬 수 있다. 단 이때 전원전류에 남게 되는 잔류고조파가 전원계통에 현저한 영향을 주지 않을 정도의 수준으로 제한되어야 한다.

병렬형 능동필터는 출력전류를 임의의 파형에 추종시킬 수 있도록 하기 위한 전류제어가 필수적이므로 최대전류의 제한은 제어부의 하드웨어나 소프트웨어로 쉽게 구현할 수 있다. 그러나 3상 능동필터에서 각 상의 전류를 독립적으로 제한하는 것은 불가능하며 어느 한 상 전류의 첨두치 부근에서 제한을 가하면 다른 두 상의 전류가 함께 영향을 받게 된다. 이를 일괄적으로 취급하기 위하여 다음과 같은 능동필터 전류의 공간벡터 표현방법을 적용하도록 한다.

$$i_F = \frac{2}{3}(i_{Fa} + ai_{Fb} + a^2i_{Fc}) \quad (a = e^{j\frac{2\pi}{3}}) \quad (28)$$

$$= i_{Fd} + ji_{Fq}$$

각 상 전류의 제한치를 I_M 이라 하면 3상 전류의 공간벡터가 그림 8에 나타낸 육각형 이내에 있도록 하여야 한다. 상위제어기로부터 주어지는 필터전류의 지령치에 대한 공간벡터 i_F^* 가 그림 8에서와 같이 육각형의 바깥에 위치하고 있을 때 그 위상은 그대로 두고 크기만을 조정, 공간벡터가 i_F 와 같이 되도록 한다. i_F^* 의 위상(그림 8에서 d축과 이루는 각도)을 θ 라 하면 공간벡터가 제한범위를 벗어났을 때 조정된 전압벡터는 다음과 같이 주어짐을 보일 수 있다.

$$i_F = \frac{I_M}{\cos(\theta - m\frac{\pi}{3})} [\cos \theta + j\sin \theta] \quad (29)$$

여기서 m 은 그림 8에 표시한 것과 같이 전류벡터가 존재하는 구역을 나타내는 0부터 5까지의 수치를 나타낸다. 따라서 주어진 필터전류의 d축성분과 q축성분으로 공간벡터가 위치한 구역을 판별한 다음 위의 관계식으로 조정된 벡터의 d축성분과 q축성분을 각각 구할 수 있다. 또는 한계치 이탈 여부와 구역을 판별하는 과정을 생략하고 다음과 같은 관계식으로 직접 조정된 벡터를 구하는 것도 가능하다.

$$I_F = \min \left[I_F^*, \frac{I_M}{|\cos \theta|}, \frac{I_M}{|\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})|}, \frac{I_M}{|\cos(\theta + \frac{2\pi}{3})|} \right]$$

$$i_F = I_F [\cos \theta + j\sin \theta] \quad (30)$$

근래의 능동필터시스템은 DSP와 같은 비교적 고속의 연

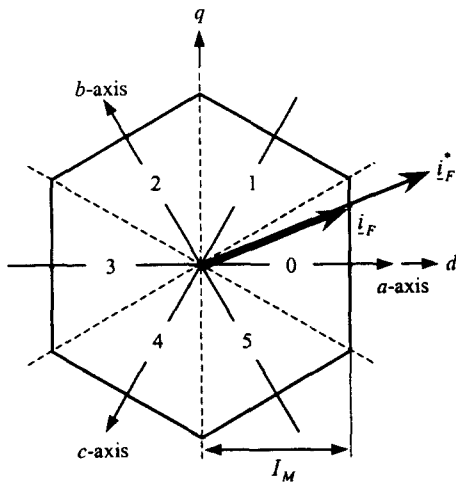


그림 8 능동필터전류의 공간벡터상에서의 제한
Fig. 8 Constraining the space vector of APF current

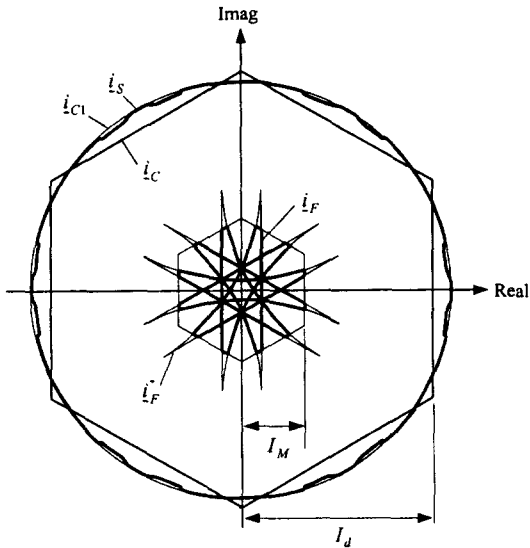


그림 9 능동필터 전류제한시 각부 전류의 공간벡터궤적
Fig. 9 Current loci of currents under APF current limit

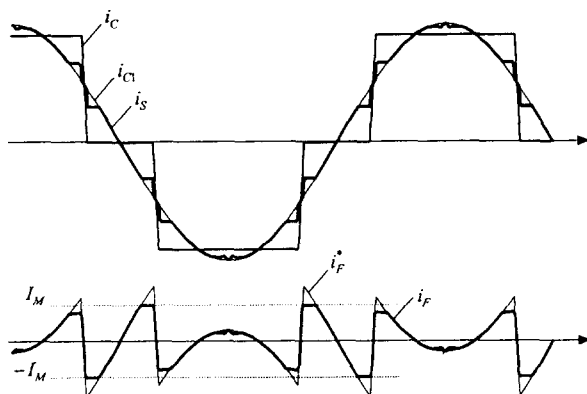


그림 10 능동필터 전류제한시 전류파형
Fig. 10 Current waveforms under APF current limit

산을 수행할 수 있는 마이크로프로세서에 의해 제어되는 경향이 있으므로 이러한 연산과정은 기존의 전류제어 소프트웨어의 수정으로 간단히 구현할 수 있다. 그리고 히스테리시스 전류제어와 같이 마이크로프로세서에 의존하지 않는 경우라 해도 하드웨어의 간단한 보완으로 쉽게 전류제한 기능을 삽입하는 것이 가능하다.

그림 9는 전류제한을 행하였을 때 각 전류의 공간벡터궤적을 보여주고 있으며 그림 10에 전류파형을 나타내었다. 이들 그림은 전류제한치를 기준용량의 60%로 하고 전류중복각이 5도인 경우에 대한 것이다. 여기서 보듯이 전류제한의 결과 전원전류는 완전한 고조파제거가 이루어졌을 경우 추종하여야 할 i_{C1} 으로부터 일부 구간동안 벗어나게 되며 그 결과 잔류고조파를 포함하게 된다. 그러나 일반적으로 계통 내에서의 필터란 고조파를 완전히 제거한다기보다는 전원에 잔류하는 고조파를 허용한계 이내로 들어가게끔 억제하는 데에 현실적인 목적이 있다 할 수 있다. 따라서 전류의 제한 정도와 잔류고조파 사이의 상관관계를 규명하는 것은 적절한 전류제한의 범위를 결정하는 데에 중요한 관건이 된다.

먼저 전류제한의 정도는 다음과 같이 전류제한값과 기준용량간의 비율로 정의되는 용량계수(capacity factor)를 통하여 나타내도록 한다.

$$K_c = \frac{I_M}{I_B} \quad (31)$$

그리고 잔류고조파의 한계는 표 1에 보인 것과 같은 IEEE Std. 519의 권고치를 적용하기로 한다. 이하에서는 우선 IEEE Std. 519에서 제시하고 있는 전류THD(total harmonic distortion)를 기준으로 전류제한범위를 결정하고 이를 바탕으로 차수별 고조파규제까지 만족시킬 수 있는 전류제한범위를 결정한다.

표 1 IEEE standard 519-1992 전원전류 고조파제한
Table 1 IEEE standard 519-1992 harmonic current limit

$\frac{I_{SC}}{I_L}$	<11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	THD [%]
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20- <50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50- <100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100- <1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

(여기서 I_{SC} 는 최대단락전류, I_L 은 최대부하 기본파성분의 실효값을 나타낸다.)

표 1의 왼쪽 열은 단락비로 표현된 계통용량을 나타내고 있는데 여기서의 단락비는 그림 1에서 전류축 리액턴스 X_S 와 관련된 값이다. 이를 컨버터부하측의 전류리액턴스를 나타내는 단락비와 구분하기 위하여 이하에서는 이들을 각각 SCR_S , SCR_C 로 표기하도록 한다. 따라서 계통 내에서 능동필터가 설치되는 위치에 따라 SCR_S 와 SCR_C 사이의 상대적인 크기는 달라진다. 일반적으로 고조파 전류가 흐르

는 구역을 최소한으로 제한하기 위하여 능동필터는 컨버터 입력단에 가급적 가까이 설치하는 것이 바람직하다. 따라서 능동필터는 계통에서 다른 부하가 접속되는 공통접속점 이후의 컨버터 입력단에 설치된다고 볼 때 능동필터와 컨버터를 하나의 단위부하인 것으로 간주할 수 있으며 이 경우 SCR_S 는 공통접속점에서 본 계통의 단락용량에 해당한다. 능동필터가 충분히 빠른 전류제어를 행한다고 할 때 이 전원측 단락비는 컨버터의 전류중복과 무관한 값이 된다.

한편 능동필터를 필요로 하는 정도의 용량을 지닌 컨버터의 급전선은 대부분 공통접속점에서 분기된 후 전압의 변압기를 거친다고 볼 수 있다. 이러한 경우 능동필터는 변압기의 1차측에 설치되고 따라서 SCR_C 는 이 변압기의 단락비, 즉 단위임피던스의 역수에 해당한다. 공통접속점에서 보았을 때 컨버터 부하를 포함하는 전원측의 용량은 일반적으로 컨버터 급전선로의 용량에 비하여 훨씬 크기 때문에 단락비도 컨버터 선로만의 단락비보다 큰 값이 되는 것으로 보아야 한다. 그러나 그 적절한 값이 얼마가 될지는 추정하기 어렵기 때문에 이하에서는 최악의 경우를 가산하여 컨버터 선로의 단락비와 전원급전선의 단락비가 같은 것으로, 즉 $SCR_S = SCR_C$ 인 것으로 간주한다.

그림11은 단락비(SCR_C)가 20인 경우 용량계수에 따라 전원전류에 잔류하는 고조파로 인한 THD변화를 점호각에 대하여 나타낸 것으로 표1에서 SCR_S 역시 20인 경우에 대한 전류THD 제한치 5%를 나타내는 선을 함께 보여주고 있다. 각각의 점호각에 대응되는 전류THD곡선과 전류THD제한선이 만나는 점에서의 용량계수가 전류THD 제한을 만족시키는 최소 필터전류용량을 나타내며 점호각이 90도일 때 가장 큰 필터전류용량을 요구한다. 즉 점호각 90도에서의 전류용량이 점호각 전 범위에 대하여 전류THD 규제를 만족시킬 수 있는 능동필터 최소용량이 되며 이 때의 용량계수가 능동필터 출력전류제한의 한계를 나타내게 된다. 이 이상의 단락비의 경우에 대해서도 위의 과정과 동일하게 제한된 전류용량을 결정할 수 있다.

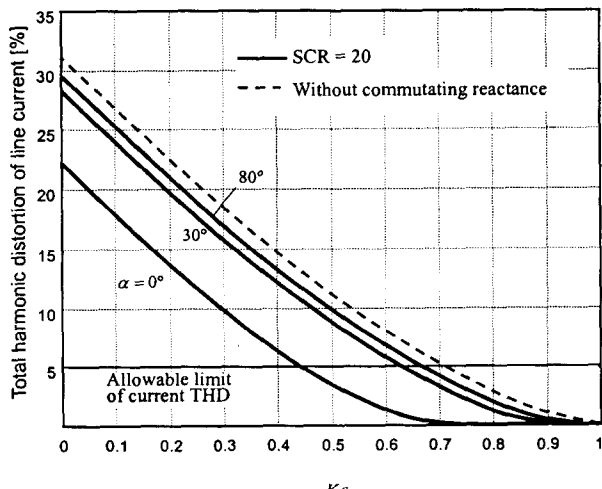


그림 11 용량계수에 따른 전원전류 THD변화
Fig. 11 Line current THD vs. capacity ratio for various firing angles

그림 12는 표 1에서 규제하고 있는 전류THD를 만족시키기 위한 능동필터 전류용량을 여러 단락비에 대해 점호각의 변화에 따라 나타낸 용량곡선으로 각 곡선이 점호각 90도 부근에서 수렴하는 값이 해당 단락비에서의 최소전류용량이 된다. 참고로 종축에 능동필터의 용량비와 함께 컨버터 직류전류 정격 대비 능동필터 전류용량을 함께 표시하였다. 예컨대 단락비 50인 경우를 보면 표 1에 의해 8%의 전류THD 이내에 들게 하기 위해서는 능동필터의 전류용량이 기준용량(컨버터 직류정격전류의 55%)의 약 58%가 필요하며 이는 컨버터 정격전류, 즉 컨버터 전력소자 전류용량의 약 32% 정도에 해당함을 알 수 있다. 그리고 그림13은 단락비 20이내에 대하여 해당 최소용량($K_c = 68\%$)을 적용한 경우 단락비와 점호각의 전 범위에 대하여 전류THD규제를 만족시키고 있음을 보여주고 있다.

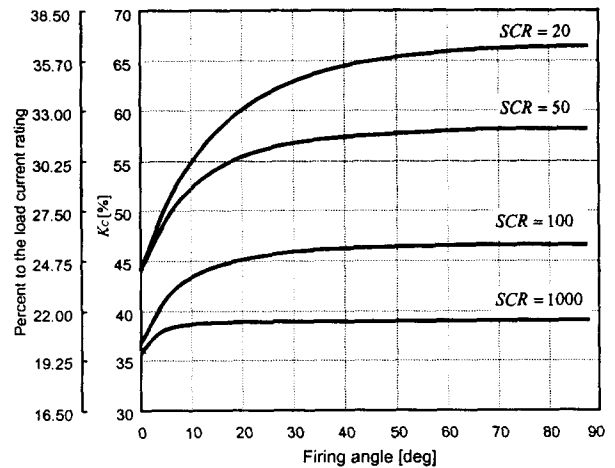


그림 12 전류 THD 규제를 만족시키는 능동전력필터의 최소용량
Fig. 12 Required capacity of active power filter that satisfies current THD limit

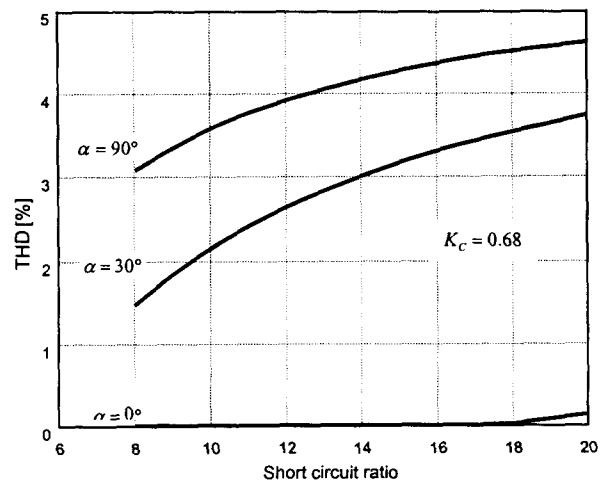


그림 13 THD규제만족 최소용량 적용시 단락비에 따른 전류 THD
Fig. 13 Line current THD vs. short circuit ratio for minimum capacity satisfying THD limit

전원전류 고조파규제는 THD뿐만 아니라 차수별 고조파규제까지 포함하고 있으며 이상에서 구한 전류THD규제를 만족시키는 최소전류용량이 전원전류 고조파규제까지 반드시 만족시킨다고 할 수는 없다. 그림14는 단락비 20이내인 경우 전류THD규제를 만족시키는 최소전류용량을 적용한 경우의 차수별 전류고조파를 표 1에 의한 차수별 규제치와 함께 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 저차고조파들은 규제치 이내로 상당한 여유를 가지고 만족하는 반면 고차고조파들은 규제치를 벗어나고 있다. 이러한 현상은 이 이상의 단락비에서도 유사하게 적용된다. 이로부터 차수별 고조파규제를 만족시키기 위해서는 능동필터의 용량을 THD 규제만을 만족시키는 경우에 비해 증가시켜야 한다. 표2는 전류THD규제를 만족시키는 경우와 차수별 전류고조파규제까지 만족시키는 최소전류용량을 단락비에 따라 나타낸 것이다.

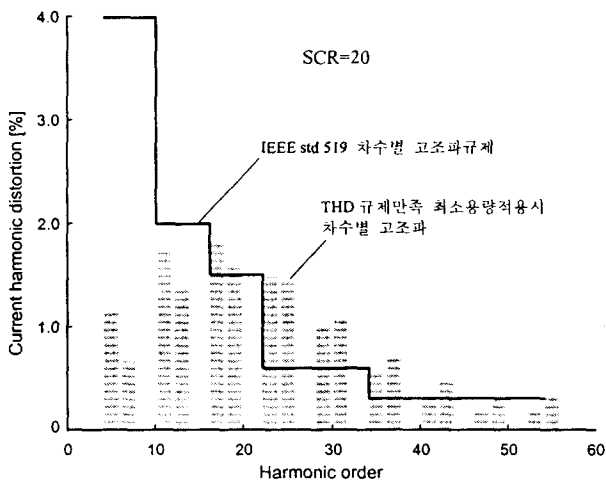


그림 14 THD규제만족 최소용량 적용시 차수별 잔류고조파
Fig. 14 Harmonic current distortion for minimum capacity satisfying THD limit

표 2 IEEE std 519-1992 전원전류고조파규제에 따른 제한전류용량

Table 2 Minimum capacity for harmonic current limit given by IEEE standard 519-1992

단락비	<20	20<50	50<100	100<1000
THD만 고려한 최소전류용량(% K_c)	68	59	47	40
차수별 고조파를 고려한 최소전류용량(% K_c)	85	84	80	60

표 2에서 볼 수 있듯이 전류THD규제만을 고려시 능동전력필터의 전류용량은 단락비에 따라 최소 32%에서 최대 60%까지 용량을 절감할 수 있으며 차수별 고조파규제까지 만족시키려는 경우에도 최소15%에서 최대 40%의 전류용량을 절감할 수 있다. 그러나 차수별 고조파규제를 벗어나는 고조파성분은 17차 이상의 고차성분이므로 비교적 염가로 구현할 수 있는 고대역 수동필터를 함께 적용하는 방식을

취한다면 능동전력필터용량을 THD규제만을 고려한 최소전류용량으로 선정하는 것이 가능하다. 따라서 이 두 가지 방식을 경제성을 고려하여 적절하게 선택한다면 보다 비용 효율적인 결과를 기대할 수 있다.

이상에서 기술한 공간벡터의 조정을 통한 전류의 제한은 기존의 PWM 인버터에서 과변조시 전압벡터를 조정하는 것과 흡사하다. 따라서 여기서 기술한 방법 이외에 PWM 인버터 과변조에서 조정된 전압을 결정하기 위해 적용되는 다양한 방식[12-14]들을 원용할 수 있다. 그러나 능동필터 최대출력전류 제한에 이들 방식을 각각 적용하여 비교한 결과 잔류고조파 특성에는 주목할 만한 성능의 차이를 보이지 않았으므로 그에 대한 결과는 생략하기로 한다.

위에서 능동필터 전단의 전원측 리액턴스는 컨버터의 전류중복에 영향을 미치지 않는 것으로 간주하였지만 실제의 시스템에서는 능동필터 출력에 전류제한을 가하여 전원전류에 잔류고조파가 발생할 경우 전원측의 리액턴스는 제한선을 벗어난 전류성분에 대해서 전류중복을 일으키게 된다. 이는 전원의 잔류고조파를 더 억제하는 효과를 갖기 때문에 위에서 기술한 것보다 능동필터의 최소용량을 더욱 낮출 수 있을 것으로 생각된다. 그러나 그 효과는 본 논문에서 부하전류 및 능동필터전류를 이상적인 파형으로 간주함으로써 생기는 오차를 넘어설 정도로 현저한 것은 아닐 것으로 판단되므로 그 효과는 고려에 넣지 않았다.

5. 결 론

병렬형 능동전력필터가 현실적으로 가장 많이 적용되는 대상은 사이리스터 컨버터부하이다. 따라서 본 논문에서는 사이리스터 컨버터 부하에 병렬형 능동필터를 적용하였을 때 능동필터의 용량에 관련한 제반 사항을 이론적으로 검토하였으며 그 결과를 요약하면 다음과 같다.

1. 이상적인 구형파 전류를 갖는 컨버터의 고조파전류를 완전 보상하기 위해서는 능동필터가 부하컨버터 직류 출력 전류의 55%에 이르는 전류용량을 가져야 한다. 이를 본 논문에서는 능동필터의 기준용량으로 정의하였다.
2. 능동필터 뒷단에 전류리액턴스가 있어서 컨버터의 전류중복이 발생하는 경우 부드러운 전류질함에 의한 전원측 전류파형의 개선은 대부분의 사이리스터 컨버터의 동작 점 호각수준이 30도 이상임을 고려할 때 병렬형 능동전력필터 용량절감에 그다지 영향을 주지 못한다.
3. 능동전력필터가 고조파보상에 추가하여 무효전력 보상을 행할 경우 능동필터에 요구되는 용량은 증가한다. 그러나 부하컨버터가 항상 정격상태로 운전되는 것은 아니므로 부분적으로 부하가 인가된 경우 고조파보상과 아울러 여분의 용량으로 무효전력을 보상하는 것이 가능하다. 예컨대 기준용량으로 설계된 병렬형 능동전력필터는 부하컨버터 직류출력전류가 정격의 43%이하에서 운전되고 있다면 단위역률까지 무효전력 보상이 가능하다.
4. 부하량과 컨버터 점호각에 따라 무효전력 보상에 따른 최대달성가능역률을 해석적인 표현식으로 유도하였다. 이를 통해 부하컨버터의 운전상태에 따른 무효전력 보상범위를 이론적으로 예측할 수 있다.
5. 능동필터의 용량절감을 위한 출력전류 제한의 개념을

도입, 출력전류 제한으로 인해 발생하는 전원의 잔류고조파가 고조파규제 한계를 만족하는 최소용량을 산정하였다. 여기서 고조파규제 한계는 IEEE std 519-1992의 권고치를 적용하였다.

6. 단락비에 따른 전류THD규제를 고려하여 전류제한을 행하였을 때 기준용량대비 최소32%에서 최대60%의 전류용량을 절감할 수 있으며 차수별 전류고조파 규제까지 고려한 경우 최소15%에서 최대40%까지의 전류용량을 절감할 수 있음을 보였다.

이상의 연구 결과 전류제한을 통해 능동필터의 용량을 적절한 수준으로 제한함으로써 병렬형 능동필터의 가장 큰 약점인 큰 요구용량과 그에 따른 고비용의 문제를 상당량 완화시킬 수 있으며 여기에 운전한계 이내에서 무효전력 보상 기능을 추가함으로써 그 효율성을 확대한다면 병렬형 능동필터의 적용가능성을 한층 높일 수 있을 것으로 기대된다.

본 연구는 광운대학교 학술연구비지원에 의해 이루어졌음.

참 고 문 헌

[1] L.Gyugyi and E.C.Strycular, "Active ac power filters," in Conf. Rec. 1976 IEEE-IAS Ann. Meet., pp.529-535.

[2] H.Akagi, N.Nabae, and S.Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converter," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.IA-22, no.3, pp.460-465, May/June 1986.

[3] B.Acharya, D.M.Divan, R.W.Gascoigne, "Active power filters using resonant pole inverters," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.IA-28, no.6, pp.1269-1276, 1992.

[4] F.Z.Peng, H.Akagi, and A.Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems," in Conf. Rec. 1988 IEEE-IAS Ann. Meet., pp.874-880.

[5] T.Thomas, K.Haddad, G.Joos, and A.Jaafari, "Design and performance of active power filters," IEEE Ind. Appl. Magazine, Sep./Oct. pp. 38-46, 1998.

[6] S.Bhattacharya, A.Veltman, D.M.Divan, R.D.Lorenz, "Flux based active filter controller," in Conf. Rec. 1995 IEEE-IAS Ann. Meet., pp.2483-2491.

[7] B.S.Malesani L,Mattavelli P,Veronese, "Design and fully digital control of parallel active filters for thyristor rectifiers to comply with IEC-1000-3-2 standards," in IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.34, no.3, pp.508-517, May/June, 1998.

[8] S.Bhattacharya, T.M.Frank, D.M.Divan, B.Banerjee, "Active filter system implementation," in IEEE Ind. Appl. Magazine, vol.4, no.5, pp.47-63, Sept./Oct., 1998.

[9] S.Bhattacharya, T.M.Frank, D.M.Divan, B.Banerjee, "Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems," in Conf. Rec. 1996 IEEE-IAS Ann.

Meet., pp.1032-1039.

[10] N.Mohan, T.M.Undeland and W.P.Robbins, Power Electronics—Converters, Applications, and Design, 2nd ed., 1995.

[11] ANSI/IEEE Std. 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for harmonic control in Electric Power Systems.

[12] T.G.Habetler, F.Profumo, M.Pastorelli, and L.M.Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.28. no.5, pp.1045-1053, 1992.

[13] D.R.Seidl, D.A.Kaiser, and R.D.Lorenz, "One-step optimal space vector PWM current regulation using a neural network," in Conf. Rec. 1994 IEEE-IAS Ann. Meet., pp.867-874.

[14] J.Seok and S.Sul, "A new overmodulation strategy for induction motor drive using space vector PWM," 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC'95) Conf. Rec., pp.211-216, 1995.

부록—최대달성가능역률의 표현식

능동필터의 최대 침투전류가 기준정격전류와 같은 상태로 운전될 때 어떤 점호각 α 에 대하여 부하전류가 변화함에 따라 그 동작상태는 그림 A1 상에서 영역 I, II, III 중의 하나에 있게 된다. 그림 A1에서 영역을 구분하는 맨 위의 곡선은 그림 6에서 $PF=1$ 인 곡선에 해당하며 이를 '단위역률경계'라 부르기로 한다. 만일 동작점이 이 곡선의 위쪽에 있게 되면 (영역 I) 역률을 1로 유지할 수 있고 아래쪽에 있게 되면 최대역률이 1보다 낮아지며 이때의 역률은 동작점을 통과하는 최대전류곡선에 해당하는 역률이 된다. 그 아래의 영역은 다시 영역 II와 영역 III으로 나뉘어지는데 이들을 구분하는 경계선은 능동필터의 전류파형에서 I_{2-} 와 $-I_{1-}$ 가 일치하는 동작상태를 나타내고 있다. 영역 II에서

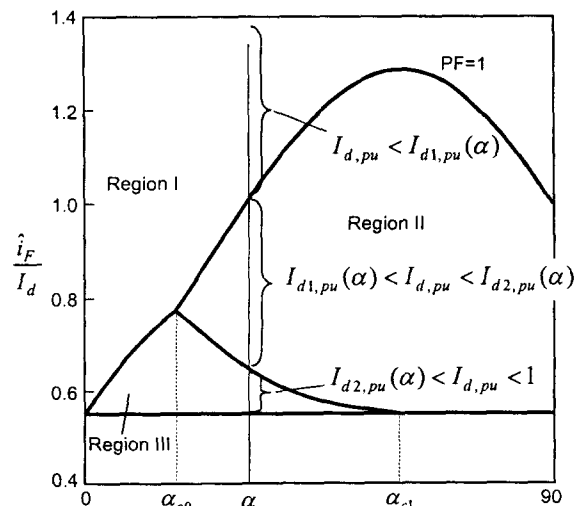


그림 A1 능동필터의 동작영역구분
Fig. A1 Regions of active power filter operation

는 능동필터의 최대전류가 I_{2-} 에 의해, 영역 III에서는 $-I_{1-}$ 에 의해 각각 결정되며 이에 따라 최대가능역률의 표현식이 달라진다. 따라서 이를 '최대치교차경계'라 부르기로 한다. 그리고 맨 아래의 직선은 부하전류가 정격전류인 상태 ($I_{d,pu} = 1$)를 나타낸다.

그림 A1의 영역구분을 사용하여 아래에서는 컨버터 점호각을 기준으로 부하율에 따른 최대가능역률의 표현식을 구하도록 한다.

동작점이 영역 II에 있게 되면 동작점을 통과하는 최대전류곡선에 대한 역률, 즉 그 조건에서의 최대역률은 식 (12), (13), (16), (19), (27)로부터 다음과 같이 연립하여 구해진다.

$$\frac{\sqrt{3}/\pi}{I_{d,pu}} = \frac{I_{2-}}{I_d}$$

$$= 1 - a \cos \alpha \sin(\alpha + \frac{5\pi}{6}) - a \frac{\sqrt{1-PF^2}}{PF} \cos \alpha \sin(\alpha + \frac{\pi}{3})$$

$$(a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi}) \tag{A1}$$

$$\text{즉 } PF_{\max} = \frac{1}{\sqrt{1+K^2}} \tag{A2}$$

$$K = \frac{1/a - 1/(2I_{d,pu})}{\cos \alpha \sin(\alpha + \pi/3)} - \frac{1}{\tan(\alpha + \pi/3)} \tag{A3}$$

그리고 동작점이 영역 III에 있을 때의 최대역률은 식 (12), (13), (14), (18), (27)로부터 다음과 같이 연립하여 구해진다.

$$\frac{\sqrt{3}/\pi}{I_{d,pu}} = \frac{-I_{1-}}{I_d}$$

$$= a \cos \alpha \sin(\alpha + \frac{\pi}{6}) + a \frac{\sqrt{1-PF^2}}{PF} \cos \alpha \sin(\alpha - \frac{\pi}{3})$$

$$\tag{A4}$$

$$\text{즉 } PF_{\max} = \frac{1}{\sqrt{1+K^2}} \tag{A5}$$

$$K = \frac{1/(2I_{d,pu})}{\cos \alpha \sin(\alpha - \pi/3)} - \frac{1}{\tan(\alpha - \pi/3)} \tag{A6}$$

다음으로 주어진 점호각에서 위의 식들이 적용되는 부하량의 범위를 나타내기 위해 영역간의 경계에 해당하는 부하량을 나타내는 표현식을 구하도록 한다. 먼저 영역 II 위쪽의 단위역률경계에 대한 부하량은 식 (A1)에서 역률을 1로 놓고 그에 대한 $I_{d,pu}$ 를 구함으로써 얻어진다.

$$I_{d,pu} = \frac{1}{\pi/\sqrt{3} - 1/2 + \sin(2\alpha - \pi/6)} \tag{A7}$$

영역 III 위쪽의 단위역률경계에 대한 부하량은 식 (A4)에서 역률을 1로 놓았을 때의 $I_{d,pu}$ 가 된다.

$$I_{d,pu} = \frac{1}{1/2 + \sin(2\alpha + \pi/6)} \tag{A8}$$

그리고 영역 II와 III 사이의 최대치교차경계에 대해서는 먼저 본문의 식(21)을 이용하여 경계점에서의 역률을 구하고 이를 식 (22)에 대입, 해당 지점에서의 부하량 $I_{d,pu}$ 를 구한다.

$$PF = \frac{\sin 2\alpha}{\sqrt{1+h^2-2h\cos 2\alpha}} \quad (h = \frac{\pi}{\sqrt{3}} - 1) \tag{A9}$$

$$I_{d,pu} = \left[\frac{\pi}{2\sqrt{3}} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{PF} (\sqrt{1-h^2PF^2} - \sqrt{1-PF^2}) \right]^{-1}$$

$$\tag{A10}$$

이 최대치교차경계는 그림 A1에서 보다시피 α_0 에서 α_{cl} 까지의 범위에서만 나타난다. α_0 는 본문의 식 (23)에 주어져 있으며 α_{cl} 은 식 (A10)으로 표현되는 경계점에서의 부하량이 정격부하에 도달할 때에 해당하므로 (A10)에 $I_{d,pu} = 1$ 을 대입, 역률을 먼저 구하고 그 역률을 만족하는 점호각을 식 (A9)로부터 구함으로써 얻어진다. 그 결과는 다음과 같다.

$$PF = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\frac{\pi^2}{3} - \frac{\pi}{\sqrt{3}} + 1 \right]^{-\frac{1}{2}} = 0.550 \tag{A11}$$

$$\alpha_{cl} = \frac{1}{2} [\cos^{-1} hPF + \cos^{-1} PF] = \frac{\pi}{3} \tag{A12}$$

이상으로부터 구해진 최대역률 및 경계점에서의 부하량에 대한 표현식으로부터 기준부하로 설계된 능동필터로 달성가능한 최대역률 특성을 요약하면 다음과 같다.

1. $\alpha < \alpha_0$ 인 경우

$$I_{d,pu} < I_{d1,pu} \text{ 일 때: } PF_{\max} = 1$$

$$I_{d1,pu} < I_{d,pu} < 1 \text{ 일 때: 식 (A5), (A6)}$$

여기서 $I_{d1,pu}$ 는 식 (A8)로 주어진다.

2. $\alpha_0 < \alpha < \alpha_{cl}$ 인 경우

$$I_{d,pu} < I_{d1,pu} \text{ 일 때: } PF_{\max} = 1$$

$$I_{d1,pu} < I_{d,pu} < I_{d2,pu} \text{ 일 때: 식 (A2), (A3)}$$

$$I_{d2,pu} < I_{d,pu} < 1 \text{ 일 때: 식 (A5), (A6)}$$

여기서 $I_{d1,pu}$ 는 식 (A7)로, $I_{d2,pu}$ 는 식 (A9)와 (A10)으로 주어진다.

3. $\alpha_{cl} < \alpha < \pi/2$ 인 경우

$$I_{d,pu} < I_{d1,pu} \text{ 일 때: } PF_{\max} = 1$$

$$I_{d1,pu} < I_{d,pu} < 1 \text{ 일 때: 식 (A2), (A3)}$$

여기서 $I_{d1,pu}$ 는 식 (A7)로 주어진다.

저 자 소 개



박 노 중 (朴 魯 中)

1972년 12월 15일 생. 1998년 광운대 전기공학과 졸업. 1998년~현재 동 대학교 전기공학과 석사과정



정 승 기 (鄭 勝 基)

1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1984년 및 1988년에 동 대학원 전기공학과 석사와 박사과정 졸업(공학). 1987년~현재 광운대 전기공학과 교수. 주 관심분야는 능동전력필터와 무효전력의 보상 및 전력계통에서의 전력품질 개선, 서보제어시스템 등

Tel : 940-5146

E-mail : sgjeong@daisy.kwangwoon.ac.kr