

반도체 전력변환장치와 고조파 저감대책

崔 圭 夏
(建國大 工大 教授)

■ 차 례 ■

- 1. 서 론
 - 2. 반도체 전력변환장치의 고조파 발생특성
 - 3. 고조파 영향
 - 4. 고조파의 저감대책
 - 4.1 수동필터
 - 4.2 상수증대법
 - 4.3 자속보상식 필터
 - 4.4 능동필터
 - 4.5 제어방식 변경
 - 5. 맺는 말
- 참고문헌

1 서 론

1890년대 이후 교류가 상용전원으로 사용되기 전까지 전원계통에서 고조파로 인한 문제는 전혀 발생되지 않았다. 전기는 처음 battery와 같은 일정직류에서 시작되었으며 당시 모든 분야에서 직류를 사용하였다. 그러나 전등과 같은 부하가 증가하면서 선로의 손실이 증대되어 직류배전의 문제점이 나타나기 시작하였다. 이때 구리가격까지 폭등하자, 교류의 변압이 가능한 변압기의 출현과 동력원인 교류전동기의 발명에 힘입어 상용전원으로 교류가 채택되기 시작하였다.¹⁾

그러나 전기도금, 전기분해와 같은 전기화학 공정에는 여전히 대용량의 직류전력이 필요하였고 따라서 상용전원의 교류를 용도에 맞는 직류로 변환시켜야 했다. 처음에는 교류전동기로 직류발전기를 회전시켜 발전된 직류를 사용하였으나 이러한 M-G set는 부피 및 크기가 크고 설비가 높으며 끊임없는 보수가 필요하였다. 최초의 전기적 정류장치는 전동기로 cam을 구동시

켜 스위치의 개폐시점을 조정하는 기계식 인데 각 스위치의 개폐시점을 정확하게 맞추기 어려울 뿐만 아니라 불꽃발생으로 접점이 마모되므로 계속적인 보수가 필요하였다. 이러한 기계식 정류기는 뒤에 정지형 전력변환장치(static power converter)인 수은 정류기로 대체되었고 이는 종래의 기계적 장치에 비해 제어가 용이하며 효율이 높을 뿐만 아니라 가격·부피 및 보수면에서 뛰어나기 때문에 직류를 사용하는 분야 특히 전기화학공정에 주로 이용되었다.²⁾

정지형 전력변환장치의 근본적인 문제는 교류 전원계통의 역률저하와 고조파의 발생이었다. 보고된 최초의 문제는 미국의 Salt Lake시의 한 구리정련소에서 일어났는데, 정류기의 운전중 진화선로에 발생하는 심한 잡음이었다. 뒤이어 캐나다의 동부 광산지역에서 마찬가지로의 현상이 일어났고 그 원인은 고조파로 인한 전화선로의 유도장해로 밝혀졌다. 그로 인해 고조파의 연구에 대한 중요성이 인식되고 지금까지 많은 연구가 이루어져 왔다.^{3)~5)}

1957년 GE사에서 SCR이라는 상품명으로 Thyristor가 개발되면서 수은정류기에 비하여 특

성이 우수한 여러 반도체 전력변환장치들이 개발 및 보급되기 시작하였다. 그리고 반도체 기술의 발달로 소자들의 용량이 증대되며 또 POWER Transistor, GTO, MOSFET 등의 새로운 소자들이 개발되어, 다양한 장치들에 이용되고 있다. 또한 전력변환기술도 급속도로 발전되고 있을 뿐만 아니라 특히 마이크로 컴퓨터의 도입으로 그 기술의 발전이 더 한층 가속되고 있다. 그러나 그에 반해 교류전원계통에는 반도체 전력변환장치가 수은 정류기를 대신하여 고조파 발생원으로 재등장하여 고조파 발생 및 역률 저하의 문제를 일으키고 있다. 따라서 현재 고조파에 대한 대부분의 연구가 반도체 전력변환장치를 그 대상으로 하고 있으며 멀지 않은 미래에 매우 심각한 문제로 대두될 것으로 예측하고 있다. 이와 관련하여 본 소고에서는 반도체 전력변환장치에 의한 고조파의 발생과 교류 계통에 미치는 영향을 살펴보고 그에 관한 대책들을 조사해 보고자 한다.

② 반도체 전력변환장치의 고조파 발생특성

다이리스터를 이용한 전력변환장치는 현재 전동기의 가변속제어장치, 각종전원장치 등의 전력용기에 많이 이용되고 있으며 그 생산성이나 품질이 향상되고 있을 뿐만 아니라 고효율장치에 이르기까지 그 활용도 점차 확대되고 있다. 이러한 전력변환장치는 그림 1과 같이 스위치 작용으로 주어진 입력으로부터 원하는 출력을 변환해내며 스위치의 동작방법에 따라

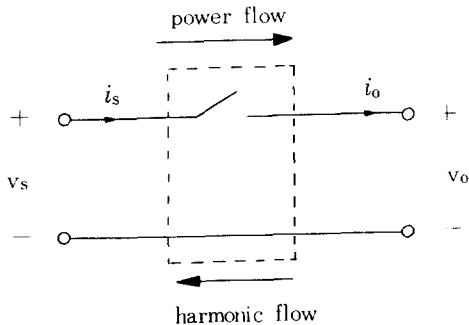


그림 1. 전력변환장치

출력의 형태를 변환시킨다. 이때 입력 전류 i_s 에는 급격한 변화가 나타나고 따라서 교류측에는 고조파가 발생된다. 다시 말하면 반도체전력변환장치는 부하에 대해서는 가변전원으로 동작하지만 교류전원측에 대해서는 고조파원으로 작용한다. 장치의 스위칭 방법, 또는 사용되는 전력변환회로에 따라 i_s 가 갖는 파형 또는 i_s 내에 함유되는 고조파의 양이 달라지며 대표적인 전력변환장치의 종류에 대한 파형과 발생 고조파의 차수는 표1에 나타내내로이다.

정류기의 입력전류와 같이 구형파전류로 흐르는 경우 기본파와 I_1 에 대한 고조파의 실효치 I_n 의 비는 그림 2에 나타내었고 특성고조파의 차수 $n=5, 7, 11, 13$ 에 대해 점호각 α 와 중복각 μ 를 변화시킨 경우로 표현하였다. 그리고 인버터는 여기서 나타내지 않았으나 정류기를 포함하고 있으므로 그림 2의 정류기의 경우에 해당된다고 할 수 있다. 그림 3은 교류전압조정기에 의한 고조파전류의 관계를 나타내고 있고 정지형 무효전력보상기에 의해 발생하는 고조파도 여기에 해당된다. 이상의 각 경우에는 보면 전반적

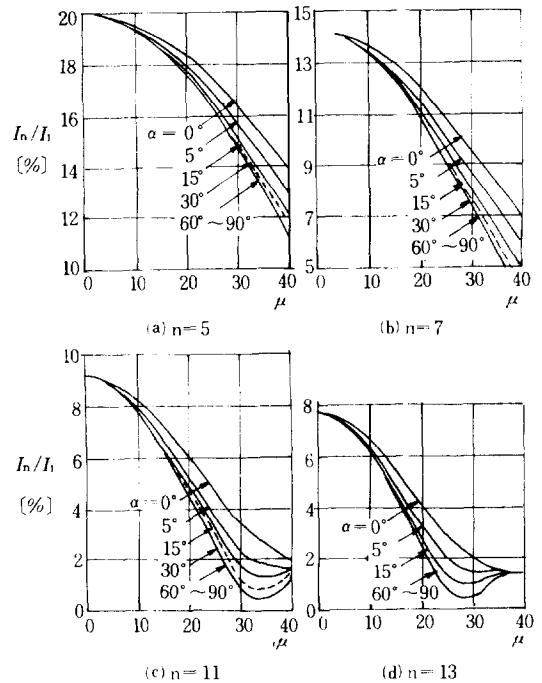


그림 2. 정류기에 의한 고조파전류의 변화

으로 발생고조파의 실효치는 차수에 반비례하고 있음을 알 수 있다.^{6)~7)}

$$I_n = I_1 / n \quad (1)$$

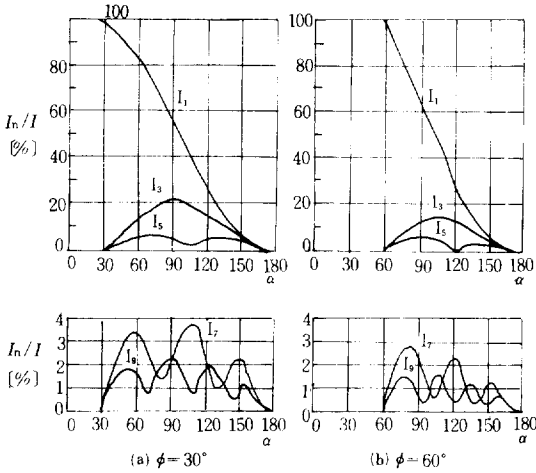
이러한 고조파를 특성고조파(characteristic harmonic)라 하며 반도체 전력변환장치의 정상운전시 발생하는 고조파를 말하고 차수는 정류기

일 경우 식(2)과 같이 정류기의 상수에 연관되는 값으로 표현된다. 그리고 부하의 과도상태나 전원의 불평형 등으로 발생하는 비정상적인 고조파는 비특성고조파(noncharacteristic harmonic)라 한다. 이상의 정류기, 인버터 및 사이클로콘버터 외에도 계통의 비선형 부하 즉 고조파 발생원들은 그 종류와 형태가 매우 다양한

표 1. 반도체 전력변환장치에 대한 교류전원측 전류파형과 발생고조파

종 류	회 로	입력전류파형	발생고조파의 차수 및 크기	
정 류 기	단 상 전 파			$n = 4k \pm 1$ I_n/I_1 : 그림 2 참조
	3 상 전 파			$n = 6k \pm 1$ I_n/I_1 : 그림 2 참조
	중복 Y			$n = 6k \pm 1$ I_n/I_1 : 그림 2 참조
교류전압조정기	단 상			$n = 4k \pm 1$ I_n/I_1 : 그림 3 참조
	3 상			$n = 6k \pm 1$ I_n/I_1 : 그림 3 참조
사이클로콘버터	전압형			$n = (6k \pm 1) \pm 6m \text{ fo/fs}$ (fo : 출력주파수, fs : 전원주파수)
	전류형			$n = 6k \pm 1$ I_n/I_1 : 그림 2 참조

(k 및 m은 정수임)



($I : \alpha = 0$ 일때의 실효치)

그림 3. 교류전압조정기에 의한 고조파전류의 변화

데 현재 고조파 발생원으로 간주되는 것과 그 발전추이로 보아 장차 새로운 고조파의 발생원이 될 것으로 예측되는 것을 열거해 보면 다음과 같다.^{8), 9)}

- 1) 포화 상태의 변압기, 회전기
- 2) 전기로 및 전기용접기
- 3) (수은)정류기, 인버터, 사이클로콘버터 등과 같은 정지형 전력변환장치
- 4) 각종의 전동기 제어장치 및 고효율 운전장치
- 5) 정지형 무효전력 보상기(SVC)
- 6) 직류고압송전
- 7) 충전용 배터리를 갖는 전기운반차
- 8) 직접에너지변환시스템(MHD발전, 풍력 및 태양열발전 등)

3 고조파의 영향

교류전원에는 여러형태의 부하들이 연결될 수 있고 전원이 순수한 정현파일지라도 부하가 비선형성을 가지면 전류는 비정현파로 흐르고 그때 나타나는 고조파 전류는 전원측으로 유입되어 계통의 리액턴스에 전압강하를 일으키므로

결국 교류전압의 왜형(distortion)까지 초래한다. 왜형된 전압은 다른 부하에 인가되므로 그 부하내에 새로운 고조파 전류를 흐르게 한다.

교류전원 계통에 존재하는 고조파는 계통의 회로적 특성, 측정위치 및 부하의 성질 등에 따라 매우 달라지며, 대체로 계통에 크게 영향을 주는 고조파의 주파수 범위는 5 KHz 이하로 보고 있다.⁸⁾ 이러한 고조파로 인해 교류계통에는 다음의 문제점들이 발생된다.^{5), 8), 9)}

- 1) 통신선로의 유도장해 및 TV등의 신호 장애
- 2) 회전기의 가열, 토오크 맥동 및 기계적 진동 발생
- 3) 역률보상용 커패시터의 손상
- 4) 병렬공진으로 인한 계통의 과전압, 과전류 발생
- 5) 과전압에 의한 전력케이블의 절연파괴
- 6) 보호계전기의 오동작 및 계측기류의 오차 유발
- 7) 반송파를 이용하는 반송파계통의 오동작
- 8) 반도체 제어장치의 오동작 및 영전압 검출회로를 갖는 점호신호의 불안정

4 고조파의 저감대책

1920년대 후반에서 30년대 초반에 걸쳐 고조파 문제의 중요성이 부각되면서 고조파에 대한 연구 및 대책이 강구되었으며 그중 최초의 연구는 1933년 E. W. Schilling이 220KV송전선로에서의 고조파현상을 조사한 것으로 그 연구결과는 지금까지 유효한 것으로 보고 있다. 당시 제품생산자들의 고조파에 대한 대책은 고조파에 강한 장치를 개발한다든지 통신선로의 경우 연가시키거나 차폐시킴으로써 유도장해를 줄이도록 하는 정도이었다. 그후 변압기의 결선에 의해 고조파를 제거하는 방법도 제시되었다. 이러한 대책은 근본적이라기 보다는 특수한 경우에 다른 것이며 가장 대표적인 고조파 저감대책은 아래와 같다.^{3), 5), 8), 9), 10)}

4.1 수동필터(Passive filter)

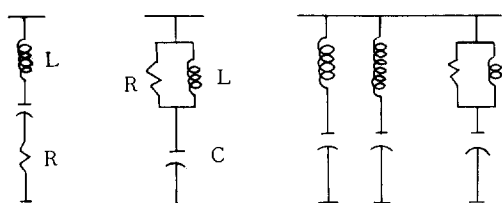
가장 일반적으로 사용되는 방법으로 그림 4와 같이 R, L 및 C로 구성되며 그 크기는 제거하고자 하는 고조파의 주파수에서 직렬공진이 발생되도록 설정한다. 경제성과 특수성을 고려하여 이 3가지의 종류중에 하나를 선정하면 된다. 한대의 필터는 하나의 차수에 대한 고조파만을 제거시키므로 제거하고자 하는 고조파의 수를 증대시키려면 필터수도 같이 늘려야 한다. 각 필터에는 고조파는 물론 기본파 전류도 흐르므로 설계시 용량을 약간 증대시켜야 한다. 보통 필터는 Y결선으로 하고 중성점을 접지시키며 17차

고조파 이상은 하나의 고역통과필터로 대신한다. 그리고 그림 5는 동조필터와 2차형 고역필터의 주파수에 대한 임피던스 특성을 나타낸다.

이러한 수동필터는 고조파를 제거할 뿐 아니라 무효전력도 아울러 보상하는 특징이 있으나 일반적으로 설비비가 매우 높고 전원 주파수나 시간에 따른 L, C 값의 변동으로 공진점이 이동되며, 고조파의 증대로 과부하가 되는 단점을 갖는다.

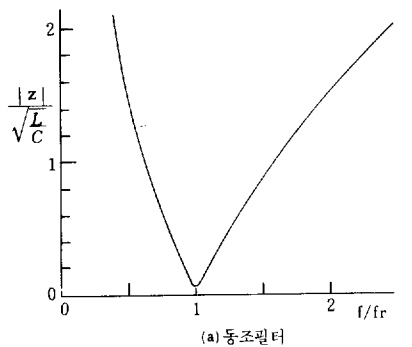
4.2 상수 증대법 (phase multiplication)

상수 증대법에서는 지그재그 (Zig-Zag) 변압기 등과 같이 위상의 변위가 가능한 변압기를 사용하고 각 변압기의 권선비를 조정하여 정현파에 가깝게 한다. 그림 6과 같이 6상 정류기를 기본단위로 12상, 24상, 32상 등으로 상수를 증대하면 교류입력전류는 다단상태로 되고

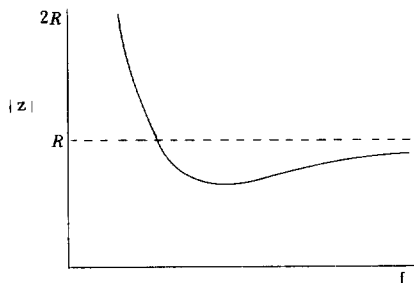


(a) (b) (c)

그림 4. 수동필터의 종류

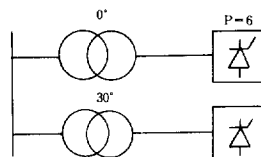


(a) 동조필터

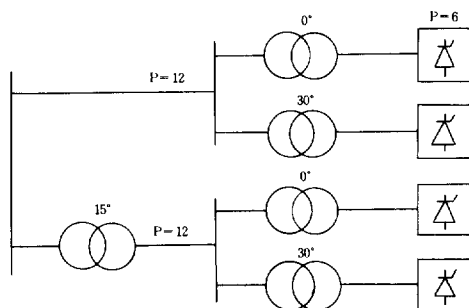


(b) 2차형 고역통과 필터

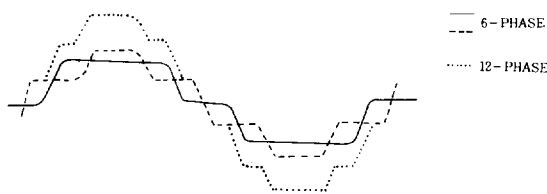
그림 5. 필터의 임피던스 특성



(a) 12상 콘버터



(b) 24상 콘버터



(c) 교류 입력 전류

그림 6. 상수증대법

따라서 정현파에 근사시켜 고조파발생을 억제하는 방법이다. 이때 상수가 P라 할때 정류기의 교류전류에 존재하는 고조파전류의 실효치 I_n 은 식(1)과 같이 차수 n와 반비례하며 차수 n는 또한 다음과 같이 상수 P에 따라 달라진다.

$$n = kP \pm 1 \quad (k = 1, 2, 3, \dots) \quad (2)$$

즉 상수를 크게할 수록 존재하는 특성고조파의 최저차수가 상승되고 따라서 고조파의 저감효과를 가진다. 이러한 상수 증대법은 각 정류기가 평형부하상태로 운전될때 고조파저감특성은 매우 우수하다. 그러나 전원측의 임피던스 때문에 전류의 중복현상이 생기고 각 정류기의 점호각이 완전히 일치하지 않는 등의 문제 때문에 보통 상수를 24상 이하로 제한한다.

이 방식의 고조파 상쇄효율은 제어회로의 정확성과 정류회로의 평형상태에 크게 좌우될 뿐 아니라 정류기를 제외한 다른 형태의 부하일 경우는 전혀 적용할 수 없는 단점을 가진다. 또한 상수를 증대하려면 많은 변압기가 필요하고 또한 표 2에서 보는 바와 같이 실지로 낮은 차수의 비특성 고조파도 나타나므로 부수적으로 수동 필터를 추가한다. 따라서 경제적으로나 제작 및 적용상 어려운 점이 많다.

4.3 자속보상식 필터(Magnetic compensation filter)

자속보상식 필터^{11, 12)}는 넓은 의미로 다음에 설명할 능동필터로 포함시킬 수 있으나 여기서는 따로 분리하여 살펴 보기로 한다. 이 방법은 자속보상원리에 기초하고 있으며 보상자속은 그림 7과 같이 제3 권선 N3에 보상전류를 주입

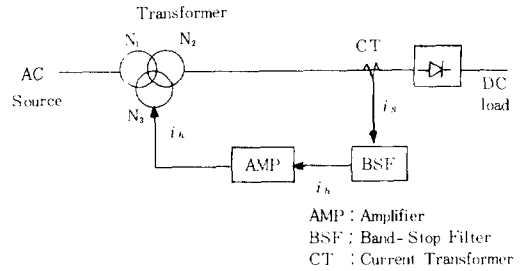


그림 7. 자속보상식 필터의 블럭선도

할때 변압기의 철심상에 나타난다. 즉 2차권선 N2에 존재하는 고조파전류에 의해 철심에는 고조파 자속이 발생되고 이를 철심내에서 상쇄하도록 보상자속을 발생시킨다. 이 보상자속을 얻기위해 N3로 흘려주어야 하는 보상전류 즉, 고조파 상쇄전류가 필요하며 따라서 자속보상식 필터방식에서는 전류의 검출기 CT 및 BSF, AMP 등이 필요하게 된다. BSF를 거쳐 검출된 교류전원전류로부터 고조파전류 만을 추출해내고 그 고조파를 증폭시킨다.

이때 고조파 파형을 정확하게 구하는 것은 무엇보다도 중요하고 자속보상식필터의 특성을 좌우한다. 이 방법은 고조파를 제거하는 지금까지에 비해 새로운 개념의 한 방법으로 정상상태 및 과도상태에도 좋은 특성을 발휘한다. 그러나 제3 권선의 변압기를 사용해야 하고 전류증폭기에 고전압이 걸리지 않도록 제4 권선도 추가해야 한다. 또한 추출된 고조파 신호를 증폭해야하는 점도 이방법을 실현하는 난점 중에 하나가 된다.

4.4 능동필터(Active filter)

능동필터는 수동필터와는 달리 보상전원을 사용하여 교류측의 고조파를 상쇄시키는 방법이

표 2. 정류기의 상수증대에 따른 고조파 성분의 변화

상수P \ 차수n	I_n / I_1 [%]							
	5	7	11	13	17	19	23	25
6	17.5(20)	11.1(14)	4.5(9.1)	2.9(7.7)	1.5(5.9)	1.0(5.3)	0.9(4.3)	0.8(4.0)
12	2.6*	1.6*	4.5	2.9	0.2*	0.1*	0.9	0.8
18	2.6*	1.6*	0.7*	0.4*	1.5	1.0	0.1*	0.1*
24	2.6*	1.6*	0.7*	0.4*	0.2*	0.1*	0.9	0.8

(*표는 비특성고조파를 나타냄, ()숫자는 이론치임)

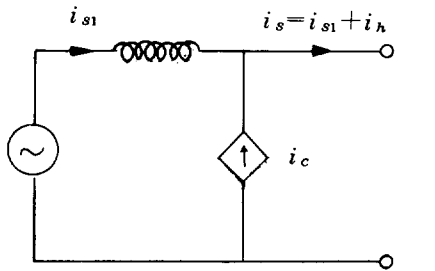
다.^{13)~16)} 만약 전원 측의 고조파전류 i_h 를 상쇄시키려 한다면 보상전류원 i_c 를 그림 8-a와 같이 연결한다. 즉 교류전원측의 비정현파 i_s 는 기본파 i_{s1} 과 고조파 i_h 로 나뉘고

$$i_s = i_{s1} + i_h \quad (3)$$

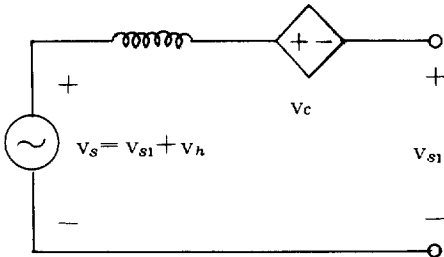
i_h 는 제거되어야 하므로 보상전류 i_c 가 다음의 조건이 만족되도록 설정된다면

$$i_c = i_h \quad (4)$$

교류계통에는 완전히 고조파가 상쇄되고 순수한 정현파의 전류로만 남게된다. 이러한 보상전류원 i_c 가 곧 능동필터이며, 전류원이므로 전류형 능동필터라 불린다. 그리고 그림 8-b는 교류측의 고조파 전압과는 반대방향으로 보상전압원 v_c 가 연결되어있고 고조파전압을 보상하는 전압형 능동필터를 나타낸다. 이상의 능동필터는 식(4)를 만족하는 보상전류나 전압을 어떠한 조건에서라도 발생할때 완전한 고조파 상쇄가 가능하며 그와 같은 보상전원은 그림 9의 블럭선도로 얻을 수 있다. 이는 앞의 자속 보상식과 거의 같으며 단지 증폭된 보상전류를 자속으로 변환하지 않고 직접 교류계통으로 가해진



(a) 전류형

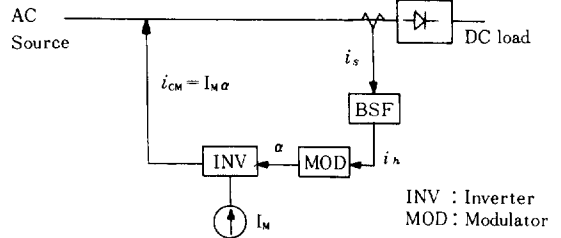


(b) 전압형

그림 8. 능동필터

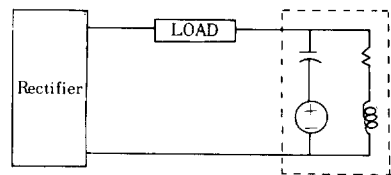
다는 것이 다르다. 그러나 사실상 power를 증폭하는 일은 대단히 어려운 일이므로 실제로는 PWM 기법을 사용한 인버터로 구성하며 그 power amplifier의 실질적인 구성에 따라 능동필터를 분류하게 된다.

능동필터는 비단 교류전원측 뿐만아니라 rectifier의 직류측이나 인버터의 출력측에도 적용할 수 있다.¹³⁾ rectifier의 직류측은 항상 맥동전류가 나타나며 이를 제거하여 일정 직류로 하기 위해 보통 L, C의 수동필터를 사용한다. 그러나 이러한 수동필터 대신에 그림 10-a의 같이 R, L, C 및 능동소자를 사용한 능동필터를 생각할 수 있다. 이러한 능동필터의 대치가 의미있는 것은 기존의 passive filter에 비해 C를 약 1/10 정도도의 크기로 줄일 수 있고 동일 맥동율의 조건

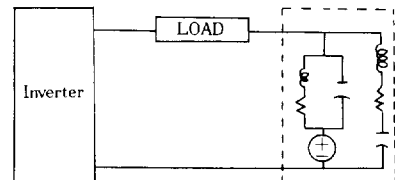


INV : Inverter
MOD : Modulator

그림 9. 능동필터의 동작원리도



(a) DC filter



(b) AC filter

그림 10. 능동필터의 응용예

에서 필터에 축적되는 에너지가 1/50 정도로 줄어들기 때문에 훨씬 유리해진다. 뿐만 아니라 rectifier가 감당해야 하는 전류가 일정 부하에서 수동필터의 경우에 비해 작아진다.

그림10-b는 인버터의 출력측에 연결된 능동필터로서 구형파의 교류를 순수한 정현파로 만들어 준다. 이것 역시 수동필터일 경우에 비해 일정 과형율의 조건에서 취급되는 무효 전력이 약 1/5정도로 줄어드는 장점을 가진다.

4.5 제어방식 변경^{17), 18)}

지금까지 언급한 수동필터와 능동필터 방식들은 모두 별도의 장치를 부착하여 반도체 전력변환장치에 의해 발생하는 고조파를 제거하는 것이었다. 그러나 반도체 전력변환장치가 輻流 능력을 갖는 소자들로 구성된다면 그 제어방식을 수정하여 전력변환장치와 필터의 두 역할을 동시에 수행하도록 할 수 있다. 즉 주어진 교류전원으로 변환될 수 있는 출력의 형태는 직류 또는 교류 뿐이며 만약 v_o 가 교류라면 즉 부하측에서 요구되는 전력을 공급하되 교류전력측에는 고조파를 발생시키지 않는 방법으로 전력변환장치를 제어한다. 그러한 제어방식을 하나의 함수 H로 나타낸다면 H는 그림 1에서부터

$$H = v_o / v_s \tag{5}$$

로 표현된다. 이때 주어진 교류입력전원 v_s 에 대해 얻을 수 있는 출력전압 v_o 의 형태는 직류 또는 교류 뿐이다. 만약 v_o 를 순수한 정현파로 변환시킨다면 H는 일정 상수로 되어 마치 변압기와 같은 관계를 갖는 제어기법이 필요하게 되고 v_o 가 맥동이 없는 일정 직류라면 H는 arc sine의 관계로 표현되고 그에 해당되는 제어기법을 찾으려 된다. 이러한 제어기법들은 전력변환장치가 하나의 스위치이므로 PWM 방식으로 주어지는 것이 상례이다. 이론적으로 이러한 기법들을 구할 수 있으나 실지로는 반도체 소자들의 스위칭 한계로 완벽하게 실현할 수는 없다. 그리고 이러한 기법들은 어디까지나 전력을 제어하는 주된 기능에 고조파의 발생을 억제하는 보조기능이 첨가된 것이므로 실지 전력변환장치

에서는 입력단 또는 출력단에 요구되는 필터의 용량을 줄이기 위한 한 방안으로 고려되고 있다.

5 맺는 말

근래에 와서 대부분의 부하에서는 공급전력의 변환이나 제어에 있어 정밀성을 요구하고 있으며 이에 연관되어 다이리스티 등을 이용한 반도체 전력변환장치들이 많이 쓰이고 있다. 이러한 전력변환장치들이 교류전원계통에 연결되면 고조파전류가 흐르게 되고 그로써 전압의 왜형을 초래한다. 왜형된 교류전원은 다른 부하에 많은 악영향을 끼치며, 이미 선진각국에서는 교류계통이 고조파에 관해 활발히 연구되고 있으며 1990년에 상당히 심각해 질 것으로 예측하고 있다. 여기서는 이러한 문제점과 대책에 대한 기존의 연구결과를 아주 간략히 요약한 정도에 지나지 않는다. 그러나 이러한 줄고가가 국내의 고조파연구에 약간의 관심이라도 불러 일으킬 수 있는 작은 계기라도 되었으면 한다.

참 고 문 헌

- 1) J. D. Ryder and D. G. Fink, Engineers & Electron, IEEE Press 1984.
- 2) IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power systems Analysis, ANSI/IEEE std 399-1980.
- 3) R. P. Stratford, "Analysis and Control of Harmonic Current in Systems with Static Power Converters," IEEE Trans. on IA, vol. IA-17(1), Jan./Feb. 1981.
- 4) IEEE Tutorial course: Power System Harmonics, 84 EHO221-2-PWR, 1984.
- 5) IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Power Converters, IEEE Std 519-1981.
- 6) IEEE Standard Practices and Requirements for Thyristor Converters for Motor Drives, ANSI/IEEE Std 444-1973.
- 7) E. W. Kimbark, Direct Current Transmission volume I, John Wiley & sons, 1971.
- 8) IEEE Working Group on Power System Har-

- monics, "Power System Harmonics: An Overview," IEEE Trans. on PAS, vol. PAS-102(8), Aug. 1983.
- 9) D. E. Steeper and R. P. Stratford, "Reactive Compensation and Harmonic suppression for Industrial Power Systems using Thyristor Converters," IEEE Trans. on IA, vol. IA-12, (3), 1976.
 - 10) A.P. Jacobs and G.W. Walsh, "Application Considerations for SCR DC Drives and Associated Power System," IEEE Trans. on IGA, vol. IGA-4(4), 1968.
 - 11) H. Sasaki and T. Machida, "A New Method to Eliminate ac Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Consider on Basic Design," IEEE Trans. on PAS, vol. PAS-90, No.5, Sept./Oct. 1971.
 - 12) H. Sasaki and T. Machida, "Transient Analysis of Harmonic Current Elimination Method by Magnetic Flux Compensation," IEEE Trans on PAS, vol. PAS-93(2), Mar./Apr.1974.
 - 13) J. Uceda, F. Aldana and P. Martinez, "Active filters for Static Power Convertors," IEE Proc. vol.130, Pt.B(5), Sept. 1983.
 - 14) L. Gyugyi and E.C. Strycular, "Active AC Power Filters," IEEE IAS Annual meeting, 1976 19-c.
 - 15) H. Hayafune et al, "Microcomputer Controlled Active Power Filter," Proceedings IEC ON 1984.
 - 16) Gyu-Ha Choe and Min-Ho Park, "A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter," Proceedings IECON 1985.
 - 17) P. D. Ziogas, "Synthesis of Optimum Gain Functions for Static Power Converters," IEEE Trans. on IA, vol. IA-19(3), May/June 1983.
 - 18) P. D. Ziogas et al., "PWM Control Techniques for Rectifier Filter Minimization," IEEE Trans. on IA, vol. IA-21(6), Sept/Oct. 1985.