

Development of a Novel Passive Harmonic Filter

朴炳柱* · 李漢相** · 張吉洙†
(Byoungju Park · Hansang Lee · Gilsoo Jang)

Abstract - The interest for harmonic problems has been increasing due to the increment of nonlinear loads. The loads such as DC power system, personal computers, UPS system, inverters and converters operate as harmonic current sources. In this paper, a new type of the passive filter, Hybrid Harmonic Filter (HHF) is suggested to mitigate harmonic problems in power systems. The HHF is developed for reducing harmonic current, especially on the system that includes 6-pulse bridge rectifiers. Also, it is expected to prevent the overheating of transformers and feeders due to overcurrent and to correct the power factor.

Key Words : Harmonic, Passive Filter, THD

1. 서 론

지금까지 사용되어 왔던 고조파전류의 저감법에는 다펄스 정류방식과, DC평활리액터(이하 DCL) 및 AC평활리액터(이하 ACL), 다단계의 스위칭제어와 같이 비선형부하의 설계단계에서 이루어지는 방식과 이와는 별개로, 운전 중인 비선형부하의 설계 및 설치 후 단계에서 이루어지는 방식 즉, 다수의 단일동조필터와 고차고조파필터의 병행, 능동형고조파필터, 영상분고조파 필터 등을 들 수 있다.

그러나 이러한 저감법에는 여러 가지 한계점들이 상존한다. 먼저 DCL과 ACL은 ITDD가 35[%]~50[%]에 지나지 않아서 IEEE Std. 519에서 규제하고 있는 총합전류왜형률(ITDD)을 만족할 수 없고, 다펄스 정류방식과 다단계의 스위칭 제어방식은 다권선 변압기의 추가시설과 다수의 정류키트가 소요되어 경제성이 크게 떨어지기 때문에 특별한 경우를 제외하고는 활용도가 매우 낮은 편이다. 여러 대의 단일동조필터를 시설하는 경우에도 막대한 설계엔지니어링비용과 비이론 고조파 차수의 반공진현상이 문제되어 왔으며, 영상분고조파필터의 경우 영상분고조파전류에 국한된 한계점이 있으며, 능동형의 경우에도 특히 가격이 문제되어 급격한 부하변동이나 불특정 다수의 부하를 한 개소의 제어를 제외하고는 설치, 운영하기가 어렵다.

이와 같은 고조파 저감법들을 보완하기 위해 본 논문에서는 신개념의 수동필터인 'Hybrid Harmonic Filter' (이하 HHF)를 제안하고 필터 구성 원리를 설명하며, EMTP를 이용하여 모의를 수행하고 비선형 부하가 포함된 실제계에 HHF를 설치하여 왜형률의 저감을 실측함으로써 그 우수성을 입증하였다.

2. 필터 회로

2.1 HHF 설계 목적

배전계통 특히, 비선형부하가 설치된 개소에, 예측되는 고조파전류의 차수에 맞추어 다수의 RLC 직렬동조 필터회로를 구성, 설치하는 것이 보편화되어왔다. 콘덴서는 계통의 역률을 보상하는 기능과 함께 인덕터와 동조회로를 이루어 계통에 병렬로 접속이 된다. 문제는 이 콘덴서의 용량성이 계통의 변압기, 케이블 등의 유도성 성분과 결합되어 해당 차수의 근접 저차수 고조파 영역에서 반공진을 유발시키는 데에 있다. 이러한 문제점 때문에 기존의 고조파 필터는 계통을 사전연구 검토하여 문제를 최소화할 수 있는 해법 즉, 계통의 임피던스 맵 작성, 모의, 고조파 조류 계산, 최적의 상수를 적용한 수동부품의 설계 등 시간과 비용 면에서 크게 불리한 면이 많다.

그러나 HHF는 이 같은 단점을 극복하고 고조파 흡수를 통하여 왜형률을 저감시킬 수 있도록 설계되었다. HHF는 그림 1에서 보는 바와 같이 직렬 접속된 라인리액터와 병렬 접속된 필터콘덴서, 필터리액터로 구성된다. 이렇게 구성된 HHF는 공급단과 부하단 사이에 직렬로 접속되어 고조파 저감의 효과를 나타낸다.

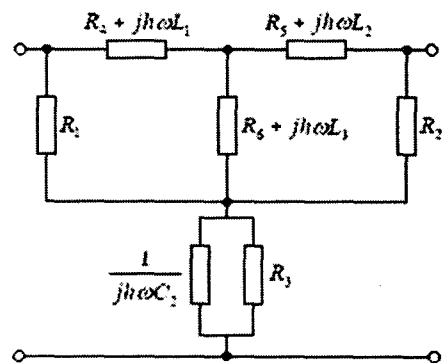


그림 1. 신개념 수동형 고조파 필터
Fig. 1 Hybrid Harmonic Filter (HHF)

† 교신저자, 正會員 : 고려대학교 전기공학과 부교수
E-mail : gjang@korea.ac.kr

* 正會員 : 전력품질기술(주) 대표이사

** 正會員 : 고려대학교 전기공학과 박사과정

接受日字 : 2005年 6月 30日

最終完了 : 2005年 10月 31日

라인 리액터와 부하리액터는 외부 유입 고조파 전류의 차단과 고조파 전류 흡수에 따른 전압파형의 왜곡현상을 보정하며 필터리액터와 필터콘덴서 간의 전압 상승효과를 억제하여 비선형 부하가 규정 전압 내에서 동작하도록 한다. 필터콘덴서와 필터리액터의 기능은 해당 주파수대의 고주파를 흡수하고 비선형 부하의 역할을 개선하는 기능을 담당한다.

이전에 언급한 고조파 저감 대책 중, 가장 경제적인 경우인, 다수의 단일동조필터와 high-pass 필터가 설치된 경우를 살펴보면, 제3고조파, 제5고조파, 제7고조파 필터와 High-pass 필터를 조합하여 설치한 경우의 계통의 주파수 응답특성은 그림 2와 같다. 180Hz, 300Hz, 420Hz, 660Hz에서의 특성은 비교적 안정하나 120Hz, 240Hz, 360Hz 영역에서 반공진을 형성하며, 근접한 고조파전류가 계통에 유입될 경우 전압왜형율을 확대시키는 문제가 발생할 것이라는 사실을 확인할 수 있다.

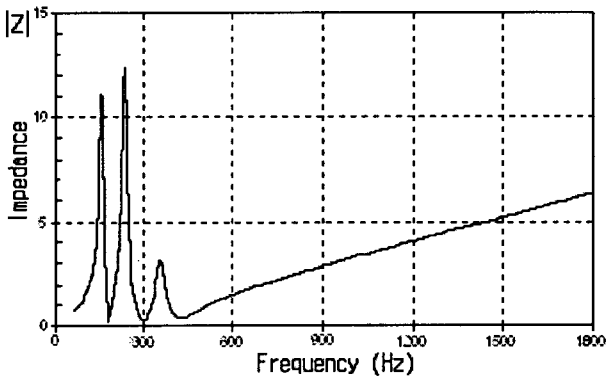


그림 2. 3rd, 5th, 7th, High-pass 필터 계통의 주파수 응답
Fig. 2 Frequency response for 3rd, 5th, 7th, and high-pass filter

HHF는 그림 2에 표현된, 3차, 5차, 7차 동조필터와 고대역필터 조합의 스펙트럼의 단점을 보완할 수 있도록 설계되었다. HHF의 경우, 180[Hz]에 공진점이 존재함으로써 저차수 고조파가 많이 발생하는 계통에의 적용은 불가능하지만, 저차수 주파수를 제외하고는 전 영역에서 뛰어난 안정도를 보이기 때문에, 비선형 부하로부터의 비정수 고조파, 우수 및 기수 고조파 모두를 제거하여 왜형율을 저감시키는 데에 뛰어난 효과를 보여준다.(그림 10) HHF의 주파수 응답은 3장에서 다루도록 하겠다.

주지한 바와 같이 6펄스 브릿지 컨버터의 전형적인 고조파 발생 스펙트럼은 5th, 7th, 11th 13th 즉, $6n \pm 1$ 의 차수에 해당하는 고조파를 주로 포함하기 때문에, HHF는 6펄스 다이오드 브릿지 회로를 포함한 모든 사이리스터 부하에 적합한 성능을 발휘할 수 있음을 알 수 있다.

2.2 HHF 설계 원리

HHF는 필터로서의 이상적 기능을 구현할 수 있도록 설계되었다. 필터를 중심으로 전원 측에서 본 임피던스와 부하 측에서 본 임피던스를 나누어 생각할 수 있는데, 부하 측에서 본 HHF의 회로는 저임피던스를, 전원 측에서 볼 때에는 고임피던스의 특성을 갖도록 함으로써 비선형 부하로부터의 고조파를 흡수하고, 계통으로부터 유입되는 고조파를 필터링할 수 있도록 하였다. 또한, 단일 동조필터를 설치하였을 때의 문제점인 공진문제를 해결하기 위하여, 6펄스 정류회로를 포

함하는 부하에서 유입되는 고조파 전류의 특성 주파수 범위에서 고임피던스 주파수 영역이 발생되지 않도록 함으로써 공진 확대현상을 제거하였다.

HHF는 공급단과 부하단 사이에 직렬로 설치되어 왜형을 저감 동작을 수행한다. HHF는 부하와 직렬로 연결되기 때문에 비선형 부하 측에서 본 임피던스 특성과 전원 측에서 본 임피던스 특성을 그림 3과 같이 나누어 고찰하여야 한다. 전원 측에서 유입되는 전류는 식 (1), (2)와 같이 나타낼 수 있다.

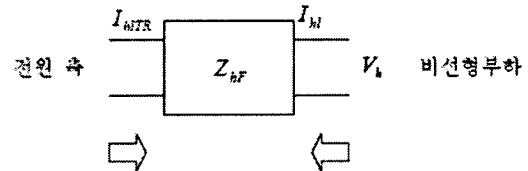


그림 3. HHF의 전원 측과 비선형부하 측 블럭도
Fig. 3 Block diagram for HHF

$$[I_{hTR}] = [Y_{hF}] \cdot [V_h] \tag{1}$$

$$[Y_{hF}'] = [Z_{hF}]^{-1} \tag{2}$$

공급 측과 부하 측에 직렬로 연결된 HHF를 등가회로로 표현하면 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. 그림 4에서, R_2 는 필터 과부하 방지 및 notching 전압 완화 기능을 위하여 설치되어 있으나 실제 사용하지 않고 있으므로 이하의 계산에서는 생략한다.

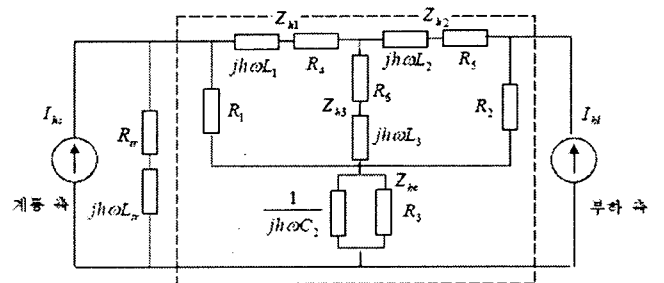


그림 4. HHF를 포함한 계통 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit with HHF

그림 4의 HHF 필터의 각 부분에 대한 기능은 다음과 같다. R_1 은 계통의 임계 임피던스치를 낮춰 안정화시키기 위하여 사용되고, L_1 은 부하 측에서 본 계통 측의 임피던스를 높이기 위하여 사용된다. L_2 는 싸이리스터 노칭 펄스의 시간에 대한 전압변화를 완화시키고 결과적으로 비선형 부하로부터의 고조파를 감소시키는 기능을 구현하기 위하여 사용된다. C_3 와 L_3 는 HHF의 임피던스가 특정차수에 대하여 낮게 나타나도록 사용되고, R_4, R_5, R_6 는 동권선의 직렬 저항성분으로 임계 임피던스의 피크치를 완화시킴으로써 주파수 변동에 따른 여유폭을 크게 하는 기능을 담당하고 있다. 그러나 R_4, R_5, R_6 의 값이 클 경우, 발열량이 많아지는 문제점이 야기될 수도 있다.

그림 4에 표현된 각 HHF 구성 부분에 대한 임피던스는 식 (3), (4), (5), (6)과 같다.

Line reactor 1 : $Z_{h1} = jh\omega L_1 + R_4$ (3)

Line reactor 2 : $Z_{h2} = jh\omega L_2 + R_5$ (4)

Filter reactor : $Z_{h3} = jh\omega L_3 + R_6$ (5)

Filter capacitor : $Z_{hc} = \frac{R_3}{\frac{j h \omega C_2}{1} + R_3}$ (6)

R_3 는 방전저항으로 필터 콘덴서 개로 후 3분 이내에 직류 잔류 전압이 75[V]이하인 조건에서 수 천 Ohm 이상이다. R_3 는 식 (7)과 같이 표현된다.

$$R_3 = \frac{T}{C_2 \left(\ln V_n \times \frac{1.366 \times \sqrt{2}}{V_{rdc}} \right)} \quad (7)$$

여기서, T 는 방전시간, V_n 은 선로 정격전압, V_{rdc} 는 콘덴서 잔류 직류전압이다.

2.3 HHF 각 부의 파라미터

부하 측에서 본 고조파 전류 I_{hc} 이 Z_{hc} 필터회로로 흐르는 전류를 계산하기 위한, 전류 흐름 경로는 그림 5와 같다. I_{h1F} (부하 측에서 필터회로로 흐르는 고조파 전류)를 구하기 위하여 Z_{h1} 과 R_1 의 직렬회로를 Z_{h1R} 로 하여 식 (8)과 같이 계산한다.

$$Z_{h1R} = Z_{h1} + R_1 \quad (8)$$

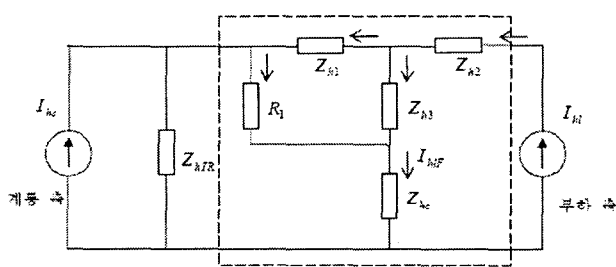


그림 5. 필터로 유입되는 고조파 경로
Fig. 5 Harmonic current path into HHF

Z_{h1R} 과 Z_{h3} 의 병렬결선을 식 (9)와 같이 계산하여 Z_{h31R} 을 구한다. 마지막으로 Z_{h31R} 과 Z_{hc} , 그리고 Z_{h2} 의 직렬회로를 식 (10)과 같이 Z_{h1F} 의 하나의 임피던스로 표현하고, 그 등가회로는 그림 6과 같다.

$$Z_{h31R} = \frac{Z_{h1R} \times Z_{h3}}{Z_{h1R} + Z_{h3}} \quad (9)$$

$$Z_{h1F} = Z_{h31R} + Z_{h2} + Z_{hc} \quad (10)$$

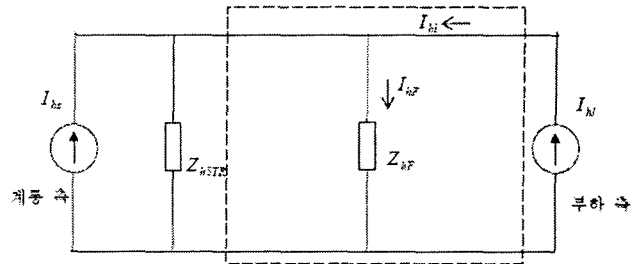


그림 6. 필터로 유입되는 고조파 전류 계산을 위한 등가회로
Fig. 6 Equivalent circuit for calculating harmonic current into the HHF

같은 방법으로 전원계통 Z_{hTR} 로 유입되는 고조파 전류, I_{h1TR} 을 구하기 위하여 고조파 전류의 경로를 표시하면 그림 7과 같다.

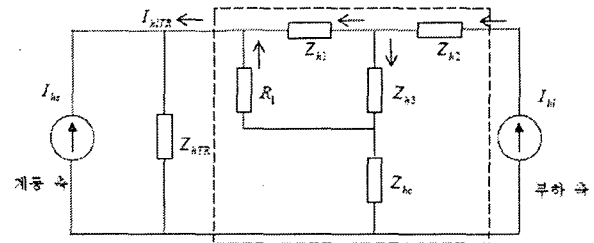


그림 7. 공급 측으로 유입되는 고조파 경로
Fig. 7 Harmonic current path into utility system

Z_{h3} 와 R_1 의 직렬회로를 식 (11)과 같이 Z_{h3R} 로 계산하고, 계산된 Z_{h3R} 과 Z_{h1} 의 병렬연결을 Z_{h3R1} 으로 하여 식 (12)와 같이 계산한다.

$$Z_{h3R} = Z_{h3} + R_1 \quad (11)$$

$$Z_{h3R1} = \frac{Z_{h3R} \times Z_{h1}}{Z_{h3R} + Z_{h1}} \quad (12)$$

Z_{h2} 와 Z_{h3R1} 을 식 (13)과 같이 Z_{h312} 로 합하고, Z_{h312} 과 Z_{hTR} 을 식 (14)와 같이 합하여 Z_{hSTR} 을 계산하면 그림 8과 같다.

$$Z_{h312} = Z_{h2} + Z_{h3R1} \quad (13)$$

$$Z_{hSTR} = Z_{h312} + Z_{hTR} \quad (14)$$

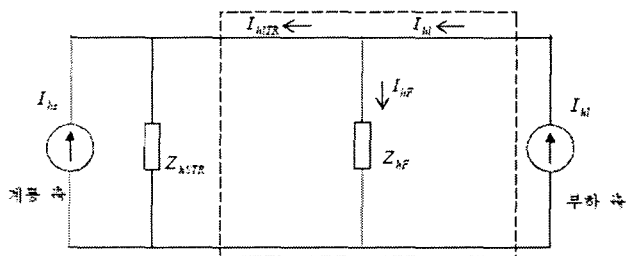


그림 8. 공급 측으로 유입되는 고조파전류 계산을 위한 등가회로
Fig. 8 Equivalent circuit for calculating harmonic current into utility system

필터의 핵심 기능은 부하 측에서 본 임피던스 특성이 해당 주파수에서 식 (15)의 조건을 만족하는 것이다.

$$Z_{hSTR} > Z_{hF} \quad (15)$$

부하단으로부터 전원계통으로 유입되는 I_{hlTR} 과 HHF로 유입되는 고조파 전류 I_{hF} 는 식 (16), (17)과 같다.

$$I_{hlTR} = I_{hl} \times \frac{Z_{hF}}{Z_{hF} + Z_{hSTR}} \quad (16)$$

$$I_{hF} = I_{hl} \times \frac{Z_{hSTR}}{Z_{hF} + Z_{hSTR}} \quad (17)$$

예를 들어, 배전용 3상 변압기 500[kVA], %Z 6, 125[HP], 60[Hz] 비선형 부하에 HHF를 적용한 경우, 제 5 차 고조파 임피던스 특성은, $Z_{hF} = 0.0139 + j0.0204$, $Z_{hSTR} = 0.035 + j2.108$ 가 되고, HHF 임피던스는 계통 측 변압기 임피던스의 약 1/100에 해당된다는 것을 알 수 있다.

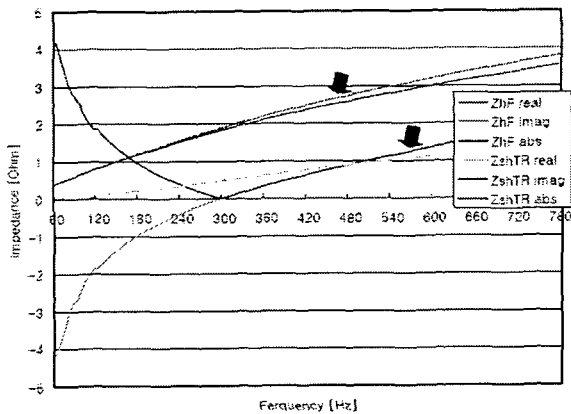
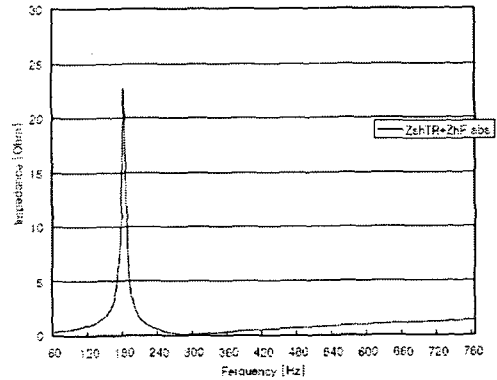


그림 9. 부하 측에서 본 임피던스 응답 특성
Fig. 9 Impedance characteristics on load

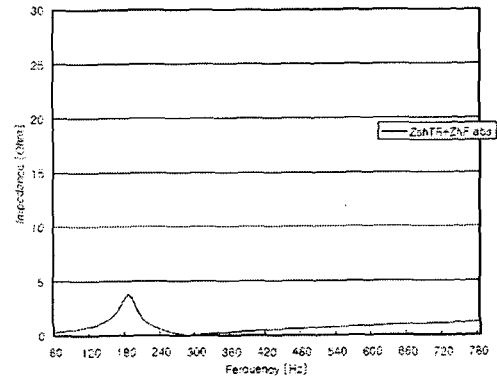
그림 9는 부하 측에서 본 HHF 및 계통의 주파수 응답에 대한 임피던스 응답 특성을 나타낸다. 그림 9에 도시된 HHF의 주파수 특성은 주파수 전 영역에서 HHF와 계통의 임피던스 비가 제 5 차 고조파 영역에서는 1/100, 제 13 차 이상의 고차영역에서는 1/3이 되도록 하는 것이다. 그림 9에서 HHF 임피던스와 계통 임피던스를 비교하면, 모든 주파수 영역에 대하여 계통 임피던스가 크게 나타남을 알 수 있다. 임피던스에 따른 전류 분배법칙을 적용하면, 부하로부터 유입되는 여러 주파수 성분의 고조파는 계통 쪽으로 유입되기 보다는 필터 쪽으로 더 많이 분배되어 유입됨으로서 공급 측이 겪게 되는 고조파에 대한 스트레스를 줄일 수 있다는 것을 알 수 있다.

그림 10(a)는 저항 R_1 이 무한대인 경우를 나타내는데, 이 경우 제 2.7 고조파 부근에서 23[Ohm]의 비교적 높은 임피던스 피크치가 나타난다. 6펄스 정류제어기를 채용한 비선형 부하 전용의 필터이기 때문에 해당차수에서 공진이 발생할 가능성은 희박하나, 이 임계 임피던스의 피크치를 안정치 이내로 이동시키기 위하여 적절한 값으로 R_1 을 설정할 필요가

있다. 이에 적절한 값의 R_1 을 삽입하고, 부하 측에서 본 계통과 HHF의 통합 임피던스에 대한 주파수 스캔을 수행한 그림 10(b)와 같다.



(a) $R_1 = \infty$



(b) 적절한 값의 R_1

그림 10. R_1 에 따른 통합 임피던스의 주파수 응답

Fig. 10 Frequency response of integrated impedance by R_1

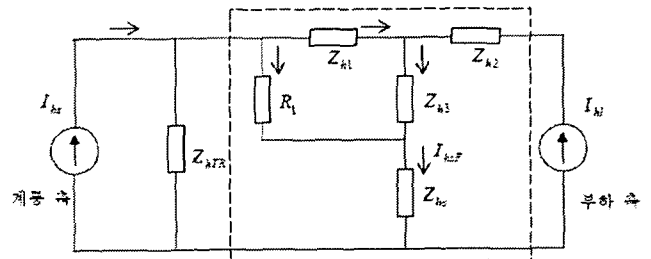


그림 11. 공급 측으로부터 유입되는 고조파 경로

Fig. 11 Harmonic path from utility

HHF는 단위의 비선형 부하를 대상으로 비선형부하로부터 계통 측으로 유출되는 고조파를 제한치 이하로 하여야 하기 때문에, 계통으로부터 필터로 유입될 수 있는 고조파 전류에 대하여도 제한을 하여야 한다. 계통으로부터 필터로 유입되는 고조파 전류를 산출하기 위하여, 고조파 전류 유입 경로를 보면 그림 11과 같다.

Z_{h1} 와 Z_{h3} 의 직렬회로를 식 (18)과 같이 합하여 Z_{h13} 로 계산하고, 계산된 Z_{h13} 과 R_1 의 병렬연결을 Z_{h13R} 로 하여 식 (19)와 같이 계산한다. Z_{hc} 와 Z_{h13R} 을 식 (20)과 같이 합하여 Z_{hF} 를 계산하고 회로를 다시 그리면 그림 8과 같다.

$$Z_{h13} = Z_{h1} + Z_{h3} \quad (18)$$

$$Z_{h13R} \approx \frac{Z_{h13} \times R_1}{Z_{h13} + R_1} \quad (19)$$

$$Z_{hF} = Z_{h13R} + Z_{hTR} \quad (20)$$

$$Z_{hF} > Z_{hTR} \quad (23)$$

3. 모의 및 실측 결과의 전력품질 특성 비교

3.1 필터를 설치하지 않은 경우 6-pulse 인버터 전력품질

EMTP와 TOP, HIOKI 810의 power analyzer가 모의 및 실측에 이용되었다. 모의 전류파형을 그림 14(a)에, 비선형 부하를 포함한 계통에서 실측된 전류파형을 그림 14(b)에 나타내었다.

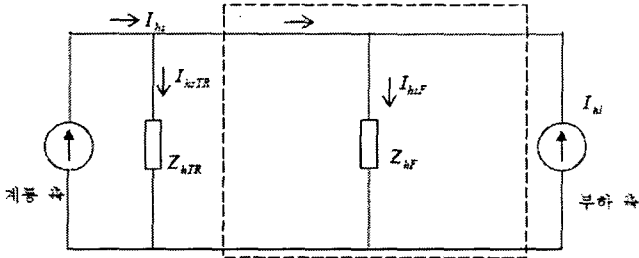


그림 12. 공급 측에서 유입되는 고조파 전류 계산을 위한 등가회로

Fig. 12 Equivalent circuit for calculating harmonic current from utility

계통의 다른 부하에서 배전용 변압기로 유입되는 I_{hSTR} 과 필터로 유입되는 고조파 전류 I_{hF} 의 계산은 식 (21)과 식 (22)과 같다. 실제 두 전류의 크기 비교는, 공급단 임피던스 Z_{hTR} 과 공급단에서 본 등가 임피던스 Z_{hF} 를 비교를 통하여 수행될 수 있고, 비교의 결과로서 공급단에서 유입되는 고조파 전류가 HHF 필터로 유입되는 지의 여부를 알 수 있다. 임피던스 크기는 그림 13에 나타내었다.

$$I_{hSTR} = I_{hS} \cdot \frac{Z_{hF}}{Z_{hTR} + Z_{hF}} \quad (21)$$

$$I_{hSF} = I_{hS} \cdot \frac{Z_{hTR}}{Z_{hTR} + Z_{hF}} \quad (22)$$

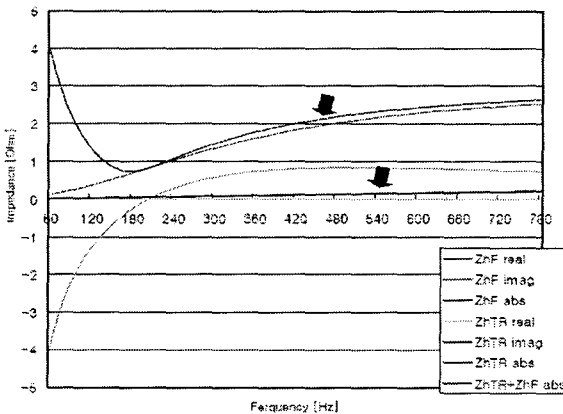
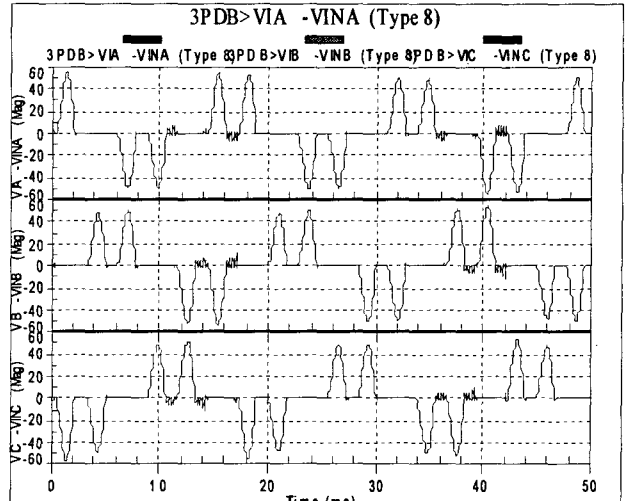


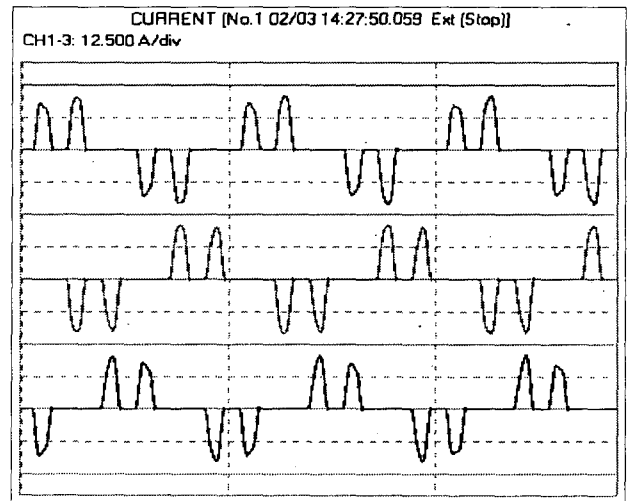
그림 13. 공급 측에서 본 임피던스 응답 특성

Fig. 13 Impedance characteristics on utility

그림 13에서 공급단의 임피던스와 공급 측에서 본 필터의 임피던스 절대값을 크기를 비교함으로써 HHF 필터가 갖추어야 하는 식 (23)의 조건을 갖추었음을 알 수 있다. 다시 말하면, 공급 측에서 유입되는 고조파 전류는 주파수의 전 영역에서 필터의 임피던스가 더 높다고 인식을 하기 때문에, 필터 쪽으로 유입되지 못하고 변압기 임피던스를 통하여 흐르게 된다.



(a) 6펄스정류기의 모의전류파형



(b) 6펄스정류기의 실측파형

그림 14. 모의 및 실측 전류 파형

Fig. 14 Current waveform on simulation and field test

표 1에 인버터와 각종 컨버터를 비롯한 비선형부하장치의 6펄스 정류기의 실측 입력전류고조파 특성을 나타내었다. 주 고조파 성분은 제 5차 고조파 전류이며 제 7차 고조파, 제 11차 고조파 순으로 발생하였다. 표 1에서는, IEEE 529에서 규정하고 있는 THD 5[%] 이하, ITHD(개별고조파 성분 크기 제한) 3[%]이하의 기준을 초과하는 차수의 고조파에 대하여 굵게 표시하였다.

표 1. 6펄스 정류기형 인버터 입력전류 고조파 실측 스펙트럼

Table 1 Harmonic spectrum of rectifier input current

Harmonic List (Without Filter)					
Order	(%)	Order	(%)	Order	(%)
1st	100.00	18th	0.13	35th	2.24
2nd	0.86	19th	13.06	36th	0.07
3rd	0.62	20th	0.32	37th	3.50
4th	0.84	21st	5.26	38th	0.09
5th	80.43	22nd	0.36	39th	1.02
6th	0.44	23rd	8.99	40th	0.13
7th	69.45	24th	0.18	41st	0.61
8th	0.43	25th	10.38	42nd	0.05
9th	6.24	26th	0.22	43rd	1.12
10th	0.25	27th	2.16	44th	0.05
11st	31.77	28th	0.27	45th	1.00
12rd	0.30	29th	1.37	46th	0.04
13th	17.05	30th	0.10	47th	0.85
14th	0.63	31st	1.62	48th	0.03
15th	2.54	32nd	0.12	49th	1.69
16th	0.56	33rd	1.57	50th	0.05
17th	3.52	34th	0.12	THD	75.37(%)

표 2는 필터를 미부착한 경우의 6펄스 정류기 인버터 입력 전력품질특성을 나타낸다. 유효전력 3.60[kW], 피상전력 5.63[kVA], 무효전력 4.32[kVar], 역률 0.64, 전류 8.8[A], THD-I 76[%], THD-V 2.68[%], 피크전류 20.9[A], K-factor 36으로 전력품질이 지극히 낮은 수준임을 알 수 있다. 참고로 K-factor 31인 경우 변압기의 최대허용전류는 0.47[p.u]로 제한된다.

표 2. 6-펄스 정류기형 인버터 입력 전력품질 특성표 (Without filter)

Table 2 Power quality characteristic table of 6-pulse rectifier

Power		Voltage		Current	
P1	1.218[kW]	V1	379.36[V]	I1	8.642[A]
P2	1.236[kW]	V2	378.39[V]	I2	8.894[A]
P3	1.150[kW]	V3	376.97[V]	I3	8.234[A]
Psum	3.60[kW]	THD-V1	2.68[%]	THD-I1	75.37[%]
S1	1.885[kVA]	THD-V2	2.65[%]	THD-I2	76.66[%]
S2	1.949[kVA]	THD-V3	2.54[%]	THD-I3	76.08[%]
S3	1.949[kVA]	V_pk+1	0.5317[kV]	L_pk+1	20.75[A]
Ssum	1.794[kVA]	V_pk+2	0.5305[kV]	L_pk+2	21.05[A]
Q1	5.63[kVar]	V_pk+3	0.5280[kV]	L_pk+3	21.11[A]
Q2	1.439[kVar]	V_pk-1	-0.5324[kV]	L_pk-1	-20.91[A]
Q3	1.378[kVar]	V_pk-2	-0.5306[kV]	L_pk-2	-20.92[A]
Qsum	4.32[kVar]	V_pk-3	-0.5283[kV]	L_pk-3	-20.65[A]
PF1	0.6459	V_ave	378.24[V]	KF1	35.44
PF2	0.6343	V_unb	0.38[%]	KF2	35.00
PF3	0.6408			KF3	36.45
PFsum	0.6402			L_ave	8.591[A]
				L_unb	4.26[%]

3.2 HHF를 시설한 경우의 6-pulse 인버터 전력품질

HHF의 특성 모의를 위해 ATP DRAW와 EMTP가 사용되었다. 전원회로의 임피던스와 필터회로로 구성되어 있으며,

직렬 접속된 라인리액터와 중앙에 필터리액터, 필터콘덴서, 파형보정 리액터, 커패시터의 전하를 방전시키기 위한 방전저항이 있다. HHF의 인버터 입력 전류 모의를 위한 EMTP 회로도를 그림 15에 나타내었다.

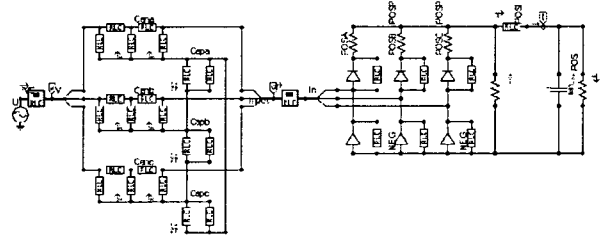
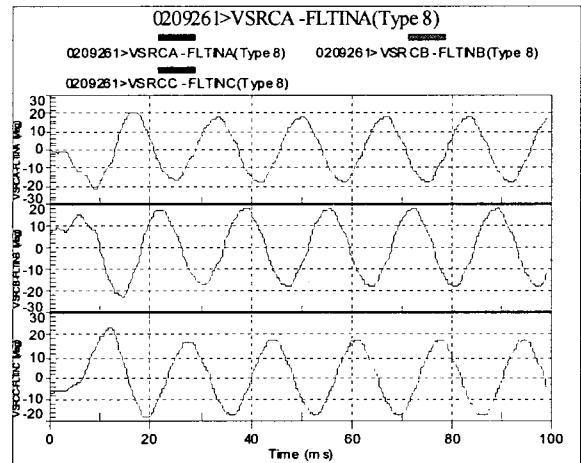


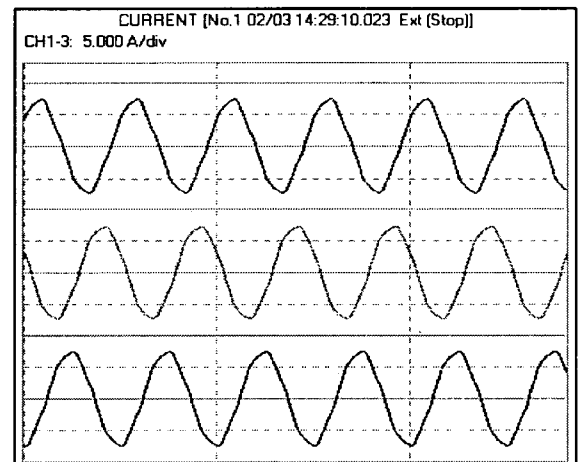
그림 15. HHF를 설치한 경우의 6펄스 인버터 모의 회로도

Fig. 15 Circuit diagram with HHF

그림 16.(a)와 (b)에 HHF를 적용한 경우 펄스 정류기형 인버터 입력전류파형의 모의결과와 실측결과를 나타내었다. 두 그림의 파형에서 볼 수 있듯이, 실측된 결과와 모의결과가 매우 흡사한 유형을 보이고 있으며, 그림 14.(a), (b)에 비교하여 왜형율이 크게 개선되었음을 알 수 있다.



(a) 6펄스정류기의 모의전류파형



(b) 6펄스정류기의 실측파형

그림 16. HHF를 설치한 경우

Fig. 16 Current waveform with HHF

표 3에 HHF를 적용한 경우, 실측한 인버터 입력전류의 고조파 스펙트럼을 나타내었다. 전류 종합 왜형율이 3.99[%]로 나타났으며, 이 값은 IEEE Std. 519-1992에서 규정한 ITDD 5[%]를 충족시키는 우수한 특성을 지니고 있음을 의미한다. 또한, 개별 고조파 성분에 대하여 5차 고조파가 규정치인 3[%]를 초과하고 있지만, 전체적으로 고조파가 현저히 감소되었고, 종합왜형율의 개선 정도가 이상적이므로 무시할 수 있다.

표 3. 6펄스 정류기형 인버터 입력전류 고조파 실측 스펙트럼

Table 3 Harmonic spectrum of rectifier input current

Harmonic List (With Filter)					
Order	(%)	Order	(%)	Order	(%)
1st	100.00	18th	0.01	35th	0.10
2nd	0.08	19th	0.32	36th	0.01
3rd	1.78	20th	0.01	37th	0.08
4th	0.02	21st	0.09	38th	0.01
5th	3.11	22nd	0.01	39th	0.05
6th	0.02	23rd	0.24	40th	0.00
7th	0.69	24th	0.01	41st	0.08
8th	0.01	25th	0.15	42nd	0.01
9th	0.04	26th	0.01	43rd	0.05
10th	0.02	27th	0.06	44th	0.01
11st	1.31	28th	0.01	45th	0.04
12rd	0.01	29th	0.16	46th	0.01
13th	0.67	30th	0.01	47th	0.06
14th	0.00	31st	0.12	48th	0.01
15th	0.14	32nd	0.01	49th	0.05
16th	0.01	33rd	0.06	50th	0.01
17th	0.39	34th	0.01	THD	3.99 (%)

표 4는 HHF를 설치한 경우의 6펄스 정류기형 인버터 입력전류의 전력품질 특성을 나타내는데, HHF가 미설치된 표 2의 결과와 비교하면 크게 개선이 되었음을 알 수 있다. 유효전력 3.36[kW], 피상전력 3.39[kVA], 무효전력 0.42[kVar], 역률 0.99, 전류 5.2[A], THD-I 3.99[%], THD-V 1.28[%], 피크전류 7.6[A], K-factor 1.1을 보였다.

HHF는 종래의 12펄스 정류기형 인버터가 수반하는 3권선 변압기 사용에 따른 원가 상승과 경부하시 전류 종합 왜형율이 증가되는 단점을 개선하여 향후 이상적 대체품이 될 수 있을 것으로 예상된다.

표 4. 6-펄스 정류기형 인버터 입력 전력품질 특성표 (With HHF)

Table 4 Power quality characteristic table of 6-pulse rectifier

Power		Voltage		Current	
P1	1.100[kW]	V1	379.43[V]	I1	5.087[A]
P2	1.127[kW]	V2	378.05[V]	I2	5.174[A]
P3	1.134[kW]	V3	377.00[V]	I3	5.252[A]
Psum	3.36[kW]	THD-V1	1.25[%]	THD-I1	4.95[%]
S1	1.110[kVA]	THD-V2	1.28[%]	THD-I2	3.99[%]
S2	1.133[kVA]	THD-V3	1.28[%]	THD-I3	4.50[%]
S3	1.144[kVA]	V_pk+1	0.5353[kV]	L_pk+1	7.50[A]
Ssum	3.39[kVA]	V_pk+2	0.5354[kV]	L_pk+2	7.36[A]
Q1	-0.150[kVar]	V_pk+3	0.5344[kV]	L_pk+3	7.62[A]
Q2	-0.119[kVar]	V_pk-1	-0.5350[kV]	L_pk-1	-7.45[A]
Q3	-0.149[kVar]	V_pk-2	-0.5358[kV]	L_pk-2	-7.31[A]
Qsum	-0.42[kVar]	V_pk-3	-0.5240[kV]	L_pk-3	-7.56[A]
PF1	-0.9908	V_ave	378.16[V]	KF1	1.10
PF2	-0.9944	V_unb	0.38[%]	KF2	1.08
PF3	-0.9915			KF3	1.09
PFsum	-0.9923			L_ave	5.171[A]
				L_unb	1.72[%]

3.3 HHF의 적용 전·후의 전력품질 비교

표 5의 피상전력량의 절감량을 보면 HHF를 적용할 경우 공히 40[%] 이상으로 나타났으며 무효전력량의 경우에도 78[%] 이상이 절감되었다. 유효전력의 경우 평균 10[%] 수준의 절감량을 보이고 있으며 전류량은 42[%], 피크전류는 65[%], 역률은 평균 95[%] 이상으로 개선되었다. 전류 왜형율 또한 8[%] 이하로 12펄스 정류기형 인버터에 비해서 월등히 우수한 결과를 나타내었다.

표 5. 필터설치 전 후 전력품질의 비교

Table 5 Power quality comparison with and without HHF

구분	미적용	HHF(감소율)
피상전력 [kVA]	5.63	3.39 (40%)
무효전력 [kVar]	4.32	0.42 (90%)
유효전력 [kW]	3.60	3.36 (7%)
전류 [A]	8.89	5.17 (42%)
피크전류 [A]	21.11	7.50 (64%)
역률	0.64	0.99
THD-I [%]	76.66	4.50 (94%)
THD-V [%]	2.68	1.25 (53%)
K factor	36.45	1.09 (98%)

4. 결 론

하이브리드 고조파 필터(HHF)의 특징은 다수의 단일동조 필터 계통이나 능동형필터, 12펄스 정류기형 인버터에 비해 회로가 간결하며 경제성과 성능이 우수하다는 것이다. 신개념의 수동형 고조파필터의 국산화가 이루어지게 됨으로써 관련 분야의 기술개발촉진과 부품 생산기술향상은 물론 가격경쟁력 확보에 따른 수입대체효과가 가능하게 되었을 뿐 아니라 가격경쟁력을 갖춘 제품을 적기에 공급 가능하게 되어 정보 손실과 전력에너지를 절감할 수 있을 것으로 예상된다. 그간 비선형 부하의 보급과 발전 속도에 비해 고조파 대책 설비의 개발과 조달이 미미했던 관점에서 보면 HHF의 개발에 새로운 개념의 수동형 고조파 필터로의 커다란 의미를 부여할 수 있을 것이다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 대학전력연구센터 육성 지원사업에 의해 작성되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE Std C57.110-1998, IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents
- [2] 한국전력공사 수요관리실, 고조파 사용실태 조사 및 개선방안 연구, 2002. 2
- [3] Dugan, R.: Electrical Power System Quality 2nd edition, McGraw-Hill.
- [4] IEEE Std 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems

- [5] KEUG, Modeling Power Electronics in Power system Using EMTP, 1994.12

저 자 소 개



박 병 주(朴炳柱)

1958년 4월 13일생. 1986년 부경대 전기공학과 학부 졸업. 1998년 성균관대 대학원 전기공학과 석사 졸업. 2005년 고려대 공대 대학원 박사과정 수료. 1986-2000년 삼화콘덴서공업(주) 기술부 팀장. 2000-현재 전력품질기술(주) 대표이사.



이 한 상(李漢相)

1980년 1월 17일생. 2003년 고려대학교 공대 전기전자전파공학 학부 졸업. 2005년 고려대학교 공대 대학원 전기공학과 석사 졸업. 현 고려대학교 공대 전기공학과 대학원 박사 재학.



장 길 수(張吉洙)

1967년 10월 26일생. 1991년 고려대학교 공대 전기공학과 학부 졸업. 1994년 고려대학교 공대 대학원 전기공학과 석사 졸업. 1997년 미국 Iowa State Univ. 박사 졸업. 1997-1998년 Iowa State Univ. 근무. 1998-2000년 한국전력공사 전력연구원 근무. 2000년-현재 고려대학교 전기공학과 부교수