電力電子應用設備의 高調波 및 無效電力 對策技術

金 榮 石
〈仁荷大 電氣工學科 敎授〉

1. 머리말

최근 電力電子 기술의 눈부신 발전과 더불어 산업분야 뿐만 아니라 빌딩설비, 가전기기에 이르기까지 半導體를 사용한 電力電子機器가 널리 사용되고 있다. 이러한 電力電子機器는 어느 것이나 非線形特性을 갖고 있어 高調波전류 및 無效電力의 발생원이기 때문에 電力系統의 電壓波形을 왜곡시켜 高調波障害 및 전압의 급격한 변동을 야기시킨다.

高調波전류는 非線形부하에 흐르는 歪形波전류의 基本波 이외의 성분이고 無效電力은 低力率부하와 변압기 등의 리액턴스에 전류가 흘러서 소비되는 전력중 有效電力 이외의 성분이라고 생각할 때 그러한 것들에 대한 보상을 목적으로 하는 기술은 각각 다른 기술영역이라고 생각할 수 있다. 그러나 系統에서 보면 이러한 보상장치의 전류는 前者는 전원과 周波數가 다르기 때문에, 後者는 전원전압과 位相이 90° 다르기 때문에 각각 전류가 형성하는 瞬時電力을 1주기에 걸쳐서 적분하면 0이 된다는 공통점을 갖고 있다. 이러한 이유에 의해 高調波전류도 無效電力 구성요소의 1개라고 볼 수 있다.

광의의 無效電力 보상 개념에 있어서 高調波성분을 대상으로 할 때는 高調波 對策技術이 되고 基本波를 대상으로 할 때는 無效電力 對策技術이라고 볼 수 있다. 이러한 對策技術로는 電源系統에 高調波 및 無效電力을 보상할 수 있는 장치를 설치하는 방법과 電力電子機器 자체가 高調波 및 無效電力의 발생을 거의 하지 않게하는 방법이 있다. 여기에서는 이러한 기술을 중점적으로 논해 보고자 한다.

2. 高調波 對策技術

2.1 L-C 필터

대상으로 하는 高調波의 周波數에 있어서 低임피던스인 회로를 부하에 근접 접속시켜 高調波전류를 흡수하는 것으로 일반적으로 單一同調分路 C와 L에 制動抵抗을 부가한 高次필터를 조합하여 사용된다.

그림 1은 임피던스의 周波數특성의 일례를 표시한다. 그림에서 破線은 필터가 없을 때의 전원임피던스를 표시한다. 이것에 비해서 同調周波數에서 필터에 의해 임피던스는 저하하고 高調波전류의 흡수효과가 있으리라는 것을 알 수 있다.

그러나, L-C필터는 最低 同調次數 이하 및 同調點 사이에 反共振點이 있어 高임피던스가 되며, 전원에 高調波原이 있으면 필터에 高調波전류가 유입하는 등의 문제점이 있다.

변환기의 點弧制御의 불평형으로 2, 4차 등의 非理論 高調波가 발생할 가능성이 있고, 또 싸이클로콘버터등의 基本波 근방에 側帶波로서 低次高調波전류를 발생하는 경우에는 反共振點에 대한 사전검토가 요구된다.[1]

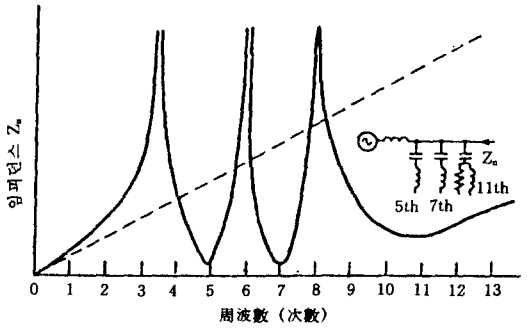


그림 1. L-C필터회로 임피던스의 주파수특성

2.2 액티브필터

電源系統에 발생하는 高調波를 보상하는 방법으로는 요구되는 기능에 따라 그것에 대응하는 여러가지 방식이 있으나 本稿에서는 현재 활발히 연구 개발이 진행되고 있는 電力變換機를 이용한 電力用 能動필터(이하에서는 액티브필터라함)를 언급하고자 한다.

임의의 波形을 발생할 수 있는 인버터를 系統에 연계시켜 장해가 되는 高調波전류를 제거하기 위한 전류를 系統에 注入하는 것이 액티브필터이다. 注入하는 高調波電流는 전원과 有效電力을 형성하지 않으므로 인버터의 직류측에는 전력원은 불필요하고 충전된 캐패시터 또는 전류가 흐르는 리액터를 직류원으로 한다. 前者가 電壓形이고 後者가 電流形이다.

2.2.1 電壓形 액티브필터

그림 2에 電壓形 액티브필터를 나타내고 있다. 電壓形 액티브필터는 瞬時有效電力과 瞬時無效電力으로 부터 보상전류를 연산하고, 보상전류를 기준치로 하여 電壓形 인버터의 PWM에 의해 瞬時電流制御를 행하는 것이 일반적이다. 이 경우는 보상전류와 實電流의 瞬時値比較 제어방식이므로 전류검출의 精度와 안정성이 補償精度에 커다란 영향을 주며, 각 相 전류 瞬時値比較 PWM방식이므로 여분의 스위칭동작이 행하여지는 단점이 있다. 그러나, 電流形 액티브필터보다 효율이 좋고 경제적이므로 널리 적용되고 있다.

2.2.2 電流形 액티브필터

그림 3에 電流形 액티브필터를 표시하고 있다. 電流形 액티브필터는 高인덕턴스 L의 전류를 環流시키던가 커패시터 C를 正 또는 負극성으로

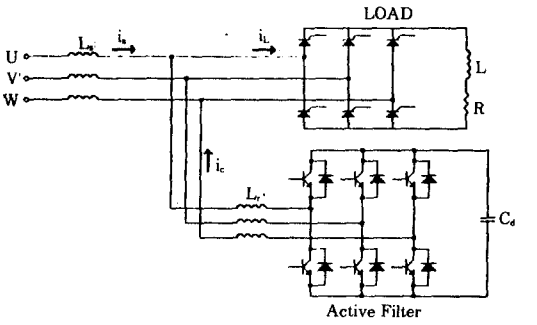


그림 2. 전압형 액티브필터

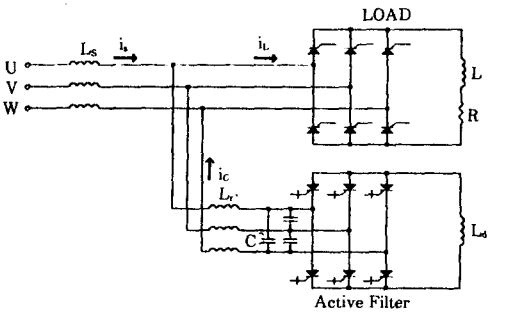


그림 3. 전류형 액티브필터

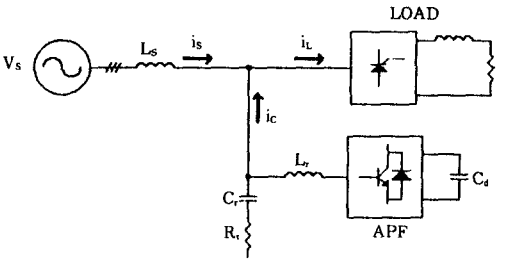


그림 4. 병렬형 액티브필터

충전시키는 스위칭을 고속으로 행하여 임의의 波形의 전압을 C의 단자에 확립시키는 것에 의해 목적하는 전류를 系統에 注入한다. C에 캐리어 전류가 모두 흐르고 또 L에는 항시 손실이 발생하여 효율은 電壓形에 비해 떨어진다. 그러나, 電流注入의 응답이 양호하고 연계에 있어서 평형을 유지하는 제어가 불필요하다는 이점이 있다. 이러한 시스템은 장래 超電導코일과 같이 無損失코일이 실용화되면 매우 유력할 것으로 사료된다.

2.3 하이브리드 액티브필터

액티브필터만으로 모든 高調波를 보상하려면 그 主回路는 고속, 高精度인 전류응답의 PWM변환기가 요구되어 대용량화, 고효율화에서 문제가 있다. 한편 L-C필터는 前述한 바와 같은 문제점이 있으므로 액티브필터와 병용하여 서로 보완해서 합리적 운용을 하고 있다. 이러한 방식을 하이브리드 액티브필터라고 한다.

2.3.1 電壓形 하이브리드 액티브필터[2)]

1) 並列形 액티브필터

그림 4에 並列形 액티브필터를 표시한다. 並列形 액티브필터는 부하와 L-C필터 및 액티브필터가 병렬로 접속되어 주요 高調波는 L-C필터에서 흡수하고, 非理論的 低次高調波 또는 非整數次調波등은 액티브필터에서 보상하는 방식이다. 종래에는 並列形 액티브필터가 일반적이었다. 이것은 보상원리에서 부터 부하와 逆位相의 高調波電流를 系統에 注入시키는 것에 의해 전원측의 高調波를 제거하려는 것이기 때문이다. 이러한 액티브필터는 사이리스터整流回路와 같은 전류원이라고 생각할 수 있는 부하에 대하여서는 매우 유효하다. 그러나 전류원이라고 생각할 수 없는 高調波源에 적용했을 경우에는 액티브필터의 注入電流가 부하에도 흘러서 전원의 高調波를 완전히 제거하기가 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 직렬리액터를 교류측에 삽입할 필요가 있다.

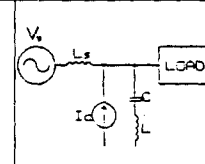
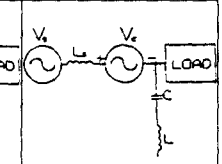
2) 直列形 액티브필터

최근 인버터를 응용한 가전제품이나 사무용품 등이 널리 보급되어 감에 따라 다이오드整流回路의 高調波가 문제로 대두되고 있다. 다이오드整流回路는 직류측에 콘덴서를 접속하고 있기 때문에 직류리액터를 접속한 사이리스터整流回路와는 정반대의 특성, 즉 전압원으로서 동작한다. 前述한 바와 같이 並列形 액티브필터를 연결하려면 다이오드整流回路의 교류측에 직렬리액터를 접속할 필요가 있기 때문에 경제적이지 못하고 重複角에 의한 전압강하가 생기는 등의 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 연구개발된 회로가 直列形 액티브필터이다. 그림 5에 直列形 액티브필터를 보인다. 直列形 액티브필터는 전원과 부하 사이에 직렬로 접속되고, 전원전류를 正弦波로 하는 경우에 그 高調波를 검출하고 전원에 흐르는 高調波를 저지하도록 直列形 액티브필터의 출력전압을 제어한다. 표 1에 並列形 액티브필터와 直列形 액티브필터의 특징을 나타낸다.

2.3.2 電流形 하이브리드 액티브필터

그림 6에 電流形 액티브필터와 高次필터를 병용한 電流形 하이브리드 액티브필터를 보인다. 문헌[3)]에서는 부하전류중의 低次高調波는 액티브

表 1 並列型 액티브필터와 直列形 액티브필터의 特徵

구 분	並列形 액티브필터	直列形 액티브필터
시스템 구성		
기본원리	전류원으로 동작한다.	전압원으로서 동작한다.
적용부하	誘導性 또는 전류원부하(예를들면, 사이리스터整流回路)	容量性 또는 전압원부하(예를들면, 콘덴서입력다이오드 整流回路)
동작조건	Z_L이 크고 $\|1-G\|_H \ll 1$	Z_L이 작고 $\|1-G\|_H \ll 1$
보상특성	전류원부하의 경우 보상특성은 Z_S와 관계없이 우수하지만, Z_L이 작을 경우 Z_S의 영향을 받는다.	전압원부하의 경우 보상특성은 Z_S와 관계없이 우수하지만 전류원부하의 경우에는 Z_L의 영향을 받는다.
문제점 또는 유의점	전압원 또는 容量性부하의 경우 注入전류가 부하측에 유입할 수가 있고, 부하의 過電流를 초래할 우려가 있다.	전류원 또는 誘導性負荷의 경우 부하측에 低임피던스分路(LC필터 또는 進相콘덴서)를 설계할 필요가 있다.

(註) Z_L : 부하측의 등가임피던스
Z_S : 계통임피던스
$\|1-G\|_H$: G는 액티브필터의 고조파 검출회로 및 제어회로의 지연등을 포함하는 등가전달함수이다.

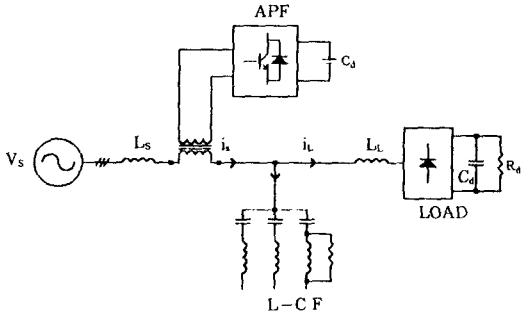


그림 5. 직렬형 액티브필터

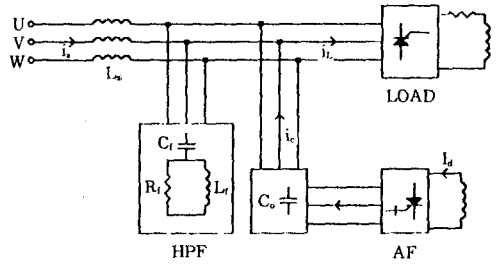


그림 6. 전류형 하이브리드 액티브필터

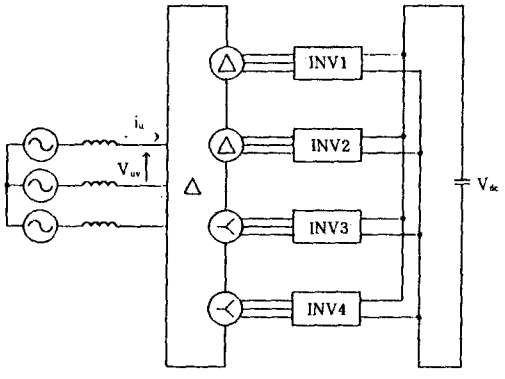


그림 7. 직렬다중 전압형인버터에 의한 SVC

필터에 의해서 제거하고 高次高調波는 高次 L-C필터에 의해서 제거함으로써 서로의 장점을 살린 비교적 낮은 스위칭周波數로 넓은 周波數 영역에 걸쳐 양호한 종합필터특성을 얻고 있다.

3. 無效電力 對策技術

無效電力의 변동은 系統電壓의 급격한 변동을 유발한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 靜止

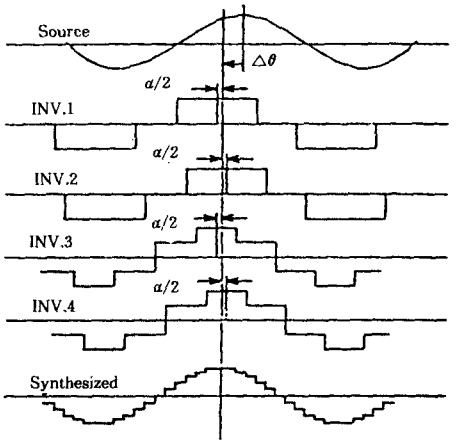


그림 8. SVC 출력전압 파형

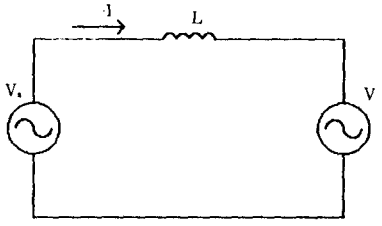


그림 9. 단상등가회로

形 無效電力 補償裝置(Static Var Compensator : 이하 SVC라고 한다)가 적용되고 있다. SVC에는 전력용콘덴서나 리액터를 사이리스터스위치로 제어하는 TSC(Thyristor Switched Capacitor), TCR(Thyristor Controlled Reactor) 및 電力變換裝置에 의한 SVC가 있다. 여기에서는 電力變換裝置에 의한 SVC를 소개하고 아울러 高調波 및 無效電力 발생이 거의 없는 電力變換裝置를 소개한다.

3.1 SVC

3.1.1 電壓形인버터에 의한 SVC

그림 7에 直列多重 電壓形인버터에 의한 SVC의 일례를 보인다. SVC의 主回路는 4 대의 180° 通電의 電壓形인버터이고 직류측에는 4 대가 공통의 콘덴서에 접속되어 있다. 교류측은 1차측 권선을 직렬접속한 △-△결선, △-Y 결선의 변압기에 의해 전원과 접속하고 있다.

그림 8에 출력전압을 보인다. 인버터 1과 인버

터 3, 인버터 2와 인버터 4를 각각 12스텝 인버터로 동작시키고, 인버터 1과 인버터 3의 位相을 인버터 2와 인버터 4의 位相보다 30° 앞서도록 (α=15°) 제어하면 변압기 1차측에는 24 스텝의 출력전압 波形을 얻을 수 있다.

그림 9에 이 회로의 單相等價回路를 보인다. 여기서 V_s는 전원전압, L은 受電端 변압기의 누설리액터, V는 SVC의 출력전압이다. SVC의 출력전압 V가 전원전압보다 작은 경우에는 누설리액터 L에 전원전압과 同相인 전압이 인가되어 遲相無效電力이 발생하고 SVC의 출력전압이 전원전압보다 큰 경우에는 進相無效電力을 발생한다. 즉 無效電力은 SVC의 전압의 진폭을 제어하면 된다.

그러나 이 시스템은 方形波 인버터를 이용하고 있기 때문에 출력전압의 變調率은 가변할 수 없으므로 출력전압의 진폭조정은 콘덴서 전압의 제어에 의해서 행하여 진다. 그림 8에서 전원전압과 SVC출력전압의 位相 $\Delta\theta$를 가변하여 SVC에 유입되는 有效電力을 조정함으로써 콘덴서전압을 제어한다.

이 시스템은 方形波 출력이면서 直列多重接續에 의해 24 스텝의 출력전압을 발생시킴으로써 SVC의 대용량화가 가능하고 전원전류 高調波의 저감과 고효율화가 가능하다는 특징을 갖고 있다.[4]

3.1.2 싸이클로콘버터에 의한 SVC

싸이클로콘버터에 의한 SVC의 일례를 그림 10에 보인다. 主回路는 循環電流形 6펄스 브리지 접속 싸이클로콘버터이지만 종래의 부하단자에 필터리액터 L_f와 절연변압기를 삽입하여 系統에 접속되어 있다.

C의 高周波 3相전압 V_c가 확립되면 C가 싸이클로콘버터의 轉流用 전원으로 작용하여 출력전압을 발생시킨다. 예로서 U相의 a-b단자에 전원전압 V_s와 同相인 전압을 출력할 수 있다. 이 출력전압과 전원전압과의 진폭을 조정함으로써 進遲相의 보상전류를 발생할 수 있다.

이 시스템은 콘덴서의 전압을 轉流用 전원으로 하는 自然轉流形 싸이클로콘버터로서 대용량화가 용이하다는 장점이 있다.[5]

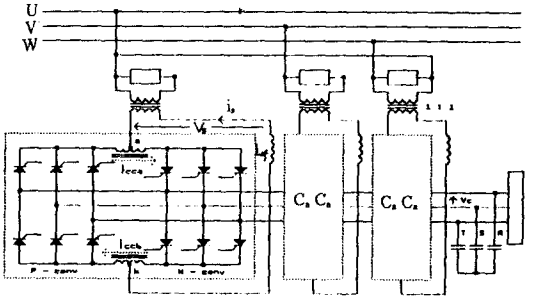


그림 10. 싸이클로콘버터에 의한 SVC

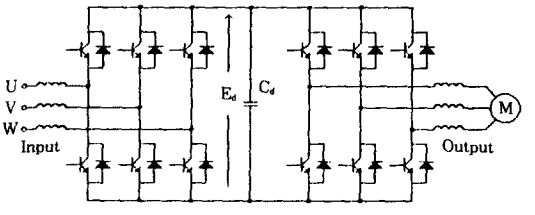


그림 11. 전압형 PWM 콘버터-인버터

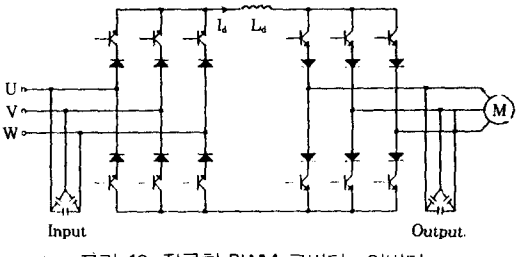


그림 12. 전류형 PWM 콘버터-인버터

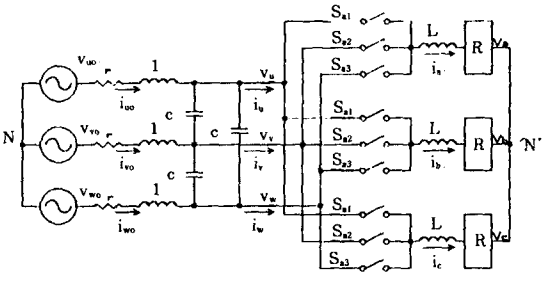


그림 13. PWM 싸이클로콘버터

3.2 高力率 電力變換裝置

電力變換裝置의 보급이 날로 확대됨에 따른 高調波 및 無效電力의 對策技術로서 이상적인 電力變換裝置 개발연구가 활발히 진행되어 실용화되고 있다.

이상적인 電力變換裝置의 조건은

1) 전원전류가 正弦波일 것

2) 부하에 관계없이 基本波 入力力率이 1.0일 것

3) 출력전압·전류가 모두 正弦波이고 周波數의 可變範圍가 넓을 것

4) 4相限 운전이 가능할 것

이러한 조건중의 출력전압波形을 제외하고는 上記 모든 조건을 만족하는 電力變換裝置로서 PWM 싸이클로콘버터, 電壓形 PWM 콘버터-인버터 시스템이 있다.

그림 11에 電壓形 PWM 콘버터-인버터 시스템을 보인다. 각 스위치 素子와 逆並列로 다이오드가 접속되어 있고, 전원측 콘버터는 入力側 교류리액터에 의해 昇壓形 콘버터로 동작한다. 따라서 직류전압은 전원전압의 진폭보다 조금 높게 설정하여 직류전압 일정제어가 가능하다. 또한 교류리액터의 콘버터측 전압을 전원전압에 대하여 位相과 진폭을 PWM 제어함으로써 전원전류는 거의 正弦波이고 基本波 力率을 1.0으로 할 수 있다.[6]

그림 12에 電流形 PWM 콘버터-인버터 시스템을 보인다. 스위치 素子가 逆電壓 저지능력이 없는 경우에는 스위치素子와 직렬로 다이오드를 접속한다. 전류 차단시 발생하는 過電壓흡수와 부하의 無效電力 처리를 위하여 입·출력단에 콘덴서를 접속한다. 콘버터는 전원전압에 대하여 進相 또는 遲相으로 임의의 位相으로 전류를 흐르게 할 수가 있다. 전압과 同位相으로 전류를 흐르게 하여 入力基本波力率을 1.0으로 하고 전류 波形도 거의 正弦波로 할 수 있다. 이 시스템은 입력전압·전류와 출력전압·전류를 正弦波로 할 수 있는 특징이 있다.[7]

그림 13에 PWM 싸이클로콘버터를 보인다. PWM 싸이클로콘버터는 9개의 양방향 스위치를 사용하며 l, r은 전원의 인덕턴스와 저항이고 콘덴서 C와 함께 입력필터를 구성한다. 스위칭 周波數가 높은 경우에는 콘덴서는 소용량으로 충분하고 콘버터-인버터 시스템과 같은 DC 링크등의 에너지 축적요소가 없어서 시스템의 소용량화와 더불어 변환효율도 개선할 수 있다.

싸이클로콘버터의 PWM제어방식으로는 3개정도가 제안되고 있다. 제 1의 방식은 종래의 PWM 콘버터-인버터 시스템의 제어수법에 기초를 둔 방식으로 콘버터와 인버터의 PWM 제어를 가상적 신호처리 단계에서 행하는 것에 의해 周波數변환을 행하는 방식이다.[8),9)] 제 2의 방식은 좌표변환을 도입함에 의해 周波數변환을 실현하는 방식이다. 이 방식은 前述의 간접적 周波數 변환방식에 기초를 둔 것과는 다르게 周波數변환을 실현하는 스위칭 패턴을 직접발생 할 수 있는 이점이 있다.[10),11)] 제 3의 방식은 샘플링 기간내에 출력하는 입력線間電壓의 값을 각 전압의 瞬時値에 비례시킴으로써 入力基本波力率을 1.0으로 하는 방식이다. 이 방식은 다른 방식에 비하여 전원전압이 비대칭인 경우에도 비교적 간단히 入力基本波力率을 1.0으로 제어할 수 있는 장점이 있다.[12)]

PWM 싸이클로콘버터 역시 入力基本波力率을 1.0으로 할 수 있고 입력전류波形도 正弦波에 가깝다는 장점이 있다.

4. 맺음말

電力電子機器에 의해 발생되는 高調波와 無效電力 對策技術은 高調波와 無效電力을 보상하는 방식과 高調波와 無效電力을 거의 발생하지 않는 전력변환방식으로 구분하여 언급하였다.

高調波와 無效電力을 보상하는 장치로는 受動素子를 사용하는 등의 여러가지 방식이 있으나 主로 電力變換裝置를 이용한 액티브필터와 SVC를 간단히 예를 들어 소개하였다.

高調波와 無效電力 발생이 거의 없는 시스템으로는 間接變換方式인 電壓形 PWM콘버터-인버터와 電流形 PWM콘버터-인버터를 소개하고 마지막으로 直接變換方式인 PWM 싸이클로콘버터를 소개하였다.

參考 文獻

1) 西台 悖, "高周波制御裝置と無效電力調整裝置", 日本 電氣學會 論文誌 D, Vol. 108-D, No. 12, pp. 1078~1082, 1988.

2) 彭 方正 外 2人, "並列形アクテイブフイルタと直列形アクテイブフイルタの補償特性の檢討", 日本電氣學會 半導體電力變換研究會 資料, SPC-91

−33, 1991.
3) 福田 昭治 外 1人, "電流形アクテイブフイルタシステムの制御法と補償特性", 日本 電氣學會 半導體電力變換研究會 資料, SPC−91−32, 1991.
4) 藤田 英明 外 2人, "直列多重電壓形インバータを用いたSVCの低損失化", 日本 電氣學會 半導體電力變換研究會 資料, SPC−92−10, 1992.
5) 深尾 正 外 2人, "サイクロユンベータを用いた無效電力補償裝置の無效電力平衡に着目した動作解析と補償限界", 日本 電氣學會 論文誌 B, Vol. 104, No. 12, pp.833～840, 1984.
6) 石川 榮 外 4人, "交流車輛の新主回路システム", 東芝レビユー, Vol. 42, No. 6, pp.457～460. 1987.
7) 本部光幸 外 4人, "入出力正弦波インベータとその應用", 日立評論, Vol. 68, No. 8, pp.637～642, 1986.
8) A.R. Daniels 外 1人, "New Power Converter Technique Employing Power Transistors", Proc. IEE, Vol. 125, No. 2, pp.146～150, 1978.
9) P. D. Ziogas 外 2人, "Some Improved Forced Commutated Cycloconverter Strctures", IEEE Trans. IA, Vol. IA−21, No. 5, pp.1242～1253, 1985.
10) M. Venturini, "A New Sine Wave in, Sine Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements", proc. Powercon 7, pp. E3−1−E3−15, 1980.
11) 石田宗秋 外 3人, "入力力率可變正弦波入出力PWM制御サイクロユンバータの波形制御法", 日本電氣學會 論文誌 D, Vol. 107, No. 2, pp.239～246, 1987.
12) A. Ishiguro 外 2人, "A Novel Control Method for Forced Commutated Cycloconverters Using Instantaneous Values of Input Line−to−Line Voltages", IEEE Trans. IE, Vol. 38, No. 3, pp. 166～172, 1991.