

## 전류형 능동필터를 위한 델타변조제어기법의 디지털 구현

강병희<sup>o</sup> 황종규 고재석 목형수<sup>++</sup> 최규하  
전국대학교 전기공학과 <sup>oo</sup> 서울산업대학교 제어계측과

### Digital Implementation of Delta Modulation Technique for Current-Fed Active Power Filters

Byong-Hee Kang Jong-Gyu Hwang Jae-Sock Gho Hyung-Soo Mok<sup>++</sup> Gyu-Ha Choe  
KonKuk University <sup>++</sup>Seoul Polytechnic University

**Abstract** - This paper presents a digital implementation of delta modulation Technique for Active Power Filters. Delta modulated scheme is to control the harmonic-compensating current indirectly by adjusting the capacitor voltage to be sinusoidal. The overall control system has two feedback loops. One is the outer propotional feedback for loop regulating the dc current of active filters and the other is the inner feedback loop for maintaining the ac current waveform to be sinusoidal, and have zero power factor angle(i.e. unity power factor). The characteristics of the proposed is investigated by digital simulation using ACSL and experimental results are obtained by TMS370C756 Single-Chip Microprocessor relative to analog delta modulation technique.

#### 1. 서론

최근 전력전자기기의 사용이 날로 증가함에 따라 교류입력측에 고조파와 무효전력에 의한 피해가 발생되고 있으며 그 발생횟수도 늘어가고 있는 추세이다. 따라서, 안정하고 경제적인 운영을 하기 위해서는 고조파 저감 및 역률개선등 고조파저감기술의 개발이 필요하다. 비선형부하에 의한 고조파 및 무효전력에 대한 보상방법으로 수동필터가 사용되어 왔다. 그러나, 수동필터에 의한 고조파억제저감방법에는 여러가지문제가 발생한다. 특히, 수동필터에서는 동조주파수가 필터정수에 한정되어 있으며 선로의 인덕턴스와 필터의 커패시터 사이에 병렬공진에 의한 고조파의 증폭현상이 일어날 가능성이 있다. 또한, 보상된 전류가 여전히 고조파를 함유하고 있으며 위상의 지연또한 문제로 남는다. 따라서, 새로운 필터로서 전력용 능동필터의 기법이 연구되어 왔다.[1][2]

능동필터를 위한 제어기법에는 삼각파변조방식, 예측제어기법, 히스테리시스제어기법등이 있다. 삼각파변조방식은 회로의 구성이 간단한 특성이 있으나 정상상태에서 항상 위상지연이 생긴다. 그리고, 정류기에서 주로 사용하는 방식인 예측 제어기법은 운전중 많은 계산을 수행해야 하고 부하변동에 응답이 느려 능동 필터에 적용하기에는 적당치 못하다.[3] 히스테리시스제어 기법은 주로 전압형 인버터를 위한 전류 제어방식으로서 회로 구성이 간단하면서 응답이 빠른 특징을 갖고 있다.

히스테리시스제어기 전압형 인버터에서 전류를 제어하는 방식인 반면, 전류형 인버터에서 전압을 제어하는 방식으로 쌍대의 개념인 델타변조기법을 생각할 수 있다.[4]

본 논문에서는 전류형 능동필터에 사용된 아날로그 델타변조기법을 TMS370C756를 이용하여 아날로그 델타변조기법의 제어부를 디지털화하여 전류형 능동필터를 제어하고자 한다.

#### 2. 전압제어형 델타변조 능동필터

##### 기본원리

능동필터는 필터의 직류측 전원의 형태에 따라 전류형 또는 전압형 인버터의 구조를 갖게 되며 본 연구에서는 전압형에 비하여 다소의 손실은 있지만 교류전원으로부터 에너지 유입량을 제어함으로써 별도의 전원 없이 적류측 보상전원을 형성시킬 수 있으며, 초전도체의 개발이 계속 발전하고 있는 점을 감안할 때 인덕터를 이용한 전류형방식을 사용하였다.

그림1의 다이오드정류기와 같은 비선형 부하에 의한 구형파형태의 비정현파전류  $i_{sa}(t)$ 를 능동전력필터를 사용하여 교류입력측의 고조파와 동일한 보상전류  $i_{ib}(t)$ 를 발생하여 진원측으로 주입시키게 되면 비선형 부하에 의해 발생한 고조파를 제거할 수 있게 되고, 진원측에는 고조파를 제거한 순수한 정현파전류  $i_{ra}(t)$ 를 얻을 수 있게 된다. 고조파를 억제하기 위하여 수동필터만을 채택했을때는 필터에 의해 보상된 커패시터전압에는 잔류고조파 성분이 함유되어 있고, 교류측전류에도 여전히 고조파성분이 존재하게 된다. 그러나, 그림2(a)와 같이 전류형인버터를 추가하여 커패시터전압  $V_{ca}(t)$ 전압을 그림2(b)와 같이 정현파로 제어하면 그림2(c)와 같이 입력측전류의 고조파를 감쇄시킬 수 있다. 이와 같이, 커패시터전압  $V_{ca}(t)$ 를 정현파로 제어함으로써 교류측전류를 간접으로 정현파의 형태로 보상하는 기법을 본 연구에서는 전압제어형 델타변조방식(VCDM : Voltage-Controlled Delta-Modulation Technique)이라 한다.

##### 델타변조기법

그림3(a)와 같이 기준 정현파신호  $V_{ca}^*(t)$ 를 기준으로 허용 밴드폭  $h$ 를 설정하면 자연스럽게 밴드 내에서 실제 커패시터전압이 어떤 맥동치를 가지면서 변동된다. 커패시터전압  $V_{ca}(t)$ 가 양쪽 제한치와의 교차될 때 마다 그 기울기가 달라지고 그것은 그림3(b)의 스위칭 함수  $S_{APFa}(t)$ 로 표현된다. 스위칭함수  $S_{APFa}(t)$ 에 따라 전류형인버터의 각 스위칭소자에 인가해 주어야 하는 신호가 결정된다. 스위칭함수  $S_{APFa}(t)$ 의 값은 다음과 같다.

$$S_{APFa} = +1 \text{ when } P:ON \ \& \ N:OFF$$

$$S_{APFa} = -1 \text{ when } P:OFF \ \& \ N:ON$$

그림 2(a)의 제한된 능동필터회로에서  $V_{ca}(t)$ 가 상한치보다 높아지면 IGBT-F가 ON되어 인버터에서 그 전압 차이만큼의 에너지를 흡수하여 커패시터의 전압크기를 감소시키고 또한  $V_{ca}(t)$ 가 하한치보다 더 작게 되면 IGBT-N이 ON되어 인버터에서 전류를 공급하여 커패시터의 전압을 상승시킨다. 따라서, 커패시터의 전압을 일정 밴드 내에서 유지토록 제어하여 입력측전류를 간접적으로 제어하면 급격하게 변화하는 주입전류를 직접제어 하는 것보다 제어기준신호의 관점에서 유리해진다.

### 3. 디지털 델타변조기

디지털 델타변조시스템의 구성은 변압기 2차가 Y결선인 3상 교류전원의 각 상에 능동필터를 연결하고 3상 다이오드정류기부하에서 발생하는 고조파전류를 저감시키도록 구성하였다.

세안된 3상 전류형능동필터 시스템은 다음 식으로 표현된다.

$$\frac{d\bar{i}_R}{dt} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_R - \bar{v}_c \quad (1)$$

$$\frac{d\bar{v}_c}{dt} = \frac{1}{C} [\bar{i}_c - \bar{S}_{APF} \bar{i}_M] \quad (2)$$

$$\frac{d\bar{i}_M}{dt} = \frac{1}{L_M} [\bar{S}_{APF} \bar{v}_c - R_M \bar{i}_M] \quad (3)$$

여기서,

$$\bar{v}_s = [v_{sa}(t) \ v_{sb}(t) \ v_{sc}(t)]^T \quad \bar{i}_R = [i_{Ra}(t) \ i_{Rb}(t) \ i_{Rc}(t)]^T$$

$$\bar{v}_c = [v_{ca}(t) \ v_{cb}(t) \ v_{cc}(t)]^T \quad \bar{i}_c = [i_{ca}(t) \ i_{cb}(t) \ i_{cc}(t)]^T$$

$$\bar{i}_{cm} = [i_{cma}(t) \ i_{cmb}(t) \ i_{cmc}(t)]^T \quad \bar{i}_M = [i_{Ma}(t) \ i_{Mb}(t) \ i_{Mc}(t)]^T$$

$$\bar{S}_{APF} = \begin{bmatrix} S_{APFa}(t) & 0 & 0 \\ 0 & S_{APFb}(t) & 0 \\ 0 & 0 & S_{APFc}(t) \end{bmatrix}$$

디지털 델타변조기법의 능동필터시스템의 제어부는 그림4와 같이 직류전류 제어부, 커패시터 기준전압 계산부 및 전압제어형 델타변조부의 세부분으로 구성된다. A/D컨버터의 샘플링과 델타변조기법의 연산을 수행하는 디지털제어부는 TMS370C756을 사용하였다. TMS370C756연산에 의한 스위칭신호는 각 상당(per-phase) 능동필터의 인버터회로를 제어한다.

#### 직류전류제어부

직류전류 제어부는 능동필터의 직류측 인덕턴스의 전류  $\bar{i}_M$ 가 기준 설정치  $\bar{i}_M^*$ 에 근접하도록 제어한다. 이때, 직류측 인덕턴스의 전류는 저항손실로 인해 지수함수적으로 감소하므로 필터로서의 역할을 수행할 수 있도록 감소분을 지속적으로 보상해 주어야 한다.

직류전류 제어부에서 기준치와의 오차는 그림4에서 이득  $K_p$ 를 갖는 비례제어기P를 거쳐 보상해야 할 성분인 직류신호  $\bar{p}$ 로 변환된다. 이때, 보상직류신호  $\bar{p}$ 의 표현은 다음과 같다.

$$\bar{p} = K_p [\bar{i}_M^* - \bar{i}_M] \quad (4)$$

여기서,

$$\bar{p} = [\rho_a \ \rho_b \ \rho_c]^T$$

$$\bar{i}_M^* = [i_{Ma}^* \ i_{Mb}^* \ i_{Mc}^*]^T$$

보상직류신호  $\bar{p}$ 에 각상의 전압신호를 곱해 주면 필터내의 손실을 보상하기 위해 추가로 공급해야 하는 유효전류성분 즉,  $\bar{i}$ 가 결정된다. 이를 벡터의 형태로 쓰면 다음과 같다.

$$\bar{i} = \bar{p} \bar{e} \quad (5)$$

여기서,

$$\bar{i} = [i_a(t) \ i_b(t) \ i_c(t)]^T$$

$$\bar{e} = \begin{bmatrix} e_a & 0 & 0 \\ 0 & e_b & 0 \\ 0 & 0 & e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sin(\omega t) & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{2} \sin(\omega t - 120^\circ) & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \sin(\omega t - 240^\circ) \end{bmatrix}$$

#### 커패시터기준전압 계산부

직류측 전류가 일정치로 유지되면 커패시터기준전압 계산부에서는 입력전류를 정현파로 만들기 위해 부하측 입력전류의 기본파기준전류로부터 커패시터의 기준전압  $\bar{v}_c^*$ 을 계산하게 된다. 그림4와 같이 교류전압원측에는 인덕턴스  $L_s$  및 저항  $R_s$ 가 존재하므로 이것의 전압강하 성분은 A상 전압에서 빼면 커패시터전압에 대한 기준신호를 얻을 수 있다.

이때, 부하측전류의 기본파성분  $\bar{i}_{s1}$ 을 A/D 컨버터로 샘플링하기 위해서 CT로 검출한 부하의 각 상전류를 아날로그 60Hz대역 통과필터(BPF: Band Pass Filter)를 통과한 신호를 사용한다.

이 값에 직류측전류제어에서 얻은 기본파보상성분  $\bar{i}$ 까지 고려하여 기본파기준 전류에 대한 전압강하성분을 구한다. 입력측 전류신호는 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{i}_R^* = (\bar{i} + \bar{i}_{s1}) \quad (6)$$

여기서,

$$\bar{i}_{s1} = [i_{s1a} \ i_{s1b} \ i_{s1c}]^T$$

이때,  $i_{s1a} \ i_{s1b} \ i_{s1c}$ 은 각상의 부하전류의 기본파전류크기이다. 커패시터기준전압  $\bar{v}_c^*$ 은 각 상에 KVL을 적용하여 계산하면 식(7)과 같이 된다.

$$\bar{v}_c^* = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_R^* - L_s \frac{d\bar{i}_R^*}{dt} \quad (7)$$

델타변조기에서는 검출한 커패시터전압  $\bar{v}_c$ 이 커패시터기준전압  $\bar{v}_c^*$ 을 추종하도록 그림3(a)와 같이 제어한다.

#### Flow Chart

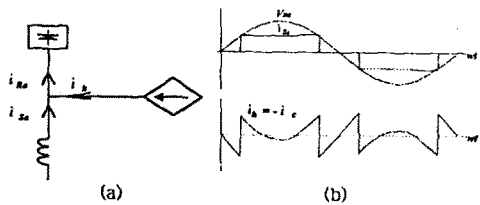
그림5는 TMS370C756의 블럭다이아그램이고, 그림6은 3절에서 기술한 능동필터제어부의 Flow Chart를 나타낸다. 디지털 제어부는 A/D 인터럽트 루틴과 능동필터 제어루틴으로 나뉜다. 제어루틴의 동작은 TMS370C756에 내장된 A/D 컨버터의 샘플링 수행 후 인터럽트플래그의 발생에 의해 다음 채널의 A/D의 컨버터의 기능이 차례로 수행되며, 컨버전이 수행되는 동안 제어루틴의 프로그램은 계속 작동된다. 제어부의 계산의 완료에 의해 발생된 PWM신호는 출력Port를 통해 능동필터의 인버터를 ON, OFF하게 된다.

### 4. 시뮬레이션 및 결론

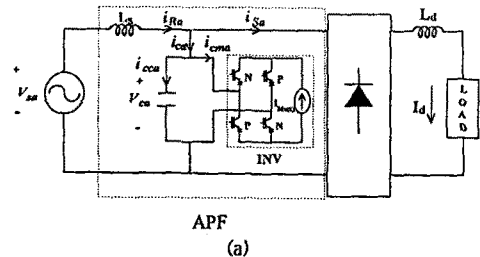
그림7은 디지털델타변조기의 시뮬레이션결과를 보여준다. 이때, C값은 45[ $\mu$ F], 입력측 L값은 10[mH]이다. (a)는 직류측전류 크기  $i_M$ 를 갖는 PWM전압로, 커패시터전압을 제어한 결과 그림(b)와 같은 커패시터전압파형을 얻을 수 있었다. 이때, 밴드폭  $h=10\%$ 로 선정하였고 h를 더욱 줄이면 거의 정현파로 유지될 수 있으나, 스위칭손실이 증가하므로 실제 구현시 적절한 h의 선정이 필요하다. 그리고, 그림(c)의 보상전 전류는 보상후에 그림(d)와 같이 개선된다. 이때, 회로내의 인덕턴스 때문에 전류에는 거의 맥동이 나타나지 않음을 볼 수 있다. 그리고, 교류전원과의 상차도 거의 없어 단위역율(unity power factor)로 유지됨을 볼 수 있다. 본 연구에서는 전력전자기기 부하의 사용에 의하여 교류전원측에 발생하는 고조파 및 무효전력의 대체로 전력용 능동필터의 보상방식중 전압제어형 델타변조 방식의 디지털 구현에 대하여 논의 하였다. 디지털 전압제어형 델타변조기의 보상전류는 아날로그방식과 마찬가지로 전원측 인덕턴스 및 필터인덕턴 커패시터는 물론이며 밴드폭에 따라 크게 그 제어특성이 달라진다. 또한, 디지털델타변조기법은 샘플링시간과 내부연산시간에 따라 그 성능이 좌우된다. 향후, 고속의 마이크로프로세서인 DSP-Chip을 이용한다면 연산시간과 A/D시간을 단축시킴으로써 전류형능동필터의 성능을 개선할 수 있을 것이다.

#### 참고문헌

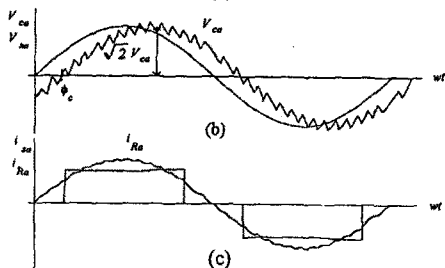
- [1] H.Akagi, Y.Kanazawa, and A.Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuit," IPEC 1983.
- [2] H.Akagi, A.Nabae, and S.Atoh, "Control Strategy of a Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, No.3., pp.460-465, 1986.
- [3] Gyu-Ha Choe, Min-Ho Park, "A New injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter," IEEE Trans. Ind. Elcc., Vol.35(1), Feb. 1988
- [4] B.M.M.Mwinyiwiwa, P.M.Birks, and B.T.Ooi, "Delta-Modulated Buck-Type PWM converter," IEEE Tran. Ind. Appl., Vol.28, No.3, pp.552- 557 May/June 1992



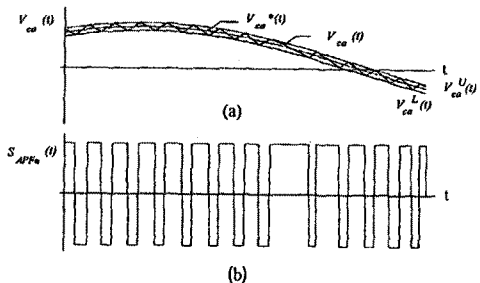
< 그림 1. 능동필터의 기본원리 >



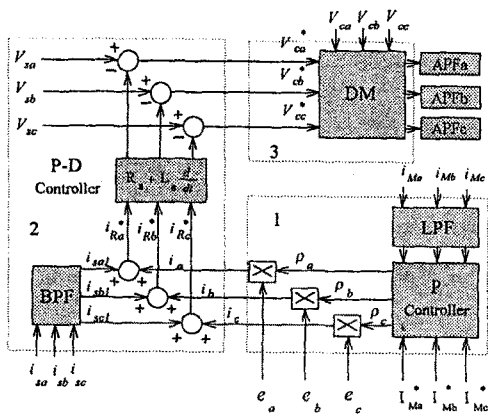
APF



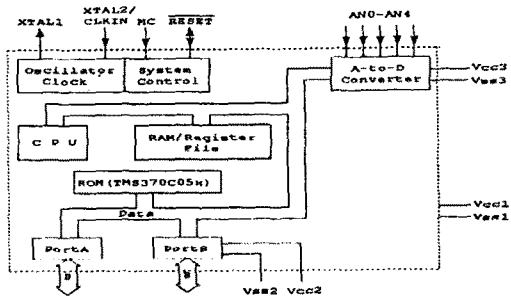
< 그림 2. 제안된 능동필터 >



< 그림 3. 델타변조 >

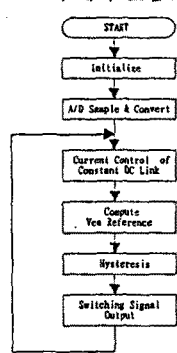


1: 직류전류제어 2: 기준전압계산 3: VCDM  
< 그림 4. 델타변조기법 제어부 >



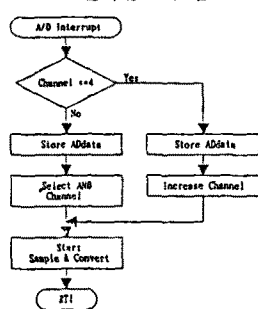
< 그림 5. TMS370C756의 블록다이어그램 >

주제어 흐름도



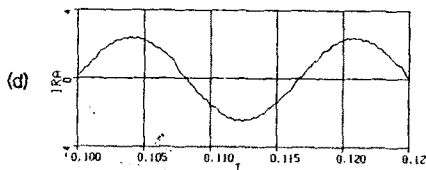
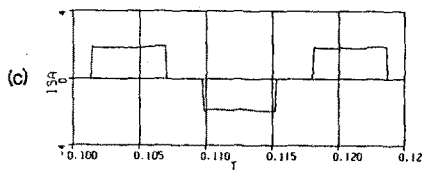
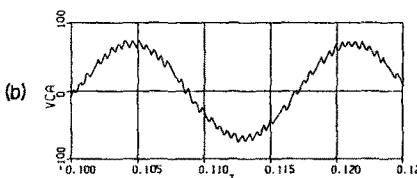
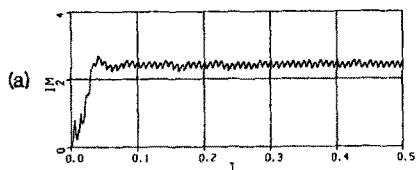
(a)

A/D 인터럽트 흐름도



(b)

< 그림 6. 제어알고리즘 >



< 그림 7. 능동필터의 각 부 파형 >