

PWM 제어 능동 교류 전력 필터의 개발 및 속도 개선

김 재 현 *박 인 규* *박 종 근*

*서울 대학교

Implementation of a PWM Controlled Active AC Power Filter Using a Fast PWM Control Method

Jaehyun Kim In-Gyu Park Jong-Keun Park
Seoul National University

Abstract-This paper deals with the PWM controlled active AC power filter. A new PWM control method from the viewpoint of speed and simplicity is proposed. And a microprocessor-based controller is used to realize the active AC power filter. The existing PWM control methods are primarily based on Fourier series expansion and these methods need FFT calculation and solving nonlinear harmonic equations, which are heavy burden to real-time control. The proposed method is based upon generalized pulse series expansion and needs only definite integrals of harmonic signal. So, computational effort can be reduced by a large margin. The digital circuit using 16-bit microprocessor is designed to implement the actual active power filter.

서 론

최근에 와서, 전력 전자 공학의 발달로 인하여 Thyristor 등을 이용한 정류기, Inverter, Cycloconverter 등의 각종 전력 제어 장치들이 개발, 보급되고 사용 전력 용량이 날로 급증하고 있어, 비선형 부하가 빠른 속도로 증가하는 경향에 있다. 이들 비선형 부하의 증가는 제동에서의 고조파 문제를 증대시켰으며 이로 인해 고조파에 의한 과형의 왜곡 현상은 매우 심각한 문제로 대두되게 되었다[1],[2].

계통내의 고조파를 제거하기 위해서 가장 널리 시도되고 있는 것은 PWM 제어 방식을 갖는 능동 전력 필터이다. 이 방식은 일정한 전류원을 갖고있는 인버터를 이용, PWM 전류를 주입함으로써 고조파를 제거하는 것이 기본 원리다[3]-[6]. 이때 제어부에서 결정해야 할 것은 주입해야 할 pulse의 pattern인데 이제까지 제안되었던 방식들은 추정된 고조파의 Fourier 계수와 발생시키려는 PWM 과형의 Fourier 계수가 원하는 차수까지 같아지도록 pulse의 폭을 조정하는 것을 기본으로 한다. 이러한 방식은 추정된 고조파의 Fourier 계수를 구하기 위해 FFT를 행해야 하며[7],[8] 이를 근거로 비선형 방정식의 해를 구해야 하는데, 이것은 실시간 제어의 측면에서 큰 난점이 된다.

본 연구에서는 이러한 계산상의 부담을 덜기 위해 Walsh 또는 Haar 급수로 대표될 수 있는 Pulse 급수를 이용하여[9] 새로운 해법을 제안하였다. 그리고 16-비트 마이크로 프로세서를 이용한 디지털 회로를 제시하였다.

본 론

1. PWM 제어 문제

전류 주입식 능동 교류 전력 필터는 그림 1.과 같이 비선형 부하가 교류 계통에 연결되어 고조파가 발생될 때 고조파 보상 전류원 i_c 를 고조파 발생원의 입력단에 연결하여 보상 전류를 전원측으로 주입시킴으로써 고조파를 제거하는 방법이다.

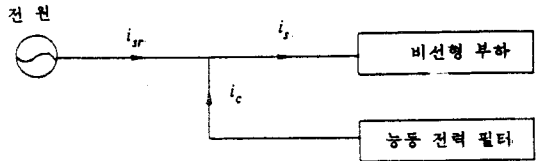


그림 1. 전류 주입식 능동 전력 필터

이 때 고조파 전류 i_h 는 i_s 를 Fourier 급수로 전개하여,

$$i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(nt) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(nt)$$

으로 썼을 때,

$$i_h(t) = \sum_{n=2}^{\infty} a_n \sin(nt) + \sum_{n=2}^{\infty} b_n \cos(nt)$$

와 같이 구해진다. 그러므로 이 고조파 전류가 제거되기 위해서는,

$$i_c(t) = i_h(t) \quad (1)$$

가 되도록 $i_c(t)$ 를 만들어 주입하여야 한다.

(1)식을 만족하는 필터는 보통 이상적인 필터라고 부르는데, 이러한 이상적인 필터는 소전력일 경우에는 선로로부터 고조파를 검출하여 이를 증폭시켜 주입함으로써 실현이 가능하지만, 대전력일 경우에는 기술상 거의 불가능하므로 다른 방법을 사용하여야 한다.

PWM 제어를 갖는 능동 전력 필터는 그림 2와 같이 기본적으로 일정 전류원 I_m 과 전류형 인버터 및 그 제어부를 구성된다.

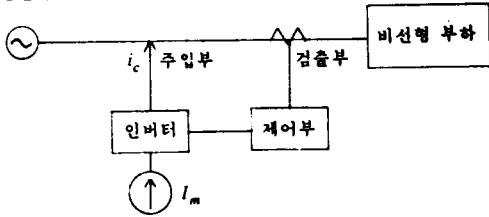


그림 2. PWM 제어를 갖는 능동 전력 필터

즉 직류 전류 I_m 을 적절히 인버팅함으로써 보상 전류 i_c 를 만드는 방식이다.

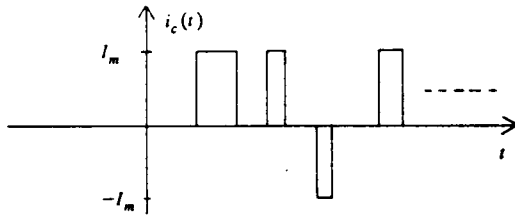


그림 3. PWM 제어를 갖는 능동 전력 필터의 i_c 의 예

이러한 i_c 를 구성함에는 우선 격자 구조를 결정해야 하는데, 크게 등거리 격자[3][4]와 적응 격자[5]로 나누어 볼 수 있다.

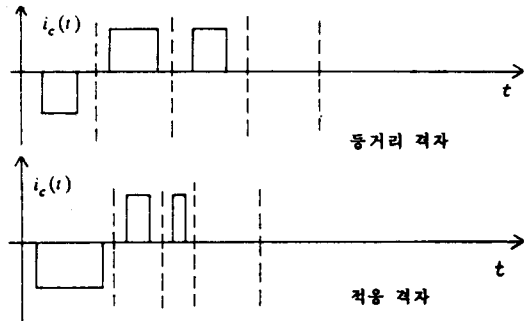


그림 4. 등거리 격자와 적응 격자

등거리 격자와 적응 격자는 성능면에서 차이가 있을 뿐 개념적으로는 같은 것이므로 본 논문에서는 편의상 등거리 격자를 기준으로 생각하기로 한다.

격자 구조가 결정된 상태에서, $i_c(t)$ 를 구성하기 위하여 우리가 결정해야 할 것은 펄스의 폭 α_j 들이다.

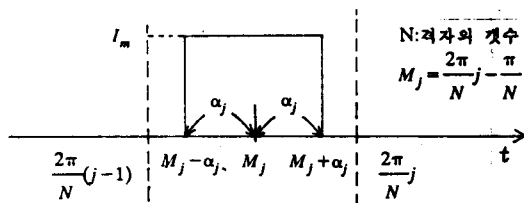


그림 5. 등거리 격자, j 번째 펄스에서의 미지수 α_j

결국, PWM 제어 문제란 (1)의 식이 근사될 수 있도록 적절히 α_j 들을 결정하는 문제라고 할 수 있다.

2. Fourier 급수를 바탕으로 한 해법.

기존의 방법으로서, (1)식의 근사에 i_c 의 Fourier 계수가 i_h 의 Fourier 계수와 원하는 차수까지 같아지도록 α_j 를 결정하는 방법이 있다. 이렇게 i_c 를 구성함으로써 우리는 N차까지의 저주파수 고조파들을 완전히 제거할 수 있는데, 이 능동 필터와 고역 제거 수동 필터를 함께 사용함으로써 고조파들은 매우 효과적으로 제거될 수 있다[10].
지금 i_c 를

$$i_c = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(nt) + \sum_{n=1}^{\infty} d_n \cos(nt)$$

로 있을 때, i_c 구성의 조건은

$$\begin{aligned} c_0, c_1, d_1 &= 0 \\ c_n &= a_n \quad (n=2, \dots, N) \\ d_n &= b_n \quad (n=2, \dots, N) \end{aligned}$$

이 된다. 첫 식을 α_j 를 미지수로 하여 다시 쓰면,

$$\begin{aligned} -\frac{1}{\pi} \frac{I_m}{N} \sum_{j=1}^N [\cos[n(M_j + \alpha_j)] - \cos[n(M_j - \alpha_j)]] &= a_n \\ \frac{1}{\pi} \frac{I_m}{N} \sum_{j=1}^N [\sin[n(M_j + \alpha_j)] - \sin[n(M_j - \alpha_j)]] &= b_n \end{aligned} \quad (2)$$

와 같이 되는데, 이 식은 곧 α_j 에 관한 비선형 연립 방정식이다. 즉, α_j 들을 결정하기 위해서 이 $f(\alpha) = C$ 형태의 비선형 연립 방정식을 풀어야 한다. 이 비선형 방정식은 보통 고조파 방정식이라고 불린다.

제시되었던 방법에 의하면, 이 비선형 연립 방정식은 Newton-Raphson 알고리즘을 사용한 수치 계산에 의해 해결되어야 한다. 그런데, $f(\alpha)$ 는 상당한 선형성을 보유하고 있어서 급격한 수렴특성을 보이지만, $f(\alpha)$ 함수 자체는 Newton-Raphson 알고리즘에 대해 수렴이 보장되는 함수는 아니다. 그래서 실제로 수렴되지 않는 경우들이 발생한다. 또한 이 방법은 FFT 및 Jacobian의 Inversion 등에서 많은 계산량이 소요되므로 부하의 변동 등에 의해 고조파 전류가 변하는 경우에 신속히 대처할 수 없다는 단점을 갖는다.

3. Pulse 급수를 바탕으로 한 해법.

i_c 와 i_h 를 일반적인 orthogonal 급수로 전개하는 것을 생각하자. 구간 $(0, 2\pi)$ 에서의 orthogonal 함수 $g_n(t)$ 들은

$$\int_0^{2\pi} g_n(t)g_m(t)dt = \begin{cases} R_n & (n=m) \\ 0 & (n \neq m) \end{cases}$$

로 정의되며, (이 급수가 complete 하다는 전제하에) 이 함수들로써 i_c 와 i_h 를 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_c(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} a_n g_n(t) \\ i_h(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} b_n g_n(t) \end{aligned}$$

여기서 a_n 과 b_n 은 각각

$$a_n = \frac{1}{R_n} \int_0^{2\pi} i_h(t) g_n(t) dt$$

$$b_n = \frac{1}{R_n} \int_0^{2\pi} i_c(t) g_n(t) dt$$

첫식에서, $g_n(t)$ 들을 sinusoids로 하면 고조파 해석에 주로 쓰이는 Fourier 급수 전개가 된다.

i_c 와 i_h 가, 함수 $g_n(t)$ 의 입장에서, N차까지의 고조파 성분이 같아지기 위해서는

$$a_n = b_n \quad (n=1, \dots, N)$$

이어야 한다. 이 조건을 N-벡터로 표시하면

$$\mathbf{a} = \mathbf{b} \quad (3)$$

이다. (여기에서 $\mathbf{a}=[a_1, \dots, a_N]^T, \mathbf{b}=[b_1, \dots, b_N]^T$)

지금 Sinusoid 대신 Walsh 함수를 사용하여 Walsh 함수의 입장에서 i_c 와 i_h 가 N차까지의 고조파 성분이 같도록 하는 경우를 생각하자. 그림 6은 Walsh 함수의 예를 보인 것이다[9].

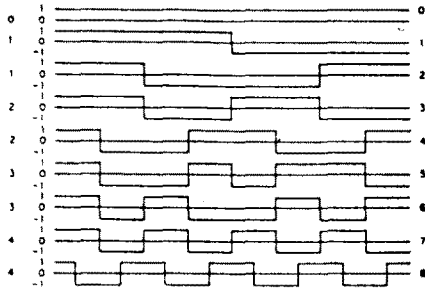


그림 6. Walsh 함수

그러면 Walsh 함수 입장에서의 i_h 의 고조파 계수 \mathbf{b} 는 S를 그림 7과 같이 정의하였을 때

$$\mathbf{b} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{S}$$

와 같이 구할 수 있다.

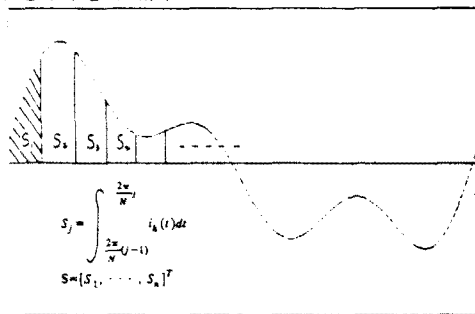


그림 7. S의 정의

여기에서 W는 Walsh 행렬이라고 불리우는 것이다. 그림 8에 Walsh 행렬의 예를 보였다.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

그림 8. N=8 일 경우의 Walsh 행렬

마찬가지로 i_c 의 Walsh 함수 입장에서의 고조파 계수 \mathbf{a} 도

$$\mathbf{a} = \mathbf{W} \cdot (2I_m \alpha)$$

로 결정된다.

그러므로 (3)의 조건, 즉 $\mathbf{a} = \mathbf{b}$ 이기 위해서는

$$\mathbf{W} \cdot (2I_m \alpha) = \mathbf{W} \cdot \mathbf{S}$$

이어야 한다. 그리고 W는 nonsingular이므로, 양변에 \mathbf{W}^{-1} 을 곱하면,

$$2I_m \alpha = \mathbf{S}$$

$$\alpha = \frac{\mathbf{S}}{2I_m} \quad (4)$$

의 결과를 얻는다. 즉, 그림 7과 같은 각 격자의 정적분 값을 토대로 쉽게 α 를 결정할 수 있다. 이 결과는 FFT 및 비선형 연립 방정식 풀이라는 부담을 갖는 (2)의 결과에 비해 계산량의 면에서 매우 유리하다. (참고: 식 전개중 W를 Walsh 행렬이 아닌 다른 pulse 급수 행렬 (예를 들어 Haar 행렬) 을 사용해도 (4)와 같은 동일한 결과를 얻는다. 그러므로 (4)식은 일반적인 pulse 급수에 대한 고조파 방정식이라고 말할 수 있다.)

4. Fourier 급수 방식과 Pulse 급수 방식과의 관계.

함수 $f(t)$ 를 구간 (t_1, t_2) 에서 서로 다른 두 종류의 orthogonal 함수 $g_i(t)$ 와 $h_j(t)$ 로 전개된 경우를 생각하자.

$$f(t) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i g_i(t)$$

$$= \sum_{j=1}^{\infty} b_j h_j(t)$$

이 때 $g_i(t)$ 의 계수 a_i 의 $h_j(t)$ 의 계수 b_j 에 대한 관계는

$$a_i = \int_{t_1}^{t_2} f(t) g_i(t) dt$$

$$= \int_{t_1}^{t_2} \sum_{j=1}^{\infty} b_j h_j(t) g_i(t) dt$$

$$= \sum_{j=1}^{\infty} \int_{t_1}^{t_2} g_i(t) h_j(t) dt b_j \quad (5)$$

와 같이 구해지며, 일반적으로 \mathbf{a} 의 \mathbf{b} 에 대한 관계는

$a=Ab$

와 같이 구해진다. (여기에서 a 와 b 는 무한 차원의 벡터이며 A 는 무한 차원의 행렬이다.) 이 행렬 A 의 요소들은 (5)식에서 나타낸 것처럼 $g_i(t)$ 와 $h_j(t)$ 의 종류에 따라서 달라지는데, $g_i(t)$ 와 $h_j(t)$ 가 같은 종류일 경우에는 Identity 행렬이 되며, $g_i(t)$ 와 $h_j(t)$ 가 비슷한 종류일수록 대각 요소가 강세로 된다.

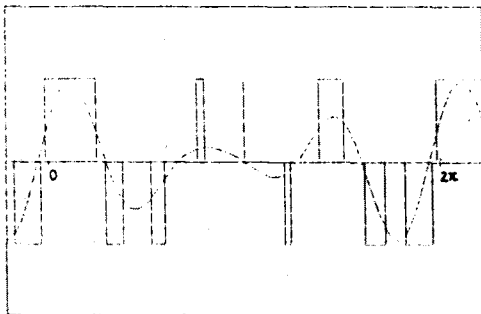
Sinusoids와 Walsh 함수는 그 형태가 매우 비슷하며, 또한 이 유사성은 i 와 j 가 작을수록 두드러진다. 따라서 Sinusoids와 Walsh 함수에 대한 A 행렬은 대각 요소가 강세로 나타나며 또한 이 대각 강세의 성질은 i 와 j 가 작을수록 두드러진다. 이러한 대각 강세의 성질은 곧 유한개의 Walsh 계수로부터 상당한 정밀도로 Fourier 계수를 구할 수 있음을 의미한다. 이 때 정밀도는 Walsh 계수의 수효가 많을수록 높아지며, 일정한 수효에서는 i 가 작을수록 정밀도가 높아진다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.900 & 0 & 0 & 0 & 0.100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.900 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.100 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.900 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.900 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.171 & 0 & 0 & 0 & 0.900 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.171 & 0 & 0 & 0 & 0.900 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.900 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.900 \end{bmatrix}^T$$

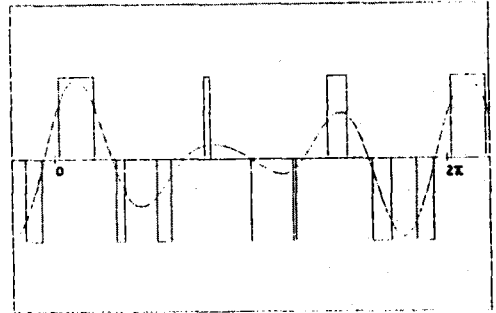
그림 9. Sinusoids와 Walsh 함수에 대한 A 행렬

위의 논의로부터 다음의 결론이 유추될 수 있다. 첫째, Pulse 급수의 입장에서 고조파를 N 차까지 제거했을 경우 Fourier 급수의 입장에서 고조파도 상당한 정밀도로 제거되며, 둘째, 이 때 N 이 크면 클수록 정밀도는 높아지고, 셋째, 일정한 N 에서는 차수가 낮은 고조파일수록 정밀도가 높아진다.

그림 10.은 임의의 고조파를 가정하여 $N=9$ 에 대해 Fourier 급수 해법과 Pulse 급수 해법의 결과를 컴퓨터 시뮬레이션하여 보인 것이다. 그리고 표 1.은 역시 임의의 고조파를 가정하여 $N=35$ 에 대해 Pulse 급수를 바탕으로 한 해법의 결과를 나타낸 것이다. 첫째열은 임의로 준 고조파 i_k 의 차수별 Fourier 계수이며, 둘째열은 Pulse 급수 해법으로 얻은 i_c 의 차수별 Fourier 계수이다. 그 차를 세번째 열에 나타냈으며, 마지막 열은 제거율을 각 차수별 상대 비율로 나타낸 백분율이다. 그림 11.은 이에 대해 대하여 고조파 i_k 및 보상 pulse 전류 i_c 를 나타낸 것이다.



(a) Fourier 급수 해법의 예



(b) Pulse 급수 해법의 예

그림 10. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 예. ($N=9$)

표 1. Pulse 급수 해법의 결과 예. ($N=35$)

차수	a_i	b_i	$a_i - b_i$	제거율 [%]	
직류분	0.00000	.00000	.00000	100.0	
sin	1	0.00000	.00000	100.0	
	2	.02000	-.01980	.00020	99.0
	3	-.12000	-.11804	-.00196	98.4
	4	.02000	.01944	.00056	97.2
	5	.10000	.09568	.00432	95.7
	6	-.02000	-.01805	-.00195	90.2
	7	.08000	.07349	.00651	91.9
	8	-.02000	-.01723	-.00277	86.1
	9	.06000	.05211	.00789	86.8
	10	.01000	.00715	.00285	71.5
	11	-.04000	-.02902	-.01098	72.5
	12	-.01000	-.00968	-.00032	96.8
	13	.04000	.02996	.01004	74.9
	14	-.01000	-.00533	-.00467	53.3
	15	.02000	.01052	.00948	52.6
	16	-.01000	-.00062	-.00938	6.2
	17	.02000	.00772	.01228	38.6
cos	1	0.00000	.00000	100.0	
	2	-.03000	-.02978	-.00022	99.3
	3	.02000	.01969	.00031	98.4
	4	.01000	.00976	.00024	97.6
	5	-.02000	-.01923	-.00077	96.1
	6	-.02000	-.01859	-.00141	93.0
	7	.01000	.00939	.00061	93.9
	8	.00800	.00674	.00126	84.3
	9	-.02000	-.01721	-.00279	86.0
	10	.01400	.01204	.00196	86.0
	11	.02000	.01570	.00430	78.5
	12	-.03000	-.02427	-.00573	-80.9
	13	-.01000	-.00779	-.00221	77.9
	14	.00200	.00234	-.00034	83.2
	15	-.04000	-.02704	-.01296	67.6
	16	-.00200	-.00201	.00001	99.7
	17	.00400	.00558	-.00158	60.4

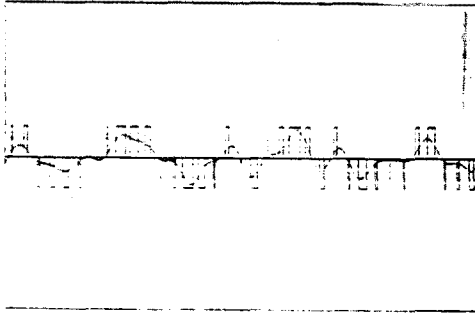


그림 11. N=35 일 때의 i_h 및 i_c 의 예

5. 구현

본 연구에서 제안한 방법을 적용하기 위해서 Intel 사의 16-비트 마이크로 프로세서 8086과 수치 계산용 보조 프로세서 8087을 사용하여 능동 전력 필터를 설계하였다.

고조파 검출부에는 선형 CT(Hall Element)를 사용, 고조파를 측정하여 고조파를 제거한 부분과 합성, 기본파를 제외한 고조파를 측정한다. A/D 변환부는 Analog Device의 12-비트 A/D 변환기 ADC-574로 한 주기당 128개의 Sampling을 행하도록 하였고 제어부에서는 Sampling data로 정적분을 행하여 인버터의 제어각을 구한 후에 Power Transistor의 Base를 구동하도록 하였다. 각 부분의 개요도를 다음의 그림에 나타내었다.

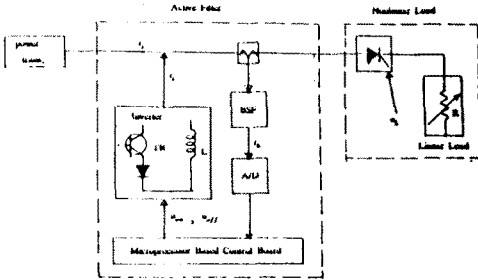


그림 12. 전체 시스템의 개요

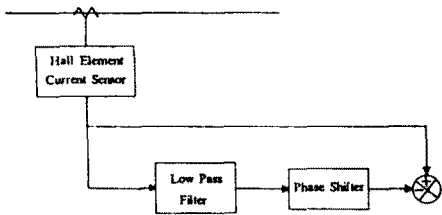


그림 13. 고조파 검출 필터

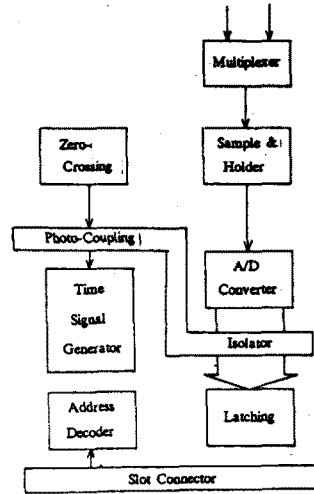


그림 14. A/D 변환부

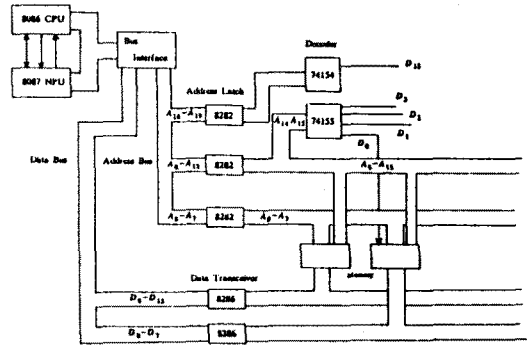


그림 15. 제어부

결 론

- (1) 본 연구에서는 Fourier 급수를 바탕으로 한 기존의 방식을 Pulse 급수를 바탕으로 전개하여 FFT 계산과 비선형 방정식 풀이의 계산 부담이 없는 새로운 PWM 제어법을 유도하였다. 이 Pulse 급수 해법은 고조파 파형의 각 격자에 대한 정적분만으로써 제어각 α 를 구한다. 이렇게 구성된 보상 전류는 Pulse 급수의 입장에서 N차 까지의 고조파를 완전히 제거하며, 또한 Fourier 급수의 입장에서도 상당한 정밀도로 제거한다. 이 때의 정밀도는 낮은 차수의 고조파일수록 높다.
- (2) Pulse 급수 해법은 계산량이 적으므로 속용성이 뛰어나 부하의 변동이 심한 유형의 고조파 발생원에 대해서 특히 유용하게 적용될 수 있으리라 기대된다.
- (3) 계산 능력의 최대화를 위하여 16-비트 마이크로 프로세서 8086과 수치계산용 보조 프로세서 8087을 사용하여 제어부를 설계하였고 이 제어부와 고조파 검출부 및 A/D 변환부로 능동 전력 필터 시스템을 구성하였다.

- (4) Pulse 급수 해법은 단지 고조파 파형의 적분만으로 α 를 구할 수 있으므로 제어부가 순수한 아날로그 회로로 구성될 수 있다. 즉, 적분기 및 비교기 등만을 사용하여 회로가 구성되는데, 이구조는 고조파의 변동에 대해 실시간으로 제어부가 동작한다는 잇점을 갖는다. 이에 대한 결과는 추후 발표될 예정이다.

참 고 문 헌

[1] "고조파의 저감 대책", 전력 중앙 연구소, 1982.3., pp.61-64

[2] "교류 Filter에 의한 대책", OHM, 1982.9., pp.35-36

[3] Gyu-Ha Choe and Min-Ho Park, "A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter", *Proceedings, IECON 85*

[4] Gyu-Ha Choe and Min-Ho Park, "Analysis and Control of Active Power Filter with Optimized Injection", *IEEE PESC Annual Meeting*, 1986

[5] Sung Han Kim, Jae Hyun Kim, Jong Keun Park, Gyu Ha Choe, Min Ho Park, "An Improved PWM Current Control Method For Harmonic Elimination Using Active Power Filter", *IEEE IAS Annual Meeting*, 1987

[6] K.Hayafune, T.Ueshiba, E.Masada and Y.Ogiwara, "Microcomputer Controlled Active Power Filter", *Proceedings, IECON 84*

[7] Alan V. Oppenheim and Ronald W. Schaffer, "Digital Signal Processing", Prentice Hall, 1975

[8] E. Oran Brigham, "The Fast Fourier Transform", Prentice Hall, 1974

[9] Douglas F. Elliott and K. Ramamohan Rao, "Fast Transforms-Algorithms, Analyses, Applications", Academic Press, 1982

[10] 三浦田, 今川田, "능동/수동 병용 Filter의 고조파 억제 특성", PE-86-152

[11] iAPX 86,88 User's Manual, INTEL, 1981

[12] IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters, *IEEE Std. 579-1981*.