

電流注入式 能動電力필터를 위한 最適注入方法의 解析

Analysis of Optimized Injection Method for Active Power Filter of Current Injection Type

朴 旻 鎬* · 崔 圭 夏**
(Min - Ho Park · Gyu - Ha Choe)

Abstract

The active filter of current injection type is the device which eliminates the harmonics in ac line by injecting the harmonic compensating current into the ac side. And its harmonic reduction performance is entirely dependent on the control scheme of the current-fed inverter and the harmonic compensating current becomes the PWM wave by the inverter. This PWM compensating current can be determined by selecting the switching function properly which eliminates the harmonics up to any order with using no independent sources. The new injection current model is derived by the proposed method which is called the optimized injection method.

The overall characteristics of the proposed method are investigated through digital computation and the feasibility is proved with experimental results obtained from the Z-80 microcomputer control of the active filter.

1. 序 論

能動 필터(Active filter)는 交流系統에 존재하는 高調波의 發生源측으로 補償電流를 注入시켜 高調波를 제거하는 장치이다. 이러한 電流注入式 能動 필터는 기존의 受動 필터와는 달리 한대의 장치로 많은 次數의 高調波를 제거시킬 수 있다. 또한 電流注入式이므로 高調波가 증가하더라도 過負荷로되지 않는 장점이 있다. 뿐만 아니라 補償電流는 단순히 外部 制御回路의 信號조정만으로 제거하고자 하는 高調波의 次數를 임의로 변화시킬 수 있다.

이러한 能動 필터는 系統에 나타나는 高調波電流에 얼마나 가까운 高調波 補償電流를 발생하여 注入시키는가에 따라 그 性能이 좌우된다. 최초의 能

動 필터는 일반적으로 高調波중 가장 큰 성분인 세 3高調波電流를 補償電流로 하였다.¹⁾ 이때 高調波 補償電流는 同期發電機로부터 얻었으며 負荷의 變動에 따라 補償電流의 크기 및 位相은 手動으로 조정해야 했다. 그후 電力用 半導體素子가 개발되고 이를 이용한 電流形 인버터가 能動 필터에 活用되면서²⁾ 高調波 補償電流는 PWM (Pulse - width modulation)形態로 발전되었다.

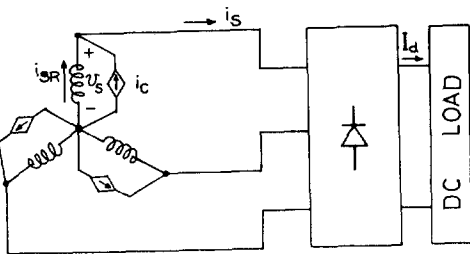
PWM補償電流는 삼각파와 같은 캐리어(Carrier)에 의한 變調方式³⁾이나 멀티펄스(multi-pulse)方式⁴⁾ 등으로써 발생될 수 있다. 그런데 이들 방식에 의한 PWM電流들은 低次 高調波成分이 나타나며 많은 高調波들을 제거하기 위해서는 調波數를 상승시켜야 한다. 또한 電流源을 필요로 할 뿐아니라 補償電流의 注入으로 완전히 高調波를 제거할 수 있는 理論이 확립되어 있지 않다.^{3), 4)} 이러한 問題를 改善하고자 著者들은 새로운 電流注入方法 즉 最適注入方法이라하여 이미 研究·發表한 바 있다.^{5), 6)}

*正 會 員 : 서울大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
**正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博
接受日字 : 1986年 3月 5日

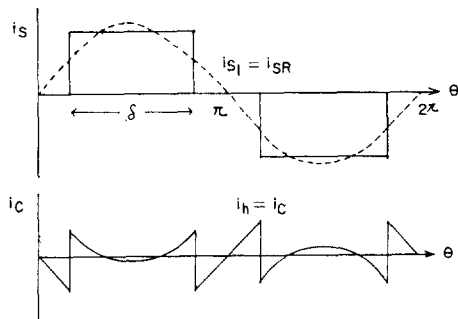
따라서 본 논문에서는 電流注入式 能動 필터를 위한 最適注入方法에 대해 그 理論的 特性을 解析 하고자 한다. 또한 제시하는 注入方法을 입증하기 위해서 마이크로 컴퓨터를 이용하여 能動 필터를 制御하고자 한다. 이때 본 方法을 적용하기 위해 高調波 發生源은 3相全波整流器로 하였다.

2. 電流注入式 能動 필터

그림1과 같이 整流器에 의해 各 相의 交流電源으로부터 直流負荷로 일정전류 I_a 를 공급한다고 하면 整流器의 스위치作用으로 3相電源측에는 크기가 I_a 이고 幅이 $\delta (= 120^\circ)$ 인 電流 i_s 가 各 相에 흐른다. i_s 는 基本波 i_{s1} 과 高調波 i_h 로 나뉘며 이중의 高調波 i_h 가 系統에 많은 問題들을 일으킨다. 기존의 受動 필터는 特定한 高調波의 次數에 대해 共振 補償 L, C를 설정하여 高調波를 제거하지만 電流注入式 能動 필터는 직접 電流를 注入함으로써 高調波를 상쇄시킨다. 그림1(a)의 高調波 補償電流源 i_c 가 곧 能動 필터이며 만약 理想的으로 i_c 를 系統에 존재하는 高調波 i_h 와 동일하게 發生시킨다면 交流 電源측에는 순수한 正弦波의 電流 i_{sr} 로 補償될 것



(a)



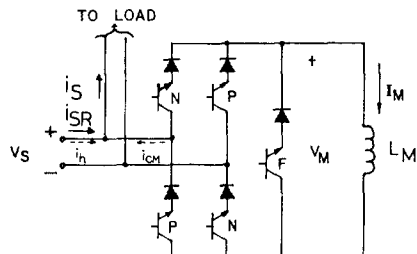
(b)

그림 1. 理想的인 電流注入式 能動 필터
Fig. 1. Active filter by ideal current injection.

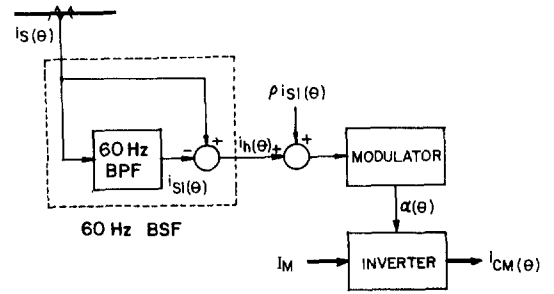
이다. 그러나 이는 사실상 불가능하므로 外部回路에 의해 i_c 에 근사한 電流 i_{cm} 으로 變換시켜야 한다.

그림1(a)의 各 相에 연결된 能動 필터들은 그림2(a)와 같이 電流形 인버터와 一定電流源 I_M 으로 구성되므로 變換電流 i_{cm} 은 보통 PWM形態로 된다. 인버터는 轉流能力을 갖는 P, N 및 F의 스위치소자들로 이루어지며 그림2(b)의 블럭선도에 따라 얻어지는 스위칭패턴(Switching pattern) α 에 의해 制御된다. 이때 一定電流 I_M 은 인버터의 스위치作用에 의해 PWM電流 i_{cm} 으로 變換되고 앞의 理想 高調波 補償電流 i_c 를 대신한다. 이러한 스위치作用은 또한 變調器(Modulator)에 전적으로 결정되므로 적절한 變調器의 구성으로 能動 필터의 高調波 除去能力을 최대로 할 수 있을 것이다.

그림2(a)와 같이 점선으로 표시한 i_h 및 i_{cm} 의 관계로부터 인버터의 스위칭함수 α 는 i_{cm} 이 i_h 를 상쇄하도록 결정해야 함을 알 수 있다. i_h 가 지금 그림과 같이 영의 방향으로 흐른다면 I_M 이 i_h 를 상쇄하도록 스위치소자 P를 온(on)시켜야 한다. 그러면 電流 I_M 은 그림과 같은 i_{cm} 으로 되어 電源측으로



(a)



(b)

그림 2. 能動 필터의 回路 및 動作原理圖
Fig. 2. Active filter circuit and its basic operation diagram.

表 1. 스위치 소자들의 導通狀態

Table 1. Conducting state of switching elements.

i_h	P	N	F	α
+	1	0	0	+1
-	0	1	0	-1
±	0	0	1	0

注入된다. 반대로 i_h 가 음이 되면 N을 온시켜 i_{CM} 의 방향을 반대로 한다. 이때 P와 N이 모두 오프(off)되면 F를 온시켜 電流源에 대해 環流路(free-wheeling path)를 구성시켜 준다. 스위치소자 P, N, F의 온·오프상태는 表1로 나타낼 수 있고 "1"은 온, "0"은 오프상태를 각각 표현한다. 스위칭함수 α 는 방향을 고려함으로써 (+1, 0, -1)의 3상태로 되는데 高調波電流 i_h 로부터 구할 수 있고 그過程은 그림5에서 볼 수 있다.

α 는 샘플링(Sampling)時點 θ_k 에서 얻어진 값 $i_h(\theta_k)$ 가 갖는 크기 및 부호로 표현되며 부호 $s_k = \text{sgn}(i_h(\theta_k))$ 는 펄스폭 $2x_k$ 인 펄스電流의 흐름을 결정해 준다. 그리고 펄스폭 $2x_k$ 의 크기에 따라 제어할 수 있는 高調波의 힘이 달라진다. 정확한 x_k 의 選定으로 특정 次數의 高調波를 완전히 제거할 수 있는데 구체적인 것은 뒤에서 언급하기로 한다.

이상과 같은 α 가 四分波 對稱性(quarter-wave symmetry)을 갖는다면 다음으로

$$\alpha(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin n\theta \quad (1)$$

나타낼 수 있고 PWM補償電流 i_{CM} 은 그림2(b)에서 다음과 같이 表現됨을 알 수 있다.

$$i_{CM}(\theta) = I_M \alpha(\theta) \quad (2)$$

이러한 i_{CM} 의 注入으로 補償되는 電流源측의 電流 i_{SR} 은

$$i_{SR}(\theta) = i_s(\theta) - i_{CM}(\theta) \quad (3)$$

으로 쓸 수 있으며 그림3(c)와 같이 9상태의 電流로 變化됨을 볼 수 있다. 그림3은 能動 필터의 각 부분에 대한 電壓 및 電流의 波形들을 나타내는데 (d)는 (b)의 i_{CM} 이 理想的인 補償電流 i_c 와 달리 PWM波形임으로써 생기는 殘留高調波 i_{hr} 이다. 그림(e)와 (f)는 電流源으로서의 인덕터 L_M 의 電壓 및 電流로서 L_M 이 매우 크다고 假定하여 그 脈動分을 무시하였다. i_{CM} 에는 理想的으로 基本波成分이 없으므로 能動 필터는 高調波電流에 의한 無效電力만이 授受된다. 그런데 실제로는 인덕터 L_M 에 補償用 電流源이

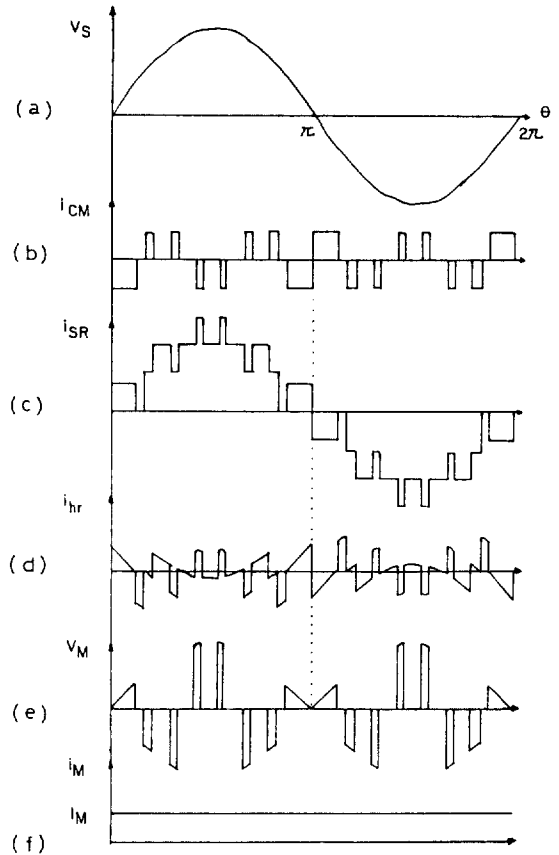


그림 3. 能動 필터 회로에 대한 電壓 및 電流 波形
Fig. 3. Voltage and current waveforms for active filter.

추가되지 않으면 交流電流源을 포함한 필터回路내의 損失 때문에 L_M 에 一定한 電流가 유지될 수 없다. 그러나 여기서는 단순히 인버터의 스위칭함수를 변경시킴으로써 補償電流源을 사용하지 않는 方法을 생각한다.

3. 最適注入方法

앞에서 電流源측의 高調波는 인버터를 적절히 조정하여 i_{CM} 을 注入함으로써 제거될 수 있음을 보았다. 지금부터는 주어진 條件에서 최대한도로 높은 次數까지의 高調波를 완전히 除去할 수 있는 PWM補償電流의 理論的인 모델을 구하고자 한다. 또한 필터에는 반드시 電流源이 존재해야 한다. 그러나 그림2(a)의 能動 필터를 보면 整流器와 같은 구조

이므로 L_M 에 陽의 平均電壓이 나타나도록 인버터를 制御한다면 별도의 補償電源을 추가시키지 않고 L_M 에 一定한 電流를 유지토록 할 수 있다. 만약 補償源이나 특별한 制御技法이 가해지지 않는다면, 損失때문에 L_M 에는 電流가 거의 흐르지 못하고 결국 能動 필터로서의 技能도 수행할 수 없게 된다. 그러므로 이상과 같은 高調波補償 및 損失補償을 동시에 이룩할 수 있는 PWM補償電流의 모델을 구하고자 하며 그 방법을 여기서는 最適注入方法이라 하였다.

이러한 注入方法은 그림4와 같은 電力의 흐름도 로 表現된다. 즉 能動 필터는 交流電源으로부터 有效電力을 공급받아 一定電流源을 구성하고 그와 同時에 다시 電源측으로 高調波를 제거할 수 있는 無效電力을 注入시킨다.

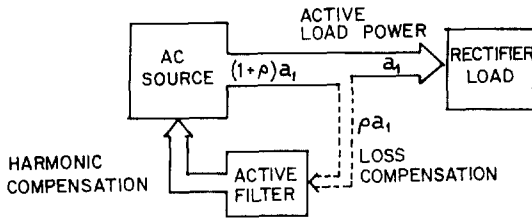


그림 4. 最適注入方法에 의한 電力의 흐름도
Fig. 4. Power flow diagram by optimized injection method.

3.1 PWM補償電流의 모델

일반적으로 高調波電流는 無限次數까지의 成分을 모두 가지므로 外部回路에 의한 PWM補償電流의 注入으로 완전히 제거될 수 없다. 지금 電源의 반주기동안 M회로 i_h 를 샘플링하여 그림5와 같은 스위칭함수 α 를 구하고 α 에 따라 i_{CM} 을 發生·注入시키면 i_h 중 n_N 次 成分까지 제거된다고 하자. 電源의 調波數를 f라 하면 샘플링調波數 $f_s = 2Mf$ 으로, n_N 次 高調波의 周波數 $f_N = n_N f$ 으로 表現할 수 있다. f_s 로써 f_N 까지의 成分을 變調하려면 나이퀴스트化 (Nyquist rate)를 만족하도록 f_s 를 정해야 한다. 따라서 $f_s \cdot f_N \geq f_N$ 의 관계로부터 정리하면 다음의 條件式을 얻는다.

$$M \geq n_N \tag{4}$$

이는 i_h 의 高調波成分중 除去可能한 最大次數 n_k 은 샘플링횟수 M을 초과할 수 없음을 뜻한다. 이 때 基本波의 次數는 $M \geq 1$ 인 모든 整數에 대해 항

상 이 條件式을 만족하므로 基本波를 制御할 수 있다. 따라서 주어진 M에 대해 條件式 (4)를 만족하는 次數의 高調波는 0으로 (高調波補償), 基本波는 필터내에 원하는 크기의 電流 I_M 이 흐르도록 (損失補償) 調整할 수 있는 스위칭함수 α 를 구할 수 있게 된다. 이러한 α 는 그림5에서 보는 대로 M개의 펄스폭變數 $x = (x_1, x_2, \dots, x_M)$ 으로 表現되며 이 두 補償條件을 만족하는 根 x^* 은 다음의 방정식을 풀어 구할 수 있다.

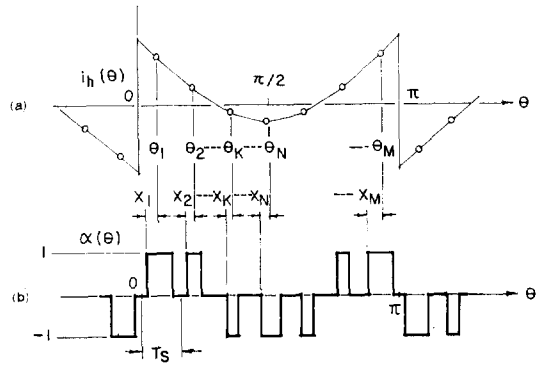


그림 5. 最適注入方法에 의한 스위칭함수
Fig. 5. Switching function by optimized injection method.

3.2 非線形 高調波方程式

그림 1(b)의 電流 i_s 는 다음으로 表現되므로

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\theta \tag{5}$$

(단, $a_n = \frac{4I_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\delta}{2}$ 임)

식(3)의 i_{sR} 은 식(1), (2)와 (5)를 이용하여 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$i_{sR}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n - I_M \beta_n) \sin n\theta \tag{6}$$

그림5의 α 와 i_{CM} 이 四分波對稱이라면 각 펄스폭 變數들사이에 다음이 관계가 만족되고

$$x_k = x_{M-k+1} \quad (k = 1, 2, \dots, N) \tag{7}$$

따라서 $\theta = 90^\circ$ 를 중심으로 대칭이 되므로 變數의 갯수가 N으로 줄어들고 M과는 表2에 주어진 대로의 관계를 갖는다.

식(1)의 계수 β_n 은 다음으로 구해지고

$$\beta_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^N A_k \sin n x_k \tag{8}$$

表 2. M과 除去可能한 高調波의 關係

Table 2. Relationship between M and the suppressible harmonics.

M	N	n_1	$n_2 \sim n_N$
3, 4	2	1	3
5, 6	3	1	3, 5
7, 8	4	1	3, 5, 7
9, 10	5	1	3, 5, 7, 9
11, 12	6	1	3, 5, 7, 9, 11
13, 14	7	1	3, 5, 7, 9, 11, 13
15, 16	8	1	3, 5, 7, 9, 11, 13, 15

$$\begin{aligned} \text{단 } A_k &= 2S_k \sin n\theta_N \quad (1 \leq k \leq N-1) \\ A_N &= \begin{cases} 2S_N \sin n\theta_N & (M : \text{우수}) \\ S_N \sin n\theta_N & (M : \text{기수}) \text{ 임} \end{cases} \end{aligned}$$

이로써 식(6)의 계수들은 條件式(4)를 만족할때 高調波 次數 n_i 에 대해 0으로 된다. 즉

$$a_{n_i} - I_M \beta_{n_i} = 0 \quad (i=2, 3, \dots, N) \quad (9)$$

인 (N-1)개의 方程式을 구할 수 있다. 그리고 $n_1 = 1$ 인 基本波에 대해서는 필터回路내의 損失을 補償하면서 一定電流를 유지시키도록 해야 하므로 交流電源측에는 ρa_{n_1} 만큼의 基本波成分이 증가될 것이다. 즉 식(6)의 계수를 基本波에 대해 表現하면

$$\begin{aligned} a_{n_1} - I_M \beta_{n_1} &= (1 + \rho) a_{n_1} \\ \therefore \rho a_{n_1} + I_M \beta_{n_1} &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

인 하나의 方程式을 얻게 된다. 따라서 N개의 펄스폭變數에 대해 N개의 方程式이 구해지므로 ρ 만 주어지면(附錄參照) 解 x^* 를 유일하게 결정할 수 있다. 그런데 이들 方程式은 非線形이므로 線形化技法을 사용하여 풀어야 한다. 그리고 각 펄스폭 x_k 는 항상 다음의 조건을 만족해야만 解가 될 수 있다.

$$0 \leq x_k \leq T_s/2 \quad (k=1, 2, \dots, N) \quad (11)$$

즉 각 펄스폭 $2x_k$ 는 샘플링주기 T_s 를 초과할 수 없다.

4. 特性 解析 및 制御

4.1 特性 解析

前述한 方法대로 PWM補償電流 i_{cM} 을 設定하여 注入할때 나타나는 特性을 다음의 사항들에 대해 조사하였다.

i) M에 따른 i_{sR} 의 스펙트럼

- ii) x_0 ($\triangleq I_M/I_a$)의 R_{TL} 에 대한 범위
- iii) ρ 의 R_{TL} 에 대한 범위
- iv) 解 x^* 의 I_a 변화에 대한 관계

그림6은 M=5~16일때 補償後 電流 i_{sR} 에 대한 스펙트럼을 비교한 것으로 $R_{TL}=0[\Omega]$ 인 경우에 대해 구하였다. 제시된 方法에 의해 條件式(4)를 만족하는 次數까지 0으로 제거됨을 볼 수 있다.

그림7은 R_{TL} 에 따른 x_0 의 設定可能한 最大 및 最小범위를 나타낸다. 여기서 x_0 는 I_M 과 I_a 의 비인데 能力 필터의 구성시 필요한 電流源의 크기 I_M 에 대한 한계를 나타내 주는 중요한 값이다. 이러한 x_0 에 그림7과 같이 R_{TL} 에 따라 兩限界가 存在하는 것은 다음으로 설명할 수 있다. 電流측의 高調波가 一定할때(I_a 일정) i_{cM} 의 크기 I_M 이 어느 값 이상으로 되

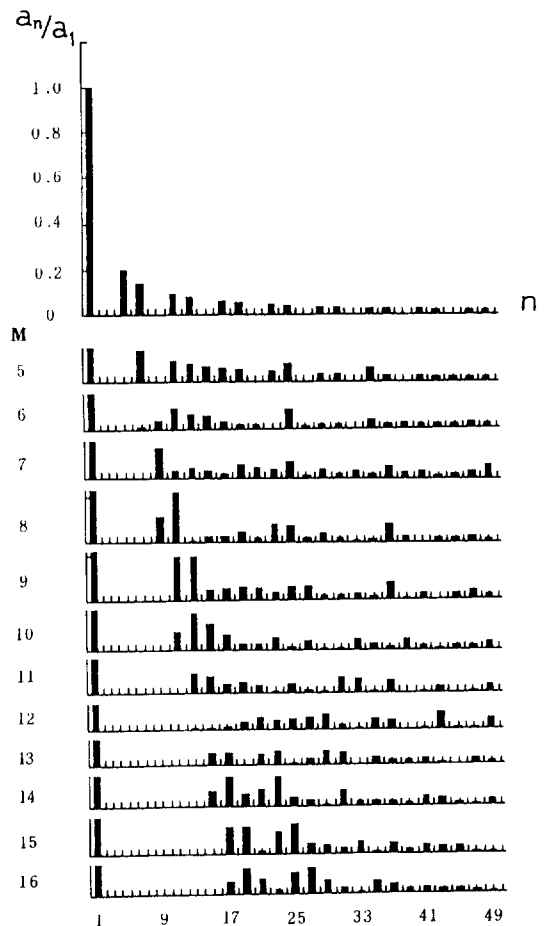


그림 6. $R_{TL}=0[\Omega]$ 일때 M에 대한 i_{sR} 의 스펙트럼
Fig. 6. Spectrums of i_{sR} to M in $R_{TL}=0[\Omega]$.

지 않으면 완전히 高調波를 상쇄시키지 못한다. 따라서 I_M 즉 x_0 에 最小値가 存在한다. 또한 i_{CM} 의 크기 I_M 이 어느 값을 넘어서면 과도하게 상쇄되므로 오

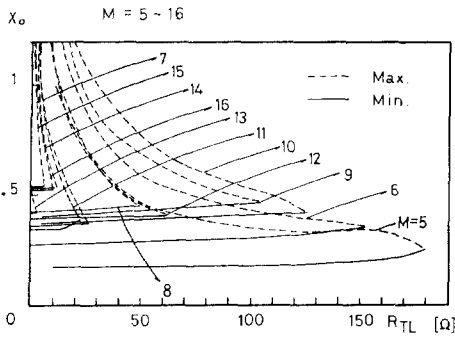


그림 7. R_{TL} 에 대한 x_0 의 허용범위
Fig. 7. Allowable range of x_0 to R_{TL} .

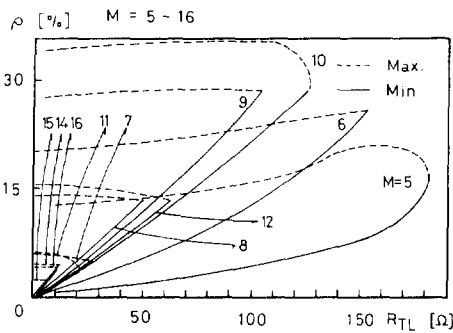


그림 8. R_{TL} 에 대한 ρ 의 허용범위
Fig. 8. Allowable range of ρ to R_{TL} .

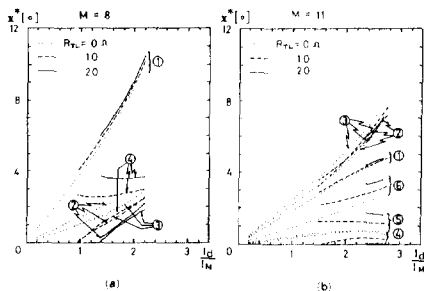


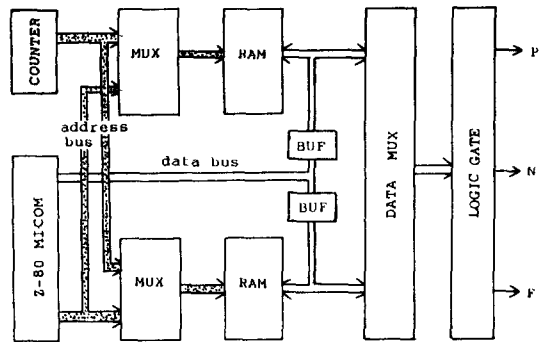
그림 9. I_d 에 대한 解 x^* 의 變化
Fig. 9. Variation of x^* to I_d .

(펄스폭 x_1, x_2, \dots, x_6 은 ①, ②, ... ⑥으로 표현하였음)

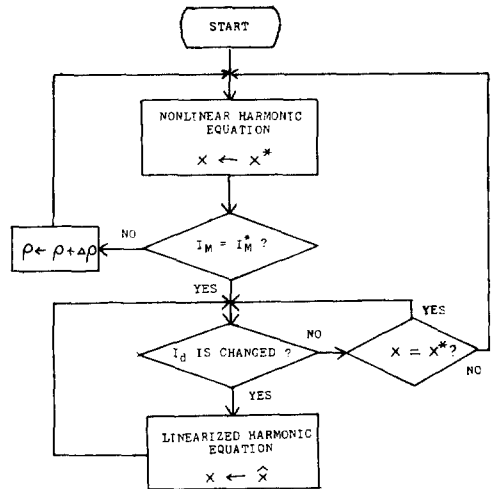
히려 高調波의 量이 증가할 것이다. 따라서 I_M 에 대한 最大値가 나타난다.

이러한 것은 그림8의 ρ 에 대한 特性曲線에서도 볼 수 있다. ρ 는 I_M 과 식 (A 4)으로 表現되는 관계를 가지므로 I_M 즉 x_0 의 兩限界의 存在가 ρ 에 그대로 반영되어 나타남을 알 수 있다.

그림9는 I_d/I_M 의 變化에 따라 解 x^* 가 變하는 관계를 $M=8, 11$ 에 대해 나타내고 있다. 점선은 $R_{TL}=0[\Omega]$ 를 나타내며 실선과 파선은 $R_{TL}=10[\Omega], 20[\Omega]$ 일 경우인데 M 이 커지거나 R_{TL} 이 커지면 I_d/I_M 에 대한 解 x^* 의 存在범위가 줄어드는 경향을 보이고 있다. 그러나 電流 I_M 은 一定하게 유지하므로 淸축은 I_d 의 變化를 나타낸다고 볼 수 있고 그때



(a)



(b)

그림 10. PWM信號發生을 위한 하드웨어 및 흐름도
Fig. 10. Hardware and flow chart for PWM signal generation.

解 x^* 의 관계가 대체로 線形的임을 알 수 있다. 이는 앞의 복잡한 方程式을 풀지 않고서도 I_a 의 변화에 따라 근사적인 解를 신속하게 산출할 수 있음을 뜻한다. 따라서 最適注入方法은 I_a 에 대해 線形에 가까운 特性을 나타내므로 能動 필터가 I_a 의 변동에 신속히 대처할 수 있도록 해 준다.

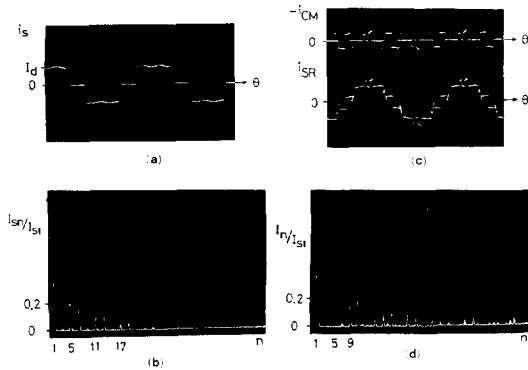


그림 11. i_s 와 i_{SR} 의 波形 및 스펙트럼
 Fig. 11. Waveform and spectrum of i_s and i_{SR} .

4. 2 필터의 制御

이상의 最適注入方法의 타당성을 조사하기 위해 그림 10(a)와 같이 마이크로 컴퓨터에 의해 필터의 制御信號를 發生시키고 필터를 制御하였다. 앞의 스위치素子 P, N, F에 가해지는 최종의 出力信號는 항상 RAM의 정보를 읽어내고 論理게이트 회로를 거쳐 얻는다.

지금 整流器에 電流 I_a 가 흐른다면 컴퓨터는 그림 10(b)의 과정에 따라 해석해 x^* 를 구하고 이로써 해당 PWM補償電流를 注入시킨다. I_M 이 基準值 (I_M^*)에 도달할때까지 즉 精確한 ρ 가 決定될 때까지 計算을 수행하고 計算이 끝나면 그 結果는 RAM에 저장된다. 데이터가 저장되면 카운터에 의해 RAM의 내용을 읽어내고 컴퓨터는 I_a 의 변화를 조사한다. I_a 가 변하면 우선 근사해(\hat{x})로 대치하고 I_a 가 다시 변하지 않으면 해석해(x^*)를 구하여 \hat{x} 를 또다시 x^* 로 대치시킨다. 이 경우 항상 制御信號를 發生할 수 있도록 두개의 RAM이 필요하고 교대로 計算結果를 저장한다. 그리고 MUX, 와 Buffer는 計算結果가 올바르게 入·出力되도록 해 준다.

이상과 같이 필터를 制御한 結果는 그림 11에 나타내었다. (a)는 i_{CM} 으로 補償하기 전 電流 i_s 의 波

형이며 (b)는 그때의 스펙트럼을 나타낸다. i_s 의 脈動이나 重複角의 存在로 高調波의 크기에 약간의 變化가 있고 또한 3倍數次高調波도 조금 나타나 있다. (c)는 $M=8$ 일때 補償電流 i_{CM} 과 補償後 電流 i_{SR} 의 波形을 보이며 (d)는 i_{SR} 의 스펙트럼인데 $M=8$ 이므로 식(4)를 만족하는 次數까지의 高調波가 除去되고 있음을 알 수 있다. 이때 i_{SR} 의 成分중 7次가 약간 나타나 있는데 그것은 i_s 의 脈動과 重複角을 고려하지 않았고, 또한 컴퓨터의 계산시 발생되는 誤差 등에 기인한다.

5. 結 論

本 研究에서는 電流注入式 能動 필터를 위한 最適注入方法을 提示하고 그 特性을 理論的으로 解析하고 마이크로 컴퓨터를 이용하여 實驗하였다. 이로써 다음의 사실들을 發見할 수 있었다.

- 1) 最適注入方法에 의해 샘플링횟수 M에 대한 次數까지의 高調波를 모두 除去할 수 있고 理論的으로는 除去 가능한 次數가 制限되지 않는다.
 - 2) 電流注入式이므로 電流源이 필수적이다. 기존의 필터와는 달리 補償電源을 추가하지 않고 制御方式의 변경만으로 電流源의 구성을 대신할 수 있다.
 - 3) PWM補償電流의 크기는 주어진 條件에서 最大 또는 最小로 할 수 있고 最小로 할때는 電流定格을 줄일 수 있어 能動 필터의 구성시 유리하다.
 - 4) 本 注入方法에 의해 필터로 유입되는 基本波의 量에는 最大 및 最小의 限界가 존재하고 基本波의 유입양이 변하여도 다른 高調波의 크기에 거의 영향을 주지 않는다.
 - 5) 電流 I_a 의 變化에 대해 根 x^* 즉 各 펄스폭의 크기들이 대체로 線形的으로 變하는 관계를 나타내었고 이 성질은 I_a 의 變動에 대한 필터의 速應性을 높여 줄 뿐만 아니라 制御회路의 구성을 간단하게 해 줄 수 있다.
- 이상의 특징을 가지는 最適注入方法은 항상 方程式을 풀고 精確한 解를 구해야만 PWM補償電流의 波形을 決定할 수 있다. 그러므로 마이크로 컴퓨터가 필수적이며 또한 16비트 컴퓨터와 같은 高速計算能力을 갖는 컴퓨터를 사용한다면 더욱 速應性을 높일 수 있고 그에 관한 研究는 뒤에 남긴다.

參 考 文 獻

- 1) B.M. Bird et al., "Harmonic reduction in multiplex convertors by triple-frequency current injection," Proc. IEE, Vol. 116 (10), Oct. 1969.
- 2) L. Gyugyi et al., "Active AC Power Filters," IEEE IAS Annual Meeting, 1976 19-C.
- 3) H. Kawahira et al., "Active Power Filter," IPEC Tokyo 1983.
- 4) H. Hayafune et al., "Microcomputer Controlled Active Power Filter," proceedings IECON 1984.
- 5) 朴旻鎬, 崔圭夏, "능동형 교류전력 필터에 의한 고조파 보상 전류의 새로운 주입방식" 대한전기학회지 제34권 제9호 1985.
- 6) Gyu-Ha Choe and Min-Ho Park, "A New Injection Method for AC Harmonic Elimination by Active Power Filter," proceedings IECON 1985.

附 録

그림 2(a)의 능 J 필터에서 인덕터에 電流 I_M 이 흐르도록 하려면 그림 3(e)의 v_M 이 陽의 平均値를 갖도록 해야 한다. 우선 필터回路내에 抵抗은 인덕터 L_M 에만 R_M 만큼 존재한다면, $V_M = R_M I_M$ 의 관계에서 원하는 V_M 의 값은 쉽게 구해진다.

이때 交流電源측에서 필터로 유입되는 有效電力

과 인덕터 L_M 의 平均電力은 같아야 하고

$$\frac{1}{2} \rho a_{n1} \sqrt{2} V_s = I_M^2 R_M \tag{A 1}$$

$$\therefore \rho = \frac{2 R_M I_M^2}{\sqrt{2} V_s \cdot a_{n1}} \tag{A 2}$$

이로써 基本波의 증가분 ρ 를 구할 수 있다. 여기서 R_M 은 쉽게 측정할 수 있으므로 設定하고자 하는 電流 I_M 만 지정되면 ρ 가 구해진다. 실제로 回路내에는 交流電源측 抵抗 R_s 와 스위치素子에 의한 損失이 발생되므로 이를 고려해야 한다. 특히 스위칭 損失은 매순간 측정하기가 어려워 필터내의 총 損失을 정확히 알 수 없으므로 식 (A2)에 의한 ρ 또한 정확하지 않게 된다.

따라서 식 (A 1)의 우변에 R_s 및 R_w (스위칭損失을 나타내는 等價抵抗)를 고려하면,

$$\frac{1}{2} \rho a_{n1} \sqrt{2} V_s = I_M^2 R_{TL} \tag{A 3}$$

$$\therefore \rho = \frac{2 R_{TL} I_M^2}{\sqrt{2} V_s \cdot a_{n1}} \tag{A 4}$$

으로 ρ 를 다시 쓸 수 있다. 이때 R_{TL} 은 필터回路내의 손실을 표현하는 총 等價抵抗이 되고 ρ 는 식 (A 2)와 유사하게 表現된다. 실제 필터의 운전시 ρ 는 식 (A 2)의 R_M 을 R_{TL} 의 初期値로 하고 그때의 I_M 을 피이드백하여 I_M 의 基準値에 대한 誤差만큼 R_{TL} 을 보정해 나가면 ρ 의 정확한 값을 구할 수 있게 된다.