

고조파 제거 및 무효전력 보상을 위한
3상 전력용 능동 필터의 제어에 관한 연구

박민호* 최규하** °최재영*

* 서울대학교 ** 건국대학교

A Study on Control Scheme of 3-Phase Active Power Filter
for Harmonic Elimination and Reactive Power Compensation

Min-Ho Park* Gyu-Ha Choe** °Jae-Young Choe*

* Seoul National University ** Konkuk University

ABSTRACT

The conventional Optimized Injection Method is a good control technique but can't be applied to 3-phase a.c. line. In this paper, a new technique, *Time-sharing Method* based on basic principle of conventional Optimized Injection Method is introduced to hold the independence of each phase, and the structure of power circuit is improved to realize the new control method. By this scheme it is possible to simplify the control circuit and power circuit.

The characteristic of the new control method are investigated and compared with conventional Optimized Injection Method by computer simulation.

I. 서론

전력변환장치를 사용한 제어기술의 발달은 산업 발전에 크게 기여한 반면, 상용전원으로 사용되고 있는 교류전원에 고조파 및 무효전력성분을 발생시키고 있어 전원의 고급화가 요구되고 있는 현시점에서 고조파 및 무효전력성분의 제거는 중요한 연구과제로 대두되었다. 그 결과 최근에는 전력용 수동필터가 가지는 문제점을 보완한 전력용 능동필터에 대한 제어기법을 다룬 연구가 이루어져 왔다.^{[1]-[7]}

전력용 능동필터는 전류형과 전압형 두가지로 분류되는데, 이중 전류형 능동필터는 Current-fed Inverter와 정전류원으로 구성되는 장치로서 부하전류가 가지는 고조파 및 무효전류 성분에 근사화시킨 전류를 주입하는 역할을 한다. 이러한 장치의 제어기법으로 많은 연구가 이루어졌는데, 이들은 일반적으로 Carrier Wave Modulation^[3]과 PWM^[4] 방식 두가지로 구분된다. 이중 PWM 방식을 응용한 최적 주입 방식(Optimized Injection Method)이 최근에 연구되었다.^{[5]-[7]} 이 방식은 고조파 제거율이 가장 우수하다는 장점을 가지고 있지만 그 이론의 특성상 현재까지는 단상에만 적용되어 실제로 고조파 및 무효전류 성분이 문제가 되고 있는 산업부분에서 사용하는 3상 전원에 적용하기 위해서는 3대의 능동필터를 각 상마다 독립적으로 연결할 수 밖에 없다는 문제점을 안고 있었다.

이에 본 연구에서는 최적 주입 방식의 이론을 기초로 하여 한대의 능동필터만으로도 우수한 제거율을 가지는 제어기법은 물론 이에 따른 전력회로의 구조도 새롭게 제안한다. 본론에서는 본 연구의 이론적 기초가 되는 최적 주입 방식에 대해 간단히 소개하고 본 연구에서 새롭게 제안한 시분할 방식 및 전력회로의 재구성성에 대해 열거하며 시뮬레이션을 통해 제안한 제어기법의 특성을 분석한다.

II. 기존 최적 주입 방식의 기본 이론

유도성 부하인 제어 정류기를 교류 전원에 연결하여 사용할 경우 부하 전류 i_S 는 그림 1-(A)와 같은 구형파가 되며, 이중 기본파 전류 i_{S1} 를 제외한 고조파 전류 i_h 의 파형은 그림 1-(B)와 같다. 이와 같은 i_h 에서 원하는 차수이하의 고조파 성분만을 포함하는 i_{CM} 을 주입할 수 있는 스위칭 함수를 계산하여 제어하는 방법이 최적 주입 방식이다.

$$i_S(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \sin n\theta \quad (1)$$

$$\begin{aligned} i_{CM}(\theta) &= I_M' \alpha_A(\theta) \\ &= I_M' \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \cdot \sin n\theta \end{aligned} \quad (2)$$

부하 전류를 Fourier Analysis한 식 (1)과 i_h 를 M 회 샘플링하여 얻은 값을 사용하여 구한 주입 전류 i_{CM} 을 나타내는 식 (2)를 식 (3)에 대입하면 샘플링 횟수 M 이하 차수의 고조파 성분에 대해서는 식 (4)의 관계를 만족해야 하며, 기본파 성분에 대해서는 능동 필터의 손실을 보상하는 항을 포함하는 식 (5)를 만족해야 한다. 식 (4)와 (5)와 같은 M 개의 비선형 연립방정식의 해를 구하면 원하는 i_{CM} 를 생성시키는 스위칭 함수가 된다.

$$\begin{aligned} i_{SR}(\theta) &= i_S(\theta) - i_{CM}(\theta) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} a_{Rn} \cdot \sin n\theta \end{aligned} \quad (3)$$

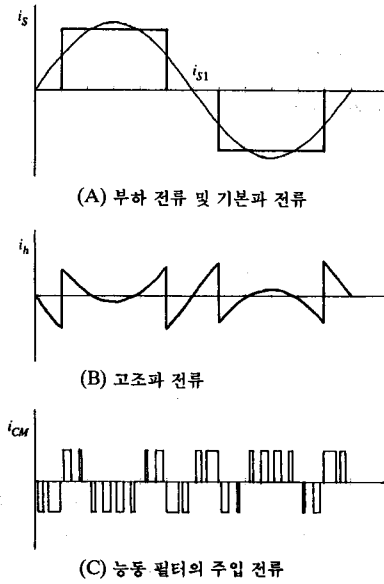


그림 1. 최적 주입 방식에 따른 각부 파형

$$a_{Rn} = a_n - I_M \beta_n = 0 \quad (1 < n \leq M) \quad (4)$$

$$a_{R1} = a_1 - I_M \beta_1 = a_1(1 + \rho_A) \quad (5)$$

이와 같은 방식에 의해 구해진 i_{CM} 를 주입하면 M 이하의 고조파 성분은 완전히 제거되지만 M 보다 큰 차수의 고조파는 잔류한다. 이와 같은 과정에 의해 구해진 i_{CM} 의 한 예는 그림 1-(C)와 같다 ($M=12$).

III. 시분할 방식을 사용한 스위칭 함수의 연산

CSI (current source inverter) 를 사용하여 원하는 전류 파형을 얻기 위해서는 각 상의 독립성이 유지되어야 하는데, 이는 같은 극성의 스위칭 소자가 동시에 두개 이상 켜져서는 안됨을 의미한다. 그러나 기존의 최적 주입 방식을 그대로 3상에 적용할 경우 동시에 세 상이 같은 방향으로 켜질 수도 있다는 문제점이 있다. 이는 최적 주입 방식에서는 세 상을 같은 시점에서 샘플링(sampling)하기 때문에 나타나는 문제점이다. 본 연구에서는 이와 같은 최적 주입 방식의 최대 난점을 해결하기 위해 각 상의 고조파 샘플링 과정에 시분할 방식을 적용하여 각 상을 순차적으로 샘플링함에 따라 최종의 스위칭 함수가 겹치지 않도록 하고 있다. 그림 2는 시분할 방식을 나타낸 그림으로서 임의로 선택되는 샘플링 횟수 M 에 의해 구분되는 M 개의 샘플링 구간을 다시 3개의 작은 구간으로 나누어 A, B, C 상의 샘플링을 순차적으로 행하는 방식이다. 이 방식에 의하면 A상은 $3k-2$ 번째, B상은 $3k-1$ 번째, 그리고 C상은 $3k$ 번째에 샘플링되어 (단, $k = 1, 2, 3, \dots, M$) 결국 반주기당 실제 샘플링 횟수는 다음과 같은 관계식을 갖는다.

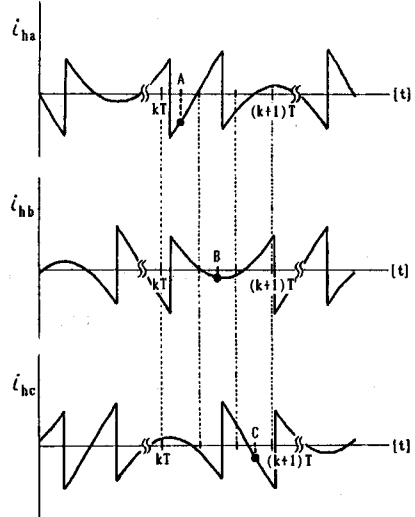


그림 2. 시분할 방식에 의한 샘플링 방법

$$TM \text{ (total sampling number)} = \frac{3 \cdot M}{6 \cdot N} \quad (6)$$

이와 같은 관계식은 최적 주입 방식에서 사용하는 M 이라는 값이 우수(even number)여야 한다는 것과 제어하고자 하는 고조파의 갯수 $N = \frac{M}{2}$ 이라는 관계식에 의한 것으로 실제로 반주기 동안에 샘플링되는 횟수 TM 은 M 의 3배가 되며 제어하고자 하는 고조파 갯수 N 의 6배가 된다. 이와 같이 각 상을 시분할 방식으로 샘플링한 값들을 사용하여 기존의 최적 주입 방식에서 사용한 계산 방식을 각 상에 대해 독립적으로 행함으로써 스위칭 함수를 구해낼 수 있는데 이는 다음과 같다.

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \sin n\theta + b_n \cdot \cos n\theta) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} i_{CM(A)}(\theta) &= I_M \cdot \alpha_A(\theta) \\ &= I_M \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\beta_{nA} \cdot \sin n\theta + \gamma_{nA} \cdot \cos n\theta) \\ i_{CM(B)}(\theta) &= I_M \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\beta_{nB} \cdot \sin n\theta + \gamma_{nB} \cdot \cos n\theta) \\ i_{CM(C)}(\theta) &= I_M \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (\beta_{nC} \cdot \sin n\theta + \gamma_{nC} \cdot \cos n\theta) \end{aligned} \quad (8)$$

단,

$$\begin{aligned} \beta_{nA} &= \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_{3k-2} \cdot \sin n\theta_{3k-2} \cdot \sin nX_{3k-2} \\ \beta_{nB} &= \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_{3k-1} \cdot \sin n\theta_{3k-1} \cdot \sin nX_{3k-1} \\ \beta_{nC} &= \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_{3k} \cdot \sin n\theta_{3k} \cdot \sin nX_{3k} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \gamma_{nA} &= \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_{3k-2} \cdot \cos n\theta_{3k-2} \cdot \sin nX_{3k-2} \\ \gamma_{nB} &= \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_{3k-1} \cdot \cos n\theta_{3k-1} \cdot \sin nX_{3k-1} \\ \gamma_{nC} &= \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M S_{3k} \cdot \cos n\theta_{3k} \cdot \sin nX_{3k} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (7)은 제어 대상인 부하 전류 I_d 를 Fourier Analysis한 것으로 이 중에서 원하는 차수까지의 고조파 및 무효전류 성분을 제거하기 위해 능동필터가 주입하는 각 상의 전류를 스위칭 함수를 사용하여 표현한 식이 식 (8)과 (9)이다. 식 (8), (9)에서 알 수 있듯이 계산 결과 구해진 스위칭 함수는 각 상마다 다소의 차이를 나타내고 있는데 이는 시분할 방식으로 샘플링하기 때문이다. 식 (8)과 같은 전류를 주입함으로써 전원측에 흐르는 전류는 식 (10)과 같이 되며, i_{SR} 이 원하는 차수까지의 고조파 및 무효전류 성분을 포함하지 않기 위해서는 식 (11), (12)와 같은 관계식을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} i_{SR(A)} &= i_s(\theta) - i_{CM(A)}(\theta) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} (a_{RnA} \cdot \sin n\theta + b_{RnA} \cdot \cos n\theta) \\ i_{SR(B)} &= \sum_{n=1}^{\infty} (a_{RnB} \cdot \sin n\theta + b_{RnB} \cdot \cos n\theta) \\ i_{SR(C)} &= \sum_{n=1}^{\infty} (a_{RnC} \cdot \sin n\theta + b_{RnC} \cdot \cos n\theta) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} a_{RnA} &= a_n - I_M \cdot \beta_{nA} = 0 \quad (1 < n \leq M) \\ a_{RnB} &= a_n - I_M \cdot \beta_{nB} = 0 \quad (1 < n \leq M) \\ a_{RnC} &= a_n - I_M \cdot \beta_{nC} = 0 \quad (1 < n \leq M) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} b_{RnA} &= b_n - I_M \cdot \gamma_{nA} = 0 \quad (1 \leq n \leq M) \\ b_{RnB} &= b_n - I_M \cdot \gamma_{nB} = 0 \quad (1 \leq n \leq M) \\ b_{RnC} &= b_n - I_M \cdot \gamma_{nC} = 0 \quad (1 \leq n \leq M) \end{aligned} \quad (12)$$

식 (11), (12)에 의해 M 이하의 고조파 및 무효전류 성분을 제거함은 물론 능동 필터 자체의 손실을 보상하기 위해 기본과 성분 대해서는 식 (13)의 관계를 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} a_{R1A} &= a_1 - I_M \cdot \beta_{1A} = a_1(1 + \rho_A) \\ a_{R1B} &= a_1 - I_M \cdot \beta_{1B} = a_1(1 + \rho_A) \\ a_{R1C} &= a_1 - I_M \cdot \beta_{1C} = a_1(1 + \rho_A) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (11), (12) 그리고 (13)과 같은 총 $3M$ 개의 비선형 연립방정식의 근 X_k 을 구해내어 얻은 스위칭 함수에 따라 능동 필터를 제어하게 된다.

IV. 스위칭 함수의 제한 조건 및 전력 회로의 재구성

각 상의 스위칭 함수가 서로 독립성을 유지하기 위해 앞절에서와 같이 시분할 방식에 의해 샘플링을 하여 스위칭 함수를 구해내더라도 각 상의 스위칭 함수가 동일한 방향으로 곱칠 수 있기 때문에 이를 배제하기 위해 새로운 제한 조건이 필요함은 물론 시분할 방식을 채택하여 각 상의 독립성을 유지시키는 스위칭 함수가 구해지더라도 그것을 현재의 전력 회로 구조로는 실현이 불가능하기 때문에 전력 회로를 새롭게 구성할 필요성이 있다.

실제로 구해진 스위칭 함수에 의해 구성되는 각 상의 주입 전류 $i_{CM(A)}$, $i_{CM(B)}$ 및 $i_{CM(C)}$ 가 동시에 가질 수 있는 상태는 표 1에서 나타낸 바와 같이 13가지 모드가 존재한다. 결국 구해진 스위칭 함수가 한주기 동안 표 1을 항상 만족해야만이 정확한 스위칭 함수로 인정된다. 표 1과 같은 제한 조건이 나오는 근거는 각 상의 독립성이 유지되어야 한다는 원칙하에서 동시에 동일 방향의 스위칭 소자가 켜지는 경우를 제외한다는 것이다. 표 1과 같은 13가지의 스위칭 모드는 세 가지 부류로 묶을 수 있다.

- [1] *Two Phase Mode* ; 모드 2, 3, 5, 6, 8 그리고 10과 같이 한 상이 (+), 다른 한 상이 (-)로 스위칭 소자가 켜지고 나머지는 한 상은 도통되지 않는 형태로서, (+)인 상으로 나간 전류가 (-)인 상으로 들어오는 전류 루프를 나타내기 때문에 기존의 전력 회로 구조로도 가능하다.
- [2] *One Phase Mode* ; 모드 1, 7, 11과 같이 한 상만이 (+)로 켜지거나 모드 4, 9, 12와 같이 한 상만이 (-)로 켜지는 형태로서, 기존의 전력 회로 구조로는 전류 루프가 형성되지 못한다.
- [3] *Zero Phase Mode* ; 모드 13과 같이 한 상도 켜지지 않는 형태로서, CSI에서는 이러한 형태가 존재할 수 없기 때문에 자체적으로 free-wheeling이 되어야 한다.

이처럼 *One Phase Mode*와 *Zero Phase Mode*에서 발생하는 문제점을 해결하기 위해 전력 회로의 구조를 그림 3과 같이 새롭게 구성한다. 일명 *Four-legged Inverter* 형태로서 전원측 중성선의 전류 방향을 조절할 수 있는 스위칭 소자인 T4와 T8을 추가한 구조로서 *One Phase Mode*에서의 전류 루프 형성 불가능한 문제점을 해결할 수 있는 형태이다. 즉 한 상으로 나가거나 들어온 전류가 중성선을 제어하는 반대 방향의 스위칭 소자에 의해 중성선으로 흐르게 하여 전류 루프를 형성시킨다.

표 1. 각 상의 스위칭 함수가 동시에 가질 수 있는 모드

CURRENT \ MODE	MODE												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$i_{CM(A)}(\theta)$	+	+	+	-	-	-	0	0	0	0	0	0	0
$i_{CM(B)}(\theta)$	0	-	0	0	+	0	+	+	-	-	0	0	0
$i_{CM(C)}(\theta)$	0	0	-	0	0	+	0	-	0	+	+	-	0

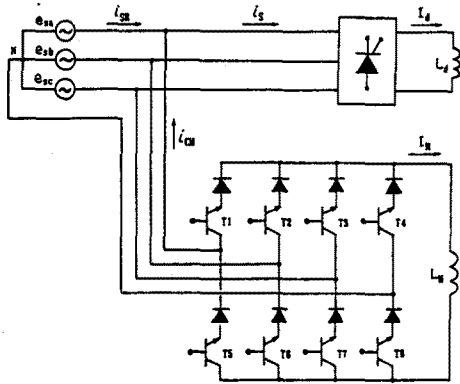


그림 3. 능동 필터 전력 회로의 재구성

이러한 구조는 Zero Phase Mode에서 필요한 free-wheeling을 T4와 T8를 동시에 켜줌으로써 가능하게 한다. 이처럼 그림 3과 같이 새롭게 제안한 전력 회로 구조를 사용하여 각 상의 독립성을 유지할 모든 스위칭 함수의 구현이 가능하게 된다.

V. 시뮬레이션을 통한 특성 분석

본 연구에서 제안한 새로운 제어 기법에 따라 Computer Simulation한 결과를 통해 고조파의 제거 상태를 관찰하며 제어 기법이 가지는 특성을 분석한다.

그림 4-(A)는 부하인 제어 정류기의 점화각 $\alpha = 0^\circ$ 인 경우 샘플링 횟수 $M = 12$ 로 하여 구한 스위칭 함수에 따라 작성된 주입 전류 i_{CM} 이며 (B)는 보상전과 보상후의 스펙트럼을 각 상별로 분석한 것이다. 그림 5은 동일한 조건에서 $\alpha = 30^\circ$ 로 변화한 경우의 파형 및 스펙트럼이다. 그림 4와 5의 스펙트럼에서 알 수 있듯이 11차 이하의 고조파는 완전히 제거되어 이론의 타당성을 입증한다. 각 상의 스펙트럼이 다소 차이를 나타내는 것은 시분할 방식을 사용하는데 따른 스위칭 함수의 차이에 의한 것이다.

그러나 이와 같이 우수한 고조파 제거를 나타내는 것은 기존의 최적 주입 방식에서도 입증된 것이기 때문에 본 연구에서 주장하는 바, 즉 3대의 단상형 능동 필터를 사용하는 것보다 우수하다는 것을 입증하는 분석이 그림 6이다. 그림 6은 ρ_A 와 α 의 변화에 따른 I_M 의 최소치를 나타낸 그래프로써, 이 분석에 의하면 단상형 3대가 요구하는 I_M 보다 훨씬 적은 양으로도 제어가 가능함을 보이고 있다.

VI. 결론

상용 교류 전원에서 문제가 되는 고조파 및 무효전류 성분을 제거하기 위해 사용되는 전류형 능동 필터를 제어하는 새로운 기법 및 전력 회로의 구조를 적용함으로써 다음과 같은 점을 개선 결과를 얻게 된다.

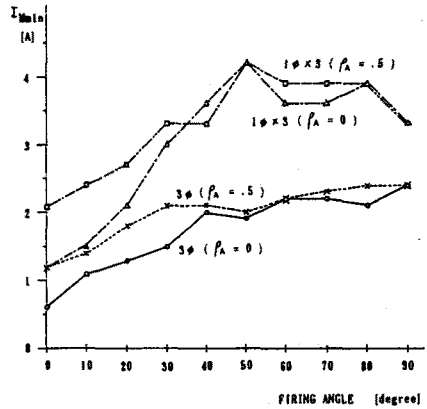


그림 6. 점화각 변화에 따른 I_M 최소치의 변화

- [1] 3상 전원에서도 시분할 방식을 사용한 최적 주입 방식의 적용으로 우수한 고조파 제거가 가능하게 된다.
- [2] 기존의 최적 주입 방식에 의한 제어에 필요한 스위칭 소자 및 마이크로프로세서 등의 갯수를 줄임으로써 제어 회로 및 전력 회로의 간소화를 이룬다.
- [3] 제어에 필요한 정전류형의 크기를 기존의 최적 주입 방식에 비해 반정도도 줄임으로써 리액터의 용량도 줄일 수 있다.

앞으로의 연구 과제로는 고조파 보상에 따른 잔류 고조파 성분의 증가에 따른 반송파 재겨울 수동 필터의 용량 증가를 개선하는 것이다.

VII. 참고 문헌

- [1] A. Ametani, "Generalized method of harmonic reduction in a.c.-d.c. converters by harmonic current injection", *Proc. IEE*, vol. 119, no. 7, July 1972.
- [2] L. Gyugyi and E. C. Strycular, "Active AC Power Filters", *IEEE IAS Annual Meeting*, 1976, 19-c.
- [3] H. Kawahira, T. Nakamura, S. Nakazawa and M. Nomura, "Active Power Filter", *IPEC-TOKYO* 1983.
- [4] K. Hayafune, T. Ueshiba, E. Masaha and Y. Ogiwara, "Microcomputer controlled Active Power Filter", *Proceedings, IECON* 1984.
- [5] Gyu-Ha Choe and Min-Ho Park, "A New Injection Method For AC Harmonic Elimination By Active Power Filter", *Proceedings, IECON* 1985.
- [6] Gyu-Ha Choe and Min-Ho Park, "Analysis And Control Of Active Power Filter With Optimized Injection", *IEEE PESC Conference Record*, pp. 401-409, 1986.
- [7] Gyu-Ha Choe, Alan K. Wallace and Min-Ho Park, "Control Technique Of Active Power Filter For Harmonic Elimination And Reactive Power Control", *IEEE IAS Annual Meeting Conference Record*, 1988.

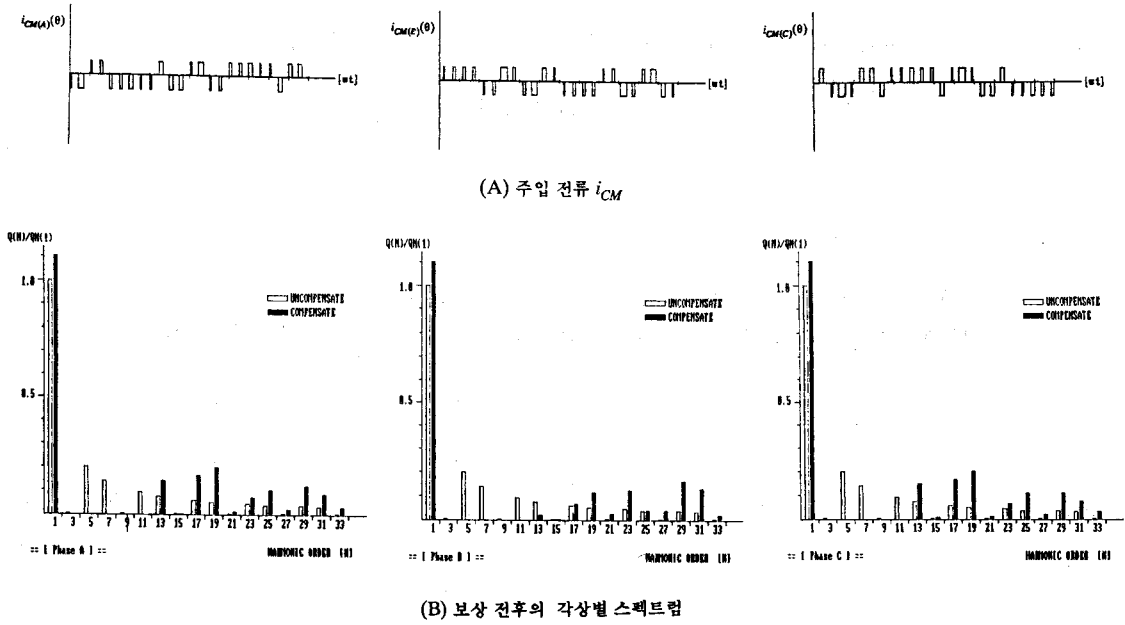


그림 4. $\alpha = 0^\circ$ 일 때의 주입 전류 및 스펙트럼

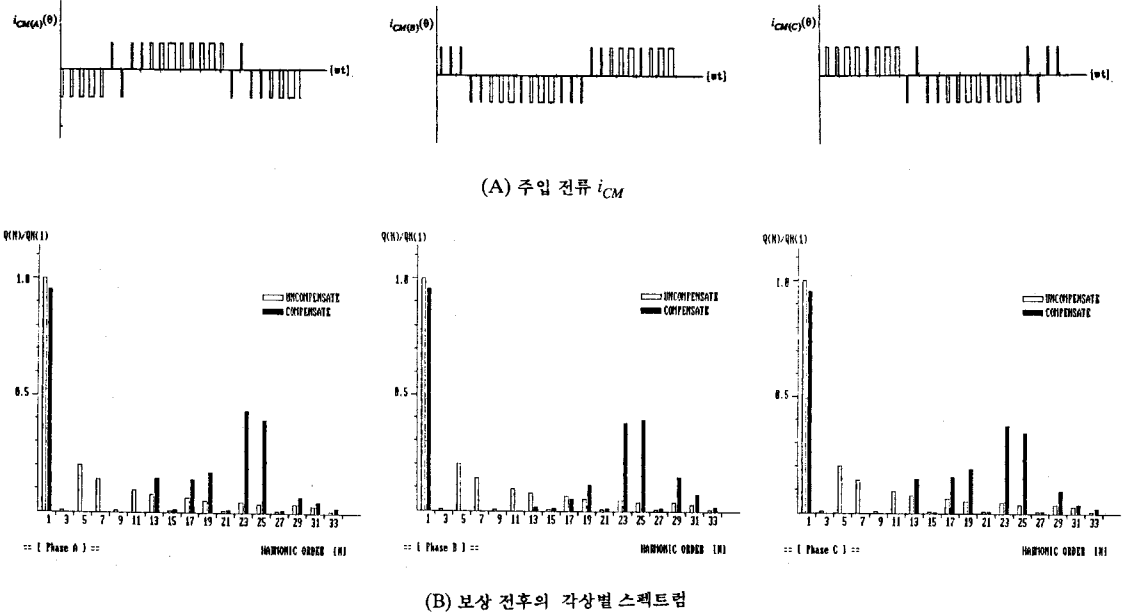


그림 5. $\alpha = 30^\circ$ 일 때의 주입 전류 및 스펙트럼