

최적주입방식에 의한 3상 전류형 능동필터의 운전특성

박수영* 김호진 이정민 황정호 최규하

건국대학교 전기공학과

Three-Phase Current-Fed Active Power Filter Operating Characteristics by Optimized Injection Method

Su-Young Park* Ho-Jin Kim Jung-Min Lee Jung-Ho Hwang Gyu-Ha Choe
Dept. of Electrical Eng., Kon-Kuk University

Abstract : The PWM control technique is proposed which can eliminate the harmonic components of the nonsinusoidal ac line current such as the current of 6-phase rectifier by injecting PWM current. TSC(Time-Sharing Control) is adopted to avoid the unbalance between three PWM injection currents at the three-phase system. Also a new power circuit for three-phase filter is suggested for realizing the proposed PWM control technique. The operation characteristics are investigated theoretically and experimentally to show the feasibility of the optimized injection method.

1. 서론

능동필터는 자기소호 능력을 갖는 전력용 반도체소자로 구성되며 PWM 고조파보상전류를 발생시켜 전원측 고조파를 저감시키며 근래 수동필터에 비해 많은 장점이 있어 그에 관한 연구가 많이 진행되고 있다. 3상 인버터에서는 Patel 씨가 SHE방식을 제안하여 주어진 펄스 수로써 최대의 저차 고조파 저감을 가능하게 하였고 반면 3상 능동필터에서는 최적 주입방식으로 발전 제안되어왔다.

그러나 3상 운전의 경우 3대의 단상필터를 필요로 하는 단점이 있고 또한 현재까지 3상 필터회로를 위한 최적주입 방식은 제안되지 않았으나 최근 제안된 시분할 방식에 의한 최적주입방법을 실험을 통하여 입증하고 그 특성을 파악하고자 한다.

2. 전력용 능동필터의 기본원리

전원에 흐르는 전류는 식(1)과 같이 i_s 로 나타낸다.

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

위의 식에서 기본파를 제외한 고조파 성분 i_b 를 식(2)와 같이 나타내며

$$i_b(\theta) = \sum_{n=3}^{\infty} (a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta) \quad (2)$$

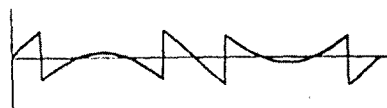
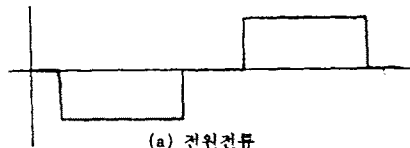
비선형부하로 인해 전원측 전류 i_s 에 고조파가 존재한다면, 이상적인 능동 필터는 이러한 고조파 i_b 와 동일한 보상전류 i_c 를 발생하게 되고, i_c 의 주입으로 교류전원측의 전류가 i_{sr} 로 변화된다. 즉 i_c 를 식(3)같이 총 고조파전류로 두면

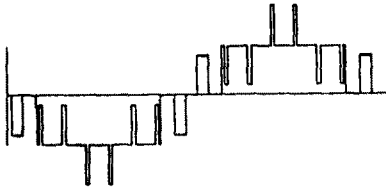
$$i_c(\theta) = \sum_{n=3}^{\infty} (a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta) = \sum_{n=3}^{\infty} i_{sn}(\theta) \quad (3)$$

보상후 전류 i_{sr} 은 다음과 같이 변하고,

$$i_{sr}(\theta) = i_s(\theta) - i_c(\theta) = \sqrt{2} |s_1| \sin(\theta + \phi_1) \quad (4)$$

로 되어 앞의 식(1)의 성분중에서 기본파만이 남아 순수한 정현파의 전류로 보상된다. 예를 들어 유도성부하에 의해 그림(1-b)의 고조파전류가 존재한다면, 이상적인 능동필터에 의해 고조파와 같은 보상전류를 발생 주입시키면 그림(1-c)와 같이 보상후 전원전류는 정현파전류만 남게 된다. 따라서 능동필터가 고조파전류를 제거하는 필터로서의 기능을 수행한다.





(c) 보상후 전류
그림1. 고조파 보상파형

3. 전류형 능동필터의 변환 원리

지금 그림(1-b)와 같은 구형파의 고조파전류 i_h 가 발생된다고 할때 고조파는 무한차수까지의 성분을 모두 가진다. 이중 m 차 고조파가 갖는 주파수 f_m 를 PWM전류로 실현가능한 최고한계로 제한한다면

$$M \geq m \tag{5}$$

의 관계를 얻게 된다. 이 관계는 i_h 의 고조파 성분중에서 변조가능한 최대 차수는 샘플링횟수 M 을 초과할 수 없고 M 을 크게 할수록 제거할 수 있는 고조파의 차수는 증가함을 뜻한다.

4. 전류형 능동필터

전류주입식 능동 필터는 그림(2)와 같이 전류형 인버터와 일정 전류원 I_M 으로 구성된다. 인버터는 轉流능력을 갖는 P, N 및 F의 스위치소자들로 이루어지며 앞의 그림(3)의 과정을 거쳐 얻어지는 스위칭패턴에 따라 제어된다. 그러므로 인버터의 스위치 작용에 의해 일정전류 I_M 을 PWM전류 i_{CM} 으로 변화시키고 이로써 앞의 理想 고조파 보상전류 i_c 를 대신한다.

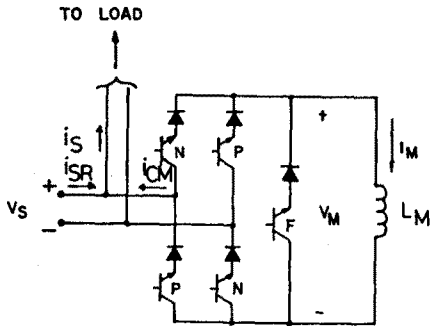


그림2. 단상 전류형 능동필터

4.1 단상 전류형 필터

비선형 부하의 교류입력측에서 전원전류를 i_S 로부터 고조파 성분 i_h 만을 분리하고, i_h 를 변조기(modulator)를 거쳐 인버터의 제어신호로 변환한다. 여기서 변조기의 구성이 능동필터의 특성을 전적으로 좌우하는데, 변조기 출력 a 에 따라 직류전류 I_M 이 PWM전류 i_{CM} 으로 변환될과 동시에 전원측으로 주입되어 입력측에 존재하는 교류 고조파를 제거하게 된다.

일정 전류 I_M 이 인버터에 의해 그림(3-b)와 같이 변환 주입되고 그 결과 (3-c)의 전류로 보상되고 있다. 이때 PWM 주입전류 i_{CM} 은 다음의 스위칭함수 a 에 의해 결정되고

$$a(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin n\theta \tag{6}$$

PWM전류 i_{CM} 는 다시 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_{CM}(\theta) = I_M a(\theta) \tag{7}$$

그리고 보상후 전류는 i_{SR} 이므로 이상적인 경우 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_{SR}(\theta) = i_{S1}(\theta) + i_{br}(\theta) \tag{8}$$

이 식에서 i_{br} 은 PWM전류의 주입으로 완전히 제거되지 못하고 남은 잔류고조파(residual harmonics)를 나타내는데, 이는 고역통과필터로 제거할 수 있다. 특히 필터의 직류측 인덕터 L_M 에 나타나는 전압 v_M 을 보면 각 반주기마다 양 음의 전압펄스들이 반복되는데, 표1에서와 같이 v_M 이 양이면 필터는 정류작용을, 음이면 인버팅작용을 하고 있다. 따라서 필터가 일정 전류원을 갖는 경우 정류작용을 불필요하게 확대시킬 필요가 없고 약간의 기본파전류 ρi_{S1} 을 추가하면 식(8)은 다시 다음 식으로 쓸 수 있다.

$$i_{SR}(\theta) = (1+\rho)i_{S1}(\theta) + i_{br}(\theta) \tag{9}$$

잔류고조파성분만 고역통과필터로 제거시키면 순수한 정현파도 보상된다.

표1 전류형 필터의 두 동작모드

r_s	i_{CM}	스위치	Mode
+	+	P	inverting
	-	N	rectifying
-	+	P	rectifying
	-	N	inverting

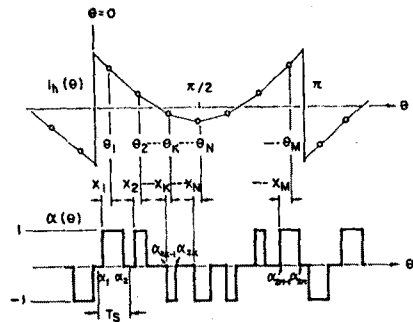


그림3. 최적주입방법에 의한 스위칭함수

4.2 기본파 ρ_A 의 제어

농동필터는 보상전류를 일정한 크기로 유지해야 하는데 실제 회로내에는 저항 및 스위칭으로 인한 전력손실이 발생되므로 지속적인 손실의 보상이 요구된다. 전술한 대로 I_{CM} 에 기본파 성분을 추가시킴으로써 가능하고 그 양 ρ_A 는 다음의 과정에 따라 얻을 수 있다.

지금 주어진 교류전압이 $v_s(\theta) = \sqrt{2} V_s \sin \theta$ 라 할때 정상상태에서 PWM동작에 의해 필터측 인덕터 L_M 에 걸리는 전압 v_M 은 다음과 같다.

$$v_M(\theta) = -a(\theta) v_s(\theta) \tag{10}$$

여기서 (-)부호는 PWM전류의 주입방향때문에 나타나고 있다. 식(10)을 이용하여 인덕터전압 v_M 의 평균치 V_M 를 구하면

$$\begin{aligned} V_M &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_M d\theta \\ &= -\frac{1}{2} \sqrt{2} V_s d_1 \cos \phi_1 \end{aligned} \tag{11}$$

로 되는데, 전류원의 구성을 위해 기본파를 제어하는 경우 (ρ_A -제어) 항상 $V_M > 0$ 으로 되므로 양의 전류 I_M 가 인덕터에 흐른다. 만약 인덕터 L_M 이 충분히 크다면 맥동이 없어져서 $i_M = I_M$ 으로 될 것이다. 그때 필터의 직류측에는 저항 R_M 이 존재하므로 필터측으로 다음의 평균전력이 공급된다.

$$P_M = I_M^2 R_M \tag{12}$$

이러한 전력은 교류전원에서 공급된 것이므로 한 주기당 전원에서 공급되는 평균전력 P_S 는 다음으로 표현된다.

$$\begin{aligned} P_S &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s (-i_{CM}) d\theta \\ &= -\frac{1}{2} \sqrt{2} V_s I_M d_1 \cos \phi_1 \end{aligned} \tag{13}$$

여기서 P_S 는 필터측 직류회로의 평균전력 P_M 과 같고 ρ_A 를 구하면

$$\rho = \frac{2 I_M^2 R_M}{\sqrt{2} V_s a_1} \tag{14}$$

여기서는 필터회로내의 저항손실만 고려하였으나 실제 필터의 제어시 반도체 소자의 스위칭손실이나 교류측 저항손실을 고려하면 R_M 을 R_{eq} 로 대체하고, 정확한 관계는 실험을 통해 구할 수 밖에 없다.

4.3. 3상 전류형 필터

그림(4)의 3상 전류형 필터는 일반적인 3상 전류형 인버터에 비해 한 축을 더 갖는 4축 인버터(4-legged inverter)

의 구조로서 제4번째 축의 중점과 Y결선 교류전원의 중성점이 서로 연결되어 있다.

최적 주입방식을 그대로 3상에 적용할 경우 동시에 두개 이상의 상이 항상 같은 방향으로 걸쳐지는 문제점이 있다. 그 이유는 앞의 주입방식에서는 세 상을 같은 시점에서 동시에 샘플링하기 때문이다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 하나의 샘플링주기내에서 각 상이 순차적으로 샘플링하여 스위칭 함수가 같은 극성으로는 걸치지 않도록 한다. 이 방법을 사용할 경우 반주기는 샘플링 횟수 M 으로 분할되고 분할된 하나의 샘플링주기는 또다시 3개의 작은 구간으로 나누어 지므로 각 작은 구간에서 A, B, C상의 고조파전류를 순차적으로 샘플링하여 반주기당 실제 샘플링 횟수(TM(total sampling number)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} TM &= 3 \cdot M \\ &= 6 \cdot N \end{aligned} \tag{15}$$

여기서는 샘플링횟수 M 이 우수이어야 한다는 것과 제어하고자 하는 고조파의 갯수 $N = M/2$ 이라는 관계식에 의한 것으로 실제로 반주기 동안의 총 샘플링 횟수 TM 은 M 의 3배가 되며 제어하고자 하는 고조파 갯수 N 의 6배가 된다.

이처럼 각 상의 스위칭 함수가 서로 독립성을 유지하기 위해 시분할 방식에 의해 샘플링을 하여 스위칭 함수를 구하더라도 각 상의 스위칭 함수가 동일한 방향으로 걸칠 수 있기 때문에 이를 배제하기 위해 새로운 제한 조건이 필요하다.

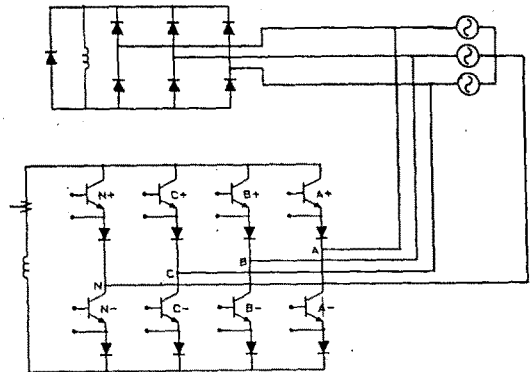


그림4. 3상동작을 위한 4축 전류형 필터회로

5. 최적주입방법의 해석 및 모델링

제시된 최적주입이론으로부터 PWM 주입전류의 모델을 구할 수 있다. 이러한 PWM모델로부터 계통의 고조파를 제거시킬 수 있는 주입전류의 파형을 구하려면 PWM전류모델이 갖는 펄스폭의 크기를 정확히 산출해야 한다. 따라서 여기서는 주어진 조건(샘플링횟수 M , 필터회로의 손실제어를 위한 ρ 등)에 부합하는 PWM주입전류를 구하고 또 제한된 최적주입방법을 해석하기 위해 다음의 과정을 따라 수식적 표현과 방정식을 유도하고자 한다. 보다 해석을 용이하게 하기 위해 다음의 가정을 둔다.

지금 비정현파 전원전류 i_s 는 일반적으로 다음식과 같이 표현되고

$$i_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} i_{sn}(\theta) \quad (16)$$

따라서 i_s 를 반파대칭의 전류라 하면 기수항들의 고조파성분들만 존재하게 되고 n 차 고조파 i_{sn} 은 다음으로 표현된다.

$$i_{sn}(\theta) = a_n \sin n\theta + b_n \cos n\theta \quad (17)$$

i_{sn} 의 표현에서부터 i_s 의 모든 고조파의 총합 즉 i_h 를 구할 수 있고 i_s 가 반파대칭이므로 i_h 또한 반파대칭이 된다. 그리고 i_h 가 구해지면 앞의 과정에 따라 스위칭함수 a 를 구할 수 있고 이로부터 i_{CM} 역시 결정된다. 이때 i_s 및 i_h 가 반파대칭이므로 a, i_{CM} 도 반파대칭이 되어 a 에 대한 푸리에 급수표현은 이미 식(6)에서 주어졌고 여기서 계수 β_n 은 펄스폭의 함수로 표현되므로 펄스폭만 구해지면 a 는 결정될 수 있다. 식(7)의 i_{CM} 을 전원측으로 주입하면 i_s 내의 고조파가 상쇄되어 그림(1-c)와 같은 잔류고조파 i_{sr} 만 남는다. 따라서 주입한 후의 전원전류를 i_{sr} 이라 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_{sr}(\theta) = i_s(\theta) - i_{CM}(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_{rn} \sin n\theta + b_{rn} \cos n\theta) \quad (18)$$

여기서 계수 a_{rn} 및 b_{rn} 은 다음과 같이 표현된다.

$$a_{rn} = a_n - i_{CM} \beta_n \quad (19)$$

$$b_{rn} = b_n \quad (20)$$

그리고 이 계수들은 $x = (x_1, x_2, \dots, x_M)^t$ 의 변수로 구성되는데 앞의 식(5)를 만족하는 차수의 고조파들은 i_{CM} 을 주입함으로써 0으로 된다는 조건에 의해 M 개의 방정식을 구할 수 있다. 먼저 앞의 식(19)와 (20)에서 기본파 성분에 관한 식을 유도했으므로 이를 다시 쓰면

$$\rho_A a_1 + i_{CM} \beta_1 = 0 \quad (21)$$

와 같고 또 $n > 1$ 인 고조파의 차수들은 주어진 M 에 대해 식(5)의 조건을 만족한다면 0으로 제거되어야 한다. 따라서 식(19)와 (20)으로부터 임의의 고조파차수 n 에 대해 다음과 같은 한쌍의 방정식을 구할 수 있다.

$$a_{rn} = a_n - i_{CM} \beta_n = 0 \quad (22)$$

$$b_{rn} = b_n = 0 \quad (1 < n \leq n_M) \quad (23)$$

지금 식(21)~(23)들은 모두 M 개의 펄스폭 변수를 가지므로 이들 펄스폭을 유일하게 결정하려면 적어도 M 개의 방정식이 필요하다. 일단 M 이 주어지면 식(5)을 만족하는 차수

n_M 까지의 고조파제거가 가능해진다.

$$f(x) = 0 \quad (24)$$

(단, $f = (f_1, f_2, \dots, f_M)^t$ 임)

와 같은 비선형고조파 방정식을 유도해 내면 이를 풀어 해를 구하면 각 펄스의 폭이 결정되고 따라서 원하는 PWM주입 전류를 결정할 수 있다. 여기서는 단상형 필터와 3상형 필터에 대한 식(24)의 비선형 고조파방정식을 구하고 제시한 주입방식을 이론적으로 분석한다. 그런데 구해지는 방정식들은 비선형이므로 그 해는 Newton-Raphson방식으로 구해질 수 있다.

6. 시스템 구성

능동필터의 전류부는 4중 인버터의 구조를 가지며 마이크로프로세서에서 연산한 결과에 따라 인터럽트로서 A, B, C 3상의 게이트 신호를 출력한다. 나머지 중성선 신호는 3상 신호를 NAND 게이트를 통하여 구하고 3상의 모든신호가 제거될 경우에는 중성선 제어용 Tr.을 통하여 Free-wheeling 되도록 구성하여 소프트웨어의 부담을 줄인다. 또한 전원과 필터의 출력을 동기시키는 문제는 능동필터의 입력에서 PT를 거쳐 A상 전압을 검출하고 직류성분과 잡음성분을 제거하기위해 고역통과필터와 저역통과필터를 통과시키고 비교기로 보내진다. 부하측 전류는 3채널의 A/D를 통하여 샘플링 하고 이 결과에 의해 출력을 보정하도록 구성한다.

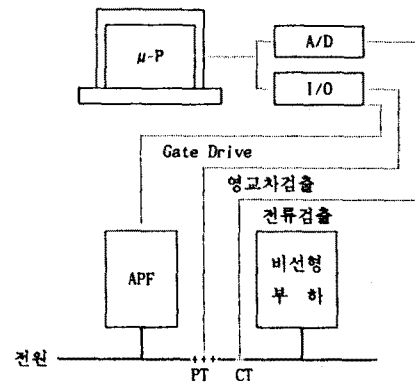
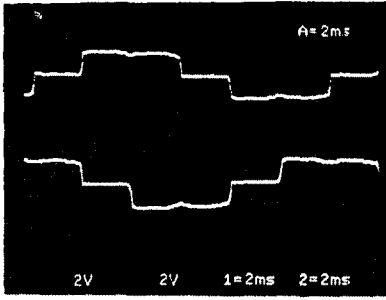


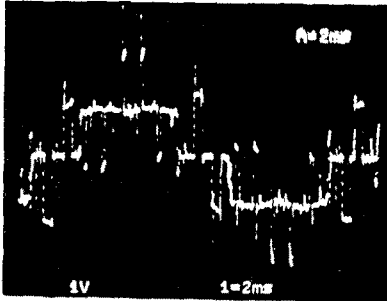
그림5. 시스템 구성도

7. 실험결과

실험을 위한 부하조건은 전압 100[V], 전류 1[A]의 상태로 시험을 하였으며 M=8의 조건으로 실험하였다. 각각의 실험 파형은 전압파형과 같이 측정하여 동기를 확인하며 능동필터 동작시에 전원전압의 왜곡현상은 전류의 스위칭으로 인한 전원측 변압기의 누설리액턴스의 영향으로 생각된다.

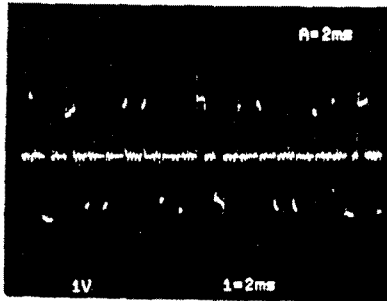


(a) 부하전류

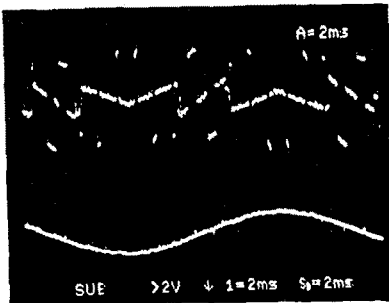


(b) 보상전류

그림6. 부하전류 및 보상전류



(a) 주입전류



(b) 잔류고조파

그림7. 주입전류 및 잔류고조파

8. 검토 및 결론

이상과 같이 3상 능동필터에서 4중 능동필터를 사용하는 것이 단상형 3대를 사용하는 것 보다 경제적이고 효율적인 을 알 수 있으며 3상에 적용한 시분할 방법에 의한 최적주 입방식으로 우수한 고조파 저감이 가능함을 알 수 있게 된 다. 그러나 운전시에 발생하는 잔류고조파를 제거하기 위한 수동필터의 병렬운전에 관해 좀더 효율적인 연구가 필요할 것으로 생각된다.

참고문헌

- [1] IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Power Converters, IEEE std 519-1981.
- [2] IEEE Working Group on Power System Harmonics, "Power System Harmonics: An overview", IEEE Trans. on PAS, vol.102(8), Aug.1983.
- [3] L. Gyugyi and E.C. Strycula, "Active AC Power Filter", IEEE IAS Annual Meeting, 1976 19-c.
- [4] H. Kawahira, T.Nakamura, S.Naramura and M.Nomura, "Active Power Filter", IPEC-Tokyo 1983.
- [5] K. Hayafune, T.Ueshiba, E.Masada and Y.Ogiwara, "Microcomputer controlled Active Power Filter", proceedings IECON 1984.
- [6] M.H. Park and G.H. Choe, "Active filter for static power compensation Current by Active AC power Filter", Trans. of KIEE, VOL-34(9), Sept 1985.
- [7] G.H. Choe and M.H. Park, "A New injection Method of Harmonic Elimination by Active Power Filter", proceedings, IECON 1985.