

ICB 회로의 제어에 관한 연구

홍 손 찬 · 김 규 성

단국대학교 전기공학과

A Study on the Control of ICB Circuits

Soon-Chan Hong · Kyu-Sung Kim

Dept. of Electrical Eng. Dankook Univ.

Abstracts- This paper deals with the transient analyses of both the one-phase ICB circuit and the three-phase ICB circuit. During the transient switching intervals, overvoltages or voltage unbalances may be produced on the capacitors. The three-step and four-step transient switching sequences were discussed and compared on the basis of phase shifting. Also, simple control method using bang-bang control was proposed and the digital simulations were carried out. As the results, it is verified that the proposed control technique is efficient.

1. 서 론

초전도모일의 에너지를 효율적으로 저장 또는 공급하거나 저장된 에너지를 효율적으로 이용하려면 전력변환장치도 역시 손실이 적으며 가급적 역방향으로도 전력제어가 가능하여야 한다. 이러한 전력변환장치로는 SFC, S4LCL, DFC회로등과 같은 불일정 스위칭회로와 ICB회로와 같은 일정 스위칭회로가 있다.^[1]

Peterson과 Mohan에 의하여 최초로 제안된 ICB (Inductor-Converter Bridge)회로는 두개의 초전도 모일 사이에 에너지를 공급, 회수하는 DC-DC 컨버터이다. ICB회로는 양방향으로 전력전달이 가능하고 효율이 높은 잇점이 있으며 펄스형태의 전력을 요구하는 부하인 경우에는 계통에서 부하로의 직접적인 전력공급이 없이 저장 장치에서 전력의 전달, 회수를 가능하게 하여준다. 이러한 ICB회로의 응용분야는 짧은 시간에 대전력이 필요로 하는 전기로, 입자가속기와 같은 펄스부하에 대하여 보상 장치로서 이용되고 있다.^{[2],[3]}

ICB회로는 위상과 주파수에 의하여 제어할 수 있고 위상과 주파수가 일정한 정상상태동작에서는 스위칭소자에 가해지는 각각의 펄스 구간이 일정하고 하나의 스위칭소자로 부터 다른 스위칭소자로 규칙적으로 전류(Commutation) 된다. 그러나 위상과 주파수가 갑자기 변화될 때 스위칭소자에 가해지는 펄스들의 구간이 불일정하며 전원속과 부하속 컨버터 사이에 언밸런스 커패시터에 과전압이나 전압의 불평형이 나타나게 된다. 이러한 경우 에너지 전달은 실패하게 된다. 그러므로 동작위상과 주파수를 변화시키고자 할 때 커패시터에 과전압이나 전압불평형 없이 에너지를 전달할 수 있는 과도스위칭 시퀀스 방법이 개발되어야 한다. 또한 ICB회로가 펄스부하에 공급하는 전력을 제어할 경우 부하는 빠른 응답을 요구하므로 시간에 대하여 최적의 제어 방법이 필수적이다.

본 연구에서는 ICB회로의 과도상태은전시 제약조건을 만족하는 과도스위칭 시퀀스방법과 시간에 대하여 최적의 제어방법을 제시하고자 한다. 또한 디지털 시뮬레이션을 통하여 제안된 스위칭방법이 과도스위칭 시퀀스의 제약조건을 만족함을 보이고 최적제어 방법을 단상 및 삼상 ICB 회로에 적용하여 에너지 전달시 원활한 제어를 할 수 있도록 하고자 한다.

2. 삼상 ICB회로 동작 해석

2.1 동작 원리

삼상 ICB회로는 그림 1과 같은 구조를 가지는데 전원속과 부하속에 각각 삼상 컨버터가 연결되어 있고 두 컨버터 사이에는 세개의 커패시터가 Y-결선되어 있다. 전원속 컨버터는 일반적인 Graetz bridge 스위칭 시퀀스로 동작하고, 부하속 컨버터는 전원속 스위칭 시퀀스와 동일하나 턴-온 시점의 차이가 있다. 이러한 턴-온 시점의 차이로 생기는 위상차와 동작주파수 변화에 의하여 두 컨버터 사이에 전달되는 에너지의 방향과 전달량이 제어된다. 또한 커패시터는 에너지가 이동할 때 작은 에너지를 일시적으로 저장 또는 방출하는 역할을 하며, 또한 스위칭변환시 온 상태의 스위칭소자를 전류시킬 때에 필요한 역전압을 공급한다. 스위칭소자로 SCR을 사용할 경우 첫 주기에라도 전류가 필요하므로 커패시터 C₀, C₁, C₂는 독립적으로 -V₀, 0, V₀의 값으로 초기충전시켜야 한다. 일단 초기 충전전압에 의하여 온전이 시작되고 나면 커패시터의 전압은 회로의 동작상태에 따라 자동적으로 형성되며 이 전압에 의하여 자연전류가 이루어 진다.

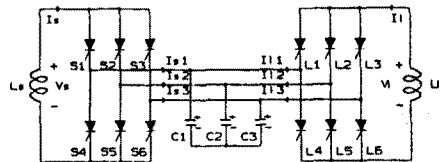


그림 1. 삼상 ICB회로

2.2 회로 해석

삼상 ICB회로를 단상으로 등가화시켜 푸리에급수에 의하여 해석한 결과 전원속에서 부하속으로 전달되는 평균 에너지는 다음과 같다.^[5]

$$P_a = \sum \frac{121s_1l_L}{n^3\pi^2\omega C} [1 - (-1)^n] \times \sin^2(n\pi/3) \cdot \sin n\phi \quad (1)$$

- 단, l_s : 전원속 모일에 흐르는 전류
- l_L : 부하속 모일에 흐르는 전류
- ω : 컨버터의 동작주파수
- C: 커패시턴스
- ϕ : 전원속과 부하속 컨버터의 위상차
- n: 고조파의 차수

이러한 무한급수 형태의 전력은 계산상의 난점이 있으므로 실시간제어에 불합리하다. 그러므로 상태변수평균화법에 의하여 closed-form으로 표현하면 평균전력은 다음과 같다.^[4]

$$P_a = k i_s L \quad (2)$$

$$k = \begin{cases} \frac{3}{2\pi\omega C}(-\phi^2 + \frac{4\pi}{3}\phi) & \text{for } 0 < \phi < \pi/3 \\ \frac{3}{\pi\omega C}(-\phi^2 + \pi\phi - \frac{\pi^3}{18}\phi) & \text{for } \pi/3 < \phi < 2\pi/3 \\ \frac{3}{2\pi\omega C}(-\phi^2 + \frac{2\pi}{3}\phi + \frac{\pi^2}{3}) & \text{for } 2\pi/3 < \phi < \pi \end{cases}$$

3. 위상제어

3.1 과도스윗칭 시퀀스 제어의 제약조건
정상 상태에서 동작중인 ICB 회로에서 위상과 동작주파수를 변화시키고자 할때 과도구간이 발생하게 되는데 이러한 과도 구간에서 고려되어야 할 조건은 다음과 같다.

- (1) 과도스윗칭 구간이 지난 후에 의도했던 위상차로 동작 해야 한다.
- (2) 과도스윗칭 구간이 지난 후에 의도했던 동작주파수로 동작해야 한다.
- (3) 과도스윗칭 구간내에서 커패시터에 과전압이 인가되지 않아야 한다.
- (4) 과도스윗칭은 SCR의 전류 실패가 일어나지 않도록 해야 한다.
- (5) 과도스윗칭은 종료후 상전압의 불평형이 생기지 않도록 해야 한다.
- (6) 과도스윗칭은 가능한 짧은 구간내에서 이루어져야 한다. 과도구간이 짧을수록 기준제어신호에 대한 시스템 응답시간을 향상시킬수 있다.

3.2 단상 ICB 회로에서의 위상변화

3.2.1 3-스텝 위상변화 방법

커패시터의 상전압의 평형을 유지시키며 위상을 변화시키는 가장 간단한 방법은 3-스텝 과도스윗칭 방법이며 하나의 컨버터에만 적용한 경우와 양 컨버터 모두에 적용한 경우로 나눌 수 있다.

하나의 컨버터에만 적용한 경우를 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta t_1^{(3)} &= \Delta t_0 - [\Delta t \phi] / 2 \\ \Delta t_2^{(3)} &= \Delta t_0 + [\Delta t \phi] / 2 \\ \Delta t_3^{(3)} &= \Delta t_0 \end{aligned} \quad (3)$$

3.2.2 4-스텝 합성위상변화 방법

단상 ICB 회로에서 위상변화를 180° 로 할 경우 90° 에서 0° 까지 다시 0° 에서 -90° 까지의 두개의 3-스텝 과도스윗칭으로 나누어 각각을 별도로 실행시켜야 한다. 그러나 부하가 빠른 응답을 요구할 경우 이러한 두개의 3-스텝을 합성하여 가장 간단한 스텝으로 변화시킬 필요가 있다. 두개의 3-스텝 과도시퀀스를 4-스텝으로 합성하면 다음과 같다.

과도스윗칭 시퀀스 1

$$\begin{aligned} \Delta t_{11}^{(3)} &= \Delta t_0 - [\Delta t \phi] / 2 \\ \Delta t_{21}^{(3)} &= \Delta t_0 + [\Delta t \phi] / 2 \\ \Delta t_{31}^{(3)} &= \Delta t_0 \end{aligned} \quad (4)$$

과도스윗칭 시퀀스 2

$$\begin{aligned} \Delta t_{12}^{(3)} &= \Delta t_0 - [\Delta t \phi'] / 2 \\ \Delta t_{22}^{(3)} &= \Delta t_0 + [\Delta t \phi'] / 2 \\ \Delta t_{32}^{(3)} &= \Delta t_0 \end{aligned} \quad (5)$$

윗식을 4-스텝으로 합성하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta t_1^{(4)} &= \Delta t_0 - [\Delta t \phi] / 2 \\ \Delta t_2^{(4)} &= \Delta t_0 - [\Delta t \phi] / 2 - [\Delta t \phi'] / 2 \\ \Delta t_3^{(4)} &= \Delta t_0 - [\Delta t \phi'] / 2 \\ \Delta t_4^{(4)} &= \Delta t_0 \end{aligned} \quad (6)$$

3.3 삼상 ICB 회로에서의 위상변화 방법

3.3.1 3-스텝 과도스윗칭 방법

전원측 컨버터와 부하측 컨버터의 위상차 ϕ 를 변화시킴으로써 에너지의 전달방향과 전달량을 제어할 수 있다. 이때 커패시터의 상전압의 평형을 유지시키며 위상을 변화시키는 가장 간단한 방법은 3 스텝 과도스윗칭 방법이며 이를 전원측 또는 부하측 컨버터에만 적용한 경우와 양 컨버터 모두에 적용한 경우로 나눌 수 있다.

그러나 위상각을 한번에 60° 이상 변화시 커패시터에 과전압이 나타나게 되어 제약조건 (3), (4)에 해당하지 않으므로 위상각을 60° 이상 변화할 경우 양 컨버터에 위상각을 분할하여 스윗칭 시퀀스를 가하여야 한다. 주파수변화가 없는 전원측 컨버터의 위상변화 과도스윗칭 시퀀스를 구하면

$$\begin{aligned} \Delta t_{1s}^{(3)} &= \Delta t_0 - |\Delta t_{3s}| \\ \Delta t_{2s}^{(3)} &= \Delta t_0 + |\Delta t_{3s}| \\ \Delta t_{3s}^{(3)} &= \Delta t_0 - |\Delta t_{3s}| \end{aligned} \quad (7)$$

$$[S_s^{(3)}] = \begin{bmatrix} \Delta t_1^{(3)} \\ \Delta t_2^{(3)} \\ \Delta t_3^{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ 0 \\ -|\Delta t_{3s}| \end{bmatrix} \quad (8)$$

부하측 컨버터 과도스윗칭 시퀀스는

$$[S_L^{(3)}] = \begin{bmatrix} \Delta t_1^{(3)} \\ \Delta t_2^{(3)} \\ \Delta t_3^{(3)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ 0 \\ \Delta t_{3L} \end{bmatrix} \quad (9)$$

따라서 의도한 위상변화 $\Delta[\Delta t \phi]$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta[\Delta t \phi] &= [\Delta t_{1s}^{(3)} + \Delta t_{2s}^{(3)} + \Delta t_{3s}^{(3)}] \\ &\quad - [\Delta t_{1L}^{(3)} + \Delta t_{2L}^{(3)} + \Delta t_{3L}^{(3)}] \\ &= |\Delta t_{3s}| - |\Delta t_{3L}| \end{aligned} \quad (10)$$

3.3.2 4-스텝 과도스윗칭 방법

네개의 과도 스텝에서 주파수 변화가 없는 경우에 ICB 회로의 위상을 변화시키는 방법으로 전원측 컨버터에 가하는 과도스윗칭 시퀀스는

$$\begin{aligned} \Delta t_{1s}^{(4)} &= \Delta t_0 + \Delta t_{3s} \\ \Delta t_{2s}^{(4)} &= \Delta t_0 - \Delta t_{3s} + \Delta t_{4s} \\ \Delta t_{3s}^{(4)} &= \Delta t_0 + \Delta t_{3s} - \Delta t_{4s} \\ \Delta t_{4s}^{(4)} &= \Delta t_0 + \Delta t_{4s} \end{aligned} \quad (11)$$

$$[S_s^{(4)}] = \begin{bmatrix} \Delta t_1^{(4)} \\ \Delta t_2^{(4)} \\ \Delta t_3^{(4)} \\ \Delta t_4^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ 0 \\ \Delta t_{3s} \\ \Delta t_{4s} \end{bmatrix} \quad (12)$$

이 고 부하측 컨버터에 가하는 과도스윗칭 시퀀스는

$$[S_L^{(4)}] = \begin{bmatrix} \Delta t_1^{(4)} \\ \Delta t_2^{(4)} \\ \Delta t_3^{(4)} \\ \Delta t_4^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_0 \\ 0 \\ \Delta t_{3L} \\ \Delta t_{4L} \end{bmatrix} \quad (13)$$

3.3.3 분리변화(Split-Shift) 과도스윗칭 방법

3-스텝 과도스윗칭 방법에 의한 위상변화 방법은 위상변화가 60° 이상일 경우 양 컨버터에 모두 스윗칭을 가해야 하므로 제어회로 구성이 복잡하여지고 스윗칭 횟수가 많아지므로 손실도 증가하게 된다. 그러므로 이러한 단점을 보완하기 위한 분리변화 스윗칭방법은 다음과 같다.

4-스텝 과도스윗칭 시퀀스에서 Δt_{3L} 과 Δt_{4L} 이 각각 의도한 위상변화의 반씩 변화하도록 할당한다면 다음과 같다.

$$\Delta t_{3L} = \Delta t_{4L} = \Delta[\Delta t \phi] / 2 \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \Delta t_{1L}^{(4)} &= \Delta t_0 + \Delta[\Delta t \phi] / 2 \\ \Delta t_{2L}^{(4)} &= \Delta t_0 \\ \Delta t_{3L}^{(4)} &= \Delta t_0 \\ \Delta t_{4L}^{(4)} &= \Delta t_0 + \Delta[\Delta t \phi] / 2 \end{aligned} \quad (15)$$

3.3.4 3-스텝과 4-스텝 과도스윗칭의 위상변화 비교

과도스윗칭 제약조건을 만족하는 스윗칭 방법으로 이상에서 서술한 3-스텝과 4-스텝 위상변화 과도스윗칭 시퀀스를 비교하면 60° 이내의 위상 변화에서는 3-스텝이 4-스텝의 분리변화 과도스윗칭 방법보다 Δt_0 만큼 빠르게 60° 이상의 위상변화에서는 4-스텝이 $\Delta t_0/2$ 만큼 빨리 과도 기간이 끝나게 된다. 또한 위상변화량이 90° 에 가까워질수록 4-스텝이 점차적으로 빠르게 되어 90° 일 경우 Δt_0 만큼 빠르게 된다. 또한 과도 구간이 -45°, 0°, 0° -45° 로 일정하며 위상변화가 90° 인 경우 한쪽 컨버터에만 과도스윗칭 시퀀스를 가하면 되므로 제어회로 구성이 간단해진다.

4. 시간에 대한 최적 제어 방법

4.1 기본 개념

출력신호가 초기시점에서 계속적으로 증가하여 기준 입력 신호와 만나는 시점까지의 시간이 최소의 값을 가지면 시스템의 응답시간은 평균할수 중의 하나인 속동성에 대하여 최적인 제어방법(time-optimal control)이다. ICB회로가 필수부하에 공급하는 전력을 제어할 경우 부하는 가장 빠른 응답을 요구하므로 시간에 대하여 최적인 제어 방법이 필수적이다. 또한 실시간제어를 하기 때문에 제어 알고리즘이 간단하여야 한다.

따라서 본 연구에서는 위의 제어조건들을 고려하여 시간에 대하여 최적인 제어방법으로서 Bang-Bang제어방법(6)을 선택하고 이를 통하여 단상 또는 삼상 ICB회로의 전달되는 에너지를 제어하고자 한다.

4.2 Bang-Bang 제어 방법

ICB회로에 Bang-Bang 제어 방법을 적용하기 위하여 제어 변수의 최적값을 구하면 다음과 같다. 전원측에서 부하속으로 전달되는 평균전력은 식(1)에서

$$P_a = k_i s_{iL} \quad (16)$$

의 형태이고 전원측 코일 전력과 부하측 코일 전력은

$$P_s(t) = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L_s i_s^2 \right] \quad (17)$$

$$P_L(t) = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L_L i_L^2 \right] \quad (18)$$

이고, 각 코일전류에 대한 미분방정식으로 간단히 하면 다음과 같다.

$$i_s'(t) + k/L_s i_L(t) = 0 \quad (19)$$

$$i_L'(t) + k/L_L i_s(t) = 0 \quad (20)$$

식 (20)과 (21)의 초기조건이

$$i_s(0) = I_o = \text{전원측 초기전류}$$

$$i_s(0) = V_s(0) = \text{전원측 초기 평균전압} \quad (21)$$

일때, 부하전류는

$$i_L(t) = I_o \frac{L_s}{\sqrt{L_s L_L}} \sin \frac{k}{\sqrt{L_s L_L}} t \quad (22)$$

이다. 식(22)은 부하전류가 항상 정현적으로 증가 또는 감소함을 보이고 있다.

기준입력전류에 대하여 출력전류의 응답이 가장 빠르게 나타난다는 것은 부하코일의 전류가 가장 큰 상승비율 가졌다는 것이다. 이는 식(22)에서 k값이 최대이면 된다. k 값은 동작 주파수 ω 와 위상차 ϕ 에 의하여 변화하게 되므로 k가 최대가 되기 위한 동작 주파수 ω 와 위상차 ϕ 를 $dk/d\phi=0$ 에서 구해보면

$$\begin{aligned} \phi &= \pi/2, \quad \phi = -\pi/2 \\ \omega &= \text{최저 동작주파수} \end{aligned} \quad (23)$$

이다. 따라서 $\phi = 90^\circ$ 인 경우에 출력전류는 가장 높은 상승비율로 동작하고 $\phi = -90^\circ$ 인 경우 출력전류는 가장 높은 하강비율로 동작하게 된다. 이러한 최적값을 Bang-Bang제어 방법에 적용시킬 경우 Bang-Bang제어 방법은 다음의 sgn(·) 함수로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi &= [\text{sgn} (i_r - i_L)] \pi/2 \\ (i_r - i_L) &= b \\ \text{sgn} (b) &= \begin{cases} 1 & \text{for } b > 0 \\ -1 & \text{for } b < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (24)$$

Bang-Bang 제어 알고리즘으로 마이크로 프로세서를 사용하여 ICB회로를 제어할 경우, ICB회로의 출력전류는 A/D 변환기를 통하여 컴퓨터에 입력되어 기준입력전류와 출력전류를 비교한다. A/D변환기는 입력된 신호를 디지털화시켜 서로 비교하게 되는데 디지털화 시간 한개의 구간에서 i_r 과 i_L 의 값이 서로 바뀔 경우 Bang-Bang 제어 알고리즘에서는 감지할 수 없다. 따라서 이러한 특이구간에서의

위상 ϕ 를 결정하여야 한다.

디지털화된 구간의 값은 부하코일에 흐를 수 있는 최대 전류를 I_{max} 로 하고 A/D변환기의 bit수를 n 으로 하였을 때 디지털화된 한개의 구간 q 는

$$q = \frac{I_{max}}{2^{n-1}} \quad (25)$$

이다. 예를들어 $I_{max} = 100[A]$ 이고, 8-bit의 A/D변환기를 사용하였다면 디지털화된 한개의 구간 q 는 약 0.78[A] 정도이고 이 구간 q 에서는 i_r 과 i_L 이 항상 같은 값으로 인식한다. 위상을 변화시키지 않고 그대로 유지시킬 경우 i_L 은 계속 증가하다가 다음 구간에 접할 경우 다시 감속하게 되며 부하전류는 기준치의 임계치 사이를 진동하게 된다. 이러한 구간은 디지털화손실(quantization error)이며 이러한 손실을 감소시키기 위해서는 A/D변환기의 bit수를 증가시켜야 한다.

특이구간에서 위상을 변화시키지 않고 그대로 유지시켰을 때를 고려하여 Bang-Bang제어 알고리즘을 보이면 그림 2와 같다.

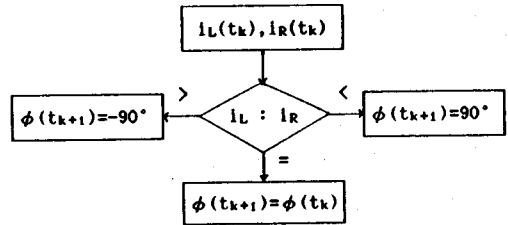


그림 2. Bang-Bang 제어의 알고리즘

Bang-Bang 제어 알고리즘은 동작주파수가 시스템의 최저값으로 일정하며 출력전류 i_L 과 기준전류 i_r 이 비교되어 에너지 전달이 최대로 일어나는 순방향과 역방향의 비사이에서 위상은 -90° 에서 90° 까지 변화하게 된다. 이러한 위상에서 커패시터에 걸리는 전압은 스위칭변환시 온 상태의 스위칭소자를 전류시킬 때에 필요한 역전압을 공급한다. 그러므로 과도스위칭 제약조건(4)에 합당하다.

위상 ϕ 의 부호가 양이면 부하측 위상이 앞서고 에너지는 전원측에서 부하측으로 전달되고, 음이면 전원측 위상이 앞서게 되고 에너지는 부하측에서 전원측으로 전달되게 된다.

4.3 삼상 ICB회로 제어

Bang-Bang 제어 방법을 이용하여 ICB회로를 제어하기 위한 블록다이어그램은 그림 3과 같다.

마이크로컴퓨터는 기준전류와 부하전류를 입력신호로 받아들어 $(i_r - i_L)$ 의 부호에 따라서 자동적으로 위상을 $90^\circ, -90^\circ$ 로 변화시키게 된다. 초기에 i_L 이 90° 의 위상을 가지고 가장 큰 상승비율로 증가하다가 A/D변환기에 의하여 디지털화된 기준치(reference level)의 하한치에 접하게 되면 그 구간에서는 i_r 과 i_L 이 동일한 값으로 인정되고 위상변화 없이 계속 증가한다. 증가된 i_L 이 기준치의 상한치에 접하게 되면 위상이 -90° 으로 바뀌면서 가장 큰 하강비율로 감소하게 되어 부하전류는 디지털화된 기준치에서 진동하게 된다. 이러한 위상에 따라서 과도스위칭 시퀀스를 분리변화(Split-Shift)방법으로 가하게 되면 i_L 은 i_r 을 따라가게 된다.

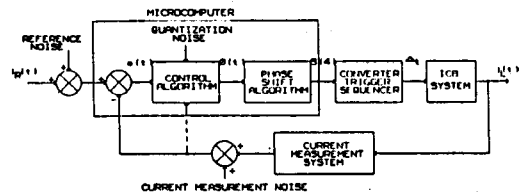


그림 3. 블록 다이어그램

5. 디지털 시뮬레이션

4장에서 설계한 Bang-Bang제어의 출력응답 특성을 알아보기 위해 단상 ICB회로 및 삼상 ICB회로를 모델로 하여 위상 변화를 한 경우의 디지털 시뮬레이션을 망하였다. 단상 ICB회로에서의 각 소자값 및 초기치는 다음과 같이 취하였다.

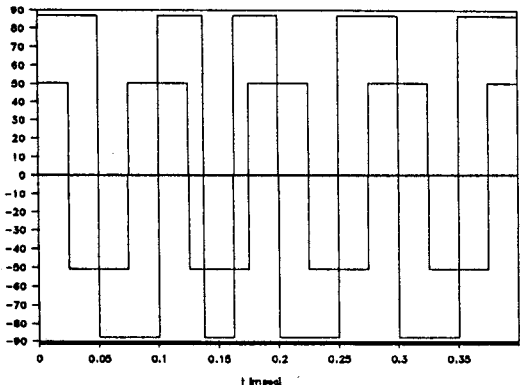
$$L_s = L_L = 4 \text{ [H]} \quad C = 0.1 \text{ [mF]} \quad I_s(0) = 100 \text{ [A]} \\ I_L(0) = 0 \text{ [A]} \quad V_c(0) = -100 \text{ [V]}$$

그림 4(a)는 $I_s \gg I_L$ 이고 위상변화가 180° 일때 4-스텝 합성과도스윗칭 시퀀스를 가한 경우의 교류속전류 I_1 과 I_2 를 보였다. 그림 4(b)은 이때의 커패시터에 걸리는 전압을 나타내고 있으며 4-스텝의 과도스윗칭 시퀀스를 가한 경우에도 커패시터에 과전압이나 전압 불평형이 나타나지 않는 것을 알 수 있다. 그림 4(c)와(d)는 이때의 V_s 와 V_L 을 보이고 있으며 이는 위상차가 90° 인 경우에너지가 전원속 코일에서 부하속으로 전달되고 위상차가 -90° 인 경우 에너지가 부하속 코일에서 전원속 코일로 전달되고 있음을 알 수 있다.

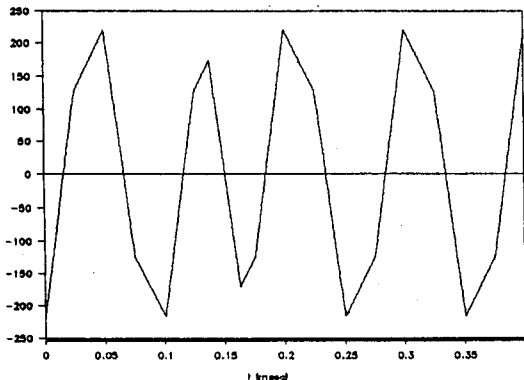
그림 5(a)는 삼상 ICB에서 $I_s \gg I_L$ 이고 위상변화가 180° 일때 전원속 전버터에 4-스텝 합성과도스윗칭 시퀀스 두개를 중첩하여 가한 경우의 교류속전류 I_{s3} 와 I_{L3} 를 보였다. 그림 5(b)은 이때의 커패시터에 걸리는 전압을 나타내고 있다. 그림 5(c)와(d)는 이때의 V_s 와 V_L 을 보이고 있다.

그림 6은 시간에 대하여 최적 제어 방법인 Bang-Bang 제어 방법에 의하여 단상 ICB회로를 제어한 경우의 파형이다. 이때의 출력전류는 기준입력전류에 대하여 가장 빠른 시간에 도달하고 A/D변환기에 의하여 제한되는 기준대 내에서 진동하고 있음을 알 수 있다.

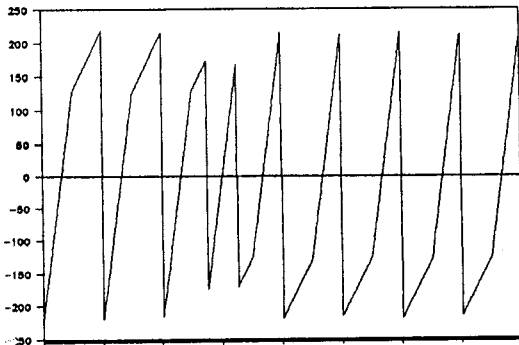
그림 7는 위상차가 90° 인 경우 개회로(open-loop)에서 에너지가 완전히 전달될 때의 전원속 전류 I_s 와 부하속 전류 I_L 을 보이고 있으며 전달시간은 약 5[sec]가 걸림을 알 수 있다.



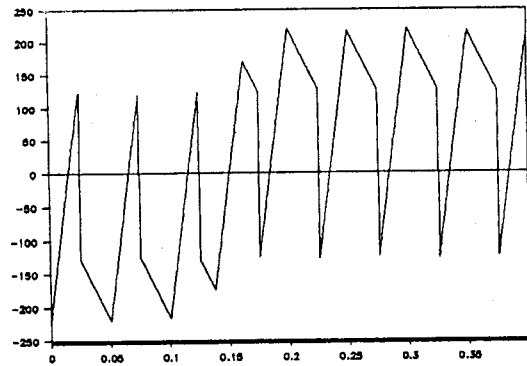
(a) 교류속전류 I_1, I_2



(b) 커패시터전압 V_c

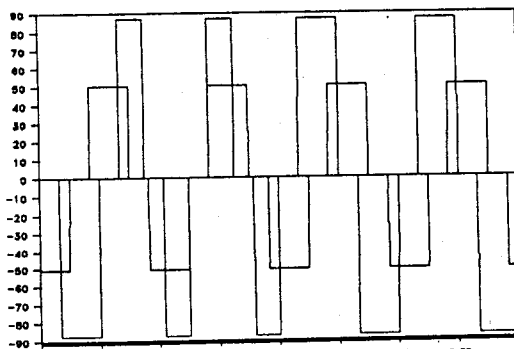


(c) 전원속전압 V_s

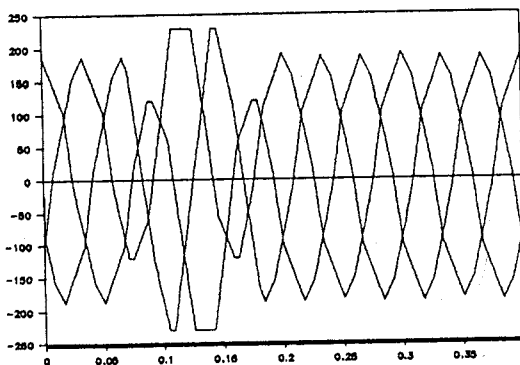


(d) 부하속전압 V_L

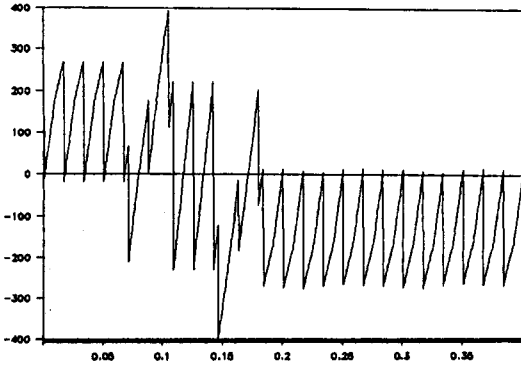
그림 4. 4-스텝 과도스윗칭 시퀀스를 가한 경우의 전압전류파형



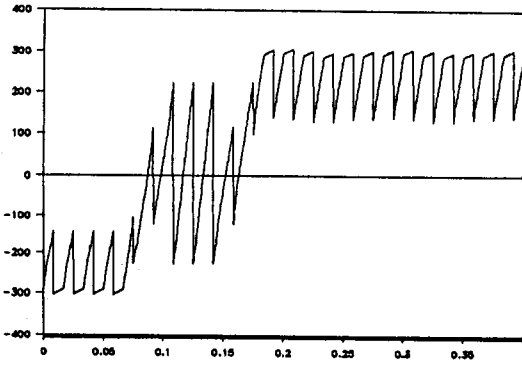
(a) 교류속전류 I_{s3}, I_{L3}



(b) 커패시터전압 V_{ca}, V_{cb}, V_{cc}



(c) 전원속전압 V_g



(d) 부하속전압 V_L

그림 5. 4-스텝 과도스위칭 시퀀스를 가한 경우의 전압전류파형

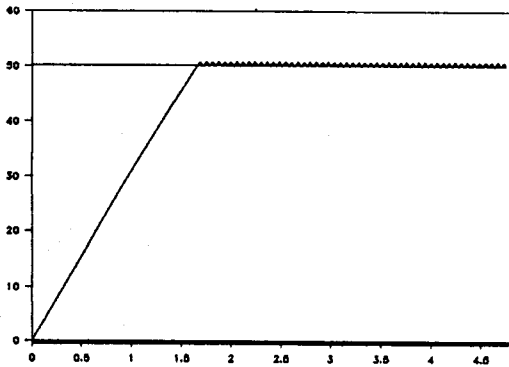


그림 6. Bang-Bang 제어방법에 의한 전류응답

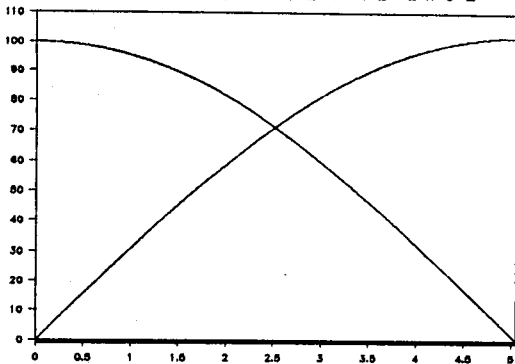


그림 7. $\phi = 90^\circ$ 인 경우 에너지가 완전히 전달될 때의 전원전류와 부하전류

6. 결 론

본 연구에서는 ICB회로의 운전시 제약조건을 만족하는 과도스위칭 시퀀스방법을 제시하고 시간에 대하여 최적인 제어방법으로 Bang-Bang 제어방법을 단상 및 삼상 ICB회로에 적용하여 전달되는 에너지를 제어하였다.

디지털 시뮬레이션을 통하여 제안된 스위칭방법이 과도스위칭 시퀀스의 제약조건을 만족함을 확인하였으며 또한 펄스부하에 전달되는 에너지를 제어할 경우 사용한 Bang-Bang 제어방법은 매우 간단하고 효율적인 제어방법임을 알 수 있었다.

앞으로 이러한 제어방법에서 위상변화에 의하여 생기는 진동주파수를 감소시키는 것과 좀더 빠른 시간내에 에너지가 전달될 수 있도록 연구되어야 하리라고 보며 이 분야의 연구는 앞으로 도래할 초전도시대에 대비한다는 의미에서 어찌모든 큰 도움이 될 것으로 본다.

참 고 문 헌

- [1] M. Ehsani and R. L. Kustom, and R.W. Boom, "A One-phase Dual Converter for Two Quadrant Power Control of Superconducting Magnets", IEEE Trans. on Magnetics, vol. MAG-21, no.2, March 1985.
- [2] M. Ehsani and R. L. Kustom, "A Bilateral Power Supply with Energy Storage Buffer for The Superconductive Coils of Large Particle Accelerators", IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-32, no.5, Oct. 1985.
- [3] H. A. Peterson, N. Mohan and R. W. Boom, "Superconductive Energy Storage Inductor-Converter Units for Power Systems", IEEE Trans. on Power Apparatus and System, vol.PAS-94, no. 4, July/August 1975.
- [4] 박민호 외 3, "상태변수평균화법에 의한 삼상 ICB 회로 해석", 전기학회논문지, vol.38, no. 9, 1989.
- [5] R. E. Fuja, R. L. Kustom, and M. Ehsani, "Three-Phase Energy Transfer Circuit with Superconducting Energy Storage Coils." IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-16, no.3, May/ June 1980.
- [6] D. E. Kirk, *Optimal Control Theory an Introduction*, Prentice-Hall Inc. 1970.