

상태변수평균화법에 의한 삼상 ICB회로 해석

Analysis of the Three Phase Inductor-Converter Bridge Circuit by Means of State-Space Averaging Method

朴 旻 鎬* · 洪 淳 瓚** · 崔 翼[§] · 吳 壽 鴻^{§§}
(Min-Ho Park · Soon-Chan Hong · Ick Choy · Soo-Hong Oh)

요 약

삼상 ICB회로에서의 전압 및 전류의 파형은 주기함수이므로 푸리에급수를 이용하여 해석할 수 있다. 그러나 해석결과가 무한급수의 형태이므로 에너지 전달특성이 명확하지 않으며 특히 실시간제어를 함에 있어서는 많은 계산 시간을 요구하므로 매우 불리하다. 따라서 closed form의 해가 필요하다.

본 연구에서는 상태변수평균화법을 도입하여 삼상 ICB회로를 해석하였으며 그 결과 closed form의 해를 얻었다. 특히 행렬멱급수(matrix power series) 전개에 있어서 2차항까지 고려함으로써 해석을 가능하게 하였다. 또한 그 결과를 푸리에급수에 의해 해석결과와 비교, 검토하였으며 디지털 시뮬레이션과 등가실험을 행하여 이론적인 결과를 확인하였다.

Abstract- The time-averaged behavior of the three-phase Inductor-Converter Bridge (ICB) circuit has been analyzed by using the state-space averaging method. Especially, a second order approximation in the matrix expansion makes the analysis possible. The results are in a closed form which is quite different from the conventional solution obtained by using the Fourier Series. Therefore, the computational difficulties in evaluating the infinite Fourier series can be avoided and the results derived in this paper are available especially in real time control. By comparing with the Fourier result, it has been verified that the analysis by means of the state-space averaging method is more accurate and simple. The digital simulation and the equivalent experiments have also been carried out to confirm the theoretical results.

*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員 : 檀國大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博
 §正 會 員 : 서울대 大學院 電氣工學科 博士過程
 §§正 會 員 : 檀國大 大學院 電氣工學科 碩士過程
 接受日字 : 1989年 7月 14日
 審查完了 : 1989年 8月 2日

1. 서 론

에너지를 저장할 수 있는 전기소자는 이론적으로 인덕터와 커패시터이나 먼저 실용화되어 현재 널리 쓰이고 있는 것은 커패시터이다. 이는 인덕

터에 에너지를 저장하려면 연속전류를 흘려야 하는데 이때 도선의 내부저항에 인한 손실이 연속적으로 발생하기 때문이다. 그러나 근년에 일부에서 실용화되고 있는 초전도체를 이용한 코일은 손실이 없는 인덕터로 간주할 수 있다. 실제로 수십 henry 정도의 초전도코일의 내부저항이 수~수십 nano-ohm 정도이다. 더욱이 최근에 보다 높은 온도에서 초전도성질을 나타내는 초전도체의 개발로 인하여 유도성에너지 저장장치의 중요성이 증대되고 있다.

초전도코일에 에너지를 효율적으로 저장 또는 공급하거나 저장된 에너지를 효율적으로 이용하려면 전력변환장치도 역시 손실이 적으며 가급적 역방향으로도 전력제어가 가능하여야 한다. 양방향 전력제어는 특히 반복적으로 에너지가 공급되어야 하는 전자석에서 매우 필요하다[1, 2].

이러한 전력변환장치로는 SFC, S*LCL, DFC회로들과 같은 불일정 스위칭회로와 ICB회로와 같은 일정 스위칭회로가 있다[3, 4]. 불일정 스위칭회로는 코일전압의 일정한 시간평균값을 유지하기 위하여 스위칭구간을 변화시키는 반면에 일정 스위칭회로는 스위칭구간을 일정하게 유지하고 전원측과 부하측에 연결되어 있는 두 컨버터의 위상차를 변화시키게 된다.

ICB 회로(Inductor-Converter Bridge Circuit)에서의 전압 및 전류의 파형은 주기함수이므로 푸리에급수에 의하여 해석될 수 있으며 M. Ehsani와 R.L. Kustom에 의하여 그 결과가 유도되었다[3]. 그러나 그 결과가 무한급수의 형태이므로 계산상의 난점이 있으며 특히 실시간제어(real time control)에는 매우 불리하다.

상태변수평균화법은 이산계(discrete system)를 연속계(continuous system)로 변환하여 해석하는 기법중의 하나이며 나아가서 불연속 전류가 흐르는 경우에도 적용이 가능하다[5~7]. ICB회로는 반도체소자의 스위칭으로 동작되는 반도체전력회로로서 이산계로 볼 수 있으며 이제까지 상태변수평균화법에 의하여는 해석이 안되는 것으로 알려져 왔다[5].

본 연구에서는 ICB회로 중에서 에너지 전달율이 가장 높은 삼상 ICB회로[8]에, 상태변수평균화법을 적용하여 해석함으로써 좀더 정확하게 간결한 closed form의 결과를 얻고자 하며 또한 그 결과를 푸리에급수에 의한 해석결과와 비교하여 검토하고자 한다.

2. 삼상 ICB회로의 동작

그림 1은 삼상 ICB회로로써 전원측과 부하측에 각각 삼상 컨버터가 연결되어 있다. 전원측 컨버터와 부하측 컨버터 사이에는 세개의 커패시터가 접속되어 있으며 한 동작주기동안 전원코일에서 이 커패시터를 통하여 극소량의 에너지를 부하코일에 보내거나 받는다. 따라서 두 코일은 한 주기동안에는 일정 전류원으로 볼 수 있다. 또한 커패시터는 삼상 ICB에서 중요한 역할을 하는데 그 하나는 에너지가 이동될때 에너지를 일시적으로 저장하는 역할을 하며 다른 하나는 전원측 컨버터와 부하측 컨버터에서 스위칭변환이 일어날 때 다른 스위칭소자를 턴-오프 시키기 위해 필요한 역전압을 공급해 준다. 그러므로 다이리스터 사용시에도 커패시터에 의해서 자연전류(natural commutation)가 되며 별도의 전류회로(commutation circuit)를 구성할 필요가 없다.

두 컨버터의 스위칭시이퀀스는 일반적인 Graetz bridge시이퀀스방법과 동일하며 각 스위칭소자의 도통구간도 $2\pi/3$ 로 동일하지만 두 컨버터의 사이의 턴-온 지점의 차이로 위상차가 생긴다. 이 위상차제어에 의해서 전원측 컨버터와 부하측 컨버터 사이의 에너지 전달량과 방향이 결정된다.

그림 2는 부하측 컨버터의 위상이 전원측 컨버터에 비해서 $\phi = \omega t_0 = \pi/6$ 만큼 앞선 경우에 임의의 한 상에서의 전압, 전류의 파형들이다. 그림에서 V_{CS}, V_{CL} 은 각각 전원측 및 부하측 컨버터에서 흘러 들어오는 전류 i_1, i_2 에 의하여 커패시터에 형성된 전압으로 결국 이 두 가지 전압의 합이 커패시터 전압 V_C 가 된다.

그림 3은 삼상 ICB회로의 교류측 전류파형을 나타내고 있다. 전류파형들은 반파대칭인 주기함수이므로 푸리에급수로 나타내면 다음과 같다.

$$i_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_{n1} \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_{n1} \cos n\omega t \quad (1)$$

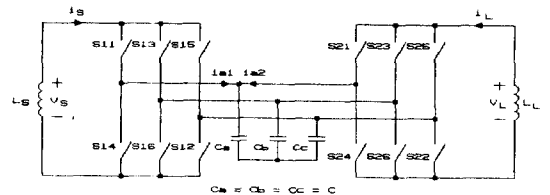


그림 1 삼상 ICB회로
Fig. 1 Three phase ICB circuit.

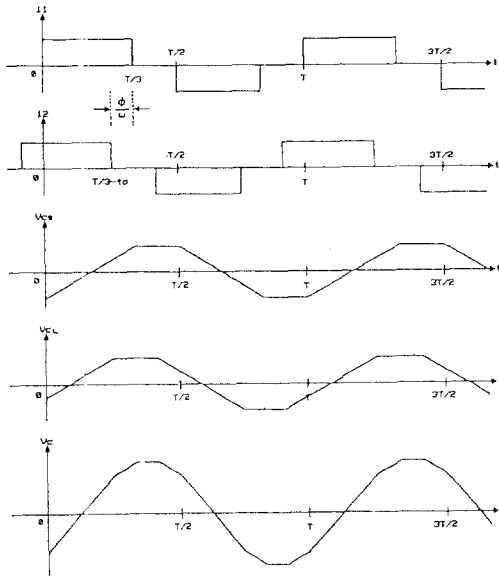


그림 2 삼상 ICB회로의 전압 및 전류파형
 Fig. 2 Waveforms of the currents and capacitor voltages in the three phase ICB circuit.

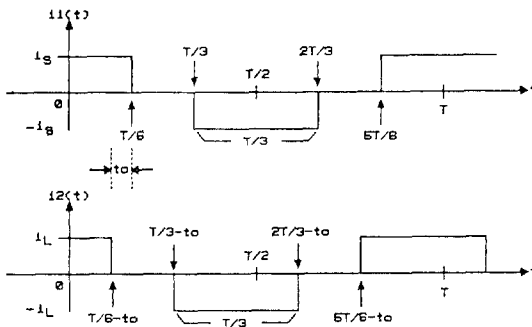


그림 3 교류측 전류파형
 Fig. 3 AC side current waveforms.

$$i_2(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_{n2} \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_{n2} \cos n\omega t \quad (2)$$

또한 커패시터에 걸리는 전압 v_c 는

$$\begin{aligned} v_c(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t (i_1 + i_2) dt + V_0 \\ &= - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_{n1} + A_{n2}}{n\omega C} \cos n\omega t \\ &\quad + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{B_{n1} + B_{n2}}{n\omega C} \sin n\omega t \\ &\quad + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_{n1} + A_{n2}}{n\omega C} + V_0 \end{aligned} \quad (3)$$

단, V_0 : 초기충전전압.

그리고 전원측으로 부터 전달되는 한 상의 순시 전력 p 는

$$p(t) = v_c(t) \cdot i_1(t) \quad (4)$$

이고 평균전력 P_a 는

$$P_a = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n\omega C} (A_{n1} \cdot B_{n2} - A_{n2} \cdot B_{n1}) \quad (5)$$

이다. 다음은 푸리에급수의 계수들을 구한다. 그림 3에서 전류 i_1 과 i_2 는

$$i_1(t) = \begin{cases} i_s & \text{for } 0 < t < T/6 \text{ and } 5T/6 < t < T \\ -i_s & \text{for } T/3 < t < 2T/3 \\ 0 & \text{for } T/6 < t < T/3 \text{ and } \\ & 2T/3 < t < 5T/6 \end{cases} \quad (6)$$

$$i_2(t) = \begin{cases} i_L & \text{for } 0 < t < T/6 - \omega t_0 \text{ and } \\ & 5T/6 - \omega t_0 < t < T \\ -i_L & \text{for } T/3 - \omega t_0 < t < 2T/3 - \omega t_0 \\ 0 & \text{for } T/6 - \omega t_0 < t < T/3 - \omega t_0 \\ & \text{and } 2T/3 - \omega t_0 < t < 5T/6 - \omega t_0 \end{cases} \quad (7)$$

이므로 푸리에급수의 각 계수들은 다음과 같다.

$$A_{n1} = 0 \quad (8)$$

$$B_{n1} = \frac{2i_s}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cdot (1 - \cos n\pi) \quad (9)$$

$$A_{n2} = \frac{2i_L}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cdot (\cos n\pi - 1) \cdot \sin n\phi \quad (10)$$

$$B_{n2} = \frac{2i_L}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \cdot (1 - \cos n\pi) \cdot \cos n\phi \quad (11)$$

단, $\omega t_0 = \phi$

식(8)~(11)을 식(5)에 대입하면 전원측에서 전달되는 평균전력은 다음과 같다.

$$P_a = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{12i_s \cdot i_L}{n^3 \pi^2 \omega C} \cdot \{1 - (-1)^n\} \cdot \sin^2 \frac{n\pi}{3} \cdot \sin n\phi \quad (12)$$

식(12)로 부터 주파수는 에너지의 전달량만을 제어하는데 비해 위상차 ϕ 는 에너지 전달량을 제어할 뿐만 아니라 에너지 전달방향을 동시에 제어할 수 있음을 알 수 있다. 또한 식(12)에서 짝수 고조파는 에너지 전달에 전혀 영향을 미치지 못함을 알 수 있다.

4. 상태변수평균화법에 의한 해석

그림 4는 삼상 ICB회로의 단상으로서의 등가회로이며 두개의 전원류는 결국 전원측 코일과 부하측 코일이 된다. 이때 전원측에 흐르는 전류 i_s 는 전

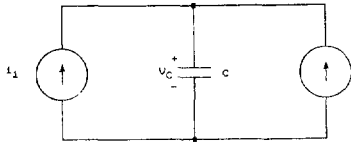


그림 4 단상 동가회로
Fig. 4 One phase equivalent circuit.

원측 컨버터의 스위칭에 따라 정의 방향, 혹은 부의 방향 또는 0이 된다. 또한 부하측에 흐르는 전류 i_L 도 부하측 컨버터의 스위칭에 따라 전류는 +, 0, -의 세가지가 될 수 있다. 따라서 동작모우드는 그림 5와 같이 총 9가지가 된다.

그림 5(a)에서

$$v_s = L_s \frac{d}{dt}(-i_s) = v_c$$

$$v_L = L_L \frac{d}{dt}(-i_L) = v_c$$

$$i = i_s + i_L = C \frac{dv_c}{dt}$$

이므로 모우드 1에서의 상태방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_s \\ 0 & 0 & -1/L_L \\ 1/C & 1/C & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (13)$$

각 모우드에서의 계수행렬을 구한 결과는 그림 5에서와 같으며

$$A_1 = -A_9, \quad A_2 = -A_8, \quad A_3 = -A_7,$$

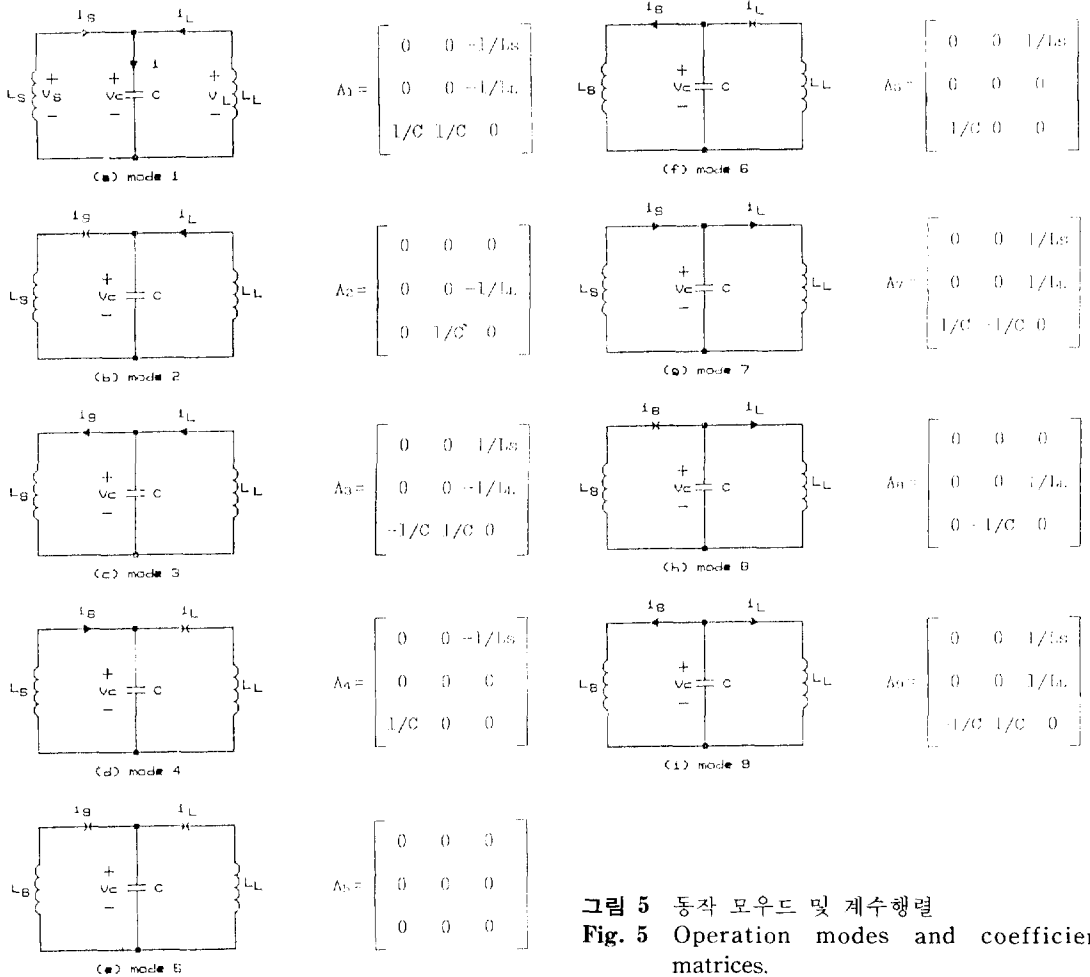


그림 5 동작 모우드 및 계수행렬
Fig. 5 Operation modes and coefficient matrices.

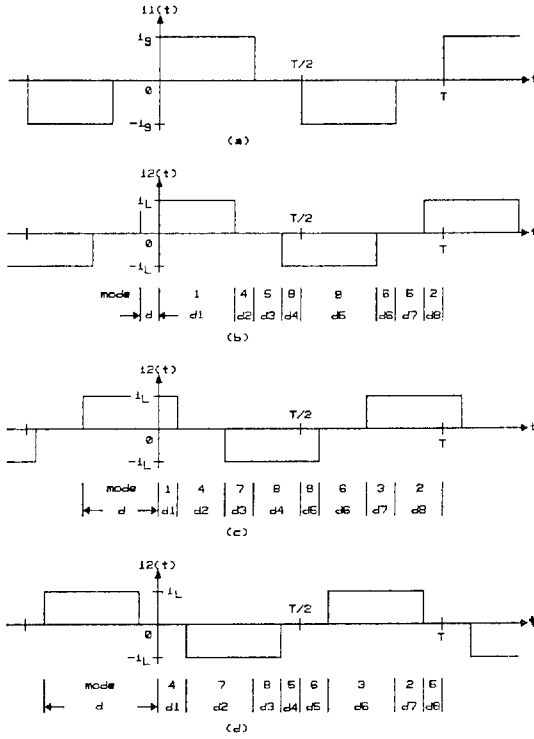


그림 6 교류측 전류파형. (a) 전원측 전류, (b) $0 < d < 1/6$ (case 1), (c) $1/6 < d < 1/3$ (case 2), (d) $1/3 < d < 1/2$ (case 3)일 경우의 부하측 전류

Fig. 6 AC side currents. (a) Source side current. Load side currents for (b) $0 < d < 1/6$ (case 1), (c) $1/6 < d < 1/3$ (case 2), and (d) $1/3 < d < 1/2$ (case 3).

$$A_4 = -A_6, \quad A_5 = 0 \quad (14)$$

의 관계가 성립할 수 있다.

그림 6은 부하측 전류 i_2 가 전원측 전류 i_1 보다 d 만큼 앞설 경우의 파형이다. 여기서 d 는 주기 T 에 대한 구간의 비를 나타낸다. 그림 6(b)~(d)는 부하측 전류의 파형으로 위상이 앞서는 정도에 따라 세 경우로 구분되며 세 경우 모두 8가지 모우드로 분류된다. 각 구간에서의 계수행렬을 왼쪽에서부터 차례로 P, Q, R, S, Y, U, V, W 라 하면 각 구간에서의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= PX & \text{for } nT < t < nT + d_1 \\ \dot{X} &= QX & \text{for } nT + d_1 < t < nT + d_2 \\ \dot{X} &= RX & \text{for } nT + d_2 < t < nT + d_3 \\ \dot{X} &= SX & \text{for } nT + d_3 < t < nT + d_4 \\ \dot{X} &= YX & \text{for } nT + d_4 < t < nT + d_5 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{X} &= UX & \text{for } nT + d_5 < t < nT + d_6 \\ \dot{X} &= VX & \text{for } nT + d_6 < t < nT + d_7 \\ \dot{X} &= WX & \text{for } nT + d_7 < t < nT + d_8 \end{aligned} \quad (15)$$

단,

$$\begin{aligned} X &= [i_s \ i_L \ v_c]^T \\ d'_1 &= d_1 + T \\ d'_2 &= d'_1 + d_2 T \\ d'_3 &= d'_2 + d_3 T \\ d'_4 &= d'_3 + d_4 T \\ d'_5 &= d'_4 + d_5 T \\ d'_6 &= d'_5 + d_6 T \\ d'_7 &= d'_6 + d_7 T \\ d'_8 &= d'_7 + d_8 T \end{aligned}$$

식 (15)의 해는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} X(t) &= \exp\{P \cdot (t - nT)\} \cdot X(nT) & \text{for } nT < t < nT + d'_1 \\ X(t) &= \exp\{Q \cdot (t - nT - d'_1)\} \cdot X(nT + d'_1) & \text{for } nT + d'_1 < t < nT + d'_2 \\ X(t) &= \exp\{R \cdot (t - nT - d'_2)\} \cdot X(nT + d'_2) & \text{for } nT + d'_2 < t < nT + d'_3 \\ X(t) &= \exp\{S \cdot (t - nT - d'_3)\} \cdot X(nT + d'_3) & \text{for } nT + d'_3 < t < nT + d'_4 \\ X(t) &= \exp\{Y \cdot (t - nT - d'_4)\} \cdot X(nT + d'_4) & \text{for } nT + d'_4 < t < nT + d'_5 \\ X(t) &= \exp\{U \cdot (t - nT - d'_5)\} \cdot X(nT + d'_5) & \text{for } nT + d'_5 < t < nT + d'_6 \\ X(t) &= \exp\{V \cdot (t - nT - d'_6)\} \cdot X(nT + d'_6) & \text{for } nT + d'_6 < t < nT + d'_7 \\ X(t) &= \exp\{W \cdot (t - nT - d'_7)\} \cdot X(nT + d'_7) & \text{for } nT + d'_7 < t < nT + d'_8 \end{aligned} \quad (16)$$

식 (15)는 상태변수평균화법에 의해 다음과 같이 하나의 상태 방정식

$$\dot{X} = AX \quad \text{for } nT < t < (n+1)T \quad (17)$$

으로 표현할 수 있으며 식 (17)은 다음과 같은 해를 갖는다.

$$X(t) = \exp\{A \cdot (t - nT)\} \cdot X(nT) \quad (18)$$

$t = (n+1)T$ 에서 식 (16)과 식 (18)을 비교하면 다음식을 얻을 수 있다.

$$e^{AT} = e^{Wd_8 T} \cdot e^{Vd_7 T} \cdot e^{Ud_6 T} \cdot e^{Yd_5 T} \cdot e^{Sd_4 T} \cdot e^{Rd_3 T} \cdot e^{Qd_2 T} \cdot e^{Pd_1 T}$$

식 (19)의 우변을 행렬멱급수로 전개하면

$$e^{AT} = \left\{ I + Wd_8 T + \frac{(Wd_8 T)^2}{2!} + \dots \right\}$$

$$\begin{aligned}
 & \left\{ I + Vd_7T + \frac{(Vd_7T)^2}{2!} + \dots \right\} \cdot \\
 & \left\{ I + Ud_6T + \frac{(Ud_6T)^2}{2!} + \dots \right\} \cdot \\
 & \left\{ I + Yd_5T + \frac{(Yd_5T)^2}{2!} + \dots \right\} \cdot \\
 & \left\{ I + Sd_4T + \frac{(Sd_4T)^2}{2!} + \dots \right\} \cdot \\
 & \left\{ I + Rd_3T + \frac{(Rd_3T)^2}{2!} + \dots \right\} \cdot \\
 & \left\{ I + Qd_2T + \frac{(Qd_2T)^2}{2!} + \dots \right\} \cdot \\
 & \left\{ I + Pd_1T + \frac{(Pd_1T)^2}{2!} + \dots \right\} \\
 & = I + Pd_1T + Qd_2T + Rd_3T + Sd_4T \\
 & \quad + Yd_5T + Ud_6T + Vd_7T + Wd_8T + \dots \tag{20}
 \end{aligned}$$

각 경우에서의 계수행렬은 표 1과 같다.

표 1 계수 행렬
Table 1 Coefficient Matrices.

	P	Q	R	S	Y	U	V	W
case 1	A ₁	A ₄	A ₅	A ₈	A ₈	A ₆	A ₅	A ₂
case 2	A ₁	A ₄	A ₇	A ₈	A ₉	A ₆	A ₃	A ₂
case 3	A ₄	A ₇	A ₈	A ₅	A ₆	A ₃	A ₂	A ₅

또한 그림 6으로부터 각 경우에 있어서의 구간 비 사이의 관계를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \text{Case 1 : } & d_1 = d_5 = 1/3 - d \\
 & d_2 = d_4 = d_6 = d_8 = d \\
 & d_3 = d_7 = 1/6 - d \tag{21}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Case 2 : } & d_1 = d_5 = 1/3 - d \\
 & d_2 = d_4 = d_6 = d_8 = 1/6 \\
 & d_3 = d_7 = d - 1/6 \tag{22}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Case 3 : } & d_1 = d_3 = d_5 = d_7 = 1/2 - d \\
 & d_2 = d_6 = d - 1/6 \\
 & d_4 = d_8 = d - 1/3 \tag{23}
 \end{aligned}$$

그러므로 표1과 식(14), (21)~(23)의 관계를 고려하면 세 경우 모두

$$\begin{aligned}
 Pd_1T &= -Yd_5T, \quad Qd_2T = -Ud_6T \\
 Rd_3T &= -Vd_7T, \quad Sd_4T = -Wd_8T \tag{24}
 \end{aligned}$$

의 관계가 성립됨을 알 수 있다. 따라서 식(20)의 1차항은 모두 0이 되며 이에 따라 종래에는 상태 변수평균화법에 의한 해석이 불가능한 것으로 알려져 왔다. 본 논문에서는 이와 같은 난점을 해결

하기 위하여 2차항까지 고려하였다. 2차항까지 고려하면 계수행렬 A는 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 A \approx & -\frac{1}{T} [\{ (Pd_1T) \cdot (Qd_2T) - (Qd_2T) \cdot (Pd_1T) \} \\
 & + \{ (Pd_1T) \cdot (Rd_3T) - (Rd_3T) \cdot (Pd_1T) \} \\
 & + \{ (Pd_1T) \cdot (Sd_4T) - (Sd_4T) \cdot (Pd_1T) \} \\
 & + \{ (Qd_2T) \cdot (Rd_3T) - (Rd_3T) \cdot (Qd_2T) \} \\
 & + \{ (Qd_2T) \cdot (Sd_4T) - (Sd_4T) \cdot (Qd_2T) \} \\
 & + \{ (Rd_3T) \cdot (Sd_4T) - (Sd_4T) \cdot (Rd_3T) \}] \tag{25}
 \end{aligned}$$

그림 6에서 $0 < dT < T/6$ 인 경우에 계수 행렬을 구하면

$$\begin{aligned}
 & (Pd_1T)(Qd_2T) - (Qd_2T)(Pd_1T) \\
 & = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_sC} & 0 \\ \frac{-1}{L_LC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} d_1d_2T^2
 \end{aligned}$$

$$(Pd_1T) \cdot (Rd_3T) - (Rd_3T) \cdot (Pd_1T) = 0$$

$$\begin{aligned}
 & (Pd_1T)(Sd_4T) - (Sd_4T)(Pd_1T) \\
 & = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_sC} & 0 \\ \frac{-1}{L_LC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} d_1d_2T^2
 \end{aligned}$$

$$(Qd_2T) \cdot (Rd_3T) - (Rd_3T) \cdot (Qd_2T) = 0$$

$$\begin{aligned}
 & (Qd_2T)(Sd_4T) - (Sd_4T)(Qd_2T) \\
 & = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_sC} & 0 \\ \frac{-1}{L_LC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} d_2^2T^2
 \end{aligned}$$

$$(Rd_3T) \cdot (Sd_4T) - (Sd_4T) \cdot (Rd_3T) = 0$$

이므로

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(2d_2+d_2)d_2T}{L_sC} & 0 \\ \frac{(2d_1+d_2)d_2T}{L_LC} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{26}$$

이다. 식(26)에서 i_s 를 구하여 $d = \frac{t_o}{T} = \frac{\phi}{2\pi}$ 의 관계를 이용하면

$$\begin{aligned}
 i_s &= \frac{1}{L_sC} (2d_1 + d_2) d_2 \cdot T \cdot i_L \\
 &= \frac{1}{2\pi\omega L_sC} (-\phi^2 + \frac{4\pi}{3}\phi) \cdot i_L \tag{27}
 \end{aligned}$$

의 관계를 얻으므로 삼상 ICB회로에서 전달되는 평균 에너지는 다음과 같다.

$$P_a = 3 \frac{d}{dt} \left(-\frac{1}{2} L_s i_s^2 \right) = 3 L_s \cdot i_s \cdot \dot{i}_s$$

$$= \frac{3 i_s i_L}{2 \pi \omega C} \left(-\phi^2 + \frac{4\pi}{3} \phi \right) \text{ for } 0 < \phi < \pi/3 \quad (28)$$

다른 경우에서 전달되는 평균 에너지도 같은 방법으로 구하면 다음과 같다.

$$P_a = \frac{3 i_s i_L}{\pi \omega C} \left(-\phi^2 + \pi \phi - \frac{\pi^2}{18} \right)$$

$$\text{for } \pi/3 < \phi < 2\pi/3 \quad (29)$$

$$P_a = \frac{3 i_s i_L}{2 \pi \omega C} \left(-\phi^2 + \frac{2\pi}{3} \phi + \frac{\pi^2}{3} \right)$$

$$\text{for } 2\pi/3 < \phi < \pi \quad (30)$$

5. 두 해석방법에 의한 결과 비교

본장에서는 앞에서의 두가지 해석방법의 결과를 비교해 보기로 한다. 위의 두 해석결과가 같으려면 다음의 수식이 성립되어야 한다.

$$\frac{\pi \omega C}{3 i_s \cdot i_L} \cdot P_a = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n^3 \pi} \{1 - (-1)^n\} \sin^2 \frac{n\pi}{3} \cdot \sin n\phi$$

$$= H_1 \cdot F_1 + H_2 \cdot F_2 + H_3 \cdot F_3 \quad (31)$$

단,

$$H_1 = \frac{1}{2} \left(-\phi^2 + \frac{4\pi}{3} \phi \right)$$

$$H_2 = \left(-\phi^2 + \pi \phi - \frac{\pi^2}{18} \right)$$

$$H_3 = \frac{1}{2} \left(-\phi^2 + \frac{2\pi}{3} \phi + \frac{\pi^2}{3} \right)$$

$$F_1 = u(\phi) - u(\phi - \pi/3)$$

$$F_2 = u(\phi - \pi/3) - u(\phi - 2\pi/3)$$

$$F_3 = u(\phi - 2\pi/3) - u(\phi - \pi)$$

식 (31)의 우변 $f(\phi) = H_1 \cdot F_1 + H_2 \cdot F_2 + H_3 \cdot F_3$ 는 $0 < \phi < \pi$ 범위에서의 수식이며 $\phi = \pi/2$ 에 대하여 대칭이다. 그러므로 $f(\phi)$ 는 반파대칭이고 정현 대칭인 파형의 일부로 볼 수가 있으며 식 (31)의 우변을 푸리에급수로 전개하면

$$f(\phi) = H_2 \cdot F_2 + H_2 \cdot F_2 + H_3 \cdot F_3$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\phi \quad (\text{단, } n \text{은 홀수}) \quad (32)$$

의 형태가 되며 이때의 계수 A_n 는 다음과 같다.

$$A_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(\phi) \cdot \sin n\phi \, d\phi$$

$$= \frac{4}{n^3 \pi} \left(\cos \frac{n\pi}{3} + 1 \right) \quad (33)$$

그러므로

$$f(\phi) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n^3 \pi} \cdot \left(\cos \frac{n\pi}{3} + 1 \right) \cdot \sin n\phi \quad (34)$$

이다. 홀수 n 에 대하여

$$\cos \frac{n\pi}{3} + 1 = \{1 - (-1)^n\} \cdot \sin^2 \frac{n\pi}{3} \quad (35)$$

가 성립하므로 식(31)과 식(34), (35)를 비교하여 보면 상태변수평균화법에 의한 해석결과가 푸리에 급수에 의한 해석결과와 일치함을 알 수 있다.

6. 시뮬레이션 및 실험결과

ICB회로는 전원코일과 부하코일이 시정수가 긴 코일이어야 하지만 시정수가 긴 코일이 없으므로 그림 1과 같은 삼상 ICB회로를 구성한 다음에 전원측에 전원코일과 직렬로 직류전원을 삽입하여 등가실험을 행하였다.

ICB회로에서 한 동작주기 동안에 이동하는 에너지의 양은 미소하므로 몇 주기 동안에는 i_s 와 i_L 의 크기가 일정하다고 볼 수 있다. 그림 7과 그림 8은 $i_s = i_L$ 이고 위상차 ϕ 값이 $\pi/6$, $\pi/3$ 인 경우에 삼상 ICB회로에 대하여 디지털 시뮬레이션을 행한 전압 및 전류파형들이다. 그림 7과 그림 8에서

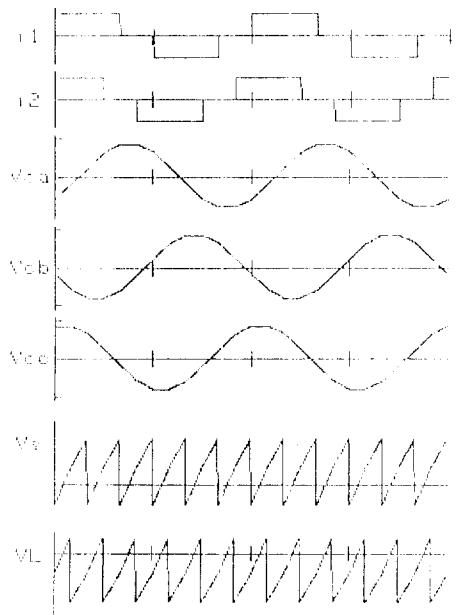


그림 7 $i_s = i_L$, $\phi = \pi/6$ 일 때의 전압, 전류파형
Fig. 7 Waveforms of the currents and voltages for $i_s = i_L$ and $\phi = \pi/6$.

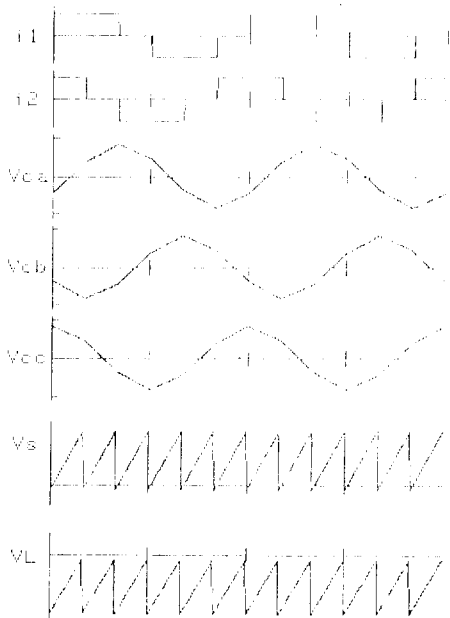


그림 8 $i_s = i_L$, $\phi = \pi/3$ 일 때의 전압, 전류파형
 Fig. 8 Waveforms of the currents and voltages for $i_s = i_L$ and $\phi = \pi/3$.

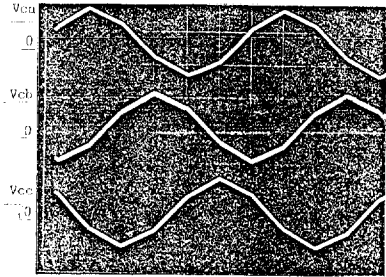


그림 11 $\phi = \pi/3$ 일 때의 커패시터 전압파형
 Fig. 11 Capacitor voltage waveforms for $\phi = \pi/3$.

V_{ca} , V_{cb} , V_{cc} 의 파형들은 각각 $2\pi/3$ 씩 위상차가 생기고 전압파형 V_s 와 V_L 인 파형으로부터 에너지가 전원측에서 부하측으로 전달됨을 알 수 있다.

그림 9와 그림 10은 각각 ϕ 값이 $\pi/6$, $\pi/3$ 인 경우의 전압, 전류의 실험파형들이며 그림 11은 $\phi = \pi/3$ 일 경우의 V_{ca} , V_{cb} , V_{cc} 의 파형들이다. 그림 7과 그림 8의 시뮬레이션 파형들을 그림 9~11의 실험파형들과 비교해 보면 그 결과가 유사함을 알 수 있다.

7. 결 론

ICB회로에서의 전압 및 전류의 파형은 주기함수이므로 종래에는 주로 푸리에급수를 이용하여 해석하였다. 그러나 해석결과가 무한급수의 형태로 나타나므로 에너지전달특성이 명확하지 않으며 특히 고성능제어를 필요로 할 경우에는 많은 계산시간을 요구하므로 closed form의 해가 필요하다.

본 연구에서는 ICB회로중 가장 에너지 전달율이 높은 삼상 ICB회로를 상태변수평균화법을 도입하여 해석하였으며 그 결과 closed form의 해를 얻었다. 특히 행렬역급수(matrix power series) 전개에 있어서 2차항까지 고려함으로써 해석을 가능하게 하였다. 이 해를 푸리에급수에 의한 해석결과와 비교하여 그 결과가 일치함을 입증하였으며 이론상의 결과를 확인하기 위하여 디지털 시뮬레이션과 실험을 행하였고 그 결과가 유사함을 알 수 있었다.

본 연구에서 유도된 결과들로 인하여 특히 실시간제어를 할 경우에 보다 빠르고 정확한 제어가 가능하리라 생각된다.

참 고 문 헌

[1] M. Ehsani and R.L. Kustom, "A Bilateral

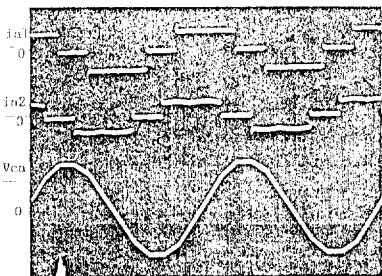


그림 9 $\phi = \pi/6$ 일 때의 교류측 전압, 전류파형
 Fig. 9 Waveforms of the AC side currents and voltage for $\phi = \pi/6$.

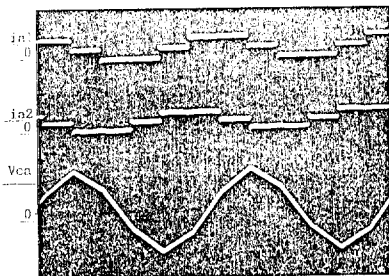


그림 10 $\phi = \pi/3$ 일 때의 교류측 전압, 전류파형
 Fig. 10 Waveforms of the AC side currents and voltage for $\phi = \pi/3$.

- Power Supply with Energy Storage Buffer for the Superconductive Coils of Large Particle Accelerators," IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. NS-32, no. 5, Oct. 1985.
- [2] M.Ehsani, R.L. Kustom, and R.W. Boom, "A One-phase Dual Converter for Two Quadrant Power Control of Superconducting Magnets," IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-21, no. 2, March 1985.
- [3] M. Ehsani and R.L. Kustom, Converter circuits for Superconductive Magnetic Energy Storage, Texas A&M University Press, 1988.
- [4] R.L. Kustom, Thyristor Networks for the Transfer of Energy between Superconducting Coils, Thomson-Shore Inc., 1980.
- [5] D.M. Mitchell, DC-DC Switching Regulator Analysis, McGraw-Hill Book Co., 1988.
- [6] R.G. Hoft, Semiconductor Power Electronics, Van Nostrand Reinhold Co., 1986.
- [7] G.F. Pierce and P.R. Troyk, "Switchmode Power Supply Transfer Determination Using SPICE-2," IEEE PESC Record, pp.297-303, June 1984.
- [8] 홍순찬, "신에너지 이용을 위한 전력변환장치," IEEE한국지회 Power Electronics Technology Seminar, 1988.