

# 상태 평균화법에 의한 초퍼구동 DC모터 제어시스템의 해석

(Analysis of the Chopper Fed DC Motor  
Control System Using State Space Averaging Method)

鄭憲相\* · 白亨來\* · 李相一\*\* ·  
曹錦培\*\*\* · 劉權鍾\*\*\*\* · 李完揆\*\*\*\*\*

(Hun-Sang Chung · Hyung-Lae Baek · Sang-Il Lee ·  
Geum-Bae Cho · Gwon-Jong Yu · Woan-Kyu Lee)

## 요 약

본 논문은 직류초퍼구동 전동기 제어시스템을 해석 대상으로 하여 전류 연속모드와 전류 불연속모드의 양 모드 동작시에 있어서의 해석을 상태변수법과 상태평균화법을 적용하여 해석하였으며 두 해석 방법의 결과를 비교 검토함과 동시에 상태평균화법에 의하면 시스템의 해석이 근사적이지만 해석이 용이하다는 것을 나타내고 있다.

또한, 본 시스템의 궤환루프 제어시스템에 있어서 상태평균화법을 이용한 평형점 근방의 근사 선형화 방법을 적용함으로써 전달 매트릭스의 형태로 동특성을 표현할 수 있으며, 이것을 이용한 선형 제어법을 적용하여 궤환루프 제어계의 설계기법을 제시하고 있다.

## Abstract

This paper describes a new analysis method that can control separately excited DC motor using DC chopper. State variable method and state space averaging method are applied to analyze in operating for continuous current mode and discontinuous current mode with chopper fed DC motor control system. As a result for analysis of two methods, it is easy to analyze this system by state space averaging method. Applying approximation linear method using state space averaging method in closed loop control system, we can represent dynamic characteristics in the type of transfer matrix and the designing method of closed loop control system is represent by adapting linear method using above.

\*正會員：朝鮮大 工大 電氣工學科 教授 · 工博  
\*\*正會員：朝鮮大 工大 電氣工學科 教授  
\*\*\*正會員：朝鮮大 工大 電氣工學科 副教授

\*\*\*\*正會員：韓國 ENERGY 技術研究所 前任研究員 · 工博  
\*\*\*\*\*正會員：韓國標準科學研究院 前任研究員  
接受日字：1994年 4月 11日

### 1. 서 론

최근 에너지문제가 중요한 과제로 대두되고, 그 요구에 응해서 직류 초퍼를 이용한 시스템이 커다란 역할을 수행하고 있다. DC초퍼는 직접적인 DC-DC변환이 가능하므로 AC변압기의 DC 등가로 볼 수 있으며, 직류 타여자 전동기는 공작기계, 하역기계, 축전지로 동작되는 전기 자동차와 같은 가감속운전 및 정지의 횡수가 많은 운송 견인장치의 에너지 절약형 시스템에 적당하다.

본 논문은 직류 초퍼를 이용한 직류 타여자 전동기 제어의 새로운 해석에 대하여 연구하였다. 해석 방법에는 시간영역에서의 해석법으로 많이 사용되고 있는 상태변수법과 상태변수를 선형 근사화하여 스위칭 주기당 평균치를 변수로 해석하는 상태평균화법 두가지가 있다.<sup>1)</sup> 일반적으로 상태변수는 이론상 바로 해를 구하는 방법으로 본 논문에서 해석하는 직류 초퍼는 스위치를 포함한 비선형 회로로서 해석하기가 상당히 복잡할 뿐 아니라 시스템이 모델화가 상당히 까다롭다.<sup>2)</sup> 따라서 개루프와 폐루프 어느 경우에 있어서도 설계의 단계에까지 응용한다는 것은 어려운 문제이다.

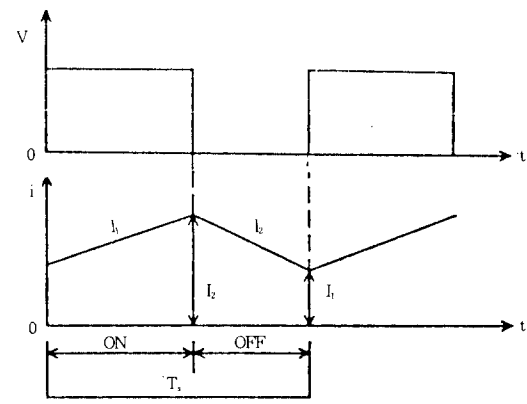
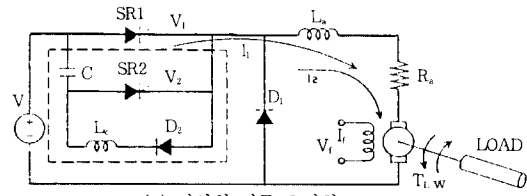
여기서 사용하는 상태평균화법은 회로의 고유

주파수에 비해서 스위칭 주파수가 상당히 높을 때 상태변수의 변화를 선형 근사화함에 따라 각 모드마다 정의되어져 있는 상태방정식을 평균화하여 하나의 상태방정식으로 선형근사화하는 방법이다.<sup>2), 3)</sup> 초퍼구동 직류 타여자 전동기의 경우 부하 torque, 스위치의 ON, OFF 시비율 및 그밖의 파라미터의 상태에 따라서 전기자 전류는 연속, 불연속의 상태가 된다. 특히 불연속의 경우는 연속의 경우에 비해 해석이 복잡하다.<sup>4)</sup> 따라서 본 논문에서는 불연속의 경우에도 상태평균화법을 이용해서 근사적이기는 하지만 비교적 간단하게 해석과 설계를 할 수 있다는 점을 제시하고자 한다.

### 2. 상태변수법에 의한 해석

#### 2.1 전류 연속의 경우

해석대상 회로는 강압형 직류초퍼 회로로서 그림 1과 같다. 여기서 부하는 직류 타여자 전동기이고 리액터(La)를 흐르는 전류(ia)에 따라서,



(b) 전류 연속 전압, 전류파형  
(b) Voltage and current waveforms in case of continuous current

그림 1. 직류 초퍼회로와 동작파형  
Fig. 1. DC Chopper circuit and operating waveform

표 1. 해석상 사용하는 기호  
Table 1. Employed Parameters for analysis

$L_a$	전기자 회로의 리액턴스(H)
$R_a$	전기자 저항( $\Omega$ )
$K$	모터의 이득정수(V/rad/s)
$J$	관성 능률( $kg \cdot m^2$ )
$B$	마찰 계수( $N \cdot m/rad/s$ )
$T_L$	부하 토크( $N \cdot m$ )
$V$	전원 전압(V)
$i_a$	전기자 전류(정상상태 : $I_a$ )(A)
$T_s$ (fs)	스위칭 주기(주파수)(sec)(Hz)
$d_1$	SCR1의 영기간의 시비율(정상에서는 $D_1$ )
$d_2$	환류 다이오드의 ON기간의 시비율(정상에서는 $D_2$ )
$d_3$	전류 영기간의 시비율(정상에서는 $D_3$ )

연속모드 불연속모드의 두가지 동작상태로 나눌 수 있다. 표 1은 본 논문에서 해석상 사용된 파라미터의 정의를 나타내고 있으며 표 2는 전력변환기의 연속모드에 있어서 SCR과 diode스위치 모드의 관계를 나타내고 있다.

본 회로를 해석하기 위해 다음과 같은 가정을 설정한다.<sup>7, 8)</sup>

- 1) 사이리스터의 전류(commutation)회로는 해석상 생략하고 SCR<sub>1</sub>, D<sub>1</sub>은 이상적인 스위치이다.
- 2) 전원전압은 완전한 직류이며 일정하다.
- 3) 부하 torque는 일정하다.

모드 1과 모드 2에 대하여 상태방정식은 다음과 같다.

모드 1.(SCR ON 기간) :

$$\dot{X}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/La & 0 & -Ra/La & -K/La \\ 0 & -1/J & K/J & -B/J \end{bmatrix} X_1 = A_1 X_1 \quad (1)$$

상태벡터  $X_1 = (V \quad T_L \quad i_a \quad \omega)^T$

모드 2.(환류 다이오드 ON기간) :

$$\dot{X}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Ra/La & -K/La \\ 0 & -1/J & K/J & -B/J \end{bmatrix} X_2 = A_2 X_2 \quad (2)$$

(1), (2)식을 풀면 과도해 및 정상해를 얻을 수 있으며 정상해를 구하기 위하여 정상초기치를 구하기로 한다. 정상초기치  $X_0$ 는 다음의 방정식을 만족한다.

$$(1-H)X_0 = 0 \quad (3)$$

$$H = \exp(A_2 D_2 T_s) \exp(A_1 D_1 T_s)$$

$D_1, D_2$ 는  $d_1, d_2$ 의 정상 상태값

$d_1$ 은 SCR<sub>1</sub>의 ON기간의 시비율,  $d_2$ 는 환류다이오드 ON기간의 시비율

$T_s$ 는 스위칭 주기[sec]

표 2. 스위치와 연속 동작모드와의 관계  
Table 2. Relation between switch and continuous operation mode

스 위 치 모 드	1	2
스 위 치 1 (SCR)	ON	OFF
스 위 치 2 (Diode)	OFF	ON
기 간	$d_1 T_s$	$d_2 T_s$

$H_{ij}$ 는 H의  $i, j$ 성분으로써 (3)식을 풀면 정상상태의 초기치( $X_0$ )을 구할 수 있다.

$$X_0 = (V \quad T_L \quad i_{a0} \quad \omega_0)^T$$

$$i_{a0} = \frac{\{H_{33}(H_{44}-1)H_{34}H_{43}\}V + \{H_{32}(H_{44}-1) - H_{34}H_{42}\}T_L}{H_{43}H_{34} - (1-H_{44})(1-H_{33})} \quad (4)$$

$$\omega_0 = \frac{\{H_{33}-1\}H_{41} - H_{31}H_{43}\}V + \{(H_{33}-1)H_{42} - H_{32}H_{43}\}T_L}{H_{43}H_{34} - (1-H_{44})(1-H_{33})} \quad (5)$$

(4), (5)식에서 구한 정상 초기치는 이미 알고 있으므로 상태 천이 행렬을 이용하여 정상 주기를 구할 수 있다.

## 2.2 전류 불연속의 경우

전류 불연속의 경우, 표 3의 불연속모드에 있어서 스위치와 동작모드와의 관계에서 나타난 것과 같이 3가지 모드가 존재한다. 여기서 모드 1, 2에 대해서는 전류 연속의 경우와 같고 또한 모드 3으로써 다음의 상태가 존재한다.

모드 3. (전류가 0인 구간)

$$\dot{X}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/J & 0 & -B/J \end{bmatrix} X_3 = A_3 X_3 \quad (6)$$

그러나 여기서 문제가 되는 것은 모드 2의 기간( $d_2 T_s$ )이 회로상태에 따라서 값이 결정된다는 것이다. 결국  $d_2$ 는 미지수이고 더구나  $d_2$ 를 구하려면 비선형 연립방정식을 풀어야 하는데 해석적으로 해를 구하기는 어렵다. 따라서 그림 2에 나타난 해석 플로우차트를 이용한 반복법에 의하여 해를 구할 수 있으며 이 플로우차트는 전류연속, 불연속에 관계없이 과도상태와 정상상태에 대하여 계산할 수가 있다.<sup>9, 10)</sup>

그림 2에서 (1)~(3)의 표시는 각 모드의 해법

표 3. 스위치와 불연속 동작모드와의 관계  
Table 3. Relation between switch and discontinuous operation mode

스 위 치 모 드	1	2	3
스 위 치 1 (SCR)	ON	OFF	OFF
스 위 치 2 (Diode)	OFF	ON	OFF
기 간	$d_1 T_s$	$d_2 T_s$	$d_3 T_s$

을 구하는 부분을 나타내며 서로 종합적으로 구성되어 있다.

2.3 전류연속, 불연속모드의 경계

지금까지 정상상태에 있어서 전류 연속모드와 전류 불연속모드로 나누어서 해석을 하였지만 여기서는 양 모드의 경계에 대해서 생각해 보기로 한다.

그림 3(a)는 연속/불연속 2개의 모드의 경계에서 연속모드의 경우 정상초기치( $i_{a0}$ )를 0으로 놓았을 때의 파형으로 식(4)에서  $i_{a0}$ 를 0으로 놓음에 따라 다음식을 얻는다.

$$T_L = \frac{\{H_{34}H_{41} - H_{31}(H_{44} - 1)\}V}{H_{33}(H_{44} - 1) - H_{34}H_{42}} \quad (7)$$

여기서 H의 각 성분은 모터의 파라미터 및  $D_1$ ,  $T_s$ 의 함수이므로  $L_a$ ,  $D_1$ 이외의 파라미터는 일정하다고 정의하면  $T_L = f_L(L_a, D_1)$ 이 된다. 따라서 위

의 식은  $L_a$ ,  $D_1$ 에 있어서 경계를 나타내는 부하 토크를 표시하고  $T_{LB} = f(L_a, D_1)$ 이라고 하면 아래와 같이 정리할 수 있다.

- i)  $T_L > T_{LB}$  일때  $i_{a0} > 0$  (연속모드)
- ii)  $T_L = T_{LB}$  일때  $i_{a0} = 0$  (경 계)
- iii)  $T_L < T_{LB}$  일때  $i_{a0} < 0$  (불연속 모드)

한편 그림3(b)는 불연속 모드에 있어서의 초퍼의 파형을 나타내고 있다.

3. 상태 평균화법에 의한 해석

상태 평균화법 적용에 있어서 다음과 같은 가정을 전제로 한 해석은 정도의 문제에 있어서 타당성 있는 결과를 기대할 수 있다.

가정 1. 회로의 고유주파수에 비하여 스위칭

표 4. 모터의 정수

Table 4. parameters of the motor

정격전류	3.7(A)	회 전 수	1500(rpm)
정격 전압	220(V)	스위칭주기 $T_s$	0.005(sec)
$L_a$	0.0726(H)	J	0.0028(kg · m <sup>2</sup> )
$R_a$	5.27( $\Omega$ )	B	0.00058(Nm/rad/s)
k	1.34(V/rad/s)	V	200(V)

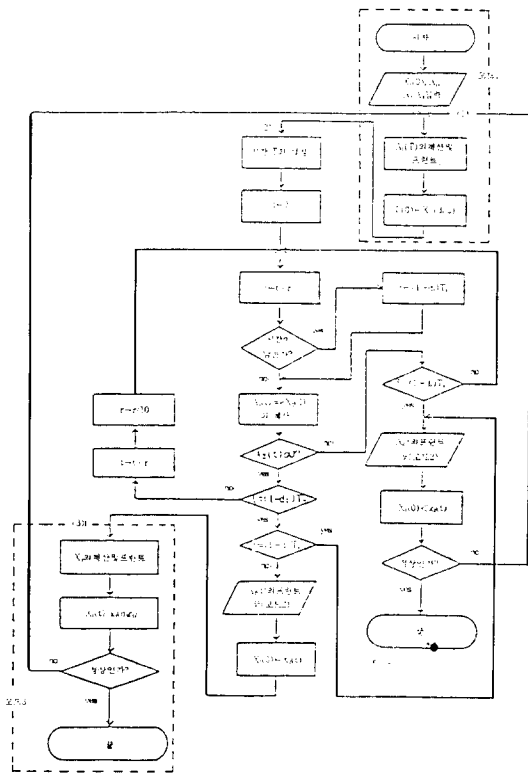
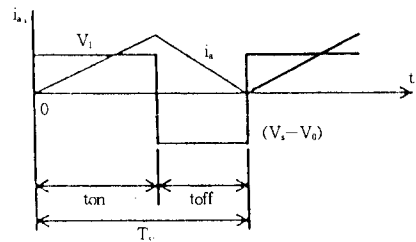
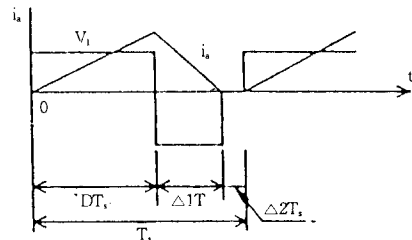


그림 2. 상태 변수법에 따른 해석 플로차트  
Fig. 2. Analysis flowchart according to state variable method



(a) 연속/불연속 모드의 경계  
(a) Boundary of continuous/discontinuous mode



(b) 불연속 모드  
(b) Discontinuous mode

그림 3. 동작모드에 있어서 승합형 초퍼의 파형  
Fig. 3. Waveform of step-up chopper in operation mode.

주파수가 충분한 고주파 일것

가정 2. 스위칭주기( $T_s$ )에 비하여 입력 벡터  $U$  ( $t$ )의 변화가 충분히 완만할 것

### 3.1 전류 연속모드의 경우

평균화한 상태벡터를  $\bar{X}$ , 입력벡터를  $\bar{U}$ 라 하면

$$\dot{\bar{X}} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K_b/L_a \\ K/J & -B/J \end{bmatrix} \bar{X} + \begin{bmatrix} d_1/L & 0 \\ 0 & -1/J \end{bmatrix} U = A\bar{X} + BU \quad (8)$$

단,  $\bar{X} = (i_a \ \omega)^T$ ,  $U = (V \ T_L)^T$

정상상태에서는  $\dot{\bar{X}} = 0$ 이므로 상태평균치화의 해는 다음과 같다.

$$\bar{X} = -A^{-1} BU \quad (9)$$

(9)식에 의해 정상 상태의 벡터를  $\bar{X} = (I_a \ \Omega)^T$ ,  $d_1 = D_1$ , 라고 하면  $I_a$ ,  $\Omega$ 는

$$I_a = \frac{D_1 BV + K T_L}{K^2 + R_a B} \quad (10)$$

$$\Omega = \frac{D_1 KV - R_a T_L}{K^2 + R_a b} \quad (11)$$

이며  $I_a$ 는  $\Omega$ 는 정상상태에서 전기자 전류와 모터의 회전수이다.

### 3.2 전류 불연속모드의 경우

연속모드의 경우와 같은 형태로 풀면 다음의 식을 얻는다.

$$\dot{\bar{X}} = \begin{bmatrix} -(d_1 + d_2)R_a/L_a & -(d_1 + d_2)K/L_a \\ (d_1 + d_2)K/J & -B/J \end{bmatrix} \bar{X} + \begin{bmatrix} d_1/L_a & 0 \\ 0 & -1/J \end{bmatrix} U = A\bar{X} + BU \quad (12)$$

정상상태에서  $\dot{\bar{X}} = 0$ 이며  $\bar{X} = (I_a \ \Omega)$ ,  $d_1 = D_1$ ,  $d_2 = D_2$  라고 하면

$$I_a = \frac{D_1 BV + K(D_1 + D_2)T_L}{(D_1 + D_2) \{K^2(D_1 + D_2) + R_a B\}} \quad (13)$$

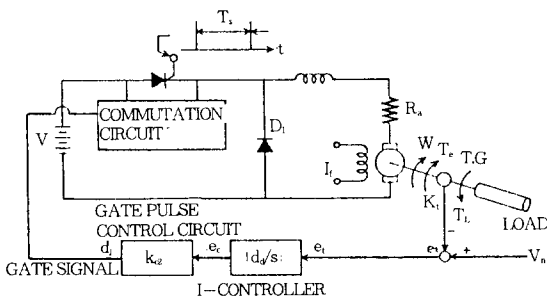


그림 4. 제어 구성도  
Fig. 4. Schematic diagram of control system

$$\Omega = \frac{D_1 KV - R_a T_L}{K^2(D_1 + D_2)R_a B} \quad (14)$$

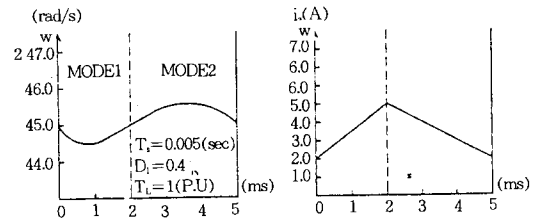
여기서  $i_{a1}$ 는 모드 3이 전류가 0이 되는 기간이 기 때문에 이 기간에서 평균화를 고려하지 않은  $(d_1 + d_2)T_s$ 의 평균치이다. 따라서 1주기의 평균치를  $i_a$ 라고 하면 정상상태에서  $I_a$ 는

$$I_a = (D_1 + D_2)I_{a1} \quad (15)$$

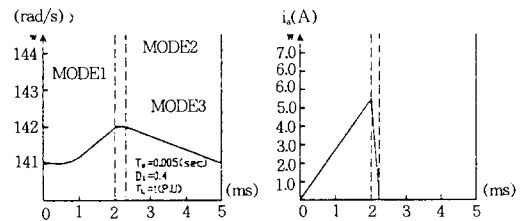
이며,  $D_2 > 0$ 라는 조건을 고려하여  $D_2$ 에 대해서 풀면

$$D_2 = \frac{1}{2K^2} \left( -K + \sqrt{K^2 + \frac{8K^2 B L_a}{T_s}} \right) - D_1 \quad (16)$$

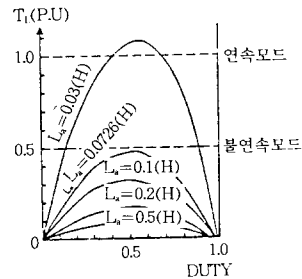
$$\text{단 } K = R_a B - D_1 K^2 + \frac{K R_a T_L}{V} - \frac{2 L_a K T_L}{D_1 T_a V}$$



(a) 전류 연속 모드  
(a) Continuous current mode



(b) 전류 불연속 모드  
(b) Discontinuous current mode



(c) 전류 연속, 전류 불연속 모드의 경계  
(c) Boundary of continuous current mode and discontinuous current mode

그림 5. 상태변수법에 의한 정상주기 해석  
Fig. 5. Normal Period analysis by state variable method

로 되며 이 식이 불연속 모드에서 정상평균치해의 결과식이다.

#### 4. 피드백제어 시스템의 동특성과 설계

그림 4의 시스템은 속도 피드백제어로서 제어기는 I-controller( $K_i/s$ )를 사용하고 조작량은 SCR On, OFF기간의 시비율( $D_1$ )이고, 이것을 제어하기 위해 전류(commutation)회로의 Gate신호( $K_\omega$ )가 필요하다. 따라서 연속, 불연속 모드로 나누어 상태 평균화법을 이용해서 제어 회로의 이득( $K_c=K_d, K_\omega$ )를 정한다. 또한 설계법은 선형의 설계수법(여기서는 주파수영역에 따른 설계를 적용하며, 단 전류 연속모드에서 전원전압(V)가 일정하다면 평균화법에 의한 방정식은 선형이 된다.

##### 4.1 전류연속의 경우

속도 피드백제어에 의해  $d_1$ 은

$$d_1 = k_c \int (V_n - K_\omega \omega) dt \quad (17)$$

로 쓸 수 있다.

여기서  $K_c$ 는 제어회로의 이득( $K_c=K_d, K_\omega$ )이며  $K_d$ 은 I-제어계의 이득,  $K_\omega$ 는 전류회로의 게이트 펄스신호 회로 이득을 나타내고 있다.

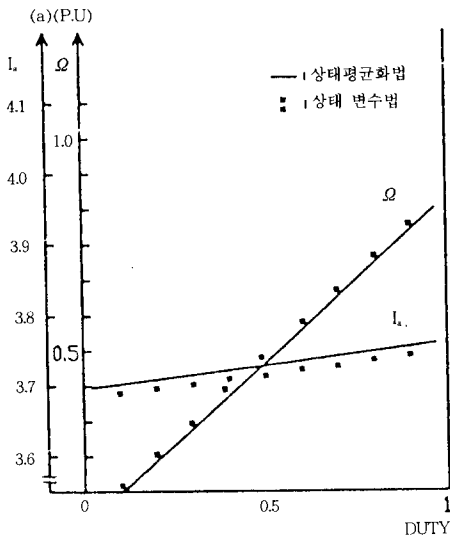
(17)식과 (8)식의 미분항을 0으로 하여 정상상태의 값을 구하여 정상치에서의 입력의 미소 변화분에 대한 변동을 고려하여 그림 4의 전달 matrix를 상태평균화법에 의한 결과식으로 나타내면 다음 식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} \bar{\Delta}_d(s) \\ \bar{\Delta}_i(s) \\ \bar{\Delta}_n(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \frac{D_1}{L_a} s(s + \frac{B}{J}) & \frac{1}{L_a J} (K_c + K_d K V) & \frac{K V}{L_a} (s + \frac{B}{J}) \\ \frac{D_1 K}{L_a J} s & \frac{1}{J} (s + \frac{R_a}{L_a}) s & \frac{K K J}{L_a J} \\ \frac{D_1 K K K_c}{L_a J} & \frac{K K_c}{J} (s + \frac{R_a}{L_a}) & K_c (s + \frac{R_a}{L_a}) (s + \frac{B}{J}) + \frac{K^2}{L_a J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V(s) \\ \Delta T_L(s) \\ \Delta N_n(s) \end{bmatrix} \quad (18)$$

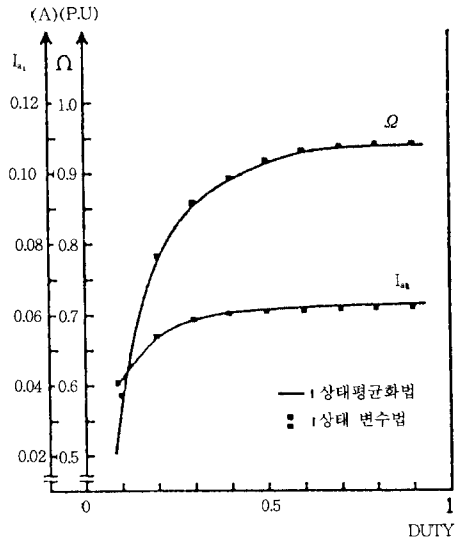
$$\Delta = S^3 + (B/J + R_a/L_a)S^2 + (R_a B + K^2/L_a J)S + (K K_c K_c / L_a J)V$$

여기서 설계 기준으로서  $K_c$ 를 피드백의 이득여유가 8(dB)라고 가정하면  $K_c$ 는 다음과 같다.

$$K_c = (B L_a + R_a J) (R_a B + K^2) / 2.512 K K_c L_a J V \quad (19)$$



(a) 전류 연속모드  $T_i=1$ (p.u.)  
(a) Continuous current mode  $T_i=1$ (p.u.)



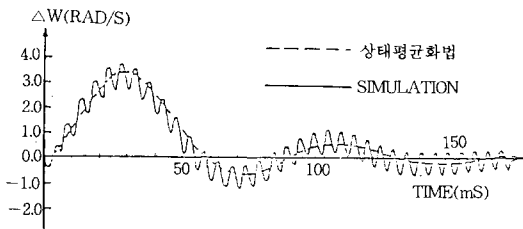
(b) 전류 불연속 모드  $T_i=0.1$ (p.u.)  
(b) Discontinuous current mode  $T_i=0.1$ (p.u.)

그림 6. 상태 평균화법과 상태 변수법의 비교  
Fig. 6. Comparison of state space averaging method and state variable method

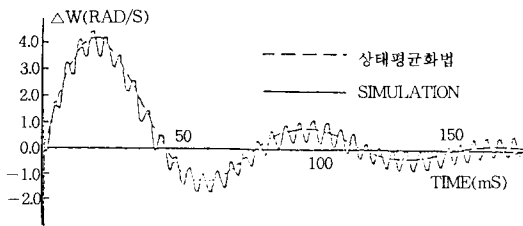
## 4.2 전류 불연속의 경우

전류 연속모드의 경우와 같이 (12), (17)식에서 미분항을 0으로 하여 정상치를 구하면 (13), (14)식과 동일하게 되며,<sup>13)</sup> (17)식을 이용하여 불연속모드에 있어서 전달 matrix를 상태평균화법에 의한 결과식으로 나타내면 다음 식을 얻는다.

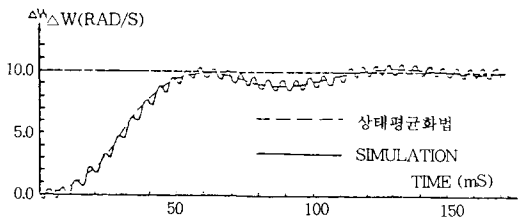
$$\begin{bmatrix} \bar{\Delta}_a(s) \\ \bar{\Delta}_w(s) \\ \bar{\Delta}_i(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (s(s-N_o)+P_o K_c) \frac{D_1}{L_a} \{K_c K_c - F_s\} \frac{1}{J} & (F_o P_o + G_o(s-N_o)) & K_c \\ \frac{D_1 M_o s}{L_a} & \frac{s(C_o - s)}{J} & (P_o(s-C_o) + G_o M_o) & K_c \\ \frac{D_1}{L_a} M_o K_c & \frac{K_c K_c (s-C_o)}{J} & \{(s-C_o)(s-N_o) - M F_o\} & K_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{N}(s) \\ \mathcal{T}_L(s) \\ \mathcal{N}_n(s) \end{bmatrix} \quad (20)$$



(a)  $V(s) = 10/s [V]$



(b)  $\Delta T_L(s) = -1/s [Nm]$



(c)  $\Delta N_n(s) = 10/s [V]$

그림 7. 연속 모드의 응답 특성 비교

Fig. 7. Comparison of response characteristics of continuous mode

$$C_o = \frac{R_a}{L_a} (D_1 + D_2) (-) - \frac{2(R_a I_{al} + K_o \mathcal{Q}) (\frac{L_a}{T_s} - R_a D_2)}{L_a (R_a I_{al} + K_o \mathcal{Q})}$$

$$F_o = \frac{R_a}{L_a} (D_1 + D_2) + \frac{(R_a I_{al} + K_o \mathcal{Q}) K D_2}{L_a (R_a I_{al} + K_o \mathcal{Q})}$$

$$G_o = \frac{V}{L_a} - \frac{R_a}{L_a} I_{al} - \frac{K}{L_a}$$

$$M_o = \frac{K}{J} (D_1 + D_2) + \frac{2K I_{al} (\frac{L_a}{T_s} R_a D_2)}{J (R_a I_{al} + K_o \mathcal{Q})}$$

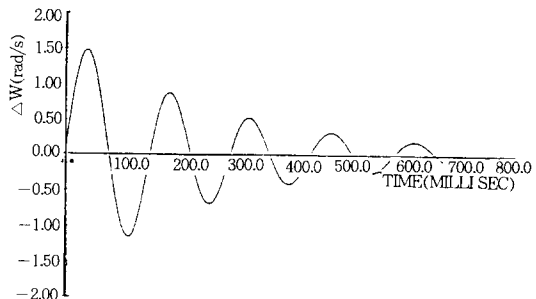
$$N_o = \frac{B}{J} - \frac{K_o \mathcal{Q}_a D_2}{J (R_a I_{al} + K_o \mathcal{Q})} \quad P_o = \frac{K I_{al}}{J}$$

$$\Delta = s^3 - (C_o + n_o) s^2 + (P_o K_c K_c + C_o N_o - F_o M_o) s + G_o M_o - C_o P_o K_c K_c$$

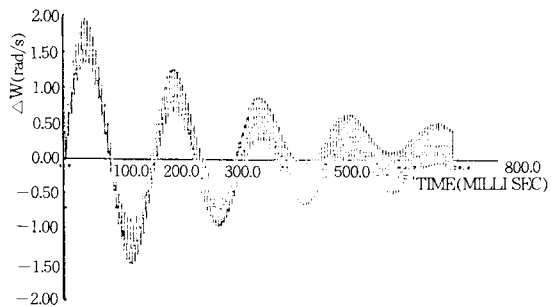
절대 안정조건  $K_c$ 를 연속모드의 경우와 마찬가지로 Routh-Hurwitz test로 구하여 피드백 이득 여유를 8(dB)라고 가정하면  $K_c$ 는

$$K_c = \{(C_o + N_o)(F_o M_o - C_o M_o) / P_o (C_o + N_o) + 2.51 (G_o M_o - C_o P_o)\} \quad (21)$$

과 같다.



(a) 평균화법( $\Delta N(s) = 10/s$ )  
(a) Average method( $\Delta N(s) = 10/s$ )



(b) 시뮬레이션( $\Delta N(s) = 10/s$ )  
(b) Simulation( $\Delta N(s) = 10/s$ )

그림 8.  $\Delta N(s) = 10/s$ 에 대한 불연속 모드 응답 특성

Fig. 8. Response characteristics of discontinuous mode to  $\Delta N(s) = 10/s$

### 5. 해석결과 및 검토

본 해석에 있어서 설계치로서 표1과 같이 주어진 값을 대입해서 그림2의 프로그램을 사용하여 상태변수법과 상태평균화법을 비교 검토한다. 그림 5(a), (b), (c)는 상태변수법에 의한 해석 결과이다. 그림 5 (a), (b)에서 전류연속, 불연속 모드에서 회전수( $\omega$ )가 크게 차이가 있다는 것을 알 수 있으며 또한 전류의 리플성분은 스위칭 주기( $T_s$ )를 적게 하면 줄일 수 있다는 것을 알 수 있다. 또한 그림 5(c)에서는  $L_a$ 에 있어서 정상상태에서 연속 영역이 되는 부하토크의 범위를 알고,  $L_a$ 가 커지면 연속이 되는 부하토크의 범위가 넓어진다. 무부하에는  $D_1$ 을 1에 가깝게 하면 연속영역이 되지 않는다. 그림 6(a)에서 정상평균치  $I_a$ 와  $Q$ 는 시비율( $D_1$ )에 대해서 선형성을 나타낼 수 있고, 또한 상태평균화법과 상태변수법은 잘 일치하고 있다. 그림 6(b)은 전류 불연속인 경우 환류다이오드 ON의 시비율( $SCR_1$ 의

OFF기간)  $D_2$ 는 상태평균화법에 의한 근사값이지만 상태변수법과 일치하며  $I_a, \Omega$ 의 경우에 있어서도 상태평균화법에 의한 해석이 양호함을 알 수 있다.

피드백제어 시스템의 동특성에 있어서 전원전압  $V$ 가 일정하다고 할 때 이득 여유를 8(dB)로 설계한 결과가 그림 7(a), (b), (c)이다. 여기서  $\Delta V, \Delta T_L, \Delta V_a$  모두에 대해서 평균화법은 그림 7에서와 같이 추종함을 알 수 있다. 불연속의 경우 이득 여유를 8(dB)로  $K$ 를 결정했지만 연속의 경우와는 다르게 전원전압  $V$ 이외의 평형점에도 의존하고 있다. 그림 8(a), (b) 그림 9(a), (b)를 보면 연속의 경우보다는 정도가 좋지 않지만 거의 일치하고 있다. 또한 미소분에 관한 근사가 있으므로 스텝입력이 크면 오차 또한 커짐을 알 수 있다. 이상에 따라 불연속의 경우도 근사가 양호함을 알 수 있다.

### 6. 결론

본 논문의 해석 결과는 아래와 같다.

1) 강압형 직류초퍼의 부하로써 직류타어식 전동기를 구동하는 시스템을 상태평균화법에 의한 해석이 각 모드를 하나의 식으로 통일하여 해석할 수 있다는 점에서 유효함을 확인하였고, 회전기 부하를 갖는 직류초퍼 및 피드백 제어계를 포함한 해석과 설계에까지 확장하였다.

2) 정상상태에 있어서 전류연속 모드와 불연속 모드와의 경계를 명확히 하였고, 특히 불연속 모드에 있어서도 상태평균화법을 이용해서 근사적으로 해석할 수 있음을 보였다.

3) 전류연속, 불연속 모드에 상태평균화법을 이용하여 정상치 주변의 근사 선형화를 행하였고 미소 변화분에 대한 전달 matrix모형을 도출하였으며, 또한 시스템의 동특성을 외란변수 제어변수와의 관계로 나타내었고 더우기 선형화법을 적용하여 피드백제어계의 설계를 행하였다.

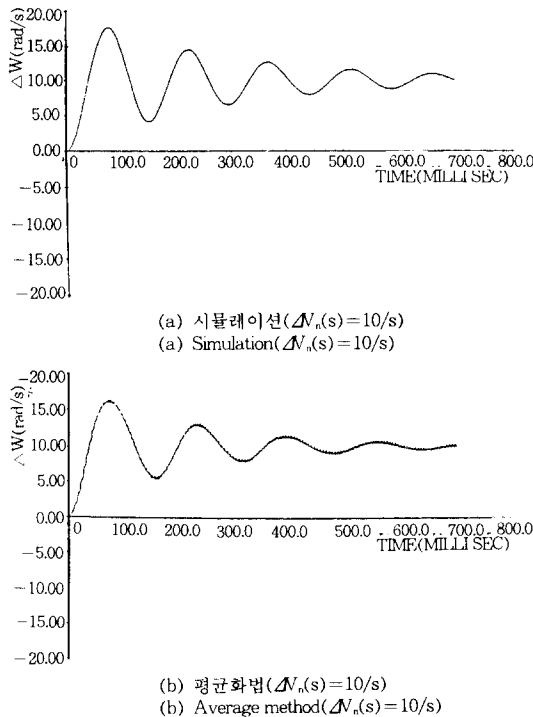


그림 9.  $\Delta V_a(s) = 10/s$ 에 대한 불연속 모드의 응답특성  
Fig. 9. Response Characteristics of discontinuous mode to  $\Delta V_a(s) = 10/s$



## 참 고 문 헌

- 1) R. D. Middlebrook, et al., : "A general unified approach to modeling switching-converter power stages", IEEE Power Electronics Specialists conference, pp. 18~26, 1976.
- 2) 二宮保, "スイッチングレタの基本特性と問題點" 日本電氣學會誌 Vol. 100-6, June, pp. 29~33, 1980.
- 3) 劉權鍾, 他, "瞬時電流追從制御三相電壓形インバータによる誘導電動機驅動系の特性解析" 日本電氣學會論文誌, Vol. 109-D, No. 3 Mar., pp. 181~185, 1989.
- 4) 松井, 他 "整流器が含まれる電氣機械の解析法", 日本電氣學會論文誌, Vol. 92 No. 10, Oct., pp. 531~535, 1972.
- 5) Wester & Middlebrook : IEEE Trans, Aerospace Electronic syst. AES-9, pp. 376~379. 1973.
- 6) Hiramatsu, Harada & Ninomiya : Proc, INTELEC '79, pp. 282~285, 1979.
- 7) Harada & Ninomiya : IEEE Trans, Aerospace Electronic Syst. AES-14, 1, pp. 178~182, 1978.
- 8) R. D. Middlebrook : Proc. IAS '76, pp. 366~368, 1976.
- 9) J. C. Wadling-ton : PESC '76 Record, pp. 289~292, 1976.
- 10) Kapustka & Lanie, jr. : PESC '78 Record, pp. 76~78, 1978.
- 11) H. W. Ott : Noise reduction techniques in electronic systems, p. 137 John Wiley & Sons, 1976.
- 12) 丸橋・伊丹 : "直流チョップ動電動機制御系の状態物化法によ解析と設計", PE研究會講演論文集, Vol. 9, p. 11, 1982.
- 13) 劉・山中・中岡・丸橋 : "新方式 瞬時正弦波 電流追從形 インバータによる同期電動機 鷗同システム" 日本電氣 學會産業應用部 全國大會講演論文集, No. 56, pp. 271~276, 1980.

## ◇ 著 者 紹 介 ◇



정헌상(鄭憲相)

1939年 8月 31日生. 1964年 朝鮮大工大 電氣工學科 卒. 1968年 朝鮮大大学院 電氣工學科 卒(碩士). 1992年 崇實大學校 大學院 電氣工學科 卒(博士). 1982年 9月~1983年 3月 美國 San Diego State Univ. 客員教授(文教部派遣). 現在 朝鮮大 工大 電氣工學科 教授.



백형래(白亨來)

1946年 5月 14日生. 1971年 朝鮮大工大 電氣工學科 卒. 1992年 建國大大学院 電氣工學科 卒(博士). 現在 朝鮮大 工大 電氣工學科 教授.



이상일(李相一)

1942年 12月 20日生. 1967年 朝鮮大工大 電氣工學科 卒 1978年~1980年 고려시멘트(주) 電氣課長. 1985年 建國大 大學院 電氣工學科 卒(碩士). 現在 朝鮮大 工大 電氣工學科 教授.



조금배(曹錦培)

1954年 1月 18日生. 1980年 朝鮮大工大 電氣工學科 卒, 1982年 朝鮮大大学院 卒(碩士). 1986年. 6月~1987年 2月 美國 Universty of oklahoma 客員 研究員. 1992年 建國大 大學院 電氣工學科 博士 課程 修了. 現在 朝鮮大 工大 電氣工學科 副教授.



유권중(劉權鍾)

1955年 8月 5日生. 1982年 朝鮮大工大 電氣工學科 卒. 1985年 日本 고베大 大學院 卒(碩士). 1989年 日本 고베大 大學院 電氣工學科 卒(博士). 現在 韓國Energy 技術研究所 先任研究員.