

상태평균화법에 의한 직류초퍼구동 DC모터 제어 시스템의 해석과 설계에 관한 연구

* 유권중 ** 김용주 ** 김한성

** 전국대학교 전기공학과

* 한국 동력자원 연구소

A study on the analysis and design of the chopper fed DC Motor control system using state space averaging method

* Gwon-Jong Yu **Yong-ju Kim ** Han-Sung Kim

** KON-KUK University

* Korea Institute of Energy and Resources

ABSTRACT

In this paper proposed a new analysis method that can be controlled DC separately excited motor using DC chopper. An analysis method can be broadly divided the state variables method and the state space averaging method. The state variable method is largely used for analysis method in the time area, but it is complicated analysis of the nonlinear circuit and modeling of the system. Therefore a boundary of the current continuous mode and discontinuous mode can be defined by the state space averaging method. Also this paper proposed a new approximation analysis method using state space averaging method in the discontinuous mode.

1. 서론

최근 에너지문제가 중요한 과제로 대두되고, 그 요구에 응해서 직류 초퍼를 이용한 시스템이 커다란 역할을 수행하고 있다. DC초퍼는 직접적인 DC-DC변환이 가능하므로 AC변압기의 DC 등가회로 볼 수 있으며, 보통 DC모터의 아마추어와 직렬로 사용한 저항으로 대신할 수 있으므로 속도저로 동작되는 자동차에 사용되어 질 수 있고, 전원으로 전력 에너지를 반환하는 모터의 회생제동을 할 수 있다. 이것은 정지의 횟수가 많은 건인장치의 에너지 절약형 시스템에 적당하다.

직류 DC초퍼는 스위치의 ON, OFF의 시간 비율을 제어하여 높은 효율로 전력을 제어할 수 있으며, 스위치가 보다 이상적이라면 고 효율로 전압을 제어할 수 있다. 본 논문은 직류초퍼를 이용해서 직류 타이어 전동기를 제어할 수 있는 새로운 해석에 대해서 기술하기로 한다. 해석 방법에는 시간영역에서의 해석 수법으로 많이 사용되어지고 있는 상태변수법과 상태변수를 선형 근사화 함에 따라 스위칭 주기당 평균치를 변수로 해석하는 상태평균화법 두가지가 있다. 일반적으로 상태변수법은 이론상 바로 해를 구하는 수법으로 본 논문에서 해석하는 직류 초퍼는 스위치를 포함한 비선형 회로로써 해석하기가 상당히 복잡할뿐 아니라 시스템의 모델화가 상당히 까다롭다. 따라서 개루프, 폐루프중 어느경우에 있어서도 설계의 단계에까지 응용한다는 것은 어려운 문제이다.

여기서 사용하는 상태평균화법은 회로의 고유 주파수에 비해서 스위칭 주파수가 상당히 높을때 상태변수의 변화를 선형근사화함에 따라 각 모드마다 정의되어져 있는 상태방정식을 평균치적으로 하나의 상태방정식으로 선형근사화 하는 수법이다. 따라서 상태평균화법은 각 모드를 통해서 전체적인 회로의 동작을 알수있는 설계수법이라고 할 수 있다. 더우기 초퍼구동 직류 타이어전동기의 경우 부하torque, 스위치의 ON, OFF시비율 및 그밖의 파라미터의 상태에 따라서 전기자 전류는 연속, 불연속의 상태가 된다. 특히 불연속의 경우는 연속의 경우에 비해 해석이 복잡하다. 그래서 본 논문에서는 불연속의 경우에도 상태평균화법을 이용해서 근사적이기는 하지만 비교적 간단하게 해석과 설계를 할 수 있다는 것을 제시하고자 한다.

2. 직류초퍼 구동 전동기 제어시스템

해석대상 회로는 그림.1과 같다. 본 회로는 강압형 직류초퍼의 부하로써 직류타이어 전동기를 구동하는 것으로 리액터(La)를 흐르는 전류(ia)에 따라서, 연속모드 불연속모드의 두가지 동작상태로 나누고, 각각의 회로 동작에 대해서 설명한다.

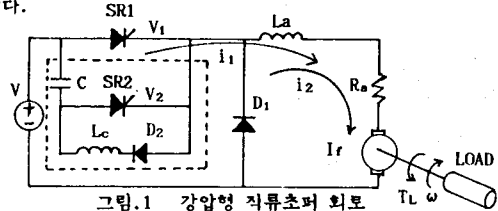


그림.1 강압형 직류초퍼 회로

I) 연속 모드

- 모드1 : SCR1 (ON) D1 (OFF)
- 모드2 : SCR1 (OFF) D1 (ON)

II) 불연속 모드

- 모드1 : SCR1 (ON) D1 (OFF)
- 모드2 : SCR1 (OFF) D1 (ON)
- 모드3 : SCR1 (OFF) D1 (OFF)

본 회로를 해석하기 위해 다음과 같은 가정을 설정한다.

- 1) 사이리스터의 전류(Commutation)회로는 무시하고 SCR1, D1은 이상적인 스위치이다.
- 2) 전원전압은 완전한 직류이며 일정하다.
- 3) 부하torque는 일정하다.

3. 상태변수법에 의한 해석

3.1 전류 연속의 경우

모드1과 모드2에 의해 다음의 상태방정식을 얻을 수 있다.

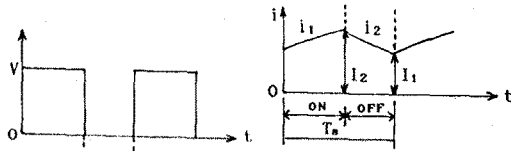
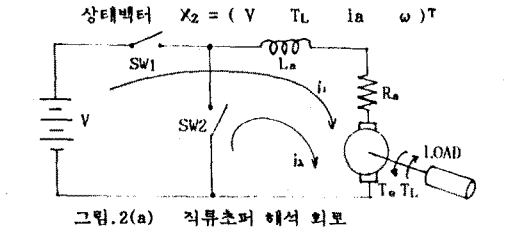
모드1. (SCR ON 기간)

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

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

모드2. (환류 다이오드 ON기간)

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



T_s : 스위칭 주기 d_1 : ON기간의 시비율
 B : 모터의 마찰계수 J : 모터의 관성능률

(1), (2)식을 풀면 과도해턴 정상해를 얻을 수 있다. 여기는 정상해를 구하기 위하여 정상초기치를 구하기로 한다. 정상 초기치 X_0 는 다음의 방정식을 만족한다.

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

$$H = \exp(A_2 D_2 T_s) \exp(A_1 D_1 T_s) \quad (4)$$

I 는 단위행렬, D_1, D_2 는 d_1, d_2 의 정상 상태값

스위치	모드	1	2
스위치 1		ON	OFF
스위치 2		OFF	ON
기 간		$d_1 T_s$	$d_1 T_s$

(단 $d_1 + d_2 = 1$)

표.1 스위치와 모드와의 관계

H_{ij} 를 H의 i, j성분으로써 (3)식을풀면 정상상태의 초기치 (X_0)을 구할 수 있다.

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

$$i_{a0} = \frac{\{H_{31}(H_{44}-1) - H_{34}H_{41}\}V + \{H_{32}(H_{44}-1) - H_{34}H_{42}\}T_L}{H_{43}H_{34} - (1-H_{44})(1-H_{33})} \quad (4)$$

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

(4), (5)식에서 구한 정상 초기치는 이미 알고 있으므로 상태수이 행렬을 이용해서 정상 주기해를 구할 수 있다.

3.2 전류 불연속의 경우

전류 불연속의 경우 다음의 3가지 모드가 존재한다. 여기서 모드1, 2에 대해서는 전류 연속의 경우와 같고 또한 모드3으로써 다음의 상태가 존재한다.

스위치	모드	1	2	3
스위치 1		ON	OFF	OFF
스위치 2		OFF	ON	OFF
기 간		$d_1 T_s$	$d_2 T_s$	$d_3 T_s$

(단 $d_1 + d_2 + d_3 = 1$)

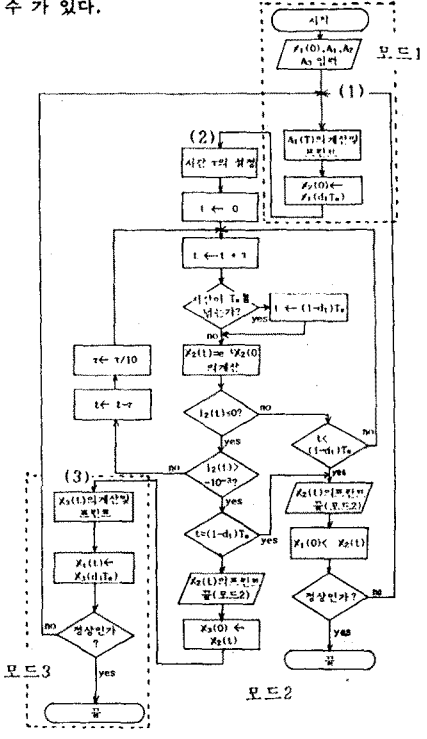
표.2 스위치와 모드와의 관계

모드3. (전류가 0인 구간)

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

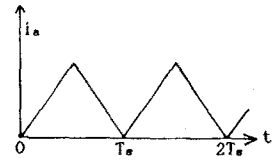
상태벡터 $X_3 = (V \quad T_L \quad i_a \quad \omega)^T$

그러나 여기서 문제가 되는것은 모드2의 기간($d_2 T_s$)이 회로 상태에 따라서 값이 결정된다는 것이다. 결국 d_2 는 미지수이고 더구나 d_2 를 구하려면 비선형 연립방정식을 풀어야지 해석적으로 풀기는 어렵다. 그래서 불연속 모드에 있어서는 컴퓨터를 이용하여 풀도록 한다. 특히 아래의 프로그램은 전류연속, 불연속에 관계없이 과도상태 정상상태에 대해서 계산할 수가 있다.



3.3 전류연속, 불연속모드의 경계

지금까지 정상상태에 있어서 전류 연속모드와 전류 불연속모드로 나누어서 해석을 하였지만 여기서는 양 모드의 경계에 대해서 생각해 보기로 한다. 지금 2개의 모드의 경계에서 i_a 는 그림 3(b) 같이 되는데 이것은 연속모드에 있어서 정상초기치(i_{a0})를 "0"으로 놓았을 때이다 따라서 식(4)에서 i_{a0} 를 "0"으로 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 하면 $T_L = f(L_a, D_1)$ 이 된다. 따라서 위의 식은 L_a, D_1 에 있어서 경계를 나타내는 부하토크를 표시하고 $T_{LB} = f(L_a, D_1)$ 이라고 하면 일반적으로 경부하 일때 불연속이 되는것을 고려하여 (4)식의 T_L 의 계수를 "정"이라고 하면 아래와 같다.

1) $T_L > T_{LB}$, $i_{a0} > 0$ (연속 모드)

ii) $T_L > T_{LB}$, $i_{a0} = 0$ (정 계)

iii) $T_L > T_{LB}$, $i_{a0} < 0$ (불연속 모드)

T_{LB} 가 정계가 됨을 알 수 있다.

4. 상태 평균화법에 의한 해석

상태 평균화법 적용에 있어서 회로의 고유주파수에 비해서 스위칭 주파수가 충분히 크다는 가정하에서 다음의 상태 방정식을 생각할 수 있다.

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU \quad (8)$$

(8)식의 해는 다음의 식으로 구할 수 있다.

$$X(t) = \phi(t)X(0) + \int_0^t \phi(t-\tau) BU(\tau) d\tau \quad (9)$$

U: 입력벡터, $\phi(t) = \exp(At)$

여기서 가정에 따라 $\phi(t)$ 의 2차 이상의 항을 무시하면

$$\phi(t) \approx I + At \quad (10)$$

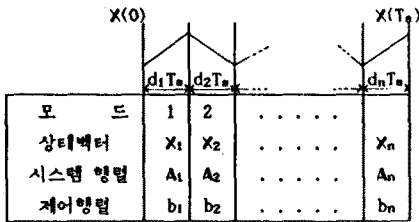


표.3

이때 입력 U(t)의 변화가 스위칭 주파수에 비해서 상당히 느다고 한다면 (9)식은 다음과같이 근사화 시킬 수 있다.

$$X(t) \approx (I + At) X(0) + bUt \quad (11)$$

다음에 n모드에 대해서 각 상태 방정식의 해를 (11)식을 기본으로 해서, 그 결과 2차 이상의 해를 무시하면 다음의 해를 얻을 수 있다.

$$X_n(d_n T_s) = [I + (d_1 A_1 + d_2 A_2 + \dots + d_n A_n)] X_1(0) + (d_1 b_1 + d_2 b_2 + \dots + d_n b_n) U T_s \quad (12)$$

(12)식에서 $X(T_s) = X_n(d_n T_s)$, $X(0) = X_1(0)$

$$A = d_1 A_1 + d_2 A_2 + \dots + d_n A_n$$

$$b = d_1 b_1 + d_2 b_2 + \dots + d_n b_n \quad \text{이라고 하면}$$

$$X(T_s) = (I + AT_s) X(0) + bUT_s \quad (13)$$

여기서 n모드를 평균화한 상태벡터를 \bar{X} 라고 하면 (13)식을 풀이하는 상태방정식은 (8)식의 해가 (11)식으로 주어진다

$$\dot{\bar{X}} = A\bar{X} + bU \quad (14)$$

(14)식은 n모드를 평균화한 근사값이다.

4.1 전류 연속모드의 경우

평균화한 상태벡터를 X, 입력벡터를 U라고하면

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K/L_a \\ K/J & -R/J \end{bmatrix} \bar{X} + \begin{bmatrix} d_1/L_a & 0 \\ 0 & -1/J \end{bmatrix} U = A\bar{X} + BU \quad (15)$$

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

정상상태에에서는 $\dot{\bar{X}}=0$ 이므로 상태평균치에는 다음과 같다.

$$\bar{X} = -A^{-1} b U \quad (16)$$

(16)식에 의해 I_a , Ω 는 다음과 같다.

$$I = \frac{D_1 BV + K T^L}{K^2 + R_a B} \quad (17)$$

$$\Omega = \frac{D_1 KV + R_a T L}{K^2 + R_a B} \quad (18)$$

4.2 전류 불연속모드의 경우

연속모드의 경우와 같은 형태로 풀면 다음의 식을 얻는다.

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} -(d_1+d_2)R_a/L_a & (d_1+d_2)K/L_a \\ (d_1+d_2)K/J & -R/J \end{bmatrix} \bar{X} + \begin{bmatrix} d_1/L_a & 0 \\ 0 & -1/J \end{bmatrix} U = A\bar{X} + BU \quad (19)$$

정상상태에 있어서

$$\bar{X} = (I_{a1} \ \Omega)^T, \quad d_1 = D_1, \quad d_2 = D_2 \quad \text{라고 하면}$$

$$I_{a1} = \frac{D_1 BV + K (D_1 + D_2) T L}{(D_1 + D_2) (K^2 (D_1 + D_2) + R_a B)} \quad (20)$$

$$\Omega = \frac{D_1 KV + R_a T L}{K^2 (D_1 + D_2) + R_a B} \quad (21)$$

여기서 I_{a1} 이라고 한것은 모드3이 전류 "0"기간이기 때문에 이 기간에서 평균화는 고려하지않고 전류는 $0 \leq t \leq (d_1+d_2)T_s$ 의 평균치이다. 따라서 1주기의 평균치를 I_a 라고 하면

$$\bar{I}_a = (d_1 + d_2) I_{a1} \quad (22)$$

$$\text{정상상태에서는 } I_a = (D_1 + D_2) I_{a1} \quad (23)$$

그러나 여기서 문제가 되는것은 D_2 가 미지수라는 것이다.

$$I_{a1} = (1/2) I_a \quad (24)$$

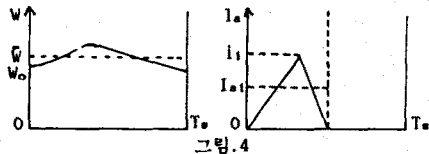


그림.4

모드1의 상태 방정식을 (10)식을 기본으로 해서 선형근사화라고 하면

$$I \approx \frac{D_1 T_s}{L_a} (V - K\omega_0) \quad (25)$$

여기서 ω_0 (정상상태에서의 초기치) $\approx \Omega$ 를 근사화하면(24), (25)식에서

$$I_{a1} = \frac{D_1 T_s}{2L_a} (V - K\Omega) \quad (26)$$

(26)식에 (20), (21)식을 대입하고, D_2 에 대해서 풀면

$$D_2 = \frac{1}{2K^2} \left(-k + \sqrt{k^2 + \frac{8K^2 B L_a}{T_s}} \right) - D_1 \quad (27)$$

(단 $k = R_a B + D_1 K^2 + \frac{T_s K R_a T L}{V} - \frac{2L_a K T L}{D_1 T_s V}$)

5. 피드백제어 시스템의 동특성과 설계

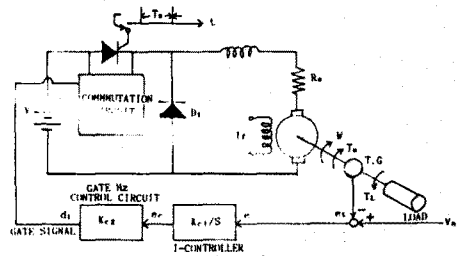


그림.5 제어 구성도

본 시스템은 속도 피드백제어로서 제어기는 I-controller (K_{c1}/S)을 사용하고 조작량은 SCR 은, 오프기간의 시비율 (d_1)이고, 이것을 제어하기위해 전류(commutation)회로의모의 Gate신호(K_{c2})가 필요하다. 따라서 연속, 불연속 모드로 나누어상태평균화법을 이용해서 제어회로의 Gain($K_0=K_{c1}K_{c2}$)를 정한다. 또한 설계법은 선형의 설계수법(여기서는 주파수영역에 따른 설계)을 적용한다. 단, 전류연속모드에서 전원전압이 일정하다면 평균화법에의한 방정식은 선형이된다.

5.1 전류연속의 경우

$$\text{속도 피드백제어에의해 } d_1 = K_c \int (V_n - K\bar{\omega}) dt \quad (28)$$

$$d_1 = K_o (V_n - K\bar{\omega})$$

(28)식과 (15)식의 미분항을 "0"으로 함에따라 평형점은 다음과 같다.

$$S^3 + \{(B/J) + (R_a/L_a)S^2 + (R_a B + K^2/L_a J)S + (K K_t K_e/L_a J)\}V = 0$$

다음에 피드백부의 이득여유가 8(db)라면 K_0 는 다음과 같다.

$$K_0 = (B L_a + R_a J)(R_a B + K^2) / 2.512 K K_t L_a J V$$

5.2 전류 불연속의 경우

전류연속모드의 경우와같이 (19), (28)식에서 미분항을 "0"으로 함에 따라 평형점을 구하면

$$I_a = D_1 B V + K(D_1 + D_2)T_L / (D_1 + D_2)(K^2(D_1 + D_2) + R_a B) \quad (32)$$

$$\Omega = V_n / K_t = D_1 K V - R_a T_L / K^2(D_1 + D_2) + R_a B \quad (33)$$

평균전속도로부터의 입력의 미소변화분의 응답은 다음과 같다.

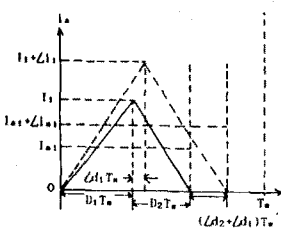
$$\dot{I}_{a1} \rightarrow I_{a1} + \Delta I_{a1}, \quad \dot{\omega} \rightarrow \Omega + \Delta \dot{\omega}, \quad d_1 \rightarrow D_1 + \Delta d_1, \quad d_2 \rightarrow D_2 + \Delta d_2$$

(30), (34)식을 (19)식에 대입하여 2차의 미소항을 무시하면 $\Delta I_a, \Delta \omega, \Delta d_1$ 을 구할 수 있으며 여기서 Δd_2 를 소거하기 위해 다음과같이 생각한다.

$$i_2(d_2 T_a) = \{1 - d_2 T_a (R_a / L_a)\} i_1 - (d_2 T_a K / L_a) \omega_2(0) \quad (35)$$

위 식에서 $i_2(d_2 T_a)$ 는 모드2의 전류의 최종치이고 $\omega_2(0)$ 는 1모드2의 회전수 초기치이다. 지금 생각하려고 하는 것은 불연속모드 이므로 $i_2(d_2 T_a) = 0$ 이고 $\omega_2(0) \approx \omega$ 로 근사화하면

$$\{1 - (d_2 T_a R_a / L_a)\} i_1 - (d_2 T_a K / L_a) \omega = 0 \quad (36)$$



4장에서 i_1 은 모드1의 상태 방정식에 근사선형에 따라 다음의식을 만족한다.

$$i_1 = \frac{d_1 T_a}{L_a} (V - K \Omega)$$

$$i_{a1} \text{은 } 0 \leq t \leq (d_1 + d_2) T_a$$

까지의 평균치 이므로

$$i_{a1} = (1/2) i_a \quad (37)$$

(36), (37)을 미소 변화분에 대해서 나타내면 아래와 같다.

$$\Delta d_2 = \frac{2\{(2L_a/T_a) - R_a D_2\}}{R_a I_1 + K \Omega} \Delta i_{a1} - \frac{K D_2}{R_a I_1 + K \Omega} \Delta \omega \quad (38)$$

따라서 전류불연속 경우의 특성방정식은 아래와 같다.

$$S^3 - (C_0 + N_0)S^2 + (P_0 K_t K_e + C_0 N_0 - F_0 M_0)S + (G_0 M_0 - C_0 P_0)K_t K_e = 0$$

또한, $\Delta i_{a1}, \Delta \omega, \Delta d_1, \Delta d_2$ 를 전matrix로 나타낼 수 있고 Δd_2 식을 $\Delta i_{a1}, \Delta \omega$ 식에 대입하여 Δd_2 를 소거하여 matrix로 나타낼 수 있고, 절대 안정조건 K_0 또한 연속의 경우와 마찬가지로 Routh-hurwitz test로 구하면 다음과 같다.

$$K_0 = \{(C_0 + N_0)(F_0 M_0 - C_0 P_0)\} / K_t (G_0 M_0 + N_0 P_0)$$

같은 모양으로 피드백부의 이득 여유를 8(db)이라고 하면

$$K_0 = (C_0 + N_0)(F_0 M_0 - C_0 P_0) / P_0 (C_0 + N_0) + 2.51 (G_0 M_0 - C_0 P_0)$$

6. 해석결과 및 검토

본 해석은 실제로 아래와같이 주어진값을 대입해서 상태변수법과, 상태평균화법을 비교 검토 하기로 한다.

모터(직류 타여자전동기)의 정격3.7(A), 1500(rpm), 220(V) $L_a = 0.0726(H), J = 0.0028(kg \cdot m^2), R_a = 5.27(\Omega) B = 0.0058 (Nm/rad/s), K = 1.34(V/rad/s)$ 전원전압 $V=200(V)$, 스위칭주기 $T_a=0.005(sec)$. 그림.5.1(a), (b), (c)는 상태변수법에 의한 해석 결과이다.

그림.5.1(a), (b)에서 전류연속, 불연속 모드에서 회전수(ω)가 크게 다르지 않고, 또한 전류의 리플성분은 스위칭 주기(T_a)를 작게하면 줄일 수 있다는 것을 알 수 있다. 또한 그림.5.1(c)에서는 L_a 에 있어서 정상상태에서 연속영역이 되는 부하토크의 범위를 알고, L_a 가 커지면 연속이 되는 부하토크의 범위가 넓어진다. 무부하에 있어서는 D_1 을 1에 가깝게하면 연속영역이 되지 않는다. 그림.5.2(a)에서 정상평균치 I_a 와 Ω 는 시비율(D_1)에 대해서 선형성을 나타냄을 알 수 있고, 또한 평균화법과 상태변수법은 잘 일치하고 있다. (오차는 0.5% 이내이다) 그림.5.2(c)에서 환류다이오드 ON의 시비율(D_2)는 평균화법의 경우 근사값이지만 상태변수법과 잘 일치하며 그림.5.2(b)에서도 I_a, Ω 의 경우에 있어서도 근사가 양호함을 알 수 있다.

피드백 제어 시스템의 동특성 설계에 있어서 전원전압 V 가 일정하다고 할때 이득 여유를 8[db]로 설계한 결과가 그림.8(a), (b), (c)이다. 여기서 $\Delta V, \Delta T_L, \Delta V_n$ 모두에 대해서 평균화법은 시뮬레이션과 잘 일치함을 알 수 있다. 불연속의 경우 이득여유를 8[db]로 K_0 를 결정했지만 연속의 경우와는 다르게 V 이외의 평형점에도 의존하고 있다. 그림9. (a), (b) 그림.10(a), (b)를 보면 연속의 경우보다는 정도가 그리 좋지 않지만 거의 일치하고 있다. 또한 미소분해 관한 근사가 있으므로 스텝입력이 크면 오차 또한 커짐을 알 수 있다. 이상에 따라 불연속의 경우도 근사가 양호함을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문의 해석결과는 아래와 같다.

1. 강압형 직류초퍼의 부하토크 직류타여자식 전동기를 구동하는 시스템을 상태평균화법에 의해 각 모드를 동일하여 해석할 수 있다는 점에서 유효함을 확인 하였고, 회전기 부하를 갖는 직류초퍼 및 피드백 제어계를 포함한 해석과 설계에 까지 확장하였다.
2. 정상상태에 있어서 전류연속 모드와 불연속 모드의 경계를 명확히 하였고, 특히 불연속 모드에 있어서도 상태평균화법을 이용해서 근사적으로 해석할 수 있음을 보였다.
3. 전류연속, 불연속모드에 상태평균화법을 이용하여 평형점 주변의 근사 선형화를 행하였고 미소변화분에 대한 전달행렬 모델을 도출하였으며, 또한 시스템의 동특성을 외란변수 제어변수와의 관계로 나타내었고 대우기 선형의 설계수법을 적용하여 피드백 제어계의 설계를 행하였다.

참 고 문 헌

- 1) S.N. SINGH, D.R. KOHLI, " Analysis and performance of a chopper controlled separately excited DC motor ", IEEE. Ind., vol. IE-29, FEB 1982.
- 2) MOHAN, et al., Power Electronics, John wiley & sons, 1989
- 3) P.C. SEN, Thyristor DC Drives, John wiley & sons, 1981.
- 4) 松井, 木寺, 常廣, 足立, " 整流器가含まれる電氣機械의解析法", 電氣學會 論文誌, vol. 100.6 S55-6.

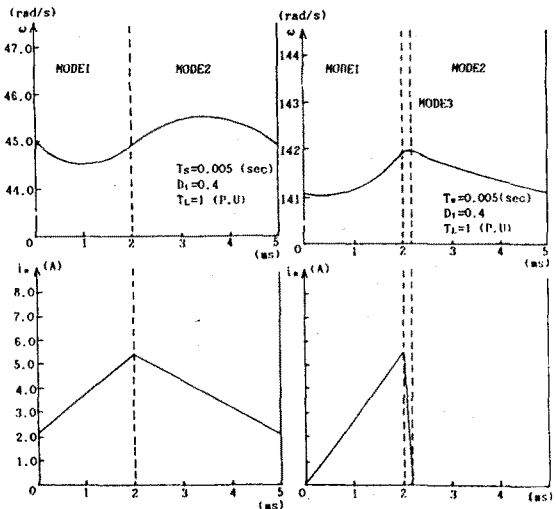


그림.6(a) 전류연속모드 그림.6(b) 전류불연속 모드

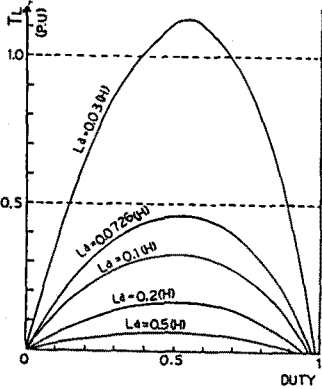


그림.6(c) 전류연속, 불연속모드의 경계

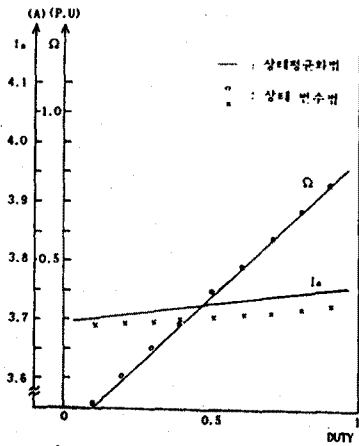


그림.7(a) 전류연속모드 $T_L = 1$ (p.u.)

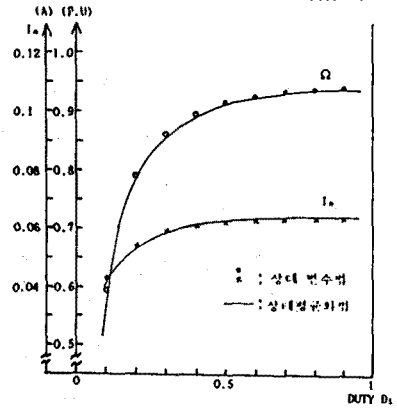
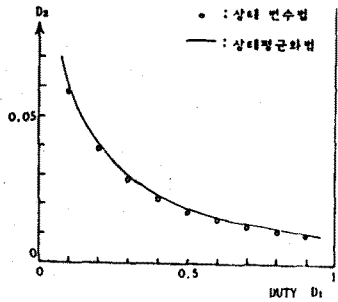


그림.7(b) 전류 불연속모드 $T_L = 0.1$ (p.u.)

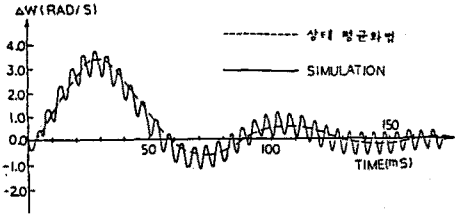


그림.8(a) $\Delta V(s) = 10/s$ (v)

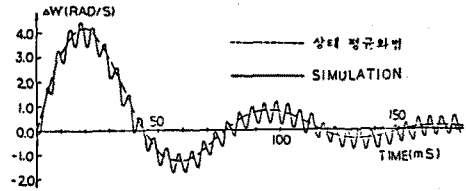


그림.8(b) $\Delta T_L(s) = -1/s$ (Nm)

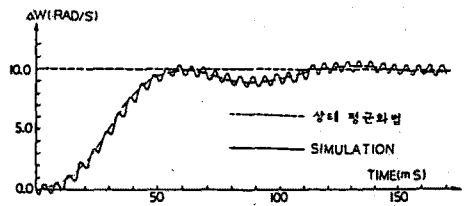


그림.8(c) $\Delta V_n(s) = 10/s$ (v)

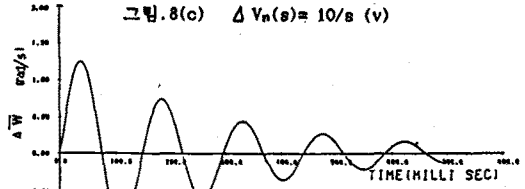


그림.9(a) 평균화법 ($\Delta V(s) = 10/s$)

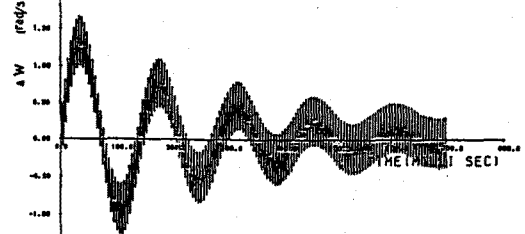


그림.9(b) 시뮬레이션 ($\Delta V(s) = 10/s$)

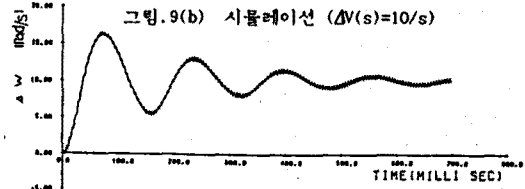


그림.10(a) 평균화법 ($\Delta V_n(s) = 10/s$)

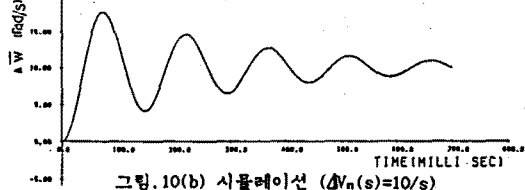


그림.10(b) 시뮬레이션 ($\Delta V_n(s) = 10/s$)