

負荷轉流式 電流形 인버터-유도전동기 시스템의 제어 특성

Control Characteristics of a Load Commutated CSI-Induction Motor System

宋 重 鎬* · 尹 泰 雄* · 金 權 浩** · 金 光 培***
 (Joong-Ho Song · Tae-Woong Yoon · Kwon-Ho Kim · Kwang-Bae Kim)

요 약

1980년대 들어서면서 출현한 새로운 형태의 電流形 인버터인 負荷轉流式 電流形 인버터로 유도전동기를 구동하는 경우, 시스템의 제어루프 설계와 그 제어루프가 시스템의 안정도 및 동특성에 미치는 영향등에 대하여 체계적인 연구 결과를 본 논문은 제시하고 있다. 시스템의 관계식을 dq 모델링에 의하여 도출하고 이로부터 負荷轉流式 電流形 인버터 시스템은 VSI와 ASCI의 중간적 정상상태 특성을 가지고 있는 것을 알았다. 속도센서가 필요없는 제어루프를 구성하려할 경우, 각 제어루프들이 부가될 때의 극점, 영점 계산 및 안정도 평가로부터 V/F제어 루프가 이 시스템의 가장 기본적인 제어루프임을 구명하였다.

Abstract- This paper presents a systematic study for control loops in the induction motor drive system employing a load commutated current source inverter (LCCSI) which has appeared since the early 1980's, and their effects on the dynamic stability of the system. A set of dq equations which amalgamate the overall system is developed, and from the equations it is revealed that the steady state characteristics of the LCCSI-induction motor system are between VSI and ASCI. When the speed control loop is constructed without a speed sensor, the evaluation of the pole/zero locations and the assessment of the stability for the added loops are investigated. We also show that the V/F loop is essential in this type of drive without the speed sensor.

1. 서 론

電流形 인버터로 유도전동기를 구동하는 시스템

*正 會 員 : KIST 制御시스템 研究室 研究員
 **正 會 員 : KIST 制御시스템 研究室 先任研究員
 ***正 會 員 : KIST 制御시스템 研究室 室長 · 工博
 接受日字 : 1990年 5月 25日
 1次修正 : 1990年 8月 23日

은 과부하 전류, 轉流 失敗 등에도 견고할 뿐만 아니라 간단히 회생 운전도 수행할 수 있는 특징을 가지고 있다는 사실은 익히 알려진 바이다. 電流形 인버터를 대표하는 전력회로는 1971년에 발표된 ASCI (Autosequentially Commutated Current Source Inverter)이며, 이 회로는 지금까지도 거의 그 원형 그대로 사용되어 오고 있으나 점차

그 영역이 축소되고 있는 상황이다. [1]

1980년대 들어서면서 동기전동기용 負荷轉流式 인버터(Load Commutated Inverter)를 원용한 그림 1과 같은 유도전동기용 負荷轉流式 電流形 인버터(Load Commutated Current Source Inverter)가 개발되어 주로 Pump, Fan, Blower등 대용량 유체이송 제어장치에 응용되고 있다. LCCSI는 인버터의 전력용 스위칭 소자로써 SCR을 사용하는 것과 GTO를 사용하는 시스템으로 크게 나누어 볼 수 있다. SCR-LCCSI는 낮은 출력주파수 범위에서 強制轉流 회로를 필요로 하는[2] 반면, GTO-LCCSI는 強制轉流 회로가 필요없을 뿐만 아니라 PWM출력 파형도 쉽게 낼 수 있다.

LCCSI 시스템에 대한 해석은 아직 충분히 확립되어 있지 않은 듯하다. Watson이 SCR-LCCSI 시스템에서 출력 캐패시터와 인버터 출력 주파수 및 직류 링크 전압 사이의 관계를 정성적인 해석과 실험으로 구명하려 하였고[3], Espelage등은 GTO-LCCSI시스템의 출력 고조파 특성 개선에 대하여 [4], Bin Wu등은 PWM-CSI에 대하여 발표한 바 있다. [5]

Pump, Fan, Blower등의 가변속 응용시에는 사실상 정밀한 속도제어가 불요하기 때문에 산업용 응용시 속도 센서를 부착하지 않을 것을 요구하고 있는 점을 감안하여, 본 논문에서는 SCR-LCCSI로 유도전동기를 구동하는 경우 속도센서를 부착하지 않고 시스템의 안정운전을 도모하기 위한 제어루프의 설계 및 그 제어루프가 시스템의 안정도 및 동특성에 미치는 영향등에 대하여 체계적으로 구명하려 하였다. 제어루프에 대한 본 연구는 SCR-LCCSI 및 GTO-LCCSI 모두에 포괄적으로 적용될 수 있다. 우선 LCCSI-유도전동기 시스템에 대한 dq 관계식을 도출하고, 이에 근거하여 시스템의 정상상태 특성을 알아보고, PI 제어를 사용하여 시스템의 안정성을 확보키 위한 제어루프를 설계하였고 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 시스템의 동특성을 구명하였다.

2. 모델링

2.1 유도 전동기

농형 유도전동기를 동기속도로 회전하는 dq 축에 의하여 표현하면 다음 식 (1)~(5)와 같이 된다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega L_s i_{ds} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} + \omega L_m i_{dr} \quad (1)$$

$$v_{ds} = -\omega L_s i_{qs} + R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega L_m i_{qr} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} \quad (2)$$

$$0 = L_m \frac{di_{qs}}{dt} + (\omega - \omega_r) L_m i_{ds} + R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_r) L_r i_{dr} \quad (3)$$

$$0 = -(\omega - \omega_r) L_m i_{qs} + L_m \frac{di_{ds}}{dt} - (\omega - \omega_r) L_r i_{dr} + R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) = J \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + B \frac{2}{P} \omega_r + T_L \quad (5)$$

2.2 출력 캐패시터

그림 1의 출력 캐패시터에 대하여 다음 식 (6)~(8)이 성립한다.

$$i_a = C \frac{dv_{ab}}{dt} - C \frac{dv_{ca}}{dt} + i_{as} \quad (6)$$

$$i_b = C \frac{dv_{bc}}{dt} - C \frac{dv_{ab}}{dt} + i_{bs} \quad (7)$$

$$i_c = C \frac{dv_{ca}}{dt} - C \frac{dv_{bc}}{dt} + i_{cs} \quad (8)$$

선간전압을 상전압으로 바꾸면 식 (9)~(11)이 되고, 인버터 출력전류 i_a, i_b, i_c 를 dq 변환하면 식 (12), (13)이 된다.

$$i_a = 3C \frac{dv_{as}}{dt} + i_{as} \quad (9)$$

$$i_b = 3C \frac{dv_{bs}}{dt} + i_{bs} \quad (10)$$

$$i_c = 3C \frac{dv_{cs}}{dt} + i_{cs} \quad (11)$$

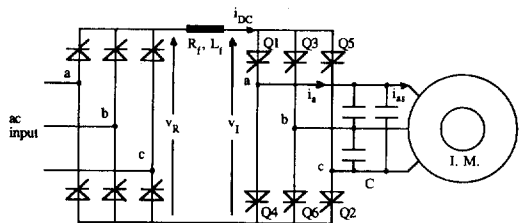


그림 1 負荷轉流式 電流形 인버터-유도 전동기
Fig. 1 LCCSI-Induction motor

$$i_q = 3C \frac{dv_{qs}}{dt} + 3C \omega v_{ds} + i_{qs} \quad (12)$$

$$i_d = -3C \omega v_{qs} + 3C \frac{dv_{ds}}{dt} + i_{ds} \quad (13)$$

2.3 직류 링크

직류 링크는 정류기의 출력 전압을 v_R , 인버터의 입력단 전압을 v_I 라고 할 때 다음식 (14)와 같이 표현된다.

$$v_R = R_f i_{DC} + L_f \frac{di_{DC}}{dt} + v_I \quad (14)$$

SCR-LCCSI의 인버터 출력 전류의 파형은 120° 구형파이며, 고조파 성분을 무시하면 다음 식 (15), (16)이 성립한다.

$$i_q = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} i_{DC} \quad (15)$$

$$i_d = 0 \quad (16)$$

또 인버터의 전력 변환 효율을 이상적이라고 가정하면 다음 식 (17)이 성립한다.

$$v_I = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_{qs} \quad (17)$$

3. 정상 상태 특성

동기속도로 회전하는 dq 축으로 표현한 관계식에서 정상 상태시의 모든 전압, 전류는 일정한 직류 값이며, 일정한 직류 링크 전류를 입력으로 할 때의 정상 상태 관계식은 다음 식 (18)과 같이 정리된다.

$$\frac{1}{L_i} \begin{bmatrix} -R_s L_r & -(\omega_0 L_1 + \omega_{ro} L_m^2) & R_r L_m \\ (\omega_0 L_1 + \omega_{ro} L_m^2) & -R_s L_r & \omega_{ro} L_r L_m \\ R_s L_m & \omega_{ro} L_s L_m & -R_r L_s \\ -\omega_{ro} L_s L_m & R_s L_m & (\omega_0 L_1 - \omega_{ro} L_s L_r) \\ -L_1 \frac{1}{3C} & 0 & 0 \\ 0 & -L_1 \frac{1}{3C} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -\omega_{ro} L_r L_m & L_r & 0 \\ R_r L_m & 0 & L_r \\ -(\omega_0 L_1 - \omega_{ro} L_s L_r) & -L_m & 0 \\ -R_r L_s & 0 & -L_m \\ 0 & 0 & -L_1 \omega_0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 \omega_0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{qso} \\ i_{dso} \\ i_{qro} \\ i_{dro} \\ v_{qso} \\ v_{dso} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{2\sqrt{3}}{3\pi C} i_{DC} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서, $L_1 = L_s L_r - L_m^2$

아래 첨자 o는 정상상태에서의 값을 의미한다.

본 논문에서 사용한 유도전동기 및 인버터의 제정수는 표 1과 같으며 출력 캐패시터 C는 인버터가 30Hz 이상의 주파수 영역에서 負荷轉流 될 수 있도록 450μF으로 정하였다. [2]

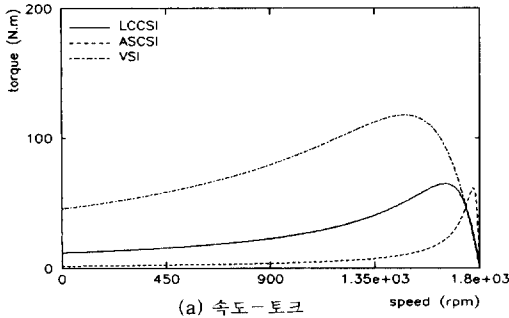
임의의 전동기 속도 및 부하 조건에서 필요한 직류 전류가 정해지면 [2], 식 (18)에서 전동기 전류를 구할 수 있고, 이 결과를 식 (5)에 대입하면 전동기의 발생 토크를 구할 수 있을 뿐만 아니라, 다음 식 (19)에 대입하면 전동기의 공극 쇄교 자속을 구할 수 있다.

표 2 LCCSI-유도전동기의 극점 및 영점
Table 2 Open loop poles and zeros of LCCSI-induction motor

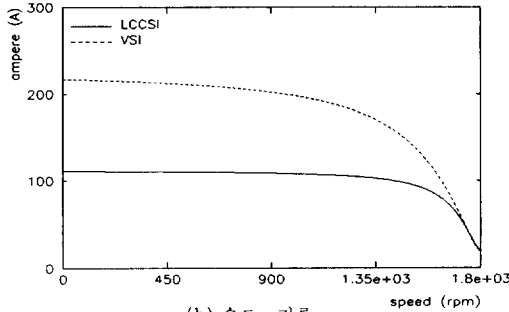
	$\Delta i_{DC} / \Delta v_R$	$\Delta v_s / \Delta v_R$
poles	$-60.98 \pm j1001.0$	$19.17 \pm j44.80$
	$-97.07 \pm j 271.9$	5.69
	-35.78	
zeros	$-62.28 \pm j992.9$	$-504.2 \pm j750.4$
	$-113.8 \pm j249.5$	-85.03
	-8.4	-9.72
	$26.38 \pm j19.33$	$79.24 \pm j53.94$

표 1 유도전동기 및 인버터의 제정수
Table 1 Constants of Inverter and Induction motor

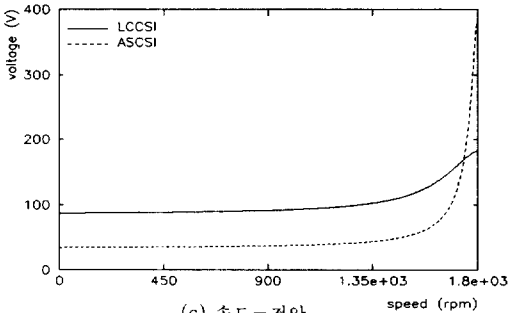
Type	: 동형	회전자 저항 R_r	: 0.41Ω
용량	: 3phase 208 V, 60Hz, 10hp	회전자 자기인덕턴스 L_r	: 70.84mH
결선	: Delta	상호인덕턴스 L_m	: 67.00mH
극수 p	: 4	관성 모멘트 J	: 0.54kg · m ²
정격슬립	: 3.3%	직류 리액터 L_f	: 40.0mH
고정자저항 R_s	: 0.49Ω	인버터 출력캐패시터 C	: 450μF
고정자 자기인덕턴스 L_s	: 69.22mH		



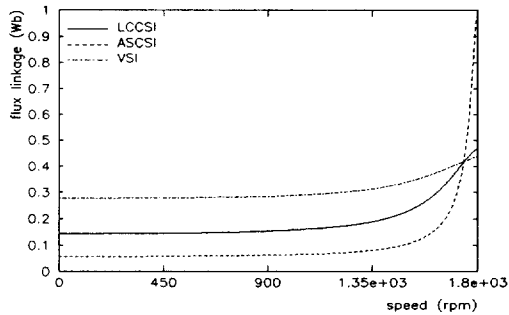
(a) 속도-토크



(b) 속도-전류



(c) 속도-전압



(d) 속도-채교자속

그림 2 정상상태 특성
Fig. 2 Steady state characteristics

$$\lambda_{gap} = L_m \sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2} \quad (19)$$

정상 상태에서의 전동기 속도에 대한 토크, 고정자 전류, 고정자 전압, 공극 자속등의 특성은 그림 2와 같다.

그림 2의 결과로부터 LCCSI의 특성은 VSI와 ASCSI의 중간적 특성을 가지고 있다는 사실을 알 수 있다. 그림 2의 a), b)로부터 LCCSI는 電流形 인버터임에도 불구하고 VSI의 속도-토크, 속도-전류 특성과 대단히 유사함을 알 수 있다. 이러한 결과는 그림 2의 c), d)의 결과로부터 기인하는 것인 바, 출력 캐패시터의 작용으로 전동기 고정자 전압이 작은 슬립 영역에서 전동기의 정격 전압 부근에 머물고 있기 때문에 ASCSI와 크게 다른 특성을 보여주고 있는 것이다. 그림 2의 d)는 ASCI가 작은 슬립 영역에서 자기 포화를 일으키는 반면, LCCSI는 안정된 자속 준위를 유지하고 있음을 보여주고 있다.

4. 안정도 및 동특성

시스템의 안정도 및 동특성을 파악하기 위하여, 식 (1)~(5), (12)~(17)을 임의의 평형점에서 선형화시키면, 다음 식 (20)이 된다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (20)$$

$$x = [\Delta i_{qs} \ \Delta i_{ds} \ \Delta i_{qr} \ \Delta i_{dr} \ \Delta v_{qs} \ \Delta v_{ds} \ \Delta i_{dc} \ \Delta \omega_r]^T$$

$$u = [\Delta \omega \ \Delta v_R \ \Delta T_L]^T$$

$$A = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} -R_s L_r & -(\omega_0 L_1 + \omega_{ro} L_m^2) \\ (\omega_0 L_1 + \omega_{ro} L_m^2) & -R_s L_r \\ R_s L_m & \omega_{ro} L_s L_m \\ -\omega_{ro} L_s L_m & R_s L_m \\ -L_1 \frac{1}{3C} & 0 \\ 0 & -L_1 \frac{1}{3C} \\ 0 & 0 \\ \frac{3P^2}{4J} L_m L_1 i_{dro} & -\frac{3P^2}{4J} L_m L_1 i_{qro} \\ R_r L_m & -\omega_{ro} L_r L_m \\ \omega_{ro} L_r L_m & R_r L_m \\ -R_r L_s & -(\omega_0 L_1 - \omega_{ro} L_s L_r) \\ (\omega_0 L_1 - \omega_{ro} L_s L_r) & -R_r L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{3P^2}{4J} L_m L_1 i_{dso} & \frac{3P^2}{4J} L_m L_1 i_{qso} \end{bmatrix}$$

$$\begin{matrix}
 L_r & 0 & 0 \\
 0 & L_r & 0 \\
 -L_m & 0 & 0 \\
 0 & -L_m & 0 \\
 0 & -L_1\omega_0 & L_1\frac{2\sqrt{3}}{3C\pi} \\
 L_1\omega_0 & 0 & 0 \\
 -L_1\frac{2\sqrt{3}}{L_f\pi} & 0 & -L_1\frac{R_f}{L_f} \\
 0 & 0 & 0
 \end{matrix}$$

$$\begin{matrix}
 -(L_m^2 i_{dso} + L_r L_m i_{dro}) \\
 (L_m^2 i_{qso} + L_r L_m i_{qro}) \\
 (L_s L_m i_{dso} + L_s L_r i_{dro}) \\
 -(L_s L_m i_{qso} + L_s L_r i_{qro}) \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 -\frac{B}{J} L_1
 \end{matrix}$$

$$B = \begin{bmatrix}
 -i_{dso} & 0 & 0 \\
 i_{qso} & 0 & 0 \\
 -i_{dro} & 0 & 0 \\
 i_{qro} & 0 & 0 \\
 -v_{dso} & 0 & 0 \\
 v_{qso} & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\
 0 & \frac{1}{L_f} & -\frac{P}{2J}
 \end{bmatrix}$$

전동기 고정자 전압에 관해서는 다음 식 (21)이 성립한다.

$$\Delta v_s = \frac{1}{\sqrt{v_{qso}^2 + v_{dso}^2}} (v_{qso} \Delta v_{qs} + v_{dso} \Delta v_{ds}) \quad (21)$$

4.1 개루프(Open Loop) 특성

정격 상태를 평형점으로 잡고 입력을 정류기 출력 전압 Δv_R , 출력을 직류 링크 전류 Δi_{DC} 및 고정자 전압 Δv_s 로 한 경우 극점, 영점을 구해보면 표 2와 같다.

시스템의 정특성은 VSI와 유사한 특성을 보여주고 있으나(그림 2), 동특성 VSI와 달리 불안정하게 나타나고 있다. 또한 불안정한 영점이 포함되어 시스템의 안정화가 쉽지 않으니라는 것을 알 수 있다. 특히, 이 경우 전류제어 시스템은 PI Gain의 변화에 따라 $19.17 \pm j44.8$ 에서 $26.38 \pm j19.33$ 으로 움직이는 불안정한 극점을 포함하고있으며, 전체 전압제어 시스템 역시 동일한 논리로 불안정한 극점을 포함하기 때문에 단순히

PI제어기만으로는 시스템을 안정화시킬 수 없다. 따라서 별도의 제어 루프가 부가 되어야 함을 알 수 있다.

4.2 V/F 제어 루프가 부가된 경우

전동기 고정자 전압을 검출하여 그 값에 비례적으로 인버터의 출력 주파수를 결정해 줄 수 있도록 식 (22)와 같은 V/F 제어 루프를 그림 3과 같이 구성했을 때, 입력을 정류기 출력 전압 Δv_R , 출력을 직류 링크 전류 Δi_{DC} 로 한 경우의 극점, 영점은 표 3과 같다.

$$\omega = \frac{v_s}{\Phi_{rat}} \quad (22)$$

여기서, Φ_{rat} 는 전동기의 정격 자속량을 나타낸다.

표 3으로부터 V/F제어 루프를 통해 시스템의 영점이 안정화되었음을 알 수 있으며, 이에 따라 그림 3의 시스템에 PI 전류제어기를 부가하는 것에 의해 시스템을 안정화시킬 수 있게 되었다.

4.3 V/F 및 전류제어 루프가 있는 경우

4.2절의 V/F제어루프에 식 (23)과 같은 PI전류제어기를 부가하고 입력을 기준 직류전류 Δi_{ref} , 출력을 고정자 전압 Δv_s 으로 한 경우의 극점, 영점을 구하면 표4와 같다.

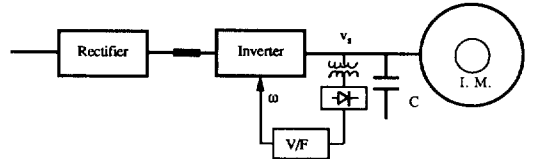


그림 3 V/F제어 루프를 포함한 시스템
Fig. 3 System with V/F control loop

표 3 V/F제어 루프가 있는 경우의 극점 및 영점

Table 3 Poles and zeros of the system with V/F control loop

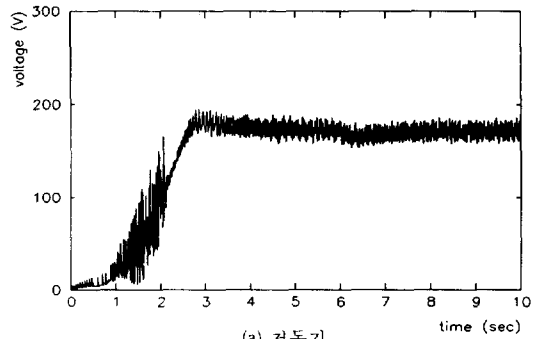
poles	zeros
$-72.84 \pm j1032.0$	$-72.99 \pm j1022.0$
-72.97	$-33.05 \pm j308.6$
$-47.62 \pm j315.4$	$-45.42 \pm j40.42$
$2.73 \pm j109.7$	-4.9
0.57	

표 4 V/F 및 전류 제어 루프가 있는 경우의 극점 및 영점

Table 4 Poles and zeros of system with V/F and current control loop

poles	zeros
-585.3	-504.1 ± j750.4
-77.71 ± j1030.0	-82.12
-37.59 ± j302.8	-9.78
-56.14 ± j51.16	-2.0
-2.35 ± j1.17	77.81 ± j50.42

($K_{pc}=25, K_{ic}=50$)



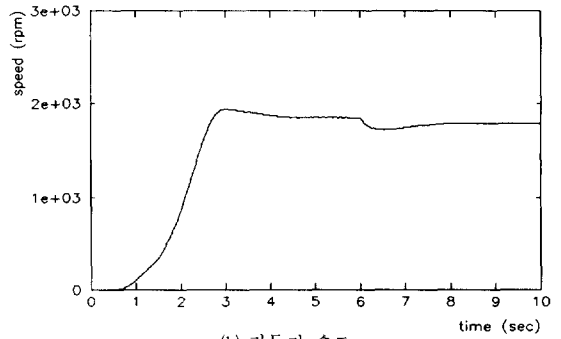
(a) 전동기

표 5 V/F, 전류, 전압 제어 루프가 있는 경우의 극점 및 영점

Table 5 Poles and zeros of system with V/F, current and voltage control loop

poles	zeros
-562.1	-504.1 ± j750.4
-71.48 ± j1039.0	-82.12
-53.74 ± j292.5	-9.78
-57.57 ± j55.65	-2.0
-2.31 ± j1.39	77.81 ± j50.42
-0.58	-5.0

($K_{pc}=25, K_{ic}=50, K_{pv}=0.1, K_{iv}=0.5$)



(b) 전동기 속도

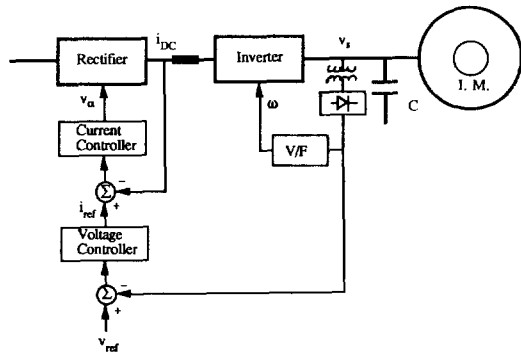
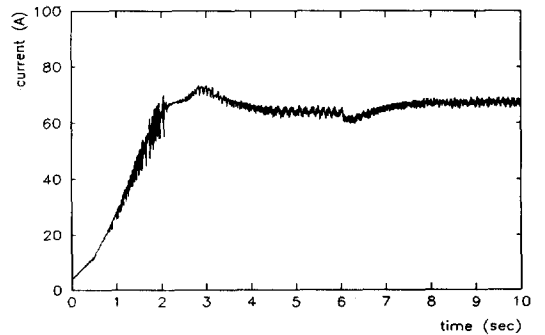


그림 4 LCCSI-유도전동기 제어 시스템
Fig. 4 Control system of LCCSI-induction motor



(c) 직류링크 전류

그림 5 기동특성 및 과도응답 특성

Fig. 5 Starting and transient characteristics of the motor

표 6 인버터의 운전 모드와 i_q, i_d, v_l 의 관계

Table 6 Relations of i_q, i_d, v_l to inverter operation modes

Modes variables	1 (Q1, Q6)	2 (Q2, Q1)	3 (Q3, Q2)	4 (Q4, Q3)	5 (Q5, Q4)	6 (Q6, Q5)
i_q	i_{DC}	i_{DC}	0	$-i_{DC}$	$-i_{DC}$	0
i_d	$i_{DC}/\sqrt{3}$	$-i_{DC}/\sqrt{3}$	$-2i_{DC}/\sqrt{3}$	$-i_{DC}/\sqrt{3}$	$i_{DC}/\sqrt{3}$	$2i_{DC}/\sqrt{3}$
v_l	v_{ab}	v_{ac}	v_{bc}	v_{ba}	v_{ca}	v_{cb}

$$v_R = K_{pc}(i_{ref} - i_{DC}) + K_{ic} \int (i_{ref} - i_{DC}) dt \quad (23)$$

여기서, i_{ref} 는 기준 직류전류

표 4의 결과로부터, V/F 및 PI 전류제어 루프를 통해 극점 및 영점이 모두 불안정했던 시스템을 안정화시킬 수 있음을 알 수 있다.

4.4 V/F, 전류, 전압제어 루프가 있는 경우

4.3절의 제어루프에 다음 식 (24)와 같은 전압제어 루프를 설치하면 그림 4와 같은 전체 제어 시스템이 구성된다.

$$i_{ref} = K_{pv}(v_{ref} - v_s) + K_{iv} \int (v_{ref} - v_s) dt \quad (24)$$

여기서, v_{ref} 는 고정자 전압 지령

이때, 입력을 고정자 전압 지령 Δv_{ref} 출력을 고정자 전압 Δv_s 로 한 경우 극점, 영점을 구해보면 표 5와 같이 되어 안정한 전압제어가 가능해 졌음을 알 수 있다. 고정자 전압의 제어는 V/F제어 루프를 통해 곧 인버터 출력 주파수 ω 를 제어함을 의미한다.

이상의 결과로부터 전류제어기 Gain은 시스템의 안정화를 위해 어느 정도 이상은 되어야 하고 전압제어기 Gain은 시스템을 다시 불안정하게 하지 않도록 어느 정도 이하로 제한되어야 한다는 사실을 추론할 수 있었다.

5. 과도응답 시뮬레이션

여기서는 그림 4의 전체 시스템에 대한 시뮬레이션 결과를 소개한다. 인버터 스위칭에 의해 야기되는 고조파 성분의 영향을 고려하기 위해 앞에서의 해석과는 달리 고정자를 기준으로 한 dq관계식을 사용하기로 한다. 즉, 시뮬레이션에서는 식 (1)~(5), (12), (13)에서 $\omega=0$ 으로 한 식과 식 (14), (22)~(24)가 사용되며, 변수 i_q, i_d, v_r 는 인버터의 운전모드에 따라 표 6과 같이 결정된다. 또한, 인버터 轉流시의 轉流 소요시간은 무시한다.

그림 5는 무부하로 기동하는 기동특성과 6초에서 100% 부하를 인가하는 경우의 과도 응답 특성을 함께 보여 주고 있다. 그림 5의 a), b), c)는 각각 전동기 상전압의 피크치, 전동기 속도, 직류 링크 전류를 나타낸다.

그림 6은 그림 5와 동일한 조건에서 시간이 $t=10s$ 에 다다랐을 때, a) 전동기 상전압, b) 전동기 전류, c) 인버터 출력 전류, d) 캐패시터 전류의

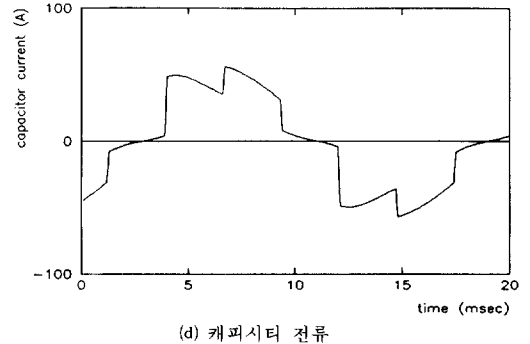
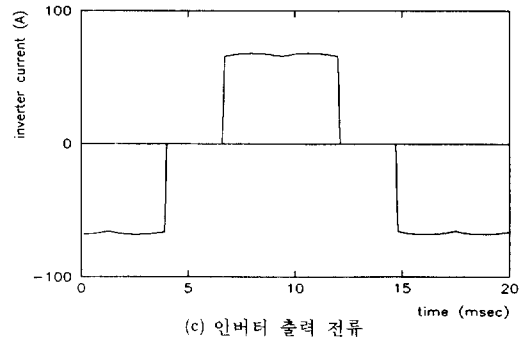
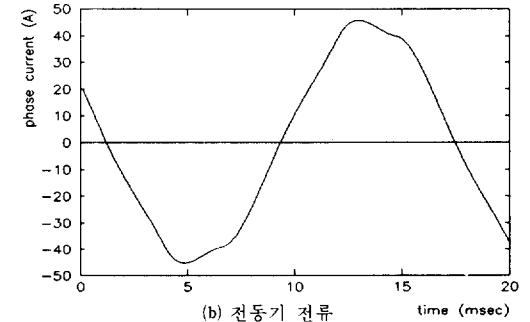
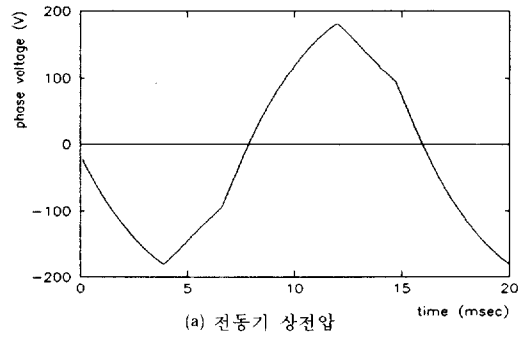


그림 6 정상 상태에서의 각파형
Fig. 6 Several waveforms in the steady state

각 파형을 보여주고 있다.

6. 결 론

LCCSI로 유도전동기를 구동하는 경우의 전동기의 정상 상태 특성과 속도 센서없이 유도 전동기를 구동하려할 때의 제어루프의 특성을 단계적으로 구명하므로써, 전체 제어 시스템의 안정도 및 동특성을 해석하였다. 고정자 전압 제어를 통해서 LCCSI로 유도 전동기를 구동하려는 경우, ASCI에서와 같이 전압 지령치에 직접 비례하는 인버터 스위칭 주파수로 인버터를 스위칭해서는 시스템의 안정한 운전이 어렵다는 사실을 시스템의 영점이 불안정하다는 점에 근거해서 보일 수 있었다. 아울러 V/F제어루프는 직류 전류출력 출력으로 하는 전달함수의 영점을 안정화시킬 수 있기 때문에, 이 루프가 고정자 전압 제환에 의한 전압제어 방식의 LCCSI-유도 전동기 시스템의 안정운전에 필수적임을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] T.A. Lipo, "Recent progress in the development of solid-state AC motor drives," IEEE Trans. Power Elec. vol. 3, no. 2, pp. 105~116, April 1988.
- [2] 송중호, 윤태웅, 김광배, "유도 전동기용 負荷轉流式 電流形인버터의 해석," 대한전기학회 '89추계학술대회 논문집, pp.313~316.
- [3] D.B. Watson, "Performance of induction motor driven from self-commutating inverter," IEE Proc., vol. 129, Pt. B, no. 5, pp. 248~250, september 1982.
- [4] P.M. Espelage, J.M. Nowak, and L.H. Walker, "Symmetrical GTO current source inverter for wide speed range control of 2300 to 4160 V, 350 to 7000 Hp, induction motors," IEEE Ind. Appl. Soc. Conf., pp. 302~307, 1988.
- [5] Bin Wu, G.R. Slemon, and S.B. Dewan, "PWM-CSI induction motor drive with phase angle control", IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. pp. 674~679, 1989.