

유도 전동기용 負荷 轉流式 電流形 인버터의 해석

송중호^o 윤태웅 김광배
한국과학기술연구원 제어시스템 연구실

Analysis of a Load Commutated Current Source Inverter for Induction
Motors

(Joong-ho Song , Tae-woong Yoon and Kwang-bae Kim)
(Control Systems Lab., KIST)

ABSTRACT :

A steady state analysis of a load commutated current source inverter which is widely used in high voltage - high power induction motor drive systems at present is presented and its related results are discussed. This analysis proposes a method by which we can determine the output capacitor playing a dominant role on the performance of the system. It is shown that the capacitance of output capacitors is mainly dependent on the range of frequencies that the inverter is operated in the load commutated state .

1. 서론

대용량 교류 전동기 속도 제어 시스템에 대하여 크게 두 갈래의 응용 연구가 전개되어 왔다. 하나는 동기 전동기의 속도 제어 장치로서 負荷 轉流式 인버터 (Load Commutated Inverter)를 개발 이용하였고, 다른 하나는 유도 전동기의 속도 제어 장치로서 기존의 ASCSI (Autosequentially Commutated Current Source Inverter)를 多重접속시킨 多重電流形 인버터를 응용하였다.

1980년대 들어서면서 고압 대용량 인버터에 적합한 회로 시스템으로 회로 구성이 단순 견고한 전력 회로를 모색하기 시작하였다.^[1] 그 한 가지 방법으로서 동기 전동기의 負荷 轉流式 인버터를 원용한 유도전동기용 負荷 轉流式 電流形 인버터 (Load Commutated Current Source Inverter ; 이하 LCCSI라 칭함.)가 주로 미국의 전기기기 제조 회사들에 의하여 개발되기에 이르렀다. 이 LCCSI는 입출력단에 승,강압 변압기를 설치하지 않은 Transformerless High Voltage - High Power Current Source Inverter의 형태로 단기 용량 수천 V, 수천 ~ 수만 HP급에 이르기까지 생산되며, 주로 Pump, Fan, Blower 등 대용량 유체 이송 제어 장치에 응용되고 있다.

LCCSI 시스템에 대한 해석은 아직 충분히 확립되어 있지 않다. D.B.Watson이 SCR-LCCSI 시스템에서 출력 캐패시터의 인버터 주파수 및 DC Link 전압에 대한 관계를 정성적인

해석과 실험을 통해 제시한 바가 있으며,^[2] P.M.Espelage등이 GTO-LCCSI 시스템의 출력 고조파 특성 개선에 대하여 발표한^[3] 의 다른 많은 논문이 아직 발표 되지 않고 있다.

본 논문에서는 SCR-LCCSI 시스템의 負荷 轉流 과정을 해석하고 출력 캐패시터의 선정 방법을 제시하고자 한다.

2. 기본 동작

본 논문에서 다루고 있는 SCR-LCCSI 시스템의 기본적인 전력 회로는 그림 1과 같다. 여기서 強制 轉流 회로는 낮은 주파수 영역 운전시 인버터를 一括 轉流 시키기 위하여 설치된 보조 회로이고, 인버터 출력단에 있는 출력 캐패시터는 유도 전동기에서 필요로 하는 여자 전류를 공급함과 아울러 인가되는 전압, 전류를 필터링해주는 역할도 하고있다.

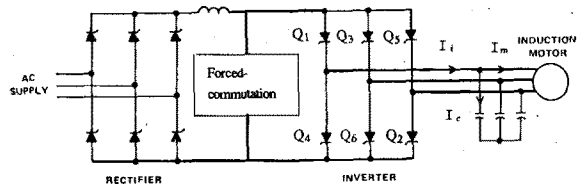


그림 1. 전력 회로

유체 이송 부하인 경우 인버터 주파수와 전동기 전류 (I_m) 및 캐패시터 전류 (I_c) 사이의 관계는 그림 2와 같으며, f_0 이상에서는 인버터가 진상으로 운전되므로 負荷 轉流가 가능하고 f_0 이하에서는 強制 轉流가 필요하다.^[4]

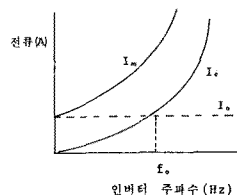


그림 2. 인버터 주파수와 전류와의 관계

인버터의 轉流角 β 를 다음 그림3과 같이 정의하고, 이를 기준으로 다음 표1과 같이 4가지의 동작 모드를 구분할 수 있다.

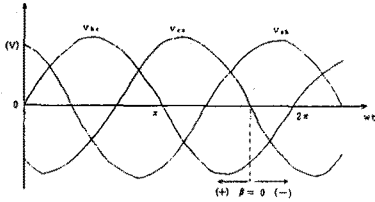


그림3. 轉流角 β 의 정의 (Q_5 에서 Q_1 으로 轉流時)

표1. 인버터의 동작 모드

轉流角	모드	벡터도
$0^\circ \leq \beta < 90^\circ$	High speed motoring	
$90^\circ \leq \beta < 180^\circ$	High speed generating	
$-90^\circ \leq \beta < 0^\circ$	Low speed motoring	
$-180^\circ \leq \beta < -90^\circ$	Low speed generating	

3. 인버터의 轉流 해석

LCCSI의 轉流 과정을 해석하기 위하여 유도 전동기를 정상 상태 직렬 등가 회로로 표현하면 LCCSI-유도 전동기의 해석 모델은 그림4와 같다.

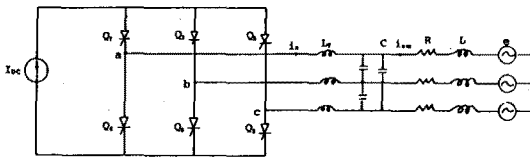


그림4. LCCSI-유도 전동기의 해석 모델

가. 모드 해석

해석 모드는 표2와 같이 구획되었으며 각 모드는 다시 Overlap-path flow 와 Single-path flow로 구분된다.

1) Overlap-path flow (모드 1)

SCR Q_1, Q_5, Q_6 가 도통 상태에 있으며 Q_5 에서 Q_1 으로 轉流가 일어나고 있는 과정이다. 이 때의 회로는 그림5와 같다.

표2. 인버터의 해석 모드

모드	기간	Conducting SCR
1	$0 \leq \omega t < \pi/3$	Q_1, Q_6
2	$\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$	Q_2, Q_1
3	$2\pi/3 \leq \omega t < \pi$	Q_3, Q_2
4	$\pi \leq \omega t < 4\pi/3$	Q_4, Q_3
5	$4\pi/3 \leq \omega t < 5\pi/3$	Q_5, Q_4
6	$5\pi/3 \leq \omega t < 2\pi$	Q_6, Q_5

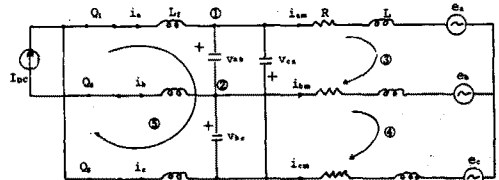


그림5. 모드 1 - Overlap-path flow

중성점 연결이 없는 3상 조건과 일정한 DC 전류가 흐르고 있다는 가정을 고려하면 이 모드는 $i_{1m}, i_{2m}, V_{ab}, V_{bc}, i_3$ 인 5개의 상태변수로 1, 2 마디점과 3, 4, 5 루프에 방정식을 세워 상태 방정식으로 나타내면 다음 식 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{ab}}{dt} \\ \frac{dv_{bc}}{dt} \\ \frac{di_{1m}}{dt} \\ \frac{di_{2m}}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{3C} & \frac{1}{3C} & \frac{1}{3C} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{3C} & -\frac{2}{3C} & \frac{1}{3C} \\ \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{1}{2L_r} & -\frac{1}{2L_r} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ i_{1m} \\ i_{2m} \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3C} I_{oc} \\ -\frac{2}{3C} I_{oc} \\ -\frac{1}{L} e_a \\ -\frac{1}{L} e_b \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

2) Single-path flow (모드 1)

DC 전류가 Q_1, Q_6 로만 흐르고있으며 관계 회로도는 그림6과 같다.

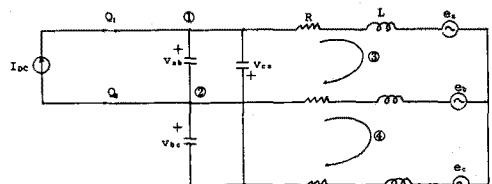


그림6. 모드 1 - Single-path flow

이때 $V_{ab}, V_{bc}, i_{1m}, i_{2m}$ 을 상태 변수로하는 상태 방정식은 식 (2)와 같다.

이상의 모드 1 관계식을 기준으로 하여 나머지 모드들의 상태방정식들은 표3과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{as}}{dt} \\ \frac{dv_{bs}}{dt} \\ \frac{di_{as}}{dt} \\ \frac{di_{bs}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{3C} & \frac{1}{3C} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{3C} & -\frac{2}{3C} \\ \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2}{3C} i_{oc} \\ -\frac{1}{3C} i_{oc} \\ -\frac{1}{L} e_a \\ -\frac{1}{L} e_b \end{bmatrix} \quad (2)$$

표3. 각 모드별 방정식의 표현 관계

Description	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6
Conduction duration	$0 - \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} - \pi$	$\pi - \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} - \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} - 2\pi$
Conducting SCR	Q1, 6	2, 1	3, 2	4, 3	5, 4	6, 5
State variables x_i	v_{as}	v_{bs}	v_{cs}	v_{as}	v_{bs}	v_{cs}
x_1	v_{as}	v_{bs}	v_{cs}	v_{as}	v_{bs}	v_{cs}
x_2	i_{as}	i_{bs}	i_{cs}	i_{as}	i_{bs}	i_{cs}
x_3	i_{as}	i_{bs}	i_{cs}	i_{as}	i_{bs}	i_{cs}
x_4	i_a	i_b	i_c	i_a	i_b	i_c
Redundant Phase	c	b	a	c	b	a
Variation of Equations(input)	i_{oc} 부호	e_{as}	e_{bs}	e_{cs}	e_{as}	e_{bs}

위 표3에 주어진 6가지 모드 각각의 관계식은 모드1의 초기 조건만 결정되면 축차적으로 전체 모드를 계산해 나갈 수 있다. 여기서 모드1의 초기 조건은 다음 그림7과 같이 구해진다. 부하량에 의해서 전동기의 동작 슬립이 결정되면, 정상 상태에서의 전동기 단자 전압과 고정자 전류 사이의 위상차 ϕ_1 이 계산된다. 다음 인버터 출력 전류의 기본파 성분 i_a 와 캐패시터 전류와의 관계는 $i_a = i_{c1} + i_{am} - i_{c3}$ 와 같으므로 i_a 와 i_{am} 사이의 위상각을 구할 수 있다.

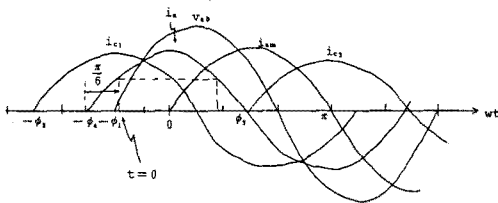


그림7. 모드1의 초기 조건 결정

나. 시뮬레이션 결과

표3의 관계식 즉, 유도전동기 구동용 LCCSI의 轉流 과정을 해석하기 위한 계산 흐름도는 그림8과 같다. 轉流角 β 는 그 값이 Positive이면 負荷 轉流가 가능한 각도를 나타내므로 표4의 유도 전동기를 대상으로 하여 시뮬레이션 했을 때, 轉流角 β 와 출력 캐패시터 C와의 관계는 그림9와 같고 이 관계로부터 출력 캐패시터 C를 결정할 수 있다. 만일 30Hz 이상을 負荷 轉流 영역으로 잡고 30Hz에서의 轉流 餘裕角을 약

때 인버터 출력 주파수가 60 Hz 인 경우 전동기 전류, 전동기 전압 및 출력 캐패시터 전류의 파형은 그림10과 같다.

표4. 유도 전동기의 제 정수

Type: 능형	용량: 3상 208 V, 60Hz, 10HP
극수: 4	결선: Delta
정격 슬립: 3.3%	
$R_s: 0.4912 (\Omega)$	$X_s: 0.8369 (\Omega)$
$R_r: 0.4099 (\Omega)$	$X_r: 1.4469 (\Omega)$
$X_m: 25.2599 (\Omega)$	$J: 0.54 \text{ Kg.m}^2$

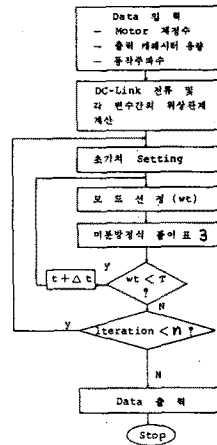


그림8. 계산 흐름도

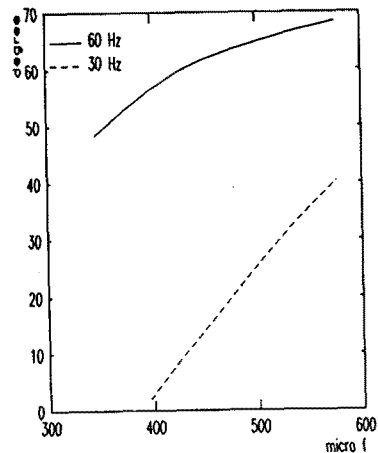
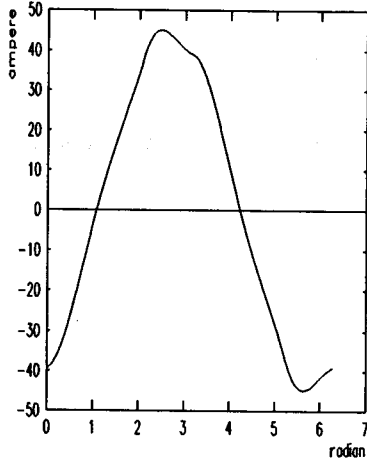
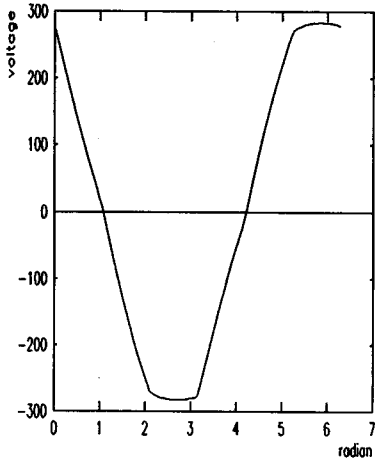


그림9. 轉流角 β 와 출력 캐패시터 C

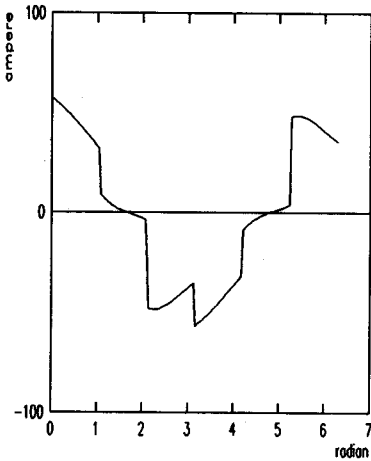
그림11은 60Hz와 30Hz에서의 출력 전류의 고조파 성분 분포를 기본파 성분에 대한 비율로 나타내고 있다. ASCSI 방식에 비하여 출력 전류의 고조파 함유량이 대단히 낮음을 알 수 있다.



a) 전동기 전류



b) 전동기 전압



c) 출력 캐패시터 전류

그림10 각 시뮬레이션 파형

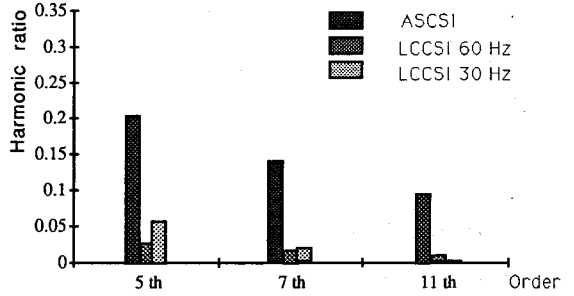


그림 11. 출력 전류의 고조파 성분 분포

4. 결론

본 논문에서는 유도 전동기 구동용 負荷 轉流式 전류형 인버터 (LCCSI) 시스템에 대하여 轉流 과정을 해석하고 그 출력 전압, 전류 특성을 고찰하였다. LCCSI 시스템 설계시 고려할 가장 중요한 요소이고 負荷 轉流 운전 범위의 중요 결정 요소인 출력 캐패시터를 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 선정하는 방법을 제시하였다. 현재 진행 중인 시스템의 제어 특성에 대한 연구 결과도 곧 나올 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] I. D. Hassan, " A Guide for Selection and Application of Large Adjustable Speed Drives ", IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. , PP 468 ~ 476, 1987.
- [2] D. B. Watson, " Performance of Induction Motor driven from Self-commutating Inverter ", IEE Proc. Vol. 129, Pt. B, No. 5, pp 248 ~ 250, Sept. 1982.
- [3] P. M. Espelage, J. M. Nowak and L. H. Walker, " Symmetrical GTO Current Source Inverter for Wide Speed Range Control of 2300~4160 V, 350~7000 HP Induction Motors ", IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. pp 302 ~ 307, 1988.
- [4] Technical Manual for GTO Inverter , General Electric.