

병렬운전 모델을 이용한 병렬운전 시스템의 운전 특성

(The Operation characteristics of the parallel operation system using the model for parallel operation)

김성관* · 김수석 · 김왕곤
 (Sung-Kwan Kim · Soo-seok Kim · Wang-Kon Kim)

Abstract

Consideration for parallel operation in a high power system has been increased due to the advantages of parallel operation like as high productivity, simplicity of design, and redundancy of power. This paper discussed the parallel operation of DC-DC Converter, Which Can be used as a high power system, is studied. Based on the small signal model of DC-DC Converter, the simple and exact power stage model of parallel operation system is derived and the parallel operation system using current balance method for the uniform current distribution among the parallel operation system is discussed.

To verify the high performance of the proposed DC-DC converter system for parallel operation, the simulation test of the parallel operation, which has 2 Converter modules, is accomplished.

1. 서론

전원 공급 장치의 모듈화에 의한, 병렬운전 방법은 낮은 정격의 소자를 사용할 수 있으며 시스템을 설계하는데 있어 각 모듈은 규격화를 이룰 수 있고 유지, 보수에 편리함을 얻을 수 있다. 또한 미래의 확장 가능성에 대한 여유 및 신뢰도 증진을 위한 여분의 전원에 대한 유연성으로 각 컨버터 모듈은 설계시 최적의 용량으로 설계됨으로써 비용 면에서 가장 효과적인 설계가 가능하게 된다.^[1-4]

병렬운전 시스템에 있어서, 모든 컨버터 모듈의 특성이 동일하다는 가정 하에, 컨버터 모듈의 운전 실패와 같은 사건이 발생하였을 때의 과도응답, 리플 감소, 시스템 안정도와 같은 운전 특성에 대한 많은 연구가 보고 되었으며, 최근의 연구는 병렬 연결된 컨버터의 신뢰도 증진에 대한 관심이 집중되고 있다. 또한 병렬운전 시스템이 갖추어야 할 기본적인 사항으로, 각 모듈간에는 균등한 전류분배가 능동적으로 이루어져야 하며 입력전압의 변동과 부하 변동시에도 안정된 출력전압을 유지하고 과도응답시 우수한 과도특성과 시스템의 출력 증가에 손쉽게 순응할 수 있도록 모듈의 수를 융통성 있게 대처할 수 있어야 한다. 그러나 실제적으로 병렬운전 중인 모든 컨버터

모듈은 동일한 특성을 갖지 못하기 때문에 병렬 운전시 발생하는 부하전류 불균형 문제를 교정하기 어려운 문제점이 있다. 그러므로 이러한 부하전류 불균형 문제를 해결하기 위한 연구가 진행되고 있다.^[5-6]

본 논문에서는 병렬운전 시스템의 특성을 해석하기 위하여 DC-DC 컨버터의 등가 병렬운전 모델을 제안하였고 정상상태에서의 미소 변화만을 고려한 선형화에 의하여 전달함수를 유도하였다. 이 전달함수를 이용하여 정상상태시의 부하전류 분배 오차를 구하여 기존의 병렬운전 방법과 비교하였으며 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 병렬운전 시스템이 갖는 응답 특성 및 정상상태 동작 등의 제반 특성을 분석하였다.

또한 병렬운전 시스템의 타당성을 입증하기 위하여 병렬운전용 DC-DC 컨버터 모듈 2대를 제작하였으며 병렬운전 실험을 통하여 기존의 제어 방법과 비교함으로써 제안된 병렬운전 방법이 기존의 병렬운전 방법보다 과도응답에 있어 매우 우수한 균등 전류 분배 특성을 확인하였다.

2. 병렬운전 시스템의 소신호 등가모델

병렬운전 시스템의 특성을 해석하기 위하여 DC-DC 컨버터의 등가 병렬운전 모델을 이용하여

다. 모든 DC-DC 컨버터의 병렬운전 시스템은 엄밀히 말하면 비선형, 시변 특성이므로 이에 해당하는 수학적 모델링의 결과도 고차 방정식이 되어 그해를 구하기가 매우 힘들게 된다. 따라서 평형 상태에서의 미소 변화만을 고려하여 선형화를 함으로써 전달함수를 유도하였다.

그림 1은 ZVS DC-DC 컨버터의 소신호 모델 등가회로를 나타내었다.^[7]

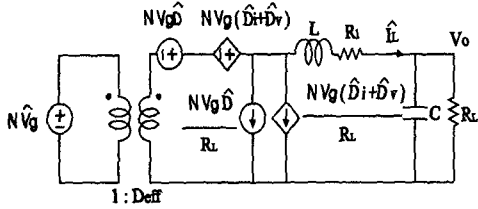


그림 1 ZVS DC-DC 컨버터의 소신호 모델
Fig. 1 Small signal circuit model of the ZVS DC-DC converter

그림 1의 소신호 모델로부터, 입력전압은 일정하며 시비율 및 인덕터 전류 변화에 의한 맥동 성분과 인덕터의 등가저항만을 고려하면 그림 2(a)와 같이 표현된다.

그림 2(a)로부터 출력 필터의 입력 임피던스 Z_i 는

$$Z_i = Z_L + Z = \frac{s^2 L C R_L + s(C R_L R_i + L) + R_i + R_L}{s C R_L + 1} \quad (1)$$

여기서 $Z_L = sL + R_i$, $Z = \frac{R_L}{s C R_L + 1}$

와 같이 표현되며 필터 인덕터 전류의 맥동 성분 I_L 은

$$I_L = N V_g \frac{1}{Z_i} (D + D_v) \quad (2)$$

와 같으며 시비율의 변화에 따른 필터 인덕터 전류의 맥동분 D_i ^[7]는

$$D_i = -\frac{R_d}{N V_g} I_L \quad (3)$$

여기서 $R_d = 4 N^2 L_{lk} F_s$ 이다.^[7]

그러므로 (3)식을 (2)식에 대입하여 정리하면

$$D_i = \frac{R_d}{R_d + Z_i} D \quad (4)$$

가 된다. (4)식을 이용하면

$N V_g (D + D_i) = N V_g \left(\frac{Z_i}{R_d + Z_i} \right) D$ 임으로 병렬운전시 균등전류 분배를 위한 ZVS DC-DC 컨버터의 등가모델은 그림 2(b)와 같이 표현된다.

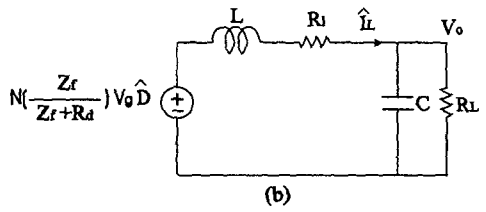
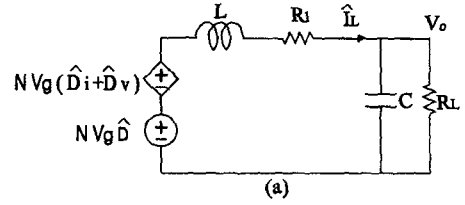


그림 2 병렬운전 시스템을 위한 소신호 등가회로
Fig. 2 Small signal equivalent circuit for parallel operating system

그림 3은 DC-DC 컨버터로 구성된 병렬운전 시스템을 나타낸다. 평형 상태에서의 미소 변화만을 고려한 소신호 등가모델은 계산의 간략화를 위해 시비율에 의한 맥동 성분과 인덕터 등가저항만을 고려하였으며 출력 커패시터의 등가 직렬저항 값은 인덕터 등가저항에 비하여 부하전류에 미치는 영향이 극히 미약하므로 수식의 간략화를 위해 무시하였다.

병렬운전 시스템의 소신호 등가모델은 그림 2(b)의 ZVS DC-DC 컨버터의 등가회로를 이용하였다.

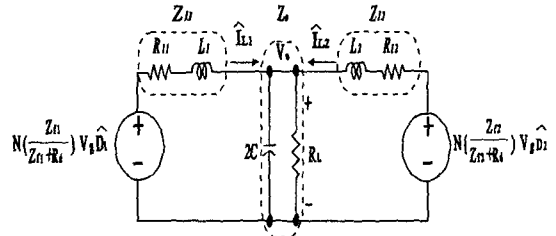


그림 3 병렬운전 시스템의 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuit for parallel operating system

그림 3의 병렬운전 시스템의 등가모델에 KVL을 적용하면

$$N \left(\frac{Z_{i1}}{R_d + Z_{i1}} \right) V_g D_1 = (Z_{i1} + Z_c) I_{L1} + Z_c I_{L2} \quad (5)$$

$$N \left(\frac{Z_{i2}}{R_d + Z_{i2}} \right) V_g D_2 = Z_c I_{L1} + (Z_{i2} + Z_c) I_{L2} \quad (6)$$

이 되고, 식(5), (6)에서

$$I_{L1} = \left\{ \frac{(Z_{i2} + Z_c) \left(\frac{Z_{i1}}{R_d + Z_{i1}} \right) D_1 - Z_c \left(\frac{Z_{i2}}{R_d + Z_{i2}} \right) D_2}{Z_{i1} Z_{i2} + Z_c (Z_{i1} + Z_{i2})} \right\} N V_g \quad (7)$$

$$I_{L2} = \left(\frac{(Z_{11} + Z_c) \left(\frac{Z_{11}}{R_d + Z_{11}} \right) D_2 - Z_c \left(\frac{Z_{12}}{R_d + Z_{12}} \right) D_1}{Z_{11} Z_{12} + Z_c (Z_{11} + Z_{12})} \right) N V_g \quad (8)$$

로 표현할 수 있다.

그러므로 식 (4.7), (4.8)에서 시비율에 대한 인덕터 전류의 전달함수는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \text{God}_{11}(s) &= \frac{I_{L1}(s)}{D_1(s)} \Big|_{D_2=0} \\ &= \frac{(Z_{12} + Z_c)}{Z_{11} Z_{12} + Z_c (Z_{11} + Z_{12})} N \left(\frac{Z_{11}}{R_d + Z_{11}} \right) V_g \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \text{God}_{22}(s) &= \frac{I_{L2}(s)}{D_2(s)} \Big|_{D_1=0} \\ &= \frac{(Z_{11} + Z_c)}{Z_{11} Z_{12} + Z_c (Z_{11} + Z_{12})} N \left(\frac{Z_{12}}{R_d + Z_{12}} \right) V_g \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{God}_{12}(s) &= \frac{I_{L1}(s)}{D_2(s)} \Big|_{D_1=0} \\ &= \frac{-Z_c}{Z_{11} Z_{12} + Z_c (Z_{11} + Z_{12})} N \left(\frac{Z_{12}}{R_d + Z_{12}} \right) V_g \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{God}_{21}(s) &= \frac{I_{L2}(s)}{D_1(s)} \Big|_{D_2=0} \\ &= \frac{-Z_c}{Z_{11} Z_{12} + Z_c (Z_{11} + Z_{12})} N \left(\frac{Z_{11}}{R_d + Z_{11}} \right) V_g \end{aligned} \quad (12)$$

여기서

$$\begin{aligned} Z_{11} &= sL_1 + R_{11}, \quad Z_{12} = sL_2 + R_{12}, \\ Z_c &= \frac{R_L}{2sCR_L + 1}, \quad R_d = 4N^2L_{\mu}F_s \end{aligned}$$

이고, 각 컨버터 모듈의 출력 필터의 입력 임피던스는

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{(s^2 LCR_L + s(CR_L R_{11} + L) + R_L + R_{11})}{sCR_L + 1} \\ Z_{12} &= \frac{(s^2 LCR_L + s(CR_L R_{12} + L) + R_L + R_{12})}{sCR_L + 1} \end{aligned}$$

이며, 식(9) ~ 식(12)을 정리하여 부록에 나타내었다. 여기서 $\text{God}_{11}(s), \text{God}_{22}(s)$ 는 시비율에 대한 인덕터 전류의 자기 전달함수이고

$\text{God}_{12}(s), \text{God}_{21}(s)$ 은 시비율에 대한 인덕터 전류의 상호 전달함수이다.

그리고, 부하 임피던스는 식 (13)과 같이 표현되며 사용된 회로 변수는 표1과 같다.

$$Q(s) = \frac{V_o(s)}{I_{L1}(s) + I_{L2}(s)} = \frac{R_L}{2sCR_L + 1} \quad (13)$$

표 1. 회로변수

Table 1. Circuit's parameters

입력전압	V_g	필터 커패시턴스	C
출력전압	V_o	필터 인덕턴스	L_1, L_2
변압기 권수비	N	출력 필터의 입력 임피던스	Z_{11}, Z_{12}
스위칭 주파수	F_s	필터 인덕턴스의 등가저항	R_{11}, R_{12}
시비율	D_1, D_2	변압기 누설 인덕턴스	L_{μ}
부하저항	R_L		

3 DC-DC 컨버터의 병렬운전

3.1 고정 제어 방법

그림 4의 블록도에 있어서 모듈 A는 마스터 모듈, B는 슬레이브 모듈로 동작한다. 이러한 병렬운전 시스템에 있어서 마스터 모듈과 슬레이브 모듈의 특성이 같은 경우에는 각 모듈의 부하전류 $I_{L1}(s)$ 와 $I_{L2}(s)$ 는 균일하게 유지된다. 그러나 각 구성 모듈의 특성이 같지 않은 경우 각 모듈의 부하전류 $I_{L1}(s)$ 와 $I_{L2}(s)$ 사이에는 전류분배 오차가 존재하게 된다.

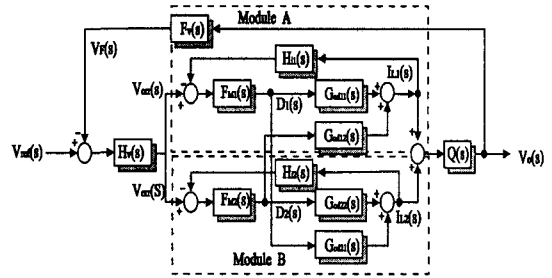


그림 4 고정 제어

Fig. 4 Stationary master-slave control

3.2 비 고정 제어

그림 5의 블록도에 있어서 각 모듈 A, B는 독립 모듈로 동작한다. 이러한 병렬운전 시스템은 독립된 내부 전류루프 및 외부 전압루프를 갖고 있으므로 독립된 내부 전류루프 및 외부 전압루프에 의해 병렬운전 모듈 A, B의 시비율 $D_1(s), D_2(s)$ 가 변함으로써 부하전류 $I_{L1}(s)$ 와 $I_{L2}(s)$ 간의 부하전류 편차를 줄일 수 있게 된다.

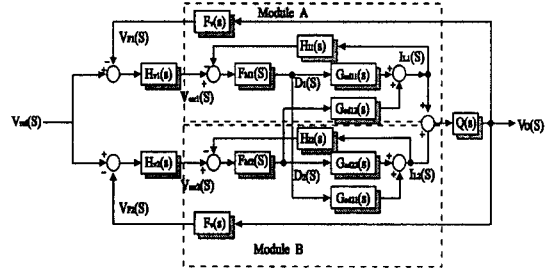


그림 5 비 고정 제어

Fig. 5 Non stationary master-slave control

3.3 균등 전류 분배법을 적용한 병렬운전

그림 6은 DC-DC 컨버터의 병렬운전에 있어서 컨버터 모듈간에 존재하는 전류분배 오차를 줄이

기 위한 병렬운전 시스템의 블록도 이다.

그림 6의 병렬운전 블록도로부터 전류분배 버스는 병렬운전 시스템에서 각 모듈이 서로 공유하고 있고 각각의 모듈은 전류분배 회로를 갖고 있다.

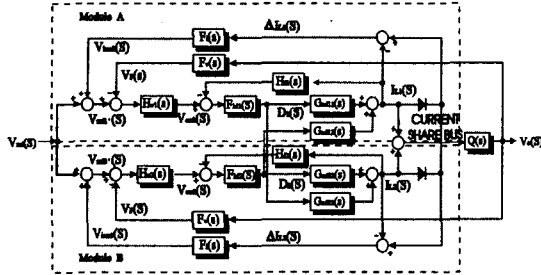


그림 6 균등 전류 분배법을 이용한 DC-DC 컨버터의 병렬운전 블록도

Fig. 6 Block diagram of parallel operation of DC-DC converter using current balance method.

모듈 A는 마스터 모듈, 모듈 B는 슬레이브 모듈로 운전 중일 때 전류분배 버스상에는 모듈 A의 부하전류 크기에 해당하는 전압 정보가 나타나게 된다. 이때, 슬레이브 모듈 B는 자신의 부하전류 I_{L2} 와 마스터 모듈 A의 부하전류 I_{L1} 과의 차를 감지하여 부하전류 분배 오차 ΔI_L 의 크기에 해당하는 전압 정보 V_{Ierr} 를 이용하여 슬레이브 모듈 B의 오차 증폭기 비반전 입력 신호인 기준 전압 V_{ref} 를 V_{ref2} 로 증가시킨다. 이때, 오차 증폭기 비반전 입력 신호인 전압루프의 출력전압 궤환 정보 V_F 는 일정하게 유지된다. 그러므로, 슬레이브 모듈 B의 오차 증폭기 출력 V_{err2} 의 증가는 결과적으로 슬레이브 모듈 B의 시비율 D2를 증가시켜 슬레이브 모듈 B의 부하전류 I_{L2} 가 증가됨으로써 마스터 모듈 A와 슬레이브 모듈 B 사이에는 균등전류 분배가 이루어지게 된다.

3.4 전류분배 오차 계산

병렬운전시 발생하는 전류분배 오차를 구하기 위하여 그림 4와 그림 6의 블록도에 Mason's 이득 공식을 적용하면

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{GN_1(s)}{GD_1(s)} \quad (18)$$

여기서

$$GN_1(s) = H_v(s)F_M(s)Q(s)[G_{od11}(s)+G_{od22}(s)+G_{od21}(s)+G_{od12}(s) + 2F_M(s)H_i(s)\{G_{od11}(s)G_{od22}(s)-G_{od12}(s)G_{od21}(s)\}]$$

$$GD_1(s) = 1 + H_v(s)F_M(s)F_v(s)Q(s)[G_{od11}(s)+G_{od22}(s)+G_{od12}(s)+G_{od21}(s) + 2H_i(s)F_M(s)\{G_{od11}(s)G_{od22}(s)-2G_{od12}(s)G_{od21}(s)\}] + F_M(s)H_i(s)[G_{od11}(s)+G_{od22}(s)+F_M(s)H_i(s)\{G_{od11}(s)G_{od22}(s) - 2G_{od12}(s)G_{od21}(s)\}]$$

그림 4.4의 블록도로부터

$$I_{L1}(s) + I_{L2}(s) = \frac{V_o(s)}{Q(s)} \quad (19)$$

식(18)과 식(19)로부터

$$I_{L1}(s) + I_{L2}(s) = \frac{1}{Q(s)} \frac{GN_1(s)}{GD_1(s)} V_{ref}(s) \quad (20)$$

그림 4의 블록도로부터

$$I_{L1}(s) = D_1(s)G_{od11}(s) + D_2(s)G_{od12}(s) \quad (21)$$

$$I_{L2}(s) = D_1(s)G_{od21}(s) + D_2(s)G_{od22}(s) \quad (22)$$

여기서 운전 방식과 용량이 동일한 컨버터 모듈을 사용하였으므로

$$H_{i1}(s) = H_{i2}(s) = H_i(s), \quad F_{M1} = F_{M2} = F_M$$

임으로

$$D_1(s) = V_{err}(s)F_M(s) - H_i(s)F_M(s)I_{L1}(s) \quad (23)$$

$$D_2(s) = V_{err}(s)F_M(s) - H_i(s)F_M(s)I_{L2}(s) \quad (24)$$

그러므로 전류분배 오차 $I_{L1}(s) - I_{L2}(s)$ 는

$$I_{L1}(s) - I_{L2}(s) = \frac{N_1(s)}{D_1(s)} V_{ref}(s) \quad (25)$$

여기서

$$N_1(s) = H_v(s)F_M(s)[G_{od11}(s)+G_{od12}(s) - \{G_{od22}(s)+G_{od21}(s)\}]$$

$$D_1(s) = 1 + H_v(s)F_M(s)F_v(s)Q(s)[G_{od11}(s)+G_{od22}(s)+G_{od12}(s)+G_{od21}(s) + 2H_i(s)F_M(s)\{G_{od11}(s)G_{od22}(s)-2G_{od12}(s)G_{od21}(s)\}] + F_M(s)H_i(s)[G_{od11}(s)+G_{od22}(s)+F_M(s)H_i(s)\{G_{od11}(s)G_{od22}(s) - 2G_{od12}(s)G_{od21}(s)\}]$$

그림 6의 병렬운전 시스템에 있어서 모듈 A는 마스터 모듈, 모듈 B는 슬레이브 모듈로 동작중일 때 슬레이브 모듈만이 전류분배 버스상의 부하전류의 차를 감지하게 되는 상태를 블록도로 표현하면 그림7과 같이 표현할 수 있다.

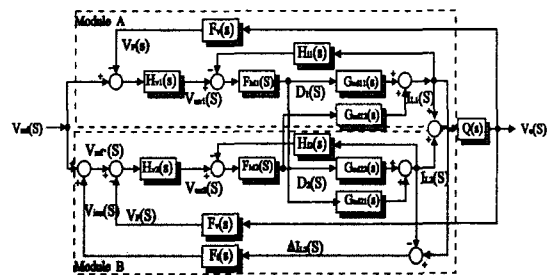


그림 7 균등 전류 분배법을 이용한 DC-DC 컨버터의 병렬운전 블록도

Fig. 7 Block diagram of parallel operation of DC-DC converter using current balance method.

그림 7의 블록도로부터

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{GN_2(s)}{GD_2(s)} \quad (27)$$

여기서

$$GN_2(s) = H_v(s)F_M(s)Q(s) \{ G_{od11}(s) + G_{od22}(s) + G_{od21}(s) + G_{od12}(s) \} + 2F_M(s) \{ H_v(s)F_i(s) + H_i(s) \} \{ G_{od11}(s)G_{od22}(s) - G_{od12}(s)G_{od21}(s) \}$$

$$GD_2(s) = 1 + H_v(s)F_M(s)F_v(s)Q(s) \{ G_{od11}(s) + G_{od22}(s) + G_{od12}(s) + G_{od21}(s) \} + 2H_i(s)F_M(s) \{ G_{od11}(s)G_{od22}(s) - 2G_{od12}(s)G_{od21}(s) \} + H_v(s)F_M(s)F_i(s) \{ 3G_{od11}(s)G_{od22}(s) - 2G_{od12}(s)G_{od21}(s) \} + F_M(s)H_i(s) \{ G_{od11}(s) + G_{od22}(s) + 2F_M(s) \{ H_v(s)F_i(s) \{ G_{od11}(s)G_{od22}(s) - G_{od12}(s)G_{od21}(s) \} - H_i(s)G_{od21}(s)G_{od12}(s) \} \} + H_vF_M(s)F_i(s) \{ G_{od22}(s) - G_{od12}(s) \}$$

그림 4.7의 블록도로부터

$$I_{L1}(s) + I_{L2}(s) = \frac{V_o(s)}{Q(s)} \quad (30)$$

식(4.27)를 $V_o(s)$ 에 대해 정리하면

$$V_o(s) = \frac{GN_2(s)}{GD_2(s)} V_{ref}(s) \quad (31)$$

식(31)를 식(30)에 대입하면

$$I_{L1}(s) + I_{L2}(s) = \frac{1}{Q(s)} \frac{GN_2(s)}{GD_2(s)} V_{ref}(s) \quad (32)$$

$$I_{L1}(s) = D_1(s)G_{od11}(s) + D_2(s)G_{od12}(s) \quad (33)$$

$$I_{L2}(s) = D_1(s)G_{od21}(s) + D_2(s)G_{od22}(s) \quad (34)$$

운전 방식과 용량이 동일한 컨버터 모듈을 사용하였으므로

$$H_{v1}(s) = H_{v2}(s) = H_v(s), \quad H_{i1}(s) = H_{i2}(s) = H_i(s), \quad F_{M1}(s) = F_{M2}(s) = F_M(s) \quad \text{임으로}$$

$$D_1(s) = V_{em1}(s)F_M(s) - H_i(s)F_M(s)I_{L1}(s) \quad (35)$$

$$D_2(s) = V_{em1}(s)F_M(s) + H_v(s)F_i(s)F_M(s)I_{L1}(s) - \{ H_v(s)F_i(s) + H_i(s) \} F_M(s)I_{L2}(s) \quad (36)$$

식(33), 식(34)에 식(35), 식(36)를 대입하여 정리하면

$$I_{L1}(s)A_{11} + I_{L2}(s)A_{12} = V_{em1}(s)A_{13} \quad (37)$$

$$I_{L1}(s)A_{21} + I_{L2}(s)A_{22} = V_{em1}(s)A_{23} \quad (38)$$

여기서

$$A_{11} = \{ 1 + H_i(s)F_M(s)G_{od11}(s) - H_v(s)F_i(s)F_M(s)G_{od12}(s) \}$$

$$A_{12} = \{ H_v(s)F_i(s)F_M(s)G_{od12}(s) + H_i(s)F_M(s)G_{od12}(s) \}$$

$$A_{13} = \{ F_M(s)G_{od11}(s) + F_M(s)G_{od12}(s) \}$$

$$A_{21} = \{ H_i(s)F_M(s)G_{od21}(s) - H_v(s)F_i(s)F_M(s)G_{od22}(s) \}$$

$$A_{22} = \{ 1 + H_v(s)F_i(s)F_M(s)G_{od22}(s) + H_i(s)F_M(s)G_{od22}(s) \}$$

$$A_{23} = \{ F_M(s)G_{od21}(s) + F_M(s)G_{od22}(s) \}$$

식(37), 식(38)으로부터

$$I_{L1}(s) = \frac{A_{13}A_{22} - A_{23}A_{12}}{A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12}} V_{em1}(s) \quad (39)$$

$$I_{L2}(s) = \frac{A_{23}A_{11} - A_{13}A_{21}}{A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12}} V_{em1}(s) \quad (40)$$

$$I_{L1}(s) + I_{L2}(s) = \frac{\{ (A_{13}A_{22} - A_{23}A_{12}) + (A_{23}A_{11} - A_{13}A_{21}) \}}{(A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12})} V_{em1}(s) \quad (41)$$

식(32)와 식(41)로부터

$$\frac{1}{Q(s)} \frac{GN_2(s)}{GD_2(s)} V_{ref}(s) = \frac{\{ (A_{13}A_{22} - A_{23}A_{12}) + (A_{23}A_{11} - A_{13}A_{21}) \}}{(A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12})} V_{em1}(s) \quad (42)$$

$$V_{em1}(s) = \frac{1}{Q(s)} \frac{GN_2(s)}{GD_2(s)} \frac{(A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12})}{\{ (A_{13}A_{22} - A_{23}A_{12}) + (A_{23}A_{11} - A_{13}A_{21}) \}} V_{ref}(s) \quad (43)$$

식(43)을 정리하면

$$V_{em1}(s) = \frac{H_v(s)(A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12})}{GD_2(s)} V_{ref}(s) \quad (44)$$

그러므로 전류분배 오차 $I_{L1}(s) - I_{L2}(s)$ 는

$$I_{L1}(s) - I_{L2}(s) = \frac{\{ (A_{13}A_{22} - A_{23}A_{12}) - (A_{23}A_{11} - A_{13}A_{21}) \}}{(A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12})} V_{em1}(s) \quad (45)$$

식(44)을 식(45)에 대입하여 정리하면

$$I_{L1}(s) - I_{L2}(s) = \frac{N_2(s)}{D_2(s)} V_{ref}(s) \quad (46)$$

여기서

$$N_2(s) = H_v(s)F_M(s) \{ G_{od11}(s) + G_{od12}(s) - (G_{od22}(s) + G_{od21}(s)) \}$$

$$D_2(s) = 1 + H_v(s)F_M(s)F_v(s)Q(s) \{ G_{od11}(s) + G_{od22}(s) + G_{od12}(s) + G_{od21}(s) \} + 2H_i(s)F_M(s) \{ G_{od11}(s)G_{od22}(s) - 2G_{od12}(s)G_{od21}(s) \}$$

$$+ H_v(s)F_M(s)F_i(s) \{ 3G_{od11}(s)G_{od22}(s) - 2G_{od12}(s)G_{od21}(s) \}$$

$$+ F_M(s)H_i(s) \{ G_{od11}(s) + G_{od22}(s) + 2F_M(s) \{ H_v(s)F_i(s) \{ G_{od11}(s)G_{od22}(s) - G_{od12}(s)G_{od21}(s) \} - H_i(s)G_{od21}(s)G_{od12}(s) \} \}$$

$$- G_{od12}(s)G_{od21}(s) - H_i(s)G_{od21}(s)G_{od12}(s) \}$$

$$+ H_vF_M(s)F_i(s) \{ G_{od22}(s) - G_{od12}(s) \}$$

식 (25)와 식(46)을 이용해서 정상상태 전류분배 오차를 구하면 그림 8과 같이 나타난다.

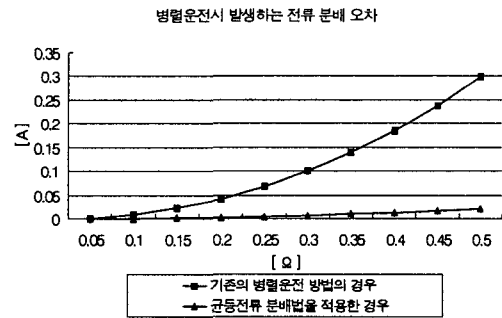


그림 8 전류분배 오차

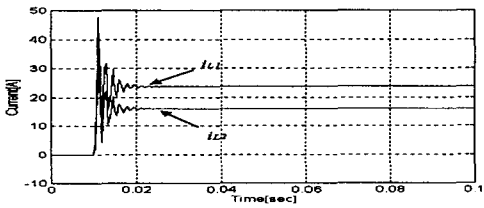
Fig. 8 The current distribution error

4. 시뮬레이션 결과

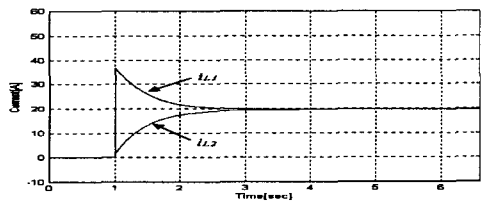
라플라스 변환에 의한 전달함수 블록으로 구성된 병렬운전 시스템 모델은 시비율에 대한 부하

전류 향으로 표현된 각각의 블록을 이용하여 DC-DC 컨버터를 나타내었으며, 병렬운전 시스템의 적절한 과도응답과 시스템의 안정도를 향상시키기 위하여 각 DC-DC 컨버터 모듈은 기본적인 전압 및 전류 제한 블록으로 구성되었다.

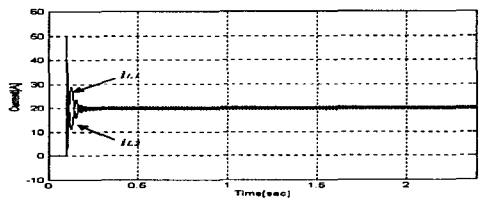
그림 9(a)의 경우는 병렬운전 시스템의 특성이 다를 경우 부하전류 편차가 크게 나타나며 그림 9(b)의 경우는 시간이 경과됨에 따라 부하전류 편차가 감소되나 정상상태 도달 시간이 늦어짐을 알 수 있으며 그림 9(c)의 경우는 균등 전류 분배 회로를 적용함으로써 병렬운전 모듈간의 전류분배가 균등히 이루어지며 과도특성이 크게 향상됨을 알 수 있다.



(a) Simulation waveform of stationary master-slave control at starting with full load



(b) Simulation waveform of non stationary master-slave control at starting with full load



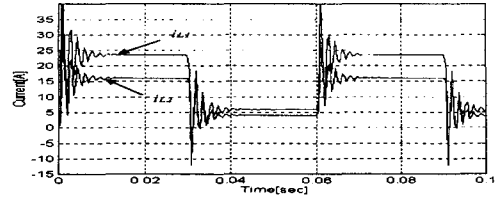
(c) Simulation waveform of parallel operation system using current balance method at starting with full load

그림 9 전부하 기동시 부하전류 기동특성

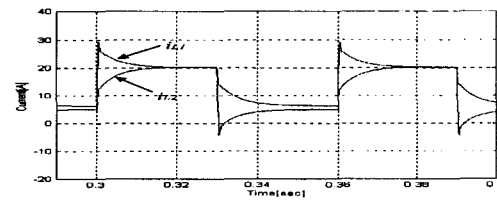
Fig. 9 Starting characteristics of output current at starting with full load

그림 10(a), (b), (c)는 30msec 간격으로 25%-100% -25%로 부하를 변화시켰을 때의 시뮬레이션

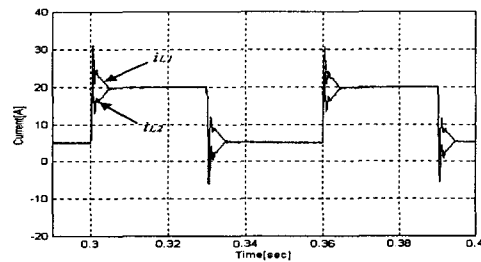
결과로서 (a)의 경우는 병렬운전 모듈간의 부하전류 편차가 크게 존재하며 (b)의 경우는 30msec 이내에 부하전류의 균등분배가 완전히 이루어지지 않는 반면에 (c)의 경우는 10msec 이내에 부하의 크기에 관계없이 부하전류의 균등분배가 이루어짐을 알 수 있다.



(a) Simulation waveform of stationary master-slave control at varying load with 25%-100%-25%



(b) Simulation waveform of non stationary master-slave control at varying load with 25%-100%-25%



(c) Simulation waveform of parallel operation system using current balance method at varying load with 25%-100%-25%

그림 10 25%-100%-25%의 부하 변동시의 부하전류 과도응답 특성

Fig. 10 Transient response characteristic of output Current for varying load with 25%-100%-25%

이상의 결과로부터 균등 전류 분배법을 DC-DC 컨버터의 병렬운전 시스템에 적용한 경우 기존의 병렬운전 방법에 비해 병렬운전의 과도응답 및 기동특성이 크게 개선됨과 동시에 전 부하 구간에서의 균등한 전류분배가 유지됨을 알 수 있다.

본 논문은 대 전력의 전원장치의 바람직한 운전 형태인 병렬운전 시스템에 대하여 연구하였다. 기존의 병렬운전 방식의 운전시 각 모듈간에 발생하는 부하전류 불평형 문제를 해결하기 위하여 균등 전류분배법을 DC-DC 컨버터의 병렬운전 시스템에 적용하였다. 시스템의 병렬운전 특성을 해석하기 위하여 등가 병렬운전 모델을 제안하였고 제안된 병렬운전 모델을 이용하여 각 블록의 전달함수를 유도하였으며 이 전달함수를 이용하여 정상상태시 발생하는 병렬운전 모듈간의 전류분배 오차를 계산하였으며, 병렬운전 시스템이 갖는 응답특성 및 정상상태 동작 등의 제반 특성에 대한 시뮬레이션을 수행하였다.

이상의 모의실험 결과에 의하면 균등 전류분배법을 적용한 DC-DC 컨버터의 병렬운전 방법은 기존의 병렬운전 방법에 비하여 과도응답 및 기동특성 면에서 부하전류 불균형 특성을 크게 개선할 수 있는 고성능 병렬운전 특성이 이루어짐을 확인함으로써 제안된 방법의 타당성을 입증하였다.

부록

$$G_{od11}(s) = \frac{(2sC + \frac{1}{R_L})(sL_2 + R_{l2})}{(sL_1 + R_{l1}) \left\{ (2sC + \frac{1}{R_L})(sL_2 + R_{l2}) + 1 \right\} + (sL_2 + R_{l2})} N \left(\frac{Z_f}{R_d + Z_f} \right) V_g$$

$$G_{od22}(s) = \frac{(2sC + \frac{1}{R_L})(sL_1 + R_{l1})}{(sL_1 + R_{l2}) \left\{ (2sC + \frac{1}{R_L})(sL_2 + R_{l2}) + 1 \right\} + (sL_1 + R_{l2})} N \left(\frac{Z_f}{R_d + Z_f} \right) V_g$$

$$G_{od12}(s) = \frac{-1}{(sL_2 + R_{l2}) \left\{ (2sC + \frac{1}{R_L})(sL_1 + R_{l1}) + 1 \right\} + (sL_1 + R_{l1})} N \left(\frac{Z_f}{R_d + Z_f} \right) V_g$$

$$G_{od21}(s) = \frac{-1}{(sL_1 + R_{l1}) \left\{ (2sC + \frac{1}{R_L})(sL_2 + R_{l2}) + 1 \right\} + (sL_2 + R_{l2})} N \left(\frac{Z_f}{R_d + Z_f} \right) V_g$$