

# 전류 제어형 공진형 컨버터를 위한 대신호 및 소신호 모델

김운호, 윤병도, 이상두환  
중앙대학교 공과대학 전기공학과

## Large Signal and Small Signal Models for a Pulsewidth-Modulated or Current Controlled Series Resonant Converter

Yoon-Ho Kim, Byung-Do Yoon, °Doo-Hwan Sang  
Dept. of Electrical Engineering, Chung-Ang University

**ABSTRACT**

Pulse width modulation using discontinuous conduction modes are applied to a full-bridge series resonant converter to regulate the output from no load to full load with low switching loss and a narrow range of frequency variation.

Finally, a simple nonlinear discrete-time dynamic model for this proposed converter is derived using approximation. This discrete time model is linearized and a general input - output transfer function for the proposed converter is derived.

**I. 서론**

공진형 컨버터의 가변 출력 제어를 위하여 하나의 방법으로 주파수 변조 방식이 사용된다. 그러나 이때 최대 출력시에는 스위칭 주파수가 증가하게 되어 스위칭 손실이 증가하게 된다. 이러한 단점을 제거하기 위한 방식중 하나는 전류 제어 방식을 이용하는 방법이다. [ 1 ] 이 전류 제어 방식은 낮은 스위칭 손실을 유지하기 위하여 불연속 모드가 발생하게 된다. 이 불연속 모드를 이용하여 일정주파수에서 On - Off 시간을 변조 시킴으로써 출력을 제어하는 PWM 방식을 통하여 출력을 제어 할 수 있다.

본 논문에서는 이러한 전류 제어 방식 또는 PWM방식을 이용한 공진형 컨버터의 출력 제어시의 비선형 이산 상태 방정식의 유도 및 정상상태를 분석하였으며 이를 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 또한 이 컨버터의 대신호 모델을 유도하였으며 이산 상태 방정식을 선형화 하여 동작점에서의 소신호 출력 방정식을 유도함으로써 시스템 안정화 해석에 이용될수 있도록 하였다.

**II. 불연속 모드를 이용한 PWM 공진형 컨버터의 정상 상태 해석**

스위칭 주파수가 출력을 제어하기 위하여 넓은 범위에 걸쳐 변하는 주파수 제어와는 달리 스위칭 주파수를 일정하게 유지하고, 펄스폭 변조 방식을 사용함으로써 출력을 제어할 수 있다. [ 1 ] 또한 공진형 컨버터가 어떤 주파수에서도 동작할 수 있으나, 전압 이득의 최대 범위를 실현하기 위해서는 공진 주파수와 가깝게 스위칭 되어야한다. [ 3 ] 이러한 제약 조건하에서 낮은 스위칭 손실을 유지하게하기 위하여 인덕턴스 전류에 불연속 모드를 형성 시키고 펄스폭 변조를 통하여 출력을 제어할 수가 있다. 이를 위한 공진형 컨버터의 전력회로는 그림 1.과 같이 직렬 공진형 컨버터 Full-Bridge Type을 사용하였다.

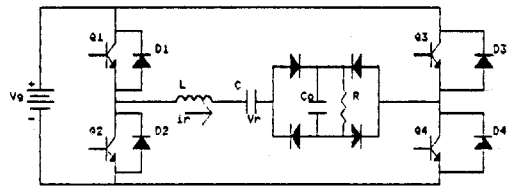


그림 1. Full Bridge 직렬 공진형 컨버터의 전력회로

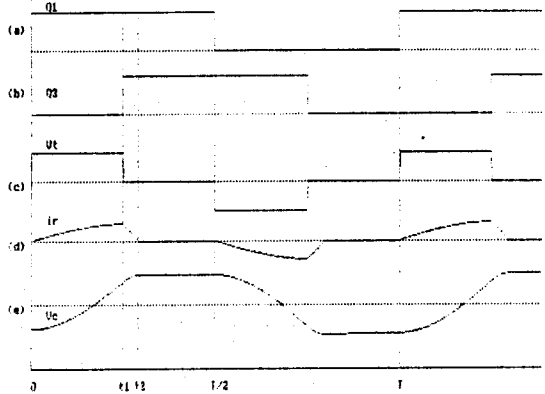


그림 2. 구동회로의 각부 파형

- (a) Q1의 전압 파형
- (b) Q3의 전압 파형
- (c) LC 양단의 전압
- (d) 공진 인덕터 전류
- (e) 공진 캐패시터 전압

[ 1 ] . 동작 원리

그림 2-(a),(b)의 스위칭 파형은 Duty Cycle이 50%이며 직류전압이 Vr에 공급되는 t1 시간, 즉 "Powering" 시간을 Phase Shift시킴으로써 출력 전압을 제어하게 된다. 따라서 t1에서 T/2까지는 출력 Vr가 Shot되어 "Idleing"구간이 발생하게 되므로 PWM 직렬 공진형 컨버터의 불연속 모드에서의 정상 상태 분석이 필요하다. 정상 상태 분석을 할때 있어 스위치의 전류 시간은 무시하고, 스위치를 비롯한 Element는 손실이 없이 Ideal하다고 가정한다. 분석에 사용된 변수명은 다음과 같다.

- Vs : 입력전압.                      Vo : 출력전압.
- Vr : Bridge 전압.                    Ir : 공진전류.
- Vcr : 공진 Capacitor 전압.        Wo : 공진 주파수.
- Zo : 특성 Impedance.

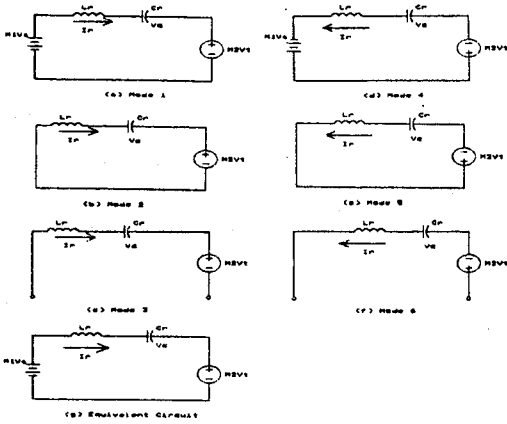


그림 3. 각 MODE에 대한 등가회로

[ 2 ] 정상 상태 해석

그림 3.의 공동 등가회로에 대한 상태 방정식과 각 Mode에 대한 전압 전류식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{I}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} V_e$$

여기서  $V_e = M_1 V_s + M_2 V_r$

A. Mode 1.

상태 방정식으로부터 0-t<sub>1</sub>까지의 전류 전압식은 다음과 같다

$$I_r(t) = \frac{V_s + V_c - V_o}{Z_o} \text{SIN}(\omega_o t) \quad (1)$$

$$V_{c1}(t) = -(V_s + V_c - V_o) \text{COS}(\omega_o t) + V_s - V_o \quad (2)$$

$$I_r(0) = 0, \quad V_{c0}(0) = -V_c \quad (3)$$

Q<sub>1</sub>과 Q<sub>2</sub>가 도통되어 입력전압 Vs가 출력측에 전달된다. 따라서 공진 전류와 전압은 상승하게 된다.

B. Mode 2.

t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>까지의 구간이며 상태방정식으로부터

$$I_2(t) = I_1(t_1) \text{COS}(t_2 - t_1) - \frac{(V_o + V_{c1}(t_1))}{Z_o} \text{SIN}(t_2 - t_1) \quad (4)$$

$$V_{c1}(t) = I_1(t_1) Z_o \text{SIN} \omega_o(t_2 - t_1) + (V_o + V_{c1}(t_1)) \text{COS} \omega_o(t_2 - t_1) - V_o \quad (5)$$

$$I_1(t_1) = I_1(t_1), \quad V_{c1}(t_1) = V_{c1}(t_1) \quad (6)$$

이 구간동안에는 Q<sub>1</sub>과 Q<sub>3</sub>가 도통되어 공진전류는 Q<sub>1</sub>으로부터 D<sub>3</sub>를 통해 영으로 떨어질 때까지 흐르게 된다.

C. Mode 3.

t<sub>2</sub>-T/2까지의 구간이며 I<sub>2</sub>(t<sub>2</sub>) = 0, V<sub>c2</sub> = V<sub>c2</sub>(t<sub>2</sub>) 식 (4)와 (5)로부터

$$0 = I_1(t_1) \text{COS}(t_2 - t_1) - \frac{(V_o + V_{c1}(t_1))}{Z_o} \text{SIN}(t_2 - t_1) \quad (7)$$

$$V_{c2}(t) = I_1(t_1) Z_o \text{SIN}(t_2 - t_1) + (V_o + V_{c1}(t_1)) \text{COS}(t_2 - t_1) - V_o \quad (8)$$

Mode 2에서와 마찬가지로 Q<sub>1</sub>과 Q<sub>3</sub>가 도통되지만 공진 전류가 영으로 떨어진 후 다음 두 가지 조건에 의해 공진 전류는 불연속 Mode를 형성하게 된다.

1). 스위칭 반주기가 끝나기 전에 공진 전류 I<sub>r</sub>은 영으로 떨어져야 한다.

$$t_2 < T/2 \quad (9)$$

ii). t<sub>2</sub>에서 공진 전류 I<sub>r</sub>이 Negative떨어지는 것을 막기 위하여 공진 Capacitor의 전압 V<sub>c</sub>는 출력 전압 V<sub>o</sub>

보다 작아야 한다.

$$V_c < V_o, \quad V_c/V_o < 1 \quad (10)$$

D. Mode 4, 5, 6.

T/2-T까지의 구간이며 각각의 Mode는 Mode 1, 2, 3에 대해 공진 전류와 전압의 방향이 반대가 된다.

부하 전류는 캐패시터 전압 V<sub>c</sub>에 비례하므로

$$\frac{V_c}{V_o} = \frac{T}{4CrR} = \frac{\pi}{2CrR\omega_o} \quad (11)$$

$$\frac{M_c}{M} = \frac{\pi}{2R_n F_n} \quad (12)$$

공진 전류가 t<sub>2</sub>에서 Negative로 떨어지는 것을 막기 위하여

$$CrR F_s > 0.25 \quad (13)$$

연속 동작 모드와 불연속 동작 모드의 경계는 다음과 같이 정리된다.

$$t_2 = \frac{T}{2} = \frac{1}{\omega_o} \quad (14)$$

$$\text{SIN} \omega_o(t_2 - t_1) = \frac{(V_s + V_c - V_o)}{V_a} \text{SINN} \omega_o(t_2) \quad (15)$$

$$\text{COS} \omega_o(t_2 - t_1) = \frac{(V_s + V_c - V_o)}{V_a} \text{COS} \omega_o(t_2) + \frac{V_o}{V_s} + \frac{V_c}{V_s} \quad (16)$$

이득 값을 구하기 위하여 입력에 대하여 각 값을 Normalized 시키면

$$V_a = 1, \quad \frac{V_o}{V_s} = M \quad \text{이득}, \quad \frac{V_c}{V_s} = M_o \quad \text{Capacitor 전압}$$

이득 M은 아래와 같다.

$$M = \frac{1 - \frac{M_o}{M} - (1 + \frac{M_o}{M}) \text{COS} t_2}{1 + (\frac{M_o}{M})^2 - [1 - (\frac{M_o}{M})^2] \text{COS} t_2} \quad (17)$$

또한 식 (14)을 Normalized 시키면

$$\frac{M_o}{M} = \frac{\pi}{2R_n F_n} \quad (18)$$

이득 M과 t<sub>1</sub>의 사이의 관계는 반주기에 대하여

$$\text{COS} t_1 = 1 - \frac{2M}{1 + \frac{2R_n F_n}{\pi} (\frac{1}{M} - 1)} \quad (19)$$

이 된다. 스위칭 주파수가 결정되면 Duty비를 제어함으로써 정의할 수 있다.

$$D = 2 \frac{t_1}{T} \quad (20)$$

스위칭 전류 Stress와 전압 이득에 대한 곡선 을 유도 하기 위하여 M의 함수로서 t<sub>1</sub>을 계산하기 위하여 사용 되어진다. 만약 t<sub>1</sub> < 1/4 이라면, 평준화된 최대 스위칭 전류는 식 (1)로부터 구할 수 있다.

$$J_p = 1 - (1 - \frac{\pi}{2R_n F_n}) M, \quad t_1 > 1/4 \quad (21-a)$$

$$J_p = (1 - (1 - \frac{\pi}{2R_n F_n}) M) \text{SIN}(2\pi t_1) \quad t_1 < 1/4 \quad (21-b)$$

M이 클 경우 또는 t<sub>1</sub>이 클경우 식 (21-a)가 적용되고 M과 함께 J<sub>p</sub>는 감소함을 나타낸다. M이 작거나 t<sub>1</sub>이 작을 경우 (21-b)가 적용되고 SIN(2πt<sub>1</sub>)에 따라서 J<sub>p</sub>는 증가한다.

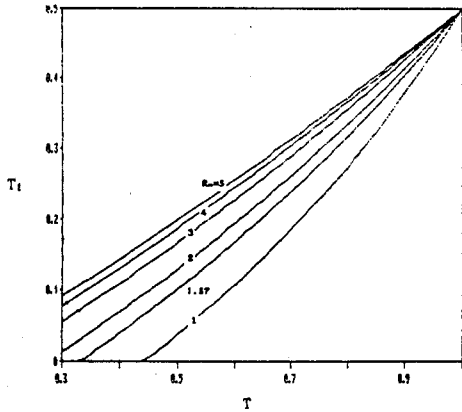


그림 4. 불연속 모드의 경계에서의 스위칭 주기와 Powering 시간  $t_1$

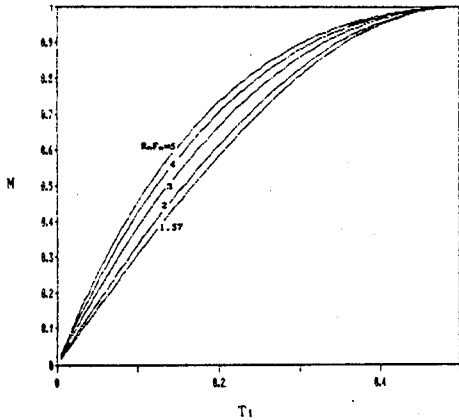


그림 5. 전압 이득과 Powering 시간

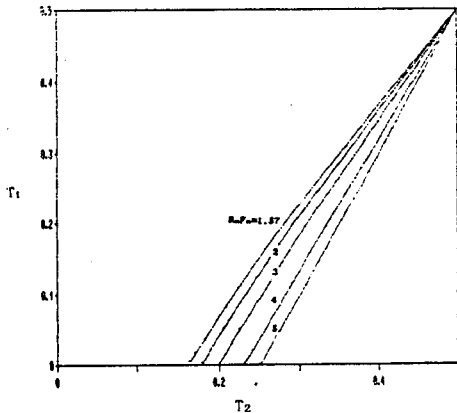


그림 6. 불연속 모드 시간  $t_2$ 와 Powering 시간  $t_1$

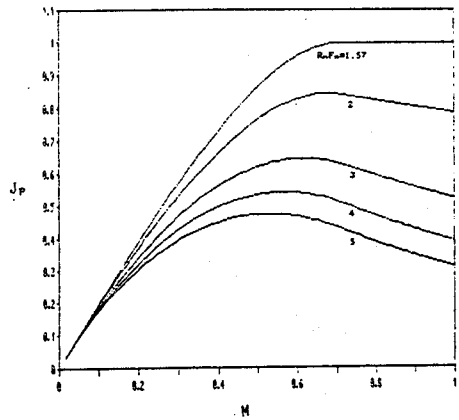


그림 7. 최대 스위치 전류와 전압 이득

III. Large Signal Model

그림 8.의 전류 파형을 보면 전류  $I_L$ 은  $Q_1$ 과  $Q_2$ 가 도통되는 시간  $t_1(k)$ 와  $Q_1$ 과  $D$ 가 도통되는  $t_2(k)$ 시간과 불연속 모드를 형성하는  $(T/2)$ 공진 반주기까지 하나의 Event로서 언급된다. 즉 시간  $t_0(k) - t_2(k)$ 까지  $k$ 번째 Event로서 언급된다. 이 분석을 통하여 공진 반주기가  $k$ 번째 Event로서 협약되고  $k$ 번째 Event의 마지막점이  $(k+1)$ 번째 Event의 시작점이 된다.

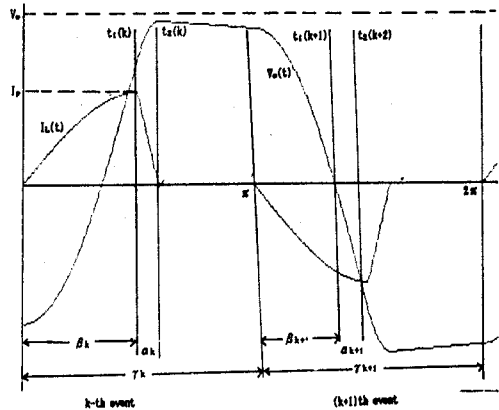


그림 8. 불연속 모드를 이용한 PWM 컨버터의 정상 상태하에서의 공진 전류와 공진 전압 파형

위의 그림 8.로부터 공진 주파수에 의한 각각의 도통 각은 다음과 같다.

$$\alpha_k \equiv \omega_0 [ t_2(k) - t_1(k) ] \quad (22)$$

$$\beta_k \equiv \omega_0 [ t_1(k) - t_0(k) ] \quad (23)$$

$$\gamma_k \equiv \alpha_k + \beta_k \quad (24)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (25), \quad Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (26)$$

전류, 공진 전압, 출력 전압에 대한 최종 이산 상태 방정식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} X_1(k+1) &= X_1(k) \cos(\alpha_k + \beta_k) \\ &\quad - X_2(k) \frac{1}{Z_q} \sin(\alpha_k + \beta_k) \\ &\quad - X_3(k) \frac{1}{Z_0} \sin(\alpha_k + \beta_k) \\ &\quad + V_n \frac{1}{Z_0} [ \sin(\alpha_k + \beta_k) - \sin \alpha_k ] \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} X_2(k+1) &= X_1(k) Z_0 \sin(\alpha_k + \beta_k) + X_2(k) \cos(\alpha_k + \beta_k) \\ &\quad + X_3(k) [ \cos(\alpha_k + \beta_k) - 1 ] \\ &\quad - V_n [ \cos(\alpha_k + \beta_k) - \cos \alpha_k ] \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned}
 X_3(k+1) &= X_3(k) + \frac{C}{Z_0} \{ X_1(k) \sin(\alpha_k + \beta_k) \\
 &- X_2(k) \left[ 1 - \cos(\alpha_k + \beta_k) \right] \\
 &- V_a \left[ \cos(\alpha_k + \beta_k) - \cos \alpha_k \right] \\
 &- \frac{Z}{R_L} \gamma_k X_3(k) \} \quad (29)
 \end{aligned}$$

여기서

$$\tan \alpha_k = \frac{(V_a + X_2(k) - X_3(k)) \sin \beta_k + X_1(k) \cos \beta_k Z_0}{Z_0 X_1(k) \sin \beta_k - (V_a + X_2(k) - X_3(k)) \cos \beta_k + V_a}$$

$\beta$ 각의 Step 변화에 따른 평균 최대 공진 전류, 공진 전압 및 출력 전압 파형의 순간 응답이 그림 9., 10., 11.에 도시 되었다. 여기서  $\beta$ 각은 45°에서 60°로 15°의 Step 변화를 만든다.

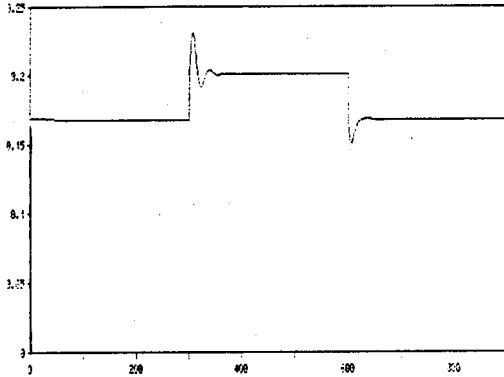


그림 9. 최대 공진 전류의 순간 응답 파형

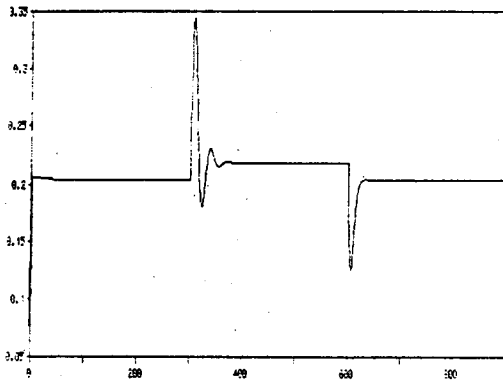


그림 10. 공진 전압의 순간 응답 파형

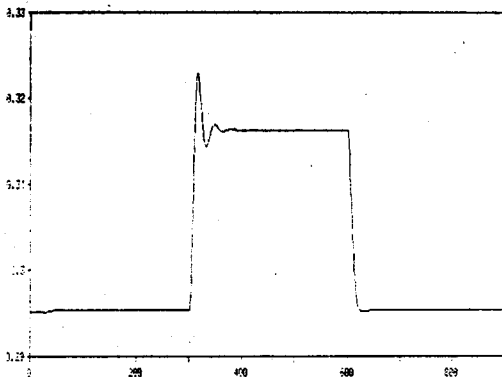


그림 11. 출력 전압의 순간 응답 파형

Simulation을 위하여 사용된 Full Bridge 공진형 컨버터의 Parameter 값들은 아래와 같다.

표 1. Simulation에 사용된 Parameter 값

입력 전압 (Vs)	70V
출력 전압 (Vo)	0 - 72V
최대 전력	75w
공진 주파수 (fo)	200KHz
특성 임피던스 (Zo)	3.16
공진 Capacitor (c)	0.236uf
출력 Capacitor (Co)	22uf
기준 전압 (Vs)	72V

III. 소신호 동특성 모델

이산 상태 방정식은 비선형의 단점이 다르게 된다. 따라서 일반적인 입력력 전달함수의 미분치를 상태의 최소 혼란이라 생각하면 공진형 컨버터의 응답은 주어진 동작점에서 결정되어지고 상태 방정식은 선형화 된다. 선형화 되어진 방정식은 시스템의 소신호 주파수 응답의 모델링에 대하여 유용하게 된다. 이산 상태 방정식은 차에 의한 도함수의 근사성을 사용하면 연속적인 시간으로 변화 되어진다.

$$X_1(t_k) = \frac{X_1(k+1) - X_1(k)}{t_o(k+1) - t_o(k)} \quad (30)$$

여기서

$$(t_o(k+1) - t_o(k))^{-1} = \frac{\omega}{\gamma} \quad (31-a)$$

$$X_1 = f_1(X_1, X_2, \alpha, V_a, V_o) = \frac{\omega}{\gamma} f_1^* \quad (31-a)$$

$$X_2 = f_2(X_1, X_2, \alpha, V_a, V_o) = \frac{\omega}{\gamma} f_2^* \quad (31-b)$$

$$i_o = f_{ou}(X_1, X_2, \alpha, V_a, V_o) = \frac{1}{\gamma} f_{ou}^* \quad (31-c)$$

어떤 변수의 동작점은 bar을 갖는다. 변수의 순서치는 동작점과 외란의 합이다. 여기서 동작점은 정상 상태 해이다. 따라서

$$0 = f_1(\bar{X}_1, \bar{X}_2, \bar{\alpha}, \bar{V}_a, \bar{V}_o) \quad (32-a)$$

$$\bar{i}_o = f_{ou}(\bar{X}_1, \bar{X}_2, \bar{\alpha}, \bar{V}_a, \bar{V}_o) \quad (32-b)$$

방정식 (32) 은 동작점과 외란에 따라서 쓰여진다.

$$[\bar{X}_1 + X_1] = f_1(\bar{X}_1 + X_1, \bar{X}_2 + X_2, \bar{\alpha} + \alpha, \bar{V}_a + V_a, \bar{V}_o + V_o) \quad (33-a)$$

$$[\bar{X}_2 + X_2] = f_2(\bar{X}_1 + X_2, \dots, \bar{V}_o + V_o) \quad (33-b)$$

$$\bar{i}_o + i_o = f_{ou}(\bar{X}_1 + X_1, \dots, \bar{V}_o + V_o) \quad (33-c)$$

다음의 행렬 형태가 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \alpha \\ V_a \\ V_o \end{bmatrix} \quad (34)$$

여기서

$$a_{1j} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial X_j} \right|_{op}, \quad b_{11} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} \right|_{op}, \quad b_{12} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_a} \right|_{op},$$

$$b_{13} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_o} \right|_{op}$$

정상상태인 동작점의 값을 대입 시켜주면

$$\bar{X}_1 = 0 \quad (35)$$

$$\bar{X}_2 = -V_o - \left\{ \frac{\cos(\alpha+\beta) - \cos\alpha}{1 - \cos(\alpha+\beta)} \right\} V_o \quad (36)$$

$$\bar{V}_o = V_o \left\{ \frac{\sin\gamma - \sin\alpha}{\sin\gamma} - \frac{\cos\alpha - \cos\gamma}{(1 - \cos\gamma)} \right\} \quad (37)$$

$$\left. \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \right|_{op} = \frac{Z_o \{ \cos(\alpha + \beta) - 1 \}}{\cos(\alpha + \beta) - \cos\alpha} \quad (38)$$

$$\left. \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \right|_{op} = 0 \quad (39)$$

$$\left. \frac{\partial \alpha}{\partial V_o} \right|_{op} = \left. \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \right|_{op} \quad (40)$$

Matrix A의 원소들에 대하여

$$a_{11} = \left. \frac{\omega_o}{\gamma} \frac{2f_1^*}{\partial X_1} \right|_{op} = \frac{\omega_o}{\gamma} \{-1 + \cos(\alpha + \beta)\} \quad (41-a)$$

$$a_{12} = \left. \frac{\omega_o}{\gamma} \left\{ -\frac{\sin(\alpha + \beta)}{Z_o} \right\} \right|_{op} \quad (41-b)$$

$$a_{21} = \left. \frac{\omega_o}{\gamma} \{ Z_o \sin(\alpha + \beta) - 1 \} \right|_{op} \quad (41-c)$$

$$a_{22} = \left. \frac{\omega_o}{\gamma} \{ \cos(\alpha + \beta) \} \right|_{op} \quad (41-d)$$

(34)식에 의하여 정의 되어진 Matrix B의 원소들은 아래와 같이 된다.

$$b_{11} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial \alpha} \right|_{op} = \left. \frac{\omega_o}{\gamma} \frac{\partial f_1^*}{\partial \alpha} \right|_{op} \quad (42-a)$$

$$b_{12} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_o} \right|_{op} = \frac{-\omega_o}{\gamma} \left\{ \frac{1}{Z_o} \sin(\alpha + \beta) - \sin\alpha \right\} \quad (42-b)$$

$$b_{13} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_o} \right|_{op} = \frac{-\omega_o}{\gamma} \sin(\alpha + \beta) \quad (42-c)$$

$$b_{21} = \left. \frac{\partial f_2}{\partial \alpha} \right|_{op} = \left. \frac{\omega_o}{\gamma} \frac{\partial f_2^*}{\partial \alpha} \right|_{op} \quad (42-d)$$

$$b_{22} = \left. \frac{\partial f_2}{\partial V_o} \right|_{op} = \frac{-\omega_o}{\gamma} \{ \cos(\alpha + \beta) - \cos\alpha \} \quad (42-e)$$

$$b_{23} = \left. \frac{\partial f_2}{\partial V_o} \right|_{op} = \frac{-\omega_o}{\gamma} \{ \cos(\alpha + \beta) - 1 \} \quad (42-f)$$

다음의 출력 방정식을 구하면 아래와 같다.

$$\bar{I}_o + \bar{I}_o = \frac{1}{\gamma + \gamma} f_{ou}^* (\bar{X}_1 + \bar{X}_1, \bar{X}_2 + \bar{X}_2, \bar{\alpha} + \bar{\alpha}, \bar{V}_o + \bar{V}_o, \bar{V}_o + \bar{V}_o) \quad (43)$$

소신호 출력 방정식은 (44)식이 된다.

$$\dot{\bar{i}}_o = C \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} \alpha \\ V_o \end{bmatrix} \quad (44)$$

matrix의 C의 요소들은 아래에서 주어진다.

$$C_1 = \frac{1}{\gamma} \left[ \frac{\partial f_{ou}^*}{\partial X_1} - I_o \frac{\partial \alpha}{\partial X_1} \right]_{op}$$

$$= \frac{1}{\gamma} \left[ \sin(\alpha) - I_o \frac{Z_o \{ \cos(\alpha + \beta) - 1 \}}{\cos(\alpha + \beta) - \cos\alpha} \right] \quad (45-a)$$

$$C_2 = \frac{1}{\gamma} \left[ \frac{\partial f_{ou}^*}{\partial X_2} - I_o \frac{\partial \alpha}{\partial X_2} \right]_{op} = \frac{1}{\gamma} \frac{1}{\cos(\alpha + \beta) - 1} \quad (45-b)$$

Matrix D의 원소들은 아래에서 주어진다.

$$d_1 = \frac{1}{\gamma} \left[ \frac{\partial f_{ou}^*}{\partial X_1} - I_o \right] = \frac{1}{\gamma} \{ \bar{X}_1 - \bar{I}_o \} \quad (46-a)$$

$$d_2 = \frac{1}{\gamma} \left[ \frac{\partial f_{ou}^*}{\partial V_o} \right]_{op} = \frac{1}{\gamma} \{ \cos\alpha - \cos(\alpha + \beta) - 1 \} \quad (46-b)$$

$$d_3 = \frac{1}{\gamma} \left[ \frac{\partial f_{ou}^*}{\partial V_o} - I_o \frac{\partial \alpha}{\partial V_o} \right]_{op} = \frac{1}{\gamma} \left[ \frac{1}{Z_o} \{ \cos(\alpha + \beta) - 1 \} \right] \quad (46-c)$$

### N. 결론

불연속 모드를 이용한 컨버터는 스위칭 주파수가 출력 을 제어하기 위하여 변할 필요가 없이 다만 PWM 제어 방식만을 가지고 출력을 제어할 수 있으며 컨버터에 불연속 모드를 존재하게 함으로서 스위칭 손실과 Noise를 줄일 수 있었다. 그러나 스위칭 전류 Stress와 스위칭 Loss사이에서 Trade Off가 이루어지므로 중부하에서의 사용에 서는 단점을 갖고 있음을 Simulation을 통하여 알수있었다. 또한 이 컨버터에 대하여 Approximation Method를 적용하여 연속적인 두 Event에 대한 분석을 통하여 이산 상태 방정식을 유도하였으며 이에 의하여 불연속 모드의 변화에 의한 정상상태하에서의 회로 동작을 예측할 수 있었다. 이산 상태 방정식을 선형화 하여 소신호 출력 방정 식을 유도함으로써 해석 안정화 해석에도 이용될 수 있도록 하였다.

### 참고 문헌

- (1) Khai. D. T. Ngo, " Analysis of A Series Resonant Converter Pulse Width-Modulated or Current- Controlled For low Switching Loss, " IEEE PESC Rec, pp. 527-536, 1987.
- (2) R. J. King and T. A. Stuart, " A large signal dynamic simulation for a resonant converter, " IEEE Tras. on AES vol. AES-19. NO. 6, pp. 857-870, Nov. 1983.
- (3) V. Vorperian and S. Cuk, " A complete dc analysis of the series resonant converter, " IEEE PESC Rec., pp. 85-100, 1982.
- (4) R. J. King and T. A. Stuart, " Small- Signal Model for the Series Resonant Converter, " IEEE Tras. on AES vol. AES-21. NO. 3, pp. 301-319, May. 1985.