

승압형 PWM 싸이클로컨버터에 관한 연구

A Study on the Step-up PWM Cycloconverter

朴 旻 鎬* · 洪 淳 瓚** · 金 基 澤***

(Min-Ho Park · Soon-Chan Hong · Gi-Taek Kim)

요 약

본 논문에서는 승압형 PWM 싸이클로컨버터 회로를 제안하였다. 기존의 PWM 싸이클로컨버터의 입력측에 리액터를 사용하여 전류원으로 동작하게 하고 출력측에 커패시터를 사용하여 전압원을 구성하였다. dq변환을 이용하여 전체 시스템을 상태방정식으로 표현하였으며 정상상태 특성을 산정하였다. 제안된 회로는 입력전압의 2~5배 정도의 출력전압을 발생하며 전압제어가 가능하다. 출력전압과 입력전류는 거의 정현파에 근사하고 전압확립(Voltage build-up)기능을 갖고 있으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 특성을 확인하였다.

Abstract- This paper proposes a new PWM cycloconverter which can step up input voltage. With input reactors ac power supply acts as current source, and with output capacitors the balanced output voltage is build-up. The converter is modeled with fourth order state equation using dq transformation and the steady state characteristics are evaluated. It is shown that the proposed converter can generate the output voltage 2~5 times greater than input voltage. The output voltage and input current have sinusoidal and smooth waveforms and the converter is capable of voltage build-up. The characteristics of the proposed converter is verified with simulation and experiment.

1. 서 론

주파수 변환기(Frequency changer)는 일정전압과 주파수의 교류를 원하는 전압과 주파수를 갖는

교류로 변환하는 장치이다. 여기에 요구되는 성능은 출력전압의 크기와 주파수를 넓은 범위에서 가변시킬 수 있어야 하며 출력전압과 입력전류가 정현파에 가까워야 한다는 것이다. 또한 양방향 전력전달과 입력측 역율제어가 가능하여야 한다. 정지형 주파수 변환기는 크게 간접변환방식과 직접제어방식으로 구분할 수 있다. 간접변환방식은 다상교류를 직류 혹은 고주파수의 교류의 중간단계를 거쳐 다시 원하는 전압과 주파수를 갖는 교류

*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 教授 · 工博

**正 會 員 : 檀國大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博

***正 會 員 : 서울대 大學院 電氣工學科 博士課程

接受日字 : 1989年 3月 22日

1次修正 : 1989年 5月 3日

전압을 발생하는 것으로 제어정류기—dc link—인버터 형태가 대표적이다. 직접변환방식은 입력측 사이에 반도체 스위칭 소자를 배열하여 입력전압을 적절히 선택하여 원하는 출력전압파형을 합성하는 것으로 싸이크로콘버터가 대표적이다. 기존의 직접변환방식으로는 자연전류형 싸이크로콘버터(Natural Commutated Cycloconverter)가 있으며 이는 SCR을 사용하여 자연전류(Line Commutation) 방식으로 운전되며 낮은 차수의 고조파가 발생하고 입력측이 부하에 관계없이 항상 지상이 되며 출력주파수가 입력주파수의 1/3~1/2 이하에서 동작한다는 단점이 있다.

강제전류형 싸이크로콘버터(Forced Commutated Cycloconverter)에 대한 이론은 1976년 Gyugyi [1]에 의해 제안되었으며 이 방식은 앞에서 언급한 성능을 거의 만족하며 전압과 주파수 가변범위가 넓고 Sub-harmonics가 발생하지 않는 장점이 있는 반면, 출력전압과 입력전류에 낮은 차수의 고조파가 발생하여 필터링 하기 어렵다는 단점을 갖고 있다. 이러한 문제는 Venturini [2]가 제안한 저주파수 변조함수(Low Frequency Modulation Function)에 의한 PWM방식으로 해결되었으며 출력전압이 입력전압의 1/2을 넘지 못한다는 것과 스위칭 주파수가 높다는 것이 문제점으로 지적되었다. 이러한 제약조건을 해결하기 위하여 출력전압범위의 개선과 낮은 스위칭 주파수에서 출력전압과 입력전류에 발생하는 고조파를 억제하기 위한 연구가 시도되고 있으며 [3]~[6] 이는 저주파수 변조함수를 대상으로 하고 있다.

강제전류형 싸이크로콘버터는 3상—3상 변환의 경우 9개의 양방향성 스위치로 구성되어 있어 입출력측에서 보면 대칭형태(Bidirectionality)를 갖고 있다. 일반적으로 입력측을 전압원으로 하고 출력측은 Low-Pass 특성을 갖는 부하를 가정하여 전류원으로 간주하고 있다.

이러한 대칭성을 이용하여 입력측과 출력측을 교환할 수 있으며 전압원과 전류원 중에서 어느 쪽이 입력이냐에 따라 step-down 동작과 step-up 동작을 할 수 있다.

본 논문에서는 입력측에 리액터를 연결하여 전류원을 구성하고 출력측에 커패시터를 연결하여 전압원으로 한 승압형 싸이크로콘버터를 제안하였다. 제안된 회로의 상태방정식을 dq변환에 의해 유도하고 이에 대한 정상상태 특성을 조사하고 제안된 회로의 동작특성을 디지털 시뮬레이션과 실험을 수행하여 입증하였다.

2. PWM 싸이크로콘버터의 수학적 표현

3상—3상 주파수 변환기는 그림 1과 같이 9개의 스위치로 구성되어 있으며 입력과 출력측이 스위치를 통해 연결된다. 입력측은 교류전압원이며 출력측은 Low-pass 특성을 갖는 전류원으로 가정하여 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} [V_i] &= \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \cos \omega t \\ V_i \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ V_i \cos(\omega t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \\ [I_o] &= \begin{bmatrix} I_{o1} \\ I_{o2} \\ I_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o \cos(\omega_o t + \phi) \\ I_o \cos(\omega_o t + \phi + 2\pi/3) \\ I_o \cos(\omega_o t + \phi + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1) \end{aligned}$$

식 (1)과 같이 입력전압과 출력전류가 주어질 때 출력전압과 입력전류의 평균치가 원하는 값이 되도록 그림 1의 스위치 S1~S9의 스위칭 시간을 결정한다. 즉 다음 조건을 $M(t)$ 를 찾는 문제로 귀착된다.

$$\begin{aligned} [V_o] &= [M(t)][V_i] \\ [I_i] &= [M(t)]^T [I_o] \\ [M(t)] \cdot \mathbb{1} &= \mathbb{1} \quad (2) \end{aligned}$$

여기서 $\mathbb{1}$ 은 모든 성분이 1인 벡터이며 입력측 단락 및 출력측 개방을 방지하는 조건이다.

식 (2)를 만족하는 $M(t)$ 는 다음과 같이 2가지가 존재한다.

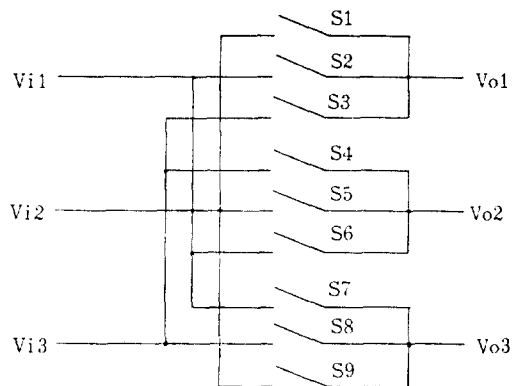


그림 1 3상—3상 주파수 변환기
Fig. 1 Three phase to three phase frequency changer

$$[M_s(t)] = 1/3$$

$$\left[\begin{array}{l} 1+2qcs(0) \quad 1+2qcs(-\frac{2\pi}{3}) \quad 1+2qcs(-\frac{4\pi}{3}) \\ 1+2qcs(-\frac{4\pi}{3}) \quad 1+2qcs(0) \quad 1+2qcs(-\frac{2\pi}{3}) \\ 1+2qcs(-\frac{2\pi}{3}) \quad 1+2qcs(-\frac{4\pi}{3}) \quad 1+2qcs(0) \end{array} \right] \quad (3)$$

$$CS(x) = \cos(\omega_m t + x), \quad \omega_m = \omega_o - \omega_i$$

$$0 \leq q = V_o / V_i \leq 0.5$$

$$[M_a(t)] = 1/3$$

$$\left[\begin{array}{l} 1+2qCA(0) \quad 1+2qCA(-\frac{2\pi}{3}) \quad 1+2qCA(-\frac{4\pi}{3}) \\ 1+2qCA(-\frac{2\pi}{3}) \quad 1+2qCA(-\frac{4\pi}{3}) \quad 1+2qCA(0) \\ 1+2qCA(-\frac{4\pi}{3}) \quad 1+2qCA(0) \quad 1+2qCA(-\frac{2\pi}{3}) \end{array} \right] \quad (4)$$

$$CA(x) = \cos[-(\omega_o + \omega_i)t + x]$$

M(t)의 성분은 각각 그림 1의 스위치의 상대적인 스위칭 시간을 의미하기 때문에 q의 최대치는 0.5가 되며 그 이상이 되면 음의 스위칭 시간이 되어 실현불가능하게 된다. 따라서 출력전압은 입력전압의 1/2에서 제한된다. 식 (3), (4)를 저주파수 변조행렬(Low Frequency Modulation Matrix)라고 하며 출력전압은 ω_o 의 주파수와 qV_i 의 전압을 갖는 대칭 3상 전압이 된다. 여기서 q를 전압이용율(Voltage Utilization)이라고 한다. 식 (3)의 변조행렬은 대칭모드(Symmetric Mode)라고 하고 식 (4)를 반대칭 모드(Antisymmetric Mode)라고 한다. 대칭모드에서는 출력역율(Low-pass 특성을 갖고 있기 때문에 지상이 된다)이 그대로 입

력측에 반영되고 반대칭모드에서는 출력역율이 반전되어 입력측에는 진상으로 나타난다. 따라서 각 모드를 선형결합한다면 입력측 역율을 제어할 수 있으며 1로 만들 수도 있다. 전체 변조행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$[M(t)] = \alpha_1[M_s(t)] + \alpha_2[M_a(t)] \quad (5)$$

$$0 \leq \alpha_1, \alpha_2 \leq 1, \alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

이러한 변환방식은 입력측을 전압원, 출력측을 전류원으로 구성하였기 때문에 step-down 동작을 하게 된다. step-up chopper의 원리를 이용하여 입력측에 리액터를 연결하여 전류원을 구성하고 출력측에 커패시터를 사용하여 전압원으로 할 경우 승압형 싸이크로콘버터를 구성할 수 있다.

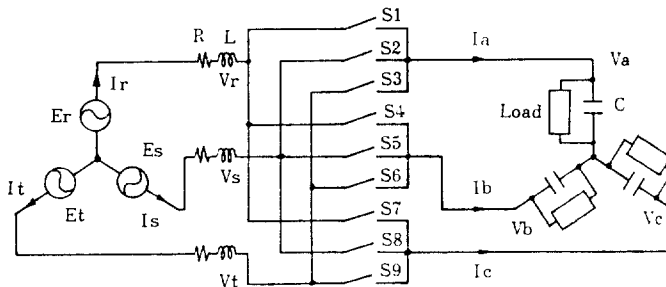
3. 승압형 PWM 싸이크로콘버터

제안된 회로의 전력회로는 그림 2(a)와 같고 9개의 자기소호(self commutation) 가능한 양방향 스위칭 소자는 그림 2(b)와 같이 MOSFET와 4개의 다이오드로 구성되어 있다. 입력측에는 전류원을 구성하기 위해 리액터가 직렬로 연결하고 출력측에 3상 대칭전압을 만들기 위하여 커패시터가 있으며 부하로서 저항부하가 연결되어 있다. $s_1 \sim s_9$ 의 스위칭 시간은 앞에서의 M(t)를 이용하여 결정되며 전체 회로에 대한 관계식은 다음과 같다.

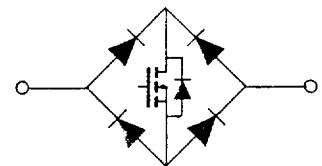
$$e_r = (Lp + R)i_r + V_r$$

$$e_s = (Lp + R)i_s + V_s$$

$$e_t = (Lp + R)i_t + V_t \quad (6)$$



(a) 전력회로



(b) 양방향성 스위치

그림 2 승압형 PWM 싸이크로콘버터
Fig. 2 Step-up PWM cycloconverter

$$\begin{aligned} i_a &= (C_p + 1/R_L)V_a \\ i_b &= (C_p + 1/R_L)V_b \\ i_c &= (C_p + 1/R_L)V_c \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

- $p = d/dt$: 미분연산자
- e_r, e_s, e_t : 입력 상전압
- i_r, i_s, i_t : 입력 선전류
- V_r, V_s, V_t : 주파수 변환기 입력전압
- V_a, V_b, V_c : 주파수 변환기 출력전압
- i_a, i_b, i_c : 주파수 변환기 출력전류
- R : 인덕터 저항
- L : 인덕터
- C : 커패시터
- R_L : 부하저항

식(6)은 입력에 관한 식이고 식(7)은 출력에 관한 식으로 입력측은 rst , 출력측은 abc 첨자를 사용하였다. 또한 입력측 상전압 e_r, e_s, e_t 는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} e_r \\ e_s \\ e_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}Vi \cos \omega_1 t \\ \sqrt{2}Vi \cos (\omega_1 t + 2\pi/3) \\ \sqrt{2}Vi \cos (\omega_1 t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (8)$$

식(5)와 같은 변조행렬을 사용하면 주파수 변환기 입출력 전압, 전류에서 다음의 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} [V_{rst}] &= [M(t)][V_{abc}] \\ [I_{abc}] &= [m(t)]^T [I_{rst}] \end{aligned} \quad (9)$$

식(6)~(9)를 다음의 변환행렬을 이용하여 전원 주파수 ω_1 의 동기각속도로 회전하는 d_q 좌표계로 변환한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X_r \\ X_s \\ X_t \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_q \\ X_d \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_q \\ X_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서

$$[C] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t & \sin \omega_1 t \\ \cos (\omega_1 t + 2\pi/3) & \sin (\omega_1 t + 2\pi/3) \\ \cos (\omega_1 t + 4\pi/3) & \sin (\omega_1 t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11)$$

X 는 전압 혹은 전류변수를 표시하며 입력측 rst 첨자는 d_q 첨자로, 출력측 abc 는 DQ 첨자로 나타낸다. 식(6)과 식(7)을 변환하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_q \\ e_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p + R & \omega_i L \\ -\omega_i L & L_p + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_p + 1/R_L & \omega_i C \\ -\omega_i C & C_p + 1/R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (13)$$

q 축을 전원의 r 상에 일치시키면 e_q 는 $\sqrt{3}Vi$ 가 되고 e_d 는 0가 된다. 식(9)와 식(10)에서 다음의 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} V_{dq} &= C^T V_{rst} = C^T M(t) V_{abc} = C^T M(t) C V_{DQ} = M_{dq}(t) V_{DQ} \\ I_{DQ} &= C^T I_{abc} = C^T M^T(t) I_{rst} = C^T M^T(t) C I_{dq} = M^T_{dq}(t) I_{dq} \end{aligned} \quad (14)$$

여기서

$$M_{dq}(t) = C^T M(t) C = q \begin{bmatrix} \cos \omega_m t & -\sin \omega_m t \\ \alpha \sin \omega_m t & \alpha \cos \omega_m t \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$(\omega_m = \omega_o - \omega_i, \alpha = \alpha_1 - \alpha_2)$$

이상의 관계에서 전체 시스템의 상태방정식은 다음과 같이진다. 여기서 상태변수는 리액터 전류 i_a, i_q 와 커패시터 전압 V_D, V_q 이다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \\ \dot{V}_q \\ \dot{V}_D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R/L & -\omega_i & -\frac{1}{L}M_{dq}(t) \\ \omega_i & -R/L & \\ \frac{1}{C}M^T_{dq}(t) & & -1/R_L C & -\omega_i \\ & & \omega_1 & -1/R_L C \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ V_q \\ V_D \end{bmatrix} &+ \begin{bmatrix} \sqrt{3}Vi/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

식(16)의 상태방정식은 $Mdq(t)$ 에 시변(Time varying)요소를 포함하고 있다. 또한 일반적인 상태방정식에서 제어입력에 해당하는 벡터가 일정한 반면, $Mdq(t)$ 에 포함된 q, ω_m, α 등의 제어요소가

시스템행렬에 포함되어 있어 비선형 상태방정식으로 볼 수 있다.

4. 정상상태 특성

식(16)의 상태방정식은 비선형이기 때문에 해석하기가 어렵다. 본 절에서는 식(16)의 정상상태특성을 파악하기 위하여 특해(Particular Solution)를 구하기로 한다. 전력변환기가 교류전력수수를 하기 위해서는 동기좌표계로 변환한 i_q, i_d 가 정상상태에서 일정하다는 점에서 다음의 조건을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} id &= Id, \dot{id} = 0 \\ iq &= Iq, \dot{iq} = 0 \\ Id, Iq &: \text{Constant} \end{aligned} \quad (17)$$

따라서 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -\omega_i \\ \omega_i & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq \\ Id \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} Iq \\ Id \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3}Vi/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_o \\ \dot{V}_d \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} Iq \\ Id \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/R_L C & -\omega_i \\ \omega_i & -1/R_L C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \end{bmatrix} \quad (19)$$

식(18)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} Mdq \\ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -\omega_i L \\ \omega_i L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq \\ Id \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3}Vi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

여기서 Iq, Id 는 일정하기 때문에 식(20)의 우변은 일정하다. 즉, $[A \ B]^T$ 로 놓을 수 있다. 따라서 V_o, V_d 는 다음과 같은 형태가 된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Mdq(t) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{q} \begin{bmatrix} \cos \omega_m t & \frac{1}{a} \sin \omega_m t \\ -\sin \omega_m t & \frac{1}{a} \cos \omega_m t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

식(21)은 $q \neq 0$ 인 경우에 관한 식이며 식(21)을

식(19)에 대입하여 정리하면 다음의 4차 연립방정식을 얻을 수 있으며 이 방정식에서 Iq, Id, A, B 를 구하면 정상상태의 제변수를 알 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \omega_i + \omega_m - 1/R_L C \ q^2 a / C & 0 \\ 1/R_L C \ \omega_i + \omega_m & 0 & -q^2 / C \\ 0 & \alpha & R & -\omega_i L \\ 1 & 0 & \omega_i L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ Iq \\ Id \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}Vi \end{bmatrix} \quad (22)$$

식(22)의 방정식을 풀고 식(10), (11), (17), (21)을 이용하여 원래의 변수 V_a, I_r 로 역변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_a &= \sqrt{2/3}(V_o \cos \omega_i t + V_d \sin \omega_i t) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{q} (A \cos \omega_o t - \frac{B}{a} \sin \omega_o t) \\ &= \frac{1}{q} \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ A^2 + \left(\frac{B}{a}\right)^2 \right\} \cos(\omega_o t + \phi_v) \end{aligned} \quad (23)$$

$(\omega_o = \omega_i + \omega_m)$

$$\begin{aligned} i_r &= \sqrt{\frac{2}{3}} (Iq \cos \omega_i t + Id \sin \omega_i t) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} (Id^2 + Iq^2) \cos(\omega_i t - \phi_i) \end{aligned} \quad (24)$$

식(23), (24)에서 출력전압은 원하는 주파수 ω_o 의 정현파가 되고 입력전류는 전원주파수 ω_i 의 정현파가 되는 것을 알 수 있다. 제안된 회로의 입력전압에 대한 출력전압의 비, 즉 전압이용률을 q' 라고 정의하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} q' &= \frac{1}{\sqrt{2}Vi} \cdot \frac{1}{q} \sqrt{\frac{2}{3} \left\{ A^2 + \left(\frac{B}{a}\right)^2 \right\}} \\ &= \frac{1}{qVi} \sqrt{\frac{1}{3} \left\{ A^2 + \left(\frac{B}{a}\right)^2 \right\}} \end{aligned} \quad (25)$$

$q=0$ 인 경우 식(21)의 역행렬이 존재하지 않기 때문에 위 방법으로 해를 구할 수 없으며 식(16)의 상태방정식은 다음과 같이 2개의 독립된 미분방정식이 된다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -\omega_i \\ \omega_i & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3}Vi/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_q \\ \dot{V}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/R_L C & -\omega_i \\ \omega_i & -1/R_L C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_D \end{bmatrix} \quad (27)$$

식(26)은 대수방정식으로 그 해는 다음과 같다.

$$I_{q0} = \frac{\sqrt{3}V_i \cdot R}{R^2 + (\omega_i L)^2} \quad (28)$$

$$I_{d0} = \frac{\sqrt{3}V_i \cdot \omega_i L}{R^2 + (\omega_i L)^2}$$

또한 식(27)은 forcing term이 없으며 특성방정식의 근이 모두 left half plane에 있어 asymptotically stable하기 때문에 V_q, V_D 는 정상상태에서 전부 0이 된다.

$$\det(sI - \begin{bmatrix} -1/R_L C & -\omega_i \\ \omega_i & -1/R_L C \end{bmatrix})$$

$$= (s + \frac{1}{R_L C})^2 + \omega_i^2$$

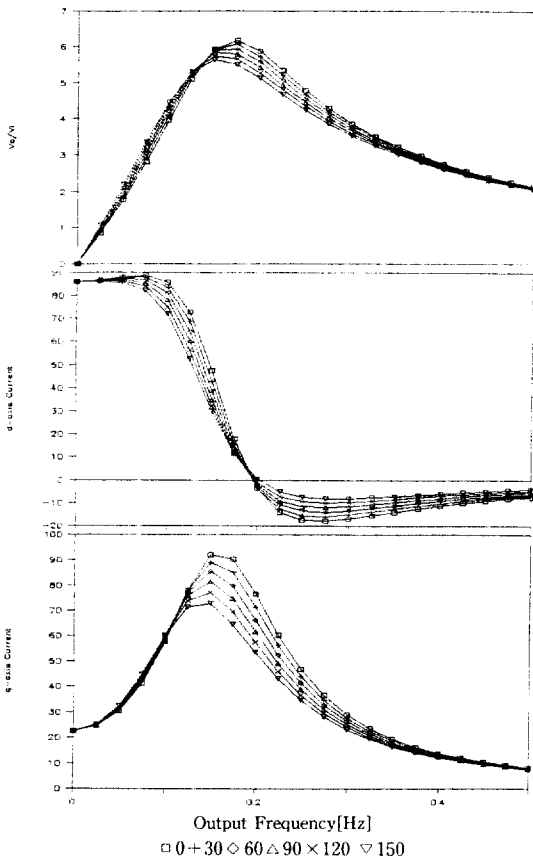


그림 3 q, f_o 의 변화에 따른 정상상태 특성 ($\alpha=1$, 부하=100ohm)

Fig. 3 Steady state characteristics at various q, f_o ($\alpha=1$, Load=100 ohm).

$$V_{q0} = V_{D0} = 0 \quad (29)$$

또한 식(27)에서 $q=0$ 일 때 (출력전압은 0) I_d, I_q 는 변조행렬과 부하에 관계없이 입력측 리액터 값과 전원전압과 주파수에 의해 결정되는 것을 알 수 있다.

식(22)~(29)를 이용하여 정상상태 특성을 도식한 것이 그림3~5이다. 그림 3은 $\alpha=1$, 부하저항이 100[ohm]인 경우 q 를 0~0.5로 변화시키면서 전압이용률 q' , 입력전류의 dq 성분인 I_d, I_q 를 보인것으로 출력전압의 주파수 $f_o(f_o = \omega_o/2\pi)$ 가 0~150Hz 사이의 6가지 경우에 대하여 함께 보이고 있다. q 가 0에서 증가하면서 q' 는 거의 선형적으로 증가하다가 최대값을 지난 후 q 에 반비례하여 감소하는 것을 알 수 있다. $q < 0.2$ 인 부분에서는 I_d 즉, 무효전류가 매우 크고 효율이 떨어지기

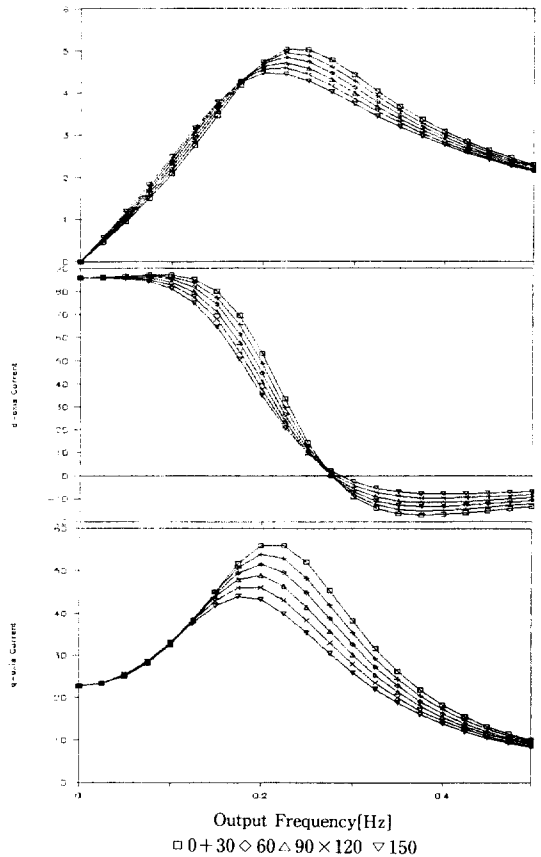


그림 4 q, f_o 의 변화에 따른 정상상태 특성 ($\alpha=0.5$, 부하=100ohm)

Fig. 4 Steady state characteristics at various q, f_o ($\alpha=0.5$, Load=100ohm).

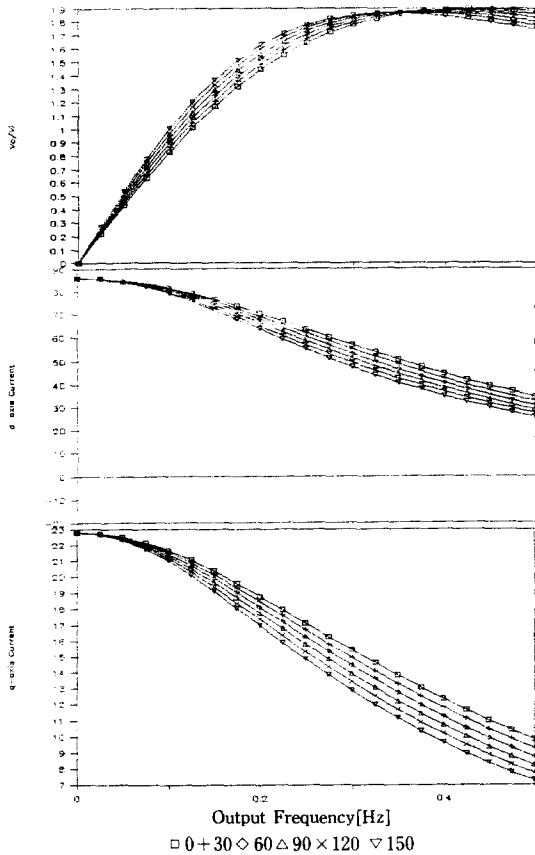


그림 5 q , f_o 의 변화에 따른 정상상태 특성 ($\alpha=0$, 부하=100ohm)

Fig. 5 Steady state characteristics at various q , f_o ($\alpha=0$, Load=100ohm).

때문에 실용상 문제가 있을 것으로 생각되며 $q > 0.2$ 인 영역에서 출력전압을 입력전압의 2~5배 범위에서 제어할 수 있다는 것을 알 수 있다. 출력전압의 주파수 변화에 따라 특성이 약간씩 변화하지만 출력의 주파수 및 전압 제어에는 문제가 없다. 그림 4와 그림 5는 같은 조건에서 각각 $\alpha=0.5$, $\alpha=0$ 이므로 한 것이다. α 가 감소하면서 출력전압의 크기가 감소하고 전압이용율 q' 가 최대 값을 갖는 q 의 값이 커지는 것을 알 수 있다. 따라서 사용가능영역이 줄어드는 효과를 가져온다. 특히 그림 5의 경우 ($\alpha=0$) 전압제어가 거의 불가능하다. 실효성분전류인 I_q 는 전압이용율과 거의 비슷한 특성을 갖게 되며 무효성분전류 I_d 는 q 가 증가할수록 감소하다가 전압이용율이 최대값이 되는 부근에서 반전되어 음의 값을 갖게 된다. 즉, 진상이 되는 것을 의미하며 α 가 감소할수록 $I_d=0$

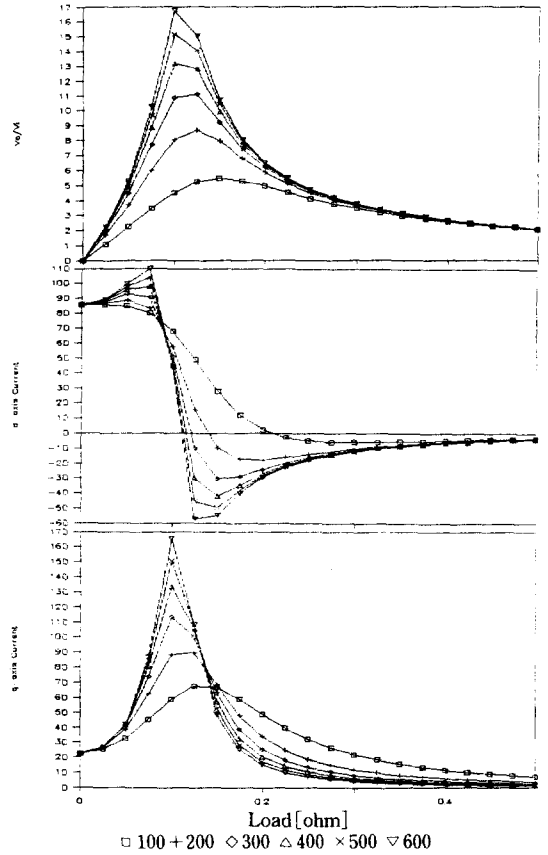


그림 6 부하변화에 따른 정상상태 특성 ($\alpha=1$, $f_o=30\text{Hz}$)

Fig. 6 Steady state characteristics at various load ($\alpha=1$, $f_o=30\text{Hz}$).

되는 q 의 값이 증가하다가 $\alpha=0$ 에 접근하면 I_d 는 항상 양의 값을 갖는다. $q=0$ 에서는 식 (28), (29)에서 보는 바와 같이 전압이용율 즉, 출력전압이 0가 되며 I_d , I_q 의 값은 일정하게 된다.

출력주파수 f_o 는 $f_o=f_i+f_m$ 의 관계를 갖게 되며, 변조행렬의 주파수가 f_m 인 경우와 $-(2f_i+f_m)$ 인 경우 출력주파수는 같고 상회전 순서가 뒤바뀌게 된다. 이때 α 의 부호를 반전시키면 모든 특성이 동일하게 된다. 즉, $\alpha=1$, $f_m=30\text{Hz}$ 의 경우와 $\alpha=-1$, $f_m=-(2f_i+f_m)=-2(2 \times 60+30)=-150\text{Hz}$ 의 경우가 특성이 동일하다. 그림 6은 $\alpha=1$, $f_o=30\text{Hz}$ 의 경우에 대하여 부하저항을 변화시키면서 특성의 변화를 살펴본 것이다. 부하가 감소할수록 출력전압이 증가하고 I_d 가 음의 방향으로 큰 값을 갖는 범위가 존재하는 것을 알 수 있다.

5. 시뮬레이션 및 실험결과

식 (5)의 변조행렬로 그림 2의 각 스위치 S1~S9의 게이트 신호를 발생하는 방법은 그림 7과 같다. 일정한 주기 T_s 를 갖는 톱니파를 발생하고 변조행렬의 성분 m_1, m_2 를 이용한 신호 m_1 과 $m_1 + m_2$ 를 톱니파와 비교하여 발생한 3개의 구간을 각각 MOSFET 게이트 신호로 사용한다. 대칭변조방식의 경우 식 (3)에서 m_1, m_2, m_3 는 각각 다음의 함수가 된다.

$$m_1 = 1/3(1 + 2q \cos(\omega_m t))$$

$$m_2 = 1/3(1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3))$$

$$m_1 + m_2 + m_3 = 1$$

톱니파의 주파수가 m_1, m_2 의 주파수에 비해 매우 높기 때문에 T_s 구간동안 m_1, m_2 는 일정하다고 볼 수 있으며 각 스위칭 구간은 m_1, m_2, m_3 에 비례하게 된다. $M(t)$ 가 순환행렬이기 때문에 그림 7의 T_{1R} 구간 즉 G1의 게이트 신호는 그림 1의 스위치 중 S1, S5, S9에 가해지고 G2의 게이트 신호는 S2, S6, S7에 가해지게 된다. 대칭모드와 반대칭모드를 함께 사용할 경우에는 T_s 구간을 α_1, α_2 의 비율에 따라 분할하여 사용하게 된다. 반대칭모드에서도 동일하게 신호를 발생하지만 변조행렬의 순환방향이 다르기 때문에 G1의 신호는 S1, S6, S8에 해당하고 G2의 신호는 S2, S4, S9에 해당한다. 여기서 주의할 점은 변조행렬의 주파수는 대칭모드에서는 $\omega_m = \omega_o - \omega_i$, 반대칭모드에서는 $\omega_A = -\omega_o - \omega_i$ 이어야 한다. 시뮬레이션과 실험에 사용된 톱니파의 주파수는 10kHz이며 $\alpha = 1$ 즉 대

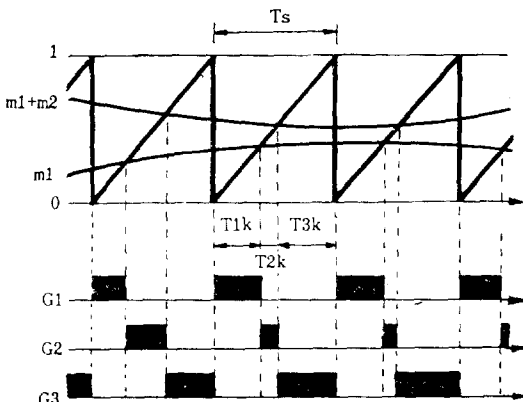


그림 7 스위칭 신호 발생방법
Fig. 7 Switching signal generating method.

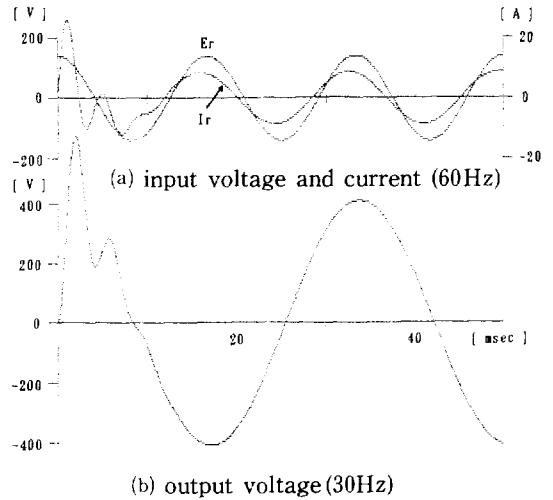


그림 8 시뮬레이션 파형
Fig. 8 Simulated waveforms.

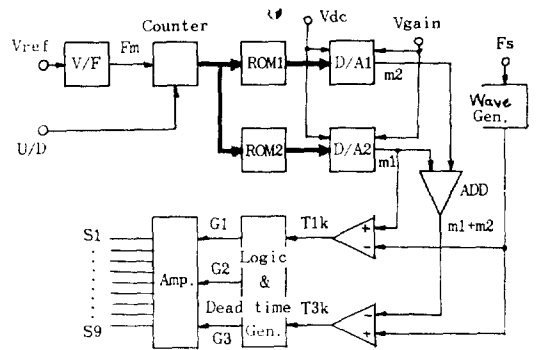


그림 9 스위칭 신호 발생회로
Fig. 9 Switching signal generating circuit.

칭모드만을 사용하였다. 그림 8은 스위칭을 포함하여 시뮬레이션한 출력전압과 입력전류파형을 보여주고 있다. 리액터와 커패시터에 초기 에너지가 없는 상태에서 출력전압이 build-up되는 과정을 보여주고 있다. 시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

- 입력 전압 : $\sqrt{2} \times 100V$
- 출력주파수 : 30Hz
- 리액터 : 5mH, 0.1 Ω
- 커패시터 : 20 μ f
- 부하저항 : 100 Ω
- $q = 0.4, \alpha = 1$ (대칭모드)

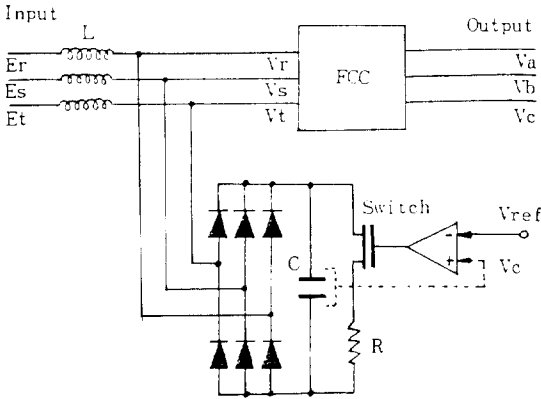


그림 10 Line snubber 회로
Fig. 10 Line snubber circuit.

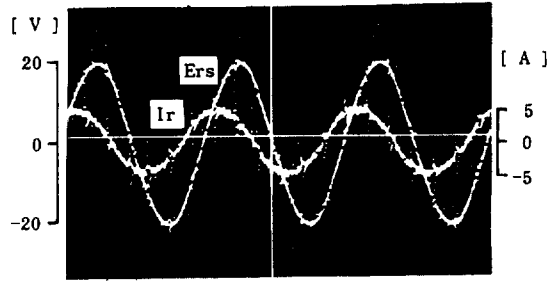


그림 12 입력전류파형
Fig. 12 Input current waveform.

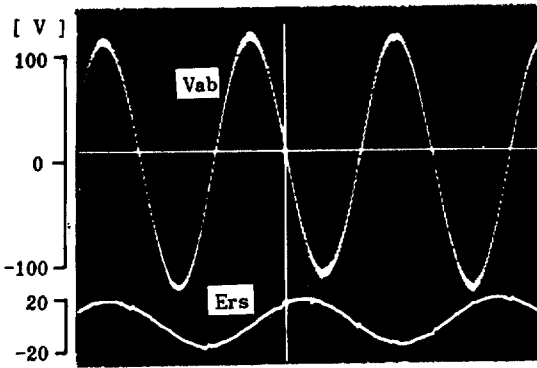


그림 11 실험파형
Fig. 11 Experimental voltage waveform.

그림 9는 스위칭 신호발생을 위한 회로를 보여 주고 있다. m_1 , m_2 정현파 신호는 V/f 변환기, Counter, ROM 및 D/A변환기에 의해 발생되고 톱니파와 비교되어 그림 7의 T_{1k} , T_{3k} 를 발생하고 스위치 S_1 , S_9 의 신호를 분배한다. 제어요소는 정현파의 크기와 주파수가 되며 각각 그림 9의 V_{gain} 과 V_{ref} 에 의해 결정된다. m_1 , m_2 가 음수를 갖지 않기 위하여 V_{dc} 의 offset전압이 더해진다.

실제의 회로에서는 출력단 커패시터의 단락을 방지하기 위하여 지연시간(dead time)을 주어야 하며 이에 대한 회로가 부가되어 있다. 이 지연시간에 의하여 싸이클로콘버터 입력측이 개방되는 순간이 발생하고 입력측 리액터에 의해 켜져 전압이 발생한다. 이를 흡수하기 위해 그림 10과 같

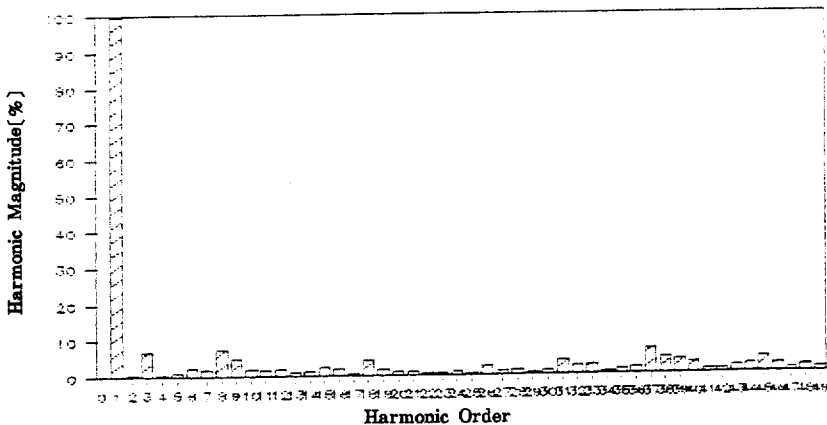


그림 13 출력전압 고조파특성
Fig. 13 Harmonic characteristics of output voltage.

은 line snubber 회로를 다이오우드 정류기와 초퍼 회로로 구성하였다.

그림 11, 12에 실험파형을 제시하고 있다. 그림 11은 출력전압의 주파수가 30Hz, $q=0.4$ 인 경우이며 입력전압에 스위칭 써어지에 의한 noise가 실려있는 것을 볼 수 있다. 그림 12는 이때의 입력 전류파형을 보여주고 있다. 출력전압과 입력전류가 거의 정편파이며 연속함수라는 것을 알 수 있으며 이것은 출력측 커패시터와 입력측 리액터에 의해 필터링된다는 것을 보여준다. 그림 13은 출력전압의 고조파 특성을 보여주고 있으며 매우 양호하다는 것을 알 수 있다. 이 고조파 특성은 디지털 오실로스 코우프에서 IBM-PC로 데이터를 전송하여 분석한 것으로 그림 11의 실험파형에 관한 것이다.

6. 결 론

본 논문에서는 승압형 PWM 싸이크로콘버터 회로를 제시하고 그 동작특성을 해석하였으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 특성을 확인하였다. 기존의 강제전류형 싸이크로콘버터는 입력측을 전압원, 출력측을 전류원으로 하여 step-down 동작을 한다. 싸이크로콘버터는 입출력측에서 대칭형태이기 때문에 입출력측을 교환할 수 있으며 입력을 전류원, 출력을 전압원으로 하면 step-up 동작이 가능하다. 입력측에는 전원과 리액터를 직렬로 연결하여 전류원으로 동작하게 하였으며 출력측에 커패시터를 사용하여 전압원을 구성하였다. 제안된 회로의 상태방정식을 dq 변환을 이용하여 유도하고 이에 대한 정상상태 특성을 조사하였으며 변조행렬의 각 요소 q , ω_m , α 에 대한 출력전압, 입력전류의 관계를 보였다. q 가 낮은 영역에서 출력전압은 q 에 비례하지만 무효전류가 매우 크고 효율이 떨어지기 때문에 사용하기 곤란하며 입력전

압의 2~5배 범위에서 출력전압을 제어할 수 있다는 것을 알 수 있다. 초기에너지가 없는 상태에서도 출력전압이 build-up되며 안정된 동작을 한다는 것을 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인할 수 있었다. 출력전압과 입력전류의 고조파특성도 우수하며 거의 정현파에 가깝다. 제안된 회로에 대한 과도특성, 전압제어방법 및 무효전력에 대한 연구가 앞으로 계속되어야 할 것으로 생각된다.

*본 논문은 1988년도 한국과학재단 목적기초연구의 제2차년도 연구결과와 일부임

참 고 문 헌

- [1] L. Gyugui and B. Pelly, Static Power Frequency changers, Wiley, 1976.
- [2] M. Venturini, "A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements," in Proc. Powercon 7, 1980, pp. E3-1-E3-15
- [3] P. Ziogas et al., "Some improved forced commutated cycloconverter Structures" IEEE Trans. on IA, vol. IA-21, no. 5, 1985, pp. 1242-1253
- [4] A. Ishiguro et al., "A new method of PWM control for forced commutated cycloconverters using microprocessors," IEEE IAS Annual Meeting, Oct., 1988, pp. 712-721.
- [5] A. Daniels et al., "Application of power transistors to polyphase regenerative power convertors," Proc. IEE, 1978, 125(7), pp. 643-671.
- [6] A. Venturini et al., "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converters," IEEE PESC, 1988, pp. 1284-1291.