

싱글 칩 프로세서를 이용한 전류제어형 직렬 공진형 컨버터

김 운 호 윤 병 도 * 김 정 빈
 중앙 대학교 공과대학 전기공학과

Single Chip Processor Based Implementation of a Current-Controlled or Pulse-Width Modulated Series Resonant Converter

Yoon-Ho Kim, Byung-Do yoon, * Jeng-Bin Kim

Dept. of Electrical Engineering, Chung-Ang University

ABSTRACT

There are several methods in controlling resonant converters to regulate the output with low switching losses.

In this paper, Pulse-width modulation method or current controlled method is applied to regulate the output with low switching losses. In digital implementation of resonant converter systems, the speed of the applied processor is very critical since the switching frequency is very high. Thus the various possible candidates of microprocessors are evaluated for the implementation of resonant converter systems.

Then the design methods and techniques are described when single chip processor is used to simplify hardware requirements.

I. 서 론.

전기장치의 전원부에 사용되는 컨버터에 있어서 지금까지는 PWM 스위칭 컨버터가 널리 사용되어져 왔다. 그러나 전원부의 전체 부피나 무게, 비용에 있어 마그네틱 소자와 커패시터가 차지하는 비중이 매우 크므로 전원부가 고전력에 사용될 경우에는 전원부의 집적도에 있어서 많은 문제점이 발생하게 된다. 따라서 스위칭 주파수를 높임으로서 마그네틱 소자와 커패시터의 무게 및 부피를 줄일 수가 있지만 기존의 PWM 컨버터에 있어서는 고주파 스위칭을 할 경우 높은 스위칭 손실이 발생하게 된다. 따라서 이와같은 문제점을 극복하기 위해서 도입된 것이 공진형 컨버터이다[1].

공진형 컨버터는 인덕터와 커패시터로 구성된 공진회로를 이용한 컨버터로서 기존의 PWM 컨버터에 비해 스위칭 소자의 스위칭 손실을 줄이고, 고주파 스위칭을 하므로써 노이즈를 줄일 수 있으며 마그네틱 소자의 크기를 줄일 수 있는 등의 장점으로 인해 최근에는 무정전 전원장치(UPS) 등의 전원장치에 많이 이용되고 있다.

공진형 컨버터의 가변 출력시의 스위칭 손실을 줄이기 위한 방식으로는 주기적분방식[2], 전류제어방식[3] 등이 알려져 있다. 본 실험에서는 전류제어방식을 이용한 공진형 컨버터의 가변 출력제어 시스템에 마이크로 프로세서를 이용한 실제 실험방식을 제안하고 소용량의 실제 시스템을 제작하여 실험하였다.

특히 본 실험에서는 싱글 칩 프로세서를 도입하여 전체 시스템을 간략화 시키고 다양한 제어방법을 적용시킬 수 있도록 하였다. 또한 컨버터의 출력전압을 제어하는 데에 있어 PWM 제어 기법을 적용시켜 실제 실험치와 이론치를 비교, 분석했다.

II. 직렬 공진형 컨버터의 PWM 제어.

본 연구에서는 싱글 칩 프로세서를 이용하여 출력 전압을 제어하므로 주파수 제어방법을 도입할 경우에는 스위칭 주파수가 넓은 범위에서 변해야 하므로 프로세서 자체의 처리속도가 이에 따르지 못하게 된다. 따라서 펄스폭 변조 방식을 도입하여 공진형 컨버터의 출력을 제어하였다.

또한 공진형 컨버터의 전력회로는 그림 1.과 같이 직렬 공진형 Full-bridge 컨버터를 사용 하였다.

1. 회로 구성.

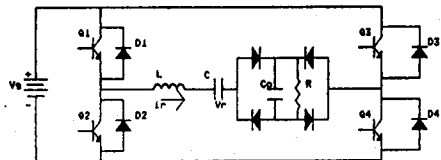


그림 1. 직렬 공진형 Full-bridge 컨버터.

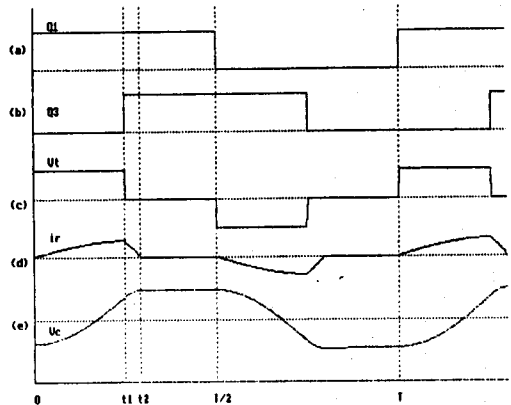


그림 2. 각 부 파형.

직렬 공진형 FULL-BRIDGE 컨버터에 대한 회로가 그림 1.에 있다. 이 회로에는 4개의 스위칭 소자가 있으며 L과 C가 직렬로 연결되어 공진회로를 구성하고 전파 정류기에 의해 정류된 에너지가 부하에 공급된다.

그림 2.에서 (a)와 (b)는 각각 듀티 사이클이 50%인 Q1과 Q2의 게이트 신호를 나타낸다. 그림 (c)는 부하에 공급되는 전압이며 그림 (d)와 (e)는 공진전류와 커패시터 전압 파형을 나타낸다. 따라서 컨버터의 출력전압은 직류 전압이 V_T 에 공급되는 시간(t_1), 즉 "POWERING"시간과, t_1 에서 $T/2$ 까지의 "IDELING"구간을 상이동(PHASE SHIFTED)시킴으로써 제어된다.

2. 정상상태 분석.

정상상태 분석을 할 때 스위치를 비롯한 각 소자들은 손실이 없이 이상적(IDEAL)이라고 가정한다. 분석에 사용된 변수명은 다음과 같다.

- V_s : 입력전압, V_o : 출력전압, V_T : 브릿지 전압.
- i_r : 공진전류, V_c : 공진 커패시터 전압.
- F_o : 공진 주파수, F : 스위칭 주파수.
- Z_o : 특성 임피던스, $R_n=R/Z_o$ $I_o=V_s/Z_o$, $J=1/I_o$
- $F_n=F/F_o$, $t_n=t/T_o$
- $M=V_o/V_s$: 이득, $M_c=V_c/V_s$: 일반화한 커패시터 전압.

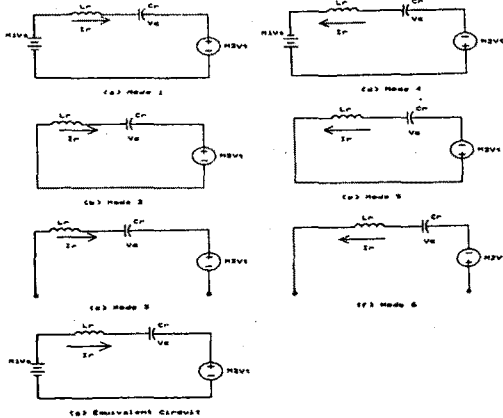


그림 3. 각 구간에서의 등가회로.

MODE	도통구간	도통상태	
MODE1	0-t1	Q1, Q4	M1=1, M2=1
MODE2	t1-t2	Q1, D3	M1=0, M2=1
MODE3	t2-T/2		M1=0, M2=1
MODE4	T/2-t3	Q3, Q2	M1=-1, M2=-1
MODE5	t3-t4	Q2, D4	M1=0, M2=-1
MODE6	t4-T		M1=0, M2=-1

표 1. 각 구간에 대한 도통 상태.

그림 3(가)의 공통 등가회로에 대한 상태 방정식과 각 모드에 대한 전압 전류식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_c \\ \dot{i}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_c \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} V_e \quad (1)$$

여기서 $V_e = M1 V_s - M2 V_T$

(1) 모드 1.

그림 2.의 시간 0 - t_1 까지의 구간이며 식 (1)로부터 다음과 같은 전압, 전류식을 구할 수 있다.

$$i_1(t) = \frac{V_s + V_c - V_o}{Z_o} \sin(\omega_o t) \quad (2)$$

$$v_{o1}(t) = -(V_s + V_c - V_o) \cos(\omega_o t) + V_s - V_o \quad (3)$$

$$i_r(0) = 0, \quad V_c(0) = -V_c \quad (4)$$

Q1과 Q4가 도통되어 입력전압 V_s 가 출력측에 전달된다. 따라서 공진전류와 전압은 상승하게 된다.

(2) 모드 2.

t_1 에서 t_2 까지의 구간이며 식 (1)로부터

$$i_2(t) = i_1(t_1) \cos \omega_o (t_2 - t_1) - \frac{(V_o + V_c(t_1))}{Z_o} \sin \omega_o (t_2 - t_1) \quad (5)$$

$$v_{o2}(t) = i_1(t_1) Z_o \sin \omega_o (t_2 - t_1) + (V_o + V_c(t_1)) \cos \omega_o (t_2 - t_1) - V_o \quad (6)$$

$$i_1(t_1) = i_1(t_1), \quad V_c(t_1) = v_{o1}(t_1) \quad (7)$$

이 구간동안에는 Q1과 Q3가 도통되어 공진전류는 $Q1$ 으로부터 $D3$ 를 통해 영(zero)으로 떨어질 때까지 흐르게 된다.

(3) 모드 3.

t_2 에서 $T/2$ 까지의 구간이며 식 (5)와 (6)으로부터

$$0 = i_1(t_1) \cos \omega_o (t_2 - t_1) - \frac{(V_o + V_c(t_1))}{Z_o} \sin \omega_o (t_2 - t_1) \quad (8)$$

$$v_{o3}(t) = i_1(t_1) Z_o \sin \omega_o (t_2 - t_1) + (V_o + V_c(t_1)) \cos \omega_o (t_2 - t_1) - V_o \quad (9)$$

$$i_2(t) = 0, \quad V_c(t) = v_{o2}(t_2) \quad (10)$$

모드 2에서와 마찬가지로 Q1과 Q3가 도통되지만 공진전류가 영으로 떨어진다. 다음 두 가지 조건에 의해 공진전류는 불연속 모드를 형성하게 된다[3].

1). 스위칭 반주기가 끝나기 전에 공진전류 i_r 은 영으로 떨어뜨려야 한다.

$$t_2 < T/2 \quad (11)$$

11). t_2 에서 공진전류 i_r 이 음(NEGATIVE)로 떨어지는 것을 막기 위하여 공진 커패시터의 전압 V_c 는 출력전압 V_o 보다 작아야 한다.

$$V_c < V_o, \quad V_c/V_o < 1 \quad (12)$$

(4). 모드 4, 5, 6.

$T/2-T$ 까지의 구간이며 각각의 모드는 모드 1, 2, 3에 대해 공진 전류와 전압의 방향이 반대가 된다.

부하 전류값은 정류된 공진전류의 평균치로 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_o}{R} = \frac{1}{T} \int_0^T |i_r| dt = \frac{4}{T} C_r V_c \quad (13)$$

따라서 부하전류는 공진 커패시터의 전압 V_o 에 비례하게 되므로

$$\frac{M_o}{M} = \frac{\pi}{2 R_n F_n} \quad (14)$$

공진전류가 t_2 에서 음(NEGATIVE)으로 떨어지는 것을 막기 위하여 식 (12)와 식 (14)로부터

$$R_n F_n > 0.25 \quad (15)$$

연속 도통 모드와 불연속 도통 모드의 경계는 식 (11)의 조건에 따라 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$t_2 = \frac{T}{2} = \frac{1}{2F} \quad (16)$$

식 (8)과 (9)에 있는 $I_1(t_1)$ 과 $V_{oi}(t_1)$ 에 식 (2)와 (3)을 대입하면 식 (17), (18)과 같이 된다.

$$\text{SIN } \omega_o(t_2 - t_1) = \frac{V_o + V_o - V_o}{V_o} \text{SIN } (\omega_o t_2) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{COS } \omega_o(t_2 - t_1) &= \frac{(V_o + V_o - V_o)}{V_o} \text{COS } (\omega_o t_2) \\ &+ \frac{V_o}{V_o} + \frac{V_{o2}}{V_o} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (17)과 (18)로부터 일반화한 변수를 이용해서 이득 값을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 1 - \frac{M_c}{M} - \left(1 + \frac{M_c}{M}\right) \text{COS } (2\pi t_2) \\ M = \frac{1 - \frac{M_c}{M} - \left(1 + \frac{M_c}{M}\right) \text{COS } (2\pi t_2)}{1 + \frac{M_c^2}{M^2} - \left(1 - \frac{M_c^2}{M^2}\right) \text{COS } (2\pi t_2)} \end{aligned} \quad (19)$$

입력된 에너지와 출력된 에너지 사이의 관계로부터 직류 전달률수 M 과 턴 온 시간 t_{on} 과의 관계식을 구해보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{COS } (2\pi t_1) = 1 - \frac{2M}{1 + \frac{2R_n F_n}{\pi} \left(\frac{1}{M} - 1\right)} \quad (20)$$

Ⅱ. 마이크로 프로세서와 공진형 컨버터.

공진형 컨버터의 스위칭 소자를 구동하는데 있어서 지금까지는 아날로그 소자와 디지털 소자만을 조합시켜 사용해 왔으나 여러가지 제어방법에 따라 스위칭 소자를 구동하고자 할 경우에는 하드웨어 자체를 바꿔야 하는 어려움이 따르게 된다.

따라서 본 실험에서는 공진형 컨버터를 제어하는데 있어 마이크로 프로세서를 사용하기 위하여 몇가지의 프로세서들 비교 검토해 보고, 공진형 컨버터에 적합한 프로세서를 선택하여 실험하였다.

1. 8086 .

8086 CPU는 8비트 및 16비트의 데이터 처리가 모두 가능하고 주변용 IC가 풍부하다는 장점이 있으나 인터럽트 및 타이머등을 이용할 경우 주변용 IC를 추가해야 하는 단점이 있다.

2. 8051.

8051은 인텔사의 MCS-51 계열의 8bit 싱글 칩 프로세서이다. 8051 CPU의 주요 특징을 살펴보면 다음과 같다.

- Single bit logic 제어가 가능.
- 128 byte의 데이터 RAM 내장.
- 직렬 통신제어 Unit.
- 5개의 인터럽트.
- 2개의 타이머/카운터 내장.
- 처리속도 : 1 usec.

위에서와 같이 8051은 싱글 칩 프로세서로서의 기능을 가지고 있지만 처리속도가 느려 공진형 컨버터에 적용시키기에는 부적합하다.

3. 8096BH.

8096BH는 INTEL사의 MCS-96계열의 일종이며 페루프 제어 가 가능한 16bit 싱글 칩 프로세서이다. 주요 특징을 살펴보면 다음과 같다.

- 8bit A/D 컨버터.
- 직렬 통신제어 Unit.
- PWM output.
- Clock 발생기.
- 8개의 인터럽트.
- 2개의 타이머/카운터.
- 처리속도 : 0.25 usec.

4. V-40.

V-40은 16bit 구조로서 8bit의 데이터 버스를 가지고 있으며 인텔사의 8088이나 8086과 소프트웨어 호환이 가능한 싱글 칩 프로세서이다. V-40의 주된 특징은 다음과 같다.

- 3개의 16비트 카운터.
- 직렬 통신 제어 Unit.
- 8개의 인터럽트 요구 입력.
- DMA 제어기능.
- 클럭 발생기.
- 처리속도 : 0.125 usec.

5. 프로세서의 비교.

공진형 컨버터를 구동하기 위해서는 마이크로 프로세서의 처리 속도가 가장 큰 문제가 된다. 따라서 본 실험에서 사용한 PWM방식으로 컨버터의 스위칭 소자를 구동하는데 필요한 시간을 각각의 프로세서에 대해 알아보면 다음과 같다.

- 8086 : 13.35 usec.
- V-40 : 9 usec.
- 8051 : 71 usec.
- 8096 : 17.75 usec.

위에서와 같이 공진형 컨버터에 마이크로 프로세서를 이용할 경우, 스위칭 주파수를 공진 주파수의 크기에 맞춰서 스위칭을 할 경우에는 각각의 프로세서가 처리할 수 있는 속도에는 한계가 따르게 된다.

그러므로 본 실험에서는 처리속도가 가장 빠르고 하드웨어를 간략화 시킬 수 있는 V-40 싱글 칩 프로세서를 사용하여 공진형 컨버터를 제어하였다.

Ⅳ. 실험결과 및 검토.

실험 및 시뮬레이션에 이용된 파라미터의 값은 다음과 같으며 그림 4는 실험에 사용된 회로의 전체 블록 다이어그램을 나타낸다.

- L : 87.5 uH C : 1.0 uF
- Co : 16.0 uF R : 20 Ω
- V_B : 12 V

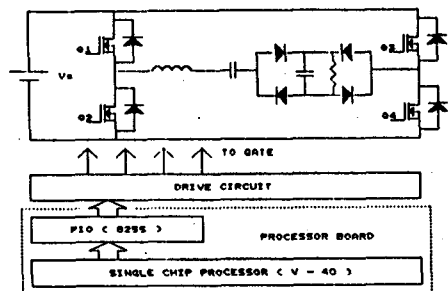


그림 4. 실험에 사용된 전체의 블록 다이어그램.

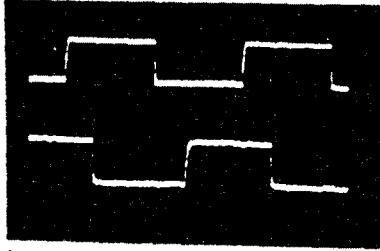


그림 5. Q1과 Q4의 드라이브 신호. (10V/div, 10μs/div)

그림 5.는 그림 1.의 전력회로에서 Q1과 Q4에 공급되는 게이트 드라이브 신호를 나타낸다. 그림에서도 알 수 있는 바와 같이 듀티 비는 30%로서 듀티 비 50%에서 20%가 상 이동된 파형이다.

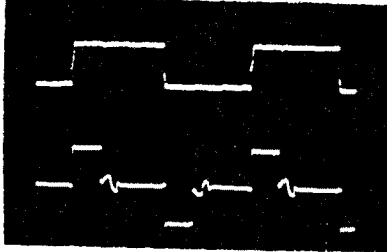


그림 6. Q1의 드라이브 신호와 공급전압 파형. (10V/div, 10μs/div)

위의 그림에서 아래 파형은 부하에 공급되는 공급전압 파형으로서 Q1과 Q4가 동시에 턴 온 되어 있을 경우와 Q2, Q3가 동시에 턴 온 될 때만이 공급전압이 부하에 전달됨을 알 수 있다. 그리고 그 이외의 모드에서는 공급전압이 부하에 전달 되지 않는다. 위의 파형은 Q1의 파형을 나타낸다.

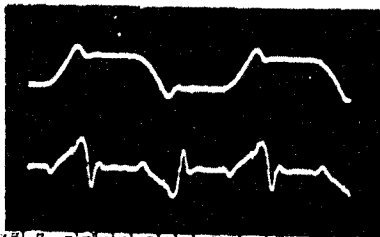


그림 7. 커패시터 전압과 공진 전류 파형. (1V/div, 10μs/div)

그림 7.에서 위의 파형은 공진회로의 커패시터 전압을 나타내며 아래 파형은 공진전류 파형을 나타내고 있다.

공진전류의 파형은 전류센서를 통해서 검출 한 파형이다. 그림에서와 같이 Q1과 Q4가 동시에 턴 온 되어 공급전압이 부하에 전달되는 동안, 즉 "POWERING"구간 동안에는 공진전류가 상승을 하며 그 다음 "IDELING" 구간에서는 공진전류가 영(ZERO)로 떨어져서 그 다음 "POWERING"구간이 시작되기 전까지 불연속 모드를 형성하게 됨을 알 수 있다.

그림 8.은 t_i 과 전압 이득값에 대한 이론치와 실제 측정치를 비교해서 나타낸 그림이다. 그림에서도 알 수 있는 바와같이 이론치와 실제 측정치와는 약간의 차이가 있는데 이는 시뮬레이션 과정에서 회로의 손실을 무시했기 때문이다.

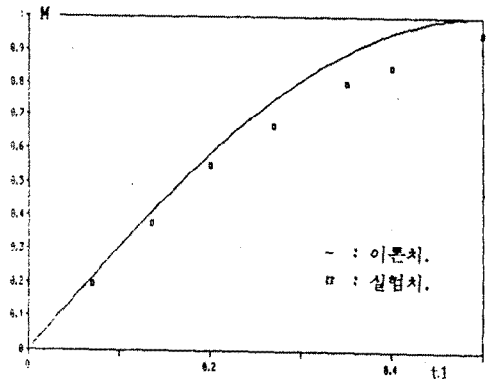


그림 8. t_i 과 이득값에 대한 실험치와 이론치와의 비교.

V. 결론.

본 연구에서는 기존의 컨버터가 가지고 있는 단점을 보완하기 위하여 PWM 기법에 의한 공진전류의 불연속 모드를 이용하여 직렬 공진형 Full-bridge 컨버터를 제어하였다. 따라서 스위칭 주파수를 고정시키고 듀티비에 의해서만 컨버터의 출력을 제어하므로 스위칭 손실을 줄이고 소프트웨어 프로그램을 간략화 시킬 수 있었으며 그에 따른 시뮬레이션과 실험 결과를 비교 분석하였다. 또한 스위칭 소자를 구동하는데 있어 싱글 칩 프로세서를 사용함으로써 전체적인 컨버터의 구동회로를 간략화 시키고 다양한 제어 기법을 적용시킬 수 있도록 하였다. 그러나 공진회로의 인덕터 및 고주파 절연 트랜스포머의 실제 제작의 어려움 등이 있으나 앞으로 이와 같은 문제를 해결하여 보다 높은 스위칭 주파수를 통해서 공진형 컨버터가 가지고 있는 장점을 살릴 수 있으리라 기대된다.

참고문헌

- [1]. WEN-JIAN GU and KOOSUKE HARADA, "A New Method to Regulate Resonant Converters," IEEE Trans. on PE vol. 3. NO. 4, pp. 430-439, OCTOBER 1988.
- [2]. G.B. Joung, C. T. Rim and G. H. Cho, "An Integral Cycle mode control of series resonant converter," IEEE PESC., pp. 575-582, 1988.
- [3]. 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
- [4]. R. J. King and T. A. Stuart, "Modeling the full bridge series resonant power converter," IEEE Trans. on AES vol. AES-18. NO. 4, pp.449-459, Jul.1982.
- [5]. FRANCISC C, SCHWARZ, "An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation Power Converters," IEEE Trans. on IECEI vol. IECEI-23, NO.2, pp. 133-141 MAY 1976.