

공진 DC 링크 스너버를 이용한 3상 전류형 PWM 컨버터

서기영*, 이현우*, 이수훈*, 문상필*, 김영문**
 경남대학교*, 마산대학**

Three-phase current type PWM converter using resonant DC Link snubber

Ki-Young Suh*, Hyun-Woo Lee*, Soo-Heun Lee*, Sang-Pil Mun*, Young-Mun Kim**
 Kyungnam University*, Masan College**

Abstract - This paper presents a novel three-phase current-fed Pulse Width Modulation converter with switched capacitor type resonant DC link commutation circuit operating PWM pattern strategy under a design consideration of low-pass filter, which can operate on the basis of the principle of zero current soft switching commutation. In the first place, the steady state operating principle of this converter with a new resonant DC link snubber circuit is described in connection with the equivalent operation circuit, together with the practical design procedure of the switched-capacitor type resonant DC link circuit is discussed from a theoretical viewpoint on the basis of a design example for high-power applications. The actively delayed time correction method to compensate distorted currents due to a relatively long resonant commutation time is newly implemented in the open loop control scheme so as to acquire the new optimum PWM pattern. Finally, the experiment of set-up in laboratory system of this converter is concretely demonstrated herein to confirm a zero current soft-switching commutation of this converter. The comparative evaluations between current-fed hard switching PWM and soft-switching PWM converters are carried out from a viewpoint of their PWM converter characteristics.

1. 서 론

스위칭 제어 모드 반도체 전력변환장치의 소형 경량화 및 고성능화 실현에 있어서 IGBT, MOSFET, MCT 등의 고주파 스위칭 파워 반도체 디바이스에 의한 전력변환장치는 스위칭 주파수의 고주파화 기술의 도입이 불가결하다. 그러나 종래의 하드 스위칭 PWM(Pulse Width Modulation)방식 전력변환장치는 회로내 기생파라미터에 의한 전압서지 및 전류서지의 발생, 그것들에 기인하는 파워 반도체 디바이스의 전압, 전류의 큰 스트레스나 스위칭 손실, 그리고 전자 노이즈의 증대등의 문제가 있고, 전력변환장치의 PWM 캐리어 주파수의 고주파화에는 한계가 보이고 있다. 최근 이들의 문제를 효과적 동시에 적절하게 저감하는 수단으로서 소프트 스위칭 PWM방식 전력변환장치가 주목받고 있으며, 전압형 전력변환장치의 고주파 소프트 스위칭 PWM 기술에 관한 연구가 많이 보고되어지고 있다. 한편 산업 시스템이나 전력시스템분야의 대용량 전력변환용으로는 전류형 전력변환장치의 PWM 회로기술이 많이 사용되어지고 있지만 소프트 스위칭 PWM 회로에 대해서는 아직 많은 문제점들이 남아 있다. 본 논문에서는 스위치와 캐패시터 구성을 한 공진 DC 링크 회로를 이용한 3상 전류형 영전류 소프트 스위칭

PWM 컨버터를 제안하고자 한다. 그리고 제안한 대용량 전력 변환에 적용한 저주파 스위칭 대응의 신뢰적 PWM 패턴을 도입하여 입력 전류의 정현파화와 고역률화를 갖는 3상 전류형 영전류 소프트 스위칭 PWM 컨버터의 개루프 제어계로서의 결과에 대해서 서술하고자하며 그 타당성은 시뮬레이션과 실험을 통하여 증명하고자 한다.

2. 본 론

2.1 주 회로와 동작원리

그림 1은 스위치와 커패시터 구성을 한 공진 DC링크 회로방식의 3상 전류형 PWM 컨버터의 회로이다. 그림 1에서 주 회로는 스위치 IGBT와 역저지용 다이오드로 구성되어 있으며, DC측에는 부분공진 인덕터 L_r 를 포함하는 공진 커패시터가 스위치 회로에 접속되어 있다. 본 연구에서 공진 DC 링크 회로는 전류형 3상 브리지 컨버터의 IGBT ($S_1/D_1 \sim S_6/D_6$)의 공진 스너버 회로이다.

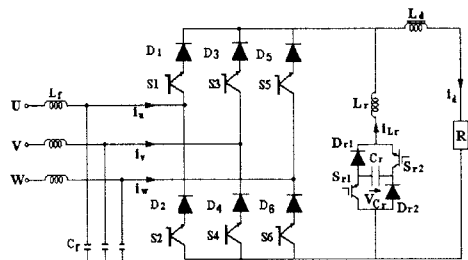


그림 1 공진 DC Link 스너버를 이용한 PWM 컨버터
 Fig. 1 PWM converter using resonant DC link snubber

그림 1의 컨버터의 주 스위치 ($S_1 \sim S_6$)에 흐르는 전류를 공진 DC링크 회로에 전류(Commutation)시키고, 주 스위치를 턴-온과 턴-오프로 스위칭할 때 전류는 영전류 스위칭(ZCS: Zero Current Switching)방식으로 동작한다. 그림 2는 제안한 회로의 스위칭 동작에 대한 각 부 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 2에서 각 구간에 대한 동작모드를 해석하면 다음과 같다

1. (Mode 0) : ($t < t_0$)

먼저 초기조건에서 스위치 S_1, S_4 가 턴-온되어 있는 상태에서 공진 DC링크 회로의 C_r 에 초기 전압 $v_{Cr} = KV_p(K > 1)$ 이 걸려져 있다고 가정하는 모드이다.

2. (Mode 1) : ($t_0 < t < t_1$)

스위치 S_{r1}, S_{r2} 을 동시에 영전류 스위칭으로 턴-온시키면 컨버터의 전류가 공진 DC링크회로로 전류(轉流)되는 모드이다. 이때 주 스위치의 전류가 영으로 되면 주 스위치를 턴-오프시킨다. 그리고 $i_{Lr} = 0, v_{Cr} = KV_p$ 로 되는 초기조건을 토대로 회로의 상태변수는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$i_{Lr} = \frac{1}{Z_0} (KV_p + v_0) \sin \omega(t - t_0) \quad (1)$$

$$V_{Cr} = -v_0 + (KV_p + v_0) \cos \omega(t - t_0) \quad (2)$$

$$t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{Z_0 I_d}{KV_p + v_0} \right) \quad (3)$$

또한, $t = t_1$ 에서의 커패시터 전압은 식 4와 같다.

$$v_{C1} = -v_0 + \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_0 I_d)^2} \quad (4)$$

3. (Mode 2) : ($t_1 < t < t_2$)

모드 2에서는 공진 DC링크회로에 직류 전류 I_d 가 흐르고, 공진 커패시터 C_r 는 방전되는 모드이다. 또한 스위칭 소자에 역전압인가 시간내에 주 스위치 S_1, S_4 의 게이트 신호를 턴-오프한다. 이때의 상태변수는 식(5)에서 식(7)로 나타낼 수 있다. 그리고 스위칭 소자에 인가되는 역전압의 시간 T_r 는 소자에 인가하는 전압 $v = -(v_0 + v_{Cr}) \leq 0$ 에서 구할 수 있으며 식(8)과 같이 표현할 수 있다. 이 기간 T_r 내에서 주 스위치 S_1 과 S_4 의 게이트 신호는 턴-오프된다.

$$i_{Cr} = I_d \quad (5)$$

$$v_{Cr} = -\frac{I_d}{C_r} (t - t_1) + v_{C1} \quad (6)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{C_r}{I_d} v_{C1} = \frac{C_r}{I_d} (-v_0 + \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_0 I_d)^2}) \quad (7)$$

$$t_r = \frac{C_r}{I_d} (v_0 + v_{C1}) = \frac{C_r}{I_d} \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_0 I_d)^2} \quad (8)$$

4. (Mode 3) : ($t_2 < t < t_3$)

모드 3에서는 직류 전류 I_d 가 S_{r1}, D_{r1} 과 S_{r2}, D_{r2} 로 병렬로 분류되는 모드이다. 이때, C_r 의 전압은 영으로 된다. 모드 3은 전체 모드에서 최소로 동작되어지며 C_r 의 전압이 영으로 되면 모드 3은 끝나고 모드 4로 전환된다.

$$i_{Lr} = I_d \quad (9)$$

$$v_{Cr} = 0 \quad (10)$$

5. (Mode 4) : ($t_3 < t < t_4$)

모드 4는 스위치 S_{r1}, S_{r2} 을 영전압 스위칭으로 턴-오프시킨다. 이때 전류는 다이오드 D_{r1} 과 D_{r2} 을 통하여 흐르며 커패시터 C_r 의 전압은 충전된다. (Mode 4)에서의 상태변수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{Lr} = I_d \quad (11)$$

$$v_{Cr} = \frac{I_d}{C_r} (t - t_3) \quad (12)$$

$$t_4 - t_3 = \frac{C_r KV_p}{I_d} \quad (13)$$

6. (Mode5) : ($t_4 < t < t_5$)

C_r 의 전압이 다음의 공진전압 $v_{Cr} = KV_p$ 까지 충전되면 스위치 S_1 과 S_6 을 영전류 스위칭으로 턴-온시킨다. 모드 5에서 주 회로 측에 전류(電流)가 전류(轉流)해서 전류(電流)가 완전히 전류(轉流)하면 주 스위치 S_1 과 S_6 가 도통상태의 모드 0으로 되돌아가는 모드이다. 이때 초기조건 $i_{Lr} = I_d, v_{Cr} = KV_p$ 를 토대로 상태변수로 산정하면 다음과 같이 나타낼 수 있다. 위 전체모드에서 공진 전류(轉流)모드의 앞 시간은 모드 3의 시간을 제로로 하면 식(17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{Lr} = -\frac{1}{Z_0} (KV_p - v_0) \sin \omega(t - t_4) + I_d \cos \omega(t - t_4) \quad (14)$$

$$v_{Cr} = v_0' + (KV_p - v_0) \sin \omega(t - t_4) + Z_0 I_d \cos \omega(t - t_4) \quad (15)$$

$$t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega} \tan^{-1} \left(\frac{Z_0 I_d}{KV_p - v_0'} \right) \quad (16)$$

$$t_5 - t_0 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} (Z_0 I_d / (KV_p + v_0)) + \frac{1}{\omega} \tan^{-1} (Z_0 I_d / (KV_p - v_0')) + \frac{C_r}{I_d} (-v_0 + \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_0 I_d)^2}) + \frac{C_r KV_p}{I_d} \quad (17)$$

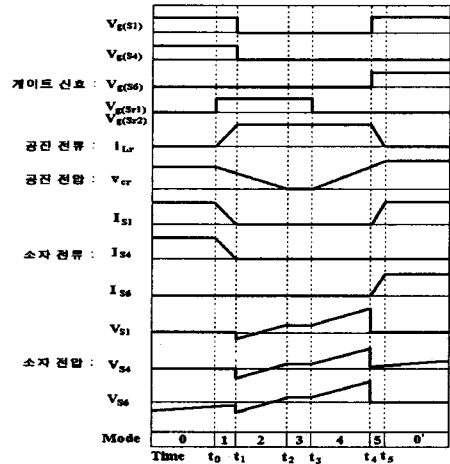


그림 2 각 구간에 대한 동작 파형
Fig. 2 Operating waveforms of each mode

2.2 제어펄스 생성방법

2.2.1 스위칭 패턴의 보정법

그림 3(a)와 그림 3(b)는 한번 샘플링 기간내의 PWM 패턴 신호와 실전류 패턴을 나타낸 것이다. 그림 3(a)은 소프트 스위칭을 실현하기 위해서 스위칭시 공진 DC링크 회로를 동작하고 있기 때문에 실전류 패턴이 PWM 패턴신호보다 공진 전류(轉流)시간 ($t_5 - t_4$)만 펄스 폭이 깎는 모양으로 되어진다. 이 때문에 입력 전류의 파형을 왜형이 크게 생기므로 펄스 패턴의 보정수법을 행하는 것이 유효하게 된다.

그림 3(b)에서는 실전류 패턴이 PWM 패턴 신호의 펄스폭 ($U: t_a + t_b, V: t_a, W: t_b$)에 일치하도록 공진 전류(轉流)시간 t_5 를 사전에 PWM 패턴 신호를 가하는 것에 따라서 실전류 패턴을 보정하고 있다. 공진 전류(轉流)시간 t_5 는 그림 4에 나타낸 바와 같이 직류 전류에 의존하고 있으며 직류전류를 검출하는 것에 따라 그 값이 결정되어진다.

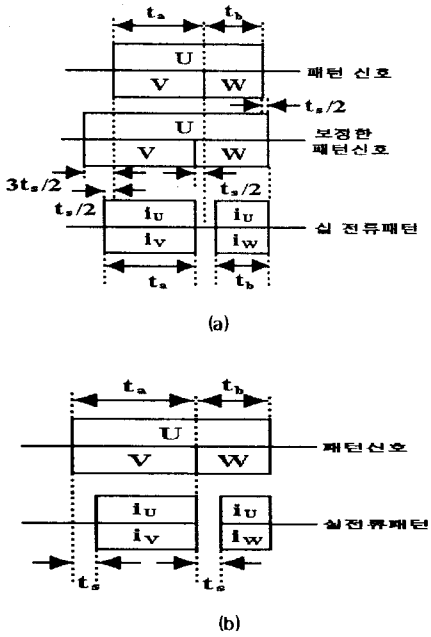


그림 3 신최적 PWM 패턴 보정 방식
 (a) 한 샘플링 주기 동안의 신최적 패턴 (전류 보정이 없는 경우)
 (b) 한 샘플링 주기 동안의 신최적 패턴 (전류 보정이 설정된 경우)
 Fig. 3 New optimum PWM pattern correction method
 (a) New optimum PWM pattern during one sampling time (Without resonant commutation time correction scheme)
 (b) New optimum PWM pattern during one sampling time (With resonant commutation time correction scheme)

본 논문에서는 펄스 패턴으로서 필터까지 고려한 파형 전고조 파왜율(THD : Total Harmonic Distortion)을 최소화하도록 한 신최적 PWM 패턴을 이용하고 있다. 즉, 이것은 정현파와 삼각파의 비교하여 PWM 신호 변조를 기본으로 하고 다시 입력의 LC 필터를 고려해서 입력전류의 고주파 전류의 왜형율을 최소화 한다. 그리고 스위칭각도를 연산하여 메모리에 기억해서 순차로 출력하는 방식이다.

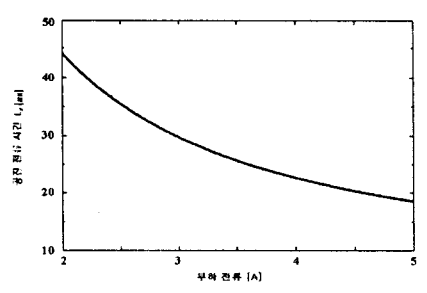


그림 4 공진 전류와 부하전류의 시간 관계
 Fig. 4 Time relationship of Load current and resonant commutation

3.1 실험 결과 및 고찰

표 1은 그림 1의 공진 DC링크 스너버 회로를 이용한 3상 전류형 소프트 스위칭 PWM 컨버터의 회로정수를 나타낸다. 주

스위치와 보조 스위치에는 전력용 스위치인 IGBT 파워 모듈(1MBH50L-120)에 역저지용 다이오드(ERD 60-100)가 내장되어 있는 소자를 사용하였으며 리액터는 Mn-Zn 페라이트 코어(Ferrite Core)로 캐패시터는 Ceramic-Capacitor를 사용하여 회로를 구성하였다.

표 1 컨버터의 회로정수
 Table 1 Circuit parameters of converter

전원 선간전압 V_s	200(V)
상용주파수 f_s	60(Hz)
필터의 리액터 L_r	11(mH)
필터의 캐패시터 C_r	9(μ F)
보조 공진회로의 인덕터 L_r	16(μ H)
보조 공진회로의 캐패시터 C_r	0.11(μ F)
직류 전류 I_d	5(A)
직류 리액터 L_d	190(mH)
캐리어 주파수 f_c	2.16(kHz)
캐패시터의 초기 충전 전압 KV_D ($K=1.4 V_p=283.0(V)$)	396(V)

그림 1의 컨버터가 동작하고 있을 때의 주 스위치에 걸리는 턴-온과 턴-오프시의 전압, 전류 파형을 그림 5(a)와 그림 5(b)에 나타내었다. 그림 5에서 턴-온과 턴-오프의 전압, 전류가 겹쳐지며, 영전류 소프트 스위칭이 실현되고 있는 것을 알 수 있다.

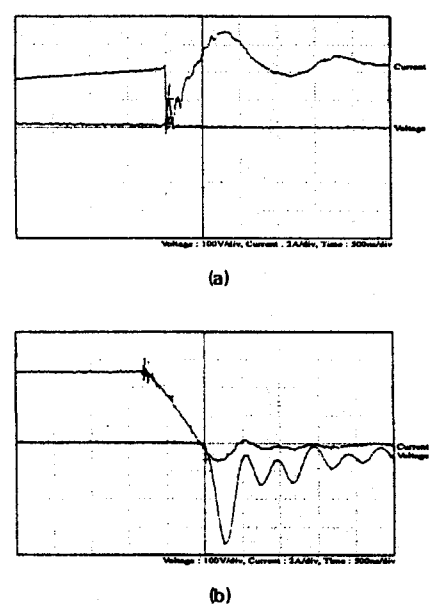
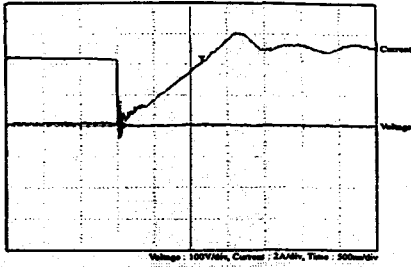
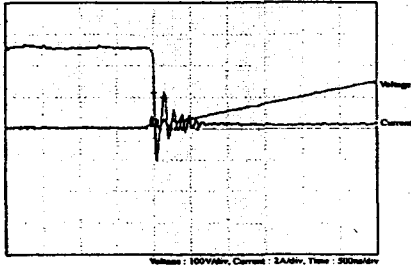


그림 5 주스위치의 전압과 전류의 스위칭 파형
 (a) 주스위치의 턴-온
 (b) 주스위치의 턴-오프
 Fig. 5 Voltage and current switching waveform of a main switch
 (a) Main switch of turn-on
 (b) Main switch of turn-off

그림 6(a), (b)는 공진 DC 링크 회로내의 보조 스위치의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 6에서 알 수 있듯이 그림 6(a)는 보조 스위치가 턴-온될 때 ZCS동작을 하며, 그림 6(b)는 보조 스위치가 턴-오프될 때 ZVS동작이 실현되는 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 6 보조 스위치의 전압과 전류의 스위칭 파형

- (a) 보조스위치의 턴-온
- (b) 보조스위치의 턴-오프

Fig. 6 Voltage and current switching waveform of a auxiliary switch
(a) auxiliary switch of turn-on
(b) auxiliary switch of turn-off

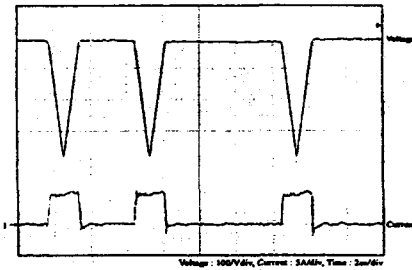


그림 7 공진 캐패시터와 인덕터의 파형
Fig. 7 Resonant capacitor and inductor of waveform

그림 7은 공진 캐패시터 전압과 공진 인덕터 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 7에서 알 수 있듯이 공진 캐패시터에 접속된 전압 센서가 작동하고 있으며, 주 회로의 스위칭시 공진 DC 링크 회로가 작동하고 있는 것을 확인할 수 있다. 결과적으로 3상 전류형 PWM 컨버터에 공진 스너버 회로를 접속함으로써 소프트 스위칭화가 실현되며 스위칭 손실도 저감할 수 있다는 것이 실험에 의해 증명되었다. 그리고 di/dt , dv/dt 가 억제되며, 전자파장해(EMI: Electro Magnetic Interference)노이즈의 저감이 가능하다는 것을 알 수 있다.

그림 8은 공진 DC링크 스너버 회로를 이용한 3상 전류형 PWM 컨버터의 PWM 전류파형을 나타내고 있다. 본 연구에서 제안한 소프트 스위칭 방식 3상 전류형 PWM 컨버터와 하드 스위칭 방식 3상 전류형 PWM 컨버터의 입·출력파형을 비교하면 그림 9와 같이 나타낼 수 있다.

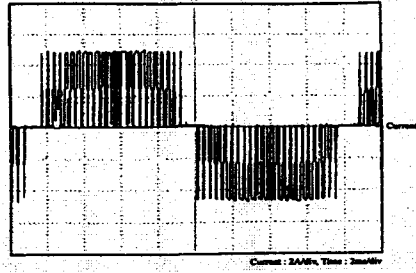
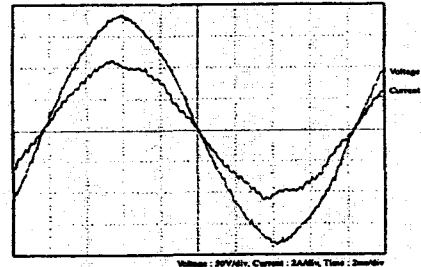
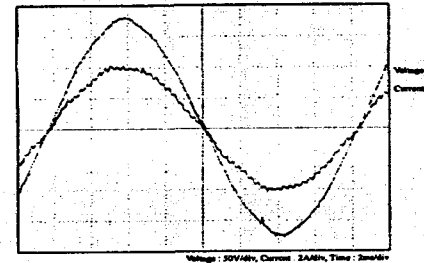


그림 8 PWM 전류의 파형
Fig. 8 Waveform of PWM current



(a)



(b)

그림 9 상전압과 선전류의 파형

- (a) 하드 스위칭
- (b) 소프트 스위칭

Fig. 9 Waveform of phase voltage and line current
(a) Hard-switching
(b) Soft-switching

그림 9(a)는 하드 스위칭 방식 3상 전류형 PWM 컨버터의 U상 상전압과 선전류의 파형을 나타낸 것이고, 그림 9(b)에서는 그림 3(b)에서 나타난 것과 같은 펄스 보정(補正)을 할 때의 공진 DC 링크 스너버 회로를 이용한 3상 전류형 PWM 컨버터의 U상 상전압과 선전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 9(a)의 하드 스위칭 파형과 비교하면 거의 단위 역률에 가까운 정현파가 얻어지고 있는 것을 알 수 있다.

그림 10과 그림 11은 하드 스위칭 방식 3상 전류형 PWM 컨버터와 본 논문에서 제안한 컨버터의 직류전류를 5(A)로 일정하게 한 후 변조율(M: Modulation Ratio)을 0.5~0.9로 변환시킬 때의 입력전류의 THD와 효율의 변화를 나타낸 것이다. 그림 10에서 소프트 스위칭 방식과 하드 스위칭 방식을 비교해보면 입력 전류의 THD 특성이 우수하다는 것을 알 수 있다. 그림 11에서 알 수 있듯이 효율은 소프트 스위칭 방식이 하드 스위칭 방식보다 대략 0.3~1.0(%) 정도 개선된 결과를 얻을 수 있다.

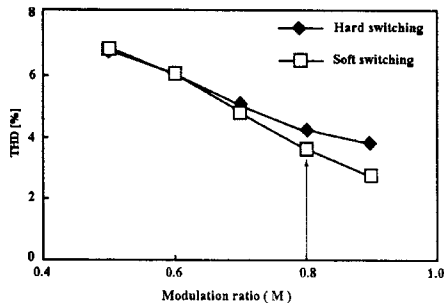


그림 10 변조율에 대한 입력 전류의 THD 특성 비교
Fig. 10 THD characteristics of input current for Modulation ratio

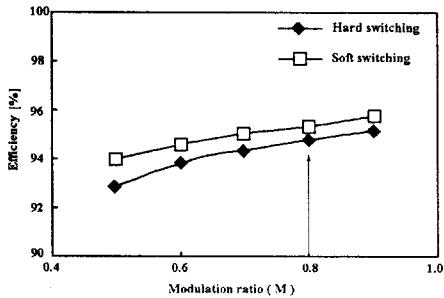


그림 11 변조율에 대한 효율 특성
Fig. 11 Efficiency characteristics for Modulation ratio

3. 결 론

본 연구에서는 공진 DC 링크 스너버 회로를 이용한 고역률 3상 전류형 소프트 스위칭 PWM 컨버터를 제안하였으며, 그 동작원리에 대해서 서술하였다. 또한 소프트 스위칭 조건이나 전압과 전류의 조건에서 공진 DC 링크 스너버 회로의 설계법을 명확히하고, 저역 필터를 고려해서 기존의 컨버터의 라인 전류의 THD를 최소화하는 것이 가능한 최적적 PWM 패턴을 안에 넣고, 공진 소프트 스위칭의 전류 기간의 보정법과 그 효과에 대해서 서술했다. 그리고 하드 스위칭 방식과 소프트 스위칭 방식 3상 전류형 PWM 컨버터의 입력전류 THD 특성과 효율을 비교하여 제안한 방식이 좀더 양호한 결과가 얻어지는 것을 확인했다. 이상의 결과에 대한 유용성과 타당성은 컴퓨터 시뮬레이션과 실제 실험을 통하여 입증하였으며, 본 연구 방식을 고주파 공진형 PWM 인버터용의 고역률 컨버터 적용한다면 매우 유용한 성과를 기대할 수 있다고 생각된다.

(참 고 문 헌)

- [1] A. I. Maswood, M. H. Rashid, "Input Current High Reduction in High Power AC/DC Rectifier.", pp. 59-62, IECON91.
- [2] R. Wu, S. B. Dewan, G. R. Slemon, "A PWM AC-DC Converter with Fixed Switching Frequency", IEEE Tran. on Ind. Applicat., vol. 26, No. 5, pp. 880-886, 1990.
- [3] T. C. Chen, C. T. Pan, "Modeling and design of a single-phase AC to DC converter", IEEE Proc. B, Electr. Power Appl., Vol. 139, No. 5, pp. 465, 1992.
- [4] G. Rim, R. Krishnan, "AC to DC Power Converter with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current", IEEE, APEC, Conf. pp. 400-406, 1991.
- [5] 仲田·牧野·中村, "脈動電壓原で駆動されるインバータ・誘導電機系のヒートレス制御", 電學論D, 109卷, 7号, pp. 485, 1995.

- [6] 稜葉·森, "單相PWMコンバータのモデル化", 電學論D, 115卷, 2号, pp. 176, 1995.
- [7] 野中·稜葉, "正弦波入力電流形單相PWM整流回路の比較検討", 電學論D, 113卷, 5号, 594, 1994.
- [8] 白壽鉉의 1人, "半導體 電力變換回路를 中心으로 한 電力電子", 東逸出版社, 1990.
- [9] 高原, "高速半導體素子の車兩用VVVFへの應用", 平元電氣學會産業應用部門全大, S. 4-5
- [10] T. Ohnishi & H. Okitsu, "A Novel PWM Technique for ThreePhase Inverter/ Converter", in Conf. Rec. IPEC-Tokyo'83, pp. 384, 1983.