

고역율, 고효율 충·방전기 개발에 관한 연구

김은수 조기연 변영복
(한국전기연구소)

A Study on the Development of the Charging-Discharging System with High Power Factor and High Efficiency

Eun-Soo Kim Kee-Yeon Joe Young-Bok Byun
(K E R I)

Abstract

This paper presents equipment for charging and discharging with high power factor and high efficiency. This equipment is consisted of 3 ϕ SPWM AC/DC converter for improving input current waveform and input power factor, and bidirectional DC/DC converter for electric isolation in the DC link Part.

Therefore, Input power factor and the total efficiency in the proposed system can be increased more than in the conventional phase-controlled thyristor Charging - Discharging System

1. 서론

최근 정보화 사회의 진전에 따라 축전지를 사용하는 직류전원 장치가 증가하는 추세에 있고, 일반적으로 Thyristor와 Diode 와 같은 반도체 소자를 적용한 충전설비는 상용 AC 입력전류에 많은 고조파 성분을 포함한 왜형된 Pulse상의 전류를 발생 시키므로 이러한 고조파 전류가 다른 전원으로 유입되어 전자 기기들을 오동작 시키는 등의 고조파 장애를 일으키므로 IEC 555-2에서 고조파 전류의 규제를 검토하고 있고(200W 이상의 Power Level 에서는 3조파 전류의 최대값이 2.3A 이하로 규제 되고 있음), 이러한 규제는 무역장벽의 큰 요인으로 대두될 수 있다.

따라서, 앞으로 국내에서도 이러한 IEC 규격에 대응할 수 있는 제품의 개발이 필요하고, 전력전자와 고속 스위칭 반도체 소자인 IGBT, Power Mosfet등의 발전 및 보급에 따라 충방전기의 소형화, 경량화, 저잡음화 및 고효율화가 크게 요구되고 있다.

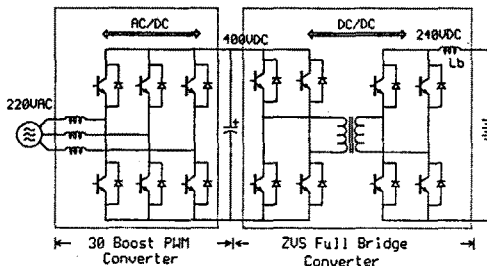


그림 1. 고역율 고효율 충방전기 주 회로도

본 연구에서는 Battery 제조설비에 적용하는 고역율, 고효율 충·방전기에 관한 것으로 충·방전기 주 회로구조가 그림 1 과 같이 AC/DC 입력부에 입력력을 및 입력전류파형을 개선시키기 위한 양방향 전력수수가 가능한 3상 정현파 펄스 폭 변조(SPWM) AC/DC 컨버터로 구성되고, 고효율 및 전기적 결연을 위해 양방향성 Phase Shift ZVS FB (Zero Voltage Switching Full Bridge) 컨버터로 구성되어져 있어 기존의 Thyristor 방식의 충방전기에 비해 소형, 경량 및 고효율을 가질 수 있도록 구성된 충방전기에 대한 연구 내용이다.

2. 고역율 고효율 충방전기

2.1 3 ϕ SPWM AC/DC 컨버터

충·방전기 AC/DC 입력부분에 적용된 3상 정현파 펄스폭변조 (Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM) 컨버터는 Battery의 에너지를 AC 상용 입력전원으로부터 충전시키고, 다시 AC 상용 입력전원으로 방전시, AC 입력전류를 정현파로 제어하면서, 고조파 왜형을 10% 이하, 역율 0.95 이상 얻기 위한 수단으로서 사용되고 주 회로구조는 3상 승압(Boost) 인덕터와 3상 전압원 컨버터로 구성된다.

이 주 회로에 대한 동작을 그림 2에 나타낸 바와 같이 한상에 대하여 표현하면 두가지 Mode로 나타낼 수 있다.

Mode 1. 3상 AC/DC 컨버터부 스위치 T₁이 off이고, T₂가 Turn on 되었을때 "3상전원 → L_R → T₂ → 3상전원"의 단락 Mode가 되어 인덕터 전류는 상승하고, 그 에너지는 승압인덕터(L_R)의 Magnetic Field에 축적된다. 반면에 같은 Leg쪽에 있는 다이오드(T₁D)는 역 바이어스 되어있고, 출력캐패시터 C_o가 전력을 부하 (DC/DC 컨버터부)에 공급한다.

$$V_R - L \frac{dI_R}{dt} = 0 \quad \dots (1)$$

Mode 2. 3상 AC/DC 컨버터부 T₂가 Turn off 하지마자 승압 인덕터(L_R)에 축적된 에너지는 AC 상용 입력전원에서 오는 에너지와 함께 다이오드 T₁D를 통하여 출력캐패시터 C_o에 인가 된다.

$$V_R + L \frac{dI_R}{dt} - V_o = 0 \quad \dots (2)$$

여기서, 스위칭 주파수가 입력전압의 주파수보다 훨씬 높다면 한 스위칭 주기에서 스위치의 평균 On-Off Duty Cycle를 정의하는 d'를 매개로 하여 식 (1)과 (2)를 묶을 수 있다.

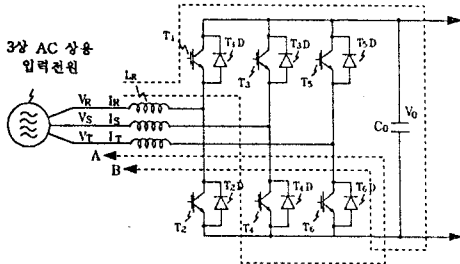
$$V_R - L \frac{dI_R}{dt} - d'V_o = 0 \quad \dots (3)$$

여기서 mode 1 ; $d' = 0$ 이고, mode 2 ; $d' = 1$ 이다. 한상분에 대한 입력상전압 V_R 이 정현파라 가정하면 $V_{conv} = Cd'V_o$ 와 I_R 의 기본파 주파수분은 각각 Phasor \vec{V}_{conv1} 와 \vec{I}_R 로써 표현될 수 있고, 전원주파수 $\omega = 2\pi f$ 에서 기준위상 $\vec{V}_R = V_R e^{j\omega t}$ 로서 독립적으로 \vec{V}_R 을 선택하면

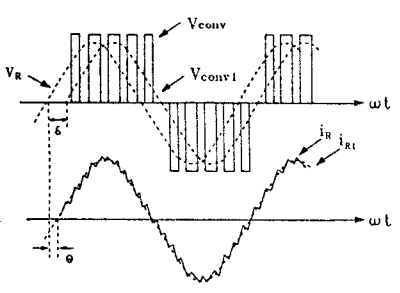
$$\vec{V}_R = \vec{V}_{conv1} + \vec{V}_L \quad \dots (4)$$

여기서 $\vec{V}_{conv1} = d' V_o$, $V_L = j\omega L_R \vec{I}_R$

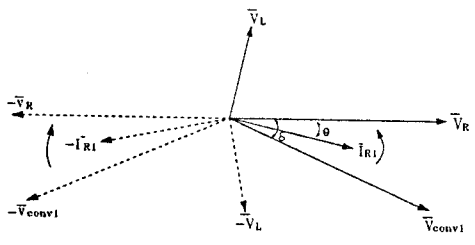
로 나타내고, 위 식에 대응하는 위상도를 그림 2(c)에 나타냈다. 여기서 입력전류 I_{R1} 은 임의의 상차각 θ 에 의해 입력상전압 V_R 에 지연된다.



(A) 주 회로 동작원리



(B) 3φ SPWM 컨버터 동작파형



(C) 3φ SPWM 컨버터의 위상벡터도

그림 2. 3φ SPWM AC/DC 컨버터의 동작파형 및 위상 벡터도

따라서 I_{R1} 에 대하여 식을 풀면

$$\vec{I}_R = \frac{\vec{V}_R - \vec{V}_{conv1}}{\omega L_R} \quad \dots (5)$$

$$I_R e^{j\theta} = \frac{V_R e^{j\omega t} - V_{conv1} e^{-j\theta}}{\omega L_R} \quad \dots (6)$$

$$= \frac{V_R - V_{conv1} (\cos\delta - j\sin\delta)}{\omega L_R} \quad \dots (6)$$

$$I_{R1} = \sqrt{\frac{(V_R - V_{conv1} \cos\delta)^2 + (V_{conv1} \sin\delta)^2}{(\omega L_R)^2}} \quad \dots (7)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_{conv1} \sin\delta}{V_R - V_{conv1} \cos\delta} \quad \dots (8)$$

(7),(8) 식으로 부터 주어진 전원전압 V_R 과 L_R 에 대하여 전원전류 I_R (기본파성분)의 크기 및 위상은 유일하게 그림 3의 제어회로에서 삼각파와 비교되는 정현 변조 전압에 의해 결정된 V_{conv1} 에 의해 제어될 수 있다.

따라서, AC 상용 입력전원에서 DC link 출력 캐패시터 C_o 로의 순변환동작시 입력역율 1은 0를 Zero로 하기 위해서 V_{conv1} 를 가변시킴으로써 성취될 수 있고, DC link 출력 캐패시터 C_o 에서 AC 상용입력전원으로 방전시 V_{conv1} 의 크기 및 위상을 제어하여 0를 -180° 로 함으로써 방전시도 AC입력전류를 정현파로 제어하면서 거의 입력 역율 1제어를 할 수 있도록 구성 되어진다.

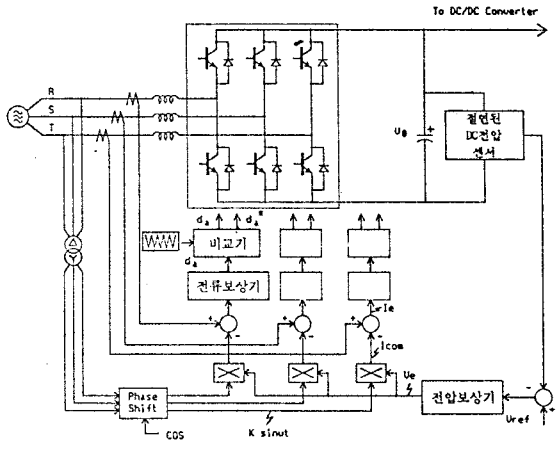


그림 3. 3φ SPWM AC/DC 컨버터 제어회로 블록도

제어회로는 그림 3에서 처럼 주로 전압 보상기, Phase Shifter, 3개의 곱셈기와 3개의 독립적인 전류 보상기, 삼각파 발생기, 펄스폭 Modulator로 구성된다.

이 회로의 동작은 DC Link 출력 캐패시터 C_o 가 3상 SPWM 컨버터를 구성하는 IGBT 역병렬 다이오드를 역 바이어스 될 정도로 충분히 큰 전압 V_o 로 미리 충전되었다고 가정하고 있다.

출력전압은 전압센서 LEM LV25-P에 의해 Sensing 되고 기준전압 V_{ref} 와 비교한다.

비교된 에러신호 ($V_o = V_{ref} - V_{dcm}$)는 전압보상기에 의해 규정된 Level로 출력 DC 전압을 유지하고 좋은 과도특성을 갖기 위해 사용된다.

여기서 입력상전압과 동상(순변환동작시) 또는 역상(역변환시)으로 정현입력 전류파형을 유지하는 것이 AC/DC 컨버터부의 주 목적이므로 상용입력전원으로 부터 성형 결선 (ΔY 결선) 변압기로 입력상전압을 Sensing하여 3개의 기준파형 V_R, V_S 와 V_T 을 얻고, Phase Shifter의 Phase Shifting은 상용입력전원 및 Sensing된 전압의 상차각 보상 및 역율보정을 위해 두었다.

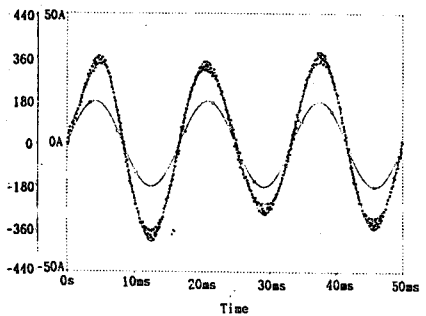
Sensing된 전압은 3상전류 지령신호(I_{com})를 형성하기 위해 전압보상기의 제어신호 V_o 를 곱함으로써 얻어진다. ($I_{com} = V_o \cdot k \sin \omega t$)

AC/DC 컨버터 순변환동작시, 3상 전류 지령신호(I_{com})는 정현파이고, 입력상전압과 동상이다. 실제 입력상전압 인덕터에 흐르

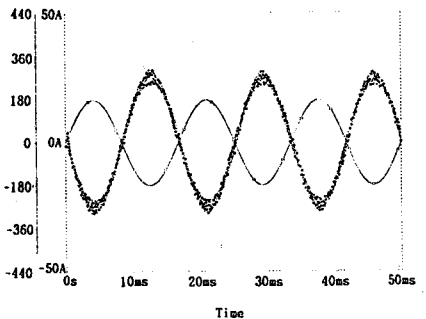
는 전류는 전류 Loop 보상기에서 전류 지령신호(I_{com})를 거의 정확하게 추정하며($I_o = I_{load} - I_{com}$), 추정한 제어신호 I_o 와 삼각파 발생기의 비교에 의해 펄스폭을 제어하고, 후단 DC/DC 컨버터부에 전력을 공급함으로써, 시스템은 AC 입력 전류를 거의 입력 역을 1을 유지하며 동작된다.

AC/DC 컨버터 역변환 동작은 역변환 동작(방전시)의 DC/DC 컨버터부에서 Battery의 에너지를 중지전압까지 방전하기 위해 승압형 Phase-Shift 동작으로 정전류 방전시 AC/DC 컨버터의 기준전압 V_{ref} 에 의한 출력전압 V_o 보다 큰 일정 출력전압을 가하게 되므로, 전압보상기의 제어신호 V_c 가 부로 되어 3상 전류지령신호($I_{com} = -V_c \cdot k_{invt}$) 또한 상전압과 역상이 되고, 실제 입력승압인덕터에 흐르는 선 전류가 이 3상 전류 지령신호(I_{com})를 추정하여 동작하므로, 역변환 동작 또한 AC 입력 전류를 정현파로 제어하면서 거의 입력역을 1을 유지하며 동작된다.

그림 4(a), (b)는 3φ SPWM AC/DC 컨버터의 충전(순변환동작)과 방전시(역변환동작)의 각각에 대한 입력상전압, 상전류의 시뮬레이션 파형이다.



(a) 충전시 (순변환동작)



(b) 방전시 (역변환동작)

그림 4. 3φ SPWM AC/DC 컨버터의 충전과 방전시의 입력 상전압, 상전류의 시뮬레이션 파형

2.2 양방향 전력수수가 가능한 DC-DC 컨버터

전기적 절연 및 변압기의 소형, 경량화 할 수 있고, 전압 및 전류의 안정화와 충·방전기능을 고기능화 할 수 있도록 양방향 DC/DC 컨버터를 그림 5와 같이 구성했다.

3상 정현파 펄스폭 변조 (SPWM) AC/DC 컨버터부에서 전원이 공급되어 Battery로 에너지를 공급하는 충전시는 그림 8의 동기화된 회로에서 처럼 양방향 DC/DC 컨버터는 강압형 (Step down) 컨버터로서 동작되어 전기적절연을 위한 고주파 변압기를 통해 Battery에 강압된 정전압 (또는 정전류)로 공급할 수 있도록 1차측 Bridge DC/DC 컨버터가 Phase Shift 스위칭하고, 2차측 Bridge DC/DC 컨버터는 IGBT에 Gate

Signal을 주지 않으므로써 2차측 Bridge IGBT 역병렬 다이오드가 정류기 역할만 하도록 함으로써 순변환 동작을 한다.

순변환 동작시의 Mechanism 은 기존 ZVS FB DC/DC 컨버터와 같고 이에 대한 동작은 다음과 같다.

그림 6에서 처럼 1차측 Bridge Q_2 와 Q_4 에 대한 Gate 신호가 Q_2 과 Q_3 에 대하여 Phase Shift 되게 함으로써 고주파 변압기 (H·F TR) 2차측 전압이 Zero인 시간간격동안 (Δt) 1차측 Bridge 스위치 중 하나는 항상 Left - On 되게 제어된다. 이에 대하여 예를 들면 스위치 Q_1 이 Open 되었을 때 전류 (누설분의 전류)는 같은 Leg에 있는 스위치 Q_3 의 역병렬 다이오드가 도전하기 시작할 때까지 스위치 Q_1 의 기생 캐패시턴스를

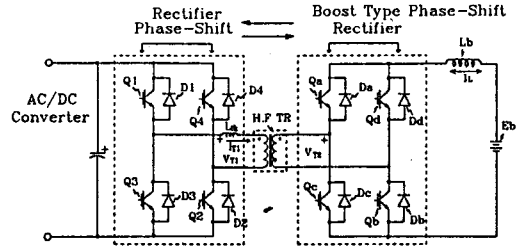


그림 5. 양방향 전력수수 가능한 DC/DC 컨버터

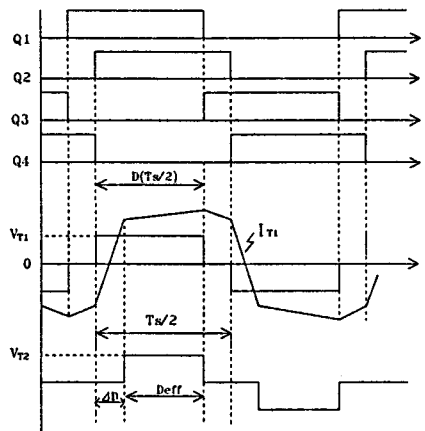


그림 6. DC/DC 컨버터 1차측 Bridge 충전(순변환 동작)시 Timing도

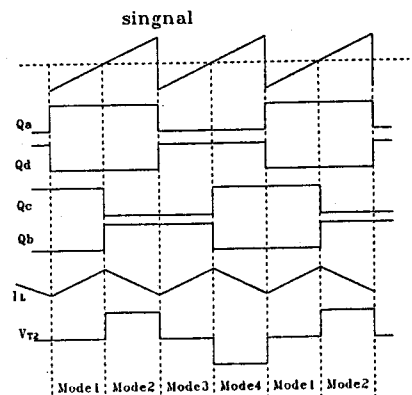
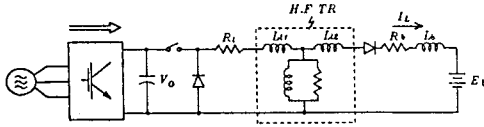


그림 7. DC/DC 컨버터 2차측 Bridge 방전(역변환 동작)시 Timing도

충전하면서 전류(轉流)한다. Q_3 의 역병렬 다이오드 D_3 가 도전했을 때 같은 Leg에 있는 Q_3 는 영전압 조건에서 Turn - On 될 수 있고, 또한, Q_2 가 Open 되었을때 Q_2 의 기생캐패시턴스를 충전하면서, 동시에 변압기에 흐르는 전류는 Q_4 의 역병렬 다이오드 D_4 를 통해서 도전하게 된다. 이때 Q_4 를 Turn - On 시킴으로써 Q_4 는 영전압조건에서 Turn - On 되고, 교번전류가 $Q_4 \rightarrow H \cdot F \text{ TR} \rightarrow L_{lk} \rightarrow Q_3$ 를 통해 흐르게 되도록 동작된다.

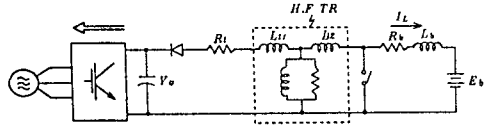
이는 기존 FB PWM 컨버터와 관련된 기생진동의 문제를 해결할 수 있도록 고주파변압기 (H·R TR) 누설 인덕턴스와 출력측 인덕터 (L_b)에 따른 전류를 순환시키기 위한 저 임피던스 경로를 제공시켜준다.

이러한 순환 동작시 Zero Voltage Switching 조건을 이루기 위해 변압기 누설 인덕턴스의 증가는 변압기 누설 에너지에 따른 순환전류의 증가로 출력전압 이용율의 감소 및 도전 손실의 증가를 초래할 수 있으므로 변압기 설계시 적절한 Trade - Off가 필요하다.



3상 SPWM AC/DC 컨버터

그림 8. 충전시 DC/DC 컨버터의 등가 회로



3상 SPWM AC/DC 컨버터

그림 9. 방전시 DC/DC 컨버터의 등가 회로

반대로 Battery의 만충전전압에서 중지전압까지의 에너지를 3상 정현파 펄스폭 변조 (SPWM) AC/DC 컨버터부를 통해 AC 상용 전원으로 정전류 방전하고자 할 때는 그림 9의 등가화된 회로에서 처럼 3상 SPWM AC/DC 컨버터 부에서 출력되는 기준전압 V_o 보다 더 높은 전압을 공급해 주어야 하므로 양방향 전력수수가 가능한 DC/DC 컨버터의 역변환 동작은 승압형 (Step up) 컨버터로 동작되도록 구성되어야 한다.

2차측 Bridge의 승압형 Phase shift 스위칭 동작 Mechanism은 그림 7의 Timing 도에서 나타낸 바와 같이 Q_a 와 Q_c 를 동시 ON (Mode 1) $\rightarrow Q_c$ off, Q_a 와 Q_b ON (Mode 2) $\rightarrow Q_a$ off, Q_d 와 Q_b ON (Mode 3) $\rightarrow Q_b$ off, Q_d 와 Q_c ON (Mode 4)의 동작을 고주파로 반복하여 동작된다.

Mode 1과 Mode 3에서는 Battery를 승압인덕터 (L_b)를 통해 단락시킨 상태이므로 승압인덕터 (L_b)에 전류가 I_L 이 상승하면서 에너지를 축적하고,

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{(E_b - I_L R_b)}{L_b} DT \quad \dots (9)$$

Mode 2와 Mode 4에서는 Battery 전압과 승압인덕터 (L_b)에 축적된 전압의 합이 고주파 변압기에 정 또는 부 극성으로 인가된다.

$$I_{\min} - I_{\max} = \frac{(E_b - I_L R_b - I_L R_l - V_c)}{L_b - L_l} (1-D)T \quad \dots (10)$$

따라서, Mode 2와 Mode 4의 기간을 적절히 제어함으로써 고

주파 변압기 (H·F TR)에 승압된 고주파 교류 전압을 인가하고, 1차측 Bridge IGBT 역병렬 다이오드를 통해 정류되어 승압된 DC 출력 전력을 얻을 수 있도록 구성된다.

$$V_o = \frac{E_b (L_b - L_l D)}{\left[\frac{R_l}{R} L_b + L_b (1-D) + \frac{R_b}{(1-D)R} (L_b - L_l D) \right]} \quad \dots (11)$$

그림 10은 변압기 누설 인덕턴스 L_l ($5\mu\text{H} \rightarrow 10\mu\text{H} \rightarrow 15\mu\text{H}$)을 변화 시켰을때의 Duty Cycle D의 변화에 따른 출력전압 특성으로 승압인덕터 L_b ($550\mu\text{H}$)의 값이 변압기 누설 인덕턴스 L_l 에 비해 매우 크기 때문에 큰 영향을 주지 않는다. 다만 그림 11에서 처럼 가장된 각 출력 저항 R 값에 있어서 (특히 경부하시) Duty Cycle D가 0.7 이상일때 갑작스런 출력전압 상승 및 감소에 따라서 시스템의 불안전을 야기할 수 있기 때문에 실제적 적용에 있어서는 Duty Cycle D를 0.7로 제한하여 사용했다.

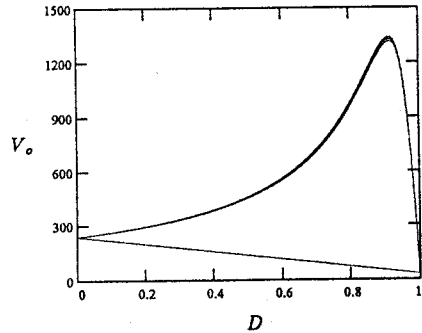


그림 10. 변압기 누설인덕턴스 ($5\mu\text{H} \rightarrow 10\mu\text{H} \rightarrow 15\mu\text{H}$)를 변화시켰을 때의 Duty Cycle D 대 출력전압 특성

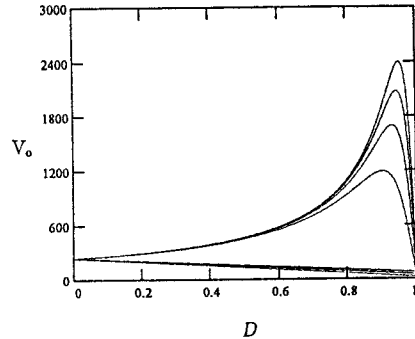


그림 11. 부하(R)을 변화시켰을 때의 Duty Cycle D 대 출력 전압 특성

3. 실험결과

본 연구에서 실험된 고역율, 고효율 충전방기 설계 사양 및 특성은 표1에 나타났다.

그림 12는 3 ϕ SPWM AC/DC 컨버터의 순변환동작 (충전시)의 입력상전압 및 선전류 파형으로 상전압과 전류 파형이 동상임을 알 수 있고, 그림 13의 Spectrum 분석에서처럼 입력 선전류의 5, 7 고조파 성분이 두드러지게 감소됨을 알 수 있다.

하지만, 본 실험조건에서 입력상전압의 불평형과 상용입력 변압기에서 실험장치까지 오는 배선길이가 너무 길고 NFB가 여

러대 걸쳐 들어오기 때문에 입력 Source Inductance 값이 매우 커서 스위칭시 입력전압 왜형율이 25%로 매우 심했다. 이러한 조건에서 측정된 효율은 최대부하 (6.5kW)에서 95.5%, 역율은 96.8%, 왜형율(THD)는 9.5%로 좋은 효율 및 역율 특성을 보여줬다.

그림 14는 충전시의 DC/DC컨버터 1차측 Bridge의 변압기 전압 및 전류 파형이다. DC/DC 컨버터에 있어서의 효율은 85% 부하에서 96%의 가장 높은 효율 특성을 나타냈고, 정격 부하에서 94.8%의 효율을 나타냈다. 따라서 충전시 본 시스템의 전체 효율은 90.5%로 기존의 Thyristor방식 (80~85%)에 비해 높은 효율 및 역율 특성을 나타냈다.

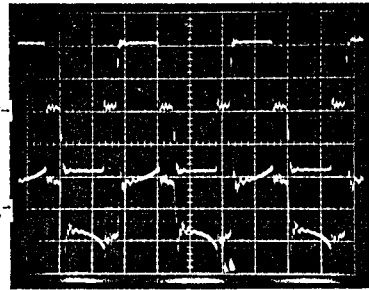


그림 14. 1차측 Bridge 변압기 전압, 전류 파형 (200V/DIV, 20A/DIV)

표 1. 고역율 고효율 충방전기 주 회로도

입력	220VAC ±10%
출력	240VDC, 25A (6kW)
스위칭 주파수	20kHz (3φ SPWM AC/DC Converter, ZVS-FB DC-DC Converter)
효율(정격부하 충전시)	90%이상 (3φ SPWM Converter : 95.5% ZVS-FB Converter : 94.8%)
역율	0.95이상 (THD 10% 이하)
적용 소자	IGBT (6MBI50L-120 2MBI100L-120)

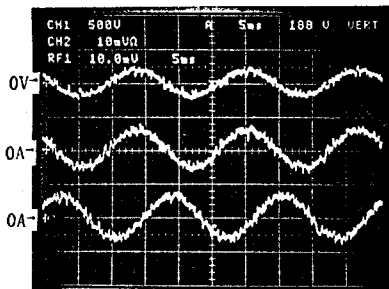


그림 12. 입력 상전압, 선전류 파형 (500V/DIV, 20A/DIV, 5ms/DIV)

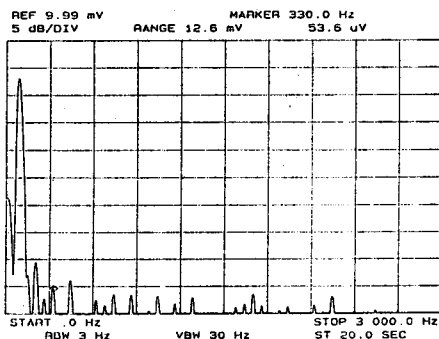


그림 13. 입력 선전류 스펙트럼 분석 결과 (0 - 3KHz)

4. 결론

Battery 제조설비에 적용하는 충방전기에 있어서 3φ SPWM AC/DC 및 ZVS DC/DC 컨버터 적용에 따라 기존의 thyristor 위상제어 방식에 비해 효율(90.5%) 및 역율을 개선시키고 (PF : 0.96, THD : 9.6%), 20kHz로 스위칭함에 따라 절연을 위한 변압기를 작게 만들수 있으므로 소형, 경량화할 수 있었다. 향후, 본 연구를 통해 개발된 시스템을 생산현장에 적극 활용할 예정이다.

참고문헌

1. Boon Teck Ooi, Juan W. Dixon, "An Integrated AC Drive System Using A Controlled Current PWM Rectifier/Inverter Link", IEEE Trans, IE, Vol.3, No.1, Jan, 1988
2. Wen-Inne Tsai, York-Yih Sun, "Design of a High Performance Three-Phase UPS with Unity Input Power Factor and High DC-Voltage Conversion Ratio", PCC-Yokohama, 1993
3. Chuck Wong, Ned Mohan, "Adaptive Phase Control for Three Phase PWM AC-TO-DC Converters with Constant Switching Frequency", PCC-Yokohama, 1993
4. J.A. Sabate, V.Vlatkovic, "Design Consideration for High-Voltage, High-Power, Full-Bridge, Zero-Voltage-Switched PWM Converter", APEC, 1990
5. Mustansir H. Kheraluwala, D.M. Divan, "Design Considerations for High Power Density DC/DC Converter", HPCC, 1990
6. 김은수, 조기연, "양방향 전력수수가 가능한 DC/DC컨버터 개발", '93' 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, 1993.7