

수중 음향센서용 전력증폭기를 위한 멀티레벨 전원으로 설계

최승수*, 김진영*, 송승민*, 김인동*, 문원규**, 김원호***

부경대학교 전기공학과*, 포항공과대학교 기계공학과**, 국방과학연구소***

Design of Multilevel-converter Power Supply for Power Amplifier of Underwater Acoustic Sensor

Seung soo Choi*, Jin young Kim*, Seung min Song*, In Dong Kim*, Wonkyu Moon**, Won Ho Kim***

Dept. of Electrical Eng. Pukyong National University*, Dept. of Mechanical Eng. POSTECH**

Agency of Defence and Development***

ABSTRACT

본 논문은 수중음향센서용 전력증폭기를 위한 멀티레벨 가변 출력전압 AC/DC 컨버터를 제안한다. 제안하는 AC/DC 컨버터는 멀티레벨 가변출력전압을 얻기 위해 2개의 flying-capacitor 3-level converters와 하나의 다이오드 브리지 회로로 구성되어 있다. 또한 본 논문에서는 제안하는 AC/DC 컨버터의 상세 회로도와 설계 가이드라인을 제시하였다.

1. 서론

해양은 많은 수중 및 해저 자원을 지니고 있으며 이를 탐사, 발굴하는 것은 많은 경제적 이익을 가져온다. 이를 위해 해양 자원이나 환경을 실시간으로 모니터링하여 자료를 수집하고, 수중장치나 장비를 제어하는 기술이 필요하다.

수중음향 센서를 위한 전력증폭기는 넓은 대역폭과 출력 선형성이 보장되어야 하며, 동시에 시스템의 발열과 연료문제를 해결하기 위하여 높은 효율로 동작하여야 한다. 기존의 선형증폭기인 Class A, Class B 증폭기는 이상적인 경우라도 이론적으로 얻을 수 있는 최대효율이 각각 50% 와 78.5%이다.

이와 같은 문제점을 해결하기 위해 증폭기에 인가하는 전원 전압을 일정한 값으로만 유지하지 않고 증폭하고자 하는 입력 신호의 피크값에 따라 전원 전압을 변동시키기 위해 가변전원을 사용하는 방식이 그림1에서 보이고 있는 EER기술이다.

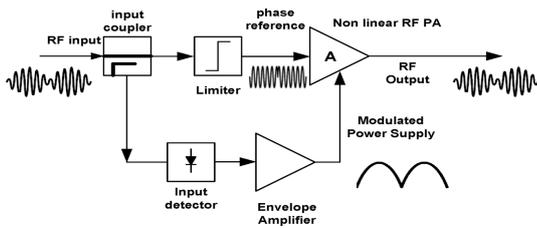


그림 1 EER기술 (Envelope Elimination and Restoration Technique)

이 방식은 증폭하고자 하는 입력신호의 포락선이 변동하더라도 포락선 증폭기와 비선형 증폭기를 각각 스위칭 증폭기인 Class D와 Class E로 구현 가능 하므로 이상적인 조건에서는 효율 100%를 얻을 수 있는 방법이다.

이를 위해 빠른 응답특성과 고효율 특성을 갖는 포락선 증폭기용 전원으로 설계가 필수적이다. 따라서 본 논문에서는 이를 위한 가변전압출력 멀티레벨 AC DC 컨버터 (Multilevel AC DC converter)를 제안한다.

2. 가변전압출력 멀티레벨 컨버터의 전원으로 설계

2.1 멀티레벨 AC-DC 컨버터 전력회로 및 설계사양

제안한 멀티레벨 AC DC 컨버터의 상세한 전력회로는 그림 2와 같다.^[1] 입력단 컨버터는 Phase shifted PWM 제어 고주파 풀 브리지 회로, 고주파 절연용 멀티포트 변압기, 다이오드정류기 및 LC 필터, 출력단 컨버터는 2개의 플라잉커패시터 3 레벨 컨버터와 1개의 다이오드정류기로 구성되어 있다.^[2]

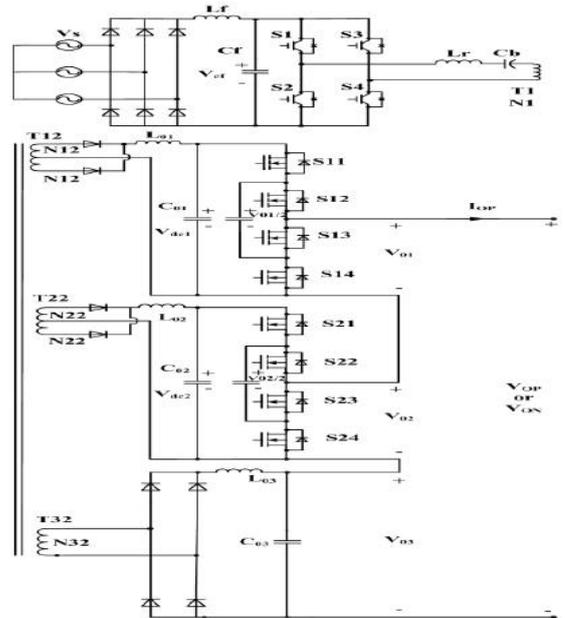


그림 2 제안한 수중음향용 가변전압출력 멀티레벨 컨버터

표 1 제안한 멀티레벨 AC/DC 컨버터의 설계 사양

Source voltage	AC 220 [V], 3 ϕ , 60 [Hz]
Output power	$P_{V_{\alpha pk}} = 2.4 [kW]$, $P_{V_{\alpha av}} = 1.2 [kW]$
Output voltage	$V_{op} = 160 [V_{pk}]$, $V_o = 150 [V_{pk}]$
Output current	$I_{op} = I_o = 15 [A_{pk}]$
Bandwidth	$BW = 40 [kHz]$

2.2 입력필터 인덕터 L_f 와 커패시터 C_f 의 설계

평탄한 DC전압을 공급하기 위해서는 그림 3에서 정류기의 출력전압 V_{REC} 의 고조파 성분이 필터 커패시터 C_f 로 흐르게 해야하므로 다음의 조건을 만족해야한다.

$$\frac{1}{n\omega C_f} \ll R_L \quad (1)$$

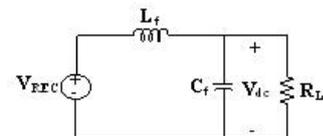


그림 3 입력 dc link LC filter의 등가회로

필터 인덕터 전류에서 가장 낮은 고조파 성분은 $n = 6$ 이며, 필터 커패시터 후단의 효율을 0.9라 하면,

$$R_L = \frac{V_{dc}^2}{P_o/\eta} = \frac{267^2}{2.4 [kW]/0.9} = 26.7 [\Omega] \quad (2)$$

$$C_f \gg \frac{1}{n\omega R_L} = \frac{1}{6 \times 2\pi \times 60 \times 26.7} \approx 16.6 [\mu F] \quad (3)$$

위 값의 80배인 C_f 값은 $C_f = 80 \times 16.6 [\mu F] = 1328 [\mu F]$ 이므로 구입이 용이한 $1200 [\mu F]$ 을 선정한다.

출력단의 n 차 고조파성분은 L_f 와 C_f 의 임피던스 전압분배에 의해 결정되며, 리플전압의 대부분은 최저고조파인 6고조파 성분이므로 리플율(Ripple Factor : RF)은 식 (4)과 같다.

$$RF = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \cong \frac{V_{6h}/\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot \frac{1}{|(12\pi f)^2 L_f C_f - 1|} \quad (4)$$

리플율을 $RF = 0.01$ 로 설정하면,

$$L_f = \frac{5.04}{(12\pi f)^2 C_f} = 0.8 [mH] \quad (5)$$

한편 3상 전파 정류기에서 출력 전류 연속을 위한 임계 인덕턴스 값 L_c 는 25 [%] 부하와 3상 전파정류($k=6$)에서

$$L_c = \frac{R_L}{3\pi k(k^2 - 1)f} = 0.9 [mH] \quad (6)$$

따라서 3상 전파정류 출력 필터의 인덕턴스 L_f 를 $1 [mH]$ 로 선정한다.

2.3 변압기의 설계

DC 링크 전압 V_{C_f} 와 V_{dc1} 의 관계는 IGBT와 Schottky 다이오드의 온 전압강하를 무시하면 식 (7)과 같다.

$$V_{dc1} = \frac{N_{12}}{N_1} DV_{C_f} \quad (7)$$

본 설계에서 변압기 2차측 다이오드 정류기 출력단의 평균 전압 V_{dc1} , V_{dc2} , V_{dc3} 는 각각 $64[V_{dc}]$, $64[V_{dc}]$, $32[V_{dc}]$ 를 출력한다. V_{dc} 전압의 최소값은 $V_{C_f \min} = 267 [V_{dc}]$ 이고, 듀티 사이클 D 가 최대값 $D_{\max} = 0.95$ 일 때 최대 $V_{dc1 \max} = 64 [V_{dc}]$ 를 얻기 위한 변압기의 권선비 N_1/N_2 는

$$\frac{N_1}{N_{12}} = \frac{D_{\max} V_{C_f \min}}{V_{dc1 \max}} = \frac{0.95 \times 267 [V]}{64 [V]} = 3.96 \quad (8)$$

따라서 변압기의 권선비는 $N_1 : N_{12} : N_{22} : N_{32} = 8 : 2 : 2 : 1$ 로 한다.

2.4 출력필터 인덕터 L_o 의 설계

입력전압이 $220 + 10\% [V]$ 일 때 즉 $V_{C_f} = 342 [V]$ 일 때 식(7)에 의해 $V_{dc1} = 64 [V]$ 을 얻기 위한 듀티사이클 $D=0.7$ 이다. 이때 출력 필터 인덕터 전류 I_{L_o} 의 첨두 대 첨두 (Peak to peak) 리플을 정격전류의 30 [%] 로 가정하면, 출력필터 인덕터의 전압식 $L_{o1} \Delta I_{L_{o1}} / \Delta t = V_{dc1}$ 으로부터,

$$L_{o1} = \frac{V_{dc1} \times \Delta t}{\Delta I_{L_{o1}}} = 87 [\mu H] \quad (9)$$

따라서 출력필터 인덕터는 $L_o = 87 [\mu H]$ 로 한다.

2.5 출력필터 커패시터 C_o 의 설계

본 논문에서 제안하는 컨버터의 부하는 큰 맥동전력을 출력하는 부하이므로, 출력단 필터 인덕터의 리플전류가 아닌 부하전류를 고려하여 C_o 의 값을 결정해야 한다.

$i_o(t) = |I_o \sin(2\pi ft)|$ 에서 DC 성분을 제외한 제1 고조파성분을 구하면 $i_{o1}(t) = 4I_o / (3\pi) \sin(2\pi(2f)t)$ 이다. 다른 고조파성분을 무시하고 제1고조파성분만을 고려한 필터커패시터에서의 전압 리플 $\Delta V_{C_{o1}}$ 를 최대 출력전압의 1[%]로 설정하며, 동작주파수를 $f=5 [kHz]$ 로 가정하면 C_{o1} 은 다음식과 같다.

$$C_{o1} = \frac{4I_o / (3\pi)}{\omega \Delta V_{C_{o1}}} = 317 [\mu F] \quad (10)$$

따라서 출력단 필터 커패시터 $C_{o1} = 340 [\mu F]$ 로 선정한다.

2.6 DC 블로킹 커패시터 C_b 의 설계

DC 블로킹 커패시터 C_b 는 풀 브리지 인버터의 비대칭 동작 혹은 소자특성의 불균형에 의한 고주파 변압기의 포화를 방지하기 위해 필요하다. DC 블로킹 커패시터는 정상상태에서 항상 인버터의 비대칭 동작 혹은 소자특성의 불균형에 의한 직류 전압 성분과 정상 부하 전류에 의한 교류 전압 성분을 갖는다. 그림 4에서처럼 정격부하에서 반주기 동안의 변압기 1차측 전류 I_1 에 의한 블로킹 커패시터의 전압 변동분 ΔV_{C_b} 을 DC 링크 전압 $V_{C_f} = 267 [V]$ 의 10%로 설정한다. $D=0.95$ 에서 부하와 변압기 1차측 전류 관계는 식(11)과 같다.

$$I_1 = \frac{P_{T1}}{V_{C_f} \sqrt{D}} = 4.9 [A] \quad (11)$$

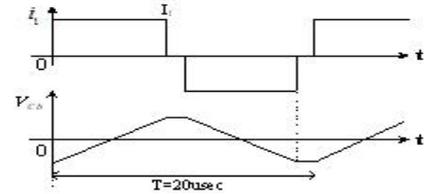


그림 4 변압기 1차측 전류 i_1 과 DC blocking 커패시터 전압 V_{C_b}

이때 DC 블로킹 커패시터의 C_b 는 다음 식을 사용하여 구하면

$$C_b = i_{CB} \frac{\Delta t}{\Delta V_{CB}} = \frac{I_1 DT / 2}{\Delta V_{CB}} = 1.7 [\mu F] \quad (12)$$

DC 블로킹 커패시터의 리플 전류성분 I_{C_b} 는 $I_{C_b} = I_1 = 4.9 [A]$ 이다. 따라서 DC 블로킹 커패시터로서 커패시턴스는 $3 [\mu F]$, 리플전류는 $8 [A]$, 전압정격은 $40 [V]$ 이상인 교류 커패시터를 선정한다.

3. 결론

본 논문에서는 수중음향 센서용 전력증폭기의 전원회로인 가변전압출력 멀티레벨 AC DC 컨버터의 상세 회로도 및 설계 가이드 라인을 제시하였다.

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다.(계약번호 UD130007DD)

참고 문헌

- [1] C. Y. Lee, I. D. Kim, E. C. Nho, W. K. Moon and W. H. Kim, "Design of Multilevel Variable Output Voltage AC DC Converter for Power Amplifier of Underwater Acoustic Sensor," in The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 18, No. 1, pp 72-83, Feb. 2013.
- [2] In Dong Kim and Eui Cheol Nho, Heung Geun Kim, and Jong Sun Ko, "A Generalized Undeland Snubber for Flying Capacitor Multilevel Inverter and Converter," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 6, pp. 1290-1296, Dec. 2004