

가변출력전압 AC/DC 컨버터를 이용한 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 고효율 전력증폭기의 설계

심재혁¹, 이창열¹, 김슬기¹, 김인동[†], 문원규², 이종현³, 김원호⁴

Design of High Efficiency Power Amplifier for Parametric Array Transducer using Variable Output Voltage AC/DC Converter

Jae-Hyeok Shim¹, Chang-Yeol Lee¹, Seul-Gi Kim¹, In-Dong Kim[†], Won-Kyu Moon²,
Jong-Hyeon Lee³, and Won-Ho Kim⁴

Abstract - Parametric array transducers are used for long-range and highly directional communication in an underwater environments. The power amplifiers for parametric array transducers should have sufficient linear output characteristic and high efficiency to avoid communication errors, system heating, and fuel problems. But the conventional power amplifier with fixed source voltage is very low efficient due to large power loss by the big difference between the fixed source voltage and the amplifier output voltage. Thus to solve the problems this paper proposes the high efficiency power amplifier for parametric array transducers. The proposed power amplifier ensures high linearity of output characteristic by utilizing the push-pull class B type amplifier and furthermore gets high efficiency by applying the envelope tracking technique that variable source voltage tracks the envelope of the amplified signal. Also the paper suggests the detailed circuit topology and design guideline of class B push-pull type amplifier and variable output voltage AC/DC converter. Its characteristics are verified by the detailed simulation and experimental results.

Keywords: parametric array transducer, underwater communication, envelope tracking, power amplifier, variable output voltage, AC/DC converter

1. 서 론

해양은 많은 수중 및 해저 자원을 지니고 있으며, 이를 탐사, 발굴하는 것이 많은 경제적 이익을 가져온다. 이를 위한 해양자원이나 환경 혹은 수중의 물체를 실시간으로 지속적으로 모니터링 및 수집하고, 필요에 따라 수중장비를 제어하는 기술이 필요하다. 최근 천안함 폭침 사건에서 보듯이 수중에서 정보를 교환할 수 있는 수중 통신 및 탐지 시스템은 군사 전략적으로도 매우

중요하다.^[1] 이를 위해 수중에서의 통신 및 탐지는 수중에서의 매질 특성으로 인한 통신 제약 때문에 공기 중에서 사용하는 전파 대신에 주로 음파를 이용하여 데이터를 송·수신한다. 음파를 사용하더라도 수중에서 원

거리통신과 고지향성 통신을 가능하게 하기 위해 그림 1과 같은 파라메트릭 어레이(Parametric array) 현상을 이용하고 있다. 파라메트릭 어레이는 주파수가 충분히 큰 2개의 초음파를 1차적으로 발생시키고, 수중에서 매질의 비선형 현상에 의해 고지향성이며, 원거리 통신이 가능한 저주파수의 차주파수 신호가 발생된다.^{[2]-[4]}

이를 위한 수중 음파 송신 시스템 구성도는 그림 2와 같다. 보내고자하는 음파 신호원은 변조기 (Modulator)에 의해 반송파를 갖게 변조되며, 변조된 신호는 전력증폭기에 큰 전력을 갖는 신호로 증폭되며, 증폭된 신호는 수중 음향 압전 트랜스듀서 (Underwater acoustic piezoelectric transducer)를 구동하여, 수중으로 초음파를 송신한다.

Paper number: TKPE-2014-19-4-10

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: idkim@pknu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng, Pukyong National University
Tel: +82-51-629-6318 Fax: +82-51-629-6305

¹ Dept. of Electrical Eng, Pukyong National University

² Dept. of Mechanical Eng, POSTECH, Pohang, Korea

³ Dept. of Ocean System Eng, Jeju National University

⁴ Agency of Defence and Development, Jinhae, Korea

Manuscript received Oct. 18, 2012; accepted May 2, 2014

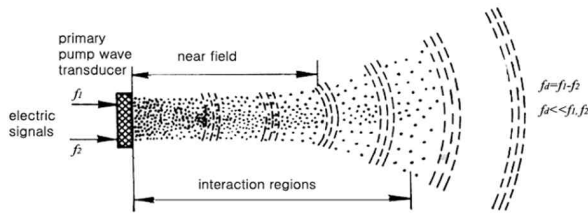


Fig. 1 Operating principle of parametric array transducer

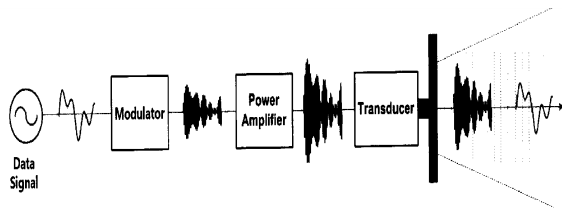


Fig. 2 Block diagram of underwater ultrasonic communication system

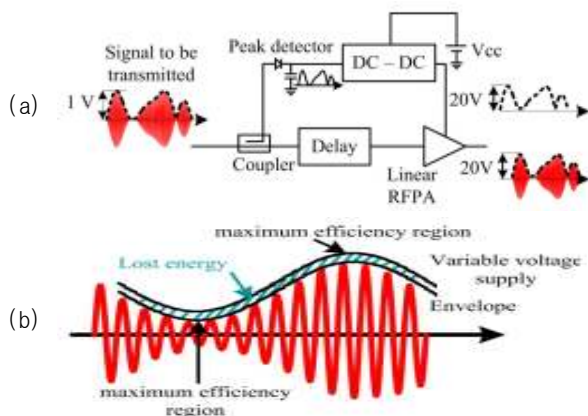


Fig. 3 Envelope tracking technique(ET) (a) power amplifier with ET, (b) related waveforms

전력증폭기는 송신하고자 하는 신호를 증폭하여 트랜스듀서를 통해 음파 형태로 변경하여 수중으로 송신하기 위한 필수적인 부분이다. 전력증폭기는 송신신호의 왜곡 손실을 줄이기 위해 넓은 대역폭과 출력 선형성이 보장되어야 하며, 동시에 시스템의 발열과 연료문제를 해결하기 위하여 높은 효율로 동작하여야 한다.

하지만 전력증폭기의 선형성과 효율은 Trade off 관계로 두 가지 모두를 적절히 만족시키기 위한 활발한 연구가 계속되고 있다.

기존의 Class A, Class B은 고정전원 인가 시 증폭하고자 하는 정현파 신호의 포락선(Envelope)이 고정전원의 크기와 같은 이상적인 경우라도 Class A, Class B은 이론적으로 얻을 수 있는 최대효율은 각각 50 [%]와 78.5 [%]이다. 실제에서는 다양한 손실 때문에 0.8내지 0.85를 곱한 만큼 감소한다. 더욱이 정현파의 피크값이 고정전원의 크기보다 작을수록 효율은 더 작은 값을 갖게 된다.^{[5]-[8]}

이와 같은 문제점을 해결하기 위해 증폭기에 인가하는 전원을 고정전원으로 하지 않고 증폭하고자 하는 입력신호의 피크값에 따라 변동하는 가변전원을 사용하는 방식이 Envelope Tracking(ET) 기술로서 그림 3과 같다. 이 방식은 입력신호의 포락선이 변동하더라도 Class A와 Class B 증폭기의 경우 이론적으로 각각 최대 50 [%]와 78.5 [%]의 효율을 항상 얻을 수 있다.

그림 3과 같은 ET기술을 성공적으로 구현하기 위해서는 증폭하고자 하는 입력신호의 포락선(Envelope)의 변동을 따라가는 빠른 가변출력전압 응답성을 갖는 가변전원의 구현이 핵심요구조건이다. 빠른 응답특성을 갖는 가변전원의 구현을 위해서는 그림 3에서 보는 바와 같은 DC-DC 컨버터의 적절한 토폴로지 제안과 최적설계가 필수적이다. 이를 위한 가변 전원전압용 DC-DC 컨버터로서 휴대폰 혹은 기지국에서의 응용 같은 매우 작은 용량(수W-수십 W급)의 가변전원용 DC-DC 컨버터는 여러 논문에서 제시되고 있으나^{[6]-[8]}, 본 논문에서 목표로 하고 있는 수중음향 센서의 압전 트랜스듀서의 구동에 사용될 큰 전력용량(최대 수 kW급)의 포락선 전압(Envelope Voltage)을 얻기 위한 가변 전원전압용 DC-DC 컨버터는 아직 발표되지 않고 있다.

따라서 본 논문에서는 가변출력전압 AC/DC 컨버터를 이용한 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 고효율 전력증폭기를 제안한다. 제안하는 고효율 전력증폭기는 크게 보아 전원회로로 가변전압을 출력하는 출력 위상제어 풀브리지 DC-DC컨버터와 효율과 선형성이 뛰어난 Class B push-pull 증폭기로 구성되어 있다. 본 논문에서는 증폭기의 부하로 파라메트릭 어레이 트랜스듀서를 사용하며, 가변전압 출력 AC-DC 컨버터와 Class B 전력증폭기의 상세 토폴로지와 설계 가이드라인을 제시한다. 본 논문에서는 수중통신용 전력증폭기의 효율 향상을 위해 ET 기술을 적용한 2 [kW]급, 20 [kHz]의 대역폭을 갖는 가변 출력 전압 AC/DC 컨버터와 Class B push-pull 증폭기를 설계하고 시뮬레이션과 실험을 통해 선형 출력특성과 효율을 확인한다.

2. 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 전력증폭기

2.1 파라메트릭 어레이 트랜스듀서 특성 및 설계사양

일반적으로 그림 4와 같이 파라메트릭 어레이 트랜스듀서(Parametric Array Transducer)는 내부 압전 구조로 되어 있으며, 압전소자의 입력단자에 특정주파수의 전압을 인가하여 기계적인 진동을 발생시켜 진동자에 직접 접촉되어 있는 매질로 음파신호를 전달한다. 파라메트릭 어레이 트랜스듀서의 전기적 특성으로서 입력단에서 본 주파수 변화에 따른 임피던스 그래프는 일반적으로 그림 5와 같으며, 이 모델을 본 논문에서 샘플 모델로서 사용하고자 한다. 인가전압의 주파수 범위 95[kHz]

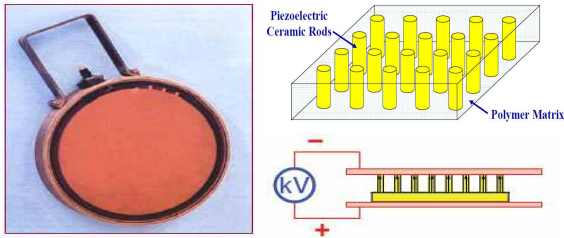


Fig. 4 Configuration of parametric array transducer

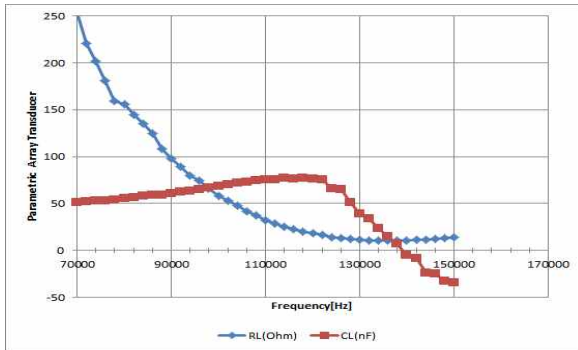


Fig. 5 Equivalent parallel-connected input resistance R_L and capacitance C_L of parametric array transducer as a function of applied frequency.

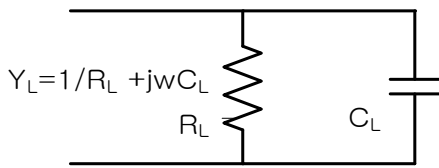


Fig. 6 Equivalent electrical circuit of parametric array transducer

Table 1 Design specification of power amplifier for parametric array transducer

Items	Rated values
Output power	1.12 [kW]
Output voltage	140 [V_{rms}] (396 [V_{pp}])
Output current	8 [A_{rms}] (23 [A_{pp}])
Applied frequency	95 ~ 135 [kHz]
Bandwidth	300 [kHz]

에서 135 [kHz] 까지의 회로 동작을 모델링하면 그림 6과 같이 저항과 커패시턴스의 병렬 등가모델로 나타낼 수 있다.

그림 5에서 보는 바와 같이 동작주파수 135 [kHz]에서 입력단 임피던스가 최소값을 갖으며, 이때 파라메트릭 어레이 트랜스듀서가 최대 전력을 전력증폭기로부터 요구하므로 이점을 전력증폭기의 설계점으로 사용하면, 본 논문에서 설계하고자하는 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 전력증폭기의 설계사양은 표 1과 같다. 설계점에서 파라메트릭 어레이 트랜스듀서의 임피던스각이 영이며 또한 최소 임피던스를 가지므로, 이때 전력증폭기 부

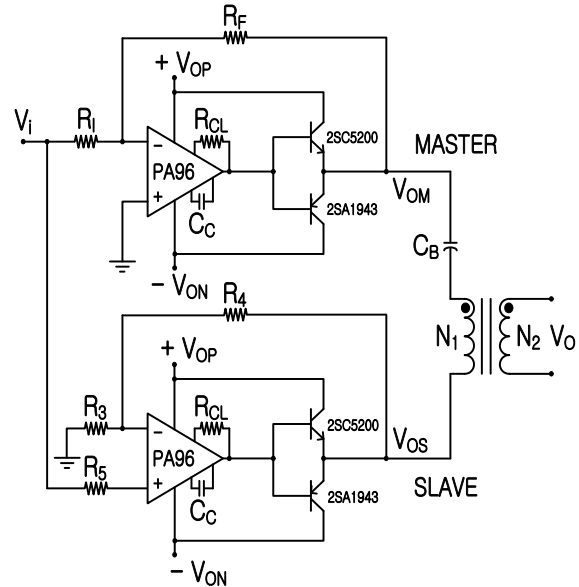


Fig. 7 Bridge-mode power amplifier

하는 최대부하로서 저항성분만을 갖고 있다.

2.2 전력증폭기 토폴로지 설계

파라메트릭 어레이 트랜스듀서 구동용 전력증폭기 토폴로지(Topology)는 입출력 특성에서의 선형성(Linearity), 전력용량, 동작주파수 범위, 소자의 구입가능성 등을 고려하여 선정한다. 파라메트릭 어레이 트랜스듀서는 반송파로 2개의 주파수 성분을 사용할 뿐 만 아니라 신호의 보안성을 확보하기 위해 반송파 주파수의 가변이 필요하므로 동작주파수범위에서 충분한 선형성을 갖고 있어야 하므로 Push-pull Class B 타입 전력증폭기를 선정한다.

또한 수중음향용 트랜스듀서이므로 RF 전파용에 비해 큰 전력을 필요로 하므로 충분한 용량의 전력을 출력하기 위해 단일모드(Single mode) 증폭기방식에 비해 2배의 전력용량과 2배의 슬루 레이트(Slew rate)를 확보할 수 있는 브리지모드(Bridge mode) 방식을 선정하였다. 뿐만 아니라 증폭기 후단의 충분한 전류 증폭을 위해 2개의 BJT 트랜지스터를 Push-pull 방식으로 연결한다.

최종적으로 설계한 브릿지 모드로 연결한 전력증폭기는 그림7과 같으며, 위쪽은 마스터 증폭기로 반전증폭기이며, 아래쪽은 슬레이브 증폭기로 비반전증폭기이며, 출력단은 출력전압의 조정과 입출력 간 절연을 위해 고주파 변압기를 사용한다.

마스터 증폭기는 반전 증폭비 $A_{vm} = -R_F/R_I$ 에 따라 신호를 증폭하여 부하단의 V_{om} 에 출력을 전달한다. 슬레이브 증폭기는 비반전 증폭비 $A_{vm} = 1 + R_4/R_3$ 에 따라 신호를 증폭하여서 부하단의 V_{os} 에 출력을 전달한다.

Table 2 Design spec. of master and slave circuit of bridge-mode power amplifier

Items	Master amplifier	Slave amplifier
Max. average power P_{av}	560 [W]	560 [W]
Output voltage (V_{OM}, V_{OS})	$\pm 100 [V_{pk}]$	$\pm 100 [V_{pk}]$
Output current	$\pm 8 [A_s]$	$\pm 8 [A_s]$
Applied frequency	95 ~ 135 [kHz]	95 ~ 135 [kHz]
Bandwidth	300 [kHz]	300 [kHz]

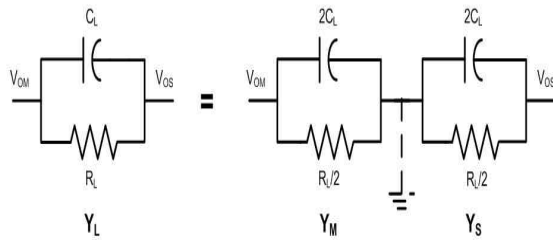


Fig. 8 Equivalent load model of master and slave amplifier

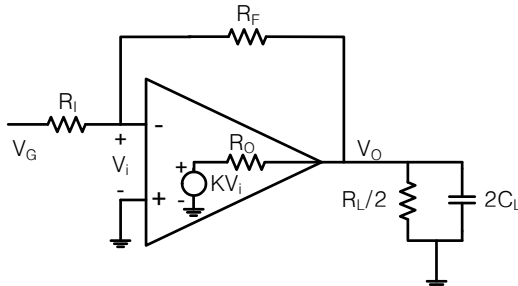


Fig. 9 Equivalent circuit of master amplifier for loop design

또한 $R_F/R_I = 1 + R_4/R_3$ 되게 증폭비를 설계하며 권선비 N_1/N_2 를 고려하면 최종출력 증폭비 A_v 는 식(1)과 같다.

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2R_F}{R_I} \frac{N_2}{N_1} \quad (1)$$

따라서 그림 7과 같이 브릿지 모드로 구성하게 되면 부하에 인가되는 최종 출력전압은 마스터 증폭기만 존재 시 증폭비의 2배가 되며 또한 슬루 레이트(Slew rate)도 2배로 높일 수 있는 장점이 있다. 표 1의 전체 사양을 만족시키는 마스터 증폭기와 슬레이브 증폭기 각각의 설계사양은 표 2와 같다.

표1의 전력증폭기 사양에서 전체출력전압은 140 [V_{rms}]이며, 서로 반대부호의 전압을 출력하는 마스터와 슬레이브 증폭기의 각각의 출력은 70 [V_{rms}]이므로 출력 단 변압기의 권선비는 $N_1 : N_2 = 140 : 140$ 로 결정한다.

2.3 안정도 및 전압루프 설계

파라메트릭 어레이 트랜스듀서는 내부 압전구조로 인하여 저항 성분과 커패시턴스 성분이 함께 존재한다. 동작주파수 범위에서 전기적 특성이 저항 R_L 과 커패시턴스 C_L 의 병렬연결로 모델링된다. 이로 인해 파라메트릭 어레이 트랜스듀서를 전력증폭기 부하로 연결할 시 전력증폭기의 전체 오픈 루프 이득이 변동하므로 마스터와 슬레이브 증폭기는 이를 반영하여 설계할 필요가 있다. 마스터 증폭기와 슬레이브 증폭기의 부하는 그림 8과 같이 $Y_M = Y_S = 2/R_L + j2\omega C_L$ 으로 나타낼 수 있다. 설계할 마스터 전력증폭기의 내부 등가회로는 그림 9와 같다.

그림 5로부터 동작주파수 범위 95 ~ 135 [kHz] 에서 C_L 이 가장 큰 값을 갖는 경우는 주파수 114 [kHz]이며, 이때의 $R_L = 25 [\Omega]$ 과 $C_L = 77 [nF]$ 이다.

PA96 데이터시트로부터 내부저항 $R_{o,amp} = 10 [\Omega]$ 이며, 출력단 push-pull 트랜지스터의 전류변환비 h_{FE} 가 15이상이므로 그림9의 등가회로에서 루프 설계 시 최악의 조건인 R_o 의 최대값 $R_{o,max}$ 은 식(2)와 같다.

$$R_{o,max} = \frac{R_o}{h_{FE}} = 2/3 [\Omega] \quad (2)$$

안정도를 판별하기 위해 부하특성을 고려한 전력증폭기의 전달함수는 식(3)와 같이 수정된다. 식(3)에서 K는 전력증폭기 자체의 이득이다.

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= K \frac{R_L/2}{\left(R_{o,max} + \frac{R_L}{2} \right) \left(1 + \frac{s}{\frac{1}{\left(R_{o,max} \parallel \frac{R_L}{2} \right) 2C_L}} \right)} \\ &= \frac{K_1}{1 + \frac{s}{2\pi \times 1.59 [MHz]}} \end{aligned} \quad (3)$$

$$f_p = \frac{w_p}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \left(R_{o,max} \parallel \frac{R_L}{2} \right) 2C_L} = 1.59 [MHz] \quad (4)$$

$R_o \ll R_L/2$ 이므로 부하특성에 의해 생긴 폴(pole) f_p 는 R_o 와 C_L 에 의해 결정된다. 식(4)에서 $R_{o,max} = 2/3 [\Omega]$, 그림 5에서 $C_{L,max} = 77 [nF]$ 이므로 $f_p = 1.59 [MHz]$ 이다. 이를 반영하여 마스터 증폭기의 보드선도를 그리면 그림 10과 같다.

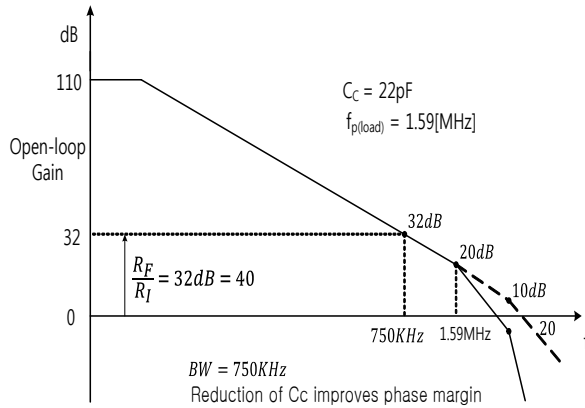


Fig. 10 Bode diagram of master amplifier considering load characteristics

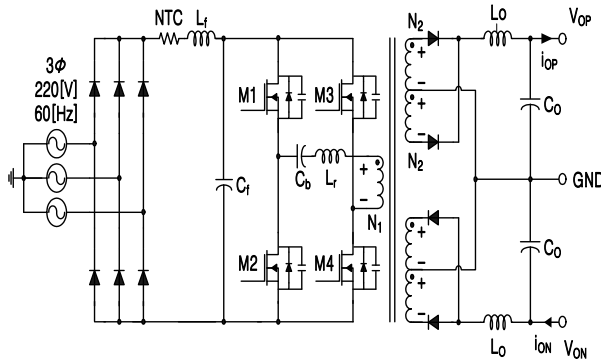


Fig. 11 Variable output voltage AC/DC converter

Table 3 Design spec. of variable output voltage AC/DC converter

Source voltage	AC 220 [V], 3 ϕ , 60 [Hz]
Converter output power	$P_{CON.pk} = 2.2 [kW]$, $P_{CON.av} = 1.4 [kW]$ ($P_{VOP.pk} = P_{VON.pk} = 0.720 [kW]$, $\eta_{pump} = 78.5 [\%]$, margin=50 [%])
Output voltage	V_{OP} , $V_{ON} = \pm 100 [V_{pk}]$
Output current	I_{OP} , $I_{ON} = \pm 11.3 [A_{pk}]$
Bandwidth	$BW = 20 [kHz]$
Output filter	2nd order LC Low Pass Filter
Control method	Phase-shifted PWM Control switching freq. $f_{sw} = 125 [kHz]$

반전 증폭비를 $A_{VM} = R_F/R_I = 40$ 로 선정할 시 마스터 증폭기의 보드선도 그림 10을 보면, 대역폭 300 [kHz]에서 위상 여유(Phase margin)가 45 ~ 60 [°] 이기 때문에 추가적인 보상회로가 필요 없다. 여기서 반전 증폭비 $A_{VM} = 40$ 을 위해 $R_I = 1 [k\Omega]$, $R_F = 40 [k\Omega]$ 로 선정한다.

비반전 증폭기인 슬레이브 증폭기는 마스터 증폭기와 거의 같은 피드백 이득을 가지므로 슬레이브 증폭기의 루프설계 및 안정도판별은 마스터 증폭기와 같다. 여기서 슬레이브 증폭기의 증폭비를 마스터 증폭기와 같게 $A_{VS} = 40$ 로 설정하기 위해 $R_3 = 1 [k\Omega]$, $R_4 = 39 [k\Omega]$ 로 선정한다. 설계된 전력증폭기의 대역폭(Bandwidth)은 300 [kHz] 이상이다.

3. 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 가변 전원회로의 설계

3.1 가변 AC/DC 컨버터 전력회로 및 설계사양

그림 11은 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 전력증폭기에 인가하는 전원을 가변하기 위한 AC/DC 컨버터의 전력회로도이다.^{[9]-[10]} 표 3은 표1과 표2로부터 유도한 가변 AC/DC 컨버터의 설계사양이다. 본 가변 AC/DC 컨버터의 정격전류는 $I_{OP} = I_{ON} = 11.3 [A_{pk}]$, 정격출력 전압은 $V_{OP} = V_{ON} = 100 [V_{pk}]$ 이며, $P_{CON.pk} = 2.2 [kW]$ 의 정격출력전력을 가진다.

3.2 가변전원 AC/DC 컨버터의 출력단 전력 산정

그림7의 브릿지모드 전력증폭기회로와 그림 11의 가변전원회로를 결합한 전체 전력증폭기의 전원전압 V_+ , V_- 관점에서 본 등가회로는 그림 12와 같다. 파라메트릭 어레이 트랜스듀서는 수중에서 2개 주파수성분을 갖는 초음파의 전파 시 매질의 비선형성에 의해 발생하는 차주파수 성분을 통해 신호를 전달한다. 이를 위해 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 전력증폭기는 2개의 주파수 성분을 동시에 증폭해야 한다. 따라서 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 전력증폭기의 출력전압 V_O 는 2개의 주파수 성분으로 구성된 신호로서 식(5)와 같이 표현할 수 있다. 또한 이와 관련된 전력증폭기 등가회로의 동작파형은 그림 13과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_O &= k V_i \\
 &= V_f \cos \omega_a t + V_f \cos \omega_b t \\
 &= 2 V_f \cos \left(\frac{\omega_a - \omega_b}{2} t \right) \cos \left(\frac{\omega_a + \omega_b}{2} t \right) \\
 &= 2 V_f \cos \left(\frac{\pi}{T_d} t \right) \cos \omega_c t
 \end{aligned} \tag{5}$$

여기서 $\omega_c = (\omega_a + \omega_b)/2$ 는 ω_a 와 ω_b 의 중심주파수이며, $\omega_d = (\omega_a - \omega_b) = 2\pi/T_d$ 는 ω_a 와 ω_b 의 차주파수이다.

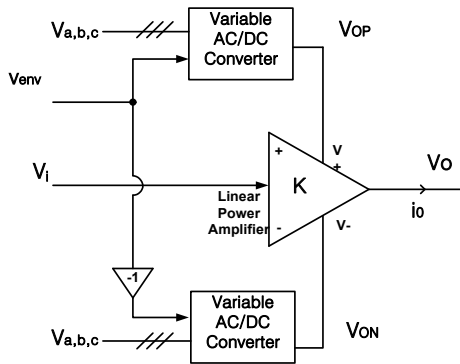


Fig. 12 Equivalent circuit of overall power amplifier

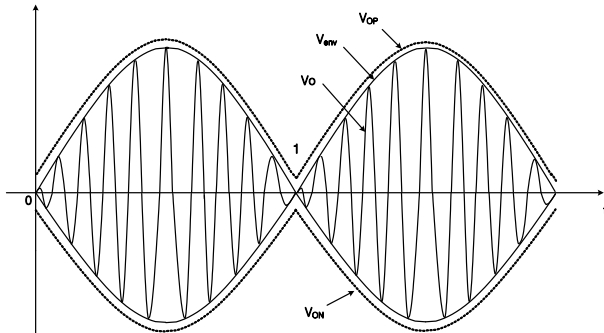


Fig. 13 Output waveforms (V_O, V_{OP}, V_{ON}) of overall power amplifier

이상적인 가변출력전압 전원의 경우 V_{OP} 와 V_{ON} 은 포락선 전압 V_{env} 와 함께 제어된다. 이때 동작 주파수에서의 파라메트릭 어레이 트랜스듀서의 입력임피던스를 병렬 연결된 저항성분과 커패시턴스성분으로 가정할 때 중심 주파수 ω_c 의 1주기 동안 가변전압전원의 피크 출력 $P_{VOP,pk}$ 와 $P_{VON,pk}$ 는 식(6)과 같다.

$$P_{VOP,pk} = P_{VON,pk} = \frac{V_{OP} I_{OPk}}{\pi} = \frac{V_{OP}^2}{\pi Z_L} = \frac{V_{OP}^2}{\pi} (1/R_L^2 + \omega_c^2 C_L^2) \quad (6)$$

AC/DC 컨버터를 제외한 선형 전력증폭기에서의 피크 손실전력 $P_{D,pk}$ 과 효율 η_{PAAMP} 은 식(7)과 식(8) 같이 표현할 수 있다.

$$P_{D,pk} = \frac{2V_{OP}^2}{\pi Z_L} - \frac{V_{OP}^2 \cos \phi_L}{2Z_L} \quad (7)$$

$$\eta_{PAAMP} = \frac{\pi}{4} \cos \phi_L \quad (8)$$

이때 이상적인 가변전압전원을 사용하여 ET기술을 적용한 전력증폭기회로의 경우 최대효율은 부하가 저항일 때 항상 0.785이다. 위 식(6), (7), (8)을 사용하여 유도한 전력사양은 표 3과 같다.

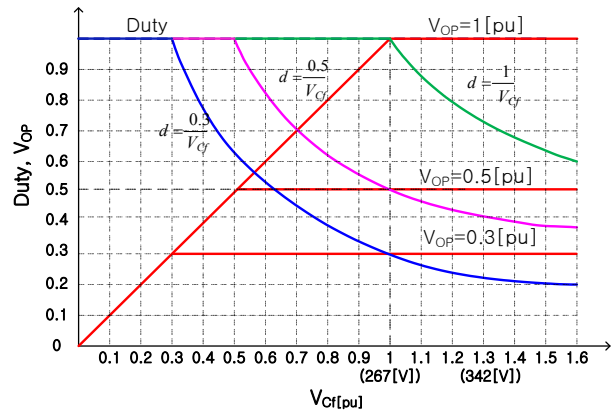


Fig. 14 Duty cycle (D) and output voltage (V_{OP}) as a function of source voltage

3.3 입력전압 변동에 대한 듀티 사이클 제어

입력 전원전압 변동에 관계없이 출력전압을 원하는 값으로 제어해야 한다. 이를 위해 변압기 2차측 정류전압 V_{OP} 을 권선비 N_2/N_1 , 듀티 사이클 D , 입력단 DC 링크전압 V_{CF} 로 표현하면 식(9)와 같다. 그림 10은 입력 전원전압 변동에 따른 듀티 사이클 D 과 이때의 출력전압 V_{OP} 를 나타낸다.

$$V_{OP} = \frac{N_2}{N_1} D V_{CF} \quad (9)$$

입력 전원이 3상이므로 필터 전류가 연속일 때 입력단 필터 커패시터 전압 V_{CF} 는

$$V_{CF} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{L-L} \quad (10)$$

전류가 불연속일 때 입력단 필터 커패시터 전압 V_{CF} 는 $V_{CF} = \sqrt{2} V_{L-L}$ 이므로

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{L-L} < V_{CF} < \sqrt{2} V_{L-L} \quad (11)$$

입력전원 변동을 10%로 가정하면, $V_S = 220 [V] \pm 10\%$ 이므로 입력전압 변동 범위는 $267 [V] < V_{CF} < 342 [V]$ 이다. 그림 14에서 보는 바와 같이 입력전압의 변동에 관계없이 출력전압을 원하는 값으로 제어하기 위해서는 가변 DC-DC 컨버터의 듀티 사이클 (D)를 적절하게 제어해야 한다. 본 설계에서 최악조건인 설계 동작점은 그림 14에서의 입력전압이 $220 [V] - 10\%$ 이며, DC링크 필터전류가 연속인 $V_{dc,min} = 267 [V]$ 인 점으로서 이때의 듀티 사이클은 $D = 1$ 이다.

3.4 고주파 변압기의 설계

3.4.1 고주파 변압기 권선비의 설계

DC링크 전압 V_{dc} 와 V_{OP} 의 관계는 출력전압이 크므로 다이오드에서의 전압강하를 무시하면 식 (12)과 같다.

$$V_{OP} = \frac{N_2}{N_1} D V_{dc} \quad (12)$$

본 설계에서, 변압기의 입력단은 권선 1개, 출력단은 직렬 연결된 중간 탭 권선(center-tapped winding) 2개로 구성되어 있어 출력전압 +100 [V_{dc}]와 -100 [V_{dc}]를 각각 출력한다. V_{dc} 전압의 최소값은 $V_{dc.min} = 267$ [V_{dc}] 이고, 듀티 사이클 D 가 최대값 $D_{max} = 0.8$ 일 때 최대 $V_{OP.max} = 100$ [V_{dc}]를 얻기 위한 변압기의 권선비 $N1/N2$ 는

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{D_{max} V_{dc.min}}{V_{OP.max}} = 2.136 \quad (13)$$

따라서 변압기의 권선비는 $N1 : N2 = 2 : 1$ 로 한다.

3.4.2 고주파 변압기 용량의 설계

변압기의 출력용량 P_T 은 출력전압이 크므로 다이오드에서의 손실을 무시하면 AC/DC 컨버터 출력 ($P_{CON.av}$)와 같다.

표 3에 의해 $P_T = P_{CON.av} = 1.4$ [kVA] 이다. 2차 권선에서 V_{OP} 용 센터탭 변압기 권선 출력 $P_{T.V_{OP}}$ 와 V_{ON} 용 센터탭 변압기 권선 출력 $P_{T.V_{ON}}$ 은 각각은 0.7 [kVA]의 출력용량을 갖는다. 센터탭 2차 권선에서 한 상의 전압 실효치 $V_{2.rms}/ph$ 는 정의식에 따라 다음과 같이 구한다.

$$\begin{aligned} V_{2.rms}/ph &= \sqrt{\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} V_2^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} (V_{OPmax} \cos(\frac{\pi}{T_d} t))^2 dt} \\ &= \frac{V_{OPmax}}{\sqrt{2}} = 70.7 [V_s] \end{aligned} \quad (14)$$

센터탭 2차 권선에서 한 상의 전류 실효치 $I_{2.rms}/ph$ 는 다음과 같다.

$$I_{2.rms}/ph = \frac{P_{T.V_{OP}}/2}{V_{2.s}} = 5 [A_s] \quad (15)$$

변압기 1차권선의 전력용량 $P_{T.PRI}$ 은 변압기의 효율

을 $\eta_T = 0.97$ 로 가정하면,

$$P_{T.PRI} = (P_{T.V_{OP}} + P_{T.V_{ON}})/\eta_T = 1.44 [kVA] \quad (16)$$

변압기 1차 권선에서의 전압 실효치는

$$V_{1.rms} = \frac{N_1}{N_2} V_{2.s} = 2 \times 70.7 = 141.4 [V_s] \quad (17)$$

변압기 1차 권선에서의 전류 실효치는

$$I_{1.rms} = \frac{P_{T.PRI}}{V_{1.s}} = 10 [A_{rms}] \quad (18)$$

3.5 출력필터 인덕터 L_o 의 설계

그림 15으로부터 출력단의 필터 인덕터는 $D = 0.5$ 일 때, 인덕터 전류 I_{L_o} 의 첨두 대 첨두(Peak to peak) 리플을 정격전류의 25[%] 가정하면, 출력 인덕터의 전압식 $L_o \frac{\Delta I}{\Delta t} = 0.5 \times (\frac{N_2}{N_1} V_{dc.min})$ 으로부터,

$$\begin{aligned} L_o &= \frac{0.5 \times (\frac{N_2}{N_1} V_{dc.min}) \Delta t}{\Delta I} \\ &= \frac{0.5 \times 133.5 [V] \times 2 [\mu sec]}{11 [A] \times 0.25} = 48 [\mu H] \end{aligned} \quad (19)$$

따라서 출력 인덕터는 $L_o = 40 [\mu H]$ 로 한다.

3.6 출력필터 커패시터 C_o 의 설계

그림 16에서처럼 인덕터의 전류 리플성분에 의한 출력단 커패시터의 전압 리플은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta V_{OP} &= \frac{\Delta Q}{C_o} \\ &= \frac{1}{C_o} \left\{ \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2} \cdot \left(\frac{T_s}{2} \cdot \frac{1}{2} \right) \right\} = \frac{T_s \Delta I}{16 C_o} \end{aligned} \quad (20)$$

출력전압 리플의 첨두 대 첨두(Peak to peak) 전압 ΔV_{OP} 을 최대 출력전압의 9[%]로 설정하면,

$$\begin{aligned} C_o &= \frac{T_s \Delta I}{16 \Delta V_{OP}} = \frac{8 \cdot 10^{-6} \times 11 \cdot 0.25}{16 \times (0.09 \cdot 100)} \\ &= 0.15 [\mu F] \end{aligned} \quad (21)$$

한편 L_o 와 C_o 로 구성된 출력필터의 공진주파수를 50 [kHz]로 설정하면,

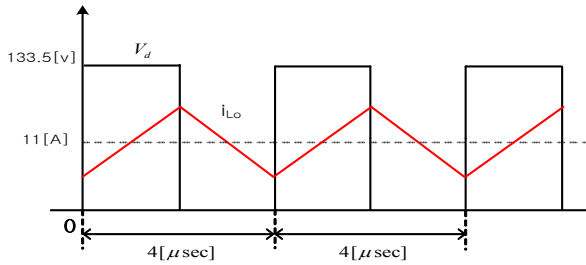
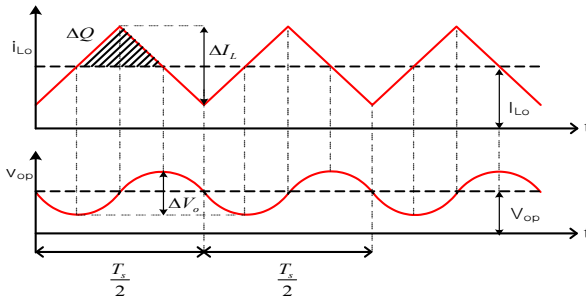
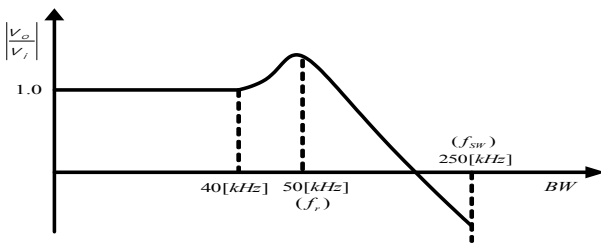
Fig. 15 Output diode voltage V_d and current i_{L_o} Fig. 16 Output inductor current i_{L_o} and output capacitor voltage v_{OP} 

Fig. 17 Amplitude bode plot of output filter (Resonant freq. :50[kHz])

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} \quad (22)$$

$$C_o = \frac{1}{(2\pi)^2 f_o^2 L_o} = 0.12[\mu F] \quad (23)$$

따라서 출력 커패시터 값으로 $C_o = 0.15[\mu F]$ 로 선정한다.

4. 시뮬레이션 결과

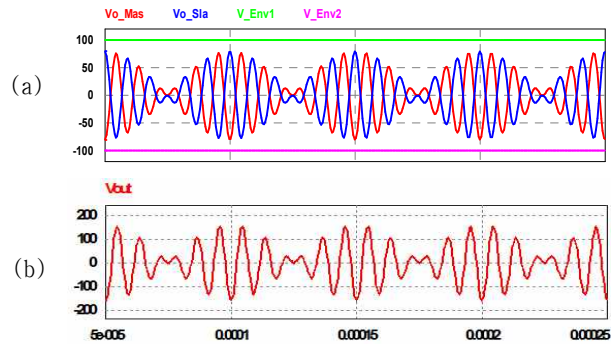
4.1 브릿지 모드 전력증폭기의 시뮬레이션 및 실험 결과

ET기술 적용에 따른 파라메트릭 어레이 트랜스듀서용 전력증폭기의 출력파형과 효율향상을 확인하기 위해 그림 7의 브릿지 모드 전력증폭기를 PSIM으로 시뮬레이션 하였으며, 시뮬레이션 조건은 표 4와 같다.

그림 18의 (a)는 DC전압 인가 시 출력신호의 최대값이 75[V]일 때, 브릿지 모드 전력증폭기의 마스터와 슬레이브 출력전압과 입력전압파형이며, 그림 18의 (b)

Table 4 Simulation conditions of overall power amplifier

Items	Values
signal a	100 [kHz]
signal b	120 [kHz]
amplification ratio	80
$V_{o,max}$	150 [V_{pk}]
Load	25 [Ω], 77 [nF]

Fig. 18 Waveform of power amplifier when a fixed DC source voltage is applied, (a)output voltages ($V_{o,mas}$, $V_{o,sla}$) of master/slave amplifier, (b) output voltage VO

는 마스터 증폭기 출력전압과 슬레이브 증폭기 출력전압 차인 출력전압파형이다. DC전압 인가 시 출력 효율은 35 [%]이다.

그림 19의 (a)는 Envelope를 따라가는 가변전압 인가 시 출력신호의 최대값이 75[V]일 때, 브릿지 모드 전력증폭기의 마스터와 슬레이브 출력전압과 입력전압파형이며, 그림 19의 (b)는 마스터 증폭기 출력전압과 슬레이브 증폭기 출력전압 차인 출력전압파형이다. Envelope전압 인가 시 출력 효율은 59 [%]이다.

Envelope tracking 기술을 적용하여 전력증폭기를 구동하면 그림 20에서와 같이 증폭하고자 하는 파형의 크기에 따라 약 15 [%] ~ 50 [%]의 효율을 향상시킬 수 있음을 PSIM 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

4.2 가변출력전압 AC/DC 컨버터 회로의 시뮬레이션

ET 기술을 적용하기 위한 가변전압전원을 얻기 위한 가변 AC/DC 컨버터 회로와 시뮬레이션 조건은 각각 그림11과 표3과 같다. 그림 21은 오픈 루프 제어될 때 사인과 명령에 대한 AC/DC 컨버터의 출력전압 파형이다.

4.3 수중통신용 고효율 전력증폭기의 시뮬레이션

전원부와 증폭부를 결합한 파라메트릭 어레이 트랜스듀서를 위한 수중통신용 전체 고효율 전력증폭기를 시뮬레이션 하였으며, 시뮬레이션 조건은 표 3과 4와 같다. 그림 22는 $V_{o,pk} = 80[V]$ 일 때 전력증폭기와 컨

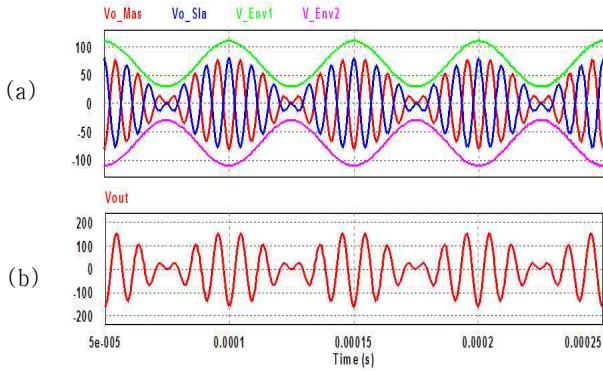


Fig. 19 Waveform of power amplifier when a variable envelope voltage is applied, (a)output voltages (V_{o_mas} , V_{o_sla}) of master/slave amplifier, (b) output voltage VO

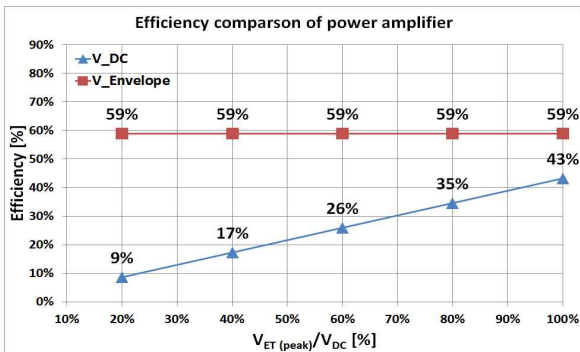


Fig. 20 Efficiency comparison of power amplifier when a fixed DC source voltage and a variable envelope voltage are applied

버터의 출력전압파형이다. 가변 출력 전압 AC/DC 컨버터를 통해 전력증폭기에 전압을 인가 시 효율은 59 [%]로서 고정 DC전압을 인가할 때의 효율 19 [%]에 비해 40 [%]의 효율 향상이 가능함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

그림 23은 $V_{o.pk} = 160$ [V] 일 때 전력증폭기와 컨버터의 출력 전압 파형이다. 가변 AC/DC 컨버터를 통해 전력증폭기에 전압을 인가 시 효율은 61 [%]로서 고정 DC전압을 인가할 때의 효율 38 [%]에 비해 23 [%]의 효율 향상이 가능함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

그림 24는 $V_{o.pk} = 200$ [V] 일 때 전력증폭기와 컨버터의 출력 전압 파형이다. 가변 AC/DC 컨버터를 통해 전력증폭기에 전압을 인가 시 효율은 61 [%]로서 고정 DC전압을 인가할 때의 효율 49 [%]에 비해 12 [%]의 효율 향상이 가능함을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

5. 제안한 전력증폭기의 실험결과

그림 25는 본 실험에서 사용한 전력회로이며, 전력회

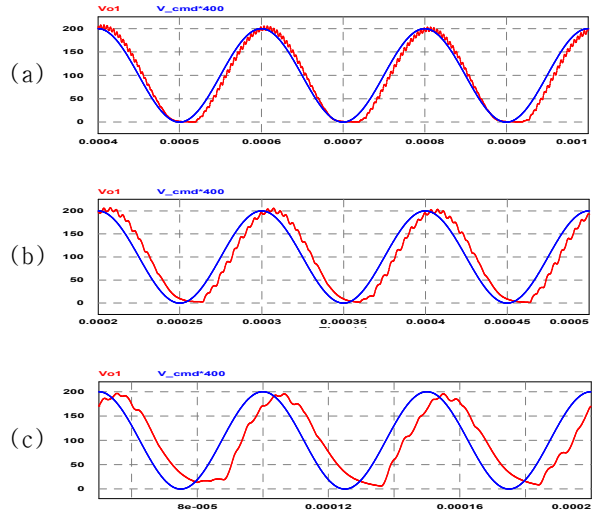


Fig. 21 Actual output voltages of AC/DC converter when a sine-wave command is applied (command: blue, actual value: red), (a)5 [kHz], (b)10 [kHz], (c)20 [kHz]

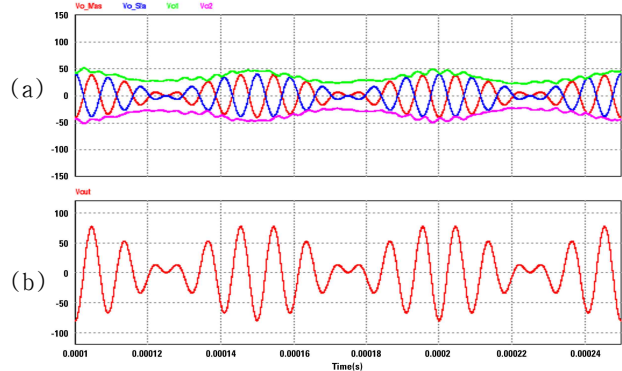


Fig. 22 Output waveforms of overall power amplifier when $V_{o.pk} = 80$ [V] at 120 [kHz] operation load, (a) VOP, VON, VOM, VOS, (b) VO

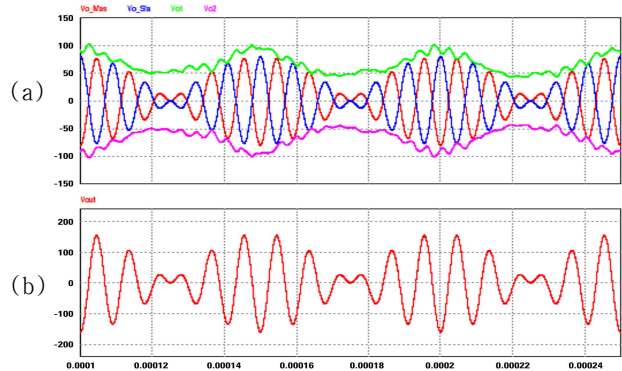


Fig. 23 Output waveforms of overall power amplifier when $V_{o.pk} = 160$ [V] at 120 [kHz] operation load, (a) VOP, VON, VOM, VOS, (b) VO

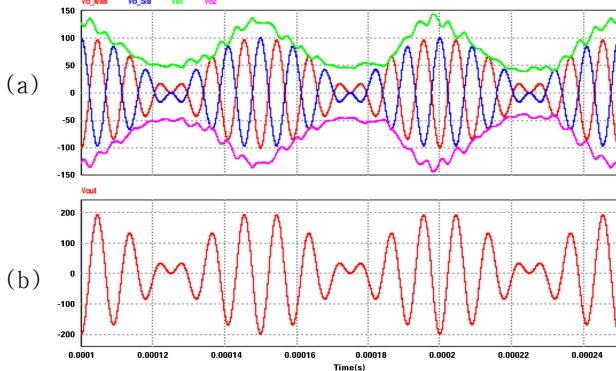


Fig. 24 Output waveforms of overall power amplifier when $V_{o,pk} = 200$ [V] at 120 [kHz] operation load, (a) VOP, VON, VOM, VOS, (b) VO

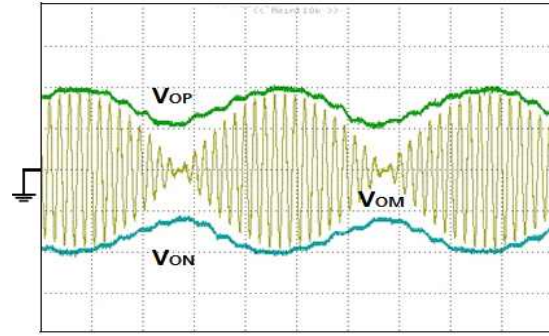


Fig. 27 Measured output waveforms, VOM, VOP, VON of power amplifier for 5 [kHz] difference frequency, $f_1=105$ [kHz], $f_2=110$ [kHz], 50 [V/div] 50 [usec/div] at F82 transducer load

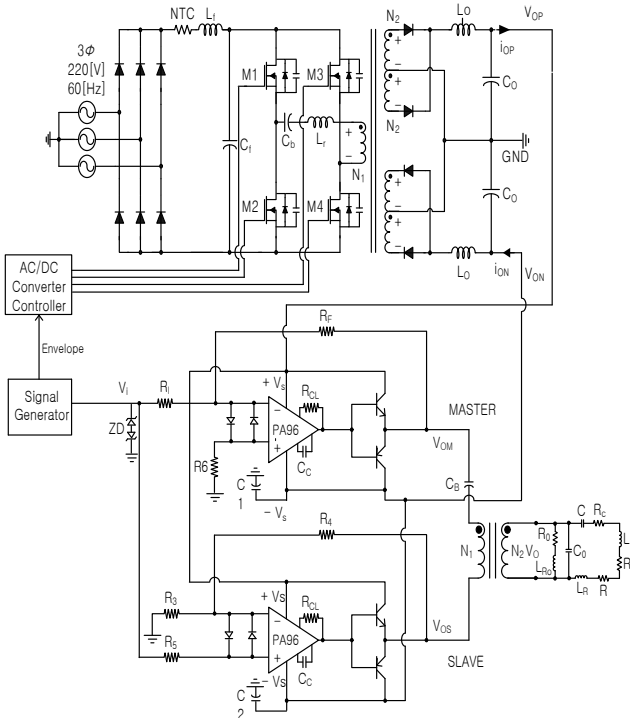


Fig. 25 Prototype power amplifier for experiments

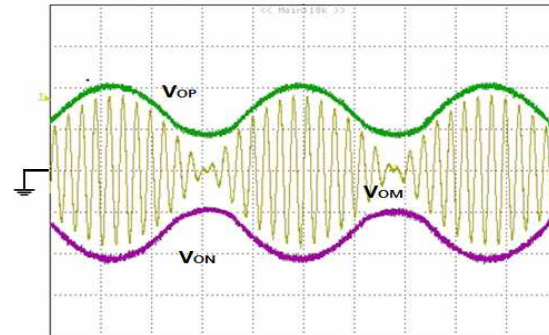


Fig. 28 Measured output waveforms, VOM, VOP, VON of power amplifier for 10 [kHz] difference frequency, $f_1=100$ [kHz], $f_2=110$ [kHz], 50 [V/div] 25 [usec/div] at an emulation load

로의 사양은 표 1과 같다. 실험환경은 그림 26와 같이 인공수조에서 실험하였다. 송신부인 F82 트랜스듀서와 수신부인 하이드로폰은 2~10 [m]의 거리를 유지하며 고효율 전력증폭기로 증폭된 신호는 F82 트랜스듀서를 이용해 송신되고 송신된 데이터는 하이드로폰에서 수신한다.

그림 27, 28은 F82 트랜스듀서와 가상부하를 사용하여 5, 10[kHz]의 차주파수에 대해 가변되는 출력전압의 파형이다. V_{OP} , V_{ON} 은 가변전원의 출력전압이고 V_{OM} 은 Master 증폭기의 출력 파형이다. 그림에서 보는 바와 같이 제한한 전력증폭기가 증폭기의 효율향상을 위해 필요한 전원의 가변전압 출력과 증폭동작을 적절히 잘 하고 있음을 볼 수 있다.

그림 29는 실제 F82 트랜스듀서 부하에서 측정된 Class B Push-Pull 전력증폭기의 전압 THD 곡선이다. 입력 신호 $V_i = 4.5 [V_p] \sin$ 파를 사용하였고 전력분석기로 측정된 전압 THD 조건은 99차 고조파 까지 짝수, 홀수 모두 측정하였다. 가상부하의 전압 THD와 비교했

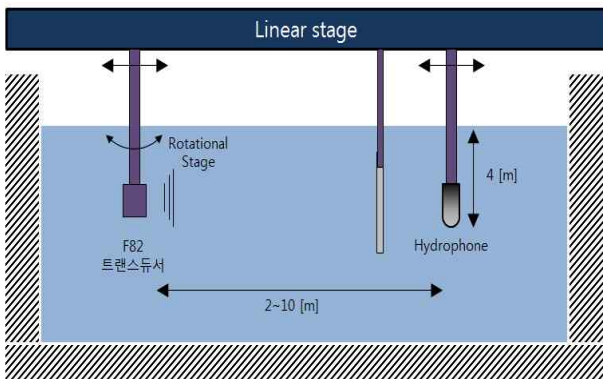


Fig. 26 Experimental setup for underwater tests

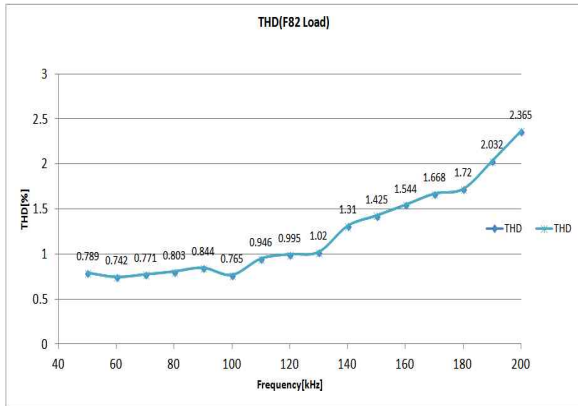


Fig. 29 Measured total harmonic distortion(THD) of proposed power amplifier at F82 transducer load

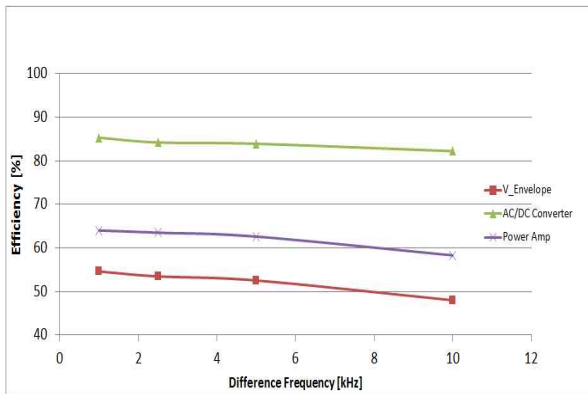


Fig. 30 Measured efficiency of proposed power amplifier at F82 transducer load

을 때 인가신호 주파수 대역인 $f = 95 \sim 135$ [kHz] 영역에서 1 [%]에 못 미쳐 F82 트랜스듀서의 경우 더 좋은 THD 특성을 보인다.

그림 30은 수중에 설치된 F82 트랜스듀서를 부하로 사용한 차주파수 별 결합실험의 효율이다. 가변 AC/DC 컨버터, Class B Push-Pull 전력증폭기의 효율과 최종적으로 ET기술을 적용한 고효율 전력증폭기의 전체 효율을 측정하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 수중통신용 파라메트릭 어레이 트랜스듀서를 구동하기 위한 고효율 전력증폭기를 제안한다. 제안한 전력증폭기는 크게 나누어 증폭부로 Class B push-pull type 증폭기와 전원부로 가변전압을 얻는 Phase-shifted PWM AC/DC 컨버터로 구성되어 있다. 증폭부로 Class B push-pull type 증폭기를 사용하므로 뛰어난 선형 동작 특성을 가지며, 또한 전원부로 가변전압 AC/DC 컨버터를 통한 ET(Envelope tracking)기술

을 적용하여 향상된 효율 특성을 갖는 전력증폭기이다.

본 논문에서는 Class B push-pull 전력증폭기와 AC/DC 컨버터의 상세 토폴로지와 설계 가이드라인을 제시하며, 수중센서용에 적합한 2[kW]급, 20[kHz]의 대역폭을 갖는 가변 AC/DC 컨버터와 전력증폭기를 실제 설계하고, PSIM 시뮬레이션과 실험을 통해 특성을 확인하였다. 본 논문에서 제안하는 컨버터는 수중음향 센서를 위한 전력증폭기용 전원회로로서 유용하게 사용될 것으로 예상된다.

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었으며, 이에 대해 깊이 감사를 드립니다.(계약번호 UD130007DD)

References

- [1] S.-J. Park, S.-H. Park, S.-K. Kim, and C.-H. Kim, "Underwater Communication and Oceanic Sensor Network Technology," Communications of KIISE, pp 79-88, July 2010.
- [2] Jeonghee Han, Chong Hyun Lee, Dong-Guk Paeng, Jinho Bae, and Won-Ho Kim, "Parametric Array Sonar System Based on Maximum Likelihood Detection," *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea*, Vol. 48, TC-1, pp. 25-31, Jan. 2011.
- [3] Yub Je, Haksue Lee, Wonkyu Moon, Wonho Kim, Cheeyoung Joh, "The optimal design method for parametric array sonar system," *23th Underwater Acoustics Symposium Proceedings*, pp. 107-112, 2008.
- [4] K.-W. Lee, H.-J. So, S.-M. Lim, W.-H. Kim, and U.-H. Cho, "A study of a Wideband Acoustic Transducer for Underwater Communication using 1-3 Type Piezoelectric Transducer," *Journal of the Korean Society of Ocean Engineers*, Vol. 22, No. 2, pp. 65-71, Apr. 2008.
- [5] Robert F. Coughlin, "Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits," Prentice Hall, 6th Edition.
- [6] Miguel Rodriguez, Pablo Fernandez-Miaja, Alberto Rodriguez, and Javier Sebastian, "A Multiple-Input Digitally Controlled Buck Converter for Envelope Tracking Applications in Radio frequency Power Amplifiers," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 2, pp. 369-381, Feb. 2010.
- [7] D. Kim, D. Kang, J. Choi, J. Kim, Y. Cho, and B. Kim, "Optimization for Envelope shaped Operation of Envelope Tracking Power Amplifier," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 59, No. 7, pp. 1787-1795, July 2011.
- [8] M. Vasic, O. Garcia, J.A. Oliver, P. Alou, D. Diaz, and J.A. Cobos, "Multilevel Power Supply for High-Efficiency RF Amplifiers," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 4, pp. 1078-1089, Apr. 2010.

- [9] In-Dong Kim, E. C. Nho and G. H. Cho, "Novel Constant Frequency PWM DC/DC Converter with Zero Voltage Switching for Both Primary Switches and Secondary Rectifying Diodes," *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. 39, No. 5, pp. 444-452, Oct. 1992.
- [10] In-Dong Kim and Eui-Cheol Nho, "Module-Type Switching Rectifier for Cathodic Protection of Underground and Maritime Metallic Structures," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 1, pp. 181-189, Feb. 2005.
- [11] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.



심재혁(沈在赫)

1985년 7월 31일생. 2012년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2014년 부경대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2014년~현재 LS산전 HVDC Valve 연구팀 연구원.



이창열(李昌烈)

1985년 12월 15일생. 2012년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2013년 부경대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013년~현재 LG전자 AE본부 제어연구소 연구원.



김슬기(金슬기)

1982년 11월 13일생. 2010년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2012년 부경대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2012년 현대케피코 제어기 개발팀 연구원. 2014년~현재 현대오트론 H/W 플랫폼팀 연구원.



김인동(金仁東)

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원. 1997년~1998년 미국 Univ. of Tennessee Post Doc. 2004년~2005년 미국 Virginia Tech 방문교수. 2012년~2013년 미국 North Carolina State Univ. 방문교수. 1996년~현재 부경대 전기공학과 교수. IEEE Senior Member. 당 학회 기획이사.



문원규(文元圭)

1961년 3월 22일생. 1984년 서울대 공대 기계공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 기계공학과 졸업(석사). 1990년 The University of Texas at Austin, Mechanical Engineering 졸업(공학박). 1986년~1990년 한국원자력연구소 연구원. 1996년~1998년 삼성종합기술원 전문연구원. 2008년~2009년 미국 존스홉킨스대 전기/컴퓨터 공학과 방문 부교수. 1998년~현재 포항공과대 기계공학과 교수.



이종현(李種賢)

1962년 10월 16일생. 1985년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1987년 Michigan Technological University, Electrical Engineering 졸업(석사). 1987년~1989년 Univ. of Wisconsin-Madison Ph.D. Candidate, 1990년~1995년 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원. 2002년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 2000년~2003년 케이엠 텔레콤 연구소장. 2003년~2006년 서경대 전자공학과 전임강사. 2006년~현재 제주대 해양시스템공학과 부교수.



김원호(金原浩)

1959년 5월 14일생. 1984년 단국대 전기공학과 졸업. 1993년 부산수산대 대학원 전자통신공학과 졸업(석사). 2003년 부경대 대학원 음향진동공학과 졸업(공학박). 1984년~현재 국방과학연구소 음향센서연구원.