논문 2011-48IE-3-2

ABCD 전송 파라메터를 사용한 광대역 음향 발신기의 역률 개선 연구

(Power Factor Compensation for Wideband Acoustic Projector Using Measurement Data and ABCD matrix)

임 준 석*, 편 용 국**

(Jun-Seok Lim and Yong-Guk Pyeon)

요 약

파워를 이용하는 음향 변환자를 설계할 경우 전기적 신호의 에너지가 가급적 많이 음향 에너지로 바뀌어서 전달되도록 하여야 한다. 이를 위해서는 방사임피던스를 포함한 초음파 변환자의 임피던스와 파워 앰프의 출력 임피던스 간에 정합이 필요하다. 특히 구동부의 출력 임피던스 값이 매우 작은 경우 센서의 역률 개선이 꼭 필요하다. 본 논문에서는 광대역 수중 음향 발신기의 역률 개선을 위해서 ABCD 전송 행렬을 사용한 정합 기법을 제안한다.

Abstract

In the case of designing an acoustic transducer for high power application, we usually aim to transfer the source electric energy to the output acoustic energy as large as possible. For this purpose, we should match the impedance of the power amplifier to the impedance combined with the acoustic transducer impedance and the radiation impedance. Especially if we have electrical source with almost zero impedance, we need improve the power factor of the acoustic transducer in the load. In this paper, we propose a broad band impedance matching method by the improvement of power factor, which applies ABCD matrix.

Keywords : matching Technique, power factor, ABCD parameter, acoustic transducer, underwater acoustic

Ⅰ. 서 론

정합 방법이 많이 연구되어 있지만 광대역 정합법은 여전히 관심의 대상이 되고 있다. 이는 광대역 정합을 하기 위해서는 부하가 주파수의 함수가 되는 것을 감안하여야 하기 때문이다. 광대역 정합법으로 Fano의 정합법뿐만 아니라 실 주파수 정합법(real frequency matching Technique) 등 여러 유명한 접근법이 있다[1~8]. 이와 같은 정합은 파워 앰프 내부 저항과 부하 저항 사이에 파워를 잘 전달하고 하는 시도이다. 그러나 수중 음향 변환기 시스템에서는 파워 앰프의 내부저항이 매우 작은 경우가 많아서, 정합 회로를 구성하기 보다는 부하 측의 역률을 개선하는 것을 선호한다. 일반적으로 일반에 많이 알려진 역률 개선 방법은 한 주파수에 대해서 효과가 높은 방법들 이었다. 이런 방법은 넓은 대역 주파수 사용을 목표로 하는 경우에 적용하기 어렵다.

본 논문에서는 광대역 수중 음향 발신기의 역률 개선을 위해서 ABCD 전송 행렬을 사용한 정합 기법을 제안한다.

* 정회원, 세종대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Eng., Sejong University)
** 정회원, 강원도립대학 정보통신과
(Dept. of Information & Communication, GangWon Provincial College)
※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다. (계약번호 UD100002KD)
접수일자: 2011년8월9일, 수정완료일: 2011년9월16일

Ⅱ. 본 론

1. 역률의 정의와 의미

전기 에너지의 전달과정을 보면 그림 1과 같이 표현할 수 있다. 구동부에서 생산된 전력은 회로를 통하여 부하에 전송된다. 이러한 전력전달 과정에서 전기에너지를 기술하기 위해서 유효전력, 피상전력, 역률이라는 개념이 널리 쓰인다. 유효 전력은 저기 장치나 설비에서 열이나 동력으로 소모되거나 사용되는 전력이다. 유효전력은 식(1)과 같으면, 단위는 [W]이다.

$$P_{av} = \frac{1}{T}\int_T v(t)i(t)dt \tag{1}$$

여기서 v(t)와 i(t)는 순시 단자 전압과 순시 전류이다.

피상 전력 S는 전기 장치나 설비의 전력 용량을 나타내는 값이다. 피상 전력 S를 나타내는 식은 (2)과 같으며, 단위는 [VA]이다.

$$S = V_S I_S \tag{2}$$

여기서 Vrms는 측정점에서의 단자 전압의 실효치를 나타낸다. 또한 Irms는 측정점에서의 전류값의 rms값이다. 부하에 전달되는 피상전력 중에서 유효전력이 차지하는 정도를 표시하는 값을 역률 (Power Factor)라고 하고 그 식은 (3)과 같다[9].

$$PF = \frac{P_{av}}{S} \tag{3}$$

회로에서 부하가 선형 시불변회로이고, 인가 전원이 전현파 전압인 (4)의 경우를 고려하자.

$$v = \sqrt{2}\, V sin(\omega t) \tag{4}$$

이때 부하에 흐르는 전류 i는 일반적으로 식(5)와 같이 표현할 수 있다.

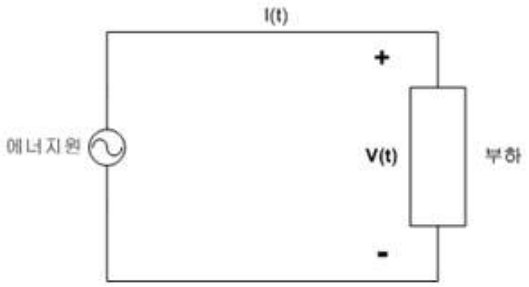

그림 1. 전기에너지의 전달과정
Fig. 1. Electric energy transfer process.

$$\begin{aligned} i &= \sqrt{2}\, I sin(\omega t - \phi) \\ &= \sqrt{2}\, I(\cos\phi \sin\omega t - \sin\phi \cos\omega t) \end{aligned} \tag{5}$$

여기서 는 전압에 대한 전류의 위상 지연을 나타내며, 또한 부하의 임피던스 각이다. 유효 전력 P는 v의 실효값 V와 id의 실효값 Id(=$I cos\phi$)의 곱과 같다. 즉,

$$P = VI_d = VI cos\phi \tag{6}$$

반면, 무효 전력 Q는 v의 실효값 V와 iq의 실효값 Iq(=$I sin\phi$)의 곱으로 정의된다.

$$Q = VI_q = VI sin\phi [\mathrm{var}] \tag{7}$$

정현파 전압 인가 성형 시불변회로에서 부하 입력단에서의 역률은 식(3)의 정의로부터

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \cos\phi \tag{8}$$

역률은 전력 관점에서 부하의 전력 이용도를 가리키는 지표이다.

2. ABCD 파라메터 행렬을 이용한 튜닝방법

본 방법의 의도는 구동부에서 바라본 부하측 역률이 '1'에 가깝도록 하는데 있다. 이를 위해서 부하 밖에 리액턴스만을 가진 회로를 부가하는 방법을 제공한다.

이 방법의 기본 이론은 앞 절의 정합을 위해서 유도한 ABCD 파라메터 행렬로 구성된 구동부에서 부하를 바라본 임피던스를 사용한다. 즉 부하 밖에 덧붙인 여러 토폴로지의 회로를 포함한 입력 임피던스를 다음과 같이 구한다.

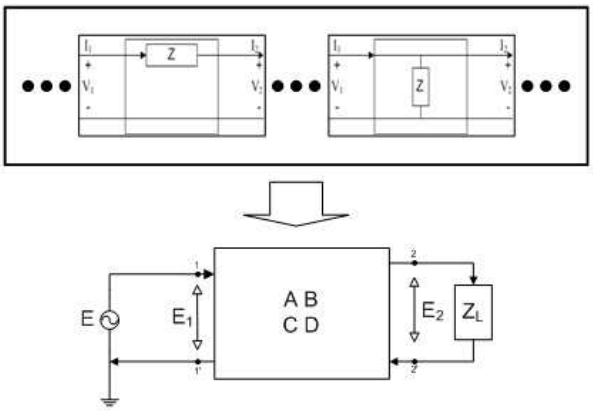

그림 2. ABCD행렬로 표기되는 역률 개선 회로
Fig. 2. Power factor correction circuit by the ABCD matrix.

임피던스 Z1은 다음과 같이 계산할 수 있다. 앞의 그림 2에서,

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{9}$$

그림 6에서 E1=ZI1이라는 관계를 이용하면,

$$Z_1 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{AE_2 + BI_2}{CE_2 + DI_2} = \frac{AE_2/I_2 + B}{CE_2/I_2 + D} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \tag{10}$$

그러므로 아래와 같은 식을 얻는다.

$$Z_1 = \frac{A_N Z_L + B_N}{C_N Z_L + D_N} \tag{11}$$

여기서 {A_N, B_N, C_N, D_N}은 ABCD 행렬의 파라메터들이다. 위에서 ABCD 블럭에 들어갈 수 있는 회로의 토폴로지는 어떤 규정이 있는 것은 아니지만, 여기서는 앞의 정합 때와 같은 아래 구성을 사용할 수 있다.

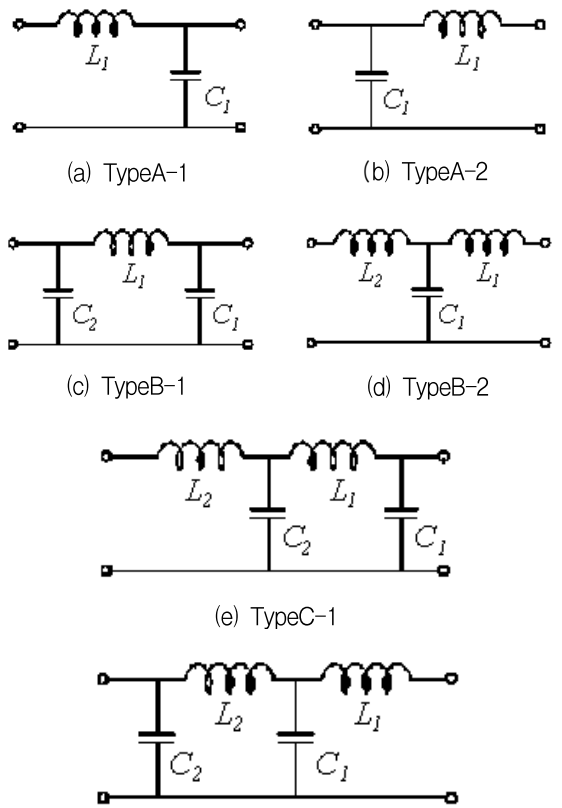

그림 3. 여러 가지 정합회로 type들
Fig. 3. Various matching circuit types.

3. TVR (Transmitting Voltage Response)

그림 2에서 구한 Z1에서 어드미턴스 Y1을 구하면 다음과 같다.

$$Y_1 = \frac{C_N Z_L + D_N}{A_N Z_L + B_N} \tag{12}$$

음향 트랜스듀서에서 발생하는 음향방사출력 Pa는 음향방사면의 체적 속도를 Ua라고 할 때,

$$P_a = R_L |U_a|^2 \tag{13}$$

이고, 트랜스듀서에 인가된 입력 전압 V와 체적속도와의 사이에는,

$$V = (A_N Z_L + B_N) U_a \tag{14}$$

이 성립하기 때문에, 음향방사출력은,

$$P_a = \frac{R_L V^2}{|A_N Z_L + B_N|^2} \tag{15}$$

이 된다. 한편 트랜스듀서에서 거리 d m 만큼 떨어진 지점에서의 음압레벨 SLd는 트랜스듀서의 지향성이 없다고 할 때,

$$SL_d = 10\log_{10}\left(\frac{R_L}{|A_N Z_L + B_N|^2}\right) + 20\log_{10}(V) + 170.6 - 20\log_{10}(d)$$

dB re uPa/V at 1m, (16)

로 구할 수 있다. 따라서, 음향 트랜스듀서에 1V의전압을 인가하였을 때, 음향 트랜스듀서로부터 1m 떨어진 지점에서의 음압레벨을 TVR (transmitting voltage response)은,

$$TVR = 10\log_{10}\left(\frac{R_L}{|A_N Z_L + B_N|^2}\right) + 170.6$$

dB re uPa/V at 1m, (17)

로 계산될 수 있다.

4. 복합 최적화

일반적으로 회로 최적화를 위한 목적함수는 Convex 형태를 취하지 않아 일반적으로 많이 사용하는 경사도을 이용한 최적화 방법으로 해을 얻기 어렵다. 이런 경우 사용할 수 있는 최적화 방법 중에 많은 경우에 성공적으로 해를 도출하는 방법으로 유전자 최적화법이 있다. 그러나 이 최적화법을 사용해서 최적화 해를 얻을 때 설계자는 목표 수렴 오차를 정하거나, 시행 횟수를

정한다. 또는 이들 두 가지를 다 미리 정해서 입력한다. 그러나 매 시행 때 마다 얻는 수렴 오차 사이에 차이가 없을 경우 시행 횟수만 증가하다가 그 값을 최종 해로 출력하는 경우도 많이 있다. 이런 경우 도출된 해를 초기치 삼아서 다른 최적화 법을 사용하면, 좀 더 좋은 결과를 낼 수 있을 것으로 예상된다. 따라서 본 논문에서는 유전자 최적화법의 결과를 적당한 제한 조건을 갖는 최소 자승법을 사용한 최적화법의 초기치로 삼아 유전자 최적화 결과를 재점검하고 또 그 결과 값 주위에서 미세한 탐색을 통해서 좀 더 좋은 결과를 도출하도록 한다.

가. 유전자 스펙

일반적으로 무손실 역률 개선 회로는 인덕터와 캐패시터로 만든다. 최적화 과정을 통해서 각 소자값을 결정하게 된다. 무손실 역률 개선 회로를 최적화하는 과정에서 사용하는 각 소자값들로 다음과 같은 벡터 형태의 미지수 벡터를 형성한다.

$$X = [X_1, X_2, \cdots, X_{n-1}, X_n] \tag{18}$$

여기서 Xi는 리액티브 소자값이고, 항상 양수이다. 또 이 리액티브 소자값은 다음과 같은 탐색 범위를 갖도록 제한된다.

$$0 < X_i \le 1 \tag{19}$$

나. 목적 함수

최적화를 위해서 아래와 같은 무손실 역률 개선 회로가 부가된 부하의 피상 전력과 유효전력 간의 관계도를 참고 한다.

그림 4에서 구동부로 부터 나오는 전력이 유효 전력 형태로 부하에 전달되기 위해서는 각이 '0'로 되어야 함을 알 수 있다. 따라서 다음과 같은 목적함수를 설정할 수 있다.

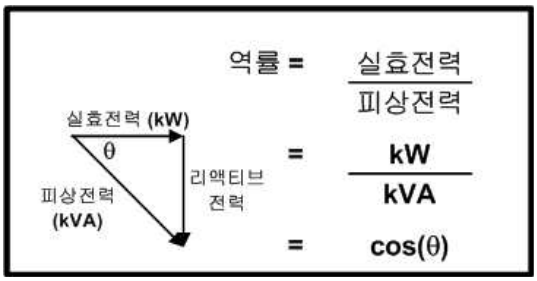

그림 4. 피상전력과 유효전력 관계도
Fig. 4. Relationship between the apparent power and effective power.

목적함수1:

$$\min_x(\angle(Z_1(x))) \tag{20}$$

위의 목적함수는 유전자 최적화법을 사용할 경우에 사용하는 목적함수이다. 위의 목적함수에서 수렴된 결과를 얻으면, 본 절 초입에 설명한 것과 같이 그 결과를 초기치로 해서 좀 더 낫은 성능을 갖는 해를 찾기 위해서 추가된 제한 조건을 갖는 최소 자승법을 사용한 최적화법을 수행한다. 이때 사용하는 목적함수는 최적화된 음향트랜스듀서에서 발생하는 TVR 수준이 원하는 값이 되어야 하고, 동시에 전체 회로의 위상은 '0'을 유지하여야 한다는 제한조건을 부가하였다. 이를 수식으로 나타내면, 다음과 같다.

목적함수 2:

$$\min_x(TVR(x) - \text{원하는 값})^2 \quad s.t. \max(\angle(Z_1(x))) = \epsilon \tag{21}$$

다. 최적화 과정 흐름도

앞에서 설명한 유전자 최적화법 및 제한 요소를 포함하는 최소자승법을 복합한 최적화 과정은 다음 그림과 같다.

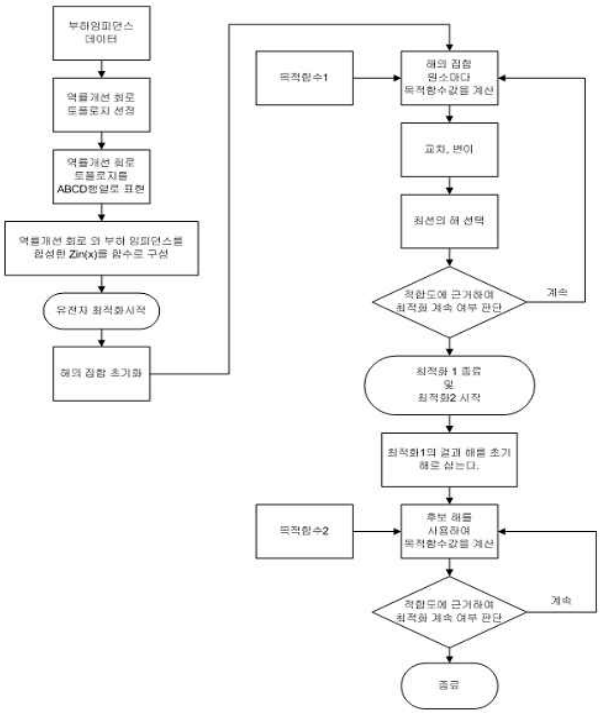

그림 5. 최적화 과정 순서도
Fig. 5. Optimization process flowchart.

Ⅲ. 시뮬레이션 및 실 험

본 논문에서 제안한 방법의 우수성을 비교하여 보이기 위해서, 광대역 음향 변화기에 대해서 역률 개선 회로를 만들고, 그 성능을 보인 참고문헌 [10]의 결과와 비교 하도록 한다.

따라서 역률 개선을 위한 광대역 음향 변환기도 참고문헌[10]에서 다룬 그림 6과 표1에 적시된 음향 센서를 대상으로 하여 적용하였다.

역률 개선을 위해서 적용된 부가 회로 토폴로지는 그림 7과 같다.

그림 7의 회로는 비교할 참고문헌 [10]과 같은 토폴로지이다. 위 부가회로를 사용해서 6000Hz부터 8000Hz를 목표 주파수로 하여 얻은 제안된 방법을 통해서 얻은 일률은 다음과 같다.

이에 비교하여 참고 문헌[10]의 방법으로 얻은 결과는 아래 그림 9와 같다.

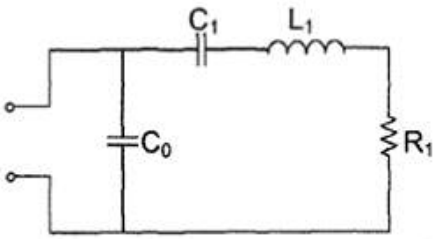

그림 6. 대상 음향 센서
Fig. 6. Equivalent circuit for the acoustic sensor.

표 1. 트랜스듀서 등가회로 파라메터[10]
Table 1. Equivalent Circuit Parameters of Transducer.

등가회로 파라메터	파라메터 값
C_0	17.9 [nF]
R_1	1498 [Ohm]
L_1	121 [mH]
C_1	4.45 [nF]

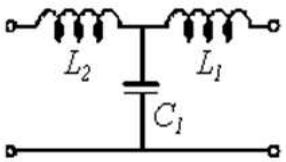

그림 7. 사용한 역률 개선 토폴로지
Fig. 7. The power factor correction topology used in this simulation.

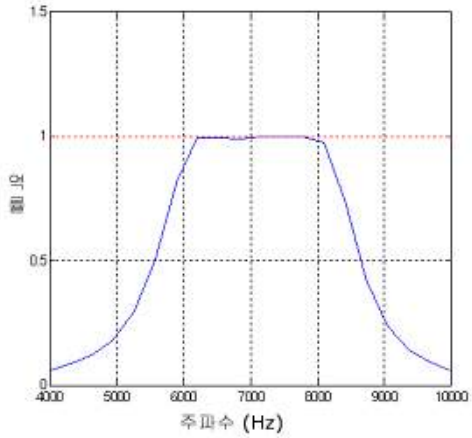

그림 8. 최적화된 역률
Fig. 8. Optimized power factor.

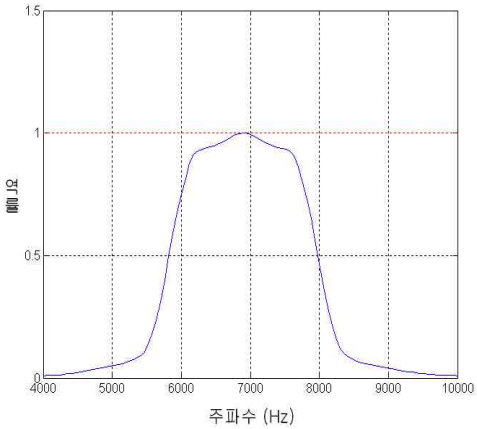

그림 9. 참고문헌 [10] 방식으로 최적화된 역률
Fig. 9. Optimized power factor by the method in [10].

그림 8과 그림9를 서로 비교해 보면 본 논문에서 제안한 방법을 통해서 얻은 역률은 약 6100Hz에서 8000Hz 사이에서 역률이 약 '1'에 가까운 결과를 낸 반면에 참고문헌 [10]의 방법을 사용하여 얻은 그림 9에서는 6900Hz 근처에서만 역률 '1'에 가까웠다. 그리고 약 0.8 이상의 비교적 높은 역율을 유지하는 주파수 범위를 비교해 보아도 본 논문에서 얻은 결과에서는 그림 8에 보이는 것과 같이 6000Hz에서 8100Hz 사이에서 0.8 이상을 유지하였고, 비교 논문에서는 약 6100Hz에서 7700Hz 사이에서 0.8이상을 유지하였다.

따라서 같은 음향 변환기를 대상으로 비교 설계한 결과 본 논문에서 제안한 방법이 비교 대상인 기존 방법보다 좀 더 향상된 역률 개선 효과를 제공함을 알 수 있다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 광대역 음향 발생기에 사용할 수 있는 역률 개선 회로 최적 합성법을 제안하였다. 제안된 최적화법을 이용하여 센서에 적용한 결과 바람직한 결과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] Van Valkenburg,M., Introduction to Modern Network Synthesis, John Wiley & Sons, 1960.

[2] Carlin, J and Amstutz, P., "On Optimum Broad Band Matching," IEEE-CAS, Vol. 28, No. 5, May, pp. ,1981.

[3] 구경헌, 이충웅, "실 주파수 기법을 이용한 광대역 다단 마이크로파 증폭기 설계에 관한 연구 (A Study on Design of Broadband Multistage Microwave Amplifier using Real Frequency Technique)," 대한전자공학회 학술대회 논문집 제 9권 2호, 153-155쪽 1986년 1월

[4] 김진성, 안단, 이진구,"정합회로 보상 방법을 이용한 S-밴드용 광대역 증폭기 연구," 전자공학회논문지-TC, 제40권 6호, 43-48쪽, 2003년 6월.

[5] 이흔정, 구경헌, "수율향상을 위한 증폭기 정합회로 설계 (Design of Amplifier Matching Networks for Yield Inprovement)," 대한전자공학회 학술대회 논문집 (마이크로파/전파전파/양자전자) 제14권 1호, 59-62쪽, 1991년 5월

[5] 김남태, "하이브리드 마이크로파 광대역 증폭기용 임피던스 정합회로 설계 (Design of broad-band impedance matching networks for hybrid microwave amplifier applications)," 전자공학회논문지-D, 제35권 제5호, 429-435쪽, 1998년 5월

[6] 구경헌, 이충웅, "이득-반사계수 관계를 이용한 마이크로파 광대역 증폭기용 유손실 정합회로의 설계 (Design of Lossy Matching Network for Microwave Broadhand Amplifier Using the Relationships Between Gain and Reflection Coefficients)," 전자공학회논문지, 제26권 제5호, 646-653쪽, 1989년 5월.

[7] S.N.Yang, H.Y.Li, M.Goldberg, X.Carcelle, F.Onaddo and S.M. Rowland," Boradband Impedance Matching Circuit Design Using Numerical Optimisation Techniques and Field Measurements," IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, ISPLC '07. pp.425 - 430 , 2007.5.

[8] Metin Sengul, "Modeling based real frequency technique," Int. J. Electron. Commun. (AEU) Vol. 62, pp.77-80, 2008.2.

[9] F.F. Kuo, Network Analysis and Synthesis, Wiley, NY, 1966.

[10] 이정민, 이병화, 백광렬, "체비셰프 필터를 이용한 수중 음향 압전 트랜스듀서의 전연형 정합회로 설계." 한국음향학회지 제28권 제6호 pp.491~498 2009.6.

저 자 소 개

임 준 석(정회원)
1986년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.
1988년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.
1996년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.
1996년 7월～1997년10월 LG종합기술원.
현재 세종대학교 전자공학과 교수
<주관심분야 : 통신, 배열신호처리>

편 용 국(정회원)
1993년 강원대학교 전자공학과 학사 졸업.
1996년 관동대학교 전자공학과 석사 졸업.
2004년 세종대학교 전자공학과 박사 졸업.
현재 강원도립대학 정보통신과 조교수
<주관심분야 : 디지털통신, 배열신호처리, 모바일 로보틱스 >