

論文94-31B-1-1

WDF를 기반으로한 무손실 유계실수 제약조건들의 유도 (WDF-Based Derivation of LBR Constraints)

林一澤*, 李秉基*

(Il Taek Lim and Byeong Gi Lee)

要約

저민감도 디지털 필터의 실현 방법들 가운데서 무손실유계실수(LBR) 연결 구조는 아날로그 회로에 의존하지 않고 디지털 영역에서만 회로를 구현하는 방법이다. 본 논문에서는 WDF를 기초로한 근본적인 접근을 통하여 LBR 연결구조를 분석함으로써, 디지털 영역에서만 서술되어있는 그 특징들을 아날로그 회로적인 관점에서 유도하고 해석한다. 아울러 LBR 연결구조의 실현을 위해 존재했던 여러가지 LBR 제약조건들을 통일적인 관점에서 유도하고, 특별히 기존의 논의에서 제 3형 LBR 제약조건에 관하여 미비되었던 점을 지적하고, 그것을 보충하여 LBR 연결구조의 실현절차가 보다 완전한 형태를 갖추도록 한다.

Abstract

Among the various methods of realizing low sensitivity digital filters, LBR two-pair cascading is one which enables us to realize low sensitivity filter without referring to any analog prototype filters. In this paper we analyze the LBR cascade structures through the fundamental approach to them based on the WDF theory, and interpret their features described solely in the digital domain in relation to the corresponding analog circuit. Besides, we derive in a unified manner various LBR constraints needed for the LBR cascade realization, point out the insufficiency lurking in the existing description of the Type 3 LBR constraints, complement it, and make the LBR two-pair cascading procedure complete.

1. 서론

디지털 필터를 구현하는 형태는 여러가지가 있다. 고전적인 직접형(direct form), 연결형(cascade form), 병렬형(parallel form)이외에도 격자형(lattice form), 상태공간 실현(state space

realization) 등의 여러가지가 있고, 이들 각각은 나름대로의 장단점을 가지고 있다. 그중에서도 특히 저민감도(low sensitivity) 특성을 보유하는 필터는 계수의 표현을 위해 적은 갯수의 비트를 할당할 수 있어서 저렴하면서 고속인 필터를 구현할 수 있으며, 또한 필터처리 과정 중에서 반올림오차(roundoff error)도 작은 것으로 알려져 있다.^{[1], [2]}

저민감도 디지털 필터의 첫번째 대표적인 예는 Fettweis가 제안한 파디지털필터(wave digital filter, WDF)이다.^{[3], [4]} 그것은 전압과 전류 대신

*正會員, 서울대학교 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)
接受日字: 1993年 6月 17日

입사파와 반사파를 신호로 사용하고 쌍선형 변환(bilinear transformation)에 의해 필터를 구현한다. 아날록 회로의 수동성(passivity)이나 무손실성(losslessness)이 디지털 회로로 그대로 옮겨지기 때문에 필터의 통과대역에서 저민감도 특성이 나타난다. 그러나 WDF는 적절한 아날록 원형 회로를 설계하고 합성해야 하는 불편한 점이 있다.

다른 좋은 예는 Vaidyanathan 과 Mitra가 제안한 무손실유계실수(lossless bounded real, LBR) 이쌍망(two-pair)의 연결에 의한 회로이다.^{[5], [6]} 그것은 아날록 회로에서 출발하지 않고 디지털 영역에서 직접 필터를 구현한다. 저자들은 일점(one)^[7]들의 위치와 특성에 따라서 추출해야 할 LBR 이쌍망의 형태들을 제 1형, 제 2형, 그리고 제 3형으로 분류한다. 그리고 그들은 LBR 이쌍망들의 계수들에 특정한 제약조건이 있음을 보였다.

그런데 LBR 이쌍망 연결회로의 구현절차는 사실상 아날록 회로의 Foster/Cauer/Brune 합성을 한 후에 WDF로 바꾸는 것과 동일하다.^[7] Brune 합성이 아날록 영역에서 정해진 구동점 임피던스(drawing-point impedance)를 실현하듯이 LBR 이쌍망 연결은 WDF 영역에서 정해진 반사량(reflectance)을 실현하는 것이다. 그리고 LBR 이쌍망 연결회로의 저민감도 성질은 사실상 양단 종결 무손실 이단자망(doubly terminated lossless two-port)가 보여주는 근본적인 성질이 WDF의 대응관계를 통해 디지털 영역으로 옮겨진 것이다. 그러므로 저민감도성이나 LBR 제약조건 등을 포함한 여러가지 LBR 이쌍망의 특성들을 보다 완전하게 파악하기 위해서는 그것에 대응하는 아날록 회로를 구해내고, 그것으로 부터 WDF를 이끌어내어야 할 것이다. 이것이 보다 근본적인 접근인 것이다.

그 결과 LBR 제약조건에 대한 기존의 서술의 결함이 발견되고, 보완되어 보다 완전한 LBR 제약조건들이 얻어지게 될 것이다.

본 논문에서는 이런 사실을 바탕으로 WDF 이론을 Brune 단에 적용함으로써, LBR 이쌍망의 연결회로와 LBR 제약조건들에 대한 보다 근본적인 접근을 시도하고자 한다. 그리고 제 3형 LBR 이쌍망의 제약조건의 가능한 형태들을 특히 자세히 검토하여, 기존의 논의에 미비점이 있음을 보이고, 그 누락된 사항을 보완하여 LBR 제약조건들의 전체 집합을 완전한 형태로 제시한다. 실제 LBR 이쌍망 추출과정에서 경우 3의 단이 등장하는 현상을 종종 볼 수 있으므로, 이 조건의 타당성에 대한 논의는 절실히 필요하다 하겠다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서 기본적인 LBR 성질들을 살펴보고, 3절에서 WDF를 기반으로 LBR 제약조건들을 통일적으로 재유도한다. 그리고 4절에서는 3절에서 유도된 LBR 제약조건들의 타당성 여부를 검토하고 기존의 논의의 미비점을 지적한다. 마지막으로 5절에서는 그에 대한 예를 제시한다.

II. LBR 성질의 개념 및 정의

실수소자로 이루어진 무손실 이단자망(two-port)의 이미턴스 행렬은 무손실 양의실수(lossless positive real, LPR) 성질을 만족하고, 그 회로의 산란행렬(scattering matrix)은 무손실 유계실수(lossless bounded real, LBR) 성질을 만족한다는 것이 알려져 있다.^[11] LBR 산란행렬 $S(s)$ 에서 해석적인 실계수 유리함수들을 성분으로 갖는 행렬로서,

$$S(s)S(s) = I \quad (1)$$

을 만족하는 것으로 정의 된다. 여기서 아래첨자 별표시는 유사공액(para-conjugation)을 나타내는데, 다항식 $f(s)$ 에 대해서는 $f(s)=f(-s)$ 로 정의 되고, 행렬 $S(s)$ 에 대해서는 $S(s)=S(-s)$ 로 정의 된다. 식 (1)을 만족시키는 행렬은 유사일원(para-unitary)이라고 칭한다. LBR 이단자망의 산란행렬 $S(s)$ 에 대하여 다항식 f, g 그리고 h 에 대하여 다음 관계식

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{g} \begin{bmatrix} h \pm f \\ f \mp h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

과 제약조건

$$gg. = ff. + hh. \quad (3)$$

을 만족한다. 이때 입출력 변수들은 각각

$$x_i = \frac{V_i + RI_i}{\sqrt{R}}, \quad y_i = \frac{V_i + RI_i}{\sqrt{R}}, \quad i=1,2 \quad (4)$$

로 정의 되는 입사 전력파(incident power wave)와 반사 전력파(reflected power wave)이다. 또한 $S_{11}(s)=h(s)/g(s)$ 는 반사량(reflectance) $\rho(s)$ 라 불리며, $S_{21}(s)=f(s)/g(s)$ 는 전송량(transmittance) $\pi(s)=0$ 인 s 평면 상의 점은 전송영점(transmission zero)이라 부르는데, 식(3)으로 부터

$$S_{11}(-s)S_{11}(s) + S_{21}(-s)S_{21}(s) = p(-s)p(s) + \tau(-s)\tau(s) = 1 \quad (5)$$

가 성립하므로 전송영점에서는 반사량도 0이 된다. 이런 의미에서 전송영점은 반사일점(reflection one)이라고 칭할수 있다. 식 (5)는 반사량과 전송량간의 전력상보관계(power complementary relation)를 나타낸다. 이 관계는 반사량과 전송량이 유계(bounded)가 되는 것을 의미한다. 만약 회로가 소자의 값의 변동에 무관하게 유계성(boundedness)이 유지된다면, 필터의 주파수응답이 통과대역에서 소자의 값의 변화에 둔감하다는 것이 알려져 있다. 양단 종결 무손실 이단자망(doubly terminated lossless two-port)이 소자의 값의 변동에 둔감한 주파수 특성을 갖는 것도 이런 이유 때문이다.¹³⁾

산란행렬 이외에 이단자망을 묘사하는 연관된 다른 행렬은

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} y_2 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_2 \\ x_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{f} \begin{bmatrix} g & \pm h \\ h & \pm g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_2 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

로 정의 되는 (산란) 전달행렬 $F(z)$ 이다. 두개의 이단자가 단자끼리 인접하게 연결될 경우 전체의 (산란) 전달행렬은 각각의 것의 곱과 같다. 그리고 상호적(reciprocal) 회로인 경우에는 $\det F=1$ 을 만족한다.

WDF는 아날록 영역에서 쌍선형 변환(bilinear transformation)을 통해 얻어지므로 디지털 영역의 LBR 성질도 아날록 영역의 LBR 성질로 부터 유도된다. 즉, LBR 행렬 $T(z)$ 는 $|z| > 1$ 에서 해석적인 실계수 유리함수들을 성분으로 하는 행렬로서 다음 조건

$$T(z) T(z) = I \quad (7)$$

을 만족하는 것이다. 이때 디지털 영역 유사공액(para-conjugation)은 다항식 $f(z)$ 의 경우 $f(z)=f(z')$ 로 정의 되고, 행렬 $T(z)$ 의 경우 $T(z)=T(z')$ 로 정의 된다. $T_{11}(z), T_{21}(z)$ 는 각각 입력함수(input function) $G(z)$ 와 교차함수(cross function) $H(z)$ 로 부른다. 아날록 영역에서 동일하게 $H(z)=0$ 인 z 평면 상의 점을 전송영점(transmission zero), 혹은 반사일점(reflection one)이라 한다. 그리고 식 (7)이 만족되는 회로의 경우 입력함수와 교차함수는 유계성(boundedness)을 보여주는데, 만약 식 (7)이 구조적으로(즉, 구체적인 계수의 값들에 무관하게) 만족된다면 입력함수/교차함수의 유계성도 구조적으로 만족될 것이고, 이 경우에 회로의 통과대역에서의 주파수 특성이 계수의 값의 변화에 둔감하게되는 것이다. WDF는 이 사실을 이용한 것이다.

또한 아날록 영역에서 산란행렬(식 (2)), (산란) 전달행렬(식 (6))이 디지털 영역에서는 각각 전달행

렬(transfer matrix), 연쇄행렬(chain matrix)이라 부른다. (두 영역에서의 정의들은 서로 독립적으로 이루어지나, 그들 간의 의미의 연관성이 그렇다는 뜻임.)

III. WDF를 기반으로한 LBR 제약조건들의 유도

통상의 Butterworth, Chebyshev, elliptic 필터들은 그림 1(a)에 도시된 것처럼 연속된 LBR 이쌍망의 입력함수 혹은 교차함수로 구현할 수 있다.¹⁵⁾

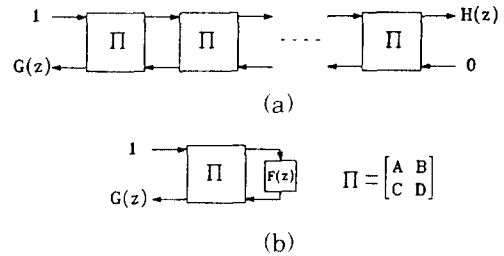


그림 1. 이쌍망 도해 (a) LBR 연결 (b) 연쇄행렬 관계식

Fig. 1. Two-pair diagram for (a) LBR cascade, and (b) chain matrix relation.

LBR 이쌍망의 종류에는 제 1형, 제 2형, 그리고 제 3형이 있고, 제 1형은 1A, 1B, 1C, 1D의 네가지가 있으며, 제 2형은 2A, 2B의 두가지가 있다. 제 1형 이쌍망은 $G(\pm 1)=\pm 1$ 이 만족되는 곳에서, 제 2형 이쌍망은 $G(e^{j\omega})=\pm 1$ 이 만족되는 곳에서, 그리고 마지막으로 제 3형 이쌍망은 $G(e^{j\omega})=e^{j\omega}$ 가 만족되는 곳에서 추출된다. 예를들어 $G(-1)=1$ 의 조건이 만족될 때, 적절한 계수 σ 를 가진 제 1A형 이쌍망을 입력함수 $G(z)$ 로부터 추출할 수 있고, 입력함수의 차수는 1만큼 감소된다. 이때 추출된 제 1A형 LBR 이쌍망의 연쇄행렬은

$$\Pi_{1A(\sigma)}(z) = \frac{1}{(1+z^{-1})} \begin{bmatrix} 1+\sigma z^{-1} & (1-\sigma)z^{-1} \\ 1-\sigma & \sigma+z^{-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

의 형태를 갖는다.⁵⁾ 또한 추출된 이쌍망이 연쇄행렬 $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ 를 갖고, 종단 함수(terminating) $F(z)$ 를 갖는 경우, 입력함수는

$$G(z) = \frac{c(z) + D(z)F(z)}{A(z) + B(z)F(z)} \quad (9)$$

와 같이 나타난다.

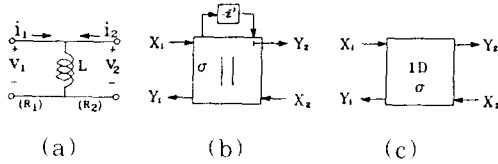


그림 2. WDF를 기반으로 한 제 1D형 이쌍망의 유도의 예시

- (a) 병렬 인덕터
(b) 그것의 WDF 회로
(c) LBR 이쌍망 도해

Fig. 2. Illustration of WDF-based derivation of Type 1D two-pair.

- (a) shunt inductor.
(b) its WDF circuit diagram.
(c) LBR two-pair diagram.

WDF 이론에 따르면⁴, 그림 2(a)에 주어진 병렬 인덕터(shunt inductor)를 위한 삼단자(three-port) 병렬 적응기(parallel adaptor)는

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 - 1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \alpha_1 & \alpha_2 - 1 & \alpha_3 \\ \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (10a)$$

의 관계식을 만족한다. 단

$$\alpha_i = \frac{2/R_i}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3}, \quad i=1,2,3 \quad R_3 = L \quad (10b)$$

이고, 입출력 변수들은

$$X_i = V_i + R_i I_i, \quad Y_i = V_i - R_i I_i, \quad i=1,2,3 \quad (11)$$

로 주어지는 전압파(voltage wave)들이다. 이들은 식 (4)에 주어진 변수들의 비정규화된 값들이기도 하다. 식 (10b)에 따르면 $\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = 2$ 이고, 그림 2(b)에 따르면 $X_3 = z^{-1} Y_3$ 이다. 단자 2를 무반사(reflection-free) 단자로 간주하고(즉, $\alpha_2 = 1$) α_1 을 σ 로 대체하면, 우리는

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{1 - \sigma z^{-1}} \begin{bmatrix} -(1 - \sigma) & 1 - z^{-1} \\ \sigma(1 - z^{-1}) & -(1 - \sigma)z^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \equiv T_{1D\sigma}(z) \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

와 같은 관계식을 얻는다. 이때 $T_{1D\sigma}(z)$ 는 그림 2(c)에 묘사된 제 1D형 LBR 이쌍망의 전달행렬이다. 입력 함수 $G(z)$ 는 반사량(reflectance)과 단자 1에서의 입력 임피던스를 관련짓는 관계식

$$G(z) \Big|_{z=1} = S_{11}(s) = \frac{Z(s) - R_1}{Z(s) + R_1} \quad (13)$$

에 의해 구해진다. 그림 2(a)에서 단자 1은 주파수가 0에 접근하면 단락회로가 된다. 즉,

$$Z(s) \Big|_{s=0} = 0 \quad (14)$$

이다. 식 (13)과 (14)을 결합하면 우리는 $G(1) = -1$ 을 얻는다. 이것은 제 1D형 LBR 이쌍망을 추출하기 위한 조건에 해당한다. 동일한 절차를 적용하면 직렬 인덕터(series inductor)는 제 1A형 이쌍망과 추출 조건 $G(-1) = -1$ 을, 병렬 커패시터(shunt capacitor)는 제 1B형 이쌍망과 추출조건을, 그리고 직렬 커패시터(series capacitor)는 제 1C형 이쌍망과 추출조건을 $G(1) = 1$ 각각 산출해낸다.

단자 2가 무반사(즉, $\alpha_2 = 1$)라는 조건은 $1/R_2 = 1/R_1 + 1/R_3$ 을 의미하므로, (10b)에 의해

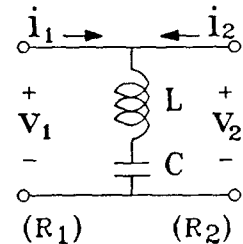
$$\sigma = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad (15a)$$

가 성립된다. 혹은 R_3 대신 L 을 대입하면

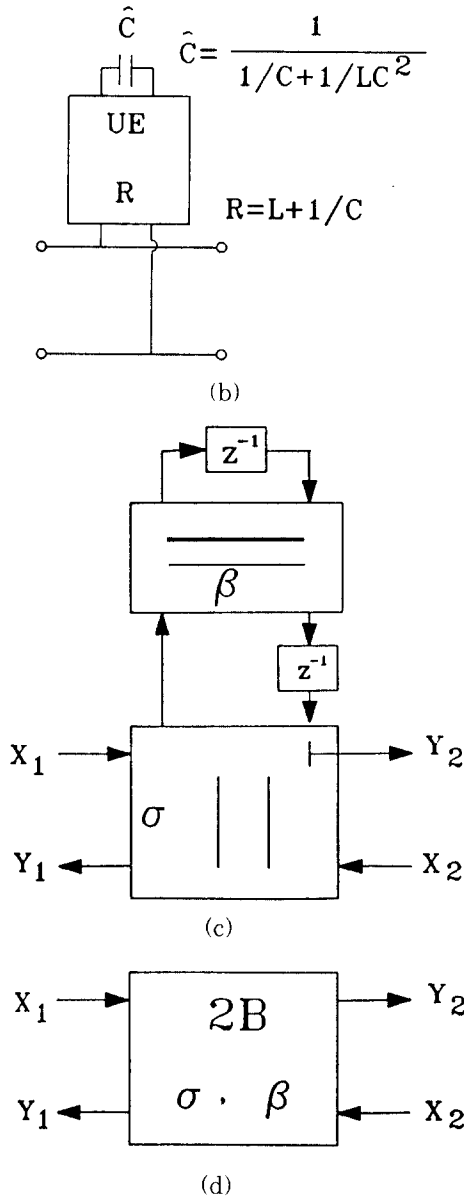
$$L = R_1 \frac{\sigma}{1 - \sigma} \quad (15b)$$

가 성립된다. 통상 R_3 , L 등은 양수로 가정되므로 결국 $0 < \alpha$ 라는 조건이 얻어진다. 이제 이것을 제 1형 LBR 제약조건이라 부르기로 한다.

다음, 그림 3(a)에 나타난 병렬 공명기(shunt resonance)와 그것의 WDF를 고려하자. Richard의 정리 [14]와 단위소자(unit element)를 이용하면 그것의 등가변형인 그림 3(b)를 얻을 수 있다. 그리고 그림 3(c)에 등장하는 이단자 적응기(two-port adaptor)는 곱셈기 하나 달린 Gray-Markel 격자구조가 된다. 그러므로 종단에 z^{-1} 을 달았을 때 그 전체는 입구에서 바라볼 때 $(\beta + z^{-1}) / (1 + \beta z^{-1})$ 의 전달함수를 갖는 전역통과필터가 된다. 이때 $\beta = (1 - LC) / (1 + LC)$ 이



(a)



다. 그러므로 우리는 $-1 < \beta < 1$ 라는 조건을 얻는다. 이제 이 두 조건 $0 < \sigma < 1$, $-1 < \beta < 1$ 을 통칭하여 제 2형 LBR 제약조건이라고 부르기로 한다.

그림 2(b)와 3(c)를 비교해보면, 그림 3(c)의 회로를 대표하는 전달행렬 $T_{1A}(z)$ 식 (12)에 있는 전달행렬 $T_{1A}(z)$ 에서 $-z^{-1}$ 을 대신 $z^{-1}(\beta + z^{-1}) / (1 + \beta z^{-1})$ 을 대입하면 얻어지는 것을 알 수 있다. 구체적으로 말해서

$$T_{2A(\sigma, \beta)}(z) = \frac{1}{1 + \beta(1 + \sigma)z^{-1} + \sigma z^{-2}} \begin{bmatrix} (\sigma - 1)(1 + \beta z^{-1}) & 1 + 2\beta z^{-1} + z^{-2} \\ (\sigma - 1)(1 + \beta z^{-1}) & -(\sigma - 1)z^{-1}(\beta + z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

가 되는 것이다. 그리고 이것에 대응하는 연쇄행렬은, 식 (2)와 (6)을 비교해보면,

$$\Pi_{2A(\sigma, \beta)}(z) = \frac{1}{\sigma(1 + 2\beta z^{-1} + z^{-2})} \begin{bmatrix} 1 + \beta(1 + \sigma)z^{-1} + \sigma z^{-2} & (\sigma - 1)z^{-1}(\beta + z^{-1}) \\ (\sigma - 1)(1 + \beta z^{-1}) & \sigma + \beta(1 + \sigma)z^{-1} + z^{-2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

과 같이 얻어진다. 또한 공명 주파수 $\Omega = \Omega_0$ (혹은 디지털 영역에서는 $\omega = \omega_0$)에서는 입력 임피던스가 0이 되므로 그곳에서 반사량(reflectance)은 -1이 된다. 그러므로 우리는 $G(e^{j\omega}) = -1$ 을 얻는다. 이것은 제 2B형 LBR 이쌍망의 추출을 위한 조건에 해당한다. 마찬가지로 하면 직렬공명기는 제 2A형 LBR 이쌍망에 해당하며, 추출 조건은 $G(e^{j\omega}) = -1$ 이 된다. 병렬공명기나 직렬공명기 그 어느 경우나 LBR 제약조건은 $0 < \sigma < 1$, $-1 < \beta < 1$ 이다.

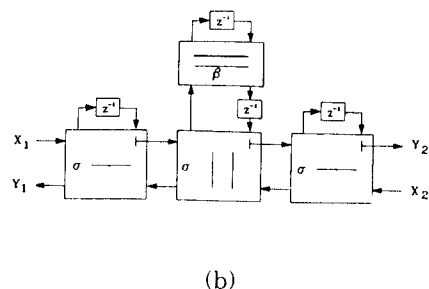
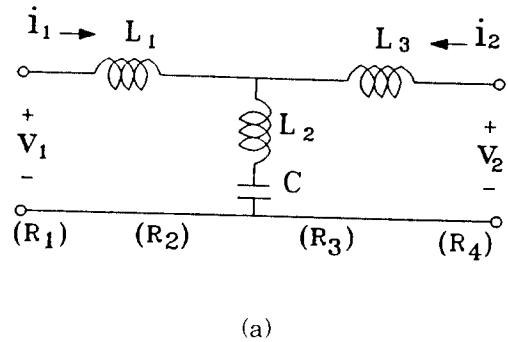


그림 3. WDF를 기반으로한 제 2B형 이쌍망의 유도 예시 (a) 병렬 공명회로 (b) 단위소자를 기반으로한 변형 (c) 그것의 WDF 회로 (d) LBR 이쌍망의 도해

Fig. 3. Illustration of WDF-based derivation of Type 2B two-pair. (a) stub resonance circuit. (b) unit element based modification. (c) its WDF circuit diagram. (d) LBR two-pair diagram.

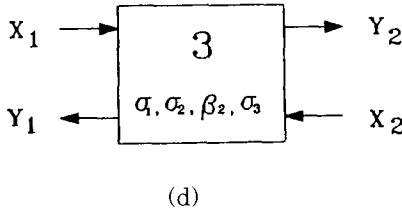
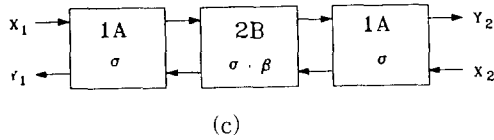


그림 4. WDF를 기반으로한 제 3형 이쌍망의 유도의 예시 (a) 브루네 단 (b) 그것의 WDF 회로 (c) 제 1형 및 제 2형을 기반으로 한 이쌍망 도해 (d) LBR 이쌍망 도해

Fig. 4. Illustration of WDF-based derivation of Type 3 two-pair. (a) Brune section, (b) its WDF circuit diagram, (c) Type 1 and Type 2 based two-pair diagram, (d) LBR two-pair diagram.

마지막으로, 그림 4(a)에 표시된 Brune 단의 사다리구조의 WDF를 고려해보자. 지금까지 논의한 바에 따르면, 왼쪽과 오른쪽의 직렬 인덕터는 제 1A형 LBR 이쌍망이고, 가운데의 병렬 공명기는 제 2B형 LBR 이쌍망이다. 세개의 단이 연결되어있을때 전체의 연쇄행렬은 각각의 연쇄행렬의 곱과 동일하므로, 다음 관계식

$$\prod_3(z) = \prod_{1A(\sigma_1)}(z) \prod_{2B(\sigma_2, \beta_2)}(z) \prod_{1A(\sigma_1)}(z) \quad (18)$$

이 얻어진다. 이것은 그림 4(b)에서 (d)에 이르기까지 도시되어있다. 또한 Brune 단의 다른 형태에서 출발하면 (18) 이외의 다른 관계식도 가능하다. 참고로 그것들을 서술하면

$$\begin{aligned} \prod_3(z) &= \prod_{1B(\sigma_1)}(z) \prod_{2A(\sigma_2, \beta_2)}(z) \prod_{1B(\sigma_1)}(z) \\ &= \prod_{1C(\sigma_1)}(z) \prod_{2B(\sigma_2, \beta_2)}(z) \prod_{1C(\sigma_1)}(z) \\ &= \prod_{1D(\sigma_1)}(z) \prod_{2A(\sigma_2, \beta_2)}(z) \prod_{1D(\sigma_1)}(z) \end{aligned} \quad (19)$$

이들 중의 어떤 표현식도 연쇄행렬의 명목상의 차수는 4이다. 그러나 행렬의 곱셈이 완전히 수행되면 $(1+z^{-1})^2$ 이 분모와 분자 사이에 약분되어서 전체의 차

수는 2로 감소된다. 그리고 연쇄행렬은 그 모양이, 적당한 상수 r, s, t, u 들과 함께,

$$\prod_3(z) = \frac{1}{\sigma_2(1+2\beta_2 z^{-1} + z^{-2})} \begin{bmatrix} 1+rz^{-1} + sz^{-2} & tz^{-1} + uz^{-2} \\ u + tz^{-1} & s + rz^{-1} + z^{-2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

이 된다.

제 3형 LBR 이쌍망에 대해서는 그림 4(a)와 (b)에 WDF 이론을 직접 적용함으로써 분석이 더욱 용이해진다. WDF 이론을 그림 4(a), (b)에 적용하면

$$L_1 = R_1 \frac{1-\sigma_1}{\sigma_1}, L_2 = \frac{R_1}{2} \cdot \frac{\sigma_2(1-\beta_2)}{(1-\sigma_2)\sigma_1}, \quad (21)$$

$$C = \frac{2}{R_1} \cdot \frac{(1-\sigma_2)\sigma_1}{\sigma_2(1+\beta_2)}, L_3 = R_1 \frac{\sigma_2(1-\sigma_3)}{\sigma_1\sigma_3}$$

와 같은 관계식들이 얻어진다. 그런데 Brune 단은

$$L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1 = 0 \quad (22)$$

이라는 조건을 만족시키고, 동시에

$$L_1 > 0, L_2 > 0, L_3 < 0 \quad (23a)$$

나 혹은

$$L_1 < 0, L_2 > 0, L_3 > 0 \quad (23b)$$

이다. 이 사실은 제 3형 LBR 이쌍망의 여러 계수들 간의 관계를 규정짓는 근거가 된다. 즉, 식 (21)을 식 (22)에 대입하면

$$(1-\sigma_1)(1-\beta_2)\sigma_2\sigma_3(1-\sigma_3)(1-\beta_2) + 2(1-\sigma_1)(1-\sigma_3)(1-\sigma_3) = 0 \quad (24)$$

이 얻어지고, 또한 동일한 식 (21)을 식 (23a, b)에 대입하면,

$$\text{경우 1: } 0 < \sigma_1 < 1, 0 < \sigma_2 < 1, \sigma_3 > 1$$

$$\text{경우 2: } \sigma_1 > 1, 0 < \sigma_2 < 1, 0 < \sigma_3 < 1$$

$$\text{경우 3: } \sigma_1 < 0, \sigma_2 > 1, \sigma_3 < 0$$

$$\text{경우 4: } 0 < \sigma_1 < 1, 0 < \sigma_2 < 1, \sigma_3 < 0$$

$$\text{경우 5: } \sigma_1 < 0, \sigma_2 < 0, 0 < \sigma_3 < 1$$

$$\text{경우 6: } \sigma_1 < 0, \sigma_2 > 1, \sigma_3 > 1$$

의 6가지의 경우가 얻어진다. 이들 가운데서 처음 두 가지 경우는 참고문헌 [5]에 언급된 것이므로 새로운 것이 아니다. 그러나 거기서 언급되지 않은 나머지 4가지 경우가 과연 적당한 것들인지 아닌지의 여부를 결정하는 것은 미해결인 상태이다. 만약 이것을 결정하지 않은 채로 남겨둔다면, 실제 LBR 이쌍망

추출 도중에 경우 1, 2 이외의 다른 경우들을 만나면, LBR 이쌍방 추출 알고리즘이 더이상 진행되지 못할 것이다.

IV. 제 3형 LBR 제약조건의 타당성 여부의 검토

이 절에서는 앞 절에서 유도된 6가지 경우의 제 3형 LBR 제약조건들에 대해서 “경우 1, 2, 3은 타당하고, 나머지 경우 4, 5, 6은 부당하다”는 사실을 증명하도록 하겠다. 타당한 세가지의 경우들 가운데서 경우 1과 2는 참고문헌 [5] 에서 이미 언급된 바 있으나 자세한 증명은 생략되어있고, 또한 경우 3은 본 논문에서 처음으로 발견되는 것이다.

증명) 우선 경우 1과 4를 먼저 검토하자. 식 (24)는

$$\sigma_3 = \frac{\sigma_2(1-\beta_2)+2(1-\sigma_1)(1-\sigma_2)}{\sigma_2(1-\beta_2)+2(1-\sigma_1)(1-\sigma_2)-(1-\sigma_1)(1-\beta_2)} \quad (25)$$

와 같이 변형가능하다. 그런데 이 식의 분모는 분자의 수식을 그대로 포함하고 있다. 그리고 기본적 조건인 $-1 < \beta_2 < 1$ 과, 경우 1과 4의 고유한 조건의 일부인 $0 < \sigma_1 < 1$, $0 < \sigma_2 < 1$ 를 고려하면, 식 (25)의 분자는 양수임이 명백하다. 또한 분모는 분자의 수식에서 미지의 양수를 뺀 형태를 취하고 있으므로, 만약 분모 전체가 양수임이 밝혀진다면, 분모는 분자보다는 크기가 작은 양수가 될 것이다. (이것은 곧 $\sigma_3 > 1$ 가 성립함을 의미한다.) 그런데 식 (25)의 분모는 β_2 에 관한 일차 다항식이므로, $-1 < \beta_2 < 1$ 라는 구간의 양끝에서의 그 값을 살펴보면 그것의 부호를 판정할 수 있다. 실제로 $\beta_2=1$ 일때 분모는 $2(1-\sigma_1)(1-\sigma_2)$ 이 되고, $\beta_2=-1$ 일때 그것은 $2\sigma_1\sigma_2$ 가 된다.

그리고 이 두 값은 모두 양수이다. 그러므로 결국 $-1 < \beta_2 < 1$ 의 구간에서 식 (25)의 분모는 양수가 된다. 그러므로 우리는 $\sigma_3 > 1$ 라는 결론을 내릴 수 있다. 그리고 이 결론에 의해 경우 1은 채택되고, 경우 4는 폐기됨을 알 수 있다.

다음으로, 경우 2와 5를 검토하겠다. 이것을 위해 식 (24)를

$$\sigma_3 = \frac{(1-\beta_2)\sigma_3 + \sigma_2(1-\sigma_3)(1-\beta_2) + 2(1-\sigma_2)(1-\sigma_1)}{(1-\beta_2)\sigma_3 + 2(1-\sigma_2)(1-\sigma_1)} \quad (26)$$

로 변형한다. 기본 조건 $-1 < \beta_2 < 1$ 과, 경우 2의 조건의 일부인 $0 < \sigma_2 < 1$, $0 < \sigma_3 < 1$ 를 고려하면, 이 식의 모든 항들이 양수임을 알 수 있다. 그리고 분자는 분모의 수식을 그대로 포함하고 있으므로, 분자는 분모보다 큰 양수가 된다. 그러므로 $\sigma_1 > 1$ 이다. 이것은 경우 2가 타당함을 의미한다. 그리고 경우 5의 경우, 조건의

일부는 $\sigma_2 < 0$, $0 < \sigma_3 < 1$ 이다. 이때 분모는 양수임이 보장되거나 분자는 그렇지 못하다. (가운데 항이 음수이다.) 그러나 분자는 β_2 에 대한 일차함수이고, $\beta_2=1$ 에서 $2(1-\sigma_2)(1-\sigma_3)$ 의 값을 취하며, $\beta_2=-1$ 에서 2의 값을 취한다. 그리고 이 두 값은 모두 양수이다. 그러므로 분자도 양수임이 보장된다. 그러나 분자는 분모보다 작으므로, 우리는 $0 < \sigma_1 < 1$ 이라는 결론을 얻는다. 그러므로 경우 5는 폐기되어야만 하겠다.

마지막으로, 경우 3과 6을 검토하겠다. 이들의 일부 조건은 $\sigma_1 < 0$, $\sigma_2 > 1$ 이다. 그러나 식 (25)를 참조해 볼때, 이들 조건은 현재의 형태로는 σ_3 의 값의 범위에 대해 아무런 정보도 주지 않는다. 그러므로 우리는 이들의 형태를 다소간 변형해야만 하겠다.

가) $\sigma_1 + \sigma_2 \neq 1$ 를 경우: 식 (26)은

$$\sigma_3 = \frac{\sigma_2}{\sigma_1 + \sigma_2 - 1} + \frac{2(1-\sigma_1)^2(1-\sigma_2)/((1-\sigma_1-\sigma_2)^2)}{\beta_2 - \phi} \quad (27)$$

로 변형된다. 단 $\phi \equiv 1 + 2(1-\sigma_1)(1-\sigma_2)/(\sigma_1 + \sigma_2 - 1)$ 이다. 식(27)을 살펴보면, σ_3 은 β_2 의 함수로 볼때, 직교쌍곡선의 형태를 취하고 있고, $\beta_2 = \phi$ 에서 불연속임을 알 수 있다. 그러나 이 불연속점은 결코 구간 $(-1, 1)$ 의 내부에는 존재하지 않는다. 이것을 귀류법으로 증명하기 위해 $-1 < \phi < 1$ 라고 가정해보자. 그러면 $\sigma_1 + \sigma_2 > 1$ 인 경우 $\sigma_1\sigma_2 > 0$ 이 얻어지고 $\sigma_1 + \sigma_2 < 1$ 인 경우 $(1-\sigma_1)(1-\sigma_2) > 0$ 이 얻어진다. 그러나 이들은 모두 경우 3, 6의 조건, 즉, $\sigma_1 < 0$, $\sigma_2 > 1$ 에 위배된다. 그러므로 ϕ 는 결코 구간 $(-1, 1)$ 에 있을 수 없고, 이는 곧 σ_3 가 그 구간에서 β_2 의 연속 함수임을 의미한다. 한편, 구간의 양끝에서의 그 함수 값을 살펴보면, $\beta_2=1$ 에서 $\sigma_3=1$ 이 되고, 또한 $\beta_2=-1$ 에서 $\sigma_3=(1-\sigma_1 + \sigma_1\sigma_2)/(\sigma_1 - \sigma_2 + \sigma_1\sigma_2)$ 이 된다. 또한 이 값은 경우 3, 6의 조건에 의해

$$1 - \left(\frac{1-\sigma_1 + \sigma_1\sigma_2}{\sigma_1 - \sigma_2 + \sigma_1\sigma_2} \right)^2 = \frac{(\sigma_2 - 1 - 2\sigma_1\sigma_2)(1 - 2\sigma_1 + \sigma_2)}{(\sigma_1 - \sigma_2 + \sigma_1\sigma_2)^2} > 0 \quad (28)$$

의 관계를 가진다. 이는 곧 $-1 < (1-\sigma_1 + \sigma_1\sigma_2)/(\sigma_1 - \sigma_2 + \sigma_1\sigma_2) < 1$ 가 됨을 의미한다. 그러므로 식 (27)의 형태를 가지는 연속함수의 특성에 의해 σ_3 의 값은 $-1 < \beta_2 < 1$ 의 구간에서 $-1 < \sigma_3 < 1$ 을 만족한다. 그러므로 일단 경우 6은 폐기된다. 한편, 경우 3이 타당한 조건이 되기 위해서는 $\sigma_3 < 0$ 되는 β_2 값이 $(-1, 1)$ 에 존재해야 한다. 그러기 위해서는 $\beta_2=-1$ 에서의 σ_3 의 값, 즉 $(1-\sigma_1 + \sigma_1\sigma_2)/(\sigma_1 - \sigma_2 + \sigma_1\sigma_2)$ 이 음수가 되어야 한다. 그런데 경우 3의 조건인 $\sigma_1 < 0$, $\sigma_2 > 1$ 하에서 이 식의 분모는 항상 음수이므로, 결국 분자가 양수가 되어야 한다. 그리고 이 조건을 정리하면 $1 < \sigma_2 < 1 - 1/\sigma_1$ 이 된다. 이

때 $\hat{\beta}_2 \equiv 1+2(1-\sigma_1)(1-1/\sigma_2)$ 라 두면, $\beta_2 = \hat{\beta}_2$ 에서 $\sigma_3=0$ 이고, $1 < \hat{\beta}_2 < 1$ 이 되며, 또한 $1 < \beta_2 < \hat{\beta}_2$ 인 구간에서 $\sigma_3=0$ 이 성립한다. 그러므로 경우 3은 $\sigma_1+\sigma_2 \neq 1$ 과 $1 < \sigma_2 < 1-1/\sigma_1$ 이라는 추가조건 하에서 채택되어야할 제약조건임이 밝혀진다.

나) $\sigma_1+\sigma_2=1$ 인 경우: 식(25)은

$$\sigma_3 = \frac{1-\beta_2}{2\sigma_1} + 1 \quad (29)$$

과 같이 변형된다. 이것은 β_2 의 1차함수이며, $\beta_2=1$ 일 때 $\sigma_3=1$ 이고, $\beta_2=-1$ 일때 $\sigma_3=1+1/\sigma_1$ 이다. 그러므로 경우 3, 6의 조건인 $\sigma_3 < 0$ 하에서 σ_3 는 결코 1을 넘을 수 없다. 따라서 경우 6은 폐기된다. 한편, 경우 3이 가능하기 위해서는 $\sigma_3 < 0$ 으로 만들어주는 β_2 가 구간(-1, 1)에 존재해야 한다. 이를 위해서는 $\beta_2=-1$ 에서 $\sigma_3=1+1/\sigma_1$ 이 성립해야 한다. 이 조건을 앞의 조건과 결합하여 정리하면, $-1 < \sigma_1 < 0$ 이 된다. 이때 $\hat{\beta}_2 \equiv 2\sigma_1+1$ 이라 두면, $\beta_2 = \hat{\beta}_2$ 에서 $\sigma_3=0$ 이 되고, $1 < \hat{\beta}_2 < 1$ 이며, 또한 $1 < \beta_2 < \hat{\beta}_2$ 인 구간에서 $\sigma_3 < 0$ 이 성립한다. 그러므로 경우 3은 이 경우에 $\sigma_1+\sigma_2=1$ 과 $-1 < \sigma_1 < 0$ 이라는 추가조건 하에서 채택되어야할 제약조건임이 밝혀졌다. (증명 끝)

이상의 논의를 정리하면 다음과 같은 결론에 도달한다.

- 1) 제 1형 LBR 제약조건: $0 < \sigma_1 < 1$
- 2) 제 2형 LBR 제약조건: $0 < \sigma_1 < 1, -1 < \beta_2 < 1$
- 3) 제 3형 LBR 제약조건: $(1-\sigma_1)(1-\beta_2)\sigma_3+\sigma_2(1-\sigma_3)(1-\beta_2)+2(1-\sigma_1)(1-\sigma_2)(1-\sigma_3)=0, -1 < \beta_2 < 1$, 그리고 다음 세가지 경우 중 하나이다.
 경우 1: $0 < \sigma_1 < 1, 0 < \sigma_2 < 1, \sigma_3 > 1$
 경우 2: $\sigma_1 > 1, 0 < \sigma_2 < 1, 0 < \sigma_3 < 1$
 경우 3: $\sigma_1 < 0, \sigma_2 > 1, \sigma_3 < 0$ ($\sigma_1+\sigma_2 \neq 1, 1 < \sigma_2=1-1/\sigma_1$ 혹은 $\sigma_1+\sigma_2=1, -1 < \sigma_1 < 0$)

이들 중 경우 3은 본 논문에서 처음으로 발견된 것이다. 이것은 실제 LBR 이쌍망에 의한 필터 구현 알고리즘을 실행하면 빈번히 만나는 경우이다. (다음 절의 예 참조) 그러므로 이 조건이 추가됨으로써 LBR 이쌍망 추출 알고리즘은 이전의 불완전성을 극복하고 완전한 기초를 획득하게 되었다.

마지막으로 지적할 한가지 흥미로운 사실은, 제 3형 LBR 제약조건은 각각의 이쌍망은 LBR이 아닐 수 있다는 것이다. 위의 정리된 바를 주목해보면, 경우 1은 σ_3 이 경우 2는 σ_1 이, 그리고 경우 3은 $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ 모두가 제 1형 LBR 제약조건을 만족시키지는 않는다. 그러므로 이 사실은 각각의 이쌍망이 제 1형

LBR 제약조건을 만족시키지 않더라도, 전체적으로는 제 3형 LBR 제약조건을 만족시킬 수 있음을 보여준다.

V. 경우 3을 포함한 제 3형 LBR 이쌍망 추출의 예

이 절에서는 경우 3을 포함한 제 3형 LBR 이쌍망 추출의 예를 들겠다. 이것을 위해 대역의 모서리가 $\omega_{s1}=0.24\pi, \omega_{p1}=0.28\pi, \omega_{p2}=0.68\pi, \omega_{s2}=0.71\pi$ 이고, 리플이 $\delta_p=0.0313, \delta_s=0.00483$ 인 대역통과필터(bandpass filter)를 설계한다. 주어진 규격을 만족하는 필터의 종류는 무수히 많으나, 크기 특성의 측면에서 최대오차를 최소화시키는 측면에서 가장 효율적이라 할 수 있는 필터는 타원필터(elliptic filter)이다. 타원필터로 설계하면 주어진 규격을 12차의 전달함수로 만족시킬 수 있다.

표 1. 예시된 필터의 LBR 계수들 및 제약조건 종류

Table 1. LBR parameters and LBR constraints in the exemplified filter.

段	유형	α 값들	β 값들	제 3형 LBR 제약조건
1	1A	-2.7879569e-02		경우 3
	2B	8.3418947e+00	-9.4402088e-01	
2	1A	-1.2848047e+00		경우 3
	1A	-7.7190552e-02		
2	2B	2.4020942e+00	-7.7133043e-01	경우 3
	1A	-1.8317773e+00		
3	1A	-1.0438415e-01		경우 3
	2B	1.5785996e+00	-7.0722201e-01	
4	1A	-3.0252417e+00		경우 1
	1A	4.0320685e-01		
4	2B	7.7704944e-01	6.2065181e-01	경우 1
	1A	1.6768273e+00		
5	1A	6.6134144e-01		경우 1
	2B	2.8353396e-01	7.0038970e-01	
6	1A	1.4579339e+00		경우 1
	1A	2.6350222e-01		
6	2B	5.9207347e-01	9.2436673e-01	경우 1
	1A	1.0944209e+00		
7	TM	4.9660465e-01		

이렇게 설계된 전달함수를 디지털 회로로 구현하기 위하여 참고문헌 [5]에 서술된 알고리즘을 적용하여 LBR 이쌍망 추출을 하면, 표 1에 주어진 계수들이 그 결과로서 얻어진다. LBR 이쌍망 추출 알고리즘은 전달함수의 영점의 위치에 따라 적절한 형태의 이쌍망을 추출하는데, 설계된 타원필터의 전달함수는 $\omega=0$ 이나 $\omega=\pi$ 에서 영이 되지 않는다. 이는 곧 $z \pm 1$ 에서 전달함수가 영이 되지 않음을 의미하므로, 그에

대응하는 이쌍망인 제 1형 LBR 이쌍망은 추출되지 않는다. 그 대신 $z=\pm 1$ 이외의 위치의 단위원상의 영점의 공액쌍(conjugate pair)마다 제 3형 LBR 이쌍망이 하나씩 추출되는데, 전체의 차수가 12이므로 추출되는 제 3형 LBR 이쌍망의 개수는 6이 된다. 이것이 표 1의 6개의 段으로 표현되어있다. 각각의 단은 제 1A 형, 제 2B 형, 제 1A 형의 세개의 단으로 구성되어있는데, 이는 곧 제 3절에서 서술된 대로, 제 3형 LBR 이쌍망이 제 1형 - 제 2형 - 제 1형 LBR 이쌍망의 연결로 표현되는 사실을 나타낸다. 첫번째의 제 1A 형의 계수가 α_1 이고, 그 다음의 제 2B 형의 계수가 α_2, β_2 이며, 세번째의 제 1A 형의 계수가 α_3 이다. 표의 제일 오른쪽 열은 각각의 단이 어떤 종류의 LBR 제약조건들을 만족하는지를 보여준다. 여기서 주목할 점은, 처음 3개의 제 3형 LBR 이쌍망이 "경우 3의 LBR 제약조건"을 만족하고 있다는 것이다. 이것은 본 논문이 새롭게 제시한 "경우 3"의 타당성 입증에 실제로 매우 중요했음을 보여준다. 즉, LBR 이쌍망 추출이론이 "경우 3"을 포용하지 못한 채로 남아있었다면, 이 절에서 주어진 예의 경우 LBR 이쌍망 추출 알고리즘이 더이상 진행될 수 없었을 것이다. 그리고 표의 제일 아래의 TM은 종결 곱셈기(terminating multiplier)를 나타내는데, 이것은 -1과 1 사이의 값을 취한다.

VI. 검토 및 결론

본 논문에서는 기존의 LBR 이쌍망 연결회로가 근본적으로는 아날로그 Foster /Cauer /Brune 합성회로를 WDF로 바꾸는 것과 동일하다는 점으로 기초로 하여, 기존의 LBR 제약조건들을 통일적으로 유도하였다. 그리하여 LBR 연결회로가 보여주는 여러 특성들을 WDF와의 대응관계를 통해 근본적인 재조명을 시도하였다.

또한 제 3형 LBR 이쌍망은 WDF 이론을 Brune 단에 적용함으로써 직접적으로 얻어진다는 사실을 밝혀내고, 제 3형 LBR 제약조건을 자세히 검토하여 기존의 미비된 부분을 보충하고, 전체를 완전한 형태로 정리하였다. 그 내용을 요약정리하여 모든 LBR 제약조건들을 열거하면 다음과 같다.

- 1) 제 1형 LBR 제약조건: $0 < \alpha < 1$
- 2) 제 2형 LBR 제약조건: $0 < \alpha < 1, -1 < \beta < 1$
- 3) 제 3형 LBR 제약조건: $(1-\alpha_1)(1-\beta_2)\alpha_3+\alpha_2(1-\alpha_3)(1-\beta_2)+2(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)(1-\alpha_3)=0, -1 < \beta_2 < 1$, 그리고 다음 세가지 경우 중 하나이다.

경우 1: $0 < \alpha_1 < 1, 0 < \alpha_2 < 1, \alpha_3 > 1$

경우 2: $\alpha_1 > 1, 0 < \alpha_2 < 1, 0 < \alpha_3 < 1$

경우 3: $\alpha_1 < 0, \alpha_2 > 1, \alpha_3 < 0 (\alpha_1+\alpha_2 \neq 1, 1 < \alpha_2 = 1 - 1/\alpha_1$ 혹은 $\alpha_1+\alpha_2=1, -1 < \alpha_1 < 0)$

이들 중 경우 3은 본 논문에서 새로이 추가된 경우로서, 이의 추가와 더불어 LBR 이쌍망 추출 알고리즘은 이전의 불완전성을 극복하고 완전한 기초를 갖게 된 셈이다. 경우 3이 나타나는 현상은 제 5절에서 살펴보았듯이 실제로 필터를 LBR 연결구조로 구현함에 있어서 빈번히 나타난다. 그러므로 그 현상이 타당하다는 것을 본 논문이 증명한 것은 실제적인 의미를 지닌다 하겠다.

參考文獻

- [1] L. B. Jackson, "Roundoff noise bounds derived from coefficient sensitivities for digital filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 481-485, August 1976.
- [2] A. Fettweis, "On the connection between multiplier word length limitation and roundoff noise in digital filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 486-491, September 1972.
- [3] A. Fettweis, "Digital filter structures related to classical filter networks," *Arch. Elek. Ubertragung.*, pp. 79-89, February 1971.
- [4] A. Fettweis, "Wave digital filters: theory and practice," *Proc. IEEE*, pp. 270-327, February 1986.
- [5] P. P. Vaidyanathan and S. K. Mitra, "Low passband sensitivity digital filters: A generalized viewpoint and synthesis procedures," *Proc. IEEE*, pp. 404-423, April 1984.
- [6] P. P. Vaidyanathan, "A Unified approach to orthogonal digital filters and wave digital filters, based on LBR two-pair extraction," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 673-686, July 1985.
- [7] M. R. Jarmasz and G. O. Martens, "A simplified synthesis of lossless cascade analog and digital two-port networks," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 1501-1516, December 1991.
- [8] G. O. Martens and H. H. Le, "Wave

- digital adaptors for reciprocal second-order sections," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 1077-1082, December 1978.
- [9] M. Suzuki, N. Miki, and N. Nagai, "New wave digital filters for basic reactance sections," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 337-348, April 1985.
- [10] M. R. Jarmasz and G. O. Martens, "Design of canonic wave digital filters using Brune and matched 4-port adaptors," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 480-495, May 1987.
- [11] B. D. O. Anderson and S. Vongpanitlerd, *Network Analysis and Synthesis*, Prentice-Hall, 1973.
- [12] V. Belevitch, *Classical Network Theory*, Holden-Day, 1968.
- [13] H. J. Orchard, "Loss sensitivities in singly and doubly terminated filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, pp. 293-297, May 1979.
- [14] G. C. Temes and S. K. Mitra, *Modern Filter Theory and Design*, John Wiley, 1973.
- [15] I. -T. Lim and B. G. Lee, "Two-type-interlaced structure and LBR test for low-sensitivity digital filter realization," submitted for publication to *IEEE Trans. Circuits and Systems II*.

 著 者 紹 介



林 一 澤(正會員)

1965年生. 1988年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 1990年 2月 서울대학교 대학원 전자공학에서 공학석사학위 취득. 현재 서울대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심 분야는 디지털 신호처리 및 회로이론 등임.



李 乘 基(正會員)

1951年生. 1974年 서울대학교 전자공학과 졸업. 1978年 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업. 1982年 University of California, Los Angeles에서 박사학위 취득. 1974年 ~ 1979年 해군사관학교 교관 1982年 ~ 1984年 Granger Associates, Santa Clara, CA, 연구원. 1984年 ~ 1986年 AT&T Bell Laboratories, North Andover, MA, 연구원. 1986年 9月 ~ 현재 서울대학교 전자공학과 부교수. 주관심 분야는 디지털 신호처리, 디지털 전송, 광대역 통신망, 회로이론 등임.