

전송왜곡보상용 다중가변등화기 설계에 관한 연구

(A Study on Design of Multivariable Equalizer for Transmission Distortion Compensation)

金東錫*, 崔圭勳*, 文洪眞*, 金鍾玟**

(Tong Sok Kim, Kyu Hoon Choi, Hong Chin Moon, and Chong Kyo Kim)

要 約

동축 전송선로의 전송왜곡을 보상하기 위한 다중가변등화기를 설계하였다. 가변계수의 영역이 양방향(+,-)인 전송특성함수를 정규직교함수와 그래슈미트 직교함수 전개법을 사용하여 유리함수로 근사화하면 근사식에서는 가변계수의 영역이 단일방향(+)으로 제한된다.

이러한 단점을 보완하기 위하여 근사식에 보-드 형 등화식을 결합하여 양방향 가변특성을 갖는 근사식을 얻었다. 제안한 다중가변등화기는 고정등화기와 가변등화기를 조합하여 구성하는 기존의 등화방식과 대체할 수 있다.

Abstract

A multivariable equalizer is designed which compensates transmission distortion for coaxial transmission line. The characteristic transfer function with bilateral parameter domain is approximated using the expansion method of orthonormal function and Gram Schmidt orthogonal function, but the parameter domain of approximated function is limited to unilateral. To solve that problem, Bode type transfer function is used to give bilateral variable characteristic to approximated function. The multivariable equalizer in this paper can be substituted for the current equalizer which consist of a fixed equalizer and a variable equalizer.

I. 서 론

광대역 동축 전송 시스템은 동축 케이블이 갖는 주파수 손실특성 때문에 일정 간격마다 중계기를 설치하여 선로손실을 보상하며 이러한 장치를 등화기라 한다. 중계기에서 사용하는 등화기의 종류로는 고정등화기와 온도 변화에 따른 선로길이 변화를 보상하는 가변등화기가 있다.

L5 시스템에서 기본중계기의 간격은 1마일이며, 온도가 55°F 일 때 3.1MHz 에서 6.9dB, 65 MHz 에서 31.5dB의 선로손실이 발생한다.

이와 같은 전송 왜곡을 보상하기 위하여 중계기에서 고정등화기로 대략적인 보상을 하고 가변등화기로 미세한 보상을 한다.

가변등화기에 대해서 1971년에 W. I. H. Chen이 다음과 같이 LBO 회로를 이용한 다중경로구조의 가변 위상등화기를 발표하였다. 도선의 재질과 직경을 서로 다르게 하면 두 선로의 물리적 길이는 다르지만 전기적 특성은 같게 할 수 있으므로, 슬라이딩 접점으로 실효길이를 조정할 수 있는 짧은 길이의 가변

*準會員, **正會員 全北大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Chonbuk Nat'l Univ.)
接受日字: 1989年 11月 1日

감쇄선로를 구성할 수 있으며, 이것을 LBO(line build out) 회로라 한다.

다중경로구조 등화기는 LBO 회로를 사용하여 온도 강하로 선로길이가 짧아지면 고정이득을 감소 시킨다.^{[1]-[3]}

또한, 1981년에 S. Takahashi 등이 정규 직교함수와 Gram Schmidt 직교함수 전개법을 사용하여 가변계수가 있는 함수를 유리함수로 근사화하는 방법과 이것을 위상등화식에 적용한 가변위상등화기를 발표하였으며 계속해서 개선방법을 발표하고 있다.

한편 그램 슈미트 직교화법을 이용한 근사화법은 가변계수를 포함한 임의의 함수를 유리함수화 하는 방법으로는 충분하지만 가변계수의 영역을 단일방향으로 제한하는 단점이 있다.

이 논문에서는 그램 슈미트 직교함수 전개법의 단점을 보완하기 위하여, 가변계수를 포함한 단일방향 근사식과 보드 등화식을 결합한, 양방향 특성을 갖는 다중가변 등화기를 제안하였다.

II. 함수의 근사화

동축 전송선로는 고주파 신호에 대해서 다음과 같은 입출력 관계가 있다.

V_{out} = exp(-γx) · V_{in}, (mks단위) (1) (x; 전송선로길이, γ; 전파 정수)

γ(s) ≅ sT + k / (2Ro) √s (2)

(Ro = √L/C, T = √LC, k√s; 포피효과 임피던스)

k = 1 / (2πr) √μ/σ (3)

(r; 도선반경, μ; 투자율, σ; 도전율)

무왜 전송조건에 의해서 단순 지연 요소인 exp(-sT)는 무시하고 포피효과 임피던스에 의한 주파수 왜곡을 고려한다면 다음과 같다.^{[1]-[3]}

F(s, λ) = exp(-λ√s), (λ = xk, √s = (1+j)√πf) (4)

L5 시스템에서 중계기간의 선로길이가 1마일이면 λ는 약 0.079이다. 윗식은 s와 λ에 의해서 주파수 특성이 변화함을 보여주며 식(4)를 능동소자와 가변저항으로 구현하기 위하여 정규직교함수와 그램 슈미트 직교함수를 이용하여 주어진 식을 유리함수로 근사화하고 상태공간법을 써서 원하는 가변등화기를 설계한다.^{[4]-[11]}

1. 정규직교함수를 이용한 근사법

식(4)의 가변계수를 포함한 임의 함수 F(s, λ)를 정규직교함수 Φ_r(s)들의 선형결합으로 나타내면 다음과 같다.

Fa(s, λ) ≅ ∑_{r=1}ⁿ ζ_r(λ) Φ_r(s) (5)

Φ_r(s)를 구하기 위해서 임의의 함수 f(t)를 Φ_r(s)의 변수 변환 형태인 정규직교함수 ψ_r(t)의 선형결합으로 나타낸다.

f(t) ≅ ζ₁ψ₁(t) + ζ₂ψ₂(t) + ... + ζ_nψ_n(t) (6)

여기서 정규직교함수 ψ_r(t)를 다음과 같이 정의한다.

∫_a^b ψ_i(t)ψ_j(t)dt = δ_{ij} = [0, i ≠ j; 1, i = j] (7)

식 (6)의 양변에 ψ_k(t)을 곱하고 구간 [a, b]에서 적분하여 계수 ζ_k를 구하면 다음과 같다.

ζ_k = ∫_a^b f(t)ψ_k(t)dt (8)

여기서 f(t) = ψ_j(t), Φ_j(s) = L{ψ_j(t)}, [a, b] = [0, ∞] 이라면 식(8)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

ζ_k = ∫₀[∞] ψ_j(t) [1 / (2πj) ∫_{c-j∞}^{c+j∞} Φ₁(s)est ds] dt = 1 / (2πj) ∫_{c-j∞}^{c+j∞} Φ₁(s)Φ_j(-s)ds = δ_{ij} (9)

식 (9)를 만족시키며 안정할 조건으로 부터 Φ_r(s)를 유도한다. Φ_r(s)를 다음과 같이 가정하고 먼저 Z(s)를 구한다.

Φ_r(s) = Z(s) / P(s) (10)

여기서 P(s) = (s + a₁)(s + a₂)(s + a₃)... (s + a_n)이고, P(s) = 0의 근 -a_i가 좌반면의 단순근이라면

Φ₁(s) = Z / (s + a₁) (11)

이라할 수 있다. 윗식을 식 (9)에 대입하여 z를 구한다.

ζ_k = 1 / (2πj) ∫_{c-j∞}^{c+j∞} Φ₁(s)Φ_j(-s)ds = δ_{ij} = res [Z / ((s + a₁)(s + a₁)), -a₁]

∴ z = √2a₁, a₁ > 0 (12)

$\Phi_1(s)$ 가 정규직교함수이고 모든 극점 α_i 가 단순근이며 s 의 좌반면에 존재한다면 $\Phi_1(s)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\Phi_1(s) = \sqrt{2\alpha_n} \frac{\prod_{i=1}^{n-1} (-s + \alpha_i)}{\prod_{i=1}^n (s + \alpha_i)}, \quad (\alpha_0 = 1 + s) \quad (13)$$

식(6)에 상수 ζ_r 대신 λ 를 변수로하는 함수 $\zeta_r(\lambda)$ 를 대입하면 다음과 같다.

$$F_a(s, \lambda) \cong \sum_{r=1}^n \zeta_r(\lambda) \Phi_r(s) \quad (14)$$

식(14) 양변에 $\Phi_r(-s)$ 를 곱하고 주회적분하여 $\zeta_r(\lambda)$ 를 구한다.

$$\zeta_r(\lambda) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} F(s, \lambda) \Phi_r(-s) ds, \quad (r=1, 2, \dots, n) \quad (15)$$

식(5)에 정의된 $F_a(s, \lambda)$ 와 식(13)에 정의된 $\Phi_r(s)$ 를 식(14)에 대입하여 $\zeta_1(\lambda)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \zeta_1(\lambda) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \exp(-\lambda\sqrt{s}) \cdot \frac{\sqrt{2\alpha_1}}{-s + \alpha_1} ds \\ &= \exp(-\lambda\sqrt{\alpha_1}) \cdot \sqrt{2\alpha_1} \end{aligned} \quad (16)$$

2. Gram Schmidt 직교화법

벡터연산 개념으로 임의함수 $e_r(\lambda)$ 직교화하여 단위 직교함수 $u_r(\lambda)$ 를 구한 다음, 식(15)에서 구한 $\zeta_r(\lambda)$ 를 $u_r(\lambda)$ 의 선형결합으로 나타낸다. 여기서 $e_r(\lambda)$ 는 다음과 같다.

$$e_0(\lambda) = 1, \quad e_1(\lambda) = \frac{1}{(\lambda + \beta_1)}, \quad e_2(\lambda) = \frac{1}{(\lambda + \beta_2)},$$

$$e_m(\lambda) = \frac{1}{(\lambda + \beta_m)} \quad (17)$$

β_j 는 실수이고 λ 의 구간이 $a \leq \lambda \leq b$ 일 때 단위 직교함수 $u_m(\lambda)$ 는 다음과 같다.

$$u_m(\lambda) = \frac{p_m(\lambda)}{\ell(p_m(\lambda))} \quad (18)$$

$$u_0(\lambda) = \frac{e_0(\lambda)}{\|e_0(\lambda)\|} = \frac{e_0(\lambda)}{\sqrt{\int_a^b e_0(\lambda)^2 d\lambda}} \quad (19)$$

그림1에서 각 함수의 관계에 의하여 $p_i(\lambda)$ 를 다음과 같이 구한다.

$$p_i(\lambda) = e_i(\lambda) - \sum_{j=0}^{i-1} p_{ij} \cdot u_j(\lambda) \quad (20)$$

식(20)의 양변에 $u_r(\lambda)$ 를 곱하고 양변을 구간 $[a, b]$ 에서 λ 에 대해 적분하여 p_{ij} 를 구한다.

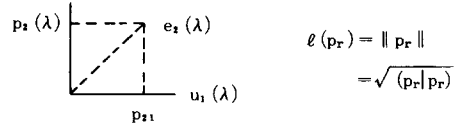


그림 1. 그램 슈미트 직교함수 특성
Fig. 1. Characteristic of Gram Schmidt orthogonal function.

$$p_{i\mu} = \int_a^b e_i(\lambda) u_\mu(\lambda) d\lambda \quad (21)$$

식(5)의 $\zeta_r(\lambda)$ 를 위에서 구한 정규직교함수 $u_t(\lambda)$ 의 선형결합으로 나타내면 다음과 같다.

$$\zeta_r(\lambda) = \sum_{t=0}^m \zeta_{rt} u_t(\lambda), \quad (r=1, 2, 3, \dots, n) \quad (22)$$

계수 ζ_{rt} 는 식(21)에서와 같이 구한다.

$$\zeta_{rt} = \int_a^b \zeta_r(\lambda) u_t(\lambda) d\lambda, \quad (r=1, 2, 3, \dots, n, t=0, 1, \dots, m) \quad (23)$$

식(13)부터 식(23)까지를 식(5)에 대입하여 $F(s, \lambda)$ 의 근사함수 $F_a(s, \lambda)$ 를 구한다.

$$\begin{aligned} F_a(s, \lambda) &\cong \sum_{r=1}^n \zeta_r(\lambda) \Phi_r(s) = \sum_{r=1}^n \left[\sum_{t=0}^m \zeta_{rt} u_t(\lambda) \right] \Phi_r(s) \\ &= \sum_{r=1}^n \left[\zeta_{r0} u_0(\lambda) + \sum_{t=1}^m \zeta_{rt} u_t(\lambda) \right] \Phi_r(s) \\ &= \sum_{r=1}^n \zeta_{r0} \frac{C_0 \sqrt{2\alpha_r} \prod_{k=0}^{r-1} (\alpha_k - s)}{\prod_{k=1}^r (\alpha_k + s)} \\ &\quad + \sum_{r=1}^n \sum_{t=1}^m \zeta_{rt} \frac{\sum_{j=0}^t C_{\nu_j} \lambda^j \cdot \sqrt{2\alpha_r} \prod_{k=1}^{r-1} (\alpha_k - s)}{\prod_{j=1}^t (\lambda + \beta_j) \prod_{k=1}^r (\alpha_k + s)} \end{aligned} \quad (24)$$

식(24)를 전개하여 $F_a(s, \lambda)$ 의 최종식을 얻는다.

$$F_a(s, \lambda) = \frac{C_m(s) \lambda^m + C_{m-1}(s) \lambda^{m-1} + \dots + C_0(s)}{\prod_{k=1}^n (s + \alpha_k) \prod_{j=1}^m (\lambda + \beta_j)} \quad (25)$$

3. 다변수함수 합성법

식(25) $F_a(s, \lambda)$ 를 구현하기 위해서 s 에 대한 식을 t 에 대한 상태방정식으로 변환시킨다. 여기서 λ 는 입력 저항값이므로 s 에 대한 상수로 취급할 수 있으며 $n=3, m=2$ 인 경우를 기준으로 하여 일반형을 유도한다.

$$\begin{aligned} F_a(s, \lambda) &= \frac{1}{\prod_{k=1}^3 (s + \alpha_k)} \cdot \left\{ p_1(s) + \frac{p_2(s) \lambda + p_3(s)}{\prod_{j=1}^2 (\lambda + \beta_j)} \right\} \\ &= G_1(s, \lambda) + G_2(s, \lambda) + G_3(s, \lambda) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} G_1(s, \lambda) \\ G_2(s, \lambda) \\ G_3(s, \lambda) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\lambda}{m(\lambda)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{m(\lambda)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{s+\alpha_1} \\ \frac{1}{s+\alpha_2} \\ \frac{1}{s+\alpha_3} \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서, $m(\lambda) = \prod_{j=1}^2 (\lambda + \beta_j)$ 이라하고 (28)

$$G(s) = m(\lambda) \cdot \frac{p}{s+\alpha} = \frac{X(s)}{U(s)} \text{ 이라면} \quad (29)$$

$sX(s) + \alpha X(s) = p \cdot m(\lambda) \cdot U(s)$ 이고

$$\dot{x}(t) = -\alpha x(t) + p \cdot m(\lambda) \cdot u(t) \text{ 이므로} \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 \\ & -\alpha_2 \\ & & -\alpha_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{11} & p_{21} & p_{31} \\ p_{12} & p_{22} & p_{32} \\ p_{13} & p_{23} & p_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}$$

$$y = x_1 + x_2 + x_3 \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 = u \\ u_2 = \frac{\lambda}{m(\lambda)} \cdot u = \frac{\lambda \cdot u}{\lambda^2 + (\beta_1 + \beta_2)\lambda + \beta_1\beta_2} \\ u_3 = \frac{1}{m(\lambda)} \cdot u = \frac{u}{\lambda^2 + (\beta_1 + \beta_2)\lambda + \beta_1\beta_2} = \frac{1}{\lambda} \cdot u_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

식(32)를 구현 가능한 형태로 변형하기 위해서 식(32)의 둘째식 우변의 분모와 분자를 λ^2 으로 나누고 좌우변을 정리하면

$$u_2 = \frac{u}{\lambda} - \frac{(\beta_1 + \beta_2)u_2}{\lambda} - \frac{\beta_1\beta_2 u_2}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda} \cdot (u - (\beta_1 + \beta_2)u_2 - \beta_1\beta_2 u_3)$$

$$= \frac{1}{\lambda} \cdot y_3 \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -(\beta_1 + \beta_2) & -\beta_1\beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (34)$$

식(25)에서 입력 가변계수를 분리해낸 일반형을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} G_1(s, \lambda) \\ G_2(s, \lambda) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ G_{m+1}(s, \lambda) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{\lambda^{m-1}}{m(\lambda)} & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{m(\lambda)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{11} & \dots & p_{1n} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ p_{m+1,1} & p_{m+1,1} & \dots & p_{m+1,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{s+\alpha_1} \\ \frac{1}{s+\alpha_2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{1}{s+\alpha_n} \end{bmatrix}$$

$$F_a(s, \lambda) = G_1(s, \lambda) + G_2(s, \lambda) + \dots + G_{m+1}(s, \lambda) \quad (35)$$

식(35)의 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & & 0 \\ & -\alpha_2 & \\ & & \cdot \\ & & & \cdot \\ & & & & \cdot \\ 0 & & & & -\alpha_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_{11} & p_{21} & \dots & p_{m+1,1} \\ p_{12} & p_{22} & \dots & p_{m+1,2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ p_{1,n} & p_{2,n} & \dots & p_{m+1,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_{m+1} \end{bmatrix}$$

$$y = x_1 + x_2 + \dots + x_n$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{m-1} \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ & 0 & 0 & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & & 1 \\ 1 & -b_{m-1} & \dots & -b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_m \\ u_{m+1} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$u_2 = \frac{u\lambda^{m-1}}{\lambda^m + b_{m-1}\lambda^{m-1} + \dots + b_1\lambda + b_0} = \frac{u\lambda^{-1}}{1 + b_{m-1}\lambda^{-1} + \dots + b_1\lambda^{1-m} + b_0\lambda^{-m}}$$

$$= \lambda^{-1}(u - u_2 b_{m-1} - u_2 b_{m-2}\lambda^{-1} - \dots - u_2 b_1\lambda^{1-m} - u_2 b_0\lambda^{-m})$$

$$= \lambda^{-1}(u - u_2 b_{m-1} - u_3 b_{m-2} - \dots - u_m b_1 - u_{m+1} b_0)$$

$$= \lambda^{-1} \cdot y_m \quad (37)$$

식 (36)으로부터 적분기와 가산기의 결합형태인 다음과 같은 회로를 구할 수 있다.

4. 근사함수

정규직교함수와 그램 슈미트 직교함수를 이용한 근사법으로 동축케이블 전송왜곡 특성함수를 근사화하기 위하여 α_k 와 β_j 를 식 (38)과 같이 정의하고 식(4)를 근사화하면 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= 1.233 & \beta_1 &= 0.5 & 0 < \lambda < 2 \\ \alpha_2 &= 11.103 & \beta_2 &= 1.5 \\ \alpha_3 &= 30.841 \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

$$\left. \begin{aligned} C_2(s) &= 52.059s^2 - 420.188s - 22.517 \\ C_1(s) &= -136.546s^2 + 498.475s + 498.896 \\ C_0(s) &= 45.722s^2 + 173.908s + 461.925 \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

$$F_a(s, \lambda) = \frac{C_2(s)\lambda^2 + C_1(s)\lambda + C_0(s)}{(s+\alpha_1)(s+\alpha_2)(s+\alpha_3)(\lambda+\beta_1)(\lambda+\beta_2)} \quad (40)$$

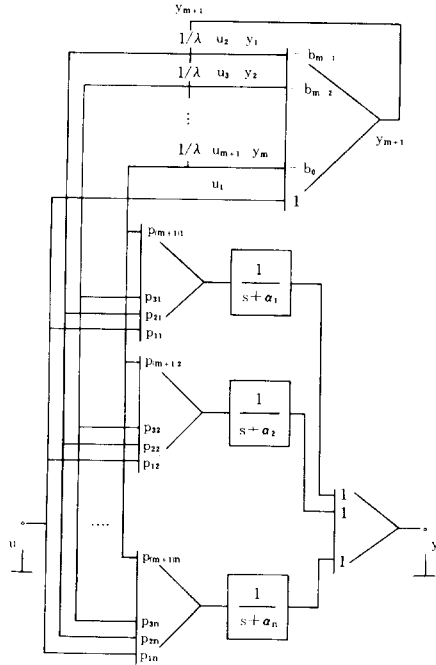


그림 2. $F_a(s, \lambda)$ 의 회로
Fig. 2. Circuit of $F_a(s, \lambda)$.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.233 & 0 \\ -11.103 \\ 0 & -30.841 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1.967 & -5.04 & -0.39 \\ -56.775 & 225.803 & 21.189 \\ 106.867 & -461.427 & -14.12 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}$$

$$y = x_1 + x_2 + x_3$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -2 & -0.75 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (41)$$

근사화 오차를 알아보기 위해서 앞에서 구한 근사 함수 식(40)과 주어진 함수 식(4)의 진폭과 위상특성을 비교해보면 다음과 같다.

III. 다중가변 등화기

1. 원함수와 근사함수의 특성비교

식(4)의 전송왜곡함수 $\exp(-\lambda\sqrt{s})$ 는 λ 에 대해서 다음과 같은 양방향특성을 갖는다.

$$\exp(-\lambda\sqrt{s}) \text{의 위상} = \begin{cases} -\lambda\sqrt{s}, & \lambda > 0 \\ 0, & \lambda = 0 \\ \lambda\sqrt{s}, & \lambda < 0 \end{cases} \quad (42)$$

식(17)에서 그래프 슈미트 직교화법을 위해 선택한 임

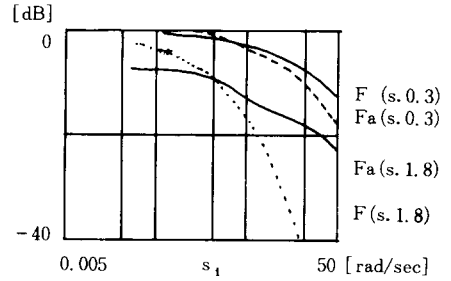


그림 3. 진폭특성비교
Fig. 3. Amplitude characteristic.

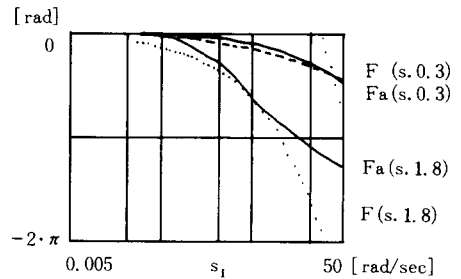


그림 4. 위상특성 비교
Fig. 4. Phase characteristic.

의 함수들이 다음과 같을 때

$$e_m(\lambda) = \frac{1}{(\lambda + \beta_m)}, \quad \beta_m > 0 \quad (43)$$

이들 임의함수가 안정하려면 λ 의 동작구간 내에 극점이 존재하지 않아야 하므로 $\lambda > 0$ 이어야 하며 따라서 근사함수 $F_a(s, \lambda)$ 는 λ 에 대해서 동작구간이 $\lambda > 0$ 인 단방향 특성을 갖는다.

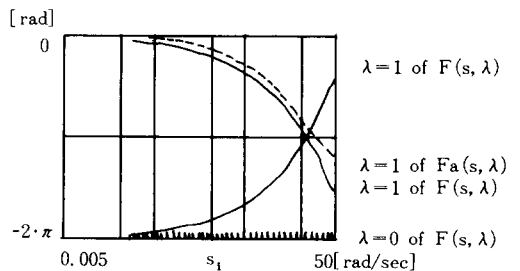


그림 5. 원함수와 근사함수의 위상특성
Fig. 5. Phase characteristics of the given and approximated function.

2. 보-드 등화식

앞에서 지적한 바와 같이 그래프슈미트 직교화법을 사용한 근사함수는 단방향 특성을 갖기 때문에 근사함수 자체만으로는 전송왜곡에 대한 보상을 할 수 없고 이러한 단점을 보완하기 위해서는 근사함수에 양방향특성을 주는 보조함수가 필요하며 그러한 보조함수로서 진폭등화식으로 사용해온 보-드 등화식을 이용하려 한다.

회로망 내의 어느 한 저항을 변화시키면 부하저항에 흐르는 전류가 변화하고 특정 주파수에 대한 전달 임피던스의 변화를 가져와서 특정 주파수의 진폭을 키우거나 줄일 수 있으며 이것을 식으로 나타낸 것이 다음과 같은 보-드 등화식이다!¹²⁻¹⁵⁾

$$V(s) = \frac{1+x \cdot \exp(\phi)}{x + \exp(\phi)}, \quad (0 < x < \infty) \quad (44)$$

$\exp(\phi)$ 는 가변손실이라 하며 식 (44)를

$$V(s) = p(x) \exp(\phi) \quad (45)$$

라 할 때 계수 $p(x)$ 의 비율로 더해지거나 감해지는 손실량으로 온도특성을 보상하는 특성손실(characteristic loss)이라고도 한다.

식 (44)를 능동회로로 설계하기 위해 $\exp(\phi)$ 와 x 를 식 (46)-(47)과 같이 정의하고 식 (44)에 대입하면 식 (48)과 같다.

$$\exp(\phi) \equiv F(s) \quad (46)$$

$$x \equiv \frac{a}{1-a}, \quad (0 < a < 1) \quad (47)$$

$$V(s, a) = \frac{1+a(F(s)-1)}{1+(1-a)(F(s)-1)} \quad (48)$$

식 (48)의 주파수특성을 파악하기 위해서 $F(s)$ 를 다음과 같이

$$F(s) = |F(s)| \cdot \exp(s) \quad \text{라 하면} \quad (49)$$

$$V(s, 1) = F(s) = |F(s)| \cdot \exp(s) \quad (50)$$

$$V(s, 0) = \frac{1}{F(s)} = \frac{1}{|F(s)|} \cdot \exp(-s) \quad (51)$$

$V(s, 1)$ 과 $V(s, 0)$ 을 비교하면 진폭은 대수적으로 대칭이고 위상은 선형적으로 대칭임을 알 수 있다. 보-드 등화식의 이러한 특성을 이용하면 단방향 특성을 갖는 임의함수를 진폭은 대수적으로 위상은 선형적으로 대칭이 되게 할 수 있다.

3. 양방향 근사화

식(4)의 $\exp(-\lambda\sqrt{s})$ 와 식 (44)의 $\exp(\phi)$ 는 지수함

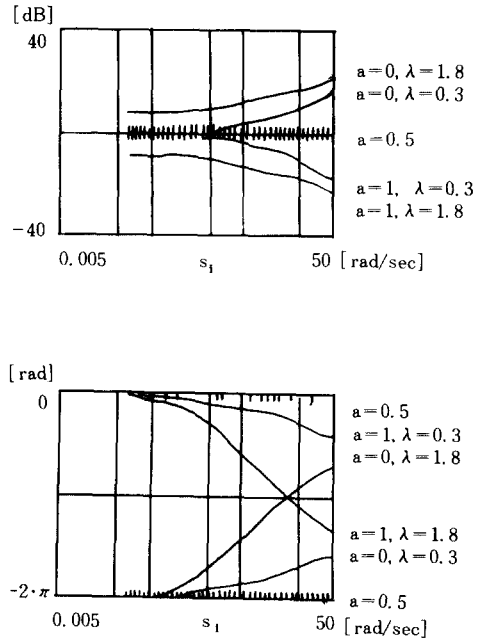


그림 6. 다중 가변등화기 특성
Fig. 6. Characteristics of multivariable equalizer.

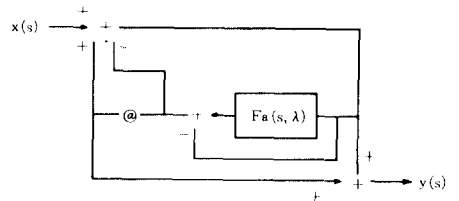


그림 7. 다중가변 등화기의 블럭다이어그램
Fig. 7. Block diagram of multivariable equalizer.

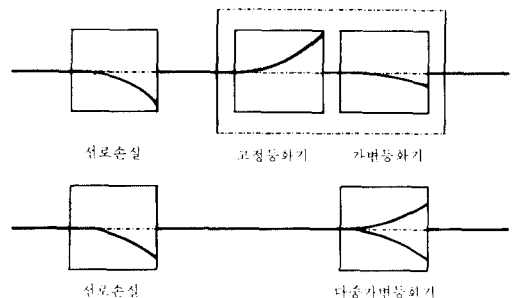


그림 8. 중계기 등화 시스템
Fig. 8. Equalizer system of repeater.

수이므로 서로 같다고 할 수 있고, 또한 근사식 $F_a(s, \lambda)$ 로 대치할 수 있으므로 단방향 특성을 갖는 $F_a(s, \lambda)$ 를 식 (48)의 $F(s)$ 에 대입하면 양방향특성을 갖는 근사함수 $V(s, \lambda, a)$ 를 얻을 수 있다.

$$\exp(\phi) = F(s) = \exp(-\lambda\sqrt{s}) \approx F_a(s, \lambda) \quad (52)$$

$$V(s, \lambda, a) = \frac{1+a(F_a(s, \lambda)-1)}{1+(1-a)(F_a(s, \lambda)-1)} \quad (53)$$

식 (53)은 특성함수 $F_a(s, \lambda)$ 를 a 의 크기로서 변화시킬 수 있음을 나타낸다. 식 (40)에서 구한 동축전송선로의 전송왜곡 특성함수 근사식을 식 (53)에 대입하면 다음과 같은 특성 파형을 얻을 수 있고 가변계수가 2개이므로 다중 가변등화기라 하였다.

그림 6에서 단방향 특성을 갖는 근사전달함수는 보-드 등화식에 의하여 대칭적 쌍선형 특성을 갖게됨을 알 수 있다. $F_a(s, \lambda)$ 는 상태공간법에 의해서 구현할 수 있으며 혼합형인 $V(s, \lambda, a)$ 는 다음과 같이 설계할 수 있다.

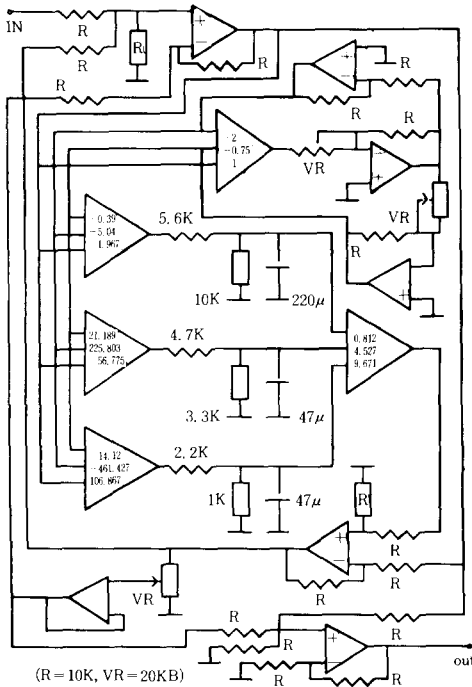


그림 9. 다중가변 등화기 회로
Fig. 9. Circuit of multivariable equalizer.

IV. 결 론

이 논문에서는 동축전송로의 표피효과 임피던스에 의한 전송왜곡 특성함수를 2개의 가변계수를 다중으로 사용하여 근사화하고 회로를 설계하였다. 정규적 교함수와 그래프슈미트 직교함수를 이용하여 특성 함수를 근사화하면 진폭감소와 위상이 지연되는 정도는 가변할 수 있으나 왜곡을 자체적으로 보상하기 위한 가변 이득 증가 특성은 없다.

이러한 단점을 보완하기 위하여 보-드 등화식을 이용하였다. 보-드 등화식의 특성은 진폭에 대해서는 대수적으로 대칭이고 위상에 대해서는 선형적으로 대칭이며, 이러한 특성에 의해서 전송 왜곡 근사함수와 보-드 등화식을 결합하여 왜곡 및 보상특성을 갖는 근사함수를 구할 수 있었다.

선로길이 1마일, 주파수 65 MHz 일때 기존의 가변등화기는 0 dB부터 -31.5 dB 까지 변화하는데 비하여,¹⁶⁾ 다중가변등화기는 -31.5 dB 부터 +31.5 dB 까지 변화한다.

이러한 다중가변등화기를 동축 전송 시스템의 중계기에 사용하면 그림 8과 같이 고정등화기와 가변등화기를 다중가변등화기 1개로 대체할 수 있다.

參 考 文 獻

- [1] S. Ramo & J.R. Whinnery, "Fields and waves in modern radio," *John Wiley & sons, Inc.*, 1953.
- [2] R.L. Wigington and N.S. Naoman, "Transient analysis of coaxial cable considering skin-effect," *Proc. IRE.*, pp. 166-174, Feb. 1957.
- [3] W.I. H. Chen, "Analysis of an adjustable multipath network for use in building out transmission-line skin-effect losses," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-18, pp. 436-443, Jul 1971.
- [4] F.B. Hildebrand, "Methods of applied mathematics," Prentice-Hall, 1952.
- [5] E.G. Gilbert, "Controllability and observability in multivariable control systems," *J. SIAM Control*, vol. 1, pp. 128-151, 1963.
- [6] D.G. Luenberger, "Optimization by vector space methods," *John Wiley & Sons, Inc.* 1969.
- [7] Vlach, "Computerized approximation and synthesis of linear networks," *John Wiley & Sons, Inc.* 1969.
- [8] A. Kawakami, J. Tajima and S. Takahashi,

“Approximation and construction of the network containing variable elements,” *Electron Commun. Japan*, vol. 64-A, pp. 277-284, Apr. 1981.

[9] A. Kawakami, J. Tajima and S. Takahashi, “Two synthesizing methods for network containing variable elements,” *Proc. European Conference on Circuit Theory and Design*, pp. 559-564. 1981.

[10] A. Kawakami and S. Takahashi, “A method for synthesizing transfer functions containing several variable parameters,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-31, pp. 403-407, Apr. 1984.

[11] T. Sekiguchi and S. Takahashi, “Approximation of characteristics for the systems containing variable elements consideration of minimal realization,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-35, pp. 230-235, Feb. 1988.

[12] H.W. Bode, “Attenuation equalizer,” U.S. Patent 2096027, Oct 1937.

[13] H.W. Bode, “Variable equalizers,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 17, pp. 229-244, Apr. 1938.

[14] F. Brglez, “Inductorless variable equalizers,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-22, pp. 415-419, May 1975.

[15] R.R. Cordell, “A new family of active variable equalizers,” *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-29, pp. 316-322, May 1982.

[16] “Telecommunications Transmission Engineering,” *AT&T*, vol. 1-2, 1977.

著 者 紹 介



金 東 錫(正會員)

1960年 3月 2日生. 1982年 2月 전북대학교 전자공학과 졸업. 1985年 7월~1988年 3월 주식회사 인켈. 1990年 2월 전북대학교 전자공학과 공학석사. 1990年 5월 ~ 현재 한국전기통신공사 연구개발단 전임연구원. 주관심분야는 아나로그 회로설계 및 통신이론 등임.



文 洪 眞(正會員)

1960年 7月 3日生. 1983年 2월 전북대학교 전자공학과 졸업. 1986年 공학석사. 1990年 2월 전북대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료. 1988年 10월~현재 군산실업전문대학 전자계산과 전임강사. 주관심분야는 디지털신호처리 및 컴퓨터그래픽스 등임.



崔 圭 勲(正會員)

1950年 7月 11日生. 1974年 2월 광운공과대학 전자공학과 졸업. 1976年 2월 연세대학교 산업대학원 전자공학과 공학석사. 1989年 8월 전북대학교 전자공학과 박사과정 수료. 1981年 3월~현재 전주공업전문대학 전자과 조교수. 주관심분야는 디지털신호처리 및 필터링 등임.



金 鍾 玟(正會員)

1944年 8月 22日生. 1966年 2월 전북대학교 전기공학과 졸업. 1977年 8월 전북대학교 대학원 전기공학과 공학석사. 1983年 8월 전북대학교 대학원 전기공학과 공학박사. 1979年 4월~현재 전북대학교 전자공학과 부교수. 1966年 7월~1972年 5월 체신부 근무(장거리 통신 담당). 1976年 3월~1979年 4월 전주공업전문대학 전자과 교수. 1983年 8월~1984年 8월 미국 일리노이 공과대학(IIT) 객원교수. 주관심분야는 디지털신호처리, CAD 및 컴퓨터 그래픽스 등임.