

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. ⁶ H04B 3/23	(11) 공개번호 10-2001-0019438
	(43) 공개일자 2001년03월 15일
(21) 출원번호 10-1999-0035836	
(22) 출원일자 1999년08월27일	
(71) 출원인 삼성전자 주식회사 윤종용	
(72) 발명자 이정원	경기 수원시 팔달구 매탄3동 416
	서울특별시 동작구 사당2동 신동아아파트402동1103호
	이승호
	경기도 수원시 장안구 연무동262-20
(74) 대리인 이영필, 권석흠, 이상용	

심사청구 : 없음

(54) 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치

요약

본 발명은 1쌍의 선로를 통하여 양방향으로의 송신 및 수신에 동시에 일어나는 유선 통신 시스템의 반향 제거(Echo Cancel) 장치에 관한 것으로, 보다 상세하게는 수신 신호 중의 반향의 양을 감지한 후 이를 최소화 하여 송/수신 선로의 변화에 능동적으로 대응할 수 있는 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치에 관한 것이다. 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치는 송신신호에 대한 반향 경로의 주파수 특성 신호와 선로의 특성이 감지된 상대측 송신신호를 합성하는 제1 연산부, 상기 송신신호 및 가변 필터 제어 신호에 의해 송신 신호를 필터링하여 반향 제거 신호를 출력하는 필터, 상기 제1 연산부의 합성 신호와 상기 필터의 반향 제거 신호를 합성은 제2 연산부, 상기 제2 연산부의 출력신호에 따라 상기 송신신호와 상기 필터 신호를 고주파 필터링하여 상기 필터를 제어하는 가변 필터 제어신호를 출력하는 필터 제어부를 포함한다. 본 발명에 따르면, 기존의 고정된 특성을 가진 아날로그 하이브리드 회로가 선로의 특성 변화에 대하여 적절한 대응을 하지 못하는 단점을 해결할 수 있고 이로써 유선 통신 시스템의 구성을 효율과 시켜 디지털 회로의 원가를 절감하는 효과가 있다.

대표도

도 13

명세서

도면의 간단한 설명

- 도 1 및 도 2는 종래의 아날로그 하이브리드 회로를 이용한 반향 제거기의 회로도 이다.
- 도 3은 종래의 디지털 신호 처리 방식으로 반향을 제거하기 위한 적응형 반향 제거기의 구성을 보이는 블록도 이다.
- 도 4는 일반적으로 디지털 가입자망 회선에서 기기의 성능 측정에 이용되는 전화 선로의 예를 보인 도면이다.
- 도 5는 도 1 및 도 2에서의 입력 임피던스 Z_i 와 특성 전달 함수 $H(s)$ 를 도 4의 여러가지 전화 선로에 대하여 구현한 주파수 특성도 이다.
- 도 6은 일반적인 적응형 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 7은 도 6의 적응형 알고리즘의 4가지 유형을 보인 도면이다.
- 도 8은 본 발명에 따른 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치의 구성을 보이는 블록도 이다.
- 도 9 내지 도 11은 도 8의 가변 특성 아날로그 필터를 설명하기 위한 도면이다.
- 도 12는 도 7중 사인 에러 최소 자승법 알고리즘을 이용한 아날로그 필터 제어기의 상세도 이다.
- 도 13은 도 8의 상세도 이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 1쌍의 선로를 통하여 양방향으로의 송신 및 수신에 동시에 일어나는 유선 통신 시스템의 반향 제거(Echo Cancel) 장치에 관한 것으로, 보다 상세하게는 수신 신호 중의 반향의 양을 감지한 후 이를 최소화 하여 송/수신 선로의 변화에 능동적으로 대응할 수 있는 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치에 관한 것이다.

비대칭 가입자 선로(Asymmetric Digital Subscriber Line : 이하 ADSL 이라함)와 같이 신호의 쌍방향 통신이 동시에 이루어지는 시스템에서, FOM(Frequency Overlap Multiplexing)의 경우 전송 신호에 의하여 발생하는 반향 신호는 반향 제거기에 의하여 처리된다. ADSL DMT(Discrete Multi-Tone)의 경우 수신 신호를 인식하기 위한 최대 신호 손실은 45dB이다. 상대 신호를 정확하게 수신하기 위해서는 송신 신호에 의한 반향 신호와 수신 신호 간에는 적어도 20dB의 차이가 있어야 하므로 ADSL의 경우 반향에 의한 송수신 효율 저하를 방지하기 위해서는 반향 리턴 손실이 65dB 이상인 반향 제거기가 필요하다. 일반적으로 사용되는 디지털 반향 제거기는 A/D, D/A 변환기의 비선형성으로 인하여 이를 구현하기가 어렵다.

도 1은 변압기(10)로의 입력 임피던스 Z_i 를 $Z_0(11-1)$ 로 구현하여 송신 신호증폭기(12)에 의해 증폭된 신호로써 반향 신호를 만들어 수신신호에 강해 준 후 수신 신호 증폭기(13)에 의해 증폭되어 출력됨으로써 반향이 제거되는 구조이다. 변압기(11)의 출력신호는 전화선로(14)를 거쳐 종단 저항($R_T=100\Omega$)(15)에 전달된다.

도 2는 도 1의 임피던스 $Z_0(11-1)$ 대신 능동필터를 사용한 특성 전달함수 $C(s)(11-2)$ 로써 반향 발생 경로의 특성 전달함수 $H(s)$ 를 구현하여 반향을 제거하는 구조이다.

도 3은 도 1 및 도 2와는 달리 디지털 필터와 일반적으로 최소 자승법(LMS : Least Mean Square) 알고리즘을 이용한 반향 제어기이다. 송신 신호는 D/A 변환기(30)를 통하여 아날로그 신호로 변환되며 이는 하이브리드 변압기(31) 및 전화 선로를 통하여 상대측의 수신단으로 전달된다. 상대측의 송신 신호와 반향 발생 경로를 통한 반향 신호가 합성되어 수신 경로로 유입되어 A/D 변환기(32)를 거쳐 디지털 신호로 변환된다. 디지털 필터 제어기(33)는 디지털 필터의 특성을 가변하여 반향이 최소화 되도록 제어하고 최적화된 디지털 필터로써의 적응형 디지털 필터(34)의 출력은 연산부(35)에서 수신 신호중 반향 신호를 제거하여 출력한다.

도 1 및 도 2에서와 같이 종래의 아날로그 하이브리드 회로는 반향 제거를 위하여 입력 임피던스 Z_i 또는 특성 전달 함수 $H(s)$ 를 수동 또는 능동 소자로써 구현한다. 일반적으로 신호의 전달 매개체인 전화 선로는 거리 및 설치 구조의 다양성으로 인하여 입력 임피던스 Z_i 또는 특성 전달 함수 $H(s)$ 가 일정하지 않고 특성 변화가 심한 문제점이 있었다.

도 4는 일반적으로 디지털 가입자망 회선(Digital Subscriber Line)에서 기기의 성능 측정에 이용되는 전화 선로(ANSI 선로)의 예이다. 여기서 전화국 CO(Central Office)에서 가입자 RT(Remote Terminal)에 이르는 선로가 거리(feet)/선종(AWG)으로 표시되어 있다.

도 5는 도 1 및 도 2에서의 입력 임피던스 Z_i 와 특성 전달 함수 $H(s)$ 를 도 4의 여러 가지 선로에 대하여 구한 것으로써 주파수에 따른 특성 변화가 심함을 알 수 있다.

이와 같이 도 1 및 도 2의 고정된 특성을 가지는 아날로그 필터는 선로 변화에 따른 다양한 특성 변화에 대응하기 어려우며 각 경우 다른 회로의 정수 설계가 필요한 문제점이 있었다. 도 3의 디지털 적응형 필터를 사용하는 경우에는 상기의 선로 환경에 유효 적절하게 대응하여 반향을 최적으로 제거할 수 있다. 그러나 고성능의 디지털 제거기의 구현을 위해서는 D/A 변환기의 비트(Bit)수 및 디지털 필터의 탭(Tap)수 증가가 필요하며 이로 인하여 구현에 따른 비용이 증가하는 문제점이 있었다. 또한 D/A 변환기 및 아날로그 증폭단에서의 비선형성 등으로 인하여 디지털 반향 제거기 만으로는 요구되는 반향 제거 성능(ADSL의 경우 65dB) 구현이 곤란한 문제점이 있었다.

발명이 이루고자하는 기술적 과제

본 발명이 이루고자 하는 기술적인 과제는 디지털 유선 통신시스템에 주파수 특성 가변 아날로그 필터와 SE-LMS(Sign Error-Least Mean Square) 알고리즘 구현 회로로써 적응형 아날로그 반향 제거기를 구성하여 효과적으로 반향을 제거하는 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치를 제공하는데 있다.

발명의 구성 및 작용

본 발명이 이루고자 하는 기술적인 과제를 해결하기 위한 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치는 송신신호에 대한 반향 경로의 주파수 특성 신호와 선로의 특성이 감지된 상대측 송신신호를 합성하는 제1 연산부; 상기 송신신호 및 가변 필터 제어 신호에 의해 송신 신호를 필터링하여 반향 제거 신호를 출력하는 필터; 상기 제1 연산부의 합성 신호와 상기 필터의 반향 제거 신호를 합성하는 제2 연산부; 및 상기 제2 연산부의 출력신호에 따라 상기 송신신호와 상기 필터 신호를 고주파 필터링하여 상기 필터를 제어하는 가변 필터 제어신호를 출력하는 필터 제어부를 포함하는 것이 바람직하다.

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명을 상세히 설명한다.

도 6은 일반적인 적응형 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.

도 7은 도 6의 적응형 알고리즘의 4가지 유형을 보인 도면이다.

도 7(a)는 아날로그 최소 자승법(Least Mean Square, 이하 LMS라 표기함)을 이용한 아날로그 필터 제어기, 도 7(b)는 사인 데이터(Sign Data) LMS를 이용한 아날로그 필터 제어기, 도 7(c)는 사인 에러(Sign Error) LMS를 이용한 아날로그 필터 제어기, 도 7(d)는 사인 사인(Sign Sign) LMS를 이용한 아날로그 필터 제어기를 나타낸 도면이다.

도 8은 본 발명에 따른 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치의 구성을 보이는 블록도 이다.

도 8에 도시된 장치는 송신신호 $V_T(t)$ 를 증폭하는 송신신호 증폭기(80), 송신신호 증폭기(80)의 출력 및 필터 제어 신호로 주파수 특성을 가변할 수 있는 가변 특성 아날로그 필터(81), 선로의 특성을 감지하여 가변 특성 아날로그 필터(81)의 특성을 최적화 하는 필터 제어 신호를 출력하는 아날로그 필터 제어기(82), 변압기(83), 전화선로(84), 종단저항(85)으로부터 전달된 상대측 송신신호 $V_L(t)$ 와 송신신호 증폭기(80)로부터의 반향 신호 $e_H(t)$ 및 가변 특성 아날로그 필터(81)의 반향 보정 신호 $e_C(t)$ 를 합성하여 반향 성분을 제거하여 증폭하는 수신신호 증폭기(87)로 구성된다.

도 9 내지 도 11은 도 8의 가변 특성 아날로그 필터를 설명하기 위한 도면이다.

도 12는 도 7중 사인 에러 최소 자승법 알고리즘을 이용한 아날로그 필터 제어기의 상세도 이다.

도 12에 도시된 장치는 주파수 특성 가변 아날로그 필터 $C(s)$ (120), 반향 경로 주파수 특성 함수 $H(s)$ (121), 가산기(122), 비교기(123), 스위칭부(124), 고주파 감쇄 필터(125)로 구성된다.

도 13은 도 8의 상세도 이다.

도 13에 도시된 장치는 송신 신호의 반향 경로의 주파수 특성을 나타내는 $H(s)$ (130), $H(s)$ (130)의 출력신호 $e_H(t)$ 와 상대측 송신신호 $V_L(t)$ 를 가산하는 제1 가산기(131), 제1 가산기(131)의 출력신호와 반향 보정 신호 $e_C(t)$ 를 가산하는 제2 가산기(132), 다수의 아날로그 필터(81-1,2,4,6), 다수의 곱셈기(81-3,5,7), 가산기(81-8)로 구성되어 반향 보정 신호 $e_C(t)$ 를 출력하는 가변 특성 아날로그 필터(81), 필터(82-1), 비교기(82-2), 스위칭부(82-3), 고주파 감쇄필터(82-4,5,6)로 구성되어 가변 특성 아날로그 필터(81)의 특성을 최적화 하는 필터 제어 신호를 출력하는 아날로그 필터 제어기(82)로 구성된다.

이어서 도 6 내지 도 13을 참조하여 본 발명을 상세히 설명하면 다음과 같다.

실제의 전송 선로는 다양한 구조로 이루어져 있으며 이에 따라 전화 선로의 입력 임피던스 또는 반향 리턴 패스(Echo Return Path)의 주파수 특성도 많은 변화를 보이게 된다. 따라서 반향의 최대화를 위해서는 각 전화 선로에 따른 회로 정수의 최적화 과정이 필요하다. 그러나 종래의 고정된 정수값에 의한 반향 제거 장치는 이에 대한 대응이 곤란하다.

도 6은 일반적인 적응형 시스템의 구조로써 이를 응용하면 전화 선로의 특성 변화에 대하여 효율적인 반향 감쇄의 최적화가 가능하다. 도 6은 각 입력신호에 대한 각 가중치 정수(Weighting Parameter $w_i(t)$)를 가산(61)하고 목적 응답 신호와 다시 가산(62)하여 오차 신호 $e(t)$ 를 출력한다. 여기서 가중치 정수인 $w_i(t)$ 는 기본적인 연속-시간(Continuous-time) LMS 알고리즘에 의해 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$w_i(t) = \rho \int_0^t e(\tau) \frac{\partial e(\tau)}{\partial w_i} d\tau$$

여기서, ρ 는 수렴 상수 이다.

실제 적응형 시스템의 구현상 단순성을 고려하여 일반적으로 아날로그 적응형 알고리즘은 LMS, SD-LMS, SE-LMS, SS-LMS가 많이 사용된다.

도 7(a)는 LMS 알고리즘에 의한 필터 제어기로 수학식 1의 오차 신호를 이용하여 제1 비교기(70-1) 및 제2 비교기(70-2)에서 그 레벨을 비교한 후 곱셈 연산(70-3) 하여 적분(70-4)하고 증폭(70-5)하면 가중치 정수인 $w_i(t)$ 가 출력된다.

도 7(b)는 SD-LMS 알고리즘에 의한 필터 제어기로 수학식 1의 오차신호를 이용하여 비교기(71-1)의 출력과 오차 신호의 편미방값을 곱셈 연산(71-2)하고 적분(71-3)한 후 증폭(71-4)하면 가중치 정수인 $w_i(t)$ 가 출력된다.

도 7(c)는 SE-LMS 알고리즘에 의한 필터 제어기로 수학식 1의 오차 신호를 이용하여 비교기(72-1)의 출력과 오차 신호를 곱셈 연산(72-2)하고 적분(72-3)한 후 증폭(72-4)하면 가중치 정수인 $w_i(t)$ 가 출력된다.

도 7(d)는 SS-LMS 알고리즘에 의한 필터 제어기로 수학식 1의 오차 신호와 오차 신호의 편미방값을 곱셈 연산(73-1)하고 적분(73-2)한 후 증폭(73-3)하면 가중치 정수인 $w_i(t)$ 가 출력된다.

이중 SD-LMS 및 SS-LMS 알고리즘은 발산의 우려가 있고, SE-LMS 알고리즘은 수렴 시 일정 에러량

을 가지게 된다. 적응형 알고리즘에 의한 가중치 정수 $w_i(t)$ 는 다음 식과 같이 구현된다.

$$\begin{aligned}
 LMS & : w_i(t) = \rho \int_0^t e(\tau) \frac{\partial e(\tau)}{\partial w_i} d\tau \\
 SD-LMS & : w_i(t) = \rho \int_0^t e(\tau) \text{sgn} \left[-\frac{\partial e(\tau)}{\partial w_i} \right] d\tau \\
 SE-LMS & : w_i(t) = \rho \int_0^t \text{sgn}[e(\tau)] \frac{\partial e(\tau)}{\partial w_i} d\tau \\
 SS-LMS & : w_i(t) = \rho \int_0^t \text{sgn}[e(\tau)] \text{sgn} \left[-\frac{\partial e(\tau)}{\partial w_i} \right] d\tau
 \end{aligned}$$

도 8과 같은 구조의 적응형 반향 제거기를 사용하면 전화 선로에 따른 최적화를 효율적으로 수행할 수 있다.

송신신호 증폭기(80)는 송신신호 $V_T(t)$ 를 증폭 한다. 가변 특성 아날로그 필터(81)는 송신신호 증폭기(80)의 출력 및 필터 제어 신호로 주파수 특성을 가변한다. 아날로그 필터 제어기(82)는 수신신호 증폭기(87)의 출력 및 선로의 특성을 감지하여 가변 특성 아날로그 필터(81)의 특성을 최적화 하는 필터 제어 신호를 출력한다. 변압기(83), 전화선로(84), 종단저항(85)으로부터 전달된 상대측 송신신호 $V_L(t)$ 는 저항 R_{pt} 를 통과한 송신신호 증폭기(80)의 출력신호인 반향 신호 $e_H(t)$ 와 혼합된다. 가변 특성 아날로그 필터(81)의 출력신호인 반향 보정 신호 $e_C(t)$ 는 혼합된 $V_L(t)$ 와 $e_H(t)$ 와 함께 수신신호 증폭기(87)에 입력되어 반향 성분이 제거된 신호 $V_R(t)$ 를 출력한다.

도 8과 같은 일렉트로닉 하이브리드(Electronic Hybrid) 구조에서는 상대 측 송신 신호인 $V_L(t)$ 와 반향 신호인 $e_H(t)$ 의 혼합 신호를 반향 제거기(아날로그 필터 제어기(82)와 가변 특성 아날로그 필터(81)를 통한 $e_C(t)$ 로 보정함으로써 수신신호 $V_R(t)$ 에서의 반향 성분을 제거한다.

$$V_R(t) = V_L(t) + e_H(t) - e_C(t)$$

양측의 전송 신호인 $V_T(t)$, $V_R(t)$ 는 Uncorrelated Stationary Random Process라면 평균 자승값(Mean Square Value) Q 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Q(r_0, r_1, \dots, r_n, p_1, \dots, p_n) &= E[V_R^2(t)] \\
 &= E[V_L^2(t)] + E[(e_H(t) - e_C(t))^2]
 \end{aligned}$$

식 4에서 반향을 최소화 하는 것은 $V_R(t)$ 의 평균 자승 값 $E[V_R^2(t)]$ (DC 전원)을 최소화 하는 의미와 같다. 이 적응형 아날로그 시스템의 구현을 위해서는 주파수 특성 가변 아날로그 필터(81)와 이를 최적화 하는 필터 제어기(82)에 대한 설계가 필요하다.

도 9 내지 도 11은 도 8의 가변 특성 아날로그 필터를 설명하기 위한 것으로, 도 9는 가산기(90), 특성함수 $A(s)$ (91), 특성함수 $B(s)$ (92)로 구성되며 이와 같은 기본 적인 피드백 구조의 시스템에서는 입출력 신호 V_1 , V_0 에 대한 전달함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A(s)}{1 + B(s)A(s)}$$

이를 응용한 도 10은 OP 앰프를 이용한 가산기(100), 적분기 $-k/s$ (101), 곱셈기(102, 103)로 구성되며 각 신호와 전달함수는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{kk_r}{s}}{1 + \frac{kk_p}{s}} = \frac{kk_r}{s + kk_p}$$

위 식에서 외부 제어 신호인 k_r , k_p 으로써 이득, 영점 및 극점의 양이 가변되므로 필터의 특성을 조절할 수 있다.

도 11은 일반적으로 사용되는 가변 아날로그 필터(Programable Low Pass Filter)의 예로써 극점 가변을 위한 곱셈기(113) 대신 가변 이득 증폭기(Variable Gain Amplifier)(111)를 사용하여 구현할 수도 있다. 이 경우 극점의 우반면(Right Half Plane) 위치에 의한 발산을 방지할 수 있다.

본 발명에서는 아날로그 적응형 알고리즘 중 오프셋(Offset)에 의한 영향이 가장 적은 SE-LMS 알고리즘을 이용하여 적응형 반향 제거기를 구현한다.

도 8의 주파수 특성식을 구현하면 다음과 같다.

$$V_R(s) = V_T(s)[H(s) - C(s)] + V_L(s)$$

수학식 7의 양변을 가변 정수(Programmable Parameter)인 가중치 정수 w_i 에 관하여 편미방 하면,

$$\frac{\partial V_R(s)}{\partial w_j} = -V_T(s) \frac{\partial C(s)}{\partial w_j}$$

$C(s)$ 를 다음과 같은 선형 식으로 가정할 때 가변 정수인 가중치 정수 w_i 는 r_0, r_k, p_k 가 된다.

$$C(s) = r_0 + \sum_{k=1}^n \frac{r_k}{s+p_k}$$

위 식을 이용하여 수학식 8의 값을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_R(s)}{\partial r_k} &= -V_T(s) \\ \frac{\partial V_R(s)}{\partial r_k} &= -\frac{1}{s+p_k} V_T(s) \\ \frac{\partial V_R(s)}{\partial p_k} &= \frac{r_k}{(s+p_k)^2} V_T(s) \end{aligned}$$

위로부터 수학식 2에 정의된 여러가지 LMS 알고리즘을 쉽게 구현할 수 있다.

도 12는 SE-LMS 알고리즘을 이용한 아날로그 필터 제어기를 구현한 블록도로써, 반향 성분이 제거된 신호 $V_R(t)$ 는 송신 신호 $V_L(t)$ 를 주파수 특성 가변 아날로그 필터(120)에 의한 특성함수 $C(s)$, 반향 경로 주파수 특성 함수 $H(s)$ (121) 및 상대측 송신신호 $V_L(t)$ 를 가산기(122)에서 가산하여 출력된다. $V_R(t)$ 신호는 비교기(123)에서 수신 신호 레벨을 비교하여 스위칭부(124)의 반향 성분 제거 신호를 가중치 정수에 의해 편미방한 신호의 스위칭을 제어한다. 스위칭 출력된 반향 성분 제거 신호는 고주파 감쇄 필터(125)를 통과한 후 출력된다.

SE-LMS 알고리즘 필터 제어기를 이용한 아날로그 적응형 반향 제거 장치가 도 13에 도시되어 있다. 송신 신호 $V_T(t)$ 가 반향 경로의 주파수 특성을 나타내는 $H(s)$ (130)를 따라 발생된 반향 신호 $e_H(t)$ 는 상대측 송신 신호 $V_L(t)$ 와 제1 가산기(131)에서 합성되어 수신 신호 $V_R(t)$ 로 생성된다.

특성 가변 아날로그 필터(81)의 제1 아날로그 필터(81-1)는 송신신호 $V_T(t)$ 를 통과시켜 가산기(81-8)로 입력하고, 제2 아날로그 필터(81-2)는 송신신호 $V_T(t)$ 와 필터 제어신호 p_1 를 통과시켜 필터 제어 신호 r_1 과 곱셈연산(81-3)하여 가산기(81-8)로 입력한다. 제k 아날로그 필터(81-4)는 송신신호 $V_T(t)$ 와 필터 제어 신호 p_k 를 통과시켜 필터 제어 신호 r_k 와 곱셈연산(81-5)하여 가산기(81-8)로 입력되고, 제n 아날로그 필터(81-6)는 송신신호 $V_T(t)$ 와 필터 제어 신호 p_n 를 통과시켜 필터 제어 신호 r_n 과 곱셈연산(81-7)하여 가산기(81-8)로 입력한다. 가산기(81-8)에서 합성된 신호는 수신신호 $V_R(t)$ 에서 반향 신호가 제거되어 상대측 송신 신호 $V_L(t)$ 와 근사하는 수신 신호 $e_c(t)$ 를 얻을 수 있다. 따라서, 제2 가산기(132)는 반향 성분이 제거된 신호를 출력하게 된다.

SE-LMS 알고리즘을 이용한 아날로그 필터 제어기(82)는 반향신호를 최소화 하기 위하여 아날로그 필터(82-1), 비교기(82-2), 스위칭부(82-3) 및 고주파 감쇄필터(82-4,5,6)로 구성된다. 아날로그 필터(82-1)는 제2 곱셈기(81-5)의 출력신호를 필터링하여 제1 스위칭부(82-31)로 출력한다. 비교기(82-2)는 수신신호 $V_R(t)$ 의 레벨을 비교하여 0보다 크면 1을 0보다 작으면 -1을 출력하여 스위칭부(82-3)의 스위칭 제어동작을 수행한다. 각 스위칭부(82-31, 32, 33)로 입력되는 신호는 식 10에 의하여 송신신호 $V_T(t)$ 를 편미방한 신호가 입력된다. 각 스위칭부(82-31,32,33)에서 출력된 신호는 각 고주파 감쇄 필터(82-4,5,6)로 입력되어 필터링을 거친 후에 최종 필터 제어신호 $-r_0, -r_k, -p_k$ 를 출력하게 된다.

본 발명은 상술한 실시 예에 한정되지 않으며 본 발명의 사상 내에서 당업자에 의한 변형이 가능함은 물론이다.

발명의 효과

상술한 바와 같이 본 발명에 따르면, 기존의 고정된 특성을 가진 아날로그 하이브리드 회로가 선로의 특성 변화에 대하여 적절한 대응을 하지 못하는 단점을 해결할 수 있다. 그리고 이로써 유선 통신 시스템의 구성을 효율과 시켜 디지털 회로의 원가를 절감하는 효과가 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

송신신호에 대한 반향 경로의 주파수 특성 신호와 선로의 특성이 감지된 상대측 송신신호를 합성

하는 제1 연산부;

상기 송신신호 및 가변 필터 제어 신호에 의해 송신 신호를 필터링하여 반향 제거 신호를 출력하는 필터;

상기 제1 연산부의 합성 신호와 상기 필터의 반향 제거 신호를 합성하는 제2 연산부; 및

상기 제2 연산부의 출력신호에 따라 상기 송신신호와 상기 필터 신호를 고주파 필터링하여 상기 필터를 제어하는 가변 필터 제어신호를 출력하는 필터 제어부를 포함하는 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치.

청구항 2

제 1항에 있어서, 상기 가변 특성 아날로그 필터는

상기 가변 필터 제어 신호중 소정의 신호와 상기 송신신호를 합성하여 필터링하는 제1~제n 필터;

상기 제2~제n 필터의 출력과 상기 가변 필터 제어 신호중 소정의 신호를 곱셈 연산하는 제1~제n 곱셈기; 및

상기 제1 필터의 출력신호 및 제1~제n 곱셈기의 출력신호를 가산하여 반향이 제거된 신호를 출력하는 가산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치.

청구항 3

제 1항에 있어서, 상기 필터 제어부는

상기 제1~제n 곱셈기 중 제k 곱셈기의 출력을 필터링하는 필터;

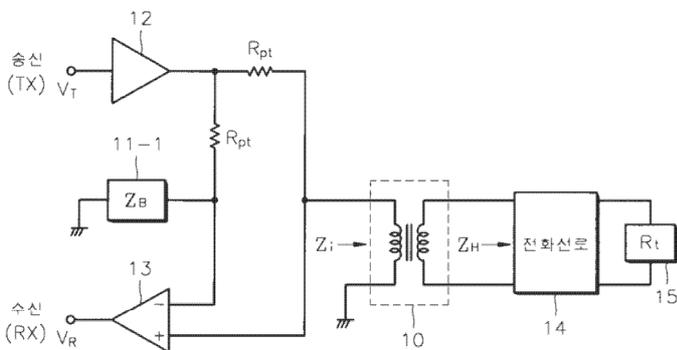
상기 제2 연산부의 출력신호 레벨을 비교하여 스위칭 제어신호를 출력하는 비교기;

상기 비교기의 스위칭 제어 신호에 의해 상기 송신신호 또는 상기 제1~제k 필터의 출력 또는 상기 필터의 출력을 스위칭하는 스위칭부; 및

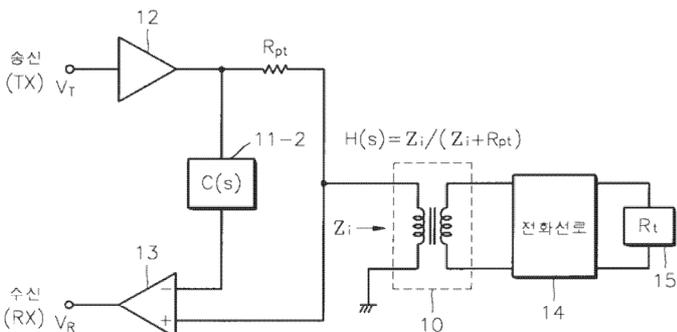
상기 스위칭부의 출력에 대한 고주파 신호를 감쇄하여 상기 필터 제어 신호를 출력하는 것을 특징으로 하는 특성 가변 아날로그 필터를 이용한 적응형 반향 제거장치.

도면

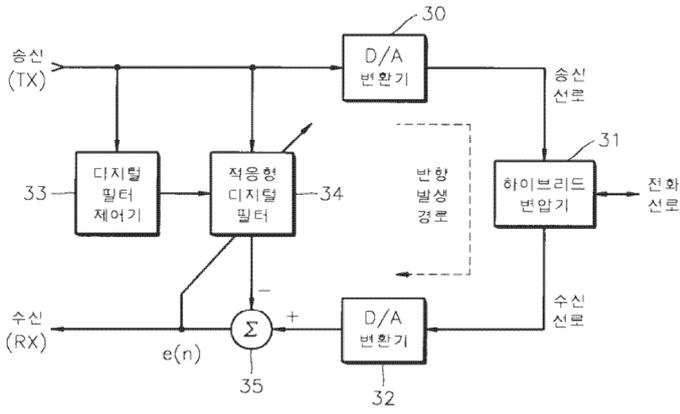
도면1



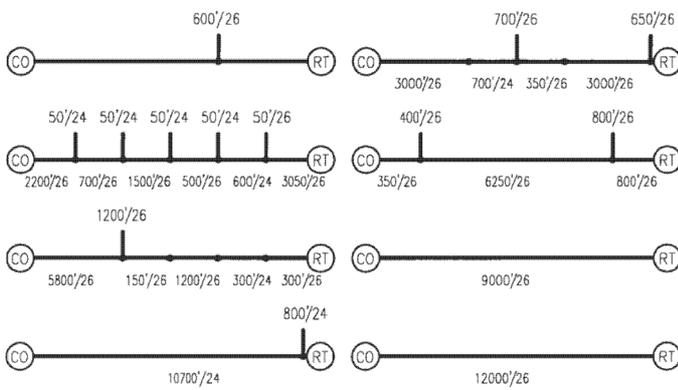
도면2



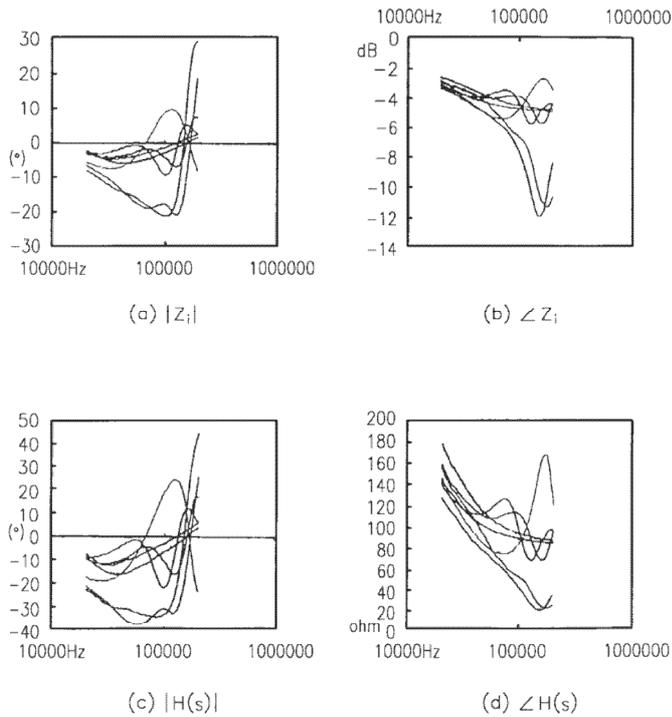
도면3



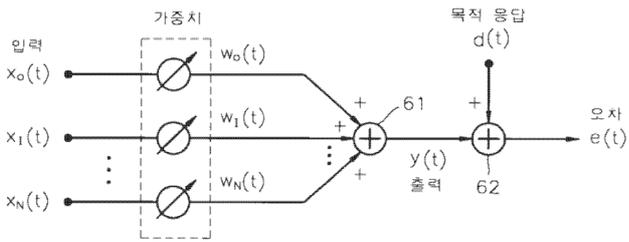
도면4



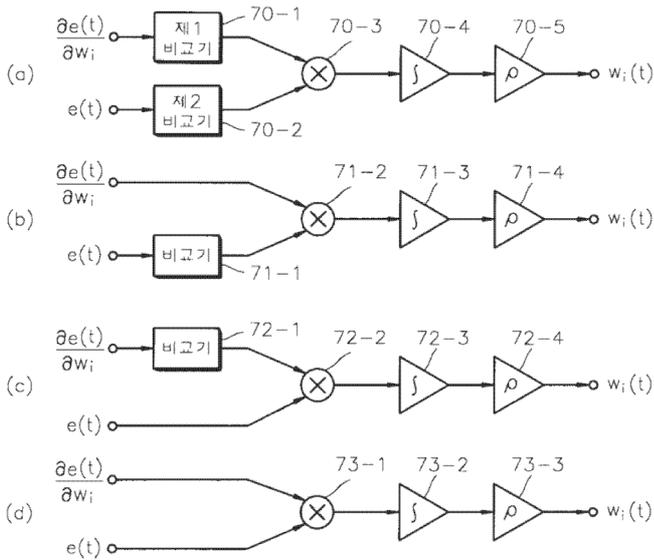
도면5



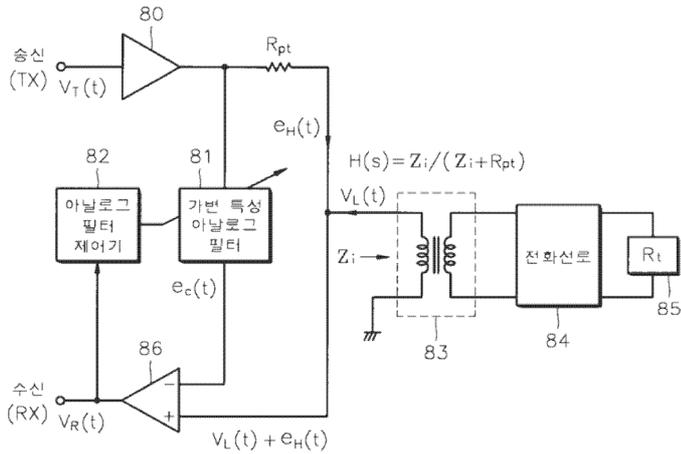
도면6



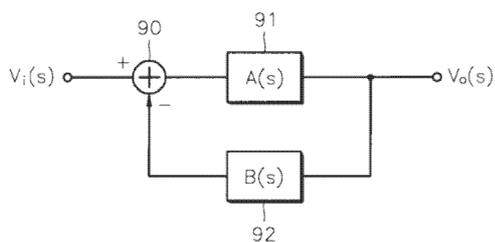
도면7



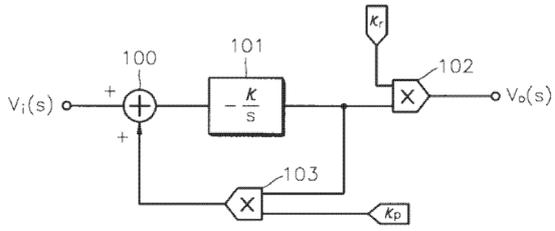
도면8



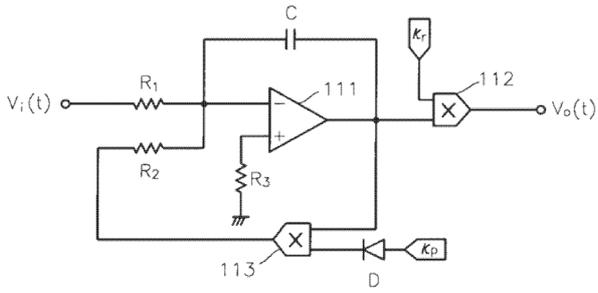
도면9



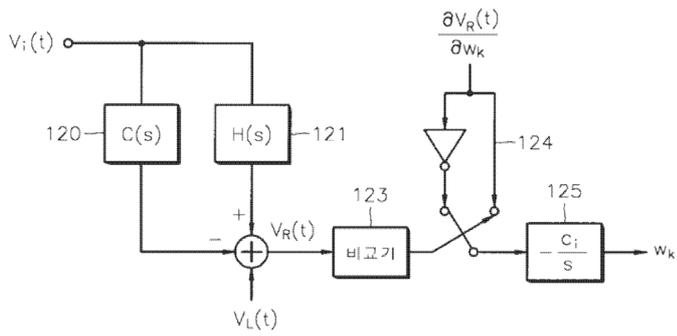
도면10



도면11



도면12



도면 13

