



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2011년02월28일
(11) 등록번호 10-1017766
(24) 등록일자 2011년02월18일

(51) Int. Cl.
G10L 15/20 (2006.01) G10L 21/02 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2008-0031189
(22) 출원일자 2008년04월03일
심사청구일자 2008년04월03일
(65) 공개번호 10-2008-0090342
(43) 공개일자 2008년10월08일
(30) 우선권주장
0717906.2 2007년09월14일 영국(GB)
60/910,121 2007년04월04일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020040030817 A*
JP09307625 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
자링크 세미컨덕터, 인크
캐나다, 3에이치4 케이2케이, 온타리오, 오타와,
마치 로드 400
(72) 발명자
라바, 캄란
캐나다 케이2에이 1젯1 온타리오 오타와 리즈몬드
로드 465에이퍼티. 넘버910
(74) 대리인
양영준, 정은진, 백만기

전체 청구항 수 : 총 19 항

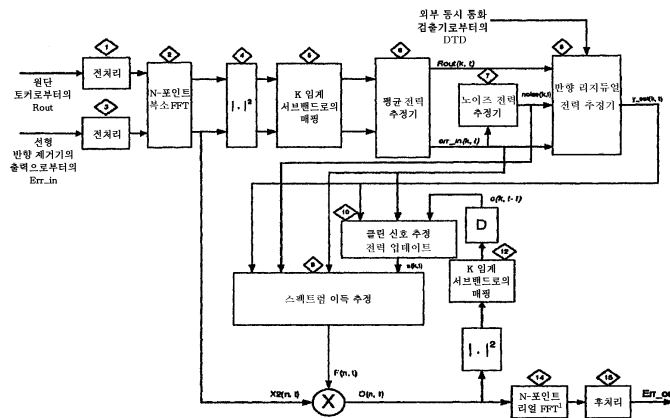
심사관 : 정성윤

(54) 핸드 프리 장치에서의 스펙트럼 도메인 비선형 반향 제거방법

(57) 요약

핸드 프리 통신 시스템에서의 양방향 동시 통신 동안 반향을 제거하는 방법 및 비선형 반향 제거기가 개시된다. 일단 토크로부터의 입력 신호와, 반향 제거기의 출력으로부터의 입력 신호가 수신된다. K 스펙트럼 서브밴드는 각각의 입력 신호에 대해 생성된다. 각각의 서브밴드에서의 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력이 추정되어 클린 신호 전력과 비교되어 신호대 반향비가 계산된다. 이득은 각각의 계산된 비에 기초해서 계산되고, 비선형 반향은 계산된 이득에 기초해서 제거된다.

대표도 - 도3



특허청구의 범위

청구항 1

핸드 프리(hands free) 통신 시스템에서의 양방향 동시(full duplex) 통신 동안 비선형 반향(non-linear echo)을 제거하는 방법으로서,

원단 토크(far-end talker)로부터 입력 신호를 수신하고 반향 제거기(echo canceller)의 출력으로부터 입력 신호를 수신하는 단계;

N-포인트 복소 FFT 블록을 사용해서 상기 입력 신호들을 주파수 도메인으로 변환하는 단계;

각각의 변환된 입력 신호에 대해 불균일 임계 K 스펙트럼 서브밴드(spectral subband)를 매핑하는 단계;

각각의 서브밴드에 대해 적합한 이득을 계산하는 단계;

상기 계산된 이득에 기초해서 비선형 반향을 제거하는 단계; 및

역 FFT를 수행하여 상기 변환된 신호를 시간 도메인으로 복구하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 계산하는 단계는,

각각의 서브밴드에서 스펙트럼 반향 리지듀얼(spectral echo residual) 전력을 추정하는 단계;

상기 추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력과 클린 신호(clean signal) 전력을 비교해서 신호대 반향비(signal to echo ratio)를 계산하는 단계; 및

각각의 비(ratio)를 이용해서 이득을 계산하는 단계를 포함하는 방법.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 이득은 비선형 추정기를 사용해서 계산되는 방법.

청구항 4

제2항에 있어서,

상기 신호대 반향비가 낮으면 상기 이득은 0에 근접하고, 상기 신호대 반향비가 높으면 상기 이득은 1에 근접하는 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

각각의 스펙트럼 서브밴드에 대해 반향 손실 계수(ELC;echo loss coefficient)를 추정하는 단계를 더 포함하고, 각각의 서브밴드에서의 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력은 상기 추정된 ELC에 기초해서 추정되는 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

K는 N보다 작고, 상기 불균일 임계 K 스펙트럼 서브밴드는, 아래의 수학적식들

$$S1(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X1(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

$$S2(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X2(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

에 기초하여 계산되며, 여기에서 X1(m)은 상기 원단 토키로부터의 입력 신호의 DFT이고, X2(m)은 상기 반향 제거기의 출력으로부터의 입력 신호의 DFT이며, 상기 $f_h(k)$ 및 $f_l(k)$ 는 아래의 표

k	$f_h(k)$	$f_l(k)$
0	1	0
1	3	2
2	5	4
3	7	6
4	9	8
5	11	10
6	13	12
7	16	14
8	19	17
9	22	20
10	26	23
11	30	27
12	35	31
13	41	36
14	48	42
15	55	49
16	63	56
17	72	64
18	83	73
19	95	84
20	110	96
21	127	111

에 기초하여 설정되는 방법.

청구항 7

제5항에 있어서,

상기 ELC를 추정하는 단계 전에, 각각의 서브밴드의 평균 전력 출력을 추정하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 8

제2항에 있어서,

상기 비교 단계 전에, 각각의 서브밴드에서 상기 반향 제거기의 출력으로부터의 상기 입력 신호에 대한 평균 노이즈 전력을 추정하는 단계를 더 포함하는 방법.

청구항 9

제1항에 있어서,

N에 매칭하도록 모든 이득을 보간하는 단계를 더 포함하고,

상기 제거하는 단계는, 상기 보간된 이득을 필터 계수로서 상기 변환된 입력 신호에 적용시키는 단계를 포함하며, 상기 불균일 임계 K 스펙트럼 서브밴드는, 아래의 수학적식들

$$S1(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f(k)}^{f_h(k)} |X1(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

$$S2(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f(k)}^{f_h(k)} |X2(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

에 기초하여 계산되며, 여기에서 X1(m)은 상기 원단 토키로부터의 입력 신호의 DFT이고, X2(m)은 상기 반향 제거기의 출력으로부터의 입력 신호의 DFT이며, 상기 f_h(k) 및 f_l(k)는 아래의 표

<i>k</i>	<i>f_h(k)</i>	<i>f_l(k)</i>
0	1	0
1	3	2
2	5	4
3	7	6
4	9	8
5	11	10
6	13	12
7	16	14
8	19	17
9	22	20
10	26	23
11	30	27
12	35	31
13	41	36
14	48	42
15	55	49
16	63	56
17	72	64
18	83	73
19	95	84
20	110	96
21	127	111

에 기초하여 설정되는 방법.

청구항 10

핸드 프리 통신 시스템에서의 양방향 동시 통신 동안 반향을 제거하는 비선형 반향 제거 회로로서,
 원단 토키로부터 입력 신호를 수신하고 반향 제거기의 출력으로부터 입력 신호를 수신하는 입력;
 N-포인트 복소 FFT 블록을 사용해서 상기 입력 신호들을 주파수 도메인으로 변환하는 FFT 필터;
 각각의 입력 신호에 대해 불균일 임계 K 스펙트럼 서브밴드를 매핑(mapping)하는 서브밴더 유닛(subbander unit);
 이득을 계산하기 위한 반향 억제 이득 추정기;
 상기 계산된 이득에 기초해서 비선형 반향을 제거하는 유닛; 및
 역 FFT를 수행하여 상기 변환된 신호를 시간 도메인으로 복구하는 역 FFT 필터
 를 포함하는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 11

제10항에 있어서,
 상기 반향 억제 이득 추정기는,
 각각의 서브밴드에서 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력을 추정하는 추정기;

상기 추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력과 클린 신호 전력을 비교해서 신호대 반향비(signal to echo ratio)를 계산하는 비교기; 및

각각의 비(ratio)를 이용해서 이득을 계산하는 모듈을 포함하는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 12

제10항에 있어서,

상기 이득은 비선형 추정기를 사용해서 추정되는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 13

제11항에 있어서,

상기 신호대 반향비가 낮으면 상기 이득은 0에 근접하고, 상기 신호대 반향비가 높으면 상기 이득은 1에 근접하는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 14

제10항에 있어서,

각각의 스펙트럼 서브밴드에 대해 반향 손실 계수(ELC)를 추정하는 추정기를 더 포함하고, 각각의 서브밴드에서의 상기 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력은 상기 추정된 ELC에 기초해서 추정되는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 15

제10항에 있어서,

K는 N보다 작고, 상기 불균일 임계 K 스펙트럼 서브밴드는, 아래의 수학적식들

$$S1(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f(k)}^{f_h(k)} |X1(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

$$S2(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f(k)}^{f_h(k)} |X2(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

에 기초하여 계산되며, 여기에서 X1(m)은 상기 원단 토키로부터의 입력 신호의 DFT이고, X2(m)은 상기 반향 제거기의 출력으로부터의 입력 신호의 DFT이며, 상기 $f_h(k)$ 및 $f_l(k)$ 는 아래의 표

k	$f_h(k)$	$f_l(k)$
0	1	0
1	3	2
2	5	4
3	7	6
4	9	8
5	11	10
6	13	12
7	16	14
8	19	17
9	22	20
10	26	23
11	30	27
12	35	31
13	41	36
14	48	42
15	55	49
16	63	56
17	72	64
18	83	73
19	95	84
20	110	96
21	127	111

에 기초하여 설정되는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 16

제14항에 있어서,

상기 ELC를 추정하는 단계 전에 각각의 서브밴드의 평균 전력 출력을 추정하는 추정기를 더 포함하는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 17

제11항에 있어서,

상기 비교 단계 전에, 각각의 서브밴드에서 상기 반향 제거기의 출력으로부터의 상기 입력 신호에 대한 평균 노이즈 전력을 추정하는 추정기를 더 포함하는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 18

제10항에 있어서,

N에 매칭하도록 모든 이득을 보간하는 보간기를 더 포함하고,

상기 비선형 반향을 제거하는 유닛은, 상기 보간된 이득을 필터 계수로서 상기 변환된 입력 신호에 적용시키는 승산기를 포함하며, 상기 불균일 임계 K 스펙트럼 서브밴드는, 아래의 수학적식들

$$S1(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X1(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

$$S2(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X2(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

에 기초하여 계산되며, 여기에서 X1(m)은 상기 원단 토키로부터의 입력 신호의 DFT이고, X2(m)은 상기 반향 제거기의 출력으로부터의 입력 신호의 DFT이며, 상기 $f_h(k)$ 및 $f_l(k)$ 는 아래의 표

k	$f_A(k)$	$f_B(k)$
0	1	0
1	3	2
2	5	4
3	7	6
4	9	8
5	11	10
6	13	12
7	16	14
8	19	17
9	22	20
10	26	23
11	30	27
12	35	31
13	41	36
14	48	42
15	55	49
16	63	56
17	72	64
18	83	73
19	95	84
20	110	96
21	127	111

에 기초하여 설정되는 비선형 반향 제거 회로.

청구항 19

삭제

청구항 20

비선형 반향 제거를 위한 반향 억제 이득 추정기로서,

추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 및 클린 신호 전력을 수신하는 입력;

상기 추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력과 상기 클린 신호 전력을 비교하는 비교기;

신호대 반향비(signal to echo ratio)를 계산하는 계산기; 및

각각의 계산된 비(ratio)에 기초해서 이득을 계산하는 계산기

를 포함하고,

상기 이득은 아래의 수학적식

$$F(n, t) = g\left(\frac{\text{err_in}(k, t)}{y_est(k, t)}, \frac{s(k, m)}{s(k, m) - y_est(k, t)}\right)$$

을 이용해서 계산되며,

여기에서 F(n, t)는 스펙트럼 이득 계수이고, g()는 비선형 함수이고, y_est(k, t)는 추정된 반향 리지듀얼 전 력이고, err_in(k,t)는 선형 반향 제거기의 에러 출력이고, s(k, m)은 추정된 클린 음성 신호 전력이고, k는 서 브밴드이고, t는 데이터 프레임이며, m은 시간 인덱스인 반향 억제 이득 추정기.

명세서

발명의 상세한 설명

기술분야

[0001] 본 출원은 2007년 4월 4일에 출원된 미국 가출원 제60/910,121호와, 2007년 9월 14일에 출원된 영국 출원 0717906.2에 대해 우선권을 주장하고, 이들 출원은 본 명세서에서 참조로서 결합된다.

[0002] 본 발명은 핸드 프리(hands free) 전화 통신에 관한 것이다. 보다 구체적으로, 본 발명은 양방향 동시(full duplex) 통신 동안의 비선형 반향(non-linear echo)을 제거하는 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0003] 핸드 프리 전화 시스템은 점점 대중화되고 다양한 적용들에서 중요시되고 있다. 예를 들어, 차량에서의 핸드 프리 전화 시스템은, 안전성을 증진시키고, 운전 동안의 핸드폰(cellphone) 사용이 금지된 소정의 관할권 내에서 운전 법규를 따르는데 있어서 유용하다. 마이크로폰과 스피커 간의 음향 결합(acoustic coupling)에 따른 직접적인 결과물인 음향 반향은 핸드 프리 전화 시스템에서의 일그러짐(distortion)의 주원인이다. 음향 반향에 의해 야기되는 문제점들은 노이즈 음성(noisy speech) 신호에 의해 야기되는 문제점들과는 다르다. 양방향 동시 통신을 유지하면서 반향을 제거하기 위해서, 종래의 반향 제거기(canceller)는 선형 적응형 필터를 사용해서 마이크로폰과 스피커 간의 음향 경로를 식별하고, 이 식별된 경로에 기초해서 음향 반향의 추정치가 마이크로폰 신호로부터 감산된다. 제한된 DSP 엔진 자원(engine resource)(메모리 및 MIPS)때문에, 적응형 필터의 사이즈가 음향 반향 경로의 실제 사이즈보다 통상 더 작으며, 음향 반향의 정확한 추정치를 추정할 수 없다는 것을 주지해야 한다. 또한, 실제 환경에서, 노이즈, 반향 경로의 비선형성 등으로 인해, 선형 적응형 반향 제거기의 성능은 훨씬 더 제한될 것이다. 이러한 모든 영향들의 결과로서, 선형 적응형 반향 제거기는 반향을 완전히 제거할 수 없고, 일부 남아 있는 반향 리지듀얼(echo residual)은 원단(far-end) 수화자에게 들릴 수 있다. 잔여 반향 리지듀얼은, IP(VOIP) 네트워크를 통한 음성 또는 대부분의 이동 통신에서 일반적인 긴 전송 지연이 생기는 경우에 훨씬 더 두드러지게 된다.

[0004] 선형 적응형 필터의 이러한 제한을 개선시키기 위해서, 통상의 접근법은, 임의의 잔여 반향 리지듀얼을 더 억제하기 위해서 적응형 필터의 출력에서 비선형 처리(NLP; non-linear process)를 이용한다. NLP가 근단 토키(near-end talker)의 음성을 더 억제할 수 있기 때문에, 이상적으로 NLP는 원단 토키가 활성화일 때만 활성화되어야 한다. 동시 통화(double talk) 중에, 근단 및 원단 토키가 둘 다 동시에 말할 때, NLP는 근단 토키의 음성의 클리핑(clipping)을 방지하기 위해서 턴 오프되어야 한다. 동시 통화 중에, NLP가 오프되기 때문에, 반향 리지듀얼이 여전히 원단 수화자에게 들릴 수 있다. 비선형 반향 제거는 선형 반향 제거와는 다른 문제이며, 자신의 접근법 세트가 요구된다. 선형 반향 제거에 사용되는 방법들은 비선형 반향 제거에 적용하도록 일반화될 수 없다.

[0005] 실제로, 동시 통화가 바로 검출될 수 없기 때문에, NLP는 동시 통화 중에 근단 토키의 음성의 클리핑을 온 및 오프함으로써 반향 제거기의 양방향 동시 동작을 심각하게 중단시킬 수 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0006] 스펙트럼 도메인의 비선형 반향 제거 기법이 개시된다. 본 발명의 교시에 따른 제거기 및 방법은, 핸드 프리 음성 통신 시스템에서 원하지 않는 반향을 억제시키기 위해서, 종래의 선형 반향 제거기의 방법과 조합하여 사용될 수 있다. 본 발명의 실시예들은 선형 적응형 필터의 출력에서의 잔여 반향 리지듀얼의 억제를 증진시킨다.

[0007] 본 발명의 교시에 따른 제거기 및 방법의 장점은, 동시 통화 신호에 어떤 주목할 만한 영향을 주지 않으면서 동시 통화 상황 중에 반향 리지듀얼을 계속 억제할 수 있다는 것이다. 또한, 반향 리지듀얼을 감소시킴으로써, NLP 회로가 덜 필요하게 되고, NLP를 활성화시키기 위한 조건이 완화될 수 있으며, 이는 자동적으로 양방향 동시 동작을 증진시킬 것이다.

[0008] 개시된 방법의 성능은, 변환기(transducer) 레벨(즉, 마이크로폰 및 스피커)에서의 임의의 비선형성을 포함하는 반향 경로의 임의의 비선형성, 반향 경로의 사이즈 또는 형태에 대해 강건하고, 계산적 복잡성이 매우 낮으며, 기존의 선형 적응형 필터 기반의 반향 제거기에 용이하게 결합될 수 있다.

[0009] 본 발명의 실시예들은 또한 우수한 반향 제거(60dB 이상)와 매우 신속한 융합(convergence)을 나타낸다. 본 발명의 교시에 따른 방법은 또한 복잡성이 매우 낮으며, 계산적으로 낮은 MIPS DSP 엔진에서 구현될 수 있다.

과제 해결수단

- [0010] 따라서, 일 양상에 따르면, 본 발명은, 핸드 프리 통신 시스템에서의 양방향 동시 통신 동안 비선형 반향을 제거하는 방법을 제공하고, 이 방법은, 원단 토크로부터 입력 신호를 수신하고 반향 제거기의 출력으로부터 입력 신호를 수신하는 단계; 각각의 입력 신호에 대해 K 스펙트럼 서브밴드(subband)를 생성하는 단계; 각각의 서브밴드에서 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력을 추정하는 단계; 상기 추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력과 클린 신호(clean signal) 전력을 비교해서 신호대 반향비(signal to echo ratio)를 계산하는 단계; 각각의 계산된 비에 기초해서 이득을 계산하는 단계; 및 상기 계산된 이득에 기초해서 비선형 반향을 제거하는 단계를 포함한다.
- [0011] 클린 신호 전력은 1차 자동 회귀(autoregressive) 추정기에 의해 결정될 수 있다. 이득은 비선형 함수를 사용해서 계산될 수 있다. 일 실시예에서, 신호대 반향비가 낮으면 이득은 0에 근접하고, 신호대 반향비가 높으면 이득은 1에 근접한다.
- [0012] 이 방법은 각각의 스펙트럼 서브밴드에 대해 반향 손실 계수(ELC;echo loss coefficient)를 추정하는 단계를 포함할 수 있으며, 각각의 서브밴드에서의 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력은 추정된 ELC에 기초해서 추정된다. ELC는 재귀적 방법을 이용해서 추정될 수 있다.
- [0013] 이 방법은, K 스펙트럼 서브밴드를 생성하는 단계 전에, 주파수 도메인으로 입력 신호를 변환하는 단계를 포함할 수 있다. 이 변환 단계는, N-포인트 복소 FFT 블록을 이용해서 수행되어, 각각의 입력 신호에 대한 DFT를 계산할 수 있고, 계산된 DFT는 K 스펙트럼 서브밴드를 생성하는 단계에서 사용된다. 일 실시예에서, K는 N보다 작다. 일 실시예에서, 협대역 적용에 대해 K=16이고, 광대역 적용에 대해 K=21이다. 이 방법은 또한, ELC를 추정하는 단계 전에, 각각의 서브밴드의 평균 전력 출력을 추정하는 단계를 더 포함한다. 각각의 서브밴드의 평균 전력 출력을 추정하는 방법은 재귀적 방법을 이용해서 수행될 수 있다.
- [0014] 이 방법은, 상기 비교 단계 전에, 각각의 서브밴드에서 반향 제거기의 출력으로부터의 입력 신호에 대한 평균 노이즈 전력을 추정하는 단계를 더 포함할 수 있다. 각각의 서브밴드에서 반향 제거기의 출력으로부터의 입력 신호에 대한 평균 노이즈 전력을 추정하는 방법은 재귀적 방법을 이용해서 수행될 수 있다. 이 방법은 N에 매칭하도록 모든 이득을 보간하는 단계를 더 포함할 수 있고, 보간된 이득은 DFT에 의해 승산될 수 있다. 이 방법은, 상기 보간 단계 후에 신호를 시간 도메인으로 변환하는 단계를 더 포함할 수 있다. 시간 도메인에서의 변환 단계는, 데이터 프레임의 N 샘플을 출력하도록 역 N-포인트 FFT를 이용해서 수행될 수 있다.
- [0015] 신호는 먼저 전처리(pre-processing) 및 후처리(post-processing)될 수 있다.
- [0016] 다른 양상에서, 본 발명은, 핸드 프리 통신 시스템에서의 양방향 동시 통신 동안 반향을 제거하는 비선형 반향 제거 회로를 제공하고, 제거기는, 원단 토크로부터 입력 신호를 수신하고 반향 제거기의 출력으로부터 입력 신호를 수신하는 입력; N-포인트 복소 FFT 블록을 사용해서 입력 신호를 주파수 도메인으로 변환하는 FFT 필터; 각각의 입력 신호에 대해 K 스펙트럼 서브밴드를 매핑(mapping)하는 서브밴더 유닛(subbander unit); 이득을 계산하기 위한 반향 억제 이득 추정기; 상기 계산된 이득에 기초해서 비선형 반향을 제거하는 유닛; 및 역 FFT를 수행하여 상기 변환된 신호를 시간 도메인으로 복구하는 역 FFT 필터를 포함한다.
- [0017] 또 다른 양상에서, 본 발명은 핸드 프리 통신 시스템에서의 양방향 동시 통신 동안 비선형 반향을 제거하는 방법을 제공하고, 이 방법은, 원단 토크로부터 입력 신호를 수신하고 반향 제거기의 출력으로부터 입력 신호를 수신하는 단계; N-포인트 복소 FFT 블록을 사용해서 입력 신호를 주파수 도메인으로 변환하는 단계; 각각의 변환된 입력 신호에 대해 K 스펙트럼 서브밴드를 매핑하는 단계; 각각의 서브밴드에 대해 적절한 이득을 계산하는 단계; 상기 계산된 이득에 기초해서 비선형 반향을 제거하는 단계; 및 역 FFT를 수행하여 상기 변환된 신호를 시간 도메인으로 복구하는 단계를 포함한다.
- [0018] 또 다른 양상에서, 핸드 프리 통신 시스템에서의 양방향 동시 통신 동안 반향을 제거하는 비선형 반향 제거기가 제공되고, 이 제거기는, 원단 토크로부터 입력 신호를 수신하고 반향 제거기의 출력으로부터 입력 신호를 수신하는 입력; 각각의 입력 신호에 대해 K 스펙트럼 서브밴드를 생성하는 유닛; 각각의 서브밴드에서 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력을 추정하는 추정기; 상기 추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력과 클린 신호 전력을 비교해서 신호대 반향비를 계산하는 비교기; 각각의 계산된 비에 기초해서 이득을 추정하는 유닛; 및 상기 계산된 이득에 기초해서 비선형 반향을 제거하는 유닛을 포함한다.
- [0019] 또 다른 양상에서, 본 발명은, 입력 신호에 대해 서브밴드에서 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력을 추정하는 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력 추정기를 제공하고, 이 추정기는, 스펙트럼 서브밴드에 대한 반향 손실 계수(ELC)를 추

정하는 유닛; 및 추정된 ELC에 기초해서 각각의 서브밴드에서 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력을 추정하는 유닛을 포함한다.

[0020] ELC는 재귀적 방법을 이용해서 추정될 수 있다. 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력은 ELC에 원단 토크로부터의 신호를 승산함으로써 추정될 수 있다. 반향 리지듀얼 전력 추정기는 동시 통화 중에 ELC의 업데이트를 중단하는 유닛을 포함할 수 있다.

[0021] 또 다른 양상에서, 본 발명은 비선형 반향 제거를 위한 스펙트럼 이득 추정기를 제공하고, 이는, 추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 및 클린 신호 전력을 수신하는 입력; 추정된 스펙트럼 반향 리지듀얼 전력과 클린 신호 전력을 비교하는 비교기; 신호대 반향비를 계산하는 계산기; 및 각각의 계산된 비에 기초해서 이득을 계산하는 계산기를 포함한다.

[0022] 이득은 비선형 함수를 사용해서 계산될 수 있다. 일 실시예에서, 신호대 반향비가 낮으면 이득은 0에 근접하고, 신호대 반향비가 높으면 이득은 1에 근접한다.

[0023] 본 발명의 실시예들의 다른 양상들 및 장점들은 다음의 설명을 참조할 때 당업자에게 명백할 것이다.

효과

[0024] 본 발명의 비선형 반향 제거 방법에 따르면, 동시 통화 중에 반향 리지듀얼을 계속 억제할 수 있으며, 반향 리지듀얼을 감소시킴으로써, NLP 회로가 덜 필요하게 되고, NLP를 활성화시키기 위한 조건이 완화될 수 있어 양방향 동시 동작을 증진시킬 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0025] 이제 본 발명의 실시예들이 첨부 도면을 참조해서 설명될 것이다.

[0026] 이제 본 발명이 예시적인 것으로만 의도되는 예로서 이해되는 물질, 장치 및 프로세스 단계의 소정의 특정한 대표적인 실시예에 대하여 상세히 기술될 것이다. 특히, 본 발명은 본 명세서에서 기술된 방법, 물질, 조건, 처리 파라미터, 장치 등에 한정되도록 의도되지 않는다.

[0027] 개시된 발명의 실시예는 선형 적응형 필터의 출력에서의 잔여 반향 리지듀얼의 추가적인 억제를 위한 비선형 반향 제거 방법을 포함한다. 도 1을 참조하면, 본 발명의 교시에 따른 음향 반향 제거 방법의 가능한 적용을 도시하고 있다. 도면으로부터 알 수 있는 바와 같이, 본 발명의 교시에 따른 비선형 반향 제거기(100)는 선형 반향 제거기(101)와 NLP(102) 사이의 부가적인 회로로서 이용될 수 있다.

[0028] 본 발명의 실시예의 다른 응용은 도 2에 도시된 바와 같은 네트워크 반향 제거에서 이용될 수 있을 것이다. 이 경우에, 반향은 2선을 4선으로 변환하는 데에 이용되는 하이브리드(hybrid) 회로(201)에 의해서 생성된다. 음향 반향 제거와 유사하게, 선형 적응형 필터(103)는 전형적으로 양방향 동시 동작을 보존하면서 반향을 제거하는 데에 이용된다. 본 발명의 교시에 따른 비선형 방법은 선형 반향 제거기(101)의 성능을 향상시키는 데에 이용될 수 있다. 그러한 응용에서 NLP 블록(102)을 이용하는 것은, 대부분의 경우에, 결합된 선형, 비선형 반향 제거기가 요구되는 60dB 전체 반향 억제를 제공할 수 있기 때문에, 선택사항일 수 있다.

[0029] 도 3은 본 발명의 교시에 따른 비선형 반향 제거 체계의 블록도를 도시한다. 본 발명의 교시에 따른 제거기(100)는 원단 토크(far-end talker)로부터 R_{out} , 그리고 선형 반향 제거기의 출력으로부터 Err_{in} 의 2개의 입력을 수신한다. 이러한 2개의 입력은 단계 1 및 3에서 각각 프리엠퍼시스 필터(pre-emphasis filter), 프레임러(framer) 및 윈도우(window) 함수로 구성되는 2개의 전처리 스테이지를 통해서 보내어진다. 프리엠퍼시스 필터는 입력 신호의 고주파 부분을 강화할 1차 FIR 필터이다. 프레임러는 각각의 M 샘플 입력 데이터로부터 M+L 샘플 크기의 중첩된 프레임을 형성한다. 각각의 데이터 프레임에 대하여, 제1 L 샘플은 이전 프레임으로부터의 마지막 L 샘플과 동일할 것이다. 협대역 응용(샘플 레이트=8kHz)에 대해서는 M=80, L=24로 하며, 광대역 응용(샘플 레이트=16kHz)에 대해서는 M=160, L=48이다. 윈도우 함수($w(t)$)가 프레임러의 출력에서 이용되며, 다음과 같이 주어진다.

수학식 1

$$w(t) = \begin{cases} \sin\left(\pi\frac{(t+0.5)^2}{2L}\right) & 0 \leq t < L \\ 1 & L \leq t < M \\ \sin\left(\pi\frac{(t-M+L+0.5)^2}{2L}\right) & M \leq t < L+M \\ 0 & L+M \leq t < N \end{cases}$$

[0030]

[0031] 윈도우 함수의 출력은 제로 패딩되어(zero padded) N(협대역 응용에 대해서 N=128, 광대역 응용에 대해서 N=256) 샘플을 형성한다.

[0032] 전처리된 신호는 단계 2에서의 N-포인트 복소 FFT 블록을 이용하여, 단계 4에서 주파수 도메인(domain)으로 변환된다. 예를 들면, 협대역 전화통신에 대해서는 N=128이다. 전처리 이후에, 각각의 입력 데이터 스트림에 대한 2개의 N-포인트 DFT가 추정된다. 입력 데이터는 실수값의 신호이기 때문에, N-포인트 복소 FFT는 아래에 기술하는 방법을 이용하여 양 DFT 모두를 계산하는 데에 이용될 수 있다.

[0033] 먼저, 아래의 복소 신호가 아래 [수학식 2]의 설정에 의해서 형성된다.

수학식 2

$$x = x1 + jx2$$

[0034]

[0035] 여기서, x1 및 x2는 전처리된 입력 신호(블록 (1) 및 (3)의 출력)이며, $j = \sqrt{-1}$ 이다. 다음으로, x의 N-포인트 DFT가 N-포인트 복소 FFT를 이용하여 계산된다. 그 후에, 각각의 개별적인 입력 x1 및 x2의 DFT가 다음 수학식으로부터 계산된다.

수학식 3

$$X1(n) = \frac{X_r(n) + X_r(-n)}{2} + j \frac{X_i(n) - X_i(-n)}{2}$$

[0036]

수학식 4

$$X2(n) = \frac{X_i(n) + X_i(-n)}{2} - j \frac{X_r(n) - X_r(-n)}{2}$$

[0037]

[0038] 여기서, X1(n) 및 X2(n)은 x1 및 x2의 DFT이며, $X_r(n)$ 및 $X_i(n)$ 은 x의 DFT의 실수부 및 허수부이며, $n=0, 1, \dots, N-1$ 이다.

[0039] 각각의 입력에 대하여 계산된 DTF에 기초하여, 단계 5에서, K 에너지 서브밴드가 다음 수학식으로부터 계산된다.

수학식 5

$$S1(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X1(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

[0040]

수학식 6

$$S2(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X2(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K$$

[0041]

[0042] 여기서, $f_h(k)$ 및 $f_l(k)$ 는 [표 1]에 기초한다. 협대역 응용에 대해서 $K=16$ 이며, 광대역 응용에 대해서 $K=21$ 이다. 바람직하게, K 는 FFT 포인트의 수보다 훨씬 작은 수이다.

표 1

k	$f_h(k)$	$f_l(k)$
0	1	0
1	3	2
2	5	4
3	7	6
4	9	8
5	11	10
6	13	12
7	16	14
8	19	17
9	22	20
10	26	23
11	30	27
12	35	31
13	41	36
14	48	42
15	55	49
16	63	56
17	72	64
18	83	73
19	95	84
20	110	96
21	127	111

[0043]
[0044] 단계 6은 재귀적 등식을 이용하여 각 서브밴드의 출력의 평균 전력을 추정한다.

수학식 7

[0045]
$$err_in(k, t) = \alpha err_in(k, t-1) + (1 - \alpha)S2(k, t)$$

수학식 8

[0046]
$$Rout(k, t) = \alpha Rout(k, t-1) + (1 - \alpha)S1(k, t)$$

[0047] 여기서, $0 \leq \alpha < 1$ 이며, k 는 서브밴드 번호에 대한 인덱스이며, t 는 데이터 프레임 번호에 대한 인덱스이다.
[0048] 도 3에서, 단계 7은 각각의 서브밴드에서의 Err_in 입력에 대한 평균 노이즈 전력을 추정한다. 노이즈 전력을 추정하기 위하여, 도 4에 도시된 회로가 이용될 수 있다. 도면으로부터 알 수 있는 바와 같이, 재귀 회로(400)가 평균 노이즈 전력을 업데이트하는 데에 이용된다. 노이즈 전력의 업데이트는 Err_in 입력에서의 노이즈 활동 검출기(noise activity detector; 18) 및 $Rout$ 입력에서의 신호 활동 검출기(17)에 의해서 제어된다. 노이즈 활동 검출기(18)는 노이즈만이 존재하고 음성 전력은 미미한 데이터 프레임을 검출한다. 신호 활동 검출기(17)는 반향 리지듀얼이 노이즈로서 검출되지 않도록 보장하는 데에 이용된다. 제어기(19)는 노이즈 추정을 위한 재귀적 업데이트를 제어한다. 노이즈 전력 추정은 $Rout$ 에서 신호 활동이 없으나, Err_in 입력에서 노이즈 활동이 검출된 경우에만 업데이트된다.

[0049] 도 3에서, 단계 8은 반향 리지듀얼 전력 스펙트럼을 추정한다. 각각의 서브밴드에 대하여, 반향 리지듀얼 전력은 도 5에 도시된 회로를 이용하여 계산된다. 이러한 회로의 일부는 각각의 서브밴드 k 및 데이터 프레임 t 에 대한 $Rout$ 및 Err_in 입력에 대한 반향 손실 계수(ELC)($C(k, t)$)를 적응적으로 계산한다. 바람직하게, ELC는 재귀적 방법을 이용하여 추정된다. 제어 회로는 신호 활동 검출기(22)를 포함하며, 유닛(24)은 동시 통화(double talk) 동안, 또는 $Rout$ 입력에 활동 신호가 없는 경우에 $C(k, t)$ 의 업데이트를 중단하는 데에 이용된다. 반향 손실 계수 $C(k, t)$ 와 $Rout$ 입력의 곱은 반향 리지듀얼 스펙트럼 $y_est(k, t)$ 의 추정을 제공한다. 이러한 추정은 $Rout$ 입력에서 신호 활동이 없는 경우에는 유닛(26)을 통해서 0으로 설정될 것이다. 지연 요소(25)는 한 샘플

의 지속기간 동안 입력을 지연시킬 것이다. 리미터(limiter)(27, 28)는 입력 신호값이 사전결정된 범위를 초과하는 것을 방지한다. 분할기(23)는 원단 신호(far-end signal)의 전력과 노이즈 플러스 원단 신호(noise plus near-end signal)의 전력의 비인, 2개의 입력 신호들 간의 비(ratio)를 계산한다.

[0050] 다른 실시예로서, 도 5에서는 고차 필터가 반향 리지듀얼 스펙트럼을 추정하는 데에 이용될 수 있다.

[0051] 도 3에서, 단계 10에서 [수학식 9]에 의해서 주어지는 1차 자동 회귀(AR;autoregressive) 추정기에 기초하여 클린 음성 신호(clean speech signal) 전력의 추정이 행해진다.

수학식 9

[0052]
$$s(k, m) = \beta o(k, t-1) + (1 - \beta) \max(err_in(k, t) - y_est(k, t), 0)$$

[0053] 여기서, $y_est(k, t)$ 는 서브밴드 k 에 대한 단계 8의 출력이며, 데이터 프레임 t , $err_in(k, t)$ 는 단계 6의 출력이며, $o(k, t-1)$ 은 이전에 계산된 클린 음성 스펙트럼 전력이며, $0 < \beta < 1$ 은 업데이트 팩터(factor)이다.

[0054] 반향 리지듀얼 전력 및 클린 신호 전력 사이의 비는 각각의 서브밴드 및 각각의 데이터 프레임에 대한 적절한 이득을 계산하는 비선형 함수에 대한 입력으로서 이용된다. 도 3에서, 단계 9는 스펙트럼 서브밴드 k 및 데이터 프레임 t 에 대하여 추정된 반향 리지듀얼 전력 $y_est(k, t)$, 추정된 클린 음성 신호 전력 $s(k, t)$ 및 $err_in(k, t)$ 에 기초하여 비선형 반향 제거 필터 계수를 계산한다. 도 6은 가능한 대응 회로를 도시한다. 도 3에서, 유닛(37)은 추정된 클린 음성 전력과, 각각의 서브밴드 k 및 데이터 프레임 t 에 대한 클린 음성 전력과 반향 리지듀얼 전력 추정의 합 사이의 비를 계산한다. 반향 리지듀얼 전력이 낮은 경우에, 이러한 비 또는 이득은 1에 가까운 반면, 높은 반향 리지듀얼 전력에 대해서는 이 값은 0에 가깝다. 유닛(36)은 err_in 신호 전력과 추정된 반향 리지듀얼 전력 사이의 비를 계산한다. 낮은 반향 리지듀얼 전력에 대해서 이러한 비는 큰 수인 반면에, 반향 리지듀얼 전력이 높은 경우에는 이러한 비는 1에 가깝다.

[0055] 유닛(36) 및 유닛(37)의 출력의 곱은 유닛(45) 및 유닛(46)에의 입력으로서 이용되며, 입력 및 출력 관계는 다음의 룩업 테이블(look-up table)에 의해서 주어진다.

수학식 10

[0056]
$$LUT1 = \{ 6.0413, 4.3049, 3.5420, 3.0911, 2.7856, 2.5620, 2.3896, 2.2520, 2.1387, 2.0437, 1.9626, 1.8926, 1.8313, 1.7771, 1.7290, 1.6855, 1.6467, 1.6113, 1.5789, 1.5493, 1.5222, 1.4971, 1.4739, 1.4521, 1.4321, 1.4136, 1.3960, 1.3796, 1.3643, 1.3496, 1.3359, 1.3230 \}$$

수학식 11

[0057]
$$LUT2 = \{ 1.3230, 1.1855, 1.1160, 1.0759, 1.0513, 1.0354, 1.0249, 1.0176, 1.0125, 1.0090 \}$$

[0058] 이러한 룩업 테이블은, 반향비에 대한 입력 신호에 기초하여 반향 리지듀얼을 제거하기 위하여 올바른 계수를 계산하는 비선형 추정기를 정의한다. 비교기(39, 40)는 스위치(41, 42, 43)와 함께 그들 입력 신호에 기초하여 룩업 테이블의 출력들 사이에서 선택한다. 유닛(36, 37)의 출력 곱이 일정한 입력(192)보다 낮은 경우에는 비교기(39)의 출력은 하이(high) 상태일 것이다. 그렇지 않은 경우에는 로우(low) 상태일 것이다. 룩업 테이블(46)에 대하여, 그 입력은 블록(44)을 이용하여 스케일링(scaling)되며, 출력(y), 입력(x) 관계는 다음과 같다.

수학식 12

[0059]
$$y = 0.0625x - 2$$

[0060] 반향 리지듀얼 전력이 낮은 데이터 프레임 및 스펙트럼 서브밴드에 대하여, 유닛(36, 37)의 출력 곱은 가능하게는 192보다 큰, 큰 수일 것이며, 스펙트럼 이득 추정기의 출력은 기본적으로, 반향이 없는 조건에서 1에 가까운 유닛(37)의 출력일 것이다. 즉, 반향이 없는 경우에는 입력 신호는 영향을 받지 않을 것이다. 반면에, 높은 반향 리지듀얼 레벨에 대하여, 유닛(36, 37)의 출력 곱은 가능하게는 192보다 작은, 작은 값일 것이며, 본 경우에는 스위치(43)의 출력이 유닛(46 또는 45)과 유닛(37)의 출력의 곱에 의해서 결정된다.

[0061] 도 5의 반향 억제 이득 추정기는 근단 수신 경로 내의 비선형 반향 리지듀얼만을 감쇠시킨다. 이러한 이득은 근단 입력 신호 내에 존재할 수 있는 임의의 가능한 부가적인 배경 노이즈를 변경하지 않는다. 비선형 반향 제

거기가 배경 노이즈 특성을 보존하는 것을 보장하기 위하여, 유닛(38, 47, 48)으로 구성되는 회로가 이용되었다. 유닛(38, 47)은 노이즈 대 전체 신호 전력의 비의 제곱근을 계산한다. 그 후에, 유닛(47, 43)의 출력은, 시간의 각 지점에서 보다 높은 값을 가지는 입력 신호를 선택하는 유닛(48)의 입력으로 보내어진다.

[0062] 동시 통화 동안의 반향 억제량 대(對) 근단 음성 신호 왜곡을 제어할 수 있기 위해서, 유닛(49)은 반향 억제량을 조정한다. 반향 억제의 최대량은 F_{max} 파라미터에 의해서 제어된다.

[0063] 유닛(50)은 유닛(49)의 출력을 포화시켜서 모든 조건하에서 안정성을 보장한다. 도 6에서, 보간기(51)는, 보간기(51)의 출력을 대응 서브밴드에서의 주파수 빈(frequency bin)의 수로 보간함으로써, 서브밴드로부터 주파수 빈으로의 변환을 행할 것이다. 서브밴드에서의 모든 주파수 빈에 대하여 동일한 값을 반복함으로써 간단한 보간이 행해질 수 있다. 선형(linear) 또는 다항식(polynomial) 보간과 같은 다른 보간 방법이 동시 통화 기간 동안에 작은 왜곡을 개선할 수 있는 크로스 서브밴드 천이(cross subband transition)를 개선시키는 데에 이용될 수 있다.

[0064] 상기 실시예에서 기술한 바와 같이, 도 6에서, 모든 K 서브밴드에 대하여 동일한 룩업 테이블(유닛 45 및 46)이 이용된다. 다른 실시예에서는 각각의 서브밴드에 대하여 상이한 룩업 테이블이 이용될 수 있다. 이것은 각각의 서브밴드에 대한 룩업 테이블의 콘텐츠의 적절한 제작을 가능하게 하여 동시 통화 동안의 음성 왜곡과 반향 억제량 사이의 트레이드 오프(trade-off)를 개선할 것이다.

[0065] 상기 실시예에서 기술한 바와 같이, 도 6에서, 모든 서브밴드에 대하여 동일한 파라미터 F_{max} 가 이용된다. 다른 실시예에서, 각각의 서브밴드에 대하여 상이한 파라미터를 이용하는 것이 더 많은 유연성을 제공할 것이다. 예를 들면, 소정의 서브밴드가 가장 많은 반향 리지듀얼을 가지는 선택적인 지식이 이용가능한 경우에는, 이들 서브밴드에 대해서만 보다 적극적인 반향 억제가 행해질 수 있다. 이는 자동적으로 반향 억제 대 왜곡의 트레이드 오프를 개선시킬 수 있다.

[0066] 도 3에서, 비선형 필터 계수인 단계 9의 출력에는 단계 2의 출력 중 하나인 $X2(n)$ 이 곱해진다([수학식 4] 참조). 이러한 곱(multiplication)의 결과는 단계 14에서 시간 도메인으로 다시 변환될 것이다. 단계 14의 결과는 N 샘플 데이터 프레임일 것이다. 단계 15는 2개의 스테이지를 포함하는 후처리 단계이다. 제1 스테이지는 블록(14)의 출력의 현재 프레임의 제1 M 샘플과 이전 프레임의 마지막 N-M 샘플을 중첩시키는 오버랩-앤드-애드 함수(overlap-and-add function)를 이용한다. 제2 스테이지는 포스트엠퍼시스(post-emphasis) IIR 필터이다.

[0067] 전술한 교시에 따른 본 발명의 실시예는 프로그램가능한 파라미터를 이용하여 반향 억제 필터 계수를 계산하는 방법을 제공하며, 이것은 사용자가 동시 통화 기간 동안에 반향 억제량과 왜곡 사이에서 트레이드 오프하는 것을 가능하게 한다. 본 발명의 실시예는 비선형 반향을 제거하기 위하여 스펙트럼 도메인에서 반향 리지듀얼을 계산한다. 이러한 방법은 전통적인 선형 반향 제거기 시스템을 매우 낮은 계산 복잡도를 가지면서 개선하는 데에 기여할 수 있을 것이다.

[0068] 첨부된 특허청구범위에 의해서 규정되는 본 발명의 기술적 사상과 범위로부터 벗어나지 않고서 많은 변형이 이루어질 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

[0069] 도 1은 본 발명의 교시에 따른 음향 반향 제거를 위한 방법의 가능한 적용을 도시하는 도면.

[0070] 도 2는 본 발명의 교시에 따른 네트워크 반향 제거를 위한 방법의 가능한 제2 적용을 도시하는 도면.

[0071] 도 3은 본 발명의 교시에 따른 스펙트럼 도메인 비선형 반향 제거 방법을 도시하는 도면.

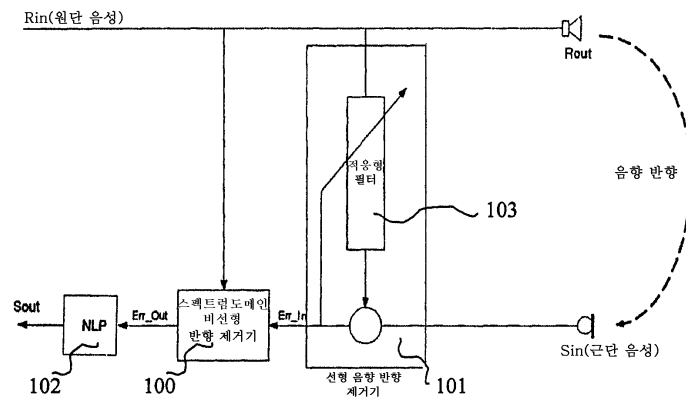
[0072] 도 4는 도 3의 방법에서 사용될 수 있는 노이즈 활동 검출기 구현 회로를 도시하는 도면.

[0073] 도 5는 도 3의 방법에서 사용될 수 있는 반향 리지듀얼 스펙트럼 전력 추정기를 도시하는 도면.

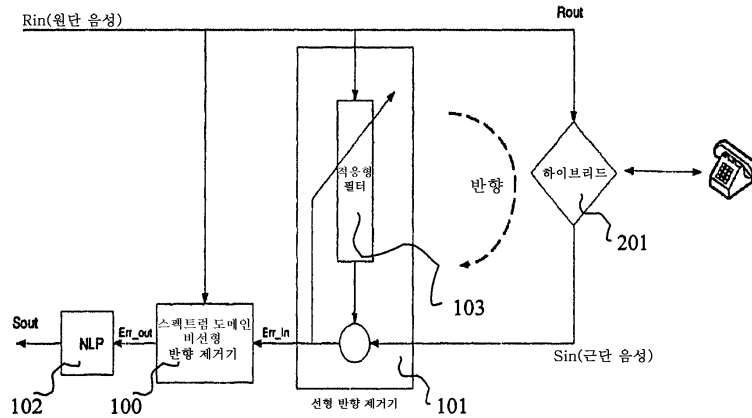
[0074] 도 6은 도 3의 방법에서 사용될 수 있는 비선형 적응형 반향 억제 이득 추정기를 도시하는 도면.

도면

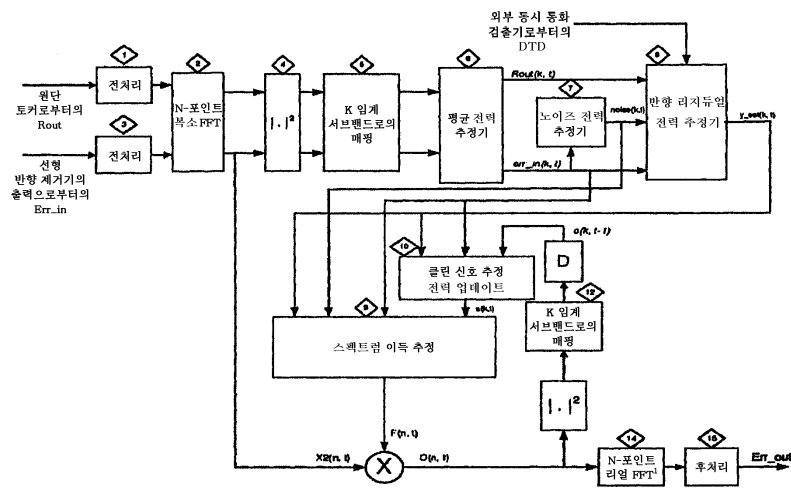
도면1



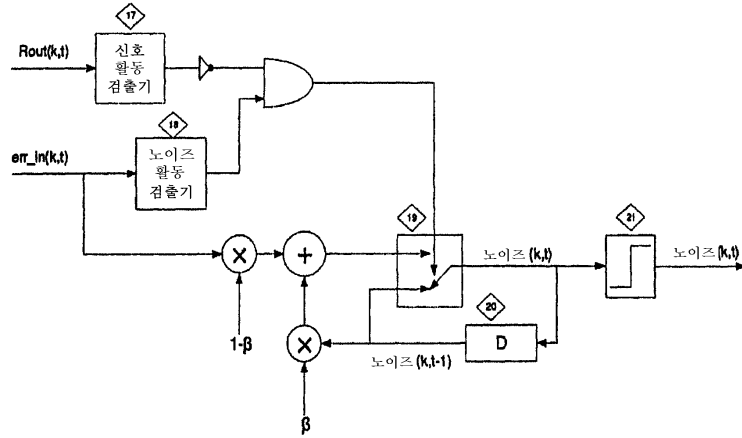
도면2



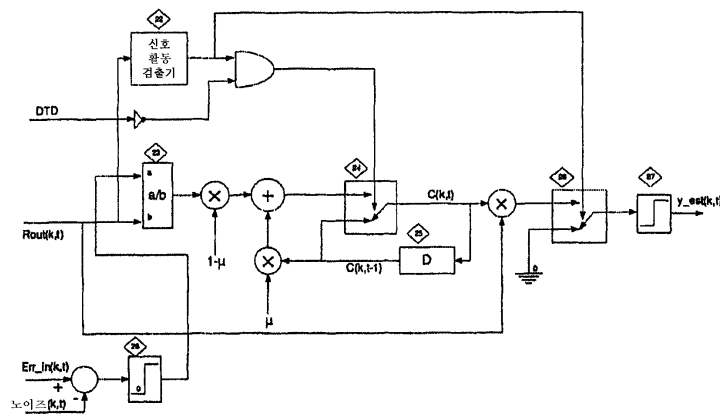
도면3



도면4



도면5



도면6

