



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년12월23일
(11) 등록번호 10-2194387
(24) 등록일자 2020년12월17일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
G01R 23/02 (2006.01) G01R 23/00 (2006.01)
G01R 23/16 (2006.01)
- (52) CPC특허분류
G01R 23/02 (2013.01)
G01R 23/005 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2015-7028791
- (22) 출원일자(국제) 2014년03월14일
심사청구일자 2019년03월14일
- (85) 번역문제출일자 2015년10월13일
- (65) 공개번호 10-2015-0130489
- (43) 공개일자 2015년11월23일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2014/029212
- (87) 국제공개번호 WO 2014/144694
국제공개일자 2014년09월18일
- (30) 우선권주장
61/790,295 2013년03월15일 미국(US)
- (56) 선행기술조사문헌
US5959871 A
US4661769 A
US20040125893 A1
An Extended Complex Kalman Filter for
Frequency Measurement of Distorted
Signals(IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION
AND MEASUREMENT, 2000. 08.)

- (73) 특허권자
더 리전츠 오브 더 유니버시티 오브 캘리포니아
미국 캘리포니아 94607 오클랜드 프랭클린 스트리트 1111 5층
- (72) 발명자
와이버그, 도날드, 엠.
미국 캘리포니아 95060 산타 크루즈 스페이스 153
델라웨어 애비뉴 2395
페드로티 케네스 디.
미국 캘리포니아 95073 소켈 알도 시티 3881
수 쉐첵
미국 캘리포니아 95064 산타 크루즈 코쉬랜드 웨이 820
- (74) 대리인
최광호

전체 청구항 수 : 총 14 항

심사관 : 오용균

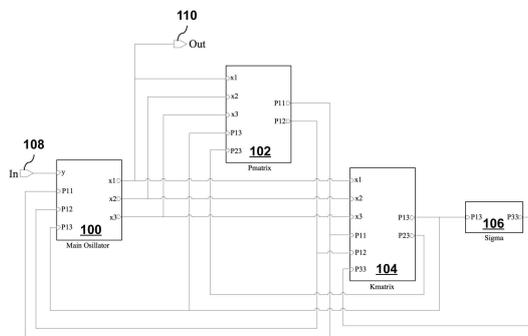
(54) 발명의 명칭 고속 주파수 추정기

(57) 요약

본 발명은 고속 주파수추정을 위한 아날로그 하드웨어 회로로 구현되는 방법에 관한 것이다. 아날로그 회로는 메인 진동자 회로블록(100), P행렬 회로블록(102), K 행렬 회로블록(104), 및 시그마 적분기 회로블록(106)을 갖는다. 주파수와 진폭과 위상을 모르는 입력신호(108)로부터, 아날로그 하드웨어 회로는 모델 진동자의 상태변수

(뒷면에 계속)

대표도



x_1 , x_2 , x_3 의 추정치들을 생성하고, 모델 진동자 신호의 사인과 추정치(110)를 출력한다. 아날로그 하드웨어 회로는 확장형 칼만필터를 연속 시간에서 구현하여 상기 추정치들을 생성하고, 확장형 칼만필터는 진동자의 발생 주파수 ω 를 아핀변환 $\omega = \omega_0 + kx_3$ 에 의한 x_3 에 연계하며, 이때 k 는 주파수오차 추정치의 기울기이고, ω_0 는 최적 추정 입력신호 주파수이다.

(52) CPC특허분류

G01R 23/16 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

아날로그 하드웨어 회로를 이용한 고속 주파수 추정 방법에 있어서:

주파수와 진폭과 위상을 모르는 입력신호들을 아날로그 하드웨어 회로가 수신하는 단계;

아날로그 하드웨어 회로가 입력신호들로부터 진동자의 상태변수 x_1 , x_2 , x_3 의 추정치들을 생성하는 단계; 및

아날로그 하드웨어 회로가 진동자 신호의 사인과 추정치를 출력하는 단계;를 포함하고,

상기 아날로그 하드웨어 회로가 확장형 칼만필터를 연속 시간에서 구현하여 상기 추정치들을 생성하고, 확장형 칼만필터는 진동자의 발생주파수 ω 를 아핀변환 $\omega = \omega_0 + kx_3$ 에 의한 x_3 에 연계하며, 이때 k 는 주파수오차 추정치의 기울기이고, ω_0 는 최적 추정 입력신호 주파수인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서, 확장형 칼만필터가 연속 시간에서 균형화된 상태공간 표현을 사용하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 3

제1항에 있어서, 확장형 칼만필터의 오차분산 행렬 P 가 양수성 원뿔(cone of positivity)로 한정되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 4

제1항에 있어서, 아날로그 하드웨어 회로가 메인 진동자 회로블록, 상태변수 추정치들의 오차 공분산을 생성하는 P 행렬 회로블록, 최적의 칼만 이득을 생성하는 K 행렬 회로블록, 및 x_3 분산을 생성하는 시그마 적분기 회로블록을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 5

제1항에 있어서, 아날로그 하드웨어 회로가 트랜스컨덕턴스 증폭기와 트랜스컨덕턴스 곱셈기를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 6

제1항에 있어서, 아날로그 하드웨어 회로가 CMOS(complementary metal-oxide-semiconductor) 집적회로(IC)인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 7

제1항에 있어서, 아날로그 하드웨어 회로가 망각지수(대역폭) 제어신호를 수신하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 8

제1항에 있어서, 아날로그 하드웨어 회로가 주파수 추정치에 비례하는 전압을 출력하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 9

제1항에 있어서, 확장형 칼만필터가 Riccati 방정식의 망각지수 행렬을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 10

제1항에 있어서, 확장형 칼만필터가 Riccati 방정식의 A 행렬의 추가 ϵ 항을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 11

제1항에 있어서, 확장형 칼만필터가 댐핑팩터 ρ 를 포함한 주파수 업데이트 방정식을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 12

제1항에 있어서, 아날로그 하드웨어 회로가 서로 직렬, 병렬 또는 직병렬 조합으로 연결된 다중 부회로들을 포함하고, 각각의 부회로가 제1항의 단계들을 수행하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 13

삭제

청구항 14

삭제

청구항 15

제1항에 있어서, 아날로그 하드웨어 회로가 입력신호들을 주파수 하향 변환하는 입력 믹서와, 사인파 추정치들을 주파수 상향 변환하는 출력 믹서를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 16

제1항에 있어서, 확장형 칼만필터가 주파수와 진폭과 위상의 비선형 변환들과 다른 상태변수들을 사용하는 것을 특징으로 하는 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 신호처리에 관한 것으로, 구체적으로는 주파수 추정을 위해 개선된 회로에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 약한 사인파 신호의 기초적인 느린 시변 주파수를 추정하고 추적하는 문제가 다양한 신호처리 분야에서 일어난다. 조파신호를 추정하는 다양한 방법이 있다. 초당 사이클수와 영점 사이의 시간차를 직접 측정하는 간단한 방법은 신호의 잡음에 아주 민감하다. 이 문제를 극복하는 방법으로, 푸리에변환, 상관, 최소자승 오차법, 회귀 알고리즘, CZT(chirp Z transform), 적응형 노치필터, 신호의 순간주파수를 추정하는 칼만필터링(Kalman filtering) 등이 있다. 이런 문제들에서 필터는 고유 비선형성은 물론 극도로 높은 잡음도를 취급해야만 한다. 칼만필터는 잡음 측정으로부터 주어진 선형 동적 시스템의 상태변수들을 최적으로 추정하는 회귀적 확률 기법을 이용한다. 칼만필터는 주파수 도메인 분석이 쉽지 않은 시변 이득을 제공한다.

발명의 내용

[0003] 발명의 요약

[0004] 본 발명은 클럭과 데이터 복원이나 PLL(phase locked loop)를 대체하는 것과 같은 다양한 문제에 대비해 주파수 추정을 위한 방법과 회로를 제공한다. 이 방법은 EKFFE(extended Kalman filter frequency estimator)를 변조해 고속 아날로그 회로로 구현한다. 다양한 실제 비이상성(성분 매칭, 유한 대역폭, 신호지연, 사이클로스테이서너리 데이터스트림 등)에서의 기능성과 안정성을 MATLAB와 SPICE 시뮬레이션을 이용해 확인했더니, 획득 시간과 범위에 대해 PLL보다 훨씬 더 우수한 성능을 보였다. 특히 망각지수(forgetting factor)가 없는 EKFFE는 무한한 획득범위를 갖는다. 이런 방법과 회로를 여기서 FFE(fast frequency estimator)라 한다. 이런 FFE는 아주 빠른 수렴과, 아주 넓은 획득범위와, 점근적인 최적의 잡음거부와, PLL을 이용하는 많은 통신과 컴퓨터와 다른

예에 대해 훌륭한 융통성을 갖는다.

- [0005] FFE의 핵심 특징은 2가지인데, 확장형 칼만필터(extended Kalman filter) 알고리즘의 변조와, 아날로그 회로의 설계와 구현에서의 혁신이다.
- [0006] FFE 알고리즘을 구하기 위한 일반 EKFFE 방정식의 변조는 아래와 같다:
- [0007] 1. 이산 시간이 아닌 연속 시간에서 EKF의 적절한 구현을 위한 변조. 이런 변조들은 사인과 신호를 추적할 때 반올림과 양자화 오차를 배제한다.
- [0008] 2. 균형화된 상태공간 표현 이용. 주파수 추정치를 생성하는 조화발전기의 상태공간 표현은 비대각선 원소의 ω 를 갖는다. 즉 이 행렬은 원소 크기에서 균형을 이룬다. 다른 기본 상태들도 상태공간 표현에 사용될 수 있다.
- [0009] 3. 주파수 변수의 아핀변환(Affine transformation). 추정된 변수들의 이런 변환은 입력주파수의 최적 추정치에 관한 주파수 추정치 ω_0 에 집중되어, 동적범위가 우수하고, 주파수 오차 추정치의 기울기 k 의 선택에 있어 융통성이 있다.
- [0010] 4. EKFFE의 오차분산 행렬 P 를 양수성 원뿔(cone of positivity)로 제한. 양의 정부호 행렬(positive definite matrix)의 양수성 원뿔이 원소의 값의 도메인이어, 이 매트릭스는 양의 정부호를 유지한다. 잡음진폭이 크면 혁신 시퀀스에 큰 편차를 일으키고, 이것은 양수성 원뿔로부터 확장된 상태오차 분산을 일으켜 불안하게 한다. 이런 원뿔로 제한하는 방법은 매 경우마다 다를 수 있다.
- [0011] 구현된 회로들은 아래 특징들을 갖는다:
- [0012] 1. CMOS 집적기술을 이용해 고속연산에 맞는 트랜스컨덕터계 회로의 실현.
- [0013] 2. 유한성분 손실시 높은 Q 진동자를 유지하는 능력.
- [0014] 3. 진동자의 높은 Q 를 유지함과 동시에 필요한 성분 매칭 허용오차를 제어하는 능력.
- [0015] 4. 제어회로 동적특성을 위해 망각지수들을 병합하고 릴랙스된 가공조건들을 위해 허용하는 능력.
- [0016] 5. 클럭의 광대역 획득과 협대역 추적을 하는 능력.
- [0017] 잡음으로부터 사인과 신호 추출에 확장형 칼만필터를 디지털 형태로 사용하는 것이 알려지긴 했어도 이런 필터는 신뢰성이 없는 것으로 알려졌다. 본 발명의 아날로그 구현은 이런 문제들을 극복한다.
- [0018] 통신시스템에서의 클럭과 데이터 복원, 직렬 데이터링크와 컴퓨터; 통신에서의 신호복원; 통신시스템에서의 신호 복조와 변조; 신뢰성 높은 오디오; 위상 어레이 레이다, AC 모터 제어, 능동적 진동억제를 포함해 다양한 분야에서 FFE를 사용할 수 있다. FFE는 본 발명의 원리에 맞춰 각각의 분야에 대한 디자인에 적용할 수 있다.
- [0019] 본 발명은 고속주파수 추정을 위한 아날로그 하드웨어 회로로 구현되는 방법을 제공한다. 이 방법은 주파수와 진폭과 위상을 모르는 입력신호들을 아날로그 하드웨어 회로가 수신하는 단계; 아날로그 하드웨어 회로가 입력 신호들로부터 진동자의 상태변수 x_1, x_2, x_3 의 추정치들을 생성하는 단계; 및 아날로그 하드웨어 회로가 진동자 신호의 사인과 추정치를 출력하는 단계를 포함한다. 아날로그 하드웨어 회로가 확장형 칼만필터를 연속 시간에서 구현하여 상기 추정치들을 생성하고, 확장형 칼만필터는 진동자의 발생주파수 ω 를 아핀변환 $\omega = \omega_0 + kx_3$ 에 의한 x_3 에 연계하며, 이때 k 는 주파수오차 추정치의 기울기이고, ω_0 는 최적 추정 입력신호 주파수이다.
- [0020] 확장형 칼만필터는 연속 시간에서 균형화된 상태공간 표현을 사용하고, 오차분산 행렬 P 는 양수성 원뿔(cone of positivity)로 한정되는 것이 바람직하다.
- [0021] 아날로그 하드웨어 회로는 메인 진동자 회로블록, 상태변수 추정치들의 오차 공분산을 생성하는 P 행렬 회로블록, 최적의 칼만 이득을 생성하는 K 행렬 회로블록, 및 x_3 분산을 생성하는 시그마 적분기 회로블록을 포함할 수 있다.
- [0022] 아날로그 하드웨어 회로는 아날로그 계산을 하는 트랜스컨덕턴스 증폭기와 트랜스컨덕턴스 곱셈기를 포함하고, CMOS(complementary metal-oxide-semiconductor) 집적회로(IC)일 수 있다.
- [0023] 어떤 경우에는, 아날로그 하드웨어 회로가 망각지수(대역폭) 제어신호를 수신하고, 및/또는 주파수 추정치에 비례하는 전압을 출력할 수도 있다.
- [0024] 또는, 확장형 칼만필터가 Riccati 방정식의 망각지수 행렬, Riccati 방정식의 A 행렬의 추가 ϵ 항, 및/또는 뎀

핑팩터 p 를 포함한 주파수 업데이트 방정식을 포함할 수도 있다.

[0025] 또는, 아날로그 하드웨어 회로가 서로 직렬, 병렬 또는 직병렬 조합으로 연결된 다중 FFE와 추가 부회로들을 포함하고, 각각의 FFE가 별도로 주파수 추정을 실행할 수도 있다. 예컨대, 입력신호가 다수의 미지의 주파수들을 갖고; 이 회로가 입력신호에 해당하는 진동자 신호의 다수의 사인과 추정치들을 출력할 수도 있다. 또는, 이 회로가 주파수와 진폭과 위상을 모르는 다수의 입력신호들을 수신할 수도 있다. 이어서, 다수의 입력신호들에 대응하는 진동자 신호의 다수의 사인과 추정치들을 이 회로가 출력할 수 있다.

[0026] 어떤 경우에는, 아날로그 하드웨어 회로가 입력신호들을 주파수 하향 변환하는 입력 믹서와, 사인과 추정치들을 주파수 상향 변환하는 출력 믹서를 포함하여, 회로의 주파수범위를 확장할 수도 있다.

[0027] 어떤 경우에는, 확장형 칼만필터가 주파수와 진폭과 위상의 비선형 변환들과 다른 상태변수들을 사용할 수도 있다.

도면의 간단한 설명

[0028] 도 1은 본 발명에 따라 P 행렬과 K 행렬의 계산을 위한 블록들과 메인 진동자 블록을 포함한 주파수 추정회로의 블록도;

도 2는 본 발명에 따라 트랜스컨덕턴스 증폭기와 곱셈기들을 이용해 구현된 도 1의 진동자의 세부를 보여주는 블록도;

도 3은 도 1의 블록(102)인 P 행렬 계산을 위한 아날로그 회로도로서, 트랜스컨덕터, 커패시터 및 곱셈기들을 포함하며, 진동자의 일례로 간주될 수 있는 회로도;

도 4는 도 1의 K 행렬 블록을 구현하는 아날로그 회로도;

도 5는 도 1의 시그마 적분기의 아날로그 회로도로서, 주파수 추정신호 x_3 의 P13 에서 P33을 생성하는 회로도;

도 6A-F는 MATLAB 시뮬레이션에서 생긴 전압대 시간의 그래프들로서, 입력신호에 상당한 잡음이 있어도 아주 빠른 수렴을 보이는 FFE의 핵심 신호들의 일부를 보여주는 그래프들;

도 7은 FFE의 기본기능 블록도로서, 신호입력, 망각지수 제어단자 및 2개의 출력을 갖고, 2개의 출력들은 메인 진동자(Est. out)(704)의 출력인 입력신호와 주파수 추정치(Freq. out)(706)에 비례하는 전압신호의 협대역 사인과 추정치인 블록도;

도 8은 본 발명에 따라 협대역 사인과 추적필터로 사용되는 주파수 추정회로를 보여주는 블록도;

도 9는 본 발명에 따라 입력신호의 위상진폭과 주파수변조의 추정치들을 제공하는데 사용되는 다른 회로를 갖는 주파수 추정회로를 보여주는 블록도;

도 10은 클럭주파수에서 강한 주파수성분을 갖지 않는 변조를 이용해 입력신호로부터 클럭신호의 복원을 위한 FFE의 용도를 보여주는 블록도;

도 11은 신호들을 주파수 추정회로에 주파수 변환 입출력하는데 믹서들을 어떻게 사용하는지 보여주는 블록도;

도 12는 고속주파수 추정을 위해 아날로그 하드웨어 회로에 의한 FFE 방법의 순서도;

도 13은 도 1의 메인 진동자와 같은 본 발명의 진동자 구현을 위한 회로도.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0029] PLL(phase locked loops)을 대체하는 회로가 많이 사용된다. 설명의 편의상 본 실시예는 고속 아날로그 구현과, 고속에서의 CDR(clock and data recovery)에 대해 설명한다. 이 회로설계는 균형화된 상태공간 표현을 이용한 확장형 칼만필터(Kalman filter)를 기초로 한다. 따라서, 이하 확장형 칼만필터, 그 변조, 및 관련 응용 도메인 들인 PLL과 CDR의 설명을 먼저 시작한다.

[0030] 본 발명의 FFE는 유비쿼터스 PLL과 같은 기능들을 많이 실행한다. FFE와 PLL 둘다 출력을 노이즈의 존재하에 유입되는 사인파로 잠근다. 뒤에 이들 2 장치의 성능을 비교한다.

[0031] PLL은 CDR, 클럭스큐 제거(clock deskewing), 클럭생성, 스프레드 스펙트럼, 클럭분배, 지터-노이즈 감소, 주파수합성과 같은 분야에 사용된다. FFE는 PLL과 같은 많은 응용례에서 우수한 성능을 보인다. 여기서는 CDR에 있

어서 FFE가 어떻게 PLL을 대체하는지에 대해 설명하고, 다른 응용례에 대해서는 뒤에 설명한다.

[0032] CDR 기술은 기계식 데이터 저장장치에서 원시 데이터를 읽을 때처럼 와 고속 직렬데이터 스트림의 클럭신호를 복원하는데 사용된다. CDR은 정확한 데이터 판독을 위해 클럭신호를 복원한다.

[0033] 칼만필터는 노이즈 측정값들로부터 주어진 선형동적시스템의 상태 파라미터들을 최적으로 추정하는 회귀확률 기법을 이용한다. 칼만필터는 시변(time-varying) 이득을 제공하고, 이것은 주파수도메인 분석에는 부적절하다. 본 발명의 실시예들은 노이즈가 극히 높은 주파수를 추정하고 추적하기 위해 상태공간 표현의 비선형에 적용할 수 있는 확장형 칼만필터의 변조를 기초로 한다.

[0034] 시간 t에서 주파수 ω , 위상 ψ 인 사인과 $y(t)$ 를 일으키는 조화진동자 모델을 아래와 같은 상태공간으로 표시한다:

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi) \\ \cos(\omega t + \varphi) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin((\omega_0 + k \cdot x_3)t + \varphi) \\ \cos((\omega_0 + k \cdot x_3)t + \varphi) \end{pmatrix}$$

$$\omega = \omega_0 + k \cdot x_3$$

$$y(t) = x_1(t) + v(t)$$

[0035] 여기서 $v(t)$ 는 분산이 R인 zero mean white Gaussian measurement noise다.

[0037] 여기서 조화발진기의 발생주파수 ω 는 세번째 (확장) 상태 x_3 의 아핀변환으로 표현된다. 따라서, 상태공간 표현은 상수 x_3 를 갖는 (x_1, x_2) 의 항에서는 선형이어도 (x_1, x_2, x_3) 에서는 비선형이다. 따라서, ω 는 디자이너가 선택한 상수 ω_0 , 공칭주파수 추정치, k, 아핀변환의 이득(기울기)로 표현된다. 디자이너가 선택한 상수 ω_0 는 최적의 추정치, 즉 입력 사인과 주파수의 조건부 확률분포의 조건부 평균값이다. 디자이너 상수 k는 P 행렬과 K 행렬 블록들의 전압을 변경하도록 선택된 기울기 값이다. 세번째 (확장) 상태 x_3 의 아핀변환은 이 방식의 핵심으로서, 전에는 사용되지 않았던 것으로 보이는데, EKFFE를 위한 종래의 작업에서는 ω 가 아핀변환이 없는 확장상태 x_3 이다. 조화발진기의 위와같은 아핀변환표현을 갖는 EKFFE은 아래와 같다:

$$\frac{d\hat{x}'}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{pmatrix} = f(\hat{x}') + K \cdot (y - \hat{x}_1)$$

$$K = PC^T R^{-1} = R^{-1} \cdot \begin{pmatrix} P_{11} \\ P_{12} \\ P_{13} \end{pmatrix}$$

$$\frac{dP}{dt} = F \cdot P + P \cdot F^T - PC^T R^{-1} CP$$

$$= (F_0 + k \cdot F_1) \cdot P + P \cdot (F_0 + k \cdot F_1)^T - P \cdot C^T \cdot R^{-1} \cdot C \cdot P$$

$$= F_0 \cdot P + P \cdot F_0^T + k \cdot F_1 \cdot P + k \cdot P \cdot F_1^T - P \cdot C^T \cdot R^{-1} \cdot C \cdot P$$

$$f(x') = \begin{pmatrix} (\omega_0 + k \cdot x_3)x_2 \\ -(\omega_0 + k \cdot x_3)x_1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = (1 \ 0 \ 0)$$

$$F = \frac{\partial f(x')}{\partial x'} \Big|_{\hat{x}} = \begin{pmatrix} 0 & \omega_0 + k \cdot \hat{x}_3 & k \cdot \hat{x}_2 \\ -\omega_0 - k \cdot \hat{x}_3 & 0 & -k \cdot \hat{x}_1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} 0 & \omega_0 & 0 \\ -\omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + k \begin{pmatrix} 0 & \hat{x}_3 & \hat{x}_2 \\ -\hat{x}_3 & 0 & -\hat{x}_1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = F_0 + k \cdot F_1$$

[0038]

- [0039] 여기서 $f()$ 는 상태벡터의 비선형모델 미분에 대한 비선형 상태공간 업데이트로서, 확장형 칼만필터에 대한 3-벡터모델에서의 $dx/dt=f(x)$ 이다. x_3 는 주파수로서 $\omega=x_3$ 이고 첨자는 조화발전기의 상태벡터, x_1 과 x_2 는 사인파 입력을 생성하는 순간 구적 파라미터이다. 주파수가 시간에 따라 변하지 않으면 $dx_3/dt=0$ 이다. $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3$ 은 상태 추정값, P 는 분산추정값들의 3×3 행렬, K 는 칼만필터 이득을 나타내는 3-벡터, C 는 출력 맵으로서 상태벡터에서 출력으로 바뀐 3 벡터이다. P 는 원소가 상태벡터 오차들의 분산 추정치인 3×3 행렬이다. R 은 입력을 변질시키는 스칼라 제로평균 백색잡음 분산(scalar zero mean white noise variance)으로 정의되었다. 끝으로, F 는 x 에 대한 f 의 편미분 3×3 행렬로서, F_0 와 F_1 을 정의하는 F_0 와 kF_1 의 합으로 분해된다.
- [0040] 후술하는 것처럼 양수성 원별로 한정된 오차분산 3×3 행렬 P 를 제외한 위의 방정식들은 아날로그 하드웨어에서 구현된다. P 에 제한을 둔 위의 방정식들에 대응하는 이런 하드웨어는 변조된 EKFFE를 FFE(fast frequency estimator)를 호출하는 것으로 만든다. 아래에서, 아핀변환이 없는 일반 EKFFE와 아핀변환을 갖고 양수 dnjsQNf 로 P 를 제한한 우리의 방식(FFE라 함)을 구분한다.
- [0041] 아래는 FFE 기법의 핵심 특징과 관련 장점들의 일부이다. FFE 알고리즘을 구하기 위한 일반 EKFFE 방정식들을 아래와 같이 바꾼다:
- [0042] 1. 이산이 아닌 연속적인 시간에서 설계와 구현. 이 방식을 통해 사인파를 추적할 때 반올림과 양자화 오차를 없앤다. 전에는 일부 연속 시간을 고려했다 해도, 일반 EKF에 대해 잡음이 없이 감쇠하는 것으로 제한했다.
- [0043] 2. 결과를 시뮬레이션하는데 SIMULINK가 아닌 SPICE 사용. 이 경우 ODE(ordinary differential equation) 해법으로 문제들을 추정한다. 연속 시간에서 EKFFE를 구현하는 회로도들 누구도 공개하지 않았다고 알고있다.
- [0044] 3. 균형화된 상태공간 표현 이용. 이 경우, 오차전파를 최소화한다. 이전 작업은 이산 시간에서만 균형화된 상태공간 표현을 고려한다.
- [0045] 4. 주파수 파라미터의 아핀변환. 이것은 핵심 요소이다. 추정된 파라미터의 아핀변환은 입력주파수 $\omega = \omega_0 + kx_3$ 의 최적 추정치에 대한 주파수 추정에 집중되고, 주파수 오차 추정값의 선택된 기울기 k 의 선택에 있어 디자인 융통성을 부여한다.
- [0046] 5. EKFFE의 오차분산 행렬 P 를 양수성 원별로 한정. 큰 잡음진폭은 혁신과정에 큰 편차를 일으키고, 이것은 양수성 원별로부터 확장형 상태오차분산 3×3 행렬 P 를 유도하며, 이것은 불안정을 일으킨다. 종래에는 일반적인 파라미터 추정에 있어 알려진 집합에 대한 파라미터들을 제한하는 방법인 "프로젝션"을 이용했다. 본 발명의 주파수 추정에서는, P 를 양수성 원별로 한정하는 방법이 매 경우마다 다르고, 이 방법은 아래를 포함한다:
- [0047] A. 전혀 제한이 없어, 가능한 많이 적용할 수 있고
- [0048] B. 분산행렬 P 의 대각선 원소들에 제한자를 이용해 양수로 한정하며,
- [0049] C. B 외에도, P 행렬의 주소행렬식(principal minors)이 양수만 가능하며, 이런 양수는 몇개의 추가 회로요소만으로도 쉽게 추가될 수 있다.
- [0050] 주파수 추정문제에 적용된 파라미터 추정을 위해, 예측오차범을 확장하는데 EKFFE를 이용할 수 있다. 지금까지 이론적으로 연구된 거의 모든 파라미터 추정 알고리즘들은 신호생성 시스템의 점근적 안정성을 가정한다. EKFFE에 대한 사인파 입력을 일으키는 조화발전기는 불안정($j-\omega$ 축에 대한 극)일 뿐이어서 조파 형태의 분석에는 부적합하다. 이런 불안정 조화발전기가 점근적으로 안정하다면, 증명된 성질은 아래와 같다:
- [0051] 1. 빠른 수렴. 망각지수가 없으면, 1의 확률로 주파수의 실제값으로 수렴한다. 망각지수가 작으면, 실제값에 작은 잡음오차를 더한 값으로 수렴이 되고, 이때 잡음오차의 진폭은 망각지수 크기만큼 증가한다. 일반적으로 1 사이클내에서 수렴이 되고, 망각지수가 있으면 더 빨라진다. 예컨대, 1 GHz의 주파수는 일반적으로 1 나노초 이내로 추정될 수 있다.
- [0052] 2. 망각지수 크기와 반송주파수를 변화시킬 조절 능력의 신속성 사이에 등가교환 관계가 있다. 망각지수가 없으면 주파수 변화가 감지될 수 없다. 대량의 데이터 범칙에 의해, 주파수는 하나의 실제 주파수 넘버로의 수렴을 추정한다. 반송주파수가 변하고 망각지수가 있으면, 일부 과거 데이터의 망각이 촉진된다. 이때 반송주파수 변화는 과거 데이터가 망각된 량에 따른 시간내에 쉽게 감지될 수 있지만, 망각 추정의 정확도는 해당 데이터 손실을 겪는다.
- [0053] 3. 주파수 추정값에 대한 모든 양수의 초기 추측값으로부터 망각지수 없이 확률 1(무한 인입영역)을 갖는 실제

값으로의 글로벌 변환.

- [0054] 4. 오차분산 방정식에 의사 프로세스 잡음항을 추가해 망각지수의 병합의 용이.
- [0055] 5. 가우스 백색잡음 측정방해(Gaussian white noise measurement disturbance)에 대한 최적의 점근적 잡음반응.
- [0056] 6. 독립적 분포인 데이터의 점근적 최소제곱보정에 상당하는 강건성.
- [0057] 7. 많이 알려진 칼만필터의 취급의 용이성. FFE는 유색 측정 잡음이나 논제로 프로세스 잡음과 같은 모든 칼만 필터 세팅에 병합될 수 있다.
- [0058] 8. 안정상태일 경우 위너필터(Wiener filter)와 같아, 상수 망각지수가 사용될 때 시불변 성분임.
- [0059] 이상의 성질들은 본 발명자들의 시뮬레이션에서 확인되었다.

[0060] 아날로그 회로에서 FFE 방정식들을 적용하려면, 방정식의 양변에 용량값에 해당하는 상수값 C를 곱한다. C의 용량에 의해, Cdv(t)/dt에 따라 전압 v(t)의 입력으로 전류 i(t)의 출력을 구한다. 이어서 용량값을 방정식에 적용해 방정식들 미분한다. 이런 방정식들을 구현하는 회로를 아날로그 곱셈기를 이용해 설계하며, 곱셈기들과 적분기들을 합치고 미분한다. 아날로그-디지털(A/D)과 디지털-아날로그(D/A) 장치들을 이용해 FFE를 디지털로 구현하는 대신, 전체 시스템을 아래와 같이 아날로그 형태로 구현하되, 고속 통신계산 시스템들에서 구현한다.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (\omega_0 + k\hat{x}_3)\hat{x}_2 \\ -(\omega_0 + k\hat{x}_3)\hat{x}_1 \\ 0 \end{pmatrix} + K(y - \hat{x}_1), \quad K = R^{-1} \cdot \begin{pmatrix} P_{11} \\ P_{12} \\ P_{13} \end{pmatrix}$$

$$\frac{dP_{11}}{dt} = 2 \cdot P_{12} \cdot (\omega_0 + k\hat{x}_3) + 2 \cdot k \cdot P_{13} \cdot \hat{x}_2 - R^{-1} \cdot P_{11}^2$$

$$\frac{dP_{12}}{dt} = (P_{22} - P_{11}) \cdot (\omega_0 + k\hat{x}_3) + k \cdot (P_{23} \cdot \hat{x}_2 - P_{13} \cdot \hat{x}_1) - R^{-1} \cdot P_{11} \cdot P_{12}$$

$$\frac{dP_{22}}{dt} = -2 \cdot P_{12} \cdot (\omega_0 + k\hat{x}_3) - 2 \cdot k \cdot P_{23} \cdot \hat{x}_1 - R^{-1} \cdot P_{12}^2$$

$$\frac{dP_{13}}{dt} = P_{23} \cdot (\omega_0 + k\hat{x}_3) + k \cdot P_{33} \cdot \hat{x}_2 - R^{-1} \cdot P_{11} \cdot P_{13}$$

$$\frac{dP_{23}}{dt} = -P_{13} \cdot (\omega_0 + k\hat{x}_3) - k \cdot P_{33} \cdot \hat{x}_1 - R^{-1} \cdot P_{12} \cdot P_{13}$$

$$\frac{dP_{33}}{dt} = -R^{-1} \cdot P_{13}^2$$

[0061] 위의 식에서, R이 반드시 측정잡음 분산일 필요는 없고, 전자장치들을 조절하기에 적절하게 선택된 상수이면 된다. 위의 식들은 잡음진폭에 무관하게 추가 체로평균 백색잡음내의 모든 사인파의 주파수, 위상 및 진폭을 감지하기에 적합하다. FFE의 동적특성에 미치는 R의 유일한 효과는 초기조건의 조절에 있다. P와 K 행렬블록들의 전압들을 적절히 조절하도록 R을 선택한다.

[0063] 고속에서의 FFE의 동작의 핵심은 범용 프로세서를 이용해서가 아닌 고속전용 회로에서의 구현성에 있다. 대부분의 관심영역들, 특히 통신시스템들은 100MHz 내지 10GHz의 주파수영역에 있고, 일부는 반송파 위상과 주파수 추적, 스프레드 스펙트럼 시스템에서의 칩 동기화와 신호동기화를 위해 사용된다. 이런 속도를 위해 아날로그 회로기술들이 이용된다. 아날로그 회로로 구현될 때, 디지털 구현에 영향을 주지 않는 비이상적 성질들이 많은데, 그중에서도 비이상적 장치, 시변장치 성질, 에너지손실, 복잡한 동적반응, 신호지연, 온도감도, 장치 매칭, 노화로 인한 성질변화, 추가 잡음원, 기판과 기생회로를 통한 회로 노드들 사이의 신호의 손실과 원치않는 결합들이 있다.

[0064] 도 1은 고속 아날로그 회로블록들을 이용하는 FFE의 일례로서, 메인 진동자 블록(100), P 행렬 계산을 위한 블록(102), K행렬 계산을 위한 블록(104) 및 시그마 계산 블록(106)을 포함한다. 이 회로는 입력신호(108)에 대해

주파수 추정치(110)를 출력하고, FFE 내부의 신호들을 표현하는 다양한 노드에 전압을 갖는 FFE용의 플세트 방정식들을 구현한다. 이 아날로그 회로의 트랜스컨덕턴스 증폭기(Gm)은 현대 CMOS 적분회로 프로세스로 실현되고 고속연산이 가능하다. 트랜스컨덕터의 사용으로 전류도메인내의 신호들을 편리하게 합칠 수 있고 축적된 전압들을 통해 신호추가에 비해 더 좋은 동적범위를 가질 수 있다. 트랜스컨덕터는 가산증폭기에 기초한 일반 연산보다 훨씬 더 빠르기도 하다. 핵심 블록인 진동자(100)는 일바턱으로 잡음을 거부하면서 유입 신호를 추적하도록 하는 신호를 받는다. CDR 적용을 위해 진동자의 출력(110)은 입력신호(108)의 복원된 클럭이다.

- [0065] 도 1는 도 1의 진동자 블록(100)의 회로도로서, 입출력 단자는 신호입력 y(200), P 행렬원소들 P11(202), P12(204), P13(206) 및 상태변수들 x1(208), x2(210), x3(212)이다. 이 회로는 모든 필요한 상태변수들에 접속하고 FFE 알고리즘의 구현에 필요한 신호들의 주입을 위한 포인트들을 지을 수 있다는 장점을 갖는다. 진동자 블록(100)은 (도면에 사다리꼴로 표시된) 트랜스컨덕턴스 증폭기와 곱셈기를 이용해 구현된다.
- [0066] 도 3은 도 1의 블록(102)인 P 행렬 계산을 위한 아날로그 회로도로서, 트랜스컨덕터, 커패시터 및 곱셈기들을 포함한다. 이 회로도도 진동자의 일례로 간주될 수 있다. 입출력으로 상태변수들 x1(300), x2(302), x3(304), P 행렬원소들 P13(306), P23(314), P11(308), P12(310), P22(312)가 있다.
- [0067] 도 4는 도 1의 블록(104)인 K 행렬의 아날로그 회로도로서, 트랜스컨덕터, 커패시터 및 곱셈기를 포함하고, 입출력 단자들은 상태변수 x2(400), P 행렬원소 P1(402), P12(404), P13(406), P33(408), P23(410)이다.
- [0068] 도 5는 도 1의 블록(106)인 시그마 적분기의 아날로그 회로도로서, 주파수 추정신호 x3의 P13(500) 에서 P33(502)를 생성한다.
- [0069] 이 방식의 성능은 MATLAB에서의 의사-연속시간 모델을 이용해 확인되었다. 또, SPICE의 거동레벨 회로모델을 이용한 시뮬레이션을 이용해 고속 아날로그 구현에서 생기는 다양한 실제 비이상 성질들에 대한 이 방식의 강건도를 조사했다. 이런 시뮬레이션들은 이 방식의 강건성을 입증하고 PLL에 비해 장점이 많고 성능이 우수함을 보여준다. 이런 시뮬레이션은 회로의 강건성과 안정성의 유지에 가장 중요한 구현문제들을 확인하는데에도 도움이 된다.
- [0070] 알고리즘의 효과와 증명을 MATLAB를 이용해 시험했는데, 진폭과 시간에서의 해상도는 의사-연속에 맞도록 충분히 작게 유지했다. 이 방법은 아날로그 회로에서의 구현에 의해 유도된 이상적인 공식으로부터의 분산과 알고리즘으로 인한 효과를 구분하는 신속정확한 방식이다.
- [0071] 알고리즘 수렴을 입증하고 이 수렴이 강건함을 보이는데 MATLAB 시뮬레이션을 이용했다. 특히, FFE는 아핀변환을 포함한 변화와 망각지수로 안정성을 가짐을 보였다. 망각지수 때문에, FFE는 조절가능한 시정수로 변환과형을 따를 수 있음을 보였다. 이때문에 아래 클럭신호들의 느린 변화들이 가능했으면서도 CDR 적용에 있어 고속 지터를 무시할 수 있다.
- [0072] 도 6A-F는 MATLAB 시뮬레이션에서 생긴 전압대 시간의 그래프들로서, 입력신호에 상당한 잡음이 있어도 아주 빠른 수렴을 보이는 FFE의 핵심 신호들의 일부를 보여준다.
- [0073] 도면들은 시간 도메인에서 시뮬레이션 된 추가 백색 가우스 잡음에도 불구하고 시간전압과 수렴의 일부를 부여준다. 도 6A는 잡음에 의해 변질된 입력신호를 보여준다. 도 6B는 추정 신호를 보여준다. 이 신호는 예컨대 CDR 블록내의 복원된 클럭을 구성한다. 도 6C는 추정된 주파수 신호로서, 아날로그 구현과 망각지수와 손실을 포함해 추정 신호의 실제 주파수의 진실한 반영으로서 정체성을 상실한다는 점에서 중요하다. 특히 이 전압은 다양한 값들과 오프셋들을 갖고, 추정 신호의 주파수가 변하지 않는다. 도 6D-F는 각각 P11, P12, P13을 위한 중재 신호이다. 도 6A-F는 천이획득에 관한 시간이 극히 짧음을 보여준다. 정상적인 PLL에서의 획득시간은 지터 감소를 위해 여러 사이클에 걸친 필터링이 필요할 경우 보통은 아주 좁은 루프 대역폭의 함수이다. 가장 많이 필터링된 신호로 이끄는 망각지수가 없는 FFE의 경우, 이 회로는 아주 신속하게 락(lock)을 획득한다. 이것이 FFE의 주요 특징으로서, 일부 신호변동은 추적하고 다른 신호변동은 거절하는 좁은 대역폭의 PLL처럼 행동함과 동시에 아주 빠른 신호획득을 할 수 있다. 망각지수를 하나 추가하면 시스템이 더 넓은 대역폭에 해당하는 입력신호변화에 더 빨리 적응한다. 이때문에 버스트 모드 클럭과 데이터복원에 특히 매력적인 회로를 만들 수 있다.
- [0074] 기존의 PLL에서는 인입영역이 루프 대역폭에도 관련된다. FFE에서는 이런 엄격한 관계가 깨진다. 이 시스템은 사용된 망각지수와 무관하게 넓은 범위의 입력주파수에 걸쳐 (PLL에서 관찰되는 인입현상과 전혀 비슷하지 않게) 입력신호에 아주 신속하게 락온한다. 실제, 주파수 제어전압의 범위는 락이 일어나는 주파수범위로 한정되고, 이것은 시스템이 입력신호의 고조파에 락온하지 않도록 하는데 유용하다.

- [0075] MATLAB에서의 시뮬레이션도 주기적정상성 랜덤 2진데이터 스트림을 기반으로 하는 클럭신호에만 응답하고 예컨대 필요한 신호를 추적하는 변조로 인한 급속변화를 거부해 전달매체나 시스템에서의 드리프트를 따라가도록 응답하는 망각지수와 그 응답범위를 제대로 선택해 FFE를 구성할 수 있음을 확인한다.
- [0076] 이상 설명한 거동 모델을 이 회로의 성능에 관한 실제 회로문제의 영향을 시뮬레이션하는데 사용했다. 아마도 회로의 고주파 성능이 어떤지 알아내는 것이 가장 중요했을 것이다. 이를 위해, 트랜스컨덕터 각각이 단극 롤오프를 갖도록 트랜스컨덕터들을 개조했다. 시뮬레이션에 의하면, 이 회로 기능은 대략 대역폭의 1/10까지 가능하다. 전이주파수가 100GHz 대역인 현대 CMOS 회로는 고속에 적절함을 보인다.
- [0077] 실제 회로가 수학적으로는 존재하지 않는 제한들을 일으킬 수 있다. 본 발명자들은 실제로 가능한 범위에 걸쳐 가능성을 확인했고 가능 중요할 수 있는 이런 잠재적 문제들을 조사했다.
- [0078] 이런 문제중 하나는 발전기에서 손실을 피할 수 없는 성능이다. 이 경우 대략 1/Q 사이클내에 상태를 망각하는 유한 Q를 갖는 진동자가 생산된다. 본 발명자들은 Q가 상당히 낮은 진동자에 대해서도 FFE가 기능을 유지함을 확인했다. 유한 Q의 효과는 시스템에 손실을 일으키는데 있다. 후술하는 A 행렬을 변화시켜 이것을 시스템 모델에 병합한다. 의도적으로 낮은 Q에 저항을 추가하거나 음저항을 추가해 유효 Q를 높여 진동자 각각의 Q를 조절할 수 있다.
- [0079] 인입 신호의 전이적 거동을 추적할 회로에 망각지수가 사용된다. 망각지수는 FFE의 Riccati 방정식에 의사프로세스 잡음분산 행렬을 추가한 것이다. 시뮬레이션에 의하면, 진동자 Q와 (도 5의) 주파수적분기의 망각지수를 조절해 회로의 일시적 동적특성들을 조절할 수 있다. 본 발명자들은 아래와 같이 주파수 추정신호에 망각지수를 추가하는데 사용할 수 있는 여러 예들을 발견했다. 그중 하나는 전류원을 이용해 적분기를 원하는 속도로 충전하는 것이다. 따라서, 회로의 동적특성들을 쉽게 바꿀 수 있고 동적으로 조절할 수도 있다. 다른 P 행렬원소들의 계산시 다른 망각지수들을 구현하는데 비슷한 소스들을 이용할 수 있다. 또다른 예는, 신호출력에서의 오프셋을 이용하는 것이다. 이것은 주파수 추정신호에 의도적인 오차를 일으키지만, 회로는 입력신호의 주파수를 고정하면서 이제 정적 위상오차를 갖는다. 회로내 다른 지점에서의 오프셋을 이용해 다른 회로상태의 망각지수를 구현할 수 있다.
- [0080] FFE 회로의 다른 특징은 진동자가 동작할 수 있는 범위의 제한이다. 추정 주파수값의 허용범위가 너무 넓으면, FFE가 필요한 클럭주파수 성분만을 집어내되 실제로는 변조성분을 따른다. 유효 동작범위는 x3 신호의 범위를 제한해 동적으로 조절할 수 있다. 이 경우 모든 원치않는 주파수성분들이 제거되고, 벽돌벽 반응을 하는 동적조율 가능한 필터를 효과적으로 구현할 수 있다.
- [0081] FFE의 아날로그 구현 결과 어쩔 수 없이 성분들의 미스매치와 전파 지연이 초래된다. 가장 엄격한 매칭조건은 이 시스템을 형성하는 3개의 발전기들 사이의 매칭이다. 적어도 하나는 유한 Q이고 100중의 Q에 대해 매칭이 1% 안에 있어야 함이 밝혀졌다. CMOS에서 이것이 이루어져야 하지만 아마도 크기와 파워에서 어느정도 추가비용이 있을 것이다. 한편, 이런 제한을 줄이거나 더 높은 Q의 이용을 위해, 교정이나 동적 매칭을 이용해 매칭조건을 충족할 수 있다. 다른 민감한 것은 지연인데; 회로는 대략 추정 신호의 주기보다 짧은 지연에 대해 안정상태를 유지한다고 밝혀졌다.
- [0082] 이상을 고려해, 기관회로 없이 설계된 회로를 칩 위에 제작할 수 있다. 이 회로는 허용한계내에서 이런 불가피한 변동에 내성이 있고, 어떤 경우에도, 특히 클럭과 데이터복원에 있어서 우수한 칩 성능이 예상된다.
- [0083] FFE 회로는 선형동작이 가능한 대부분의 모든 전자기술, 예컨대, NMOS, PMOS, CMOS, BJT 프로세스, BiCMOS, SOI(silicon on insulator) 프로세스, 헤테로정션 바이폴라 프로세스, SiGe, SiGe/BiCMOS, AlGaAs/GaAs, SiN, SiC, AlN, 박막트랜지스터, 또는 유기반도체 프로세스로 실현될 수 있다. 또, 원칙적으로 FFE는 이들 프로세스 중의 하나나 여러 조합을 이용한 서브블록들을 구현하는 이산이나 소형 집적회로들의 멀티칩 모듈이나 기관에 조립될 수 있다.
- [0084] 이 회로의 구현과정에서 여러 고려사항들이 제기된다.
- [0085] 가장 중요한 것은 회로 동적특성들을 제어하고 소자의 미스매치에 필요한 허용오차를 주기위해 망각지수를 조절하는 것이다. 이런 조절은 회로의 외부 입력에 의해 동적으로 제어되거나 제조할 때 교정할 때 이루어진다.
- [0086] 좀더 정밀한 단계로, SOC(system on a chip) 구현에 필요한 다른 회로와의 호환성이나 필요한 작동주파수에 맞는 전용 트랜지스터 기술을 선택한다.
- [0087] 필요한 곱셈기, 증폭기 및 OTA(operational transconductive amplifiers)를 구현하는 공지의 방법은 많다. 회

로영역, 파워, 잡음, 정확도, 이득, 선형성, 공급전압, 속도, 입출력 임피던스, 스윙전압과 같은 제한조건에 따라 특정 프로세스와 적용을 위한 서브블록을 최적화하는 조건에 맞는 선택을 한다. 이런 디자인 작업은 일반적으로 절충분석에 관련되고 바이어스 레벨과 소자 사이징까지 회로구조 선택범위 넘어로 확장된다.

- [0088] 전력공급 조절을 위한 어떤 보조회로에서도, ESD 저항, 기판 고립, 모니터링 및 셀프테스트를 추가로 하여 자세한 설계조건을 충족한다.
- [0089] 또, 표준이되 저속 연산증폭기를 이용해 FFE를 구현할 수도 있다. 이때 사용할 수 있는 회로기술로는 모노리딕 집적, 집적회로 집합을 한 회로기판에 조립, 이상 성분들을 한 회로기판에 조립, 또는 멀티칩 모듈 하이브리드 조립 등이 있지만, 이에 한정되지도 않는다.
- [0090] PLL은 전자분야에서 가장 널리 사용되는 회로 중의 하나이고, FFE는 많은 경우 이를 대체할 수 있다. 도 7은 FFE의 기본기능 블록도로서, 신호입력(702), 망각지수 제어단자(708) 및 2개의 출력을 갖는 FFE(700)의 블록도이고, 2개의 출력들은 메인 진동자(Est. out)(704)의 출력인 입력신호와 주파수 추정치(Freq. out)(706)에 비례하는 전압신호의 협대역 사인과 추정치이다.
- [0091] FFE의 다른 용도는 대역폭이 가변적인 협대역 사인과 추적 필터를 실현하는 방법이다. 이 예가 도 8에 도시되었다. 여기서, Freq. out 신호는 불필요하다. 따라서, 도 8은 신호입력(802), 대역폭 제어단(806), 및 여과신호(주파수 추정치) 출력(804)을 갖는 협대역 사인과추적 필터로 사용되는 FFE(800)를 보여준다.
- [0092] FFE를 협대역 RF 주파수나 기저대역에서 통신시스템에 사용할 수 있다. 이 회로는 송신기와 수신기 양쪽으로 이런 시스템에 사용되는 다양한 변조방식으로 사용될 수 있다. 기본적으로 이런 시스템의 PLL은 신호의 진폭, 주파수 및 위상을 결정하는 파라미터 추정기로 사용된다. FFE는 이렇게 널리 사용되는 기능을 제공하는 대안이면서, 일반적으로 상관복조기를 대체한다. 도 9는 입력신호의 정보(위상, 진폭, 주파수변조 추정치)를 제공하는데 사용되는 보조회로의 일례를 갖춘 FFE를 보여주는데, 구체적으로는 변조신호 입력(902)을 갖는 FFE(900)를 보여주는 기능적 블록도이다. 추정된 신호출력은 진폭신호(906)를 출력하는 ED(904; envelope detector)에 공급된다. FFE(900)의 주파수 출력(914)은 적분기(908)와 에버리저(912; averager)로 처리되어 위상출력(910)을 생성한다.
- [0093] 진폭 측정에 사용된 ED(904)는 주파수신호에서 위상을 생성하는데 사용되는 적분기(908)와 마찬가지로 아주 다양하게 구현되는 표준회로이다. 여기서는 이런 위상추정 방법을 위해 균형화된 심볼밀도를 가정하고, 에버리저(912)에 이어, 적분에 내재하는 추가 상수의 모호성을 제거한다. 한편, FFE에 내부전압이 있고 이로부터 순간 진폭과 위상을 유도할 수 있다. 진폭과 순간 위상은 각각 아래와 같다:

[0094]
$$\sqrt{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2} \quad \tan^{-1} \frac{\hat{x}_1}{\hat{x}_2}$$

- [0095] 이들 값은 일반 방법을 이용해 FFE 출력신호들로부터 생성된다.
- [0096] 이것이 사용되는 진폭, 위상 및 주파수의 변조 관련 변화들은 아래와 같다:
- [0097] - ASK(진폭편이방식; amplitude shift keying)
- [0098] - PSK(위상편이변조; phase shift keying)
- [0099] BPSK(binary phase shift keying)
- [0100] QPSK(quadrature phase shift keying)
- [0101] OQPSK(offset quadrature PSK)
- [0102] MPSK(m-ary PSK)
- [0103] DPSK(differential PSK)
- [0104] - FSK(주파수편이변조: Frequency shift keying)
- [0105] BFSK(binary FSK)
- [0106] MFSK(m-ary FSK)
- [0107] MSK(minimum shift keying)

- [0108] GMSK(Gaussian MSK)
- [0109] - QAM(quadrature amplitude modulation)
- [0110] 진폭추정 능력은 PLL이 처리하는 것이 아니고 이런 FFE 회로는 AM(진폭변조; amplitude modulated) 신호에 특히 유용하기도 하다.
- [0111] 모든 동기식 수신기에서, 잡음 입력신호의 추정치로부터 반송파를 추정해야 한다. 일반적으로 획득문제를 보이는 극협대역 PLL이 필요하다. FFE는 빠른 획득과 정확한 추정을 할 수 있다. FFE를 협대역 추적필터로 사용하는 경우가 그렇다.
- [0112] 이상 열거한 포벳용으로 변조된 신호들을 생성하는데 FFE를 사용할 수도 있다. 예컨대, 입력 기준 사인파로 라틴 FFE 내부적으로 주파수 추정 전압의 의도적인 변조를 하면 메인 진동자의 출력을 주파수변조할 수 있다. 짧은 시간동안 FFE의 주파수변조를 하면 진동자로부터 위상변조된 출력이 된다. 다른 내부 노드에서의 전압과 전류의 변조를 이용해 진동자의 파형 변동에 의해 보정되는 혁신들에 의도적으로 오차를 유도하여, 다른 수단으로 하여금 진동자의 위상과 진폭과 주파수를 변화시킬 수 있다.
- [0113] 이런 회로와 비선형 재생기를 결합하여 억제된 반송파 변조방식에 적용해 클럭복원을 구현하고 적절한 결정회로에 적용해 데이터를 복원할 수 있다.
- [0114] 도 10은 클럭주파수에서 강한 주파수성분을 갖지 않는 변조를 이용해 입력신호(1002)로부터 클럭신호(1006)의 복원을 위한 FFE(1000)의 용도를 보여주는 블록도이다. 이 경우, 표준 클럭재생기(1004)를 이용해 기본 클럭주파수로 주파수성분을 갖는 신호를 생성한다.
- [0115] FFE의 다른 용도는 AC 모터의 속도제어이다. 이때는 감지된 주파수의 추정에 FFE를 이용해, 주파수 센서에서 잡음을 신속히 제거한다. 표준 AC 모터의 제어반응을 개선할 수 있다. 비표준 제어과정도 이용할 수 있는데, 이것은 기존의 주파수에 기초해 컨트롤러를 설계하고 상태공간에서 별도의 최적 제어원리를 이용하기 위한 것이다. 다음 공지의 주파수 대신 추정된 주파수를 설계에 사용한다. 상태공간 방식의 모든 장점들은 모터 성능을 개선하는데 사용할 수 있다.
- [0116] FFE의 빠른 반응은 제어루프의 일부로서 능동 진동억제에 도움을 주어, 진동에 영향을 주는 모든 장치에 이용할 수 있다.
- [0117] 데이터에서 클럭을 복원하는데 FFE를 잘 사용할 수 있다. FFE는 현재 부상하는 수동 광학망에서와 같은 버스트 모드 적용이나 디지털 RF 무선송신에 특히 적합한 다른 방식에 비해 획득시간이 훨씬 더 빠르다. 장거리 광섬유망에 필요한 높은 Q는 아날로그 성분들의 매칭시 고려된다. 시뮬레이션에 의하면, 이런 회로는 지연과 미스매치에 강건하다. 이런 FFE의 다른 매력적인 특징은 빠르게 구성할 수 있는 동적특성들에 있고, 잡음에에서의 평가에 대해 최적인 기초 알고리즘을 기반으로 한다는 사실에 있다. FFE는 다양한 사용에 적합하고, PLL의 출력이 위상디텍터에 대한 입력들 중의 하나인 경우 이 회로는 직접적이고 우수한 대체를 할 수 있다. 이때문에 FFE는 PLL을 사용하는 많은 실시예들에 적합하다.
- [0118] 도 12는 고속주파수 추정을 위해 아날로그 하드웨어 회로에 의한 FFE 방법의 순서도이다. 1200 단계에서 아날로그 하드웨어 회로가 주파수와 진폭과 위상을 모르는 입력신호들을 받는다. 1202 단계에서 이 회로는 아편변환에 의해 모델 진동자의 발생주파수 ω 를 아편변환 $\omega = \omega_0 + kx_3$ 에 의한 x_3 에 연계하는 확장형 칼만필터를 연속 시간으로 구현하여 모델 진동자의 상태변수 x_1, x_2, x_3 의 추정치들을 입력신호로부터 생성하는데, 여기서 k 는 주파수오차 추정치의 기울기이고, ω_0 는 최적 추정 입력신호 주파수이다. 1204 단계에서는 이 회로가 모델 진동자 신호의 사인파 추정치를 출력한다.
- [0119] FFE의 변형이나 확장도 가능하여, 입력신호 변화를 따라갈 수 있는 이득항과 안정성을 보장하는데 도움을 주는 손실항들을 제공하는 기초 알고리즘을 변조하여 동적 조건들을 충족하는 설계를 할 수 있다. 먼저 이득항에 이어 ε 항을 추가하여 안정성을 보장하는 망각지수 행렬의 일반적인 변조에 대해 설명한다. 모델 주파수 값이 변할 경우, 데이터 창을 추가하여 오랜 과거 데이터를 지운다. 이런 과정은 송수신과 스펙트럼 분석을 위한 신호 처리에서 표준적인 과정이다. 지수창이나 사각 이동창을 포함한 많은 방식이 가능하다. 지수창을 이용할 경우, 의사 프로세스 잡음분산인 확장형 칼만필터 Riccati 방정식에 망각지수 행렬을 추가하는 것이 좋다. 이런 추가항들은 망각지수에 대해 전술한 많은 방식들에 의해 회로내에서 구현된다. 망각지수 Λ 는 아래와 같이 상수일 필요는 없지만 모든 변수들에서 비선형이거나 시간 의존적이다. 이런 추가를 전술한 망각지수의 일반화라 한다.

이런 추가로 Riccati 방정식은 아래와 같이 된다:

[0120]

$$dP/dt = AP + PA^T - PC^T R^{-1} CP + \Lambda$$

[0121]

여기서,

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{12} & P_{22} & P_{23} \\ P_{13} & P_{23} & P_{33} \end{bmatrix} \text{ and } \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} \\ \lambda_{12} & \lambda_{22} & \lambda_{23} \\ \lambda_{13} & \lambda_{23} & \lambda_{33} \end{bmatrix}$$

[0122]

는 대칭행렬이고, P는 양의 정부호 행렬(positive definite matrix)이며, Λ 는 비음의 정부호(negative definite) 망각지수 행렬로서 모델 주파수내 분산에 맞는 설계변수로 선택된다. 위에서, 후술하는 안정화 항을 포함하는 것 외에는 전술한 FFE 방정식과 마찬가지로 Λ 는 $F=dx/dt$ 이다.

[0123]

Λ 의 모든 양의 정부호 부행렬에 대해, 안정성을 위해 Riccati 방정식의 A 행렬에 해당 양의 정부호 부행렬의 음수를 더한다. Λ 행렬과 A 행렬에 대한 이런 덧셈은 시변적이거나 비선형이어서 장의 형상에 영향을 준다. 예컨대, 통신 신호의 가장 간단한 복조에 있어서,

[0124]

$$\Lambda = \lambda^2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{ 이면}$$

[0125]

시그마 적분기는 $dP_{33}/dt = \lambda^2 - R^{-1} P_{13}^2 - 2\epsilon P_{33}$ 이며, $-\epsilon$ 를 Riccati 방정식의 A 행렬의 아래 우측 모서리에 더한다. 반송주파수의 1/10보다 훨씬 작게 ϵ 를 선택해, 추정되는 반송주파수는 ϵ 를 더해도 많은 영향을 받지 않으며 FFE도 안정적이다. FFE에서, A 행렬에 이런 덧셈을 한 회로는 실제 회로요소들에 존재하는 정상적인 에너지손실 메커니즘에 대한 손실요소들을 포함시켜 실현될 수 있다. 사용된 실제 값들은 다른 적용례들의 성능 사양에 의해 결정된다.

[0126]

한편, 진동자 블록이 아래와 같은 주파수 업데이트 방정식의 댐핑팩터 ρ 로 구현될 수도 있다:

[0127]

$$d\hat{x}_3 / dt = -\rho \hat{x}_3 + P_{13}(y - \hat{x}_1)$$

[0128]

다수의 FFE 회로들을 직렬이나 병렬이나 직병렬로 결합하여 좀더 복잡한 성능을 갖는 더 큰 회로를 만들 수도 있다.

[0129]

또, FFE 신호모델을 간단하게 확장하여, 입력신호에 존재하는 다중 주파수들을 동시에 추정할 수도 있다. 특히 하나의 좀더 복잡한 FFE로 n 개 주파수 집합인 $\{\omega_i \mid i = 1, 2, \dots, n\}$ 의 추정을 할 수도 있다. 2-벡터 $\{x_i \mid i = 1, 2, \dots, n\}$, 2x2 행렬 $\{A_i \mid i = 1, 2, \dots, n\}$, 및 n -벡터 ω 를 아래와 같이 정의한다:

[0130]

$$x_i = \begin{pmatrix} x_{i1} \\ x_{i2} \end{pmatrix} \text{ and } \frac{dx_i}{dt} = \omega_i \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} x_i = A_i x_i \text{ and } \omega = \begin{pmatrix} \omega_1 \\ \vdots \\ \omega_n \end{pmatrix}$$

[0131]

이때 신호모델은 아래와 같다:

[0132]

$$d \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \omega \end{pmatrix} / dt = \begin{bmatrix} A_1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_n & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \omega \end{pmatrix} \text{ and } y = (1010\dots\dots 1000\dots 0) \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \omega \end{pmatrix} + v$$

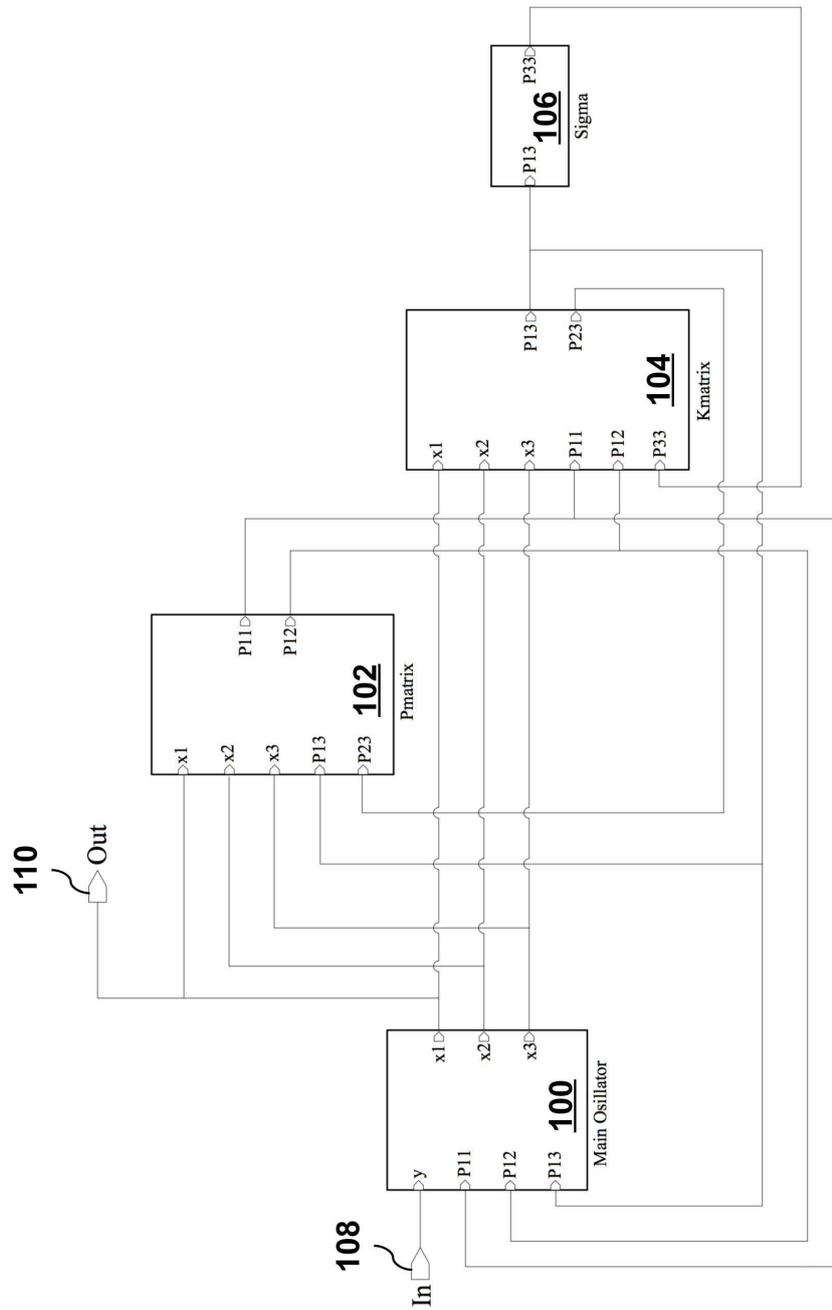
[0133]

단일 주파수 FFE와 비슷한 회로를 이용해 설계할 수 있는 복잡한 FFE를 구하는데 위의 신호모델을 이용할 수 있다. 사인파를 포함한 다중 입력신호 $y_j(t)$ 가 있으면, 신호모델에 병합하고 쉽게 벡터로 표시할 수 있어, FFE를 일반화하는 벡터블록 입력을 제공한다. 위 모델은 다중 주파수를 추정하는 일반 케이스이다. 그러나, 특수한 경

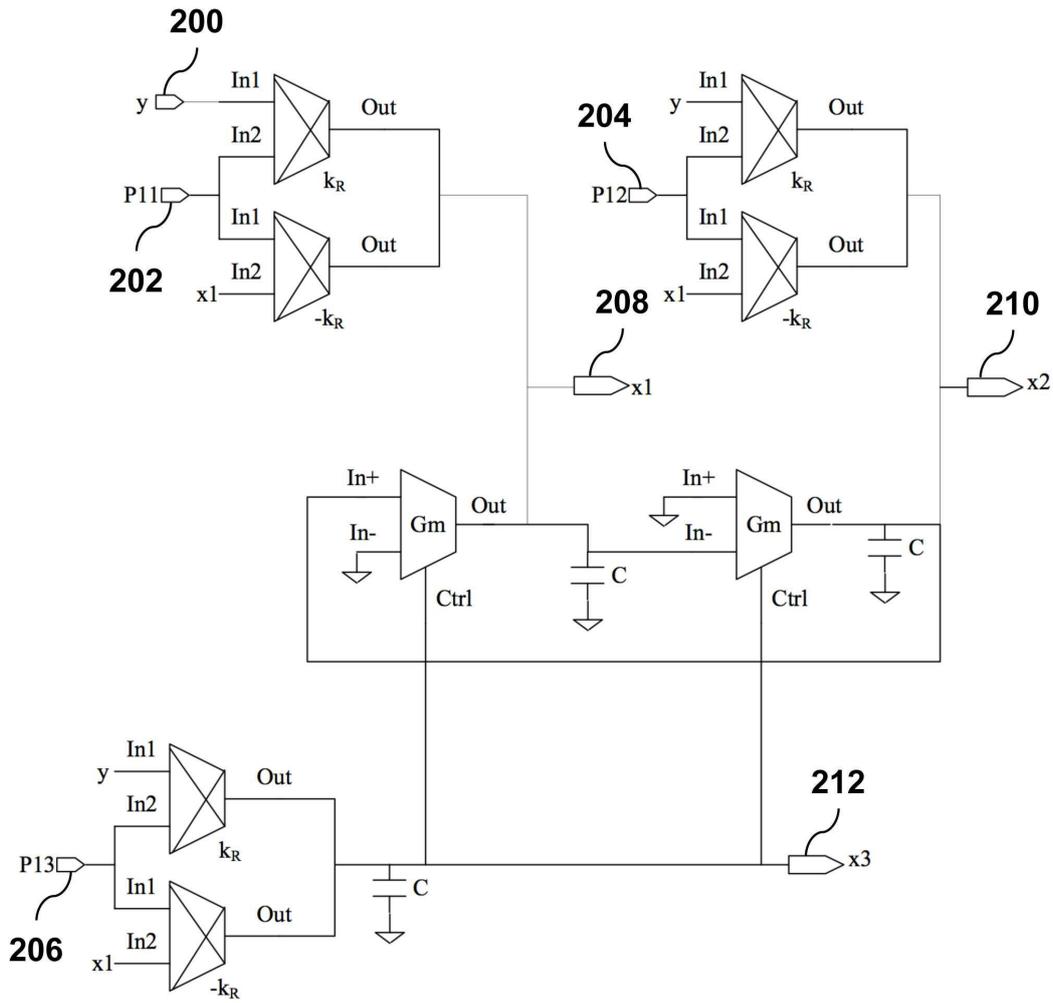
우 위의 복잡한 FFE를 단순화할 수 있는데, 이제 이에 대해 설명한다.

- [0134] 주파수들이 잘 분리된 경우, 고속주파수 추정기는 각각의 주파수 대역이 한정된 각각의 주파수 ω_i 를 추정할 수 있다. 이것은 회로내에서 쉽게 이루어진다. 이어서 점근적으로 위 모델을 다중 고속주파수 추정기들의 직렬연결로 분리한다. 예컨대, 추정될 2개의 넓게 분리된 주파수들을 갖는 입력신호 $y_j(t)$ 를 고려한다. 직렬연결내의 첫 번째 FFE는 반송파를 추정하여 추정된 사인파를 $\hat{x}_1(t)$ 로 제시한다. 이어서, 두번째 FFE는 $y_2(t) = y(t) - \hat{x}_1(t)$ 를 갖는다. EK라서, 두번째 FFE는 반송파의 신호를 추정하고, 이 신호는 억제된 반송파 변조체계에 대응한다. 이것을 소위 수퍼-두퍼 헤토로다인이라 할 수 있다. 스펙트럼 분석이나 가능한 위상어레이 레이더나 전자전이나 전자대항을 위해, n개의 FFE를 이용해 많은 주파수들을 추정할 수 있다.
- [0135] SSC(spread spectrum clocking)에 적용하기 위해, EMI(electromagnetic interference)를 줄이도록 클럭주파수를 변조하기도 한다. 이런 시나리오에서는 저대역 CDR은 사용할 수 없지만, 망각지수를 갖는 FFE를 사용해 SSC에서의 클럭과 필터 지터를 추적할 수 있다.
- [0136] 위의 오리지널 FFE에서는, 진동자를 위한 특정 상태변수 집합을 가정해 기초 FFE 방정식을 제시했고 이 시스템을 위한 회로를 제안했다. 본 발명의 원리는 제시된 실시예에 한정되지 않는다. 특히 이 시스템을 다른 상태변수를 선택해 구현할 수도 있다. 예컨대, 좀더 일반적인 주파수와 진폭제어 입력들을 갖는 진동자를 사용할 수도 있다. 그러나, 이 진동자는 상태변수변환을 선형적으로 하지 않는다.
- [0137] 한편, 도 11과 같이, FFE(1100)의 주파수대역을 믹서들(1106,1108)의 조합으로 확장할 수도 있다. 도면에서 $V_{in}(1102)$ 는 입력신호, $V_f(1104)$ 는 기준 클럭, $V_{out}(1110)$ 는 최종 출력신호이다. 첫번째 단일 사이드밴드 맥서(SSB1)(1106)는 입력신호(1102)를 주파수 하향변환하는데 이용된다. SSB2는 상향변환으로 원 주파수를 복원하는데 사용된다.
- [0138] 그 외에도 FFE에서 진동자들을 이용할 수 있는 다른 예도 많다. 트랜스컨덕터에 능동 인덕터를 이용하면 모든 진동자들의 상태변수들을 전압으로 이용할 수 있어 편리하다. 한편, L-C 진동자를 도 13과 같이 구현할 수도 있다. 여기서는 인덕터(1300)에 흐르는 전류와 가변 커패시터(1302)에 걸린 전압의 크기로 상태변수들을 표시한다. 진동자는 종속 소스들(1304,1306)에 의해 구동되는데, 이런 소스는 여러 방법으로 구현될 수 있다. 이 진동자는 입력전압 V_1 , V_v 로 제어되는 것으로 도시되었지만, 전류로 구동할 수도 있다. 이 진동자를 이용한 구동 신호들은 적절한 이득 시간을 가질 수 있다. 이런 진동자는 FFE의 다른 2개 진동자로도 사용될 수 있다. 가변 용량을 통해 주파수를 제어하는데 x3에 대응하는 신호를 사용한다. 고주파나 부동성 소스가 필요할 경우, 적당한 전류나 전압 소스로 구동되는 변압기들을 사용할 수 있다. 도 13에서 V_1 는 종속 전류원(1304)을 제어하는 입력전압이다. 종속 전압원(1306)은 V_v 로 제어된다. 가변 커패시터(1302)와 함께 이들 입력들이 진동자의 진폭과 위상과 주파수를 제어한다.
- [0139] 다른 기초상태 집합을 이용해 표현했을 때 EKFFE 수학모델로부터 전류회로가 구동된다면 여기상태가 다른 진동자들도 사용할 수 있다.

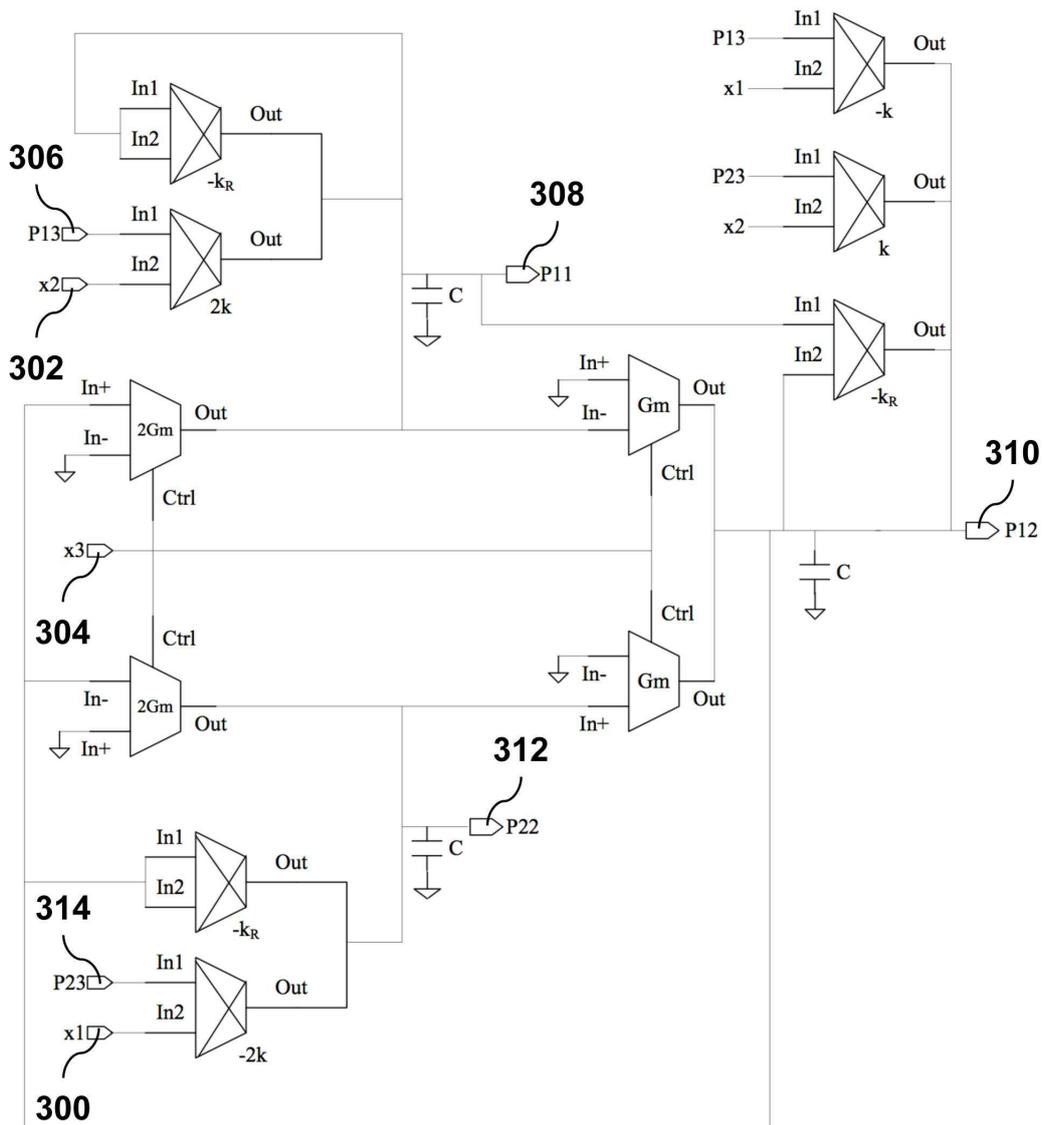
도면
도면1



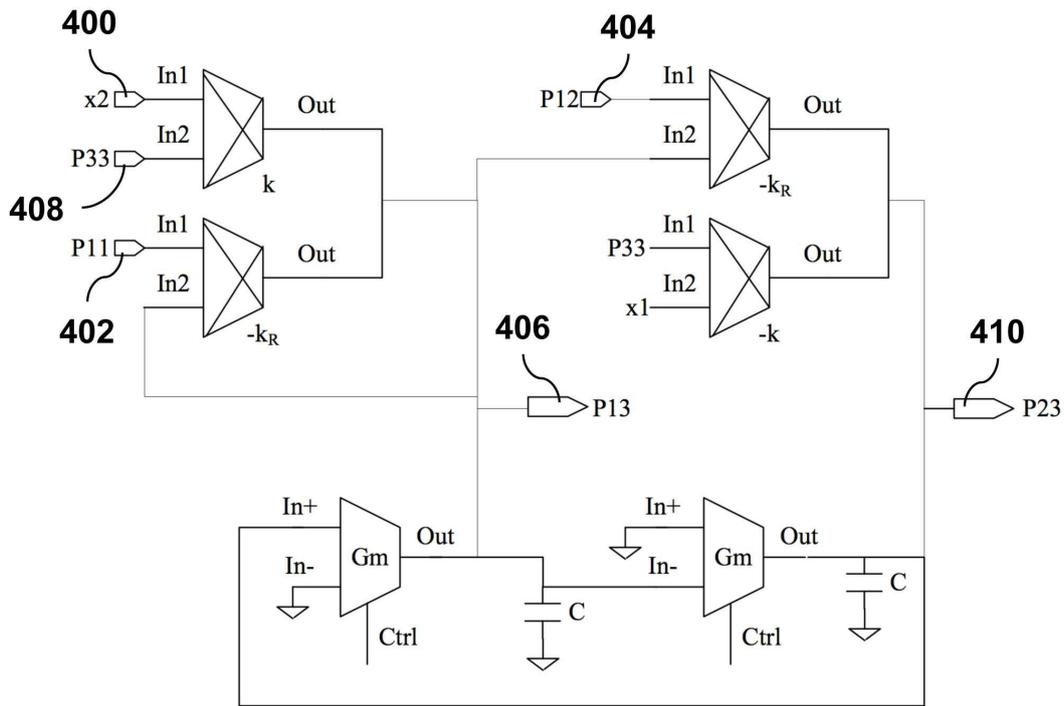
도면2



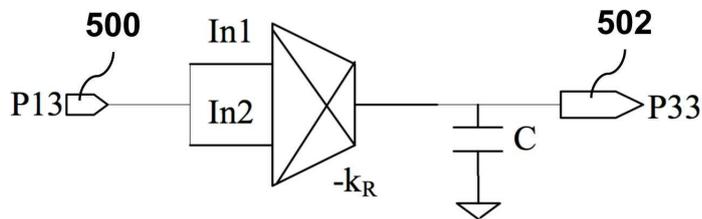
도면3



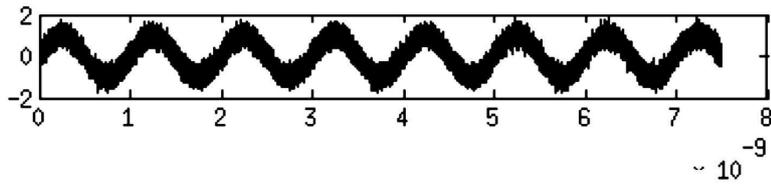
도면4



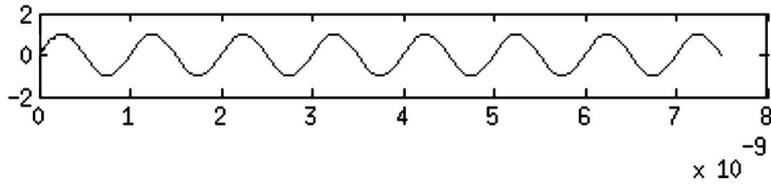
도면5



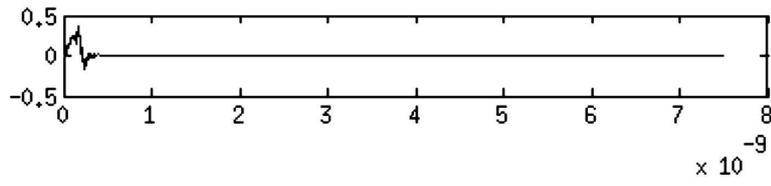
도면6



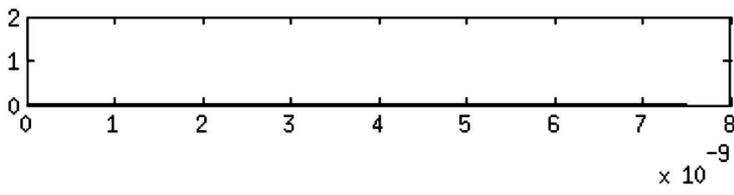
6A



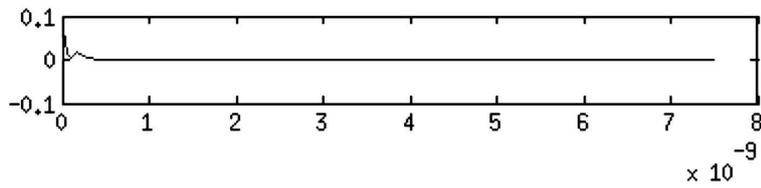
6B



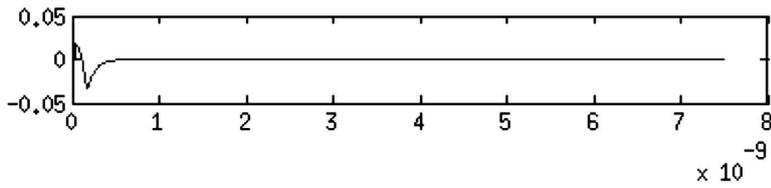
6C



6D

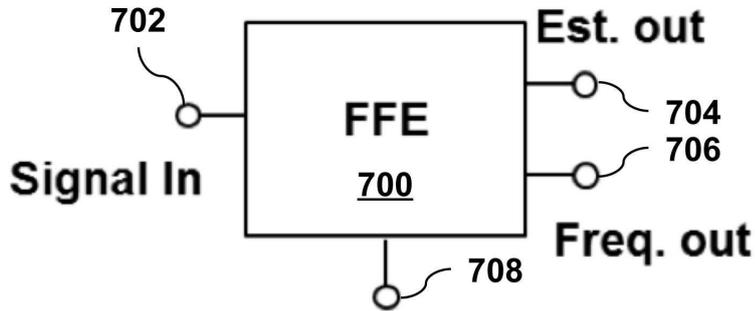


6E



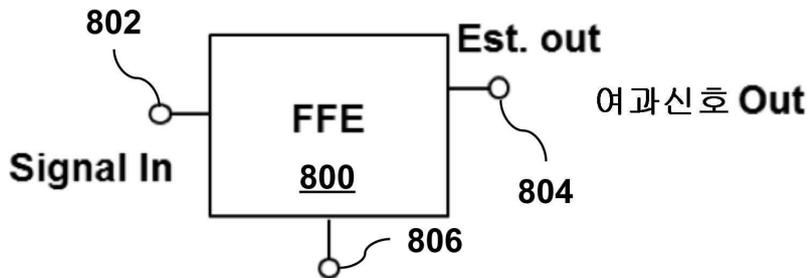
6F

도면7



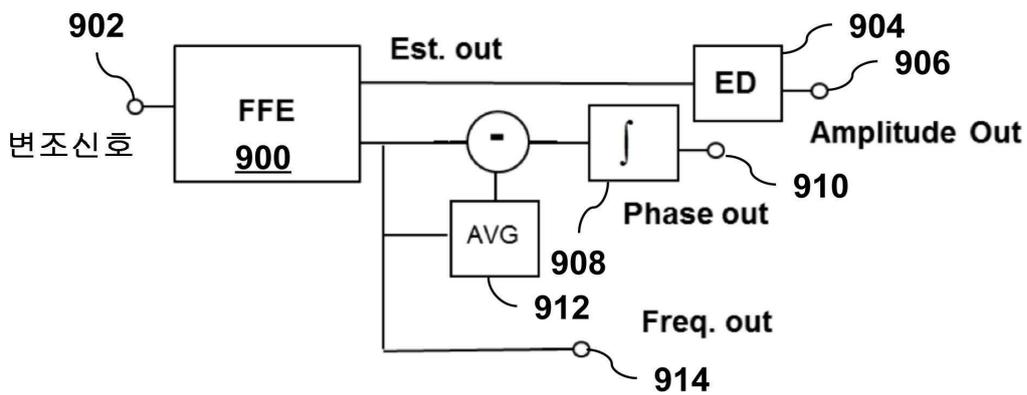
망각지수 (대역폭) 제어

도면8

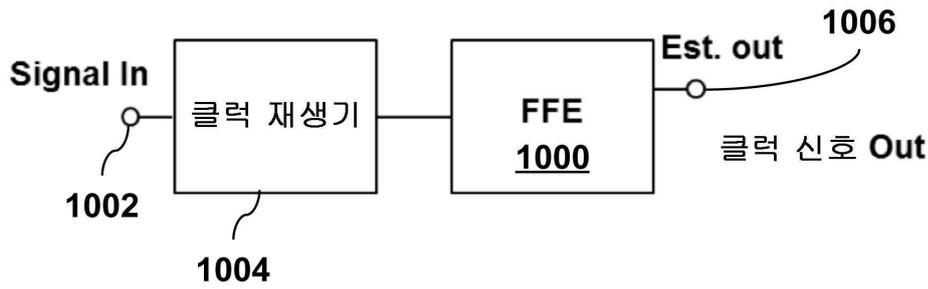


대역폭 제어

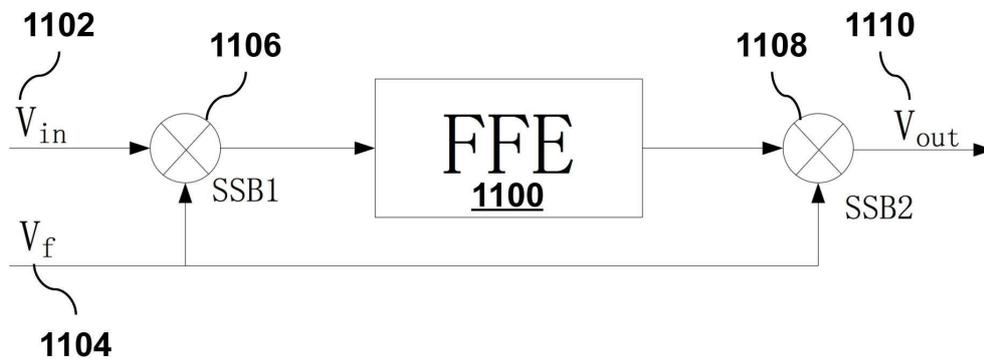
도면9



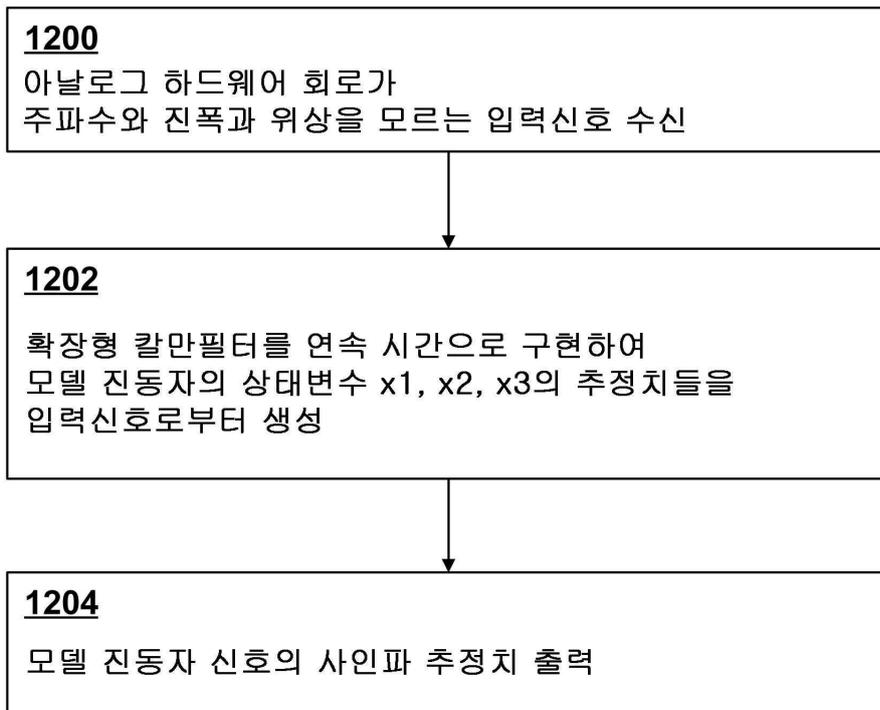
도면10



도면11



도면12



도면13

