(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.
H04B 1/40 (2006.01)

(45) 공고일자 2006년12월08일
(11) 등록번호 10-0654856
(24) 등록일자 2006년11월30일

(21) 출원번호 10-1999-0062410
(22) 출원일자 1999년12월27일
심사청구일자 2004년01월09일

(65) 공개번호 10-2001-0064260
(43) 공개일자 2001년07월09일

(73) 특허권자 한국전자통신연구원
대전 유성구 가정동 161번지

(72) 발명자 이우용
대전광역시유성구가정동236-1

황영우
서울특별시종로구창신2동615-82

강충구
서울특별시종로구창신3동쌍용아파트204동1305호

오행석
대전광역시서구월평동누리아파트102-1504

진병문
대전광역시서구둔산동목련아파트304-606

(74) 대리인 전영일

(56) 선행기술조사문헌
JP10145161 A
JP10290179 A
KR1019970013806 A
KR1019990007496 A
KR1020010016864 A
* 심사관에 의하여 인용된 문헌

심사관 : 임대식

전체 청구항 수 : 총 5 항

(54) 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡기

(57) 요약

본 발명은 차세대 이동 통신 시스템에서 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기를 제공하는데 그 목적이 있다.

본 발명에 따르면, 데이터 소스가 병렬 데이터로 변환된 후 각 채널에 할당된 코드로 멀티 코드 확산되고 전송시 심볼간 간섭을 줄이기 위하여 펄스로 변환된 신호를 입력받아, 이 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수 입력 신호를 진폭 및 위상으로 구분하는 직각 좌표-극좌표 변환부; 진폭 추정 다항식 계수를 입력받아, 상기 직각 좌표-극좌표 변환부의 출력 신호의 진폭을 전치 왜곡시키는 진폭 전치 왜곡부; 위상 추정 다항식의 계수를 입력받아, 상기 진폭 전치 왜곡부의 출력 신호의 위상을 전치 왜곡시키는 위상 전치 왜곡부; 및 상기 진폭 전치 왜곡부의 출력 신호 및 상기 위상 전치 왜곡부의 출력 신호를 입력받아, 진폭 및 위상으로 이루어진 복소수 신호를 실수부 및 허수부로 구분하는 극좌표-직각 좌표 변환부; 를 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기가 제공된다.

대표도

도 3

특허청구의 범위

청구항 1.

비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기에 있어서,

데이터 소스가 병렬 데이터로 변환된 후 각 채널에 할당된 코드로 멀티 코드 확산되고 전송시 심볼간 간섭을 줄이기 위하여 펄스로 변환된 복소수 신호를 입력받아, 상기 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수 입력 신호를 진폭 및 위상으로 구분하는 직각 좌표-극좌표 변환(Rectangular-to-polar Coordinator Conversion)부;

진폭 추정 다항식 계수를 입력받아, 상기 직각 좌표-극좌표 변환부의 출력 신호의 진폭을 전치 왜곡시키는 진폭 전치 왜곡(Amplitude Predistoter)부;

위상 추정 다항식의 계수를 입력받아, 상기 진폭 전치 왜곡부의 출력 신호의 위상을 전치 왜곡시키는 위상 전치 왜곡(Phase Predistorter)부; 및

상기 진폭 전치 왜곡부의 출력 신호 및 상기 위상 전치 왜곡부의 출력 신호를 입력받아, 진폭 및 위상으로 이루어진 복소수 신호를 실수부 및 허수부로 구분하는 극좌표-직각 좌표 변환(Polar-to-rectangular Coordinator Conversion)부;

를 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

고전력 증폭기로부터 피드백된 신호와 상기 극좌표-직각 좌표 변환부의 출력 신호의 동기를 맞추기 위하여 신호를 지연시키는 지연부(Delay Unit); 및

상기 지연부의 출력 신호 및 상기 고전력 증폭기의 출력 신호를 비교하여 상기 진폭 추정 다항식 계수 및 상기 위상 추적 다항식 계수를 적응 알고리즘을 이용하여 반복적으로 계산하는 추정부(Estimator);

를 더 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기.

청구항 3.

비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기에 있어서,

입력되는 신호인 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수를 진폭 및 위상으로 구분하는 직각 좌표-극좌표 변환부;

상기 직각 좌표-극좌표 변환부에서 계산한 진폭을 전치 왜곡시키는 다항식 계수 및 하기 진폭 추정 다항식 계수 갱신부의 결과값을 이용하여 ρ_y의 추정치를 생성하는 진폭 추정부;

상기 진폭 추정부에서 추정된 n차 진폭 추정 다항식의 계수(α_i)들을 적응적으로 갱신하는 진폭 추정 다항식 계수 갱신부;

상기 직각 좌표 극좌표 변환부에서의 결과값 중의 하나인 ρ_z 및 상기 진폭 추정부의 결과값을 이용하여 이득값을 계산함으로써, 상기 진폭 추정 다항식 계수 갱신부에서의 적응적 갱신 알고리즘을 제공하는 제 1 적응 알고리즘부;

상기 직각 좌표-극좌표 변환부에서 계산한 위상을 전치 왜곡시키는 다항식 계수 및 하기 위상 추정 다항식 계수 갱신부의 결과값을 이용하여 Θ_y의 추정치를 생성하는 위상 추정부;

상기 위상 추정부에서 추정된 n차 진폭 추정 다항식의 계수(β_i)들을 적응적으로 갱신하는 위상 추정 다항식 계수 갱신부; 및

상기 직각 좌표 극좌표 변환부에서의 결과값 중의 하나인 ρ_y 및 상기 위상 추정부의 결과값을 이용하여 이득값을 계산함으로써, 상기 위상 추정 다항식 계수 갱신부에서의 적응적 갱신 알고리즘을 제공하는 제 2 적응 알고리즘부;

를 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기.

여기에서, ρ_x는 전치 왜곡기의 입력 진폭(크기)이고, ρ_y는 전치 왜곡기의 출력 진폭이며, ρ_z는 고전력 증폭기의 출력 진폭이고, Θ_x는 전치 왜곡기의 입력 위상차이며, Θ_y는 전치 왜곡기의 출력 위상차이고, Θ_z는 고전력 증폭기의 출력 위상차이다.

청구항 4.

제 3 항에 있어서,

상기 입력되는 신호인 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수 신호를 오실레이터를 이용하여 전송 주파수 신호로 변환시키는 쿼드러쳐 변조부; 및

상기 쿼드러쳐 변조부의 결과값을 입력받아 전력 증폭시키는 고전력 증폭기;

를 더 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기.

청구항 5.

제 4 항에 있어서,

RF 단의 신호를 복조하여 상기 직각 좌표-극좌표 변화부로 입력하는 쿼드러쳐 복조부;

를 더 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 전치 왜곡기에 관한 것이며, 특히, 차세대 이동 통신 시스템에서 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기에 관한 것이다.

차세대 무선 통신 시스템에서는 멀티미디어 서비스가 가능하기 때문에 기지국과 단말기간에 전송되는 트래픽 양이 많아진다. 이는 한정된 배터리 전력을 빨리 소모시켜 단말기의 사용 시간을 단축시키게 된다. 따라서 단말기의 전력 대부분을 소비하는 전력 증폭기를 효율이 높은 고전력 증폭기로 사용하면 단말기의 사용 시간을 연장시킬 수 있다는 장점이 있으나, 고전력 증폭기는 출력 신호를 비선형적으로 증폭시키고, 또한, 그 응답 특성이 시변적이므로 그동안 사용이 제한되어왔다.

특히, 멀티 코드 CDMA(Code Division Multiple Access)를 기반으로 하는 차세대 이동통신 단말기의 경우 첨두-대-평균 전력비가 크기 때문에 증폭기의 비선형으로 인한 성능 열화가 크다. 따라서, 전치 왜곡 방법을 도입하여 고전력 증폭기의 비선형 왜곡을 선형화시키면, 성능 열화없이 단말기의 전력 소비 효율을 증가시켜 사용 시간을 늘일 수 있다.

고전력 증폭기의 사용시 출력 신호는 진폭(AM/AM)과 위상(AM/PM)에 왜곡이 발생하게 되며, 이러한 신호의 왜곡을 보상하는 방법으로 전치 왜곡 방식이 있다.

전치 왜곡 방식은 출력 신호의 선형 응답 특성을 얻기 위하여 증폭기의 입력신호를 미리 왜곡시키는 방법으로 이를 통하여 출력 신호의 선형화를 얻을 수 있다. 그러나, 고전력 증폭기는 사용 시간, 온도 및 신호의 작동 영역 등에 의하여 응답 특성이 변하므로 이의 특성을 추정하여 보상해 주는 적응 전치 왜곡 방식이 필요하다.

기존의 적응 전치 왜곡기는 메모리를 이용한 룩업 테이블 방법, 다항식을 이용한 복소 증폭 방법 및 필터의 계수를 추정하고 모든 가능한 신호를 발생시켜 그에 대한 전치 왜곡값을 메모리에 저장하는 방법이 있다.

메모리를 이용한 룩업 테이블 방법은 메모리 사이즈가 클수록 전치 왜곡기의 정확성이 증가하나, 갱신 속도가 느려지는 문제점이 있으며, 또한, 계수들이 독립적으로 갱신되기 때문에 메모리에 저장된 값들이 비연속적인 값들을 갖게 되어 출력 신호에는 배경 잡음과 같은 현상이 나타난다.

복소 증폭을 이용한 방법은 입력되는 복소 신호의 실수부와 허수부에 독립적인 증폭률을 곱하여 신호를 전치 왜곡시키는 방법이다. 실수부와 허수부에 곱해지는 증폭율은 입력 신호의 진폭에 관한 다항식으로 표현되며, 고전력 증폭기의 출력값과 전치 왜곡기의 입력값을 비교하여 다항식의 계수들을 갱신시켜 나간다. 그러나, 이러한 전치 왜곡 방식은 증폭기의 진폭과 위상에 관한 왜곡 특성을 실수부와 허수부에 관한 다항식으로 근사화함으로써, 왜곡을 정확히 보상하지 못하는 문제점이 있다.

필터의 계수를 추정하는 방법은 전력 증폭기의 왜곡 특성을 다항식의 형태로 추정하고, 이 다항식을 근거로 전력 증폭기의 역응답 특성을 다시 추정한다. 이렇게 추정된 전력 증폭기의 역응답 특성 다항식을 이용하여 모든 발생 가능한 신호에 대하여 전치 왜곡된 신호를 계산하고 이를 메모리에 저장한 후, 전치 왜곡기로 입력되는 신호에 대하여 그에 해당하는 메모리의 전치 왜곡값을 출력하는 방법이다. 이 방법은 전력 증폭기의 역응답 특성을 추정하기 위하여 전력 증폭기의 응답 특성을 추정하므로, 두번의 추정과정이 필요하며, 따라서, 계산량이 증가하고, 갱신 속도가 떨어지며, 메모리를 이용하므로 비용이 상승한다는 문제점이 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 상기와 같은 종래 기술의 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로서, 차세대 이동 통신 시스템에서 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기를 제공하는데 그 목적이 있다.

발명의 구성

앞서 설명한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따르면, 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기에 있어서, 데이터 소스가 병렬 데이터로 변환된 후 각 채널에 할당된 코드로 멀티 코드 확산되고 전송시 심볼간 간섭을 줄이기 위하여 펄스로 변환된 신호를 입력받아, 이 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수 입력 신호를 진폭 및 위

상으로 구분하는 직각 좌표-극좌표 변환(Rectangular-to-polar Coordinator Conversion)부; 진폭 추정 다항식 계수를 입력받아, 상기 직각 좌표-극좌표 변환부의 출력 신호의 진폭을 전치 왜곡시키는 진폭 전치 왜곡(Amplitude Predistoter)부; 위상 추정 다항식의 계수를 입력받아, 상기 진폭 전치 왜곡부의 출력 신호의 위상을 전치 왜곡시키는 위상 전치 왜곡(Phase Predistorter)부; 및 상기 진폭 전치 왜곡부의 출력 신호 및 상기 위상 전치 왜곡부의 출력 신호를 입력받아, 진폭 및 위상으로 이루어진 복소수 신호를 실수부 및 허수부로 구분하는 극좌표-직각 좌표 변환(Polar-to-rectangular Coordinator Conversion)부; 를 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기가 제공된다.

또한, 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기에 있어서, 입력되는 신호인 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수를 진폭 및 위상으로 구분하는 직각 좌표-극좌표 변환부; 상기 직각 좌표-극좌표 변환부에서 계산한 진폭을 전치 왜곡시키는 다항식 계수 및 하기 진폭 추정 다항식 계수 갱신부의 결과값을 이용하여 ρ_y의 추정치를 생성하는 진폭 추정부; 상기 진폭 추정부에서 추정된 n차 진폭 추정 다항식의 계수(α_i)들을 적응적으로 갱신하는 진폭 추정 다항식 계수 갱신부; 상기 직각 좌표 극좌표 변환부에서의 결과값 중의 하나인 ρ_z 및 상기 진폭 추정부의 결과값을 이용하여 이득값을 계산함으로써, 상기 진폭 추정 다항식 계수 갱신부에서의 적응적 갱신 알고리즘을 제공하는 제 1 적응 알고리즘부; 상기 직각 좌표-극좌표 변환부에서 계산한 위상을 전치 왜곡시키는 다항식 계수 및 하기 위상 추정 다항식 계수 갱신부의 결과값을 이용하여 Θ_y의 추정치를 생성하는 위상 추정부; 상기 위상 추정부에서 추정된 n차 진폭 추정 다항식의 계수(β_i)들을 적응적으로 갱신하는 위상 추정 다항식 계수 갱신부; 및 상기 직각 좌표 극좌표 변환부에서의 결과값 중의 하나인 ρ_y 및 상기 위상 추정부의 결과값을 이용하여 이득값을 계산함으로써, 상기 위상 추정 다항식 계수 갱신부에서의 적응적 갱신 알고리즘을 제공하는 제 2 적응 알고리즘부; 를 포함하여 이루어진 것을 특징으로 하는 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기가 제공된다.

여기에서, ρ_x는 전치 왜곡기의 입력 진폭(크기)이고, ρ_y는 전치 왜곡기의 출력 진폭이며, ρ_z는 고전력 증폭기의 출력 진폭이고, Θ_x는 전치 왜곡기의 입력 위상차이며, Θ_y는 전치 왜곡기의 출력 위상차이고, Θ_z는 고전력 증폭기의 출력 위상차이다.

삭제

아래에서, 본 발명에 따른 양호한 일 실시예를 첨부한 도면을 참조로 하여 상세히 설명하겠다.

본 발명에서는 고전력 증폭기로 인한 왜곡을 전치 왜곡기를 도입하여 보상한다. 고전력 증폭기로 인한 진폭과 위상에 관한 왜곡은 입력 신호의 진폭에 의하여 결정되며, 이러한 왜곡 특성은 온도, 시간 및 증폭기의 사용 영역 등에 의하여 다른 특성을 갖게 된다. 따라서, 시변적인 특성을 보상하기 위하여 적응 알고리즘이 적용되었으며, 입력 신호를 진폭과 위상으로 구분하여 각각을 다항식의 형태로 추정하므로 간단하면서도 정확한 선형화를 얻을 수 있다.

도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 멀티 코드 CDMA 이동통신 시스템에 적응 전치 왜곡기를 추가한 경우의 개략적인 구성도로서, 이를 상세히 설명하면 다음과 같다.

도 1에 도시되어 있듯이, 데이터 소스(101)가 직병렬 변환기(Parallel-to Serial Conversion, 102)에 입력되어 병렬 데이터로 변환된 후, 각 채널에 할당된 코드로 멀티 코드 확산되고(Multi-code Spreading, 103), 펄스 성형 필터(Pulse Shaping Filter, 104)에 의하여 전송시 심볼간 간섭(InterSymbol Interference, ISI)을 줄이기 위하여 디지털 신호가 펄스로 변환된다.

상기 펄스 성형 필터(104)를 거친 신호 x(t)는 본 발명의 일 실시예에 따른 전치 왜곡기(105)에 입력되어, 펄스 성형된 신호가 미리 전치 왜곡되어 고전력 증폭기의 출력 신호에 왜곡이 발생하지 않도록 한다. 한편, 전치 왜곡기에서 출력된 디지털 신호는 D/A(디지털 아날로그 변환기, 108)에 의하여 아날로그 신호로 변환된 후, 쿼드러쳐 변조부(Quadrature Modulation, 110)에서 복소수로 이루어진 신호를 오실레이터를 이용하여 전송 주파수(RF : Radio Frequency)의 신호로 변환시키고, 고전력 증폭기에서 신호가 증폭된다.

한편, 쿼드러쳐 복조부(Quadrature Demodulation, 111)에서는 상기 쿼드러쳐 변조부(110)에서 변환시킨 전송 주파수를 입력받아 RF 단의 신호를 복조시키고, A/D(아날로그 디지털 변환기, 109)에서 입력된 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환한 후, 추정기(Estimator, 107)에서는 상기 전치 왜곡기(105)의 출력 신호와 상기 고전력 증폭기(112)의 출력 신호를 비교하여 상기 전치 왜곡기에서 사용될 다항식의 계수값을 적응 알고리즘을 이용하여 반복적으로 구하고, 이를 상기 전치 왜곡기(105)에 입력한다. 또한, 지연부(Delay unit, 106)는 상기 고전력 증폭기(112)로부터 피드백된 신호와 동기를 맞추기 위하여 신호를 지연시킨다.

도 2는 도 1에 도시된 전치 왜곡기(105)의 구성도로서, 이를 상세히 설명하면 다음과 같다.

먼저 직각 좌표-극좌표 변환(Rectangular-to-polar Coordinator Conversion, 201)부에서는 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수를 진폭 및 위상을 구분하고, 진폭 전치 왜곡(Amplitude Predistoter, 202)부에서는 상기 추정기(107)로부터 진폭 추정 다항식의 계수를 입력받아 입력 신호의 진폭을 전치 왜곡시키며, 위상 전치 왜곡(Phase Predistorter, 203)부에서는 상기 추정기(107)로부터 위상 추정 다항식의 계수를 입력받아 입력 신호의 위상을 전치 왜곡시키고, 극좌표-직각 좌표 변환(Polar-to-rectangular Coordinator Conversion, 204)부에서는 진폭 및 위상으로 이루어진 복소수 신호를 실수부 및 허수부로 구분한다.

도 3은 도 1에 도시된 지연부(106) 및 추정기(107)의 기능을 보다 더 상세하게 설명하기 위한 상세 구성도로서, 이를 상세히 설명하면 다음과 같다.

직각 좌표-극좌표 변환부(301)는 실수부 및 허수부로 이루어진 복소수를 진폭 및 위상으로 구분하고, 진폭 추정부(302)는 진폭을 전치 왜곡시키는 다항식의 계수 $\{a_i\}$ 및 ρ_x를 이용하여 ρ_y의 추정치를 생성하며, 진폭 추정 다항식 계수 갱신부(303)는 n차 진폭 추정 다항식의 계수들을 적응적으로 갱신하고, 제 1 적응 알고리즘부(304)는 ρ_z를 이용하여 이득값을 계산하며, 쿼드러쳐 변조부(305)는 복소수로 이루어진 신호를 오실레이터를 이용하여 전송 주파수 신호로 변환시키고, 위상 추정 다항식 계수 갱신부(306)는 n차 위상 추정 다항식의 계수들을 적응적으로 갱신하며, 고전력 증폭기(307)는 입력된 신호를 증폭시키고, 위상 추정부(308)는 위상을 전치 왜곡시키는 다항식의 계수 $\{\beta_i\}$ 및 ρ_y를 이용하여 Θ_y의 추정치를 생성하며, 제 2 적응 알고리즘부(309)는 ρ_y를 이용하여 이득값을 계산하고, 쿼드러쳐 복조부(310)는 RF단의 신호를 복조하는 기능을 수행한다.
한편, ρ_x는 전치 왜곡기의 입력 진폭(크기)이고, ρ_y는 전치 왜곡기의 출력 진폭이며, ρ_z는 고전력 증폭기의 출력 진폭이고, Θ_x는 전치 왜곡기의 입력 위상차이며, Θ_y는 전치 왜곡기의 출력 위상차이고, Θ_z는 고전력 증폭기의 출력 위상차이다.

상기 도 1 내지 도 3을 보다 더 상세하게 설명하면 다음과 같다.

상기 전치 왜곡기(105)는 상기 펄스 성형 필터(104)를 거친 신호 x(t)가 입력되면, 상기 추정기(107)로부터 얻은 다항식을 이용하여 입력 신호의 진폭 및 위상을 전치 왜곡시킨다.

복소 신호 $y(t) = \rho_y(t)\exp[j\Theta_y(t)]$가 상기 고전력 증폭기(112)로 입력되면, 출력 신호는 하기의 [수학식 1]과 같이 표현된다.

수학식 1

$$Y(n) = H(n)x_n + V(n)$$

여기서, V(n)은 잡음을 나타내는 벡터이고, 벡터 x_n은 추정하여야 하는 파라미터 벡터이다.

한편, 상기 전치 왜곡기(105)에서는 AM/AM의 역응답 $M^{-1}(\rho)$가 필요하므로, 상기 추정기(107)에서는 ρ_y 및 ρ_z를 이용하여 적응 알고리즘을 이용함으로써, $M^{-1}(\rho)$를 추정한다. AM/AM의 역응답은 하기의 [수학식 2]와 같은 N_A 개의 개수를 갖는 다항식으로 나타낼 수 있다.

수학식 2

$$M^{-1}(\rho) \approx \sum_{i=1}^{N_A} \alpha_i \rho^{2i-1}$$

상기 [수학식 2]에서 $\rho_y = M^{-1}(\rho_z)$라는 식을 얻을 수 있으므로, AM/AM 의 역응답을 추정하기 위하여 ρ_z를 입력 신호로 하여, ρ_y의 추정치 $\hat{\rho}_y$를 출력 신호로 하는 시스템의 응답 특성을 구한다. $\rho_y = M^{-1}(\rho_z)$라는 식을 만족시켜야 하므로, 하기의 [수학식 3]과 같은 관계식을 만족하여야 한다.

수학식 3

$$M^{-1}(\rho_z) = \rho_y \approx \sum_{i=1}^{N_A} \alpha_i \rho_z^{2i-1}$$

ρ_y 및 $M^{-1}(\rho_Z)$의 추정치 $\sum_{i=1}^{N_A} \alpha_i \rho_z^{2i-1}$ 간의 오차값은 하기의 [수학식 4]와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 4

$$\nu = \rho_y - \sum_{i=1}^{N_A} \alpha_i \rho_z^{2i-1}$$

상기 [수학식 4]에 대하여 n 개($n \geq N_A$)의 데이터 샘플을 얻었을 경우, 이는 하기의 [수학식 5]와 같은 행렬로 나타낼 수 있다.

수학식 5

$$\begin{bmatrix} \rho_{y,1} \\ \rho_{y,2} \\ \vdots \\ \rho_{y,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_{z,1} & \rho_{z,1}^3 & \cdots & \rho_{z,1}^{2N_A-1} \\ \rho_{z,2} & \rho_{z,2}^3 & \cdots & \rho_{z,2}^{2N_A-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{z,n} & \rho_{z,n}^3 & \cdots & \rho_{z,n}^{2N_A-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_{N_A} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \\ \vdots \\ \nu_n \end{bmatrix}$$

또한, 하기의 [수학식 6]의 정의를 통하여 상기 [수학식 5]는 상기 [수학식 7]로 나타낼 수 있다.

수학식 6

$$Y(n) = [\rho_{y,1}, \rho_{y,2}, \ldots, \rho_{y,n}]^T$$

$$H(n) = \begin{bmatrix} \rho_{z,1} & \rho_{z,1}^3 & \cdots & \rho_{z,1}^{2N_A-1} \\ \rho_{z,2} & \rho_{z,2}^3 & \cdots & \rho_{z,2}^{2N_A-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{z,n} & \rho_{z,n}^3 & \cdots & \rho_{z,n}^{2N_A-1} \end{bmatrix}$$

$$\underline{x}_n = [\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_n]^T$$

$$V(n) = [\nu_1, \nu_2, \ldots, \nu_n]^T$$

수학식 7

$$Y(n) = H(n)x_n + V(n)$$

상기 [수학식 7]에서, V(n)은 잡음을 나타내는 벡터이고, 벡터 x_n은 추정하여야 하는 파라미터 벡터이다. x_n을 구하기 위하여 비용 함수 $J(x_n)$을 하기의 [수학식 8]과 같이 정의한다.

수학식 8

$$J(xn) = \{Y(n) - H(n)x_n\}^2 = YT(n)Y(n) - 2YT(n)H(n)x_n + x_nTHT(n)H(n)x_n$$

즉, 비용 함수 $J(x_n)$은 예측값과 실측값의 차이로부터 발생한 오차의 절대값을 나타낸다. $\nabla J(\underline{x}_n)$는 하기의 [수학식 9]에 의하여 구할 수 있다.

수학식 9

$$\nabla J(\underline{x}_n) = (-2Y^t(n)H(n))^T + 2H^T(n)H(n)\underline{x}_n$$

여기서, $J(x_n)$을 최소로 만드는 파라미터 $\hat{\underline{x}}_n$에 대하여 $\nabla J(\hat{\underline{x}}_n) = 0$이므로, $\hat{\underline{x}}_n$은 하기의 [수학식 10]과 같이 표현된다.

수학식 10

$$\hat{\underline{x}}_n = \{HT(n)H(n)\}-1HT(n)Y(n) = P(n)HT(n)Y(n)$$

$P(n) = \{H^T(n)H(n)\}^{-1}$

n 개의 데이터에 대하여 오차값을 최소로 만드는 다항식의 계수 $\hat{\underline{x}}_n$을 구하면, (n + 1) 번째부터는 반복적으로 $\hat{\underline{x}}_n$을 갱신할 수 있다. (n + 1)번째 데이터를 포함하였을 때의 P(n + 1)은 하기의 [수학식 11]과 같이 표현된다.

수학식 11

$$\begin{aligned} P^{-1}(n+1) &= H(n+1)^T H(n+1) \\ &= \begin{bmatrix} H^T(n) & h_{n+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H(n) \\ h_{n+1}^T \end{bmatrix} \\ &= H^T(n)H(n) + h_{n+1}h_{n+1}^T \\ &= P^{-1}(n) + h_{n+1}h_{n+1}^T \end{aligned}$$

$$h_{n+1} = \left[\rho_{z,n+1}, \rho_{z,n+1}^{3}, \ldots, \rho_{z,n+1}^{2N,-1}\right]^T$$

따라서, $\hat{\underline{x}}_{n+1}$ 은 하기의 [수학식 12]와 같이 표현된다.

수학식 12

$$\begin{aligned} \hat{x}_{n+1} &= P(n+1)H^T(n+1)Y(n+1) \\ &= P(n+1)\left[H^T(n)Y(n) + h_{n+1}\rho_{y,n+1}\right] \\ &= P(n+1)\left[P^{-1}(n)\hat{x}_n + h_{n+1}\rho_{y,n+1}\right] \\ &= P(n+1)\left[\left(P^{-1}(n+1) - h_{n+1}h_{n+1}^T\right)\hat{x}_n + h_{n+1}\rho_{y,n+1}\right] \\ &= \hat{x}_n + P(n+1)h_{n+1}\left[\rho_{y,n+1} - h_{n+1}^T\hat{x}_n\right] \end{aligned}$$

상기 [수학식 12]를 사용하여 AM/AM의 역응답 특성을 갖는 계수를 순환적으로 구할 수 있다.

AM/PM 변환 추정 역시 AM/AM 추정과 유사한 방식을 적용한다. 그러나, 위상 보상은 덧셈 및 뺄셈에 의하여 이루어지므로, 상기 고전력 증폭기(112)의 Φ(ρ)의 근사화된 다항식을 추정하면 된다. $y = \rho_y \angle \Theta_y$인 신호가 상기 고전력 증폭기(112)로 입력되어 $z = \rho_z \angle \Theta_z$인 신호가 출력되므로, 위상 변화량은 $\Theta_z - \Theta_y$이고, 위상 변화 함수 Φ는 ρ_y에 관한 함수이므로, 하기의 [수학식 13]과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

수학식 13

$$\begin{aligned} \Phi(\rho_y) &= \theta_z - \theta_y \\ &\approx \sum_{i=1}^{N_a} \beta_i \rho^{2(i-1)}{}_y + \nu \end{aligned}$$

즉, n 개의 데이터에 대하여 상기 [수학식 13]을 적용하여 행렬 형태로 나타내면, 하기의 [수학식 14]로 표현이 된다.

수학식 14

$$\begin{bmatrix} \theta_{z,1}-\theta_{y,1} \\ \theta_{z,2}-\theta_{y,2} \\ \vdots \\ \theta_{z,n}-\theta_{y,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{y,1}^2 & .. & \rho_{y,1}^{2(N_s-1)} \\ 1 & \rho_{y,2}^2 & .. & \rho_{y,2}^{2(N_s-1)} \\ .. & .. & \ddots & .. \\ 1 & \rho_{y,n}^2 & .. & \rho_{y,n}^{2(N_s-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_{N_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}$$

또한, 하기의 [수학식 15]와 같은 정의를 통하여, 하기의 [수학식 16]과 같이 표현할 수 있다.

수학식 15

$$Y(n) = [\theta_{z,1}-\theta_{y,1}, \theta_{z,2}-\theta_{y,2}, .., \theta_{z,n}-\theta_{y,n}]^T$$

$$H(n) = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{y,1}^2 & .. & \rho_{y,1}^{2(N_s-1)} \\ 1 & \rho_{y,2}^2 & .. & \rho_{y,2}^{2(N_s-1)} \\ .. & .. & \ddots & .. \\ 1 & \rho_{y,n}^2 & .. & \rho_{y,n}^{2(N_s-1)} \end{bmatrix}$$

$$\underline{x}_n = [\beta_1, \beta_2, ..., \beta_n]^T$$

$$V(n) = [v_1, v_2, .., v_n]^T$$

수학식 16

$$Y(n) = H(n)x_n + V(n)$$

여기서 파라미터 x_n은 다항식의 계수가 이루는 벡터이다. 이후부터는 위에서 서술한 방법을 순서대로 적용하면, AM/PM의 응답 곡선을 얻을 수 있다.

한편, 전치 왜곡된 신호 $y(t) = \rho_x A[\rho_x] \angle \{\Theta_x - \Phi(\rho_x A[\rho_x])\}$는 변조 과정을 거쳐서 상기 고전력 증폭기(112)로 입력되며, 도 3에 도시된 추정부(302, 308)로 전송된다.

상기 고전력 증폭기(112)로 입력된 신호는 증폭 신호 z(t)가 되어, 수신단으로 전송됨과 동시에 상기 추정부(302, 308)로 궤한된다. 상기 추정부(302, 308)로 입력된 신호 z(t)는 진폭 ρ_z 및 위상 Θ_z로 구분된다. ρ_z는 그 이전의 다항식과 결합하여 상기 전치 왜곡기(105)로부터 입력되는 신호 y(t)의 진폭 추정치를 생성하고, 실제의 진폭값 ρ_y와 비교하여 추정 오차를 발생시킨다. 이 추정 오차를 최소하기 위하여 이 발명에서는 적응 알고리즘으로서, RLS(Recursive Least Squares) 알고리즘을 적용하여 계수를 갱신시키고, 그에 관한 정보를 상기 전치 왜곡기(105)에게 통보한다.

위상 왜곡에 관한 추정은 상기 고전력 증폭기(112)에 의한 위상 변화량 ($\Theta_z - \Theta_y$)와 y(t)의 진폭값 ρ_y를 이용한다. ρ_y를 이용하여 상기 고전력 증폭기(112)의 위상 변화량을 추정하고, 실제의 위상 변화량 ($\Theta_z - \Theta_y$)와 비교하여 추정 오차를 발생시킨 후, 생성된 추정 오차가 최소가 되도록 RLS 알고리즘을 반복적으로 수행한다. 그리고, 갱신된 계수에 관한 정보를 상기 전치 왜곡기(105)로 입력시켜 입력 신호의 위상을 전치 왜곡시킨다. 진폭 및 위상에 관한 추정치는 각각 다항식의 형태로 구하여질 수 있으므로, 간단한 구조를 가질 수 있다.

삭제

발명의 효과

앞서 상세히 설명한 바와 같이 본 발명은 차세대 이동 통신 시스템에서 비선형 왜곡 보상을 위한 적응 전치 왜곡 기법을 이용한 전치 왜곡기 및 그 방법을 제공함으로써, 다음과 같은 효과가 있다.

첫째, 고전력 증폭기의 비선형 왜곡을 보상함으로써, 무선 단말기에서 효율이 좋은 고전력 증폭기의 사용이 가능케 되어 단말기의 이용 시간을 연장시킬 수 있다.

둘째, 적응 알고리즘을 이용하여 증폭기의 응답을 추정하므로, 시변적인 비선형 왜곡도 보상할 수 있다.

셋째, 복소수의 입력 신호를 진폭과 위상으로 구분하여 보상하기 때문에 정확한 선형화를 얻을 수 있다.

넷째, 증폭기의 응답이 다항식의 형태로 추정되므로, 전치 왜곡기의 구조가 간단해진다.

이상에서 본 발명에 대한 기술 사상을 첨부 도면과 함께 서술하였지만 이는 본 발명의 가장 양호한 일 실시예를 예시적으로 설명한 것이지 본 발명을 한정하는 것은 아니다. 또한, 이 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자이면 누구나 본 발명의 기술 사상의 범주를 이탈하지 않는 범위 내에서 다양한 변형 및 모방이 가능함은 명백한 사실이다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 멀티 코드 CDMA 이동통신 시스템에 적응 전치 왜곡기를 추가한 경우의 개략적인 구성도이고,

도 2는 도 1에 도시된 전치 왜곡기의 구성도이고,

도 3은 도 1에 도시된 지연부 및 추정기의 기능을 보다 더 상세하게 설명하기 위한 상세 구성도이다.

♠ 도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명 ♠

101 : 데이터 정보들을 발생시키는 데이터 소스

102 : 직-병렬 변환기(Parallel-to-serial Conversion)

103 : 멀티 코드 확산(Multi-code Spreading)부

104 : 펄스 성형 필터(Pulse Shaping Filter)

105 : 전치 왜곡기(Predistorter)

106 : 지연부(Delay Unit)

107 : 추정기(Estimator)

108 : 디지털 아날로그 컨버터

109 : 아날로그 디지털 컨버터

110 : 쿼드러쳐 변조(Quadrature Modulation)부

111 : 쿼드러쳐 복조(Quadrature Demodulation)부

112 : 고전력 증폭기

201 : 직각 좌표-극좌표 변환(Rectagular-to-Polar Coordinator Conversion)부

202 : 진폭 전치 왜곡(Amplitude Predistorter)부

203 : 위상 전치 왜곡(Phase Predistorter)부

204 : 극좌표-직각 좌표 변환(Polar-to-Rectangular Coordinator Conversion)부

301 : 직각 좌표-극좌표 변환부

302 : 진폭 추정부

303 : 진폭 추정 다항식의 계수 갱신부

304 : 제 1 적응 알고리즘부

305 : 쿼드러쳐 변조

306 : 위상 추정 다항식의 계수 갱신부

307 : 고전력 증폭기

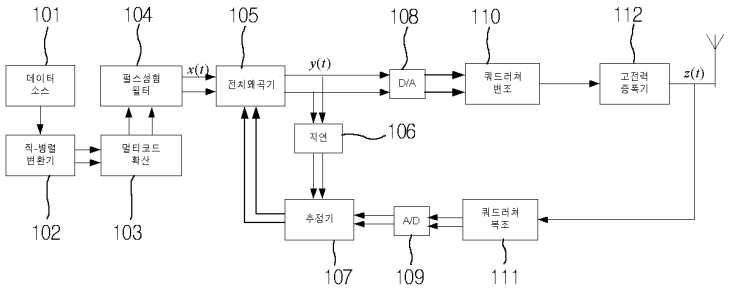
308 : 위상 추정부

309 : 제 2 적응 알고리즘부

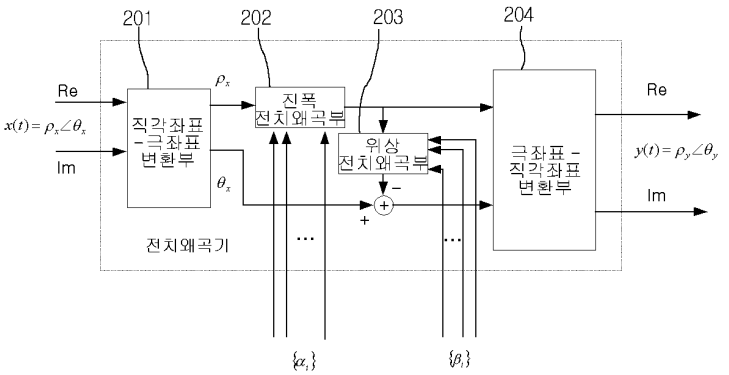
310 : 쿼드러쳐 복조부

도면

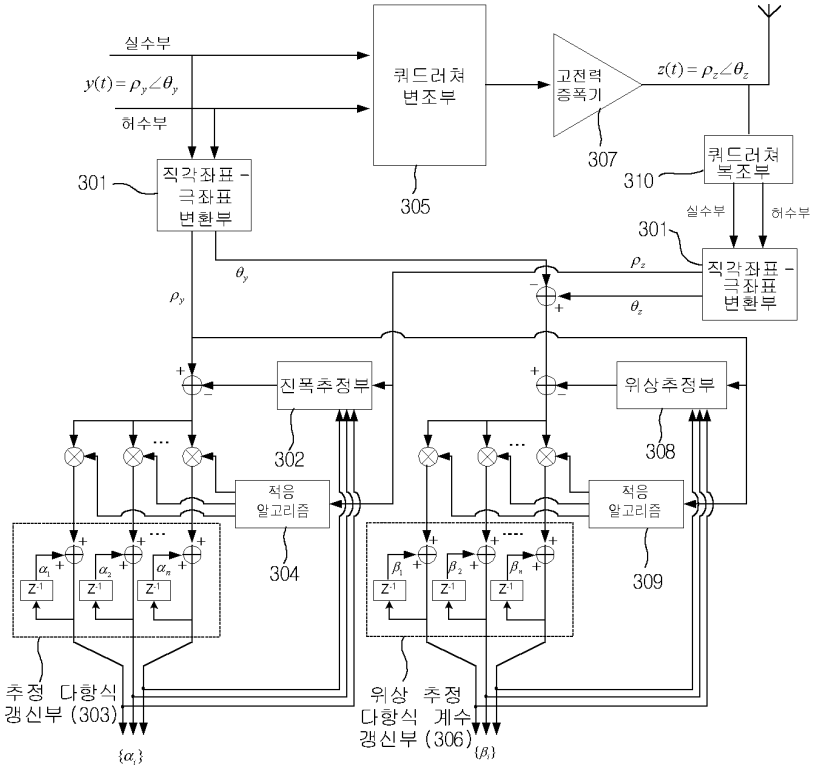
도면1



도면2



도면3


실수부
$y(t)=\rho_y\angle\theta_y$
허수부
직각좌표 - 극좌표 변환부
301
쿼드러쳐 변조부
305
고전력 증폭기
307
$z(t)=\rho_z\angle\theta_z$
쿼드러쳐 복조부
310
실수부
허수부
301
직각좌표 - 극좌표 변환부
ρ_y
θ_y
ρ_z
θ_z
진폭추정부
302
위상추정부
308
적응 알고리즘
304
적응 알고리즘
309
Z^{-1}
추정 다향식 갱신부 (303)
위상 추정 다향식 계수 갱신부 (306)
$\{\alpha_i\}$
$\{\beta_i\}$