

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04N 7/015 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2006년05월30일 10-0585155 2006년05월24일
---	-------------------------------------	--

(21) 출원번호	10-2004-0065381	(65) 공개번호	10-2006-0016913
(22) 출원일자	2004년08월19일	(43) 공개일자	2006년02월23일

(73) 특허권자 삼성전자주식회사
 경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자 짜준령
 경기도 용인시 기흥읍 삼성전자(주) 기흥공장 남자기숙사

 이규만
 서울특별시 강남구 논현동 148번지 402호

 사토마사키
 경기도 수원시 영통구 영통동 살구골7단지 동아아파트 715-502

(74) 대리인 리엔목특허법인
 이혜영

(56) 선행기술조사문헌
 KR1020050067993 A
 * 심사관에 의하여 인용된 문헌

심사관 : 김기천

(54) 변환 도메인의 복소 필터를 이용한 DVB-T 수신기의 주파수 도메인 채널 평가 방법

요약

DVB-T 수신기에서, 일반적으로 채널 평가는 분산 파일럿들을 통한 시간 도메인 보간 및 주파수 도메인 보간을 통해 완성된다. 시간 도메인 보간 뒤, 주파수 도메인 보간을 완료하기 위해 일반적으로 변환 도메인의 실수성분(real) 로우 패스 필터가 사용된다. 0dB 에코 채널에서, 채널 평가가 취급할 수 있는 0dB 에코의 지연 시간은 주파수 도메인 보간에 의해 제한된다. 실수성분 로우 패스 필터를 사용하는 주파수 도메인 보간이 취급할 수 있는 0dB의 최대 지연 시간은, NorDig 조건의 요구사항 보다 더 작은, 나이키스트 샘플링 정리를 만족시켜야 한다. 본 발명에서, 주파수 도메인 보간이 취급할 수 있는 0dB의 최대 지연 시간은, 변환 도메인의 복소(complex) 필터를 이용하여 증대될 수 있고, NorDig의 요구사항도 DVB-T 수신기 내의 발명을 이용하여 만족될 수 있다.

대표도

도 9

명세서

도면의 간단한 설명

- 도 1은 일반적인 DVB-T 수신기의 블록도이다.
- 도 2는 DVB-T 수신기 내의 종래의 이퀄라이저가 도시된다.
- 도 3은 종래의 주파수 도메인 보간기를 나타내는 블록도이다.
- 도 4는 도 3의 종래의 주파수 도메인 보간기를 이용하여 처리되는 신호의 형태를 나타낸 그래프이다.
- 도 5는 종래의 이퀄라이저를 이용했을 경우에 나타내는 채널 보상 상의 에러를 나타내는 그래프이다.
- 도 6에는 실수성분의 신호와 복소 신호를 비교한 그래프이다.
- 도 7은 실수성분의 필터와 복소 필터를 비교한 그래프이다.
- 도 8은 본 발명에 따른 주파수 도메인 보간기를 나타낸 블록도이다.
- 도 9는 도 8에 도시된 본 발명에 따른 이퀄라이저를 이용한 신호의 처리 과정을 나타낸 그래프이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 채널 평가 방법 및 이를 사용하는 이퀄라이저에 관한 것으로, 구체적으로는 DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 수신기의 주파수 도메인에서의 채널 평가 방법 및 이를 사용하는 이퀄라이저에 관한 것이다.

디지털 TV의 전송방식에는 싱글 캐리어 변조방식인 잔류 측파대(Vestigial Side Band) 방식과 멀티 캐리어 변조방식인 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Divisional Multiplexing) 방식으로 크게 나뉘어진다. 상기 COFDM 방식을 사용하는 DVB-T 시스템은 유럽의 차세대 지상파 디지털 TV 전송시스템으로 결정되었으며 현재 유럽의 여러 국가에서 시험 방송 중이고, 세계적으로 미국형 지상파 규격과 함께 지상파 디지털 시장을 양분하고 있다. DVB-T 변조/복조 방식은 지상파인 것을 고려하여 OFDM(Orthogonal Frequency Division Modulation) 방식을 채택하고 있으며, 상기 OFDM 방식은 정보를 시간 축에서 연속적으로 보내는 일반적인 싱글 캐리어 변조/복조 방식과 달리 정보를 다수의 주파수에 분산하여 보내는 방식으로서, 다중 경로 채널에 유리한 방식이다.

도 1은 일반적인 DVB-T 수신기의 블록도이다.

도 1을 참조하면 DVB-T 수신기는, 아날로그-디지털 전환부(ADC; 1), 복조기(Demodulator; 2), 제1 심볼 타이밍 및 캐리어 복원부(Coarse STR & CR; 3), FFT(Fast Fourier Transform; 4), 제2 캐리어 복원부(Fine CR; 5), 합산부(6), NCO(Number Controlled Oscillator; 7), 제2 심볼 타이밍 복원부(Fine STR; 8), 이퀄라이저(equalizer; 9) 및 포워드 에러 정정부(Forward Error Correction(FEC); 10)를 포함한다.

아날로그-디지털 전환부(Analog-to Digital Convertor(ADC); 1)는 수신된 아날로그 신호 $r(t)$ 를 고정된 샘플 주파수로 샘플링하는 기능을 한다. 복조기(2)는 제2 파인 심볼 타이밍 복원부(8) 및 NCO(7)에 의해 제어되고, 상기 아날로그-디지털 전환부(1)에서 생성된 샘플들은 수신하여 샘플링 주파수 $f_s = 1/T_s$ 로 n 번째 타임에서 베이스밴드 샘플링된 복소 신호 $r(n)$ 을 생성한다. 여기서, $T_s = T_U / N_{FFT}$ 이고, T_U 는 OFDM 심볼의 유용 구간을 나타내며 N_{FFT} 는 패스트 푸리에 변환(FFT)의 크기를 각각 나타낸다.

제1 심볼 타이밍 및 캐리어 복원부(Coarse Symbol Timing Recovery & Carrier Recovery; 3)는 상기 복소 신호 $r(n)$ 를 수신하여 $r(n)$ 의 가드 간격(Guard Interval; GI)을 제거하여 FFT(4)로 제공되는 FFT 시작 포인트를 생성한다. FFT(Fast Fourier Transform; 4)는 k -번째 OFDM 심볼의 m -번째 서브캐리어의 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 를 생성하는 기능을 한다.

제2 캐리어 복원부(Fine CR; 5)는 상기 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 를 수신하여 캐리어 주파수 오프셋 신호를 생성하고 이를 합산부(6)로 제공한다. 합산부(6)는 제1 심볼 타이밍 및 캐리어 복원부(3)에서 출력되는 코어스 캐리어 주파수 오프셋 신호와 제2 캐리어 복원부(5)에서 출력되는 파인 주파수 오프셋 신호를 결합하여 NCO(7)로 제공한다.

NCO(Number Controlled Oscillator; 7)는 결합된 캐리어 주파수 오프셋 신호를 입력받아 복조기(2)로 입력되는 캐리어를 생성한다. 제2 심볼 타이밍 복원부(Fine STR; 8)는 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 를 입력받아 $r(n)$ 내의 GI를 제거하여 FFT 시작 포인트 오프셋 신호를 생성하고 이를 FFT(4)로 제공하며, 샘플링 주파수 오프셋 신호를 생성하여 이를 복조기(2)로 제공한다.

이퀄라이저(equalizer; 9)는 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 를 입력받아 분산 파일럿(Scattered Pilots)을 이용하여 OFDM 신호의 전송 채널 특성을 추정함으로써, 고속 푸리에 변환된 OFDM 신호에 대하여 전송채널 상에서 발생한 왜곡을 보상한다. 순방향 에러 정정부(FEC; 10)는 이퀄라이저(9)에 의해 생성된 보상된 신호를 입력받고 이 신호에 비터비(Viterbi) 디코딩을 하는 기능을 한다.

도 1을 참조하여 DVB-T 수신기의 동작을 설명하면, 먼저 수신된 아날로그 신호 $r(t)$ 는 아날로그-디지털 전환부 ADC(1)에 의해 고정된 샘플 주파수로 샘플링된다. 그런 다음, 상기 샘플 신호들은 복조기(2)에서 처리되어 샘플링 주파수 $f_s = 1/T_S$ 로 n 번째 타임에서 베이스밴드 샘플링된 복소 신호 $r(n)$ 가 생성된다.

그런 다음, 상기 수신된 복소 신호 $r(n)$ 는 제1 심볼 타이밍 및 캐리어 복원부(3) 및 FFT(4)로 입력된다. 한 신호 경로에서, 상기 복소 신호 $r(n)$ 는 제1 심볼 타이밍 및 복원부(3)에서 처리되어 복소 신호 $r(n)$ 의 가드 간격(GI)을 제거하여 코어스 FFT 시작 포인트를 생성하여 FFT(4)로 제공되고, 코어스 캐리어 주파수 오프셋 정보를 생성하여 합산부(6)로 제공된다. 다른 신호 경로에서, 상기 복소 신호 $r(n)$ 는 FFT(4)에 의해 처리되어 k -번째 OFDM 심볼의 m -번째 서브캐리어의 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 를 생성한다. FFT(4)에서의 FFT 시작 포인트는 제1 심볼 타이밍 및 캐리어 복원부(3)과 제2 심볼 타이밍 복원부(8)에 의해 제어된다.

다음으로, 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 는 제2 캐리어 복원부(5), 제2 심볼 타이밍 복원부(8) 및 이퀄라이저(9)로 각각 입력된다. 한 신호 경로에서, 상기 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 는 제2 캐리어 복원부(5)에서 처리되어 캐리어 주파수 오프셋 신호를 생성하고 이 신호는 합산부(6)로 제공된다. 또한, 합산부(6)는 상기 캐리어 주파수 오프셋 신호를 제1 심볼 타이밍 및 캐리어 복원부(3)에서 생성된 코어스 캐리어 주파수 오프셋 신호와 합산한다. 그런 다음, 상기 결합된 캐리어 주파수 오프셋 신호는 NCO(7)로 입력되고, NCO(7)는 복조기(2)로 입력되는 캐리어를 생성한다.

다른 신호 경로에서, 주파수 도메인 복소 신호 $R_k(m)$ 는 제2 심볼 타이밍 복원부(8)에서 처리되어 $r(n)$ 내의 GI를 제거하여 FFT 시작 포인트 오프셋 신호를 생성하고 FFT(4)로 제공되며, 또한 샘플링 주파수 오프셋 신호를 생성하고 복조기(2)로 제공되어 ADC(1)에 의해 야기된 샘플링 주파수 오프셋을 보상한다. 세 번째 신호 경로에서, $R_k(m)$ 는 이퀄라이저(9)로 입력되어 채널 평가 및 보상을 완료한다. 그런 다음, 이퀄라이저(9)에서 출력된 보상된 신호는 순방향 에러 정정부(FEC; 10)으로 입력되어 비터비(Viterbi) 디코딩을 완료한다.

도 2는 DVB-T 수신기 내의 종래의 이퀄라이저가 도시된다.

도 2에 도시된 이퀄라이저(9)는 타임 도메인 보간기(901), 주파수 도메인 보간기(902) 및 보상기(903)를 포함한다.

DVB-T 수신기에서 심볼 타이밍 복원(STR) 및 캐리어 복원(CR)이 완료된 다음, 채널 평가 및 보상(Channel estimation and compensation)이 이퀄라이저(9)에 의해 처리된다. 분산 파일럿이 적용되는 방법은, DVB-T 표준에 의하여 정의되는

데, 보간을 통하여 채널을 평가할 것을 요구한다. 즉, 이미 알고 있는 분산 파일럿(Scattered pilots; SP)을 이용하여 채널 임펄스 응답(channel impulse response; CIR)의 복수 개의 샘플들을 구한 후, 상기 샘플들에 대하여 타임 및 주파수의 진행 방향으로 보간을 적용하여 채널을 평가한다.

도 2 및 DVB-T 표준을 참고하면, 몇 개의 OFDM 심볼에서의 복소 신호 $\{R_k(m), m \in [K_{\min}, K_{\max}]\}$ 내의 (여기서 K_{\min} 및 K_{\max} 는 각각 OFDM 심볼의 최소 및 최대 서브캐리어 인덱스를 나타낸다) 분산 파일럿은 주파수 도메인 내의 샘플링된 채널 임펄스 응답(CIR) 평가를 생성하기 위해서는, 먼저 타임 도메인 내에서의 보간이 필요하다.

그런 다음, 주파수 도메인에서의 보간은 소정의 밴드 폭을 갖는 변환 도메인의 실수성분 로우 패스 필터(LPF)를 이용함으로써 신뢰할 만한 채널평가 결과를 얻을 수 있다.

도 3은 종래의 주파수 도메인 보간기를 나타내는 블록도이다.

도 3을 참조하면, 이퀄라이저(9) 내의 타임 도메인 보간기를 통과한 CIR 샘플은 실수성분(In phase component) 신호와 허수성분(Quadrature) 신호로 분리되어 주파수 도메인 보간기(902)로 입력된다. 그리고, 실수성분 신호는 실수성분 LPF(904)를 거쳐 필터링되고, 허수성분 신호는 허수성분 LPF(905)를 거쳐 필터링된 뒤, 합산기(906)에서 합산되고 복소 신호가 되어 출력된다.

실수성분 LPF(904)와 허수성분 LPF(905)의 기능은 유사하기 때문에, 이하 실수성분 LPF(904)를 이용한 주파수 도메인 보간 방법에 대해서만 설명한다.

도 4는 도 3의 종래의 주파수 도메인 보간기를 이용하여 처리되는 신호의 형태를 나타낸 그래프이다.

DVB-T 표준에 기초하여, 주파수 도메인에서의 세 서브캐리어 당 하나의 CIR 평가 샘플은 도 2의 타임 도메인 보간기(901)에서 얻어질 수 있다. 상기 주파수 도메인의 CIR 평가 샘플은 도 4의 좌측 상부에 도시된다. 또한, 보간 정리에 기초하여, 타임 도메인 보간 후의 변환 도메인 내의 실수성분(real) CIR 평가가 도 4의 우측 상부에 도시된다.

그런 다음, 변환 도메인에서의 타임 도메인 보간 후의 실수성분(real) CIR 평가를 도 4의 우측 하단에 도시된 변환 도메인에서의 실수성분(real) 로우 패스 필터(LPF)와 곱하면, 각 서브캐리어에 대한 CIR 평가가 생성되고, 그 생성 결과 주파수 도메인의 CIR 평가가 도 4의 좌측 하단에 도시된다. 상술한 동작은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

$$\text{real}\{CIR_{k, \text{est}}(m)\} = \sum_{i=-L}^L \text{real}\{\hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{\text{SP}})\} \cdot w_{\text{real}}(i)$$

수학식 2

$$\text{imag}\{CIR_{k, \text{est}}(m)\} = \sum_{i=-L}^L \text{imag}\{\hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{\text{SP}})\} \cdot w_{\text{real}}(i)$$

여기서, [수학식 1]은 실수성분 LPF(904)의 동작을 나타내며, [수학식 2]는 허수성분 LPF(905)의 동작을 나타낸다. 또한, $\text{real}\{\cdot\}$ 및 $\text{image}\{\cdot\}$ 는 복소 신호의 실수성분(real) 부분 및 허(imaginary) 부분을 각각 나타내고, $CIR_{k, \text{est}}(m)$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 m-번째 서브캐리어에서의 주파수 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내며, $\hat{R}_k(j | j \in P_{\text{SP}})$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 j-번째 서브캐리어에서의 타임 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내고 이때 P_{SP} 는 타임 도메인 보간에 의해 CIR 평가가 이미 생성되는 서브캐리어 인덱스 세트를 나타내고, $w_{\text{real}}(i), i \in [-L, L]$ 는 도 4의 우측 하단에 도시된 변환 도메인의 실수성분 LPF의 주파수 도메인의 실수성분 계수를 나타내며 이때 $2 \cdot L + 1$ 는 실수성분 LPF의 차수를 나타낸다.

따라서, 도 2의 주파수 도메인 보간(902) 후, 각 서브캐리어에서의 CIR 평가가 얻어지고 도 2의 보상기(903)로 입력되어 CIR 보상을 완료한다.

한편, 도 4의 우측을 참조하면, 변환 도메인에서의 타임 도메인 보간 후 실수성분 CIR 평가의 최대 언앨리어싱된 대역폭 (unaliased bandwidth), 즉, 변환 도메인에서 실수성분 LPF 가 취급할 수 있는 다중 채널 내에 있는 에코의 최대 지연 시간은, 나이키스트 샘플링 정리에 기초하여, $(T_U/3)/2 = T_U/6$ 이되고, 이는 NorDig 조건의 요구사항 보다 더 작다.

원하는 신호는 직접 경로 및 에코를 포함한다. 상기 에코는 상기 직접 경로 신호와 동일한 전력(0dB)을 갖고 $1.95\mu s$ 내지 가드 간격 길이의 0.95 배만큼 지연되고 상기 채널 센터에서 0도 위상을 갖는다. 여기서 FFT 크기는 8K 이고 가드 간격의 길이는 하나의 OFDM 심볼의 1/4 및 1/8이다.

도 5는 종래의 이퀄라이저를 이용했을 경우에 나타내는 채널 보상 상의 에러를 나타내는 그래프이다.

상술한 바와 같이, 이퀄라이저에 실수성분 LPF를 이용하는 경우에는, 다중 채널 내에 있는 에코의 최대 지연 시간이 $T_U/6$ 으로 제한된다. 만일 상기 에코의 지연 시간이 도 5(a)에 도시된 바와 같이 $T_U/6$ 을 초과하는 경우에는 채널 평가 및 보상에 에러가 발생할 수 있다.

이와 같이 에코의 지연 시간이 최대 지연 시간을 초과하면, 실수성분 로우 패스 필터는 도 5(b)에 도시된 바와 같이 실수성분 로우 패스 밴드 폭을 넓혀 주파수 도메인에서의 보간을 설정해야 한다. 하지만, 이와 같은 경우, 도 5(a)에 도시된 바와 같이 이웃하는 실수성분 CIR 평가들이 서로 동일 변환 도메인에서 겹치는 문제가 발생한다. 따라서, 실수성분 로우 패스 필터를 적용해도 도 5(c)의 빗금으로 표시된 영역과 같이 이웃하는 실수성분 CIR 평가가 잔존하게 되어 채널 평가에 에러가 발생하게 된다.

또한, 실수성분 로우 패스 밴드 폭을 $T_U/6$ 으로 한정하거나, 이보다 더 좁게 설정하는 경우에는 도 5(a)에 도시된 실수성분 CIR 가 완벽하게 필터링되지 않기 때문에, 이 경우에도 채널 평가에 에러가 발생하게 된다.

즉, 만일 타임 도메인 보간 후 변환 도메인 내의 CIR 평가가 주파수 도메인 보간을 위한 실수성분 로우 패스 필터의 프로파일 (profile) 외부에 존재한다면, 주파수 도메인 보간 후의 CIR 평가의 왜곡에 의해 야기되는 수행능력의 손실은 심각해질 수 있다.

따라서, 다중 채널 내에 있는 에코의 최대 지연 시간을 상기 $T_U/6$ 이상으로 확장할 필요성이 제기된다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 목적은 다중 채널 내에 있는 에코의 최대 지연 시간을 나이키스트 샘플링 정리를 만족시키는 값 이상으로 확장시킬 수 있는 이퀄라이저를 제공하는 것이다.

본 발명의 다른 목적은 0dB 에코 채널에서 채널 평가가 취급할 수 있는 0dB 에코의 지연 시간을 증대시켜 채널을 보상할 수 있는 DVB-T 수신기를 제공하는 것이다.

발명의 구성 및 작용

상술한 바와 같은 본 발명의 목적을 달성하기 위한, 본 발명의 일 실시예에서, 지상파 디지털 TV 방송 수신기의 채널 평가 및 보상(Channel estimation and compensation) 방법은, 고속 푸리에 변환된 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 이하 OFDM) 신호를 수신하여 타임 도메인 보간을 행하는 타임 도메인 보간 단계, 및 상기 타임 도메인 보간 후의 복소성분의 OFDM 신호에 대하여 소정의 대역-폭을 갖는 복소 필터로 보간을 행하는 주파수 도메인 보간 단계를 포함한다.

바람직하게는, 상기 방법은 상기 타임 도메인 보간 후의 OFDM 신호 및 상기 주파수 도메인 보간 후의 OFDM 신호에 응답하여 전송 채널 상에서 발생한 왜곡을 보상하는 단계를 더 포함한다.

더욱 바람직하게는, 상기 주파수 도메인 보간 단계는, 상기 타임 도메인 보간 후의 복소성분의 OFDM 신호와 변환 도메인에서의 상기 복소 필터를 승산하는 단계를 포함한다.

본 발명의 일 실시예에서, 상기 승산 단계는, 아래의 수학적식

$$CIR_{k, \text{est}}(m) = \sum_{i=-L}^L \hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{\text{SP}}) \cdot w_{\text{cmplx}}^*(i)$$

을 통해 달성되며, 여기서, $CIR_{k, \text{est}}(m)$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 m-번째 서브캐리어에서의 주파수 도메인 보간 후 평가된 채널 임펄스 응답(이하 CIR)를 나타내고, $\hat{R}_k(j | j \in P_{\text{SP}})$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 j-번째 서브캐리어에서의 타임 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내고 이때 P_{SP} 는 타임 도메인 보간에 의해 CIR 평가가 이미 생성되는 서브캐리어 인덱스 세트를 나타내며, $w_{\text{cmplx}}(i), i \in [-L, L]$ 는 변환 도메인의 복소 필터에 대한 주파수 도메인의 복소 계수를 나타내며, $2 \cdot L + 1$ 는 복소 필터의 차수를 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 복소 신호의 켈레(conjugate) 신호를 나타낸다.

본 발명의 일 실시예에서, 상기 변환 도메인에서의 상기 복소 필터의 대역폭은 가드 간격의 폭(duration)이다.

본 발명의 일 실시예에서, 상기 변환 도메인 내의 상기 복소 필터의 시작 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 2.5% 이상 작다.

본 발명의 일 실시예에서, 상기 변환 도메인 내의 복소 필터의 컷-오프 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 97.5% 이하이다.

바람직하게는, 지상파 디지털 TV 방송은 DVB-T 방송이다.

본 발명의 다른 실시예에 의하면, 지상파 디지털 TV 방송 수신기 내의 채널을 평가 및 보상하는 이퀄라이저가, 고속 푸리에 변환된 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 신호를 수신하여 타임 도메인 보간을 행하기 위한 타임 도메인 보간기, 상기 타임 도메인 보간 후 주파수 영역에서의 복소성분의 OFDM 신호에 대하여 소정의 대역-폭을 갖는 복소 필터로 보간을 행하기 위한 주파수 도메인 보간기, 및 상기 타임 도메인 보간 후의 OFDM 신호 및 상기 주파수 도메인 보간 후의 OFDM 신호에 응답하여 전송 채널 상에서 발생한 왜곡을 보상하기 위한 보상기를 포함한다.

바람직하게는, 상기 주파수 도메인 보간기는, 상기 타임 도메인 보간 후의 변환 도메인에서의 복소성분의 OFDM 신호와 변환 도메인에서의 상기 복소 필터를 승산하는 복소 필터부를 포함한다.

본 발명의 일 실시예에서, 상기 복소 필터부는, 아래의 수학적식

$$CIR_{k, \text{est}}(m) = \sum_{i=-L}^L \hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{\text{SP}}) \cdot w_{\text{cmplx}}^*(i)$$

을 통해 주파수 도메인 보간을 수행하며, 여기서, $CIR_{k, \text{est}}(m)$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 m-번째 서브캐리어에서의 주파수 도메인 보간 후 평가된 채널 임펄스 응답(이하 CIR)를 나타내고, $\hat{R}_k(j | j \in P_{\text{SP}})$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 j-번째 서브캐리어에서의 타임 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내고 이때 P_{SP} 는 타임 도메인 보간에 의해 CIR 평가가 이미 생성되는 서브캐리어 인덱스 세트를 나타내며, $w_{\text{cmplx}}(i), i \in [-L, L]$ 는 변환 도메인의 복소 필터에 대한 주파수 도메인의 복소 계수를 나타내며, $2 \cdot L + 1$ 는 복소 필터의 차수를 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 복소 신호의 켈레(conjugate) 신호를 나타낸다.

본 발명의 또 다른 실시예에 의하면, 유럽형 지상파 디지털 비디오 방송 (이하, DVB-T) 수신기가, 고속 푸리에 변환된 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 신호를 수신하여 타임 도메인 보간을 행하기 위한 타임 도메인 보간기, 상기 타임 도메인 보간 후 주파수 영역에서의 복소성분의 OFDM 신호에 대하여 소정의 대역-폭을 갖는 복소 필터로 보간을 행하기 위한 주파수 도메인 보간기, 및 상기 타임 도메인 보간 후의 OFDM 신호 및 상기 주파수 도메인 보간 후의 OFDM 신호에 응답하여 전송 채널 상에서 발생한 왜곡을 보상하기 위한 보상기를 포함하는 이퀄라이저를 구비한다.

본 발명과 본 발명의 동작성의 이점 및 본 발명의 실시예에 의하여 달성되는 목적을 충분히 이해하기 위해서는 본 발명의 바람직한 실시예를 예시하는 첨부 도면 및 첨부 도면에 기재된 내용을 참조하여야만 한다.

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명함으로써, 본 발명을 상세히 설명한다. 각 도면에 제시된 동일한 참조부호는 동일한 부재를 나타낸다.

도 2를 참조하면, 이퀄라이저(9) 내부의 타임 도메인 보간기(901)에서 출력된 복소 신호 $R_k(m)$ 는 동일 위상 신호(I 신호)와 상이 위상 신호(Q 신호)가 합산된 신호이다. 따라서, 종래의 주파수 도메인 보간기(902)에서는 상기 I 신호와 Q 신호를 이용하여 복소 신호 $R_k(m)$ 의 실수성분 신호를 추출하여 실수성분의 로우 패스 필터를 통해 주파수 도메인의 보간을 처리한다.

도 6에는 실수성분의 신호와 복소 신호를 비교한 그래프이다.

도 6을 참조하면, 도 6(a)에 도시된 실수성분의 신호는 좌우 대칭적(symmetric)인 구조를 갖는 반면, 도 6(b)에 도시된 복소 신호는 비대칭(asymmetric)인 구조를 갖는다. 따라서, 실수성분의 신호는 에코 채널의 지연 시간이 $(T_U/3)2 = T_U/6$ 를 넘으면 이웃하는 신호와 겹치게 되지만, 복소 신호는 에코 채널의 지연 시간이 $T_U/6$ 을 넘더라도 이웃하는 신호와 겹치지 않는다.

본 발명은, 복소 신호의 비대칭 구조의 특성을 이용하여, 실수 영역이 아닌 복소 영역의 신호를 복소 필터를 이용하여 주파수 도메인 보간을 수행함으로써 지연 시간의 증대를 달성할 수 있다.

도 7은 실수성분의 필터와 복소 필터를 비교한 그래프이다.

도 7(a) 및 도 7(b)는 실수성분의 필터를 나타낸다. 도 7(a)는 실수성분의 로우패스필터(LPF)를 나타내고, 도 7(b)는 실수성분의 밴드패스필터(BPF)를 나타낸다. 한편, 도 7(c)는 복소 성분의 필터를 나타낸다. 도 7(a) 내지 도 7(c)에서 알 수 있는 바와 같이, 실수성분의 필터는 좌우 대칭적인 구조를 갖기 때문에, 변환 도메인에서 중심 축을 기준으로 대칭적으로 필터링을 수행하지만, 복소성분의 필터는 특정 영역만을 선택하여 필터링할 수 있는 효과가 있다.

따라서, DVB-T 수신기의 이퀄라이저에서 신호 처리를 실수성분과 허수성분으로 나누어 수행하는 것보다 복소성분의 신호를 한꺼번에 처리할 수 있고, 또한, 에코 채널의 지연시간도 실수성분의 신호를 이용할 때보다 2 배정도 증가시킬 수 있다.

도 8은 본 발명에 따른 주파수 도메인 보간기를 나타낸 블록도이다.

본 발명에 따른 주파수 도메인 보간기(912)는 타임 도메인 보간기(901)에서 출력된 복소성분의 CIR 평가 샘플을 입력받고, 이를 복소 필터부(914)를 통해 필터링을 한다.

도 9는 도 8에 도시된 본 발명에 따른 이퀄라이저를 이용한 신호의 처리 과정을 나타낸 그래프이다.

도 9의 좌측 상단에 도시된 주파수 도메인의 CIR 평가는 도 2의 이퀄라이저(9)의 타임 도메인 보간기(901)를 통과한 후의 CIR 평가 샘플을 주파수 도메인(frequency domain)으로 도시한 것이다. 도 9의 우측 상단은 상기 도 9의 좌측 상단의 CIR 평가 샘플을 변환 도메인(transform domain)으로 도시한 것이다.

도 9의 우측 상단에 도시된 바와 같이, 실제 다중 채널에서 지연 시간만 있기 때문에, 타임 도메인 보간 후의 변환 도메인에서의 복소 CIR 평가에는 좌측 부분이 존재하지 않는다.

도 9의 우측 하단에는 변환 도메인의 복소 필터 및 상기 복소 필터와 상기 도 9의 우측 상단에 도시된 타임 도메인 보간 후의 변환 도메인의 복소 CIR 평가를 곱한 결과가 도시된다. 상술한 바와 같이, 복소성분의 CIR 및 복소성분의 필터는 변환 도메인에서 비대칭 구조를 갖기 때문에, 좌우 대칭 구조를 갖는 실수성분의 CIR 및 필터에 비해 2배의 대역폭을 가질 수 있다. 즉, 타임 도메인 보간 후 변환 도메인에서의 복소 CIR 평가의 최대 언앨리어싱된 대역폭(unaliased bandwidth), 즉, 변환 도메인의 복소 필터가 처리할 수 있는 다중 채널 내에 있는 에코의 최대 지연 시간은, $T_U/3$ 이 된다. 이는 NorDig 조건의 요구사항 보다 더 크다.

도 9의 좌측 하단은 상기 도 9의 우측 하단의 필터링 결과를 주파수 도메인으로 표시한 것이다. 즉, 도 9의 좌측 하단은 본 발명에 따른 주파수 도메인 보간기(912)를 통과한 후의 CIR 평가를 주파수 도메인으로 나타낸 것이다.

도 9의 좌측 하단에 도시된 바와 같이, 주파수 도메인 보간을 위해 복소성분의 CIR 샘플에 복소 필터를 통해 필터링을 하면, 모든 서브캐리어에서 CIR 평가가 생성될 수 있다.

본 발명에 따른 변환 도메인 내의 복소 필터부(914)를 이용한 반전 주파수 도메인 보간 방법은 다음과 같다.

수학식 3

$$CIR_{k,est}(m) = \sum_{i=-L}^L \hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{SP}) \cdot w_{\text{cplx}}^*(i)$$

여기서, $CIR_{k,est}(m)$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 m-번째 서브캐리어에서의 주파수 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타낸다. $\hat{R}_k(j | j \in P_{SP})$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 j-번째 서브캐리어에서의 타임 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내고 이때 P_{SP} 는 타임 도메인 보간에 의해 CIR 평가가 이미 생성되는 서브캐리어 인덱스 세트를 나타낸다. $w_{\text{cplx}}(i), i \in [-L, L]$ 는 도 9의 우측 하단에 도시된 변환 도메인의 복소 필터에 대한 주파수 도메인의 복소 계수를 나타내며, $2 \cdot L + 1$ 는 복소 필터의 차수를 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 복소 신호의 켈레(conjugate) 신호를 나타낸다.

한편, 본 발명을 이용하는 이퀄라이저의 구조는 도 2에 도시된 이퀄라이저(2)와 동일하다. 다만, 상기 이퀄라이저(2) 내의 종래의 주파수 도메인 보간기(902) 대신에, 복소 계수 세트가 종래의 실수성분 계수 세트를 대신하는 주파수 도메인 보간기(912)가 사용되어 주파수 도메인의 복소 보간(complex interpolator)이 완료된다.

본 발명에 따른 이퀄라이저를 사용하면, 도 9의 우측 하단에 도시된 바와 같이, 주파수 도메인 보간에 대한 변환 도메인에서의 복소 필터의 이론적인 최대 대역폭이 $T_U/3$ 까지 증대될 수 있다.

이렇게 복소 필터의 최대 대역폭이 $T_U/3$ 까지 증대되면, 에코 채널의 최대 지연 시간도 $T_U/3$ 까지 증대될 수 있고, 0dB 에코 채널 등의 수신 환경이 열악한 경우에도 채널 평가 및 보상을 적절하게 수행할 수 있게 된다.

즉, 타임 도메인 보간 후 변환 도메인 내의 CIR 평가가, 주파수 도메인 보간을 위한 복소 필터의 프로필(profile) 내부에 충분히 존재할 수 있게 되어, 주파수 도메인 보간 후의 CIR 평가의 왜곡을 방지할 수 있는 효과가 있다.

한편, 상기 복소 필터의 대역폭이 커질수록 더 많은 노이즈 전력을 포함하게 되고, 이는 주파수 도메인 보간 후의 CIR 평가 수행을 열화시킬 수 있다. 또한, FFT 시작 위치 에러(STR 에러)는 타임 도메인 보간 후 변환 도메인에서의 CIR 평가의 시작 위치에도 영향을 미친다. 그리고, 타임 도메인 보간 후 변환 도메인 내의 CIR 평가가 주파수 도메인 보간을 위한 복소 필터의 프로필(profile) 외부에 존재하는 경우도 고려할 필요가 있다.

이를 요약하면, NorDig 조건의 요구사항, 주파수 도메인 보간을 위한 복소 필터에 포함되는 노이즈, 및 STR 에러를 고려하여 복소 필터의 파라미터를 설정하는 것이 바람직하다.

본 발명에 따른 일 실시예에서 주파수 도메인 보간을 위한 변환 도메인에서의 복소 필터의 파라미터들은 다음과 같이 정의될 수 있다.

첫째, 변환 도메인에서의 복소 필터의 대역폭은 가드 간격의 폭(duration)이 된다. 둘째, 변환 도메인 내의 복소 필터의 "시작 주파수"는 가드 간격의 폭(duration)의 2.5% 이상 작아야 한다. 셋째, 변환 도메인 내의 복소 필터의 "컷-오프 주파수"는 가드 간격의 폭(duration)의 97.5% 이하가 되어야 한다.

이와 같은 파라미터의 설정을 통해 복소 필터에 포함되는 노이즈 및 STR 에러 등에 대해서도 변환 도메인 내의 CIR 평가가, 주파수 도메인 보간을 위한 복소 필터의 프로필(profile) 내부에 충분히 존재할 수 있게 된다.

본 발명은 도면에 도시된 일 실시예를 참고로 설명되었으나, 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 등록청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

발명의 효과

본 발명에 따른 DVB-T 수신기의 이퀄라이저를 사용하면, 에코 채널의 최대 지연 시간이 나이퀴스트 정리에 의한 최대 지연 시간보다 2배정도 증대될 수 있다. 따라서, 타임 도메인 보간 후 변환 도메인 내의 CIR 평가가, 주파수 도메인 보간을 위한 복소 필터의 프로파일 내부에 충분히 존재할 수 있게 되어, 주파수 도메인 보간 후의 CIR 평가의 왜곡을 방지할 수 있는 효과가 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

지상파 디지털 TV 방송 수신기의 채널 평가 및 보상(Channel estimation and compensation) 방법에 있어서,

고속 푸리에 변환된 직교 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 이하 OFDM) 신호를 수신하여 타임 도메인 보간을 행하는 타임 도메인 보간 단계; 및

상기 타임 도메인 보간 후의 복소성분의 OFDM 신호에 대하여 소정의 대역-폭을 갖는 복소 필터로 보간을 행하는 주파수 도메인 보간 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서, 상기 방법은,

상기 타임 도메인 보간 후의 OFDM 신호 및 상기 주파수 도메인 보간 후의 OFDM 신호에 응답하여 전송 채널 상에서 발생한 왜곡을 보상하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 주파수 도메인 보간 단계는

상기 타임 도메인 보간 후의 복소성분의 OFDM 신호와 변환 도메인에서의 상기 복소 필터를 승산하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 4.

제 3 항에 있어서,

상기 승산 단계는, 아래의 수학적식

$$CIR_{k, est}(m) = \sum_{i=-L}^L \hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{SP}) \cdot w_{\text{cmplx}}^*(i)$$

을 통해 달성되며,

여기서, $CIR_{k, est}(m)$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 m-번째 서브캐리어에서의 주파수 도메인 보간 후 평가된 채널 임펄스 응답(이하 CIR)를 나타내고, $\hat{R}_k(j | j \in P_{SP})$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 j-번째 서브캐리어에서의 타임 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내고 이때 P_{SP} 는 타임 도메인 보간에 의해 CIR 평가가 이미 생성되는 서브캐리어 인덱스 세트를 나타내며, $w_{\text{cmplx}}(i), i \in [-L, L]$ 는 변환 도메인의 복소 필터에 대한 주파수 도메인의 복소 계수를 나타내며, $2 \cdot L + 1$ 는 복소 필터의 차수를 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 복소 신호의 켈레(conjugate) 신호를 나타내는 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 5.

제 4 항에 있어서,

상기 변환 도메인에서의 상기 복소 필터의 대역폭은 가드 간격의 폭(duration)인 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 6.

제 4 항에 있어서,

상기 변환 도메인 내의 상기 복소 필터의 시작 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 2.5% 이상 작은 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 7.

제 4 항에 있어서,

상기 변환 도메인 내의 복소 필터의 컷-오프 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 97.5% 이하인 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 8.

제 1 항에 있어서,

지상파 디지털 TV 방송은 DVB-T 방송인 것을 특징으로 하는 채널 평가 및 보상 방법.

청구항 9.

지상파 디지털 TV 방송 수신기 내의 채널을 평가 및 보상하는 이퀄라이저에 있어서,

고속 푸리에 변환된 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 신호를 수신하여 타임 도메인 보간을 행하기 위한 타임 도메인 보간기;

상기 타임 도메인 보간 후 주파수 영역에서의 복소성분의 OFDM 신호에 대하여 소정의 대역-폭을 갖는 복소 필터로 보간을 행하기 위한 주파수 도메인 보간기; 및

상기 타임 도메인 보간 후의 OFDM 신호 및 상기 주파수 도메인 보간 후의 OFDM 신호에 응답하여 전송 채널 상에서 발생한 왜곡을 보상하기 위한 보상기를 포함하는 것을 특징으로 하는 이퀄라이저.

청구항 10.

제 9 항에 있어서,

상기 주파수 도메인 보간기는,

상기 타임 도메인 보간 후의 변환 도메인에서의 복소성분의 OFDM 신호와 변환 도메인에서의 상기 복소 필터를 승산하는 복소 필터부를 포함하는 것을 특징으로 하는 이퀄라이저.

청구항 11.

제 10 항에 있어서,

상기 복소 필터부는,

아래의 수학적식

$$CIR_{k, est}(m) = \sum_{i=-L}^L \hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{SP}) \cdot w_{\text{cmplx}}^*(i)$$

을 통해 주파수 도메인 보간을 수행하며,

여기서, $CIR_{k, est}(m)$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 m-번째 서브캐리어에서의 주파수 도메인 보간 후 평가된 채널 임펄스 응답(이하 CIR)를 나타내고, $\hat{R}_k(j | j \in P_{SP})$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 j-번째 서브캐리어에서의 타임 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내고 이때 P_{SP} 는 타임 도메인 보간에 의해 CIR 평가가 이미 생성되는 서브캐리어 인덱스 세트를 나타내며, $w_{\text{cmplx}}(i), i \in [-L, L]$ 는 변환 도메인의 복소 필터에 대한 주파수 도메인의 복소 계수를 나타내며, $2 \cdot L + 1$ 는 복소 필터의 차수를 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 복소 신호의 켈레(conjugate) 신호를 나타내는 것을 특징으로 하는 이퀄라이저.

청구항 12.

제 11 항에 있어서,

상기 변환 도메인에서의 상기 복소 필터의 대역폭은 가드 간격의 폭(duration)인 것을 특징으로 하는 이퀄라이저.

청구항 13.

제 11 항에 있어서,

상기 변환 도메인 내의 상기 복소 필터의 시작 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 2.5% 이상 작은 것을 특징으로 하는 이퀄라이저.

청구항 14.

제 11 항에 있어서,

상기 변환 도메인 내의 복소 필터의 컷-오프 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 97.5% 이하인 것을 특징으로 하는 이퀄라이저.

청구항 15.

제 9 항에 있어서,

지상파 디지털 TV 방송은 DVB-T 방송인 것을 특징으로 하는 이퀄라이저.

청구항 16.

유럽형 지상파 디지털 비디오 방송 (이하, DVB-T) 수신기에 있어서,

고속 푸리에 변환된 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 신호를 수신하여 타임 도메인 보간을 행하기 위한 타임 도메인 보간기, 상기 타임 도메인 보간 후 주파수 영역에서의 복소성분의 OFDM 신호에 대하여 소정의 대역-폭을 갖는 복소 필터로 보간을 행하기 위한 주파수 도메인 보간기, 및 상기 타임 도메인 보간 후의 OFDM 신호 및 상기 주파수 도메인 보간 후의 OFDM 신호에 응답하여 전송 채널 상에서 발생한 왜곡을 보상하기 위한 보상기를 포함하는 이퀄라이저를 구비하는 것을 특징으로 하는 DVB-T 수신기.

청구항 17.

제 16 항에 있어서,

상기 주파수 도메인 보간기는,

아래의 수학적식

$$CIR_{k, est}(m) = \sum_{i=-L}^L \hat{R}_k(m+i | (m+i) \in P_{SP}) \cdot w_{\text{cmplx}}^*(i)$$

을 통해 주파수 도메인 보간을 수행하며,

여기서, $CIR_{k, est}(m)$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 m-번째 서브캐리어에서의 주파수 도메인 보간 후 평가된 채널 임펄스 응답(이하 CIR)를 나타내고, $\hat{R}_k(j | j \in P_{SP})$ 는 k-번째 OFDM 심볼의 j-번째 서브캐리어에서의 타임 도메인 보간 후 평가된 CIR를 나타내고 이때 P_{SP} 는 타임 도메인 보간에 의해 CIR 평가가 이미 생성되는 서브캐리어 인덱스 세트를 나타내며, $w_{\text{cmplx}}(i), i \in [-L, L]$ 는 변환 도메인의 복소 필터에 대한 주파수 도메인의 복소 계수를 나타내며, $2 \cdot L + 1$ 는 복소 필터의 차수를 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 복소 신호의 켈레(conjugate) 신호를 나타내는 것을 특징으로 하는 DVB-T 수신기.

청구항 18.

제 17 항에 있어서,

상기 변환 도메인에서의 상기 복소 필터의 대역폭은 가드 간격의 폭(duration)인 것을 특징으로 하는 DVB-T 수신기.

청구항 19.

제 17 항에 있어서,

상기 변환 도메인 내의 상기 복소 필터의 시작 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 2.5% 이상 작은 것을 특징으로 하는 DVB-T 수신기.

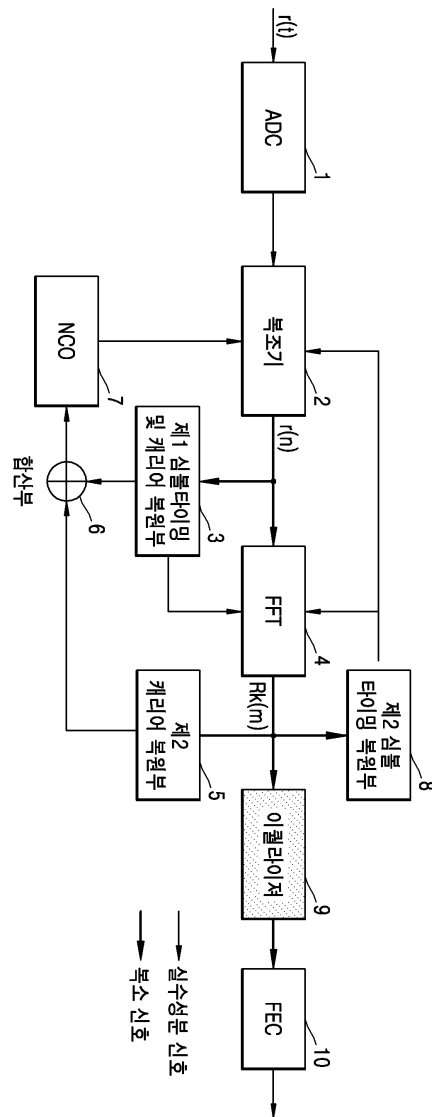
청구항 20.

제 17 항에 있어서,

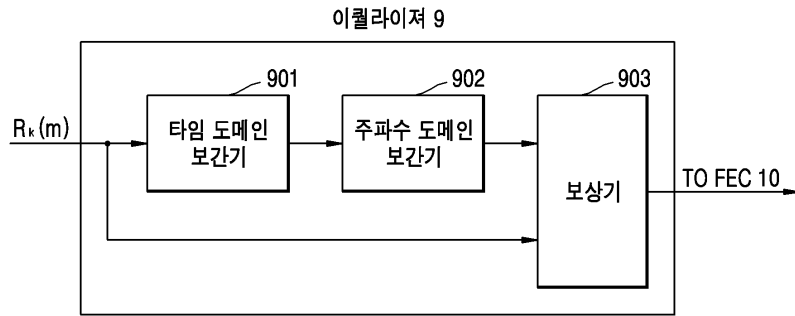
상기 변환 도메인 내의 복소 필터의 컷-오프 주파수는 가드 간격의 폭(duration)의 97.5% 이하인 것을 특징으로 하는 DVB-T 수신기.

도면

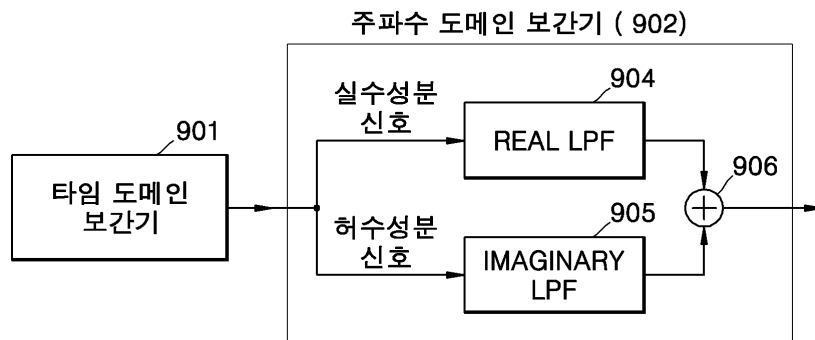
도면1



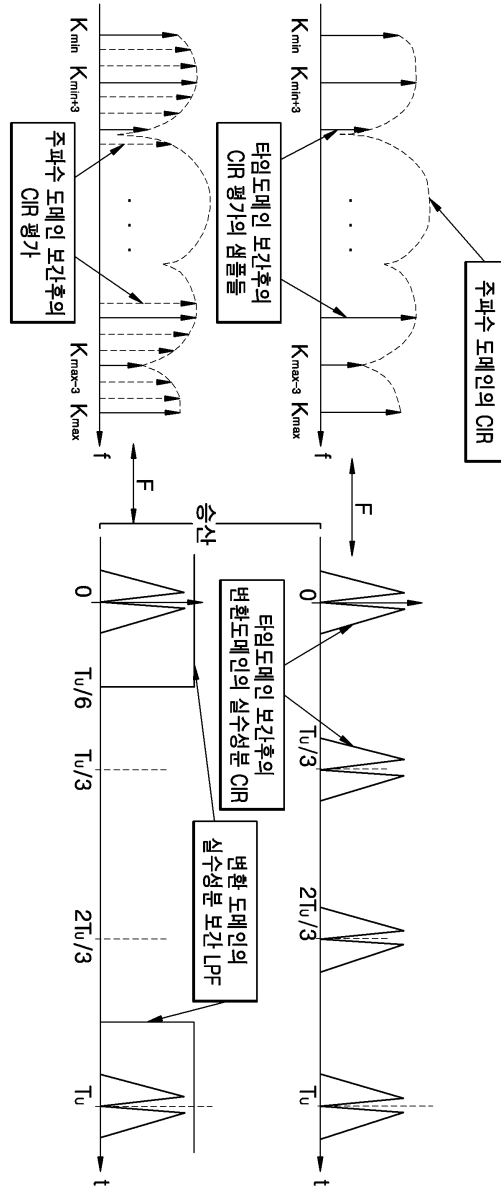
도면2



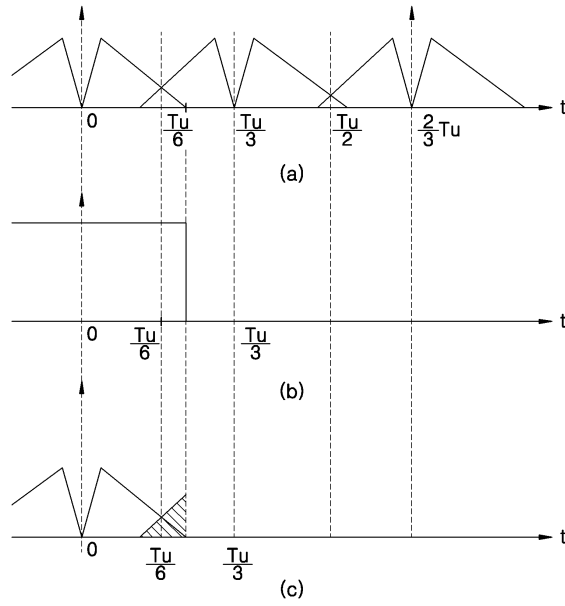
도면3



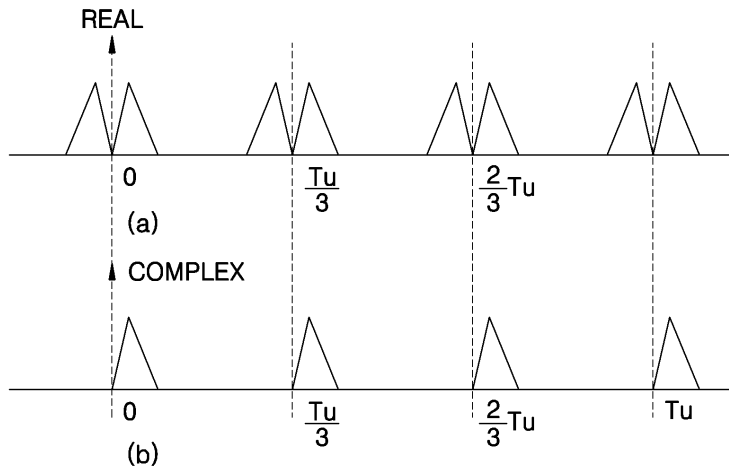
도면4



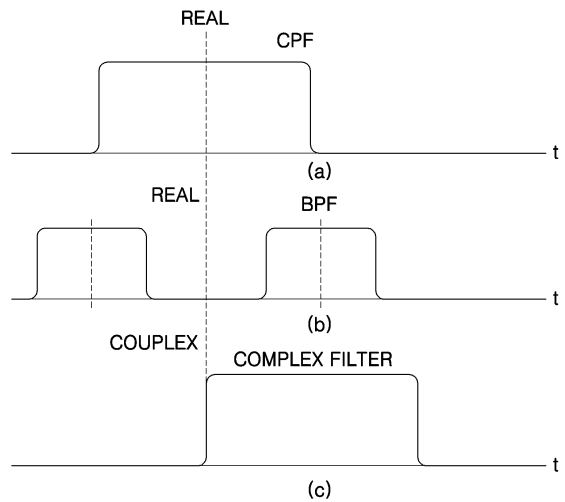
도면5



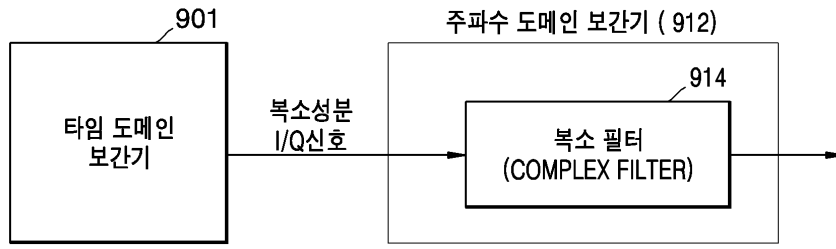
도면6



도면7



도면8



도면9

