(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.[7]
H04L 27/02

(45) 공고일자 2004년10월06일
(11) 등록번호 10-0433639
(24) 등록일자 2004년05월19일

(21) 출원번호 10-1996-0040831
(22) 출원일자 1996년09월19일

(65) 공개번호 10-1997-0016649
(43) 공개일자 1997년04월28일

(30) 우선권주장 60/004,004 1995년09월20일 미국(US)

(73) 특허권자 텍사스 인스트루먼츠 인코포레이티드
미국 텍사스주 75265 달라스 노스센트럴 익스프레스웨이 13500

(72) 발명자 개더러 앨랜
미국 75082 텍사스주 리차드슨 블루본넷 드라이브 2105

(74) 대리인 주성민

심사관 : 오상균

(54) 잔류측파대변조시타이밍회복을위한장치및방법

요약

잔류 측파대(VSB) 변조 신호로부터 타이밍 정보를 회복하는 장치 및 방법(10)은 좌측 성분 신호 및 우측 성분 신호를 수신 신호로부터 발생시키고, 필터들 $B_l(f)$ 및 $B_r(f)$(12, 14)은 좌측 및 우측 성분 신호들을 각각 필터링한다. 필터링된 신호들은 그 후 밴드 에지 성분 최대화(BECM)에서와 같이 양 신호들의 복소 공액을 취하지 않고 함께 승산된다. 발생된 출력 신호는 아날로그-디지탈 변환기(32)의 샘플링 레이트를 조정하기 위해 피드백 루프에서 사용될 수 있다.

대표도

도 1

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 교시에 따라 구성된 타이밍 회복 회로 및 알고리즘의 실시예를 도시한 블록도.
도 2는 복소 베이스밴드 신호의 그래픽 표시.
도 3은 우측 시프트 복소 베이스밴드 신호의 그래픽 표시.
도 4는 좌측 시프트 복소 베이스밴드 신호의 그래픽 표시.
도 5는 주파수 평면 내의 델타 함수 에지의 위치를 도시한 구성도.
도 6은 주파수 평면 내의 s = -1인 경우의 선 적분 위치들을 도시한 구성도.
도 7A는 밴드 에지 성분 최대화 그래픽 표시.
도 7B는 본 발명에 따른 타이밍 회복 방법의 그래픽 표시.
도 8은 본 발명의 교시에 따라 구성된 1차 피드백 루프를 사용하는 타이밍 회복 회로 및 알고리즘의 실시예를 도시한 블록도.

<도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>
10 : 타이밍 회복 알고리즘 및 회로
12, 14, 36, 38, 40 : 필터
30, 31 : 타이밍 회복 회로
32 : 아날로그-디지탈 변환기
42 : 위상 검출기 회로
44 : 루프 필터

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 일반적으로 디지탈 통신 분야에 관한 것으로, 특히, 잔류 측파대 변조(vestigial sideband modulation) 시 타이밍 회복을 위한 장치 및 이 장치를 실행하기 위한 방법에 관한 것이다.
잔류 측파대 변조(VSB)는 그랜드 연합(Grand Alliance)에 의해 HDTV(high definition TV)의 지상 방송용 변조 표준으로서 직교 진폭 변조(QAM)를 통해 최근 선택되었다. 잔류 측파대 변조는 또한 디지탈 케이블 송신계에서도 중요하다.
현재 디지탈 비디오 송신 테스트에 사용되는 잔류 측파대 변조 시스템만이 제니스(Zenith)에 의해 설계되었다. 제니스 설계는 충분한 양의 아날로그 프로세싱을 갖는데, 여기서, 수신기는 수신 신호를 이퀄라이저 바로 앞에서 심볼 레이트로 샘플링함으로써 디지털 신호로 변환시킨다. 제니스 시스템에서, 타이밍 회복은 데이터의 로우(low) 주파수 트레이닝 펄스를 사용하여 구현된다. 펄스 주파수가 하이(high)이면, 대부분의 심볼들은 데이터 송신 대신 타이밍 용으로 사용되기 때문에, 그 결과 대역폭이 비효율적으로 된다. 펄스 주파수가 로우이면, 타이밍 회복 회로는 매우 낮은 레이트(rate)로 정보를 수신하기 때문에 매우 느리게 정보를 모은다.
이상적으로 수신기의 아날로그-디지탈 변환기(ADC)는 송신기의 디지탈-아날로그 변환기(DAC)와 동일한 위상 및 주파수로 샘플링한다. 송신기 및 수신기 클럭들이 물리적으로 분리되어 있고 명목상 동일한 주파수이기 때문에, ADC는 약간 다른 주파수 및 미지의 위상으로 데이터를 샘플링한다. 따라서, 수신기 클럭의 주파수 및 위상 에러들을 보정하기 위해 타이밍 회복이 필요하다. 타이밍 회복 알고리즘들은 일반적으로 위상 및/또는 주파수 에러에 비례하는 출력들을 발생시키는데, 이 출력들은 후에 피드백 시스템에 의해 ADC 샘플링 레이트를 직접 조정하거나 ADC의 출력을 리샘플링(resampling)하는데 사용된다. 잔류 측파대 변조 수신기 시장이 성장하고 가격이 하락함에 따라, 잔류 측파대 변조 수신기의 디지탈 처리량이 증가함을 알 수 있다. 따라서, 잔류 측파대 변조용 디지탈 타이밍 회복 방식을 개발할 필요가 있다. 직교(quadrature) 진폭 변조 시스템의 가장 인기 있는 디지탈 타이밍 회복 방식들 중 하나는 밴드 에지 성분 최대화(BECM : band edge component maximization)인데, 이는 본래 고다드(Godard)에 의해 제안된 것으로 1978년 5월, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-26, No. 5의 'Passband Timing Recovery in an All-Digital Modem Receiver'에 기술되어 있다. 밴드 에지 성분 최대화는 신호를 복조 및 디코드할 필요 없이 패스 밴드 신호로부터 직접 타이밍 위상 정보를 추출하기 위한 방법이다. 이것은 트레이닝 펄스들을 필요로 하지 않고, 피드백 루프 없이 그 입력으로서 ADC의 출력을 수신하는 블라인드 타이밍 회복기술이다. 그러나, 밴드 에지 성분 최대화는 잔류 측파대 변조에 직접 응용될 때는 동작하지 않는다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 모든 디지탈 수신기를 구현하기 위해 잔류 측파대 변조시 타이밍 회복을 위한 장치 및 방법이 필요하다.
본 발명에 따르면, 종래의 회로 및 방법과 관련된 단점들을 상당히 감소시키거나 제거하는 타이밍 회복을 위한 장치 및 방법이 제공된다.
본 발명의 한 양상에서, 장치는 수신된 잔류 측파대(VSB) 변조 신호로부터 좌측(left hand) 성분 신호 및 우측(right hand) 성분 신호를 발생시키고, 필터들 $B_l(f)$ 및 $B_r(f)$는 좌측 및 우측 성분 신호들을 각각 필터링한다. 필터링된 신호들은 그 후 밴드 에지 성분 최대화(BECM)에서와 같이 양 신호들의 복소 공액(complex conjugate)을 취하지 않고 함께 승산된다.
본 발명의 다른 양상에서, 발생된 출력 신호는 피드백 루프에서 아날로그-디지탈 변환기의 샘플링 레이트, 또는 입력이 ADC 출력인 인터폴레이터의 리샘플링 위치를 조정하는데 사용될 수 있다.
본 발명의 또 다른 양상에서, 수신기에 의해 수신된 잔류 측파대(VSB) 변조신호로부터 타이밍 정보를 회복하기 위한 방법은 상기 VSB 신호로부터 좌측 성분 신호를 발생시키고, VSB 신호를 $e^{j2\pi f_c t}$ 로 승산하여 우측 성분 신호를 발생시킨다. 좌측 및 우측 성분 신호들은 모두 로우 패스 필터링되고, 필터링된 신호들은 먼저 양 신호들의 복소 공액을 취하지 않고 함께 승산된다. 결과의 신호는 그 후 VSB 신호가 샘플링되는 레이트를 제어하는데 사용된다.

발명의 구성 및 작용

본 발명의 바람직한 실시예는 도 1 내지 도 4에 도시되어 있고, 다수의 도면들에서 유사한 참조 번호는 유사한 부분을 나타낸다.

도 1을 참조하면, 수신된 신호, x(t)는 본 발명의 교시에 따라 구성된 타이밍 회복 알고리즘 및 회로(10)에 대한 입력으로서 제공된다. 베이스밴드 신호, x(t)는 다음 식으로 이루어지는데,

$$x(t)=\sum a_n h(t-nT-\tau_s) \quad (1)$$

여기서, a_n 은 제n 입력 데이터 심볼이고, T는 심볼 기간이며, h(t)는 스펙트럼이 송신기 출력 신호의 포지티브(positive) 주파수 부분의 복조 스펙트럼인 복소 펄스형태이고, τ_s 는 평가될 타이밍의 위상 에러이다. 복소 베이스밴드 스펙트럼은 도 2에 도시되어 있다. 베이스밴드 신호는 직교 진폭 변조에서와 같이 제로 주파수 축 주위에 집중되거나 VSB에서와 같이 제로 주파수 축의 한 사이드에만 배치될 필요가 없음을 주의해야 한다. 다음의 유도 식은 임의의 h(t)의 보다 일반적인 경우에 적용될 것이다.

밴드 에지 성분들은 스펙트럼의 각각의 에지가 원점에 있도록 신호 스펙트럼을 우측 및 좌측으로 시프트함으로써 생성된 후, 로우 패스 필터링된다. 일반적으로, 우측 성분 r(t) 및 좌측 성분 l(t)를 각각 생성하기 위해, 도 3에 도시된 바와 같이 임의의 우측 시프트 f_r 및 좌측 시프트 f_l 이 허용된다고 가정하자. 우측 주파 수 시프트의 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n a_n h(t-nT-\tau_s) e^{j2\pi f_r t} \\ &= \sum_n a_n e^{j2\pi f_r (nT+\tau_s)} h(t-nT-\tau_s) e^{j2\pi f_r (t-nT-\tau_s)} \\ &= \sum_n a_n^{(r)} h_r(t-nT-\tau_s) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, $a_n^{(r)}=a_n e^{j2\pi f_r (nT+\tau_s)}$ 는 회전된 데이터 벡터이고, $h_r(t)=h(t)e^{j2\pi f_r t}$ 는 변조된 펄스 형태이다. 이와 유사하게 좌측 성분은 다음과 같다.

$$l(t)=\sum_n a_n^{(l)} h_l(t-nT-\tau_s) \quad (3)$$

여기서, $a_n^{(l)}=a_n e^{j2\pi f_l (nT+\tau_s)}$ 는 회전된 데이터 벡터이고, $h_l(t)=h(t)e^{j2\pi f_l t}$ 는 변조된 펄스 형태이다.

우측 성분 및 좌측 성분은 각각 λ(t) 및 μ(t)를 생성하기 위해 2개의 필터들 $B_r(f)$ 및 $B_l(f)$에 대한 입력으로서 각각 제공된다. 바람직하게는, 필터들 $B_r(f)$ 및 $B_l(f)$는 매우 좁은 대역폭을 갖는 로우 패스 필터들이다. 이 필터링된 신호들은 다음과 같다.

$$\lambda(t)=\sum_n a_n^{(r)} \int H(f_1-f_r)B_1(f_1)e^{j2\pi f_1(t-nT-\tau_s)}df_1 \quad (4)$$

$$\mu(t)=\sum_m a_m^{(l)} \int H(f_2-f_l)B_r(f_2)e^{j2\pi f_2(t-mT-\tau_s)}df_2 \quad (5)$$

도 1에 도시된 바와 같이 출력은 다음과 같다.

$$g(t)=\lambda(t)\mu(t) \quad (6)$$

밴드 에지 성분 최대화에 있어서, g(t)=λ(t) * μ(t)인데, 항이 함께 승산되기 전에 λ(t)의 복소 공액을 취한다. 데이터가 독립적이고 동일하게 분산되어 있고, 제로 평균이면,

$$E\lfloor a_n^{(r)} a_m^{(l)} \rfloor = \delta(n+m)\xi_a e^{j2\pi(f_1-f_r)nT} e^{j2\pi(f_1-f_r)\tau_s} \quad (7)$$

이고, 여기서 $\xi_n=E\lfloor |a_n|^2 \rfloor$ 은 심볼 파워이다. 출력의 기대값은 다음과 같다.

$$E[g(t)]=e^{j2n(f_1+f_r)\tau_s}\xi_a\int\int H(f_1-f_r)H(f_2-f_l)B_r(f_1)B_l(f_2)e^{j2n(f_2+f_1)t}e^{-j2n(f_1+f_r)\tau_s} \sum_n\left(e^{-j2n((f_2+f_l)-(f_1+f_r))nT}\right)df_1df_2 \quad (8)$$

지수합으로부터 델타합으로의 변환은 다음과 같다.

$$E[g(t)]=e^{j2n\Sigma f\tau_s}\xi_a\int\int H(f_1-f_r)H(f_2-f_l)B_r(f_1)B_l(f_2)e^{j2n(f_2+f_1)t}e^{j2n(f_1+f_r)\tau_s} \frac{1}{T}\sum_k\delta\left((f_2+f_1)-\Sigma f-\frac{k}{T}\right)df_1df_2 \quad (9)$$

여기서 $\Sigma f=f_l+f_r$ 는 우측 및 좌측 성분들의 주파수 오프셋의 합이다. 1차원 선적분들의 합계로 변환된 2차원 적분은 도 5에 도시되어 있는데, 도 5는 주파수 평면의 델타 함수 에지들의 위치를 도시한 것이다.

$$E[g(t)]=\frac{\xi_a}{T}\sum_k\left(\int H(f-f_r)H\left(-f+f_r+\frac{k}{T}\right)B_r(f)B_l\left(-f+\Sigma f+\frac{k}{T}\right)df\right) e^{j2n\left(\Sigma f+\frac{k}{T}\right)t}e^{-j2n\frac{k}{T}\tau_s} \quad (10)$$

잔류 측파대 변조에 대한 해(solution)가 존재하는데, 이 해는 1/2T을 약간 넘는 스펙트럴(spectral) 폭의 펄스 형태를 갖는다. H(f-f_r) = H(f)가 원점에서 하 나의 에지를 갖고, 0 및 s/2T에서 에지들을 갖도록 f_r = 0으로 설정하며, 여기서, s는 어느 에지가 원점에 있느냐에 따라 +1 또는 -1이다. k = s의 경우, 식 (10)의 적분의 제2 항은 s/2T 및 s/T에서 에지들을 갖는 $H\left(-\left(f-\frac{s}{T}\right)\right)$ 이다. 따라서, 적분의 초기의 2개의 항은 위상 정보를 갖는 하나의 에지에서 중첩된다. 시간에 대한 식 (10)의 기대값의 종속성을 제거하기 위해, k = s인 경우 Σf+k/T=0하도록 다음과 같이 설정한다.

$$f_1=-\frac{s}{T} \qquad (11)$$

필터들 $B_r(f)$ 및 $B_l(f)$는 k = s의 선적분만이 의미 있게 되도록 선택된다.

$B_r(f)$ 및 $B_l(f)$를 결정하기 위한 예로서, s = -1이라고 세트한다. 델타 함수 에지 위치들은 도 6에 도시된 바와 같다. 점선 영역(20-24)은 2개의 축들의 에너지 위치들을 나타낸다. 수평 및 수직 사선 영역들이 중첩하는 경우에만 적분이 0이 아닌 결과가 생성된다. 수직 사선 영역(26)은 -1/2T 주위의 해당 영역을 유지하는 경우, 필요한 f_1에 대한 필터들 $B_r(f)$의 밴드 패스 영역을 나타낸다. f_2에 대한 필터 $B_l(f)$의 위치는 수평 사선 영역(27)에 의해 표시된다.

k = -1인 경우, 2개의 사선 영역들(26 및 27)과 2개의 점선 영역들(20 및 23)은 델타 함수 에지와 일치하고 0이 아닌 결과를 생성한다. 다른 델타 함수 에지는 모든 4개의 영역들(20, 23, 26 및 27)의 교점을 통과하지 않기 때문에, 선택된 필터 쌍은, 또한 다른 k 값들과 관련된 모든 항들을 거부(reject)함을 알 수 있다. 그러나 $B_l(f)$가 강제로 실수 필터가 되어 수평 사선 영역(27)이 원점에서 반향되면, k = -2와 관련된 델타 함수 에지는 모든 4개의 영역들의 교점을 통과한다. k = -2 항은 합계에서 의미있게 된다. 그러나, $B_r(f)$가 강제로 실수가 되면, 델타 함수 에지와 4개의 모든 영역들 간의 교점은 존재하지 않기 때문에, 여분의 바람직하지 않은 항들이 합계에 가산되지 않는다.

따라서, 도 7에 도시된 선택된 필터들에 대하여 s = -1일 때 최종 결과는 다음과 같다.

$$E[g(t)]=e^{j2\pi\frac{\tau_s}{T}}\left[\frac{\xi a}{T}\int H(f)\,H\left(-\left(f+\frac{1}{T}\right)\right)B_r(f)\,B_l(-f)\,df\right] \qquad (12)$$

원하는 결과는 기대값이 타이밍 위상 에러에 좌우되는 위상인 수정 밴드 에지 성분 최대화(BECM) 함수이다.

밴드 에지 성분 최대화 및 수정 밴드 에지 성분 최대화 간의 차이는 도 7A 및 도 7B의 그래프로 도시되어 있다. 밴드 에지 성분 최대화에서, 이미지는 도 7A에 도시된 바와 같이, 오리지날 스펙트럼을 k/T만큼 시프트함으로써 형성된다. 이미지가 오리지날에 중첩하기 위해서는, 오리지날의 폭이 적어도 1/T가 되어야 하나, 이는 직교 진폭 변조에 대해서는 적용되지만, 잔류 측파대 변조에 대해서는 적용되지 않는다. 따라서, 밴드 에지 성분 최대화는 잔류 측파대 변조에 대해서는 작용하지 않는다.

그러나 도 7B에 도시된 바와 같이, 수정 밴드 에지 성분 최대화에서, 이미지 는 k/T만큼 시프트하기 전에 스펙트럼의 하나의 에지에 대해 오리지날 스펙트럼을 반향함으로써 형성된다. 오리지날의 하나의 에지와 이미지의 에지는 이미지의 2배의 길이만큼 떨어져 있기 때문에, 1/T 시프트에 의해 잔류 측파대 변조에 대해 오리지날을 중첩하는 이미지가 얻어진다.

도 8을 참조하면, 본 발명의 교시에 따라 구성된 타이밍 회복 회로(30)가 도시되어 있다. 실선들은 복소 신호들을 나타내는데 사용된다. 채널로부터 수신된 아날로그 베이스밴드 신호, x(t)는 x(t)를 디지탈 신호로 변환하는 아날로그-디지탈 변환기(ADC : 32)에 대한 입력으로서 제공된다. f_r = 0 및 f_l = 1/T로 설정하면, 결과로서 변조된 좌측 및 우측 성분 신호들, l(t) 및 r(t)는 로우 패스 필터들 $B_l(f)$ 및 $B_r(f)$로 각각 필터링된다. 타이밍 회복 회로(30)의 설계를 간단하게 하기 위해, 단극 IIR(무한 임펄스 응답) 필터들(36 및 38)이 사용되어, 아날로그-디지탈 변환기(32)에서 4/T 샘플링 레이트에 대하여

$$B_r(z)=\frac{1}{1+0.95e^{j3\Pi/4}z^{-1}} \qquad (13)$$

$$B_l(z)=\frac{1}{1+0.95e^{-j3\Pi/4}z^{-1}} \qquad (14)$$

가 선택되었다, $B_r(z)$는 또한 실수가 될 수 있다.

$$B_r(z)=\frac{1}{1+2(0.95)\cos(3\Pi/4)z^{-1}+(0.95)^2z^{-2}} \qquad (15)$$

필터링된 신호들, μ(t) 및 λ(t)은 승산되어 g(t)를 생성한다.

HDTV에 대하여 제니스로부터 제안된 잔류 측파대 변조 설계에서, 이퀄라이저는 심볼 레이트로 샘플링한다. 출력 g(t)는 잡음을 제거하기 위해 로우 패스 필터(40)에 제공된다. 로우 패스 필터는 수정 밴드 에지 성분 최대화 출력의 이동 평균(running average)을 얻기 위해 0.9999의 극을 갖는 단극 필터일 수 있다. 그후 필터(40)로부터의 평균은 결과의 위상 바이어스를 제거하기 위해 회전되어 위상 검출기 회로(42)에 제공된다. 그 후, 위상 검출기(42)로부터의 출력은 0차 또는 일정한 스케일링을 갖는 루프 필터(44)에 제공된다. 루프 필터(44)로부터의 출력은 아날로그-디지탈 제어기(32)의 샘플링 주파수를 변경시키는 전압 제어 발진기(VCO)에 대한 제어 입력으로서 사용된다. 아날로그-디지탈 제어기(32)가 정확한 주파수 및 위상으로 샘플링하고 있을 때, l(t)는 변조 출력이 된다.

다른 보다 복잡한 알고리즘들이 예를 들어, N.K. Jablon, 'Timing Recovery for Blind Equalization', 22nd Asilomar Conf. Signals, Syst, Comput. Rec., Pacific Grove, CA Oct. 1988, 및 N.K. Jablon, 'Joint Blind Equalization, Carr

ier Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellations,' IEEE Transactions on Signal Processing, VOL. 40, No. 6, June 1992와 같은 직교 진폭 변조용 밴드 에지 성분 최대화에서 루프를 닫도록 제안되었다. 수정 밴드 에지 성분 최대화 출력이 본질적으로 밴드 에지 성분 최대화 출력과 동일한 정보를 포함하기 때문에, 이 알고리즘들은 잔류 측파대 변조용 수정 밴드 에지 성분 최대화의 성능을 향상시키는데 사용될 수 있다.
본 발명은 1995년 9월 11일에 International Conference on Communications 에 제출된 Alan Gatherer에 의한 'Band Edge Component Maximization for Timing Recovery in Vestigial Sideband Modulation'에도 기술되어 있고, 이하 참조로서 포함된다.
본 발명 및 장점이 상세하게 기술되었지만, 첨부된 청구 범위에서 정의된 본 발명의 원리 및 범위를 벗어나지 않는 범위 내에서 다양하게 변경, 대체 및 수정될 수 있음을 알 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.
잔류 측파대 변조(VSB)(vestigial sideband modulated) 신호를 수신하는 수신기 내의 타이밍 회복 장치에 있어서,
제1 주파수 시프트된(shifted) 신호를 발생시키기 위해 상기 수신 신호를 제1 방향으로 제1 소정량만큼 주파수 시프트하기 위한 제1 수단;
제2 주파수 시프트된 신호를 발생시키기 위해 상기 수신 신호를 제1 방향으로 제2 소정량만큼 주파수 시프트하기 위한 제2 수단;
상기 제1 주파수 시프트된 신호를 필터링하기 위해 상기 제1 주파수 시프팅(shifting) 수단에 결합된 제1 필터;
상기 제2 주파수 시프트된 신호를 필터링하기 위해 상기 제2 주파수 시프팅 수단에 결합된 제2 필터; 및
상기 필터링된 신호들 중 어느 하나의 복소 공액(complex conjugate)을 취하지 않고 상기 필터링된 신호들을 승산하고, 타이밍 정보가 추출될 수 있는 출력 신호를 발생시키기 위한 수단
을 포함하는 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 2.
제1항에 있어서, 상기 제1 필터는

$$B_r(z)=\frac{1}{1+0.95e^{j3\Pi/4}z^{-1}}$$

인 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 3.
제1항에 있어서, 상기 제2 필터는

$$B_l(z)=\frac{1}{1+0.95e^{-j3\Pi/4}z^{-1}}$$

인 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 4.
제1항에 있어서, 상기 제1 필터는

$$B_r(z)=\frac{1}{1+2(0.95)\cos(3\Pi/4)z^{-1}+(0.95)^2z^{-2}}$$

인 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 5.
제1항에 있어서, 상기 제1 주파수 시프팅 수단은 상기 수신 신호를 $e^{j2\Pi f_l t}$ 와 승산하는데, 여기서 f_l 은 좌측으로의 주파수 시프트량인 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 6.
제1항에 있어서, 상기 제2 주파수 시프팅 수단은 상기 수신 신호를 $e^{j2\Pi f_r t}$ 와 승산하는데, 여기서 f_r 은 우측으로의 주파수 시프트량인 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 7.
제1항에 있어서, 상기 제1 주파수 시프팅 수단은 상기 수신 신호를 1/T만큼 좌측으로 시프트하는데, 여기서 T는 상기 신호에서 송신된 심볼들의 심볼 기간인 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 8.
제1항에 있어서, 상기 제2 주파수 시프팅 수단은 0만큼 상기 수신 신호를 시프트하는 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 9.
제1항에 있어서, 상기 제2 주파수 시프팅 수단은 상기 수신 신호를 $e^{j2\Pi\frac{k}{4}}$ 와 승산하는 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 10.
제1항에 있어서, 상기 출력 신호를 수신하고 상기 수신 신호의 샘플링 레이트를 제어하는 제어 신호를 발생시키는 피드백 루프(feedback loop)를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 11.
제1항에 있어서,
상기 출력 신호를 수신하고 이동 평균(running average)을 발생시키는 제3 로우 패스 필터(low pass filter);
상기 제3 로우 패스 필터에 결합되고 상기 이동 평균의 위상을 검출하는 위상 검출기;
상기 위상 검출기에 결합되고 필터링된 출력을 발생시키는 루프 필터;
상기 루프 필터에 결합되고 상기 필터링된 출력에 응답하여 제어 신호를 발생시키는 전압 제어 발진기; 및
상기 전압 제어 발진기에 결합되어 상기 VSB 신호를 수신하는 아날로그-디지탈 변환기 - 상기 아날로그-디지털 변환기의 샘플링 레이트는 상기 제어 신호에 의해 제어됨 -
를 포함하는 것을 특징으로 하는 타이밍 회복 장치.

청구항 12.
수신기에서 수신된 잔류 측파대 변조(VSB) 신호로부터 타이밍 정보를 회복하는 방법에 있어서,
상기 VSB 신호를 좌측으로 소정량 주파수 시프트함으로써 상기 VSB 신호의 좌측(left hand) 성분 신호를 발생시키는 단계;
상기 VSB 신호를 우측으로 소정량 주파수 시프트함으로써 상기 VSB 신호의 우측(right hand) 성분 신호를 발생시키는 단계;
상기 좌측 성분 신호를 필터링하여 필터링된 좌측 성분 신호를 발생시키는 단계;
상기 우측 성분 신호를 필터링하여 필터링된 우측 성분 신호를 발생시키는 단계; 및
상기 필터링된 좌측 및 우측 성분 신호들 중 어느 하나의 복소 공액을 취하지 않고 상기 필터링된 좌측 및 우측 성분 신호들을 승산함으로써 타이밍 정보를 갖는 출력 신호를 발생시키는 단계
를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 13.
제12항에 있어서, 상기 좌측 성분 신호 필터링 단계는,
$$B_l(z)=\frac{1}{1+0.95e^{-j3\pi/4}z^{-1}}$$
필터를 사용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 14.
제12항에 있어서, 상기 우측 성분 신호 필터링 단계는,
$$B_r(z)=\frac{1}{1+0.95e^{j3\pi/4}z^{-1}}$$
필터를 사용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 15.
제12항에 있어서, 상기 우측 성분 신호 필터링 단계는,
$$B_r(z)=\frac{1}{1+2(0.95)\cos(3\Pi/4)z^{-1}+(0.95)^2z^{-2}}$$
필터를 사용하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 16.
제12항에 있어서, 상기 출력 신호로부터 제어 신호를 발생시키는 단계 및 상기 VSB 신호의 샘플링 레이트를 제어하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 17.
제12항에 있어서,
상기 출력 신호를 로우 패스 필터링하고 이동 평균을 발생시키는 단계;
상기 이동 평균의 위상을 검출하는 단계;
상기 이동 평균을 루프 필터링하여 필터링된 출력을 발생시키는 단계;
상기 필터링된 출력에 응답하여 제어 신호를 발생시키는 단계; 및
상기 VSB 신호를 수신하는 아날로그-디지탈 변환기의 샘플링 레이트를 제어하는 단계
를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 18.
제12항에 있어서, 상기 좌측 성분 신호 발생 단계는 상기 VSB 신호를 주파수 시프트하지 않는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 19.
제12항에 있어서, 상기 우측 성분 신호 발생 단계는 상기 VSB 신호를 1/T만큼 우측으로 주파수 시프트하는 단계를 포함하고, 여기서 T는 상기 VSB 신호내의 송신된 심볼들의 심볼 레이트(symbol rate)인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 20.
수신기에 의해 수신된 잔류 측파대 변조(VSB) 신호로부터 타이밍 정보를 회복하는 방법에 있어서,
상기 VSB 신호로부터 좌측 성분 신호를 발생시키는 단계;
상기 VSB 신호를 $e^{j2\Pi ft}$ 와 승산하고 우측 성분 신호를 발생시키는 단계;
상기 좌측 성분 신호를 필터링하는 단계;
상기 우측 성분 신호를 필터링하는 단계;

상기 필터링된 좌측 및 우측 성분 신호들 중 어느 하나의 복소 공액을 취하지 않고 상기 필터링된 좌측 및 우측 성분 신호들을 승산하여 출력 신호를 발생시키는 단계; 및
상기 출력 신호로부터 산출된 샘플링 레이트로 상기 VSB 신호를 샘플링하는 단계
를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 21.

제20항에 있어서, 상기 VSB 신호 승산 단계는 상기 VSB 신호를 $e^{j2\pi\frac{k}{4}}$ 와 승산하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 22.

제20항에 있어서, 상기 로우 패스 필터링 단계들은,

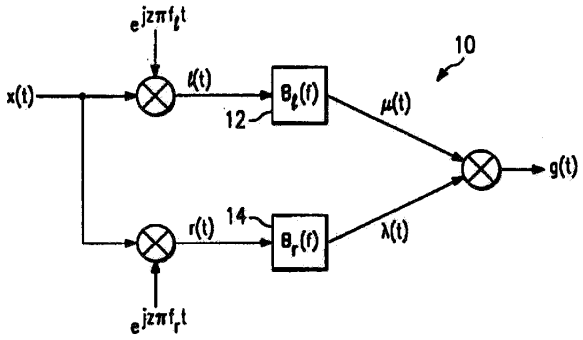
$$B_l(z)=\frac{1}{1+0.95e^{-j3\pi/4}z^{-1}}$$

$$B_r(z)=\frac{1}{1+0.95e^{j3\pi/4}z^{-1}}$$

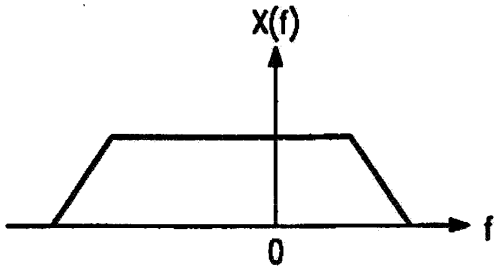
로, 상기 좌측 및 우측 성분 신호들을 각각 로우 패스 필터링하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

도면

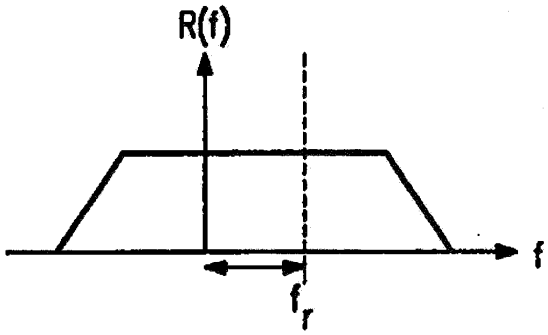
도면1



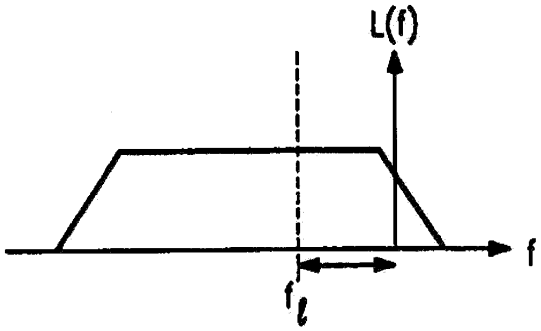
도면2



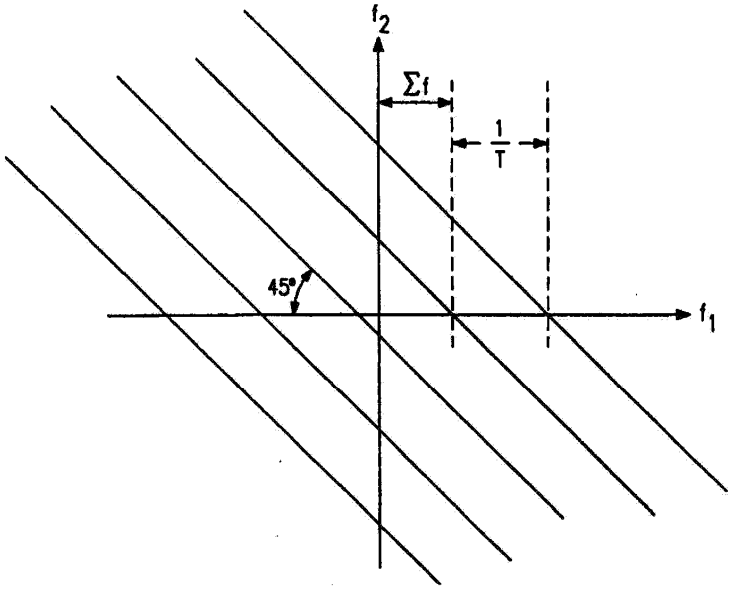
도면3



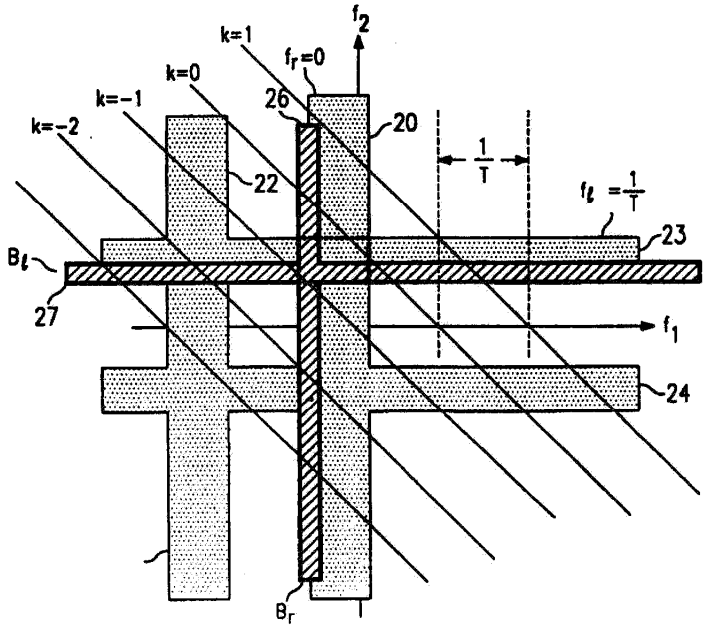
도면4


L(f)
f
f_ℓ

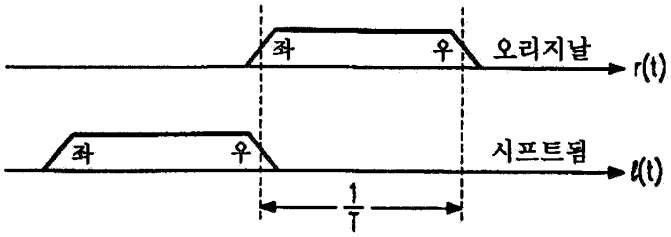
도면5


f_2
Σf
$\frac{1}{T}$
45°
f_1

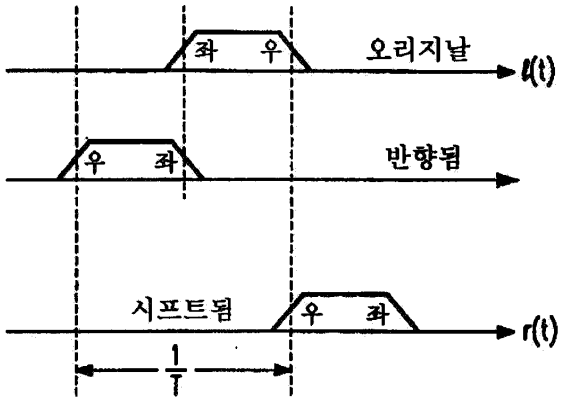
도면6


f_2
k=1
f_r=0
k=0
k=-1
k=-2
26
20
22
$\frac{1}{T}$
$f_\ell = \frac{1}{T}$
23
B_ℓ
27
f_1
24
B_r

도면7a



도면7b



도면8

