

(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>  
H04N 7/00

(45) 공고일자 2003년05월 12일

(11) 등록번호 10-0375144

(24) 등록일자 2003년02월24일

(21) 출원번호	10-1998-0054518	(65) 공개번호	특1999-0076554
(22) 출원일자	1998년12월11일	(43) 공개일자	1999년10월15일

(30) 우선권 주장 09/047,475 1998년03월25일 미국(US)

(73) 특허권자 삼성전자주식회사  
경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416번지  
(72) 발명자 림버그 알렌 레로이  
미국, 브이에이, 비엔나, 레이크발레 드라이브 2500  
(74) 대리인 이건주

심사관 : 최훈

(54) 엔.티.에스.씨 동일-채널 음성 반송파 주파수 근방의 반송파 주파수를 가지는 잔류 측파대 디지털 텔레비전 신호를 전송하는 방법

### 요약

실질적으로 NTSC 색 부반송파 주파수의 3배인 심볼 레이트  $f_s$ 의 N-레벨 디지털 부호화 신호(여기서, N은 복수의 정수임)는, NTSC 동일-채널 아날로그 텔레비전 신호의 존재에 지배를 받는 채널을 통해 전송하기 위하여, NTSC 음성 반송파의 수백 킬로 사이클내에서 주파수의 반송파 신호를 변조한다. 이러한 변조는 제1 및 제2진폭-변조 측파대를 발생시키는 억압-반송파 진폭-변조를 의미한다. 채널외부로 연장하는 진폭-변조 측파대의 소정 부분은 전송 신호에서 억압됨으로써, 제1진폭-변조 측파대를 반송파 신호에 주파수가 더 가까운 제2진폭-변조 측파대의 일부에 대해서만 영상을 제공하는 잔류 측파대로 만든다. 상기 반송파 신호로부터 주파수가 더 떨어져 있는 상기 제2진폭-변조 측파대의 나머지 부분의 진폭 응답과 비교해 볼 때, 상기 반송파 신호에 주파수가 더 가까운 상기 제2진폭-변조 측파대의 일부와 상기 잔류 측파대의 진폭 응답은 상기 전송 신호에서 이등분된다. 억압 반송파와 동일한 주파수의 고정-진폭 파일럿 신호는 전송 신호에 포함된다.

### 대표도

### 도1

### 명세서

### 도면의 간단한 설명

- <1> 도 1은 본 발명에 따라 구성되는 텔레비전 신호 전송 시스템의 구성을 도시한 블록도.  
<2> 도 2는 본 발명에 따라 DTV 신호가 전송될 경우의 6MHz DTV 텔레비전 채널의 스펙트럼을 나타낸 그래프.  
<3> 도 3은 본 발명에 따라 DTV 신호가 전송될 경우 동일-채널 DTV 및 NTSC 전송에 대한 DTV 수신기의 응답을 나타낸 그래프.  
<4> 도 4는 도 1의 DTV 수신기에 유용한 역 힐버트 변환 필터(inverse Hilbert transform filter)의 구성을 도시한 블록도.

### 발명의 상세한 설명

#### 발명의 목적

#### 발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술

- <5> 본 발명은 텔레비전 신호 전송 시스템에 관한 것으로, 특히 NTSC 동일-채널 간섭에 대한 영향이 감소되도록 잔류 측파대(VSB) 디지털 텔레비전 신호를 전송하는 방법에 관한 것이다.  
<6> R.W.Citta를 포함한 다수의 출원인에게 1992년 2월 11일자 특허허여된 VSB HDTV TRANSMISSION SYSTEM WITH REDUCED NTSC-CO-CHANNEL INTERFERENCE(NTSC 동일-채널 간섭이 줄어든 VSB HDTV 전송 시스템)라는 발명의 명칭을 가지는 미국 특허 제5,087,975 호의 명세서 및 도면이 본 명세서에서 참고로 언급 및 도시된다. Citta를 포함한 다수의 출원인은 억압 반송파, 6-MHz 대역폭을 갖는 텔레비전 채널의 저주파단 및 고주파단(lower-and upper-frequency edges)에 위치하되 상기 억압 반송파의 주파수와 거의 동시에 발생하는 상기 채널의 저주파단에 위치한 중앙 주파수를 갖는 각각의 나이퀴스트 슬로프(Nyquist

slopes)를 구비한 VSB 신호 및, 상기 억압 반송파와는 직교관계에 있는 파일럿 신호를 포함하는 방송용 텔레비전 신호의 전송 신호에 관해 설명하고 있다.

<7> 상기 텔레비전 신호의 전송 신호는 상기 채널의 저주파단으로부터 1.25 MHz 위에 위치한 영상 반송파, 상기 영상 반송파로부터 3.58 MHz 위에 위치한 색 반송파 및 상기 채널의 고주파단으로부터 0.25 MHz 아래에 위치한 음성 반송파를 갖는 NTSC 텔레비전 신호로부터 야기되는 동일-채널 간섭에 민감하다. 상기 억압 반송파는 상기 NTSC 색 반송파 주파수의 약 3배에 해당하는 심볼 레이트  $f_s$ 를 갖는 N-레벨 디지털 부호화 신호에 의해 변조되고, 상기 억압 반송파 주파수는 동일-채널 NTSC 영상 반송파보다 상기 채널의 저역-주파수 에지에 약  $f_s/12$ 만큼 더 근접해 있다. 수신된 신호는 상기 수신된 파일럿 신호에 응답하는 동기 검출기에 의해 복조되고, 간섭 NTSC 비트 성분들은  $f_s/12$ ,  $5f_s/12$  및  $f_s/2$ 의 노치(notch)를 갖는 선형 필터에 의해 감소된다.

<8> ATSC(Advanced Television Systems Committee)에 의해 1995년 9월 16일자로 발표된 디지털 텔레비전 표준은 미국내에서 NTSC(National Television System Committee) 아날로그 텔레비전 신호의 공중파 방송에 최근 사용되는 것과 같은 6-MHz 대역폭의 텔레비전 채널에 디지털 텔레비전(DTV) 신호를 전송하기 위한 VSB 신호를 명시하고 있다. 이들 VSB 신호들은 그 각각이 그 억압 반송파와 직교관계에 있기보다는 그 억압 반송파와 동위상관계에 있는 파일럿 신호를 사용한다는 점에서 Citta씨를 포함한 다수의 출원인에 의해 설명된 것과는 다르다. 이들 VSB 신호 각각은 텔레비전 방송 채널의 저주파단 근방의 잔류 측파대와 그 주파수로부터 상기 채널의 고주파단으로 상향 연장하는 전체 측파대를 포함한다.

### 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

<9> 따라서 본 발명의 목적은 억압 반송파와 상기 억압 반송파와 동위상 관계에 있는 파일럿 신호와, 텔레비전 방송 채널의 고주파단 근방의 잔류 측파대 및 상기 채널의 저주파단 근방의 전체 측파대를 갖는 VSB 신호를 포함하는 텔레비전 신호의 전송신호를 전송하는 방법을 제공하는데 있다.

### 발명의 구성 및 작용

<10> 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명은 변조된 영상 반송파, 색 반송파 및 음성 반송파를 가지는 NTSC 동일-채널 아날로그 텔레비전 신호의 존재에 지배를 받는 채널을 통해서 디지털 텔레비전 신호를 전송하는 방법에 있어서,

<11> 상기 NTSC 색 반송파 주파수의 3배에 해당하는 심볼 레이트  $f_s$ 의 N-레벨 디지털 부호화 신호(여기서, N은 복수의 정수임)를 제공하는 단계와;

<12> 수백 킬로 사이클의 상기 NTSC 음성 반송파내에서 주파수 반송파 신호를 발생시키는 단계와;

<13> 제1 및 제2진폭-변조 측파대를 발생시키기 위해 상기 N-레벨 디지털 부호화된 신호를 갖는 상기 반송파 신호의 진폭을 변조하는 단계와;

<14> 상기 진폭-변조 측파대에 응답하여 전송 신호를 형성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<15> 억압 반송파는 NTSC 색 반송파 주파수의 3배에 해당하는 심볼 레이트  $f_s$ 를 갖는 N-레벨 디지털 부호화 신호에 의해 변조되고, 상기 억압 반송파의 주파수는 동일-채널 NTSC 영상 반송파보다 상기 채널의 저주파단으로부터 약  $5f_s/12$ 만큼 더 멀리 떨어져 있다. 상기 수신 신호는 상기 수신 파일럿 신호에 응답하는 동기 검출기에 의해 복조되고, 간섭 NTSC 비트 성분은  $f_s/12$ ,  $f_s/4$  및  $5f_s/12$ 의 노치를 갖는 선형 필터에 의해 감소될 수 있다.

<16> 이하 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명하며, 도면전체를 통하여 동일한 부분에는 동일한 도면부호를 사용하기로 한다.

<17> 본 발명에 의해 제기된 문제점을 도 1의 블록도를 참조하여 설명하기로 한다. DTV 송신기(10)는 선택된 채널로 동조되는 DTV 수신기(100)에서 수신과 재생이 이루어지도록 선택된 6-MHz 대역폭의 텔레비전 채널을 통해 DTV 부호화 신호를 방송한다. 동시에, 근방의 텔레비전 서비스 지역에서 NTSC 송신기(200)는 동일 채널을 통해 NTSC 부호화 신호를 방송한다. 따라서, 물리적인 위치를 포함하는 여러 인자들에 좌우되는 상기 DTV 수신기(100)는 상기 DTV 송신기(10)의 전송 안테나(20)로부터 수신되는 신호뿐 아니라 상기 NTSC 송신기(200)의 전송 안테나(201)로부터 들어오는 상당한 강도의 불필요한 간섭 성분을 수신할 수도 있다. 상기 불필요한 간섭 신호는 원하는 DTV 신호와 동일 채널 상에서 전송되기 때문에, 이것을 일반적으로 '동일-채널 간섭(co-channel interference)'이라 칭한다. 상기 DTV 수신기(100)에서 상기 동일-채널 간섭 신호는 특히, 모든 디지털 DTV 전송 표준이 이용되는 경우에 문제점을 야기시킨다. 특히, 상기 동일-채널 간섭 신호가 수신기의 디지털 DTV 신호를 압도할 수 있을 정도로 충분한 강도를 지니는 경우, 상기 수신기가 소정의 질을 갖는 영상을 재생할 수 있는 능력은 완전히 소멸될 수도 있다. 더욱이, NTSC 동일-채널 간섭 신호의 강도가 갑작스럽게 변화하면 DTV 수신기의 손상을 가져올 수도 있다. 이것은 NTSC 동일-채널 간섭 신호의 강도변화시 수신기의 신호-대-잡음 성능이 점진적으로 변화되는 아날로그 DTV 전송 시스템과는 대조적이다.

<18> 알려진 바와 같이, 상기 NTSC 동일-채널 간섭 신호의 스펙트럼은 6-MHz 대역폭의 텔레비전 채널을 점유하며, 루마 성분(luma component), 크로마 성분(chroma component) 및 음성 성분을 포함한다. 상기 루마 성분은 약 4.2 MHz의 대역폭을 가지며 상기 채널의 일단으로부터 1.25 MHz 이격된 영상 반송파 상에서 변조된다. 약 1 MHz의 대역폭을 갖는 상기 크로마 성분은 상기 영상 반송파로부터 약 3.58 MHz 이격된 반송파 상에서 변조된다. 상기 음성 성분은 상기 채널의 타단으로부터 0.25 MHz(즉, 상기 영상 반송파로부터 4.5 MHz) 이격된 반송파 상에서 변조된다. 동일-채널 간섭의 주요 유발 인자는 비교적 큰 NTSC 영상 반송파와 동기 정보 및 고-루마 영상 성분(high-luma image components)을 부호화하는 그 측파

대, 컬러 버스트, 고-크로마 영상 성분중의 크로마 부반송파 측파대 및 FM 음성 반송파이다.

- <19> 동기 간격(sync interval) 동안의 NTSC 영상 반송파 피크는 가장 높은 에너지의 동일-채널 간섭을 제공한다. NTSC 동일-채널 간섭을 억압하기 위해 콤 필터링 기술을 이용하는 경우, NTSC 영상 반송파 및 그 15,734 Hz 측파대의 아티팩트를 최대로 억압하기 위해서는 콤 필터링 기술을 고안하는 것이 바람직하다. 동기 간격 동안에 크로마 버스트는 NTSC 영상 반송파 피크가 지나는 에너지의 20%정도만을 갖는다. 콤 필터링은 영상에서 큰 영역을 나타내는 NTSC 루마 및 크로마 신호의 아티팩트를 억압할 수 있다. 상기 영상에서 움직이는 에지(moving edges)를 나타내는 NTSC 루마 및 크로마 신호의 아티팩트에 의해 유발되는 오류는 오류 정정 코드를 이용하여 정정되어야만 한다.
- <20> 영상 반송파 피크 변조의 약 7~10%로 진폭이 제한되는 동안, FM 음성 반송파의 진폭은 지속된다. 이렇게 됨으로써 상기 FM 음성 반송파에 의해 유발되는 오류를 정정하기 위한 오류-정정 코드를 사용하기가 어려워진다. NTSC 음성 반송파의 주파수와 위상 변조는 몇 개의 심볼 주기 이상의 차동 지연을 이용하는 콤 필터링 기술이 NTSC 음성 신호의 아티팩트를 억압하기에는 비현실적으로 만든다. 변조 신호가 음성 및 낮은 초음파 속도로 변화한다는 사실은 단 몇 개의 심볼 주기만큼만 떨어져 있는 샘플들간에 충분한 상관관계를 제공하고, ATSC 신호에 사용되는 12-심볼-차동-지연 콤 필터로 하여금 NTSC 음성 신호의 아티팩트를 억압할 수 있도록 해준다.
- <21> 도 2는 본 발명에 따른 DTV 전송 채널의 스펙트럼을 나타낸 것이다. 상기 채널은 VSB 신호가 도면에 예시된 바와 같이 전송되는 NTSC 전송 채널에 대응하는 6 MHz의 대역폭을 갖는다. 특히, 전송 채널의 저주파단으로부터 353 kHz정도만큼 떨어진 제1휴지점(breakpoint) 주파수  $f_{1bp}$  이하에서, 상기 전송 채널은 진폭 응답 롤-오프(roll-off) 22를 나타낸다. VSB 신호는 상기 제1휴지점 주파수  $f_{1bp}$ 에서부터 상기 전송 채널의 저주파단으로부터 5,643 kHz 이하 정도만큼 떨어진 제2휴지점 주파수  $f_{2bp}$ 까지 연장하는 평탄한 진폭 응답부분 24를 갖는다. 전송 채널의 저주파단으로부터 1,250,000Hz 떨어진 NTSC동일-채널 간섭 신호의 영상 반송파 주파수  $f_{pix}$ 는 상기 진폭 응답부분 24에 포함되는 주파수 범위내에 존재한다. 상기 전송 채널의 저주파단으로부터 4,829,545.5 Hz 떨어진 NTSC 동일-채널 간섭 신호의 크로마 부반송파  $f_{sc}$  역시 상기 진폭 응답부분 24에 포함되는 주파수 범위내에 존재하는 것이 바람직하다. 제2휴지점 주파수  $f_{2bp}$ 와 제3휴지점 주파수  $f_{3bp}$  사이에서, 전송 채널은 상기 진폭 응답부분 24를 통한 진폭 응답의 1/2에 해당하는 진폭 응답 롤-오프 26을 나타내는데, 이러한 1/2 진폭 응답은 거의 평탄한 또 다른 진폭 응답부분 28로서 제3휴지점 주파수  $f_{3bp}$ 에서부터 제4휴지점 주파수  $f_{4bp}$ 까지 연장한다. 상기와 같은 진폭 응답의 이등분은 에너지가 아닌 변조도(degree of modulation)를 의미한다.
- <22> DTV 신호의 억압 반송파 주파수  $f_c$  및 파일럿 신호 주파수  $f_p$ 는 상기 전송 채널의 저주파단으로부터 5,734 kHz보다 약간 작은 주파수만큼 이격된 주파수 범위에 위치함으로써, NTSC 영상 반송파 주파수  $f_{pix}$ 의 위에 있는 NTSC 수평 주사 주파수  $f_{H}$ 의 285배 보다 약간 작은 주파수 범위에 위치하게 된다. 이러한 동작은 DTV 수신기(100)에서 콤 필터링 기술을 최상으로 사용하기 위해 수행됨으로써, NTSC 동일-채널 간섭 신호의 영상 반송파 주파수  $f_{pix}$  및 크로마 부반송파  $f_{sc}$ 의 아티팩트를 억압할 수 있다. 상기 DTV 신호의 억압 반송파 주파수  $f_c$  및 파일럿 신호 주파수  $f_p$ 는 상기 평탄한 진폭 응답부분 28에 포함되는 주파수 범위의 중앙에 위치한다. 상기 평탄한 진폭 응답부분 28은 NTSC 동일-채널 간섭 신호의 주파수-변조 음성 반송파  $f_a$  및 상당량의 에너지를 지닌 그 주파수-변조 측파대를 포함하도록 연장된다. 따라서, 제4휴지점 주파수  $f_{4bp}$ 는 5,825,000 Hz 지점에 위치하거나, 상기 전송 채널의 저주파단으로 약간 위지점에 위치하게 된다. 상기 제4휴지점 주파수  $f_{4bp}$  위에서 상기 전송 채널은 진폭 응답 롤-오프 30을 나타낸다. 상기 제3휴지점 주파수  $f_{3bp}$ 는 상기 제4휴지점 주파수  $f_{4bp}$ 가 억압 반송파 주파수  $f_c$ 위에 위치하는 것만큼 상기 억압 반송파 주파수  $f_c$  아래에 위치한다. 상기 제2휴지점 주파수  $f_{2bp}$ 와 상기 제3휴지점 주파수  $f_{3bp}$ 사이의 진폭 응답 롤-오프 26은 진폭 응답 롤-오프 30을 보완하도록 설계됨으로써, 텔레비전신호의 전송 신호가 상기 수신기(100)에서 복조되면 베이스밴드 DTV 신호는 제로 주파수에서부터 나이키스트 샘플링 주파수  $f_s$ 의 절반에 해당하는 주파수인 5,381,118.9 Hz에 달하는 평탄한 진폭 응답을 갖는다. 송신기 위상 응답은 전송 채널의 저주파단으로부터 353 kHz 이하 정도 떨어진 주파수에서부터 진폭 응답 롤-오프 30이 높은 주파수에서 무시할 정도의 레벨로 에너지를 감소시키는 주파수까지 연장되는 주파수 범위를 통해 선형을 유지함으로써, 다중-경로 현상의 결여로 인해 상기 수신기(100)에 의해 복조된 DTV 신호 성분에는 그룹 지연의 균일성이 존재하게 될 것이다.
- <23> 미국 특허 제 5,087,975 호에 개시된 바와 같이, 채널의 나이키스트 대역폭  $f_s/2$ 는 6개의 동일한 부분으로 분할되는 것으로 생각할 수 있고, NTSC 동일-채널 영상 반송파  $f_{pix}$ 와 색 부반송파  $f_{sc}$ 사이의 간격은 이들 6개의 부분중 4개에 해당한다. 즉,  $f_{sc} - f_{pix} = (4/6)(f_s/2) = (4/12)f_s = (1/3)f_s$ 이다. 나이키스트 심볼 주파수는 처음에는  $(f_{sc} - f_{pix}) = 3 \times 3,579,545.5 \text{ Hz} = 10,738,636.4 \text{ Hz}$ 의 3배가 되는 것으로 추정된다.
- <24> 상기 미국 특허 제 5,087,975 호에 개시된 것과는 대조적으로, 상기 DTV 신호의 억압 반송파 주파수  $f_c$ 와 NTSC 동일-채널 영상 반송파  $f_{pix}$ 사이의 간격은 상기 6개의 동일 부분중 1개이기보다는 상기 6개의 동일 부분중 5개에 해당하고, 상기 DTV 신호의 억압 반송파 주파수  $f_c$ 와 NTSC 동일-채널 색 부반송파  $f_{sc}$ 사이의 간격은 상기 6개의 동일 부분중 5개이기보다는 상기 6개의 동일 부분중 1개에 해당한다. 즉,  $f_c - f_{pix} = (5/6)(f_s/2) = (5/12)f_s$  및  $f_c - f_{sc} = (1/6)(f_s/2) = (1/12)f_s$ 이다.
- <25> 도 3은 DTV 수신기 100의 베이스밴드 응답을 나타낸 것이다. 도 3에 도시된 바와 같이, 공칭 응답 40은 상기 채널에 걸쳐서 거의 평탄하고, 감쇠없이  $f_s/2$ 의 나이키스트 대역폭을 수용한다. 상기 베이스밴드 DTV 신호는 상기 억압 DTV 반송파  $f_c$ 에 대응하는 주파수 및 위상을 가지고 재발생된 반송파에 응답하는 '동위상(in-phase)' 동기 검출기에 의해 생성되는 것이 보다 바람직하다. NTSC 동일-채널 신호가 존재하는 경우, 상기 재발생 반송파에 응답하여 검출하면, NTSC 동일-채널간섭의 크로마 부반송파 및 영상 반송파로부터 각각 야기되는  $f_s/12$  및  $5f_s/12$ 에 실제 대응하는 주파수에 간섭 비트 신호쌍이 제공될 수도 있다. 상기 간섭 비트 신호는 도 3에서 각각 참조 부호 42 및 44로 표시된다. 제로 주파수 보다 약간 위에 위치한 또 다른 비트 신호 46은 NTSC FM 음성 반송파의 아티팩트로서 '동위상' 동기 검출기 응답

에 나타난다. 적절한 차동 지연을 갖는 베이스밴드 DTV 신호를 가산 결합하는 콤 필터는 그 응답에 있어 널(null) 52, 54 및 56을 갖는 응답 50을 구비한다. 상기 널 54는 중앙-채널 근방에 위치하고 임펄스 잡음에 대한 중앙-채널 링잉 응답(mid-channel ringing response)을 감소시킨다. NTSC 동일-채널 간섭의 크로마 부반송파 및 영상 반송파의 아티팩트인 비트 신호들 42 및 44는 콤 필터 응답 50에서 상기 널 52 및 56에 의해 억압된다. 나중에 보다 상세히 설명하겠지만, 상기 수신기 100은 동일-채널 간섭 비트 효과를 감소시키기 위해 상기 응답 50을 갖는 콤 필터를 구비한다.

- <26> ATSC 디지털 텔레비전 표준은 미국 특허 제 5,087,975 호에서 제시된 바와 같이, NTSC 및 DTV 부호화 신호들간의 변환을 용이하게 하기 위해 NTSC 수평 주사속도  $f_h$ 의 684배인 심볼 레이트  $f_s$ 를 만든다. 따라서 6 심볼 간격만큼 차동 지연된 샘플들을 가산 결합하는 선형 콤 필터는 상기 비트 신호 42 및 44의 주파수에 근접한 주파수의 각각의 노치 52 및 56을 구비하는 응답을 제공한다. NTSC 수평 주사선에는 정확히 684개의 심볼이 들어 있기 때문에, 6-심볼 지연은 NTSC 주사선보다 114배 짧아질 것이다. 주파수  $114 \cdot f_h$ 를 갖는 아티팩트는 6-심볼 주기에서 완전한 1 사이클을 가지게 됨으로써, 6 심볼 간격만큼 차동 지연된 샘플들을 가산 결합하는 콤 필터는 1,793,706.3 Hz 간격으로 그 노치들을 갖는다.
- <27> 만약, 영상 반송파 주파수  $f_{pix}$ 가 정확히  $(5/2) \cdot 1,793,706.3$  Hz간격의 노치가 된다면, 상기 DTV 반송파 주파수  $f_c$ 는 채널의 하한 주파수 상위에 있는 1,250,000 Hz인 영상 반송파 주파수  $f_{pix}$  위의  $(5/2) \cdot 1,793,706.3$  Hz가 될 것이다. 즉, DTV 반송파 주파수  $f_c$ 는 상기 채널의 하한 주파수보다 5,734,265.7 Hz 위이며, 6-MHz 대역폭 채널의 상한 주파수보다 265,734.3 Hz 아래가 될 것이다. 이에 따라, 상기 DTV 신호 반송파 주파수  $f_c$ 는 NTSC 음성 반송파 주파수  $f_a$ 로부터 오프셋된 수평 주파수  $f_h$ 에 놓이게 되고, 결과적으로 상기 DTV 신호 반송파는 비록 그 음성 회로의 진폭-변조(AM) 제거 성능이 저하되었다 하더라도 NTSC 텔레비전 신호 수신기에서는 들리지 않게 될 것이다. 이것을 수행함에 있어서 수반되는 문제점은, NTSC 동일-채널 간섭 신호에서 스테레오포닉 파일럿 반송파의 제1고측파대(first upper sideband)는, 만약 DTV 신호반송파 주파수  $f_c$ 가 NTSC 음성 반송파 주파수  $f_a$ 로부터 오프셋된 수평 주파수  $f_h$ 를 갖는 경우, DTV 수신기에서 DTV 반송파 주파수의 획득에 영향을 미칠 수 있다는 점이다.
- <28> 상기 DTV 반송파 주파수  $f_c$ 는 상기 채널의 하한 주파수위에 위치한 주파수보다 약간 낮은 주파수 예컨대, 5,733,500 Hz 및 상기 6-MHz 대역폭 채널의 상한 주파수아래에 위치한 266,500 Hz가 되는 것이 보다 바람직하다. 이렇게 함으로써, 상기 NTSC 동일-채널 간섭 신호에서 스테레오포닉 파일럿 반송파의 제1고측파대와 상기 DTV 반송파 주파수  $f_c$ 간의 비트는 약 765 Hz가 됨으로써, 반송파 재생 회로의 AFPC 신호에서 협대역 필터에 의해 제거될 수 있다. 상기 DTV 신호 반송파는 비록 그 음성 회로의 진폭-변조(AM) 제거 성능이 저하된다 하더라도, NTSC 텔레비전 신호 수신기에서는 들리지 않는 상태로 남아 있게 될 것이다.
- <29> 상기 DTV 반송파 주파수  $f_c$ 는 NTSC 동일-채널 크로마 부반송파의 주파수 아래에 위치한  $57 \cdot f_h$  즉, 6-MHz 대역폭 채널의 상한 주파수 아래에 위치한 273,602 Hz에 위치할 수 있다. 상기 DTV 신호 반송파는, 그 음성 회로의 진폭-변조(AM) 제거 성능이 저하되는 경우, 스테레오 사운드를 갖는 NTSC 텔레비전 신호 수신기에서 7867Hz의 톤(tone)을 야기시킬 수 있다. 상기 DTV 수신기에서 DTV 반송파 주파수를 획득하는 것은 NTSC 동일-채널 스테레오 파일럿 신호에 의해 영향받지 않고 크로마 측파대는 최상으로 억압될 것이다. NTSC 동일-채널 영상 아티팩트는 NTSC 아티팩트를 제거하는데 사용되는 콤 필터의 노치 주파수로부터  $f_h/2$ 가 될 것이다. 6-심볼 차동 지연을 이용한 콤 필터는 노치 주파수를 포함하는 71 kHz상에서 -18dB 제거성능을 제공함으로써, NTSC 동일-채널 영상 반송파 아티팩트의 제거기능은 양호한 상태를 유지한다. 또한, NTSC 동일-채널 영상 반송파 아티팩트는, 750 kHz에 달하는 NTSC 신호의 이중-측파대 특성으로 인해 상기 NTSC 신호를 VSB DTV 신호로부터 분리시킬 수 있기 때문에, 콤 필터링 기술이외의 방법들에 의해 제거될 수 있다.
- <30> 전술한 내용에 따라, 도 1을 다시 참조하여 보면, 상기 DTV 송신기(10)는 약 37MHz에 달하는 대역폭을 갖는 디지털 영상신호를  $f_s$ 의 심볼 레이트(여기서,  $f_s$ 는  $3f_{sc}$ 와 동일함)로 제공하기 위해서, 클럭 발생기(12)로부터 클럭신호  $f_s$ 를 수신하는 영상 소스(11)를 구비한다. 상기 심볼 레이트는 NTSC 수평 레이트의 684배가 되는 것으로 추정된다. 예를 들어 상기 영상 소스(11)에 의해 제공되는 영상 신호는 프레임당 787.5 순차 주사선들을 포함하고, 그중 720개의 순차 주사선은 능동 영상을 나타내는 것으로서, NTSC 필드 속도에 대응하는 수직 반복 속도 및 NTSC 수평 주사속도의 3배에 대응하는 수평반복 속도를 갖는다. 상기 영상 소스(11)에 의해 제공되는 영상 신호는 6-MHz 대역폭의 텔레비전 채널을 통해서 전송시킬 수 있도록 37MHz 영상 신호를 압축하는 영상 압축기(13)에 인가된다. 상기 압축된 영상 신호는 오류 정정 부호화(ECC) 회로(14)에서 순방향 오류 정정 부호화될 수 있고, 그 ECC 결과는 프리코더 회로(15)에 공급된다. 상기 오류정정 부호화 회로(14)는 트렐리스 코더 앞에 배치된 리드-솔로몬 코더를 포함하고, 프리코딩 결과는 ATSC 디지털 텔레비전 표준에서 허용된 규정에 따라 트렐리스 코딩 결과의 선택된 심볼에 인가된다. 상기 영상 압축기(13), 상기 ECC 회로(14) 및 프리코더회로(15)는 상기 클럭 발생기(12)에서 발생된 클럭 신호  $f_s$ 에 응답하여 동작한다. 상기 프리코더 회로(15)는 부분적으로 프리코딩된 오류-정정 부호화 결과를 변조신호로서 잔류-측파대 진폭 변조기(16)에 공급한다. 반송파 및 파일럿 신호 발생회로(17)는 대응 NTSC 음성 반송파 주파수  $f_a$ 보다 낮게 오프셋 되어 있는 공칭 주파수인 수평 주파수  $f_h$ 를 갖는 반송파신호를 상기 VSB 진폭 변조기(16)에 공급한다. 또한, 상기 반송파 및 파일럿 신호 발생회로(17)는 반송파 신호와 동일한 주파수 및 위상을 갖는 주파수  $f_p$ 의 파일럿 신호를 공급한다. 상기 파일럿 신호는 결합 회로(18)에서 상기 VSB 진폭 변조기(16)로부터 발생된 잔류-측파대 진폭-변조 출력 신호와 결합되어 전송 안테나(20)를 구동시키는데 사용되는 최종 증폭기 회로(19)에 인가하기 위한 신호를 형성한다. 상기 영상 신호는 N-레벨 데이터 샘플들의 시퀀스로서 전송되며, 이러한 전송은 도 2에 도시된 바와 같이 VSB 신호, 즉 억압 반송파의 형태로 수행되는 것이 바람직하고, 동위상 파일럿 신호  $f_p$ 는 결합되어 상기 DTV 수신기(100)에서 상기 반송파 재생을 용이하게 한다. 물론, 클럭 및 반송파 신호의 주파수는 전술한 공칭값으로부터 약간 조절될 수 있다.
- <31> 상기 DTV 수신기(100)는 수신 안테나(101)와 튜너 및 IF 스테이지(102)를 포함한다. DTV 신호가 전송되는 6MHz 텔레비전서비스 지역에서 NTSC 송신기(200)에 의해 동일한 채널상에서 방송되는 NTSC 동일-채널 신호와 함께 동조된 DTV 신호는 상기 튜너 및 IF 스테이지(102)에서 중간 주파수로 변환되어 동위



상 동기 검출기(104) 및 직교 위상 동기 검출기(103)에 입력신호로서 공급된다. 반송파 재생 회로(105)는 동기 위상 재생된 반송파 및 직교-위상 재생된 반송파를 상기 동기 위상 동기 검출기(104) 및 직교 위상 동기 검출기(103)에 각각 공급한다.

- <32> 상기 동기 위상 동기 검출기(104) 및 직교 위상 동기 검출기(103)의 베이스밴드 응답들은, 상기 DTV 수신기(10)로부터 수신된 DTV 신호에 대한 다중-경로 응답을 억압하고 채널을 등화하여 심볼간 오류를 줄이기 위한 채널 등화 필터(106)에 공급된다. 상기 채널 등화 필터(106)로부터 지연 등화된 동기 위상 동기 검출기(104)의 응답은 DTV 수신기(100)에서 사용하기 위한 심볼 클럭 신호 fs를 재생하는 클럭재생회로(107)에 공급된다.
- <33> LPF(Low Pass Filter)(108)는 상기 채널 등화 필터(106)로부터 등화된 직교-위상 동기 검출기(103)의 응답에 응답하여, 상기 반송파 재생 회로(105)에 의해 상기 동기 위상 동기 검출기(104) 및 직교 위상 동기 검출기(103)에 공급된 동기 위상 재생 반송파 및 직교 위상 재생 반송파의 정확한 주파수 및 위상으로 부터의 이동을 나타내는 오류 신호를 발생시킨다. 이러한 오류 신호는 상기 반송파 재생 회로(105)에 포함되는 제어 발전기의 자동 주파수 및 위상 제어(AFPC) 신호로서 사용될 AFPC 필터(109)에 의해 추가로 필터링 된다.
- <34> 상기 채널 등화 필터(106)로부터 등화된 직교-위상 동기 검출기(103)는 상기 채널 등화 필터 106 으로부터 등화된 동기 위상 동기 검출기 103에 포함된 VSB DTV 신호의 모든 단일-측파대(SSB) 성분에 대한 응답을 힐버트 변환한 VSB DTV 신호의 모든 단일-측파대(SSB) 성분에 대한 응답을 포함한다. 상기 채널 등화 필터(106)로부터 등화된 직교-위상 동기 검출기(103)의 응답에 대한 LPF(108)의 응답은 역 힐버트 변환 필터(inverse Hilbert transform filter)(110)에 공급되고, 이것은 상기 역 힐버트 변환 필터(110)에 의해 유도된 대기(latency) 또는 지연(delay)을 제외한 이들 저주파 SSB 성분에 대한 등화 동기 위상 동기 검출기(104)의 응답과 유사한 VSB DTV 신호의 저주파 SSB 성분에 대한 공급 응답에 응답한다. 상기 채널 등화 필터(106)로부터 출력되는 등화된 동기 위상 동기 검출기(103)의 응답은 상기 LPF(108) 및 상기 역 힐버트 변환 필터(110)에 의해 유도된 대기 또는 지연을 보상하기 위한 지연 라인(111)에 의해서 지연된다. 직렬 연결된 상기 LPF(108)와 역 힐버트 변환 필터(110)의 응답은 선형 결합기(112)에서 상기 지연 라인(111)의 응답과 결합되는데, 상기 지연 등화된 동기 위상 동기 검출기(104)의 응답으로부터 NTSC 동일-채널 음성 신호의 아티팩트를 제거하기 위하여 상기 선형 결합기(112)에서 콤 필터링 및 심볼 디코더 회로(113)에 인가된다.
- <35> 상기 선형 결합기(112)로부터 공급되는 상기 지연 등화된 동기 위상 동기 검출기(104)의 응답은 도 3의 곡선 40으로 표시되는 바람직한 DTV 성분과, 도 3의 신호 42 및 44로 각각 표시되는 바람직하지 못한 NTSC 동일-채널 영상 및 크로마 비트 성분을 포함한다. 전술한 바와 같이, 비트 성분들은 거의 fs/12 및 5 fs/12에 대응하는 주파수에서 발생하고, 재생된 DTV 반송파를 NTSC 영상 반송파 및 NTSC 크로마 반송파로 각각 비트 결합한 결과로서 생성된다. 콤 필터링 및 심볼 디코더 회로(113)에서의 데이터 슬라이싱은 상기 클럭재생회로(107)에 의해 재생된 심볼 클럭 신호 fs에 의해 클럭킹된다. NTSC 동일-채널 간섭이 존재하는 것으로 판정되면, 상기 심볼 디코더 회로(113)는 도 3의 곡선 48로 표시된 응답을 갖는 선형 필터로 필터링하는 것보다 우선하여 데이터 슬라이싱을 수행할 수 있다. 이러한 응답은 NTSC 간섭 영상 및 크로마 비트를 제거 혹은 실질적으로 제거하기 위해 fs/12 및 5fs/12에 대응하는 주파수들에 널(null)을 포함한다. 데이터 슬라이싱 동작 이전에 사용되는 그러한 필터에 의해 유도되는 심볼간 간섭은 데이터 슬라이싱에 의해 복구된 데이터에서 보상될 수 있다. 콤 필터링 및 심볼 디코더 회로(113)는 'DIGITAL TV RECEIVER CIRCUITRY FOR DETECTING AND SUPPRESSING NTSC CO-CHANNEL INTERFERENCE(NTSC 동일-채널 간섭을 검출 및 억압하기 위한 디지털 TV 수신기 회로)'라는 발명의 명칭으로 본 발명자가 1997년 6월 25일 출원한 미국 특허 출원 제 08/882,539 호에서 개시된 형태로 구성되는 것이 보다 바람직하며, 상기 출원 발명은 본 명세서에서 참고로 언급된다.
- <36> 상기 콤 필터링 및 심볼 디코더 회로(113)에 의해 복구된 데이터는 리드-솔로몬 디코더 앞단에 배치된 트렐리스 디코더를 구비한 오류 정정 회로(114)에 공급된다. 상기 콤 필터링 및 심볼 디코더 회로(113)에서의 데이터 슬라이싱 동작은 최적의 비터비 디코딩 동작을 수행하기 위한 트렐리스 디코더에 응답하여 조절될 수 있다. 상기 오류 정정 회로(114)는 최초 37MHz 영상 소스 신호를 나타내는 광대역 영상 신호로 재구성하기 위한 신장회로(115)에 정정된 데이터를 공급한다. 상기 재구성된 신호는 재구성된 영상을 보여주기 위한 디스플레이(116)에 인가된다. 최근의 ATSC 표준과 사용되는 상기 영상압축기(13) 및 상기 신장 회로(115)는 MPEG-II 표준을 따른다.
- <37> 도 4는 구성요소 1101-1107을 포함하는 역-힐버트-변환 필터(110)의 특정 구성의 상세도를 도시한 것으로서, 이 구성은 그 대기 시간이 상당히 짧게 유지될 수 있기 때문에 바람직하다. 만약, 역-힐버트-변환 필터를 베이스밴드로 구성하려고 시도한다면, 저주파로 90도 시프트를 달성하는 것과 관련한 지연은 불가능할 정도로 길어진다. 따라서, 상기 LPF(108)의 응답은 역 힐버트 변환 필터링 이전에 주파수가 업컨버트되고, 상기 역 힐버트 변환 필터링의 결과는 주파수가 다운컨버트되어 역-힐버트-변환된 저역 필터 응답을 베이스밴드로 제공한다. 심볼 주기(symbol epoch)는 어드레스 카운터(1101)에 의해 카운팅되어 사인-테이블 리드-온리 메모리(SIN ROM)(1102) 및 코사인 리드-온리 메모리(COS ROM)(1103)를 어드레싱하기 위해 모듈러 연산된 연속적인 어드레스를 발생시킨다. 상기 사인-테이블 리드-온리 메모리(1102)는 그 어드레싱 동작에 응답하여 디지털 승산기(1104)에 승수 입력 신호로서 인가되는 6MHz 이상의 주파수(예컨대, 8071678 Hz = 4.5 MHz의 513/286배)의 디지털 반송파를 발생시킨다. 상기 디지털 승산기(1104)는 LPF(108)의 응답을 피승수 입력 신호로서 수신하고 그 신호를 양측파대 진폭-변조(double-sideband amplitude-modulated: DSB AM) 디지털 반송파의 진폭 변조 측파대로 업컨버트할 수 있도록 연결된다. 상기 디지털 승산기(1104)는 이러한 DSB AM 디지털 반송파를 입력 신호로서 유한-임펄스-응답(FIR) LPF(1105)에 인가하도록 연결된다. 상기 FIR 로우 패스 필터(1105)는 단측파대 진폭-변조(single-sideband amplitude-modulated: SSB AM) 디지털 반송파를 공급하기 위해 저주파 AM 측파대에는 응답하지만, 고주파 AM 측파대에는 응답하지 않도록 설계된다. 상기 코사인-테이블 ROM(1103)은 그 어드레싱 동작에 응답하여 상기 사인-테이블 ROM(1102)으로부터 발생한 것과 동일한 주파수이면서 직교 위상을 갖는 디지털 반송파를 발생시킨다. 디지털 승산기(1106)는 상기 코사인-테이블 ROM(1103)으로부터 발생한 디지털 반송파를 그 승수 입력 신호로서 수신하고, 상기 FIR 로우 패스 필터(1105)로부터 발생한 SSB AM 디지털 반송파 응

답을 피승수 입력 신호로서 수신하도록 연결된다. 상기 디지털 승산기(1106)는 그 곱 출력 신호를 입력신호로서 유한-임펄스-응답 로우 패스 필터(FIR LPF)(1107)에 인가하도록 연결되고, 상기 FIR 로우 패스 필터(1107)는 그 곱 신호의 베이스밴드 다운컨버전 결과부에 응답하는 반면, 상기 코사인-테이블 ROM(1103)으로부터 공급된 디지털 반송파의 제2고조파의 측파대에 대해 상기 곱 신호의 영상 업컨버전 결과부를 제거한다. 상기 FIR LPF(1107)의 베이스밴드 응답은 상기 선형 결합기(112)에 그 입력 신호들 중 하나로서 인가되는 역-힐버트-변환 저역 필터(108)의 응답이다.

<38> ATSC 디지털 텔레비전 표준에 의해 규정되는 12개의 병렬 트렐리스 코드는 6개의 병렬 트렐리스 코드로 대체될 수 있다. 그러나 비록 12개의 병렬 트렐리스 코드가 유지되고 NTSC 동일-간섭 아티팩트를 억압하기 위해 12-심볼 차동 지연에 의한 콤 필터링이 이용된다 하더라도, DTV 반송파를 방송 텔레비전 채널의 상한 주파수근방에 위치시킴으로써 NTSC 동일-채널음성 신호의 아티팩트는 그 반송파 주파수근방의 VSB DTV 신호의 양측파대 특성을 이용하여 보다 잘 억압될 수 있다.

<39> 양호한 실시예 이외의 본 발명의 실시예에서, 잔류 측파대의 진폭 응답 및 전송 신호의 반송파 신호의 주파수에 더 가까운 전체 진폭-변조 측파대부분은 반송파 신호의 주파수로부터 더 멀리 떨어진 전체 진폭-변조 측파대의 나머지 부분과 유사하다. DTV 베이스밴드 신호에 대한 평탄한 진폭 응답을 얻기 위해, 직교-위상 동기 검출기 응답의 역-힐버트-변환 고주파 부분은 동위상 동기 검출기 응답과 구성적으로 결합될 수 있다. 이러한 해결책에서 발생하는 채널 등화문제점은 VSB DTV 신호를 전송하는 양호한 방법으로 해결된다. 도면에 도시된 것은 DTV 수신기 성능을 크게 저하시키지 않고도 NTSC 동일-채널 간섭을 실질적으로 감소시킬 수 있는 고 선명 텔레비전 전송 시스템을 의미한다. 상기 고 선명 텔레비전 전송 시스템은 고선명 텔레비전 시스템을 위한 다양한 형태의 디지털 처리 포맷에 응용할 수 있다.

<40> 본 발명을 특정의 바람직한 실시예와 관련하여 도시하고 설명하였지만, 이하의 특허청구범위에 의해 마련되는 본 발명의 정신이나 범위를 이탈하지 않는 한도내에서 본 발명이 다양하게 수정 및 변경될 수 있다는 것을 당업계에서 통상의 지식을 가진 자라면 용이하게 이해할 수 있을 것이다.

### 발명의 효과

<41> 본 발명에 의하면, 채널 응답을 형성하기 위한 필터링 동작이 방송용 송신기에서 수행됨으로써, DTV 수신기에서의 필터링동작이 보다 단순화될 수 있고, DTV 수신기 성능을 크게 저하시키지 않고도 NTSC 동일-채널 간섭을 실질적으로 감소시킬 수 있는 고 선명도 텔레비전 전송 시스템을 구현할 수 있다. 또한, 상기 고 선명 텔레비전 전송 시스템은 고선명 텔레비전 시스템을 위한 다양한 형태의 디지털 처리 포맷에 응용할 수 있다.

### (57) 청구의 범위

#### 청구항 1

변조된 영상 반송파, 색 부반송파 및 음성 반송파를 가지는 NTSC 동일-채널 아날로그 텔레비전 신호의 존재에 지배를 받는 채널을 통해서 디지털 텔레비전 신호를 전송하는 방법에 있어서,

상기 NTSC 색 부반송파 주파수의 3배에 해당하는 심볼 레이트  $f_s$ 의 N-레벨 디지털 부호화 신호(여기서, N은 복수의 정수임)를 제공하는 단계와;

NTSC 수평 주사 속도에 따른 주파수에 의해 상기 동일-채널 NTSC 음성 반송파 주파수로부터 오프셋된 공칭 주파수를 가지는 반송파 신호를 발생시키는 단계와;

제1 및 제2진폭-변조 측파대를 발생시키기 위해 상기 N-레벨 디지털 부호화된 신호로 상기 반송파 신호의 진폭을 변조하는 단계와;

상기 진폭-변조 측파대에 응답하여 전송 신호를 형성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 디지털 텔레비전 신호 전송방법.

#### 청구항 2

제1항에 있어서, 상기 반송파 신호는 상기 NTSC 색 부반송파 주파수의  $(1/12)f_s$ 에 해당하는 양만큼 상기 NTSC 색 부반송파로부터 주파수 오프셋되고 상기 NTSC 영상 반송파 주파수의  $5/12(f_s)$ 에 해당하는 양만큼 상기 NTSC 영상 반송파로부터 주파수가 오프셋됨을 특징으로 하는 디지털 텔레비전 신호 전송방법.

#### 청구항 3

제1항에 있어서, 상기 N-레벨 디지털 부호화된 신호는 상기 NTSC 수평 주사 주파수의 684배인 심볼 레이트로 제공됨을 특징으로 하는 디지털 텔레비전 신호 전송방법.

#### 청구항 4

제1항에 있어서, 상기 전송 신호를 형성하는 단계는,

상기 제1진폭-변조 측파대를 상기 반송파 신호의 주파수에 더 가까운 상기 제2진폭-변조 측파대의 일부에 대해서만 영상을 제공하는 잔류 측파대로 만들기 위해, 상기 채널외부로 연장하는 상기 진폭-변조 측파대의 소정 부분을 상기 전송 신호에서 억압하는 단계와;

상기 반송파 신호로부터 주파수가 더 떨어져 있는 상기 제2진폭-변조 측파대의 잔여 부분의 진폭 응답과 비교해 볼 때, 상기 반송파 신호에 주파수가 더 가까운 상기 제2진폭-변조 측파대의 일부와 상기 잔류 제1측파대의 진폭 응답을 상기 전송 신호에서 이등분하는 단계를 더 포함함을 특징으로 하는 디지털 텔레비전 신호 전송방법.

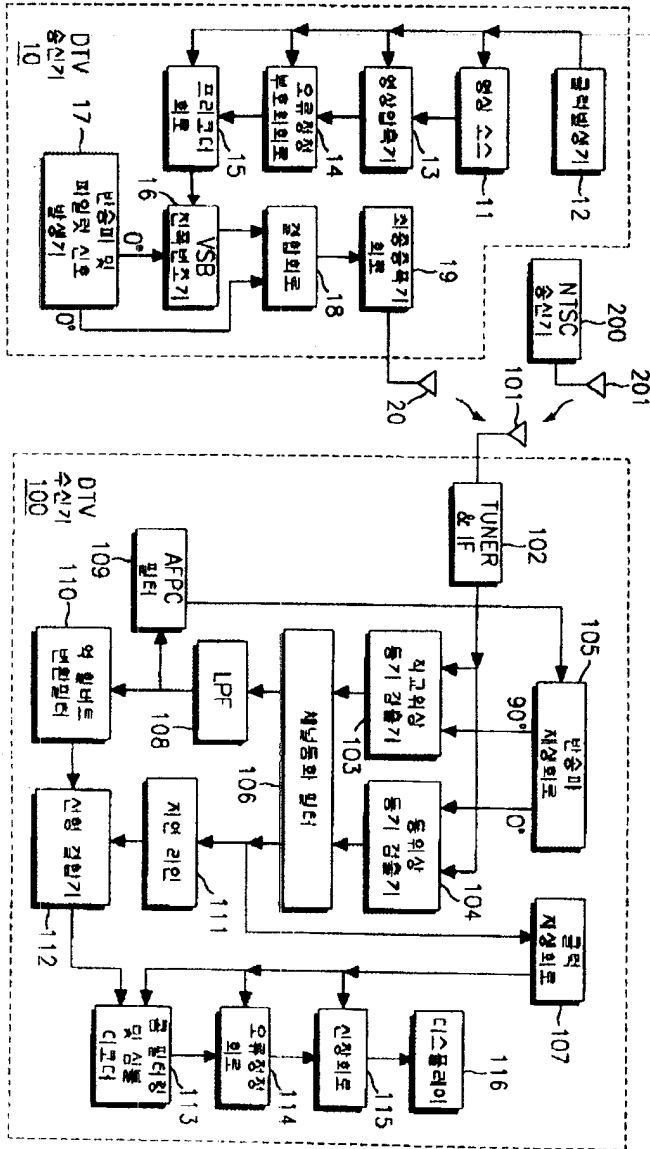
청구항 5

제4항에 있어서, 상기 전송 신호를 형성하는 단계는,

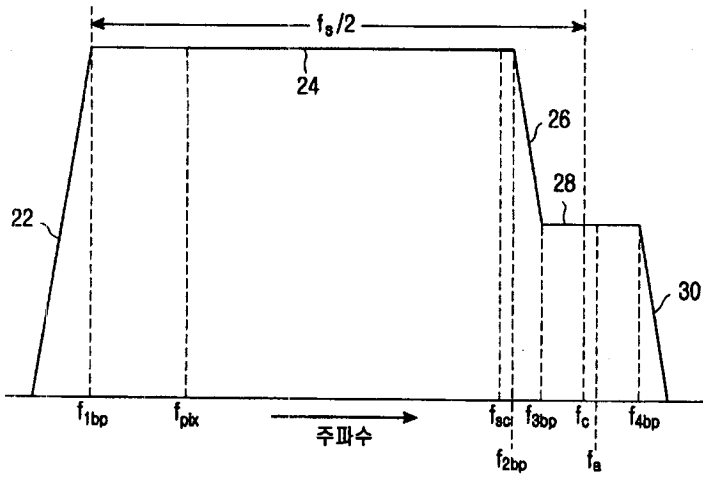
상기 반송파 신호의 고정 진폭을 파일럿 신호로서 상기 전송 신호내에 포함하는 단계를 더 포함함을 특징으로 하는 디지털 텔레비전 신호 전송방법.

도면

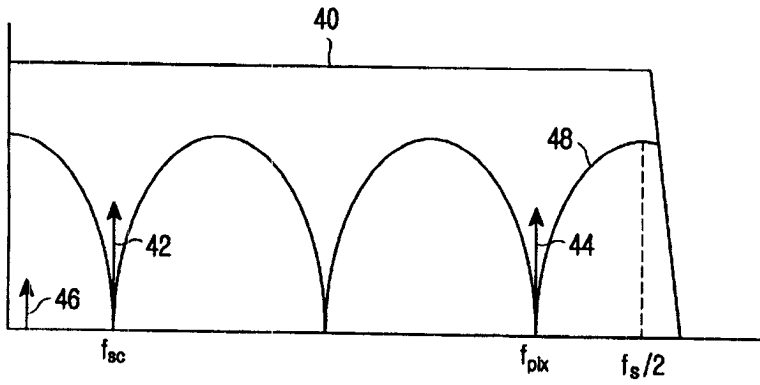
도면1



도면2



도면3





도면4

