

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 특허공보(B1)

(51) Int. Cl.⁵
H04N 9/63

(45) 공고일자 1990년07월 16일
(11) 공고번호 특1990-0004990

(21) 출원번호	특1984-0006876	(65) 공개번호	특1985-0004012
(22) 출원일자	1984년11월01일	(43) 공개일자	1985년06월29일
(30) 우선권주장	58-205108 1983년 11월01일	일본(JP)	
	58-249404 1983년 12월24일	일본(JP)	
	58-228720 1983년 12월02일	일본(JP)	
	58-235660 1983년 12월 13일	일본(JP)	
	58-238449 1983년 12월 16일	일본(JP)	
	59-22223 1984년02월08일	일본(JP)	
(71) 출원인	마쯔시다덴기산교 가부시기가이샤 야마시다 도시히꼬 일본국 오오사카후 가도마시 오오아자가도마 1006반지		
(72) 발명자	나카가와 유끼오 일본국 오오사카후 모리구찌시 기쿠수이도오리 1쥬오메 23 쇼오난쥬오 321 고 도미다 마사오 일본국 오오사카후 네야가와시 오오아자우찌아게 271반지 2히가시 2-102 마쯔모토 도끼카즈 일본국 오오사카후 오오사카시 히가시스미요시구 다나베 3쥬오메 13-8		
(74) 대리인	신중훈		

심사관 : 이종일 (책자공보 제1941호)

(54) 색신호 재생방법

요약

내용 없음.

대표도

도1

명세서

[발명의 명칭]

색신호 재생방법

[도면의 간단한 설명]

제1도는 종래의 색신호 재생방법에 있어서의 블록도.

제2도는 제1도에 있어서의 주파수 변환을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제3도는 제1도의 빗살형필터(3)의 특성을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제4도는 본 발명의 색신호 재생방법의 일실시예의 블록도.

제5도는 제4도에 있어서의 지역변환 색신호(CL)의 벡터도.

제6도는 제4도에 있어서의 각부의 파형과 타이밍을 도시한 도면.

제7도는 본 발명에 의해서 지역변환 색신호를 색차신호로 에널로그적으로 복조할때의 일실시예의 블록도.

제8도는 제7도의 동작을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제 9도는 제7도에 있어서의 빗살형필터의 구성예를 도시한 도면.

제10도는 제9도의 빗살형필터의 동작을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제11도는 본 발명에 의해서 지역변환 색신호를 소정의 반송색신호로 에널로그적으로 주파수 변환할때의

일실시예의 블록도.

제12도는 제11도의 동작을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제13도는 제7도에 샘플홀드회로(Sampled and hold Circuit)를 추가한 경우의 본 발명의 일실시예의 블록도.

제14도는 제13도의 동작을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제15도는 제13도의 빗살형필터의 동작을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제16도는 제13도의 샘플홀드회로의 구성예를 도시한 도면.

제17도는 제4도 및 제13도에 있어서의 본 발명의 실시예의 동작을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제18도는 제4도에서 표본화 복조를 행하는 수개의 블록을 통합한 로직(logic)회로도.

제19도는 제18도에 있어서의 각부의 타이밍도면.

제20도는 제19도를 PI 처리를 행한 저역변환신호에 대응하도록 변경한 경우의 로직회로도.

제21도는 제18도와 제20도를 통합하여 PS 처리와 PI 처리를 행한 저역변환 색신호의 양쪽에 대응하도록 구성한 경우의 로직회로도.

제22도는 제4도의 실시예의 블록도의 요부를 더욱 세밀하게 나눈 블록도.

제23도는 제22도의 데코오더의 출력을 표시한 주파수 스펙트럼도.

제24도는 제23도의 기수(홀수)차의 고주파의 주파수 스펙트럼을 확대한 도면.

제25도는 제23도의 우수(짝수)차의 고주파의 주파수 스펙트럼을 확대한 도면.

제26도는 제22도의 보간필터의 상세한 회로예를 도시한 도면.

제27도는 제26도에 있어서의 각부의 타이밍도.

제28도는 제22도에 있어서의 1H 메모리와 가산기의 상세한 회로예를 도시한 도면.

제29도는 제28도에 있어서의 각부의 타이밍도.

제30도는 제22도에 있어서의 보간필터 및 빗살형필터의 동작을 설명하는 주파수 스펙트럼도.

제31도는 본 발명에 있어서 A/D 변환기 및 데코오더의 동작클럭을 발생하는 신호발생법의 일례를 도시한 블록도.

제32도는 NTSC 신호와 PAL 신호의 저역변환 색신호의 버어스트와 복조축의 관계를 도시한 벡터도.

* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

- | | |
|---|--------------------------------------|
| 16 : A/D 변환기 | 17,74 : 데코오더 |
| 18a, 18b, 27a, 27b, 101 : 빗살형필터 | 19 : 엔코오더 |
| 20, 97 : D/A 변환기 | 21 : 대역픽터 |
| 22 : 신호발생회로 | 23, 98 : 버어스트게이트 |
| 24 : PLL 회로 | 25 : 기준발전기 |
| 26a, 26b, 38a, 38b : 평형변조기 | 29, 39 : 이상기 |
| 30 : 색복조기 | 35 : 클럭발생기 |
| 36 : 지연회로 | 41 : 혼합기 |
| 42a, 42b : 샘플홀드회로 | 50 : 부호반전회로 |
| 51 : 분주기 | 52 : 시프트레지스터 |
| 53, 66 : 데이터셀렉터 | |
| 54, 56, 58, 60a, 60b, 64, 80, 81, 94 : 플립플롭 | |
| 55 : 업/다운카운터 | 57, 82, 83, 84, 86-1, 89-1, 91 : 게이트 |
| 59a, 59b : 래치 | 63 : 인버터 |
| 65 : 게이트 | 68 : PS 처리용 부호반전펄스 발생회로 |
| 69 : PI 처리용 부호반전펄스 발생회로 | 77a, 77b : 보간필터 |
| 75a, 75b : 메모리 | 76a, 76b : 가산기 |
| 90 : RAM | 92 : A진 카운터 |
| 93 : 버퍼 | 95 : 전가산기 (full Adder) |
| 107 : 사이드록검출기 | 105 : 저역통과필터 |

106 : 전압제어발전기	99 : 지연기
C_L : 저역변환 색신호	f_H : 수평동기신호
P_G : 트랙판별신호	f_a : 기저대역의 색신호
f_c : 저역변환 반송파	F_c : 부호반전신호
e, f : 색신호 데이터	C_{sc} : 반송색신호

[발명의 상세한 설명]

본 발명은 영상신호의 중에서 색신호를 고밀도 기록하기 위해서 저역변환 반송주파수의 상태로 비데오디스크에 기록된 저역변환 색신호나 반송색신호를 저역변환하여, 비데오테이프등의 기록매체에 기록시킨 저역변환 색신호를, 텔레비전 수상기 등을 이용해서 재생할 수 있도록 기록매체로부터 얻어진 저역변환 색신호를 소정의 반송주파수를 갖는 반송색신호로 주파수 변환하고, 색신호로 복조하는 색신호 재생방법에 관한것으로서, 비데오디스크 플레이어, 비데오테이프 레코더(VTR)의 재생신호 처리시스템에 사용할 수 있다.

종래의 민생용 영상신호 재생장치에 있어서, 재생하는 영상신호의 기록매체에는 통상적으로 반송색신호를 저역변환하고, FM 변조된 휘도신호 대역의 하단측에 주파수 다중으로 기록하는 이른바 컬러언더방식(Color-under system)라고 불리어지는 기록방식으로 기록된 것이 대부분이다.

종래의 색신호 재생방법에 있어서의 블록도를 제1도에 도시한다. 컬러언더방식으로 기록된 저역변환 색신호는 재생시, 신호(C_L)로서 단자(1)에 입력되어 평형변조기(2), 빗살형필터(3), 대역필터(4)를 통함으로서 텔레비전신호의 색부반송주파수(f_{sc})의 반송주파수를 가진 반송색신호(C_{sc})가 단자(5)에 얻어진다. 대표적으로, VHS-VTR에서 NTSC 방식의 텔레비전신호를 재생하는 경우에는 평형변조기(2)에 가해지는 반송파는 대역필터(7)에서 얻어지는데, 저역변환반송파(주파수는 $f_c=629\text{KHZ}$)와 반송파(주파수는 $f_{sc}=3.58\text{MHZ}$)를 평형변조기(6)에 인가하여 양자의 합인 $f_{sc}+f_c=4.2\text{MHZ}$ 의 주파수를 대역필터(7)에서 발생시킴으로써 얻어진다.

제2도는 주파수 변환 모양을 스펙트럼으로 표현한 것인데, (a)는 저역변환 반송색신호(C_L)의 스펙트럼을 도시한 것으로서 629KHZ를 중심으로 $\pm 500\text{KHZ}$ 정도의 대역을 갖는다. (b)는 평형변조기(2)에서 출력된 신호의 스펙트럼으로서 변환반송파($f_{sc}+f_c=4.2\text{MHZ}$)와 C_L 의 주파수 성분에 대한 차 및 합의 성분이 출력되며 (C_{sc} 와 C'_{sc} 로 표시함), 이 중에서 필요한 C_{sc} 만을 (c)에 도시한 바와같은 특성을 가진 대역필터(4)에서 끌어낸다. 이 경우, 상측파대인 C'_{sc} 는 방해가 되므로, 대역필터(4)는 고역측에서 고속의 차단 특성을 필요로 한다. 또, 평형변조기(2)의 특성에 의해서 반송파 누설이 발생하기 때문에 $f_{sc}+f_c$ 성분을 충분히 감쇄시킬 수 있는 차단특성이 필요하다.

상기의 설명과 같이 저역변환 색신호를 반송주파수로 변환하기 위해서는 2개의 평형변조기(2)(6)와 2개의 대역필터(4)(7)가 필요하므로, 회로면적, 회로부품수가 증대하는 원인이 되고 있다.

또, 대역필터(4)의 차단특성은 고속이 요구되기 때문에, 필터의 통과대역이 좁아지므로 이 경우, 재생되는 색신호의 대역이 좁아져서 색이 선명하지 않는 등의 화질열화를 초래한다. 또한, 필터의 통과대역내에서 커다란 군(群)지연 찌그러짐을 발생하여, 결국 화질열화를 초래한다.

이와같이, 제1도에 도시한 종래의 색신호 재생방법은 반송색신호로의 변환시에 사용하는 대역필터의 엄밀한 성능이 요구되므로, 색신호의 열화를 초래하는 하나의 큰 요인이 되고 있다.

또, 재생된 색신호를 기저대역에서 출력한 필요가 있을 때에는, 변환반송파($f_{sc}+f_c$)를 f_c 로 하여 대역필터(4)를 기저대역을 통과시키는 저역필터로 치환할 수 있으면 좋으나, 이 경우에도 기저대역의 색신호 이외에 반송파(f_c)의 상측파대의 성분이 나타나기 때문에 이것을 제거하기 위한 고속의 저역통과필터가 필요하게 되어 쉽게 화질열화를 일으킨다는 문제가 있다.

빗살형필터(3)는 VTR 등에서 인접한 트랙으로부터 크로스토포 성분 제거하는 방법을 이용하여 NTSC 방식의 텔레비전신호를 VHS-VTR에서 재생하는 경우, 트랙마다 저역변환 반송파는 1H마다 위상이 90° 진상되기도 하고, 지상되기도 해서 평형변조기를 통과한 신호중의 크로스토포 성분이 1H 주기로 같은 위상이 되도록 처리되어 있어(이하 NTSC-PS 처리로 표기) β -VTR, 8nm-VTR로는 저역변환 색신호를 1H마다 위상반전을 함으로써 마찬가지로의 효과를 얻으며(이하 NTSC-PI 처리로 표기), PAL 방식의 텔레비전신호의 경우에는 인접트랙의 한쪽의 저역변환 반송파의 위상이 90° 진상 또는 지상되어서, 2H마다 크로스토포 성분의 위상을 같은 위상이 되도록 처리하고 있다(이하 PAL-PS 처리라 함).

제3도는 NTSC 방식의 텔레비전신호의 반송색신호를 재생한 경우의 빗살형필터(3)를 통과하기 전의 신호에 대한 주파수 스펙트럼이며, 실선의 화살표시로 표시한 본래의 반송색신호 스펙트럼에 대하여, $f_H/2$ 어긋나며, 또한 주파수(f_{sc})가 $455/2f_H$ 이므로, 제3도에 실선으로 표시한 1H 지연선(遲延線) 및 감산기로 구성되는 빗살형필터(3)의 특성에 의해 클로스토포 성분이 제거된다.

상기, 종래예의 빗살형필터(3)의 1H 지연선은 유리(glass)지연선으로 구성되지만, 1H(PAL 방식의 경우는 2H)와 지연량이 크므로, 지연량은 정확하게는 1H 또는 2H가 되어야 하며, 또한 반송색신호의 대역을 갖고 있어야만 하기 때문에, 유리지연선은 고가이며 유리지연선의 면적이 증가되는 결점이 있다. 또, 유리지연선의 지연량은 일정하므로, 반송색신호의 반송주파수(f_{sc})가 어긋나거나 재생색신호의 지터등에 의해

반송색신호의 스펙트럼이 어긋난 경우, 빗살형필터의 효과가 얻어지지 않는다.

평형변조기(6)에 공급되는 반송파(f_{sc})는 수정을 사용한 양호한 특성의 기준발진기(8)에 의해 발생된다.

저역변환 반송파(f_c)는, 주파수변환 후의 반송색신호(C_{sc})의 버어스트를 버어스트게이트(9)에서 끌어내고, 위상비교기(10)에서 상기 끌어낸 버어스트와 기준발진기(8)로부터의 반송파(f_{sc})와 위상 비교하여, 비교결과를 저역필터(11)를 개재해서, 전압제어발진기(12)에 인가해서 전압제어발진기(12)의 출력을 신호발생신호(13)에서 분주 및 PS, PI 처리를 함으로써 발생된다. 전압제어발진기(12)는 통상 저역변환반송파의 4배인 주파수로 동작된다. 일반적으로 m 을 정수로해서 전압제어발진기(12)로부터의 주파수(mf_c)를 신호발생회로에서 주파수 분할하여 주파수(f_c)로 하고, 또한 단자(14)로부터의 수평동기신호(f_H)를 기준해서 1H마다 PS 처리나 PI 처리를 행한다. 단자(15)로부터의 신호(P_0)는 트랙판별용의 신호로서 NTSC-PS 처리를 행하는 경우 1H마다에 저역변환 반송파(f_c)를 지상시키거나 진상시키기 위한 절환신호로서 사용된다. 이상에 설명한 바와같이 저역변환 반송파(f_c)를 발생함으로써, 위상동기루우프(PLL)가 구성되며, 반송색신호(C_{ss})의 버어스트는 기준발진기(8)의 출력인 반송파(f_c)와 동기 된다.

최근 상기와 같은 색신호 재생방법을 디지털화하고, 빗살형필터(3)등의 부품을 반도체화해서, 소형화, 저소비전력화 하는 일이 요망되고 있으나, 사용주파수가 높기 때문에, 디지털화가 곤란하며 원가가 상승된다. 또, 평형변조기(2)(6)나 위상비교기(10)는 애널로그신호처리를 하기 때문에 디지털화가 곤란하다.

본 발명의 목적은 저역변환 반송색신호를 기저대역이나 소정의 반송색신호로 변환할때에 필터가 필요하지 않고, 재생색신호의 대역 및 군지연 특성을 향상시켜서, 화질을 향상시키기 위한 전송색신호를 변환하는데 사용되는 설계조건이 덜 까다롭고, 저속으로 디지털처리를 행하는 일이 가능, 또한 빗살형필터등의 반도체화가 용이해서 처리회로의 소형화, 저가격화에 적당한 색신호 재생방법을 제공하는데 있다.

본 발명에 의한 색신호 재생방법은 저역변환 반송색신호로부터 기저대역 색신호로의 변환 혹은 소정 반송파주파수를 가진 반송색신호로의 변환에 대해서, 저역변환 반송색신호를 복조하고, 기저대역신호가 호ールド(Hold)회로 및 빗살형필터를 통과할 수 있도록 구성함으로써 복조시에 발생하는 불필요한 측파대 성분 및 인접트랙의 크로스토크를 제거하고, 변환에 의해 발생하는 측파대 제거용의 저역 또는 대역필터를 삭제 혹은 저속특성으로 해결되도록 한 것이다. 또한, 저역변환 색신호를 저역변환 반송파의 위상에 동기시키고, 또한 저역변환 반송파의 정수배의 주파수를 가진 제1의 클럭으로 샘플링하고 샘플링데이터를 2개의 색차신호 샘플링데이터로 변환하는 처리를 행하여 반송색신호의 반송주파수의 n 배의 기준클럭으로 상기 2개의 색차신호 샘플링데이터의 합성을 행해서 출력하는 수단에 의해 소정의 반송색신호를 얻도록 해서 회로부품의 삭감 및 회로부품의 반도체화도 용이하게 한다.

이하, 본 발명의 일 실시예에 대해서, 도면을 참조하면서 설명한다.

제4도는 본 발명의 색신호 재생방법의 일 실시예에 대한 블록도이다. 제4도에서, (1)은 저역변환 색신호(C_L)가 공급되는 단자, (14)는 수평동기신호(f_H)가 공급되는 단자, (15)는 트랙판별용의 신호(P_0)가 공급되는 단자, (16)은 단자(1)로부터 입력된 저역변환 색신호를 샘플링하여, 디지털데이터로 변환하는 A/D변환기, (17)은 상기 A/D 변환된 데이터를 2개의 색차신호 데이터로 복조하는 데코오더(Decoder), (18a) 및 (18b)는 각각 RAM 또는 시프트레지스터로 구성되어서 입력된 데이터를 기억함과 동시에 1수평주기전의 데이터를 판독하여, 현재 입력중의 데이터와 가산해서 출력하는 빗살형필터, (19)는 (18a) 및 (18b)로부터 출력된 색차신호 데이터를 소정의 반송주파수의 반송색신호 데이터로 변환하는 엔코우더, (20)은 입력된 반송색신호 데이터를 D/A 변환해서 애널로그 반송색신호를 출력하는 D/A 변환기, (21)은 대역필터, (22)는 수평동기신호(f_H), 트랙판별신호(P_0) 및 저역변환 색신호의 반송주파수(f_c)의 4배의 클럭 $4f_c$ (주파수 $4f_c$)를 제1의 클럭으로해서, 상기 제1의 클럭으로부터 저역변환 반송파와 같은 주파수, 같은 위상의 펄스(F_c)(주파수 f_c)를 발생시키는 신호발생회로, (23)은 저역변환 색신호의 버어스트만을 끌어내는 버어스트게이트, (24)는 버어스트게이트(23)에서 끌어낸 저역변환 버어스트로부터 연속적인 클럭($4F_c$)을 발생하는 PLL 회로, (25)는 수정을 사용한 기준발진기, (5)는 기준색부 반송주파수(f_{sc})를 가진 방송색신호가 출력되는 단자이다.

이상과 같이 구성된 본 실시예의 색신호 재생방법에 있어서, 저역변환 색신호의 샘플링클럭인 제1의 클럭으로서 저역변환 반송주파수(f_c)의 4배의 주파수를 가진 클럭($4F_c$)을 사용한 경우에 대해서 설명한다.

제5도, 두 색차신호를 각각 2상 평형변조한 저역변환 색신호의 벡터와 각각 90° 의 위상차를 갖는 평형변조신호(a')(b')의 합인벡터를 나타낸다. 제4도의 (d')는 저역변환 버어스트의 벡터를 나타낸다. 또 제6도는 신호(a')(b')(c') 및 버어스트의 파형과 각부 클럭 및 데이터의 타이밍 도면을 나타내고 있으나, A/D 변환클럭을 저역변환 색신호의 버어스트(d')의 위상에 동기된 4배의 클럭($4F_c$)으로 A/D 변환하였을 경우, A/D 변환기(20)의 출력데이터(C_s)는 도면에 도시한 바와같이 각각의 색차신호(a)(b)와 그 정부(正負)의 부호를 반전한 데이터가 서로 반복되어서 출력된다.

그래서, 상기 버어스트 위상에 동기된 4배의 클럭($4F_c$)으로부터 신호발생회로(22)에 의해, 저역변환 버어스트(d')에 주파수 및 위상이 같은 펄스(F_c)를 만들고, 상기 클럭(F_c)과 $4F_c$ 및 F_c 의 2배의 클럭($2F_c$)등 3개의 클럭을 기준으로해서, 데코오더(17)에서 A/D 변환데이터(C_L)를 2조의 색차신호 데이터(a)($-a$) 및 (b)($-b$)로 분리함과 동시에 클럭($2F_c$)의 타이밍에서 2조의 데이터(a)($-a$) 및 (b)($-b$)의 데이터에 대한 정부의 부호를 각각 반전함으로써 2개의 색차신호 데이터(a)(b)로 변환한다. 상기 색차신호 데이터는, 각각 빗살형필터(18a) (18b)에 의해 1H 전의 데이터와 가산되어 색차신호 데이터(e) (f)가 되어서 엔코우더(19)에 공급된다.

엔코더(19)에서는 3개의 색차신호 데이터(e)(f)에 대한 각각의 정부의 부호를 반전시킨 데이터(-e)(-f)를 기준발진기(25)로부터의 제2의 클럭 4f_{sc}(주파수 4f_{sc})을 이용해(f)(e)(-f)(-e)의 순서로 절환해서 출력하는 것이므로, 이것에 의해 출력된 반송색신호 데이터의 반송주파수는 지터가 없는 기준의 주파수(f_{sc})가 된다. 상기 반송색신호 데이터는 D/A 변환기(20)에서 애널로그신호로 변환된 후, 디지털 처리에 의해 발생된 고조파가 대역필터(21)에서 제거되어 소정의 반송주파수(f_{sc})의 반송색신호가 얻어진다.

또한, PLL 회로(24)는 A/D 변환 클럭(4F_c)을 발생하며, 버어스트게이트(23)에서 끌어낸 저역변환 버어스트(d')와 클럭(F_c)의 위상이 동기되도록 동작한다.

이상의 설명에서는 저역변환 버어스트의 주파수의 4배의 클럭을 제1의 클럭으로서 사용하고 상기 제1의 클럭으로 저역변환 색신호를 샘플링해서 2개의 색차신호 데이터로 변환하고, 제2의 클럭으로서 반송색신호의 반송주파수(f_{sc})의 4배의 주파수를 갖는 기준클럭을 사용해서, 상기 2개의 색차신호를 합성하는 경우에 대해서 설명하였으나, 본 발명에서는 제1의 클럭으로서 저역변환 반송주파수(f_{sc})의 N배의 주파수를 갖는 클럭을 사용하여, 저역변환 색신호를 샘플링해서 2개의 색차신호 데이터로 변환하고 반송색신호의 반송주파수(f_{sc})의 n배의 주파수를 갖는 기준클럭에서 상기 2개의 색차신호를 합성해서 소정의 반송색신호를 얻는 일도 가능하다. 예를들면 N=8인 경우, 제6도의 C_{LS}에 해당하는 데이터는, a, b, -a, -b의 4개의 반복데이터로서 구성되지 않고,

a, a/√2+b/√2, b, -a/√2+b/√2, -a, -a/√2-b/√2, -b, a/√2-b/√2 의 8개의

$$[asin(0^\circ + \frac{N-N'}{N} \times 360^\circ) + bsin(90^\circ + \frac{N-N'}{N} \times 360^\circ)]$$

반복데이터(일반식)로서 표현됨, 단 N'=0~N의 정수)로서 구성된다. 1개의 데이터(C_{LS})와 그 1클럭전의 데이터(C_{LS-1})에 각각 일정한 반복 정수(i, j) 또는 (k, l)를 곱하고 그 결과를 다시 가산함으로써 상기의 데이터(a)(b)를 분리할 수 있는데, 예를들면 다음과 같이 구할 수가 있다.

C _{LS}	a	$\frac{a+b}{\sqrt{2}}$	b	$\frac{-a+b}{\sqrt{2}}$	-a	$\frac{-a-b}{\sqrt{2}}$	-b	$\frac{a-b}{\sqrt{2}}$
C _{LS-1}	$\frac{a-b}{\sqrt{2}}$	a	$\frac{a+b}{\sqrt{2}}$	b	$\frac{-a+b}{\sqrt{2}}$	-a	$\frac{-a-b}{\sqrt{2}}$	-b
i	1	0	-1	-√2	-1	0	1	√2
j	0	1	√2	1	0	-1	-√2	-1
C _{LS} +C _{LS-1}	a	a	a	a	a	a	a	a
k	1	√2	1	0	-1	-√2	-1	0
l	-√2	-1	0	1	√2	1	0	-1
C _{LS} K+C _{LS} l	b	b	b	b	b	b	b	b

이상과 같은 변환에 의하여 제1의 클럭으로서 저역변환 반송주파수(f_c)의 N배의 주파수(Nf_c)를 갖는 클럭을 사용한 경우, 샘플링데이터 C_{LS}와 C_{LS-1}로부터 데이터를 산출하는 것도 가능하며, 또 전후의 수개의 데이터(예를 들면 C_{LS}+1, C_{LS}, C_{LS}-1)의 3개의 데이터로부터 데이터를 산출하는 것도 가능하다. 단, N=4 에서 행한 경우, 상기 설명으로부터 명백한 바와같이 데이터의 부호반전만으로 가능하고 클로스토오크는 일어나지 않는다. 또 어떤신호를 샘플링할 경우, 샘플링(표본화) 정리에 의해, 신호주파수의 2배 이상의 클럭으로 샘플링하는 것이 필요하며, 저역변환색신호에 대한 주파수 스펙트럼의 최대 주파수는 저역변환 버어스트의 주파수의 2배이며, 샘플링 클럭의 주파수는 저역변환 버어스트의 주파수(f_c)의 4배 이상이 되어야 한다.

또, 2개의 색차신호데이터를 소정의 반송주파수(f_{sc})를 갖는 반송색신호로 변환하는 경우에는, 저역변환 색신호를 주파수(Nf_c)의 클럭으로 샘플링해서 색차신호데이터로 변환하는 경우와 대체로 역의 조작으로 예를들면, 제2의 클럭으로서 반송주파수의 3배(n=3)의 주파수를 갖는 클럭을 사용하는 경우,

$$esin0^\circ + fsin90^\circ = f$$

$$esin120^\circ + fsin210^\circ = \frac{3}{2}e - \frac{1}{2}f$$

$$esin240^\circ + fsin330^\circ = -\frac{3}{2}e - \frac{1}{2}f$$

(일반식 $sin(0^\circ + \frac{n-n'}{n}) + fsin(90^\circ + \frac{n-n'}{n})$, n'=0~n의 정수)

의 3개의 데이터를 계산하여 반복출력하게 된다. 이 경우에도 저역 변환색신호를 2개의 색차신호데이터로 변환하는 경우와 마찬가지로 n=4라고 하면,

$$esin0^\circ + fsin90^\circ = f$$

$$\text{esin}90^\circ + \text{fsin}180^\circ = e$$

$$\text{esin}180^\circ + \text{fsin}270^\circ = -f$$

$$\text{esin}270^\circ + \text{fsin}360^\circ = -e$$

의 4개의 데이터가 반복하게 되어, 2개의 색차신호에 대한 정부의 부호를 반전하는 조작과 각각의 데이터를 절환해서 출력하는 조작만으로 반송색신호 데이터의 합성이 가능하다.

이상의 설명으로부터 명백한 바와같이, 본 발명에 의하면 지역변환 색신호를 일단 디지털적으로 반복하면서 또한 디지털적으로 변조하는 방법에 의해 주파수변환을 행하기 때문에, 평형변조기로 행하는 경우에 필요하였던 상하 어느쪽의 측파대를 끌어내기 위한 대역필터를 제거하는 효과가 있으며, 또 비교적 낮은 주파수 영역에 있는 지역변환색신호 또는 복조된 색차신호를 디지털적으로 처리하기 위해서 고속의 디지털처리를 행할 필요가 없이 용이하게 디지털화 할 수 있다. 또한, 제1의 클럭으로서 지역변환 반송주파수(f_c)의 4배의 주파수를 갖는 클럭을 사용할 경우, 샘플링 정리에서 허여되는 최소의 클럭주파수 임에도 불구하고 샘플링 데이터의 정부의 부호를 반전하는 처리와 데이터를 샘플링클럭의 1/2주파수의 위상이 각각 180° 다른 클럭으로 한번 더 샘플링하는 극히 간단한 하드웨어로서 2개의 색차신호의 분리를 할 수 있다. 또 2개의 색차신호데이터를 소정의 반송색신호데이터로 변환하는 경우에도 기준클럭을 반송색신호의 반송주파수의 4배로 함으로써, 2개의 색차신호의 정부의 부호반전을 행하여, 각각의 데이터를 절환해서 출력하는 조작만으로 행하여, 간단한 하드웨어로 실현할 수 있다. 또, 빗살형 필터를 주파수가 낮은 2개의 색차신호의 상태로 각각 통과하기 때문에, 극히 저속의 반도체메모리 등으로 용이하게 대체할 수 있어, 회로의 소형화가 가능하다.

제7도는 본 발명에 있어서, 지역변환색신호를 A/D 변환기와 데코오더로 샘플링 복조하지 않고 평형변조기에 의해서 2개의 색차신호로 복조하는 경우의 실시시의 블록도이다.

단자(1)에서 입력된 지역변환색신호(C_L)는 평형변조기(26a) 및 평형변조기(26b)에 인가되고 그 출력을 각각 빗살형 필터(27a) 및 빗살형 필터(27b)를 통해서 기저대역 신호인 e_0 및 f_0 로 변환하여 단자(31)(32)에 출력한다. 여기서 신호 e_0 , f_0 는 예를들면 색차신호의 B-Y, R-Y 성분이다. 평형변조기(26a) 및 (26b)에는 지역변환반송색신호(C_L)의 부반송주파수(F_c)를 갖는 신호가 단자(28)로부터 입력되는데. 이상기(29)에서 90° 의 위상차를 갖도록 인가된다. 여기서 평형변조기(26a) 및 (26b). 이상기(29)는 색복조기(30)를 형성한다.

제8도는 제7도의 구성에 있어서의 동작을 설명하기 위한 도면이다. 원신호인 기저대역의 색신호를 f_a 로 나타내면 지역변환색신호(C_L)는, 제4도(a)에 도시한 바와같이, 주파수(f_c)를 중심으로 (f_c-f_a)성분과 (f_c+f_a)성분으로 구성된다. 이 (C_L)과 함께 평형변조기(26a)에는 단자(28)로부터 지역변환반송파(f_c)가 가해지므로 평형변조기(26a)(평형변조기(26b)는 (f_c)의 위상이 90° 다른 것외에 기타는 마찬가지로 동작하기 때문에 설명을 생략함)의 출력에는 제8도(b)에 표시한 바와같이 C_L 과 f_c 의 합 및 차 성분이 출력되고, 기저대역신호인 f_a 와 f_c 의 상측파대성분인($2f_c-f_a$)($2f_c+f_a$)성분이 나타난다. 이 중에서 기저대역신호인 f_a 를 끌어내고 싶은 경우, 제4도(c)에 도시한 바와같은 특성을 가진 지역필터에 통과시키면 되나, 불필요 성분인 상측파대가 큰 진폭으로 나타나므로 차단특성이 고속인 필터가 필요하므로 화질열화를 수반하게 되어 버린다.

그래서, 본 발명에서는 평형변조기(26a)의 출력을 빗살형필터(27a)에 통과시킴으로서 상기 문제를 해결하고 있다.

제9도는 제7도에 있어서의 빗살형필터(27a)(27b)의 구성을 나타내는데 클럭발생기(35)에 의해 구동되는 CCD 지연회로(36)와 가산기(37)로서 구성된다. CCD 지연회로(36)는 클럭발생기(35)의 주파수와 전송단의 수를 적당하게 선택하여, 영상신호 1H에 상당하는 시간동안 신호를 지연시킨다. 따라서, 가산기(37)의 출력단자(31)(32)에는 입력신호와 입력단자(33) (34)로부터의 입력신호(a_0)(b_0)를 1H 지연시킨 신호와의 가산출력이 나타나며, 그 주파수 특성은 제10도(a)에 도시한 바와같이 f_H (수평주사 주파수)마다 이득이 피이크를 나타내는 빗살형필터 특성이다.

또, 제7도의 평형변조기(26a)의 출력에는 제8도(b)에 도시한 바와같은 스펙트럼을 가진 신호가 얻어진다는 것을 설명하였으나, 제8도는 그 스펙트럼 분포를 더욱 세밀하게 보여준다. 컬러언더 기록방식에서는 기록되는 지역변환 반송색신호의 부반송파(f_c)는 실질상 $1/4 f_H$ 의 기수배로 선택되어 있다. 예를들면, NTSC-PS 처리를 행하는 VHS-VTR에서는 f_c 는 f_H 의 40배인 $40f_H$ 이나 지역변환 반송파를 1H마다 90° 지상 또는 진상시킴으로써 반송주파수는 $(40 \pm 1/4) f_H$ 가 되며, NTSC-PI 처리를 행하는 β -VTR의 부반송파 f_c 는 $(44-1/4) f_H$ 로 선택된다. 따라서 평형변조기(26a)(26b)에 가해지는 변환반송파의 주파수(f_c)는 다음 식으로 주어 진다.

$$f_c = 1/4 f_H (2n_1 - 1) \dots \dots \dots [1]$$

f_H : 수평주사 주파수

n_1 : 정수

따라서, 복조된 기저대역신호는 (2)식으로 표현되며, f_H 마다 피이크를 가진 스펙트럼분포가 되어

제10도(b)의 f_a 로 표시되는 바와같다.

$$f_a = n_2 f_L \dots\dots\dots [2]$$

n_2 . : 정수

f_L 의 상측파대($2f_c - f_a$) 및 ($2f_c + f_a$)성분은 [1] 및 [2]식으로부터 주어지고, 그것의 스펙트럼은 [3][4]식과 같이 된다.

$$2f_c - f_a = 1/2f_L (2n_3 - 1) \dots\dots\dots [3]$$

$$2f_c + f_a = 1/2f_L (2n_4 - 1) \dots\dots\dots [4]$$

n_3, n_4 : 정수

이들 스펙트럼은 제10도(b)의 ($2f_c - f_a$)로 표시한 바와같이 f_a 의 스펙트럼에 대해서 인터리빙(interleaving relation ship)의 관계에 있다. 즉, 평형변조기(26a)의 출력중 기저대역 신호인 f_a 와 상측파대인 불필요성분은 인터리빙의 관계에 있다. 따라서, 이미 설명한 제10도(a)에 도시한 바와같은 특성을 가진 빗살형필터를 통과함으로써, 기저대역 신호인 f_a 는 그대로 출력되며, 불필요성분인($2f_c - f_a$) 및 ($2f_c + f_a$)성분은, 빗살형필터의 저지대역내에 스펙트럼이 있기 때문에, 크게 감쇠되어, 결국 제8도(d)에 도시한 바와같은 스펙트럼 분포의 신호가 빗살형필터(27a)의 출력에 나타나게 된다. 따라서, 이 신호(e_o)는 그대로 색차신호의 B-Y 신호로서 끌어낼 수 있고 또 약간 남은 상측파대를 더욱 감쇠시키기 때문에 제8도(e)에 도시한 바와같은 저속의 저역필터를 통해서 끌어내도 된다. 이와같이 기저대역신호(B-Y)를 얻음으로써 복조된 기저대역 신호를 빗살형필터에 통과시킴으로서 불필요 성분을 대폭적으로 제거할 수 있고, 저역필터를 불필요 혹은 저속특성의 것으로 해결할 수 있기 때문에 통파대역이 넓으며, 또한 군지연 찌그러짐이 작은 색신호를 재생할 수 있다.

상기 설명은 B-Y 신호(e_o)의 변환에 대해서 설명하였으나, 마찬가지로 평형변조기(26b) 및 빗살형필터(27b)에 의해 R-Y 신호(f_o)로의 변환을 행할 수 있다.

다음에, 재생된 저역변환 색신호를 텔레비전 신호음의 소정의 반송색신호로 변환하는 경우에 대해서 설명한다.

제11도는 그 일실시예를 도시한 구성도이며, 단자(1)로부터 입력된 저역변환반송색신호(C_L)는 색복조기(30)에 의해 단자(28)로부터의 저역변환반송파(f_c)와 함께 기저대역의 색차신호로 변환되며, 불필요한 측파대성분을 제거하기 위한 빗살형필터(27a)(27b)가 배치되는 점은 제7도의 실시예와 마찬가지로이며, 빗살형필터(27a)(27b)의 출력이 각각 평형변조기(38a)(38b)에 인가되어서 혼합기(41)를 통과함으로써 반송색신호(C_{sc})가 단자(5)에 출력된다. 평형변조기(38a)(38b)에 가해지는 반송파는 위상차가 90° 다른 반송주파수를 갖는 신호인데, 이 신호는 이상기(39)에 의해 공급된다. 단자(40)에 공급되는 반송파(f_{sc})는, 예를들면, 종래에 제1도의 기준발전기(8)에서 발생된 반송파(f_{sc})와 동일하다. 이상의 구성에 의해 2개의 색차신호(e_o), (f_o)는 각각 2상 변조되어, 반송색신호(C_{sc})가 단자(5)에 출력된다. NTSC 텔레비전 신호의 반송색신호를 얻을 경우는 $f_{sc}=3.58\text{MHz}$ 를 하면 된다.

제12도에 반송색신호로의 변환의 모양을 스펙트럼분포로 나타낸다. (a)는 입력의 저역변환 반송색신호(C_L)의 스펙트럼으로 부반송파 주파수(f_c)를 중심으로 분포한다. (b)는 기저대역 신호로 변환 후, 빗살형필터를 통과한 후의 스펙트럼으로서 기저대역신호(f_a)와 빗살형필터에 의해 제거되지 않은 불필요한 측파대성분이 약간 남아 있다. (c)는 평형변조기(38a)에 의해 변환된 부반송파주파수(f_{sc})의 신호에 대한 스펙트럼을 도시하고 있으며, (f_{sc})를 중심으로 한 반송색신호는 대체로 그 상하에 약간의 측파대가 존재할 뿐이다. 따라서, 그대로 반송색신호로서 끌어낼 수 있고, (d)에 도시한 바와같이 저속의 대역필터를 통해서 끌어내도 된다. 이것을 제2도(b) 및 (c)에서 설명된 종래예와 비교하면 반송색신호로의 스펙트럼 분포에 현저한 차가 있음을 알 수 있으며, 불필요 스펙트럼을 제거하기 위한 필터가 불필요하며, 혹은 필요하다 하여도 극히 저속특성의 것으로도 되기 때문에 끌어낸 반송파색신호는 신호대역, 군지연 찌그러짐 등의 화질열화를 받지 않는 양질의 특성을 갖는다.

제7도로부터 제12도에 의한 본 발명의 실시예에서 저역변환 반송색신호를 기저대역으로 변환한 후 빗살형필터를 통해서 복조할 때에 발생하는 불필요한 측파대 성분을 제거하는 일이 유효하다는 것을 도시하였으나, 이 빗살형필터는 VHS나 β -VTR등과 애지머스(azimuth)식 고밀도 기록에 의한 VTR에서는 트랙의 클로스토오크를 제거하기 위해서 필요한 빗살형필터를 2중으로 사용하는 것이 가능하다. 제1도의 종래예에서는 평형변조기(2)의 출력에 주신호와 인터리빙의 관계를 가진 인접 트랙의 클로스토오크 성분이 혼합되어 입력되므로, 반송색신호를 변환시킨 후 글라스 지연선에 의해 형성된 빗살형필터를 사용하여, 이 인접 트랙의 클로스토오크 성분을 제거하고 있다. 이에 대해서, 본 발명을 상기 애지머스식 고밀도 기록에 적용하는 경우, 제7도와 평형변조기(26a)(26b)의 출력 및 제11도의 색복조(30)의 출력에서는 기저대역의 주신호성분과 인터리빙의 관계를 갖는 인접 클로스토오크 성분이 나타난다. 즉, 인접트랙의 클로스토오크 성분은 기저대역 신호로의 변환시에 발생하는 측파대 성분과 같은 스펙트럼 상에 있기 때문에, 빗살형필터(27a)(27b)에서 그들은 동시에 제거된다. 또한 이들 빗살형필터는 기저대역 신호만을 처리하도록 설계되므로, CCD등 반도체의 지연회로로서 구성할 수 있으며, 종래의 유리 지연선에 대한 대역을 넓히는 것보다 더 실현성이 높다.

상기의 실시예에서는 주로 NTSC 텔레비전 신호의 색신호 재생방법에 대해서 설명하였으나, 예를들면 PAL

텔레비전 신호의 색신호 재생에 대해서도 본 발명은 충분히 효과적이다. PAL 방식의 텔레비전 신호를 VTR로 기록하는 경우에, 지역변환 색신호의 반송주파수(f_c)는 [5]식과 같이 $1/8f_H$ 의 기수배로 선택되어진다.

$$f_c = 1/8 f_H (2n_1 - 1) \text{-----} [5]$$

따라서 기저대역으로 변환된 후에 발생하는 상측파대($2f_c - f_a$) 및($2f_c + f_a$)는 [6]식으로 표시된다.

$$2f_c \pm f_a = 1/4 f_H (n_2 - 1) \text{-----} [6]$$

[6]식은 불필요한 측파대 성분이 기저대역 신호에 대하여, 1/4 라인 오프셋의 관계(line-offset relationship)인 것을 표시하며, 이것은 지연시간이 2H인 지연회로를 포함하는 빗살형필터에서 제거될 수 있다. 즉 NTSC의 경우의 1H 빗살형필터를 2H 빗살형 필터로 교체함으로써 용이하게 PAL 방식에도 적용할 수 있다.

상기와 같이, 본 발명은 지역변환반송색신호를 기저대역의 색신호로 변환하기도 하고, 소정의 반송색신호로 변환하는 경우에는, 기저대역에서의 복조시에 발생하는 불필요한 측파대 성분을 기저대역의 빗살형필터를 사용해서 제거하는 것이며, 고속의 차단특성을 가진 지역필터나 대역필터를 필요로 하지 않기 때문에, 색신호의 대역폭을 넓게 유지할 수 있음과 동시에 군지연 찌그러짐 등도 작게 억제할 수 있어 재생되는 색신호의 화질은 극히 양질의 것이 된다.

또한, 소정의 반송색신호로 변환시킬때에 종래에는 필요로 하였던 변환반송파 발생용 대역필터(제1도의 (4)로 표시함)를 필요로 하지 않고, 직접 반송주파수를 사용할 수 있으므로 구성상으로도 간략화 된다.

또, 사용하는 빗살형필터는 제4도의 실시예와 마찬가지로 기저대역의 것으로 되었기 때문에 CCD 지연회로나 메모리 소자를 사용한 디지털 지연회로가 빗살형 필터로서 적합하며, 종래의 반송파대에서 사용하고 있던 유리지연선에 비해 소형화 및 저가격화 하는데에도 효과적이다.

제13도는 제7도의 실시예에 샘플홀드회로를 부가한 경우에 대한 발명의 실시예의 블록도이다.

단자(1)에서 공급된 지역변환색신호(C_L)는 평형변조기(26a)(26b)에 인가되고, 그 출력은 각각 빗살형필터(27a)(27b)를 통과한 후 샘플홀드회로(42a)(42b)를 통해서 기저대역색신호인 e 및 f로 변환되어 단자(43)(44)에 출력된다. 지역변환 반송파입력단자(28), 평형변조기(26a)(26b), 빗살형필터(27a)(27b), 이상기(29) 및 상기 평형변조기(26a)(26b)와 이상기(29)로서 구성된 색복조기(30)는 상기 제7도의 실시예와 마찬가지로 생각한다.

제14도~제16도는 제13도의 구성에 있어서의 동작을 설명하기 위한 도면이다. 원신호인 기저대역의 색차신호가 f_a 의 주파수를 갖는다고 가정하면, 지역변환 색신호(C_L)는 제14도(a)에 도시한 바와같이 지역변환 반송주파수(f_c)를 중심으로($f_c - f_a$)성분과($f_c + f_a$)성분으로서 구성된다. 예를들면, 점선으로 표시한($f_c \pm f_a$) 성분은 VTR로부터 재생되는 색신호의 인접트랙의 클로스토오크이며, 장시간 모오드일 경우, 재생헤드 폭이 테이프 상의 기록 트랙 폭보다 넓기 때문에 주트랙의 색신호 레벨에 대하여 -6~10dB정도의 레벨로 발생된다. 그리고, 그 스펙트럼은 주트랙의 지역 변환 신호에 대하여 인터리브의 관계가 된다. 이 지역변환색신호(C_L)와 함께 평형변조기(26a)에는 지역변환반송파(f_c)가 가해지므로 평형변조기(26a)[평형변조기(26a)는 f_c 의 위상이 90° 다를뿐이고 기타는 마찬가지로 동작되기 때문에 설명을 생략함]의 출력에는 제14도(b)에 도시한 바와같이 지역변환반송색신호(C_L)와 지역변환반송주파수(f_c)의 합 및 차 주파수 성분이 출력되고, 기저대역 색차신호의 주파수 성분인 f_a 와 F_a 의 지역변환반송주파수(f_c)에 대한 상측파대 성분인($2f_c - f_a$), ($2f_c + f_a$)성분 및 클로스토오크에 의해 발생하는 f_{ac} , ($2f_c - f_{ac}$), ($2f_c + f_{ac}$)성분이 나타난다. 이후, 기저대역색신호인 f_a 를 추출하여 B-Y 성분신호(e)를 출력하고 싶은 경우, 제14도(c)에 표시한 바와같은 특성을 가진 지역필터와 기저대역의 빗살형필터를 통과시키면되나, 불필요한 스펙트럼인 클로스토오크의 상측파대 성분이 남기 때문에, 고속의 차단특성을 갖는 필터가 필요하며, 그 때문에 화질열화를 동반하게 된다.

그래서, 본 발명에서는 평형변조기(26a)의 출력을 빗살형필터(27a) 및 샘플홀드회로(42a)에 통과시킴으로써 상기의 문제를 해결하고 있다.

상기 제7도의 실시예에서 설명한 바와같이, 컬러언더 기록 방식에서는, 기록되는 지역변환반송주파수 f_c 는 실질상 $1/4f_H$ 의 기수배로 선택되어 있으며, 또한 복조된 기저대역 색차신호(e)의 주파수 성분이 상술의 [2]식에서 표현되는 것에 대하여, 인접트랙에서의 크로스토오크 성분은 인터리브의 관계로부터 다음의 제[7]식과 같이 표시된다.

$$f_{ac} = 1/2f_H (2n_5 - 1) \text{-----} [7]$$

n_5 : 정수

따라서, 기저대역 색차신호의 주파수성분은 제15도의 f_a 및 f_{ac} 로서 표시한 바와같이 된다. 또, 지역변환 반송파(f_c)에 대한 상측파대($2f_c \pm f_a$)성분은, 상술의 제[3]식, 제[4]식으로 표현되어 지는데 대해, 클로스토오크에 의한 상측파대성분($12f_c \pm f_{ac}$)은 ($2f_c \pm f_a$)성분에 대하여 주파수 인터리브의 관계에 있으며,

제[8]식, 제[9]식으로 표현된다.

$$2f_c - f_{ac} = n_6 f_H \text{----- [8]}$$

$$2f_c + f_{ac} = n_7 f_H \text{----- [9]}$$

n_6, n_7 : 정수

이들 스펙트럼은 제15도의 $(2f_c - f_a)$ 및 $(2f_c - f_{ac})$ 로서 표시되는 바와같으며, $(2f_c - f_a)$ 성분은 f_c 의 스펙트럼에 대해서 인터리브의 관계에 있으나, $(2f_c - f_a)$ 성분은 F_c 와 인터리브의 관계가 아닌 f_H 의 정수배의 스펙트럼이 된다. 즉, 평형변조기(26a)의 출력중에서 기저대역색신호인 f_a 에 대하여, 클로스토오크성분의 f_c 및 상측파대인 $(2f_c - f_a)$ 성분은 인터리브의 관계에 있다. 따라서, 클로스토오크의 상측파대 성분 $(2f_c - f_{ac})$ 는 f_c 에 대하여 인터리브의 관계가 아니다. 따라서, 평형변조기(26a)로부터의 출력신호를 빗살형필터(27a)에 통과시킴으로써, 기저대역색신호인 f_a 는 그대로 출력되고, 불필요 성분인 $(2f_c - f_a), (2f_c \pm f_a)$ 및 f_{ac} 성분은 빗살형필터(27a)의 저지범위에 스펙트럼이 있기 때문에 크게 감쇠되며, 결국 제14(b)에 나타난 바와 같은 스펙트럼 분포의 남은 불필요 성분 $(2f_c \pm f_{ac})$ 은 (27a)의 출력신호에 포함된다. 빗살형필터(27a)의 출력신호는, 다음의 샘플홀드회로(11)에 의해, 더욱 불필요 성분인 $(2f_c \pm f_a)$ 를 감쇠시킨다. 샘플홀드회로(42a)(42b)는 제16도에 표시한 바와같이, 기본적으로는 게이트소자(45), 콘덴서(46) 및 버퍼앰프(47)로 구성되는 회로로서, 게이트소자(45)를 단자(48)로부터 공급되는 $2f_c$ 의 주파수의 클럭으로 개폐되고, 단자(31)(32)에 입력된 신호 e_0, f_0 를 주파수 $2f_c$ 에서 샘플홀드 한다. 일반적으로 0차 홀드드하는 경우의 샘플홀드 회로의 주파수 응답은, 제14도(c)로 표시한 바와같이, 샘플주파수에서 영점을 가진 특성이 있다. 이것으로부터 명백한 바와같이, 샘플홀드회로(42a)는 불필요 성분으로 남겨져 있는 인접 클로스토오크의 측파대인 $(2f_c \pm f_{ac})$ 성분을 감쇠시키는데 효과가 있다. 즉, 가장 진폭이 큰 $2f_c$ 에서 가장 감쇠가 크며, 불필요 성분 $(2f_c \pm f_{ac})$ 의 제거에 극히 유효하다. 이 결과, 저역필터를 통하지 않고 클로스토오크에 의한 불필요 성분을 감쇠시킬 수 있으며, 샘플홀드회로(42a)의 출력신호는 대체로 불필요 성분이 존재하지 않는 제14도(f)와 같은 스펙트럼 분포가 되어 f_{ac} 만이 남기 때문에, 제14도(g)로 표시된 바와같은 저속의 저역필터를 통해서 추출해도 되고, 저역필터를 통하지 않고 직접 색차신호의 B-Y 성분을 추출해도 된다. 이와같이, 기저대역 색차신호를 얻는 경우, 복조된 기저대역 색신호를 빗살형필터(27a) 및 샘플홀드회로(42a)에 통과시킴으로써 불필요 성분을 대폭적으로 제거할 수 있고, 저역필터를 생략하거나 저속특성인 것으로 완료될 수 있기 때문에, 통과대역이 넓고 또한 군지연 찌그러짐이 작은 색신호를 재생할 수 있다.

상기 설명은 색차신호의 B-Y 성분의로의 변환에 대해서 설명하였으나, 평형변조기(26b) 및 빗살형필터(27b)에 의해 완전하게 마찬가지로 색차신호의 R-Y 성분(f)으로의 변환을 행할 수 있다.

다음에, 저역변환색신호(C_L)를 샘플링, 복조하는 경우에, 상기 샘플링홀드회로(42a)(42b)를 불필요로 한다. 효과적인 본 발명의 실시시에 대해서 설명한다. 예를들면, 앞에서 설명을 한 제4도의 실시예와 같이, A/D 변환기(16)의 변환클럭($4F_c$)의 주파수를 $4f_c$ 로 하면, 저역변환색신호(C_L)는 A/D 변환기(16)에서 샘플링되어 디지털 데이터로 변환된 후, 데코오더(17)에서 주파수 $2f_c$ 의 2개의 샘플치로 분리하기 때문에 분리 수단으로 디지털래치 등의 디지털 데이터를 홀드하는 회로를 사용하면, 빗살형필터를 통과하기 전에 이미 0차 홀드 효과를 갖게되므로, 제13도의 실시예의 샘플홀드회로(42a)(42b)에 상당하는 회로는 필요없게 된다.

제17도에 반송색신호의 변환의 모양을 애널로그로서 표현된 스펙트럼 분포로 표시한다. 동도면(a)은 입력의 저역변환색신호(C_L)의 스펙트럼으로서 부반송파주파수(f_{sc})를 중심으로 분포한다. 동 도면(b)은 기저대역색의 차신호로 변환 후, 빗살형필터(18a)(18b)를 통과한 후의 스펙트럼 기저대역 색신호(f_a)와 빗살형필터(18a)(18b) 및 홀드 효과에 의해 제거하지 못한 불필요한 측파대 성분인 약간 남아 있다. 동도면(c)는 엔코오더(19)로서 부반송파주파수(f_{sc}) 변환된 것의 스펙트럼을 표시하고 있으며, f_{sc} 를 중심으로 한 반송색신호가 대체로 그 상하에 약간 측파대가 존재하고 있을 뿐이다. 따라서, 그대로 반송색신호로서 추출할 수도 있고, 동 도면(d)에 표시한 바와같이, 저속의 대역필터를 통해서 추출해도 된다 이것을 제2도(b)(c)에서 설명된 종래예와 비교하면 명백한 바와같이, 반송색신호로의 변환후의 스펙트럼 성분은 각각 현저한 차를 나타내며, 불필요 스펙트럼을 제거하기 위한 필터가 불필요 하나, 필요하다해도 극히 저속의 특성을 갖는 것으로 되기 때문에, 추출되는 반송색신호는 신호 대역, 군지연 찌그러짐 등의 화질열화를 받는일이 없는 양질의 반송색신호가 얻어진다.

제4도 및 제13도에 있어서의 실시예에 있어서, 기저대역에서 샘플홀드회로, 빗살형필터를 통과함으로써 저역변환색신호를 복조할 때에 발생하는 불필요한 측파대 성분을 제거하는 것이 유효하다는 것을 나타내었으나, 이 빗살형필터는 VHS방식이나 베타방식 등 애지머스식 고밀도 기록에 의한 VTR에서는, 인접트랙의 클로스토오크를 제거하기 위해서 필요한 빗살형필터와 겸용하는 것이 가능하다. 또, 제1도의 종래예에서는 평형변조기(2)의 출력으로, 주신호와 인터리브의 관계를 갖고 인접트랙의 플로스토오크 성분이 혼입되어 오기 때문에, 반송색신호로 변환 후 글라스 지연선을 사용한 빗살형필터(3)에서 제거하고 있으나, 이에 대해, 본 발명에서는 제13도의 평형변조기(26a)(26b)의 출력 및 제17도의 데코오더의 출력에서는 기저대역에서의 주트랙으로부터의 색차신호 성분에 주파수 인터리브의 관계를 갖고 인접 클로스토오크의 색차신호성분이 나타난다. 즉, 인접트랙의 클로스토오크 성분은, 기저대역 색차신호로의 변환시에 발생하는 측파대 성분과 동일 스펙트럼상에 오기 때문에, 빗살형필터(27a)(27b) 또는 (18a)(18b)에서 그들은 동시에 제거된다. 즉, 이들 빗살형필터(18a)(18b)(27a)(27b)기저대역색신호만을 처리할 수 있도록 CCP등 반도체의 지연회로로서 구성되므로, 종래의 글라스 지연선의 대역을 넓히는 것보다 실현성

이 극히 높다.

또, 상술의 실시예에서는 주로 NTSC텔레비전 신호에서의 색신호 재생방법에 대해서 설명할 수 있었으나, 예를 들면 PAL방식의 텔레비전 신호에 대해서도 제7도에 있어서의 실시예의 설명으로부터 1H 빗살형필터를 2H 빗살형필터로 교체함으로써 PAL방식에서도 적용할 수 있는 것은 명백하다.

실시예 3에 의하면, 저역변환반송색신호를 기저대역의 색신호로 변환하기도 하고 소정의 반송색신호로 변환할 경우에, 기저대역으로의 복조시에 발생하는 불필요한 측파대 성분을 기저대역의 빗살형필터 및 호울드회로를 사용해서 제거하는 것이며, 고속의 차단특성을 가진 저역필터나 대역필터를 필요로 하지 않기 때문에, 색신호의 대역폭을 넓게 가질 수 있음과 동시에 군지연 찌그러짐 등도 작게 억제할 수 있는 재생되는 색신호의 화질은 극히 양호하다.

또한, 소정의 반송색신호로의 변환시에 종래에는 필요로 하고 있던 변환반송파 발생용 대역필터(제1도의 (4)로 표시함)를 필요로 하지 않고, 직접 반송주파수를 사용할 수 있으므로 구성상으로도 간략화 되는 효과가 있다.

또, 사용하는 빗살형필터는 기저대역의 것으로도 좋으므로 제7도의 실시예와 마찬가지로 CCD지연회로나 메모리 소자를 사용한 디지털 지연회로가 적당하며, 종래 반송파대에서 사용되고 있던 글라스 지연선에 대하여 소형화 및 저가격화 하는 데에도 유효하다.

또, 제4도에 있어서, A/D변환기(16)의 샘플링클럭 $4f_c$ 을 그대로 또는 분주해서 빗살형필터(18a)(18b)의 동작클럭으로 하고 있으나, 샘플링복조하는 경우, 클럭 $4f_c$ 은 저역변환색신호 C_L 의 저역변환 반송파 f_c 의 4배 주파수 $4f_c$ 가 요구되며, 클럭 $4f_c$ 의 신호의 지터에 추종하도록 하고 있다. 따라서, 빗살형필터의 1구 성요소인 지연부분이 디지털 메모리, 디지털 시프트레지스터를 사용한 경우에, 그 동작 클럭으로서 클럭 $4f_c$ 또는 그 분주 클럭을 사용하면, 지연데이터의 지연량은, 신호 C_L 의 지터에 추종된 것이 되며, 종래의 지연시간이 고정된 빗살형필터와 같이, 지터에 의해서 빗살형필터의 효과를 손상시키지 않고, 그 외에 복조를 위한 데코오더와 빗살형필터의 인터페이스(interface)가 용이해서, 상기 디지털 메모리 또는 디지털 시프트레지스터를 동작시키는 클럭의 클럭 발생기가 제4도의 A/D변환 클럭용의 PLL회로(24)등에서 공용될 수 있다. 또, A/D변환기(16)의 변화에 애널로그의 샘플홀드 회로에서 저역변환색신호 C_L 를 샘플링하고, 반전폭증기등에서 데이터의 반전등을 행해서, 샘플링 복조하는 경우나 제7도, 제11도, 제13도의 실시예에 있어서도 애널로그 빗살형필터(27a)의 동작 클럭(예를 들면, 제9도의 클럭발생기)의 발생클럭을 복조용의 클로 또는 반송파로부터 발생 또는 분주된 클럭으로 함으로서 마찬가지로의 효과가 얻어진다.

다음에 제4도에 있어서의, 본 발명의 실시예에 있어서, A/D변환기(16), 데코오더(17), 신호발생회로(22)를 한데 모은 로직회로의 일실시예에 대해서 제18도의 상세한 로직회로도들 함께 설명한다.

제19도는 제18도에서의 각부의 타이밍도이다. 제18도에 있어서, (1)은 저역변환색신호(C_L)가 입력되는 단자, (49)는 주파수($4f_c$)의 제1의 클럭($4f_c$)가 입력되는 단자, (14)는 수평동기신호(f_H)가 입력되는 단자, (15)는 트랙판별신호(P_0)가 입력되는 단자이다. 먼저 단자(1)로부터의 입력된 저역변환색신호(C_L)는 A/D변환기(16)에 의해 클럭($4f_c$)의 타이밍에서 A/D변환된다.

저역변환색신호 C_L 은 제5도에서 설명된 바와 같이 B-Y성분 a과 R-Y성분 b이 벡터적으로 90° 의 위상을 가지며, 단자(49)에 공급되는 클럭 $4f_c$ 은 예를 들면 제4도의 실시예와 같이 버어스트 게이트(23)에서 끌어낸 저역변환색신호의 버어스트 d'로부터 회로(24)에 의해서 발생되고, 정상 상태에서 제19도의 타이밍으로 표시한 바와같이 A/D변환기(16)의 출력 C_{LS} 이 색차신호성분 a, b, -a, -b의 반복 데이터가 되는 바와같은 클럭으로 하고 있다. 다음에 변환된 데이터 C_{LS} 는, 보호반전회로(50)에 부호반전 펄스 F_0 를 공급해서 데이터 C_{LS} 가 -a, -b의 부분만 반전을 행하고, a, b의 반복데이터 9가 발생된다. 펄스 F_0 는, $4f_c$ 를 분주기(51)에서 1/4로 분주된 신호를 시프트레지스터(52)에 의해, $4f_c$ 를 1클럭으로서 시프트된 4상의 펄스를 발생하고, 이것을 데이터 셀렉터(53)에 의해 1H마다에 절환해서 출력함으로써 얻는다.

데이터셀렉터(53)의 출력데이터의 절환신호 A, B의 발생은, 수평동기신호 f_H 의 부가장자리에서 트랙판별신호 P_0 를 플립플롭(54)에 통과시킨 신호(i)에서, (f_H)를 카운트하는 업 다운 카운터(5)의 업다운을 동작 절환하고, 상기 업 다운 카운터(55)의 출력 Q_A, Q_B 을 얻어서 데이터셀렉터(53)의 절환신호 A, B로 이용함으로써 이루어진다. 상기 회로구성에 의해 펄스 F_0 는 트랙판별신호(P_0)가 디지털 신호레벨에서 'H'인 경우에 1H마다에 위상이 90° 진상되고 'L'인 경우에 H마다에 90° 씩 지상되어서 저역변환반송파와 동상인 위상시프트를 행하기 때문에, 샘플링복조측 연해있는 부호반전이 행해진다. 또한 클럭 F_0 은 플립플롭(56)에 의해 F_0 와 F_0 를 90° 시프트된 신호와의 배타적, 논리화를 게이트(57)에 의해 구하고 플립플롭(58)에 의해 게이트(57)의 출력을 $4f_c$ 의 부가장자리에서 취입색차신호 분리용의 펄스 $2F_{ca}, 2F_{cb}$ 를 발생한다. 부호반전회로(50)를 통과한 후의 데이터 g는 클럭 $2F_{ca}, 2F_{cb}$ 을 동시에 래치(59a)(59b)에서 래치되는 데이터 h_a, h_b 를 얻는다.

상기 데이터 h_a 는 각각 색차신호의 B-Y, R-Y 성분의 데이터를 가지나 제19도의 h_a 로 표시한 바와같이, 주로 이루어지는 데이터 a의 다른쪽의 색차신호데이터 b가 출력되는 부분이 있기 때문에, 최종적으로 플립플롭(60a)에서 다시 데이터를 샘플링하고, 사용가능한 색차신호데이터 a로서 단자(61)에 출력된다. 제19도에서는 주로 색차신호데이터 a를 취출하는 타이밍을 표시하고 있으나, 클럭 $2F_{ca}$ 과 180° 의 위상관계에 있는 $2F_{cb}$ 에서 래치된 데이터 h_b 를 플립플롭(60b)에 통과시킴으로써 단자(62)에 색차신호데이터 b가 출력된다.

제19도의 각부의 타이밍에 있어서, 제18도의 주 회로의 어떤시점의 지역변환버어스트의 기간의 타이밍(1H번째)과 다음의 수평기간에 있어서의 버어스트기간의 타이밍(2H번째)과를 표시하고 있으나, 지역변환색신호 C_L 의 지역변환반송주파수 f_c 는 수평동기 주파수 f_H 의 1/2의 정수배로 정해지고 있으며, 지역변환색신호 C_L 는 1H번째와 2H번째로서 처리에, 의해 90° 위상이 시프트되며, 지역변환 버어스트 d'의 위상으로 마찬가지로 시프트하고 있다. 또, 2개의 색차신호데이터 a,b는 지역변환반송주파수 f_c 의 2배인 $2f_c$ 의 샘플주파수에서 얻어지기 때문에, 1개의 색차신호 데이터에 관해서는 수평동기신호 f_H 를 기준으로 하면 1H번째와 2H번째에서 샘플링점이 180° 위상 시프트하고, 데이터가 불연속이 된다. 이 때문에 본 실시예의 회로에서는, 샘플링점의 중간데이터로서, 앞의 샘플링점의 데이터를 보간하는 0차 홀드필터에서 보간을 행하고, 각 색차신호 데이터와도 연속하고 또한, 1H당의 데이터의 출력타이밍이 일치된것으로 하여, 후의 처리를 행하기 쉽게 하고 있다.

또한, 제18도에 있어서 분주기(51), 시프트레지스터(52), 데이터 셀렉터(53), 플립플롭(54), 업 다운 카운터(55)는 제4도의 신호발생회로(22)를 구성하고, 부호반전회로(50), 플립플롭(56)(58)(60a)(60b), 게이(57), 래치(59a)(59b)는 제4도의 데코오더(17)를 구성한다.

상기 설명에서는, PS처리가 행해지면 지역변환색신호 C_L 를 2개의 색차신호데이터 a,b로 분리하는 경우에 대해서 설명하였으나, 처리가 행해진 지역변환색신호를 취급하는 경우에는, 예를 들면 제20도에 표시한 바와 같이, 제18도의 시프트레지스터(52)를 클럭 $4f_c$ 의 1/4분주파와 그 반전출력과 2개의 펄스를 출력하는 인버터(63)로 교체하고, 업 다운 카운터(55)를 플립플롭(64)에서 구성된 분주기로 교체하며, 또한 플립플롭(54)의 출력신호 i가 디지털 신호레벨에서 'L'일때 수평동기신호 f_H 의 분주파를 발생하는 플립플롭(64)의 클럭입력으로 들어가는 수평동기신호 f_H 를 금지하는 AND게이트(65)를 부가하고, 트랙펄스신호 P_0 에 의해 부호반전 펄스 F_c 를 1H마다에 반전시키기도 하고, 그대로 연속으로 출력하는 것과 같이 동작시킴으로서, PS처리의 경우와 같은 색차신호 데이터 a,b가 얻어진다. 또한, (66)은 데이터셀렉터이다.

또, PI처리에 있어서는 지역변환반송주파수가 수평동기 주파수 f_H 의 1/4의 기수배로 정해지며, PS처리의 경우와 마찬가지로, 수평동기신호 f_H 를 기준으로 하면 1H번째와 2H번째에서 샘플링점이 180° 위상시프트하며, 샘플링점이 불연속이 되기 때문에, 0차 홀드에서 샘플링점의 중간의 데이터의 보간을 행한다. 색차신호 데이터의 샘플링주파수 f_s 가 f_c 의 4배에서 연속하며, 또한(f_H)의 정수배의 데이터로 변환하고 있다. 또, 이상의 설명은 NTSC방식의 반송색신호 PS, PI처리에 있어서 기록 재생된 경우와 같이, 2H 상관이 있는 지역변환 색신호의 경우에 대해서 설명하였으나, PAL방식과 같이 재생관이 있는 경우, 상기 설명으로부터 명백한 바와 같이, 샘플링점의 중간의 데이터를 보간후의 각 색차신호데이터의 샘플링 주파수는, 지역반송 주파수의 4배에서 다시 $f_H/2$ 의 기수배로 되어, 2H당의 데이터의 출력 타이밍이 일치된다.

이상 설명된 바와 같이, 제18도, 제20도로 구성되는 로직회로에 의하면 A/D변환기(16)에 의한 샘플링수단과 간단한 구성의 디지털회로에 의해 PS처리 또는 PI처리가 행해진 지역변환색신호를 샘플주파수의 연속적인 색차신호 디지털데이터로 샘플링 복조하는 일이 가능하다.

제20도의 PI처리가 된 지역변환색신호에 대응하는 논리회로에 있어서 분주기(51), 플립플롭(54)(64), 인버터(63), 게이트(65)데이터셀렉터(66)로 구성되는 회로는 제4도의 신호발생회로(22) 또는 제18도의 PS처리가 된 지역변환신호에 대응하는 논리회로(22)의 부분에 상당하다. 제18도와 제20도를 비교해서, A/D변환기(16)와 제4도의 데코오더(17)의 상당하는 부분의 회로는 완전동일한 회로로 구성할 수 있다. 이것은 제18도 및 제20도에 있어서, 지역변환반송파와 동일한 주파수이고 동시에 같은 PS처리 또는 PI처리가 행해진 부호반전펄스(F_c)(주파수 f_c)와 그 4배의 주파수의 연속인 제1의 클럭($4f_c$)(주파수 $4f_c$)으로부터 색차신호 데이터 분리용 펄스를 발생하으로서, 제4도의 데코오더(17)에 상당하는 회로의 동작을 상기 $4f_c$ 와 F_c 로부터 만들어 낼 수 있는 타이밍으로 모두 제어할 수 있는 구성으로 했기 때문이다. 또, 제18도와 제20도의 신호발생회로(22)와 (67)에 있어서도, 동일한 회로로 구성되는 부분이 있다.

이상 설명한 제18도와 제20도의 논리회로에 있어서의 공통되는 부분을 이용해서, 예를 들면 부호 반전펄스 $2F_c$ 를 발생하는 회로를 PS처리용과 PI처리용의 두개를 갖추고, 외부로부터의 절환신호에 의해서 동작하는 부호반전펄스(F_c)발생용의 신호발생회로를 절환하으로서, PS,PI의 양쪽에 대응할 수 있는 색신호 재생방법을 효율 좋게 실현할 수 있다.

제21도는 PS,PI의 양쪽처리에 대응할 수 있게 구성한 색신호 처리장치의 회로도로서, (68)은 PS처리용의 부호반전펄스 발생회로이며(68)은 제18도의 회로도에 있어서의 시프트레지스터(52), 업다운 카운터(55), 데이터셀렉터(53)를 포함한 회로구성으로 되어 있으며, (69)는 PI처리용의 부호반전펄스 발생회로로서, 제20도의 회로도에 있어서의 플립플롭(64), AND게이트(65), 인버터(63), 데이터셀렉터(66)를 포함한 회로구성으로 되어 있다. 이 실시예에서는, 부호반전펄스발생회로로서 PS처리용의 부호반전펄스 발생회로(68)와 PI처리용의 부호반전펄스발생회로(69)와의 두개를 가진외에, 처리절환신호 입력단자(70)와 신호절환회로(71)(72)를 가지며, 처리절환신호 S에 의해서, PS처리용의 부호반전펄스 F_c-1 와 PI처리용 부호반전펄스 F_c-2 중의 어느쪽을 이용해서 신호절환회로(72)는 부호반전펄스(F_c)를 절환한다. 또 처리절환신호 S는 부호각 반전펄스발생회로(68)(69)에도 공급되어, 절환신호 S에 의해서 한쪽회로의 동작을 정지시켜서, 소비전력의 증가등을 방지하고 있다. 또한, PS처리, PI처리에 지역반송주파가 사용되므로, 지역반송주파수 4배의 클럭($4f_c$)도 신호절환회로에 의해 절환되게 하고, 예를 들면, 입력단자(49-1)에 PS처리용의 지역반송주파수의 4배의 플럭($4f_c-2$)을 입력해 주면된다. 또, 제21도에 있어서 다른 회로는 제18도 및 제20도의 것과 동등한 것으로 된다.

상기 설명에서는, PS처리, PI처리의 두개를 절환하는 경우에 대해서 설명했으나, 절환신호 입력단자 및

클럭입력단자를 증설하고, 각종 기록 재생방식에 대응해서 부호반전펄스발생회로를 부가함으로써, 두가지 이상의 방식에 대해서도 대응할 수 있는 색신호 처리장치를 실현하는 것도 가능하다.

이상 제18도~제21도에서 설명한 논리회로의 실시시에 의하면 PI 또는 PS처리가 된 저역변환색신호를 저역 반송주파수의 4배의 클럭으로 A/D변환해서 두개의 색차신호로 복조(複調)하는 경우에, 복조축(複調軸)에 연해있는 부호반전펄스로부터 부호반전의 처리가 행해진후의 A/D변환데이터를 분리하는 색차신호 분리펄스를 발생하도록 했으므로, 간단한 디지털회로를 가지고 저역변환색신호를 두개의 색차신호 데이터로 복조할 수 있고, 또한, 약간의 부가회로에 의해서 PS,PI처리의 양쪽에 대응할 수 있다.

다음에, 본 발명의 색신호 재생방법에 있어서의 예의 실시시에 대해서 설명한다.

제22도는 제4도의 실시시에 있어서의 블록도의 요부를 더욱 세분한 블록도이다. 제22도에 있어서 단자(73)에는 제4도의 실시시의 A/D변환기(16)에 의해 디지털 데이터로 변환된 저역변환색신호 C_{LS}가 입력된다. 데코오더(74)는 제4도 또는 제18도나 제20도의 데코오더와 달라서 0차 홀드회로를 포함하지 않고, A/D변환된 디지털 데이터 C_{LS}를 분리하는 기능만을 가진다. 저역변환색신호의 A/D변환데이터 C_{LS}의 샘플주파수(f_s)는(f_s=4f_c)를 사용하고 있으며, 단자(49)로부터 공급된 A/D변환용의 제1의 클럭(4f_c)으로부터, 저역변환반송파와 주파수 위상이 동기된 부호반전펄스(F_c)를 발생한다. 여기서, 데코오더(74)는 샘플주파수 f_s=4f_c의 디지털 데이터 C_{LS}를 복조축에 연해 있는 부호반전펄스 F_c로 +/-의 부호반전을 행하고 1클럭마다 색차신호의 B-Y에 상당하는 데이터와 R-Y에 상당하는 데이터로 갈라서 데이터 a₁,b₁를 발생한다.

데이터 C_{LS}의 샘플주파수는 f_s=4f_c이므로 데코오더(74)로 번갈아 나눈 데이터 a₁,b₁는 샘플주파수가 2f_c인 디지털 데이터로 되고, 그 주파수 스펙트럼을 애널로그신호의 상태로 표현하면 제23도에 표시한 바와같이 복조된 본래의 색차신호의 스펙트럼(a₁₁)과 VTR등으로 재생시에 혼입하는 인접트랙으로부터의 클로스토크성분(a₁₁')외에, 샘플주파수(2f_{sc})의 정수배(整數倍)를 중심으로 상하측파대(上下側派帶)를 가진(a₁₂')(a₁₃')(a₁₄)...의 본래의 색차신호성분에 대한 고조파와 클로스토크성분의 고조파(a₁₂'')(a₁₃'')(a₁₄'')...를 포함하는 스펙트럼분포가 된다. 그러나, 상기한 바와 같은 샘플링 복조계통을 통과한 후에도, PI,PS처리에 의한 주신호와 클로스토크성분의 주파수 인터리브의 관계는 상실되지 않으며, 복조된 색차신호데이터의 기본파 성분(a₁₁)을 포함한 홀수차의 고조파에 대해서는, 제24도의 주파수스펙트럼에 표시한 바와 같이 실선으로 표시한 nfh(n은 0을 포함한 정(正)의 정수(整數))을 중심으로 한 본래의 색차신호성분에 의한 스펙트럼과 파선으로 표시한(n+1/2)f_H를 중심으로 한 인접트랙으로부터의 클로스토크성분에 의한 스펙트럼이 존재하고, 짝수차의 고조파에 대해서는 제25도의 주파수 스펙트럼에 표시한 바와 같이,(n+1/2)f_H를 중심으로 한 본래의 색차신호성분에 의한 스펙트럼과, nfh를 중심으로 한 인접트랙으로부터의 클로스토크 성분이 존재한다. 이 때문에, 색차신호데이터의 기본파성분을 포함한 홀수차의 고조파에 관해서 말하면, 1H 지연된 데이터와 데이터를 가산하는 제24도의 특성곡선을 갖는 빗살형필터에 의해서 클로스토크 성분을 제거할 수 있다. 또, 이때 짝수차의 고조파에 관해서는 제25도의 곡선으로 표시한 바와 같이, 빗살형필터의 특성이 되기 때문에 본래의 색차신호성분에 의한 고조파가 제거되고, 클로스토크성분에 의한 것만이 남는다. 상기한 바와 같은 빗살형필터의 동작을 행하는 것이 제22도의 1H메모리(75a)(75b)와 가산기(76a)(76b)로 구성된 회로이며, 상기 회로가운데(75a)(75b)로 구성된 회로가 제4도의 빗살형필터(18a)에(75b)(76b)로 구성된 회로가 제4도의 빗살형필터(18b)에 상당한다

보간필터(77a)(77b)는 뒤에 상세하게 설명하지만, 데코오더(74)를 통과후의 색차신호데이터(a₁)(a₂)의 샘플주파수가(2f_c)이고, (f_c)의 주파수는 앞에서 설명한 바와같이(1/4f_H)의 홀수배(f_c=1/4(2n-1)f_H)이기 때문에, 데이터(a₁)(a₂)에 대한 샘플주파수(2f_c)의 샘플주기(T_s)는

$$\begin{aligned}
 TS &= \frac{1}{22f_c} \\
 &= \frac{1}{(2n-1)f_H} \quad \begin{array}{l} n : \text{정수(整數)} \\ H : \text{수평주기} \end{array} \\
 &= \frac{2H}{(2n-1)} \quad \dots[10]
 \end{aligned}$$

가 되고. 제(10)식에 의거해서

$$H = \frac{2n-1}{2} T_s \dots[11]$$

이며, 단순히 샘플주파수 2f_c의 데이터를 주기 T_s의 클럭으로 지연시킬경우 T_s의 정수배의 지연량밖에 얻을 수 없고, 어떻게 해도 1H에 대해서 1/2T_s 단수가 나온다. 이것을 해결하기 위해서 샘플주파수 2f_c의 데이터의 시간적중간에 보간 데이터를 삽입하여, 샘플주파수가 4f_c의 데이터로 변환하는 것이 보간필터(77a)(77b)이다.

제4도 및 제18도, 제20도에 표시한 데코오더(17)에는 0차출드에 의해서 1샘플클럭앞의 데이터가 이미 들어가기 때문에 보간필터(77a)(77b)는 필요없다. 즉, 제22도의 실시예에 있어서, 데코오더(74), 보간필터(77a)(77b)로 구성되는 회로가 제4도 및 제18도, 제20도의 데코오더(17)에 상당하고 있다.

제22도에 있어서, (77a)(75a)(76a)로 구성된 회로는 데이터 a_i 를 사용가능한 색차신호데이터(e)로 변환하고, (77b)(75b)(76b)로 구성된 회로는 데이터 b_i 를 데이터 f로 변환하는데 사용되나, 동작은 대략 같은 것이므로 데이터 a_i 를 데이터(e)로 변환하는 것에 관해서만 설명한다. 제26도는 제22도의 보간필터(77a)의 상세한 회로예를 나타내며 제27도는 제26도에 있어서의 각 부분의 파형타이밍을 나타내며, 제28도는 1H 메모리(75a)와 가산기(76a)의 상세한 회로를 나타내며, 제29도는 제28도의 각부의 타이밍을 표시한다. 보간필터의 동작을 제26도, 제27도를 이용하여 더욱 상세하게 설명하면, 데코오더(74)로부터의 데이터 a_i 는, 제27도에 표시한 바와같이 서로 인접한 1H기간의 대응하는 시점에 있어서 예를 들면 1번째와 2번째에서는 데이터의 출력타이밍이 제1의 클럭 $4f_c$ 의 1클럭분량만큼 어긋난다. 보간필터로서는, 그 저단순하게 디지털데이터의 0을 데이터가 없는 부분에 삽입하는 방법이나 디지털데이터의 0을 삽입후, 저역디지털필터를 통과하게 하는 방법도 있으나, 제26도의 보간필터는, 데이터가 없는 부분에 1클럭앞의 데이터를 삽입하기 위한 0차출드필터로서 구성된다.

제26도에 있어서, 먼저 단자(79)로부터 입력되는 부호반전펄스 F_c 와, 단자(49)로부터 입력되는 클럭 $4F_c$ 으로부터 플립플롭(80)(81), 게이트(82)(83)(84)로 구성되는 회로에 의해서, 제27도의 (0)으로 표시하는 바와같이, 데이터(a_i)가 출력되고 있는 전반(前半)의 반클럭간만 'H'가 되는 펄스를 발생하고, 다음에, 게이트(86-1)(89-1)으로 구성되는 회로가 형성하는 래치에 의해서, 단자(85)로부터 입력되는 색차신호데이터 a_i 의 1비트분량의 데이터를 상기 펄스(0)의 'H'로 에워싸고, 펄스(0)의 'L'로 상기 에워싸인 신호를 유지하고, 단자(61)에 신호 a로서 출력한다. 단자(85)로부터 입력되는 데이터 a_i 가 nd비트의 경우, 상기(86-1)-(89-1)로 구성한 것과 동일한 래치가 nd개 필요하지만, 게이트(86-1)-(89-1)에서 표시한 바와 같이 각 비트의 회로구성은 동일하다. 또, 제27도의 타이밍에서, 1H번째와 2H번째에서의 F_c 및 j의 타이밍 관계는, 저역반송주파수가 선정한 치나로오테이션의 방향에 따라서 다르지만 1H번째에 대해서 2H번째의 타이밍이 우로 1클럭 어긋나거나 좌로 1클럭 어긋날까의 차이뿐으로서, 기타의 $4F_c, a_i, k, l, o, a$ 의 타이밍관계는 동일하다. 또, 색차신호 b_i 를 취급하는 경우는 F_c 와 0의 타이밍 관계를 1클럭 어긋나게 해주면 되며, 예를들면, 제26도의 게이트(82)를 XOR에서 XNOR으로 변경해주면 된다.

상기한 바와 같은 보간필터(77a)를 통과한 위의 색차신호데이터를 1H메모리(75a)와 가산기(76a)로 구성된 회로에 통과하게 하므로써 상기 설명한 빗살형필터의 동작을 행한다. 제28도의 예에서는 1H메모리로서 어드레스수가 $A=f_s/f_H$ 인 등속호출기억장치 RAM(90)을 사용하고 있다. 먼저, 단자(49)로부터의 클럭($4F_c$)을 게이트(91)에서 반전시킨 클럭($4F_c$)에 의해서 A진(進)카운터(92)를 동작시키고 메모리어드레스(y)를 발생해서(RAH)(90)의 어드레스로 한다.

또, 클럭($4F_c$)은 3치(値) 버퍼(93)의 제어신호입력에 공급되고, 단자(61)로부터 입력된 색차신호데이터 a를 RAM(90)의 I/O 포트에 보내는 입력(X_i)을 제어하고 있다. 또한 클럭($4F_c$)은 RAM(90)의 리이드/라이트제어입력단자(R/W)에 공급되어, 라이트아웃, 써넣기의 제어도 하고 있다. 제29도의 각부의 타이밍을 표시한 바와 같이 메모리어드레스(y)는 클럭($4F_c$)보다 반클럭 앞에 결정된다.

그와 동시에 RAM(90)로부터의 리이드아웃이 행해지고, 클럭($4F_c$)의 전반(前半)에서 써넣기가 행해진다. 이 때문에, 실제RAM(90)로부터 리이드아웃되는 데이터(X_0)는 입력데이터(a)에 대한 1H앞의 데이터가 반클럭 빨리 리이드아웃된다. 상기 데이터(X_0)를 플립플롭(94)에서 클럭 $4F_c$ 의 타이밍으로 래치를 걸어서, 1H앞의 데이터 ad로 하고 있다. 상기한 바와같은 메모리구성으로 한 경우, 가산기(76a)는 입력데이터 nd비트 +nd비트의 전가산기(全加算器)(95)로 구성할 수 있으며, 출력(e)은 nd+1비트가 된다.

데이터 e는 단자(96)로부터 출력되는 그 타이밍은 제29도의(e)와 같다.

상기에서 설명한 보간필터(77a)(77b), 1H메모리(75a)'(75b)가산기(76a)(76b)에 의해 클로스토오크 성분이 제거된 색차신호데이터 e, f는 제22도의 엔코오더(19)에 의해 기준의 반송주파수(f_{sc})를 갖는 반송색신호의 디지털데이터 C_{scs} 로 변환되어 단자(78)로부터 출력된다. 엔코오더(19)는 예를들면 제22도와 같이 기준발진기(25)로부터 f_{sc} 의 4배의 주파수 $4f_{sc}$ 의 클럭 $4f_{sc}$ 에 따라 데이터 e, f로부터 데이터 C_{scs} 를 발생하고 앞에 설명한 제4도의 엔코오더(19)의 같은 동작을 한다. 그런데 상기 엔코오더(19)로 색차신호데이터 e, f를 디지털적으로 직각이상평형변조(直角二相平衡變調)한 경우, 반송색신호의 대역외의 신호를 발생시키지 않고, 평형변조할 때의 되돌림에 의해서, 반송색신호의 대역내에 잡음이 발생하는 것을 방지하는 등의 이유로 색차신호데이터 e, f를 애널로그신호로 해본 경우의 주파수스펙트럼은 대역내(색차신호의 주파수를 f_e)라고 하면, $0 < f_e < f_c$ 인 것이 바람직하다. 색차신호는 상기 설명한 바와 같이 홀수차(기본파도 포함)의 고조파에 대해서는 클로스토오크성분이 제거되어, 제30도의 주파수 스펙트럼에 표시한(a_{11})(a_{13})...만의 스펙트럼이 되고, 짝수차의 고조파에 대해서는 클로스토오크 성분만 꺼내어(a_{12} '')(a_{14} '')...의 스펙트럼이 된다. 여기서 더욱 보간필터(77a)(77b)를 이상적인 특성으로 했을 때는 짝수차의 클로스토오크성분은 제거되지만 디지털 보간필터로 행할 경우, 데이터가 출력되는 주파수($f_s=4f_c$)의 정수배의 고조파는 제거되지 않고, 제13도의 실선(FA)으로 표시한 특성이 된다. 실제로는 데이터가 주파수($f_s=4f_c$)의 0차출드특성(제30도의 실선(FB)으로 표시)이 추가되어, 고조파를 제거하는 특성으로서는 실선(FA)와(FB)의 곱의 특성이 된다. 또, 단지 단순히 보간필터로서 디지털데이터의 0을 데이터가 없는 부분에 삽입만 하는 것에 있어서는 제30도의 실선(FB)의 특성이 된다.

또, 제26도의 보간필터의 회로예와 같은 0차출력의 보간필터를 사용하면 제30도의 실선(FE)으로 표시한 바와같은 주파수가 $2f_c$ 인 0차 출드특성을 얻을 수 있어, 고조파성분의 피이크가 되는 주파수의 부분이 커트되기 때문에 대단히 편리하다. 또한, 데이터가 없는 부분에 디지털데이터의 0을 삽입하는 보간필터에는 보간전의 색차신호 데이터 a 또는 b와 디지털데이터의 0을 번갈아 절환하는 회로가 필요하며, 고조파의 제거율이 높은 저역필터를 추가하면, 회로규모가 커지며, 또 처리에 의한 지연시간도 커지는데 비해서, 0차 출드보간필터는 앞의 데이터를 유지하여 데이터가 없는 부분의 데이터로 하기 때문에 제26도에 표시한 바와같이 비교적 간단하게 구성할 수 있다.

상기에서 설명한 바와 같이 제22도~제30도에 있어서의 본 발명의 색신호재생방법의 일실시에에서는, 색신호를 주파수대역이 낮은 색차신호데이터에 샘플링복조한 것에 다시 보간데이터를 삽입하므로써 메모리 또는 시프트레지스터로 기억한 1H앞의 데이터와 가산하는 처리에 의해서, 색신호의 클로스토오크성분을 제거하기 때문에 종래는 유리지연선으로 구성하고 있던 빗살형필터를 반도체화 할 수 있고, 회로를 소형화 할 수 있는 효과가 있다. 또 샘플링복조된 직후의 색차신호데이터에 보간데이터를 삽입하는 회로로 0차 출드회로를 사용하면, 비교적 간단한 회로구성으로 보간데이터의 삽입이 가능하고, 동시에 샘플링에 의한 고조파도 제거할 수 있는 효과가 있다.

제22도-제30도에 있어서의 본 발명의 실시예에서는 NTSC방식의 텔레비전신호를 재생할 경우에 대해서 설명했으나, PAL방식에 대해서는 저역변환신호의 저역변환반송주파수(f_c)가 제[5]식에 표시한 바와 같이

$$f_c = 1/8f_H(2n_1 - 1)$$

로 표시되기 때문에, 제22도의 1H메모리(75a)(75b)를 2H메모리로 치환하므로써 대응할 수 있다.

다음에 본 발명의 색신호재생방법에 있어서, 저역변환색신호의 버어스트로부터 제4도의 실시예에 있어서의 A/D 변환기나 데코오더의 기준클럭이 되는 제1의 클럭(제4도에서는 $4F_c$) 또는 제7도, 제11도, 제13도에 있어서 단자(28)에 공급되는 부조용(副調用)의 캐리어인 저역변환반송파(f_c)를 발생하는 기초가 되는 주파수신호의 발생방법에 대해서 설명한다. 상기 제1의 클럭은 제4도, 제18도, 제20도, 제21도, 제22도 등의 실시예에 있어서의 A/D 변환기(16)나 데코오더(17)(74)에 공급되어서 저역변환색신호를 샘플링복조하기 위한 클럭으로서 사용될 뿐만 아니라 빗살형필터(18a)(18b)에 포함되는 1H메모리(75a)(75b)의 지연용 클럭으로 사용되거나, 또 CCD등에서 애널로그 신호를 지연시켜서 빗살형필터를 구성하는 제9도의 실시예에 있어서의 클럭발생기의 출력신호를 상기 제1의 클럭으로 하면, 상기의 실시예에서도 설명한 바와같이, 지연량(1H 또는 2H)이 신호 C_c 의 지터에 추종하는 것이 되어, 양호한 빗살형필터를 얻을 수 있다. 제4도에 있어서 제1의 클럭 $4F_c$ 의 발생은 저역변환색신호의 버어스트 d'와, 클럭($4F_c$)으로부터 신호발생회로(22)에서 발생한 저역변환반송에 주파수위상이 동기한 펄스 F_c 를 PLL회로(24)에서 위상비교하고, 상기 펄스 F_c 가 저역변환버어스트 d'를 일정위상으로 하고, 동시에 A/D 변환기(16)와 데코오더(17)에서 샘플링복조가 되도록 클럭($4F_c$ 의 주파수위상이 제어되나, 예를들면 VTR로부터 재생된 저역변환색신호에는, 인접트랙으로부터의 클로스토오크가 존재하고, 버어스트게이트(23)의 출력으로 얻은 버어스트신호는 S/N비가 나빠서, PLL회로(24)가 오동작하는 결점이 있다. 클로스토오크를 제거하기 위해서는, 버어스트게이트(23)의 뒤에 빗살형필터를 추가해서 사용하면 줄으나 코스트가 높아지는 결점이 있다.

다음에 설명하는 본 발명의 실시예에 있어서는, 색차신호로 복조된 후 빗살형필터를 통과한 색신호의 한쪽의 색차신호데이터의 버어스트부분의 정보로부터 상기 제1의 클럭을 발생하기 때문에, 클럭발생을 위해서 빗살형필터를 추가할 필요가 없다.

제31도는 본 발명의 일실시에의 색신호재생방법에 있어서 제1의 클럭을 발생하기 위한 구성을 표시한 블록도이다. 제31도에 있어서 D/A 변환기(97), 버어스트게이트(98), 제3의 빗살형필터(101), 스위치(102), 가산기(104), 저역통과필터(105), 전압제어발진기(106), 사이드록검출기(107)는 다른 PLL회로(200)를 구성한다. 단자(1)로부터 공급된 저역변환색신호 C_c 는, A/D 변환기(16)에서 디지털신호 C_{cs} 로 변환되고, 데코오더(17)에서 두개의 색차신호데이터 a, b(예를들면 B-Y와 R-Y)로 복조된다. 데이터 a, b는 각각 제1 및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)를 지나서, 인접트랙으로부터의 클로스토오크성분이 제거된 데이터 e, f가 되어서 엔코오더(19)에 들어간다. 엔코오더(19)에서 기준발진기(25)로부터의 제2의 클럭 $4F_{sc}$ 을 기초로 상기 데이터 e, f를 각각이상변조색신호의 디지털데이터로 변환한 뒤 제1의 B/A 변환기(20)에서 애널로그신호로 변환하고 대역필터(21)를 통과후, 반송색신호 C_{sc} 로서 단자(5)에 출력되는 것을 제4도의 실시예와 같다. 다음에 A/D 변환기(16)와 데코오더(17)에 필요한 제1의 클럭(예를들면 주파수($4F_c$)의 클럭($4F_c$)의 발생방법에 대해서 설명한다. 제1 및 제2의 빗살형 필터 가운데의 한쪽인 빗살형 필터(18b)의 출력으로 얻어진(f)를, 예를들면 색차신호의 R-Y 성분으로서 제2의 D/A 변환기에서 애널로그신호로 변환한다. 제5도의 벡터도로 표시한 바와같이 NTSC 텔레비전신호를 저역변환한 경우의 벡터도에 있어서, 제31도의 A/D 변환기(16)와 데코오더(17)에서 복조가 되면 데이터 a, b를 애널로그치로 변환한 것은 벡터도의 B-Y성분(a)과 R-Y성분(b)에 일치하고, 제31도의 빗살형필터(18a)(18b)의 출력(e)(f)은 각각 거의(a)(b)에 일치한다. 또 버어스트 d'는 B-Y축의 마이너스 방향으로 일정한 크기를 가진 신호이기 때문에, 데이터 a에 대해서 마이너스의 일정한치를 가진 데이터가 나타나고, 데이터 b에는 아무것도 나타나지 않는다. 마찬가지로, 데이터 e에 대해서도 마이너스의 일정한치를 가진 데이터가 나타나고, 데이터 f에는 아무것도 나타나지 않는다.

따라서 D/A 변환기(97)의 출력을 버어스트게이트(98)에서 뽑아낸 신호는, 영이되고, 신호가 나타나면 그 값은 A/D 변환기(16)와 데코오더(17)로 구성되는 샘플링복조기의 복조오차가 된다 이것은 NTSC신호의 버어스트와 R-Y축이 직교하고 있기 때문이다.

제32도는 NTSC신호와 PAL신호의 저역변환색신호에 대해서 버어스트신호와 색차신호의 R-Y와 B-Y의 벡터

방향의 관계를 표시한 것으로서 B-Y축을 기준으로 잡으면 NTS(1방식의 경우의 지역변환버어스트 d'는 R-Y축은 R-Y축(1)이 되지만, PAL신호의 경우에는 버어스트의 일상이 1H마다(-) B-Y축에 대해서(+) 45° 와(-) 45° 를 반복하는 신호인 d'_1 과 d'_2 의 반복신호가 되어, d'_1 에 대해서는 R-Y축(1)이 R-Y축, d'_2 에 대해서는 B-Y축(2)이 R-Y축이 된다. 그래서, PAL신호의 경우에는, 1H 전의 오차신호를 가함으로서 45° 의 성분이 제거되어, NTSC신호의 경우와 마찬가지로 취급할 수 있다. 제31도에서는 1H지연기(99)과 가산기(100)로 구성되는 빗살형필터(101)가 이 처리를 한다. 스위치(102)는, 입력단자(103)에 공급되는 제어신호를 이용해 PAL신호와 NTSC신호에 대한 오차신호간의 절환을 행한다. 스위치(102)의 출력으로 얻어진 오차신호는, 가산기(104), 지역통과필터(105)를 지나서 전압제어발진기(106)를 제어하고, 전압제어발진기(106)의 출력은 A/D 변환기(16)와 데코오더의 기준클럭이 된다.

이와같이 이 실시예에 있어서는, 복조축이 정확하게 되도록 하기 위해 제한루우프를 형성한다. 그런데 버어스트신호는, 1수평기간마다 보내오는 간헐파이므로 지금까지 설명한 제한루우프만으로 제어하면 지역변환 반송주파수 f_c 에 대해서 nf_n (n 은 정수) 떨어진 주파수의 비율로 전압제어발진기(106)가 사이드락을 할 가능성이 있다. 이것을 피하기 위해서 다음과 같은 처리를 행한다. 출력을 사이드록검출기(107)에 입력하고, 사이드록검출기(107)는, 입력단자(14)로부터 입력된 수평동기신호 f_H 를 사용해서 nH 간의 전압제어발진기(106)의 출력을 카운트한다. 지역반송주파수 f_c 를 수평동기주파수 f_H 의 정수배(VHS 방식의 경우는 40배)로 선택하고, 전압제어발진기(106)는 지역반송주파수의 정수배로 선택하면, 수평동기주파수와 전압제어발진기(106)의 출력주파수는 정(正)의 정수배관계가 된다. 따라서, 앞서 설명한 카운트치로부터 전압제어발진기(106)의 사이드락을 검출할 수 있다. 사이드록검출기(107)의 출력은, 지역통과필터(105)의 입력단에서 가산기(104)로 가산되어 사이드락을 방지한다.

그런데, PS처리와, PI처리를 하는데 있어서, 데코오더(17)의 복조축을 PS처리의 경우에는 트랙에 따라서 1H마다 90° 빠르게 하거나, 늦어지게 하거나해서 행해지고, PI처리의 경우에는, 트랙마다 반전하으므로 행해진다. 이들은 단자(108)에 복조축에 대응하는 데이터를 가진 신호(예를들면 상기의 실시예의 제4도, 제18도, 제20도, 제21도, 제22도에 있어서의 지역변환반송파 f_c 와 동기이고 일정한 위상을 가진 클럭 F_c 를 공급하고, 데코오더(17)를 제어해서 행한다.

이와같이 해서, 이 실시예의 색신호처리장치는, 색신호를 복조하고, 빗살형필터(18a)(18b)를 이용해 인접트랙으로부터의 클로스토크를 제거하고, 그 가운데서 R-Y축의 버어스트부분의 정보를 A/D 변환기(16)와 데코오더(17)를 작동시키는 전압제어 발진기(106)의 제어전압으로 사용함으로써 항상 정확한 복조축이 얻어지는 동시에, 색차신호의 플로스토오크제거용의 빗살형필터(18b)를, 지역반송파에 동기한 클럭을 얻기 위한 기준이 되는 지역변환버어스트신호의 클로스토크를 제거하는 빗살형필터와 겸용할 수 있기 때문에, 값싸게 구성할 수 있다. 또, 지역변환신호를 A/D변환해서 저속의 디지털처리를 가능케 하고 있으므로 빗살형필터를 반도체화해서 소형화할 수 있는 동시에, 저소비전력이고 IC화가 용이하다. 또한, PAL신호의 경우에 오차신호를 제3의 빗살형필터(101)에 통과하게 하므로써, 간단하게 NTSC신호의 회로와의 절환을 할 수 있는 뛰어난 특징을 가지고 있다. 또, 사이드록검출기(107)를 가지고 있으며, A/D 변환기(16) 및 데코오더(17)의 기준클럭이 사이드록하는 것을 방지할 수 있다.

이상 설명한 실시예에 있어서, 제2의 D/A 변환기(97), 버어스트게이트(98), 제3의 빗살형필터(101)의 순서는 변경가능하며, 예를들면 D/A 변환기(97)를 3개의 블록가운데 제일 최후처리로 위치시키면 제3의 빗살형필터 및 버어스트게이트를 디지털회로로 구성할 수 있게 되며, 또한 버어스트게이트(98)를 3개의 블록 가운데 제일앞에 위치시키도록 하면 제3의 빗살형필터를 메모리 또는 시프트레지스터로 구성할때에 지연되는 데이터는 버어스트구간의 데이터로 되므로 소자수를 삭감할 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

지역변환색신호를 지역변환반송파의 위상에 동기시키며, 또한 지역변환반송파의 정수배의 수파수(Nf_c)를 가진 제1의 클럭으로 A/D변환기(16)에 의해 샘플링한 샘플링데이터(C_{LS})로부터 데코오더(17)에서 연산처리에 의해서 두개의 색차신호 샘플링데이터를 얻는 복조구간과, 공급된 두개의 색차신호 샘플링데이터를 엔코오더(19)에 의해 소정의 반송주파수의 정수배의 주파수(nf_{sc})를 가진 제2의 클럭으로 다시 샘플링한 후 연산처리해서 소정의 반송주파수의 반송색신호를 합성하는 변조수단에 의해 지역변환색신호를 소정의 반송주파수의 반송색신호로 변환하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 2

제1항에 있어서, 색차신호샘플링데이터를 제1의 클럭 또는 그 분주클럭으로 메모리 또는 시프트레지스터(75a)(75b) 또는 CCD지연회로(36)에 입력함으로써 지연시키고, 지연되기 전의 데이터와 가산하는 구성의 빗살형필터(18a)(18b)를 구비하고, 복조수단에 의해서 얻어진 두개의 색차신호샘플링데이터를 각각 상기 빗살형 필터에 통과시켜서 변조수단에 공급하는 두개의 색차신호샘플링 데이터로 하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 3

제2항에 있어서, 저역변환색신호의 반송주파수가

$$1/4f_H(2n_1 - 1) \quad f_H : \text{수평동기주파수}$$

$$n_1 : \text{정수(整數)}$$

인 경우, 빗살형필터(18a)(18b)는 1H(1수평기간) 지연회로와 가산회로를 포함하고 있는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 4

제2항에 있어서, 저역변환색신호의 반송주파수가 $1/8f_H(2n_1-1)$ 인 경우, 빗살형필터(18a)(18b)는 2H지연회로와 가산회로를 포함하고 있는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 5

제2항에 있어서, 색차신호 또는 색차신호샘플링데이터는 제1의 클럭 $4F_c$ 의 분주펄스($2F_{ca}$)($2F_{cb}$)로 호올드를 행하는 래치(59a)(59b)를 통과한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 6

제2항에 있어서, 저역변환반송주파수(f_c)가 수평동기주파수(f_H)의 1/4의 홀수배인 PI처리의 저역변환색신호 또는 저역반송주파수(f_c)가 수평동기주파수(f_H)의 1/2의 정수배인 PS처리의 저역변환색신호를 저역변환반송주파수(f_c)의 4배의 주파수($f_s=4f_c$)의 제1의 클럭($4F_c$)으로 샘플링하고, 상기 샘플링한 데이터를 신호발생회로(22)에서 발생한 저역변환반송파에 주파수, 위상이 동기된 부호반전펄스와 제1의 클럭($4F_c$)을 기초로 부호반전 및 분리함으로써 얻어진 표본화주파수가 각각 $f_s/2=2f_c$ 이고 또한 데이터의 출력타이밍의 위상이 각각 180° 상이한 2개의 색차신호샘플링데이터에 대해서 상기 저역변환반송파 발생회로에서 발생한 저역변환반송파와 제1의 클럭($4F_c$)으로부터 얻어지는 타이밍으로 각각의 색차신호데이터에 보간데이터를 삽입하고, 샘플링주파수가 f_s 이고, 또한 각각의 색차신호샘플링데이터의 출력타이밍이 동일한 것으로 변환하는 보간필터(77a)(77b)와 상기 보간필터(77a)(77b)에 의해서 얻어진 각각의 색차신호샘플링데이터를 메모리 또는 시프트레지스터(75a)(75b)로 기록한 1H전의 데이터와 가산하는 가산기(76a)(76b)를 구비한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 7

제2항에 있어서, 저역변환반송주파수(f_c)가 수평동기주파수(f_H)의 1/8의 홀수배인 PS처리의 저역변환색신호를 저역변환반송주파수(f_c)의 4배의 주파수($f_s=4f_c$)의 제1의 클럭으로 샘플링하고 상기 샘플링한 데이터를 신호발생회로(67)에서 발생한 저역변환반송파와 제1의 클럭을 기초로 부호반전 및 분리함으로써 얻어진 표본화주파수가 각각 $f_s/2=2f_c$ 이고, 또한 데이터의 출력타이밍의 위상이 180° 상이한 두개의 색차신호 샘플링데이터에 대해서 상기 신호발생회로(67)에서 발생한 부호반전펄스(F_c)와 제1의 클럭으로부터 얻어지는 타이밍으로 각각의 색차신호데이터에 보간데이터를 삽입하여 샘플링주파수가 f_s 이고, 또한 각각의 색차신호샘플링데이터의 출력타이밍이 동일하게 변환하는 보간필터(77a)(77b)와, 상기 보간필터(77a)(77b)에 의해서 얻어진 각각의 색차신호샘플링데이터를 메모리 또는 시프트레지스터(75a)(75b)에서 기억한 2H전의 데이터와 가산하는 가산수단을 구비한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 8

제2항에 있어서, 두개의 색차신호를 통과시키는 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)를 통과한 두개의 색차신호샘플링데이터(e)(f)의 어느 한쪽으로부터 제1의 클럭을 발생하는 PLL회로(200)를 구비한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 9

제1항에 있어서, 엔코더(19)는 제2의 클럭으로서 반송주파수의 4배의 주파수를 가진 클럭($4f_{sc}$)을 사용하고 두개의 색차신호샘플링데이터와 색차신호샘플링 데이터의 정, 부의 부호를 반전한 데이터인 합계 4개의 데이터를 상기 제2의 클럭으로 순차적으로 절환에서 출력하여 소정의 반송주파수의 반송색신호를 합성하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 10

제1항에 있어서, 데코더(17)는 제1의 클럭으로서 저역변환반송주파수의 4배의 주파수를 가진 클럭($4F_c$)을 사용하고, 샘플링데이터의 정, 부의 부호를 상기 샘플링클럭의 4배의 주기의 부호반전펄스(F_c)로 반전하고, 상기 반전한 데이터를 다시 샘플링클럭의 2배의 주기이고, 또한 180° 위상차를 가진 분리펄스($2F_{ca}$)($2F_{cb}$)로 각각 샘플링하는 수단에 의해서 두개의 색차신호 샘플링데이터를 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 11

저역변환색신호를 색복조기(30)로 복조하고, 기저대역에서 빗살형필터(27a)(27b)를 통과시켜서 두개의

색차신호로 변환하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 12

제13항에 있어서, 지역변환색신호를 복조하는 색복조기(30)는 지역변환반송파의 위상에 동기하고, 또한 지역변환반송파의 정수배의 주파수를 가진 제1의 클럭($4F_c$)으로 지역변환색신호를 A/D변환기(16)에서 샘플링하고, 샘플링데이터로부터 데코오더(17)에서 연산처리에 의해 두개의 색차신호샘플링 데이터로 복조하는 구성으로 한 색신호 재생방법.

청구항 13

제13항에 있어서, 색차신호는 제1의 클럭($4F_c$)의 분주클럭($2F_{ca}$)($2F_{cb}$)으로 샘플호울드를 행하는 래치(59a)(59b) 또는 샘플호울드회로(42a)(42b)를 통과하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 14

제14항에 있어서도, 디코오더(17)는 샘플링데이터의 정, 부의 부호를 상기 샘플링클럭의 4배의 주기의 부호반전펄스(F_c)로 반전하고, 상기 반전한 데이터를 다시 샘플링클럭의 2배의 주기이며, 또한 180° 의 위상차를 가진 분리펄스($2F_{ca}$)($2F_{cb}$)로 각각 샘플링하는 수단에 의해서 두개의 색차신호 샘플링데이터를 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 15

제17항에 있어서, 위상시프트 또는 위상반전의 처리가 행해진 지역변환색신호를 제1의 클럭으로 샘플호울드 및 A/D변환하는, A/D변환기(16)와, 상기 제1의 클럭으로부터 수평동기펄스 및 트랙판별신호(P_G)를 기초로 지역변환반송파와 같은 주파수이고, 또한 위상동기한 부호반전펄스(F_c)를 발생하는 신호발생회로(22)(67)와, 상기 부호반전펄스의 2배의 주파수이고, 또한 180° 위상차를 가진 2개의 분리펄스를 발생하며 상기 부호반전펄스와 분리펄스에 의해서 상기 변환수단으로부터의 디지털데이터의 부호반전 및 분리를 행하는 데코오더(17)를 구비한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 16

제18항에 있어서, 지역변환색신호는 위상시프트의 처리(이하 PS처리라 함)가 행해져 있고, 신호발생회로(22)는 제1의 클럭으로부터 상기 지역반송주파수와 같은 주파수의 4상의 펄스를 발생하고, 이 4상의 펄스를 1H마다 순차적으로 절환해서 부호반전펄스를 얻는 구성으로 한 색신호 재생방법.

청구항 17

제18항에 있어서, 지역변환색신호는 위상반전(이하 PI처리라 함)의 처리가 행해져 있고, 신호발생회로(67)는 제1의 클럭($4F_c$)으로부터 상기 지역반송주파수와 같은 주파수의 펄스와 이 펄스를 반전한 펄스와 2개의 펄스를 발생하고, 이 2개의 펄스를 1H마다 절환해서 부호반전 펄스를 얻는 구성으로 한 색신호 재생방법.

청구항 18

제18항에 있어서, 분리 펄스발생방법은 부호반전펄스(F_c)와 제1의 클럭($4F_c$)으로부터 플립플롭(56)(58), XOR게이트(57)에서 F_c 의 주파수를 2배한 분리펄스($2F_{ca}$)($2F_{cb}$)를 발생하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 19

제21항에 있어서, 각종 PS,PI 처리방식판별을 위한 절환신호(5)에 의해서 지역반송주파수의 4배의 주파수를 가진 제1의 클럭을 각각의 처리에 대응한 주파수의 것으로 절환하는 절환수단을 가지고, 펄스발생수단은 디지털데이터의 부호반전을 행하는 펄스를 발생하는 부호반전펄스발생회로로서 PS처리용(68)과 PI처리용(69)과의 두개를 구비하고, 상기 절환신호에 의해서 상기 부호반전펄스 발생회로를 절환하므로써, PS처리·PI처리의 양쪽에 대처하는 구성으로 한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 20

제14항에 있어서, 두개의 색차신호를 통과시키는 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)를 통과한 2개의 색차신호샘플링데이터(e)(f)의 어느한쪽으로부터 제1의 클럭($4F_c$)을 발생하는 PLL회로(200)를 구비한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 21

제23항에 있어서, 상기 PLL회로(200)는 상기 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)의 어느한쪽의 출력을 제2의 D/A변환기(97)에서 애널로그신호로 변환하고, 이 제2의 D/A변환기의 출력신호중 버어스트 기간의 신호를 버어스트게이트(98)에서 끌어내고, 이 버어스트게이트의 출력으로 얻어진 신호를 지역통과필터(105)에 통과시키고, 상기 지역통과필터의 출력으로 전압제어발진기(106)를 제어해서 제1의 클럭을 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 22

제23항에 있어서, 상기 PLL회로(200)는 상기 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)중 어느한쪽의 출력에 의

해서 전압제어발진기(106)를 제어하고, 이 전압제어발진기의 출력을 카운터로 일정기간동안 카운트하고, 이 카운터의 카운트치가 일정한 범위를 넘었을때에 제어회로에 의해서 상기 전압제어발진기의 입력에 전압을 인가하는 사이드록검출기(107)를 구비한 색신호 재생방법.

청구항 23

제23항에 있어서, 상기 PLL회로(200)는 상기 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)의 어느 한쪽의 출력을 디지털데이터의 상태로 제3의 빗살형필터(101)에 통과시키고, 그 후 제2의 D/A변환기(97)에서 애널로그신호로 변환하고 상기 D/A변환신호중 버어스트기간의 신호를 버어스트게이트(98)에서 끌어내는 수단이나 혹은 제1및 제2의 빗살형필터의 어느 한쪽의 출력을 버어스트게이트(98)에서 끌어낸 후, 제3의 빗살형필터를 통과시키고, 그후 제2의 D/A변환기에서 애널로그신호로 변환하는 수단을 사용하여 상기 수단에서 얻어진 신호를 저역통과필터에 통과시키고, 상기 저역필터의 출력에 의해서 전압제어발진기를 제어해서 상기 제1의 클럭을 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 24

제23항에 있어서, 상기 PLL회로(200)는 상기 제1및 제2의 빗살형필터의 어느 한쪽의 출력을 제2의 D/A변환기(97)에서 애널로그신호로 변환하고, 이 제2의 D/A변환기의 출력신호중 버어스트기간의 신호를 버어스트게이트(98)에서 끌어내며, 이 버어스트게이트의 출력으로 얻은 신호를 제3의 빗살형필터(101)에 통과시키고, 상기 제3의 빗살형필터의 출력을 저역통과필터(105)에 통과시키고, 상기 저역통과필터의 출력으로 전압제어발진기(106)를 제어해서 상기 제1의 클럭을 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 25

제23항에 있어서, 상기 PLL회로(200)는 상기 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)의 어느 한쪽의 출력을 제3의 빗살형필터(101)에 통과시키는 수단을 구비하고, 스위치수단(102)에 의해서 PAL신호일 경우는 제3의 빗살형필터(101)의 출력, NTSC신호일 경우는 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)의 어느 한쪽의 출력을 끌어내고, 이 스위치수단(102)에 의해서 끌어낸 신호를 D/A변환기에서 애널로그신호로 변환후, 버어스트게이트에서 버어스트기간의 신호를 끌어내서 얻어진 신호를 저역통과필터(105)에 통과시키고, 상기 저역통과필터(105)의 출력으로 전압제어발진기(106)를 제어해서 제1의 클럭($4F_c$)을 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 26

제23항에 있어서, 상기 PLL회로(200)는 상기 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)의 출력신호중 어느 한쪽의 출력의 버어스트기간의 신호를 버어스트게이트에서 끌어내고 이 버어스트게이트의 출력을 스위치(102)에 의해서 PAL신호 일 경우는 제3의 빗살형필터에 통과시켜서 끌어내고, NTSC신호일 경우는 직접 끌어내고 이 스위치에 의해서 끌어낸 신호를 D/A변환한 후 저역통과필터(105)에 통과시키고, 이 저역통과필터의 출력으로 전압제어발진기(106)를 제어해서 상기 제1의 클럭을 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 27

제23항에 있어서, 상기 PLL회로(200)는 상기 제1및 제2의 빗살형필터(18a)(18b)중 어느 한쪽의 출력을 제2의 D/A변환기(97)에서 애널로그신호로 변환하고, 이 제2의 D/A변환기의 출력신호중 저역변환버어스트신호 기간의 신호를 버어스트게이트(98)에서 끌어내고, 이 버어스트게이트의 출력을 스위치수단에 의해서 PAL신호일 경우는, 제3의 빗살형필터에 통과시켜서 끌어내고, NTSC신호일 경우는 직접 끌어내고, 이 스위치수단에 의해서 끌어낸 신호를 저역통과필터(105)에 통과시키고, 이 저역필터의 출력으로 전압제어발진기를 제어해서 상기 제1의 클럭($4F_c$)을 얻는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 28

제13항에 있어서, 상기 빗살형필터(18a)(18b)는 복조된 색차신호데이터를 제1의 클럭($4F_c$)이나 그 분주클럭으로 메모리(75a)(75b) 또는 CCD지연회로(36)에서 지연시키고, 상기의 지연된 데이터와 지연되기 전의 데이터를 가산기(76a)(76b) 또는(37)에서 가산하는 구성으로한 색신호 재생방법.

청구항 29

제32항에 있어서, 저역변환반송주파수(f_c)가 수평동기주파수(f_H)의 1/4의 홀수배인 PI처리의 저역변환색신호 또는 저역반송주파수(f_c)가 수평동기주파수(f_H)의 1/2의 정수배인 PS처리의 저역변환 색신호를 저역변환반송주파수(f_c)의 4배의 주파수($f_s=4f_c$)의 제1의 클럭($4F_c$)으로 샘플링하고, 상기 샘플링한 데이터를 신호발생회로(22)에서 발생된 저역변환반송파에 주파수 위상이 동기한 부호반전펄스와 제1의 클럭($4F_c$)을 기초로 부호반전 및 분리하므로써 얻어진 표본화주파수가 각각 $f_s/2=2f_c$ 이고, 또한 데이터의 출력타이밍의 위상이 각각 180° 상이한 2개의 색차신호 샘플링데이터에 대해서, 상기 저역변환반송파 발생회로에서 발생된 저역변환반송파와 제1의 클럭으로부터 얻어지는 타이밍으로 각각의 색차신호데이터에 보간데이터를 삽입하고, 샘플링 주파수가(f_s)이고, 또한 각각의 색차신호 샘플링데이터의 출력타이밍이 같은 것으로 변환하는 보간필터(77a)(77b)와, 상기 보간필터(77a)(77b)에 의해서 얻어진 각각의 색차신호의 샘플링데이터를 메모리 또는 시프트레지스터(75a)(75b)로 기억한 1H전의 데이터와 가산하는 가산기(76a)(76b)를 구비한 색신호 재생방법.

청구항 30

제34항에 있어서, 상기 보간필터(77a)(77b)는 보간데이터로서 1샘플전의 데이터를 사용하고, 0차 호울드

회로에 의해서 상기 보간데이터의 삽입을 행하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 31

제32항에 있어서, 저역변환반송주파수(f_c)가 수평동기주파수(f_H)의 1/8의 홀수배인 PS처리의 저역변환색신호를 저역변환반송주파수(f_c)의 4배의 주파수($f_s=4f_c$)의 제1의 클럭으로 샘플링하고, 상기 샘플링한 데이터를 신호발생회로(67)에서 발생한 부호반전펄스(F_c)와 제1의 클럭($4F_c$)을 기초로 부호반전 및 분리함으로써 얻어진 표본화주파수가 각각 $f_s/2=2f_c$ 이고, 또한 데이터의 출력타이밍의 위상이 180° 상이한 2개의 색차신호 샘플링데이터에 대해서, 상기 신호발생회로(67)에서 발생한 부호반전펄스(F_c)와 제1의 클럭($4F_c$)으로부터 얻어지는 타이밍으로 각각의 색차신호데이터에 보간데이터를 삽입하고, 샘플링주파수가 f_s 이고, 또한 각각의 색차신호샘플링 데이터의 출력타이밍이 같게 변환하는 보간필터(77a)(77b)와, 상기 보간필터(77a)(77b)에 얻어진 각각의 색차신호샘플링데이터를 메모리 또는 시프트레지스터(75a)(75b)로 기억한 2H전의 데이터와 가산하는 가산수단을 구비한 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 32

제36항에 있어서, 상기 보간필터(77a)(77b)는 보간데이터로서 1샘플전의 데이터를 사용하고 0차 호울드 회로에 의해서 상기 보간데이터의 삽입을 행하는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 33

제13항에 있어서, 저역변환색신호의 반송주파수가

$$1/4f_H(2n_1 - 1) \quad f_H : \text{수평동기주파수}$$

$$n_1 : \text{정수}$$

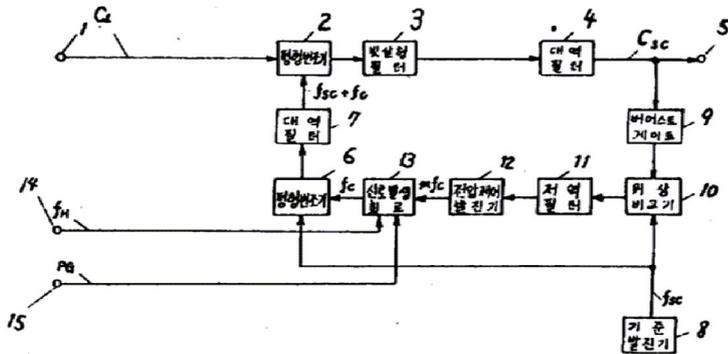
인 경우, 빗살형필터(18a)(18b)는 1H(1수평기간) 지연회로와 가산회로를 포함하고 있는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

청구항 34

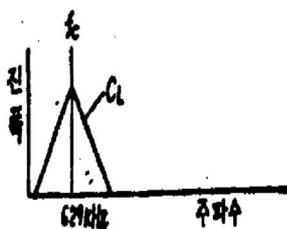
제13항에 있어서, 저역변환색신호의 반송주파수가 $1/8f_H(2n_1-1)$ 인 경우, 빗살형필터(18a)(18b)는 2H지연회로와 가산회로를 포함하고 있는 것을 특징으로 하는 색신호 재생방법.

도면

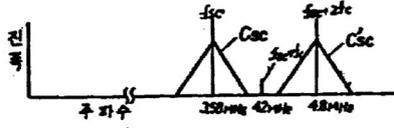
도면1



도면2a



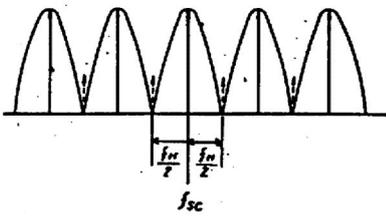
도면2b



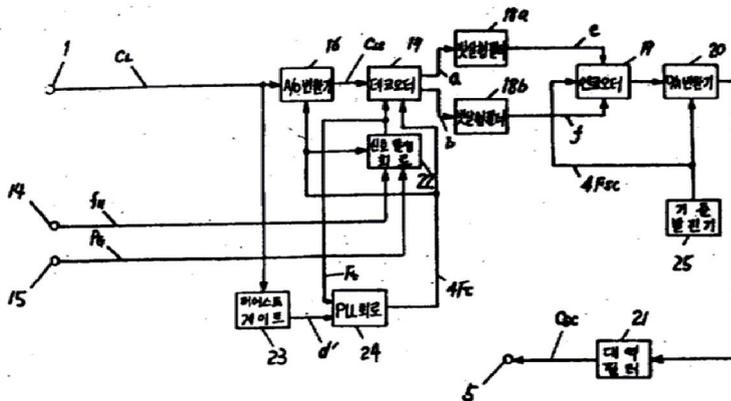
도면2c



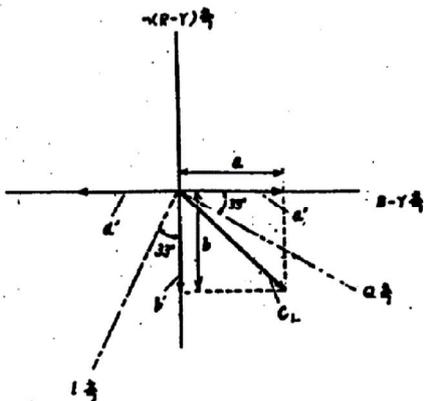
도면3



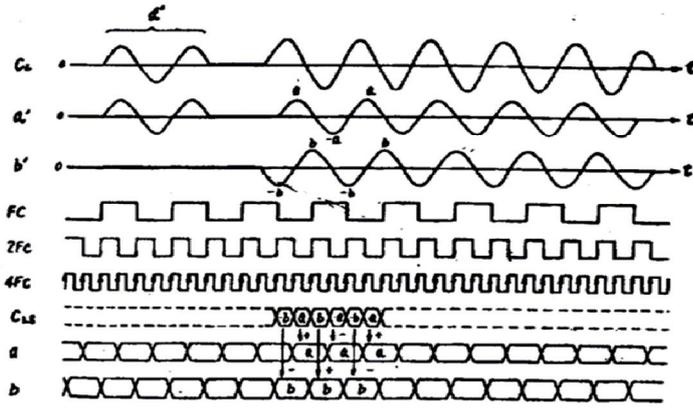
도면4



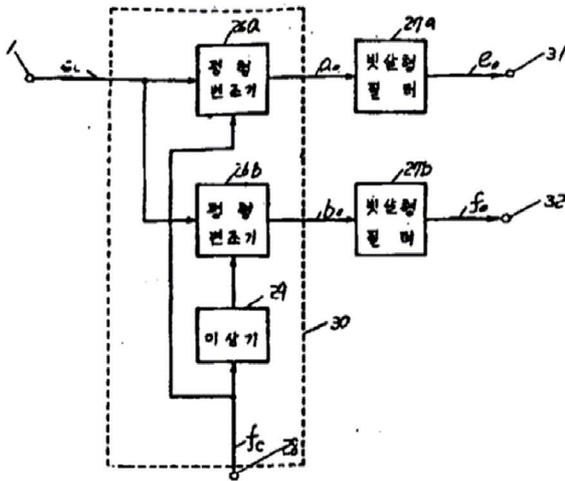
도면5



도면6



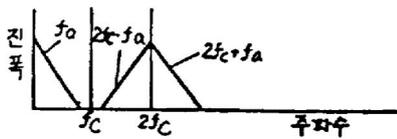
도면7



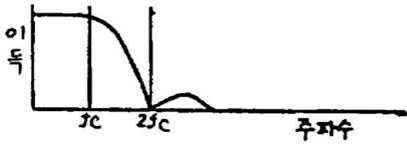
도면8a



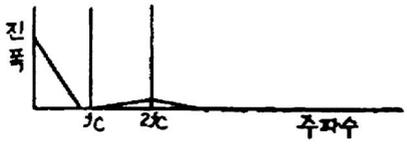
도면8b



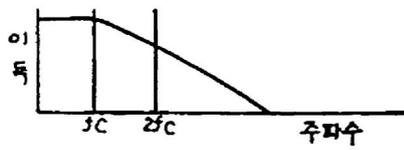
도면8c



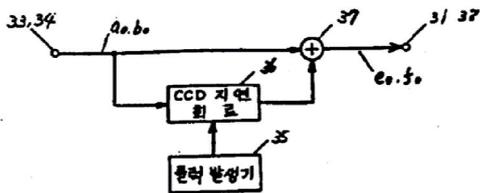
도면8d



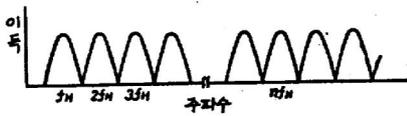
도면8e



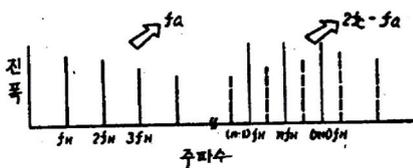
도면9



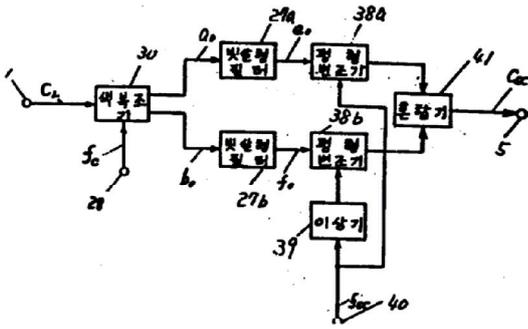
도면10a



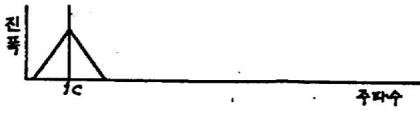
도면10b



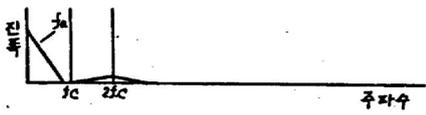
도면11



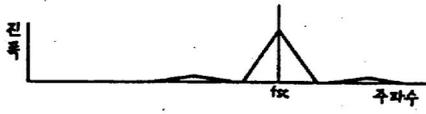
도면12a



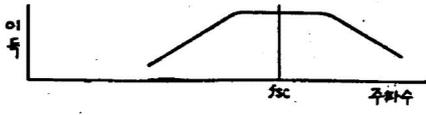
도면12b



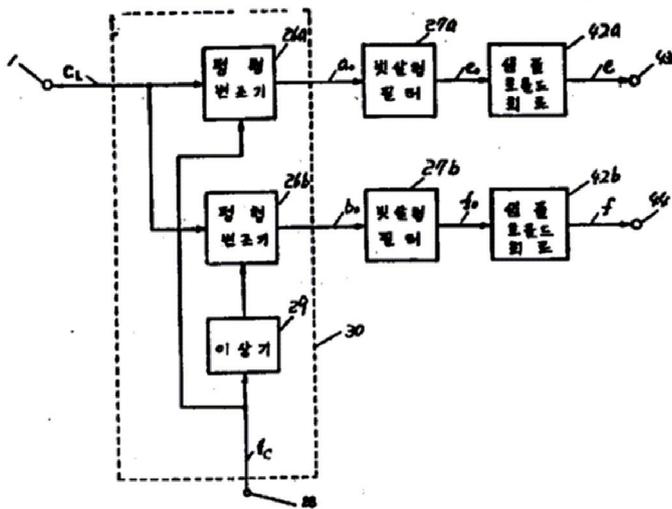
도면12c



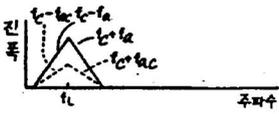
도면12d



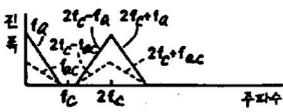
도면 13



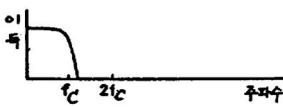
도면 14a



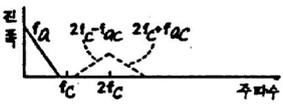
도면 14b



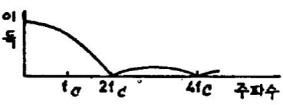
도면 14c



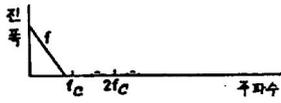
도면 14d



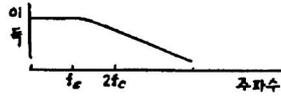
도면 14e



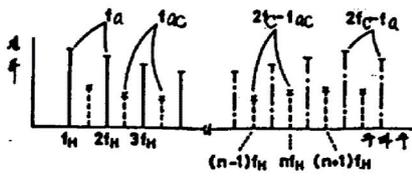
도면 14f



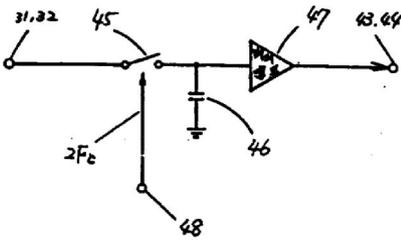
도면 14g



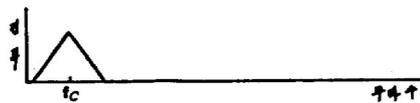
도면 15



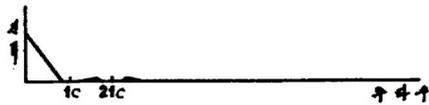
도면 16



도면 17a



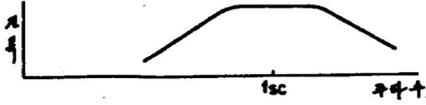
도면 17b



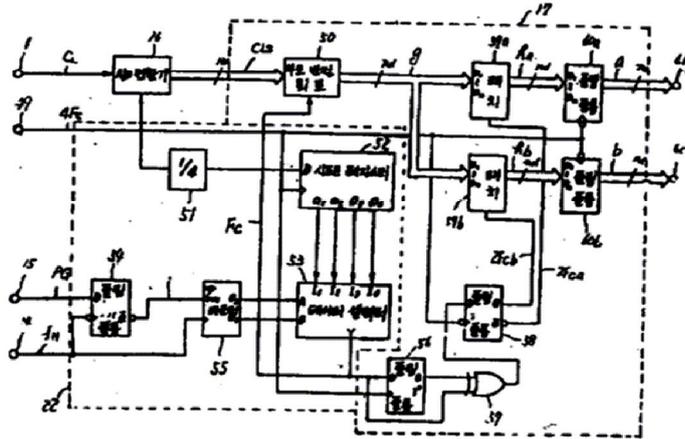
도면 17c



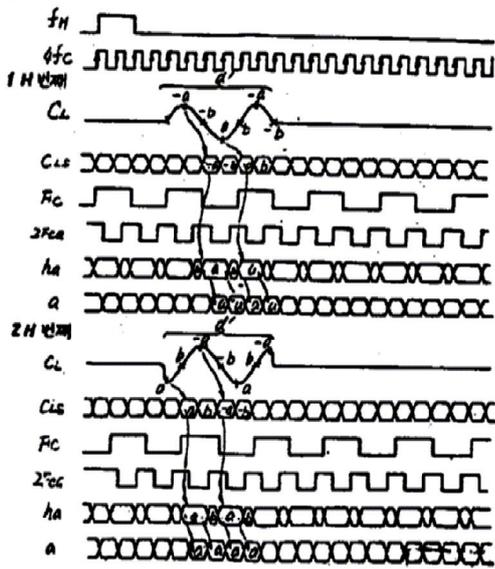
도면 17d



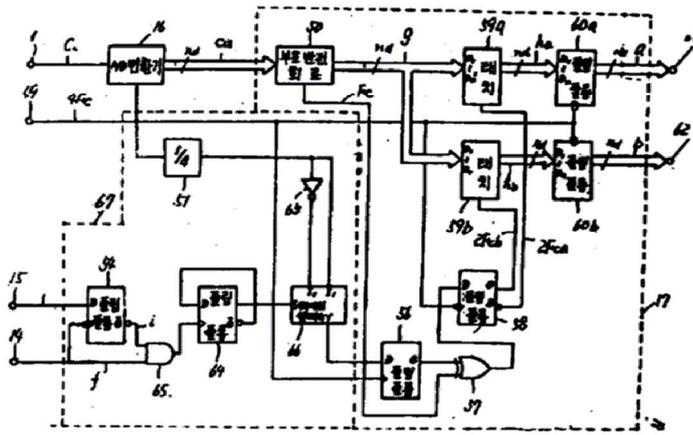
도면 18



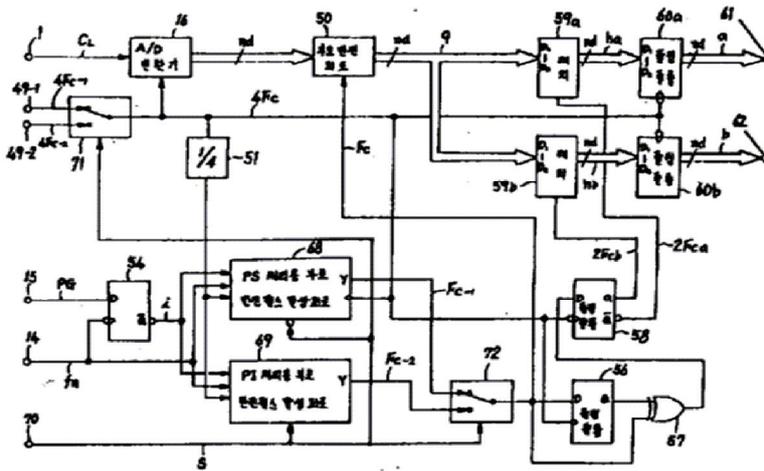
도면 19



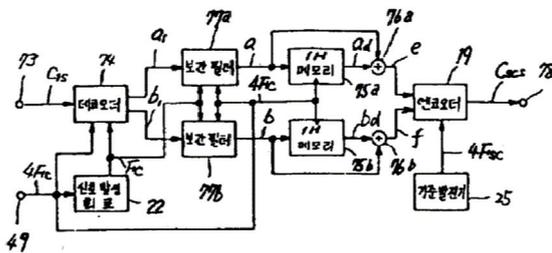
도면20



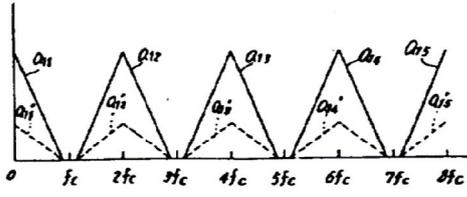
도면21



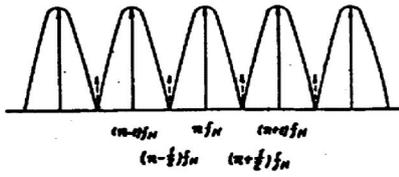
도면22



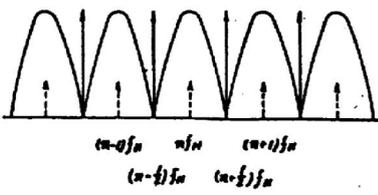
도면23



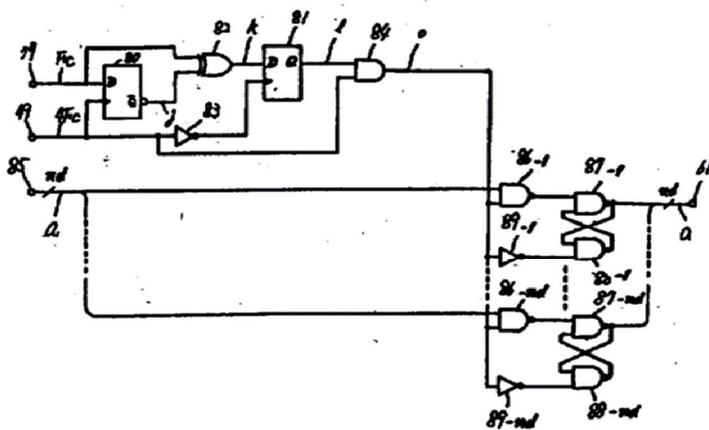
도면24



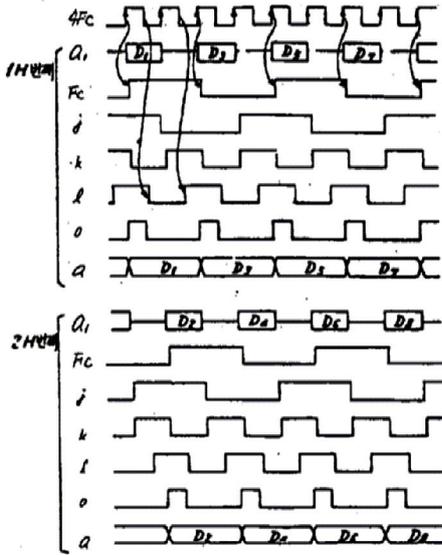
도면25



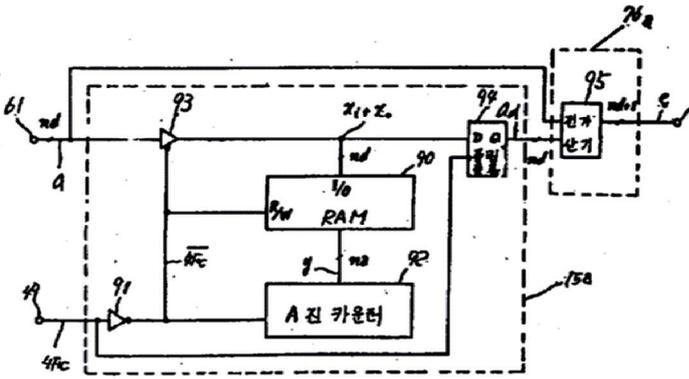
도면26



도면27



도면28



도면29

