

영상에 대한 소정의 휘도 레벨을 설정할 뿐만 아니라 키네스코프의 블랙(black) 영상 표시 전류 레벨을 설정한다. 휘도 제어는 수동으로 시청자가 동작시킨 휘도 제어의 설정에 따라 전형적으로 성취되는데, 상기 휘도 제어는 키네스코프 드라이버의 출력 신호의 DC레벨을 변화시킨다.

최근 경향은 크게 증가된 화상 해상도 능력을 갖는 고품위 비디오 신호 디스플레이 시스템을 얻는데 있다. 상기 시스템은 고해상도 텔레비전 수상기 및 텔레텍스와, 데이터 디스플레이 모니터 등을 포함한다. 그 시스템은 종래 시스템과 비교할 때 보다 넓은 신호 대역폭을 갖는 비디오 신호 처리 시스템, 특히, 광대역폭 키네스코프 드라이버단에 대한 필요성을 구술한다. 많은 광대역 키네스코프 드라이버 증폭기는 종래의 대역폭 시스템에 이용된 드라이버 증폭기에 비해 보다 작은 출력 임피던스와, 보다 큰 출력 전류 레벨을 제시한다. 광대역 드라이버 증폭기에 있어서, 다음과 같은 여러 문제점을 피하기 위해 실제로 고정된 DC바이어스를 유지하는 것이 바람직하다.

휘도 제어 및 다른 조정의 가변 설정에 응답하여 발생하는 바이어스 변화는 그러한 조정과 관련된 출력 DC레벨 시프트를 제공할 만큼 충분히 큰 드라이버 증폭기 공급 전압을 필요로 한다. 이러한 큰 공급 전압은 그 결과로 생기는 증가된 전력 소모와 낭비 때문에 광대역 키네스코프 드라이버에 있어서 바람직하지 않으며, 상기 전력 소모와 낭비는 광대역 드라이버가 증가된 DC전류 레벨에서 이미 동작하게하는 결과를 초래한다. 더우기, 광대역 드라이버 트랜지스터들은 때때로 저전압 정격을 제시하며, 그 저전압 정격은 DC출력 전압 시프트를 제공하는데 필요한 큰 공급 전압의 이용을 허용치 않는다. 바이어스 전압 변화는 또한, 드라이버 증폭기 트랜지스터의 캐패시턴스 파라미터에 영향을 주고, 바람직하지 못하게 트랜지스터 DC바이어스 내의 시프트와 더불어 동작 대역폭 변화를 일으킨다. 드라이버 트랜지스터의 동작 대역폭 능력을 또한, 트랜지스터의 전류 이득을 변화시키는 데, 그 변화는 트랜지스터 바이어스 전류의 함수이다.

언급한 바와 같이 DC바이어스 변화와 관련된 문제점을 해결하기 위해, 일부 광대역 비디오 디스플레이 시스템은 드라이버 증폭기의 출력과 키네스코프 사이에 결합되는 캐패시터와, 출력 결합 캐패시터와 관련된 DC회복 회로를 사용한다. 이런 형태의 DC회복 회로는 Hinn의 미합중국 특허 제 4,082,996호와 Osawa 등의 미합중국 특허 제 4,285,008호에 기술되어 있다.

한 다이오드 클램프 회로를 포함하는 Osawa 등에 의해 이용되는 형태의 출력 DC회복 회로에는 여러 단점이 나타난다. 비디오 신호의 활성 화상 정보 간격 동안, 그 다이오드는 역바이어스 되어, 다이오드 양단의 역 바이어스 전압의 크기와 다이오드 형태에 따라, 특히, 광대역 시스템의 경우에서, 비디오 출력 회로의 주파수 응답에 역으로 영향을 줄 수 있는 캐패시턴스를 나타낸다. 다이오드 클램핑 회로는 또한, 클램핑 간격 동안 다이오드 전류에 의해 야기된 클램핑 오차를 야기시킬 수 있다. 이 전류는 키네스코프 전자총의 차동 컷-오프(cut-off) 오차를 유도할 수 있는 관련된 키네스코프 드라이버 증폭기의 출력 임피던스 양단의 전압 강하를 야기시킨다. 칼라 텔레비전 수상기에 있어서, 차동 컷-오프 오차는, 키네스코프 전자총에 인가된 여러 칼라 신호와 관련된 평균 비임 전류가 균일하지 않으면, 재생된 화상의 어두운 그레이(gray) 영역내에 불필요한 색채를 발생시킬 수 있다. 많은 광대역 키네스코프 드라이버 설계에 있어서, 그 드라이버 증폭기의 출력 임피던스는 클램핑 오차를 무시할 수 있는 만큼 작지 않다. 더우기, 다이오드 클램핑 회로를 사용하면, 수평 라인 영상 간격동안 키네스코프 비임 전류(예를 들어, 캐소드 전류)에 의해 결합 캐패시터의 충전으로 인하여 각각의 수평 영상 라인에 걸쳐 소량의 블랙 레벨 "새그"(sag), 또는 변화가 일어날 수 있다. 그러한 변화는 고해상도 광대역 시스템에서 특히 바람직하지 못한 것이다.

Hinn 특허에 기술된 키네스코프 드라이버 및 관련된 DC회복 회로는 이전의 비디오 출력 전압 이득단 으로부터 용량적으로 AC결합된 비디오 신호를 수신하는 고전압, 고주파 에미터 폴로워 트랜지스터를 사용한다. 그 에미터 폴로워 트랜지스터는 피드백 DC회복 회로에 결합되어, DC회복 비디오 출력 신호를 키네스코프에 전달한다. 비록, 상기 회로가 다이오드 클램핑 회로와 관련된 약간의 문제점을 피하더라도, 이것은 일부 한계를 드러낸다. 어떤 상황에 있어서, 그와 같은 에미터 폴로워 결합 트랜지스터의 사용은 부수적인 고전압 에미터 폴로워 결합 트랜지스터의 사용을 정당화 하는데 충분한 이전 비디오 출력 증폭기의 용량성 부하를 감소시킬 수 없다. 이것은 시스템의 고주파수 한계가 트랜지스터의 주파수(f_t)와 이득-대역폭의 곱(product)에 접근할때 특히 나타난다. 더우기, 전체 전력 소모는, 작은 에미터 저항이 대칭적인 비디오 신호의 상승 및 하강 시간을 보장하기 위해 임계 광대역 응용에 필요로 한다면, 증가될 것이다.

어떤 경우에 있어서, 휘도 제어 목적을 위해, 광대역 키네스코프 드라이버 시스템에서 가변 휘도 제어 DC레벨 즉, 가변 블랭킹 레벨을 드라이버단 이전의 비디오 신호에 적용시키는 것은 바람직 하지 않다. 이러한 가변 휘도 제어 레벨은 키네스코프 드라이버 증폭기가 증폭기 공급 전압 및 전력 소모의 부대적인 증가로 부가의 동적 범위를 나타내는 것을 필요로 한다.

따라서, 광대역과 함께, AC결합 키네스코프 드라이버 증폭기가 유리하게 이용된 DC회복 회로가 본 명세서에 기재되어 있다. 그 기술된 회로는 상기 기술된 바와 같이 다이오드 클램프 회로와 관련된 문제점을 피할 수 있고, 키네스코프 드라이버 신호 경로에 부수적인 광대역 에미터 폴로워 장치를 필요로 하지 않는다. 특히, 기술된 회로는 전력 소모의 대단한 증가를 발생시키지 않으며, 시스템의 광대역 능력을 유지시키기 위해 드라이버 증폭기의 감소된 용량성 부하를 나타내며, 여분의 드라이버 증폭기의 동적 범위와 부대적인 보다 높은 동작 공급 전압 및 전력 소모 등을 야기 시키지 않는 영상 휘도 제어 능력을 제공한다.

본 발명의 원리에 따라 기술된 DC회복 회로는, 비디오 출력 신호가 한 비디오 드라이버 증폭기로부터 영상 디스플레이 장치의 강도 제어 드라이버 전극에 AC결합된 한 신호 경로에 결합 입력 및 출력을 갖는 키이 피드백 회로와 같은 회복 회로를 구비한다. 본 발명의 특징에 따라, 그 회복 회로는 그 회복 회로의 피드백 경로내의 고임피던스 저항성 회로를 통해 비디오 출력 신호 경로에 수동적으로 결합된다. 본 발명의 다른 특징에 따라, DC회복 신호는 디스플레이 장치의 강도 제어 드라이버 전극에 수동적으로 결합된다.

제1도에 있어서, 비디오 신호원(10)으로부터의 비디오 신호는 광대역 비디오 출력 키네스코프 드라

이버 증폭기(12)에 인가되어, 상기 증폭기는 영상 재생 키네스코프의 강도 제어 드라이버 전극을 구동시키는데 적합한 고레벨 출력 비디오 신호를 제공한다. 그 비디오 출력 신호는 AC신호 결합 캐패시터(14), 피킹 코일(15) 및 전류 제한 저항기(16)를 통해 키네스코프(18)의 강도 제어 드라이버 전극인 강도 제어 드라이버 전극(17)에 전달된다. 제어 그리드 전극(19)는 강도 제어 드라이버 전극과 관련되어 키네스코프 전자총을 형성한다. 영상 블랭킹 간격 동안 키네스코프(18)의 블랭킹은 제어 그리드 전극(19)에 인가되는 음의 BLANKING펄스에 응답하여 이루어진다.

키네스코프 드라이버 증폭기(12)는 콜렉터 회로에서부터 비디오 출력 신호를 제공하는 고전압 출력 공통 베이스 증폭기 트랜지스터(21)와 함께 캐소드 증폭기 구조로 배열된 저전압 입력 공통 에미터 증폭기 트랜지스터(20)를 포함한다. 그 트랜지스터(21)의 출력 콜렉터 회로는 다수의 직렬 부하 저항기(22, 23)와 피킹 코일(24)을 포함한다. 트랜지스터(21)의 콜렉터 회로내의 여러 부하 저항기(단일 부하 저항기 보다 다소 많은 저항기)의 이용은 키네스코프 드라이버 증폭기(12)의 소정의 광대역폭 용량에 따라 기생 캐패시턴스의 효과를 줄이기 위한 것임을 알 수 있다. 이 경우에 있어서, 기생 캐패시턴스는 40볼트의 비디오 출력 신호 피크-피크 진폭에 대해 25MHz의 정도이다. 출력 트랜지스터(21)는 서독의 Siemens로부터 상업적으로 이용가능한 BF 869형태로 트랜지스터와 같은 비교적 고전압 장치이다. 입력 트랜지스터(20)에 적합한 트랜지스터 형태는 통상적으로 이용 가능한 2N2219A이다. 입력 신호 결합 회로(28)는 시스템의 정렬 동안 키네스코프 드라이버 증폭기(12)의 신호 이득을 조정하기 위한 가변 저항을 포함한다.

본 발명에 따라, DC회복 회로(30)는 키네스코프 캐소드 신호 결합 경로의 노드(A)에서 AC결합 캐패시터(14)에 결합된다. 회복 회로(30)는 휘도 제어 회로(35)로부터 노드(B)에서 제공되는 가변 휘도 제어 전압에 응답하여 영상 휘도 제어 능력을 나타내기도 하는 키이 피드백 회로를 구비한다. 피드백 회로는 증폭기(40), 저장 캐패시터(46), 전압 변환 및 결합 트랜지스터(48), 저장 캐패시터(46), 전압 변환 및 결합 트랜지스터(48 및 50)와, 다수의 비교적 높은 값의 직렬 피드백 저항기(41 내지 44)(예를 들어, 메탈 필름 장치)를 포함한다.

피드백 저항기(42 및 43)의 접합부는 회복 회로(30)가 캐소드 신호 경로에 접속된 단일 연결 단자에 상응하는 노드(A)에서 캐소드 신호 경로내에 있는 캐패시터(14)에 접속된다. 휘도 제어 회로(35)는 제1도에 도시된 것처럼 시청자-제어된 전위차계로서 구현될 수 있는 휘도 제어(36)를 포함한다. 휘도 제어(36)로부터 제공되는 가변 휘도 제어 전압은 전압 폴로워단(39)을 통해 노드(B)에 결합된다. 가변 저항기(37 및 38)는 휘도 제어 범위의 최소 및 최대 제한을 설정하기 위해 미리 설정된다.

회복 회로내의 증폭기(40)는 RCA코포레이션의 슬라이드 스테이트 디비전으로부터 상업적으로 이용 가능한 CA 3060형태의 집적회로를 구비하고 있는 키이 형태의 서로 다른 입력을 갖는 연산 트랜스컨덕턴스 증폭기(OTA)이다. 증폭기(40)의 비반전 신호 입력(+)은 가상의 접지 전류의 합점(summing point)이고, 노드(B)를 통해 휘도 제어 회로(35)의 출력에 결합된다. 증폭기(40)의 반전 입력(-)은 저항기(45)를 통해 기준 전위(접지)에 결합된다. 증폭기(40)의 고임피던스 전류 출력은 저장 캐패시터(46)에 결합된다. 증폭기(40)는 비디오 신호의 각각의 수평 라인 블랭킹 간격의 소위 "백 포치" (back porch) 간격 동안 KEY펄스에 응답하여 전도하도록 키이(key) 처리되어 있고, 그 시간에서 피드백 회복 회로는 전압 감지 및 제어 목적으로 작동하게 된다.

저장 캐패시터(46)상의 전압은 증폭기(40)의 비반전 입력에서의 전압 레벨과 반전 입력에서의 기준 전압 레벨 사이의 차이를 나타내고, 드레인(D) 출력 전극과 접지된 소스(S) 전극을 갖는 고전압, 고입력 임피던스 MOSFET(전계 효과 트랜지스터)의 게이트(G) 입력에 인가된다. 트랜지스터(48)의 출력 회로는 캐패시터(46)상에 나타나는 전압의 증폭된 신호가 양단에 전개되는 저항기(49)와, 저항기(49) 양단의 전압을 저항기(41 및 42)에 결합시키는 저 출력 임피던스 에미터 폴로워 트랜지스터(50)를 포함한다. 이들 저항기는, 예를 들어 설명하게 될 조정 가능한 휘도-제어(36)의 설정에 따라, 증폭기(40)의 비반전 입력에서의 전압 레벨에 따라 노드(A)에서 캐패시터(14)상의 회복된 DC레벨을 유지하기 위해 저항기(43, 44)와 더불어 전압 분할기를 형성한다.

또한, 증폭기(40)의 비반전 입력에서 전압 레벨은 가변 저항기(60 및 62)의 설정에 의해 영향을 받기도 한다. 저항기(60)는 예를 들어 시스템의 제조 정렬 동안 이미 설정된 키네스코프 "컷-오프" 레벨 조정되어, 조정 가능한 휘도 제어(36)의 주어진 설정에 대해 그 키네스코프 컷-오프 레벨을 설정한다. 저항기(62)는 드라이버 이득 제어(28)에 따라 시스템 정렬동안 조정되는 이미 설정된 "휘도 트래킹" (brightness tracking) 제어 된다. 저항기(62)의 조정은 드라이버 이득 설정에 따라 소정의 영상 휘도 특성을 나타내고, 제2도에 도시된 것처럼, 칼라 영상 디스플레이 시스템에 특히 요청되어, 모든 휘도 레벨에 대해 화이트(white) 영상 균형 및 적당한 키네스코프 드라이버 비율을 보장한다.

영상 블랭킹 간격 동안 발생하는 캐소드 신호 결합 캐패시터(14) 양단의 블랙(black) 레벨 전압은 회복 회로(30)의 작동에 의해 유지되는 노드(A)에서 키네스코프 캐소드에서 블랙 레벨 전압과 비디오 출력 트랜지스터(21)의 콜렉터에서 블랙레벨 전압 사이의 차이이다. 블랙 레벨 전압은 휘도 제어(36)의 설정에 비례하는 크기를 갖는 영상 휘도 표시 전압 성분이 부가된 키네스코프 컷-오프 전압과 동일하다. 캐소드 블랙 레벨 전압은, 저항기(41-44)의 직렬 조합을 통해, 증폭기(40)의 비반전 입력에까지 트랜지스터(50)의 에미터 회로에 흐르는 전류에 관계 된다.

증폭기(40)가 각각의 수평 라인 블랭킹 간격의 "백포치" 블랙 레벨 제어 간격동안 전도 되도록 키이 처리되어 있을 때, 트랜지스터(48 및 50)와 저항기(41 내지 44)를 구비하는 피드백 경로는 그 출력에서부터 증폭기(40)의 비반전 입력까지 형성된다. 이때, 증폭기(40)의 출력은 증폭기(40)의 반전 입력과 비반전 입력 사이에 존재하는 어떤 전압 불균형의 함수로서 저장 캐패시터(46)를 충전 혹은 방전한다. 증폭기(40)는, 소정의 블랙 레벨 조건에 상응하는, 증폭기(40)의 입력 사이의 제로 전압차를 얻기 위해 저장 캐패시터(46)에 전류를 공급하거나, 그 저장 캐패시터로부터 싱크 전류를 공급하게 될 것이다. 그 조건이 이루어질때, 증폭기(40)로부터의 출력 전류는 증폭기 입력이 균형을 이루기 때문에 제로가 된다.

따라서, 전압 분할 저항기(42 및 43)의 접합부에 피드백 루프로부터 유도된 바와 같이, 노드(A)에서 발생한 전압은 키네스코프 캐소드 바이어스 전압이 소정의 블랙 레벨 바이어스 전압에 일치하도록 캐패시터(14)상의 전하를 설정한다. 이러한 관점에서, 캐패시터(46)상에 저장된 전압은 트랜지스터(41 및 42)에 의해 전도된 전류에 따라 노드(A)를 통해 강도 제어 드라이버 전극에 소정의 블랙 레벨 전압이 설정되도록 트랜지스터(48 및 50)를 구동한다. 저항기(41, 42)에 의해 전도된 양의 전류는 트랜지스터(50)의 에미터로부터 흐르는 반면에, 저항기(41, 42)에 의해 전도된 음의 전류는 다이오드(52) 및 트랜지스터(48)를 통해 접지로 흐른다.

블랙 레벨 바이어스 전압과 재생된 영상의 휘도는 휘도 제어(36)를 통해 증폭기(40)의 비반전 입력에 인가된 전압을 변환시키므로서 변경시킬 수 있다. 휘도 제어(36)의 조정은, 피드백 루프가 균형된 조건으로 복귀할 때 지정(A)에서 블랙 레벨 전압에 관련된 변화가 나타나도록 블랙 레벨 제어 간격동안 저항기(41 내지 44)에 흐르는 피드백 전류의 변화를 야기시킨다. 그러면, 새로운 블랙 레벨 전압은 휘도 제어(36)의 설정과 일치하는 지점(A)에 나타난다.

본원에 기술된 시스템은 DC회복 및 휘도 제어가 구현되는 방식과, 회복 회로가 캐소드 신호 경로에 저항성으로 결합된 방식에 관련된 여러가지 중요한 특징으로 나타난다.

본원에 기술된 휘도 제어 기술은 드라이버 증폭기(12)에 의해 처리된 비디오 신호의 가변 휘도 표시 블랙 레벨에 대한 필요성을 제거한다. 따라서, 키네스코프 드라이버 증폭기는 부수적인 동적 범위, 관련된 큰 동작 공급 전압 및 증가된 전력 소모를 제시할 필요가 없다. 반면에, 그러한 가변 블랙 레벨로부터 야기되는 증폭기 동작 지점에서 시프트를 제공해야 한다. 이러한 관점에서, 영상 블랭킹 간격동안 블랭킹은, 키네스코프 드라이버 증폭기 이전에 비디오 신호를 블랭킹하는 것 보다, 키네스코프에 인가된 BLANKING신호를 통해 이루어짐을 유의한다. 이러한 키네스코프 블랭킹은 또한, 블랭킹 간격동안 동작 지점 시프트를 얻기 위해 키네스코프 드라이버에 대한 필요성을 배제한다.

본 시스템의 바람직한 광대역 신호 구동 능력은, 캐소드신호 경로에 대한 회복 회로의 다이오드 혹은, 고전압 트랜지스터 결합을 이용하는 대안의 기술과 비교할 때, 고임피던스 저항기(41 내지 44)를 통해 캐소드 신호 경로에 대한 회복 회로의 결합이 키네스코프 드라이버단의 용량성 부하를 크게 감소시키기 때문에 보존된다. 고 임피던스 저항기 결합은 키네스코프 드라이버단의 출력의 감소된 부하를 유도하고, 저항기(41 내지 44), 드라이버 증폭기 트랜지스터(21) 및 트랜지스터(50)내의 적은 전력 소모를 유도한다.

기생 캐패시턴스의 대역폭 제한 효과를 더 줄이기 위하여, 피드백 전압 분할기의 각각의 세그먼트에 다수의 직렬 피드백 저항이 이용된다. 즉, 저항기(41 및 42)의 조합된 값에 상응하는 값을 갖는 단일 저항기 보다는 다수 저항기(41 및 42)가 이용된다. 감소된 캐패시턴스 고임피던스 저항성 결합은 드라이버 증폭기의 빠른 소산 비율을 보존하고, 드라이버 증폭기의 RC부하를 실제로 피하여, 그 증폭기에 대한 광범위한 선형 동작 범위를 허용한다.

저항기 쌍(41, 42 및 43, 44)의 저항값은 저항기(22와 23)에 의해 형성된 바와 같은 드라이버 증폭기의 부하 임피던스의 값 보다 바람직하게 크게 된다. 트랜지스터(50)의 에미터로부터 키네스코프 캐소드에서의 노드(A)까지 작은 전압 감쇠가 일어나도록 저항기(43, 44)에 대해 저항기(41, 42)의 값 보다 큰 값을 갖는 것이 바람직하다. 또한, 트랜지스터(48 및 50)와 관련된 동작 공급 전압은 충분한 블랙 레벨 조정 범위를 제공하기 위한 필요성에 적합하게 가능한 낮게 유지시킬 수 있다.

본원에 기술된 DC회복 회로의 피드백 제어 동작은 정확한 DC회복을 제공하고, 다이오드 클램핑 회로에 의해 유도될 수 있는 클램핑 오차를 피할 수 있다. 이러한 클램핑 오차는 칼라 텔레비전 수상기 내의 키네스코프 전자총의 차동 컷-오프 오차를 유도시킬 수 있고, 특히, 고해상도, 광대역 비디오 디스플레이 시스템에 바람직하지 않게 된다.

더우기, 광대역 고전압 에미터 폴로워 트랜지스터단을 통해서 처럼, 능동 회로에 의해 키네스코프 캐소드에 대한 DC회복 비디오 신호의 결합은 바람직하게 필요치 않다.

제2도는 제1도와 관계되어 기술한 형태의 여러 DC회복 회로를 포함하는 칼라 텔레비전 수상기의 한 부분을 나타낸다.

칼라 신호원(10)은 다수의 적(R), 녹(G) 및 청색(B) 칼라 영상 신호를 각각의 키네스코프 드라이버 증폭기(12a, 12b 및 12c)에 제공한다. 드라이버단의 각각으로부터 고레벨 칼라 신호는, 각각의 캐패시터(14a, 14b 및 14c)를 통해, 강도 제어 드라이버 전극의 각각에 대해 공통으로 바이어스된 제어 그리드 전극(19)을 갖는 키네스코프(18)의 강도 제어 드라이버 전극(17a, 17b 및 17c)에 AC결합된다. 본 설명에 있어서, 공통으로 바이어스된 제어 그리드 전극(19)과 조합하여 분리 강도 제어 드라이버 전극에 의해 각각 형성되는 여러 전자총을 갖는 자기-수평 "인-라인" 총 형태로 키네스코프(18)가 구성된다.

다수의 DC회복 및 휘도 제어 회로(30a, 30b 및 30c)는 분리 캐소드 신호 경로에 개별적으로 관련되고, 캐패시터(14a, 14b 및 14)에 결합된다. 휘도 제어 전압 및 블랭킹 간격 KEY펄스는 DC회복 회로의 각각에 공통으로 인가된다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

강도 제어 드라이버 전극(17)에 인가된 비디오신호에 응답하여 비디오 정보를 디스플레이 하기 위한 영상 재생 장치(18)와, 출력 부하 임피던스를 포함하는 드라이버 증폭기단(12)을 포함하고 있는 비디오 신호 처리 시스템 내에서, 상기 드라이버 증폭기의 출력으로부터 비디오 신호를 AC결합시키기 위한 수단(14), 상기 AC결합 수단으로부터 구동 신호 경로를 통해 상기 강도 제어 전극에 비디오 신호를 수동적으로 결합시키기 위한 수단(15, 16), 비디오 신호 블랭킹 간격동안 발생하는 키잉

(keying) 신호원(KEY)과, 비디오 신호 DC회복 수단(30)을 포함하는 장치에 있어서, 기준 전위(접지)에 결합된 기준 입력(-)과 신호 입력(+)을 포함하고 있는 입력회로와, 상기 영상 재생 장치와 별도로 피드백 경로(48, 50, 41 내지 44)를 통해 상기 신호 입력에 결합된 신호 출력(99)을 구비하고, 상기 키잉 신호에 응답하여 동작하게 되는 상기 비디오 신호 DC회복 수단(30)과, 상기 DC회복 수단의 상기 피드백 경로를 상기 구동 신호 경로에 결합시키기 위한 수단(41, 42)을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 피드백 경로는 다수의 저항 수단(41, 42, 43, 44)을 구비하고, 상기 구동 신호 경로는 상기 다수의 저항 수단에 대한 상기 피드백 경로 중간(41, 42)에 결합되는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 3

제1항에 있어서, 상기 피드백 경로는 상기 회복 수단의 상기 신호 출력에서부터 상기 신호 입력으로 지정된 순서에 따라 직렬로 결합된 제1저항 수단(41, 42) 및 제2저항 수단(43, 44)을 구비하고, 상기 구동 신호 경로는 상기 제1 및 제2저항 수단에 대한 상기 피드백 경로 중간에 결합되는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 4

제3항에 있어서, 상기 제1저항 수단(41, 42) 및 제2저항 수단(43, 44)에 의해 상기 구동 신호 경로에 존재하는 임피던스는 상기 드라이버 증폭기단의 상기 출력 부하 임피던스(22, 23)보다 큰 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 5

제4항에 있어서, 상기 제2저항 수단(43, 44)의 임피던스는 상기 제1저항 수단(41, 42)의 임피던스보다 큰 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 6

제3항에 있어서, 상기 제1저항 수단(41, 42) 및 제2저항 수단(43, 44)은 다수의 저항기를 각각 구비하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 7

제1항에 있어서, 상기 회복 수단의 상기 입력 회로에 한 휘도 제어 회로(35)가 결합되는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 8

제1항에 있어서, 상기 영상 재생 장치(18)는 상기 강도 제어 전극에 대응하는 강도 제어 드라이버 전극(17)과, 이 강도 제어 드라이버 전극과 관련된 그리드 전극(19)을 갖는 키네스코프를 포함하고, 상기 키잉 신호원은 영상 블랭킹 간격 동안 비디오 영상 블랭킹을 발생시키기 위해 상기 그리드 전극에 결합된 영상 블랭킹 펄스를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 9

제1항에 있어서, 상기 회복 수단(30)은, 상기 신호 입력(14) 및 기준 입력(13)에 각각 대응하는 차동 입력과, 출력(16)을 갖는 증폭기(40), 상기 증폭기 출력에 결합된 전하 저장 장치(46), 상기 저장 장치에 결합된 한 입력과, 한 출력을 갖는 변환 수단(48, 50)과, 상기 피드백 경로내에 포함되고 상기 변환 수단의 상기 출력에서부터 상기 증폭기의 상기 신호 입력으로 결합된 다수의 저항 수단(41, 42, 43, 44)을 구비하며, 여기서, 상기 구동 신호 경로는 상기 다수의 저항 수단에 대한 상기 피드백 경로에 결합되는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 10

제9항에 있어서, 상기 구동 신호 경로에 대한 상기 다수의 저항 수단(41 내지 44)에 의해 존재하는 임피던스는 상기 드라이버 증폭기 출력 부하 임피던스(22, 23)보다 큰 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 11

제1항에 있어서, 상기 저항 수단의 피드백 경로는 단일 노드(A)를 통해 상기 구동 신호 경로에 결합되는 것을 특징으로 하는 장치.

도면

