(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.[6]
H03H 9/46

(45) 공고일자 2004년09월16일
(11) 등록번호 10-0433073
(24) 등록일자 2004년05월17일

(21) 출원번호 10-1996-0064331
(22) 출원일자 1996년12월11일

(65) 공개번호 10-1997-0055313
(43) 공개일자 1997년07월31일

(30) 우선권주장 08/572,550 1995년12월14일 미국(US)

(73) 특허권자 톰슨 콘슈머 일렉트로닉스, 인코포레이티드
미국 인디아나주 46290-1024 인디아나폴리스 노스 메리디안 스트리트 10330

(72) 발명자 마이클 안소니 퍼겔
미국, 인디아나, 노블즈빌, 크릭 로드 20925

개리 딘 그럽스
미국, 인디아나, 인디아나폴리스, 버터넛 레인 1210

(74) 대리인 나영환
이상섭
김두규

심사관 : 김재문

(54) 무선주파수필터장치및이필터장치를이용하는동조장치

요약

동조기는 RF 증폭기(905)와 믹서(909) 사이에서 캐스케이드 접속되고, 동조 제어 신호에 응답하여 원하는 RF 신호를 선택하기 위한 동조 필터(907-2)와 동조 제어 신호에 응답하여 원하는 RF 신호에 해당하는 원하지 않는 영상 신호를 배제하기 위한 동조 영상 트랩(907-3)을 구비한다. 동조 영상 트랩(907-3)은 또한 동조 필터(907-2)와 상기 믹서(909) 사이에서 임피던스 변환 소자로서 작용한다. 이 장치는 국부 발진 신호의 주파수가 수신된 RF 신호의 주파수 범위 이하인 동조기에 특히 유용하다.

대표도

도 1

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 일 관점에 따라 구성된 동조 시스템을 채용한 위성 텔레비전 수신기의 블록 다이어그램이다.
도 2는 본 발명의 다른 관점에 따라 구성된 도 1에 도시된 동조 시스템 부분의 바람직한 실시예의 회로 개략도이다.
도 3a 및 도 3b는 본 발명에 의해 해결된 문제를 이해하는데 도움을 주는 주파수 스펙트럼의 그래프이다.
도 4는 도 1에 도시된 동조 시스템의 일부 및 도2에 도시된 실시예의 진폭 대 주파수 응답 특성을 나타내는 그래프이다.

도 5 및 도 6은 도 2에 도시된 실시예 부분들에 대한 임피던스 레벨 대 주파수 응답 특성을 나타내는 그래프이다.
도 7은 도 1에 도시된 것과 동일형이나 본 발명의 관점에 따라 변형된 동조 시스템을 채용한 위성 텔레비전 수신기의 블록 다이어그램이다.
도 8은 본 발명의 관점에 따라 구성되는 도 7에 도시된 동조 시스템 부분의 바람직한 실시예의 회로 개략도이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 원하는 무선 주파수 신호를 선택하는 동시에, 원하지 않는 무선 주파수 신호를 배제하는 동조기에 사용되는 무선 주파수 필터 장치에 관한 것으로서, 특히 원하는 신호의 변화의 빈도로서 추적 관계에 있는 원하지 않는 영상 신호를 배제하는 트랩(trap)을 포함하는 RF 필터 장치에 관한 것이다.
텔레비전 또는 라디오 수신기의 동조기는, IF 출력 신호를 생성하기 위하여, 원하는 채널 또는 국에 대응하는 RF 신호와 원하는 채널 또는 국에 대응하는 주파수를 가지는 국부 발진기(LO) 신호를 혼합하는 믹서를 포함한다. 이러한 응용의 목적 때문에, '채널' 및 '국'이라는 용어는 서로 바꿔서 사용해도 좋기 때문에, 이하에서는, 편의상 '채널'이라는 용어를 사용할 것이다. 믹서는 국부 발진기 신호의 주파수와 무선 주파수 시호의 주파수 사이의 차이에 일치하는 주파수를 가지는 차이 주파수 성분과, 국부 발진기 신호의 주파수와 무선 주파수 신호의 주파수의 합계에 일치하는 주파수를 가지는 합 주파수 성분의 양쪽을 생성한다. 최종적으로 복조되는 IF 신호를 발생하기 위하여, IF 주파수 필터에 의해 차이 주파수 성분은 선택되고, 합 주파수 성분은 제거된다. 텔레비전 및 라디오 수신기의 동조기는 전형적으로 RF 입력과 믹서 사이에 접속되고, 국부 발진기를 사용하여 함께 추적 방식으로 동조되는 동조 가능한 RF 필터를 이용한다. 동조 가능한 RF 필터의 목적은 원하는 채널에 대응하는 무선 주파수 신호를 선택하고, IF 주파수 신호 내에 혼합되는 원하지 않는 신호 형태의 존재를 줄이기 위하여 원하지 않는 무선 주파수 신호 를 제거하는 것이다. 현재의 텔레비젼 및 라디오 수신기에 있어서, 국부 발진기는 동조 신호, 일반적으로 전압에 응답하여 전자적으로 동조된다.
원하지 않는 RF 신호의 한 형태는 소위 '영상(image)'신호이다. 영상 신호는 원하는 RF 신호처럼 IF 신호의 주파수만큼 LO 신호의 주파수로부터 오프셋(offset)되지만, 원하는 RF 신호의 주파수와는 반대 방향으로 오프셋 되는 RF 신호이다. 다른 관점에서 살펴보면, 영상 신호는 원하는 무선 주파수 신호의 주파수로부터 IF 주파수의 2배에 일치하는 주파수만큼 오프셋 되는 주파수를 가진다. 영상 신호의 주파수는 채널이 변화됨에 따라 원하는 RF 신호와 LO 신호의 주파수를 추적한다. 영상 신호의 주파수는, LO 신호의 주파수가 원하는 RF 신호의 주파수 보다 높거나, 또는 낮은 어느 것에 따라서 LO 신호에 대한 주파수보다도 높아지는 경우와 낮아지는 경우가 있다. LO 신호의 주파수가 원하는 RF 신호의 주파수 보다 높게 선택되는 종래의 지상파 방송 또는 케이블 동조기에 있어서, 도 3a에 나타난 바와 같이, 영상 신호의 주파수는 LO 신호의 주파수 보다 높다. 엠 에이 푸겔(M.A. Pugel) 및 케이. 제이. 리키터(K.J.Richter)에 의해 1995년 6월 6일자로 출원된 발명의 명칭이 'Tuner for a Digital Satellite Receiver)'인 미국 특허 출원 번호 제08/467,097호에 기재되어 있는 유형의 위성 동조기에 있어서, 도 3b에 나타난 바와 같이, 국부 발진기 신호의 주파수는 원하는 무선 주파수 신호의 주파수보다도 낮아지도록 선택되고, 영상 신호의 주파수는 LO 신호의 주파수 보다 낮다.
동조기에 이용되는 동조 가능한 RF 필터들은 전형적으로 대역 통과 필터이다. 영상 신호들은 제거되는 것도 좋고, 소위 '높은 Q' 인자(factor)를 수반하는 대역 통과 필터를 이용함으로써, 적어도 지장이 될 수 있는 IF 응답을 발생하지 않는 점까지 진폭이 감소되게 할 수 있다. 필터의 Q 값 또는 품질 인자는 필터의 예리함 또는 원하는 신호 또는 신호의 대역만을 선택하고, 원하는 신호 또는 신호의 대역 근처에 원하지 않는 신호를 배제할 수 있는 능력을 말한다. 다른 관점에 의하면, 필터의 'Q'값은 '통과' 영역과 '배제' 영역 사이의 필터 응답의 기울기와 관련된다.
동조 대역 통과 필터는 전압 가변 용량 다이오드(버랙터 다이오드)와 같은 인덕터와 가변 커패시터 만으로 구성된다. 전형적인 응용에 있어서, 인덕터는 병렬 동조 회로로서 알려져 있고, 버랙터와 병렬로 접속되고, 병렬 동조 회로는 필터를 형성하도록 신호의 경로에 분로(in-shunt) 접속된다. 그러나, 그러한 간단한 회로는 영상 신호와 같은 원하지 않는 신호들을 적절히 배제할 수 없다. Q 값이 높은 대역 통과 필터는 캐스케이드 접속되는 2개의 동조 회로에 의해 형성될 수 있다. 동조기에 일반적으로 이용되는 후자 형태의 대역 통과 필터는 각각의 인덕터 사이의 자기 결합 때문에 캐스케이드 접속되는 2개의 동조 회로로 이루어지고, 복동조회로로 알려진다.
필터의 배제 능력 이외에, 다른 고려 사항들도 중요하다. 선행 단계 또는 후속 처리 단계 또는 이들 양자에 의해 필터에 제공된 임피턴스의 영향들이 고려되는 것이 바람직하다. 복잡성과 그 결과로 인하여 생기는 비용은 또한 통상적으로 중요한 요인이다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은, 매우 간단한 필터 장치가, (1) 원하는 신호를 선택하고, (2) 이 원하는 신호의 주파수를 추적하는 주파수를 가지는 원하지 않는 신호를 배제하는 기능을 행하며, (3) 그 원하는 신호를 선택하는 제1 동조 가능한 필터가, 원하지

않는 신호를 배제하는 제2 동조 가능한 필터에 케스케이드 접속되면, 이 2개의 동조 가능한 필터의 적어도 하나가 임피던스 변환 장치로서 기능을 행할 때, 임피던스 변환이 행해진다는 인식에 일부 근거한다. 이런 필터 장치는, 특히 동조 장치에 있어서 원하지 않는 영상 신호를 배제하는데 적합하다. LO 신호의 주파수는 원하는 무선 주파수 신호의 주파수보다도 낮기 때문에, 영상 신호의 주파수가 원하는 무선 주파수 신호의 주파수보다도 낮아진다. 이하, 첨부 도면을 참조하여, 본 발명의 이런 특징 및 다른 특징들이 설명될 것이다.

발명의 구성 및 작용

첨부 도면에 있어서, 대응하는 소자에는 동일하거나 유사한 참조 번호가 부여됐다. 도 7 및 도 8에서 사용되는 프라임(')이 붙여지는 참조 번호는 도 1 및 도 2에 나타나는 대응하는 소자들의 기능적인 변형을 나타낸다. 도 4, 도 5 및 도 6에 도시된 특징은 컴퓨터 회로 분석을 사용하여 얻어졌다.

이하, 본 발명의 설명은, 텔레비전 정보가, MPEG와 같은 소정의 디지털 압축 규격에 따라, 부호화 및 압축되는 형식으로 전송되는 디지털 위성 텔레비전 시스템을 참조하여 행해진다. MPEG는 동화상 전문가 그룹에 의하여 개발되는 동화상과 관계된 오디오 정보의 부호화 표현을 위한 국제 기준이다. 텔레비전 정보는 텔레비전 정보의 비디오 및 오디오의 각 부분에 대응하는 패킷의 형태로 구조화되는 디지털 신호의 계열 또는 스트림에 의해 대표된다. 디지털 신호는 QPSK(Quaternary Phase Shift Keying)변조로 알려진 방식으로 RF 반송파 신호 상에서 변조되고, RF 신호는 지구 궤도에 있는 위성에 전송되고, 그 위성으로부터 지구로 다시 재전송된다.

위성은 전형적으로 각각의 변조된 RF 반송파를 수신 및 재전송하는 다수의 트랜스폰더(transponder)를 포함한다. 종래의 지상 텔레비전 시스템에서는, 각 RF 반송파 또는 '채널'은 일시에 하나의 텔레비전 프로그램만의 정보를 포함한다. 따라서, 프로그램을 보기 위해서는, 대응하는 RF 신호만이 선택될 필요가 있다. 디지털 위성 텔레비전 시스템에 있어서, 각 변조된 RF 반송파는 몇몇의 프로그램용 정보를 동시에 반송한다. 각 프로그램은, 패킷에 추가되는 고유의 헤더에 의하여 식별되는 비디오 및 오디오 패킷 그룹에 해당한다. 따라서, 프로그램을 보기 위해서, 대응하는 RF 신호와 대응하는 패킷 양자가 선택될 필요가 있다. 캘리포니아의 휴즈사에 의해 제안되는 DirecTv ™ (등록 상표) 위성 텔레비전 전송 시스템은 디지털 위성 텔레비전 전송 시스템이다.

도 1에 도시되는 디지털 위성 텔레비전 수신 시스템에 있어서, 비디오 및 오디오 정보를 나타내는 디지털 신호로 변조되는 RF 신호들은 위성(도시 생략)에 의해 전송되고, 디스크형 안테나(1)에 의해 수신된다. 상대적으로 높은 주파수(예를 들면, 12.2 와 12.7 GHz사이의 Ku 주파수 범위내)가 수신되는 RF 신호들은 블록 변환기(3)에 의해 상대적으로 낮은 주파수(예를 들면 950과 1450 MHz 사이의 L 대역)의 무선 주파수로 변환된다. 블록 변환기(3)는 저잡음 증폭기를 포함하기 때문에, 자주 머리글자에 의해 'LNB'로 불린다. 안테나(1) 및 LNB(3)는 수신 시스템의 소위 '옥외 유니트'(5)에 포함된다. 수신 시스템의 그 나머지 부분은 '옥내 유니트'(7)에 포함된다.

옥내 유니트(7)는 옥외 유니트(5)로부터 수신된 다수의 RF 신호 중에서 원하는 프로그램에 대한 패킷을 포함하는 RF 신호를 선택하고, 그 선택된 RF 신호를 그 대응되는 낮은 쪽의 중간 주파수(IF) 신호로 변환하는 동조기(9)를 포함한다. 디지털 신호 처리부(11)는 원하는 프로그램에 대응하는 디지털 비디오 및 오디오 샘플을 생성하기 위하여, IF 신호 상에서 QPSK 변조되는 디지털 정보를 복조하고, 디코딩하며, 압축을 해제한 다음에, 디지털 샘플을 재생 또는 기록에 적합한 각각의 아날로그 비디오 및 오디오 신호로 변환한다. 마이크로프로세서(13)는 옥내 유니트(7)의 여러 부분의 동작을 제어한다.

전술한 디지털 위성 텔레비전 수신기는 인디아나주 인디아나 폴리스 소재의 톰슨 소비자 일렉트로닉스사가 판매하는 RCA ™ 디지털 위성 텔레비전 수신기와 유사하다.

본 발명은 동조기(9)와 관계가 있다. 동조기(9)는 RF 입력단(901)에서 LNB (3)에 의해 제공된 RF 신호를 수신한다. RF 입력 신호들은 광대역 필터(903)에 의해 필터링되고, RF 증폭기(905)에 의해 증폭되며, 동조 필터(907)에 의해 필터링된다. 본 발명은 특히 동조 필터(907)와 관련되고, 이하, 동조 필터를 상세히 설명한다. 결과적으로 얻어지는 필터링된 RF 신호는 믹서(909)의 제1 입력단에 접속된다. 국부 발진기(911)에 의해 제공되는 국부 발진기(LO) 신호는 믹서(909)의 제2 입력단에 접속된다. 믹서(909)의 출력은 증폭기(913)에 의하여 증폭되고, 표면 음향파 (SAW) 장치를 포함하는 IF 필터(915)의 입력단에 접속된다. IF 필터(915)의 출력은 동조기(9)의 IF 출력(917)에 접속된다.

국부 발진기(911)는 위상 록 달러 루프(PLL) 집적 회로(IC)(919)에 의하여 구성되는 PLL 배치 내에 포함된다. LO 신호의 주파수는, 마이크로프로세서(13)에 의해 발생되는 데이터에 따라 PLL IC(919)에 의하여 발생되는 동조 제어 전압에 응답하여 제어된다. LO 신호는, PLL IC(919)내에 있고, 주파수 기준 신호를 설정하는 수정 발진기와 비교되고, 이 비교의 결과로서 PLL IC(919)에 의해 발생되는 펄스형의 주파수 에러 신호를 적분하는 필터 회로망은 간단화 때문에 도시되지 않는다.

비용 문제 때문에, 동조기(9)는 다음의 3가지 특징을 갖는 것이 바람직하다. 첫째, IF 필터 스테이지 앞에 1개의 변환 스테이지만을 포함하고, 둘째, SAW 장치가 정규의 IF 필터링 뿐만 아니라 '디지털 기호 형성 처리(digital symbol shaping)'로 불리는 것에 이용되도록 충분히 낮은 주파수의 IF 신호를 제공하며, 셋째, 종래에 방송 및 케이블 수신기에 사용되는 PLL 동조 제어 집적 회로를 이용하여 구성될 수 있는 것이다. 이는 IF 신호의 중심 주파수를 140 MHz 정도로 선택하고, 원하는 트랜스폰더를 위한 RF 신호의 주파수보다도 낮아지도록 국부 발진기 신호의 주파수를 제어하는 것에 의하여 이루어진다. 다른 IF 주파수들도 가능하며, 일반적으로 말한다면, IF 주파수는 블록 변환기 LNB로부터 수신된 RF 신호의 최고 주파수와, 종래의 방송 및 케이블 텔레비전 수신기로 이용되는 종래의 동조 PLL IC 를 이용함으로써 얻어진 최고 국부 발진기 주파수 사이의 차이의 순서 내에서 선택될 수 있다. 이러한 동조 장치는 엠. 에이 퍼겔(M.A. Pugel) 및 케이. 제이. 리키터(K.J,Richter)에 의하여 1995년 6월 6일자로 출원되고, 본원과 동일 출원인에게 양수되는 발명의 명칭'Tuner of Digital Satellite Receiver'의 미국 특허 출원 번호 제08/467,097호에 상세히 설

명된다.
간단히 말한다면, 상당히 낮은 140 MHz IF 중심 주파수에 의해 값이 비싼 이중 변환 동조기가 아니라 단일의 변환 동조기가 이용될 수 있다. 이것에 의해 '디지털 기호 형성 처리' 뿐만 아니라 정상적인 IF 필터링을 제공하는 SAW 장치가 사용될 수 있게 한다. 디지털 전송 시스템에 있어서, 전송 대역폭 제한에 기인한 부호간 간섭을 줄이기 위해서, 송신기에서 '디지털 기호 형상 처리'로 알려진 동작을 수행하는 것이 바람직하다. 또한, 송신기에서 행해진 디지털 필터 형성 처리를 보충하기 위해, 수신기에서 디지털 필터 형성 처리를 수행하는 것이 바람직하다. 또한, IF 필터에는 별도의 디지털 필터가 필요없도록 정규의 IF 필터 기능뿐만 아니라 기호 형성 처리 기능을 제공하는 것이 바람직하다. 예를 들면, 디지털 필터 기술 분야에서 'RRC(root raised cosine)' 응답으로 알려진 것이 디지털 기호 형성 처리에 적합하다. 이러한 SAW 필터는 1995년 6월 6일 출원되고, 본 출원인에게 양수되는 K. J. Richer, M. A. Pugel 및 J. S. Stewart의 발명의 명칭이 '디지털 위성 수신기의 동조기에 적합한 SAW 필터'인 미국 특허 출원 번호 08/467,095에서 상세히 설명된다.
또한, 140 MHz의 IF 중심 주파수와 950 내지 1450 MHz의 RF 입력 주파수 의 경우에, LO 신호의 810 내지 1310 MHz의 주파수 범위는 방송 및 케이블 수신기에 종래에 널리 사용되었고, 따라서 상대적으로 저렴하게 위성 수신기용으로 설계된 PLL 동조 제어 IC보다 많이 이용된다. 이런 방송 및 케이블 PLL 동조 제어 IC는 필립스 반도체사 및 다른 업체들로부터 매입할 수 있는 TSA5515T이다. TSA5515T 및 이와 유사한 IC를 이용하여 얻을 수 있는 최대 LO 주파수는 1300 MHz 정도이며, 이것이 적당하다.
바람직하게, 동조 필터(907)는, 원하는 RF 신호(즉, 선택되는 트랜스폰더에 대한 무선 주파수 신호)를 선택하고, 원하는 RF 신호와 연관된 영상 신호를 포함하여 원하지 않는 RF 신호를 배제하는 것이 당연하다. 전술한 바와 같이, 영상 신호는 원하는 RF 신호용 LO 신호의 주파수로부터 IF 중심 주파수만큼 오프셋 되지만,원하는 RF신호의 주파수와 반대방향에 있는 주파수를 가진다. 영상 신호는 원하는 RF 신호의 주파수로부터 IF 중심 주파수의 2배만큼 오프셋된다. LO 주파수가 원하는 RF 신호 주파수보다 낮은 동조 시스템의 경우에, 영상 신호 주파수는 원하는 RF 주파수보다도 IF 중심 주파수의 2배만큼 낮다. 보다 상세히 말하면, IF 중심 주파수가 140 MHz인 현존하는 동조 시스템에 대해서, 영상 신호 주파수는 도 3b에 도시된 것과 같이 원하는 RF 신호의 주파수보다 낮은 280 MHz 이다. 원하는 RF신호의 주파수가 변화됨에 따라, 영상 신호의 주파수는 원하는 RF 신호의 주파수를 추적한다. 동조기(9)에 의해 수신된 RF 신호들의 주파수 범위가 950 내지 1450 MHz 이기 때문에, 1230 MHz(즉, 950 + 280 MHz) 내지 1450 MHz의 주파수 범위에서 원하는 RF 신호들과 결합된 영상 신호는 활성 RF 신호에 해당하는 것에 주의가 필요하다.
도 1 및 도 2에 도시된 본 발명의 실시예에 있어서, 원하는 RF 신호를 선택하고, 원하는 RF 신호에 연관된 영상 신호를 포함하는 원하지 않는 RF 신호를 배제하기 때문에, 동조 가능한 필터(907)는 캐스케이드 접속되는 3개의 부분, 즉 동조 임피던스 변환부(907-1)와, 동조 가능한 대역 통과 필터(BPF;907-2)와, 동조 트랩 및 임피던스 변환부(907-3)를 포함한다. 이 3개의 부분(907-1, 907-2 및 907-3)들은 RF 증폭기(905)의 출력의 제1 회로 접점(A1)과, 믹서(909)의 입력의 제2 회로 접점(A2) 사이에서 번호순으로 캐스케이드 접속된다. 각 부분은 국부 발진기(911)의 주파수를 제어하는 PLL 집적회로(919)에 의해 발생되는 동조 제어 전압에 따라 제어된다.
도 4에 도시된 것과 같이, 동조 가능한 BPF(907-2)는 원하는 RF 신호의 대역폭(약 24 MHz)에 걸쳐 상대적으로 평탄한 통과 대역(예를 들면, 30 MHz)을 수반하는 응답을 가지며, 원하는 RF 신호를 매우 작게 감쇠시키는 동시에 믹서(909)에 결합하는 것이 가능해진다. 동조 가능한 BPF(907-2)의 응답은 통과 대역의 외부에서 롤 오프(roll off)되어, 영상 신호를 포함하는 원하지 않는 신호들이 감쇠되도록 한다. 동조 가능 BPF(907-2)의 응답은 동조 전압에 응답하여 LO 주파수를 추적한다.
동조 가능한 스테이지(907-3)는, 영상 신호의 감쇠를 현저하게 증가시킨 영상 주파수 오프셋(예를 들면, 원하는 RF 신호 주파수에서 280 MHz 아래)에 노치형 배제 대역을 수반하는 응답을 가진다. 동조 가능한 스테이지(907-3)의 노치형 응답은 동조 전압에 응답하여 동조 가능한 BPF(907-2)의 통과 대역 응답을 추적한다. 이하, 상세히 설명될 바와 같이, 동조 가능한 스테이지(907-3)는 동조 범위에 걸쳐 동조 가능한 BPF(907-2)와 매우 균일한 대역폭을 유지하는 경향이 있는 동조 가능 임피던스 변환 소자로서 작용하는 것이 유리하다. 스테이지(907-3)는 이중 목적의 특징이 있기 때문에, '동조 가능한 영상 트랩 및 임피던스 변환'이라고 불린다.
동조 가능한 임피던스 변환부(907-1)는 이후에 상세히 설명될 것처럼 동조 범위에 걸쳐서 동조 BPF(907-2)에 대해 매우 균일한 대역폭을 유지하는 경향이 있다. 동조 가능한 필터(907) 및 그에 결합된 RF 증폭기(905) 및 믹서(909) 부분의 회로 구성은 도 2에 도시된다.
RF 증폭기(905)의 출력부는 공통 소오스 구조의 전계 효과 트랜지스터 (FET;Q1)를 포함한다. FET(Q1)의 드레인에서 얻어지는 RF 증폭기의 출력은 제1 회로 접점(A1)에서 동조 가능한 임피던스 변환 스테이지(907-1)에 접속된다. 동조 가능한 임피던스 변환 스테이지(907-1)는 FET(Q1)의 드레인에 있는 RF 증폭기(905)의 출력과, 동조 가능한 BPF(907-2) 사이에서 직렬로 접속되는 고정 커패시터(C1)와 버랙터 다이오드(VR1)를 포함하는 가변 용량 소자를 포함한다. 동조 전압은 저항(R1)을 통해 버랙터 다이오드(VR1)의 음극에 인가된다.
동조 가능한 BPF (907-2)는 버랙터 다이오드(VR2)와 고정 커패시터(C2)의 직렬 접속과 병렬로 접속되는 인덕터(L2)를 포함하는 병렬 동조 회로를 포함한다. 병렬 동조 회로는 동조 가능한 임피던스 변환 스테이지(907-1)의 출력, 즉 버랙터 다이오드(VR1)의 양극으로, RF 증폭기(905)의 출력과 믹서(909)의 입력 사이의 신호 경로에 분로의 관계로 접속된다. 동조 전압은 저항(R2)을 통해 버랙터 다이오드 (VR2)의 음극에 인가된다.
동조 트랩 및 임피던스 변환 스테이지(907-3)는 버랙터 다이오드(VR3)와 고정 커패시터(C3)의 직렬 접속과 병렬로 접속되는 인덕터(L3)를 포함하는 다른 병렬 동조 회로를 구비한다. 병렬 동조 회로는 동조 가능한 BPF(907-2)와 믹서(909) 사이의 신호 경로에 직렬로 접속된다. 동조 전압은 저항(R3)을 통해 버랙터 다이오드 (VR3)의 음극에 인가된다.

믹서(909)는 트랜지스터(Q2)에 의하여 구성되고, 트랜지스터(Q2)는 예를 들면, 믹서와 동조기(9)의 다른 기능(국부 발진기의 기능과 같은)을 행하는 집적 회로의 일부도 좋다. 일본의 NEC사로부터 구매 가능한 μPC2721 집적 회로는 위와 같은 집적 회로이다. 그 경우, 트랜지스터(Q2)는 종래 기술에 있어서, 길버트 (Gilbert) 셀 배치로 알려져 있는 것의 일부분이다. 각각의 (즉, 집적 회로내에는 없다) DC 차단 커패시터(C4)는 임피던스 변환 스테이지(907-3)와 트랜지스터(Q2)의 베이스 사이에 접속된다.

도 2에 도시된 회로예에 대한 구성 부품의 예들은 아래 표에 표시된다.

RF 증폭기(905)

공급 전압(+VCC)	+12V
인덕터(LA)	쵸크 임피던스
커패시터(CA1)	100pf
커패시터(CA2)	15pf
저항(RA1)	47Ω
저항(RA2)	182Ω
저항(RA3)	470Ω

동조 임피던스 변환기(907-1)

커패시터(C1)	2pf
저항(R1)	100kΩ

동조 대역 통과 필터(907-2)

인덕터(L2)	7nH(nH)
커패시터(C2)	7pf
저항(R2)	100kΩ

동조 트랩 및 임피던스 변환기(907-3)

인덕터(L3)	19nH
커패시터(C3)	10pf
저항(R3)	100kΩ

믹서(909)

커패시터(C4)	100pf

도4에 도시된 것과 같이, 동작을 살펴보면, 동조 BPF(907-2)는 원하는 RF신호의 주파수에서 최대인 '극(pole)'을 형성한다. 극 영역은 30 MHz의 통과 대역에 걸쳐 매우 평탄하고, 예를 들면, 원하는 RF 신호의 24 MHz의 통과 대역에 대해 충분히 넓다. 이 응답은 통과 대역의 외부에서 신호가 현저하게 감쇠 되도록 통과 대역의 외측의 신호를 롤 오프 한다. 유감스럽게도, 동조 가능한 BPF(907-2)에 의해 얻을 수 있는 감쇠는, 본 발명의 실시예에서 원하는 RF 신호의 주파수보다도 280 MHz 아래의 영상 신호의 주파수에 있어서 불충분하다. 동조 가능한 트랩 및 임피던스 변환 스테이지(907-3)는 영상 신호의 주파수 또는 그 부근의 주파수로 '영점'을 형성한다. 스테이지(907-3)에 의해 얻을 수 있는 추가되는 감쇠는 원하지 않는 영 상 신호가 적절히 배제되는 것을 확실하게 한다. 버랙터 다이오드(VR3) 때문에, 영점은 동조 전압에 응답하여 극(pole)을 추적한다.

또한, 스테이지(907-3)는 대역폭의 축소 및 동조 가능한 BPF(907-2)의 배제 능력의 열화(degradation)를 방지하는 점이 유리하다. 동조 가능한 BPF(907-2)에 의해 구성될 것 같은 병렬 동조 회로의 특정 중심 주파수(fo)에 있어서, 동조 회로의 대역폭은, 중심 주파수와 소위 'Q'라 불리는 인자의 비와 같다. 수학적으로 이 관계는 다음의 방정식으로 표현된다.

$$BW = fo/Q \quad (1)$$

병렬 동조 회로의 Q는 그 양단의 유효 병렬 저항(Rp)과 용량 리액턴스(X_C) 또는 유도 리액턴스(X_L)의 비율과 같다. 수학적으로 이 관계는 하기의 방정식에 의해 표현된다.

$$Q = Rp/X_C \quad (2a)$$

$$Q = Rp/X_L \quad (2b)$$

정전 용량 C값을 가지는 용량 리액턴스는 다음의 수학식에 의해 주어진다.

$$X_C = 1/2\Pi fC \quad (3)$$

인덕턴스 L값을 가지는 인덕터의 유도 리액턴스는 다음의 수식에 의해 주어진다.

$$X_L = 2\Pi fL \quad (4)$$

등식 3과 4를 등식 2a 및 2b에 대입하고, 등식 2a 및 2b의 결과를 등식 1에 대입하면, 중심 주파수 fo을 가지는 동조 회로의 대역폭에 관한 하기의 방정식이 도출된다.

$$BW = 1/2\Pi C/Rp \quad (5a)$$

$$BW = f0^{2}\,2\Pi L/Rp \quad (5b)$$

등식 5a는 동조 BPF (907-2)에 의해 구성되고, 중심 주파수를 바꾸기 위해 정전 용량이 변경되는 등의 동조 회로와 관련된다. 방정식 5a는 대역폭이 동조 회로의 정전 용량(C)의 역함수임을 나타내고, 정전 용량(C)이 동조 전압과 함께 변함에 따라 대역폭이 일정하게 유지되려면 유효 병렬 저항은 마찬가지로 변화해야 하는 것을 나타낸다. 보다 상세히 말하자면, 방정식 5a의 분자는 1/2ΠC이고, 또한 정전 용량(C)의 감소에 따라 증가하는 비선형 함수이다. 정전 용량(C)의 감소는 동조 가능한 BPF(907-2)의 중심 주파수(극)의 증가 및 동조 전압의 증가에 대응한다. 따라서, 일정한 대역폭을 유지하기 위해서, 등식 5a의 분모인 유효 병렬 저항 Rp는 주파수 및 동조 전압의 증가에 따라 분자 1/2ΠC와

동일한 방식으로 비선형적으로 증가해야한다.
동조 가능한 트랩 및 임피던스 변환 스테이지(907-3)가 없다면, 믹서(909)에 의해 동조 가능한 BPF(907-2)에 제공되는 임피던스는 도 2에서 파선으로 나타낸 것처럼, 믹서(909)의 입력과 신호 접지 사이에 직렬로 접속되는 커패시터(CM)와 저항 (RM)으로 구성된다. 예를 들면, 커패시터(CM)의 정전 용량은 2,5 pF 정도인데, 이 는 DC 차단 커패시터(C4)의 정전 용량과 믹서(909)의 믹서 IC에 의해 제공된 유효 용량의 조합에 기인한다. 저항(RM)의 저항치는 35Ω 정도이다. 관심 있는 주파수 범위(예를 들면, 950-1450MHz)에서 주파수의 함수로서, 커패시터(CM)와 저항(RM)의 직렬 결합에 의해 제공되는 유효 병렬 저항(Rp)은 도 5에 도시된다. 도시된 바와 같이, 유효 병렬 저항은 관심 있는 주파수 범위에 걸쳐 약 2팩터 만큼 감소한다.
동조 가능한 트랩 및 임피던스 변환 스테이지(907-3)와 함께 믹서(909)에 의해 동조 BPF(907-2)에 제공된 전체 유효 병렬 저항은 또한 도 5에 도시된다. 전체 유효 병렬 저항은 주파수 함수로써 비선형적으로 증가함을 알 수 있다. 전체 유효 병렬 저항(Rp)의 비선형적인 증가 특징은 커패시터(CM)와 저항(RM)의 직렬 조합에 의해 제공된 유효 병렬 저항(Rp)의 감소 특징을 보상한다. 또한, 실효 병렬 저항 (Rp)은 등식 5a의 분자 1/2ΠC의 비선형 증가 특징을 적어도 근사적으로 추적한다.
동조 가능한 트랩 및 임피던스 변환 스테이지(907-3)가 임피던스 변환 기능을 수행하는 방법은, 트랩(제로) 주파수 이상의 주파수에서, 스테이지(907-3)가 거의 전적으로 용량 리액턴스를 나타내고, 용량 리액턴스는 동조 전압과 원하는 RF 신호 주파수의 증가와 함께 증가하는 것이 이해될 수 있다. 이것은, LO 신호의 주파수가 원하는 RF 신호의 주파수보다 낮기 때문에 영상 신호의 주파수가 원하는 RF 신호 주파수 이하로 떨어지는 결과를 초래한다.
트랩(영점) 주파수가 정전 용량과 유도 용량의 값의 결과에 관련되고, 보다 상세히 말하면, 위의 결과의 제곱근에 반비례하기 때문에, 동조 가능한 트랩 및 임피던스 변환 스테이지(907-3)에 의하여 구성되는 병렬 동조 회로의 용량 부분 및 유도 부분의 값을 선택하는 데는 어느 정도의 허용 범위가 있다. 따라서, 버랙터 다이오드(VR3)와 고정 커패시터(C3)의 결합은 임피던스 변환 기능 때문에 선택되고, 인덕터(L3)는 트랩 기능을 위해 선택될 수 있다. 그러나, 실제로, 트랩 주파수에 대한 버랙터 다이오드(VR3)와 고정 커패시터(C3)의 결합의 동조 범위도 또한 고려할 수 있다. 추가로, 병렬 동조 스테이지(907-3)의 노치 응답은 동조 가능한 BPF (907-2)의 대역폭에 영향을 주지 않도록 대단히 좁게 한다(즉, 병렬 동조 회로는 높은 'Q'를 가져야 한다.), 이는 용량 부분 및 유도 부분의 선택을 제한한다. 더욱이, 커패시터(C3)의 정전 용량은 영점 주파수가 국부 발진기 주파수를 추적하도록 부분적으로 선택되는 것이 당연하다. 동조 가능한 BPF(907-2)로 되는 병렬 동조 회로의 커패시터(C2)는 극 주파수가 LO 주파수를 추적하도록 선택된다.
동조 가능한 트랩 및 임피던스 변환 회로망(907-3)에 의해 제공된 영점 주파수는 전 동조 범위에 걸쳐 있고, 영상 신호의 주파수, 예를 들면 원하는 RF 신호 주파수보다도 280 MHz 아래에 반드시 정확하게 있는 것은 아니다. 예를 들면, 도 4에 도시된 것과 같이, 극 주파수가 1430 MHz일 때, 영점의 영점 주파수는 1180 MHz 또는 극 주파수의 250 MHz 아래에 있다. 위에 원하는 이상치로부터 불일치는 실제 회로의 실제적 제한 및 위에서 논의된 타협의 결과이다. 이 불일치는 동조 장치의 성능에 중대한 영향을 주는 것은 아니다. 보다 상세하게 말한다면, 도 4를 참조하면, 영점은 1180 MHz에 있고, 1430㎒의 극 주파수보다도 정확하게 280 MHz 아래는 아니지만, 1150 MHz에서의 감쇠는 적절한 것은 아니다(1430MHz의 극 주파수보다도 정확하게는 280 MHz 아래).
동조 가능 임피던스 변환 스테이지(907-1)가 없다면, RF 증폭기(905)에 의하여 동조 가능한 BPF(907-2)에 제공된 임피던스는 도 2의 파선으로 나타냈던 것처럼, RF 증폭기(905)의 출력과 신호 접지 사이에서 직렬로 접속되는 커패시터(CRF)와 저항(RRF)을 구비한다. 예를 들면, 커패시터(CRF)의 정전 용량은 1 pF 정도이고, 저항치는 20 Ω정도이다. 관심이 있는 주파수 범위(예를 들면, 950 내지 1450 MHz)에서의 주파수의 함수로서, 커패시터(CRF)와 저항(RRF)의 직렬 결합에 의해 제공된 유효 병렬 저항은 도 6에 도시된다. 도시된 바와 같이, 유효 병렬 저항은 매우 낮고(1500Ω미만이다). 관심이 있는 주파수 범위에 걸쳐 약 2 팩터 만큼 감소한다. 이 특성은 동조 가능한 BPF(907-2)의 대역폭을 감소시키는 경향이 있다. 동조 임피던스 변환 스테이지(907-1)의 추가되는 경우에, RF 증폭기(905)에 의해 동조 가능한 BPF(907-2)에 제공된 전체 유효 병렬 저항도 또한 도 6에 도시된다. 전체 유효 병렬 저항은 관심이 있는 주파수 범위에 걸쳐 현저하게 증가(3000Ω 이상)되었음을 알 수 있다. 보다 큰 유효 병렬 저항은 관심이 있는 주파수 범위에 걸쳐 동조 가능한 BPF(907-2)의 대역폭을 유지시키는 경향이 있다.
당업자라면 전술한 동조 시스템의 변형이 특정 동조 시스템의 요구 조건에 의존하여 행해지는 것을 이해할 것이다. 예를 들면, 전술한 동조 시스템은, 수신되는 RF 입력 신호의 주파수 범위가 950 내지 1450 MHz인 미국에서 채용되는 디렉티브 ™ 위성 텔레비전 송신 시스템의 타입에 적합하다. 그러나, 수신되는 RF 입력 신호의 주파수 범위는 950 내지 1700 MHz인 남미에서 채용되는 디렉티브 ™ 위성 텔레 비전 송신 시스템의 타입의 경우, 위성 송신 전력의 경미한 감소 때문에 RF 증폭 스테이지의 이득을 증가시키는 것이 바람직한 것으로 밝혀졌다. RF 증폭 스테이지의 이득 증가에 의하여, 도 1 및 도 2를 참조로 설명한 동조 시스템의 동조 가능한 임피던스 변환 스테이지(907-1)를 고정 임피던스 변환 스테이지로 대체하는 것을 가능하게 한다. 이런 변환은 도 7의 블록도 내에 나타내고, 도 8의 회로도를 참조하여 보다 상세히 설명된다.
도 7 및 도 8에 있어서, 프라임(') 기호를 붙인 참조 번호, 예를 들면 905', 907' 및 907-1'는 도 1 및 도 2에 나타나는 대응하는 소자들의 중요한 기능적인 변형을 나타낸다. 이하에 설명된 바와 같이, 이런 기능적 변형은 구성 요소의 값의 변경에 기인한다. 이하의 구성 요소의 값이 표에 나타나도록, 구성 요소의 값의 다른 변형 예가 존재하지만, 구성 요소의 값의 이런 변경은 각 구성 요소들의 중요한 기능적 변경을 발생시키지 않아서, 프라임 기호가 붙은 참조 번호를 사용하여 표시되지 않고 대신 동일한 참조 번호를 사용하였으며, 이는 도 1 및 도 2에 나타나는 대응되는 구성 요소를 식별하기 위함이다. 후자의 구성 요소의 값의 변경은 도 7에 나타나는 위성 수신기에 의하여 수신된 RF 신호의 950 내지 1450MHz 보다도 넓은 주파수 대역 950 내지 1700MHz에 기인한다.

RF 증폭기(905)의 경우와 마찬가지로, RF 증폭기(905')의 출력부는 공통 소오스 구조의 전계 효과 트랜지스터(FET; Q1)를 포함한다. FET(91)의 드레인에서 얻어진 RF 증폭기(905')의 출력은 고정 임피던스 변환 스테이지(907-1')에 접속된다. RF 증폭기(905)에서, FET(Q1)의 드레인 회로 내의 인덕터(LA)는 스테이지의 전원 전압(+VCC)을 분리하기 위해 RF '초크(chalk)'로 사용되었다. 그러나, RF 증폭기 (905')의 경우에, 인덕터(LA')는 1200㎒, 즉 950 내지 1700MHz의 무선 주파수 입력 신호 주파수 범위 내의 거의 중간에 있는 주파수로, FET(Q1)의 드레인의 기생 용량과 공진하도록 사용된다. 이 공진의 목적은 FET(Q1)의 드레인으로, 예를 들면 1 pF 정도의 기생 용량을 무시('tune-out')하기 위한 것이고, 이에 따라 기생 용량에 기인하는 부하 효과(loading effect)를 제거한다. 이 무시 효과의 영향을 이해하기 위하여, 인덕터 및 커패시터를 포함하는 회로의 전체적인 임피던스를 고려할 때에, 인덕터와 커패시터가 공진 상태에서 서로를 상쇄하고, 또 공진 주파수 부근의 다른 주파수에서 한편의 영향을 감소시키는 경향이 있는 반대 부호(즉, 각각 $j\omega L$ 및 $-j/\omega C$)를 수반하는 임피던스를 가지는 점에 주의하는 것이 필요하다. 기생 용량의 부하 효과의 감소는 FET(Q1)의 유효 부하 임피던스를 증가시키기 때문에, RF 증폭기(905')의 이득을 증가시킨다. RF 증폭기(905')의 증가된 이득에 의하여, 동조 가능한 임피던스 변환 스테이지(907-1) 대신에, 고정 임피던스 변환 스테이지(907-1')가 사용되는 것이 가능하다.

고정 임피던스 변환 스테이지(907-1')는 고정 커패시터(C1')만으로 구성된다. 도 2에 나타나는 동조 임피던스 변환 스테이지(907-1)의 버랙터 다이오드(VR1)와 저항(R1)은 제거되었다. 동조 가능한 BPF(907-2)의 대역폭을 상당히 감소시키지 않기 위해, RF 증폭기(905')와 커패시터(C1')에 의해 동조 가능한 BPF(907-2)에 제공된 유효 병렬 임피던스가 동조 범위에 걸쳐 충분히 높아지도록, 커패시터(C1')의 용량은 충분히 작다(예를 들면, 0.5pf). 커패시터(C1')의 정전 용량이 상대적으로 낮다는 것이 믹서(909)에 결합되는 RF 신호의 진폭을 감소시키는 경향이 있지만, 그 감소는 RF 증폭기(905')의 이득의 증가에 의해 보상된다.

도 8에 나타나는 회로예의 성분 값의 예가 다음의 표에 표시된다.

RF 증폭기(905')

공급 전압(+VCC)	+12V
인덕터(LA)	13nH
커패시터(CA1)	100pf
커패시터(CA2)	47pf
저항(RA1)	47Ω
저항(RA2)	182Ω
저항(RA3)	470Ω

고정 임피던스 변환기(907-1')

커패시터(C1)	0.5pf

동조 대역 통과 필터(907-2)

인덕터(L2)	12nH
커패시터(C2)	7pf
저항(R2)	100kΩ

동조 가능한 트랩 및 임피던스 변환기(907-3)

인덕터(L3)	23nH
커패시터(C3)	12pf
저항(R3)	100kΩ

믹서(909)

커패시터(C4)	100pf

발명의 효과

전술한 바와 같이, 도 1 및 도 2에 나타나는 실시예와, 특정 응용을 위한 도 7 및 도 8에 나타나는 실시예를 참조하여 본 발명을 설명했지만, 다른 응용에 적합한 변형도 가능하다. 예를 들면, 950 내지 1450 MHz의 주파수 범위와, 950 내지 1700 MHz의 주파수 범위에서 RF 신호를 수신하고, 140 MHz 정도의 IF 중심 주파수를 이용하는 2개의 동조 시스템에 대해 설명되었지만, 본 발명은 다른 주파수 범위를 수신하고, 다른 IF 중심 주파수를 이용하는 다른 동조 시스템에도 적용 가능하다. 이런 관점에서, 본 발명은 일반적으로 LO 신호의 주파수가 원하는 RF 신호의 주파수보다도 낮은 경우에도 일반적으로 적용 가능하다. 또한, 전체 아키텍쳐 동조는 특정 동조 시스템의 요건에 따라 변형될 수 있다. 예를 들면, 일부 응용에 있어서, 단일의 스테이지가 임피던스 변환 기능과 대역 통과 필터 기능을 수행하기 위해서, 스테이지(907-1,907-2 및 907-3)의 순서를 바꾸거나, 임피던스 변환 스테이지를 전부 제거하거나, 동조 임피던스 변환 스테이지(907-1) 및 동조 BPF(907-2)를 변형하는 것이 가능할 수 있다. 후자의 관점에서, 도 2를 참고로 보면, 하나의 실현 가능한 구성에 있어서, 양쪽의 기능을 행하는 단일의 단계로서, 고정 커패시터 (C1), 버랙터 다이오드(VR1), 저항(R1) 및 인덕터(L2)를 그대로 남기는 동시에, 버랙터 다이오드(VR2), 고정 커패시터(C2) 및 저항(R2)을 제거해도 상관없다. 이런 변형과 또 다른 변형들은 후속 하는 특허 청구의 범위에 의해 정의되는 본 발명의 범위 내에서 고려된다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.
제1 및 제2 회로 접점과,
상기 제1 및 제2 회로 접점 각각에 연결된 제1 및 제2 회로와,
상기 제1 회로 접점과 제2 회로 접점 사이에 결합되고, 제어 신호에 응답하여 원하는 신호를 선택하는 제1 동조 가능한 필터(907-2)와,
상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)와 상기 제2 회로 접점 사이에 결합되고, 상기 제어 신호에 응답하여 상기 원하는 신호의 주파수를 추적하는 주파수를 가지는 원하지 않는 신호를 배제하고, 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)와 상기 제2 회로 접점 사이에서 임피던스 변환 소자로서 작용하는 제2 동조 가능한 필터(907-3)를 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 2.
제1항에 있어서, 상기 제2 동조 가능한 필터(907-3)는 노치형 응답을 가지는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 3.
제1항에 있어서, 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)는 대역 통과 필터인 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 4.
제1항에 있어서, 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)는 단일 동조 대역 통과 필터인 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 5.
제1항에 있어서, 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)는 제1 병렬 동조 회로로서 접속되는 제1 유도 소자(L2)와 제1 용량 소자(VR2)를 포함하는데, 상기 제1 병렬 동조 회로는 상기 제1 회로 접점과 상기 제2 회로 접점 사이의 신호 경로와 분기 관계로 접속되며,
상기 제2 동조 필터(907-3)는 제2 병렬 동조 회로로서 접속되는 제2 유도 소자(L3)와 제2 용량 소자(VR3)를 포함하는데, 상기 제2 병렬 동조 회로는 상기 제1 회로 접점과 상기 제2 회로 접점 사이의 상기 신호 경로와 직렬 관계로 접속되는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 6.
제5항에 있어서, 상기 제1 용량 소자(VR2) 및 제2 용량 소자(VR3) 각각은 상기 제어 신호에 응답하는 제1 및 제2 가변 용량 디바이스를 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 7.
제1항에 있어서, 상기 제1 회로 접점과 상기 제1 동조 필터(907-2) 사이에 접속된 고정 임피던스 변환 스테이지(907-1')를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 8.
제1항에 있어서, 상기 제1 회로 접점과 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2) 사이에 접속되어 상기 제어 신호에 응답하는 제어 임피던스 변환 스테이지(907-1) 를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 9.
제8항에 있어서, 상기 제어 임피던스 변환 스테이지(907-1)는 상기 제어 신호에 응답하는 가변 용량 디바이스(VR1)를 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 10.
제1 및 제2 회로 접점과,
상기 제1 회로 접점과 제2 회로 접점 사이에 접속된 신호 경로와,
상기 제1 및 제2 회로 접점 각각에 접속된 제1 및 제2 회로와,
상기 신호 경로에 분기 관계로 접속된 제1 병렬 동조 회로(L2, VR2)를 포함하고, 제어 신호에 응답하여 원하는 신호를 선택하기 위한 동조 가능한 대역 통과 필터(907- 2)와,
상기 신호 경로에 직렬 관계로 접속된 제2 병렬 동조 회로(L3, VR3)를 포함하고, 상기 제어 신호에 응답하여 상기 원하는 신호의 주파수를 추적하는 주파수를 가지는 원하지 않는 신호를 배제하고, 상기 동조 가능한 대역 통과 필터(907-2)와 상기 제2 회로 접점 사이에서 임피던스 변환 소자로서 작용하는 동조 가능한 트랩 (907-3)을 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 11.
제10항에 있어서, 상기 제1 회로 접점과 상기 동조 가능한 필터(907-2) 사이에 접속된 다른 임피던스 변환 소자(907-1)를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 무 선 주파수 필터 장치.

청구항 12.
제11항에 있어서, 상기 다른 임피던스 변환 소자(907-1)가 상기 제어 신호에 응답하는 제어 가능한 임피던스 소자(VR1)를 구비하는 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 13.
제10항에 있어서, 상기 동조 가능한 대역 통과 필터(907-2)는 단일 동조 스테이지인 것을 특징으로 하는 무선 주파수 필터 장치.

청구항 14.
다수의 RF 신호를 수신하는 RF 입력(901)과,
상기 RF 입력(901)에 접속된 입력과 출력을 가지는 RF 증폭기(905)와,

IF 신호가 생성되는 출력과 제1 및 제2 입력을 가지는 믹서(909)와,
동조 제어 신호에 응답하여 제어된 주파수를 가지며, 상기 믹서(909)의 상기 제1 입력에 접속된 국부 발진 신호를 발생하는 국부 발진기(911)와,
상기 RF 증폭기(905)의 상기 출력과 상기 믹서(909)의 상기 제2 입력 사이에 접속되어, 상기 동조 제어 신호에 응답하여 원하는 RF 신호를 선택하는 제1 동조 가능한 필터(907-2)와,
상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)와 상기 믹서의 제2 입력 사이에 접속되고, 상기 동조 제어 신호에 응답하여 상기 원하는 RF 신호를 추적하는 원하지 않는 RF 신호를 배제하고, 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)와 상기 믹서(909) 사이의 임피던스 변환 소자로서 작용하는 제2 동조 가능한 필터(907-3)를 구비하는 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 15.

제14항에 있어서, 상기 국부 발진 신호의 상기 주파수 범위는 상기 RF 신호의 주파수 범위 이하인 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 16.

제15항에 있어서, 상기 원하지 않는 신호는 상기 원하는 RF 신호와 관련된 영상 신호인 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 17.

제14항에 있어서, 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2)는 상기 RF 증폭기(905)의 상기 출력과 상기 믹서(909)의 상기 입력 사이의 신호 경로와 분기 관계로 접속된 제1 병렬 동조 회로(L2, VR2)를 구비하고,
상기 제2 동조 가능한 필터(907-3)는 상기 신호 경로와 직렬 관계로 접속된 제2 병렬 동조 회로(L3, VR3)를 구비하는 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 18.

제14항에 있어서, 상기 RF 증폭기(905)의 출력 임피던스에 대한 영향을 줄이기 위하여, 상기 RF 증폭기(905)가 그 출력에 기생 용량을 나타내고, 상기 기생 용량과 공진 하도록 선택된 유도 용량을 가지는 인덕터(LA)를 포함하는 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 19.

제18항에 있어서, 상기 RF 증폭기(905)의 상기 출력과 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2) 사이에 접속된 임피던스 변환 스테이지(907-1)를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 20.

제13항에 있어서, 상기 RF 증폭기(905)의 상기 출력과 상기 제1 동조 가능한 필터(907-2) 사이에 접속되어 상기 동조 제어 신호에 응답하는 제어 가능한 임피던스 소자(VR1)를 포함하는 임피던스 변환 스테이지(907-1)를 더 구비하는 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 21.

다수의 RF 신호를 수신하는 RF 입력(901)과,
상기 RF 입력(901)에 접속된 입력과 출력을 가지는 RF 증폭기(905)와,
IF 신호가 생성되는 출력과 제1 및 제2 입력을 가지는 믹서(909)와,
동조 제어 신호에 응답하여 주파수를 제어하고 상기 믹서(909)의 상기 제1 입력에 접속되는 국부 발진 신호를 발생하고, 상기 국부 발진 신호의 주파수 범위가 상기 RF 신호의 주파수 범위 이하인 국부 발진기(911)와,
상기 RF 증폭기(905)의 상기 출력과 상기 믹서(909)의 제1 입력 사이에 접속되고, 동조 제어 신호에 응답하여 원하는 RF 신호를 선택하는 동조 가능한 필터 (907-2)와,
상기 동조 가능한 필터(907-2)와 상기 믹서의 제2 입력 사이에 접속되고, 상 기 동조 제어 신호에 응답하여 상기 원하는 RF 신호를 추적하는 원하지 않는 RF 신호를 배제하고, 상기 동조 가능한 필터(907-2)와 상기 믹서(909) 사이의 임피던스 변환 소자로서 작용하는 동조 트랩(907-3)을 구비하는 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 22.

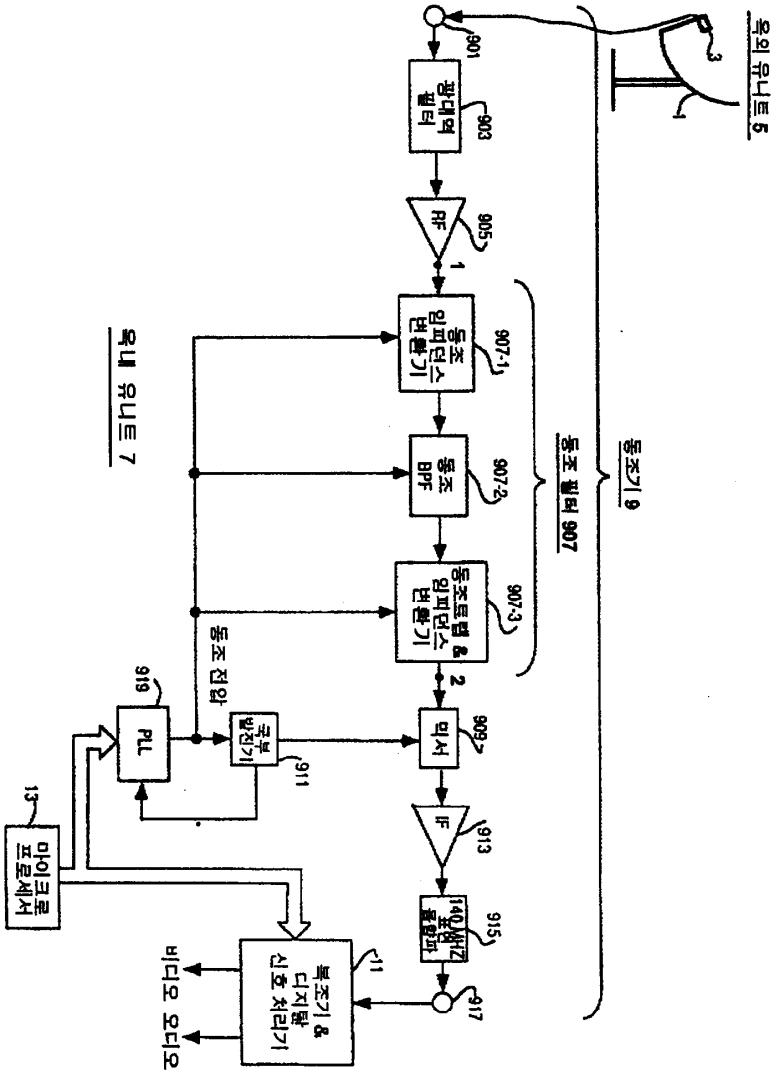
제21항에 있어서, 상기 RF 신호는 위성에 의해 송신된 RF 신호에 해당하는 것을 특징으로 하는 동조 장치.

청구항 23.

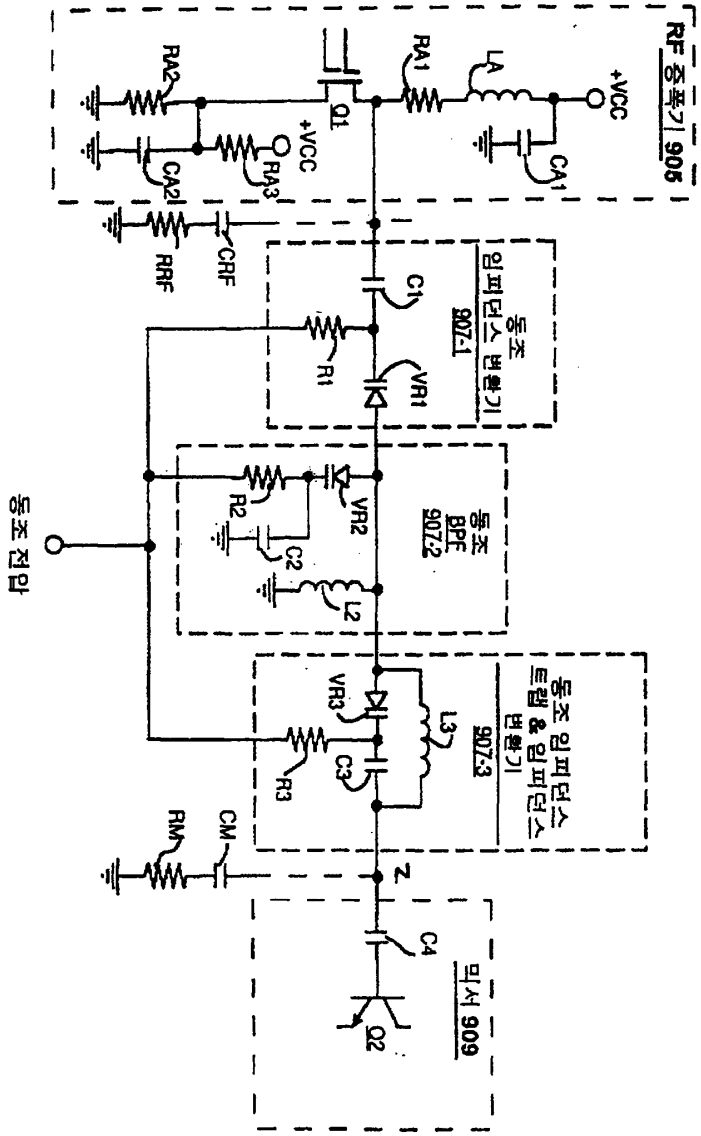
제21항에 있어서, 상기 동조 필터(907-2)는 단일 동조 대역 통과 필터인 것을 특징으로 하는 동조 장치.

도면

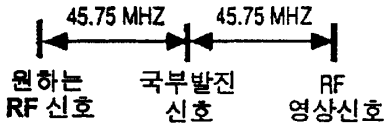
도면1


옥외 유니트 5
동조기 9
동조 필터 907
옥내 유니트 7
901
광대역 필터
903
RF
905
동조 임피던스 변환기
907-1
동조 BPF
907-2
동조트랩 & 임피던스 변환기
907-3
믹서
909
IF
913
140MHz 표현 파
915
917
동조 전압
국부 발진기
911
PLL
919
마이크로 프로세서
13
복조기 & 디지탈 신호 처리기
11
비디오 오디오

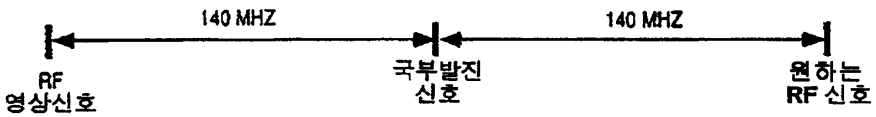
도면2



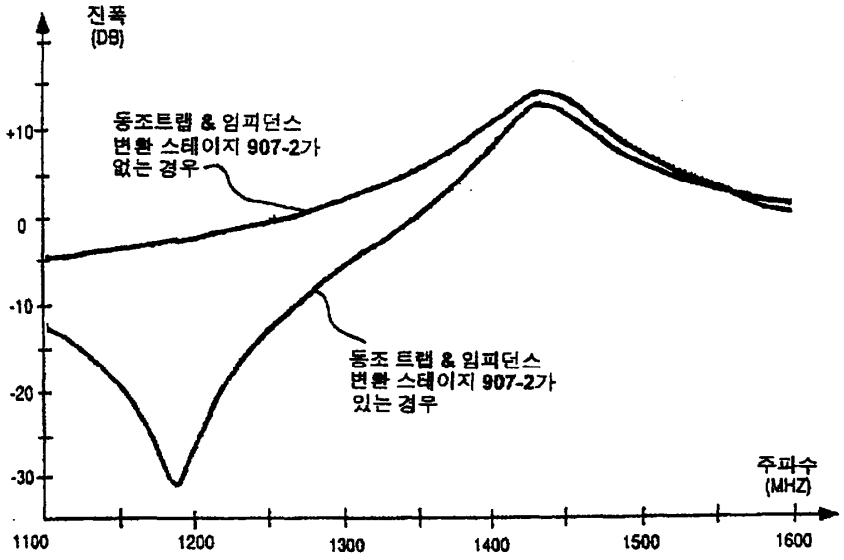
도면3a



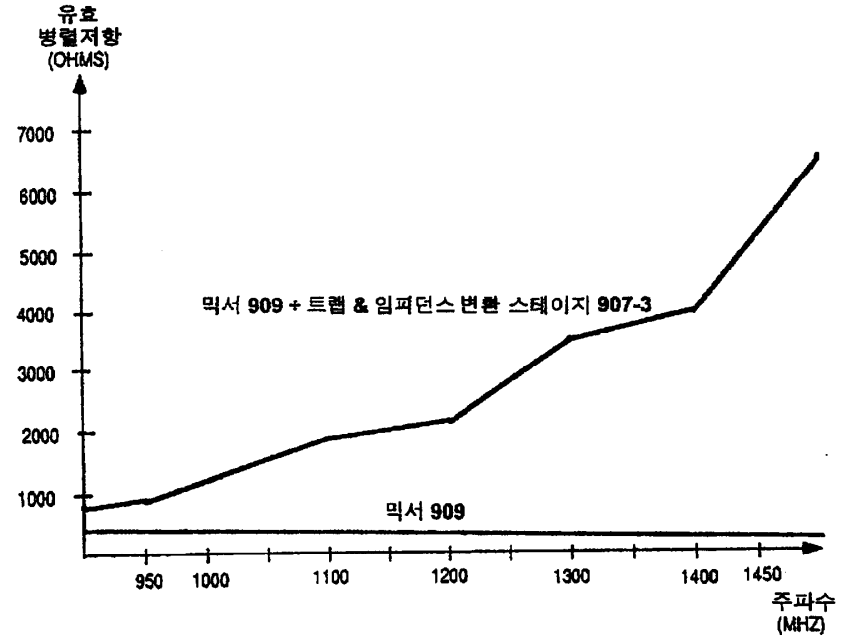
도면3b



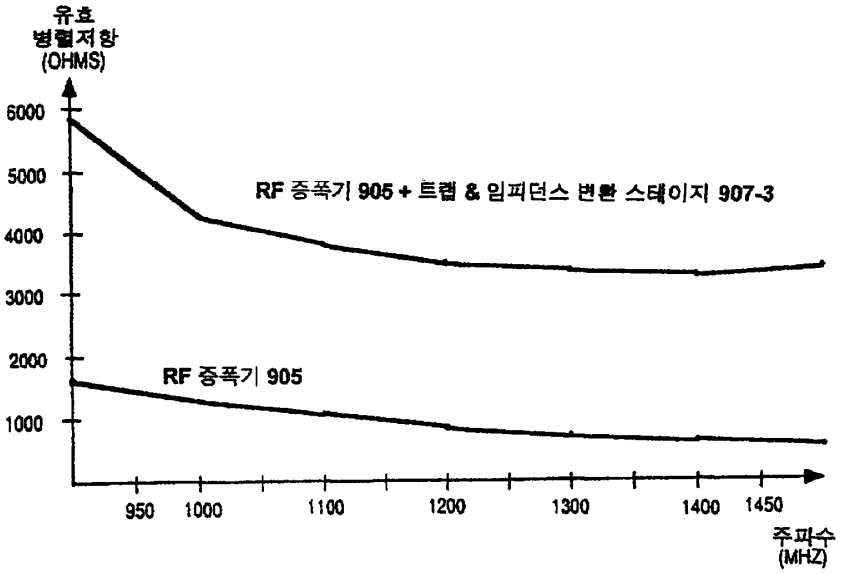
도면4


진폭
(DB)
+10
0
-10
-20
-30
동조트랩 & 임피던스
변환 스테이지 907-2가
없는 경우
동조 트랩 & 임피던스
변환 스테이지 907-2가
있는 경우
주파수
(MHZ)
1100
1200
1300
1400
1500
1600

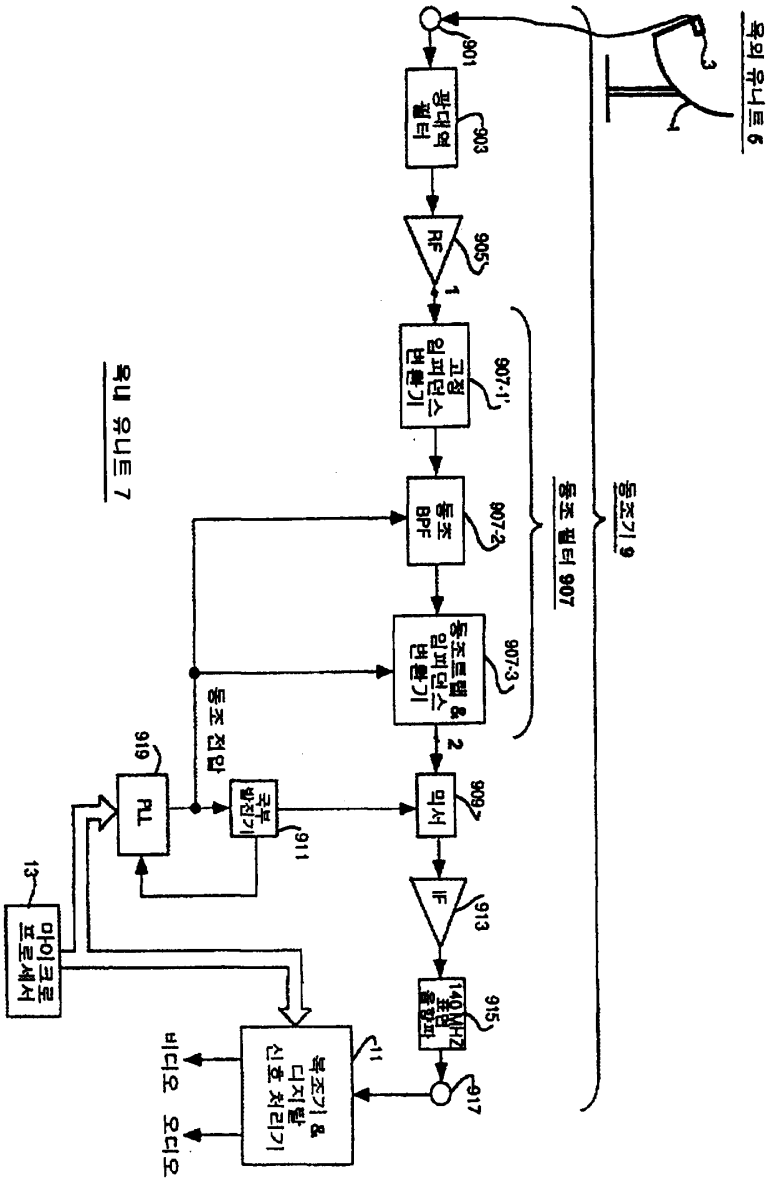
도면5


유효
병렬저항
(OHMS)
7000
6000
5000
4000
3000
2000
1000
믹서 909 + 트랩 & 임피던스 변환 스테이지 907-3
믹서 909
950
1000
1100
1200
1300
1400
1450
주파수
(MHZ)

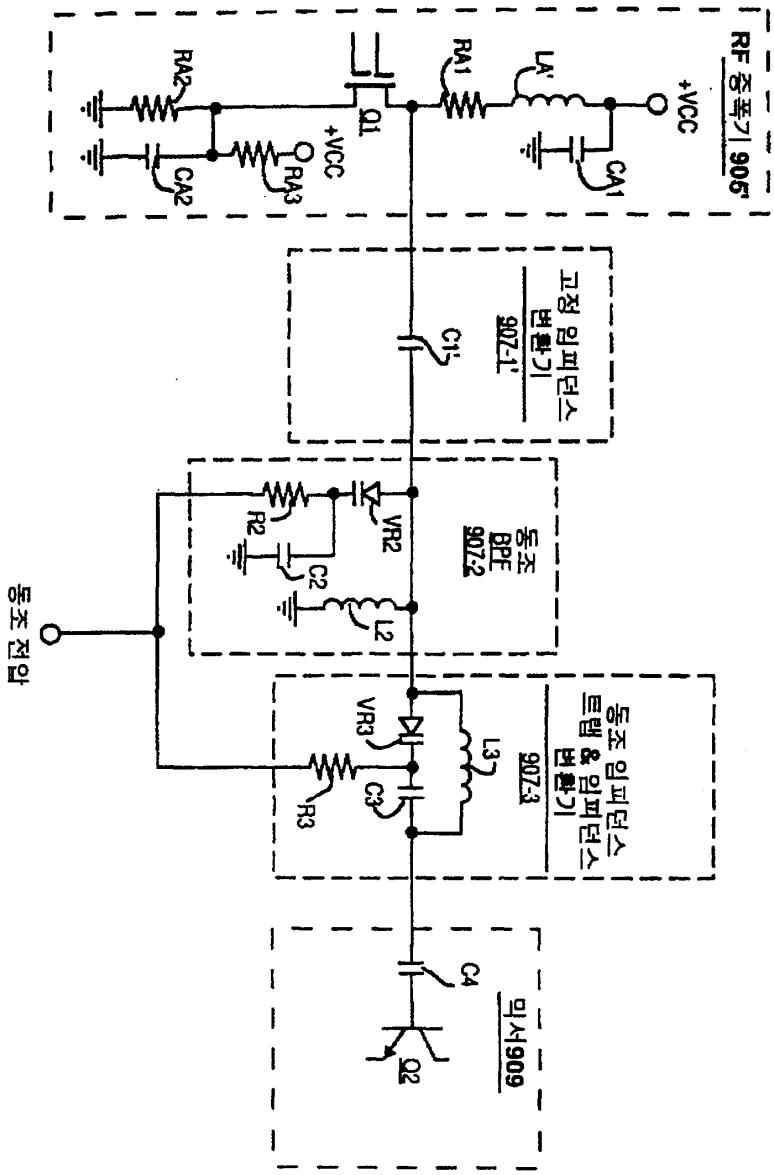
도면6


유효
병렬저항
(OHMS)
6000
5000
4000
3000
2000
1000
RF 증폭기 905 + 트랩 & 임피던스 변환 스테이지 907-3
RF 증폭기 905
950
1000
1100
1200
1300
1400
1450
주파수
(MHZ)

도면7


옥외 유니트 5
901
광대역 필터
903
RF
905
1
고정 임피던스 변환기
907-1
동조 BPF
907-2
동조트랩 & 임피던스 변환기
907-3
동조 필터 907
동조기 9
옥내 유니트 7
동조 전압
919
PLL
국부 발진기
911
2
믹서
909
IF
913
140MHZ 증폭기
915
917
복조기 & 디지탈 신호 처리기
11
비디오 오디오
마이크로 프로세서
13

도면8


RF 증폭기 905'
RA2
Q1
RA1
LA'
+VCC
CA2
RA3
+VCC
CA1
고정 임피던스 변환기 907-1'
C1'
동조 BPF 907-2
VR2
R2
C2
L2
동조 입력
동조 임피던스 트랩 & 임피던스 변환기 907-3
VR3
L3
R3
C3
믹서 909
C4
Q2