(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl. [7]
H03H 7/09

(11) 공개번호 특2001-0093794
(43) 공개일자 2001년10월29일

(21) 출원번호 10-2001-7006692
(22) 출원일자 2001년05월29일
번역문 제출일자 2001년05월29일
(86) 국제출원번호 PCT/US1999/28923
(86) 국제출원출원일자 1999년06월12일
(87) 국제공개번호 WO 2001/24362
(87) 국제공개일자 2001년04월05일

(81) 지정국 국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아-헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀랜드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기즈, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 라이베리아, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크메니스탄, 터어키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 미국, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투칼, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 아랍에미리트, 코스타리카, 도미니카연방, 모로코, 탄자니아, 남아프리카, 그레나다, 가나, 감비아, 인도, 인도네시아, 짐바브웨,
AP ARIPO특허: 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 시에라리온, 가나, 감비아, 짐바브웨,
EA 유라시아특허: 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기즈, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크메니스탄,
EP 유럽특허: 오스트리아, 벨기에, 스위스, 리히텐슈타인, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 핀랜드, 사이프러스,
OA OAPI특허: 부르키나파소, 베넹, 중앙아프리카, 콩고, 코트디브와르, 카메룬, 가봉, 기네, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기네비쏘,

(30) 우선권주장 09/408,826 1999년09월29일 미국(US)

(71) 출원인 브로드밴드 이노베이션즈 인코퍼레이티드
추후기재
미국 캘리포니아주 92121 샌디에고 제너럴 어토믹스 코트 3550 빌딩 15

(72) 발명자 페트로빅브라니슬라브
미국캘리포니아주(우편번호:92037)라졸라라졸라허모사에비뉴5936

(74) 대리인 김명신
이동기
최민서

심사청구 : 없음

(54) 높은 선택도, 낮은 삽입 손실 및 확장된 주파수 범위에대해 개량된 대역외 저지를 갖는 협대역 통과 동조 공진기필터 토폴로지

요약

병렬 동조 공진기를 1 내지 2 ㎓ 범위 및 그 이상의 주파수에서 사용하여 높게 로딩된 Q와 최적의 결합(낮은 삽입 손실을 위한)을 갖는 협대역 통과 필터의 실행을 허용하는 동조 공진기 회로 토폴로지가 개시되었다. 상기 토폴로지는 종래의 병렬 동조 회로의 신호 라인에 대하여 병렬 동조 회로의 거울상으로 구성되어 공진기의 유도성 소자들 사이에서 유도된 모든 전류를 실제로 상쇄시킨다. 유도된 전류의 이러한 감소는 공진기들 사이의 자기 결합을 감소시켜서, 주파수가 증가할 때 공진기 사이에서의 전체 결합의 증가를 오프셋시키고, 동작 주파수가 증가할 때 공진기들 사이의 최적 결합을 유지하는데 도움이 된다. 게다가, 거울상 토폴로지는 공진기에 있는 유도성 소자들 사이의 병렬성을 증가시켜서, 인덕턴스 값을 감소시키고, 커패시턴스 값을 증가시키도록 한다. 공진기의 커패시턴스 값의 증가는 주파수가 증가될 때 로딩된 Q의 감소를 효과적으로 오프셋한다. 토폴로지는 병렬 공진기의 어떤 수에 대해서도 동작한다. 제조 공정의 분석(예를 들면, 인쇄 회로 보드에서 집적 회로 공정까지)이 감소하기 때문에, 동작 주파수의 범위는 분석의 증가로 높아진다.

대표도

도 32a

명세서

기술분야

본 발명은 HF(high frequency), VHF(very high frequency), UHF(ultra high frequency), 및 마이크로파 대역상에서 유리하게 적용하기 위한 협대역 통과 동조 공진기 필터 토폴로지에 관한 것으로, 특히 관심있는 주파수 범위상에서 선택도를 증가시키기 위해 높게 부과된 Q를 유지할 수 있고, 개선된 대역외 거부를 가지면서 삽입 손실을 최소화하도록 최적 결합을 유지할 수 있으며, 높은 반복 정확도로 제조될 수 있는 비교적 간단하고 저렴한 토폴로지에 관한 것이다.

배경기술

광대역 다중 반송파 신호의 처리는 필터와 같은 신호 처리 회로를 위해 매우 정확하고 엄격한 환경을 제공한다. 예를 들어, 약 5-6㎒ 정도의 대역폭을 갖는 기저대 텔레비전 신호는 일반적으로 (변조를 위해) RF(radio frequency) 반송파 신호와 혼합되어, 50 내지 1000㎒ 또는 그 이상의 범위에서 RF 채널 상에 배치함으로써, FDM(frequency division multiplexing)을 실현한다. 마이크로파 통신 등에서의 다른 응용은 1-2㎓와 그 이상의 동작 범위를 요구할 수 있다. (공기중에서의, 또는 광섬유/동축케이블을 통한) 텔레비전 방송의 전송 및 수신과 같이, 복수 채널을 포함하는 광대역 신호 처리를 동시에 요구하는 응용은 전체 대역폭상에서 나머지 주파수(스톱밴드에 포함되는 주파수)를 거부하는 동안 필터가 전체 대역폭의 작은 프랙션만을 통과시키도록 요구하는 상황(즉, 협통과 대역 내에 포함되는 주파수, 대개 1채널)을 제공할 수 있다. 이것은 대개 협대역 통과 필터를 이용하여 실현된다. 특정 실행을 위한 시스템 설계에 따라서, 이들 필터는 관심있는 RF 채널과 동일한 RF 주파수 상, 또는 RF 채널이 업 컨버팅 또는 다운 컨버팅되기도 한 일부 다른 주파수(중간주파수 또는 IF)에서 동작하도록 요구될 수도 있고, 이것은 폭넓은 주파수 시스템에서 일반적이다.

여러 바람직하지 않은 의사신호(spurious signal)뿐만 아니라, 잡음 및 이미지 신호는 처리중 여러 지점에서 주입 또는 생성될 수 있어서, 응용의 감도에 따라 상당히 낮은 레벨까지 대역외 신호를 거부(즉, 감쇠)하기 위해 대역 통과 필터가

종종 요구된다. 예를 들어, 수신된 비디오 전송에서 60dB까지 감쇠된 신호도 여전히 볼 수 있다. 따라서, 원하는 반송파상의 변조된 기저대 신호 이외에 존재하는 임의의 신호가 충분히 감쇠될 수 있다는 것이 종종 매우 중요하게 된다. 이것은 종종 통과 대역에서 거의 에너지 손실이 없는 상태로(즉, 낮은 삽입 손실), 매우 선택적인 대역 통과 필터를 요구하지만(즉, 이상적으로 관심있는 기저대 신호를 포함하는 전체 대역폭의 그 프랙션만을 통과시키는), 저지 대역 내 다른 모든 주파수에 대한 필수 감쇠 측정을 유지한다. 또한, 광대역 응용에서 기저대 신호에 의해 점유된 전체 대역폭의 프랙션이 (1-2% 정도로)매우 작기 때문에, 상기 필터는 높은 정확도로 필수 주파수 응답을 생성하고, 그 응답을 계속 유지해야 한다(즉, 응답이 드리프트(drift)해서는 안된다). 또한, 그들 자체의 구성 요소들간의 연결 뿐만 아니라, 외부 소스로부터의 RF 잡음에 비교적 영향을 받지 않아야 한다. 결국, 높은 반복 정확도로 제조하기 용이하며, 저렴한 필터가 바람직하다.

대역 통과 필터를 구성하기 위한 여러 공지된 방법이 있다. 상기한 바와 같이, 필터의 Q값은 그 선택도를 나타낸다; 필터의 선택도는 통과 대역으로부터 저지 대역으로 얼마나 신속하게 필터의 응답이 전달되는가에 의해 정의된다. 필터의 Q가 커질수록, 통과 대역 주파수에서 저지 대역 주파수까지의 롤오프가 더 급준해진다. 필터의 입출력 부하가 이 Q에 영향을 미치기 때문에, 좀더 유용하고 실용적인 메저는 그 " 회로에 짜 넣은" 또는 부하된 Q(즉 Q_L)가 된다. 필터의 Q_L은 그 주파수 응답의 단편의(fractional) 대역폭의 역수와 거의 동일하고, 이는 대개 상기 응답의 피크의 3dB 이하인 응답 곡선 상의 지점들(즉, 상기 응답의 1/2 전력 지점) 사이에서 측정된다. 따라서, 1-%의 단편 대역폭을 통과하는 필터는 대략 100이 된다. 광대역 신호 처리 응용을 위한 협대역 통과 필터는 종종 높은 Q_L값을 필요로 하는 반면, 낮은 삽입 손실을 나타내고(즉, 통과 대역에서의 신호의 진폭이 상당히 감쇠되어서는 안된다), 저지 대역에서의 신호의 감쇠는 응용의 요구 조건를 만족시켜야 한다.

대역 통과 필터를 구성하는 하나의 공지된 방법은 대역 통과 변환에 대한 저역 통과 기술에 기초하여 분류 필터를 생성하기 위해 일체화된 LC 소자들의 사용과 관련된다. 여러 토폴로지의 변화는 원하는 대역 통과 필터 응답을 생성하기 위해 합성될 수 있다. VHF 및 UHF 주파수 대역에서의 광대역 신호를 처리하기 위해서, 상기 필터의 단점은 많고, 일체화된 소자들(특히 코일 인덕터)이 100㎒를 훨씬 넘는 주파수에서의 기생 효과에 매우 영향받기 쉽다는 것이 가장 심각한 결함이다. 또한, 회로 소자들의 여러 스테이지는 높은 값의 Q_L을 위한 필수인 전달 함수의 복잡성을 실현하기 위해 함께 직렬로 연결되어야 한다. 따라서, 상기 필터는 유효 공간을 차지하고, 그 제조 비용이 비교적 높게 된다.

필터를 구성하는 다른 공지된 방법은 나선형 공진기를 이용한다. 나선형 공진기를 이용하는 필터는 자기적 및/또는 용량성으로 연결되고, 다수의 광대역 신호처리 응용을 위해 필수인 높은 Q_L 및 낮은 삽입 손실로 응답을 생성할 수 있다. 그러나, 상기 주파수 이하에서 공진기에 매우 큰 인덕터 값이 필요하기 때문에, 150㎒ 훨씬 아래의 주파수에는 적당하지 않다. 상기 인덕터는 구성하기에 비실용적이거나 불가능하다. 또한, 높은 주파수에서 그들이 더 큰 기계적 구조체이더라도(적절한 동작 및 RF 잡음에 대한 민감성을 감소시키기 위해 차폐를 필요로 한다), (대량인 경우에도) 제조 비용이 비교적 고가가 된다. 그들은 또한 환경적 쇼크 및 이동에 매우 민감하고, 일반적으로 적절한 주파수에서 정확하게 공진한다는 것을 보장하기 위해 제조 공정 동안 값의 조정을 필요로 한다.

다른 대역 통과 필터를 구성하는 공지된 방법에서는 원통형 동축 전송선 또는 2개 접지면 차폐물 사이에 끼워진 인쇄된 스트립 전송선으로서 구성되는 자기적 및/또는 용량성으로 연결된 유전체 공진기를 이용한다. 이들 공진기는 전송선과 단락되고, 전송된 입력 신호의 파장과 관련된 공진기의 길이의 함수(상기 전송선의 길이는 상기 공진 주파수의 파장 λ에 대해 대개 λ/4가 된다)로서 특정 주파수에서 공진하도록 그 능력이 개발된다. 상기 공진기는 많은 광대역 신호 처리 응용에 필수인 단편 대역폭 특성을 갖는 응답을 실현하기 위해 높은 Q_L값을 생성할 수 있다(즉, 1-2%). 그러나, 원하는 공진 주파수가 감소함에 따라 추적 길이가 증가하기 때문에, 상기 공진기는 UHF(즉, 약 400㎒와 수 ㎓ 사이) 이외에 대해서는 적당하지 않다. 전송선의 길이가 금지된 사이즈까지 증가되기 때문에 HF 및 VHF에 대해 금지된 비용이 된다. 1-2㎓에서도, 이들 구성은 각각 약 2 내지 1인치 정도인 추적 길이를 필요로 하고, 여전히 매우 크고 상당한 영역을 소모한다. 또한, 이것은 1/4 파장을 실현하기 위해 필요한 길이가 상기 기술에서 매우 큰 크기이기 때문에 고해상도 제조 기술(예를 들어, IC)을 위해 좋은 스케일이 아니다. 마지막으로, 그렇게 긴 1/4 파장 공진기는 잡음을 전송 및 수신하기 매우 쉬어진다.

또 다른 대역 통과 필터 응답을 생성하기 위한 공지된 회로 토폴로지는 자기적으로 연결되고, 이중 동조된 공진 회로의 토폴로지이다. 그렇게 구성된 대역 통과 필터는 본 명세서에서 논의된 다른 여러 종래 기술과 비교할 때 최소 제조 비용이 든다(각각 몇 센트로 제조될 수 있다). 지금까지, 공지된 상기 필터의 구현은 광대역 신호 처리와 같은 다수의 응용의 필수인 낮은 삽입 손실 및 작은 단편 대역폭을 갖는 응답을 생성하기 위해 필요한 큰 Q_L값을 얻을 수 없었다(대개 약 15% 단편 대역폭 또는 그 이상에서보다 좋지 못하게 실현되었다). 이러한 응용에서의 그들의 단점에 대한 이유는 다음 논의의 관점에서 당업자에게 명백할 것이다.

직렬의 이중 동조 회로(10)의 총칭 토폴로지(generic topology)가 도 1a에 도시되어 있고, 병렬 이중 동조 회로(100)의 총칭 토폴로지가 도 2b에 도시되어 있다. 상기 직렬의 이중 동조 회로는 출력 공진기 회로(14)와 자기적으로 연결된 입력 공진기 회로(12)를 갖는다. 유사하게, 병렬 이중 동조 회로(100)는 출력 공진기 회로(140)와 자기 접속된 입력 공진기 회로(120)를 갖는다. 상기 입력 공진기(12, 120)는 각각 소스 V_S(18, 180) 및 관련된 소스 임피던스 R_S(16, 160)에 의해 모형화된 입력 소스와 연결된다. 상기 출력 공진기(14, 140)는 각각 저항기 R_L(15, 150)에 의해 모형화된 출력 부하 임피던스와 접속된다.

상기 직렬 동조 회로(10)의 상기 입력 및 출력 공진기(12, 14)는 각각 일체화 직렬 커패시터 C_{S1} (11)와 C_{S2} (13) 사이, 및 인덕터 L_1(17)와 L_2(19) 사이에 직렬 접속으로서 형성된다. 2개 직렬 동조 공진기(12, 14), 및 2개 병렬 동조 공진기(120, 140)는 그 인덕터 사이의 물리적 접금의 함수로서 자기적으로 연결되어, 상호 인덕턴스 M(21)가 그들 사이에 형성된다.$M=k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$, 여기서 k는 유도성 소자의 결합 구조 및 서로에 대한 그들의 물리적 근접도의 함수인 값을 갖는 결합 계수이다. 따라서, 결합 계수(k)는 2개 공진기 사이의 전체적인 전위 상호 결합의 비율을 반영한다. 2개 인덕터(17, 19 또는 170, 190)가 더 근접할수록, k값이 더 커지고, 따라서 공진기 사이의 상호 인덕턴스가 가 더 커진다; 유사하게 더 멀어질수록, 낮은 k값에 의해 반영된 바와 같이 상호 인덕턴스 정도가 낮아진다.

상기 병렬 이중 동조 회로(100)는 상기 직렬 이중 동조 회로(10)의 이론적인 쌍이므로, 매우 유사하게 동작한다. 병렬 동조 회로(100)의 공진기(120, 140)는 각각 일체 커패시터 C_{P1} (110)와 C_{P2} (130) 사이, 및 인덕터 L_1(170)와 L_2(190) 사이의 병렬 접속으로서 형성된다. 병렬 동조 공진기(120, 140)는 또한 그 인덕터 사이의 물리적 근접도의 함수로서 자기 접속되어, 상호 인덕턴스 M(210)가 그 사이에 형성된다. 병렬 동조 회로의 상호 인덕턴스는 동일한 식 $M=k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ 으로 주어지고, 상기한 바와 같은 동일한 결합 구조적인 고려에 의해 규정된 그이 k값을 갖는다.

도 2는 결합 계수(k)의 다른 값에 대해서, 이중 동조 공진 회로(직렬 또는 병렬)의 일반적인 3개 응답을 나타낸다. 응답(22)은 상기 회로의 2개 공진기가 상기 공진 주파수에서 정밀하게 접속된 경우 얻어지고, 상기 회로가 상기 공진 주파수에서 최소 삽입 손실 및 평균 선택도의 최적의 결합을 나타내는 지점이 된다. 응답(24)은 그 각각의 입력 및 출력 공진기가 하위 접속된 경우 이중 동조 회로(10, 100)의 응답을 나타낸다. 이것은 k값이 0에 근접하는 동안 발생하고, 상기 회로의 공진기를 더 멀리 이동시킴으로써 실현될 수 있다. 하위 접속되는 경우, 회로의 Q_L값이 증가하지만(단편 대역폭은 감소), 삽입 손실 또한 증가하며, 이것은 바람직하지 않다. 입력 및 출력 공진기의 2개 인덕터가 서로 더 가까워지고 상위 접속되는(즉, k가 1값에 가까워진다) 경우 응답(26)이 발생한다. 응답(26)은 공진 주파수의 측부상의 2개 최대값에 의해 특징지어지지만, 상기 회로는 그의 최저 Q_L값(및 그 최대 단편 대역폭)을 나타내다. 이러한 응답으로부터, 최대 획득가능 Q_L값 및 삽입 손실 사이에서 이중 동조 필터 구현을 위한 절충이 있다는 것을 알 수 있다. 소정 주파수에서, 이러한 절충은 상기 필터 구현의 공진기 사이의 상호 인덕턴스(M)의 함수로서 나타난다. 최적 결합은 저지 대역 성능과 삽입 손실 사이의 최상의 절충안을 제공하기 때문에 임계 범위에서 또는 그 근방에서 명확하게 나타난다.

주파수가 증가하면서 공진기 사이의 전체 유도성 결합이 증가한다는 점이 중요하다. 이것은 공진기 사이의 전체 유도성 결합이 (결합 구조적 특성 및 공진기 근접성의 함수인) 공통 인덕턴스(M)의 함수만이 아니라 유도적 리액턴스의 함수이기 때문이고, 직접적인 주파수 함수(즉, $\omega \cdot M$)가 된다. 따라서, 소정 값의 M에 대해 주파수가 증가함에 따라서, 상기 공진기 사이의 유도성 결합이 증가하고, 상기 회로가 결국 상위 접속된다. 특정 지점에서, 상기 인덕터 사이의 간격

을 간단하게 증가시킴으로써 이러한 접속에서의 증가를 보상할 수 있어서, k를 감소시켜서 M을 낮춘다. 그러나, 1㎓ 범위 이상의 주파수에서 간격을 증가시키는 것은 비실용적이 된다.

직렬 동조 회로에 대한 Q_L는 대략 망에 결합된 부하 또는 소스 임피던스로 나누어진, 공진주파수(ω_0 · L)에서의 상기 동조 회로망의 리액턴스(X)로서 결정된다. 따라서, 출력 공진기(14)에 대한 직렬 동조회로에 대한 $Q \cong \frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_L}$ 가 된다. 소정 공진 주파수(ω_0)에서, L_2 값을 증가시킴으로써 Q_L를 증가시킬 수 있다.(물론, 직렬 이중 동조 공진기에 대한 전체 Q_L를 증가시키기 위해서, L_1 값 또한 증가시킴으로써 입력 공진기(12)에 대해서 동일하게 할 수 있다.) 이러한 접근이 갖는 문제점은 적당한 비용으로 제조 및 구성될 수 있는 인덕터(L_1,L_2)의 크기에 실용상의 제한이 있다는 것이다. 또한, L_1, L_2 값이 증가함에 따라서, 일체값의 인덕터(대개 코일)와 관련된 기생 분로 커패시턴스는 200㎒ 이상의 주파수에서 필터의 주파수 응답을 저하시킨다. 마지막으로, (출력 공진기(14)에 대한) 수학식 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_{S2}}}$ 에 의해 공진 주파수가 결정되기 때문에, C_{S2} 값은 ω_0 값을 유지하기 위해 비례해서 감소되어야 한다. 얼마나 작은 C_{S2} 가 정확하게 설정될 수 있는가에 대한 실용상의 제한도 역시 있다.

도 3은 400㎒의 공진 주파수에서 상기 회로에 대한 최적 결합을 유지하는 동안 Q_L 값을 추구하도록 설계된 k, C_{S1} (11)와 C_{S2} (13), 및 L_1 (17)와 L_2 (19)에 대한 값을 갖는 도 1의 직렬 이중 동조 회로(10)를 설명한다. 도 4a-4b는 도 3에 도시된 바와 같이 표시된 구성 요소값을 갖는 회로(30)에 대한 모의 실험된 응답(simulated response)을 나타낸다. 도 4a-4b의 아래에 놓인 값의 쌍들은 응답 곡선 상에 표시된 바와 같이 지점 1-4에 대한 주파수(㎒) 및 감쇠(dB) 값을 표시한다. 도 4a에 제공된 스케일로 도시된 바와 같은 응답은 텔레비전 신호 처리 응용을 위한 고주파에서의 필터의 수용 불가능한 성능을 나타낸다. 도 4b에 의해 제공된 더 작은 스케일은 약 16%인 3dB 단편 대역폭을 나타낸다(따라서, Q_L의 근사값은 6.25가 된다). 상술한 바와 같이, 이것은 많은 광대역 신호 처리 응용에서 수용될 수 없다.

병렬 동조 회로에 대한 Q_L은 망에 접속된 부하 또는 소스 임피던스가 곱해진, 공진주파수에서 네트워크의 어드미턴스로서 대개 결정된다. 따라서, 병렬 동조 출력 공진기(140)에 대한 $Q_L \cong \omega_0 \cdot C_{P2} \cdot R_L$ 이 된다. 따라서, 병렬 동조 출력 공진기에 대한 Q_L를 증가시키기 위해서 C_{P2} 및 R_L 값을 증가시킬 수 있다는 것을 알 수 있다. R_L은 상기 신호가 기생 분로 소자들을 통해 접지하도록 분로되는 경향이 있기 때문에, 약 100Ω이상으로 증가될 수 없다. C_{P2} 가 증가하려면, L_2가 매우 작아야 한다. 수용가능한 정확성을 갖는 공지된 기술을 이용하여 5nH 정도의 일체화된 인덕터를 제조하는 것은, 그러한 인덕터들이 특히 세로의 기하학 변화에 매우 민감하기 때문에 매우 어렵다. 또한, 반복적으로 그러한 작은 코일들 사이에 적절한 결합을 얻고 유지하는 것은 거의 불가능하다. (대개 임계 결합에서 또는 그 근방에서) 최적의 결합을 유지하기 위해, 작은 코일들은 그 사이의 작은 갭을 필요로 하고, 결합 계수는 이 작은 갭의 크기 변화에 매우 민감하다. 그러한 소자들 및 크기 변화는 약 1%의 단편 대역폭이 요구되는 경우 허용될 수 없다.

도 5는 400㎒의 공진 주파수에서 최적 결합을 갖는 회로에 대해 Q_L 값에 추구하도록 설계된 L/C 비율로, k, C_{P1} (110)와 C_{P2} (130), 및 L1(170)/L2(190)에 대한 값을 갖는 도 1의 병렬 이중 동조 회로(100)를 나타낸다. 도 6a-6b는 도 3에 도시된 바와 같이 표시된 구성 요소값을 갖는 회로(50)에 대한 모의 실험된 응답을 나타낸다. 도 6a-6b 아래의 값의 쌍들은 응답 곡선에 표시된 바와 같이 지점 1-4에서의 주파수(㎒) 및 감쇠(dB)값을 표시한다. 도 6a에 제공된 스케일로 도시된 바와 같은 응답은 도 3의 직렬 동조 회로(30)와 비교하여 높은 주파수에서 보다 대칭적으로 동작하지만, 저지 대역에서 필터의 수용 불가능한 성능을 나타낸다. 이 종래 기술의 예에서 사용된 코일값이 한계에 이르는 것이라고 하더라도, 상기 필터의 대역폭은 많은 응용에서 충분하고 좁지 않다. 도 6b에 의해 제공된 더 작은 스케일은 약 15.5%인 3dB 단편 대역폭을 나타낸다(따라서, Q_L의 근사값은 6.45가 된다). 상기한 바와 같이, 1-2%의 단편 대역폭을 필요로 하는 많은 광대역 신호 처리 응용에 대해 수용 불가능하다(즉 50-100 범위에서의 Q_L 값).

따라서, 당업자는 약 50-2000㎒ 또는 그 이상의 대역폭 스패닝(spanning)상에서 다수의 광대역 신호 처리 응용을 위해 필요한 특성을 제공하는 대역 통과 필터 회로의 필요성을 인식할 것이다. 이들 특성으로는, 즉 높은 선택도를 제공하기 위한 높은 Q_L 값, 작은 단편 대역폭, 저지 대역에서의 높은 감쇠, 통과 대역에서의 낮은 삽입 손실이 있고, 종래 기술의 동조 공진기 회로에서와 같이 저렴하게 반복적으로 제조될 수 있다.

발명의 상세한 설명

따라서, 본 발명의 제 1 실시예의 목적은 병렬 이중 동조 자기 결합 공진기 토폴로지를 이용하는 대역 통과 필터를 제공하는 것으로, 상기 토폴로지를 이용하여 미리 획득할 수 있는 Q_L보다 실제로 더 큰 값을 얻을 수 있다.

적절한 제 1 실시예의 다른 목적은 저렴하고 반복 정확성이 높게 제조될 수 있는 토폴로지를 이용하여 높은 값의 Q_L을 얻는 것이다.

적절한 제 1 실시예의 다른 목적은 그 환경에서 비교적 RF 잡음의 영향을 받지 않도록 하는 것이다.

본 발명의 제 2 실시예의 목적은 상기 제 1 실시예에 하나의 추가 구성요소만을 부가하여, 저주파와 고주파 모두에서 통과 대역과 저지 대역 사이에 낮은 삽입 손실과 급준한 롤오프를 가지면서 매우 높은 값의 Q_L을 실현하는 것이다.

본 발명의 제 3 실시예의 목적은 공지된 직렬의 이중 동조 자기 결합 공진기 토폴로지에 하나의 추가 구성요소만을 추가하여, (저주파와 고주파 모두에서) 통과대역과 저지 대역 사이에 낮은 삽입 손실과 급준한 롤오프를 가지면서 매우 높은 값의 Q_L을 실현하는 것이다.

본 발명의 제 4 실시예의 목적은 제조가 용이하고 비용이 합리적인 새로운 회로 토폴로지를 이용하여 UHF 주파수 대역 이상의 범위에서도, 즉 약 500㎒와 2㎓ 이상 사이에서도 바람직한 값의 Q_L, 절대 대역폭 및 삽입 손실을 실현하는 것이다.

이들 및 다른 목적은 본 발명의 상세한 설명에 의해 당업자에게 명백해질 것이다.

본 발명의 대역 통과 필터의 바람직한 제 1 실시예는 공진기가 자기적으로 결합됨으로써 매우 작은 인덕턴스 구성 요소로서 전기적으로 짧은(공진 주파수 파장의 1% 정도) 전송선을 이용하여 높은 값의 Q_L을 실현하는 병렬 이중 동조 공진기 토폴로지를 이용한다. 상기 전송선은 기생 인덕턴스값이 실현됨으로써 정밀하게 제어된 결합 구조적인 크기를 갖는 금속 트레이스로서 제조된다. PCB(printed circuit board) 재료의 유전 상수는 1.5㎜의 두께에서 4.65가 된다. 상기 트레이스는 0.018㎜의 두께를 갖는 구리로 만들어진다. 마이크로스트립 인덕터는 소정 주파수에서 최적의 접속을 유지하기 위해 필요한 값에 따라 0.01-0.02 정도의 결합 계수(k)를 얻도록 물리적으로 배치된다. 전송선 트레이스의 한 종단은 직렬 커패시터와 접속되고, 다른 종단은 접지하여 차단된다. 인덕터 값은 약 ±2%의 정확성으로 약 0.5nH 이하까지 정확하게 생산될 수 있다.

본 발명의 대역 통과 필터의 적절한 제 2 실시예에서, 상기 적절한 제 1 실시예의 병렬 이중 동조 공진기는 자기 접속된 공진기 각각의 내부에 결합 커패시터를 추가하여 변형되고, 상기 커패시터는 직렬로 접속되며, 자기 접속된 마이크로스트립 전송선 인덕터와 병렬인 분로 커패시턴스보다 매우 작은 값을 갖는다.

본 발명의 적절한 제 3 실시예에서, 종래의 직렬 이중 동조 공진기 토폴로지는 상기 공진기 각각의 내부에 분로 정전용량을 추가하여 변형되고, 상기 분로 정전용량은 2개 공진기의 직렬 소자와 병렬 접속되며, 인덕턴스와 직렬인 정전용량의 값보다 매우 큰 값을 갖는다. 상기 인덕턴스는 공기 코일 또는 다른 공지된 일체된 인덕턴스 소자를 적절하게 이용하게 실현된다.

상기 제 2 및 제 3 실시예는 모두 공진기의 직렬 또는 분로 커패시터에 대한 다른 공지된 제어 가능한 커패시턴스 또는 버랙터로 간단하게 치환함으로써 전자 튜너로서 이용될 수 있다.

본 발명의 제 4 실시예는 동조 주파수가 1GHz을 초과할 때 제 1 내지 제 3 실시예에서 수반되는 증가된 유도성 결합 및 감소된 Q를 보상하는 토폴로지를 개시한다. 토폴로지는 상기에서 기술된 동조 병렬 공진기 토폴로지의 각 공진기의 거울상을 포함하고, 공진기의 각 신호 라인으로 각각 반사된다. 각 공진기의 반사된 상은 두 공진기 사이의 상호 인덕턴스를 상쇄시키도록 작용하고, 이것으로 오프셋되거나 그렇지 않으면 증가된 주파수를 가지는 유도성 결합을 현저하게 증가시킨다. 또한, 반사된 인덕터의 병렬 특성은 50% 이상으로 각 공진기에 대한 유효 인덕턴스의 값을 감소시켜, 각 공진기에 대한 C_P의 값을, 주파수 증가를 가지는 회로에서 Q의 감소를 오프셋하도록 증가시킬 수 있다.

각 공진기에 대한 인덕터 소자와 이것의 거울상은 하나의 금속 스트립으로서 실행될 수 있고, 또는 이들은 유도성 결합에서 상쇄 증가 없이 각 공진기에 대한 유효 인덕턴스를 감소시키기 위해 몇몇의 스트립을 병렬로 실행시킬 수 있다. 스트립을 병렬로 실행시키는 인덕터 소자는 스트립을 짧게 하기 위해 금속을 첨가하는 것에 의해 각 인덕턴스 값에 대한 효과 인덕턴스의 값을 조절하는 자유도를 감소시키고, 이것에 의해 테스트 하에서 동조되어지는 필터를 허용할 수 있다. 물론, 스트립의 폭을 부가하는 것에 의해 인덕턴스를 감소시킬 수 있지만, 유도성 결합은 L의 값의 감소와 비례적으로 증가되어 유도성 결합의 증가 없이 조절하는 것에 의해 필터 회로를 동조시킬 수 있다. 더구나, 각 공진기에 대한 인덕턴스와 병렬 구조와 같은 거울의 제조는 테스트 동안 필터를 동조시키기 위하여 스트립 사이에서 금속을 부가하는 것에 의해 만들어질 수 있다. 물론, 동일한 목적을 달성하기 위해 레이저 트리밍을 사용할 수 있다.

어떤 바람직한 실시예에서는 어떤 공통 모드 노이즈를 없애기 위해 차분 구성으로 배열될 수 있고, 네트워크 전류가 반대 방향으로 흐르도록 인덕터를 배열하는 것에 의해 환경으로부터 인덕터를 감소시킬 수 있다. 또한, 본 발명의 바람직한 실시예에서는 평형 대 평형, 및 평형 대 불평형된 형상으로 배열될 수 있다. 본 발명의 바람직한 어떤 실시예에서는 특정 위치에 상관 없이 서로 상대적으로 배열되는 공진기를 구비할 수 있다. 공진기의 위치가 평행(0 ° 또는 180 ° 방향)하거나 또는 수직인 경우는 토폴로지의 유연성을 제공할 뿐만 아니라 결합 계수(k)를 제어하기 위해 부가적인 자유도를 제공할 수 있다. 어떤 바람직한 실시예의 공진기의 성분값은 임피던스 변형 또는 필터의 주파수 응답을 조절하도록 대칭적 또는 비대칭적 배열로 배열될 수 있다. 결국, 어떤 바람직한 실시예에서 다수의 공진기는 전달 함수의 복잡성을 증가시키기 위해 서로 직렬 접속될 수 있고, 이에 의해 통과 대역에서 저지 대역까지 Q_L 및 기울기 또는 롤-오프를 증가시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

도 1a는 이중 동조된 자기적으로 결합된 종래의 직렬 공진기를 도시하는 도면;

도 1b는 이중 동조된 자기적으로 결합된 종래의 병렬 공진기를 도시하는 도면;

도 2는 결합 계수(k)의 값이 변화되어질 때, 도 1a 및 도 1b의 공진기의 일반적인 3개의 응답을 도시하는 도면;

도 3은 종래 공진기 실행에서 최대값 Q_L을 얻기 위한 최종 성분값을 가지는 도 1a의 직렬 공진기의 예를 도시하는 도면;

도 4a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 3의 종래 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 4b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 3의 종래 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 5는 종래 공진기 실행에서 최대값 Q_L을 얻기 위한 최종 성분값을 가지는 도 1b의 병렬 공진기의 예를 도시하는 도면;

도 6a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 5의 종래 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 6b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 5의 종래 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 7은 매우 작지만 정확한 인덕턴스를 얻기 위하여 작은 접지 마이크로스트립 전송 라인을 이용하는 본 발명의 제 1 실시예의 병렬 공진기를 도시하는 도면;

도 8a는 본 발명의 마이크로스트립 유효 인덕턴스 성분의 물리적 표현을 나타내는 평면도;

도 8b는 공진기에 대한 낮은 유효 인덕턴스를 얻기 위하여 도 8a에서 설명되는 바와 같이 인덕턴스 성분이 세 개의 병렬 마이크로-스트립으로 분할되는 도 7의 병렬 공진기의 예를 도시하는 도면;

도 9a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 8b의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 9b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 8b의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 10a는 벌크 인덕턴스 소자와 같이 마이크로스트립 전송 라인을 이용하고 공진기와 입출력 신호 사이에 직렬로 부가 용량성 소자를 구비하는 병렬 동조 공진기 회로를 도시하는 도면;

도 10b는 인쇄 회로 제조 기술을 이용하는 도 10a의 병렬 동조 공진기의 실시예를 도시하는 도면;

도 11은 70 MHz의 협대역 통과 필터를 얻기위한 성분값을 부여하는 도 10의 회로의 실시예를 도시하는 도면;

도 12a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 11의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 12b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 11의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 13은 400MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위한 성분값을 가지는 도 10a의 병렬 동조 공진기의 실시예를 도시하는 도면;

도 14a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 13의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 14b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 13의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 15는 800MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위한 성분값을 가지는 도 10a의 병렬 동조 공진기의 실시예를 도시하는 도면;

도 16a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 15의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 16b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 15의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 17은 공진기에 대한 인덕턴스 값을 감소시키기 위하여 각 공진기에 대한 인덕턴스 소자가 세 개의 마이크로스트립을 병렬로 실행하는 도 10a의 병렬 동조 공진기의 실시예를 도시하는 도면;

도 18a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 17의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 18b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 17의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 19는 400MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위하여 세 개의 공진기를 병렬로 구비하는 도 10a의 병렬 동조 공진기의 실시예를 도시하는 도면;

도 20a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 17의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 20b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 19의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 21은 400MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위하여 평형-불평형된 변압기를 사용하는 도 10a의 병렬 동조 공진기의 실시예를 도시하는 도면;

도 22a는 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)에 대하여 넓은 스케일을 이용하는 도 21의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 22b는 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)에 대하여 더 작은 스케일을 이용하는 도 21의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 23은 유도성 소자와 같은 에어 코일을 이용하고, 공진기와 입,출력 신호 사이에서 병렬로 부가 콘덴서를 구비하는 직렬 동조 공진기 회로를 도시하는 도면;

도 24는 70MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위한 성분값을 구비하는 도 23의 직렬 동조 공진기의 실시예를 도시하는 도면;

도 25a는 넓은 범위의 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)를 이용하는 도 24의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 25b는 작은 범위의 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)를 이용하는 도 24의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 26은 400MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위한 성분값을 구비하는 도 23의 직렬 동조 회로의 실시예를 도시하는 도면;

도 27a는 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)에 대하여 넓은 스케일을 이용하는 도 26의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 27b는 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)에 대하여 더 작은 스케일을 이용하는 도 26의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 28은 800MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위한 성분값을 구비하는 도 23의 직렬 동조 회로의 실시예를 도시하는 도면;

도 29a는 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)에 대하여 넓은 스케일을 이용하는 도 28의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 29b는 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)에 대하여 더 작은 스케일을 이용하는 도 28의 공진기의 모의 응답을 도시하는 도면;

도 30은 도 8b, 11, 13, 15, 17, 19 및 도 21에서 도시되는 각 실시예의 공진기에 대한 등가의 벌크 인덕턴스를 제공하는 테이블;

도 31은 400MHz의 발진기를 얻기 위하여 도 10a의 병렬 동조 공진기를 실행하는 실시예를 도시하는 도면;

도 32a는 도 10a의 병렬 동조 공진기에 적용된 바와 같이 본 발명의 거울상 토폴로지의 실시예를 도시하는 도면;

도 32b는 공진기의 각 인덕턴스 소자에 대하여 다수의 스트립이 병렬로 사용되는 두 개 이상의 직렬 공진기를 구비하고 병렬 동조 공진기와 같이 적용되는 경상 토폴로지의 실시예를 도시하는 도면;

도 32c는 도 32b의 직렬 공진기와 같이 적용되는 거울상 토폴로지의 대칭 특징을 도시하는 도면;

도 33a 내지 33d는 본 발명의 거울상 토폴로지에서 감소되는 전류의 단계적인 측정을 도시하는 도면;

도 34a는 인쇄 회로 보드 처리 기술을 이용하고 1015,75MHz의 협대역 통과 필터를 얻기 위한 성분값을 구비하도록 실시되면서 도 32b의 직렬 회로에 적용된 바와 같이 거울상 토폴로지의 실시예를 도시하는 도면;

도 34b는 주파수(40MHz/div) 및 감쇠(10dB/div)에 대하여 넓은 스케일을 이용하는 도 34a의 공진기의 측정 응답을 도시하는 도면;

도 34c는 주파수(10MHz/div) 및 감쇠(1dB/div)에 대하여 더 작은 스케일을 이용하는 도 34b의 공진기의 측정 응답을 도시하는 도면;

도 34d는 주파수(3GHz의 스팬) 및 감쇠(10dB/div)에 대하여 매우 넓은 스케일을 이용하는 도 34a의 공진기의 측정 응답을 도시하는 도면; 및

도 34e는 100MHz의 스팬 스케일과 5dB/div의 감쇠 스케일을 이용하는 도 34a의 공진기의 측정된 복귀 손실을 도시하는 도면이다.

실시예

하기에서는 본 발명의 바람직한 실시예가 상세하게 기술되어진다. 상기에서 언급한 바와 같이, 도 3 및 도 5의 이중 동조 공진기는 LC 비율이 그들의 Q_L을 증가시키도록 증가되어도, 많은 광대역 적용에 필요한 Q_L의 값을 얻는데 미치지 못했다. 도 1b 및 도 5의 병렬 이중 동조 공진기 토포롤지에서, L의 값은 대략 5nH 이상으로 감소되지 않도록 제한된다.

도 7에서 도시된 본 발명의 제 1 실시예에서는, 인쇄 회로 보드 상에 구리로 형성된 금속 트레이스가 병렬 이중 동조 공진기(70)용의 인덕터 L_1(72)과 L_2(74)로 사용된다. 금속 트레이스는 각각 한 단부에서 콘덴서 C_{p1}(76)과 C_{p2}(78)에 결합되고; 이들의 또 다른 단부는 접지와 결합된다. 0.5nH 이하의 인덕턴스 값은 ±2%의 정확도로 얻을 수 있다. 따라서, 병렬 이중 동조 공진기의 Q_L은 C_{p1}(76) 및 C_{p2}(78)의 값이 증가되도록 인덕턴스 값이 5nH 이하로 정확하게 감소되기 때문에 종래기술에서 얻어질 수 있는 값 이상으로 증가될 수 있다.

이러한 본 발명의 부가적인 장점과 일체된 인덕터 소자와 같은 마이크로스트립 전송 라인의 불명확한 이용은 매우 작은 인덕터의 임피던스가 낮아지기 때문에 응답 주파수에서, 그리고 응답 주파수 부근에서 흐르는 전류 i_1 및 i_2(75)를 매우 크다. 증가된 전류는 공진기 사이에서 전달할 수 있는 에너지를 상승시킨다. 이것으로, 회로에 대한 전체 유도성 결합이 주어진 M보다 커지게 되어, 필터가 하위 결합될지라도 최적으로 결합되도록 한다. 그래서 Q_L은 언더-커플링의 코티시(courtesy)보다 높을 수 있지만, 높은 전류 때문에 삽입 손실은 감소되어진다. 더구나, 작은 물리적 크기에 의한 작은 인덕턴스 값과 PCB에 대한 매우 작은 물리적 프로파일 때문에, RF 노이즈의 자화율이 종래 기술의 일체된 인덕터 소자보다 상대적으로 낮아진다. 이들은 높은 정확성과 반복성을 가지면서 저가로 제조할 수 있다. 결국, 이러한 토폴리지 및 이의 실행은 사용된 제조 공정의 분해에 따라 완전하게 스케일 할 수 있다. 이것으로 인쇄 회로 보드의 제조 공정 동안에 인덕터 스트립의 최소 길이를 약 5mm로 제한 할 수 있고, 실리콘 상에 이러한 토폴로지의 제조는 작은 인덕터와 작은 유효 인덕턴스 값을 얻을 수 있다.

도 8a는 인덕터 소자 L_1 (72)과 L_2 (74)(도 7)가 설치된 PCB 부분의 평면도이다. 바람직한 실시예에서, 인덕터 소자는 각각의 구리 마이크로-스트립 트레이스(82, 84)와 같이 PCB(80)의 상부면(81)상에 형성된다. 마이크로-스트립은 공지된 침전 및 에칭 기술을 이용하여 제조된다. 마이크로스트립의 기하학적 크기(예를 들면, 높이(86), 폭(87))와 그들 사이의 간격(89)은 소자의 유효 인덕턴스와 결합 계수(k)의 함수로 주어진 상호 인덕턴스 M(73)의 정도에 따라 결정된다. 트레이스의 두께는 0.018mm가 바람직하다. PCB의 두께 또는 높이(85)는 1.5mm가 바람직하고, 4.65의 유전체 상수를 가지는 재료로 구성되어진다. 마이크로-스트립의 말단 단부는 바이어 홀(802)을 통해 PCB(80)의 접지면(88)에 접지되어진다. 바이어 홀(802)은 실행에서 설명되어지는 그들 자신의 (구멍의 지름에 따라서, 약 0.1nH)셀프-인덕턴스를 구비한다. 만일 필요하다면, 제공되는 다수의 접지 구멍은 전체 구멍의 인덕턴스보다 낮아 질 수 있다. 일반적으로 접지면(88)은 PCB의 후면상에 형성되지만, PCB(80)의 상부 또는 안에 위치할 수 있다.

바람직한 실시예에서, 마이크로-스트립은 도시되는 바와 같이 마이크로-스트립 내부의 금속의 에칭부(83)에 의해 병렬 마이크로-스트립 안으로 해체될 수 있다. 이것은 결합 계수(k)에 상대적인 유효 인덕턴스 값을 제어하는데 있어서 부가적인 자유도를 제공한다. 예를 들면, 세 개의 마이크로스트립 라인을 병렬로(도 8a에 도시되는 바와 같이) 설치하는 것에 의해, 각각의 마이크로-스트립은 2mm의 폭과 5.5mm의 길이를 가진다. 큰 값의 인덕턴스를 각각 구비하는 인덕턴스 소자의 병렬 결합으로 약 0.72nH의 유효 인덕턴스를 실현시킬 수 있다. 이러한 병렬 결합에 의해 실현되는 유효 인덕턴스는 대략 $1/n \cdot L$과 동등하고, 여기서 n은 L의 인덕턴스 값을 각각 갖는 병렬인 마이크로-스트립의 수이다. n개의 병렬 스트립의 폭의 합과 동등한 폭을 가지는 단일 스트립보다 오히려 병렬인 마이크로-스트립을 이용하는 이용상의 장점은 스트립의 폭 증가에 상응하는 결합의 증가가 병렬 스트립에 대하여 현전하게 감소된다는 점이다. 이것은 실용상의 제한이 있지만, 마이크로스트립의 수는 병렬 결합으로 설치될 수 있다. 한 가지 점은 첨부되는 각 부가적인 스트립에 대한 리턴이 감소되고, 또 다른 점은 인덕터 스트립의 전체 폭이 증가되고, 임피던스는 집합적인 방법보다는 분리된 방법으로 시작할 수 있다. 도 8a의 세 라인 인덕턴스 소자를 사용하는 필터의 회로 표시는 도 8b에서 성분값으로 도시된다.

종래의 집합적 인덕터 성분(도 5)을 이용하고 종래의 토폴로지 실행에서 마이크로스트립 인덕턴스 소자를 이용하는 이중-동조 공진기 토폴로지의 향상된 응답은 (본 발명의)도 9a 및 도 9b의 모의 출력 응답과 (종래 기술의) 도 6a 및 도 6b의 응답을 비교하는 것에 의해 설명될 수 있다. 본 발명의 제 1 실시예는 동일한 400MHz의 공진 주파수에서 종래 기술의 (약 15.5%의 대역폭 및)약 6.5의 Q_L과 비교하여 (약 4%의 대역폭 및)약 25의 Q_L를 얻을 수 있다. 또한, 대역외(out-of-band)의 감쇠가 현저하게 향상된다.

종래의 통상의 지식을 가진 자라면 자기적으로 결합된 공진기에서 유효 인덕터 소자와 같은 마이크로스트립 전송 라인의 새로운 사용을 알 수 있으며, 여기서 공진기와 같은 종래의 마이크로스트립 전송 라인과 현저하게 구별됨을 알 수 있다. 공진기로서 마이크로스트립 전송 라인의 이용은 그 길이가 중심(일반적으로 파장의 1/4) 또는 공진 주파수의 적절한 부분일 때 전송 라인의 고유의 공진에 의존한다. 본 발명은 공진 주파수의 파장의 길이가 0.5% 내지 10%인 곳에서 마이크로-스트립을 사용한다. 이들은 전송 라인 공진기의 방법에서 분리되는 임피던스보다 일체된 유도성 소자에 효과적으로 작용한다. 상기에서 언급한 바와 같이, 관심있는 광대역 적용을 위한 공진기로서 전송 라인을 사용하기 위해서는 낮은 주파수에서 긴 길이가 제한되는 전송 라인을 필요로 한다.

도 10a는 본 발명의 바람직한 제 2 실시예를 나타내고, 여기서, 부가적인 커패시터(C_{s1} (431)과 C_{s2} (433) 각각)는 본 발명의 바람직한 제 1 실시예의 토폴로지의 병렬 동조 입력(432)과 출력(434) 공진기와 직렬로 부가된다(도 7). C_{s1} (431)과$_{s2}$ (433)의 값은 분로 커패시터(C_{P1} (76)과 C_{P2} (78)의 값에 비해서 매우 작다. 이러한 직렬 커패시터들의 부가가 해당 분야의 통상적인 기술에 직관적으로 반대되겠지만, C_{s1} (431)과 C_{s2} (433)의 부가는 실제로 바람직한 제 1 실시예의 대역 통과 필터의 응답을 상당히 개선시킨다. 두 개의 저비용의 소자를 부가시킴으로써 대역 통과 필터를 4차 필터에서 6차 필터로 변경시킨다. 본 발명의 병렬 이중 동조 토폴로지(도 7)의 실행에 대한 그 결과의 전달 함수를 도 10a의 변형된 토폴로지와 비교함으로써 이를 알 수 있다.

도 7의 토폴로지에 대한 전달 함수는 $H(s)=g_0\frac{s^3}{(s^2+a_1s+b_1)(s^2+a_2+b_2)}$ 로 주어진다. 도 10a의 증가된 토폴로지에 대한 전달 함수는 $H(s)=g_P\frac{s^3}{(s^3+c1s^2+d_1s+e_1)(s^3+c_2s^2+d_2s+e_2)}$ 이다(여기서, s = 복소 주파수(즉, $\sigma+j\omega$), g_0와 g_P는 상수, a_1, b_1, a_2, b_2, c_1, d_1, e_1, c_2, d_2 및 e_2는 다항 계수이다). 변형된 필터의 주파수 응답을 정의하는 전달 함수에 추가된 폴은 $\frac{1}{s^3}$ (s $\rightarrow\infty$ 일 때)에서 $\frac{1}{s^3}$까지 기울기를 변경시킴으로써 높은 주파수에서 롤 오프를 통과 대역에서 저지 대역까지 증가시킨다. 따라서, Q_L은 한층 더 증가될 뿐만 아니라, 높은 주파수에서 감쇠 또한 높아진다. 결국, C_{S1} (431)과 C_{S2} (433) 또한 필터의 저주파 성능을 개선시킨다.

도 10a의 토폴로지를 이용한 70㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(바람직한 제 1 실시예의 마이크로스트립 전송 라인을 포함함)이 도 11에 도시된다. 도 11의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 12a와 도 12b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 21이다; 부분적인 대역폭은 약 4.8%이다.

도 10a의 토폴로지를 이용한 400㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(바람직한 제 1 실시예의 마이크로스트립 전송 라인을 포함함)이 도 13에 도시된다. 도 13의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 12a와 도 12b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 21이다; 부분적인 대역폭은 약 4.8%이다.

도 10a의 토폴로지를 이용한 800㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(바람직한 제 1 실시예의 마이크로스트립 전송 라인을 포함함)이 도 15에 도시된다. 도 15 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 16a와 도 16b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 15이다; 부분적인 대역폭은 약 6.6%이다.

도 10a의 토폴로지를 이용한 400㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(도 8a와 도 8b의 병렬 마이크로스트립 전송 라인을 포함함)이 도 17에 도시된다. 도 17의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 18a와 도 18b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 34이다; 부분적인 대역폭은 약 2.9%이다.

도 10a의 토폴로지를 이용하고, 400㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(바람직한 제 1 실시예의 마이크로스트립 전송 라인을 포함함)이 도 19에 도시된다. 여기서, 부가적인 공진기(1900)의 토폴로지는 마이크로스트립 유도성 소자(1904)와 병렬로 커패시터(C_P3, 1902)를 갖는 공진기(432, 434)와 동일한 토폴로지이다. 도 19의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 20a와 도 20b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 19.5이다; 부분적인 대역폭은 약 5%이다.

도 10a의 토폴로지를 이용하고, 400㎒의 중심 주파수를 갖는 광대역 대역 통과 필터에 대한 실행(바람직한 제 1 실시예의 마이크로스트립 전송 라인을 포함함)이 도 21에 도시된다. 상기 회로는 입력 공진기(432)에 대한 평형 입력과 출력 공진기(434)에 대한 불평형 출력(또는 반대로)을 포함한다. 이 회로는 대역 통과 주파수 범위 내에서 신호 결합기 또는 신호 스플리터로서 사용될 수 있다. 도 21의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 22a와 도 22b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 2.4이다; 부분적인 대역폭은 약 42%이다.

도 23은 본 발명의 바람직한 제 3 실시예를 나타낸다. 여기서, 부가적인 커패시터(C_{P1} (350)과 C_{P2} (370) 각각)는 도 3의 종래 기술의 토폴로지의 직렬 동조 입력(320)과 출력(340) 공진기와 병렬로 부가된다. C_{P1} (350)과 C_{P2} (370)의 값은 도 1a의 직렬 커패시터(C_{S1} (11)과 C_{S2} (13))와 비교해서 매우 크다. 이러한 병렬 커패스터들의 부가는 해당 분야의 일반적인 기술에 직관적으로 반대될 것이지만, C_{P1} (350)과 C_{P2} (370)의 부가는 실질적으로 도 1a와 도3의 종래 기술의 토폴로지의 대역 통과 필터의 응답을 매우 개선시킨다. 두 개의 저비용의 소자의 부가는 직렬 커패시터들을 도 1b와 도 5의 병렬 동조 회로에 부가했던 것과 동일한 방법으로 대역 통과 필터를 4차 필터에서 6차 필터로 변경시킨다. 도 23의 변형된 토폴로지를 사용한 본 발명의 실행에 대한 그 결과의 전달 함수는 상기에 기술된 도 10a의 토폴로지에 대한 전달 함수와 기본적으로 동일하다. 이는 그들이 서로 이론상 동일하기 때문이다.

도 23의 토폴로지를 이용하고 700㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(높은 Q_L에 대해 요구되는 더 높은 인덕턴스 값을 얻기 위해 인덕터용의 공기 코일을 사용함)이 도 24에 도시된다. 도 24의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 25a와 도 25b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 46이다; 부분적인 대역폭은 약 2.2%이다.

도 23의 토폴로지를 이용하고 400㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(높은 Q_L에 대해 요구되는 더 높은 인덕턴스 값을 얻기 위해 인덕터용의 공기 코일을 사용함)이 도 26에 도시된다. 도 26의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 27a와 도 27b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 33.33이다; 부분적인 대역폭은 약 3%이다.

도 23의 토폴로지를 이용하고 70㎒의 중심 주파수를 갖는 대역 통과 회로에 대한 실행(높은 Q_L에 대해 요구되는 더 높은 인덕턴스 값을 얻기 위해 인덕터용의 공기 코일을 사용함)이 도 28에 도시된다. 도 28의 필터의 모의 실험의 출력 응답이 도 29a와 도 29b에 도시되어 있다. 이 회로에 대한 Q_L은 약 34.8이다; 부분적인 대역폭은 약 2.9%이다.

도 30은 회로의 인덕터 소자에 대해 마이크로스트립 라인을 사용하는 병렬 이중 동조 토폴로지의 실행의 다양한 실례에 대한 값들의 표이고, 치수들과 다른 관련 있는 정보를 포함한다.

주파수가 약 1㎓를 넘어서 증가할 때, 유도 결합은, 상호 인덕턴스(M)의 감소가 공진기 사이의 간격을 간단히 증가시켜서 최적의 결합을 유지하기 위하여 유도 결합의 증가를 보상하도록 실행 가능하게 사용될 수 있는 지점을 통과하여 증가한다. 게다가, 주파수의 증가는 각각의 공진기(도 7 또는 도 10a 중 어느 하나의 병렬 동조 실행에 대한)에 대한 유효 인덕턴스(L)의 값을 감소시키기 위하여 금속 스트립의 길이를 간단히 줄일 수 있는 포인트를 넘어서 Q_L을 감소시킨다. 표준 인쇄 회로 보드 제조 허용 오차를 사용하여 제조되는 바람직한 실시예의 경우에, 최소 길이는 통상적으로 약 5㎜이다. 스트립의 길이가 제조 과정의 허용 오차에 의해 영향을 받기 때문에, 필터 응답에서 나타난 부정확도는 관심 있는 적용이 요구되는 주어진 작은 부분적인 대역폭을 허용하지 않는다. 또한, 앞서 설명한 바와 같이, 각각의 공진기에 대한 유효 인덕턴스를 낮추기 위하여 병렬로 직접 배치될 수 있는 소자들의 수에 제한이 있다.

따라서, 본 발병의 제 4 실시예가 도 32a에 도시되어 있고, 상기 도면에서 원래 토폴로지의 공진기의 각각(도 7과 도 10a)은 도시된 바와 같이 신호 라인에 결합된 자신의 거울상을 갖는다. 이 토폴로지는 약 500㎒로부터 그리고 2㎓를 넘는 주파수 범위에 적용할 수 있는 두 가지의 매우 중요한 특징을 제공한다. 첫째, 각각의 공진기에 대한 유효 인덕턴스 값이, 금속 스트립이 제조 허용 오차에 기초하여 줄어들 수 있는 한계를 넘어서 보다 감소될 수 있도록 한다. 입력 공진기의 유도성 소자들(L_{1A} (508)와 L_{1b} (509))과 출력 공진기의 유도성 소자들(L_{2a} (510)와 L_{2b} (512))은 각각 서로 병렬 상태이므로, 입력과 출력 공진기의 유효 인덕턴스를 50% 이상 감소시킨다.

인덕턴스 값을 더욱 감소시킬 수 있는 능력은, 주파수가 Q_L의 감소를 오프셋하기 위하여 증가될 때 병렬 커패시터 C_{P1a} (504), C_{P1b} (506)과 C_{P2a} (514), C_{P2b} (516)의 값이 증가되도록 한다. 게다가, 각각의 공진기에 대한 유효 인덕턴스는 도 8a와 도 30과 관련해서 앞서 기술한 바와 같이 마이크로스트립(606, 608, 610 및 612)의 병렬 결합처럼 L1a(508), L1b(509), L2a(510) 및 L2b(512)를 실행함으로써 더욱 감소될 수 있다. 앞서 설명한 바와 같이, 이 방법으로 병렬로 배치될 수 있는 마이크로스트립의 수에는 실행의 한계가 있다. 도 32b에 도시된 실행은 개별적인 인덕터 소자(606, 608, 610 및 612)처럼 마이크로스트립을 병렬 결합으로 간단히 배치함으로써 얻어질 수 있는 인덕턴스보다 훨씬 작은 값을 만들어낸다.

이 토폴로지를 1 내지 2㎓ 범위에 있는 확장된 주파수에 적합하도록 만드는 두번째 중요한 특성은 이 토폴로지가 본질적으로 역병렬이라는 것이다. 유도성 소자에 흐르는 전류는 반대 방향이기 때문에, 공진기들 사이의 상호 결합은 상쇄되는 경향이 있고, 이에 의해 공진기들 사이의 상호 인덕턴스(M)(그리고, 그에 따른 전체 유도성 결합)를 실질적으로 감소시킨다. 따라서, 1 내지 2㎓ 및 그 이상의 사이의 주파수에서 조차, 결합은 회로에 있는 공진기들의 근사 함수로서 M의 변화를 통해서 최적 범위 내에서 보다 쉽게 유지될 수 있다.

본 발명의 역병렬 토폴로지가 공진기 사이의 상호 인덕턴스를 실질적으로 상쇄하는 방법이 도 33a 내지 도 33d를 참조하여 하기에 설명된다. 인덕터가 0의 폭을 갖는 다고 가정하여, 일련의 단계들로 분석이 이루어진다. 제 1 단계에서, 유도성 소자(L_{1a} (710)와 L_{2a} (712))는 먼저 도 33에 도시된 바와 같이 고려된다. 이러한 두 유도성 소자 사이의 인덕턴스는 $M_{1a,2b} = -\frac{\mu_0 b}{2\pi}\left\{\ln\left[\frac{b}{d}+\sqrt{\left(\frac{b}{d}\right)^2+1}\right]+\frac{d}{b}-\sqrt{\left(\frac{d}{b}\right)^2+1}\right\}$ 의 식으로 주어진다. 제 2 단계에서, 유도성 소자(L_{1a} (710)와 L_{2b}(714)) 사이의 상호 인덕턴스는 $M_{1a,2b} = -\frac{\mu_0 b}{2\pi}\left\{\ln\left[-\frac{b}{d}+\sqrt{\left(\frac{b}{d}\right)^2+1}\right]-\frac{d}{b}-\sqrt{\left(\frac{d}{b}\right)^2+1}\right\}$ 의 식으로 주어진다. 제 3 단계에서, 도 33a와 도 33b의 회로는 서로의 위에 포개져서 도 33c에 도시된 회로를 만든다. 결합된 상호 인덕턴스를 나타내는 식은 간단히 $M_{1a,2b}+M_{1a,2b-}=-\frac{\mu_0 b}{2\pi}\left\{\ln\left[\left(\frac{b}{d}+\sqrt{\left(\frac{b}{d}\right)^2+1}\right)\left(-\frac{b}{d}-\sqrt{\left(\frac{b}{d}\right)^2+1}\right)\right]+2\sqrt{\left(\frac{d}{b}\right)^2+1}\right\}$ 이 되고, 상기 식은 더 줄어들어 $M_{1a,2b}+M_{1a,2b-}=-\frac{\mu_0 b}{2\pi}\left\{\ln\left[\left(\frac{b}{d}\right)^2+1-\left(\frac{b}{d}\right)^2\right]+2\sqrt{\left(\frac{d}{b}\right)^2+1}\right\}$ 이 되며, 더 줄어들어서, d《b에 대하여, $M_{1a,2a,2b}=M_{1a,2b}+M_{1a,2a}=\frac{\mu_0 b}{\pi}\sqrt{\left(\frac{b}{d}\right)^2+1}\cong\frac{\mu_0 b}{\pi}$ 이 된다. 따라서, L_{1a} 및, L_{2a} 와 L_{2b} 로 이루어진 다이폴 사이의 상호 인덕턴스는 실제로 인덕터들 사이의 갭에 의존하는 것으로 보일 수 있다. 본 발명의 거울상 공진기들 사이의 상호 인덕턴스를 분석하는 최종 단계는 L_{1b} 및, L_{2a} 와 L_{2b} 로 이루어진 다이폴 사이의 상호 인덕턴스 ($M_{1b,2a,2b}$)를 결정하는 것이다. 이 상호 인덕턴스는 부호가 반대인 것을 제외하고, L_{1a} 및, L_{2a} 와 L_{2b} 로 이루어진 다이폴과 거의 동일한 식으로 주어진다 : d《b에 대하여, $M_{1b,2a,2b}=-\frac{\mu_0 b}{\pi}$ 이고, 이는 L_{1b} 를 통과하는 전류가 L_{1a} 에 반대로 흐르기 때문이다. L_{1b} 와 다이폴을 도 33c의 구조상에 포개짐으로써 도 33d에 도시된 바와 같이 본 발명의 거울상인 토폴로지 공진기가 된다. 따라서, 거울상인 공진기 사이의 상호 인덕턴스는 $M_{1a,1b,2a,2b}=\frac{\mu_0 b}{\pi}-\frac{\mu_0 b}{\pi}=0$ 로 주어진다. 따라서, 본 발명의 거울상의 공진기들 사이의 상호 인덕턴스는 상기 공진기들 사이의 간격보다 상대적으로 더 큰 길이를 갖는 유도성 소자에 대하여 사실상 0이 된다.

앞서 설명한 바와 같이, 이전의 분석은, 유도성 소자가 0의 폭을 갖는 것으로 가정한다. 이것이 최적의 결합을 얻기 위하여 거울 반영된 공진기 구조에 대한 충분한 양의 상호 인덕턴스를 제공하는 소자들의 폭이다. 그럼에도 불구하고, 주파수와 함께 증가되는 유도된 전류의 대부분은 회로의 이익을 위하여 서로 상쇄된다. 공진기들 사이의 상호 인덕턴스 또한 유도성 소자들이 서로 병렬인지 아닌지의 정도에 따라서 제어될 수 있다는 것이 지적되어야 한다. 공진기의 유도성 소자 중 하나가 다른 하나에 대하여 회전되었을 때, 상쇄의 정도는 그에 따라서 감소될 것이다.

도 32b는 거울상인 공진기 토폴로지의 바람직한 실시예를 나타낸다. 도 32b의 회로에 대한 전달 함수는 제 3 공진기(602)를 부가함으로써 도 32a의 공진기보다 더 높은 차수의 전달 함수가 된다. 공진기(602)는 공진기(600과 604)에 대하여 반전된 구조를 갖지만, 상기 구조는 동작상 등가 구조이다. 따라서, 공진기(600과 604)는 도 32c에서 공진기(600i와 604i)로 나타내어진 것과 동일한 방법으로 반전된다. 대칭 동작은 회로의 물리적인 배치에 관하여 추가적인 자유도를 제공한다. 도 32c와 도 32c의 실시예는 병렬인 3개의 마이크로스트립으로서의 인덕터 소자(L_{1a} (606), L_{1b}(608), L_{2a} (610), L_{2b} (612), L_{3a} (614), 및 L_{3b} (616)의 실행을 또한 설명하고, 각각의 마이크로스트립은 하나의 병렬 마이크로스트립 인덕턴스의 약 1/3인 유효 인덕턴스를 제공한다. 3개의 공진기의 각각에 대한 전체 유효 인덕턴스는 추가로 50% 이상 감소되어, 각각의 개별적인 마이크로스트립에 대한 L의 1/6 보다 적어진다.

도 32a 내지 도 32c의 실시예의 각각의 공진기에 대한 분로 커패시터(즉, 공진기(600)에 대한 C_{P1a} (618)과 C_{P2} (620)) 또한 병렬 상태이어서, 그들의 값은 각각의 공진기에 대한 전체 유효 분로 커패시턴스를 얻기 위하여 서로 더해진다는 것을 또한 주지해야 한다. 2 이상의 병렬 커패시터로서 분로 커패시터의 각각을 실행하는 것은 병렬인 각각의 커패시터에 대한 기생 저항과 인덕턴스를 두는 부가적인 이익을 제공하고, 그것들을 감소시키는데 도움이 되며, 그에 따라 필터 회로의 성능을 개선시킨다.

거울상의 공진기 토폴로지의 실질적인 실행이 도 34a에 도시된다. 이는 도 32b와 관련하여 나타낸 것과 동일한 회로이다. 두 도면 사이에 동일한 소자에 동일한 번호가 부여된다. 공진기(600, 602 및 604)의 각각에 대한 유효 인덕턴스는 1.5nH 이다. 중심 주파수는 30㎒의 대역폭을 갖는 1015.75㎒ 이다. 인덕턴스 소자들에 대한 길이, 폭 및 갭의 측정치를 포함하는 커패시턴스와 인덕턴스의 실제 값은 병렬 마이크로스트립 사이의 갭(G, 650), 마이크로스트립의 폭(W, 654), 마이크로스트립의 길이(L, 656) 및 공진기 사이의 간격(S, 652)을 포함한다. 0.5nH 이하의 적절한 유효 인덕턴스를 갖는 공진기들은 본 발명의 거울상의 공진기 토폴로지를 사용하여 이루어질 수 있다. 물론, 제조 과정의 분해가 더 정교해진다면, 공진기에 대한 최소 유효 인덕턴스는 그에 따라서 감소될 것이다.

도 34b, 34c 및 34d는 도 34a의 회로에 대하여 실제로 측정된 전달 함수를 나타낸다. 34dB 포인트에서의 주파수는 각각 1000㎒와 1030_㎒ 이므로, 3%의 부분적인 대역폭에 대한 회로의 Q_L은 34이다. 도 34e는 도 34a의 회로에 대한 측정된 복귀 손실을 나타낸다.

필터링 응용예에 추가해서, 본 발명은 단일 특성, 즉, 낮은 삽입 손실로 결합된 주파수 식별 능력이 중요한 이점을 제공할 수 있는 다른 응용예에 활용될 수 있다. 그러한 응용의 실례는 도 31에 도시된 바와 같이 오실레이터의 피드백 경로에 본 발명을 사용하는 것이다. 결합된 공진기 필터(400)의 입력/출력 포트를 RF 증폭기(3100)의 입력/출력 포트에 접속하는 것으로 증폭기(3100) 주위의 루프를 효과적으로 폐쇄하여 증폭기(3100)의 출력으로부터 입력까지의 피드백 경로를 제공할 것이다. 루프 게인이 1보다 크다면(즉, 증폭기(3100)의 게인이 피드백 경로의 삽입 손실보다 크다면), 오실레이션은 루프 주위의 위상 이동이 0°인 주파수에서 일어날 것이다. 결합된 공진기 구조(400)의 위상 이동은 중심 주파수에서 180°이고, 반전 증폭기(180°의 내부 위상 이동 갖는)의 사용으로 360°의 전체 위상 이동을 제공하여, 오실레이션에 필요한 조건을 충족시킬 것이다. 증폭기(3100)에 대해 비반전 증폭기에 따른 0°의 위상 이동을 갖는 결합된 공진기를 이용하는 회로(예를 들면, 다른 것에 비해 입력(72) 또는 출력(74) 마이크로스트립을 180° 회전시킴으로써)는 또한 오실레이션에 대한 조건을 충족시킬 것이다.

자기로 결합된 공진기들의 협소 대역폭(즉, 높은 Q_L)은 중심 주파수 부근의 가파른 위상 기울기와 관련이 있다. 피드백 루프의 급격한 위상 기울기는 도 31의 오실레이터의 위상 노이즈 성능을 개선시킬 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

제 2 공진기에 자기적으로 연결된 제 1 공진기를 포함하는 회로에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 공진기 각각은,

신호 라인과 제 1 접지 사이에 결합된 제 1 인덕턴스를 갖는 제 1 유도성 소자와 제 1 커패시턴스를 갖는 제 1 커패시터, 및

상기 신호 라인과 제 2 접지 사이에 결합된 제 2 인덕턴스를 갖는 제 2 유도성 소자와 제 2 커패시턴스를 갖는 제 2 커패시터를 포함하여 제 1 및 제 2 유도성 소자를 통해 흐르는 전류가 실질적으로 반대 방향이 되도록 하고,

상기 제 1 커패시턴스와 상기 제 1 인덕턴스의 곱은 상기 제 2 커패시턴스와 상기 제 2 인덕턴스의 곱과 실질적으로 동일한 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 공진기의 상기 신호 라인은 입력 신호를 상기 제 1 공진기로 전송하기 위한 것이고, 상기 제 2 공진기의 상기 신호 라인은 상기 회로로부터 부하까지 출력 신호를 전송하기 위한 것이며, 상기 입력 신호는 상기 제 1 공진기와 직렬인 제 1 결합 커패시터를 통해서 상기 제 1 공진기에 연결되고, 상기 출력 신호는 상기 제 2 공진기와 직렬인 제 2 결합 커패시터를 통해서 상기 부하에 연결되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 인덕턴스와, 상기 제 1 및 제 2 커패시턴스는 각각 인덕턴스와 커패시턴스의 값이 동일한 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 4.

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 공진기 사이의 최적 결합은 제 1 및 제 2 공진기의 유도성 소자 사이의 물리적인 접근 정도를 변경함으로써 주파수의 범위를 통해서 유지되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 5.

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 공진기의 각각의 하나 이상의 상기 제 1 및 제 2 유도성 소자는 실질적으로 비전도성 표면에 존재하는 금속 라인으로 형성된 벌크(bulk) 인덕턴스로 이루어지는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 6.

제 5 항에 있어서,

상기 하나 이상의 유도성 소자는 서로 병렬로 연결된 둘 이상의 금속 라인에 의해 형성되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 7.

제 1 항에 있어서,

하나 이상의 상기 제 1 및 제 2 커패시터는 상기 제 1 및 제 2 커패시터와 관련된 기생 효과를 감소시키기 위하여 병렬인 둘 이상의 커패시터로 형성되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 8.

서로 직렬로 자기적으로 연결된 둘 이상의 공진기를 포함하는 회로에 있어서,

상기 둘 이상의 공진기 각각은,

신호 라인과 제 1 접지 사이에 결합된 제 1 인덕턴스를 갖는 제 1 유도성 소자와 제 1 커패시턴스를 갖는 제 1 커패시터, 및

상기 신호 라인과 제 2 접지 사이에 결합된 제 2 인덕턴스를 갖는 제 2 유도성 소자와 제 2 커패시턴스를 갖는 제 2 커패시터를 추가로 포함하여 제 1 및 제 2 유도성 소자를 통해 흐르는 전류가 실질적으로 다른 방향이 되도록 하는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 9.

제 8 항에 있어서,

상기 둘 이상의 공진기 중 제 1 공진기의 상기 신호 라인은 입력 신호를 상기 제 1 공진기로 전송하기 위한 것이고, 상기 둘 이상의 공진기 중 제 2 공진기의 상기 신호 라인은 상기 회로로부터 부하까지 출력 신호를 전송하기 위한 것이며, 상기 입력 신호는 상기 제 1 공진기와 직렬인 제 1 결합 커패시터를 통해서 상기 제 1 공진기에 연결되고, 상기 출력 신호는 상기 제 2 공진기와 직렬인 제 2 결합 커패시터를 통해서 상기 부하에 연결되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 10.

제 1 항에 있어서,

상기 둘 이상의 공진기의 각각의 상기 제 1 및 제 2 인덕턴스와, 상기 제 1 및 제 2 커패시턴스는 각각 인덕턴스와 캐피시턴의 값이 동일한 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 11.

제 1 항에 있어서,

상기 둘 이상의 공진기 사이의 최적 결합은 상기 둘 이상의 공진기의 유도성 소자들 사이의 물리적인 접근 정도를 변경함으로써 주파수의 범위를 통해서 유지되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 12.

제 1 항에 있어서,

상기 둘 이상의 공진기의 각각에 속하는 하나 이상의 상기 제 1 및 제 2 유도성 소자는 실질적으로 비전도성 표면에 존재하는 금속 라인에 의해 형성된 벌크 인덕턴스로 이루어진 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 13.

제 5 항에 있어서,

상기 하나 이상의 유도성 소자는 서로 병렬로 연결된 둘 이상의 금속 라인에 의해 형성되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 14.

제 1 항에 있어서,

하나 이상의 상기 제 1 및 제 2 커패시터는 상기 제 1 및 제 2 커패시터와 관련된 기생 효과를 감소시키기 위하여 병렬인 둘 이상의 커패시터로 형성되는 것을 특징으로 하는 회로.

청구항 15.

확장된 주파수 범위를 통해서 병렬 동조된 직렬 공진 회로에 대한 최적 결합과 높게 로딩된 Q를 유지하기 위한 방법에 있어서,

상기 회로는 서로 직렬로 자기적으로 결합된 둘 이상의 동조 공진기를 갖고, 상기 공진기 각각은 신호 라인과 접지 사이에 연결된 L의 인덕턴스 값을 갖는 인덕턴스 소자와, 상기 신호 라인과 접지 사이에 연결된 C의 커패시턴스 값을 갖는 커패시터 소자를 포함하고,

상기 방법은,

실질적으로 비전도성인 표면 상에 금속 라인에 의해 형성된 벌크 인덕턴스로서 인덕턴스 소자들을 제공하는 단계,

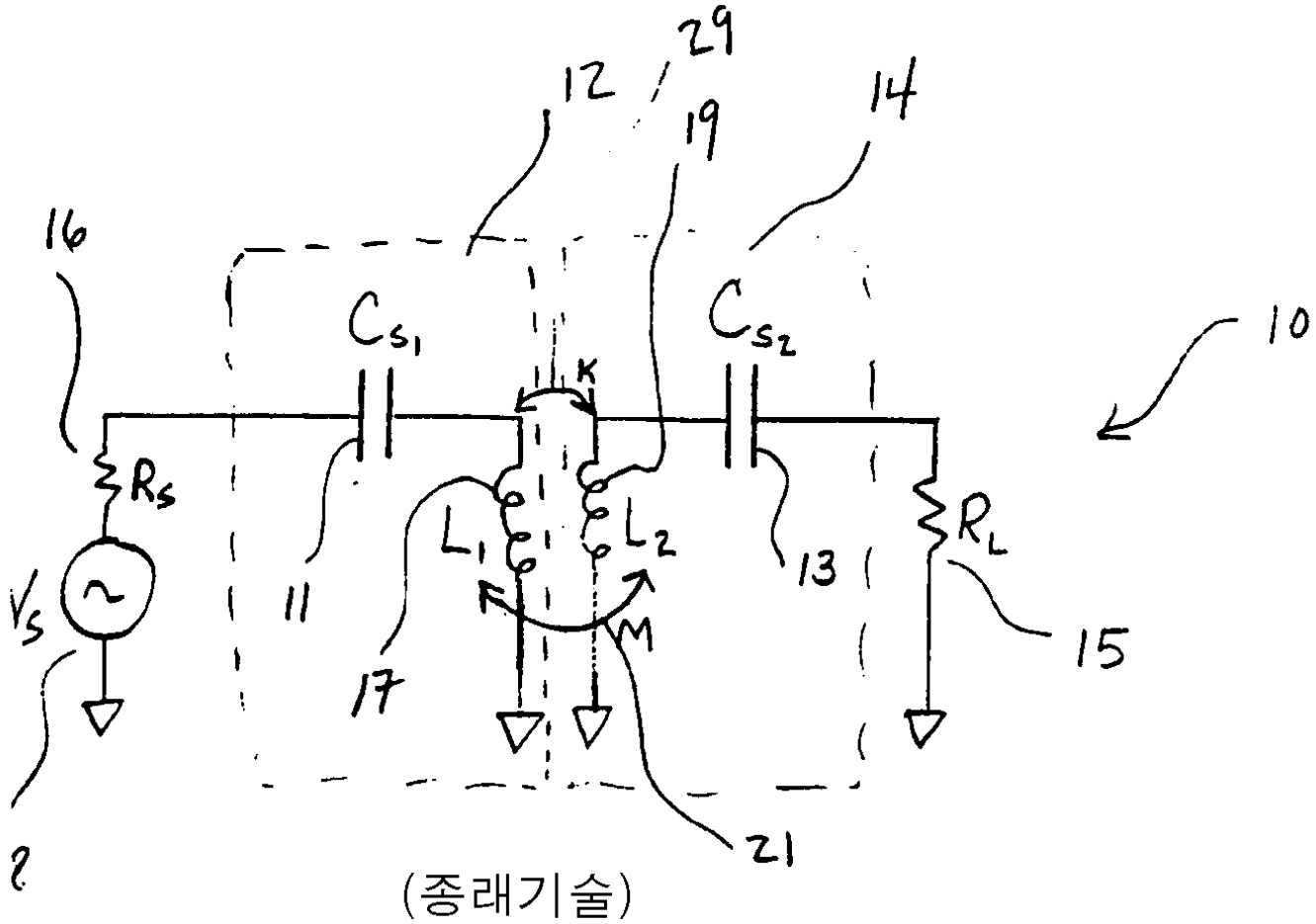
상기 둘 이상의 공진기 사이에서 상호 유도된 모든 전류를 실질적으로 상쇄하는 단계,

주파수가 증가함에 따라서, L의 값을 감소시키고, C의 값을 증가시키는 단계, 및

상기 둘 이상의 공진기 사이의 물리적인 거리를 변경시킴으로써 둘 이상의 공진기 사이의 결합을 제어하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는, 확장된 주파수 범위를 통해서 병렬 동조된 직렬 공진 회로에 대한 최적 결합과 높게 로딩된 Q를 유지하기 위한 방법.

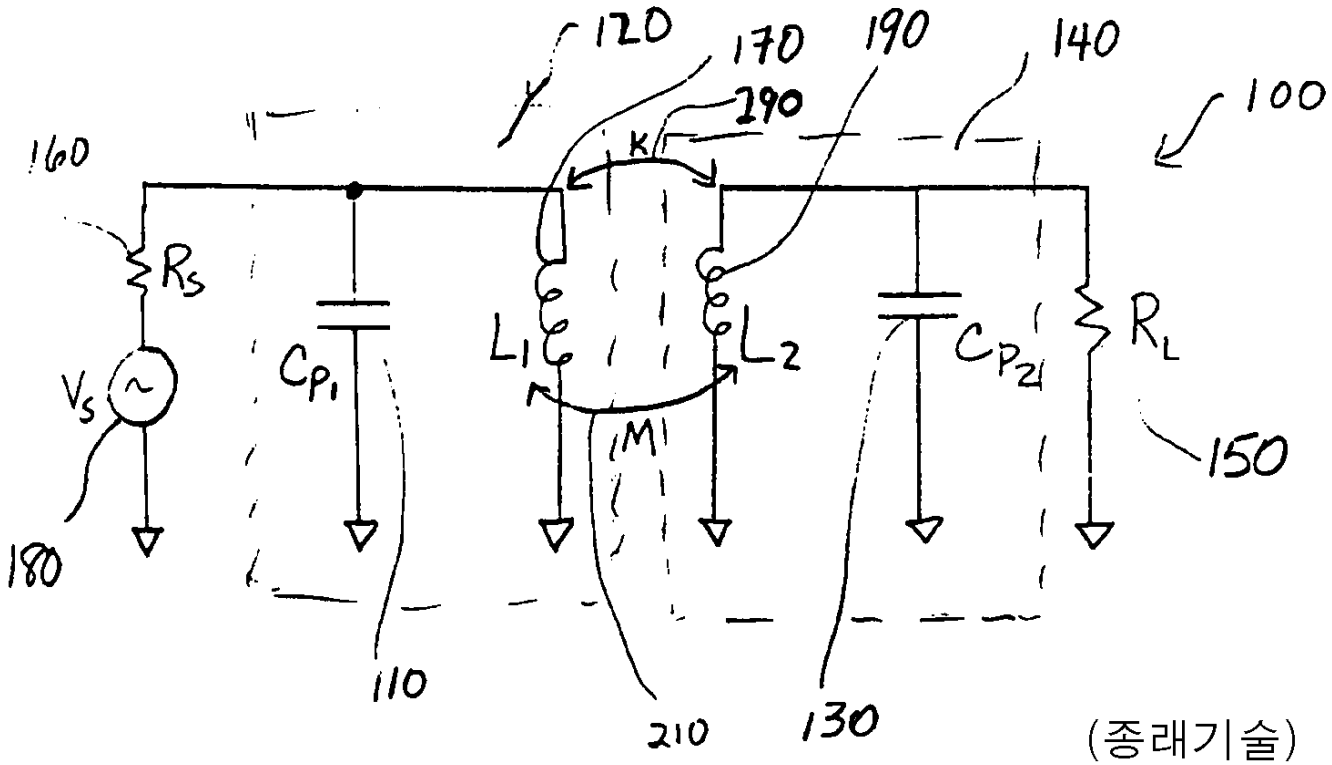
도면

도면 1a



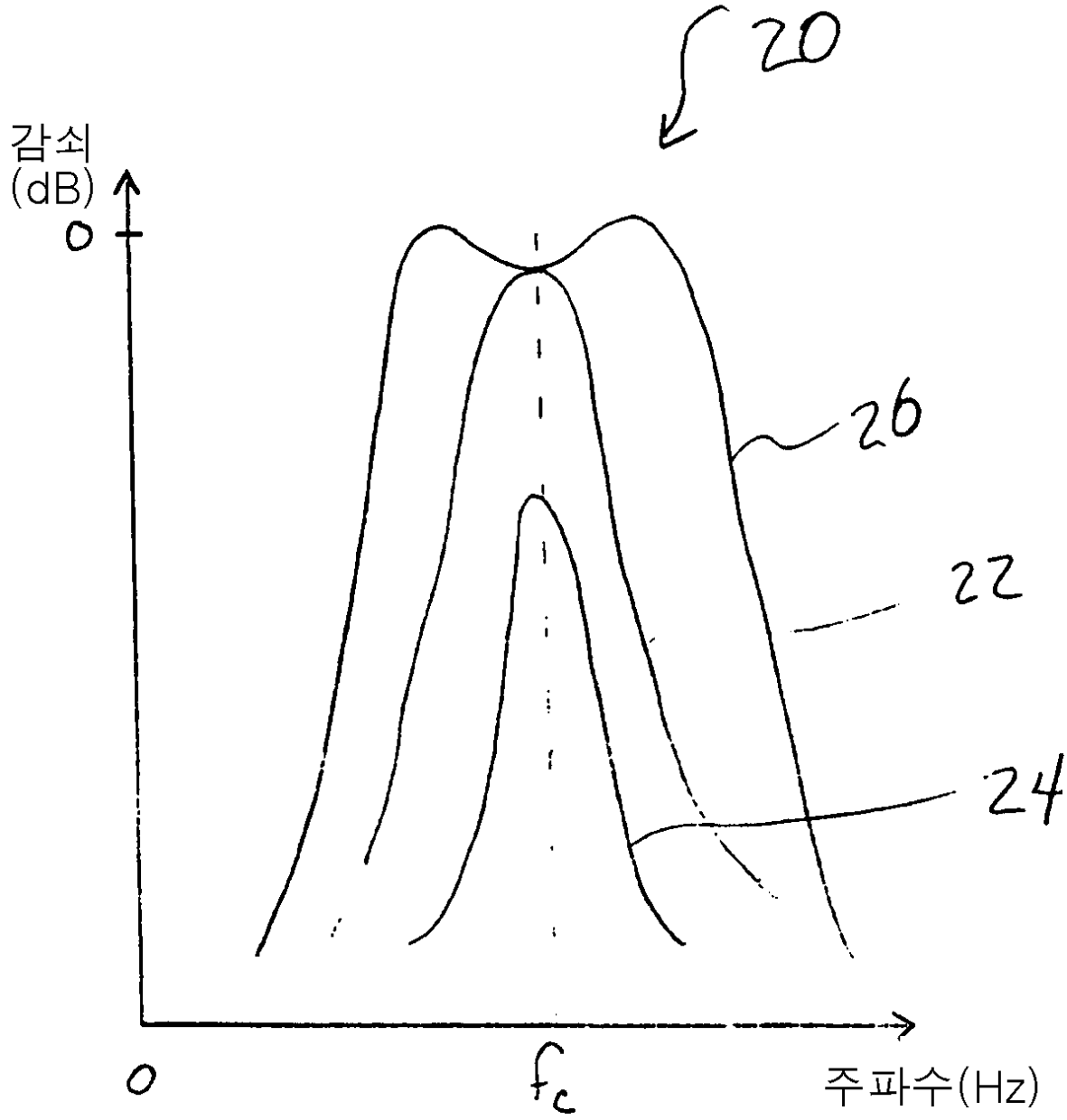
(종래기술)

도면 1b

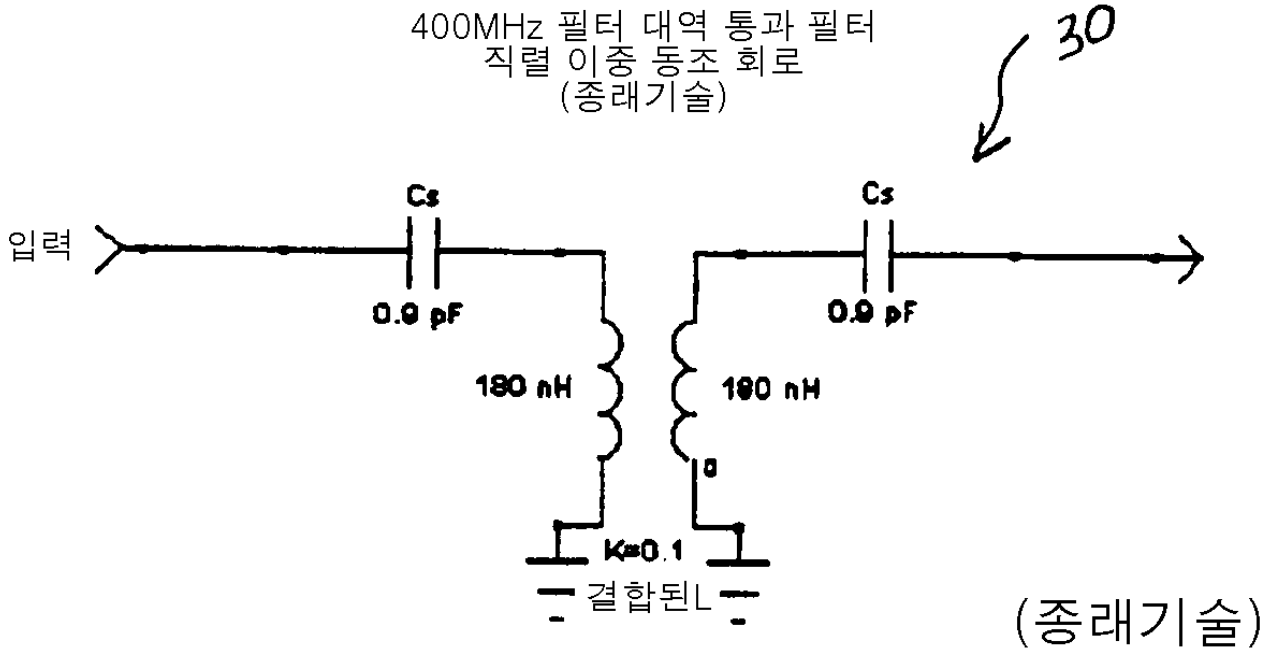

120
170
190
140
290
100
160
K
R_S
C_{P1}
L_1
L_2
C_{P2}
R_L
V_S
M
150
180
110
210
130

(종래기술)

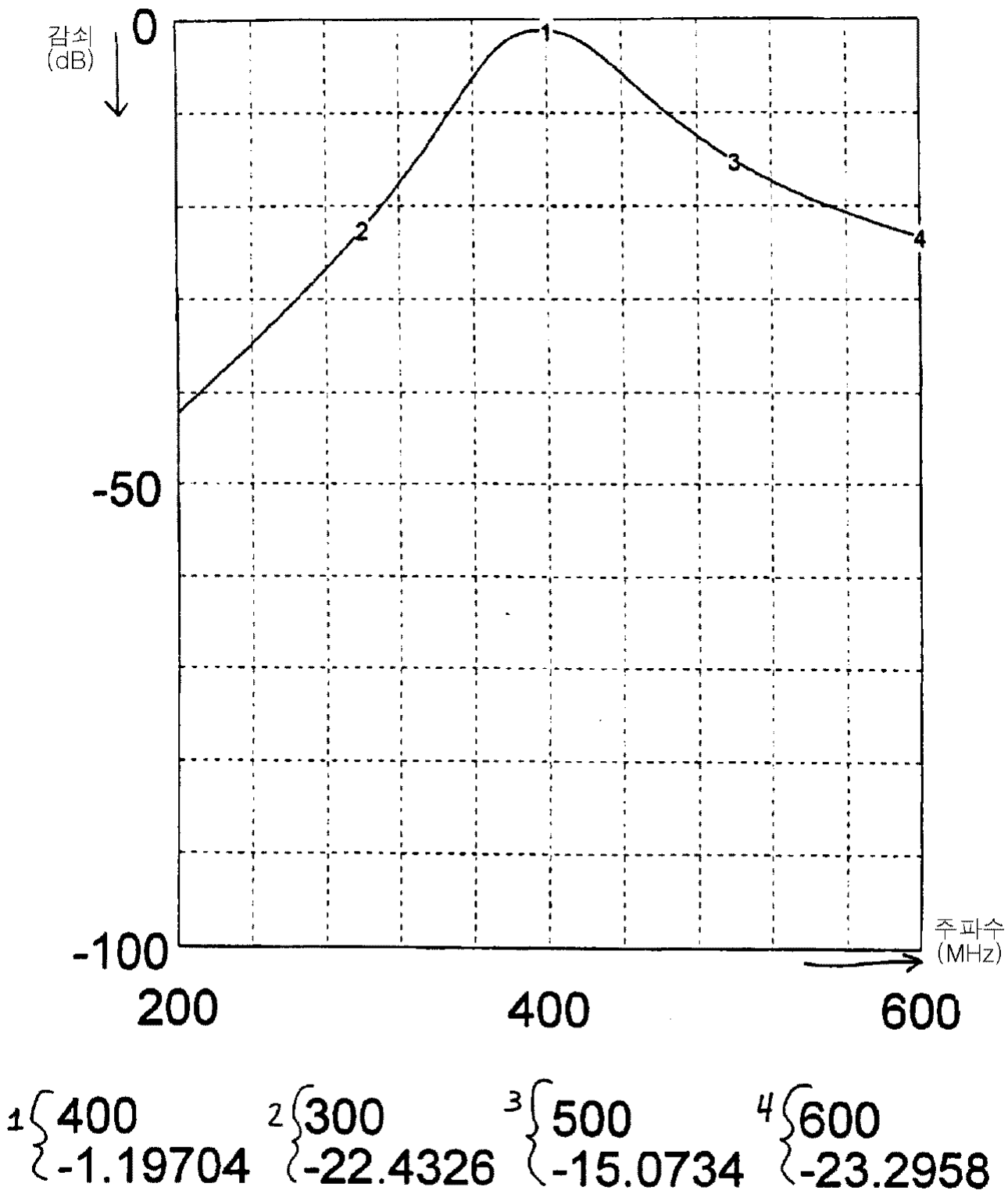
도면 2



도면 3

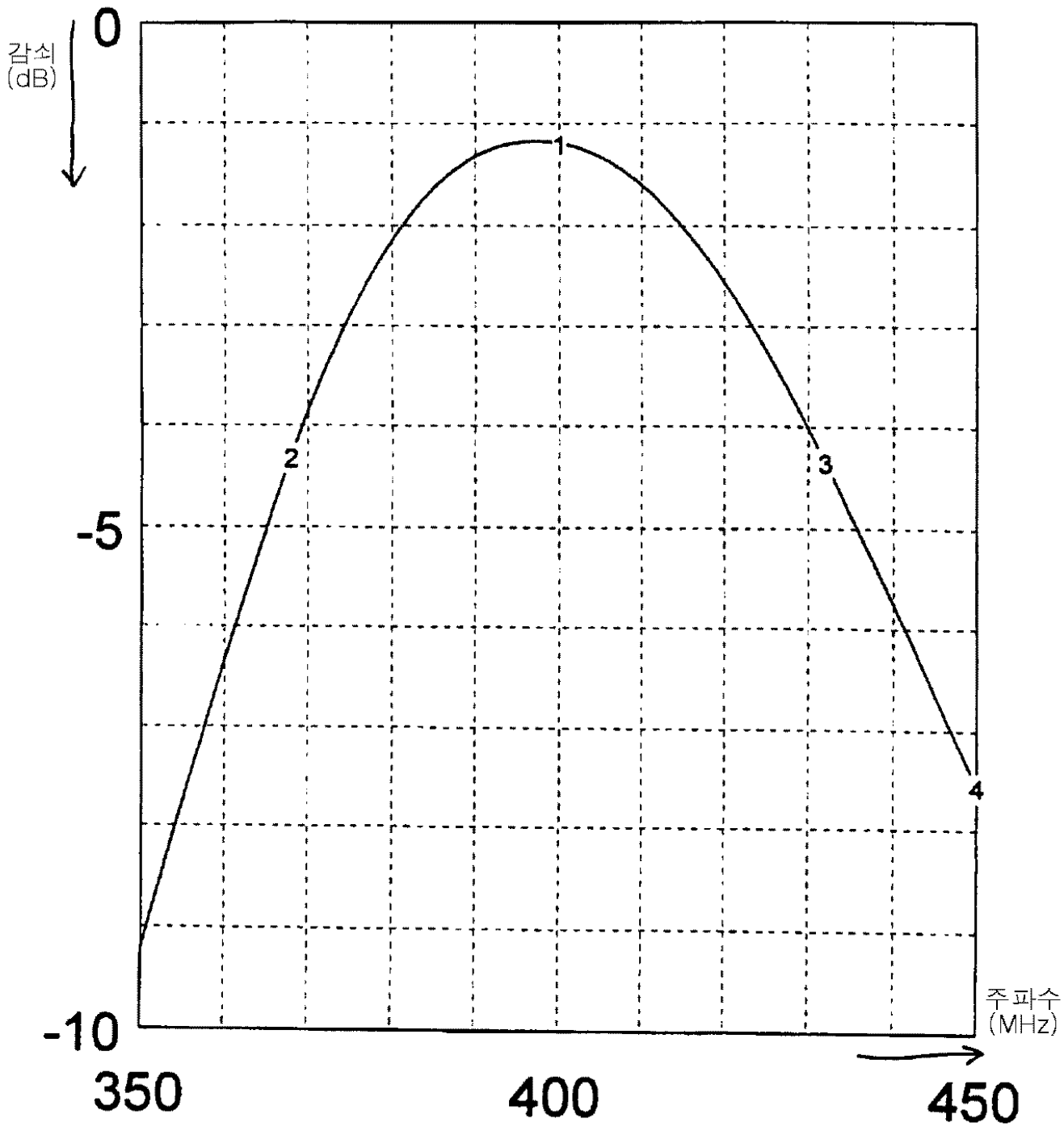

400MHz 필터 대역 통과 필터
직렬 이중 동조 회로
(종래기술)
30
입력
Cs
0.9 pF
Cs
0.9 pF
180 nH
180 nH
K=0.1
결합된L
(종래기술)

도면 4a


감쇠
(dB)
0
-50
-100
200
400
600
주파수
(MHz)
1
2
3
4
1 400 -1.19704
2 300 -22.4326
3 500 -15.0734
4 600 -23.2958

(종래기술)

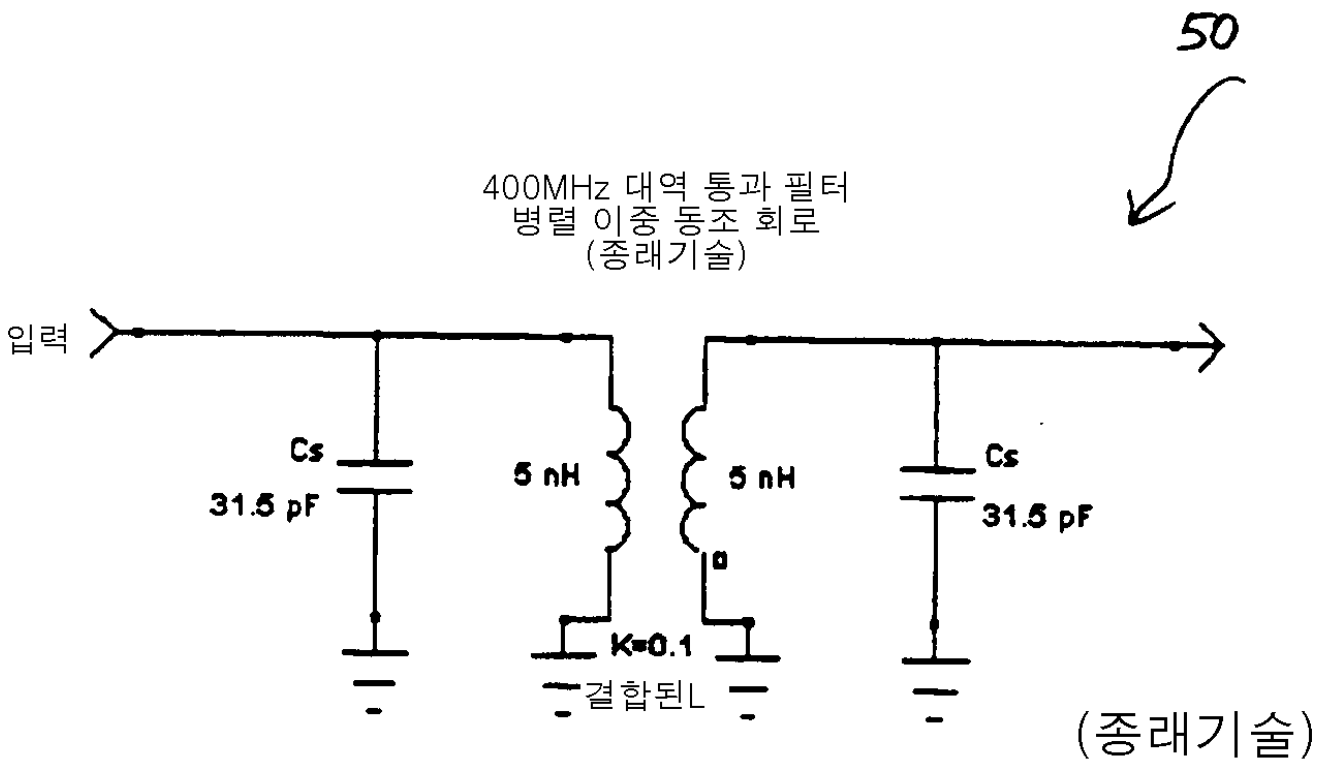
도면 4b



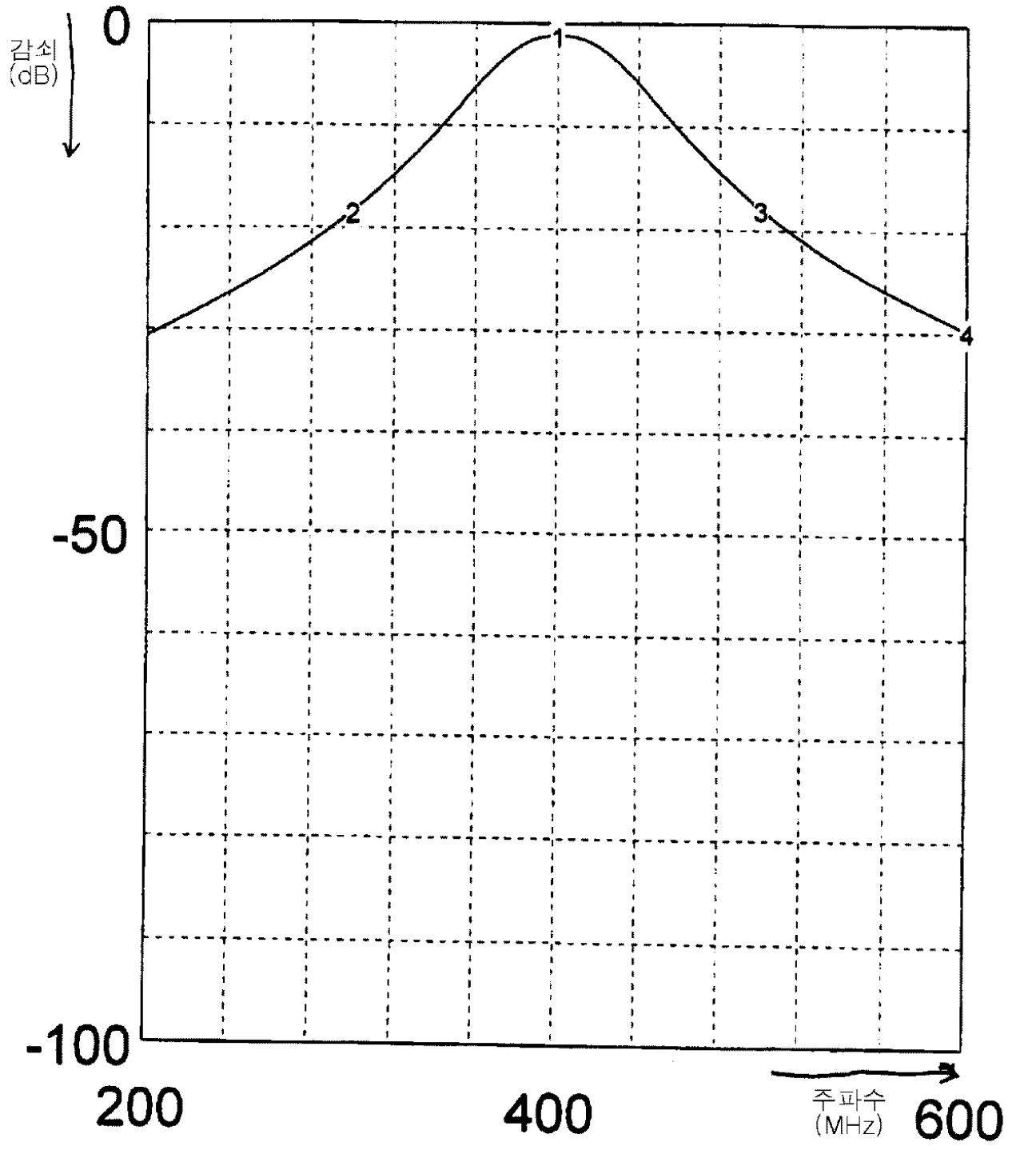
{400 -1.19704 {368 -4.31096 {432 -4.34352 {450 -7.56287

(종래기술)

도면 5


50
400MHz 대역 통과 필터
병렬 이중 동조 회로
(종래기술)
입력
Cs
31.5 pF
5 nH
5 nH
a
K=0.1
결합된L
Cs
31.5 pF
(종래기술)

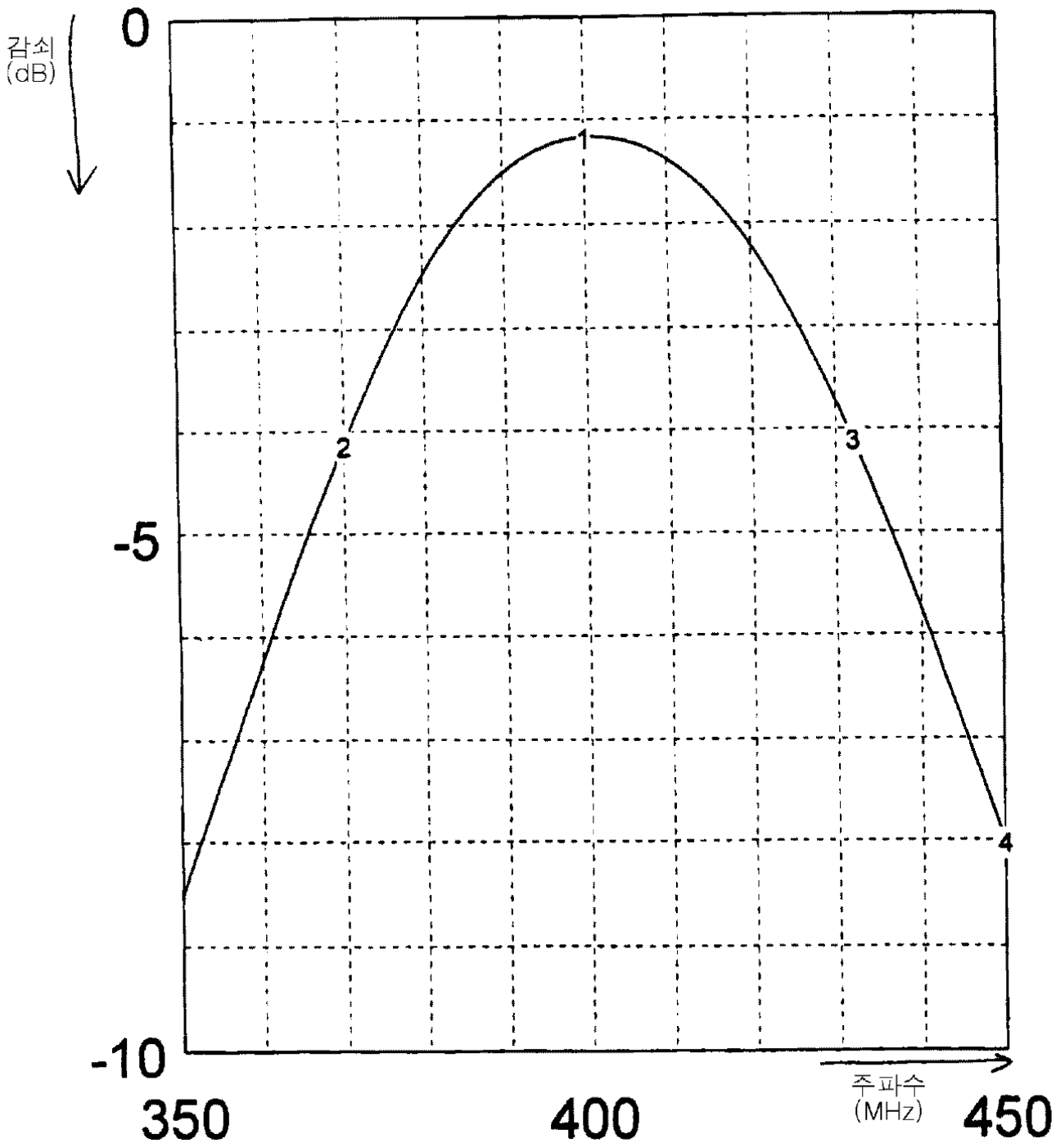
도면 6a



1 {400, -1.16808} 2 {300, -18.3617} 3 {500, -17.9297} 4 {600, -29.7704}

(종래기술)

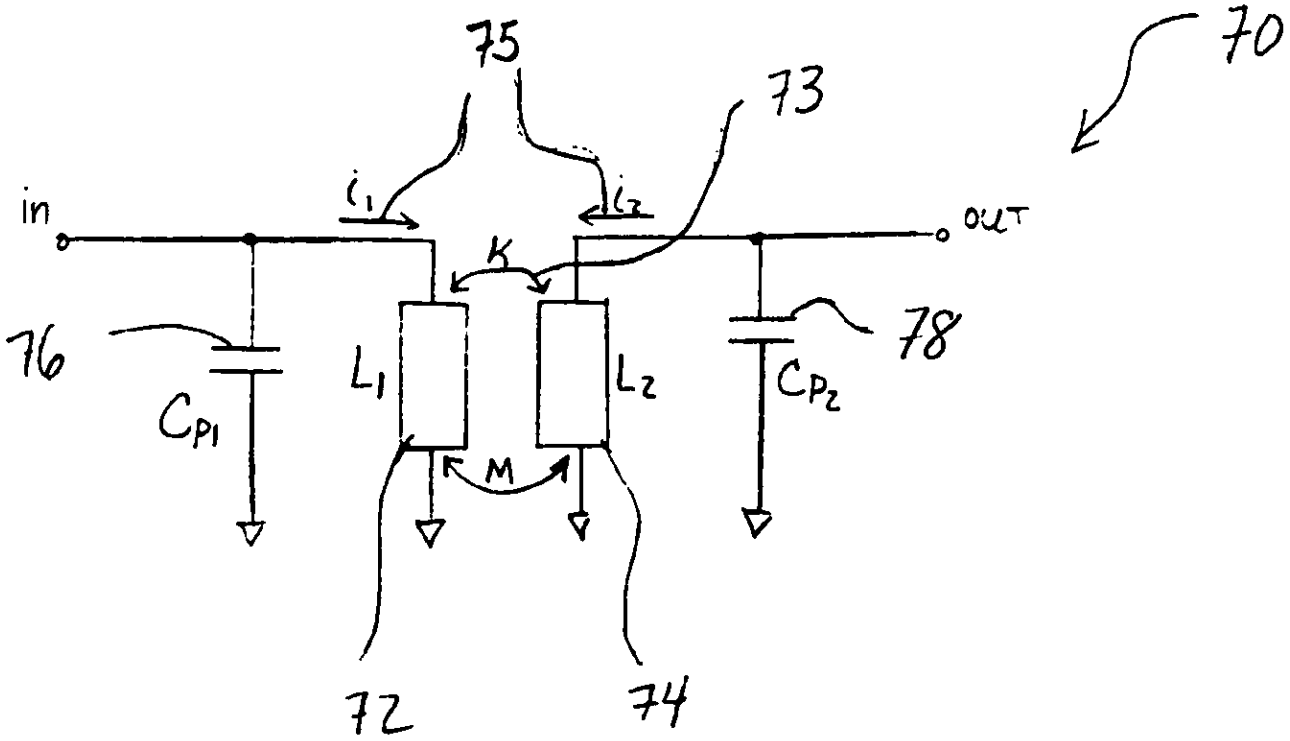
도면 6b



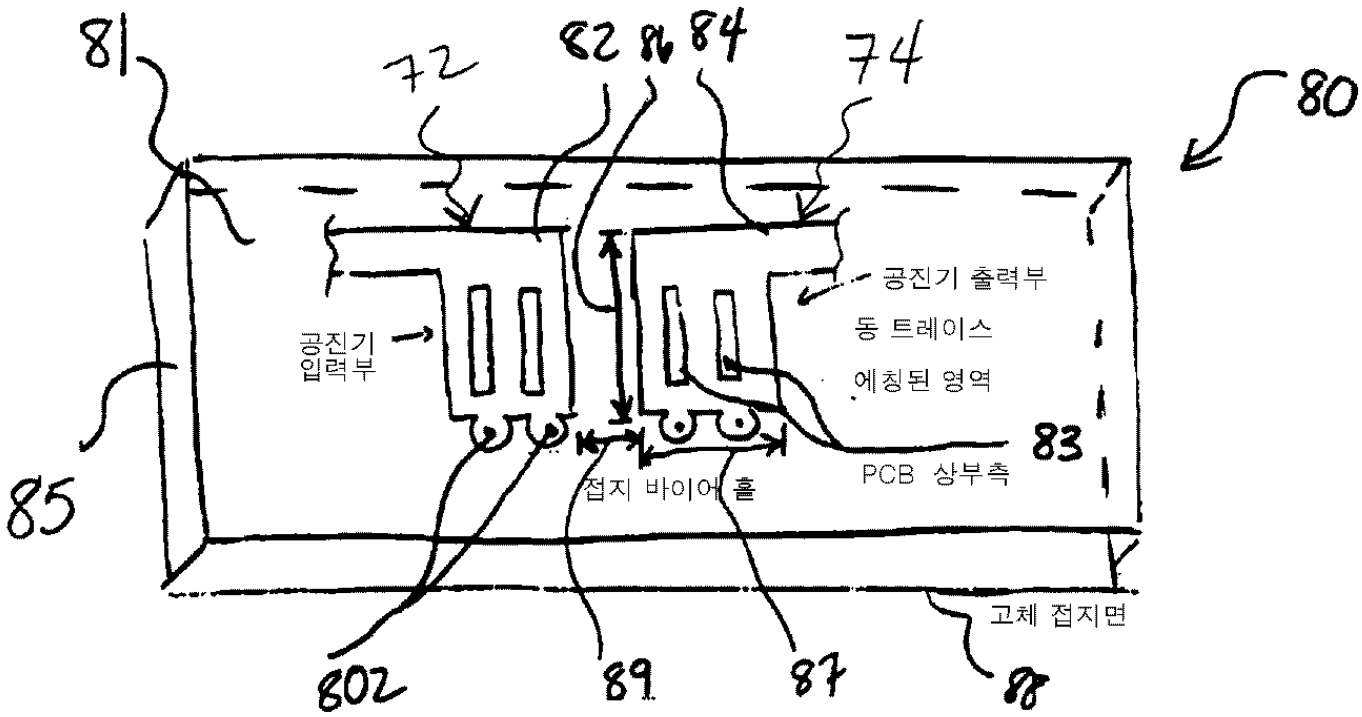
1 {400, -1.16808} 2 {370, -4.13039} 3 {432, -4.09188} 4 {450, -8.01465}

(종래기술)

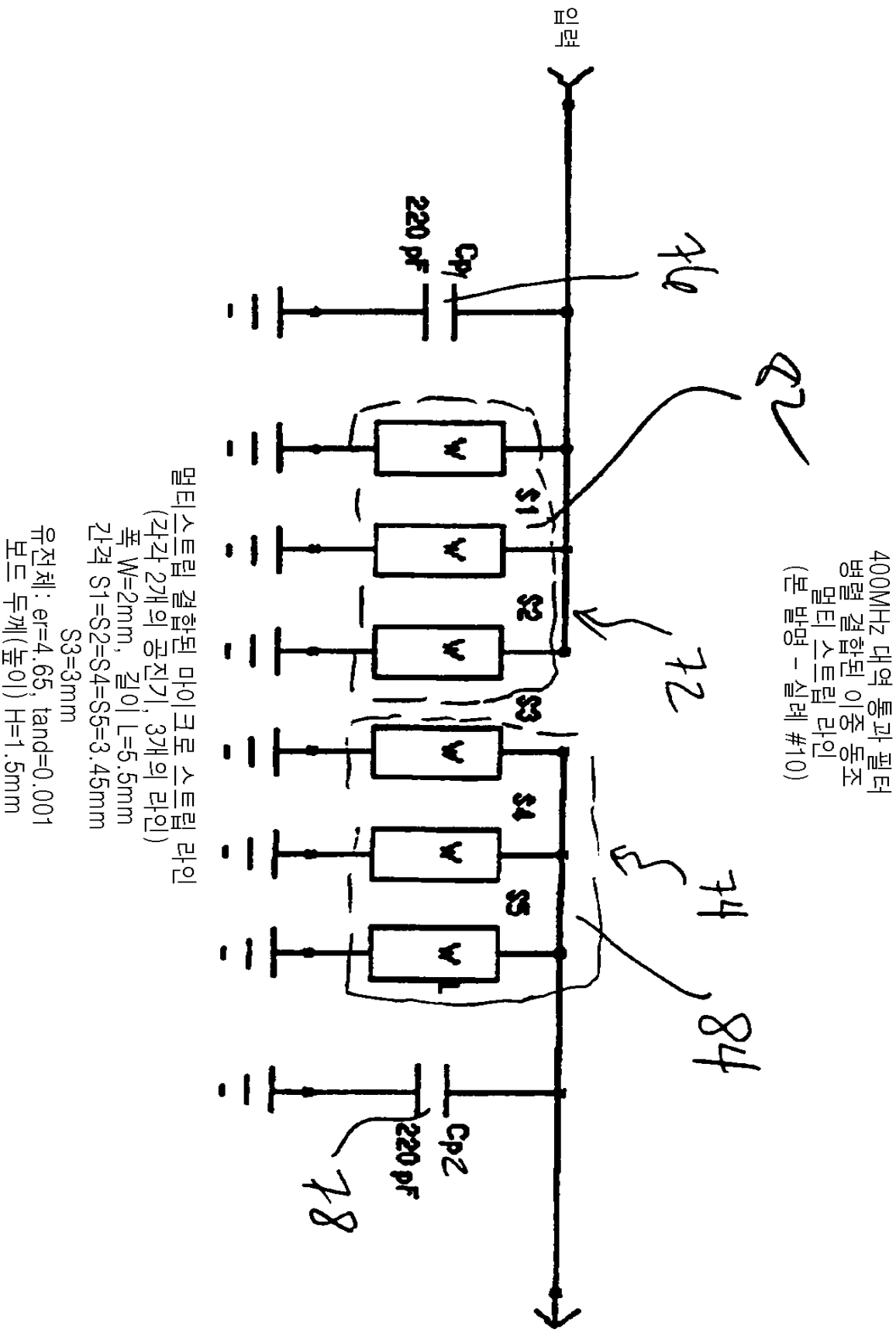
도면 7


75
73
70
in
i_1
i_2
out
K
76
C_{P1}
L_1
L_2
C_{P2}
78
M
72
74

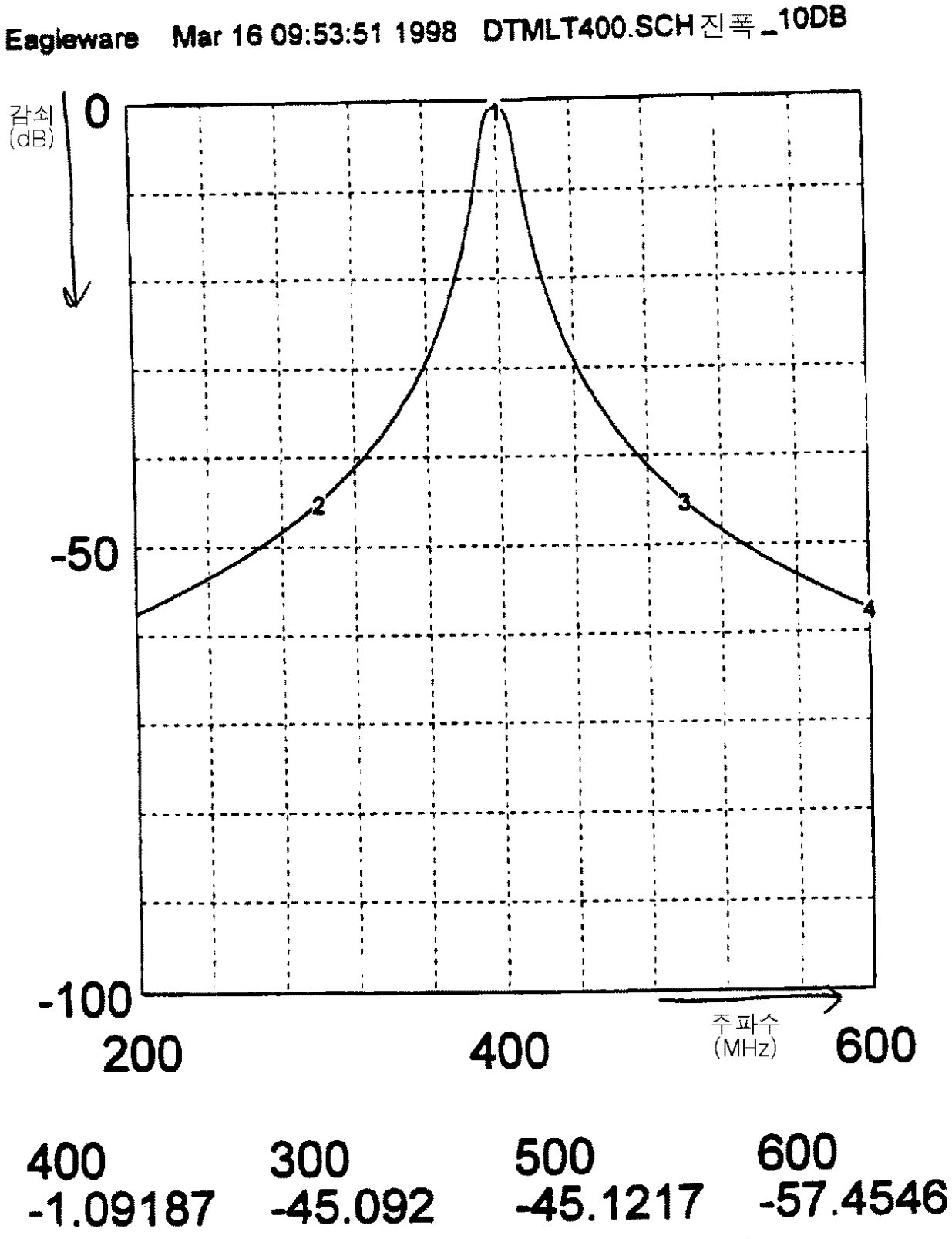
도면 8a


81
72
82
86
84
74
80
공진기 출력부
동 트레이스
에칭된 영역
공진기
입력부
83
85
접지 바이어 홀
PCB 상부측
고체 접지면
802
89
87
88

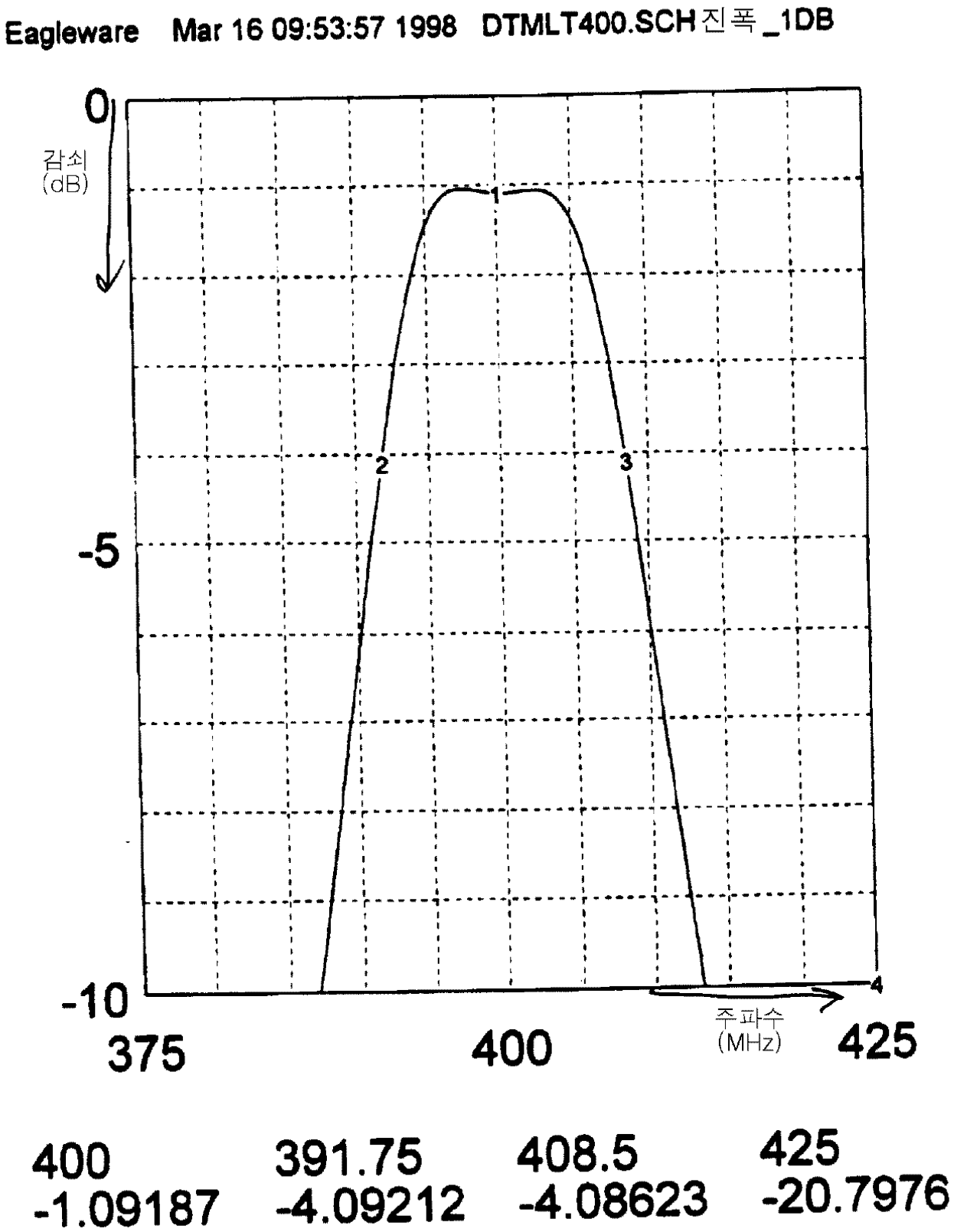
도면 8b


입력
220 pF
Cp1
220 pF
Cp2
W
W
W
W
W
S1
S2
S3
S4
S5
L
76
82
72
74
84
78
400MHz 대역 통과 필터
병렬 결합된 이중 동조
멀티 스트립 라인
(본 발명 - 실례 #10)
멀티스트립 결합된 마이크로 스트립 라인
(각각 2개의 공진기, 3개의 라인)
폭 W=2mm, 길이 L=5.5mm
간격 S1=S2=S4=S5=3.45mm
S3=3mm
유전체 : er=4.65, tand=0.001
보드 두께(높이) H=1.5mm

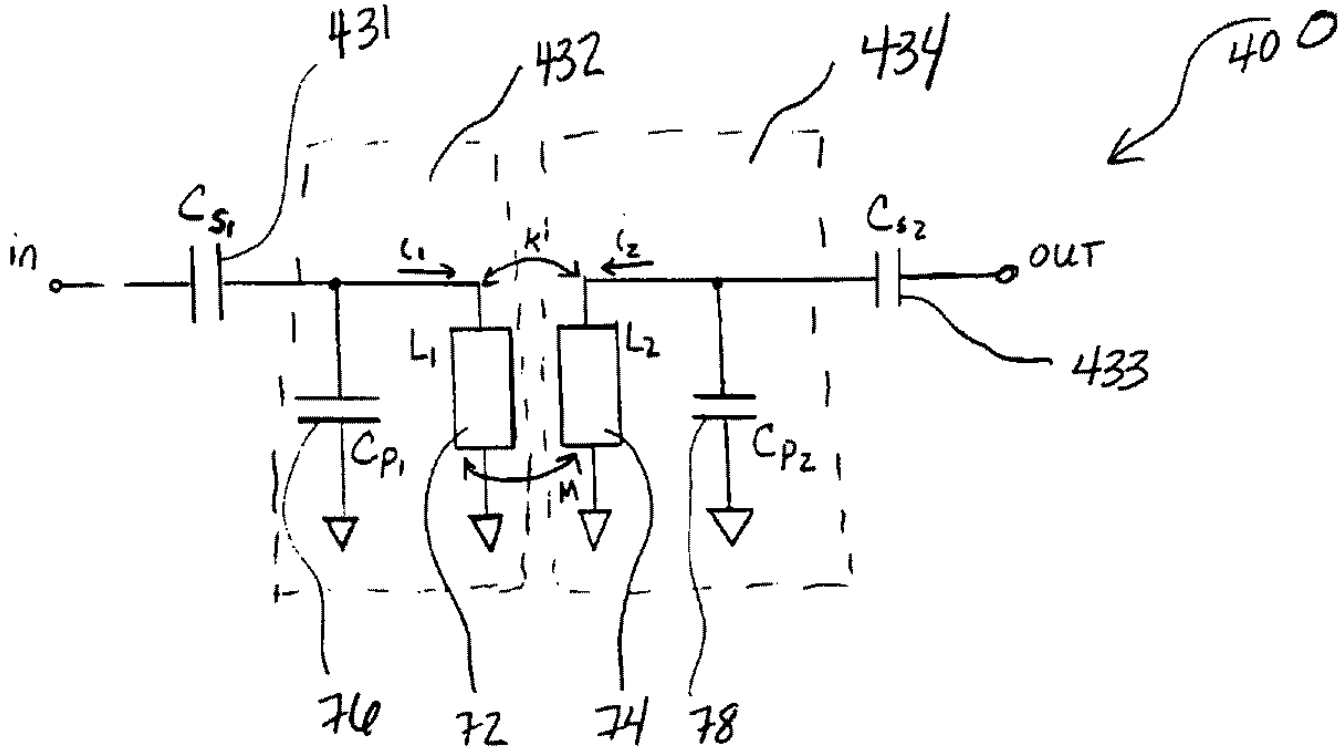
도면 9a


Eagleware Mar 16 09:53:51 1998 DTMLT400.SCH 진폭_10DB
감쇠 (dB)
0
-50
-100
1
2
3
4
200
400
600
주파수 (MHz)
400 -1.09187
300 -45.092
500 -45.1217
600 -57.4546

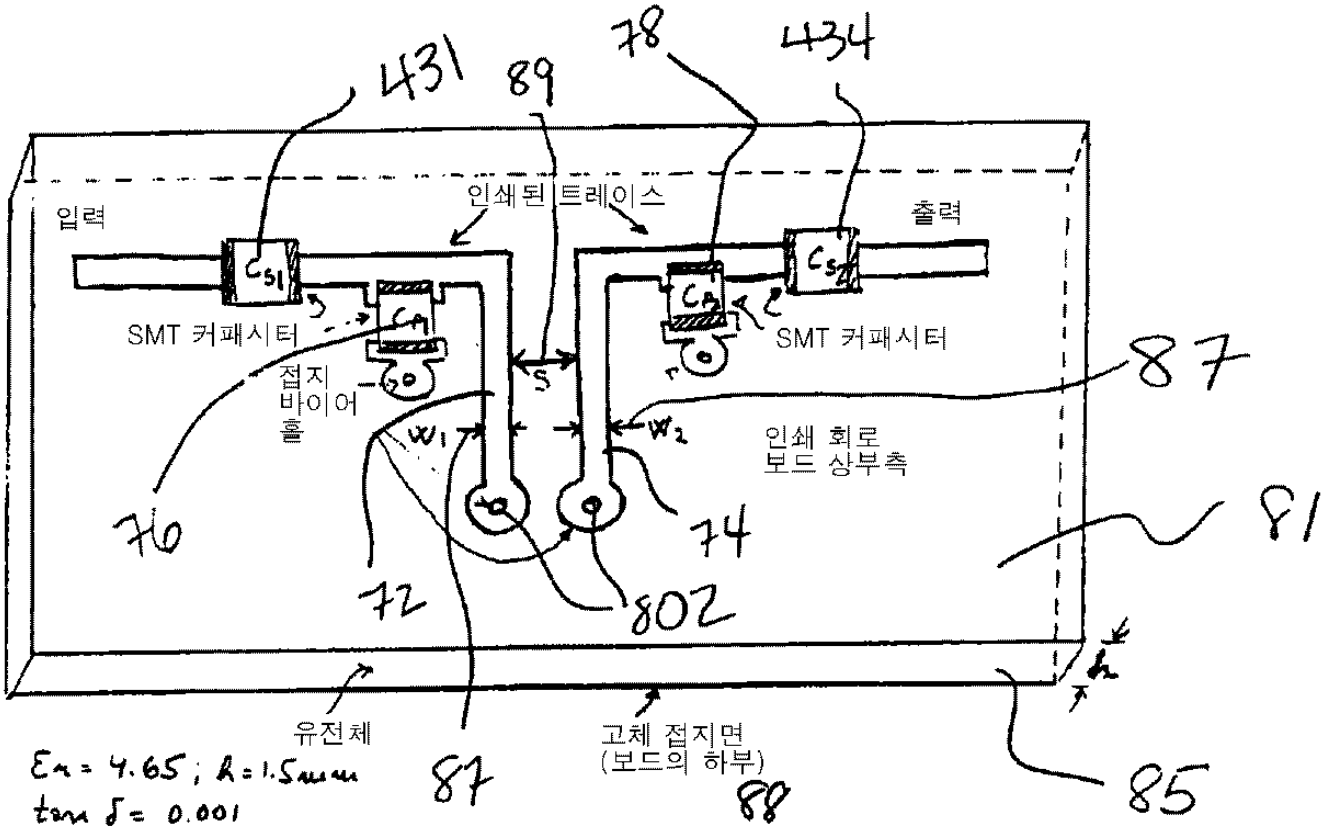
도면 9b


Eagleware Mar 16 09:53:57 1998 DTMLT400.SCH 진폭 _1DB
0
감쇠
(dB)
-5
-10
1
2
3
4
주파수
(MHz)
375
400
425
400
-1.09187
391.75
-4.09212
408.5
-4.08623
425
-20.7976

도면 10a


431
432
434
400
in
C_{S1}
C_1
k
C_2
C_{S2}
OUT
433
L_1
L_2
M
C_{P1}
C_{P2}
76
72
74
78

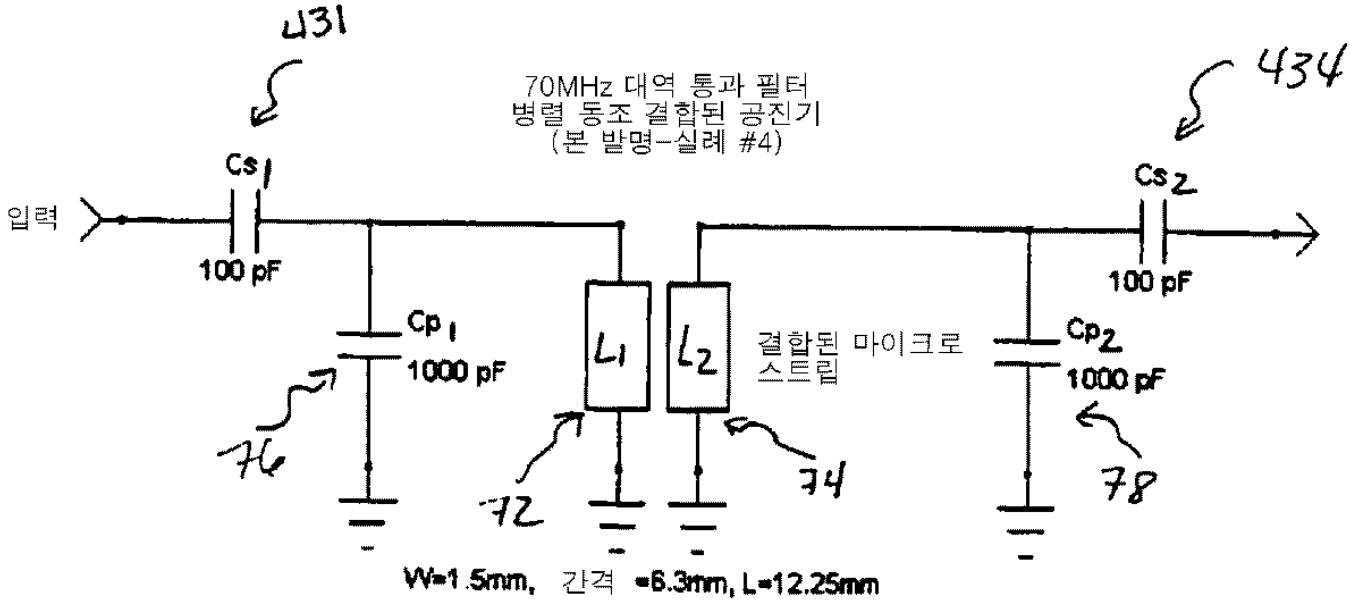
도면 10b



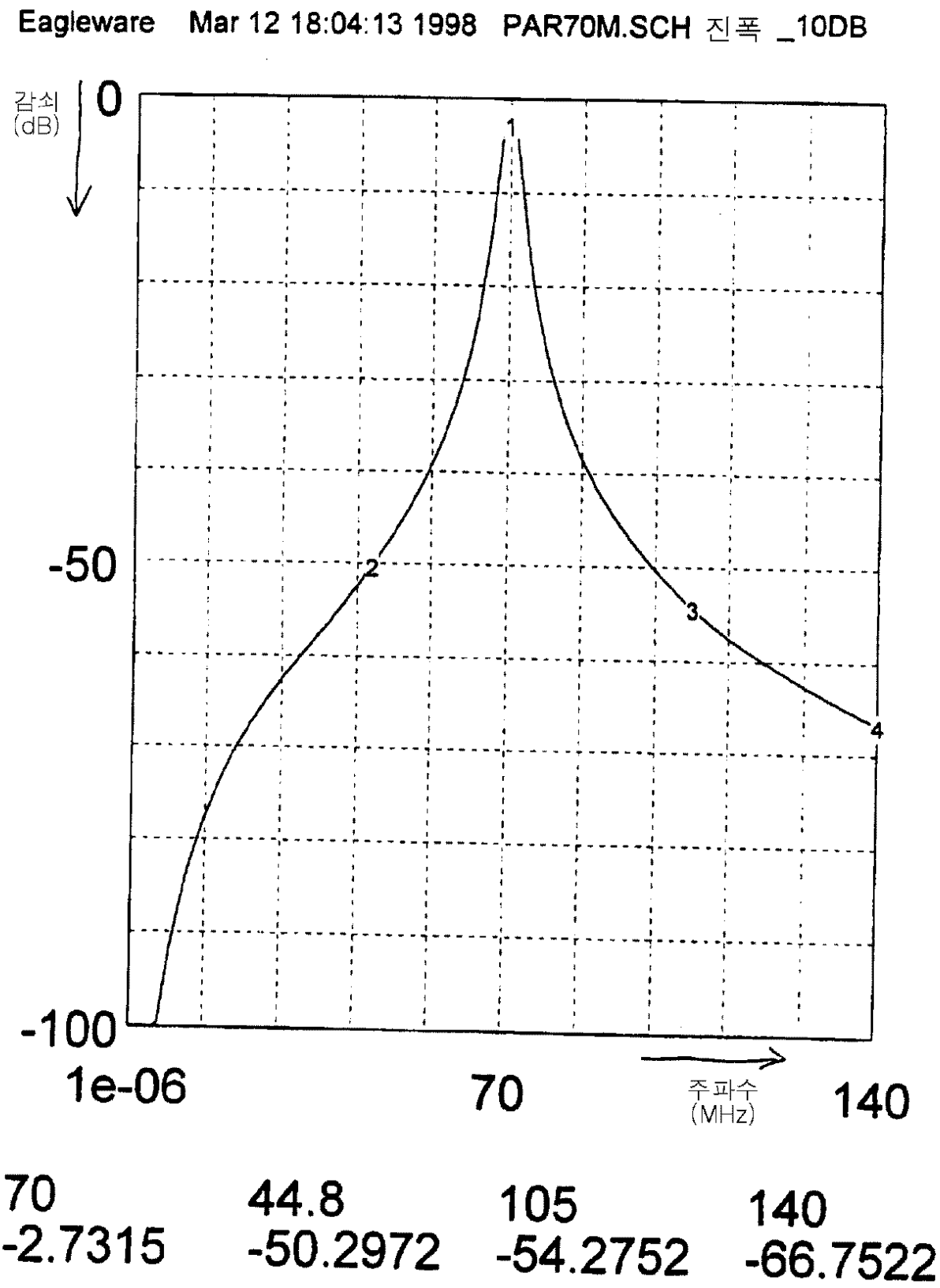
(한 실시예)

그림- 본 발명의 결합된 병렬 공진기의 구조

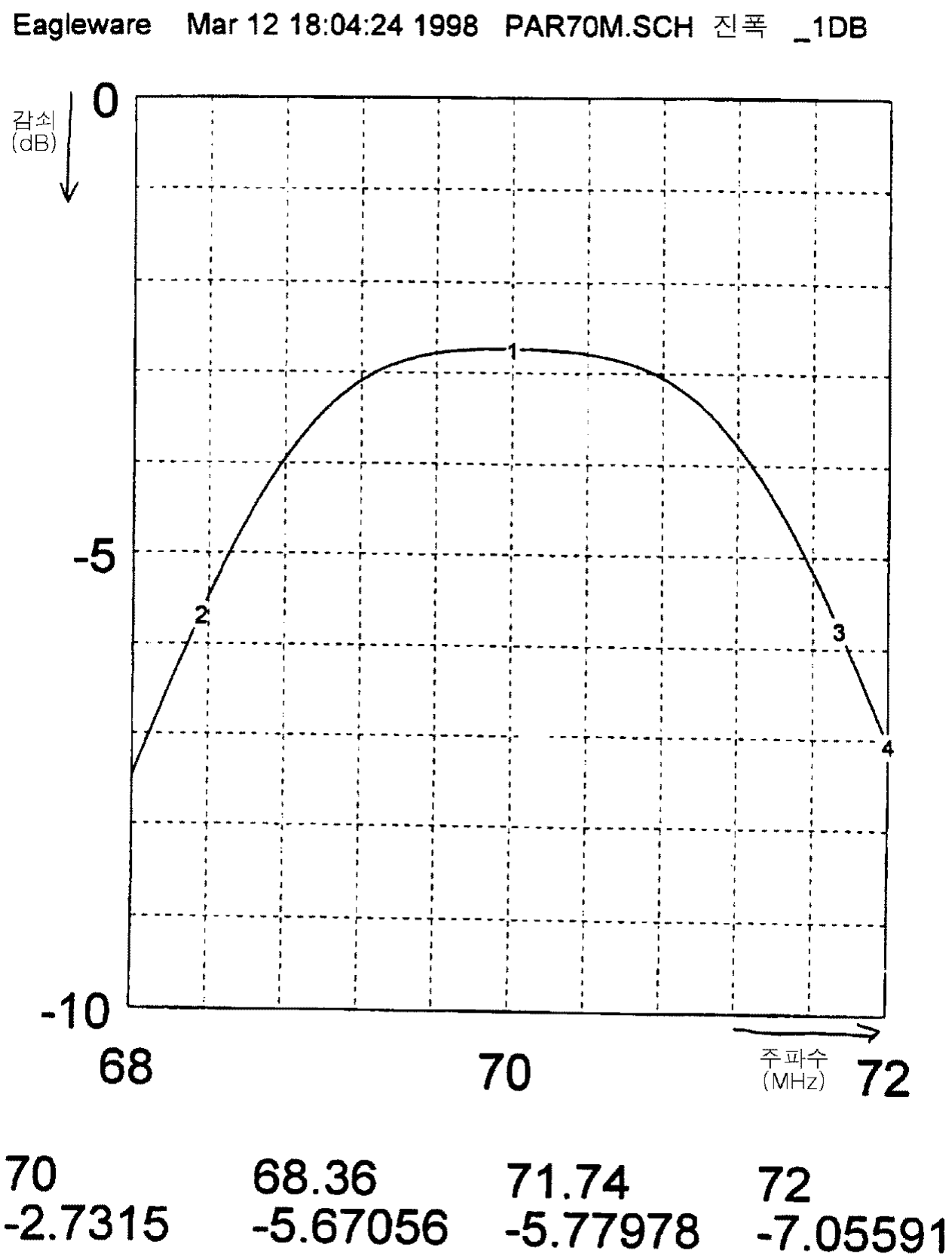
도면 11



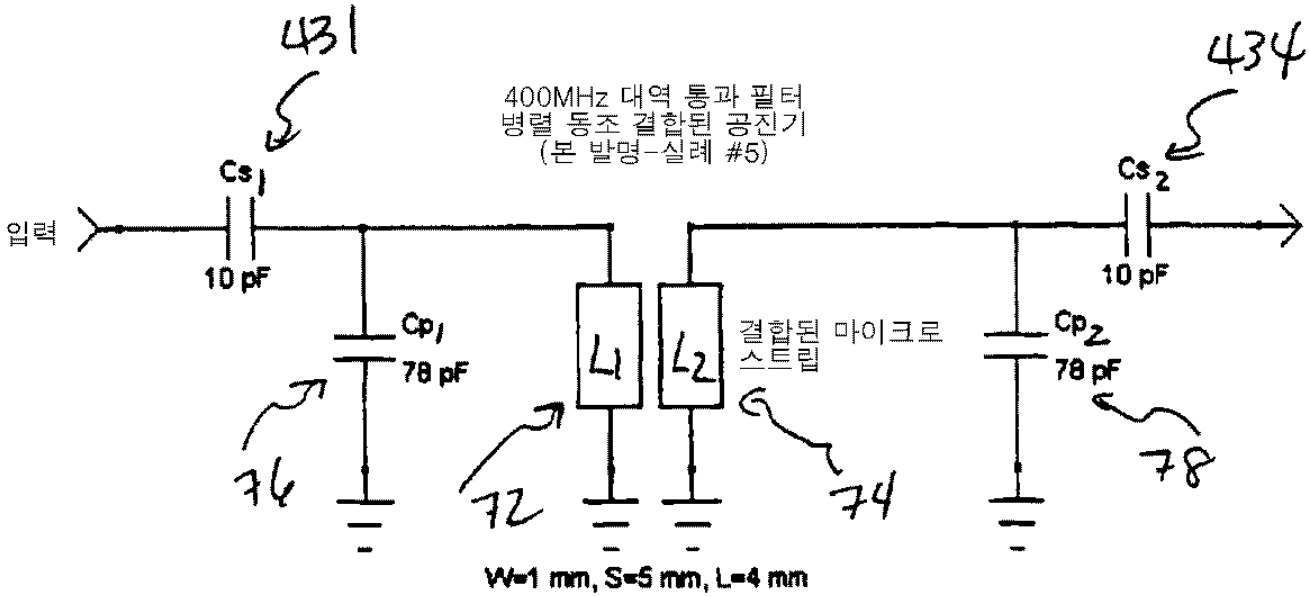
도면 12a


Eagleware Mar 12 18:04:13 1998 PAR70M.SCH 진폭 _10DB
감쇠 (dB)
0
-50
-100
1e-06
70
140
주파수 (MHz)
1
2
3
4
70
-2.7315
44.8
-50.2972
105
-54.2752
140
-66.7522

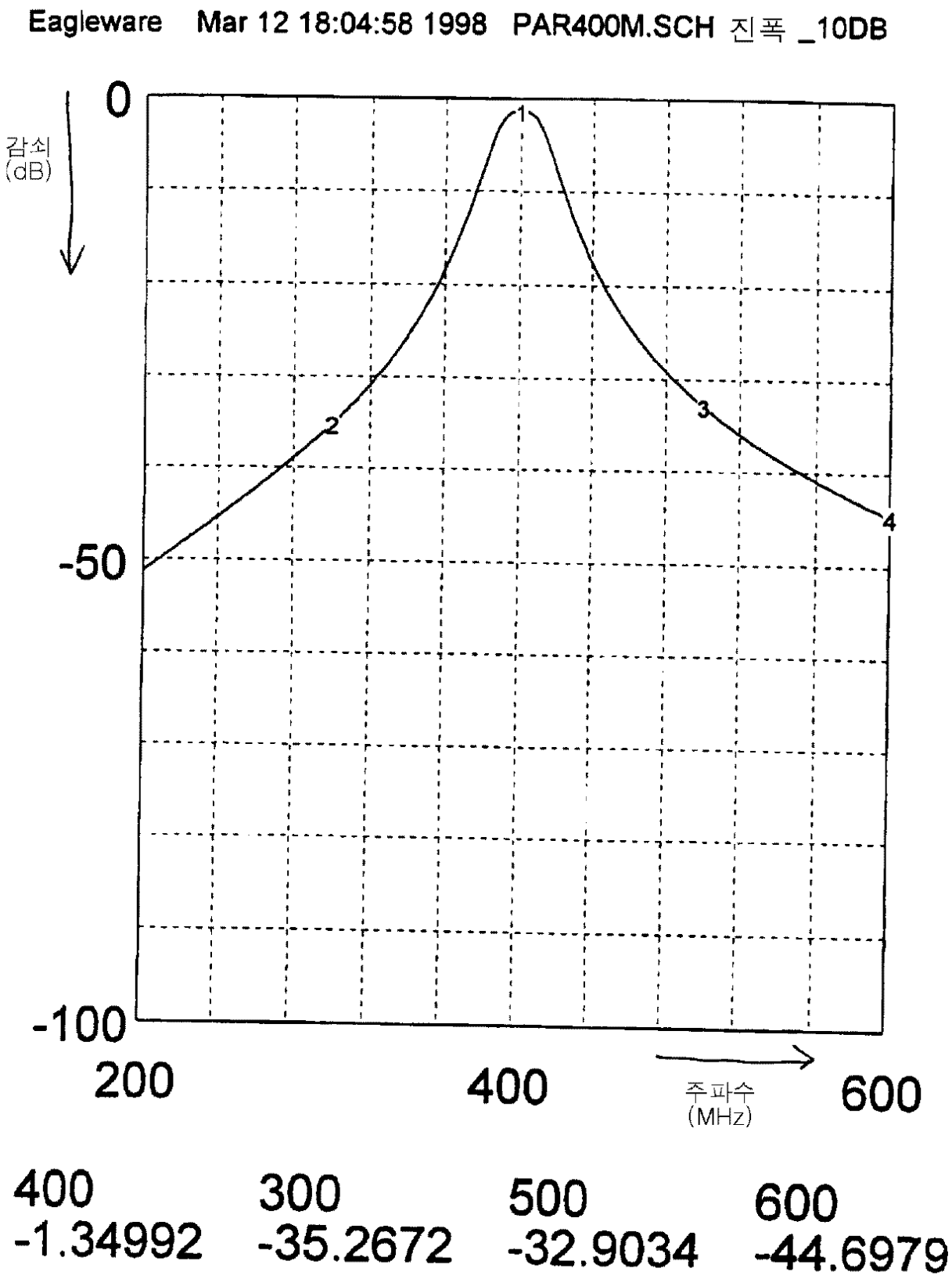
도면 12b


Eagleware Mar 12 18:04:24 1998 PAR70M.SCH 진폭 _1DB
감쇠
(dB)
0
-5
-10
1
2
3
4
68
70
72
주파수
(MHz)
70
-2.7315
68.36
-5.67056
71.74
-5.77978
72
-7.05591

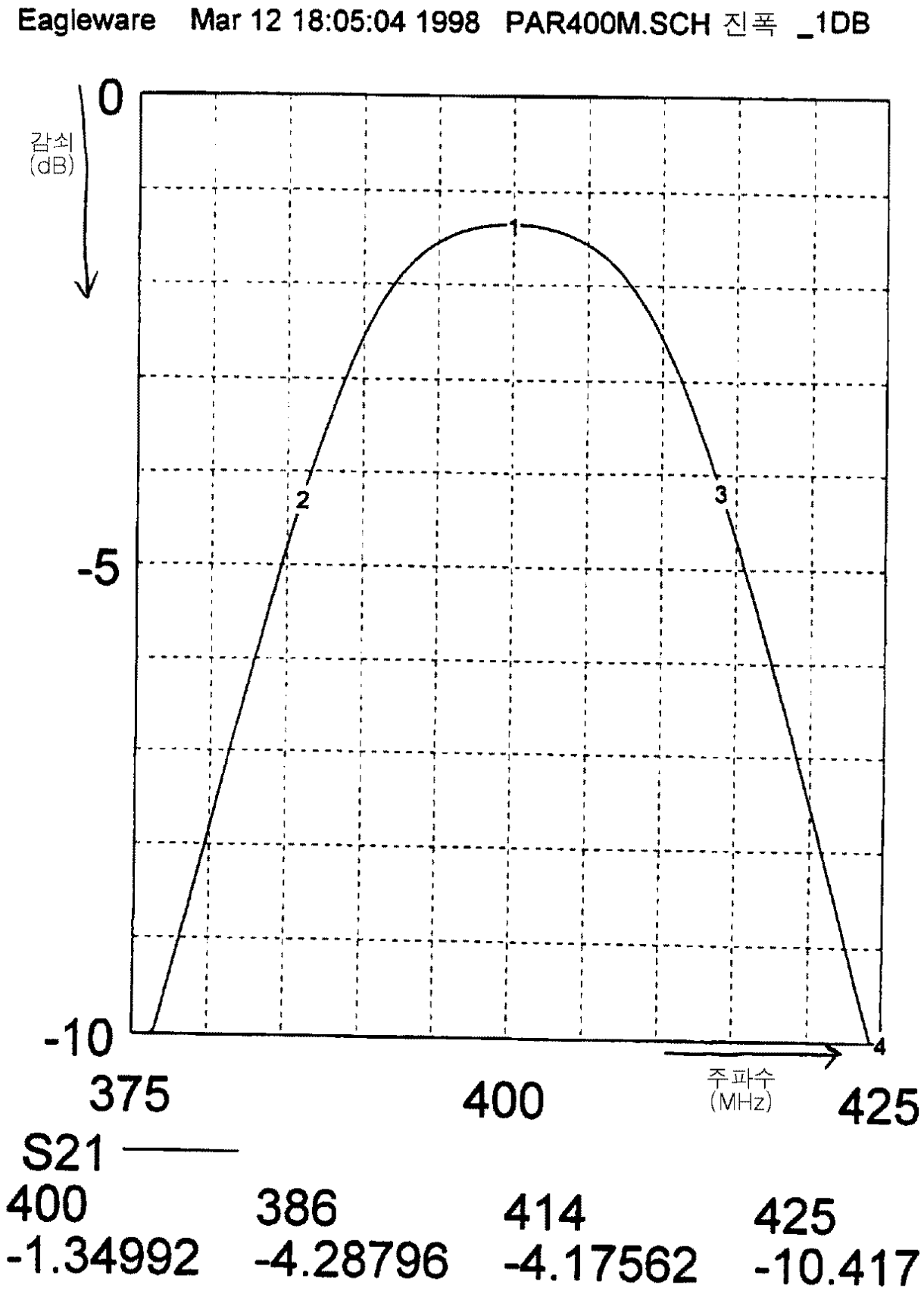
도면 13


431
434
400MHz 대역 통과 필터
병렬 동조 결합된 공진기
(본 발명-실례 #5)
입력
Cs1
10 pF
Cs2
10 pF
Cp1
78 pF
Cp2
78 pF
L1
L2
결합된 마이크로
스트립
76
72
74
78
W=1 mm, S=5 mm, L=4 mm

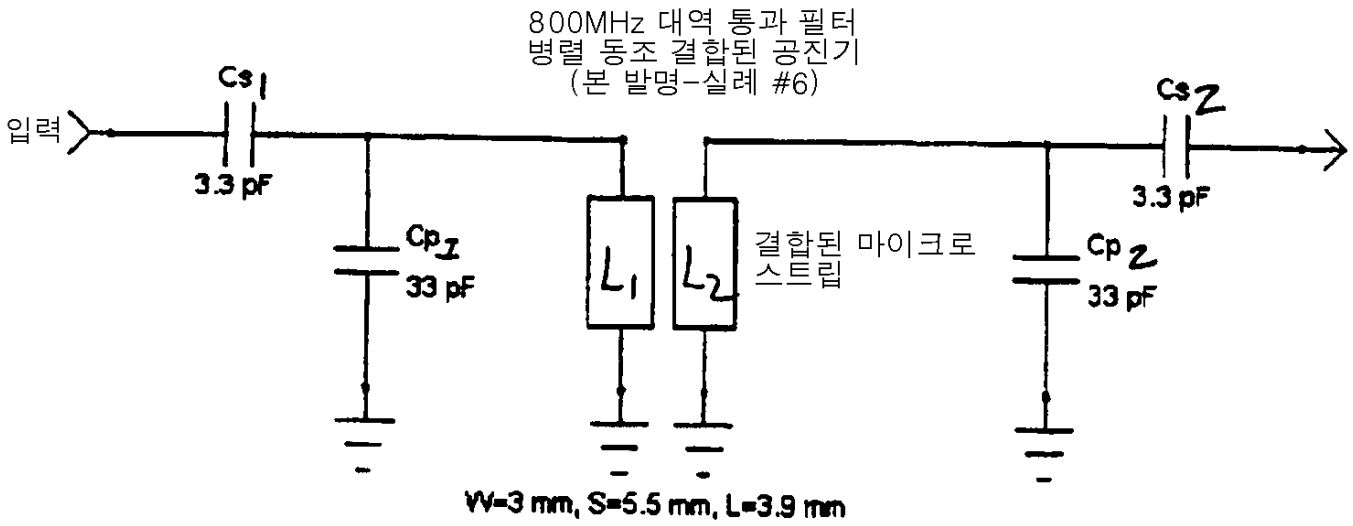
도면 14a


Eagleware Mar 12 18:04:58 1998 PAR400M.SCH 진폭 _10DB
0
감쇠
(dB)
-50
-100
200
400
600
주파수
(MHz)
1
2
3
4
400
-1.34992
300
-35.2672
500
-32.9034
600
-44.6979

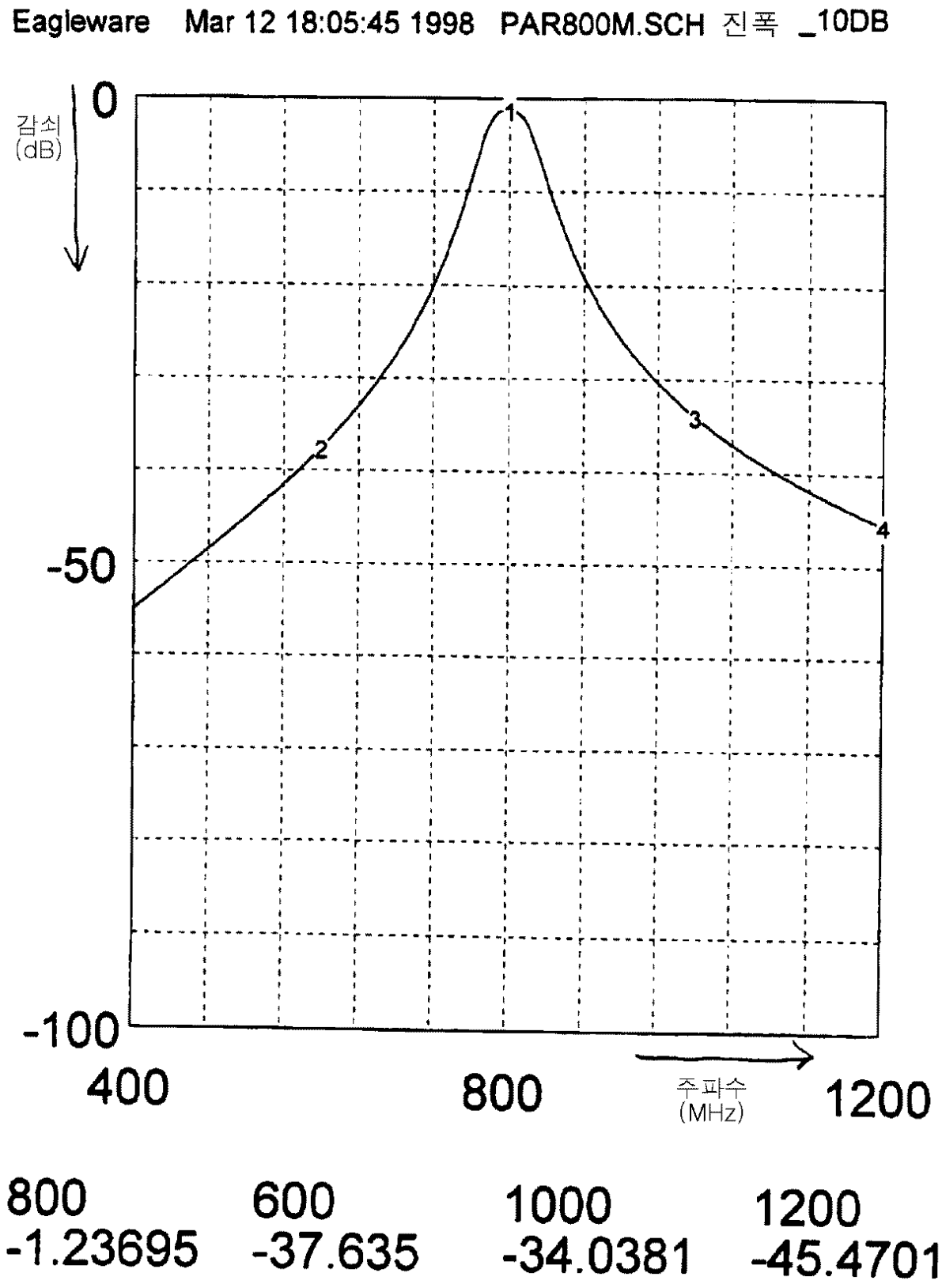
도면 14b


Eagleware Mar 12 18:05:04 1998 PAR400M.SCH 진폭 _1DB
0
감쇠
(dB)
-5
-10
1
2
3
4
375
400
425
주파수
(MHz)
S21
400
-1.34992
386
-4.28796
414
-4.17562
425
-10.417

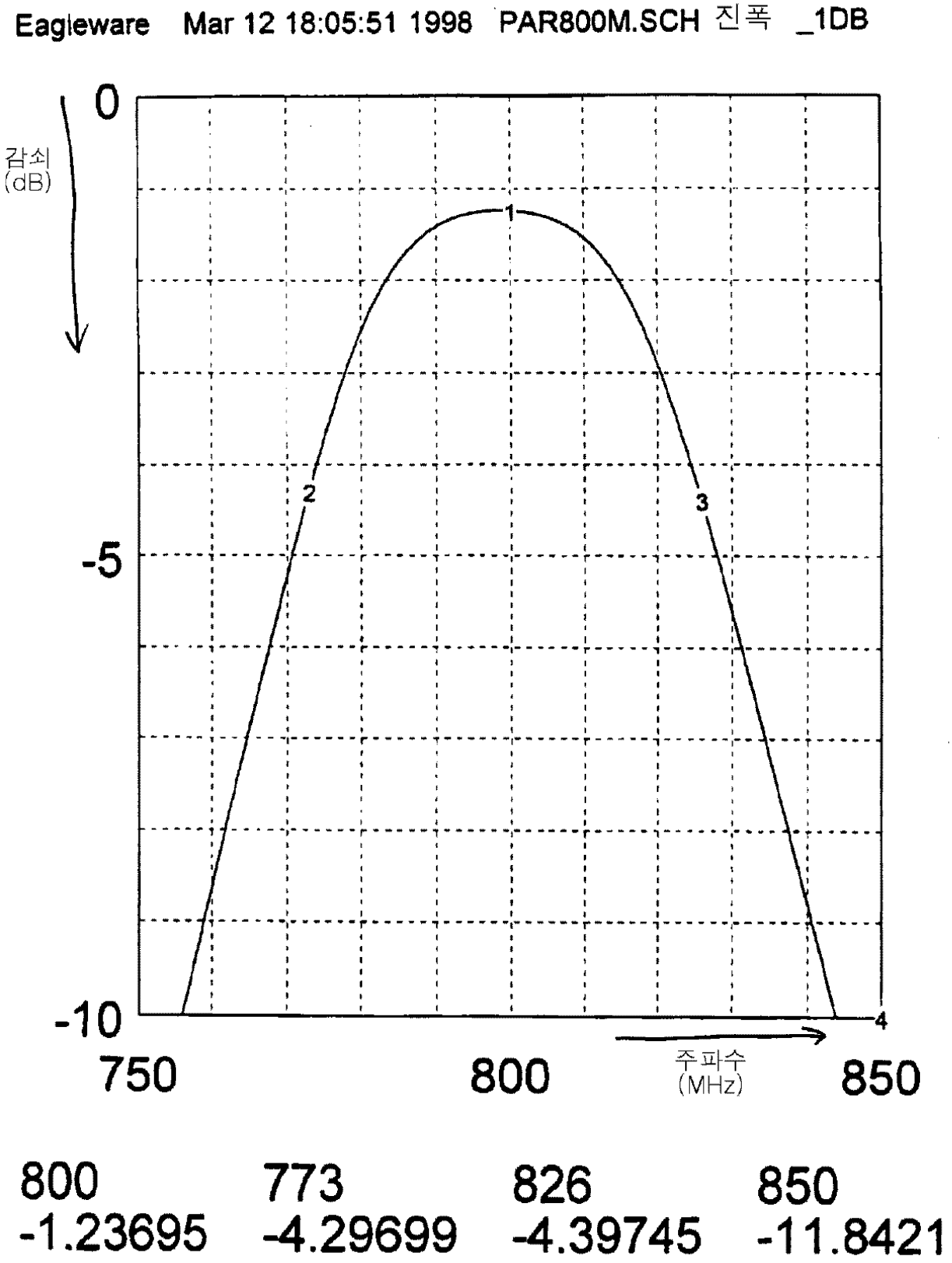
도면 15


800MHz 대역 통과 필터
병렬 동조 결합된 공진기
(본 발명-실례 #6)
입력
Cs1
3.3 pF
Cp1
33 pF
L1
L2
결합된 마이크로
스트립
Cp2
33 pF
Cs2
3.3 pF
W=3 mm, S=5.5 mm, L=3.9 mm

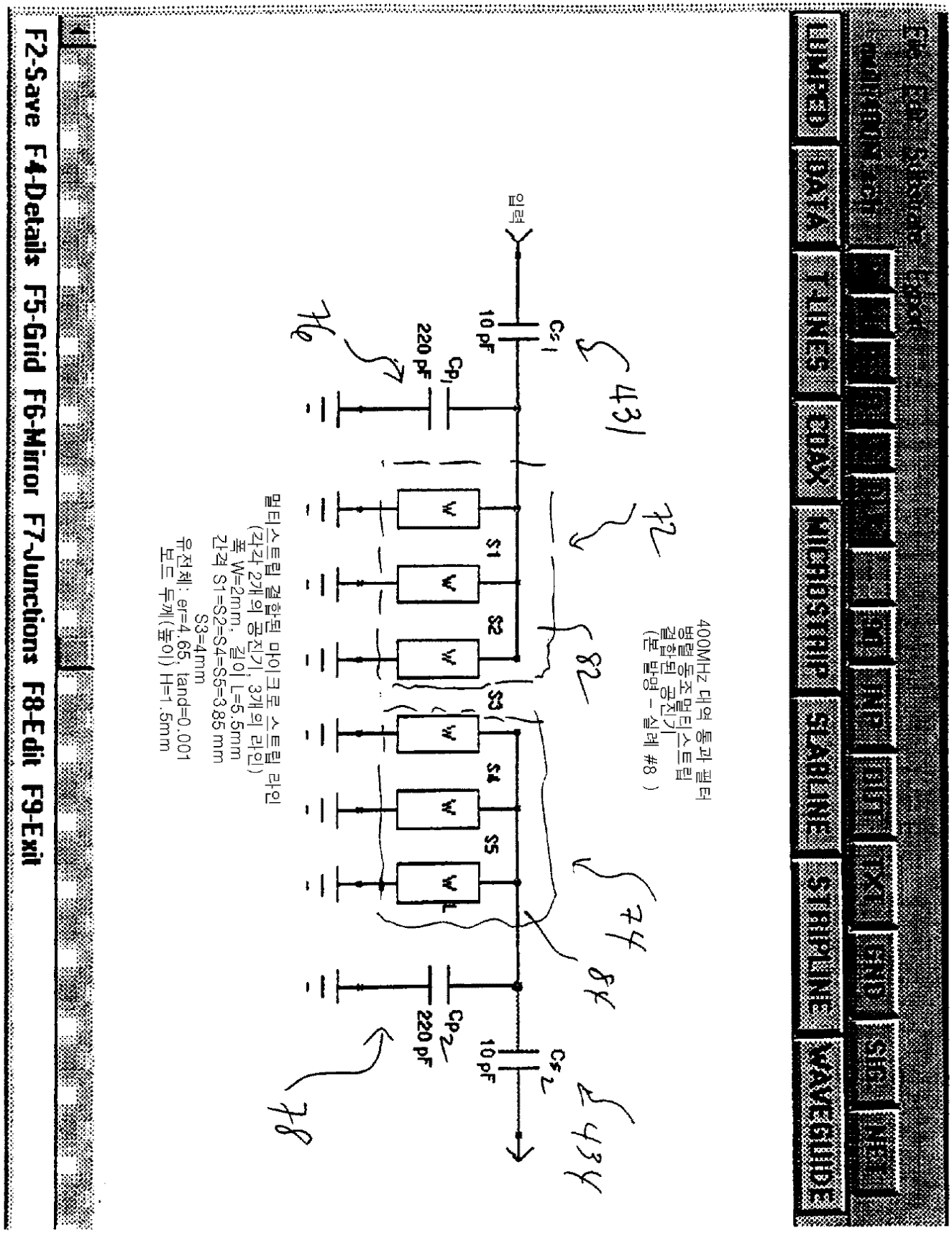
도면 16a


Eagleware Mar 12 18:05:45 1998 PAR800M.SCH 진폭 _10DB
감쇠
(dB)
0
-50
-100
400
800
1200
주파수
(MHz)
1
2
3
4
800
-1.23695
600
-37.635
1000
-34.0381
1200
-45.4701

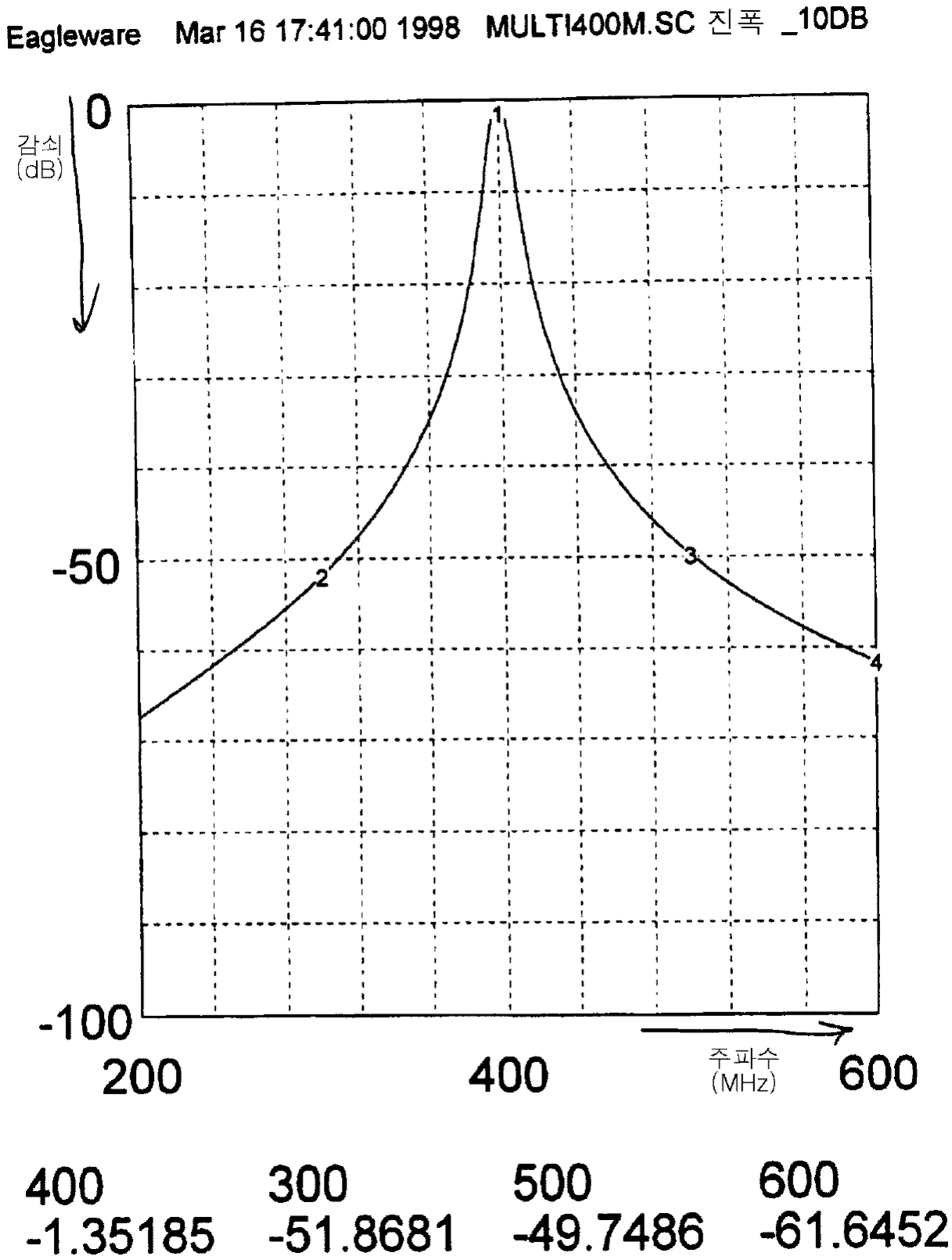
도면 16b


Eagleware Mar 12 18:05:51 1998 PAR800M.SCH 진폭 _1DB
0
감쇠
(dB)
-5
-10
1
2
3
4
750
800
850
주파수
(MHz)
800 -1.23695
773 -4.29699
826 -4.39745
850 -11.8421

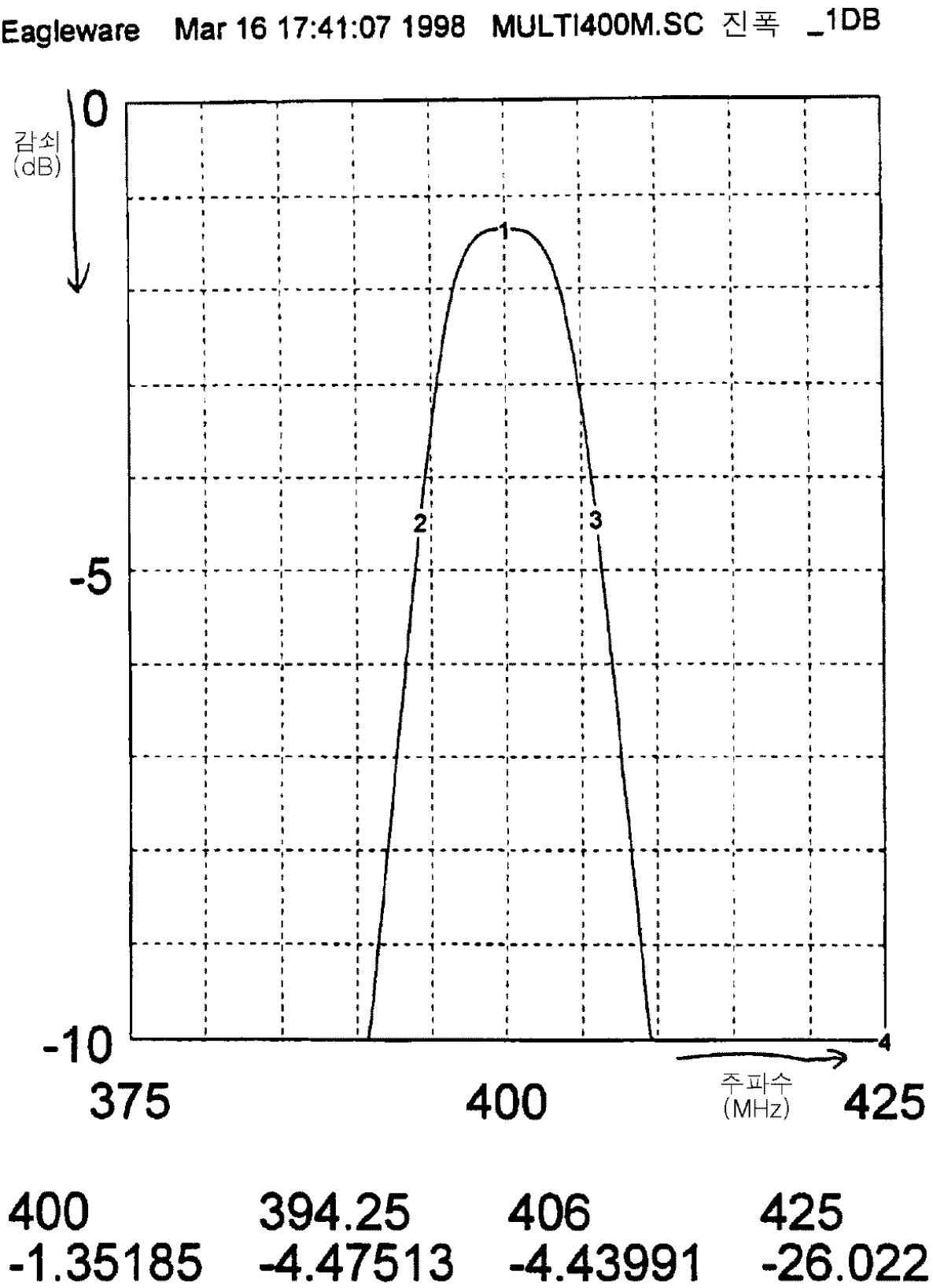
도면 17


400MHz 대역 통과 필터
병렬 동조 멀티스트립
결합된 공진기
(본 발명 - 실례 #8)
입력
C_{S1} 10 pF
C_{P1} 220 pF
C_{P2} 220 pF
C_{S2} 10 pF
S1
S2
S3
S4
S5
W
L
멀티스트립 결합된 마이크로 스트립 라인
(각각 2개의 공진기, 3개의 라인)
폭 W=2mm, 길이 L=5.5mm
간격 S1=S2=S4=S5=3.85 mm
S3=4mm
유전체: εr=4.65; tand=0.001
보드 두께(높이) H=1.5mm
F1-Help F2-Save F4-Details F5-Grid F6-Mirror F7-Junctions F8-Edit F9-Exit

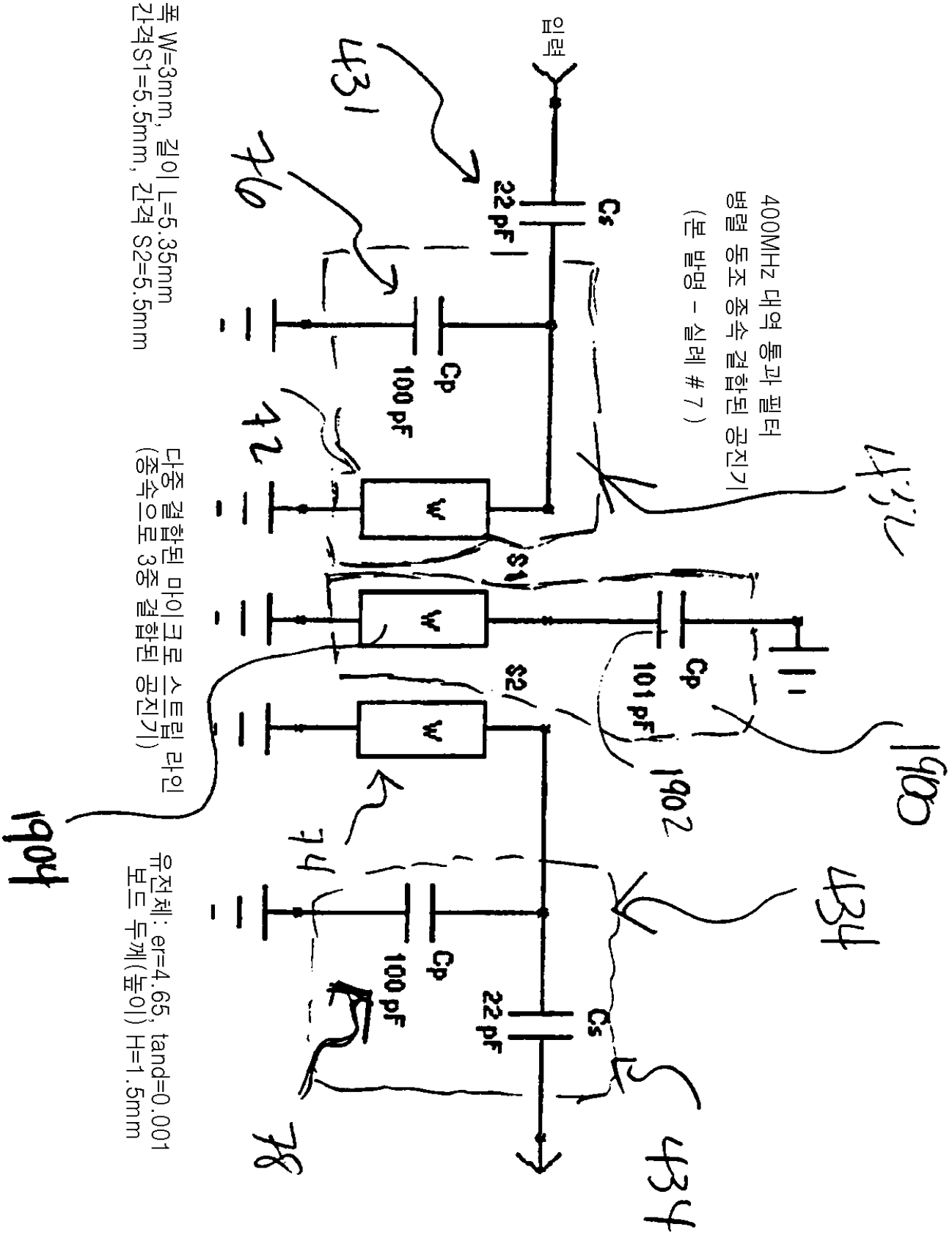
도면 18a


Eagleware Mar 16 17:41:00 1998 MULTI400M.SC 진폭 _10DB
0
감쇠
(dB)
-50
-100
200
400
600
주파수
(MHz)
1
2
3
4
400
-1.35185
300
-51.8681
500
-49.7486
600
-61.6452

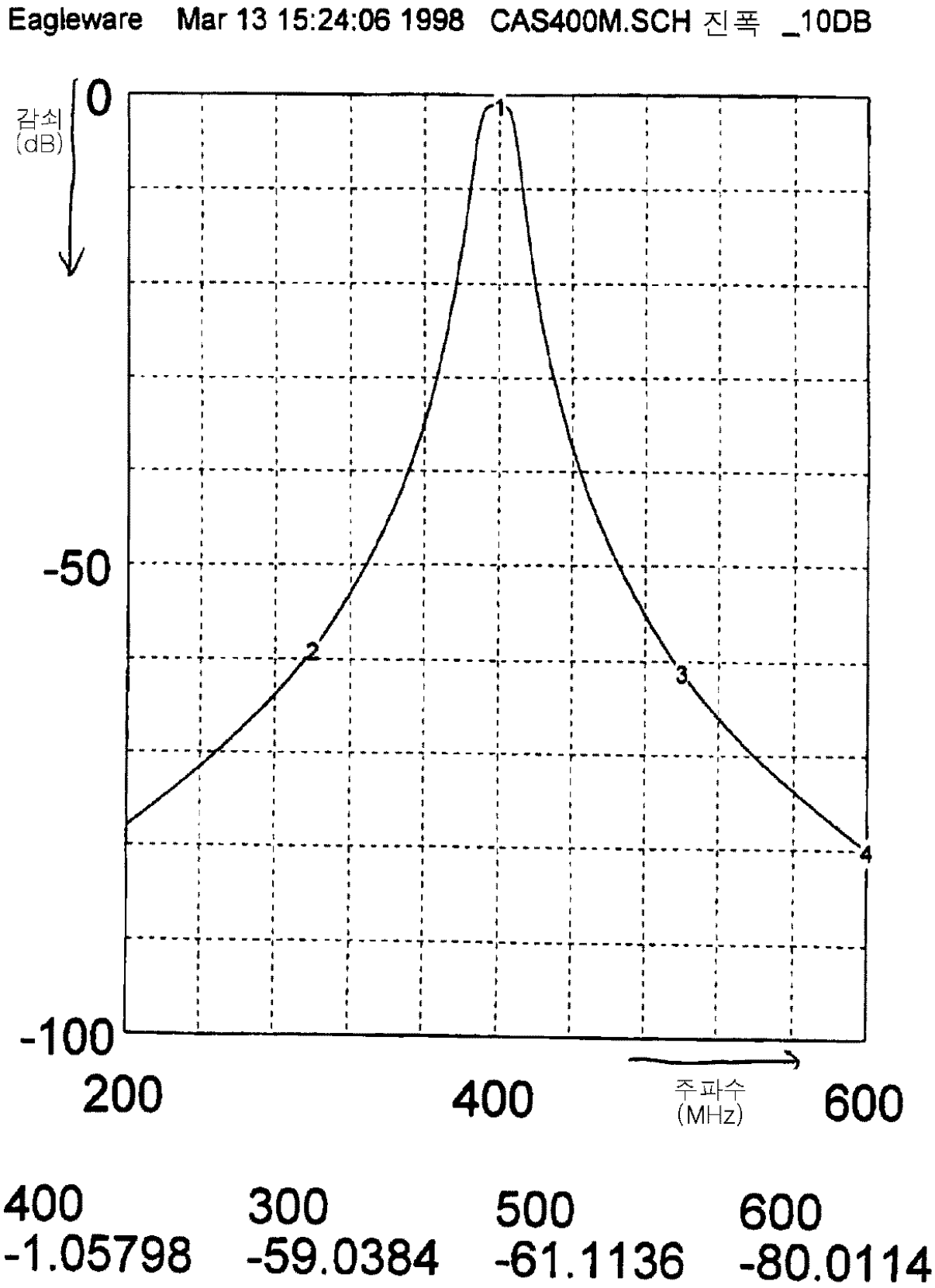
도면 18b


Eagleware Mar 16 17:41:07 1998 MULTI400M.SC 진폭 _1DB
감쇠 (dB)
0
-5
-10
1
2
3
4
375
400
425
주파수 (MHz)
400 394.25 406 425
-1.35185 -4.47513 -4.43991 -26.022

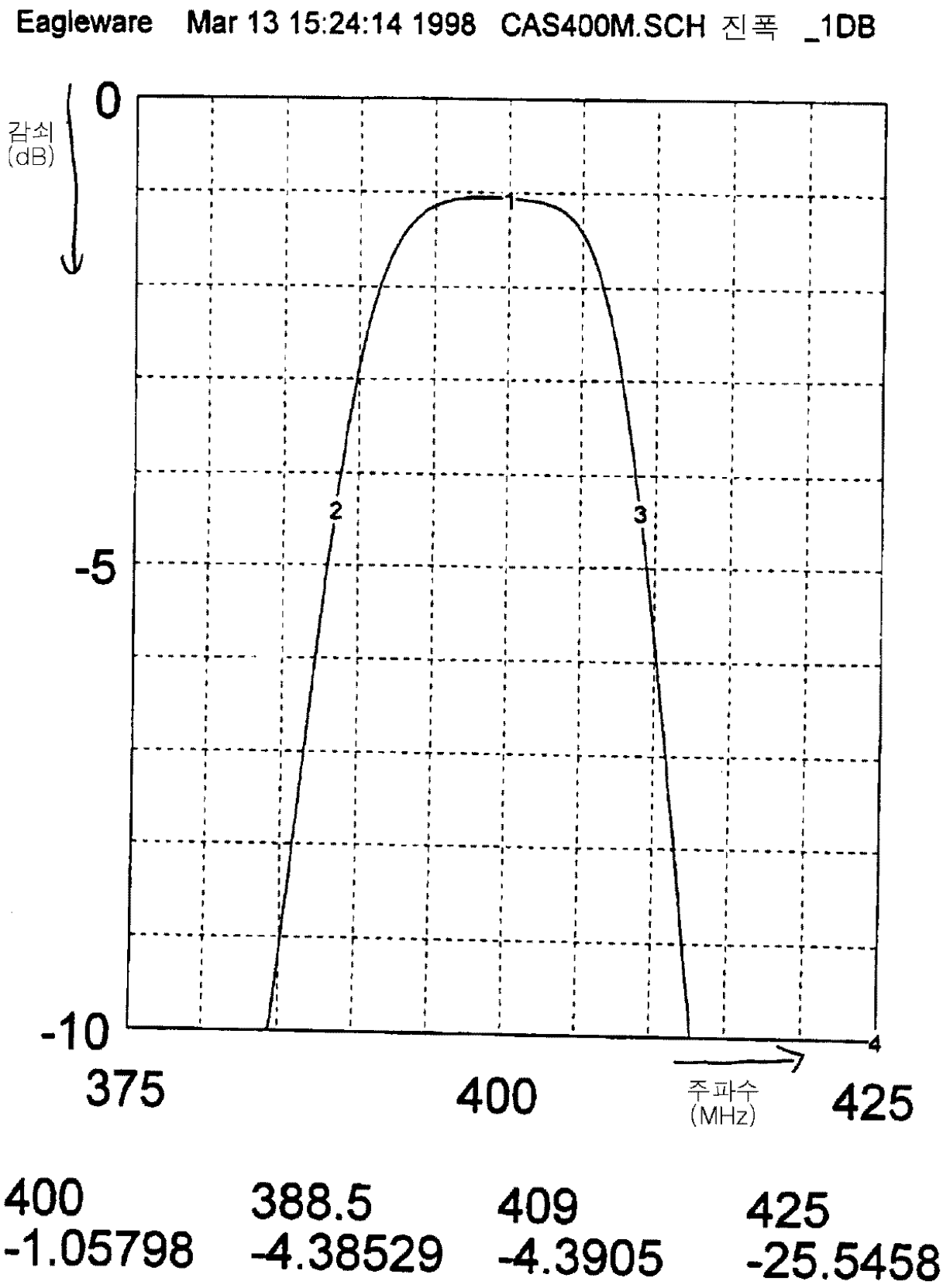
도면 19


400MHz 대역 통과 필터
병렬 동조 종속 결합된 공진기
(본 발명 - 실례 # 7)
다중 결합된 마이크로 스트립 라인
(종속으로 3중 결합된 공진기)
폭 W=3mm, 길이 L=5.35mm
간격S1=5.5mm, 간격 S2=5.5mm
유전체 : er=4.65, tand=0.001
보드 두께(높이) H=1.5mm
입력
Cs
22 pF
Cp
100 pF
101 pF
W
S1
S2
1900
1902
1904
431
434
76
72
74
78

도면 20a

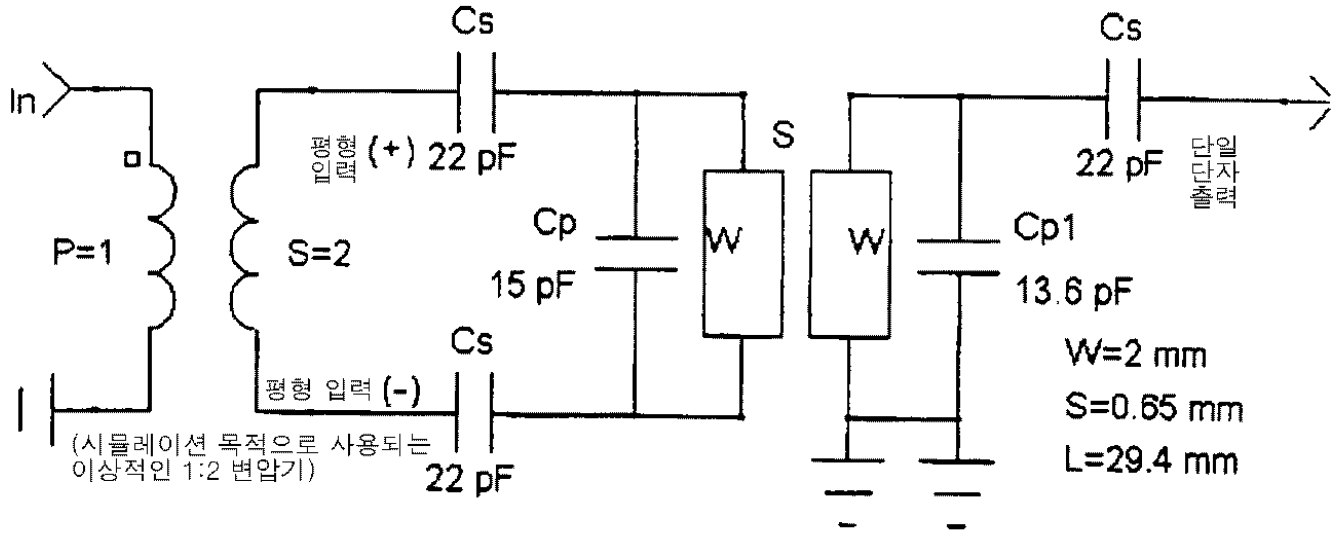

Eagleware Mar 13 15:24:06 1998 CAS400M.SCH 진폭 _10DB
감쇠
(dB)
0
-50
-100
200
400
600
주파수
(MHz)
1
2
3
4
400
-1.05798
300
-59.0384
500
-61.1136
600
-80.0114

도면 20b

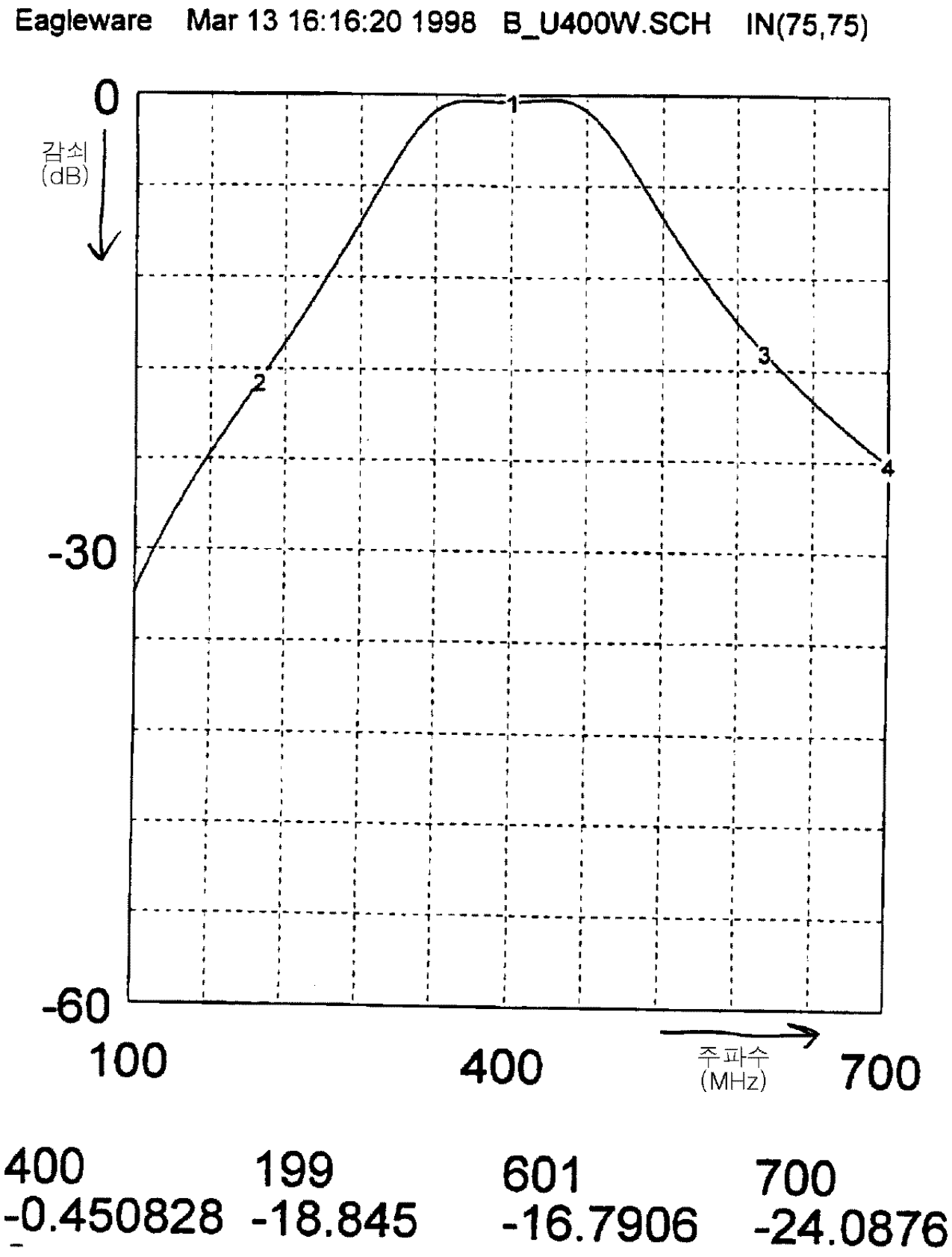

Eagleware Mar 13 15:24:14 1998 CAS400M.SCH 진폭 _1DB
0
감쇠
(dB)
-5
-10
1
2
3
4
375
400
425
주파수
(MHz)
400
-1.05798
388.5
-4.38529
409
-4.3905
425
-25.5458

도면 21

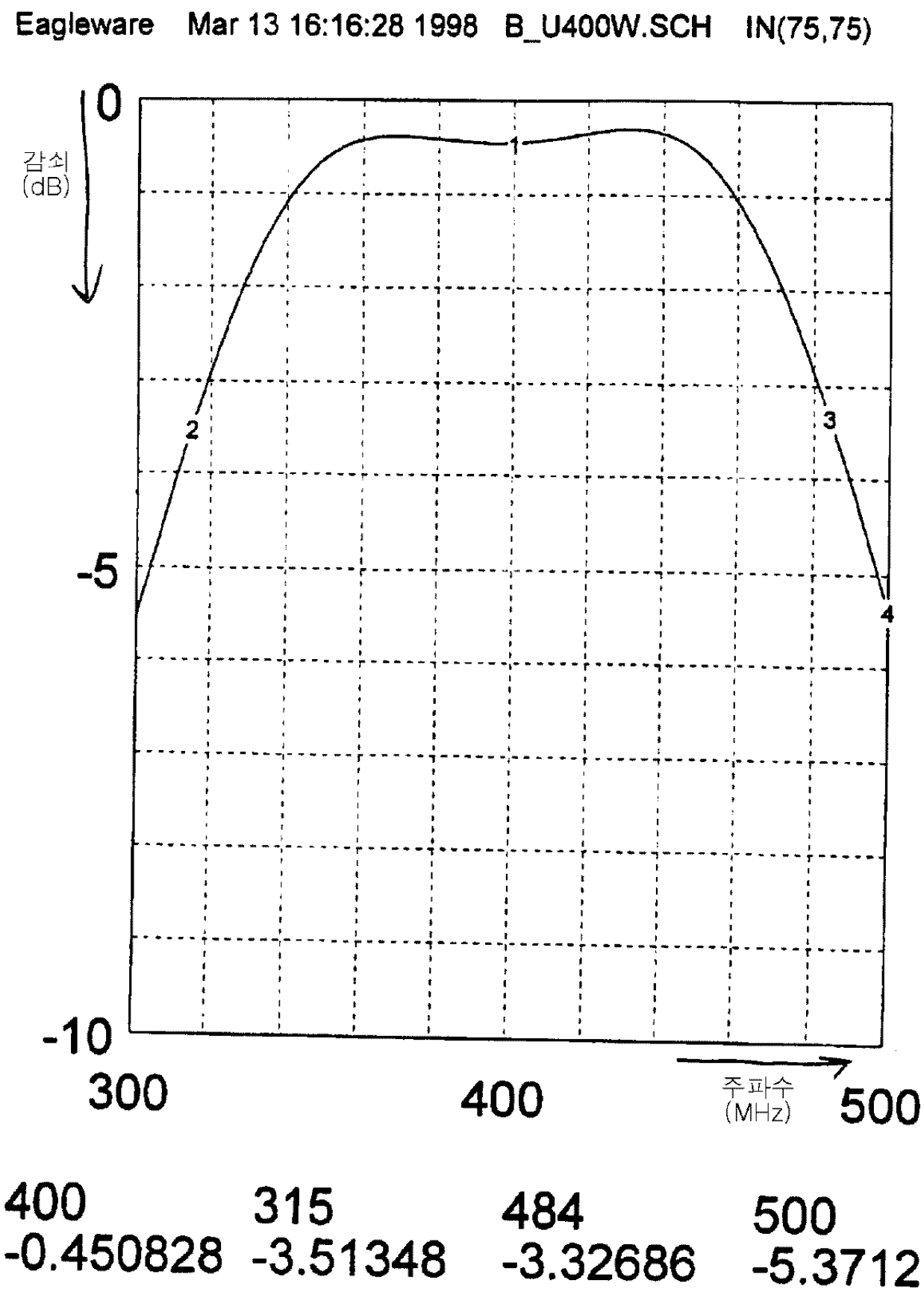
400MHz 광대역 통과 필터(100MHz BW: 평형_불평형 변압기)
(본 발명-실례 #9)



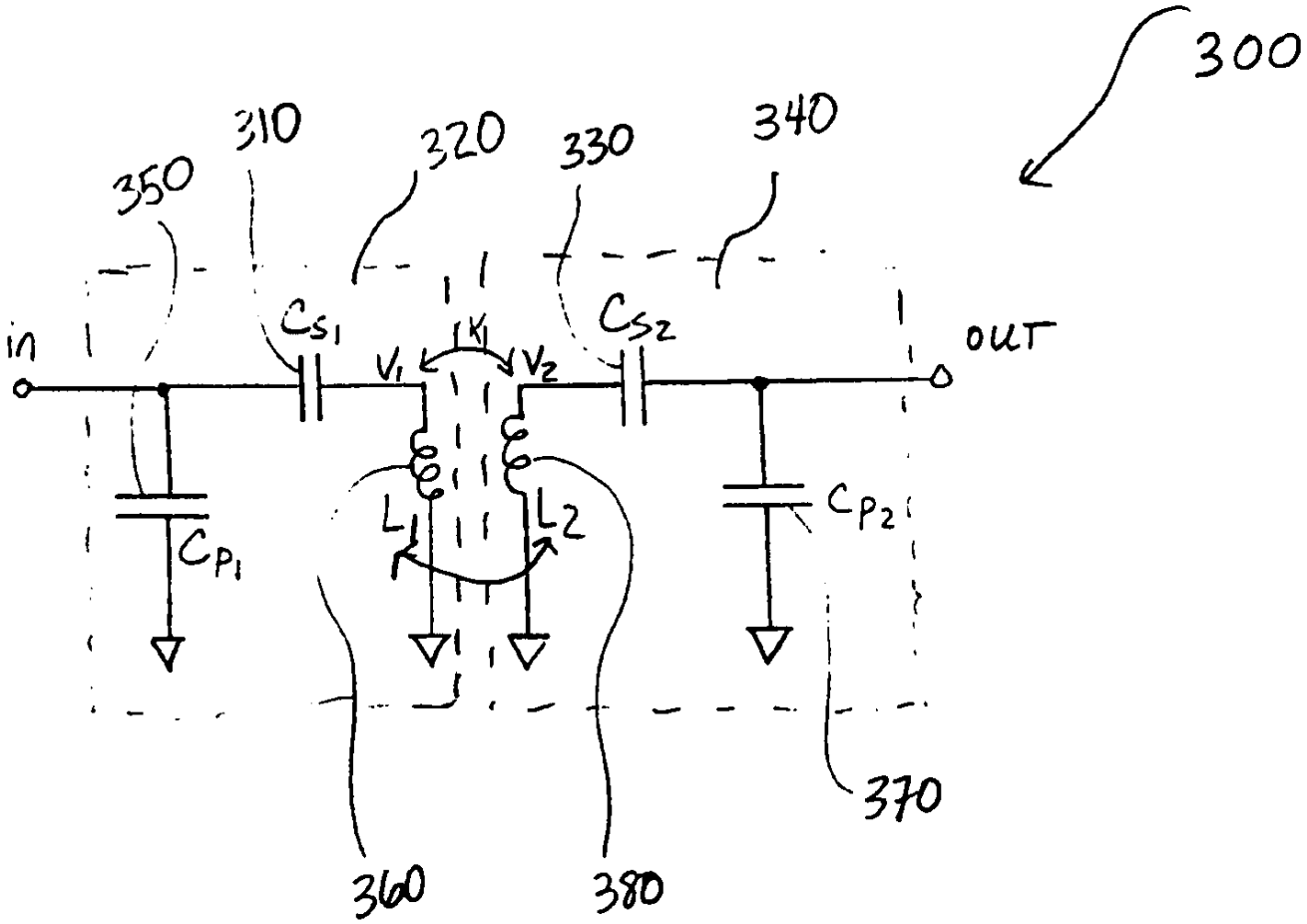
도면 22a


Eagleware Mar 13 16:16:20 1998 B_U400W.SCH IN(75,75)
0
감쇠
(dB)
-30
-60
100
400
700
주파수
(MHz)
1
2
3
4
400 199 601 700
-0.450828 -18.845 -16.7906 -24.0876

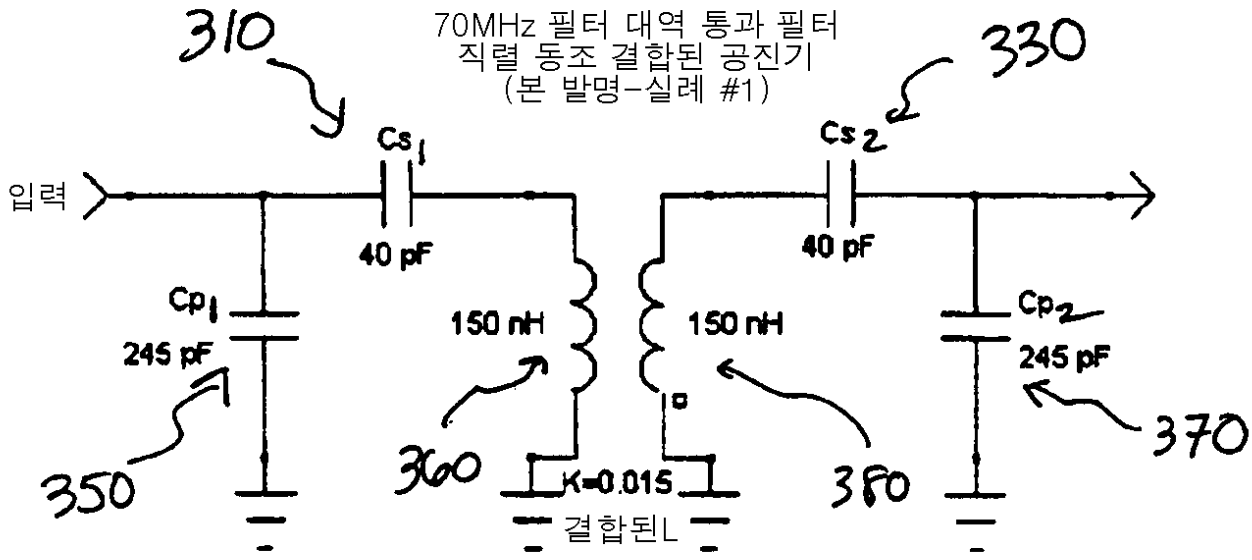
도면 22b


Eagleware Mar 13 16:16:28 1998 B_U400W.SCH IN(75,75)
0
감쇠
(dB)
-5
-10
1
2
3
4
300
400
500
주파수
(MHz)
400 -0.450828
315 -3.51348
484 -3.32686
500 -5.3712

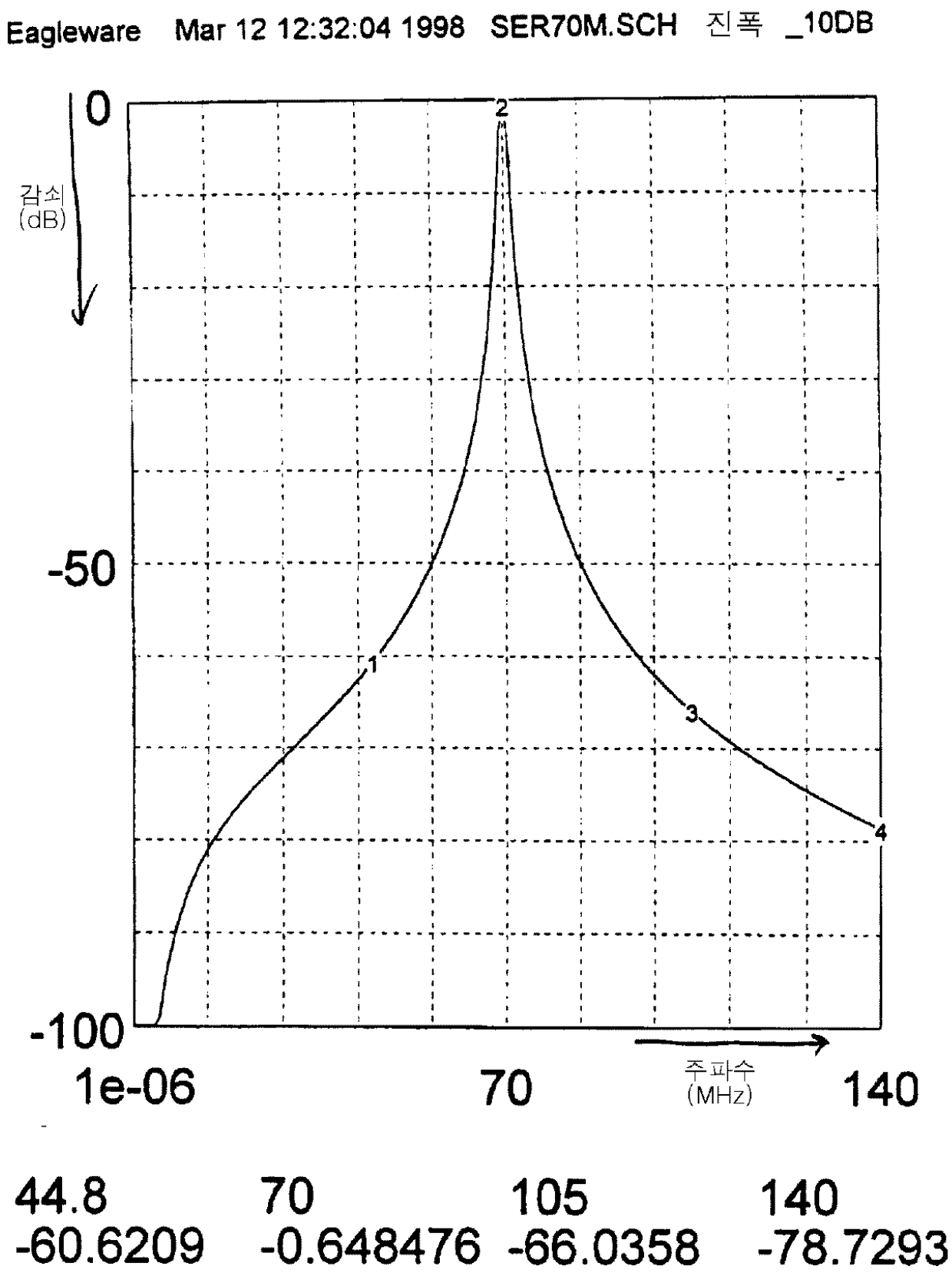
도면 23


300
310
320
330
340
350
in
C_{S1}
V_1
K
V_2
C_{S2}
OUT
C_{P1}
L_1
L_2
C_{P2}
370
360
380

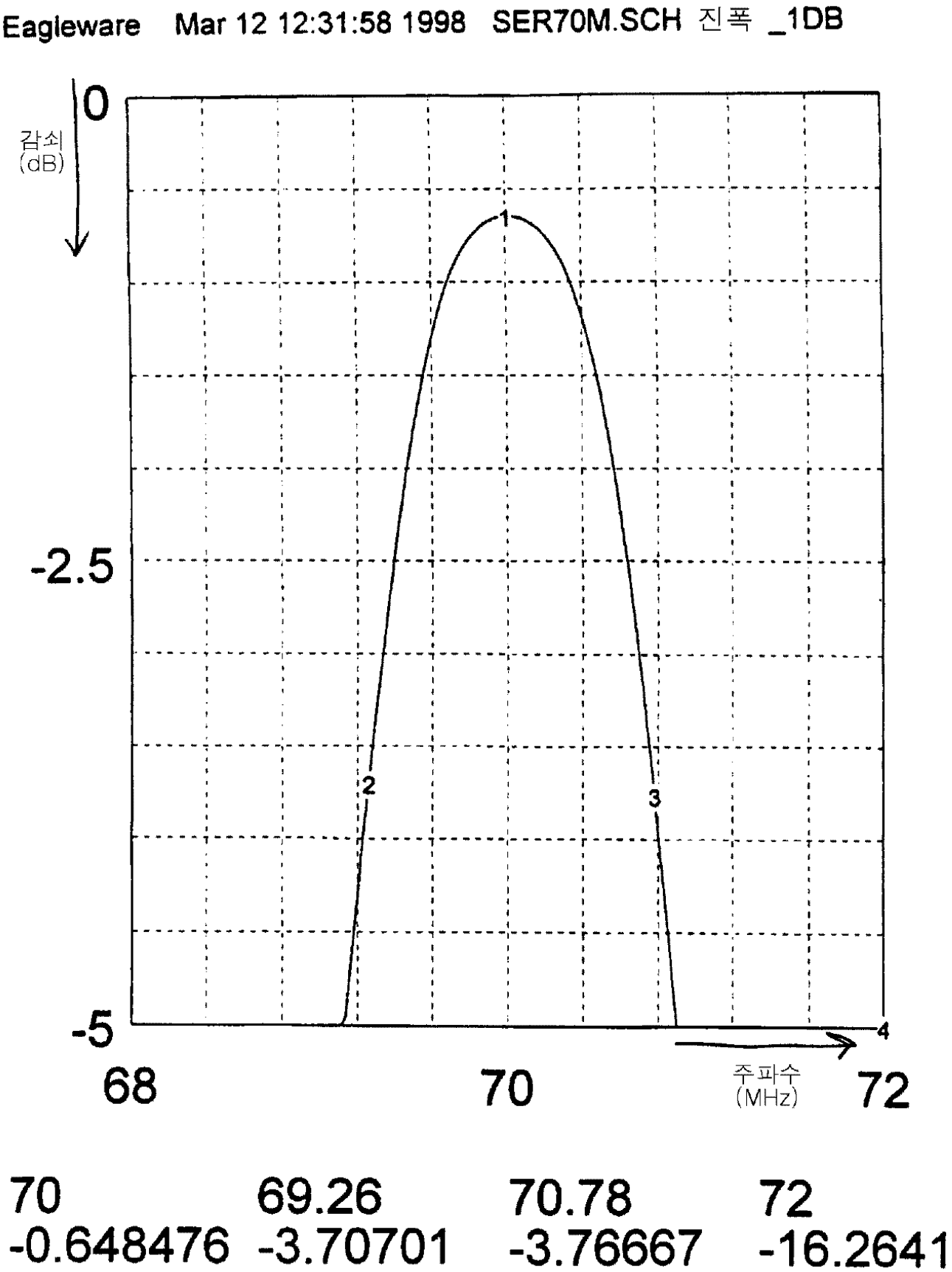
도면 24


70MHz 필터 대역 통과 필터
직렬 동조 결합된 공진기
(본 발명-실례 #1)
310
330
입력
Cs_1
Cs_2
40 pF
40 pF
Cp_1
245 pF
150 nH
150 nH
Cp_2
245 pF
350
360
K=0.015
결합된L
380
370

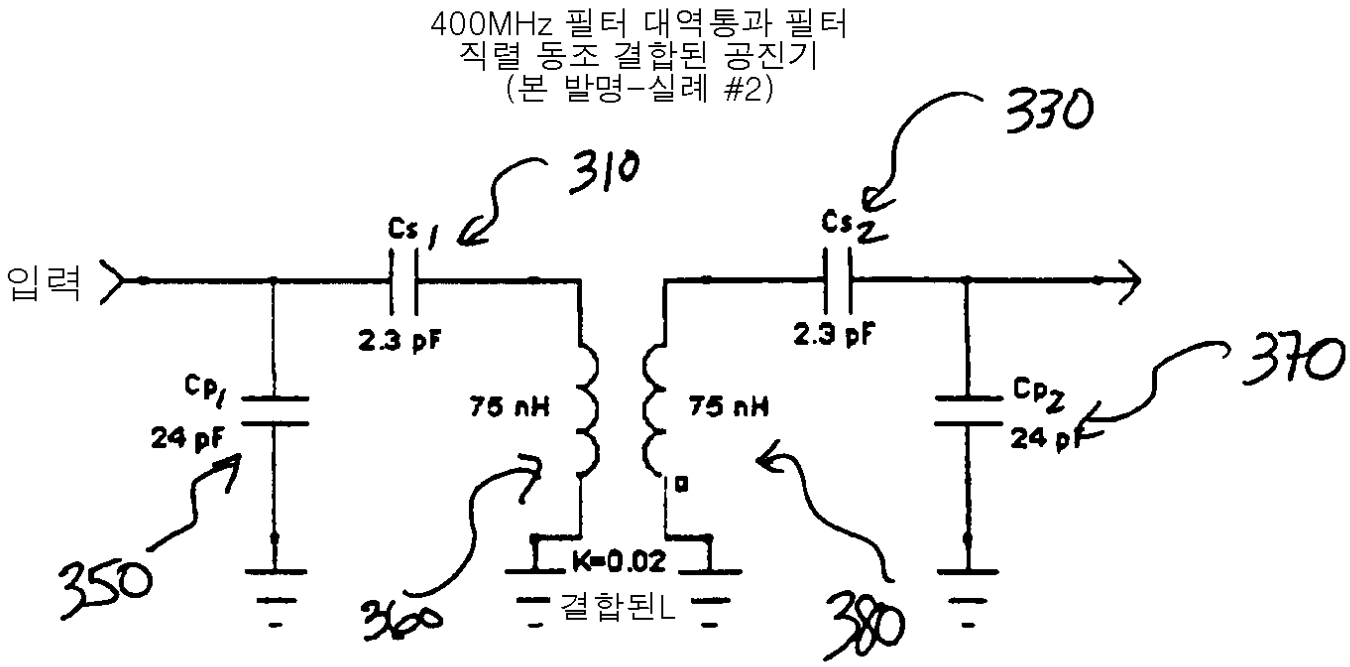
도면 25a


Eagleware Mar 12 12:32:04 1998 SER70M.SCH 진폭 _10DB
0
감쇠
(dB)
-50
-100
1e-06
70
140
주파수
(MHz)
1
2
3
4
44.8
-60.6209
70
-0.648476
105
-66.0358
140
-78.7293

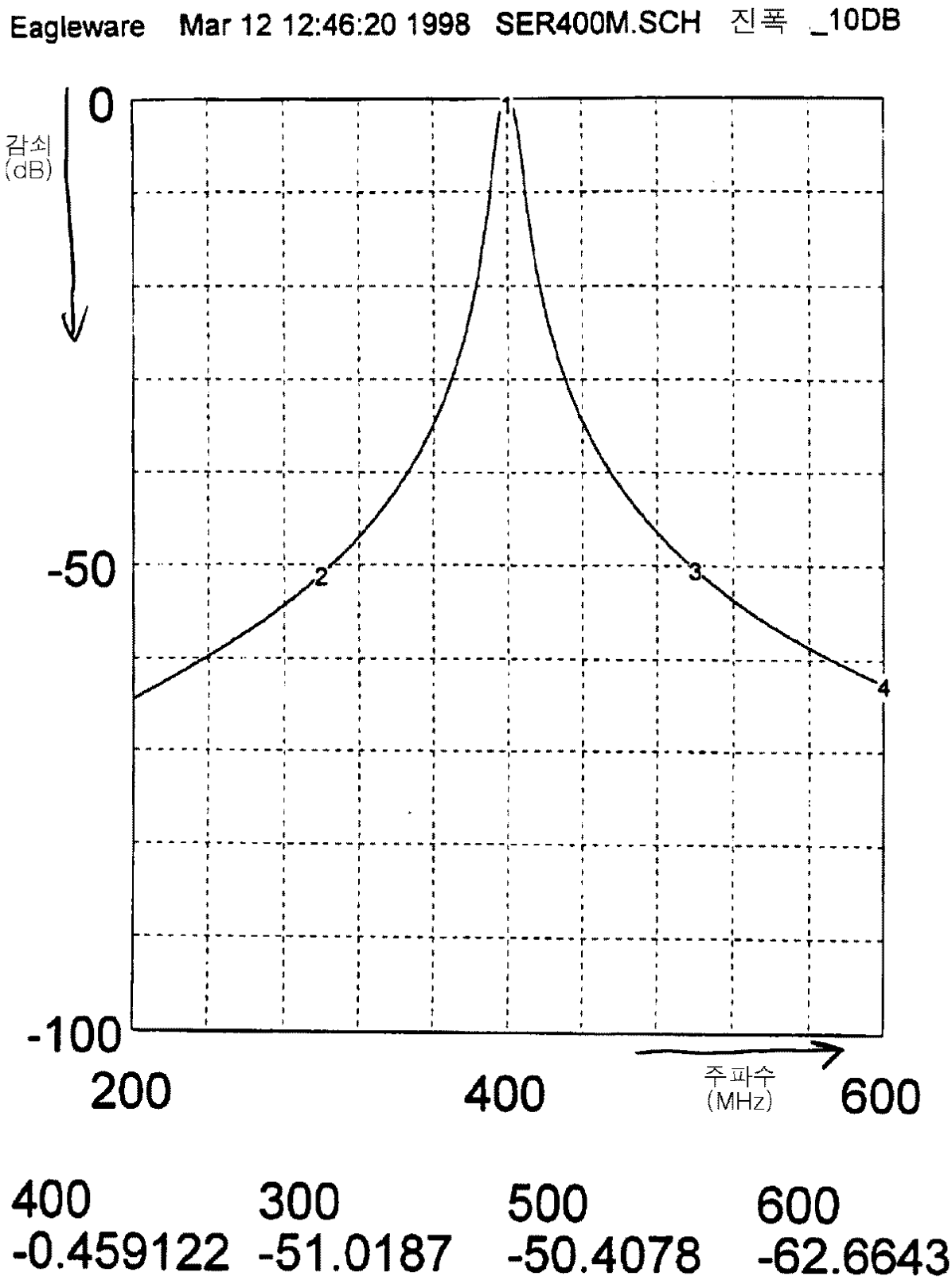
도면 25b


Eagleware Mar 12 12:31:58 1998 SER70M.SCH 진폭 _1DB
0
감쇠
(dB)
-2.5
-5
1
2
3
4
68
70
주파수
(MHz)
72
70 69.26 70.78 72
-0.648476 -3.70701 -3.76667 -16.2641

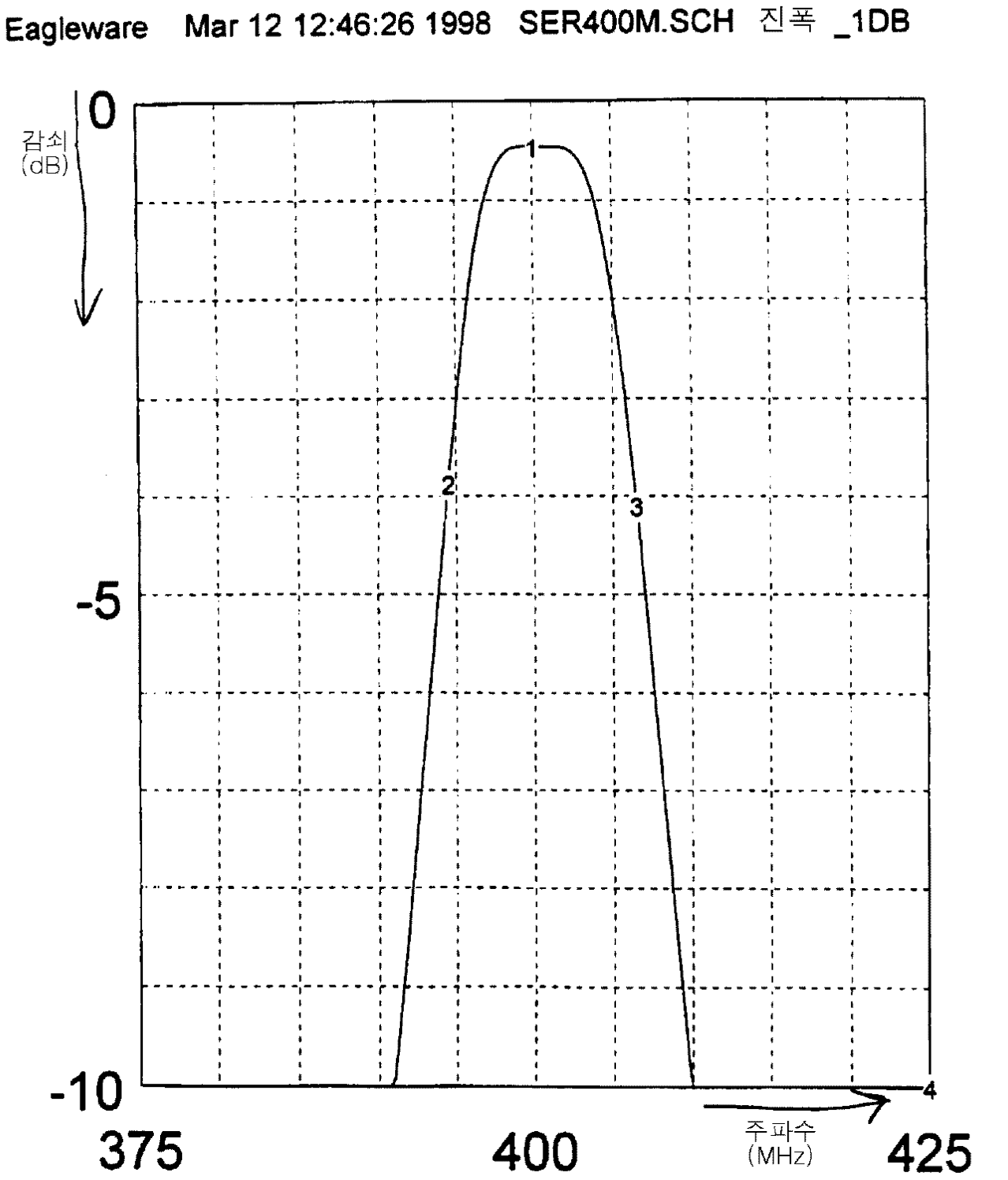
도면 26


400MHz 필터 대역통과 필터
직렬 동조 결합된 공진기
(본 발명-실례 #2)
입력
310
330
Cs1
Cs2
2.3 pF
2.3 pF
Cp1
24 pF
75 nH
75 nH
Cp2
24 pF
370
K=0.02
결합된L
350
360
380

도면 27a

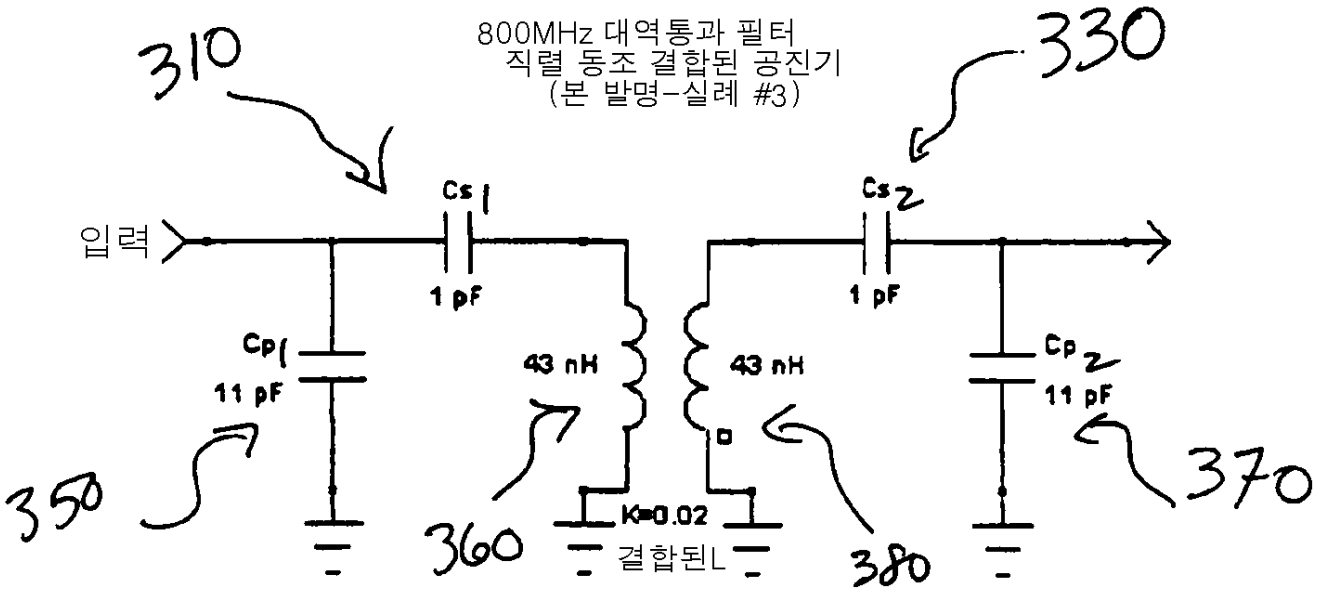

Eagleware Mar 12 12:46:20 1998 SER400M.SCH 진폭 _10DB
0
감쇠
(dB)
-50
-100
200
400
600
주파수
(MHz)
1
2
3
4
400 300 500 600
-0.459122 -51.0187 -50.4078 -62.6643

도면 27b

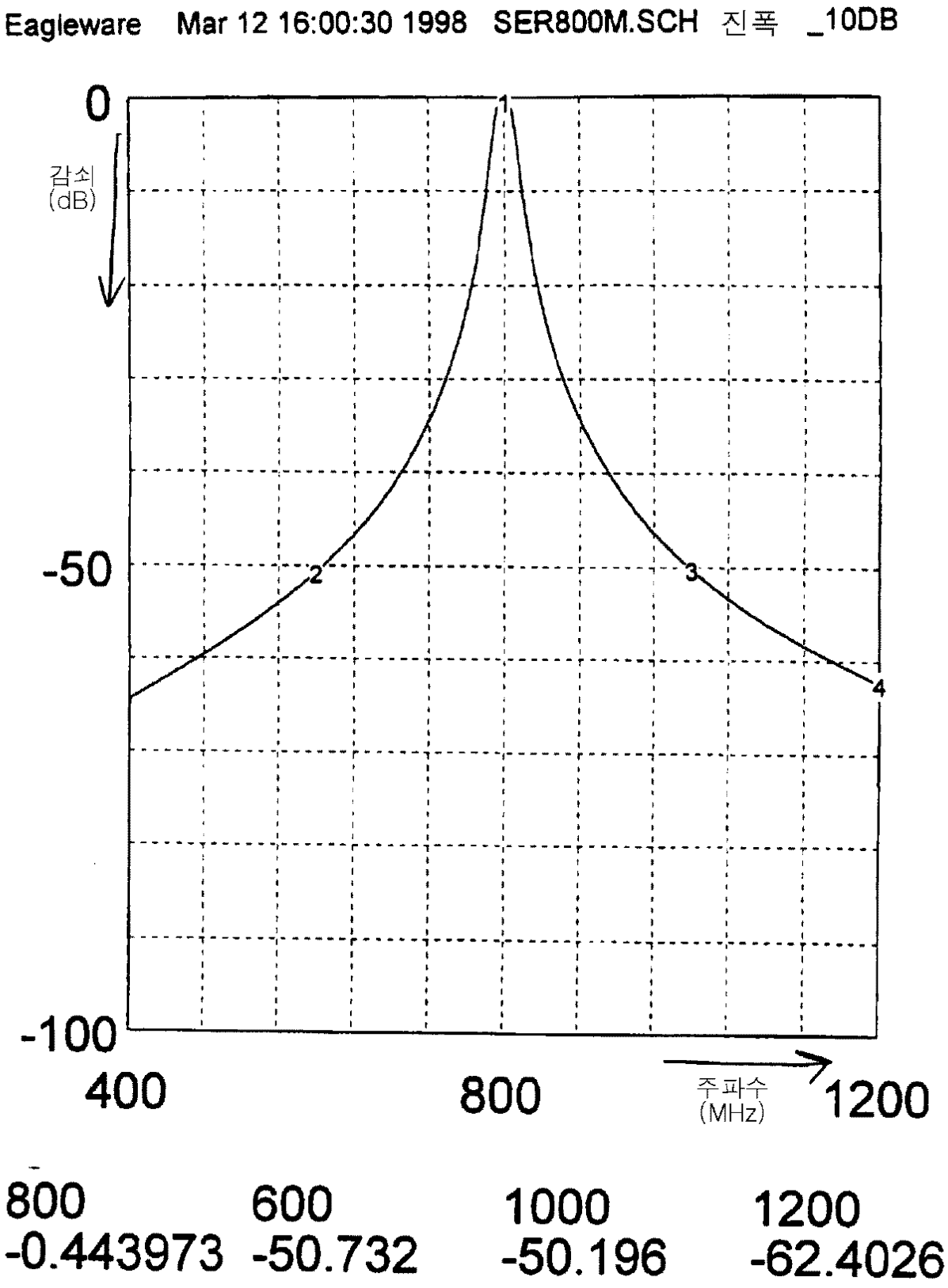


400	394.5	406.5	425
-0.459122	-3.86683	-4.08966	-26.0854

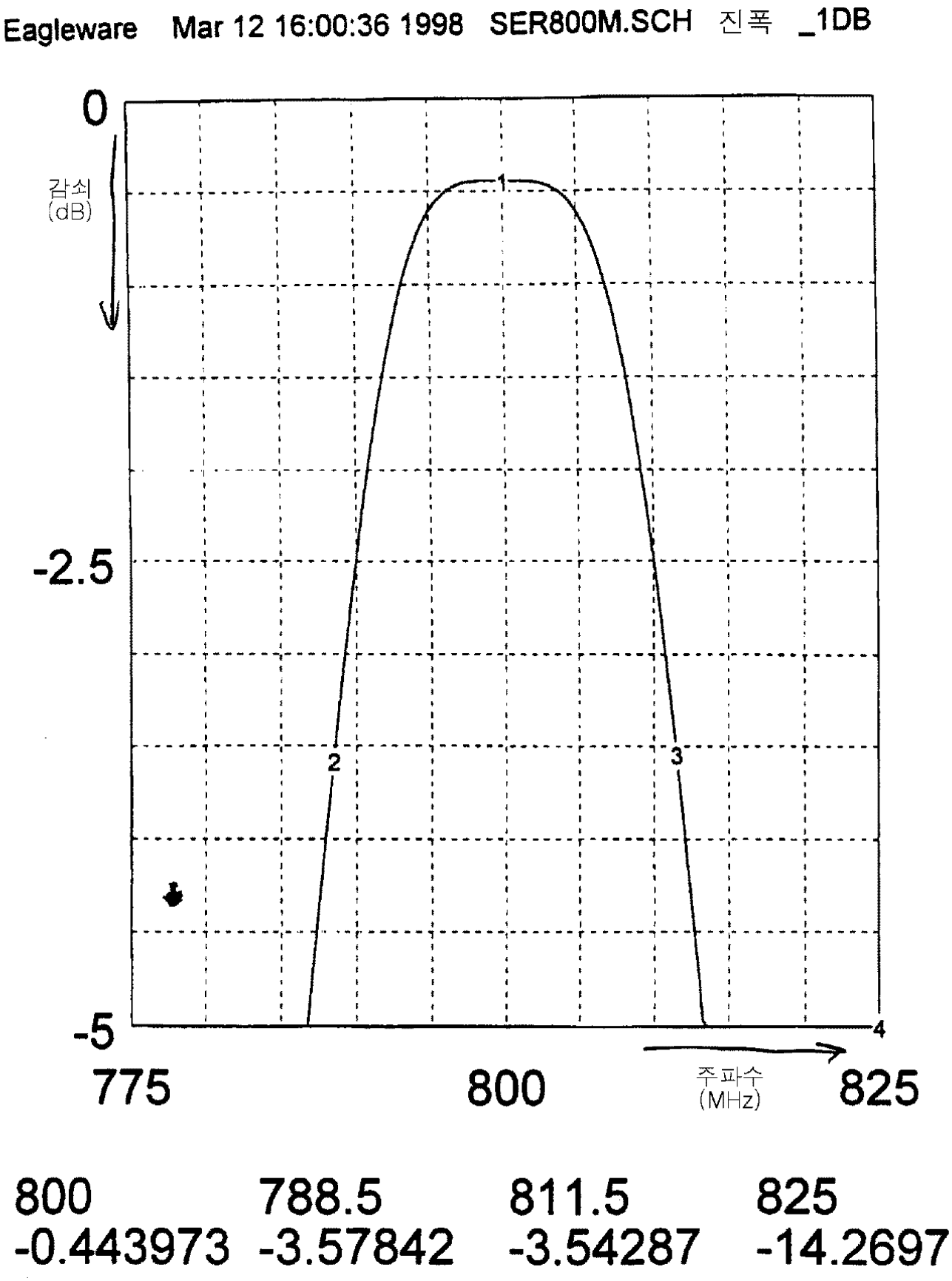
도면 28


800MHz 대역통과 필터
직렬 동조 결합된 공진기
(본 발명-실례 #3)
310
330
입력
Cs1
1 pF
Cs2
1 pF
Cp1
11 pF
43 nH
43 nH
Cp2
11 pF
350
360
K=0.02
결합된L
380
370

도면 29a


Eagleware Mar 12 16:00:30 1998 SER800M.SCH 진폭 _10DB
0
감쇠
(dB)
-50
-100
400
800
주파수
(MHz)
1200
1
2
3
4
800
-0.443973
600
-50.732
1000
-50.196
1200
-62.4026

도면 29b


Eagleware Mar 12 16:00:36 1998 SER800M.SCH 진폭 _1DB
0
감쇠
(dB)
-2.5
-5
1
2
3
4
775
800
주파수
(MHz)
825
800 788.5 811.5 825
-0.443973 -3.57842 -3.54287 -14.2697

도면 30

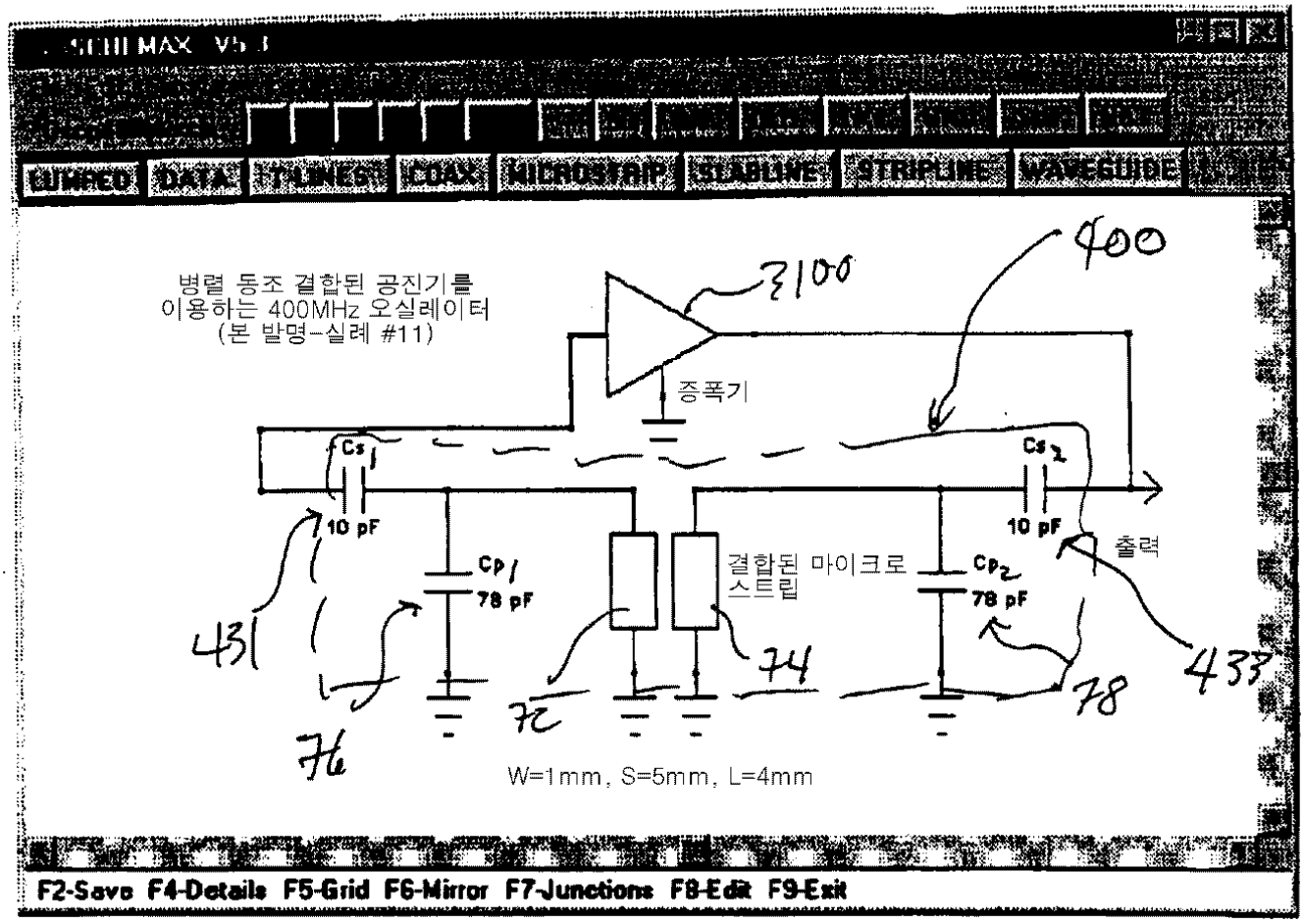
실례의 필터에 사용되는 마이크로스트립 투과 라인의 등가 인덕턴스

비유전율=4.65 : 높이=1.5mm : 구리 두께 : 0.018mm

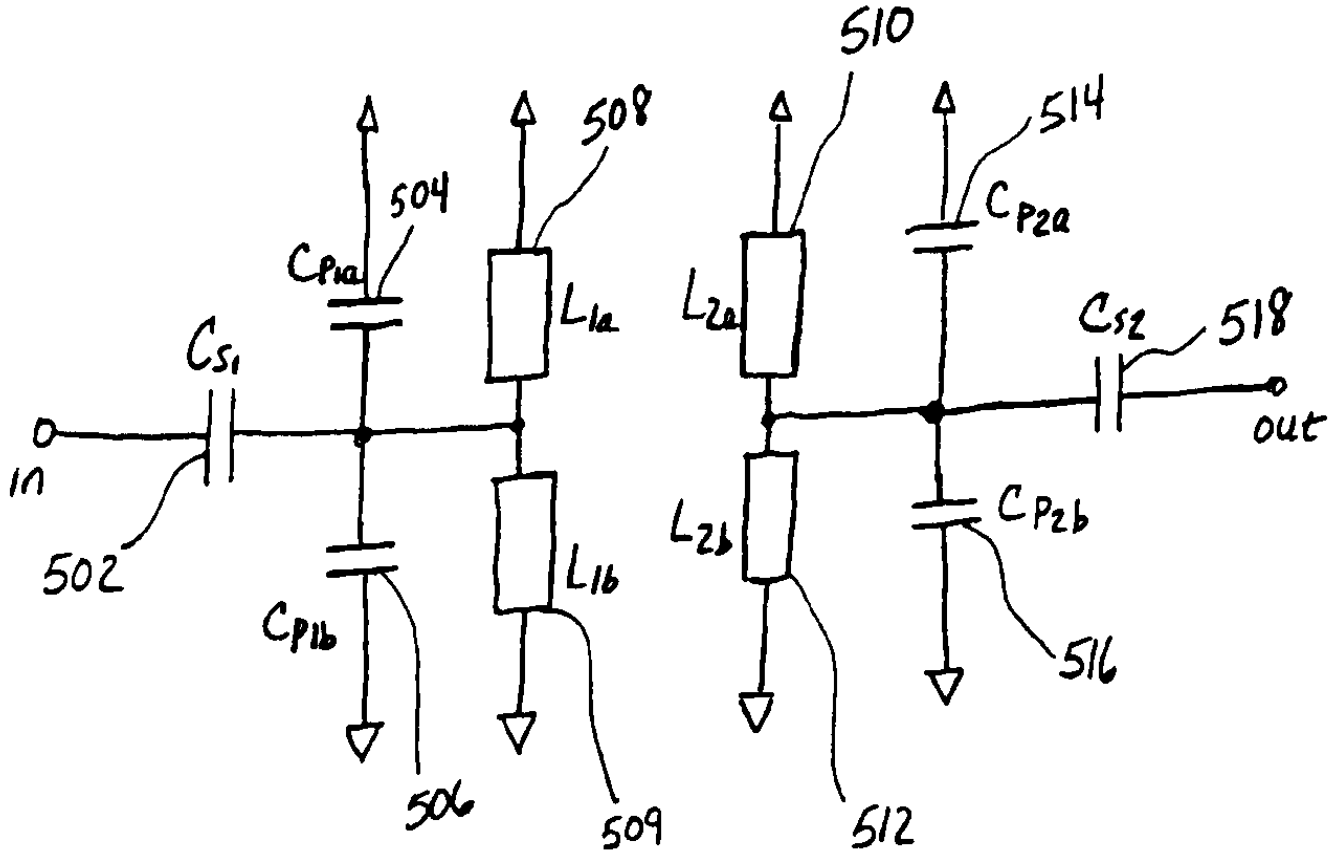
필터 실례 #	필터 중심 주파수 (MHz)	u 스트립 라인 (mm)	u 스트립 라인의 폭 (mm)	파장의 퍼센트 (%)	u 스트립 라인의 등가 인덕턴스(nH)
4	70	12.25	1.5	0.6	6.1
5	400	4	1	1.1	2.4
6	800	3.9	3	2.3	1.3
7	400	5.36	3	1.5	1.8
8(병렬로 접속된 다중 마이크로 스트립 라인들)	400	5.5	각각 2mm폭으로 병렬로 접속된 3라인	1.6	각각 2.4nH 전체 0.72nH (주석 참조)
9	400	29.4		8.5	14
10 (병렬로 접속된 다중 마이크로 스트립 라인들)	400	5.5	각각 2mm폭으로 병렬로 접속된 3라인	1.6	각각 2.4nH 전체 0.72nH (주석 참조)

주석: 병렬로 접속된 마이크로 스트립라인(멀티스트립라인)을 추가로 부가, 0.5nH의 순서로 높은 정밀도와 반복도의 매우 낮은 값이 달성된다.
제조의 달성 가능한 허용오차(라인의 길이와 폭)를 고려할 때,
멀티 스트립 라인의 인덕턴스의 +/- 2%의 허용오차가 가능하다.

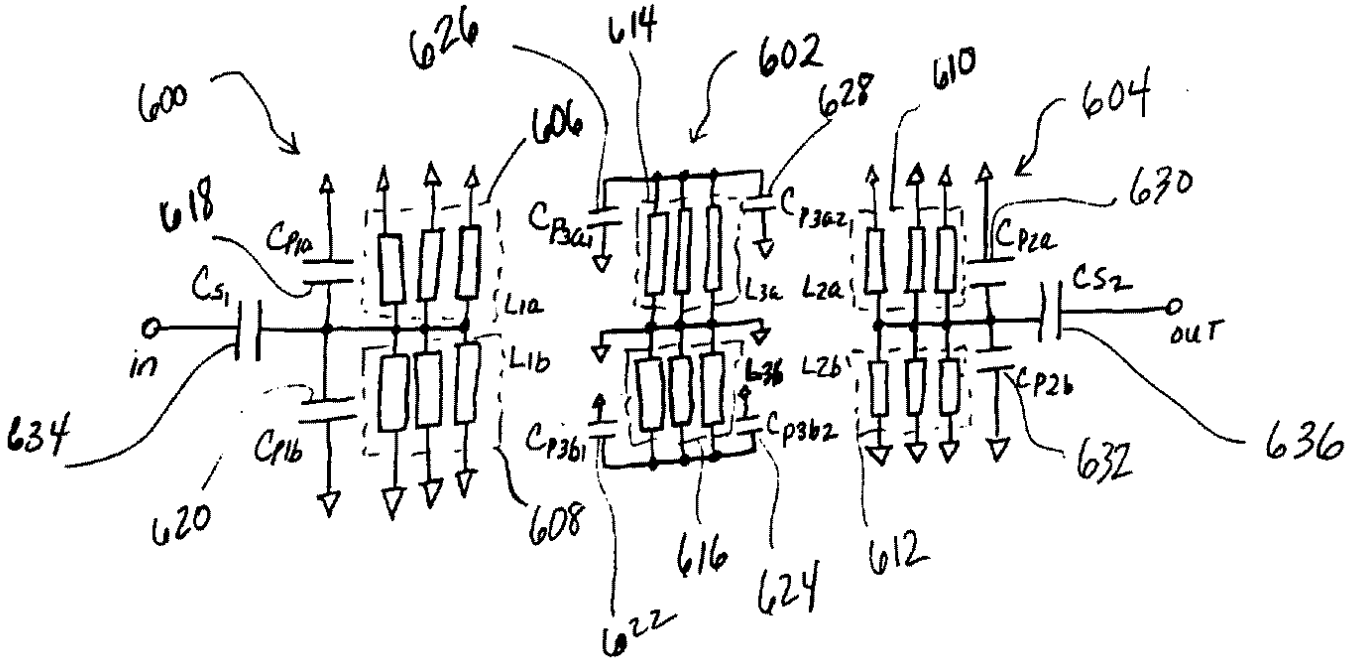
도면 31


병렬 동조 결합된 공진기를
이용하는 400MHz 오실레이터
(본 발명-실례 #11)
증폭기
Cs1
10 pF
Cp1
78 pF
결합된 마이크로
스트립
Cs2
10 pF
Cp2
78 pF
출력
W=1mm, S=5mm, L=4mm
F2-Save F4-Details F5-Grid F6-Mirror F7-Junctions F8-Edit F9-Exit

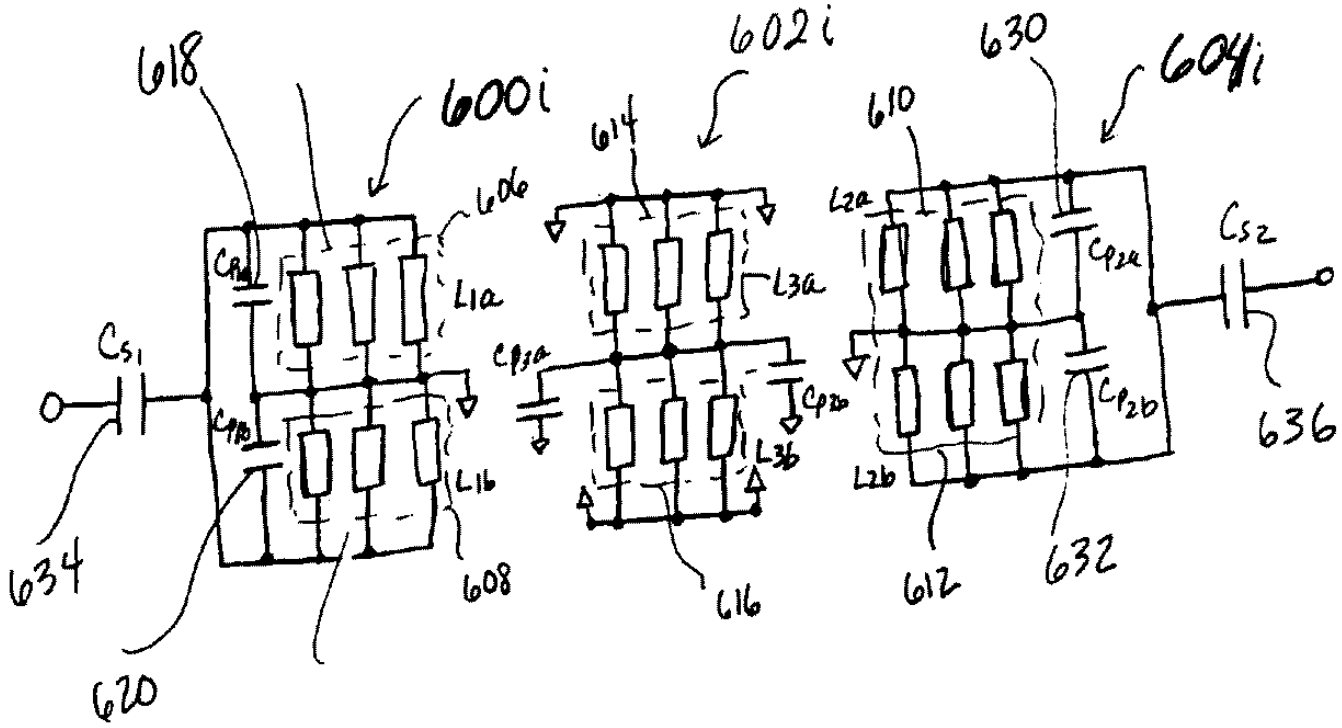
도면 32a


510
514
508
504
C_{P1a}
L_{1a}
L_{2a}
C_{P2a}
C_{S1}
C_{S2}
518
in
out
502
L_{2b}
C_{P2b}
L_{1b}
C_{P1b}
516
506
509
512

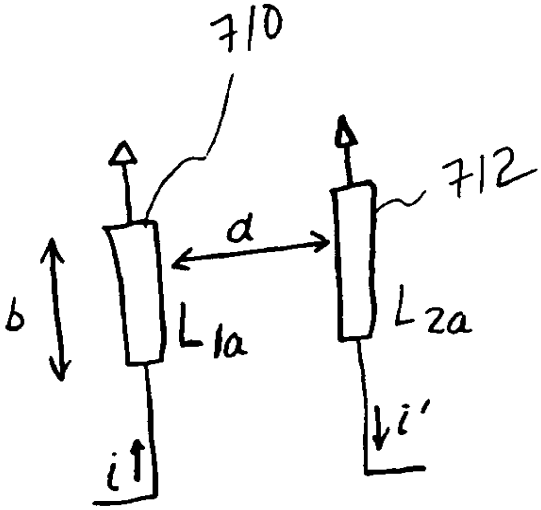
도면 32b


626
614
602
600
606
628
610
604
618
630
C_{P1a}
C_{P3a1}
C_{P3a2}
C_{P2a}
C_{S1}
L_{1a}
L_{3a}
L_{2a}
C_{S2}
in
out
L_{1b}
L_{3b}
L_{2b}
C_{P2b}
634
C_{P1b}
C_{P3b1}
C_{P3b2}
636
632
620
608
616
624
612
622

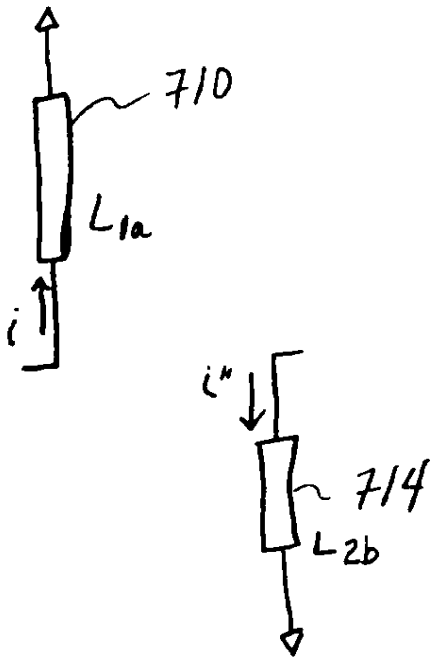
도면 32c


618
600i
602i
604i
606
614
610
630
L1a
L3a
L2a
Cp1a
Cp3a
Cp2a
Cs1
Cs2
Cp1b
Cp3b
Cp2b
L1b
L3b
L2b
634
608
616
612
632
636
620

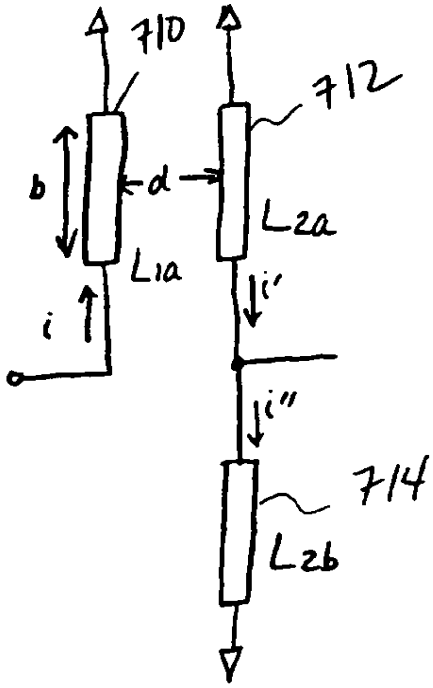
도면 33


710
712
d
b
L1a
L2a
i'
i

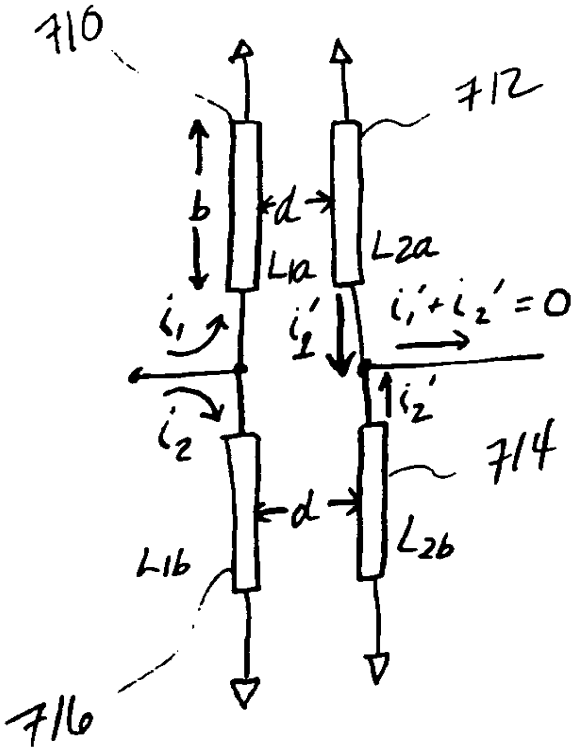
(a)


710
L1a
i
i"
714
L2b

(b)

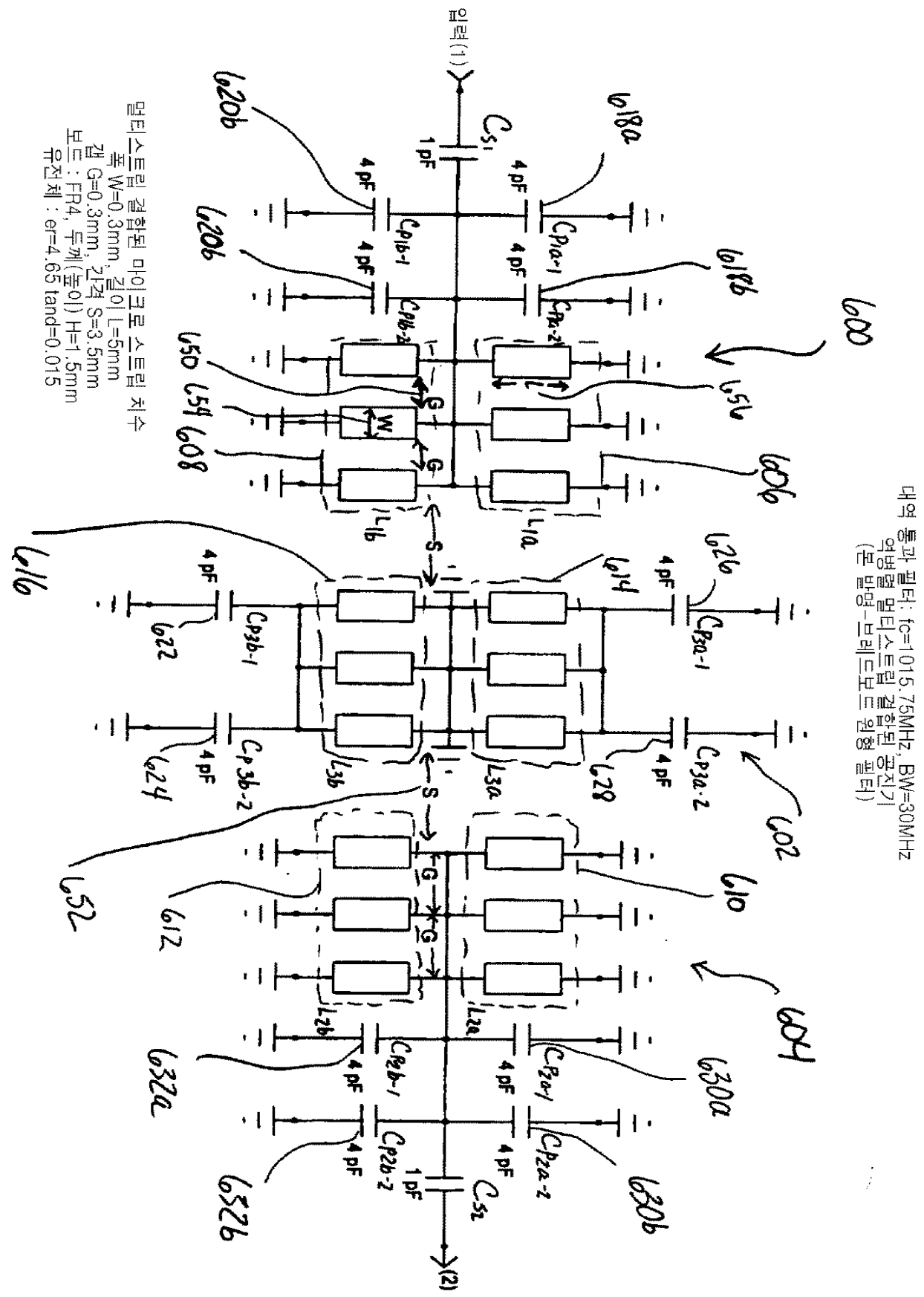

710
712
b
d
L1a
L2a
i
i'
i"
714
L2b

(c)

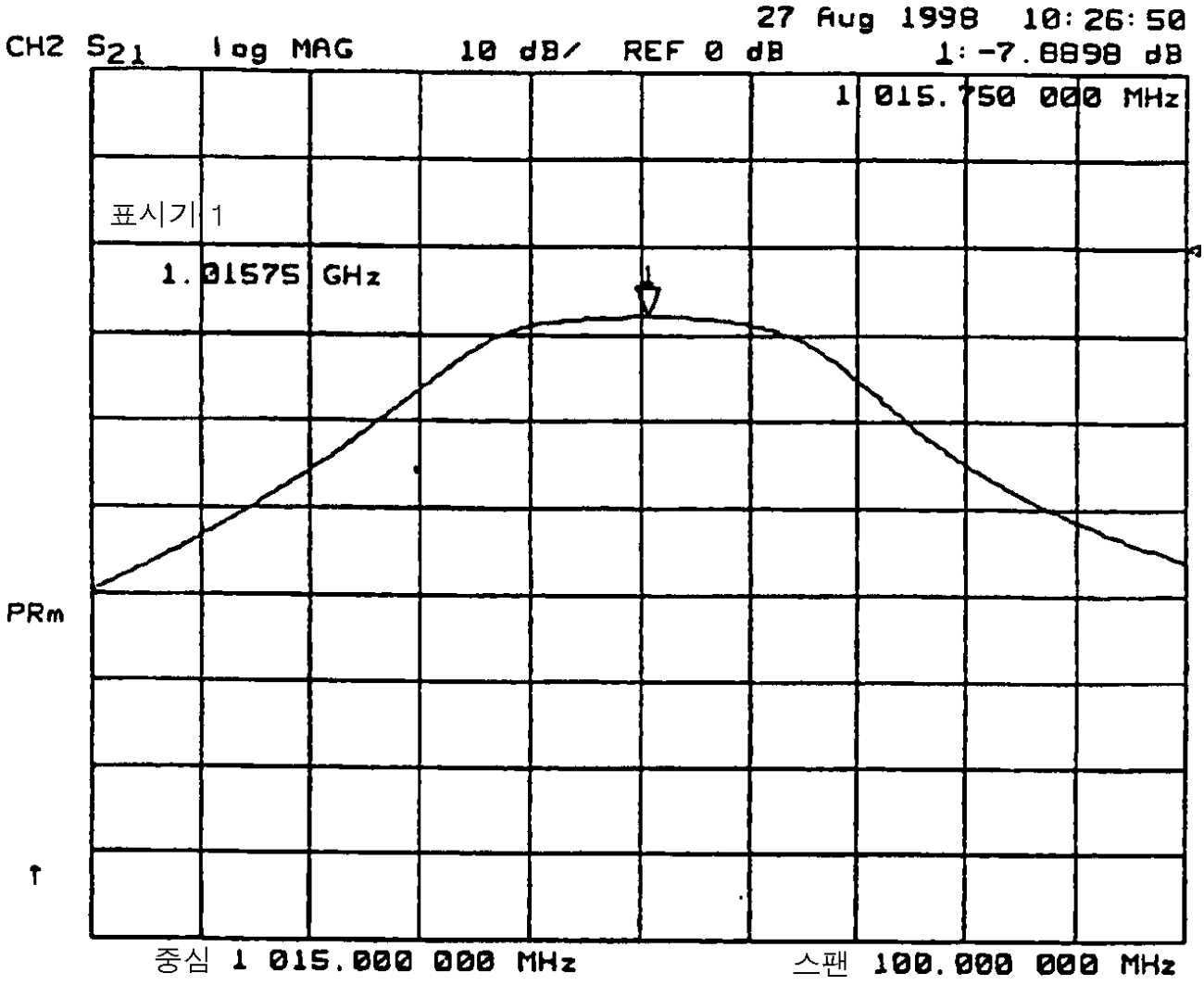

710
712
b
d
L1a
L2a
i1
i1'
i1'+i2'=0
i2
i2'
714
d
L1b
L2b
716

(d)

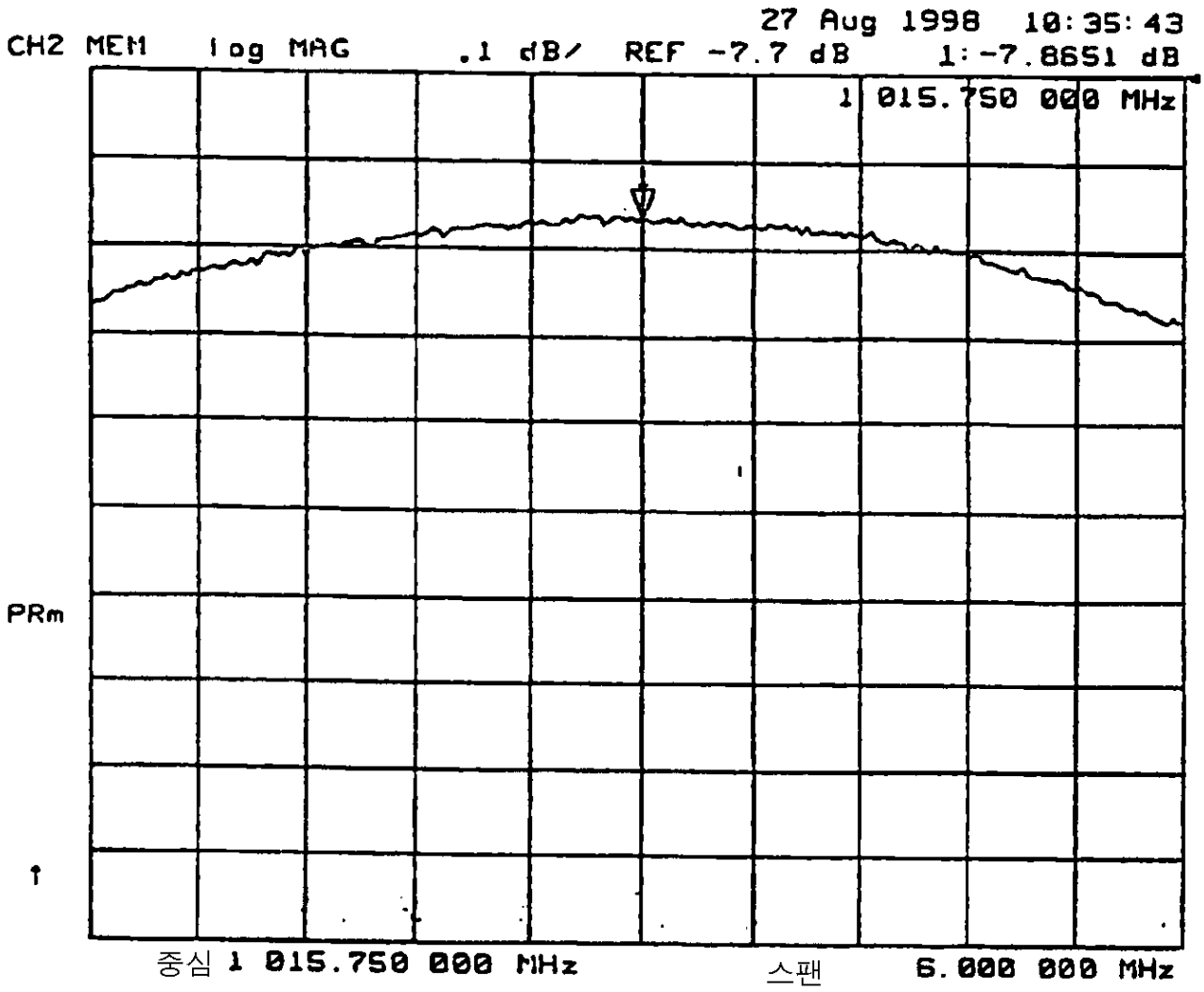
도면 34a


대역 통과 필터: fc=1015.75MHz, BW=30MHz
역병렬 멀티스트립 결합된 공진기
(본 발명-브레드보드 원형 필터)
멀티스트립 결합된 마이크로 스트립 치수
폭 W=0.3mm, 길이 L=5mm
갭 G=0.3mm, 간격 S=3.5mm
보드 : FR4, 두께(높이) H=1.5mm
유전체 : er=4.65 tand=0.015
입력(1)
(2)
600
602
604
606
608
610
612
614
616
618a
618b
620a
620b
622
624
626
628a
628b
630a
630b
650
652
654
L1a
L1b
L2a
L2b
L3a
L3b
S
G
W
1 pF
4 pF

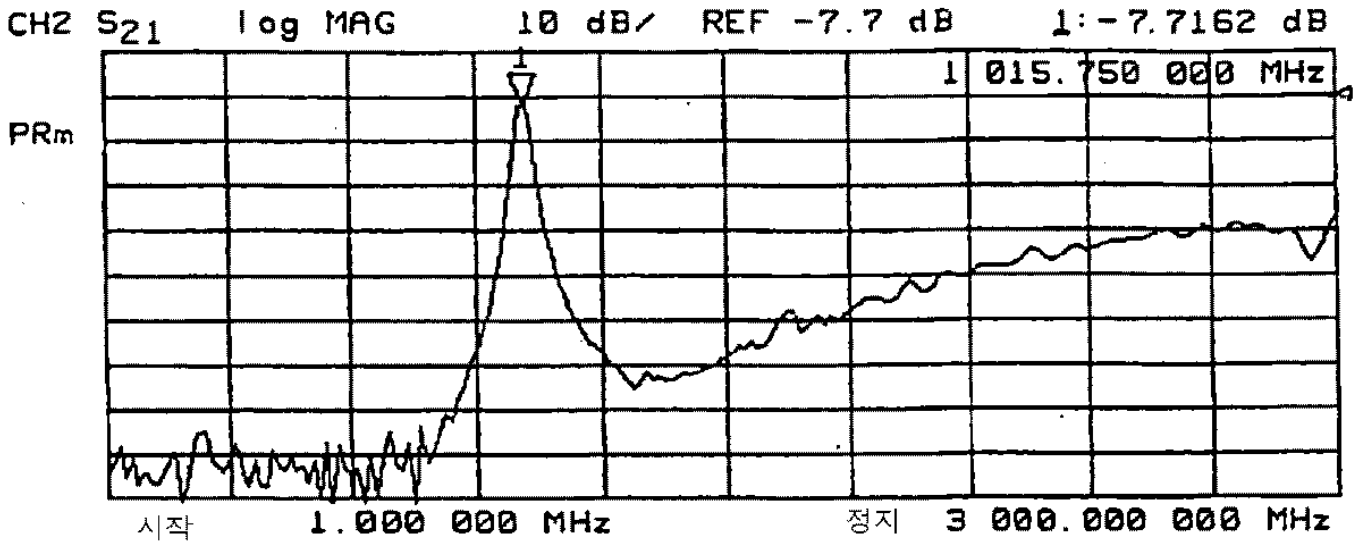
도면 34b


27 Aug 1998 10:26:50
CH2 S21 log MAG 10 dB/ REF 0 dB 1:-7.8898 dB
1 015.750 000 MHz
표시기 1
1.01575 GHz
PRm
중심 1 015.000 000 MHz
스팬 100.000 000 MHz

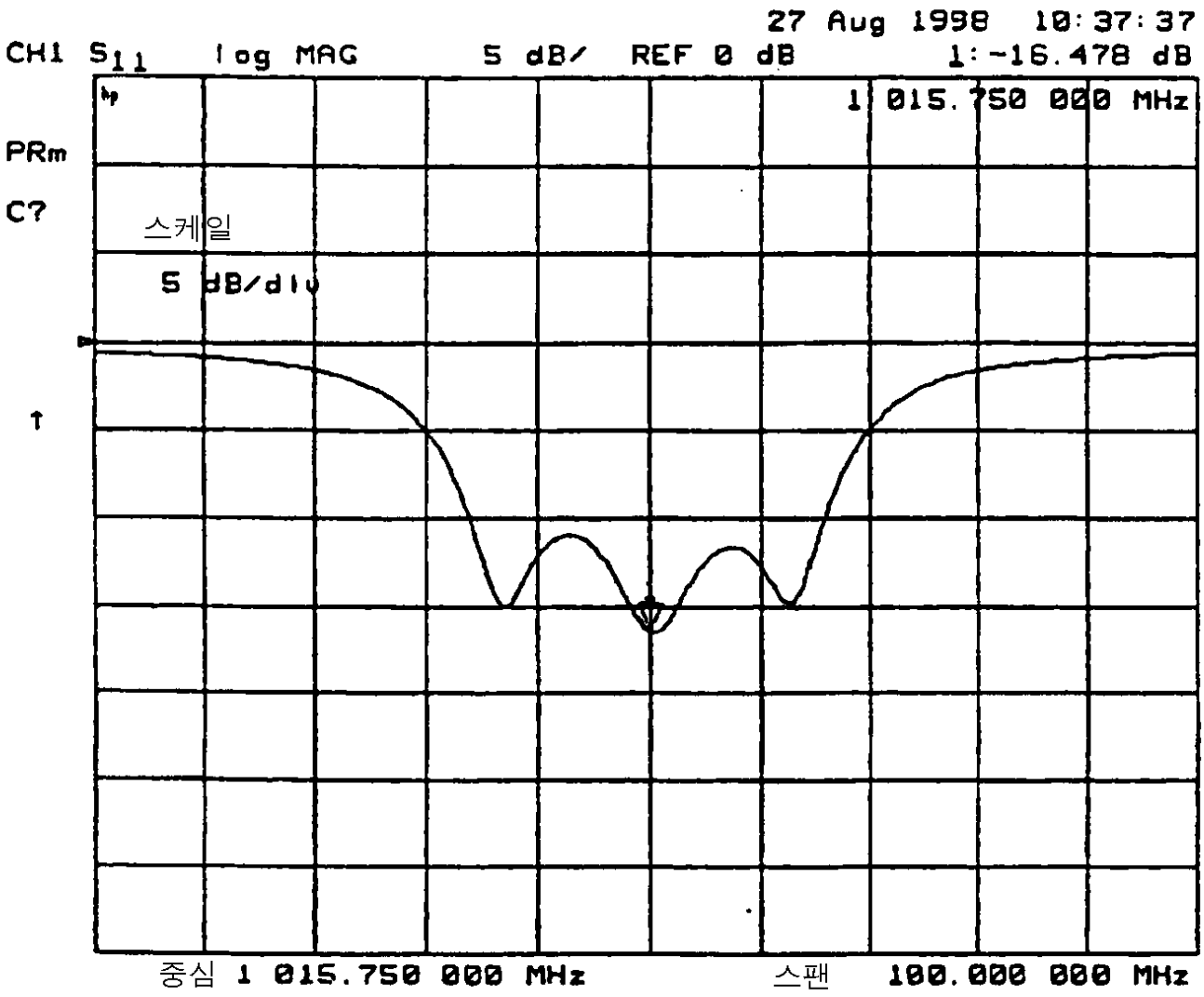
도면 34c


27 Aug 1998 10:35:43
CH2 MEM log MAG .1 dB/ REF -7.7 dB 1:-7.8651 dB
1 015.750 000 MHz
PRm
중심 1 015.750 000 MHz
스팬 6.000 000 MHz

도면 34d


CH2 S21 log MAG 10 dB/ REF -7.7 dB 1:-7.7162 dB
PRm
1 015.750 000 MHz
시작 1.000 000 MHz
정지 3 000.000 000 MHz

도면 34e


27 Aug 1998 10:37:37
CH1 S11 log MAG 5 dB/ REF 0 dB 1:-16.478 dB
1 015.750 000 MHz
PRm
C?
스케일
5 dB/div
중심 1 015.750 000 MHz
스팬 100.000 000 MHz