

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。 Int. Cl. (11) 공개번호 10-2006-0080290
H04B 1/04 (2006.01) (43) 공개일자 2006년07월10일

(21) 출원번호 10-2005-0000564
(22) 출원일자 2005년01월04일

(71) 출원인 삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자 김재완
경기 수원시 영통구 영통동 1021-6 광일타운 603호
배중대
경기 수원시 영통구 영통동 청명마을4단지아파트 삼성아파트 434동
1101호

(74) 대리인 임창현
권혁수
송운호

심사청구 : 있음

(54) 온도와 공정에 따른 출력 변화에 대해 효과적 전력보상을하는 무선 송신기

요약

본 발명에 따른 송신기는 디지털 신호를 전송될 무선 주파수 신호로 변조하는 변조회로와; 변조된 무선 주파수 신호를 증폭하는 출력 증폭 회로와; 온도와 공정 변화에 따라 가변되는 조정전압을 발생하는 조정 전압 발생회로와; 조정 전압에 응답하여 상기 변조회로의 기저대역 신호의 진폭을 제어하는 기준전류 발생기를 포함한다. 특히 상기 변조회로에서의 온도와 공정의 변화에 따른 전력 보상은, RF 주파수 대역에서 이루어지는 상기 출력 증폭 회로에서의 전력 부담을 줄여, 전체적으로는 소모전력을 크게 절감하도록 구성된다.

대표도

도 3

색인어

RF(Radio Frequency), DAC(Digital-Analogue Converter), Nauta's Transconductor, MOS(Metal-Oxide Semiconductor), RF Output Power, Process Compensation, Temperature Compensation

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 기존의 기술에 따른 송신기 구조를 나타내는 블록도.

도 2는 도 1에 도시된 자동레벨조정기(Automatic Level Control)의 블록도.

도 3은 본 발명에 따른 송신기의 구조를 나타내는 블록도.

도 4는 Nauta's transconductance의 회로도.

도 5는 도 3에 도시된 오토튜너(Autotuner)의 블록도.

도 6은 도 5에 도시된 전압제어발진기(VCO)의 회로도.

도 7은 도 3에 도시된 기준전류발생기(Current Reference) 회로도.

도 8은 도 7에 도시된 전압분배기의 회로도.

도 9는 본 발명의 다른 실시예에 따른 도 3에 도시된 기준전류발생기(Current Reference) 회로도.

도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

110, 310 : 디지털-아날로그 변환기(DAC) 120, 320 : 저역여파기(LPF)

130, 330 : 혼합기(Mixer) 140, 340 : 다중화기

150, 350 : 전력증폭기(PA) 160, 360 : 자동레벨조정기(ALC)

170, 370 : 기준전류발생기

190, 390 : 국부발진기(Local Oscillator)

380 : 오토튜너(Autotuner) 381 : 위상비교기

382 : 차지펌프 383 : 루프여파기

384 : 전압제어발진기

710 : 전압분배기 720 : 전류발생부

930 : 공정보상기 931 : 비교기

932, 933 : 정전류원 934 : 공정상태전압 발생기

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 RF 송신기에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 RF 송신기에서 공정과 온도 변화에 따른 송신전력의 출력변화를 효과적으로 보상하고 보상에 필요한 소모전력을 절감하기 위한 회로에 관한 것이다.

일반적으로, 무선 통신 시스템에서의 RF 송신기는 고전력증폭기(HPA)를 사용하여 고주파(RF)신호를 안테나를 통해 송신하고 있다. 고전력증폭기의 출력특성은 주변의 온도변화나, 증폭기 내부의 반도체 소자들의 가열로 인한 온도특성에 따라 변화하는 특징을 가지고 있다. 대부분의 실제 환경에서도 전력증폭기의 온도가 높아지면 출력전력이 낮아지고, 주변온도가 낮아지면 출력전력이 높아진다. 결과적으로 사용조건에 따른, 주변이나 자체적인 온도변화에 따라 시간적으로는 출력

전력이 크게 변동하게 된다. 또한 온도와는 별도로, 제품이 동일한 공정으로 제조되었다 하더라도 반도체 공정에서 제어할 수 없는 편차로 인하여 불균일한 파라미터들이 발생하게 되고, 이러한 결과로 동종의 제품이라도 전력증폭기는 다양한 출력전력 특성을 가지게 된다. 이러한 문제점들을 고려할 때 RF 송신기에서는 모든 동작 조건하에서 가능한 한 고주파 신호 출력전력이 일정한 레벨로 보상되어야 할 필요성이 요구되어져 왔다.

특히, 공정과 온도 변화에 따라 전력증폭기의 출력 전력의 감소는 거리의 멀어짐에 따라 통화 품질을 급격하게 저하시키는 경향이 있다. 반면, 출력되는 전력의 급격한 증가는 다른 장치에 간섭을 일으킬 우려가 있다. 이런 문제들을 고려하여 지금까지는 송신기에서 공정과 온도 변화에 따른 전력증폭기의 출력 전력의 변화를 검출하여 전력증폭기의 출력 전력을 제어하는 수단으로 자동레벨조정(Automatic Level Control)루프가 일반적으로 사용되었다. 그러나 자동레벨조정루프는 RF 주파수에서 동작하는 고전력증폭기를 직접 제어하므로 공정과 온도의 변화에 따른 전력증폭기의 출력 변화의 범위를 전부 보상하기 위해서는 전력 소모가 그만큼 커진다는 문제가 있었다.

도 1은 자동레벨조정루프를 포함하는 종래 기술에 의한 송신기 구조를 나타내는 블록도이다. 송신될 인페이즈와 쿼더러처 성분의 각각의 2진 데이터를 또한 각각의 성분의 아날로그 신호로 변환하는 디지털-아날로그 컨버터(Digital-to-Analogue Converter; DAC)(110), 저역여파기(LPF)(120), RF 주파수의 반송파를 이용하여 전송하고자 하는 신호를 변조하는 혼합기(130), 인페이즈와 쿼더러처 신호의 다중화를 위한 신호 다중화기(140), 전력증폭기(Power Amplifier)(150), 자동레벨조정기(ALC)(160), 기준전류발생기(Current reference)(170)로 구성된다.

상기 전류 스위칭 디지털-아날로그 컨버터(110)에서는 상기 인페이즈와 쿼더러처 성분의 디지털 2진 데이터를 상기 기준 전류발생기(170)로부터 제공되는 I_{ref} 를 소스 전류원으로 하여 각각의 직교 성분의 데이터를 아날로그 신호로 변환시킨다. 상기 I_{ref} 의 크기에 따라서 아날로그 출력신호의 출력 레벨이 결정된다.

상기 저역여파기(120)에서는 상기 디지털-아날로그 컨버터(110)에서 변환된 아날로그 신호를 고조파 제거와 변조의 효율을 위하여 저역 여파한다. 저역 여파된 기저대역(Baseband)신호는 상기 혼합기(130)에서 RF 주파수의 국부발진기(180)의 반송파와 인페이즈, 쿼더러처 각각의 위상에 대해서 변조를 수행한다. 변조된 신호는 상기 다중화기(140)를 통해서 다중화 과정을 거쳐 전력을 증폭하기 위해 전력증폭기(150)로 입력된다.

상기 전력증폭기(150)는 다중화된 RF신호에 대해 전송을 위해 전력을 증폭한다. 다중화된 RF 변조신호는 신호 그 자체적으로 지닌 전력의 크기로는 송신안테나를 통한 방출에 어려움이 있고 무선채널에서의 잡음과 감쇠에 대해 매우 취약하다. 따라서 구동을 위한 바이어스 전류(I_{PA_bias})를 공급받아 입력되는 전송신호의 전력을 안테나를 통한 방출과 채널에서의 감쇠와 잡음을 고려한 크기의 전력으로 증폭하여 안테나로 보낸다.

상기 자동레벨조정기(160)는 고정된 기준전압(V_{ref})과 입력되는 교류 전압을 정류한 전압과의 차이를 감지하고, 그 크기에 비례하는 만큼의 전류를 기존의 출력전류에 가감하여 출력되는 전류의 크기를 연속적으로 제어하는 회로이다.

상기 전력증폭기(150)와 자동레벨조정기(160)는 송신기의 출력단에서 전력증폭기의 출력전력을 일정하게 유지하기 위한 자동레벨조정 루프를 구성한다. 자동레벨조정 루프는 상기 전력증폭기(150)의 출력을 자동레벨조정기(160)에回馈시켜서 입력한다. 상기 자동레벨조정기(160)는 입력되는 상기 전력증폭기(150)의 출력을 정류하여 직류전압으로 바꾸고 이 직류전압과 기준전압(V_{ref})의 차이를 계산한다. 기준전압(V_{ref})에서 입력된 직류전압을 뺀 값을 이용하여 그 전압의 차이만큼을 전류로 변환하고, 자동레벨조정기(160)에서 전력증폭기(150)의 바이어스 전류로 공급하던 바이어스 전류(I_{PA_bias})에 가감하여 증폭되는 전력의 크기를 조절할 수 있도록 자동레벨조정 루프가 구성된다. 자동레벨조정기(160)에 관한 구성과 동작은 후술되는 도 2를 통하여 상세히 설명된다.

도 2는 자동레벨조정기에서 출력전력을 입력받아 상기 전력증폭기(150)를 구동하는 바이어스 전류(I_{PA_bias})를 발생시키는 과정을 블록도를 통해서 간략히 설명하고 있다. 도 2에 따르면, 상기 자동레벨조정기(160)는 기본적으로 제공되는 고정된 전압(V_{ref})을 적절한 크기로 변환하고, 부하의 변화에도 상대적으로 안정된 전압을 공급하는 레퍼런스(161)와; 시간적으로 변화하는 상기 전력증폭기의 교류 출력전압을 정류하기 위한 정류기(162)와; 고정된 기준전압(V_{ref})과 정류된 출력전압과의 차분값을 구하기 위한 합성기(163)와; 시간적으로 변화하는 차분값을 누적하는 적분기(164)와; V-I 컨버터(165)로 구성된다.

상기 레퍼런스(161)는 외부에서 공급되는 일정 전압을 출력전력과 비교하기 위한 고정 기준전압의 크기로 변환시켜 준다. 상기 정류기(162)는 전력증폭기의 출력의 크기를 기준전압과 비교하기 위한 직류 전압으로 정류한다. 상기 합성기(163)에서는 기준전압에서 정류기(162)의 출력전압을 빼주고, 상기 적분기(164)는 시간적으로 변화하는 연속값을 가지는 기준전압 (V_{ref})와 출력전력을 정류한 전압과의 차이값을 적분한다. 상기 V-I 컨버터(165)는 기준전압과 출력전압과의 차이만큼의 전류를 발생하고, 변동하는 출력전력의 크기를 보상하는 증폭기 구동전류 (I_{PA_bias})는 이 전류에 따라 생성된다.

이상의 상기 도 2 구성에서의 동작은, 만일 전력증폭기(150)의 출력이 증가하게 되면 전력증폭기(150)는 기준전압 (V_{ref})보다 더 큰 전압을 출력하게 되고 상기 합성기(163)에서는 기준전압(V_{ref})과 증폭기 출력전압과의 뺄셈 연산을 한다. 상기 적분기(163)는 이 음의 연속값을 적분하여 상기 V-I 컨버터(164)에 공급하고 상기 V-I 컨버터(164)는 감소된 전력증폭기(150)의 구동전류 I_{PA_bias} 를 전력증폭기(150)의 바이어스 전류로서 출력하고 상기 전력증폭기(150)의 증가된 출력을 낮춤으로서 안정화시킬 수 있다.

그러나 종래의 기술에 따른 송신기에서는 온도와 공정의 변화에 따른 출력 전력의 변화를 보상하기 위해 전력증폭을 위한 구동전류의 공급이 RF 주파수에서 동작하는 전력증폭기(150)에서 국한되어 이루어졌다. 이것은 전력증폭에 있어서 공정과 온도의 변화에 따른 출력전력의 변화 범위를 모두 보상하기에는 인가되는 바이어스 전류로 인한 전력소모가 너무 커지는 문제점이 있었다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 상술한 문제점을 해결하기 위하여 제안된 것으로, 본 발명의 목적은 기존의 송신기 출력전력의 보상회로에 저주파나 중간주파(IF) 대역에서 온도와 공정에 따른 전력보상회로를 추가하여, 대전력으로 이루어지는 전력증폭기의 전력보상의 부담을 줄여 결과적으로는 전력소모를 줄이는 회로를 제공하는 데 있다.

발명의 구성 및 작용

상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명에 따른 특징은, 자동레벨조정루프를 사용하여 전력증폭기의 출력전력을 조절할 뿐만 아니라, 온도와 공정에 따라 변화하는 전압 V_{tune} 을 생성하는 오토튜너(Autotuner)와; V_{tune} 을 이용하여 온도와 공정에 따라 변화하는 I_{ref} 를 출력하는 기준전류발생기(Current Reference)를 포함하며, 상기 온도와 공정에 따라 변화하는 I_{ref} 는 온도와 공정에 따라 디지털-아날로그 컨버터의 출력을 조절하도록 구성된다.

또한 본 발명에서의 저역여파기(LPF)와 혼합기에서 V-I 컨버터를 구현하기 위해 Nauta's Transconductor를 사용한다. Nauta's Transconductor는 온도와 공정에 따라 변화하는 트랜스컨덕턴스 특성이 있는 MOS 인버터들로 구성된 간단한 구조의 V-I 컨버터이다. 상기 Nauta's Transconductor를 사용한 위상고정루프를 통하여 온도와 공정에 따라 변화하는 V_{tune} 전압을 얻을 수 있고, 이 전압을 이용하여 본 발명에서의 저역여파기(LPF)와 혼합기의 V-I 컨버터의 온도와 공정에 따른 특성을 제어할 수 있도록 구성한다.

바람직한 실시예에 있어서, 상기 오토튜너는 일종의 위상고정루프(PLL)회로로서 외부에서 주어지는 고정 주파수 f_{ref} 에 대하여 입력되는 신호의 주파수와와의 차이를 검출하여 펄스로 출력하는 위상비교기; 입력되는 펄스를 직류전압으로 변환하는 차지펄프; 입력되는 전압의 고조파를 제거하여 직류 제어 전압 V_{tune} 를 생성하는 루프 여파기(Loop Filter); 상기 V_{tune} 을 직류 제어 전원으로 사용하여 발진주파수 f_{out} 의 신호를 생성하는 전압제어발진기(VCO)를 포함한다.

바람직한 실시예에 있어서, 상기 본 발명의 기준전류발생기는 전압 버퍼와 공정 검출기, 전류미러(Current Mirror), 상기 V_{tune} 에 의해서 일정하게 유지되는 트랜스컨덕턴스를 저항 대신 사용하여 온도와 공정에 따라 디지털-아날로그 컨버터의 출력전력을 조절할 수 있는 스위칭 전류 I_{ref} 를 생성시키도록 구성된다.

이하, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자가 본 발명의 기술적 사상을 용이하게 실시할 수 있을 정도로 상세히 설명하기 위하여, 본 발명의 가장 바람직한 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 설명하기로 한다.

도 3은 본 발명의 바람직한 실시예를 따른 송신기 블록도이다. 도 3을 참조하면, 기존의 송신기 구조에 오토튜너(380), 기준전류발생기(370), 트랜스컨덕턴스를 이용한 온도 보상 특성을 가진 g_m -C 저역여파기(LPF)(320)와; 입력단이 트랜스컨덕터(331)로 구성된 혼합기(330)를 포함한다. 트랜스컨덕터(331)의 특징과 동작특성은 후술되는 도 4에서 상세히 설명한다. 상기 오토튜너(380)에서는 온도와 공정의 변화에 따라 변화하는 전압인 튜닝전압(V_{tune})을 생성한다. 상기 기준전류발생기(370)에서는 상기 오토튜너(380)에서 생성된 튜닝전압(V_{tune})을 입력받아 온도와 공정의 변화에 상응하는 전류를 발생시킨다. 상기 디지털-아날로그 컨버터(310)에서는 기준전류발생기(370)에서 공급하는 전류를 스위칭 전류로 하여, 입력되는 디지털 2진 데이터에 대하여 스위칭 전류의 크기에 해당하는 기저대역의 아날로그 신호로 변환시킨다. 상기 저역여파기(320)는 디지털-아날로그 컨버터(310)에서 출력되는 기저대역 신호를 오토튜너(380)에서 공급되는 튜닝전압을 이용하여, 필요한 크기의 저역주파수 신호만을 통과시킨다. 혼합기(330)에서는 저역여파기(320)에서 공급되는 기저대역 신호를 오토튜너(380)에서 공급되는 튜닝전압(V_{tune})을 기초로 온도와 공정에 대해 보상하며, 이 보상된 신호를 국부발진기(390)의 RF 주파수와 변조하여 다중화기(340)로 보낸다. 다중화기(340)에서는 직교 RF신호를 하나의 채널로 방출하기 위해 합성한다. 전력증폭기(350)는 다중화된 RF 신호를 입력받아 자동레벨조정기(360)와 자동레벨조정 루프를 형성하며 기저대역과는 독립적으로 동작하며, 기저대역에서 보상하지 못한 전력을 최종적으로 보상하여 전력보상 동작을 완성하도록 구성한다.

오토튜너(380)는 후술하게 되는 전압제어발진기(VCO)를 포함하는 위상고정루프(PLL)의 동작 특성을 가진다. 위상고정루프를 통해서 기저대역 장치들에 공급되는 온도와 공정보상의 기능을 가진 트랜스컨덕턴스의 파라미터 g_m 을 생성하기 위한 튜닝전압(V_{tune})을 발생시킨다. 상기 오토튜너(380)는 후술하는 도 5에서 그 구성과 동작에 대해 설명한다.

기준전류발생기(370)는 상기 오토튜너에서 제공되는 튜닝전압(V_{tune})을 기초로 온도와 공정에 따라 변동하는 전류(I_{ref})를 생성한다.

디지털-아날로그 컨버터(310)는 종래의 기술에서 사용된 것과 동일한 회로이다. 도 1에서 상술한 바와 같이 그 출력의 진폭은 전적으로 본 발명에 따른 기준전류발생기(370)가 공급하는 스위칭 전류 I_{ref} 의 크기에 달려 있다. 따라서 본 발명에 의한 구조에서는 온도와 공정에 따라 변동하는 스위칭 전류 I_{ref} 를 입력으로 하여 온도와 공정에 보상되는 아날로그 신호를 출력하게 된다.

저역여파기(320)는 온도와 공정의 변화에 대한 보상능력이 우수한 g_m -C 저역여파기이다. 일반적인 저역여파기는 RC 회로를 이용하여 주파수를 제한하지만, g_m -C 저역여파기는 저항소자의 역할을 컨덕턴스가 담당한다는 점이 일반 저역여파기와 다른 점이다. 상기 저역여파기(320)는 컨덕턴스(g_m)는 도 4에서 후술하게 될 Nauta's Transconductor로서 전원전압으로 온도와 공정의 보상을 검출하여 생성된 제어전압(V_{tune})을 사용한다. 이러한 구성을 통하여 온도와 공정에 따라 트랜스컨덕턴스의 크기 g_m 을 조절하여, 출력신호에 대한 온도와 공정의 변화에 따른 영향을 보상하도록 한다.

상기 혼합기(330)는 상기 저역여파기(320)에서 출력된 기저대역 신호를 상기 국부발진기(380)에서 출력되는 RF 대역의 반송파로 변조한다. 그러나 본 발명에 의한 혼합기(330)는 온도와 공정의 보상의 기능을 더하기 위하여 트랜스컨덕턴스(g_m)로 이루어진 V-I 컨버터(331)로 입력단을 구성한다. 이러한 구성에서는, 상기 저역여파기(320)에서 출력된 기저대역 신호를 Nauta's Transconductor에 해당하는 V-I 컨버터(331)에서 온도와 공정의 보상이 이루어진 튜닝전압(V_{tune})을 전원전압으로 사용하여 보상동작을 수행한다. 보상이 이루어진 신호가 최종적으로 국부발진기에서 발생한 RF반송파와 인페이즈, 쿼터러치 신호에 대해 각각 변조가 이루어진다.

상기 다중화기(340)는 각각 직교인 인페이즈와 쿼터러치의 RF 변조 신호를 동일한 채널로의 전송을 위해 다중화한다.

상기 전력증폭기(350)는 입력되는 RF신호를 안테나를 통한 전송을 위해서 바이어스 전류를 공급받아 고전력으로 증폭한다.

상기 자동레벨조정기(360)는 상기 전력 증폭기(350)의 출력을 검출하여 기준전력과의 차분을 계산하고, 그 차분에 해당하는 전력증폭기(350)의 바이어스 전류 I_{PA_bias} 발생시킨다.

상기 전력증폭기(350)와 상기 자동레벨조정기(360)는 자동레벨조정 루프를 형성하여 상기 전력증폭기(350)의 출력전력 안정화시킨다. 상기 전력증폭기(350)의 출력이 증가하면 상기 자동레벨조정기(360)는 증가된 전력을 감지하여 기준전력과 비교하고, 증가한 전력에 해당하는 만큼의 차감된 바이어스 전류를 발생시켜 전력증폭기(350)에 공급한다. 감소된 바이어스 전류는 결국 전력증폭기(350)의 전력을 감소시키고 안정화가 이루어질 때까지 동일한 루프를 반복한다. 상기 전력증폭기(350)의 출력이 감소했을 때에는 반대의 동작으로 전력을 안정화 시킨다. 상술한 상기 전력증폭기(350)와 상기 자동레벨조정기(360)로 구성된 자동레벨조정 루프는 후술하게 될 본 발명에 의한 송신기의 기저대역에서 이루어지는 온도와 공정의 보상과는 별도로 독립적인 전력 안정화 동작을 수행한다.

상기 국부발진기(390)는 안정된 RF대역의 반송파를 출력하는 발진 회로이다. RF 대역의 주파수의 신호를 발생시키고 인페이즈 성분의 반송파와 90°위상전이를 일으켜 쿼터러치 성분의 반송파로 직교화 하여 각각의 성분에 대해 변조를 위한 반송파로 공급한다.

이상에서 진술한 도 3의 회로구성에서는 기저대역에서 오토튜너(380)의 온도와 공정에 따라 변화하는 튜닝전압(V_{tune})의 발생과, 튜닝전압(V_{tune})에 상응하는 기준전류발생기(370)의 기준전류(I_{ref})의 발생과, 기준전류(I_{ref})를 스위칭 전류로 하는 디지털-아날로그 컨버터(310)의 온도와 공정에 따라 출력신호의 진폭을 증폭하거나 감소시키는 과정을 통해서 전력 보상 동작이 이루어진다. 또한 이와는 독립적으로 전력증폭기(350)도 전단계에서 보상하지 못한 전력분이나 변조이후의 전력변동에 대해서 자동레벨조정 루프를 통해 보상한다. 이러한 구성으로 종래의 RF 증폭단에서만 담당하던 전력의 보상을 보다 적은 전력으로 기저대역에서 분담함으로써 전력보상을 위한 소모전력을 대폭 감소시킬 수 있다.

도 4는 본 발명에 의한 회로구성에서 상기 저역여파기(LPF)(320)와; 상기 혼합기(330)의 입력단을 구성하는 V-I 컨버터(331)와; 상기 오토튜너(380)에서 사용되어 온도와 공정에 대한 출력변화를 보상하기 위해 사용되는 트랜스컨덕터(Transconductor)이다. 도 4의 회로는 6개의 인버터들로 구성된 Nauta's Transconductor로서 두 전압 입력단의 인버터들(Inv1,Inv2)은 전압입력-전류출력의 동작특성을 통해 트랜스컨덕턴스 g_m 을 생성하고, 나머지 인버터들(Inv3,Inv4,Inv5,Inv6)은 공통 모드 케환 동작을 수행하여 출력 전압 V_c 을 고정하는 역할을 한다. 설명한 전류-전압 특성을 종합해 보면, 상기 Nauta's Transconductor는 전형적인 V-I 컨버터로서 동작한다. 상기 Nauta's Transconductor 입력단은 각각 양과 음의 전압값에 대하여 선택적으로 입력받아 음과 양의 전류로 변환하는 동작을 이룬다. 또한 상기 Nauta's Transconductor의 트랜스컨덕턴스(g_m)의 값은 다음 식과 같이 표현된다.

수학식 1

$$g_m = \beta_p (V_{tune} - V_c - |V_{tp}|) + \beta_n (V_c - |V_{tn}|)$$

$$= (V_{tune} - |V_{tp}| - V_{tn}) \sqrt{\beta_p \beta_n}$$

상기 식 1에서 $\beta_p = \mu_p \times C_{ox} \times (W/L)$, $\beta_n = \mu_n \times C_{ox} \times (W/L)$ 로서 각각 pMOS, nMOS의 제작 설계에 따른 특성을 지시하고, V_{tp} 와 V_{tn} 은 각각의 문턱전압, V_c 는 공통모드 전압을 나타낸다. 상기 식 1을 참조하면, 트랜스컨덕턴스 g_m 은 인버터의 전원 전압인 V_{tune} 를 변화시켜 조절할 수 있음을 알 수 있다.

도 5는 상기 오토튜너(380)의 개략적인 특성을 나타내는 블록도이다. 도 5를 참조하면, 상기 오토튜너(380)는 기준 주파수 f_{ref} 와 후술하게 될 전압제어발진기(530)에서 출력되는 주파수간의 차이를 검출하여 펄스로 출력하는 위상비교기(510)와; 위상비교기(381)의 출력펄스를 직류 전압으로 출력하는 차지펌프(382)와; 차지펌프의 출력 직류전압으로부터 고조파 성분을 제거하여 직류전압 V_{tune} 를 출력하는 루프여파기(383)와; 상기 루프여파기(383)의 출력전압 V_{tune} 의 크기에 의해 출력신호의 주파수가 제어되는 전압제어발진기(384)로 구성된다. 상기 전압제어발진기(VCO)(384)는 직류 입력 전압의 크기에 따라 출력 신호의 주파수가 제어되는 발진기이다. 상기 전압제어발진기(384)의 특성은 후술하게 되는 도 6에서 그 구성과 동작에 대해 설명한다.

도 6은 상기 전압제어발진기(384)의 회로도이다. 상기 전압제어발진기(384)는 트랜스컨덕턴스로 이루어지는 부저항(Negative resistance)과 콘덴서 C로 이루어진 gm-C 공진기로 구성되는데, 이 회로의 트랜스컨덕턴스 g_m 은 저역여파기(320)와 혼합기(330)의 V-I 컨버터(331)에 사용된 상기 Nauta's Transconductor와 동일한 회로를 사용하여 유도해 낼 수 있다.

이상의 상기 전압제어발진기(384)의 구성에서 V_{tune} 에 의해 저항값을 가변시키는 전형적인 RC공진기의 회로임을 확인할 수 있다. 출력신호의 주파수 f_{out} 은 입력전압 V_{tune} 을 통해 제어되고 이 동작은 저항값의 역수인 컨덕턴스 g_m 에 의해 출력신호의 주파수 f_{out} 이 결정된다는 것을 의미한다. 이와 같은 구성에서 상기 전압제어발진기(384)의 발진주파수 f_{out} 은 아래 식 2와 같다

수학식 2

$$f_{out} = \frac{g_m}{2\pi C}$$

이상에서 설명한 상기 도 5와 도 6을 참조하면,

상기 오토튜너(380)는 일종의 위상고정루프(PLL)이므로 상기 전압제어발진기(384)의 발진 주파수 f_{out} 과 시스템에 공급되는 기준 주파수 f_{ref} 가 동기가 되면, 전압제어발진기(384)의 출력주파수를 나타내는 상기 식 (2)에서 g_m/C 의 비가 일정하게 유지되는 특징이 있다. 그러나 온도의 변화나 공정의 편차로 인해 상기 g_m 이 변하게 되면 전압제어발진기(384)의 출력 주파수도 변하게 되고, 이에 따라 결과적으로는 루프여파기(383)의 전압도 주파수의 변화를 보상하기 위한 크기로 변화하게 된다. 이런 동작이 일어나는 위상고정루프에서 상기 식 (2)출력주파수를 유지할 때 전압제어발진기(384)의 제어 전압 V_{tune} 을 상기 저역여파기(320)와 혼합기(330)의 V-I 컨버터(331)들에 사용되는 상기 Nauta's Transconductor에 포함된 모든 인버터들의 전원 전압으로 사용하면 각각의 장치에서 동일한 크기의 g_m 을 얻을 수 있다.

이와 더불어, 상기 오토튜너의 위상고정을 위한 튜닝전압(V_{tune})은 온도가 올라가거나 공정이 Fast(고속소자제조시)에서 Slow(저속소자제조시)로 가면 증가하는 특성이 있다. 한편, 온도가 올라가거나 공정이 Fast에서 Slow로 가면 송신기 전력 증폭기(350)의 출력 전력은 감소하는 특성이 있기 때문에, 증가된 V_{tune} 을 이용하여 디지털-아날로그 컨버터(310)에 인가되는 I_{ref} 를 증가시키면 디지털-아날로그 컨버터(310)의 출력 진폭이 증가하게 되어 출력되는 전력의 감소를 보상할 수 있게 된다.

도 7은 상기의 온도와 공정 특성에 따라 변화하는 전력보상을 가능케 하는 I_{ref} 를 발생하는 본 발명에 의한 기준전류발생기(370)회로도이다.

도 7을 참조하면, 오토튜너(380)에서 생성되는 V_{tune} 를 이용하여 온도와 공정에 따른 보상능력이 있는 전류원을 발생시키기 위한 기준전류발생기(370)의 구성을 도시하였다. 상기 튜닝전압(V_{tune})을 보다 세분된 전압으로 공급하기 위한 전압분배기(710); 상기 전압분배기(710)의 출력전압과 오토튜너(380)의 출력전압을 이용하여 디지털-아날로그 컨버터(310)의 스위칭 전류 I_{ref} 를 발생시키기 위한 전류발생부(720)로 구성된 것을 특징으로 한다.

상기 전압분배기(710)는 오토튜너(780)로부터의 공급전압 V_{tune} 을 n등분으로 전압분배하여 전류발생부(720)로 공급한다. 전압분배기(710)의 상세한 구조와 동작은 후술하는 도 8에서 설명하기로 한다.

상기 전류발생부(720)는 상기 전압분배기(710)의 출력전압을 전류로 변환하기 위해, 저항 대신 일정한 g_m 을 사용하는 nMOS 소자 M_R ; 상기 M_R 을 전류-전압 특성이 선형영역인 트라이오드 영역(Triode Region)에서 동작시키는 게이트 전압을 인가하는 Nauta's Transconductor(722); 상기 M_R 소자에 전압분배기(710)에서 공급되는 전압을 안정된 크기로 인가하기 위한 연산증폭기(721)와 nMOS소자 nM1으로 이루어진 버퍼전압 인가회로; M_R 에 흐르는 전류와 동일한 출력전류를 추출하기 위해 pM1, pM2로 이루어진 전류미러를 포함한다.

상기 연산증폭기(721)는 전압분배기(710)의 출력전압을 노드 n에 걸리도록 공급하는 전압버퍼 역할을 하고 있다. nM1 소자는 일종의 스위치 소자로 M_R에 흐르는 전류를 전류미러에 적용하고 역전류를 차단하는 역할을 하도록 구성한다.

상기 Nauta's Transconductor(722)는 설계시 pMOS의 트랜스컨덕턴스 g_{mp}와 nMOS 트랜스컨덕턴스 g_{mn}이 같아지도록 설계하면 전체의 컨덕턴스 g_m은 다음과 같이 근사값으로 간략화 할 수 있게 된다.

수학식 3

$$g_m = \beta_p(V_{tune} - V_c - |V_{tp}|) + \beta_n(V_c - |V_{tn}|) \\ (2\beta_n(V_c - V_{tn}))$$

따라서 상기 M_R의 게이트에 V_c가 인가되고, 트리아오드(triode) 선형영역에서 동작시키면 M_R의 저항값은 아래식(4)와 같이 근사적으로 일정한 저항값을 얻을 수 있다.

수학식 4

$$R \left(\frac{1}{\beta_n(V_c - V_{tn})} \right) \\ \left(\frac{2}{g_m} \right)$$

그러므로, 상기 기준전류발생기(370)의 출력전류 I_{ref}는 아래 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

수학식 5

$$I_{ref} = \frac{V_{tune}}{n} \cdot \frac{1}{R} = \frac{g_m}{2} \cdot \frac{V_{tune}}{n} = \frac{\alpha}{n} V_{tune}$$

여기서, g_m/2로 결정되는 계수 α는 I_{ref}의 중심 전류 값을 설정하고, 계수 n은 공정과 온도에 따라 변화하는 전류 값의 범위를 설정할 수 있다. 따라서 공정과 온도 변화에 따른 디지털-아날로그 컨버터(310)의 진폭 중심값 및 범위를 설계시 간단하게 제어 할 수 있다.

도 8은 상기 V_{tune} 전압을 제어하고자 하는 계수 n을 이용하여 상기 I_{ref}를 발생시키는 전압분배기(710) 회로를 나타내고 있다. 저항의 수와 출력단의 위치로 출력 전압의 간단히 제어할 수 있는 구조이다.

이상에서 상술한 본 발명의 일 실시예에 의하면, 전압제어발진기(384)를 포함하는 위상고정루프의 구성을 통해서 오토튜너(380)는 온도와 공정의 변화에 따라 변화하는 튜닝전압(V_{tune})을 생성한다. 기준전류발생기(370)는 오토튜너(380)에서 출력되는 튜닝전압(V_{tune})을 기초로 온도와 공정에 따라 그 진폭이 가감되는 전류를 발생시킨다. 디지털-아날로그 컨버터(DAC)(310)는 기준전류발생기(370)에서 공급되는 온도와 공정에 따라 변하는 전류(I_{ref})를 스위칭 전류로 하여 디지털 데이터를 아날로그 신호로 변환한다. 이러한 동작은 온도와 공정의 변화에 따라 변동하는 전력증폭기(350)의 전력을 보상하는 크기로 디지털-아날로그 컨버터(310)가 신호를 출력함으로써 전력을 안정화 하도록 하였다. 상기 저역여파기(320)나, 상기 혼합기(330)도 트랜스컨덕터를 이용한 구성을 통해서 온도와 공정에 따른 튜닝전압(V_{tune})을 적용하고, 변조신호에 대해 각 소자들을 기준레벨과 동작특성을 매치 시키고자 하였다. 또한 전력증폭기(350)와 자동레벨조정기(360)로 구성된 자동레벨조정루프는 디지털-아날로그 컨버터(310)에서 보상하지 못한 크기의 전력이나, 튜닝전압(V_{tune})을 통해서 전력보상이 불가능한 RF 변조 이후의 단계에서 유입되는 전력변동 요인들에 의한 전력변화를 보상하도록 한다.

도 9는 본 발명에 따라 상기 기준전류발생기(370)의 회로에 공정보상기(930)를 추가하여 I_{ref} 가 보다 더 공정의 변화에 여유있게 보상하도록 구성한 회로이다. 상기 공정보상기(930)는 연산증폭기를 사용한 비교기(931)와; 상기 I_{ref} 에 대하여 공정에 따라 더해지거나 빼지는 정전류원(932,933)과; 공정에 따라 전류원의 종류를 선택하는 MOS스위치(pMs,nMs)와; 실험을 통해서 도출된 공정의 최대, 최소일때의 기준전압을 공급하는 공정상태전압 발생기(934)로 구성된 것을 특징으로 한다.

상기 비교기(931)는 제품 공정에 의해 결정된 V_{tune} 값을 Amp1과 Amp2 각각의 비반전 입력으로 하고, 반전 입력으로는 상기 오토튜너에서 제공되는 V_{tune} 을 입력으로 하는 연산증폭기로 구성한다. VSS는 제작된 제품의 nMOS, pMOS의 공정이 각각 Slow일때의 튜닝전압(V_{tune})의 크기를 측정하여 결정한 전압값이고, VFF는 제작된 제품의 nMOS, pMOS공정이 각각 Fast일 때의 측정된 튜닝전압(V_{tune})을 나타낸다. $VSS > VFF$ 이고 따라서 V_{tune} 의 크기가 VSS를 넘어서면 비교기(931)의 Amp1과 Amp2 출력은 각각 음이 되고, V_{tune} 의 크기가 VFF보다 작을 때에는 비교기(931)의 Amp1과 Amp2 출력은 양이 되는 동작 특징을 가진다.

상기 MOS 스위치 pMS,nMS는 상기 비교기(931)의 출력전압에 따라 온(ON)-오프(OFF)동작을 하도록 구성되었다. 상기 비교기(931)의 출력이 양이면 nMOS 스위치 nMS는 ON, pMOS스위치 pMS는 OFF되고, 상기 비교기(931)의 출력이 음이면 nMOS 스위치nMS는 OFF, pMOS스위치pMS는 ON이 되는 동작을 특징으로 한다. 그리고 튜닝전압 $VSS > V_{tune} > VFF$ 일 때에는 MOS스위치들이 OFF되어 기준전류(I_{ref})에 추가되거나 차감되는 전류는 없어진다.

상기 정전류원(932,933)은 인접한 MOS스위치의 소통상태에 따라 상기 기준전류발생기(370)의 출력전류 I_{ref} 에 더해지거나 감소되는 전류 I_{const} 를 공급하는 전류원이다. 이 정전류원(932,933)은 온도와 공정에 따라 일정한 크기를 유지해야 하기 때문에 밴드갭 전압을 인가받아 전압-전류 변환기를 거치도록 구성된 전류원을 사용한다.

상기 공정상태전압 발생기(934)는 주변환경의 변화에 대해 안정적인 전압을 제공하는 밴드갭 전압을 이용하여 실험을 통해서 추출된 공정상태 전압(VSS,VFF)을 온도와 공정의 변화에도 안정적으로 공급하도록 전압 분배기를 통해서 생성한다.

이상의 본 발명의 공정보상기(930)는 공정 속도에 따라 기준전류발생기(370)회로에서 출력되는 I_{ref} 를 보상하도록 회로를 구성하였다. 제작된 제품의 공정이 SS(nMOS,pMOS)라면 상기 pMS는 ON, nMS는 OFF가 되어 I_{ref} 에 I_{const} 만큼의 전류가 더해져서 증가하게 되고, FF(nMOS,pMOS)라면 상기 pMS는 OFF가 되고 nMS는 ON이 되어 I_{ref} 는 I_{const} 만큼 감소하게 된다. 제작된 제품의 공정 따라서 I_{ref} 의 출력에 보상되는 전류를 더하거나 감소시키므로 보다 정확한 공정보상이 이루어지도록 구성 한다.

이상의 본 발명에서는 자동레벨조정(ALC) 루프를 이용하여 전력증폭기(350)의 증폭을 위한 바이어스 전류를 공급하는 방법의 종래 기술에 의한 전력 보상방법과 더불어, 온도와 공정에 따라 변화하는 튜닝전압을 발생하는 오토튜너(380)와 오토튜너(380)에서 생성된 튜닝전압을 기반으로 디지털-아날로그 컨버터(310)의 스위칭 전류로 온도와 공정에 따라 변화하는 전류를 공급하는 기준전류발생기(370)를 통하여 기저대역에서 전력보상을 분담하여 저전력으로도 송신기의 출력전력을 효과적으로 안정화시키는 송신기 회로를 구성하였다.

한편, 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관하여 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 상술한 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구범위 뿐만 아니라 이 발명의 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

발명의 효과

상술한 바와 같이 본 발명은 RF 송신기에 있어서, 전력보상의 방법과 회로 구성을 달리함으로써 저전력으로도 공정과 온도 변화에 따른 출력 전력의 변화를 효과적으로 보상할 수 있는 송신기의 제작이 가능하게 되었다. 또한 공정의 변화에 대해 보다 폭넓은 송신기의 전력 보상능력으로 고성능의 아날로그 및 RF IC를 고수율로 제작가능하여 제품의 가격경쟁력을 높일 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

전송될 신호를 무선 주파수 신호로 변조하는 변조 회로와;

상기 변조된 무선 주파수 신호를 증폭하는 출력 증폭 회로와;

온도 및 공정 변화에 따라 가변되는 조정 전압을 발생하는 조정 전압 발생회로와; 그리고

상기 조정 전압에 응답하여 기준 전류를 발생하는 기준 전류 발생 회로를 포함하되,

상기 변조 회로는 상기 온도 및 공정 변화에 따라 상기 무선 주파수 신호의 진폭이 조정되도록 상기 조정 전압 및 상기 기준 전류에 응답하여 상기 무선 주파수 신호를 생성하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 조정 전압 발생회로는

상기 조정 전압에 응답하여 주파수 신호를 발생하는 전압제어발진기와;

상기 전압 제어 발진기의 주파수 신호와 기준 주파수 신호의 주파수 차이를 검출하는 위상비교기와;

상기 위상비교기에 의해서 검출된 주파수 차이에 대응하는 전압을 발생하는 차지 펌프와; 그리고

상기 차지 펌프에 의해서 생성된 전압을 여과하여 상기 조정 전압을 출력하는 루프 여과기를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 3.

제 2 항에 있어서,

상기 전압제어발진기는 온도와 공정의 변화에 따라 변하는 특성이 있는 트랜스컨덕턴스를 저항으로서 사용하는 공진기를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 4.

제 3 항에 있어서,

상기 전압제어발진기는 상기 조정 전압 발생 회로의 위상이 고정되었을 때, 온도와 공정에 따라 변화하는 주파수의 신호를 출력하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 5.

제 1 항에 있어서,

상기 변조 회로는

상기 기준 전류를 입력받고, 입력 데이터를 아날로그 신호로 변환하는 디지털-아날로그 변환기와;

상기 디지털-아날로그 변환기에 의해 변환된 아날로그 신호를 저역여파하는 저역여파기와;

상기 저역여파기에 의해 저역 여파된 신호를 무선 주파수 신호로 변조하는 혼합기를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 6.

제 5 항에 있어서,

상기 저역여파기는 상기 조정 전압에 따라 저항의 크기가 가변되는 트랜스컨덕턴스를 저항으로서 사용하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 7.

제 5 항에 있어서,

상기 혼합기는 상기 조정 전압에 따라 아날로그 신호의 레벨 변동이 상기 저역여파기와 동기되도록 트랜스컨덕턴스를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 8.

제 1 항에 있어서,

상기 출력 증폭 회로는

바이어스 전류를 공급받고, 상기 변조 회로로부터 출력되는 무선 주파수 신호를 증폭하는 전력증폭기와; 그리고

상기 전력증폭기의 출력 전압과 기준 전압을 비교하고, 비교 결과에 따라 사의 바이어스 전류를 가변적으로 발생하는 자동 레벨조정기를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 9.

제 1 항에 있어서,

상기 기준 전류 발생 회로는

상기 조정 전압에 응답하여 기준 전압을 발생하는 전압 분배기와; 그리고

상기 기준 전압을 입력받고, 상기 조정 전압에 따라 가변되는 상기 기준 전압을 발생하는 전류 발생부를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 10.

제 9 항에 있어서,

상기 기준 전류 발생 회로는 상기 기준 전류를 출력하는 노드에 연결된 공정 보상기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

청구항 11.

제 10 항에 있어서,

상기 공정보상기는

고속 공정 상태 및 저속 공정 상태를 각각 나타내는 제 1 및 제 2 공정 상태 전압들을 발생하는 공정 상태 전압 발생기와;

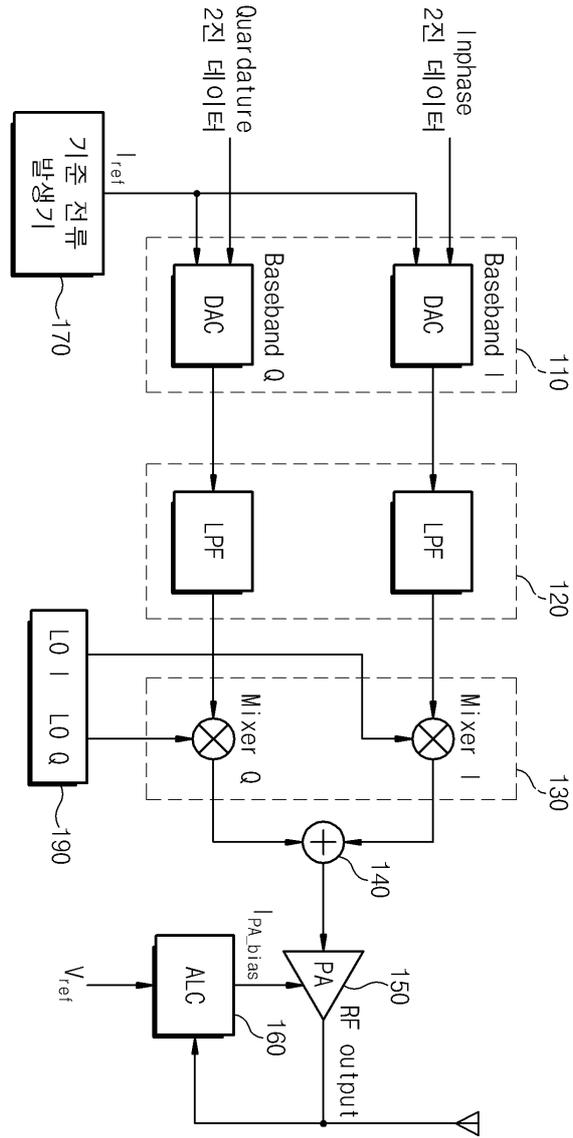
전원 전압과 상기 노드 사이에 직렬 연결된 제 1 정전류원 및 제 1 스위치와;

상기 노드와 접지 전압 사이에 직렬 연결된 제 2 스위치 및 제 2 정전류원과; 그리고

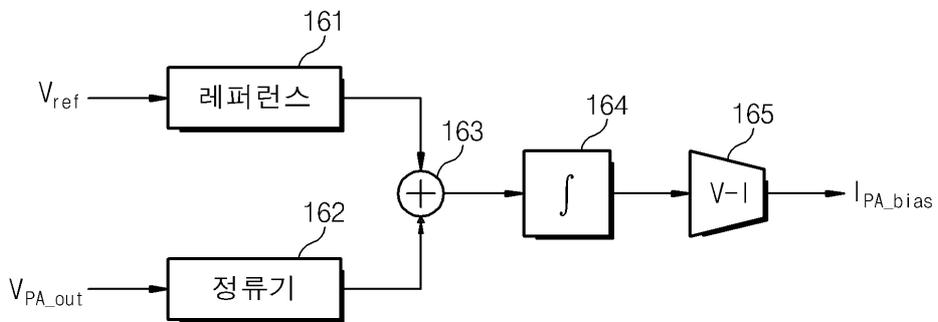
상기 제 1 및 제 2 공정 상태 전압들 및 상기 조정 전압에 응답하여 상기 제 1 및 제 2 스위치들을 제어하는 스위치 제어기를 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 송신 장치.

도면

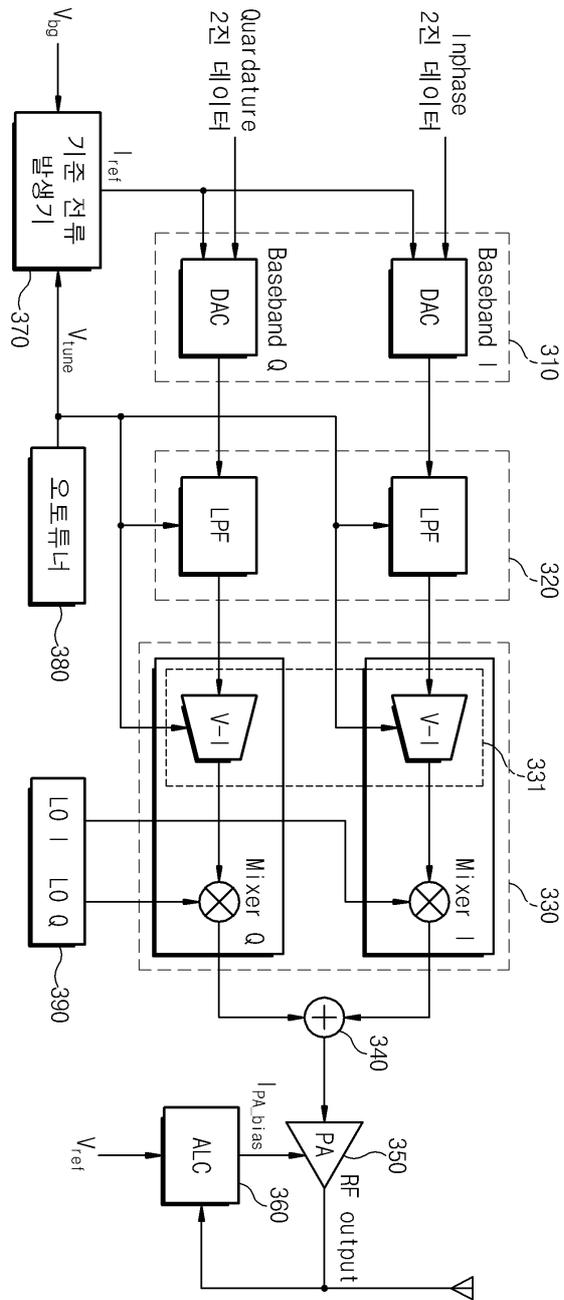
도면1



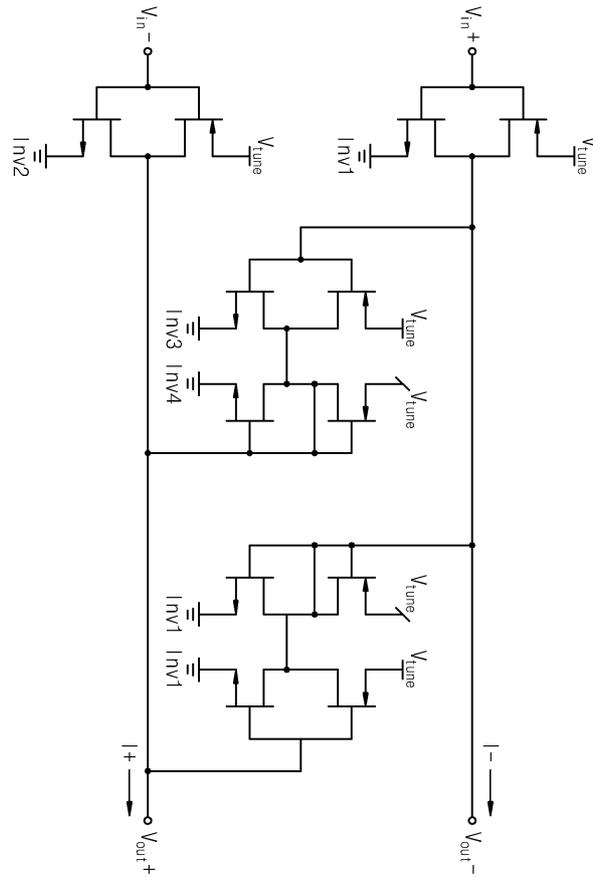
도면2



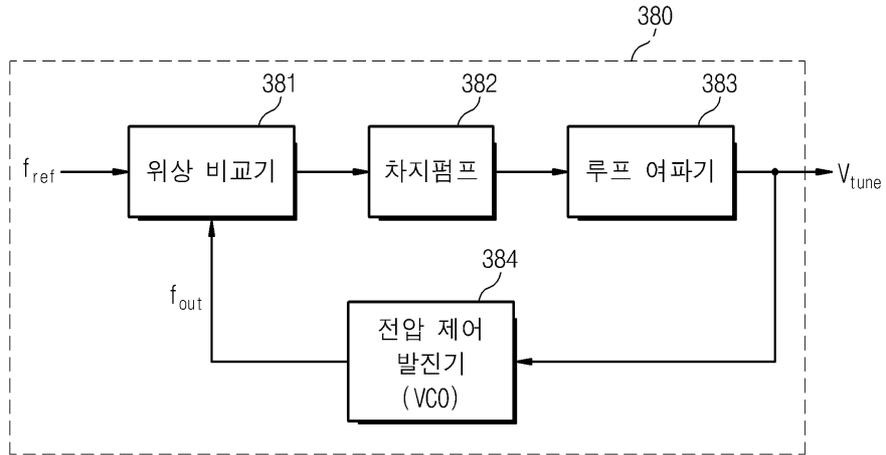
도면3



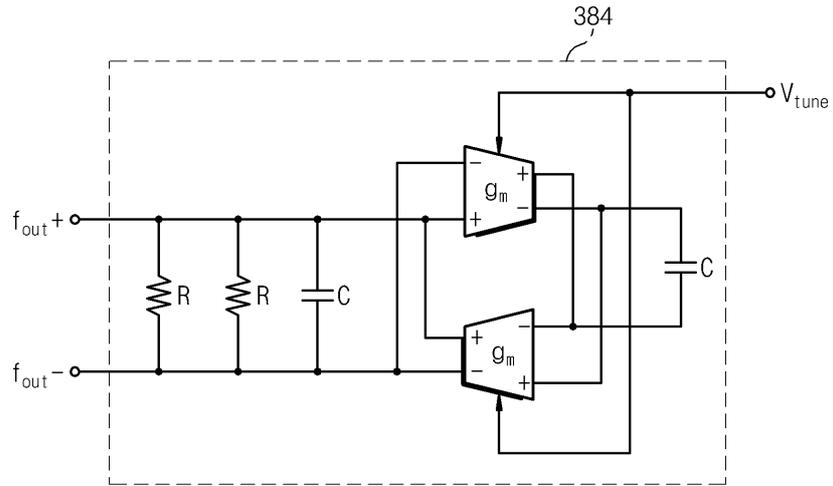
도면4



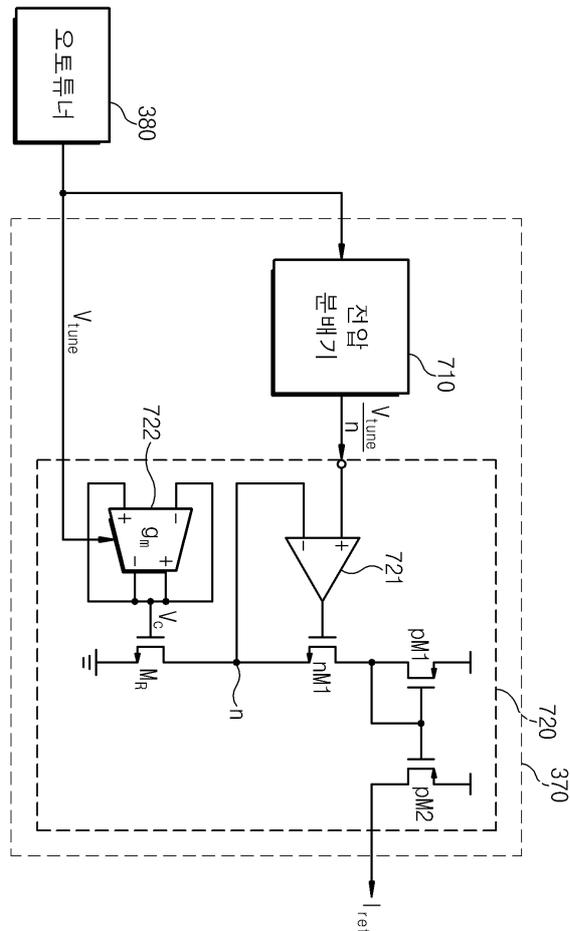
도면5



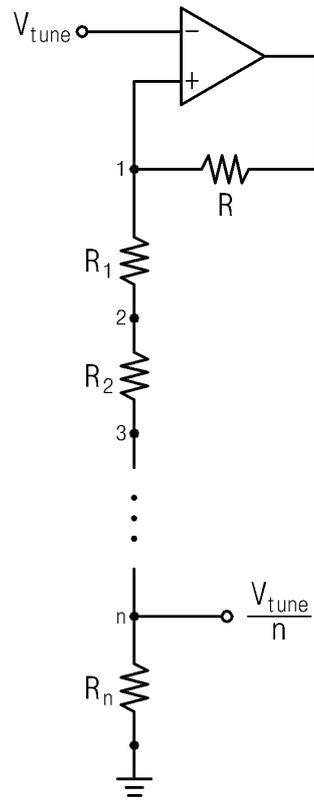
도면6



도면7



도면8



도면9

