



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2008년01월30일
(11) 등록번호 10-0799473
(24) 등록일자 2008년01월24일

(51) Int. Cl.

H04B 1/16 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2003-7002318
(22) 출원일자 2003년02월17일
심사청구일자 2006년07월18일
번역문제출일자 2003년02월17일
(65) 공개번호 10-2003-0043932
(43) 공개일자 2003년06월02일
(86) 국제출원번호 PCT/EP2001/008154
국제출원일자 2001년07월16일
(87) 국제공개번호 WO 2002/15385
국제공개일자 2002년02월21일
(30) 우선권주장

00402301.6 2000년08월17일
유럽특허청(EPO)(EP)

(56) 선행기술조사문헌
WO 2000-19653 A
(뒷면에 계속)

전체 청구항 수 : 총 8 항

(73) 특허권자

프리스케일 세미컨덕터, 인크.

미합중국 텍사스 (우편번호 78735) 오스틴 윌리엄
캐논 드라이브 웨스트 6501

(72) 발명자

클라트나덴

프랑스에프-31270귀그노뤼삐에르드페르마24

로렌조-로세에디

프랑스에프-3130031300플루르즈앙빠쓰브레이류10

바스타니바바크

미국플로리다33326웨스턴가넷서클802

(74) 대리인

이병호, 장훈

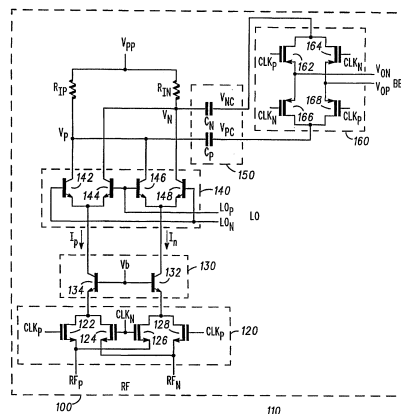
심사관 : 김정훈

(54) 초평 혼합기 및 직접 변환 무선 수신기

(57) 요약

수신된 신호들(I_p , I_n , L_{Op} , L_{On})을 혼합하는 바이폴라 혼합기단(140); 출력 초평단(160); 및 혼합된 신호를 출력 초평단에 결합하는 AC 결합단(150)을 포함하는 개선된 초평 혼합기(100)에 대한 장치 및 방법. 초평 출력단에 앞선 신호는 DC가 아닌 초평 클럭 주파수를 중심으로 한다. AC 결합에 의해서 원하는 주파수 범위 내 공통 모드 신호가 제거될 수 있다. 또한, 각각의 싱글 단 출력 상에 나타나는 2차 성분은 AC 결합 캐패시터들에 의해 DC가 차단될 것이므로 향상된 2차 IP2 성능으로 된다.

대표도 - 도1



(56) 선행기술조사문헌

US 5973576 A

US 5859559 A

GB 2151863 A

US 5771442 A

(81) 지정국

국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아 헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬랜드, 일본, 케냐, 키르기즈스탄, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 리베이라, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아공화국, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크멘, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 미국, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 아랍에미리트, 안티구와바부다, 코스타리카, 도미니카, 알제리, 모로코, 탄자니아, 남아프리카, 벨리즈, 모잠비크, 에쿠아도르, 인도, 시에라리온, 세르비아 앤 몬테네그로, 짐바브웨, 콜롬비아, 그라나다, 가나, 감비아, 크로아티아, 인도네시아

AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 시에라리온, 가나, 감비아, 짐바브웨, 모잠비크, 탄자니아

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기즈스탄, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크멘

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스, 터키

OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베닌, 중앙아프리카, 콩고, 코트디부아르, 카메룬, 가봉, 기니, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기니 비사우

특허청구의 범위

청구항 1

쇼핑 혼합기(chopping mixer)에 있어서:

입력 신호를 쇼핑하여 쇼핑된 입력 전압 신호를 생성하는 입력 쇼핑 수단;

혼합기 수단으로서, 상기 혼합기 수단에 인가된 신호들을 혼합하여 혼합된 신호를 생성하는, 상기 혼합기 수단;

출력 쇼핑 수단;

상기 혼합된 신호를 상기 출력 쇼핑 수단에 결합하는 결합 수단; 및

상기 입력 쇼핑 수단과 상기 혼합기 수단의 입력 사이에 결합되어, 상기 쇼핑된 입력 전압 신호를 나타내는 전류 신호를 상기 혼합기 수단에 인가하기 위해 전압 신호를 전류 신호로 변환시키는 전압 전류 변환 수단을 포함하고,

상기 결합 수단은 상기 혼합기 수단으로부터의 신호에서 2차 왜곡을 필터링 아웃하도록 배치된 AC 결합 수단을 포함하는, 쇼핑 혼합기.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 AC 결합 수단은 DC 신호들은 차단하는 동안 AC 신호들을 통과시키는 캐패시턴스 수단(capacitance means)을 포함하는, 쇼핑 혼합기.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 혼합기 수단은 바이폴라 트랜지스터 혼합기를 포함하는, 쇼핑 혼합기.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 출력 쇼핑 수단은 MOSFET 트랜지스터들을 포함하는, 쇼핑 혼합기.

청구항 5

삭제

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 입력 쇼핑 수단은 MOSFET 트랜지스터들을 포함하는, 쇼핑 혼합기.

청구항 7

제1항에 있어서,

상기 입력 쇼핑 수단, 상기 출력 쇼핑 수단 및 상기 혼합기 수단에 인가되고 상기 입력 쇼핑 수단, 상기 출력 쇼핑 수단 및 상기 혼합기 수단에 의해 생성되는 신호들은 차동 신호들인, 쇼핑 혼합기.

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 AC 결합 수단은 상기 입력 및 출력 쇼핑 수단의 클럭 주파수의 2.5% 내지 5%의 범위에 있는 코너 주파수(corner frequency)를 갖는, 쇼핑 혼합기.

청구항 9

제1항에 청구된 초핑 혼합기를 포함하는 직접 변환 무선 수신기.

청구항 10

삭제

청구항 11

삭제

청구항 12

삭제

청구항 13

삭제

청구항 14

삭제

청구항 15

삭제

청구항 16

삭제

청구항 17

삭제

청구항 18

삭제

청구항 19

삭제

청구항 20

삭제

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

명세서

기술분야

<1> 본 발명은 쇼핑 혼합기들(chopping mixers)에 관한 것으로, 특히 이를테면 직접 변환 수신기들과 같은 무선 주파수 회로에 관한 것이다.

배경 기술

<2> 본 발명의 분야에서, 셀룰라 전화와 같은 애플리케이션들용의 무선 수신기들에 직접 변환 혹은 제로-IF 수신기들을 사용하는 것이 알려져 있다. 이러한 수신기들에서는 수신에 사용되는 채널의 스펙트럼 순도를 유지하는 것이 필요하다. 제한된 협대역 감도로 인해, 2차 상호변조 왜곡(IM2 ; second order intermodulation distortion)은 관심의 신호 대역 내에 원하지 않는 스펙트럼 성분을 나타낸다. 이것은, 두 개 이상의 간섭하는 신호들의 주파수 차이가 원하는 신호의 IF 대역폭보다 작게 되는 이들 두 개 이상의 간섭하는 신호들이 어떤 2차 비선형성으로 인해 서로 혼합하여 기저대 스펙트럼 성분을 생성할 때 발생한다. 신호 경로에서의 중요 회로 블록들 내에서의 2차 상호변조의 영향을 최소화하기 위해서, 이 기술에는 차동 회로들(differential circuits)을 사용하는 것이 알려져 있다. 이론적으로, 차동 회로들은 2차 상호변조 왜곡에 대해 무한의 감쇄를 갖는 것이지만, 그러나, 실제로 이것은 적지 않게, 장치 부정합들, 기생 불균형, 불완전한 레이아웃, 및 이 외, 원하는 2차보다 낮은 입력 교점(IIP2)을 제공하는 불균형을 야기하는 장치의 특성이 고르지 못한 것에 기인하여, 사실과는 멀다. 이 기술에 숙련된 자들은 아는 바와 같이, 집적화된 혼합기 기술에서 현재까지 달성된 최상의 IIP2는 시스템 요건들이 현격하게 부족할 수 있다. 그러므로 전술의 문제들이 극복될 수 있게 향상된 쇼핑 혼합기 성능을 제공하는 것은 극히 잇점이 있을 것이다. 이러한 향상된 쇼핑 혼합기 성능을 혼합기 회로들, 스위치 회로들, 및 이외 기생 부정합 혹은 불균형을 나타내는 성분들을 채용하는 무선 및 유선 통신들의 장치들에 적용하는 것이 더욱 잇점이 있을 것이다.

<3> 미국특허 US-A-5 859 559(RAYTHEON)에는 집적회로의 일부로서 포함시키기에 적합한 혼합기 구조가 기술되어 있다. 입력 차동 증폭기의 상호 컨덕턴스를 향상시키는 소량의 전류들을 도입함으로써 의사 신호들(spurious signals)이 회피된다.

<4> 영국 특허 출원 GB-A-2 151863(도시바)에는 제1 및 제2 차동 증폭기들을 구비한 증폭기 회로가 기술되어 있다. 스위치 회로에 의해서 출력 신호들의 동적 범위가 증가될 수 있게 하고 있다. 제1 및 제2 출력들은 제1 신호와 제2 신호와의 적(product)을 얻기 위해서 부하에 적용된다.

<5> 본 발명의 목적은 전술의 문제점(들)이 완화될 수 있는 쇼핑 혼합기 성능을 향상시키는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

발명의 상세한 설명

<6> 본 발명의 제1 면에 따라서, 청구항 1에 청구된 쇼핑 혼합기가 제공된다.

<7> 본 발명의 제2 면에 따라서, 청구항 13에 청구된 쇼핑 혼합기 동작 방법이 제공된다.

실시 예

<11> 본 발명을 이용하여 쇼핑 혼합기 성능을 향상시키는 방법 및 장치를 첨부한 도면을 참조하여 단지 예에 의해 기술하도록 하겠다.

<12> 먼저 도 1은 직접 변환 무선 수신기(110)에서 사용하기 위한 AC 쇼핑 혼합기(100)를 도시한 것이다. 혼합기(100)는 두 쌍의 MOSFET 쇼퍼 트랜지스터들(122 및 124, 126 및 128)로 구성된 입력 쇼퍼 셀(120)을 구비한다. 쇼퍼 트랜지스터들(122 내지 128)은 쇼퍼 클럭 신호들 clkp, clk(도 2 참조) 및 RF 입력 포트에서 교차 결합된 차동 입력 신호들 RFp, RFn을 수신하도록 결합된다. 입력 쇼퍼 셀(120)은 쇼핑된 차동 전압 출력 신호들 Vip, Vin을 생성한다.

<13> 전압 전류(V-I) 변환기(130)는 그들의 베이스 전극들이 베이스 전압 Vb를 수신하도록 공통으로 결합되는 바이폴라 트랜지스터들(132, 134)로 구성된다. 입력 쇼퍼 셀(120)의 쇼퍼 트랜지스터들(122 내지 128)로부터의 출력들은 전압 전류 변환기(130)에서 바이폴라 트랜지스터들(132, 134)의 이미터 전극들에 각각 접속되어, 그 결과 트랜지스터들은 그들의 콜렉터 전극들에서 입력 쇼퍼 셀(120)로부터의 전압 출력 신호들 Vip 및 Vin에 각각 비례하는 전류들 Ip 및 In을 떨어뜨린다.

<14> 무선 주파수(RF) 혼합기 셀(140)은 두 쌍의 바이폴라 트랜지스터들(142 및 144, 146 및 148)로 구성된다. 트랜지스터들(142, 148)의 베이스 전극들은 입력 신호 L0n를 수신하도록 공통으로 결합되고, 트랜지스터들(144,

146)의 베이스 전극들은 입력 신호 LOp를 수신하도록 공통으로 결합되고, 신호들 LOp, LOn은 차동 입력 신호 RFp, RFn(RF 입력 포트에서의)와 혼합될 차동 입력 신호(L0 입력 포트에서의)를 형성한다. 바이폴라 트랜지스터들(142, 144)의 이미터 전극들은 바이폴라 트랜지스터(132)의 콜렉터 전극에 공통으로 접속되고, 바이폴라 트랜지스터들(146, 148)의 이미터 전극들은 전압 전류 변환기(130)의 바이폴라 트랜지스터(134)의 콜렉터 전극에 공통으로 접속된다. 바이폴라 트랜지스터들(142, 146)의 콜렉터 전극들은 기준 전위 V_{pp} 에 공통으로 결합되고(저항 R_{ip} 을 통해서), 이 기준 전위에는 바이폴라 트랜지스터들(144, 148)의 콜렉터 전극들이 또한 공통으로 결합된다(저항 R_{in} 을 통해서).

- <15> AC 결합 셀(150)은 캐패시터들 C_n , C_p 로 구성된다. 캐패시터 C_n 의 일 전극은 바이폴라 트랜지스터들(142, 146)의 공통 접속된 콜렉터 전극들에 접속되고, 캐패시터 C_p 의 일 전극은 바이폴라 트랜지스터들(144, 148)의 공통 접속된 콜렉터 전극들에 접속된다. 이하 설명하는 바와 같이, 캐패시터들 C_n , C_p 은 이들의 캐패시턴스가 가변될 수 있게 프로그램 가능 캐패시터 구조(도시생략)로서 실현될 수도 있다.
- <16> 출력 쇼퍼 셀(160)은 두 쌍의 MOSFET 쇼퍼 트랜지스터들(162 및 164, 166 및 168)로 구성된다. 쇼퍼 트랜지스터들(162 내지 168)은 쇼퍼 클럭 신호들 clk_p , clk_n 을 수신하도록 결합되고 각각 캐패시터들 C_n , C_p 로부터의 전압 신호들 V_{nc} , V_{pc} 을 수신하도록 AC 결합 셀(150)에 접속된다. 쇼퍼 요소들(162, 164)의 출력들은 차동 출력 신호들 V_{on} , V_{op} (BB 출력 포트에서의)을 생성하도록 교차 결합되고, 이들 차동 출력 신호들 V_{on} , V_{op} 은 차동 입력 신호들 RFn, RFp(RF 입력 포트에서의) 및 LOp 및 LOn(L0 출력 포트에서의)로부터 혼합된다.
- <17> AC 쇼핑 혼합기(100)의 성능은 다음과 같이 분석될 수 있다.
- <18> 쇼퍼 출력단에서, 차동 출력 대 차동 입력 관계는,
- <19> clk_p 가 활성일 때($clk_p=1$, $clk_n=0$), $V_{op} = V_{pc}$ 및 $V_{on} = V_{nc}$ 이고,
- <20> clk_n 가 활성일 때($clk_p=0$, $clk_n=1$), $V_{op} = V_{nc}$ 및 $V_{on} = V_{pc}$ 가 된다.
- <21> 이에 따라, 다음의 등식들로 된다.
- <22> clk_p 가 활성일 때, $V_{op}-V_{on} = V_{pc}-V_{nc}$,
- <23> clk_n 가 활성일 때, $V_{op}-V_{on} = -(V_{pc}-V_{nc})$
- <24> 이 된다.
- <25> 이에 따라, 차동 입력 $V_p - V_n$ 은 클럭 신호 Clk와 곱하여지므로 이 신호 V_p-V_n 는 clk 에서 DC로 하향 변환되고, 따라서,
- <26> $V_{op}-V_{on} = (clk_p-clk_n)(V_{pc}-V_{nc})$
- <27> 가 된다. 그러나, 공통 모드에 있어선 상황이 다르다. 즉, 공통 모드 출력 대 공통 모드 입력의 관계는,
- <28> clk_p 가 활성일 때, $V_{op}+V_{on} = V_{pc}+V_{nc}$,
- <29> clk_n 이 활성일 때, $V_{op}+V_{on} = V_{pc}+V_{nc}$
- <30> 가 된다. 이에 따라, 쇼퍼단의 출력에서의 공통 모드는 입력과 동일하므로,
- <31> $V_{op}+V_{on} = V_{pc}+V_{pn}$
- <32> 이 된다. 따라서, 출력단은 공통 모드 신호들의 입력을 변경하지 않음을 알 수 있다.
- <33> 또한, RF 혼합기 셀은 쇼퍼단처럼 행동할 것임을 알 것이다. 즉, 차동 출력 대 차동 입력과의 관계는 다음과 같이 주어질 것이다.
- <34> LOn이 활성일 때($L_{On}=1$, $L_{Op}=0$), $V_p-V_{cc} = -R_{ip} \cdot I_p$ 및 $V_n-V_{cc} = -R_{in} \cdot I_n$,
- <35> LOp가 활성일 때($L_{On}=0$, $L_{Op}=1$), $V_p-V_{cc} = -R_{iIp}$ 및 $V_n-V_{cc} = -R_{inIp}$
- <36> 이다. 그러므로,
- <37> LOn이 활성일 때, $V_p-V_n = R_i(I_n-I_p)$,
- <38> LOp가 활성일 때, $V_p-V_n = R_i(I_p-I_n)$

- <39> 이므로, $V_p - V_n = (L_{Op} - L_{On})R_i(I_p - I_n)$
- <40> 이다.
- <41> 또한, 공통 모드 출력 대 공통 모드 입력과의 관계는 다음에 의해 주어진다.
- <42> L_{On} 이 활성일 때, $V_p + V_n = -R_i(I_p + I_n) + 2V_{cc}$,
- <43> L_{Op} 이 활성일 때, $V_p + V_n = -R_i(I_p + I_n) + 2V_{cc}$
- <44> 이므로, RF 혼합기단은 공통 모드 신호 입력을 변경하지 않는다는 것을 알 것이다.
- <45> V-I 변환기는 선형단인 것이 이상적이지만, 실제로는 출력 전류에 비선형의 행동을 유발할 것이며 이것은 전압 입력 V_{ip} , V_{in} 에 대해 다항식 관계로서 모델화될 수도 있을 것이다. 2차 출력 전류만을 고찰하고 유용한 신호를 무시하면 다음의 관계식들이 주어진다.
- <46> $I_p = a_{2p}(V_{ip})^2$ 및
- <47> $I_n = a_{2n}(V_{in})^2$
- <48> 발생된 2차 전류 성분들은 저주파에서 나타날 것이다. 이들 2차 전류들은 공통 모드 전류 신호를 발생시킨다.
- <49> $I_p + I_n = a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2$
- <50> 이것은 RF 혼합기 출력에서 공통 모드 전압 신호, 즉, 저주파에서 전류 신호와 동일한 스펙트럼을 점유하는,
- <51> $V_p + V_n = -R_i(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2) + 2V_{cc}$
- <52> 로 될 것이고, 따라서, AC 결합 네트워크는 이들 저주파수들의 성분을 감소시킬 것이다(AC 결합 코너 주파수는 쇼핑 클럭 주파수의 대략 2.5% 내지 5%의 범위 내에 놓이도록 선택될 수 있고, 위에 언급한 프로그램 가능한 캐패시터 구조를 사용하여 이 범위 내에서 가변될 수 있다).
- <53> 또한, 이들 2차 성분들에 대한 RF 혼합기 출력에서의 싱글 단 전압을 고찰하면(현재 R_{ip} 가 R_{in} 과는 다른 것으로, 즉 저항기 부정합이 있는 것으로 가정함), 다음의 관계식들이 나온다.
- <54> V_p 를,
- <55> $V_p = V_{cc} - R_{ip}(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2)/2$
- <56> $+ (L_{Op} - L_{On})R_{ip}(a_{2p}(V_{ip})^2 - a_{2n}(V_{in})^2)/2$
- <57> 로서 나타내도록 하고, V_n 을
- <58> $V_n = V_{cc} - R_{in}(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2)/2$
- <59> $- (L_{Op} - L_{On})R_{in}(a_{2p}(V_{ip})^2 - a_{2n}(V_{in})^2)/2$
- <60> 으로서 나타내도록 하였을 때,
- <61> L_{On} 이 활성일 때, $V_p = V_{cc} - R_{ip} a_{2p}(V_{ip})^2$,
- <62> L_{Op} 가 활성일 때, $V_p = V_{cc} - R_{ip} a_{2n}(V_{in})^2$
- <63> 이다. 이들 V_p 및 V_n 에 대해서, $R_{ix}(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2)/2$ 항은 캐패시터들에 의해 DC가 차단되어 감소될 2차 성분들에 기인하여 저주파 공통 모드 변동으로서 나타난다. 항 $(L_{Op} - L_{On})R_{ix}(a_{2p}(V_{ip})^2 - a_{2n}(V_{in})^2)/2$ 는 국부 발진기의 주파수에 의해 옮겨질 것이므로 이의 기여가 최소화되게 쉽게 필터링될 것이다.
- <64> 두 번째 항을 무시함으로써 V_{pc} 및 V_{nc} 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.
- <65> $V_{pc} = H_{pc} * V_{cc} - R_{ip}(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2)/2 * H_{pc}$,

- <66> 여기서 Hpc는 포지티브 경로 상의 고역 통과 필터이고, *는 콘볼루션 연산을 나타내며,
- <67> $V_{nc} = H_{nc} * V_{cc} - R_{in}(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2) / 2 * H_{nc}$,
- <68> 여기서, Hnc는 네가티브 경로 상의 고역 통과 필터이고, *는 콘볼루션 연산을 나타낸다.
- <69> 출력 쇼퍼에서, 다음의 관계들이 만족된다.
- <70> $V_{op} + V_{on} = V_{pc} + V_{nc}$, 및
- <71> $V_{op} - V_{on} = (c_{lkp} - c_{lkn})(V_{pc} - V_{nc})$ 이고,
- <72> $V_{op} + V_{on} = (H_{pc} + H_{nc}) * V_{cc} - (a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2) / 2 * (R_{ip} H_{pc} + R_{in} H_{nc})$,
- <73> 의 관계들도 되고,
- <74> 2차 공통 모드 성분은 AC 결합에 의해 감소되고,
- <75> $V_{op} - V_{on} = (c_{lkp} - c_{lkn})(H_{pc} - H_{nc}) * V_{cc}$
- <76> $+ (c_{lkp} - c_{lkn})(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2) / 2 * (R_{in} H_{nc} - R_{ip} H_{pc})$,
- <77> 이 된다.
- <78> 이것은 완벽하게 정합된 출력 쇼퍼단, 즉 $\{c_{lkp}\} = \{c_{lkn}\}$ 을 가정한 것이다. 그러나, 완벽하지 않게 정합된 출력 쇼퍼(예를 들면, 50%가 아닌 듀티 사이클의 클럭 혹은 비유사 스위치들에 기인한)는 차동 2차 성분의 감소를 제한할 것이고
- <79> $(duty_cycle - 50\%)(a_{2p}(V_{ip})^2 + a_{2n}(V_{in})^2) / 2 * (R_{in} H_{nc} - R_{ip} H_{pc})$
- <80> 과 동일한 항의 값을 발생시킬 것이다.
- <81> 이 경우, AC 결합은 저주파 영역(0 내지 200KHz)에서 $(R_{in} H_{nc} - R_{ip} H_{pc})$ 가 $(R_{in} - R_{ip})$ 보다 훨씬 작다면 비Ac 결합 네트워크에 대해 추가의 IP2 이득 향상을 제공할 것이다. 그러나, 출력 쇼퍼에 의해 유발되는 2차 비선형성들은 IM2 차동 성분들을 제한할 것이다.
- <82> 도 3에서, 제2 AC 쇼핑 혼합기(200)(전술한 AC 쇼핑 혼합기에 대한 대안으로서 사용될 수 있음)는 많은 성분들을 혼합기(100)와 공유하며, 이들 공유된 성분들엔 도 3에서 도 1과 동일한 참조부호를 사용하였다.
- <83> 제2 AC 쇼핑 혼합기(200)는 (제1 혼합기(100)에서 LO 입력은 혼합기 셀(140)에 직접 결합되고, RF 입력은 쇼핑 셀(120) 및 전압-전류 변환기 셀(130)을 통해 혼합기 셀(140)에 결합되어 있는 반면에) 제2 혼합기(200)에서 LO 입력은 쇼퍼 셀(220)(MOSFET 쇼퍼 트랜지스터들(222, 224, 226, 228)로 구성됨)을 통해 혼합기 셀(140)에 결합되고, RF 입력은 전압 전류 변환기 셀(130)을 통해 혼합기 셀(140)에 결합되는 점에서 혼합기(100)와는 다르다. 제2 혼합기(200)에서, 혼합기(100)에서처럼, 혼합기 셀(140)의 출력은 BB 출력에 출력이 접속되는 출력 쇼핑 셀(160)에 AC 결합 셀(150)을 통해 결합됨을 알 것이다.
- <84> 제2 혼합기(200)는 전술한 혼합기(100)와 유사하게 기능함을 알 것이다. 또한 제1 및 제2 혼합기들은 쇼핑 클럭 신호들 c_{lkn} , c_{lkp} 의 정수배의 주파수 f_{clk} 에 의해 LO 입력 포트에서의 국부 발진기의 주파수와는 다른 RF 입력 포트에서의 신호들에 대해 이상적이지 않게 응답할 것이다. 그러나, 제2 혼합기(200)에서 이 이상적이지 않은 신호 응답은 제1 혼합기 내 RF 입력 포트로부터의 입력 쇼핑단을 제2 혼합기 내 LO 입력 포트에 이동시킴으로써 제1 혼합기(100)에 비해 감소된다. 그러므로, 제2 혼합기(200)는 보다 큰 의사 응답 분리(higher spurious response isolation)를 통해서 제1 혼합기(100)보다는 나은 성능을 제공할 수 있다.
- <85> 전술한 쇼핑 혼합기 성능을 향상시키는 방법 및 장치는 다음의 잇점들을 제공할 수 있다.
- <86> · 쇼핑 모드에서 동작하고 있을 때 바이폴라 혼합기 출력을 AC 결합함으로써, 출력 쇼핑단 전의 신호는 DC가 아닌 쇼핑 클럭 주파수를 중심으로 하게 되므로 잇점이 얻어진다.
- <87> · 또한, AC 결합에 의해서 0 내지 200KHz의 요구되는 주파수 범위에서 공통 모드 신호가 제거될 수 있다.
- <88> · 또한, 각각의 싱글 단 출력에 나타나는 2차 성분은 결합 커패시터들에 의해 DC가 차단될 것이므로, 2차 IP2의 향상으로 된다.

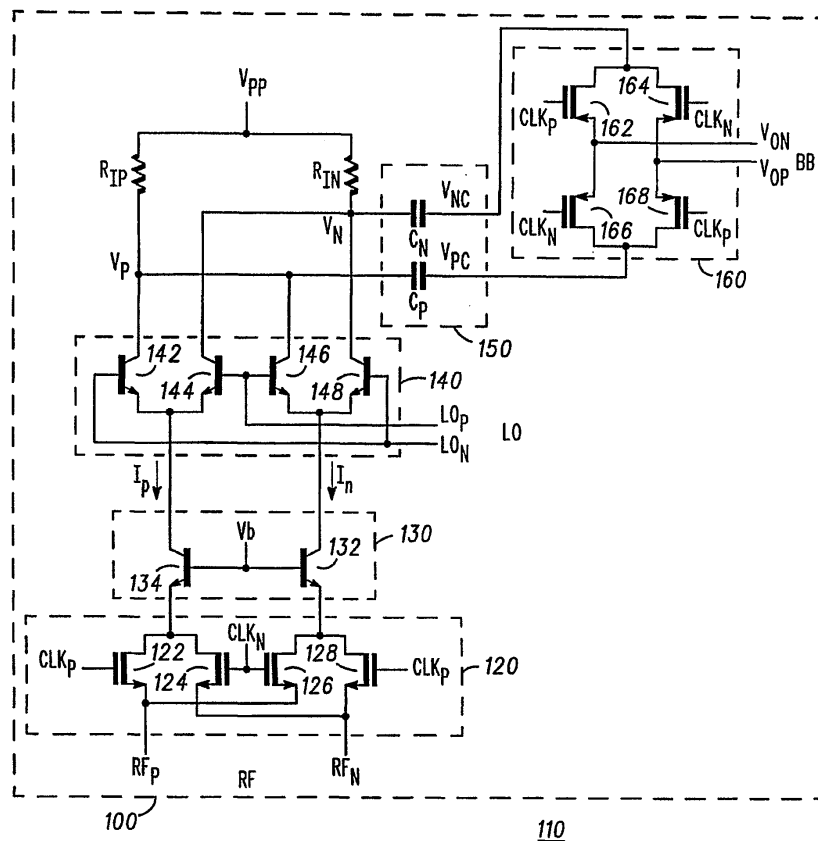
<89> · 초파 혼합기들 및 RF 바이폴라 혼합기는 서로 행동이 유사하므로, 이들의 공통 모드 출력 대 공통 모드 입력은 1과 같게 되고 어떠한 주파수도 옮겨지지 않게 된다. 그러나, 차동 입력은 주파수가 옮겨질 것이다. 이것은 전체 혼합기 구성 내에서 발생하는 저주파 공통 모드 신호들(0 내지 200kHz)만이 저주파 공통 모드 신호들로서 출력에 존재할 것임을 의미한다. 이들 저주파 공통 모드 신호들 대부분은 혼합기 구성, 주로 V-I 변환기단에서의 2차 비선형성들에 의해 발생되지만, AC 결합으로 이들 성분들이 차단되고 이들의 레벨들이 감소될 것이다.

도면의 간단한 설명

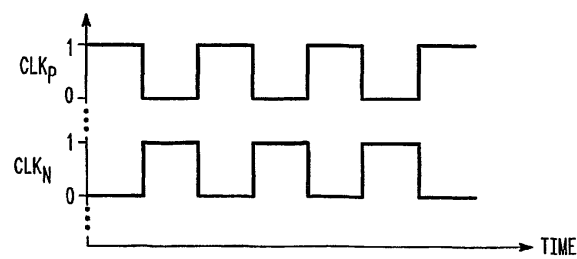
- <8> 도 1은 직접 변환 무선 수신기에서의 제1 AC 초평 혼합기의 개략적인 회로도이다.
- <9> 도 2는 도 1의 AC 초평 혼합기에서 사용되는 클럭 신호들의 파형 타이밍도이다.
- <10> 도 3은 제2 AC 초평 혼합기의 개략적인 회로도이다.

도면

도면1



도면2



도면3

