



Urząd Patentowy  
Rzeczypospolitej  
Polskiej

(96) Data i numer zgłoszenia patentu europejskiego:  
**23.10.2009 18156694.4**

(97) O udzieleniu patentu europejskiego ogłoszono:  
**04.12.2019 Europejski Biuletyn Patentowy 2019/49  
EP 3346606 B1**

(13) **T3**  
(51) Int.Cl.  
*H03D 1/04 (2006.01)*  
*H03D 3/04 (2006.01)*  
*H03D 7/14 (2006.01)*  
*H03D 7/12 (2006.01)*  
*H03D 7/16 (2006.01)*

---

(54) Tytuł wynalazku:

**Mieszacz pasywny o zredukowanej intermodulacji drugiego rzędu**

---

(30) Pierwszeństwo:

(43) Zgłoszenie ogłoszono:

**11.07.2018 w Europejskim Biuletynie Patentowym nr 2018/28**

(45) O złożeniu tłumaczenia patentu ogłoszono:

**13.07.2020 Wiadomości Urzędu Patentowego 2020/09**

(73) Uprawniony z patentu:

**Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ), Stockholm, SE**

(72) Twórca(y) wynalazku:

**SVEN MATTISSON, Lomma, SE  
PIETRO ANDREANI, Lund, SE  
DANIELE MASTANTUONO, Lund, SE**

(74) Pełnomocnik:

**rzecz. pat. Izabela Ludwicka  
PATPOL  
KANCELARIA PATENTOWA SP. Z O.O.  
ul. Nowoursynowska 162 J  
02-776 Warszawa**

**PL/EP 3346606 T3**

---

**Uwaga:**

W ciągu dziewięciu miesięcy od publikacji informacji o udzieleniu patentu europejskiego, każda osoba może wnieść do Europejskiego Urzędu Patentowego sprzeciw dotyczący udzielonego patentu europejskiego. Sprzeciw wnosi się w formie uzasadnionego na piśmie oświadczenia. Uważa się go za wniesiony dopiero z chwilą wniesienia opłaty za sprzeciw (Art. 99 (1) Konwencji o udzielaniu patentów europejskich).

## Mieszacz pasywny o zredukowanej intermodulacji drugiego rzędu

### Opis

#### Dziedzina techniki

[0001] Wynalazek ogólnie dotyczy dziedziny struktur odbiorników w systemach łączności radiowej. Dokładniej rzecz ujmując, wynalazek dotyczy pasywnych mieszaczy w strukturach odbiorników i sposobu konwertowania pierwszego sygnału o pierwszej częstotliwości na drugi sygnał o drugiej częstotliwości za pomocą trzeciego sygnału o trzeciej częstotliwości.

#### Stan techniki

[0002] W systemach łączności radiowej, mieszacz służy do konwertowania sygnału pasma podstawowego BB (ang. baseband) lub sygnału częstotliwości pośredniej IF (ang. intermediate frequency) na sygnał wyższej częstotliwości, np. częstotliwości radiowej RF (ang. radio frequency), w celu ułatwienia transmisji (kiedy mieszacz jest wykorzystywany w nadajniku) lub do konwertowania sygnału o wysokiej częstotliwości w dół, np. sygnału RF na sygnał niższej częstotliwości, np. sygnał BB lub sygnał IF, w celu ułatwienia przetwarzania sygnału (kiedy mieszacz jest wykorzystywany w odbiorniku). Konwersja w górę lub konwersja w dół jest przeprowadzana odpowiednio przez mieszanie sygnału wejściowego mieszacza z sygnałem oscylatora lokalnego LO (ang. local oscillator) generowanym przez oscylator lokalny. W przypadku odbiornika, sygnał RF jest mieszany z sygnałem LO w celu wygenerowania sygnału IF lub sygnału BB.

[0003] W mobilnych urządzeniach łączności radiowej, architektury nadajnika i odbiornika są oddzielone, tzn. dla odbiornika i nadajnika używane są odrębne układy. Jednak w innych mobilnych urządzeniach komunikacyjnych używany jest nadajnik-odbiornik, który jest urządzeniem, które ma zarówno nadajnik i odbiornik, które są ze sobą połączone i mają wspólne układy. Nadajniki-odbiorniki zwykle zawierają duplexer, który jest urządzeniem umożliwiającym jednoczesną dwukierunkową (pełnoduplexową) komunikację za pośrednictwem pojedynczego kanału. W systemach łączności radiowej duplexer izoluje odbiornik od nadajnika przy jednoczesnym umożliwieniu im dzielenia wspólnej anteny.

[0004] Wyzwaniem w zakresie nowoczesnych systemów łączności radiowej było i nadal jest zaprojektowanie odbiorników (i nadajników), które mogą spełniać bardziej rygorystyczne normy dotyczące wydajności, jednocześnie będąc montowane w mniejszych opakowaniach. W związku z tym, wiele nowoczesnych odbiorników (i nadajników) radiowych jest implementowanych w pojedynczych układach scalonych specjalizowanych ASIC (ang. application specific integrated circuit).

[0005] Jeden z tych rygorystycznych standardów wydajności jest wymaganiem dotyczącym intermodulacji, a zwłaszcza wymaganiem dotyczącym tak zwanej intermodulacji drugiego rzędu (IM2). Intermodulacja może wystąpić tylko w systemach nieliniowych. Systemy nieliniowe na ogół składają się z elementów aktywnych, co oznacza, że elementy muszą być spolaryzowane z zewnętrznym źródłem zasilania, które nie jest sygnałem wejściowym (tzn. aktywne elementy muszą być „włączone”). Jednak nawet elementy pasywne mogą działać w sposób nieliniowy i prowadzić do intermodulacji. Diody lub tranzystory są szeroko znane ze względu na ich pasywne efekty nieliniowe, ale pasożytnicza nieliniowość może powstawać również w innych elementach. Przykładowo, transformatory audio wykazują nieliniowe zachowanie blisko swojego punktu nasycenia, kondensatory elektrolityczne mogą zacząć się zachowywać jak prostowniki w warunkach dużego sygnału, a złącza i anteny RF mogą wykazywać cechy nieliniowe.

[0006] W przypadku odbiornika, mieszacz pasywny generuje sygnały IF lub BB, które wynikają z sumy i różnicy sygnałów LO i RF połączonych w mieszaczu. Te sygnały sumy i różnicy w porcie IF mają równą amplitudę,

## EP 3 346 606 B1

ale ogólnie do celów przetwarzania i demodulacji pożądanym jest jedynie sygnał różnicy, więc częstotliwość sumaryczna (znana także jako sygnał obrazu) musi zostać usunięta, zazwyczaj przez filtrowanie środkowoprzepustowe IF lub filtrowanie dolnoprzepustowe BB.

**[0007]** W przypadku nieliniowym, składniki wyższego rzędu (powodowane przez harmoniczne), podobnie jak składniki IM2, zazwyczaj występują na wyjściu mieszacza. Punkt przechwycenia drugiego rzędu IP2 (ang. Intercept Point) jest miarą liniowości, która określa ilościowo zniekształcenia drugiego rzędu generowane przez nieliniowe układy i urządzenia. Przy niskich poziomach mocy podstawowa moc wyjściowa wzrasta w stosunku jeden do jednego (w dB) mocy wejściowej, natomiast moc wyjściowa drugiego rzędu wzrasta w stosunku dwa do jednego. Gdy moc wejściowa jest wystarczająco wysoka i urządzenie osiągnie poziom nasycenia, moc wyjściowa spłaszcza się zarówno w przypadku pierwszego i drugiego rzędu. Punkt przechwycenia drugiego rzędu jest punktem, w którym linie pierwszego i drugiego rzędu się przecinają, zakładając, że poziomy mocy nie spłaszczają się z powodu nasycenia. Innymi słowy, IP2 jest teoretycznym punktem na przecięciu krzywych wejścia RF i wyjścia IF, gdzie pożądanym sygnał wejściowy i iloczyn drugiego rzędu stają się równe pod względem amplitudy w miarę wzrostu wejścia RF.

**[0008]** Architektury odbiorników o zerowej (ang. zero-IF) lub niskiej częstotliwości pośredniej (ang. low-IF) zdominowały dzisiejszy rynek tanich odbiorników bezprzewodowych dla systemów dostępu wielokrotnego z podziałem czasu TDMA (ang. Time Division Multiple Access) i dupleksowania z podziałem czasu TDD (ang. Time Division Duplex). Dla systemów dostępu wielokrotnego z podziałem częstotliwości FDMA (ang. Frequency Division Multiple Access) i systemów dostępu wielokrotnego z podziałem kodowym CDMA (ang. Code Division Multiple Access), takich jak systemy szerokopasmowego dostępu wielokrotnego z podziałem kodowym WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), rygorystyczne wymagania IM2 i IP2 zwykle wymagają bardziej złożonych rozwiązań w zakresie odbiorników.

**[0009]** W systemie TDMA lub TDD, bezprzewodowy nadajnik i odbiornik nie są włączone w tym samym czasie, ale w różnych, nienachodzących na siebie szczelinach czasowych. Tak więc, dla tych systemów najsilniejsze zakłócenia odbiornika (Rx) spowodowane są zewnętrznym nadajnikiem, którego sygnał odbierany jest przez antenę systemu TDMA lub TDD. W systemach FDMA lub CDMA, jak w systemie WCDMA, najsilniejszym czynnikiem zakłócającym Rx jest zazwyczaj sam nadajnik bezprzewodowy (Tx), przez wyciek z filtra dupleksowego systemu. Ponieważ wyciek z nadajnika przy pełnej mocy zazwyczaj jest  $\geq 10$  dB silniejszy niż jakiegokolwiek zewnętrznego czynnika zakłócającego, będzie to głównym wyznacznikiem wymagań IM2 i IP2.

**[0010]** Przykładowo, nadajnik WCDMA przy mocy +25 dBm będzie skutkował sygnałem Rx równym -25 dBm, gdy tłumienie dupleksera wynosi 50 dB. Jeśli dopuszczalne są jedynie zakłócenia statyczne Rx równe -108 dBm (zakłócenia, które są obecne przez cały czas), IP2 odbiornika musi wynosić  $\geq +44$  dBm, aby sprostowane widmo Tx było poniżej granicy -108 dBm. Np. dla GSM (globalnego systemu mobilnej komunikacji - ang. Global System for Mobile Communications), najsilniejszy czynnik zakłócający wynosi 5 dB mniej lub -30 dBm, skutkując wymogiem dla IP2 niższym o 10 dB dla tego samego poziomu zniekształceń.

**[0011]** Dotychczas, powszechnym rozwiązaniem dla wysokich poziomów wycieków z nadajników było wprowadzenie filtra pomiędzy wzmacniaczem niskoszumowym LNA (ang. low-noise amplifier) i mieszaczem odbiornika, zazwyczaj aktywnym mieszaczem ze względu na szum. Ze względu na niewielką separację częstotliwości względnej między najbliższymi krawędziami pasm Tx i Rx, tzn. odstęp dupleksowy, filtr ten zazwyczaj jest filtrem akustycznej fali powierzchniowej SAW (ang. Surface Acoustic Wave), który nie może być wbudowany w nadajnik-odbiornik ASIC, lecz musi być umieszczony na płycie drukowanej PCB (ang. printed circuit board) lub na podłożu modułu, zwiększając koszty i złożoność struktury odbiornika.

## EP 3 346 606 B1

**[0012]** Niedawno zaczęto stosować sprzężenie prądu zmiennego (AC) między LNA i rdzeniem mieszacza, jako środek służący poprawie IP2 przez blokowanie szumu niskiej częstotliwości IM2 przed przedostaniem się do rdzenia mieszacza, tym samym uniemożliwiając jakiegokolwiek wycieki spowodowane zaburzeniami równowagi mieszacza.

**[0013]** Mieszacz pasywny z półprzewodnikiem tlenkowym MOS (ang. metal oxide semiconductor) oferuje dobre osiągi w zakresie szumu i liniowości, zwłaszcza gdy jego port BB lub IF znajduje się w punkcie masy wirtualnej. Wirtualna masa eliminuje modulację przełączeń mieszacza przez sygnał BB lub IF, co poprawia IP2. Ze względu na naturę urządzenia MOS, jego próg przełączania i konduktancja kanału zależy od sygnałów LO, RF i IF. Te współzależności wygenerują iloczyny wektorowe tych sygnałów, w tym iloczyny powodujące powstawanie IM2. Przez uziemienie portu IF, np. za pośrednictwem wirtualnej masy, niektóre z tych iloczynów wektorowych mogą być zmniejszone, prowadząc do mniejszej IM2 i w konsekwencji wyższego IP2. Wciąż próg przełączania będzie modulowany sygnałem RF, skutkując udziałem IM2 oprócz nieliniowego przewodnictwa kanału.

**[0014]** Obecne rozwiązania w zakresie mieszaczy sprzężonych prądem zmiennym zapewniają wystarczającą wydajność, gdy izolacja dupleksera wynosi 50 dB lub więcej. Dla nowszych konfiguracji pasm, o mniejszych przerwach dupleksowych i tym samym mniejszej izolacji dupleksera, może nie być to możliwe. Również ze względu na koszty, korzystne może być, aby zmniejszyć te wymagania dla duplekserów, np. dopuszczając dupleksery o mniejszej izolacji dupleksera, przez usprawnienie IP2 mieszacza.

**[0015]** Dokument US 5 263 198 może być odbierany jako ujawniający mieszacz zawierający dopasownik oscylatora lokalnego (LO) z portem wejściowym LO, dopasownik RF również z portem wejściowym i filtr IF dostarczający sygnał wyjściowy IF z mieszacza. Na środku mieszacza działa FET mający bramkę, dren i źródło. Pomiędzy drenem i bramką FET podłączony jest obwód rezonansowy. Bramka FET jest podłączona do wyjścia dopasownika RF. Źródło FET jest podłączone do wejścia filtra IF. Obwód rezonansowy może zawierać kondensator zaporowy DC, który nie działa jako część obwodu rezonansowego, lecz który służy do blokowania DC, pozwalając na niezależne polaryzowanie drenu i bramki FET.

**[0016]** Dokument EP 1465 334 opisuje mieszacz pasywny do przetwarzania sygnału częstotliwości radiowej (RF) na sygnał częstotliwości pośredniej (IF) lub odwrotnie. Mieszacz zawiera środki mieszające sterowane napięciem do mieszania sygnału oscylatora lokalnego z sygnałem RF lub IF. Do podawania z powrotem składnika niskiej częstotliwości sygnału IF przez filtr dolnoprzepustowy (który może zawierać kondensator i rezystor) do środków mieszających, używana jest technika wprowadzenia niewielkiego dodatniego sprzężenia zwrotnego, zwana bootstrap (ang. bootstrapping). Środki mieszające będą podążać za zmianami niskiej częstotliwości sygnału IF, co poprawi liniowość mieszacza.

### Istota wynalazku

**[0017]** W związku z tym istnieje potrzeba, aby zapewnić lepszy i bardziej opłacalny mieszacz pasywny, o poprawionych parametrach IP2.

**[0018]** Ta potrzeba jest zaspokojona, według pierwszego aspektu, przez mieszacz pasywny według zastrz. 1.

**[0019]** Według przykładu porównawczego odpowiadającemu drugiemu aspektowi, powyższą potrzebę zaspokajają kolejny mieszacz pasywny do konwertowania pierwszego sygnału o pierwszej częstotliwości na drugi sygnał o drugiej częstotliwości, przy użyciu trzeciego sygnału o trzeciej częstotliwości. Mieszacz pasywny zawiera element redukujący do generowania drugiego sygnału redukcji do redukcji elementów intermodulacji drugiego rzędu przez nakładanie pierwszego sygnału ważonego wartością redukcji na napięciu polaryzującym lub referencyjnym; i element mieszający zawierający pierwszy zacisk do odbioru pierwszego sygnału, drugi

## EP 3 346 606 B1

zacisk do wyprowadzenia drugiego sygnału, trzeci zacisk do odbioru trzeciego sygnału i czwarty zacisk do odbioru drugiego sygnału redukcji, w którym element mieszający jest przystosowany do dostarczenia drugiego sygnału jako wyjściowego na drugim zacisku przez mieszanie pierwszego sygnału, doprowadzanego jako sygnał wejściowy na pierwszym zacisku i trzeciego sygnału doprowadzanego jako sygnał wejściowy na trzecim zacisku wraz z drugim sygnałem redukcji doprowadzanym jako sygnał wejściowy na czwartym zacisku.

**[0020]** Według obu aspektów, element mieszający może zawierać przełącznik sterowany napięciem. Przykładowo, element mieszający zawiera przełącznik z tranzystorem polowym, takim jak tranzystor polowy typu MOSFET (ang. Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor),

**[0021]** tranzystor polowy złączowy JFET (ang. Junction Field Effect Transistor), tranzystor polowy ze złączem metal-półprzewodnik MESFET (ang. Semiconductor Field Effect Transistor) i tym podobne lub tranzystor o cechach podobnych do tranzystora polowego, taki jak tranzystor bipolarny z izolowaną bramką IGBT (ang. Insulated Gate Bipolar Transistor). Przełącznik z tranzystorem polowym może mieć swój dren połączony funkcjonalnie z pierwszym zaciskiem, swoją bramkę połączoną funkcjonalnie z trzecim zaciskiem i swoje źródło połączone funkcjonalnie z drugim zaciskiem. Zwłaszcza według drugiego aspektu, przełącznik z tranzystorem polowym może mieć swój dren połączony funkcjonalnie z pierwszym zaciskiem, swoją bramkę połączoną funkcjonalnie z trzecim zaciskiem, swoje źródło połączone funkcjonalnie z drugim zaciskiem i swoje podłoże połączone z czwartym zaciskiem.

**[0022]** Jak dobrze wiadomo, źródło i dren mogą być pozamieniane dla symetrycznego urządzenia, i to, co stanowi dren i źródło tranzystora polowego może być zależne od polaryzacji lub sygnału. Dla uproszczenia, ale bez uszczerbku dla ogólności, można założyć, że dren jest połączony z pierwszym zaciskiem, a źródło z drugim zaciskiem.

**[0023]** Alternatywnie, element mieszający może zawierać więcej niż jeden przełącznik sterowany napięciem, na przykład dwa dodatkowe przełączniki sterowane napięciem. W tym przypadku, jeden tranzystor N-kanalowy i jeden tranzystor P-kanalowy mogą być podłączone równolegle do siebie i mogą dzielić pierwszy i drugi zacisk, ale mogą mieć odrębne trzecie zaciski, a w przypadku drugiego aspektu, odrębne czwarte zaciski, np. odrębne zaciski bramki i podłoża.

**[0024]** Mieszacz pasywny może być używany w układzie odbiornika, na przykład nadajnika-odbiornika, zawierającego zarówno nadajnik i odbiornik. W tym przypadku, mieszacz pasywny może być wykorzystywany w co najmniej jednym odbiorniku i nadajniku nadajnika-odbiornika. Na przykład, mieszacz pasywny jest wykonany jako układ scalony umieszczony w tym samym układzie scalonym specjalizowanym (ASIC), co nadajnik-odbiornik.

**[0025]** Według pierwszego wariantu, mieszacz pasywny może być umieszczony w odbiorniku. Pierwszy sygnał może być wówczas sygnałem częstotliwości radiowej (RF) odbieranym przez odbiornik, trzeci sygnał może być sygnałem oscylatora lokalnego (LO) doprowadzanym przez oscylator lokalny umieszczony w odbiorniku, drugi sygnał może być sygnałem częstotliwości pośredniej (IF) albo sygnałem pasma podstawowego (BB), zależnie od tego, czy mieszacz pasywny jest przystosowany do wykonywania konwersji bezpośredniej czy pośredniej. Kiedy mieszacz pasywny jest przystosowany do wykonywania konwersji pośredniej, odebrany sygnał RF jest konwertowany w dół przez mieszacz pasywny na sygnał IF, o częstotliwości środkowej innej niż zero. Sygnał IF może być następnie dalej konwertowany w dół przez podobny lub inny mieszacz na sygnał BB. W przypadku bezpośredniej konwersji, sygnał RF jest bezpośrednio konwertowany na sygnał BB o częstotliwości środkowej równej zero, tj. mający widmo o pewnej szerokości pasma około zera.

### EP 3 346 606 B1

**[0026]** Według drugiego wariantu, który może być połączony z pierwszym wariantem, mieszacz pasywny może być umieszczony w nadajniku. Pierwszy sygnał może być wówczas sygnałem IF albo sygnałem BB, zależnie od tego, czy mieszacz pasywny jest przystosowany do wykonywania konwersji bezpośredniej czy konwersji pośredniej, przy czym trzeci sygnał może być sygnałem LO doprowadzanym przez LO umieszczony w nadajniku, a drugi sygnał może być sygnałem RF, który ma być wysłany przez nadajnik.

**[0027]** Składniki intermodulacji drugiego rzędu (IM2), które mają zostać zredukowane mogą zawierać wyrazy zależne od napięcia na pierwszym zacisku elementu mieszającego (napięcie wejściowe elementu mieszającego). Według jednego z wariantów, drugi zacisk (zacisk wyjściowy) elementu mieszającego, połączony z wirtualną masą lub mogący mieć napięcie zbliżone do masy tak, że wahania napięcia na zacisku są bardzo niskie w porównaniu z wahaniami napięcia pierwszego zacisku. Składniki IM2 mogą wówczas być proporcjonalne do kwadratu napięcia na pierwszym zacisku. Alternatywnie, według innego wariantu, wahania napięcia na drugim zacisku nie mogą być znacznie mniejsze niż te na pierwszym zacisku i składniki IM2 mogą być zależne zarówno od napięcia na pierwszym zacisku i napięcia na drugim zacisku. Przykładowo, składniki IM2 są zależne od różnicy napięcia między napięciem na pierwszym zacisku i napięciem na drugim zacisku.

**[0028]** Aby zredukować składniki IM2, obie wartości redukcji pierwszego sygnału redukcji i drugiego sygnału redukcji mogą zostać określone jako stałe wartości. Przykładowo, obie wartości redukcji mogą być równe 0,5 lub wartości zbliżonej do 0,5. Alternatywnie, wartości redukcji mogą być wstępnie ustawione na stałą wartość i mogą być następnie dostosowane do zmiany warunków pracy mieszacza pasywnego np. gdy temperatura mieszacza pasywnego ulegnie zmianie podczas pracy. W jeszcze innym przykładzie, jedna wartość redukcji może być stała, a druga może być dostosowana do wartości, która zależy od jednego lub więcej warunków pracy, niedopasowania urządzenia, rozrzutu parametrów sposobu lub temperatury.

**[0029]** Jak przedstawiono powyżej, element mieszający może zawierać przełącznik z tranzystorem polowym mający swój dren połączony funkcjonalnie z pierwszym zaciskiem, swoją bramkę połączoną funkcjonalnie z trzecim zaciskiem i swoje źródło połączone funkcjonalnie z drugim zaciskiem. Według tego, składniki IM2, które mają zostać zredukowane mogą zawierać wyraz proporcjonalny do drugiego rzędu napięcia źródłowego drenu.

**[0030]** Według porównawczego przykładu, mieszacz pasywny może być wykorzystywany w trybie prądu, tj. drugi zacisk (zacisk wyjściowy) elementu mieszającego może być uziemiony lub może znajdować się w punkcie masy wirtualnej. Jeśli element mieszający w tym wykonaniu zawiera przełącznik z tranzystorem polowym, dren tranzystora polowego może odbierać sygnał RF, a źródło tranzystora polowego może być podłączone do masy lub do wirtualnej masy. W celu określenia ilości składników IM2, które mogą być proporcjonalne do kwadratu napięcia źródłowego drenu tranzystora polowego, do pomiaru napięcia na pierwszym zacisku, np. napięcia na drenie tranzystora polowego, może być zastosowany pierwszy element czujnikowy. W trybie prądu drugi zacisk (zacisk wyjściowy) mieszacza pasywnego jest podłączony do masy lub do wirtualnej masy, tak aby, jak wspomniano wyżej, składniki IM2 mogły być proporcjonalne do kwadratu napięcia na pierwszym zacisku, czyli kwadratu napięcia sygnału RF.

**[0031]** W celu ustalenia wartości redukcji do ważenia pierwszego sygnału, np. sygnału RF, uwzględnione może zostać napięcie zmierzone na pierwszym zacisku przez pierwszy element czujnikowy. Według pierwszego aspektu, ważony pierwszy sygnał, np. ważony sygnał RF, może być następnie nałożony na trzeci sygnał, np. sygnał oscylatora lokalnego, w celu wygenerowania pierwszego sygnału redukcji. Alternatywnie, według drugiego aspektu, ważony pierwszy sygnał, np. ważony sygnał RF, może być nałożony na napięcie polaryzacji, np. napięcie podłoża tranzystora polowego, w celu wygenerowania drugiego sygnału redukcji.

## EP 3 346 606 B1

Według pierwszego wykonania pierwszego aspektu, pierwszy element czujnikowy może być podłączony do pierwszego zacisku i elementu redukującego, w celu wykrycia napięcia na pierwszym zacisku i w celu doprowadzenia ważonego pierwszego sygnału do elementu redukującego. Analogicznie, element redukujący może być podłączony do pierwszego zacisku przez pierwszy element czujnikowy i do trzeciego zacisku w celu odbioru ważonego pierwszego sygnału i do nałożenia ważonego pierwszego sygnału i trzeciego sygnału. Pierwszy element czujnikowy jest podłączony do pierwszego zacisku i elementu redukującego, w celu wykrycia napięcia na pierwszym zacisku i w celu doprowadzenia ważonego pierwszego sygnału do elementu redukującego. Analogicznie, element redukujący może być podłączony do pierwszego zacisku przez pierwszy element czujnikowy i do czwartego zacisku w celu odbioru ważonego pierwszego sygnału i do nałożenia ważonego pierwszego sygnału i napięcia polaryzacji.

**[0032]** W przykładzie wykonania pierwszego aspektu, drugi zacisk elementu mieszającego nie jest podłączony do wirtualnej masy i mieszacz pasywny nie jest używany w trybie prądu, lecz w trybie napięcia. W trybie napięcia, drugi zacisk elementu mieszającego, np. źródło tranzystora polowego, nie jest podłączony do węzła wirtualnej masy, ale jest podłączony do kondensatora, który z kolei jest podłączony do masy. Tym sposobem, drugi zacisk elementu mieszającego jest ładowany przez kondensator, który zapewnia zwarcie RF do masy. Sygnał RF na pierwszym zacisku i sygnał IF lub sygnał BB na drugim zacisku mogą być szeroko rozdzielone pod względem częstotliwości. Dlatego napięcia na pierwszym zacisku i drugim zacisku mogą być mierzone niezależnie od siebie.

**[0033]** Według przykładu wykonania, mieszacz pasywny zawiera, oprócz pierwszego elementu czujnikowego do mierzenia napięcia na pierwszym zacisku, drugi element czujnikowy do mierzenia napięcia na drugim zacisku. Drugi element czujnikowy jest podłączony do drugiego zacisku, aby mierzyć napięcie na drugim zacisku i do elementu redukującego, aby przekazać elementowi redukującemu informacje na temat napięcia zmierzonego na drugim zacisku. Element redukujący jest podłączony nie tylko do pierwszego elementu czujnikowego i do trzeciego zacisku, ale jest dodatkowo podłączony do drugiego zacisku przez drugi element czujnikowy, aby wygenerować pierwszy sygnał redukcji nie tylko biorąc pod uwagę zmierzone napięcie na pierwszym zacisku, ale dodatkowo uwzględniając napięcie zmierzone na drugim zacisku.

**[0034]** Według kolejnego wariantu, mieszacz pasywny może dodatkowo zawierać dwa dwóch lub więcej elementów mieszających i generator o większej ilości faz do generowania trzeciego sygnału o dwóch lub więcej różnych fazach. Według tego wariantu, generator o większej ilości faz może być zasilany przez dwa przeciwstawne źródła sygnału i może w ten sposób pływać względem masy w celu wygenerowania dwóch lub więcej faz trzeciego sygnału. Dwa przeciwstawne źródła prądu do dostarczenia sygnału o przeciwnych fazach mogą być lokalnie rozprężone przez kondensator. Różne fazy trzeciego sygnału mogą być indywidualnie podawane do jednego lub więcej spośród dwóch lub więcej elementów mieszających. Przykładowo, obie z dwóch lub więcej różnych faz mogą być doprowadzane do wszystkich z dwóch lub więcej elementów mieszających. Alternatywnie, jedna z różnych faz może być doprowadzona do jednego z elementów mieszających, inna z różnych faz może być doprowadzona do innego z elementów mieszających i tak dalej.

**[0035]** Dla przykładu, według tego dalszego wariantu, pierwszy sygnał ważony wartością redukcji jest nakładany na jedną fazę trzeciego sygnału, a pierwszy sygnał ważony tą samą lub dostosowaną wartością redukcji jest nakładany na kolejną fazę trzeciego sygnału, aby wygenerować pierwszy sygnał redukcji o wielu różnych fazach. W przypadku kilku różnych faz trzeciego sygnału, każda faza trzeciego sygnału może być modulowana odpowiednim ważonym pierwszym sygnałem, aby wygenerować pierwszy sygnał redukcji w odpowiednim elemencie mieszającym.

## EP 3 346 606 B1

**[0036]** Według drugiego aspektu, element redukujący może być przystosowany do wygenerowania drugiego sygnału redukcji przez nałożenie pierwszego sygnału ważonego wartością redukcji na napięcie polaryzacji. Różne fazy trzeciego sygnału mogą być następnie podawane do trzeciego zacisku, jednego spośród dwóch lub więcej elementów mieszających.

**[0037]** Według obu aspektów, możliwe może być również wyłączenie ważonego pierwszego sygnału, np. ważonego sygnału RF, w elemencie redukującym, w celu oszczędzania energii (np. przez wyłączenie pierwszego wzmacniacza pomiarowego), gdy moc nadawcza i tym samym zakłócenia wprowadzane do odbiornika jest niższa od określonej wartości progowej. Poza składnikami IM2 z własnego nadajnika, mieszacz pasywny może być przystosowany również do uwzględniania IM2 ze względu na inne urządzenia, np. stacje bazowe.

**[0038]** Powyższa potrzeba jest również zaspokojona według trzeciego aspektu, przez urządzenie nadawczo-odbiorcze zawierające nadajnik do nadawania sygnału transmisji częstotliwości radiowej i odbiornik do odbioru sygnału odbioru częstotliwości radiowej. Odbiornik urządzenia nadawczo-odbiorczego zawiera wzmacniacz niskoszumowy do wzmacniania sygnału odbioru wysokiej częstotliwości; i mieszacz pasywny zawierający oscylator lokalny do generowania sygnału oscylatora lokalnego; element redukujący do generowania pierwszego sygnału redukcji do redukcji składników intermodulacji drugiego rzędu przez nałożenie wzmocnionego sygnału odbioru częstotliwości radiowej ważonego wartością redukcji na sygnał oscylatora lokalnego; i element mieszający mający pierwszy zacisk do odbioru wzmocnionego sygnału odbioru częstotliwości radiowej, drugi zacisk do wyprowadzenia sygnału o częstotliwości pośredniej albo sygnału w paśmie podstawowym, i trzeci zacisk do odbioru pierwszego sygnału redukcji, przy czym element mieszający przystosowany jest do dostarczenia sygnału o częstotliwości pośredniej albo sygnału w paśmie podstawowym, jako sygnału wyjściowego na drugim zacisku przez mieszanie wzmocnionego sygnału odbioru, doprowadzanego jako sygnał wejściowy na pierwszym zacisku i pierwszego sygnału redukcji, doprowadzanego jako sygnał wejściowy na trzecim zacisku.

**[0039]** Według czwartego aspektu powyższa potrzeba jest zaspokajana przez dodatkowe urządzenie nadawczo-odbiorcze zawierające nadajnik do nadawania sygnału transmisji częstotliwości radiowej i odbiornik do odbioru sygnału odbioru częstotliwości radiowej. Odbiornik urządzenia nadawczo-odbiorczego zawiera wzmacniacz niskoszumowy do wzmacniania sygnału odbioru wysokiej częstotliwości; i mieszacz pasywny zawierający oscylator lokalny do generowania sygnału oscylatora lokalnego; element redukujący do generowania drugiego sygnału redukcji do redukcji składników intermodulacji drugiego rzędu przez nałożenie wzmocnionego sygnału odbioru częstotliwości radiowej ważonego wartością redukcji na napięcie polaryzacji; i element mieszający mający pierwszy zacisk do odbioru wzmocnionego sygnału odbioru częstotliwości radiowej, drugi zacisk do wyprowadzenia sygnału o częstotliwości pośredniej albo sygnału w paśmie podstawowym, trzeci zacisk do odbioru sygnału oscylatora lokalnego, i czwarty zacisk do odbioru drugiego sygnału redukcji, przy czym element mieszający przystosowany jest do dostarczenia sygnału o częstotliwości pośredniej albo sygnału w paśmie podstawowym, jako sygnału wyjściowego na drugim zacisku przez mieszanie wzmocnionego sygnału odbioru, doprowadzanego jako sygnał wejściowy na pierwszym zacisku i sygnału oscylatora lokalnego, doprowadzanego jako sygnał wejściowy na trzecim zacisku wraz z drugim sygnałem redukcji, doprowadzanym jako sygnał wejściowy na czwartym zacisku.

**[0040]** Według zarówno trzeciego i czwartego aspektu, odbiornik może dodatkowo zawierać filtr środkowoprzepustowy albo filtr dolnoprzepustowy podłączony do drugiego zacisku. W przypadku bezpośredniej konwersji, tj. gdy mieszacz pasywny jest przystosowany do bezpośredniej konwersji sygnału

odbioru częstotliwości radiowej na sygnał w paśmie podstawowym, wówczas do drugiego zacisku elementu mieszającego zazwyczaj może być podłączony filtr dolnoprzepustowy do filtrowania sygnału w paśmie podstawowym przez pasmo przepustowe o z góry określonym zakresie częstotliwości. W przypadku pośredniej konwersji, tj. gdy mieszacz pasywny jest przystosowany do konwersji sygnału odbioru częstotliwości radiowej na sygnał o częstotliwości pośredniej, wówczas do drugiego zacisku elementu mieszającego zazwyczaj może być podłączony filtr środkowoprzepustowy o paśmie przepustowym o z góry określonym zakresie częstotliwości do filtrowania wyjścia sygnału o częstotliwości pośredniej na drugim zacisku. Filtr dolnoprzepustowy może być uzupełniony przez sprzężenie AC (czyli filtr górnoprzepustowy), gdy sygnał ma niewielką energię DC (np. dla WCDMA), a filtr środkowoprzepustowy może zostać wykonany jako połączenie filtra górnoprzepustowego (lub sprzężenia AC) z filtrem dolnoprzepustowym.

**[0041]** Według piątego aspektu, przewidziano mobilny terminal komunikacyjny, przy czym mobilny terminal komunikacyjny zawiera aparaturę nadawczo-odbiorczą według trzeciego lub czwartego aspektu, zgodnie z powyższym opisem.

### **Krótki opis figur rysunku**

**[0042]** Poniżej wynalazek zostanie dodatkowo opisany w odniesieniu do przykładów wykonania przedstawionych na figurach rysunku, gdzie:

- Fig. 1 przedstawia schemat blokowy schematycznie przedstawiający przykład wykonania aparatury nadawczo-odbiorczej;
- Fig. 2 przedstawia widok schematyczny odbiornika nadajnik-odbiornika z przykładu wykonania na fig. 1;
- Fig. 3 przedstawia porównawczy widok schematyczny pierwszego mieszacza pasywnego w odbiorniku przedstawionym na fig. 2;
- Fig. 4 przedstawia widok schematyczny przykładu wykonania wynalazku odpowiadający drugiemu mieszaczowi pasywnemu przedstawionemu na fig. 2;
- Fig. 5 przedstawia sieć działań przedstawiającą pierwszy sposób;
- Fig. 6 przedstawia porównawczy widok schematyczny trzeciego mieszacza pasywnego w odbiorniku przedstawionym na fig. 2;
- Fig. 7 przedstawia sieć działań przedstawiającą drugi sposób;
- Fig. 8 przedstawia kolejny porównawczy widok schematyczny czwartego mieszacza pasywnego w odbiorniku przedstawionym na fig. 2;
- Fig. 9 przedstawia widok schematyczny piątego mieszacza pasywnego w odbiorniku przedstawionym na fig. 2;
- Fig. 10 przedstawia widok schematyczny szóstego mieszacza pasywnego w odbiorniku przedstawionym na fig. 2;
- Fig. 11 przedstawia widok schematyczny kolejnego przykładu wykonania wynalazku odpowiadający siódmemu mieszaczowi pasywnemu przedstawionemu na fig. 2;
- Fig. 12 przedstawia widok schematyczny ósmego mieszacza pasywnego w odbiorniku przedstawionym na fig. 2; i
- Fig. 13 przedstawia widok schematyczny dziewiątego mieszacza pasywnego w odbiorniku przedstawionym na fig. 2.

**Opis przykładów wykonania**

**[0043]** W poniższym opisie, w celu wyjaśnienia, a nie ograniczenia, przedstawiono konkretne szczegóły, takie jak określone obwody wraz z danymi podzespołami, elementami itp., aby zapewnić dokładne zrozumienie wynalazku. Znaczący dziedzinie zauważają, że wynalazek może być praktykowany w innych przykładach wykonania, które odbiegają od tych konkretnych szczegółów. Na przykład, znawca dziedziny zauważy, że w obecnym wynalazku, chociaż wyjaśniony jest poniżej w odniesieniu do tranzystora polowego (FET) z półprzewodnikiem tlenkowym (MOS), można wykorzystać inne tranzystory, takie jak tranzystor polowy złączowy (JFET), tranzystor polowy ze złączem metal-półprzewodnik (MESFET), tranzystor bipolarny z izolowaną bramką (IGBT) i tym podobne. Na przykład, w rozwiązaniu według wynalazku można wykorzystać n-kanalowe tranzystory MOSFET, p-kanalowe tranzystory MOSFET, n-kanalowe tranzystory JFET lub p-kanalowe tranzystory JFET.

**[0044]** Znaczący dziedzinie zauważają dodatkowo, że funkcje objaśnione poniżej mogą zostać zaimplementowane przy użyciu indywidualnych układów sprzętowych i/lub przy użyciu układów scalonych specjalizowanych (ASIC). Układ ASIC może być zbudowany z bezpośrednio programowalnych macierzy bramek FPGA (ang. Field-programmable gate arrays), programowalnych układów logicznych PLD (ang. programmable logic devices), takich jak złożone programowalne układy logiczne CPLD (ang. complex programmable logic devices), lub z dowolnych innych części standardowych, znanych znaczący dziedzinie. Należy również zdawać sobie sprawę, że wynalazek opisany jest jako sposób, przy czym sposób może być również wykonany w układzie ASIC.

**[0045]** Fig. 1 przedstawia schemat blokowy urządzenia nadawczo-odbiorczego 110 częstotliwości radiowej (RF) do użytku w mobilnym urządzeniu komunikacyjnym 100. Jak schematycznie przedstawiono na fig. 1, mobile urządzenie komunikacyjne 100 zawierające urządzenie nadawczo-odbiorcze RF 110 przystosowane jest do nadawania sygnału transmisji częstotliwości radiowej 102 z anteny 112 i jest przystosowane do odbioru sygnału odbioru częstotliwości radiowej 104 z anteny 112. Terminal mobilny zawiera duplekser 114 podłączony do urządzenia nadawczo-odbiorczego RF 110, dopasownik impedancji 116 i wzmacniacz mocy 118, aby urządzenie nadawczo-odbiorcze 110 mogło być używane zarówno do nadawania sygnału transmisji częstotliwości radiowej za pomocą nadajnika 130 i odbioru sygnału odbioru częstotliwości radiowej za pomocą odbiornika 120. Dopasownik impedancji 116 jest podłączony do odbiornika 120 urządzenia nadawczo-odbiorczego RF 110, a wzmacniacz mocy 118 jest podłączony do nadajnika 130 urządzenia nadawczo-odbiorczego RF 110.

**[0046]** Nadajnik 130 urządzenia nadawczo-odbiorczego RF 110 zawiera wzmacniacz sterownika 310, mieszacz 330, oscylator lokalny (LO) 340 i filtr pasma podstawowego (BB) 350. Odbiornik 120 urządzenia nadawczo-odbiorczego RF 110 zawiera wzmacniacz niskoszumowy (LNA) 210, mieszacz 230, oscylator lokalny (LO) 240 i filtr pasma podstawowego (BB) 250. Gdy urządzenie nadawczo-odbiorcze RF 110 używane jest w trybie nadawania, sygnał danych jest przesyłany do filtra BB 350, filtrowany przez filtr BB 350 i przesyłany do mieszacza 330, gdzie sygnał danych BB jest konwertowany w górę na sygnał RF za pomocą sygnału LO generowanego przez LO 340. Sygnał RF jest następnie przesyłany do wzmacniacza sterownika 310, wzmacniacza mocy 118, dupleksera 114 i wreszcie do anteny 112 dla nadania sygnału transmisji RF 102.

**[0047]** Gdy urządzenie nadawczo-odbiorcze 110 używane jest w trybie odbioru, sygnał odbioru RF 104 jest odbierany przez antenę 112, przesyłany jest przez duplekser 114 do dopasownika impedancji 116 i następnie do odbiornika 120 urządzenia nadawczo-odbiorczego RF 110. W odbiorniku 120 LNA 210 wzmacnia sygnał

### EP 3 346 606 B1

odbioru RF, mieszacz 230 bezpośrednio konwertuje w dół wzmocniony sygnał odbioru RF na sygnał BB przez zmieszanie wzmocnionego sygnału odbioru RF z sygnałem LO wygenerowanym przez LO 240 i następnie przesyła sygnał BB do filtra BB 250 dla dalszego filtrowania BB i wzmocnienia. Fig. 2 przedstawia odbiornik 120 urządzenia nadawczo-odbiorczego RF 110 przedstawionego na fig. 1, zawierający LNA 210 do wzmocniania sygnału odbioru RF, mieszacz 230 do konwertowania w dół wzmocnionego sygnału odbioru RF na sygnał BB za pomocą sygnału LO wygenerowanego przez LO 240 i wzmacniacz BB 250 dla filtrowania i wzmocnienia konwertowanego w dół sygnału BB.

**[0048]** Fig. 3 przedstawia schemat pierwszego mieszacza pasywnego 230 odbiornika 120 przedstawionego na fig. 2. Jak przedstawiono na fig. 3, mieszacz pasywny 230 zawiera tranzystor MOSFET 231 jako element mieszający mający dren, bramkę i źródło (podłoże jest uziemione celem uproszczenia), przy czym dren jest podłączony funkcjonalnie z pierwszym zaciskiem 232, źródło jest połączone funkcjonalnie z drugim zaciskiem 234, a bramka jest połączona funkcjonalnie z trzecim zaciskiem 236 mieszacza pasywnego 230. Pierwszy zacisk 232 przystosowany jest do odbioru sygnału odbioru RF (wzmocnionego przez LNA 210), drugi zacisk 234 przystosowany jest do wyprowadzenia sygnału BB, a trzeci zacisk jest przystosowany do odbioru trzeciego sygnału, pierwszego sygnału redukcji, wytworzenie którego zostanie dokładniej opisane poniżej.

**[0049]** Prąd płynący przez N-kanalowy tranzystor MOSFET w jego rejonie liniowym, tj. gdy  $0 < V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ , może dla pierwszego rzędu być podany jako

$$(1) \quad I_{ds} = \beta \times V_{ds} \times \left( V_{gs} - V_{th} - \frac{V_{ds}}{2} \right)$$

gdzie  $I_{ds}$  jest prądem pomiędzy drenem i źródłem,  $\beta$  jest stałą zależną od geometrii,  $V_{gs}$  jest napięciem pomiędzy bramką i źródłem,  $V_{ds}$  jest napięciem pomiędzy drenem i źródłem, a  $V_{th}$  jest napięciem progowym tranzystora MOSFET. Przewidziano tutaj urządzenie N-kanalowe, ale podobne relacje można łatwo uzyskać dla urządzeń P-kanalowych. Zakładając, bez uszczerbku dla ogólności, że źródło i drugi zacisk 234 są uziemione, będą istnieć dwa scenariusze, w zależności od polaryzacji  $V_{ds}$ , a mianowicie pierwszy scenariusz dla  $V_{ds} \geq 0$  i drugi scenariusz dla  $V_{ds} < 0$ .

**[0050]** Dla  $V_{ds} \geq 0$ , drugi zacisk 234 będzie pełnił funkcję źródła, tj. napięcie na źródle  $V_s$  będzie równe zero (uziemione) ( $V_s = 0$ ), a pierwszy zacisk 232 będzie pełnił funkcję drenu, tj. napięcie na drenie  $V_d$  będzie równe napięciu sygnału RF  $V_{rf}$  ( $V_d = V_{rf}$ ). Dla  $V_{ds} < 0$ , dren i źródło są ze sobą zamienione ( $V_d = 0$  i  $V_s = V_{rf}$ ).

**[0051]** Dla pierwszego scenariusza ( $V_{ds} \geq 0$ ), prąd między drenem i źródłem  $I_{ds}$  staje się za pomocą równania (1)

$$(2) \quad I_{ds} = \beta \times V_{rf} \times \left( V_{lo} - V_{th} - \frac{V_{rf}}{2} \right)$$

a dla drugiego scenariusza ( $V_{ds} < 0$ ), prąd między drenem i źródłem  $I_{ds}$  staje się za pomocą równania (1)

$$(3) \quad I_{ds} = -\beta \times V_{rf} \times \left( V_{lo} - V_{rf} - V_{th} + \frac{V_{rf}}{2} \right) = -\beta \times V_{rf} \times \left( V_{lo} - V_{th} - \frac{V_{rf}}{2} \right)$$

gdzie  $V_{lo}$  to napięcie sygnału LO, które jest równe napięciu między bramką i źródłem  $V_{gs}$ , ponieważ źródło jest uziemione. Odwrócenie znaków prądu  $I_{ds}$  między drenem i źródłem odzwierciedla zmianę kierunku ze względu na zamianę zacisków.

**[0052]** Jak widać z równania (2) i (3), w obu scenariuszach istnieje jeden liniowy składnik prądu ( $V_{rf} \times V_{lo}$ )

### EP 3 346 606 B1

i jeden składnik ( $V_{rf} \times V_{rf} / 2$ ) modulacji drugiego rzędu (IM2). Ponieważ przełącznik MOSFET działa głównie w rejonie liniowym, powyższe równania (2) i (3) opisują główny wpływ nieliniowej konduktancji kanału w prądzie mieszalnika.

**[0053]** Przez nałożenie ułamka sygnału RF na sygnał LO przez ważenie sygnału RF wartością redukcji  $\alpha$ , tzn. gdy napięcie bramki  $V_g$  staje się

$$(4) \quad V_g = V_{lo} + \alpha \times V_{rf}$$

redukcja wyrazu IM2 kadencja może zostać osiągnięta przez odpowiednie wybranie wartości redukcji  $\alpha$ . Ponieważ źródłem jest uziemiony  $V_g$  będzie równa  $V_{gs}$ . Jak pokazano powyżej, składnik IM2 jest proporcjonalny do  $V_{rf} * V_{rf} / 2$ .

**[0054]** Tak więc, wybierając  $\alpha = 1/2$  składnik IM2 może zostać zredukowany, ponieważ równanie (1) następnie daje w połączeniu z równaniem (4)

$$(1)+(4) \quad I_{ds} = \beta \times V_{ds} \times \left( V_{gs} - V_{th} - \frac{V_{ds}}{2} \right) \\ = \beta \times V_{rf} \times \left( V_{lo} + \frac{V_{rf}}{2} - V_{th} - \frac{V_{rf}}{2} \right) = \beta \times V_{rf} \times (V_{lo} - V_{th})$$

co teraz jest proporcjonalne do  $V_{rf}$ , tzn. teraz jest liniowe, gdy  $V_{lo}$  i  $V_{th}$  mogą zostać uznane za stałe.

**[0055]** Tak więc, jedynie przez ustawienie wartości redukcji  $\alpha = 1/2$ , przez ważenie sygnału RF wartością redukcji  $\alpha$  i przez nałożenie (dodanie) ważonego sygnału RF na (do) sygnał(u) LO, składnik IM2 może zostać zredukowany.

**[0056]** To ostatnie pokazano przykładowo na fig. 3, gdzie sygnał RF jest ważony przez wzmacniacz 222 wartością redukcji  $\alpha$  (przez skalowanie siły sterownika pierwszego wzmacniacza pomiarowego 222 w stosunku do LO) i następnie jest dodawany do sygnału LO w celu wytworzenia pierwszego sygnału redukcji w elemencie redukującym 220. Pierwszy sygnał redukcji jest następnie doprowadzany do trzeciego zacisku 236 (podłączonego do bramki), sygnał RF jest doprowadzany do pierwszego zacisku 232 (połączonego do drenu), a sygnał BB jest generowany jako sygnał wyjściowy na drugim styku 234 (podłączonym do źródła) przez zmieszanie sygnału RF i pierwszego sygnału redukcji.

**[0057]** Powyższe zredukuję IM2 ze względu na konduktancję kanału przełącznika MOSFET 231, która pokrywa większość kąta przewodzenia przełącznika. Na progu przełączania MOSFET 231 rozpocznie w rejonie podprogowym i przejdzie w rejon nasycenia, gdy tylko jakikolwiek znaczący prąd zacznie płynąć przez MOSFET 231. Prąd pomiędzy drenem i źródłem  $I_{ds}$  w rejonie nasycenia można wyrazić jako

$$(5) \quad I_{ds} = \frac{\beta}{2} \times (V_{gs} - V_{th})^2.$$

**[0058]** Dla  $V_{ds} \geq 0$ , równanie (5) daje

$$(6) \quad I_{ds} = \frac{\beta}{2} \times (V_{lo} - V_{th})^2$$

które jest proporcjonalne do kwadratu  $V_{lo}$

i  $V_{ds} < 0$ , równanie (5) daje

$$(7) \quad I_{ds} = \frac{\beta}{2} \times (V_{lo} - V_{rf} - V_{th})^2$$

które ma także wyraz IM2 proporcjonalny do kwadratu  $V_{rf}$ .

**[0059]** W rejonie podprogowym prąd między drenem i źródłem  $I_{ds}$  jest znacznie mniejszy, a charakterystyka jest wykładnicza i przyczynia się do pewnej IM2.

**[0060]** Gdy wartość redukcji  $\alpha$  jest dobrana jako nieco odchylna od kryterium liniowej redukcji, tj. wartość redukcji  $\alpha$  zostałyby dobrana tak, aby nie była równa 0,5, IM2 wygenerowana w rejonie podprogowym i rejonie saturacji może zostać zniwelowana przez pozostawienie rezydualnej IM2 w rejonie liniowym. Innymi słowy, wartość redukcji  $\alpha$  można regulować tak, aby niwelowała sumę wszystkich udziałów IM2, ale nie niwelowała wszystkich składników IM2 oddzielnie, np. tego w rejonie liniowym.

**[0061]** Jak pokazano na fig. 3, element kasujący 220 przystosowany jest do wygenerowania pierwszego sygnału redukcji dla zredukowania składników IM2 przez nałożenie sygnału odbioru RF ważonego wartością redukcji  $\alpha$  na sygnał LO. Alternatywnie, do ustawienia wartości redukcji  $\alpha$  na wartość stałą, do wykrycia napięcia na pierwszym zacisku 232 można użyć pierwszego wzmacniacza pomiarowego 222. Wykrywając napięcie na pierwszym zacisku 232 można ustalić odpowiednią wartość redukcji dla zredukowania składnika IM2 przez ocenę równania (1). Nieważony sygnał odbioru RF doprowadzany jest do pierwszego zacisku 232 tranzystora MOSFET 231, a pierwszy sygnał redukcji jest doprowadzany do trzeciego zacisku 236 tranzystora MOSFET 231. Przez zmieszanie wzmocnionego sygnału odbioru RF z pierwszym sygnałem redukcji, przełącznik MOSFET 231 wyprowadza sygnał BB na swoim źródle, a tym samym na drugim zacisku 234 elementu mieszającego. Sygnał BB jest następnie filtrowany i wzmacniany przez wzmacniacz BB 250 zawierający na przykład, tak jak pokazano na fig. 3, wzmacniacz 252, rezystor 254 i kondensator 256, przy czym rezystor 254 i kondensator są połączone funkcjonalnie z wejściem i wyjściem wzmacniacza 252 do sterowania ze sprzężeniem zwrotnym.

**[0062]** Fig. 4 przedstawia przykładzie wykonania wynalazku, odpowiadający drugiemu drugiego mieszaczowi odbiornika przedstawionego na fig. 2, który jest używany w trybie pomiaru napięcia. W trybie napięcia źródło tranzystora MOSFET 231, a tym samym drugi zacisk 234 nie są bezpośrednio podłączone do wirtualnej masy, ale są podłączone przez impedancję, np. jak pokazano na fig. 4 kondensator 258 do masy, tzn. tranzystor MOSFET 231 jest ładowany przez kondensator 258. W przeciwieństwie do przykładu wykonania mieszacza pasywnego na fig. 3, napięcie na drugim zacisku 234 nie jest bliskie zeru, ponieważ drugi zacisk 234 nie jest podłączony do wirtualnej masy. W związku z tym napięcie na drugim zacisku 234 należy uwzględnić w równaniach (1) do (4), aby określić napięcie między drenem i źródłem  $V_{ds}$  i między bramką i źródłem  $V_{gs}$ . Napięcie między drenem i źródłem  $V_{ds}$ , w przeciwieństwie do pierwszego przykładu wykonania, nie jest jedynie równe napięciu RF  $V_{rf}$ , ale jest równe różnicy między napięciem RF  $V_{rf}$  na pierwszym zacisku 232 i napięciem  $V_s$  na drugim zacisku 234. Podobnie, napięcie między bramką i źródłem  $V_{gs}$  (bez żadnego dodatkowego sygnału redukcji) nie jest jedynie równe napięciu sygnału LO  $V_{lo}$ , ale jest równe różnicy między napięciem sygnału LO i napięciem źródła  $V_s$  (napięcie na drugim zacisku 234). Tym samym, dla wybrania wartości redukcji  $\alpha$ , zmierzyć należy zarówno napięcie drenu  $V_d$  na pierwszym zacisku 232 i napięcie źródłowe  $V_s$  na drugim zacisku 234 dla określenia napięcia między drenem i źródłem  $V_{ds}$  i napięcia między bramką  $V_{gs}$  tranzystora MOSFET 231.

**[0063]** Ponieważ napięcie RF na pierwszym zacisku 232 i napięcie IF na drugim zacisku 234 są szeroko rozdzielone pod względem częstotliwości, mogą być one odczytywane niezależnie. W celu pomiaru napięcia na pierwszym zacisku 232 używany jest pierwszy wzmacniacz pomiarowy 222, a dla pomiaru napięcia na drugim zacisku 234, używany jest drugi wzmacniacz pomiarowy 224. Następnie, napięcie zmierzone na pierwszym zacisku 232 i napięcie zmierzone na drugim zacisku 234 są wykorzystywane do dostosowywania wartości redukcji  $\alpha$ . Sygnał RF jest ważony wartością redukcji  $\alpha_1$ , a sygnał IF jest ważony wartościami redukcji

### EP 3 346 606 B1

$\alpha_2$  i zważone sygnały są doprowadzane do elementu redukującego 220. Wartości redukcji  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$ , mogą być takie same celem uproszczenia lub ustawione indywidualnie, aby zmaksymalizować wydajność. W elemencie redukującym 220, sygnał LO nałożony jest zarówno na zważony sygnał RF i na zważony sygnał IF, w celu wygenerowania pierwszego sygnału redukcji, który jest następnie doprowadzany do trzeciego zacisku 236 i bramki tranzystora MOSFET 231. Sygnał wyjściowy drugiego zacisku 234 jest następnie ponownie doprowadzony do wzmacniacza BB 252 celem wzmocnienia i filtrowania.

**[0064]** Dwa mieszacze pasywne opisane powyżej w odniesieniu do fig. 3 i 4 są dodatkowo przedstawione przez sieć działań na fig. 5, przedstawiającą pierwszy sposób.

**[0065]** Fig. 6 przedstawia trzeci mieszacz pasywny do redukowania składników intermodulacji drugiego rzędu. Mieszacz pasywny pracuje w trybie prądu, podobnie jak w pierwszym mieszaczu pasywnym z fig. 3, ale w przeciwieństwie do pierwszego mieszacza pasywnego przedstawionego na fig. 3 (a także do drugiego mieszacza pasywnego według przykładu wykonania na fig. 4), uwzględniony jest także zacisk podłoża tranzystora MOSFET 231, który jest połączony funkcjonalnie do czwartego zacisku 238 mieszacza pasywnego.

**[0066]** Kiedy dodatkowo uwzględniony jest zacisk podłoża 238, napięcie progowe  $V_{th}$  jest proporcjonalne do napięcia między podłożem i źródłem  $V_{bs}$

$$(8) \quad V_{th} = V_{th0} - \gamma \times V_{bs}$$

gdzie  $V_{th}$  jest niemodulowanym napięciem progowym, a  $V_{bs}$  jest napięciem między podłożem i źródłem. Przez podanie (nałożenie) odpowiednio przeskalowanego drugiego sygnału redukcji na zacisku podłoża 238, stłumić można także niepożądane składniki IM2. Kiedy  $V_{bs} = \alpha \times V_{rf}$ ,  $\alpha \times \gamma = 1/2$  i  $V_g = V_{lo}$  (ponieważ źródło i drugi zacisk 234 są uziemione), prąd między drenem i źródłem  $I_{ds}$  daje, wykorzystując równanie (1)

$$(9) \quad I_{ds} = \beta \times V_{rf} \times \left( V_{lo} - \left( V_{th0} - \gamma \times \alpha \times V_{rf} \right) - \frac{V_{rf}}{2} \right) = \beta \times V_{rf} \times (V_{lo} - V_{th0})$$

**[0067]** Tym samym, wyraz IM2 jest ponownie redukowany przy powyższych założeniach.

**[0068]** Ponieważ w praktyce,  $V_{th}$  jest złożoną funkcją nieliniową napięć podłoża, źródła i drenu, powyższy linearyzowany model nie jest zatem dokładny, ale zapewnia dobrą estymację. Również z powodu małych, umiarkowanych i słabych kątów przewodzenia inwersyjnego, kryterium redukcji  $\alpha \times \gamma$  może zostać wybrane jako nieznacznie różniące się od 0,5, celem zminimalizowania zagregowanych składników IM2.

**[0069]** Jak pokazano na fig. 6, wzmocniony sygnał odbioru RF jest doprowadzany do drenu tranzystora MOSFET 231, a pierwszy wzmacniacz pomiarowy 242 przystosowany jest do pomiaru napięcia sygnału RF na pierwszym zacisku 232, celem wybrania odpowiedniej wartości redukcji. Sygnał odbioru RF jest ważony ustaloną wartością redukcji i jest nakładany na napięcie polaryzacji w elemencie redukującym 240, celem wygenerowania drugiego sygnału redukcji. Drugi sygnał redukcji jest doprowadzany do zacisku podłoża tranzystora MOSFET 231. Przełącznik MOSFET 231 jest przystosowany do mieszania wzmocnionego sygnału odbioru RF doprowadzonego jako sygnał wejściowy na drenie i sygnału oscylatora lokalnego doprowadzanego jako sygnał wejściowy na bramce, razem z drugim sygnałem redukcji doprowadzonym jako sygnał wejściowy na podłożu tranzystora MOSFET 231 celem wygenerowania i dostarczenia sygnału BB na źródle. Sygnał BB jest następnie wzmocniany przez wzmacniacz BB 250.

**[0070]** Trzeci mieszacz pasywny opisany powyżej w odniesieniu do fig. 6 jest dodatkowo przedstawiony przez sieć działań z fig. 7, przedstawiającą drugi sposób.

### EP 3 346 606 B1

**[0071]** Pierwszy mieszacz pasywny z fig. 3 i trzeci mieszacz pasywny z fig. 6 mogą być połączone tworząc czwarty mieszacz pasywny, jak pokazano na fig. 8. W tym przypadku, napięcia na pierwszym zacisku 232 jest mierzone przez dwa różne wzmacniacze pomiarowe 222, 242, pierwszy 222 podłączony do pierwszego zacisku 232 i trzeciego zacisku 236 (przez pierwszy element redukujący 220), i drugi 242 podłączony do pierwszego zacisku 232 i czwartego zacisku 238 (przez drugi element redukujący 240). Tym sposobem, dwa wzmacniacze pomiarowe 222, 242 mogą wykryć dwie odrębne wartości redukcji tj. pierwszą wartości redukcji ustaloną przez pierwszy wzmacniacz pomiarowy 222 i drugą wartości redukcji ustaloną przez drugi wzmacniacz pomiarowy 242. Następnie, pierwszy sygnał redukcji jest ustalany przez dodanie sygnału RF ważonego pierwszą wartością redukcji do sygnału LO, a drugi sygnał redukcji jest ustalany przez dodanie sygnału RF ważonego drugą wartością redukcji do napięcia polaryzacji. Jak pokazano na fig. 8, pierwszy sygnał redukcji jest podawany do bramki tranzystora MOSFET 231 za pośrednictwem trzeciego zacisku 236, a drugi sygnał redukcji jest podawany do podłoża tranzystora MOSFET 231 za pośrednictwem czwartego zacisku 238. Przez zmieszanie pierwszego sygnału doprowadzonego jako sygnał wejściowy na drenie i pierwszego sygnału redukcji doprowadzonego jako sygnał wejściowy na bramce, razem z drugim sygnałem redukcji doprowadzonym jako sygnał wejściowy na podłożu, a źródle tranzystora MOSFET 231 i na drugim zacisku 234 dostarczany jest sygnał BB. Sygnał BB jest ostatecznie filtrowany i wzmacniany przez wzmacniacz BB 250.

**[0072]** W piątym mieszaczu pasywnym z fig. 9, podobnie jak w czwartym mieszaczu pasywnym z fig. 8, do mieszacza pasywnego z fig. 6 również dodawany jest dodatkowy wzmacniacz pomiarowy 244. W przeciwieństwie do czwartego mieszacza przedstawionego na fig. 8, dodatkowy (drugi) wzmacniacz pomiarowy 244 jest podłączony pomiędzy drugim zaciskiem 234 i drugim elementem redukującym 244, zamiast do pierwszego zacisku 232 i pierwszego elementu redukującego 220. Tym sposobem, piąty mieszacz pasywny przedstawiony na fig. 9 działa w trybie napięcia. Sygnał odbioru RF ważony jest pierwszą wartością redukcji (ustaloną przez pierwszy wzmacniacz pomiarowy 242 przez pomiar napięcia na pierwszym zacisku 232) i, dodatkowo, napięcie (napięcie BB) na drugim zacisku 234 jest mierzone przez drugi wzmacniacz pomiarowy 244, aby sygnał BB był ważony drugą wartością redukcji (ustaloną przez drugi wzmacniacz pomiarowy 244 przez pomiar napięcia na drugim zacisku 234). Zarówno sygnał RF ważony pierwszą wartością redukcji i sygnał IF (sygnał BB) ważony drugą wartością redukcji są dodawane do napięcia polaryzacji na anulowanie podzespołu 240 dla wygenerowania drugiego sygnału redukcji. Drugi sygnał redukcji jest doprowadzany do zacisku podłoża tranzystora MOSFET 231. Przełącznik MOSFET 231 jest przystosowany do mieszania wzmocnionego sygnału odbioru RF doprowadzonego jako sygnał wejściowy na drenie i sygnału oscylatora lokalnego doprowadzanego jako sygnał wejściowy na bramce, razem z drugim sygnałem redukcji doprowadzonym jako sygnał wejściowy na podłożu tranzystora MOSFET 231 dla wygenerowania i dostarczenia sygnału BB na źródle. Sygnał BB jest następnie wzmacniany przez wzmacniacz BB 250.

**[0073]** W szóstym mieszaczu pasywnym przedstawionym na fig. 10 dodano kolejny wzmacniacz pomiarowy 224 do piątego mieszacza pasywnego z fig. 9. Drugi sygnał redukcji, który jest doprowadzany do podłoża tranzystora MOSFET 231, jest ustalany w sposób opisany w odniesieniu do fig. 9 powyżej. Dodatkowo, kolejny wzmacniacz pomiarowy 224 jest przystosowany do pomiaru napięcia na drugim zacisku (taki jak wzmacniacz pomiarowy 244). Chociaż zarówno wzmacniacz pomiarowy 244 i wzmacniacz pomiarowy 224 są przystosowane do pomiaru napięcia na drugim zacisku 234, sygnał BB może być ważony przez dwa wzmacniacze 224, 244 różnymi wartościami redukcji. Sygnał BB ważony jedną wartością redukcji doprowadzany jest do drugiego elementu redukującego 240 (aby wygenerować drugi sygnał redukcji), a

### EP 3 346 606 B1

sygnał BB ważony tą samą lub inną wartością redukcji jest doprowadzany do pierwszego elementu redukującego 220, aby zostać dodany do sygnału LO dla wygenerowania pierwszego sygnału redukcji. Przez zmieszanie pierwszego wzmocnionego sygnału odbioru RF doprowadzonego jako sygnał wejściowy na drenie i pierwszego sygnału redukcji doprowadzonego jako sygnał wejściowy na bramce tranzystora MOSFET 231, generowany jest sygnał BB i dostarczony na źródle i ostatecznie filtrowany i wzmacniany przez wzmacniacz BB 250.

**[0074]** Siódmy mieszacz pasywny przedstawiony na fig. 11 odpowiada kolejnemu przykładowi wykonania wynalazku. Stanowi on połączenie sześciu wcześniej opisanych przykładów wykonania mieszaczy pasywnych. W tym przykładzie wykonania, pierwszy sygnał redukcji jest generowany przez nałożenia sygnału RF ważonego wartością redukcji i sygnału BB ważonego wartością redukcji na sygnał LO w pierwszym elemencie redukującym 220, a drugi sygnał redukcji jest generowany przez nałożenie sygnału RF ważonego wartością redukcji i sygnału BB ważonego wartością redukcji na napięcie podłoża w drugim elemencie redukującym 240. Pierwszy i drugi sygnał redukcji są następnie doprowadzane do odpowiednich styków tranzystora MOSFET 231 (bramki i podłoża) dla wygenerowania sygnału BB na źródle, jak opisano powyżej w odniesieniu do pierwszych sześciu przykładów wykonania.

**[0075]** Ósmy mieszacz pasywny przedstawiono na fig. 12. W tym przypadku, przewidziano generator o większej ilości faz, przykładowo przedstawiony jako generator 4-fazowy 270 na fig. 12. Generator 4-fazowy zawiera dwa przeciwstawne źródła sygnału w celu generowania różnych faz sygnału LO odebranego przez generator 4-fazowy 270 jako sygnał wejściowy. Sygnał odbioru RF (wzmocniony przez LNA 210) doprowadzany jest na dren tranzystorów MOSFET 231 pokazanych na fig. 12. W ten sam sposób, jak opisano powyżej, napięcie sygnału RF (napięcie na drenie czterech tranzystorów MOSFET 230) mierzone jest przez pierwszy wzmacniacz pomiarowy 222, a sygnał odbioru RF ważony jest wartością redukcji przez pierwszy wzmacniacz pomiarowy 222. Ważony sygnał odbioru RF jest następnie dodawany do różnych faz wygenerowanych przez generator 4-fazowy 270 w odpowiednich elementach redukujących 220. Sygnały RF dostarczone do odpowiednich elementów redukujących 220 mogą być ważone tą samą lub różnymi wartościami redukcji. Jeśli wymagają tego warunki pracy (niedopasowanie, prędkość sposobu, temperatura i tym podobne), sygnał RF może być ważony pierwszą wartością redukcji i może być dodany (w pierwszym elemencie redukującym 220) do pierwszej fazy sygnału LO wygenerowanej przez generator 4-fazowy 270, a sygnał RF może być ważony drugą wartością redukcji (inną od pierwszej wartości redukcji) i może być dodany (w drugim elemencie redukującym 220) do drugiej fazy sygnału LO wygenerowanej przez generator 4-fazowy i tak dalej. W ten sposób ustalane są odpowiednie sygnały redukcji.

**[0076]** Sygnał RF jest następnie mieszany przez cztery tranzystory MOSFET 231 z odpowiednimi sygnałami redukcji w taki sam sposób, jak opisano powyżej, aby dostarczyć sygnały BB (lub IF) na źródle tranzystorów MOSFET 231, które są ostatecznie filtrowane przez wzmacniacze BB 250 dla wygenerowania składowych kwadraturowych I i Q.

**[0077]** Dziewiąty mieszacz pasywny przedstawiony na fig. 13 różni się od ósmego mieszacza pasywnego z fig. 12 tym, że ważony sygnał RF jest nakładany na napięcie polaryzacji tranzystorów MOSFET 231 zamiast na różne fazy sygnału LO. Różne fazy sygnału LO są zamiast tego doprowadzane do bramki tranzystorów MOSFET 231. Na każdym tranzystorze MOSFET 231, sygnał RF, doprowadzony jako sygnał wejściowy na drenie, mieszany jest z odpowiednią fazą sygnału LO, doprowadzoną jako sygnał wejściowy na bramce, razem z sygnałem redukcji, doprowadzonym jako sygnał wejściowy na podłożu, dla wygenerowania sygnału BB (lub IF).

## Zastrzeżenia patentowe

1. Mieszacz pasywny (230) do konwertowania pierwszego sygnału (RF) o pierwszej częstotliwości na drugi sygnał (IF) o drugiej częstotliwości, przy użyciu trzeciego sygnału (LO) o trzeciej częstotliwości, przy czym pierwszy sygnał jest odbierany z pierwszego wzmacniacza (210), a drugi sygnał jest doprowadzany do drugiego wzmacniacza (250) dla wzmocnienia i filtrowania, przy czym mieszacz pasywny zawiera:
  - element redukujący (220) przystosowany do generowania pierwszego sygnału redukcji do redukcji składników intermodulacji drugiego rzędu przez dodanie pierwszego sygnału ważonego pierwszą wartością redukcji ( $\alpha_1$ ) i drugiego sygnału ważonego drugą wartością redukcji ( $\alpha_2$ ) na trzecim sygnale;
  - element mieszający (231) mający pierwszy zacisk (232) dostosowany do odbioru pierwszego sygnału, drugi zacisk (234) podłączony do masy przez impedancję (258) i przystosowany do wyprowadzenia drugiego sygnału, i trzeci zacisk (236) przystosowany do odbioru pierwszego sygnału redukcji, przy czym element mieszający (231) przystosowany jest do dostarczenia drugiego sygnału jako sygnał wyjściowy na drugim zacisku (234) przez mieszanie pierwszego sygnału, doprowadzanego jako sygnał wejściowy na pierwszym zacisku (232) i pierwszego sygnału redukcji, doprowadzanego jako sygnał wejściowy na trzecim zacisku (236);
  - pierwszy wzmacniacz pomiarowy (222) służący do mierzenia napięcia na pierwszym zacisku i dostosowania pierwszej wartości redukcji; oraz
  - drugi wzmacniacz pomiarowy (224) służący do mierzenia napięcia na drugim zacisku;
 przy czym element mieszający pracujący w trybie napięcia zawiera z przełącznik tranzystorowy mający dren lub kolektor połączony funkcjonalnie z pierwszym zaciskiem (232), swoją bramkę połączoną funkcjonalnie z trzecim zaciskiem (236) i swoje źródło lub emiter połączony funkcjonalnie z drugim zaciskiem (234) lub mający źródło lub emiter połączony funkcjonalnie z pierwszym zaciskiem (232), swoją bramkę połączoną funkcjonalnie z trzecim zaciskiem (236) i swój dren lub kolektor połączony funkcjonalnie z drugim zaciskiem (234); i
 przy czym przełącznik tranzystorowy jest tranzystorem polowym (FET) lub tranzystorem bipolarnym z izolowaną bramką (IGBT).
2. Mieszacz pasywny (230) według zastrz. 1, w którym element mieszający (231) zawiera parę dwóch przełączników tranzystorowych, przy czym przełączniki tranzystorowe są połączone równolegle względem siebie, dzielą pierwszy zacisk (232) i drugi zacisk (234) i każdy z nich ma odrębny trzeci zacisk (236).
3. Mieszacz pasywny (230) według dowolnego z poprzednich zastrzeżeń, w którym element redukujący (220) jest podłączony do pierwszego zacisku (232), drugiego zacisku (234) i trzeciego zacisku (236).
4. Mieszacz pasywny (230) według dowolnego z poprzednich zastrzeżeń, w którym pierwsza i druga wartość redukcji dla pierwszego sygnału redukcji są wartościami stałymi.
5. Mieszacz pasywny (230) według dowolnego z poprzednich zastrzeżeń, dodatkowo zawierający dwa lub więcej elementów mieszających (231) i generator o większej ilości faz (270) przystosowany do wygenerowania trzeciego sygnału o dwóch lub więcej różnych fazach i indywidualnego podania różnych faz trzeciego sygnału do jednego lub więcej spośród dwóch lub więcej elementów mieszających (231).
6. Mieszacz pasywny (230) według zastrz. 5, w którym element redukujący (220) jest przystosowany do generowania pierwszego sygnału redukcji przez nałożenie pierwszego sygnału ważonego wartością

## EP 3 346 606 B1

redukcji na jedną fazę trzeciego sygnału i przez nałożenie pierwszego sygnału ważonego tą samą lub dostosowaną wartością redukcji na inną fazę trzeciego sygnału.

7. Urządzenie nadawczo-odbiorcze (110) zawierające nadajnik (130) do nadawania sygnału transmisji częstotliwości radiowej i odbiornik (120) do odbioru sygnału odbioru częstotliwości radiowej, przy czym odbiornik (120) zawiera:
  - wzmacniacz niskoszumowy (210) do wzmacniania sygnału odbioru o wysokiej częstotliwości;
  - oscylator lokalny (240) do generowania sygnału oscylatora lokalnego odpowiadającego trzeciemu sygnałowi (LO); i
  - mieszacz pasywny (230) według dowolnego z zastrz. od 1 do 8.
8. Urządzenie nadawczo-odbiorcze (110) według zastrz. 9, w którym odbiornik dodatkowo zawiera filtr środkowoprzepustowy (250) albo filtr dolnoprzepustowy podłączony do drugiego zacisku (234), przy czym filtr środkowoprzepustowy (250) ma pasmo przepustowe o z góry określonym zakresie częstotliwości do filtrowania sygnału o częstotliwości pośredniej, a filtr dolnoprzepustowy ma pasmo przepustowe o z góry określonym zakresie częstotliwości do filtrowania sygnału w paśmie podstawowym.
9. Urządzenie nadawczo-odbiorcze (110) według zastrz. 8, w którym impedancja (258) jest kondensatorem.
10. Mobilny terminal komunikacyjny (100) zawierający urządzenie nadawczo-odbiorcze (110) według dowolnego z zastrz. od 7 do 9.

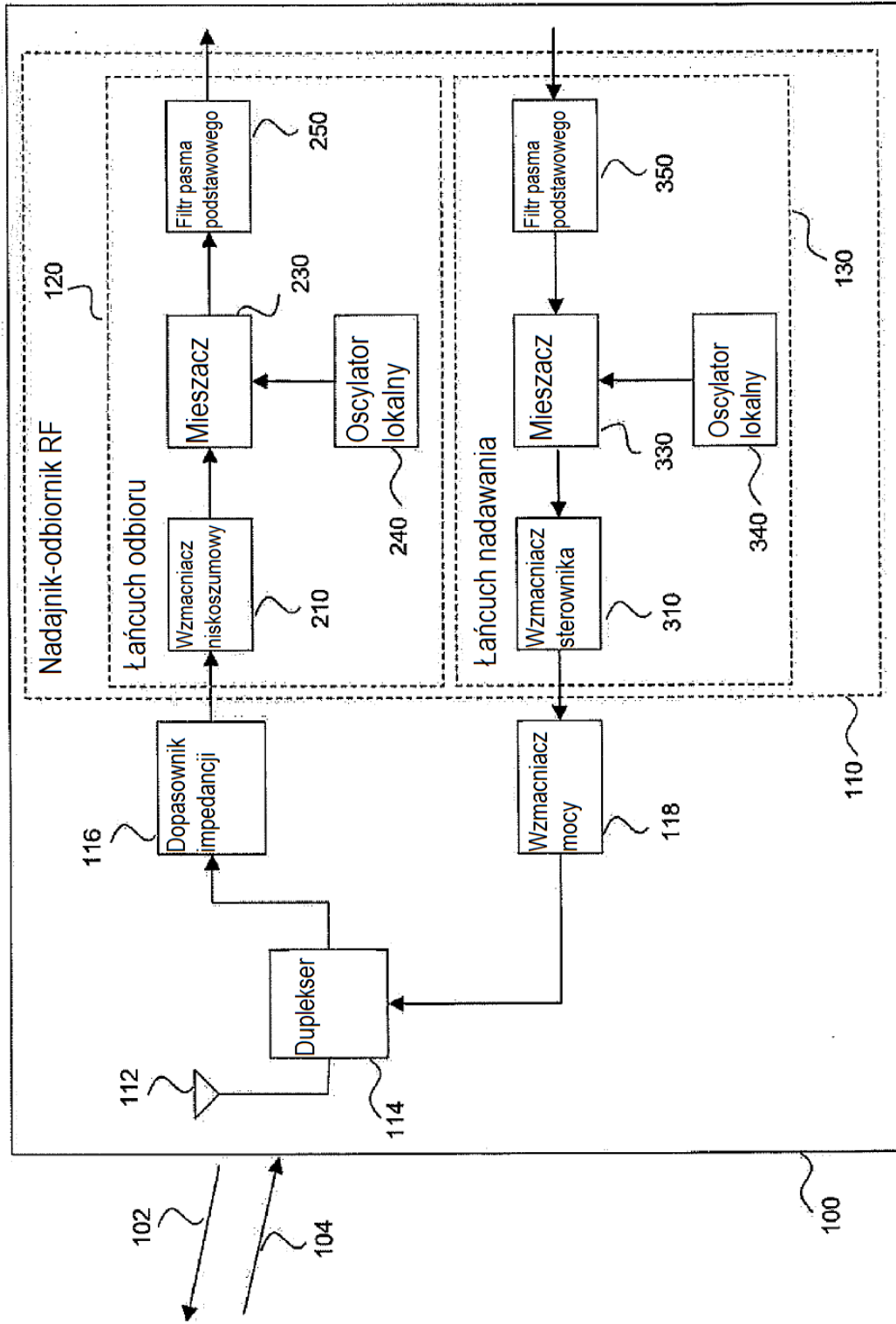


Fig. 1

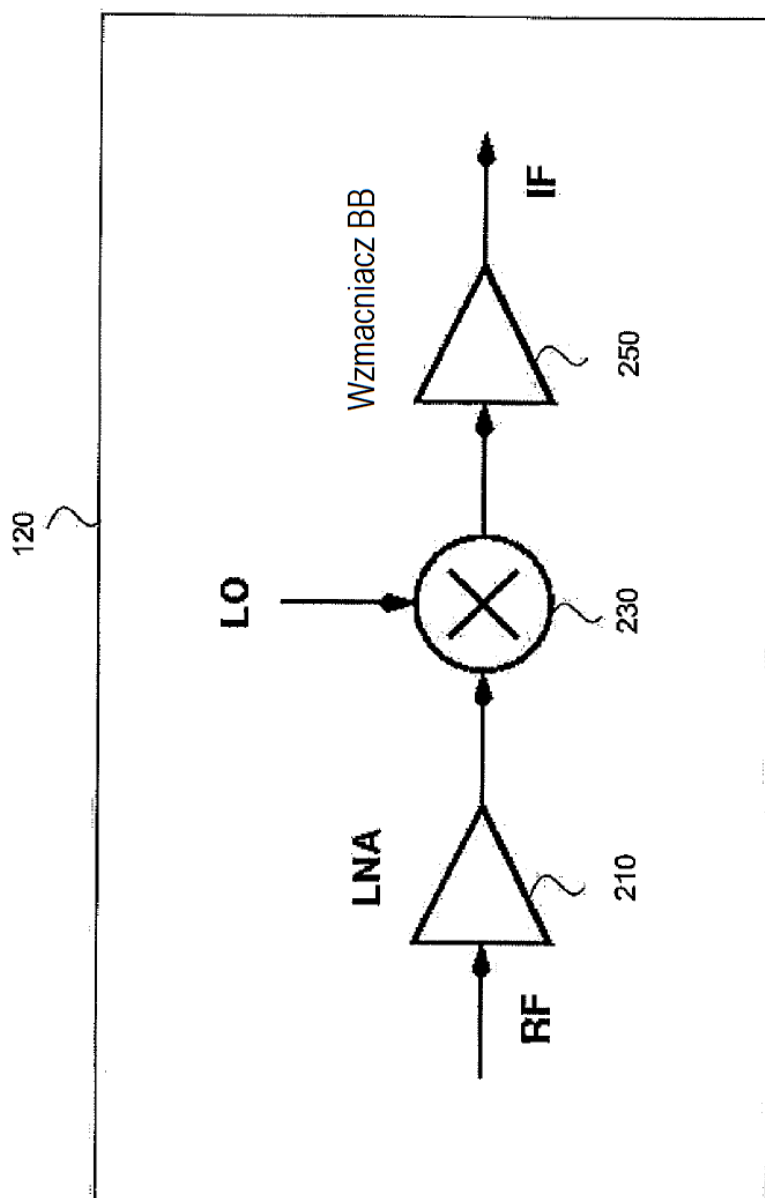


Fig. 2

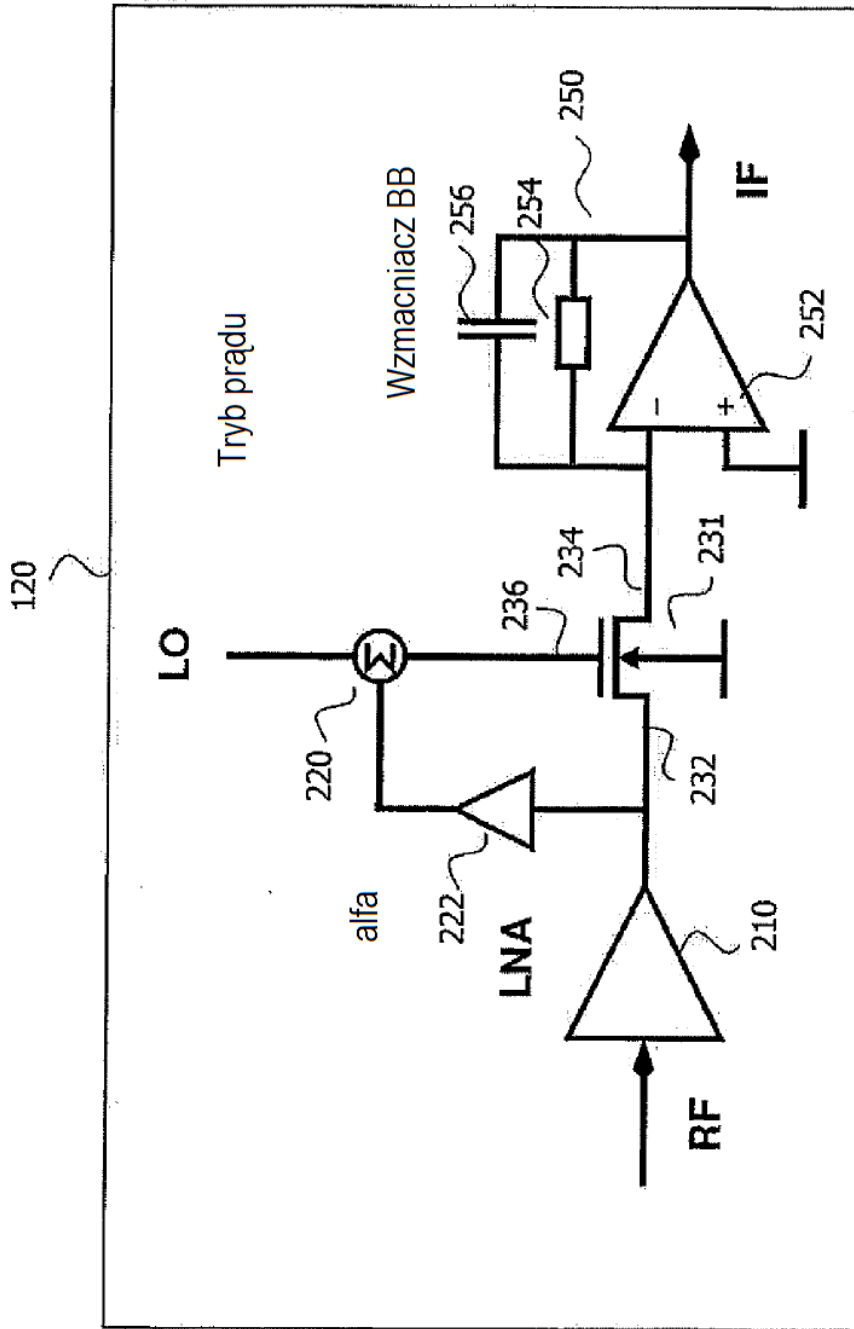


Fig. 3

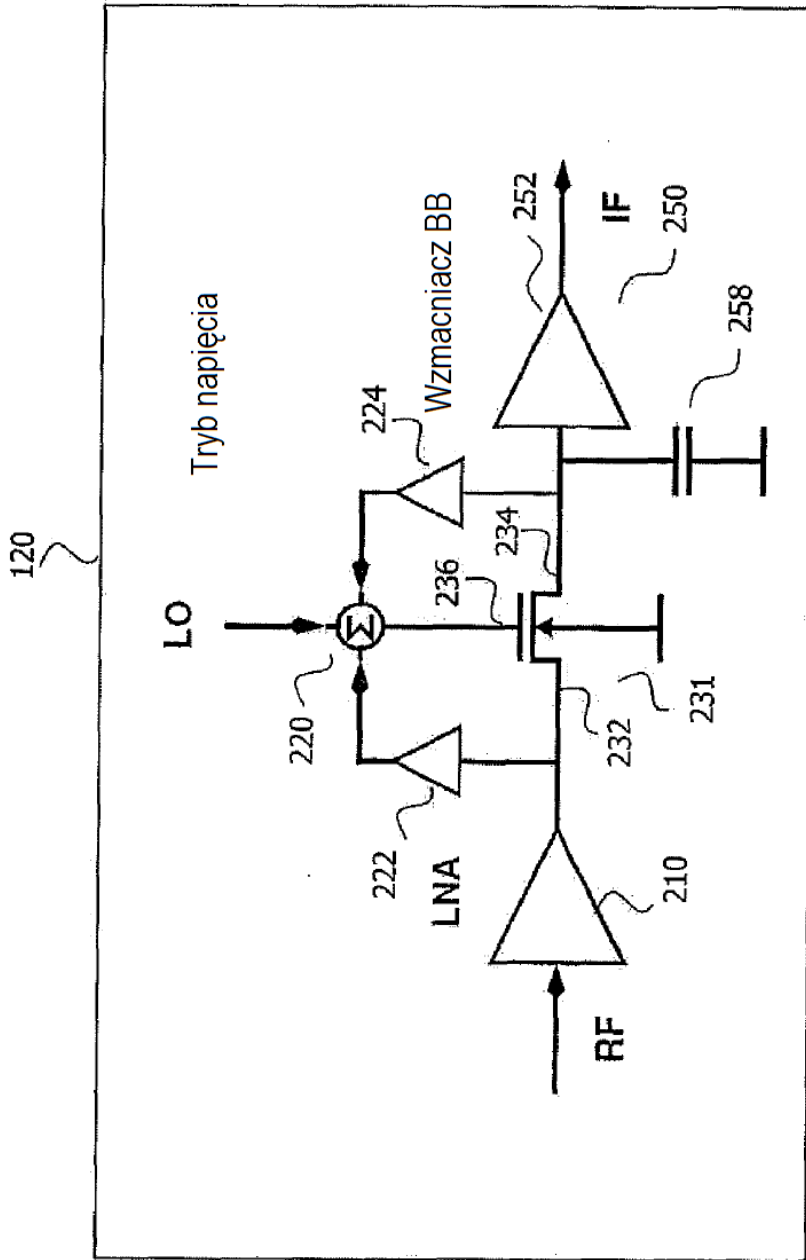


Fig. 4

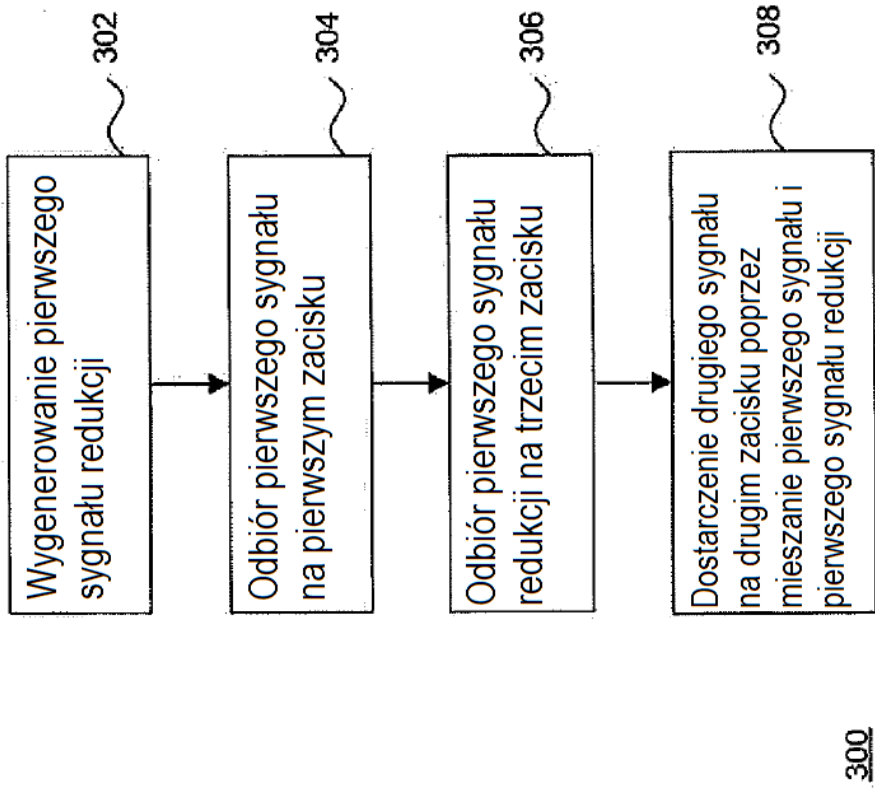


Fig. 5

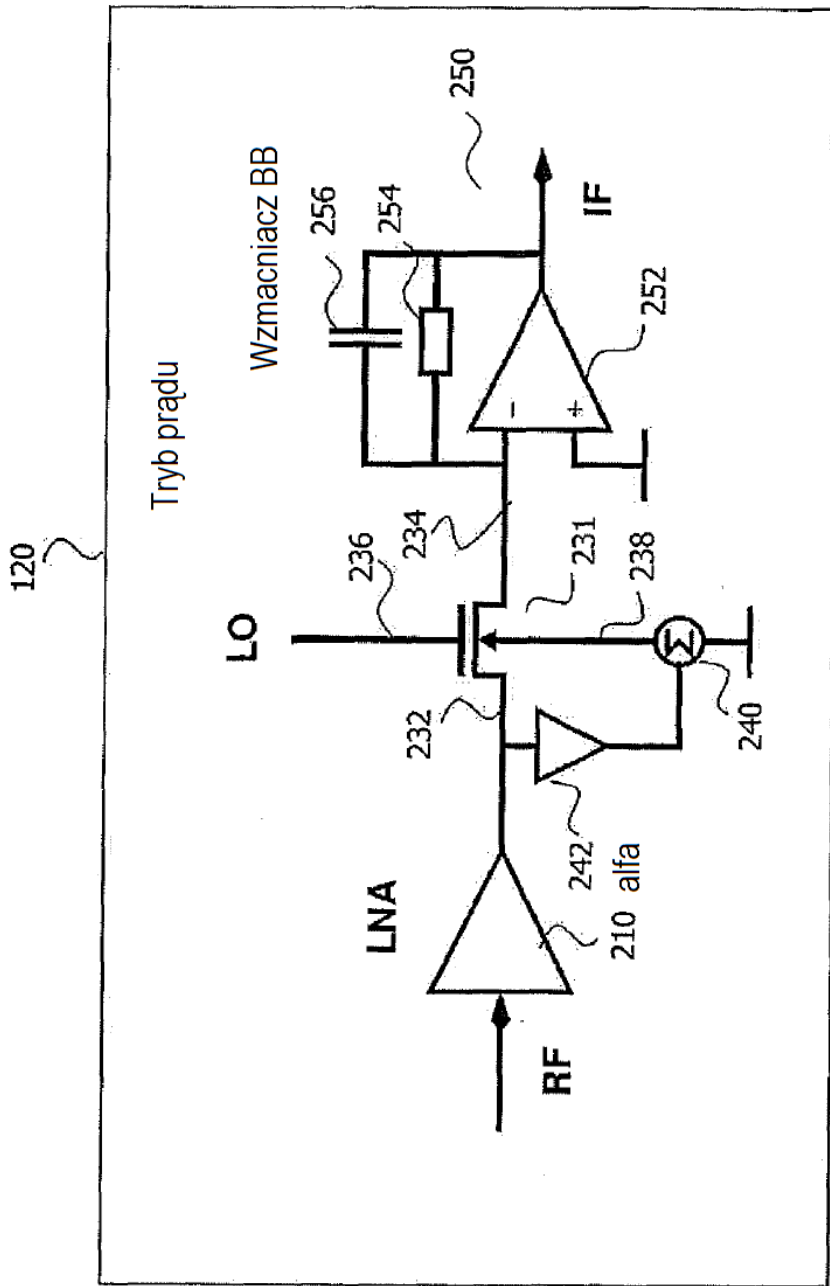


Fig. 6

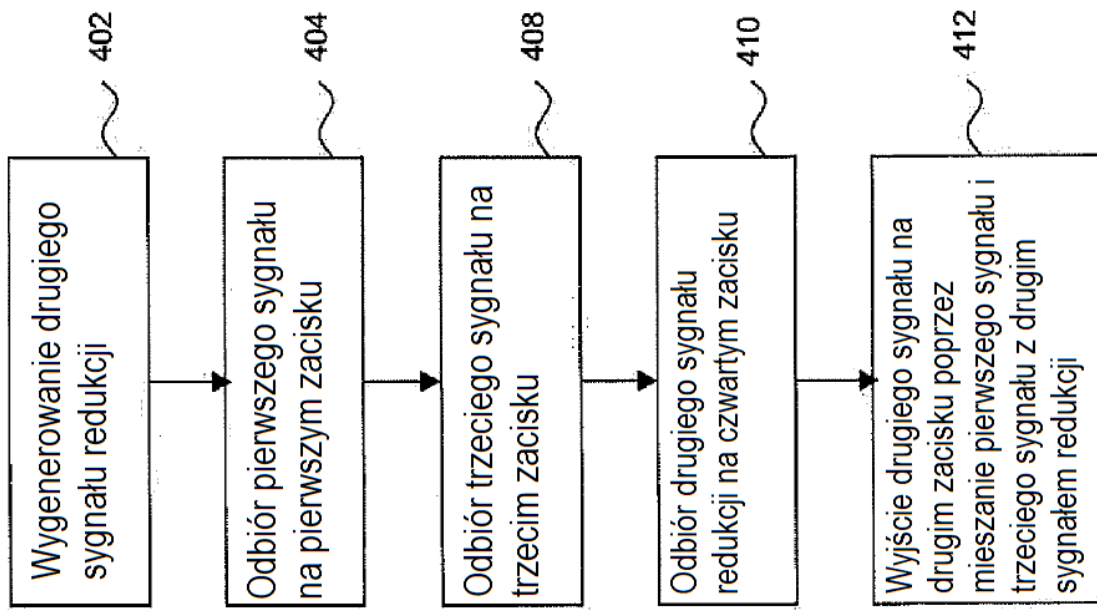
400

Fig. 7

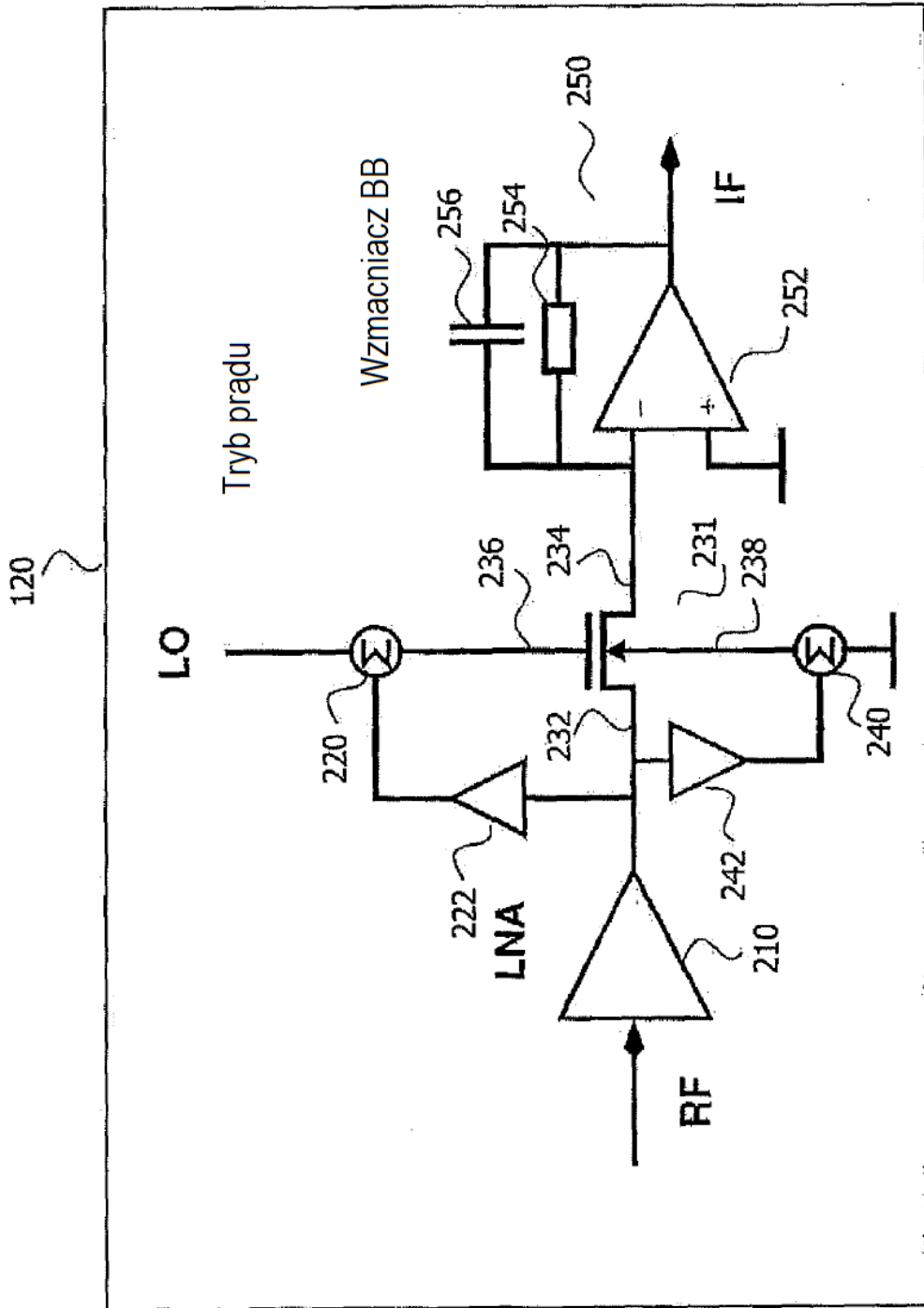


Fig. 8

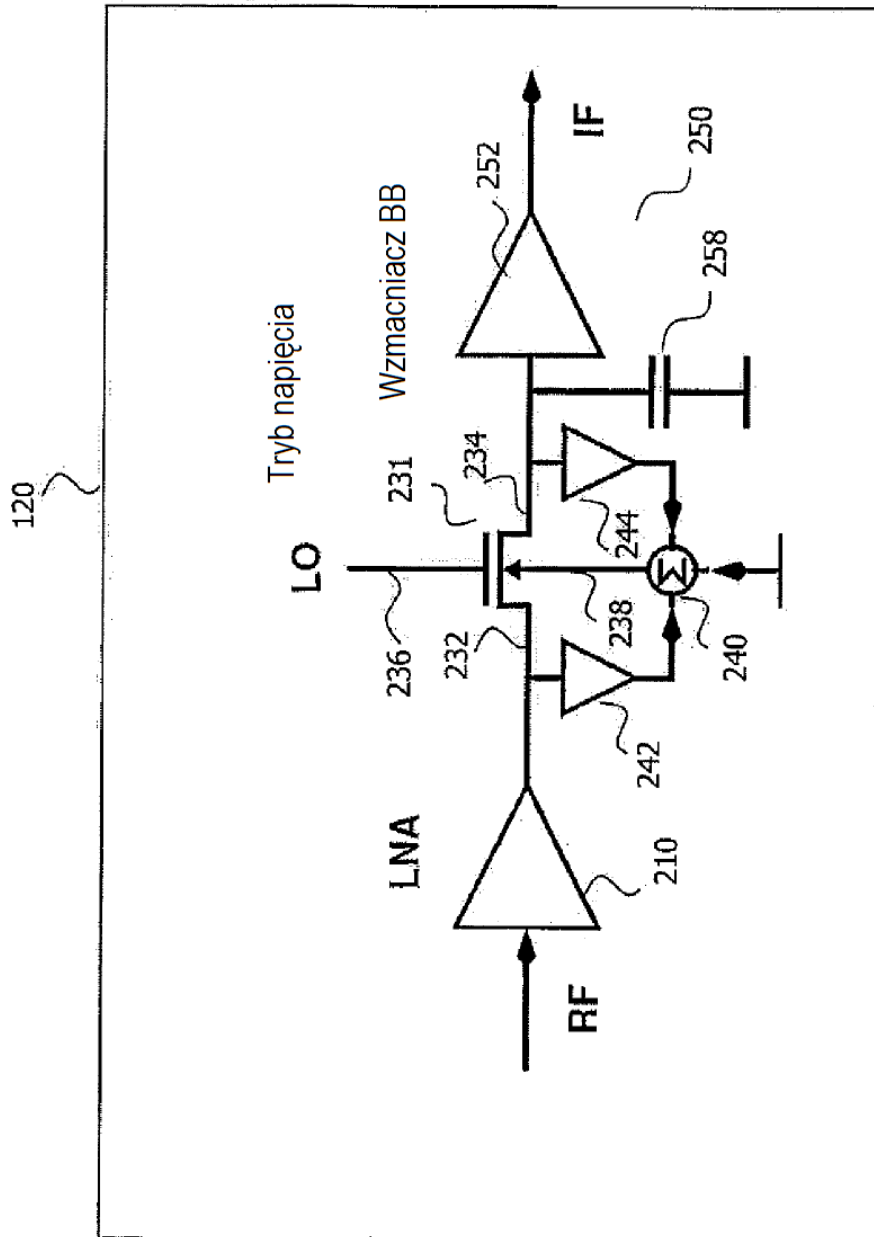


Fig. 9

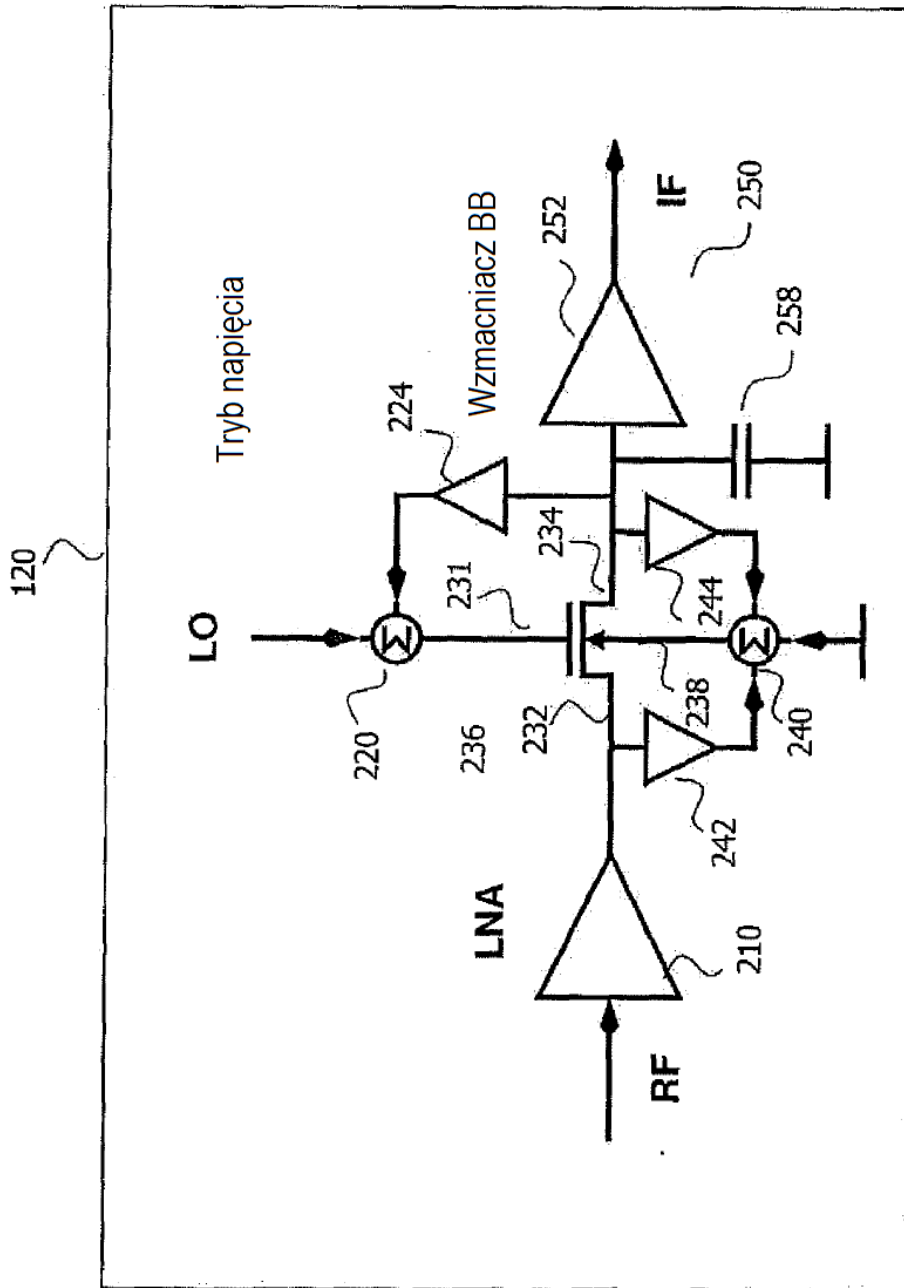


Fig. 10

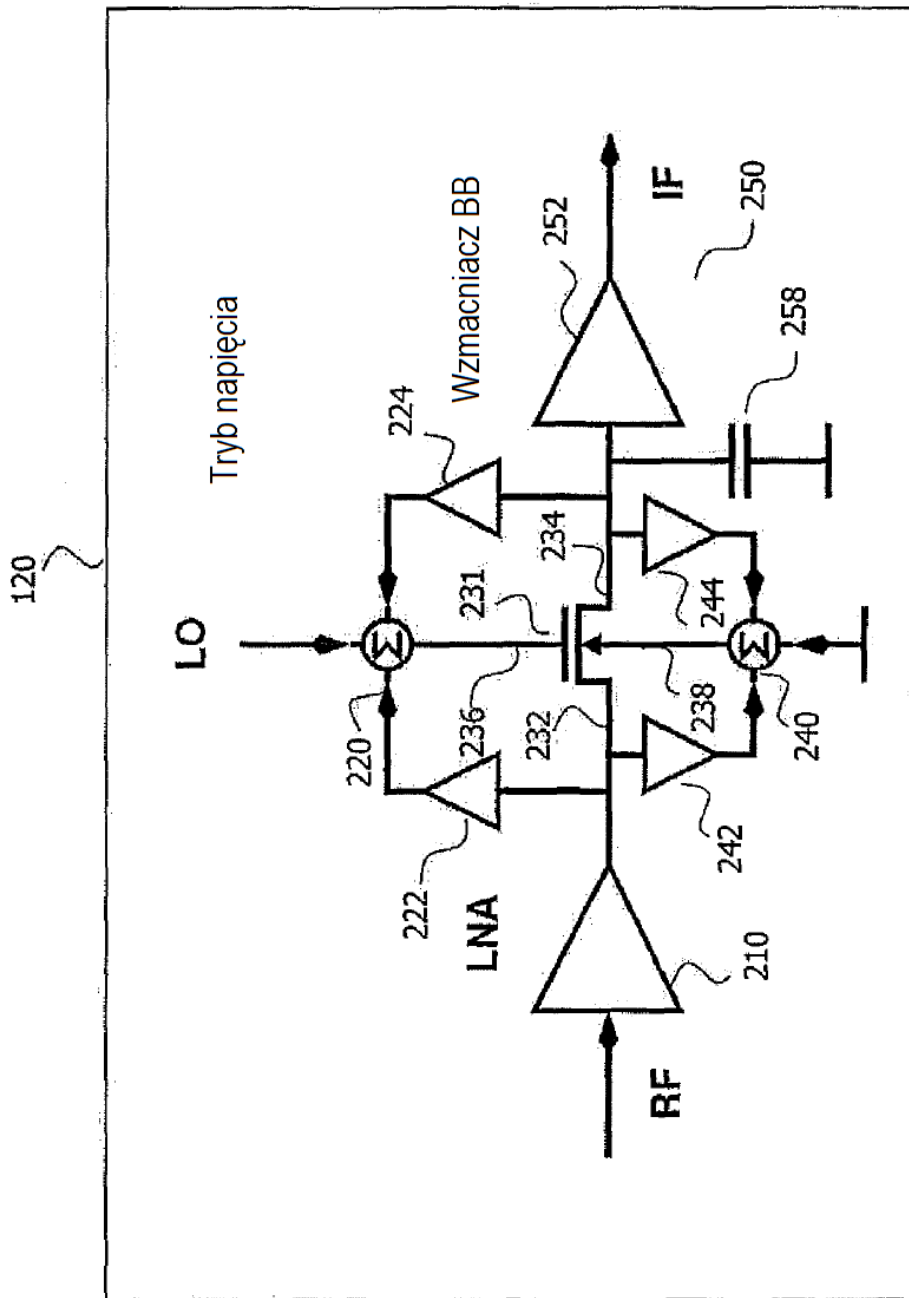


Fig. 11

Mieszacz 4-fazowy lub kwadraturowy

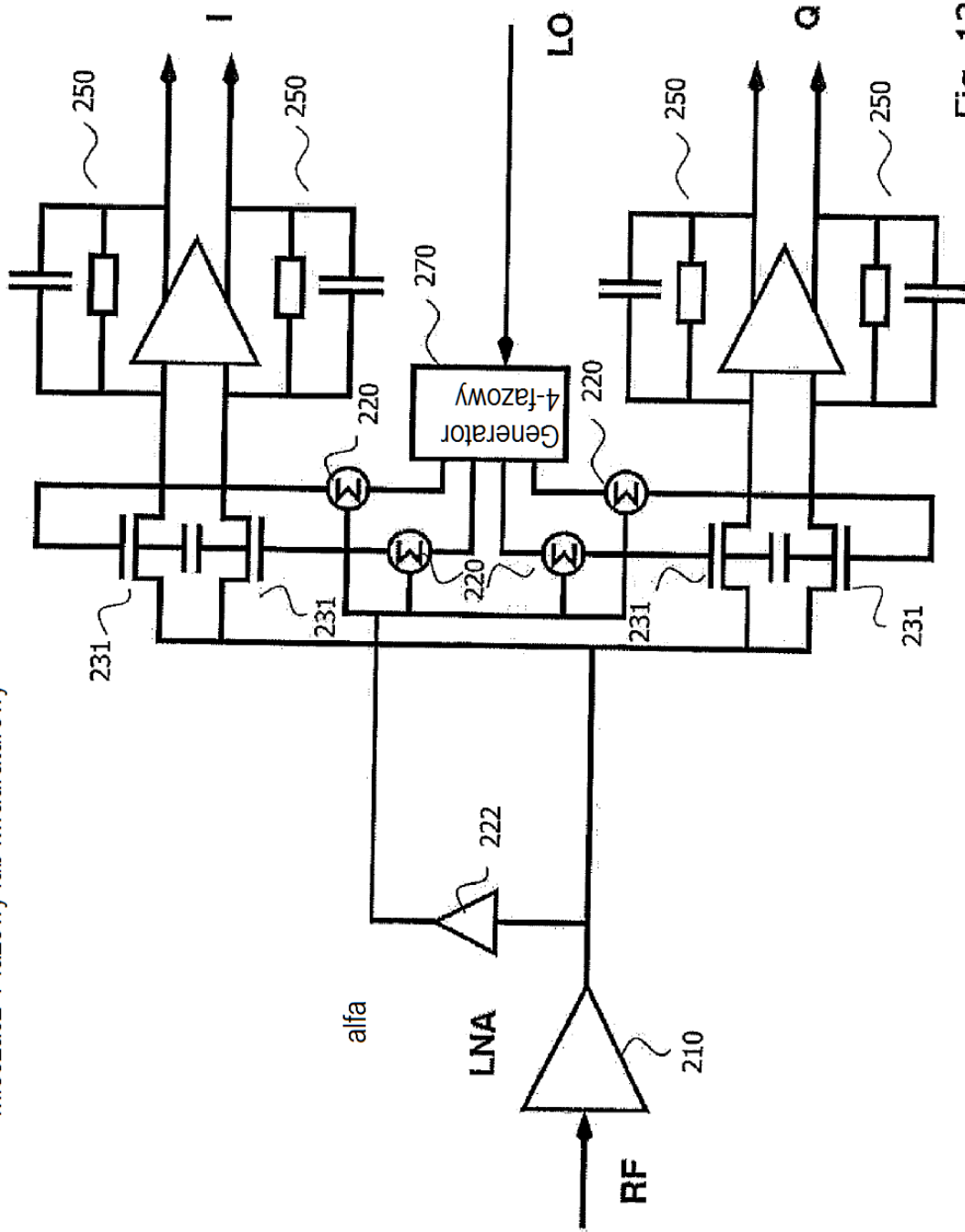


Fig. 12

Mieszacz 4-fazowy lub kwadraturowy

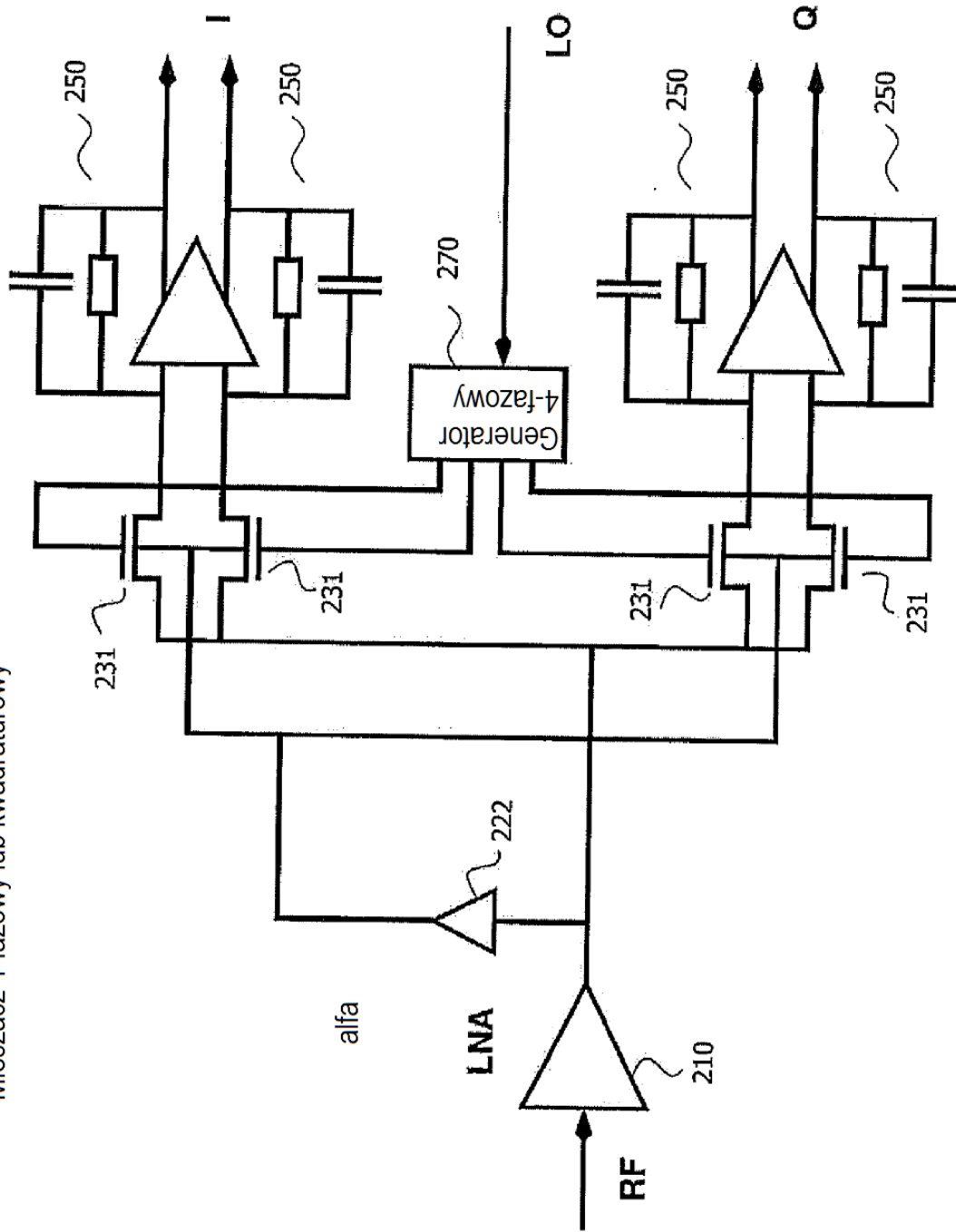


Fig. 13

**ODNOŚNIKI CYTOWANE W OPISIE**

*Poniższa lista odnośników cytowanych przez zgłaszającego ma na celu wyłącznie pomoc dla czytającego i nie stanowi części dokumentu patentu europejskiego. Pomimo, że dołożono największej staranności przy jej tworzeniu, nie można wykluczyć błędów lub przeoczeń i EUP nie ponosi żadnej odpowiedzialności w tym względzie.*

**Dokumenty patentowe cytowane w opisie**

- US 5263198 A [0015]
- EP 1465334 A [0016]