

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-534470  
(P2004-534470A)

(43) 公表日 平成16年11月11日(2004.11.11)

(51) Int.C1.<sup>7</sup>

HO3F 1/26

HO3F 3/19

F1

HO3F 1/26

HO3F 3/19

テーマコード(参考)

5J500

審査請求有 予備審査請求有 (全40頁)

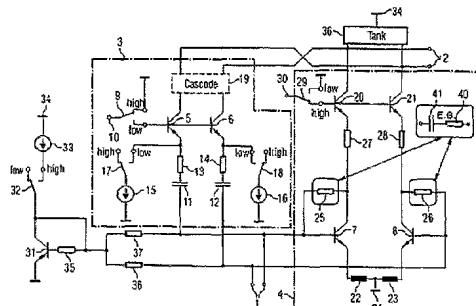
(21) 出願番号 特願2003-511410 (P2003-511410)  
 (86) (22) 出願日 平成14年6月19日 (2002.6.19)  
 (85) 翻訳文提出日 平成16年1月6日 (2004.1.6)  
 (86) 國際出願番号 PCT/DE2002/002233  
 (87) 國際公開番号 WO2003/005566  
 (87) 國際公開日 平成15年1月16日 (2003.1.16)  
 (31) 優先権主張番号 101 32 800.1  
 (32) 優先日 平成13年7月6日 (2001.7.6)  
 (33) 優先権主張國 ドイツ(DE)  
 (81) 指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR,  
 GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), JP, US

(71) 出願人 501209070  
 インフィネオン テクノロジーズ アクチ  
 エンゲゼルシャフト  
 ドイツ連邦共和国 81669 ミュンヘ  
 ナン ザンクト マルティン シュトラーセ  
 53  
 (74) 代理人 100080034  
 弁理士 原 謙三  
 (74) 代理人 100113701  
 弁理士 木島 隆一  
 (74) 代理人 100116241  
 弁理士 金子 一郎

(54) 【発明の名称】低ノイズ增幅回路

## (57) 【要約】

本発明は、切替え可能な増幅率を有する低ノイズ增幅回路に関するものである。この目的のため、第1および第2回路経路(3, 4)により構成される並列接続が、高周波数信号入力部(1)と高周波数信号出力部(2)との間に備えられている。信号を増幅するための第1電流経路(3)は、ベース回路にトランジスタを備え、信号を増幅するための第2電流経路は、入力インピーダンス適合器(25, 27)とともに、共通エミッタ(7)に、トランジスタを備えている。良好なノイズ特性と良好な線形特性により、記述の低ノイズ増幅回路は、入力信号の動的領域が広いので、周波数変換機の前に、すなわち、高周波数レベルにおいて、適合前置増幅をまだ必要とするUMTSの場合などのように、高周波数受信機において使用するのに適している。



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

低ノイズ增幅回路であって、

高周波数信号を供給するための信号入力部(1)と、

高周波数信号から導出される、増幅された信号を出力するための信号出力部(2)と、  
信号入力部(1)を信号出力部(2)と接続させるとともに、ベース回路(5)にトランジスタを備えている第1電流経路(3)と、

信号入力部(1)を信号出力部(2)と接続させるとともに、エミッタ回路(7)にトランジスタを備えている第2電流経路(4)と、

所望の増幅に応じて、第1または第2電流経路(3, 4)を活性化するための切替装置(10  
9, 17, 29, 32)と、を備えており、

他のトランジスタがベース回路(20)に設けられており、カスケード回路を形成するため、上記エミッタ回路(7)の上記トランジスタの下流に接続されており、

上記エミッタ回路(7)の上記トランジスタは、コレクタとベース端子との間のフィードバック接続分枝部(25)と、上記エミッタ回路(7)の上記トランジスタのコレクタ端子を、上記ベース回路(20)に設けられた上記他のトランジスタのエミッタ端子に接続する抵抗器(27)とを備えている、低ノイズ增幅回路。

**【請求項 2】**

上記エミッタ回路(7)のトランジスタの上記フィードバック接続分枝部(25)は、互いに並列接続されている抵抗器(40)とキャパシタ(41)を備えていることを特徴とする、請求項1に記載の増幅回路。 20

**【請求項 3】**

上記信号入力部(1)、信号出力部(2)および第1および第2信号経路(3, 4)は、差動信号が流れるように設計していることを特徴とする、請求項1または2に記載の増幅回路。

**【請求項 4】**

上記第1電流経路(3)は、ベース回路(5)のトランジスタの下流に接続されているカスケード段階(19)を備えることを特徴とする、請求項1~3のいずれか1項に記載の増幅回路。

**【請求項 5】**

上記切替装置(9, 17, 29, 32)は、  
ベース回路(5)のトランジスタの制御入力部に接続されており、第1バイアス電圧を断続するための第1スイッチ(17)と、  
第2電流経路(4)においてベース回路(20)のほかのトランジスタの制御入力部に接続されており、第2バイアス電圧をスイッチオン/オフするための第2スイッチ(29)と、を備えていることを特徴とする、請求項4に記載の増幅回路。 30

**【請求項 6】**

上記2つの電流経路(3, 4)を、信号出力側において、供給電位端子(34)に接続する共振回路(36)が備えられていることを特徴とする、請求項1~5のいずれか1項に記載の増幅回路。

**【請求項 7】**

上記第2電流経路(4)におけるエミッタ回路(7)のトランジスタは、エミッタ端子が供給電位端子(24)に接続されているインダクタンス(22)を備えることを特徴とする、請求項1~6のいずれか1項に記載の増幅回路。 40

**【請求項 8】**

上記信号入力部(1)と第1電流経路(3)とを接続するために、直列キャパシタ(11)  
が備えられていることを特徴とする、請求項1~7のいずれか1項に記載の増幅回路。

**【請求項 9】**

上記第1電流経路(3)に電流を供給するために、第1電流源(15)が、スイッチオン/  
オフ可能なように、ベース回路(5)のトランジスタに接続されて備えられていること 50

を特徴とする、請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 項に記載の増幅回路。

【請求項 10】

上記第 2 電流経路 (4) に電流を供給するために、第 2 電流源 (33) を、断続可能なよう に、電流ミラートランジスタ (31) を介してエミッタ回路 (7) のトランジスタに接続していることを特徴とする、請求項 1 ~ 9 のいずれか 1 項に記載の増幅回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、低ノイズ増幅回路 (rauscharme Verstaerkerschaltung) に関するものである。

【0002】

低ノイズ増幅器、いわゆる L N A (Low Noise Amplifier) は、一般に、高周波数受信技術 (Hochfrequenz-Empfangstechnik) による信号処理ブロック (Signalverarbeitungsblock) と称されるものである。

【0003】

例えば、W-C D M A、すなわち、符号分割多元接続 (Wide-Band Code Division Multiple Access) などの符号分割多元接続方法 (Code-Vielfachzugriffsverfahren) により作動する移動式無線標準 (Mobilfunkstandards) では、例えば 80 d B の広い動的領域 (Dynamikumfang) を有する高周波数信号が使用されている。このような移動式無線受信機では、周波数変換 (Frequenzkonversion) 前に、入力レベル (Eingangspegeln) の小さい信号を、低ノイズ増幅器によって増幅しておかなければならぬ。

【0004】

受信レベル (Empfangspegeln) が高い場合、過度の増幅は、受信機の信号処理鎖 (Signalverarbeitungskette) における後続の段階の過制御 (Übersteuerung) につながり、各移動式無線標準の線形条件 (Linearitaetsanforderung) の障害 (Verletzung) に繋がることがある。従って、増幅因数 (Verstaerkungsfaktor) を調節できるように低ノイズ増幅器を構成することが望ましい。

【0005】

上記方法に適切な増幅器についての他の条件としては、全体として良好なノイズ特性を得るために大きく増幅でき、かつ増幅が調整可能であること、および、高い増幅に対する正確な線形条件を維持 (Einhaltung) できることが挙げられる。さらに、予測されるレベルが低い場合、上流接続されているフィルターの出力インピーダンス (Ausgangsimpedanz) に好適に適合させるため、性能 (Leistung、電力) およびノイズに関する好適な適合化を入力側において行わなければならない。L N A の下流に接続されている混合器が、ミラー周波数を抑制する混合器 (spiegelfrequenzunterdrueckender Mischer) として形成されていない場合、混合器に供給できる局部発振器信号 (Lokalosszillatorsignale) の漏れ周波数 (Leckfrequenzen) を抑制するために、L N A は、良好に逆方向絶縁 (Ruecwaerts-Isolation) されていなければならない。上記範疇 (beschriebenen Kategorie) の移動式無線受信機は、通常、固定局 (Festenstationen) だけではなく、移動局 (Mobilstationen) にも使用されるので、電流消耗 (Stromaufnahme) が少なくなるようにも留意しなければならない。

【0006】

全体の受信機鎖についてのノイズ数 (Rauschzahl) がたった 8 d B であり、そのうち、3 d B であるフィルターの予測される挿入損失 (Einfuegedaempfung) と、同じく 3 d B である後続の段階とを取り去ることのできる U M T S (汎用移動式遠距離通信標準 ; Universal Mobile Telecommunications Standard) 装置の場合、所望の低ノイズ増幅器が 15 d B を上回る高い増幅と共に、2 d B 未満のノイズ数を保証するほうがよいという結果になる。

【0007】

文献 J.R. Long 著 「低電圧 5 , 1 ~ 5 , 8 G H z 画像除去ダウンコンバーター R F I C (A Low-Voltage 5.1-5.8-GHz Image-Reject Downconverter RF IC) 」 Journal of Solid State Circuits, Vol. 35, No. 12, December 2000, pp. 2135-2140.

d-State Circuits, 35巻、9号、2000年9月、1320~1328ページの章B.)に、トランジスタが、エミッタ回路(Emitterschaltung)において操作される場合に、どのようにすれば、増幅器の良好なノイズ適合と性能適合とを同時に得られるかということについて記載されている。たとえ、増幅器が、誘導性の変質(induktiver Degenerierung)によって、すなわち、共振回路(Schwingkreises)の形状のコレクタ負荷(Kollektorlast)およびカスケード回路(Kaskode-Schaltung)を有する、基準電位の反対側のエミッタインダクタンス(Emitterinduktivitaet、誘導性の変質)によって操作されるとしても、十分な線形性(Linearitaet)を達成するために、特に高い電流密度が、入力トランジスタにおいて必要である。UMTS受信機の場合、LNAは、時間の80%において低い増幅により操作されることになり、その結果、電流浪費の問題がさらに顕著なものとなる。

10

#### 【0008】

さらに、供給電圧に対する出力電流の一部を導出することにより、切替可能な増幅を獲得することを可能とする回路実施(Schaltungsrealisierung)は、線形性をほんの少ししか上昇させないが、これとは対照的に、増幅器のノイズは強く増大してしまう。

#### 【0009】

上記の問題を回避するため、LNAの所望の増幅が高い場合、トランジスタを有する回路を、エミッタ回路に挿入できる。また、LNAの小さな増幅は、ベース回路(Basischaltung)にトランジスタを有する、別々に構成された増幅器段階(Verstaerkerstufe)により実現できる。

20

#### 【0010】

しかし、このような、共同回路(Zusammenschaltung)の場合、ベース回路とエミッタ回路とにおける2つの増幅器の入力インピーダンスが異なり、この異なる入力インピーダンスが原因となり、共通の適合ネットワーク(Anpassungsnetzwerk)によるノイズ適合および性能適合が妨害されるという問題が生じる。

#### 【0011】

本発明の目的は、増幅を調節することにより、符号分割多元接続方法に適しており、良好なノイズおよび性能の適合が可能な(Rausch- und Leistungsanpassungsmoeglichkeit)低ノイズ増幅器を提供することである。

30

#### 【0012】

本発明によると、上記目的は、以下のような低ノイズ増幅回路により達成される。すなわち、本発明に係る低ノイズ増幅回路は、高周波数信号を供給するための信号入力部と、増幅され、高周波数信号から導出された信号を出力(Bereitstellen、提供)するための信号出力部と、信号入力部を信号出力部と接続し、ベース回路にトランジスタを備えている第1電流経路と、信号入力部を信号出力部と接続し、エミッタ回路にトランジスタを備え、このトランジスタの下流に、ベース回路のほかのトランジスタがカスケード回路を形成するために接続されている第2電流経路と、所望の増幅に応じて、第1または第2電流経路を活性化するための切替装置とを備え、エミッタ回路のトランジスタは、そのコレクタ端子とベース端子との間のフィードバック接続分枝部と、そのコレクタ端子をベース回路のほかのトランジスタのエミッタ端子に接続する抵抗器とを備えている。

40

#### 【0013】

上記のLNA(低ノイズ増幅器; Low Noise Amplifier)構造により、2つの固定した増幅比率の間で切替えることが可能(Umsachaltbarkeit)となる。その結果、上記LNA構造は、原則的に、高い(広い)動的領域のW-CDMA信号の増幅に適している。従って、LNAを、移動式無線器標準UMTSに基づく受信機において使用できる。

#### 【0014】

エミッタ回路にトランジスタを有する信号分枝部(Signalzweig)は、高い増幅の場合、非常に良好な効率(Wirkungsgrad)により作動しており、従って、この増幅範囲(Verstaerkungsbereich)において有効な線形条件、増幅条件およびノイズ条件が満たされている。小さな増幅の場合、ベース回路にトランジスタを有する電流分枝部が備えられており、

50

この電流分枝部では、低い増幅の場合に低い電流需要 (Strombedarf) で、高い線形性を達成することができる。この場合、入力インピーダンスは、ほぼ実数 (nahezu reell) であり、相関的な傾斜度 (Steilheitswert) に相当しており、さらに、非常に良好に反対方向絶縁されている。また、ベース回路の比較的悪質なノイズ特性は、影響力 (Auswirkungen) が少ない。なぜなら、ベース回路が、低い増幅のために設定されており、その結果、いずれにせよ大きな入力レベルが信号入力部に存在しているからである。従って、信号対ノイズ率、すなわち、S N R (Signal-to-Noise Ratio) は、ほんの少しだけ減少する。

#### 【0015】

また、第2電流経路にあるエミッタ回路におけるトランジスタのコレクタ端子とベース端子との間のフィードバック接続 (Rueckkopplung) は、トランスコンダクタンス (Transkonduktanz)、すなわち、エミッタ回路のただでさえ強い容量性の (kapazitiven) 入力インピーダンスを補償する。さらに、直列抵抗器 (Serienwiderstand) は、カスケードトランジスタを、エミッタ回路にあるトランジスタに接続するために備えられている。この直列抵抗器は、さらに電圧増幅を引き起こす。この電圧増幅は、線形成、ノイズおよび効率に関して回路をさらに改善する。10

#### 【0016】

エミッタ回路は、反転特性 (invertierendes Verhalten) があるので、トランジスタのコレクタとベースとの間のフィードバック接続が、容量性のフィードバック接続として形成されていてもよい。容量性のフィードバック接続は、インダクタンスのように作用し、その結果、実際に容量性である入力インピーダンスを、ほぼ実数の入力インピーダンスに対して補償する。20

#### 【0017】

このため、ベース回路にトランジスタを有する第1電流経路とエミッタ回路にトランジスタを有する第2電流経路との双方の入力インピーダンスは、それほど実数であり、その結果、ノイズおよび性能を、簡単な方法で先行段階に適合できる。

#### 【0018】

従って、比較的広いチップ面積を占めることのある付加的なオンチップインダクタンス (On-Chip-Induktivitaet) の使用が回避されているので、一方では、チップ面積の小さな回路を実現でき、他方では、付加的なインダクタンスチップ面積が大きいことに起因する妨害接続 (Stoerungseinkopplungen) を回避できる。30

#### 【0019】

また、本発明の好ましい実施形態では、エミッタ回路にあるトランジスタのフィードバック接続分枝部が、抵抗器とキャパシタとの直列接続を備えている。

#### 【0020】

原則的に、容量性のフィードバック接続分枝部において、抵抗器、キャパシタ、およびインダクタンスの任意の組み合わせを使用できる。しかし、抵抗器とキャパシタとの直列接続により、ノイズ特性と増幅とに関する特に良好な結果が得られる。

#### 【0021】

また、本発明の他の好ましい実施形態では、第1電流経路と第2電流経路、および、LNAの信号入力部と信号出力部が、対称的な回路技術 (symmetrischer Schaltungstechnik) により形成されている。40

#### 【0022】

差動信号 (differentieller Signale) を導くための対称的な回路技術は、妨害耐性 (Stoerunempfindlichkeit) の高い増幅器構造を提供することができる。この増幅器構造により、さらに、付加的な回路技術的な措置をとらずに、下流に接続されている周波数混合器 (Frequenzmischer) との簡単な接続が可能となる。さらに、対称的な回路技術の場合は、増幅を切替える際に、ただでさえエミッタ回路の反転特性およびベース回路の非反転特性により引き起こされることのある相変化 (Phasensprung) が生じない。第1電流経路と第2電流経路とに記載されているトランジスタは、対称的な回路技術に応じてそれぞれ2個ずつ備えられていてもよい。この場合、第2電流分枝部において、エミッタ回路の250

つのトランジスタは、エミッタ端子と接続された差動増幅器を形成する。

【0023】

本発明の他の好ましい実施形態では、第1電流経路が、カスケード状態（段階、Kaskode-Stufe）を備えている。このカスケード段階は、ベース回路のトランジスタの下流に接続されている。その結果、反対方向絶縁性（Rueckwaertsisolation）が上昇する。

【0024】

本発明の他の好ましい実施形態では、切替装置が、第1スイッチと第2スイッチとを備えている。第1スイッチは、第1バイアス電圧（Vorspannung）をスイッチオン／オフするために、ベース回路においてトランジスタの制御入力部に接続されている。第2スイッチは、第2バイアス電圧をスイッチオン／オフするために、ベース回路において他のトランジスタの制御入力部に接続されている。10

【0025】

LNAにおけるより大きな増幅とより小さな増幅との間での切替をさらに説明するために、電流経路に供給を行う電流源が、スイッチオン／オフ可能なように構成されていることが好ましい。その結果、ノイズ特性が改善されるとともに、電流需要が少なくなる。

【0026】

本発明の他の好ましい実施形態では、共振回路が備えられている。この共振回路は、2つの信号経路を、信号出力側において、供給電位端子（Versorgungspotentialanschluss）に接続しており、狭帯域に（schmalbandig）設計されていてもよい。共振性のシステム（schwingungsfaehiges System）、すなわち、英語ではタンク（tank）を介した調節可能な接続により、一方では、供給電圧の直流電圧降下（Gleichspannungsabfalls）が防止され、これに伴って、増幅器のより良好な電圧利用につながる。また、他方では、共振回路によって、付加的な経費をかけることなく、通常は容量性の負荷に対する適合が可能となる。狭帯域の共振回路は、例えば、中間タップした（mit Mittenanzapfung）コイル（Spule）によって、供給電圧およびキャパシタと接続を確立してもよい。さらに、狭帯域の共振回路によって、より簡単な選択性利得（Selektivitaetsgewinn）が共振器に生じる。20

【0027】

本発明の他の好ましい実施形態では、第2電流経路のエミッタ回路におけるトランジスタに、インダクタンスが備えられている。インダクタンスは、トランジスタのエミッタ端子を、基準電位端子に接続する。30

【0028】

上記の構造により、いわゆる誘導性の変質によって、線形特性が改善され、性能およびノイズに関する入力インピーダンスの適合性が改善される。

【0029】

本発明の他の好ましい実施形態では、信号入力部と第1信号経路とを接続するために、直列キャパシタが備えられている。直列キャパシタの代わりに、高パス特性（Hochpassseigenschaft）を有する他の部品を備えていてもよい。

【0030】

本発明の他の好ましい実施形態では、第1電流経路に供給するために、第1電流源が備えられている。この第1電流源は、ベース回路におけるトランジスタとスイッチオン／オフ可能なように接続されている。40

【0031】

本発明の他の好ましい実施形態では、第2電流経路に供給するために、第2電流源が備えられている。この第2電流源は、第2電流経路と、スイッチオン／オフ可能なように電流ミラートランジスタ（Stromspiegeltransistor）を介して接続されている。

【0032】

この場合、電流ミラートランジスタは、抵抗器を介してエミッタ回路におけるトランジスタのベース端子に接続されていることが好ましい。

【0033】

本発明の他の詳細と実施形態とを、従属請求項に記載する。

10

20

30

40

50

## 【0034】

本発明を、以下に、実施例について図を参照しながら詳しく説明する。図1は、対称的な回路技術により構成されている本発明の低ノイズ増幅器の第1実施例を示す図である。図2は、本発明の入力インピーダンス適合を説明するためのSパラメータ図表(S-Parameter-Diagramm)である。

## 【0035】

図1は、アナログバイポーラ回路技術により構成されており、対称的に信号を誘導(Signalfuehrung)する低ノイズ増幅器を示す。低ノイズ増幅器、すなわち、LNA(Low Noise Amplifier)は、対称的な信号入力部1と、増幅された信号を導出することのできる対称的な信号出力部2とを備えている。

10

## 【0036】

信号入力部1と信号出力部2との間に、2つの並列信号分枝部3,4が備えられている。LNAの切替可能な増幅を達成するため、電流分枝部3,4の間で切替えを行うことができる(電流分枝部3,4の間に、切替可能性(Umschaltbarkeit)が備えられている)。

## 【0037】

第1電流分枝部3は、ベース回路に接続されている2つのトランジスタ5,6を備えている。一方、第2電流分枝部4は、エミッタ回路において操作され、差動増幅器段階を構成する2つのバイポーラトランジスタ7,8を備えている。第2電流分枝部4は、大きな増幅を生成するように活性化される。一方、第1電流分枝部3により小さな増幅が提供される。すなわち、高い信号レベルが入力部1に存在している。

20

## 【0038】

より詳しく説明すると、第1電流分枝部3は、2つのバイポーラトランジスタ5,6を備えている。2つのバイポーラトランジスタ5,6のベース端子は、相互に接続されており、スイッチ9を介して遮断可能のように(auftrennbar)、固定されたバイアス電圧源と接続できる。バイアス電圧を供給するための端子を10で示す。トランジスタ5,6のエミッタ端子は、キャパシタ11,12と低共振機器13,14により構成される各直列接続を介して、対称的な信号入力部1に接続されている。この場合、信号伝送方向において、キャパシタ11,12は、抵抗器13,14の上流側に接続されている。さらに、トランジスタ5,6のエミッタ端子に、各一つの基準電位と逆方向に接続されている電流源15,16が、他の各一つのスイッチ17,18を介して接続されている。トランジスタ5,6のコレクタ端子は、信号出力部2に接続されている。この場合、第1電流経路と第2電流経路との間で切替を行際に相変化が生じないように差動信号を導くために、信号配線は、第2電流経路と交差して配線されている。トランジスタ5,6のコレクタ端子と、信号出力部2との間に、カスケード段階19が任意に備えられている。第1電流分枝部を活性化するには、一方ではトランジスタ5,6に、ベース端子から一定のバイアス電圧を供給するため、他方では、電流増幅のために提供される電流をエミッタ側から供給するために、スイッチ9,17,18を開める。第1電流分枝部3が活性化されていない場合、すなわち、より高い増幅が入力(スイッチオン)される場合、スイッチ9,17,18は開いている。スイッチ9は、後者の状態の場合、すなわち、第1電流分枝部3が活性化されていない場合、出力側において、基準電位端子に接続されている。

30

## 【0039】

第2電流分枝部4は、カスケード回路を有する差動増幅器を備えている。カスケード回路は、エミッタ回路において操作される2つのトランジスタ7,8およびベース回路において操作される他の2つのトランジスタ20,21を含んでいる。カスケード段階を有する差動増幅回路を形成するために、トランジスタ20,21のエミッタ端子は、トランジスタ7,8の各コレクタ端子に接続されている。エミッタ回路において操作されているトランジスタ7,8のベース端子は、対称的な信号入力部1に接続されている。

40

## 【0040】

トランジスタ7,8のエミッタ端子は、各1つのインダクタンス22,23を介して、基準電位端子24に接続されている。第2電流経路4の容量性の入力インピーダンスをエミ

50

ツタ回路における差動増幅器と適合するために、フィードバック接続インピーダンス 25, 26 が備えられている。このフィードバック接続インピーダンス 25, 26 は、トランジスタ 7, 8 のベース端子およびコレクタ端子に相互に接続されている。付加的な電圧増幅を提供するため、トランジスタ 20, 21 のエミッタ端子と、トランジスタ 7, 8 のコレクタ端子との間に、抵抗器 27, 28 が備えられている。

#### 【0041】

カスケードトランジスタ 20, 21 のベース端子は、相互に接続されており、第 2 バイアス電圧を供給するために、スイッチ 29 を介して端子 30 に接続されている。スイッチ 29 は、より大きな増幅を活性化するためには閉じられている。一方では、第 1 電流経路 3 の活性化の際には、スイッチ 29 は開いており、入力部 30 は、基準電位端子 24 に接続されている。インピーダンス 25, 26 は、本実施形態では、抵抗器 40 とキャパシタ 41 との直列接続として実施されている。10

#### 【0042】

第 2 電流分枝部 4 の差動増幅器 7, 8 に電流供給を行うために、トランジスタ 7, 8 は、それぞれ、電流ミラートランジスタ 31 により各 1 つの電流ミラー (Stromspiegel) を形成している。電流ミラートランジスタ 31 は、そのエミッタ端子を介して、基準電位端子 24 に接続されている。電流ミラートランジスタ 31 のコレクタ端子に、スイッチ 32 を介して、電流源 33 が接続されている。電流源 33 は、供給電位端子 34 に接続されている。電流ミラートランジスタ 31 のベース端子は、抵抗器 35 を介して、そのコレクタ端子に接続されている。このコレクタ端子は、各一つの抵抗器 36, 37 を介して、トランジスタ 7, 8 の各 1 つのベース端子に接続されている。20

#### 【0043】

第 1 および第 2 電流分枝部 3, 4 は、信号出力側において、すなわち、各分枝部の対称的な回路ノード (Schaltungsknoten) において、2 つの電流分枝部が相互に接続されており、信号出力部 2 と接続しており、さらに、狭帯域の共振回路 36 を介して、供給電位端子 34 に接続されている。

#### 【0044】

抵抗器 27, 28 は、インピーダンス 25, 26 により、電圧電流フィードバック接続 (英語では、シャント - シャント - フィードバック ; Shunt-Shunt-Feedback) を介して、以下のように入力インピーダンス適合を行うために、十分に大きな電流増幅を可能にする。すなわち、入力インピーダンス適合は、第 2 電流経路 4 の通常は容量性の入力インピーダンスが、ほぼ純粋な奇数になり、第 1 電流経路においてベース回路トランジスタが有する入力インピーダンスに相当するように行われる。その結果、図 1 に記載の回路は、性能およびノイズに関して簡単な方法で、例えば、フィルターを先行段階に適合できる。図 1 に記載の回路に、出力側において、例えば、移動式無線受信機の上昇混合器 (Abwaertsmischer) を接続できる。30

#### 【0045】

大きな増幅と小さな増幅との間で切替を行うことにより、少ないノイズの場合は、上昇混合の前に大きな動的領域と、小さな信号レベルの場合より大きな増幅と、全体的に良好な線形特性とを有し、符号分割多元接続方法により符号化された狭帯域の高周波数信号を前置増幅できる。さらに、上記の LNA は、逆方向絶縁性が良好であり、従って、ミラー周波数抑制フィルター (spiegelfrequenzunterdrueckendes Filter) が備えられていないホモダイン受信機 (homodynem Empfaengern) においても、局部発振器漏れ周波数を抑制するために適している。このため上記 LNA の対称的な構造により、妨害耐性が高くなる。全体的に、図 1 に記載の回路は、低い電流需要により操作できる。その結果、移動式の装置、例えば、UMTS 標準に基づいて作動する移動局において使用できるようになる。反転特性を利用することにより、第 2 電流分枝部 4 において入力インピーダンス適合のためにフィードバック接続する場合に、インピーダンス 25, 26 を形成するために、インダクタンスを省くことができる。その結果、面積が小さく妨害感度 (Stoerempfindlichkeit) の低い回路を形成することができる。40

## 【0046】

第1および第2電流分枝部を有する図1に記載の回路は、適合ネットワークのみによって、例えばフィルターを、先行段階に適合できる。

## 【0047】

図2は、Sパラメータ表示の図表に基づいて、図1に記載の回路の機能性を示す。符号37が付けられている点は、第1電流分枝部3におけるベース回路の入力インピーダンスを示す。符号38は、構成要素(Elementen)25～28とフィードバック接続されていない差動増幅器7,8の入力インピーダンスを示す。符号39は、図1に記載のように、適合された入力インピーダンスを示す。入力インピーダンス37,38は、相互に非常に近くに位置しているので、2つの増幅器段階は、この場合、同じ適合ネットワークによって適合できるということが分かる。図2に基づき、さらに、付加的な構成要素が無くても先行段階に適合できることもあるということを示す。しかし、外部のネットワークにより、ノイズ特性、線形性および増幅の間の調節が簡単になる。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0048】

【図1】対称的な回路技術により構成されている本発明の低ノイズ増幅器の第1実施例を示す図である。

## 【図2】本発明の入力インピーダンス適合を説明するためのSパラメータ図表である。

## 【符号の説明】

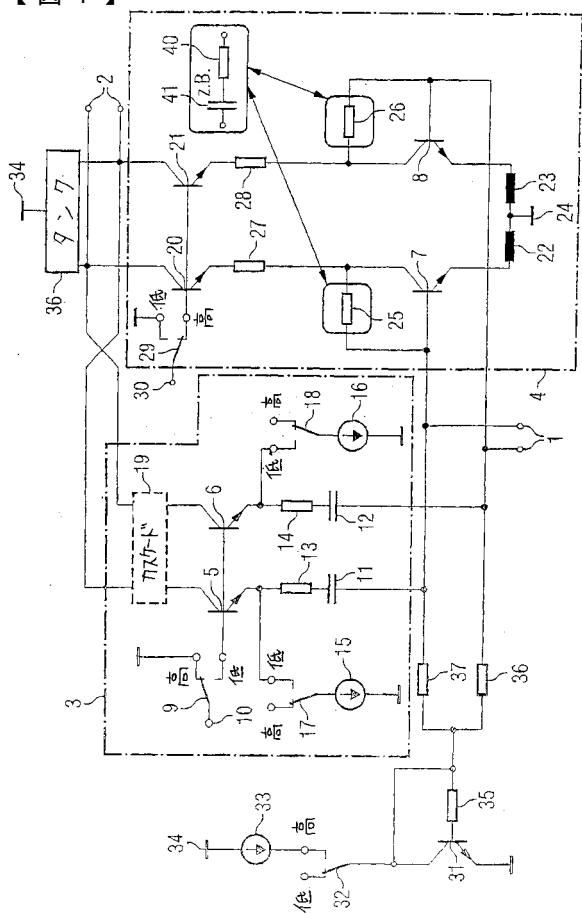
## 【0049】

1	信号入力部	20
2	信号出力部	
3	第1信号経路	
4	第2信号経路	
5	トランジスタ	
6	トランジスタ	
7	トランジスタ	
8	トランジスタ	
9	スイッチ	
10	供給電圧供給端子	30
11	キャパシタ	
12	キャパシタ	
13	抵抗器	
14	抵抗器	
15	電流源	
16	電流源	
17	スイッチ	
18	スイッチ	
19	カスケード段階	
20	トランジスタ	40
21	トランジスタ	
22	インダクタンス	
23	インダクタンス	
24	基準電位端子	
25	インピーダンス	
26	インピーダンス	
27	抵抗器	
28	抵抗器	
29	スイッチ	
30	供給電圧供給端子	50

- 3 1 電流ミラートランジスタ  
 3 2 スイッチ  
 3 3 電流源  
 3 4 供給電位端子  
 3 5 抵抗器  
 3 6 共振回路  
 3 7 入力インピーダンス  
 3 8 入力インピーダンス  
 3 9 入力インピーダンス  
 4 0 抵抗器  
 4 1 キャパシタ

10

【図1】





WO 03/005566 A2



Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

---

**(57) Zusammenfassung:** 1s ist eine transcharme Verstärkerschaltung angegeben, welche ein umschaltbares Verstärkungsverhältnis aufweist. Hierfür ist zwischen einem hochfrequenten Signalein- und -ausgang (1, 2) eine Parallelschaltung aus einem ersten und einem zweiten Strompfad (3, 4) vorgesehen, wobei der erste Strompfad (3) zur Signalverstärkung einen Transistor in Basisenschaltung und der zweite Strompfad (4) zur Signalverstärkung einen Transistor in Emitterschaltung (7) mit einer Eingangsimpedanzanpassung (25, 27) aufweist. Aufgrund der guten Rauschegenschaften sowie der guten Linearitätsigenschaften ist die beschriebene rauscharme Verstärkerschaltung zum Einsatz in Hochfrequenzempfängern geeignet, bei denen auf Grund eines großen Dynamikumfangs des Eingangssignals, wie beispielsweise bei UMTS, eine adaptive Vorverstärkung noch vor einem Frequenzumsetzer, das heißt in der Hochfrequenzebene, benötigt wird.

**Beschreibung****Rauscharme Verstärkerschaltung**

- 5 Die vorliegende Erfindung betrifft eine rauscharme Verstärkerschaltung.

Rauscharme Verstärker, LNA, Low Noise Amplifier, sind übliche Signalverarbeitungsblöcke in der Hochfrequenz-Empfangstechnik.

Mit Code-Vielfachzugriffsverfahren arbeitende Mobilfunkstandards wie beispielsweise W-CDMA, Wide-Band Code Division Multiple Access, verwenden Hochfrequenzsignale mit einem großen Dynamikumfang von beispielsweise 80 dB. In derartigen Mobilfunkempfängern müssen Signale mit kleinen Eingangssignalen bereits vor einer Frequenzkonversion mit rauscharmen Verstärkern verstärkt werden.

20 Bei hohen Empfangssignalen würde eine zu große Verstärkung zu einer Übersteuerung der nachfolgenden Stufen in der Signalverarbeitungskette des Empfängers und zu einer Verletzung der Linearitätsanforderung des jeweiligen Mobilfunkstandards führen. Es ist demnach wünschenswert, den rauscharmen Verstärker mit verstellbarem Verstärkungsfaktor auszubilden.

Weitere Anforderungen, die sich an einen für die genannten Verfahren geeigneten Verstärker ergeben, sind eine große einstellbare Verstärkung, um insgesamt gute Rauscheigenschaften zu erhalten, sowie die Einhaltung der strengen Linearitätsanforderungen, die einer hohen Verstärkung entgegenstehen. Weiterhin ist eine eingangsseitige gute Anpassung bezüglich Leistung und bezüglich Rauschen vorzunehmen, um bei den kleinen zu erwartenden Pegeln eine gute Anpassung an die Ausgangsimpedanz eines vorgeschalteten Filters zu erzielen. Falls ein dem LNA nachgeschalteter Mischer nicht als spiegelfrequenzunterdrückender Mischer ausgebildet ist, so muß der LNA eine

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

2

gute Rückwärts-Isolation aufweisen, um Leckfrequenzen des dem  
Mischer zuführbaren Lokaloszillatorsignales zu unterdrücken.  
Da Mobilfunkempfänger der beschriebenen Kategorie üblicher-  
weise nicht nur in Feststationen, sondern auch in Mobilsta-  
5 tionen Anwendung finden, ist zusätzlich auf geringe Stromauf-  
nahme zu achten.

10 Im Falle von UMTS (Universal Mobile Telecommunications Standard) -Geräten, bei denen die Rauschzahl über die gesamte Emp-  
fängerkette nur 8 dB betragen darf, von denen die erwartete  
Einfügedämpfung eines Filters von 3 dB und den nachfolgenden  
Stufen von ebenfalls 3 dB abzuziehen sind, ergibt sich, daß  
der gewünschte rauscharme Verstärker bei hoher Verstärkung  
von > 15 dB eine Rauschzahl < 2 dB gewährleisten soll.

15 In der Druckschrift: J.R.Long "A Low-Voltage 5.1-5.8-GHz  
Image-Reject Downconverter RF IC", Journal of Solid-State  
Circuits, Vol. 35, No. 9, September 2000, pp. 1320-1328 ist  
im Abschnitt B.) angegeben, wie zugleich eine gute Rausch-  
20 und Leistungsanpassung eines Verstärkers, bei dem ein Transi-  
stor in Emitterschaltung betrieben wird, erzielbar ist.  
Selbst wenn der Verstärker mit induktiver Degenerierung, das  
heißt Emitterinduktivität gegen Bezugspotential, mit einer  
Kollektorlast in Form eines Schwingkreises sowie einer Kas-  
25 kode - Schaltung betrieben wird, ist zur Erzielung einer aus-  
reichenden Linearität eine besonders hohe Stromdichte im Ein-  
gangstransistor erforderlich. In UMTS-Empfängern werden LNAs  
in 80% der Zeit mit geringer Verstärkung betrieben, so daß  
das Problem der Stromverschwendungen weiter verschärft wird.

30 Zudem führt eine dabei mögliche Schaltungsrealisierung zum  
Erzielen einer umschaltbaren Verstärkung durch Ableiten eines  
Teils des Ausgangstroms gegen Versorgungsspannung nur zu ei-  
ner unwesentlichen Steigerung der Linearität, wohingegen das  
35 Rauschen im Verstärker stark zunimmt.

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

3

Zur Umgehung der beschriebenen Probleme könnte man eine Schaltung mit einem Transistor in Emitterschaltung bei hoher gewünschter Verstärkung des LNA einsetzen und eine kleine Verstärkung des LNA mit einer getrennt aufgebauten Verstärkerstufe mit einem Transistor in Basisschaltung realisieren.

Bei einer derartigen Zusammenschaltung tritt jedoch das Problem auf, daß die beiden Verstärker in Basis- und Emitterschaltung eine verschiedene Eingangsimpedanz haben, die eine Rausch- und Leistungsanpassung mit einem gemeinsamen Anpassungsnetzwerk verhindert.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, einen rauscharmen Verstärker anzugeben, der auf Grund der Einstellbarkeit der Verstärkung für Code-Vielfachzugriffsverfahren geeignet ist und der eine gute Rausch- und Leistungsanpassungsmöglichkeit bietet.

Erfnungsgemäß wird die Aufgabe gelöst mit einer rauscharmen Verstärkerschaltung, aufweisend

- einen Signaleingang zum Zuführen eines Hochfrequenz-Signals,
- einen Signalausgang zum Bereitstellen eines verstärkten, vom Hochfrequenz-Signal abgeleiteten Signals,
- einen ersten Strompfad, der den Signaleingang mit dem Signalausgang koppelt und der einen Transistor in Basisschaltung umfaßt,
- einen zweiten Strompfad, der den Signaleingang mit dem Signalausgang koppelt und der einen Transistor in Emitterschaltung umfaßt, dem zur Bildung einer Kaskodeschaltung ein weiterer Transistor in Basisschaltung nachgeschaltet ist, wobei der Transistor in Emitterschaltung einen Rückkopplungszweig zwischen seinem Kollektor- und Basisanschluß, sowie einen Widerstand, der seinen Kollektoranschluß mit dem Emitteranschluß des weiteren Transistors in Basisschaltung koppelt, aufweist, und
- eine Umschalteinrichtung zum Aktivieren von erstem oder

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

4

zweitem Signalpfad in Abhängigkeit von einer gewünschten Verstärkung.

Die beschriebene LNA(Low Noise Amplifier)-Struktur bietet eine Umschaltbarkeit zwischen zwei festen Verstärkungsverhältnissen und ist daher prinzipiell für die Verstärkung von W-CDMA - Signalen von hohem Dynamikbereich geeignet. Der LNA ist damit zur Anwendung in Empfängern gemäß dem Mobilfunkstandard UMTS verwendbar.

10

Der Signalzweig mit dem Transistor in Emitterschaltung arbeitet bei hoher Verstärkung mit sehr gutem Wirkungsgrad und erfüllt damit die in diesem Verstärkungsbereich gültigen Linearitäts-, Verstärkungs- und Rauschanforderungen. Für kleine Verstärkungen ist der Stromzweig mit dem Transistor in Basischaltung vorgesehen, bei dem mit geringen Strombedarf eine hohe Linearität bei geringer Verstärkung erzielt werden kann. Die Eingangsimpedanz ist dabei nahezu reell und entspricht dem reziproken Steilheitswert, zudem ist die Rückwärts-Isolation sehr gut. Die verhältnismäßig schlechten Rauschegenschaften der Basischaltung haben geringe Auswirkungen, da die Basischaltung für geringe Verstärkung eingesetzt wird und damit ohnehin große Eingangspegel am Signaleingang anliegen. Damit verringert sich das Signal-Rauschverhältnis, SNR, Signal-to-Noise Ratio, nur wenig.

Die Rückkopplung zwischen Kollektor- und Basisanschluß des Transistors in Emitterschaltung im zweiten Strompfad bewirkt eine Transkonduktanz, das heißt eine Kompensation der ansonsten stark kapazitiven Eingangsimpedanz der Emitterschaltung. Der weiterhin vorgesehene Serienwiderstand zur Ankopplung des Kaskode-Transistor an den Transistor in Emitterschaltung bewirkt zusätzlich eine Spannungsverstärkung, welche die Schaltung bezüglich Linearität, Rauschen und Wirkungsgrad weiter verbessert.

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

5

Da die Emitterschaltung ein invertierendes Verhalten hat, kann die Rückkoppelung zwischen Kollektor und Basis des Transistors als kapazitive Rückkoppelung ausgebildet sein, die wie eine Induktivität wirkt und damit die eigentlich kapazitive Eingangsimpedanz zu einer nahezu reellen Eingangsimpedanz kompensiert.

Damit haben sowohl erster als auch zweiter Strompfad mit dem Transistor in Basis- und dem in Emitterschaltung jeweils nahezu eine reelle Eingangsimpedanz, was in einfacher Weise eine Rausch- und Leistungsanpassung an eine vorangehende Stufe ermöglicht.

Da damit die Verwendung einer zusätzlichen On-Chip-Induktivität vermieden ist, die eine verhältnismäßig große Chipfläche einnehmen würde, ist zum einen die Realisierung der Schaltung mit geringer Chipfläche möglich und zum anderen sind durch die große Chipfläche einer zusätzlichen Induktivität bedingte Störungseinkoppelungen vermieden.

In einer bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfaßt der Rückkopplungszweig des Transistors in Emitterschaltung eine Serienschaltung aus Widerstand und Kapazität.

Prinzipiell kann im kapazitiven Rückkopplungszweig eine beliebige Kombination aus Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten verwendet werden, eine Serienschaltung aus Widerstand und Kapazität führt jedoch zu besonders guten Ergebnissen bezüglich Rauscheigenschaften und Verstärkung.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung sind der erste und der zweite Strompfad sowie Signaleingang und Signalausgang des LNA in symmetrischer Schaltungstechnik gebildet.

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

6

Die symmetrische Schaltungstechnik zur Führung differentieller Signale bietet eine hohe Störsunempfindlichkeit der Verstärkeranordnung, die zudem eine einfache Anschaltung an einen nachgeschalteten Frequenzmischer ohne zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen ermöglicht. Zudem ergibt sich bei symmetrischer Schaltungstechnik kein Phasensprung beim Umschalten der Verstärkung, der sonst durch das invertierende Verhalten der Emitterschaltung und das nicht-invertierende Verhalten der Basisschaltung bedingt wäre. Die in erstem und zweitem Strompfad beschriebenen Transistoren sind entsprechend der symmetrischen Schaltungstechnik jeweils doppelt vorzusehen. Im zweiten Stromzweig bilden die beiden Transistoren in Emitterschaltung dabei einen Differenzverstärker mit Koppelung der Emitteranschlüsse.

15

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung weist der erste Strompfad eine Kaskode-Stufe auf, die dem Transistor in Basisschaltung nachgeschaltet ist. Hierdurch ist eine Erhöhung der Rückwärtssiolation erzielt.

20 bar.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfaßt die Umschalteinrichtung einen ersten Schalter, der an einem Steuereingang des Transistors in Basisschaltung angeschlossen ist zum Zu-/Abschalten einer ersten Vorspannung und einen zweiten Schalter, der an einem Steuereingang des weiteren Transistors in Basisschaltung im zweiten Strompfad angeschlossen ist zum Zu-/Abschalten einer zweiten Vorspannung.

30

Zusätzlich zur beschriebenen Umschaltung zwischen großer und kleiner Verstärkung im LNA sind bevorzugt die Stromquellen, welche die Strompfade versorgen, zu- und abschaltbar ausgebildet. Hierdurch läßt sich neben verbesserten Rauscheinigkeiten ein geringer Strombedarf erzielen.

35

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist ein Schwingkreis vorgesehen, der die beiden Strompfade signalausgangsseitig mit einem Versorgungspotentialanschluß koppelt und der schmalbandig ausgelegt sein kann. Die abstimmbare Ankopplung über ein schwingungsfähiges System, englisch tank, führt zum einen zur Vermeidung eines Gleichspannungsabfalls der Versorgungsspannung und damit zu einer besseren Spannungsausnutzung des Verstärker, zum anderen ist mit den Schwingkreis eine Anpassung an üblicherweise 10 kapazitive Lasten ohne zusätzlichen Aufwand ermöglicht. Der schmalbandige Schwingkreis kann beispielsweise mit einer Spule mit Mittenanzapfung zum Anschluß an Versorgungsspannung und Kapazitäten aufgebaut sein. Zudem ergibt sich mit dem schmalbandigen Schwingkreis ein leichter Selektivitätsgewinn 15 im Verstärker.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist der Transistor in Emitterschaltung des zweiten Strompfades mit einer Induktivität versehen, die den 20 Emitteranschluß des Transistors mit einem Bezugspotentialanschluß koppelt.

Diese sogenannte induktive Degenerierung führt zu verbesserten Linearitätseigenschaften sowie zu einer verbesserten An- 25 paßbarkeit der Eingangsimpedanz bezüglich Leistung und Rauschen.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist zur Kopplung von Signaleingang und erstem 30 Strompfad eine Serienkapazität vorgesehen. Anstelle der Serienkapazität können auch andere Bauelemente mit Hochpaßeigenschaft vorgesehen sein.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist zur Speisung des ersten Strompfades eine 35 erste Stromquelle vorgesehen, die zu-/abschaltbar mit dem Transistor in Basisschaltung gekoppelt ist.

In einer weiteren, bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ist zur Speisung des zweiten Strompfades eine zweite Stromquelle vorgesehen, die zu-/abschaltbar und über einen Stromspiegeltransistor mit dem zweiten Strompfad gekoppelt ist.

Der Stromspiegeltransistor kann dabei bevorzugt über Widerstände an die Basisanschlüsse der Transistoren in Emitter-  
schaltung angeschlossen sein.

Weitere Einzelheiten und Ausführungsformen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

15 Die Erfindung wird nachfolgend an einem Ausführungsbeispiel anhand der Zeichnungen näher erläutert.

Es zeigen:

20 Figur 1 ein erstes Ausführungsbeispiel eines erfindungsge- mäßen rauscharmen Verstärkers aufgebaut in symme- trischer Schaltungstechnik und

25 Figur 2 ein S-Parameter-Diagramm zur Veranschaulichung der erfindungsgemäßen Eingangsimpedanzanpassung.

Figur 1 zeigt einen rauscharmen Verstärker aufgebaut in ana- loger, bipolarer Schaltungstechnik und mit symmetrischer Si- gnalführung. Der rauscharme Verstärker, LNA, Low Noise Ampli-  
30 fier, weist einen symmetrischen Signaleingang 1 und einen symmetrischen Signalaustritt 2 auf, an dem ein verstärktes Si- gnal ableitbar ist.

Zwischen Signaleingang 1 und Signalausgang 2 sind zwei paral-  
35 lele Stromzweige 3, 4 vorgesehen, wobei zwischen den Strom- zweigen 3, 4 eine Umschaltbarkeit vorgesehen ist zur Erzielung einer umschaltbaren Verstärkung des LNA.

Der erste Stromzweig 3 umfaßt zwei in Basisschaltung geschaltete Transistoren 5, 6, während der zweite Stromzweig 4 zwei in Emitterschaltung betriebene und eine Differenzverstärker-  
5 stufe bildende Bipolar-Transistoren 7, 8 umfaßt. Der zweite Stromzweig 4 ist zur Erzielung einer großen Verstärkung aktiviert, während kleine Verstärkungen, das heißt, daß große Signalpegel am Eingang 1 anliegen, mit dem ersten Stromzweig 3 bereitgestellt sind.

10

Im einzelnen umfaßt der erste Stromzweig 3 die beiden Bipolar-Transistoren 5, 6, deren Basisanschlüsse miteinander verbunden und über einen Schalter 9 auftrennbar mit einer festen Vorspannungsquelle verbindbar sind. Der Anschluß zum einspeisen der Vorspannung ist mit 10 bezeichnet. Die Emitteranschlüsse der Transistoren 5, 6 sind über je eine Serienschaltung aus einer Kapazität 11, 12, und einem Widerstand 13, 14 mit dem symmetrischen Signaleingang 1 gekoppelt, wobei in Signalübertragungsrichtung die Kapazitäten 11, 12 den Wider-  
20 ständen 13, 14 vorgeschaltet sind. An den Emitteranschlüssen der Transistoren 5, 6 ist weiterhin je eine gegen Bezugspotential geschaltete Stromquelle 15, 16 über je einen weiteren Schalter 17, 18 angeschlossen. Die Kollektoranschlüsse der Transistoren 5, 6 sind mit dem Signalausgang 2 gekoppelt, wo-  
25 bei die Signalleitungen zum Führen des differentiellen Signals in dem zweiten Strompfad überkreuz geführt sind, um einen Phasensprung beim Umschalten zwischen erstem und zweiten Strompfad auszuschließen. Zwischen den Kollektoranschlüssen der Transistoren 5, 6 und dem Signalausgang 2 ist optional  
30 eine Kaskodestufe 19 vorgesehen. Zum Aktivieren des ersten Stromzweiges sind die Schalter 9, 17, 18 zu schließen, um einerseits den Transistoren 5, 6 am Basisanschluß eine konstante Vorspannung zuzuführen und andererseits den für die Stromverstärkung bereitzustellenden Strom emitterseitig einzuspeien.  
35 Ist der erste Stromzweig 3 nicht aktiviert, das heißt bei Zuschalten der höheren Verstärkung, sind die Schalter 9,

10

17, 18 geöffnet. Schalter 9 ist im letztgenannten Zustand ausgangsseitig mit einem Bezugspotentialanschluß verbunden.

Der zweite Stromzweig 4 umfaßt einen Differenzverstärker mit 5 Kaskodeschaltung, der die beiden in Emitterschaltung betriebenen Transistoren 7, 8 sowie zwei weitere, in Basisschaltung betriebene Transistoren 20, 21 einschließt. Zur Bildung der Differenzverstärkerschaltung mit Kaskodestufe sind die Emitteranschlüsse der Transistoren 20, 21 mit je einem Kollektoranschluß der Transistoren 7, 8 gekoppelt. Die Basisanschlüsse der Transistoren 7, 8, die in Emitterschaltung betrieben sind, sind mit dem symmetrischen Signaleingang 1 verbunden.

15 Die Emitteranschlüsse der Transistoren 7, 8 sind über je eine Induktivität 22, 23 mit einem Bezugspotentialanschluß 24 verbunden. Zur Anpassung der kapazitiven Eingangsimpedanz des zweiten Strompfads 4 mit dem Differenzverstärker in Emitterschaltung sind Rückkopplungsimpedanzen 25, 26 vorgesehen, 20 welche jeweils Basis- und Kollektoranschluß der Transistoren 7, 8 miteinander verbinden. Um eine zusätzliche Spannungsverstärkung bereitzustellen, sind Widerstände 27, 28 jeweils zwischen Emitteranschlüssen der Transistoren 20, 21 und Kollektoranschlüssen der Transistoren 7, 8 vorgesehen.

25 Die Basisanschlüsse der Kaskodetransistoren 20, 21 sind miteinander, und über einen Schalter 29 mit einem Anschluß 30, zum Zuführen einer zweiten Vorspannung verbunden. Schalter 29 ist zur Aktivierung der größeren Verstärkung geschlossen, 30 während bei Aktivieren des ersten Strompfades 3 Schalter 29 geöffnet ist und damit den Eingang 30 mit Bezugspotentialanschluß 24 verbindet. Die Impedanzen 25, 26 sind in vorliegender Ausführung als Serienschaltung einer Kapazität 41 mit einem Widerstand 40 ausgeführt.

35 Zur Stromspeisung des Differenzverstärkers 7, 8 im zweiten Stromzweig 4 bilden die Transistoren 7, 8 je einen Stromspie-

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

11

gel mit einem Stromspiegeltransistor 31. Der Stromspiegeltransistor 31 ist über seinen Emitteranschluß mit Bezugspotentialanschluß 24 verbunden. An dem Kollektoranschluß des Stromspiegeltransistors 31 ist über einen Schalter 32 eine Stromquelle 33 angeschlossen, welche mit einem Versorgungspotentialanschluß 34 verbunden ist. Der Basisanschluß des Stromspiegeltransistors 31 ist über einen Widerstand 35 mit seinem Kollektoranschluß verbunden. Dieser Kollektoranschluß ist über je einen Widerstand 36, 37 mit je einem Basisanschluß der Transistoren 7, 8 verbunden.

Erster und zweiter Stromzweig 3, 4 sind signalausgangsseitig, das heißt an demjenigen symmetrischen Schaltungsknoten, der beide Stromwege miteinander und mit Signalausgang 2 verbindet, weiterhin über einen schmalbandigen Schwingkreis 36 mit dem Versorgungspotentialanschluß 34 verbunden.

Die Widerstände 27, 28 ermöglichen eine ausreichend große Spannungsverstärkung, um mit den Impedanzen 25, 26 über Spannungs-Strom-Rückkopplung, englisch Shunt-Shunt-Feedback, eine Eingangsimpedanzanpassung dahingehend zu erzielen, daß die normalerweise kapazitive Eingangsimpedanz des zweiten Strompfads 4 nahezu rein reell wird und damit derjenigen Eingangsimpedanz entspricht, die die Basisschaltungstransistoren im ersten Strompfad haben. Hierdurch ist die Schaltung gemäß Figur 1 in einfacher Weise bezüglich Leistung und Rauschen an eine vorhergehende Stufe, beispielsweise ein Filter anpassbar. Ausgangsseitig ist an die Schaltung gemäß Figur 1 beispielsweise ein Abwärtsmischer eines Mobilfunkempfängers anschließbar.

Mit der Umschaltung zwischen großer und kleiner Verstärkung können schmalbandige, mit Code-Vielfachzugriffsverfahren kodierte Hochfrequenzsignale mit großem Dynamikumfang vor einem Abwärtsmischer bei geringem Rauschen, großer Verstärkung bei kleinem Signalpegel und insgesamt guten Linearitätseigenschaften vorverstärkt werden. Zudem weist der beschriebene

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

12

LNA eine gute Rückwärtsisolierung auf und ist damit auch in homodynem Empfängern, die kein spiegelfrequenzunterdrückendes Filter aufweisen, zur Unterdrückung von Lokaloszillator-Leckfrequenzen geeignet. Der symmetrische Aufbau des gezeigten LNA bietet eine große Störunempfindlichkeit. Insgesamt kann die Schaltung gemäß Figur 1 mit geringen Strombedarf betrieben werden. Dies ermöglicht den Einsatz in mobilen Geräten, beispielsweise Mobilstationen, die gemäß UMTS-Standard arbeiten. Durch Ausnutzen der invertierenden Eigenschaften kann bei der Rückkopplung zur Eingangsimpedanzanpassung im zweiten Stromzweig 4 zur Bildung der Impedanzen 25, 26 auf Induktivitäten verzichtet werden, so daß die Schaltung mit geringer Fläche und geringer Störempfindlichkeit aufgebaut werden kann.

15

Die Schaltung gemäß Figur 1 mit erstem und zweitem Stromzweig kann mit lediglich einem Anpaßnetzwerk an eine vorausgehende Stufe, beispielsweise ein Filter, angepaßt werden.

20 Figur 2 zeigt an Hand eines Diagramms in S-Parameter-Darstellung die Funktionsfähigkeit der Schaltung gemäß Figur 1. Der mit Bezugszeichen 37 versehene Punkt bezeichnet die Eingangsimpedanz der Basisschaltung im ersten Stromzweig 3. Mit Bezugszeichen 38 ist die Eingangsimpedanz des 25 Differenzverstärkers 7, 8 ohne Rückkopplung mit den Elementen 25 bis 28, mit Bezugszeichen 39 die angepaßte Eingangsimpedanz wie in Figur 1 dargestellt bezeichnet. Man erkennt, daß die Eingangsimpedanzen 37, 39 so nahe beieinander liegen, daß beide Verstärkerstufen nun mit dem gleichen Anpaßnetzwerk angepaßt werden können. An Hand von Figur 2 ist weiter gezeigt, 30 daß die Anpassung an eine vorhergehende Stufe sogar ohne zusätzliche Elemente möglich wäre. Ein externes Netzwerk erleichtert jedoch die Abstimmung zwischen Rauschverhalten, Linearität und Verstärkung.

35

## Bezugszeichenliste

- 1 Signaleingang
- 2 Signalausgang
- 5 3 Erster Strompfad
- 4 Zweiter Strompfad
- 5 Transistor
- 6 Transistor
- 7 Transistor
- 10 8 Transistor
- 9 Schalter
- 10 Versorgungsspannungszuführungsanschluß
- 11 Kondensator
- 12 Kondensator
- 15 13 Widerstand
- 14 Widerstand
- 15 Stromquelle
- 16 Stromquelle
- 17 Schalter
- 20 18 Schalter
- 19 Kaskodestufe
- 20 Transistor
- 21 Transistor
- 22 Induktivität
- 25 23 Induktivität
- 24 Bezugspotentialanschluß
- 25 Impedanz
- 26 Impedanz
- 27 Widerstand
- 30 28 Widerstand
- 29 Schalter
- 30 Versorgungsspannungszuführungsanschluß
- 31 Stromspiegeltransistor
- 32 Schalter
- 35 33 Stromquelle
- 34 Versorgungspotentialschluss
- 35 Widerstand

36 Schwingkreis  
37 Eingangsimpedanz  
38 Eingangsimpedanz  
39 Eingangsimpedanz  
5 40 Widerstand  
41 Kondensator

**Patentansprüche**

1. Rauscharme Verstärkerschaltung, aufweisend
  - einen Signaleingang (1) zum Zuführen eines Hochfrequenz-  
5 Signals,
  - einen Signalausgang (2) zum Bereitstellen eines verstärk-  
ten, vom Hochfrequenz-Signal abgeleiteten Signals,
  - einen ersten Strompfad (3), der den Signaleingang (1) mit  
dem Signalaußgang (2) koppelt und der einen Transistor in  
10 Basisschaltung (5) umfaßt,
  - einen zweiten Strompfad (4), der den Signaleingang (1) mit  
dem Signalaußgang (2) koppelt und der einen Transistor in  
Emitterschaltung (7) umfaßt, wobei der Transistor in Emitt-  
15 erschaltung (7) zur Bildung einer Kaskodeschaltung ein  
weiterer Transistor in Basisschaltung (20) nachgeschaltet  
ist, und wobei der Transistor in Emitterschaltung (7) einen  
Rückkopplungszweig (25) zwischen seinem Kollektor- und Ba-  
sisanschluß, sowie einen Widerstand (27), der den Kollek-  
20 toranschluß des Transistors in Emitterschaltung (7) mit dem  
Emitteranschluß des weiteren Transistors in Basisschaltung  
(20) koppelt, aufweist, und
  - eine Umschalteinrichtung (9, 17, 29, 32) zum Aktivieren von  
erstem oder zweitem Signalpfad (3, 4) in Abhängigkeit von  
einer gewünschten Verstärkung.
- 25 2. Verstärkerschaltung nach Anspruch 1,  
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß  
der Rückkopplungszweig (25) des Transistors in Emitterschal-  
tung (7) eine Serienschaltung aus einem Widerstand (40) und  
30 einer Kapazität (41) umfaßt.
3. Verstärkerschaltung nach Anspruch 1 oder 2,  
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß  
der Signaleingang (1), der Signalaußgang (2), sowie der erste  
35 und der zweite Strompfad (3, 4) zum Führen differentieller  
Signale ausgelegt sind.

4. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, durch gekennzeichnet, daß der erste Strompfad (3) eine Kaskode-Stufe (19) aufweist, die dem Transistor in Basisschaltung (5) nachgeschaltet ist.

5

5. Verstärkerschaltung nach Anspruch 4, durch gekennzeichnet, daß die Umschalteinrichtung (9, 17, 29, 32) einen ersten Schalter (17) umfaßt, der an einen Steuereingang des Transistors 10 in Basisschaltung (5) angeschlossen ist, zum Zu-/Abschalten einer ersten Vorspannung und einen zweiten Schalter (29) umfaßt, der an einen Steuereingang des weiteren Transistors in Basisschaltung (20) im zweiten Strompfad (4) angeschlossen ist zum Zu-/Abschalten einer zweiten Vorspannung.

15

6. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, durch gekennzeichnet, daß ein Schwingkreis (36) vorgesehen ist, der die beiden Strompfade (3, 4) signalausgangsseitig mit einem Versorgungspotentialanschluß (34) koppelt.

7. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, durch gekennzeichnet, daß der Transistor in Emitterschaltung (7) des zweiten 25 Strompfads (4) eine Induktivität (22) aufweist, die seinen Emitteranschluß mit einem Bezugspotentialanschluß (24) kopelt.

8. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, durch gekennzeichnet, daß 30 zur Kopplung von Signaleingang (1) und erstem Strompfad (3) eine Serienkapazität (11) vorgesehen ist.

9. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, durch gekennzeichnet, daß 35

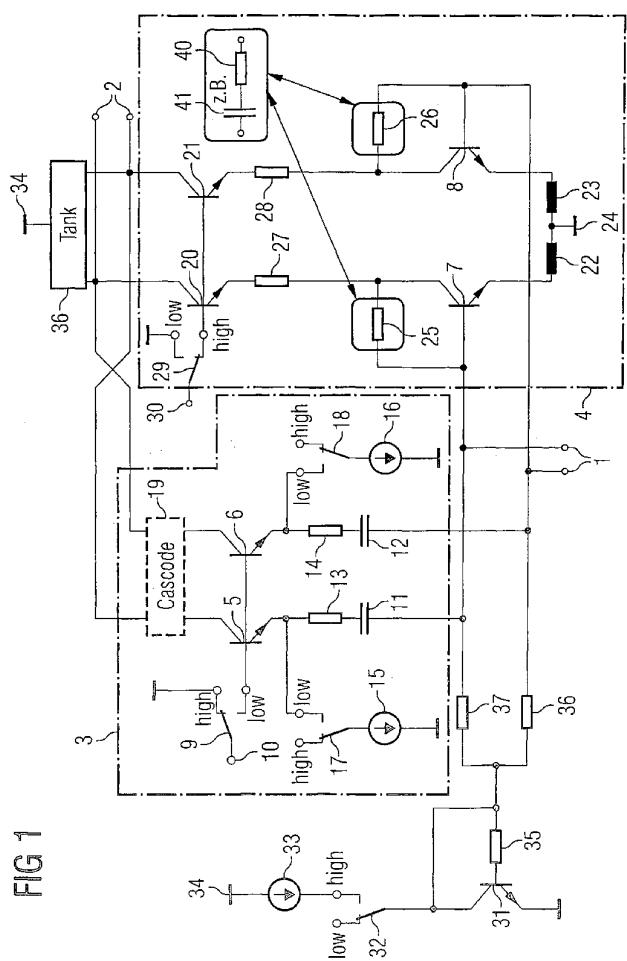
zur Speisung des ersten Strompfads (3) eine erste Stromquelle (15) vorgesehen ist, die zu-/abschaltbar mit dem Transistor in Basisschaltung (5) gekoppelt ist.

- 5 10. Verstärkerschaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 9,  
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß  
zur Speisung des zweiten Strompfads (4) eine zweite Strom-  
quelle (33) vorgesehen ist, die zu-/abschaltbar und über ei-  
nen Stromspiegeltransistor (31) mit dem Transistor in Emit-  
10 terschaltung (7) gekoppelt ist.

WO 03/005566

PCT/DE02/02233

1/2

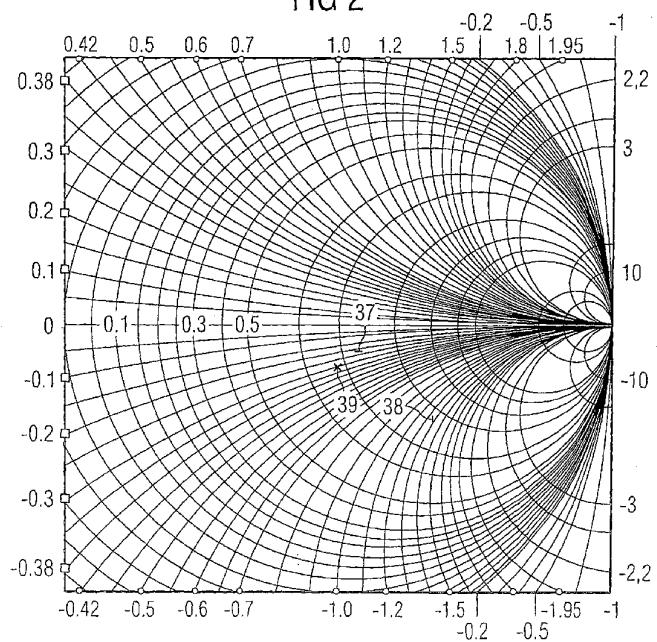


WO 03/005566

PCT/DE02/02233

2/2

FIG 2



## 【国際公開パンフレット（コレクトバージョン）】

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum  
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum  
16. Januar 2003 (16.01.2003)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 2003/005566 A3**

(51) Internationale Patentklassifikation: H03F 3/72, 1/22,  
3/191, 3/45, H03G 3/30, 3/20

Grant [GB/US]; 18 Bradford Lane, Plainsboro, NJ  
08536-2326 (US). PRETL, Harald [AT/AT]; Hauptstr.  
4, A-4311 Schwenberg (AT). STÖGER, Claus [AT/AT];  
Kandlerweg 6, A-4040 Linz (AT). THOMANN, Wolf-  
gang [DE/AT]; J. Raab-Str. 14, A-4040 Linz (AT).

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE2002/002233

(22) Internationales Anmeldedatum:  
19. Juni 2002 (19.06.2002)

(74) Anwalt: EPPING, HERMANN & FISCHER; Ridder-  
strasse 55, 80339 München (DE).

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(81) Bestimmungsstaaten (national): JP, US.

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(84) Bestimmungsstaaten (regional): europäisches Patent (AT,  
BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC,  
NL, PT, SE, TR).

(30) Angaben zur Priorität:  
101 32 800.1 6. Juli 2001 (06.07.2001) DE

(88) Veröffentlichungsdatum des internationalen  
Rechercheberichts: 22. Januar 2004

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von  
US): INFINEON TECHNOLOGIES AG [DE/DE]; St.-  
Martin-Str. 53, 81669 München (DE).

(72) Erfinder; und  
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): IRVINE, Robert-

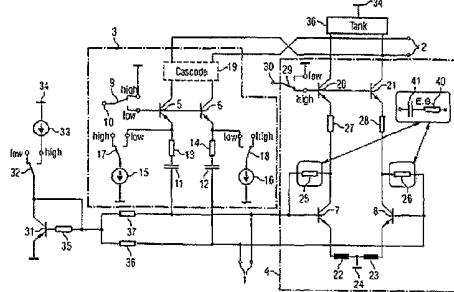
[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: LOW-NOISE AMPLIFYING CIRCUIT

(54) Bezeichnung: Rauscharme Verstärkerschaltung



**WO 2003/005566 A3**



(57) Abstract: The invention relates to a low-noise amplifying circuit having an invertible amplification ratio. To this end, a parallel connection comprised of a first and of a second current path (3, 4) is provided between a high-frequency signal input and signal output (1, 2). The first current path (3) for amplifying signals comprises a transistor in a common base, and the second current path (4) for amplifying signals comprises a transistor in the common emitter (7) provided with an input impedance matching (25, 27). Due to the good noise characteristics and to the good linearity characteristics, the described low-noise amplifying circuit is suited for use in high-frequency receivers in which, due to a large dynamic range of the input signal, such as in the case of UMTS, an adaptive pre-amplification is still required before a frequency converter, i.e. in the high-frequency level.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

---

**WO 2003/005566 A3**

*Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.*

---

**(57) Zusammenfassung:** Es ist eine rauschame Verstärkerschaltung angegeben, welche ein umschaltbares Verstärkungsverhältnis aufweist. Hierfür ist zwischen einem hochfrequenten Signaleingang und -ausgang (1, 2) eine Parallelschaltung aus einem ersten und einem zweiten Strompfad (3, 4) vorgesehen, wobei der erste Strompfad (3) zur Signalverstärkung einen Transistor in Basisschaltung und der zweite Strompfad (4) zur Signalverstärkung einen Transistor in Emitterschaltung (7) mit einer Eingangsimpedanzanpassung (25, 27) aufweist. Aufgrund der guten Rauschleigenschaften sowie der guten Linearitäts Eigenschaften ist die beschriebene rauscharme Verstärkerschaltung zum Einsatz in Hochfrequenzempfängern geeignet, bei denen auf Grund eines großen Dynamikumfangs des Eingangssignals, wie beispielsweise bei UMTS, eine adaptive Vorverstärkung noch vor einem Frequenzumsetzer, das heißt in der Hochfrequenzebene, benötigt wird.

## 【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No PCT/DE 02/02233
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
IPC 7 H03F3/72 H03F1/22 H03F3/191 H03F3/45 H03G3/30 H03G3/20		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H03F H03G		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 6 211 737 B1 (FONG KENG LEONG) 3 April 2001 (2001-04-03) column 3, line 32 -column 5, line 60; figures 2,3 --	1-10
Y	US 6 127 886 A (KHABBAZ BRIAN ET AL) 3 October 2000 (2000-10-03) column 3, line 38 -column 9, line 37; figures 4,7,8 --	1-10
A	EP 0 847 135 A (SONY CORP) 10 June 1998 (1998-06-10) column 13, line 46 -column 16, line 43; figure 8 --	1-10 --
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.
* Special categories of cited documents :		
*A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance		
*B* earlier document but published on or after the international filing date		
*L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)		
*O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means		
*P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		
*T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but which understand the principle or theory underlying the invention		
*X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone		
*Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.		
Date of the actual completion of the international search  26 September 2003		Date of mailing of the international search report  07/10/2003
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl. Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer  Fed1, G

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (My 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No PCT/DE 02/02233
C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 0 920 122 A (NIPPON ELECTRIC CO) 2 June 1999 (1999-06-02) column 3, line 55 -column 5, line 41; figures 5,10 — EP 0 833 442 A (NORTHERN TELECOM LTD) 1 April 1998 (1998-04-01) page 10, line 3 -page 11, line 32; figures 2,9,10 — EP 0 899 869 A (BOSCH GMBH ROBERT) 3 March 1999 (1999-03-03) column 4, line 13-25; figure 3 —	2  3,6,7  5

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT Information on patent family members				International Application No PCT/DE 02/02233
Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date	
US 6211737	B1 03-04-2001	WO 0106644 A1 EP 1127408 A1 JP 2003505904 T	25-01-2001 29-08-2001 12-02-2003	
US 6127886	A 03-10-2000	US 6351183 B1	26-02-2002	
EP 0847135	A 10-06-1998	JP 10173453 A CN 1193844 A EP 0847135 A2	26-06-1998 23-09-1998 10-06-1998	
EP 0920122	A 02-06-1999	CN 1219023 A ,B EP 0920122 A2 JP 11220336 A US 6313706 B1 US 2001043121 A1 US 2002005761 A1 US 6388527 B1 US 2001052821 A1	09-06-1999 02-06-1999 10-08-1999 06-11-2001 22-11-2001 17-01-2002 14-05-2002 20-12-2001	
EP 0833442	A 01-04-1998	US 5789799 A DE 69717047 D1 DE 69717047 T2 EP 0833442 A1 JP 10126174 A US 6002860 A	04-08-1998 19-12-2002 13-03-2003 01-04-1998 15-05-1998 14-12-1999	
EP 0899869	A 03-03-1999	DE 19737062 A1 EP 0899869 A1	04-03-1999 03-03-1999	

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1999)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT		Internationales Aktenzeichen PCT/DE 02/02233
<b>A. KLASIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES</b> IPK 7 H03F3/72 H03F1/22 H03F3/191 H03F3/45 H03G3/30 H03G3/20		
Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK		
<b>B. RECHERCHIERTE GEBIETE</b> Recherchierte Mindestpräststoff (Klassifikationsystem und Klassifikationsymbole) IPK 7 H03F H03G		
Recherchierte aber nicht zum Mindestpräststoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen		
Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) EPO-Internal, WPI Data, PAJ		
<b>C. ALS WESENTLICH ANGEGEHENE UNTERLAGEN</b>		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Beir. Anspruch Nr.
Y	US 6 211 737 B1 (FONG KENG LEONG) 3. April 2001 (2001-04-03) Spalte 3, Zeile 32 -Spalte 5, Zeile 60; Abbildungen 2,3	1-10
Y	US 6 127 886 A (KHABBAS BRIAN ET AL) 3. Oktober 2000 (2000-10-03) Spalte 3, Zeile 38 -Spalte 9, Zeile 37; Abbildungen 4,7,8	1-10
A	EP 0 847 135 A (SONY CORP) 10. Juni 1998 (1998-06-10) Spalte 13, Zeile 46 -Spalte 16, Zeile 43; Abbildung 8	1-10
	—/—	
<input checked="" type="checkbox"/>	Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen	<input checked="" type="checkbox"/> Siehe Anhang Patentfamilie
* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen: "A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist. "E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist. "U" Veröffentlichung, die gezeigt hat, dass ein Prioritätsanspruch zweifelhaft er-scheint, oder die auf dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wiederholte Veröffentlichung). "O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht. "P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist.		
** Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie beigetragen ist. "X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beantragte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf einer anderen Basis als der Anmelder veröffentlicht werden. "Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beantragte Erfindung kann nicht als auf erfahrsreicher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Erfindung eine Abhängigkeit gebracht wird und diese Veröffentlichung keinem Fachmann nützlich erscheint. "G" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist.		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche	Absendetermin des internationalen Recherchenberichts	
26. September 2003	07/10/2003	
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchebehörde Europäisches Patentamt, P.O. Box 5018 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 390-2010, Fax. (+31-70) 390-3016	Bevollmächtigter Bediensteter Fedt, G	

Formblatt PCTMSA210 (Blatt 2) (Juli 1992)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT		Internationales Aktenzeichen PCT/DE 02/02233
C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	EP 0 920 122 A (NIPPON ELECTRIC CO) 2. Juni 1999 (1999-06-02) Spalte 3, Zeile 55 -Spalte 5, Zeile 41; Abbildungen 5,10	2
A	EP 0 833 442 A (NORTHERN TELECOM LTD) 1. April 1998 (1998-04-01) Seite 10, Zeile 3 -Seite 11, Zeile 32; Abbildungen 2,9,10	3,6,7
A	EP 0 899 869 A (BOSCH GMBH ROBERT) 3. März 1999 (1999-03-03) Spalte 4, Zeile 13-25; Abbildung 3	5

Formblatt PCT/ASA/210 (Fortsetzung von Blatt 2) (Ju3 1998)

## INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen  
PCT/DE 02/02233

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 6211737	B1	03-04-2001	WO 0106644 A1 EP 1127408 A1 JP 2003505904 T	25-01-2001 29-08-2001 12-02-2003
US 6127886	A	03-10-2000	US 6351183 B1	26-02-2002
EP 0847135	A	10-06-1998	JP 10173453 A CN 1193844 A EP 0847135 A2	26-06-1998 23-09-1998 10-06-1998
EP 0920122	A	02-06-1999	CN 1219023 A ,B EP 0920122 A2 JP 11220336 A US 6313706 B1 US 2001043121 A1 US 2002005761 A1 US 6388527 B1 US 2001052821 A1	09-06-1999 02-06-1999 10-08-1999 06-11-2001 22-11-2001 17-01-2002 14-05-2002 20-12-2001
EP 0833442	A	01-04-1998	US 5789799 A DE 69717047 D1 DE 69717047 T2 EP 0833442 A1 JP 10126174 A US 6002860 A	04-08-1998 19-12-2002 13-03-2003 01-04-1998 15-05-1998 14-12-1999
EP 0899869	A	03-03-1999	DE 19737062 A1 EP 0899869 A1	04-03-1999 03-03-1999

## フロントページの続き

(72)発明者 アーヴィン , ロバート グラント  
アメリカ合衆国 ニュージャージー州 08536 2326 プレーンスボロ ブラッドフォー  
ド レーン 18

(72)発明者 ブレトル , ハラルド  
オーストリア 4311 シュヴェルトベルク ハウプトシュトラーセ 4

(72)発明者 シュテーガー , クラウス  
オーストリア 4040 リンツ カンドラーヴェク 6

(72)発明者 トーマン , ヴォルフガング  
オーストリア 4040 リンツ ヨット ラープ シュトラーセ 14

F ターム(参考) 5J500 AA01 AA51 AC21 AC41 AF18 AH02 AH25 AH29 AH33 AH38  
AK05 AK09 AK13 AK47 AM11 AM17 AM21 AS13