

(19) 日本国特許庁(JP)

再公表特許(A1)

(11) 国際公開番号

W02016/129590

発行日 平成29年11月24日 (2017.11.24)

(43) 国際公開日 平成28年8月18日 (2016.8.18)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H03F 1/32 (2006.01)	H03F 1/32	5J500
H03F 3/24 (2006.01)	H03F 3/24	5K060
H04B 1/04 (2006.01)	H04B 1/04	R

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 27 頁)

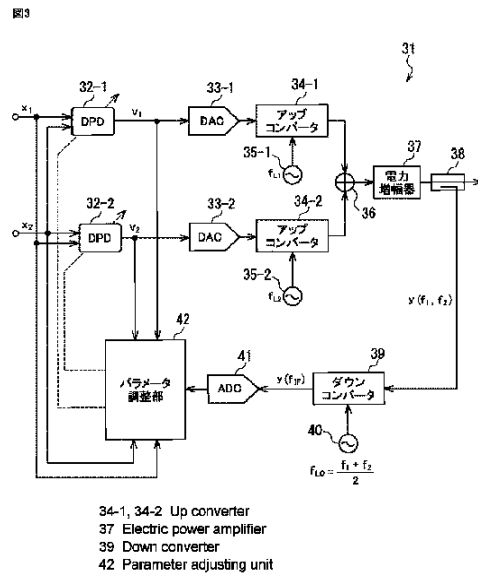
出願番号 特願2016-574808 (P2016-574808)	(71) 出願人 504133110 国立大学法人電気通信大学 東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1
(21) 国際出願番号 PCT/JP2016/053791	(74) 代理人 100121131 弁理士 西川 孝
(22) 国際出願日 平成28年2月9日 (2016.2.9)	(74) 代理人 100082131 弁理士 稲本 義雄
(31) 優先権主張番号 特願2015-22894 (P2015-22894)	(72) 発明者 山尾 泰 東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1 国立大学法人電気通信大学内
(32) 優先日 平成27年2月9日 (2015.2.9)	(72) 発明者 馬 岳林 東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1 国立大学法人電気通信大学内
(33) 優先権主張国 日本国 (JP)	

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信装置および動作方法

(57) 【要約】

本開示は、低コスト化および小型化を図ることができるようにする無線通信装置および動作方法に関する。所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理が施された所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号に基づいて、入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部が、フィードバック部において出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転されるフィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、フィードバック信号および入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行う。本技術は、例えば、歪補償処理を備えた無線通信装置に適用できる。



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、

前記歪補償処理部において前記入力信号に歪補償処理が施された前記所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号をフィードバック信号として、前記歪補償処理部が前記入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、

前記所定数の異なる周波数成分からなる前記出力信号を、前記所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、前記調整部にフィードバックするフィードバック部とを備え、

前記所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする前記入力信号とともに、その入力信号以外の全ての前記入力信号が入力され、

前記歪補償処理部から出力される前記歪補償信号は、前記調整部に入力され、

前記調整部は、前記フィードバック部において前記出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転される前記フィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する前記入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、前記フィードバック信号および前記入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行う

無線通信装置。

【請求項 2】

前記フィードバック部は、前記所定数より少ない個数のダウンコンバート部を有して構成され、前記出力信号に含まれる所定の 2 つの周波数の中心の周波数に基づいて、前記出力信号を前記中間周波数にダウンコンバートする

請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 3】

前記フィードバック部は、前記所定数より 1 つ少ない個数のダウンコンバート部を有して構成され、前記所定数の異なる周波数成分からなる前記出力信号を、1 つの中間周波数にダウンコンバートする

請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 4】

前記歪補償処理部は、前記所定数の周波数成分に対応した所定数の並列デジタル信号処理を行う 1 チップの信号処理回路により構成される

請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 5】

前記フィードバック部から出力される前記中間周波数の信号をデジタル信号に変換して前記調整部に供給するデジタル変換部をさらに備え、

前記調整部は、前記歪補償処理部に対する処理をデジタル信号処理により行う信号処理回路により構成される

請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 6】

前記調整部は、前記歪補償処理部から供給される前記歪補償信号と、前記フィードバック部を介して供給される前記フィードバック信号との時間のズレを補正する時間調整部を有する

請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項 7】

所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、

前記歪補償処理部において前記入力信号に歪補償処理が施された前記所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力され

10

20

30

40

50

る出力信号をフィードバック信号として、前記歪補償処理部が前記入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、

前記所定数の異なる周波数成分からなる前記出力信号を、前記所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、前記調整部にフィードバックするフィードバック部とを備える無線通信装置の動作方法であって、

前記所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする前記入力信号とともに、その入力信号以外の全ての前記入力信号が入力され、

前記歪補償処理部から出力される前記歪補償信号は、前記調整部に入力され、

前記調整部が、前記フィードバック部において前記出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転される前記フィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する前記入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、前記フィードバック信号および前記入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行う

動作方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、無線通信装置および動作方法に関し、特に、低コスト化および小型化を図ることができるようにした無線通信装置および動作方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、無線信号を発生する無線通信装置に対して、無線通信装置から送信される無線信号が隣接チャンネルに妨害を与えることを回避するように、隣接帯域への輻射を厳しく制限する規定が電波法によって課せられている。

【0003】

しかしながら、一般的に、無線通信装置の送信回路に含まれるアップコンバータや増幅器などは非線形性を有しており、振幅が時間的に変化するように変調された無線信号を無線通信装置から送信すると、非線形性による相互変調（IM：intermodulation）ひずみが発生してしまう。そこで、相互変調ひずみの発生を十分低く抑制する非線形補償技術が重要となる。例えば、非線形補償技術として、非線形回路に入力される信号を、非線形回路の非線形入出力特性の逆特性となるように予めひずませておく、プリディストーション法が用いられている。

【0004】

図1は、従来のデジタルプリディストーション非線形補償型の送信回路の一構成例を示す図である。

【0005】

図1に示すように、従来の送信回路11は、DPD（Digital Pre-Distorter）12、DAC（Digital to Analog Converter）13、アップコンバータ14、局部発振器（local oscillator）15、電力増幅器16、カプラ17、ダウンコンバータ18、ADC（Analog to Digital Converter）19、およびパラメータ調整部20を備えて構成される。

【0006】

送信回路11に入力される入力信号xは、電力増幅器16の非線形性を補償するように予め歪ませるデジタル信号処理がDPD12により施され、歪補償信号vとしてDPD12から出力される。歪補償信号vは、DAC13によりアナログ変換され、アップコンバータ14により局部発振器15の局部発振周波数 f_L と混合されて無線周波数fにアップコンバートされ、電力増幅器16において電力増幅される。このとき、電力増幅器16の非線形性によって、DPD12により施された歪補償信号vの歪が元に戻り、入力信号xと同様の波形の出力信号が電力増幅器16から出力される。また、この出力信号はカプラ17により分岐され、ダウンコンバータ18により局部発振器15の局部発振周波数 f_L に基づいて中間周波数にダウンコンバートされる。その後、広帯域のADC19によりデジタル変

10

20

30

40

50

換された出力信号が、フィードバック信号 y としてパラメータ調整部 20 に入力される。

【0007】

このように構成される送信回路 11 では、高精度の非線形補償を行うためにデジタル信号処理が導入されており、DPD 12 がルックアップテーブル型である場合、入力信号 x の振幅に対する出力信号のベクトル振幅値が格納されたルックアップテーブルが用いられる。このルックアップテーブルのパラメータをパラメータ調整部 20 が調整することで、送信回路 11 における高精度の非線形補償が維持される。なお、DPD 12 が演算型である場合には、演算回路の多項式を調整することで高精度の非線形補償が維持される。

【0008】

一方で近年、ブロードバンド携帯無線通信に対する需要の大幅な増加から、従来の周波数帯域のみでは帯域が不足する事態となっており、新たに帯域の追加が行なわれている。しかしながら一括して広い帯域を割り当てるのが困難なため、複数の周波数帯域を同時に使用して等価的に帯域を広げて送受信を行う、キャリア・アグリゲーション技術の導入が検討・実施されている。キャリア・アグリゲーション技術によって飛び飛びの周波数帯域を同時に使用する場合、複数の異なる周波数帯域の送信機を並列運転することになるが、周波数帯域数が多い場合、周波数帯域毎に送信機を用意することによって製造コストが増大することが想定される。

10

【0009】

そこで、1台の広帯域の送信機で複数の周波数帯域を同時に増幅する方法が考えられるが、周波数帯域毎に非線形回路の入出力特性が異なることから、非線形補償については、周波数帯域毎に補償をする必要がある。

20

【0010】

図 2 は、2 周波数帯域の同時送信および非線形補償が可能な従来の送信回路の一構成例を示す図である。

【0011】

図 2 に示すように、送信回路 11 A は、2 個の DPD 12 - 1 および 12 - 2、2 個の DAC 13 - 1 および 13 - 2、2 個のアップコンバータ 14 - 1 および 14 - 2、2 個の局部発振器 15 - 1 および 15 - 2、電力増幅器 16、カプラ 17、2 個のダウンコンバータ 18 - 1 および 18 - 2、2 個の ADC 19 - 1 および 19 - 2、パラメータ調整部 20、並びに、加算器 21 を備えて構成される。

30

【0012】

送信回路 11 A では、2 周波数に対応する中間周波数での入力信号 x_1 および x_2 が、デジタルプリディストーション回路である DPD 12 - 1 および 12 - 2 の両方に入力される。DPD 12 - 1 から出力される歪補償信号 v_1 は、DAC 13 - 1 によりアナログ変換された後、アップコンバータ 14 - 1 により局部発振器 15 - 1 の局部発振周波数 f_{L1} と混合され、無線周波数 f_1 にアップコンバートされる。同様に、DPD 12 - 2 から出力される歪補償信号 v_2 は、DAC 13 - 2 によりアナログ変換された後、アップコンバータ 14 - 2 により局部発振器 15 - 2 の局部発振周波数 f_{L2} と混合され、無線周波数 f_2 にアップコンバートされる。

40

【0013】

このように、それぞれ異なる無線周波数 f_1 および f_2 にアップコンバートされた歪補償信号 v_1 および v_2 は加算器 21 によって加算されて合成された後、非線形回路である電力増幅器 16 において電力増幅される。このとき、電力増幅器 16 の非線形性によって、歪補償信号 v_1 および v_2 の歪が元に戻り、それぞれ入力信号 x_1 および x_2 と同様の波形の出力信号が出力される。

【0014】

また、電力増幅器 16 から出力される出力信号は、カプラ 17 によって分岐され、ダウンコンバータ 18 - 1 および 18 - 2 に供給される。そして、出力信号は、ダウンコンバータ 18 - 1 により局部発振器 15 - 1 の局部発振周波数 f_{L1} に基づいて中間周波数にダウンコンバートされ、ADC 19 - 1 によりデジタル変換されて、フィードバック信号 y_1

50

としてパラメータ調整部 20 に入力される。同様に、出力信号は、ダウンコンバータ 18 - 2 により局部発振器 15 - 2 の局部発振周波数 f_{L2} に基づいて中間周波数にダウンコンバートされ、ADC 19 - 2 によりデジタル変換されて、フィードバック信号 y_2 としてパラメータ調整部 20 に入力される。従って、パラメータ調整部 20 が、フィードバック信号 y_1 およびフィードバック信号 y_2 を用いて、DPD 12 - 1 および 12 - 2 がルックアップテーブル型である場合、それぞれのルックアップテーブルのパラメータを調整することで、送信回路 11 A において高精度の非線形補償が維持される。なお、DPD 12 - 1 および 12 - 2 が演算型である場合には、演算回路の多項式を調整することで高精度の非線形補償が維持される。

【0015】

このように、従来、2 周波数に対応する送信回路 11 A は、出力信号をフィードバックするための二組のフィードバック回路（ダウンコンバータ 18 - 1 および 18 - 2 並びに ADC 19 - 1 および 19 - 2）を備える必要があった。例えば、特許文献 1 に開示されているデジタルプリディストーションも、送信回路 11 A と同様に、2 個の ADC を備えて構成されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0016】

【特許文献 1】特開 2014 - 158230 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

ところで、図 2 の送信回路 11 A と同様の構成方法で、さらに多数の周波数帯域に対応する場合、それらの周波数帯域に比例した複数組のフィードバック回路を備える必要があった。このため、対応する周波数帯域の増加に伴って、送信回路の製造コストが上昇するとともに、送信回路が大型化することになっていた。

【0018】

本開示は、このような状況に鑑みてなされたものであり、低コスト化および小型化を図ることができるようにするものである。

【課題を解決するための手段】

【0019】

本開示の一側面の無線通信装置は、所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、歪補償処理部において入力信号に歪補償処理が施された所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号をフィードバック信号として、歪補償処理部が入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、所定数の異なる周波数成分からなる出力信号を、所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、調整部にフィードバックするフィードバック部とを備え、所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする入力信号とともに、その入力信号以外の全ての入力信号が入力され、歪補償処理部から出力される歪補償信号は、調整部に入力され、調整部は、フィードバック部において出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転されるフィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、フィードバック信号および入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行う。

【0020】

本開示の一側面の動作方法は、所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、歪補償処理部において入力信号に歪補償処理が施された所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号をフィードバック信号として、歪補償処理部が入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、所定数の

10

20

30

40

50

異なる周波数成分からなる出力信号を、所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、調整部にフィードバックするフィードバック部とを備える無線通信装置の動作方法であって、所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする入力信号とともに、その入力信号以外の全ての入力信号が入力され、歪補償処理部から出力される歪補償信号は、調整部に入力され、調整部が、フィードバック部において出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転されるフィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、フィードバック信号および入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行う。

【 0 0 2 1 】

10

本開示の一側面においては、所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする入力信号とともに、その入力信号以外の全ての入力信号が入力され、歪補償処理部から出力される歪補償信号は、調整部に入力される。そして、出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転されるフィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、フィードバック信号および入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理が行われる。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 2 】

20

本開示の一側面によれば、低コスト化および小型化を図ることができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 3 】

【 図 1 】従来のデジタルプリディストーション非線形補償型の送信回路の一構成例を示す図である。

【 図 2 】2周波数帯域の同時送信および非線形補償が可能な従来の送信回路の一構成例を示す図である。

【 図 3 】本技術を適用した送信回路の第1の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

【 図 4 】パラメータ調整部の構成例を示すブロック図である。

【 図 5 】送信回路のフィードバック回路での周波数の関係を示す図である。

30

【 図 6 】送信回路の性能について説明する図である。

【 図 7 】本技術を適用した送信回路の第2の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

【 図 8 】多段ダウンコンバータの構成例を示すブロック図である。

【 図 9 】多段ダウンコンバータにおける周波数の関係を示す図である。

【 図 10 】相互変調ひずみについて説明する図である。

【 図 11 】2つの周波数帯域を同時に非線形補償する際の特性を説明する図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 2 4 】

40

以下、本技術を適用した具体的な実施の形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。

【 0 0 2 5 】

図3は、本技術を適用した送信回路の第1の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

【 0 0 2 6 】

図3において、送信回路31は、2個のDPD32-1および32-2、2個のDAC33-1および33-2、2個のアップコンバータ34-1および34-2、2個の局部発振器35-1および35-2、加算器36、電力増幅器37、カプラ38、ダウンコンバータ39、局部発振器40、ADC41、並びに、パラメータ調整部42を備えて構成される。

【 0 0 2 7 】

50

DPD 3 2 - 1 は、送信回路 3 1 に入力される入力信号 x_1 に対して、電力増幅器 3 7 の非線形性に対して逆特性の非線形性となるようなデジタル信号処理を施すことにより、電力増幅器 3 7 における歪を補償した歪補償信号 v_1 を生成して、DAC 3 3 - 1 およびパラメータ調整部 4 2 に供給する。また、DPD 3 2 - 2 は、DPD 3 2 - 1 と同様のデジタル信号処理を入力信号 x_2 に対して施し、歪補償信号 v_2 を DAC 3 3 - 2 およびパラメータ調整部 4 2 に供給する。

【 0 0 2 8 】

なお、異なる無線周波数の入力信号 x_1 および x_2 が送信回路 3 1 から送信される場合、図示するように、DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 それぞれに、入力信号 x_1 および x_2 の両方を入力することが必要になる。これは、電力増幅器 3 7 が共通であることより、入力信号 x_1 および x_2 によって混変調歪が発生するためである。従って、DPD 3 2 - 1 は、入力信号 x_1 のみならず入力信号 x_2 の影響を受ける歪を補償した歪補償信号 v_1 を生成し、DPD 3 2 - 2 は、入力信号 x_2 のみならず入力信号 x_1 の影響を受ける歪を補償した歪補償信号 v_2 を生成する。ここで、DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 は、2 個の並列デジタル信号処理を行う 1 チップの信号処理回路（例えば、FPGA : Field Programmable Gate Array）により構成される。

10

【 0 0 2 9 】

DAC 3 3 - 1 は、DPD 3 2 - 1 から供給される歪補償信号 v_1 をアナログ変換して、アップコンバータ 3 4 - 1 に供給する。同様に、DAC 3 3 - 2 は、DPD 3 2 - 2 から供給される歪補償信号 v_2 をアナログ変換して、アップコンバータ 3 4 - 2 に供給する。

20

【 0 0 3 0 】

アップコンバータ 3 4 - 1 は、DAC 3 3 - 1 から供給されるアナログの歪補償信号 v_1 に、局部発振器 3 5 - 1 から供給される局部発振周波数 f_{L1} の局部発振信号を乗算することにより、歪補償信号 v_1 を無線周波数 f_1 にアップコンバートして、無線周波数 f_1 の歪補償信号 v_1 を加算器 3 6 に供給する。同様に、アップコンバータ 3 4 - 2 は、歪補償信号 v_2 を無線周波数 f_2 にアップコンバートして、加算器 3 6 に供給する。

【 0 0 3 1 】

局部発振器 3 5 - 1 は、送信回路 3 1 から出力される無線信号の周波数が無線周波数 f_1 となるような局部発振周波数 f_{L1} の局部発振信号を生成してアップコンバータ 3 4 - 1 に供給する。同様に、局部発振器 3 5 - 2 は、局部発振周波数 f_{L2} の局部発振信号を生成してアップコンバータ 3 4 - 2 に供給する。

30

【 0 0 3 2 】

加算器 3 6 は、アップコンバータ 3 4 - 1 から供給される無線周波数 f_1 の歪補償信号 v_1 と、アップコンバータ 3 4 - 2 から供給される無線周波数 f_2 の歪補償信号 v_2 とを加算することにより合成し、その合成された出力信号を電力増幅器 3 7 に供給する。

【 0 0 3 3 】

電力増幅器 3 7 は、加算器 3 6 において合成された出力信号を電力増幅する。このとき、電力増幅器 3 7 の非線形性によって、DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 により施された歪補償信号 v_1 および v_2 の歪が元に戻るようになる。これにより、無線周波数 f_1 を中心とした入力信号 x_1 と同様の波形と、無線周波数 f_2 を中心とした入力信号 x_2 と同様の波形とが合成された出力信号が、電力増幅器 3 7 から出力される。

40

【 0 0 3 4 】

カプラ 3 8 は、電力増幅器 3 7 から出力される出力信号を送信回路 3 1 の後段の回路（図示せず）に出力するとともに、その出力信号を分岐して、フィードバック信号 y (f_1 , f_2) としてダウンコンバータ 3 9 に供給する。

【 0 0 3 5 】

ダウンコンバータ 3 9 は、電力増幅器 3 7 からフィードバックされるフィードバック信号 y (f_1 , f_2) を、局部発振器 4 0 から供給される局部発振周波数 f_{L0} に基づいて、中間周波数 f_{IF} にダウンコンバートしたフィードバック信号 y (f_{IF}) を生成して ADC 4 1 に供給する。

50

【 0 0 3 6 】

局部発振器 4 0 は、局部発振周波数 f_{LO} の局部発振信号を生成してダウンコンバータ 3 9 に供給する。このとき、局部発振器 4 0 の局部発振周波数 f_{LO} は、無線周波数 f_1 と無線周波数 f_2 との中心 $\{ f_{LO} = (f_1 + f_2) / 2 \}$ に設定される。例えば、無線周波数 f_1 が 1.8GHz であり、無線周波数 f_2 が 2.1GHz である場合、局部発振周波数 f_{LO} は、1.95GHz $\{ = (1.8 + 2.1) / 2 \}$ に設定される。これにより、フィードバック信号 $y (f_{IF})$ は、無線周波数 f_1 および無線周波数 f_2 と局部発振周波数 f_{LO} との差分 (0.3GHz) の $1 / 2$ となる中間周波数 f_{IF} 、即ち、150MHz $\{ f_{IF} = (f_2 - f_1) / 2 \}$ にダウンコンバートされる。

【 0 0 3 7 】

このように局部発振器 4 0 の局部発振周波数 f_{LO} を設定することにより、無線周波数 f_1 および f_2 を中心とした 2 つの周波数帯域のフィードバック信号 $y (f_1 , f_2)$ が、中間周波数 f_{IF} を中心とした同一の周波数帯域のフィードバック信号 $y (f_{IF})$ に変換される。

【 0 0 3 8 】

ADC 4 1 は、ダウンコンバータ 3 9 から供給されるフィードバック信号 $y (f_{IF})$ をデジタル変換して、パラメータ調整部 4 2 に供給する。

【 0 0 3 9 】

パラメータ調整部 4 2 は、フィードバック信号 $y (f_{IF})$ を、DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 のルックアップテーブルのパラメータを補正するための情報として使用する。即ち、パラメータ調整部 4 2 は、フィードバック信号 $y (f_{IF})$ に含まれる入力信号 x_1 に対応する周波数成分の信号スペクトルと、入力信号 x_1 の信号スペクトルとを比較し、それらが一致するように、DPD 3 2 - 1 のルックアップテーブルのパラメータを補正する。ここで、パラメータ調整部 4 2 は、後述するように、フィードバック信号 $y (f_{IF})$ に含まれる入力信号 x_1 に対応する周波数成分の信号スペクトルが反転していることより、入力信号 x_1 の信号スペクトルを反転する処理を行って、比較を行う。

【 0 0 4 0 】

同様に、パラメータ調整部 4 2 は、フィードバック信号 $y (f_{IF})$ に含まれる入力信号 x_2 に対応する周波数成分の信号スペクトルと、入力信号 x_2 の信号スペクトルとが一致するように処理を行い、DPD 3 2 - 2 のルックアップテーブルのパラメータを補正する。

【 0 0 4 1 】

このように、パラメータ調整部 4 2 が、DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 のルックアップテーブルのパラメータを補正することにより、電力増幅器 3 7 における歪を補償することができる。なお、DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 が演算型である場合には、パラメータ調整部 4 2 は、演算回路の多項式を調整することにより、電力増幅器 3 7 における歪を補償することができる。

【 0 0 4 2 】

そして、このように構成される送信回路 3 1 は、図 2 を参照して説明した従来の送信回路 1 1 A と比較してフィードバック回路が異なる構成となっており、ダウンコンバータ 3 9 および ADC 4 1 を一組だけ備えて構成されている。

【 0 0 4 3 】

つまり、送信回路 3 1 のフィードバック回路では、局部発振器 4 0 の局部発振周波数 f_{LO} を、無線周波数 f_1 と無線周波数 f_2 との中心に設定することで、フィードバック信号 $y (f_1 , f_2)$ を、中間周波数 f_{IF} を中心とした同一の周波数帯域のフィードバック信号 $y (f_{IF})$ に変換することができる。これにより、送信回路 3 1 は、ダウンコンバータ 3 9 および ADC 4 1 を一組だけ備える構成であっても、パラメータ調整部 4 2 は、フィードバック信号 $y (f_{IF})$ を用いたフィードバックを行うことができる。

【 0 0 4 4 】

次に、図 4 は、図 3 のパラメータ調整部 4 2 の構成例を示すブロック図である。

【 0 0 4 5 】

10

20

30

40

50

図4に示すように、パラメータ調整部42は、時間調整部51、2つのPA (Power Amplifier) モデル52-1および52-2、モデリング部53、並びに、逆特性モデリング部54を備えて構成される。

【0046】

時間調整部51には、DPD32-1および32-2から歪補償信号 v_1 および v_2 が供給されるとともに、ダウンコンバータ39からフィードバック信号 y が供給され、フィードバック信号 y に対する歪補償信号 v_1 および v_2 の時間のズレを補正する。この時間のズレは、DPD32-1および32-2から出力された歪補償信号 v_1 および v_2 が電力増幅器37を経由してフィードバック信号 y としてパラメータ調整部42に入力されるまでのフィードバック回路において発生し、無線周波数によって異なるものとなる。そして、時間調整部51は、フィードバック信号 y に対する時間ズレを補正した歪補償信号 v_1 および v_2 を、モデリング部53に供給する。

10

【0047】

PAモデル52-1は、入力信号 x_1 に対する電力増幅器37の入出力非線形特性を表すモデルであり、PAモデル52-2は、入力信号 x_2 に対する電力増幅器37の入出力非線形特性を表すモデルである。PAモデル52-1および52-2には、それぞれ入力信号 x_1 および x_2 の両方が入力される。そして、PAモデル52-1および52-2は、例えば、次の式(1)により表される。

【0048】

【数1】

$$y_{m1}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=1}^Q \sum_{r=0}^{q-1} a_{q,r,m} |x_1(n-m)|^{q-r-1} |x_2(n-m)|^r x_1(n-m)$$

$$y_{m2}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=1}^Q \sum_{r=0}^{q-1} b_{q,r,m} |x_2(n-m)|^{q-r-1} |x_1(n-m)|^r x_2(n-m). \dots (1)$$

20

【0049】

PAモデル52-1は、式(1)の $y_{m1}(n)$ の多項式の係数の組 $\{a_{q,r,m}\}$ により決定され、これらの係数を係数ベクトル A_1 としてモデルパラメータとして用いる。同様に、PAモデル52-2は、式(1)の $y_{m2}(n)$ の多項式の係数の組 $\{b_{q,r,m}\}$ により決定され、これらの係数を係数ベクトル A_2 としてモデルパラメータとして用いる。この結果、PAモデル52-1からの出力 y_{m1} とPAモデル52-2からの出力 y_{m2} は、入力を入力信号 x_1 および x_2 とする次の式(2)により表され、この値は、DPD32-1および32-2を設けない構成における電力増幅器37の出力と考えることができる。

30

【0050】

【数2】

$$y_{m1} = X_1(x_1, x_2) A_1$$

$$y_{m2} = X_2(x_1, x_2) A_2 \dots (2)$$

40

【0051】

モデリング部53は、フィードバック信号 y と、時間調整部51から供給される時間ズレを補正した歪補償信号 v_1 および v_2 とを比較する。このとき、モデリング部53は、フィードバック信号 y から出力 y_1 および出力 y_2 を分離して、出力 y_1 をスペクトル反転したものを、その共役複素数で表した共役複素数出力 y_1^* とすると、フィードバック信号 y は、次の式(3)で表される。なお、式(3)において、 X_1 および X_2 は、式(2)と等価であるが、入力を歪補償信号 v_1 および v_2 とするベクトルである。

【0052】

【数 3】

$$\begin{aligned}
 y &= y_1^* + y_2 \\
 &= X_1^* (v_1, v_2) A_1^* + X_2 (v_1, v_2) A_2 \\
 &= \begin{bmatrix} X_1^* & X_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1^* \\ A_2 \end{bmatrix} \quad \dots(3) \\
 &= XA
 \end{aligned}$$

10

【0053】

そして、モデリング部 5 3 は、フィードバック信号 y と、時間ズレを補正した歪補償信号 v_1 および v_2 との間に、この式 (3) の関係があることを利用して、係数ベクトル A_1 および A_2 を最小二乗法によって推定する。これにより、モデリング部 5 3 は、係数ベクトル A_1 および A_2 を、PA モデル 5 2 - 1 および 5 2 - 2 の係数を決定するために用いることができる。但し、出力 y_1 がスペクトル反転していることより、得られた係数ベクトルは A の共役複素数 A^* となるので、この複素共役をとることで係数ベクトル A とする。なお、モデリング部 5 3 は、次の式 (4) および式 (5) に従って、フィードバック信号 y から出力 y_1 および出力 y_2 を分離することができる。

【0054】

20

【数 4】

$$A = (X^H X)^{-1} X^H y \quad \dots(4)$$

【数 5】

$$\begin{aligned}
 y_1^* &= X_1^* A_1^* \\
 y_2 &= X_2 A_2 \quad \dots(5)
 \end{aligned}$$

【0055】

30

逆特性モデリング部 5 4 は、モデリング部 5 3 により PA モデル 5 2 - 1 および 5 2 - 2 が求められると、上述の式 (1) に示す多項式の逆多項式を求め、その逆多項式を DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 の多項式とする。

【0056】

このようにパラメータ調整部 4 2 は構成されており、フィードバック信号 $y (f_{1F})$ から入力信号 x_1 および x_2 それぞれに対応する出力 y_1 および出力 y_2 を分離して、電力増幅器 3 7 の逆特性となるように DPD 3 2 - 1 および 3 2 - 2 を調整することができる。

【0057】

図 5 には、送信回路 3 1 のフィードバック回路での周波数の関係が示されている。

【0058】

40

図 5 の A には、ダウンコンバータ 3 9 に入力されるフィードバック信号 $y (f_1, f_2)$ の信号スペクトルが示されており、図 5 の B には、ダウンコンバータ 3 9 によりダウンコンバートされたフィードバック信号 $y (f_{1F})$ の信号スペクトルが示されている。

【0059】

図 5 の A に示すように、フィードバック信号 $y (f_1, f_2)$ は、無線周波数 f_1 および無線周波数 f_2 それぞれを中心とした信号スペクトルにより表される。上述したように、ダウンコンバータ 3 9 は、無線周波数 f_1 および無線周波数 f_2 の中心の局部発振周波数 $f_{LO} \{ = (f_1 + f_2) / 2 \}$ に基づいて、フィードバック信号 $y (f_1, f_2)$ をダウンコンバートする。

【0060】

50

これにより、図5のBに示すように、無線周波数 f_1 および無線周波数 f_2 それぞれを中心とした信号スペクトルは、中間周波数 $f_{IF} \{ = (f_2 - f_1) / 2 \}$ を中心として重なるように表される。つまり、ダウンコンバータ39が局部発振周波数 f_{LO} に基づいてダウンコンバートを行うと、局部発振周波数 f_{LO} より低い無線周波数 f_1 を中心とした信号スペクトルは折り返されることになる結果、2つの信号スペクトルが中間周波数 f_{IF} を中心として重なることになる。

【0061】

ところで、このようなダウンコンバートが行われることで、局部発振周波数 f_{LO} より低い無線周波数 f_1 を中心とした信号スペクトルが反転することになる。このため、パラメータ調整部42は、無線周波数 f_1 を中心とした信号スペクトル、即ち、入力信号 x_1 に対応する周波数成分の信号スペクトルを、直接的に、入力信号 x_1 と比較して誤差を求めることはできない。

10

【0062】

そこで、パラメータ調整部42は、入力信号 x_1 の信号スペクトルを反転する処理を行って、その反転後の入力信号 x_1 の信号スペクトルと、フィードバック信号 $y(f_{IF})$ に含まれる入力信号 x_1 に対応する周波数成分の信号スペクトルとを比較する必要がある。もちろん、パラメータ調整部42は、フィードバック信号 $y(f_{IF})$ に含まれる入力信号 x_1 に対応する周波数成分の信号スペクトルを反転して、そのままの入力信号 x_1 の信号スペクトルと比較を行ってもよい。即ち、パラメータ調整部42は、入力信号 x_1 について、いずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行えばよい。

20

【0063】

なお、局部発振周波数 f_{LO} より高い無線周波数 f_2 を中心とした信号スペクトルは、そのまま反転されることなく中間周波数 f_{IF} に変換される。このため、パラメータ調整部42が、フィードバック信号 $y(f_{IF})$ と入力信号 x_2 と比較して誤差を求める際に、入力信号 x_2 の信号スペクトルを反転する処理を行う必要はない。

【0064】

このように、2つの周波数に対応する送信回路31において、ダウンコンバータ39およびADC41を一組だけ備える構成としても、従来とほぼ同様に、相互変調ひずみの発生を抑制することができる。

【0065】

次に、図6を参照して、送信回路31の性能について説明する。

30

【0066】

図6は、送信回路31が、周波数1.75GHzの信号と周波数2.75GHzの信号との2つの信号を送信した場合における、周波数の低い方の信号(1.75GHz)のスペクトルを示したものである。例えば、図6のAには、DPDを有さない構成の送信装置から出力される出力信号の信号スペクトルが示されている。図6のBには、図2に示したような送信回路11A、即ち、対応する周波数帯域に比例した複数組のフィードバック回路を備えた従来構成における出力信号の信号スペクトルが示されている。図6のCには、送信回路31の構成における信号スペクトルが示されている。なお、周波数の高い方の信号(2.75GHz)についても、周波数の低い方の信号と同様の効果がみられるので、周波数の高い方の信号のスペクトルの図示は省略し、周波数の低い方の信号を参照して説明を行う。

40

【0067】

図6のAに示すように、DPDを有さない構成では、信号スペクトルの波形の幅が広がっており、出力信号に相互変調ひずみが発生していることが分かる。

【0068】

これに対し、図6のBおよび図6のCに示すように、信号スペクトルの波形の幅の広がりが抑制されており、どちらの構成においても相互変調ひずみの発生が抑制されている。また、図6のBおよび図6のCの信号スペクトルは、ほぼ同様の波形となっており、送信回路31は、従来構成の送信回路11Aとほぼ同等の性能を備えていることが分かる。

【0069】

50

即ち、一組のフィードバック回路（ダウンコンバータ39およびADC41）を備える構成の送信回路31は、従来の構成送信回路11Aと比較しても、その性能が低下することはない。従って、送信回路31は、フィードバック回路の構成を削減することによって、従来と同様に相互変調ひずみの発生を抑制する機能を、より低コストかつ小型に実現することができる。

【0070】

次に、図7は、本技術を適用した送信回路の第2の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

【0071】

図7の送信回路31Aにおいて、図3の送信回路31と共通する構成については同一の符号を付し、その詳細な説明は省略する。例えば、送信回路31Aは、加算器36、電力増幅器37、カプラ38、および、ADC41を備える点で、図3の送信回路31と共通する構成となっている。

10

【0072】

但し、送信回路31Aは、N個のDPD32-1乃至32-N、N個のDAC33-1乃至33-N、N個のアップコンバータ34-1乃至34-N、N個の局部発振器35-1乃至35-N、およびパラメータ調整部42Aを備えるとともに、図3のダウンコンバータ39および局部発振器40に替えて多段ダウンコンバータ43を備える点で、図3の送信回路31と異なる構成となっている。

20

【0073】

つまり、送信回路31Aは、N周波数帯域の同時送信および非線形補償が可能となるように構成されており、N個のDPD32-1乃至32-N、N個のDAC33-1乃至33-N、N個のアップコンバータ34-1乃至34-N、およびN個の局部発振器35-1乃至35-Nによって、N系列の入力信号 x_1 乃至 x_N に対応している。ここで、DPD32-1乃至32-Nは、N個の並列デジタル信号処理を行う1チップの信号処理回路により構成される。

【0074】

そして、送信回路31Aでは、これらのN系列の出力信号が加算器36により合成された後に電力増幅器37に入力されて、電力増幅器37から出力される出力信号がカプラ38により分岐され、フィードバック信号 $y(f_1, f_2, f_3, \dots, f_N)$ として多段ダウンコンバータ43に入力される。

30

【0075】

多段ダウンコンバータ43は、フィードバック信号 $y(f_1, f_2, f_3, \dots, f_N)$ に対して、後述の図8および図9を参照して説明するように複数段でダウンコンバートを行い、中間周波数 f_{IF} にダウンコンバートしたフィードバック信号 $y_{(N)}$ を生成してADC41に供給する。また、パラメータ調整部42Aは、図3のパラメータ調整部42と同様に、フィードバック信号 $y(f_1, f_2, f_3, \dots, f_N)$ に基づいて、DPD32-1乃至32-Nのパラメータの補正、または、演算回路の多項式の調整を行う。例えば、パラメータ調整部42Aは、DPD32-1乃至32-Nに応じたN個のPAモデル52（図4参照）を有している。

40

【0076】

ここで、図8は、多段ダウンコンバータ43の構成例を示すブロック図である。

【0077】

図8に示すように、多段ダウンコンバータ43は、N-1個のダウンコンバータ39-1乃至39-(N-1)が直列に接続され、ダウンコンバータ39-1乃至39-(N-1)それぞれに対してN-1個の局部発振器40-1乃至40-(N-1)が設けられている。

【0078】

ダウンコンバータ39-1は、局部発振器40-1から供給される局部発振周波数 $f_{LO(1)}$ に基づいて、フィードバック信号 $y(f_1, f_2, f_3, \dots, f_N)$ をダウンコンバー

50

トしたフィードバック信号 $y_{(1)}$ を生成する。このとき、局部発振器 40 - 1 の局部発振周波数 $f_{LO(1)}$ は、無線周波数 f_1 と無線周波数 f_2 との中心 $\{ f_{LO(1)} = (f_1 + f_2) / 2 \}$ に設定される。

【0079】

同様に、ダウンコンバータ 39 - 2 は、局部発振器 40 - 2 から供給される局部発振周波数 $f_{LO(2)}$ に基づいて、フィードバック信号 $y_{(1)}$ をダウンコンバートしたフィードバック信号 $y_{(2)}$ を生成する。このとき、局部発振器 40 - 2 の局部発振周波数 $f_{LO(2)}$ は、フィードバック信号 $y_{(1)}$ の中間周波数 $\{ (f_2 - f_1) / 2 \}$ と、無線周波数 f_3 をダウンコンバータ 39 - 1 でダウンコンバートした周波数 $\{ f_3 - (f_1 + f_2) / 2 \}$ との中心 $\{ f_{LO(2)} = (f_3 - f_1) / 2 \}$ に設定される。

10

【0080】

また同様に、ダウンコンバータ 39 - 3 は、局部発振器 40 - 3 から供給される局部発振周波数 $f_{LO(3)}$ に基づいて、フィードバック信号 $y_{(2)}$ をダウンコンバートしたフィードバック信号 $y_{(3)}$ を生成する。このとき、局部発振器 40 - 3 の局部発振周波数 $f_{LO(3)}$ は、フィードバック信号 $y_{(2)}$ の中間周波数 $\{ (f_3 - f_2) / 2 \}$ と、無線周波数 f_4 をダウンコンバータ 39 - 1 および 39 - 2 でダウンコンバートした周波数 $\{ f_4 - (f_2 + f_3) / 2 \}$ との中心 $\{ f_{LO(2)} = (f_4 - f_2) / 2 \}$ に設定される。

【0081】

以下、同様に、ダウンコンバータ 39 - 4 乃至 39 - (N - 2) においてダウンコンバートが行われ、ダウンコンバータ 39 - (N - 1) は、局部発振器 40 - (N - 1) から供給される局部発振周波数 $f_{LO(N-1)}$ に基づいて、フィードバック信号 $y_{(N-1)}$ をダウンコンバートしたフィードバック信号 $y_{(N)}$ を生成する。このとき、局部発振器 40 - (N - 1) の局部発振周波数 $f_{LO(N-1)}$ は、フィードバック信号 $y_{(N-2)}$ の中間周波数 $\{ (f_{N-1} - f_{N-2}) / 2 \}$ と、無線周波数 f_N をダウンコンバータ 39 - 1 乃至 39 - (N - 2) でダウンコンバートした周波数 $\{ f_N - (f_{N-2} + f_{N-1}) / 2 \}$ との中心 $\{ f_{LO(N-1)} = (f_N - f_{N-2}) / 2 \}$ に設定される。

20

【0082】

その結果、多段ダウンコンバータ 43 からは、中間周波数 $f_{IF} \{ = (f_N - f_{N-1}) / 2 \}$ のフィードバック信号 $y_{(N)}$ が出力される。

【0083】

そして、送信回路 31A においても、上述した送信回路 31 と同様に、多段ダウンコンバータ 43 によるダウンコンバートによって信号スペクトルが反転するため、パラメータ調整部 42A は、信号スペクトルの反転に考慮して比較を行う必要がある。

30

【0084】

図 9 は、多段ダウンコンバータ 43 における周波数の関係を示す図である。

【0085】

図 9 に示すように、入力信号 x_1 乃至 x_N それぞれに対応する無線周波数 f_1 乃至 f_N は、無線周波数 f_1 が最も小さく、無線周波数 f_1 から無線周波数 f_N までの順に従って大きくなるように設定されている。また、図 9 では、無線周波数 f_1 乃至 f_N の低い順に周波数を退縮させる例が示されている。

40

【0086】

つまり、ダウンコンバータ 39 - 1 は、局部発振周波数 $f_{LO(1)} \{ = (f_1 + f_2) / 2 \}$ に基づいてダウンコンバートを行って、入力信号 x_1 および x_2 に対応する無線周波数 f_1 および無線周波数 f_2 の周波数成分については、同一の中間周波数 $\{ (f_2 - f_1) / 2 \}$ に退縮して変換される。このとき、残りの無線周波数 f_3 乃至 f_N の周波数成分は、それぞれ局部発振周波数 $f_{LO(1)} \{ = (f_1 + f_2) / 2 \}$ だけ低い周波数に変換される。この結果、ダウンコンバータ 39 - 1 から出力されるフィードバック信号 $y_{(1)}$ は、図 9 の上から 2 段目に示すようになる。

【0087】

続いて、ダウンコンバータ 39 - 2 が、局部発振周波数 $f_{LO(2)} \{ = (f_3 - f_1) / 2 \}$

50

に基づいてダウンコンバートを行うことで、入力信号 x_1 乃至 x_3 に対応する無線周波数 f_1 乃至 f_3 の周波数成分は、同一の中間周波数 $\{(f_3 - f_2) / 2\}$ に退縮して変換される。このとき、残りの無線周波数 f_4 乃至 f_N の周波数成分は、それぞれ局部発振周波数 $f_{LO(2)} \{ = (f_3 - f_1) / 2 \}$ だけ低い周波数に変換される。この結果、ダウンコンバータ 39 - 2 から出力されるフィードバック信号 $y_{(2)}$ は、図 9 の上から 3 段目に示すようになる。

【0088】

以下、同様に、ダウンコンバータ 39 の段数が増えるごとに、周波数が 1 波ずつ退縮し、ダウンコンバータ 39 - (N - 1) が、局部発振周波数 $f_{LO(N-1)} \{ = (f_N - f_{N-2}) / 2 \}$ に基づいてダウンコンバートを行うことで、入力信号 x_1 乃至 x_N に対応する無線周波数 f_1 乃至 f_N の周波数成分は、図 9 の上から 4 段目に示すように、同一の中間周波数 $f_{IF} \{ = (f_N - f_{N-1}) / 2 \}$ に退縮して変換される。

10

【0089】

このようなダウンコンバートが多段ダウンコンバータ 43 において行われる結果、フィードバック信号 $y_{(N)}$ では、入力信号 x の系統数 N が偶数の場合、無線周波数 f_1, f_3, \dots, f_{N-1} の信号スペクトルが反転する一方、無線周波数 f_2, f_4, \dots, f_N の信号スペクトルはそのまま出力される。従って、パラメータ調整部 42 A は、入力信号 x の系統数 N が偶数の場合、入力信号 x_1, x_3, \dots, x_{N-1} を中間周波数帯域で表現した信号スペクトルを反転した後に、フィードバック信号 $y_{(N)}$ と比較する必要がある。なお、入力信号 x の系統数 N が偶数の場合、入力信号 x_2, x_4, \dots, x_N については、このような反転を行う必要はない。

20

【0090】

同様に、入力信号 x の系統数 N が奇数の場合、無線周波数 f_2, f_4, \dots, f_N の信号スペクトルが反転する一方、無線周波数 f_1, f_3, \dots, f_{N-1} の信号スペクトルはそのまま出力される。従って、パラメータ調整部 42 A は、入力信号 x の系統数 N が奇数の場合、入力信号 x_2, x_4, \dots, x_N を中間周波数帯域で表現した信号スペクトルを反転した後に、フィードバック信号 $y_{(N)}$ と比較する必要がある。なお、入力信号 x の系統数 N が奇数の場合、入力信号 x_1, x_3, \dots, x_{N-1} については、このような反転を行う必要はない。

30

【0091】

このように、パラメータ調整部 42 A は、入力信号 x の系統数 N に従って反転を行う入力信号を決定し、多段ダウンコンバータ 43 によるダウンコンバートが行われるのに伴って反転される信号スペクトルの周波数成分については、その周波数成分に対応する入力信号を反転する処理を行った後に、フィードバック信号 $y_{(N)}$ との比較を行う。

【0092】

以上のように、送信回路 31 A は、複数の周波数帯域の出力信号を単一の中間周波数に変換することができるので、多段ダウンコンバータ 43 から出力されるフィードバック信号 $y_{(N)}$ を単一の ADC 41 によってデジタル変換してパラメータ調整部 42 A に供給することができる。このように、単一の ADC 41 で処理を行うことができる結果、従来の送信回路と比較して、使用する ADC の個数を削減することができるため、回路の簡易化、低消費電力化、小型化、および低コスト化を図ることができる。

40

【0093】

ところで、図 10 に示すように、入力信号 x_1 には、入力信号 x_1 によって歪 $d_{(1,1)}$ が発生するだけでなく、入力信号 x_2 によっても歪 $d_{(1,2)}$ が発生する。同様に、入力信号 x_2 には、入力信号 x_2 によって歪 $d_{(2,2)}$ が発生するだけでなく、入力信号 x_1 によっても歪 $d_{(2,1)}$ が発生する。このように、入力信号 x_1 および入力信号 x_2 には、互いの影響による相互変調ひずみが発生する。

【0094】

そこで、本技術を適用した図 3 の送信回路 31 は、DPD 32 - 1 には、DPD 32 - 1 がデジタル信号処理を施す対象とする入力信号 x_1 とともに、入力信号 x_2 も入力されるよ

50

うに構成される。同様に、DPD 3 2 - 2 には、DPD 3 2 - 2 がデジタル信号処理を施す対象とする入力信号 x_2 とともに、入力信号 x_1 も入力される。

【 0 0 9 5 】

これにより、DPD 3 2 - 1 は、入力信号 x_1 を用いて歪 $d_{(1,1)}$ を補償するだけでなく、入力信号 x_2 を用いて歪 $d_{(1,2)}$ を補償するデジタル信号処理を行って、歪 $d_{(1,1)}$ および歪 $d_{(1,2)}$ を補償した歪補償信号 v_1 を生成することができる。同様に、DPD 3 2 - 2 は、入力信号 x_2 を用いて歪 $d_{(2,2)}$ を補償するだけでなく、入力信号 x_1 を用いて歪 $d_{(2,1)}$ を補償するデジタル信号処理を行って、歪 $d_{(2,2)}$ および歪 $d_{(2,1)}$ を補償した歪補償信号 v_2 を生成することができる。

【 0 0 9 6 】

また、図 7 の送信回路 3 1 A も同様に、DPD 3 2 - 1 乃至 3 2 - N の各々には、各自がデジタル信号処理を施す対象とする入力信号 x_1 乃至 x_N のいずれかが入力されるだけでなく、全ての入力信号 x_1 乃至 x_N が入力されるように構成される。

【 0 0 9 7 】

従って、送信回路 3 1 および送信回路 3 1 A は、複数の入力信号 x どちらの影響により発生する相互変調ひずみを補償した歪補償信号 v を生成することができるので、より高精度に歪補償を行うことができる。これにより、送信回路 3 1 および送信回路 3 1 A は、アップコンバータ 3 4 によるアップコンバートによって歪補償信号 v の歪が確実に元に戻され、それぞれの入力信号 x と同様の波形の出力信号を出力することができる。

【 0 0 9 8 】

ここで、図 1 1 を参照して、本技術を適用した送信回路 3 1 のように、2 つの周波数帯域を同時に非線形補償する際の特性について説明する。

【 0 0 9 9 】

図 1 1 には、入力信号 x_1 を送信する周波数帯域を 1 0 MHz とし、入力信号 x_2 を送信する周波数帯域を 2 0 MHz とし、DPD 3 2 による歪補償処理があるときと、DPD 3 2 による歪補償処理がないときのとのパワースペクトル密度 (Power spectral density) のシミュレーション結果が示されている。

【 0 1 0 0 】

図 1 1 の A は、送信回路 3 1 の構成、即ち、ダウンコンバータ 3 9 により 1 つの中間周波数 f_{IF} にダウンコンバートしたフィードバック信号 y を用いてパラメータ調整部 4 2 がパラメータを調整するようなフィードバックが行われる構成 (Spectra-Folding Feed Back) におけるパワースペクトル密度のシミュレーション結果が示されている。

【 0 1 0 1 】

一方、このようなフィードバックが行われない構成におけるパワースペクトル密度のシミュレーション結果のうち、図 1 1 の B には、P A モデルの振幅 - 振幅特性を 1 0 % 変化 (2 % ずつプラス側およびマイナス側に変化) させたときのシミュレーション結果が示されている。同様に、図 1 1 の C には、P A モデルの振幅 - 位相特性を 1 0 % 変化させたときのシミュレーション結果が示されている。図 1 1 の B および図 1 1 の C に示すように、フィードバックが行われない構成では、P A モデルの特性を変化させると、パワースペクトル密度の波形に歪みが発生してしまう。

【 0 1 0 2 】

これに対し、図 1 1 の A に示すように、送信回路 3 1 は、上述したようなフィードバックが行われる構成を採用することで、2 つの周波数帯域を同時に非線形補償するときに、パワースペクトル密度の波形に歪みが発生することを抑制することができる。即ち、本技術を適用した送信回路 3 1 は、2 つの周波数帯域を同時に非線形補償しても、より高精度な歪補償を行うことができる。

【 0 1 0 3 】

なお、本実施の形態においては、複数の周波数帯域の出力信号を単一の中間周波数にダウンコンバートする構成例について説明を行ったが、例えば、少なくとも入力信号の数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートすることにより、従来の構成と比較して上述

10

20

30

40

50

の効果を得ることができる。

【0104】

なお、本実施の形態は、上述した実施の形態に限定されるものではなく、本開示の要旨を逸脱しない範囲において種々の変更が可能である。

【符号の説明】

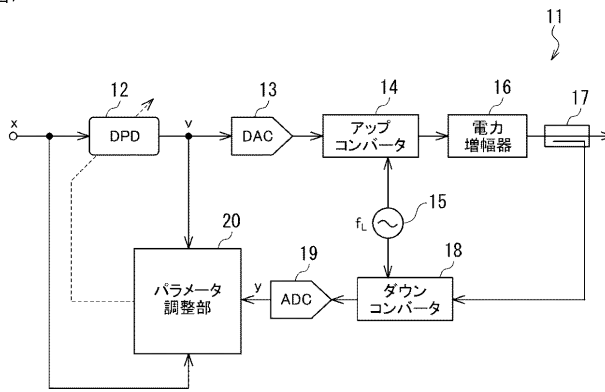
【0105】

31および31A 送信回路, 32 DPD, 33 DAC, 34 アップコンバータ, 35 局部発振器, 36 加算器, 37 電力増幅器, 38 カプラ, 39 ダウンコンバータ, 40 局部発振器, 41 ADC, 42および42A パラメータ調整部, 43 多段ダウンコンバータ, 51 時間調整部, 52-1および52-2 PAモデル, 53 モデリング部, 54 逆特性モデリング部

10

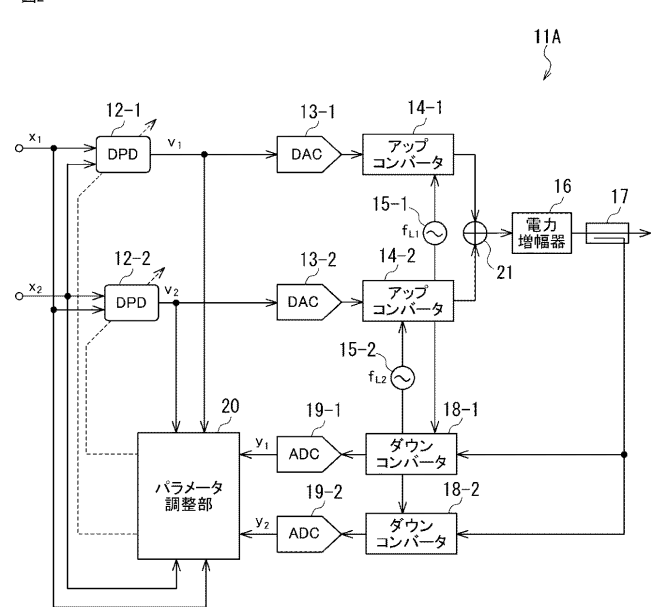
【図1】

図1



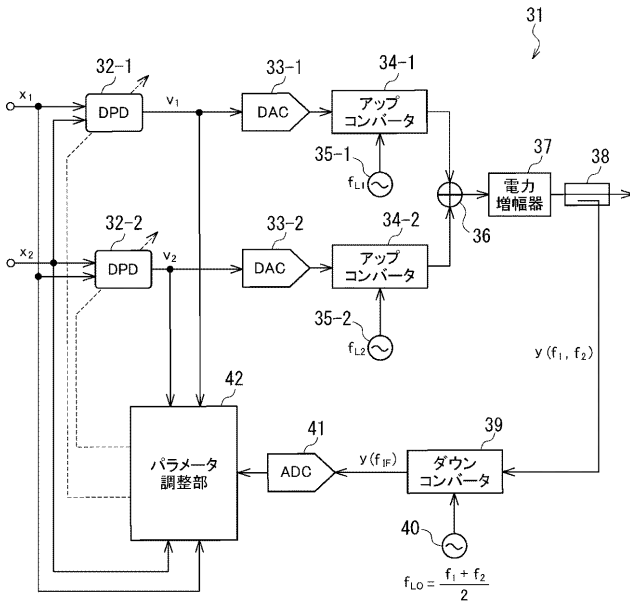
【図2】

図2



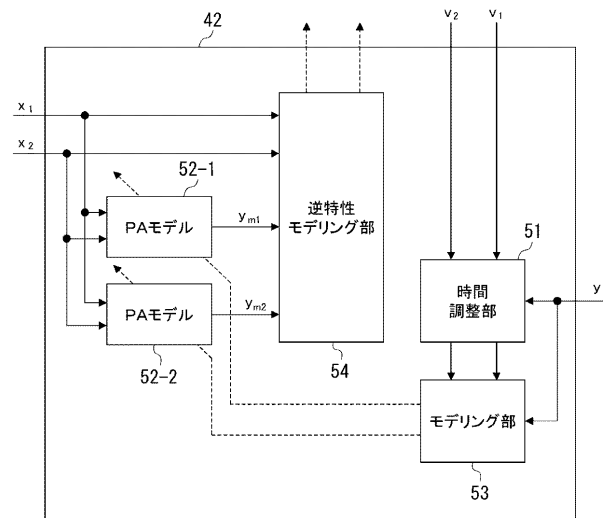
【図3】

図3



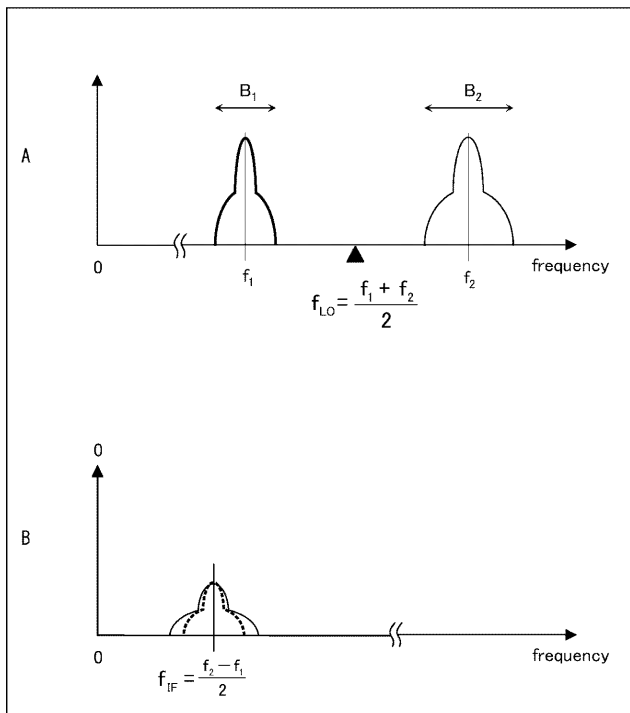
【図4】

図4



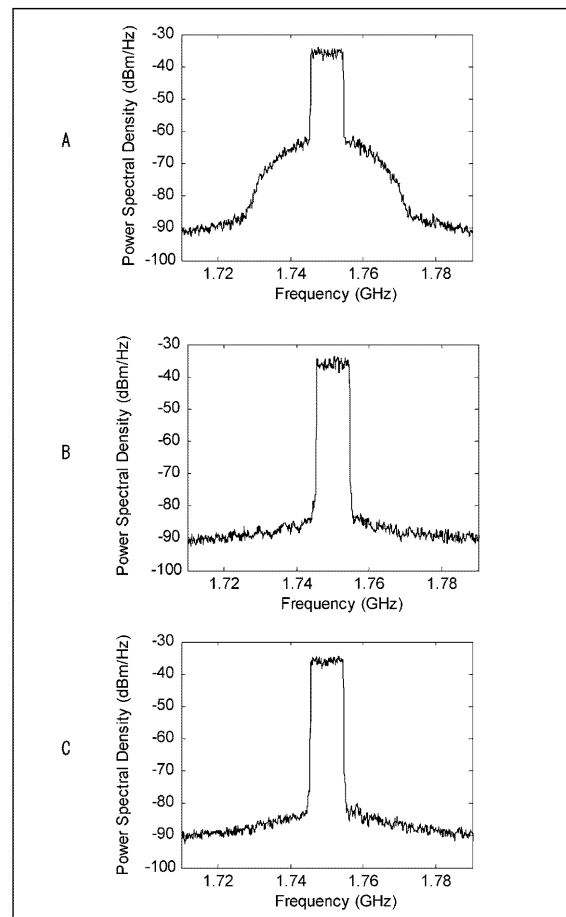
【図5】

図5



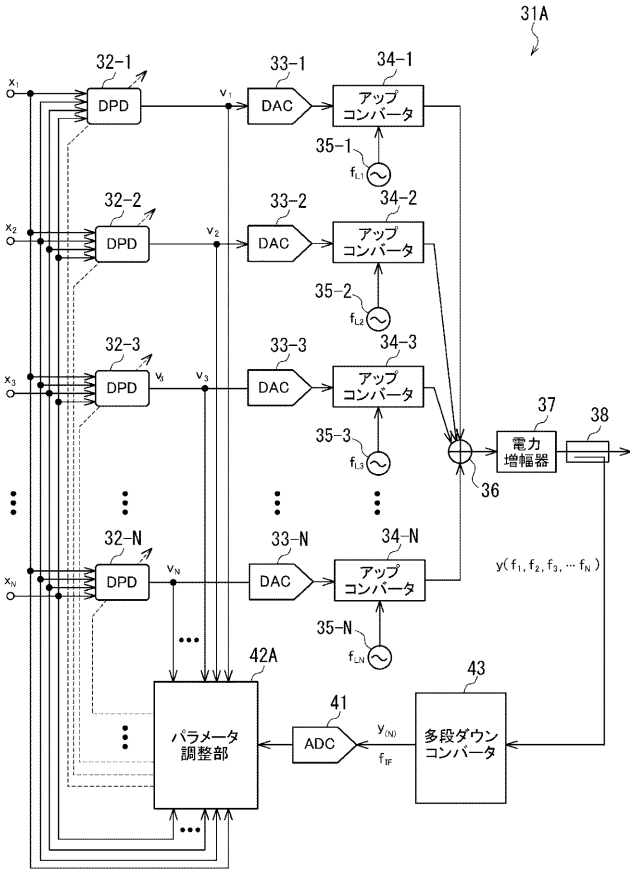
【図6】

図6



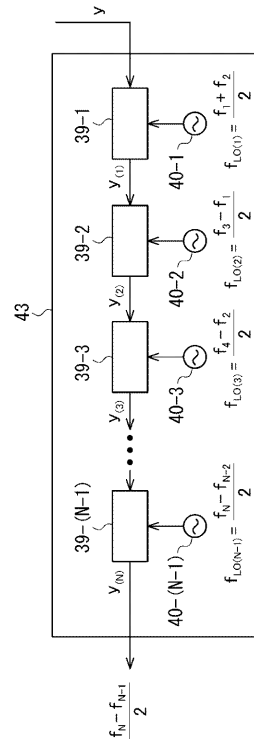
【図7】

図7



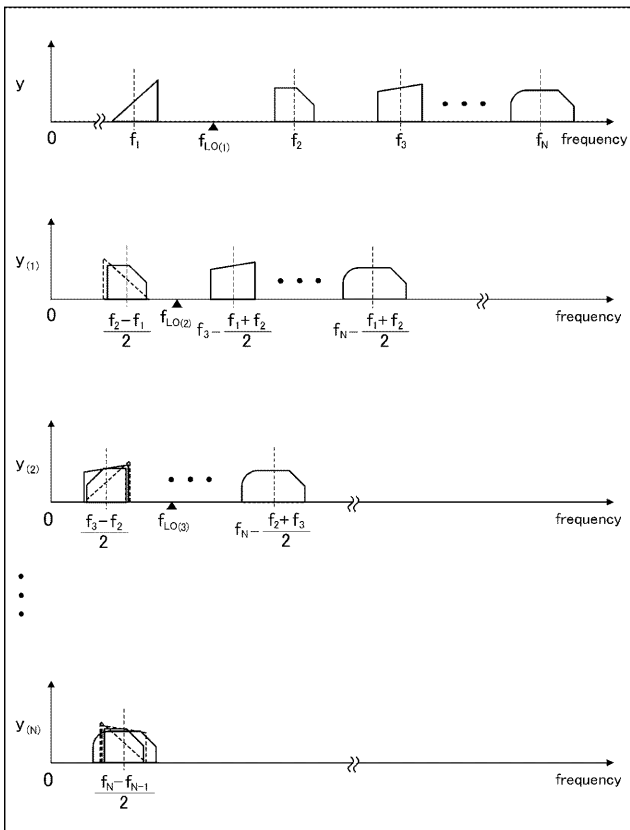
【図8】

図8



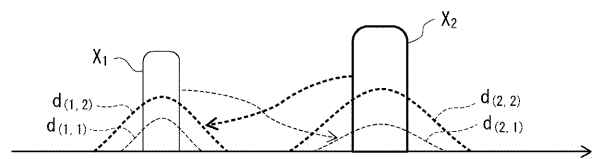
【図9】

図9



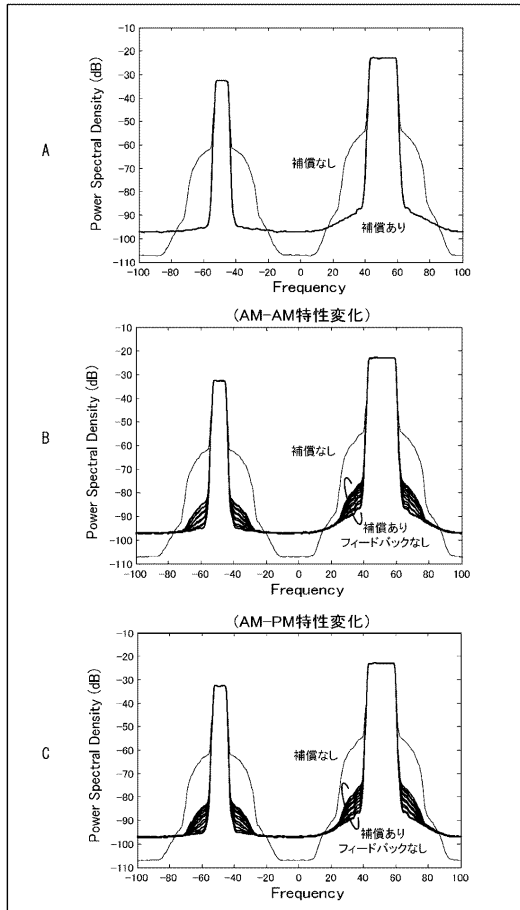
【図10】

図10



【図 1 1】

図11



【手続補正書】

【提出日】平成28年12月8日(2016.12.8)

【手続補正 1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、

前記歪補償処理部において前記入力信号に歪補償処理が施された前記所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号をフィードバック信号として、前記歪補償処理部が前記入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、

前記所定数の異なる周波数成分からなる前記出力信号を、前記所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、前記調整部にフィードバックするフィードバック部とを備え、

前記所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする前記入力信号とともに、その入力信号以外の全ての前記入力信号が入力され、

前記歪補償処理部から出力される前記歪補償信号は、前記調整部に入力され、

前記調整部は、前記フィードバック部において前記出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転される前記フィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する前記入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、前記フィードバック信号および前記入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転す

る処理を行い、

前記フィードバック部は、前記所定数より少ない個数のダウンコンバート部を有して構成され、前記出力信号に含まれる所定の2つの周波数の中心の周波数に基づいて、前記出力信号を前記中間周波数にダウンコンバートする

無線通信装置。

【請求項2】

(削除)

【請求項3】

前記フィードバック部は、前記所定数より1つ少ない個数のダウンコンバート部を有して構成され、前記所定数の異なる周波数成分からなる前記出力信号を、1つの中間周波数にダウンコンバートする

請求項1に記載の無線通信装置。

【請求項4】

前記歪補償処理部は、前記所定数の周波数成分に対応した所定数の並列デジタル信号処理を行う1チップの信号処理回路により構成される

請求項1乃至3のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項5】

前記フィードバック部から出力される前記中間周波数の信号をデジタル信号に変換して前記調整部に供給するデジタル変換部をさらに備え、

前記調整部は、前記歪補償処理部に対する処理をデジタル信号処理により行う信号処理回路により構成される

請求項1乃至4のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項6】

前記調整部は、前記歪補償処理部から供給される前記歪補償信号と、前記フィードバック部を介して供給される前記フィードバック信号との時間のズレを補正する時間調整部を有する

請求項1乃至5のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項7】

所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、

前記歪補償処理部において前記入力信号に歪補償処理が施された前記所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号をフィードバック信号として、前記歪補償処理部が前記入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、

前記所定数の異なる周波数成分からなる前記出力信号を、前記所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、前記調整部にフィードバックし、前記所定数より少ない個数のダウンコンバート部を有して構成されるフィードバック部と

を備える無線通信装置の動作方法であって、

前記所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする前記入力信号とともに、その入力信号以外の全ての前記入力信号が入力され、

前記歪補償処理部から出力される前記歪補償信号は、前記調整部に入力され、

前記調整部が、前記フィードバック部において前記出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転される前記フィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する前記入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、前記フィードバック信号および前記入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行い、

前記フィードバック部が、前記出力信号に含まれる所定の2つの周波数の中心の周波数に基づいて、前記出力信号を前記中間周波数にダウンコンバートする

動作方法。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0005

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0005】

課題を解決するための手段

[0019]

本開示の一側面の無線通信装置は、所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、歪補償処理部において入力信号に歪補償処理が施された所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号をフィードバック信号として、歪補償処理部が入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、所定数の異なる周波数成分からなる出力信号を、所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、調整部にフィードバックするフィードバック部とを備え、所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする入力信号とともに、その入力信号以外の全ての入力信号が入力され、歪補償処理部から出力される歪補償信号は、調整部に入力され、調整部は、フィードバック部において出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転されるフィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、フィードバック信号および入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行い、前記フィードバック部は、前記所定数より少ない個数のダウンコンバート部を有して構成され、前記出力信号に含まれる所定の2つの周波数の中心の周波数に基づいて、前記出力信号を前記中間周波数にダウンコンバートする。

[0020]

本開示の一側面の動作方法は、所定数の入力信号それぞれに対して、後段の非線形回路における歪を補償する歪補償処理を施す所定個数の歪補償処理部と、歪補償処理部において入力信号に歪補償処理が施された所定数の歪補償信号がそれぞれ異なる周波数にアップコンバートされて合成された後に増幅されて出力される出力信号をフィードバック信号として、歪補償処理部が入力信号に対して施す歪補正処理の調整を行う調整部と、所定数の異なる周波数成分からなる出力信号を、所定数より少ない数の中間周波数にダウンコンバートして、調整部にフィードバックし、前記所定数より少ない個数のダウンコンバート部を有して構成されるフィードバック部とを備える無線通信装置の動作方法であって、所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする入力信号とともに、その入力信号以外の全ての入力信号が入力され、歪補償処理部から出力される歪補償信号は、調整部に入力され、調整部が、フィードバック部において出力信号に対するダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転されるフィードバック信号

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0006

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0006】

の周波数成分について、その周波数成分に対応する入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、フィードバック信号および入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理を行い、前記フィードバック部が、前記出力信号に含まれる所定の2つの周波数の中心の周波数に基づいて、前記出力信号を前記中間周波数にダウンコンバートする。

[0021]

本開示の一側面においては、所定個数の歪補償処理部の各々には、各自が歪補償処理を施す対象とする入力信号とともに、その入力信号以外の全ての入力信号が入力され、歪補償処理部から出力される歪補償信号は、調整部に入力される。そして、出力信号に対する

ダウンコンバートが行われるのに伴って信号スペクトルが反転されるフィードバック信号の周波数成分について、その周波数成分に対応する入力信号との信号スペクトルの比較を行う際に、フィードバック信号および入力信号のいずれか一方の信号スペクトルを反転する処理が行われる。さらに、所定数より少ない個数のダウンコンバート部を有して構成されるフィードバック部により、出力信号に含まれる所定の2つの周波数の中心の周波数に基づいて、出力信号が中間周波数にダウンコンバートされる。

発明の効果

[0 0 2 2]

本開示の一側面によれば、低コスト化および小型化を図ることができる。

図面の簡単な説明

[0 0 2 3]

[図 1] 従来のデジタルプリディストーション非線形補償型の送信回路の一構成例を示す図である。

[図 2] 2周波数帯域の同時送信および非線形補償が可能な従来の送信回路の一構成例を示す図である。

[図 3] 本技術を適用した送信回路の第1の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

[図 4] パラメータ調整部の構成例を示すブロック図である。

[図 5] 送信回路のフィードバック回路での周波数の関係を示す図である。

[図 6] 送信回路の性能について説明する図である。

[図 7] 本技術を適用した送信回路の第2の実施の形態の構成例を示すブロック図である。

[図 8] 多段ダウンコンバータの構成例を示すブロック図である。

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/JP2016/053791
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H03F1/32(2006.01)i 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) H03F1/32 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2016 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2016 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2016 Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2015-5901 A (NTT Docomo Inc.), 08 January 2015 (08.01.2015), paragraphs [0033] to [0053]; fig. 4 (Family: none)	1,3-7 2
Y A	JP 2006-119148 A (Furuno Electric Co., Ltd.), 11 May 2006 (11.05.2006), paragraphs [0049] to [0050]; fig. 3 (Family: none)	1,3-7 2
A	WO 2013/084778 A1 (NTT Docomo Inc.), 13 June 2013 (13.06.2013), paragraphs [0100] to [0105]; fig. 20 to 21 & JP 5620590 B2 & US 2014/0191799 A1 paragraphs [0136] to [0141]; fig. 20 to 21 & EP 2704318 A1 & CN 103718456 A	1-7
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent 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 cited to 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 "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 26 February 2016 (26.02.16)		Date of mailing of the international search report 08 March 2016 (08.03.16)
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan		Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/053791

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 08536943 B2 (Garrick Thomas Irvine), 17 September 2013 (17.09.2013), column 4, line 30 to column 5, line 30 & US 2013/0200951 A1	1-7

国際調査報告		国際出願番号 PCT/J P 2 0 1 6 / 0 5 3 7 9 1	
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H03F1/32(2006.01)i			
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H03F1/32			
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2016年 日本国実用新案登録公報 1996-2016年 日本国登録実用新案公報 1994-2016年			
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)			
C. 関連すると認められる文献			
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号	
Y A	JP 2015-5901 A (株式会社NTTドコモ) 2015.01.08, 段落[0033]-[0053], 図4 (ファミリーなし)	1, 3-7 2	
Y A	JP 2006-119148 A (古野電気株式会社) 2006.05.11, 段落[0049]-[0050], 図3 (ファミリーなし)	1, 3-7 2	
A	WO 2013/084778 A1 (株式会社NTTドコモ) 2013.06.13, 段落 [0100]-[0105], 図20-21 & JP 5620590 B2 & US 2014/0191799 A1 [0136]-[0141], fig.20-21 & EP 2704318 A1 & CN 103718456 A	1-7	
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。			
* 引用文献のカテゴリー		の日の後に公表された文献	
「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの		「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの	
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの		「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの	
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)		「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの	
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献		「&」同一パテントファミリー文献	
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願			
国際調査を完了した日 26.02.2016		国際調査報告の発送日 08.03.2016	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 緒方 寿彦	5 X 8 3 2 1
		電話番号 03-3581-1101 内線 3596	

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2016/053791
C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	US 08536943 B2 (Garrick Thomas Irvine) 2013.09.17, col.4 ,1.30 -col.5 ,1.30 & US 2013/0200951 A1	1-7

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US

(出願人による申告)平成25年度、総務省「進化した無線通信技術に柔軟かつ効率的に対応できる光・無線融合基地局ネットワーク基盤の研究開発」産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願

Fターム(参考) 5J500 AA01 AA41 AC21 AF08 AK32 AK33 AK34 AK53 AK55 AK68
AM11 AM20 AS14 AT01 NG03
5K060 BB07 CC04 HH06 HH11 HH14 JJ16 KK06 LL24

(注)この公表は、国際事務局(WIPO)により国際公開された公報を基に作成したものである。なおこの公表に係る日本語特許出願(日本語実用新案登録出願)の国際公開の効果は、特許法第184条の10第1項(実用新案法第48条の13第2項)により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。