



República Federativa do Brasil
Ministério do Desenvolvimento, Indústria
e do Comércio Exterior
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(21) **PI0608861-9 A2**



* B R P I 0 6 0 8 8 6 1 A 2 *

(22) Data de Depósito: 24/03/2006

(43) Data da Publicação: 02/02/2010
(RPI 2039)

(51) *Int.Cl.:*

H04N 5/52 (2010.01)

(54) Título: **DETECÇÃO DA DISTORÇÃO NÃO-LINEAR DE SINAL USANDO FONTES MÚLTIPLAS DE MEDIÇÃO DA RELAÇÃO SINAL/RUÍDO**

(30) Prioridade Unionista: 24/03/2005 US 60/664.917

(73) Titular(es): THOMSON LICENSING

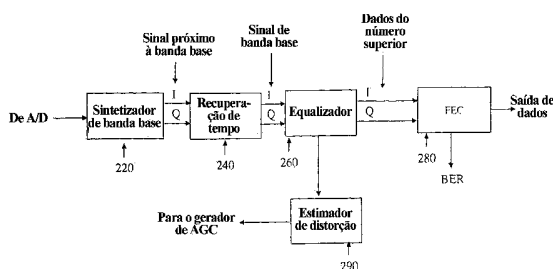
(72) Inventor(es): Maxim Borisovich Belotserkovsky

(74) Procurador(es): Nellie Anne Daniel Shores

(86) Pedido Internacional: PCT US2006011254 de 24/03/2006

(87) Publicação Internacional: WO 2006/102682 de 28/09/2006

(57) Resumo: DETECÇÃO DA DISTORÇÃO NÃO-LINEAR DE SINAL USANDO FONTES MÚLTIPLAS DE MEDIÇÃO DA RELAÇÃO SINAL / RUÍDO. Aparelho processador do sinal de televisão contendo um receptor compreende um estimador de distorção e um gerador de sinal de controle automático de ganho. O gerador de sinal de controle automático de ganho gera uma pluralidade de sinais de controle da resposta de filtro e controle automático de ganho, em resposta à amplitude ou relação sinal / ruído de um sinal de RF e uma figura de distorção não-linear gerada através das informações conduzidas pelo dito sinal de RF. O estimador de distorção usa uma pluralidade de métodos estatísticos para gerar uma figura de distorção não-linear, a partir da constelação de sinais das informações conduzidas pelo dito sinal de RF.



"DETECÇÃO DA DISTORÇÃO NÃO-LINEAR DE SINAL USANDO
FONTES MÚLTIPLAS DE MEDIÇÃO DA RELAÇÃO SINAL / RUÍDO"

REFERÊNCIA CRUZADO COM PEDIDO CORRELATO

Esse Pedido reivindica prioridade e todos os benefícios decorrentes de um Pedido provisório depositado no Instituto de Marcas e Patentes dos Estados Unidos em 24 de março de 2005, com número de série 60/664.917.

ANTECEDENTES DA INVENÇÃO

Em um dispositivo de processamento de sinais de televisão, é necessário processar o sinal recebido por rádio frequência (RF), antes de o sinal ser convertido em uma representação digital pelo conversor de analógico em digital (ADC). Tal circuito geralmente inclui um ou mais amplificadores e um ou mais filtros. De um modo geral, um primeiro amplificador de ganho de RF vem acompanhado por um primeiro filtro de rejeição fora de banda, seguido por um misturador para converter o sinal em uma frequência intermediária (IF), seguido por um filtro de frequência fixa, tal como um filtro de onda acústica de superfície (SAW), seguido por um amplificador de ganho de IF. As pessoas versadas na técnica irão reconhecer a necessidade de amplificar o sinal antes do filtro SAW, já que o último terá normalmente uma perda, ou atenuação, por inserção significativa em decorrência disso. É comum controlar o ganho dos amplificadores de ganho de RF ou IF, de modo independente, usando circuitos controladores de ganho de retorno.

Em uma operação desenvolvida para a recepção dos sinais de televisão analógica normalmente usados atualmente

na recepção dos sinais de televisão digital, um AGC analógico de circuito fechado é associado ao estágio de ganho de RF em separado, usando-se um detector analógico de potência. O detector irá operar com base na potência total de sinal. Se
5 houver um forte sinal indesejado presente, a potência total observada pelo detector analógico será também maior e a saída do detector adicionará o ganho de RF para baixo, resultando em uma menor potência de canal desejada a jusante. Isto será sentido por um gerador de AGC, que por sua vez irá
10 solicitar um maior ganho da seção de RF. Se um estágio amplificador de ganho de IF for usado, o amplificador de ganho de IF opera em um sinal previamente filtrado pelo filtro SAW. Em um aparelho processador de sinal de televisão analógica, certa distorção não-linear é aceitável, enquanto que
15 em um sistema digital, a distorção não-linear pode resultar em um nível de corrupção de sinal, que seja não-decodificável. Em modernos receptores de sinal de televisão digital, é desejável tirar vantagem das informações disponíveis durante o processamento do sinal digital, para otimizar
20 os circuitos de processamento do sinal preliminar, a fim de garantir a melhor qualidade, ou que o sinal mais receptível seja emitido ao dispositivo processador de sinal digital.

SUMÁRIO DA INVENÇÃO

De acordo com o aspecto da presente invenção, é
25 divulgado um aparelho para sintonizar um sinal de RF. De acordo com uma modalidade exemplificante, o aparelho é apresentado para utilizar informações geradas durante operações processadoras de sinal digital, para utilizar a sintonia e

as operações condicionadoras dos sinais de RF e IF. De modo particular, dito aparelho compreende um primeiro processador para gerar um primeiro sinal de controle automático de ganho em resposta a uma figura de distorção não-linear do dito sinal de RF.

De acordo com outro aspecto da invenção, é divulgado um método para sintonizar um sinal de RF. De acordo com uma modalidade exemplificante, o método utiliza informações geradas durante operações processadoras de sinal digital, para otimizar a sintonia e a operação condicionadora dos sinais de RF e IF. De modo particular, o método compreende as etapas de receber um sinal de RF, amplificar o dito sinal de RF em resposta a um primeiro sinal de controle automático de ganho, demodular o dito sinal de RF, estimar uma figura de distorção não-linear do dito sinal de RF, e ajustar o dito primeiro sinal de controle automático em resposta à dita figura de distorção não-linear.

Breve Descrição dos Desenhos

A Fig. 1 é um diagrama de blocos de uma modalidade exemplificante de um aparelho sintonizador do sinal de televisão para implementar a presente invenção.

A Fig. 2 é um diagrama de blocos de uma modalidade exemplificante de um aparelho demodulador digital para implementar a presente invenção.

A Fig. 3 é um diagrama de blocos de uma modalidade exemplificante de um circuito processador de sinal preliminar para implementar a presente invenção.

A Fig. 4 é um diagrama mostrando uma constelação

de sinais com ruído aditivo branco Gaussiano presente, de acordo com uma modalidade exemplificante da presente invenção.

5 A Fig. 5 é um diagrama mostrando uma constelação de sinais com ruído aditivo branco Gaussiano e distorção não-linear presentes, de acordo com uma modalidade exemplificante da presente invenção.

A Fig. 6 é um fluxograma ilustrando uma modalidade exemplificante de um método para sintonizar e demodular um
10 sinal, de acordo com uma modalidade da presente invenção.

DESCRIÇÃO DAS MODALIDADES PREFERIDAS

Os exemplos aqui apresentados ilustram modalidades preferidas da invenção, e tais exemplos não devem ser considerados, de qualquer maneira, como limitadores do escopo da
15 invenção. Diferentes do conceito inventivo, os elementos mostrados nas figuras são bem conhecidos, e não serão descritos em detalhes. Além disso, presume-se uma familiaridade com receptores e transmissores de televisão, não sendo também aqui descritos em detalhes. Por exemplo, diferente do
20 conceito inventivo, presume-se uma familiaridade com as recomendações atuais e propostas para padrões de TV, tais como NTSC (National Television Systems Committee), PAL (Phase Alternation Line), SECAM (SEquential Couleur Avec Memoire) e ATSC (Advanced Television Systems Committee). Da mesma forma,
25 diferente do conceito inventivo, presume-se os conceitos de transmissão, tais como banda lateral vestigial com 8 níveis (8-VSB), Modulação de Amplitude da Quadratura (QAM), e componentes do receptor, tais como um 'front-end' de radio fre-

quência (RF), ou seção receptora, tal como um bloco de baixo ruído, sintonizadores, demoduladores, correlacionadores, integradores de dispersão e quadraturas. Da mesma forma, métodos de formatação e codificação (tal como o Moving Picture Expert Group (MPEG)-2 Systems Standard (ISO/IEC 13818-1)) para gerar correntes transportadoras de bits, são bastante conhecidos, não sendo aqui descritos. Deve ser também observado, que o conceito inventivo pode ser implementado, usando-se técnicas de programação convencionais, as quais, também não serão aqui descritas. Finalmente, números semelhantes nas figuras representam elementos similares.

Assumindo-se um canal de transmissão AWGN (ruído aditivo branco Gaussiano), em comunicações digitais, o sinal demodulado recebido pode ser representado como

$$r(nT) = s(nT) + w(nT); \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

onde T é o tempo de amostra, $s(nT)$ é o símbolo transmitido, e $w(nT)$ é o ruído aditivo branco Gaussiano do canal. Conforme conhecida na arte, a distribuição de Gauss é definida como

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (2)$$

onde σ^2 é a variância e μ é a média. As expressões acima se aplicam aos dados I (em fase) e Q (quadratura), se I e Q forem estatisticamente independentes.

Com referência agora aos desenhos, e de modo particular à fig. 1, é mostrado um diagrama de blocos de uma modalidade exemplificante do aparelho sintonizador do sinal de televisão. O aparelho compreende uma entrada 110, um filtro de entrada 120 e o amplificador de rádio frequência (RF)

para controle automático de ganho (AGC) 140, um filtro sintonizável 160, um misturador 180, um oscilador local 130, um filtro de frequência fixa 125, um amplificador de frequência intermediária (IF) para AGC 150, um conversor analógico em digital 155, um demodulador 165 e um gerador de AGC 105, O gerador de AGC 105 processa uma saída do amplificador de IF AGC 155 e um sinal de controle do demodulador 165 para gerar um sinal de controle RF AGC 170 e um sinal de controle IF AGC 190.

10 A Fig. 1 mostra um arranjo de circuitos de RF, IF e AGC, onde uma fonte de sinal é acoplada na entrada 110 e filtrada pelo filtro de entrada 120. O sinal do filtro de entrada 120 é acoplado ao amplificador 140, cujo ganho é controlável pelo AGC. O sinal amplificado pelo amplificador 15 140 é acoplado a um filtro sintonizável 160, onde o ruído e os sinais de canais adjacentes são reduzidos. Em seguida, o sinal é acoplado a um misturador 180, onde ele é misturado com um sinal de frequência de referência gerado pelo oscilador local 130, para produzir o sinal IF na frequência IF desejada. A frequência IF exata é dependente da largura de 20 banda do canal, conforme relacionada à posição geográfica. Por exemplo, sinais NTSC nos Estados Unidos e no Japão possuem um canal de 6 MHz com uma IF em torno de 44 MHz. Na Europa, um sinal PAL/SECAM possui um canal de 8 MHz, com uma 25 IF em torno de 36 MHz. O sinal IF é processado por um filtro de frequência fixa 125 e amplificado pelo amplificador IF AGC 150. A saída do amplificador IF é então acoplada ao gerador AGC 150, para proporcionar um sinal de controle AGC

reativo. O sinal de saída de vídeo proveniente da saída do amplificador IF é também digitalizado por um conversor analógico em digital (A/D) 155 e alimentado ao demodulador digital 165. O conversor A/D pode ser integrado a certos circuitos integrados (IC) de demodulador digital.

De acordo com a modalidade exemplificante da presente invenção, um sinal de controle IF AGC é acoplado ao amplificador AGC IF 150 no condutor 190 para ajustar o ganho da seção de IF, a fim de manter o sinal no condutor 115 em um nível razoavelmente constante para variações de nível do sinal da fonte no terminal de entrada RF 110. O sinal de controle RF AGS é acoplado através do condutor 170 ao amplificador de ganho RF AGS controlável 140. Esse sinal de controle AGC é derivado, de acordo com a presente invenção, em resposta aos parâmetros de sinal, tal como amplitude ou relação sinal/ ruído no condutor 115 e à estimativa de distorção não-linear por parte do demodulador 165. Os sinais de controle de ganho são configurados, de maneira a manter o nível de sinal na entrada do conversor de A/D 155 em um nível relativamente constante e dentro da faixa de entrada operacional do conversor A/D 155, enquanto que melhorando a qualidade do sinal.

Com referência agora à fig. 2, é mostrado um diagrama de blocos de uma modalidade exemplificante do aparelho demodulador digital para implementar a presente invenção. O demodulador digital exemplificante compreende um sintetizador de banda base 220, um circuito recuperador de tempo 240, um equalizador 260, um circuito de correção de erros (FEC)

280, e um circuito estimador de distorção 290.

Uma modalidade exemplificante de um demodulador digital é mostrada na fig. 2. O demodulador digital dessa modalidade exemplificante se refere, de um modo geral, à o-
5 peração de um demodulador decodificando um sinal QAM, embora a presente invenção possa ser igualmente aplicada a qualquer esquema de demodulação digital. O demodulador recebe um sinal IF digitalizado do conversor A/D (155 na fig. 1). O sintetizador de banda base 220 converte o sinal IF, para que um
10 sinal de banda base próximo tenha componentes de sinal I (em fase) e Q (quadratura). O sinal próximo de banda base é alimentado ao circuito recuperador de tempo 240, que é usado para sintonizar o tempo do circuito demodulador para os símbolos dos sinais de entrada. O circuito de tempo pode usar
15 um filtro de interpolação continuamente variável para amostragem do sinal de entrada, para gerar um sinal de banda base. O sinal de banda base é então alimentado a um equalizador 260. O equalizador 260 gera um sinal de número superior por compensação de diferentes falhas encontradas na rede,
20 tal como resposta da frequência de fase ou da frequência de amplitude indesejada. O sinal de número superior é alimentado ao circuito FEC 280, que gera os dados desejados e um sinal da taxa de erro de bits. O equalizador 260 ainda gera os dados usados pelo estimador de distorção 290 na geração do
25 sinal de controle enviado ao gerador AGS (105 na fig. 1), de acordo com a presente invenção.

Com referência agora à fig. 3, existe um diagrama de blocos de uma modalidade exemplificante de um circuito

processador de sinais preliminares para implementar a presente invenção. O ambiente 300 na fig. 3 compreende uma entrada de RF 305 com uma primeira representação exemplificante 375 de um sinal de RF presente na entrada de RF 305, um
5 filtro de entrada 310, uma modalidade exemplificante de um perfil de atenuação 360 do filtro de entrada e uma segunda representação exemplificante 380 de um sinal de RF presente após o filtro de entrada 310, um amplificador de RF com ganho automático controlado 320 com uma terceira representação
10 exemplificante 385 de um sinal de RF após o amplificador de RF, um filtro sintonizável 330 com uma modalidade exemplificante do perfil de atenuação do filtro sintonizável 370 e uma quarta representação exemplificante 390 de um sinal de RF após o filtro sintonizável, um misturador 340, um filtro
15 de frequência fixa 345, tal como um filtro SAW, com uma modalidade exemplificante do perfil de atenuação do filtro de frequência fixa 365, uma quinta representação exemplificante 392 de um filtro de RF após o filtro de frequência fixa 345 e um amplificador de IF com ganho automático controlado 350
20 com uma sexta representação exemplificante 395 de um sinal de RF após o amplificador de IF. De acordo com uma modalidade exemplificante aqui descrita, os elementos do ambiente 300 acima citados são acoplados operativamente entre si através de um meio de transmissão, tais como trilhas em uma
25 placa de circuito impresso, embora outros tipos de meios de transmissão possam ser também usados, de acordo com a presente invenção.

A entrada de RF 305 é operativa para alimentar um

sinal de RF, compreendendo um ou mais canais de televisão, cada qual compreendendo um ou mais programas de televisão. Alguns desses programas podem ser sinais analógicos de televisão no formato padrão NTSC, enquanto que outros programas podem ser sinais digitais de televisão no formato padrão ATSC empregando um esquema de modulação digital, tal como, mas não limitado a, qualquer um dos esquemas de modulação 8VSB, 16VSB ou 256QAM. Uma representação do espectro de sinais de RF de um sinal de RF exemplificante é mostrada 375, ilustrando uma pluralidade de sinais de televisão, cada qual usando uma frequência portadora de RF exclusiva e tendo diferentes amplitudes na entrada de RF. Essas diferentes amplitudes podem ser um resultado da perda de sinal a partir da distância de propagação ou diferentes ganhos de antena nas respectivas frequências portadoras de RF. O sinal de RF é conduzido da entrada de RF 305 para o filtro de entrada 310, que faz um primeiro esforço para reduzir os sinais indesejados dos canais adjacentes.

O filtro de entrada 310 usa tipicamente arquitetura sintonizável para centralizar a resposta do filtro na frequência RF desejada, para minimizar a atenuação do canal desejado e maximizar a atenuação dos canais adjacentes. Uma modalidade exemplificante de um perfil de atenuação 360 ilustra a atenuação aplicada entre a largura de banda do filtro, com a frequência desejada sendo representada como d . O filtro de entrada 310 possui uma atenuação mínima em d e uma atenuação crescente idealmente simétrica em torno da frequência desejada. Uma representação exemplificante 380 do

sinal RF presente após o filtro de entrada 310 ilustra a atenuação mínima para a frequência desejada d e atenuação crescente para os canais adjacentes correspondentes à resposta de frequência do filtro de entrada 310. O sinal RF é, então, conduzido da saída do filtro de entrada 310 para a entrada do amplificador RF 320.

O ganho do amplificador RF 320 é em resposta a um sinal de controle do gerador de AGC 105 da fig. 1. O amplificador RF 320 não é geralmente sintonizado em resposta à frequência desejada, de modo que ele amplifica todos os sinais dentro de sua largura de banda operacional, incluindo a frequência desejada, os canais adjacentes, bem como canais afastados da frequência desejada. Os canais amplificados mantêm a mesma relação de potência (D/U), deseja e indesejada, entre si. A representação exemplificante 385 do sinal RF é apresentada, após ser processada pelo amplificador RF 320. Nessa modalidade exemplificante, o forte canal adjacente é amplificado juntamente com o canal desejado. De acordo com uma modalidade exemplificante da presente invenção, o ganho do amplificador RF 320 pode ser ajustado em resposta à qualidade do sinal, através de um sinal de controle gerado pelo gerador de AGC (105 na fig. 1). O sinal RF é, então, conduzido da saída do amplificador RF 320 para a entrada do filtro sintonizável 330.

O filtro sintonizável 330 pode ter sua largura de banda controlável, ter uma frequência central que possa ser decalada, ou ter um perfil de atenuação ajustável em resposta ao gerador de AGC (105 na fig. 1), adicionando assim um

meio adicional para melhorar a qualidade do sinal, através do ajuste da resposta do filtro sintonizável 330 em resposta à qualidade do sinal. Um controlador individual de um perfil de atenuação 370 do filtro sintonizável 330 ilustra a atenuação aplicada na largura de banda do filtro, com a frequência desejada sendo representada como d . O filtro sintonizável 330 possui uma atenuação mínima em d e uma atenuação crescente idealmente simétrica em torno da frequência desejada. Uma representação exemplificante 390 do sinal RF presente após o filtro sintonizável 330 ilustra atenuação mínima para a frequência desejada d e atenuação crescente para os canais adjacentes correspondentes à resposta de frequência do filtro sintonizável 330. Ao comparar os perfis de atenuação exemplificantes 360, 370 do filtro de entrada 310 e do filtro sintonizável 330, verifica-se que o perfil de atenuação sintonizável 370 possui uma banda de passagem mais estreita e um perfil de atenuação mais resistente fora de banda. O sinal RF é, então, conduzido da saída do filtro sintonizável 330 para a entrada do misturador RF 340. O sinal RF é misturado com o sinal do oscilador local para gerar um sinal RF, cuja frequência da portadora é a frequência IF desejada. O sinal RF é, então, conduzido da saída do misturador 340 para a entrada do filtro de frequência fixa 345, tal como um filtro SAW. O filtro de frequência fixa 345 possui geralmente uma forte característica de rejeição fora de banda. A saída do filtro de frequência fixa 345 é conduzida, a seguir, ao amplificador AGC IF 350. Um seletor dos canais de televisão possui geralmente uma IF a jusante da frequên-

cia central de 44 MHz.

O ganho do amplificador IF 350 é controlado em resposta a um sinal de controle do gerador de AGC 105 da fig. 1. O amplificador IF 350, da mesma forma que o amplificador RF 320, amplifica todos os sinais dentro de sua largura de banda operacional, incluindo a frequência desejada, os canais adjacentes, bem como canais afastados da frequência desejada. Na representação exemplificante 395, é mostrado o sinal RF após ser processado pelo amplificador IF 350. De acordo com uma modalidade exemplificante da presente invenção, o ganho do amplificador IF 350 pode ser ajustado em resposta à qualidade do sinal, através de um sinal de controle gerado pelo gerador de AGC (105 na fig. 1). O sinal RF é, então, conduzido da saída do amplificador IF 350 para a entrada do conversor A/B (155 na fig. 1) e a uma das entradas do gerador de AGC (105 na fig. 1).

Com referencia agora à fig. 4, é mostrado um diagrama 400 mostrando uma constelação de sinais com ruído aditivo branco Gaussiano presente, de acordo com uma modalidade exemplificante da presente invenção. A constelação de sinais representa uma representação bidimensional dos valores I e Q de número superior emitidos pelo equalizador 260 da fig. 1. Em uma constelação de sinais com ruído aditivo branco Gaussiano presente, cada um dos setores dos pontos da constelação possui uma distribuição de Gauss, e todos os setores possuem cerca da mesma distribuição.

Com referência agora à fig. 5, é mostrado um diagrama mostrando uma constelação de sinais exemplificantes

com ruído aditivo branco Gaussiano e distorção não-linear presentes, de acordo com uma modalidade exemplificante da presente invenção. A constelação de sinais representa uma representação bidimensional dos valores I e Q de número superior emitidos pelo equalizador 260 da fig. 1. Em uma constelação de sinais com ruído aditivo branco Gaussiano presente e um componente de distorção não-linear, os setores dos pontos da constelação possuem uma distribuição distintamente não-gaussiana, e cada uma das distribuições é distinta. O estimador de distorção 290 da fig. 2, que pode ser uma parte integrante do equalizador 260 da fig. 2, pode usar essa distribuição não-gaussiana dos setores de pontos da constelação de sinais para detectar a presença de distorção não-linear, de acordo com uma modalidade exemplificante da presente invenção.

Em um receptor digital, existe normalmente a necessidade de estimar a relação sinal/ ruído/ (SNR). Um método para estimar a SNR é usar estimativa direta da potência do ruído baseado na mediação da potência do sinal de erro usada pelo equalizador digital. A potência média de sinal na saída do equalizador é presumida ser uma entidade conhecida, e não precisa ser estimada. Outro método presume a distribuição de cada setor dos pontos da constelação, como sendo Gaussiana, e é baseado na localização, ao longo de um período de tempo, do número de pontos da constelação, que incidem em certo raio do centro do setor da constelação, ou fora de um valor I e valor Q predeterminado. O número dos pontos da constelação, que incidem dentro dos limites como um percen-

tual do número total dos pontos da constelação recebidos ao longo do mesmo período de tempo, pode ser usado para estimar a potência média de erro usando uma Função Gaussiana de Erro. Se a constelação estiver corrompida somente pelo AWGN, a
5 distribuição de ruído gaussiano é uma boa aproximação e, os métodos de estimativa da potência de ruído e, assim, da SNR irão produzir, na média, resultados comparáveis. Porém, se houver também uma distorção não-linear presente, conforme representada na constelação de sinais exemplificantes da
10 fig. 5, a hipótese da distribuição gaussiana é falsa, e o segundo método de estimativa da potência irá fornecer um valor diferente da estimativa direta da potência de ruído, com base na mediação da potência do sinal de erro. O grau de discrepância irá depender da gravidade da distorção. Através
15 do uso desses dois métodos independentes para estimativa da SNR da potência de ruído ao mesmo tempo e comparação de suas saídas médias, a presença e grau de distorção não-linear podem ser estimados.

A Função Gaussiana de Erro inversa, usada no se-
20 gundo método de estimativa da potência, pode ser tabulada sobre a faixa operacional prevista de SNRs, e implementada com eficiência em hardware como uma tabela de referência. De maneira vantajosa, ambos os métodos de estimativa utilizam circuitos, que se acham normalmente disponíveis dentro de uma
25 implementação tradicional do equalizador de canal digital.

Se uma distorção não-linear for detectada, o estimador de distorção (290 na fig. 2) pode transmitir um sinal de controle para o gerador de AGC (105 na fig. 1), que pode

alterar a operação de processamento do sinal RF executada pelo sintonizador, tal como redividindo os ganhos do amplificador entre as seções RF e IF, ou ajustando a resposta do filtro sintonizável (160 na fig. 1). Esta operação alterada
5 pode reduzir, de modo vantajoso, a gravidade da distorção não-linear. Esta redução da distorção não-linear pode exceder a degradação em potencial, devido ao desvio da divisão de ganho, baseado na característica do sinal analógico. Além disso, a faixa de voltagens de entrada A/D pode ser limitada
10 para reduzir o ganho analógico global, reduzindo ou eliminando assim a necessidade para alterar a divisão de ganho ou as respostas do filtro.

Com referência agora à fig. 6, existe um fluxograma 600 ilustrando uma modalidade exemplificante de um método
15 para sintonia e demodulação de um sinal, de acordo com uma modalidade da presente invenção. A primeira etapa para estimar a distorção não-linear presente no sinal RF é receber o sinal digital do conversor A/D 610. O sinal digital é, então, demodulado 620 e uma estimativa de número superior dos
20 valores I e Q é gerada pelo equalizador (260 na fig. 2). O do número superior significa que o valor exato de I e Q é determinado, quando ele é recebido antes da correção de erro ser realizada no sinal, onde os ditos valores I e Q compreendem geralmente os valores transmitidos combinados com o
25 fator de ruído. Por exemplo, os valores transmitidos podem ser $I=2$ e $Q=4$, mas após a transmissão, o equalizador gera valores de número superior de 2,2 e 3,7. Somente após o processamento posterior da correção de erro é que os valores

transmitidos são determinados como sendo, respectivamente, 2 e 4. Esses valores de número superior são inicialmente usados para determinar a SNR 630, por estimativa direta da potência de ruído, baseado na mediação da potência do sinal de erro usado pelo equalizador digital. Os valores de número superior de I e Q são, então, usados para estimar a SNR pelo segundo método 640. O segundo método determina, ao longo de um período de tempo, o número de pontos da constelação que incidem dentro de certo raio do centro do setor da constelação ou fora de uma faixa de valores I e faixa de valores Q predeterminados, tal como mais ou menos 10% para cada valor, por exemplo. A relação do número de pontos da constelação, que incidem dentro dos limites como um percentual do número total de pontos da constelação recebidos ao longo do mesmo período de tempo, é usada para estimar a potência média de erro e, assim, a SNR. Os dois métodos de estimativa independente da SNR da potência de ruído são comparados 650, e um sinal de controle reativo à diferença entre as duas estimativas da SNR é gerado. Se o valor estiver abaixo de um limite aceitável, o sistema não envia nenhum sinal de controle ao gerador de AGC (105 na fig. 1), e o processo prossegue através da recepção do sinal do A/D 601. Porém, se o valor ultrapassar um limite admissível, o sinal de controle é transmitido ao gerador de AGC (105 na fig. 1), onde a operação de processamento do sinal de RF pode ser alterada, de modo a reduzir a discrepância entre os dois métodos de estimativa da SNR. A operação é então prosseguida, através da recepção do sinal do A/D 601. De modo alternativo, o sinal

de controle reativo à diferença entre os dois valores da SNR pode ser continuamente transmitido ao gerador de AGC (105 na fig. 1), a despeito da amplitude da diferença, e o gerador de AGC pode usar estas informações para otimizar o processamento do sinal RF. Embora a modalidade exemplificante acima de um método para sintonizar e demodular um sinal, de acordo com uma modalidade da presente invenção, ensine que os primeiro e segundo métodos para estimar a SNR possam ser realizados de modo seqüencial, estas operações podem ser realizadas de maneira seqüencial ou simultânea.

Conforme aqui descrito, a presente invenção apresenta uma arquitetura e protocolo para detecção da distorção não-linear de sinal, usando fontes múltiplas de medição da relação sinal/ ruído. Embora essa invenção tenha sido descrita, como tendo um modelo preferido, a presente invenção pode ser modificada dentro do espírito e escopo dessa divulgação. Assim, esse Pedido pretende cobrir quaisquer variações, usos, ou adaptações da invenção, usando seus princípios gerais. Além disso, esse Pedido pretende cobrir aquelas alterações da presente divulgação, conforme incidam na prática conhecida ou convencional da técnica, à qual essa invenção pertence, e que incidam dentro dos limites das reivindicações apenas.

REIVINDICAÇÕES

1. Aparelho para sintonizar um sinal de rádio frequência (RF), **CARACTERIZADO** pelo fato de compreender informações moduladas, compreendendo um primeiro processador para
5 gerar um primeiro sinal de controle automático de ganho, em resposta a uma figura de distorção não-linear estimada a partir de um ponto de sinal das ditas informações moduladas.

2. Aparelho, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de um ganho de um amplificador de RF
10 ser alterado, em resposta ao dito primeiro sinal de controle automático de ganho.

3. Aparelho, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro processador gerar um segundo sinal de controle automático de ganho, em respos-
15 ta à dita figura de distorção não-linear estimada a partir do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, onde o ganho de um amplificador de frequência intermediária (IF) é alterado em resposta ao dito segundo sinal de controle automático de ganho.

20 4. Aparelho, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro processador gerar um sinal de controle de filtro em resposta à dita figura de distorção não-linear estimada a partir do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, e onde a resposta de um
25 filtro ajustável é alterada em resposta ao dito sinal de controle de filtro.

5. Aparelho, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-

linear ser determinada por comparação de uma relação entre valores de sinal fora de um limite do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, recebidas dentro de um período de tempo, e um número total de valores de sinal recebido dentro do dito período de tempo.

6. Aparelho, de acordo com a reivindicação 5, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo predeterminado.

10 7. Aparelho, de acordo com a reivindicação 5, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo, determinado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

15 8. Aparelho, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada a partir de uma relação de resultados de:

um primeiro método para estimar relação sinal/ ruído por comparação de uma relação entre valores de sinal fora de um limite do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, recebidas dentro de um período de tempo, e um número total de valores de sinal recebidos dentro do dito período de tempo; e

25 um segundo método para estimar relação sinal/ ruído a partir de uma potência média de sinal de erro dos ditos valores de sinal.

9. Aparelho, de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-

linear ser determinada ao longo de um período de tempo predeterminado.

10. Aparelho, de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo, determinado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

11. Método para sintonizar um sinal de rádio frequência (RF), **CARACTERIZADO** pelo fato de compreender as etapas de:

- recepção do dito sinal de RF;
- amplificação do dito sinal de RF em resposta a um primeiro sinal de controle automático de ganho;
- demodulação do dito sinal de RF;
- 15 - estimativa de uma figura de distorção não-linear a partir de um componente em fase e um componente de quadratura do dito sinal de RF demodulado; e
- ajuste do dito primeiro sinal de controle automático em resposta à dita figura de distorção não-linear.

20 12. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de compreender a etapa de:

- mixagem do dito sinal de RF com um segundo sinal de RF, para gerar um sinal de frequência intermediária (IF);
- 25 - amplificação do dito sinal de IF em resposta a um segundo sinal de controle automático de ganho;
- geração de um segundo sinal de controle automático de ganho em resposta à dita figura de distorção não-

linear; e

- ajuste do dito segundo sinal de controle automático em resposta à dita figura de distorção não-linear.

13. Método, de acordo com a reivindicação 12,
5 **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de compreender as etapas de:

- filtragem do dito sinal de RF;

- geração de um sinal de controle de filtro em resposta à dita figura de distorção não-linear;

10 - ajuste de uma resposta a um filtro ajustável em resposta ao dito sinal de controle de filtro.

14. Método, de acordo com a reivindicação 11,
CARACTERIZADO pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada por comparação de uma relação entre
15 valores de sinal fora de um limite do dito componente em fase e fora de um limite do dito componente de quadratura do dito sinal de RF demodulado, recebido dentro de um período de tempo, e um número total de valores de sinal recebidos dentro do dito período de tempo.

20 15. Método, de acordo com a reivindicação 14,
CARACTERIZADO pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo pre-determinado.

16. Aparelho, de acordo com a reivindicação 14,
25 **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo, determinado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

17. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita etapa de estimativa compreender as etapas de:

- estimativa de um primeiro valor entre sinal/ ruído, por comparação de uma relação entre valores de sinal fora de um limite do dito componente em fase e fora de um limite do dito componente de quadratura do dito sinal de RF demodulado, recebido dentro de um período de tempo, e um número total de valores de sinal recebidos dentro do dito período de tempo; e

- estimativa de um segundo valor entre sinal/ ruído a partir de uma potência média de sinal de erro dos ditos valores de sinal; e

- determinação da dita figura de distorção não-linear em resposta a uma combinação do dito primeiro valor entre sinal / ruído e do dito segundo valor entre sinal/ ruído.

18. Método, de acordo com a reivindicação 17, **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro valor entre sinal/ ruído e do dito segundo valor entre sinal/ ruído serem determinados ao longo de um período de tempo predeterminado.

19. Método, de acordo com a reivindicação 17, **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro valor entre sinal/ ruído e do dito segundo valor entre sinal/ ruído serem determinados ao longo de um período de tempo determinado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

20. Método para sintonizar um sinal de rádio frequência (RF), **CARACTERIZADO** pelo fato de compreender as eta-

pas de:

- recepção do dito sinal de RF;
- amplificação do dito sinal de RF em resposta a um sinal de controle automático de ganho (AGC) de RF;
- 5 - filtragem do dito sinal de RF;
- mixagem do dito sinal de RF com um segundo sinal de RF, para gerar um sinal de frequência intermediária (IF);
- filtragem do dito sinal de IF;
- amplificação do dito sinal de IF em resposta a
- 10 um sinal de AGC IF;
- demodulação do dito sinal de IF;
- estimativa de um primeiro valor entre sinal/ ruído, por comparação de uma relação entre valores de sinal superiores a um limite, recebidos dentro de um período de
- 15 tempo, e um número total de valores de sinal recebidos dentro do dito período de tempo, onde o dito limite compreende um valor de amplitude mínima e máxima para uma porção em fase das ditas informações e um mínimo e máximo de uma porção de fase de quadratura das ditas informações;
- 20 estimativa de um segundo valor entre sinal/ ruído a partir de uma potência média de sinal de erro dos ditos valores de sinal;
- determinação de uma figura de distorção não-linear em resposta a uma combinação do dito primeiro valor
- 25 entre sinal/ ruído com o dito segundo valor entre sinal/ ruído; e
- ajuste do dito sinal de AGC RF com o dito sinal de AGC IF em resposta à dita figura de distorção não-linear.

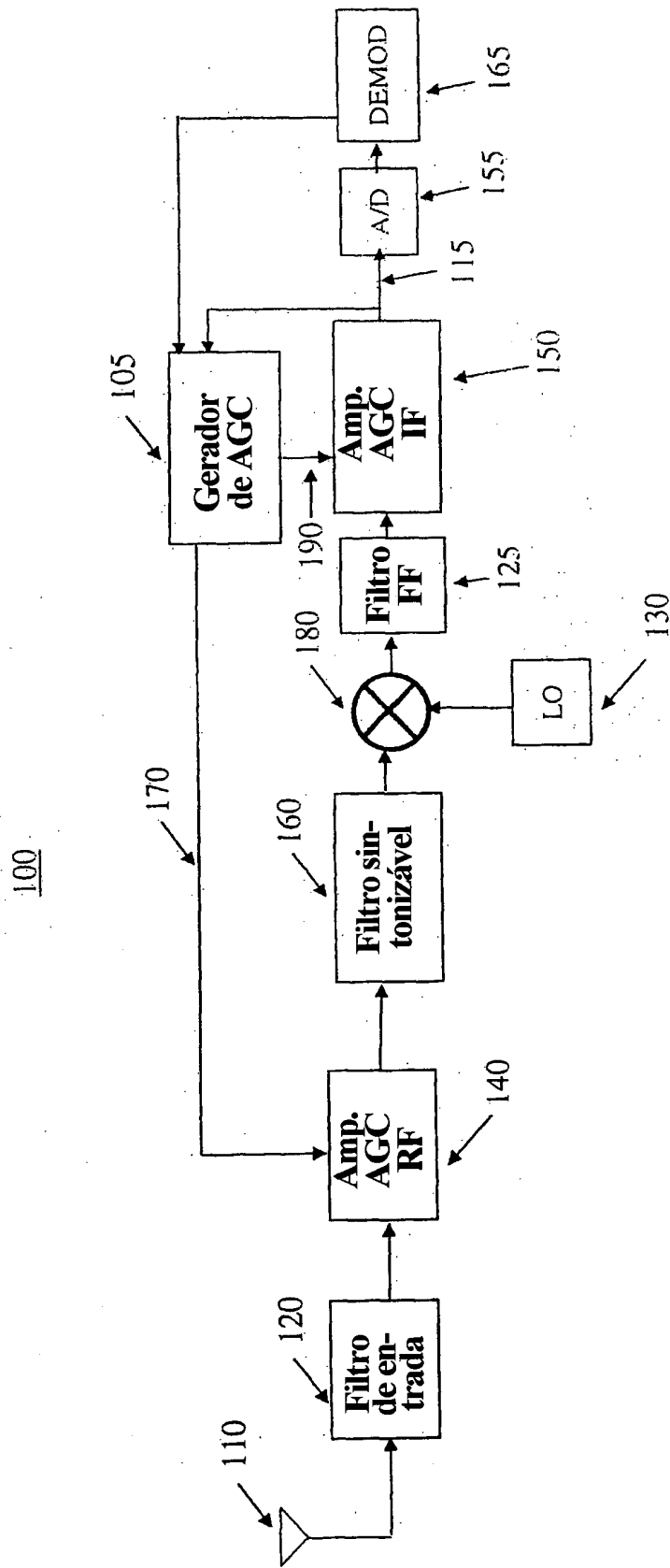


FIG. 1

200

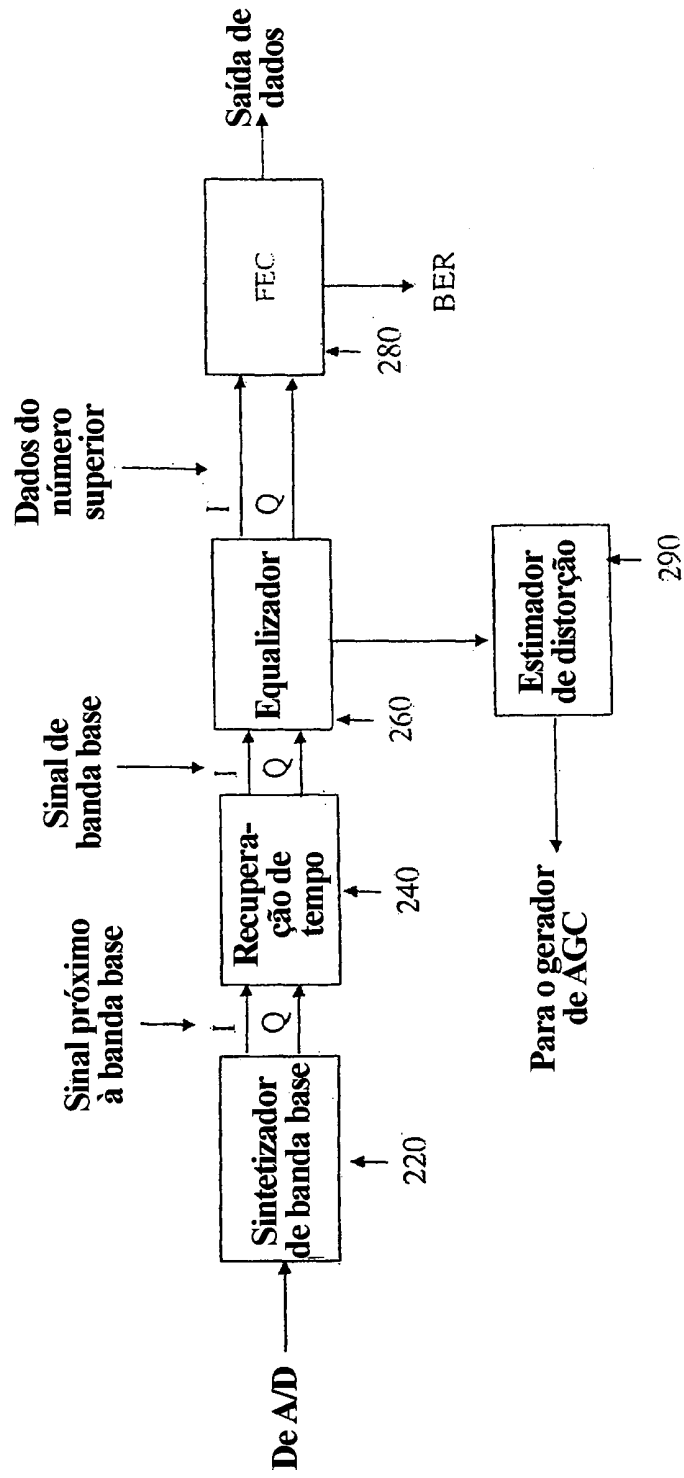


FIG. 2

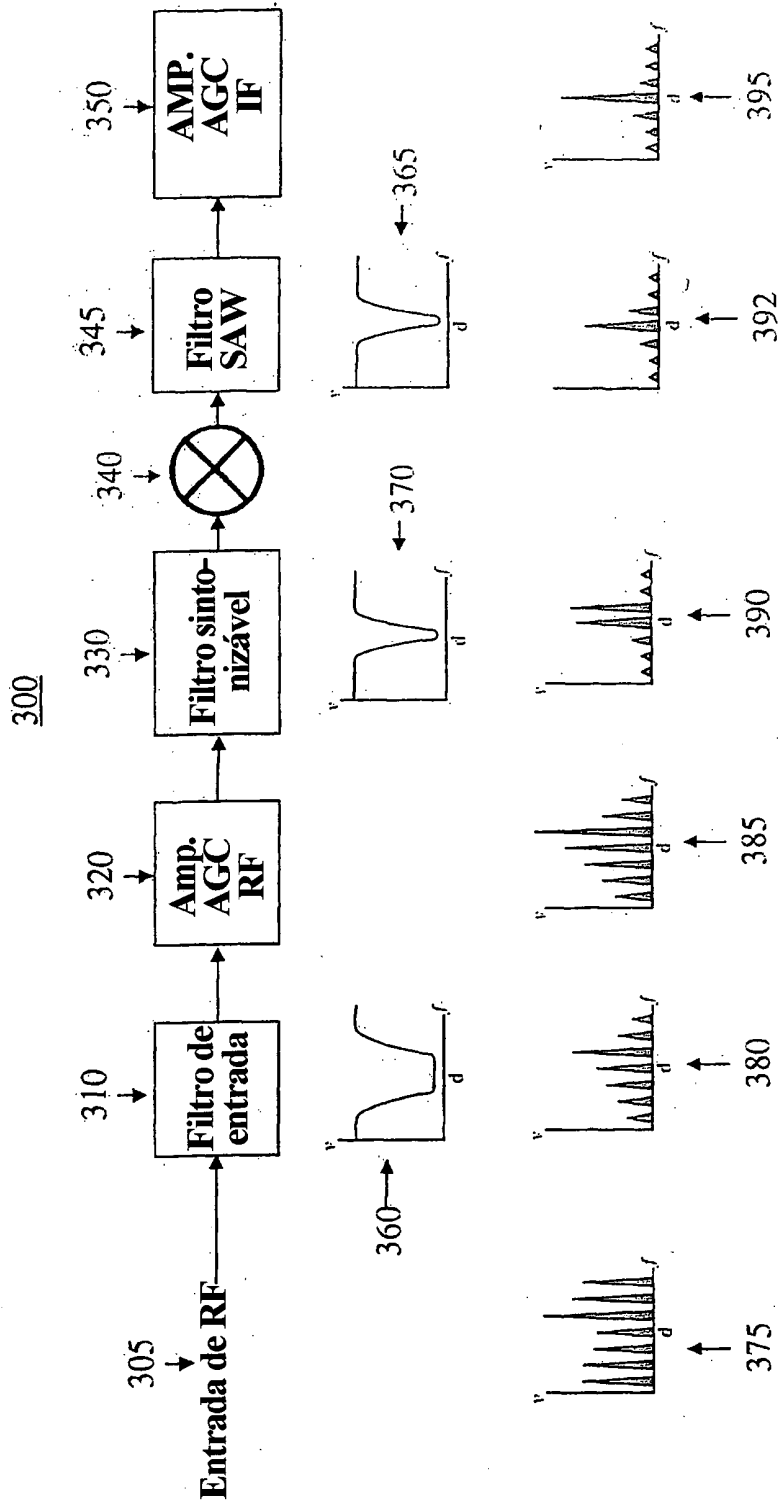


FIG. 3

400

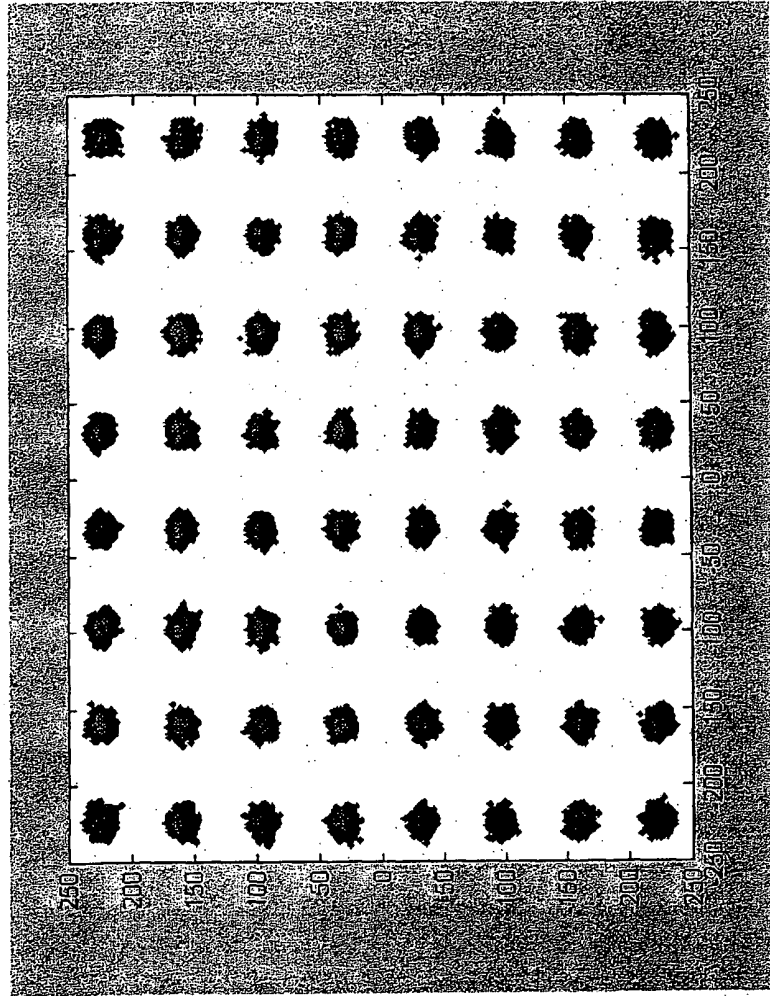


FIG. 4

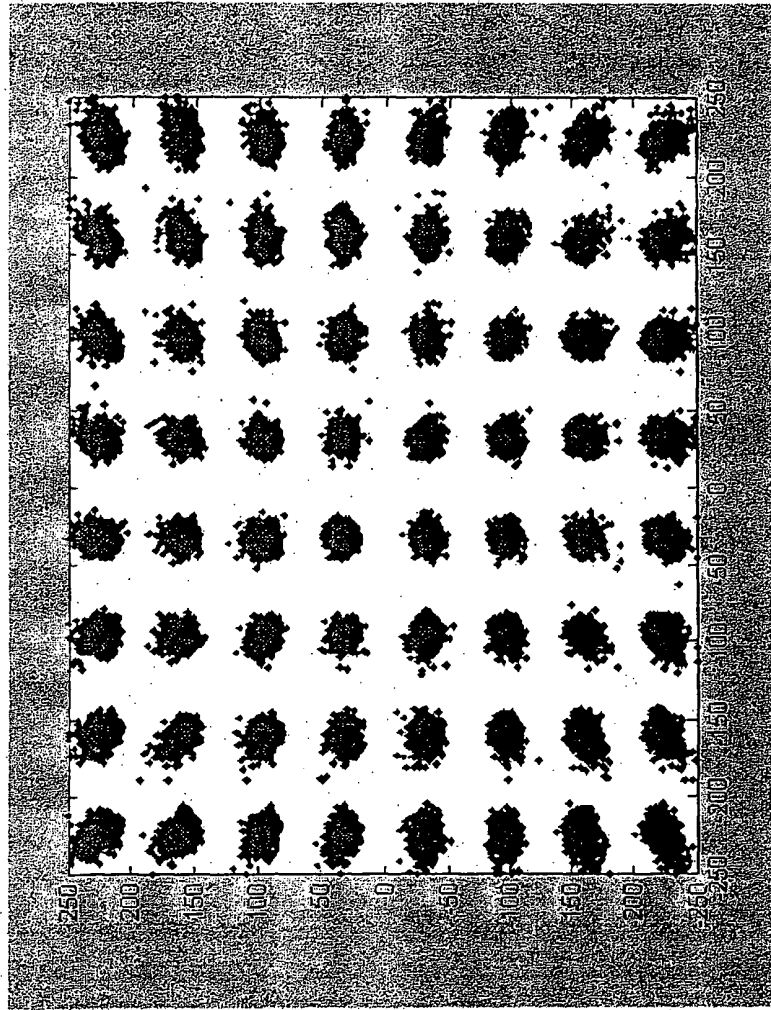
500

FIG. 5

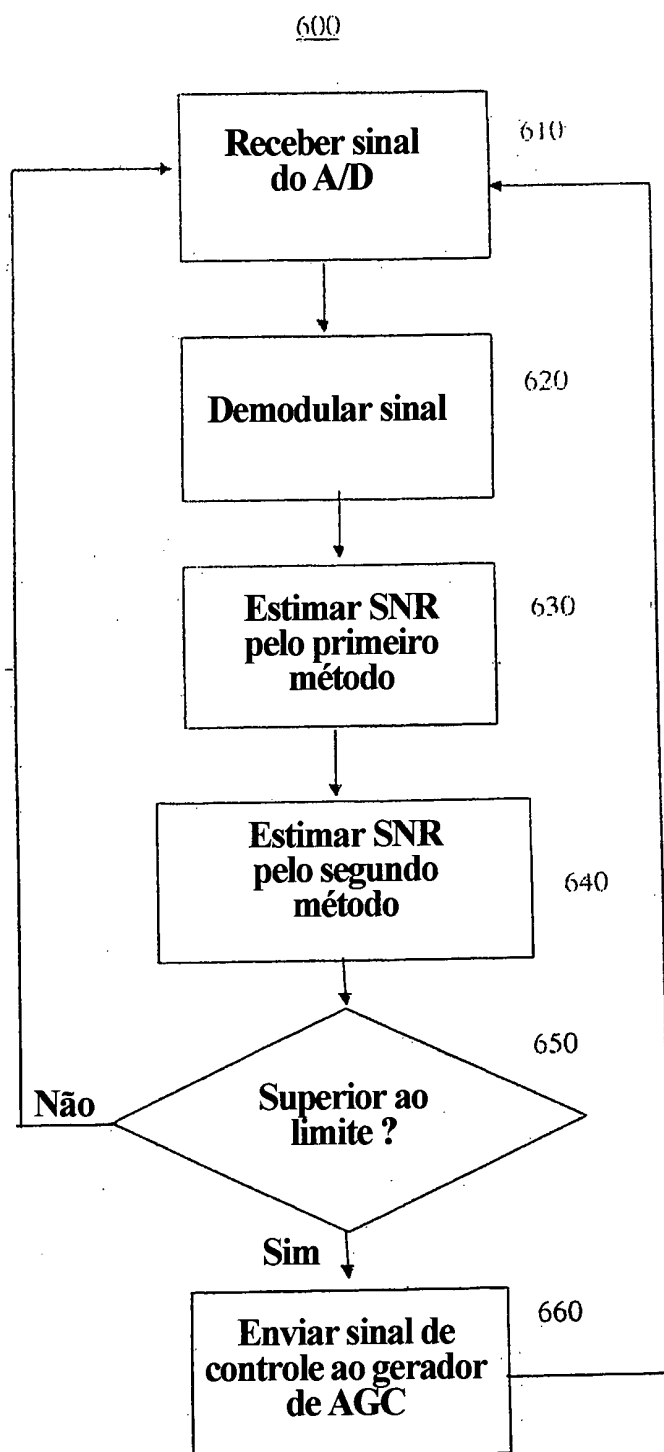


FIG. 6

P1000886-9

RESUMO

"DETECÇÃO DA DISTORÇÃO NÃO-LINEAR DE SINAL USANDO FONTES MÚLTIPLAS DE MEDIÇÃO DA RELAÇÃO SINAL / RUÍDO"

5 Aparelho processador do sinal de televisão contendo um receptor compreende um estimador de distorção e um gerador de sinal de controle automático de ganho. O gerador de sinal de controle automático de ganho gera uma pluralidade de sinais de controle da resposta de filtro e controle automático de ganho, em resposta à amplitude ou relação sinal/

10 ruído de um sinal de RF e uma figura de distorção não-linear gerada através das informações conduzidas pelo dito sinal de RF. O estimador de distorção usa uma pluralidade de métodos estatísticos para gerar uma figura de distorção não-linear, a partir da constelação de sinais das informações conduzidas

15 pelo dito sinal de RF.

quência (RF), ou seção receptora, tal como um bloco de baixo ruído, sintonizadores, demoduladores, correlacionadores, integradores de dispersão e quadraturas. Da mesma forma, métodos de formatação e codificação (tal como o Moving Picture Expert Group (MPEG)-2 Systems Standard (ISO/IEC 13818-1)) para gerar correntes transportadoras de bits, são bastante conhecidos, não sendo aqui descritos. Deve ser também observado, que o conceito inventivo pode ser implementado, usando-se técnicas de programação convencionais, as quais, também não serão aqui descritas. Finalmente, números semelhantes nas figuras representam elementos similares.

Assumindo-se um canal de transmissão AWGN (ruído aditivo branco Gaussiano), em comunicações digitais, o sinal demodulado recebido pode ser representado como

$$r(nT) = s(nT) + w(nT); n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

onde T é o tempo de amostra, $s(nT)$ é o símbolo transmitido, e $w(nT)$ é o ruído aditivo branco Gaussiano do canal. Conforme conhecida na arte, a distribuição de Gauss é definida como

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2)$$

onde σ^2 é a variância e μ é a média. As expressões acima se aplicam aos dados I (em fase) e Q (quadratura), se I e Q forem estatisticamente independentes.

Com referência agora aos desenhos, e de modo particular à fig. 1, é mostrado um diagrama de blocos de uma modalidade exemplificante do aparelho sintonizador do sinal de televisão. O aparelho compreende uma entrada 110, um filtro de entrada 120 e o amplificador de rádio frequência (RF)

REIVINDICAÇÕES

1. Aparelho para sintonizar um sinal de rádio frequência (RF), compreendendo informações moduladas, **CARACTERIZADO** pelo fato de compreender um primeiro processador para gerar um primeiro sinal de controle automático de ganho, em resposta a uma figura de distorção não-linear estimada a partir de um ponto de sinal das ditas informações moduladas.

2. Aparelho, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato de um ganho de um amplificador de RF ser alterado, em resposta ao dito primeiro sinal de controle automático de ganho.

3. Aparelho, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro processador gerar um segundo sinal de controle automático de ganho, em resposta à dita figura de distorção não-linear estimada a partir do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, onde o ganho de um amplificador de frequência intermediária (IF) é alterado em resposta ao dito segundo sinal de controle automático de ganho.

4. Aparelho, de acordo com a reivindicação 2, **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro processador gerar um sinal de controle de filtro em resposta à dita figura de distorção não-linear estimada a partir do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, e onde a resposta de um filtro ajustável é alterada em resposta ao dito sinal de controle de filtro.

5. Aparelho, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada por comparação de uma relação entre valores de sinal fora de um limite do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, recebidas dentro de um período de tempo, com um número total de valores de sinal recebido dentro do dito período de tempo.

6. Aparelho, de acordo com a reivindicação 5, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo predeterminado.

7. Aparelho, de acordo com a reivindicação 5, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo, determinado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

8. Aparelho, de acordo com a reivindicação 1, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada a partir de uma relação de resultados de:

um primeiro método para estimar relação sinal/ ruído por comparação de uma relação entre valores de sinal fora de um limite do dito ponto de sinal das ditas informações moduladas, recebidas dentro de um período de tempo, e um número total de valores de sinal recebidos dentro do dito período de tempo; e

um segundo método para estimar relação sinal/ ruído a partir de uma potência média de sinal de erro dos ditos valores de sinal.

9. Aparelho, de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo pre-determinado.

5 10. Aparelho, de acordo com a reivindicação 8, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo, determinado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

10 11. Método para sintonizar um sinal de rádio frequência (RF), **CARACTERIZADO** pelo fato de compreender as etapas de:

receber o dito sinal de RF;

15 amplificar o dito sinal de RF em resposta a um primeiro sinal de controle automático de ganho;

demodular o dito sinal de RF;

estimar uma figura de distorção não-linear a partir de um componente em fase e um componente de quadratura do dito sinal de RF demodulado; e

20 ajustar o dito primeiro sinal de controle automático em resposta à dita figura de distorção não-linear.

12. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de compreender a etapa de:

25 misturar o dito sinal de RF com um segundo sinal de RF, para gerar um sinal de frequência intermediária (IF);

amplificar o dito sinal de IF em resposta a um segundo sinal de controle automático de ganho;

gerar um segundo sinal de controle automático de ganho em resposta à dita figura de distorção não-linear; e

ajustar o dito segundo sinal de controle automático em resposta à dita figura de distorção não-linear.

5 13. Método, de acordo com a reivindicação 12, **CARACTERIZADO** adicionalmente pelo fato de compreender as etapas de:

filtrar o dito sinal de RF;

10 gerar um sinal de controle de filtro em resposta à dita figura de distorção não-linear;

ajustar uma resposta a um filtro ajustável em resposta ao dito sinal de controle de filtro.

15 14. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada por comparação de uma relação entre valores de sinal fora de um limite do dito componente em fase e fora de um limite do dito componente de quadratura do dito sinal de RF demodulado, recebido dentro de um período de tempo, e um número total de valores de sinal recebidos
20 dentro do dito período de tempo.

15 15. Método, de acordo com a reivindicação 14, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo pre-determinado.

25 16. Aparelho, de acordo com a reivindicação 14, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita figura de distorção não-linear ser determinada ao longo de um período de tempo, de-

terminado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

17. Método, de acordo com a reivindicação 11, **CARACTERIZADO** pelo fato da dita etapa de estimar compreender

5 as etapas de:

estimar um primeiro valor entre sinal/ ruído, por comparação de uma relação entre valores de sinal fora de um limite do dito componente em fase e fora de um limite do dito componente de quadratura do dito sinal de RF demodulado,
10 recebido dentro de um período de tempo, e um número total de valores de sinal recebidos dentro do dito período de tempo;
e

estimar um segundo valor entre sinal/ ruído a partir de uma potência média de sinal de erro dos ditos valores
15 de sinal; e

determinar a dita figura de distorção não-linear em resposta a uma combinação do dito primeiro valor entre sinal / ruído e do dito segundo valor entre sinal/ ruído.

18. Método, de acordo com a reivindicação 17,
20 **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro valor entre sinal/ ruído e do dito segundo valor entre sinal/ ruído serem determinados ao longo de um período de tempo predeterminado.

19. Método, de acordo com a reivindicação 17, **CARACTERIZADO** pelo fato do dito primeiro valor entre sinal/
25 ruído e do dito segundo valor entre sinal/ ruído serem determinados ao longo de um período de tempo determinado em resposta a uma característica do dito sinal de RF.

20. Método para sintonizar um sinal de rádio fre-

quência (RF), **CARACTERIZADO** pelo fato de compreender as etapas de:

receber o dito sinal de RF;

amplificar o dito sinal de RF em resposta a um sinal de controle automático de ganho (AGC) de RF;

filtrar o dito sinal de RF;

misturar o dito sinal de RF com um segundo sinal de RF, para gerar um sinal de frequência intermediária (IF);

filtrar o dito sinal de IF;

amplificar o dito sinal de IF em resposta a um sinal de AGC IF;

demodular o dito sinal de IF;

estimar um primeiro valor entre sinal/ ruído, por comparação de uma relação entre valores de sinal superiores a um limite, recebidos dentro de um período de tempo, com um número total de valores de sinal recebidos dentro do dito período de tempo, onde o dito limite compreende um valor de amplitude mínima e máxima para uma porção em fase das ditas informações e um mínimo e máximo de uma porção de fase de quadratura das ditas informações;

estimar um segundo valor entre sinal/ ruído a partir de uma potência média de sinal de erro dos ditos valores de sinal;

determinar uma figura de distorção não-linear em resposta a uma combinação do dito primeiro valor entre sinal/ ruído com o dito segundo valor entre sinal/ ruído; e

ajustar o dito sinal de AGC RF e o dito sinal de AGC IF em resposta à dita figura de distorção não-linear.