



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

(11) PI 0419030-0 B1

(22) Data do Depósito: 07/09/2004

(45) Data de Concessão: 14/02/2018



* B R P I 0 4 1 9 0 3 0 B 1 *

(54) Título: MÉTODO E DISPOSITIVO PARA DEMODULAÇÃO DE SINAIS DE PORTADORA ALTERNADA BINÁRIA DESLOCADA (ALTBOC) DE GALILEO

(51) Int.Cl.: H04L 27/06; G01S 1/04; H04L 27/22; H04B 1/707

(73) Titular(es): EUROPEAN SPACE AGENCY

(72) Inventor(es): WIM DE WILDE; JEAN-MARIE SLEEWAEGEN; GONZALO SECO GRANADOS

7

Relatório Descritivo da Patente de Invenção para **"MÉTODO E DISPOSITIVO PARA DEMODULAÇÃO DE SINAIS DE PORTADORA ALTERNADA BINÁRIA DESLOCADA (ALTBOC) DE GALILEO"**.

Campo da Invenção

5 A presente invenção refere-se, de um modo geral, a receptores de Sistema Global de Navegação por Satélite (GNSS) e, em particular, a receptores que operam com sinais de satélite de portadora alternada binária deslocada (AltBOC).

Antecedentes da Invenção

10 Os receptores do sistema global de navegação por satélite (GNSS), tais como receptores Galileo, determinam sua posição global com base em sinais recebidos de satélites GNSS em órbita. Os satélites de GNSS transmitem sinais usando pelo menos uma portadora, cada portadora sendo modulado por pelo menos um código pseudo-randômico binário (PRN), que consiste em uma seqüência aparentemente randômica de uns e
15 zeros que é repetida periodicamente. Os uns e zeros no código de PRN são referidos como "chips de código" e as transições no código de um para zero ou de zero para um, que ocorrem em "tempos de chips de código" são referidos como "transições de chips de código". Cada satélite de GNSS usa um
20 código único de PRN e, assim, um receptor de GNSS pode associar um sinal recebido com um satélite particular pela determinação do qual o código de PRN é incluído no sinal.

O receptor de GNSS calcula a diferença entre o tempo em que um satélite transmite seu sinal e o tempo em que o receptor recebe o sinal.
25 O receptor, então, calcula sua distância ou "pseudofaixa" do satélite baseado na diferença de tempo associada. Usando as pseudofaixas de pelo menos quatro satélites, o receptor determina sua posição global.

Para determinar a diferença de tempo, o receptor de GNSS sincroniza um código de PRN gerado localmente com o código de PRN no sinal
30 recebido pelo alinhamento dos chips de código em cada um dos códigos. O receptor de GNSS, então, determina quanto o código de PRN gerado localmente é deslocado em tempo da sincronização conhecida do código de PRN

de satélite no momento da transmissão e calcula a pseudofaixa associada. Quanto mais o receptor de GNSS alinha o código de PRN gerado localmente com o código de PRN no sinal recebido, mais precisamente o receptor de GNSS pode determinar a diferença de tempo e a pseudofaixa associada e, por sua vez, sua posição global.

As operações de sincronização de código incluem aquisição do código de PRN de satélite e rastreamento do código. Para adquirir o código de PRN, o receptor de GNSS, em geral, faz uma série de medidas de correlação, que são separadas em tempo por um chip de código. Após a aquisição, o receptor de GNSS trilha o código recebido. Em geral, ele faz medições de correlação "Early-Minus-Late", isto é, medições da diferença entre (i) uma medição de correlação associada com o código de PRN no sinal recebido e uma versão inicial do código de PRN gerado localmente; e (ii) uma medição de correlação associada com o código de PRN no sinal recebido e uma versão recente do código de PRN local. O receptor de GNSS, então, usa as medições early-minus-late em um laço de bloqueio de retardo (DLL), que produz um sinal de erro, que é proporcional ao desalinhamento entre os códigos de PRN locais e os recebidos. O sinal de erro é usado, por sua vez, para controlar o gerador de código de PRN, que desloca o código de PRN local essencialmente para minimizar o sinal de erro de DLL.

O receptor de GNSS também alinha, tipicamente, a portadora de satélite com uma portadora local, usando medições de correlação associadas com uma versão pontual do código de PRN local. Para fazer isso, o receptor usa um laço de bloqueio de fase de rastreamento de portadora (PLL).

A Comissão Europeia e a Agência Espacial Europeia (ESA) estão desenvolvendo um GNSS conhecido como Galileo. Os satélites Galileo transmitirão dois sinais na banda E5a (1176,45 MHz) e dois sinais na banda E5b (1207,14 MHz) como um sinal composto com uma frequência central de 1191,795 MHz e uma largura de banda de pelo menos 70 MHz, usando uma modulação de AltBOC. A geração de sinal de AltBOC é descrita no documento da Força Tarefa de Sinal Galileo da Comissão Europeia "Status of Galileo Frequency and Signal Design", G. W. Hein, J. Godet, J.L. Issler, J.C.

Martin, P. Ehrard, R. Lucas-Rodriguez e T. Pratt, 25.09.2002, publicado no seguinte endereço:

http://Europa.eu.int/comm/dgs/energy_transport/galileo/documents/technical_en.htm. Como os satélites GPS, os satélites Galileo transmitem, cada um deles,

5 códigos PRN únicos e um receptor Galileo pode, assim, associar um sinal recebido com um satélite particular. Conseqüentemente, o receptor Galileo determina respectivas pseudofaixas com base na diferença entre os tempos em que os satélites transmitem os sinais e, então, os tempos em que o receptor recebe os sinais de AltBOC.

10 Uma portadora deslocada linear (LOC) padrão modula um sinal de domínio de tempo por uma onda senoidal $\sin(\omega_0 t)$, que desloca a frequência do sinal para uma banda lateral superior e uma banda lateral inferior correspondente. A modulação de BOC realiza o deslocamento de frequência usando uma onda quadrada ou $\text{sign}(\sin(\omega_0 t))$ e é denotada, geralmente, co-

15 mo $\text{BOC}(f_s, f_c)$, onde f_s é a frequência de subportadora (onda quadrada) e f_c é a taxa de chip de código de dispersão. Os fatores de 1,023 MHz, usualmente, são omitidos da notação para clareza, assim, uma modulação de BOC (15,345 MHz, 10,23 MHz) é denotada BOC (15,10).

A modulação de um sinal de domínio de tempo por uma exponencial complexa $e^{j\omega_0 t}$ desloca a frequência do sinal para a banda lateral superior. A meta da modulação de AltBOC é gerar, de maneira coerente, as bandas E5a e E5b, que são moduladas, respectivamente, por exponenciais complexas, ou subportadoras, de modo que os sinais podem ser recebidos como "sinal semelhante a BOC" de banda larga. As bandas E5a e E5b têm,

25 cada uma delas, códigos de dispersão em fase (I) e de quadratura (Q), ou PRN, com os códigos E5a deslocados para a banda lateral superior. As respectivas portadoras de quadratura E5a e E5b são moduladas por sinais piloto sem dados e as respectivas portadoras em fase são moduladas por códigos PRN e sinais de dados.

30 A modulação de AltBOC oferece a vantagem de que os sinais de E5a (I e Q) e E5b (I e Q) podem ser processados independentemente como sinais de BPSK(10) (Binary Phase-Shift Keying - Chaveamento por Deslo-

camento de Fase binário) ou, juntos, levando a desempenhos tremendos em termos de ruído de rastreamento e multipercurso.

Para a derivação do princípio de demodulação da modulação de AltBOC, é suficiente aproximar o sinal de AltBOC de banda base por sua
5 contraparte AltLOC (Alternate Linear Offset Carrier):

$$s(t) = d_1(t) \cdot c_1(t) \cdot e^{j\omega_s t} + d_2(t) \cdot c_2(t) \cdot e^{-j\omega_s t} \\ + c_3(t) \cdot e^{j(\omega_s t + \pi/2)} + c_4(t) \cdot e^{-j(\omega_s t - \pi/2)} \quad (1)$$

onde:

- $c_1(t)$ é o código PRN do componente de dados-E5b (E5bl) e $d_1(t)$ é a modulação de bits correspondente;
 - $c_2(t)$ é o código PRN do componente de dados-E5a (E5al) e $d_2(t)$ é a modulação de bits correspondente;
 - $c_3(t)$ é o código PRN do componente piloto-E5b (E5bQ);
 - $c_4(t)$ é o código PRN do componente piloto-E5a (E5aQ);
 - fatores exponenciais representam a modulação de subportador de E5a e E5b;
 - ω_s é a pulsação de deslocamento de banda lateral:
- $$\omega = 2\pi f_s, \text{ com } f_s = 15,345 \text{ MHz.}$$

Na realidade, $s(t)$ contém termos de produto adicionais e as exponenciais de subportadora são quantificadas. Esse efeito não será incluído, explicitamente, nas equações para maior clareza. $S(t)$ é modulado na porta-
20 dora de E5 em 1191,795 MHz.

As publicações anteriores apresentam AltBOC de uma perspectiva de carga útil de satélite, isto é, de um ponto de vista do transmissor. O processamento do lado do receptor tem recebido muito pouca atenção até agora.

25 A publicação "Comparison of AWGN Code Tracking Accuracy for Alternative-BOC, Complex-LOC and Complex-BOC Modulation Options in Galileo E5-Band. M. Soellner e Ph. Erhard, GNSS 2003, abril 2003, descreve o princípio de uma arquitetura de receptor AltBOC para rastreamento do componente piloto de AltBOC, conforme mostrado na figura 1.

Na figura 1, o receptor de AltBOC recebe, através de uma antena 1, um sinal que inclui códigos compostos de AltBOC, transmitidos por todos os satélites que estão à vista. O sinal recebido é aplicado a um estágio 2 de RF/IF que, de maneira convencional, converte o sinal recebido RF em um sinal de frequência intermediária IF, que tem uma frequência que é compatível com os outros componentes do receptor, filtra o sinal de IF através de um filtro de passagem de banda que tem uma passagem de banda na frequência central de portadora desejada e amostra do sinal filtrado de IF em uma taxa que satisfaz o teorema de Nyquist de modo a produzir amostras correspondentes de sinal digital em fase (I) e de quadratura (Q) de maneira conhecida. A largura de banda larga do filtro será suficientemente larga para permitir que o harmônico primário do código piloto composto de AltBOC passe ou, aproximadamente, 51 MHz. A largura de banda larga resulta em transições de chip de código relativamente agudas no código recebido e, assim, picos de correlação completamente bem definidos.

O receptor AltBOC compreende um oscilador de portadora local 4, por exemplo, do tipo NCO (Numerically Controlled Oscillator - Oscilador Numericamente Controlado), sincronizado com a frequência de IF para gerar um ângulo de rotação de fase em M bits, que é aplicado a um rotator de fase 3, recebendo as amostras de sinal de IF nos N bits. As amostras de sinal giradas de fase em N bits distribuídas pelo rotator de fase são aplicados a três correlacionadores complexos, cada um compreendendo um multiplicador de sinais 10, 11, 12 e um integrador 13, 14, 15. Os integradores somam as amostras de sinais recebidas durante um tempo de integração predefinido T_{int} .

O receptor AltBOC ainda compreende outro oscilador local 5 do tipo NCO sincronizado com a taxa de code chipping f_c e que aciona um gerador de código AltBOC complexo 6 para gerar, localmente, códigos PRN piloto complexos para um dado satélite. Os códigos piloto gerados passam através de uma linha de retardo de multibits 7, compreendendo três células E,P,L, produzindo, respectivamente, réplicas iniciais, de orientação e recentes dos códigos PRN locais, que são aplicados, respectivamente, a uma en-

trada dos multiplicadores 10, 11, 12.

Os sinais C_E , C_P e C_L distribuídos pelos integradores 13, 14, 15 são, então, usados para gerar uma fase de portadora e sinais de erro de código, que são usados para acionar os osciladores de NCO 4, 5.

- 5 O gerador de código AltBOC 6 apresenta a desvantagem de ser complexo e multibits. A saber, ele produz uma versão quantificada do sinal de banda base Alt-LOC (supondo que apenas o componente piloto é trilhado) na seguinte forma:

$$c_3(t) \cdot e^{-j(\omega_s t + \pi/2)} + c_4(t) \cdot e^{j(\omega_s t - \pi/2)} \quad (2)$$

- 10 Esse sinal de banda base complexo é incômodo de gerar. A arquitetura mostrada na figura 1 também implica em que todos os operadores (linha de retardo, multiplicadores e integradores) operam em números complexo de multibits.

Sumário da Invenção

- 15 Um objetivo da presente invenção é proporcionar um método simplificado e dispositivo para demodular os sinais de Galileo.

- Esse objetivo é alcançado por um método para demodular sinais de portadora alternada, binária deslocada, compreendendo pelo menos duas subportadoras, cada uma tendo um componente em fase e um de quadratura modulados por códigos pseudo-randômicos, os componentes de quadratura sendo modulados por sinais piloto sem dados, os componentes em fase sendo modulados por sinais de dados, o referido método compreendendo as etapas de:

- conversão dos sinais de portadora alternada binária deslocada em uma passagem de banda, de frequência intermediária, filtrando os sinais convertidos e amostrando os sinais filtrados;
- geração de uma fase portadora e rotação- fase portadora dos sinais amostrados pela referida fase portadora; e
- correlação dos sinais amostrados girados.

De acordo com a invenção, esse método ainda compreende as

etapas de geração para cada subportadora de códigos binários pseudo-randômicos e uma fase subportadora, que são usados para correlacionar os sinais amostrados girados.

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, o método ainda compreende uma etapa de translação dos referidos códigos pseudo-randômicos das referidas subportadoras em ângulos de fase, que são combinados, respectivamente, com as fases subportadoras de modo a obter ângulos de fase resultantes para cada subportadora, os referidos ângulos de fase resultantes sendo deslocados de fase de modo a obter pelo menos um ângulo de fase inicial, um de orientação e pelo um recente para cada subportadora, a referida etapa de correlação compreendendo etapas de rotação de fase, os referidos sinais amostrados girados pelos referidos ângulos de fase inicial, de orientação e recente de cada subportadora, para obter replícas inicial, de orientação e recente dos referidos sinais amostrados para cada subportadora e integrando, respectivamente, as réplicas inicial, de orientação e recente para cada subportadora durante um tempo predefinido.

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, o método ainda compreende uma etapa de rotação de fase dos referidos sinais amostrados girados pelas referidas fases subportadoras de modo a obter os sinais amostrados girados de fase para cada subportadora, antes da correlação dos referidos sinais amostrados girados.

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, o método ainda compreende uma etapa de deslocamento de bits dos referidos códigos pseudo-randômicos de modo a obter pelo menos um código pseudo-randômico inicial, um de orientação e um recente, a referida etapa de correlação compreendendo etapas de combinação dos referidos sinais amostrados girados de fase para cada subportadora com os referidos códigos pseudo-randômicos iniciais, de orientação e recentes e integrando os sinais resultantes durante um tempo predefinido, de modo a obter sinais de correlação iniciais, de orientação e recentes para cada subportadora, o referido método ainda compreendendo uma fase de pós-correlação de baixa velocidade, compreendendo as etapas de rotação de fase dos sinais de correlação inici-

ais e recentes de cada subportadora, respectivamente, por ângulos de fase opostos constantes e adicionando, respectivamente, os sinais de correlação iniciais assim obtidos das referidas subportadoras, os sinais de correlação de orientação das referidas subportadoras e os sinais de correlação recentes assim obtidos das referidas subportadoras, de modo a obter, respectivamente, sinais de correlação resultantes iniciais, de orientação e recentes.

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, o método ainda compreende uma etapa de determinação de uma frequência combinada de portadora e de subportadora para cada subportadora, as etapas de rotação de fase pela referida fase portadora e as referidas fases subportadoras sendo combinadas em uma única etapa de rotação de fase para cada subportadora usando as referidas frequências combinadas de portadora e subportadora.

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, a referida etapa de correlação compreende as etapas de combinação dos referidos sinais amostrados girados de fase para cada subportadora, respectivamente, com os códigos pseudo-randômicos da referida subportadora e integração, durante um tempo predefinido dos sinais resultantes para obtenção de um sinal de correlação para cada subportadora.

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, o método ainda compreende uma fase de pós-correlação em baixa velocidade, compreendendo as etapas de combinação dos sinais de correlação para as referidas subportadoras, de modo a obter um sinal de correlação de orientação, usado como uma entrada de uma discriminação de PLL, acionando um oscilador que controla a referida etapa de rotação de portadora e um sinal de correlação *early-minus-late* usado como uma entrada de uma discriminação de DLL, acionando um oscilador que controla a referida geração de código e a referida geração de fase de subportadora.

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, o sinal de correlação *early-minus-late* é obtido dos sinais de correlação para as referidas subportadoras E5a, E5b pela seguinte fórmula:

$$C_{E5,EmL} = j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0}).$$

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, a discriminação de DLL é do tipo discriminação de potência *Dot-product* e realiza a seguinte operação:

$$D = \text{Real}[C_{E5,EmL} \cdot C_{E5,0}^*],$$

onde Real() é uma função retornando a parte real de um número complexo, o sinal D sendo usado para acionar o oscilador controlando a referida geração de código e a referida geração de fase subportadora .

De acordo com uma modalidade preferida da invenção, a discriminação de DLL realiza a seguinte operação:

$$C_{E5,EmL} = j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0}).$$

Onde Imag() é uma função retornando a parte imaginária de um número complexo.

A invenção também refere-se a um dispositivo para demodulação de sinais de portadora alternada binária deslocada, compreendendo pelo menos duas subportadoras, cada uma tendo um componente em fase e um de quadratura, modulados por códigos pseudo-randômicos, os componentes de quadratura sendo modulados por sinais piloto sem dados, os componentes em fase sendo modulados por sinais de dados. De acordo com a invenção, esse dispositivo compreende meios para implementação do método definido acima.

Breve Descrição dos Desenhos

A invenção será mais completamente compreendida e outras características e vantagens da invenção surgirão de uma leitura da descrição seguinte dada com referência aos desenhos anexos;

A figura 1 é um diagrama em blocos funcional de um canal demodulador de AltBOC de acordo com a técnica anterior;

A figura 2 representa uma curva de uma função de correlação de componentes simples para demodulação de cada componente de um sinal de AltBOC;

A figura 3 é um diagrama de Fresnel de funções de correlação de componentes simples de E5aQ e E5bQ;

A figura 4 representa uma curva de uma função de correlação de

pico combinada, combinando funções de correlação de componentes simples de E5aQ e E5bQ;

A figura 5 é um diagrama em blocos funcional de um canal de demodulador de AltBOC de acordo com uma primeira modalidade da presente invenção;

A figura 6 é um diagrama em blocos funcional de um canal de demodulador de AltBOC de acordo com uma segunda modalidade da presente invenção;

A figura 7 é um diagrama em blocos funcional de um demodulador de AltBOC com dois canais, conforme mostrado na figura 6;

A figura 8 é um diagrama em blocos funcional de dois canais de um demodulador de AltBOC de acordo com uma terceira modalidade da presente invenção;

A figura 9 é um diagrama de Fresnel de funções de correlação de componentes simples de E5aQ e E5bQ, obtidas com o demodulador de AltBOC da figura 9;

A figura 10 é um diagrama em blocos funcional de uma primeira modalidade de um receptor compreendendo o demodulador de AltBOC da figura 8;

A figura 11 é um diagrama em blocos funcional de uma segunda modalidade de um receptor compreendendo o demodulador de AltBOC da figura 8;

As figuras 12 e 13 são diagrama em blocos funcionais de uma terceira e uma quarta modalidades de um receptor de AltBOC derivado do receptor de 11.

Descrição Detalhada de Modalidades Preferidas

As principais características da invenção serão agora detalhadas. De acordo com o princípio de demodulação de AltBOC, o canal piloto é formado pela combinação de sinais de E5aQ e E5bQ. O sinal piloto de AltBOC é composto dos componentes c3 e c4:

$$s_P(t) = c_3(t) \cdot e^{j(\omega_s t + \pi/2)} + c_4(t) \cdot e^{-j(\omega_s t - \pi/2)} \quad (3)$$

onde ω_s é a pulsação de deslocamento de banda lateral: $\omega_s = 2\pi f_s$, com $f_s =$

15,345 MHz.

Em princípio, cada componente poderia ser demodulado através da correlação de $S_P(t)$ com a seqüência de chip de código, a seqüência- c_i , multiplicada pelo conjugado complexo da exponencial de subportadora correspondente, por exemplo, para trilhar o componente $c_3(t)$, o receptor deve correlacionar com $c_3(t) \cdot e^{-j(\omega_s t + \pi/2)}$. A função de correlação correspondente $C_{E5bQ}(\tau)$ pode facilmente ser derivada (supondo uma largura de banda infinita):

$$C_{E5bQ}(\tau) = \int_{T_{int}} c_3(t) \cdot e^{j(\omega_s t + \frac{\pi}{2})} \cdot c_3(t-\tau) \cdot e^{-j(\omega_s(t-\tau) + \frac{\pi}{2})} dt \quad (4)$$

$$\propto \text{triângulo}(\tau) \cdot e^{j\omega_s \tau}$$

onde:

- o sinal " α " permanece para "é proporcional a";
- $\text{triângulo}(\tau) = \begin{cases} 1-|\tau| & |\tau| < T_c \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases}$
- τ é o retardo entre o sinal que entra e o código local e réplicas de subportadoras;
- T_{int} é o tempo de integração; e
- T_c é o comprimento do chip em unidades de tempo.

As variações do sinal $C_{E5bQ}(\tau)$ como uma função do erro de rastreamento de código são mostradas na figura 2. As curvas 17 e 18 são, respectivamente, os componentes real (I) e imaginário (Q) dessa função, enquanto a curva 16 é a sua magnitude. Pode ser visto que é uma função complexa de τ : se o código local e as réplicas de subportadoras estão desalinhados, a energia se move da ramificação-I para a -Q. Esse pico de correlação não pode ser trilhado enquanto os desalinhamentos de código e portadoras não estão claramente separados: qualquer desalinhamento de código leva a um erro de rastreamento de fase portadora. Como o laço de portadora é, em geral, muito mais rápido do que o laço de código, tenderá a zerar a energia na ramificação Q, resultando no laço de código vendo um pico de correlação de BPSK puro.

A informação adicional necessária para fazer uso do princípio de

BOC é o fato de que a outra banda lateral é transmitida coerentemente em uma distância de frequência de exatamente $2f_s = \omega_s/\pi$. A função de correlação de $C_{E5aQ}(\tau)$ é dada pela correlação $S_P(t)$ com $c_4(t) \cdot e^{j(\omega_s t - \pi/2)}$:

$$C_{E5aQ}(\tau) = \int_{T_{int}} c_4(t) \cdot e^{-j(\omega_s t - \pi/2)} \cdot c_4(t - \tau) \cdot e^{j(\omega_s (t - \tau) - \pi/2)} dt \quad (5)$$

$$\propto \text{triângulo}(\tau) \cdot e^{-j\omega_s \tau}$$

Um diagrama de Fresnel como plotado na figura 3 proporciona uma vista intuitiva das correlações complexas $C_{E5aQ}(\tau)$ e $C_{E5bQ}(\tau)$. Neste diagrama, ambas as correlações são representadas como vetores no plano I, Q. À medida que o retardo de código τ aumenta, C_{E5bQ} e C_{E5aQ} giram com um ângulo $+\omega_s \tau$ e $-\omega_s \tau$, respectivamente, e sua amplitude diminui de acordo com a função do triângulo, levando às duas espirais, conforme mostrado na figura.

Uma função de pico de correlação combinada pode ser derivada pela soma das correlações C_{E5aQ} e C_{E5bQ} , que corresponde à soma dos vetores na figura 3:

$$C_{E5Q}(\tau) = C_{E5bQ}(\tau) + C_{E5aQ}(\tau) \quad (6)$$

$$= \text{triângulo}(\tau) \cdot \cos(\omega_s \tau)$$

Conforme representado na figura 4, a função $C_{E5Q}(\tau)$, que corresponde à função de pico de correlação de AltBOC é real (curva 36) para todos os retardos de código, a parte imaginária (curva 37) sendo nula e, portanto, pode ser usada para rastreamento de código.

Para o canal piloto, o pico de correlação E5a/E5b é simplesmente a soma dos picos E5a e E5b individuais. Para o canal de dados, o mesmo princípio pode ser usado, mas os bits de dados têm que ser apagados antes da combinação: o pico de correlação E5-Data é dado por:

$$C_{E5I}(\tau) = d_1 C_{E5bI}(\tau) + d_2 C_{E5aI}(\tau) \quad (7)$$

$$= \text{triângulo}(\tau) \cdot \cos(\omega_s \tau)$$

Esse processo de estimativa de bits torna o canal de rastreamento menos forte, especialmente na relação de sinal baixo para ruído (C/N_0), onde a probabilidade de erro de bit é alta.

Desse princípio, cinco modalidades preferidas de um demodula-

dor de AltBOC serão derivadas de acordo com a invenção. Com um particionamento mais inteligente entre processamento de pré- e de pós-correlação, o processamento de banda base de AltBOC pode ser feito com pouco baixo desempenho com relação aos sinais de BPSK tradicionais.

- 5 Os demoduladores de AltBOC apresentados abaixo são derivados supondo que o canal Piloto é trilhado, mas a extensão até o rastreamento de canal de dados é direta.

Tem sido mostrado que a construção do pico de correlação AltBOC envolve a correlação do sinal que entra com $c_3(t) \cdot e^{-j(\omega_s t + \pi/2)}$ e $c_4(t) \cdot e^{j(\omega_s t - \pi/2)}$ e somando essas duas correlações complexas. No receptor, isso é feito em dois canais idênticos, compartilhando o mesmo código local e osciladores de portadora.

Conforme explicado acima, a demodulação do componente c_3 envolve a correlação do sinal que entra com $c_3(t) \cdot e^{-j(\omega_s t + \pi/2)}$. Essa operação é equivalente à rotação do sinal que entra por um ângulo $-\omega_s t - \pi/2$, seguida pela multiplicação pelos chips de PRN c_3 e integração. A multiplicação pelos chips de código pode ser vista como uma rotação adicional por 0° , se o chip for +1, ou por 180° , se o chip for -1. Essa observação leva à arquitetura de primeiro canal de demodulador AltBOC, como representado na figura 5.

Na figura 5, o canal de demodulador AltBOC recebe, através de uma antena 1, um sinal que inclui os códigos compostos de AltBOC transmitidos por todos os satélites que estão à vista. O sinal recebido é aplicado a um estágio de RF/IF 2, que converte o sinal recebido RF para um sinal de frequência intermediária IF, tendo uma frequência que é compatível com os outros componentes do receptor, filtra o sinal de IF através de um filtro de passagem de banda de IF, que tem uma passagem de banda na frequência portadora central desejada e amostra o sinal de IF filtrado em uma taxa que satisfaz o teorema de Nyquist de modo a produzir as amostras de sinais digitais em fase (I) e de quadratura (Q) correspondentes em N bits de maneira conhecida. A largura de banda do filtro é suficientemente larga para permitir que o harmônico primário do código piloto compostos de AltBOC passe ou,

aproximadamente, 51 MHz. A largura de banda larga resulta em transições de chips de códigos relativamente pronunciadas no código recebido e, assim, picos de correlação completamente bem definidos.

O demodulador de AltBOC compreende um oscilador local 4, por exemplo, do tipo NCO (Numerically Controlled Oscillator - Oscilador Controlado Numericamente), sincronizado com a frequência IF para gerar um ângulo de rotação de fase em M bits, que é aplicado a um rotator de fase 3, recebendo as amostras do sinal de IF em N bits. As amostras de sinal de fase girada, distribuídas pelo rotator de fase 3 são aplicadas em paralelo aos três rotatores de fase 25, 26, 27, antes de serem integradas em três respectivos integradores 28, 29, 30, que somam suas amostras de sinal de entrada, durante ao tempo de integração T_{int} .

O demodulador de AltBOC ainda compreende outro oscilador local 5 do tipo NCO sincronizado com a taxa de code chipping f_c e gerando a taxa de code chipping e a frequência de subportadora $f_s = 1,5 f_c$, para acionamento de um gerador de fase de subportadora 20 e um gerador de código de E5b 21. A saída do gerador de código de E5b 21 é conectada a um detector de fase de PRN 22. O gerador de fase de subportadora 20 gera a fase da subportadora em M bits na taxa f_s proporcionada pelo oscilador NCO de código 5. O gerador de código E5bQ 21 gera os chips de código E5bQ (0 ou 1) na taxa f_c , dada pelo oscilador NCO de código 5. O detector de fase de PRN translaciona os chips de código (0 ou 1) em um ângulo de rotação de fase 0 ou π .

Os respectivos sinais de saída do gerador de fase de subportadora e o detector de fase de PRN são adicionados por um somador 23, o sinal de saída do somador sendo um sinal de deslocamento de fase (numero real codificado em M bits), controlando uma linha de retardo de multibits 24 com três células E, P, L produzindo, respectivamente, réplicas iniciais, de orientação e recentes de códigos de PRN recebidos, que são aplicados como deslocamentos de fase, respectivamente, aos rotatores de fase 25, 26, 27.

Os sinais de correlação $C_{E5b,-1}$, $C_{E5b,0}$ e $C_{E5b,1}$ distribuídos pelos

integradores 28, 29, 30 são, então, usados como entrada de discriminadores que sentem desalinhamentos de códigos e fase portadora, que são usados para controlar os osciladores NCO 4, 5.

O canal de demodulador da figura 5 apresenta duas diferenças principais com relação a um canal de demodulação AltBOC tradicional, conforme mostrado na figura 1:

- a entrada para a linha de retardo 7 é um deslocamento de fase na forma de um sinal de valor real;

- a multiplicação com o chip antes da integração é substituída por uma rotação de fase.

Embora a contagem de porta requerida para essa arquitetura seja menor do que a da arquitetura padrão na figura 1, ela ainda é grande comparada com a linha de retardo larga de 1-bit tradicional.

A arquitetura descrita em referência à figura 5 pode ser amplamente aperfeiçoada notando que os rotadores de E, P e L 25, 26, 27 giram todos na mesma frequência, mas com uma diferença de fase fixa. A saber, se o rotator de P 26 aplica um deslocamento de fase de $-\omega_s t - \pi/2$, o rotator de E 25 aplica um deslocamento de fase de $-\omega_s(t+dT_c/2) - \pi/2$, e o rotator de L 27 de $-\omega_s(t-dT_c/2) - \pi/2$, onde d é o espaçamento inicial - Recente em unidades de chips e T_c é a duração do chip. Essa diferença de fase constante de $\pm\omega_s dT_c/2$ pode ser tirada da integração e realizada em baixa velocidade em pós-correlação (após integração).

Isso leva à arquitetura otimizada conforme apresentado na figura 6. Comparado com a arquitetura da figura 5:

- cada um dos três rotadores 25, 26, 27 é substituído por um respectivo multiplicador de sinal 33, 34, 35;

- um rotator de subportadora E5bQ 31 é inserido entre a saída do rotator de portadora 3 e as respectivas entradas dos multiplicadores de sinal 33, 34, 35 e realiza uma rotação de fase por $e^{-j(\omega_s t + \pi/2)}$,

- a linha de retardo de multibits 24 é substituída por uma linha de retardo de código de largura de um bit 32 (o detector de fase PRN sendo removido) e controlado diretamente pelo gerador de código de E5b 21; e

- dois multiplicadores de sinais 36, 37, respectivamente, por $e^{-j\alpha}$ et $e^{j\alpha}$ são inseridos, respectivamente, na saída dos integradores de E e L 28 e 30.

Os dois multiplicadores de sinais 36, 37 pertencem a um estágio de pós-correlação em baixa velocidade (após integração), enquanto a outra parte dessa arquitetura pertence a um estágio de pré-correlação em alta velocidade.

Com essa arquitetura, o único bloco adicional com relação a um demodulador de BPSK tradicional é o rotator de subportadora 31, a cuja fase é controlada pelo oscilador NCO de código 5. Essa arquitetura é equivalente, matematicamente, à arquitetura da figura 5, se α for estabelecido em $\omega_s dT_c/2$. Contudo, outros valores de α podem ser escolhidos para se obter, virtualmente, qualquer outro deslocamento de fase entre as réplicas iniciais e recentes.

Para clareza, as arquiteturas de demodulador de AltBOC escritas em referência com as figuras 5 e 6 apenas mostram três correlacionadores complexos (inicial, pontual e recente). Em realidade, a detecção de rastreamento de lóbulo lateral pode requerer pelo menos dois correlacionadores adicionais (muito-inicial e muito-recente), mas essa é uma extensão direta da estrutura.

Desse modo, a arquitetura representada na figura 5 ou na 6 pode ser estendida para qualquer número de correlacionadores. Por exemplo, n correlacionadores iniciais e m recentes podem ser usados, cada um sendo alimentado com uma respectiva célula de uma linha de retardo. $C_{E5b,0}$ corresponde à correlação de orientação. Tipicamente, as correlações iniciais e recentes são computadas com um retardo de uma célula com relação à correlação de orientação, isto é, elas correspondem a $C_{E5b,1}$ e $C_{E5b,-1}$, respectivamente. Contudo, podem ser estabelecidas em qualquer outro retardo. Uma aplicação típica das correlações adicionais é a detecção de rastreamento de pico lateral.

As figuras 5 e 6 ilustram a arquitetura de um canal individual. No receptor de AltBOC, dois desses canais para o sinal E5 (um para E5a e um

para E5b) são colocados juntos e as correlações são somadas para produzir um sinal de correlação de AltBOC. Esse canal combinado derivado da arquitetura da figura 6 é representada na figura 7.

Na figura 7, a arquitetura compreende um estágio de RF/IF 2, o rotator de portadora 3, NCO de portadora 4 e NCO de código 5.

Cada canal E5a, E5b compreende um rotator de fase de subportadora 31a, 31b, um gerador de código E5a/E5b 21a, 21b alimentando uma respectiva linha de retardo 32a, 32b, três respectivos correlacionadores E, P, L, cada um incluindo um multiplicador de sinais 33a, 34a, 35a, 33b, 34b, 35b e um integrador 28a, 29a, 30a, 28b, 29b, 30b. As ramificações iniciais e recentes de cada canal E5a, E5b ainda compreendem dois respectivos multiplicadores de sinais 36a, 37a, 36b, 37b por um fator respectivamente igual a $e^{-j\alpha}$ e $e^{j\alpha}$. O rotator de fase de subportadora 31b realiza uma rotação de fase por $e^{-j(\omega_s t + \pi/2)}$, enquanto o rotator de fase de subportadora 31a realiza uma rotação de fase por $e^{j(\omega_s t + \pi/2)}$.

O canal E5a ainda compreende um multiplicador de sinal adicional 41a por um fator igual a -1, inserido entre o código NCO 5 e o rotator de subportadora E5aQ 31a. As saídas dos dois canais são adicionados por três somadores 42, 43, 44, saindo, respectivamente, sinais de correlação $C_{E5,1}$, $C_{E5,0}$ e $C_{E5,-1}$.

Fórmulas de extensão (4) e (5), podem ser derivadas em que as correlações de $C_{E5b,k}$ e $C_{E5a,k}$ são dadas pelas seguintes:

$$C_{E5b,1} = \text{triângulo}\left(\frac{d}{2} - \tau\right) e^{j(\omega_s \tau - \alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} + \tau\right) e^{j(\omega_s \tau - \alpha)} \quad (1)$$

$$C_{E5b,0} = \text{triângulo}(\tau) e^{j(\omega_s \tau)} = (1 - \tau) e^{j(\omega_s \tau)} \quad (2)$$

$$C_{E5b,-1} = \text{triângulo}\left(\frac{d}{2} + \tau\right) e^{j(\omega_s \tau + \alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} - \tau\right) e^{j(\omega_s \tau + \alpha)} \quad (3)$$

$$C_{E5a,1} = \text{triângulo}\left(\frac{d}{2} - \tau\right) e^{-j(\omega_s \tau - \alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} + \tau\right) e^{-j(\omega_s \tau - \alpha)} \quad (4)$$

$$C_{E5a,0} = \text{triângulo}(\tau) e^{-j(\omega_s \tau)} = (1 - \tau) e^{-j(\omega_s \tau)} \quad (5)$$

$$C_{E5a,-1} = \text{triângulo}\left(\frac{d}{2} + \tau\right) e^{-j(\omega_s \tau + \alpha)} = \left(1 - \frac{d}{2} - \tau\right) e^{-j(\omega_s \tau + \alpha)} \quad (6)$$

Onde $\alpha = \omega_s dT/2 = 2\pi f_s dT/2$. O espaçamento Inicial - Recente d é determinado pela frequência de relógio da linha de retardo 32. Tipicamente, d oscila

de 0,1 a 1.

Para rastreamento, o receptor usa as correlações de $C_{E5,k}$ para construir discriminadores de código e de fase de portadora dos quais a saída é proporcional ao erro de rastreamento de código e fase de portadora, respectivamente.

A quantidade de base usada no discriminador de PLL é a correlação pontual $C_{E5,0}$. A quantidade básica usada no discriminador de DLL é a diferença entre as correlações Iniciais e as Recentes, também referida como a correlação *early-minus-late* e notado $C_{E5,EmL}$. Essa diferença lê:

$$C_{E5,EmL} = C_{E5,1} - C_{E5,-1} = C_{E5b,1} + C_{E5a,1} - C_{E5b,-1} - C_{E5a,-1} \quad (14)$$

No caso especial de $d = 1/(2f_s T_c) = 1/(2 \cdot 15,345/10,23) = 1/3$, α igual a $\pi/2$ e pode ser mostrado que $C_{E5,EmL}$ é proporcional a $j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$ para erros de rastreamento pequenos τ . Esse fato leva a uma redução dramática da complexidade do canal, visto que apenas as correlações pontuais ($C_{E5a,0} - C_{E5b,0}$) precisam ser computadas para o rastreamento de código e o de portadora.

Essa propriedade pode ser demonstrada reelaborando a expressão para $C_{E5,EmL}$ como segue, levando em conta que $\alpha = \pi/2$. A inserção das fórmulas (8) a (13) na fórmula (14) leva a:

$$C_{E5,EmL}(\tau) = \left(1 - \frac{d}{2} + \tau\right) \left[e^{j(\omega_s \tau - \pi/2)} + e^{-j(\omega_s \tau - \pi/2)} \right] + \left(1 - \frac{d}{2} - \tau\right) \left[e^{j(\omega_s \tau - \pi/2)} + e^{-j(\omega_s \tau - \pi/2)} \right] \quad (7)$$

$$= (2 - d) \left[e^{j(\omega_s \tau - \pi/2)} + e^{-j(\omega_s \tau - \pi/2)} \right] \quad (8)$$

$$= 2(2 - d) \sin(\omega_s \tau) \quad (9)$$

Por outro lado, para erros de rastreamento de código pequenos ($\tau \ll 1$), $j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$ é, simplesmente:

$$j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0}) = j(1 - \tau) [e^{-j\omega_s \tau} - e^{j\omega_s \tau}] = 2 \sin(\omega_s \tau) \quad (10)$$

Essa relação demonstra que $C_{E5,EmL}$ é proporcional a $j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$. O fator $(2 - d)$ é irrelevante, visto que ele é apenas um fator de amplificação compensado na normalização do discriminador.

Isso leva a uma arquitetura conforme representado na figura 8,



que é equivalente à arquitetura da figura 7 no caso de $d = 1/3$, embora muito mais simples.

Com relação às arquiteturas das figuras 6 e 7, essa arquitetura não compreende linhas de retardo de código 32a, 32b e têm um correlacionador simples para cada código de E5a e E5b. Cada correlacionador compreende um multiplicador de sinal simples 51a, 51b, recebendo a saída do rotator de subportadora correspondente E5a e E5b 31a, 31b e os códigos do gerador de código de E5a e E5b correspondentes 21a, 21b e um integrador simples 52a, 52b. Os sinais de saída $C_{E5a,0}$ e $C_{E5b,0}$ dos integradores 52a, 52b são aplicados a um somador 63 de modo a obter o sinal de correlação pontual $C_{E5a,0}$ e a um comparador 64 e a um multiplicador por j 65 de modo a obter sinal de correlação *early-minus-late* $C_{E5, EmL} = j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$.

Pode ser visto que essa última arquitetura é extremamente simples, visto que há apenas um correlacionador necessário por canal. Surpreendentemente, isso leva à conclusão de que o demodulador de AltBOC pode ser implementado muito eficientemente em termos de contagem de porta, apesar de sua complexidade aparente.

Essa última arquitetura mostra que o rastreamento do sinal AltBOC pode ser feito sem qualquer correlacionador Inicial ou Recente. Esse resultado surpreendente pode ser compreendido intuitivamente pelo desenho de outro diagrama de Fresnel, como na figura 9. Conforme estabelecido acima, o desalinhamento de código τ é proporcional ao ângulo ϕ entre os vetores de correlação $C_{E5a,0}$ e $C_{E5b,0}$: $\phi = 2\omega_s\tau$. Também é visível no diagrama que o vetor $j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0})$, notado "E-L corr" no diagrama, obtido pela subtração do vetor $C_{E5b,0}$ do vetor $C_{E5a,0}$ e pela rotação do vetor resultante em 90 graus, é real e tem uma amplitude proporcional ao ângulo ϕ . Essa é a razão fundamental pela qual o rastreamento de código AltBOC não precisa réplicas de código Iniciais e Recentes: o desalinhamento de código pode ser derivado somente dos correlacionadores pontuais.

A figura 10 representa um receptor compreendendo o demodulador de AltBOC da figura 8 e PLL (Phase-Lock Loop – PLL-Malha de Captura de Fase) e DLL (Delay-Lock Loop – DLL-Malha de Bloqueio de Retardo)

controlando, respectivamente, NCO4 de portadora e NCO5 de código.

O PLL compreende um discriminador 71 cuja saída P é filtrada por um filtro de PLL 72 antes de ser aplicada a uma entrada de controle de NCO4 de portadora. O discriminador de PLL 71 é o discriminador de arco tangente, que consiste na computação do ângulo do número complexo $C_{E5,0}$:

$$P = \text{Angle}(C_{E5,0}). \quad (11)$$

O DLL compreende um discriminador de DLL recebendo o sinal de correlação $C_{E5,EmL}$ e um filtro de DLL 76 conectado a uma entrada de controle do NCO de código 5. O discriminador de DLL é do tipo discriminador de potência de Dot-product, que computa o sinal $D = \text{Real}(C_{E5,EmL} \cdot C_{E5,0}^*)$. Desse modo, o discriminador de DLL compreende uma função conjugada complexa 73 à qual o sinal $C_{E5a,0}$ é aplicado e um multiplicador de sinais 74 para multiplicar os sinais proporcionados pelo multiplicador por j 65 e a função conjugada complexa 73. O sinal D é, então, obtido por uma função 75, extra-
indo a parte real do sinal complexo distribuído pelo multiplicador de sinais 74.

Após algumas manipulações algébricas, uma arquitetura simplificada conforme representado na figura 11 pode ser derivada da arquitetura da figura 10, que requer menos operações para computar o mesmo discriminador de DLL.

De acordo com o discriminador da figura 10:

$$\begin{aligned} D &= \text{Real}[C_{E5,EmL} \cdot C_{E5,0}^*] \\ &= \text{Real}[j (C_{E5a,0} - C_{E5b,0}) (C_{E5a,0} + C_{E5b,0})^*] \\ &= \text{Real}\left[-j \left(|C_{E5b,0}|^2 - |C_{E5a,0}|^2 + 2j \text{Imag}(C_{E5b,0} C_{E5a,0}^*)\right)\right] \\ &= 2 \text{Imag}(C_{E5b,0} C_{E5a,0}^*) \quad (12) \end{aligned}$$

Desse modo, na figura 11, o discriminador de DLL compreende uma função conjugada complexa 81 à qual o sinal de correlação $C_{E5a,0}$ é aplicado e um multiplicador de sinais 82 para multiplicar o sinal proporcionado pela função conjugada complexa e o sinal de correlação $C_{E5b,0}$. O sinal D é, então, obtido por uma função $\text{Imag}()$ 83 extraíndo a parte imaginária do sinal complexo derivado pelo multiplicador de sinais 82.



Uma modalidade adicional da arquitetura da figura 11 será a substituição do operador de $\text{Imag}()$ por um operador de $\text{Ângulo}()$ (isto é, um bloco proporcionando a mesma funcionalidade que o discriminador de $\arctan 71$).

5 A arquitetura da figura 11 pode ser ainda otimizado conforme mostrado na figura 12 pela notificação que a rotação de fase no rotator de portadora 3 seguido pela rotação de fase nos rotatores de subportadores 31a, 31b podem ser combinadas em uma rotação de fase única por uma fase que corresponde à soma das fases de portadora e de subportadora.

10 Desse modo, na figura 12, o rotator de portadora 3, os dois rotatores de subportadoras 31a, 31b e o multiplicador 41a da figura 11 são substituídos por dois rotatores de fase 92a e 92b (um para cada canal E5a e E5b) recebendo o sinal convertido para baixo do estágio 2 de RF/IF. Além disso, a fase de subportadora proporcionada pelo NCO 4 de código é adicionada por
15 um somador 93a à fase proporcionada pelo NCO3 de portadora e subtraída da mesma por um somador 93b, os resultados da adição sendo aplicados, respectivamente, aos rotatores de fase 92a, 92b de canais E5a, E5b.

 A arquitetura, conforme mostrado na figura 13, pode ser derivada da arquitetura anterior através da substituição de NCO de Código por um
20 NCO 95 mais simples, distribuindo apenas a taxa de code chipping f_c e um multiplicador de freqüências 96 por 1,5 aplicado à taxa de code chipping f_c de modo a obter a freqüência de subportadora f_s , que é aplicada como entrada aos somadores 93a, 93b. Isso requer duplicar o NCO4 de portadora, um para cada canal E5a, E5b. A freqüência de portadora trilhada pelo PLL é
25 aplicada aos somadores 93a, 93b cujas respectivas saídas acionam os NCOs de portadora 91a, 91b dos dois canais E5a, E5b de modo a seguir as respectivas freqüências de portadora + subportadora combinadas dos dois canais E5a, E5b.

 Nesta arquitetura, os estágios de pré-correlação em alta velocidade de canais de E5a e E5b permanecem idênticos. Eles podem compreender um rotator de fase 92a, 92b, dois NCOs 91a, 91b, um gerador de códigos 21a, 21b e um correlacionador. Além disso, se o NCO de código for

duplicado de modo a ter um NCO por canal, cada um dos estágios de pré-correlação em alta velocidade dos canais de E5a e E5b é idêntico a um canal BPSK (Binary Phase-Shift Keying) tradicional, que oferece grandes benefícios no desenho de um receptor de AltBOC/ BPSK combinado.

- 5 Naturalmente, as otimizações realizadas nas arquiteturas das figuras 12 e 13 podem ser aplicadas, igualmente, às arquiteturas das figuras 5, 6 ou 7.

REIVINDICAÇÕES

1. Método para demodulação de sinais de portadora alternada binária deslocada compreendendo pelo menos duas subportadoras (E5a, E5b) cada uma tendo um componente em fase e um de quadratura modulados por códigos pseudo-randômicos, os componentes de quadratura (E5aQ, E5bQ) sendo modulados por sinais piloto sem dados, os componentes em fase (E5aI, E5bI) sendo modulados por sinais de dados, o referido método compreendendo as etapas de:
- conversão dos sinais de portadora alternada binária deslocada em uma passagem de banda, de frequência intermediária, filtrando os sinais convertidos e amostrando os sinais filtrados;
 - geração de uma fase portadora e rotação- fase portadora dos sinais amostrados pela referida fase portadora; e
 - correlação dos sinais amostrados girados.
- caracterizado pelo fato de ainda compreender as etapas de geração para cada subportadora (E5a, E5b) de códigos binários pseudo-randômicos e uma fase de subportadora, que são usados para correlacionar os sinais amostrados girados.
2. Método, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de ainda compreender uma etapa de translação dos referidos códigos pseudo-randômicos das referidas subportadoras em ângulos de fase, que são combinados, respectivamente, com as fases subportadoras de modo a obter ângulos de fase resultantes para cada subportadora, os referidos ângulos de fase resultantes sendo deslocados de fase de modo a obter pelo menos um ângulo de fase inicial, um de orientação e pelo um recente para cada subportadora, a referida etapa de correlação compreendendo etapas de rotação de fase , os referidos sinais amostrados girados pelos referidos ângulos de fase inicial, de orientação e recente de cada subportadora, para obter replica inicial, de orientação e recente dos referidos sinais amostrados para cada subportadora e integrando, respectivamente, as réplicas inicial, de orientação e recente para cada subportadora durante um tempo predefinido (T_{int}).

3. Método, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de ainda compreender uma etapa de rotação de fase dos referidos sinais amostrados girados pelas referidas fases subportadoras de modo a obter os sinais amostrados girados de fase para cada subportadora (E5a, E5b),
5 antes da correlação dos referidos sinais amostrados girados.

4. Método, de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo fato de ainda compreender uma etapa de deslocamento de bits dos referidos códigos pseudo-randômicos de modo a obter pelo menos um código pseudo-randômico inicial, um de orientação e um recente, a referida etapa de
10 correlação compreendendo etapas de combinação dos referidos sinais amostrados girados de fase para cada subportadora com os referidos códigos pseudo-randômicos iniciais, de orientação e recentes e integrando os sinais resultantes durante um tempo predefinido (T_{int}), de modo a obter sinais de correlação iniciais, de orientação e recentes ($C_{E5a,-1}$, $C_{E5a,0}$, $C_{E5a,1}$;
15 $C_{E5b,-1}$, $C_{E5b,0}$, $C_{E5b,1}$) para cada subportadora (E5a, E5b), o referido método ainda compreendendo uma fase de pós-correlação de baixa velocidade, compreendendo as etapas de rotação de fase dos sinais de correlação iniciais e recentes de cada subportadora, respectivamente, por ângulos de fase opostos constantes ($j\alpha$, $-j\alpha$) e adicionando, respectivamente, os sinais de
20 correlação iniciais assim obtidos das referidas subportadoras, os sinais de correlação de orientação das referidas subportadoras e os sinais de correlação recentes assim obtidos das referidas subportadoras, de modo a obter, respectivamente, sinais de correlação resultantes iniciais, de orientação e recentes ($C_{E5,-1}$, $C_{E5,0}$, $C_{E5,1}$).

25 5. Método, de acordo com a reivindicação 3, caracterizado pelo fato de ainda compreender uma etapa de determinação de uma frequência combinada de portadora e de subportadora para cada subportadora, as etapas de rotação de fase pela referido fase portadora e as referidas fases subportadoras sendo combinadas em uma única etapa de rotação de fase para
30 cada subportadora usando as referidas frequências combinadas de portadora e subportadora.

6. Método, de acordo com a reivindicação 3 ou 5, caracterizado

pelo fato de que a referida etapa de correlação compreende as etapas de combinação dos referidos sinais amostrados girados de fase para cada subportadora (E5a, E5b), respectivamente, com os códigos pseudo-randômicos da referida subportadora e integração, durante um tempo predefinido (T_{int}) dos sinais resultantes para obtenção de um sinal de correlação ($C_{E5a,0}$, $C_{E5b,0}$) para cada subportadora.

7. Método, de acordo com a reivindicação 6, caracterizado pelo fato de ainda compreender uma fase de pós-correlação em baixa velocidade, compreendendo as etapas de combinação dos sinais de correlação ($C_{E5a,0}$, $C_{E5b,0}$) para as referidas subportadoras (E5a, E5b), de modo a obter um sinal de correlação de orientação ($C_{E5,0}$), usado como uma entrada de uma discriminação de PLL, acionando um oscilador (4) que controla a referida etapa de rotação de portadora e um sinal de correlação *early-minus-late* ($C_{E5,EmL}$) usado como uma entrada de uma discriminação de DLL, acionando um oscilador (5) que controla a referida geração de código e a referida geração de fase de subportadora .

8. Método, de acordo com a reivindicação 7, caracterizado pelo fato de que o sinal de correlação *early-minus-late* ($C_{E5,EmL}$) é obtido dos sinais de correlação ($C_{E5a,0}$, $C_{E5b,0}$) para as referidas subportadoras (E5a, E5b) pela seguinte fórmula:

$$C_{E5,EmL} = j(C_{E5a,0} - C_{E5b,0}).$$

9. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações de 7 a 8, caracterizado pelo fato de que a discriminação de DLL é do tipo discriminação de potência *Dot-product* e realiza a seguinte operação:

$$D = \text{Real}[C_{E5,EmL} \cdot C_{E5,0}^*],$$

onde $\text{Real}()$ é uma função retornando a parte real de um número complexo, o sinal D sendo usado para acionar o oscilador (5) controlando a referida geração de código e a referida geração de fase subportadora .

10. Método, de acordo com qualquer uma das reivindicações de 7 a 8, caracterizado pelo fato de que a discriminação de DLL realiza a seguinte operação:

$$D = \text{Imag}(C_{E5b,0} \cdot C_{E5a,0}^*),$$

onde $\text{Imag}()$ é uma função retornando a parte imaginária de um número complexo.

11. Dispositivo para demodulação de sinais de portadora alternada binária deslocada, compreendendo pelo menos duas subportadoras (E5a, E5b), cada uma tendo um componente em fase e um de quadratura, modulados por códigos pseudo-aleatórios, os componentes de quadratura (E5aQ, E5bQ) sendo modulados por sinais piloto sem dados, os componentes em fase (E5aI, E5bI) sendo modulados por sinais de dados, caracterizado pelo fato de compreender meios para implementação do método de acordo com qualquer uma das reivindicações de 1 a 10.

1/7

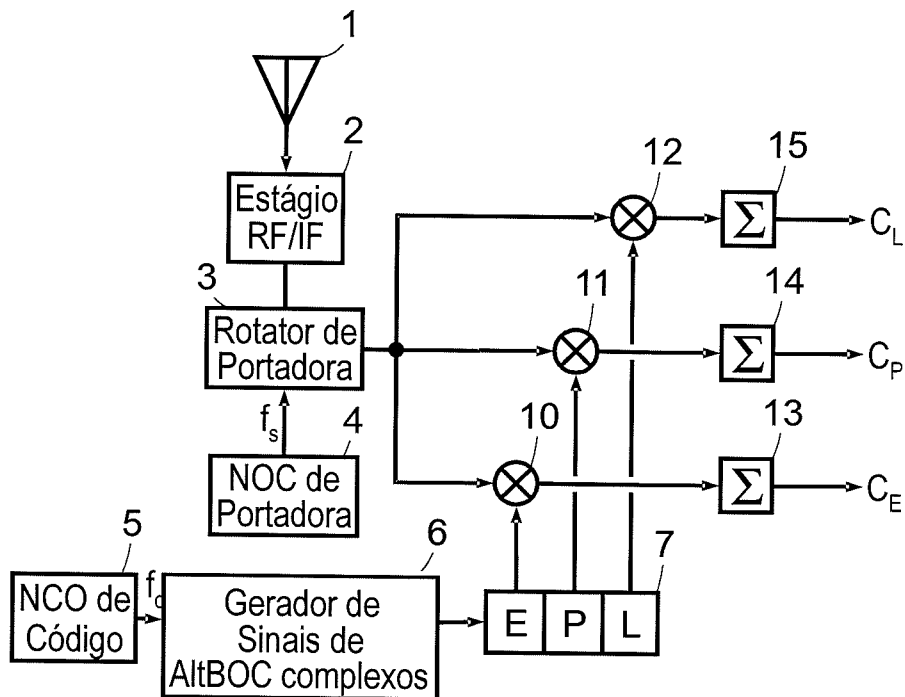


Fig. 1
Técnica Anterior

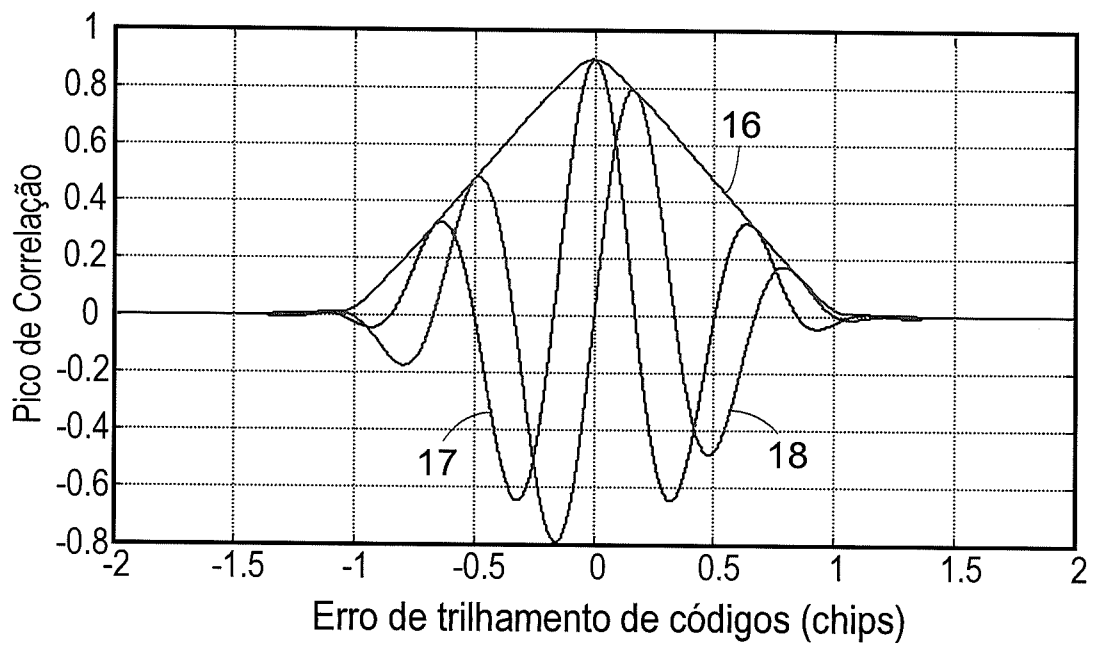


Fig. 2

2/7

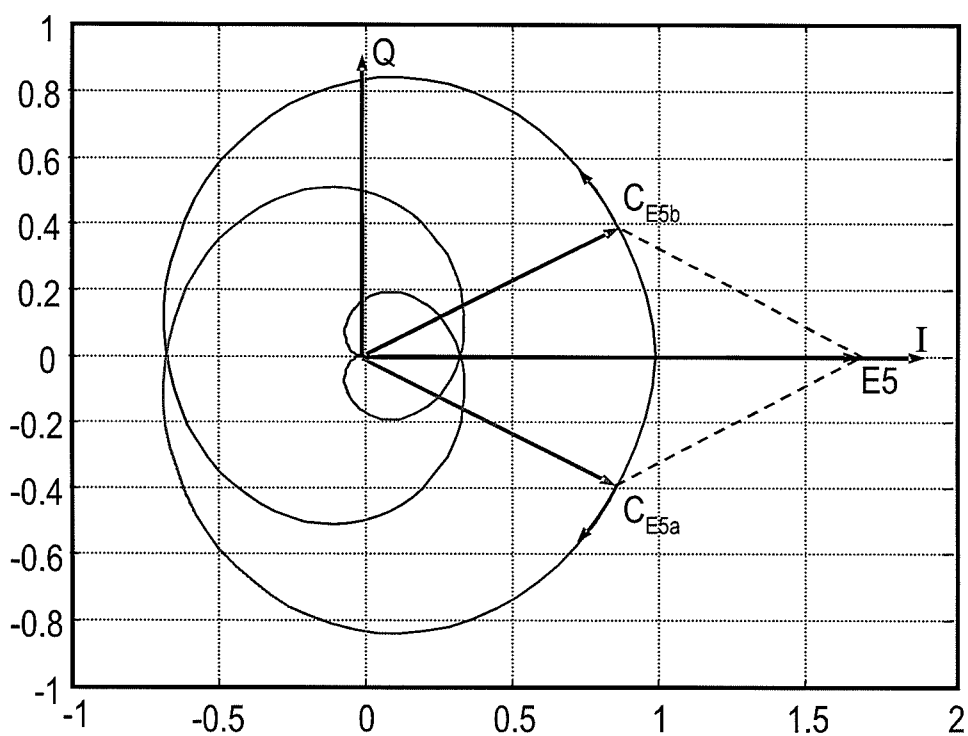


Fig. 3

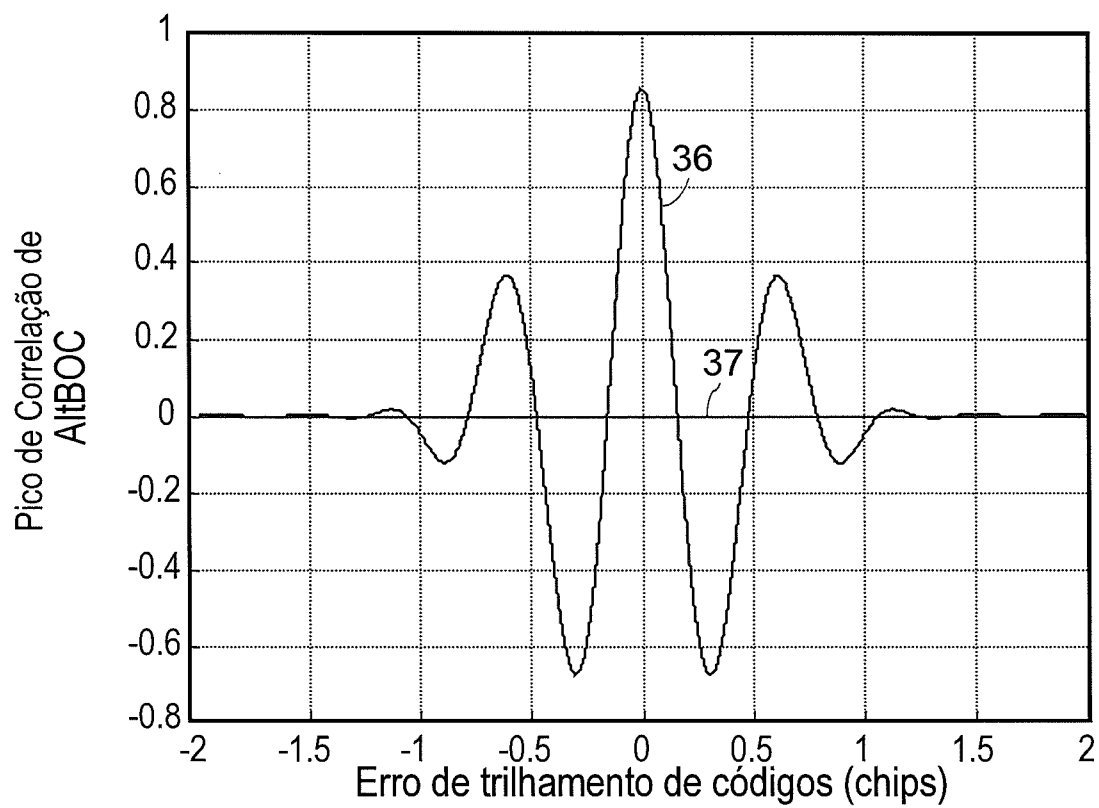


Fig. 4

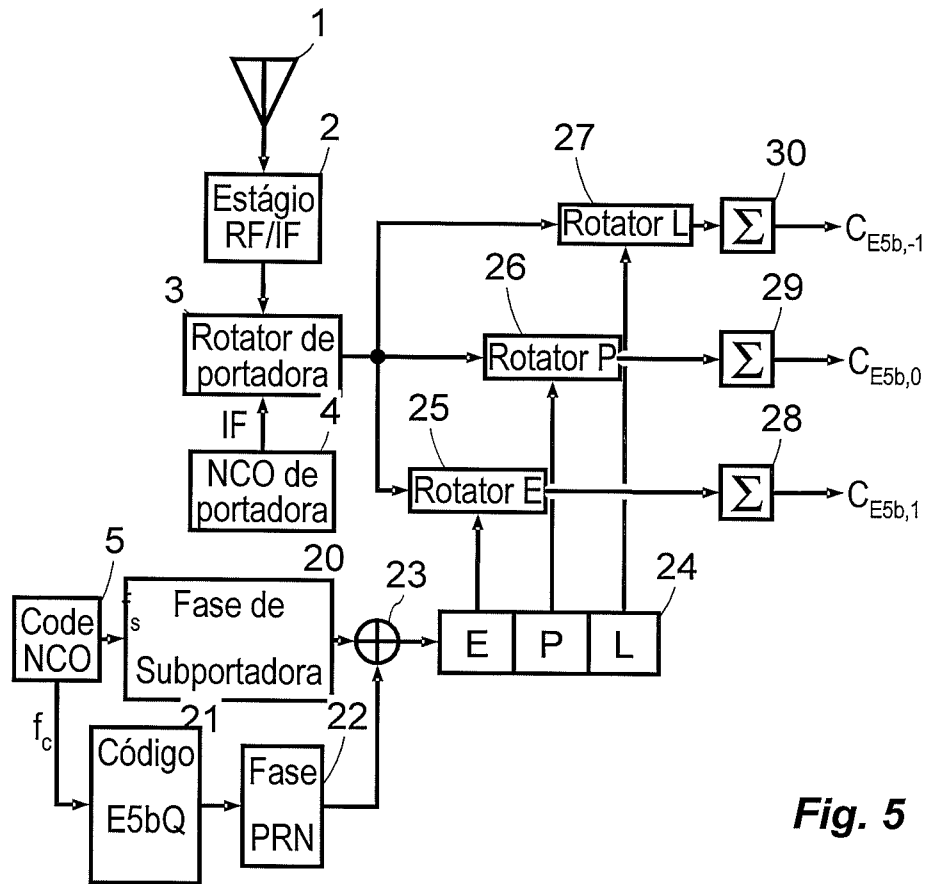


Fig. 5

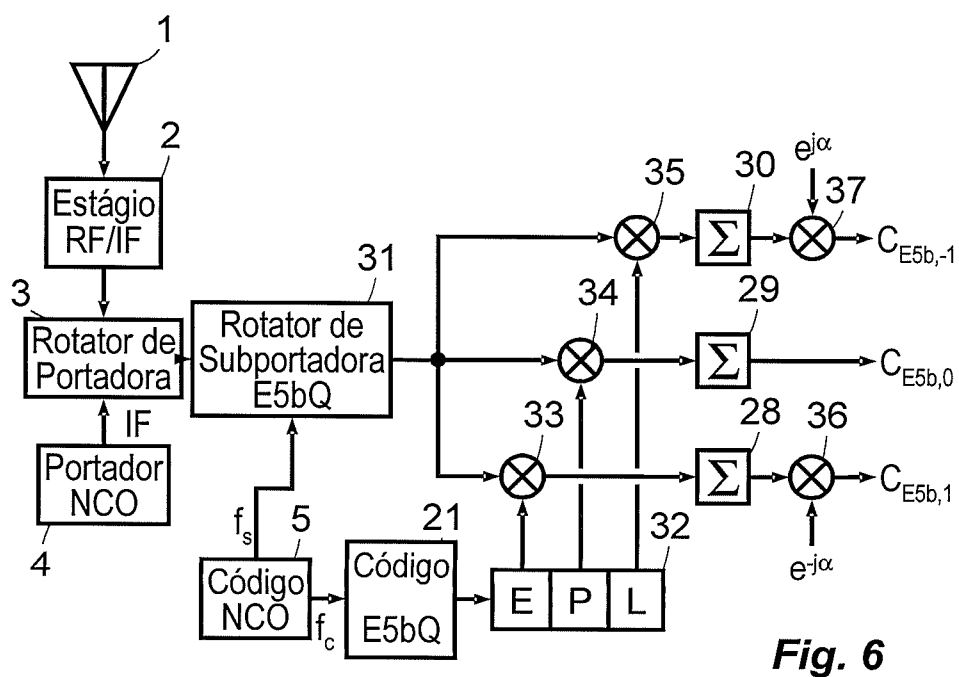


Fig. 6

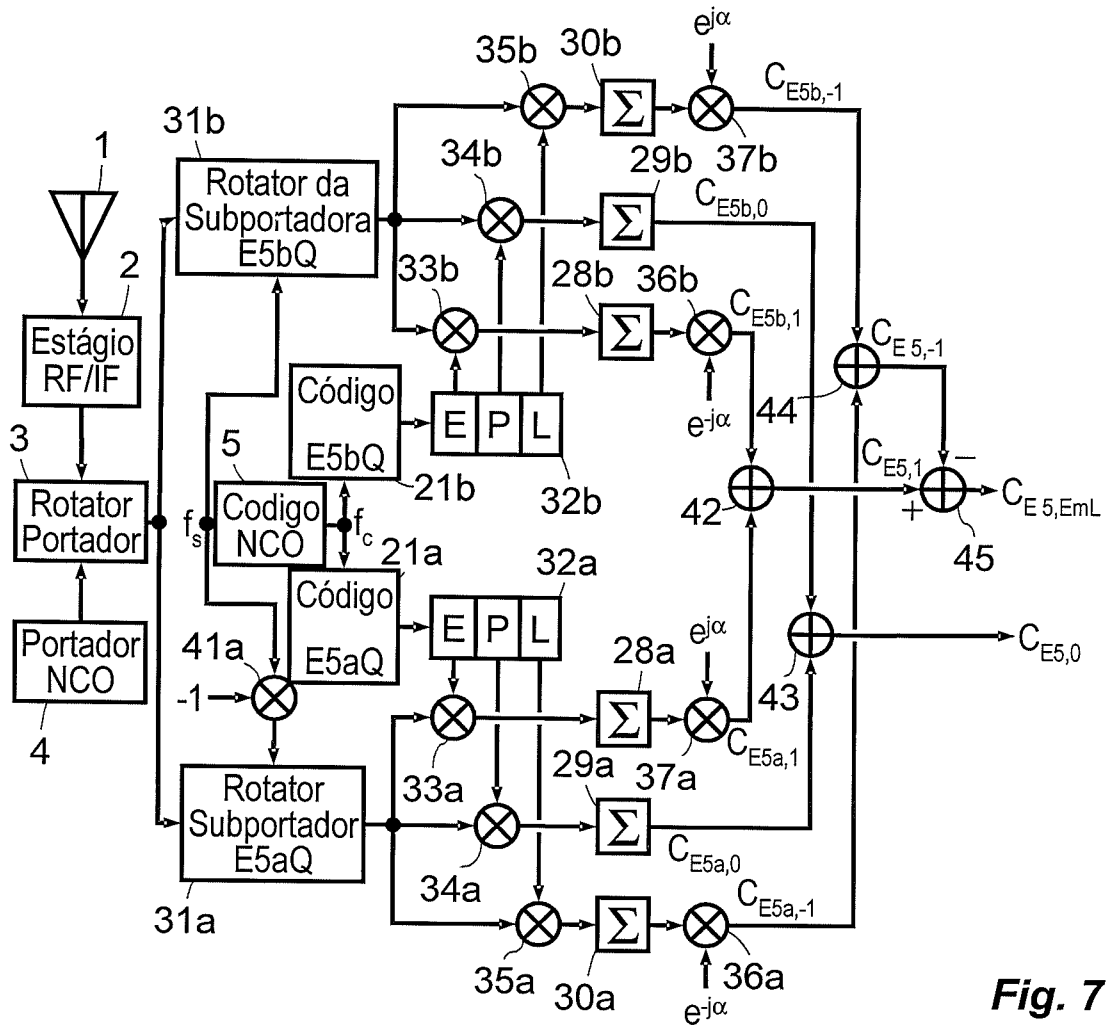


Fig. 7

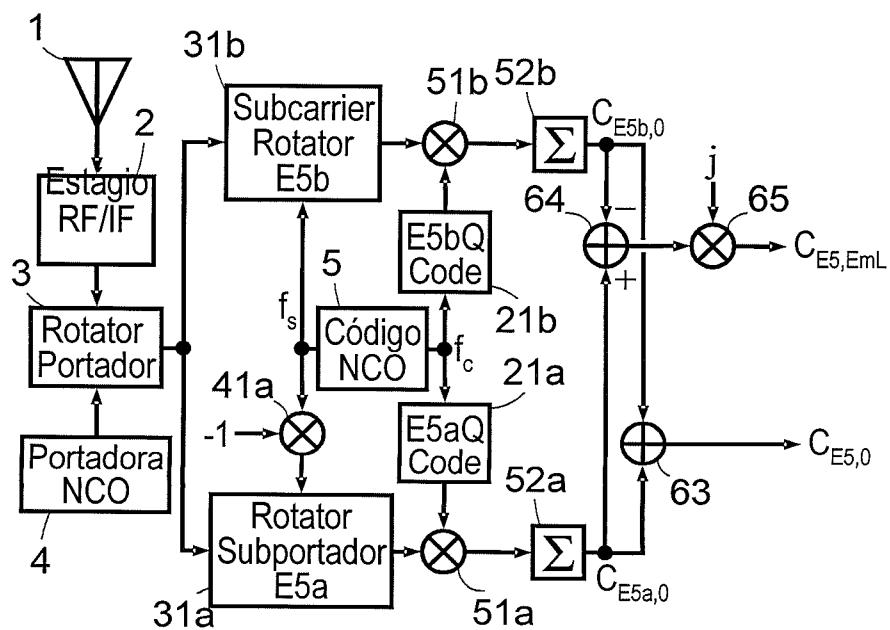


Fig. 8

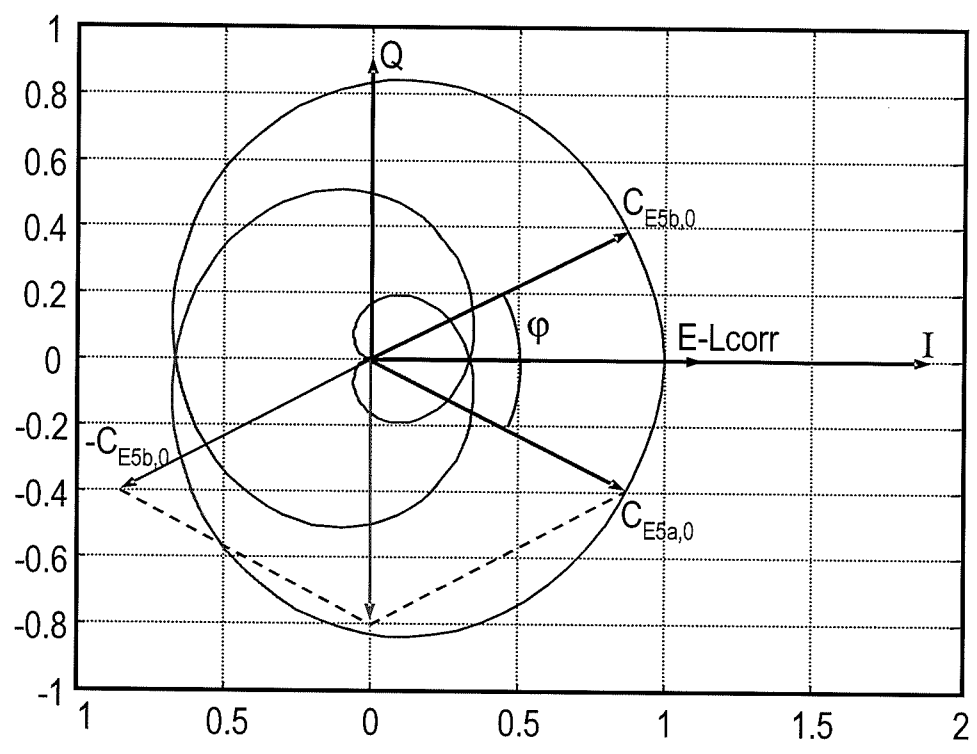


Fig. 9

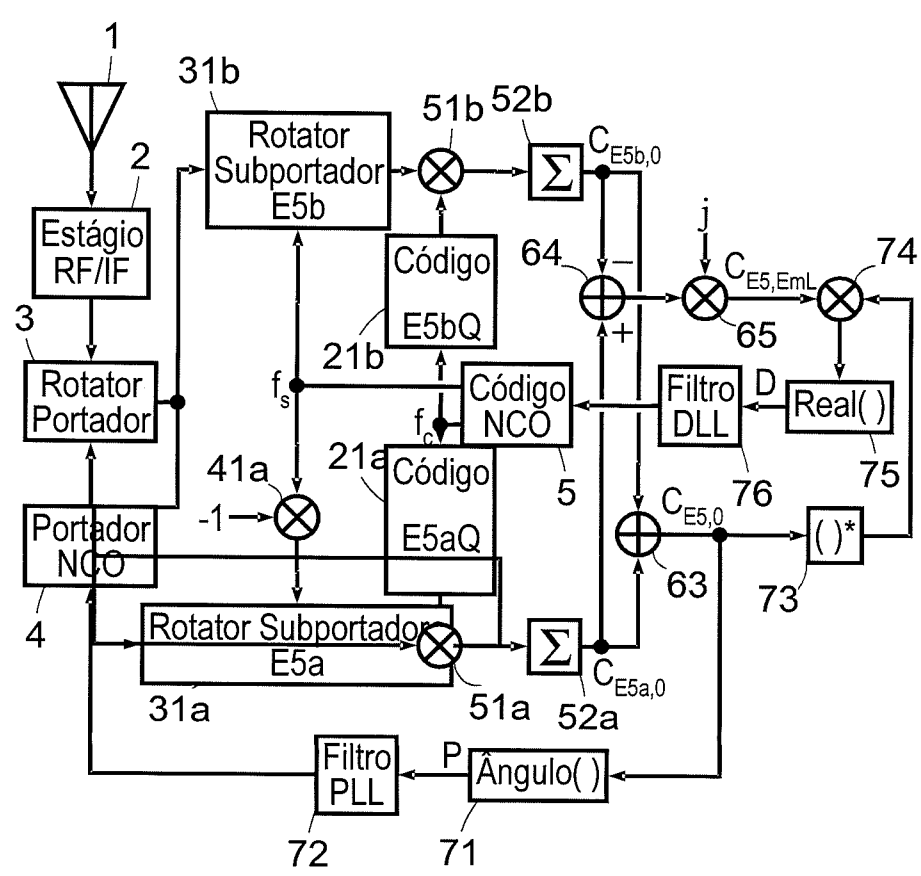


Fig. 10

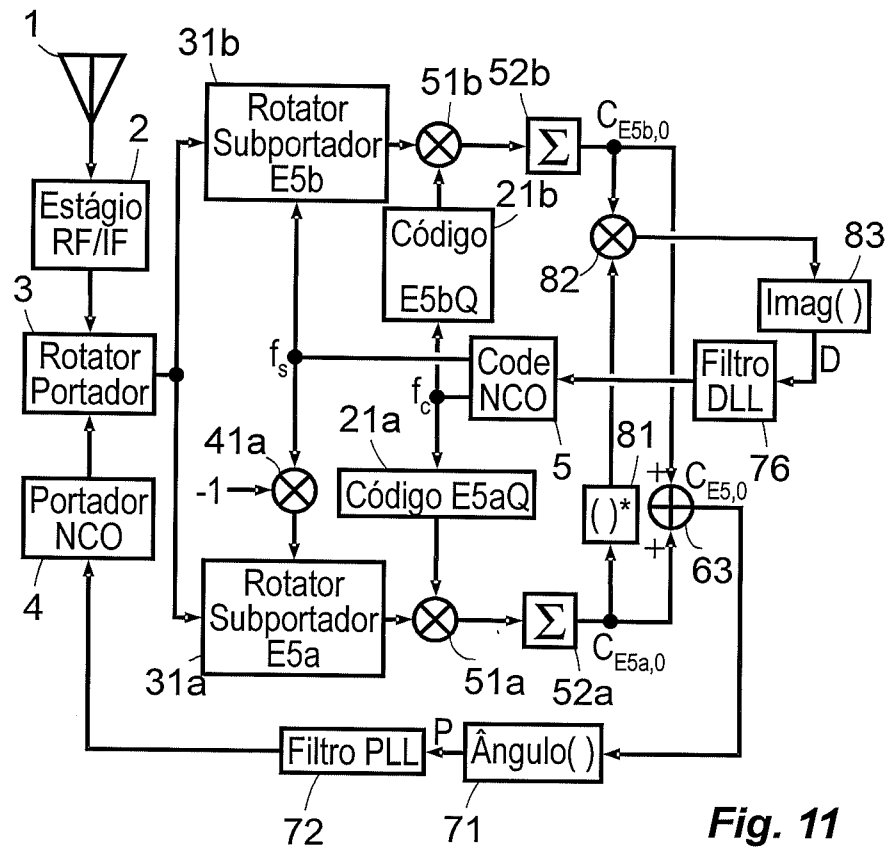


Fig. 11

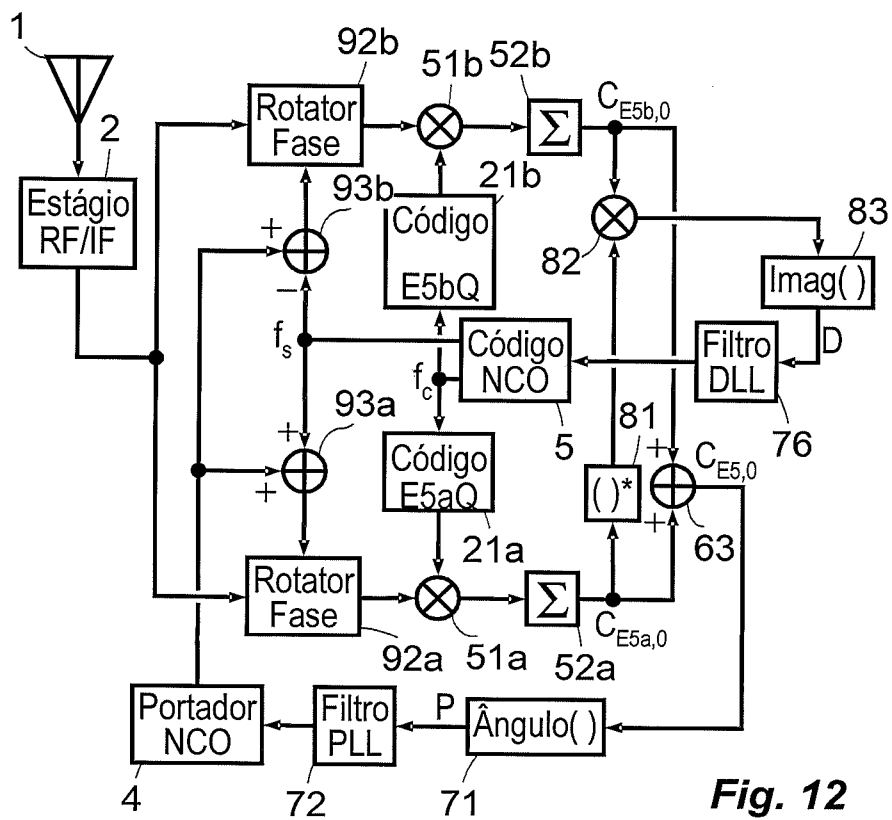


Fig. 12

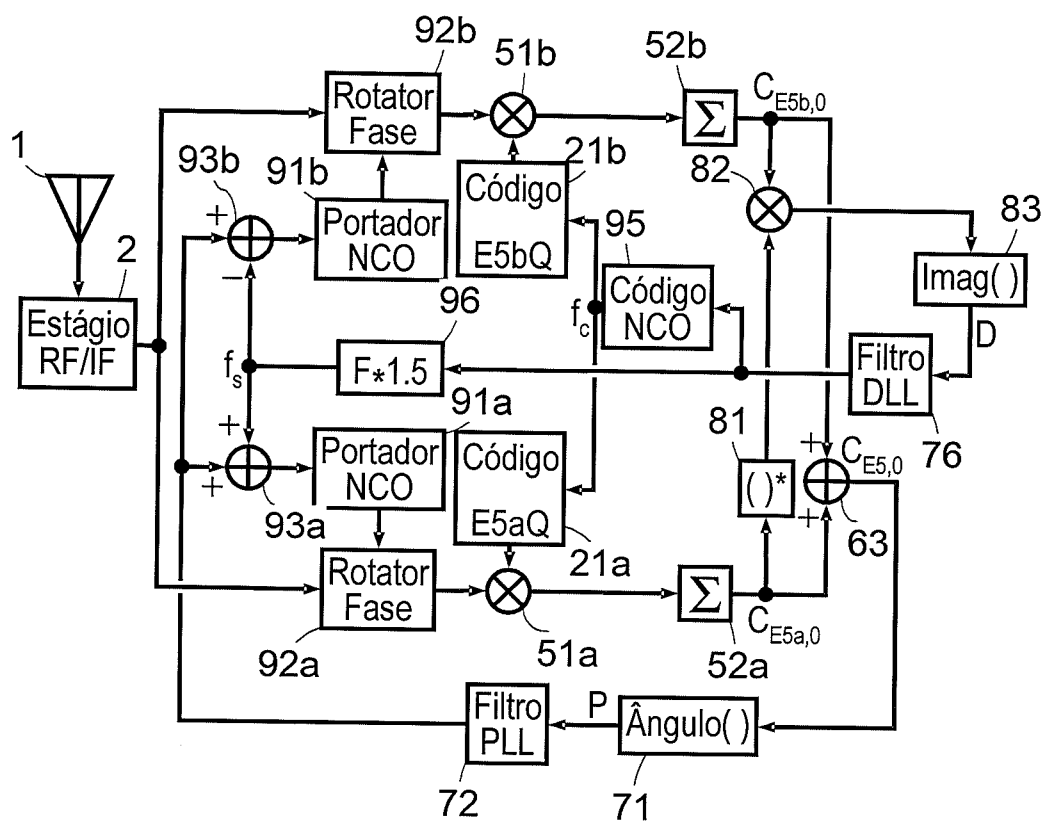


Fig. 13