



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

(11) PI 9611701-0 B1

(22) Data do Depósito: 08/10/1996

(45) Data de Concessão: 26/04/2016
(RPI 2364)



(54) Título: APARELHO RECEPTOR DE GPS E MÉTODO PARA DETERMINAR A POSIÇÃO DE UM RECEPTOR DE GPS

(51) Int.Cl.: G01S 1/04; G01S 5/14; G01S 1/02

(30) Prioridade Unionista: 08/03/1996 US 612582, 08/03/1996 US 612669, 08/03/1996 US 613966, 09/10/1995 US 005318

(73) Titular(es): SNAPTRACK, INC.

(72) Inventor(es): NORMAN F. KRASNER

Relatório Descritivo da Patente de Invenção para "APARELHO RECEPTOR DE GPS E MÉTODO PARA DETERMINAR A POSIÇÃO DE UM RECEPTOR DE GPS".

ANTECEDENTES DA INVENÇÃO

5 PEDIDOS RELACIONADOS

O presente pedido está relacionado com dois pedidos de patente depositados pelo mesmo inventor na mesma data que o presente pedido; esses dois pedidos são: *An Improved GPS Receiver Utilizing a Communication Link* (No. de Série 08/612.582, depositado em 8 de março de 1996);
10 *Na Improved GPS Receiver Having Power Management* (No. de Série 08/613.966, depositado em 8 de março de 1996).

O presente pedido também está relacionado e aqui reivindica o benefício da data de depósito de um pedido de patente provisório do mesmo inventor, Norman F. Krasner, pedido esse que é intitulado *Low Power, Sensitive Pseudorange Measurement Apparatus and Method for Global Positioning Satellites Systems*, N° de Série 60/005.318. depositado em 9 de outubro de 1995.
15

Uma parte da exposição do presente documento de patente contém material que está sujeito à proteção dos direitos autorais. O proprietário dos direitos autorais não tem objeção alguma à reprodução em fac-símile por
20 alguém do documento de patente ou da exposição de patente, como aparece no arquivo ou registros de patentes do Departamento de Patentes e Marcas de Comércio e Indústria, mas reserva-se todos os direitos de propriedade.

CAMPO DA INVENÇÃO

25 A presente invenção refere-se a receptores capazes de determinar a informação de posição de satélites e, em particular, refere-se a receptores que encontram aplicação em sistemas de satélites de posicionamento global (GPS).

TÉCNICA ANTERIOR

30 Os receptores de GPS, normalmente, determinam sua posição através da computação de tempos relativos de chegada de sinais transmitidos simultaneamente de uma multiplicidade de satélites de GPS (ou NAVS

TAR). Esses satélites transmitem, como parte de sua mensagem, tanto os dados de posicionamento de satélites quanto os dados na sincronização de relógio, os chamados dados de "efemérides". O processo de busca e aquisição de sinais de GPS, a leitura dos dados de efemérides para uma multiplicidade de satélites e a computação da localização do receptor desses dados consomem tempo, frequentemente, requerendo vários minutos. Em muitos casos, esse tempo de processamento prolongado é inaceitável e, além disso, limita grandemente a vida da bateria em instrumentos portáteis microminiaturizado.

Outra limitação dos atuais receptores de GPS é que sua operação está limitada às situações em que múltiplos satélites estão claramente à vista, sem obstruções, e onde uma antena de boa qualidade é adequadamente posicionada, para receber esses sinais. Como tal, eles, normalmente, são inutilizáveis em mecanismos portáteis, montados em corpos; em áreas onde há folhagem significativa ou bloqueio de construções; e em dispositivos embutidos.

Há duas funções principais dos sistemas de recepção de GPS: (1) computação dos pseudo-alcances para os vários satélites de GPS e (2) computação da posição da plataforma de recebimento, usando esses pseudo-alcances e sincronização de satélites e dados de efemérides. Os pseudo-alcances são simplesmente os retardos de tempo medidos entre o sinal recebido de cada satélite e um relógio local. As efemérides de satélites e os dados de sincronização são extraídos do sinal de GPS, uma vez que ele seja obtido e trilhado. Conforme mencionado acima, o recolhimento dessa informação, normalmente, leva um tempo relativamente longo (30 segundos a vários minutos) e deve ser realizado com um bom nível de sinal recebido, a fim de se obter baixas taxas de erros.

Virtualmente, todos os receptores de GPS conhecidos utilizam métodos de correlação para computar pseudo-alcances. Esses métodos de correlação são realizados em tempo real, frequentemente com correlacionadores de *hardware*. Os sinais de GPS contêm sinais repetitivos chamados sequências pseudorrandômicas (PN). Os códigos disponíveis para dispositi-

vos civis são chamados códigos de C/A e têm uma taxa de fase inversa binária, ou taxa de "*chipping*", de 1,023 MHz e um período de repetição de 1023 chips para um período de código de 1 mseg. As sequências de códigos pertencem a uma família conhecida como códigos de Gold. Cada satélite de

5 GPS difunde um sinal com um código de Gold único.

Para um sinal recebido de um dado satélite de GPS, seguindo um processo de conversão abaixador, para banda base, um receptor de correlação multiplica o sinal recebido por uma réplica armazenada do código de Gold apropriado contido dentro de sua memória local e, então, integra ou

10 passa pelo filtro passa-baixo, o produto, a fim de obter uma iniciação da presença do sinal. Esse processo é denominado uma operação de "correlação". Através do ajuste sequencial da sincronização relativa dessa réplica armazenada em relação ao sinal recebido, e observando a saída de correlação, o receptor pode determinar o retardo de tempo entre o sinal recebido e um

15 relógio local. A determinação inicial da presença dessa saída é denominada "aquisição". Uma vez que a aquisição ocorre, o processo entra na fase de "trilhamento", em que a sincronização da referência local é ajustada em pequenas quantidades, a fim de manter uma alta saída de correlação. A saída de correlação durante a fase de trilhamento pode ser vista como o sinal de

20 GPS com o código pseudorrandômico removido ou, em terminologia comum, "não-disperso". Esse sinal é banda estreita, com largura de banda comensurada com um sinal de dados tratados por deslocamento de fase binária de 50 bits por segundo, que é sobreposto na forma de onda de GPS.

O processo de aquisição de correlação consome muito tempo, especialmente se os sinais recebidos forem fracos. Para aperfeiçoar o tempo de aquisição, a maioria dos receptores de GPS utiliza uma multiplicidade de correlacionadores (até 12, tipicamente), o que permite uma busca paralela para picos de correlação.

Alguns receptores de GPS anteriores têm usado técnicas de

30 FFT, para determinar a frequência de Doppler do sinal de GPS recebido. Esses receptores utilizam operações convencionais de correlação para não dispersar o sinal de GPS e proporcionar um sinal de banda estreita, com

largura de banda tipicamente na faixa de 10 kHz a 30 kHz. O sinal de banda estreita resultante passa, então, pela análise de Fourier, usando algoritmos de FFT para determinar a frequência transportadora. A determinação desse transportador proporciona, simultaneamente, uma indicação de que a referência PN local é ajustada à fase correta do sinal recebido e proporciona uma medição precisa da frequência transportadora. Essa frequência pode, então, ser utilizada na operação de trilhamento dos receptores.

A patente norte-americana Nº 5.420.592, de Johnson, discute o uso de algoritmos de FFT para computar pseudo-alcances em uma localização de processamento central em lugar de uma unidade móvel. De acordo com aquele método, uma captura dinâmica de dados é coletada por um receptor de GPS e, então, transmitida através de uma ligação de dados para um receptor remoto, onde passa por um processamento de FFT. Contudo o método aqui divulgado computa apenas uma única Transformação Rápida de Fourier direta e inversa (correspondente a quatro períodos PN) para realizar o conjunto de correlações.

Como será evidente da descrição seguinte da presente invenção, maior sensibilidade e maior velocidade de processamento podem ser obtidas através da realização de um grande número de operações de FFT, junto com operações especiais de pré-processamento e pós-processamento.

Nesta patente, os termos correlação, convolução e filtragem comparativa são frequentemente utilizados. O termo "correlação", quando aplicado às duas séries de números significa a multiplicação de termo por termo de elementos correspondentes das duas séries seguida pela soma das séries. Isso algumas vezes é referido como "correlação de série" e resulta em uma saída que é um único número. Em algumas circunstâncias, uma sucessão de operações de correlação são realizadas em grupos sucessivos de dados.

O termo "convolução" quando aplicado às duas séries de números é o mesmo que o comumente usado na técnica e é equivalente a uma filtragem da segunda série de comprimento m com um filtro, correspondente à primeira série, tendo uma resposta de impulsos de comprimento n. O re-

sultado é uma terceira série de comprimento $m + n - 1$. O termo "filtragem comparativa" refere-se a uma operação de convolução, ou filtragem, em que o filtro antes mencionado tem uma resposta de impulsos que é o conjugado complexo invertido em tempo da primeira série. O termo "convolução rápida" é utilizado para indicar uma série de algoritmos que computa a operação de convolução de maneira eficiente.

Alguns autores utilizam os termos correlação e convolução permutavelmente; para clareza, porém, nesta patente, o termo correlação refere-se sempre à operação de correlação serial descrita acima.

10 SUMÁRIO

Uma concretização da presente invenção proporciona um método para determinar a posição de um receptor remoto de GPS através da transmissão de informação de satélite de GPS, incluindo Doppler, para a unidade remota ou unidade móvel de GPS de uma estação de base por meio de uma ligação de comunicação de dados. A unidade remota usa essa informação e recebe sinais de GPS de satélites à vista para, subsequente-mente, computar pseudo-alcances para os satélites. Os pseudo-alcances computados são, então, transmitidos para a estação de base, onde a posição da unidade remota é calculada. Várias concretizações de aparelhos que podem realizar esse método também são descritas.

Outra concretização da presente invenção proporciona um receptor de GPS tendo uma antena para recebimento de sinais de GPS de satélites à vista; e um conversor abaixador, para redução da frequência de RF dos sinais de GPS recebidos para uma frequência intermediária (IF). Os sinais de IF são digitalizados e armazenados na memória para processamento posterior no receptor. Esse processamento, tipicamente, é realizado, em uma concretização da invenção, usando um processador de sinais digitais programável, que executa as instruções necessárias para realizar as operações de convolução rápida (por exemplo, FFT) nos sinais de GPS de IF mostrados, para proporcionar informação pseudorrandômica. Essas operações também incluem, tipicamente, o pré-processamento (antes da convolução rápida) e pós-processamento (após a convolução rápida) de versões

armazenadas dos sinais de GPS ou versões processadas e armazenadas dos sinais de GPS.

Ainda outra concretização da presente invenção proporciona um método de gerenciamento de energia para um receptor de GPS e também
5 proporciona um receptor de GPS tendo características de gerenciamento de energia. A dissipação de energia é reduzida nos sistemas anteriores por meio do recebimento de sinais de GPS de satélites à vista; armazenamento temporário desses sinais; e, então, desligando o receptor de GPS. Outras características de gerenciamento de energia são descritas.

10 BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

A presente invenção é ilustrada à guisa de exemplo e não de limitação nas Figuras dos desenhos anexos, em que as referências indicam elementos similares e em que:

A Figura 1A é um diagrama em blocos dos componentes principais de um sistema de recebimento de GPS remoto ou móvel, utilizando os
15 métodos da presente invenção e mostra ligações de dados, que podem existir entre uma estação de base e a remota.

A Figura 1B é um diagrama em blocos de outra unidade móvel alternativa de GPS.

20 A Figura 1C é um diagrama em blocos de outra unidade móvel alternativa de GPS.

As Figuras 2A e 2B proporcionam duas alternativas para as porções de RF e IF de um receptor, que é uma concretização da presente invenção.

25 A Figura 3 mostra um fluxograma das operações principais (por exemplo, operações de *software*) realizadas pelo processador de DSP programável de acordo com os métodos da presente invenção.

A Figura 4 ilustra as formas de onda de processamento de sinais em vários estágios de processamento de acordo com os métodos da presente
30 te invenção.

A Figura 5A ilustra um sistema de estação de base em uma concretização da presente invenção.

A Figura 5B ilustra um sistema de estação de base em uma concretização alternativa da presente invenção.

A Figura 6 ilustra uma unidade móvel de GPS tendo, de acordo com um aspecto da presente invenção, correção ou calibração de oscilador local.

A Figura 7 é um fluxograma que mostra um método de gerenciamento de energia para uma unidade móvel de acordo com uma concretização da presente invenção.

DESCRIÇÃO DETALHADA DA INVENÇÃO

A presente invenção refere-se a aparelhos e métodos para a computação da posição de um objeto móvel, ou remoto, de maneira que resulta no *hardware* remoto tendo dissipação de energia muito baixa e a capacidade de operar com níveis de sinais recebidos muito baixos. Isto é, o consumo de energia é reduzido, enquanto a sensibilidade do receptor é aumentada. Isso se torna possível pela implementação das funções remotas de recebimento, conforme mostrado na Figura 1A, bem como a transmissão da informação de Doppler de uma estação de base localizada separadamente para a unidade remota ou móvel de GPS.

Deve ser notado que pseudo-alcances podem ser usados para computar a posição geográfica da remota em muitas maneiras diferentes. Três exemplos são:

1. Método 1: Através da retransmissão das mensagens de dados dos satélites para a remota da estação de base, a remota pode combinar essa informação com as medições dos pseudo-alcances para computar sua posição. Veja, por exemplo, a patente norte-americana Nº 5.365.450, que é aqui incorporada através de referência. Tipicamente, a unidade remota realiza a computação de posição na remota.

2. Método 2: A remota pode reunir os dados de efemérides dos satélites da recepção dos sinais de GPS na maneira normal, que é, comumente, posta em prática na técnica. Esses dados, que, tipicamente, são válidos por uma a duas horas, podem ser combinados com medições de pseudo-alcances para completar, tipicamente, na unidade remota o cálculo

da posição.

3. Método 3: A remota 20 pode transmitir através de uma ligação de comunicação 16 os pseudo-alcances para a estação de base 10, que pode combinar essa informação com os dados de efemérides dos satélites para completar o cálculo da posição. Veja, por exemplo, a patente norte-americana Nº 5.225.842, que é aqui incorporada através de referência.

Nas abordagens (ou Métodos) 1 e 3, é suposto que a estação de base 10 e a remota 20 têm uma visão comum de todos os satélites de interesse e são posicionadas perto o bastante uma da outra para resolver uma ambiguidade de tempo associada com a taxa de repetição dos códigos pseudorrandômicos de GPS. Isso será encontrado para uma faixa entre a estação de base 10 e a remota 20 de $\frac{1}{2}$ vezes a velocidade da luz vezes o período de repetição (1 milissegundo) ou cerca de 150 km.

A fim de explicar a presente invenção, é suposto que o método 3 é utilizado para completar o cálculo da posição. Contudo, através da análise da presente Especificação, será apreciado por aqueles versados na técnica que os vários aspectos e concretizações da presente invenção poderiam ser usados com qualquer um dos três Métodos acima, bem como outras abordagens. Por exemplo, em uma variação do Método 1, a informação de dados de satélite, tal como os dados representativos das efemérides do satélite, pode ser transmitida por uma estação de base para uma unidade remota e essa informação de dados de satélite pode ser combinada com pseudo-alcances, computada de acordo com a presente invenção de sinais de GPS armazenados temporariamente, para proporcionar uma latitude e uma longitude (e, em muitos casos, também uma altitude) para a unidade remota. Será apreciado que a informação de posição recebida da remota pode estar limitada à latitude e à longitude ou pode ser informação extensiva, que inclui latitude, longitude, altitude, velocidade e suporte da remota. Além disso, a correção de oscilador local e/ou os aspectos de gerenciamento de energia da presente invenção podem ser utilizados nessa variação do Método 1. Além disso, a informação de Doppler pode ser transmitida para a unidade remota 20 e utilizada pela unidade remota 20 de acordo com os aspectos da

presente invenção.

De acordo com o Método 3, a estação de base 10 comanda a remota 20 para realizar uma medição por meio de uma mensagem transmitida através de uma ligação de comunicação de dados 16, conforme mostrado na Figura 1A. A estação de base 10 também envia dentro dessa mensagem a informação de Doppler para os satélites à vista, que é uma forma de informação de dados de satélite. Essa informação de Doppler, tipicamente, está no formato de informação de frequência e a mensagem, tipicamente, também especificará uma identificação dos satélites particulares à vista ou outros dados de inicialização. Essa mensagem é recebida por um modem separado 22, que é parte da unidade remota 20 e é armazenada em uma memória 30 acoplada a um microprocessador de baixa potência 26. O microprocessador 26 manipula transferência de informação de dados entre os elementos de processamento da unidade remota 32 - 48 e o modem 22 e controla as funções de gerenciamento de energia dentro do receptor remoto 20, como será evidente na discussão subsequente. Normalmente, o microprocessador 26 ajusta a maior parte ou todo o *hardware* da unidade remota 20 a um estado de energia baixa, ou de queda de energia, exceto quando o pseudo-alcance e/ou outros cálculos de GPS estão sendo realizados, ou quando uma fonte alternativa de energia está disponível. Contudo, a porção de receptor do modem é pelo menos periodicamente ligada (para energia total) a fim de determinar se a estação de base 10 enviou um comando para determinar a posição da unidade remota.

Essa informação de Doppler mencionada acima é muito curta em duração, uma vez que a precisão requerida dessa informação de Doppler não é alta. Por exemplo, se uma precisão de 10 Hz for requerida e a Doppler máxima for, aproximadamente, ± 7 kHz, então, uma palavra de 11 bits bastará para cada satélite à vista. Se 8 satélites estiverem à vista, então, 88 bits serão requeridos para especificar todas essas Dopplers. O uso dessa informação elimina a exigência de que a remota 20 procure por essa Doppler, assim, reduzindo seu tempo de processamento em acima de um fator de 10. O uso da informação de Doppler também permite que a unidade mó-

vel de GPS 20 processe mais rapidamente uma amostra de sinais de GPS e isso tende a reduzir a quantidade de tempo pela qual o processador 32 deve receber energia total, a fim de computar uma informação de posição. Isso sozinho reduz a energia consumida pela unidade remota 20 e contribui para a sensibilidade aperfeiçoada. Informação adicional também pode ser enviada para a remota 20, incluindo as épocas dos dados na mensagem de GPS.

O sinal de ligação de dados recebido pode utilizar uma frequência transportadora de precisão. O receptor remoto 20 pode empregar, conforme mostrado na Figura 6, que é descrita abaixo, um laço de controle de frequência automático (AFC) para bloquear esse transportador e, assim, ainda calibrar seu próprio oscilador de referência. Um tempo de transmissão de mensagem de 10 mseg, com uma proporção de sinal recebido para ruído de 20 dB, normalmente, permitirá a medição de frequência por meio de um AFC para uma precisão de 10 Hz ou mais. Isso, tipicamente, será mais do que adequado para as exigências da presente invenção. Essa característica também otimizará a precisão dos cálculos de posição que são realizados, convencionalmente ou usando os métodos de convolução rápida da presente invenção.

Em uma concretização da invenção, a ligação de comunicação 16 é um meio de comunicação de frequência de rádio de largura de banda estreita, comercialmente disponível, tal como um sistema de *pager* bidirecional. Esse sistema pode ser usado em concretizações onde a quantidade de dados transmitidos entre a remota 20 e a estação de base 10 é relativamente pequena. A quantidade de dados requeridos para a transmissão de Doppler e outros dados (por exemplo, dados de inicialização, como as identidades dos satélites à vista) é relativamente pequena e similarmente a quantidade de dados requeridos para a informação de posição (por exemplo, os pseudo-alcances) é relativamente pequena. Consequentemente, os sistemas de banda estreita são adequados para essa concretização. Isso é o contrário daqueles sistemas que requerem a transmissão de grandes quantidades de dados através de um curto período de tempo; esses sistemas podem requerer um meio de comunicação de frequência de rádio de largura

de banda maior.

Uma vez que a remota 20 recebe um comando (por exemplo, da estação de base 10) para o processamento de GPS junto com a informação de Doppler, o microprocessador 26 ativa a RF para o Conversor de IF 42, o

5 Conversor de Analógico para Digital 44 e a Memória de Captura Digital 46 por meio de um circuito de Chaves de Força e Regulador de Energia e Bateria 36 (e linhas de força controladas 21a, 21b, 21c e 21d), assim, proporcionando energia total para esses componentes. Isso faz com que o sinal dos satélites de GPS que é recebido por meio da antena 40 seja convertido para

10 baixo, para uma frequência de IF, onde é, subsequentemente, submetido à digitização. Um conjunto contíguo desses dados, correspondendo, tipicamente, a uma duração de 100 milissegundos a 1 segundo (ou mesmo mais) é, então, armazenado em uma Memória de Captura 46. A quantidade de dados armazenados pode ser controlada pelo microprocessador 26, de modo

15 que mais dados podem ser armazenados na memória 46 (para obter melhor sensibilidade) naquelas situações em que a conservação de energia não é tão importante quanto a obtenção de melhor sensibilidade e menos dados podem ser armazenados naquelas situações em que a conservação de energia é mais importante do que a sensibilidade. Tipicamente, a sensibilidade

20 é mais importante quando os sinais de GPS podem ser obstruídos parcialmente e a conservação de energia é menos importante quando um suprimento de energia abundante (por exemplo, uma bateria de carro) está disponível. O endereçamento dessa memória 46 para armazenar esses dados é controlado por um circuito integrado de Matriz de Porta de Campo Programável 48. A conversão para baixo dos sinais de GPS é realizada usando-se

25 um sintetizador de frequência 38, que proporciona o sinal de oscilador local 39 para o conversor 42, conforme discutido mais abaixo.

Note que todo esse tempo (enquanto a memória de captura 46 está sendo enchida com os sinais de GPS digitalizados dos satélites à vista)

30 o microprocessador de DSP 32 pode ser mantido em um estado de energia baixa. O Conversor de RF para IF 42 e o Conversor de Analógico para Digital 44 são ligados, tipicamente, por um curto período de tempo, suficiente

para coletar e armazenar os dados requeridos para o cálculo de pseudo-alcances. Após a coleta de dados estar completa, esses circuitos de conversores são desligados ou a energia é de outro modo reduzida por meio de linhas de força controladas 21b e 21c (enquanto a memória 46 continua a
5 receber energia total), assim, não contribuindo para dissipação adicional de energia, durante o cálculo real de pseudo-alcances. O cálculo de pseudo-alcances é, então, realizado usando-se, em uma concretização, um CI 32 para processamento de sinais digitais programável, para fins gerais (DSP), conforme exemplificado por um circuito integrado TMS320C30 da Texas Ins-
10 truments. Esse DSP 32 é colocado em um estado ativo de energia pelo microprocessador 26 e o circuito 36 por meio da linha de força controlada 21 e antes da realização desses cálculos.

Esse DSP 32 difere de outros usados em algumas unidades de GPS remotas pelo fato de que ele é para fins gerais e programável, quando
15 comparado com CI's de processamento de sinais digitais de tipo especial. Além disso, o DSP 32 torna possível o uso de um algoritmo de Transformação Rápida de Fourier (FFT), que permite a computação muito rápida dos pseudo-alcances através da realização, rapidamente, de um grande número de operações de correlação entre uma referência gerada localmente e os
20 sinais recebidos. Tipicamente, 2046 dessas correlações são requeridas para completar a busca pelas épocas de cada sinal de GPS recebido. O algoritmo da Transformação Rápida de Fourier permite uma busca simultânea e paralela de todas essas posições, assim, imprimindo maior velocidade ao processo de computação requerido por um fator de 10 a 100 através de abordagens convencionais.
25

Uma vez que o DSP 32 complete sua computação de pseudo-alcances para cada um dos satélites à vista, ele transmite, em uma concretização da invenção, essa informação para o microprocessador 26 através do barramento de interligação 33. Nesse momento, o microprocessador 26 po-
30 de fazer com que o DSP 32 e a memória 46, mais uma vez, introduzam um estado de energia baixa por meio do envio de um sinal de controle apropriado para o circuito de Regulador de Bateria e Energia 36. Então, o micropro-

cessador 26 utiliza um modem 22 para transmitir os dados de pseudo-alcances através de uma ligação de dados 16 para a estação de base 10 para computação final de posição. Além dos dados de pseudo-alcances, uma etiqueta de tempo pode ser transmitida, simultaneamente, para a esta-
 5 ção de base 10, o que indica o tempo decorrido desde a coleta inicial de dados no *buffer* 46 até o momento de transmissão dos dados através da ligação de dados 16. Essa etiqueta de tempo aperfeiçoa a capacidade da estação de base para computar o cálculo de posição, uma vez que ela permite a computação das posições dos satélites dos GPS no momento da coleta de
 10 dados. Como uma alternativa, de acordo com o Método 1 acima, o DSP 32 pode computar a posição (por exemplo, latitude, longitude ou latitude, longitude e altitude) da unidade remota e enviar esses dados para o microprocessador 26, que, similarmente, retransmite esses dados para a estação de base 10 por meio do modem 22. Nesse caso, a computação de posição é
 15 facilitada pelo DSP que mantém o tempo decorrido desde a recepção das mensagens de dados dos satélites até o momento em que a coleta de dados do *buffer* começa. Isso aperfeiçoa a capacidade da unidade remota para computar o cálculo de posição, uma vez que permite a computação das posições dos satélites de GPS no momento da coleta de dados.

20 Conforme mostrado na Figura 1A, o modem 22, em uma concretização, utiliza uma antena separada 24 para transmitir e receber mensagens através da ligação de dados 16. Será apreciado que o modem 22 inclui um receptor de comunicação e um transmissor de comunicação, que são acoplados alternativamente acoplados à antena 24. Similarmente, a estação
 25 de base 10 pode usar uma antena separada 14, para transmitir e receber mensagens de ligação de dados, assim, permitindo a recepção contínua de sinais de GPS através da antena de GPS 12 na estação de base 10.

É esperado, em um exemplo típico, que os cálculos de posição no DSP 32 requererão menos do que uns poucos segundos de tempo, de-
 30 pendendo da quantidade de dados armazenados na memória de captura digital 46 e a velocidade do DSP ou dos diversos DSPs.

Estará claro da discussão acima que a unidade remota 20 preci-

sa apenas ativar seus circuitos de consumo de energia alta para uma pequena fração de tempo, se os comandos de cálculos de posição da estação de base 10 são infrequentes. É antecipado, pelo menos em muitas situações, que esses comandos resultarão no equipamento remoto sendo ativado para seu estado de dissipação de energia alta apenas, aproximadamente, 1% do tempo ou menos.

Isso, então, permite a operação da bateria por 100 vezes a extensão de tempo que, de outro modo, seria possível. Os comandos de programa necessários para o desempenho da operação de gerenciamento de energia são armazenados na EEPROM 28 ou outro meio de armazenagem adequado. Essa estratégia de gerenciamento de energia pode ser adaptável a diferentes situações de disponibilidade de energia. Por exemplo, quando a energia primária está disponível, a determinação de posição pode ocorrer em uma base contínua.

Como indicado acima, a memória de captura digital 46 captura um registro correspondente a um período de tempo relativamente longo. O processamento eficiente desse grande bloco de dados usando métodos de convolução rápida contribui para a capacidade da presente invenção para processar sinais em baixos níveis recebidos (por exemplo, quando a recepção é pobre devido ao bloqueio parcial de construções, árvores, etc.). Todos os pseudo-alcances para satélites visíveis de GPS são computados usando-se esses mesmos dados armazenados temporariamente. Isso proporciona desempenho aperfeiçoado em relação aos receptores de GPS de trilhamento contínuo em situações (tais como as condições de bloqueio urbano), em que a amplitude de sinal está mudando, rapidamente.

Uma implementação ligeiramente diferente, exibida na Figura 1B, dispensa o microprocessador 26 e seus periféricos (RAM 30 e EEPROM 28) e substitui sua funcionalidade pelo circuito adicional contido dentro de uma FPGA (matriz de porta de campo programável) mais complexa 49. Nesse caso, a FPGA 49, um dispositivo de energia baixa, serve para despertar o *chip* do DSP32a, mediante a atividade de detecção do modem 22 através da interligação 19. A interligação 199 acopla o modem ao DSP 32a e à FPGA

19. O *chip* do DSP 32a, quando despertado, transmite e recebe, diretamente, os dados do modem. O DSP 32a também realiza operações de controle de energia através de sua interligação 18, que é acoplada ao Regulador de Bateria e Energia e Chaves 36, a fim de proporcionar comandos de liga/desliga a energia para o circuito 36. O DSP 32a, seletivamente, liga ou reduz a energia para diferentes componentes, de acordo com um método de gerenciamento de energia, tal como aquele mostrado na Figura 7, através dos comandos liga/desliga a energia proporcionados pela interligação 18 para o circuito 36. O circuito 36 recebe esses comandos e, seletivamente, proporciona energia (ou reduz a energia) para os diferentes componentes. O circuito 36 desperta o DSP 32a por meio da interligação 17. O circuito 36 proporciona, seletivamente, energia para os diferentes componentes por meio da comutação seletiva de energia através de uma selecionada das linhas de energia controladas 21a, 21b, 21c, 21d e 21f. Desse modo, por exemplo, para proporcionar energia para o conversor 42 e o conversor 44, a energia é proporcionada através das linhas 21b e 21c para esses conversores. Similarmente, a energia para o modem é fornecida através da linha de força controlada 21f.

Um oscilador de cristal de baixa frequência 47 é acoplado à FPGA de gerenciamento de memória e energia 49. Em uma concretização, a FPGA de gerenciamento de memória e energia 49 contém um sincronizador de energia baixa, que inclui o oscilador de baixa frequência 47. Quando o sincronizador de FPGA 49 expira, a FPGA 49 envia um sinal de despertar para o DSP 32a através da interligação 17 e o DSP 32a pode, então, despertar outro circuito através do fornecimento de comandos de liga/desliga a energia para o circuito do Regulador de Bateria e Energia e Chaves de Força 36. O outro circuito é acionado, através das linhas de energia controlada 21a, 21b, 21c, 21d e 21f, sob o controle do circuito 36, a fim de realizar uma operação de posicionamento (por exemplo, determinar uma informação de posição, tal como um pseudo-alcance ou uma latitude e longitude. Seguindo a operação de posicionamento, o DSP 32A restaura o sincronizador de FPGA e reduz a energia para si mesmo e o circuito 36 também reduz a energia

para os outros componentes, de acordo com o método mostrado na Figura 7. Será apreciado que uma bateria ou uma pluralidade de baterias proporcionarão energia para todos os circuitos de energia controlada através das linhas de energia controladas, que são controladas pela FPGA de gerenciamento de memória e energia 49 e pelo DSP 32a. Também será apreciado que, em lugar de reduzir diretamente a energia, por meio do controle das linhas de energia (como 21b), para um componente, a energia consumida por um componente pode ser reduzida através da sinalização para o componente (como no caso do DSP 32a por meio da interligação 17 na Figura 1B) para reduzir a energia ou despertar para energia total; isso, frequentemente, é possível quando um componente, tal como um circuito integrado, tem uma entrada para controlar o estado de energia do componente e o componente tem a lógica interna necessária para controlar o consumo de energia (por exemplo, a lógica para reduzir a energia para vários blocos lógicos do componente). A FPGA de gerenciamento de memória e energia 49 proporciona controle e gerenciamento de memória, incluindo operações de endereçamento, quando dados estão sendo armazenados na memória 46 dos conversores 44 ou quando o componente de DSP 32a está lendo dados da memória 46. A FPGA 49 também pode estar controlando outras funções da memória, tal como, regeneração da memória, se necessário.

A Figura 1C mostra outra concretização de acordo com a presente invenção de uma unidade móvel de GPS, que contém muitos dos mesmos componentes que as unidades móveis de GPS mostradas nas Figuras 1A e 1B. Além disso, a unidade móvel de GPS mostrada na Figura 1C inclui reguladores de energia 77, que são acoplados para receber energia de uma pluralidade de baterias 81, bem como de uma entrada de fonte de energia externa opcional 83 e células solares 79. O regulador de energia 77 proporciona energia para todos os circuitos sob controle das linhas de energia controladas, que são gerenciadas pelo *chip* de DSP 32a e FPGA de gerenciamento de memória e energia 49, mostrada na Figura 1C. A célula solar 79 pode recarregar, usando tecnologia convencional de recarregamento, aquelas baterias. As células solares 79 também podem proporcionar energia

para a unidade móvel de GPS além de recarregar as baterias. Na concretização mostrada na Figura 1C, a FPGA 49 proporciona um sinal de despertar, através da interligação 75, para o *chip* de DSP 32a; esse sinal faz com que o *chip* de DSP retorne para energia total, a fim de desempenhar as várias funções descritas para o *chip* de DSP 32a. O *chip* de DSP também pode ser ativado para o estado de energia total por meio de um comando externo do modem 22, que é acoplado diretamente ao *chip* de DSP por meio da interligação 19.

A Figura 1C também mostra uma característica da presente invenção, que permite à unidade móvel de GPS trocar a sensibilidade para conservação de energia. Conforme aqui descrito, a sensibilidade da unidade móvel de GPS pode ser aumentada através do aumento da quantidade de sinais de GPS armazenados temporariamente, os quais são armazenados na memória 46. Isso é feito através da aquisição e da digitalização de mais sinais de GPS e armazenando esses dados na memória 46. Embora esse armazenamento temporário aumentado cause mais consumo de energia, ele aperfeiçoa a sensibilidade da unidade móvel de GPS. Esse modo de sensibilidade aumentada pode ser selecionado por meio de uma chave de modo de energia 85 na unidade de GPS que é acoplada ao barramento 19, a fim de proporcionar um comando para o *chip* de DSP 32a, para introduzir um modo de sensibilidade aumentada. Essa chave de modo de energia 85 pode, alternativamente, ser levada a enviar um comando para o *chip* de DSP 32a para conservar mais energia e proporcionar menos sensibilidade através da aquisição de uma captura menor dos sinais de GPS e, assim, armazenar uma quantidade menor de sinais de GPS na memória 46. Será apreciado que essa seleção de modo de energia também pode ocorrer através de um sinal enviado da estação de base para o modem 22, que, então, comunica esse comando através da interligação 19 para o *chip* de DSP 32a.

Um exemplo representativo de um conversor de frequência de RF para IF e sistema de digitização para a unidade móvel de GPS é mostrado na Figura 2A. O sinal de entrada em 1575,42 MHz é passado através de um filtro de limitação de banda (BPF) 50 e amplificador de ruído baixo (LNA)

52 e enviado para um estágio de conversão de frequência. O oscilador local (LO) 56 usado nesse estágio é bloqueado em fase (via PLL 58) em um oscilador de cristal com temperatura compensada (TCXO) 60 de 2,048 MHz (ou seu harmônico). Em uma implementação preferida, a frequência do LO seria

5 1531,392 MHz, que 2991 x),512 MHz. O sinal de IF resultante é, então, centrado em 44,028 MHz. Em particular, os filtros de ondas acústicas de superfície SAW), que são utilizados em abundância em dispositivos para televisão, estão prontamente disponíveis. Naturalmente, outros dispositivos de limitação de banda poderiam ser usados em lugar dos dispositivos de SAW.

10 O sinal de GPS recebido é misturado com o sinal do LO no misturador 54 para produzir o sinal de IF. Esse sinal de IF é passado através de um filtro de SAW 64, para limitação de banda com precisão em largura de banda de 2 MHz e, então, enviado para um conversor para baixo de I/Q 68, que traduz o sinal para perto da banda - base (frequência central de 4 kHz,

15 nominalmente). A frequência do oscilador local para esse conversor para baixo 68 é derivada do TCXO 60 de 2,048 como o 43° harmônico de 1,024 MHz, isto é, 44,032 MHz.

O conversor abaixador de I/Q 68 está, em geral, disponível comercialmente como um componente de RF. Ele consiste, tipicamente, de

20 dois misturadores e filtros passa-baixo. Nesses casos, as portas de entrada de um misturador são alimentadas com o sinal de IF e o sinal do LO e as portas de entrada para o outro misturador são alimentadas com o mesmo sinal de IF e o sinal de LO deslocado de fase em 90°. As saídas dos dois misturadores passam por filtro passa-baixo para remover alimentação e outros produtos de distorção.

25

Conforme mostrado na Figura 2A, os amplificadores 62 e 66 podem ser usados antes e após a operação de limitação de banda, conforme requerido.

As duas saídas do conversor abaixador de I/Q 68 são enviadas

30 para dois conversores de A/D combinados 44, que amostram os sinais em 2,048 MHz. Uma implementação alternativa substitui os conversores de A/D 44 com comparadores (não-mostrados), cada um dos quais apresenta como

saída uma sequência com dois valores (um bit) de dados de acordo com a polaridade do sinal que entra. É bem conhecido que essa abordagem resulta em uma perda de, aproximadamente, 1,96 dB na sensibilidade do receptor em relação a um conversor de A/D de níveis múltiplos. Contudo, pode haver economia de custos substancial no uso de um comparador vs. os conversores de A/D, bem como na exigência de memória reduzida na memória de captura 46 seguinte.

Uma implementação alternativa do sistema de A/D e conversor abaixador é mostrado na Figura 2B, a qual utiliza um método de amostragem de passagem de banda. O TCXO 70 empregado está na frequência de 4,096 MHz (ou um seu harmônico). A saída do TCXO pode ser usada como o relógio de amostra para o conversor de A/D 44 (ou comparador); este atua para traduzir o sinal para 1,028 MHz. Essa frequência é a diferença entre o 11^o harmônico de 4,096 MHz e a frequência de IF de entrada 44,028 MHz. A IF de 1,028 MHz resultante é quase um quarto da taxa de amostra, que é conhecida como sendo quase ideal na minimização das distorções do tipo de amostragem. Quando comparado com a amostragem de I/Q da Figura 2A, esse amostrador simples proporciona um canal de dados em lugar de dois, mas com duas vezes a taxa. Além disso, os dados estão, efetivamente, em uma IF de 1,028 MHz. A conversão de frequência de I/Q para perto de 0 MHz, então, será implementada por dispositivos digitais no processamento seguinte a ser descrito. Os aparelhos da Figura 2A e 2B são competitivos em custo e complexidade; frequentemente, a disponibilidade de componentes dita a abordagem preferida. Será evidente para aqueles versados na técnica, porém, que outras configurações de receptores poderiam ser usadas para se obter resultados similares.

A fim de simplificar a discussão a seguir, o que se segue supõe que a amostragem de I/Q da Figura 2A é empregada e que a memória de captura 46 contém dois canais de dados digitalizados em 2,048 MHz.

Detalhes do processamento de sinais realizado no DSP 32 podem ser compreendidos com o auxílio do fluxograma da Figura 3 e a representação pictográfica das Figuras 4A, 4B, 4C, 4D e 4E. Será evidente para

aqueles versados na técnica que o código da máquina, ou outro código adequado, para a realização do processamento de sinais a ser descrito, está armazenado na EPROM 34. Outros dispositivos de armazenagem não-voláteis também poderiam ser usados. O objetivo do processamento é determinar a sincronização da forma de onda recebida com relação a uma forma de onda gerada localmente. Além disso, a fim de se obter sensibilidade alta, uma porção muito longa dessa forma de onda, tipicamente 100 milissegundos a 1 segundo, é processada.

A fim de compreender o processamento, nota-se primeiro que cada sinal de GPS recebido (modo de C/A) é construído de uma configuração pseudorrandômica (PN) repetitiva de taxa alta (1 MHz) de 1023 símbolos, comumente chamados "*chips*". Esses "*chips*" se parecem com a forma de onda mostrada na Figura 4A. Ainda impostos nessa configuração estão dados de taxa baixa, transmitidos do satélite em 50 baud. Todos esses dados são recebidos em uma proporção de sinal -para- ruído muito baixa, conforme medido em uma largura de banda de 2 MHz. Se a frequência transportadora e todas as taxas de dados forem conhecidas com grande precisão, e nenhum dado estiver presente, então, a proporção de sinal -para- ruído poderia ser grandemente aperfeiçoada e os dados grandemente reduzidos através da adição de estruturas sucessivas umas às outras. Por exemplo, há 1000 estruturas PN durante um período de 1 segundo. A primeira dessas estruturas poderia ser coerentemente adicionada à estrutura seguinte, o resultado adicionado à terceira estrutura, etc. O resultado seria um sinal tendo uma duração de 1023 *chips*. A formação de fase dessa sequência poderia, então, ser comparada com uma sequência de referência local para determinar a sincronização relativa entre as duas, assim, estabelecendo o chamado pseudo-alcance.

O processo acima deve ser realizado separadamente para cada satélite à vista a partir do mesmo conjunto de dados recebidos armazenados na memória de captura 46, uma vez que, em geral, os sinais de GPS de diferentes satélites têm frequências de Doppler diferentes e as configurações PN diferem uma da outra.

O processo acima é tornado difícil pelo fato de que a frequência transportadora pode ser desconhecida acima de 5 kHz devido à incerteza de Doppler do sinal e por uma quantidade adicional devido à incerteza do oscilador local do receptor. Essas incertezas de Doppler são removidas em uma concretização da presente invenção através da transmissão dessa informação de uma estação de base 10, que monitora, simultaneamente, todos os sinais de GPS dos satélites à vista. Desse modo, a busca de Doppler é evitada na remota 20. A incerteza do oscilador local também é grandemente reduzida (talvez em 50 Hz) pela operação de AFC realizada usando-se a base para o sinal de comunicação remota, conforme ilustrado na Figura 6.

A presença de dados de 50 baud sobrepostos no sinal de GPS ainda limita a soma coerente de estruturas PN além de um período de 20 mseg. Isto é, no máximo 20 estruturas podem ser coerentemente adicionadas antes que as inversões de sinais de dados impeçam novo ganho de processamento. Ganho de processamento adicional pode ser obtido através de filtragem comparativa e soma das magnitudes (ou quadrados de magnitudes) das estruturas, conforme detalhado nos parágrafos seguintes.

O fluxograma da Figura 3 começa na etapa 100, com um comando da estação de base 10 para inicializar uma operação de processamento de GPS (denominado um "Comando Fixo", na Figura 3). Esse comando inclui o envio, através de uma ligação de comunicação 16, dos deslocamentos de Doppler para cada satélite à vista e uma identificação daqueles satélites. Na etapa 102, a unidade remota 20 computa seu desvio de oscilador local por meio de bloqueio de frequência ao sinal transmitido da estação de base 10. Uma alternativa seria utilizar um oscilador de cristal com temperatura compensada de muito boa qualidade na unidade remota. Por exemplo, TCXOs digitalmente controlados, os chamados DCXOs, correntemente podem obter precisão de cerca de 0,1 partes por milhão, ou um erro de cerca de 150 Hz para o sinal de GPS de L1.

Na etapa 104, o microprocessador 26 da unidade remota liga a energia para a extremidade frontal de receptor 42, para os Conversores de Analógico em Digital 44 e a memória de captura digital 46 e coleta uma cap-

tura de dados de estruturas PN de duração K do código de C/A, onde K é, tipicamente, 100 a 1000 (correspondendo a uma duração de tempo de 100 mseg a 1 segundo). Quando uma quantidade suficiente de dados tiver sido coletada, o microprocessador 26 desliga o conversor de RF em IF 42 e os
5 conversores de A/D 44.

O pseudo-alcance de cada satélite é computado, por sua vez, como segue. Primeiro, na etapa 106, para o dado sinal de satélite de GPS a ser processado, o código pseudorrandômico (PN) é recuperado da EPROM 34. Conforme discutido resumidamente, o formato de armazenagem PN pre-
10 ferido é realmente a Transformação de Fourier desse código PN, amostrado em uma taxa de 2048 amostras por 1023 bits PN.

Os dados na memória de captura 46 são processados em blocos de N estruturas PN consecutivas, isto é, blocos de 2048N amostras complexas (N é um número inteiro tipicamente na faixa de 5 a 10). Operações simi-
15 lares são realizadas em cada bloco, conforme mostrado no laço inferior (etapas 108 - 124) da Figura 3. Isto é, esse laço é realizado um total de K/N vezes para cada sinal de GPS a ser processado.

Na etapa 108, as palavras de 2048N dados do bloco são multiplicadas por um exponencial complexo, que remove os efeitos de Doppler no
20 transportador de sinais, bem como os efeitos de desvio do oscilador local do receptor. Para ilustrar, suponhamos que a frequência de Doppler transmitida da estação de base 10 mais os deslocamentos do oscilador local correspon-
dia a f_e Hz. Então, a pré-multiplicação dos dados tomará a forma da função $e^{-j2\pi f_e nT}$, $n = [0, 1, 2, \dots, 2048N - 1] + (B-1) \times 2048N$, onde $T = 1/2,048$ MHz é o
25 período de amostragem e o número de blocos B oscila de 1 a K/N.

Em seguida, na etapa 110, os grupos adjacentes de (tipicamente 10) estruturas de dados dentro do bloco são coerentemente adicionados um ao outro. Isto é, as amostras 0, 2048, 4096, ... 2048 (N-1) -1 são adicionadas
juntas, então, 1, 2049, 4097, ..., 2048 (N-1) são adicionados juntos, etc. Nes-
30 se ponto, o bloco contém apenas 2048 amostras complexas. Um exemplo da forma de onda produzida por essa operação de soma está ilustrado na Figura 4B para o caso de 4 estruturas PN. Essa operação de soma pode ser

considerada uma operação de pré-processamento, que precede as operações de convolução rápida.

A seguir, nas etapas 112 - 118, cada uma das estruturas médias passa por uma operação de filtragem comparada, cuja finalidade é determinar a sincronização relativa entre o código PN recebido contido dentro do bloco de dados e um sinal de referência PN gerado localmente. Simultaneamente, os efeitos de Doppler nos momentos da amostragem também são compensados. Essas operações são grandemente aceleradas, em uma concretização, pelo uso de operações de convolução rápida, tais como algoritmos da Transformação Rápida de Fourier usados de maneira a realizar convolução circular, como presentemente descrito.

A fim de simplificar a discussão, a compensação de Doppler acima mencionada é negligenciada, inicialmente.

A operação básica a ser realizada é uma comparação dos dados no bloco que está sendo processado (2048 amostras complexas) em um bloco PN de referência similar, armazenado localmente. A comparação é feita, realmente, por meio da multiplicação (complexa) de cada elemento do bloco de dados pelo elemento correspondente da referência e da soma dos resultados. Essa comparação é denominada uma "correlação". Contudo, uma correlação individual é feita apenas para um tempo de partida particular do bloco de dados, ao passo que há 2048 posições possíveis que poderiam proporcionar uma combinação melhor. O conjunto de todas as operações de correlação para todas as posições de partida possíveis é denominado uma operação de "filtragem comparada". A operação completa de filtragem comparada é requerida em uma concretização preferida.

Os outros tempos do bloco PN podem ser testados através do deslocamento circular da referência PN e realizando novamente a mesma operação. Isto é, se o código PN é denotado $p(0) p(1) \dots p(2047)$, então, um deslocamento circular por uma amostra é $p(1) p(2) \dots p(2047) p(0)$. Essa sequência modificada testa para determinar se o bloco de dados contém um sinal PN começando com a amostra $p(1)$. Similarmente, o bloco de dados pode começar com amostras $p(2)$, $p(3)$, etc e cada uma pode ser testada

através do deslocamento circular da referência PN e realizando novamente os testes. Será evidente que um conjunto completo de testes requererá $2048 \times 2048 = 4.194.304$ operações, cada uma requerendo multiplicação e adição complexas.

5 Um método mais eficiente, matematicamente equivalente, pode ser empregado, utilizando a Transformação Rápida de Fourier (FFT), que requer apenas, aproximadamente, 12×2048 multiplicações complexas e duas vezes o número de adições. Nesse método, a FFT é tomada para o bloco de dados, na etapa 112, e para o bloco PN. A FFT do bloco de dados
10 é multiplicada pelo conjugado complexo da FFT da referência, na etapa 114, e os resultados são submetidos à transformação de Fourier inversa, na etapa 118. Os dados resultantes assim obtidos têm um comprimento 2048 e contêm o conjunto de correlações do bloco de dados e do bloco PN para todas as posições possíveis. Cada operação direta ou inversa de FFT requer
15 $P/2 \log_2 P$ operações, onde P é o tamanho dos dados que estão sendo transformados (supondo que um algoritmo de FFT de radical-2 seja empregado). Para o caso de interesse, $B = 2048$, de modo que cada FFT requer 11×1024 multiplicações complexas. Contudo, se a FFT da sequência PN for pré-armazenada na EPROM 34, como em uma concretização preferida, en-
20 tão, sua FFT não precisa ser computada durante o processo de filtragem. O número total de multiplicações complexas para a FFT direta, a FFT inversa e o produto das FFTs é, assim, $(2 \times 11 \div 2) \times 1024 = 24576$, que é uma economia de um fator de 171 em relação à correlação direta. A Figura 4C ilustra a forma de onda produzida por essa operação de filtragem comparada.

25 O método preferido da invenção corrente utiliza uma taxa de amostra tal que 2048 amostras de dados foram tomadas durante o período PN de 1023 *chips*. Isso permite o uso de algoritmos de FFT de comprimento 2048. É sabido que os algoritmos de FFT que são uma potência de 2, ou 4, são normalmente muito mais eficientes do que aqueles de outros tamanhos
30 (e $2048 = 2^{11}$). Portanto, a taxa de amostragem assim escolhida aperfeiçoa, significativamente, a velocidade de processamento. É preferível que o número de amostras da FFT igual ao número de amostras para uma estrutura PN,

- de modo que a convolução circular adequada pode ser obtida. Isto é, essa condição permite o teste do bloco de dados contra todas as versões deslocadas circularmente do código PN, conforme discutido acima. Um conjunto de métodos alternativos, conhecidos na técnica como a convolução de "sal-
- 5 vaguada de sobreposição" ou de "adição de sobreposição" pode ser utilizada, se o tamanho da FFT for escolhido para abranger um número de amostras diferentes daquele de um comprimento de estrutura PN. Essas abordagens requerem, aproximadamente, duas vezes o número de computações, conforme descrito acima para a implementação preferida.
- 10 Será evidente para alguém versado na técnica como o processo acima pode ser modificado através da utilização de uma variedade de algoritmos de FFT de tamanhos variados junto com uma variedade de taxas de amostras para proporcionar operações de convolução rápida. Além disso, existe um conjunto de algoritmos de convolução rápida, os quais também
- 15 têm a propriedade de que o número de computações requeridas são proporcionais a $B \log_2 B$ em lugar de B^2 , conforme é requerido na correlação direta. Muitos desses algoritmos são enumerados em referências padrão, por exemplo, H. J. Nussbaumer, "Fast Fourier Transform and Convolution Algorithms", New York, Springer-Verlag, C1982. Exemplos importantes desses
- 20 algoritmos são o Algoritmo de Agarwal - Cooley, o algoritmo embutido separado, o algoritmo embutido polinomial recursivo e o algoritmos de Winograd-Fourier, os três primeiros dos quais são usados para realizar a convolução e o último usado para realizar uma transformação de Fourier. Esses algoritmos podem ser empregados em substituição aos métodos preferidos apresentados
- 25 acima.
- O método de compensação de tempo de Doppler, empregado na etapa 116 é agora explicado. Na implementação preferida, a taxa de amostra utilizada pode não corresponder, exatamente, às 2048 amostras por estrutura PN, devido aos efeitos de Doppler sobre o sinal de GPS recebido,
- 30 bem como às instabilidades do oscilador local. Por exemplo, é sabido que o deslocamento de Doppler pode contribuir para um erro de retardo de ± 2700 nseg/seg. A fim de compensar esse efeito, os blocos de dados processados

na descrição acima precisam ser deslocados em tempo para compensar esse erro. Como um exemplo, se o tamanho do bloco processado corresponder a 5 estruturas PNs (5 mseg), então, o deslocamento de tempo de um bloco para outro poderia ser tanto quanto $\pm 13,5$ nseg. Deslocamentos de tempo menores resultam da instabilidade do oscilador local. Esses deslocamentos podem ser compensados pelo deslocamento de tempo dos sucessivos blocos de dados por múltiplos do deslocamento de tempo requerido por um único bloco. Isto é, se o deslocamento de tempo de Doppler por bloco for d , então, os blocos são deslocados de tempo por $nd = 0, 1, 2, \dots$

Em geral, esses deslocamentos de tempo são frações de uma amostra. A realização dessas operações, usando, diretamente, métodos de processamento de sinais digitais envolve o uso de métodos de interpolação de sinais não-integrais e resulta em uma alta carga computacional. Uma abordagem alternativa, isto é, um método preferido da presente invenção, é incorporar o processamento dentro das funções da Transformação Rápida de Fourier. É bem conhecido que um deslocamento de tempo de d segundos é equivalente à multiplicação da Transformação de Fourier de uma função por $e^{j2\pi fd}$, onde f é a variável de frequência. Desse modo, o deslocamento de tempo pode ser realizado através da multiplicação da FFT do bloco de dados por $e^{j2\pi nd/T_f}$ para $n = 0, 1, 2, \dots, 1023$ e por $e^{j2\pi(n-2048)d/T_f}$ para $n = 1024, 1025, \dots, 2047$, onde T_f é a duração da estrutura PN (1 milissegundo). Essa compensação adiciona apenas cerca de 8% ao tempo de processamento associado com o processamento de FFT. A compensação é rompida em duas metades, a fim de garantir a continuidade da compensação de fase através de 0 Hz.

Após a operação de filtragem comparada estar completa, as magnitudes, ou magnitudes quadradas, dos números complexos do bloco são computadas, na etapa 120. Ambas as escolhas funcionarão quase que igualmente. Essa operação remove os efeitos das inversões de fase de dados de 50 Hz (conforme mostrado na Figura 4D) e a baixa frequência traz consigo erros que permanecem. O bloco de 2048 amostras é, então, adicionado à soma dos blocos anteriores processados na etapa 122. A etapa 122

pode ser considerada uma operação de pós-processamento, que segue a operação de convolução rápida, proporcionada pelas etapas 112 - 118. Isso continua até que todos os K/N blocos sejam processados, conforme mostrado pelo bloco de decisão na etapa 124, em cujo momento permanece um
 5 bloco de 2048 amostras, das quais um pseudo-alcance é calculado. A Figura 4E ilustra a forma de onda resultante após a operação de soma.

A determinação do pseudo-alcance ocorre na etapa 126. Um pico é procurado para acima de um nível de ruído computado localmente. Se esse pico for encontrado, seu momento de ocorrência em relação ao come-
 10 ço do bloco representa o pseudo-alcance associado com o código PN particular e o satélite de GPS associado.

Uma rotina de interpolação é utilizada na etapa 126 para encontrar a localização do pico em uma precisão muito maior do que aquela associada com a taxa de amostra (2,048 MHz). A rotina de interpolação depende
 15 da filtragem de passagem de banda anterior usada na porção de RF/IF do receptor remoto 20. Um filtro de boa qualidade resultará em um pico tendo uma forma quase triangular, com a largura da base igual a 4 amostras. Sob essa condição, a subtração seguinte de uma amplitude média (para remover uma linha de base de CC), as duas amplitudes maiores podem ser usadas
 20 para determinar a posição de pico mais precisamente. Suponhamos que essas amplitudes sejam denotadas A_p e A_{p+1} , onde $A_p \geq A_{p+1}$, sem perda de generalidade, e p é o índice da amplitude de pico. Então, a posição do pico em relação àquela correspondente à A_p pode ser proporcionada pela fórmula: localização do pico = $p + A_p / (A_p + A_{p+1})$. Por exemplo, se $A_p = A_{p+1}$, en-
 25 tão, verifica-se que a localização do pico é $p + 0,5$, isto é, no meio, entre os índices das duas amostras. Em algumas situações, a filtragem da passagem de banda pode arredondar o pico e uma interpolação polinomial de três pontos pode ser mais adequada.

No processamento precedente, uma referência de ruído local
 30 usada no limite pode ser computada através da média de todos os dados no bloco médio final, após a remoção dos vários e maiores desses picos.

Uma vez que o pseudo-alcance seja encontrado, o processa-

mento continua na etapa 128 de maneira similar para o satélite à vista seguinte, a menos que todos esses satélites tenham sido processados. Com o término do processamento para todos esses satélites, o processo continua na etapa 130, onde os dados do pseudo-alcance são transmitidos para a
 5 estação de base 10 através de uma ligação de comunicação, onde o cálculo da posição final do remoto é realizado (supondo que o Método 3 seja utilizado). Finalmente, na etapa 132, a maior parte do circuito do remoto 20 é colocado em um estado de energia baixa, aguardando um novo comando para realizar outra operação de posicionamento.

10 Um resumo do processamento de sinais descrito acima e mostrado na Figura 3 será agora proporcionado. Os sinais de GPS de um ou mais satélites à vista de GPS são recebidos na unidade remota de GPS, usando uma antena na unidade remota de GPS. Esses sinais são digitalizados e armazenados em um *buffer* na unidade remota de GPS. Após o arma-
 15 zenamento desses sinais, um processador realiza as operações de pré-processamento, processamento da convolução rápida e pós-processamento. Essas operações de processamento envolvem:

a) rompimento dos dados armazenados em uma série de blocos contíguos, cujas durações são iguais a um múltiplo do período de estrutura
 20 dos códigos pseudorrandômicos (PN) contidos dentro dos sinais de GPS.

b) para cada bloco, realização de uma etapa de pré-processamento, que cria um bloco comprimido de dados com comprimento igual à duração de um período de código pseudorrandômico através da adição coerente de sucessivos sub-blocos de dados, os sub-blocos tendo uma duração
 25 igual a uma estrutura PN; essa etapa de adição significará que os números de amostras correspondentes de cada um dos sub-blocos são adicionados um ao outro.

c) para cada bloco comprimido, realização de uma operação de filtragem comparada, que utiliza as técnicas de convolução rápida, para de-
 30 terminar a sincronização relativa entre o código PN recebido contido dentro do bloco de dados e um sinal de referência PN gerado localmente (por exemplo, a sequência pseudorrandômica do satélite de GPS que está sendo

processado).

d) determinação de um pseudo-alcance através da realização de uma operação de magnitude-quadrada nos produtos criados a partir da referida operação de filtragem comparada e pós-processando está através da
5 combinação dos dados de magnitude-quadrada para todos os blocos em um único bloco de dados através da adição dos blocos de dados de magnitude-quadrada para produzir um pico.

e e) verificação da localização do pico do referido bloco único de dados em alta precisão, usando métodos de interpolação digital, onde a lo-
10 calização é a distância do começo do bloco de dados até o referido pico, e a localização representa um pseudo-alcance para um satélite de GPS, correspondente à sequência pseudorrandômica que está sendo processada.

Tipicamente, a técnica da convolução rápida usada no processamento dos sinais de GPS armazenados temporariamente é a Transforma-
15 ção Rápida de Fourier (FFT) e o resultado da convolução é produzido através da computação do produto da transformação direta do bloco comprimido e uma representação pré-armazenada da transformação direta da sequência pseudorrandômica, para produzir um primeiro resultado e, então, realizando-se uma transformação inversa do primeiro resultado, para recuperar o resul-
20 tado. Também, os efeitos dos retardos de tempo induzidos de Doppler e os erros de tempo induzidos pelo oscilador local são compensados para cada bloco comprimido de dados através da inserção entre as operações das Transformações de Fourier direta e inversa, a multiplicação da FFT direta dos blocos comprimidos por uma exponencial complexa cuja fase versus
25 número de amostras é ajustada para corresponder à compensação de retardo requerida para o bloco.

Na concretização precedente, o processamentos dos sinais de GPS de cada satélite ocorre sequencialmente através do tempo, em lugar de em paralelo. Em uma concretização alternativa, os sinais de GPS de todos
30 os satélites à vista podem ser processados juntos em um modo em paralelo no tempo.

É suposto aqui que a estação de base 10 tem uma visão comum

de todos os satélites de interesse e que está suficientemente perto em alcance da unidade remota 20, a fim de evitar ambiguidades associadas com o período de repetição do código PN de C/A. Um alcance 90 milhas satisfará esses critérios. Também é suposto que a estação de base 10 tenha um receptor de GPS e uma boa localização geográfica, de modo que todos os satélites à vista são trilhados continuamente com alta precisão.

Embora diversas concretizações descritas da estação de base 10 mostrem o uso de um componente de processamento de dados, tal como um computador na estação de base 10, a fim de computar a informação de posição, tal como uma latitude e uma longitude para a unidade móvel de GPS, será apreciado que cada estação de base 10 pode retransmitir apenas a informação recebida, como pseudo-alcances de uma unidade móvel de GPS, para uma localização central ou diversas localizações centrais, que realizam, realmente, a computação da latitude e da longitude. Dessa maneira, o custo e a complexidade dessas estações de base retransmissoras podem ser reduzidos através da eliminação de uma unidade de processamento de dados e seus componentes associados de cada estação de base retransmissor. Uma localização central incluirá receptores (por exemplo, receptores de telecomunicações) e uma unidade de processamento de dados e componentes associados. Além disso, em certas concretizações, a estação de base pode ser virtual pelo fato de que ela pode ser um satélite que transmite a informação de Doppler para as unidades remotas, assim, emulando uma estação de base em uma célula de transmissão.

As Figuras 5A e 5B mostram duas concretizações de uma estação de base de acordo com a presente invenção. Na estação de base mostrada na Figura 5A, um receptor de GPS 501 recebe sinais de GPS através de uma antena de GPS 501a. O receptor de GPS 501, que pode ser um receptor de GPS convencional, proporciona um sinal de referência sincronizado, que, tipicamente, é sincronizado em relação aos sinais de GPS e também proporciona informação de Doppler em relação aos satélites à vista. O receptor de GPS 501 é acoplado a um oscilador local disciplinado 505, que recebe o sinal de referência de tempo 510 e realiza ele próprio o bloqueio de

fase para essa referência. Esse oscilador local disciplinado 505 tem uma saída que é proporcionada para um modulador 506. O modulador 506 também recebe os sinais de informação de dados de Doppler para cada satélite à vista da unidade móvel de GPS e/ou outros sinais de informação de dados de satélites 511. O modulador 506 modula a informação de dados de Doppler e/ou outra informação de dados de satélites no sinal do oscilador local recebido do oscilador local disciplinado 505, a fim de proporcionar um sinal modulado 513 para o transmissor 503. O transmissor 503 é acoplado à unidade de processamento de dados 502 por meio da interligação 514, de modo que a unidade de processamento de dados pode controlar a operação do transmissor 503, a fim de fazer a transmissão da informação de dados de satélites, tal como a informação de Doppler para uma unidade móvel de GPS por meio da antena de transmissor 503a. Dessa maneira, a unidade móvel de GPS pode receber a informação de Doppler, cuja fonte é o receptor de GPS 501 e pode também receber um sinal de transportador de oscilador local de alta precisão, que pode ser usado para calibrar o oscilador local na unidade móvel de GPS, conforme mostrado na Figura 6.

A estação de base conforme mostrado na Figura 5A também inclui um receptor 504, que é acoplado para receber sinais de comunicação da unidade remota ou móvel de GPS por meio de uma antena de comunicação 504a. Será apreciado que a antena 504a pode ser a mesma antena que a antena de transmissor 503a, de modo que uma única antena serve para o transmissor e o receptor, no modo convencional. O receptor 504 é acoplado à unidade de processamento de dados 502, que pode ser um sistema de computador convencional. A unidade de processamento 502 também pode incluir uma interligação 512 para receber a informação de dados de Doppler ou outra informação de dados de satélites do receptor de GPS 511. Essa informação pode ser utilizada no processamento da informação de pseudo-alcance ou outra informação recebida da um através do receptor 504. Essa unidade de processamento de dados 502 também é acoplada a um dispositivo de armazenagem de massa 507, que inclui *software* de GIS (Sistema de Informação Geográfica) (por exemplo, Atlas GIS, da Strategic Mapping, Inc.

de Santa Clara, Califórnia), que é usado para mostrar mapas no visor 508. Usando os mapas da exposição, a posição da unidade móvel de GPS pode ser indicada no visor em relação a um mapa visualizado.

Uma estação de base alternativa, mostrada na Figura 5B inclui muitos dos mesmos componentes mostrados na Figura 5A. Contudo, em lugar de se obter a informação de dados de Doppler e/ou outra informação de dados de satélites de um receptor de GPS, a estação de base da Figura 5B inclui uma fonte de informação de dados de Doppler e/ou outra informação de dados de satélites 552, que é obtida de uma ligação por telecomunicações ou uma ligação por ondas de rádio de maneira convencional. Essa informação de dados de Doppler e/ou informação de dados de satélites é transportada através de uma interligação 553 para o modulador 506. A outra entrada do modulador 506 mostrado na Figura 5B é o sinal de saída de oscilador de um oscilador local de qualidade de referência, tal como um oscilador local de césio padrão. esse oscilador local de referência 551 proporciona uma frequência transportadora de precisão, em que é modulada a informação de dados de Doppler e/ou outra informação de dados de satélites, que é, então, transmitida através do transmissor 503 para a unidade móvel de GPS.

A Figura 6 mostra uma concretização de uma unidade móvel de GPS da presente invenção, a qual utiliza o sinal de frequência transportadora de precisão recebido através da antena do canal de comunicação 601, que é similar à antena 24 mostrada na Figura 1A. A antena 601 é acoplada ao modem 602, que é similar ao modem 22, na Figura 1A, e esse modem 602 é acoplado a um circuito de controle de frequência automática 603, que bloqueia o sinal de frequência transportadora de precisão enviado pela estação de base descrita aqui de acordo com uma concretização da presente invenção. O circuito de controle de frequência automática 603 proporciona uma saída 604, que é, tipicamente, bloqueada em frequência para a frequência transportadora de precisão. Esse sinal 604 é comparado pelo comparador 605 com a saída do oscilador local de GPS 606, por meio da interligação 608. O resultado da comparação realizada pelo comparador 605 é um sinal de correção de erro 610, que é proporcionado ao sintetizador de fre-

quência 609. Dessa maneira, o sintetizador de frequência 609 proporciona um sinal de oscilação local calibrado, de maior qualidade, através da interligação 612 para o conversor para baixo de GPS 614. Será apreciado que o sinal proporcionado através da interligação 612 é similar ao sinal de oscilador local proporcionado pela interligação 39 na Figura 1A para o conversor 42; também, o conversor 42 é similar ao conversor para baixo de GPS 614, que é acoplado à antena de GPS 613, para receber sinais de GPS. Em uma concretização alternativa, o resultado da comparação realizada pelo comparador 605 pode ser dado como saída através da interligação 610a como uma correção de erro para o componente de DSP 620, que é similar ao *chip* de DSP 32, mostrado na Figura 1A. Nesse caso, nenhum sinal de correção de erro 610 será proporcionado ao sintetizador de frequência 609. O circuito de controle de frequência automática pode ser implementado usando-se um número de técnicas convencionais, incluindo um laço de bloqueio de fase ou um laço de bloqueio de frequência ou um estimador de fase de bloqueio.

A Figura 7 ilustra uma sequência particular de gerenciamento de energia de acordo com uma concretização da invenção. Será apreciado que há numerosas maneiras que são conhecidas na técnica, a fim de reduzir a energia. Essas incluem redução da velocidade do relógio proporcionado para um componente síncrono, cronometrado, bem como parando temporariamente a energia, completamente, para um componente particular ou desligando certos circuitos de um componente, mas não de outros. Será apreciado, por exemplo, que laços de bloqueio de fase e circuitos de osciladores requerem momentos de partida e de estabilização e, assim, um projetista pode decidir não reduzir a energia, completamente, (ou em absoluto) para esses componentes. O exemplo mostrado na Figura 7 começa na etapa 701, em que os vários componentes do sistema são inicializados e colocados em um estado de energia reduzida. Periodicamente ou após um período de tempo predeterminado, o receptor de comunicação no modem 22 é retornado para energia total, a fim de determinar se os comandos estão sendo enviados da estação de base 10. Isso ocorre na etapa 703. Se um pedido for recebido na etapa 705 para informação de localização de uma unidade de

base, o modem 22 alerta o circuito de gerenciamento de energia na etapa 707. Nesse ponto no tempo, o receptor de comunicação no modem 22 pode ser desligado por um período de tempo predeterminada ou desligado para ser ligado periodicamente mais uma vez em um momento posterior; isso é

5 mostrado na etapa 709. Será apreciado que o receptor de comunicação pode ser mantido em um estado de energia total em lugar de desligá-lo nesse momento. Então, na etapa 711, o circuito de gerenciamento de energia retorna a porção do receptor de GPS da unidade móvel para energia total através do aumento da energia do conversor 42 e dos conversores de analógico para digital 44; se o oscilador de frequência 38 também teve a energia

10 reduzida, esse componente tem um aumento de energia nesse momento e é retornado para energia total e permitido estabilizar por algum tempo. Então, na etapa 713, o receptor de GPS, incluindo os componentes 38, 42 e 44 recebem o sinal de GPS. Esse sinal de GPS é armazenado temporariamente

15 na memória 46, que também foi retornada para energia total, quando o receptor de GPS foi retornado para energia total, na etapa 711. Após a coleta da informação de captura ser completada, então, o receptor de GPS é retornado para um estado de energia reduzida, na etapa 717; isso compreende, tipicamente, a redução de energia para o conversor 42 e 44, enquanto se

20 mantém a memória 46 em energia total. Então, na etapa 719, o sistema de processamento é retornado para energia total; em uma concretização, isso envolve o fornecimento de energia total ao *chip* de DSP 32; será apreciado, porém, que se o *chip* de DSP 32 também está proporcionando funções de gerenciamento de energia, como no caso da concretização mostrada na Fi-

25 gura 1C, então, o *chip* de DSP 32 é, tipicamente, retornado para energia total, na etapa 707. Na concretização mostrada na Figura 1A, onde o microprocessador 26 desempenha a função de gerenciamento de energia, o sistema de processamento, tal como o *chip* de DSP 32, pode ser retornado para energia total na etapa 719. Na etapa 721, o sinal de GPS é processado de

30 acordo com o método da presente invenção, tal como aquele mostrado na Figura 3. Então, após o término do processamento do sinal de GPS, o sistema de processamento é colocado em um estado de energia reduzida, con-

forme mostrado na etapa 23 (a menos que o sistema de processamento também esteja controlando o gerenciamento de energia, conforme notado acima). Então, na etapa 725, o transmissor de comunicação no modem 22 é retornado para energia total, a fim de transmitir, na etapa 727, o sinal de GPS processado de volta para a estação de base 10. Após o término da transmissão do sinal de GPS processado, tal como uma informação de pseudo-alcance ou informação de latitude e longitude, o transmissor de comunicação é retornado para o estado de energia reduzida em 729 e o sistema de gerenciamento de energia aguarda por um retardo de um período de tempo, tal como o período de tempo predeterminado na etapa 731. Em seguida a esse retardo, o receptor de comunicação no modem 22 é retornado para energia total, a fim de determinar se uma solicitação está sendo enviada de uma estação de base.

Embora o método e o aparelho da presente invenção tenham sido descritos com referência aos satélites de GPS, será apreciado que os ensinamentos são igualmente aplicáveis aos sistemas de posicionamento, que utilizam pseudolitos ou uma combinação de satélites e pseudolitos. Os pseudolitos são transmissores baseados em terra, que difundem um código PN (similar a um sinal de GPS) modulado em um sinal transportador de banda L, em geral, sincronizado com o tempo de GPS. A cada transmissor pode ser atribuído um único código PN, de modo a permitir a identificação por um receptor remoto. Os pseudolitos são úteis em situações onde os sinais de GPS de um satélite orbital poderiam estar disponíveis, tais como, túneis, minas, edifícios ou outras áreas encerradas. O termo "satélite", como aqui usado, se destina a incluir pseudolitos ou equivalentes de pseudolitos e o termo sinais de GPS, como aqui usado, se destina a incluir sinais como GPS de pseudolitos ou equivalentes de pseudolitos.

Na discussão precedente, a invenção foi descrita com referência à aplicação no sistema de Satélite de Posicionamento Global (GPS) dos Estados Unidos. Será evidente, porém, que esses métodos são igualmente aplicáveis a sistemas similares de posicionamento de satélites e, em particular, ao sistema russo de Glonass. O sistema de Glonass difere principalmen-

te do sistema de GPS pelo fato de que as emissões dos diferentes satélites são diferenciadas uma da outra através da utilização de frequências transportadoras ligeiramente diferentes, em lugar de utilizar diferentes códigos pseudorrandômicos. Nessa situação, substancialmente todo o circuito e algoritmos descritos previamente são aplicáveis, com a exceção de que, quando do processamento de uma emissão de um novo satélite, um multiplicador exponencial diferente é usado para pré-processar os dados. Essa operação pode ser combinada com a operação de correção de Doppler da caixa 108 Figura 3, sem requerer quaisquer operações adicionais de processamento. Apenas um código PN é requerido nessa situação, assim, eliminando a caixa 106. O termo "GPS" aqui usado inclui esses sistemas alternativos de posicionamento de satélites, incluindo o sistema russo de Glonass.

Embora as Figuras 1A, 1B e 1C ilustrem uma multiplicidade de blocos lógicos que processam sinais digitais (por exemplo, 46, 32, 34, 26, 30, 28, na Figura 1A), será apreciado que diversos ou todos esses blocos podem ser integrados juntos em um único circuito integrado, ao mesmo tempo em que ainda mantém a natureza programável da porção de DSP desse circuito. Essa implementação pode ser importante para aplicações de energia muito baixa e sensíveis aos custos.

Deve ser apreciado também que uma ou diversas das operações da Figura 3 podem ser realizadas através de lógica de *hardware*, a fim de aumentar a velocidade global de processamento, enquanto mantém a natureza programável do processador de DSP. Por exemplo, a capacidade de correção de Doppler do bloco 108 pode ser realizada pelo *hardware* exclusivo, que pode ser colocado entre a memória de captura digital 46 e o IC de DSP 32. Todas as outras funções de *software* da Figura 3 podem, nesses casos, ser realizadas pelo processador de DSP. Também, diversos DSPs podem ser usados juntos em uma unidade remota para proporcionar maior potência de processamento. Será apreciado também que é possível coletar múltiplos conjuntos (amostras) de estruturas de sinais de dados de GPS e processar cada conjunto conforme mostrado na Figura 3, enquanto leva em conta o tempo entre a coleta de cada conjunto de estruturas.

Um sistema de demonstração, que é um exemplo de uma concretização da presente invenção, foi construído, que tem verificado a operação dos métodos e algoritmos aqui descritos, bem como mostra a sensibilidade aperfeiçoada possível através do uso desses métodos e algoritmos. O sistema de demonstração consistia de uma antena de GPS e um conversor para baixo de RF de Semicondutores de Plessey GEC seguida por um painel de *buffer* de digitalizador da Gage Applied Sciences, Inc. A antena e o conversor para baixo desempenham as funções de 38, 40, 42 e 44 da Figura 1A e o *buffer* de digitalizador desempenha as funções 44, 46 e 48 da Figura 1A. O processamento de sinais foi realizado em um computador compatível com PC da IBM, usando um microprocessador Pentium, funcionando de acordo com o sistema operacional do Windows 95. Isso emulou as funções do *chip* de DESP 32 e os periféricos de memória 34. A informação de Doppler para satélites à vista foi proporcionada para o *software* de processamento de sinais como entradas para as rotinas de processamento de sinais, para emular as funções do modem e do microprocessador 22, 24, 25, 26.

Os algoritmos para esse sistema de demonstração foram desenvolvidos usando a linguagem de programação MATLAB. Um grande número de testes foram realizados em sinais vivos de GPS obtidos em várias situações de bloqueio. Esses testes verificaram que o desempenho da sensibilidade do sistema de demonstração foi substancialmente superior a aquele dos diversos receptores de GPS comerciais, que foram testados ao mesmo tempo. O Apêndice A proporciona uma relação detalhada do código de máquina MATLAB que foi usado nesses testes e é um exemplo das operações de convolução rápida da presente invenção (por exemplo, Figura 3).

Na especificação precedente, a invenção foi descrita com referência às suas concretizações exemplificativas. Contudo, será evidente que várias modificações e mudanças podem ser feitas na mesma, sem afastamento do espírito e do escopo mais amplos da invenção, conforme apresentado nas reivindicações anexas. A especificação e os desenhos são, conseqüentemente, para serem considerados em um sentido ilustrativo e não em um sentido restritivo.

APÊNDICE A

função [sv, alcance, snrin, snrout, svdoppler, dados de saída] =

gps (nome de arquivo, staxa, códigos, doppler, no_pred, alcance de amostra)

5 função

[sv, alcance, snrin, snrout, svdoppler, dados de saída] = gps (nome de arquivo, staxa, códigos, doppler, no_pred, alcance de amostra)

N. Krasner 20 fev. 1996.

Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117

10 Esta função processa dados digitalizados e proporciona pseudo-alcances como saídas junto com outras quantidades estatísticas, conforme descrito abaixo.

Os dados a serem processados são armazenados em um arquivo denominado 'nome de arquivo'.

15 Esta função trabalha em dados do digitalizador de Gage em ambas as taxas de amostras 3x2,048 MHz (se staxa == 0) ou em uma taxa de amostra 6x2,048 MHz (se staxa ==1).

onde é suposto que IF e $35,42 - (1400/45) = 4,308889$ MHz.

O que segue são definições de entradas e saídas da rotina:

20 Códigos são os SV números; se códigos = 0, então, todos os códigos serão usados;

Doppler = (doppler (1) doppler (2)... doppler (n) domínio], especifica o doppler médio de cada um dos n satélites mais um domínio a ser pesquisado; se o domínio está faltando ou = 0), então, a pesquisa é feita apenas nos dopplers especificados.

25

Um algoritmo é usado para selecionar o tamanho da quantificação das etapas de doppler.

Em alguns casos, mesmo se o domínio for não zero, apenas uma frequência de doppler por satélite será usada. A faixa de pesquisa é = domínio em relação a cada doppler.

30

no_pred_ é o número de estruturas de pré-deteção

Todos os dados no arquivo são processados, se o alcance de amostra for

apagado. Contudo, se ela estiver presente ela tem dois valores e tem a notação:

alcance de amostra = [índice_inferior, índice_superior];

Se esses índices não estão dentro da faixa daqueles proporcionados no arquivo de gage, então, uma mensagem de erro é proporcionada.

Padrões são: se doppler tem apenas um valor, então domínio _ doppler será zero

se no_postd não for especificado, então, todos os dados serão usados

10 se no `_pred` não for especificado, então, `pred` será estabelecido em 9

se no_pred for especificado, então, no_postd deve ser especificado

As saídas são números de códigos, pseudo-alcances, snrs e melhor doppler

15 com os pseudo-alcances expressos em nseg e snrs em dB.

Um pico de sinal deve exceder um limite de 15 dBs para detecção. Um algoritmo de interpolação é usado para determinar a localização de pico de sinal.

Se nenhum código for encontrado, a função retornada será tudo zero.

Dados de saída são um vetor de tamanho 2048, que representa o sinal de saída mais ruído após integração de pós-deteccção para cada veículo de satélite detectado para o melhor doppler. Esses dados foram usados para encontrar pseudo-alcances

Primeiro, abrir o arquivo e encontrar o tamanho do *buffer* e os índices para processo, que podem ser todos os dados, se não especificado em argumentos de entrada

```
(filevals, rate) = gageopen (filename);
```

buffsize = filevals (3); número total de amostras no arquivo

se nargin== 6,

Índice inferior = alcance de amostra (1); índice superior =

30 alcance de amostra (2);

se índice superior > tamanho de *buffer-1*,

erro ('alcance de amostra está fora de limites');

```

fim
ou
    índice _ inferior = 0; índice _ superior + tamanho de buffer -1;
fim
5  Agora encontrar o número de bins de doppler; o centro desses bins são
   chamados dopps e são referenciados com o centro dos dopplers de entrada
   se comprimento (doppler) == comprimento (códigos), domínio ==0;
   ou se comprimento (doppler) == comprimento (códigos) + 1,
       domínio == doppler (comprimento (códigos) + 1;
10  ou,
       erro ('Comprimento de vetor de doppler deve igualar comprimen-
to de códigos, ou mais 1');
fim
se domínio < 0, erro ('Domínio deve ser maior do que zero'); fim
15 se staxa == 0, s_por_ estrutura = 6; ou, s_por_ estrutura=12; fim
   se nargin ==3, no_pred = min (9, fix (tamanho de buffer/(1024's_por_ estru-
   tura))); fim
   no_postd= fix (tamanho de buffer/(no_pred'1024's _por_ estrutura));
   se no_pred <1, erro ("Número de estruturas de predetecção deve ser pelo
20 menos 1'); fim
   se no_post <1, erro ('Número de estruturas de pós-detecção deve ser pelo
   menos 1'); fim
   deltaf = (1/3) '1000/no_pred; produz cerca de 1,5 dBs de perda, que é com-
   posta no pior caso por duas detecções independentes para quando frequên-
25 cia verdadeira fica no meio, entre bins
   se domínio < delaf,
       dopps = 0 sem necessidade de quantificar doppler
   ou
       dopps = (0: -deltaf: domínio];
30   dopps = sort ((dopps deltaf: deltaf: domínio]);
fim
Agora, conseguir a FFT dos códigos e colocá-los em uma matriz de tamanho

```

```

comprimento (códigos) x2048
se códigos ==0, códigos==1:28; fim
arranjo de códigos = zeros (comprimento (códigos), 2048;
para k = 1: comprimento (códigos),
5         arranjo de códigos (k,:) =gps_reamostrado (códigos(k));
fim

No que segue, introduziram-se dados de entrada em blocos iguais a um nú-
mero de estruturas Pns iguais a no_pred. Por exemplo, se no_pred =7, o
número de amostras do gage é 2048*3*7 = 43008, de modo que, nesse ca-
10 so, uma coleta completa de 4 Hbytes levará cerca de 93 interações. Cada
interação, então, realiza a soma de pred, a correlação transversal, a opera-
ção de mag - quadrada e soma com blocos anteriores para todos os dop-
plers e todos os veículos de satélites especificados.
tamanho de bloco =1024*s_por_estrutura no_pred;
15 início = índice_inferior -tamanho de bloco;
1c = comprimento (códigos); 1d = comprimento (dopps);
prdados = zeros (1c*1d, 2048);
no_blocos = fix ((tamanho de buffer - 10*s _por_estrutura)/tamanho de blo-
co); extra 60 ou 120 amostras
20 para economia de sobreposição, permita resposta de impulsos para 60 ou
120; veja se_2_base m-arquivo
para n=1: no_blocks,
        start=start+blocksize;
        [data,count]=gageread(filevals,start,blocksize+10*s_per_frame);
25        data=if_2_base(data,srate);  Converter dados para banda base
e transformar em decimais para 2,048 MHz.
Data=data(21:20+2048*no_pred);          %reject edge effect data (overlaps
save)
for k=1:1c, %lterate over sv
30        ref=codearray(k,);          %code to be used for sv code(k)
        for d=1:1d, %lterate over dopplers
                df=doppler(k)+dopps(d);

```

```

rdata=data.*exp(-j*2*pi*df*[0:2048*no_pred-1]/2.048e6);
rdata=sum(reshape(rdata,2048,no_pred)); %does pred
soma de papel
rdata=fft(rdata).ref; %does filtro comparado
5 % compensate for time slip per block which is fdopp/fo times
time
%noting that fdopp/fo is doppler time slip per second
timeslip=1e-3*no_pred*df/1575.42e6;
phase=exp(-j*2*pi*timeslip*(n-1)*[0:1024]^1e3);
10 rdata(1:1025)=rdata(1:1025).*phase;
rdata(1026:2048)=rdata(1026:2048).*conj(phase(1024:-1:20));
rdata=ifft(rdata);
rdata=real(rdata).^2+imag(rdata).^2; %magnitude
prdata((k-1)*1d+d,:)=prdata((k-1)*1d+d,:)+rdata;
15 fim
fim
fim
%%% -----%%%
sv=[ ];prange=[ ];snrin=[ ];snrout=[ ];svdopper=[ ];outdata=[ ];
20 Agora, procurou-se por picos que excedam o limite
para k = 1:1c procurar em todos os SV's e doppls
Z=PRDATA((K-1)*1D+[1:1D],:); % matriz de dados para sv#k e
todos os dopplers
z=z-mean(mean(z));
25 noise=sqrt(mean(mean(z.^2))); % ruído grosseiro rms
threshold=5.7*noise;
% produz Pfa menor do que 1e-4 por uso de todos
% 28 sv's e 10 dopplers por SV.
Ind=find(z<threshold);
30 noise=sqrt(mean(mean(z(indt).^2))); % ruído redefinido, obtendo rid de
sinal
d=z+0.2*max(mrotate(z,-1),mrotate(z,1)); % estado de detecção

```

```

% eliminando problema de
separação
    [maxd, indd]=max(d*);      encontra-se max e localização para cada
                                doppler
5  [maxsv, indsv] = max(maxd); encontra pico global para esse sv
    se maxsv>limite, então, detectou-se esse sv!
        R=(maxsv/noise)*2;      pico para ruído longe de pico
        snin=sqrt(r/(no_pred 2*no_postd));  snrin por meio de análise de
        N.K
10  snrin=(snrin 10*log10(snrin));      agora encontrou-se snrout no
    pico
        snout=(no_pred 2*no_postd)*snin 2/(1+2*no_pred*snin); % via N.K anal.
        Snrout=[snrout 10*log10(snout)];
        sv=[sv codes(k)];
15  d=z(indsv,:);      dados para melhor doppler
        outdata=[outdata d];
        svdoppler=[svdoppler doppler(k)+dopps(indsv)]; % melhor doppler
        ind0=indd(indsv);      melhor amostra para melhor
        inds0=[ind0-4:ind0+4];  bloco de amostras de dados em torno ou
20  indo
        ninds=find(inds0<=0);
        pinds=find(inds0>2048);
        if length(ninds)>0,      manter dados para interpolar dentro da faixa
            inds0(ninds)=inds0(ninds)+2048;
25  elseif length(pinds)>0,
            inds0(pinds)=inds0(pinds)-2048;
        fim
        dint=interp(d(ind0),10);  ir para taxa de 20 MHz
        dint=interp(dint,10);     ir para taxa de 200 MHz
30  dint=interp(dint,5);          ir para taxa de 1 GBz
        [amax, imax]=max(dint);   encontrar max
        indmax=min(find(dint>0,8*amax);      max acima de 80%

```

```

tmax=ind0+(indmax-2001)/500;          pseudo-alcance em amostras
tmax=tmax-2048;
elseif tmax<0,
tmax=tmax+2048;
5    fim
tmax=tmax*500;          pseudo-alcance em unidades de mseg
prange=[prange tmax];
fim
fim
10 se comprimento (sv)==0          então não houve detecções
sv=0; prange=0;snrin=0;snrout=0;svdoppler=0;outdata=0;
fim
fclose('all');
function y-gpscodecs(em um)
15 y=gpscodes(em um)
N. Krasner 22 de janeiro de 1996
Precision Tracking, IC., San Jose, CA. 95117
Retornar todos os 1023 códigos de bits associados com o satélite em um
arranjo y de tamanho 37x1023. Cada fileira é o código associado com o sa-
20 télite tendo o número de ID correspondente. Isto é, a fileira 1 é o código PN
(Gold) do satélite 1, etc.
Se em um for especificado, então, apenas um código com aquele número é
retornado
y1=pngen([3, 10],1023,ones(1, 10));
25 y2=pngen([2,3,6,8,9,10],1023,ones(1,10));
delays=[5, 6, 7, 8, 17, 18, 139, 140, 141, 251, 252, 254, 255, 256, 257, 258];
delays=[delays, 469, 470, 471, 472, 473, 474, 509, 512, 513, 514, 515, 516]
delays=[delays, 859 860 861 862 863 950 947 948 950];
if nargin==0,
30    para k=1:length(delays),
y(k,:)=xor(y1,rotate(y2,delays(k)));
fim

```

```

        em,
        y=xor(y1,rotate(y2,delay(em um)));
    end
    function r gps_rsmp(codenumbr)
5    N. Krasner 16 de fevereiro de 1996.
    Precision Tracking, IC., San Jose, CA. 95117
    Retornar a Transformação de Fourier reamostrada de 1023 códigos de bits
    de GPS, reamostrada para uma taxa de 2048 Khz e ponderada com uma
    função de "sinc" para emular a transformação das sequências consistindo
10    em um conjunto de pulsos quadrados, o qual é, idealmente, filtrado em pas-
    sagem de banda para os primeiros nulos (= 1023 kHz).
    Se o número de código for 0, então, todos os códigos de gps são retornados
    em uma matriz de tamanho 37X2048.
    Os dados transformados contêm componentes reais e imaginários, cada um
15    dos quais é arredondado para números inteiros com sinais de 4 bits no al-
    cance [-7,7]. Essa é a forma armazenada na EPROM. Essa quantificação
    minimiza a armazenagem requerida, mas resulta em perda desprezível de
    desempenho.
    Como nos códigos de gps de função, o valor retornado contém 37 fileiras,
20    cada uma correspondendo ao código de GPS correspondente (a fileira 1
    contém o código 1, etc.), se todos os códigos forem solicitados. Cada fileira
    tem um comprimento de 2048 e, conforme mencionado acima, contém pala-
    vras complexas cujos componentes são números inteiros no alcance [-
    15,15].
25    Note que essa função chama os códigos de gps de função para criar os vá-
    rios códigos de Gold.
    If codenumbr==0
        y=gpscodes;
    else,
30        y=gpscodes(codenumbr);
    end
    returns matrix 37x1023 of GPS codes

```

```

y=2*y-1;                                converter em = 1
se codenumber==0
    z=zeros(37,2048);
para k=1:37,
5     fyl=fft(stretch(y(k,:),2));
    fyl=[fyl(1:1024). sinc([0:1023]/1023) 0 0];
    fyl=[fyl fyl(1025:2046). sinc([1022:-1:1]/1023)];
    z(k,:)=conj(fyl); precisa conjugar para filtro comparado
fim
10  em,
    fyl=fft(stretch(y,2));
    fyl=(fyl(1:1024). sinc([0:1023]/1023) 0 0);
    fyl=[fyl fyl(1025:2046). sinc([1022:-1:1]/1023)];
    z=conj(fyl); precisa conjugar para filtro comparado
15  fim
fim
z=round(z/20); uma vez que max é 171,9, mas poucos valores estão acima
de 140
rz=min(real(z),7);rz=max(rz,-7);          alcance limite
20  iz=min(imag(z),7);iz=max(iz,-7);      alcance limite
funcion data_out if_2_basc(data_in,rate)
data_out=if_2_base(data_in)
N. Krasner 20 de fevereiro de 1996.
Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
25  Se a taxa estiver faltando ou for igual a 0, então, a taxa de entrada é suposta
    ser 3*2048 Khz. Se a taxa for igual a 1, então, ela é 6*2048 kHz.
    Converter dados de digitalizador de GAGE amostrado em 3*2048 kHz ou
    6*2048 kHz com IF 6,144 MHz (3*2,048) centrado em 35,42 -(1400/45) =
    4,308889 MHz em uma corrente complexa (I, Q) de dados com taxa de a-
30  mostra 2,048 MHz centrada em frequência 0 (nominalmente). Essa rotina
    não compensa quaisquer deslocamentos de Doppler em SV's, nem quais-
    quer deslocamentos de LO. Note que o comprimento dos dados de saída é

```

1/3 ou 2/3 daquele da entrada.

If nargin==1, rate=0;end

ifreq = 35,42 - (1400/45); in MHz

if rate==0, caso onde a taxa de amostra é 3 2048 kHz

5 srate=3 2.048; in MHz taxa de amostra para GAGE

[u,v]=size(data_in);if u>v;data_in=data_in;end;1d=length(data_in);

c=exp(-j*2*pi*[0:1d-1]*ifreq/srate); LO

data_out=data_in.*c; clear data_in c

h=fir(50,.9/3.072); converter em 0

10 data_out=filter(h,1,data_out); filtrar para = 1 MHz

data_out=data_out(1:3:1d); transformar em decimais para

produzir o rate de 2,048 MHz

else, uso onde a taxa de amostra é

6* 2048 kHz

15 srate=6*2,048; em MHz

[u,v]=size(data_in);if u>v;data_in=data_in; end;1d=length(data_in);

c=exp(-j*2*pi*[0:1d-1]*ifreq/srate); LO

data_out=data_in.*c; clear data_in c converter em 0

h=fir(100,.9/5.144);

20 data_out=filter(h,1,data_out); filtrar para = 1 MHz

data_out data_out(1:6:1d); transformar em decimais para

produzir srate de 2,048 MHz

function y=mrotatc(x,m)

y=mrotate(x,m); matrix rotation by m units

25 N. Krasner Feb. 20, 1996.

Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117

m=round(m);

m=rem(m,1x);

if m>0,

30 y=[x(:,1x-m+1:1x) x(:,1:1x-m)];

elseif m<0,

y=[x(:,1-m:1x) x(:,1:-m)];

```

else,
    y-x;
end
function y=pngen(taps,npts,fill)
5  pngen(taps,npts,fill)
    N. Krasner 13 de fevereiro de 1995.
    Norman F. Krasner, San Carlos, CA. 94070
    PNGEN gera "npts" número de pontos da sequência pseudorrandômica de-
    finida por um registro de deslocamentos de comprimento n com derivações
10  de realimentação
        'taps' e preenchimento inicial "fil. PN (npts, taps, fill) retorna um
        vetor de npts de comprimento, contendo essa sequência.
        Um exemplo típico [1,6,8,14] para R14, fill = [1 zeros (1,13)]
        se um único número é dado em "taps", ele é interpretado como o
15  valor octal especificando as derivações, como em Peterson e Weldon.
    Por
        exemplo, um código 2767 (octal) = 010 111 110 111. Foi apaga-
        do o primeiro 0.
        para se obter o polinômio 10 111 110 111. As derivações de rea-
20  limentação para esse caso
        são encontradas ignorando-se o primeiro um e escolhendo os
        "uns" restantes
        para obter posição. Para esse caso, as derivações são assim 2 3
        4 5 6 8 9 10.
25  If length(taps)==1,
        taps=sprintf('%0f',taps);ntaps=[];
        if taps(1)=='1', ntaps=[1];
        elseif taps(1)=='2', ntaps=[1 0];
        elseif taps(1)=='3', ntaps=[1 1];
30  elseif taps(1)=='4', ntaps=[1 0 0];
        elseif taps(1)=='5', ntaps=[1 0 1];
        elseif taps(1)=='6' ntaps=[1 1 0];

```

```

elseif taps(1)=='7' ntaps=[1 1 1];
end
para k=2:length(taps)
    iftaps(k)=='0', ntaps=[ntaps 0 0 0 ];
5    elseif taps(k)=='1', ntaps=[ntaps 0 0 1];
    elseif taps(k)=='2', ntaps=[ntaps 0 1 0];
    elseif taps(k)=='3', ntaps=[ntaps 0 1 1];
    elseif taps(k)=='4', ntaps=[ntaps 1 0 0];
    elseif taps(k)=='5', ntaps=[ntaps 1 0 1];
10    elseif taps(k)=='6', ntaps=[ntaps 1 1 0];
    elseif taps(k)=='7', ntaps=[ntaps 1 1 1];
end
ntaps(1)=[];
taps=find(ntaps);
15 end
n=max(taps);
if nargin<=2, fill[1 zeros(1, n-1)];end
if nargin==1, npts=(2 n)-1;end
y = zeros(1,npts);
20 x = zeros(1,n);
x = fill(length(fill):-1:1);
for i =1:npts
    y(i) = x(n);
    x=[rem(sum(x(taps)),2), x(1:n-1)];
25 end
function [file_vals, sample_rate] = gageopen(filename)
Read gage formatted file, with particular number of samples
function [file_vals, sample_rate] = gageopen(filename)
B. Wilson 13 de janeiro de 1996.
30 Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
file_vals(1) = fopen(filename, 'r');
[sample_rate, sample_depth, head_vals, operation_mode] =

```

```

rdgghead(file_vals(1));
file_vals(2) = operation_mode;
file_vals(3) = sample_depth;
file_vals(4:6) = head_vals(1:3)
5  function [buf, count] gageread(file_vals, start, numsamples)
    ser arquivo de gage formatado, com número particular de amostras
        function [buf, count] = gageread(file_vals, start, numsamples)
B. Wilson Jan. 13, 1996.
Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
10  files_vals
    1 - file id
    2 - operation_mode - if =1; file is memory image interleave
    sample depth long; =2 memory image
    3 - sample_depth
15  ns2 = numsamples/2;
    fid = file_vals(1);
    if (file_vals(2) == 2)
        buf = zeros(numsamples, 1);
        fresult = fseek(fid, 512+start, -1);    mover para ponto solicitado na
20  porção de dados do arquivo
    data portion of file
        [buf, count] = fread(fid, numsamples, 'uchar');
    else
        buf = zeros(ns2, 2);
25  fresult = fseek(fid, 512+(start/2), -1); mover para ponto solicitado na
    porta de dados do arquivo
    point in data portion of file
        [buf(:, 1), cl] = fread(fid, ns2, 'uchar');
        fresult = fseek(fid, 512+(start/2)+file_vals(3), -1); move to
30  BANK B, portion of memory image
        [buf(:, 2), c2] = fread(fid, ns2, 'uchar1');
        count = cl + c2;

```

```

        buf = reshape (buf', numsamples,1);
    end
    buf buf - 128;
    function [sample_rate, sample_depth, head_vals, operation_mode] -
5   rdgghead(fid)
    Ler cabeçalho de gage formatado
    B. Wilson 13 de janeiro de 1996.
    Precision Tracking, Inc., San Jose, CA. 95117
    sample_rate =
10  [1,2,5,10,20,50,100,200,500,1000,2000,5000,10000,20000,50000];
    sample_rate_table =
    [1,2,4,5,10,12.5,20,25,30,40,50,60,100,120,125,150,200,250];
    fresult = fseek(fid, 0,-1);    rebobinar o arquivo
    tmp fread(fid, 14, 'char');
15  s = setstr(tmp');
    fresult = fseek(fid,16,-1);    mover para variável de name
    tmp = fread(fid,9, 'char');
    name = setstr(tmp');
    fresult = fseek(fid,287,-1); mover para índice para amostra variável de tabela
20  de taxas
    sample_rate_index = fread(fid,1,'int16');
    if (sample_rate_index ==42)      42 é externo
        sample_rate = -1;
    else
25        sample_rate = sample_rate_table(sample_rate_index - 17);
    end
    fresult = fseek(fid,289,-1);    mover para índice para variável de modo
    de operação = fread(fid,1, 'int16')
        if(operation_mode ==1)
30        sample_rate = sample_rate / 2;
    end
    fresult = fseek(fid,301,-1); mover para variável de amostra-profundidade =

```

```

fread(fid,1,'int32')
if(operation_mode ==1)
    sample_depth = sample_depth / 2 parece como um "bug"
    if (sample_depth == 4194304)
5        sample_depth = sample_depth / 2
    end
end;

fresult = fseek(fid,313,-1);      mover para começando-endereço
head_vals = fread(fid,3,'int32');
10 fresult = fseek(fid,339,-1);      mover para variável de amostra-
    profundidade_12_bits = fread(fid,1, 'int16');
    fresult = fseek(fid,345,-1); mover para variável de amostra-profundidade =
    fread(fid,1, 'int16');
    fresult = fseek(fid,349,-1); mover para variável de amostra-profundidade =
15 fread(fid,1, 'int16');
    function y =rotate(x,q)
    y=rotate(x,q)
    Girar vetor por q lugares
    N. Krasner 28 de novembro de 1995.
20 Norman Krasner, San Carlos, CA. 94070
    Se q for apagado isso gira um vetor através da permutação da primeira e da
    última metades
    do vetor. Se o vetor for desigual em comprimento, o ponto médio é colocado
    no começo do novo vetor.
25 Se q estiver presente e >0, isso gira o vetor x para a direita por q posições;
    por exemplo,
    se x = [1 1 0 1 0], então gira (x,2) produz y = [1 0 1 1 0]. Se q é <0, então,
    isso gira x para a esquerda.
    [m,n]=size(x);mn=max(m,n);
30 if nargin>1,q=rem(q,mn);end
    if m>1 n>1, error (Essa função trabalha apenas para vetores, não matri-
    zes.);end

```

```

if m>1 mx x'; end
if nargin==1,
    if rem(mn, 2)==0,
        pivot=1+mn/2;
5    else pivot=(mn+1)/2;
        end
        y=[x(pivot:mn) x(1:pivot-1)];
elseif abs(q)>0,
    if q>0, q=q+mn; end        fixar para deslocamentos para a esquerda
10    y=[x(mn-q+1:mn) x(1:mn-q);
        else y=x;
        end
end
if m>1, y=y'; end

```

15 function r sinc(x)

z=sinc(x)

N. Krasner 21 de abril de 1991.

Norman Krasner, San Carlos, CA. 94070.

Definição: $\text{sinc}(x) = \sin(\pi^* x) / (\pi^* x)$, onde x é um vetor/matriz.

20 Sinc(x)=1 if x=0

ind1=find(x==0);

ind2=find(x==0);

z=x;

x(ind1)=ones(1,length(ind1));

25 x(ind2)=sin(pi^*x(ind2))./(pi^*x(ind2));

z(:)-x;

function r stretch(signal,period)

function z=stretch(signal,period)

N. Krasner 12 de março de 1995.

30 Norman Krasner, San Carlos, CA. 94070

Essa função estira um sinal através da substituição de cada elemento por m elementos idênticos; m é especificado por "período".

```

[u,v]=size(signal);
if u>1 v>1 error ("Esta função trabalha apenas para entradas de vetores.");
end
if u>1, signal=signal';end
5  a=ones(period,1)* signal;
   z=a(:)';z=conj(z);
   if u>1, z=conj(z');end
   function y xor(a,b);
   function y xor(a,b);
10 Exclusiva ou, termo a termo, de dois vetores
   N. Krasner, 13 de junho de 1994
   Norman Krasner, San Carlos, CA. 94070.
   
$$Y=(a\alpha-b)/(b\alpha-a);$$


```

REIVINDICAÇÕES

1. Aparelho receptor de GPS que compreende:

uma antena (40) para receber sinais de GPS em uma frequência de RF de satélites à vista;

5 um conversor para baixo (42) acoplado na antena, o conversor para baixo reduzindo a frequência de RF dos sinais de GPS recebidos para uma frequência intermediária (IF);

 um digitalizador (44) acoplado no conversor para baixo e recebendo os sinais de GPS de IF, o digitalizador amostrando os sinais de GPS de IF em uma taxa pré-determinada para produzir sinais de GPS de IF amostrados;

 uma memória (46) acoplada no digitalizador (44), a memória armazenando os sinais de GPS de IF amostrados; e

 um processador de sinais digitais (DSP) (32a) acoplado na memória, o DSP realizando convolução rápida, em que o processador de sinais digitais é adaptado para:

 quebrar os sinais de GPS de IF amostrados em uma série de blocos contíguos cujas durações são iguais a um múltiplo do período de quadro dos códigos pseudo-randômicos (PN) contidos dentro dos sinais GPS,

 realizar (112-118), para cada um dos blocos comprimidos, uma convolução do bloco comprimido de dados contra sequência pseudo-aleatória (PRS) do satélite de GPS sendo processado para produzir um resultado, usando um algoritmo de convolução rápida,

25 realizar (120) uma operação de magnitude-quadrada no resultado criado a partir de cada um das convoluções para produzir dados de magnitude-quadrada,

 combinar (122) os dados de magnitude-quadrada para todos os blocos em um único bloco de dados através da adição juntos de blocos de dados magnitude-quadrada, de modo que os números de amostras correspondentes de cada magnitude-quadrada a partir da convolução são adicionados um no outro, e

encontrar (126) uma localização de um pico do bloco único usando um método de interpolação digital, em que a localização do pico é uma distância a partir do início do bloco de dados até o pico e a localização representa um pseudo-alcance a um satélite de GPS correspondendo à PRS
 5 sendo processada, em que o pseudo-alcance é usado para determinar uma posição do aparelho receptor de GPS, em que

o aparelho receptor de GPS é **caracterizado pelo fato de que** o processador de sinais digitais (32a) é adaptado ainda para:

criar (110), para cada bloco, um bloco comprimido de dados com
 10 comprimento igual a duração de um período do código PN adicionando juntos sub-blocos sucessivos de dados, os sub-blocos tendo duração igual a um quadro PN de modo que os números amostrados correspondentes de cada um dos sub-blocos são adicionados um ao outro.

2. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda uma antena de comunicação e
 15 um receptor acoplado na antena de comunicação e no DSP, o receptor para recebimento um sinal de dados contendo informação de dados de satélite.

3. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda um oscilador local acoplado no
 20 conversor abaixador, o oscilador local proporcionando um primeiro sinal de referência.

4. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda um circuito de gerenciamento de energia acoplado no conversor abaixador e no digitalizador, em que, após os
 25 sinais de GPS de IF serem armazenados na memória, o circuito de gerenciamento de energia reduz a energia consumida pelo conversor abaixador e pelo digitalizador.

5. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** os sinais de GPS se originam a partir de pseudolitos.
 30

6. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** os sinais de GPS se originam a partir de satélites

orbitais.

7. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** a taxa pré-determinada é um múltiplo de 1,024 MHz.

5 8. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 1, **caracterizado pelo fato de que** o DSP também realiza uma operação de pré-processamento.

9. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 8, **caracterizado pelo fato de que** a operação de pré-processamento ocorre antes das
10 convoluções rápidas.

10. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 9, **caracterizado pelo fato de que** a operação de pré-processamento compreende a correção para o deslocamento de Doppler dos sinais do satélite à vista.

11. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 9, **caracterizado pelo fato de que** a operação de pré-processamento compreende
15 adicionar juntas partes dos sinais de GPS de IF amostrados para proporcionar pelo menos um da pluralidade de blocos correspondentes dos sinais de GPS de IF amostrados.

12. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 11, **caracterizado pelo fato de que** a pluralidade de representações matemáticas
20 compreende uma pluralidade de quadrados de magnitudes.

13. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado pelo fato de que** a informação de dados de satélite compreende dados representativos de efemérides para um satélite.

25 14. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda um transmissor acoplado no DSP, o transmissor para transmitir uma informação de latitude e de longitude.

15. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado pelo fato de que** a informação de dados de satélite compreende uma
30 informação de Doppler de um satélite à vista do receptor de GPS.

16. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 15, **carac-**

terizado pelo fato de que a informação de dados de satélite compreende uma identificação de uma pluralidade de satélites à vista do receptor de GPS e uma pluralidade de informações de Doppler correspondentes para cada satélite da pluralidade de satélites à vista do receptor de GPS.

5 17. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 15, **caracterizado pelo fato de que** o DSP compensa os sinais de GPS de IF amostrados usando a informação de Doppler.

 18. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 17, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda um transmissor acoplado no
10 DSP, o transmissor para transmitir a informação de pseudo-amplitude.

 19. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 2, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda um oscilador local acoplado no conversor abaixador, o oscilador local proporcionando um primeiro sinal de referência e em que o receptor recebe um sinal de frequência de portadora
15 de precisão que é usado para calibrar o primeiro sinal de referência a partir do oscilador local, em que o oscilador local é usado para adquirir sinais de GPS.

 20. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 19, **caracterizado pelo fato de que** a informação de dados de satélite compreende
20 uma identificação de uma pluralidade de satélites à vista do receptor de GPS e uma pluralidade de informações de Doppler correspondentes para cada satélite da pluralidade de satélites à vista do receptor de GPS.

 21. Receptor de GPS, de acordo com a reivindicação 19, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda um circuito de gerenciamento
25 de energia acoplado no conversor abaixador e no digitalizador, em que após os sinais de GPS de IF serem armazenados na memória, o circuito de gerenciamento de energia reduz a energia consumida pelo conversor abaixador e pelo digitalizador.

 22. Método para determinar a posição de um receptor de GPS
30 que compreende as etapas de:

receber sinais de GPS a partir dos satélites à vista;

digitalizar os sinais de GPS em uma taxa pré-determinada para

produzir sinais de GPS amostrados;

armazenar os sinais de GPS amostrados em uma memória; e

processar os sinais de GPS amostrados através da realização de operações de convolução rápida nos sinais de GPS amostrados no receptor de GPS, em que o processamento compreende as etapas de:

quebrar os sinais de GPS de IF em uma série de blocos contíguos cujas durações são iguais a um múltiplo do período de quadro de um código pseudo-aleatório (PN) contido dentro dos sinais GPS,

para cada um dos blocos comprimidos, realizar (112-118) uma convolução do bloco comprimido de dados contra sequência pseudo-aleatória (PRS) do satélite de GPS sendo processado para produzir um resultado, usando um algoritmo de convolução rápida,

realizar (120) uma operação de magnitude-quadrada no resultado criado a partir de cada um das convoluções para produzir dados de magnitude-quadrada,

combinar (122) os dados de magnitude-quadrada para todos os blocos em um único bloco de dados através da adição juntos dos blocos de dados magnitude-quadrada, de modo que os números de amostras correspondentes de cada magnitude-quadrada a partir da convolução são adicionados um no outro, e

encontrar (126) uma localização de um pico do bloco único usando um método de interpolação digital, em que a localização do pico é uma distância a partir do início do bloco de dados até o pico e a localização representa um pseudo-alcance a um satélite de GPS correspondendo à PRS sendo processada, e em que o pseudo-alcance é usado para determinar uma posição do receptor de GPS, em que

o método é **caracterizado pelo fato de que** o processamento compreende ainda a etapa de:

criar (110), para cada bloco, um bloco comprimido de dados com comprimento igual a duração do período do código PN adicionando juntos sub-blocos sucessivos de dados, os sub-blocos tendo duração igual a um quadro PN de modo que os números de amostras correspondentes de cada

um dos sub-blocos são adicionados um ao outro.

23. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** os sinais de GPS se originam a partir de pseudolitos.

24. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** os sinais de GPS se originam a partir de satélites orbitais.

25. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** os sinais de GPS foram amostrados em uma taxa de um múltiplo de 1,024 MHz para proporcionar os sinais de GPS amostrados.

26. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** compreende ainda a etapa de receber um sinal de dados que contém informação de dados de satélite.

27. Método, de acordo com a reivindicação 26, **caracterizado pelo fato de que** a informação de dados de satélite compreende uma informação de Doppler de um satélite à vista do receptor de GPS.

28. Método, de acordo com a reivindicação 27, **caracterizado pelo fato de que** a informação de Doppler é usada para compensar o sinal de GPS amostrado e em que o processamento compreende ainda operações de pré-processamento.

29. Método, de acordo com a reivindicação 28, **caracterizado pelo fato de que** a primeira informação de posição compreende uma informação de pseudo-amplitude.

30. Método, de acordo com a reivindicação 26, **caracterizado pelo fato de que** a informação de dados de satélite compreende dados representativos de efemérides para um satélite.

31. Método, de acordo com a reivindicação 30, **caracterizado pelo fato de que** a primeira informação de posição compreende uma informação de pseudo-amplitude e em que as efemérides e a informação de pseudo-amplitude são usadas para calcular uma latitude e uma longitude do receptor de GPS.

32. Método, de acordo com a reivindicação 31, **caracterizado pelo fato de que** a latitude e a longitude são exibidas para um usuário do receptor de GPS.

33. Método, de acordo com a reivindicação 31, **caracterizado pelo fato de que** a latitude e a longitude são transmitidas pelo receptor de GPS.

5 34. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** o algoritmo de convolução rápida usado no processamento dos sinais de GPS temporariamente armazenados é um algoritmo de Wino-grad.

10 35. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** o processador de sinais digitais é um chip de processamento de sinais digitais programável para fins gerais, que está executando instruções armazenadas.

15 36. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** o algoritmo de convolução rápida usado no processamento dos sinais de GPS temporariamente armazenados é um algoritmo de Agarwal-Cooley.

20 37. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** o algoritmo de convolução rápida usado no processamento dos sinais de GPS temporariamente armazenados é um algoritmo embutido separado.

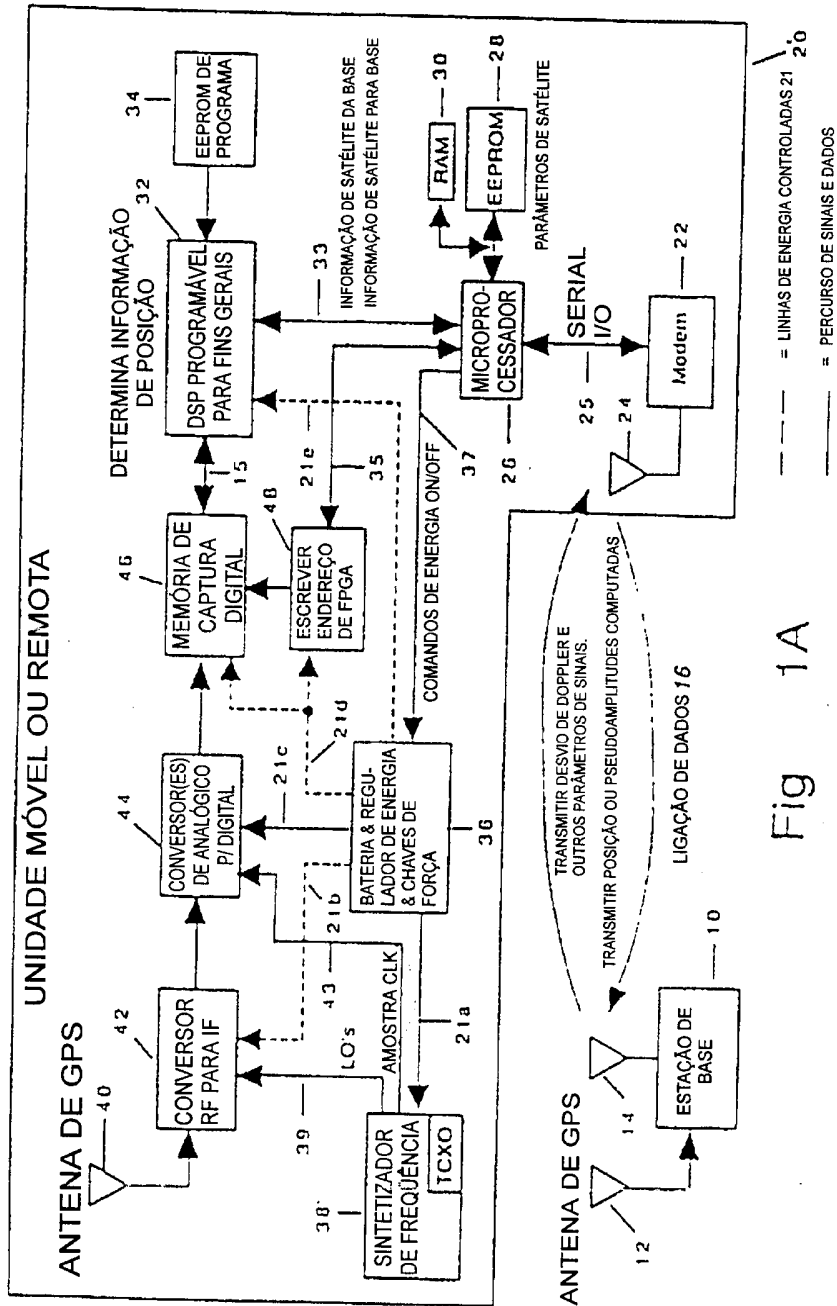
20 38. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** o algoritmo de convolução rápida usado no processamento dos sinais de GPS temporariamente armazenados é um algoritmo embutido polinomial recursivo.

25 39. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** inclui ainda determinar que o pico é válido pela determinação se o pico excede um limite pré-determinado.

30 40. Método, de acordo com a reivindicação 22, **caracterizado pelo fato de que** o algoritmo de convolução rápida usado no processamento dos sinais de GPS temporariamente armazenados é uma Transformada Rápida de Fourier (FFT), e o resultado da convolução é produzido pela computação do produto da transformada direta do bloco comprimido e uma representação pré-armazenada da transformada direta da PRS para produzir um

primeiro resultado e, então, pela realização de uma transformada invertida do primeiro resultado para recuperar o resultado.

41. Método, de acordo com a reivindicação 40, **caracterizado pelo fato de que** os efeitos dos retardos de tempo induzidos por Doppler e os erros de tempo induzidos pelo oscilador local são compensados para cada bloco comprimido de dados pela inserção entre as operações de Transformada Rápida de Fourier direta e invertida, o pela multiplicação da FFT direta dos blocos comprimidos por um exponencial complexo cuja fase versus número de amostra é ajustada para corresponder à compensação de retardo exigida para o bloco.





ம
ர

த
ய

20a

—

PERCURSO DE SINAIS E DADOS

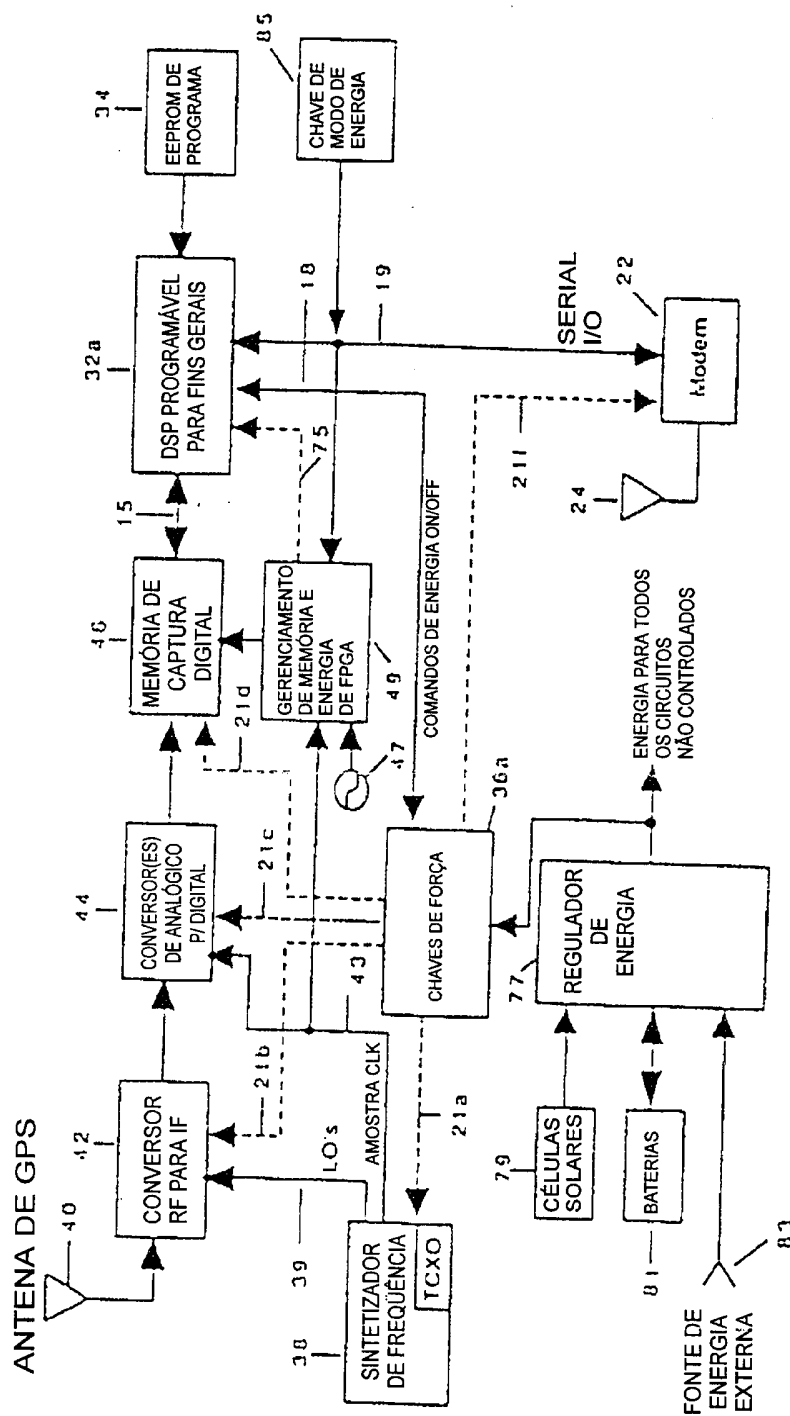


Fig 10

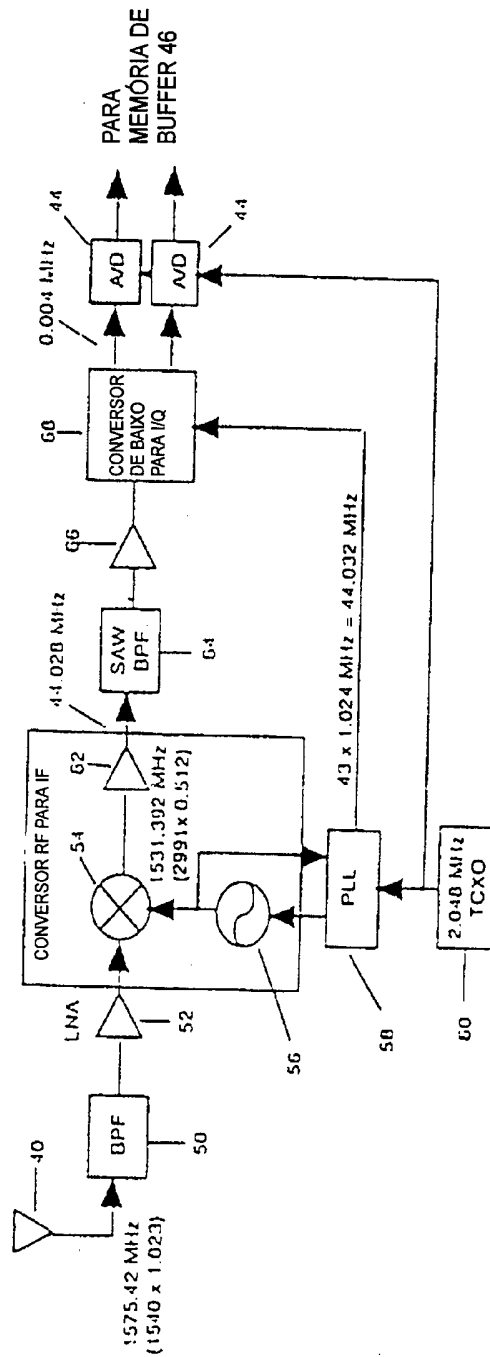


Fig 2A

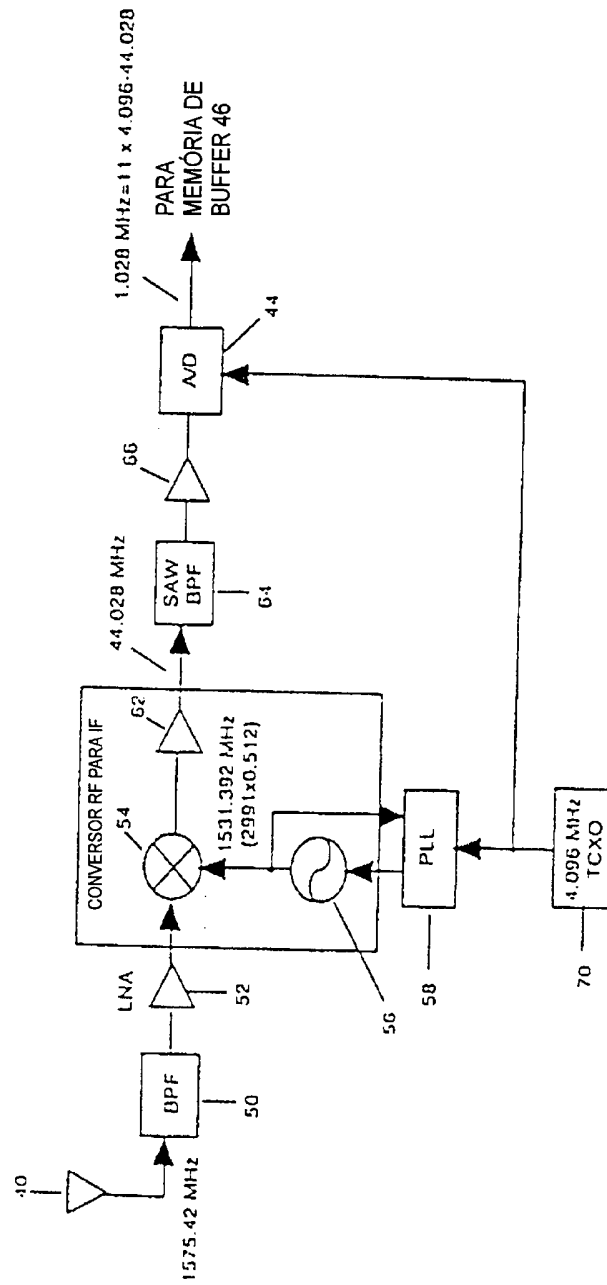


Fig 2B

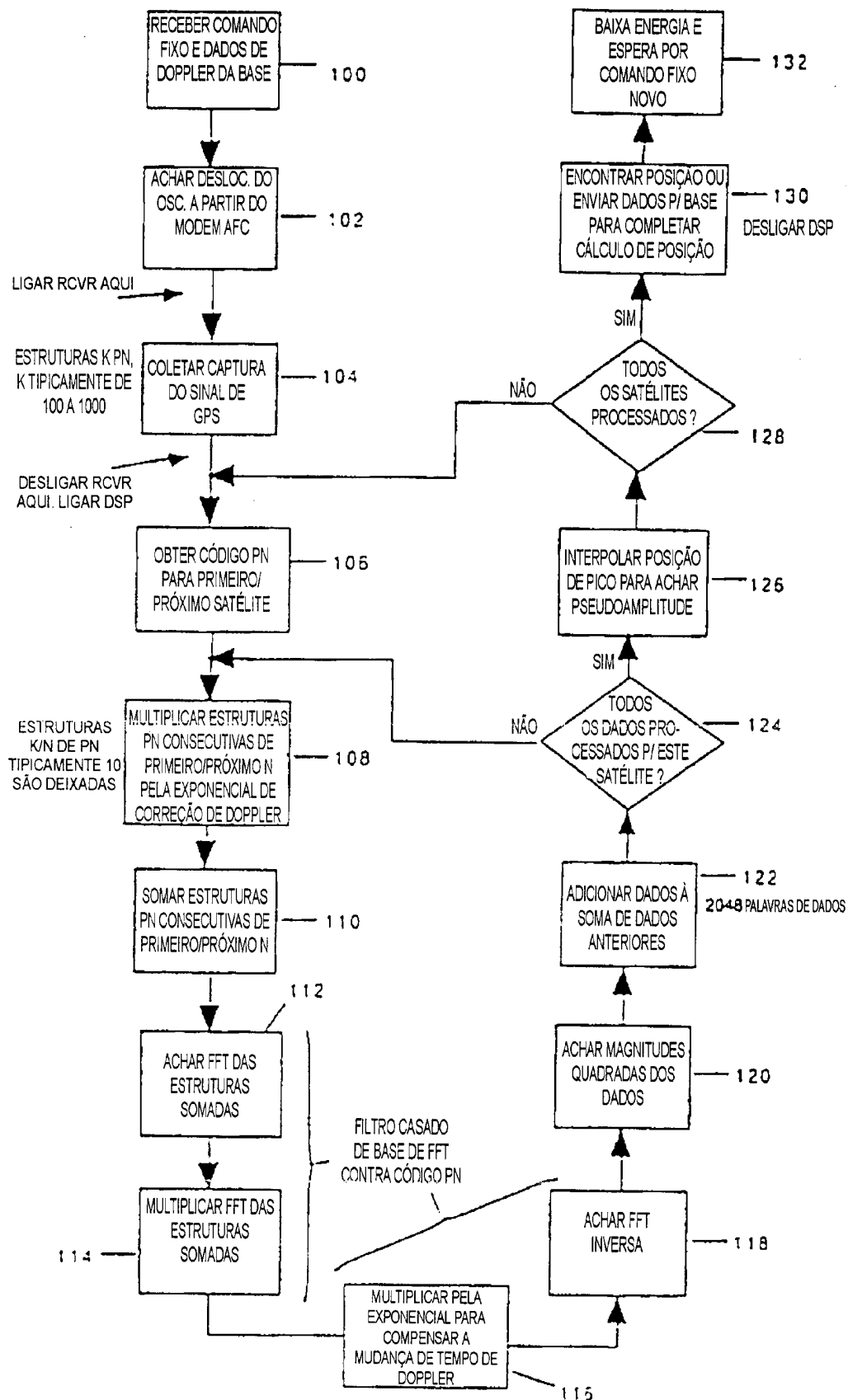


Fig 3

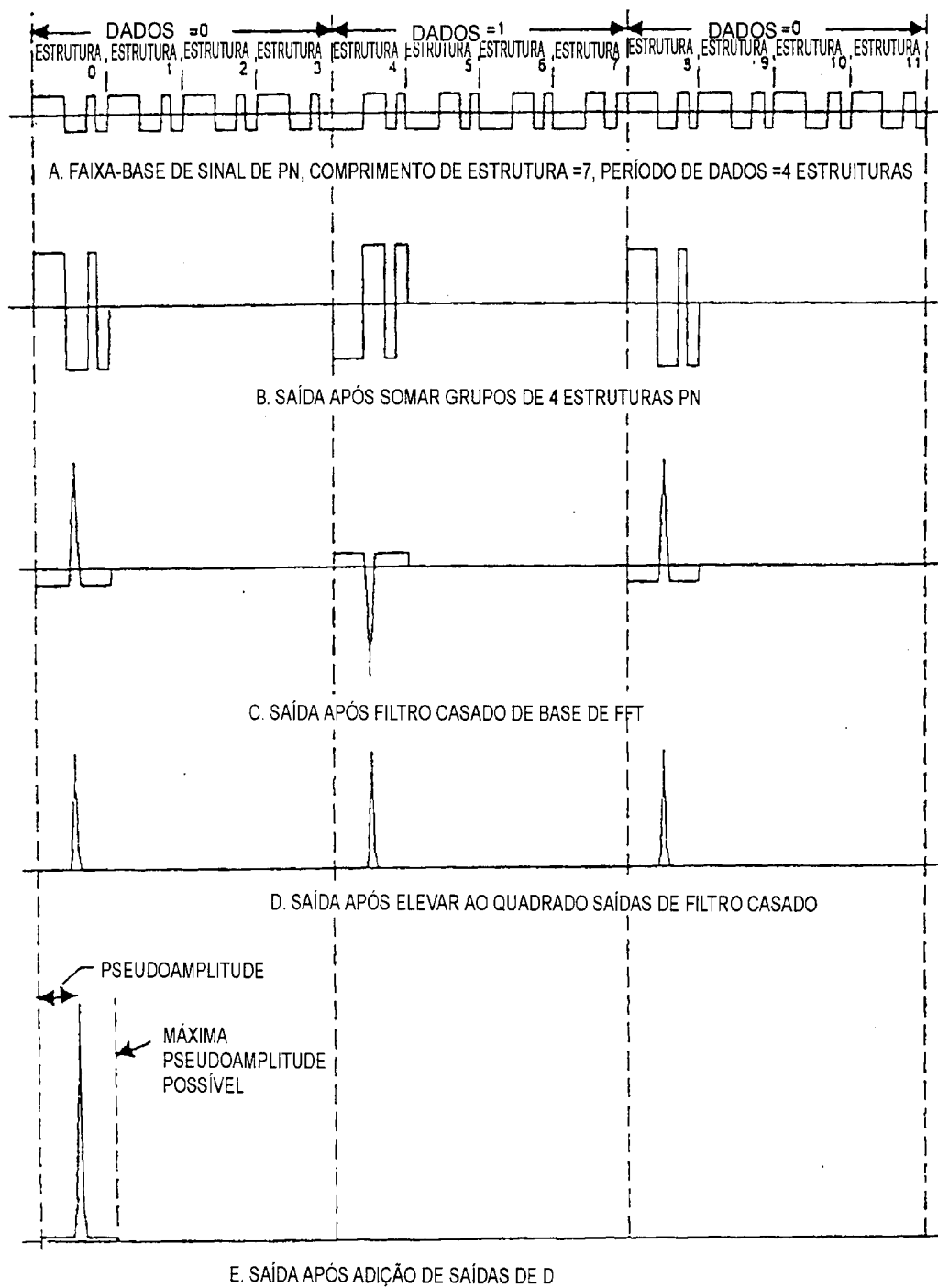


Fig 4A, 4B, 4C, 4D, 4E

FIG 5A

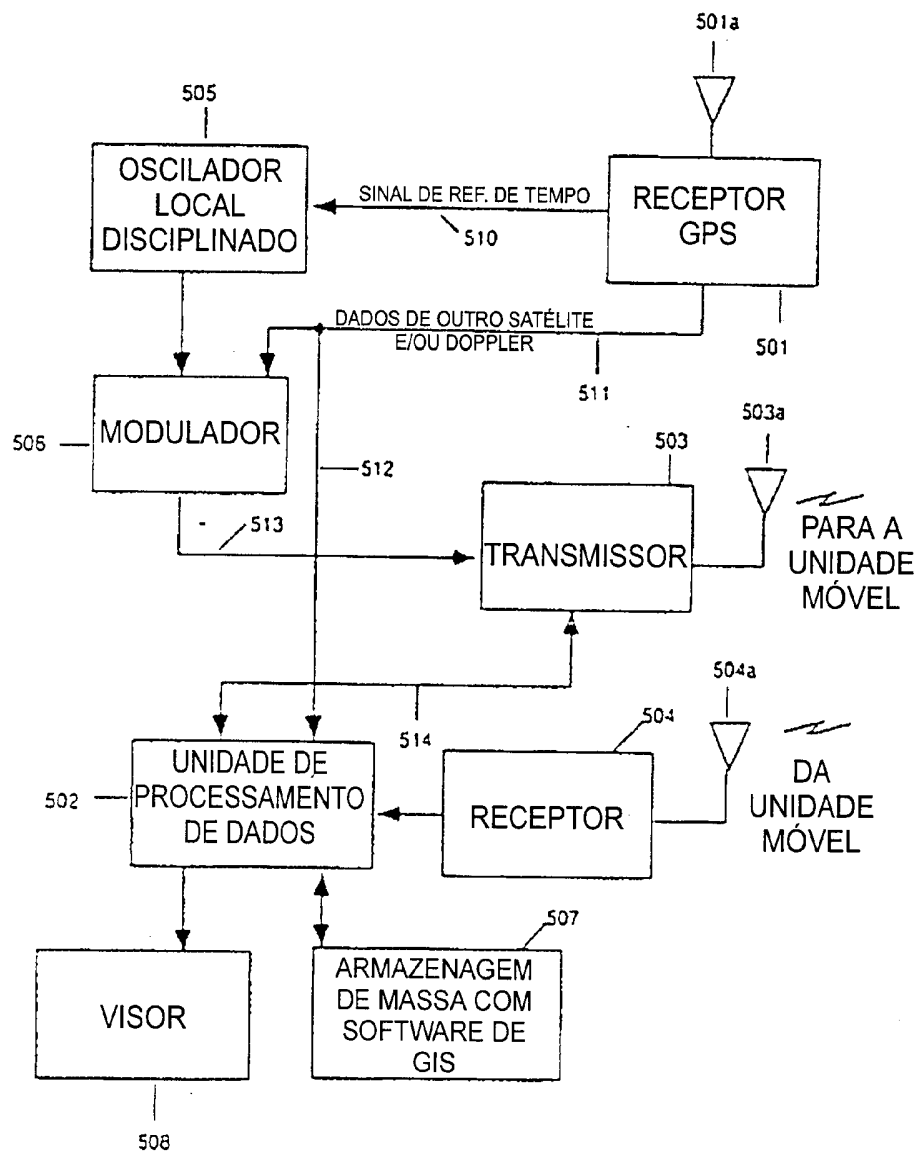
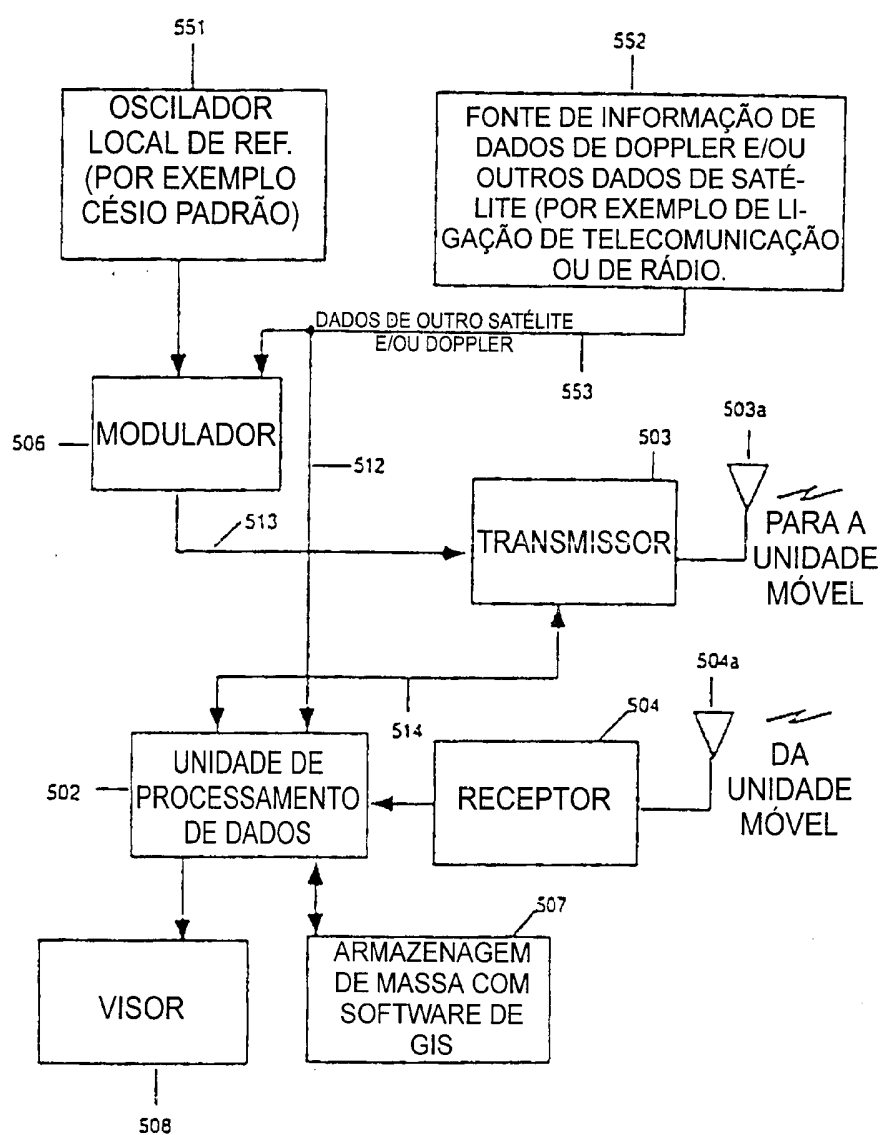


FIG 5B



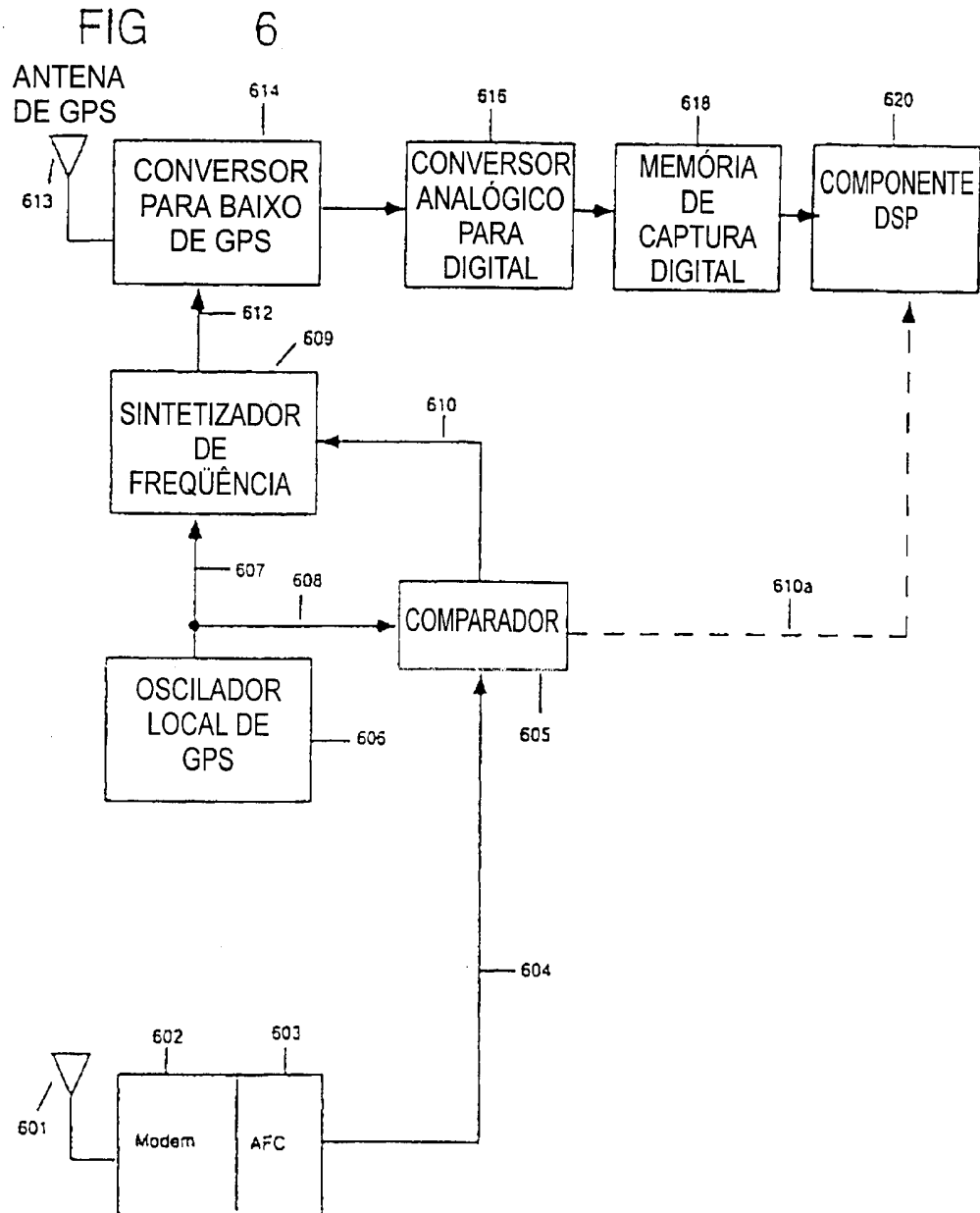
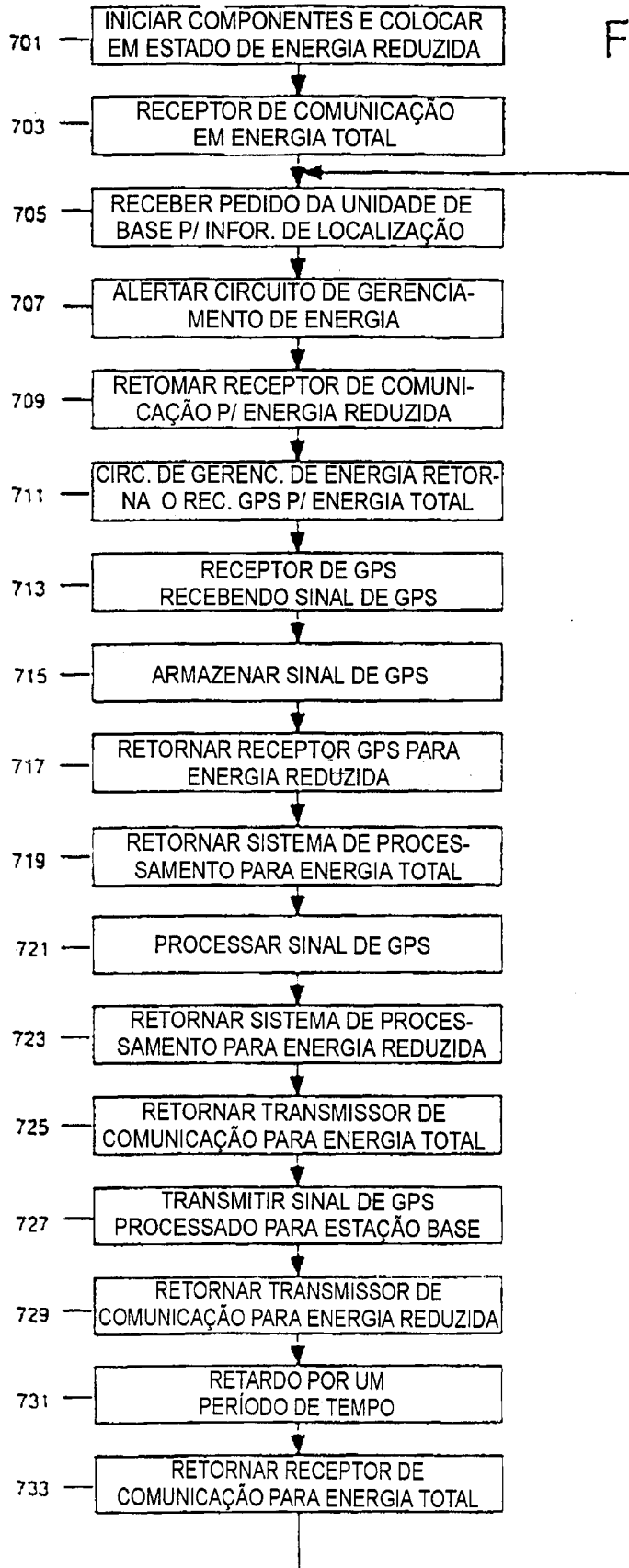


FIG 7



RESUMO

Patente de Invenção: **"APARELHO RECEPTOR DE GPS E MÉTODO PARA DETERMINAR A POSIÇÃO DE UM RECEPTOR DE GPS"**.

Receptor de GPS em uma concretização inclui uma antena que

5 recebe sinais de GPS em uma frequência de RF de satélites à vista; um conversor para baixo acoplado à antena para reduzir a frequência de RF do sinais de GPS recebidos para uma frequência intermediária (IF); um digitalizador acoplado ao conversor para baixo e amostrando os sinais de GPS de IF em uma taxa predeterminada para produzir sinais de GPS de IF amostra-

10 dos; uma memória acoplada ao digitalizador armazenando os sinais de GPS de IF amostrados (uma captura de sinais de GPS); e um processador de sinais digitais (DSP) acoplado à memória e operando sob instruções armazenadas, assim, realizando as operações da Transformação Rápida de Fourier (FFT) nos sinais de GPS de IF amostrados para proporcionar informação

15 de pseudo-alcance. Essas operações também incluem, tipicamente, o pré-processamento e o pós-processamento dos sinais de GPS. Após uma captura de dados ser empreendida, a extremidade frontal do receptor tem a energia reduzida. O receptor de GPS em uma concretização também inclui outras características de gerenciamento de energia e inclui, em outra concreti-

20 zação, a capacidade de corrigir erros em seu oscilador local, que é usado para amostrar os sinais de GPS. A velocidade de cálculo de pseudo-alcances e a sensibilidade da operação são acentuadas pela transmissão dos deslocamentos de frequência de Doppler de satélites à vista para o receptor de uma fonte externa, tal como uma estação de base, em uma con-

25 cretização da invenção.