



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

(11) PI 0010601-1 B1

(22) Data do Depósito: 15/02/2000

(45) Data de Concessão: 19/01/2016
(RPI 2350)



(54) Título: "PROCESSO PARA A SINCRONIZAÇÃO DE UMA ESTAÇÃO DE RÁDIO BASE COM UMA ESTAÇÃO DE RÁDIO MÓVEL, ESTAÇÃO DE RÁDIO BASE E ESTAÇÃO DE RÁDIO MÓVEL".

(51) Int.Cl.: H04J 13/00; H04L 7/04; H04B 1/707; H04B 7/26

(30) Prioridade Unionista: 29/04/1999 DE 199 19 545.5, 18/05/1999 EP 99 109791.6

(73) Titular(es): SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

(72) Inventor(es): JUERGEN MICHEL, BERNHARD RAAF

Relatório Descritivo da Patente de Invenção para **"PROCESSO PARA A SINCRONIZAÇÃO DE UMA ESTAÇÃO DE RÁDIO BASE COM UMA ESTAÇÃO DE RÁDIO MÓVEL, ESTAÇÃO DE RÁDIO BASE E ESTAÇÃO DE RÁDIO MÓVEL"**.

[001] A invenção refere-se a um processo para a sincronização de uma estação rádio base e uma estação móvel.

[002] Em sistemas de transmissão de sinais, como por exemplo, sistemas de rádio móvel, é necessário que um dos parceiros de comunicação (primeira unidade de transmissão) seja capaz de reconhecer determinados sinais preestabelecidos emitidos por outro parceiro de comunicação. Neste caso, pode tratar-se de chamados Burst-sincronização (blocos de radiosincronização) para a sincronização de dois parceiros de sincronização como, por exemplo, estações de rádio ou de chamadas Access-Bursts.

[003] A fim de captar ou identificar tais sinais de recepção com relação do ruído ambiente e conhecido correlacionar o sinal de recepção continuamente através de um período de tempo preestabelecido e com uma sequência de sinais predeterminados e formar a soma de correlação ao longo do período de tempo da sequência de sinais preestabelecida. O alcance do sinal de recepção, que resulta em uma soma de correlação máxima, corresponde ao sinal processado. Ao sinal de sincronização da estação de rádio base de um sistema de rádio móvel digital e ligado, por exemplo, na entrada, uma sequência de sinais em forma de uma sequência de treinamento, que é captada ou estabelecida da forma acabada de descrever, na estação de rádio móvel, por meio de correlação com a sequência de sinais armazenados. Desta forma, as estações de rádio móvel podem ser sincronizadas com a estação de rádio base.

[004] Também na estação de rádio base são necessários tais cálculos de correlação, por exemplo, na detecção de Random-Access-

Channel (RACH). Além disso, é também realizado um cálculo de correlação para a determinação da resposta de impulsos de canal e dos tempos de propagação de sinal de Bursts de sinais recebidos.

[005] A soma de correlação é aí calculada da seguinte forma:

$$SM = \sum_{i=0}^{n-1} E(i+m) * K(i)$$

[006] onde $E(i)$ é uma sequência de sinais derivada do sinal de recepção e $K(i)$ é a sequência de sinais preestabelecida, onde i varia de 0 a $n-1$. A soma de correlação S_m é calculada sucessivamente para várias sequências de sinais (E_i) deslocadas temporalmente e obtidas do sinal recebido, sendo em seguida determinado então o valor máximo de S_m . No caso em que devem ser calculadas K somas de correlação sucessivas, então o dispêndio de cálculo é de $K * n$ operações, onde uma multiplicação e uma adição são contadas juntas como uma operação.

[007] O cálculo das somas de correlação é portanto muito dispendioso e requer, sobretudo emprego-Real-time como comunicação por meio de voz ou telefonia com imagem ou em sistemas-CDMA, o emprego de processadores de potência e portanto processadores de custo elevado, que apresentam um alto consumo de corrente no decorrer do cálculo. Por exemplo, para a sincronização do sistema de rádio móvel-UMTS padronizado, é determinada a sincronização de uma sequência de sinais conhecida, de comprimento igual a 256 chips (no sistema (CDMA um bit transmitido é também denominado de chip). A sequência é repetida a cada 2560 chips. Como a estação de rádio móvel opera inicialmente de forma assíncrona com relação à cadência do chip, o sinal de recepção deve ser super-rastreado e também, no caso de uma condição de rastreamento desfavorável, receber ainda um sinal suficiente. Com base no rastreamento das componentes I e Q isto resulta em $256 * 2560 * 2 * 2 = 2621440$ operações.

[008] Da publicação WO 96 39749 A é conhecida a transmissão de uma sequência de sincronização onde um chip da própria sequência já é uma sequência.

[009] Da publicação "Srdjan Budisin: Golay Complementary Sequences are Superior to PN Sequences, Proceedings of the International Conference on Systems Engineering, US, New York, IEEE, Bd.-, 1992, páginas 101-104, XP 000319401 ISBN: 0-7803-0734-8" é conhecido empregar sequências de Golay como alternativas as sequências-PN.

[0010] A invenção tem por base a tarefa de indicar processos para a sincronização de uma estação de rádio base com uma estação de rádio móvel, uma estação de rádio base e uma estação de rádio móvel, que possibilitam uma sincronização confiável e com dispêndio favorável de uma estação de rádio base com uma estação de rádio móvel.

[0011] A tarefa é solucionada pelas características das reivindicações independentes. Outros desenvolvimentos são apresentados nas reivindicações dependentes.

[0012] Inicialmente a invenção baseia-se na ideia de empregar sequências de sinais para a sincronização imaginável pelo fato de que uma segunda sequência de parte de sinais de comprimento n_2 é repetida n_1 vezes, sendo então modulados com a primeira sequência parcial de sinais (comprimento n_1) e onde pelo menos uma das sequências de partes de sinais é uma sequência de Golay (sequência de Golay), frequentemente também chamada Golay Complementary Sequence. Com isso podem ser formadas sequências de sinais que, no caso em que estiverem contidas em uma sequência de sinais de recepção, podem ser facilmente determinadas. Sobretudo, é vantajoso o uso de sequências de Golay, pois neste caso é para isso conhecido um algoritmo muito efetivo para o cálculo de correlação.

[0013] Além disso, a invenção se baseia no reconhecimento de que, através do emprego de duas sequências parciais de sinais de mesmo comprimento é possibilitado um cálculo rápido e de dispêndio favorável de somas de correlação.

[0014] Assim por exemplo no emprego de uma sequência de correlação hierárquica com comprimento 256 constituída por duas sequências de Golay de comprimento 16 como sequência de sincronização para o PSC (canal de sincronização primário) de um sistema-UMTS é possível reduzir o dispêndio de cálculo com relação a uma realização com uma sequência Golay de comprimento 256 de 15 para 14 somas por valor de saída de correlação calculado.

[0015] A função de autocorrelação de uma sequência de sinais $K(i)$ formada por duas sequências parciais de sinais apresenta em geral piores propriedades de autocorrelação comparada com o código-Gold ortogonal empregado em procedimentos atuais. Ela apresenta, por exemplo, um valor máximo secundário mais elevado e um valor efetivo mais alto do mínimo secundário. Além disso, as simulações-UMTS-Link-Level mostram que no emprego de tais sequências de sinais $K(i)$ no PSC para a sincronização-Slot e com um deslocamento de frequência (falha de frequência) entre emissor e receptor, a falha de sincronização é em geral maior do que no emprego de um código-Gold ortogonal.

[0016] Por meio de ferramentas de simulação criadas especialmente para esta finalidade puderam ser estabelecidos pares de sequências de partes de sinais ($K_1(j)$; $K_2(k)$) a partir de pelo menos uma sequência de Golay, em cuja base puderam ser formadas ou representadas sequências de sinais $K(i)$ e que também podem ser estabelecidas de forma confiável para um deslocamento de frequência maior entre emissor e receptor e desta forma originar uma falha de sincronismo menor. Neste caso das simulações para o sistema-UMTS par-

tiu-se também de um deslocamento de frequência de 10 KHz. Por meio do emprego de tal sequência de sinais $K(i)$ ou de códigos de sincronismo e p assim formados ou representados é reduzido consideravelmente o dispêndio de cálculo no cálculo das somas de correlação e, portanto para a determinação da sequência de sinais $K(i)$ na estação de rádio móvel MS, recebida com a finalidade de sincronização, sem que haja um aumento simultâneo de falhas de sincronismo. Além disso, pode ser dispensado o emprego de elementos de quartzo dispêndiosos no receptor, usados para a estabilização da frequência.

[0017] Nestas simulações, foi constatado como especialmente vantajoso o emprego das seguintes sequências de Golay como sequências parciais de sinais:

[0018] Uma sequência de Golay $X_n(K)$ de comprimento $n_x = 16$ é representável pela seguinte relação:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k-D_n),$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{Pn}$$

$$\text{com } n_x = 16 = 2^{NX}$$

$$NX = 4$$

[0019] (K) função Delta de Kronecker,

[0020] - onde a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 e a grandeza unitária W_1, W_2, W_3, W_4 para a formação de uma sequência parcial de sinais é obtida da seguinte quantidade de pares-grandezas unitárias-permutação $(P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4)$:

[0021] 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1;

1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1;
1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1;.

[0022] Um desenvolvimento especial da invenção provê que a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 empregada para a formação das sequências de partes de sinais e a grandeza unitária W_1, W_2, W_3, W_4 é obtida dos seguintes pares-grandezas unitárias-permutação ($P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4$): 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; e/ou a permutação (P_1, P_2, P_3, P_4) empregada para a formação da segunda sequência parcial de sinais é igual a 3201. Com isso é possibilitada uma variante de realização especialmente vantajosa da invenção em ASICs.

[0023] Por meio de conhecimentos sobre as sequências de partes de sinais na estação de rádio móvel pode ser realizado o cálculo de somas de correlação na estação de rádio móvel necessário para a sincronização de uma estação de rádio móvel com uma estação de rádio base, com um dispêndio menor com relação ao atual estado tecnológico.

[0024] Em um desenvolvimento da invenção são armazenadas as somas de correlação parciais calculadas e empregadas para o cálculo de outras somas de correlação. Assim é possível empregar, no cálculo de entrar somas de correlação, as somas de correlação parcial já calculadas anteriormente e reduzir desta forma, enormemente, o dispêndio de cálculo.

[0025] Sob a denominação de "sequência de sinais de recepção" entende-se também uma sequência de sinais derivada, por exemplo, através de uma demodulação, filtragem, de rotação, escalação ou conversão analógico/digital a partir de um sinal recebido. Sob a denominação de "estabelecimento de uma sequência de sinais" entende-se, no âmbito da solicitação naturalmente o estabelecimento da posição temporal de uma sequência de sinais.

[0026] Em seguida, a invenção é descrita com mais detalhes com base em diversos exemplos de realização, para cuja ilustração destinam-se as Figuras relacionadas a seguir:

[0027] Figura 1, representação esquemática de uma rede de rádio móvel,

[0028] Figura 2, diagrama de bloco de uma estação de rádio,

[0029] Figura 3, processo atual para o cálculo de somas de correlação,

[0030] Figura 4, representação de sequências de sinais e sequências de partes de sinais de acordo com a invenção,

[0031] Figura 5, representação esquemática da formação da sequência de sinais de acordo com a invenção,

[0032] Figuras 6, 7 e 8, representação esquemática de um processo para o cálculo de uma soma de correlação,

[0033] Figuras 9 e 10, representação esquemática de uma variante de realização de um processo para a formação da soma de correlação,

[0034] Figura 11, diagrama de bloco de um correlador-Golay hierárquico eficiente.

[0035] Na Figura 1 está representada uma rede de rádio móvel celular, como por exemplo, o GSM (Global System for Mobile Communication)-System, constituído por uma multiplicidade de centrais móveis MSC entrelaçadas entre si ou que estabelecem o acesso para uma rede fixa PSTN/ISDN. Além disso, estas centrais móveis MSC estão ligadas cada uma, com pelo menos um controlador de estação de rádio base BSC que também pode ser constituído por um sistema de processamento de dados. Uma arquitetura semelhante encontra-se em um UMTS (Universal Mobile Telecommunication System).

[0036] Cada controlador de estação rádio base BSC é por sua vez ligado com pelo menos uma estação de rádio base BS. Tal estação de

rádio base BS é uma estação de rádio, capaz de estabelecer, através de uma interface de rádio, uma ligação de rádio para outras estações de rádio, as chamadas estações de rádio móveis MS. Entre as estações de rádio móveis MS e a estação de rádio base BS conjugada a estas estações de rádio móveis MS podem ser transmitidas, com auxílio de sinais de rádio, informações dentro de canais de rádio f situadas dentro de faixas de frequência f . O alcance dos sinais de rádio de uma estação de rádio base define basicamente uma célula de rádio FZ.

[0037] As estações de rádio base BS e um controlador de estação de rádio base podem ser agrupados para um sistema de estação de rádio base BSS. O sistema de estação de rádio base BSS é aí também competente para a administração dos canais de rádio ou para a designação de canais de rádio, para a adaptação da razão de dados, para a supervisão do trecho de transmissão de rádio, para procedimentos-Hand-Over e, no caso de um sistema-CDMA, é também competente para a designação dos "conjuntos de códigos" de dispersão empregados e transmite as informações de sinalização para isso necessárias para as estações de rádio móvel MS.

[0038] No caso de um sistema-Duplex podem ser previstos nos sistemas FDD (Frequency Division Duplex), assim como no sistema-GSM, para o Uplink u (estação de rádio móvel (unidade de emissão) para a estação de rádio base (unidade de recepção)), outras faixas de frequência diferentes do Downlink d (estação de rádio base (unidade de emissão) para a estação de rádio móvel (unidade de recepção)). Dentro das diferentes bandas de frequência b podem ser realizadas vários canais de frequência f através de um FDMA (Frequency Division Multiple Access).

[0039] No âmbito do presente pedido de Patente entende-se pelo termo "unidade de transmissão" também "unidade de comunicação", "unidade de emissão", "unidade de recepção", "equipamento terminal

de comunicação", "estação de rádio", "estação de rádio móvel" ou "estação de rádio base". Os conceitos e exemplos empregados neste pedido de patente referem-se também frequentemente a um sistema de rádio móvel-GSM; entretanto, eles não são de forma alguma limitadas a isto e, com base na descrição feita por um técnico, podem ser facilmente representados por outros sistemas de rádio móvel, eventualmente futuros, como o sistema-CDMA, sobretudo os sistemas-Wide-Band-CDMA.

[0040] Com auxílio de processos de acesso múltiplo os dados podem ser transmitidos e separados com eficiência através de uma interface e designados a uma ou a várias ligações ou ao usuário correspondente. Para isso pode ser empregado um acesso múltiplo temporal TDMA, um acesso múltiplo de frequência FDMA, um acesso múltiplo de código CDMA ou uma combinação constituída por vários destes processos de acesso múltiplo.

[0041] No FDMA, a banda de frequência b é decomposta em vários canais de frequência f ; estes canais de frequência são divididos pelo acesso múltiplo temporal TDMA em fendas temporais t_s . Os sinais transmitidos dentro de uma fenda temporal t_s e em um canal de frequência f podem ser separados por meio de códigos de disposição individuais por ligação e modulados com os dados, os chamados códigos-CDMA cc .

[0042] Os canais físicos assim originados são conjugados a canais lógicos de acordo com um esquema preestabelecido. Nos canais lógicos distingue-se basicamente duas espécies: canais de sinalização (ou canais de comando) para a transmissão de informações de sinalização (ou informações de comando) e canais de tráfego (Traffic Channel TCH) para a transmissão de dados úteis.

[0043] Os canais de sinalização são novamente subdivididos em:

[0044] Broadcast Channels

[0045] Common Control Channels

[0046] Dedicated/Access Control Channel DCCH/ACCH

[0047] Ao grupo dos Broadcast Channels pertencem o Broadcast Control Channel BCCH, por meio do qual o MS recebe informações técnicas de rádio do sistema de estações de rádio base BSS, o Frequency Correction Channel FCCH e o Synchronization Channel SCH. Aos Common Control Channels pertence o Random Access Channel RACH. Os blocos de rádio ou sequências de sinais transmitidos para a realização destes canais lógicos podem conter aí sequências de sinais $K(i)$ chamadas sequências de correlação para fins distintos ou nestes canais lógicos podem ser transmitidas sequências de sinais $K(i)$ para fins diversos.

[0048] Em seguida, é ilustrado um processo para a sincronização de uma estação de rádio móvel MS com uma estação de rádio base BS: durante uma primeira etapa de rastreamento inicial da estação de rádio base ou rastreamento de célula (initial cell search procedure), a estação móvel emprega o canal de sincronização primária (primary synchronisation channel SCH (PSC)) a fim de alcançar um sincronismo de fenda temporal com a estação de rádio base mais forte. Isto pode ser proporcionado por meio de um filtro adaptado (matched filter) ou por meio de um circuito correspondente adaptado ao código de sincronização primário cp emitido por todas as estações de rádio base. Neste caso, todas as estações de rádio base BS emitem o mesmo código de sincronização primário cp com comprimento 256.

[0049] A estação de rádio móvel emite, com auxílio de uma correlação de uma sequência de recepção, as sequências de sinais $K(i)$ recebidas de acordo com um princípio ilustrado nas Figuras 6 a 11 e da descrição conjugada. Neste caso são emitidos, na saída de um filtro adaptado (matched filter), picos para cada sequência de sinais recebida de cada estação de rádio base que se encontra dentro da região de

recepção de recepção da estação de rádio base. A detecção da posição do Peak mais forte possibilita a determinação do Timing do módulo de comprimento de fenda da estação de rádio base mais forte. A fim de proporcionar uma maior confiabilidade, a saída do filtro unido não pode ser acumulado de forma não-coerente ao longo do número de fendas temporais. A estação de rádio móvel realiza, portanto uma correlação através de uma sequência de sinais com comprimento de 256 chips em forma de Matched-Filter-Operation.

[0050] O código de sincronização cp é neste caso formado de acordo com uma sequência de sinais $K(i)$ segundo um princípio ilustrado na Figura 5 e na descrição conjugada e pode ser formado desta forma ou pode ser adquirido desta forma. A sequência de sinais $K(i)$ ou o código de sincronização cp de comprimento 256 é formado por duas sequências parciais de sinais $K1(j)$, $K2(k)$, que apresentam, cada uma, o comprimento 16 ou pode ser constituído desta forma. Estas sequências parciais de sinais formam assim um par de sequências parciais de sinais ($K1(j)$; $K2(k)$).

[0051] Uma sequência de sinais $K(i)$ assim obtida pode ser chamada também por "sequência de sinais hierárquicos" ou "sequência de correlação hierárquica". Uma sequência parcial de sinais também pode ser citada por "sequência de correlação curta" ou "sequência em formação".

[0052] Pelo menos uma sequência parcial de sinais é aí uma sequência de Golay, também chamada de "Golay Complementary Sequence", de comprimento n_x , designado aqui por $X=X_{NX}(K)$. X é representável pela seguinte relação:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k-D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k-D_n),$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{P_n}$$

$$\text{com } nx = 2^{NX}$$

$\delta(k)$ função Delta de Kronecker

P_n , $n = 1, 2, \dots, NX$: permutação arbitrária dos números $(0, 1, 2, \dots, NX-1)$

[0053] W_n : pesos para a sequência parcial de sinais a partir de $(+1, -1, +i$ ou $-i)$.

[0054] Um processo de Golay e de Sivaswamy para a geração de sequências de Golay como tal é também conhecido da publicação "Efficient Pulse Compressor for Golay Complementary Sequences", Electronic Letters Vol. 27, Nº 3 pp. 219.

[0055] Portanto W_n pode assumir os valores $+1, -1, +i$ ou $-i$ e assumir, sobretudo para a obtenção de sequências binárias de Golay, os valores $+1$ ou -1 .

[0056] No âmbito do presente Pedido de Patente W_n é também designado de grandeza unitária. O conjunto de grandeza D_n empregado para uma sequência de Golay, que pode ser calculada a partir da permutação P_n , é designado por Delaymatrix; o conjunto de pesos W_n escolhidos é também designado por matrix de pesos.

[0057] Por exemplo pode-se escolher para a grandeza unitária ou para os pesos a matriz de pesos $W = [1, -1, 1, 1]$, o que significa $W_1 = 1$; $W_2 = -1$; $W_3 = 1$; $W_4 = 1$ e para a Delaymatrix $D = [8, 4, 1, 2]$, o que significa $D_1 = 8 = 2^3 = 2^{P_1}$; $D_2 = 4 = 2^2 = 2^{P_2}$; $D_3 = 1 = 2^0 = 2^{P_3}$; $D_4 = 2 = 2^1 = 2^{P_4}$. Com a permutação ou matriz de perturbação $P = [3; 2; 0; 1]$ resulta a sequência parcial de sinais $X_4 = 111 -1-11-1-1111-11-111$). Esta sequência pode ser empregada como uma das sequências parciais de sinais, como por exemplo $k_1(j)$.

[0058] A função de autocorrelação de uma sequência de sinais $K(i)$ formada por duas sequências parciais de sinais apresenta, ao con-

trário do Gold-Code ortogonal empregado no processo atual, em geral propriedades de autocorrelação piores. Ela apresenta por exemplo máximas laterais mais altas e um valor efetivo maior da mínima lateral. Além disso, as simulações-UMTS-Link-Level mostram que no emprego de tais sequências de sinais $K(i)$ no PSC para a sincronização de Slots em um deslocamento de frequência (erro de frequência) entre o emissor e o receptor, o erro de sincronização é em geral maior em comparação com o uso de um código-Gold ortogonal.

[0059] Por meio de ferramentas de simulação criadas especialmente para esta finalidade foi possível estabelecer pares de sequências parciais de sinais ($k_1(j)$; $K_2(k)$) constituídas por pelo menos uma sequência de Golay, em cuja base, como foi ilustrado acima, podem ser formadas ou representáveis sequências de sinais $K(i)$ que podem ser estabelecidas de forma confiável sobretudo para a sincronização entre a estação de rádio base e a estação de rádio móvel, mesmo no caso de um desvio de frequência maior entre o emissor e o receptor e conduzir assim a um erro de sincronização reduzido. Nas simulações para o sistema-UMTS também partiu-se de um deslocamento de frequência de 10 KHz. Por meio do emprego de uma sequência de sinais $K(i)$ ou de códigos de sincronização cp assim formada ou assim representável, o dispêndio de cálculo para o cálculo das somas de correlação e, portanto para a determinação da sequência de sinais $K(i)$ recebidas na estação de rádio móvel MS para fins de sincronização é reduzido consideravelmente, sem a ocorrência de um aumento simultâneo do erro de sincronização. Além disso, pode ser dispensado o emprego de elementos de quartzo dispendiosos no receptor, destinados à estabilização de frequência.

[0060] O cálculo da função de autocorrelação em função do erro de frequência mostrou-se como sendo especialmente apropriado nas simulações para o julgamento das propriedades de sincronização de

uma sequência de sinais $K(i)$ formada por um par-grandezas unitárias-permutação.

[0061] O cálculo da função de autocorrelação levando em consideração um desvio de frequência entre a unidade de emissão e a unidade de recepção, também pode ser realizado de acordo com a seguinte expressão:

$$a(k) = \text{ABS} \left(\sum_{i=0}^{n-k} k(i) \cdot [k(i+k) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot i \cdot t_a)] \right)^*$$

K desvio

N comprimento da sequência

i índice

F_2 desvio de frequência

t_a intervalo de rastreamento

$[\]^*$ significa conjugado complexo

[0062] Neste caso, os valores $a(k)$ podem ser calculados para $k=0\dots n-1$. Se resultarem vários pares de sequências parciais de sinais que apresentam uma relação igualmente boa do máximo principal para o maior máximo lateral na função de autocorrelação da sequência de sinais $K(i)$ resultantes, então, posteriormente, podem ser selecionados os pares de sequências parciais de sinais que apresentam como consequência um valor efetivo menor do mínimo lateral. Aí a relação do máximo principal para o maior máximo lateral deve ser o maior possível e o valor efetivo do mínimo lateral o menor possível. Por meio de simulações-Level-Link para, por exemplo, o sistema UMTS podem ser estabelecidos pares de sequências parciais de sinais, os quais, no caso de erros de frequência de 0 KHz e 5 KHz e 10 KHz se comportam surpreendentemente bem com relação ao erro de sincronização como um atual código-Gold ortogonal convencional de construção não hierárquica e que apresenta propriedades conhecidamente muito boas.

[0063] Para a seleção de pares de sequências parciais de sinais

($K1(j)$; $K2(K)$) podem ser também utilizados, além da função de autocorrelação, os seguintes critérios:

[0064] - Missed Detection Rate: Escolha dos pares de sequências parciais de sinais por meio da comparação da Missed Detection Rate na realização de simulações completas.

[0065] - Probabilidades de detecção para erros de frequência dados e na presença de SNR em canais AWGN.

[0066] Através de simulações dispendiosas foi possível determinar uma quantidade de sequências de Golay de comprimento 16, descritas através de uma quantidade de pares-grandezas unitárias-permutação e indicados na reivindicação 1, 2, 3 ou 4 ou em várias reivindicações, em cuja base são representáveis sequências de sinais $K(i)$ que apresentam, tanto no caso de desvio de frequências de zero entre emissor e receptor como também no caso de um desvio maior de frequências um pequeno erro de sincronização no emprego para fins de sincronização. Daí resulta uma seleção preferida de pares-grandezas unitárias-permutação, a partir dos quais podem ser obtidas ou representáveis sequências parciais de sinais e finalmente sequências de sinais $K(i)$.

[0067] Em uma variação de realização da presente invenção pelo menos uma sequência parcial de sinais é uma sequência de Golay em relação aos máximos laterais da função de autocorrelação também no caso de erros de frequência, sobretudo do comprimento 16.

[0068] Nas simulações ilustradas acima revelou-se vantajoso o emprego de uma sequência de sinais $K(i)$ baseada em uma sequência parcial de sinais, sendo que a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 utilizada para a formação da sequência parcial de sinais e as grandezas unitárias complexas W_1, W_2, W_3, W_4 são derivadas da seguinte quantidade de pares-grandezas unitárias-Permutação ($P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4$):

0213,+j+j+j-1; 0213,-j+j+j-1; 0213,+1-j+j-1; 0213,-1-j+j-1;
 0213,+1+j-j-1; 0213,-1+j-j-1; 0213,+j-j-j-1; 0213,-j-j-j-1;
 0213,+j+j+j+1; 0213,-j+j+j+1; 0213,+1-j+j+1; 0213,-1-j+j+1;
 0213,+1+j-j+1; 0213,-1+j-j+1; 0213,+j-j-j+1; 0213,-j-j-j+1;
 3120,+1-j+j-1; 3120,-1-j+j-1; 3120,+1+j-j-1; 3120,-1+j-j-1;
 3120,+1+j+j+j; 3120,-1+j+j+j; 3120,+1-j-j+j; 3120,-1-j-j+j;
 3120,+1+j+j-j; 3120,-1+j+j-j; 3120,+1-j-j-j; 3120,-1-j-j-j;
 3120,+1-j+j+1; 3120,-1-j+j+1; 3120,+1+j-j+1; 3120,-1+j-j+1; .

[0069] Nas simulações acima ilustradas revelou-se especialmente vantajoso o emprego de uma sequência de sinais $K(i)$ baseada em uma sequência parcial de sinais, onde a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 empregada para a formação da sequência parcial de sinais e as grandezas unitárias binárias W_1, W_2, W_3, W_4 é derivada da seguinte quantidade de pares-grandezas unitárias-permutação ($P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4$):

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1;
 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1;
 1023, +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1;
 1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1;
 1023, -1-1-1-1; .

[0070] Nas simulações acima ilustradas revelou-se especialmente vantajoso também o emprego de uma sequência de sinais $K(i)$ baseada em uma sequência parcial de sinais, onde a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 empregada para a formação da sequência parcial de sinais e grandezas unitária binária W_1, W_2, W_3, W_4 são derivadas da seguinte quantidade de pares-grandezas unitárias-permutação ($P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4$):

[0071] 3201, +1-1=1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; e a permutação (P_1, P_2, P_3, P_4) empregada para a formação da segunda sequência parcial de sinais é igual a 3201.

[0072] Além da representação da permutação-grandeza unitária é possível -como já foi ilustrado acima- que as sequências de Golay

também podem ser representadas pela matriz-retardo e pela matriz-peso. A sequência com pesos reais mencionada acima como sendo especialmente vantajosa, ou seja, a sequência (3210, +1-1+1+1) indicada pelos parâmetros ($P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4$) é com isso definida pela matriz-retardo $D=[8, 4, 1,2]$ e a matriz-peso é definida pela matriz-peso $W= [1, -1,1,1]$.

[0073] Além disso, a sequência de Golay pode ser representada explicitamente pela indicação dos elementos individuais, sendo que para a sequência de Golay de comprimento igual a 16 citada acima resulta:

$K1=<+1, +1, +1, -1, -1, +1, -1, -1, +1, +1, +1, -1, +1, -1, +1, +1>$

[0074] Uma outra representação equivalente resulta através do mapeamento frequentemente usado na literatura, de +1 para 0 e de -1 para 1. A sequência é então definida por:

$<0,0,0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 1,0, 1,0,0>$

[0075] Caso sejam empregadas como sequências parciais de sinais (sequências sendo constituídas) para p PSC de UMTS sequências de Golay de comprimento 16, onde são permitidos como pesos $W_n = 1, -1, i, -i$ e como retardos uma permutação arbitrária de $D_n = (1, 2, 4, 8)$, então existem mais de 2^{12} possibilidades distintas para cada uma das duas sequências a serem constituídas, portanto mais de 2^{24} possibilidades. No âmbito da invenção encontram-se, de acordo com a reivindicação 1, 2, 3 ou 4 cerca de 10 a 12^2 pares-grandezas unitárias-permutações. Os pares-grandezas unitárias-permutação formam, portanto uma quantidade parcial diminuta da quantidade básica possível de pares-grandezas unitárias-permutação empregáveis para a formação de sequências de Golay de 16 algoritmos.

[0076] A Figura 2 mostra uma estação de rádio, que pode ser uma estação de rádio móvel MS, constituída por uma unidade de manuseio ou unidade-interface MMI, por uma unidade de comando STE, por

uma unidade de processamento VE, por uma instalação de suprimento de corrente SVE, por uma instalação de recepção EE e eventualmente por uma instalação de emissão SE.

[0077] A instalação de comando STE é constituída basicamente por um microcontrolador MC com controle de programa que pode acessar componentes de memória SPE para registro e leitura. O microcontrolador MC comanda e controla todos os elementos e funções básicas da estação de rádio.

[0078] A instalação de processamento VE também pode ser constituída por um processador de sinais digitais DSP, que também pode acessar componentes de memória SPE. Por meio da instalação de processamento VE também podem ser realizadas operações de soma e de multiplicação.

[0079] Nos componentes de memória SPE voláteis ou não voláteis são armazenados os dados de programa necessários ao comando da estação de rádio e do desenrolar da comunicação, sobretudo também dos procedimentos de sinalização e de informações que se originam durante o processamento de sinais. Além disso, podem ser armazenadas ali sequências de sinais $K(i)$ empregadas para fins de correlação assim como resultados intermediários de cálculos de somas de correlação. As sequências de sinais $K(i)$ situadas no âmbito da invenção podem ser armazenadas, portanto, na estação de rádio móvel e/ou na estação de rádio base. Também é possível que um ou vários pares-grandezas unitárias-permutação apresentados acima ou sequências parciais de sinais dali derivados ou pares de sequências parciais de sinais $(K1(j); K2(k))$ sejam armazenados na estação de rádio móvel e/ou na estação de rádio base seja formada uma sequência de sinais $K(i)$ a partir de um par de sequências parciais de sinais $(K1(j); K2(k))$ e/ou uma sequência parcial de sinais a partir de um par-grandezas unitárias-permutação.

[0080] Especialmente pode ser armazenada, em uma estação de rádio base ou em todas as estações de rádio base de um sistema, uma sequência de sinais $K(i)$ transmitida em intervalos fixos ou variáveis para fins de sincronização. Na estação de rádio móvel MS é armazenado o par de sequência parcial de sinal ($K1(j)$; $K2(k)$) a partir do qual a sequência de sinais $K(i)$ armazenada na estação de rádio base é representável ou pode ser formada e é utilizada para a sincronização da estação de rádio móvel com uma estação de rádio base para o cálculo de soma de correlação, com pequeno dispêndio de cálculo.

[0081] A armazenagem das sequências de sinais ou das sequências de sinais também pode ocorrer através de armazenagem de informações correspondentes de forma codificada arbitrária e através de meios de armazenagem como por exemplo componentes de memória voláteis e/ou não voláteis ou por meio de entradas de soma ou de multiplicação configuradas correspondentemente ou por meio de constituição de hardware de efeito idêntico correspondente.

[0082] A parte de alta frequência HF é eventualmente constituída pela instalação de emissão SE, com um modulador e com um amplificador V e com uma instalação de recepção EE com um demodulador e também com um amplificador. Por meio de conversão analógica/digital os sinais de áudio analógicos e os sinais analógicos procedentes da instalação de recepção EE são convertidos em sinais digitais e são processados pelo processador de sinais digitais DSP.

[0083] Após o processamento, os sinais digitais são eventualmente convertidos, através de conversão digital/analógica, em sinais de áudio analógicos ou outros sinais de saída e analogamente convertidos em sinais a serem conduzidos no sentido do emissor SE. Para isso é eventualmente realizada uma modulação ou demodulação.

[0084] A instalação de emissão SE e a instalação de recepção EE é conduzida, através do sintetizador SYN, a frequência de um oscila-

dor VCO regulado por tensão. Com auxílio do oscilador VCO controlado por tensão também pode ser originada a cadência do sistema para a cadência das instalações de processadores da estação de rádio.

[0085] Para a recepção e para a emissão de sinais através da interface de ar de um sistema de rádio móvel é prevista uma instalação de antenas ANT. Em alguns sistemas de rádio móvel conhecidos como por exemplo GSM (Global System for Mobile Communication), os sinais são recebidos em chamados bursts (blocos de dados) com pulsação temporal.

[0086] Na estação de rádio pode tratar-se também de uma estação de rádio base Bs. Neste caso, o elemento de alto-falante e o elemento de microfone da unidade de manuseio MMI são substituídos por uma ligação a uma rede de rádio móvel, por exemplo, através de um controlador de estação de rádio base BSC ou através de uma instalação de intermediação MSC. A fim de trocar simultaneamente dados com várias estações de rádio móveis MS, a estação de rádio base BS dispõe de uma multiplicidade correspondente de instalação de emissão ou de instalação de recepção.

[0087] Na Figura 3 está representada uma sequência de sinais de recepção $E(1)$, onde também pode tratar-se de uma sequência de sinais derivada de um sinal de recepção de comprimento w . Para o cálculo de uma primeira soma de correlação S_0 de acordo com a fórmula indicada inicialmente são multiplicados elementos de um primeiro segmento desta sequência de sinais de recepção $E(1)$ aos pares com os elementos correspondentes da sequência de sinais $K(i)$ de comprimento n , sendo que os comprimentos dos resultados parciais resultantes são somados para a constituição da soma de correlação S_0 .

[0088] Para o cálculo de uma outra soma de correlação S_1 a sequência de sinais $K(i)$ é, como está representado na Figura, deslocada para a direita segundo um elemento e os elementos da sequência de

sinais $K(i)$ são multiplicados aos pares com os elementos correspondentes da sequência de sinais $E(1)$ sendo que por meio de uma soma dos resultados parciais que se originam é formada novamente a soma de correlação $S1$.

[0089] A multiplicação dos pares dos elementos de sequência de sinais com os elementos correspondentes da sequência de sinais de recepção e o somatório subsequente também podem ser descritos com base em vetores em forma de produto escalar, contanto que os elementos da sequência de sinais e os elementos da sequência de sinais de recepção sejam reunidos para a constituição de um sistema de coordenadas cartesianas:

$$S0 = \begin{pmatrix} K(0) \\ \vdots \\ K(i) \\ \vdots \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ \vdots \\ E(i) \\ \vdots \\ E(n-1) \end{pmatrix} = K(0) * E(0) + \dots + K(i) * E(i) + \dots + K(n-1) * E(n-1)$$

$$S1 = \begin{pmatrix} K(0) \\ \vdots \\ K(i) \\ \vdots \\ K(n-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ \vdots \\ E(i+1) \\ \vdots \\ E(n) \end{pmatrix} = K(0) * E(1) + \dots + K(i) * E(i+1) + \dots + K(n-1) * E(n)$$

[0090] Nas somas de correlação S assim obtidas pode ser procurado o máximo, sendo máximo das somas de correlação S comparado com um valor limite preestabelecido, sendo desta forma estabelecido se no sinal de recepção $E(1)$ está contida a sequência de sinais $K(i)$ preestabelecida e, em caso afirmativo, onde ela se encontra no sinal de recepção $E(1)$, sendo desta forma sincronizadas duas estações de rádio entre si ou detectando dados aos quais foi modulado um código de expansão individual na forma de uma sequência $K(i)$.

[0091] Na Figura 4 é novamente representada a sequência de si-

nais de recepção (E1) e como sequência de correlação é representada uma sequência de sinais $K(i)$ baseada nas sequências parciais de sinais $K1(j)$; $K2(k)$.

[0092] Na Figura 5 é mostrada a formação de uma sequência de sinais $K(i)$ baseada em duas sequências parciais de sinais $K2(k)$ de comprimento 2 e $K1(j)$ de comprimento $n1$. Para isso, a sequência parcial de sinais $K2(k)$ é repetida $n1$ vezes e é modulada pela sequência parcial de sinais $K1(j)$. A formação da sequência de sinais $K(1)$ pode ser estabelecida também pela seguinte expressão:

$$K(i) = K2(i \bmod n2) * K1(i \text{ div } n2) \text{ para } i = 0 \dots n1 * n2 - 1$$

[0093] Neste caso, a expressão mod designa o resto inteiro de uma divisão e div designa o resultado inteiro de uma divisão.

[0094] Isto é ilustrado por uma representação de uma sequência $f2$ constituída pelas sequências parciais de sinais $K2(k)$ repetidas e representadas sucessivamente e por uma sequência $f1$, representada por meio de uma sequência parcial de sinais $K1(j)$ alongada através da sequência $f2$.

[0095] Por meio de uma multiplicação dos elementos da sequência $f2$ com os elementos correspondentes da sequência $f1$ representados através da sequência $f2$, origina-se a nova sequência de sinais $K(i)$ de comprimento n . Esta geração de uma sequência de sinais $K(i)$ está representada mais uma vez embaixo na Figura com base em um exemplo de duas sequências parciais de sinais binários de comprimento 4.

[0096] Naturalmente a presente invenção não está limitada nas sequências parciais de sinais de comprimento 4 ou nas sequências de sinais de comprimento 16. A invenção também não está limitada na descrição matemática mencionada acima.

[0097] Por exemplo com relação ao conteúdo a seguinte representação corresponde a sequências parciais de sinais de comprimento 16

ou a sequências de sinais de comprimento 256 da representação matemática empregada acima e é por isso incluída também na invenção.

[0098] Se por exemplo for empregado para K1 a sequência de Golyay descrita acima como sendo especialmente favorável com a representação da grandeza unitária-permutação (3201, +1-1+1+1) ou da representação explícita $\langle +1, +1, +1, -1, -1, +1, -1, -1, +1, +1, +1, -1, +1, -1, +1, +1 \rangle$ e para K2 uma sequência a constituída por 16 elementos, então as sequências parciais de sinais K2 ou reproduzidas repetidas e que são moduladas com o valor de cada elemento da sequência K1 podem ser escritas da seguinte forma:

$$K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a, \rangle$$

[0099] As sequências de sinais K(i) assim constituídas podem ser utilizadas para o cálculo simplificado de somas de correlação destas sequências de sinais K(i) com sequências de sinais de recepção E(1). A sequência de sinais de comprimento 256 assim constituída pode ser emitida, por exemplo, para fins de sincronização como código de sincronismo CP primário de comprimento 256.

[00100] Nas Figuras 6 a 8 está representada uma apresentação esquemática de um tal cálculo simplificado e com isso mais rápido e de dispêndio mais favorável de somas de correlação S, a qual é discutida a seguir:

[00101] Inicialmente é formada uma soma de correlação parcial TS(z). Para isso é, por exemplo, formado para o primeiro elemento da sequência de soma de correlação parcial TS(o) a soma de correlações da segunda sequência parcial de sinais K2(k) com o segmento correspondente da sequência de sinais de receptor E(1).

$$TS(0) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(0) \\ \vdots \\ E(k) \\ \vdots \\ E(n2-1) \end{pmatrix} = K2(0) * E(0) + \dots + K2(k) * E(k) + \dots + K2(n2-1) * E(n2-1)$$

[00102] Para o segundo elemento da sequência de soma de correlação parcial TS(1) a segunda sequência parcial de sinais K2(k), apresentada em representação, é deslocada segundo um elemento e da mesma forma a soma de correlação é formada com o elemento correspondente da sequência de sinal de recepção E(1), etc.

$$TS(1) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(1) \\ \vdots \\ E(k+1) \\ \vdots \\ E(n2) \end{pmatrix} = K2(0) * E(1) + \dots + K2(k) * E(k+1) + \dots + K2(n2-1) * E(n2)$$

[00103] O elemento de ordem n da sequência de soma de correlação parcial TS(n1*n2-1) é calculado correspondente após n-1 deslocamento da segunda sequência parcial de sinais K2(k), com relação à sequência de sinais de recepção E(1)

$$TS(n-1) = \begin{pmatrix} K2(0) \\ \vdots \\ K2(k) \\ \vdots \\ K2(n2-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} E(n-1) \\ \vdots \\ E(k+n-1) \\ \vdots \\ E(n2+n-2) \end{pmatrix} =$$

$$= K2(0) * E(n-1) + \dots + K2(k) * E(k+n-1) + \dots + K2(n2-1) * E(n2+n-2)$$

[00104] A sequência de somas de correlação parciais TS(z) assim originada está representada na região superior da Figura 7. Desta sequência de somas de correlação parciais é agora escolhido cada elemento de ordem n2 e é multiplicado aos pares com o elemento correspondente da primeira sequência parcial de sinais I1(j).

[00105] No caso em que os elementos selecionados da sequência de somas de correlações parciais $TS(z)$ e a primeira sequência parcial de sinais $K1(j)$ forem, cada um, agrupados em vetores, então a primeira soma de correlação $S0$ é produzida pelo produto escalar destes dois vetores.

$$S0 = \begin{pmatrix} K1(0) \\ \vdots \\ K1(j) \\ \vdots \\ K1(n1-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(0) \\ \vdots \\ TS(j * n2 - 1) \\ \vdots \\ TS((n1-1) * n2 - 1) \end{pmatrix} = K1(0) * TS(0) + \dots + K1(j) * TS(j * n2 - 1) + \dots$$

[00106] A Figura 7 mostra na região inferior o cálculo correspondente de outras somas de correlação $S1$ ou $S2$ através da seleção de elementos de ordem $n2$ deslocados de 1 ou de 2 à direita dos elementos escolhidos como primeiros elementos.

$$S1 = \begin{pmatrix} K1(0) \\ \vdots \\ K1(j) \\ \vdots \\ K1(n1-1) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} TS(1) \\ \vdots \\ TS(j * n2) \\ \vdots \\ TS((n1-1) * n2) \end{pmatrix} = K1(0) * TS(1) + \dots + K1(j) * TS(j * n2) + \dots$$

[00107] Por meio da armagem de somas de correlação parciais TS estas podem ser acessadas para o cálculo posterior de outras somas de correlação e desta forma podem ser dispensadas as respectivas etapas de cálculo.

[00108] De acordo com a variante de realização pode ser calculada inicialmente a sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$ completa através de toda a sequência de sinais de recepção $E(1)$ e em seguida as somas de correlação individuais ou somente no caso de necessidade de cálculo de uma nova soma de correlação seriam calculadas as somas de correlação parcial correspondentes adicionalmente necessitadas.

[00109] A Figura 8 mostra mais uma vez o processo, constituído por duas etapas, para o cálculo de somas de correlação S , desta vez com base em duas sequências parciais de sinais binários de comprimento 4 representadas no exemplo da Figura 5.

[00110] Em uma primeira etapa são calculadas as somas de correlação parciais $TS(z)$ da segunda sequência parcial de sinais $K2(i)_{+-++}$ com os respectivos segmentos da sequência de sinais de recepção $E(1)$ e em uma segunda etapa é escolhido cada quarto elemento da sequência de somas de correlação parcial assim obtida, é multiplicado com o elemento correspondente da primeira sequência parcial de sinais $K1(j)_{+++ -1}$ e é somado para a formação da sequência de correlação $S0$.

[00111] As linhas desenhadas de forma espessa representam as etapas de cálculo a serem executadas novamente para o cálculo de uma nova soma de correlação $S1$ para o caso em que as outras somas de correlação parcial TS já tenham sido calculadas e armazenadas anteriormente.

[00112] Esta variante de realização pode ser realizada com a maior eficiência de memória possível no caso em que inicialmente for calculada cada soma de correlação parcial de ordem n^2 . Para isso, os valores de rastreamento são interarmazenados.

[00113] As Figuras 9 a 10 apresentam uma outra variante de realização para o cálculo simplificado de somas de correlação S com base no exemplo já mencionado acima relativo a duas sequências parciais de sinais binários de comprimento 4.

[00114] Escolhe-se inicialmente cada quarto elemento de sequência de sinais de recepção $E(1)$ e a sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$ dos elementos assim escolhidos é formada com a sequência parcial de sinais $K1(j)$. A partir da sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$ assim formadas são escolhidos em cada caso 4 e-

lementos sucessivos, multiplicados com elementos correspondentes da sequência parcial de sinais $K_2(k)$ sendo que os resultados parciais resultantes são somados para a obtenção da soma de correlação S . Neste caso, as linhas tracejadas grossas estabelecem as etapas adicionais necessárias para o cálculo de uma outra soma de correlação S_1 para o caso em que as outras somas de correlação parciais TS já tiverem sido calculadas e armazenadas anteriormente.

[00115] A Figura 10 mostra mais uma vez o cálculo de uma primeira soma de correlação S_0 , na qual é inicialmente escolhido cada quarto elemento da sequência de sinais de recepção $E(1)$, sendo que estes elementos são multiplicados com elementos correspondentes da primeira sequência parcial de sinais $K_1(j)_{+++}$ e por meio de soma dos resultados parciais é calculada a soma de correlação parcial $TS(0)$. Em uma segunda etapa, os quatro primeiros elementos sucessivos da sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$ são multiplicados com os elementos correspondentes da segunda sequência parcial de sinais $K_2(k)_{-++}$ e os resultados parciais originados são somados para formar a soma de correlação S_0 .

[00116] Nesta variante de realização é necessário menor espaço de memória das somas de correlação parcial no caso em que as somas forem calculadas sucessivamente.

[00117] Uma outra constituição da invenção utiliza a estrutura regular (quase periódica), condicionada pelo princípio de construção regular da sequência de sinais $K(i)$, da função de autocorrelação aperiódica desta sequência de sinais $I(i)$. Isto significa que na procura de um sinal não resulta somente um máximo-principal, mas também se estabelecem máximos laterais em intervalos regulares. Para uma procura acelerada da sequência de sinais na sequência de sinais de recepção pode ser aproveitada a posição regular dos máximos. Logo que for encontrado um máximo lateral pode ser prevista, com base na periodicidade

dade, a posição do outro máximo, isto é, o cálculo da soma de correlação é realizado somente nestes pontos. Desta forma pode ser detectado facilmente o máximo possível principal. Porém o suposto máximo também pode ser um valor elevado por um acaso (devido à parcela de ruído). Neste caso, de fato não é encontrado nenhum máximo nos pontos potenciais do máximo principal esperado. Portanto, neste caso, a hipótese é descartada e o cálculo prossegue de modo convencional.

[00118] Entretanto, a regularidade do máximo lateral condicionada pelo princípio de construção das sequências de sinais também pode ser aproveitada para a eliminação e correção de máximos laterais perturbadores no resultado de correlação. Após a detecção do máximo pode-se calcular o máximo lateral a partir deste e subtrair este valor dos resultados de correlação correspondentes. Desta forma obtém-se o resultado de correlação de uma sequência (hipotética) com uma função de autocorrelação perfeita. Com isso resulta um cálculo fortemente simplificado em virtude da regularidade do máximo lateral.

[00119] Em variantes de realização da invenção são empregados correladores de Golay eficientes para o cálculo de produtos escalares, somas de correlação e/ou somas de correlação parciais.

[00120] A Figura 11 mostra um correlador hierárquico eficiente para sequências de sinais, onde são usadas como sequências K1, K2 a serem constituídas as sequências de Golay X, Y de comprimento n_x ou n_y . O correlador é constituído por dois filtros unidos (Matched Filters) conectados um atrás do outro (Figura 11a), cada um deles executado como correlador de Golay eficiente. A Figura 11b/mostra o filtro unido para a sequência x e a Figura 11c/ mostra o filtro unido para a sequência Y.

[00121] Na Figura 11b valem as seguintes denominações

$n = 1, 2, \dots, N_X$

n_y comprimento da sequência y

n_x comprimento da sequência x

N_x com $n_x = 2^{N_x}$

$D_{X_n} D_{X_n} = 2^{P_{X_n}}$

P_{X_n} permutação dos algarismos (0, 1, 2..., N_x-1) para a sequência parcial de sinais X

W_{X_n} pesos para a sequência parcial de sinais X de (+1, -1, +i ou -i).

[00122] Na Figura 11c são válidas as seguintes denominações:

$n = 1, 2, \dots, N_y$

[00123] n_y comprimento da sequência y

N_y com $n_y = 2^{N_y}$

$D_{Y_n} D_{Y_n} = 2^{P_{Y_n}}$

[00124] P_{Y_n} permutação dos algarismos (0, 1, 2, ..., N_y-1) para a sequência parcial de sinais Y W_{Y_n} pesos para a sequência parcial de sinais Y de (+1, -1, +i ou -i).

[00125] Além disso, são válidas nestas variantes de realização as seguintes definições e designações:

$a_n(k)$ e $b_n(k)$ são duas sequências complexas de comprimento 2^N ,

$\delta(k)$ é a função -Delta Kronecker

K é um número inteiro representando o tempo

n é o número de interação,

D_n é o retardo

P_n , $n = 1, 2, \dots, N$, é uma permutação arbitrária qualquer dos números (0, 1, 2, ..., $N-1$),

W_n podem assumir como pesos os valores +1, -1, +i, -i e é também designada grandeza unitária.

[00126] A correlação de uma sequência de Golay de comprimento 2^N pode ser agora realizada eficientemente da seguinte forma.

[00127] São definidas as sequências $R_a^{10}(k)$ e $R_b^{10}(k)$ como $R_a^{10}(k) = R_b^{10}(k) = r(k)$, onde $r(k)$ é o sinal de recepção ou a emissão de uma outra fase de correlação.

[00128] A seguinte etapa é realizada N vezes; n varia de 1 a N.

[00129] Calcule

$$R_a^{(n)}(k) = W_n^* * R_b^{(n-1)}(k) + R_a^{(n-1)}(k-D_n)$$

[00130] e

$$R_b^{(n)}(k) = W_n^* * R_b^{(n-1)}(k) - R_a^{(n-1)}(k-D_n)$$

[00131] Onde W_n^* designa o complexo conjugado de W_n . No caso em que os pesos forem reais W_n^* é idêntico a W_n .

[00132] $R_a^{(n)}(k)$ é então a soma de correlação a ser calculada.

[00133] Um correlador de Golay eficiente para um código PSC de comprimento 256 (2^8) chips no receptor apresenta regra geral $2^* . 8 - 1 = 15$ somadores complexos. Com a combinação da correlação hierárquica e o correlador de Golay eficiente são necessários para um código hierárquico-descrito por duas sequências em constituição x e y – de comprimento 256 (2^4 , 2^4) somente $2 . 4 - 1 + 2 . 4 - 1 = 14$ somadores complexos (também quando são usadas sequências quadrivalentes constituídas). Com isso o dispêndio de cálculo, que é muito elevado para a sincronização primária em sistemas de rádio móvel-CDMA, é reduzido de 7%.

[00134] Em seguida são indicadas variações de execução da presente invenção, cada qual marcada por um hífen-cuja realização com conhecimento do presente Pedido de Patente fica dentro do âmbito de conhecimento do técnico:

[00135] - Para a formação de uma sequência de códigos de comprimento 2^{NX+NY} são empregadas duas sequências de Golay em constituição, de comprimento $n_x = 2^{NX}$ e de $n_y = 2^{NY}$, que são construídas hierarquicamente conforme descrito acima;

[00136] - Como pesos para as sequências de Golay em constituição são empregados +1 e -1 e assim são geradas sequências binárias;

[00137] - Como pesos para as sequências de Golay em constituição é empregado +1, -1, i ou -i e desta forma são geradas sequências

quadrivalentes;

[00138] - São usadas sequências de Golay complexas;

[00139] - São usadas duas sequências de Golay em constituição de mesmo comprimento;

[00140] - São usadas duas sequências de Golay complementares;

[00141] - É empregado somente um correlador-Golay-eficiente, eventualmente com retardos programáveis, para o cálculo seletivo de uma ou das duas sequências de Golay complementares;

[00142] - É empregada uma sequência como descrita, porém adicionalmente são intercalados valores adicionais; no cálculo estes valores devem ser acumulados como de costume. O resto do cálculo pode ser realizado de modo eficiente como foi descrito. Isto permite a geração de sequências de qualquer comprimento.

[00143] - São empregadas duas sequências parciais constituintes.

[00144] - São empregadas várias sequências parciais constituintes.

[00145] - Somente para uma parte das sequências parciais é usada uma sequência de Golay.

[00146] - Estas sequências são usadas para o canal de sincronização em UMTS.

[00147] - São usadas sequências de Golay constituintes otimizadas para erros de frequência.

[00148] - Para o cálculo da correlação de dois filtros ligados um após o outro, onde um deles é um filtro unido na sequência de Golay X e o outro é um filtro unido na sequência de Golay Y com retardos expandidos $n_y \cdot DX_n$.

[00149] - Para o cálculo da correlação de dois filtros ligados um após o outro, onde um deles é um filtro unido na sequência de Golay X e o outro é um filtro unido na sequência de Golay Y com retardos expandidos $n_y \cdot DX_n$ e os sinais de saída dos filtros são calculados de acordo com o algoritmo –correlador-Golay-eficiente.

[00150] - Para o cálculo das somas de correlação parciais é usado o algoritmo de correlação parcial de Golay eficiente e para a determinação das correlações totais é usado o algoritmo para a correlação hierárquica.

[00151] A presente invenção não é limitada a sistemas de rádio transmissão, mas também pode ser empregada em outros processos de transmissão como, por exemplo, processos acústicos (ultrassom), sobretudo para fins de sonografia ou para processos óticos como por exemplo a medida e infravermelho de acordo com os princípios-Lidar. Um outro campo de aplicação é o exame de alterações de composição espectral de sinais redispersados.

REIVINDICAÇÕES

1. Processo para a sincronização entre uma estação de rádio base (BS) e uma estação de rádio móvel (MS),

caracterizado pelo fato de que,

- é emitida uma sequência de sinais $K(i)$ de comprimento 256 a partir da estação de rádio base (BS), a qual é obtida pelo fato de que uma segunda sequência parcial de sinais $K2(k)$ de comprimento $n2=16$ é repetida $n1=16$ vezes e com isso é modulada pela primeira sequência parcial de sinais $K1(j)$ de comprimento $n1=16$, onde:

$$K(i) = k2 (i \bmod n2) * K1(i \text{ div } n2), \text{ para } i=0 \dots n1 * n2 - 1,$$

- onde pelo menos uma das sequências parciais de sinais é uma sequência de Golay $x_n(k)$ de comprimento $n_x = n_1 = 16$, reproduzível pela seguinte relação:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n),$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n}$$

Com

$$n_x = 16 = 2^{N_X}$$

$$n_x = 4$$

$\delta(k)$ = função Delta de Kronecker

- onde a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 e a grandeza unitária W_1, W_2, W_3, W_4 para a formação de uma sequência parcial de sinais é obtida da seguinte quantidade de pares-grandezas unitárias-permutações ($P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4$):

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1;
3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1; 1023,

+1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1; 1023, +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1; e

Onde a sequência de sinal $K(i)$ é recebida por uma estação de rádio móvel e processada para fins de sincronização.

2. Processo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a sequência de sinais $K(i)$ é obtida de acordo com o seguinte princípio de formação, através de repetição modulada de uma sequência parcial de sinais a , constituída por 16 elementos: $K = \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle$.

3. Processo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a sequência parcial de sinais $K1(j)$ é uma sequência de Golay, que é definida pela matriz-retardo $D-[8, 4, 1, 2]$ e a matriz de peso é definida por $W = [1, -1, 1, 1]$.

4. Processo de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 e a grandeza unitária W_1, W_2, W_3, W_4 empregadas para a formação da primeira sequência parcial de sinais é obtida dos seguintes pares-grandeza unitárias-permutação $(P_1, P_2, P_3, P_4, W_1, W_2, W_3, W_4)$: 3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1-1+1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; e que a permutação (P_1, P_2, P_3, P_4) empregada para a formação da segunda sequência parcial de sinais é igual a 3201.

5. Processo de acordo com qualquer uma das reivindicações anteriores, caracterizado pelo fato de que a sequência de sinais $K(i)$ é recebida como parte de uma sequência de sinais de recepção $E(1)$ pela estação de rádio móvel (MS) e é reprocessada para fins de sincronização.

6. Processo de acordo com qualquer uma das reivindicações anteriores, caracterizado pelo fato de que a sequência de sinais $K(i)$ é determinada pela estação de rádio móvel (MS) e onde na estação de rádio móvel são consultados conhecimentos sobre a primeira e

a segunda sequência parcial de sinais $K1(j)$ e $K2(k)$.

7. Processo de acordo com qualquer uma das reivindicações anteriores, caracterizado pelo fato de que,

- na estação de rádio móvel (MS) são determinadas somas de correlação S de sequência de sinais $K(i)$ com os segmentos correspondentes da sequência de sinais de recepção $E(1)$,

- uma sequência de somas de correlação parcial $TS(z)$ da sequência parcial de sinais $K2(k)$ é calculada com partes correspondentes da sequência de sinais de recepção $E(1)$, que para o cálculo de uma soma de correlação S são escolhidos $n1$ elementos da sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$ que são multiplicados no sentido de um produto escalar com a sequência parcial de sinais $K1(j)$.

8. Processo de acordo com a reivindicação 7, caracterizado pelo fato de que para o cálculo de uma soma de correlação S são escolhidos elementos de ordem $n1$ e de ordem $n2$ da sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$.

9. Processo de acordo com qualquer uma das reivindicações de 1 a 6, caracterizado pelo fato de que,

- na estação de rádio móvel (MS) são determinadas somas de correlação S da sequência de sinais $K(i)$ com segmentos correspondentes da sequência de sinais de recepção $E(1)$,

- uma sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$ da sequência parcial de sinais $K1(j)$ é calculada com elementos selecionados da sequência de sinais de recepção $E(1)$ e, para o cálculo de uma soma de correlação S são multiplicados $n2$ elementos da sequência de somas de correlação parciais $TS(z)$ no sentido de um produto escalar com a sequência parcial de sinais $K2(k)$.

10. Processo de acordo com a reivindicação 9, caracterizado pelo fato de que para o cálculo de uma soma de correlação parcial TS são escolhidos $n1$ e $n2$ elementos da sequência de sinais de re-

cepção E(1).

11. Processo de acordo com qualquer uma das reivindicações de 7 a 10, caracterizado pelo fato de que são armazenadas somas de correlação parciais calculadas TS e que são utilizadas para um cálculo de uma outra soma de correlação S.

12. Processo de acordo com qualquer uma das reivindicações anteriores, caracterizado pelo fato de que na estação de rádio móvel (MS) é empregado, pelo menos parcialmente para a determinação da sequência de sinais, sobretudo para o cálculo de pelo menos uma soma de correlação, um correlador Golay eficiente (EGC).

13. Estação de rádio base (BS), caracterizada pelo fato de que apresenta,

- meios SPE para a armazenagem ou para a constituição de uma sequência de sinais $K(i)$ obtida pelo fato de que uma segunda sequência parcial de sinais $K2(k)$ de comprimento $n2 = 16$ repetida $n1 = 16$ vezes é modulada com a primeira sequência parcial de sinais $K1(j)$ de comprimento $n = 16$, onde:

$$K(i) = K2(i \bmod n2) * K1(i \text{ div. } n2), \text{ para } i = 0 \dots n1 * n2 - 1,$$

- onde pelo menos uma das sequências parciais de sinais é uma sequência de Golay $X_n(k)$ de comprimento $n_x = n1 = 16$, que pode ser formada pelo uso da seguinte relação:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n \cdot X'_{n-1}(k - D_n),$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{NX} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, NX$$

$$D_n = 2^{Pn}$$

com $n_x = 16 = 2^{NX}$

$$NX = 4$$

$\delta(k)$ função Delta de Kronecker

- onde a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 e a grandeza unitária W_1, W_2, W_3, W_4 empregadas para a formação de uma sequência parcial de sinais, é deduzida da seguinte quantidade de pares-grandezas unitárias-permutação $(P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4)$:

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1;
3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1; 1023,
+1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1; 1023,
+1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1.

- com meios para a emissão desta sequência de sinais $K(i)$ para fins de sincronização com uma unidade de recepção (MS).

14. Estação de rádio móvel (MS), caracterizada pelo fato de que,

- é configurada de tal forma, que para fins de sincronização entre uma estação de radio base (BS) e uma estação de rádio móvel (MS) determina uma sequência de sincronização $K(i)$, que pode ser obtida pelo fato de que uma segunda sequência parcial de sinais $K_2(k)$ de comprimento $n_2 = 16$ é repetida $n_1 = 16$ vezes e neste caso é modulada com a primeira sequência parcial de sinais $K_1(j)$ de comprimento $n_1 = 16$, onde:

$$K(i) = K(i \bmod n_2) * K_1(i \div n_2) \text{ para } i = 0 \dots n_1 * n_2 - 1$$

- onde pelo menos uma das sequências parciais de sinais é uma sequência de Golay $X_n(k)$ de comprimento $n_x = n_1 = 16$ representável pela seguinte expressão:

$$X_0(k) = \delta(k)$$

$$X'_0(k) = \delta(k)$$

$$X_n(k) = X_{n-1}(k) + W_n * X'_{n-1}(k - D_n)$$

$$X'_n(k) = X_{n-1}(k) - W_n * X'_{n-1}(k - D_n),$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, 2^{N_X} - 1$$

$$n = 1, 2, \dots, N_X$$

$$D_n = 2^{P_n}$$

com

$$n_x = 16 = 2^{N_x}$$

$$N_x = 4$$

$\delta(k)$ função Delta de Kronecker

- onde a permutação P_1, P_2, P_3, P_4 e a grandeza unitária W_1, W_2, W_3, W_4 empregadas para a formação de uma sequência parcial de sinais, é deduzida da seguinte quantidade de pares-grandezas unitárias-permutação ($P_1, P_2, P_3, P_4; W_1, W_2, W_3, W_4$):

3201, +1-1+1+1; 3201, -1-1+1+1; 3201, +1-1-1+1; 3201, -1-1-1+1;
 3201, +1-1+1-1; 3201, -1-1+1-1; 3201, +1-1-1-1; 3201, -1-1-1-1; 1023,
 +1+1-1+1; 1023, -1+1-1+1; 1023, +1-1-1+1; 1023, -1-1-1+1; 1023,
 +1+1-1-1; 1023, -1+1-1-1; 1023, +1-1-1-1; 1023, -1-1-1-1.

FIG 1

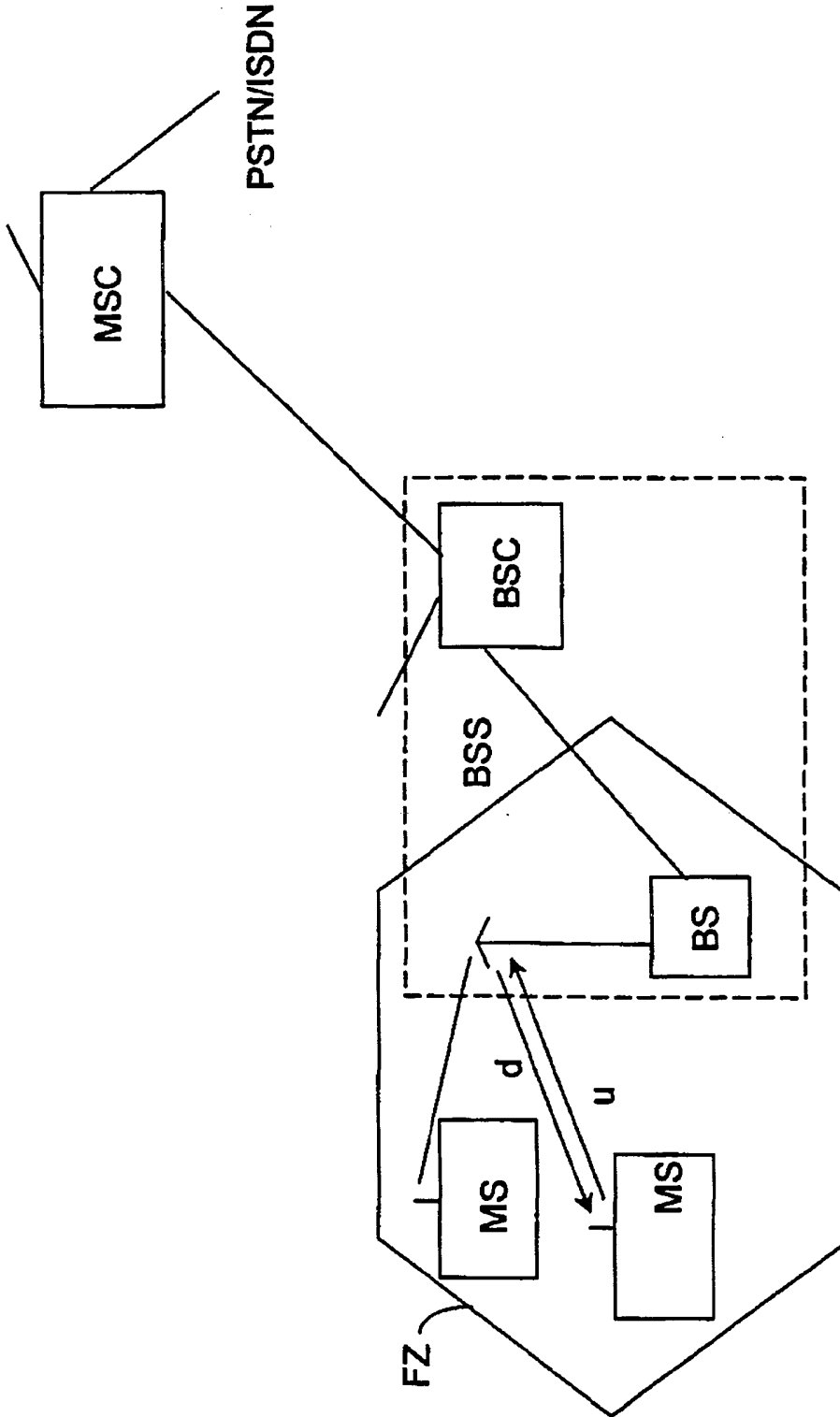
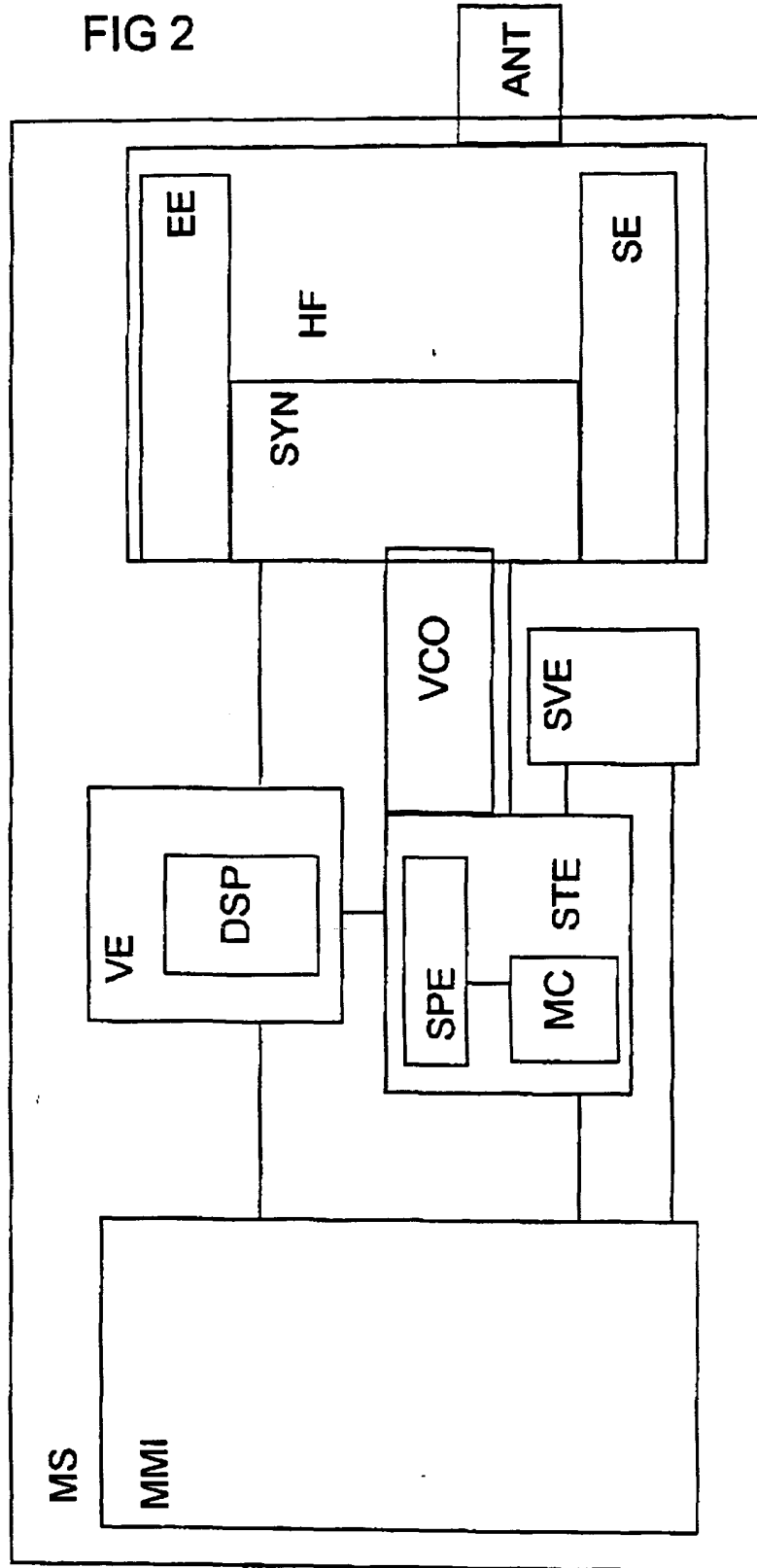
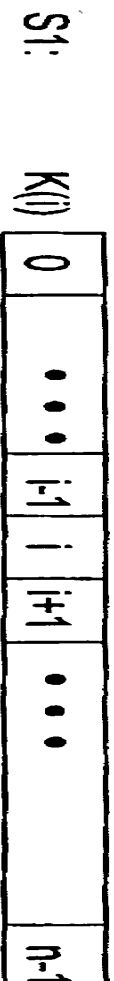
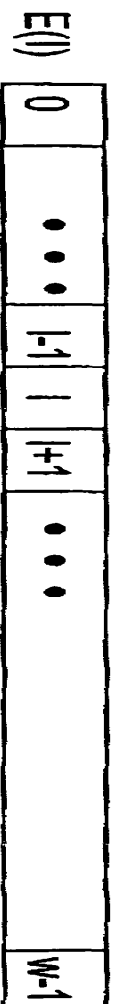


FIG 2





•
•
•

FIG 3

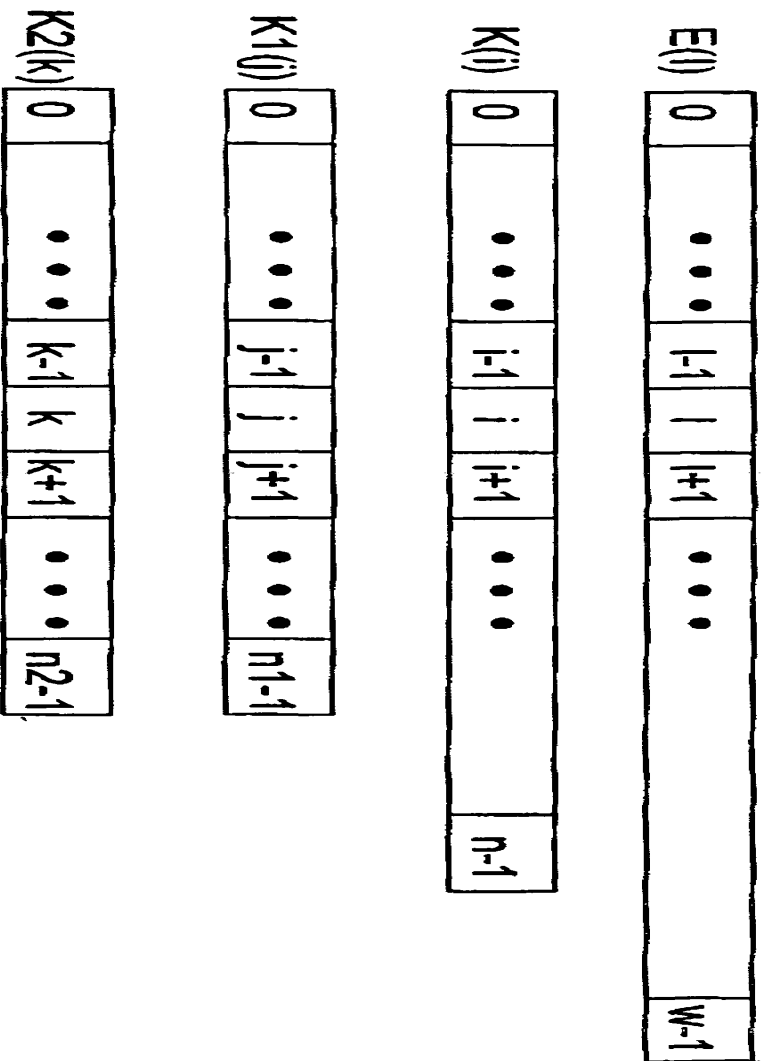


FIG 4

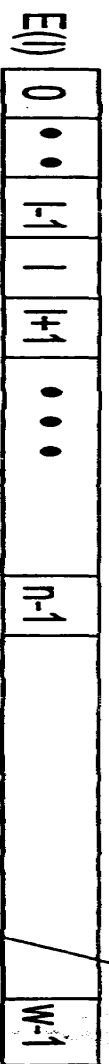
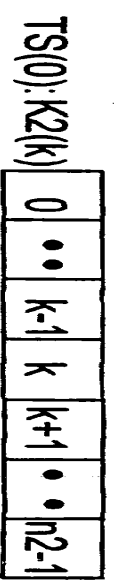


FIG 6



•
•
•



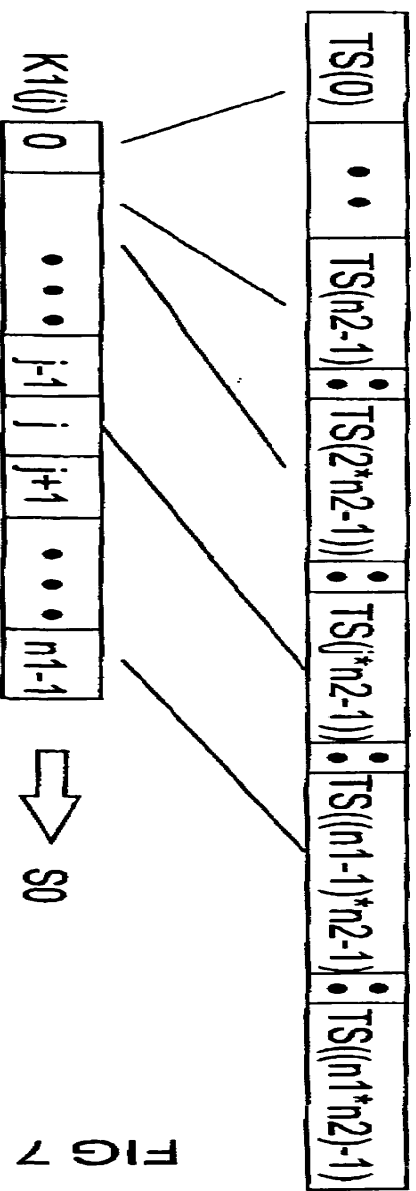


FIG 1

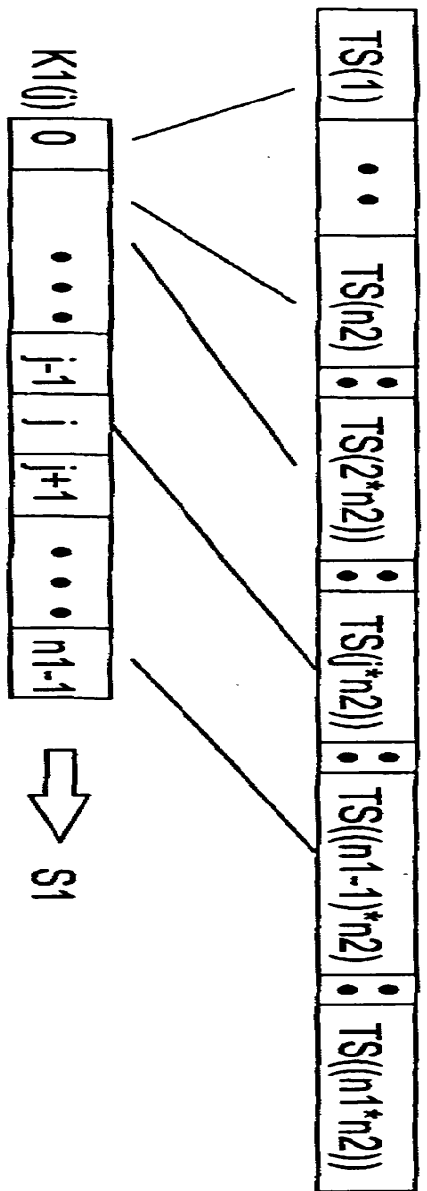


FIG 2

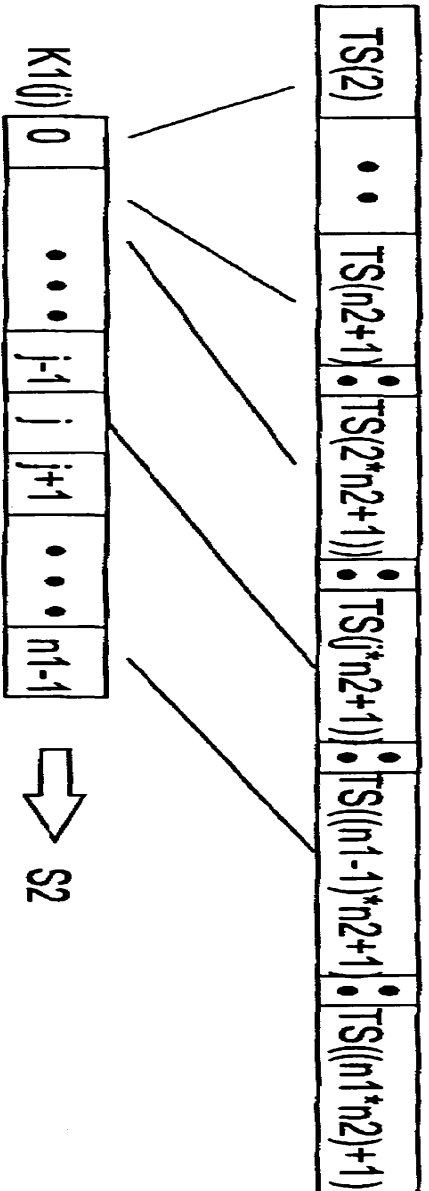


FIG 8

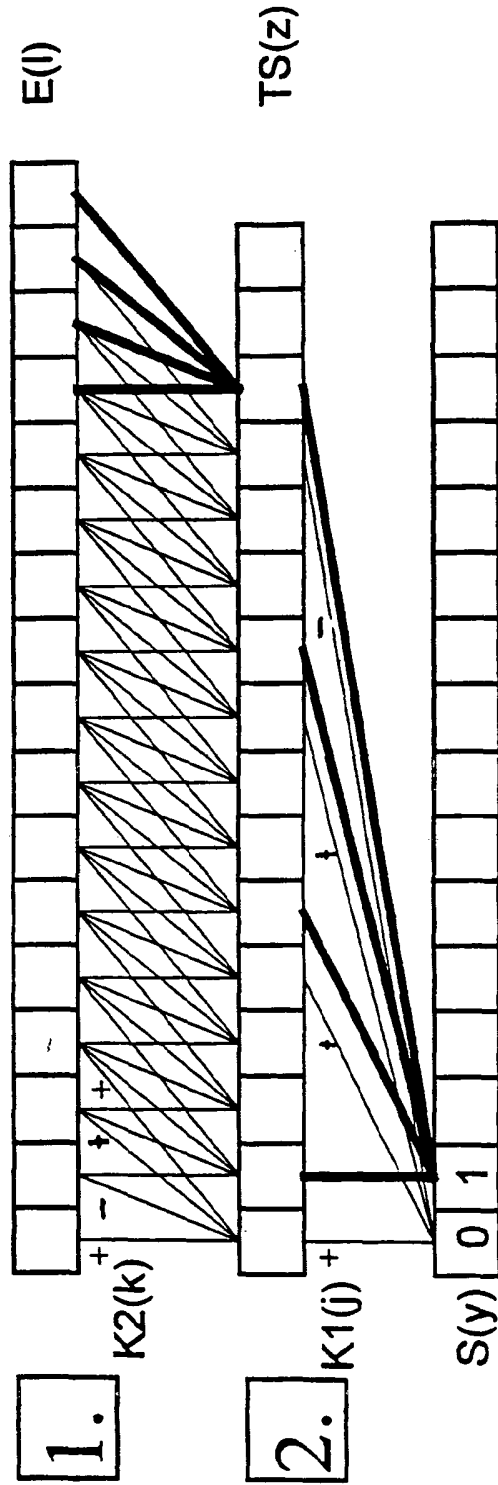


FIG 9

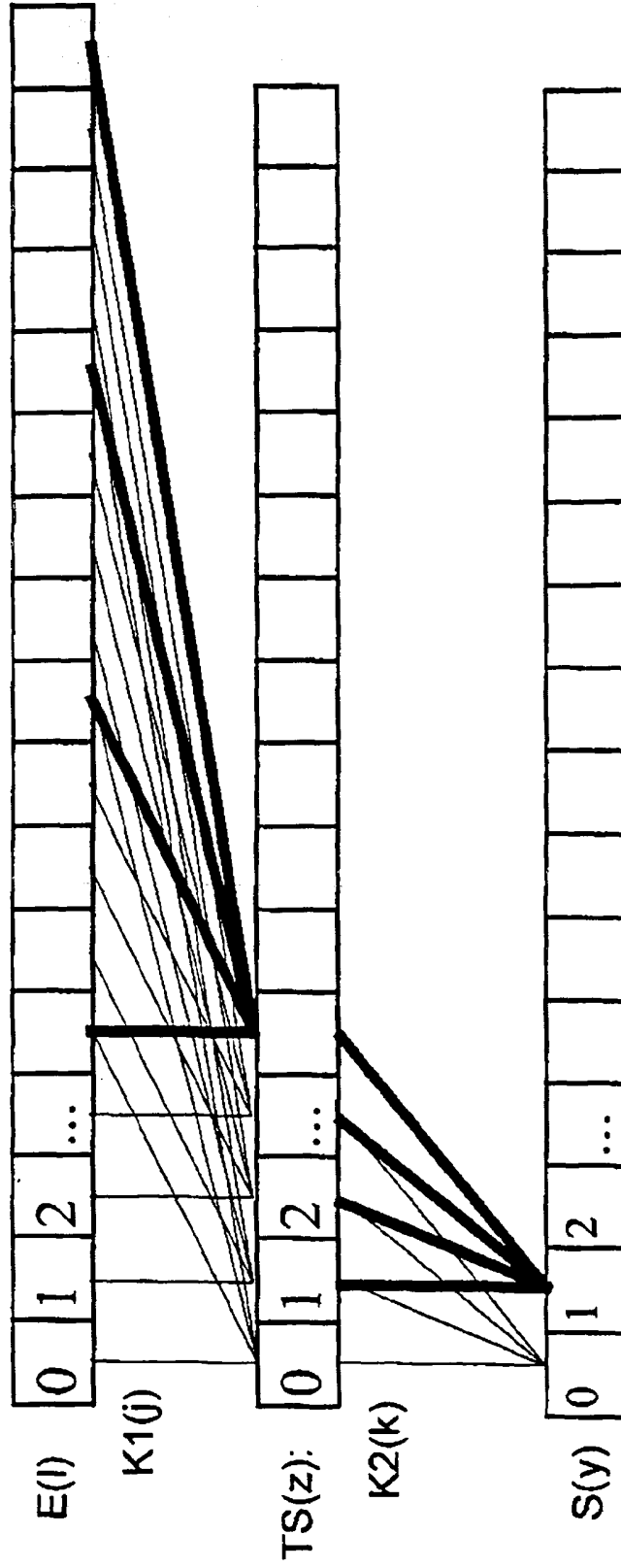


FIG 10

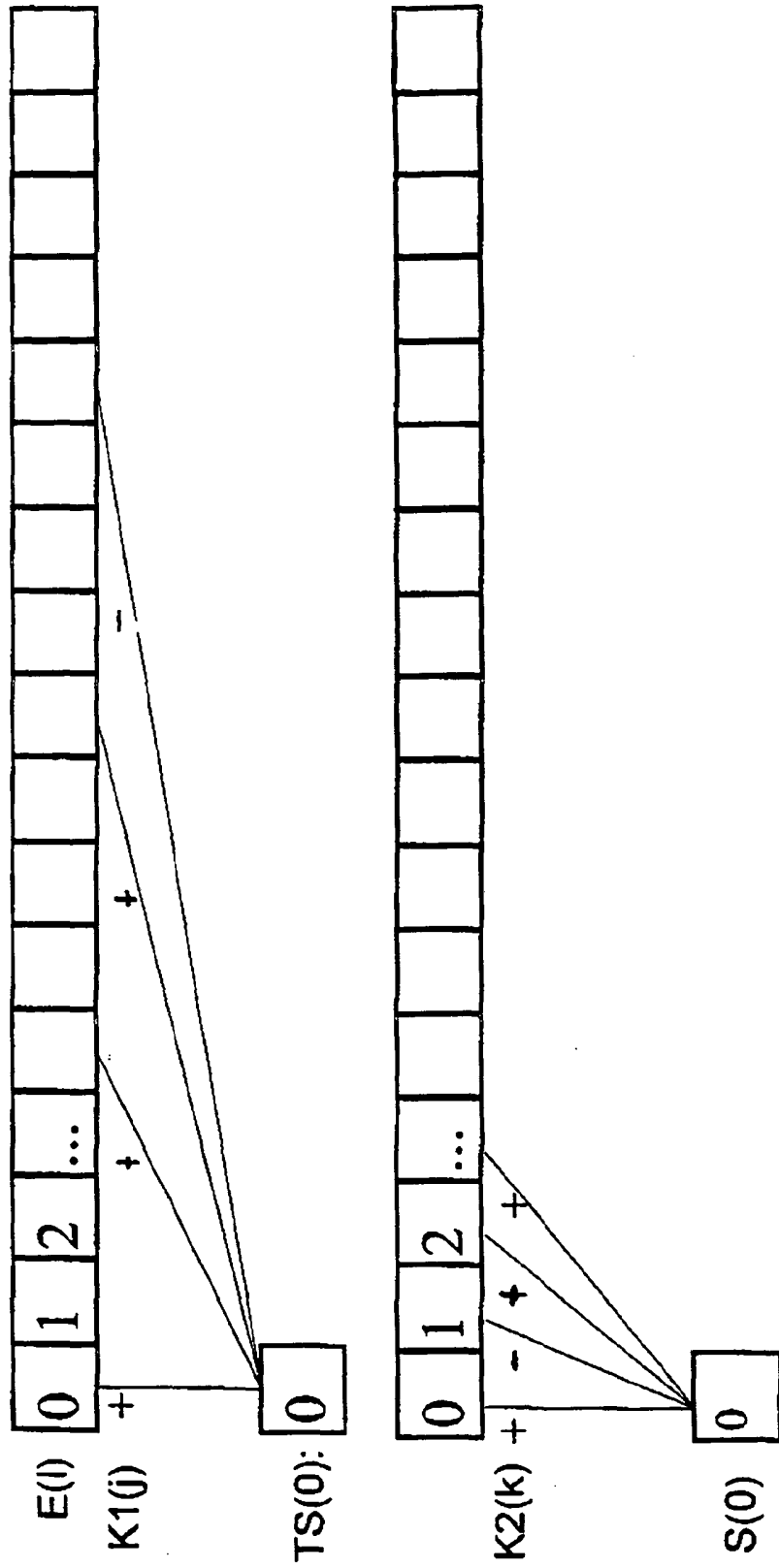
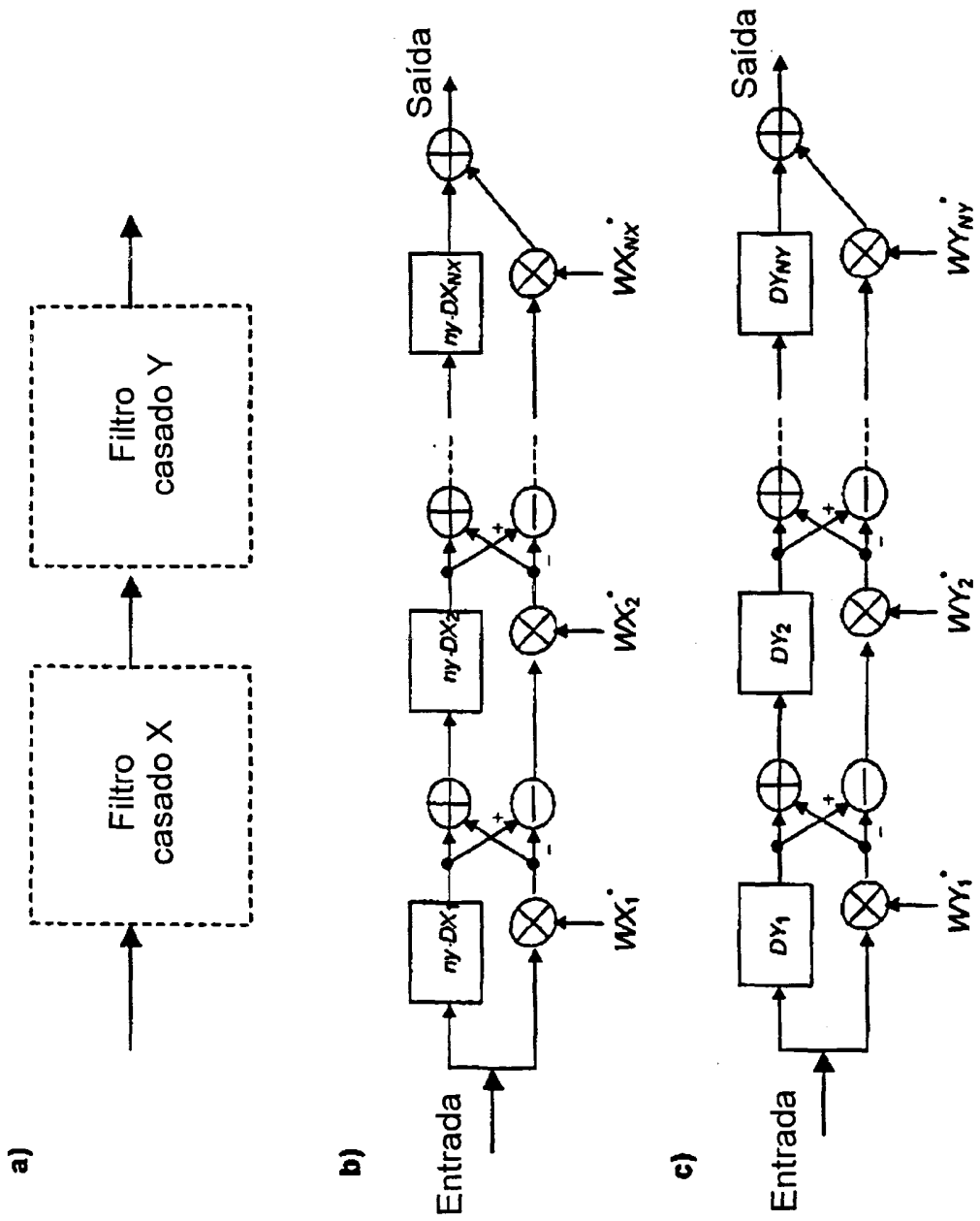


FIG 11



RESUMO

Patente de Invenção: **"PROCESSO PARA A SINCRONIZAÇÃO DE UMA ESTAÇÃO DE RÁDIO BASE COM UMA ESTAÇÃO DE RÁDIO MÓVEL, ESTAÇÃO DE RÁDIO BASE E ESTAÇÃO DE RÁDIO MÓVEL"**.

Formação de sequências de sinais que se baseiam em sequências de sinais parciais, sendo que a segunda sequência de sinais parcial é repetida e nisto, modulada pela primeira sequência de sinais parcial, e que pelo menos uma das sequências de sinais é uma sequência de Golay. Uso destas sequências de sinais parciais para a simplificação do cálculo de somas de correlação em um processo de cálculo de dois estágios, sendo que primeiro é calculada uma sequência de somas de correlação parcial.