



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

(11) PI 0205875-8 B1

(22) Data do Depósito: 13/08/2002

(45) Data de Concessão: 12/04/2016
(RPI 2362)



(54) Título: APARELHO E METODO DE DEMODULAÇÃO EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO QUE EMPREGA A MODULAÇÃO PSK 8-ÁRIA

(51) Int.Cl.: H04L 27/22

(30) Prioridade Unionista: 14/08/2001 KR 48921/2001

(73) Titular(es): SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.

(72) Inventor(es): SANG-HYUCK HA, MIN-GOO KIM

**APARELHO E MÉTODO DE DEMODULAÇÃO EM UM SISTEMA DE
COMUNICAÇÃO QUE EMPREGA A MODULAÇÃO PSK 8-ÁRIA**

FUNDAMENTOS DA INVENÇÃO

1. CAMPO DA INVENÇÃO

5 A presente invenção relaciona-se genericamente a um
aparelho e método de demodulação em um sistema de
comunicação digital que emprega a modulação multi-nível e,
em particular, a um aparelho e método de demodulação para
calcular valores de decisão suave necessários como entradas
10 de um decodificador de canal em um demodulador para um
sistema de comunicação digital que emprega a modulação PSK
(Chaveamento de Deslocamento de Fase) 8-ária.

2. DESCRIÇÃO DA TECNOLOGIA RELACIONADA

Em um sistema de comunicação digital que emprega a
15 modulação PSK 8-ária, um tipo de modulação multi-nível,
para aumentar a eficiência espectral, um sinal codificado
por um codificador de canal é transmitido após ser
modulado. O demodulador então demodula o sinal transmitido
e fornece o sinal demodulado para um decodificador de canal
20 para decodificação. O decodificador de canal efetua a
decodificação de decisão suave para corrigir erros. Para
fazê-lo, o demodulador precisa ter um algoritmo de
mapeamento para gerar valores de decisão suave (ou valores
suaves) que correspondem a bits de saída do codificador de
25 canal de um sinal bidimensional compreendido de um
componente de sinal em fase e um componente de sinal de
fase de quadratura.

O algoritmo de mapeamento é classificado em um simples
procedimento métrico proposto pela Nokia e um procedimento
30 métrico mínimo dual proposto pela Motorola. Ambos os

algoritmos calculam a LLR (Proporção de Probabilidade Logarítmica) para os bits de saída e utilizam a LLR calculada como um valor de decisão suave de entrada do decodificador de canal.

5 O procedimento métrico simples, o algoritmo de mapeamento dado pela modificação de uma fórmula de cálculo de LLR complexa em uma simples fórmula aproximada, tem a fórmula simples de cálculo de LLR, mas a distorção da LLR causada pela utilização da fórmula aproximada leva à
10 degradação do desempenho. O procedimento métrico mínimo dual, um algoritmo de mapeamento de calcular a LLR com uma fórmula aproximada mais precisa e a utilização da LLR calculada como um valor de decisão suave de entrada do decodificador de canal, pode superar a degradação de
15 desempenho do procedimento métrico simples em certo grau. No entanto, comparado com o procedimento métrico simples, este procedimento necessita de cálculos maiores, assim causando um considerável aumento na complexidade de hardware.

20 **SUMÁRIO DA INVENÇÃO**

Portanto, é um objetivo da presente invenção fornecer um aparelho e método para calcular um valor de decisão suave por uma fórmula condicional simples em um sistema de comunicação digital que emprega a modulação PSK 8-ária.

25 É outro objetivo da presente invenção fornecer um aparelho e método para calcular um valor de decisão suave por uma fórmula condicional simples em um sistema de comunicação digital que emprega a modulação PSK 8-ária.

Para atingir os objetivos acima e outros objetivos, é
30 fornecido um aparelho de demodulação PSK 8-ário para

receber um sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ compreendido de um
 $k^{\text{ésimo}}$ componente de fase de quadratura Y_k , e um $k^{\text{ésimo}}$
 componente em fase X_k , e para gerar os valores de decisão
 suave $\Lambda(S_{k,0})$, $\Lambda(S_{k,1})$ e $\Lambda(S_{k,2})$ para o sinal de entrada
 5 $R_k(X_k, Y_k)$ por um meio de decisão suave. O aparelho
 compreende uma calculadora para calcular o valor suave Z_k
 ao subtrair um nível $|Y_k|$ do componente de sinal de fase de
 quadratura Y_k de um nível $|X_k|$ do componente de sinal em
 fase X_k do sinal recebido $R_k(X_k, Y_k)$, e emitir o Z_k como o
 10 primeiro valor de decisão suave; um primeiro seletor para
 receber o Z_k da calculadora e um valor invertido $-Z_k$ do Z_k ,
 e selecionar o Z_k ou o $-Z_k$ de acordo com o bit mais
 significativo (MSB) do componente de sinal de fase de
 quadratura Y_k ; um segundo seletor para receber o Z_k da
 15 calculadora e o $-Z_k$, e selecionar o Z_k ou o $-Z_k$ de acordo
 com um MSB do componente de sinal em fase X_k ; um terceiro
 seletor para receber uma saída do segundo seletor e um
 valor "0", e selecionar a saída do segundo seletor ou o
 valor "0" de acordo com um MSB da função Z_k ; um primeiro
 20 somador para somar um valor calculado pela multiplicação do
 componente de sinal de fase de quadratura Y_k por $\sqrt{2}$ a uma
 saída do terceiro seletor, e emitir o valor resultado como
 um terceiro valor de decisão suave; um quarto seletor para
 receber uma saída do segundo seletor e um valor "0" e
 25 selecionar a saída do segundo seletor ou o valor "0" de
 acordo com o MSB da função Z_k ; e um segundo somador para
 somar o valor calculado pela multiplicação do componente de
 sinal em fase X_k por $\sqrt{2}$ à uma saída do quarto seletor, e
 emitir o valor resultado como o segundo valor de decisão
 30 suave.

Para atingir os objetivos acima e outros objetivos, é fornecido um método de demodulação PSK 8-ário para receber um sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ compreendido de um $k^{\text{ésimo}}$ componente de fase de quadratura Y_k e um $k^{\text{ésimo}}$ componente em fase X_k , e para gerar valores de decisão suave $\Lambda(S_{k,0})$, $\Lambda(S_{k,1})$ e $\Lambda(S_{k,2})$ para o sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ por um meio de decisão suave. O método compreende as etapas de:

(a) calcular um valor suave Z_k de um primeiro símbolo demodulado ao subtrair o nível $|Y_k|$ do componente de sinal de fase de quadratura Y_k de um nível $|X_k|$ do componente de sinal em fase X_k do sinal recebido $R_k(X_k, Y_k)$, (b) fixar uma primeira variável α em "0" se o valor suave Z_k tiver um valor positivo, fixar a primeira variável α em "-1" se Z_k tiver um valor negativo e o componente de fase de quadratura Y_k tiver um valor positivo, e fixar a primeira variável α em "1" se Z_k tiver um valor negativo e o componente de fase de quadratura Y_k tiver um valor negativo; (c) determinar um valor suave de um terceiro símbolo demodulado ao calcular $\sqrt{2}Y_k + \alpha * Z_k$ utilizando o componente de fase de quadratura Y_k , o valor suave Z_k e a primeira variável α ; (d) fixar a segunda variável β em "0" se o valor suave Z_k tiver um valor negativo, fixar a segunda variável β em "-1" se Z_k tiver um valor positivo e o componente em fase X_k tiver um valor negativo, e fixar a segunda variável β em "1" se Z_k tiver um valor positivo e o componente em fase X_k tiver um valor positivo; (e) determinar um valor suave de um segundo símbolo demodulado ao calcular $\sqrt{2}X_k + \beta * Z_k$ utilizando o componente de fase de quadratura X_k , o valor suave Z_k e a segunda variável β .

30 BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

Os objetivos acima e outros objetivos, recursos e vantagens da presente invenção tornar-se-ão mais aparentes da seguinte descrição detalhada quando tomada em conjunto com os desenhos acompanhantes nos quais:

5 A Figura 1 ilustra uma constelação de sinais com pontos de mapeamento de acordo com PSK 8-ário.

10 A Figura 2 ilustra um procedimento para calcular valores de decisão suave em um sistema de comunicação digital que emprega PSK 8-ário de acordo com uma versão da presente invenção.

 A Figura 3 ilustra um diagrama de blocos de uma calculadora para determinar valores de decisão suave de um símbolo demodulado de acordo com uma versão da presente invenção.

15 A Figura 4 ilustra um circuito lógico de uma calculadora de valor de decisão suave para utilização em um sistema de comunicação digital que emprega PSK 8-ário. E

20 A Figura 5 ilustra uma constelação de sinais tendo pontos de mapeamento de acordo com o PSK 8-ário, para a explicação dos cálculos.

DESCRIÇÃO DETALHADA DA VERSÃO PREFERIDA

25 Será descrita aqui abaixo uma versão preferida da presente invenção com referência aos desenhos em anexo. Na descrição seguinte, funções ou construções bem conhecidas não são descritas em detalhe pois elas obscureceriam a invenção em detalhes desnecessários.

30 A presente invenção fornece um método para calcular valores de decisão suave multi-dimensionais necessários como entradas para um decodificador de canal de um sinal recebido bidimensional, utilizando o procedimento métrico

mínimo dual.

Em um transmissor, o modulador divide o fluxo de bits de saída de um codificador de canal em seqüências de sinal de m-bits, e mapeia as seqüências de sinais para os pontos de sinal correspondentes entre $M(=2^m)$ pontos de sinais de acordo com uma regra de codificação de Gray. Isto pode ser representado por

Equação (1)

$$S_{k,m-1}S_{k,m-2}...S_{k,0} \xrightarrow{f} I_k, Q_k$$

Na Equação (1), $S_{k,i}(i=0,1,...,m-1)$ indica um $i^{\text{ésimo}}$ bit em uma seqüência de sinal mapeada para um $k^{\text{ésimo}}$ símbolo, e I_k e Q_k indicam um componente de sinal em fase (I) e um componente de sinal de fase de quadratura (Q) do $k^{\text{ésimo}}$ símbolo, respectivamente. Para o PSK 8-ário, $m=3$ e uma constelação de sinal correspondente são ilustrados da Figura 1. Conforme é ilustrado, a constelação de sinal inclui $8(=2^3)$ pontos de mapeamento, cada ponto tendo uma diferença de fase de 45° com os pontos de mapeamento a ele adjacentes.

Como é ilustrado na Figura 1, um símbolo é mapeado para um componente de sinal em fase I_k e um componente de sinal de fase de quadratura Q_k , e transmitido para o receptor através de meio de transmissão. Quando do recebimento do componente de sinal em fase e do componente de sinal de fase de quadratura, o receptor demodula os componentes do sinal recebido em um demodulador de símbolo. O sinal recebido que corresponde ao sinal transmitido compreendido do componente de sinal em fase I_k e do componente de sinal de fase de quadratura Q_k pode ser expresso em um número complexo pela Equação (2) abaixo,

levando em consideração um ganho de transmissão e ruídos.

Equação (2)

$$R_k = X_k + jY_k = g_k(I_k + jQ_k) + (\eta_k^I + j\eta_k^Q)$$

Na Equação (2), X_k e Y_k indicam um componente de sinal em fase e um componente de sinal de fase de quadratura de um sinal recebido bidimensional mapeado para um $k^{\text{ésimo}}$ símbolo, respectivo. Ainda, g_k é um coeficiente complexo que indica ganhos do transmissor, do meio de transmissão, e do receptor. Além disso, η_k^I e η_k^Q são ruídos gaussianos com uma média 0 e uma divergência σ_n^2 , e eles são estatisticamente independentes um do outro.

O demodulador de símbolo do receptor calcula LLR utilizando um sinal recebido R_k da Equação (2). A LLR correspondente a um $i^{\text{ésimo}}$ bit $S_{k,i}$ ($i=0,1,\dots,m-1$) na sequência de saída do codificador de canal no transmissor pode ser calculada pela Equação (3), e a LLR calculada é fornecida ao decodificador de canal no receptor como um valor de decisão suave.

Equação (3)

$$\Lambda(S_{k,i}) = K \log \frac{\Pr\{S_{k,i} = 0 | X_k, Y_k\}}{\Pr\{S_{k,i} = 1 | X_k, Y_k\}} \quad i = 0, 1, \dots, m-1$$

Na Equação (3), $(S_{k,i})$ é uma LLR ou um valor de decisão suave que corresponde ao $S_{k,i}$, K é uma constante, e $\Pr\{A|B\}$ indica uma probabilidade condicional definida como uma probabilidade de que o evento A ocorrerá quando o evento B ocorrer. No entanto, a Equação (3) é não-linear, assim acompanhando relativamente muitos cálculos. Portanto, é necessário aproximar a Equação (3), para a efetiva realização. No caso de um canal de ruído gaussiano com $g_k=1$ na Equação (2), a Equação (3) pode ser escrita conforme

segue.

Equação (4)

$$\Lambda(s_{k,i}) = K \log \frac{\sum_{z_k} \exp\left\{-1/\sigma_n^2 |R_k - z_k(s_{k,i} = 0)|^2\right\}}{\sum_{z_k} \exp\left\{-1/\sigma_n^2 |R_k - z_k(s_{k,i} = 1)|^2\right\}}$$

Entretanto, a Equação (4) também é não-linear. Portanto, a Equação (4) pode ser aproximada pelo procedimento métrico mínimo dual proposto pela Motorola, conforme segue.

Equação (5)

$$\begin{aligned} \Lambda(s_{k,i}) &\approx K \log \frac{\exp\left\{-1/\sigma_n^2 \min |R_k - z_k(s_{k,i} = 0)|^2\right\}}{\exp\left\{-1/\sigma_n^2 \min |R_k - z_k(s_{k,i} = 1)|^2\right\}} \\ &= K' \left[\min |R_k - z_k(s_{k,i} = 1)|^2 - \min |R_k - z_k(s_{k,i} = 0)|^2 \right] \end{aligned}$$

Na Equação (5), $K' = (1/\sigma_n^2)K$, e $Z_k(S_{k,i}=0)$ e $Z_k(S_{k,i}=1)$ indicam valores efetivos de $I_k + jQ_k$ para $S_{k,i}=0$ e $S_{k,i}=1$, respectivamente. Para calcular a Equação (5), é necessário determinar $Z_k(S_{k,i}=0)$ e $Z_k(S_{k,i}=1)$ para minimizar $|R_k - Z_k(S_{k,i}=0)|^2$ e $|R_k - Z_k(S_{k,i}=1)|^2$ para um sinal recebido bidimensional R_k .

Levando em conta $n_{k,i}$ que indica um $i^{\text{ésimo}}$ valor de bit de uma seqüência de mapeamento inversa para um ponto de sinal mais próximo de R_k e $\bar{n}_{k,i}$ que indica uma negação para $n_{k,i}$, a Equação (5) aproximada pelo procedimento métrico mínimo dual pode ser re-escrita como

Equação (6)

$$\Lambda(s_{k,i}) = K'(2n_{k,i} - 1) \left[|R_k - z_k(s_{k,i} = n_{k,i})|^2 - \min |R_k - z_k(s_{k,i} = \bar{n}_{k,i})|^2 \right]$$

Isto é, a Equação (6) pode ser calculada ao determinar se o $i^{\text{ésimo}}$ valor de bit $n_{k,i}$ de uma seqüência de mapeamento

inversa para o ponto de sinal na distância mais curta de R_k é "0" ou "1" e determinar o valor $\overline{n}_{k,i}$ mínimo para um $i^{\text{ésimo}}$ valor de bit da seqüência de mapeamento inversa. O valor calculado pela Equação (6) torna-se um valor de decisão suave para o $i^{\text{ésimo}}$ valor de bit da seqüência de mapeamento inversa. Como o valor de decisão suave torna-se maior em um valor positivo ou negativo, a informação fornecida para o decodificador de canal torna-se mais correta.

O ponto de sinal na distância mais curta de R_k é determinado por faixas de um valor de componente de sinal em fase e um valor de componente de sinal de fase de quadratura de R_k . Portanto, um primeiro termo entre colchetes da Equação (6) pode ser escrito como

Equação (7)

$$|R_k - Z_k(S_{k,i=n_{k,i}})|^2 = (X_k - U_k)^2 + (Y_k - V_k)^2$$

Na Equação (7), U_k e V_k denotam um componente de sinal em fase e um componente de sinal de fase de quadratura de um ponto de sinal mapeado por $n_k = \{n_{k,m-1}, \dots, m_{k,i}, \dots, m_{k,1}, n_{k,0}\}$, respectivamente.

Ainda, um segundo termo entre colchetes da Equação (6) pode ser escrita como

Equação (8)

$$\min |R_k - Z_k(S_{k,i=\overline{n}_{k,i}})|^2 = (X_k - U_{k,i})^2 + (Y_k - V_{k,i})^2$$

Na Equação (8), $U_{k,i}$ e $V_{k,i}$ denotam um componente de sinal em fase e um componente de sinal de fase de quadratura de um ponto de sinal mapeado por uma seqüência de mapeamento inversa $m_k = \{m_{k,m-1}, \dots, m_{k,i}(=\overline{n}_{k,i}), \dots, m_{k,1}, m_{k,0}\}$ de Z_k minimizando $|R_k - Z_k(S_{k,i=\overline{n}_{k,i}})|^2$, respectivamente. A Equação (6) é re-escrita como Equação (9) pela Equação (7) e Equação (8).

Equação (9)

$$\begin{aligned}\Lambda(S_{k,i}) &= K' (2n_{k,i}-1) [\{ (X_k-U_k)^2 + (Y_k-V_k)^2 \} - \{ (X_k-U_{k,i})^2 + (Y_k-V_{k,i})^2 \}] \\ &= K' (2n_{k,i}-1) [U_k+U_{k,i}-2X_k) (U_k-U_{k,i}) + (V_k+V_{k,i}-2Y_k) (V_k-V_{k,i})]\end{aligned}$$

Da Equação (9), m valores de decisão suave necessários
5 como entradas para o decodificador de canal que suporta a
modulação de m-nível podem ser calculados.

Aqui, o processo de calcular valores de decisão suave
de entrada para o decodificador de canal por um demodulador
em um sistema de comunicação de dados que emprega PSK 8-
10 ário pela Equação (9) será descrito.

Primeiro, a Tabela 1 é utilizada para calcular
 $\{n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$, U_k e V_k de dois componentes de sinal X_k e
 Y_k de um sinal recebido modulado por PSK 8-ário R_k . A
Tabela 1 ilustra $\{n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$, U_k e V_k para o caso em
15 que o sinal recebido R_k aparece em cada uma das 8 regiões
centradas nos pontos de sinal na Figura 1. Para fins de
conveniência, 4 valores limites, isto é, valores resultado
em $X_k=0$, $Y_k=0$, $Y_k=X_k$, $Y_k=-X_k$ são omitidos da Tabela 1.

Tabela 1

Condição de Y_k	Condição de Y_k/X_k	$\{n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$	U_k	V_k
$Y_k > 0$	$Y_k/X_k > 1$	$\{0, 0, 1\}$	$\text{sen}(\pi/8)$	$\text{cos}(\pi/8)$
	$0 < Y_k/X_k < 1$	$\{0, 0, 0\}$	$\text{cos}(\pi/8)$	$\text{sen}(\pi/8)$
	$-1 < Y_k/X_k < 0$	$\{0, 1, 0\}$	$\text{cos}(\pi/8)$	$\text{sen}(\pi/8)$
	$Y_k/X_k < -1$	$\{0, 1, 1\}$	$\text{cos}(\pi/8)$	$\text{sen}(\pi/8)$
$Y_k < 0$	$Y_k/X_k > 1$	$\{1, 1, 1\}$	$\text{sen}(\pi/8)$	$\text{cos}(\pi/8)$
	$0 < Y_k/X_k < 1$	$\{1, 1, 0\}$	$\text{cos}(\pi/8)$	$\text{sen}(\pi/8)$
	$-1 < Y_k/X_k < 0$	$\{1, 0, 0\}$	$\text{cos}(\pi/8)$	$\text{sen}(\pi/8)$
	$Y_k/X_k < -1$	$\{1, 0, 1\}$	$\text{sen}(\pi/8)$	$\text{cos}(\pi/8)$

20 Ainda, a Tabela 2 ilustra uma seqüência $\{m_{k,2}, m_{k,1},$

$m_{k,0}$ que minimiza $|R_k - Z_k(S_{k,i} = \bar{n}_{k,i})|^2$ calculada para i (em que $i \in \{0,1,2\}$), em termos de uma função de $\{n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$, e também ilustra componentes de sinal em fase e de fase de quadratura $U_{k,i}$ e $V_{k,i}$ do Z_k correspondente.

5 Tabela 2

i	$\{m_{k,2}, m_{k,1}, m_{k,0}\}$	$U_{k,i}$	$V_{k,i}$
2	$\{\bar{n}_{k,2}, n_{k,1}, 0\}$	$U_{k,2}$	$V_{k,2}$
1	$\{n_{k,2}, \bar{n}_{k,1}, 1\}$	$U_{k,1}$	$V_{k,1}$
0	$\{n_{k,2}, n_{k,1}, \bar{n}_{k,0}\}$	$U_{k,0}$	$V_{k,0}$

A Tabela 3 ilustra $V_{k,i}$ e $U_{k,i}$ que correspondem a $\{m_{k,2}, m_{k,1}, m_{k,0}\}$ determinados da Tabela 2, para todas as combinações de $\{n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$.

Tabela 3

$\{n_{k,2}, n_{k,1}, n_{k,0}\}$	$U_{k,2}$	$U_{k,1}$	$U_{k,0}$	$V_{k,2}$	$V_{k,1}$	$V_{k,0}$
$\{0,0,1\}$	$\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$
$\{0,0,0\}$	$\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$
$\{0,1,0\}$	$-\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$
$\{0,1,1\}$	$-\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$
$\{1,1,1\}$	$-\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$
$\{1,1,0\}$	$-\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$
$\{1,0,0\}$	$\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$
$\{1,0,1\}$	$\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$	$\cos(\pi/8)$	$\sin(\pi/8)$	$-\cos(\pi/8)$	$-\sin(\pi/8)$

10 A Tabela 4 ilustra resultados dados pela escala descendente, em uma proporção de $K'(\sqrt{(2+\sqrt{2})} - \sqrt{(2-\sqrt{2})})$, valores de decisão suave obtidos pela substituição de $V_{k,i}$ e $U_{k,i}$ da Tabela 3 na Equação (9), isto é, ilustra os resultados normalizados por $K'(\sqrt{(2+\sqrt{2})} - \sqrt{(2-\sqrt{2})})$. Isto é,
 15 quando um sinal recebido R_k é aplicado, a LLR que satisfaz uma condição correspondente pode ser determinada como um valor de decisão suave pela Tabela 4. Se o decodificador de

canal utilizado no sistema não é um decodificador max-logMAP (máximo logaritmo a posteriori), um processo de escala ascendente da LLR da Tabela 4 em uma proporção inversa da proporção de escala descendente precisa ser acrescentado.

Tabela 4

Condição de Y_k	Condição de Y_k/X_k	$\Lambda(S_{k,2})$	$\Lambda(S_{k,1})$	$\Lambda(S_{k,0})$
$Y_k > 0$	$Y_k/X_k > 1$	$\sqrt{2} Y_k + (-X_k + Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$X_k - Y_k$
	$0 < Y_k/X_k < 1$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + (X_k - Y_k)$	$X_k - Y_k$
	$-1 < Y_k/X_k < 0$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + (X_k + Y_k)$	$-X_k - Y_k$
	$Y_k/X_k < -1$	$\sqrt{2} Y_k + (X_k + Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$-X_k - Y_k$
$Y_k < 0$	$Y_k/X_k > 1$	$\sqrt{2} Y_k + (-X_k + Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$-X_k + Y_k$
	$0 < Y_k/X_k < 1$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + (X_k - Y_k)$	$-X_k + Y_k$
	$-1 < Y_k/X_k < 0$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + (X_k + Y_k)$	$X_k + Y_k$
	$Y_k/X_k < -1$	$\sqrt{2} Y_k + (X_k + Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$X_k + Y_k$

No entanto, quando da demodulação da decisão suave PSK 8-ária utilizando a Tabela 4, o demodulador deve primeiro efetuar uma operação de determinação de condição, que inclui uma operação de divisão, nos dois componentes de um sinal recebido. Depois, o demodulador seleciona uma fórmula que corresponde ao resultado da operação de determinação de condição entre as fórmulas designadas de acordo com as condições, e substitui os dois componentes do sinal recebido dentro da fórmula selecionada, assim calculando valores de decisão suave. Para este fim, o demodulador requer um operador para efetuar a operação de divisão e uma memória para armazenar diferentes fórmulas de acordo com a condição.

Para excluir a operação de divisão e remover a

memória, é necessário modificar as fórmulas de determinação de condição e derivar fórmulas de cálculo de valor de decisão suave que podem ser comumente aplicadas mesmo nas diferentes condições. Para este fim, as fórmulas de determinação de condição mostradas na Tabela 4 podem ser expressas conforme é mostrado na Tabela 5, utilizando uma nova função Z_k definida como $|X_k| - |Y_k|$. Na Tabela 5, as operações de divisão são excluídas e os valores de decisão suave nos quatro valores limites, que foram omitidos da Tabela 4 por conveniência, são levados em conta.

Tabela 5

Condição de Y_k	Condição de X_k	Condição de Z_k	$\Lambda(S_{k,2})$	$\Lambda(S_{k,1})$	$\Lambda(S_{k,0})$
$Y_k \geq 0$	$X_k \geq 0$	$Z_k \geq 0$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + (X_k - Y_k)$	$X_k - Y_k$
		$Z_k < 0$	$\sqrt{2} Y_k - (X_k - Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$X_k - Y_k$
	$X_k < 0$	$Z_k \geq 0$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k - (-X_k - Y_k)$	$-X_k - Y_k$
		$Z_k < 0$	$\sqrt{2} Y_k - (-X_k - Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$-X_k - Y_k$
$Y_k < 0$	$X_k \geq 0$	$Z_k \geq 0$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + (X_k + Y_k)$	$X_k + Y_k$
		$Z_k < 0$	$\sqrt{2} Y_k + (X_k + Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$X_k + Y_k$
	$X_k < 0$	$Z_k \geq 0$	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k - (-X_k + Y_k)$	$-X_k + Y_k$
		$Z_k < 0$	$\sqrt{2} Y_k + (-X_k + Y_k)$	$\sqrt{2} X_k$	$-X_k + Y_k$

Na realização do hardware, a Tabela 5 pode ser simplificada na Tabela 6 na condição que um sinal de X_k , Y_k e Z_k pode ser expresso por seu MSB (Bit mais significativo) ou bit de sinal. Na Tabela 6, MSB(x) denota um MSB de um valor dado x.

Tabela 6

MSB(Y_k)	MSB(X_k)	MSB(Z_k)	$\Lambda(S_{k,2})$	$\Lambda(S_{k,1})$	$\Lambda(S_{k,0})$
0	0	0	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + Z_k$	
		1	$\sqrt{2} Y_k - Z_k$	$\sqrt{2} X_k$	

1	1	0	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k - Z_k$	Z_k
		1	$\sqrt{2} Y_k - Z_k$	$\sqrt{2} X_k$	
	0	0	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k + Z_k$	
		1	$\sqrt{2} Y_k + Z_k$	$\sqrt{2} X_k$	
	1	0	$\sqrt{2} Y_k$	$\sqrt{2} X_k - Z_k$	
		1	$\sqrt{2} Y_k + Z_k$	$\sqrt{2} X_k$	

Da Tabela 6, valores de decisão $\Lambda(S_{k,2})$, $\Lambda(S_{k,1})$, e $\Lambda(S_{k,0})$ para cada um i são expressos como

Equação 10

$$5 \quad \Lambda(S_{k,2}) = \sqrt{2} Y_k + \alpha * Z_k, \text{ em que } \alpha = \begin{cases} 0 & \text{se } MSB(Z_k) = 0 \\ -1 & \text{se } MSB(Z_k) = 1 \text{ e } MSB(Y_k) = 0 \\ 1 & \text{se } MSB(Z_k) = 1 \text{ e } MSB(Y_k) = 1 \end{cases}$$

Na Equação 10, o parâmetro α é 0 para $MSB(Z_k) = 0$, -1 para $MSB(Z_k) = 1$ e $MSB(Y_k) = 0$, e 1 para $MSB(Z_k) = 1$ e $MSB(Y_k) = 1$.

Equação 11

$$10 \quad \Lambda(S_{k,1}) = \sqrt{2} X_k + \beta * Z_k, \text{ em que } \beta = \begin{cases} 0 & \text{se } MSB(Z_k) = 0 \\ -1 & \text{se } MSB(Z_k) = 0 \text{ e } MSB(Y_k) = 1 \\ 1 & \text{se } MSB(Z_k) = 0 \text{ e } MSB(Y_k) = 0 \end{cases}$$

Na Equação 11, o parâmetro β é 0 para $MSB(Z_k) = 1$, -1 para $MSB(Z_k) = 0$ e $MSB(X_k) = 1$, e 1 para $MSB(Z_k) = 0$ e $MSB(X_k) = 0$.

Equação 12

$$\Lambda(S_{k,0}) = Z_k$$

Isto é, no sistema de comunicação digital que emprega PSK 8-ário, é possível efetivamente calcular 3 valores de decisão suaves, que são saídas do demodulador para um sinal recebido ou entradas para o decodificador de canal, utilizando o procedimento métrico mínimo dual da Equação (4), através das fórmulas condicionais simples da Equação (10) à Equação (12). Este processo é ilustrado na Figura 2.

A Figura 2 ilustra um procedimento para calcular

valores de decisão suave em um sistema de comunicação digital que emprega PSKL 8-ário de acordo com uma versão da presente invenção. Com referência à Figura 2, na etapa S110, o demodulador de símbolo calcula $Z_k = |X_k| - |Y_k|$ para

5 definir fórmulas de determinação de condição mostradas na Tabela 4 como uma nova função. O demodulador de símbolo analisa o MSB do Z_k na etapa S120, para determinar α e β de acordo com o MSB de Z_k na Equação (1) à Equação (12). Como resultado da análise na etapa S120, se o MSB de Z_k é "0", o

10 demodulador de símbolo prossegue para a etapa S130 e, caso contrário, prossegue para a etapa S140. Na etapa S130, o demodulador de símbolo analisa um MSB de X_k . Como resultado da análise na etapa S130, se o MSB de X_k é "1", o demodulador de símbolo fixa o parâmetro α em "0" e o

15 parâmetro β para "-1" na etapa S150. Se o MSB de X_k é "0", o demodulador de símbolo fixa o parâmetro α em "0" e o parâmetro β em "1" na etapa S160.

Como resultado da análise na etapa S120, se o MSB de Z_k é "1", o demodulador de símbolo analisa um MSB de Y_k na

20 etapa S140. Como resultado da análise na etapa S140, se o MSB de Y_k é "0", o demodulador de símbolo fixa o parâmetro α em "-1" e o parâmetro β em "0" na etapa S170. Se o MSB de Y_k é "1", o demodulador de símbolo fixa o parâmetro α em "1" e o parâmetro β em "0" na etapa S180. Dai em diante, na

25 etapa S190, o demodulador de símbolo calcula valores de decisão suave ao substituir os parâmetros α e β determinados nas etapas anteriores e o sinal recebido dentro da Equação (10) à Equação (12). Desta forma, a demodulação de símbolo é efetuada.

30 Em resumo, o processo de calcular valores de decisão

suave pelo procedimento métrico mínimo dual inclui a primeira etapa de determinar o primeiro parâmetro α e o segundo parâmetro β ao analisar um sinal recebido bidimensional compreendido de um componente de sinal em fase e um componente de sinal de fase de quadratura, e uma segunda etapa de calcular valores de decisão suave utilizando o sinal recebido bidimensional e o primeiro parâmetro α e o segundo parâmetro β determinados na primeira etapa. Os valores de decisão suave determinados de um símbolo demodulado são fornecidos a um decodificador de canal.

A Figura 3 ilustra a calculadora para determinar valores de decisão suave de um símbolo demodulado de acordo com uma versão da presente invenção. Com referência à Figura 3, a calculadora para determinar valores de decisão suave pelo procedimento métrico mínimo dual em um sistema de comunicação digital inclui um analisador de sinal recebido 10 e uma unidade de saída de valor de decisão suave 20. O analisador de sinal recebido 10 determina o primeiro e o segundo parâmetros α e β ao analisar um sinal recebido compreendido de um componente de sinal em fase X_k e um componente de sinal de fase de quadratura Y_k . A unidade de saída de valor de decisão suave 20 então calcula valores de decisão suave $\Lambda(S_{k,2})$, $\Lambda(S_{k,1})$, e $\Lambda(S_{k,0})$ necessários para decodificação de decisão suave, utilizando o sinal recebido e os parâmetros determinados α e β .

Um circuito lógico da calculadora para calcular valores de decisão suave de acordo com a Equação (10) à Equação (12) é ilustrado na Figura 4. Em particular, a Figura 4 ilustra uma calculadora de valor de decisão suave

para utilização em um sistema de comunicação digital que
 empresa PSK 8-ário. O circuito lógico da Figura 4 está
 incluído em um demodulador do sistema de comunicação
 digital que emprega PSK 8-ário, e ele calcula valores de
 5 decisão suave utilizando a Equação (10) à Equação (12).
 Aqui, o sinal recebido bidimensional R_k , o componente de
 sinal em fase X_k , o componente do sinal de fase de
 quadratura Y_k , a variável Z_k , o parâmetro α , e o parâmetro
 β são todos números reais, e valores digitais com um bit de
 10 sinal. Na Figura 4, a calculadora 05, um inversor 115, um
 primeiro extrator MSB 155, um primeiro seletor 110, um
 terceiro extrator MSB 165 e um terceiro seletor 120
 constituem a estrutura para determinar o primeiro parâmetro
 α . Ainda, a calculadora 105, o inversor 115, o segundo
 15 extrator MSB 160, o segundo seletor 135, o terceiro
 extrator MSB 165 e um quarto seletor 140 constituem a
 estrutura para determinar o segundo parâmetro β .

Com referência à Figura 4, a calculadora 105 calcula
 $Z_k = |X_k| - |Y_k|$ utilizando um componente de sinal em fase X_k e
 20 um componente de sinal de fase de quadratura Y_k de um sinal
 recebido bidimensional R_k mapeado para um $k^{\text{ésimo}}$ símbolo. O
 inversor 115 inverte um sinal de Z_k ao calcular o Z_k da
 calculadora 105 por "-1". O primeiro extrator MSB 155
 extrai um MSB do Y_k recebido, e fornece o MSB extraído ao
 25 primeiro seletor 110 como o primeiro sinal selecionado. O
 segundo extrator MSB 160 extrai o MSB do X_k recebido, e
 fornece o MSB extraído ao segundo seletor 135 como o
 segundo sinal selecionado. O terceiro extrator MSB 165
 extrai o MSB do Z_k recebido da calculadora 105, e fornece o
 30 MSB extraído ao terceiro seletor 120 como o terceiro sinal

selecionado. Além disso, o Y_k é multiplicado por $\sqrt{2}$ em um primeiro multiplicador 130, e o X_k também é multiplicado por $\sqrt{2}$ em um segundo multiplicador 150.

O primeiro seletor 110 recebe o Z_k da calculadora 105 e o " $-Z_k$ " da inversora 115, e seleciona uma das entradas de acordo com o primeiro sinal selecionado do primeiro extrator MSB 155. O terceiro seletor 120 então recebe uma saída do primeiro seletor 110 e um bit "0", e seleciona uma das entradas de acordo com o terceiro sinal selecionado do terceiro extrator MSB 165. Uma saída do terceiro seletor 120 é somada a um valor de saída $\sqrt{2}Y_k$ do primeiro multiplicador 130 por um primeiro somador 125, gerando um terceiro valor de decisão suave $\Lambda(S_{k,2})$ do sinal recebido R_k mapeado para o $k^{\text{ésimo}}$ símbolo.

Além disso, o segundo seletor 135 recebe o Z_k da calculadora 105 e o " $-Z_k$ " do inversor 115, e seleciona uma das entradas de acordo com o segundo sinal de seleção do segundo extrator MSB 160. O quarto seletor 140 então recebe uma saída do segundo seletor 135 e um bit "0", e seleciona uma das entradas de acordo com o terceiro sinal de seleção do terceiro extrator MSB 165. Uma saída do quarto seletor 140 é somada a um valor de saída $\sqrt{2}X_k$ do segundo multiplicador 150 por um segundo somador 145, assim gerando o segundo valor de decisão suave $\Lambda(S_{k,1})$ do sinal recebido R_k mapeado para o $k^{\text{ésimo}}$ símbolo.

De acordo com a descrição anterior, uma calculadora de valor de decisão suave convencional utilizando o procedimento métrico mínimo dual realizado pela Equação (5) necessita dez ou mais operações de raiz quadrada e operações de comparação. No entanto, a calculadora nova da

Figura 4 realizou utilizando a Equação (10) à Equação (12) é compreendida de 3 somadores, 3 multiplicadores, e 4 multiplexadores, contribuindo para uma admirável redução do tempo e da complexidade da operação da calculadora. A

5 Tabela 7 abaixo ilustra uma comparação feita entre a Equação (5) e as Equações (10) a (12) em termos do tipo e número de operações, para $i \in \{0,1,2\}$.

Tabela 7

Equação (4)		Equações (10) a (12)	
Operação	Nº de operações	Operação	Nº de operações
Soma	$3 \times 8 + 3 = 27$	Soma	3
Raiz quadrada	$2 \times 8 = 16$	Multiplicação	3
Comparação	$3 \times 2 \times 3 = 18$	Multiplexação	4

Em resumo, a presente invenção deriva a Tabela 6 à

10 Tabela 11 da Equação (6) à Equação (8) e o processo da Tabela 1 à Tabela 5, para reduzir um retardo de tempo e a complexidade, que podem ocorrer quando a Equação (4), o conhecido procedimento métrico mínimo dual, ou a Equação (5), obtida pela simplificação do procedimento métrico

15 mínimo dual, é efetivamente realizada utilizando o QAM 16-ário. Ainda, a presente invenção fornece a Equação (9) e a Equação (10), novas fórmulas utilizadas para realizar o procedimento métrico mínimo dual no QAM 16-ário. Além disso, a presente invenção fornece um dispositivo de

20 hardware realizado com base na Equação (9) e na Equação (10).

Será feita agora uma comparação entre o método convencional de calcular um valor de decisão suave $\Lambda(S_{k,2})$ utilizando a Equação (5) e um novo método de calcular o

valor de decisão suave $\Lambda(S_{k,2})$ utilizando a Equação (10). A Figura 5 ilustra uma constelação de sinais tendo pontos de mapeamento de acordo com o PSK 8-ário, para a explicação dos cálculos. Com referência à Figura 5, um sinal recebido bidimensional R_k compreendido de um componente de sinal em fase X_k e um componente de sinal de fase de quadratura Y_k tem um valor de coordenada representado por "x". Aqui, será suposto que $X_k=0,6$ e $Y_k=0,1$.

Será descrito primeiro o processo convencional de calcular o valor de decisão suave $\Lambda(S_{k,2})$ utilizando a Equação (5).

O quadrado de cada distância entre o sinal recebido R_k e 4 pontos de mapeamento com $S_{k,2}=1$ (isto é, 4 pontos de mapeamento sob o eixo-x na Figura 5) é calculado primeiro para determinar a distância mais curta.

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento "110" = $\{-0,6 - \cos(9\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(9\pi/8)\}^2 = 0,185$.

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento "111" = $\{-0,6 - \cos(11\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(11\pi/8)\}^2 = 0,726$.

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento "101" = $\{-0,6 - \cos(13\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(13\pi/8)\}^2 = 1,644$.

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento "100" = $\{-0,6 - \cos(15\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(15\pi/8)\}^2 = 2,402$.

Portanto, o valor mínimo (ou a distância mais curta do sinal recebido R_k) $|R_k - Z_k(S_{k,2}=1)|^2$ é 0,185.

Então, o quadrado de cada distância entre o sinal recebido R_k e 4 pontos de mapeamento com $S_{k,2}=0$ (isto é, 4 pontos de mapeamento sobre o eixo-x na Figura 5) é calculada para determinar a distância mais curta.

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento

$${}^{000} = \{-0,6 - \cos(\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(\pi/8)\}^2 = 2,555.$$

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento

$${}^{001} = \{-0,6 - \cos(3\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(3\pi/8)\}^2 = 2,014.$$

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento

$$5 \quad {}^{011} = \{-0,6 - \cos(5\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(5\pi/8)\}^2 = 1,096.$$

O quadrado de uma distância de um ponto de mapeamento

$${}^{010} = \{-0,6 - \cos(7\pi/8)\}^2 + \{-0,1 - \sin(7\pi/8)\}^2 = 0,338.$$

Portanto, a distância mínima de $|R_k - Z_k(S_{k,2}=1)|^2$ é 0,338.

10 Se os resultados acima são substituídos dentro da Equação (5), então o valor de decisão suave torna-se

$$\begin{aligned} \Lambda(S_{k,2}) &= K' [\min |R_k - Z_k(S_{k,2}=1)|^2 - \min |R_k - Z_k(S_{k,2}=0)|^2] \\ &= K' \times (0,185 - 9,338) \\ &= -0,153 \times K' \end{aligned}$$

15 A seguir, um novo processo de calcular o valor de decisão suave $\Lambda(S_{k,2})$ utilizando a Equação (10) será descrito.

Z_k e α são calculados primeiro.

$$Z_k = |X_k| - |Y_k| = |-0,6| - |-0,1| = 0,5$$

20 Derivado disso, como $Z_k \geq 0$, isto é, $MSB(Z_k) = 0$, $\alpha = 0$.

Se os resultados acima são substituídos dentro da Equação (10), então o valor de decisão suave torna-se

$$\Lambda(S_{k,2}) = \sqrt{2} Y_k + \alpha * Z_k = \sqrt{2} \times (-0,1) + 0 \times 0,5 = -0,141$$

Aqui, a razão do resultado da Equação (5) ser
25 diferente do resultado da Equação (10) é que o valor de decisão suave calculado pela Equação (9) foi normalizado por $K'(\sqrt{(2+\sqrt{2})} - \sqrt{(2-\sqrt{2})})$. No caso de um decodificador turbo utilizando um cerne max-logMAP (atualmente, tanto L3QS como 1xTREME utilizam o cerne max-logMAP), a normalização de
30 todos os valores LLR (ou valores suave) utilizando o mesmo

coeficiente nunca afeta o desempenho.

Se o coeficiente é efetivamente multiplicado para calcular um valor não normalizado, então

$$-0,141xK'(\sqrt{(2+\sqrt{2})}-\sqrt{(2-\sqrt{2})})=-0,141x1,082xK'=-0,153xK'.$$

5 Observa-se que o valor não normalizado calculado é idêntico ao resultado da Equação (5).

Em suma, para reduzir o retardo de tempo e a complexidade causada pela utilização do procedimento métrico mínimo dual da Equação (5), a presente invenção
10 constrói as tabelas de mapeamento da Tabela 4 à Tabela 6 através do processo da Equação (6) à Equação (9) e da Tabela 1 à Tabela 3. Ainda, a presente invenção substitui as tabelas de mapeamento dentro da Equação (10) à Equação (12), o procedimento métrico mínimo dual efetuando as
15 fórmulas. Além disso, a presente invenção fornece um circuito lógico de uma calculadora para calcular valores de decisão suave de PSK 8-ário, realizado pela Equação (10) à Equação (12).

Como foi descrito acima, ao derivar o valor de decisão
20 suave necessário como a entrada para um decodificador de canal pelo procedimento métrico mínimo dual, o demodulador novo para um sistema de comunicação digital que emprega a modulação PSK 8-ária permite cálculos simples e rápidos, contribuindo para uma admirável redução no tempo da
25 operação e na complexidade do demodulador que calcula valores de decisão suave.

Embora a invenção tenha sido mostrada e descrita com referência a uma certa versão preferida da mesma, será compreendido por aqueles versados na técnica que várias
30 mudanças na forma e nos detalhes podem ser feitas sem desviar do espírito e escopo da invenção conforme definida pelas reivindicações apenas.

REIVINDICAÇÕES

1. Aparelho de demodulação PSK (Phase shift Keying - Chaveamento de Deslocamento de Fase) 8-ária para receber um sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ compreendido de um $k^{\text{ésimo}}$ componente em quadratura de fase Y_k e um $k^{\text{ésimo}}$ componente em fase X_k , e para gerar valores de decisão suave $\Lambda(S_{k,0})$, $\Lambda(S_{k,1})$ e $\Lambda(S_{k,2})$ para o sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ por um meio de decisão suave, caracterizado por compreender:

um analisador de sinal recebido para calcular uma função Z_k do sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ de acordo com uma equação $Z_k = |X_k| - |Y_k|$, e determinar um primeiro parâmetro α e um segundo parâmetro β pelo sinal de entrada; e

uma unidade de saída de valor de decisão suave para calcular os valores de decisão suave para o sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$, utilizando o primeiro parâmetro α , o segundo parâmetro β , e o sinal recebido $R_k(X_k, Y_k)$, de acordo com

$$\Lambda(S_{k,2}) = \sqrt{2}Y_k + \alpha \cdot Z_k, \text{ onde } \alpha = \begin{cases} 0 & \text{se } Z_k \geq 0 \\ -1 & \text{se } Z_k < 0 \text{ e } Y_k \geq 0 \\ 1 & \text{se } Z_k < 0 \text{ e } Y_k < 0 \end{cases}$$

$$\Lambda(S_{k,1}) = \sqrt{2}X_k + \beta \cdot Z_k, \text{ onde } \beta = \begin{cases} 0 & \text{se } Z_k < 0 \\ -1 & \text{se } Z_k \geq 0 \text{ e } X_k < 0 \\ 1 & \text{se } Z_k \geq 0 \text{ e } X_k \geq 0 \end{cases}$$

$$\Lambda(S_{k,0}) = Z_k$$

em que $\Lambda(S_{k,i})$ indica um valor de decisão suave que corresponde a $S_{k,i}$ ($i=0,1,2$), e $S_{k,i}$ indica um $i^{\text{ésimo}}$ bit em uma sequência de sinal codificado mapeada para um $k^{\text{ésimo}}$ símbolo.

2. Método de demodulação PSK (Phase Shift Keying - Chaveamento de Deslocamento de Fase) 8-ária para receber um sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ compreendido de um $k^{\text{ésimo}}$ componente de quadratura de fase Y_k e um $k^{\text{ésimo}}$ componente em fase X_k , e para gerar valores de decisão suave $\Lambda(S_{k,0})$, $\Lambda(S_{k,1})$ e $\Lambda(S_{k,2})$ para o sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ por um meio de decisão suave, caracterizado por compreender as etapas de:

calcular o valor suave Z_k do sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ de acordo com a equação $Z_k = |X_k| - |Y_k|$, e determinar um primeiro parâmetro α e um segundo parâmetro β pelo sinal de entrada; e

calcular os valores de decisão suave para o sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$, utilizando o primeiro parâmetro α e um segundo parâmetro β , e o sinal recebido $R_k(X_k, Y_k)$, de acordo com

$$\Lambda(S_{k,2}) = \sqrt{2}Y_k + \alpha \cdot Z_k, \text{ onde } \alpha = \begin{cases} 0 & \text{se } MSB(Z_k) = 0 \\ -1 & \text{se } MSB(Z_k) = 1 \text{ e } MSB(Y_k) = 0 \\ 1 & \text{se } MSB(Z_k) = 1 \text{ e } MSB(Y_k) = 1 \end{cases}$$

$$\Lambda(S_{k,1}) = \sqrt{2}X_k + \beta \cdot Z_k, \text{ onde } \beta = \begin{cases} 0 & \text{se } MSB(Z_k) = 1 \\ -1 & \text{se } MSB(Z_k) = 0 \text{ e } MSB(X_k) = 1 \\ 1 & \text{se } MSB(Z_k) = 0 \text{ e } MSB(X_k) = 0 \end{cases}$$

$$\Lambda(S_{k,0}) = Z_k$$

em que $\Lambda(S_{k,i})$ indica um valor de decisão suave que corresponde a $S_{k,i}$ ($i=0,1,2$), e $S_{k,i}$ indica um $i^{\text{ésimo}}$ bit em uma sequência de sinal codificado mapeada para um $k^{\text{ésimo}}$ símbolo.

30, 3. Método de demodulação PSK (Phase Shift Keying -

Chaveamento de Deslocamento de Fase) 8-ária para receber um sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ compreendido de um $k^{\text{ésimo}}$ componente de quadratura de fase Y_k e um $k^{\text{ésimo}}$ componente em fase X_k , e para gerar valores de decisão suave $\Lambda(S_{k,0})$,
 5 $\Lambda(S_{k,1})$ e $\Lambda(S_{k,2})$ para o sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ por um meio de decisão suave, caracterizado por compreender:

uma calculadora para calcular um valor suave Z_k ao subtrair um nível $|Y_k|$ do componente de sinal de quadratura de fase Y_k de um nível $|X_k|$ do componente de sinal em fase
 10 X_k do sinal recebido $R_k(X_k, Y_k)$, e emitir Z_k como um primeiro valor de decisão suave;

um primeiro seletor para receber Z_k da calculadora e um valor invertido $-Z_k$ de Z_k , e selecionar Z_k ou $-Z_k$ de acordo com um bit mais significativo (MSB) do componente de
 15 sinal de quadratura de fase Y_k ;

um segundo seletor para receber Z_k da calculadora e $-Z_k$, e selecionar Z_k ou $-Z_k$ de acordo com um MSB do componente de sinal em fase X_k ;

um terceiro seletor para receber uma saída do segundo seletor e um valor "0", e selecionar a saída do segundo seletor ou o valor "0" de acordo com um MSB de Z_k ;

um primeiro somador para somar um valor calculado pela multiplicação do componente de sinal de quadratura de fase Y_k por $\sqrt{2}$ para uma saída do terceiro seletor, e emitir o
 25 valor resultado como o terceiro valor de decisão suave;

um quarto seletor para receber uma saída do segundo seletor e um valor "0", e selecionar a saída do segundo seletor ou o valor "0" de acordo com o MSB de Z_k ; e

um segundo somador para somar um valor calculado pela
 30 multiplicação do componente de sinal em fase X_k por $\sqrt{2}$

para uma saída do quarto seletor, e emitir um valor de resultado como o segundo valor de decisão suave.

4. Método de demodulação PSK (Phase Shift Keying - Chaveamento de Deslocamento de Fase) 8-ária para receber um
 5 sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ compreendido de um $k^{\text{ésimo}}$ componente de quadratura de fase Y_k e um $k^{\text{ésimo}}$ componente em fase X_k , e para gerar valores de decisão suave $\Lambda(S_{k,0})$, $\Lambda(S_{k,1})$ e $\Lambda(S_{k,2})$ para o sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ por um meio de decisão suave, caracterizado por compreender as
 10 etapas de:

(a) calcular um valor suave Z_k de um primeiro símbolo demodulado ao subtrair um nível $|Y_k|$ do componente de sinal de quadratura de fase Y_k de um nível $|X_k|$ do componente de sinal em fase X_k do sinal recebido $R_k(X_k, Y_k)$;

15 (b) fixar da primeira variável α para "0" se o valor suave Z_k tiver um valor positivo, fixar a primeira variável α para "-1" se Z_k tiver um valor negativo e o componente de quadratura de fase Y_k tiver um valor positivo, e fixar a primeira variável α para "1" se Z_k tiver um valor negativo
 20 e o componente de quadratura de fase Y_k tiver um valor negativo;

(c) determinar o valor suave de um terceiro símbolo demodulado ao calcular $\sqrt{2}Y_k + \alpha Z_k$ utilizando o componente de quadratura de fase Y_k , o valor suave Z_k e a primeira
 25 variável α ;

(d) fixar a segunda variável β para "0" se o valor suave Z_k tiver um valor negativo, fixar a segunda variável β para "-1" se Z_k tiver um valor positivo e o componente em fase X_k tiver um valor negativo, e fixar a segunda variável
 30 β para "1" se Z_k tiver um valor positivo e o componente em

fase X_k tiver um valor positivo; e

(e) determinar o valor suave de um segundo símbolo demodulado ao calcular $\sqrt{2}X_k + \beta * Z_k$ utilizando o componente em fase X_k , o valor suave Z_k e a segunda variável β .

1/5

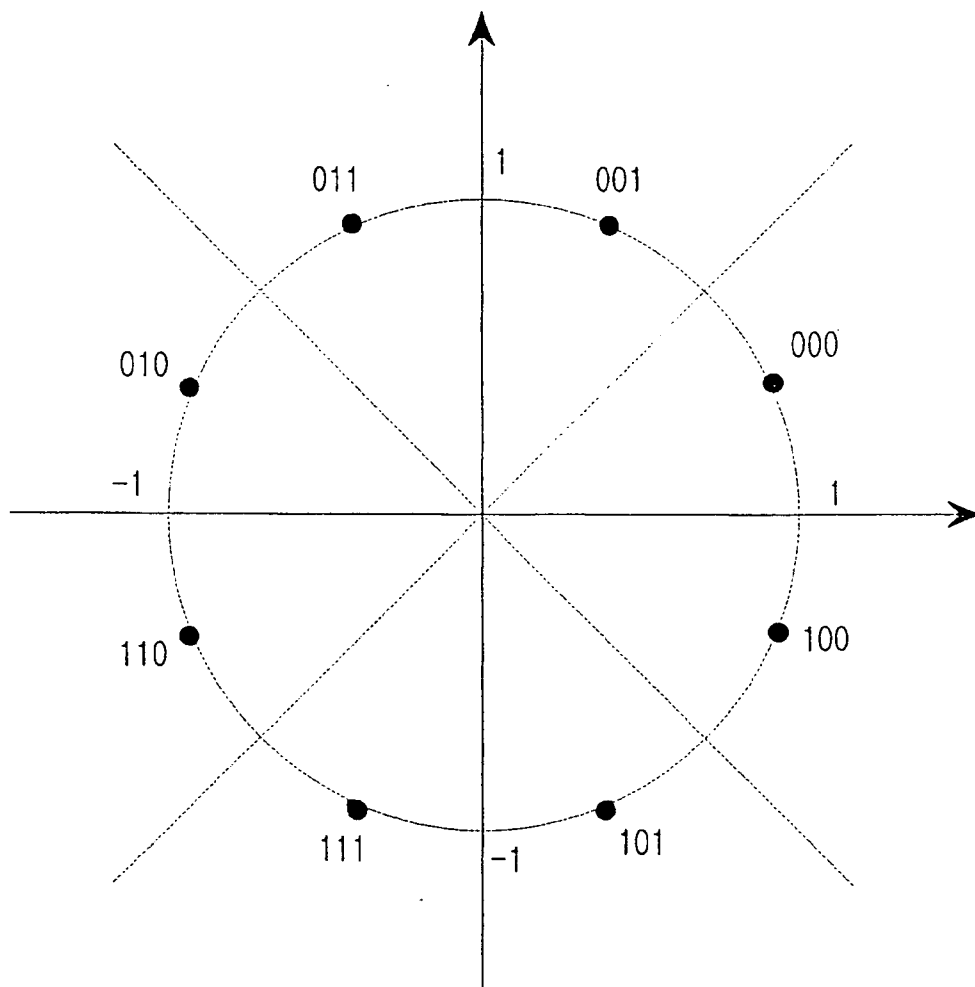


FIG. 1

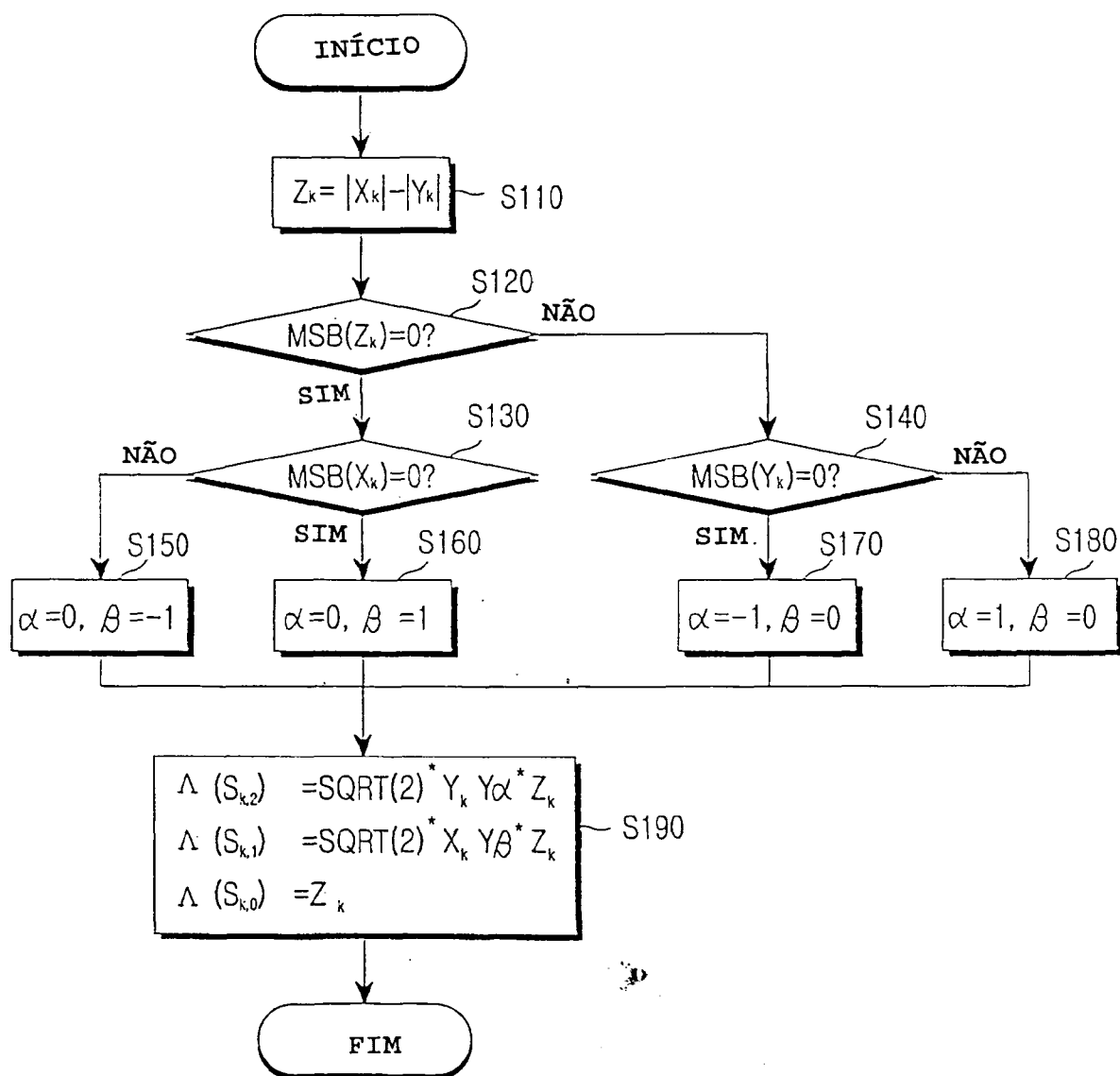


FIG. 2

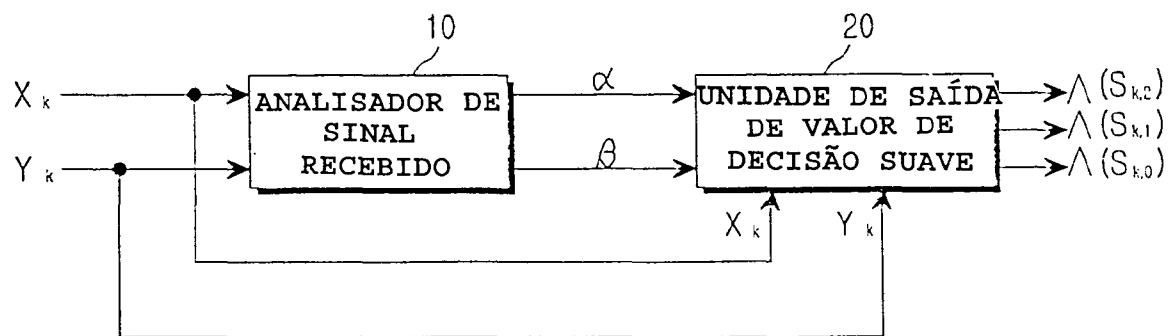


FIG.3

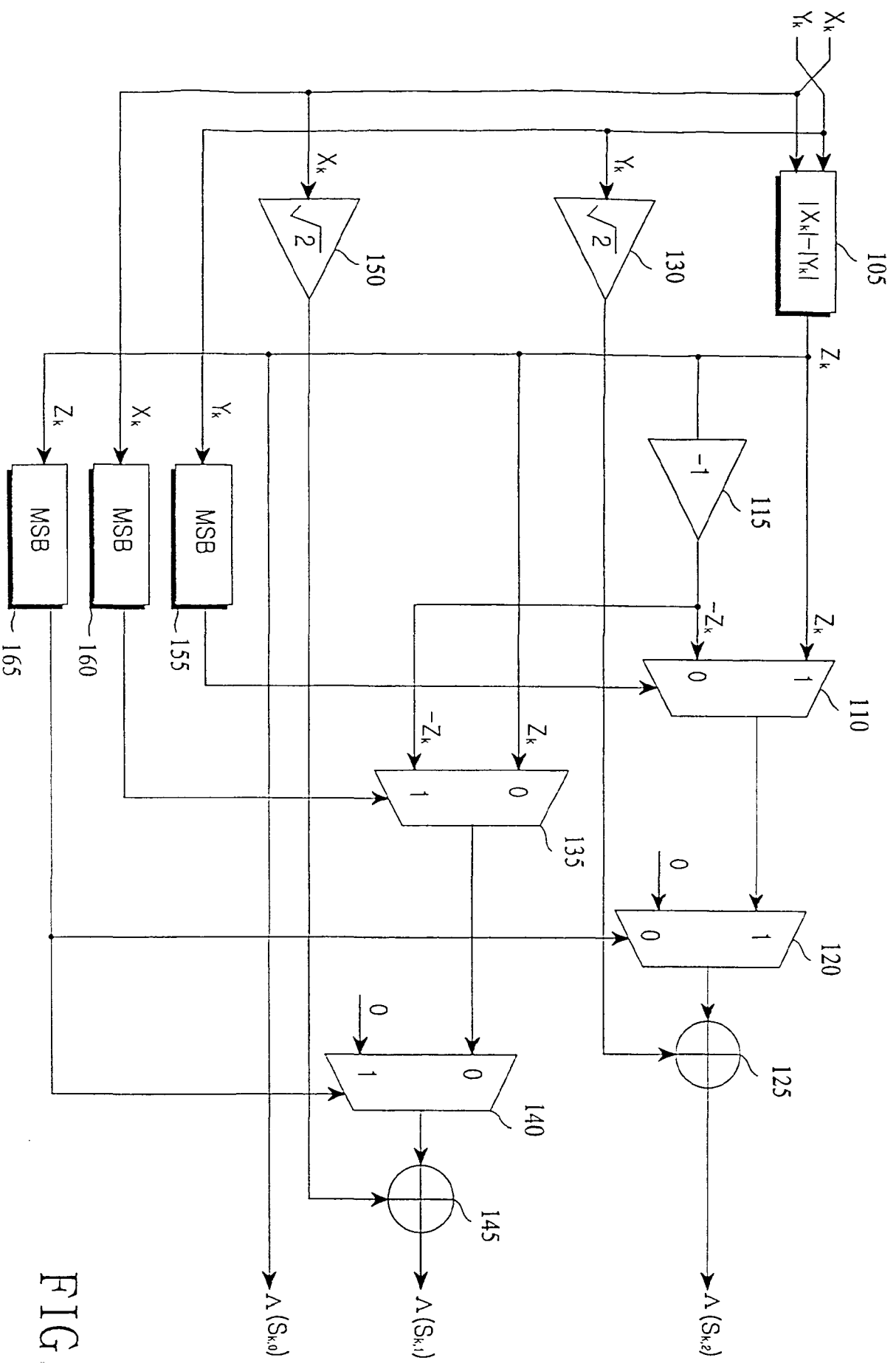


FIG. 4

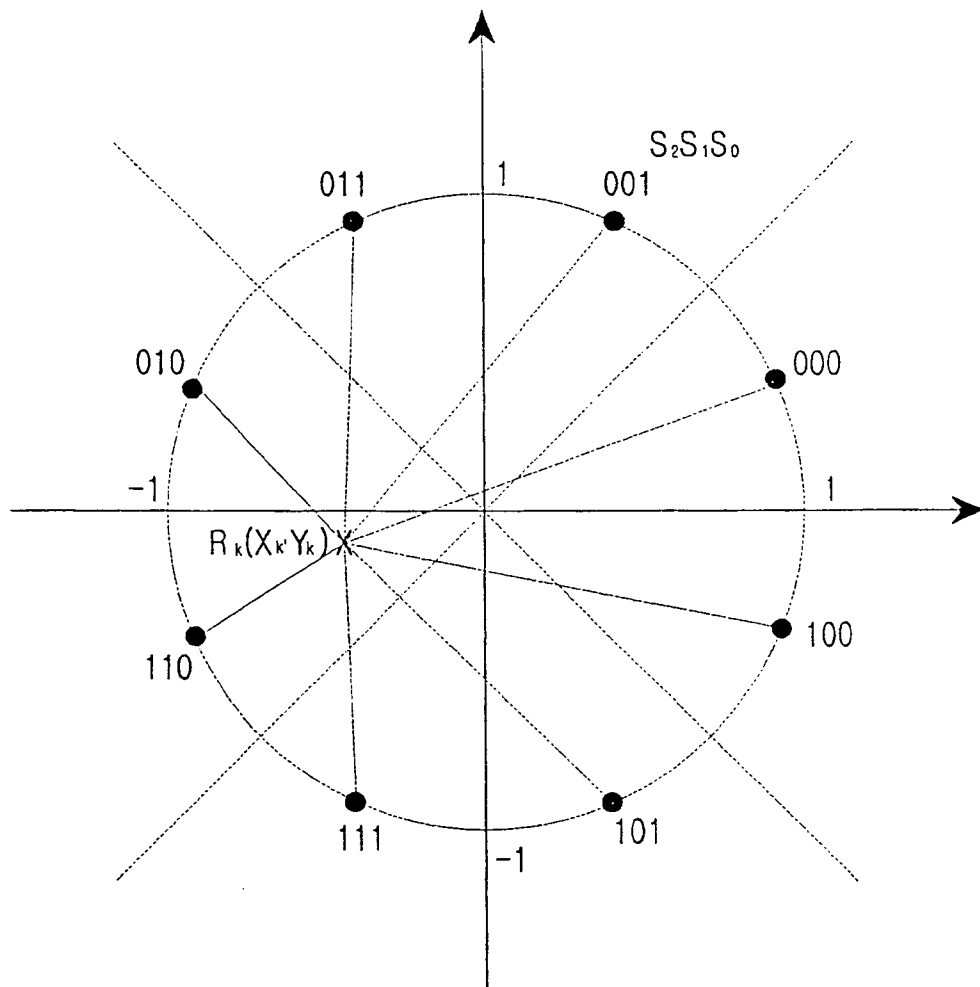


FIG.5

**APARELHO E MÉTODO DE DEMODULAÇÃO EM UM SISTEMA DE
COMUNICAÇÃO QUE EMPREGA A MODULAÇÃO PSK 8-ÁRIA**

Um aparelho de demodulação PSK 8-ária para receber um sinal de entrada $R_k(X_k, Y_k)$ compreendido de um $k^{\text{ésimo}}$ componente de quadratura de fase Y_k e um $k^{\text{ésimo}}$ componente em fase X_k , e para gerar valores de decisão suave $\Lambda(S_{k,0})$, $\Lambda(S_{k,1})$, e $\Lambda(S_{k,2})$. Uma calculadora calcula Z_k ao subtrair um nível $|Y_k|$ do componente de sinal de quadratura de fase Y_k de um nível $|X_k|$ do componente de sinal em fase X_k . O primeiro seletor seleciona Z_k ou $-Z_k$ inverso, de acordo com um MSB do componente de sinal de quadratura de fase Y_k . O segundo seletor seleciona Z_k ou o $-Z_k$ inverso de acordo com um MSB do componente de sinal em fase X_k . O terceiro seletor seleciona uma saída do segundo seletor ou um valor "0" de acordo com o MSB de Z_k .