

**DESCRIÇÃO
DA
PATENTE DE INVENÇÃO**

N.º 96 376

REQUERENTE: LICENTIA PATENT-VERWALTUNGS-GmbH, alemã, com sede em Theodor-Stern-Kai 1, D-6000 Frankfurt am Main 70, República Federal da Alemanha

EPÍGRAFE: "Conversor analógico-digital interpolativo para sinais passa banda"

INVENTORES: Hans-Joachim Dressler

Reivindicação do direito de prioridade ao abrigo do artigo 4º da Convenção de Paris de 20 de Março de 1883.

República Federal da Alemanha em 27 de Dezembro de 1989 sob o nº. P 39 43 072.3.

71 928
P 39 43 072.3

[Handwritten signature]

PATENTE N.º. 96 376

"Conversor analógico-digital interpolativo para sinais passa banda"

para que

LICENTIA PATENT-VERWALTUNGS-GmbH, pretende obter privilégio de invenção em Portugal.

R E S U M O

O presente invento refere-se a um conversor analógico-digital interpolativo para sinais de passa banda no qual é executada a quantificação da amplitude dos valores conduzidos em duas fases ligadas sequencialmente, tendo a 1.ª fase o ponto de corte analógico-digital real e a 2.ª fase é puramente digital. A quantificação da amplitude dos valores conduzidos não é aqui processada como nos outros processos através da actuação de elementos de quantificação fina no ponto de corte analógico-digital, mas sim através da leitura da formação espectral do ruído de quantificação e interpolação digital. Assim, consegue-se que no ponto de corte analógico-digital real se utilizem elementos de resolução muito grosseira (em casos extremos, com apenas duas fases de quantificação).

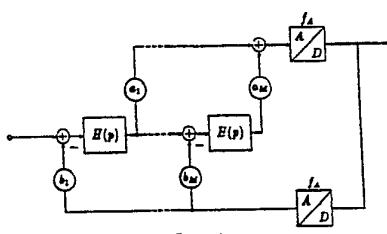


Fig.1

MEMÓRIA DESCRIPTIVA

O invento refere-se a um conversor analógico-digital para digitalização de sinais de passa banda analógicos de acordo com a reivindicação 1, em especial para a frequência portadora ou frequência intermédia [em receptores rádio]. A digitalização minimiza o custo de ligações no ponto de corte analógico/digital e contorna as dificuldades que surgem em soluções analógicas, através das características de elementos não ideais (ruído, envelhecimento, temperatura, desfasagem DC, etc).

A digitalização de sinais ZF é conhecida, por exemplo, do arquivo NTZ, Banda 5, caderno 12/1983 S. 353ff. A desvantagem das soluções conhecidas é devida ao conversor analógico-digital converter o sinal de passa banda logo no ponto de corte A/D com resolução total de amplitude, e assim tem de ser aperfeiçoado de forma muito dispendiosa com muitos elementos de precisão. Uma tal solução apresenta, por um lado, custos elevados e por outro na conversão A/D o momento de exploração tem de ser conservado tanto mais exacto, quanto mais elevado for o sinal de entrada a ser tratado. Por causa do comportamento destes elementos não se podem eliminar totalmente determinadas dispersões, a resolução de amplitude a atingir com processos tradicionais é limitada para cima.

Os processos pra conversão de sinais analógicos-digitais com poucas fases de quantificação apenas no ponto de corte analógico-digital, mas no entanto elevada resolução são processos interpolativos. Conversores analógico-digitais interpolativos são conhecidos por exemplo da IEEE Trans. Commun. Vol. 33, No. 3, S. 249ff. Estes são, no entanto, inadequados para a conversão A/D de sinais de passa banda, porque apenas os sinais cujas partes de espectro estão muito abaixo da frequência de patamar são convertidos com a resolução desejada.

O objectivo do invento é executar a conversão A/D de elevada resolução de sinais passa banda com apenas uma ou poucas fases de quantificação. Este objectivo é solucionado com a característica indicada na parte assinalada da reivindicação 1. As reivindica-

ções secundárias dão a entender vantajosos aperfeiçoamentos ou melhoramentos. O processo interpolativo para a conversão analógico-digital para sinais passa banda conduz à quantificação de amplitude dos valores de exploração através de duas fases ligadas uma a seguir à outra. Neste caso, a primeira fase (Fase 1) contém o verdadeiro ponto de corte analógico-digital, enquanto a segunda fase (Fase 2) apresenta funções puramente digitais. A quantificação de amplitude dos valores de exploração processa-se aqui de forma diferente da dos processos não interpolativos, não com elementos de quantificação fina no ponto de corte analógico-digital mas sim através de sobre-exploração, formação de espectro do ruído de quantificação na primeira fase e interpolação digital na segunda fase.

O invento é explicado seguidamente através das figuras.

Segundo a teoria de exploração para sinais passa banda, pode ser apresentado um sinal passa banda analógico com a largura de banda B através dos valores de exploração $T=1/f_A$ sem perda de informação, se for mantida a igualação entre a frequência de exploração f_A e a largura de Banda B do sinal passa banda.

$$f_A > 2B \quad (1)$$

e a relação entre a frequência central f_m do sinal de passa banda e a frequência de exploração f_A

$$f_m = (2m+1) \cdot f_A/4 \quad (2)$$

com $m = 0, 1, 2, \dots$

Seguidamente, m é caracterizado como índice de passa banda e a exploração de sinais de passa banda como exploração de passa banda.

Na exploração real de passa banda com um conversor analógico-digital para além da exploração do sinal de passa banda (quantificação temporal) é ainda executada uma quantificação da amplitude de acordo com a resolução do conversor analógico-digital. O conversor analógico-digital, de acordo com o invento, converte os sinais passa banda em duas fases ligadas uma a seguir



à outra, sendo ambas postas a funcionar com a frequência temporizada

$$f_A > 2NB \quad (3)$$

sendo N muito maior que um (elevada sobreexploração). A equação (2) continua válida. Assim resulta para a frequência de exploração:

$$f_A = \frac{4}{2m+1} f_m > 2NB \quad (4)$$

A figura 1 apresenta a primeira fase do conversor A/D de acordo com o invento. Ela é um circuito de regulação composto por um conversor A/D de quantificação grosseira (em casos extremos com apenas um bit de resolução), um conversor D/A de resolução correspondente, locais de comparação, funções de transferência linear $H(p)$ e coeficiente a_i e b_i . O valor de frequência sequencial f_A para o conversor tanto A/D como D/A deve ser seleccionada de acordo com a equação (4).

Os coeficientes a_i e b_i devem ser seleccionados de forma que o circuito de regulação seja estável e o ruido de quantificação na zona de frequência útil seja minimo. Os critérios de estabilidade são solucionados com os processos técnicos de regulação gerais como, por exemplo, o diagrama "Bode". O ruido é minimizado quando se solucionam os coeficientes a_i e b_i de modo que a ligação reage em aproximação como um sistema autêntico de ordem "n-ter", representando n o número das funções de transferência $H(p)$ utilizados.

As funções de transferência lineares $H(p)$ são ressonâncias cuja frequência de ressonância está sintonizada para a frequência média ou ambiente, próxima da frequência média. Como ressonâncias são indicadas as funções de transferência que possuam um comportamento igual ou semelhante ao das funções de transferência que resultam da transformação de passa baixo/passa banda de funções de transferência de 1^a ordem integráveis ou aproximadamente integráveis. Estas são por exemplo:

As funções de transferência lineares que, com uma onda sinusoidal excitada de frequência f_m , que é ligada no momento $t=0$ reage à saída com uma onda sinusoidal, cuja amplitude aumenta proporcionalmente ao tempo t ;

ou

as funções de transferência lineares que com uma onda sinusoidal excitada de frequência f_m que é ligada no momento $t=0$, reage à saída com uma onda sinusoidal, cuja amplitude num intervalo de tempo final $0 < t < t_0$, aumenta proporcionalmente ao tempo t_i . t_0 deve aqui ser muito mais pequeno que o período de exploração;

ou

ressonâncias, cuja frequência de ressonância está de acordo com ou aproxima-se muito da frequência média do sinal de entrada;

ou

ressonâncias, cuja frequência de ressonância está de acordo com ou aproxima-se muito da frequência média do sinal de entrada, bem como possuem um comportamento igual ou semelhante às funções de transferência que resultam das transformações passa baixo/passa banda de funções de transferência de 1ª. ordem integráveis ou de integração aproximada;

ou

em comparação com a largura de banda do sinal de entrada de passa banda de banda estreita, cuja frequência média do sinal de entrada está de acordo exactamente com ou se aproxima muito;

ou

em comparação com a largura de banda do sinal de entrada de passa banda de banda estreita, cuja frequência média está de acordo exactamente com ou se aproxima muito da frequência média do sinal de entrada, bem como possuem um comportamento igual ou semelhante às funções de transferência, que resultam da transformação de passa baixo/passa banda de funções de transferência de 1ª. ordem de integração aproximada.

Devido ao retorno dos valores de exploração de quantificação grosseira e comparação com o sinal de entrada, bem como as evoluções de sinal na saída das funções de transferência $H(p)$, as partes de sinal dos sinais de erro são ponderadas ou conformadas

de modo espectral na proximidade da frequência de ressonância em comparação com outras partes de sinal. Os sinais de saída das funções de transferência $H(p)$ são adicionados, em conformidade, com os factores de ponderação ai e conduzidos para o A/D que executa uma quantificação grosseira da amplitude. Devido ao acoplamento por reacção coloca-se na saída do conversor A/D uma sequência de valores de exploração quantificados de forma grosseira para que estes estejam em conformidade na zona de frequência útil até um ruido residual com o sinal de entrada explorado idealmente.

A figura 2 apresenta a evolução do ruido de quantificação 1 e do sinal de passa banda 2, que ainda contém um valor diminuto de ruido residual. Reconhece-se que as partes significativas do ruido de quantificação se situam essencialmente fora da zona de frequência útil.

Na segunda fase do conversor A/D de acordo com o invento para sinais de passa banda, processa-se a quantificação fina dos valores de exploração antes quantificados de forma grosseira através da interpolação digital. Também esta fase é excitada com a mesma frequência sequencial f_A , de acordo com a equação (4), como na primeira fase. Para execução desta interpolação existem duas possibilidades básicas ou seja, interpolação digital com uma banda passa banda digital, cujo centro de banda e largura de banda concorda de forma exacta ou aproximada com a frequência de banda útil do sinal passa banda com a exploração ideal da banda passa banda sem quantificação de amplitude ou interpolação digital com um modulador de quadratura digital.

Na interpolação digital antes descrita com uma banda de passa banda digital, as partes significativas do ruido de quantificação situam-se fora da zona de frequência útil. Assim estão disponíveis na saída desta banda passa banda valores de exploração com quantificação fina.

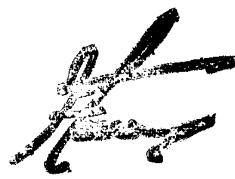
A figura 3 apresenta um modulador de quadratura digital para o conversor A/D, de acordo com o invento, para sinais passa banda. Ele é formado por um misturador de quadratura 4 com dois

multiplicadores digitais 5, 6 e duas bandas passa baixo digitais 7, 8. As bandas passa baixo digitais 7, 8 estão concebidas de forma que as suas zonas de passagem concordam exactamente ou de forma aproximada com a zona de frequência útil do sinal passa baixo equivalente (Frequência limite $f_g = B/2$). Porque o conteúdo de informação de um sinal passa banda não está contido na sua posição de suporte (frequência média) mas sim no sinal passa banda equivalente é possível executar uma quantificação fina do sinal passa baixo equivalente. O sinal de saída da primeira fase é multiplicado no misturador de quadratura 4 com o multiplicador digital 5 com $\cos(\pi/2 \times k)$ e depois enviado através da banda passa baixo 7 digital, em cuja saída está disponível a parte real de quantificação fina do sinal passa baixo equivalente. De igual modo o sinal de saída da primeira fase é multiplicado no misturador de quadratura digital 4 com o multiplicador digital com $-\sin(\pi/2 \times k)$ e depois enviado através da banda passa baixo 8 digital, em cuja saída está disponível a parte imaginária de quantificação fina do sinal de passa baixo digital.

A cota de exploração à saída de ambas as bandas passa baixo 5, 6 pode ser reduzida de acordo com a largura de banda do filtro de interpolação digital para o factor 2 N.

A figura 4 apresenta o misturador de quadratura digital 4 e é colocado à sua frente, um misturador de quadratura digital simplificado 9. Porque ambas as sequências de suporte digitais $\cos(k \times \pi/2)$ e $\sin(k \times \pi/2)$ só aceitam valores da quantidade (-1, 0, 1) na realização do misturador de quadratura digital 4 pode prescindir-se dos multiplicadores digitais 5, 6. Em vez disso utiliza-se os interruptores 10, 11 que percorrem de forma sincronizada e periodicamente com a frequência de exploração f_A , as posições de ligação 0, 1, 2, 3 e elementos digitais que executam a multiplicação trivial com os factores 0, 1 e -1.

A figura 5 apresenta uma realização técnica de ligação de uma função de transferência $H(p)$. Ela é formada por um circuito de oscilação paralela com o condensador 12 e a bobina 13 que é acumulada pelo transistor 14 na ligação do "Emiter" como fonte de



corrente comandada por tensão. As resistências ohmicas para afinação do ponto de trabalho não estão representadas.

A figura 6 apresenta uma realização técnica de ligação da primeira fase com apenas uma função de transferência linear $H(p)$. Ela é composta pelo circuito de oscilação paralela com o condensador 16 e a bobina 17, com o comparador 18, com o biestável 19, com os transistores 20, 21 e uma fonte de corrente comandada por tensão 22. O biestável 19 é accionado pela frequência f_A e assume assim a situação de ligação do comparador 18. Este por sua vez é orientado pelo circuito de oscilações paralelas com o condensador 16 e a bobina 17. As correntes de colector de ambos os transistores são comandadas pela diferença das tensões U_x e U_y . Assim actua o amplificador de diferenças formado pelos transistores 20, 21 e a fonte de corrente constante 22, simultaneamente como ponto de comparação e como fonte de corrente comandada por tensão para alimentação do circuito de oscilações paralelas formado pelo condensador 16 e bobina 17 e pela fonte de corrente constante 22. A fonte de corrente constante 22 pode por exemplo ser realizada através de uma resistência ohmica ou de uma ligação de transistores.



R E I V I N D I C A Ç Õ E S

1 - Conversor analógico-digital para sinais passa banda da largura da banda B, caracterizado por compreender meios para a realização de um processo interpolativo.

2 - Conversor analógico-digital, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por os referidos meios actuarem com a frequência de exploração:

$$f_A = \frac{4}{2m+1} f_m > 2 NB$$

sendo f_m a frequência média dos sinais passa banda

$$m = 0; 1; 2; 3; \dots$$

e $N \gg 1$

por numa primeira fase se quantificar grosseiramente o sinal de entrada com a frequência de exploração f_A dentro da amplitude e o ruido espectral de quantificação produzido pela quantificação grosseira da amplitude, por as partes significativas de ruido se situarem fora da zona útil da frequência, e por o sinal recebido na primeira fase ser interpolado numa segunda fase digital.

3 - Conversor analógico-digital de acordo com a reivindicação 2, caracterizado por os referidos meios executarem a interpolação do sinal na segunda fase através de uma passa banda digital.

4 - Conversor analógico-digital de acordo com a reivindicação 2, caracterizado por o sinal na fase 2 ser primeiramente misturado em quadratura e através de duas passagens profundas digitais ser interpolado digitalmente e nas saídas estarem dispostos valores de exploração dentro de fases e componentes de quadratura dos sinais de entrada.

5 - Conversor analógico-digital de acordo com a reivindicação 3, caracterizado por a passa banda digital na sua zona de passagem concordar

exactamente, ou de forma muito aproximada, com a zona de frequências de serviço do sinal de entrada numa exploração de banda com fA.

6 - Conversor analógico-digital de acordo com a reivindicação 4, caracterizado por a zona de passagem das passagens digitais profundas concordarem de forma exacta ou muito aproximada com os sinais de passagem profunda equivalentes ao sinal de passa banda.

7 - Conversor analógico-digital de acordo com as reivindicações 4 a 6, caracterizado por, o misturador de quadratura ser composto, de preferência, por dois interruptores electrónicos que percorrem periodicamente as posições de ligação 0, 1, 2, 3 e por as respectivas posições de ligação estarem subordinados elementos digitais que executam a multiplicação com 0, 1 e -1.

8 - Conversor analógico-digital, de acordo com uma das reivindicações 2 a 7, caracterizado por a estrutura da primeira fase de um conversor A/D ser formada com, pelo menos, um bit de resolução, de um conversor D/A de resolução correspondente, com pelo menos uma função de transferência $H(p)$ de elementos de coeficiente a_i e b_i , que podem receber também os valores 0 e 1, bem como de pontos de comparação.

9 - Conversor analógico-digital, de acordo com a reivindicação 8, caracterizado por os coeficientes a_i e b_i serem seleccionados de modo que a ligação da primeira fase seja estável e que o ruido de quantificação seja formado de modo optimizado.

10 - Conversor analógico-digital, de acordo com a reivindicação 8 ou 9, caracterizado por a função de transferência $H(p)$ ou as funções de transferência $H(p)$ serem formadas por ressoadores, cujas frequências de ressonância são exactamente iguais à frequência média f_m do sinal de entrada ou se aproximarem muito destas.

71 928
P 39 43 072.3

-11-

Lisboa,

27. DEZ. 1990

Por LICENTIA PATENT-VERWALTUNGS-GmbH

- O AGENTE OFICIAL -

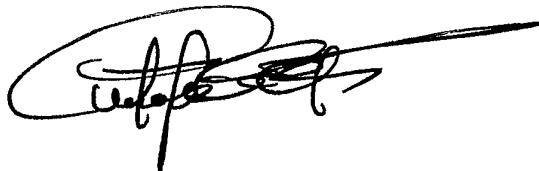


FIG.1

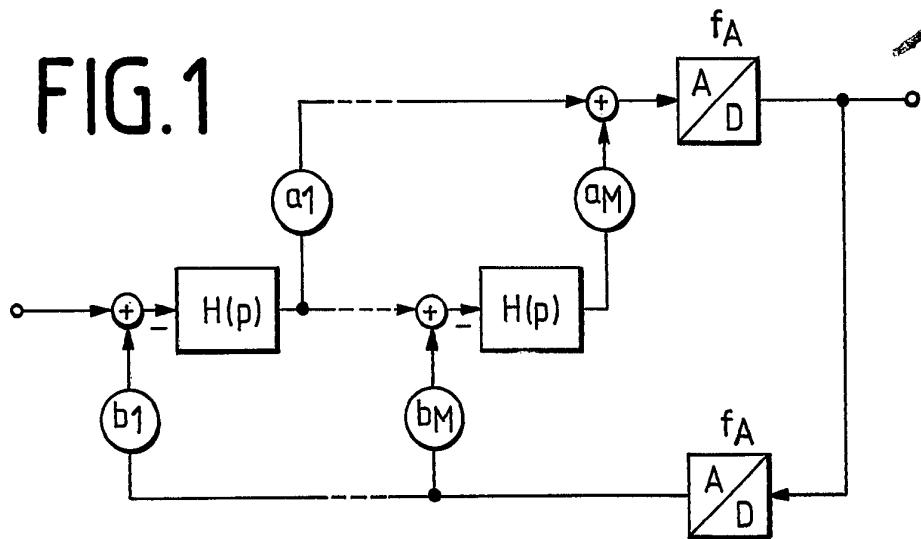


FIG.2

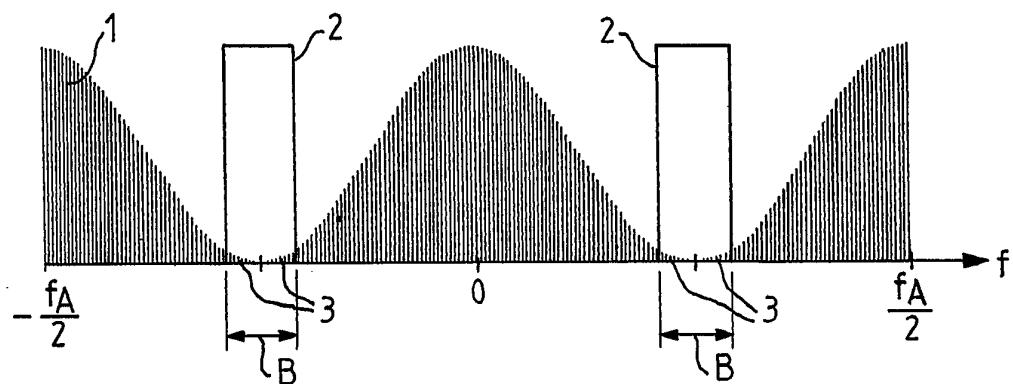


FIG.3

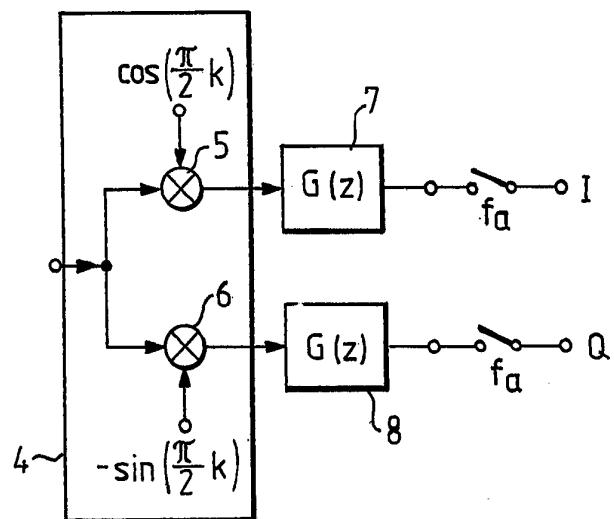


FIG.4

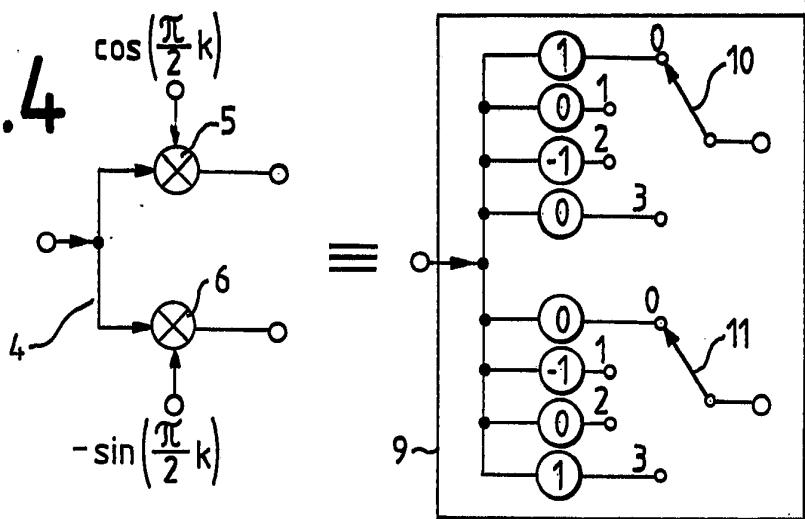


FIG.5

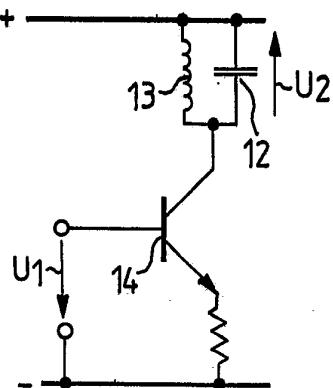


FIG.6

