



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

(11) (21) **PI 0302553-5 A**

(22) Data de Depósito: 01/07/2003
(43) Data de Publicação: 29/03/2005
(RPI 1786)



(51) Int. Cl.⁷.:
H04B 7/26

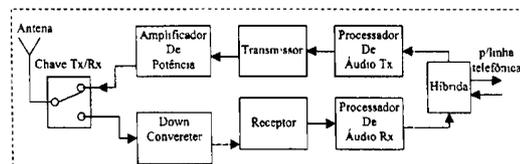
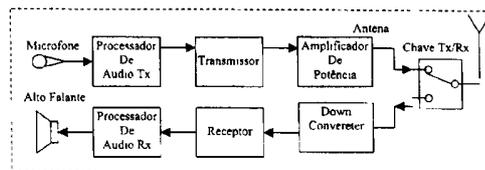
(54) Título: **EQUIPAMENTO TELEFÔNICO SEM FIO COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM VOZ AMOSTRADA**

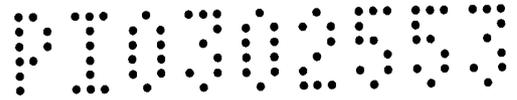
(71) Depositante(s): INTELBRÁS S/A Ind. de Telecomunicação Eletrônica Brasileira (BR/SC)

(72) Inventor(es): João Martinho Costa

(74) Procurador: Marcos Aurélio de Jesus

(57) Resumo: "EQUIPAMENTO TELEFÔNICO SEM FIO COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM VOZ AMOSTRADA". Descreve-se a presente patente como um telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada que, de acordo com as suas características, possui como princípio possibilitar a formação de telefones sem fio, PABX sem fio e similares sem fio de longo alcance, através do espalhamento espectral em voz amostrada, compondo um telefone sem fio que incorpora uma concepção construtiva diferenciada introduzida diretamente no seu transmissor e no seu receptor, conferindo ao mesmo um alcance de transmissão superior em relação aos telefones analógicos, digitais e de espalhamento espectral conhecidos, aliado a uma redução de custo de matéria prima e otimização da banda espectral sendo facilmente adaptável a qualquer sistema de comunicação de sinais analógicos via ondas de rádio.





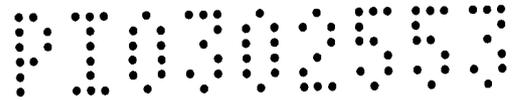
"EQUIPAMENTO TELEFONICO SEM FIO COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM VOZ AMOSTRADA"

Refere-se a presente patente de invenção a inovações introduzidas preferencialmente em telefones, mais especificamente a um
5 telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada que, de acordo com as suas características gerais, possui como princípio básico possibilitar a formação de telefones sem fio, PABX sem fio e similares sem fio, através do espalhamento espectral em voz amostrada, com vistas a permitir alcances maiores que os telefones analógicos, digitais e de
10 espalhamento espectral conhecidos, aliado a uma redução de custos.

A presente patente consiste no emprego de um moderno, eficiente, seguro e funcional telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada formado por um conjunto de soluções elétricas e eletrônicas corretamente incorporadas, compondo um telefone sem fio
15 completo e diferenciado, que incorpora uma concepção construtiva diferenciada introduzida diretamente no seu transmissor e no seu receptor, conferindo ao mesmo, um alcance de transmissão bem superior.

Com relação ao conhecido pelo atual estado da técnica pode-se afirmar que existem basicamente quatro tipos de telefones sem fio
20 atualmente: telefone analógico convencional, telefone digital convencional, telefone digital com espalhamento espectral e telefone analógico com espalhamento espectral.

As leis nos diversos países onde é permitido o uso do telefone analógico convencional e do telefone digital convencional limitam a
25 máxima potência de transmissão destes num valor bem menor que a permitida para o telefone de espalhamento espectral (analógico ou digital), sendo este o caso do Brasil, onde a máxima EIRP (effective isotropic radiated power) para o telefone analógico convencional e o telefone digital convencional é de -1.25dBm, enquanto que para sistemas que utilizam

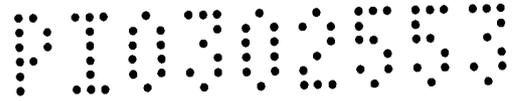


espalhamento espectral a máxima EIRP pode ser de até 36dBm. O telefone sem fio, objeto da presente patente, ainda que de forma diferente, usará a técnica de espalhamento espectral e portanto, poderá transmitir os mesmos níveis de potência permitidos para telefones com espalhamento espectral.

5 Como a sensibilidade do receptor do telefone sem fio proposto é bem próxima à do telefone analógico convencional, que já é melhor que a do telefone digital convencional, o telefone proposto permitirá um alcance maior do que os telefones analógico convencional e digital convencional.

Nos telefones digitais com espalhamento espectral, o sinal de voz é digitalizado antes de ser espalhado espectralmente. Esta digitalização
10 provoca atrasos entre o sinal transmitido e recebido gerando a necessidade de um circuito cancelador de eco na base do telefone. Além disso, esses telefones, geralmente tem sensibilidade de recepção inferior a dos telefones analógicos. Já o telefone sem fio desta patente, não necessita de circuito
15 cancelador de eco, o que permite uma considerável redução de custos. Também possui uma melhor sensibilidade de recepção (próxima a dos telefones analógicos), o que permite maior alcance na comunicação.

O telefone analógico com espalhamento espectral existente no mercado permite um alcance próximo do telefone sem fio, objeto da
20 presente patente, entretanto como a transmissão é feita em cem por cento do tempo, há um alto consumo de bateria, fazendo se necessário o uso de baterias maiores e ou mais caras. Além disso, a transmissão e a recepção são feitas em frequências diferentes exigindo o uso de duplexadores, o que implica em maiores custos ou utilização de bandas de frequências muito
25 distintas como 900MHz e 2,4GHz simultaneamente ou aumentando o alcance, o que não economiza o espectro de frequências. No telefone sem fio, objeto da presente patente, o sinal de áudio a ser transmitido é amostrado, e cada amostra é transmitida em um intervalo de tempo bem curto, o que permite transmissões menores que vinte e cinco por cento do



tempo, aumentando a duração da bateria, ou permitindo que se transmita potências maiores, resultando em maior alcance. Outra vantagem do telefone sem fio, objeto da presente patente é que não há necessidade de duplexadores, nem de se transmitir em bandas distintas, pois o sistema é half-duplex e a frequência de transmissão é a mesma da recepção.

Os objetivos, vantagens e demais características importantes da patente de invenção em apreço poderão ser mais facilmente compreendidas quando lidas em conjunto com as figuras em anexo, nas quais:

10 A figura 1 representa um diagrama em blocos do portátil do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada.

A figura 2 representa um diagrama em blocos da base do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada.

15 A figura 3A representa um diagrama em blocos do transmissor do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada.

A figura 3B representa um diagrama de sinais do transmissor do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada.

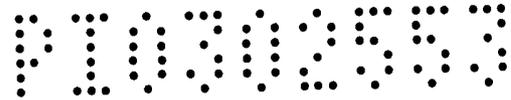
A figura 4A representa um diagrama em blocos do receptor do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada.

20 A figura 4B representa um diagrama de sinais do receptor do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada.

A figura 5 representa um gráfico da autocorrelação de um código de seqüência máxima de comprimento igual a N chips.

25 A figura 6 representa em (a) um gráfico de um PN de sete chips com $T_{pn}=7\mu s$ transmitido a cada $112\mu s$; (b) espectro de frequência do sinal de (a); (c) dois PNs de sete chips com $T_{pn}=7\mu s$ transmitidos a cada $112\mu s$; e (d) espectro de frequência de sinal (c).

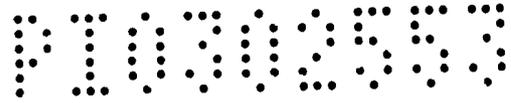
Como se infere das figuras em anexo que ilustram e integram o presente relatório descritivo da patente de invenção de "Equipamento



telefônico sem Fio com Espalhamento Espectral em Voz Amostrada", nas
figuras (1) e (2) é apresentado o mesmo de um modo geral, compreendido
por aperfeiçoamentos introduzidos diretamente nos blocos transmissor e
receptor, tanto da base como do portátil, de modo a gerar uma concepção
5 diferencial.

A concepção geral do transmissor do telefone sem fio com
espalhamento espectral em voz amostrada pode ser amplamente
compreendida através do digrama em blocos do transmissor, como
demonstra a figura (3A), e através do diagrama de sinais do transmissor,
10 como demonstra a figura (3B), que mostra as formas de onda obtidas em
cada ponto indicado no diagrama em blocos do transmissor da figura (3A).

Desta forma, vê-se que o sinal de áudio, a ser transmitido, é
amostrado por um circuito sample-and-hold (S/H). A taxa de amostragem
utilizada é em torno de oito quilohertz. Em sincronismo com o sinal de
15 amostragem, o gerador de pulsos gera um pulso quadrado cujo "duty cycle"
representa a relação entre o tempo de transmissão e o tempo disponível
para a recepção. O sinal da saída do S/H é então multiplicado pelos pulsos
do gerador de pulsos, de forma que na saída do multiplicador (A) só
existirá sinal de áudio amostrado durante a duração do pulso. O sinal de
20 saída do multiplicador (A) é então injetado na entrada de sintonia do VCO
(voltage controlled oscillator), fazendo com que se tenha na saída deste
uma portadora modulada em frequência. O gerador de PN gera uma
seqüência de pulsos (chips), cuja amplitude pode assumir dois níveis, mais
um ou menos um. Esta PN é multiplicada pelo sinal do gerador de pulsos e,
25 portanto na saída do multiplicador (B) temos uma PN intermitente, isto é,
só existente durante o tempo de transmissão. Este sinal é filtrado pelo filtro
passa baixas e multiplicado pela portadora modulada em FM, gerando um
sinal BPSK durante o tempo de duração do pulso (fora do tempo do pulso
não há transmissão de portadora), cuja largura de banda será determinada



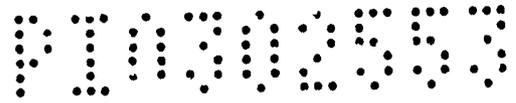
pela duração de cada chip, uma vez que a duração de cada chip é bem menor que a duração do pulso de transmissão. A função do filtro é limitar a PN em banda, ou seja, filtrar as componentes de frequências altas de modo a manter o sinal espalhado na saída do transmissor dentro de $\pm 1/T_c$, onde T_c é a duração de cada chip de PN. O sinal de saída será então transmitido.

A concepção geral do receptor do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada pode ser amplamente compreendida através do digrama em blocos do receptor, como demonstra a figura (4A), e através do diagrama de sinais do receptor, como demonstra a figura (4B), que mostra as formas de onda obtidas em simulação nos diversos pontos indicados no diagrama em blocos do receptor da figura (4A).

Desta forma, o receptor, possui um gerador de PN interno que gera três seqüências, PNE, PNL e PNi. Esta última sincronizada com a PN contida dentro do sinal recebido, que denomina-se de PNrx. Esse sincronismo é feito pelo circuito chamado DLL (delay locked loop). A PNE (E de "early") e a PNL (L de "late") são réplicas exatas de PNi, porém PNE está adiantada meio chip em relação a PNi e PNL está atrasada meio chip em relação a PNi.

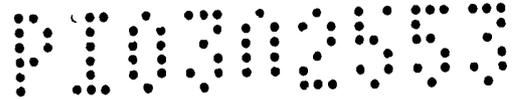
O funcionamento do DLL está baseado no comportamento da função de autocorrelação das PNs. Sendo a PN um código de seqüência máxima cuja autocorrelação apresenta comportamento mostrado na figura (5). A autocorrelação da PN, quando $|\tau| > 1$ chip (diferença de fase maior que um chip), é sempre constante com valor igual a menos um. Quando $\tau = 0$ (sinais em fase), o valor da autocorrelação é máximo e igual ao número total de chips do PN. Quando $-1 < \tau < 1$, isto é, quando a diferença de fase entre os sinais está dentro da faixa de mais ou menos um chip, o valor da autocorrelação varia linearmente em função de τ .

Observa-se ainda na figura (5) que o valor da autocorrelação é

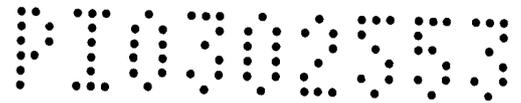


o mesmo para $\tau=1/2$ chip e para $\tau=-1/2$ chip. Por essa razão é que o gerador de PN_i gera também os sinais PNE e PNL. Quando a PN_{rx} está em fase com PN_i, PN_{rx} está atrasado meio chip ($\tau=-1/2$ chip) em relação a PNE e adiantado meio chip ($\tau=1/2$ chip) em relação a PNL. Esta é a única condição
5 (considerando a faixa $-1<\tau<1$) em que os níveis de saída dos dois filtros passa faixa do DLL apresentam o mesmo nível de saída. Também é a condição de estabilização do DLL, ou seja, a condição que o DLL deve estar quando o receptor estiver apto para a recepção. Esta condição é comumente conhecida como condição de "lock" em analogia aos circuitos
10 de PLL (phase locked loop).

Quando a PN_{rx} não está em fase com a PN_i mas a diferença de fase está dentro de mais ou menos um chip, isto significa que PN_{rx} ou está menos defasada de PNE e mais defasada de PNL ou o contrário. Isto, portanto, significa que os níveis de saída dos filtros passa faixa do DLL
15 serão diferentes e na saída do somador existirá um sinal de erro que aumentará ou diminuirá a frequência do VCO de clock, adiantando ou atrasando PN_i, PNE e PNL em relação a PN_{rx}, de modo a forçar que a correlação entre PN_{rx} e PNL seja igual a correlação entre PN_{rx} e PNE (PNE adiantado meio chip e PNL atrasado meio chip, ambos em relação a
20 PN_{rx}) e quando isto acontece o estado de lock foi atingido. Quando a diferença de fase entre PN_{rx} e PN_i é maior que um chip, os níveis de saída dos filtros passa faixa do DLL terão o mesmo valor, gerando um sinal de erro igual a zero. O DLL agirá como se tivesse em lock e não tentará colocar a PN_{rx} em fase com PN_i. Neste caso diz-se que ocorreu um falso
25 lock no DLL. Para saber se o lock é verdadeiro ou falso, basta verificar a correlação entre PN_{rx} e PN_i. Quando o lock é verdadeiro, a correlação é máxima, e o nível de saída do filtro passa faixa do despreader é máximo. Quando o lock é falso, a correlação é mínima e o nível de saída do filtro passa faixa é mínimo.

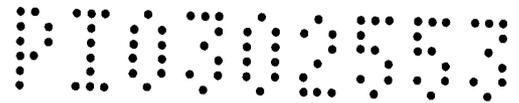


Assim que o receptor é ligado, na saída do despreader aparece um nível de tensão que varia de acordo com o grau de correlação entre P_{Nrx} e P_{Ni} . Como o canal de comunicação a princípio introduz um atraso desconhecido na P_{Nrx} , não é possível à princípio determinar a diferença de fase entre P_{Nrx} e P_{Ni} . Quando a defasagem entre esses dois sinais excede a faixa de mais ou menos um chip, a correlação entre os dois sinais é mínima e o nível na saída do despreader é mínimo. Quando a defasagem é zero, a correlação entre esses sinais é máxima e o nível de saída é máximo. Se a diferença de fase entre os sinais é de mais ou menos um meio chip, o valor da correlação entre os sinais é cinquenta por cento da diferença entre a mínima e a máxima correlação. Isto significa que o nível na saída do despreader será também a metade da diferença entre o maior e o menor nível de saída. Chama-se esse nível de tensão de limiar (V_{lim}), e aplica-se uma tensão exatamente igual a essa na entrada de referência do comparador de tensão. A outra entrada do comparador receberá o sinal de saída do despreader. Dessa forma, quando a defasagem entre P_{Nrx} e P_{Ni} exceder a faixa de mais ou menos meio chip o nível na entrada do comparador é menor do que V_{lim} e a tensão de saída do comparador fica no nível baixo. Quando a defasagem entre P_{Nrx} e P_{Ni} está dentro da faixa de mais ou menos meio chip, o nível na entrada do comparador é maior ou igual a V_{lim} e a tensão de saída do comparador vai para nível alto (um). A grande questão agora é, como forçar o sistema para que a defasagem entre P_{Nrx} e P_{Ni} fique dentro da faixa de mais ou menos meio chip para que o DLL possa atingir o estado de lock. A saída utilizada nesse sistema foi gerar um atraso de um chip em P_{Ni} , P_{NL} e P_{NE} a cada período de amostragem, enquanto a saída do comparador de tensão for zero. Dessa forma, quando a defasagem entre P_{Nrx} e P_{Ni} é de vários chips, o gerador de PN estará reduzindo essa defasagem de um em um chip a cada período de amostragem, até chegar numa defasagem dentro da faixa de mais ou menos



meio chip. Quando isso ocorrer, o nível de saída do comparador de tensão vai para nível alto e o gerador de PN para de gerar os atrasos de um chip. Neste momento o DLL começa a atuar na frequência do VCO até que o estado de "lock" seja alcançado, ou seja, até que a diferença de fase entre PNrx e PN_i seja mantida muito próximo a zero.

Pode-se definir três estados distintos do receptor: aquisição, "tracking" e "lock". Na seqüência de funcionamento do receptor, o primeiro estado a acontecer é o de aquisição, sendo este o estado do início da recepção, quando a defasagem entre PNrx e PN_i excede a faixa de mais ou menos meio chip, o gerador de PN está gerando atrasos de um chip a cada período de amostragem e a tensão de saída do comparador está em zero. O estado de tracking ocorre logo em seguida, quando a defasagem entre PNrx e PN_i está dentro da faixa de mais ou menos meio chip, a saída do comparador de tensão vai para nível alto e o gerador de PN não mais gera os atrasos de um chip. O estado de "lock" ocorre logo em seguida, então PN_i vai acompanhar, dentro de certas limitações, as variações de fase de PNrx, de forma a manter a defasagem entre esses sinais bem próxima de zero. Neste último estado o receptor está pronto para receber informação válida. Tão logo que o receptor entra em "lock", na saída do despreader tem-se a portadora recebida apenas modulada em FM, pois a modulação BPSK que era responsável pelo espalhamento espectral foi retirada na multiplicação com PN_i. Na saída do despreader têm-se uma portadora pulsada, sendo que cada pulso contém uma frequência diferente proporcional ao sinal de áudio transmitido. Aplicando-se então esse sinal ao demodulador de FM, teremos na saída deste, pulsos cuja amplitude varia com a frequência da portadora de entrada, como demonstra o sinal dois da figura (4A). Este sinal é então amostrado por um sinal de sincronismo retirado a partir da informação de defasagem zero entre PNrx e PN_i, informação esta que está presente na saída do detector de envoltória da



saída do despreader. O sinal de saída do Sample and Hold é então filtrado com filtro passa baixas e tem-se então o áudio recuperado.

O funcionamento do telefone sem fio com espalhamento espectral em voz amostrada, como demonstra as figuras (1) e (2), é baseado na perfeita integração entre o portátil e a base.

No portátil, como demonstra a figura (1), a voz do usuário é convertida em sinal elétrico pelo microfone. O processador de áudio Tx recebe este sinal e faz todo processamento que um telefone analógico comum faz, ou seja: amplifica, adiciona pré-ênfase, por causa da modulação FM, limita a banda de frequência, através de filtragem passa baixa, e realiza a compressão, a parte do compander que atua na transmissão para redução de ruído, e envia o sinal para o transmissor aperfeiçoado. O sinal de saída do transmissor vai para o amplificador de potência que simplesmente amplifica o sinal de RF para o nível adequado de transmissão e envia o sinal amplificado para a chave Tx/Rx que durante a transmissão liga a antena à saída do transmissor e durante a recepção, liga a antena à entrada do "down converter".

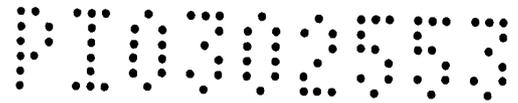
O sinal de RF transmitido pela base, chega à antena do portátil que através da chave Tx/Rx, direciona o mesmo para entrada do "down converter". O "down converter" neste caso amplifica esse sinal com um amplificador de baixo ruído, converte através de batimento de frequências, a frequência recebida para uma frequência mais baixa conhecida como frequência intermediária ou simplesmente frequência de FI e limita a amplitude deste sinal de forma a manter o nível de saída constante. Este sinal é então entregue ao receptor aperfeiçoado. O receptor por sua vez entrega o sinal de voz recuperado ao processador de áudio Rx que amplifica, adiciona Deenfase (por causa da modulação FM) e realiza a expansão (a parte do compander que atua na recepção para redução de ruído). Então o sinal é entregue ao alto-falante para ser escutado pelo

usuário.

Na base, como demonstra a figura (2), o sinal de voz proveniente da linha telefônica entra na híbrida, circuito que transforma a comunicação de duas vias em uma única via e vice versa, esta por sua vez
5 direciona o sinal para entrada do processador de áudio Tx que entrega o sinal processado à entrada do transmissor aperfeiçoado. O sinal de RF proveniente do transmissor, será enviado ao amplificador de potência que simplesmente o amplificará para o nível adequado e o entregará à chave Tx/Rx que neste instante deverá estar na posição Tx. Finalmente, através da
10 chave Tx/Rx, o sinal de RF chega à antena que o transmitirá para o portátil.

O sinal de RF transmitido pelo portátil, chega à antena da base, e através da chave Tx/Rx, é direcionado para entrada do "down converter". O sinal de saída do "down converter" é entregue ao receptor aperfeiçoado. O receptor por sua vez entrega o sinal de voz recuperado ao processador de
15 áudio Rx. O processador de áudio Rx envia então o sinal de áudio processado para a híbrida, que direciona a maior parte do sinal para a linha telefônica e uma pequena parte do mesmo sinal para o processador Tx. Este sinal é enviado para o portátil, juntamente com o sinal proveniente da linha, para permitir que o usuário do portátil possa escutar em volume mais baixo
20 sua própria voz.

Existe uma relação entre o tempo de transmissão (T_p) e a duração total da PN (T_{pn}), para que a distribuição de potência do sinal transmitido seja mantida na forma de $(\text{seno}(x)/x)^2$. Essa relação deverá ser $T_p \geq 2T_{pn}$. Se essa relação não for mantida, haverá maior concentração de
25 potência em algumas frequências específicas. Isto vai contra uma das grandes vantagens dos sistemas com espalhamento espectral que é reduzir a densidade espectral de potência. A figura (6) mostra os espectros de frequência de dois sinais sendo que em um deles $T_p = T_{pn}$, o que foge a regra acima citada, como demonstra o item (a) da figura (6). Observa-se que



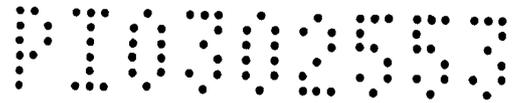
o espectro correspondente a este sinal, apesar de aparentemente apresentar uma forma do tipo $(\text{seno}(x)/x)^2$, vê-se que há uma maior concentração de potência em determinadas frequências, fugindo da forma $(\text{seno}(x)/x)^2$, como demonstra o item (b) da figura (6). No outro sinal, como demonstra o item (c) da figura (6), $T_p=2T_{pn}$, o que obedece a regra acima citada. Vê-se que o espectro correspondente, como demonstra o item (d) da figura (6) apresenta a forma $(\text{seno}(x)/x)^2$, e tem densidade espectral máxima menor que o item (b) da figura (6).

A norma brasileira que regulamenta o uso de sistemas com espalhamento espectral é o anexo à resolução no trezentos e cinco, de vinte e seis de julho de dois mil e dois. Segundo esse regulamento, a máxima potência de transmissão deve ser vista sob três aspectos: a máxima potência de pico do transmissor não deve exceder um watt (30dBm); a máxima EIRP não deve exceder quatro watt (36dBm); e o pico da densidade de potência, em qualquer faixa de 3KHz durante qualquer intervalo de tempo de transmissão contínua, não deve ser superior a 8dBm.

Como demonstrativo do potencial do sistema proposto, considera-se que este tenha os seguintes parâmetros: $T_c=1\mu\text{s}$ (duração de cada chip de PN); $T_s=112\mu\text{s}$ (frequência de amostragem de oito mil novecentos e vinte e nove hertz); $T_p=28\mu\text{s}$ (duração do tempo de transmissão); $T_{pn} = 7\mu\text{s}$ (duração de cada PN); $N=7$ (comprimento da PN = número de chips do PN); e $G_a=3\text{dBi}$ (Ganho da antena).

Para este sistema, a máxima potência de pico P_p , que é a potência transmitida durante o tempo de transmissão T_p será 640mW, a máxima EIRP será 1.28W (31dBm), o que representa uma potência média de 160mW, a máxima densidade espectral será 8dBm. Observa-se que para este exemplo, o sistema atende completamente os requisitos de potência exigidos pela norma brasileira, estando limitado pela máxima densidade espectral: 8dBm.

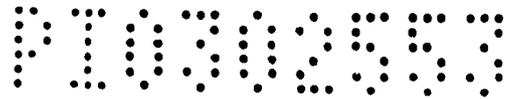
Para um telefone sem fio convencional analógico de novecentos megahertz, a máxima EIRP permitida é -1,25dBm, enquanto que o sistema proposto com os parâmetros mostrados acima, permite uma EIRP de 31dBm, ou seja trinta e dois ponto vinte e cinco decibel a mais de 5 potência de transmissão. Se considerar-se que os dois sistemas tenham receptores com a mesma sensibilidade e também considerando o modelo de propagação no espaço livre, o sistema proposto exemplificado aqui possui um alcance quarenta e uma vezes maior.



REIVINDICAÇÕES

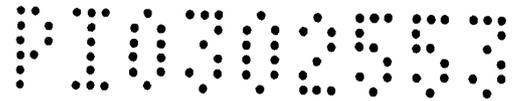
1 - "EQUIPAMENTO TELEFÔNICO SEM FIO COM
ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM VOZ AMOSTRADA",
caracterizado por ser compreendido por aperfeiçoamentos introduzidos
5 diretamente nos blocos transmissor e receptor, tanto da base como do
portátil, de modo a gerar um concepção diferencial.

2 - "EQUIPAMENTO TELEFÔNICO SEM FIO COM
ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM VOZ AMOSTRADA", de acordo
com a reivindicação 1 e caracterizado por transmissor emitir sinal de áudio
10 através de um circuito Sample-and-Hold (S/H) com taxa de amostragem
utilizada em torno de oito quilohertz; em sincronismo com o sinal de
amostragem, o gerador de pulsos gera um pulso quadrado cujo "duty cycle"
representa a relação entre o tempo de transmissão e o tempo disponível
para a recepção; o sinal da saída do S/H é então multiplicado pelos pulsos
15 do gerador de pulsos, de forma que na saída do multiplicador (A) só
existirá sinal de áudio amostrado durante a duração do pulso; o sinal de
saída do multiplicador (A) é então injetado na entrada de sintonia do VCO
(voltage controlled oscillator), fazendo com que se tenha na saída deste
uma portadora modulada em freqüência; o gerador de PN gera um trem de
20 pulsos (chips), cuja amplitude pode assumir dois níveis, mais um ou menos
um; esta PN é multiplicada pelo sinal do gerador de pulsos e, portanto na
saída do multiplicador (B) temos uma PN intermitente, isto é, só existente
durante o tempo de transmissão; este sinal é filtrado pelo filtro passa baixas
e multiplicado pela portadora modulada em FM, gerando um sinal BPSK
25 durante o tempo de duração do pulso, cuja largura de banda será
determinada pela duração de cada chip, uma vez que a duração de cada
chip é bem menor que a duração do pulso de transmissão; o filtro limita a
PN em banda, ou seja, filtra as componentes de freqüências altas de modo a
manter o sinal espalhado na saída do transmissor dentro de $\pm 1/T_c$, onde T_c

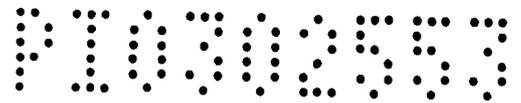


é a duração de cada chip de PN; o sinal de saída será então transmitido.

3 - "EQUIPAMENTO TELEFÔNICO SEM FIO COM
ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM VOZ AMOSTRADA", de acordo
com a reivindicação 1 e caracterizado por o receptor, possui um gerador de
5 PN interno que gera três seqüências, PNE, PNL e Pni; esta última
sincronizada com a PN contida dentro do sinal recebido, que denomina-se
de PNrx; esse sincronismo é feito pelo circuito chamado DLL (delay
locked loop); a PNE (E de "early") e a PNL (L de "late") são réplicas exatas
de PNi, porém PNE está adiantada meio chip em relação a PNi e PNL está
10 atrasada meio chip em relação a Pni; o funcionamento do DLL está
baseado no comportamento da função de autocorrelação das PNs; sendo a
PN um código de seqüência máxima; a autocorrelação da PN, quando
 $|\tau| > 1$ chip (diferença de fase maior que um chip), é sempre constante com
valor igual a menos um; quando $\tau = 0$ (sinais em fase), o valor da
15 autocorrelação é máximo e igual ao número total de chips do PN; quando
 $-1 < \tau < 1$, isto é, quando a diferença de fase entre os sinais é está dentro da
faixa de maio ou menos um chip, o valor da autocorrelação varia
linearmente em função de τ ; observa-se que o valor da autocorrelação é o
mesmo para $\tau =$ meio chip e para $\tau =$ menos meio chip; por essa razão é
20 que o gerador de PNi gera também os sinais PNE e PNL; quando a PNrx
está em fase com PNi, PNrx está atrasado meio chip ($\tau = -1/2$ chip) em
relação a PNE e adiantado meio chip ($\tau = 1/2$ chip) em relação a PNL; esta é a
única condição (considerando a faixa $-1 < \tau < 1$) em que os níveis de saída
dos dois filtros passa faixa do DLL apresentam o mesmo nível de saída;
25 também é a condição de estabilização do DLL, ou seja, a condição que o
DDL deve estar quando o receptor estiver apto para a recepção; esta
condição é comumente conhecida como condição de "lock" em analogia
aos circuitos de PLL (phase locked loop); quando a PNrx não está em fase
com a PNi mas a diferença de fase está dentro de mais ou menos um chip,



isto significa que PNrx ou está menos defasada de PNE e mais defasada de PNL ou o contrário; isto, portanto, significa que os níveis de saída dos filtros passa faixa do DLL serão diferentes e na saída do somador existirá um sinal de erro que aumentará ou diminuirá a frequência do VCO de clock, adiantando ou atrasando PNi, PNE e PNL em relação a PNrx, de modo a forçar que a correlação entre PNrx e PNL seja igual a correlação entre PNrx e PNE (PNE adiantado meio chip e PNL atrasado meio chip, ambos em relação a PNrx) e quando isto acontece o estado de lock foi atingido; quando a diferença de fase entre PNrx e PNi é maior que um chip, os níveis de saída dos filtros passa faixa do DLL terão o mesmo valor, gerando um sinal de erro igual a zero; o DLL agirá como se tivesse em lock e não tentará colocar a PNrx em fase com Pni; neste caso diz-se que ocorreu um falso lock no DLL; para saber se o lock é verdadeiro ou falso, basta verificar a correlação entre PNrx e Pni; quando o lock é verdadeiro, a correlação é máxima, e o nível de saída do filtro passa faixa do despreader é máximo; quando o lock é falso, a correlação é mínima e o nível de saída do filtro passa faixa é mínimo; assim que o receptor é ligado, na saída do despreader aparece um nível de tensão que varia de acordo com o grau de correlação entre PNrx e Pni; como o canal de comunicação a princípio introduz um atraso desconhecido na PNrx, não é possível à princípio determinar a diferença de fase entre PNrx e Pni; quando a defasagem entre esses dois sinais excede a faixa de mais ou menos um chip, a correlação entre os dois sinais é mínima e o nível na saída do despreader é mínimo; quando a defasagem é zero, a correlação entre esses sinais é máxima e o nível de saída é máximo; se a diferença de fase entre os sinais é de mais ou menos meio chip, o valor da correlação entre os sinais é cinquenta por cento da diferença entre a mínima e a máxima correlação; isto significa que o nível na saída do despreader será também a metade da diferença entre o maior e o menor nível de saída; chama-se esse nível de tensão de limiar



(V_{lim}), e aplica-se uma tensão exatamente igual a essa na entrada de referência do comparador de tensão; a outra entrada do comparador receberá o sinal de saída do despreader; dessa forma, quando a defasagem entre PN_{rx} e PN_i exceder a faixa de mais ou menos meio chip o nível na

5 entrada do comparador é menor do que V_{lim} e a tensão de saída do comparador fica no nível baixo; quando a defasagem entre PN_{rx} e PN_i está dentro da faixa de mais ou menos meio chip, o nível na entrada do comparador é maior ou igual a V_{lim} e a tensão de saída do comparador vai para nível alto (um); gera-se um atraso de um chip em PN_i , PN_L e PN_E a

10 cada período de amostragem, enquanto a saída do comparador de tensão for "zero", pois deve-se forçar o sistema para que a defasagem entre PN_{rx} e PN_i fique dentro da faixa de mais ou menos meio chip para que o DLL possa atingir o estado de lock; dessa forma, quando a defasagem entre PN_{rx} e PN_i é de vários chips, o gerador de PN estará reduzindo essa

15 defasagem de um em um chip a cada período de amostragem, até chegar numa defasagem dentro da faixa de mais ou menos meio chip; quando isso ocorrer, o nível de saída do comparador de tensão vai para nível alto e o gerador de PN para de gerar os atrasos de um chip; neste momento o DLL começa a atuar na frequência do VCO até que o estado de "lock" seja

20 alcançado, ou seja, até que a diferença de fase entre PN_{rx} e PN_i seja mantida muito próximo a zero; pode-se definir três estados distintos do receptor: aquisição, "tracking" e "lock"; na seqüência de funcionamento do receptor, o primeiro estado a acontecer é o de aquisição, sendo este o estado do início da recepção, quando a defasagem entre PN_{rx} e PN_i excede

25 a faixa de mais ou menos meio chip, o gerador de PN está gerando atrasos de um chip a cada período de amostragem e a tensão de saída do comparador está em zero; o estado de tracking ocorre logo em seguida, quando a defasagem entre PN_{rx} e PN_i está dentro da faixa de mais ou menos meio chip, a saída do comparador de tensão vai para nível alto e o

gerador de PN não mais gera os atrasos de um chip; o estado de "lock" ocorre logo em seguida, então PN_i vai acompanhar, dentro de certas limitações, as variações de fase de PN_{rx} , de forma a manter a defasagem entre esses sinais bem próxima de zero; neste último estado o receptor está pronto para receber informação válida; tão logo que o receptor entra em "lock", na saída do despreader tem-se a portadora recebida apenas modulada em FM, pois a modulação BPSK que era responsável pelo espalhamento espectral foi retirada na multiplicação com P_{ni} ; na saída do despreader têm-se uma portadora pulsada, sendo que cada pulso contém uma frequência diferente proporcional ao sinal de áudio transmitido; aplicando-se então esse sinal ao demodulador de FM, teremos na saída deste, pulsos cuja amplitude varia com a frequência da portadora de entrada; este sinal é então amostrado por um sinal de sincronismo retirado a partir da informação de defasagem zero entre PN_{rx} e PN_i , informação esta que está presente na saída do detector de envoltória da saída do despreader; o sinal de saída do sample and hold é então filtrado com filtro passa baixas e tem-se então o áudio recuperado.

FIG. 1

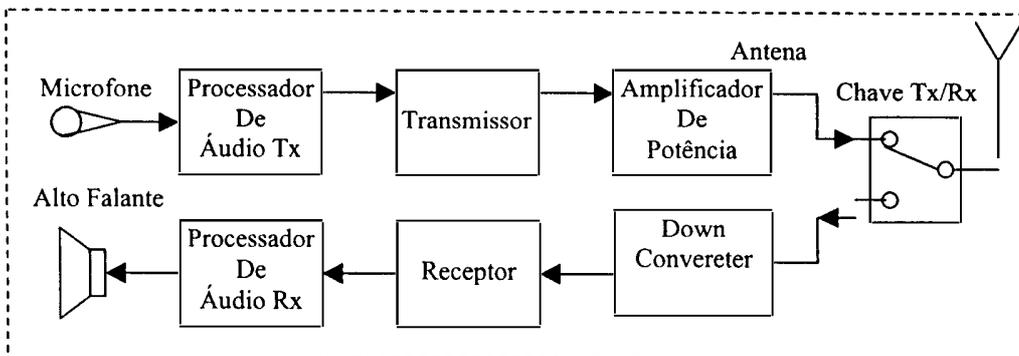


FIG. 2

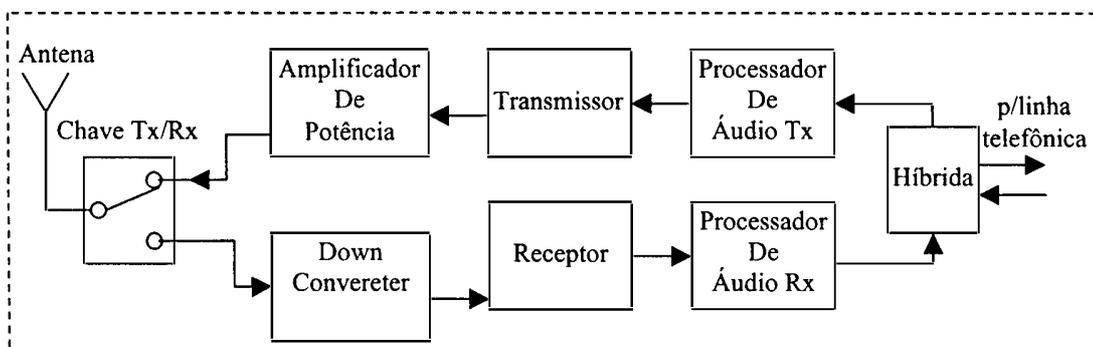


FIG. 3A

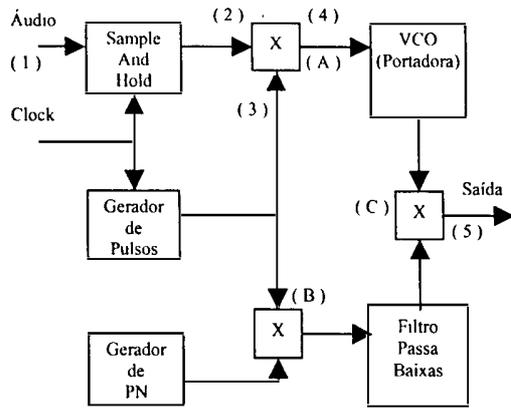
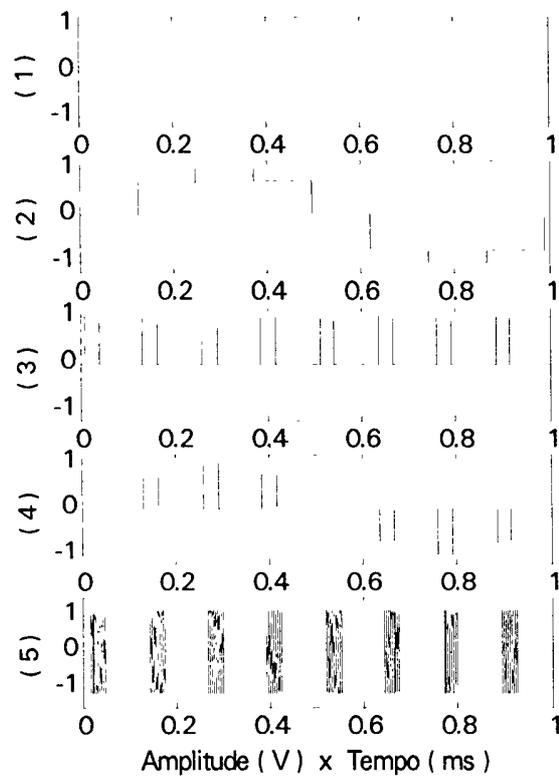


FIG. 3B



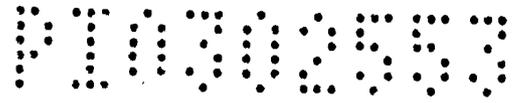


FIG. 4A

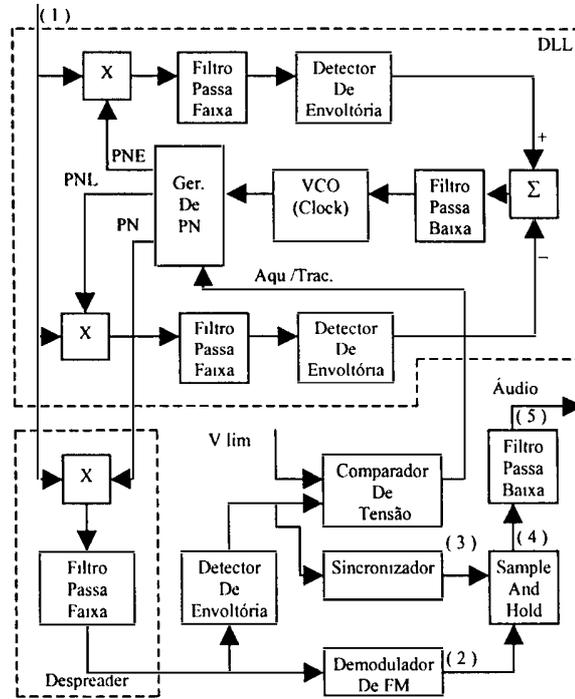


FIG. 4B

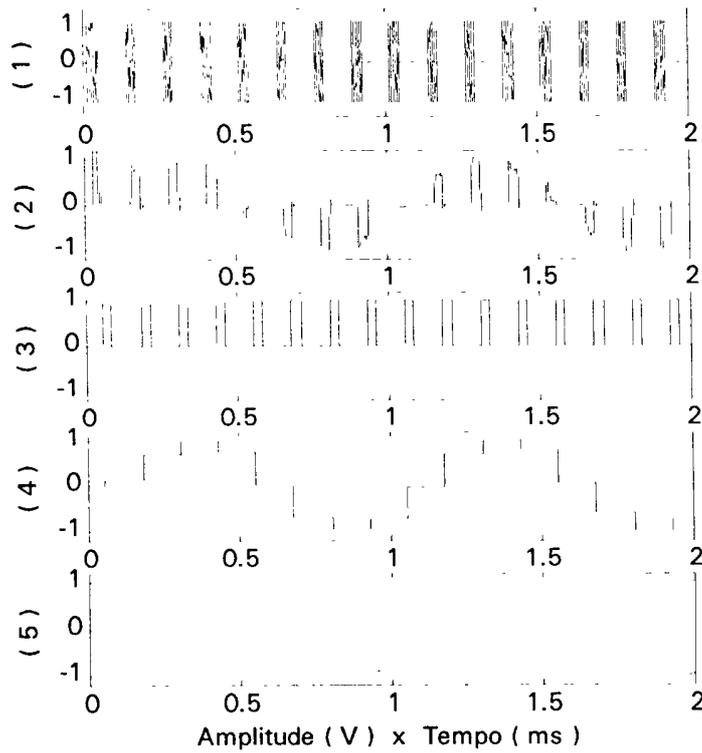


FIG. 5

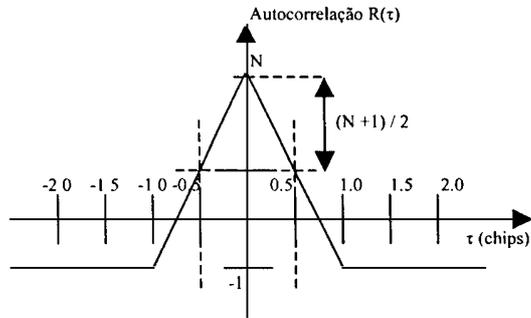
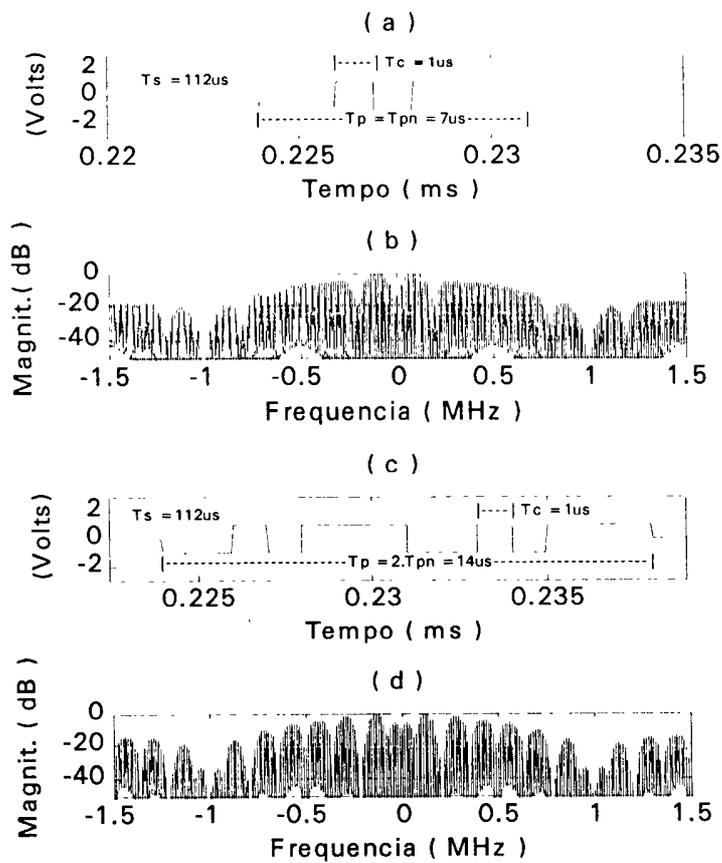


FIG. 6



RESUMO

"EQUIPAMENTO TELEFÔNICO SEM FIO COM ESPALHAMENTO ESPECTRAL EM VOZ AMOSTRADA", descreve-se a presente patente como um telefone sem fio com espalhamento
5 espectral em voz amostrada que, de acordo com as suas características, possui como princípio possibilitar a formação de telefones sem fio, PABX sem fio e similares sem fio de longo alcance, através do espalhamento espectral em voz amostrada, compondo um telefone sem fio que incorpora uma concepção construtiva diferenciada introduzida diretamente no seu
10 transmissor e no seu receptor, conferindo ao mesmo um alcance de transmissão superior em relação aos telefones analógicos, digitais e de espalhamento espectral conhecidos, aliado a uma redução de custo de matéria prima e otimização da banda espectral sendo facilmente adaptável a qualquer sistema de comunicação de sinais analógicos via ondas de rádio.