

(12) **PEDIDO DE PATENTE DE INVENÇÃO**

(22) Data de pedido: 2015.01.14	(73) Titular(es): RUI MIGUEL HENRIQUES DIAS MORGADO DINIS RUA JOAQUIM AGOSTINHO, Nº 16, 1º A 2825- 434 COSTA DE CAPARICA PT
(30) Prioridade(s):	MARCO ALEXANDRE CRAVO GOMES PT
(43) Data de publicação do pedido: 2016.07.14	VITOR MANUEL MENDES DA SILVA PT
(45) Data e BPI da concessão: /	PAULO MIGUEL DE ARAÚJO BORGES MONTEZUMA DE CARVALHO PT
	PEDRO DANIEL ROSETE BENTO PT
	(72) Inventor(es): RUI MIGUEL HENRIQUES DIAS MORGADO DINIS PT
	MARCO ALEXANDRE CRAVO GOMES PT
	VITOR MANUEL MENDES DA SILVA PT
	PAULO MIGUEL DE ARAÚJO BORGES MONTEZUMA DE CARVALHO PT
	PEDRO DANIEL ROSETE BENTO PT
	(74) Mandatário:

(54) Epígrafe: **MÉTODO DE TRANSMISSÃO COM DUPLA DIRECTIVIDADE**

(57) Resumo:

O MÉTODO DE TRANSMISSÃO APRESENTADO UTILIZA UMA ARQUITETURA MÚLTIPLA-ENTRADA MÚLTIPLA-SAÍDA (MIMO) MASSIVO COM UM AGREGADO (108) DE ��MX��B ANTENAS NO TRANSMISSOR, ORGANIZADOS EM ��M CONJUNTOS DE ��B ANTENAS OU ��B CONJUNTOS DE ��M ANTENAS, PARA TRANSMISSÃO MONO-PORTADORA USANDO CONSTELAÇÕES DE GRANDE DIMENSÃO, COM EQUALIZAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (SC-FDE), QUE COMPATIBILIZA A UTILIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA (106) DE BAIXO CUSTO, ELEVADA EFICIÊNCIA E FORTEMENTE NÃO-LINEARES COM A OBTENÇÃO DE GANHOS DE MULTIPLEXAÇÃO ESPACIAL. O TRANSMISSOR COMPREENDE A DECOMPOSIÇÃO POR (103) DA SEQUÊNCIA DE SÍMBOLOS MODELADOS POR (102) PARA UMA DADA CONSTELAÇÃO, NA SOMA DE ��M COMPONENTES POLARES QUE SÃO MODULADAS EM ��M SINAIS MODULADOS POR DESLOCAMENTO DE FASE BIVALENTE (BPSK). CADA SINAL BPSK PODE SER VISTO COMO UM SINAL MODULADO POR DESLOCAMENTO DE FASE EM QUADRATURA COM DESFASAMENTO (OQPSK) EM FORMATO SÉRIE QUE É PROJETADO PARA PROVIDENCIAR UM BOM COMPROMISSO ENTRE BAIXAS FLUTUAÇÕES DA ENVOLVENTE E UM ESPECTRO COMPACTO.

RESUMO

MÉTODO DE TRANSMISSÃO COM DUPLA DIRECTIVIDADE

O método de transmissão apresentado utiliza uma arquitetura múltipla-entrada múltipla-saída (MIMO) massivo com um agregado (108) de $N_m \times N_b$ antenas no transmissor, organizados em N_m conjuntos de N_b antenas ou N_b conjuntos de N_m antenas, para transmissão mono-portadora usando constelações de grande dimensão, com equalização no domínio da frequência (SC-FDE), que compatibiliza a utilização de amplificadores de potência (106) de baixo custo, elevada eficiência e fortemente não-lineares com a obtenção de ganhos de multiplexação espacial. O transmissor compreende a decomposição por (103) da sequência de símbolos modelados por (102) para uma dada constelação, na soma de N_m componentes polares que são moduladas em N_m sinais modulados por deslocamento de fase bivalente (BPSK). Cada sinal BPSK pode ser visto como um sinal modulado por deslocamento de fase em quadratura com desfasamento (OQPSK) em formato série que é projetado para providenciar um bom compromisso entre baixas flutuações da envolvente e um espectro compacto.

DESCRIÇÃO

MÉTODO DE TRANSMISSÃO COM DUPLA DIRETIVIDADE

Domínio técnico da invenção

A presente invenção refere-se a sistemas de telecomunicações. Mais em particular, a presente invenção refere-se a métodos de transmissão que fazem uso de arquiteturas do tipo múltipla-entrada múltipla-saída (MIMO) massivo para transmissão mono-portadora usando constelações de grande dimensão, com equalização no domínio da frequência (SC-FDE), que compatibiliza a utilização de amplificadores de potência de baixo custo, elevada eficiência e fortemente não-lineares com a obtenção de ganhos de multiplexação espacial.

A técnica anterior

Sabe-se que as comunicações na gama milimétrica de frequências têm um potencial elevado para utilização em futuros sistemas de banda larga sem fios. Contudo, é ainda necessário superar alguns desafios associados à implementação deste tipo de sistemas, quer a nível de hardware, quer devido às difíceis condições de propagação. Este fator é especialmente importante em sistemas de comunicação de elevada eficiência espectral que se baseiem em grandes constelações, visto que apresentam maiores requisitos energéticos e maiores dificuldades de amplificação (nomeadamente para constelações de maior dimensão e densidade de símbolos).

É expectável que a utilização da gama milimétrica de frequências tenha um papel crítico nos sistemas de comunicação de 5ª geração (5G), uma vez que esta banda de frequência permite aumentar largamente a capacidade global

do sistema [1-3]. Para além disso, estes pequenos comprimentos de onda requerem a utilização de antenas de tamanho reduzido e que a separação entre as antenas do agregado seja pequena, permitindo desta forma a implementação de sistemas de comunicação múltipla-entrada múltipla-saída (MIMO) massivos. Contudo, a implementação de sistemas MIMO traz alguns desafios consideráveis, nomeadamente as elevadas perdas em espaço livre e as difíceis condições de propagação (por exemplo, a baixa difração e a quase total absorção pelos obstáculos físicos) e as dificuldades de implementação ao nível do hardware. Juntando isso à necessidade de estabelecer ligações de alto débito, obtém-se requisitos energéticos muito mais exigentes do que nos sistemas de comunicação convencionais, i.e. na gama de frequências abaixo dos 6GHz. Isto é particularmente importante em sistemas que também apresentem elevados requisitos de eficiência espectral (i.e. constelações de grande dimensão), já que estes têm maiores requisitos de potência e estão associados a sinais com maior flutuação de envolvente e maior rácio entre potência de pico e potência média (PAPR), o que por sua vez baixa a eficiência energética do estágio de amplificação de potência do sinal [4]. Por isso, a eficiência energética no estágio de amplificação do sinal tem um papel crucial nos sistemas de comunicação que funcionem na gama milimétrica de frequências.

Outro dos problemas associados às comunicações de banda larga na gama milimétrica de frequências diz respeito à seletividade em frequência do canal, uma vez que a refletividade da maior parte dos materiais nessa gama de frequências produz um ambiente recheado de canais multi-percurso. Sabe-se que os sistemas de transmissão de portadora única com equalização no domínio da frequência (SC-FDE) são adequados para sistemas de comunicação de banda

larga que lidem com canais dispersivos no tempo e com restrições energéticas rigorosas [4, 5]. Apesar do problema de utilizar um sinal com elevado PAPR não ser tão grave em sistemas SC-FDE como o é para sistemas de multiplexação ortogonal por divisão de frequência (OFDM), mantém-se o requisito de utilizar um amplificador (quasi-) linear. Sabe-se que os amplificadores de classe D e E conseguem atingir não só uma elevada eficiência energética, como também um custo de implementação relativamente baixo. Contudo, visto que estes amplificadores são fortemente não-lineares, estes apenas deveriam ser incorporados em sistemas de comunicação que utilizem sinais de envolvente (quasi-) constante. É possível decompor sinais do tipo modulado por deslocamento de fase em quadratura com desfasamento (OQPSK) numa soma de vários componentes OQPSK lineares [6], que permitem dessa forma obter bons compromissos entre baixas flutuações de envolvente e um espectro compacto. Incluem-se também casos especiais de esquemas de modulação por deslocamento mínimo e filtro gaussiano (GMSK) e outros esquemas de modulação de fase contínua (CPM) [7].

O método de transmissão descrito no presente documento utiliza um esquema SC-FDE combinado com a utilização de modulações com desfasamento temporal entre as componentes em fase e em quadratura com constelações de grande dimensão, para sistemas de comunicação de elevada eficiência espectral que funcionem na gama milimétrica de frequências. Para permitir a utilização de amplificadores de potência fortemente não-lineares de elevada eficiência energética, os sinais com grandes variações de envolvente associados a constelações de grande dimensão são decompostos na soma de diversas componentes polares [8], sendo cada um deles modulado como um sinal OQPSK em série [9] que apresente baixas flutuações de envolvente, para ser amplificado e

transmitido por uma antena que pertença ao agregado que forma o esquema MIMO.

No método descrito no presente documento é utilizado um esquema MIMO massivo cujo agregado de antenas é composto por $N_m \times N_b$ elementos no transmissor, organizados em N_m conjuntos de N_b antenas ou em N_b conjuntos de N_m antenas. Tal como em esquemas tradicionais de direcionamento e formação de feixe (também designados por beamforming), são incorporadas N_b antenas para definir feixes directivos com o intuito de realizar multiplexação espacial e/ou gerir a interferência entre antenas. Contudo, os N_m elementos associados a cada um dos N_b elementos de formação de feixe são incorporados para permitir uma amplificação de potência eficiente dos sinais associados a constelações de grande dimensão, o que é significativamente diferente do que é realizado nos esquemas de MIMO massivo tradicionais.

No método descrito no presente documento é realizada a separação do fluxo de dados de elevado débito em N_u sub-fluxos de dados de menor débito, que serão transmitidos em paralelo uma vez que o agregado de antenas empregue permite efetuar multiplexação espacial com o intuito de direcionar e formar o feixe (tipicamente $N_u < N_b$). Os bits de informação associado a cada um dos N_u sub-fluxos de dados são mapeados numa dada constelação (por exemplo, numa constelação modulação de amplitude em quadratura (QAM)) caracterizada pelo conjunto ordenado $\sigma = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$, em que M é o número de símbolos da constelação, que segue a regra

$$\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)} \mapsto s_n \in \sigma,$$

com $(\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)})$ a descrever a representação binária de n com $\mu = \log_2(M)$ bits. Os símbolos da constelação

são mapeados em N_m componentes polares, resultantes da decomposição do sinal s_n em M componentes dada por

$$\begin{aligned} s_n &= g_0 + g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_3 b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + (\dots) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} g_i \prod_{m=0}^{\mu-1} \left(b_n^{(m)} \right)^{\gamma_{m,i}} = \sum_{i=0}^{M-1} g_i b_n^{eq(i)} \end{aligned}$$

em que $(\gamma_{\mu-1,i}, \gamma_{\mu-2,i}, \dots, \gamma_{1,i}, \gamma_{0,i})$ descreve a representação binária de i , $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$ descreve a representação polar do bit $\beta_n^{(m)}$, $b_n^{eq(i)} = \prod_{m=0}^{\mu-1} \left(b_n^{(m)} \right)^{\gamma_{m,i}}$ descreve a i -ésima componente polar do símbolo s_n e em que N_m é o número de coeficientes g_i não nulos da referida equação de decomposição.

De seguida cada um dos N_m componentes polares é modulado como um sinal modulado por deslocamento de fase bivalente (BPSK), sendo cada um desses N_m sinais BPSK uma representação em série de um sinal OQPSK [9]. Nessa fase, os sinais correspondentes podem ser amplificados por N_m amplificadores não-lineares antes de serem transmitidos por um agregado de $N_m \times N_b$ antenas. O efeito combinado da multiplexação espacial e dos ganhos de formação de feixe é atingido uma vez que cada um desses N_m sinais é transmitido por N_b antenas, com os desvios de fase apropriados para proporcionar feixes diretivos.

No método descrito no presente documento são evitadas as perdas de combinação do sinal, já que os sinais provenientes dos N_m amplificadores são combinados no canal de transmissão. Para além disso, de certa forma o sub-agregado vertical de antenas associado aos N_m elementos modela a constelação de símbolos [10], e as N_b antenas do agregado que estão colocadas na horizontal com espaçamento menor ou igual a $\lambda/2$ (em que λ é o comprimento de onda associado à frequência de transmissão) permitem formar feixes horizontais.

No documento [11] é descrito um método de transmissão de dados baseado num esquema de modulação M-QAM com amplificadores não-lineares. A técnica de transmissão proposta neste documento segue uma abordagem diferente uma vez que o transmissor utiliza N_m antenas em paralelo, um por cada sinal BPSK em formato série que constitui a decomposição de cada constelação multi-nível. Para além disso, cada um dos N_m sinais BPSK é transmitido por um conjunto de N_b antenas do agregado para proporcionar feixes direcionados.

No documento [12] são descritos agregados de antenas que têm como objetivo a obtenção de um diagrama de radiação bastante diretivo, visto que os sinais transmitidos pelas várias antenas são correlacionados. Apesar de se basear num agregado de antenas com estrutura bidirecional, no transmissor proposto neste documento apenas as antenas dispostas na horizontal proporcionam um padrão de radiação diretivo, uma vez que as N_m antenas dispostas na vertical são não-correlacionadas, ao contrário do que acontece em [12].

Apesar de se utilizar um conjunto de antenas, o método descrito neste documento introduz dois tipos de diretividade. O primeiro é introduzido para modificar a forma da constelação que é vista pelo recetor, que é obtido pela disposição vertical das N_m antenas devido a uma dependência na configuração dos pontos da constelação na direção de transmissão desejada. Ao contrário dos cenários descritos em [12], a potência radiada não é modificada para maximizar a potência radiada numa dada direção. O segundo tipo de diretividade é introduzido pelo conjunto de N_b antenas dispostos na horizontal, que assegura a maximização do diagrama de radiação na direção horizontal desejada.

No método descrito no presente documento, os sinais são independentes, com fluxos de bits não-correlacionados em cada conjunto de N_m antenas dispostos na vertical. Neste caso não existe nenhum fator espacial associado ao diagrama de radiação, estando apenas associado ao diagrama da constelação, ao contrário do que é proposto em [12]. No presente documento, os vários sinais envolvidos sofrem rotações de fase de acordo com as suas posições no conjunto de N_m antenas transmissoras, de modo a que o diagrama da constelação seja otimizado apenas na direção desejada.

O cenário mais próximo consiste na transmissão de N_m sinais em paralelo, semelhante a um sistema MIMO. Mas ao contrário desse sistema, em que cada sinal é associado a um sinal bem definido, neste sistema cada sinal pertence a uma das sub-constelações em que a constelação inicial é decomposta. Para além disso, ao contrário de um sistema MIMO sem pré-codificação, em que no lado do recetor cada sinal é recebido e descodificado separadamente, o recetor para o u -ésimo sub-fluxo de dados de informação necessita de combinar os N_m sinais recebidos para gerar os símbolos transmitidos, e só após esta operação é que pode descodificar os bits transmitidos.

O documento [13] descreve um método de transmissão para aumentar a débito de transmissão global do sistema. Ao contrário do método descrito no presente documento, não é efetuada a decomposição da constelação em sub-constelações, nem formação de feixe horizontal em conjunto com a modificação da forma da constelação que é vista pelo recetor. Para além disso, o método descrito em [13] utiliza apenas uma antena, já que todos os sinais são combinados e transmitidos por apenas uma antena após a multiplicação pelas sequências de espalhamento.

No documento [14] são descritos métodos de codificação não-linear de esquemas 16-OQAM (i.e. QAM com *offset*), baseados em dois sinais não-lineares OQPSK projetos especialmente para permitir maior eficiência no estágio de amplificação devido à sua resiliência perante distorções não-lineares. O presente método de transmissão é aplicável a qualquer constelação e não tem restrições no seu formato associadas à modelação e à duração do pulso, que afetam a decomposição efetuada em [14].

No documento [15] são descritos recetores com equalização no domínio da frequência (FDE) pragmáticos de baixa complexidade com excelente desempenho, mesmo para constelações QAM de elevada dimensão e para constelações com desfasamento altamente não-uniformes. Nesse documento também é apresentado um estudo mais detalhado acerca do motivo por detrás do fraco desempenho das modulações equalizadas com esquemas FDE convencionais. A decomposição de constelações descrita no presente documento é genérica e não se restringe ao formato OQPSK série descrito nos documentos [14] e [15].

Nos documentos [16] e [17] é descrita uma técnica de transmissão multi-utilizador com envolvente quase constante em que se utiliza pré-codificação recorrendo a um modulador de fase, em que os fluxos de informação independentes são modulados diretamente por um modulador de fase. O método descrito no presente documento não deverá ser confundido com as técnicas descritas em [16,17] nem com as técnicas convencionais de formação de feixe, em que o sinal emitido por cada antena tem uma gama dinâmica elevada. Em [16] e [17] não existe, portanto, decomposição de constelações multi-nível nem direcionamento e formação do feixe, e os sinais emitidos por cada antena não são construídos em função de um símbolo de uma dada constelação (como exemplo, M-QAM).

No documento [18] é descrito um método de transmissão que utiliza múltiplas antenas separadas no espaço tanto no transmissor como no recetor com o intuito de oferecer multiplexação e diversidade espaciais no domínio da polarização, recorrendo a antenas com polarização dupla (DP) tanto no lado do transmissor como no lado do recetor. DP é também aplicada no método de transmissão descrito em [19] em que são assegurados canais ortogonais através da transmissão de ondas com DP, visto que as ondas eletromagnéticas com polarizações vertical e horizontal desvanecem de forma praticamente independente (com algum nível de acoplamento mútuo) em vários cenários em que não existe linha de vista, e para cenários com linha de vista as duas polarizações ortogonais transmitidas mantêm-se ortogonais ao longo do canal.

Ao contrário dos métodos de transmissão descritos em [18-20], o método descrito no presente documento não necessita de DP para atingir nem a ortogonalidade nem a diretividade dupla. Nenhum dos métodos descritos em [18-20] utiliza decomposição de constelações multi-nível em sub-constelações de envolvente constante, e os sinais emitidos por cada antena não são formados de acordo com o peso de um símbolo de uma dada constelação (como exemplo, M-QAM). Para além disso, a separação entre utilizadores é atingida por dois tipos de diretividade: o primeiro é a diretividade da informação introduzida para modificar a forma da constelação que é vista pelo recetor, que depende de um ângulo de otimização específico, e o segundo é a diretividade associada ao direcionamento e formação do feixe. Ao contrário do método descrito em [20], a separação entre utilizadores é obtida não somente por formação de feixe, mas também por modificação da forma da constelação que é vista pelo recetor, de acordo com o ângulo em que a

constelação é otimizada para cada utilizador. Por isso, mesmo quando os feixes estão próximos ou se interferem, a separação entre utilizadores é garantida pelas diferentes disposições espaciais da constelação que é atribuída aos diferentes utilizadores.

Sumário da invenção

O método aqui descrito implementa um esquema MIMO massivo cujo agregado de antenas é composto por $N_m \times N_b$ elementos no transmissor, organizados em N_m conjuntos de N_b antenas ou N_b conjuntos de N_m antenas baseados em esquemas de transmissão de SC-FDE para constelações de grande dimensão, que compatibiliza a utilização de amplificadores de potência de baixo custo, elevada eficiência e fortemente não-lineares com a obtenção de ganhos de multiplexação espacial.

Vantagens: As implementações aqui descritas permitem a transmissão de sinais com modelação da constelação na direção desejada e direcionamento e formação do feixe da transmissão associada a cada utilizador. Dessa forma utiliza-se dois tipos de diretividade, em que um afecta o diagrama da constelação e outro está associado à formação de feixe que afeta o diagrama de radiação do agregado de antenas. O método pode ser utilizado em esquemas de comunicação MIMO massivo para reduzir a interferência entre utilizadores, garantindo simultaneamente comunicações seguras ao nível da camada física.

O presente documento descreve um método de transmissão que segue estes passos:

- O fluxo de dados é dividido em N_u sub-fluxos de dados de menor débito que serão transmitidos em paralelo devido à capacidade do agregado de antenas empregue

para efectuar multiplexação espacial com o intuito de direccionar e formar o feixe (tipicamente $N_u < N_b$);

- Os bits de informação associado a cada um dos N_u sub-fluxos são mapeados numa dada constelação (por exemplo, numa constelação QAM) caracterizada pelo conjunto ordenado $\sigma = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$, sendo M o número de símbolos da constelação, que segue a regra

$$\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)} \mapsto s_n \in \sigma,$$

com $(\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)})$ a descrever a representação binária de n com $\mu = \log_2(M)$ bits;

- Em (103) ocorre a decomposição dos símbolos da constelação são mapeados em N_m componentes polares, resultantes da decomposição do sinal s_n em M componentes dada por

$$\begin{aligned} s_n &= g_0 + g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_3 b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + (\dots) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} g_i \prod_{m=0}^{\mu-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}} = \sum_{i=0}^{M-1} g_i b_n^{eq(i)} \end{aligned}$$

em que $(\gamma_{\mu-1,i}, \gamma_{\mu-2,i}, \dots, \gamma_{1,i}, \gamma_{0,i})$ descreve a representação binária de i , $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$ descreve a representação polar do bit $\beta_n^{(m)}$, $b_n^{eq(i)} = \prod_{m=0}^{\mu-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}}$ descreve a i -ésima componente polar do símbolo s_n e em que N_m é o número de coeficientes g_i não nulos da referida equação de decomposição.;

- Cada um dos N_m componentes polares é modulado como um sinal BPSK em (104), sendo cada um desses N_m sinais BPSK uma representação em série de um sinal OQPSK [9], projetado especialmente para obter um bom compromisso entre baixas flutuações de envolvente e espectro compacto (por exemplo, um sinal GMSK);
- Os sinais resultantes são submetidos a um deslocador de fase (105) e são amplificados por um grupo (107) de N_m

amplificadores não-lineares (106), antes de serem transmitidos pelo sub-agregado (109) de N_m antenas que efetuam a modificação da forma da constelação que é vista pelo recetor, onde as N_m antenas devem ser dispostas na vertical e o menos espaçadas possível (idealmente menor ou igual a $\lambda/2$);

- Cada um destes N_m sinais poderá ser transmitido por um agregado de N_b antenas (110), que deverá ser disposto na horizontal com espaçamento menor ou igual a $\lambda/2$, de forma a permitir a formação de feixes horizontais.
- Noutra implementação, o conjunto de sinais N_m pode ser transmitido por um agregado de antenas (108) com $N_m \times N_b$ elementos, com desvios de fase apropriados para providenciar feixes verticais e horizontais diretivos.

Várias implementações do invento estão definidas nas reivindicações dependentes. Outros aspetos, vantagens e novas características da invenção serão evidentes a partir da descrição detalhada da invenção que se segue, quando consideradas em conjunto com as figuras anexadas e as reivindicações.

Descrição das figuras

O presente invento vai ser descrito de seguida em pormenor recorrendo a esquemas simplificados apresentados nas figuras em anexo, às quais correspondem:

FIG. 1 mostra um diagrama da estrutura do transmissor, em que o modulador (102), tendo por base uma constelação de grande dimensão (por exemplo, uma constelação QAM), mapeia em símbolos de uma constelação os bits de informação provenientes do fluxo de dados de débito elevado proveniente de (101), providenciando à saída de (102) uma sequência de

símbolos em tempo discreto. De seguida, os símbolos resultantes são convertidos em N_m sequências antípodas pelo conversor de decomposição polar (103). Estas sequências antipodais são servidas à entrada de moduladores BPSK (104) que fornecem à sua saída um sinais BPSK em tempo contínuo que dão entrada nos conversores de fase (105), e de seguida são amplificadas por N_m amplificadores não-lineares (106) antes de serem transmitidas por N_m antenas dispostas na vertical (109). Cada um destes N_m sinais é transmitido por agregados de N_b antenas dispostas horizontalmente (110), com desvios de fase apropriados para providenciar feixes diretivos. Os agregados são formados por antenas (111) idênticas;

A FIG. 2 apresenta um diagrama detalhado da disposição do agregado de antenas (108) da FIG. 1, onde N_m antenas são colocadas na vertical com espaçamento d entre elas, e N_b agregados de antenas dispostos na horizontal com espaçamento $\lambda/2$;

A FIG. 3 apresenta um diagrama detalhado da disposição vertical do agregado (109) de N_m antenas que efetuam a modificação da forma da constelação que é vista pelo recetor;

A FIG. 4 apresenta um diagrama detalhado da disposição horizontal do agregado (110) de N_b antenas.

Descrição pormenorizada da invenção

O presente documento descreve um método de transmissão que utiliza um transmissor com várias antenas, que é combinado com um recetor no domínio da frequência para sistemas de banda larga na gama milimétrica de frequências baseado em constelações de elevada dimensão e densidade. Este transmissor é compatível com amplificadores eficientes,

de baixo custo e não-lineares, permitindo obter em simultâneo ganhos de multiplexação espacial. Fazendo referência às figuras, serão agora descritas diferentes implementações do mesmo dispositivo, sem que com isso seja limitada a extensão da proteção concedida por este documento. Estas diferentes implementações seguem um conjunto de passos sequenciais, conforme é descrito de seguida.

O método de transmissão utiliza esquemas SC-FDE combinados com modulações com desfaseamento e constelações de elevada dimensão, para comunicações na gama milimétrica de frequências de elevada eficiência espectral. Para permitir a utilização de amplificadores de potência de elevada eficiência e fortemente não-lineares, os sinais de envolvente variável associados a constelações de elevada dimensão são decompostos na soma de várias componentes polares [8], em que cada uma é modulada como um sinal OQPSK em formato série [9] com baixas flutuações de envolvente, que é amplificado e transmitido separadamente por uma antena dentro do sistema MIMO massivo.

A estrutura básica do transmissor considerado neste documento é ilustrado na FIG. 1. No presente método, o sinal associado a uma dada constelação é decomposto na soma de N_m componentes polares que são moduladas como N_m sinais BPSK. Deve-se ter atenção que cada um destes sinais BPSK pode ser visto como um sinal OQPSK no formato série, que é projetado especialmente para obter um bom compromisso entre baixas flutuações de envolvente e um espectro compacto.

O método descrito no presente documento emprega um esquema MIMO massivo cujo agregado de antenas é composto por $N_m \times N_b$ elementos no transmissor representado por (108), organizado em N_m conjuntos de N_b antenas ou em N_b conjuntos de N_m antenas. Tal como em esquemas convencionais de formação

de feixe, são utilizadas N_b antenas para definir feixes diretivos com o intuito de efetuar multiplexação espacial e/ou gerir a interferência entre antenas. Contudo, as N_m antenas associadas a cada um dos N_b elementos de formação de feixe são incorporadas para permitir uma amplificação da potência eficiente dos sinais associados a constelações de elevada dimensão, o que é substancialmente diferente dos esquemas de MIMO massivo convencionais. O fluxo de informação de elevado débito é dividido em N_u sub-fluxos de dados de menor débito em (101), que serão transmitidos em paralelo devido à capacidade do agregado de antenas empregue para efetuar multiplexação espacial com o intuito de direcionar e formar o feixe (tipicamente $N_u < N_b$). Os bits de informação associados a cada um dos N_u sub-fluxos de dados são mapeados por um modulador (102) numa dada constelação (por exemplo, uma constelação QAM) caracterizada pelo conjunto ordenado $\sigma = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$, sendo M o número de símbolos da constelação, que segue a regra

$$\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)} \mapsto s_n \in \sigma,$$

com $(\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)})$ a descrever a representação binária de n com $\mu = \log_2(M)$ bits. No bloco de decomposição polar (103), os símbolos da constelação são mapeados em N_m componentes polares, resultantes da decomposição do sinal s_n em M componentes dada por

$$\begin{aligned} s_n &= g_0 + g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_3 b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + (\dots) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} g_i \prod_{m=0}^{\mu-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}} = \sum_{i=0}^{M-1} g_i b_n^{eq(i)} \end{aligned}$$

em que $(\gamma_{\mu-1,i}, \gamma_{\mu-2,i}, \dots, \gamma_{1,i}, \gamma_{0,i})$ descreve a representação binária de i , $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$ descreve a representação polar do bit $\beta_n^{(m)}$, $b_n^{eq(i)} = \prod_{m=0}^{\mu-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}}$ descreve a i -ésima componente polar do

símbolo s_n e em que N_m é o número de coeficientes g_i não nulos da referida equação de decomposição.

De seguida cada uma das N_m componentes polares é modulada como um sinal BPSK num modulador (104) que fornece à sua saída um sinal BPSK em tempo contínuo. Para permitir atingir uma elevada eficiência espectral em conjunto com a utilização de amplificadores não-lineares e elevada eficiência energética, cada um destes N_m sinais BPSK será representado como um sinal OQPSK em formato série [9], projetado especialmente para obter um bom compromisso entre baixas flutuações de envolvente e um espectro compacto (por exemplo, um sinal GMSK). Os sinais correspondentes são, então, amplificados por um grupo (107) de N_m amplificadores eficientes, de baixo custo e não-lineares (106), antes de serem transmitidos por um agregado (108) de $N_m \times N_b$ antenas idênticas (111). O efeito combinado da multiplexação espacial e dos ganhos de formação de feixe é atingido uma vez que cada um desses N_m sinais é transmitido por um grupo (110) de N_b antenas, com os desvios de fase apropriados para providenciar feixes diretivos, enquanto cada grupo vertical de N_m antenas (109) efetuam a modificação da forma da constelação que é vista pelo recetor, correspondente à combinação das componentes polares expressa por

$$\begin{aligned} s_n &= g_0 + g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_3 b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + (\dots) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} g_i \prod_{m=0}^{\mu-1} \left(b_n^{(m)} \right)^{Y_{m,i}} = \sum_{i=0}^{M-1} g_i b_n^{eq(i)} \end{aligned}$$

Para o efeito, em cada um dos N_m ramos, o sinal obtido à saída do modulador BPSK (104) sofre um desvio de fase no conversor de fase (105) e é amplificado pelo amplificador não-linear (106). Por isso, o sinal à saída do modulador BPSK (104) de cada ramo é multiplicado por um coeficiente complexo dentro do conversor de fase (105), e de seguida é

amplificado pelo amplificador não-linear (106), que pode operar no modo de saturação ou perto deste. Este sinal é enviado para o respetivo grupo horizontal (110) de antenas transmissoras, que poderá no limite ser formado por apenas uma antena no caso de não ser usada formação de feixe.

O estágio de amplificação (107) é composto por N_m amplificadores (106) em paralelo, em que cada amplificador está ligado um sub-agregado de antenas (110), composto por N_b antenas dispostas na horizontal. Então, a estrutura de transmissão é composta por um conjunto de N_m amplificadores não-lineares e N_m conjuntos de N_b antenas ou N_b conjuntos de N_m antenas. Tal como em esquemas convencionais de formação de feixe, são utilizadas N_b antenas para definir feixes diretivos com o intuito de efetuar multiplexação espacial e/ou gerir a interferência entre antenas. É importante referir que não existem perdas de combinação, uma vez que as saídas dos N_m amplificadores são combinadas no canal de transmissão. Uma vez que o sub-agregado de antenas (109) associado às N_m antenas efetuam a modificação da forma da constelação que é vista pelo recetor [11], os N_m elementos de (109) devem ser dispostos na vertical com o menor espaçamento possível (idealmente menor do que $\lambda/2$). Por outro lado, as N_b antenas de (110) devem ser colocadas na horizontal, com espaçamento $\lambda/2$, para permitir a formação de feixes horizontais, onde são mais precisos.

Todas as antenas são iguais, i.e. todas têm o mesmo diagrama de radiação. As N_m antenas do transmissor da FIG. 1 podem estar igualmente espaçadas na vertical, posicionando-se ao longo de uma linha tal como é ilustrado no agregado linear da FIG. 3. No agregado planar de $N_m \times N_b$ antenas, as antenas transmissoras são posicionadas com diferentes espaçamentos ao longo das duas dimensões, tal

como é mostrado no caso do arranjo espacial planar ilustrado na FIG. 2.

Uma vez que as componentes de sinal BPSK nos vários amplificadores e antenas são não-correlacionados, o diagrama de radiação resultante do sub-agregado vertical com N_m antenas mantém-se omnidirecional em sentido lato. Alterações no diagrama devido à sobreposição dos diagramas de radiação das várias antenas são introduzidos por cada conjunto de N_b antenas com o arranjo espacial mostrado na FIG. 4. Nestes casos, a excitação das antenas visa um diagrama de varrimento tal como nas abordagens clássicas, sendo a diretividade introduzida pela potência radiada.

Apesar de terem sido descritas várias implementações do presente invento, existem várias alterações e modificações que serão evidentes para um especialista da área. Por isso, não se pretende limitar a extensão da proteção do presente invento com as diferentes implementações aqui descritas.

Bibliografia

- [1] *PHY/MAC Complete Proposal Specification*, IEEE 802.11 Task Group AD Std. IEEE 802.11-10/0433r2, May 2010.
- [2] T. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. Wong, J. Schulz, M. Samimi, e F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!" *Access, IEEE*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [3] S. Rangan, T. Rappaport, e E. Erkip, "Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials e challenges," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366-385, March 2014.
- [4] D. Falconer, S. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, e B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr 2002.

- [5] A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, e N. Esteves, "Comparison of two modulation choices for broadband wireless communications," in *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, vol. 2, 2000, pp. 1300-1305 vol.2.
- [6] A. Gusmao, V. Goncalves, e N. Esteves, "A novel approach to modeling of oqpsk-type digital transmission over nonlinear radio channels," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 15, no. 4, pp. 647-655, May 1997.
- [7] T. Aulin, N. Rydbeck, e C.-E. Sundberg, "Continuous phase modulation-part ii: Partial response signaling," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 3, pp. 210-225, Mar 1981.
- [8] R. Dinis, P. Montezuma, N. Souto, e J. Silva, "Iterative frequency-domain equalization for general constellations," in *Sarnoff Symposium, 2010 IEEE*, April 2010, pp. 1-5.
- [9] F. Amoroso e J. Kivett, "Simplified msk signaling technique," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 4, pp. 433-441, Apr 1977.
- [10] P. Montezuma, D. Marques, V. Astucia, R. Dinis, e M. Beko, "Robust frequency-domain receivers for a transmission technique with directivity at the constellation level," in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2014 IEEE 80th*, Sept 2014, pp. 1-7.
- [11] V. Astúcia, "Linear amplification with multiple nonlinear devices," Ph.D. dissertation, Faculty of Science e Technology, New University of Lisbon, Portugal, 2012.
- [12] O. Bucci, M. D'Urso, e T. Isernia, "Optimal synthesis of difference patterns subject to arbitrary sidelobe bounds by using arbitrary array antennas," *Microwaves, Antennas e Propagation, IEE Proceedings*, vol. 152, no. 3, pp. 129-137, June 2005.

- [13] M. Atsushi, U. Mitsuru, M. Kenichi, e U. Toshiyuki, "Radio transmitter, radio receiver, e multilevel modulation communication system," European patent, 2002.
- [14] P. Montezuma, R. Dinis, e M. Luzio, "Power efficient coded 16-OQAM schemes over nonlinear transmitters," in *Sarnoff Symposium, 2011 34th IEEE*, May 2011, pp. 1-6.
- [15] M. Luzio, R. Dinis, P. Montezuma, V. Astucia, e M. Beko, "Efficient receivers for SC-FDE with offset modulations," in *Military Communications Conference, 2012 - MILCOM 2012*, Oct 2012, pp. 1-6.
- [16] C. Studer e E. Larsson, "Par-aware large-scale multi-user mimo-ofdm downlink, " *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 31, no. 2, pp.303-313, February 2013.
- [17] S. Mohammed e E. Larsson, "Per-antenna constant envelope precoding for large multi-user MIMO systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 3, pp. 1059-1071, March 2013.
- [18] H. Dalal e Y. Steinberg, "Millimetre wave (MMW) communication system e method using multiple receive e transmit antennas," US patent, september 18, 2007.
- [19] Y. Dalal, "Dual polarity coding system e method for a millimeter wave communication system," US patent, october 14, 2004.
- [20] J. Seol, T. Kim, J. Park, e J. Cho, "Communication method e apparatus using analog e digital hybrid beamforming," US patent, november 14, 2013.

Coimbra, 12 de Abril de 2016

REIVINDICAÇÕES

1. Método de transmissão com dupla diretividade caracterizado por conter um método de transmissão composto pelos seguintes estágios:

- a) o fluxo de dados é dividido em N_u sub-fluxos de menor débito em (101);
- b) os bits de informação associados a cada um dos N_u sub-fluxos de dados são mapeados por um modulador (102) numa sequência de símbolos de uma dada constelação (por exemplo, uma constelação QAM) caracterizada pelo conjunto ordenado $\sigma = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$, em que M é o número de símbolos da constelação, que segue a regra

$$\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)} \mapsto s_n \in \sigma,$$

com $(\beta_n^{(\mu-1)}, \beta_n^{(\mu-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)})$ a descrever a representação binária de n com $\mu = \log_2(M)$ bits;

- c) em (103) os símbolos da constelação são mapeados em N_m componentes polares, resultantes da decomposição do sinal s_n em M componentes dada por

$$\begin{aligned} s_n &= g_0 + g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_3 b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + (\dots) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} g_i \prod_{m=0}^{\mu-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}} = \sum_{i=0}^{M-1} g_i b_n^{eq(i)} \end{aligned}$$

em que $(\gamma_{\mu-1,i}, \gamma_{\mu-2,i}, \dots, \gamma_{1,i}, \gamma_{0,i})$ descreve a representação binária de i , $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$ descreve a representação polar do bit $\beta_n^{(m)}$, $b_n^{eq(i)} = \prod_{m=0}^{\mu-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}}$ descreve a i -ésima componente polar do símbolo s_n e em que N_m é o número de coeficientes g_i não nulos da referida equação de decomposição;

- d) cada um das N_m componentes polares é modulada como um sinal modulado por deslocamento de fase bivalente (BPSK) em (104), que fornece à sua saída um sinal BPSK no domínio do tempo contínuo, sendo cada um desses N_m sinais BPSK uma representação em série de um sinal modulado por deslocamento de fase em quadratura com desfasamento (OQPSK) ou um sinal modulado com deslocamento mínimo e filtro gaussiano (GMSK);
 - e) cada um dos N_m sinais resultantes é submetido a um deslocador de fase (105) e amplificado por um amplificador não-linear (106);
 - f) os N_m sinais associados a cada sub-fluxo, são transmitidos por um sub-agregado (108) de $N_m \times N_b$ antenas, organizado em N_m conjuntos de N_b antenas ou em N_b conjuntos de N_m antenas;
 - g) cada sub-agregado (108) é composto por um ou mais grupos (109) de N_m antenas;
 - h) cada sub-agregado (108) é composto por um ou mais grupos (110) de N_b antenas, de forma a permitir a formação de feixes.
2. Método de transmissão com dupla diretividade, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por o transmissor utilizar um esquema de múltipla-entrada múltipla-saída (MIMO) massivo, cujo agregado de antenas é composto por $N_u \times N_m \times N_b$ elementos na transmissão, organizado em N_u sub-agregados, cada um composto por N_m conjuntos de N_b antenas ou por N_b conjuntos de N_m antenas.
3. Método de transmissão com dupla diretividade, de acordo com as reivindicações 1 e 2, caracterizado por cada grupo (109) de N_m antenas ser utilizado para modificar a forma da constelação que é vista pelo recetor.

4. Método de transmissão com dupla diretividade, de acordo com as reivindicações 1 e 2, caracterizado por cada conjunto de N_m sinais associado a cada um dos N_u subfluxos ser combinado no canal de transmissão.
5. Método de transmissão com dupla diretividade, de acordo com as reivindicações 1 e 2, caracterizado por cada grupo (110) de N_b antenas ser utilizado para definir feixes diretivos:
 - a. na realização de técnicas de multiplexação espacial;
 - b. na realização de técnicas de controlo de interferência entre antenas;
 - c. na realização de técnicas de multiplexação espacial combinadas com controlo de interferência entre antenas.
6. Método transmissão com dupla diretividade, de acordo com as reivindicações anteriores, caracterizado por realizar dois tipos de diretividade: um que altera a forma da constelação que é vista pelo receptor, e outro associado ao direcionamento e formação do feixe que afeta o diagrama de radiação do agregado de antenas.

Coimbra, 12 de Abril de 2016

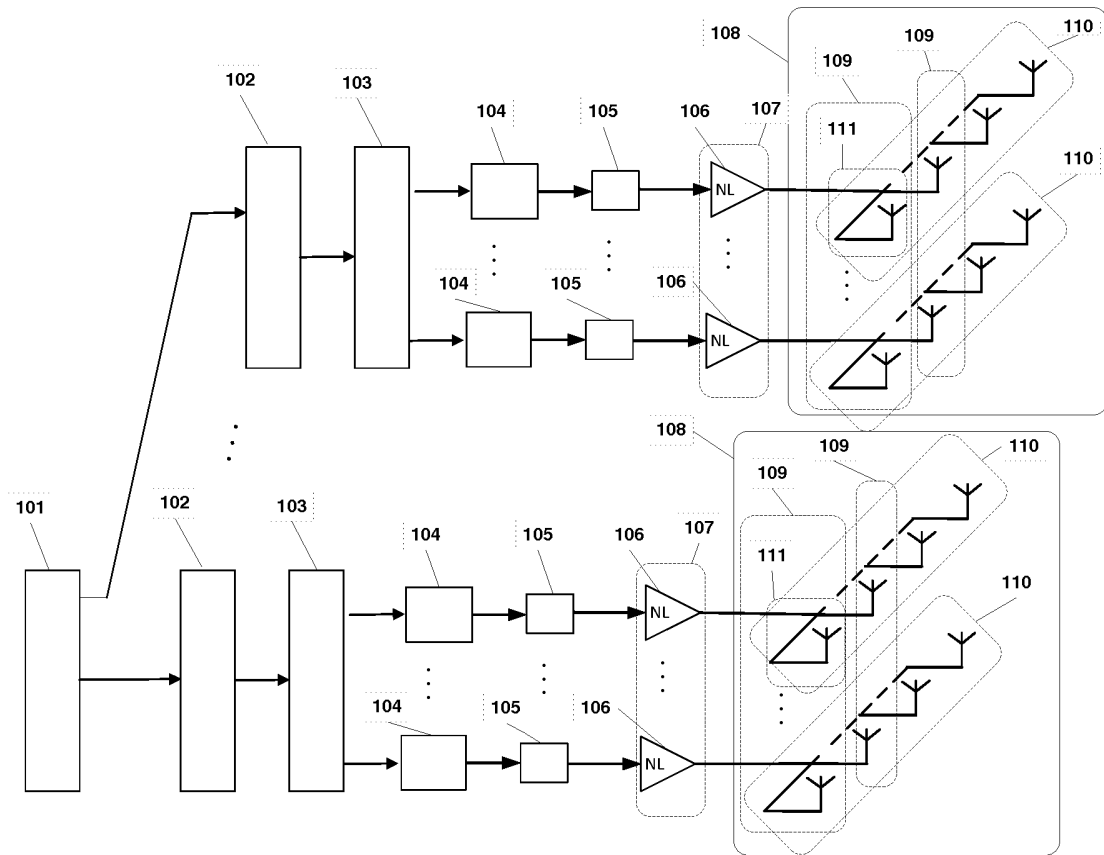


FIG. 1

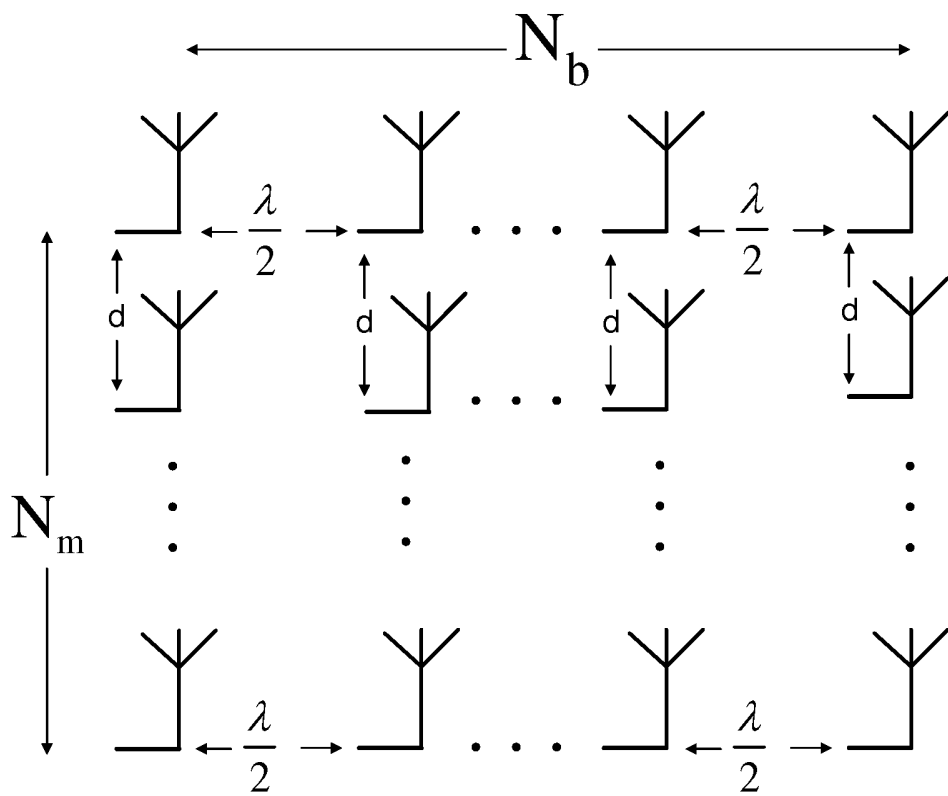


FIG. 2

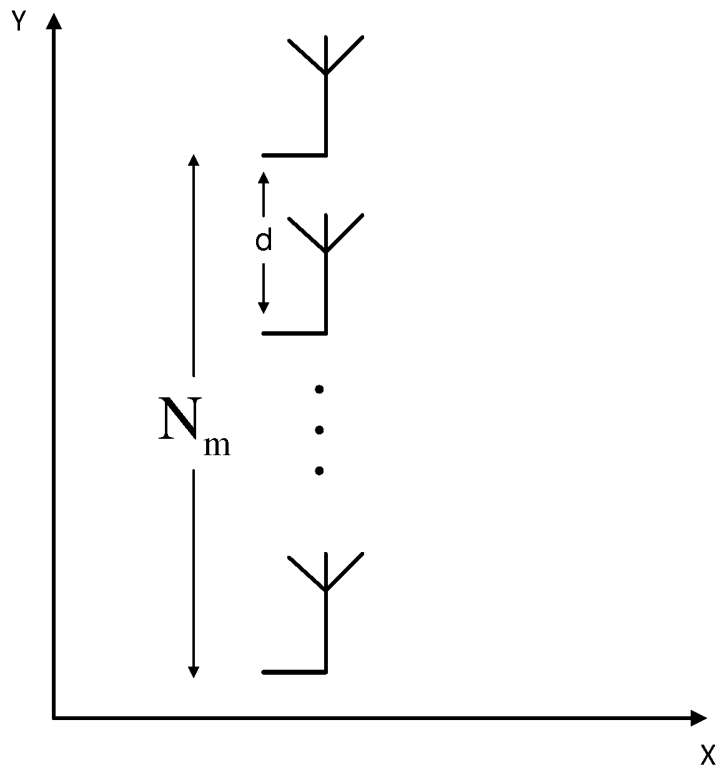


FIG. 3

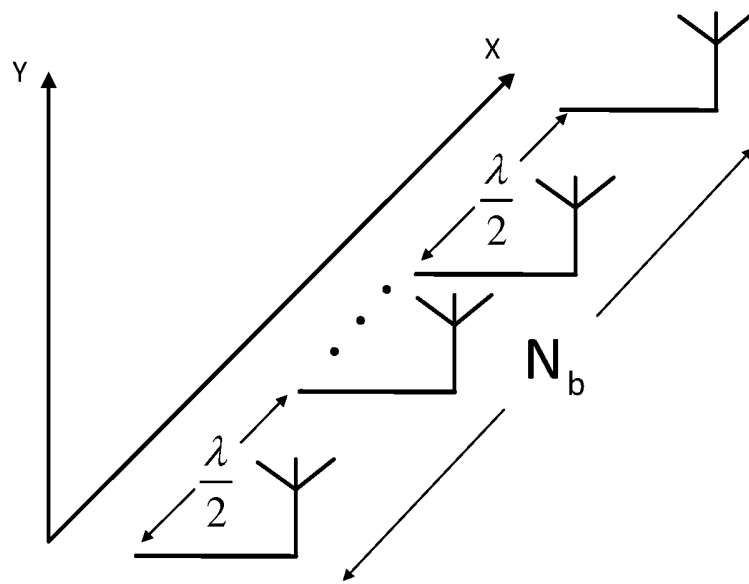


FIG. 4