

Disposition d'antenne dans le réseau de télécommunication 5G

¹Rakotondramanana R. S. ²Randriamitantsoa P. A.

Laboratoire de Recherche Télécommunication, d'Automatique, de Signal et d'Images (LR-TASI)

Equipe d'accueil Doctorale de Télécommunication, d'Automatique, de Signal et d'Images (EAD-TASI)

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation (ED-STII)

Université d'Antananarivo

BP 1500-Antananarivo 101- Madagascar

¹radiarisainanasitraka@yahoo.fr, ²rpauguste@gmail.com

Résumé :

En utilisant la technique de BeamForming et des antennes pilotées par ces phases, la propagation de l'émetteur n'est plus omnidirectionnelle, mais cible chaque utilisateur. Les antennes sont appelées PAA ou Phased Arrays Antenna. Cet article consiste à étudier analytiquement comment rendre intelligentes ces antennes PAA pour améliorer la capacité d'un canal et éviter les pertes lors de propagation omnidirectionnelle. Les antennes PAA sont utilisées pour le réseau de télécommunication 5G. Les signaux des pilotages étudiés sont uniformes en amplitudes et en phase progressives. Quand les antennes sont regroupées selon une ligne par l'ULA ou Uniform Linear Antenna et à deux dimensions par l'UPA ou Uniform Planar Antenna et par l'UCA Uniform Circular Antenna. Les antennes ciblent directement les utilisateurs en une latitude et longitude connue.

Mots clés : BeamForming, PAA, ULA, UPA, 5G

Abstract :

By using the technique Beamforming and the antenna piloted by a phase, the propagation of the emitter is not omnidirectional but guide only the wave of each user. Those antennas are named PAA or Phased Arrays Antenna. This article studies analytically how to transform the antenna to be intelligent for improving the capacity of the channel and not to lose the wave of omnidirectional propagation. The antennas PAA are used for the telecom network 5G. The signal to guide the antenna has a progressive phase and uniform amplitude. When the antenna are grouped by the line, it is the ULA or Uniform Linear Antenna and in two dimensions we could have the UPA or Uniform Planar Antenna and UCA or Uniform Circular Antenna. The antenna guide the wave to the specific latitude and longitude of the users.

Keywords: BeamForming, PAA, ULA, UPA, 5G

1. UWB-Antenne – BeamForming

UWB ou Ultra Wide Band Antenna est une famille d'antenne à très large bande à partir des antennes à patch. Ces antennes possèdent des formes d'ondes particulières en : E, T, H, Vivaldi, Fractal, Log périodique à patch... Ces antennes sont utilisées pour la technologie MIMO et BeamForming en utilisant plusieurs antennes uniformes pilotées en phase (phased arrays antenna) [1] [2][3].

Phased Arrays Antenna est une famille d'antenne groupée pour une radiation inclinée d'un angle bien défini selon les phases des antennes. La configuration possible est :

- Linéaire : les antennes sont arrangées sur une ligne horizontale
- Circulaire : les antennes sont arrangées dans un cercle bien défini
- Planaire : Les antennes sont arrangées sur une surface bien définie.
- Conforme : Les antennes sont arrangées sur une forme non planaire bien définie.

2. Propagation d'Onde

Le but est de pouvoir diriger de manière intelligente un faisceau d'ondes en utilisant des systèmes multi-antennaires comme le PAA[4] [5] . Considérons la Formule (1).

$$AP = EF \times AF \quad (1)$$

AP ou Array Pattern est la propagation totale émise par les antennes multiples.

EF ou Element Fields est la propagation d'une antenne individuelle

AF ou Array Factor est la propagation géométrique variable selon l'antenne, la forme, l'excitation (amplitude et phase).

Partons de l'équation de Maxwell :

$$\begin{aligned} \operatorname{div}(\vec{D}) &= \rho \\ \operatorname{div}(\vec{B}) &= 0 \\ \operatorname{rot}(\vec{E}) &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \operatorname{rot}(\vec{H}) &= \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{aligned}$$

Dans le vide, le champ électrique et le champ magnétique sont reliés par les relations suivantes :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$$

$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9}$: Permittivité diélectrique du vide.

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$: Perméabilité magnétique du vide.

Notons \vec{A} un vecteur potentiel d'une source \vec{J} et ρ :

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \\ \nabla \vec{H} = j\omega \epsilon \vec{E} + \vec{J} \\ \nabla \cdot \vec{B} = 0, \text{ alors } \vec{B} = \nabla \times \vec{A} \\ \begin{cases} \vec{E} = -j\omega \vec{A} - \nabla \phi \\ j\omega \epsilon \vec{E} = \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) - \vec{J} \end{cases} \end{cases}$$

ϕ est appelé scalaire potentiel. Et nous obtenons

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} + j\omega \mu \epsilon (j\omega \vec{A} + \nabla \phi) = \mu \vec{J}$$

Or $\nabla \times \nabla \times = \nabla \nabla \cdot - \nabla^2$ et que $\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega \mu \phi$

$$\text{Alors, } \nabla^2 \vec{A} + \beta^2 \vec{A} = -\mu \vec{J}$$

En posant $\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$

Pour le cas d'un dipôle, \vec{A} existe seulement suivant l'axe z, alors,

$$\nabla^2 \vec{A}_z + \beta^2 \vec{A}_z = -\mu \vec{J}$$

En utilisant le coordonné sphérique, cette équation peut être réduite en une dérivée avec un nombre r défini.

$$\frac{d^2}{dr^2} \vec{A}_z + \frac{2}{r} \frac{d\vec{A}_z}{dr} + \beta^2 \vec{A}_z = 0$$

Les solutions de l'équation sont :

$$\begin{cases} A_{z_1} = \frac{C_1 e^{-j\beta r}}{r} \\ A_{z_2} = \frac{C_2 e^{-j\beta r}}{r} \end{cases}$$

En utilisant la condition initiale de l'équation différentielle nous donc :

$$C_1 = \frac{1}{4\pi} \mu J_z$$

$$\text{Alors } A_z = \mu J_z \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi}$$

$$\text{Comme } \vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A}$$

Alors le champ, électromagnétique E est de la forme :

$$E = \frac{Me^{-jkr}}{4\pi r}$$

M étant la magnitude de l'onde
 k étant proportionnelle au fréquence de champ E.
 Prenons la Figure (1) suivante pour démontrer la
 Formule (1)

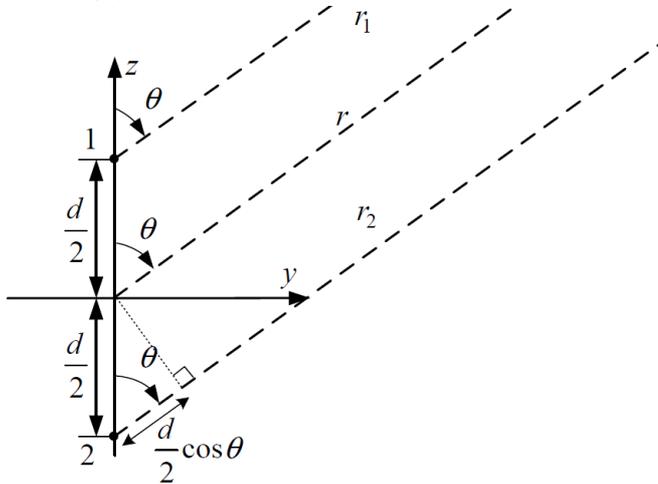


Figure 1 : Champs électriques dans la zone éloignée des éléments du réseau par rapport à l'azimut θ

En regardant la Figure(1) :

$$E = E_1 + E_2$$

$$E = \frac{M}{4\pi r} \left[e^{-jk \left[r - \frac{d}{2} \cos \theta \right]} + e^{-jk \left[r + \frac{d}{2} \cos \theta \right]} \right]$$

$$E = \frac{M}{4\pi r} e^{-jkr} \left[e^{j \frac{kd}{2} \cos \theta} + e^{-j \frac{kd}{2} \cos \theta} \right]$$

$$E = \underbrace{\frac{M}{4\pi r}}_{EF} \underbrace{e^{-jkr} \left[2 \cos \frac{k \cos \theta}{2} \right]}_{\dot{A}F}$$

3. ULA

L'antenne ULA est une famille d'antenne représentée linéairement espacée d'une distance uniforme [7][8].

a. ULA par rapport à la verticale

Pour qu' un ULA avec une amplitude uniforme et une phase progressive dévie son lobe d'un angle vers le haut, il faut que les phases uniformes suivent l'équation :

$$\alpha = \frac{\omega d \cos(\theta)}{c} \quad (2)$$

Avec α la phase uniforme ; ω fréquence de modulation ; d espacement entre antennes ; c célérité de la lumière, θ angle par rapport à la verticale.

Chaque point représente une antenne qui est espacée uniforme de distance

Chaque point 1,2,... N représente une antenne qui est espacée uniforme de distance d

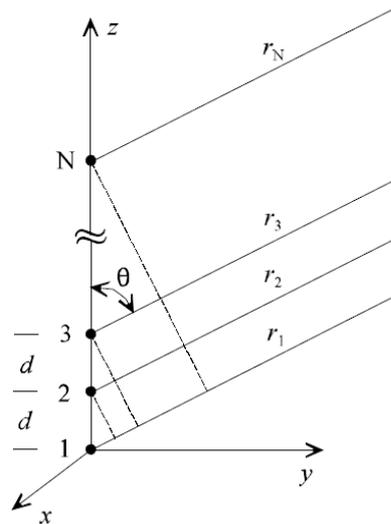


Figure 2 : Antenne ULA avec une propagation inclinée d'angle θ par rapport au vertical

L'équation de propagation d'un élément est définie par :

$$E_\theta = I_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$$

Selon la Figure(2), on peut constater que :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = r \\ r_2 \approx r - d \cos(\theta) \\ r_3 \approx r - 2d \cos(\theta) \\ \vdots \\ r_N \approx r - (N-1)d \cos(\theta) \end{array} \right.$$

Les magnitudes pour chaque antenne seront donc :

$$I_1 = I_0 \quad I_2 = I_0 e^{j\phi_2} \quad I_3 = I_0 e^{j\phi_3} \quad \dots \quad I_N = I_0 e^{j\phi_N}$$

La propagation de chaque antenne sera donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{\theta 1} \approx I_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} E_0 \\ E_{\theta 2} \approx I_0 \frac{e^{-jk(r-d \cos(\theta))}}{4\pi r} E_0 = E_0 e^{j(\phi_2 + kd \cos(\theta))} \\ E_{\theta 3} \approx I_0 \frac{e^{-jk(r-2d \cos(\theta))}}{4\pi r} E_0 = E_0 e^{j(\phi_3 + 2kd \cos(\theta))} \\ \vdots \\ E_{\theta N} \approx I_0 \frac{e^{-jk(r-(N-1)d \cos(\theta))}}{4\pi r} E_0 = E_0 e^{j(\phi_N + (N-1)kd \cos(\theta))} \end{array} \right.$$

$$E_{\theta} = E_{\theta 1} + E_{\theta 2} + E_{\theta 3} + \dots + E_{\theta N}$$

$$E_{\theta} = E_0 + E_0 e^{j(\phi_2 + kd \cos(\theta))} + E_0 e^{j(\phi_3 + 2kd \cos(\theta))} + \dots + E_0 e^{j(\phi_N + (N-1)kd \cos(\theta))}$$

$$E_{\theta} = E_0 \left[1 + e^{j(\phi_2 + kd \cos(\theta))} + e^{j(\phi_3 + 2kd \cos(\theta))} + \dots + e^{j(\phi_N + (N-1)kd \cos(\theta))} \right]$$

$$E_{\theta} = E_0 \times AF;$$

$$AF = \left[1 + e^{j(\phi_2 + kd \cos(\theta))} + e^{j(\phi_3 + 2kd \cos(\theta))} + \dots + e^{j(\phi_N + (N-1)kd \cos(\theta))} \right]$$

Comme les phases sont également progressives alors,

$$\phi_1 = 0 \quad \phi_2 = \alpha \quad \phi_3 = 2\alpha \quad \dots \quad \phi_N = (N-1)\alpha$$

En insérant la valeur de la phase dans l'équation de l'AF nous aurons :

$$AF = \left[1 + e^{j(\alpha kd \cos(\theta))} + e^{j(2\alpha + 2kd \cos(\theta))} + \dots + e^{j((N-1)\alpha + (N-1)kd \cos(\theta))} \right]$$

$$AF = \left[1 + e^{j\Psi} + e^{j(2\Psi)} + \dots + e^{j((N-1)\Psi)} \right]; \Psi = \alpha + kd \cos(\theta)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\Psi}$$

$$AF e^{j\Psi} = \sum_{n=1}^N e^{jn\Psi}$$

En soustrait ces deux équations nous aurons :

$$AF (e^{j\Psi} - 1) = (e^{jN\Psi} - 1)$$

$$AF = \frac{(e^{jNY} - 1)}{(e^{jY} - 1)} = \frac{e^{j\frac{N}{2}Y} e^{-j\frac{N}{2}Y} - e^{-j\frac{N}{2}Y}}{e^{j\frac{1}{2}Y} e^{-j\frac{1}{2}Y} - e^{-j\frac{1}{2}Y}}$$

$$AF = \frac{e^{j\frac{N}{2}\Psi} - e^{-j\frac{N-1}{2}\Psi}}{e^{j\frac{1}{2}\Psi} - e^{-j\frac{1}{2}\Psi}} = e^{j\frac{N-1}{2}\Psi} \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)}$$

De ce fait, l' AF se réduit sur la partie réelle, car la partie exponentielle peut s'ajouter aux phases de E_0 dans l'équation $E_{\theta} = E_0 AF$.

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)}$$

L'angle fait par les lobes vérifie l'équation : $AF = 0$ c'est-à-dire

$$\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right) = 0$$

$$\frac{N\Psi}{2} = \pm n\pi \Rightarrow \alpha + kd \cos(\theta) = \frac{\pm 2n\pi}{N}$$

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{1}{kd} \left(-\alpha \pm \frac{2n\pi}{N} \right) \right] \quad \begin{array}{l} n = 1, 2, 3, \dots \\ n \neq 0, N, 2N, 3N, \dots \end{array}$$

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{1}{kd} (-\alpha \pm 2m\pi) \right] \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$\Rightarrow \theta = \cos^{-1} \left[\frac{1}{kd} (-\alpha \pm 2m\pi) \right] \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (-\alpha \pm 2m\pi) \right]$$

Pour $m = 0$, l'angle sera maximal $\theta = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (\alpha) \right];$

$$\cos \theta = \frac{\lambda \alpha}{2\pi d}$$

$$\text{Or } \omega = 2\pi f = 2\pi \frac{c}{\lambda} \Rightarrow \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c}{\omega}$$

$$\text{Alors } \cos \theta = \frac{c\alpha}{\omega d} \Rightarrow \alpha = \frac{\omega d \cos(\theta)}{c}$$

b. ULA par rapport à l'horizontale

Pour un ULA avec une amplitude uniforme et une phase progressive dévie son lobe d'un angle θ vers le haut, il faut que les phases uniformes suivent l'équation :

$$\alpha = \frac{\omega d \sin(\theta)}{c} \quad (3)$$

Avec α la phase uniforme ; ω fréquence de modulation ; d espacement entre antennes ; c célérité de la lumière, θ angle par rapport à la horizontale

Par rapport à l'horizontale l'angle sera $\theta' = \frac{\pi}{2} - \theta$, en utilisant la Formule (2) ;

$$\alpha = \frac{\omega d \cos \theta'}{c} = \frac{\omega d \cos \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right)}{c} = \frac{\omega d \sin(\theta)}{c}$$

c. BeamForming Simple ULA pour utilisateurs

$$\begin{cases} x_1(t) = s \\ x_2(t) = se^{-j\alpha} \\ x_3(t) = se^{-j.2.\alpha} \\ \vdots \\ x_M(t) = se^{-j.(M-1).\alpha} \end{cases} \Rightarrow \alpha = \frac{\omega d \sin(\theta)}{c} \quad (4)$$

Pour que le lobe principal de l'antenne se dirige vers un utilisateur situé à un angle par rapport à l'horizontale, un signal sur M antennes espacées respectivement de distance d sera envoyé selon la Formule (4)

Pour un ULA avec une amplitude uniforme et une phase progressive dévie son lobe d'un angle θ vers le haut, il faut que les phases uniformes suivent l'équation :

$$\alpha = \frac{\omega d \sin(\theta)}{c}$$

Or une équation avec une phase uniforme et amplitude progressive est de la forme $x_T(t) = se^{-j.(T-1).\alpha}$

d. BeamForming Mu-MIMO ULA

Pour que le lobe principal de l'antenne se dirige vers plusieurs utilisateurs $UE_i (i=1,2,\dots,n)$ situés à un angle θ_i par rapport à l'horizontal de la station de base. Chaque utilisateur $UE_i (i=1,2,\dots,n)$ reçoit un signal $s_i(t)$ sur M

antennes espacées respectivement de distance d :

$$\begin{cases} x_1(t) = \sum_{i=1}^n s_i \\ x_2(t) = \sum_{i=1}^n s_i e^{-j\alpha_i} \\ x_3(t) = \sum_{i=1}^n s_i e^{-j.2.\alpha_i} \\ \vdots \\ x_M(t) = \sum_{i=1}^n s_i e^{-j.(M-1).\alpha_i} \end{cases} \Rightarrow \alpha_i = \frac{\omega d \sin(\theta_i)}{c} \quad (5)$$

Chaque signal sera transporté par une porteuse et exprimé par :

$$x_T(t) = \sum_{i=1}^n s_i e^{-j.(T-1).\alpha_i} \quad (6)$$

Comme, les antennes sont uniformes en amplitudes et progressifs en phase

$$\Rightarrow \alpha_i = \frac{\omega d \sin(\theta_i)}{c}$$

4. UPA ou Uniform Planar Antenna

a. Théorie sur les antennes UPA

En utilisant N-antennes selon l'axe des abscisses et M-antennes selon l'axes des ordonnées, pour faire pivoter les lobes de la propagation de l'antenne selon un coordonné polaire d'angles [9]. La phase uniforme est d'équation :



$$\alpha_{ij} = (i-1)\beta_x + (j-1)\beta_y, \quad \forall i = \{1, \dots, N\}, \quad \forall j = \{1, \dots, M\}$$

$$\beta_x = -\frac{\omega}{c} d_x \sin \theta \cos \phi$$

$$\beta_y = -\frac{\omega}{c} d_y \sin \theta \sin \phi$$

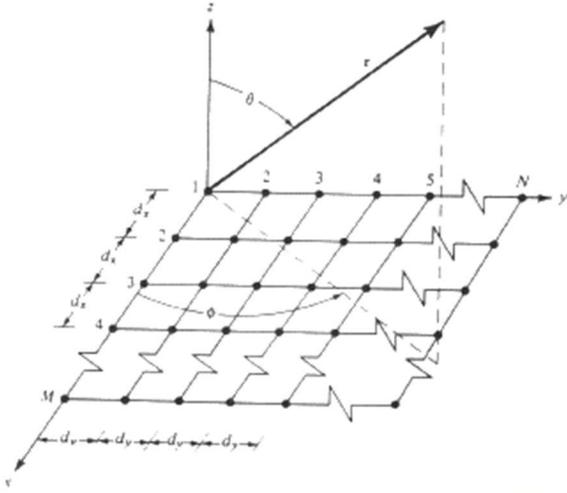


Figure 3 : UPA avec un azimut ϕ et élévation θ

$$AF_{x1} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd \sin(\theta) \cos(\phi) + \beta_x)} \quad (7)$$

Avec $\sin(\theta) \cos(\phi) = \cos(\gamma_x)$ direction suivant l'axe des abscisses

d_x : L'espace entre les antennes suivant l'axe des abscisses ;

β_x : La phase progressive suivant l'axe abscisse ;

I_m : Excitation d'amplitude aux coordonnées :

$$x = (m-1)d_x, \quad y = 0$$

d_y étant l'espace entre les antennes suivant l'axe des ordonnées ;

β_y : La phase progressive suivant l'axe ordonnée ;

I_n : Excitation d'amplitude aux coordonnées :

$$x = 0, \quad y = (n-1)d_y$$

$$AF_{x1} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)}$$

$$AF_{1y} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}$$

$$AF = AF_{x1} * AF_{1y}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}$$

Comme les amplitudes sont uniformes alors,

$$\forall m \in [1; M]; n \in [1; N] \Rightarrow I_{m1} = I_0$$

$$AF = I_0 \sum_{n=1}^N \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}$$

Par analogie à l'ULA ;

$$AF = I_0 \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin\left(M \frac{\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin\left(N \frac{\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \right\}$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \psi_x = k \sin \theta \cos \phi + \beta_x \\ \psi_y = k \sin \theta \sin \phi + \beta_y \end{cases}$$

Les lobes possèdent donc l'équation :

$$\begin{cases} S_{xM} = \frac{1}{M} \frac{\sin\left(M \frac{\psi_x}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_x}{2}\right)} \\ S_{yN} = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(N \frac{\psi_y}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_y}{2}\right)} \end{cases}$$

Et ses lobes sont localisés dans les angles suivants :

$$\begin{cases} kd_x \sin \theta_m \cos \phi_m + \beta_x = \pm 2\pi m, \quad m = 0, 1, \dots \\ kd_y \sin \theta_m \sin \phi_m + \beta_y = \pm 2\pi n, \quad n = 0, 1, \dots \end{cases}$$

Le plus grand et maximal de lobe correspond

$$\begin{cases} \beta_x = -kd_x \sin \theta \cos \phi = -\frac{\omega}{c} d_x \sin \theta \cos \phi \\ \beta_y = -kd_y \sin \theta \sin \phi = -\frac{\omega}{c} d_y \sin \theta \sin \phi \end{cases} \quad \text{b.}$$

Latitude, Longitude et coordonnées polaires

En utilisant le coordonnées géographiques, la longitude est l'angle et la latitude est le complément de par

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \phi$$

$$\begin{cases} \beta_x = -\frac{\omega}{c} d_x \cos \phi \cos \phi \\ \beta_y = -\frac{\omega}{c} d_y \cos \phi \sin \phi \end{cases}$$

c. BeamForming Mu-MIMO UPA

Pour que le lobe principal de l'antenne se dirige vers plusieurs utilisateurs $UE_i (i=1,2,\dots,n)$ situés à des longitude ϕ_i et latitude φ_i . La station de base se trouve à des latitude φ_S et longitude ϕ_S . Chaque un utilisateur $UE_i (i=1,2,\dots,n)$ reçoit un signal $s_k(t)$ sur une antenne planaire $M \times N$ dont les antennes sont espacées respectivement de d_x et d_y selon ses axes.

$$X_{x,y}(t) = \sum_{i=1}^n s_i e^{-j(M-1)\alpha_i[x,y]}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \forall x = \{1, \dots, N\}, \quad \forall y = \{1, \dots, M\} \\ \alpha_i[x,y] = (x-1)\beta_x + (y-1)\beta_y, \\ \beta_x = -\frac{\omega}{c} d_x \cos|\varphi_S - \varphi_i| \cos|\phi_S - \phi_i| \\ \beta_y = -\frac{\omega}{c} d_y \cos|\varphi_S - \varphi_i| \sin|\phi_S - \phi_i| \end{cases} \quad (8)$$

En effet, pour chaque antenne planaire de coordonnées $[x,y]$, la latitude et la longitude à atteindre est la différence entre la latitude longitude de la station de base et la latitude longitude de l'utilisateur.

3. UCA ou Uniform Circular Antenna

Au lieu d'utiliser des antennes planaires comme dans le cas précédent, nous utilisons des antennes circulaires comme dans la Figure (4) :

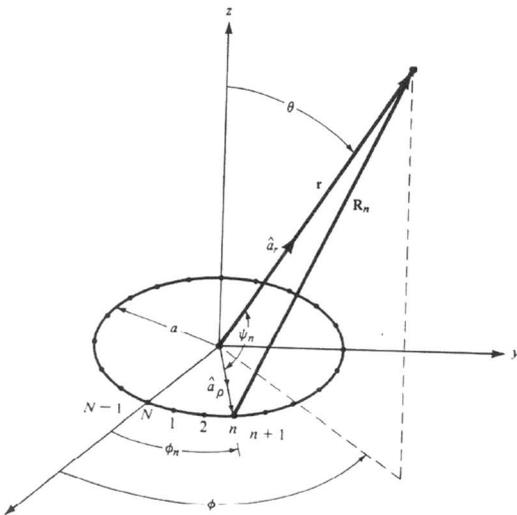


Figure 4 : UCA avec un azimuth Φ et élévation θ

Pour pouvoir faire dévier des antennes UCA d'un angle ψ_{0n} il faut piloter les phases α_n des multiples antennes.

$$\begin{cases} \alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n); n=1,2,\dots,N \\ \psi_{0n} = \cos^{-1}[\sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)] \end{cases} \quad (9)$$

$$E(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n}$$

$$R_n = \sqrt{r^2 + a^2 - 2ar \cos(\psi_n)}$$

$$\text{Or } r \geq a ; R_n \approx r - a \cos(\psi_n) \approx r - a(\hat{a}_{\rho_n} \cdot \hat{r})$$

En coordonnée rectangulaire,

$$\begin{cases} \hat{a}_{\rho_n} = \hat{x} \cos \phi_n + \hat{y} \sin \phi_n \\ \hat{r} = \hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta \end{cases}$$

$$\text{Ainsi, } R_n = r - a \sin \theta (\cos \phi_n \cos \phi + \sin \phi_n \sin \phi)$$

Approximativement, $R_n = r - a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)$

$$\frac{1}{R_n} \approx \frac{1}{r}$$

$$E(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \frac{e^{-jk(r-a \sin \theta \cos(\phi - \phi_n))}}{r}$$

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N a_n e^{-jka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n)}$$

Avec une excitation uniforme :

$$\begin{cases} a = I_n e^{j\alpha_n} \\ \phi_n = \frac{2\pi}{N} n \end{cases}$$

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=1}^N I_n e^{-j[ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n]}$$

Nous obtenons alors,

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N I_n e^{j[ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n]}$$

Le lobe principal vérifie ainsi l'équation :

$$ka \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n = 2m\pi$$

Avec $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, n$

Le lobe principal vérifie $m = 0$

$$\alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n); n=1,2,\dots,N$$

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N I_n e^{jka[\sin \theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]}$$

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N I_n e^{jka[\psi_n - \psi_{0n}]}$$

$$\psi_n = \cos^{-1}[\sin \theta \cos(\phi - \phi_n)]$$

$$\psi_{0n} = \cos^{-1}[\sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]$$

$$\begin{cases} \alpha_n = -ka \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n); n = 1, 2, \dots, N \\ \psi_{0n} = \cos^{-1}[\sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)] \end{cases}$$

[10] M.E. Randrianandrasana, R. S. Rakotondramanana, P. A. Randriamitantoa, A. A. Randriamitantoa, «*Optimization methods for interference reduction between MIMO Radar and system of cellular communication*», IJARIE , vol.4, 2018

4. Conclusion

L'utilisation de la technologie de PAA [10] dans un réseau de télécommunication 5G permet de diriger les faisceaux. La propagation des ondes n'est plus omnidirectionnelle. L'avantage de cette technique concerne la qualité de transmission à l'aide d'une liaison point à point mais l'inconvénient concerne surtout sur la difficulté de l'algorithme pour guider l'onde. Dans notre cas, nous avons utilisé l'azimut et l'élévation de l'utilisateur pour diriger l'onde selon le cas ULA ou UPA ou UCA.

5. Références

- [1] A. Senapati, J. Sekhar Roy , « *adaptive beamforming in smart antenna using chebyscheff distribution and variants of least mean square algorithm* », Journal of Engineering Science and Technology, Vol. 12, 2017
- [2] S. Patidar, K. Kumbhare, S. Chouhan, « *improvement of spectral efficiency and power control of smart antenna* », IJESRT, 2017
- [3] A. Mona, « *direction of arrival estimation in low-cost frequency scanning array antenna systems* », Thèse polytechnique Montreal, Avril 2017
- [4] Zhang, Shuai; Chen, Xiaoming; Strytsin, A. Igor ; Pedersen, F. Gert, « *A Planar Switchable 3-D-Coverage Phased Array Antenna and Its User Effects for 28-GHz Mobile Terminal Applications* », Aalborg University, 2017
- [5] T. D. Ahmed, « *dynamic beamforming without phase shifters* », PhD Texas University, May 2017
- [6] C. Mukul, « *Computation Reduction for Angle of Arrival Estimation Based on Interferometer Principle* », Thesis university of waterloo, Canada 2017
- [7] B. Mohamed, El_Mashade , A. Hegazy « *Design and Analysis of Rectangular Microstrip Patch Array Antenna for Fifth Generation of Mobile Technology* », SciFed Journal of Telecommunication, janvier 2017
- [8] S. Kumari, K. Deepak, S. Mishra, « *Identification of Patch Phase Array Antenna at 28GHz in Different Orientation for 5th Generation Wireless Application* », 2017
- [9] S. Samuelson, « *Phased array antenna element Evaluation* », 2017