

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT الوحدة الوطنية المتعددة التقنيات Electronique

BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

SYNTHESE DES RESEAUX
LINEAIRES D'ANTENNES
A LOBES SECONDAIRES
REDUITS ET TRES REDUITS

Proposé par :

M^r: Chekima, A.
M^r: Aksas . R.

Etudié par :

Skoudarli
Abdellah

Dirigé par :

M^r: Chekima
M^r: AKSAS

PROMOTION

Janvier 1988

20/88

1 seul
ex

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

SYNTHESE DE RESEAUX
LINEAIRES D'ANTENNES
A LOBES SECONDAIRES
REDUITS ET TRES REDUITS

Proposé par :

M^F CHEKIMA.A.
M^F AKSAS.R.

Etudié par :

SKOUDARLI
Abdellah

Dirigé par :

M^F CHEKIMA.A.

PROMOTION
JANVIER 1988

SOMMAIRE

	Page
I -INTRODUCTION	1
II -METHODE DE SCHELKUNOFF	3
II-1 -Principe de la methode	3
II-2 -Excursion de w	4
II-3 -Differents diagramme de rayonnement	5
III -METHODES DE SYNTHESE DU DIAGRAMME SOMME	6
A -METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV	6
A-1 -Principe de la methode	6
A-2 -Distribution de courant	8
A-3 -Diagramme de rayonnement	8
A-4 -Application	9
-Conclusion	9
B -METHODE DE TAYLOR	11
A-1 -Principe de la methode	11
B-2 -Diagramme de rayonnement	12
B-3 - distribution de courant	13
-Conclusion	
IV -METHODES DE SYNTHESE DU DIAGRAMME DE DIFFERENCE	16
IV-1 -Principe de la methode	16
IV-2 -Diagramme de rayonnement	18
IV-3 -Distribution de courant	20
- Conclusion	21

V	-METHODES DE SYNTHESE DU DIAGRAMME DE FORME	22
	A -METHODE DE LA TRANSFORMEE DE FOURIER	22
	A.1 -Principe	22
	A.2 -Propriétés	26
	A.3 -Application	23
	B -METHODE DES SERIES DE FOURIER	28
	B.1 -Principe	28
	B.2 -Propriétés	29
	B.3 -Application	29
	C -METHODE D'ECHANTILLONNAGE (Source lineaire)	31
	C.1 -Principe	31
	C.2 -Propriétés	32
	C.3 -Application	33
	D -METHODE D'ECHANTILLONNAGE (reseau discret)	35
	D.1 -Principe	35
	D.2 -Propriétés	35
	D.3 -Application	36
VI	-CONCLUSION	39
VII	-ANNEXES	
	VII.1 -POLYNOMES DE TCHEBYCHEV	40
	VII.2 -METHODE MATRICIELLE POUR LA RECHERCHE DES DISTRIBUTIONS DE COURANT DES RESEAUX DE DOLPH TCHEBYCHEV	42
	VII.3 -RELATION ENTRE LA METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV ET LA METHODE DE TAYLOR	46
	-BIBLIOGRAPHIE	

I - INTRODUCTION

Les premiers radars datant de la seconde guerre mondiale utilisaient des antennes constituées par des réseaux , linéaires ou plans , de dipôles individuels. Lorsque la technologie permet l'utilisation de longueurs d'onde de plus en plus courtes, les réseaux furent remplacés par des réflecteurs paraboliques ou cylindriques .

Depuis l'apparition des déphaseurs électroniques, l'attention est à nouveau dirigée vers les réseaux d'antennes . Ceux ci permettant un balayage rapide et continu de l'espace ainsi qu'une grande stabilité du faisceau issu d'un avion ou d'un navire , cependant leur cout reste un inconvénient pour la réalisabilité.

Le but de notre étude est la synthèse des réseaux linéaires a lobes secondaires réduits et très réduits .

On défini les lobes secondaires réduits et très réduits par : [11]

dB	Niveaux
0	
-10	} Ordinaires
-20	
-30	} Réduits
-40	
-50	} Très réduits
-60	
⋮	

La synthèse des antennes consiste à utiliser des méthodes mathématiques pour chercher la distribution de courant donnant un diagramme de rayonnement proche du diagramme recherché . Ces méthodes de synthèse dépendent du type d'antennes et du type de diagramme . Les paramètres caractérisant le type de d'antenne et le type de diagramme sont cités ci dessous :

ANTENNE	DIAGRAMME DE RAYONNEMENT
Continuité : -Continue . -Discrete . Forme : -Lineaire . -Plan . -A trois dimensions . Taille .	Caractéristiques du lobe principal : -Lobe principal étroit . -Lobe principal unique . -lobes principaux multiples . Caractéristiques des lobes secondaires . -Lobes secondaires réduits . -Lobes secondaires de forme .

Présentation du travail/ :

On a classé ces méthodes de synthèse par type de diagramme . Le principe de chaque méthode sera détaillé et on adjoindra nos résultats de synthèse effectués sur machine (Ollivéti M 24 du centre de calcul) . Nous commentons chaque fois qu'il est nécessaire en mettant en exergue les avantages ainsi que les limites de ces méthodes .

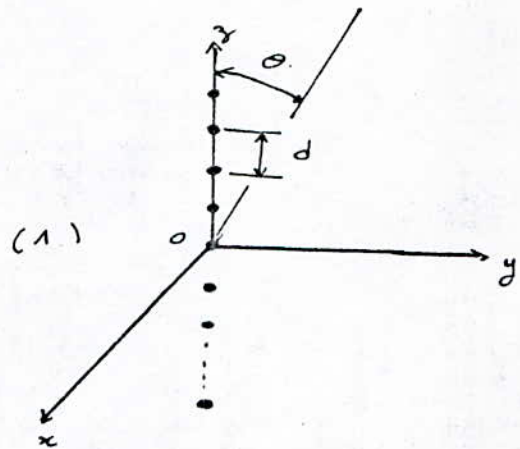
II METHODE DE SCHELKUNOFF

Afin de faciliter la compréhension de la méthodologie de synthèse des réseaux d'antennes il est utile de présenter la méthode de Schelkunoff sur laquelle est basée la majorité des méthodes de synthèse .

1. PRINCIPE DE LA METHODE : [3] , [9]

Considérons un réseau linéaire de $N+1$ éléments (N pair ou impair) placé le long de l'axe zoz . Son facteur de réseau s'écrit :

$$A(\theta) = \sum_{n=0}^N \frac{I_n}{I_0} e^{jn(kd \cos \theta - \alpha_3)} \quad (1)$$



Posons : $\psi = kd \cos \theta - \alpha_3$ et $w = e^{j\psi}$ (2)

Ce changement de variables permet de passer des coordonnées sphériques au plan complexe :

Ainsi ;

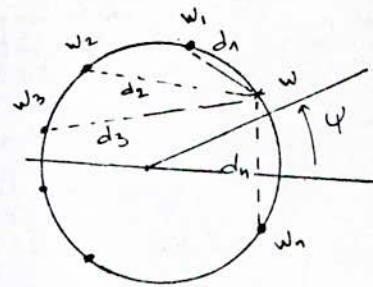
$$A(w) = \left| \frac{I_N}{I_0} \right| w^N + \left(\frac{I_{N-1}}{I_N} \right) w^{N-1} + \dots + \left(\frac{I_0}{I_N} \right) \quad (3)$$

$$= \left| \frac{I_N}{I_0} \right| \cdot f(w)$$

Sachant que tout polynomes de degré N, dans C, a N zeros (Theorème fondamentale d'algèbre).

$$f(w) = |w - w_1| \dots \dots \dots |w - w_N| \cdot \quad (4)$$

- $f(w)$ est le facteur de réseau normalisé .
- $f(w)$ est représenté par un polynôme de degré N .
- $f(w)$ a N racines liées aux excitations du réseau .
- $f(w) = |w - w_1| \dots \dots |w - w_n|$
 $= d_1 \times d_2 \times \dots \times d_n$



$f(w)$ est le produit des distances d_1, d_2, \dots, d_n .

La synthèse d'un réseau equidistant revient à :

- Chercher les racines w_i de $f(w)$.
- Calculer les coefficients de $f(w)$.
- Identifier les éléments de courant avec les coefficients de $f(w)$.

2. EXCURSION DE W :

De () il decoule que l'excursion totale de w autour du cercle unite', lorsque θ varie de 0° à 180° , est de $2kd = \frac{4\pi d}{\lambda}$.

- Si $d = \frac{\lambda}{2}$ l'excursion est de 2π .
- Si $d > \frac{\lambda}{2}$ l'excursion est superieur à 2π et une partie du diagramme de rayonnement se repète ce qui est à éviter .
- Si $d < \frac{\lambda}{2}$ l'excursion est inferieur à 2π cas des antennes suuperdirectives (n'est

pas l'objectif de cette étude) .

On prendra par la suite l'espacement ,d, entre deux éléments égal à $\frac{\lambda}{2}$.

3. DIFFERENTS TYPES DE DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT :

Trois types de diagrammes de rayonnement sont caractérisés en fonction des positions des racines de $f(w)$.

-DIAGRAMME SOMME est obtenu lorsque $w=1$ n'est pas racine et les autres racines sont sur le cercle unité . (fig:1)

-DIAGRAMME DE DIFFERENCE est obtenu lorsque $w=1$ est racine de et les autres racines sont conjuguées . (fig:2)

-DIAGRAMME DE FORME est obtenu lorsque certaines racines ne sont pas sur le cercle unité .(fig:3)

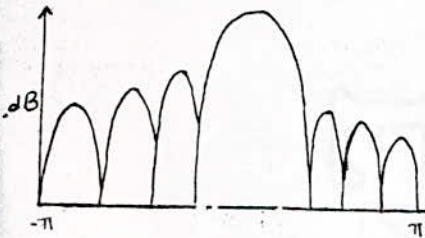
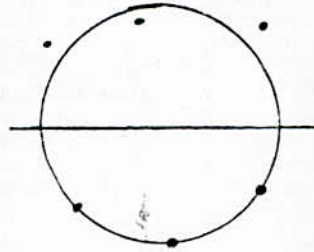
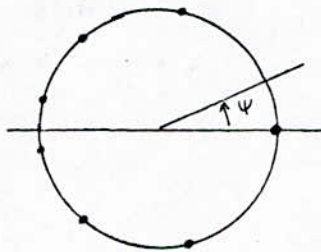
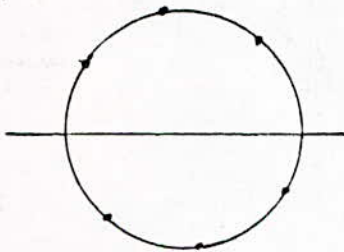


fig : 1

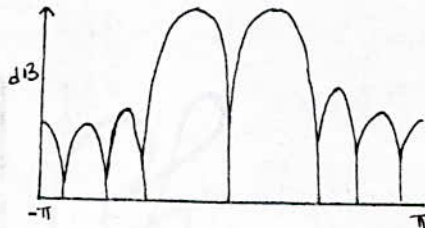


fig : 2

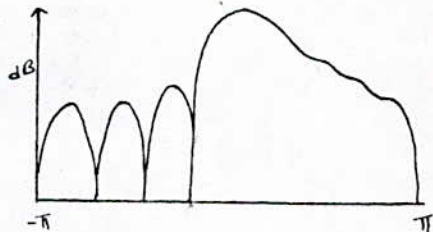


fig : 3

III METHODES DE SYNTHÈSE DU DIAGRAMME SOMME

Dans un grand nombre d'applications il est souhaitable d'avoir un lobe principal étroit tout en maintenant le niveau des lobes secondaires assez bas par rapport au lobe principal. C'est dans cette optique que nous allons étudier les deux méthodes les plus importantes de synthèse de ce type de diagramme :

-METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV .

-METHODE DE TAYLOR .

A METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV : [6] , [1] , [2]

L'étude des réseaux uniformes (Distribution de courant uniforme) [4] montre qu'en augmentant la directivité du réseau il apparait des lobes secondaires dont l'affaiblissement maximal atteint 13.3 dB ce qui n'est pas l'objectif recherché dans notre étude .

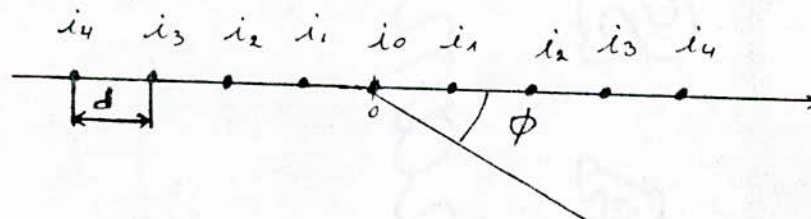
Une autre étude conçue pour la répartition binomiale [4] montre que pour un espacement $\frac{\lambda}{2}$ les lobes secondaires disparaissent. Cependant le rapport élevé entre les amplitudes des courants des différents éléments présente un inconvénient pour la réalisabilité .

Pour éviter ces deux inconvénients , on est amené à chercher un compromis entre le niveau des lobes secondaires et la largeur du lobe principal .

1) PRINCIPE DE LA METHODE :

Considérons un réseau de P éléments alimentés en phase et cherchons son facteur de réseau :

-Cas: $P=2N+1$



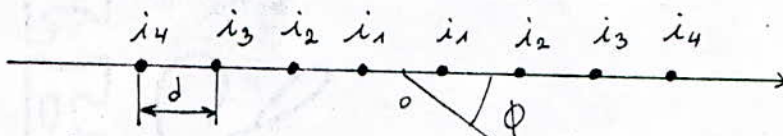
La différence de marche entre deux éléments est donnée par :

$$\psi = \beta d \sin \theta \cos \phi$$

L'expression de $f(\psi)$ s'écrit alors :

$$\begin{aligned} f(\psi) &= i_0 + i_1 e^{-j\psi} + \dots + i_N e^{-jN\psi} \\ &\quad + i_1 e^{+j\psi} + \dots + i_N e^{+jN\psi} \\ &= i_0 + 2 \sum_{n=1}^N i_n \cos 2n \frac{\psi}{2} \end{aligned}$$

-Cas: $P=2N$



De la même façon on démontre que :

$$f(\psi) = 2 \sum_{n=1}^N i_n \cos (2n-1) \frac{\psi}{2} .$$

Soit en général :

$$f(\psi) = \begin{cases} i_0 + 2 \sum_{n=1}^N i_n \cos (2n \frac{\psi}{2}) & P = 2N+1 \\ 2 \sum_{n=1}^N i_n \cos (2n-1) \frac{\psi}{2} & P = 2N \end{cases} \quad (5)$$

$f(\psi)$ est une somme de $\cos m \frac{\psi}{2}$ avec $m \leq P-1$, or $\cos m \frac{\psi}{2}$ est un polynôme de degré m en $\cos \frac{\psi}{2}$, par conséquent $f(\psi)$ est un polynôme en $\cos \frac{\psi}{2}$ de degré $P-1$.

La distribution du courant est déterminée en identifiant (5) avec le polynôme de Tchebychev de degré $P-1$. (voir Annexe)

En effet :

$$f(\psi) = T_{P-1} (x_0 \cos \frac{\psi}{2}) \quad (6)$$

Avec : $x = x_0 \cos \frac{\psi}{2} . \quad x_0 = \cosh \left(\frac{1}{P-1} \cosh^{-1} R \right) \quad (7)$

$$R = \frac{\text{niveau du 1}^{\text{er}} \text{ lobe secondaire}}{\text{niveau du lobe principal}}$$

Ce changement de variables ramène le niveau du lobe principal à 1 et le niveau des lobes secondaires à $\frac{1}{R}$.

2. Distribution de courant : (voir annexe 2)

La distribution de courant est donnée par :

$$I = A^{-1} \cdot Q = B \cdot Q \quad (8)$$

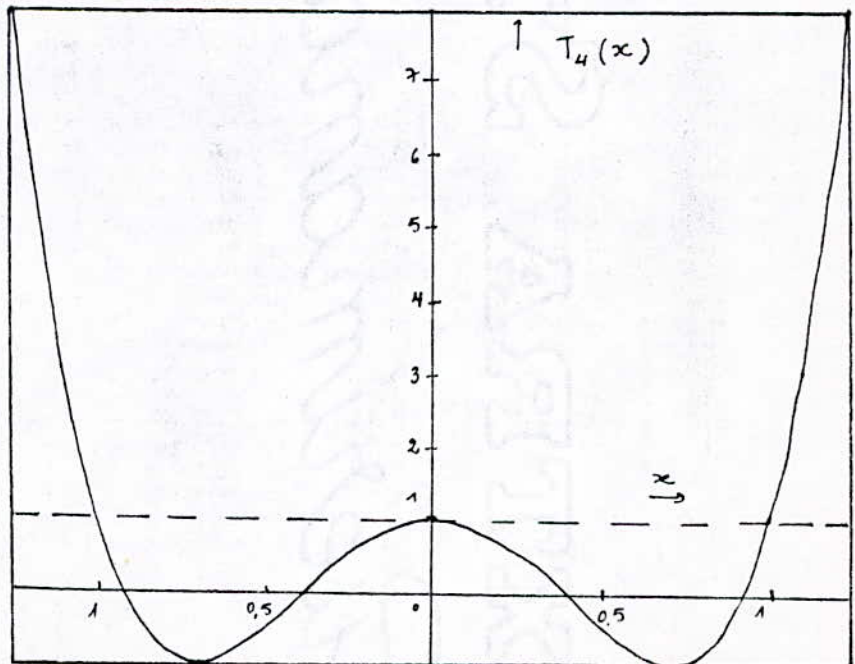
3. Diagramme de rayonnement :

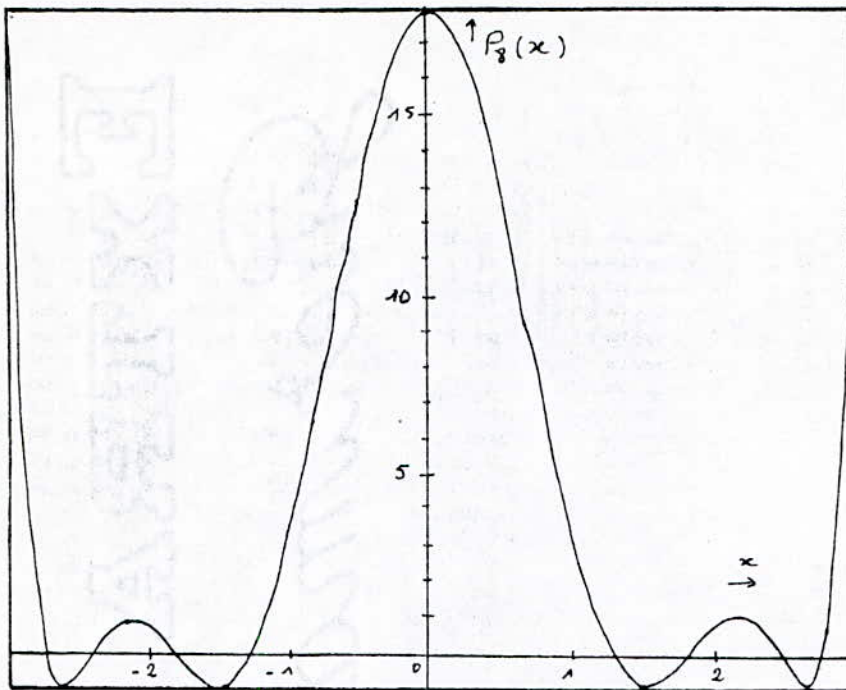
Le diagramme de rayonnement correspondant est obtenu en effectuant un changement de variables permettant d'avoir le lobe principal en $x=0$.

$$P_{2N}(x) = T_N(x_0 - a^2 x^2) \quad (N=P-1) \quad (9)$$

Avec : $x = \frac{L}{\lambda} \cos \theta = \frac{L}{\lambda} w$ et : $a = \frac{L}{\sqrt{2} N}$ (10)
à : $x = 0$ On a : $P_{2N}(0) = T_N(x_0) = R.$

Exemple :





$a = 0.555$ et $x_0 = 1.425$
fig : 2

Par ce changement de variables on constate que le lobe principal est ramené à $x=0$.

4. Application :

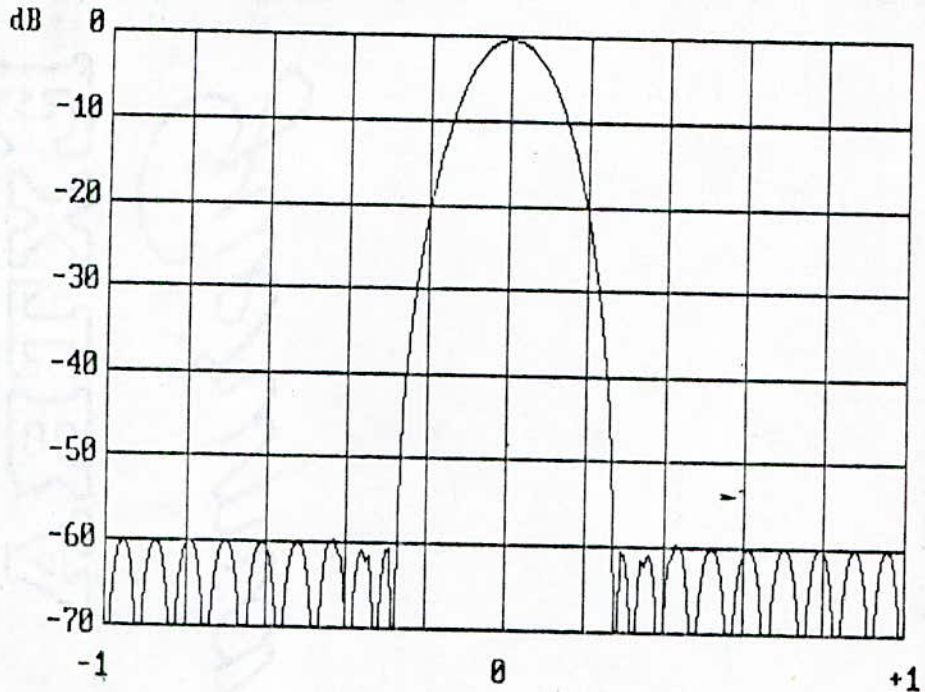
Pour illustrer ce qui vient d'être développé on prendra comme exemple d'application un réseau de 21 éléments à -60 dB . (voir fig : 3)

Conclusion :

Cette méthode présente un avantage certain , il n'y a pas de meilleure distribution donnant un diagramme plus directif à un niveau de lobes secondaires donné . lorsque P ; le nombre d'éléments augmente , le rapport entre les éléments de courant du centre et ceux des extrémités devient très élevé ainsi le nombre d'éléments limite en pratique le réseau de Dolph Tchébychev .

DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

DISTRIBUTION
DE
COURANT



- I 1 = 1
- I 2 = .9368178
- I 3 = .8289454
- I 4 = .6784998
- I 5 = .5876198
- I 6 = .3527827
- I 7 = .2215817
- I 8 = .1225411
- I 9 = 5.685998E-02
- I 10 = 2.872572E-02

RESEAU DISCRET DE 20 ELEMENTS à -60 dB
METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV

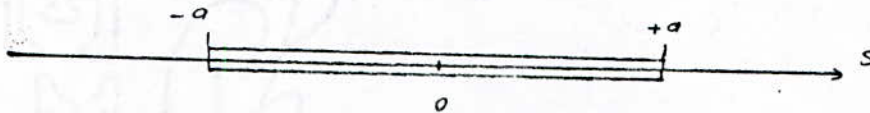
fig : 3

B. METHODE DE TAYLOR :

Après la découverte de DOLPH la technologie des ordinateurs n'était pas assez avancée pour calculer rapidement les distributions de courant d'un réseau de DOLPH TCHEBYCHEV surtout dans le cas où le nombre d'éléments était élevé. Ce qui a conduit TAYLOR à trouver une autre méthode de synthèse du diagramme sonde.

1. PRINCIPE DE LA METHODE : [3],

Considérons une source linéaire de longueur $L = 2a$.



Le facteur de réseau d'une source linéaire est donné par :

$$S(\theta) = \int_{-a}^{+a} g(s) \cdot e^{j k s \cos \theta} ds \quad (11)$$

On suggère de voir au préalable le cas où : $g(s) = h(s) \cdot e^{-j \beta s}$

Avec : $h(s) = k = e^{s k}$ et $\beta = e^{s k}$

En intégrant (11) il vient :

$$S(\theta) = 2 k a \frac{\sin [k a (\cos \theta - \cos \theta_0)]}{k a (\cos \theta - \cos \theta_0)} \quad (12)$$

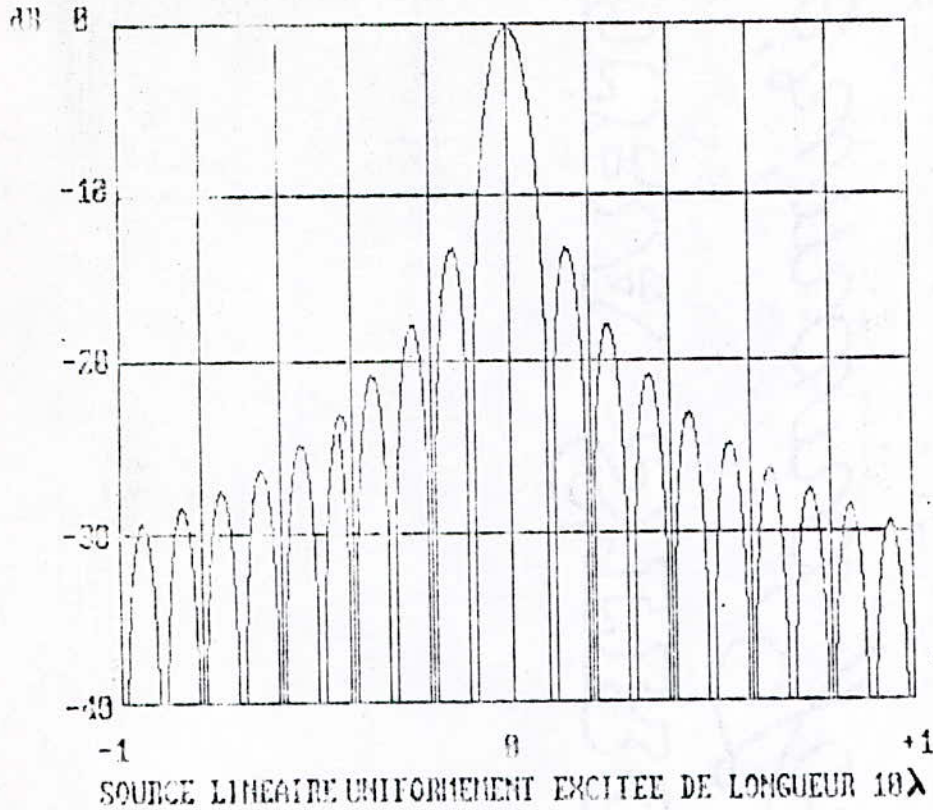
Avec : $\theta_0 = \arccos \frac{\beta}{k}$

Posons : $\mu = \frac{2a}{\lambda} (\cos \theta - \cos \theta_0)$

Le facteur de réseau normalisé devient :

$$S(\mu) = \frac{\sin(\pi \mu)}{\pi \mu} \quad (13)$$

DIAGRAMME DE RAYONNEMENT



METHODE DE TAYLOR

Le niveau du premier lobe secondaire est à : 13.3 dB, et le niveau des lobes secondaires décroît de l'intérieur vers l'extérieur en $1/\mu$.

2. Afin de réduire le niveau des lobes secondaires les plus internes on est amené à déplacer les zéros de (13) correspondant à ces lobes. (Méthode de Schelkunoff)

Le facteur de réseau devient :

$$S(\mu) = \frac{\sin \pi \mu}{\pi \mu} \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left(1 - \frac{\mu^2}{\mu_n^2} \right)}{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left(1 - \frac{\mu^2}{n^2} \right)} \quad (14)$$

Ainsi les $(\bar{n} - 1)$ paires de zéros sont déplacés de $\pm n$ ($n = 1, 2, \dots$) à $\pm \mu_n$

($n = 1, 2, \dots, \bar{n} - 1$) . Les valeurs de μ_n sont calculées à partir de :

$$\mu_n = \bar{n} \left[\frac{A^2 + (n - \frac{1}{2})^2}{A^2 + (\bar{n} - \frac{1}{2})^2} \right] \quad (15)$$

3. Distribution de courant :

L'expression de la distribution de courant est donnée par :

$$g(\Delta) = h(\Delta) \cdot e^{-j\beta s} \quad (16)$$

Avec : $h(s)$ décomposable en série de Fourier :

$$h(\Delta) = \sum_{m=0}^{\infty} B_m \cos\left(\frac{2m\pi\Delta}{L}\right) \quad (17)$$

Chercher $h(s)$ revient à chercher les coefficients B_m de la série de Fourier :

En remplaçant (17) dans (11) il vient :

$$\begin{aligned} S(u) &= \sum_{m=0}^{\infty} B_m \int_{-a}^{+a} \cos\left(\frac{2m\pi\Delta}{L}\right) \cdot e^{j\frac{2\pi m s}{L}} d\Delta \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} B_m \int_{-a}^{+a} \cos\left(\frac{2m\pi\Delta}{L}\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi m s}{L}\right) d\Delta \end{aligned}$$

- Pour $u \in \mathbb{N}$

$$2a B_0 = S(0) \quad ; \quad a B_m = S(m) \quad ; \quad m = 1, 2, \dots$$

- Pour $u \notin \mathbb{N}$

$$S(m) = 0$$

Or de () on sait que :

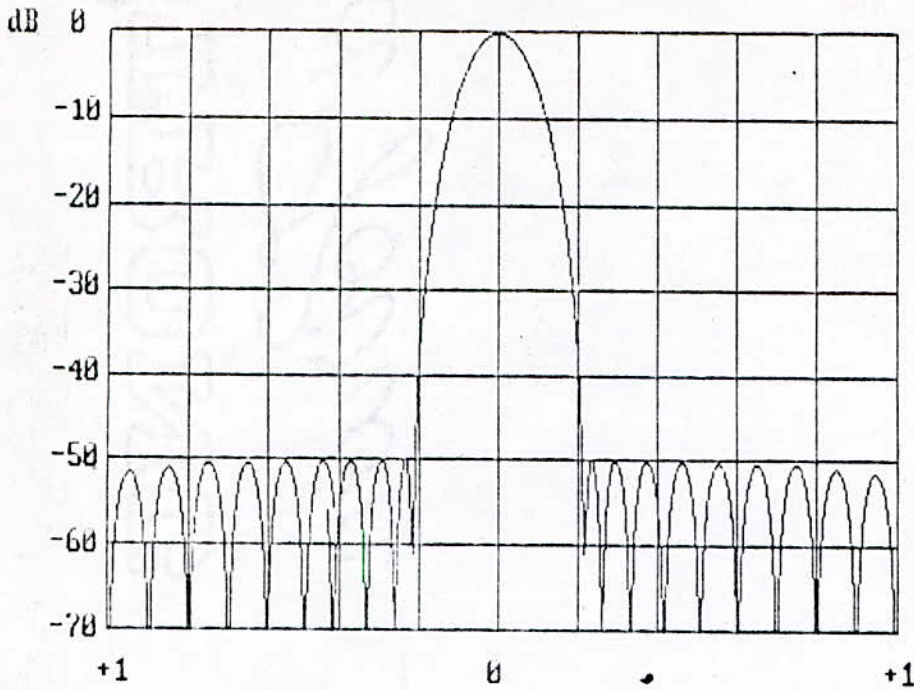
$$S(m) = 0 \quad ; \quad m \geq \bar{n}$$

Ainsi , l'expression finale de la distribution de courant devient :

$$g(\Delta) = \frac{e^{-j\beta s}}{L} \left[S(0) + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} S(m) \cos\left(\frac{2\pi m s}{L}\right) \right] \quad (18)$$

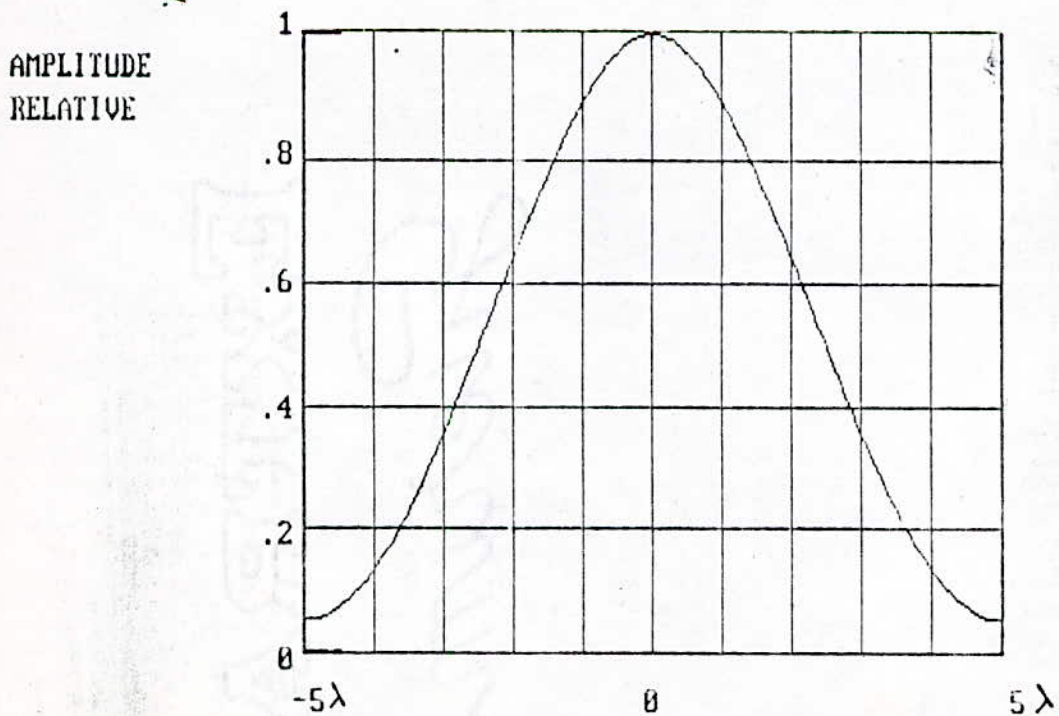
Application :

DIAGRAMME DE RAYONNEMENT



SOURCE LINEAIRE DE LONGUEUR 10λ
METHODE DE TAYLOR

DISTRIBUTION DE COURANT



APPLICATION DE LA METHODE DE TAYLOR POUR UN RESEAU DISCRET :

Cette méthode s'applique également à un réseau discret en échantillonnant la source lineaire ,c'est à dire on prend les valeurs des éléments de courant égles aux amplitudes de courant de $g(s)$ aux positions de ces éléments .

Le tableau 1 : montre les résultats obtenus par la methode de DOLPH

" " 2 : " " " " " " échantillonnage .

DISTRIBUTION
DE
COURANT

I 0 = 1	I 0 = 1
I 1 = .9819724	I 1 = .9708075
I 2 = .9114528	I 2 = .8917217
I 3 = .8027571	I 3 = .778711
I 4 = .6717921	I 4 = .6438607
I 5 = .531018	I 5 = .4982491
I 6 = .3926962	I 6 = .3560011
I 7 = .2688768	I 7 = .2307032
I 8 = .1674126	I 8 = .1330421
I 9 = .0916783	I 9 = .0712893
I 10 = 4.716602E-02	I 10 = 5.026924E-02

IV METHODES DE SYNTHESE DU DIAGRAMME DIFFERENCE

Afin d'éliminer les phénomènes de fluctuation de pointage angulaire dans les radars, phénomènes qui apparaissent lorsque l'objet détecté n'est pas ponctuel ou lorsque deux objets ponctuels sont dans le même faisceau de l'antenne, on utilise la technique monopulse qui utilise précisément des diagrammes de différence.

1-PRINCIPE DE LA METHODE : [3], [8].

1. De la même façon que Taylor, Bayliss a trouvé une illumination donnant un diagramme ayant deux lobes principaux et une structure de lobes secondaires symétrique.

Pour la méthode de Taylor on sait que $g(s)$ est le produit de :

$$- h(\tau) = \frac{1}{2a} \left[S(0) + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} S(m) \cdot \cos \frac{2m\pi a}{2a} \right]$$

et

$$- e^{-j\beta s}$$

où: L la longueur de l'antenne.

Par analogie on peut anticiper que :

$$g(s) = h(s) \cdot e^{-j\beta s}$$

avec :

$$h(s) = \sum_{m=0}^{\infty} B_m \cdot \sin \left[\left(m + \frac{1}{2} \right) \frac{2\pi s}{L} \right] \quad (19)$$

Considérons le cas où :

$$h(s) = \sin \left(\frac{\pi s}{L} \right) e^{-j\beta s} \quad (20)$$

De cette illumination il vient :

$$D(\theta) = \int_{-L/2}^{+L/2} g(s) \cdot e^{jks \cos \theta} ds \quad (21)$$

Posons : $u = \left(\frac{L}{\lambda}\right) (\cos \theta - \cos \theta_0)$ (22)

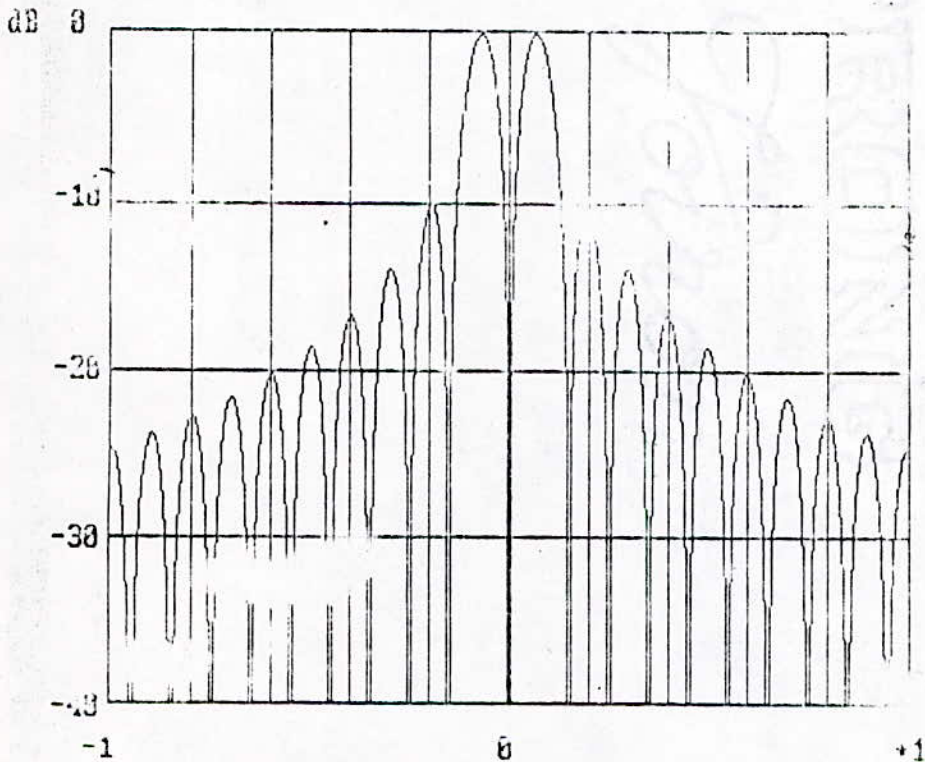
avec : $\cos \theta_0 = \rho/v$ (23)

$$D(u) = j \int_0^a \left[\cos \left[\left(u - \frac{1}{2}\right) \frac{2\pi s}{L} \right] - \cos \left[\left(u + \frac{1}{2}\right) \frac{2\pi s}{L} \right] \right] ds$$

Ainsi : $D(u) = \frac{\pi u \cdot \cos \pi u}{\left(u - \frac{1}{2}\right) \left(u + \frac{1}{2}\right)}$ (24)

correspond au diagramme modèle de Rayliss :

DIAGRAMME DE RAYONNEMENT



SOURCE LINEAIRE DE LONGUEUR $L = 10 \lambda$

Les zéros de ce diagramme :

$$\text{et. } \begin{cases} \mu = 0 \\ \mu = \pm (m + \frac{1}{2}) \end{cases} \quad m = 1, 2, \dots \quad (25)$$

Le premier lobe secondaire est à -10 dB du lobe principal.

2. Pour réduire le niveau des lobes secondaires, on procède de la même manière que la méthode de Taylor, c'est à dire on déplace les zéros de () et ainsi :

$$D(\mu) = \pi \mu \cos \pi \mu \frac{\prod_{m=1}^{\bar{m}-1} \left(1 - \left(\frac{\mu}{\mu_n} \right)^2 \right)}{\prod_{m=0}^{\bar{m}-1} \left(1 - \left(\frac{\mu}{(m + \frac{1}{2})} \right)^2 \right)} \quad (26)$$

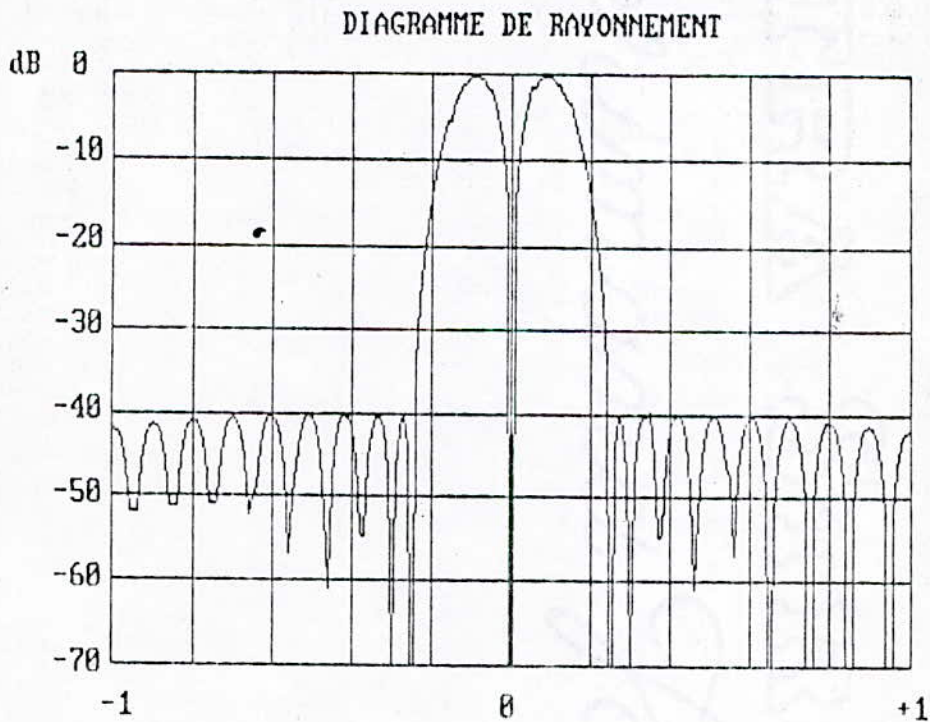
Maintenant on cherche les nouvelles positions $\pm \mu_n$ des zéros du diagramme. Une étude paramétrée [8] conduit à :

$$\mu_n = \begin{cases} 0 & m=0 \\ \left(\bar{m} + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{\xi_n^2}{A^2 + \bar{m}^2} \right)^{1/2} & m=1, 2, 3, 4. \\ \left(\bar{m} + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{A^2 + m^2}{A^2 + \bar{m}^2} \right) & m=5, 6, \dots, \bar{m}-1. \end{cases} \quad (27)$$

Niveau des lobes secondaires (dB)				
-20	-25	-30	-35	-40
1.2247	1.4355	1.6413	1.8431	2.0415
1.6962	1.8826	2.0708	2.2602	2.4504
2.3692	2.4943	2.6275	2.7665	2.9123
3.2473	3.3351	3.4314	3.53 52	3.6452
4.1854	4.2527	4.3276	4.4093	4.4973

Application :

On prendra comme exemple d'application une source lineaire de 10λ
à -40 dB .



SOURCE LINEAIRE DE LONGUEUR 10λ
METHODE DE BAYLISS

3. Distribution de courant :

L'illumination de l'antenne est obtenue en remplaçant (19) dans (11) :

$$D(u) = 2j \sum_{m=0}^{\infty} B_m \int_0^a \sin\left[\left(m+\frac{1}{2}\right)\frac{2\pi s}{L}\right] \cdot \sin\left[\frac{2\pi s u}{L}\right] du \quad (28)$$

-Si $u = m + \frac{1}{2}$; $m \in \mathbb{N}$

$$D\left(m + \frac{1}{2}\right) = ja B_m$$

-Si $u \neq m + \frac{1}{2}$; $m \notin \mathbb{N}$

$$D\left(m + \frac{1}{2}\right) = 0$$

Or : $D\left(m + \frac{1}{2}\right) = 0$ pour : $m \geq \bar{m}$.

L'expression finale de la distribution de courant s'écrit :

$$g(s) = e^{-j\beta s} \sum_{m=0}^{\bar{m}-1} D\left(m + \frac{1}{2}\right) \cdot \sin\left[\left(m + \frac{1}{2}\right) \cdot \frac{2\pi s}{L}\right] \quad (29)$$

La distribution de courant correspondant au diagramme de rayonnement de la figure est illustré par la figure *suivante*

V METHODES DE SYNTHÈSE DU DIAGRAMME DE FORME

Afin de pouvoir communiquer avec les avions volant à une altitude constante, on exige que le rayonnement soit uniforme dans une région de l'espace, ceci n'est réalisable qu'avec des réseaux d'antennes donnant un diagramme de forme. Ce cas est une application de ce diagramme.

Le diagramme de forme est spécifié suivant l'application à laquelle il est destiné.

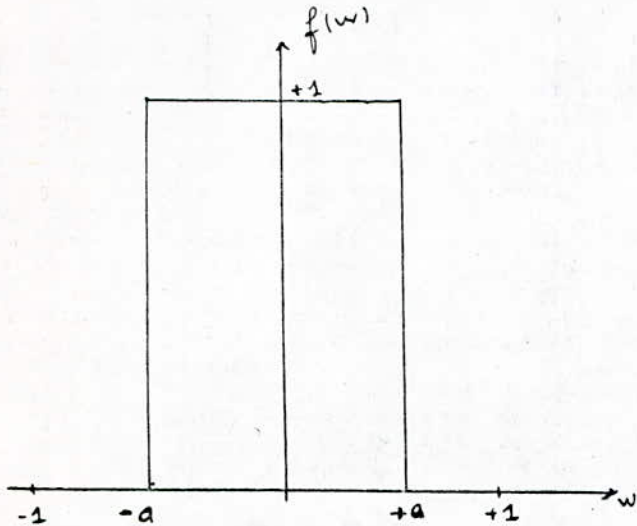


fig : 1

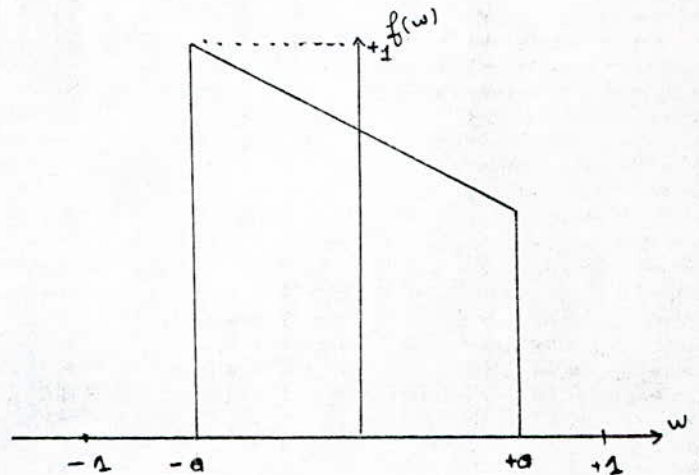


fig : 2

Ces deux diagrammes sont les plus utilisés en pratique.

A METHODE DE LA TRANSFORMÉE DE FOURIER : [6], [5].

Considérons une source linéaire de longueur L . Son facteur de réseau est donné par :

$$f(w) = \int_{-L/2}^{+L/2} i(s) e^{j2\pi w s} ds \quad (30)$$

Puisque : $i(s) = 0$ pour : $|s| > \frac{L}{2}$.

() s'écrit :

$$f(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} i(s) \cdot e^{j2\pi w s} ds \quad (31)$$

$f(w)$ n'est autre que la transformée de Fourier de $i(s)$.

et :

$$i(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(w) \cdot e^{-j2\pi w s} dw \quad (32)$$

$i(s)$ est la transformée de Fourier inverse de $f(w)$.

Procédé de synthèse :

On se donne un diagramme de rayonnement, $f_d(w)$, on cherche ensuite la distribution de courant donnant un diagramme, $f(w)$, proche de $f_d(w)$.

La distribution de courant correspondant à $f_d(w)$ est donnée par :

$$i_d(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_d(w) \cdot e^{-j2\pi ws} dw \quad (33)$$

$i_d(s)$ est la distribution d'une source de longueur infinie. Ce qui nous conduit à fenêtrer $i_d(s)$ pour trouver la distribution de la source réelle de longueur $i(s)$.

$$i(s) = \begin{cases} i_d(s) & |s| \leq \frac{L}{2} \\ 0 & |s| > \frac{L}{2} \end{cases} \quad (34)$$

Le diagramme résultant s'écrit alors :

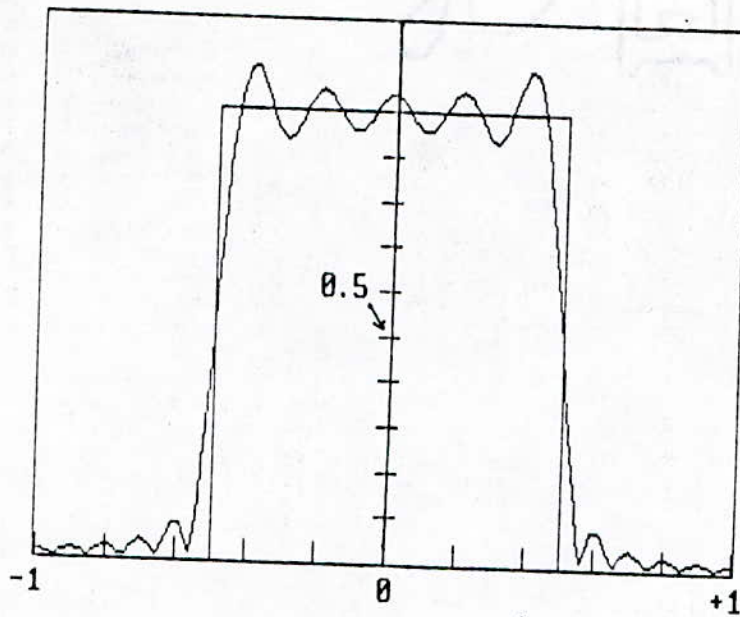
$$f(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} i(s) e^{j2\pi ws} ds \quad (35)$$

3 - Application :

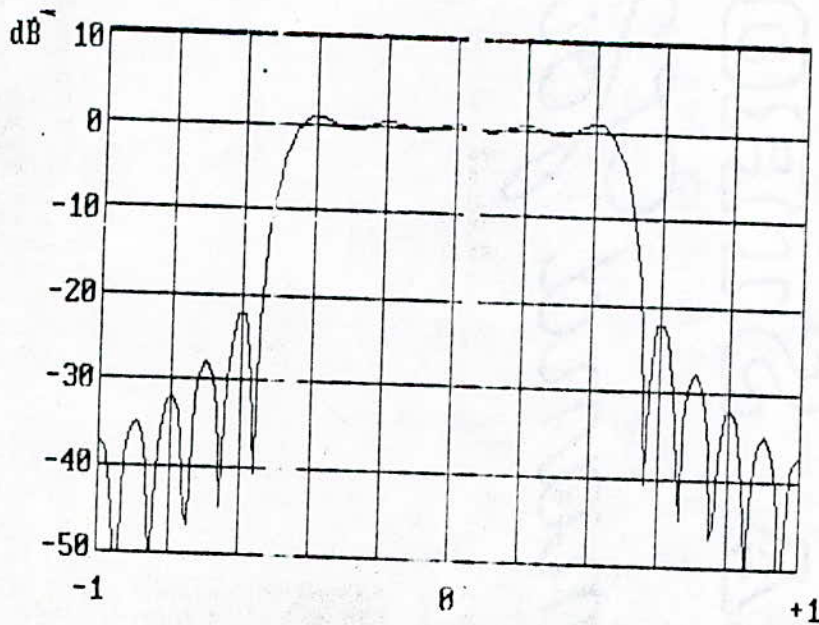
Comme application on prendra le diagramme de la figure 1. ($a=0,5$)

La longueur de la source est de 10λ .

TRACE DE $F(\omega)$



METHODE DE LA TRANSFORMEE DE FOURIER
POUR
UNE SOURCE LINEAIRE DE LONGUEUR 10λ



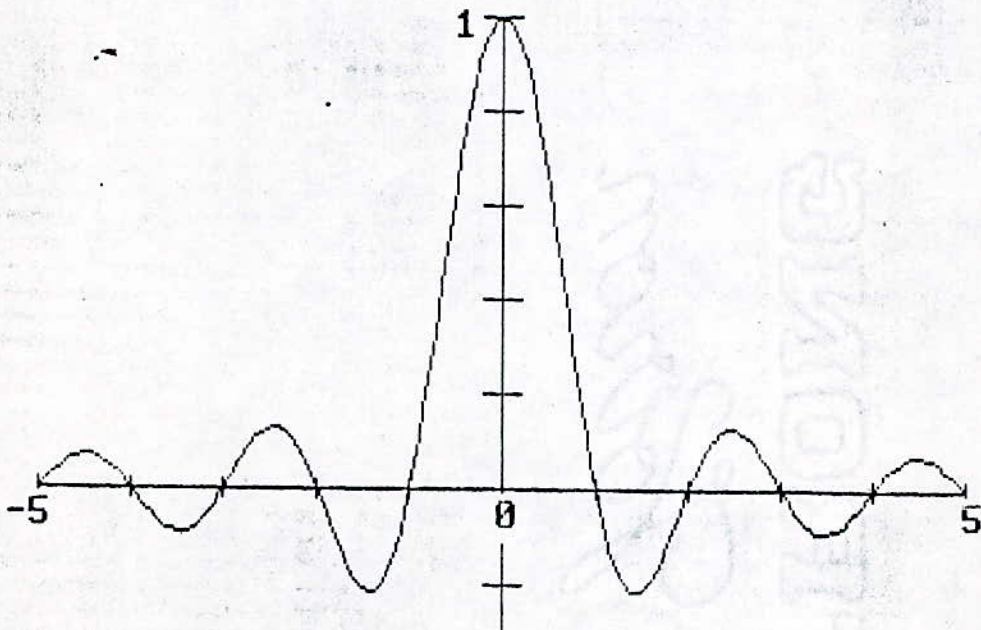
L'expression de la distribution de courant est donnée par :

$$i(s) = \frac{2a \sin(2\pi a s)}{2\pi a s} \quad |s| \leq \frac{L}{2}$$

avec $a = 0,5$

le trace de la courbe est :

DISTRIBUTION DE COURANT



2. Propriétés :

-La méthode de transformée de Fourier s'applique bien lorsque $f_d(w)$ est explicité analytiquement et quand sa transformée de Fourier est facile à calculer .

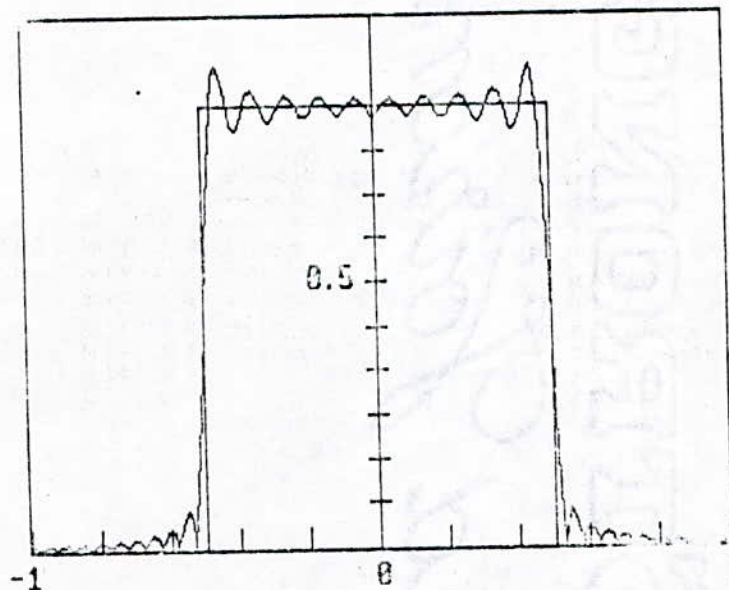
-L'erreur quadratique moyenne entre $f_d(w)$ et $f(w)$:

$$E.Q.M = \int_{-\infty}^{+\infty} |f_d(w) - f(w)|^2 dw \quad (36)$$

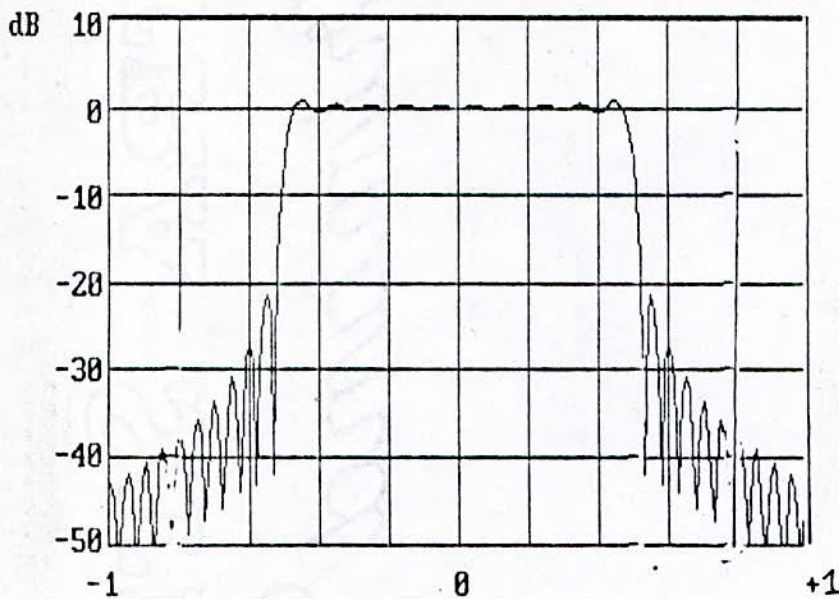
est minimale .

-Les erreurs dans cette méthode proviennent du fenêtrage de $L_d(s)$, donc plus la longueur de la source augmente plus on se rapproche du cas idéal . Cependant la réduction des niveaux des lobes secondaires n'est pas assurée en augmentant la longueur du réseau .

TRACE DE $F(w)$



METHODE DE LA TRANSFORMEE DE FOURIER
POUR
UNE SOURCE LINEAIRE DE LONGUEUR 20λ



On constate que pour deux longueurs differentes de la source lineaire le niveau des lobes secondaires n'a pas changé .

B. METHODE DES SERIES DE FOURIER : [6], [5]

1. On cherche la distribution de courant du réseau discret correspondant au diagramme de rayonnement $f_d(w)$, diagramme à synthétiser, et ceci en effectuant une décomposition en séries de Fourier de $f_d(w)$

$$f_d(w) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m e^{j 2\pi m \left(\frac{d}{\lambda}\right) w} \quad (37)$$

où :

$$b_m = \frac{d}{\lambda} \int_{-\frac{\lambda}{2d}}^{\frac{\lambda}{2d}} f_d(w) e^{-j 2\pi m \left(\frac{d}{\lambda}\right) w} dw \quad (38)$$

En faisant une identification de (38) et l'équation du facteur de réseau on en déduit que les coefficients b_m de la série de Fourier ne sont que les éléments de de courants d'un réseau infini, ce qui est du point de vue pratique irréalisable, d'où le fenêtrage du réseau :

-Cas : $P=2N+1$

$$f(w) = \sum_{m=-N}^{+N} b_m e^{j 2\pi m \left(\frac{d}{\lambda}\right) w} \quad (39)$$

$$i_m = \frac{d}{\lambda} \int_{-\frac{\lambda}{2d}}^{\frac{\lambda}{2d}} f_d(w) \cdot e^{-j \pi \cdot 2m \cdot \frac{d}{\lambda} w} dw \quad (40)$$

-Cas : $P=2N$

$$f(w) = \sum_{m=1}^N \left[b_m e^{j 2\pi \left(\frac{2m-1}{2}\right) \frac{d}{\lambda} w} + b_{-m} e^{-j 2\pi \left(\frac{2m-1}{2}\right) \frac{d}{\lambda} w} \right] \quad (41)$$

$$\left\{ \begin{aligned} i_m = b_m &= \frac{d}{\lambda} \int_{-\frac{\lambda}{2d}}^{\frac{\lambda}{2d}} f_d(w) \cdot e^{-j\pi(2m-1)\left(\frac{d}{\lambda}\right)w} dw & m \geq 1 \\ i_{-m} = b_{-m} &= \frac{d}{\lambda} \int_{-\frac{\lambda}{2d}}^{\frac{\lambda}{2d}} f_d(w) \cdot e^{j\pi(2m-1)\left(\frac{d}{\lambda}\right)w} dw & -m \leq -1 \end{aligned} \right. \quad (42)$$

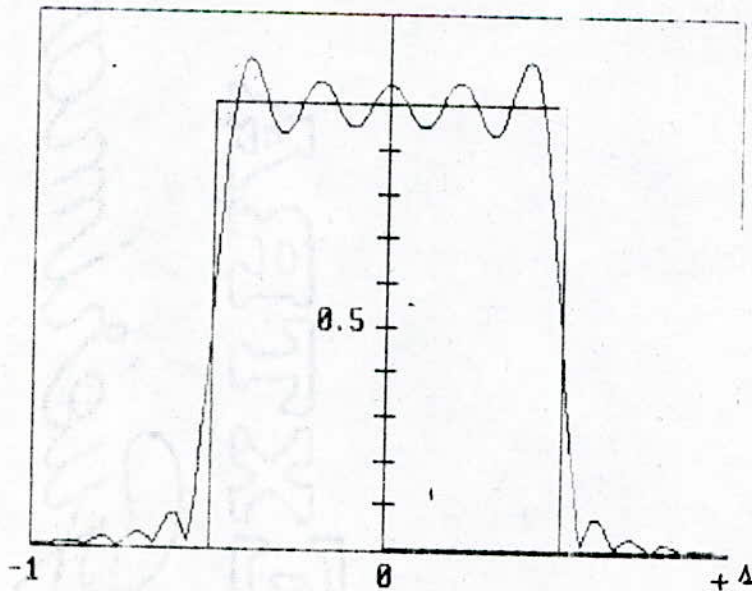
2 - Propriétés :

Cette méthode possède les mêmes propriétés que celle de la transformée de Fourier .

Elle ne s'applique que pour des réseaux dont l'espacement est de $\frac{\lambda}{2}$.

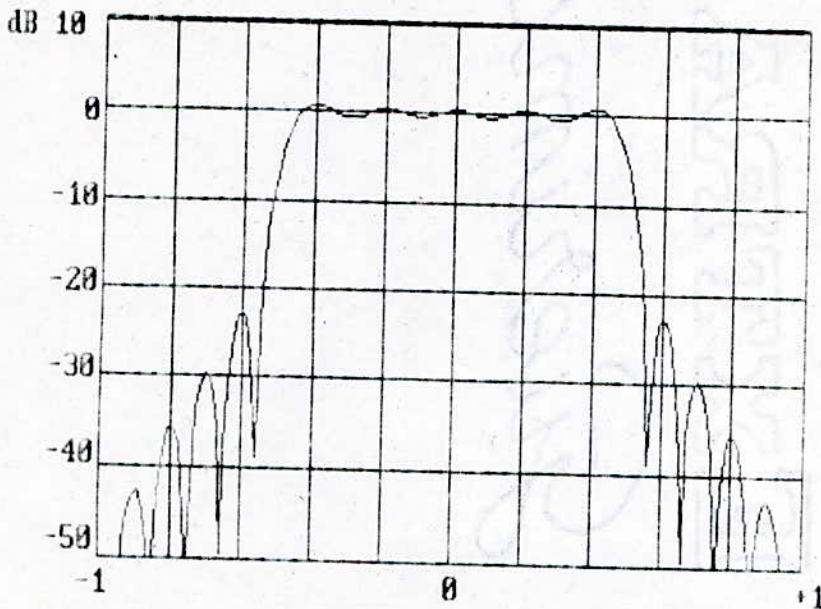
3 - Application : Réseau de 20 éléments .

TRACE DE F(W)



METHODE DES SERIES DE FOURIER

DIAGRAMME EN dB



DISTRIBUTION
DE
COURANT

S	I(S)
.25 λ	.4501582
.75 λ	.1500527
1.25 λ	-9.003162E-02
1.75 λ	-6.430833E-02
2.25 λ	5.001756E-02
2.75 λ	4.092348E-02
3.25 λ	-3.462754E-02
3.75 λ	-3.001058E-02
4.25 λ	2.647989E-02
4.75 λ	2.369255E-02

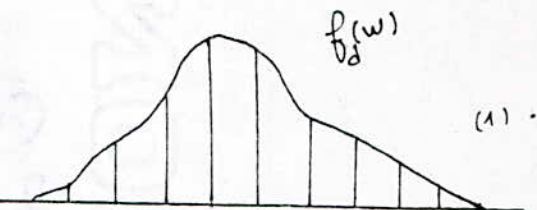
C - METHODE D'ECHANTILLONNAGE : [6], [5]

1 - Cette méthode consiste à échantillonner le diagramme de rayonnement et à décomposer la source linéaire .

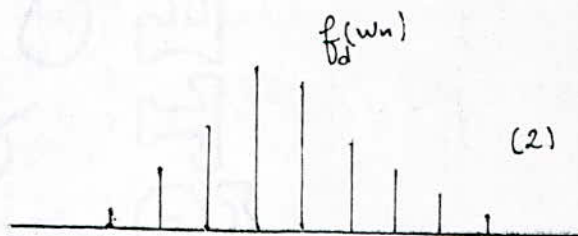
-Echantillonnage du diagramme de rayonnement :

$$f(w_n) = a_n \quad (43)$$

$$\text{avec : } w_n = \frac{n}{L/\lambda} ; |n| \leq M \quad (44)$$

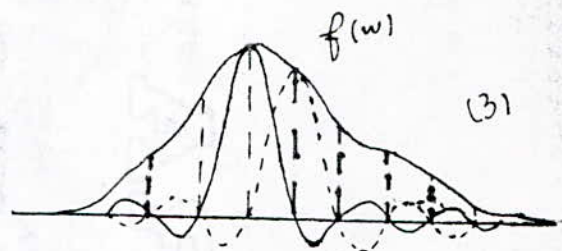


(1) - Diagramme à échantillonner .



(2) - Valeurs échantillonnées .

(3) - Reconstitution du diagramme .



L/λ est la fréquence spatiale .

-Décomposer la source en une somme de sources ayant chacune une amplitude uniforme et une phase linéaire .

$$i_n(s) = \frac{a_n}{L/\lambda} e^{-j 2\pi w_n s} \quad |s| \leq \frac{L}{2\lambda} \quad (45)$$

$i_n(s)$ donne naissance, par transformation de Fourier, à un diagramme de rayonnement de la forme :

$$f_n(w) = a_n \frac{\sin \left[\pi \frac{L}{\lambda} (w - w_n) \right]}{\left[\pi \frac{L}{\lambda} (w - w_n) \right]} \quad (46)$$

Pour $w = w_n$ cette fonction possède un maximum, $f(w_n) = a_n$

Ainsi : w_n fixera le maximum de $f(w)$.

et : a_n donne son amplitude.

L'illumination de l'antenne est :

$$i(s) = \sum_{-\pi}^{+\pi} i_n(s) = \frac{1}{L/\lambda} \sum_{-\pi}^{+\pi} a_n e^{-j 2\pi w_n s} \quad (47)$$

De cette illumination, il découle :

$$f(w) = \sum_{-\pi}^{+\pi} f_n(w) = \sum_{n=-\pi}^{+\pi} a_n S_a \left[\pi \frac{L}{\lambda} (w - w_n) \right] \quad (48)$$

$$S_a(x) = \frac{\sin x}{x}.$$

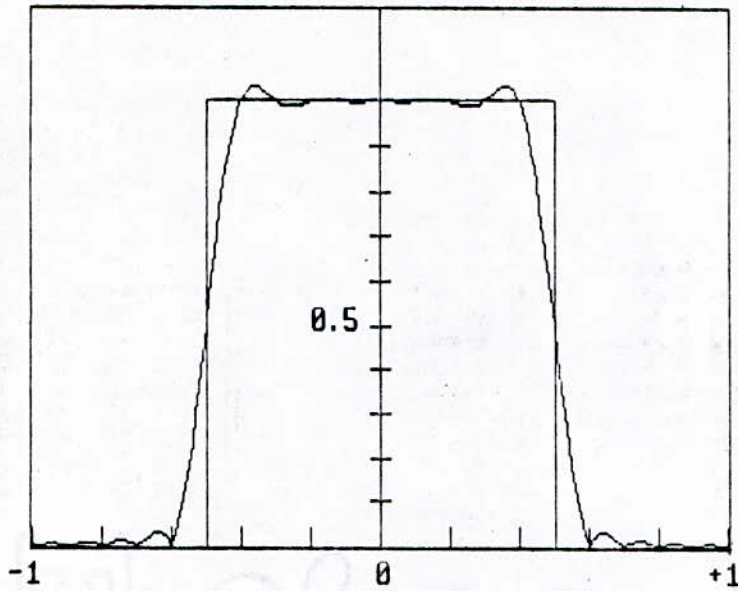
Propriétés :

- Cette méthode s'applique pour tout type de diagramme.

- Les erreurs proviennent des pertes d'informations, propriété inhérente à l'échantillonnage.

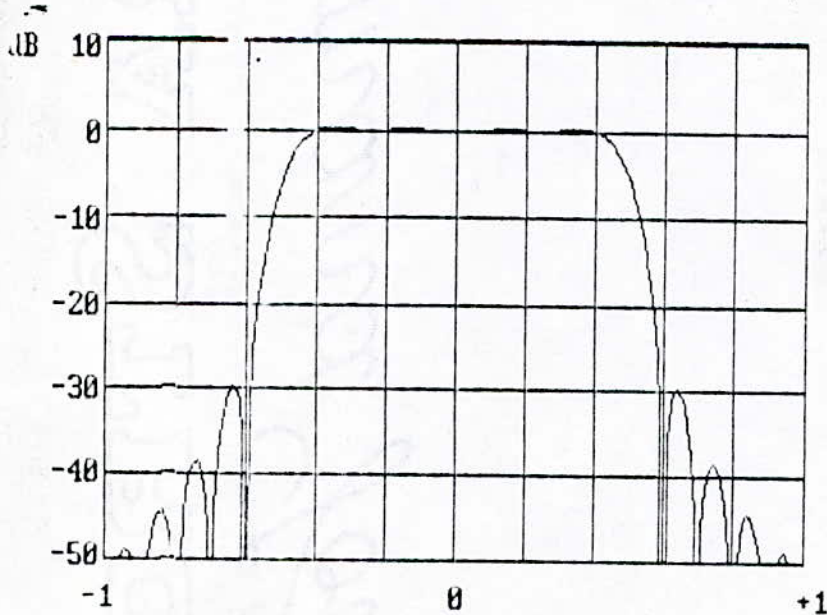
- L'erreur quadratique moyenne n'est pas optimale mais ceci n'est pas toujours exigé.

TRACE DE F(u)

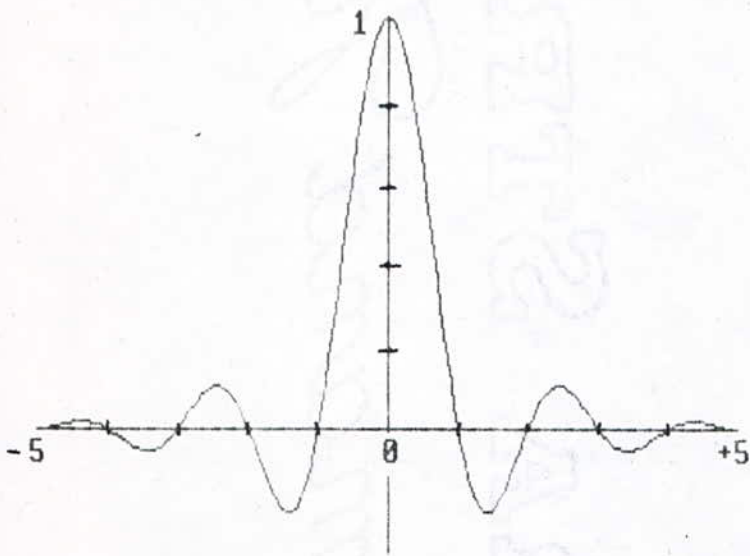


METHODE D'ECHANTILLONNAGE
POUR
UNE SOURCE LINEAIRE DE LONGUEUR 10λ

TRACE DU DIAGRAMME EN dB



DISTRIBUTION DE COURANT



D. METHODE D'ECHANTILLONNAGE : [6], [5].

1. Cette méthode est analogue à celle développée pour une source continue .

Le facteur de réseau est donné par :

$$f(w) = \sum_{-M}^M a_n \frac{\sin \left[\left(\frac{P}{2} \right) (w - w_n) \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) d \right]}{P \sin \left[\frac{1}{2} (w - w_n) \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) d \right]}$$

où: $a_n = f_d(w = w_n)$ (50) (49)

et: L/λ la fréquence spatiale .

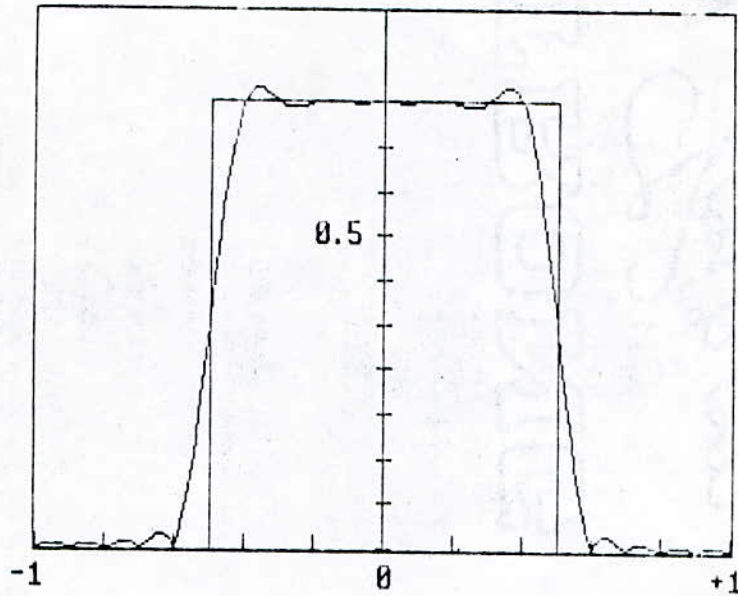
Les éléments de courant sont donnés par :

$$i_m = \frac{1}{P} \sum_{n=-M}^M a_n e^{-j 2\pi \left(\frac{z_m}{\lambda} \right) w_n} \quad (5.1)$$

2. Cette méthode possède les même propriétés que celles appliquées pour une source lineaire .

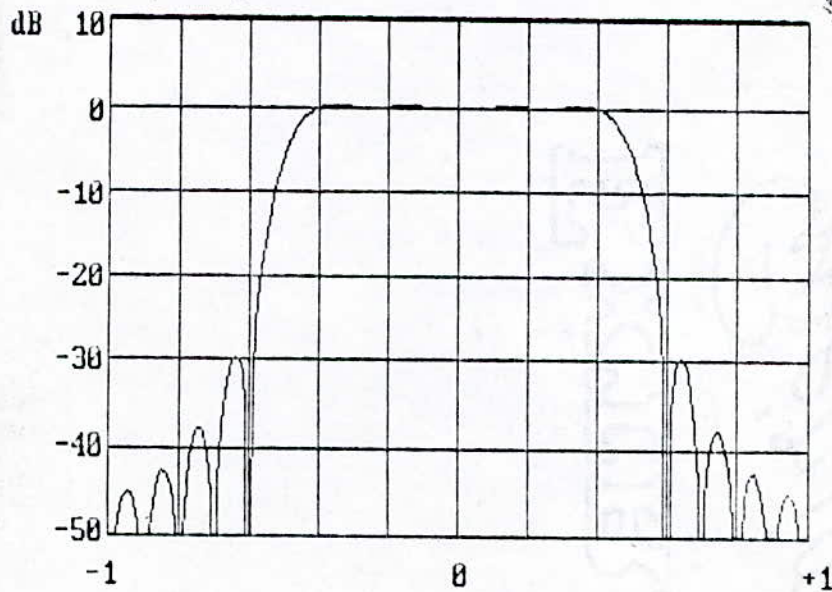
3 - Application :

TRACE DE F(ω)



METHODE D' ECHANTILLONNAGE
POUR
UN RESEAU DISCRET DE 20 ELEMENTS

TRACE DU DIAGRAMME EN dB



L'expression de la distribution de courant est donnée par :

$$I_m = I_{m1} = 2a \frac{d}{\lambda} \frac{\sin \left[\pi (2m-1) \frac{d}{\lambda} a \right]}{\left[\pi (2m-1) \frac{d}{\lambda} a \right]}$$

$$m = 1, \dots, 10$$

avec $a = 0,5$

Nos calculs sur machine ont aboutit à :

distribution de courant en fonction de la position des éléments .

DISTRIBUTION DE COURANT

.25 λ	.4492322
.75 λ	.1472656
-1.25 λ	-8.535532E-02
1.75 λ	-5.769475E-02
2.25 λ	4.139573E-02
2.75 λ	3.019633E-02
3.25 λ	-2.166566E-02
3.75 λ	-1.464459E-02
4.25 λ	8.489826E-03
4.75 λ	2.782554E-03

CONCLUSION : -

TABLEAU COMPARATIF DES METHODES DE SYNTHESE
DU
DIAGRAMME DE FORME

METHODE	TYPE	NIVEAU DES LOBES SECONDAIRES
TRANSFORMEE DE FOURIER	SOURCE LINEAIRE DE 10	-20 dB
ECHANTILLONAGE	"	-30 dB
SERIES DE FOURIER	RESEAU DISCRET DE 20 ELEMENTS	-23 dB
ECHANTILLONAGE	"	-30 dB

ON CONSTATE QUE DES NIVEAUX REDUITS SONT OBTENUS PAR LA METHODE
D' ECHANTILLONAGE .

~~VI~~ CONCLUSION

Les résultats obtenus pour chaque type de diagramme montrent que l'objectif recherché par cette étude est atteint .

Nous osons espérer que ces résultats permettront à l'utilisateur, selon l'application envisagée, de choisir la méthode la plus avantageuse .

Nous souhaitons vivement que des travaux pratiques seront lancés à partir de ce modeste travail et qu'un plus grand intérêt à cette branche qui paraît presque abandonnée .
sera ^{porte}

VII - ANNEXE

LES POLYNÔMES DE TCHEBYCHEV :

Les polynômes de Tchébychev sont définis par :

$$T_n(x) = \begin{cases} (-1)^n \cosh(n \cosh^{-1}|x|) & x < -1 \\ \cos(n \cos^{-1}x) & -1 < x < 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}x) & x > 1. \end{cases}$$

On pose : $T_n(x) = \cos(n \cos^{-1}x) = \cos(n\varphi)$

Avec : $x = \cos \varphi$ et $0 \leq \varphi \leq \pi$.

On démontre la relation de récurrence :

$$T_{n+1}(x) = 2x T_n(x) - T_{n-1}(x) ; \quad n = 1, 2, \dots$$

Avec pour premiers termes : $T_0(x) = \cos 0 = 1$

$$T_1(x) = \cos \varphi = x$$

Les autres se déduisent facilement

$$T_0(x) = 1$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1.$$

Notons les propriétés suivantes qui découlent directement de la formule de récurrence :

- Le coefficient du terme de degré le plus élevé de $T_n(x)$ est 2^{n-1} .
- Pour n pair, $T_n(x)$ est une fonction paire.
- Pour n impair, $T_n(x)$ est une fonction impaire.
- Pour x suffisamment grand en valeur absolue $T_n(x)$ se comporte comme $2^{n-1} x^n$.

De la définition de $T_n(x)$ il découle que :

- $T_n(1) = 1$ et $T_n(-1) = (-1)^n$; $n = 0, 1, 2, \dots$
- Dans l'intervalle $[-1, 1]$ la valeur absolue de $T_n(x)$ est, pour tout $n \geq 0$, inférieur ou égale à 1; prend $(n+1)$ fois la valeur 1 et s'annule $(n-1)$ fois.

VII - 2 ANNEXE

METHODE MATRICIELLE POUR LA RECHERCHE DES DISTRIBUTIONS DE COURANT DES RESEAUX
DE DOLPH TCHEBYCHEV : [7]

On a vu que : $f(\psi) = T_{P-1}(x_0 \cos \frac{\psi}{2})$

Posons : $\cos \frac{\psi}{2} = x$

Considerons le cas où $P=7$

$$T_6(x_0 x) = 32(x_0 x)^6 - 48(x_0 x)^4 + 18(x_0 x)^2 - 1$$

$$f(\psi) = i_0 + 2(i_1(2x^2 - 1))$$

$$+ 2(i_2(8x^4 - 8x^2 + 1))$$

$$+ 2(i_3(32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1))$$

De () il vient :

$$i_0 - 2i_1 + 2i_2 - 2i_3 = -1$$

$$0i_0 + 4i_1 - 16i_2 + 36i_3 = 18x_0^2$$

$$0i_0 + 0i_1 + 16i_2 - 96i_3 = -48x_0^4$$

$$0i_0 + 0i_1 + 0i_2 + 64i_3 = 32x_0^6$$

L'écriture matricielle de ce système d'équations aboutie à :

$$\begin{bmatrix} 1 & -2 & +2 & -2 \\ 0 & 4 & -16 & +36 \\ 0 & 0 & +16 & -96 \\ 0 & 0 & 0 & +64 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -x_0^0 \\ 18x_0^2 \\ -48x_0^4 \\ 32x_0^6 \end{bmatrix}$$

Soit :

$$\begin{matrix} 2^0 \\ 2^2 \\ 2^4 \\ 2^6 \end{matrix} \begin{bmatrix} 1 & -2 & +2 & -2 \\ 0 & 4 & -16 & +36 \\ 0 & 0 & +16 & -96 \\ 0 & 0 & 0 & +64 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{matrix} 2^0 \\ 2^2 \\ 2^4 \\ 2^6 \end{matrix} \begin{bmatrix} -\frac{2}{2} x_0^0 \\ \frac{9}{2} x_0^2 \\ -\frac{6}{2} x_0^4 \\ \frac{1}{2} x_0^6 \end{bmatrix}$$

A
I
Q

Les distributions de courants seront données par :

$$I = A^{-1} \cdot Q$$

On généralise cette méthode à n'importe quel ordre de P :

Cas : $P=2N+1$

Matrice A : Les éléments de A sont générés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} a_{ij} &= 0 && \text{Si } i > j \\ a_{ij} &= 1 && \text{Si } i = j \\ |a_{ij}| &= 2 && \text{Si } i, j > 2, \dots, n \\ |a_{ij}| &= |a_{i,j-1}| + \sum_{k=1}^{j-1} |a_{i-1,k}| && k=1, \dots, j-1. \end{aligned}$$

Les coefficients de la matrice inverse $B = A^{-1}$ sont générés par les relations suivantes :

$$b_{ij} = 0 \quad \text{si } i > j$$

$$b_{ij} = 1 \quad \text{si } i = j$$

$$b_{1j} = 2(C_{1,j-1} + C_{2,j-2}) \quad j = 2, \dots, n$$

$$b_{ij} = (2b_{i,j-1} + b_{i-1,j-1} + b_{i+1,j-1})$$

Les éléments de la matrice colonne Φ ont pour expression :

$$\Phi_i = \frac{1}{2} x_0^{2(i-1)} \times a_{ij_{\max}}$$

Cas : $P=2N$

les éléments de la matrice A sont générés par les relations suivantes :

$$a_{ij} = 0 \quad \text{si } i > j$$

$$a_{ij} = 1 \quad \text{si } i = j$$

$$|a_{1j}| = 2^{j-1} \quad \text{si } j > 2, \dots, n$$

$$|a_{ij}| = |a_{i,j-1}| + \sum_{k=1}^{j-1} |a_{i-1,k}| \quad k = 1, \dots, j-1$$

Les coefficients de la matrice inverse $B = A^{-1}$ sont générés par les relations suivantes :

$$b_{ij} = 0 \quad \text{si } i > j$$

$$b_{ij} = 1 \quad \text{si } i = j$$

$$b_{1j} = (3 d_{1,j-1} + d_{2,j-1}) \quad j > 2, \dots, j_{\max}$$

$$b_{ij} = (2 d_{i,j-1} + d_{i-1,j-1} + d_{i+1,j-1})$$

Les éléments de la matrice colonne φ ont pour expression :

$$\varphi_i = \frac{1}{2} x_0^{2i-1} \times a_{ij_{\max}}$$

VII.3 ANNEXE [6].

RELATION ENTRE LA METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV ET LA METHODE DE TAYLOR :

Pour avoir le lobe principal à $x=0$ et les lobes secondaires au meme niveau, on effectue le changement de variables suivant :

$$P_{2N}(x) = T_N(x_0 - a^2 x^2)$$

où : $a = C^{ste}$ et : $x = \frac{L}{\lambda} \cos \theta$

- Dans la région des lobes secondaires on a :

$$P_{2N}(x) = \cos \left[N \cos^{-1}(x_0 - a^2 x^2) \right] ; \quad |x_0 - a^2 x^2| < 1$$

Cette fonction s'annule lorsque :

$$x_n = \pm \frac{1}{a} \pm \frac{1}{a} \sqrt{x_0 - \cos \frac{(2n-1)\pi}{2N}} \quad |n| \geq 1$$

- Dans la région du lobe principal on a :

$$P_{2N}(x) = \cosh \left[N \cosh^{-1}(x_0 - a^2 x^2) \right] ; \quad |x_0 - a^2 x^2| > 1$$

à : $x=0$ on a : $P_{2N}(0) = R$ Position du lobe principal .

Posons : $A = \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} R$.

Alors : $x_0 = \cosh \frac{\pi A}{N}$

En augmentant le nombre d'éléments, $N \rightarrow \infty$, le réseau de Dolph Tchébychev devient assimilable à une source lineaire et ainsi :

$$- x_0 = \cosh \left(\frac{\pi A}{N} \right) = 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\pi A}{N} \right)^2.$$

$$- \cos \left(\frac{2n-1}{N} \right) = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{(2n-1)\pi}{2N} \right)^2$$

$$- x_n = \pm \frac{1}{a} \frac{\pi}{\sqrt{2} N} \sqrt{A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2}$$

En posant : $a = \frac{\pi}{\sqrt{2} N}$ les zéros seront donnés par :

$$x_n = \pm \sqrt{A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2}$$

Le facteur de réseau est un polynôme en x , ayant une infinité de racines :

$$\prod_{n=1}^{\infty} (x^2 - x_n^2) = \prod_{n=1}^{\infty} \left[x^2 - A^2 - \left(n - \frac{1}{2}\right)^2 \right]$$

En normalisant; $f(x)$ devient :

$$f(x) = \frac{\prod_{n=1}^{\infty} \left[1 - \frac{x^2 - A^2}{\left(n - \frac{1}{2}\right)^2} \right]}{\prod_{n=1}^{\infty} \left[1 + \frac{A^2}{\left(n - \frac{1}{2}\right)^2} \right]}$$

Ainsi :

$$x^2 > A^2$$

$$f(x) = \frac{\cos \left(\pi \sqrt{x^2 - A^2} \right)}{\cosh \pi A} = \frac{\cos \left(\pi \sqrt{x^2 - A^2} \right)}{\cosh \pi A}$$

$$x^2 < A^2$$

$$f(x) = \frac{\cosh[\pi\sqrt{x^2 - A^2}]}{\cosh \pi A} = \frac{\cosh[\pi\sqrt{x^2 - A^2}]}{R}$$

Les zéros de $f(x)$ sont donnés par :

$$x_n = \pm \left(n - \frac{1}{2} \right) \quad n = 1, 2, \dots$$

Ce facteur de réseau correspond au diagramme de la source idéale de Taylor. Cette source est du point de vue pratique irréalisable car son diagramme présente une infinité de zéros et par conséquent une énergie de rayonnement infinie d'où l'approximation du diagramme de la source idéale de par un autre diagramme possédant une structure symétrique avec des lobes secondaires internes au même niveau et les autres décroissant en $(1/x)$. L'expression du facteur de réseau s'écrit alors :

$$f(x, A, \bar{m}) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \frac{\prod_{n=1}^{\bar{m}-1} \left(1 - \left(\frac{x}{x_n} \right)^2 \right)}{\prod_{m=1}^{\bar{m}-1} \left(1 - \left(\frac{x}{m} \right)^2 \right)}$$

$f(x, A, \bar{m})$ s'annule pour :

$$x_n = \begin{cases} \pm \sqrt{A^2 + \left(n - \frac{1}{2} \right)^2} & 1 \leq m < \bar{m} \\ \pm m & \bar{m} \leq m < \infty \end{cases}$$


```

10 SCREEN 0
15 COLOR 4,6
16 CLS
20 LOCATE 3,14:PRINT "*****"
30 LOCATE 4,14:PRINT "METHODES DE SYNTHESES"
40 LOCATE 5,14:PRINT "DU"
50 LOCATE 6,14:PRINT "DIAGRAMME SOMME POUR UN RESEAU LINEAIRE"
60 LOCATE 7,14:PRINT "*****"
70 LOCATE 11,16:PRINT "*****"
80 LOCATE 12,16:PRINT "MENU"
90 LOCATE 13,16:PRINT "*****"
100 LOCATE 14,16:PRINT "1-METHODE DE DOLPH TCHEBYCHEV"
110 LOCATE 15,16:PRINT "*****"
120 LOCATE 16,16:PRINT "2-METHODE DE TAYLOR"
130 LOCATE 17,16:PRINT "*****"
140 LOCATE 18,16:PRINT "21- MODEL DE TAYLOR"
150 LOCATE 19,16:PRINT "22- DIAGRAMME DE TAYLOR"
160 LOCATE 20,16:PRINT "23- DIAGRAMME DE TAYLOR"
170 LOCATE 21,16:PRINT "*****"
180 LOCATE 22,16:PRINT "*****"
210 PRINT : PRINT
220 INPUT "QUELLE METHODE CHOISISSEZ VOUS" ;NUMERO
240 IF NUMERO=1 GOTO 270
250 IF NUMERO=2 GOTO 2872
260 GOTO
270 CLS
280 LOCATE 9,20:PRINT "*****"
290 LOCATE 10,20:PRINT "METHODE"
300 LOCATE 11,20:PRINT "DE"
310 LOCATE 12,20:PRINT "DOLPH TCHEBYCHEV"
320 LOCATE 13,20:PRINT "*****"
340 IF INKEY$="" THEN 340
350 SCREEN 3
360 LOCATE 8,22:PRINT "*****INTRODUCTION DES DONNEES*****"
370 PRINT :PRINT
380 INPUT "DONNER LE NOMBRE D'ELEMENTS DU RESEAU";P
390 PRINT :PRINT
400 INPUT "DONNER LE NIVEAU DU LOBE SECONDAIRE";SLL
410 R=10^(-SLL/20)
420 X0=(1/2)*((R+(R^2-1)^.5)^(1/(P-1))+(R+(R^2-1)^.5)^(-(1/(P-1))))
430 IF (P/2)-INT(P/2)=0 GOTO 1310
440 M=(P+1)/2
450 PRINT :PRINT
460 PRINT "*****"
470 PRINT "GENERATION DE LA MATRICE A"
480 PRINT "*****"
490 DIM A(M,M)
500 I=1
510 J=1
520 A(I,J)=1
530 PRINT "A(";I;",";J;")=";A(I,J)
540 FOR J=2 TO M
550 A(I,J)=(-1)^(I-J)*2

```

```

560 PRINT "A(";I;";";J;")=";A(I,J)
570 NEXT J
580 FOR I=2 TO M
590 FOR J=1 TO M
600 IF (I-J)>0 GOTO 680
610 IF (I-J)=0 GOTO 700
620 A(I,J)=ABS(A(I,J-1))
630 FOR K=1 TO J-1
640 A(I,J)=A(I,J)+ABS(A(I-1,K))
650 NEXT K
660 A(I,J)=(-1)^(J-I)*A(I,J)
670 GOTO 710
680 A(I,J)=0
690 GOTO 710
700 A(I,J)=1
710 PRINT "A(";I;";";J;")=";A(I,J)
720 NEXT J
730 NEXT I
740 PRINT :PRINT
750 PRINT "*****"
760 PRINT " * GENERATION DE LA MATRICE B=INVA *"
770 PRINT "*****"
780 DIM B(M,M)
790 I=1
800 J=1
810 B(I,J)=1
820 PRINT "B(";I;";";J;")=";A(I,J)
830 FOR I=2 TO M
840 IF (I-J)=0 GOTO 880
850 IF (I-J)>0 GOTO 900
860 B(I,J)=2*B(I,J-1)+B(I-1,J-1)+B(I+1,J-1)
870 GOTO 910
880 B(I,J)=1
890 GOTO 910
900 B(I,J)=0
910 PRINT "B(";I;";";J;")=";B(I,J)
920 NEXT I
930 J=J+1
940 IF J>M GOTO 990
950 I=1
960 B(I,J)=2*(B(I,J-1)+B(I+1,J-1))
970 PRINT "B(";I;";";J;")=";B(I,J)
980 GOTO 830
990 PRINT :PRINT
1000 PRINT "*****"
1010 PRINT " * GENERATION DE LA MATRICE COLONNE P *"
1020 PRINT "*****"
1030 DIM P(M)
1040 FOR I=1 TO M
1050 P(I)=(1/2)*A(I,M)*X0^(2*(I-1))
1060 PRINT "P(";I;")=";P(I)
1070 NEXT I

```



```

1080 PRINT :PRINT
1090 PRINT "
1100 PRINT " *          CALCUL DES VALEURS DE F(W)          *
1110 PRINT "
1120 DIM X(201),Q(201),W(201),F(201),P1(201)
1130 PI=3.1415926#
1140 A1=PI/((2*M-1)*SQR(2))
1150 PRINT " W";" F(W)"
1160 FOR I=0 TO 100
1170 X(I)=I*SQR(X0)/(A1*100)
1180 Q(I)=0
1190 FOR K=1 TO M
1200 Q(I)=Q(I)+2^(2*K-3)*A(K,M)*(X0-(A1*X(I))^2)^(2*(K-1))
1210 NEXT K
1220 W(I)=.01*I
1230 IF Q(I)=0 GOTO 1270
1240 P1(I)=ABS(Q(I))/Q(0))
1250 F(I)=20*(LOG(P1(I)))/LOG(10)
1260 GOTO 1280
1270 F(I)=-150
1280 PRINT W(I) , F(I)
1290 NEXT I
1300 GOTO 2315
1310 PRINT :PRINT
1320 M=P/2
1330 PRINT "
1340 PRINT " *          GENERATION DE LA MATRICE A          *
1350 PRINT "
1360 DIM A(M,M)
1370 I=1
1380 J=1
1390 A(I,J)=1
1400 PRINT "A(";I;";";J;")=";A(I,J)
1410 FOR J=2 TO M
1420 A(I,J)=(-1)^(I-J)*(2*J-1)
1430 PRINT "A(";I;";";J;")=";A(I,J)
1440 NEXT J
1450 FOR I=2 TO M
1460 FOR J=1 TO M
1470 IF (I-J)>0 GOTO 1550
1480 IF (I-J)=0 GOTO 1570
1490 A(I,J)=ABS(A(I,J-1))
1500 FOR K=1 TO J-1
1510 A(I,J)=A(I,J)+ABS(A(I-1,K))
1520 NEXT K
1530 A(I,J)=(-1)^(J-I)*A(I,J)
1540 GOTO 1580
1550 A(I,J)=0
1560 GOTO 1580
1570 A(I,J)=1
1580 PRINT "A(";I;";";J;")=";A(I,J)
1590 NEXT J
1600 NEXT I

```

```

1610 PRINT :PRINT
1620 PRINT " *****"
1630 PRINT "          GENERATION DE LA MATRICE B          "
1640 PRINT " *****"
1650 DIM B(M,M)
1660 I=1
1670 J=1
1680 B(I,J)=1
1690 PRINT "B(";I;",";J;")=";B(I,J)
1700 FOR I=2 TO M
1710 IF (I-J)=0 GOTO 1750
1720 IF (I-J)>0 GOTO 1770
1730 B(I,J)=2*B(I,J-1)+B(I-1,J-1)+B(I+1,J-1)
1740 GOTO 1780
1750 B(I,J)=1
1760 GOTO 1780
1770 B(I,J)=0
1780 PRINT "B(";I;",";J;")=";B(I,J)
1790 NEXT I
1800 J=J+1
1810 IF J>M GOTO 1860
1820 I=1
1830 B(I,J)=3*B(I,J-1)+B(I+1,J-1)
1840 PRINT "B(";I;",";J;")=";B(I,J)
1850 GOTO 1700
1860 PRINT :PRINT
1870 PRINT " *****"
1880 PRINT "          GENERATION DE LA MATRICE COLONNE P          "
1890 PRINT " *****"
1900 DIM P(M)
1910 FOR I=1 TO M
1920 P(I)=(1/2)*A(I,M)*XO^(2*(I-1))
1930 PRINT "P(";I;")=";P(I)
1940 NEXT I
1950 PRINT :PRINT
1960 PRINT " *****"
1970 PRINT "          CALCUL DES VALEURS DE F(W)          "
1980 PRINT " *****"
1990 DIM X(201),Q(201),W(201),F(201),P1(201)
2000 PI=3.1415926#
2010 A1=PI/((2*M-1)*SQR(2))
2020 PRINT " W ", " F(W) "
2030 FOR I=0 TO 100
2040 X(I)=I*SQR(X0)/(A1*100)
2050 Q(I)=0
2060 FOR K=1 TO M
2070 Q(I)=Q(I)+2^(2*K-3)*A(K,M)*(X0-(A1*X(I))^2)^(2*K-1)
2080 NEXT K
2090 W(I)=.01*I
2100 IF Q(I)=0 GOTO 2140
2110 P1(I)=ABS(Q(I)/Q(0))
2120 F(I)=20*(LOG(P1(I)))/LOG(10)
2130 GOTO 2150

```



```

2140 F(I)=-150
2150 PRINT W(I),F(I)
2160 NEXT I
2165 CLS 0
2170 REM *****
2180 REM *****CALCUL DES DISTIBUTIONS DE COURANT*****
2190 REM *****
2200 LOCATE 4,2:PRINT "DISTRIBUTION"
2210 LOCATE 5,2:PRINT " DE "
2220 LOCATE 6,2:PRINT " COURANT "
2225 PRINT :PRINT
2230 DIM D(M)
2240 FOR I=1 TO M
2250 D(I)=0
2260 FOR J=1 TO M
2270 D(I)=D(I)+B(I,J)*P(J)
2280 NEXT J
2290 PRINT "I";I;"=";D(I)/D(1)
2300 NEXT I
2310 GOTO 2430
2315 CLS 0
2320 LOCATE 3,3:PRINT "DISTRIBUTION"
2330 LOCATE 4,3:PRINT " DE "
2340 LOCATE 5,3:PRINT " COURANT "
2345 PRINT :PRINT
2350 DIM D(M)
2360 FOR I=0 TO M-1
2370 D(I)=0
2380 FOR J=1 TO M
2390 D(I)=D(I)+B(I+1,J)*P(J)
2400 NEXT J
2410 PRINT "I";I;"=";D(I)/D(0)
2420 NEXT I
2430 REM*****
2440 REM*****TPACE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT*****
2450 REM*****
2460 SCREEN 3
2465 WINDOW (-1,0)-(1,-70)
2470 VIEW (230,90)-(630,310),,1
2481 FOR I=0 TO 100
2482 PSET (W(I),F(I))
2483 PSET (-W(I),F(I))
2484 NEXT I
2485 FOR I=0 TO 99
2486 LINE (W(I),F(I))- (W(I+1),F(I+1))
2487 LINE (-W(I),F(I))- (-W(I+1),F(I+1))
2488 NEXT I
2490 LOCATE 6,23:PRINT "dB 0"
2491 PSET (W(I),F(I))
2500 LOCATE 8,26:PRINT "-10"
2501 PSET (-W(I),F(I))
2510 LOCATE 10,26:PRINT "-20"
2520 LOCATE 12,26:PRINT "-30"

```



```

2530 LOCATE 14,26:PRINT "-40"
2540 LOCATE 16,26:PRINT "-50"
2550 LOCATE 18,26:PRINT "-60"
2560 LOCATE 20,26:PRINT "-70"
2570 LINE (-1,-10)-(-1,-10)
2580 LINE (-1,-20)-(-1,-20)
2590 LINE (-1,-30)-(-1,-30)
2600 LINE (-1,-40)-(-1,-40)
2610 LINE (-1,-50)-(-1,-50)
2620 LINE (-1,-60)-(-1,-60)
2630 LOCATE 21,28:PRINT "-1"
2640 LOCATE 21,54:PRINT "0"
2650 LOCATE 21,79:PRINT "+1"
2660 LINE (0,0)-(0,-70)
2670 LINE (-.2,-70)-(-.2,0)
2680 LINE (-.4,-70)-(-.4,0)
2690 LINE (-.6,-70)-(-.6,0)
2700 LINE (-.8,-70)-(-.8,0)
2710 LINE (.2,-70)-(.2,0)
2720 LINE (.4,-70)-(.4,0)
2730 LINE (.6,-70)-(.6,0)
2740 LINE (.8,-70)-(.8,0)
2750 LOCATE 3,44:PRINT "DIAGRAMME DE RAYONNEMENT"
2760 LOCATE 23,24:PRINT "RESEAU DISCRET DE";P;" ELEMENTS à "; SLL ;"dB"
2770 LOCATE 24,25:PRINT " METHODE DE DOLPH TCHERYCHEV"
2860 IF INKEY$=""THEN 2860
2870 GOTO 5000
2872 SCREEN 0
2873 COLOR 4,6
2875 CLS
2990 LOCATE 9,20:PRINT "*****"
3000 LOCATE 10,20:PRINT "*"
3010 LOCATE 11,20:PRINT "*" METHODE DE TAYLOR POUR SOURCE LINEAIRE "*"
3020 LOCATE 12,20:PRINT "*"
3030 LOCATE 13,20:PRINT "*" 1-DIAGRAMME MODELE DE TAYLOR "*"
3040 LOCATE 14,20:PRINT "*" 2-DIAGRAMME DE TAYLOR "*"
3050 LOCATE 15,20:PRINT "*" 3-DIAGRAMME DE TAYLOR MODIFIE "*"
3060 LOCATE 16,20:PRINT "*"
3070 LOCATE 17,20:PRINT "*****"
3080 PRINT :PRINT
3090 INPUT "QUELLE METHODE CHOISISSEZ VOUS ";NUM
3100 IF NUM=1 GOTO 3140
3110 IF NUM=2 GOTO 3840
3120 IF NUM=3 GOTO 3850
3130 GOTO 3850
3140 CLS
3150 LOCATE 11,20:PRINT "*****"
3160 LOCATE 12,20:PRINT "*"
3170 LOCATE 13,20:PRINT "*" DIAGRAMME MODELE DE TAYLOR "*"
3180 LOCATE 14,20:PRINT "*" POUR "*"
3190 LOCATE 15,20:PRINT "*" SOURCE UNIFORMEMENT EXCITEE "*"
3200 LOCATE 16,20:PRINT "*"
3210 LOCATE 17,20:PRINT "*****"
3220 IF INKEY$=""THEN 3220
3230 SCREEN 3

```

```

3240 LOCATE 10,22:PRINT "*****INTRODUCTION DES DONNEES*****"
3250 PRINT :PRINT
3260 INPUT "DONNER LA LONGUEUR DU RESEAU/LAMDA";L
3270 PRINT :PRINT
3280 PRINT "          *****"
3290 PRINT :PRINT
3300 PRINT "          *****"
3310 PRINT "          *          CALCUL DES VALEURS DE F(W)          *"
3320 PRINT "          *****"
3330 PRINT :PRINT
3335 PI=3.1415926#
3340 DIM F(101),W(101),A(101)
3350 PRINT " W", " F(W)"
3360 FOR I=0 TO 100
3370 W(I)=.01*I
3380 IF W(I)=0 GOTO 3420
3390 A(I)=(SIN(PI*L*W(I)))/(PI*L*W(I))
3400 F(I)=20*(LOG(ABS(A(I))))/LOG(10)
3410 GOTO 3430
3420 F(I)=0
3430 PRINT W(I),F(I)
3440 NEXT I
3450 CLS
3460 REM *****
3470 REM          TRACE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT
3480 REM *****
3490 SCREEN 3
3500 WINDOW (-1,0)-(-1,-40)
3510 VIEW (150,90)-(550,340),,1
3520 FOR I=0 TO 100
3530 PSET (W(I),F(I))
3540 PSET (-W(I),F(I))
3550 NEXT I
3560 FOR I=0 TO 99
3570 LINE (W(I),F(I))- (W(I+1),F(I+1))
3580 LINE (-W(I),F(I))- (-W(I+1),F(I+1))
3590 NEXT I
3600 LOCATE 6,13:PRINT "dB 0"
3610 LOCATE 10,16:PRINT "-10"
3620 LOCATE 14,16:PRINT "-20"
3630 LOCATE 18,16:PRINT "-30"
3640 LOCATE 22,16:PRINT "-40"
3650 LOCATE 23,18:PRINT "-1"
3660 LOCATE 23,44:PRINT "0"
3670 LOCATE 23,69:PRINT "+1"
3680 LINE (-1,-10)-(-1,-10)
3690 LINE (-1,-20)-(-1,-20)
3700 LINE (-1,-30)-(-1,-30)
3710 LINE (0,0)-(0,-70)
3720 LINE (-.2,0)-(-.2,-40)
3730 LINE (-.4,0)-(-.4,-40)
3740 LINE (-.6,0)-(-.6,-40)

```



```

3750 LINE (-.8,0)-(-.8,-40)
3760 LINE (.4,0)-(.4,-40)
3770 LINE (.2,0)-(.2,-40)
3780 LINE (.6,0)-(.6,-40)
3790 LINE (.8,0)-(.8,-40)
3800 LOCATE 4,33:PRINT "DIAGRAMME DE RAYONNEMENT"
3810 LOCATE 24,18:PRINT "SOURCE LINEAIRE UNIFORMEMENT EXCITEE DE LONGUEUR"; L
3820 LOCATE 25,34:PRINT " METHODE DE TAYLOR"
3830 IF INKEY$="" THEN 3830
3840 CLS
3850 LOCATE 9,20:PRINT "*****"
3860 LOCATE 10,20:PRINT " "          METHODE DE TAYLOR          " "
3870 LOCATE 11,20:PRINT " "          POUR          " "
3880 LOCATE 12,20:PRINT " "          UNE SOURCE LINEAIRE          " "
3890 LOCATE 13,20:PRINT "*****"
3900 IF INKEY$="" THEN 3900
3910 SCPEEN 3
3920 LOCATE 8,22:PRINT "*****INTRODUCTION DES DONNEES*****"
****
3930 PRINT :PRINT
3940 INPUT "DONNER LA LONGUEUR DU RESEAU EN LAMDA";L
3950 PRINT :PRINT
3960 INPUT "DONNER LE NIVEAU DES LOBES SECONDAIRES EN dB";SLL
3970 PRINT :PRINT
3980 INPUT "DONNER LA VALEUR DE NBAR";NBAR
3990 PRINT :PRINT
4000 LOCATE 8,22:PRINT "*****"
****
4010 R=10^(-SLL/20)
4020 PI=3.1415926#
4030 A=(1/PI)*LOG(R+(P^2-1)^.5)
4040 SIG=NBAR/((A^2+(NBAR-.5)^2)^.5)
4050 PRINT :PRINT
4060 PRINT " "          *****
4070 PRINT " "          CALCUL DES PACINES Wn          "
4080 PRINT " "          *****
4090 PRINT :PRINT
4100 DIM R(NBAR-1)
4110 PRINT " n " " Wn "
4120 FOR N=1 TO NBAR-1
4130 R(N)=(1/L)*SIG*((A^2+(N-.5)^2)^.5)
4140 PRINT N, R(N)
4150 NEXT N
4160 PRINT :PRINT
4170 PRINT " "          *****
4180 PRINT " "          CALCUL DES VALEURS DE F(W)          "
4190 PRINT " "          *****
4200 PRINT :PRINT
4210 DIM F(201),W(201),P(201),A(201),B(201),C(201),Q(201)
4220 PRINT " W ", " F(W) "
4230 FOR I=0 TO 200
4240 W(I)=.005*I

```



```

4250 IF W(I)=0 GOTO 4345
4260 Q(I)=1
4270 A(I)=(SIN(PI*L*W(I)))/(PI*L*W(I))
4280 FOR K=1 TO NBAR-1
4290 IF K-L*ABS(W(I))=0 GOTO 4350
4300 B(I)=1-(W(I)/R(K))^2
4310 C(I)=1-(L*W(I)/K)^2
4320 Q(I)=Q(I)*B(I)/C(I)
4330 NEXT K
4340 P(I)=A(I)*Q(I)
4343 GOTO 4350
4345 P(I)=1
4350 NEXT I
4370 FOR K=1 TO NBAR-1
4380 P(K*20)=(P(K*20-1)+P(K*20+1))/2
4390 NEXT K
4395 FOR I=0 TO 200
4400 IF P(I)=0 GOTO 4435
4410 F(I)=20*(LOG(ABS(P(I))))/LOG(10)
4420 GOTO 4440
4430 F(I)=1
4432 GOTO 4350
4435 P(I)=1
4440 PRINT W(I),F(I)
4450 NEXT I
4460 PRINT :PRINT
4470 REM*****
4480 REM      TRACE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT
4490 REM*****
4500 CLS 0
4510 SCREEN 3
4520 WINDOW (-1,0)-(-1,-70)
4530 VIEW (150,90)-(550,310),,1
4540 FOR I=0 TO 200
4550 PSET (W(I),F(I))
4560 PSET (-W(I),F(I))
4570 NEXT I
4580 FOR I=0 TO 199
4590 LINE (W(I),F(I))- (W(I+1),F(I+1))
4600 LINE (-W(I),F(I))- (-W(I+1),F(I+1))
4610 NEXT I
4620 LOCATE 6,13:PRINT "dB 0"
4630 LOCATE 8,16:PRINT "-10"
4640 LOCATE 10,16:PRINT "-20"
4650 LOCATE 12,16:PRINT "-30"
4660 LOCATE 14,16:PRINT "-40"
4670 LOCATE 16,16:PRINT "-50"
4680 LOCATE 18,16:PRINT "-60"
4690 LOCATE 20,16:PRINT "-70"
4700 LOCATE 21,19:PRINT "+1"
4710 LOCATE 21,44:PRINT "0"
4720 LOCATE 21,69:PRINT "+1"

```

```
5400 LINE (-L/2,M)-((-L/2)+.5,M)
5410 NEXT M
5420 IF INKEY$="" THEN 5420
5430 END
```

BIBLIOGRAPHIE

LIVRES :

- 1 K.ARBENZ J.C.MARTIN
Transmission de l'information
méthodes mathématiques
MASSON (1983) ,p(41-57)
- 2 R.BADOUAL
Les micro-ondes ,Tome 2
MASSON (1984),p(35-114)
- 3 R.S.ELLIOT
Antennas théory and désign
PRENTICE HALL (1981),p(113-272)
- 4 EYRAUD,GRANGE,OHANESSIAN
Théorie et technique des antennes .
VUIBERT (1973),p(81-103)
- 5 M.I.SKOLNIK
Introduction to radar systems
MACGRAW_HILL (1962),p(294-329)
- 6 F.J.ZUCKER
Antennas théory and désign
PRENTICE HALL (1981),p(520-551)

PERIODIQUES :

- 7 N. BALAKRISHNAN AND R. SETURAMAN
Easy generation of dolph Tchénychev excitation coefficient .
Proceedings of the IEEE, VOL.69, N°11, Novembre 1981 , p(1508-1509)
- 8 E.T. BAYLISS
Design of monopulse antenna difference patterns with low side lobes .
Bell System Tech J, 47 , (1968), p(623-640)
- 9 R.S. ELLIOT
Array pattern synthesis .
IEEE Antennas and Prop. Society Newsletter . Octobre (1985), p(5-9) .
- 10 R.S. ELLIOT and G.J. STERN
A New Technique For Shaaped Beam Synthesis of equispaced arrays .
Proceedings of the IEEE , VOL, 69, N°11?NOVEMBRE 1981 .
- 11 H.E. SHRANK
Low sidelobe phased array antennas .
IEEE Antennas and Prop. Society, Newsletter, April 1983 ; p(5-9) .