

# PENGARUH DISTRIBUSI PEMBOBOTAN TERHADAP POLA ARRAY PADA *DELAY AND SUM BEAMFORMING*

Ananto E. Prasetiadi

Dosen Tetap Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik Universitas Nurtani, Bandung.

Email: [ananto.prasetiadi@yahoo.com](mailto:ananto.prasetiadi@yahoo.com)

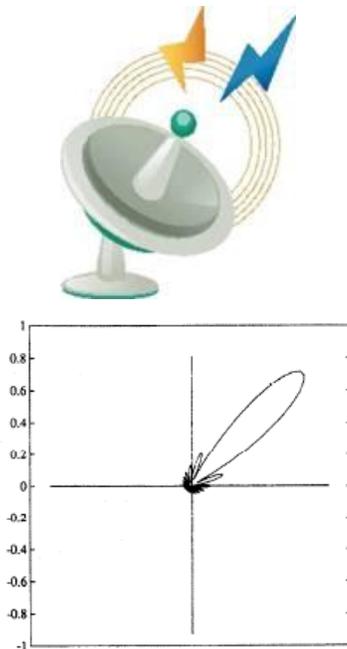
**Abstrak** – Pada tulisan ini, akan dibahas tentang algoritma beamforming delay and sum jika berfungsi sebagai suatu penerima. Pembahasan difokuskan pada subsistem pembobotan  $w_m$  dan akan dilihat pengaruhnya terhadap pola array. Untuk melihat pengaruh ini, digunakan distribusi nilai  $w_m$  tertentu, seperti distribusi uniform, distribusi edge, distribusi binomial, dan distribusi Dolph-Chebyshev yang sudah diterapkan pada array antena pemancar. Parameter yang akan dibandingkan adalah perbandingan antara level main lobe - side lobe dan beamwidth pada pola array.

## I. PENDAHULUAN

Istilah “beamforming” atau pembentukan berkas mengacu pada desain filter spasial untuk membentuk pola radiasi pada pemancar yang memiliki lebar berkas atau *beamwidth* yang sempit, seperti yang ditunjukkan oleh gambar 1. Filter spasial ini bertujuan agar sinyal yang dipancarkan merambat ke arah tertentu saja dan tidak ada yang merambat ke arah lain. Meskipun istilah “beamforming” yang demikian ini mengacu kepada peralatan yang memancarkan energi, *beamforming* juga dapat dipergunakan untuk peralatan yang menerima energi, seperti antena penerima, sehingga

peralatan ini hanya dapat menerima sinyal dari arah tertentu saja dan meredam sinyal dari arah lainnya. Filter spasial ini bermanfaat terutama untuk meredam sinyal pengganggu atau interferensi yang menduduki daerah frekuensi yang sama dengan sinyal yang diinginkan sehingga filter temporal tidak dapat mengatasi masalah ini. Biasanya sinyal interferensi berasal dari sumber yang lokasinya berbeda dengan lokasi sumber sinyal yang diinginkan sehingga apabila dilakukan pemfilteran pada lokasi tertentu, sinyal interferensi dapat diredam oleh penerima. Saat ini, teknologi *beamforming* sudah diaplikasikan di berbagai bidang, mulai

dari radar, sonar, telekomunikasi, bahkan sampai ke bidang eksplorasi geofisika [1].

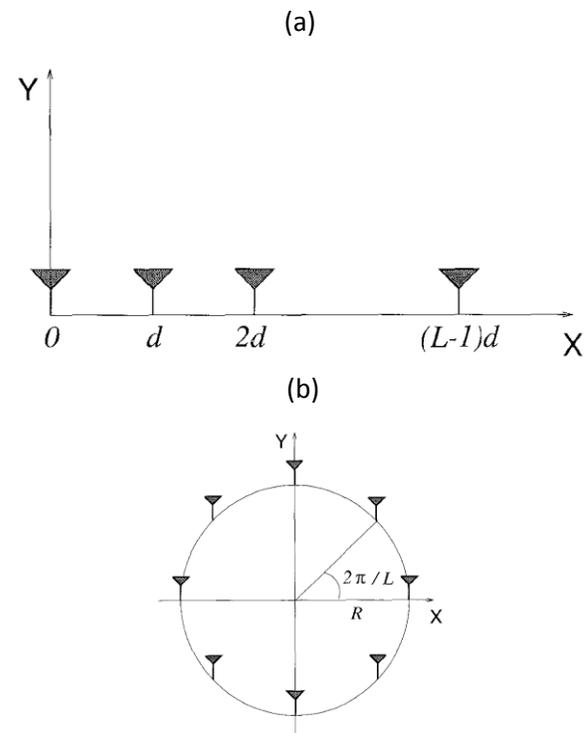


Gambar 1. *Beamforming* atau Pemfilteran Spasial yang Dilakukan oleh Antena Parabola [1]

Untuk keperluan *beamforming* ini, biasanya dipergunakan susunan (*array*) dari *transmitter* ataupun *receiver*. Penggunaan *array* ini memiliki beberapa keuntungan, di antaranya [1]:

1. Dapat menghasilkan *aperture* spasial yang lebih besar dibandingkan dengan *aperture* satu elemen saja
2. Berfungsi juga sebagai *sampler*. Untuk beberapa aplikasi, diperlukan perubahan pada fungsi spasial *filtering* ini dan hal ini akan lebih mudah jika diterapkan pada *array* diskrit.

Bentuk geometri *array* yang dipergunakan dapat bermacam-macam, beberapa bentuk yang umum adalah *Uniform Linear Array* (ULA) dan *Uniform Circular Array* (UCA) [2]. Bentuk geometri ini dapat dilihat pada gambar 2.



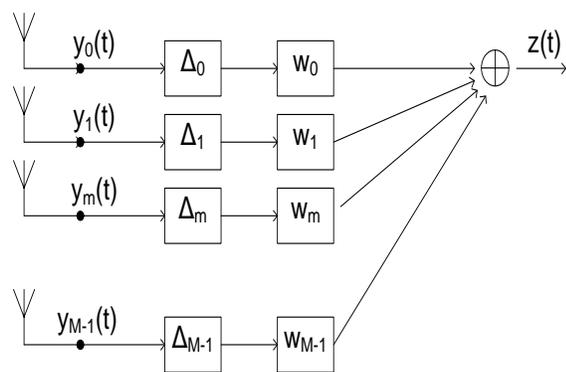
Gambar 2. Bentuk Geometri *Array* (a) ULA, dan (b) UCA [2]

Agar pola radiasi menunjuk pada arah tertentu, diperlukan algoritma *beamforming* yang akan mengerjakan fungsi ini. Algoritma *beamforming* ini bermacam-macam, mulai dari yang paling sederhana seperti *delay and sum beamforming*, sampai algoritma yang modern, seperti algoritma adaptif [3]. Dalam tulisan ini, penulis

akan membahas tentang penggunaan algoritma *delay and sum* pada ULA pada devais penerima. Pada algoritma ini, sinyal akan diterima oleh devais penerima, kemudian di-*delay* dengan *delay* tertentu. Selanjutnya, keluaran *delay* ini diboboti dengan bobot tertentu,  $w_m$ , dan akhirnya seluruh sinyal yang diterima oleh masing-masing elemen penerima dijumlahkan. Fokus dari tulisan ini adalah tentang pengaruh  $w_m$  terhadap “pola radiasi” yang dihasilkan, atau dalam konteks devais penerima disebut pola *array*.

**II. DELAY AND SUM BEAMFORMING**

*Delay and sum beamforming* merupakan algoritma yang sudah lama dikembangkan dan algoritmanya sederhana. Meskipun demikian, algoritma ini merupakan algoritma yang *powerful*, bahkan sampai sekarang. Skema algoritma ini dapat dilihat di gambar 3 [3].



Gambar 3. Skema *Delay and sum Beamforming* [3]

Gambar 3 ini menjelaskan proses yang terjadi dalam algoritma *delay and sum*, seperti yang sudah dibahas pada bagian akhir dari pendahuluan. Misalkan gelombang yang diterima oleh *aperture array* adalah:

$$f(\mathbf{x},t)=s(t - \boldsymbol{\alpha}^o \cdot \mathbf{x})$$

dengan vektor kelambatan  $\boldsymbol{\alpha}^o=\boldsymbol{\zeta}^o/c$ . Sensor ke- $m$  akan melakukan *sampling* dari  $f(\mathbf{x},t)$  sehingga diperoleh  $y_m(t) = s(t - \boldsymbol{\alpha}^o \cdot \mathbf{x}_m)$ . Dengan demikian, diperoleh keluaran dari algoritma ini adalah:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m s(t - \Delta_m - \boldsymbol{\alpha}^o \cdot \mathbf{x}_m)$$

Misalkan *delay* diberikan oleh:

$$\Delta_m = -\boldsymbol{\alpha} \cdot \mathbf{x}_m$$

Maka  $z(t)$  menjadi:

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m s(t + (\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{\alpha}^o) \cdot \mathbf{x}_m) \tag{2.1}$$

Terlihat bahwa jika  $\boldsymbol{\alpha} = \boldsymbol{\alpha}^o$ , keluaran algoritma ini akan bernilai maksimum atau dengan kata lain terjadi *stacking*. Jika tidak sama, *beamformer* dikatakan mengalami *mismatch* terhadap sinyal yang datang.

Karakteristik algoritma ini dapat dilihat dari responnya terhadap gelombang datar, mengingat setiap bentuk gelombang merupakan superposisi dari gelombang datar. Respon algoritma ini terhadap gelombang datar dinamakan pola *array*. Misalnya gelombang

datar dengan frekuensi sudut  $\omega^o$  merambat dengan vektor kelambatan  $\alpha^o$ , maka  $f(\mathbf{x},t)$  menjadi:

$$f(\mathbf{x},t) = s(t - \alpha^o \cdot \mathbf{x}) = \exp \{j \omega^o (t - \alpha^o \cdot \mathbf{x})\}$$

Dengan memasukkan ke (2.1), diperoleh:

$$z(t) = W(\omega^o \alpha - \mathbf{k}^o) \exp \{j \omega^o t\} \tag{2.2}$$

Di mana  $\mathbf{k}^o = \omega^o \alpha^o$  dan  $W$  merupakan tranformasi Fourier dari pembobotan  $w_m$ :

$$W(\mathbf{k}) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m \exp \{j \mathbf{k} \cdot \mathbf{x}_m\} \tag{2.3}$$

Apabila transformasi Fourier dilakukan pada persamaan (2.2), maka persamaan (2.2) akan menjadi:

$$Z(\omega) = S(\omega) W(\omega^o(\alpha - \alpha^o)) \tag{2.4}$$

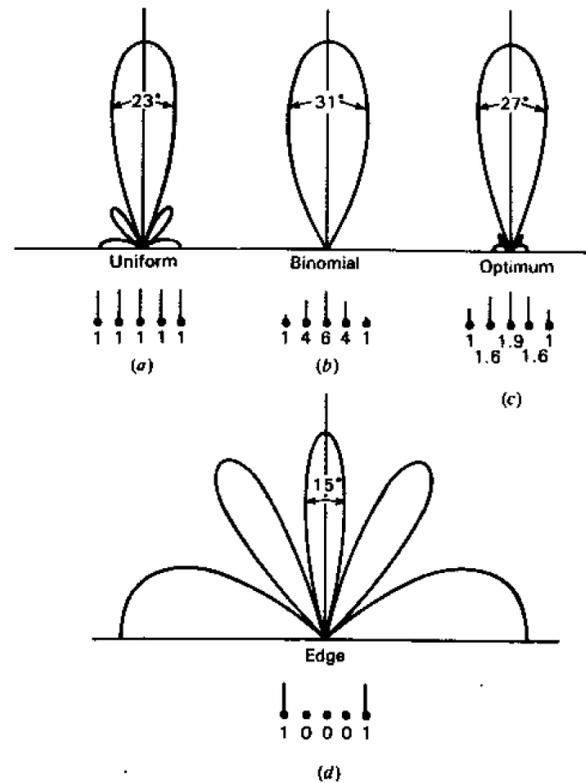
Dari persamaan (2.4), terlihat bahwa kita berkepentingan untuk mengamati  $W(\omega^o \alpha - \mathbf{k}^o)$  atau  $W(\omega^o(\alpha - \alpha^o))$ . Nilai ini juga dapat diekspresikan sebagai fungsi dari sudut datang gelombang  $\phi^o$  dan sudut yang “dilihat” oleh array, yaitu  $\phi$ , yaitu:

$$W(\omega^o \alpha - \mathbf{k}^o) = W(k(\sin \phi^o - \sin \phi)) \tag{2.5}$$

**III. SIMULASI PENGARUH PEMBOBOTAN**

Dalam tulisan ini, pembahasan akan difokuskan tentang pengaruh nilai pembobotan amplitudo  $w_m$ . Sebagai perbandingan, penulis merujuk ke

referensi [4] dan [5]. Pada kedua referensi tersebut, dibahas tentang karakteristik susunan antenna pemancar linier yang dicatu dengan arus yang amplitudonya berbeda-beda. Ada 4 jenis distribusi arus yang dibahas, yaitu distribusi *uniform*, distribusi *edge*, distribusi optimum atau Dolph-Chebyshev, dan distribusi binomial. Berikut ini adalah gambaran distribusi yang dipergunakan [4]. Sebagai catatan, jarak antar elemen adalah  $\lambda/2$  dengan jumlah elemen sebanyak 5 buah.



Gambar 4. Pola Radiasi dari Berbagai Distribusi Arus [4]

Berikut adalah penjelasannya.

- a. Distribusi *Edge*

Pada distribusi *edge*, hanya dua buah antenna yang terletak pada ujung-ujung susunan yang dicatu. Seperti yang terlihat pada gambar 4, terlihat bahwa *beamwidth* susunan memiliki nilai terkecil dibandingkan dengan yang lain, yaitu 15°, namun ukuran *side lobe* sama besar dengan *main lobe*-nya.

b. Distribusi *Uniform*

Dalam kasus distribusi *uniform*, setiap elemen dicatu dengan arus yang sama besarnya. Dibandingkan dengan antenna lainnya, terlihat bahwa direktivitas antenna ini merupakan yang terbesar. Hanya saja, level *side lobe* cukup besar dibandingkan dengan distribusi binomial dan optimum. Untuk aplikasi-aplikasi tertentu, hal ini tidak diinginkan.

c. Distribusi Binomial

Untuk mengurangi level *side lobe*, John Stone mengusulkan agar distribusi arus mengikuti distribusi binomial, yaitu sebanding dengan koefisien binomial berikut.

$$(a + b)^{n-1} = a^{n-1} + (n-1)a^{n-2}b + \frac{(n-1)(n-2)}{2!}a^{n-3}b^2 + \dots$$

dengan  $n$  adalah jumlah elemen. Distribusi binomial ini juga mengikuti

pola segitiga Pascal. Pada gambar 4 terlihat bahwa distribusi binomial menghilangkan *side lobe*, namun memiliki kelemahan, khususnya pada *beamwidth* yang lebar pada *main lobe*.

d. Distribusi Optimum

Dari ketiga distribusi tersebut, dapat disimpulkan bahwa terjadi *trade off* antara level *side lobe* dan *beamwidth main lobe*. Dalam tulisannya pada tahun 1946, Dolph mengusulkan penggunaan polinomial Chebyshev untuk mengoptimasi permasalahan *trade off* ini, sehingga distribusi optimum disebut juga distribusi Dolph-Chebyshev. Jika level *side lobe* diketahui, *beamwidth main lobe* akan bernilai minimal. Begitu juga sebaliknya, apabila *beamwidth lobe* utama ditentukan, perbandingan antara *main lobe* dan *side lobe* akan maksimum. Pada gambar 4, terlihat bahwa nilai perbandingan *main lobe* dan *side lobe* lebih besar jika dibandingkan dengan distribusi *uniform* dan *edge* dan *beamwidth* yang dihasilkan lebih baik dibandingkan dengan distribusi binomial.

Polinomial Chebyshev  $T_n(x)$  dipergunakan sebagai pola radiasi pada antenna pemancar. Misalkan  $T_n(\omega)$

didefinisikan sebagai penguraian bentuk

$\cos\left(n\frac{\psi}{2}\right)$ . Untuk  $\omega = \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)$ , maka:

$$T_0(\omega) = 1$$

$$T_1(\omega) = \omega$$

$$T_2(\omega) = 2\omega^2 - 1$$

$$T_3(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega$$

dst.

Dengan  $T_n(\omega) = \cos\left(n\frac{\psi}{2}\right)$

Polinomial Chebyshev biasanya dinyatakan sebagai  $T_n(x)$  dengan:

$$x = \omega x_0 = x_0 \cos(\psi / 2) = x_0 \cos\left(\frac{2\pi \cdot d \sin \phi^\circ}{\lambda} \cdot \frac{1}{2}\right)$$

Untuk distribusi pembobotannya sendiri,  $A_k$ , dapat diperoleh dengan menyamakan koefisien berikut dengan

$T_{M-1}(x)$ :

$$E = \begin{cases} 2 \sum_{k=0}^{M-1} A_k \cos\left[(2k+1)\frac{\psi}{2}\right] & \text{jumlah elemen genap} \\ 2 \sum_{k=0}^{M-1} A_k \cos\left[(2k)\frac{\psi}{2}\right] & \text{jumlah elemen ganjil} \end{cases}$$

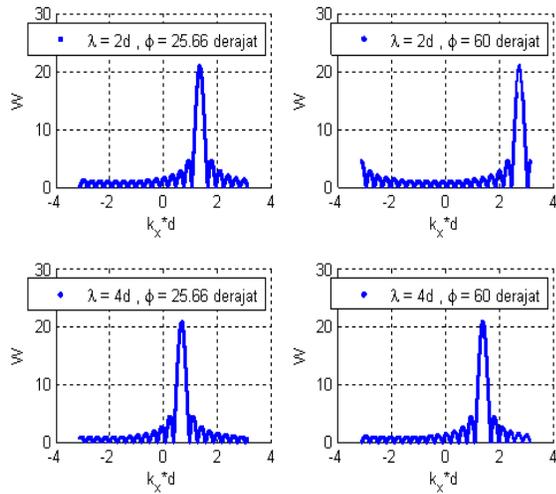
Bagaimana jika distribusi-distribusi tersebut digunakan untuk menentukan variasi  $w_m$  pada proses *delay and sum* di antena atau sensor penerima? Berdasarkan teorema resiprositas Carson, seharusnya karakteristik antena sebagai

pemancar sama dengan karakteristik antena sebagai penerima [5]. Dengan demikian, pembobotan dengan keempat distribusi tersebut seharusnya menghasilkan pola *array* yang mirip dengan pola radiasi antena sebagai pemancar (gambar 4).

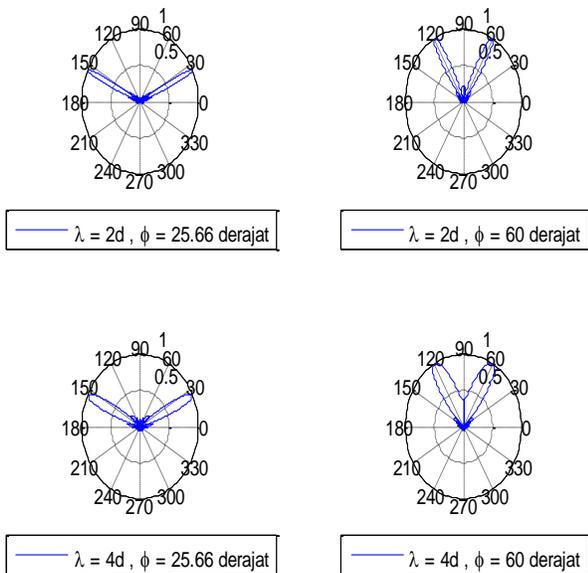
Untuk mengetahui bagaimana pola *array* dari masing-masing distribusi, dilakukanlah simulasi dengan menggunakan bantuan komputer. Output yang akan diamati adalah pola *array*  $W(\omega^\circ \alpha_x - k_x^\circ)$  sebagai fungsi dari bilangan gelombang  $k_x$  dan sudut datang gelombang  $\phi^\circ$ . Untuk simulasi, dipergunakan parameter  $\lambda = 2d$  dan  $\lambda = 4d$ , serta  $\phi = 25,66^\circ$  dan  $\phi = 60^\circ$ , sesuai dengan parameter yang digunakan oleh referensi [3]. Jumlah *array* yang dipergunakan adalah  $M = 21$ .

Algoritma *Fast Fourier Transform* (FFT) dipergunakan untuk mencari  $W(\mathbf{k})$  dari distribusi masing-masing *array*,  $w_k$ , yang diinputkan oleh *user*. Setelah  $W(\mathbf{k})$  diperoleh, pola *array* dapat dicari dengan melakukan plot  $k_x$  dan  $\phi^\circ$  terhadap  $W(\mathbf{k})$  dengan variabel  $\mathbf{k}$  digantikan oleh  $\omega^\circ \alpha - \mathbf{k}^\circ$  atau  $k(\sin \phi^\circ - \sin \phi)$ . Dengan demikian, simulasi ini sebenarnya berlaku secara umum untuk semua distribusi. Hasil simulasi yang diperoleh adalah sebagai berikut.

**A. Distribusi Uniform**

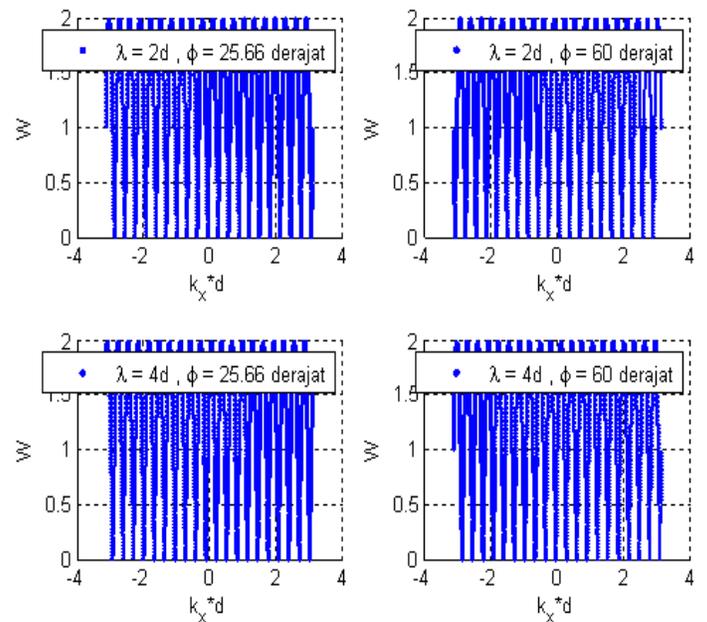


(a)

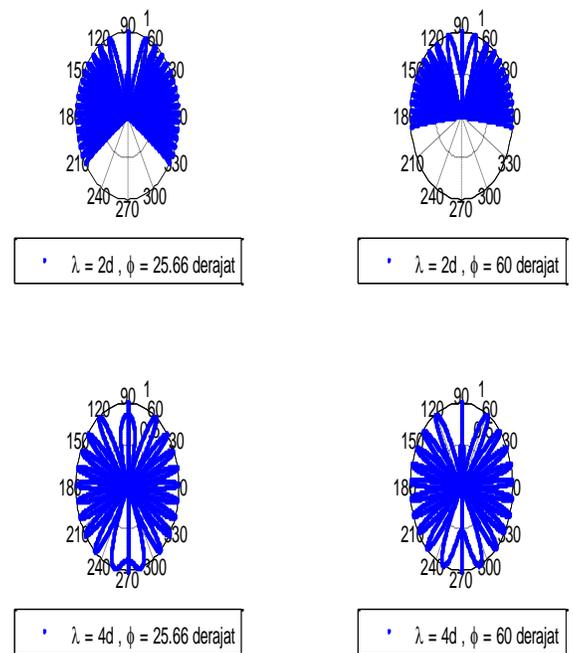


(b)

**B. Distribusi Edge**



(a)

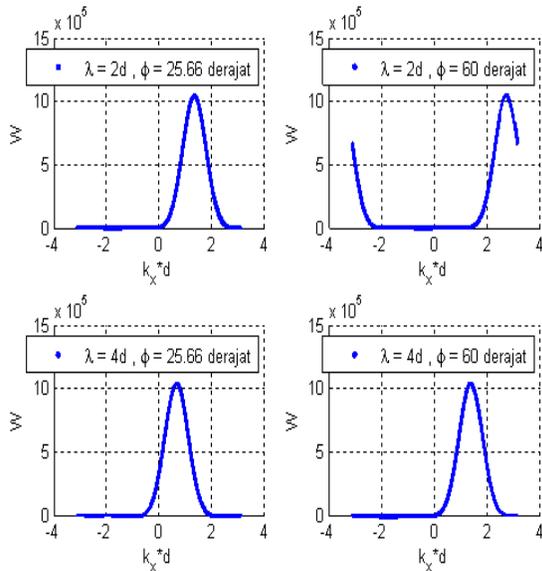


Gambar 5. Hasil Simulasi  $W$  sebagai Fungsi Dari (a) Bilangan Gelombang dan (b) Sudut Datang Pada Distribusi *Uniform*

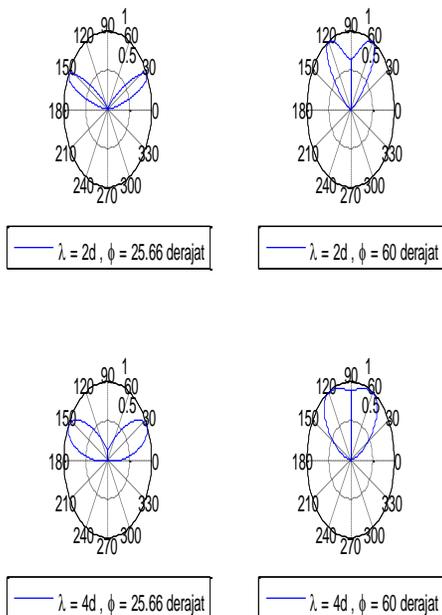
(b)

Gambar 6. Hasil Simulasi  $W$  sebagai Fungsi Dari (a) Bilangan Gelombang dan (b) Sudut Datang Pada Distribusi *Edge*

**C. Distribusi Binomial**



(a)



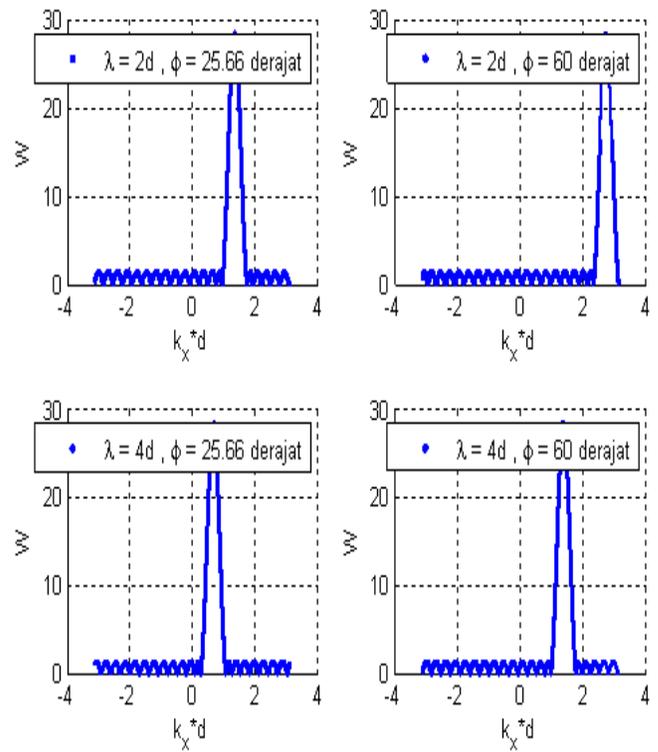
(b)

Gambar 7. Hasil Simulasi  $W$  sebagai Fungsi Dari (a) Bilangan Gelombang dan (b) Sudut Datang Pada Distribusi Binomial

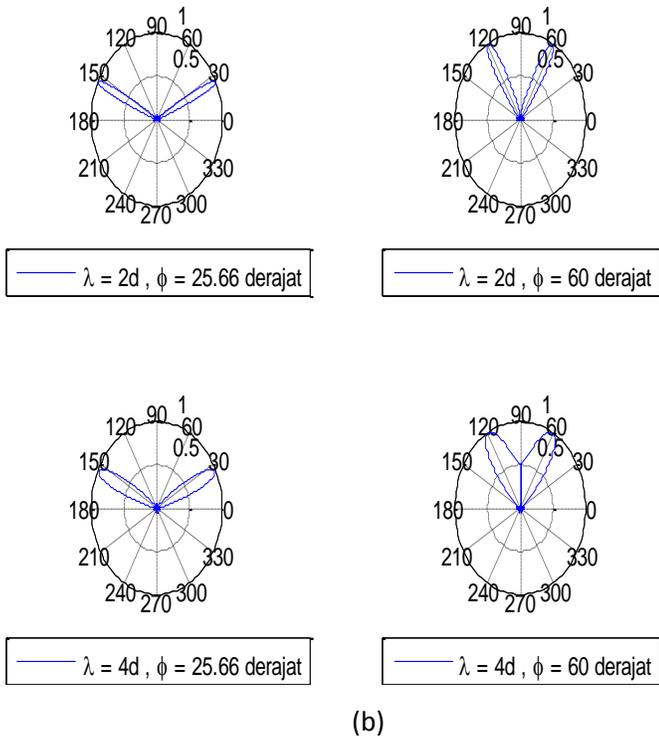
**D. Distribusi Dolph Chebyshev**

Untuk distribusi ini, dipilih  $R = 26$  dB. *Source code* untuk pembangkitan  $w_m$  dimodifikasi dari referensi [6].

Hasil yang diperoleh adalah sebagai berikut.



(a)



Gambar 8. Hasil Simulasi  $W$  sebagai Fungsi Dari (a) Bilangan Gelombang dan (b) Sudut Datang Pada Distribusi Dolph-Chebyshev dengan  $R = 26$  dB

Jika dibandingkan antara *beamwidth* dan *side lobe level*, maka diperoleh hasil sebagai berikut.

Tabel 1 – *Beamwidth* untuk Berbagai Distribusi

Distribusi	<i>Beamwidth</i> (°)			
	$\lambda=2d; \phi = 25.66^\circ$	$\lambda=4d; \phi = 25.66^\circ$	$\lambda=2d; \phi = 60^\circ$	$\lambda=4d; \phi = 60^\circ$
Uniform	12.16389	24.53405	23.57721	47.52664
Edge	5.7885	11.602	10.579	22.334

		4	5	5
Binomial	76.6	122.015	69.6495	90
Dolph-Chebyshev	16.2378	33.0136	35.5806	52.2277

Tabel 2– *Side Lobe Level* untuk Berbagai Distribusi

Distribusi	<i>Side Lobe Level</i> (dB)			
	$\lambda=2d; \phi = 25.66^\circ$	$\lambda=4d; \phi = 25.66^\circ$	$\lambda=2d; \phi = 60^\circ$	$\lambda=4d; \phi = 60^\circ$
Uniform	13.195	13.195	13.195	13.195
Edge	0	0	0	0
Binomial	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$
Dolph-Chebyshev	26.003	26.003	26.003	26.003

#### IV. DISKUSI

Dari Tabel 1 dan 2, dapat dilihat bahwa distribusi *edge* memberikan *beamwidth* yang terkecil dibandingkan dengan distribusi lainnya, namun memiliki *side lobe* yang besar, bahkan sama besar dengan *main lobe*-nya. Distribusi *uniform* memberikan *beamwidth* yang cukup baik, jika diperhatikan lebih kecil jika

dibandingkan dengan distribusi binomial dan Dolph-Chebyshev. Meskipun *beamwidth*-nya lebih lebar jika dibandingkan dengan distribusi *edge*, level *side lobe*-nya jauh berkurang, sehingga dari gambar 5 terlihat adanya perbedaan antara *side lobe* dan *main lobe*, yaitu daerah *main lobe* memiliki level yang lebih besar dibandingkan dengan yang lain. Apabila kita menginginkan tidak adanya *side lobe*, maka dapat digunakan distribusi binomial. Pada gambar 7, dapat dilihat bahwa distribusi ini tidak menghasilkan *side lobe* sama sekali sehingga *side lobe level* bernilai tak berhingga. Kelemahan dari distribusi ini terletak pada *beamwidth* yang berukuran paling besar dibandingkan dengan ketiga distribusi lainnya.

Sifat dari ketiga distribusi tersebut dapat dianalisis secara matematis dengan melihat Transformasi Fourier dari dari distribusi pembobotan  $w_m$ . Untuk distribusi Edge, nilai  $W(k)$  adalah:

$$|W(k)| = \left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} w_m \exp(jkmd) \right| = \left| \sum_{m=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} w_m \exp(jkm) \right|$$

$$= \exp\left(jkd \frac{M-1}{2}\right) + \exp\left(-jkd \frac{M-1}{2}\right)$$

$$|W(k)| = 2 \left| \cos\left(\frac{kd}{2}(M-1)\right) \right| \tag{4.1}$$

Dari persamaan (4.1), dapat dilihat bahwa  $|W(kd)|$  bersifat periodik dengan periode  $T$  sebesar:

$$T = \frac{2\pi}{M-1} \tag{4.2}$$

Untuk  $M = 21$ , maka diperoleh periode sebesar 0,314, sesuai dengan hasil pada gambar 6(a). Dengan adanya sifat periodik ini, dapat disimpulkan bahwa  $W(k)$  akan memiliki banyak *side lobe* dengan amplitudo yang uniform sama seperti *main lobe*-nya atau *side lobe level* bernilai 0 dB.

Pada distribusi uniform, persamaan untuk  $W(k)$  diberikan oleh [3]:

$$W(k) = \frac{\sin\left(\frac{kMd}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd}{2}\right)} \tag{4.3}$$

Persamaan (4.3) ini akan beresilasi di sumbu  $kd$  dengan amplitudo yang lebih kecil jika dibandingkan dengan *main lobe*-nya sehingga

pola *array*-nya akan memiliki *side lobe* yang lebih kecil dibandingkan dengan distribusi Edge.

Pola *array* untuk distribusi binomial dapat dicari dengan memanfaatkan persamaan berikut:

$$(x + y)^n = \sum_{m=0}^n \binom{n}{m} x^{n-m} y^m \quad (4.4)$$

Ganti variabel  $x$  pada persamaan (4.4) dengan 1, variabel  $y$  dengan  $e^{jkd}$ , variabel  $n$  dengan  $M - 1$  dan sehingga:

$$(1 + e^{jkd})^{M-1} = \sum_{m=0}^{M-1} \binom{M-1}{m} e^{jkd m} \quad (4.5)$$

Di mana sisi kanan persamaan (4.5) merupakan Transformasi Fourier dari koefisien binomial. Dengan demikian, pola *array*  $W(k)$  dirumuskan oleh:

$$W(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \binom{M-1}{m} e^{jkd m} = (1 + e^{jkd})^{M-1} \\ = \left[ e^{jkd/2} \left( e^{-jkd/2} + e^{jkd/2} \right) \right]^{M-1}$$

$$W(k) = 2^{M-1} \cos^{M-1}(kd/2) e^{jkd \frac{M-1}{2}} \quad (4.6)$$

Jika elemen ke- $\frac{M-1}{2}$  dilihat sebagai titik pusat, akan terjadi pergeseran fasa sebesar  $e^{-jkd \frac{M-1}{2}}$  sehingga, persamaan (4.6) menjadi:

$$W(k) = 2^{M-1} \cos^{M-1}(kd/2) \quad (4.7)$$

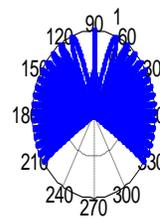
Pola *array* ini hanya bernilai nol untuk  $kd = \pm \pi$  untuk  $-\pi \leq kd \leq \pi$  yang mana kedua titik ini merupakan batas dari *main lobe* dan sekaligus batas dari nilai  $kd$  yang diperbolehkan. Oleh karena itu, *side lobe* akan hilang pada distribusi binomial.

Untuk distribusi Dolph-Chebyshev dengan  $R = 26$  dB dan  $M = 21$ , terlihat bahwa perbandingan antara level *main lobe* dan *side lobe* adalah sekitar 26 dB. Hal ini sesuai dengan spesifikasi dan lebih besar jika dibandingkan dengan distribusi *uniform* yang maksimumnya hanya mencapai harga 4. Akibatnya, *beamwidth* dari distribusi Dolph-Chebyshev tidak sesempit distribusi *uniform*. Jika dibandingkan dengan distribusi binomial, perbandingan nilai level *main lobe* dan *side lobe*-nya tidak terlalu besar. Perlu diingat bahwa karena level *side lobe* pada distribusi binomial adalah nol, maka perbandingan antara kedua level tersebut adalah tak berhingga. Karena nilai  $R$  yang lebih kecil, *beamwidth* dari distribusi Dolph-Chebyshev lebih sempit jika dibandingkan dengan penggunaan distribusi binomial dalam pembobotan *delay and sum beamforming*. Dengan demikian, dapat dikatakan bahwa distribusi Dolph-Chebyshev dapat digunakan untuk mengatasi *trade off* antara *beamwidth*

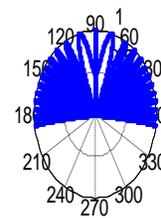
dan perbandingan level *main lobe-side lobe* dengan menspesifikasikan salah satu dari kedua parameter tersebut.

Distribusi Dolph-Chebyshev akan menghasilkan *side lobe* yang sama besar, seperti yang dapat dilihat pada gambar 8 atau sering juga disebut equiripple. Peristiwa serupa juga terjadi apabila distribusi Dolph-Chebyshev digunakan sebagai *window* dalam domain waktu [7]. Hal ini disebabkan oleh penggunaan polinomial  $T_n(x)$  yang memiliki titik ekstrim seragam, yaitu  $\pm 1$  untuk  $-1 \leq x \leq 1$  sebagai pola *array*.

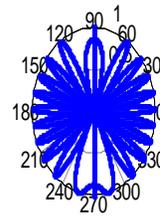
Dalam simulasi ini, parameter yang dapat diatur pada distribusi Dolph-Chebyshev adalah perbandingan antara level *main lobe* dan *side lobe* ( $R$ ). Jika nilai  $R$  diset sama dengan satu atau 0 dB, maka akan didapatkan hasil berikut.



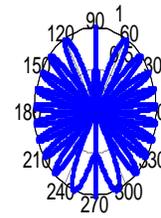
•  $\lambda = 2d, \phi = 25.66$  derajat



•  $\lambda = 2d, \phi = 60$  derajat

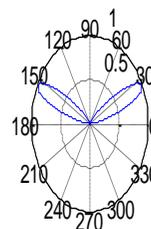


•  $\lambda = 4d, \phi = 25.66$  derajat

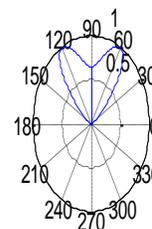


•  $\lambda = 4d, \phi = 60$  derajat

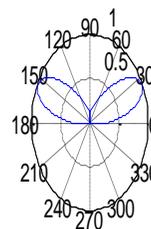
Gambar 9. Hasil Simulasi  $W$  sebagai Fungsi Dari Sudut Datang Pada Distribusi Dolph-Chebyshev untuk  $R = 1$



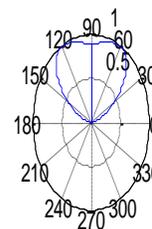
—  $\lambda = 2d, \phi = 25.66$  derajat



—  $\lambda = 2d, \phi = 60$  derajat



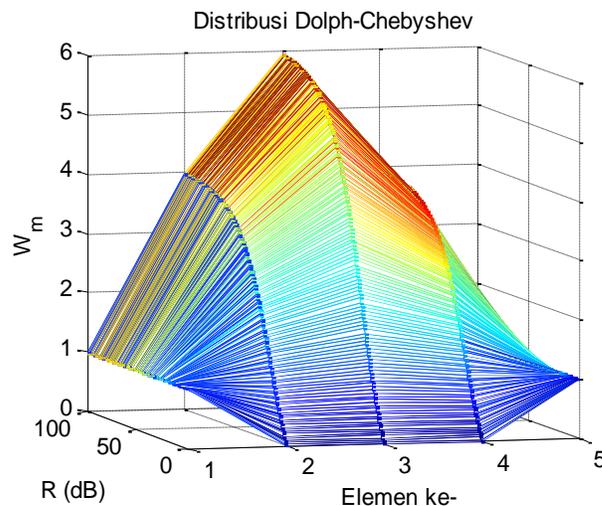
—  $\lambda = 4d, \phi = 25.66$  derajat



—  $\lambda = 4d, \phi = 60$  derajat

Gambar 10. Hasil Simulasi  $W$  sebagai Fungsi Dari Sudut Datang Pada Distribusi Dolph-Chebyshev untuk  $R = \infty$

Gambar 9 sama persis dengan gambar 6, yaitu pola *array* untuk distribusi *edge*. Apabila nilai  $R$  diset berharga sangat besar, maka diperoleh hasil seperti yang ditunjukkan pada gambar 10, yang hasilnya sama seperti jika kita menggunakan distribusi binomial. Dengan demikian, dapat disimpulkan bahwa distribusi *edge* dan binomial sebenarnya merupakan bagian dari distribusi Dolph-Chebyshev, dengan nilai  $R$  masing-masing adalah 1 dan tak berhingga. Sebagai tambahan, gambar 11 menunjukkan distribusi Dolph-Chebyshev untuk berbagai nilai  $R$  (dipilih  $M = 5$  elemen agar terlihat dengan jelas). Terlihat bahwa pada saat  $R$  semakin besar, distribusinya semakin mendekati distribusi binomial, yaitu 1, 4, 6, 4, dan 1. Sementara itu, jika  $R = 0$ , distribusi yang dihasilkan adalah distribusi *edge*, yaitu 1, 0, 0, 0, dan 1.



Gambar 11. Distribusi Dolph-Chebyshev untuk Berbagai Nilai  $R$  ( $M = 5$  Elemen).

Jika kita melihat hasil simulasi untuk tiap-tiap distribusi, distribusi pembobotan pada  $w_m$  hanya akan mempengaruhi bentuk *side lobe* dan berimplikasi pada lebar berkas pada *main lobe*. Misalnya, untuk distribusi *uniform*, dapat dilihat bahwa *side lobe* memiliki level yang berbeda-beda. Hal ini berbeda dengan keluarga distribusi Dolph-Chebyshev yang bersifat *equiripple*. Arah dari *main lobe* sendiri hanya dipengaruhi oleh  $\phi$  dan distribusi  $w_m$  sama sekali tidak berhubungan dengan arah *main lobe*.

## V. PENUTUP

Sebagai penutup, dapat disimpulkan bahwa:

1. Dalam perancangan *array* untuk aplikasi *beamforming*, terjadi *trade off* antara *beamwidth* dan perbandingan level *main*

*lobe-side lobe*. Dengan membandingkan distribusi *uniform*, *edge*, binomial, dan Dolph-Chebyshev, dapat dilihat bahwa distribusi yang memberikan *beamwidth* terkecil adalah distribusi *edge*, namun memiliki perbandingan *main lobe-side lobe* terburuk. Hal yang sebaliknya terjadi ketika menggunakan distribusi binomial. Untuk mengatasi *trade off* ini, dapat digunakan distribusi Dolph-Chebyshev sehingga didapatkan hasil yang optimum jika salah satu parameter perancangan diketahui.

2. Pemilihan distribusi pembobotan pada *delay and sum beamforming* akan mempengaruhi bagaimana bentuk *side lobe* dan akan berimplikasi pada *beamwidth* dari *main lobe*. Arah dari *main lobe* sendiri tidak dipengaruhi oleh  $w_m$ , akan tetapi hanya dipengaruhi oleh  $\phi$  yang ditentukan dari *delay* masing-masing lengan *delay and sum beamforming*.

#### DAFTAR PUSTAKA

- [1]. Barry D. Van Veen and Kevin M. Buckley, "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering," *IEEE ASSP Magazine*, April, pp. 4-24, 1988.
- [2]. Hamid Krim and Mats Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing Research," *IEEE Signal Processing Magazine*, July, pp. 67-94, 1996.
- [3]. D.H Johnson and D.E. Dudgeon, *Array Signal Processing Concepts and Techniques*. New Jersey: Prentice Hall, ch.4, 1993.
- [4]. J.D. Kraus and R.J. Marhefka, *Antennas for All Applications*. 3<sup>rd</sup> edition. New York: McGraw Hill, ch.5, 2002.
- [5]. Herman Judawisastra, *ET-4030 Antena & Propagasi Gelombang*. Bandung: Penerbit ITB, ch. 2.
- [6]. S.J. Orfanidis. (Cited: March 30, 2011), *Electromagnetic Waves and Antennas*. [Online]. Available: <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa>
- [7]. Peter Lynch, "The Dolph–Chebyshev Window: A Simple Optimal Filter," *American Meteorological Society Notes and Correspondence*, Vol.125, April, pp. 655-660, 1997.